А. П. Цитович

ЯДЕРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов физических и инженерно-физических специальностей вузов

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1984

ББК 22.38
Ц 74
УДК 539.1.075 (075.8)

Рецензенты: Московский физико-технический институт.
Доктор технических наук И. В. Штраних

Цитович А. П.

Ц74 Ядерная электроника: Учеб. пособие для вузов.— М.: Энергоатомиздат, 1984.—408 с. ил.

В пер.: 1 р. 30 к. 6500 экз.

Последовательно изложены электронные методы, принципы построения приборов и автоматизированных систем, применяемых в экспериментальной ядерной физике. Особое внимание уделено применению микроэлектроники, вычислительных машин, микропроцессоров и программно-управляемых модульных систем. Анализируются погрешности измерений различных устройств, связанные со статистическим характером и большой скоростью поступления информации, и рассматриваются способы их уменьшения.

Для студентов вузов, специализирующихся в области ядерной физики и ядерно-физического приборостроения.

Ц $\frac{1704070000\text{-}348}{051(01)\text{-}84}$ 55—84

ББК 22.38
530.4

© Энергоатомиздат, 1984

ПРЕДИСЛОВИЕ

В экспериментальной ядерной физике очень широко применяются электронные методы, приборы и автоматизированные системы. Объясняется это тем, что в ядерных исследованиях изучаются быстро протекающие статистически распределенные во времени и пространстве события и обрабатываются очень большие объемы информации. Область электроники, связанную с ядерной физикой, обычно называют ядерной электроникой. История ее формирования охватывает последние три десятилетия. Она развивалась вместе с ядерной физикой, используя основные достижения радиотехники, радиоэлектроники и вычислительной техники и часто внося новое в эти области. Так, в экспериментальной ядерной физике появились впервые логические элементы — схемы совпадений и антисовпадений, электронные счетчики, различные наносекундные устройства и др. Последние годы в ядерную электронику интенсивно внедряется микроэлектроника и автоматизация на базе вычислительной техники.

Многие электронные методы и устройства, разработанные для ядерных исследований, применяют в других областях физики, в промышленности, геологии и нефтеразведке, космических исследованиях, химии, биологии и медицине и др.

Вопросам ядерной электроники посвящено большое число книг и статей в научно-технических журналах, большинство рассчитано на специалистов, и их содержание часто недоступно неподготовленному читателю. Достаточно полных учебных пособий в последнее десятилетие не выходило.

В данной книге дается систематическое изложение основных вопросов современной ядерной электроники; она предназначена для студентов старших курсов, специализирующихся в области экспериментальной ядерной физики. В основу положен курс лекций, читавшийся автором в течение ряда лет в Московском инженерно-физическом институте. При написании книги были использованы многочисленные материалы, опубликованные в советской и зарубежной научно-технической периодике.

Часть излагаемого материала выходит за рамки лекционного курса и может быть использована при подготовке к семинарским и лабораторным занятиям. Некоторые разделы, очевидно, будут полезны инженерам, занятым разработкой электронной аппаратуры и автоматизацией эксперимента.

На физических факультетах ядерную электронику изучают после детального ознакомления с детекторами частиц и основами электронных схем. Поэтому в данной книге приводятся только те сведения о детекторах излучений, которые нужны для правильного согласования их с электронными устройствами. Не изложены систематически элементы электронных схем. Подробно рассматриваются только элементы и узлы, специфичные для ядерной электроники.

Материал книги рассчитан на постепенное освоение курса от простого к более сложному. В первых двух главах рассматриваются методы съема сигналов с детекторов излучений и аналоговая обработка этих сигналов. Затем следует глава с изложением вопросов цифровой регистрации событий. В ней достаточно подробно излагаются особенности логических элементов, структура счетчиков, регистров и запоминающих устройств. Эта глава в большой степени подготавливает читателя к изучению методов и аппаратуры для ядерных спектрометрических измерений (гл. 4, 5, 6), в которых широко применяются аналого-цифровые преобразователи (кодировщики) и запоминающие устройства, входящие в состав многоканальных, многомерных и корреляционных анализаторов, являющихся по сути дела специализированными вычислительными устройствами. В гл. 7 рассматривается применение вычислительных машин и микропроцессоров для автоматизации эксперимента и даются общие сведения о программно-управляемых модульных системах. Последняя, гл. 8, также посвящена вопросам автоматизации ядерных исследований — съему данных с координатно-чувствительных и трековых детекторов. Рассматриваются прямые (бесфильмовые) методы получения информации и методы обработки фотографий треков.

При изложении материала много внимания уделяется вопросам применения современной интегральной микроэлектроники. Анализируется поведение электронных схем и устройств при обработке ими статистически распределенной информации и оцениваются вносимые аппаратурой погрешности.

Прилагаемый список литературы ограничен, но он включает ряд обзорных книг и статей, снабженных обширной библиографией, а также оригинальные работы, которые будут полезны для более глубокого изучения отдельных вопросов.

Автор весьма признателен профессорам М. С. Козодаеву и В. М. Колобашкину, способствовавшим появлению этой книги, а также сотрудникам кафедры экспериментальных методов ядерной физики Московского инженерно-физического института, принимавшим участие в формировании курса. Очень благодарен автор за ценные советы, сделанные при рецензировании книги доктором технических наук И. В. Штрайхом и кафедрой МФТИ, руководимой профессором И. В. Чувило. Автор заранее благодарит читателей за все критические замечания, которые будут содействовать дальнейшему улучшению книги.

Автор

Глава 1
Методы съема сигналов с детекторов излучений

§ 1.1. ДЕТЕКТОРЫ ИЗЛУЧЕНИЙ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Принцип действия различных типов детекторов излучений основан на физических явлениях, возникающих при взаимодействии ионизирующих излучений с веществом. В большинстве детекторов используется ионизация атомов и молекул, вызываемая частицами и квантами. На регистрации возникающих при этом свободных электронов и ионов основана работа таких детекторов, как импульсная ионизационная камера, пропорциональный счетчик, газоразрядные счетчики Гейгера, полупроводниковые детекторы. Ионизационные эффекты используются и в детекторах следов частиц (камера Вильсона, пузырьковые, пропорциональные и дрейфовые камеры).

На регистрации фотонов, испускаемых возбужденными атомами и молекулами, основаны сцинтилляционные детекторы, а также такие детекторы следов частиц, как твердая сцинтилляционная камера и искровые счетчики. В счетчиках Черенкова регистрируются световые вспышки, возникающие при прохождении быстрых частиц через прозрачную среду (при соблюдении определенных соотношений между скоростью частицы и показателем преломления среды).

На выходе детекторов излучений возникают электрические сигналы (импульсы тока или напряжения), которые используются для определения интенсивности излучения или его спектрального состава. Необходимая информация извлекается из таких параметров: число зарегистрированных событий, амплитуда импульсов, их форма, временные корреляции между событиями и т. д. Регистрация и анализ событий выполняются электронными устройствами, подключенными к детекторам излучений. Поэтому очень важно сохранить и передать нужную информацию от детекторов регистрирующим и анализирующим устройствам.

Несмотря на то что типы детекторов различаются по принципу действия, все они выдают сравнительно слабые электрические сигналы малой длительности, статистически распределенные во времени. Эти сигналы необходимо усиливать и формировать. Кроме того, почти все детекторы — это типичные датчики тока, для которых сила тока, поступающего в нагрузку, практически не зависит от сопротивления нагрузки. Основные характеристики детекторов для регистрации частиц и γ-квантов даются в этом разделе. При этом главное внимание уделяется тем параметрам, которые характеризуют детекторы как датчики электрических

сигналов для подключаемых к ним электронных устройств. Особенности координатно-чувствительных и трековых детекторов будут рассмотрены при изложении методов съема информации с этих приборов.

1.1.1. ИМПУЛЬСНЫЕ ИОНИЗАЦИОННЫЕ КАМЕРЫ И ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫЕ СЧЕТЧИКИ

Двухэлектродная камера. Импульсная ионизационная камера представляет собой некоторый объем, заполненный газом, в котором находятся два изолированных электрода (рис. 1.1,*а*). Чаще всего электроды выполняются в виде металлических пластин. К электродам через сопротивление нагрузки $R_н$ прикладывается разность потенциалов E. Радиоактивный препарат обычно помещают внутрь камеры, например им покрывают один из электродов. Заряженные частицы теряют свою энергию в газе между электродами камеры. При этом в результате ионизации создается N пар электронов и положительных ионов с полным зарядом, равным

$$Q = \pm Ne, \tag{1.1}$$

где e — заряд электрона.

Напряженность электрического поля в камере устанавливают такой, чтобы свести к минимуму потери, происходящие в результате рекомбинации ионов, но в то же время чтобы исключить возможность ударной ионизации и автоэлектронной эмиссии.

Под действием электрического поля электроны и положительные ионы движутся соответственно к положительному и отрицательному электродам камеры.

При этом в результате изменения электрического поля между электродами в их цепи возникает ток. Протекающий через камеру суммарный ток $I_к$ состоит из электронной $I_э$ и ионной составляющих $I_и$

$$I_к = I_э + I_и. \tag{1.2}$$

Скорость движения носителей заряда зависит от их подвижности $\mu_э$ и $\mu_и$, пропорциональна напряженности электрического поля и обратно пропорциональна давлению газа P

$$V_э = -\mu_э \frac{E}{P}; \qquad V_и = \mu_и \frac{E}{P}. \tag{1.3}$$

Подвижность ионов определяется их массой, составом газа и его

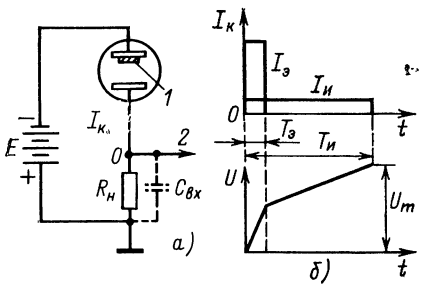


Рис. 1.1. Схема включения импульсной ионизационной камеры (*а*), составляющие тока камеры и напряжение на выходе при $\tau_{вх} = \infty$ (*б*):
1 — радиоактивный источник; *2* — к усилителю

давлением и приблизительно равна $\mu_и \approx 10^{-3}$ см$^{-3}$·мм рт. ст./мкс, она примерно в 10^3 раз меньше подвижности электронов $\mu_э$. Поэтому образовавшиеся в некоторой точке объема камеры электроны и ионы будут двигаться к электродам в течение различного времени. Время собирания электронов $T_э$ обычно меньше 1 мкс, а время собирания ионов $T_и$ примерно в 10^3 раз больше. Составляющая электронного тока существует в течение интервала времени $0<t<T_э$ и равна

$$I_э = QV_э/L, \tag{1.4}$$

в то время как составляющая ионного тока будет в течение значительно большего времени $0<t<T_и$, ее значение определяется выражением

$$I_и = QV_и/L. \tag{1.5}$$

В выражениях (1.4) и (1.5) L — расстояние между электродами. На рис. 1.1,*б* показаны электронные и ионные составляющие суммарного тока камеры. Изображенные импульсы тока несколько идеализированы: здесь не учитывается протяженность ионного следа и его направление, но основные соотношения между электронной и ионной составляющими соответствуют истине.

Ток камеры протекает в замкнутой цепи. Если бы внешняя цепь состояла только из сопротивления нагрузки $R_н$ и источника высокого напряжения E, то выходной сигнал был бы равен падению напряжения от тока $I_к$ на $R_н$ и повторял форму импульсов тока. В реальной схеме параллельно сопротивлению нагрузки всегда включена некоторая эквивалентная емкость $C_{вх}$, равная сумме емкостей камеры $C_к$ и входа электронной схемы $C_э$, подключаемой к камере. Поэтому ток интегрируется цепью с постоянной времени $\tau_{вх}=R_н C_{вх}$. Полное собирание всех носителей в камере, очевидно, будет в том случае, если $\tau_{вх}$ больше времени собирания электронов $T_э$ и ионов $T_и$. На рис. 1.1,*б* показана форма напряжения на выходе схемы для $\tau_{вх}=\infty$. Напряжение сначала нарастает круто за счет электронной составляющей $I_э$, а затем полого — при протекании ионной составляющей $I_и$. Максимальное значение этого напряжения определяется суммарным зарядом Q и емкостью $C_{вх}$

$$U_m = Q/C_{вх}. \tag{1.6}$$

В реальной схеме постоянную времени делают $\tau_{вх}>T_и$, если хотят получить практически полное собирание, либо выбирают $T_э<\tau_{вх}<T_и$, обеспечивая только электронное собирание. В последнем случае длительность выходных сигналов будет значительно меньше. Более детально этот вопрос будет рассмотрен в следующем параграфе.

Энергия, необходимая для создания одной пары носителей заряда, составляет около 35 эВ для воздуха. Поэтому ионизирующая частица с энергией 1 МэВ создает в камере около 30 000 пар ионов с суммарным зарядом 10^{-14} Кл. При емкости входной цепи

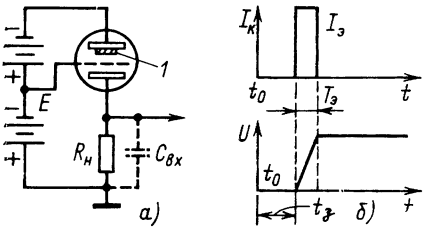


Рис. 1.2. Схема включения ионизационной камеры с сеткой (*а*); электронная составляющая тока и напряжение на выходе при $\tau_{вх}=\infty$ (*б*):
1 — источник

$C_{вх}=30$ пФ выходной сигнал будет равен 0,3 мВ. Заметим, что напряжение питающего камеру источника составляет несколько сотен вольт и практически все приложено к электродам камеры при протекании через нее тока. Следовательно, можно говорить об очень большом внутреннем сопротивлении камеры и независимости протекающего через нее тока от нагрузки, которая всегда значительно меньше внутреннего сопротивления камеры. Таким образом, импульсная ионизационная камера — типичный датчик тока.

Камера с сеткой. В спектрометрических исследованиях применяется так называемая импульсная ионизационная камера с сеткой (рис. 1.2). В ней между двумя плоскими электродами установлен третий электрод в виде сетки с высокой проницаемостью. Камеру рассчитывают так, чтобы пробеги частиц, испускаемых источником, укрепленным у верхнего отрицательного электрода, умещались между этим электродом и сеткой. Возникающие в результате ионизации электроны под действием электрического поля движутся к сетке и пронизывают ее. Далее они попадают в ускоряющее поле нижнего электрода, и во время их движения от сетки до момента прилипания в цепи нагрузки $R_н C_{вх}$ течет ток камеры $I_к$ (рис. 1.2,*б*). Этот ток определяется только электронной составляющей $I_к=I_э$, поэтому его длительность и время нарастания напряжения на выходе (для $\tau_{вх}=\infty$) равны времени собирания электронов $T_э$. Заметим, что в данном случае возникает некоторая задержка $t_з$ между моментом ионизации t_0 и импульсом тока. Эта задержка равна времени пролета электронов от места их образования до сетки.

Разделение электронов и ионов при помощи поля сетки обеспечивает не только быстрое собирание носителей, но в конечном итоге уменьшает зависимость амплитуды выходного импульса от места пролета частицы. Поэтому камеры с сеткой применяют в спектрометрических исследованиях, связанных с измерением амплитудных распределений.

Пропорциональный счетчик отличается от импульсной ионизационной камеры в основном режимом работы. В нем создается такая напряженность электрического поля, что электроны на длине свободного пробега накапливают энергию, достаточную для ударной ионизации молекул. Вследствие этого увеличивается число движущихся зарядов, наводящих ток во внешней цепи.

Полный заряд, проходящий через пропорциональный счетчик, пропорционален первичной ионизации

$$Q' = mQ, \tag{1.7}$$

где Q — заряд, выделившийся при начальной ионизации; m — коэффициент газового усиления, его значение в пропорциональной области порядка 10^3. Поэтому амплитуда импульса на выходе пропорционального счетчика значительно больше, чем у импульсной ионизационной камеры, и достигает десятых долей вольта.

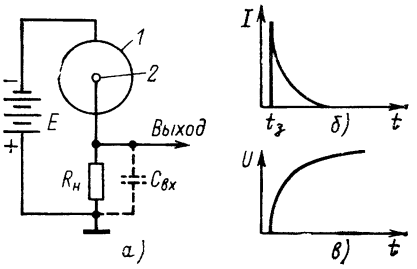


Рис. 1.3. Схема включения цилиндрического пропорционального счетчика (*а*); импульс тока через счетчик (*б*) и напряжение на выходе при $\tau_{вх}=\infty$ (*в*): *1* — корпус; *2* — нить

Конструктивно пропорциональные счетчики выполняют в виде цилиндра — катода, по центру которого установлена нить — анод (рис. 1.3,*а*). Этим обеспечиваются неоднородность и повышенная напряженность поля у нити — собирающего электрода. Вблизи нити имеются условия возникновения газового разряда. Регистрируемая частица в этой области создает заряд, значительно превышающий первичную ионизацию. При этом электроны проходят короткий путь и быстро собираются на нить, в то время как положительные ионы проходят практически все расстояние от нити до цилиндра. Поэтому протекающий через детектор ток в основном обеспечивается ионной составляющей. Импульс тока резко нарастает в начальный момент движения ионов вблизи анода (рис. 1.3,*б*). Кроме того, наблюдается некоторая задержка около 10^{-7} с импульса тока относительно момента первичной ионизации, зависящая от места попадания частицы в детектор. Неопределенность этой задержки вызывает трудности в тех случаях, когда необходимо точно знать момент регистрации частицы.

Форма импульса тока и напряжения для цилиндрического пропорционального счетчика при $\tau_{вх}=\infty$ описывается выражениями

$$I=\frac{mQ}{2\ln(r_2/r_1)}\frac{1}{t+t_0};\qquad U=\frac{mQ}{2C_{вх}\ln(r_2/r_1)}\ln\left(\frac{t}{t_0}+1\right),\qquad (1.8)$$

где Q — заряд, выделившийся при начальной ионизации; m — коэффициент газового усиления; r_1, r_2 — радиусы внутреннего и внешнего электродов;

$$t_0=\frac{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}{2\mu_и E}r_1^2,\qquad (1.9)$$

где E — напряжение между электродами.

Напряжение на нагрузке детектора (рис. 1.3,*в*) нарастает достаточно резко. Увеличение напряжения до половинной амплитуды происходит примерно за время, равное 0,01 всего времени собирания, и составляет десятки наносекунд. Малое время нарастания при значительном токе, протекающем через пропорциональный счетчик, позволяет получать приемлемое значение сигнала (10^{-3}—10^{-2} В) при малой постоянной времени входа $\tau_{вх}$.

1.1.2. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ СЧЕТЧИКИ

В газоразрядных счетчиках Гейгера напряженность электрического поля делается выше, чем в пропорциональных счетчиках, поэтому во время регистрации частицы или кванта помимо удар-

ной ионизации увеличивается вероятность фотоэффекта и вырывания электронов из поверхности катода детектора. Эта вероятность характеризуется коэффициентом γ. С увеличением напряженности электрического поля растет коэффициент газового усиления m, и при некотором его значении, когда $\gamma m = 1$, каждая образующаяся электронно-ионная лавина способна создать один свободный электрон. Последний вызывает новую лавину и т. д. Возникает так называемый самостоятельный разряд. Этот разряд возникает при определенном напряжении на счетчике, равном или превышающем напряжение зажигания $V_{заж}$. Протекающий через детектор ток также приобретает определенное значение. Регулирующий фактор — образующийся в объеме счетчика пространственный заряд. В зависимости от того, каким способом производится гашение разряда, счетчики Гейгера делятся на несамогасящиеся и самогасящиеся. Первые требуют специальных схем гашения (см. § 1.4), у вторых — гашение разряда происходит за счет процессов, протекающих в самом детекторе.

Форма импульса несамогасящегося счетчика. Важная особенность несамогасящегося и самогасящегося счетчиков Гейгера в том, что конечное значение протекающего через них тока и, следовательно, параметры выходного сигнала не зависят от первичной ионизации. Счетчик Гейгера — своеобразное триггерное устройство, его выходной импульс не несет информации о виде частиц и их энергии. Но счетчик широко используется для регистрации числа событий и определения временны́х корреляций. В последнем случае важно знать временны́е характеристики выходного импульса. Для несамогасящегося счетчика они могут быть получены при комплексном рассмотрении развития процессов как в самом детекторе, так и во внешней схеме.

Основная схема включения газоразрядного счетчика приведена на рис. 1,4,*а*; на счетчик подается исходное напряжение $E > V_{заж}$; выходной сигнал снимается с нагрузки $R_н$; емкость $C_{вх}$ эквивалентна сумме емкостей детектора и входа электронной схемы.

Регистрируемая частица может вызвать ионизацию в любом месте счетчика. Для возникновения разряда достаточно одной пары ионов. Электроны устремляются к аноду — нити, попадают в область высоких градиентов электрического поля, после чего начинается лавинообразный процесс возникновения разряда. Время задержки нарастания тока относительно момента попадания частицы в детектор колеблется от 10^{-7} с до 0 в зависимости от места первичной ионизации. Возникающий в нагрузке детектора ток вначале вызывается электронами лавины, которые за очень короткое время уходят на нить. Однако вклад электронной составляющей невелик, так как электроны проходят очень небольшой путь. В основном ток определяется ионной составляющей. Скорость нарастания напряжения на выходе схемы зависит от превышения исходного напряжения E над напряжением зажигания ($E - V_{заж}$ — так называемое перенапряжение), внутреннего сопротивления счетчи-

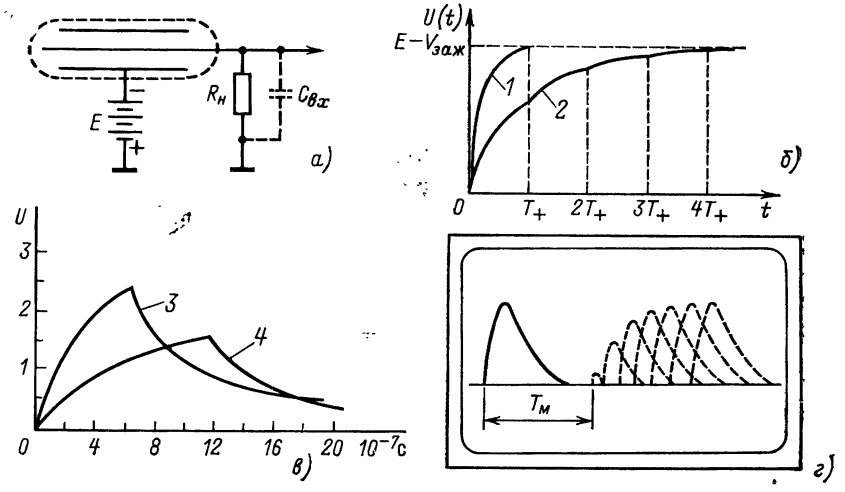


Рис. 1.4. Схема включения газоразрядного счетчика Гейгера *(а)*:

б — установление напряжения на выходе при прохождении одной *(1)* либо нескольких лавин *(2)* в несамогасящемся счетчике; *в* — форма импульсов самогасящегося счетчика при регистрации частицы в середине *(3)* и в конце *(4)* счетчика; *г* — определение мертвого времени самогасящегося счетчика с помощью осциллографа со ждущей разверткой

ка $R_{вн}$ и параметров схемы ($R_н C_{вх}$):

$$U_{вых} = \frac{R_н}{R_н + R_{вн}} (E - V_{заж}) \left[1 - \exp\left(-\frac{R_н + R_{вн}}{R_н R_{вн}} t\right)\right]. \quad (1.10)$$

Внутреннее сопротивление счетчика определяется его размерами, составом и давлением газа и имеет сравнительно небольшое значение — порядка 10^7 Ом. Амплитуда выходного сигнала достигает нескольких сот вольт. В зависимости от режима ($E - V_{заж}$) и парметров внешней цепи время установления напряжения на выходе определяется прохождением через сечтчик одной или нескольких лавин (рис. 1.4,*б*). В первом случае оно минимально и равно времени собирания положительных ионов T_+ (кривая *1*), во втором случае достигает нескольких T_+ (кривая *2*).

В обычном несамогасящемся счетчике Гейгера для прекращения разряда необходимы, как уже отмечалось, специальные схемы гашения. В противном случае после первой зарегистрированной частицы через счетчик потечет ток и новая регистрация будет невозможна.

Форма импульса самогасящегося счетчика. В самогасящемся счетчике разряд прекращается сам. Для этого в основной газ, заполняющий объем детектора, например аргон, вводится гасящая добавка — пары этилового спирта либо другие органические соединения. Тяжелые органические молекулы добавки всегда должны иметь меньшую энергию ионизации, чем легкие молекулы основной составляющей.

Вначале разряд в самогасящемся счетчике развивается так же, как и в несамогасящемся; возникает лавина. Но благодаря тому,

что потенциал ионизации тяжелых молекул добавки меньше, чем у основного газа, в лавине образуются в основном тяжелые ионы. Последние при попадании на катод не вызывают новых свободных электронов. Кроме того, тяжелые молекулы добавки поглощают на малом расстоянии испускаемые лавиной фотоны. Все это приводит к тому, что новых лавин у катода не образуется, а разряд распространяется довольно быстрой (10^6—10^7 см/с) вдоль нити счетчика, а затем, после полного ухода положительных ионов на катод, ток через счетчик прекращается.

Рассмотренная особенность развития разряда в самогасящемся счетчике приводит к тому, что время нарастания выходного импульса и его форма зависят от места начальной ионизации. На 1.4,*в* приведены два импульса, соответствующие регистрации частицы в середине (кривая *3*) и на одном из концов счетчика (кривая *4*).

Отметим, что амплитуда и форма импульсов на выходе самогасящегося счетчика, так же как и у несамогасящегося, не зависят от энергии частицы и кванта. Но при больших загрузках появляются импульсы с амплитудой, меньшей нормальной. Такие импульсы возникают, когда в счетчик попадает частица до полного восстановления исходного режима, т. е. когда напряженность поля в области ударной ионизации понижена. Нормальные импульсы и импульсы, соответствующие процессу восстановления, хорошо наблюдать при помощи осциллографа со ждущей разверткой (см. рис. 1.4,*г*). Время $T_м$ называется разрешающим или мертвым временем; оно составляет примерно 1/2 T_+ (около 10^{-4} с).

1.1.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Принцип действия полупроводниковых детекторов также основан на ионизационных эффектах. Но в отличие от газоразрядных детекторов здесь свободные носители заряда создаются ионизирующим излучением не в газе, а в твердом теле. Полупроводниковые детекторы изготовляют, как правило, из кремния или германия. Очень важное обстоятельство — это то, что в твердом теле на образование пары носителей заряда затрачивается на порядок меньше энергии, чем в газах. Так, для создания одной электронно-дырочной пары в германии требуется 2,9 эВ, а в кремнии — 3,6 эВ. В результате этого достигается высокое энергетическое разрешение в спектрометрических измерениях.

Для обеспечения собирания свободных носителей зарядов в полупроводниковом детекторе необходимо, чтобы время жизни этих носителей было больше времени собирания и не было других носителей заряда, не связанных с регистрацией ионизирующего излучения. Поэтому рабочий объем детектора должен иметь высокую напряженность электрического поля, обеспечивающую большую подвижность носителей, и должен обладать изоляционными свойствами. Для выполнения указанных требований в полупроводниковых детекторах создается переход типа *p*—*n* или *n*—*p*, на который подается обратное смещение.

Детекторы p—n-типа. Структура детектора с p—n-переходом и схема его включения показаны на рис. 1.5,*а*. Регистрируемое излучение проникает в детектор через тонкий слой n-полупроводника с высокой концентрацией доноров. Область с p-проводимостью имеет умеренную концентрацию примеси. Вследствие диффузии носителей в запирающем слое l возникает пространственный заряд $\rho(x)$. К счетчику приложено внешнее обратное напряжение, поэтому пока нет ионизирующего излучения, ток в запирающем слое равен нулю, так как из n-области не могут поступить свободные дырки. Ионизирующая частица создает в запирающем слое свободные носители заряда. Под действием электрического поля происходит собирание электронов и дырок и во внешней цепи протекает ток, в результате на нагрузке $R_{\text{н}}C_{\text{вх}}$ возникает сигнал.

Ширина запирающего слоя, зависящая от приложенного напряжения, и площадь электродов определяют рабочий объем детектора и его емкость. В счетчике с p—n-переходом потенциал изменяется параболически, и емкость детектора равна

$$C_{\text{д}} = eN_p S/2\sqrt{E}, \qquad (1.11)$$

где N_p — концентрация акцепторов в p-области; S — площадь контакта; E — напряжение смещения.

Протекающий через детектор ток состоит из электронного $I_{\text{э}}$ и дырочного $I_{\text{д}}$ компонентов; $I = I_{\text{э}} + I_{\text{д}}$ (рис. 1.5, *а*). Характер изменения этих компонентов связан с линейным распределением напряженности электрического поля внутри перехода. Суммарным током I определяется форма выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при $\tau_{\text{вых}} = \infty$.

В детекторах типа p—n рабочее напряжение выбирается от нескольких десятков до нескольких сот вольт. При этом толщина запирающего слоя не превышает 1 мм, а емкость составляет от 10 пФ до нескольких сотен. Детекторы с малой протяженностью рабочей области пригодны для регистрации сильно ионизирующих короткопробежных частиц. Для регистрации слабо ионизирующих длиннопробежных частиц и γ-излучения необходимы детекторы с большой протяженностью рабочей области.

Детекторы p — i — n-типа. В детекторах p — i — n-типа между p- и n-областями создается слой, обедненный носителями зарядов — слой i (рис. 1.5,*б*). Для этого в область с умеренной концентрацией примеси вводят ионы лития, которые компенсируют акцепторы. Обедненный слой находится между объемными n- и p-зарядами, и его протяженность мало зависит от приложенного напряжения. Напряженность поля в этом слое практически постоянная, и возникающие в любой его точке под воздействием ионизирующей частицы носители заряда быстро собираются. Время собирания электронов $T_{\text{э}}$ и дырок $T_{\text{д}}$ определяется выражениями

$$T_{\text{э}} = \frac{l}{\mu_{\text{э}} E} x_0; \qquad T_{\text{д}} = \frac{l}{\mu_{\text{д}} E}(l - x_0), \qquad (1.12)$$

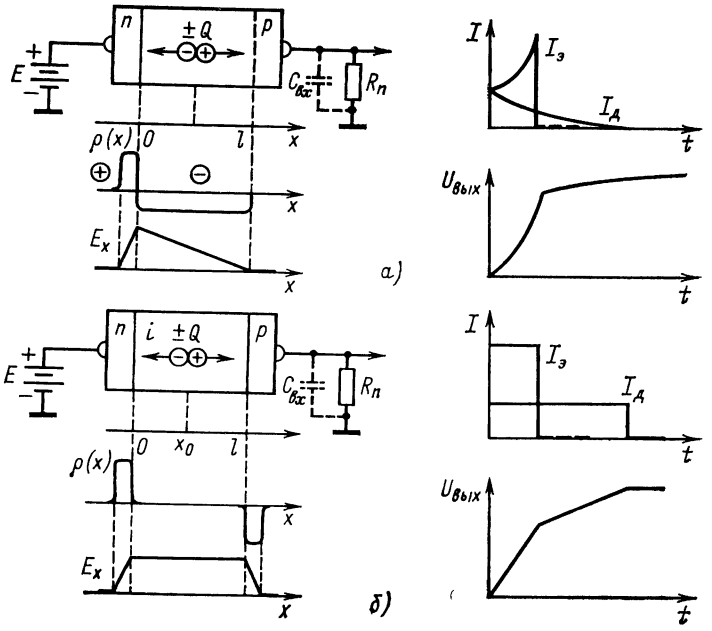


Рис. 1.5. Схема включения и характеристики полупроводниковых детекторов *p—n* (*а*) и *p—i—n* (*б*) типов

где $\mu_э$ и $\mu_д$ — подвижности электронов и дырок. Протекающие в течение $T_э$ и $T_д$ электронный и дырочный токи равны

$$I_э = Q\frac{\mu_э E}{l^2}; \qquad I_д = Q\frac{\mu_д E}{l^2}. \tag{1.13}$$

Формы компонентов $I_э$ и $I_д$ тока, протекающего через детектор, а также выходного напряжения $U_{вых}$ для полного собирания приведены на рис. 1.5,*б*. Нетрудно увидеть, что процессы, происходящие в детекторе *p — i — n*-типа, аналогичны процессам в импульсной ионизационной камере.

Емкость детекторов *p — i — n*-типа значительно меньше, чем детекторов *p — n*-типа при той же площади сечения и для сечения 5 см^2 составляет 10 пФ. Длительность импульсов тока определяется подвижностью электронов $\mu_э$ и дырок $\mu_д$, которая в свою очередь зависит от приложенного напряжения и рабочей температуры детектора. При комнатной температуре $\mu_э > \mu_д$, а при охлаждении до 100 К $\mu_э = \mu_д$. Подвижности носителей в твердом теле различаются меньше, чем в газе. Поэтому при формировании выходного сигнала в полупроводниковых детекторах используют, как правило, оба компонента тока. В зависимости от размеров рабочей области время собирания составляет $10^{-6} — 10^{-9}$ с. Время собирания носителей, а следовательно, и скорость нарастания выходного

импульса зависят от того, по какой траектории частица прошла в рабочей области детектора. На форму сигнала полупроводникового детектора влияет и вид излучения, поэтому по форме сигнала можно различать составляющие исследуемого излучения.

1.1.4. СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫЕ СЧЕТЧИКИ И СЧЕТЧИКИ ЧЕРЕНКОВА

Работа сцинтилляционных счетчиков основана на регистрации и измерении вспышек света, возникающих в результате прохождения ионизирующей частицы через некоторые вещества, называемые сцинтилляторами. Кванты света возникают при переходах возбужденных молекул или атомов в основное состояние, при рекомбинации электрических зарядов и в других процессах. Сцинтилляторами могут быть твердые, жидкие и газообразные вещества. Время высвечивания сцинтилляторов $T_с$ сравнительно мало. Так, у широко применяемых неорганических сцинтилляторов оно равно: $T_с = 0{,}3 \cdot 10^{-6}$ с для NaI(Tl) и $T_с = 0{,}7 \cdot 10^{-6}$ с для CsI(Tl). Меньшее время высвечивания имеют органические сцинтилляторы; для стильбена $T_с = 7 \cdot 10^{-9}$ с, для терфенила $T_с = 2{,}4 \cdot 10^{-9}$ с. При этом время нарастания световой вспышки у некоторых неорганических веществ составляет доли наносекунд. Время высвечивания благородных газов также лежит в наносекундной области.

Интенсивность световых вспышек, как правило, очень мала, и для их регистрации применяют фотоэлектронные умножители (ФЭУ) с большим коэффициентом усиления либо фотодиоды, сигналы которых усиливаются линейным усилителем. Приведенный на рис. 1.6,*а* сцинтилляционный счетчик состоит из двух основных частей: сцинтиллятора и ФЭУ.

Чувствительность сцинтилляционного счетчика можно характеризовать энергией, необходимой для создания одного фотоэлектрона. Она значительно ниже, чем у полупроводниковых и газоразрядных детекторов, и составляет для неорганических сцинтилляторов около 0,7 кэВ; для органических сцинтилляторов энергия примерно в 3 раза больше. Сцинтилляционные детекторы находят

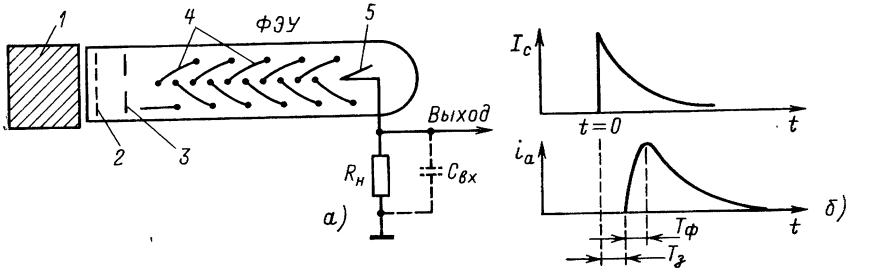


Рис. 1.6. Сцинтилляционный счетчик *(а)*; импульс сцинтилляции и импульс тока ФЭУ *(б)*:

1 — сцинтиллятор; *2* — фотокатод; *3* — фокусирующий электрод; *4* — диноды; *5* — анод

широкое применение в ядерной экспериментальной физике и технике из-за хороших спектрометрических характеристик и, главное, из-за их очень высоких временны́х параметров, лежащих в наносекундной и пикосекундной областях.

Временны́е характеристики и форма сигнала. При прохождении ионизирующей частицы в сцинтилляторе возникают фотоны, которые выбивают из фотокатода умножителя электроны; они многократно умножаются в результате вторичной эмиссии с динодов и достигают анода. Если время высвечивания сцинтиллятора значительно больше времени протекания процессов в ФЭУ, то ток в его анодной цепи пропорционален интенсивности световой вспышки и повторяет его форму. Это наблюдается при работе с медленными сцинтилляторами ($T_c \approx 10^{-6} \div 10^{-7}$ с), когда ФЭУ можно представить безынерционным прибором. Если же работа ведется с быстрыми сцинтилляторами ($T_c \approx 10^{-8} \div 10^{-9}$ с), то скорость некоторых процессов в умножителе надо учитывать.

Время выхода электронов из фотокатода и вторичных электронов из динодов достаточно мало — не более 1 пс, и его можно не рассматривать. Суммарное время пролета между динодами для разных ФЭУ составляет 4—70 нс. При этом средний квадратический разброс времени пролета составляет (0,2—1) нс, а время нарастания тока анода 0,5—3 нс. В результате сигнал на выходе ФЭУ задерживается относительно импульса света и его форма несколько изменяется (рис. 1.6,*б*).

Влияние параметров ФЭУ на выходной сигнал можно оценить, зная закон высвечивания сцинтиллятора, которому следует фотоэлектронная эмиссия. В общем случае число электронов, покидающих фотокатод, можно представить в виде

$$n = N\,[\exp(-t/T_{\text{сп}}) - \exp(-t/T_{\text{нар}})]/(T_{\text{сп}} - T_{\text{нар}}), \qquad (1.14)$$

где N — полное число фотоэлектронов, вылетающих в результате сцинтилляции; $T_{\text{нар}}$ и $T_{\text{сп}}$ — постоянные, определяющие время нарастания и спада высвечивания, $T_{\text{нар}}$ определяет время передачи энергии в веществе сцинтиллятора. Например, в пластическом сцинтилляторе возникает задержка в начале процесса высвечивания, вызванная тем, что энергия должна перейти от растворителя к фосфору, а затем к сместителю спектра. Постоянная $T_{\text{сп}}$, как правило, больше $T_{\text{нар}}$; в неорганических сцинтилляторах вклад $T_{\text{сп}}$ настолько велик, что $T_{\text{нар}}$ можно пренебречь. Поэтому обычно сцинтилляционный процесс описывают одной или несколькими спадающими экспонентами, и изменение числа фотоэлектронов с катода можно приблизительно выразить в виде

$$n = N \exp(-t/T_{\text{сп}})/T_{\text{сп}}.$$

После многократного умножения в цепи анода ФЭУ возникает импульс тока i_a. Если предположить, что ФЭУ не вносит искажений в передачу сигнала сцинтилляции, то импульс тока можно записать в виде

$$i_a(t) = I \exp(-t/T_c), \qquad (1.15)$$

где I — амплитудное значение анодного тока; T_c — время высвечивания сцинтиллятора.

Реальный импульс тока на выходе ФЭУ (рис. 1.6,*б*) задержан во времени относительно момента регистрации, и его форма несколько искажена. Последнее обстоятельство в основном вызвано тем, что отдельные электроны в ФЭУ проходят разные пути, а анодный ток меняется по вероятностному закону, определяемому геометрией электродов. Экспериментальные исследования показывают, что форма анодного тока, образованная одиночным фотоэлектроном, с некоторым приближением может быть аппроксимирована законом Гаусса. Этот вывод можно использовать для выяснения влияния параметров ФЭУ на передачу реального импульса сцинтилляции. Для этого определяется форма выходного импульса при условии, что сцинтилляционный сигнал описывается выражением (1.15), а ФЭУ имеет разные времена пролета $T_{пр}$ при постоянном размытии. Зависимость формы выходного импульса для различных отношений $T_{пр}/T_c$, построенная в предположении, что полное число электронов, эмитированных в результате сцинтилляции, во всех случаях одинаково, приведена на рис. 1.7. Из нее следует, что с уменьшением $T_{пр}$, определяемого ФЭУ, форма импульса тока улучшается. Заметим, что неискаженная передача переднего фронта импульса особенно важна для временных исследований.

Большинство сцинтилляторов имеют, помимо основного быстрого компонента высвечивания несколько более медленных, и спад импульса анодного тока умножителя можно представить в виде суммы нескольких экспонент с различными постоянными времени. В целом форма импульса тока определяется видом регистрируемого излучения. На рис. 1.8 приведена форма сцинтилляционных импульсов для частиц с различной ионизационной способностью в стильбене. Различие в форме импульсов тока используется для идентификации частиц.

Отличительная особенность сцинтилляционных счетчиков — наличие шумовых импульсов, возникающих на выходе ФЭУ. Они образуются в результате умножения тепловых электронов, эмити-

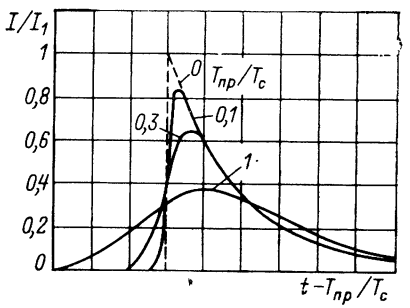


Рис. 1.7. Зависимость формы импульса тока ФЭУ для разных отношений $T_{пр}/T_c$

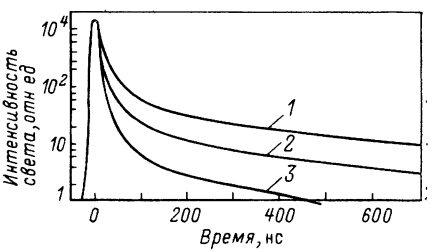


Рис. 1.8. Форма сцинтилляционных импульсов в стильбене для частиц с различной ионизационной способностью:
1 — α-частицы; *2* — протоны; *3* — электроны

руемых фотокатодом. Способы уменьшения влияния шумов будут рассмотрены в дальнейшем.

Помимо ФЭУ в сцинтилляционных и позиционных детекторах иногда применяют канальные электронные умножители (КЭУ) и микроканальные пластины (МКП). Умножители этого типа рассчитаны на непосредственную регистрацию частиц, поэтому в сцинтилляционном детекторе они дополняются фотокатодом.

Параметры счетчиков Черенкова. Для регистрации быстрых заряженных частиц используются черенковские счетчики, основанные на регистрации излучения Вавилова — Черенкова Это излучение возникает в том случае, когда скорость частицы больше фазовой скорости света в некоторой среде. Детектор состоит из радиатора, заполненного газом, жидкостью или прозрачной пластмассой, являющихся средой, в которой возникает излучение, и ФЭУ, конвертирующего вспышки света в импульсы тока.

Отличительная особенность излучения Вавилова—Черенкова — очень малая его длительность, лежащая в субнаносекундном диапазоне. В зависимости от конструкции детектора, размеров радиатора, наличия фокусирующих устройств и их типа реальная длительность излучения составляет 10^{-9} — 10^{-8} с. Естественно, что для регистрации столь кратковременных световых вспышек используются ФЭУ с высокими временными характеристиками.

Сцинтилляционные детекторы с фотодиодами. С появлением достаточно чувствительных фотодиодов с большой рабочей площадью на них иногда стали выполнять сцинтилляционные счетчики. Фотодиоды в отличие от ФЭУ не задерживают сигнал, при этом время нарастания сигнала достаточно мало — не превышает 15 нс. Их межэлектродная емкость такая же, как выходная емкость ФЭУ, т. е. около 10 пФ. Однако световая чувствительность фотодиодов низка, примерно 100 мкА/лм, в то время как у ФЭУ она составляет в зависимости от числа динодов 100—1000 А/лм. Поэтому в сцинтилляционном детекторе к фотодиоду подключается линейный усилитель (рис. 1.9). В данном случае фотодиод как бы заменяет фотокатод, а усилитель — умножительную часть ФЭУ. Усилитель должен обладать высоким коэффициентом усиления, малыми шумами и обеспечивать передачу быстро нарастающих сигналов. Лучше всего для этих целей подходят усилители с обратной связью по заряду (см. гл. 2).

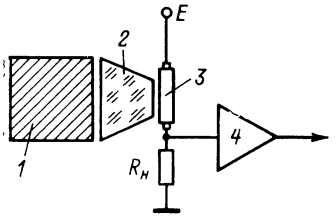


Рис. 1.9. Сцинтилляционный детектор с фотодиодом:
1 — сцинтиллятор; *2* — световод, *3* — фотодиод; *4* — усилитель

Исследование и сравнение сцинтилляционных детекторов с фотодиодами и с ФЭУ показывает, что при очень малых уровнях освещенности детекторы с фотодиодами имеют худшее отношение сигнала к шуму. Заметим, что возможно компромиссное решение, при котором вместо фотодиода применяется ФЭУ с малым числом динодов, подключенный к усилителю с необходимым коэффициентом усиления. В этом случае упрощается усилитель и для питания

умножителя требуется источник с пониженным напряжением. Кроме того, из-за применения малодинодного ФЭУ повышается стабильность усилительного тракта всего детектора.

§ 1.2. ОСНОВНАЯ СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ДЕТЕКТОРОВ ИЗЛУЧЕНИЙ

1.2.1. ДЕТЕКТОРЫ ИЗЛУЧЕНИЙ КАК ДАТЧИКИ ТОКА

Из краткого рассмотрения основных типов детекторов излучений и их характеристик видно, что, несмотря на различные принципы действия, они имеют много общего. Так, импульсная ионизационная камера и пропорциональный счетчик, газоразрядные счетчики и полупроводниковые детекторы имеют аналогичные схемы включения, которые можно представить в виде основной схемы включения (рис. 1.10,*а*). Детектор включается в последовательную цепь с источником высокого напряжения и сопротивлением нагрузки. После прохода через детектор ионизирующей частицы и возникновения в рабочем объеме носителей заряда в электрической цепи протекает импульс тока и на сопротивлении нагрузки и и параллельно ему включенной эквивалентной емкости $C_{вх}$ возникает импульс напряжения. Аналогичную выходную схему имеет и ФЭУ сцинтилляционного детектора (см. рис. 1.6,*а*). Здесь во время сцинтилляции образуются фотоэлектроны, которые после многократного умножения выбивают вторичные электроны из последнего динода. Электроны собираются анодом ФЭУ, и во внешней цепи протекает ток.

У всех перечисленных детекторов, за исключением счетчиков Гейгера, амплитуда выходного сигнала на несколько порядков меньше питающего напряжения: это связано с небольшим током, протекающим через детектор, а следовательно, с большим внутренним сопротивлением детекторов. Внешняя цепь, как правило, имеет сопротивление, значительно меньшее, чем внутреннее сопротивление детекторов. Изменение нагрузки не влияет на ток, протекающий в цепи, поэтому сами детекторы можно рассматривать как датчики тока. Таким образом, детекторы являются датчиками или генераторами импульсов тока, величина и форма которых опреде-

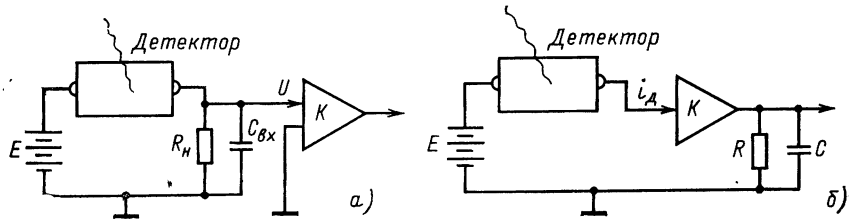


Рис. 1.10. Основная схема включения детекторов излучений с интегрированием тока входной цепью $R_нC_{вх}$ (*а*) и схема включения с усилением тока детектора (*б*)

ляются процессами, происходящими при детектировании частицы. Задача электронных цепей и устройств, стоящих после детектора, состоит в преобразовании этих импульсов в форму, наиболее удобную для извлечения нужной информации. В основной схеме включения (рис. 1.10,*а*) такое преобразование начинается в интегрирующей $C_{вх}R_{н}$ цепи. Здесь формируется импульс напряжения, амплитуда которого пропорциональна заряду, поступающему от детектора, а длительность определяется в основном постоянной времени входа $C_{вх}R_{н}$. Затем импульс напряжения поступает на вход усилителя, которым усиливается до амплитуды, необходимой для срабатывания последующих электронных устройств.

Заметим, что возможна и другая схема включения детектора (рис. 1.10,*б*); в ней ток детектора поступает непосредственно в усилитель тока. Усиленный ток детектора затем интегрируется *CR*-цепью. В результате на выходе схемы формируется такой же сигнал, как и в основной схеме. Подобные схемы применяются реже, так как непосредственное усиление тока детектора трудно осуществить из-за малой его величины и малой длительности. Схемы с усилителем тока детектора позволяют получить высокое временно́е разрешение.

1.2.2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ВХОДА

Основную схему включения детектора излучений (рис. 1.10,*а*) можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 1.11,*а*. В этой схеме детектор заменен его внутренним сопротивлением $R_{вн.д}$ и ключом *K*. Замкнутое состояние ключа показывает, что через детектор течет ток. $C_{вн}$ — внешняя емкость, т. е.

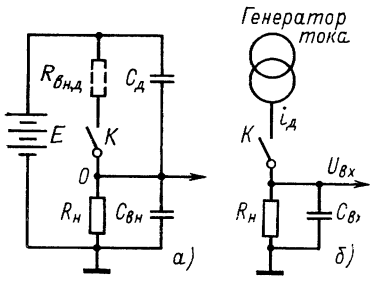


Рис. 1.11. Эквивалентные схемы входа:
а — полная; *б* — обобщенная

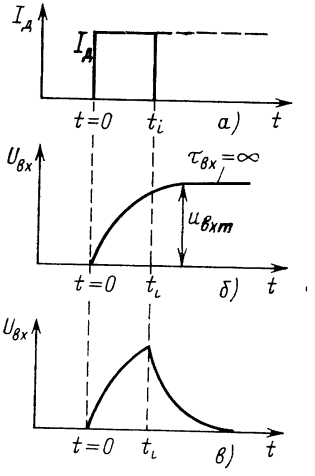


Рис 1.12. Влияние входной цепи на форму импульса напряжения:
а — импульс тока; *б* — напряжение на входе при единичном импульсе тока; *в* — напряжение на входе при длительности тока t_i

емкость входа подключенной к детектору электронной схемы.

Эквивалентная схема может быть упрощена, если детектор рассматривать как генератор тока $i_д$, а включенные параллельно относительно точки 0 емкости $C_д$ и $C_{вп}$ заменить эквивалентной суммарной емкостью входа $C_{вх}=C_д+C_{вп}$.

Таким образом, окончательная эквивалентная схема входа является элементарной интегрирующей цепочкой с постоянной времени $\tau_{вх}=R_н C_{вх}$, где $R_н$ — сопротивление загрузки детектора (рис. 1.11,*б*). Влияние этой цепочки на форму выходного импульса качественно состоит в том, что скорости нарастания и спада импульса напряжения оказываются меньше, чем у импульса тока, протекающего через детектор; импульс напряжения имеет большую длительность, чем импульс тока. В этом нетрудно убедиться, рассматривая поведение схемы под воздействием П-образного импульса тока (рис. 1.12, *а, б*). Напомним, что подобную форму имеет импульс тока ионизационной камеры или полупроводникового детектора $p-i-n$-типа.

Пусть амплитуда тока равна $I_д$, а длительность t_i. Сначала рассмотрим случай очень большого $R_н$ и реальной входной емкости $C_{вх}$, т. е. $R_н=\infty$ и $\tau_{вх}=R_н C_{вх}=\infty$. В течение t_i в конденсатор течет постоянный ток $I_д$, при этом конденсатор заряжается линейно и полный заряд Q повышает напряжение на $C_{вх}$ до $U_{вхm}$

$$Q=I_д t_i=U_{вхm}C_{вх},$$

или

$$U_{вхm}=Q/C_{вх}. \tag{1.16}$$

Отсюда видно, что для получения максимальной амплитуды входного импульса напряжения надо по возможности уменьшать $C_{вх}$.

В реальной схеме $R_н$ и, следовательно, $\tau_{вх}$ выбирают так, чтобы импульсы напряжения были по возможности разделены во времени и не было значительной потери их амплитуды. Поведение схемы при таких условиях удобно исследовать, подавая на вход единичный импульс тока. Он возникает в момент t_0 и неограниченно продолжается (см. пунктир на рис. 1.12,*а*)

$$i_д=I_д 1_0,$$

что соответствует замыканию ключа *Кл* на датчик постоянного тока $I_д$. Для определения $U_{вх}$ составим операторное уравнение

$$i_д(p)=i_R(p)+i_c(p). \tag{1.17}$$

Полагая, что в исходном состоянии потенциалы и токи в схеме равны нулю, запишем

$$I_д=\frac{U_{вх}(p)}{R_н}+U_{вх}(p)\,pC_{вх}.$$

Решаем это уравнение относительно $U_{вх}(p)$ и находим оригинал функции

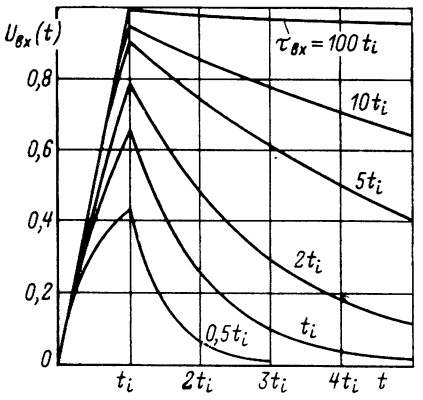


Рис. 1.13. Зависимость амплитуды и формы импульса напряжения от постоянной времени интегрирующей входной цепи $\tau_{вх}$ и длительности импульса тока t_i

$$U_{вх}(t) = I_д R_н [1 - \exp(-t/R_н C_{вх})]. \quad (1.18)$$

Отсюда видно, что в общем случае при поступлении от детектора единичного импульса тока импульс напряжения на входе нарастает экспоненциально (рис. 1.12, *в*). Если импульс тока имеет ограниченную длительность t_i, то нарастание $U_{вх}$ прекращается в момент t_i, после чего емкость $C_{вх}$ начинает разряжаться через $R_н$. Аналогично можно показать, что напряжение на входе спадает экспоненциально (см. рис. 1.12, *в*)

$$U'_{вх}(t) = I_д R_н [1 - \exp(-t_i/R_н C_{вх})] \exp[-(t - t_i)/R_н C_{вх}]. \quad (1.19)$$

Выражения (1.18), (1.19) показывают, что на амплитуду и длительность импульса напряжения $U_{вх}(t)$ влияют как длительность импульса тока $i_д(t)$, так и параметры входной цепи $\tau_{вх} = R_н C_{вх}$. Поэтому определим зависимость $U_{вх}(t)$ для различных отношений $\tau_{вх}/t_i$. Для этого, воспользовавшись выражениями (1.16), (1.18), (1.19), запишем $U_{вх}(t)$ в следующем виде:

$$U_{вх}(t)_{0 \div t_i} = U_{вх\,m} \frac{\tau_{вх}}{t_i} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{вх}}\right)\right]; \quad (1.20)$$

$$U_{вх}(t)_{t_i \div \infty} = U_{вх\,m} \frac{\tau_{вх}}{t_i} \left[\exp\left(-\frac{t - t_i}{\tau_{вх}}\right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{вх}}\right)\right]. \quad (1.21)$$

Этим выражениям соответствует семейство кривых $U_{вх}(t)$, приведенных на рис. 1.13. Здесь напряжение отложено в относительных единицах, а в качестве единицы времени выбрано t_i. Максимальное значение входного напряжения $U_{вхm}$ достигается при наибольшем отношении $\tau_{вх}/t_i$. С уменьшением этого отношения амплитуда и длительность импульса напряжения уменьшаются. В реальной схеме задана длительность тока t_i и выбирается постоянная времени входа $\tau_{вх}$ в зависимости от допустимой потери в амплитуде импульса напряжения и необходимой его длительности.

1.2.3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

Постоянная времени входа. В реальном детекторе ток возникает и прекращается не мгновенно, а в течение некоторого времени. Форма тока и его продолжительность определяются физическими процессами, происходящими в детекторе (см. § 1.1.). При

выборе постоянной времени входа $\tau_{вх}=R_н C_{вх}$ приходится руководствоваться различными критериями. В большинстве случаев стремятся получить максимальную амплитуду входного импульса напряжения, для чего постоянную времени выбирают заведомо больше длительности импульса тока детектора

$$\tau_{вх} \gg t_i. \tag{1.22}$$

Амплитуда входного импульса в данном случае может быть определена, как и в (1.16), через полный заряд Q, поступивший в емкость $C_{вх}$,

$$U_{вх} = \int_0^{t_i} i_д \, dt / C_{вх} = Q/C_{вх}. \tag{1.23}$$

Для обеспечения неравенства (1.22) и получения максимального значения $U_{вх}$ (1.23) увеличивают сопротивление $R_н$, а емкость $C_{вх}$ делают по возможности меньше. В данном случае входной импульс имеет характерную форму: малое время нарастания, определяемое процессами в детекторе, t_i и длительный спад, определяемый постоянной времени входа $\tau_{вх}=R_п C_{вх}$.

Если необходимо получить минимальную длительность входного импульса напряжения, то постоянную времени входа делают меньше длительности импульса тока детектора t_i

$$\tau_{вх} \ll t_i. \tag{1.24}$$

Для обеспечения этого неравенства приходится значительно уменьшать $R_н$ и, если возможно, $C_{вх}$. Амплитуда выходного импульса получается небольшой по сравнению с предыдущим случаем

$$U_{вх\,m} \approx I_{дm} R_н, \tag{1.25}$$

где $I_{дm}$ — амплитудное значение импульса тока. При этом длительность и форма импульса напряжения определяются длительностью и формой импульса тока детектора. Кроме рассмотренных крайних случаев часто выбирают постоянную времени входа соизмеримой с длительностью тока детектора

$$\tau_{вх} \approx t_i. \tag{1.26}$$

На таком выборе постоянной времени входа обычно останавливаются при решении спектрометрических задач.

Независимо от типа детектора для получения максимальной амплитуды сигнала необходимо прежде всего обеспечить минимальную суммарную емкость входа $C_{вх}$. Это достигается рациональной конструкцией детектора и электронной схемы. Дальнейший выбор параметров входа сводится фактически к определению сопротивления нагрузки $R_н$. Его значение выбирают в зависимости от типа детектора и решаемой физической задачи. При этом выполняется одно из указанных выше условий (1.22), (1.24), (1.26).

Примеры выбора сопротивления нагрузки. В импульсной ионизационной камере время собирания электронов и положительных ионов различно. Электроны уходят из рабочей области за время $T_э$ от нескольких десятых микросекунды до нескольких микросекунд ($10^{-7} — 10^{-5}$ с), в то время как для полного собирания положительных ионов требуется время $T_и$ около миллисекунды (10^{-3} с). Для полного собирания всех ионов сопротивление нагрузки выбирают из условия (1.22), которое в данном случае можно записать в виде

$$R_н C_{вх} = 10 T_и. \qquad (1.27)$$

Для конкретной камеры и усилителя, имеющих $C_{вх} = 2 \cdot 10^{-11}$ Ф, сопротивление нагрузки $R_н = 10^9 \div 10^{10}$ Ом. В режиме полного собирания импульс имеет характерный излом переднего фронта (рис. 1.14,*а*). Начальный крутой участок определяется электронной составляющей тока камеры, пологий — ионной составляющей. Общая длительность сигнала зависит в основном от продолжительности спада и достигает нескольких десятых секунды. Поэтому указанную величину сопротивления нагрузки устанавливают, если интенсивность излучения мала и камера регистрирует всего несколько частиц в 1 мин или действительно необходимо обеспечить полное собирание ионов для получения максимальной амплитуды сигнала.

Для повышения быстродействия, как правило, отказываются от собирания положительных ионов и сопротивление нагрузки выбирают из условия

$$R_н C_{вх} = 10 T_э. \qquad (1.28)$$

При этом обеспечивается полное собирание одних электронов. Для $C_{вх} = 2 \cdot 10^{-11}$ Ф сопротивление нагрузки будет равно $R_н \approx \approx 10^5 \div 10^6$ Ом, а длительность импульса — порядка нескольких микросекунд. Передний край импульса, естественно, не будет иметь излома (рис. 3.14,*б*).

Аналогично выбирают сопротивление нагрузки импульсной ионизационной камеры с сеткой, в которой также происходит собирание одних электронов.

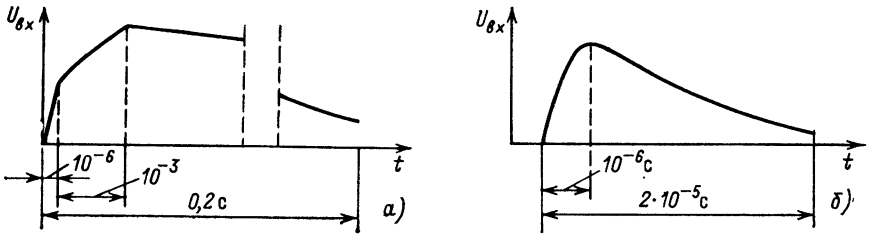


Рис. 1.14. Сигнал, снимаемый с импульсной ионизационной камеры в случае полного (*а*) и электронного (*б*) собирания зарядов

Остановимся еще на выборе сопротивления нагрузки импульсной ионизационной камеры, предназначенной для регистрации осколков деления.

При исследовании осколков делящихся изотопов в рабочий объем камеры помимо осколков, как правило поступает очень большое число α-частиц. Ионизация, производимая осколками, в 10—20 раз больше ионизации, вызываемой α-частицами. Амплитуда импульсов осколков намного больше амплитуды импульсов отдельных α-частиц. Однако, если постоянная времени входа будет велика, то статистически распределенные во времени α-частицы создадут суммарные импульсы — наложения, амплитуды которых могут быть соизмеримы с амплитудами импульсов осколков (см. § 2.2). В результате импульсы осколков будут сосчитаны и измерены неверно. Поэтому, выбирая значение сопротивления нагрузки, следует руководствоваться допустимыми наложениями. Хорошее выделение осколков на фоне α-частиц, как правило, обеспечивается при выполнении условия (1.24). Сопротивление нагрузки $R_н$ оказывается сравнительно небольшим — порядка 10^3—10^4 Ом, при этом импульсы осколков значительно превышают импульсы α-частиц.

На примере импульсной ионизационной камеры видно, что сопротивление нагрузки детектора может иметь различные значения в зависимости от решаемой задачи. Заметим, это сопротивление в значительной степени определяет также уровень шумов, что необходимо учитывать при регистрации слабоионизирующих излучений такими детекторами, как ионизационная камера или полупроводниковый счетчик (см. § 2.4). Иногда при выборе параметров входа необходимо не только обеспечивать время собирания носителей зарядов, но следует учитывать и характеристики включенной за детектором аппаратуры. Например, при работе с полупроводниковым детектором, обеспечивающим собирание носителей заряда за время 10^{-8} — 10^{-7} с, постоянную времени входа выбирают обычно больше 10^{-6} с. В этом случае импульс напряжения имеет сравнительно большую длительность и его легко усилить.

В отличие от других детекторов на емкость полупроводникового детектора p — n-типа, а значит и на амплитуду входного сигнала, влияет смещающее напряжение. Далее будет показано, что для ослабления этого явления полупроводниковый детектор и предварительный усилитель охватываются отрицательной обратной связью по заряду.

При выборе сопротивления нагрузки пропорционального счетчика учитывают обычно два обстоятельства. Во-первых, при достаточно большом $\tau_{вх}$ импульс напряжения на собирающем электроде нарастает сначала линейно, затем логарифмически (рис. 1.3,*в*). Примерно за 1—2 мкс импульс достигает половины своего конечного значения, дальнейшее нарастание длится несколько миллисекунд. Во-вторых, в пропорциональном счетчике имеется газовое усиление и амплитуда сигнала в сотни раз превышает сигнал импульсной ионизационной камеры, достигая 0,01÷0,1 В. Поэтому сопротивление нагрузки выбирают в основном из условия получения необходимого разрешения — около 1—5 мкс. Некоторая потеря в амплитуде сигнала при малых $\tau_{вх}$ здесь несущественна.

Еще большую амплитуду сигнала, достигающую десятков вольт, обеспечивает самогасящийся счетчик Гейгера. Мертвое время таких счетчиков — примерно 100 мкс. Поэтому при выборе сопротивления нагрузки стремятся к тому, чтобы постоянная времени входа не ограничивала временну́ю разрешающую способность самого счетчика.

Как уже отмечалось, особые требования предъявляются к схеме включения несамогасящегося счетчика Гейгера; ее эквивалентная схема отличается от основной. Разряд в таком счетчике сам прекратиться не может. Далее покажем, что гашение разряда осуществляется либо входной цепью (в этом случае сопротивление нагрузки достигает 10^9 Ом), либо специальными электронными схемами, снижающими потенциал на счетчике после возникновения разряда.

В сцинтилляционном счетчике форма тока ФЭУ, как правило, повторяет форму световой вспышки в сцинтилляторе. Из-за большого усиления ФЭУ с его нагрузки иногда удается снимать импульс напряжения практически такой же формы и длительности, как импульс тока. В этом случае постоянная времени входа, естественно, должна быть меньше времени высвечивания фосфора [см. (1.24)], достигающего у органических сцинтилляторов 1—0,1 нс, и сопротивление нагрузки при малой емкости $C_{вх}$ (5 пФ) снижается до $R_н = 50 \div 1000$ Ом. Когда вопрос высокого разрешающего времени не является первостепенным и желательно получить большую амплитуду сигнала, сопротивление нагрузки берется большим — порядка 10^6 Ом. В сцинтилляционных спектрометрах, где требуется обеспечить максимальное собирание заряда при хорошем разрешении, ищут, как будет показано в последующем разделе, компромиссное решение.

1.2.4. ОЦЕНКА ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ДЕЙСТВИЯ ВХОДНОЙ ЦЕПИ

В спектрометрических измерениях, основанных на определении амплитудных распределений импульсов, правильность выбора постоянной времени входа заметно влияет на получаемое энергетическое разрешение. Поэтому производят оценку степени интегрирующего действия входной цепи. В этом возникает необходимость при выборе параметров сцинтилляционного спектрометра.

Для того чтобы с помощью сцинтилляционного детектора спектрометра можно было вести измерение больших интенсивностей, постоянную времени входа $\tau_{вх} = R_н C_{вх}$ приходится выбирать сравнительно небольшой — порядка нескольких времен высвечивания сцинтиллятора $T_с$. При этом ищут компромиссное решение, обеспечивающее хорошее временно́е разрешение при малой потере амплитуды импульса. Потеря амплитуды импульса указывает на то, что во входной цепи не происходит полного собирания заряда и амплитуда импульса напряжения зависит от длительности и формы импульса тока, а это приводит к дополнительным погрешностям при измерениях. Напомним, что для ФЭУ сцинтилляцион-

ного детектора неоднородность импульсов тока является характерным явлением (см. п. 1.1.4). Для оценки «качества» интегрирующего действия ячейки $R_{\text{н}}C_{\text{вх}}$ вводится понятие баллистической ошибки ΔA, показывающей, насколько амплитуда импульса напряжения A_0, вызванная импульсом тока конечной продолжительности, отличается от амплитуды $A_{\text{макс}}$, вызванной током бесконечно малой длительности ($A_{\text{макс}}$ можно рассматривать также как максимальную амплитуду от реального импульса тока, развиваемую на идеальной интегрирующей цепи, имеющей ту же входную емкость $C_{\text{вх}}$, но $R_{\text{н}}=\infty$),

$$\Delta A = A_{\text{макс}} - A_0.$$

$A_{\text{макс}}$ и A_0 могут быть определены для импульса тока конкретной формы. В спектрометрических измерениях обычно используют «медленные» сцинтилляторы. Высвечивание их характеризуется крутым передним фронтом и экспоненциальным спадом. Используя выражение для импульса тока (1.15) с постоянной высвечивания $T_{\text{с}}$, определим амплитуду импульса напряжения для идеальной интегрирующей цепи

$$A_{\text{макс}} = \frac{1}{C_{\text{вх}}} \int_0^\infty I \exp(-t/T_{\text{с}})\, dt = IT_{\text{с}}/C_{\text{вх}}. \qquad (1.29)$$

Для определения амплитудного значения импульса напряжения, развивающегося на реальной интегрирующей цепи с $\tau_{\text{вх}}=R_{\text{н}}C_{\text{вх}}$, находим операторным методом функцию этого напряжения от времени. Для этого воспользуемся операторным уравнением (1.17) схемы рис. 1.11,*б*. Записывая операторное выражение для тока детектора (1.15)

$$i_{\text{д}}(p) = Ip \Big/ \left(p + \frac{1}{T_{\text{с}}}\right),$$

получаем уравнение

$$Ip \Big/ \left(p + \frac{1}{T_{\text{с}}}\right) = \frac{U_{\text{вх}}(p)}{R_{\text{н}}} + U_{\text{вх}}(p)\, pC_{\text{вх}},$$

которое решаем относительно $U_{\text{вх}}(p)$ и находим оригинал выходного напряжения

$$U_{\text{вх}}(t) = \frac{I}{C_{\text{вх}}} \frac{T_{\text{с}}\tau_{\text{вх}}}{T_{\text{с}} - \tau_{\text{вх}}} [\exp(-t/T_{\text{с}}) - \exp(-t/\tau_{\text{вх}})]. \qquad (1.30)$$

На рис. 1.15 приведены импульс тока и соответствующий ему импульс напряжения; пунктиром показана форма импульса напряжения для идеальной интегрирующей ячейки. Функция (1.30) имеет максимум при

$$t_{\text{макс}} = \frac{T_{\text{с}}\tau_{\text{вх}}}{T_{\text{с}} - \tau_{\text{вх}}} \ln \frac{T_{\text{с}}}{\tau_{\text{вх}}}.$$

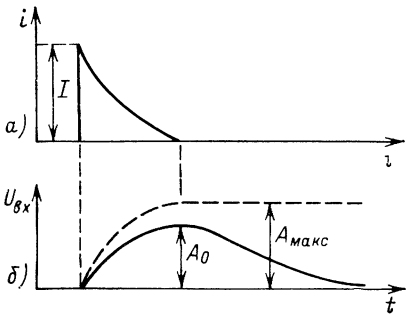


Рис. 1.15. К оценке интегрирующего действия входной цепи:

а — импульс тока на выходе ФЭУ сцинтилляционного детектора; *б* — форма импульса напряжения на интегрирующей цепи; пунктиром показана форма импульса напряжения для идеальной интегрирующей ячейки

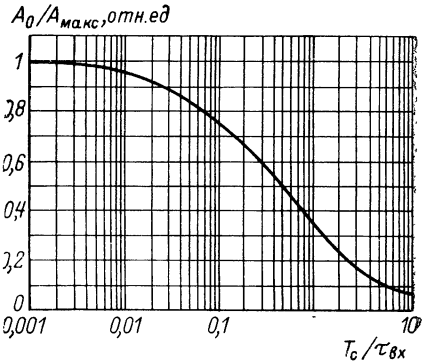


Рис. 1.16. Расчетная кривая $A_0/A_{макс}=f(T_c/\tau_{вх})$ для оценки баллистической ошибки

Подставляя значение $t_{макс}$ в выражение (1.30), находим

$$A_0 = \frac{IT_c}{C_{вх}} \frac{\tau_{вх}}{T_c - T_{вх}} \left[\exp\left(\frac{\tau_{вх}}{\tau_{вх} - T_c} \ln \frac{T_c}{\tau_{вх}} \right) - \right.$$
$$\left. - \exp\left(\frac{T_c}{\tau_{вх} - T_c} \ln \frac{T_c}{\tau_{вх}} \right) \right]. \qquad (1.31)$$

Для определения A удобно пользоваться расчетной кривой

$$A_0/A_{макс} = f(T_c/\tau_{вх}),$$

полученной на основании выражений (1.29) и (1.31). Из кривой (рис. 1.16) видно, что постоянную входа $RC_{вх}$ не следует делать меньше 10 T_c, так как в противном случае резко увеличивается баллистическая ошибка.

Рассмотренный метод оценки интегрирующего действия входной цепи позволяет быстро выбирать необходимые параметры схемы. Так, в сцинтилляционном спектрометре, работающем с кристаллом NaI (Tl) ($T_c=0{,}3$ мкс), сопротивление нагрузки ФЭУ берется равным 0,5 мОм, что при емкости входа 5 пФ обеспечивает $R_н C_{вх} \approx 3$ мкс.

§ 1.3. СОГЛАСОВАНИЕ СХЕМ ВКЛЮЧЕНИЯ ДЕТЕКТОРОВ ИЗЛУЧЕНИЙ С ЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

1.3.1. СХЕМЫ СВЯЗИ ДЕТЕКТОРОВ С ЭЛЕКТРОННЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Снимаемый с сопротивления нагрузки детектора сигнал поступает на вход электронной схемы. В большинстве случаев такой схемой является усилительный каскад. При выборе типа усили-

тельного каскада прежде всего руководствуются его входными параметрами. Для обеспечения максимальной амплитуды сигнала входная емкость усилителя должна быть минимальной, а входное сопротивление должно быть больше сопротивления нагрузки; в этом случае меньше сказывается влияние изменения входного сопротивления на параметры сигнала. Заметим, что в тех случаях, когда в схему поступает непосредственно ток детектора, входное сопротивление каскада должно быть меньше выходного сопротивления самого детектора.

Связь сопротивления нагрузки $R_н$ с усилительным каскадом может быть как гальванической (рис. 1.17,*а*), так и через разделительный конденсатор (рис. 1.17,*б*). В первой схеме сопротивление нагрузки детектора одновременно является элементом усилительного каскада. В данном случае оно подключено к затвору полевого тразистора. Во второй схеме эти функции выполняются разными сопротивлениями. Выбор вида связи определяется рядом факторов. Так, гальваническая связь конструктивно проще, для ее осуществления требуется меньше деталей. Но она неприемлема, когда сопротивление нагрузки настолько велико, что нарушается нормальная работа усилительного каскада, либо когда сопротивление нагрузки находится под высоким потенциалом, как это имеет место в схеме рис. 1.17,*б*. В последнем случае конденсатор связи $C_с$ должен быть взят с большим запасом по рабочему напряжению и не должен иметь утечек, так как незначительные утечки могут создать ложные сигналы на входе усилительной схемы.

Остановимся на выборе емкости переходного конденсатора $C_с$. Для этого составим эквивалентную схему входа (рис. 1.17,*в*). В этой схеме емкость детектора $C_д$ подключена параллельно сопротивлению нагрузки $R_н$, а емкость входа электронной схемы $C_э$ —

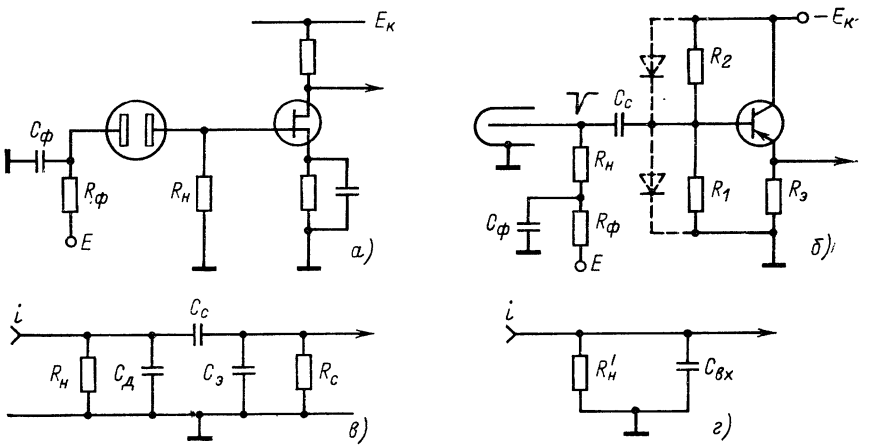


Рис. 1.17. Схемы связи детекторов с электронными схемами:

а — гальваническая связь; *б* — связь через разделительный конденсатор; *в* — эквивалентная схема входа при передаче сигнала через разделительный конденсатор; *г* — обобщенная эквивалентная схема

параллельно сопротивлению $R_c = R_1 \| R_2$. Возможны различные варианты выбора значений элементов схемы. Как правило, схема строится так, чтобы образовавшийся на нагрузке детектора сигнал с минимальными искажениями поступал на вход усилителя. Для этого постоянную времени цепи связи делают больше длительности импульса детектора $t_и$

$$C_c (R_1 \| R_2) > t_и$$

и применяют конденсатор связи сравнительно большой емкости ($C_c \gg C_э$; $C_c \gg C_д$). Поэтому эвивалентная схема приводится к виду, изображенному на рис. 1.17,*г*, где

$$C_{вх} = C_д + C_э; \qquad R'_н = R_н R_c / (R_н + R_c).$$

Анализ аналогичной схемы был приведен выше. Напомним, что в этом случае импульс напряжения оказывается растянутым относительно импульса тока, протекающего через детектор.

Иногда емкость связи делается небольшой с целью укорачивания импульса (см. § 2.2). Однако для большинства детекторов этот способ не дает хорошего результата из-за значительной потери в амплитуде сигнала. Анализ рассмотренной схемы показывает, что наилучшее укорачивание при наименьшей потере амплитуды получается при

$$R_н = R_c \quad и \quad C_c = (C_д + C_э)/2. \tag{1.32}$$

Заметим, что укорачивание, как правило, делается после согласующих или усилительных каскадов.

1.3.2. ПЕРЕДАЧА ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Импульсы напряжения формируются на интегрирующей входной цепи $R_н C_{вх}$ детектора. Как правило, сопротивление нагрузки $R_н$ имеет большое значение; оно выбирается в зависимости от типа детектора и условий собирания носителей заряда (см. разд. 1.2) и в наиболее типичных случаях равно 10^4—10^6 Ом. Поэтому подключаемый к интегрирующей цепи согласующий или усилительный каскад должен обладать высоким входным сопротивлением, чтобы не шунтировать $R_н$ и чтобы нестабильности входного сопротивления электронной схемы не влияли на параметры интегрирующей цепи.

Когда амплитуда сигнала значительно превышает уровень шумов, например при работе с пропорционнальным или сцинтилляционным счетчиком, используется схема с эмиттерным повторителем. Схема с пропорциональным счетчиком и подключенным к нему эмиттерным повторителем приведена на рис. 1.17,*б*. Эмиттерный повторитель не усиливает сигнал по напряжению; его коэффициент передачи $K < 1$ (в реальных схемах $K \approx 1$), имеет высокое входное и малое выходное сопротивление, поэтому является очень удобным согласующим элементом между высокоомной и низкоомной цепями. Входное сопротивление эмиттерного повторителя

$$r_{вх} = (\beta + 1) R_э, \tag{1.33}$$

где $R_э$ — сопротивление в цепи эмиттера. В реальных схемах $r_{вх}$ равно $10^4 - 10^5$ Ом. Выходное сопротивление зависит от сопротивления источника сигнала $R_г$ и сопротивления эмиттерного перехода $r_э$

$$r_{вых} = r_э + \frac{1}{\beta + 1} R_г. \qquad (1.34)$$

Значение $r_{вых}$ составляет всего десятки ом. Поэтому эмиттерный повторитель не нарушает нормальную работу интегрирующей цепи детектора и практически без потерь передает сигнал на последующие электронные устройства.

Для передачи сигнала с выхода ФЭУ сцинтилляционного детектора в соединительный или формирующий кабель удобно применять составной повторитель (рис. 1.18). Коэффициент усиления составной схемы определяется коэффициентами усиления β_1 и β_2 входящих в нее транзисторов и равен $\beta = \beta_1\beta_2$. Поэтому входное сопротивление составного повторителя может быть значительным. Его выходное сопротивление не зависит от сопротивления источника сигнала; $r_{вых} = r_э$ и также составляет десятки ом. В рассматриваемой схеме выход составного повторителя подается на высокочастотный кабель, выполняющий две функции. Часть кабеля $ЛЗ_1$ служит для передачи сигнала от детектора к электронной установке, а короткозамкнутый отрезок $ЛЗ_2$ формирует сигнал, укорачивая его (см. § 2.2). Сопротивление R', включенное на входе кабеля $ЛЗ_1$, необходимо для согласования выходного сопротивления повторителя $r_{вых}$ и волнового сопротивления кабеля $R_в$. В данном случае $r_{вых} < R_в$, если же $r_{вых} > R_в$, то вводится сопротивление, шунтирующее выход повторителя.

Для передачи импульсов напряжения малой амплитуды, требующих большого усиления, опасны шумы электронной схемы. Поэтому входной каскад должен обладать помимо высокого входного сопротивления малым уровнем шумов. Указанным требованиям лучше всего удовлетворяют схемы на полевых транзисторах. Простая схема усилителя на полевом транзисторе, служащая для передачи сигнала от импульсной ионизационной камеры, приводилась ранее (рис. 1.17,*а*). На полевом транзисторе обычно выполняется входной каскад предварительного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью для стабилизации параметров. В предварительных усилителях, рассчитанных на работу с полупроводниковыми детекторами, вводится обратная связь по заряду, исключающая нестабильность параметров самого детектора. Работа этих схем будет рассмотрена в следующей главе.

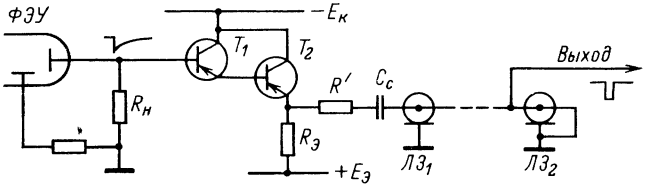


Рис. 1.18. Применение составного повторителя для передачи сигнала с выхода ФЭУ в кабель

1.3.3. ПЕРЕДАЧА ИМПУЛЬСОВ ТОКА

В некоторых устройствах нерационально вести интегрирование тока детектора непосредственно на его выходе с помощью RC-цепи или зарядочувствительной секции усилителя. В быстродействующих схемах, предназначенных для определения временных корреляций и требующих минимальной длительности импульсов, часто используют непосредственно импульс тока детектора без предварительного интегрирования. Аналогично поступают, когда детектор по каким-то причинам удален от электронной схемы. По кабелю в усилитель передается токовый импульс, а затем, если в этом есть необходимость, интегрирование производится в самом усилителе.

Передача импульсов тока детектора без предварительного интегрирования возможна в тех случаях, когда амплитуда импульсов тока значительно превышает шумовые флуктуации. Это условие обычно выполняется в сцинтилляционных детекторах. Импульс тока на выходе фотоэлектронных умножителей часто достигает десятков и сотен миллиампер. Сигналы от полупроводниковых детекторов, предназначенных для временных иследований или простой регистрации, но не для амплитудной спектрометрии, в случае больших загрузок также рационально передавать импульсами тока.

Для передачи импульсов тока используются схемы с малым входным сопротивлением $R_{вх}$. В этом случае легче обеспечить малое значение постоянной времени входа ($\tau_{вх} < t_i$), равную в данном случае $\tau_{вх} = R_{вх} C_{вх}$. Емкость $C_{вх}$ здесь также является суммарной емкостью, в которую входят емкости детектора и входа электронной схемы.

Усилительный каскад с общим эмиттером можно использовать для передачи и усиления импульсов тока детектора, поскольку биполярный транзистор является усилителем тока. Такие схемы иногда применяют. Однако лучшие параметры имеет каскад с общей базой. На рис. 1.19 приведена схема для передачи импульсов тока полупроводникового детектора. Входное сопротивление схемы с общей базой определяется сопротивлениями эмиттерного и базового переходов $r_э$ и $r_б$

$$r_{вх} = r_э + (1 - \alpha) r_б \qquad (1.35)$$

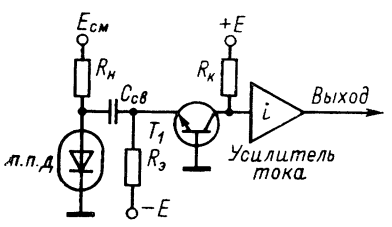


Рис. 1.19. Передача импульса тока полупроводникового детектора каскадом с общей базой

и не превышает десятков ом. Поэтому даже при значительной емкости детектора $C_д \approx 500$ пФ, $r_{вх} \approx \approx 200$ Ом постоянная времени входа мала $\tau_{вх} \approx 0{,}1$ мкс, т. е. обеспечивается работа с очень большими загрузками. В рассматриваемой схеме детектор связан с транзистором через переходную RC-цепь. Емкость связи $C_{св}$ выбирают из условия неискаженной передачи им-

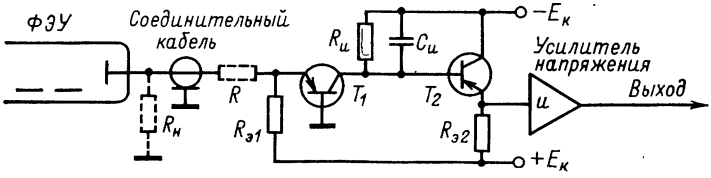


Рис. 1.20. Схема передачи импульса тока с последующим интегрированием

пульса тока детектора в низкоомную цепь эмиттера T_1. Усилитель, стоящий за входным каскадом, также усиливает импульсы тока.

Схема, рассчитанная на передачу импульсов тока детектора с последующим интегрированием, приведена на рис. 1.20. Импульс тока ФЭУ сцинтилляционного счетчика через соединительный высокочастотный кабель поступает на вход каскада с заземленной базой T_1. Из-за малого входного сопротивления каскада затягивание импульсов тока на входе не происходит. Необходимое интегрирование производится цепью $R_и C_и$, включенной в коллектор T_1. Каскад на эмиттерном повторителе T_2, обладающий высоким входным сопротивлением, обеспечивает передачу импульсов напряжения для последующего усиления.

Заметим, что сопротивление R вводится для согласования малого входного сопротивления схемы с волновым сопротивлением кабеля, $R = R_в - r_{вх}$.

§ 1.4. ГАШЕНИЕ СЧЕТЧИКОВ ГЕЙГЕРА

Для прекращения разряда в несамогасящемся счетчике Гейгера необходимо понизить на некоторое время приложенную к его электродам разность потенциалов. Рабочее напряжение счетчика устанавливается в области стабильного разряда. Во время гашения это напряжение снижается настолько, чтобы разряд прекратился; при пониженном напряжении счетчик должен оставаться столько времени, сколько требуется для рассасывания положительных ионов.

Гашение счетчика Гейгера может осуществляться как непосредственно самой входной RC-цепью, так и специальными электронными схемами. Для уменьшения разрешающего времени скорость рассасывания положительных ионов можно повысить, изменив полярность приложенного к детектору напряжения. Этот метод получил название метода обращения потенциала.

1.4.1. ГАШЕНИЕ ВХОДНОЙ ЦЕПЬЮ

Гашение несамогасящегося счетчика Гейгера входной RC-цепью основано на том, что во время развития разряда на этой цепи образуется падение напряжения, достаточное для прекращения разряда. При этом параметры входной цепи выбирают так, чтобы счетчик оставался при пониженном потенциале в течение времени,

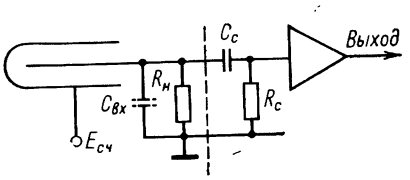


Рис. 1.21. Схема гашения счетчика Гейгера входной цепью

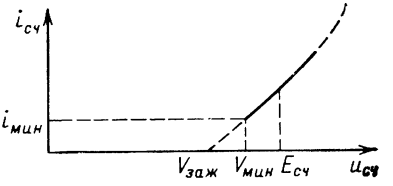


Рис. 1.22. Вольт-амперная характеристика счетчика Гейгера

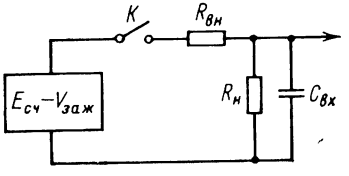


Рис. 1.23. Эквивалентная схема входа для счетчика Гейгера

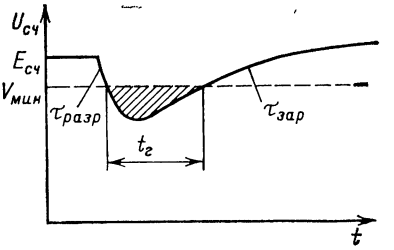


Рис. 1.24. Напряжение на счетчике Гейгера при гашении входной цепью

достаточного для убирания ионов из рабочего объема. Для удовлетворения этих требований во входную цепь счетчика включается очень большое сопротивление нагрузки $R_н$ (рис. 1.21), намного превышающее внутреннее сопротивление счетчика, $R_н \gg R_{вн}$.

Заметим, что во время разряда внутреннее сопротивление счетчика Гейгера значительно меньше, чем у других детекторов, и его нельзя рассматривать как генератор тока. Для того чтобы подключаемая электронная схема не влияла на процесс гашения, ее входное сопротивление должно быть больше сопротивления нагрузки детектора $R_н$ либо сигнал на нее следует подавать через небольшой конденсатор $C_c < C_{вх}$. Входной импульс при этом немного укорачивается и ослабляется. Учитывая, что сигнал на $R_н$ составляет десятки вольт, его ослабление не имеет существенного значения.

Для выбора параметров входной цепи рассмотрим более детально процесс гашения, используя вольт-амперную характеристику счетчика (рис. 1.22). В исходном состоянии к счетчику прикладывается рабочее напряжение $E_{сч}$, превышающее некоторое минимальное напряжение $V_{заж}$, при котором возможен разряд. Разность $E_{сч} - V_{заж}$ называется перенапряжением. После возникновения разряда напряжение на выходной $R_н C_{вх}$-цепи изменяется экспоненциально и описывается выражением (1.10). Этому выражению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 1.23. В ней учитывается сравнительно небольшое в момент разряда внутреннее сопротивление счетчика $R_{вн} \ll R_н$.

В эквивалентной схеме процессу разряда в счетчике соответствует замыкание ключа K; при этом скорость уменьшения потенциала на счетчике (рис. 1.24) определяется постоянной времени

$$\tau_{\text{разр}} = \frac{R_{\text{н}}R_{\text{вн}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вн}}} C_{\text{вх}} \approx R_{\text{вн}}C_{\text{вх}}. \qquad (1.36)$$

Когда напряжение на счетчике достигает области неустойчивого разряда $V_{\text{мин}} \div V_{\text{заж}}$, ток через него прекращается. Если к этому моменту скорость изменения потенциала на счетчике мала, что соответствует окончанию переходного процесса, то падение напряжения на входной цепи будет определяться только током счетчика, текущим через $R_{\text{н}}$, и необходимое сопротивление нагрузки можно оценить при помощи неравенства

$$R_{\text{н}} > (E_{\text{сч}} - V_{\text{мин}})/i_{\text{мин}}. \qquad (1.37)$$

Процесс восстановления потенциала на счетчике, которому соответствует разомкнутое состояние ключа K в эквивалентной схеме, происходит с постоянной времени

$$\tau_{\text{восст}} = R_{\text{н}}C_{\text{вх}}. \qquad (1.38)$$

Увеличение потенциала идет значительно медленнее, чем его падение во время разряда, $\tau_{\text{восст}} \gg \tau_{\text{разр}}$. Скорость восстановления потенциала определяет время, в течение которого напряжение на счетчике остается меньше $V_{\text{мин}}$. Это время гашения $t_{\text{г}}$ должно быть не менее 10^{-4} с.

Указанные условия гашения удовлетворяются при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} \approx 10^9$ Ом, если емкость входа $C_{\text{вх}} \approx 10$ пФ. Таким образом ,постоянная времени гасящей входной цепи равна $R_{\text{н}}C_{\text{вх}} = 10^{-2}$ с и схема имеет малое разрешающее время.

1.4.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ ГАШЕНИЯ

Гашение путем понижения потенциала. В электронных схемах гашения потенциал на счетчике Гейгера—Мюллера понижается принудительно вскоре после возникновения разряда. Уровень, до которого производится это понижение, и его длительность выбирают из условия прекращения разряда в счетчике.

Структурная схема гасящего устройства приведена на рис. 1.25,*а*. В цепь счетчика последовательно с источником питания $E_{\text{сч}}$ включают два сопротивления; $R_{\text{н}}$ выполняет роль сопротивления нагрузки; на $R_{\text{с}}$ подается гасящий импульс. Работа схемы состоит в следующем. В момент возникновения разряда на сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ начинает нарастать сигнал, который поступает на усилитель, соединенный через элемент задержки со спусковой схемой. Когда уровень сигнала становится достаточным для срабатывания спусковой схемы, на выходе последней появляется сформированный импульс отрицательной полярности. Этот импульс через $R_{\text{с}}C_{\text{с}}$ поступает на нить счетчика. В результате напряжение между нитью и корпусом снижается и счетчик гаснет.

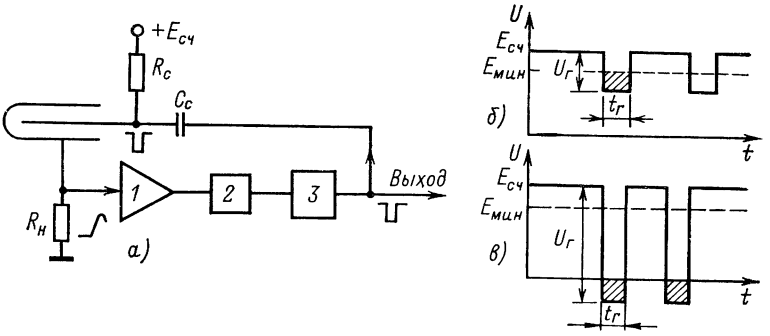


Рис. 1.25. Гашение электронной схемой:
а — структура гасящего устройства; *б* — гашение путем понижения потенциала; *в* — гашение с обращением потенциала; *1* — усилитель, *2* — задержка; *3* — спусковая схема

Параметры спусковой схемы выбирают такими, чтобы амплитуда гасящего импульса была $U_г > E_{сч} - E_{мин}$, а его длительность обеспечивала убирание положительных ионов ($t_г \approx 10^{-4}$ с) (см. рис. 1.25,*б*). При этих условиях счетчик наверняка гаснет и практически через время $t_г$ (при условии малого времени восстановления спусковой схемы) готов к новой регистрации. Таким образом, быстродействие электронной схемы гашения значительно выше, чем у схем гашения входной цепью.

Постоянная времени входной цепи в электронной схеме гашения не влияет на разрешение, поскольку она может быть сделана достаточно малой. Сопротивления $R_п$ и $R_с$ выбирают соответственно из условий снятия достаточной амплитуды сигнала для срабатывания схемы и неискаженной передачи импульсов на нить счетчика, обычно около 10^6 Ом.

В качестве спусковых схем используют одновибраторы или блокинг-генераторы. В случае применения достаточно чувствительной и сравнительно инерционной спусковой схемы изображенные на рис. 1.25,*а* вспомогательные элементы — усилитель и задержка — могут отсутствовать.

В транзисторном исполнении гасящую схему удобно выполнять на блокинг-генераторе (рис. 1.26). На обмотках трансформатора блокинг-генератора развиваются высоковольтные импульсы напряжения, порядка сотен вольт, достаточные для гашения счетчика. Схема запускается передним фронтом сигнала, выделяющегося на $R_п$ при возникновении разряда в счетчике. Гасящий импульс берется с дополнительной обмотки блокинг-генератора и поступает на сопротивление $R_с$, включенное в цепь счетчика.

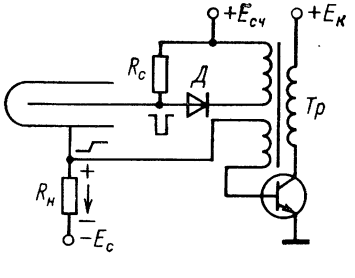


Рис. 1.26. Гасящая схема на блокинг-генераторе

Гашение с обращением потенциала. Схемой гашения можно не только прервать разряд в счетчике, но и ускорить уход ионов из его объема и улучшить временно́е разрешение.

Известно, что в начальной фазе разряда ионы расположены вблизи нити. В рассмотренных схемах гашения после понижения напряжения на счетчике и прекращения разряда электроны уходят на нить, а положительные ионы — на катод. Подвижность положительных ионов мала, и им приходится преодолевать значительные расстояния, поэтому в основном они определяют разрешение (10^{-4} с) счетчика. Если сразу после прекращения разряда на электродах счетчика изменить разность потенциалов, т. е. на нить подать минус, а на корпус — плюс высокого напряжения, то положительным ионам потребуется значительно меньше времени, чтобы уйти на нить. Эта идея положена в основу схемы гашения с обращением потенциала. Ее структура такая же, как и у рассмотренной схемы гашения (см. рис. 1.25,*а*). Но параметры спусковой схемы должны обеспечить большую амплитуду гасящего импульса ($U_г > E_{сч}$). Тогда нить счетчика в течение времени $t_г$ имеет отрицательный потенциал относительно корпуса, равный $U_г — E_{сч}$ (см. рис. 1.25,*в*).

Время, требующееся для собирания положительных ионов на нить, значительно меньше, чем для их ухода на корпус, поскольку к моменту реверсирования напряжения ионы не успевают заметно отойти от нити. Поэтому длительность гасящего импульса в данном случае может быть меньше 10^{-4} с. Схемы с обращением потенциала позволяют уменьшить разрешающее время несамогасящегося счетчика Гейгера до 20—30 мкс.

Важное преимущество электронных схем гашения спускового типа в том, что они стандартизуют выходной импульс и позволяют более точно учитывать погрешности регистрации. Стандартизация выходных импульсов значительно повышает надежность работы последующих регистрирующих счетных устройств.

Схемы гашения применяют не только для несамогасящихся счетчиков, но и для самогасящихся. В последнем случае схема гашения обрывает разряд раньше, чем он прекратится сам, в результате чего через счетчик протекает меньший суммарный ток и, следовательно, меньше изменяется состав газа, заполняющего объем, поэтому срок службы счетчика увеличивается.

§ 1.5. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ УМНОЖИТЕЛИ В СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫХ СЧЕТЧИКАХ И СЧЕТЧИКАХ ЧЕРЕНКОВА

Фотоны, возникающие в сцинтилляторах и радиаторах черенковских счетчиков, имеют, как правило, сравнительно слабую интенсивность. Поэтому для их регистрации применяют чувствительные фотоэлектронные умножители. Выпускают умножители различных типов: для измерения энергетических спектров применяют спектрометрические ФЭУ, для исследования временны́х распределений — временны́е ФЭУ. Некоторые типы умножителей достаточно хорошо выполняют обе функции. Фотоэлектронные умножители выполняют также на базе канальных электронных умножителей КЭУ и микроканальных пластин МКП.

Спектральную чувствительность фотокатодов умножителей для детекторов излучений выбирают в области максимума спектров люминесценции сцинтилляторов 2000—5000 Å. Наибольшее распространение получили сурьмяно-цезиевые фотокатоды, максимум спектральной чувствительности которых лежит в области 3900—4200 Å.

Важный параметр ФЭУ — коэффициент усиления M, который определяется как отношение числа электронов, приходящих на анод, n_a к числу электронов, эмитированных с фотокатода, $n_{фк}$

$$M = n_a/n_{фк}. \tag{1.39}$$

В зависимости от типа умножителя и его рабочего режима коэффициент усиления колеблется от 10^4 до 10^9. На выходе ФЭУ возникают электрические сигналы, несущие информацию о исследуемом излучении. Поэтому важно правильно снять эти сигналы и передать их на регистрирующие и анализирующие устройства; необходимо обеспечить стабильность коэффициента усиления ФЭУ и всего детектора, а также исключить влияние шумов, возникающих в умножителе.

1.5.1. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ УМНОЖИТЕЛЕЙ И ФОТОДИОДОВ

Питание ФЭУ от делителя напряжения. Напряжение, прикладываемое к электродам фотоэлектронного умножителя, как правило, снимается с омического делителя, питаемого от стабилизированного источника высокого напряжения (рис. 1.27). Суммарное сопротивление делителя должно быть таким, чтобы протекающий через него ток $I_д$ был на порядок больше тока в цепи динодов и тока анода I_a. В противном случае падение напряжения от токов этих электродов на сопротивлениях делителя будет нарушать нормальный режим работы ФЭУ, что приведет к изменению усиления и появлению нелинейности световой характеристики.

Можно показать, что относительное изменение коэффициента усиления определяется выражением

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{I_э}{I_д}\frac{[n(1-m)+1]}{(n+1)(1-m)}, \tag{1.40}$$

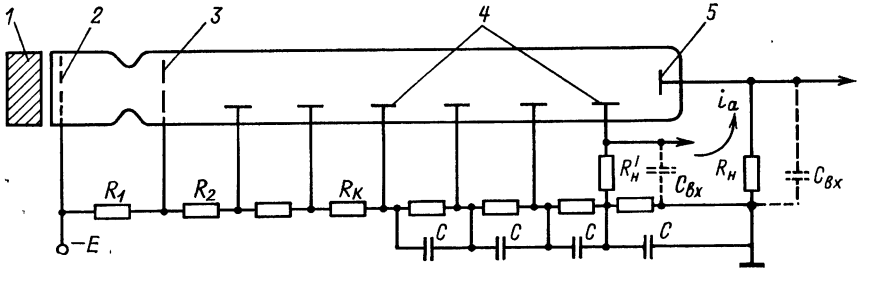


Рис. 1.27. Схема включения ФЭУ в сцинтилляционном детекторе:
1 — сцинтиллятор; *2* — фотокатод; *3* — диафрагма; *4* — диноды; *5* — анод

где m — усиление в цепи одного динода; n — число динодов. Поскольку m и n значительно больше единицы, то из выражения (1.40) следует, что относительное изменение коэффициента усиления определяется отношением $I_а/I_д$. Значительно увеличивать ток делителя трудно из-за роста рассеиваемой им мощности, поэтому в сцинтилляционных счетчиках, где ФЭУ усиливает кратковременные световые вспышки, параллельно сопротивлениям в цепи последних динодов включают блокировочные конденсаторы C (рис. 1.27). Емкости этих конденсаторов выбирают такими, чтобы за время прохождения тока ФЭУ t_i относительное изменение напряжения на динодах не превышало некоторой допустимой величины $\Delta U_д/U_д \leqslant k$.

Уменьшение заряда конденсатора $C\Delta U_с$ равно заряду, уходящему в цепь динода,

$$C\Delta U_с = \int_0^{t_i} i(t)\,dt.$$

Поэтому емкость блокирующего конденсатора должна быть не менее

$$C \geqslant \frac{1}{k}\,\frac{I_д t_i}{\Delta U_д}, \tag{1.41}$$

где $I_д$ — средний ток в цепи динода за время t_i.

Флуктуации напряжения на делителе приводят к флуктуациям коэффициента усиления. Если постоянные времени делителя $R_к C_к$ сделать постоянно уменьшающимися в сторону фотокатода, то для сцинтилляторного импульса, имеющего крутой фронт и экспоненциальный спад, относительное изменение усиления будет описываться выражением

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{I_{а\,макс}}{I_д}\,\frac{\exp(t/T_с) - \exp(-t/R_n C_n)}{T_с - R_n C_n}, \tag{1.42}$$

где $T_с$ — постоянная времени высвечивания сцинтиллятора; $I_{а\,макс}$ — максимальная амплитуда анодных импульсов; $R_n C_n$ — постоянная времени последнего каскада делителя. При большой постоянной времени в цепи делителя $R_n C_n$ зависимость (1.42) имеет вид

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{I_{а макс}}{I_д R_n C_n}\exp\left(-\frac{t}{R_n C_n}\right). \tag{1.43}$$

Таким образом, увеличение постоянных времени делителя уменьшает колебания коэффициента усиления, но делает их более продолжительными. И при больших частотах поступления импульсов, превышающих $1/R_n C_n$, в результате наложений возможны отклонения $\Delta M/M$, превосходящие значения, полученные из выражения (1.43).

При выборе постоянных времени делителя руководствуются максимальной средней частотой следования импульсов $f_{макс}$ и

постоянную времени делают равной $R_n C_n \approx 1/f_{макс}$. При этом сопротивление делителя определяется током делителя $I_д$, при котором обеспечивается максимально допустимое среднее квадратическое отклонение усиления ФЭУ.

Распределение потенциалов между электродами фотоумножителя обычно указывает в паспорте завод-изготовитель. Окончательная подгонка потенциалов производится при наладке сцинтилляционного счетчика по максимальному амплитудному либо временно́му разрешению.

Активный делитель напряжения. Уменьшить значительно влияние динодных токов на распределение напряжений между электродами ФЭУ можно при помощи активного делителя. Для этого используют эмиттерные повторители, включаемые между омическим делителем напряжения и динодами ФЭУ (рис. 1.28). Обычно применяют несколько составных повторителей ($T_{п1}$, $T_{п2}$, $T_{п3}$), питающих последние диноды, так как в их цепях протекают значительные токи, приводящие к колебаниям исходных напряжений. Остальные диноды и фотокатод питаются непосредственно от омического делителя. Поскольку эмиттерные повторители имеют боль-

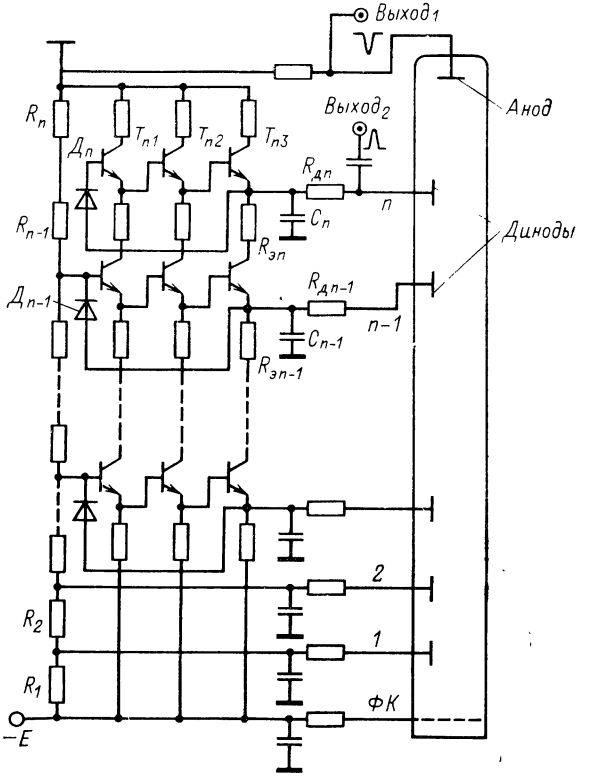


Рис. 1.28. Питание ФЭУ от активного делителя напряжения

шое входное сопротивление, они практически не нагружают делитель, и стабильность снимаемых с делителя напряжений определяется в основном источником питания. Распределение напряжений на делителе повторяется эмиттерными повторителями. Благодаря тому, что их выходное сопротивление мало, распределение напряжений между динодами во время регистрации световой вспышки изменяется незначительно. Включенные между входом и выходом эмиттерных повторителей диоды $Д_п$ служат для защиты транзисторов от бросков напряжения обратного знака. Число каскадов в эмиттерных повторителях может быть различным. Оно определяется отбираемыми токами; повторители, удаленные от анода, могут быть выполнены на двух транзисторах.

Активные делители для питания ФЭУ рационально выполнять в виде интегральных гибридных схем.

Съем сигналов с ФЭУ. Выходной сигнал с ФЭУ снимается с нагрузки, включенной в анодную цепь или цепь последнего динода (рис. 1.27). Если нагрузка $R_н$ включена в анодную цепь, то сигнал имеет отрицательную полярность, так как анодный ток определяется вторичными электронами, поступающими на анод с последнего динода. Сигнал, снимаемый с нагрузки $R'_н$, включенной в цепь последнего динода, имеет положительную полярность, поскольку больше электронов уходит с динода, чем поступает. Амплитуды отрицательного и положительного импульсов примерно одинаковы. Действительно, если на анод поступает n_a электронов, то на последний динод должно поступить n_a/σ электронов, где σ — коэффициент вторичной эмиссии; а число электронов, текущих в цепи последнего динода, равно

$$n_a - \frac{n_a}{\sigma} = n_a \left(1 - \frac{1}{\sigma}\right). \qquad (1.44)$$

Эта величина мало отличается от n_a, так как коэффициент вторичной эмиссии у динодов значительно больше единицы.

При выборе сопротивлений нагрузки у ФЭУ следует руководствоваться правилами, рассмотренными в § 1.2. В качестве выходных схем умножителей обычно используют эмиттерные повторители и усилительные каскады с заземленной базой. Первые применяют в спектрометрических установках, когда производится полное собирание заряда; вторые — во временных измерениях либо в том случае, когда интегрирующая схема удалена от детектора (см. § 1.3).

Возможность работы с малыми сопротивлениями нагрузки, при больших выходных токах ФЭУ позволяет также в некоторых случаях передавать сигнал непосредственно в соединительный и укорачивающий кабель.

КЭУ и схемы их включения. Помимо фотоэлектронных умножителей в ядерной физике, в термоядерных исследованиях и других областях физики используют электронные умножители, рассчитанные на непосредственную регистрацию частиц. В таких умножителях нет фотокатода и исследуемые частицы попадают на первый динод через входное окошко; возникающие в результате вторичной эмиссии электроны далее умножаются в системе динодов.

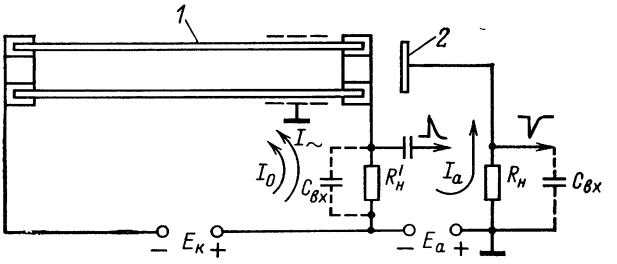


Рис. 1.29. Схема включения КЭУ:
1 — КЭУ; *2* — анод

Для этой же цели применяют и так называемые канальные электронные умножители (КЭУ), отличающиеся тем, что у них нет динодной системы. КЭУ выполняется в виде тонкой трубки — канала длиной несколько сантиметров и диаметром 0,5÷1 мм, обладающей значительным сопротивлением 10^9—10^{10} Ом (рис. 1.29). Внутренняя поверхность канала имеет коэффициент вторичной эмиссии больше единицы. Канал может быть выполнен из стекла, керамики или пластмассы. Чаще для этого используют стекла, содержащие свинец.

К концам трубки через контактные электроды подводят напряжение, которое вследствие проводимости равномерно падает вдоль канала. Электроны, тяжелые частицы, ультрафиолетовое или рентгеновское излучение при попадании на внутреннюю поверхность канала создают вторичные частицы — электроны, которые под действием ускоряющего аксиального электрического поля перемещаются в сторону положительного потенциала, приобретают необходимую энергию и выбивают вторичные электроны с противолежащих мест стенки канала. При определенном соотношении между длиной и диаметром канала и при достаточном ускоряющем напряжении, а также при условии, что коэффициент вторичной эмиссии больше единицы, число электронов на выходе канала во много раз превышает число электронов, образованных исследуемым излучением на входе.

В прямолинейном канале получить большой коэффициент усиления трудно из-за возникающей ионной и оптической обратной связи. Поэтому, как правило, КЭУ выполняют в виде дуги или спирали. Коэффициент усиления КЭУ достигает 10^8—10^9. Применяя материалы, свободные от радиоактивных компонентов, уровень шумов этих умножителей удается понизить до 10^{-2} имп./с.

К недостаткам КЭУ можно отнести малый выходной ток — порядка нескольких микроампер. При работе КЭУ в сцинтилляционном счетчике на его входе надо устанавливать фотокатод. С большой площади фотокатода ускоренные электроны могут быть сфокусированы на вход канала умножителя либо направлены на несколько КЭУ.

Дальнейшим развитием канальных умножителей являются микроканальные пластины МКП, состоящие из 10^6 и более каналов диаметром 10 мкм. На базе МКП создают ФЭУ, позиционные детекторы и усилители света (см. § 8.2, 8.4).

Из-за небольших размеров отдельных каналов микроканальные ФЭУ обладают очень высокими временными характеристиками. Время прохождения сигнала через них не превышает 1 нс, а разброс этого времени составляет 0,1 нс. По сравнению с динодными ФЭУ они значительно менее чувствительны к магнитным полям.

Высокое напряжение на КЭУ прикладывается к концам канала, вдоль которого оно равномерно распределяется. По мере умножения электронов увеличиваются токи, отбираемые от распределенного делителя канала. Поэтому в некоторых умножителях в конце канала наносится заземленный экран, емкость которого работает так же, как сосредоточенные емкости в делителе ФЭУ (пунктир на рис. 1.29).

Сигнал с КЭУ можно снимать при помощи сопротивления нагрузки, включенной либо в цепь внешнего анода, либо в цепь высокого напряжения $E_к$ (рис. 1.29). В первом способе во внешнюю цепь ($R_нC_{вх}$) поступает ток анода $I_а$ и на выходе схемы формируется отрицательный импульс. Во втором способе во внешнюю цепь поступают три тока: I_0 — постоянный ток, протекающий через канал в исходном состоянии; $I_\sim$ — импульс тока, возникающий в цепи канала в результате шунтирования резистивного слоя лавиной вторичных электронов; $I_а$ — анодный ток. Токи I_0 и $I_\sim$ текут навстречу току $I_а$, причем $I_а$ на порядок больше $I_\sim$, поэтому на нагрузке $R'_н$ развивается положительный импульс.

1.5.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫХ СЧЕТЧИКОВ

На амплитудное значение выходного импульса сцинтилляционного счетчика влияют нестабильность коэффициента усиления ФЭУ, а также непостоянство светового выхода сцинтиллятора и его спектральной характеристики. Все эти параметры зависят от температуры; кроме того, коэффициент усиления ФЭУ очень чувствителен к нестабильности питающего напряжения. Поэтому в сцинтилляционных счетчиках применяют специальные стабилизирующие схемы, обеспечивающие постоянство усиления как самого умножителя, так и всего детектора.

Коэффициент усиления ФЭУ можно представить в виде выражения

$$M = \theta\sigma^n,$$

где θ — коэффициент, определяющий фокусировку электронов между отдельными электродами; n — число динодов.

Коэффициент вторичной эмиссии σ не является постоянной величиной, он зависит от напряжения между динодами U_0:

$$\sigma = f(U_0).$$

Эта функция определяется материалом, из которого изготовлена поверхность динода. Можно показать, что изменение питающего ФЭУ напряжения U_0 приводит к значительному изменению коэффициента усиления:

$$\frac{\Delta M}{M} \approx n \frac{\Delta U_0}{U_0}, \qquad (1.45)$$

т. е. изменение питающего напряжения на 1 % приводит к n %-ному изменению коэффициента усиления (обычно $n=12\div16$).

Коэффициент усиления КЭУ зависит от напряжения U_0, приложенного к его торцам, и вторично-эмиссионных свойств внутренней поверхности канала; в случае прямолинейного канала он имеет вид

$$M = \left(\frac{KU_0^2}{4V\alpha^2}\right)^{\frac{4V\alpha^2}{V_0}}, \qquad (1.46)$$

где α — отношение длины канала к его диаметру; V — начальная энергия вторичных электронов; K — коэффициент пропорциональности между коэффициентом вторичной эмиссии внутренней поверхности канала и первичной энергией электронов, падающих на стенку канала.

Из-за сильной зависимости коэффициента усиления умножителей от питающего напряжения предназначенные для них источники высокого напряжения делаются стабилизированными. Особенно хорошая стабилизация (лучше 0,01 %) необходима при выполнении спектрометрических измерений.

Стабилизированный делитель напряжения. В устройствах, не требующих очень высокой стабильности коэффициента усиления ФЭУ, межэлектродные напряжения поддерживаются постоянными при помощи полупроводниковых стабилизаторов напряжения — стабилитронов. Падение напряжения на них мало зависит от протекающего тока. Обычно применяют кремниевые стабилитроны, на параметры которых мало влияет изменение температуры.

В схеме стабилизированного делителя для ФЭУ (рис. 1.30) ток в стабилитроны поступает с омического делителя R_1, R_2, ..., R_n через дополнительные высокоомные резисторы $R_{д1}$, $R_{д2}$, ..., $R_{дn}$. Режим стабилитронов устанавливается таким, чтобы допустимая

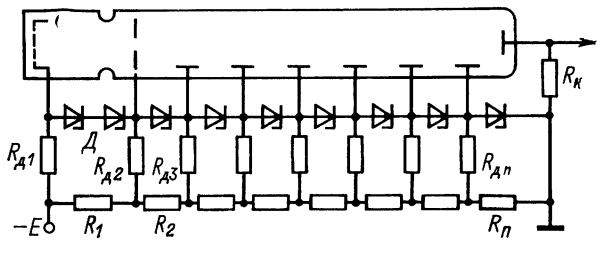


Рис. 1.30. Питание ФЭУ от стабилизированного делителя напряжения

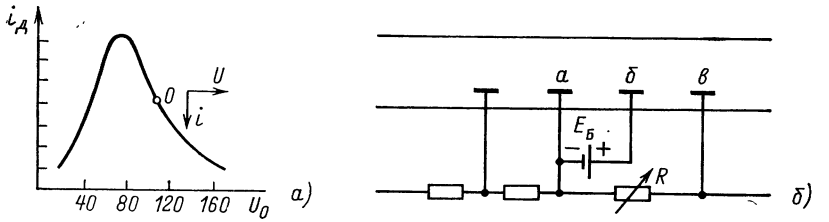


Рис. 1.31. Стабилизация коэффициента усиления ФЭУ, основанная на расфокусировке электронного пучка между динодами:
а — зависимость тока динода от ускоряющего напряжения; *б* — схема стабилизации

нестабильность высокоомного источника питания, а также возможные изменения протекающих в цепи динодов токов мало влияли на распределение напряжений между электродами ФЭУ.

Стабилизация ФЭУ, основанная на расфокусировке электронного пучка между динодами. В лабораторных установках для улучшения стабильности коэффициента усиления ФЭУ иногда используют зависимость фокусировки пучка электронов, падающих на один из динодов, $i_д$ от ускоряющего напряжения между динодами U_0. Зависимость $i_д = f(U_0)$ для некоторых типов умножителей имеет форму, приведенную на рис. 1.31,*а*. При низком напряжении из-за расфокусировки лишь небольшая часть электронного пучка попадает на динод; при повышении напряжения фокусировка улучшается, наблюдается максимум тока; при дальнейшем повышении ускоряющего напряжения пучок вновь расфокусируется и ток падает. Кривая снимается при неизменных напряжениях на всех динодах, кроме исследуемого. Правая ветвь кривой используется для поддержания стабильного коэффициента усиления. Для этого в схеме питания ФЭУ (рис. 1.31,*б*) между двумя динодами *а* и *б* вводится батарея, а потенциал на последующий динод *в* снимается с переменного сопротивления R. Величину сопротивления выбирают такой, чтобы потенциал между динодами *б* и *в*

$$U_{б-в} = U_R - E_б$$

соответствовал точке 0 кривой (рис. 1.31,*а*). Тогда при увеличении питающего напряжения и соответственно при увеличении падения напряжения на R ток в цепи динода *в* будет уменьшаться. Тем самым компенсируется общее повышение усиления ФЭУ. Аналогичная картина наблюдается при уменьшении напряжения источника питания. Заметим, что колебания напряжения на резисторе R примерно вдвое больше, чем на отдельных динодах, поэтому пучок электронов, падающих на динод *в*, расфокусируется сильнее и тем самым лучше обеспечит стабилизацию коэффициента усиления.

Метод, основанный на расфокусировке пучка электронов между динодами, позволяет заметно повысить стабильность коэффициента усиления, однако он неудобен тем, что требует индивидуального изучения каждого образца умножителя.

Автоподстройка по реперному световому импульсу. В сцинтилляционных спектрометрах, требующих особенно высокой стабильности коэффициента усиления, применяют схемы автоматического регулирования. Работа их, как правило, основана на привязке к

некоторому реперному световому импульсу или к спектральной линии вспомогательного или исследуемого излучения.

В схемах с реперным световым импульсом фотокатод ФЭУ освещается кратковременными стабильными по интенсивности вспышками света. Импульсы от них проходят, так же как и исследуемые импульсы сцинтилляций, через весь усилительный тракт спектрометра. При изменении коэффициента усиления ФЭУ и других элементов тракта амплитуда реперных импульсов на выходе также изменяется. В результате вырабатывается сигнал ошибки, соответствующий отклонению этих импульсов от нормальной величины. Сигнал ошибки через вспомогательные устройства изменяет в нужную сторону коэффициент усиления ФЭУ или усилителя. В этом методе высокие требования предъявляются к генератору реперных световых импульсов, обеспечить их высокую стабильность трудно.

Метод стабилизации, в котором в значительной степени ослабляется требование к высокой стабильности реперных импульсов, основан на том, что выходной реперный сигнал сравнивается с импульсом тока, протекающего через источник световых вспышек. При этом используется линейная зависимость между интенсивностью свечения некоторых источников света и протекающим через них током.

В схеме, приведенной на рис. 1.32,*а*, фотокатод ФЭУ освещается кратковременными вспышками от светодиода. Последний возбуждается импульсами тока через резистор R. На сопротивлении резистора выделяются импульсы напряжения RI, пропорциональные интенсивности свечения $I_{св}$ (рис. 1.32,*б*). Снимаемые с выхода усилительного тракта спектрометра реперные импульсы сравнивают с импульсами напряжения на R. Схема сравнения вырабатывает сигнал ошибки, он интегрируется и используется для управления источником высокого напряжения ФЭУ. Управлять можно также и коэффициентом усиления усилителя.

Рассмотренный метод удобно применять при работе спектрометра на импульсном источнике излучения, например на линейном ускорителе. В этом случае реперные световые импульсы генерируются в те моменты, когда нет исследуемого излучения.

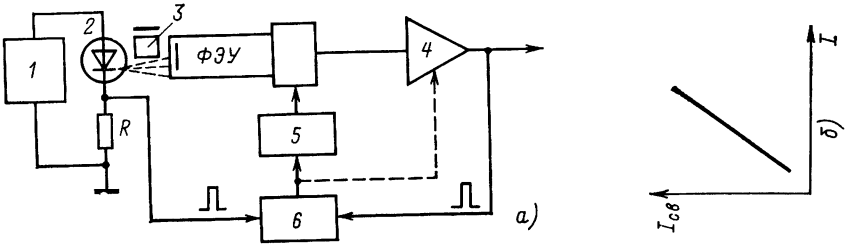


Рис. 1.32. Схема стабилизации коэффициента усиления ФЭУ с реперным световым импульсом (*а*); зависимость интенсивности светового импульса от тока, протекающего через светодиод (*б*):

1 — генератор импульсов тока; *2* — светодиод; *3* — сцинтиллятор; *4* — усилитель; *5* — источник высокого напряжения; *6* — схема сравнения

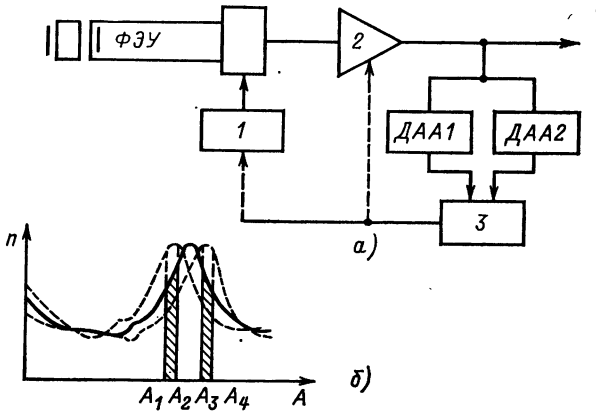


Рис. 1.33. Стабилизация коэффициента усиления ФЭУ с автоподстройкой по спектральной линии:

а — структурная схема; *б* — расположение каналов A_1A_2 и A_3A_4 — дифференциальных анализаторов на спектральной линии; *1* — источник высокого напряжения, *2* — усилитель; *3* — схема сравнения; *ДАА1* и *ДАА2* — дифференциальные амплитудные анализаторы

Автоподстройка по спектральной линии. Метод стабилизации — универсальный, основан на привязке к спектральной линии вспомогательного — реперного или измеряемого излучения (рис. 1.33,*а*, *б*). Импульсы с выхода усилительного тракта сцинтилляционного детектора поступают на два дифференциальных амплитудных анализатора ДАА1 и ДАА2 (см. § 5.3). Эти анализаторы настраиваются так, что один срабатывает от импульсов с амплитудами $A_1 — A_2$, а второй — от импульсов с амплитудами $A_3 — A_4$. В схеме сравнения импульсы ДАА поступают на две интегрирующие цепи. В них создаются напряжения, пропорциональные скорости поступления сигналов. В результате сравнения напряжений на интегрирующих цепях вырабатывается сигнал ошибки

$$\Delta U = K\left(\sum_{A_1}^{A_2} n_i - \sum_{A_3}^{A_4} n_i\right). \qquad (1.47)$$

Нормально сигнал ошибки $\Delta U = 0$, при увеличении или уменьшении коэффициента усиления он становится отрицательным или положительным. Этим сигналом управляется источник высокого напряжения ФЭУ или усилитель. Заметим, что постоянные времени интегрирующих цепей должны быть достаточно большими, чтобы статистические флуктуации не влияли на процесс регулирования.

Рассмотренные аналоговые методы подстраивают усилительный тракт сцинтилляционного детектора и значительно улучшают стабильность его работы. В прецизионных спектрометрических установках источником дополнительной нестабильности (кроме детектора) является преобразователь аналог—код. В таких спектрометрах применяются цифровые методы стабилизации, при этом стабилизируется весь тракт спектрометра — от детектора до выхода преобразователя аналог — код (см. § 5.9).

1.5.3. ПОДАВЛЕНИЕ ШУМОВ ФЭУ

Фотоумножители, как уже отмечалось, — источники шумов. Одиночные тепловые электроны, эмитируемые фотокатодом, так же как фотоэлектроны, вызванные сцинтилляциями, усиливаются умножителем, и на нагрузке создается шумовой сигнал. При регистрации излучений низких энергий амплитуды шумовых сигналов соизмеримы с амплитудами измеряемых импульсов. Поэтому простой амплитудной дискриминацией подавить шумы не всегда возможно.

Исключение шумовых сигналов ФЭУ методом совпадений. Эффективный метод подавления шумов ФЭУ основан на применении схемы совпадений (рис. 1.34,*а*, *б*). Детектор состоит из одного сцинтиллятора и двух ФЭУ. Выходы ФЭУ подключены к схеме совпадений, которая срабатывает только в том случае, когда на оба ее входа сигналы приходят одновременно (см. § 4.3). С выходов ФЭУ1 и ФЭУ2 на схему совпадений поступают импульсы, вызванные сцинтилляциями, и импульсы шумов. Импульсы шумов в каждом ФЭУ возникают независимо: между ними нет корреляции — они появляются в разное время, поэтому схема совпадений не срабатывает. Сигналы исследуемого излучения создаются сцинтилляцией, одновременно освещающей фотокатоды обоих умножителей. Поэтому от этих сигналов схема совпадений ($Вых_1$) срабатывает и выдает импульс в момент регистрации излучения.

Отметим, что при большой интенсивности шумов возможны случайные совпадения, которые надо учитывать. Этот вопрос будет рассмотрен в § 4.3.

Сигнал на выходе схемы совпадений свидетельствует только о наличии совпадений и не несет информации об амплитуде исходных сигналов. Рассмотренный метод подавления шумов может быть применен и для амплитудных измерений. При этом импульс схемы совпадений после формирования по длительности (см. пунктир на рис. 1.34,*а*) используется для открывания схемы пропускания, на которую приходит через линию задержки сигнал с выхода ФЭУ-2. Здесь применяется линейная схема пропускания, и на $Вых._2$ проходят импульсы с сохранением их амплитудного распределения, соответствующего исследуемому излучению.

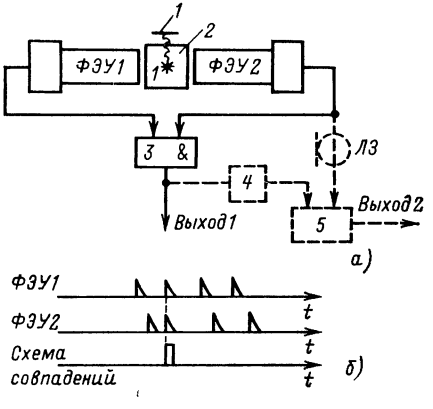


Рис. 1.34. Схема для исключения шумовых сигналов ФЭУ в сцинтилляционном детекторе методом совпадений (*а*) и пояснительные временные диаграммы (*б*):

1 — источник; *2* — сцинтиллятор; *3* — схема совпадений; *4* — формирователь; *5* — схема пропускания

Исключение одноэлектронных шумовых сигналов. Экспериментальные исследования показывают, что основной составляющей

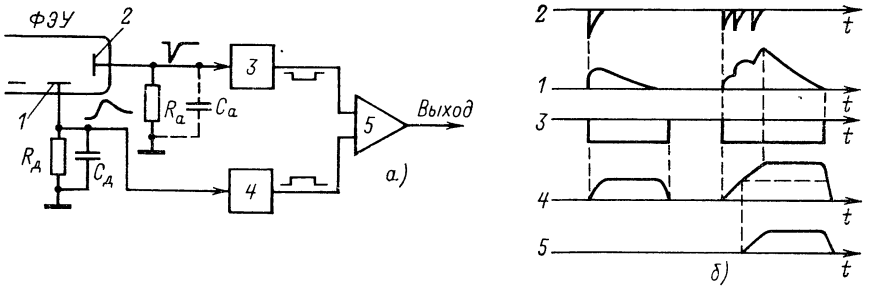


Рис. 1.35. Схема исключения одноэлектронных шумовых сигналов ФЭУ *(а)* и временные диаграммы в разных точках схемы *(б)*:
1 — динод; *2* — анод; *3* — формирователь *1*; *4* — формирователь *2*; *5* — дифференциальный усилитель

шумов ФЭУ является одноэлектронный компонент, т. е. шумовые импульсы, образованные одиночными тепловыми электронами, вылетающими с фотокатода. Поэтому некоторые методы подавления шумов основаны на исключении одноэлектронных импульсов. Эти импульсы имеют значительный амплитудный разброс, и простой амплитудный дискриминацией отделить их от полезных сигналов трудно. Дискриминация основана на различии структуры сигналов шума и исследуемого излучения: если одноэлектронный сигнал шума представляет собой одиночный импульс тока, то измеряемый сигнал состоит из нескольких импульсов тока, возникающих от фотоэлектронов (допускается и наложение этих импульсов.)

В схеме, приведенной на рис. 1.35,*а*, постоянная времени в анодной цепи ФЭУ $\tau_а = R_а C_а$ выбирается небольшой — меньше времени нарастания сигнала в ФЭУ $t_н$ и времени высвечивания сцинтиллятора $T_с$; поэтому на $R_а C_а$ возникают импульсы напряжения, соответствующие по форме импульсам тока ФЭУ. На рис. 1.35,*б* показаны одиночный токовый импульс одноэлектронной компоненты и группа токовых импульсов измеряемого излучения. Эти сигналы в цепи динода интегрируются, так как постоянная времени $\tau_д = R_д C_д$ значительно больше $\tau_а$; $\tau_д > \tau_а$ и $\tau_д > t_н$. Сигналы с анодной и динодной цепей поступают на формирователи *3* и *4*. Они формируют импульсы одинаковой длительности, но с амплитудой, пропорциональной амплитуде исходных сигналов. Поэтому на выходе формирователя *3*, подключенного к аноду ФЭУ, импульсы имеют одинаковую амплитуду, а на выходе формирователя *4*, подключенного к диноду ФЭУ, амплитуда зависит от числа фотоэлектронов. Усиление формирователей регулируется так, чтобы сигналы от одиночных импульсов на входе дифференциального усилителя были одинаковыми. В результате на выходе дифференциального усилителя одноэлектронных импульсов шумов нет, а сигналы исследуемого излучения будут иметь амплитуду, пропорциональную $n - 1$, где n — число фотоэлектронов сигнала. Таким образом подавляется одноэлектронный компонент и выходной сигнал несет информацию об амплитудном распределении сцинтилляций.

Глава 2

Аналоговая обработка сигналов детекторов излучений

§ 2.1. ЗАДАЧИ АНАЛОГОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Сигналы, снимаемые с детекторов излучений, несут различную информацию о изучаемых процессах. Число сигналов в секунду характеризует интенсивность излучения, амплитудное распределение импульсов описывает энергетический спектр, форма импульсов определяет вид излучения и т. д. Извлекать эту информацию непосредственно из сигналов детекторов, как правило, затруднительно, так как их амплитуда в большинстве случаев мала, мешают шумы, наложения сигналов, вызванные их статистическим распределением, и т. п. Поэтому сигналы от детекторов излучений подвергаются специальной аналоговой обработке.

В большинстве случаев сигналы детекторов образуются, как это было показано в гл. 1, интегрированием токов на входных *RC*-цепях. Поэтому в последующих устройствах применяют укорачивающие схемы, которые разделяют импульсы. В особо ответственных спектрометрических задачах недопустимы даже отдельные наложения. Разработаны методы, исключающие такие искаженные сигналы.

В зависимости от типа детектора и вида исследуемого излучения применяют усилители с разными коэффициентами усиления. Для ионизационных камер и полупроводниковых детекторов необходим коэффициент усиления $10^5 — 10^6$ при сравнительно ограниченной полосе пропускания ($10^3 — 10^5$ Гц); для сцинтилляционных детекторов необходимы очень широкополосные усилители с верхней граничной частотой до $10^7 — 10^8$ Гц при сравнительно низком коэффициенте усиления, порядка 10^3.

Значительные трудности возникают при усилении слабых сигналов от излучений низких энергий. Амплитуда этих сигналов соизмерима с уровнем шумов; для обеспечения максимального отношения сигнал/шум в усилители вводят специальные фильтрующие цепи.

Наряду с исследуемыми сигналами, «входящими» в характеристику усилителя, от детекторов часто поступают импульсы высокоэнергетического излучения, приводящие к перегрузке усилителя — к временной потере усилительных свойств. Поэтому в линейных спектрометрических усилителях предусматривают специальные меры для устранения подобной амплитудной перегрузки. Из-за статистического характера поступающей информации в цепях усилителей возникают флуктуации нулевой линии, приводящие также к погрешностям в спектрометрических измерениях. Для их устранения в схемы усилителей вводят цепи, стабилизирующие нулевую линию.

Часто необходимо выделить некоторые сигналы или определен-

ную часть сигналов для последующих измерений. Эту задачу решают при помощи схем линейного пропускания.

Во многих экспериментах надо исключить сигналы некоторого фонового излучения или раздельно регистрировать частицы нескольких видов. Для идентификации излучений часто применяют методы дискриминации сигналов детекторов по форме.

§ 2.2. УКОРАЧИВАНИЕ СИГНАЛОВ

2.2.1. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕНИ

Сигналы, снимаемые с нагрузок детекторов излучений, имеют сравнительно малое время нарастания и продолжительный спад. Детекторы излучений могут зарегистрировать новую частицу или квант значительно раньше, чем разность потенциалов на входной схеме достигнет исходного значения. Поэтому при больших загрузках во входной цепи детектора наблюдается наложение импульсов (рис. 2.1,*а* и *б*). На рисунке изображены импульсы тока детектора $i_д$ и наложенные импульсы напряжения $U_{вх}$ на входной цепи. Наложение импульсов связано со статистическим характером распределения во времени регистрируемых детектором частиц или квантов. При облучении детектора источником постоянной интенсивности импульсы тока детектора появляются в произвольные моменты времени. Если среднее число импульсов в единицу времени (интенсивность) равно n_0, то вероятность попадания в интервал t некоторого количества импульсов N определяется законом Пуассона

$$P(N, t) = \frac{(n_0 t)^N}{N!} \exp(-n_0 t). \qquad (2.1)$$

Вероятность появления одного импульса за другим в течение некоторого интервала t можно рассматривать как вероятность появления в этом интервале одного импульса ($N=1$)

$$P_{(1)} = n_0 t \exp(-n_0 t) \approx n_0 t.$$

Это выражение определяет также долю общего числа импульсов, разделенных интервалом, меньшим или равным t. Таким образом, всегда имеется вероятность сдваивания статистически распределенных импульсов. Точно так же можно показать, что есть группы из трех, четырех и другого количества близко расположенных импульсов.

Возможность группирования сигналов следует также из закона распределения длительности интервалов между импульсами. Допустим, что некоторый импульс появился в произвольный момент

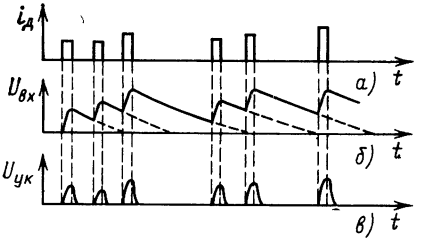


Рис. 2.1. Импульсы тока детектора (*а*); наложенные импульсы напряжения (*б*); укороченные импульсы (*в*)

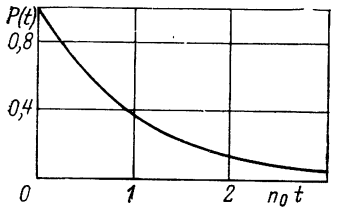


Рис. 2.2. Распределение интервалов между статистически независимыми импульсами

времени, который можно принять за начало отсчета. Тогда следующий импульс может появиться между моментами t и $t+dt$ в том случае, если не будет ни одного импульса в интервале t и появится один импульс в интервале dt. Вероятность первого события согласно формуле (2.1) равна $\exp(-n_0 t)$, вероятность второго события равна $n_0 dt$. Поскольку оба события статистически независимы, то вероятность появления в рассматриваемом интервале импульса $P(t)\,dt$ может быть определена как

$$P(t)\,dt = \exp(-n_0 t)\,n_0 dt,$$

откуда получаем закон распределения интервала между статистически независимыми импульсами

$$P(t) = n_0 \exp(-n_0 t). \qquad (2.2)$$

Закон распределения интервалов показывает, что вероятность появления коротких интервалов больше, чем вероятность появления продолжительных (рис. 2.2). Наличие малых интервалов между статистически распределенными импульсами тока вызывает наложение более продолжительных импульсов напряжения на входе схемы, что в свою очередь приводит к неизбежной потере части сигналов в регистрирующих и анализирующих устройствах с конечным разрешающим временем.

Возникающие на выходе детектора наложения сигналов приводят к тому, что флуктуации суммарного напряжения (см. рис. 2.1) значительно превышают амплитуду одиночных сигналов. Наложенные импульсы не проходят через электронную схему, рассчитанную на передачу одиночных сигналов. В этом случае может возникнуть перегрузка электронной схемы (усилителя), в результате которой наложенные импульсы либо выпадут из измерений, либо будут измерены неправильно. Для предупреждения этого неприятного явления стоящая за детектором электронная схема или усилитель делаются такими, чтобы хорошо передавался фронт импульса, а длительность спада была сведена к минимуму, т. е. сигналы укорачиваются и наложения практически не возникают. Укороченные импульсы показаны на рис. 2.1,*в*.

Широко применяют два способа укорачивания: использование дифференцирующей *CR*-цепи и короткозамкнутой линии задержки.

2.2.2. УКОРАЧИВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩЕЙ *CR*-ЦЕПЬЮ

Укорачивание сигналов, как правило, выполняют после некоторого усиления. Вследствие этого входная интегрирующая цепь развязывается от укорачивающей цепи и преобразуемый сигнал имеет

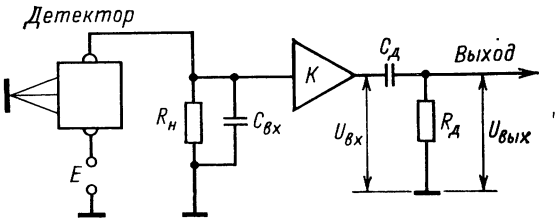


Рис. 2.3. Укорачивание дифференцирующей *CR*-цепью

достаточную амплитуду. В тех случаях, когда с детектора снимается сравнительно мощный сигнал (самогасящийся или сцинтилляционный счетчик), укорачивающую цепь подключают непосредственно к нагрузке детектора. Укорачивать сигнал после значительного усиления не имеет смысла, так как наложенные импульсы не пройдут через усилитель и будут потеряны.

На рис. 2.3 укорачивающая *CR*-цепь включена после усилителя. Сигнал на выходе такой цепи при определенных условиях равен производной исходного сигнала. В самом деле, если $R_д \ll \frac{1}{\omega C_д}$, где ω — высшая гармоническая составляющая исследуемого сигнала, то напряжение на конденсаторе будет следовать за напряжением на входе $U_{C_д} \approx U_{вх}$, и поскольку поступающий в конденсатор ток равен $i = C_д \frac{dU_{C_д}}{dt}$, то сигнал на выходе укорачивающей схемы будет равен падению напряжения от этого тока на $R_д$

$$U_{вых} \approx R_д C_д \frac{dU_{вх}}{dt}.$$

При укорачивании сигналов от детекторов излучений постоянную времени $\tau_д = R_д C_д$ выбирают обычно из условия

$$t_н \leqslant \tau_д \leqslant \tau_{вх},$$

где $t_н$ — время нарастания сигнала; $\tau_{вх} = R_н C_{вх}$ — постоянная времени, определяющая время спада сигнала (рис. 2.4,*а*). При таких условиях достаточно хорошо передается фронт импульса, а общая длительность сигнала значительно уменьшается (рис. 2.4,*б*).

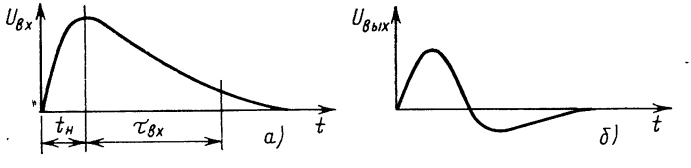


Рис. 2.34. Входной импульс (*а*) и укороченный импульс после дифференцирующей *CR*-цепи (*б*)

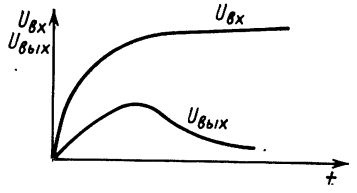


Рис. 2.5. Передача укорачивающей CR-цепью экспоненциально нарастающего напряжения

Дифференцирующие CR-, CRL-цепи. Оценим количественно работу укорачивающей CR-цепи для экспоненциально нарастающего напряжения (рис. 2.5)

$$U_{вх} = U_{макс}\,[1 - \exp(-t/T_н)].$$

Такое напряжение близко по форме сигналу детектора, передний фронт которого, как ранее было показано, описывается экспонентой или близкой к ней кривой, а длительность спада значительно превышает время нарастания.

Применяя закон Ома в операторной форме, для укорачивающей $C_д R_д$-цепи запишем

$$U_{вых}(p) = i(p)\,R_д \tag{2.3}$$

и

$$i(p) = U_{вх}(p)/Z(p), \tag{2.4}$$

где $Z(p)$ — полное сопротивление схемы в операторной форме,

$$Z(p) = R_д + \frac{1}{pC_д} \tag{2.5}$$

и $U_{вх}(p)$ — операторная запись входного сигнала,

$$U_{вх}(p) = U_{макс}/T_н\left(p + \frac{1}{T_н}\right). \tag{2.6}$$

После подстановки $Z(p)$ и $U_{вх}(p)$ в выражения (2.3), (2.4) определим выходное напряжение в операторной форме и соответствующий оригинал

$$U_{вых} = \frac{U_{макс}}{1 - (T_н/\tau_д)}\,[\exp(-t/\tau_д) - \exp(-t/T_н)]. \tag{2.7}$$

Исследуя эту функцию на максимум, находим, что амплитудное значение сигнала на выходе $U_{вых}$ дифференцирующей цепи при условии $\tau_д \approx T_и$ значительно меньше ($U_{вых} = 0{,}37\ U_{макс}$) максимальной величины сигнала на входе $U_{вх}$. С уменьшением постоянной времени дифференцирующей цепи $\tau_д$ наблюдается дальнейшее резкое уменьшение амплитуды выходного сигнала, поэтому делать $\tau_д \ll T_н$ не следует.

В том случае, когда на CR-цепь подаются сигналы с очень малым временем нарастания, например от сцинтилляционного детектора, укороченный импульс имеет заостренную, резко спадающую вершину (рис. 2.6, кривая CR). Такая форма часто нежелательна, так как ухудшается работа последующих устрой-

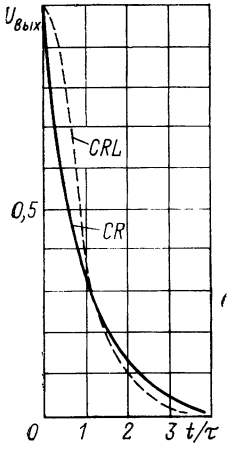


Рис. 2.6. Форма спада импульса на выходе укорачивающих *CR*- и *CRL*-цепей

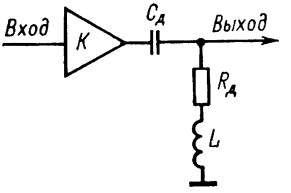


Рис. 2.7. Укорачивающая *CRL*-цепь

ств, например амплитудных анализаторов. Несколько улучшить форму укороченного импульса удается при помощи компенсирующей индуктивности. На рис. 2.7 показана укорачивающая *CRL*-цепь. Форма укороченного единичного скачка напряжения, когда $L=R^2C/4$, показана пунктиром на рис. 2.6; сравнивая кривые, соответствующие *CR*- и *CRL*-цепям, видим, что благодаря индуктивности форма выходного сигнала несколько улучшается — он расширяется у вершины и сужается у основания.

Компенсированная дифференцирующая цепь. При прохождении сигнала с экспоненциальным спадом через простую дифференцирующую *CR*-цепь выходное напряжение имеет выброс противоположного знака (см. рис. 2.4). В некоторых случаях, например при работе спектрометрических усилителей, подобные выбросы крайне нежелательны, так как они приводят к искажениям и даже потере информации из-за перегрузки, возникающей от импульсов большой амплитуды (см. § 2.5). Поэтому часто применяют специальную компенсированную дифференцирующую цепь, обеспечивающую чистый экспоненциальный спад укороченного выходного сигнала без выбросов. Подобные цепи синтезируются по методу отыскания условий компенсации полюсов и нулей функции.

Рассмотрим сначала передачу экспоненциального спада импульса простой дифференцирующей *CR*-цепью. Такой импульс образуется на выходе детектора с постоянной времени формирующей входной цепи $\tau_{вх}=R_нC_{вх}$ при условии, что длительность исходного импульса тока детектора $t_i \ll \tau_{вх}$. Спад импульса детектора описывается выражением

$$U_{вх} = U_{макс} \exp(-t/R_нC_{вх}),$$

ему соответствует операторная запись

$$U_{вх}(p) = U_{макс}\left[p + \frac{1}{p + (1/R_нC_0)}\right]^{-1}.$$

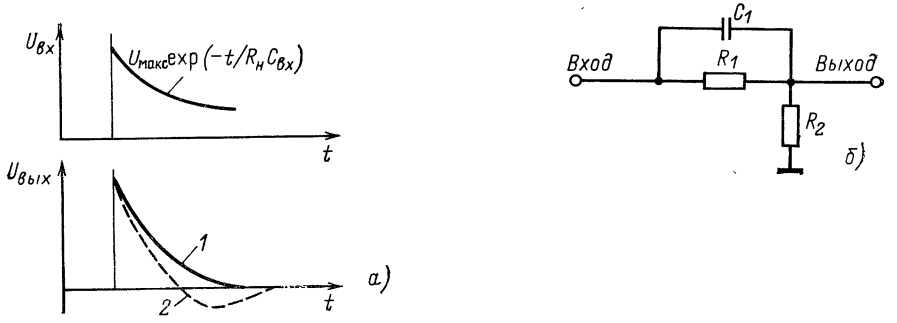


Рис. 2.8. Передача экспоненциально спадающего импульса некомпенсированной (*2*) и компенсированной (*1*) дифференцирующими цепями (*а*); компенсированная дифференцирующая цепь (*б*)

Используя операторную запись полного сопротивления дифференцирующей цепи (2.5) и применяя закон Ома в операторной форме (2.4), получаем функцию изображения выходного сигнала

$$U_{вых}(p) = \frac{U_{макс}}{p + \dfrac{1}{R_нC_{вх}}} \frac{p}{p + \dfrac{1}{R_дC_д}}. \qquad (2.8)$$

Этому изображению не соответствует простая экспоненциальная функция, так как данная зависимость имеет два разрыва и у выходного сигнала наблюдается отрицательный выброс (см. пунктир на рис. 2.8,*а*).

Из выражения 2.8 видно, что сомножитель $\dfrac{p}{p + \dfrac{1}{R_дC_д}}$ является коэффициентом передачи дифференцирующей цепи. Если коэффициент передачи сделать равным

$$\frac{p + (1/R_нC_{вх})}{p + (1/R_дC_д)}, \qquad (2.9)$$

то изображение выходного напряжения будет иметь вид

$$U_{вых}(p) = U_{макс}\,[p + (1/R_дC_д)]^{-1},$$

что соответствует экспоненциальному выходному сигналу без выброса. Таким образом, задача сводится к синтезированию цепи, коэффициент передачи которой описывается выражением (2.9). Можно показать, что схема, приведенная на рис. 2.8,*б*, обладает подобным коэффициентом передачи

$$\frac{p + (1/R_1C_1)}{p + [1/(R_1 \parallel R_2)C_2]}, \qquad (2.10)$$

где $R_1 \| R_2 = R_1R_2/(R_1 + R_2)$. Заменяя в выражении (2.8) коэффициент передачи на (2.10), нетрудно заключить, что экспоненциальный сигнал на выходе будет при удовлетворении равенств

$R_1C_1=R_нC_{вх}$ и $(R_1||R_2)\times C_1=R_дC_д$ и при условии $R_дC_д<R_нC_{вх}$. Сигнал компенсированной дифференцирующей цепи имеет экспоненциальный спад без выбросов (см. рис. 2.8,*а*). Сопротивление цепи R_1 часто делают переменным, с его помощью подстраивают точно схемы на обрабатываемые сигналы.

При рассмотрении укорачивающих цепей не учитывалось влияние подключенных к ним элементов. В реальных схемах следует учитывать сопротивление источника сигнала и паразитные емкости. Для нормальной работы укорачивающей цепи усилитель, к которому подключена цепь, должен иметь выходное сопротивление меньше сопротивления $R_д$, а входная емкость последующей электронной схемы должна быть значительно меньше $C_д$. Увеличение сопротивления источника сигнала и паразитных емкостей приводит к расширению укороченного импульса и уменьшению его амплитуды.

При всей простоте метод укорачивания импульсов детекторов излучений при помощи дифференцирующих *RC*-цепей имеет недостатки. Во-первых, мала амплитуда укороченного сигнала, к тому же она зависит от крутизны переднего фронта исходного сигнала; в этом можно убедиться, анализируя выражение (2.7). Во-вторых, укороченный импульс имеет заостренную вершину, что усложняет схемы, рассчитанные на измерение амплитуд импульсов. В-третьих, длительность спада укороченного импульса значительно больше времени нарастания и неизбежны частичные наложения. Указанных недостатков в значительной степени лишен метод укорачивания при помощи линий задержки.

2.2.3. УКОРАЧИВАНИЕ ЛИНИЯМИ ЗАДЕРЖКИ

Работа укорачивающих схем с линиями задержки основана на вычитании из сигнала, поступающего на вход, того же сигнала, задержанного на некоторое время линией. Благодаря тому, что входные импульсы от детекторов излучения имеют крутые передние фронты и пологие спады, формируется разностный сигнал с временем нарастания таким же, как у входного импульса, и с длительностью, определяемой линией задержки.

В зависимости от крутизны фронта исходного сигнала и необходимой длительности укороченного импульса применяют разные типы линий задержки. Для получения микросекундных задержек пригодны линии с сосредоточенными параметрами или специальные кабели задержки; в наносекундной области применяют отрезки высокочастотных кабелей или полосковые линии.

Схема с короткозамкнутой линией задержки. Наибольшее распространение получили укорачивающие схемы с короткозамкнутой линией задержки. Принцип работы такой схемы поясняется рис. 2.9,*а*. Схема состоит из согласующего или усилительного каскада с некоторым коэффициентом усиления K, к выходу которого подключена линия задержки, замкнутая на конце. Со стороны входа линии усилительный каскад должен обладать выходным сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии,

$$R_в=\sqrt{L/C}, \qquad (2.11)$$

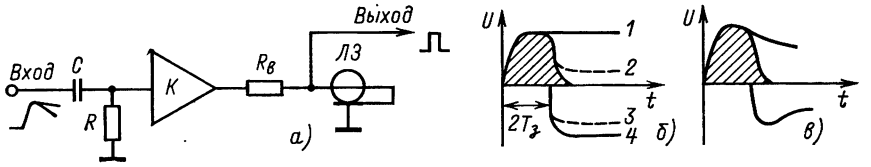


Рис. 2.9. Укорачивание сигналов короткозамкнутой линией задержки (*а*); временные диаграммы, поясняющие появление шлейфа (*б*); способ подавления шлейфа (*в*):

1 — падающая волна; *2* — шлейф; *3* — отраженная волна (линия с потерями); *4* — отраженная волна (идеальная линия)

где L и C — индуктивность и емкость звеньев линии с сосредоточенными параметрами, или погонные индуктивность и емкость кабеля. Отдельное звено сосредоточенной линии (или единица длины распределенной линии) задерживает сигнал на время

$$t_з = \sqrt{LC}\,. \qquad (2.12)$$

Общую задержку линии $T_з = nt_з$ (n определяет число звеньев или длину линии) выбирают из условия

$$2T_з \geqslant t_н,$$

где $t_н$ — время нарастания входного сигнала.

Рассмотрим процессы, происходящие в схеме после поступления на вход укорачиваемого сигнала детектора (рис. 2.9,*б*). Возникающая на выходе усилителя волна напряжения, соответствующая фронту исходного сигнала, будет распространяться вдоль линии. Такая волна называется падающей. Через время $T_з$ падающая волна достигает короткозамкнутого конца линии, в результате чего возникает отраженная волна, имеющая обратный знак и распространяющаяся к входу линии. В случае идеальной линии, не имеющей потерь, отраженная волна имеет такую же амплитуду, как и падающая, она также проходит путь от конца линии до входа за время $T_з$. Таким образом, отраженная волна достигнет входа линии через время $2T_з$ после поступления исходного сигнала. Благодаря тому что вход линии нагружен на сопротивление, равное волновому, отраженная волна полностью им поглощается и дальнейших отражений не происходит. Встретившиеся на сопротивлении $R_в$ падающая и отраженная волны вычитаются, и образуется укороченный импульс длительностью $2T_з$. Передний фронт этого импульса и его спад соответствует переднему фронту исходного сигнала.

Для правильной работы схемы необходимо тщательное согласование линии с выходным сопротивлением усилителя. При плохом согласовании возникают многократные отражения, приводящие к появлению ложных сигналов. Линия задержки должна быть хорошего качества и иметь минимальные потери. В противном случае амплитуда отраженной волны будет меньше амплитуды падающей волны (см. пунктир на рис. 2.9,*б*) и у результирующего

импульса появится выброс напряжения, называемый обычно шлейфом.

Практически всякая линия имеет потери; шлейф возникает и у высококачественной линии. Поэтому в тех случаях, когда даже небольшие шлейфы недопустимы, например в амплитудных спектрометрических измерениях, применяют специальные схемы. Один из способов подавления шлейфа состоит в том, что на входе формирующей схемы включается переходная RC-цепь, увеличивающая скорость спада сигнала (см. рис. 2.9,*в*). Постоянная времени $\tau = RC$ делается такой, чтобы к моменту поступления на вход линии отраженной волны амплитуда падающей волны была равна уменьшившейся вследствие потерь в линии амплитуде отраженной волны. Если амплитуда падающей волны равна U, а отраженной KU, где K — коэффициент затухания линии при двойном пробеге, то условие равенства отраженной и падающей волн в момент $2T_з$ можно записать как

$$KU_{макс} = U_{макс} \exp(-2T_з/RC),$$

откуда $RC = 2T_з/\ln K$. Выполнение этого условия позволяет значительно уменьшить амплитуду шлейфа.

Схема с дифференциальным усилителем. Кроме схем с короткозамкнутыми линиями задержки применяют укорачивающие схемы, в которых сигнал распространяется вдоль линии только в одном направлении. В этом случае линию легче хорошо согласовать с нагрузками на обоих концах и уменьшить уровень помех от многократных отражений. В структурной схеме формирователя, приведенной на рис. 2.10,*а*, укорачиваемый сигнал на выходе согласующего или усилительного каскада разветвляется и поступает непосредственно на неинвертирующий вход дефференциального усилителя и через *ЛЗ* с задержкой $T_з$ на инвертирующий вход того же усилителя. Время задержки здесь не должно быть меньше времени нарастания исходного импульса: $T_з \geqslant t_н$.

Дифференциальный усилитель выдает сигнал, пропорциональный разности входных сигналов,

$$U_{вых} = K(U_{вх_1} - U_{вх_2}), \qquad (2.13$$

где K — коэффициент усиления дифференциального усилителя. Таким образом, на выходе схемы получаем укороченный импульс,

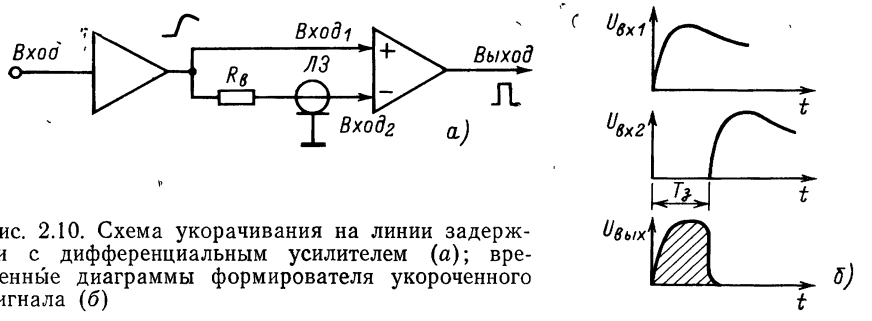


Рис. 2.10. Схема укорачивания на линии задержки с дифференциальным усилителем (*а*); временные диаграммы формирователя укороченного сигнала (*б*)

длительность которого определяется задержкой линии, а передний фронт и спад — временем нарастания входного сигнала. В укорачивающих схемах, как уже отмечалось, применяют линии задержек разных типов. В схемах, рассчитанных для работы с такими детекторами, как импульсная ионизационная камера или пропорциональный счетчик, время собирания электронного компонента тока которых около 10^{-6} с, используют искусственные линии задержки либо специальные кабели задержки типа РКЗ. Последние имеют задержку до 2 мкс/м. При работе со сцинтилляционными счетчиками или полупроводниковыми детекторами, импульсы которых лежат в наносекундной области, удобно применять высокочастотные кабели типа РК с задержкой около 5 нс/м или полосковые линии.

Отметим, что укорачивающие схемы могут применяться в виде автономных узлов, например в сцинтилляционных счетчиках или схемах совпадений, или в виде элементов фильтров в усилителях.

§ 2.3. УСИЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

2.3.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ И СТРУКТУРА УСИЛИТЕЛЕЙ

Сигналы, снимаемые с детекторов излучений, как правило, имеют небольшое значение. Их амплитуда недостаточна для срабатывания регистрирующих и анализирующих устройств. Так, у импульсных ионизационных камер и полупроводниковых детекторов значение сигналов колеблется от нескольких единиц до нескольких сотен микровольт. Сигналы от детекторов с газовым усилением и от сцинтилляционных счетчиков значительно больше — их амплитуды составляют от 10^{-3} В до нескольких вольт. На вход транзисторных и интегральных приборов требуется подавать импульсы порядка $1 \div 10$ В. Поэтому сигналы детекторов излучений в большинстве случаев необходимо усиливать. Применяемые для этих целей усилители должны иметь коэффициент усиления $K = U_{вых}/U_{вх}$ (где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — амплитуды сигналов на входе и выходе), достаточный для правильной работы аппаратуры. Необходимый коэффициент усиления составляет 10^2—10^7 в зависимости от типа детектора и вида регистрируемого излучения.

В соответствии с назначением применяемые в экспериментальной практике усилители можно условно подразделить на два основных типа: временные и спектрометрические. Временные усилители хорошо передают крутые фронты сигналов и используются для получения точной временной отметки во временных измерениях (см. § 4.2). Кроме того, такие усилители часто рассчитывают на передачу сигналов с очень большой средней частотой (10^5—10^6 Гц), поэтому в схеме усилителя сигналы иногда укорачивают. Временные усилители должны обладать достаточно широкой полосой пропускания — до 10^8—10^9 Гц. В большинстве случаев временные измерения ведут со сцинтилляционными детекторами и требуется не очень высокий коэффициент усиления. Поэтому применя-

ют быстродействующие усилительные секции с небольшим числом каскадов. В последнее время для этих целей используют интегральные усилители с временем нарастания до 0,5 нс. Иногда применяют также транзисторные усилители с бегущей волной.

Спектрометрические усилители применяют в прецизионных амплитудных измерениях; их специфические особенности будут рассмотрены ниже. Спектрометрические усилители часто называют линейными, так как их основная задача состоит в линейной передаче амплитудных значений усиливаемых сигналов. Амплитудная характеристика этих усилителей $U_{вых}=f(U_{вх})$ должна быть линейной с большой точностью (до 10^{-4}) а нестабильностью коэффициента усиления — весьма малой (до 10^{-5}). В противном случае энергетические (амплитудные) спектры будут измерены неверно — спектральные линии будут размыты.

Особые требования предъявляют и к переходной (частотной) характеристике спектрометрического усилителя; должна быть обеспечена передача сигналов со сравнительно коротким временем нарастания (порядка 10^{-6} с) и достаточно высокой средней частотой следования (до 10^5 имп./с) при максимальном отношении сигнала к шуму.

При всех перечисленных требованиях линейный усилитель должен иметь высокий коэффициент усиления — до 10^6—10^7, так как основные спектрометрические детекторы выдают малый сигнал. Для получения высокого коэффициента усиления схему выполняют из нескольких секций, каждая из которых охвачена отрицательной обратной связью, стабилизирующей основные параметры (рис. 2.11). Между усилительными секциями вводят формирующие элементы и аттенюаторы. Как правило, линейный спектрометрический усилитель состоит из двух частей: предварительного и основного усилителей. Предварительный усилитель, иногда называемый головным, размещают непосредственно у детектора, что позволяет свести к минимуму паразитные емкости и наводки на входные цепи. Кроме того, при таком размещении удобно амортизировать детектор и усилитель, чтобы уменьшить микрофонный эффект, можно также применить охлаждение.

Основной усилитель располагают обычно за радиационной защитой, непосредственно около регистрирующей аппаратуры. По-

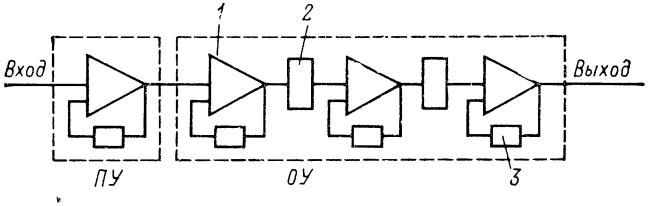


Рис. 2.11. Структура линейного усилителя:
ПУ — предварительный усилитель; *ОУ* — основной усилитель:
1 — секция; *2* — регулирующий и формирующий элементы; *3* — обратная связь

этому его органы управления доступны и легко вести настройку. Следует отметить, что в автоматизированных установках некоторыми параметрами усилителя управляют при помощи ЭВМ или микропроцессоров, в этом случае в схему усилителя вводят дополнительные электронные элементы управления.

2.3.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

В усилительной секции, охваченной отрицательной обратной связью, с выхода секции на ее вход поступает сигнал, фаза которого противоположна фазе исходного сигнала. Введение отрицательной обратной связи позволяет значительно улучшить такие важные показатели усилителей, как стабильность коэффициента усиления, линейность амплитудной характеристики, время нарастания и др.

Существуют различные способы подачи энергии с выхода схемы на ее вход. В усилителях для ядерных исследований различают схемы обратной связи по напряжению, току и заряду. В первом типе схем сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению, во втором — току выходного каскада, в третьем — выходному заряду. Тип обратной связи выбирают в зависимости от схемы секции или от решаемой задачи. Например, для повышения стабильности коэффициента усиления секции чаще всего применяется обратная связь по напряжению. Если необходимо улучшить параметры всего усилительного тракта, включая и детектор, применяют обратную связь по заряду.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления. Допустим, что в схеме усилителя без обратной связи коэффициент усиления K равен

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ — амплитуда сигнала на входе и выходе. При введении в усилитель отрицательной обратной связи (рис. 2.12) коэффициент усиления

$$K_{\text{о.с}} = U_{\text{вых}}/(U_{\text{вх}} - U_{\text{о.с}}),$$

где $U_{\text{о.с}}$ — сигнал обратной связи.

Обозначив коэффициент обратной связи $\beta = U_{\text{о.с}}/U_{\text{вых}}$, получим

$$K_{\text{о.с}} = K/(1 - K\beta).$$

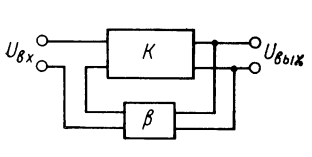


Рис. 2.12. Введение в усилитель отрицательной обратной связи по напряжению

В случае отрицательной обратной связи $\beta < 0$ и коэффициент усиления равен

$$K_{\text{о.с}} = K/(1 + K\beta). \qquad (2.14)$$

Величина $K\beta$ называется фактором обратной связи. Для определения влияния отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления

продифференцируем выражение (2.14), полагая K переменным:

$$dK_{\text{о.с}} = dK/(1 + K\beta)^2. \qquad (2.15)$$

После деления соответственно левых и правых частей выражений (2.14) и (2.15) друг на друга получаем

$$\frac{dK_{\text{о.с}}}{K_{\text{о.с}}} = \frac{dK}{K}\,\frac{1}{1+K\beta}. \qquad (2.16)$$

Из этого выражения видно, что относительная нестабильность коэффициента усиления при наличии отрицательной обратной связи $dK_{\text{о.с}}/K_{\text{о.с}}$ в $(1+K\beta)$ раз меньше относительной нестабильности коэффициента усиления того же усилителя без обратной связи (dK/K).

В качестве примера рассмотрим усилитель с коэффициентом усиления $K = 10^4$. После введения отрицательной обратной связи с $\beta = 10^{-2}$ усиление такой схемы уменьшается до $K_{\text{о.с}} = 10^2$, при этом стабильность коэффициента усиления возрастает значительно — в 100 раз.

Существует много причин, приводящих к изменению коэффициента усиления в импульсном усилителе без обратной связи. К ним относятся: непостоянство напряжений источников питания, большая температурная зависимость параметров транзисторов и других элементов и т. п.

Большинство этих факторов можно ослабить, применяя стабилизированные источники питания, высококачественные детали и термостатирование. Но это обходится дорого и, главное, не позволяет добиться хорошей стабильности коэффициента усиления. Лучшие результаты удается получить, введя отрицательную обратную связь. Неизбежная при этом потеря усиления легко компенсируется добавлением нескольких каскадов. Как уже отмечалось, вопрос стабильности коэффициента усиления в импульсных усилителях детекторов излучений имеет первостепенное значение, особенно в тех случаях, когда измеряются амплитуды импульсов. Поэтому схемы усилителей с отрицательной обратной связью находят здесь широкое применение.

Отрицательная обратная связь улучшает стабильность коэффициента усиления, значительно уменьшает нелинейные искажения усиливаемого сигнала. При введении отрицательной обратной связи нелинейные искажения ослабляются в $(1+K\beta)$ раз. Опасность нелинейных искажений особенно велика в последних каскадах импульсных усилителей, где амплитуда сигналов значительна. Поэтому последние каскады усилителя детектора излучений также следует выполнять по схеме с отрицательной обратной связью.

Введение отрицательной обратной связи существенно меняет также частотные характеристики усилителя. В общем случае коэффициент усиления K и коэффициент обратной связи комплексны и зависят от частоты, поэтому действие обратной связи по-разному проявляется в различных участках частотного диапазона. Так, например, если с ростом частоты коэффициент обратной связи па-

дает, то коэффициент усиления в этой области увеличивается, т. е. при помощи отрицательной обратной связи можно получить более равномерное усиление по диапазону или, в случае необходимости, — подъем его на краях. Обычно в импульсных усилителях детекторов излучений вводят специальный элемент регулировки параметров обратной связи, которым пользуются во время настройки усилителя. При некоторых параметрах схемы отрицательной обратной связи иногда наблюдается генерация, т. е. на выходе усилителя появляются синусоидальные или релаксационные колебания. Причина этого — нежелательные фазовые сдвиги на выходе схемы обратной связи. Если фазовый сдвиг становится равным 180°, то для этих частот отрицательная обратная связь превращается в положительную и при достаточном усилении наступает генерация. По той же причине в широкополосных усилителях, рассчитанных для работы с детекторами излучений, обратной связью охватывается, как правило, не более трех каскадов, ибо дальнейшее увеличение числа каскадов приводит к чрезмерному сдвигу фаз на высоких частотах и появлению паразитных колебаний.

Следует отметить, что схемы с отрицательной обратной связью последовательного типа обладают еще двумя очень важными свойствами: они имеют большое входное и малое выходное сопротивления. Первая особенность используется для согласования электронных схем с детекторами излучений, вторая — для согласования с соединительными высокочастотными кабелями и другими низкоомными нагрузками. В частности, указанными свойствами обладают широко применяемые схемы эмиттерных повторителей.

Существует много различных способов схемного выполнения отрицательной обратной связи в секциях. Очень часто отрицательная обратная связь подается в цепь эмиттера усилительного каскада (рис. 2.13,*а*). Данная схема построена на триодах разного типа: T_1—*n*—*p*—*n*; T_2—*p*—*n*—*p*. Связь между каскадами — гальваническая. Отрицательная обратная связь создается при помощи резистора R_5. Коэффициент обратной связи в области средних частот равен

$$\beta = \frac{U_{\text{о.с}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{R_5}{R_5 + R_7},$$

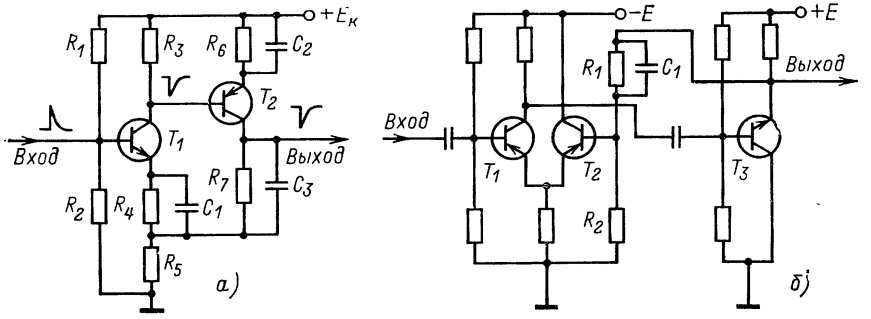


Рис. 2.13. Усилительные секции с отрицательной обратной связью:
а — двухкаскадная секция; *б* — секция с дифференциальным каскадом

а коэффициент усиления находим из выражения (2.14)

$$K \approx 1 + R_7/R_5.$$

Полоса пропускания в области высоких частот определяется параметрами цепи R_7C_3. С помощью конденсатора C_3 схему подстраивают на максимальную крутизну нарастания сигнала при допустимом выбросе.

Сигналы отрицательной обратной связи удобно подавать на дифференциальный каскад, имеющий большое входное сопротивление и два входа — прямой и инверсный. В схеме, приведенной на рис. 2.13,*б*, дифференциальный каскад выполнен на транзисторах T_1, T_2. Входной сигнал поступает на базу T_1, а сигнал обратной связи — на базу T_2 с делителя R_1, R_2, подключенного к выходу усилительного каскада на T_3. Коэффициент усиления в данном случае равен

$$K = 1 + R_1/R_2.$$

Конденсатором C_1 производится частотная подстройка схемы.

Следует обратить внимание на то, что коэффициент усиления секций с отрицательной обратной связью определяется параметрами делителя сигнала обратной связи. Поэтому для обеспечения хорошей стабильности схемы резисторы делителя и подстроечный конденсатор должны быть термостабильными.

2.3.3. ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Секции линейных усилителей часто выполняют на интегральных микросхемах. В качестве последних применяют так называемые операционные усилители, разработанные для выполнения различных операций над аналоговыми сигналами; они являются узлами многофункционального применения.

Операционный усилитель, как правило, выполняется из нескольких каскадов, связанных между собой по постоянному току, имеет дифференциальные входы и однотактный выход (рис. 2.14). На входы можно подавать как дифференциальные сигналы, так и одиночные; в последнем случае один из входов заземляется. При поступлении сигнала на инвертирующий вход его фаза на выходе меняется, а при поступлении на неинвертирующий вход фаза сигнала остается прежней. Схема операционного усилителя рассчитана на включение внешних цепей обратной связи, которые определяют параметры узла в целом.

Структуру операционного усилителя рассмотрим на примере микросхемы 140УД1 (рис. 2.15,*а*). Схема состоит из двух дифференциальных каскадов на T_1, T_2 и T_4. T_5 и усилительного каскада T_7. Остальные активные элементы служат в качестве генераторов стабильного тока T_3 и T_8 и согласующего элемента T_6; запертый диод $Д_1$ работает в цепи частотной коррекции. Стоящий на входе дифференциальный кас-

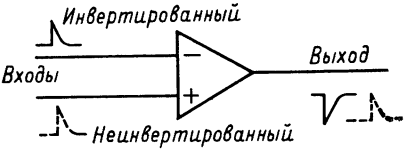


Рис. 2.14. Условное изображение дифференциального усилителя

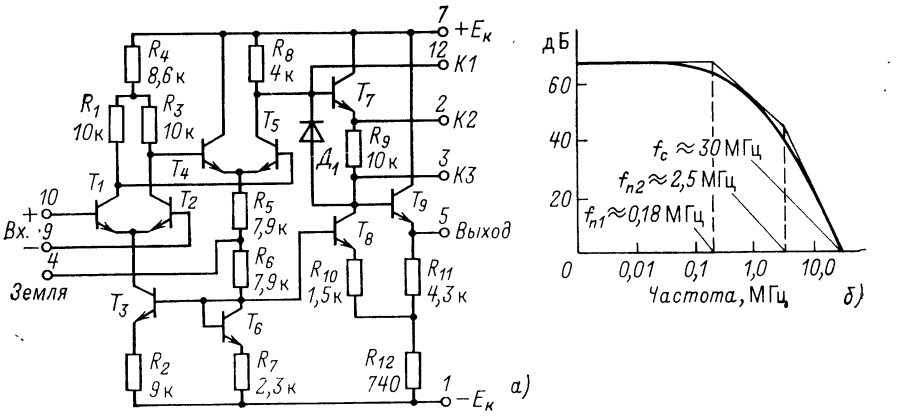


Рис. 2.15. Принципиальная схема интегрального операционного усилителя типа 140УД1 (*а*) и его амплитудно-частотная характеристика (*б*)

кад T_1, T_2 обеспечивает большое входное сопротивление, кроме того, дифференциальная схема малочувствительна к флуктуациям питающего напряжения. Сравнительно мощный выходной каскад на эмиттерном повторителе позволяет просто выполнять внешние обратные связи и соединять между собой усилительные секции. Коэффициент усиления по напряжению в рассматриваемой схеме определяется обоими дифференциальными каскадами и усилительным каскадом на T_7 и составляет несколько тысяч.

Высокий коэффициент усиления операционного усилителя позволяет вводить достаточно глубокую отрицательную обратную связь и тем самым стабилизировать параметры схемы. В секции линейного усилителя (рис. 2.16,*а*) отрицательная обратная связь выполнена по параллельной схеме, она создается цепью R_1, R_2 и корректирующей емкостью $C_{о.с}$. Определим коэффициент усиления схемы для сигналов, на которые $C_{о.с}$ не оказывает заметного влияния.

Поскольку входное сопротивление операционного усилителя велико, то в него ток практически не поступает, и для точки, соот-

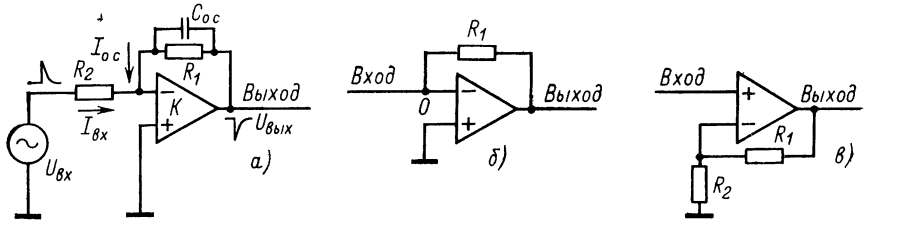


Рис. 2.16. Операционный усилитель с внешними цепями отрицательной обратной связи:

а и *б* — схемы с обратными связями параллельного типа; *в* — схема с обратной связью последовательного типа

ветствующей входу усилителя, можно записать равенство $I_{вх}+I_{о.с}=0$.

Учитывая, что выходное сопротивление операционного усилителя и выходное сопротивление источника сигнала малы, можно записать

$$I_{вх}=\frac{U_{вх}-(U_{вых}/K)}{R_2};\qquad I_{о.с}=\frac{U_{вых}+(U_{вых}/K)}{R_1}.$$

Решая эти уравнения и учитывая, что K велик, находим

$$U_{вых}=-U_{вх}R_1/R_2.$$

Таким образом, на низких и средних частотах коэффициент усиления секции определяется внешней цепью обратной связи R_1, R_2, следовательно, имеет высокую стабильность. Коэффициент усиления $K_{о.с}$ секций обычно бывает от нескольких единиц до нескольких десятков, а коэффициент усиления операционного усилителя равен нескольким тысячам. Заметим, что отрицательная обратная связь помимо стабилизации коэффициента усиления улучшает также линейность амплитудной характеристики секции.

Каскады операционного усилителя связаны между собой по постоянному току, поэтому усилитель передает постоянную составляющую и его амплитудно-частотная характеристика начинается от нуля. На передачу высоких частот влияют частотные свойства отдельных каскадов, которые могут быть представлены в виде эквивалентных RC-цепей. В логарифмической амплитудно-частотной характеристике операционного усилителя наблюдаются характерные изломы, соответствующие граничным частотам отдельных каскадов. На высокой частоте каждый каскад вносит фазовый сдвиг на 90°; при большем числе каскадов суммарный фазовый сдвиг может достигать 180°, что, как уже отмечалось, при наличии отрицательной обратной связи и достаточно большом усилении приводит к самовозбуждению схемы. Поэтому в операционные усилители вводят корректирующие фазосдвигающие цепи и иногда ограничивается полоса пропускания.

Характеристика рассмотренного трехкаскадного ОУ (см. рис. 2.15,*а*) приведена на рис. 2.15,*б*. Она имеет изломы $f_{н1}$ и $f_{н2}$ и частоту среза $f_с$. Частота $f_{н1}$ практически является верхней граничной частотой. Она определяет правильную передачу переднего фронта сигнала. Для неискаженной передачи необходимо, чтобы время нарастания было $t_н>1/4f_{н1}$. Для рассмотренного усилителя $f_{н1}\approx 0{,}18$ МГц и $t_н>1{,}4$ мкс. Высокочастотная коррекция секции с замкнутой петлей обратной связи (рис. 2.16,*а*) ведется конденсатором $C_{о.с}$. Постоянная времени цепи обратной связи устанавливается такой, чтобы характеристика секции была близка к характеристике однополюсной системы; при этом сигнал имеет однополярную форму и запас устойчивости максимален. Из нескольких секций с операционными усилителями составляется схема линейного усилителя.

В рассмотренной секции с операционным усилителем (рис. 2.16,*а*) входной сигнал обратной связи подается на инвертирующий вход. Здесь применена схема обратно связи параллельного типа; в данном случае от датчика потребляет-

ся ток и входное сопротивление секции невелико. Поэтому она должна подключаться к источнику сигнала с малым выходным сопротивлением, например к эмиттерному повторителю, к выходу операционного усилителя и т. п.

Отметим, что в некоторых устройствах, например в цифроаналоговых преобразователях (см. § 3.8), часто используются схемы операционных усилителей с параллельной обратной связью для суммирования токов. В такой схеме (см. рис. 2.16,*б*) имеется только одно сопротивление в цепи обратной связи R_1, включенное между выходом и входом усилителя. При поступлении на вход схемы тока $I_{вх}$ на выходе образуется напряжение $U_{вых} = -I_{вх}R_1$. При этом входное сопротивление схемы очень мало $R_{вх} = R_1/(1+K)$.

Если коэффициент усиления операционного усилителя велик ($K \to \infty$), то сопротивление в точке O стремится к нулю ($R_{вх} \to O$). Поэтому точку O называют «виртуальной землей». При поступлении в эту точку токов от нескольких датчиков (I_1, I_2, ..., I_n) они складываются и напряжение на выходе пропорционально их сумме

$$U_{вых} = -R_1 \sum_{i=1}^{i=n} I_i. \qquad (2.17)$$

В тех случаях, когда схема с операционным усилителем должна иметь высокое входное сопротивление, применяется обратная связь последовательного типа (рис. 2.16,*в*). Здесь входной сигнал подается на неинвертирующий вход, а обратная связь при помощи делителя $R_1 R_2$ осуществляется на инвертирующий вход. Амплитуда выходного сигнала этой схемы имеет такое же значение, как и у схемы, приведенной на рис. 2.13,*а*, но фаза сигнала не изменяется

$$U_{вых} = U_{вх}(1 + R_1/R_2). \qquad (2.18)$$

Ранее в качестве примера была рассмотрена секция со сравнительно простым операционным усилителем с умеренным коэффициентом усиления и ограниченной полосой пропускания. Промышленность выпускает большое количество операционных усилителей с высокими параметрами. В них применяют схемы с транзисторами разной полярности, на полевых транзисторах, каскады с динамической нагрузкой и т. п. Помимо усилителей общего применения выпускают специализированные узлы. Характеристики операционных усилителей и особенности их включения, как правило, указывают фирмы-изготовители.

2.3.4. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СЕКЦИИ ГИБРИДНОГО ТИПА

Усилительные секции на интегральных операционных усилителях не всегда удовлетворяют разнообразным и часто противоречивым требованиям, предъявляемым к ним при решении тех или иных экспериментальных задач. Так, в некоторых исследованиях, проводимых со сцинтилляционными детекторами и проволочными

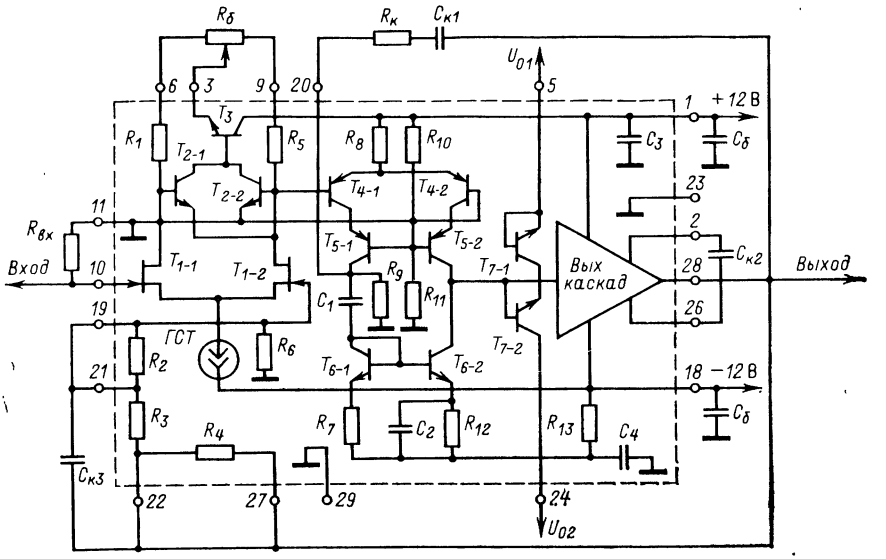


Рис. 2.17. Быстродействующая усилительная секция гибридного типа

камерами, необходимы усилители с полосой пропускания в десятки мегагерц, с высокой стабильностью коэффициента усиления и не подверженные так называемой перегрузке от сигналов, возникающих наряду с измеряемыми, но значительно превышающих их по амплитуде (см. § 2.5). Для решения подобных задач разрабатывают специальные схемы усилителей, которые из-за сравнительно ограниченной потребности изготовляют не монолитными, а гибридно-пленочными. В них применяют высокочастотные бескорпусные активные элементы и пленочные пассивные компоненты повышенной точности. В качестве примера рассмотрим схему быстродействующего усилителя, приведенную на рис. 2.17.

Структура схемы подобна структуре операционного усилителя; ее входная часть обладает большим входным сопротивлением; промежуточная часть служит для дополнительного усиления сигнала и согласования с выходной частью, которая обеспечивает передачу сигнала в низкоомную нагрузку.

Входной каскад собран по дифференциальной схеме на согласованной паре полевых транзисторов (T_{1-1} и T_{1-2}). Этим достигаются высокое входное сопротивление и повышенная скорость нарастания сигналов; режим каскада задается генератором стабильного тока (ГСТ). Транзисторы T_{2-1} и T_{2-2} ограничивают уровень сигналов больших амплитуд и тем самым предотвращают перегрузку последующего каскада.

Промежуточный каскад выполнен по дифференциальной схеме на каскадных парах T_4 T_5. Этой схемой парафазный сигнал усиливается, а затем преобразуется в однофазный. Для ограничения сигнала при перегрузке применена дополнительная ограничивающая схема на диодно-включенных транзисторах T_{7-1} и $T_{7\ 2}$; на них подаются опорные напряжения U_{01} и U_{02}.

Выходной каскад на рис. 2.17 показан условно в виде треугольника, он выполнен по схеме двухтактного составного повторителя и защищен от короткого замыкания на выходе. Внешним потенциометром $R_б$ осуществляется балансировка схемы — установка на выходе нулевого потенциала.

Усилитель охвачен отрицательной обратной связью резисторы R_2, R_3, R_4 и R_6). Коэффицент усиления и частотная характеристика регулируются коммутацией выводов резисторов в цепи обратной связи и установкой внешних корректирующих элементов ($R_к$, $C_к$).

С увеличением коэффициента усиления K снижается верхняя граничная частота $f_{г.в}$; так, при $K=10$ $f_{г.в}=50$ МГц; при $K=30$ $f_{г.в}=30$ МГц. Для получения большего коэффициента усиления включают последовательно несколько секций и между ними вводят при необходимости частотные фильтры, схемы восстановления постоянной составляющей (см. § 2.4, 2.5) и т. п. Если амплитуда сигнала составляет десятые доли вольта, например при работе с ФЭУ или КЭУ, то достаточно одной усилительной секции. Ее выходной каскад обеспечивает непосредственную передачу сигнала в соединительный ВЧ-кабель.

2.3.5. ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Отличительная особенность основных типов полупроводниковых детекторов состоит в том, что их емкость зависит от смещающего напряжения $U_{см}$. Она определяется в основном емкостью p — n-перехода, пропорциональна его площади и обратно пропорциональна корню квадратному из смещающего напряжения $\sqrt{U_{см}}$. Поэтому изменение напряжения смещения приводит к изменению емкости детектора и, следовательно, к изменению сигнала на его нагрузке. Действительно, в случае интегрирующей цепи на входе обычного усилителя амплитуда импульса напряжения будет равна

$$U_{вх} = Q/C_{вх} \approx Q/C_д, \qquad (2.19)$$

где Q — заряд, образованный на детекторе ионизующей частицей, а $C_{вх}$ равна сумме емкости детектора $C_д$ и емкости входа усилителя $C_{вх.ус}$: $C_{вх}=C_д+C_{вх.ус}$, и поскольку обычно $C_д > C_{вх.ус}$, то $C_{вх} \approx C_д$.

Нестабильность емкости детектора, приводящая к изменению сигнала, крайне нежелательна для полупроводникового детектора, так как он обладает очень высокой разрешающей способностью. Напомним, что в полупроводниковом детекторе на образование каждой пары ионов расходуется энергия 3,5 эВ, в то время как в ионизационных камерах 30 эВ, а в сцинтилляционных детекторах 0,7 эВ. Поэтому в предварительном усилителе для полупроводникового детектора используют схемы с минимальным уровнем шумов и принимают меры, исключающие влияние емкости детектора на величину сигнала.

Основная схема зарядочувствительного усилителя. Чтобы сигнал на выходе усилителя не зависел от напряжения смещения, а следовательно, и от изменения емкости детектора, схема предварительного усилителя охватывается отрицательной обратной свя-

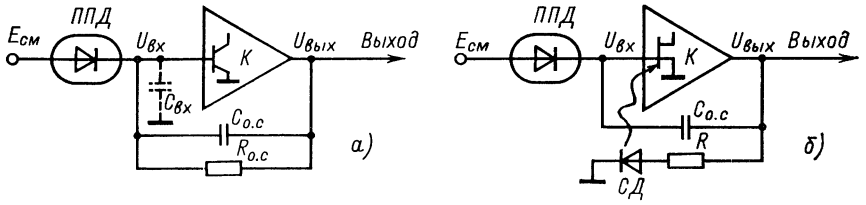


Рис. 2.18. Предварительный усилитель с отрицательной обратной связью по заряду:
а — с резистивно-емкостной связью; *б* — с оптоэлектронной связью

зью по заряду (рис. 2.18,*а*). Такая связь осуществляется небольшим конденсатором $C_{о.с}$, соединяющим выход усилителя со входом. Отметим, что коэффициент усиления схемы без обратной связи делается достаточно большим ($K=100\div1000$). Определим напряжение сигнала на выходе схемы предварительного усилителя, полагая, что ионизующая частица образует в детекторе заряд Q. Этот заряд распределяется между емкостью входа $C_{вх}$, которая в данном случае определяется также как сумма емкости детектора $C_д$ и входной емкости усилителя $C_{вх.ус}$ (см. рис. 2.18,*а*), и емкостью обратной связи $C_{о.с}$. Полагая, что полный заряд Q, собираемый детектором, делится на заряды $Q_{вх}$ и $Q_{о.с}$, которые поступают соответственно в емкости $C_{вх}$ и $C_{о.с}$, запишем следующие уравнения:

$$Q = Q_{вх} + Q_{о.с};$$

$$Q_{вх} = C_{вх}U_{вх};$$

$$Q_{о.с} = C_{о.с}(U_{вх} - U_{вых});$$

$$U_{вых} = -KU_{вх}.$$

Решая эти уравнения относительно $U_{вых}$, получаем

$$U_{вых} = Q \Big/ \left(\frac{C_{вх} + C_{о.с}}{K} + C_{о.с}\right). \qquad (2.20)$$

В этом выражении $\dfrac{C_{вх} + C_{о.с}}{K} \ll C_{о.с}$.

Так как $C_{вх}$ и $C_{о.с}$ одного порядка, а коэффициент усиления K велик, поэтому

$$U_{вых} \approx -Q/C_{о.с}, \qquad (2.21)$$

т. е. амплитуда сигнала на выходе предварительного усилителя определяется зарядом, образованным ионизующей частицей в детекторе и емкостью обратной связи $C_{о.с}$, и практически не зависит от емкости перехода ($C_д \approx C_{вх}$), а следовательно, от напряжения смещения $U_{см}$. Таким образом, введение отрицательной обратной связи по заряду стабилизирует не только усилитель, но и сам источник сигнала — детектор. Из выражения (2.21) видно, что ем-

кость $C_{о.с}$ должна иметь высокую стабильность. В качестве этой емкости используется конденсатор с малой температурной зависимостью. Значение емкости $C_{о.с}$ берут порядка нескольких пикофарад, сделать ее меньше трудно, так как возрастет влияние паразитных емкостей, ухудшающих стабильность схемы.

Как правило, в зарядочувствительных усилителях параллельно конденсатору обратной связи $C_{о.с}$ подключают резистор. Этот резистор обеспечивает обратную связь по постоянному току и фактически является сопротивлением нагрузки детектора. Оно определяет скорость восстановления потенциала на входе после регистрации частицы ($\tau_{вх}=R_{о.с}C_{о.с}$). Заметим, что сопротивление нагрузки иногда подключают не к выходу схемы, а на землю. Это приводит к увеличению постоянной времени входа, которая в этом случае будет равна $\tau_{вх}=[(C_{вх}+C_{о.с})(1+K)]R_{н}$, и ухудшению стабильности работы усилителя из-за отсутствия цепи обратной связи по постоянному току. Поэтому включение $R_{о.с}$ параллельно $C_{о.с}$ более предпочтительно. Принципиальная схема предварительного усилителя с зарядовой обратной связью приведена на рис. 2.19. Для обеспечения малого уровня шумов входной каскад усилителя, как правило, выполняется по каскодной схеме, состоящей из полевого транзистора T_1 и биполярного транзистора T_2. Полевой транзистор по своим характеристикам больше других активных элементов подходит для малошумящих усилителей. Ток, протекающий через канал полевого транзистора, создается только основными носителями, поэтому усилительные свойства не зависят от времени жизни неосновных носителей, как это имеет место в биполярных транзисторах. При снижении температуры до 140 К из-за увеличения подвижности основных носителей возрастает крутизна и соответственно снижается уровень шумов. Поэтому входной полевой транзистор охлаждается вместе с детектором в одном криостате. Второй транзистор каскада T_2 также выбирают с малым уровнем шумов. Его база заземлена по переменному току и проходная емкость незначительная, что снижает вклад последовательных шумов входного полевого транзистора. Остальные элементы схемы служат для включения цепи обратной связи и согласования с последующими секциями усилителя.

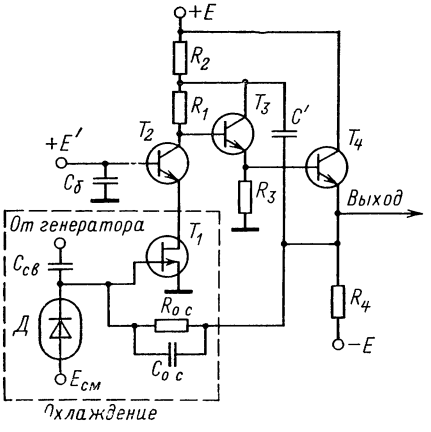


Рис. 2.19. Принципиальная схема зарядочувствительного предварительного усилителя

Зарядочувствительный усилитель с оптоэлектронной связью. Сопротивление в цепи обратной связи $R_{о.с}$ зарядочувствительного усилителя — источник тепловых шумов и нестабильностей, связанных с протеканием токов де-

тектора. Лучшие результаты удается получить в схеме с так называемой оптоэлектронной обратной связью (см. рис. 2.18, *б*). Здесь сопротивление $R_{о.с}$ отсутствует, а между выходом и входом усилителя вводится оптическая связь. Для этого к выходу усилителя подключается через сопротивление R светодиод *СД*. Генерируемый им свет направляется на светочувствительную область затвор — канал полевого транзистора. Поскольку между интенсивностью свечения светодиода и протекающим через него током имеется линейная зависимость, то в цепи затвора полевого транзистора генерируется ток, пропорциональный току светодиода. Если напряжение на выходе зарядочувствительного предварительного усилителя равно $U_{вых}$, то ток диода будет равен $i_д = U_{вых}/R$, а соответствующий ему ток в цепи затвора полевого транзистора можно записать в виде $i_з = \Phi i_д$, где Φ — коэффициент связи, показывающий, какая часть светового потока от светодиода попадает в область затвор — канал. Используя выражение для тока светодиода $i_д$, запишем ток, генерируемый в цепи затвора полевого транзистора, в виде

$$i_з = U_{вых}\Phi/R = U_{вых}/R'_{о.с}. \qquad (2.22)$$

Отсюда видно, что оптоэлектронная обратная связь действует как некоторое эквивалентное сопротивление обратной связи $R'_{о.с}$. Значение этого сопротивления нетрудно оценить, беря типичное значение для $R = 100$ Ом и коэффициента связи Φ от 10^{-6} до 10^{-10}. (Этот коэффициент легко регулировать диафрагмированием светового потока и изменением расстояния между источником и приемником света.) Тогда сопротивление $R'_{о.с}$ изменяется в пределах 10^8—10^{12} Ом. Эквивалентное сопротивление $R'_{о.с}$ в отличие от обычных высокоомных резисторов не вносит дополнительных шумов и практически не зависит от частоты, так как светодиод имеет очень малое время высвечивания (около 10^{-8} с).

Рассмотренная оптоэлектронная обратная связь позволяет значительно снизить шумы, однако она не обеспечивает полного восстановления исходных потенциалов на входе при больших загрузках. Поэтому иногда в спектрометрических усилителях применяют так называемую импульсную оптоэлектронную обратную связь. После усиления сигнала при помощи вспомогательной схемы на светодиод подается кратковременный импульс тока. Возникающая вспышка света создает ток в цепи затвора полевого транзистора, которым восстанавливается потенциал входной цепи.

Зарядочувствительный усилитель для детекторов большой емкости. В экспериментальных исследованиях физики высоких энергий применяются кремниевые детекторы большой емкости (100—1000 пФ). Чтобы обеспечить высокое быстродействие при работе с такими детекторами, необходимо применять небольшое сопротивление нагрузки, но такое сопротивление — это дополнительный источник тепловых шумов, оно ухудшает отношение сигнала к шуму. Лучшие результаты удается получить при помощи специаль-

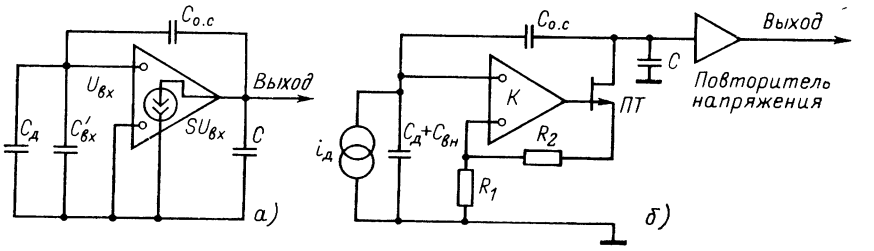


Рис. 2.20. К рассмотрению зарядочувствительного усилителя для детекторов большой емкости:

а — упрощенная эквивалентная схема зарядочувствительного усилителя с одной цепью обратной связи; *б* — зарядочувствительный усилитель с дополнительной обратной связью последовательного типа

ных зарядочувствительных усилителей, обладающих низким входным сопротивлением и малым уровнем шумов.

Входное сопротивление рассмотренного выше зарядочувствительного усилителя (рис. 2.18,*а*) имеет активную составляющую. В этом можно убедиться, анализируя упрощенную эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.20,*а*. В эту схему вошли основные элементы усилителя, а также паразитная емкость C, влияющая на входные параметры. Выходной ток схемы поступает в паразитную емкость C и на вход схемы через емкость обратной связи $C_{о.с}$. Обозначая $C_{вх}=C_д+C'_{вх}$, где $C_д$ — емкость детектора; $C'_{вх}$ — входная емкость усилителя, и учитывая, что $C_{о.с}\ll C$, выражение для входной проводимости Y можно записать в виде

$$Y_{вх}=S\frac{C_{о.с}}{C}+p(C_{вх}+C_{о.с}). \qquad (2.23)$$

Величина, обратная первому члену выражения (2.23), является активной составляющей входного импеданса

$$R_с=\frac{1}{S}\frac{C}{C_{о.с}},$$

$R_с$ называют холодным сопротивлением (cold resistance), так как при комнатной температуре T эквивалентная шумовая температура этого сопротивления может быть представлена в виде

$$T_с=TR_ш/R_с, \qquad (2.24)$$

где $R_ш=0{,}7/S$ — шумовое сопротивление полевого транзистора с крутизной S, стоящего на входе схемы.

Из выражения (2.24) видно, что при отношении $R_ш/R_с<1$ эквивалентная шумовая температура холодного сопротивления меньше T. Таким образом, входное сопротивление зарядочувствительной схемы при соответствующем выборе параметров ($C_{о.с}$, C) имеет активную составляющую с малым уровнем шумов. Однако стабильность $R_с$ определяется крутизной входного транзистора и невелика.

Стабилизацию входного сопротивления зарядочувствительного усилителя обеспечивают введением последовательной обратной связи. Схема на рис. 2.20,*б* состоит из усилителя с коэффициентом усиления K и повторителя на полевом транзисторе $ПТ$; в схеме имеются две цепи обратной связи: параллельная — обеспечивается конденсатором $C_{о.с}$ и последовательная — выполняется при помощи делителя R_1, R_2. Входная проводимость схемы с последовательной связью равна $1/R_1$. А холодное сопротивление всей схемы (рис. 2.20,*б*) равно

$$R'_{с} = R_1 C / C_{о.с}.$$

На низких частотах $R'_{с}$ является фактически входным сопротивлением рассмотренной схемы; оно имеет хорошую стабильность и легко регулируется при помощи емкостей $C_{о.с}$ и C от нескольких десятков до нескольких сотен ом.

Зарядочувствительную схему с дополнительной последовательной обратной связью применяют для работы с детекторами большой емкости и обеспечения согласованной работы с ВЧ-кабелем.

Принципиальная схема зарядочувствительного усилителя для детекторов большой емкости приведена на рис. 2.21. Вход схемы выполнен на двух параллельно включенных транзисторах типа BF817 с большой крутизной $S=30$ мА/В, благодаря чему уменьшается вклад шумов входного каскада (см. § 2.4). Эквивалентное шумовое сопротивление усилителя, учитывающее шум, создаваемый

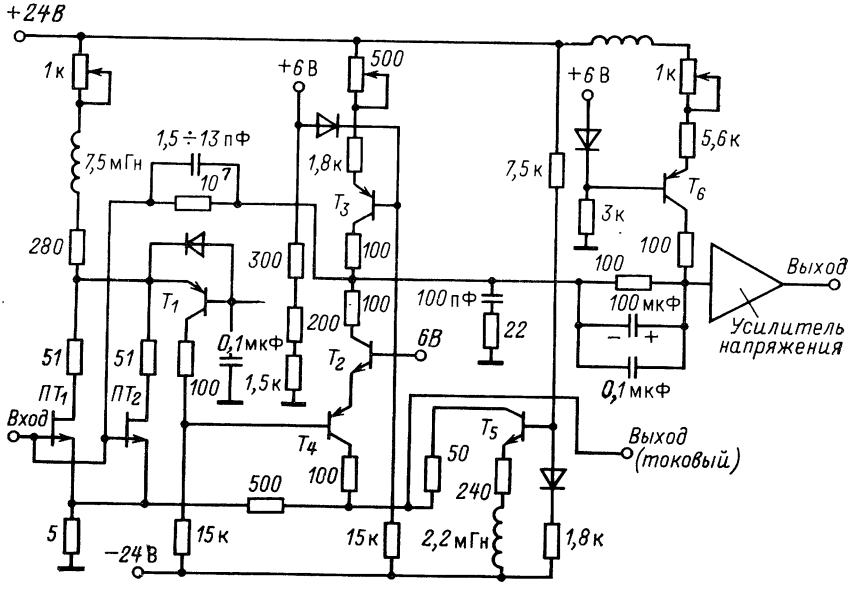


Рис. 2.21. Принципиальная схема зарядочувствительного усилителя для детекторов большой емкости:
$ПТ_1$, $ПТ_2$ — BF817; T_1 — BFR38; T_2, T_3, T_4, T — BFX48; T_5 — 2N918

делителем в цепи обратной связи, составляет около 15 Ом. Конденсатор обратной связи $C_{о.с}$ переменный, он может изменять холодное сопротивление от 50 300 Ом.

2.3.6. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Энергетическое разрешение гамма-спектрометров низких энергий с полупроводниковыми детекторами ограничивается шумами усилителей. Поэтому изыскивают новые методы усиления сигналов детекторов. Один из возможных методов решения этой проблемы основан на использовании параметрического усиления. В параметрических усилителях входным усилительным элементом является ВЧ-контур, а не лампа или транзистор. Поэтому уровень собственных шумов низок; он определяется в основном тепловым движением электронов и может быть легко снижен охлаждением до сверхнизких температур. Входным усилительным элементом параметрического усилителя, схема которого приведена на рис. 2.22, является резонансный контур, состоящий из индуктивности L и включенных последовательно с ней диодов $Д_1$ и $Д_2$, емкости $p-n$-переходов которых C_n являются управляемыми емкостями контура. Контур связан через небольшие емкости $C_п$ (1пФ) с так называемым генератором накачки и через ВЧ-фильтры с полупроводниковым детектором. Собственная резонансная частота контура равна ω_0. Высокочастотное напряжение генератора накачки изменяет емкости $p-n$-переходов C_n с частотой $\omega_п$. Согласно теории параметрических цепей в том случае, когда $\omega_п \approx 2\omega_0$, в контуре при определенной глубине модуляции емкостей C_n возникают колебания с частотой $\omega = \omega_н/2$. Возникновение этих колебаний означает, что в контуре имеется отрицательная проводимость, которая компенсирует потери энергии на рассеяние. Отметим, что энергия для поддержания этих колебаний отбирается от генератора накачки. В рассматриваемой схеме амплитуда ВЧ-колебаний в контуре под-

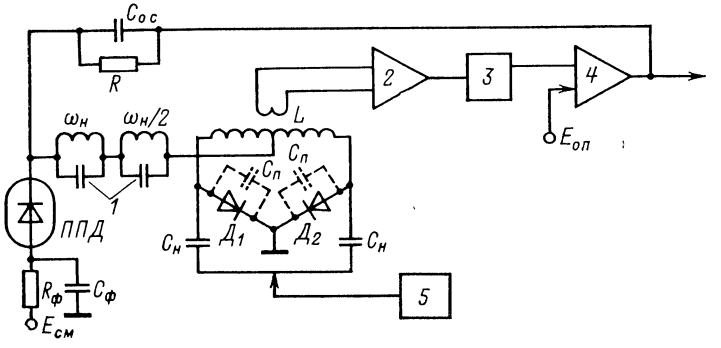


Рис. 2.22. Параметрический предварительный усилитель для полупроводникового детектора:

$E_{оп}$ — опорное напряжение; *1* — ВЧ-фильтры; *2* — ВЧ-усилитель; *3* — ВЧ-детектор; *4* — дифференциальный усилитель; *5* — генератор накачки $\omega_п$

держивается постоянной, для чего применяется специальная схема регулирования. Контур связан со входом ВЧ-усилителя. Усиленные колебания детектируются и поступают на дифференциальный усилитель, второй вход которого подключен к опорному напряжению, а выход через цепь обратной связи $RC_{\text{о.с}}$ соединен с контуром. Увеличение или уменьшение амплитуды ВЧ-колебаний приводит к образованию напряжения ошибки, которое через цепь обратной связи изменяет емкости $p-n$-переходов C_n диодов $Д_1$, $Д_2$ и подстраивает в соответствующую сторону собственную частоту контура. Таким образом, в исходном состоянии в контуре поддерживаются стабильные колебания; при этом отрицательная проводимость компенсирует потери в контуре.

Анализ процессов, происходящих в контуре с периодически изменяющейся емкостью, показывает, что существование стабильных колебаний возможно при равенстве нулю следующей величины:

$$S=\frac{\omega}{2}\left\{\left[\left(\frac{\Delta C}{2C}\right)^2-\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}-\frac{1}{\omega RC}\right\}=0, \qquad (2.25)$$

где $\Delta C/C$ определяет глубину модуляции суммарной емкости контура; $(\omega-\omega_0)/\omega_0$ определяет величину расстройки контура относительно половинной частоты генератора накачки; $1/\omega RC$ — потери в контуре.

Заряд, возникающий в полупроводниковом детекторе во время регистрации частицы, распределяется между собственной емкостью детектора, емкостью $p-n$-переходов диодов $Д_1$, $Д_2$ и емкостью обратной связи $C_{\text{о.с}}$. Изменение напряжения на $p-n$-переходах приводит к кратковременному изменению собственной частоты контура и, следовательно, к изменению амплитуды снимаемых с него ВЧ-колебаний. В результате после усиления и детектирования на выходе схемы образуется импульс с амплитудой, пропорциональной заряду, поступающему от полупроводникового детектора. Отметим, что при помощи конденсатора $C_{\text{о.с}}$ осуществляется обратная связь по заряду. Поэтому, так же как и в ранее рассмотренных схемах, изменение собственной емкости детектора не влияет на амплитуду сигнала.

Наличие линейной зависимости между сигналом детектора и выходным импульсом подтверждается анализом работы схемы. При поступлении заряда от детектора в контур $S=0$ [см. формулу (2.25)] амплитуда ВЧ-колебаний нарастает и спадает в зависимости от знака S экспоненциально во времени

$$A=A_0\exp(St),$$

где A_0 — амплитуда ВЧ-колебаний при $t=0$; величина S в основном определяется расстройкой контура $(\omega-\omega_0)/\omega_0$, которая происходит из-за изменения потенциала на $p-n$-переходе в момент регистрации частицы.

Начальная скорость изменения амплитуды ВЧ-колебаний равна

$$\left.\frac{dA}{dt}\right|_{t=0} = A_0 S,$$

т. е. в течение короткого начального интервала времени, когда изменение амплитуды ВЧ-колебаний значительно меньше A_0, эффективное усиление параметрического каскада растет линейно во времени. Поэтому коэффициент усиления удобно рассчитывать на единицу времени

$$K_t = \frac{dA/dt}{dU_c},$$

где U_c — амплитуда входного сигнала, возникающего на $p-n$-переходах диодов контура при регистрации частицы.

Чтобы не сказывались шумы первого каскада ВЧ-усилителя, коэффициент усиления параметрической входной схемы $K=100$; должна быть сведена к минимуму и шумовая модуляция генератора накачки. В рассмотренной схеме применялась частота накачки 130 МГц; усилитель имел уровень шумов, эквивалентный 1,4 кэВ при 300 К и 0,64 кэВ при 77 К.

Параметрические усилители пока не получили широкого распространения в ядерной спектрометрии из-за сложности и конкуренции со стороны усилителей с полевыми транзисторами и оптимальной фильтрацией.

§ 2.4. ШУМЫ И ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ

2.4.1. ИСТОЧНИКИ ШУМОВ

При усилении слабых сигналов детекторов излучений серьезные трудности вызывают так называемые шумы—флуктуации напряжения, возникающие в усилителе одновременно с исследуемыми сигналами. Шумовые флуктуации накладываются на исследуемые сигналы и поэтому затрудняют их точное измерение. Для получения правильных результатов необходимо, чтобы амплитуда исследуемых сигналов значительно превышала амплитуду шумовых флуктуаций. Поэтому обычно говорят о получении максимального отношения $U_{сг}/U_{ш}$. Естественно, что для увеличения этого отношения прежде всего необходимо стремиться к увеличению числителя, т. е. к максимальному значению самого сигнала. Этот вопрос достаточно подробно рассматривался при анализе схем включения детекторов. Дальнейшее улучшение отношения $U_{сг}/U_{ш}$ достигается уменьшением уровня шумов $U_{ш}$.

По своему происхождению шумы бывают двух видов. К первому относятся помехи или наводки, появляющиеся в результате плохого технического выполнения усилителя или вызванные внешними источниками электромагнитных колебаний. Эти шумы называют конструктивными. При достаточно продуманной конструкции их можно практически свести на нет. Второй вид шумов связан с

флуктуациями электрических зарядов в транзисторах и деталях. При решении конкретных задач он может быть снижен до определенного уровня, но полностью его ликвидировать нельзя. В итоге этот вид шумов определяет отношение $U_{сг}/U_{ш}$, поэтому вопросам его уменьшения в дальнейшем уделяется основное внимание.

Шумы могут возникать в любой точке усилителя, состоящего из нескольких каскадов. Очевидно, наибольший вклад в суммарный уровень шумов на выходе дает шум первого каскада. Шумами, возникающими в последующих каскадах, можно практически пренебречь. Для удобства оценки различных видов шумов их обычно приводят ко входу усилителя, т. е.

$$U_{ш.вх} = U_{ш.вых}/K.$$

Рассмотрим основные источники и виды шумов, вызванных флуктуациями электрических зарядов.

Контурные шумы. Флуктуационные напряжения возникают на зажимах сопротивления даже в том случае, когда оно не подключено к источнику ЭДС. Это объясняется тем, что в проводнике всегда имеются свободные электроны, находящиеся в хаотическом тепловом движении. При этом может оказаться, что в определенный момент времени в одном направлении проходит больше электронов, чем в другом, т. е. при среднем токе, равном нулю, мгновенные значения тока, текущего через проводник, отличны от нуля и имеют разные знаки. Эти мгновенные изменения тока создают на сопротивлении флуктуации напряжения — так называемые контурные или тепловые шумы, содержащие все частоты от 0 до ∞. Поэтому подключенное ко входу усилителя сопротивление нагрузки детектора излучения $R_н$ служит источником шумов. Эти шумы можно обнаружить на выходе усилителя при помощи осциллографа. Их спектр, очевидно, будет ограничен как емкостью $C_{вх}$, подключенной параллельно сопротивлению $R_н$, так и полосой пропускания усилителя $\Delta f = f_в - f_н$ (рис. 2.23). Среднее квадратическое значение контурных (тепловых) шумов определяется формулой Найквиста

$$\overline{U^2_{ш.т}} = 4kT \int_{f_н}^{f_в} R_{акт}\, df, \qquad (2.26)$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $f_в$ и $f_н$ — соответственно верхняя и нижняя границы рассматриваемого спектра; $R_{акт}$ — активная составляющая шумящего элемента.

В реальной схеме уровень контурных шумов определяется не только абсолютным значением разности граничных частот, но и

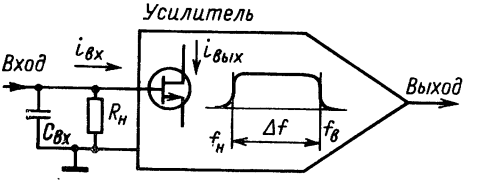


Рис. 2.23. Усилитель с полосой пропускания Δf и интегрирующей $R_н C_{вх}$-цепью на входе

расположением полосы пропускания в спектре. Поэтому обычно рассматривают распределение энергии тепловых шумов по частотному спектру — так называемую спектральную плотность

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.т}}}}{df} = 4kTR_{\text{акт}}. \tag{2.27}$$

В рассматриваемой схеме (рис. 2.23) параллельно сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$ включена емкость $C_{\text{вх}}$; активная составляющая входной цепи равна

$$R_{\text{акт}} = \frac{R_{\text{н}}}{1 + (\omega R_{\text{н}} C_{\text{вх}})^2} \tag{2.28}$$

и выражение для спектральной плотности имеет вид

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.т}}}}{df} = 4kT \frac{R_{\text{н}}}{1 + (\omega R_{\text{н}} C_{\text{вх}})^2}. \tag{2.29}$$

На рис. 2.24 эта зависимость показана графически; из него видно, что при смещении полосы пропускания в область более высоких частот уровень шумов снижается. Анализ зависимости контурных шумов от величины входного сопротивления показывает, что с увеличением сопротивления шумы растут, достигают некоторого максимума при

$$R_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi C_{\text{вх}} \sqrt{f_{\text{в}} f_{\text{н}}}}, \tag{2.30}$$

затем падают. Поэтому в тех случаях, когда входное сопротивление должно быть большим из соображений полного собирания зарядов, его не следует делать менее 10^7—10^8 Ом во избежание повышения уровня шумов.

Шумы входного тока активного элемента. Цепь управляющего электрода активного элемента — транзистора или лампы также является источником шумов во входной цепи. Эти шумы вызываются флуктуациями входного тока $i_{\text{вх}}$, поступающего, например, в затвор полевого транзистора; их спектральная плотность определяется формулой Шоттки

$$\frac{\overline{di^2_{\text{ш.вх}}}}{df} = 2ei_{\text{вх}}, \tag{2.31}$$

где e — заряд электрона. Входной ток, протекая через комплексное сопротивление входной цепи $R_{\text{н}}C_{\text{вх}}$, создает напряжение шумов; их спектральная плотность равна

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.в}}}}{df} = 2ei_{\text{вх}} \frac{R^2_{\text{н}}}{1 + (\omega R_{\text{н}} C_{\text{вх}})^2}. \tag{2.32}$$

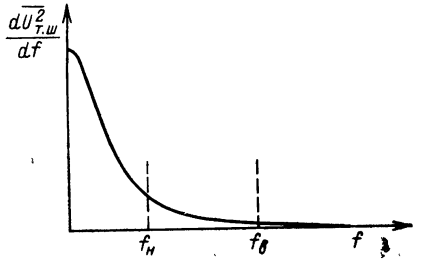


Рис. 2.24. Распределение энергии тепловых шумов по спектру

Сравнивая выражения (2.32) и (2.29), видим, что шумы, вызванные входным током, также зависят от полосы пропускания и ее положения в спектре. Кроме того, эти шумы зависят от входного тока и параметров входной цепи. Малый входной ток и наибольшее входное сопротивление (более 10^9 Ом) имеют полевые транзисторы, которые, как правило, применяются в современных усилителях.

Шумы выходного тока активного элемента. Флуктуации канального тока полевого транзистора или анодного тока лампы являются источником так называемого дробового шума. Спектральная плотность дробового шума описывается выражением, аналогичным (2.31),

$$\frac{\overline{di^2_{\text{ш.д}}}}{df} = 2ei_{\text{вых}}F^2, \tag{2.33}$$

где $i_{\text{вых}}$ — ток в канале полевого транзистора или анодный ток лампы; F — коэффициент сглаживания, определяется типом активного элемента, его крутизной S и выходным током. Дробовой шум удобно приводить к входу схемы и рассматривать как флуктуации входного напряжения. Для полевых транзисторов

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.д}}}}{df} = \frac{0{,}7}{S}, \tag{2.34}$$

где S — крутизна транзистора. Контурные шумы, шумы входного тока и дробовые равномерно распределены по спектру, поэтому их называют белыми шумами. Помимо этих источников шумов в сопротивлениях и активных элементах наблюдаются так называемые фликкер-шумы. Они возникают при протекании тока и обусловлены флуктуациями проводимости. Фликкер-шумы имеют неравномерный характер

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.ф}}}}{df} \sim \frac{1}{f}. \tag{2.35}$$

В линейных импульсных усилителях, рассчитанных на передачу коротких импульсов и, следовательно, имеющих полосу пропускания в области высоких частот, составляющая фликкер-шумов невелика. В дальнейшем она не будет учитываться.

Эквивалентная схема входа с источниками шумов. Чтобы лучше оценить влияние отдельных компонентов шумов, источник шумов заменяют некоторым активным сопротивлением, генерирующим тепловые шумы того же значения. Поскольку контурные шумы и шумы входного тока имеют одинаковую частотную зависимость и действуют на входе схемы, их можно представить в виде одного эквивалентного сопротивления $R_{\text{р}}$. Суммируя выражения (2.27) и (2.32) и учитывая, что $\omega R_{\text{н}} C_{\text{вх}} \gg 1$, находим

$$\frac{\overline{dU^2_{\text{ш.т}}}}{df} + \frac{\overline{dU^2_{\text{ш.вх}}}}{df} = \frac{4kT}{\omega^2 C^2_{\text{вх}} R_{\text{р}}}, \tag{2.36}$$

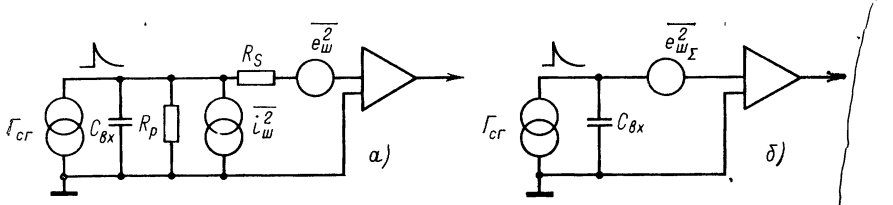


Рис. 2.25. Эквивалентные схемы входа с двумя генераторами шума (*а*) и одним генератором шума (*б*)

где $R_р = R_н \Big/ \left(1 + \frac{ei_{вх}R_н}{2kT}\right)$.

Тепловые шумы, создаваемые эквивалентным сопротивлением $R_р$, равны сумме контурных шумов и шумов входного тока. В эквивалентной схеме входа (рис. 2.25, *а*) сопротивление $R_р$ включено параллельно источнику сигналов — детектору, поэтому его называют параллельным генератором шума. Дробовые шумы выходного тока обусловлены флуктуациями канального тока в полевых транзисторах или анодного тока ламп. Цепь, в которой возникает дробовой шум, как правило, имеет малую постоянную времени и отделена от входной цепи. Поэтому эквивалентным источником шумов является чисто активное сопротивление R_S, включенное в схеме последовательно с детектором. Это сопротивление называют генератором последовательного шума; для определения его значения приравняем выражения (2.27) и (2.34), заменив в выражении $R_{акт}$ на R_S, тогда $R_S = 0{,}7/S\,4kT$.

В эквивалентной схеме (рис. 2.25,*а*) три основных источника шума заменены двумя генераторами белого шума. Спектральную плотность шумов этих генераторов удобно записать в виде

$$\overline{e_ш^2} = 4kTR_S \tag{2.37}$$

и

$$\overline{i_ш^2} = \frac{4kT}{R_р}. \tag{2.38}$$

Если генератор тока заменить эквивалентным генератором напряжения, то можно перейти к более простой схеме (рис. 2.25,*б*). Спектральная плотность шума в данной схеме характеризуется одним генератором

$$\overline{e_{шΣ}^2} = 4kT\left(R_S + \frac{1}{R_р\omega^2C_{вх}}\right). \tag{2.39}$$

2.4.2. ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ ШУМОВОЙ ЗАРЯД И ФИЛЬТРАЦИЯ ПРОСТЫМИ *CR* — *RC*-ЦЕПЯМИ

При измерении амплитудных распределений надо стремиться к максимальному увеличению отношения $U_{сг}/U_ш$, т. е. к минимизации шумов. Поскольку от детектора сигнал поступает в виде

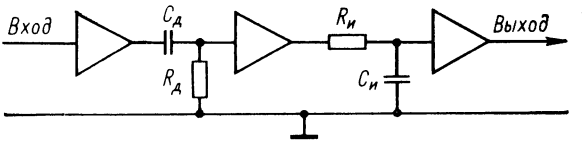


Рис. 2.26. Эквивалентная схема усилительного тракта

заряда, то удобно и шумы выражать эквивалентным шумовым зарядом $q_ш$, который при поступлении на вход усилителя создает на выходе сигнал, равный среднему квадратическому уровню шумов. Такое представление шумов в виде эквивалентного шумового заряда позволяет сравнивать его с зарядом, поступающим от детектора, и находить оптимальные параметры фильтрующих цепей, при которых шумы минимальны.

Шум, так же как и сигнал детектора, проходит через весь усилительный тракт, который можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2.26), содержащей дифференцирующую $C_д R_д$ и интегрирующую $R_и C_и$ ячейки. Дифференцирующая ячейка соответствует укорачивающей цепи, которая, как правило, вводится в схему усилителя; она определяет нижнюю граничную частоту полосы пропускания. Интегрирующая ячейка эквивалентна всем интегрирующим цепям усилителя, включая как паразитные цепи, так и элементы регулировки частотной характеристики; она определяет верхнюю граничную полосу пропускания.

Учитывая коэффициенты передачи синусоидальных составляющих, которые для дифференцирующей и интегрирующей цепей описываются соответственно выражениями $\omega^2\tau_д^2/(1+\omega^2\tau_д^2)$ и $1/(1+\omega^2\tau_и^2)$, где $\tau_д = C_д R_д$ и $\tau_и = C_и R_и$, и выбирая равные постоянные времени $\tau_д = \tau_и = \tau$, можно найти заряд, создаваемый тепловыми шумами и шумами входного тока (2.38), т. е. заряд, генерируемый эквивалентным сопротивлением $R_р$,

$$q_{ш.р} = \sqrt{4kT}\,\sqrt{\tau/R_р}\,. \qquad (2.40)$$

Аналогичным образом, воспользовавшись выражением (2.37), находим эквивалентный шумовой заряд дробовых шумов, генерируемых в эквивалентной схеме сопротивлением R_S,

$$q_{шS} = \sqrt{4kT}\,\sqrt{\frac{R_S}{\tau}C^2}\,. \qquad (2.41)$$

Заметим, что здесь также взяты равными постоянные времени дифференцирующей и интегрирующей цепей. Справедливость такого выбора подтверждается детальным исследованием отношения сигнала к шуму для данной схемы, которое может быть максимальным при равенстве этих постоянных времени.

Из уравнений (2.40) и (2.41) видно, что основные составляющие шумов, представленные в эквивалентной схеме сопротивлениями $R_р$ и R_S, по-разному зависят от постоянной времени τ формирующих $CR-RC$-цепей. Поэтому представляет интерес ее опти-

мальное значение τ_0, при котором достигается наилучшее отношение сигнала к шуму. Для определения τ_0 записываем суммарный шумовой заряд

$$q_{\text{ш}\Sigma} = q_{\text{ш}\text{р}} + q_{\text{ш}S} = \sqrt{4kT}\sqrt{\frac{\tau}{R_\text{р}} + C^2\frac{R_S}{\tau}},$$

откуда после дифференцирования по τ и приравнивания к нулю производной находим оптимальную постоянную формирования

$$\tau_0 = C_\text{вх}\sqrt{R_\text{р}R_S}. \tag{2.42}$$

Соответствующий ей минимальный шумовой заряд равен

$$q_{\text{ш}\Sigma\text{мин}} = \sqrt{4kT}\sqrt[4]{R_S R_\text{р}}. \tag{2.43}$$

Из выражений (2.42), (2.43) следует, что уровень шумов и τ_0 определяются эквивалентными сопротивлениями $R_\text{р}$ и R_S, которые зависят от типа активного усилительного элемента, стоящего на входе схемы. Отношение $R_S/R_\text{р}$ пропорционально току затвора полевого транзистора или току сетки лампы и обратно пропорционально крутизне этих элементов. Наименьшим уровнем шумов обладают полевые транзисторы. Их ток затвора составляет 10^{-10}—10^{-11} А. Наибольшую крутизну и минимум входного тока они имеют при температуре $T = 120$ К. Поэтому входные малошумящие каскады на полевых транзисторах в спектрометрических усилителях охлаждаются.

Приведенный анализ шумов усилителя с простыми фильтрами на $CR-RC$-цепях позволяет выбрать основные параметры данной схемы, обеспечивающие максимальное отношение сигнала к шуму. Для таких фильтров далее будет изложен более общий подход к этому вопросу, приводящий к оптимальным результатам.

2.4.3. ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ

Основная задача спектрометрического усилителя состоит в линейной передаче амплитудных значений сигналов, поступающих от детекторов излучений. При этом допускается изменение формы сигналов. Это означает, что фильтрующие цепи усилителя можно сделать такими, чтобы через них проходил основной спектр сигналов, а спектр шумов максимально ограничивался. В этом случае получим оптимальное отношение сигнала к шумам.

Вначале рассмотрим общую задачу нахождения характеристик оптимального фильтра для неравномерного спектра шумов.

Допустим, что на входе усилителя имеется сигнал $A_0S(t)$, для которого известно преобразование Фурье $A_0S(\omega)$, и шум со спектральной плотностью $W_\text{ш}(\omega)$. Найдем переходную характеристику фильтра $H(\omega)$, для которой за время измерения отношение энергии сигнала к энергии шума будет максимально. На выходе фильтра сигнал описывается выражением $A_0S(\omega)\,H(\omega)$ и энергия сигна-

ла равна

$$W_c = \frac{1}{2\pi} A_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)\, S(\omega)\, e^{j\omega t_1}\, d\omega;$$

энергия шума на выходе будет равна

$$W_ш = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 W_ш(\omega)\, d\omega.$$

Отношение энергии сигнала к усредненной энергии шума равно

$$\eta^2 = \frac{\left[A_0 \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega)\, S(\omega)\, e^{j\omega t_1}\, d\omega\right]^2}{2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 W_ш(\omega)\, d\omega}.$$

Можно показать, используя неравенство Шварца—Буняковского, что это отношение имеет максимум

$$\eta^2 = \frac{1}{2\pi} A_0^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left\{\frac{|S(\omega)|^2}{W_ш(\omega)}\right\} d\omega, \qquad (2.44)$$

если переходная характеристика фильтра равна

$$H(\omega) = K\left\{\frac{S^*(\omega)}{W_ш(\omega)}\right\} e^{-j\omega t_1}, \qquad (2.45)$$

где $S^*(\omega)$ — производная $S(\omega)$; K — постоянная.

Оптимальный фильтр удобно разделить на два фильтра (рис. 2.27). Один преобразует неравномерный спектр шума $W_ш(\omega)$ в равномерный, так называемый белый шум W_0, а второй, согласующий фильтр, выполняет максимизацию отношения сигнал/шум. Если белящим фильтром с переходной характеристикой $H_1(\omega)$ сигнал преобразуется в $A_1 F(\omega)$, то, используя выражения (2.44), (2.45), запишем переходную характеристику $H_2(\omega)$ для согласующего фильтра в виде

$$H_2(\omega) = \left(\frac{K}{W_0}\right) F^*(\omega) \exp(-j\omega t_1),$$

или, принимая для удобства $K/W_0 = 1$, получим

$$H_2(\omega) = F^*(\omega) \exp(-j\omega t_1). \qquad (2.46)$$

Таким образом, переходная характеристика согласующего фильтра описывается производной амплитудного спектра сигнала и задержкой

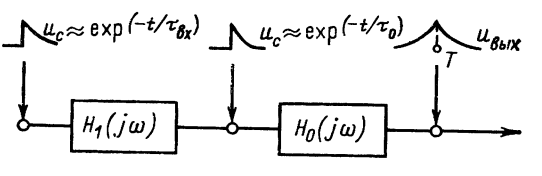


Рис. 2.27. Представление оптимального фильтра в виде белящего $H_1(j\omega)$ и согласующего $H_2(j\omega)$ фильтров

$\exp(-j\omega t_1)$. Согласующий фильтр рассчитан на определенную форму сигнала.

Теперь перейдем к реальному входному сигналу и шумам; определим параметры оптимального фильтра и форму выходного сигнала. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой входного каскада (см. рис. 2.25,*б*) и подадим на вход сигнал

$$U_{\text{сиг}} = \frac{Q}{C_{\text{вх}}} \exp(-t/\tau_{\text{вх}}).$$

Для этой схемы спектр шумов можно определить, воспользовавшись выражением (2.39),

$$W_{\text{ш}}(\omega) = \frac{\overline{e^2_{\text{ш}\Sigma}}}{2} = 2kTR_S\left(1 + \frac{1}{\omega^2\tau_0^2}\right) \qquad (2.47)$$

при $R_S \ll R_{\text{р}}$ и $R_{\text{п}}C_{\text{вх}} \ll \tau_0$. После прохождения первого фильтра (рис. 2.27) спектр становится «белым» $W_0 = 2kTR_S$, а фурье-изображение переходной функции определяется исходным спектром $W_{\text{ш}}(\omega)$

$$|H_1(j\omega)| = \left|\frac{W_0}{W_{\text{ш}}(\omega)}\right|^{1/2}.$$

В данном случае

$$H_1(j\omega) = \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_0}\right)^{-1}.$$

Эта переходная функция соответствует дифференцирующей цепи с постоянной времени $CR = \tau_0$. Сигнал на выходе первого фильтра имеет вид

$$Q\exp(-t/\tau_0)/C_{\text{вх}}.$$

При заданном времени измерения $T_{\text{и}}$ на выходе первого фильтра отношение энергии сигнала и шума будет равно

$$\eta^2 = \frac{W_{\text{сг}}}{W_{\text{ш}}} = \frac{1}{2kTR_S}\left(\frac{Q}{C_{\text{вх}}}\right)^2 \int_0^{T_{\text{и}}} [\exp(-t/\tau_0)]^2\,dt =$$

$$= \left(\frac{Q}{C_{\text{вх}}}\right)^2 \frac{\tau_0}{2W_0}[1 - \exp(-2T_{\text{и}}/\tau_0)].$$

Максимум этого выражения будет при $T_{\text{и}} = \infty$

$$\eta^2_\infty = \left(\frac{Q}{C_{\text{вх}}}\right)^2 \frac{\tau_0}{2W_0} = \frac{1}{4kT}\frac{Q^2}{C_{\text{вх}}}\sqrt{\frac{R_{\text{р}}}{R_S}}. \qquad (2.48)$$

Переходная функция второго — согласующего фильтра $H_2(j\omega)$ определяется выражением (2.46). В данном случае входной сигнал

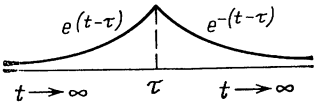
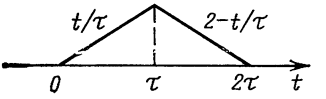
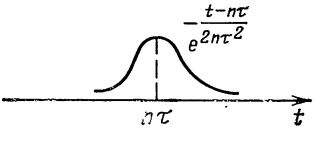
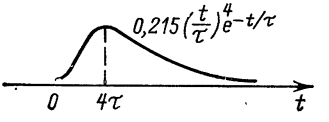
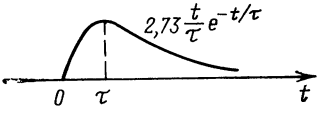
$$f(t) = \exp(-t/\tau_0); \qquad F(\omega) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\exp(-j\omega t)\,dt.$$

Выражение для переходной функции согласующего фильтра (2.46) показывает, что импульсная реакция этого фильтра является зеркальным изображением входного сигнала $f(t)$ относительно перпендикуляра, пересекающего ось времени в точке $T_и$

$$h_2(t) = f(T_и - t) = \exp\left[-\frac{(T_и - t)}{\tau_0}\right]. \qquad (2.49)$$

Таким образом, сигнал на выходе всего оптимального фильтра имеет форму двух пересекающихся кривых (рис. 2.27). Такой фильтр обеспечивает наилучшее отношение сигнала к шуму при $T_и \to \infty$. Реальные фильтры, как правило, имеют другие характеристики, и отношение сигнала к шуму у них хуже. Сравнивать фильтры удобно с помощью коэффициента превышения шума

Таблица 2.1. **Коэффициент превышения шума и форма импульсов некоторых формирующих цепей**

Формирующий фильтр	Форма импульса	$K_{п.ш}$
Оптимальный		1,00
Треугольного импульса; линии задержки+идеальный интегратор		1,08
Гауссов $CR+(RC)^n$		1,12
Квазигауссов $CR+(RC)^n$		1,16
$CR+RC$		1,36

Примечание. τ и n—постоянная времени и число формирующих цепей соответственно.

$K_{п.ш}=\eta_\infty/\eta$, показывающего, во сколько раз η_∞ оптимального фильтра превышает η данной системы.

Основные показатели разных типов фильтров, рассчитанных на формирование однополярных импульсов, приведены в табл.2.1. Здесь $K_{п.ш}$ вычислены при условии, что интенсивность последовательного и параллельного шумов одинакова, а амплитуда выходного сигнала нормализована к единице.

2.4.4. МНОГОЗВЕННЫЕ И АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Сравнивая характеристики разных формирующих систем (см. табл. 2.1), нетрудно увидеть, что простое формирование с помощью $CR-RC$-цепей значительно уступает по своим показателям более сложным фильтрам. Лучшими показателями, близкими к оптимальным, обладает формирователь треугольного импульса. Для получения такой формы производится двойное дифференцирование сигнала на линиях задержки и интегрирование схемой с операционным усилителем. К сожалению, в подобных устройствах возникают колебательные переходные процессы при амплитудных перегрузках и затруднена перестройка на другие длительности сигналов. Кроме того, остроконечная форма сигнала непригодна для нормальной работы последующих устройств, в частности аналого-цифровых преобразователей в амплитудных анализаторах.

В экспериментальной практике часто используются формирователи гауссового типа. Их характеристика несколько хуже, чем у формирователя треугольного импульса, но значительно лучше, чем у простой $CR-RC$-цепи. Обычно применяют квазигауссовы формирователи, выполняемые на комбинации однократных дифференцирующих CR- и CRL-цепей и многократных интегрирующих RC-цепей, а также схемы с активными фильтрами.

На рис. 2.28 приведены соответственно схема квазигауссового формирователя типа $CR+(RC)^n$ и форма выходного импульса для разного количества интегрирующих ячеек. Кривая $n=0$ соответствует дифференцированию без интегрирования. В этом случае выходной импульс имеет остроконечную форму и несимметричен. С ростом числа интегрирующих RC-ячеек ($n=1$, 2, 3 ...) импульс приобретает колоколообразную форму. При $n\approx 8\div 9$ его форма почти не отличается от формы импульса идеального гауссового формирователя и коэффициент превышения шума всего на 6 % больше, чем у формирователя треугольного импульса. Немного улучшить форму выходного импульса в квазигауссовом формирователе с n-кратным интегрированием можно введением индуктивности в дифференцирующую цепь. Подобная дифференцирующая CRL-цепь была рассмотрена в § 2.2, она несколько уплощает вершину продифференцированого импульса, и после n-кратного интегрирования выходной импульс имеет несколько меньшую длительность и больше по амплитуде, чем в случае простой диффе-

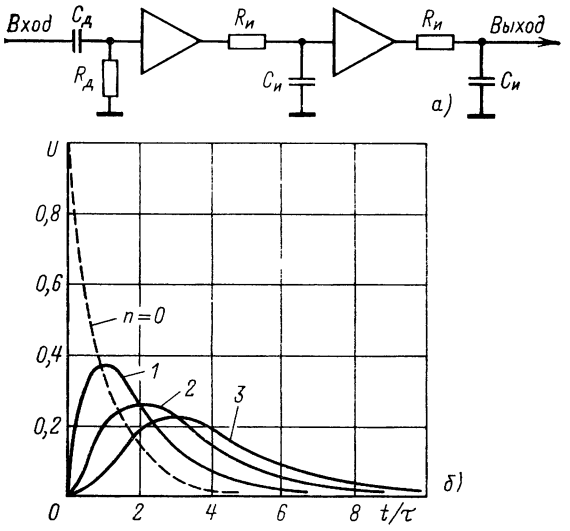


Рис. 2.28. Квазигауссов формирователь типа $CR+(RC)^n$ (*а*) и форма выходных импульсов для разного числа интегрирующих ячеек (*б*)

ренцирующей *CR*-цепи. Однако введение дополнительного элемента *L*, требующего перестройки в процессе работы, не всегда оправдано.

Некоторыми преимуществами обладают активные фильтры, выполненные на операционных усилителях. Применение операционных усилителей в секциях спектрометрической аппаратуры было рассмотрено в § 2.3. В активных фильтрах операционные усилители охватываются частотно-зависимой отрицательной обратной связью, благодаря чему в больших пределах изменяются ширина и форма полосы пропускания схемы. В качестве примера на рис. 2.29 приведены секции Т-образных активных фильтров. По своим характеристикам они эквивалентны формирователю с *CR*-дифференцирующей и *n*-кратными интегрирующими цепями. Чтобы форма выходного импульса усилителя с активными фильтрами была близка к форме идеального гауссового формирователя, необходимо примерно в 2—3 раза меньше секций, чем интегрирующих

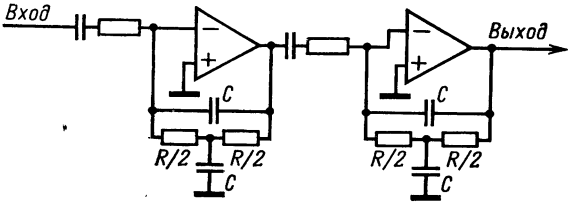


Рис. 2.29. Секции Т-образных активных фильтров на операционных усилителях

RC-цепей с согласующими каскадами. Секции активных фильтров имеют конденсаторы небольшой емкости, их сравнительно просто перестроить.

2.4.5. ФИЛЬТРЫ С УПРАВЛЯЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ И ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтры, выполненные на линиях задержки или *RCL*-цепях, относят к системам с постоянными временны́ми параметрами. Такие фильтры имеют неизменную передаточную характеристику для шума и для сигнала, поэтому предшествующие сигналу и возникающие во время его формирования флуктуации шумов влияют на выходную амплитуду. Кроме того, сформированные сигналы имеют значительную длительность, в результате при больших загрузках ухудшается разрешение по энергии из-за наложений. Лучшим разрешением при большой скорости счета обладают системы с управляемым коэффициентом передачи — времязависимые фильтры. Коэффициент передачи этих фильтров имеет малое значение в отсутствие сигнала, когда на вход поступает один шум и приобретает наибольшее значение во время измерения сигнала. Таким образом, формирование сигнала происходит только в течение времени, необходимого для измерения сигнала, и шумы, возникающие вне этого интервала, оказывают меньшее влияние.

Времязависимые фильтры с коэффициентом передачи 0 и 1. В простых времязависимых фильтрах коэффициент передачи имеет только два значения — 0 или 1, сигнал поступает в фильтр, являющийся фактически активным интегратором, через линейный ключ в течение короткого промежутка времени. Схема и временны́е диаграммы приведены на рис. 2.30. Сигнал с выхода детектора после некоторого усиления (*У*) поступает в две ветви: нижнюю — логическую схему, состоящую из дискриминатора (*Д*) и времязадающих устройств T_1 и T_2, и верхнюю — формирующую схему, в которую входит линия задержки *ЛЗ*, линейный пропускатель *ЛП* и интегратор *И*. Порог дискриминатора устанавливается таким, чтобы срабатывание происходило от небольшого уровня сигнала, превышающего шумы. Дискриминатор воздействует на

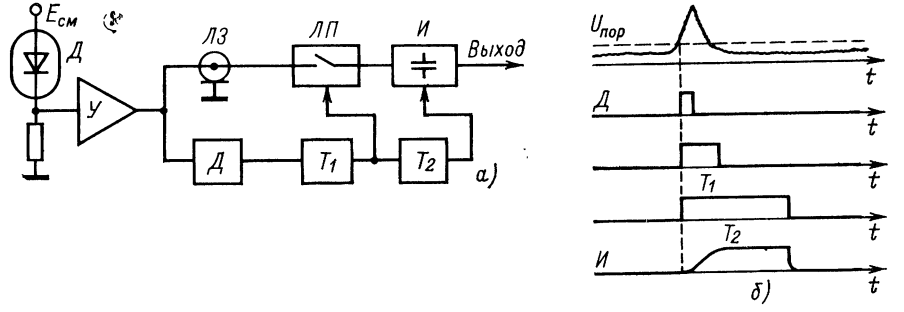


Рис. 2.30. Простой времязависимый фильтр с двумя значениями коэффициента передачи 0 и 1 (*а*) и пояснительные временны́е диаграммы (*б*)

времязадающие схемы T_1 и T_2, которыми открывается на время T_1 линейный пропускатель и на время T_2 интегратор. Сигнал детектора после небольшой задержки, достаточной для срабатывания логических схем, через линейный пропускатель поступает в интегратор. Из временных диаграмм видно, что в интегратор поступают сигнал и шум только в течение времени T_1, а шумы, возникающие после появления сигнала, на его формирование не влияют. Выходной сигнал имеет плоскую вершину, и его длительность определяется времязадающей схемой T_2.

Заметим, что в данной схеме, так же как и в обычных спектрометрических усилителях, сигнал вначале, до поступления на схему пропускания, дифференцируется. Постоянная времени дифференцирующей цепи и время открывания схемы пропускания равны (около 2 мкс). Рассмотренный метод позволяет снизить уровень шумов примерно на 15 % по сравнению с тем, что дают линейные фильтры. Важным преимуществом метода является высокое быстродействие формирующего тракта, определяющееся фактически скоростью восстановления времязадающих цепей. Спектрометрические процессоры аналогичного типа обеспечивают высокое разрешение при загрузках до $5 \cdot 10^4$ имп./с.

Времязависимые фильтры с переменным коэффициентом передачи. В сложных времязависимых фильтрах, обеспечивающих оптимальную фильтрацию, при которой достигается максимальное отношение сигнала к шуму, коэффициент передачи изменяется в течение времени измерения. Необходимость такого варьирования коэффициента передачи вытекает из представления оптимального фильтра в виде взаимно-корреляционного устройства. К такому представлению можно прийти, например, подавая на вход оптимального фильтра некоторое напряжение e_1 и определяя напряжение на выходе при помощи интеграла свертки

$$e_0(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e_1(T)\, h(t-T)\, dT. \qquad (2.50)$$

В результате операция, связанная с измерением амплитуды сигнала известной формы, в присутствии шумов сводится к определению весового интеграла

$$Y_m = \int_0^{T_m} [A_0 S(t) + N(t)]\, S(t)\, dt, \qquad (2.51)$$

где T_m — время, в течение которого производится измерение; A_0 — амплитуда сигнала; $S(t)$ — форма сигнала; $N(t)$ — мгновенное значение шума. Этот интеграл можно рассматривать как взаимно корреляционную функцию входного сигнала с шумом и чистого входного сигнала без шума при временной задержке, равной нулю. Таким образом, оптимальный фильтр является как бы счетно-решающим прибором, состоящим из множительного и интегрирующего устройств (рис. 2.31). В оптимальном фильтре происходит накопление сигнала, причем предварительно производится его об-

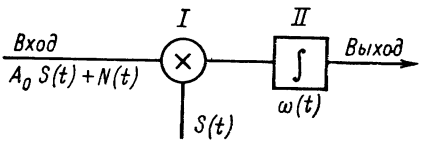


Рис. 2.31. Представление оптимального фильтра в виде множительного (*I*) и интегрирующего устройств (*II*)

работка, состоящая в перемножении мгновенных значений поступающего сигнала на ожидаемую форму. В том случае, когда поступающий сигнал имеет такую же форму, накопление происходит наилучшим образом и обеспечивается максимальное отношение сигнала к шуму.

Для практического выбора и оценки параметров реальных времязависимых фильтров удобно пользоваться весовой функцией $W(t)$, которая определяется как

$$W(T) \equiv h(t-T), \tag{2.52}$$

где $h(t—T)$ соответствует импульсной переходной функции в интеграле свертки; весовая функция линейного фильтра обратна его импульсной характеристике и сдвинута во времени.

Зная сигнал $e_1(t)$ известной формы, но неизвестной амплитуды, в присутствии белого шума $n(t)$ процесс фильтрации сводят к вычислению интеграла (2.51), где $S(t)$ заменяется $W(t)$,

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} [Ae_1(t) + n(t)]\, W(t)\, dt. \tag{2.53}$$

Оптимальное решение обеспечивается, когда $W(t) = e_1(t)$, что также соответствует представлению оптимального фильтра в виде взаимно-корреляционного прибора [см. (2.51)].

В выражении (2.53) $n(t)$, как уже указывалось, является белым шумом; если шум имеет неравномерный спектр, то сигнал и шум следует предварительно пропустить через белящий фильтр; при этом сигнал $e_1(t)$ также изменит свою форму и станет $f_1(t)$. Следовательно, оптимальное решение будет обеспечено при $W = f_1(t)$.

Структура времязависимого фильтра с генератором весовой функции показана на рис. 2.32,*а*. Входной сигнал запускает генератор весовой функции $W(t)$ и через *ЛЗ* $T_з$ проходит в множительное и интегрирующее устройство, где он умножается на весовую функцию и интегрируется.

Показанная на рис. 2.32,*а* весовая функция имеет трапецеидальную форму, и поступающий в нее сигнал получает максимальное усиление. Заметим, что пологие фронты весовой функции уменьшают влияние шумовых дублетов. Прошедшие дифференцирующую схему в первых секциях усилителя шумы имеют вид, показанный на рис. 2.32,*б* ($U_ш$). Если у весовой функции крутой фронт (см. пунктир, *КФ*), то множительное устройство работает фактически как ключ и есть вероятность того, что дублеты будут рассечены пополам. При этом они будут вносить в шумовую сос-

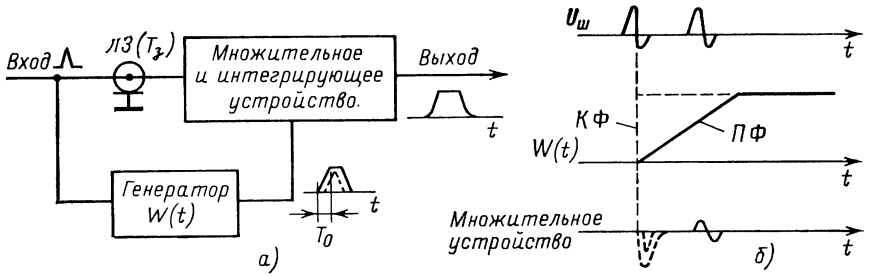


Рис. 2.32. Времязависимый фильтр с генератором весовой функции (*а*) и влияние фронта весовой функции на передачу «шумовых дублетов»

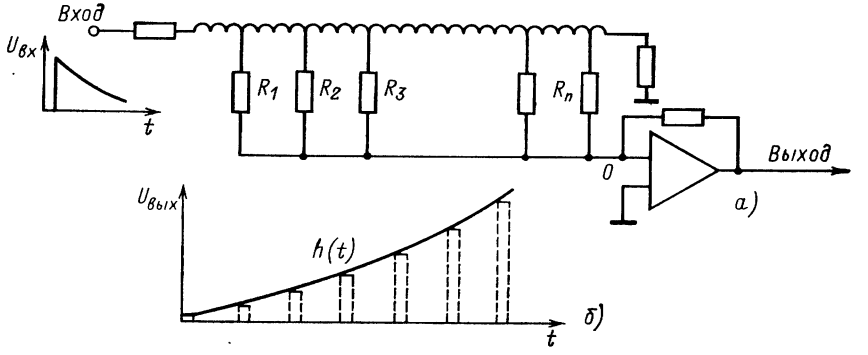


Рис. 2.33. Трансверсальный фильтр на линии задержки с весовыми сопротивлениями (*а*) и его импульсная переходная характеристика для экспоненциально спадающего сигнала (*б*)

тавляющую больший вклад, чем в случае ослабления с небольшой асимметрией, что имеет место при пологом фронте (*ПФ*) весовой функции.

Времязависимый фильтр с генератором весовой функции сравнительно сложен; он требует высоколинейного множительного устройства, кроме того, для осуществления всей схемы необходимо несколько активных элементов. Более перспективны трансверсальные фильтры.

Трансверсальные фильтры. Для сигналов сравнительно большой длительности порядка нескольких микросекунд трансверсальный фильтр может быть выполнен на электромагнитной линии задержки (рис. 2.33,*а*). От линии через одинаковые задержки делают отводы, к которым подключают весовые резисторы R_1, R_2, .., R_n. Сопротивления этих резисторов выбирают в соответствии с необходимой импульсной переходной характеристикой. Для экспоненциально спадающего импульса детектора $U_{вх} = U_m \exp(-t/T_c)$ импульсная переходная характеристика $h(t)$ оптимального фильтра должна быть зеркально расположенной

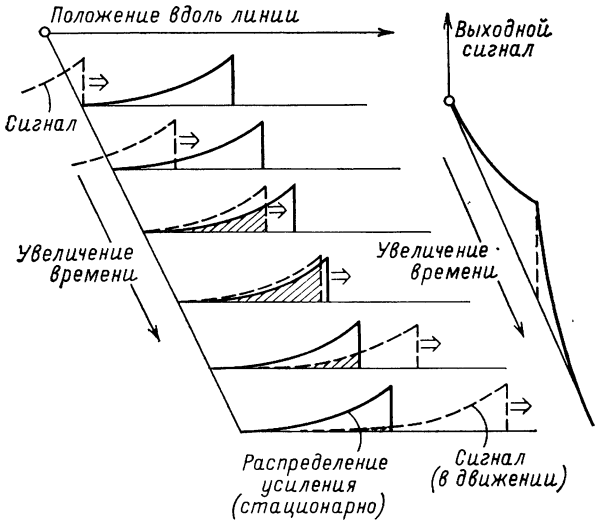


Рис. 2.34. Прохождение экспоненциально спадающего сигнала через трансверсальный фильтр

кривой (2.33,*б*). Если фильтр рассчитан правильно и имеет такую характеристику, то при подаче на его вход узкого импульса он будет последовательно проходить через резисторы R_1, R_2, .., R_n в точку 0 и интегрироваться последующей схемой, при этом напряжение на выходе будет экспоненциально нарастать.

Прохождение экспоненциально спадающего сигнала через трансверсальный фильтр поясняется рис. 2.34, где пунктиром показано положение движущегося сигнала (у реального сигнала в пространстве передний крутой фронт впереди), которое он последовательно занимает вдоль линии, а сплошной кривой изображена стационарная переходная характеристика фильтра. Совпадение этих кривых соответствует прохождению сигнала на выходе схемы. Форма суммарного импульса на выходе фильтра показана в правой части рисунка.

Изготовление трансверсального фильтра с омическими весовыми сопротивлениями для импульсов малой длительности встречает ряд трудностей, связанных с ухудшением параметров линии и усложнением интегрирующей схемы. Проще выполнять фильтр с весовыми емкостями. В схеме, приведенной на рис. 2.35,*а*, применена линия с сосредоточенными параметрами; во всех звеньях находятся одинаковые емкости $C=C_к+C'_к$. Емкости $C_к$ соединены с землей, $C'_к$ — со входом интегрирующей схемы. Величины емкостей $C'_к$ выбирают в соответствии с необходимой импульсной характеристикой. Благодаря тому, что суммарные емкости всех звеньев одинаковы ($C'_к$ по высокой частоте соединена с землей), сигнал проходит вдоль линии практически без искажений. Линии

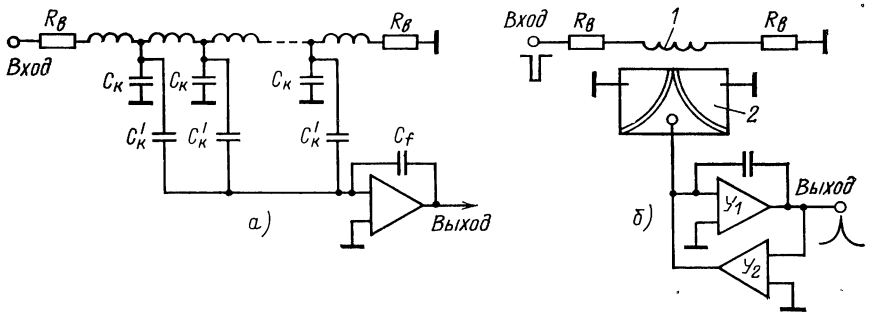


Рис. 2.35. Трансверсальные фильтры на линии с сосредоточенными параметрами и с весовыми емкостями (*а*) и на линии с распределенными параметрами (*б*):
1 — обмотка; *2* — обкладка (развертка)

с весовыми емкостями проще делать распределенного типа. На рис. 2.35,*б*, вверху показана цилиндрическая обмотка линии, внизу — развертка емкостной обкладки, которой окружается линия. Последняя делится на три части, две заземлены, третья соединена со входами усилителей $У_1$ и $У_2$. Нетрудно увидеть, что изолированная часть обкладки соответствует емкостям $C'_к$, а заземленная — емкостям $C_к$. С усилителя $У_1$ снимается выходной сигнал, на усилителе $У_2$ выполнена схема восстановления нулевой линии, в чем возникает необходимость в случае емкостных связей (см. § 2.5).

Рассмотренные трансверсальные фильтры на электромагнитных линиях задержки изготовляют для сигналов определенной формы и длительности. Более универсальные фильтры, пригодные для широкого временно́го диапазона, могут быть выполнены на приборах с зарядовой связью (ПЗС).

2.4.6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЯ ШУМОВ

При настройке линейных усилителей, а также во время измерений часто возникает необходимость в экспериментальном определении уровня шумов и в обеспечении максимального отношения сигнала к шуму. Методика проведения таких измерений не должна нарушать нормальную работу детектора, от которого на вход усилителя могут поступать исследуемые сигналы.

Измерения выполняют по схеме, приведенной на рис. 2.36. На вход усилителя через небольшой конденсатор связи C' подают калибровочные импульсы от генератора и дополнительного делителя R_1C_1; R_2C_2. Последний может отсутствовать, если аттенюатор генератора обеспечивает необходимую амплитуду импульсов. К входу усилителя подключают детектор или эквивалентную ему емкость. Показанная на схеме емкость $C_{вх}$ равна сумме емкости детектора $C_{дет}$ и емкости входа усилителя $C_{вх.ус}$. Емкость связи C' выбирают

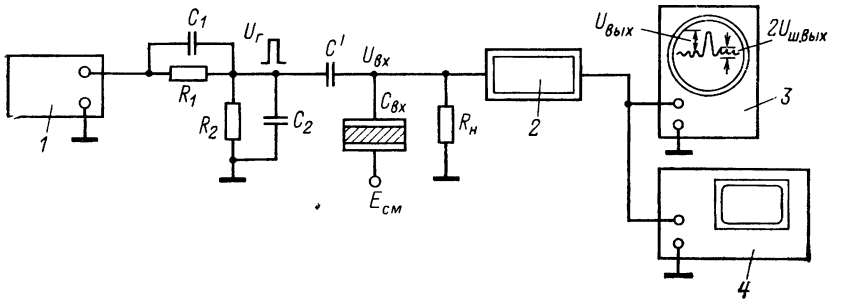


Рис. 2.36. Схема для измерения шумов:
1 — импульсный генератор; *2* — усилитель; *3* — осциллограф; *4* — амплитудный анализатор

равной 0,01 $C_{вх}$. Подключение такой емкости C' мало меняет постоянную входа $R_н C_{вх}$, поэтому измеряемый уровень шумов оказывается таким же, как и в реальных условиях. Для определения уровня шумов в единицах напряжения при помощи осциллографа измеряется отношение $U_{ш.вых}/U_{вых}$ и используется очевидное соотношение

$$U_ш = U_{вх} U_{ш.вых}/U_{вых},$$

где

$$U_{вх} \approx U_г C'/(C_{вх} + C'). \qquad (2.54)$$

Для определения уровня шумов в единицах заряда следует использовать импульсный генератор, выдающий скачок напряжения.

Очень удобен для этой цели генератор с ртутным прерывателем, время нарастания импульса такого генератора не превышает 5 нс. В этом случае роль емкости C' заключается в передаче некоторого заряда Q на вход усилителя. При этом на входе усилителя возникает импульс с амплитудой

$$U_{вх} = Q/(C_{вх} + C'). \qquad (2.55)$$

Приравнивая правые части уравнения (2.54) и (2.55), получаем $Q = U_г C'$. Зная отношение $U_{ш\,вых}/U_{вых}$, определяем шумовой заряд

$$Q_e = U_{ш.вых} Q/U_{вых}.$$

Если уровень шумов соответствует ожидаемому, то можно вести дальнейшую настройку; если же шумы слишком велики, то необходимо искать их причину и по мере устранения вновь их измерять. После получения минимального уровня шумов на детектор излучений подается рабочий потенциал и оценивается отношение полезного синала к шумам. При этом производится оптимальный подбор фильтрующих цепей. Во время окончательной настройки контроль можно вести как осциллографом, так и амплитудным анализатором, которым измеряется амплитудное распределение полезных и шумовых сигналов.

§ 2.5. ПЕРЕГРУЗКА УСИЛИТЕЛЕЙ И ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

2.5.1. АМПЛИТУДНАЯ ПЕРЕГРУЗКА

Если на вход усилителя помимо измеряемых сигналов поступают импульсы очень больших амплитуд, то возникает амплитудная перегрузка. Например, это наблюдают при исследовании излучения низкой энергии в присутствии компонента излучения высокой энергии. Перегрузка заключается в том, что усилитель на некоторое время блокируется, при этом возможна потеря поступающих за перегружающим импульсом сигналов; могут появиться также ложные импульсы.

Амплитудная перегрузка, как правило, возникает из-за нелинейности (ограничения) активных элементов и усугубляется переходными RC-цепями между каскадами или усилительными секциями (рис. 2.37,*а*). Эти цепи рассчитывают на нормальную передачу — без заметных искажений усиливаемых импульсов. Амплитуды импульсов, поступающих с R_cC_c-цепи, должны укладываться в линейной части амплитудной характеристики последующего каскада B (рис. 2.37,*б*); постоянные времени заряда и разряда емкости C_c одинаковы и равны

$$\tau_{зар} = \tau_{раз} \approx (R_c + r_{вых})\, C_c.$$

Здесь мы полагаем, что входное сопротивление каскада B значительно больше R_c ($r_{вх} \gg R_c$).

При поступлении импульсов очень больших амплитуд, не укладывающихся в линейную часть характеристики каскада B, как правило, появляется дополнительная проводимость во входном активном элементе каскада, иными словами, входное сопротивление становится малым: $r'_{вх} \ll r_{вх}$ и $r'_{вх} \ll R_c$. Теперь импульс большой амплитуды заряжает емкость C_c с малой постоянной времени $\tau'_{зар} \approx (r_{вых} + r'_{вх})C_c$; $\tau'_{зар} < \tau_{зар}$. В результате емкость C_c приобретает

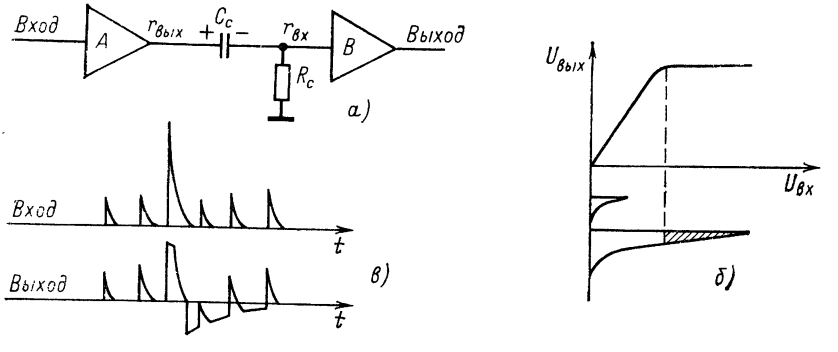


Рис. 2.37. Переходная R_cC_c-цепь в усилителе (*а*); амплитудная характеристика усилителя и перегружающие импульсы (*б*); передача перегружающих импульсов (*в*)

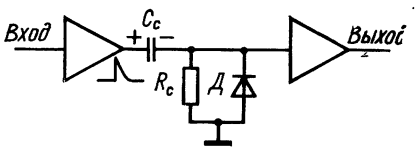


Рис. 2.38. Переходная R_cC_c-цепь с восстанавливающим диодом

значительный заряд и после исчезновения перегружающего импульса начинает разряжаться через R_c и $r_{вых}$. На сопротивлении R_c и на входе каскада B появляется большой отрицательный выброс напряжения, который постепенно уменьшается с постоянной времени $\tau_{раз}$. Отрицательный выброс может привести к тому, что следующий за большим импульсом нормальный сигнал исказится либо потеряется (рис. 2.37,*в*). После усиления в последующих каскадах отрицательный выброс сам может вызвать перегрузку и создать новый ложный сигнал.

Существует ряд способов, значительно ослабляющих перегрузку усилителей. В тех каскадах усилителя, где амплитуды импульсов достигают значительной величины, порядка нескольких вольт, длительность возникающего при перегрузке выброса может быть уменьшена восстанавливающим диодом (рис. 2.38). Диод включается параллельно резистору R_c и не препятствует нормальной передаче сигнала. При перегрузке заряд с емкости C_c быстро снимается, так как во время разряда включается прямое сопротивление диода $r_д \ll R_c$ и постоянная времени разряда становится небольшой

$$\tau_{раз} = (r_{вых} + r_д) C_c.$$

Наряду с ликвидацией последствий перегрузки иногда применяют меры к подавлению или ограничению мешающего сигнала большой амплитуды. Эту задачу выполняет, например, диодная ограничительная схема (рис. 2.39,*а*). В этой схеме сигнал поступает через гасящий резистор $R_{гас}$ на два шунтирующих диода $Д_1$ и $Д_2$. Диоды выбирают с изломом характеристики в области малых напряжений. В результате общая характеристика диодной цепи имеет вид, приведенный на рис. 2.39,*б*. На выход схемы без искажений проходят сигналы малых амплитуд, а большие сигналы ограничиваются. Такие ограничительные ячейки вводятся между отдельными каскадами или секциями усилителя.

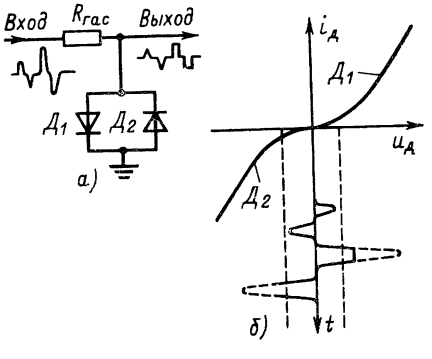


Рис. 2.39. Диодная ограничительная схема (*а*) и характеристика диодной цепи $Д_1$—$Д_2$ (*б*)

Уменьшить явление перегрузки можно также рациональным выбором секций усилителя. Часто применяют секции, выполненные на базе дифференциальных схем (см. § 2.3). Такие секции по входу ведут себя аналогично эмиттерному повторителю — имеют большое входное сопротивление и не перегружаются при поступлении импульсов значительных амплитуд. Гальваническая связь между каскадами

предотвращает перегрузки внутри секции. Кроме того, дифференциальные секции не меняют фазу сигнала, и усилитель можно сконструировать так, чтобы большие сигналы отсекать амплитудными характеристиками секций.

2.5.2. ВОССТАНОВЛЕНИЕ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Сигналы детекторов излучений, как правило, укорачиваются. Этим в значительной степени уменьшаются эффекты наложений (см. § 2.2). Статистический характер даже сформированных укороченных однополярных сигналов приводит к флуктуациям постоянной составляющей или нулевой линии в цепях усилителя и на его выходе. При этом в те интервалы времени, когда сигналы приходят с большой частотой, их уровень меняется; иногда меняется и сама амплитуда сигналов. Возникает своеобразная частотная перегрузка, приводящая к неправильному измерению амплитудных распределений. Она особенно заметна при исследовании короткоживущих элементов, а также при работе на импульсных ускорителях, когда большую часть времени с выхода детектора поступают редкие фоновые сигналы, а в течение короткого времени — пачка измеряемых импульсов.

Причины изменения постоянной составляющей. Флуктуации постоянной составляющей особенно опасны в прецизионных амплитудных спектрометрических измерениях, так как они приводят к «размытию» спектральных линий. Так же как и в случае амплитудной перегрузки, флуктуации постоянной составляющей связаны с переходными RC-цепями в схеме усилителя. В этом нетрудно убедиться, если проанализировать передачу серии импульсов между секциями усилителя (см. рис. 2.37,*а*).

Допустим, что с секции A снимается серия сформированных импульсов (рис. 2.40) равной амплитуды U_m. Длительность каждого импульса равна $t_{имп}$, период повторения импульсов в серии t. Рассмотрим качественную картину передачи такой серии импульсов на вход последующей секции B. Первый импульс серии прой-

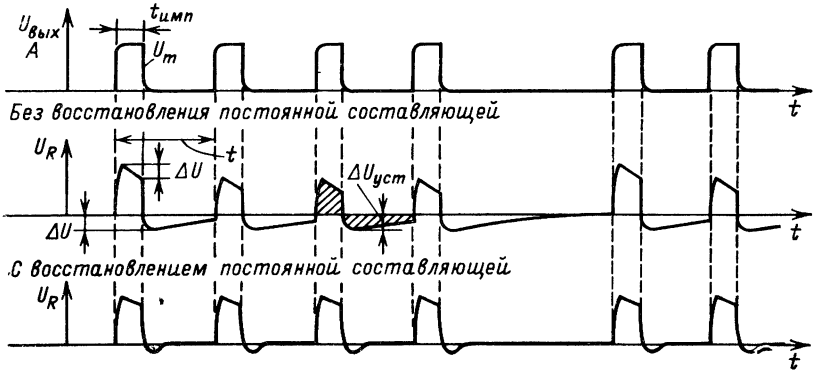


Рис. 2.40. Передача серии импульсов без восстановления постоянной составляющей и с ее восстановлением

дет через R_cC_c-цепь так же, как одиночный импульс. За время $t_{имп}$ разность потенциалов на емкости C изменится на величину ΔU, поэтому в тот момент, когда импульс на выходе секции A исчезнет, т. е. потенциал на выходе примет исходное значение, потенциал на входе секции B не вернется к исходному значению, а будет на ΔU ниже. Далее емкость C_c будет экспоненциально разряжаться, и к моменту передачи второго импульса потенциал на входе секции B остается ниже исходного на

$$\Delta U' = \Delta U \exp[-(t - t_{имп})/R_cC_c].$$

Поэтому вершина второго импульса будет ниже вершины первого импульса на величину $\Delta U'$, еще ниже будет вершина третьего импульса. Через некоторое время процесс установится и все вершины займут один уровень. Нетрудно заметить, что время установления определяется постоянной времени R_cC_c переходной цепи.

В установившемся режиме постоянная составляющая на выходе R_cC_c-цепи определяется соотношением между длительностью $t_{имп}$ и интервалом t. В самом деле, через конденсатор не проходит постоянная составляющая тока. Заряд, полученный конденсатором в какой-то интервал времени, в остальное время им возвращается. Это означает, что площади кривых токов заряда и разряда должны быть равны. Напряжение на резисторе R_c определяется током через конденсатор, $U_R = i_cR_c$, поэтому площади кривой U_R, расположенные выше и ниже нулевой линии, должны быть равны.

Для П-образных импульсов и большой постоянной времени R_cC_c имеем $(U_m - \Delta U_{уст})\, t_{имп} = \Delta U_{уст}\, t$. Если $t_{имп} \ll t$ и соответственно $\Delta U_{уст} \ll U_m$, что обычно имеет место, то

$$\Delta U \approx t_{имп} U_m / t. \qquad (2.56)$$

Поскольку $\Delta U_{уст}$ определяет постоянную составляющую напряжения на выходе R_cC_c-цепи и тем самым положение вершин импульсов, то изменение частоты повторения $1/t$ приводит к изменению положения вершин импульсов.

Способы восстановления постоянной составляющей. Флуктуации постоянной составляющей в значительной степени могут быть ослаблены, так же как и явления амплитудной перегрузки, при помощи восстанавливающего диода (см. рис. 2.38). При этом надо заботиться о том, чтобы формирующие и другие цепи усилителя не создавали даже небольших отрицательных выбросов, так как последние будут проходить через диод и создавать дополнительное смещение. По этой же причине простая диодная схема восстановления может быть рекомендована только для усилителей с небольшим коэффициентом усиления, у которых уровень шумов мал. Если шумы велики, то они будут выпрямляться диодом и создавать дополнительное смещение постоянной составляющей. Заметим, что аналогичная картина наблюдается при усилении импульсов большой амплитуды на фоне значительного количества импульсов малой амплитуды. Характерный пример — случай регистрации осколков деления α-активного изотопа.

Восстанавливающий диод устанавливается либо на выходе уси-

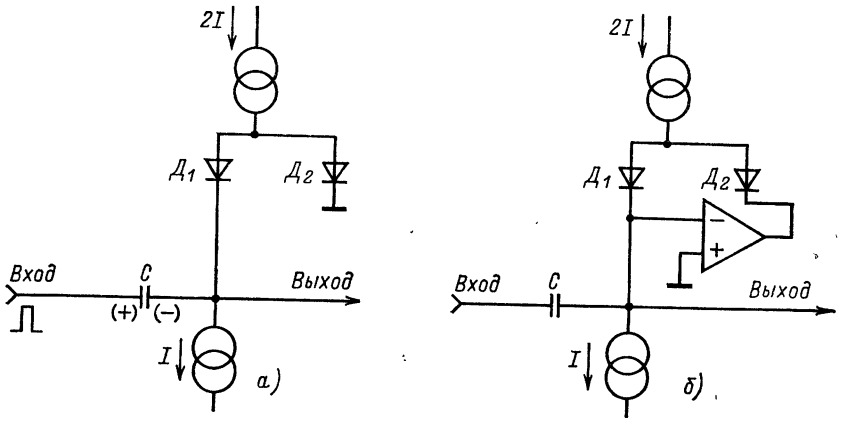


Рис. 2.41. Восстановители постоянной составляющей с двумя диодами (*а*) и с двумя диодами и операционным усилителем (*б*)

лителя, либо непосредственно на входе подключенного к усилителю прибора, например амплитудного анализатора. Опыт показывает, что в спектрометрических исследованиях при больших загрузках наблюдается некоторая зависимость нулевого уровня на выходе схемы от формы исследуемого спектра. Это вызвано тем, что меняется среднее время поступления импульса и, следовательно, изменяется степень восстановления диодом выходного потенциала.

Простая диодная схема хуже восстанавливает малые флуктуации постоянной составляющей, так как в этой области характеристика диода имеет небольшую крутизну. Лучшими параметрами обладает специальная двухдиодная схема восстановления постоянной составляющей (рис. 2.41,*а*). В этой схеме в исходном состоянии диоды $Д_1$ и $Д_2$ проводят и через них принудительно задаются равные токи I. Для этого к схеме подключены два источника тока I и $2I$. Поступающий на вход схемы импульс порядка нескольких сотен микровольт запирает диод $Д_1$, при этом в переходный конденсатор C в течение $t_{имп}$ (см. рис. 2.40) течет ток I, а через диод $Д_2$ — ток $2I$. Приобретенный конденсатором C заряд стекает за время между двумя импульсами $(t—t_{имп})$ через диоды $Д_1$ и $Д_2$. Поскольку эти диоды проводят и их внутреннее сопротивление мало, то смещение нулевой линии $\Delta U_{см}$ незначительно. В этом нетрудно убедиться, если приравнять заряд, поступивший в конденсатор за время импульса $t_{имп}$, $Q_{t_{имп}}=It_{имп}$ и заряд, протекающий через диоды $Д_1$ и $Д_2$ во время разряда,

$$Q_{t-t_{имп}} = \frac{\Delta U_{уст}}{2r_д}(t - t_{имп});$$

где t — период следования импульсов; $r_д$ — сопротивление диодов постоянному току,

$$It_{имп} = \frac{\Delta U_{уст}}{2r_д}(t - t_{имп}),$$

откуда

$$\Delta U_{\text{уст}} \approx 2\frac{t_{\text{имп}}}{t} I r_{\text{д}}. \qquad (2.57)$$

В реальной схеме ток I равен 100 мкА, $r_{\text{д}} \approx 250$ Ом и при скважности $t_{\text{имп}}/t \approx 10$ % смещение нулевой линии составляет всего 5 мВ ($5 \cdot 10^{-3}$ В). Поскольку амплитуда входных импульсов составляет обычно несколько вольт, то обеспечиваемое рассмотренной схемой смещение нулевой линии на два порядка меньше, чем в обычной переходной RC-цепи [см. формулу (2.56)].

Дальнейшее улучшение параметров схемы восстановления постоянной составляющей достигается введением операционного усилителя, уменьшающего эффективное сопротивление диода пропорционально коэффициенту усиления (рис. 2.41,*б*). В исходном состоянии оба диода проводят равные токи, входной и выходной потенциал операционного усилителя близок нулю. Если усилитель имеет большое усиление, то незначительное изменение потенциала на его входе приводит к запиранию диода $Д_2$ и, следовательно, к увеличению скорости перезарядки емкости C через диод $Д_1$. Этот процесс протекает до тех пор, пока потенциал на входе усилителя, а значит и на выходе схемы, не станет близким нулю. Естественно, что для нормальной работы этой схемы операционный усилитель должен иметь большое входное сопротивление и малое, порядка нескольких ом, выходное сопротивление.

2.5.3. МЕТОД РАВНОВЕСНОГО ИМПУЛЬСА

Флуктуации постоянной составляющей или нулевой линии, возникающие при резких изменениях частоты следования сигналов, можно практически ликвидировать путем формирования в усилителе равновесных импульсов. Такой импульс изображен на рис. 2.42,*б*; площади его положительной и отрицательной частей равны. При прохождении равновесного импульса через RC-цепь емкость вначале заряжается, а затем разряжается на одну и ту же величину, поэтому на выходе переходной цепи постоянная составляющая равна нулю и, следовательно, резкое изменение средней частоты следования импульсов не влияет на их передачу.

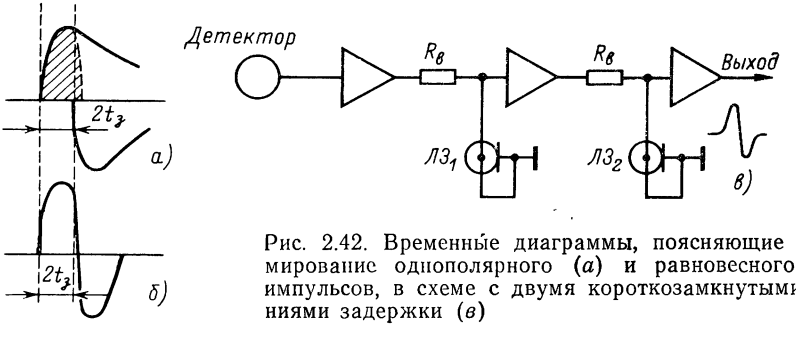


Рис. 2.42. Временные диаграммы, поясняющие формирование однополярного (*а*) и равновесного (*б*) импульсов, в схеме с двумя короткозамкнутыми линиями задержки (*в*)

Существует несколько способов формирования равновесного импульса, чаще всего оно выполняется при помощи короткозамкнутых линий задержки. В схему усилителя вводятся две линии задержки (рис. 2.42,*в*). Первой линией $ЛЗ_1$ производится простое укорачивание сигнала детектора (рис. 2.42,*а*), в результате которого формируется импульс продолжительностью $2t_з$ ($t_з$ — время распространения сигнала вдоль линии). Укороченный импульс поступает через согласующий каскад на вторую короткозамкнутую линию задержки $ЛЗ_2$. Ее время задержки выбирается таким же $t_з$, поэтому обратный сигнал возвращается к входу непосредственно за укороченным импульсом и является как бы его продолжением (рис. 2.42,*б*).

Применяют и другие способы формирования равновесного импульса. Например, в том случае, когда сформированный сигнал детектора имеет П-образную форму и времена нарастания и спада равны, равновесный импульс можно получить путем дифференцирования такого сигнала на *RCL*-цепи.

Заметим, что равновесный импульс, как правило, формируется в первых секциях усилителя, где уровень сигнала мал и его нелинейные искажения исключаются. Последующие секции усилителя должны быть рассчитаны на правильную передачу обеих полуволн импульса. Особенно серьезные требования предъявляются к последним секциям, где амплитуда сигнала значительная.

Для амплитудных анализаторов, дискриминаторов и других устройств, на которые поступают усиленные сигналы, необходима одна полуволна равновесного импульса, поэтому в данном случае используется фактически лишь половина динамического диапазона усилителя. Недостаток метода в том, что уровень шумов при работе с равновесным импульсом значительно выше, чем в случае однополярных импульсов.

Заметим, что для временны́х измерений равновесный импульс часто бывает удобен, поскольку положение точки пересечения с нулевой линией не зависит от амплитуды. В этом случае для получения временно́й отметки можно использовать дискриминатор типа триггера Шмитта, настраивая его так, чтобы порог отпускания совпадал с нулевой линией.

§ 2.6. РЕЖЕКЦИЯ НАЛОЖЕНИЙ

2.6.1. ВИДЫ НАЛОЖЕНИЙ

С выхода спектрометрического линейного усилителя импульсы, как правило, поступают на вход амплитудного анализатора, которым измеряется их амплитудное распределение. При достаточно большой интенсивности исследуемого излучения увеличивается вероятность наложения сигналов детектора и появляются искаженные импульсы, в результате чего искажается измеряемый спектр.

В § 2.2 мы рассматривали способы укорачивания сигналов детекторов, позволяющие значительно уменьшить вероятность наложений. Эффективность этих методов тем выше, чем у́же сформиро-

ванный импульс. Однако это требование трудно выполнить в спектрометрических усилителях, где параметры фильтрующих цепей определяются требованием получения максимального отношения сигнала к шуму и сформированные импульсы имеют сравнительно большую длительность; поэтому вероятность наложений велика. Для уменьшения влияния искаженных импульсов на форму спектра на выходе усилителя часто ставят схемы, которые обнаруживают наложенные импульсы и отсекают их. Такой способ исключения наложенных импульсов называется режекцией наложений.

Следует заметить, что наложения могут искажать результаты и в случае усиления импульсов больших амплитуд, возникающих на фоне импульсов малых амплитуд. Например, это наблюдают при измерении спектра деления, когда через усилитель проходят сигналы осколков в присутствии большого числа импульсов α-частиц. Возникающие из-за наложений искажения спектров в простых случаях можно оценить и скорректировать расчетным путем. При измерении сложных спектров учитывать эти искажения трудно, лучше применять схемы режекции наложений.

Сформированные усилителем сигналы детектора имеют, как правило, сравнительно крутой фронт и пологий спад (см. импульс *A* на рис. 2.43,*а*). При амплитудных измерениях у этих сигналов используется часть, примыкающая к вершине импульса, которую можно назвать полезной частью сигнала $t_{пол}$. Наложение последующих сигналов возможно на любую часть импульса. Естественно, что вероятность наложений на спад будет выше, поскольку длительность спада больше полезной части $t_{пол}$.

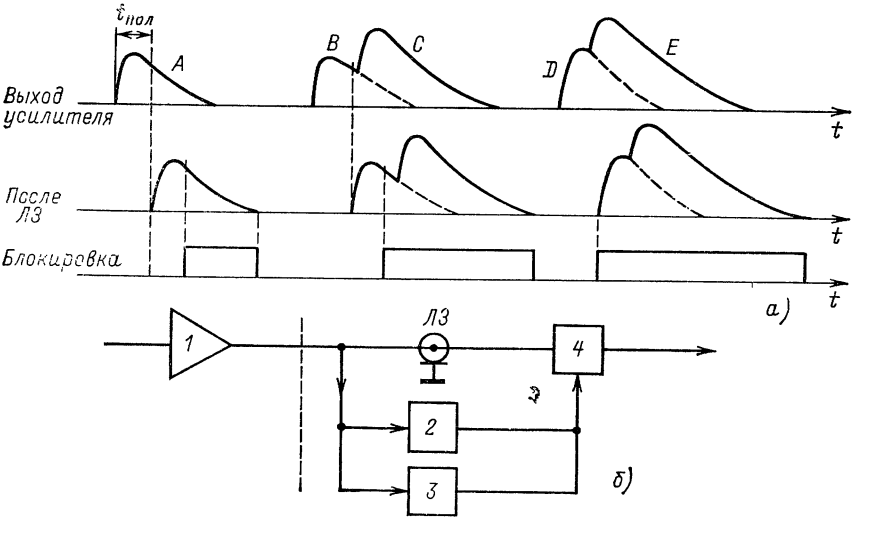


Рис. 2.43. Временные диаграммы, поясняющие отсекание наложенных импульсов (*а*); в устройстве режекции наложений (*б*):

1 — усилитель; *2* — схема определения наложений на спад; *3* — схема определения наложений на полезную часть; *4* — схема пропускания

Рассматривая приведенные на рис. 2.43,*а* наиболее характерные случаи появления одиночного импульса (*А*), наложения на спад (*В*, *С*) и наложения на полезную часть (*D*, *Е*), видим, что правильно может быть измерена амплитуда у импульсов *А* и *В*. Импульс *С* начинается не от базовой линии, так как он наложен на спад импульса *В*, следовательно, его амплитуда будет измерена неверно. Импульсы *D* и *Е* так наложились, что их амплитудные значения фактически нельзя измерить. Поэтому схемами режекции наложений импульс *С*, а также *D* и *Е* должны быть отсечены.

Для определения импульсов, наложенных на спад и на полезную часть, обычно используют разные методы. Поскольку вначале надо установить факт наложений и только после этого исключать искаженные сигналы, импульсы с выхода усилителя обычно подают на линию задержки *ЛЗ*, после которой отсекают искаженные сигналы. Структурная схема такого устройства показана на рис. 2.43,*б*. На выходе линии задержки стоит схема пропускания, которая управляется блокирующими импульсами, поступающими от схем определения наложений на спад и на полезную часть импульса. На рис. 2.43,*а* показаны импульсы на выходе линии задержки и блокирующие импульсы.

2.6.2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЛОЖЕНИЙ НА СПАД СИГНАЛА

Для определения наложений на спад сигнала можно применить схемы, следящие за уровнем сигнала. В частности, такими свойствами обладает дискриминатор на триггере Шмитта. Он срабатывает и возвращается в исходное состояние почти при одинаковых уровнях сигнала на входе (см. § 5.2). При использовании таких схем встречаются некоторые трудности в том случае, если сигнал меняет полярность. При экспоненциальном спаде сигнала четкость работы дискриминатора ухудшается из-за уменьшения крутизны.

Чаще применяется способ, в котором исходные наложенные сигналы вначале дифференцируются и через логарифмический усилитель поступают на генератор пилообразных колебаний, к выходу которого подключен дискриминатор (рис. 2.44). Логарифмический усилитель вводят в схему для того, чтобы длительности пилообразного,

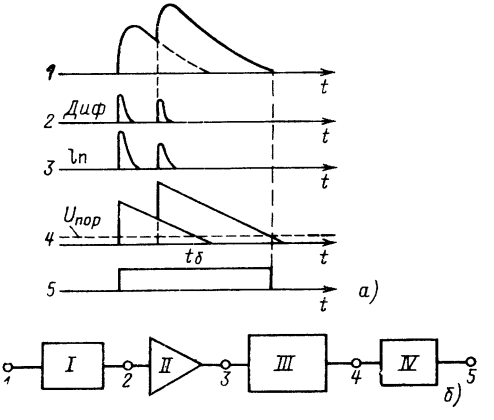


Рис. 2.44. Определение наложений на спад сигнала:
а — временные диаграммы; *б* — структурная схема устройства; *I* — дифференцирующая схема; *II* — логарифмический усилитель; *III* — генератор пилообразного напряжения; *IV* — дискриминатор

а следовательно, и блокирующего импульсов были близки к длительности наложенных экспоненциальных сигналов. В правильности такого преобразования нетрудно убедиться на примере сигналов, сформированных простым CR—RC-фильтром. В соответствии с табл. 2.1 такие сигналы описываются выражением

$$U(t) = U_m \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где U_m — амплитудное значение сигнала; τ — постоянная времени формирующей цепи.

Приравнивая $U(t)$ к его мгновенному минимальному значению $U_{мин}$, которым определяется фактическая длительность импульса $t_и$,

$$U_{мин} = U_m \frac{t}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

после логарифмирования получим

$$\frac{t_и}{\tau} + \ln \frac{t_и}{\tau} = \ln \frac{U_m}{U_{мин}} + 1.$$

Учитывая, что в интересующем нас диапазоне $t_и/\tau > 1$, найдем приближенно

$$t_и = \tau \left(1 + \ln \frac{U_m}{U_{мин}}\right).$$

Это выражение показывает, что необходимое время блокировки должно находиться в логарифмической зависимости от амплитуды исследуемого импульса. Подобный характер имеет зависимость длительности от амплитуды и для других RC-фильтров.

Сформированные схемой определения наложений на спад импульсы блокировки ($t_б$) управляют схемой пропускания (рис. 2.43,*б*), на которую поступают с задержкой ($ЛЗ$) обрабатываемые сигналы.

2.6.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЛОЖЕНИЙ НА ПОЛЕЗНУЮ ЧАСТЬ СИГНАЛА

Определение наложенных импульсов, представляющих собой сумму двух сигналов, у которых фронт одного сигнала совпадает с полезной частью другого, представляет более сложную задачу. Это вызвано тем, что такие импульсы мало отличаются от одиночных сигналов. Способы определения таких наложенных сигналов часто основываются на том, что момент перехода через нуль продифференцированного одиночного сигнала не зависит от его амплитуды и удален на постоянную величину t_0 (рис. 2.45,*а*), в то время как такой же переход у наложенного сигнала происходит позже в момент $t_н > t_0$.

Чтобы четко выделить момент перехода продифференцированного сигнала через нуль, этот сигнал подают на неперегружающий-

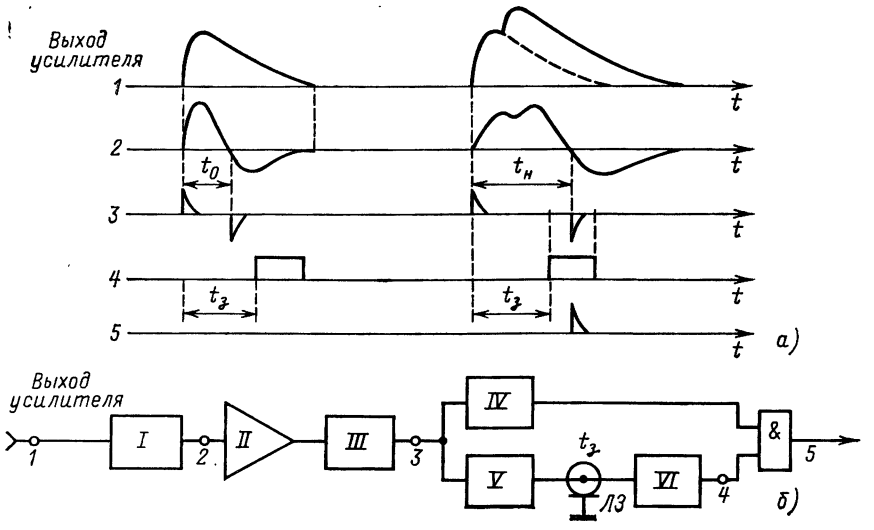


Рис. 2.45. Определение наложений на полезную часть сигнала:

а — временные диаграммы, *б* — структурная схема устройства; *I* — первая дифференцирующая схема; *II* — усилитель-ограничитель; *III* — вторая дифференцирующая схема; *IV* — дискриминатор отрицательного сигнала; *V* — дискриминатор положительного сигнала; *VI* — одновибратор

ся усилитель-ограничитель (рис. 2.45,*б*), которым обостряют фронт и спад импульса, а затем вновь дифференцируют.

Остальная часть схемы служит для выделения импульса, соответствующего задержке $t_н$. Для этого используются два дискриминатора, выполненных на одновибраторах: нижний срабатывает от положительного импульса, совпадающего с началом исследуемого сигнала; верхний запускается отрицательным сигналом в момент t_0 или $t_н$. Импульс с выхода верхнего дискриминатора поступает непосредственно на схему совпадений, а импульс с выхода нижнего дискриминатора через линию задержки с $t_з \geqslant t_0$ запускает одновибратор. Выход последнего также подключен к схеме совпадений. Если длительность импульса одновибратора перекрывает ожидаемый разброс моментов $t_н$, то сигнал на выходе схемы совпадений будет только в том случае, когда произошло наложение на рабочую часть исследуемого импульса. Сигнал с выхода схемы совпадений управляет блокировкой, не пропускающей исследуемый импульс в измерительный тракт (рис. 2.43).

Для выделения импульсов, наложенных на рабочую часть, применяют также и некоторые другие методы.

§ 2.7. ЛИНЕЙНОЕ ПРОПУСКАНИЕ СИГНАЛОВ

В спектрометрических измерениях часто возникает необходимость в линейном пропускании отдельных сигналов или групп сигналов в течение определенных интервалов времени. С такой задачей мы встречались при рассмотрении вопросов фильтрации сигналов и выделении сигналов из шумов умножителей. В этих, а также во многих других задачах необходимо пропускать сигналы без искажения, при этом допускается усиливать их или ослаблять. Применяемые для указанных целей устройства называют линейными схемами пропускания. В тех случаях, когда не требуется точно передавать амплитудные соотношения, а важно зарегистрировать лишь факт появления сигнала в некотором интервале, можно использовать обычные схемы совпадений, в которых на один вход поступают селектируемые сигналы, а на второй — управляющие импульсы. Длительность последних определяет интервал времени пропускания. Подобные устройства называют нелинейными схемами пропускания и широко применяют в исследованиях временного распределения сигналов.

К схемам линейного пропускания помимо требований линейной передачи амплитудных соотношений часто предъявляют такие требования: передача неискаженной формы сигнала при его малой длительности, минимальное прохождение на выход управляющего сигнала. В экспериментальной практике находят применение несколько типов схем пропускания; чаще применяют схемы, основанные на сложении, и схемы ключевого типа.

2.7.1. СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ПРОПУСКАНИЯ, ОСНОВАННЫЕ НА СЛОЖЕНИИ

В качестве схем линейного пропускания иногда используют пороговые усилители, т. е. по сути дела запертые усилительные каскады или секции (рис. 2.46,*а*, *б*), у которых амплитудная характеристика $U_{вых}=f(U_{вх})$ начинается не от 0, а сдвинута на некоторую пороговую величину $U_{пор}$. При поступлении на вход такой схемы сигналов с амплитудным значением $U_с<U_{опр}$ на выход ничего не проходит. Если сигнал линейно сложить с управляющим

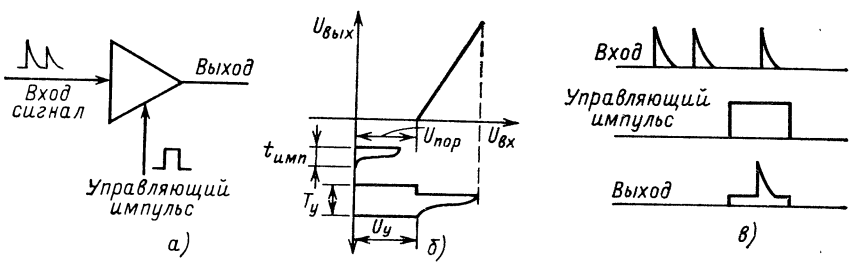


Рис. 2.46. Линейная схема пропускания на пороговом усилителе (*а*); характеристика усилителя (*б*); временные диаграммы (*в*)

импульсом с амплитудой $U_у = U_{пор}$ и длительностью $T_у > t_{имп}$, то в этом случае на выход схемы пройдет пропускаемый сигнал.

Сложение пропускаемого сигнала и управляющего импульса выполняют разными способами. Иногда управляющим импульсом смещается порог срабатывания усилителя; в других схемах пропускаемый и управляющий импульсы складываются на некоторой активной нагрузке и подаются на вход усилителя. Аналогичные сумматоры применяют в мажоритарных схемах совпадений (см. § 4.3).

Линейные схемы пропускания, основанные на сложении и применении пороговых усилителей, обладают достаточно хорошими частотными характеристиками и пригодны для передачи сигналов детекторов малой длительности, однако в них, как правило, частично проходит на выход управляющий импульс и под пропущенным сигналом образуется пьедестал (рис. 2.46,*в*). Объясняется это тем, что амплитудная характеристика не имеет резкого излома. Поэтому пропущенные подобными схемами сигналы иногда приходится дополнительно дискриминировать от пьедестала.

2.7.2. КЛЮЧЕВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ СХЕМЫ ПРОПУСКАНИЯ

Линейные схемы пропускания выполняют с параллельными, последовательными и параллельно-последовательными ключами. В схеме с параллельным ключом (рис. 2.47,*а*) пропускаемые сигналы проходят на выход через резистор R, если ключ K заперт. В запертом состоянии сопротивление ключа $r_з \gg R$ и

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{r_з}{R + r_з} \approx U_{вх}.$$

Если же ключ открыт, то его сопротивление мало $r_0 \ll R$ и сигнал на выходе равен

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{r_0}{R + r_0} \approx U_{вх} \frac{r_0}{R}.$$

Отсюда видно, что для уменьшения сигнала на выходе закрытой схемы пропускания с параллельным ключом надо уменьшать отношение r_0/R. Однако при этом R не должно быть большим, так как постоянная времени интегрирующей цепи $\tau_и = RC_п$ ($C_п$ — па-

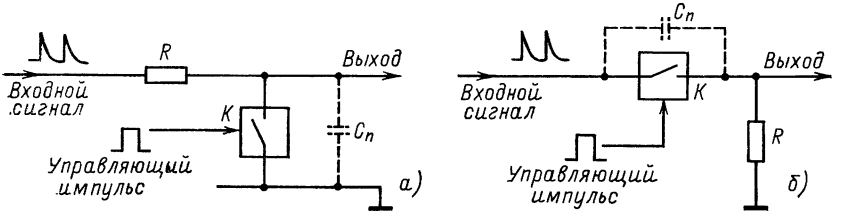


Рис. 2.47. Линейные схемы пропускания с параллельным (*а*) и последовательным (*б*) ключами

разитная емкость) определяет передачу фронта пропускаемого сигнала.

В схеме с последовательным ключом (рис. 2,47,*б*) на выход проходит сигнал, когда ключ открыт и $r_0 \ll R$,

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R}{R + r_0} \approx U_{вх}.$$

Закрытое состояние схемы соответствует разомкнутому ключу $r_з \gg R$ и

$$U_{вых} = U_{вх} \frac{R}{R + r_з} \approx U_{вх} \frac{R}{r_з}.$$

В данном случае надо стремиться к уменьшению отношения $R/r_з$, при этом R должно быть небольшим, чтобы ослабить сигнал, проходящий через паразитную емкость $C_п$.

Ключи линейных пропускателей выполняют на полевых транзисторах и диодах, последние имеют меньшее дифференциальное сопротивление, поэтому обеспечивают лучшие характристики.

Схема с параллельным ключом на диоде. Линейная схема пропускания с диодным ключом приведена на рис. 2.48,*а*. Нормально триод T_2 открыт, и через него и через включенный в его коллекторную цепь диод $Д$ течет ток $I_{до} \approx 10$ мА, определяемый делителем R_1R_2 и сопротивлением резистора в цепи эмиттера. При этом рабочая точка диода находится на крутом участке вольт-амперной характеристики (рис. 2.48,*б*). Поступающий на вход отрицательный сигнал понижает потенциал эмиттера T_1 и в R ответвляется часть тока, протекающего через $Д$. Пока рабочая точка перемещается вниз по крутому участку вольт-амперной характеристики, напряжение на аноде диода изменяется незначительно.

Дифференциальное сопротивление диода в этой области равно 10 Ом; сопротивление резистора R берется равным 1 кОм, поэтому выходной сигнал ослабляется в 100 раз. Фиксирующее действие диода $Д$ прекращается только для импульсов с амплитудой, равной или большей $U_{макс}$, создающих на резисторе R ток $U_{макс}/R \geqslant I_{до}$.

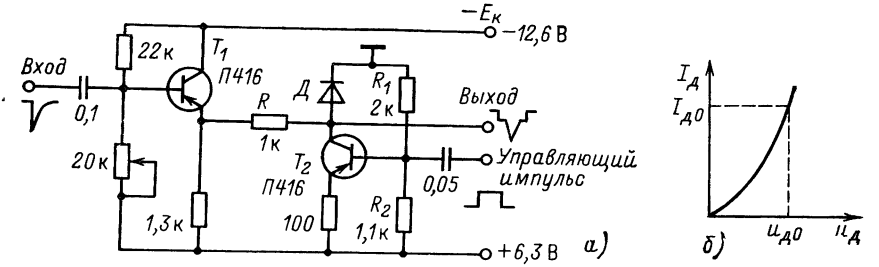


Рис. 2.48. Линейная схема пропускания с диодным ключом (*а*) и характеристика диода (*б*)

При поступлении на схему положительного управляющего сигнала триод T_2 запирается и прекращается ток через диод $Д$. Обратное сопротивление диода и сопротивление коллекторной цепи запертого триода значительно больше сопротивления резистора R, поэтому переданный катодным повторителем отрицательный сигнал практически без ослабления проходит на выход схемы.

Прекращение тока через диод связано со скачком напряжения на нем. Скачок наблюдается на выходе схемы в виде пьедестала импульса. Последний, как уже отмечалось, может быть отрезан амплитудным селектором либо скомпенсирован управляющим импульсом соответствующей полярности.

Схема с токовыми ключами в интегральном исполнении. Линейная схема пропускания, приведенная на рис. 2.49, выполнена с параллельно-последовательными ключами. Часть схемы, обведенная пунктиром, является микросхемой 122 серии К1УДТ221В. Пропускаемые импульсы поступают на транзистор T_3, включенный по схеме с общей базой. Его нагрузкой являются токовые ключи T_1 и T_2. При этом на базу T_1 подается управляющий импульс, а с коллектора T_2 снимается пропущенный выходной сигнал.

В исходном состоянии потенциал базы T_2 равен нулю и T_2 — заперт, а на базу T_1 подано открывающее смещающее напряжение и через T_1 течет ток. Входной токовый сигнал поступает в эмиттерную цепь T_3 и проходит в коллекторную цепь T_1, при этом через T_2 ток не меняется и на выходе сигнала практически нет.

При поступлении на базу T_1 управляющего отрицательного импульса ток коллектора T_3 переключается из транзистора T_1 в T_2. Теперь входные токовые сигналы проходят через T_3 и T_2 на выход схемы. Помимо пропускаемого сигнала на выходе возникает пьедестал от управляющего импульса. Он может быть убран или ослаблен амплитудным селектированием или компенсационным способом. В последнем случае параллельно основной микросхеме включается аналогичная дополнительная микросхема и объединяются одноименные входы и разноименные выходы дифференциальных каскадов.

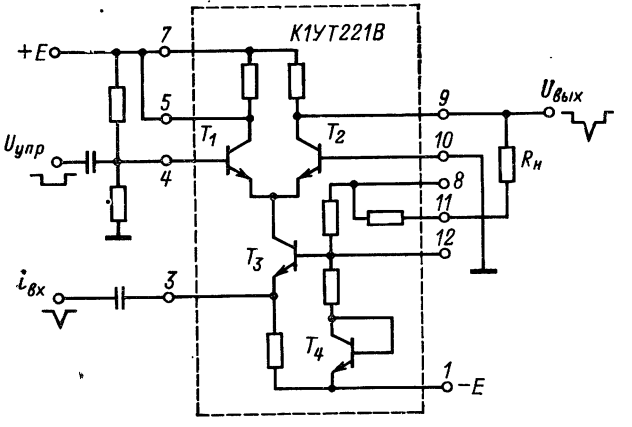


Рис. 2.49. Линейная схема пропускания на токовом ключе — микросхеме 122 серии К1УТ221В

§ 2.8. ДИСКРИМИНАЦИЯ СИГНАЛОВ ПО ФОРМЕ

Сигналы некоторых детекторов излучений зависят не только от энергетических потерь, но и от плотности ионизации вдоль трека. Форма таких сигналов определяется видом зарегистрированного излучения. Наибольшая зависимость формы сигналов от вида излучения наблюдается у сцинтилляционных детекторов. На рис. 1.8 изображены сцинтилляционные сигналы одинаковой амплитуды, возникающие в стильбене при регистрации протонов, электронов, α-частиц. У пропорциональных счетчиков и полупроводниковых детекторов форма сигналов также зависит от вида излучений.

Во многих экспериментах детектор регистрирует несколько видов излучения. При этом в одних задачах необходимо избавиться от фонового излучения, в других — требуется одновременно вести раздельную регистрацию нескольких видов излучений. Применение в этих случаях радиационной защиты и фильтров не всегда эффективно. Поэтому часто идентификацию частиц и квантов ведут по форме сигналов; применяемые для этих целей устройства называют дискриминаторами формы сигналов. С их помощью можно выделять импульсы детектора, соответствующие опеределенному излучению. Таким путем удается значительно уменьшить γ-фон при регистрации нейтронов, регистрировать γ-кванты в присутствии интенсивных потоков заряженных частиц и т. п.

Основная трудность в дискриминации сигналов по форме состоит в том, что формы сигналов различаются мало и необходимо найти критерии, которые позволили бы наиболее точно и быстро их разделять. Форма сигналов в основном характеризуется временами нарастания, спада и общей длительностью. Эти параметры зависят от быстрых и медленных компонентов токов, протекающих через детекторы. Методы дискриминации сигналов по форме основаны на определении соотношений между этими компонентами и измерении их длительности.

2.8.1. РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ, РАЗЛИЧАЮЩИХСЯ ВРЕМЕНЕМ СПАДА

Сравнение полного и быстрого зарядов, селектированных RC-цепями. Дискриминация сигналов, основанная на сравнении полного и быстрого зарядов, была разработана для сцинтилляционных счетчиков и часто используется для снижения γ-фона при регистрации нейтронов. Идея метода поясняется схемой и временными диаграммами, приведенными на рис. 2.50,*а* и *б*. На схему дискриминатора формы сигналы поступают с анода и динода ФЭУ. При этом они обрабатываются по-разному. В динодной цепи формируется импульс, амплитуда которого пропорциональна полному числу зарядов $n_{\text{п}}$ сцинтилляционого импульса тока, а в анодной цепи — импульс, пропорциональный числу зарядов быстрого компонента тока $n_{\text{б}}$. В том случае, когда быстрые компоненты импульсов тока γ-квантов и нейтронов одинаковы (см. $I_{\text{ФЭУ}}$ на рис.

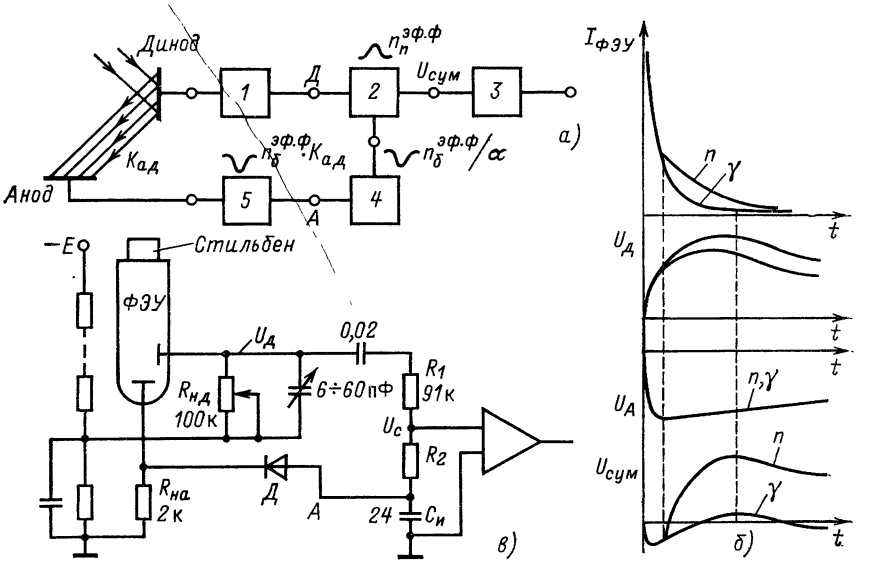


Рис. 2.50. Разделение сигналов, отличающихся временем спада, путем селектирования зарядов RC-цепями:

а — пояснительная схема; *б* — временные диаграммы; *в* — принципиальная схема дискриминатора формы; *1* — формирователь; *2* — сумматор; *3* — дискриминатор; *4* — делитель $K_{ад} \cdot \alpha$; $\alpha = n_б^{\gamma}/n_п^{\gamma}$; *5* — формирователь

2.50,*б*), сигналы, снимаемые с формирователя в цепи динода, различаются по амплитуде. Сравнивая сигналы на выходах формирователей, нетрудно отделить импульсы нейтронов от импульсов γ-квантов, т. е. произвести идентификацию излучения.

Чаще всего задача состоит в регистрации сигналов нейтронов и подавлении сигналов фона γ-квантов. Для этого в схеме дискриминатора сформированный анодный импульс делится в $K_{ад}\,\alpha$ раз при помощи делителя. (Здесь $K_{ад}$ — коэффициент усиления между динодом и анодом ФЭУ, а $\alpha = n_б^{\gamma}/n_п^{\gamma}$.) Поделенные в $K_{ад}\alpha$ раз отрицательные анодные сигналы складываются в сумматоре с положительными динодными сигналами. В результате фоновые сигналы от γ-квантов оказываются практически скомпенсированными (см. $U_{сум}$ на рис. 2.50,*б*), а сигналы эффекта от регистрации нейтронов создают на выходе сумматора импульс с амплитудой, пропорциональной

$$n_{вых}^{n} = n_п^{n} - \frac{n_б^{n}}{\alpha}.$$

Реальная схема дискриминатора формы, основанная на сравнении полного и быстрого зарядов, приведена на рис. 2.50,*в*. Схема также предназначена для снижения γ-фона при регистрации быстрых нейтронов. В качестве сцинтиллятора

применяется стильбен. Сцинтилляционный импульс стильбена имеет постоянную времени быстрой компоненты $T_{сб}=6$ нс. Медленный компонент может быть представлен суммой компонентов с постоянными времени $T_{см}$ от 0,35 до 10 мкс. При одинаковой интенсивности быстрого компонента медленный компонент имеет в 2 раза большую интенсивность для нейтронов, чем для γ-квантов (см. зависимость $I_{ФЭУ}=f(t)$ на рис. 2.50,*б*).

Селектирование быстрого и суммарного зарядов производится соответственно в цепях анода и последнего динода ФЭУ. Для этого постоянная времени анодной цепи сделана равной $R_{н.а}C_{вх}=5\cdot10^{-8}$ с, и постоянная времени последнего динода $R_{нд}C_{вх}=5\cdot10^{-6}$ с, т. е. выполняется условие

$$R_{н.а}C_{вх} > T_{сб} \quad \text{и} \quad R_{н.д}C_{вх} \approx T_{см},$$

и, следовательно, амплитуда импульсов, снимаемых с анодной и динодной цепей, определяется соответственно быстрой и суммарной компонентами сцинтилляционного сигнала.

На схему сумматора, выполненную в виде двух сопротивлений R_1, R_2, динодный импульс подается непосредственно; анодный импульс предварительно затягивается диодом $Д$ и интегрирующей емкостью $C_и$. Затянутый импульс $U_а$ также поступает на схему сравнения. Элементы всей схемы регулируются так, что на делитель $R_1=R_2$ поступают импульсы примерно одинаковой длительности (см. $U_а$ и $U_д$ для *n*- и γ-импульсов на рис. 2.50,*б*). Переменным резистором $R_{п.д}$ добиваются почти полной компенсации импульсов γ-квантов на входе усилителя (см. $U_{сум}$ для γ-импульса на рис. 2.50,*б*). При регистрации нейтронов компенсация нарушается и на выходе схемы возникают положительные импульсы большой амплитуды, которые и поступают на регистрирующее устройство.

Схема осуществляет разделение импульсов в широком интервале энергий нейтронов. Минимальная энергия нейтронов, выделяемая из γ-фона, равна 80 кэВ.

Сравнение полного и быстрого зарядов, селектированных линейными схемами пропускания. В дискриминаторах формы сигналов для сравнения полного и быстрого зарядов с успехом применяется техника времязависимых фильтров (см. п. 2.4.5). Из сигнала детектора при помощи линейных схем пропускания выделяют в разные интервалы времени его составляющие, а затем сравнивают их. Принцип действия дискриминатора формы с линейными схемами пропускания поясняется упрощенной схемой и временны́ми диаграммами, приведенными на рис. 2.51. Схема имеет один вход; на него поступает сигнал с анода ФЭУ, который запускает управляющий генератор и через линию задержки *ЛЗ* проходит на вход двух линейных схем пропускания с интеграторами *I* и *II*. Задержку линии t_3 выбирают такой, чтобы к моменту поступления сигналов на входы линейных схем пропускания последние были полностью открыты управляющими импульсами длительностью T_1 и T_2, которые поступают от управляющего гнегенератора. В течение интервала T_1 (25 нс) в интегратор *I* поступает заряд Q_1, соответствующий быстрой компоненте, а в течение интервала T_2 (400 нс) в интегратор *II* поступает заряд Q_1+Q_2, соответствующий сумме быстрой и медленной компонент. Эти заряды сохраняются в

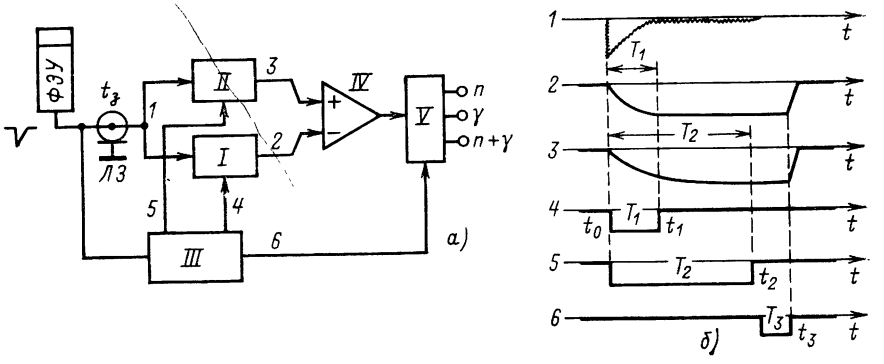


Рис. 2.51. Структурная схема дискриминатора формы с линейными схемами пропускания для выделения компонентов заряда (*а*) и временные диаграммы напряжений в разных точках схемы (*б*):

I — линейная схема пропускания и интегратор 1-й; *II* — линейная схема пропускания и интегратор 2-й; *III* — управляющий генератор; *IV* — компаратор; *V* — селектор

интеграторах до момента $t_з$, полученные из них нормированные сигналы $K_1 Q_1$ и $K_2 (Q_1+Q_2)$ поступают на компаратор (*IV*), где и сравниваются. Весовые коэффициенты K_1 и K_2 подбирают так, что при регистрации γ-кванта $K_1Q_1 > K_2(Q_1+Q_2)$, а при регистрации нейтрона $K_1Q_1 < K_2(Q_1+Q_2)$. Разностные сигналы в интервале T_3 выделяются селектором и формируются. В результате с выходов схемы снимаются импульсы, соответствующие зарегистрированным нейтронам (n), γ-квантам (γ), а также не дискриминированным сигналам ($n+\gamma$).

Один из основных узлов рассмотренного дискриминатора формы — линейная схема пропускания с интегратором. Такая схема должна работать в наносекундном диапазоне и обладать хорошей линейностью и стабильностью. Указанным требованиям удовлетворяет схема, приведенная на рис. 2.52. Входной сигнал поступает в эмиттерную цепь T_1 и далее проходит в цепь коллектора T_5, если T_4 заперт управляющим отрицательным импульсом по базе. Прошедший через T_5 ток интегрируется емкостью *C*. Напряжение с этой емкости снимается с помощью повторителя на полевом транзисторе T_7 и поступает на выход через эмиттерный повторитель T_8.

Высокое быстродействие линейного пропускателя (T_1, T_4, T_5) достигается применением схемы токового ключа. Для обеспечения стабильности уровня на входе схемы расположен усилитель на сдвоенных транзисторах T_2, T_3. Исходный уровень накопительной емкости поддерживается цепью обратной связи по постоянному току, в которую входят дифференциальный усилитель и транзистор T_6.

Дискриминатор формы с линейными схемами пропускания значительно сложнее дискриминатора, в котором селектирование компонентов сигнала ведется *RC*-цепями. Однако он имеет высокое быстродействие, обеспечивает идентификацию нейтронов с минимальной энергией 50 кэВ при наличии γ-излучения; его динамический диапазон более 400. Такие устройства выполняются на ин-

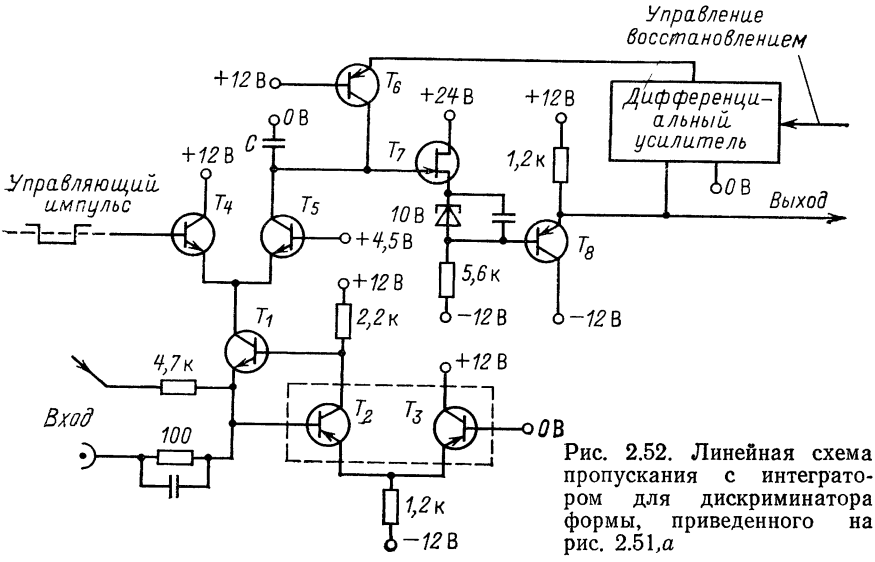


Рис. 2.52. Линейная схема пропускания с интегратором для дискриминатора формы, приведенного на рис. 2.51,*а*

тегральных схемах; они легко перестраиваются для работы с другими детекторами.

Сравнение по времени спада сигнала. Непосредственное использование импульсов тока ФЭУ для дискриминации по времени спада, т. е. по времени высвечивания, не дает хорошего результата, так как для четкого разделения сигналов разных амплитуд их необходимо предварительно дифференцировать, а затем подавать на дискриминатор нуля (см. § 4.2). В этом случае точка пересечения нулевой линии продифференцированным сигналом имеет большие флуктуации из-за относительно высоких флуктуаций мгновенных значений тока ФЭУ. Поэтому в дискриминаторах формы импульс тока сначала интегрируется, постоянная времени интегрирующей цепи $\tau_и$ берется больше постоянной времени медленного компонента $T_м$ ($\tau_и \gg T_м$), а затем регистрируется момент достижения проинтегрированным сигналом некоторого уровня амплитудного значения ($0{,}8 \div 0{,}9\ U_{макс}$).

Структурная схема дискриминатора формы, основанная на разделении сигналов по времени спада, приведена на рис. 2.53,*а*. Рассмотрим работу схемы при поступлении на ее вход импульсов тока ФЭУ $I_{ФЭУ}$ (рис. 2.53,*б*) при регистрации нейтронов и γ-квантов; в качестве сцинтиллятора используется стильбен. Импульсы тока сначала интегрируются ($\tau_и \approx 2$ мкс), затем поступают на формирователь биполярного импульса. Сформированные импульсы имеют различные фронты для n- и γ-сигналов и пересекают нулевую линию в разное время. Они подаются на дискриминатор нуля. В качестве последнего часто используется триггер Шмитта, отрегулированный так, что его порог отпускания соответствует уровню нулевой линии. Импульсы, снимаемые с выхода дискриминатора ну-

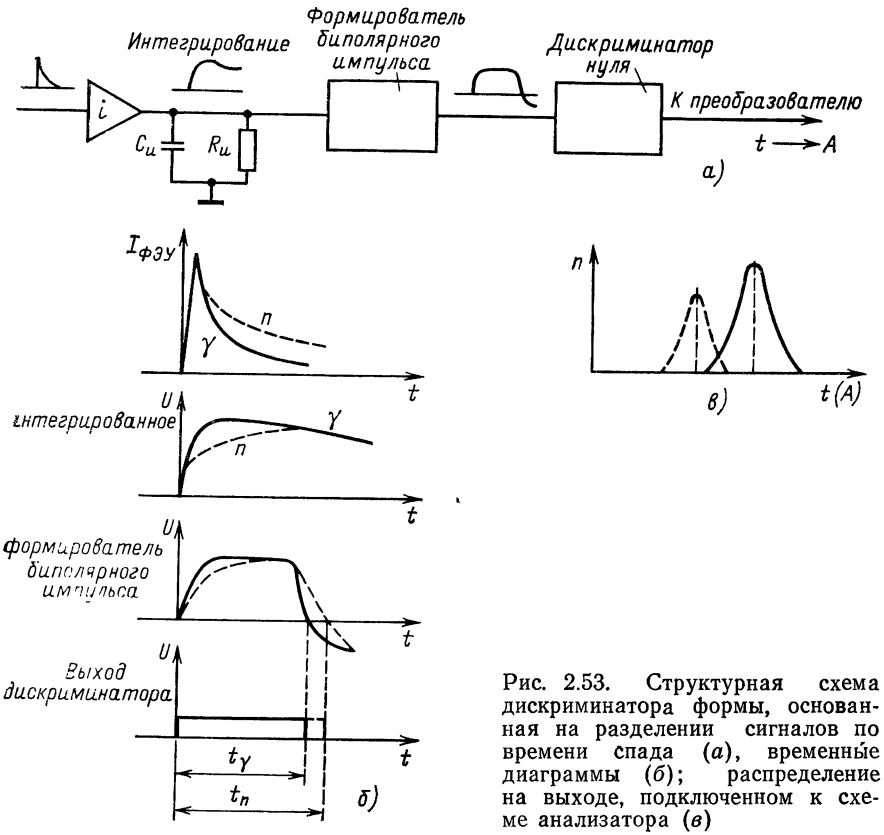


Рис. 2.53. Структурная схема дискриминатора формы, основанная на разделении сигналов по времени спада (*а*), временные диаграммы (*б*); распределение на выходе, подключенном к схеме анализатора (*в*)

ля, имеют разную длительность ($t_γ < t_n$). Эти импульсы легко рассортировать методами временно́й селекции. Как правило, они подаются на преобразователь интервалов в амплитуду и далее измеряется амплитудное распределение при помощи амплитудного анализатора. Получаемое на выходе анализатора распределение показано на рис. 2.53,*в*.

Дискриминаторы, основанные на разделении сигналов по времени спада, получили распространение; разработано несколько вариантов схем, имеющих один вход и разделяющих несколько типов частиц одновременно. В таких приборах легко производить перестройку и применять их не только для сцинтилляционных детекторов, но и для работы с пропорциональными счетчиками и полупроводниковыми детекторами.

2.8.2. РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ С РАЗНЫМ ВРЕМЕНЕМ НАРАСТАНИЯ

Разное время нарастания имеют сигналы сцинтилляционных детекторов с составными сцинтилляторами. Например, для определения энергетического спектра γ-квантов в присутствии интенсив-

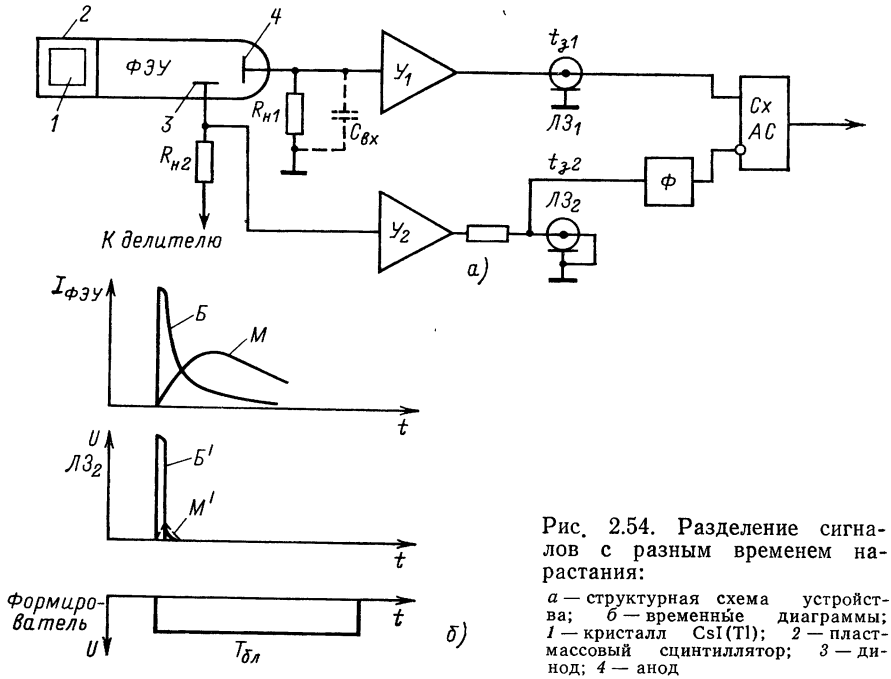


Рис. 2.54. Разделение сигналов с разным временем нарастания:

а — структурная схема устройства; *б* — временные диаграммы; *1* — кристалл CsI(Tl); *2* — пластмассовый сцинтиллятор; *3* — динод; *4* — анод

ных потоков заряженных частиц применяют двухслойные сцинтилляторы (рис. 2.54,*а*). В качестве медленного сцинтиллятора обычно используются неорганические кристаллы CsI (Tl) или NaI (Tl) с временем высвечивания $5 \cdot 10^{-7}$ с. Медленный сцинтиллятор помещают внутри пластика — быстрого сцинтиллятора с временем высвечивания 10^{-8} с. Форма импульса света такого составного сцинтиллятора зависит от вида излучения. Импульс имеет длительный фронт при регистрации γ-квантов с энергией 0,2—3 МэВ и короткий фронт при регистрации заряженных частиц. Поэтому дискриминация по форме импульсов может быть произведена выделением переднего фронта, для этого могут быть использованы различные укорачивающие схемы. В устройстве, приведенном на рис. 2.54,*а*, дискриминация сигналов выполняется укорачивающей схемой на короткозамкнутой *ЛЗ*, подключенной к диноду ФЭУ. Задержка $ЛЗ_2$ выбирается из условия $2t_{з2} \approx T_б$, где $T_б$ — время высвечивания пластмассового сцинтиллятора при регистрации заряженной частицы. Поэтому при возникновении быстрой сцинтилляции в пластмассе (*Б* на рис. 2.54,*б*) во время регистрации заряженной частицы на выходе укорачивающей схемы возникает импульс *Б'*, а при регистрации γ-кванта кристаллом CsI (Tl) (импульс *М* с временем нарастания $T_М \gg 2t_{з2}$) укороченный сигнал *М'* имеет очень малую амплитуду.

Исследуемые импульсы от γ-квантов формируются в цепи анода ФЭУ и через усилитель, $ЛЗ_1$ и схему антисовпадений проходят на выход. В том случае, когда через составной сцинтиллятор проходит заряженная частица, укороченным сигналом запускается формирователь $Ф$, импульсом которого ($T_{бл}$) блокируется схема антисовпадений и на выход не проходит сигнал с анода ФЭУ. Линия $ЛЗ_1$ введена для того, чтобы анодный сигнал поступал на схему антисовпадений после полного нарастания импульса блокировки $T_{бл}$.

В рассмотренной схеме укорачивание сигналов производится линией задержки. Для этих целей применяют также дифференцирование при помощи высокочастотного трансформатора. Если на выходе схемы необходимо измерять амплитудное распределение сигналов, то вместо схемы антисовпадений применяется линейная схема пропускания.

Глава 3

Цифровая регистрация событий

§ 3.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕГИСТРИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

3.1.1. ЗАДАЧИ РЕГИСТРИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Регистрируемые при помощи детекторов излучений события, как правило, имеют статистический характер, поэтому в ядерной физике при различных измерениях для уменьшения вероятной ошибки производят подсчет большого числа событий. В простейших измерениях подсчитывают все импульсы, возникающие на нагрузке детектора; в более сложных спектрометрических исследованиях определяют число импульсов, имеющих определенную амплитуду либо возникающих в заданные интервалы времени и т. п.

В экспериментальной ядерной физике чаще всего определяют абсолютное число событий. В этом случае легко вычитать фон и обрабатывать результаты на ЭВМ. Для измерения числа событий широко применяют электронную регистрирующую аппаратуру — счетчики и запоминающие устройства. С электронных счетчиков информация может быть передана на цифропечатающие, перфорирующие устройства или в ЭВМ для хранения и обработки.

Запоминающие устройства обычно используют в сложных многоканальных спектрометрических приборах — анализаторах; они могут работать в качестве многоканальных счетчиков-регистраторов или как накопители для хранения кодов событий.

В дозиметрических приборах, а также в промышленных установках — на реакторах, в геолого- и нефтеразведке часто необходимо измерять скорость счета, т. е. определять среднее число событий в единицу времени. Для этой цели применяют измерители скорости счета — интенсиметры, показания которых считываются со шкалы электрического прибора или вычерчиваются самописцем. В более сложных приборах предусмотрен цифровой вывод данных.

3.1.2. РАЗРЕШАЮЩЕЕ ВРЕМЯ И ПОГРЕШНОСТИ СЧЕТА ПРОСТЫХ РЕГИСТРАТОРОВ

На регистрирующие устройства информация поступает в виде электрических импульсов или кодов определенных параметров событий. Исследуемые события, как правило, распределены во времени статистически, поэтому импульсы или коды поступают на регистрирующие устройства также по случайному закону. В качестве примера на рис. 3.1,*а* показана простейшая установка, состоящая из детектора *Д*, усилителя *У* и регистрирующего устройства *РУ*. Поступающие для регистрации сигналы распределены по случайному закону (рис. 3.1,*б*).

Любому регистрирующему устройству необходимо некоторое время τ, чтобы зарегистрировать событие и «подготовиться» к приему нового, поэтому всегда есть вероятность того, что часть событий будет потеряна. В этом можно убедиться, анализируя закон распределения интервалов между статистически распределенными импульсами (см. § 2.1). Время τ называют временем разрешения (разрешающим временем) или мертвым временем; оно определяется как минимальный интервал времени, после которого возможна новая регистрация.

Время разрешения — очень важный параметр счетных устройств и в итоге определяет потерю информации. Кроме того, время разрешения может иметь разный характер, например зависеть от загрузки, поэтому его следует рассматривать для конкретных регистрирующих устройств.

Влияние времени разрешения на погрешности счета рассмотрим на примере простых регистраторов, в состав которых не входят электронные счетчики или пересчетные схемы. Простые регистраторы обычно комплектуются механическими счетчиками.

Механический счетчик — электромеханическое устройство, состоящее из электромагнита с сердечником, к которому во время протекания по обмотке тока притягивается якорь. Последний входит в зацепление с зубчатым колесом, поворачивающимся на определенный угол. Зубчатое колесо связано с несколькими шестернями, на осях которых закреплены стрелки. По шкалам ведется отсчет единиц, десятков, сотен и тысяч зарегистрированных импульсов. Иногда применяют другие конструкции механических счетчиков.

Для управления механическим счетчиком требуется импульс тока определенной величины и длительности. Если обмотки электромагнита рассчитаны на

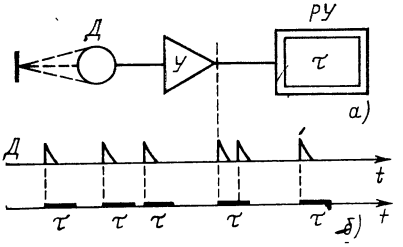


Рис. 3.1. Простейшая регистрирующая установка (*а*) и временные диаграммы (*б*) к рассмотрению разрешающего времени регистрирующего устройства

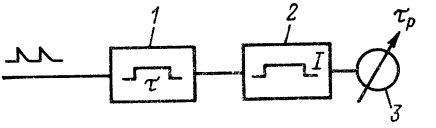


Рис. 3.2. Управляющая схема для механического регистратора:
1 — времязадающая схема; *2* — усилитель тока; *3* — механический регистратор

управление от транзисторных схем, то необходим ток порядка нескольких ампер. Длительность импульсов тока определяется значительной инерционностью деталей механизма и составляет несколько миллисекунд.

Управляющие схемы для механических регистраторов обычно состоят из двух частей: первая — времязадающая часть — вырабатывает импульс определенной длительности τ, вторая — является усилителем тока (рис. 3.2). В качестве времязадающего генератора обычно используют схему одновибратора; усилитель тока выполняют на достаточно сильноточном транзисторе. Схема времязадающего генератора рассчитана на минимальное время восстановления, что важно для получения хорошего разрешения всего регистрирующего устройства.

Разрешающее время управляющей электронной схемы и разрешающее время механического счетчика различны. В зависимости от соотношения между этими временами погрешности счета имеют разный характер.

Система с постоянным временем разрешения. Время разрешения управляющей схемы τ, как правило, больше времени разрешения механического регистратора $\tau_р$.

Это условие легко выполнить в схемах с времязадающим генератором. Выбор такого соотношения позволяет исключить из рассмотрения времени разрешения регистратора $\tau_р$, которое, как далее будет показано, может увеличиваться с ростом частоты поступающих сигналов. В данном случае время разрешения τ всей системы постоянно. Такую систему называют системой первого рода или системой с постоянным временем разрешения. Определим истинное число импульсов n_0, поступивших в единицу времени, в функции от числа зарегистрированных за то же время импульсов n.

На рис. 3.3 на верхней оси времени отложены сигналы, поступающие на управляющую схему; на двух других показано время разрешения регистрирующей схемы τ и регистратора $\tau_р$. Сигналы, поступающие в то время, когда схема нечувствительна, будут просчитаны. Схема не будет чувствительна в течение $n\tau$, и за это время не будет сосчитано $n\tau n_0$ импульсов. Так как полное число импульсов, поступивших на вход, равно сумме сосчитанных и несосчитанных импульсов, то можно записать $n_0 = n + n\tau n_0$. Отсюда

$$n = n_0/(1 + n_0\tau) \qquad (3.1)$$

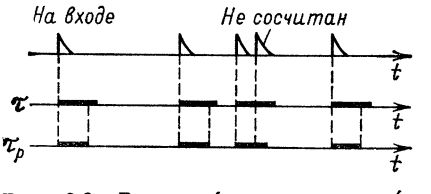


Рис. 3.3. Временные диаграммы (к рассмотрению системы с постоянным разрешающим временем)

или

$$n_0 = \frac{n}{(1 - n\tau)}. \qquad (3.2)$$

Выражение (3.1) показывает, что с ростом числа импульсов на входе просчеты увеличиваются: при достаточно большом числе входных импульсов наступает «насыщение» — регистратор считает постоянное число импульсов в секунду $1/\tau$.

На практике удобно пользоваться величиной относительных просчетов

$$\eta = (n_0 - n)/n. \qquad (3.3)$$

Используя выражение (3.1), можно записать

$$\eta \cong n_0\tau. \qquad (3.4)$$

В простых регистрирующих устройствах, не содержащих пересчетных схем, практически всегда необходимо учитывать просчеты, так как время разрешения механического регистратора $\tau_р$ велико и соответственно время разрешения управляющей схемы τ приходится выбирать не менее 10^{-2} с. Поэтому просчеты более 1 % наступают уже при поступлении на вход нескольких импульсов в 1 с. Для правильного введения поправок необходимо с достаточной точностью знать величину τ. Она может быть определена электронным способом, например при помощи генератора сдвоенных импульсов.

Система с продлевающимся временем разрешения. Наряду с рассмотренной системой с постоянным временем разрешения возможна система второго рода, так называемая система с продлевающимся временем разрешения, когда $\tau < \tau_р$. В этом случае в обмотку электромагнита регистратора может поступить импульс тока до того, как якорь вернется в исходное положение (рис. 3.4), поэтому происходит как бы продление времени разрешения регистратора, а следовательно, и времени разрешения всей системы в целом. При достаточно большой частоте поступления импульсов якорь регистратора просто «прилипает» к электромагниту и счет прекращается. Определим, сколько импульсов в единицу времени будет сосчитывать система с продлевающимся временем разрешения, если на вход поступает за то же время n_0 импульсов. Вероятность того, что произошел отсчет в некотором малом интервале dt, равна ndt. В интервал $\tau_р$, предшествующий dt, не должно поступить ни одного импульса. Вероятность последнего события находят по закону Пуассона, она равна $\exp(-n\tau_р)$, поэтому можно записать

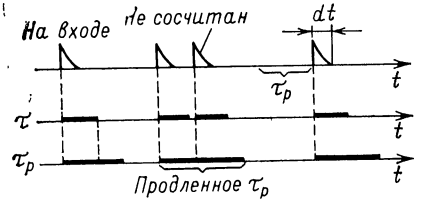


Рис. 3.4. Временные диаграммы к рассмотрению системы с продлевающимся разрешающим временем

$$ndt = (n_0 dt)\exp(-n_0\tau_р),$$

или

$$n = n_0 \exp(-n_0\tau_р). \qquad (3.5)$$

Зависимость (3.5) для системы с продлевающимся временем разрешения имеет максимум при $n_0 = 1/\tau_р$, а при достаточно боль-

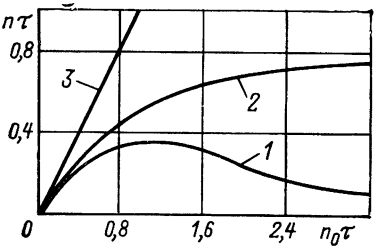


Рис. 3.5. Универсальные счетные характеристики:
1 — для системы с продлевающимся временем разрешения; *2* — для системы с постоянным временем разрешения; *3* — для идеальной системы с временем разрешения, равным нулю

ном n система, как уже указывалось, перестает считать. Время разрешения регистратора $\tau_р$ можно определить экспериментально. Для этого источник радиации приближают к детектору до получения максимальных отсчетов. Для сравнения систем с постоянным и продлевающимся временем разрешения на рис. 3.5 приведены универсальные счетные характеристики $n\tau=f(n_0\tau)$.

Чтобы уменьшить погрешности счета, перед простыми регистраторами с механическими счетчиками включают электронные редукторы — пересчетные схемы. Погрешности счета этих устройств будут рассмотрены в дальнейшем.

§ 3.2. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

3.2.1. ФУНКЦИИ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

В регистрирующих устройствах и других цифровых приборах ядерной электроники, так же как и в вычислительной технике, представление данных и их обработку ведут в основном в двоичной системе. Двоичные сигналы принимают только два значения: 1 или 0. Эти особые двоичные переменные обычно обозначают буквами. Например, 1 обозначают X, а 0 — $\overline{X}$, причем $\overline{X}$ называется инверсной переменной (инверсией) X или ее отрицанием. В электронных приборах двоичным переменным обычно присваиваются разные уровни потенциала. На рис. 3.6,*а* единице присвоен потенциал X, а 0 — $\overline{X}$. (Заметим, что двоичным переменным часто присваивают значения и других физических величин, например направление намагниченности, фазу высокочастотных колебаний и т. д.) Электроннная цифровая система обрабатывает поступающую на нее информацию (рис. 3.6,*б*). На входы системы поступают двоичные переменные X_1, X_2, ..., X_n, в зависимости от их значений и параметров самой системы с ее выхода снимается величина $Y=\varphi(X_1, X_2,$

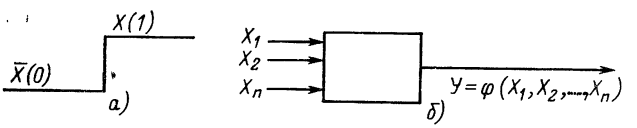


Рис. 3.6. Уровни потенциала, соответствующие логическим переменным 0 и 1 (*а*) и цифровая система с n входами и одним выходом (*б*)

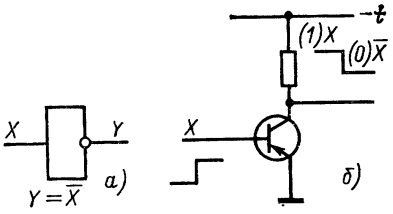


Рис. 3.7. Схема НЕ; ее условное изображение (*а*) и транзисторный ключ в качестве схемы НЕ (*б*)

..., X_n). Сложные цифровые системы удобно рассматривать состоящими из более простых логических элементов и их комбинаций. Анализ таких систем и их оптимизация ведутся методами булевой алгебры. Логические элементы и сложные цифровые системы из них, выполненные в виде интегральных схем, широко используют в современной ядерной электронике. Сначала рассмотрим функции основных логических элементов, затем — особенности соответствующих интегральных схем.

При рассмотрении логических элементов и систем удобно пользоваться таблицами истинности. В левой части такой таблицы приводятся все возможные комбинации входных переменных, в правой — соответствующие им состояния выходной величины. Рассмотрим свойства основных логических элементов.

Схема НЕ, или инвертор, выполняет простейшую логическую функцию — отрицание, которая записывается как $Y=\overline{X}$. Ее условное изображение приведено на рис. 3.7,*а*. Схема НЕ одновходовая; если на ее входе 0, то на выходе 1; если на входе 1, то на выходе 0. В электронных схемах этот элемент выполняется в виде ключа (рис. 3.7,*б*). Подавая на вход ключа разные уровни X, нетрудно составить таблицу истинности (табл. 3.1).

Таблица 3.1

X	$Y(X)$
0	1
1	0

Таблица 3.2

X_1	X_2	$Y(X)$
0	0	0
0	1	0
1	1	1
1	0	0

Таблица 3.3

X_1	X_2	$Y(X)$
0	0	0
0	0	1
1	1	1
1	1	1

Схема И имеет два или несколько входов (рис. 3.8,*а*). На выходе схемы И сигнал будет равен 1 только в том случае, если он равен 1 на первом входе, втором и всех остальных входах. Выполняемая схемой И функция записывается как $Y=X_1X_2$.

Работа схемы И поясняется диодно-резистивной схемой рис. 3.8,*б*. В исходном состоянии через диоды $Д_1$ и $Д_2$ текут токи $I/2$. При поступлении сигнала 1 (X_1) на первый вход удваивается ток через $Д_2$ и сигнал на выходе практически не изменится. Напряжение на выходе увеличится и будет равно 1 только при поступлении сигналов, эквивалентных 1, на оба входа, т. е. при запирании обоих диодов. Все возможные состояния схемы И сведены в таблицу

истинности (табл. 3.2). Заметим, что в ядерной электронике схема И применяется не только в цифровых устройствах. Она является основным логическим элементом, используемым в методе совпадений и антисовпадений. Особенность работы этого элемента в схемах совпадений обусловлена статистическим характером поступающей информации и будет рассмотрена в гл. 4.

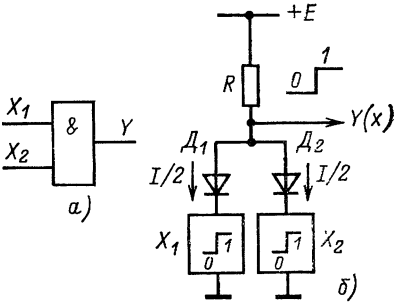


Рис. 3.8. Схема И; ее условное изображение (*а*) и диодно-резистивная схема И (*б*)

Схема ИЛИ имеет два или несколько входов (рис. 3.9, *а*). При поступлении сигнала 1 на один вход или на любое число входов на выходе схемы будет сигнал 1. Выполняемая этой схемой функция обозначается как $Y=X_1+X_2$.

Работу элемента ИЛИ легко проследить на диодно-резистивной схеме (рис. 3.9,*б*). Через диоды $Д_1$ и $Д_2$ на выход схемы проходят положительный сигналы (X_1, X_2), соответствующие 1 с любого входа. Таблица истинности для схемы ИЛИ представлена в табл. 3.3.

Простые логические схемы НЕ, И, ИЛИ составляют функционально полную систему. При помощи такой системы можно получить любую логическую функцию. Функционально полные системы могут быть образованы и из логических схем, являющихся комбинацией простых. К ним относятся, например, схемы И — НЕ и ИЛИ — НЕ. В дальнейшем увидим, что используя эти схемы, удобно конструировать более сложные элементы и устройства, например триггеры, регистры и др.

Схема И—НЕ (рис. 3.10, *а*) является комбинацией схем И и инвертора НЕ. Для составления ее таблицы истинности (табл. 3.4.) надо последовательно пользоваться таблицами истинности составляющих ее схем И и НЕ. Условное обозначение схемы И—НЕ приведено на рис. 3.10, *б*.

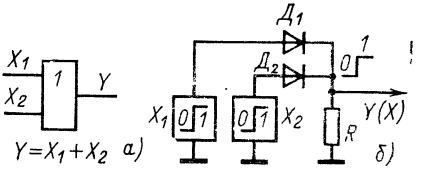


Рис. 3.9. Условное изображение схемы ИЛИ (*а*) и диодно-резистивная схема ИЛИ (*б*)

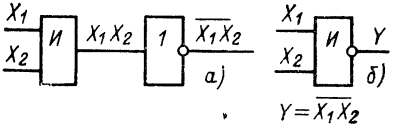


Рис. 3.10. Схема И — НЕ, составленная из схемы И и инвертора НЕ (*а*) и условное изображение схемы И — НЕ (*б*)

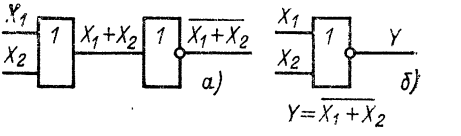


Рис. 3.11. Схема ИЛИ — НЕ, составленная из схем ИЛИ и инвертора НЕ (*а*), и условное изображение схемы ИЛИ — НЕ (*б*)

Таблица 3.4

X_1	X_2	y
0	0	1
0	1	1
1	1	0
1	0	1

Таблица 3.5

X_1	X_2	y
0	0	1
0	1	0
1	1	0
1	0	0

Схема ИЛИ — НЕ (рис. 3.11,*а*) является комбинацией схем ИЛИ и инвертора НЕ. Для составления таблицы истинности схемы ИЛИ — НЕ (табл. 3.5) надо последовательно пользоваться таблицами истинности схем ИЛИ и НЕ. На рис. 3.11,*б* дано условное обозначение схемы ИЛИ — НЕ.

Мы рассмотрели простые логические схемы с двумя входами. Реальные интегральные логические элементы имеют большое число входов, что облегчает конструирование аппаратуры.

Интегральные базовые логические элементы, выполняющие функции схем НЕ, И, ИЛИ и И — НЕ, образуют так называемую одноступенчатую логику. Применяется также двухступенчатая логика, в состав которой входят элементы И — ИЛИ, И — ИЛИ — НЕ и др.

3.2.2. КЛАССИФИКАЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

К логическим элементам предъявляют такие требования: высокое быстродействие, низкое потребление энергии и малый габарит. Высокое быстродействие логических элементов имеет большое значение для вычислительной техники, поскольку оно в итоге определяет скорость выполняемых операций. Для ядерной электроники этот показатель также очень важен, так как быстродействие логических элементов определяет время разрешения аппаратуры, которое часто лежит в наносекундной области. Необходимость минимизации потребляемой энергии и габаритов связана со значительной сложностью регистрирующей и вычислительной аппаратуры, состоящей из большого числа логических элементов.

Техника современных интегральных схем в значительной степени удовлетворяет перечисленным требованиям. Для их достижения используются как схемотехнические, так и технологические решения. Логические элементы входят в состав серий интегральных схем, которые представляют собой комплекты элементов и узлов, имеющих единое схемное и технологическое исполнение. Серии, выполненные на биполярных транзисторах, различают обычно по типам ключей, на которых построены логические элементы. Так, широко применяют следующие логические элементы: диодно-транзисторные ДТЛ; транзисторно-транзисторные ТТЛ и эмиттерно-связные транзисторные ЭСТЛ. Названия серий, выполненных на

полевых элементах, связаны с технологией изготовления; их подразделяют на серии МОП- и КМОП-структуры. МОП-структуры образованы тремя слоями: металл (М-затвор), окисел SiO_2 (О — изоляция затвора), полупроводник Si (П-области истока, канала и затвора); КМОП-структуры — на дополняющих транзисторах разной проводимости (К — от слова комплементарный, дополнительный).

Важные параметры интегральных схем, помимо быстродействия, которое обычно оценивают по средней задержке распространения сигнала и потребляемой мощности, следующие:

Статическая помехоустойчивость, определяемая как максимальная величина постоянного напряжения, которое при добавлении к управляющему сигналу не нарушает работу схемы в наиболее сложных условиях.

Два других параметра характеризуют возможность объединения логических элементов между собой, в чем всегда возникает необходимость при построении цифровых устройств.

Коэффициент объединения по входу определяет максимально возможное число входов элементов.

Коэффициент разветвления по выходу показывает, сколько схем можно подключить к выходам элемента без нарушения его работы.

Ниже будут рассмотрены наиболее типичные схемные решения и технологические особенности, которыми обеспечиваются необходимые параметры элементов.

3.2.3. СХЕМЫ С НАСЫЩЕННЫМИ КЛЮЧАМИ

При рассмотрении функций логических элементов были приведены простые диодные схемы И и НЕ. В логических элементах ДТЛ-серий эти схемы объединяют с инверторами. В качестве примера такого элемента на рис. 3.12,*а* приведена ДТЛ интегральная схема И — НЕ. Инвертор здесь выполнен на простом транзисторном ключе; в зависимости от входного сигнала транзистор ключа либо полностью заперт, либо открыт. Если в открытом состоянии в базу транзистора поступает достаточный ток и падение напряжения на коллекторе мало, то такой режим работы называется насыщенным. Условие насыщения транзистора выполняется при

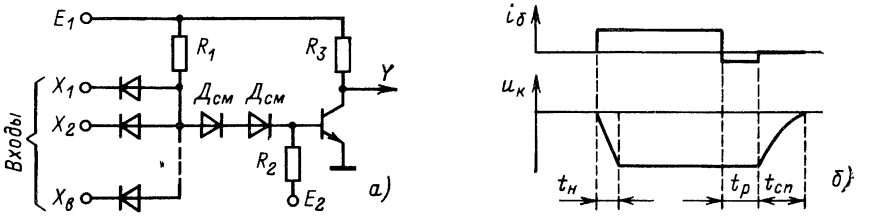


Рис. 3.12. ДТЛ интегральная схема И — НЕ (*а*) и временные диаграммы работы насыщенного инвертора (*б*)

токе базы $I_б > I_{кн}/\beta$, где $I_{кн}$ — ток насыщения ($I_{к.н} \approx E_к/R_к$); $E_к$ — напряжение питания коллекторной цепи; $R_к$ — нагрузка в цепи коллектора. Насыщенный режим выгоден тем, что позволяет довольно легко устранить влияние изменений температуры в больших пределах. Транзисторный ключ имеет хорошие параметры: он близок к идеальному ключу. В запертом состоянии потенциал коллектора почти равен напряжению источника, а в открытом — падение напряжения между эмиттером и коллектором составляет несколько процентов от напряжения источника. Однако серьезный недостаток насыщенного ключа — затягивание тока в цепи коллектора после запирания транзистора. Оно вызвано тем, что после пребывания триода в области насыщения требуется некоторое время на рассасывание избыточной концентрации неосновных носителей в базе. На рис. 3.12,*б* приведены импульс тока базы $i_б$ и импульс напряжения на коллекторе $u_к$ триода, работающего в области насыщения. Из этих диаграмм видно, что импульс коллектора имеет определенные длительности времени нарастания $t_н$ и спада $t_{сп}$ и, кроме того, он имеет бо́льшую длительность, чем импульс тока базы. В цепи коллектора происходит как бы запоминание сигнала, приложенного к базе на время рассасывания $t_р$, которое зависит от того, насколько был насыщен триод и как долго он находился в этом состоянии. В зависимости от типа транзистора оно колеблется в широких пределах — от сотых долей микросекунды до 1 мкс.

Время рассасывания вносит значительный вклад в среднюю задержку распространения сигнала в схемах ДТЛ, которая составляет около 25 нс. Заметим, что время нарастания выходного сигнала в схемах ДТЛ в значительной степени определяется процессами зарядки паразитных емкостей в цепи диодов.

Насыщенная схема с простым ключом имеет большое выходное сопротивление в закрытом состоянии, и к ней нельзя подключить много других логических схем, так как замедляется разрядка паразитных емкостей коллекторной цепи. Большим коэффициентом разветвления по выходу обладают схемы со сложными ключами. В качестве примера схемы со сложным насыщенным ключом рассмотрим ТТЛ-схему И—НЕ (рис. 3.13,*а*).

Транзисторно-транзисторная логика ТТЛ — развитие ДТЛ, в ней схемы И и НЕ выполняют не на диодах, а на многоэмиттерном транзисторе. Логические функции в транзисторе T_1 выполняют в общих для нескольких эмиттеров базовой и коллекторной областях. Работа многоэмиттерного транзистора T_1, его связь с транзистором T_2, стоящим на входе сложного ключа (T_2, T_3, T_4), поясняется схемой (рис. 3.13,*б*). Если хотя бы на один из эмиттеров (входов) подан 0, т. е. напряжение, равное потенциалу земли, то соответствующий переход база — эмиттер T_1 смещается в прямом направлении и ток, задаваемый в его базу через R_1, течет в цепь этого эмиттера ($I_э$), а колекторный ток T_1 не течет в базу транзистора T_2 ($I_к \approx 0$). Транзистор T_2 находится в запертом состоянии. В том случае, когда на все входы схемы поданы 1 (напряжение, равное $E_к$), эмиттеры T_1 не получают открывающего тока смещения, задаваемый в базу ток через резитор R_1 течет в цепь коллектора ($I_к$), смещенного в прямом направлении

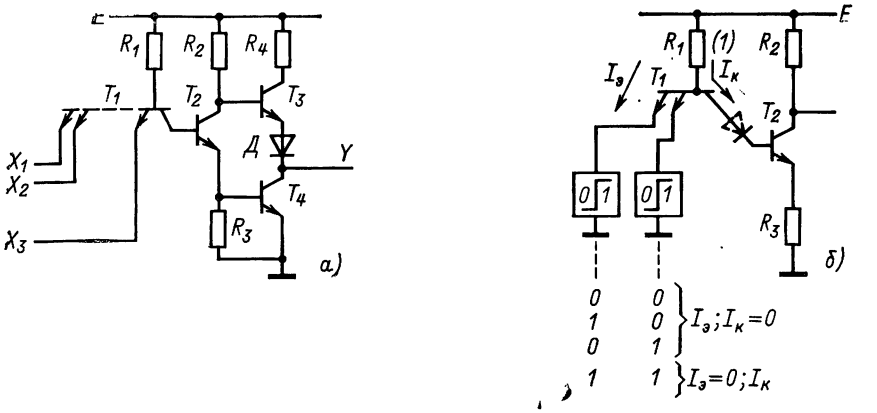


Рис. 3.13. ТТЛ-схема И — НЕ со сложным насыщенным ключом (*а*) и эквивалентная схема, поясняющая работу многоэмиттерного транзистора (*б*)

и далее в базу T_2. Транзистор T_2 в этом случае находится в насыщенном состоянии, и через него течет ток.

На транзисторе T_2 (рис. 3.13,*а*) выполнен фазорасщепляющий каскад сложного ключа, в который входит также двухтактный выходной каскад T_3, T_4. Если T_2 заперт, то потенциал его коллектора близок напряжению источника, и в этом случае открыт транзистор T_3 и на выходе схемы высокий потенциал ($Y=1$).

При открытом T_2 поступает ток в цепь базы T_4, последний насыщается и на выходе схемы низкий потенциал ($Y=0$). Таким образом, в схеме сложного ключа как заряд, так и разряд паразитных емкостей происходит через низкоомную выходную цепь. Этим объясняется способность схемы работать на большую емкостную нагрузку при высоких скоростях переключения, т. е. схема имеет высокий коэффициент разветвления.

Недостаток схемы — возникновение «бросков» тока в цепи питания в моменты переключения, что приводит к увеличению потребляемой мощности в динамическом режиме. Эти броски появляются в выходном каскаде, когда транзистор T_4 уже открылся, а транзистор T_3 еще не заперт. Чтобы броски тока не нарушали работу устройства, следует применять блокировку цепей и низкоомные источники питания.

3.2.4. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ СХЕМЫ С НЕНАСЫЩЕННЫМИ КЛЮЧАМИ

Быстродействие схем с насыщенными ключами в значительной степени ограничивается временем рассасывания избыточной концентрации неосновных носителей в базе после перехода транзистора из открытого в запертое состояние. При помощи ограничивающих *RC*-цепей, вводимых в цепь эмиттера или базы транзистора, удается частично уменьшить затягивание выходного импульса. Более эффективны специальные схемы.

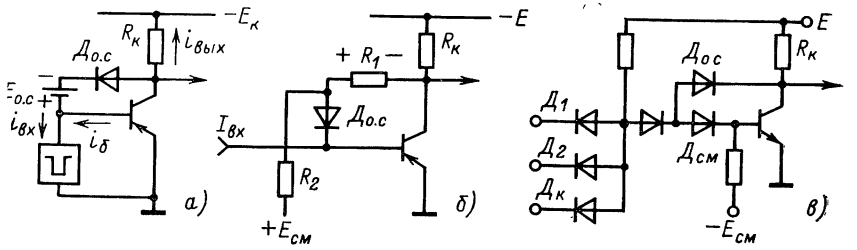


Рис. 3.14. Схемы ненасыщенных ключей с нелинейной обратной связью, в которых смещающее напряжение создается:
а — изолированным источником; *б* — делителем, *в* — диодом $Д_{о.с}$ в интегральном ДТЛ-элементе И—НЕ

Схемы с нелинейной обратной связью. Принцип метода показан на рис. 3.14,*а*. Между коллектором и базой триода включается цепь обратной связи, состоящая из диода $Д_{о.с}$ и источника ЭДС $E_{о.с}$. При запертом триоде потенциал коллектора равен $E_к$ и диод $Д_{о.с}$ также заперт. При увеличении входного сигнала и, следовательно, тока коллектора диод $Д_{о.с}$ будет оставаться запертым до тех пор, пока потенциал коллектора не станет равным

$$| U_к | = | E_{о.с} + U_б | .$$

При дальнейшем увеличении входного сигнала включается диод, через который в генератор источника начинает ответвляться ток коллектора; в результате ток базы увеличится незначительно. Таким образом, осуществляется автоматическое ограничение тока базы и предотвращается переход триода в область насыщения.

Детальный анализ этой схемы показывает, что расширение выходного импульса определяется временем рассасывания избыточных носителей из базовой области диода. У современных импульсных диодов постоянная времени накопления значительно меньше, чем у транзисторов, поэтому введение схемы нелинейной обратной связи позволяет значительно уменьшить затягивание выходного импульса. В быстродействующих интегральных логических схемах для предотвращения насыщения применяют диоды Шоттки, в которых практически не происходит накопления носителей.

В реальных транзисторных схемах вместо изолированного источника смещения (рис. 3.14,*а*) иногда используется падение напряжения на одном из элементов. В схеме, приведенной на рис. 3.14,*б*, напряжение смещения создается на резисторе R_1 за счет протекания тока через делитель R_1, R_2.

В интегральном ДТЛ-элементе И—НЕ (рис. 3.14,*в*) смещающее напряжение создается диодом $Д_{см}$, имеющим большее напряжение отпирания, чем диод в цепи обратной связи $Д_{о.с}$.

В качестве диодов обратной связи $Д_{о.с}$, как уже отмечалось, лучше всего применять диоды Шоттки, в которых практически не происходит накопления носителей; время переключения этих диодов не превышает 0,1 нс. Кроме того, они обладают низким напря-

жением отпирания (0,25 В) и очень небольшим сопротивлением в проводящем состоянии (10 Ом). Эти свойства диодов Шоттки широко используют в быстродействующих ТТЛ интегральных схемах, переход база—коллектор которых имеет большее прямое падение напряжения, чем шунтирующий его диод. Избыточный ток базы течет через диод, и не происходит насыщения. Схема логического ТТЛ-элемента И—НЕ с диодами Шоттки (ТТЛШ) приведена на рис. 3.15. В ней все транзисторы «объединены» с диодами Шоттки. Заметим, что процесс формирования таких структур совпадает со стандартной технологией изготовления монолитных интегральных схем. В схеме логического элемента функция И выполняется многоэмиттерным транзистором T_1. Параллельно эмиттерным входам включены диоды $Д_1$—$Д_4$ для предотвращения ударных (звенящих) колебаний, возникающих при плохом согласовании с линией передачи сигналов. Инвертор построен по схеме сложного ключа. T_2 — фазорасщепительный каскад, в схеме выходного каскада T_3 T_5 для увеличения нагрузочной способности применен составной эмиттерный повторитель (T_3, T_5). Корректирующая цепь на T_4 служит для улучшения передаточной характеристики схем: она выполняет функции резистора R_3 в схеме, приведенной на рис. 3.13,*а*, и имеет меньшую температурную зависимость. Ненасыщенная логическая ТТЛ-схема с диодами Шоттки и сложными ключами обеспечивает высокое быстродействие: она имеет задержку распространения порядка 3—4 нс.

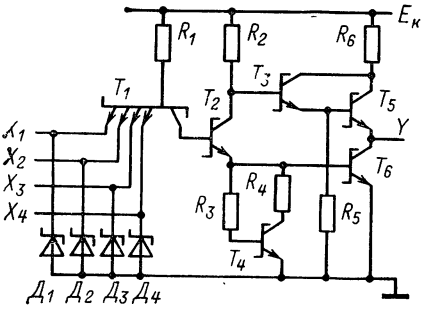


Рис. 3.15. Интегральный ТТЛ-элемент И — НЕ с диодами Шоттки

Схемы на токовых переключателях. В логических элементах на токовых переключателях транзисторы также работают в ненасыщенном режиме. В сочетании с эмиттерно-связанными каскадами токовый переключатель позволяет получить лучшее быстродействие, чем у ключевых схем с нелинейной обратной связью. Улучшение разрешения, к сожалению, достигается при большей потребляемой мощности.

Токовый переключатель представляет собой дифференциальный каскад (рис. 3.16,*а*), в общую эмиттерную цепь которого задан постоянный ток I_0. Постоянство тока достигается большим сопротивлением в цепи эмиттеров или включением в эту цепь транзисторного источника постоянного тока. На базу одного из транзисторов T_2 задается опорное напряжение $U_{оп}$. Если на входе T_1 потенциал достаточно низкий, то T_1 полностью заперт, а через T_2 течет ток I_0. При поступлении на вход схемы напряжения, превышающего порог открывания T_1, ток I_0 переходит в его эмиттерную цепь и ток через T_2 прекращается. В результате в коллекторных цепях

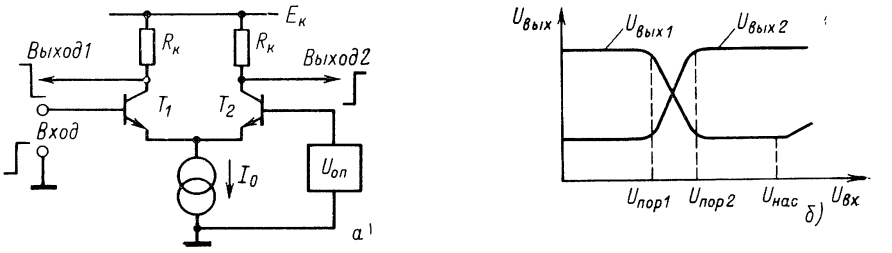


Рис. 3.16. Токовый переключатель

на *Вых. 1* напряжение понижается, а на *Вых. 2* — повышается.

Работа переключателя характеризуется передаточной характеристикой (рис. 3.16,*б*), показывающей зависимость напряжений на выходах от напряжения на входе. Пороговое напряжение $U_{пор\,1}$ соответствует началу открывания T_1 и закрывания T_2 при повышении входного напряжения $U_{вх}$. Пороговое напряжение $U_{пор\,2}$ соответствует начальной стадии обратного процесса, когда при уменьшении входного напряжения $U_{вх}$ начинает проводить T_2 и закрывается T_1. Значения $U_{пор\,1}$ и $U_{пор\,2}$ зависят от опорного напряжения $U_{оп}$ и падений напряжений на промежутках эмиттер — база транзисторов. Максимальный уровень на выходах $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ у закрытых транзисторов равен $U_{вых.макс}=E_к$. Минимальный уровень $U_{вых1}$, $U_{вых2}$ определяется падением коллекторного тока $\alpha_н I_0$ на коллекторной нагрузке

$$U_{вых.мин} = E_к - \alpha_н I_0 R_к.$$

При значительном увеличении входного напряжения до $U_{нас}$ начинает насыщаться транзистор T_1. Базовый ток этого транзистора ответвляется в коллекторную цепь, уменьшая падение напряжения на $R_к$, и $U_{вых}$ начинает расти; нормальная работа переключателя нарушается. Поэтому схему и входной сигнал рассчитывают так, чтобы насыщение не наступало.

Токовые переключатели обладают очень высоким быстродействием, время нарастания достигает единиц наносекунд. Хотя управляющий сигнал поступает в базовую цепь, задержки в этой цепи нет, так как схема работает без насыщения и по входу производится только подготовка процесса переключения большого тока I_0 в коллекторных цепях. Характеристики токового переключателя такие же, как у схемы с заземленной базой, обладающей, как известно, хорошими высокочастотными свойствами. Заметим, что коллекторные цепи у токового переключателя не вносят существенной задержки, так как обычно сопротивление в цепи коллектора $R_к$ мало; оно значительно меньше сопротивления в цепи эмиттера, и связь с нагрузкой выполняется через эмиттерный повторитель.

В качестве примера логического элемента на токовых переключателях на рис. 3.17 приведена схема ИЛИ — НЕ/ИЛИ серии ЭСТЛ. Одно плечо токового переключателя представляет собой схему ИЛИ (T_1—T_4), второе выполнено на

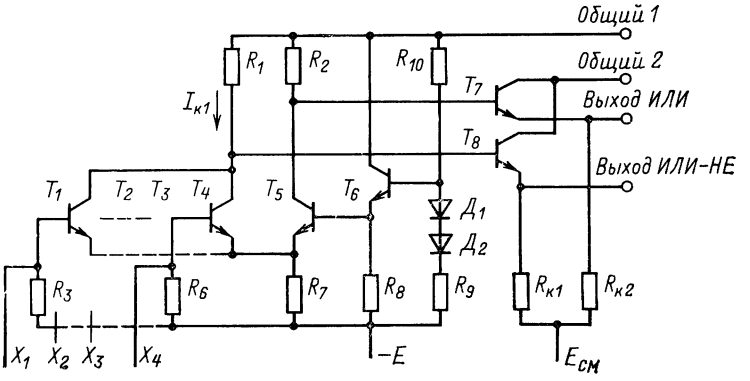


Рис. 3.17. Схема ИЛИ — НЕ/ИЛИ серии ЭСТЛ с токовым переключателем

транзисторе T_5, на базу которого через T_6 задается опорное напряжение, снимаемое с $Д_1$, $Д_2$. Если на всех входах X_1—X_4 низкий уровень, соответствующий логическому 0, то течет ток через R_2 и $I_{к1}=0$. При повышении напряжения на любом из входов X_1—X_4 до уровня 1 через R_1 течет ток $I_{к1}$ и $I_{к2}=0$. На выход схемы перепады напряжений с R_1 и R_2 подаются через эмиттерные повторители T_7, T_8, чем обеспечивается быстрая перезарядка паразитных емкостей и согласование уровней. С выхода ИЛИ — НЕ снимается сигнал $Y_1=X_1+X_2+X_3+X_4$, с выхода ИЛИ — $Y_2=X_1+X_2+X_3+X_4$.

В рассмотренной схеме заземляются общие шины коллекторных цепей, что способствует улучшению помехоустойчивости. Схемы с токовыми переключателями потребляют бо́льшую мощность, чем схемы с нелинейной обратной связью, но в отличие от последних сами не создают помех, так как в моменты переключения повышение тока в одной половине ключа компенсируется понижением тока в другой половине.

3.2.5. СХЕМЫ С МАЛЫМ ПОТРЕБЛЕНИЕМ ЭНЕРГИИ

Ко многим приборам ядерной электроники, особенно переносным, применяемым в дозиметрии, геологоразведке и рассчитанным на питание от батарей и аккумуляторов, предъявляются жесткие требования малого потребления энергии. Основной потребитель энергии в цифровых устройствах — активные элементы — транзисторы, которые ставятся в определенные режимы, и через них протекает ток. Поэтому проблема снижения потребляемой энергии в современной аппаратуре решается созданием активных элементов и схем, через которые токи протекают только в моменты переключений, срабатывания, все же остальное время потребляется незначительная энергия. Цифровые устройства, в которых рассеиваемая мощность лежит в пределах 0,1—10 мкВт на один вентиль, часто называют микромощными.

Микромощные цифровые устройства получили широкое распространение в вычислительной технике, их применяют в калькулято-

рах, устройствах памяти и т. д. Некоторые из них используют в ядерной электронике.

Интегральные схемы на полевых структурах. В полевых транзисторах ток в приповерхностном слое полупроводника изменяется из-за влияния поперечного электрического поля на проводимость канала. В интегральных схемах применяют в основном транзисторы двух типов: с оксидной изоляцией, образующие структуру металл — окисел — полупроводник (МОП), и с комбинированной нитридно-оксидной изоляцией (МНОП). Последние в основном применяют в устройствах памяти (см. § 3.9). На МОП-транзисторах создают логические элементы и большие интегральные схемы. Эти транзисторы бывают со встроенным легированным или индуцированным каналом. По типу проводимости их подразделяют на транзисторы с каналами *p*- и *n*-типов. В отличие от биполярных МОП-транзисторы управляются не током, а напряжением. Они имеют очень большое входное сопротивление (10^{14}—10^{15} Ом) и сравнительно небольшое (400 Ом) выходное сопротивление, т. е. в известной степени являются аналогами электронных ламп. Эти особенности полевых транзисторов обеспечивают у логических элементов высокий коэффициент разветвления по выходу, что упрощает конструирование сложных схем.

Важными преимуществами обладают полевые КМОП (комплементарные)-структуры, выполненные на транзисторах разного типа проводимости. Они практически не потребляют энергию в статическом режиме; на них создаются различные микромощные цифровые устройства. Рассмотрим схему простейшего инвертора на КМОП-структуре (рис. 3.18,*а*). Он состоит из двух последовательно включенных транзисторов разной проводимости; транзистор T_1 *p*-типа; транзистор T_2 *n*-типа. Входной сигнал подается на соединенные вместе затворы транзисторов. Напомним, что транзистор *p*-типа проводит при отрицательном, а транзистор *n*-типа — при положительном напряжении на затворе относительно истока. Поэтому, если $U_{вх}=0$, насыщен T_1, а T_2 — заперт и на выходе $U_{вых}=E_п$, если же $U_{вх}=E_п$, то проводит T_2 и заперт T_1, при этом $U_{вых}=0$. Схема выполняет функцию НЕ. Отличительная особен-

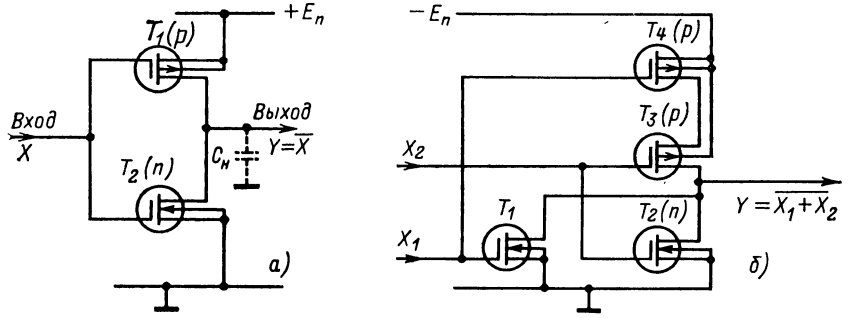


Рис. 3.18. Логические элементы на КМОП-структуре:
а — инвертор; *б* — схема ИЛИ—НЕ

ность ее схемы в том, что в статическом состоянии как при логическом 0 ($U_{вх}=0$), так и при логической 1 ($U_{вх}=E_п$) на входе один из транзисторов заперт и, следовательно, через схему протекает только ток утечки. В то же время в динамическом режиме разряд емкости нагрузки $C_н$ всегда происходит через открытый транзистор, благодаря чему улучшается быстродействие схемы.

В более сложных логических элементах используют разные сочетания последовательно и параллельно включенных пар транзисторов разной проводимости. На рис. 3.18,*б* приведена схема ИЛИ — НЕ. В ней транзисторы T_1 и T_4 *n*-типа, T_3 и T_4 *p*-типа. Если на обоих входах напряжение равно 0 ($X_1=0$, $X_2=0$), то проводят T_3 и T_4 и заперты T_1 и T_2.. При этом на выходе напряжение близко к $E_п$ ($Y=1$). При подаче положительного напряжения $E_п$ на один из входов ($X_1=1$, $X_2=0$) закрывается T_4 и открывается T_1. Нетрудно увидеть, что при этом выход схемы отсоединяется от шины питания и соединяется с шиной земли. Поэтому напряжение на выходе падает и делается равным 0 ($Y=0$). Точно так же при $X_1=0$ и $X_2=1$ и при $X_1=1$ и $X_2=1$ на выходе $Y=0$. Следовательно, схема выполняет функцию ИЛИ — НЕ, $Y=X_1+X_2$. В этой схеме, так же, как и в ранее рассмотренном инверторе, в стационарном состоянии ток не потребляется и во время переключения нагрузочная емкость перезаряжается достаточно быстро через открытый транзистор *p*- или *n*-типа. Во время работы в динамическом режиме схемы на КОМП-структурах потребляют ток при перезарядке паразитных нагрузочных емкостей, а также в короткие интервалы времени, во время смены состояний, когда проводят оба транзистора. Последнее обстоятельство накладывает ограничения на время нарастания и спада входных сигналов. Потребляемая мощность растет с повышением частоты переключений; однако она значительно меньше, чем у самых экономичных ТТЛ-элементов. Интегральные схемы на КМОП-транзисторах имеют умеренное быстродействие (1—2 МГц), однако малое потребление тока и большие технологические возможности, позволяющие размещать до нескольких тысяч элементов на кристалле, способствуют их широкому распространению.

Интегральная инжекционная логика, называемая сокращенно ИИЛ или И^{2}Л, также отличается очень малым потреблением энергии. В ее основе лежат биполярные активные элементы. Уменьшения рассеиваемой мощности здесь достигают инжекционным питанием в область базы транзистора. Для этого применяют активные генераторы тока, выполненные на *p—n—p*-транзисторах. И^{2}Л имеет достаточно высокое быстродействие и используется для создания больших интегральных схем устройств памяти и микропроцессоров.

§ 3.3. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ (ТРИГГЕРЫ)

3.3.1. ТРИГГЕР И ЕГО РАБОТА В ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

В цифровых устройствах запоминающие элементы служат для хранения логической переменной 0 и 1. В большинстве случаев эту задачу выполняют бистабильные элементы — триггеры. Одному их состоянию приписывается значение 0, второму — 1. В отличие от

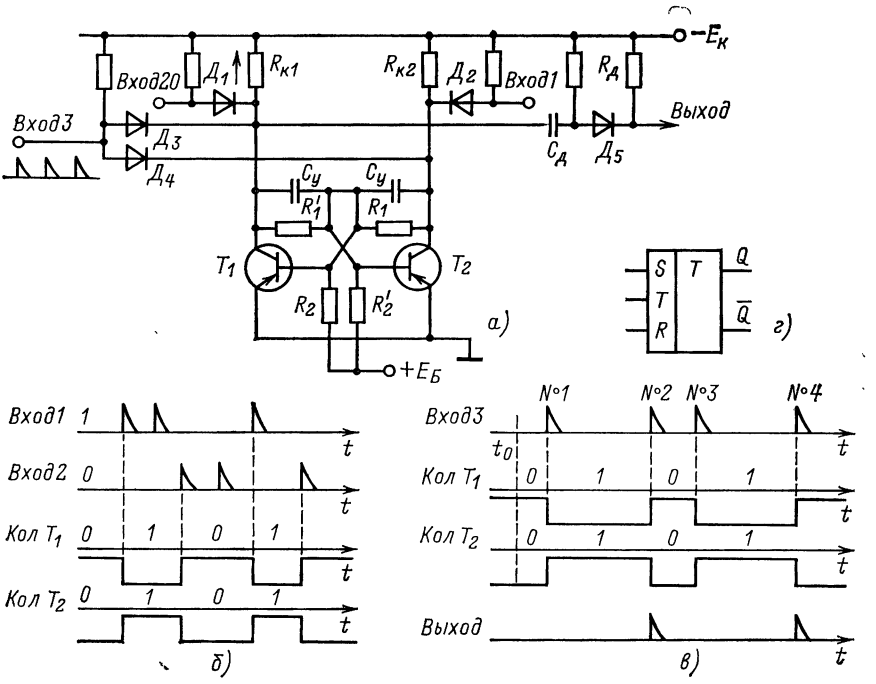


Рис. 3.19. Пересчетная ячейка на транзисторах (*а*); временные диаграммы ее работы при установочном (*б*) и счетном запусках (*в*); условное изображение пересчетной ячейки — счетного триггера (*г*)

рассмотренных в предыдущем параграфе комбинационных логических элементов у триггеров состояния зависят не только от текущих значений их входов, но и от предшествующего состояния схемы. Триггеры относятся к схемам последовательного типа, они являются основой более сложных последовательных цифровых устройств: счетчиков, регистров и т. п.

Триггер как пересчетная ячейка. Из триггеров составляются счетчики или пересчетные схемы для регистрации событий. В этих устройствах триггер с управляющими схемами называют пересчетной ячейкой. Рассмотрим принцип действия простой транзисторной пересчетной ячейки (рис. 3.19,*а*). Собственно триггер выполнен на двух ключевых схемах (транзисторы T_1 и T_2), связанных между собой гальванически делителями R_1, R_2 и R'_1, R'_2. Эти связи обеспечивают следующие важнейшие свойства схемы:

1. Триггер имеет два устойчивых состояния, одно — проводит T_1, заперт T_2; второе — заперт T_1, проводит T_2, благодаря наличию гальванических связей в любом из этих состояний триггер может находиться неограниченное время.

2. Переход триггера из одного состояния в другое происходит скачком под воздействием импульса или постоянного напряжения, прилагаемого к определенным точкам схемы. Скачкообразный пе-

реход схемы обеспечивается положительными обратными связями между ключами.

В цифровой технике состояниям триггера присваивают значения логической переменной. Условимся, что состояние, при котором проводит T_1 и заперт T_2, соответствуют 0, а состояние, при котором заперт T_1 и проводит T_2, соответствует 1. Для перевода триггера из одного состояния в другое, т. е. для записи 1 после 0 или 0 после 1, применяют схемы раздельного или установочного запуска. На рис. 3.19,*а* эти схемы выполнены на диодах $Д_1$ и $Д_2$, через которые в коллекторные цепи подаются положительные импульсы. Допустим, что триггер находится в состоянии 0 (рис. 3.19,*б*), при этом T_2 заперт и на $R_{к2}$ нет падения напряжения. При подаче на вход *1* положительного импульса он пройдет через $Д_2$ в цепь коллектора T_2 и через делитель R_1R_2 поступит на базу открытого транзистора T_1, который начнет закрываться. При этом благодаря положительной обратной связи схема скачком перейдет в состояние 1. Таким образом, подача положительного импульса на $Вх_1$ соответствует записи 1. Аналогичным образом при подаче импульса на $Вх_2$ записывается 0. Следует обратить внимание на то, что после записи 1 или 0 повторная запись тех же значений невозможна. В этом можно убедиться, рассматривая работу схемы под воздействием импульсов, изображенных пунктиром на рис. 3.19,*б*. Эти импульсы не пройдут в коллекторные цепи, так как диоды $Д_1$ и $Д_2$ в это время будут заперты падениями напряжений на $R_{к1}$ и $R_{к2}$.

В счетчиках и пересчетных схемах триггеры переводятся по установочным входам в исходное состояние, например в нулевое, или осуществляются импульсные обратные связи в декадных секциях и т. п.

При работе триггера в качестве пересчетной ячейки управление ведется через схему счетного запуска. На рис. 3.19,*а* эта схема выполнена на диодах $Д_3$, $Д_4$. Аноды этих диодов соединены вместе, катод $Д_3$ подключен к коллектору T_1, а катод $Д_4$ — к коллектору T_2. Допустим, что исходное состояние триггера соответствует 1 и в момент t_0 (см. рис. 3.19,*в*) T_1 проводит, а T_2 заперт. Проследим, как будут изменяться состояния схемы при поступлении на $Вх_3$ положительных импульсов. Импульс № 1 не может пройти в цепь коллектора T_1, так как этот транзистор проводит, и падение напряжения на $R_{к1}$ запирает $Д_1$, но этот импульс беспрепятственно проходит в цепь коллектора запертого транзистора T_2. Поэтому схема скачком переходит из состояния 0 в состояние 1. Следующий входной импульс № 2 теперь поступит в коллекторную цепь запертого транзистора T_1, и триггер из состояния 1 перейдет в состояние 0. Так, с приходом каждого нового имульса на счетный $Вх_3$ триггер последовательно будет изменять свои состояния. Нетрудно видеть, что одно из состояний, например 0, триггер приобретает после поступления на счетный вход каждого второго импульса. Если перепады напряжения с коллектора T_1 продифференцировать цепочкой $C_дR_д$ и пропустить через диод $Д_5$, то на выходе получим положи-

тельные импульсы, соответствующие каждому второму импульсу на счетном входе. Таким образом, триггер с рассмотренной схемой запуска пересчитывает число поступающих импульсов на два. Поэтому такую ячейку обычно называют пересчетной двоичной ячейкой. Из таких ячеек составляются схемы счетчиков с большим коэффициентом деления.

На рис. 3.19,*г* приведено условное изображение рассмотренной схемы триггера, работающей в режиме пересчетной ячейки. Буквами S (set) и R (reset) обозначены установочные входы (S — установка, R — сброс), T — счетный вход. Выходы схемы обозначаются: прямой — Q, инверсный — $\overline{Q}$. Работу схемы удобно описывать таблицами инстинности. Таблица 3.6 соответствует установочному режиму, а табл. 3.7 — счетному режиму.

Таблица 3.6

S	R	Q	$\overline{Q}$
0	0	Сохраняется предыдущее состояние	
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	Запрещенное состояние	

Таблица 3.7

T	Q	$\overline{Q}$
0	0	1
1	1	0

Была рассмотрена достаточно надежная диодная схема счетного запуска по коллекторным цепям. В ней имеется своеобразная блокировка, обеспечивающая прохождение входного импульса только через один из диодов. Благодаря этому обеспечивается уверенный переход схемы в новое состояние. Такие схемы хорошо работают в микросекундном диапазоне, где легко сформировать входные импульсы. Логические элементы и триггеры в сложных цифровых устройствах, как правило, связываются между собой гальванически. При этом для получения высокого быстродействия и надежности применяются более сложные специальные схемы триггеров и управления.

Выбор параметров схемы триггера. Процессы, протекающие в схеме триггера на биполярных транзисторах, имеют особенности. Открытое и закрытое состояния транзисторов триггера определяются токами, поступающими с делителей на их базы. Допустим, что открыт триод T_1 и заперт триод T_2 (см. рис. 3.19,*а*), тогда потенциал коллектора T_2 будет близок $E_к$ и ток базы T_1 будет течь через R_1, значение этого тока определяет открытое состояние T_1. Потенциал коллектора T_1 близок потенциалу земли, поэтому средняя точка делителя R_1R_2, подключенная к базе T_2, имеет положительный потенциал и триод T_2 заперт.

В схеме триггера транзистор работает в ключевом режиме. Он или полностью проводит, или заперт. Такой режим выгоден, так как позволяет устранить влияние изменений температуры. У запертого транзистора потенциал кол-

лектора близок к напряжению питания $E_к$, у полностью открытого транзистора напряжение на коллекторе составляет несколько процентов $E_к$. У насыщенного транзистора падение напряжения на участке эмиттер — коллектор мало. Также мало падение напряжения между базой и эмиттером, поэтому говорят, что в области насыщения транзистор как бы «стягивается в точку». В эквивалентных схемах этому состоянию соответствует короткое замыкание между коллектором и эмиттером и базой и эмиттером. Условие насыщения транзистора выполняется при токе базы, удовлетворяющем неравенству

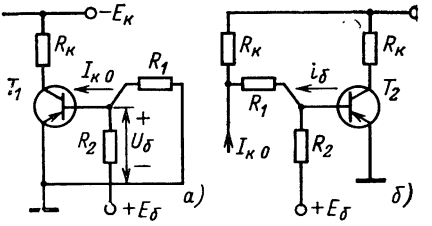


Рис. 3.20. Эквивалентные схемы триггера для определения условий запирания T_1 (*а*) и для определения условий насыщенного состояния T_2 (*б*)

$$I_б > I_{к.н}/\beta, \tag{3.6}$$

где $I_{к.н}$ — ток насыщения, $I_{к.н}=E_к/R_к$.

Для запертого состояния транзистора с большой точностью выполняется равенство $I_б=I_{к0}$. Поэтому вход закрытого триода можно рассматривать как генератор тока. Неуправляемый ток коллектора $I_{к0}$ имеет сильную температурную зависимость, поэтому сопротивление нагрузки коллектора $R_к$ должно быть достаточно низкоомным. Тогда падение напряжения от $I_{к0}$ будет значительно меньше напряжения питания

$$I_{к0}R_к \ll E_к. \tag{3.7}$$

Для уверенного запирания транзистора потенциал базы должен быть больше нуля

$$U_{б.э} > 0. \tag{3.8}$$

Триггер будет находиться в двух устойчивых состояниях при выполнении определенных условий. Их можно найти при помощи эквивалентных схем.

Для исследования условия запирания триода T_1 воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 3.20,*а*). В ней вход закрытого триода T_1 рассматривается как генератор тока $I_{к0}$, а насыщенный триод T_2 заменяется точкой с нулевым потенциалом. Составляя уравнение Кирхгофа, получаем для потенциала базы закрытого триода следующее выражение:

$$U_{б.э} = \frac{R_1}{R_1+R_2}E_к - I_{к0}\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}.$$

Подставляя это выражение в условие запирания (3.8), находим

$$E_б/R_2 > I_{к0}$$

или

$$R_2 < E_б/I_{к0}. \tag{3.9}$$

Последнее неравенство показывает, что ток короткого замыкания источника $E_к$ на сопротивлении R_2 должен превышать неуправляемый ток коллектора $I_{к0}$.

Для определения условия насыщения открытого триода T_2 воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 3.20,*б*). Полагая, что потенциал базы открытого триода равен нулю, находим ток его базы

$$i_б = \frac{E_к}{R_1 + R_к} - I_{к0}\frac{R_к}{R_1 + R_к} - \frac{E_б}{R_2}. \qquad (3.10)$$

Принимая во внимание требование к величине $R_к$ [см. неравенство (3.7)] и сравнивая между собой два первых члена выражения (3.10), приходим к выводу, что второй член может быть опущен. Затем, воспользовавшись неравенством (3.6), получим условие насыщения открытого триода:

$$\frac{E_к}{R_1 + R_к} - \frac{E_б}{R_2} > \frac{I_{к.н}}{\beta} = \frac{E_к}{\beta R_к},$$

откуда

$$R_1 < \left(\frac{\beta}{1 + \beta\dfrac{E_б}{E_к}\dfrac{R_к}{R_2}} - 1\right) R_к. \qquad (3.11)$$

При расчете транзисторных схем необходимо учитывать температурные зависимости параметров триодов. В данном случае для того, чтобы неравенства (3.9), (3.11) выполнялись в диапазоне рабочих температур, необходимо использовать значение $I_{к0}$, соответствующее максимальной температуре ($I_{к0\,макс}$), и значение β, соответствующее минимальной температуре ($\beta_{мин}$).

При малых значениях $I_{к0\,макс}$, например у кремниевых триодов, может оказаться, что определенная из выражения (3.9) величина R_2 будет ограничивать быстродействие схемы. Тогда R_2 следует выбирать из условия необходимого временно́го разрешения, а затем, подставляя значение R_2 в выражение (3.11), находить R_1.

Были рассмотрены условия, при которых схема может надежно находиться в каждом устойчивом состоянии. Теперь определим условия, при которых триггер скачком переходит из одного состояния в другое. Для скачкообразного перехода схемы из одного состояния в другое необходимо, чтобы, во-первых, была положительная обратная связь и, во-вторых, чтобы сигнал обратной связи $U_{о.с}$ был больше запускающего сигнала $U_{зап}$.

В том что в схеме имеется положительная обратная связь, нетрудно убедиться, подавая на базу одного из транзисторов, например на базу T_1, положительный сигнал. Он пройдет в цепь коллектора T_1, затем через делитель R_1R_2 на базу T_2 и далее из коллекторной цепи T_2 через делитель R_1R_2 к исходной точке — базе T_1. Сигнал приходит в той же фазе, следовательно, в схеме обеспечивается положительная обратная связь.

Для определения величины сигнала обратной связи надо, проходя тот же путь, определить коэффициент усиления. Для запускающего сигнала условие $U_{о.с} > U_{зап}$ будет выполняться при

$$K\beta > 1, \qquad (3.12)$$

где K — коэффициент усиления каскада; β — коэффициент обратной связи. В данном случае коэффициент усиления $K = \beta$ (здесь β — коэффициент передачи тока базы), а коэффициент обратной связи определяется как доля коллекторного тока одного триода, поступающего в базу другого:

$$\beta = R_к/(R_к + R_1).$$

Поэтому условие (3.12) запишем в виде

$$\beta R_к/(R_к + R_1) > 1. \qquad (3.13)$$

Заметим, что обеспечение насыщения одного триода при закрытом втором (3.11) включает в себя уже выполнение условия (3.13).

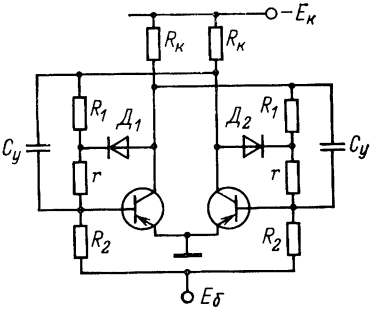


Рис. 3.21. Триггер с ненасыщенными ключами

На переход схемы триггера в новое состояние существенное влияние оказывают емкости $C_у$; они улучшают частотную характеристику делителя R_1—R_2, нагруженного на вход ключа. Поэтому их называют ускоряющими емкостями. Кроме того, емкости $C_у$ являются своеобразными запоминающими элементами внутри триггера; они как бы «помнят» в течение некоторого времени после окончания пускового импульса прежнее состояние схемы и тем самым правильно «ориентируют» ее переход в новое состояние. В этом можно убедиться, следя за процессами перезарядки емкостей $C_у$ во время перехода схемы в новое состояние. Величина емкости $C_у$ в значительной мере определяет разрешение схемы, поэтому при ее выборе останавливаются на компромиссном решении, обеспечивающем необходимое быстродействие и надежное управление.

Рассмотренная схема триггера с насыщенными ключами отличается хорошей надежностью, на ее работу мало влияют колебания температуры. Однако насыщенный режим транзисторов ограничивает быстродействие схемы. Лучшее временно́е разрешение имеют триггеры с ненасыщенными ключами. В частности, для этих целей применяют ключи с нелинейной обратной связью (см. § 3.2). На рис. 3.21 приведена схема триггера, у которого нелинейная обратная связь осуществляется диодами $Д_1$, $Д_2$. Смещающее напряжение на диоды снимается с части делителя. Аналогичные интегральные схемы выполняются с диодами Шоттки. В быстродействующих интегральных триггерах применяются также токовые переключатели, рассмотренные в § 3.2.

3.3.2. ТРИГГЕРЫ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

В интегральной технике триггеры выполняются в виде самостоятельных схем; иногда их составляют из отдельных логических элементов. Триггеры, как правило, имеют потенциальный запуск, при котором переход схемы из одного состояния в другое происходит под воздействием перепадов напряжений, а не импульсов. При таком запуске легче обеспечить высокое быстродействие, так как отпадает необходимость в формировании коротких управляющих импульсов.

Триггеры подразделяются на асинхронные и синхронные. Асинхронные триггеры управляются только входными информационными сигналами. К этому типу относится рассмотренный счетный триггер (см. рис. 3.19,*а*). На синхронные триггеры помимо информационных сигналов подаются тактирующие импульсы. Последние

определяют моменты срабатывания схемы, передачи информации и т. д. Тактирование широко применяется в вычислительной технике, при его помощи снимаются временные неопределенности, возникающие при срабатывании большого числа элементов в сложных устройствах, и тем самым повышается надежность их работы.

Возможность построения триггера из логических элементов следует из его структуры. Действительно, рассматривая схему триггера (см. рис. 3.19,*а*), видим, что она состоит из двух инверторов, охваченных перекрестными связями, и диодных управляющих схем. В свою очередь интегральные логические элементы представляют собой комбинацию инвертора НЕ и основных логических элементов И, ИЛИ (см. § 3.2). Поэтому из этих элементов можно составлять схемы триггеров разных типов. Структуру сложных интегральных триггеров удобно представлять в виде комбинации логических элементов.

Рассмотрим функции некоторых наиболее широко используемых типов триггеров. При этом большее внимание уделим счетному триггеру, являющемуся основой счетчиков и пересчетных схем.

Асинхронный RS-триггер может быть составлен из двух схем ИЛИ — НЕ или И — НЕ (рис. 3.22,*а б*). Для этого выход каждой логической схемы соединяется с одним из входов другой. Рассмотрим более подробно свойства триггера, составленного из элементов ИЛИ — НЕ (рис. 3.22,*а*). В зависимости от поступивших на входы S и R перепадов напряжений триггер принимает одно из двух состояний. При $S=1$ и $R=0$ в триггер записывается логическая единица ($Q=1$) и наоборот при $S=0$ и $S=1$ состояние триггера соответствует логическому нулю ($Q=0$). После поступления сигналов $S=0$ и $R=0$ остается прежнее состояние триггера.

Одна из возможных комбинаций входных сигналов $S=1$; $R=1$ является запрещенной, так как в этом случае триггер «не знает», в какое состояние ему переходить, и может остаться в любом. Аналогичным образом работает триггер, составленный из элементов И — НЕ (рис. 3.22,*б*).

Возможные состояния RS-триггера сведены в таблицу истинности (табл. 3.8), а его логическая функция имеет вид

$$Q^{n+1} = S^n + \overline{R}^n Q^n;$$
$$R^n S^n = 0. \qquad (3.14)$$

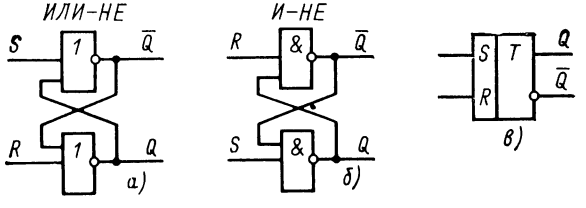


Рис. 3.22 Асинхронный RS-триггер на двух схемах ИЛИ — НЕ (*а*) и И — НЕ (*б*); его условное изображение (*в*)

В ядерной электронике *RS*-триггеры широко используют в различных формирователях; они также являются составной частью более сложных интегральных схем триггеров.

Таблица 3.8

R	S	Q	$\overline{Q}$
0	0	Сохраняется предыдущее состояние	
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	Запрещенное состояние	

Синхронный RS-триггер может быть получен из асинхронного подключением к его входам схем И—НЕ (рис. 3.23,*а*). Синхронный *RS*-триггер имеет три входа: S и R также являются установочными; на C — подается синхронизирующий или тактирующий импульс.

Для записи в триггер логической единицы или нуля необходимо, чтобы кроме сигналов $S=1$ или $R=1$ был также равен единице синхронизирующий сигнал ($C=1$). Сигналы S и R фактически программируют работу схемы, которая срабатывает от переднего фронта сигнала C (рис. 3.23,*б*). Отметим, что в синхронном *RS*-триггере одновременное поступление на входы R и S логических 1 также запрещено.

В логической функции синхронного *RS*-триггера учитывается влияние синхронизирующего импульса

$$Q^{n+1} = C\,(S^n + \overline{R}Q^n). \qquad (3.15)$$

T-Триггер (счетный триггер) построить на интегральных схемах на базе *RS*-триггера добавлением управляющих диодов, подобно тому как это сделано в схемах (рис. 3.19,*а*), трудно. Объясняется это тем, что для нормальной работы триггера в счетном режиме, как отмечалось в предыдущем разделе 3.3.1, необходимы ускоряющие емкости, которые в интегральном исполнении сделать трудно. Иногда роль ускоряющих емкостей выполняют емкости переходов дополнительных каскадов на транзисторах. Нормальная работа подобных схем возможна при правильном выборе длительности управляющих сигналов.

T-Триггеры с потенциальным управлением часто строят по двухступенчатой схеме, состоящей из двух синхронных *RS*-триггеров: основного и вспомогательного (рис. 3.24,*а*). Основной триггер обозначается *M* (master), а вспомогательный — *S* (slave), и схемы такого рода относят к *MS*-типу. В рассматриваемой схеме *T*-триггера информативный сигнал поступает на вход *C*, изменяет состояние

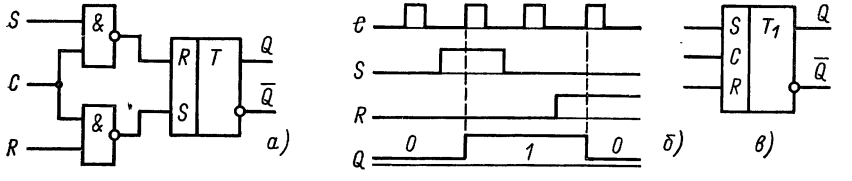


Рис. 3.23. Синхронный *RS*-триггер (*а*), временные диаграммы его работы (*б*) и условное изображение (*в*)

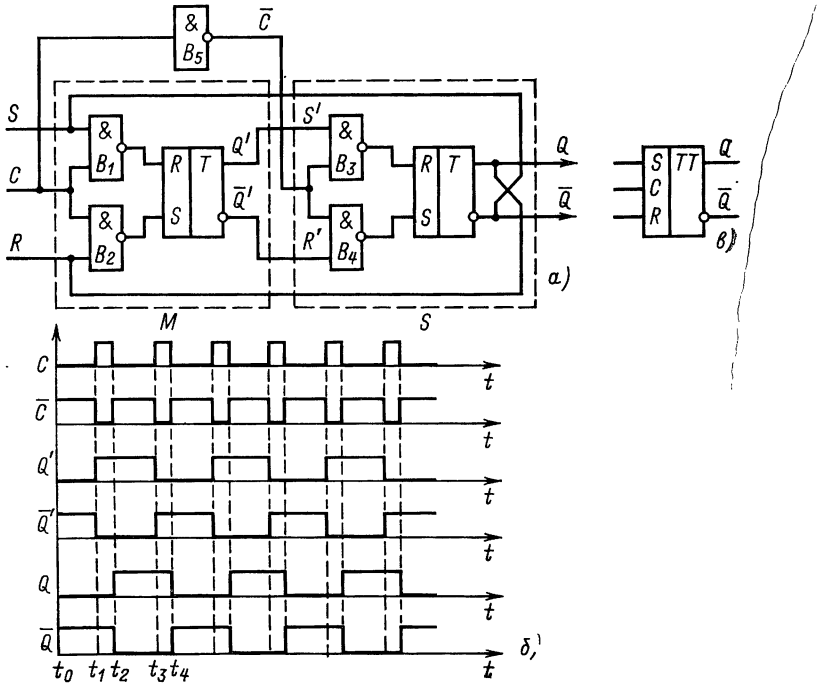


Рис. 3.24. Счетный триггер типа *MS* *(а)*, временные диаграммы *(б)*, условное изображение *(в)*

основного триггера (M), затем новое состояние (M) с некоторой задержкой передается во вспомогательный триггер (S), который в свою очередь определяет прохождение следующего сигнала через один из входов R, S основного триггера. Связи между триггерами M и S и задержки выполнены такими, что всегда управляющие сигналы поступают только на один из входов (S или R) каждого из триггеров, чем и обеспечивается надежность работы. Рассмотрим подробнее работу схемы, пользуясь временными диаграммами, приведенными на рис. 3.24,*б*.

Инвертор B_5 управляет работой схем И — НЕ B_3 и B_4; и в том случае, когда на выходе инвертора $C=1$, состояние основного триггера переписывается во вспомогательный. Поэтому после каждого входного сигнала оба триггера находятся в одинаковом состоянии. На временных диаграммах в момент t_0 триггеры находятся в исходном состоянии: $Q'=0$; $Q=0$. Из-за перекрестных связей на входах $S=1$ и $R=0$, поэтому при поступлении входного импульса ($C=1$) в момент t_1 состояние основного триггера изменится и станет равным $Q'=1$. Вспомогательный триггер пока будет оставаться в прежнем положении ($Q=0$), так как на выходе инвертора $\bar{C}=0$. В момент окончания входного сигнала t_2 на выходе инвертора $C=1$ и состояние основного триггера ($S'=1$; $R'=0$) перепишется

во вспомогательный; в интервале t_2—t_3 $Q'=1$ и $Q=1$. При поступлении второго сигнала (t_3) $S=0$; $R=1$; поэтому при $C=1$ вспомогательный триггер переходит в исходное состояние $Q'=0$. Дальнейшая работа схемы протекает аналогично. Нетрудно увидеть, что состояние всей схемы изменяется после каждого входного импульса, т. е. схема работает как двоичная пересчетная ячейка.

Запись числа в основной триггер и его передача во вспомогательный происходят во время нарастания и спада входного сигнала; при этом на передачу информации между элементами схемы требуется некоторое время. Учет возникающих в схеме задержек показывает, что для надежной работы необходимо, чтобы длительность входного импульса была не менее $3\tau_{ср}$ ($\tau_{ср}$ — среднее время распространения сигнала в элементе) и чтобы во время записи в основной триггер (при $C=1$) инвертор формировал уровень $\bar{C}=0$, блокирующий перезапись информации раньше, чем именится состояние основного триггера ($\tau_{НЕ}<2\tau_{ср}$).

Условное изображение T-триггера с потенциальным управлением приведено на рис. 3.24,*в*.

JK-Триггер — наиболее универсальное синхронное устройство. Кроме входа синхронизирующих (тактовых) импульсов C схема имеет вход J (от jump) и вход K (от keep). По входам J и K схе-

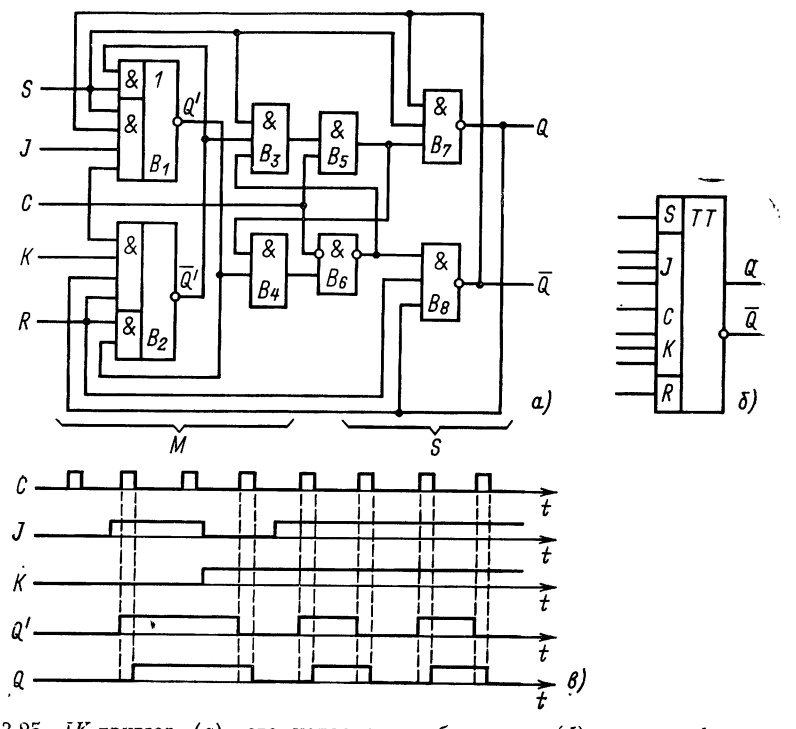


Рис. 3.25. *JK*-триггер (*а*), его условное изображение (*б*), временные диаграммы (*в*)

ма переводится в состояние 1 или 0 в момент прихода тактирующего импульса. В отличие от синхронного RS-триггера здесь допускается любая комбинация входных сигналов; при $J=1$ и $K=1$ схема работает как счетный T-триггер.

Схема JK-триггера MS-типа приведена на рис. 3.25,*а*. Она состоит из двух триггеров — основного M, выполненного на схемах И — ИЛИ — НЕ (B_1, B_2), и вспомогательного S — на схемах И — НЕ (B_7, B_8). Остальные элементы (B_3—B_6) обеспечивают необходимые разрешенные и запрещенные связи для передачи состояния основного триггера во вспомогательный. Работа схемы поясняется временны́ми диаграммами (рис. 3.25, *в*). Информация записывается в основной триггер при $J=1$ или $K=1$ в момент поступления переднего фронта импульса синхронизации ($C=1$). В течение импульса синхронизации во вспомогательном триггере сохраняется прежнее состояние. Информация переписывается из основного триггера во вспомогательный после окончания импульса синхронизации. В том случае, когда $J=1$ и $K=1$, схема работает как счетный триггер по входу C.

Таблица 3.9

J	K	Q	$\overline{Q}$
0	0	Сохраняется предыдущее состояние	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Состояние изменится на обратное	

Истинность для JK-триггера приведена в табл. 3.9.

Логическое уравнение JK-триггера запишем в виде

$$Q^{n+1} = J\overline{Q}^n + \overline{K}Q^n. \qquad (3.16)$$

Нетрудно у́видеть, что при $J=1$ и $K=1$ $Q^{n+1}=0$, т. е. схема работает как T-триггер.

В реальных схемах JK-триггеров обычно имеется несколько J и K входов, чем расширяются логические возможности. Условное обозначение JK-триггера приведено на рис. 3.25,*б*. По входам R и S схема устанавливается в исходное состояние.

§ 3.4. СЧЕТЧИКИ (ПЕРЕСЧЕТНЫЕ СХЕМЫ) НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

3.4.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ СЧЕТЧИКОВ

Для работы с механическими регистраторами при больших загрузках были разработаны пересчетные схемы, выполняющие роль электронных редукторов. Пересчетную схему включали перед схемой управления механическим регистратором, и скорость поступления импульсов на механический регистратор понижалась в определенное число раз. Поэтому потери счета уменьшались. С развитием электронной техники пересчетные схемы превратились в самостоятельные регистрирующие устройства — счетчики.

Основные параметры счетчиков: время разрешения τ и емкость m, называемая также коэффициентом пересчета. Время разрешения у современных счетчиков в зависимости от типа активных

элементов колеблется от 10^{-6} до 10^{-9} с. Емкость счетчика показывает, сколько он может зарегистрировать импульсов; емкость может быть сделана практически любой; реальные устройства имеют емкость 10^5—10^6.

Счетчики выполняют из отдельных ячеек или секций, и емкость всей схемы определяется выражением $m=P^n$, где P — емкость или коэффициент пересчета отдельной ячейки или секции, а n — их число. Если $P=2$, то счетчик называют двоичным или бинарным. Благодаря сравнительной простоте и надежности такие схемы нашли наибольшее распространение (m равно 64, 128 и т. д.). Более удобны в работе десятичные или декадные схемы, у них $P=10$ (m равно 100, 1000 и т. д.). В некоторых частных задачах, например, когда счетчик работает в качестве делителя частоты, m может принимать другие значения. Существует много типов счетных схем, основанных на различных принципах действия. Далее будут рассмотрены лишь основные, нашедшие наибольшее распространение в настоящее время и выполняемые на интегральных схемах и туннельных диодах.

3.4.2. ДВОИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ

Двоичные счетчики или пересчетные схемы среднего и высокого быстродействия (10^{-6}—10^{-8} с) чаще всего выполняют на интегральных схемах. Их компонуют либо из отдельных триггеров, либо из счетных секций—узлов, состоящих из нескольких триггеров и выполненных в виде интегральных схем. Коэффициент пересчета, или емкость двоичных счетчиков, равен $m=2^n$, где n — число двоичных ячеек-триггеров. Непосредственно считывать показания с таких счетчиков не очень удобно, поэтому в настоящее время их редко применяют в виде отдельных приборов-пересчетов или счетчиков. Из-за сравнительной простоты и высокой надежности, а также потому, что информация в них представлена в двоичном виде, они находят широкое применение в автоматизированных экспериментальных установках. В частности, в системе КАМАК (см. гл. 7) из двоичных счетчиков выполняют сложные регистрирующие устройства, обеспечивающие вывод данных и их передачу в ЭВМ. Двоичные счетчики находят также применение в преобразователях аналоговых величин в код, применяемых в спектрометрической аппаратуре (см. гл. 4 и 5). В зависимости от выполняемых задач применяют схемы двоичных счетчиков, различающихся в основном типами связей между пересчетными ячейками.

Последовательные счетчики выполняются из счетных T-триггеров либо из JK-триггеров, работающих в счетном режиме. Триггеры включаются последовательно так, что информационный выход Q предыдущего триггера подключается к счетному входу C последующего (см. схему на рис. 3.26,*а*, выполненную на триггерах MS-типа). Входные сигналы поступают только на первый триггер и изменяют его состояние, первый триггер изменяет состояние второго, второй воздействует на третий и т. д. Работу счетчика

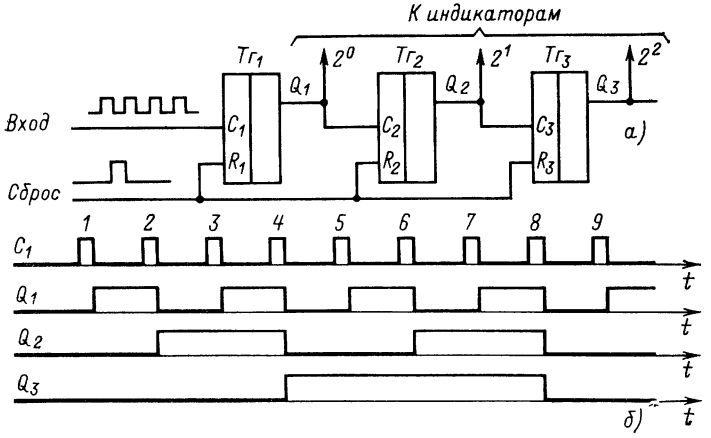


Рис. 3.26. Последовательный двоичный счетчик на T-триггерах MS-типа *(а)* и временные диаграммы его работы *(б)*

удобно проследить при помощи временных диаграмм (рис 3.26,*б*). Перед началом регистрации счетчик переводится в исходное состояние — сбратывается в 0. Для этого на входы R всех триггеров подается однократный импульс (R=1) и все триггеры переходят в состояние 0. При поступлении на вход счетчика C_1 первого информационного импульса (1) первый триггер $T_{г_1}$ перейдет из состояния 0 в состояние 1, причем в соответствии с процессами, протекающими в $M-S$-схеме, это произойдет в момент окончания входного импульса. После поступления на C_1 второго импульса, Q_1 изменяется с 1 в 0. Таким образом, после поступления на вход счетчика каждого второго импульса триггер $T_{г_1}$ будет приобретать состояние 0.

Снимаемые с Q_1 перепады напряжения 0→1 поступают на вход C_2 следующего триггера $T_{г_2}$ При этом они, так же как входные импульсы, поступающие на C_1, будут изменять состояние $T_{г_2}$. Нетрудно увидеть, что второй триггер будет переходить из состояния 1 в 0 после поступления на вход каждого четвертого импульса. Аналогичным образом второй триггер будет изменять состояние третьего триггера. Причем третий триггер перейдет в состояние 0 после прихода на вход схемы восьмого входного сигнала. После восьмого входного сигнала все триггеры оказываются в состоянии 0, т. е. схема приходит в исходное состояние.

Коэффициент пересчета, или емкость, рассмотренной схемы, состоящей из трех триггеров, равен $2^3=8$; при поступлении на вход от 0 до ($2^3-1=7$) импульсов схема в целом приобретает восемь возможных состояний, которые сведены в табл. 3.10. Таким образом, двоичный счетчик имеет емкость, или коэффициент пересчета, равный $m=2^n$, где n — число двоичных ячеек, и может хранить от 0 до (2^n-1) импульсов. В том случае, когда пересчетная схема

ставится перед механическим или другим медленным регистрирующим устройством, необходимое число триггеров определяется разрешающим временем этих устройств и обычно не превышает $n=6\div8$, т. е. $m=64\div128$. Если схема работает в качестве самостоятельного счетчика, то число ячеек зависит от того, какое число событий необходимо зарегистрировать, в большинстве случаев $n=13\div16$ и соответственно $m=(8\div64)\,10^3$. Иногда строят счетчики и большей емкости.

Таблица 3.10

Номер входного импульса	Состояние триггера		
	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1
8	0	0	0

При рассмотрении таблицы состояний триггеров счетчика нетрудно убедиться, что число поступивших на вход импульсов хранится в счетчике в двоичной системе счисления, поэтому триггерам присваивают номера разрядов, соответственно 1-му триггеру — 1-й разряд; 2-му триггеру — 2-разряд и т. д. Находящуюся в счетчике информацию легко прочитать по состоянию триггеров. Для этого выходы Q_1, Q_2 ... и т. д. подключают к вентилям, управляющим индикаторными лампочками или светодиодами. Горящая лампочка показывает, что триггер находится в состоянии 1. «Веса» разрядов указываются рядом с лампочками, начиная с первого разряда они соответственно равны 2^0, 2^1, 2^2, ..., n^{n-1}. Для считывания показаний в десятичной форме надо просуммировать веса только у горящих лампочек. Существуют и другие способы считывания информации более подробно они будут рассмотрены в последующих разделах.

В автоматизированных установках информация с двоичных счетчиков обычно считывается параллельно, так как одновременно опрашиваются все разряды (см. § 3.8). Считывание может производиться либо после остановки счетчика, либо во время регистрации. При этом надо учитывать переходные процессы в счетчике, т. е. время установления триггеров $t_{\text{уст.тр}}$. В счетчике последовательного типа величина $t_{\text{уст}}$ определяется задержкой последовательной передачи информации из младшего разряда счетчика в старший. Наибольшую величину $t_{\text{уст}}$ имеет после поступления на вход 2^n-1-го импульса, когда схема переходит в исходное состояние,

$$t_{\text{уст.макс}} = n2\tau_{\text{ср}},$$

где $2\tau_{\text{ср}}$ — задержка переключения одного триггера.

В рассмотренной схеме последовательного счетчика связь между триггерами была выполнена с одного информационного выхода Q предыдущего триггера на счетный вход C последующего. Такие схемы называют однопроводными. Имеются схемы с более сложными связями: двух-, трехпроводные, обладающие повышенной надежностью.

Счетчики с параллельным переносом имеют значительно меньшее время установления, чем последовательные схемы. Достигается это тем, что входные сигналы поступают параллельно на тригге-

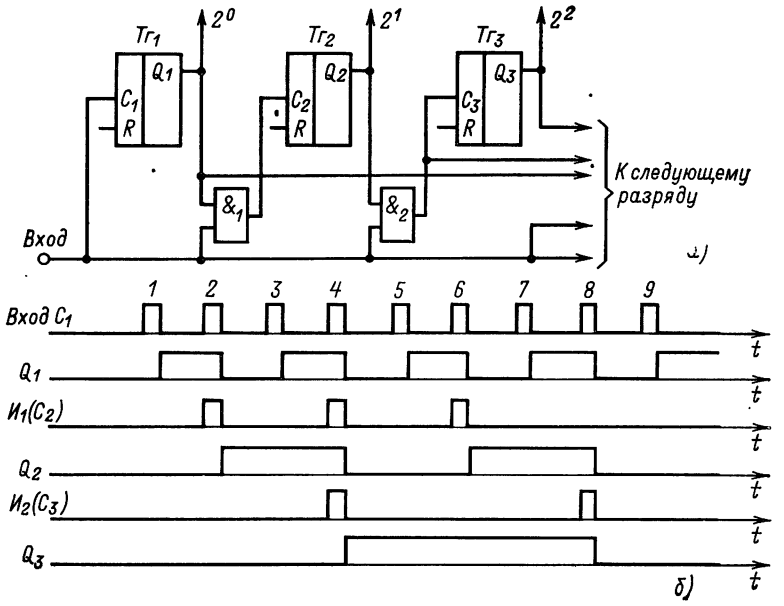


Рис. 3.27. Двоичный счетчик с параллельным переносом на T-триггерах ($а$), временные диаграммы ($б$)

ры всех разрядов. Схема счетчика с параллельным переносом и поясняющие его работу временные диаграммы приведены на рис. 3.27. На счетные входы C каждого триггера, кроме первого, входные сигналы поступают через схемы $И$. При этом второй вход схемы $И_1$ соединен с информативным выходом Q_1 первого триггера, два входа схемы $И_2$ соединены с Q_1, Q_2 и т. д.

Первый триггер меняет свое состояние в момент окончания входных импульсов (см. диаграмму Q_1). При совпадении на $И_1$ входных импульсов $C_1=1$ и $Q_1=1$ формируются импульсы $C_2=1$. Последние управляют $T_{г2}$; изменение состояний этого триггера показано на диаграмме Q_2. Аналогичным образом схемой $И_2$ выделяется входной импульс *4*, от которого срабатывает $T_{г_3}$.

Нетрудно увидеть, что время установления схемы определяется задержкой в схеме $И$ ($\tau_с$) и временем изменения состояния триггера $\tau_{Тг}$: $\tau_{уст}=\tau_с+\tau_{Тг}=3\tau_с$. Счетчик с параллельным переносом удобно выполнять на JK-триггерах. При составлении схемы на этих триггерах учитывают тот факт, что при подаче на входы J и K единичного уровня схема работает по входу C как счетный триггер (см. рис. 3.25). В схеме, приведенной на рис. 3.28, входные импульсы поступают параллельно на все входы C_1, C_2, C_3 ..., а сигналы с информационных выходов Q подаются на соединенные вместе J и K входы, причем на $T_{г_2}$ поступает Q_1 от $T_{г_1}$, на $T_{г_3}$ поступает Q_1 от $T_{г_1}$ и Q_2 от $T_{г_2}$ и т. д. Подключение к триггеру нескольких разрешающих сигналов Q возможно благодаря на-

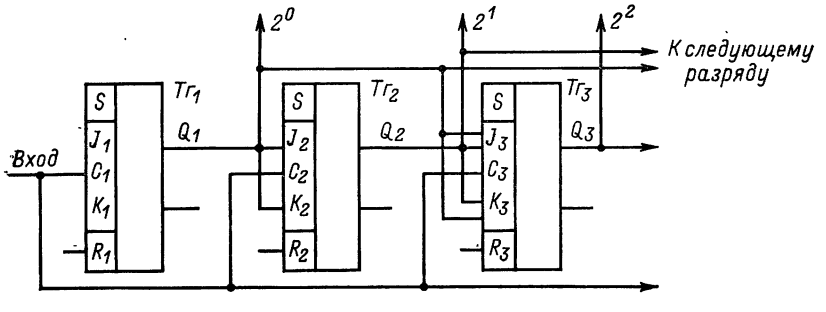


Рис. 3.28. Двоичный счетчик с параллельным переносом на JK триггерах (*а*); временные диаграммы (*б*)

личию в интегральных схемах нескольких входов J и K. Для упрощения схемы на ней не показаны неиспользованные J и K входы, на них подаются единичные уровни, не показана также шина сброса, подключаемая к входам R.

Счетчики с параллельным переносом, как уже отмечалось, имеют минимальное время установления. Поэтому их применяют в прецизионных делителях частоты, в кодировщиках интервалов времени и т. п. К сожалению, такие счетчики трудно выполнить с большим коэффициентом пересчета из-за значительного усложнения межразрядных связей и ограниченного числа J и K входов. Поэтому они выполняются с m, равным 8, 16, 32. Больший коэффициент пересчета обеспечивается комбинированными параллельно-последовательными схемами. Они выполняются в виде последовательно включенных секций с небольшим числом разрядов, соединенных по схеме с параллельным переносом.

Реверсивные счетчики. Рассмотренные выше счетчики суммируют поступающие на их вход импульсы. Такую работу иногда называют режимом $+1$, так как с приходом каждого нового импульса добавляется 1 к числу, находящемуся в счетчике. Иногда возникает обратная задача — производить вычитание импульсов, т. е. работать в режиме -1. Например, в случае поочередного измерения эффекта и фона удобно одним и тем же счетчиком вести суммирование импульсов эффекта и вычитание импульсов фона. Аналогичные задачи встречаются при цифровой обработке результатов измерений. Счетчики, выполняющие как суммирование, так и вычитание поступающей информации, т. е. работающие в режимах $+1$ и -1, называют реверсивными.

Чтобы перевести счетчик из режима суммирования в режим вычитания, необходимо счетные входы всех триггеров, начиная со второго, переключить с выхода Q на $\bar{Q}$ предыдущего триггера. На функциональной схеме (рис. 3.29,*а*) это делается с помощью переключателей $П_1$—$П_3$, введенных в схему последовательного счетчика, составленного из триггеров MS-типа. Допустим, что счетчик находится в исходном состоянии и работает в режиме $+1$, т. е. переключатели $П_1$—$П_3$ ... соединены соответственно с $Q_1=0$; $Q_2=0$; $Q_3=0$ ... Тогда с поступлением каждого входного импульса

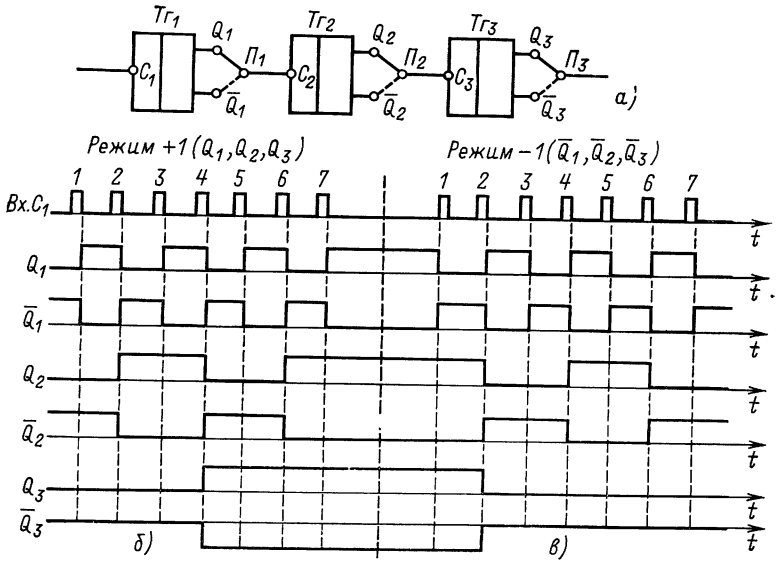


Рис. 3.29. Принцип реверсирования счетчика:
а — упрощенная схема двоичного счетчика с переключателями; *б, в* — временные диаграммы, соответствующие режимам +1 и —1

схема будет последовательно изменять состояния (рис. 3.29,*б*). Переход первого триггера *MS*-типа из одного состояния в другое происходит в момент спада входного импульса, точно так же изменяются состояния триггера любого разряда в момент спада напряжения на информационном выходе Q предыдущего триггера, т. е. когда Q изменяется с 1 на 0. После поступления на вход схемы семи импульсов состояния триггеров соответствуют $Q_1=1$; $\bar{Q}_1=0$ ($T_{г_1}$); $Q_2=1$; $\bar{Q}_2=0$ ($T_{г_2}$); $Q_3=1$; $\bar{Q}_3=0$ ($T_{г_3}$). Если теперь перевести схему в режим —1, т. е. переключатели $П_1$—$П_3$ соединить соответственно с $\bar{Q}_1=0$; $\bar{Q}_2=0$ и $\bar{Q}_3=0$, и на вход схемы подавать импульсы, то с приходом каждого нового импульса схема будет последовательно принимать состояния, которые у нее были после регистрации 6, 5, 4, 3-го и т. д. сигналов в режиме +1. (При составлении временной диаграммы в режиме —1 надо пользоваться теми же правилами, что и в режиме +1). Таким образом, действительно в режиме вычитания поступление на вход счетчика каждого нового импульса приводит к уменьшению хранящегося числа на единицу.

В реальной схеме последовательного реверсивного счетчика роль переключателей $П$ выполняют логические схемы, составленные из элементов И и ИЛИ. В зависимости от программы измерений этими схемами счетчик последовательно переводится в режимы +1 и —1. Если необходимо одновременно вести суммирование и вычитание событий, то удобно пользоваться реверсивным счетчиком с двумя входами, выполненным по схеме со сквозным переносом (рис. 3.30). Здесь регистрируемые импульсы в зависимости от того, по какому входу они

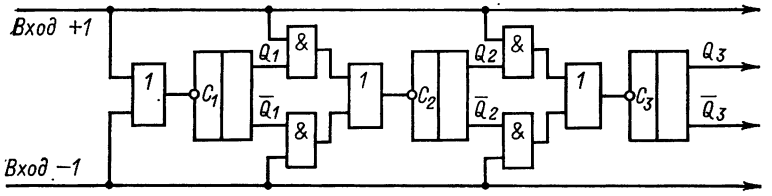


Рис. 3.30. Реверсивный двоичный счетчик со сквозным переносом

поступают, — по суммирующему (Вх. +1) или вычитающему (Вх. —1), сами коммутируют с помощью схем И выходы Q и $\overline{Q}$ на последующие триггеры. Для надежной работы такого счетчика необходима дополнительная логическая схема, исключающая одновременное поступление сигналов на оба входа.

3.4.3. ДЕСЯТИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ

Десятичные счетчики выполняются из секций, называемых декадами, с коэффициентом пересчета, равным 10. Поэтому коэффициент пересчета или емкость счетчика, составленного из n декад, равна $m=10^n$. Основное преимущество десятичных счетчиков по сравнению с двоичными в том, что информация с них может быть снята в удобной десятичной форме. Поэтому такие счетчики широко применяют в экспериментальной физике в виде самостоятельных приборов. При передаче данных с десятичных счетчиков в ЭВМ информацию иногда необходимо перекодировать при помощи вспомогательных устройств или в самой ЭВМ.

Существует большое разнообразие схем десятичных счетчиков; в экспериментальной практике чаще других применяют кольцевые схемы и схемы с обратными связями.

Кольцевые схемы названы по способу соединения триггеров. В такой схеме триггеры включены последовательно друг за другом и последний триггер соединен с первым, образуя кольцо. Входные сигналы поступают параллельно на счетные входы всех триггеров. В этих схемах можно использовать триггеры любых типов либо интегральные схемы регистров (см. § 3.8). На рис. 3.31,*а* приведена кольцевая схема, составленная из JK-триггеров; применение этих триггеров позволяет практически исключить дополнительные логические элементы, которые усложняют схему, например в случае применения RS-триггеров.

Обратим внимание на исходное состояние схемы, при котором первый триггер $T_{г0}$ находится в состоянии 1, а все остальные триггеры $T_{г1}$—$T_{г3}$ — в состоянии 0. Для перевода схемы в исходное состояние подается единичный импульс сброса на S_0, R_1, R_2, R_3. При поступлении на вход счетчика первого импульса (1), триггер $T_{г0}$ перейдет из состояния 1 в 0, так как в исходном состоянии на K_0 подано $\overline{Q}_3=1$ и на J_0 подано $Q_3=0$ (см. рис. 3.31,*а*, *б*). Первый импульс (1) также изменит с 1 на 0 состояние второго триггера

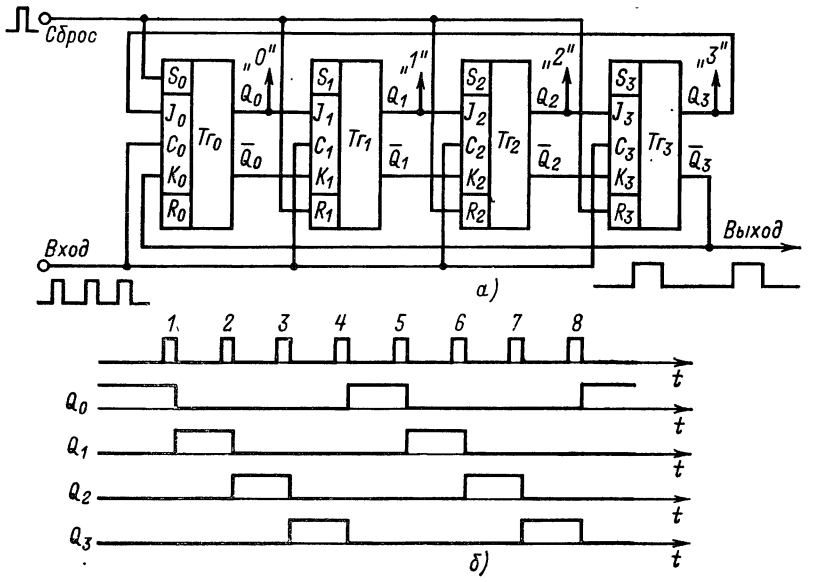


Рис. 3.31. Кольцевой счетчик на JK-триггерах (*а*); временные диаграммы (*б*)

$T_{г_1}$, так как у него в исходном состоянии на J_1 подано $Q_0=1$. На все остальные триггеры ($T_{г_2}$, $T_{г_3}$ и т. д.), у которых на K подано $\bar{Q}=1$, первый импульс (1) не может воздействовать, так как все эти триггеры уже находятся в состоянии 0. С приходом на вход счетчика второго сигнала (2) второй триггер $T_{г_1}$ вернется в состояние 0 и из состояния 0 в 1 перейдет третий триггер $T_{г_2}$. Аналогично будут изменяться состояния схемы при поступлении последующих импульсов. Четвертый импульс переводит схему в исходное положение, при котором первый триггер находится в состоянии 1, а все остальные в 0. Таким образом, коэффициент пересчета кольцевой схемы, состоящей из n триггеров, $m=n$. Схема, выполненная из десяти триггеров, имеет коэффициент пересчета 10, и единичный уровень на выходах Q_0, Q_1, Q_2 ..., Q_9 соответствует весам 0, 1, 2, ..., 9. По подключенным к этим выходам индикаторным лампочкам очень просто считывать показания в десятичной форме.

Недостаток рассмотренной кольцевой схемы — большое число используемых триггеров: 10 на декаду. Поэтому иногда декаду выполняют из кольцевой схемы на пяти триггерах и одной двоичной пересчетной ячейки.

Из временных диаграмм (рис. 3.31,*б*) работы кольцевой схемы видно, что каждый триггер дважды меняет состояние за время, равное интервалу между входными импульсами. Поэтому разрешающее время такой схемы такое же, как и у двоичного счетчика,

выполненного на аналогичных триггерах, или несколько хуже, так как в кольцевой схеме разрешение будет определяться триггером, имеющим самое плохое время разрешения.

Быстродействие кольцевых пересчетных схем можно значительно улучшить, если обеспечить переключение триггеров после поступления нескольких входных импульсов. Подобным образом — по принципу «волны» работают кольцевые пересчетные схемы с перекрестными связями.

На рис. 3.32,*а* приведена декада, состоящая из пяти *JK*-триггеров, в ней, так же как в схеме, приведенной на рис. 3.31*а*, входные сигналы параллельно поступают на входы $C_1 - C_5$ всех триггеров, выходы Q и $\overline{Q_5}$ триггеров $T_{г1} - T_{г4}$ поданы на соответствующие входы J и K триггеров $T_{г2} - T_{г5}$. Отличие состоит в том, что выходы Q_5 и $\overline{Q_5}$ перекрещены и поданы соответственно на K_1 и J_1, а также в том, что в исходном положении все триггеры находятся в состоянии 0 (для упрощения схемы цепи сброса на 0 не показаны).

При поступлении первого входного импульса (1), очевидно, сработает только первый триггер $T_{г1}$, так как он находится в состоянии 0 и на J_1 и K_1 поданы соответственно $Q_5=1$ и $Q_5=0$. Все остальные триггеры состояния не изменят, поскольку в момент поступления первого входного импульса все они находятся в состоянии 0 и к их входам K приложены $Q=1$, а на входы J поданы $Q=0$.

В момент поступления второго входного импульса (2) сработает триггер $T_{г2}$, так как только у него из всех триггеров, находящихся в 0, к входу J_2 приложено $Q_1=1$. Заметим, что $T_{г1}$ будет оставаться в состоянии 1, так как на J подано $Q_5=1$. Аналогично триггеры схемы будут переключаться с 0 на 1 при поступлении на вход первых пяти импульсов (1—5). После переключения

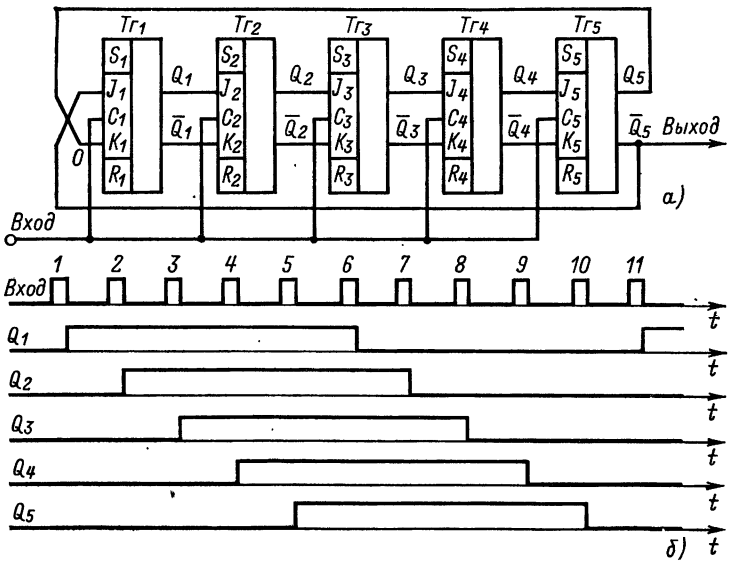


Рис. 3.32. Кольцевой счетчик с перекрестными связями (*а*); временные диаграммы (*б*)

пятым входным импульсом (5) триггера $T_{г5}$ на входы J_1 и K_1 триггера $T_{г1}$ будут соответственно поданы $Q_5=0$ и $Q_5=1$. Поэтому шестой импульс (6) переведет $T_{г1}$ с 1 в 0. Подобным образом изменят состояния $T_{г2}$—$T_{г5}$ при поступлении 7—10-го импульсов. После поступления 10-го входного импульса схема возвращается в исходное состояние.

Из временны́х диаграмм (рис. 3.32,*б*) видно, что состояния триггеров сдвигаются подобно волне, при этом каждый триггер дважды меняет состояние в течение времени nT, где T — период следования входных импульсов, а n — число триггеров в схеме. Поэтому разрешающее время кольцевого счетчика с перекрестными связями в пределе в n раз больше разрешения отдельного триггера. В подобных схемах с дополнительными логическими элементами обеспечивается быстродействие до 500 МГц. Коэффициент пересчета схемы равен $2n$; число триггеров в счетчике с перекрестными связями вдвое меньше, чем в обычной кольцевой схеме с тем же коэффициентом пересчета

Кольцевые схемы применяют не только для построения декад десятичных счетчиков; далее будет показано, что они используются в качестве коммутаторов временны́х анализаторов, делителей частоты и т. п.

Декадные схемы с дополнительными связями. В экспериментальной практике широкое распространение получили декадные схемы, образованные из двоичных схем с коэффициентом пересчета 16 при введении дополнительных связей. Назначение дополнительных связей — приводить схему в исходное состояние не после 16 импульсов на входе, а только после 10. Таким образом, как бы внутри самой схемы происходит «добавление» шести импульсов во время поступления на вход каждого нового десятка сигналов. В этих схемах часто используется тот факт, что принудительное изменение состояния одного из триггеров, например второго или третьего, эквивалентно подаче на вход соответственно двух или четырех сигналов. Существует около 20 вариантов декад, выполненных на четырех триггерах. Наибольшее распространение получили декады типа 16—6 и особенно 8+2. Рассмотрим подробно работу этих декад. Следует отметить, что декадные схемы помимо хорошего быстродействия и высокой надежности должны также обеспечивать представление данных в однозначном двоично-десятичном коде, т. е. одноразрядное десятичное число должно фиксироваться только одной возможной комбинацией (см. § 3.8). Удобен в работе однозначный двоично-десятичный код 8—4—2—1, поскольку представление в нем одноразрядного десятичного числа точно совпадает с простым двоичным кодом.

Схема декады типа 16—6 и поясняющие ее работу временны́е диаграммы приведены на рис. 3.33. Схема собрана на четырех счетных триггерах с установочными входами. Между триггерами выполнены обычные связи, характерные для двоичного счетчика (с выходов Q на входы C), а кроме того, введены дополнительные связи M и N с выхода Q_4 на установочные входы второго триггера S_2 и третьего триггера S_3.

Напомним, что поступление сигнала по цепям дополнительных

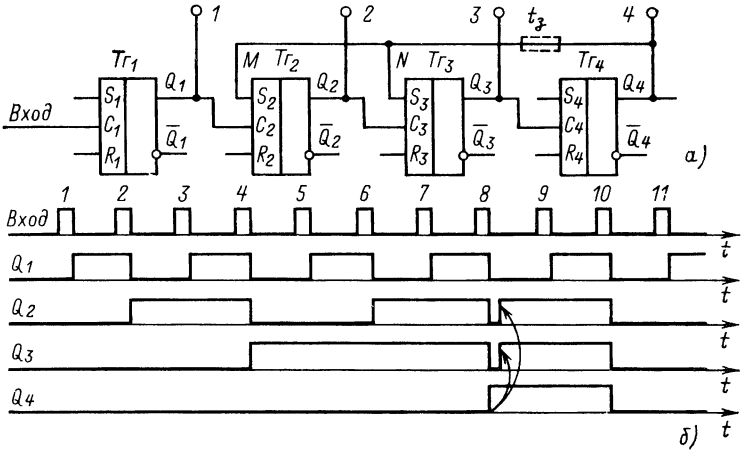


Рис. 3.33. Декадный счетчик типа 16—6 (*а*) и временные диаграммы (*б*)

связей на входы S_2 и S_3 эквивалентно регистрации по входу декады соответственно двух и четырех импульсов.

В исходном положении все триггеры находятся в состоянии 0 и $Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=0$. При поступлении на вход схемы с первого по восьмой импульс декада работает как обычный двоичный счетчик. Но после срабатывания от восьмого импульса четвертого триггера второй и третий триггеры положительным перепадом напряжения с выхода Q_4 будут переведены из 0 в 1. Эта операция эквивалентна добавлению по входу декады 2+4=6 сигналов, т. е. после поступления на вход декады первых восьми импульсов ее состояние такое же, как у двоичного счетчика, зарегистрировавшего 8+6=14 импульсов. От девятого и десятого импульсов схема также работает как двоичный счетчик, при этом десятый импульс возвращает ее в исходное состояние и с выхода снимается сигнал, соответствующий десятому импульсу на входе. Состояния триггеров схемы сведены в табл. 3.11.

Таблица 3.11

Номер входного импульса	Состояние триггера			
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
	0	1	1	1
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

Из данных табл. 3.11 и временных диаграмм (рис. 3.33,*б*) легко заметить, что для надежной работы схемы сигнал, поступающий с триггера $Тг_4$, должен быть немного задержан, чтобы с приходом восьмого импульса второй и третий триггеры успели вначале перейти из 1 в 0, а затем из 0 в 1. Задержка должна быть в 2—3 раза больше разрешающего времени триггеров; ее можно осуществить при помощи интегрирующей *RC*-цепи или дополнительного логического элемента. Величина вводимой задержки в конечном счете опреде-

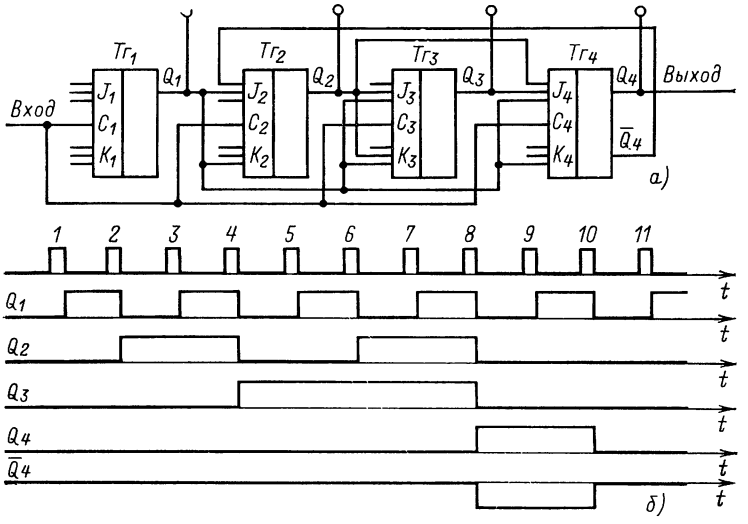


Рис. 3.34. Декадный счетчик типа 8+2 (*а*) и временные диаграммы (*б*)

ляет разрешение рассмотренной декады. Сравнивая в табл. 3.11 десятичные числа с кодовой записью, видим, что в декаде 16—6 веса триггеров равны 1, 2, 4, 2 и, следовательно, схема работает в коде 2—4—2—1 (первая цифра в коде соответствует высшему разряду). При этом все одноразрядные десятичные числа записываются разными комбинациями значений кодов, т. е. числа представляются в однозначном двоично-десятичном коде.

Лучшее разрешение и более удобный код имеет декада «8+2»; ее схема и пояснительные временные диаграммы приведены на рис. 3.34. Декада выполнена на *JK*-триггерах по схеме параллельного переноса. В рассматриваемой декаде, так же как в двоичном счетчике с параллельным переносом, входные сигналы поступают параллельно на входы *C* всех триггеров, информационный выход Q_1 подан на входы *JK*-триггеров $T_{г1}$, $T_{г2}$, $T_{г3}$; выход Q_2 связан с J_3 и K_3 третьего триггера и J_4 четвертого триггера; Q_3 подано только на J_4. Кроме перечисленных связей введена дополнительная связь с $\overline{Q}_4$ на J_2. На все свободные входы *J*, *K* в рекальной схеме подается постоянный единичный уровень.

В исходном положении все триггеры находятся в состоянии 0 и $Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=0$. При поступлении на вход декады первых восьми импульсов схема работает как двоичный счетчик. При этом триггеры $T_{г1}$ — $T_{г3}$ находятся в счетном режиме, так как на входы J_1, K_1 подан единичный уровень, а на входы *J* и *K* второго и третьего триггеров поступают единичные уровни с информационных выходов *Q*.

После прихода восьмого импульса и срабатывания четвертого триггера на его инверсном выходе будет $\overline{Q}=0$. Этим уровнем закрывается $T_{г2}$ по входу J_2. Поэтому девятый импульс сосчитывается только первым триггером; от этого им-

пульса у $Tг_1$ Q_1 изменяется с 0 на 1. Десятый импульс возвращает в нулевое состояние первый триггер, а также переводит из 1 в 0 четвертый триггер, так как с выхода Q_4 поступает на K_4 единичный уровень. Таким образом, после десятого импульса схема принимает исходное состояние. На временны́х диаграммах (рис. 3.34,*б*) видно, что время разрешения, декады «8+2» с параллельным переносом определяется временем разрешения первого триггера.

Состояния триггеров схемы 8+2 во время регистрации 1—10-го импульсов приведены в табл. 3.12, из нее видно, что декада работает в коде 8—4—2—1.

Напомним, что этот код полностью совпадает с двоичным кодом, облегчая дальнейшую обработку цифровой информации.

Таблица 3.12

Номер входного импульса	Состояние триггера			
	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

3.4.4. ИНДИКАЦИЯ ПОКАЗАНИЙ СЧЕТЧИКОВ

В процессе эксперимента необходимо следить за ходом измерений и считывать данные, поэтому счетчики снабжают световыми индикаторами. Обычно информация представляется поразрядно. В двоичных счетчиках индикаторы подключают к информационным выходам Q каждого разряда. В качестве индикаторов часто применяют миниатюрные лампочки накаливания или светодиоды; они потребляют большой ток, поэтому подключают их к триггерам через усилители. В частности, в схеме, приведенной на рис. 3.35,*а*, светодиод соединен с выходом Q через дополнительный логический элемент И. Диод светится, если управляющий им триггер находится в состоянии 1. При снятии данных читаются цифры (веса разрядов — 2, 4, 8 ...) у горящих индикаторов.

Кольцевые счетчики также иногда снабжаются простейшей индикацией, аналогичной рассмотренной (рис. 3.35,*а*). В этом случае каждая кольцевая декада имеет 10 лампочек с весами от 0 до 9.

Удобно считывать данные с цифрового газоразрядного индикатора (рис. 3.35,*б*). Он выполняется в виде небольшой лампы, в баллоне которой находится сетчатый анод и 10 катодов — проволочных цифр от 0 до 9. Каждый катод имеет вывод; коммутируя эти выводы на источник высокого напряжения, можно высвечивать любую цифру. При включении цифрового индикатора на кольцевой счетчик сигналы с выходов Q подаются на катоды через усилители. В декадах с дополнительными связями перед усилителями устанавливается дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код в десятичный.

Серьезный недостаток газоразрядных цифровых индикаторов — их плохая совместимость с транзисторными и интегральными схемами по питанию; для их работы необходимо напряжение около

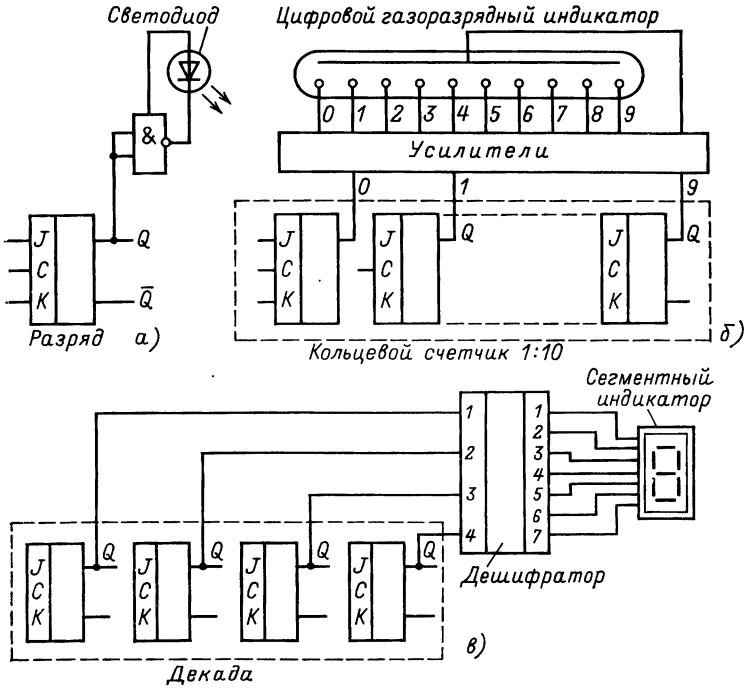


Рис. 3.35. Схемы включения световых индикаторов:
а — светодиода; *б* — цифрового газоразрядного индикатора; *в* — сегментного цифрового индикатора на светодиодах

200 В. В этом отношении удобнее сегментные цифровые индикаторы на светодиодах.

Сегментные индикаторы выпускают специально для работы с интегральными схемами. Образующие их светодиоды выполнены в виде семи сегментов, подавая на которые в разных комбинациях напряжение, можно синтезировать цифры 0, 1, 2, ..., 9 (рис. 3.35,*в*). Для подключения этих индикаторов к декадам с дополнительными связями применяют дешифраторы имеющие четыре входа и семь выходов. Входы соединяют с информационными выходами $Q_1 \div Q_4$ триггеров декады. Двоично-десятичный код счетчика преобразуется дешифратором в семеричный код, которым управляются сегменты в индикаторе и в зависимости от числа, содержащегося в декаде, на индикаторе изображается соответствующая десятичная цифра.

В сложных регистрирующих устройствах, выполненных, например, в системе КАМАК (см. гл. 7), часто применяют большое число многоразрядных счетчиков, и информация из них, как правило, выводится автоматически на цифропечатающие машины или передается в ЭВМ. Для местного контроля в таких устройствах предусматривается общий индикаторный блок, на который данные коммутируются из любого счетчика.

§ 3.5. СЧЕТЧИКИ (ПЕРЕСЧЕТНЫЕ СХЕМЫ) НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

Наиболее быстродействующие счетные схемы, рассчитанные на частоты следования сигналов порядка нескольких сотен мегагерц, на туннельных диодах выполнялись ранее.

С появлением высокочастотных интегральных схем счетчики на туннельных диодах применяются только в особых случаях. Ток в туннельном диоде создается основными носителями, их прохождение не связано с накоплением неравновесных зарядов, что обеспечивает очень низкую инерционность. Предельная частота достигает нескольких сотен мегагерц и ограничивается емкостью перехода, распределенным сопротивлением базы и индуктивностью выводов. Вольт-амперная характеристика туннельного диода имеет падающий участок (рис. 3.36). В этой области характеристики диод обладает отрицательным сопротивлением и поэтому может быть использован для генерирования и усиления электрических колебаний, в частности для создания релаксационных и триггерных схем.

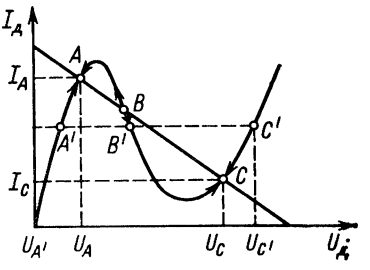


Рис 3.36 Вольт-амперная характеристика туннельного диода и нагрузочная характеристика

Основные характеристики туннельного диода не изменяются в очень широком диапазоне температур — от нескольких градусов абсолютного нуля до 300—400 °С. Кроме того, туннельные диоды устойчивы к ионизирующим излучениям, что позволяет их применять в установках, работающих на ядерных реакторах и ускорителях в зонах высокой радиации.

Туннельный диод — двухэлектродный прибор, поэтому выполняемые на нем схемы имеют сильную электрическую связь между выходом и входом. В некоторых случаях этот недостаток затрудняет применение туннельных диодов.

3.5.1. ТРИГГЕРЫ НА ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДАХ

Особенности вольт-амперной характеристики туннельного диода (см. рис. 3.36) позволяют выполнить триггерную схему на одном диоде (рис. 3.37,*а*). Диод включается последовательно с сопротивлением нагрузки R и источником питания E. Сопротивление R выбирают таким, чтобы нагрузочная характеристика, определяемая уравнением

$$U_д = E - Ri, \qquad (3.17)$$

пересекала вольт-амперную характеристику $U_д = f(i)$ в трех точках A, B, C (см. рис. 3.36). Анализируя процессы, происходящие в схе-

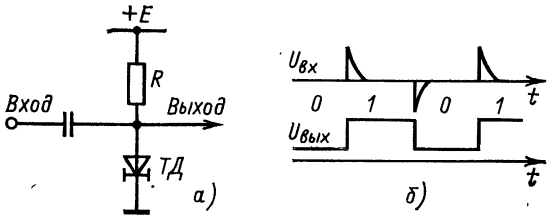


Рис. 3.37. Бистабильная схема на туннельном диоде (триггер) (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

ме, можно показать, что две крайние точки A и C устойчивы, средняя точка B неустойчива. Действительно, если состояние схемы соответствует точке B, то в соответствии с уравнением (3.17) любое изменение тока в этой точке влияет на напряжение, способствующее изменению тока том же направлении. Так, если начальным толчком является увеличение тока i или уменьшение напряжения U, то схема перейдет в устойчивое состояние A. Когда же начальным толчком является уменьшение тока i или увеличение напряжения U, схема перейдет в устойчивое состояние C.

В простейшей бистабильной схеме (рис. 3.37,*а*) для перевода диода из одного состояния в другое нужны импульсы тока или напряжения разных знаков. На рис. 3.37,*б* приведены временны́е диаграммы управляющих импульсов и выходного напряжения. Допустим, что схема находится в исходном состоянии в точке A, тогда первый положительный импульс, амплитуда которого превышает U_c, переведет схему во второе состояние — в точку C. Во втором состоянии, так же как и в первом, схема может пребывать очень долго. Из этого состояния ее выведет отрицательный импульс с амплитудой $(U > U_c - U_A)$. Таким образом, схема имеет два устойчивых состояния, которые условно могут быть обозначены 0 и 1.

Рассмотренная бистабильная схема используется в кольцевых счетчиках, формирователях, быстродействующих регистрах для хранения информации и т. д. В этих случаях нагрузка туннельного диода R имеет сравнительно большую величину и нагрузочная характеристика A', B', C' проходит так, что токи в обеих стабильных точках A' и C' примерно равны, $I_{A'} \approx I_{C'}$.

В пересчетных ячейках на туннельных диодах необходимо, чтобы $I_A > I_C$, поэтому сопротивление R делается одного порядка с отрицательным сопротивлением диода и нагрузочная характеристика $A\,B\,C$ имеет больший наклон, чем в первом случае.

Схема, приведенная на рис. 3.38,*а*, отличается от предыдущей тем, что нагрузка туннельного диода состоит из двух частей R_1 и R_2. В этой схеме можно последовательно менять ее состояния импульсами одного знака, подавая их на входы S и R. Действительно, если в исходном состоянии падение напряжения на диоде мало (рабочая точка A на рис. 3.36), то поступающий на вход S поло-

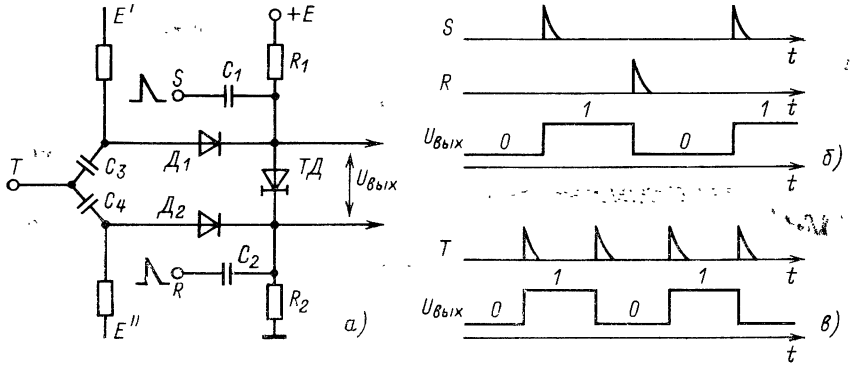


Рис. 3.38. Двоичная пересчетная ячейка на одном туннельном диоде (*а*) и временные диаграммы ее работы при установочном (*б*) и счетном запуске (*в*)

жительный импульс переведет схему во второе состояние (точка C). В этом состоянии схема будет находиться до тех пор, пока не придет положительный импульс на вход R — на катод диода. Поступление положительного импульса на катод диода эквивалентно поступлению отрицательного импульса на анод; при этом схема возвращается в исходное (первое) состояние (переход из точки C в точку A). Таким образом схема работает как RS-триггер (рис. 3.38,*б*).

Для превращения рассмотренной схемы в счетный триггер нужно ввести два диода $Д_1$ и $Д_2$, на которые со входа T поступают сигналы. Смещения E' и E'' и падения напряжений на аноде и катоде $ТД$ обеспечивают в любом из состояний схемы прохождение сигналов только через один из диодов $Д_1$ или $Д_2$. Поэтому каждый входной сигнал последовательно переводит схему из одного состояния в другое и по входу T триггер работает как двоичная пересчетная ячейка (рис. 3.38,*в*).

Счетные триггеры на туннельном диоде строят и с транзисторным управлением. Однако введение в схему как транзисторов, так и обычных диодов не позволяет в полной мере использовать высокочастотные свойства туннельных диодов. Чаще применяют схемы, выполненные только на туннельных диодах, в частности в основе многих счетчиков лежит триггер на двух туннельных диодах (рис. 3.39). В этой схеме диоды включены последовательно, диод $ТД_2$ как бы является нагрузкой диода $ТД_1$; кроме того, к диодам подключен сравнительно низкоомный делитель R_1, R_2, средняя точка которого через индуктивность L связана с местом соединения диодов. Параметры схемы выбирают так, чтобы через один диод проходил больший ток и он находился в состоянии A (см. рис. 3.36), а через второй диод проходил меньший ток и он находился в состоянии C либо наоборот.

Для перевода схемы из одного состояния в другое на вход подают однополярные импульсы. Механизм перехода схемы в новое

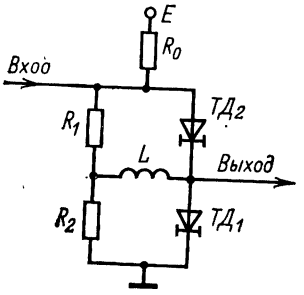


Рис. 3.39. Триггер на двух туннельных диодах

состояние заключается в следующем. Допустим, что верхний диод находится в состоянии A и через него течет ток I_A; нижний диод находится в состоянии C и через него течет ток I_C. Так как $I_A > I_C$, то через индуктивность L протекает разностный ток

$$I_L = I_A - I_C.$$

При подаче на вход схемы положительных импульсов верхний диод переводится в состояние C. Через этот диод начинает течь ток I_C и прекращается поступление разностного тока в индуктивность, на которой развивается напряжение, переводящее нижний диод в состояние A. При поступлении на вход следующего импульса схема вновь возвращается в прежнее состояние.

Индуктивность L запоминает начальное состояние схемы, и ее роль подобна ускоряющим емкостям в транзисторном триггере. Поэтому постоянная времени цепи индуктивности L/R должна быть больше длительности запускающего импульса; в то же время ее следует делать возможно меньше, так как в итоге она определяет быстродействие схемы.

3.5.2. ДВОИЧНЫЕ И КОЛЬЦЕВЫЕ СХЕМЫ

Двоичные счетчики на туннельных диодах так же как аналогичные интегральные схемы, составляют из пересчетных ячеек. Чаще всего применяют двухдиодные триггеры. Схемы различаются в основном видами связи между ячейками. Желательно, чтобы элементы связи, особенно между первыми ячейками, обладали малой инерционностью. В двоичном счетчике, схема которого приведена на рис. 3.40 связь выполнена при помощи дифференцирующей емкости C, включенной последовательно с сопротивлением R', уменьшающим влияние реакции последующего триггера. Дополнительная связь по постоянному току (R'') улучшает стабильность работы схемы.

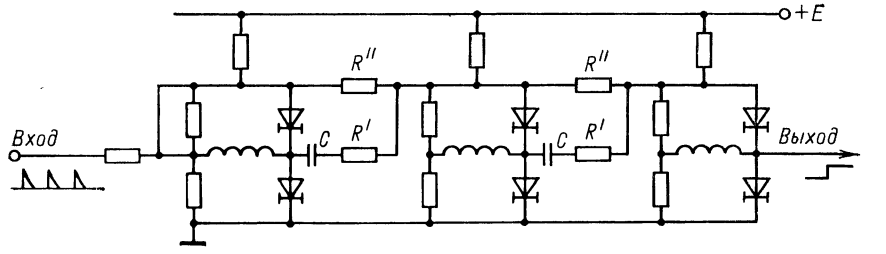


Рис. 3.40. Двоичный счетчик на туннельных диодах

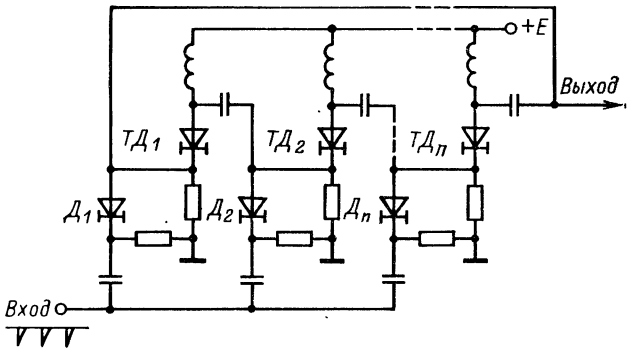


Рис. 3.41. Кольцевой счетчик на туннельных диодах

Между пересчетными ячейками вводят также схемы с активными элементами, например быстродействующие одновибраторы на туннельных диодах или усилительные каскады на транзисторах. Следует заметить, что временные характеристики транзисторных каскадов значительно хуже, чем у триггеров на туннельных диодах, поэтому их применяют в счетчиках, рассчитанных на меньшие скорости счета.

Кольцевая пересчетная схема на туннельных диодах приведена на рис. 3.41. Она составлена из n идентичных ячеек в основу которых положен триггер на одном диоде (см. рис. 3.37). Входные импульсы поступают в ячейки через обращенные диоды $Д_1$—$Д_n$ с высоким быстродействием, которые имеют небольшую отсечку вольт-амперной характеристики. В исходном состоянии режим туннельного диода триггера соответствует точке A на характеристике рис. 3.36, и на туннельном диоде минимальное падение напряжения U_A. Это состояние соответствует записи 1. Режим туннельных диодов всех остальных триггеров определяется точкой C (запись 0), и на этих диодах падает почти все напряжение источника питания. Поэтому первый входной импульс проходит только через диод $Д_1$, в результате $ТД_1$ переходит в состояние 0. Возникающий на индуктивности первой ячейки импульс переводит второй триггер в состояние 1. Второй входной импульс возвращает $ТД_2$ в состояние 0, а $ТД_3$ переводит в 1 и т. д. После поступления на вход n импульсов (n — число триггерных ячеек) вся схема возвращается в исходное состояние.

Для повышения надежности кольцевых схем связь между триггерами выполняют иногда на транзисторах. Инерционность последних ограничивает разрешение счетчиков, поэтому следует применять высокочастотные транзисторы и быстродействующие схемы, например токовые переключатели. Рационально применять схемы, работающие по принципу «волны» (см. рис. 3.32), в этом случае к промежуточным каскадам предъявляются менее жесткие требования.

Двоичные и кольцевые схемы на туннельных диодах обладают очень высоким разрешением, достигающим нескольких сот мега-

герц. На базе этих счетчиков строят декады. Для этого объединяют двоичные ячейки с пятикаскадной кольцевой схемой или вводят дополнительные связи в двоичный счетчик из четырех ячеек (см. § 3.4). Схемы на туннельных диодах обычно делают с небольшим коэффициентом пересчета (8, 10); их используют в качестве предварительных секций счетчиков на интегральных элементах. Такие секции применяют при больших загрузках, а также при эксплуатации аппаратуры в зонах высокой радиации.

3.5.3. МНОГОСТАБИЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Особенности вольт-амперных характеристик туннельных диодов позволяют выполнять на них не только бистабильные, но и многостабильные схемы. В таких схемах туннельные диоды включаются последовательно (рис. 3.42,*а*). Если характеристики диодов идентичны, то суммарная вольт-амперная характеристика цепи из n диодов имеет n областей с отрицательным сопротивлением (рис. 3.42,*б*); последовательная цепь, состоящая из источника тока, сопротивления R и n диодов, имеет $(n+1)$ стабильное состояние.

Десятичный счетчик выполняется из 10 последовательно включенных диодов, параллельно которым включены шунтирующая схема *Ш* и дискриминатор *Дк*. В исходном состоянии на диодах минимальное напряжение U_0 и шунтирующая схема не проводит. При поступлении на вход счетчика положительных импульсов, амплитуда которых превышает разность напряжений между соседними стабильными точками на характеристике (рис. 3.42,*б*), схема будет последовательно с приходом каждого нового импульса изменять состояния 0→1→→2→3 и т. д. При этом в точке A (анод $ТД_{10}$) напряжение нарастает ступенчато (рис. 3.42,*в*). С приходом десятого импульса это напряжение достигает порога дискриминатора *Дк*, который срабатывает, и на его выходе возникает импульс, открывающий шунтирующую схему *Ш*. Последняя начинает проводить, в нее ответвляется ток, протекающий через туннельные диоды, в результате схема переходит в исходное состояние (точка 0 на характеристике). От после-

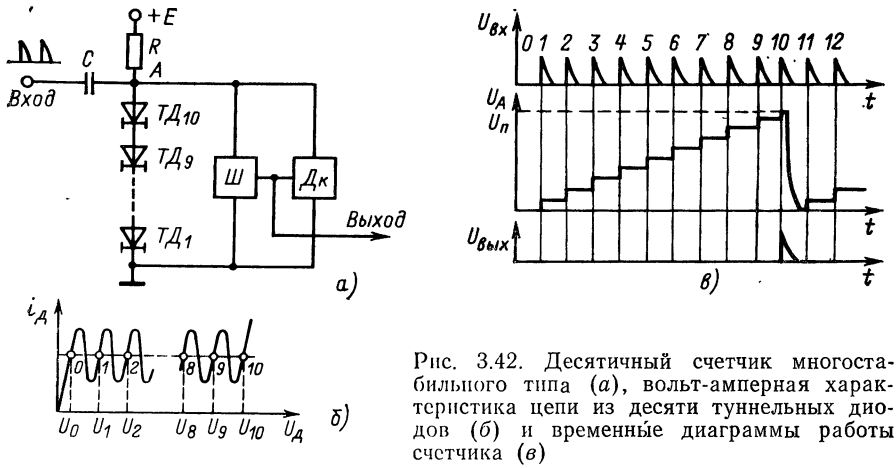


Рис. 3.42. Десятичный счетчик многостабильного типа (*а*), вольт-амперная характеристика цепи из десяти туннельных диодов (*б*) и временные диаграммы работы счетчика (*в*)

дующих сигналов схема работает аналогично; возникающие на ее выходе импульсы подаются на следующую декаду.

Из рассмотрения временных диаграмм (рис. 3.42) видно, что при поступлении с первого по десятый импульс напряжение на диодной цепи U_A нарастает небольшими ступеньками; большой перепад возникает после срабатывания дискриминатора. Ступенчатое нарастание происходит практически мгновенно (доли наносекунд), так как оно определяется процессами перехода цепи туннельных диодов из одной рабочей точки в последующую. При больших перепадах скорость определяется значительной инерционностью шунтирующей цепи, поскольку она выполняется на транзисторе. Поэтому быстродействие многостабильных счетчиков определяется вспомогательными восстанавливающими цепями. Аналогичные многостабильные схемы выполняют также с коэффициентом пересчета 5, и в декаде они объединяются с двоичной ячейкой.

§ 3.6. ПОГРЕШНОСТИ СЧЕТА СЧЕТЧИКОВ (ПЕРЕСЧЕТНЫХ СХЕМ)

Необходимая емкость счетчиков, или коэффициент пересчета m, достигается включением большого числа пересчетных ячеек в двоичных схемах и декад в десятичных схемах. При этом часто возникает вопрос: каким разрешением должны обладать отдельные ячейки?

Время разрешения первой ячейки или декады и входной формирующей схемы определяется средней частотой поступающих сигналов. Полагая, что система имеет постоянное разрешающее время τ, его можно определить исходя из допустимых просчетов (см. разд. 3.1.2). Очевидно, разрешение последующих ячеек или декад должно быть меньше, и делать его таким же высоким, как разрешение первых, нерационально, так как это приводит к усложнению схемы и ухудшению надежности. При выборе разрешающего времени элементов счетных схем надо учитывать возможные потери счета.

3.6.1. РАЗРАВНИВАНИЕ ИНТЕРВАЛОВ МЕЖДУ СОБЫТИЯМИ

Выбор времени разрешения отдельных элементов пересчетной схемы связан с разравниванием ею статистических импульсов. Допустим, что на вход пересчетной схемы с коэффициентом пересчета $m=4$ поступают статистически распределенные импульсы (рис. 3.43). Тогда на выходе схемы будут возникать импульсы после каждого четвертого сигнала на входе. Поскольку пересчетная схема по сути дела суммирует несколько m интервалов между входными сигналами, то импульсы на выходе распределены более равномерно. Очевидно, что с увеличением коэффициента пересчета m такая периодичность будет повышаться. В этом нетрудно убедиться, прослушивая работу механического регистратора, стоящего на выходе пересчетной схемы, подключенной к детектору излучений. При большом коэффициенте пересчета щелчки напоминают работу хронометра.

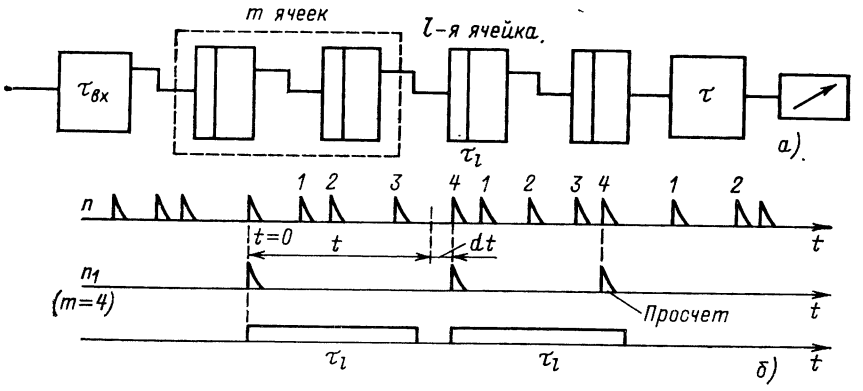


Рис. 3.43. К рассмотрению погрешностей счета счетчика:
а — блок-схема счетчика; *б* — временные диаграммы

Количественная оценка разравнивания для схемы с коэффициентом пересчета m может быть получена из дифференциального закона распределения интервалов t на выходе схемы $U(t)$. Допустим, что в момент $t=0$ произошел отсчет (рис. 3.43,*б*). Следующий отсчет совершится в интервале dt, расположенном между t и $t+dt$. Его вероятность равна $U(t)dt$. Чтобы этот отсчет произошел, необходимо поступление в схему за время t $m-1$ импульса и одного импульса в интервал времени dt. Полагая, что в единицу времени на схему поступает n импульсов, вероятность поступления $(m-1)$-го импульса в интервал времени t можно найти, пользуясь законом Пуассона

$$\frac{(n_0 t)^{m-1}}{(m-1)!}\exp(-n_0 t).$$

Вероятность поступления одного импульса в интервал dt равна $n_0 dt$, следовательно,

$$U(t)\,dt = \frac{(n_0 t)^{m-1}}{(m-1)!}\exp(-n_0 t)\,n_0\,dt,$$

или

$$U(t) = n_0 \frac{(n_0 t)^{m-1}}{(m-1)!}\exp(-n_0 t). \qquad (3.18)$$

Из этого выражения следует, что относительная ширина распределения уменьшается с ростом m.

Сравнение кривых распределения для разных m удобно вести, выражая t в единицах $\bar{t}$ среднего, т. е. рассматривать распределение $V(x)$, где $x=t/\bar{t}=n_0 t/m$.

Так как $\bar{t}=m\frac{1}{n_0}$, то $V(x)=m\frac{(mx)^{m-1}}{(m-1)!}\exp(-mx)$.

Графики функции $V(x)$ для разных m приведены на рис. 3.44. С увеличением коэффициента пересчета кривые сужаются. Инте-

ресно, что распределение резко улучшается даже после одной двоичной пересчетной ячейки ($m=2$). После трех-четырех ячеек сигналы на выходе следуют почти равномерно. Поэтому время разрешения каждой последующей ячейки (4, 5 и т. д.) двоичной пересчетной схемы можно брать примерно вдвое больше, а в декадных схемах, начиная со второй декады, время разрешения можно увеличивать на порядок.

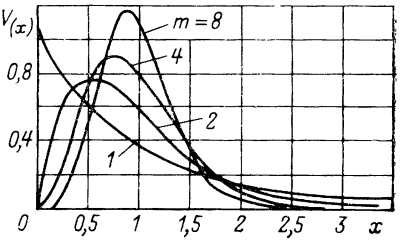


Рис. 3.44. Кривые распределения интервалов для разных коэффициентов пересчета

3.6.2. ВЫБОР РАЗРЕШАЮЩЕГО ВРЕМЕНИ ЭЛЕМЕНТОВ СЧЕТНЫХ СХЕМ

Для точного определения разрешающего времени отдельных ячеек и секций счетчика следует задаться допустимыми потерями счета. Пусть какая-то l-я ячейка пересчета имеет разрешение τ_l и перед ней стоит $l-1$ «идеальная» ячейка с коэффициентом пересчета m и временем разрешения $\tau_р=0$. Несмотря на разравнивание, может случиться так, что между двумя импульсами на выходе $(l-1)$-й ячейки интервал времени будет меньше времени разрешения l-й ячейки (см. рис. 3.43,*б*). Это возможно в том случае, когда за время τ_l на вход схемы поступит m или больше импульсов.

При этом, когда за время τ_l на вход поступает от m до $2m-1$ импульсов, схема не сосчитывает m импульсов; когда на вход поступает от $2m$ до $3m-1$ импульсов, схема не сосчитывает $2m$ импульсов и т. д. Обозначая вероятности таких просчетов соответственно через P_m, P_{2m} и далее, можно определить число пропущенных импульсов, приходящихся на один импульс, зарегистрированный l-й ячейкой, как

$$mP_m + 2mP_{2m} + 3mP_{3m}.$$

Полагая, что скорость счета l-й ячейки равна n, найдем среднее число просчетов в единицу времени:

$$\Delta n_0 = n\,(mP_m + 2mP_{2m} + 3mP_{3m} \ . \ . \ .).$$

Подставляя в последнее выражение вместо P_m, P_{2m} ... их значения, вычисленные по формуле Пуассона получаем

$$\Delta n_0 = mnF,$$

где

$$F = \exp(-n_0\tau_l)\left(\sum_{m}^{2m-1}\frac{(n_0\tau_l)^m}{m!} + 2\sum_{2m}^{3m-1}\frac{(n_0\tau_l)^m}{m!} +\right.$$

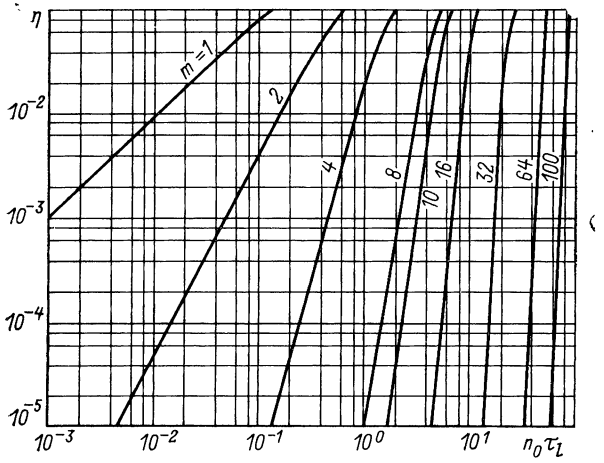


Рис. 3.45. Кривые просчетов для разных коэффициентов пересчета и разного времени разрешения

$$+ 3 \sum_{3m}^{4m-1} \frac{(n_0\tau_l)^m}{m!} + \ldots \Big).$$

Для практических целей представляет интерес величина относительного просчета $\eta = \Delta n_0/n_0$. Определяя n_0 в виде $n_0 = mn + \Delta n_0$ или $n_0 = mn + mnF$, получаем для η выражение $\eta = F/(1+F)$.

На рис. 3.45 приведены графики просчетов в зависимости от $n_0\tau_l$ для разных коэффициентов пересчета m, где график $m=1$ соответствует простой, не пересчитывающей схеме с мертвым временем τ. Зная скорость поступления импульсов n_0 (имп./с). и допуская определенный процент просчетов, найдем необходимое разрешающее время отдельных ячеек или секций счетчика. Например, для двоичной схемы при $\eta = 1$ % разрешающее время второй ячейки может быть сделано примерно на порядок хуже, чем у первой ячейки; разрешающее время третьей ячейки может быть в пять раз хуже, чем у второй ячейки. Однако разрешение последующих ячеек (4-й, 5-й и т. д.) можно увеличивать не более чем в 2 раза.

При работе с периодическими импульсами разрешающее время каждой последующей ячейки, начиная уже со второй, нельзя увеличивать больше чем в 2 раза. На практике неудобно все ячейки делать с различным разрешением. Обычно ячейки объединяют по разрешению в несколько групп.

§ 3.7. ИЗМЕРЕНИЕ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ ИМПУЛЬСОВ

3.7.1. РАБОТА ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЯЧЕЙКИ И ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Иногда в экспериментальных исследованиях или при решении прикладных задач необходимо определять среднюю частоту импульсов. Применять для этой цели пересчетные схемы неудобно.

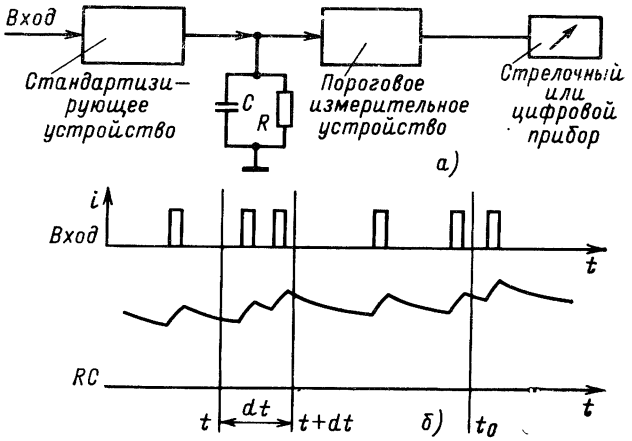


Рис. 3.46. Структура интенсиметра (*а*) и изменения потенциала на интегрирующей ячейке (*б*)

так как в этом случае приходится отдельно измерять число зарегистрированных событий N и время t, а затем находить отношение N/t. Поэтому для непосредственного измерения средней частоты импульсов применяют специальные приборы — интенсиметры. Основной элемент интенсиметра — интегрирующая RC-цепь (рис. 3.46,*а*). В нее поступают одинаковые заряды от стандартизирующего устройства. Если каждому входному сигналу соответствует заряд q, а число сигналов в 1 с равно n, то nq определяет ток, поступающий в интегрирующую ячейку; этот ток в итоге идет на нагревание резистора R. Поэтому установившийся потенциал на ячейке можно определить как

$$U = nqR. \tag{3.19}$$

Это выражение показывает, что потенциал на интегрирующей цепи определяется средней частотой n. Для его определения в схеме интенсиметра имеется стрелочный прибор или прибор с цифровой индикацией. В выражение (3.19) не входит емкость интегрирующей цепи, от нее зависят время установления равновесия в схеме и статистическая погрешность измерений. Разность потенциалов на обкладках накопительного конденсатора непрерывно меняется, поскольку стандартные заряды поступают в интегрирующую цепь статистически и в интервалы между поступлением конденсатор экспоненциально разряжается на резисторе R (рис. 3.46,*б*). Определим вероятную погрешность измерения средней частоты.

Допустим, что за время от t до $t+dt$ в интегрирующую цепь поступил заряд $nqdt$. Через некоторое время в момент t_0 от этого

заряда останется часть

$$nq\exp\left(-\frac{t_0-t}{RC}\right)dt.$$

Поскольку среднеквадратическое отклонение заряда, поступающего за время от t до $t+dt$, определяется выражением $q\sqrt{ndt}$, то в момент t_0 оно окажется равным

$$q\exp\left(-\frac{t_0-t}{RC}\right)dt.$$

Полный заряд интегрирующей цепи в момент t_0 определяется всеми зарядами q, поступающими в разные моменты времени от $-\infty$ до t_0. Поэтому средний квадрат флуктуаций полного заряда будет равен

$$\Delta\overline{Q}^2=\int_{-\infty}^{t_0}q^2n\exp\left(-2\frac{t_0-t}{RC}\right)dt=\frac{q^2nRC}{2}.$$

Учитывая, что потенциал на емкости по определению равен $U=Q/C$, легко перейти от выражения $\Delta\overline{Q}^2$ к $\Delta\overline{U}^2$ — средней квадратической флуктуации напряжения

$$\Delta\overline{U}^2=q\sqrt{nR/2C}. \tag{3.20}$$

Используя выражения (3.19) и (3.20), находим относительную среднюю квадратическую флуктуацию

$$\frac{\Delta\overline{U}^2}{U}=\frac{1}{\sqrt{2nRC}}. \tag{3.21}$$

Окончательно запишем наиболее вероятную погрешность измерений

$$\varepsilon=0{,}67/\sqrt{2nRC}. \tag{3.22}$$

Из выражений (3.21) и (3.22) следует, что при малой интенсивности сигналов для получения большой точности измерений приходится увеличивать постоянную времени интегрирующей цепи. Естественно, что при этом схема становится более инерционной. В схемах интенсиметров обычно делается два регулирующих элемента. Резистором R устанавливается необходимая чувствительность [см. выражение (3.19)], а выбором конденсатора C обеспечивается достаточная точность измерений.

Интенсиметры выполняют с линейной и логарифмической шкалой. В последнем типе приборов возникает необходимость при измерении большого диапазона интенсивностей.

3.7.2. ЛИНЕЙНЫЙ ИНТЕНСИМЕТР

Для исключения зависимости поступающих в конденсатор интегрирующей цепи зарядов от длительности стандартизованных по амплитуде импульсов в интенсиметрах обычно используют схе-

му с дозирующей емкостью (рис. 3.47). Она состоит из дозирующего $C_д$ и накопительного $C_н$ конденсаторов и двух диодов $Д_1$, $Д_2$. Эмиттерный повторитель на входе схемы обеспечивает необходимый зарядный ток.

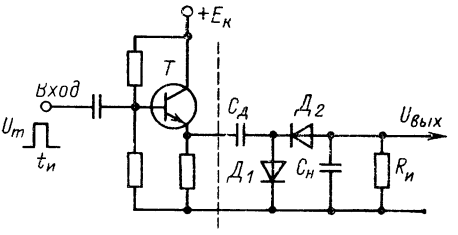


Рис. 3.47. Схема интенсиметра с дозирующей емкостью

Для исключения зависимости выходного напряжения от длительности импульсов последние выбирают из условия

$$t_и > C_д R_з,$$

где $R_з$ — сумма выходного сопротивления эммитерного повторителя и сопротивления диода $Д_1$ (сопротивление цепи, через которую идет заряд емкости $C_д$).

Стандартизованные по амплитуде импульсы U_m сообщают накопительной емкости $C_н$ заряд

$$q = C_д(U_m - U_{вых}),$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение. При поступлении за 1 с n сигналов дозирующая емкость передает в интегрирующую цепь заряд

$$Q \approx nC_д(U_m - U_{вых}). \qquad (3.23)$$

Учитывая, что заряд в 1 с равен току, протекающему через сопротивление $R_и$,

$$I = U_{вых}/R_и, \qquad (3.24)$$

приравнивая (3.23) и (3.24) и обозначая $\tau = C_д R_и$, находим выражения для выходного напряжения и тока, текущего через $R_и$:

$$U_{вых} = U_m \frac{n\tau}{1 + n\tau}; \qquad I = \frac{U_m}{R_и} \frac{n\tau}{1 + n\tau}. \qquad (3.25)$$

Для получения лучшей линейности схему рассчитывают на малые выходные напряжения $U_{вых} \ll U_m$. В этом случае можно считать, что в накопительную емкость поступают заряды $q \approx U_m C_д$, тогда

$$U_{вых} \approx nU_m C_д R_и$$

и

$$i = nU_m C_д,$$

т. е. в интенсиметре с дозирующей схемой выходное напряжение и ток в интегрирующей цепи линейно определяются скоростью счета n и не зависят от длительности стандартизованных по амплитуде сигналов. Емкость дозирующего конденсатора $C_д$ или сопротивление резистора $R_и$ определяет чувствительность схемы. На практике обычно пользуются набором этих элементов. В схему вводят также несколько накопительных конденсаторов; их емкости выбирают из условия необходимой точности измерений.

В реальных схемах интенсиметров часто используют линеаризирующие цепи, благодаря которым величина поступающего в накопительный конденсатор заряда не зависит от уровня выходного напряжения, и линейность схемы повышается.

3.7.3. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ ИНТЕНСИМЕТР

С помощью измерителей средней частоты импульсов часто определяют сильно различающиеся по величине интенсивности излучений. Такие измерения ведут на реакторах, ускорителях, в установках дозиметрии и т. д. Применять линейные интенсиметры в этом случае не очень удобно, так как во время измерений приходится изменять чувствительность прибора. Большими возможностями обладают логарифмические интенсиметры, чувствительность которых пропорциональна логарифму средней частоты. В простых схемах интенсиметров логарифмическую зависимость получают заменой сопротивления интегрирующей цепи элементом с логарифмической характеристикой, например диодом. Однако стабильность таких схем не очень высока. Поэтому большее распространение получила схема интенсиметра с логарифмической аппроксимацией. Хорошее приближение к логарифмическому закону в этой схеме обеспечивается параллельным включением нескольких отличающихся своими параметрами схем с дозирующими емкостями (рис. 3.48). Постоянные времени $\tau = C_д R$ этих схем составляют геометрическую прогрессию

$$\tau_0;\ \frac{1}{10}\tau_0;\ \frac{1}{100}\tau_0;\ \frac{1}{1000}\tau_0\ \ldots$$

Логарифмическая зависимость выходного напряжения от скорости счета в такой схеме может быть представлена расчетным и графическим способом.

Используя выражение (3.25), запишем установившееся значение выходного напряжения любой i-й схемы, полагая, что оно измеряется от некоторого уровня, соответствующего скорости поступления импульсов n_0, в виде

$$U_i = U_m\left(\frac{C_i R n}{1 + C_i R n} - \frac{C_i R n_0}{1 - C_i R n_0}\right).$$

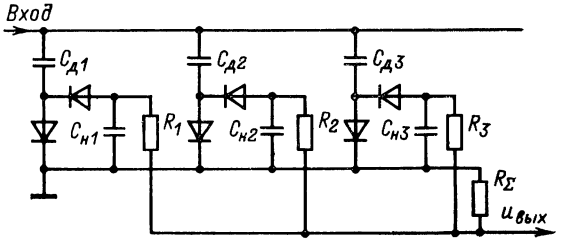


Рис. 3.48. Интегрирующая схема интенсиметра с логарифмической аппроксимацией

Рассмотрим неограниченную последовательность параллельно включенных схем с дозирующей емкостью, постоянные времени которых возрастают по геометрической прогрессии

$$\tau_i = 10^i \tau_0 (-\infty < i < +\infty),$$

где τ_0 — постоянная времени схемы при $i=0$. Вводя обозначения $n\tau_0 = \mu$; $n_0\tau_0 = \mu_0$, выходное напряжение всей логарифмической схемы представим в виде суммы

$$U_{\text{вых}} = U_m \sum_{i=-\infty}^{i=+\infty} \left[\frac{\mu \exp(i \ln 10)}{1 + \mu \exp(i \ln 10)} - \frac{\mu_0 \exp(i \ln 10)}{1 + \mu_0 \exp(i \ln 10)} \right],$$

вычисление которой при $\mu_0 = 0$, $f_0 = 1$ и $\tau_0 = 1$ с приводит к выражению для напряжения

$$U_{\text{вых}} = U_m \lg n + 10^{-3} U_m \sin(2\pi \lg n) \tag{3.26}$$

или для тока

$$i_{\text{вых}} = \frac{U_m}{R} \lg n + 10^{-3} \frac{U_m}{R} \sin(2\pi \lg n). \tag{3.27}$$

Вторые члены в этих выражениях представляют собой погрешность логарифмической аппроксимации.

Относительная погрешность отклонения величины выходного напряжения или тока от логарифмического значения при скорости счета n составляет, %

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_m \lg n} = 0{,}1 \frac{\sin(2\pi \lg n)}{\lg n}.$$

При n 1 имп./с $\delta = 0{,}63$ %; при $n \geqslant 8$ имп./с $\delta \leqslant 0{,}08$ %.

В реальном интенсиметре используют ограниченное число схем с дозирующими емкостями. Хорошая аппроксимация достигается уже при четырех-пяти схемах. В этом нетрудно убедиться, суммируя характеристики отдельных ячеек. На рис. 3.49 приведены кривые выходных токов четырех ячеек и суммарная логарифмическая кривая.

Заметим, что суммирование токов в схеме, приведенной на рис. 3.48, выполняется на R_Σ, которое значительно меньше сопротивления R, в ячейках с дозирующими емкостями.

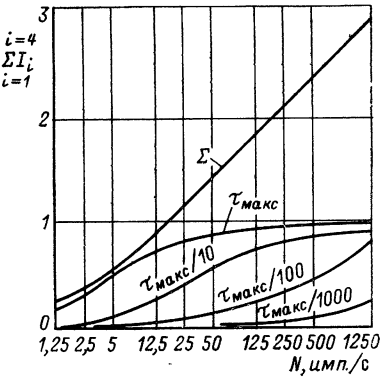


Рис. 3.49. Счетные характеристики отдельных ячеек и всей схемы логарифмического интенсиметра

В автоматических установках, предназначенных для длительных измерений, интенсиметры обычно работают на самописцы. В тех случаях, когда результаты измерений должны быть получены в цифровой форме, например для последующей обработки на вычислительной машине, выходные аналоговые величины (напряжения и токи) должны быть предварительно преобразованы в соответствующие коды. Для этого применяют аналого-цифровые преобразователи (АЦП).

3.7.4. ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ

Интенсиметры с интегрирующими RC-цепями трудно использовать для регистрации редких событий, так как постоянная времени интегрирующей схемы обычно составляет не более нескольких минут вследствие разряда конденсаторов токами утечки и токами, поступающими в цепи от подключенных активных элементов. Кроме того, для передачи данных с таких интенсиметров в ЭВМ аналоговую информацию надо преобразовывать в цифровую. Поэтому в ряде случаев для измерения средней частоты рационально применять цифровые методы. Так, для определения средней частоты можно регистрировать число событий n за определенные интервалы времени T и затем находить отношение n/T. Такой измеритель составляется из счетчика событий, таймера — генератора стабильной частоты со счетчиком и арифметического устройства, выполняющего операцию деления. В целом прибор получается довольно сложным. Упрощенные варианты таких интенсиметров выполняют на базе декадных счетчиков. Более универсальные приборы рационально строить на микропроцессорах.

Применяют также цифровые измерители средней частоты, работающие подобно аналоговым измерителям. В аналоговых измерителях происходит непрерывное накопление событий и процорциональное их числу убывание. Эта задача выполняется интегрирующей схемой.

В цифровом измерителе события регистрируются счетчиком в течение некоторых постоянных интервалов времени. В конце этих интервалов определенная доля накопленных событий вычитается. В результате через некоторое время число в счетчике принимает равновесное состояние.

Рассмотрим процесс установления равновесного состояния, т. е. найдем, как число в счетчике будет изменяться во времени $N(t)$. Допустим, что на вход схемы поступает n импульсов в 1 с, накопление ведется в течение интервалов T и в конце каждого интервала отбирается определенная часть γ от накопленного числа. Тогда в течение первого интервала будет накоплено nT импульсов и после вычитания останется $nT-\gamma nT=nT(1-\gamma)$. За первые два интервала будет накоплено $nT+nT(1-\gamma)$ и после вычитания останется $nT(1-\gamma)+nT(1-\gamma)^2$.

Рассуждая аналогичным образом, можно показать, что в конце i-го интервала число, находящееся в счетчике, будет равно $nT\left(\frac{1}{\gamma}-\right.$ $\left.-1\right)[1-(1-\gamma)^i]$ и при $i\to\infty$ установившаяся величина будет равна

$nT\left(\frac{1}{\gamma}-1\right)$. Установление равновесного состояния происходит с постоянной времени T/γ; при малых γ ($\gamma \ll 1$)

$$N(t) \approx \frac{nT}{\gamma}\left[1-\exp\left(-\frac{t\gamma}{T}\right)\right]. \qquad (3.28)$$

Изменяя T и γ, можно в широких пределах изменять время усреднения.

Схема цифрового измерителя средней частоты, работающего на рассмотренном принципе, выполняется на базе реверсивного счетчика (см. рис. 3.30); она содержит генератор стабильной частоты и ряд логических схем, управляющих процессами накопления и вычитания. Подобные измерители удобны тем, что позволяют измерять очень слабые интенсивности и выдают информацию в цифровом виде.

§ 3.8. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

В ядерных исследованиях обрабатывается различная цифровая информация, которая поступает от регистрирующих устройств — счетчиков, определяющих число событий; от кодировщиков, преобразующих аналоговые величины в коды; от датчиков перемещений, определяющих положения детекторов, мишеней и т. д. В современных экспериментальных установках большинство данных обрабатываются на ЭВМ или на микропроцессорах, и в них осуществляются сложные преобразования цифровой информации. Применение вычислительной техники для автоматизации ядерных экспериментов будет рассмотрено в гл. 7. Детальное рассмотрение устройств вычислительной техники выходит за рамки этой книги. Вопросы, связанные с преобразованиями кодов, выполняемых в ядерной электронике, будут рассмотрены в этом параграфе.

3.8.1. КОДЫ И ИХ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ

В электронных и вычислительных устройствах наибольшее распространение получило представление чисел в двоичном коде. В частности, число импульсов, зарегистрированных двоичным счетчиком, представляется двоичным кодом с весами разрядов 2^{n-1}; 2^{n-2}; ...; 2; 1; 0. Примеры двоичной записи чисел приведены в табл. 3.10. В двоичной системе счисления работает большинство ЭВМ, поэтому с ними просто связывать работающие в той же системе приборы ядерной электроники.

Коды, снимаемые с декад с дополнительными связями (см. § 3.4), называют двоично-десятичными. Мы рассмотрели два типа декад, работающих с кодами 2—4—2—1 и 8—4—2—1. Четырехтриггерные схемы — тетрады имеют 16 состояний, из них десять комбинаций состояний могут образовывать четырехцифровой код. Из большого числа возможных четырехцифровых кодов используется сравнительно немного. Выбор их диктуется как технической

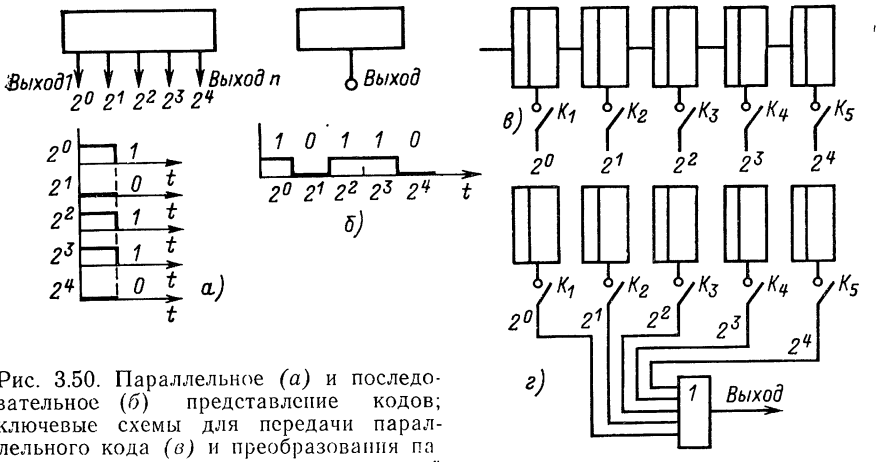


Рис. 3.50. Параллельное (*а*) и последовательное (*б*) представление кодов; ключевые схемы для передачи параллельного кода (*в*) и преобразования параллельного кода в последовательный (*г*)

реализацией устройств, так и удобством использования кодов. В частности, во многих случаях предпочтителен код 8—4—2—1, так как он полностью совпадает с двоичным, что упрощает его считывание и передачу; кроме того, он однозначен, т. е. каждому простому десятичному числу (0—9) соответствует только одна кодовая комбинация. (Пример неоднозначного кода — код 4—2—2—1.)

Некоторые приборы работают в двоично-пятеричном коде, в частности декады, составленные из пятикаскадной кольцевой схемы и двоичной ячейки. Двоично-пятеричный код состоит из семи цифр 5—0—4—3—2—1—0. Помимо перечисленных наиболее распространенных кодов в практике встречаются специальные коды, например датчики угловых перемещений часто работают с кодом Грея, позволяющим исключить неопределенности в отсчете углов.

Отдельные цифры или разряды кодов могут быть представлены одновременно или последовательно. Если все цифры появляются одновременно на нескольких выходах устройства, то такое представление кода называется параллельным (рис. 3.50,*а*). Если цифры возникают на одном выходе в определенной последовательности (рис. 3.50,*б*), то представление кода называется последовательным. Иногда пользуются параллельно-последовательным представлением. Например, параллельно-последовательный код образуется при одновременном последовательном опросе всех декад десятичного счетчика.

Для передачи кодов и их трансформации, например параллельного в последовательный и наоборот, применяют различные коммутирующие схемы и регистры. Передача параллельного кода и преобразование параллельного в последовательный код при помощи коммутирующих ключевых схем поясняются на рис. 3.50,*в*, *г*. При передаче параллельного кода ключи K_1, K_2, ..., K_n замыкаются одновременно и на все n соединительных провода поступают

числа разрядов счетчика. Для образования последовательного кода ключи K_1, K_2, ..., K_n замыкаются последовательно через определенные интервалы времени. Уровни, определяющие числа в разрядах, поступают на схему ИЛИ, с выхода которой снимается последовательный код.

Разные способы представления и передачи кодов имеют свои преимущества и недостатки. Так, передача параллельным кодом требует минимума времени, но для ее осуществления необходимо много линий связи. Этот способ используется в тех случаях, когда необходимо высокое быстродействие и линии связи имеют малую протяженность. На передачу последовательного кода требуется много времени, но он передается по одной линии, поэтому его выгодно применять при передаче информации на большие расстояния. В качестве примера укажем, что в применяемой для автоматизации экспериментов модульной системе КАМАК (см. гл. 7) передача информации внутри блоков и стоек ведется параллельным кодом, а для связи установок, расположенных на большом расстоянии, применяется передача последовательным кодом.

3.8.2. РЕГИСТРЫ

Регистры служат для запоминания и различных преобразований цифровой информации. Они представляют собой цепочки из запоминающих элементов, чаще всего триггеров, в которые поступают разряды чисел. В простейших регистрах памяти числа только запоминаются, в более сложных, сдвигающих регистрах информацию можно при помощи тактирующих импульсов продвигать в ту или другую сторону. Это позволяет преобразовывать параллельные коды в последовательные, производить такие операции, как умножение, деление, поразрядное сложение и др.

Целые системы регистров являются основными узлами ЭВМ и микропроцессоров; они входят в устройства памяти, дисплеи и т. п. В ядерной аппаратуре, особенно выполняемой в системе КАМАК, регистры служат для промежуточного хранения цифровой информации, передачи ее в ЭВМ или на внешние устройства, а также для некоторых простых преобразований.

Простой регистр памяти состоит из RS-триггеров (рис. 3.51). Запоминаемое число с выходов некоторого устройства, например счетчика, подается на логические схемы И; на нижние входы этих схем подается сигнал переноса. Те схемы И, на верхние входы которых были поданы логические единицы, выдадут сигнал 1 на входы S-триггеров, которые также примут состояние 1. Таким образом, снимаемое с устройства число 1, 0, 1... переписывается в регистр, где оно и хранится. Для считывания числа из регистра можно применить аналогичную логику на схемах И либо использовать перепады напряжения на выходах Q в момент сброса триггеров в исходное нулевое состояние.

Большими возможностями обладают сдвигающие регистры. На рис. 3.52 приведена схема сдвигающего регистра, выполненного на JK-триггерах. Эта схема имеет много общего с ранее рассмотренным кольцевым счетчиком (см. рис. 3.31). Поэтому не будем

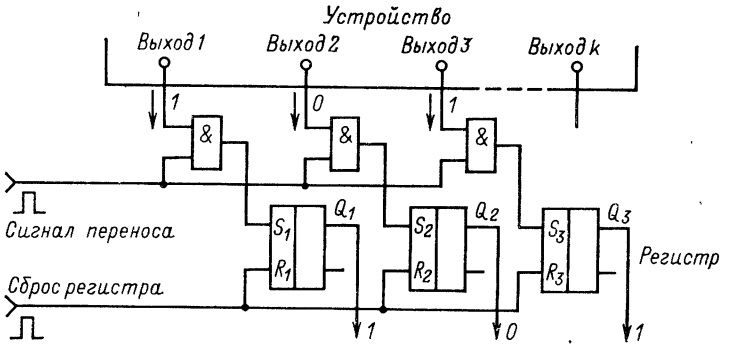


Рис. 3.51. Регистр памяти на *RS*-триггерах

детально рассматривать процессы в схеме. (Часто кольцевые счетчики выполняются из регистров на интегральных схемах введением дополнительных связей.) Рассматриваемая схема сдвигающего регистра перед началом работы переводится в исходное состояние, для чего подается импульс сброса на входы R всех JK-триггеров, и они принимают состояние 0. Разряды заносимого в регистр числа подаются на верхние входы схем И. В момент поступления на нижние входы этих схем сигнала переноса на входы S-триггеров поступают 1 и 0, и триггеры принимают состояния, соответствующие заносимому числу. В даном случае в регистр записывается число 1, 0, 1 ... параллельным кодом. Для преобразования этого числа в последовательный код на входы C триггеров подаются

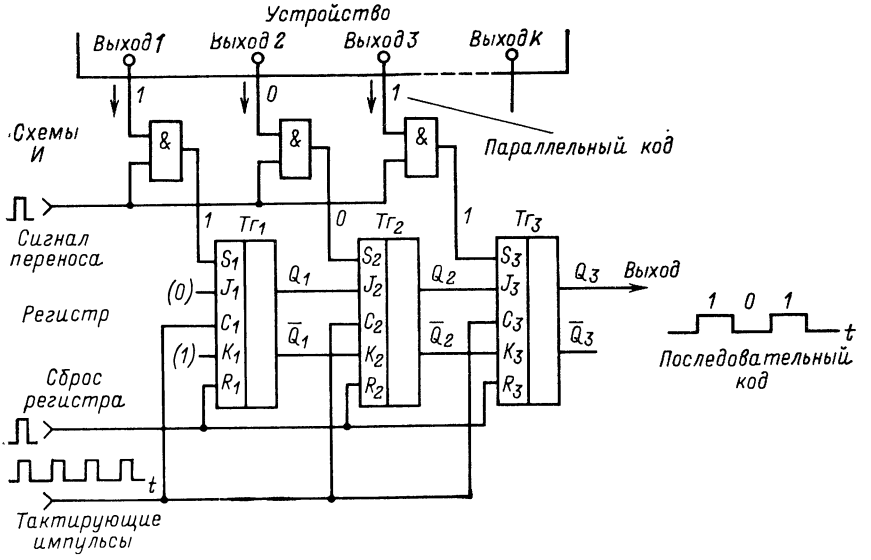


Рис. 3.52. Сдвигающий регистр на JK-триггерах

тактирующие импульсы. Работа регистра в этом режиме полностью соответствует работе кольцевого счетчика; с приходом каждого тактирующего импульса информация сдвигается вправо на один разряд и на выходе Q последнего триггера после поступления K тактирующих импульсов (K — число разрядов) формируется последовательный код.

В данные регистра информация поступает параллельным кодом одновременно на все триггеры. Числа можно вводить и последовательным кодом через входы J и K первого триггера, продвигая их вдоль регистра тактирующими импульсами.

В устройствах обработки цифровой информации, в арифметических устройствах и других применяют реверсивные регистры, в которых числа по команде сдвигаются в ту и другую сторону. В этих схемах, так же как в реверсивных счетчиках, вводят дополнительные логические схемы. В арифметических устройствах анализаторов часто применяют многофункциональные схемы, работающие как регистры и как счетчики. Переход из одного режима в другой осуществляют также при помощи дополнительных логических схем, связывающих между собой триггеры.

3.8.3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КОДОВ

Коды, снимаемые со счетчиков, запоминающих устройств и других регистрирующих приборов, часто необходимо преобразовывать. В простейшем случае, например, преобразуют двоично-десятичные коды в одноразрядные десятичные, которыми управляются цифровые индикаторы. Более сложные задачи возникают при преобразовании многоразрядных кодов — двоичных в десятичные и наоборот. Необходимость в этом часто возникает при управлении цифропечатающими машинами или в случае передачи информации в ЭВМ.

Матричный дешифратор. Малоразрядные коды обычно преобразуются при помощи матричных дешифраторов. В качестве примера на рис. 3.53 приведена схема двоично-десятичного матричного дешифратора для управления приводами индикаторов. Схема выполнена на интегральных элементах ИЛИ — НЕ. Применены четырехвходовые схемы; каждый из входов подключен к одному из информационных выходов Q или $\overline{Q}$ триггеров тетрады.

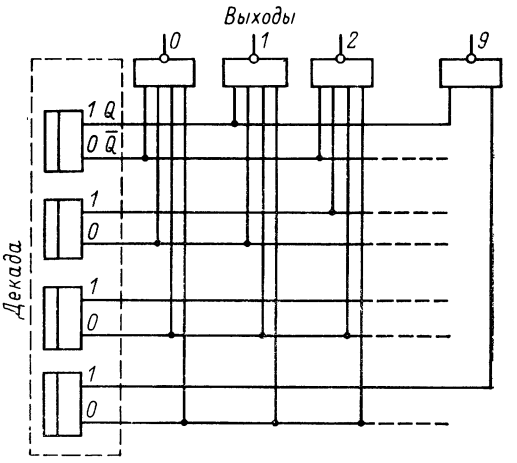


Рис. 3.53. Двоично-десятичный матричный дешифратор

На выходе любого логического элемента уровень 1 возможен в том случае, ког-

да на всех его входах уровни 0. Соединения в матрице выполнены так, что каждому состоянию тетрады соответствует уровень 1 только на одном из выходов; при этом на всех остальных выходах наблюдается уровень 0.

Матричные дешифраторы часто выполняют на диодах. Последние в матрице объединяют в многовходовые логические схемы И. Быстродействие таких схем дешифраторов меньше, чем в интегральном варианте, и они не защищены от реакции подключаемых устройств.

Преобразовывать многоразрядные коды при помощи матриц нельзя, так как возрастает сложность таких схем. Поэтому применяют другие методы, имеющие, однако, меньшее быстродействие.

Преобразователь со счетчиками. Простой способ преобразования двоичных кодов в десятичные состоит в том, что при помощи некоторого вспомогательного генератора импульсов производится считывание или дополнение накопленной в двоичном счетчике информации, при этом поступающее на двоичный счетчик число импульсов одновременно регистрируется десятичным счетчиком. Упрощенная схема преобразования двоичной записи в десятичную приведена на рис. 3.54. Импульсы от генератора подаются на оба счетчика через схему пропускания, управляемую триггером *Тг*.

После того как в двоичном счетчике информация накоплена, размыкается K_1, замыкается K_2 и счетчик переводится в режим —1 (см. разд. 3.4.2). Пусковым импульсом изменяется состояние триггера *Гг*, и через схему пропускания на оба счетчика начинают поступать импульсы от генератора. Как только двоичный счетчик окажется в исходном состоянии, возникает импульс на выходе схемы совпадений, который изменит состояние триггера. Схема пропускания закрывается, и на оба счетчика перестают поступать импульсы. Нетрудно увидеть, что число «выбранных» из двоичного счетчика импульсов равно числу импульсов, зарегистрированных десятичным счетчиком.

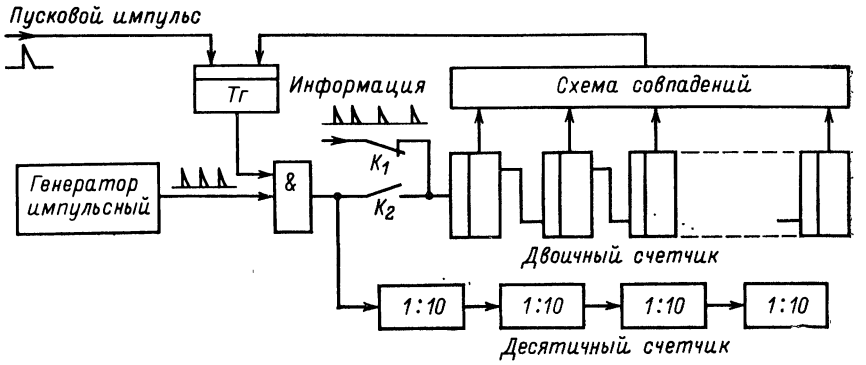


Рис. 3.54. Устройство преобразования двоичной записи чисел в десятичную, выполненное на двоичном и десятичном счетчиках

Рассмотренная схема сравнительно проста, но выполняет преобразование чисел довольно медленно. Для уменьшения времени преобразования удобнее выбирать информацию из двоичного счетчика, вначале из нескольких последних разрядов, начиная, например, с девятого. Импульсы подают в десятичный счетчик так, чтобы они соответствовали $2^8=512$ имп. по входу, а затем после «очищения» верхних разрядов их подают параллельно на оба счетчика. Таким включением удается значительно сократить время преобразования. Более высокое быстродействие имеют способы преобразования, основанные на применении сдвигающих регистров и сумматоров.

Преобразователь со сдвигающим регистром. Преобразователи кодов, основанные на применении сдвигающих регистров, имеют хорошее быстродействие, они сравнительно не сложны и выполняются на интегральных схемах. Их действие основано на том, что двоичные и десятичные числа можно записывать в регистр, состоящий из нескольких групп триггеров — декад, и преобразовывать их в процессе продвижения вдоль регистра. Структура преобразователя двоичного кода в десятичный приведена на рис. 3.55. Он состоит из сдвигающего регистра, разделенного на три декады, и связанных с ними логических диодных схем, а также управляющей времязадающей схемы. Многоразрядный двоичный код последовательно, разряд за разрядом, вводится в регистр, начиная с низшей декады. Когда при очередном сдвиге число в декаде становится больше четырех (5, 6 или 7), к нему добавляется 3, и происходит сдвиг по модулю 10, как только содержание декады превысит 9. При этом вычитается 10 из декады и передается 1 в старшую декаду. В качестве примера преобразования двоичной записи в десятичную приведена табл. 3.13 для числа 217.

Содержание (число) декады определяется при помощи логической схемы, ею же производится добавление в декаду 3. Управление логическими схемами и продвижением информации вдоль регистра выполняется при помощи времязадающего устройства, которое выдает последовательность управляющих импульсов.

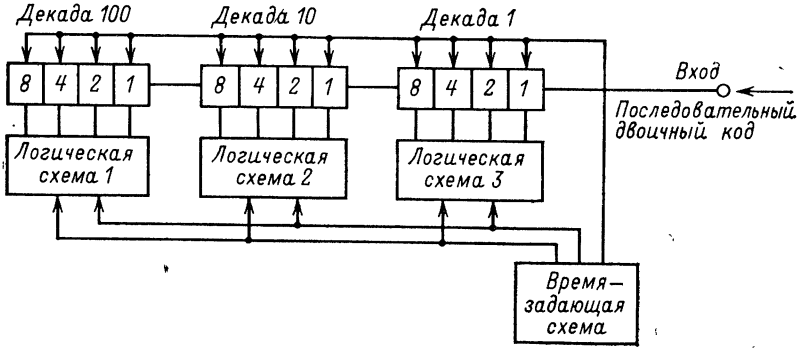


Рис. 3.55. Преобразователь кодов со сдвигающим регистром

Таблица 3.13

Десятичный код (двоично-кодированный)

Декада 100				Декада 10				Декада 1			
8	4	2	1	8	4	2	1	8	4	2	1
											1
										1	1
									1	1	0
								1	0	0	1
							1	0	0	1	1
						1	0	0	1	1	1
						1	0	1	0	1	0
					1	0	1	0	1	0	0
				1	0	0	0	0	1	0	0
			1	0	0	0	0	1	0	0	0
			1	0	0	0	0	1	0	1	1

Двоичный код (преобразуемое число 217)

1	1	0	1	1	0	0	1	Операции
1	0	1	1	0	0	1		Сдвиг
0	1	1	0	0	1			Сдвиг
1	1	0	0	1				Сдвиг
1	1	0	0	1				+3 в декаду единиц
1	0	0	1					Сдвиг
0	0	1						Сдвиг
0	0	1						+3 в декаду единиц
0	1							Сдвиг
0	1							+3 в декаду 10^{ab}
1								Сдвиг
1								+3 в декаду единиц

В рассмотренной схеме сдвиг и преобразование информации выполняются в последовательные такты; разработаны также логики, выполняющие эти операции одновременно. В этом случае применяется регистр на JK-триггерах.

Схема, рассчитанная на обратную операцию — преобразование десятичной записи в двоичную, имеет аналогичную структуру. Но в ее декады десятичное число сначала вводится параллельным кодом, а затем преобразуется при последовательном продвижении в сторону низших разрядов.

3.8.4. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ЦАП)

Цифровую информацию иногда необходимо преобразовывать в аналоговые величины — напряжение или ток. Такая задача возникает при выводе данных на графопостроители, электронно-лучевые трубки (дисплеи), в различных управляющих и следящих системах и др. Принцип действия ЦАП основан на создании напряжений или токов, пропорциональных весам разрядов числа, и их суммировании. Существует большое число схем преобразователей, отличающихся как резистивными цепями, на которых формируются аналоговые величины, так и ключами, коммутирующими токи или напряжения. Рассмотрим наиболее характерные способы цифроаналоговых преобразований.

Схема с весовыми резисторами приведена на рис. 3.56,*а*, она рассчитана для преобразования двоичного кода в напряжение. Числа разрядов кода управляют ключами K_1, K_2 ..., K_n, которые

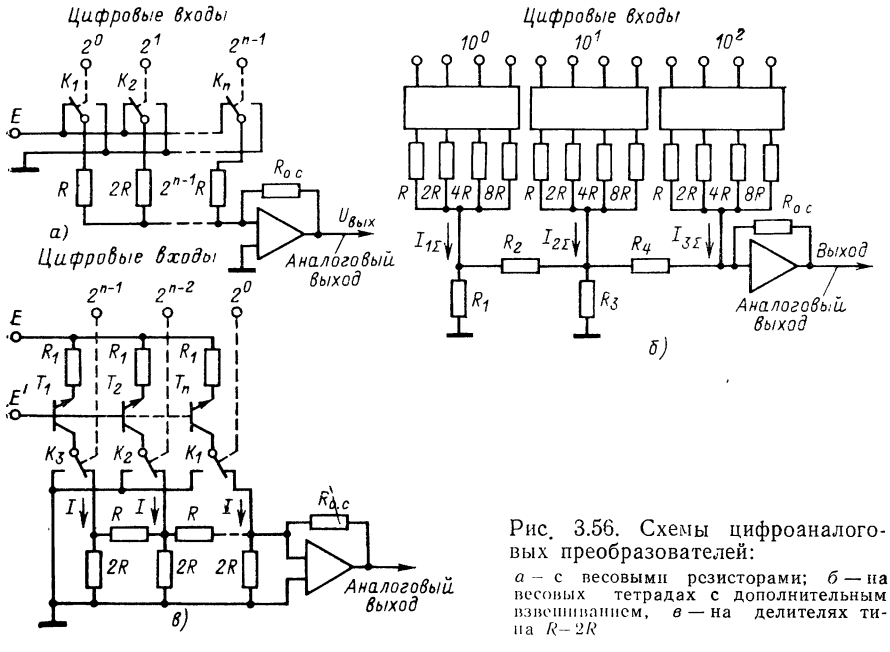


Рис. 3.56. Схемы цифроаналоговых преобразователей:

а — с весовыми резисторами; *б* — на весовых тетрадах с дополнительным взвешиванием, *в* — на делителях типа $R-2R$

проводят токи при поступлении на вход единичных уровней 1 и остаются подключенными к земле при 0. Ключи замыкают стабильный источник напряжения E на малое входное сопротивление операционного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью (см. § 2.3), через резисторы R, $2R$, ..., $2^{n-1}R$, сопротивление которых обратно пропорционально весам разрядов чисел. Через резистор обратной связи усилителя $R_{\text{о.с}}$ протекает суммарный ток I_Σ, пропорциональный преобразуемому числу:

$$I_\Sigma = E\left(\frac{1}{R}a_i + \frac{1}{2R}a_i + \ . \ . \ . + \frac{1}{2^{n-1}R}\right) = \frac{E}{R}\sum_{i=0}^{i=n-1}\frac{1}{2^i}ai, \quad (3.29)$$

где a_i принимает значение 0 или 1. Напряжение на выходе операционного усилителя равно

$$U_{\text{вых}} = R_{\text{о.с}}I_\Sigma.$$

В реальном пробразователе, выполненном по схеме, приведенной на рис. 3.56,*а*, могут быть применены различные ключи; в простых устройствах — ключи с насыщенными транзисторами. Серьезный недостаток схем с весовыми резисторами — очень большое различие в сопротивлениях резисторов. Действительно, в 10-разрядном преобразователе сопротивление резистора младшего разряда в 512 раз больше сопротивления резистора старшего разряда. Поэтому на точность и стабильность преобразователя влияют как абсолютные значения сопротивления резисторов, которые трудно подогнать, так и колебания температуры. Кроме того, неизбежные в этой схеме большие значения сопротивлений резисторов замедляют процессы установления выходных сигналов и, следовательно, снижают быстродействие.

В интегральной технике преобразователи с весовыми резисторами обычно выполняют в виде нескольких одинаковых тетрад, в них сопротивления резисторов различаются только в 8 раз. Суммарные токи отдельных тетрад дополнительно «взвешиваются» перед поступлением на вход усилителя. Аналогично выполняют схемы ЦАП для двоично-десятичных кодов. В преобразователе, приведенном на рис. 3.56,*б*, токи второй и третьей тетрад дополнительно взвешиваются сопротивлениями резисторов R_1, ..., R_4, при этом на вход усилителя от третьей (высшей) тетрады поступает $I_{3\Sigma}$, от второй $\frac{1}{10}I_{2\Sigma}$; от первой $\frac{1}{100}I_{1\Sigma}$.

Большее распространение получили в интегральной технике ЦАП с резистивными схемами в виде лестничных аттенюаторов. Они составляются из резисторов двух номиналов R и $2R$ и поэтому называются схемами R $2R$. На рис. 3.56,*в* приведен преобразователь такого типа. В нем в соответствии с поступающим двоичным кодом ключи соединяют с резистивной схемой генераторы тока на транзисторах T_1, ..., T_n. Схема делителя R—$2R$ рассчитывается так, что от генератора тока высшего разряда на вход усилителя поступает максимальный ток I, от последующих разрядов в

результате разветвления токов на вход усилителя приходят соответственно $^1/_2 I$, $^1/_4 I$, ..., $^1/_{2^{n-1}} I$. Важно, что резистивную схему R—$2R$ нетрудно выполнить с необходимой точностью методами интегральной технологии. Генераторы тока в этой схеме нагружены одинаково, и резисторы могут иметь небольшую величину сопротивления, что обеспечивает высокое быстродействие: в 12-разрядном преобразователе, например, можно обеспечить время установления около 50 нс. Аналогичные схемы типа R—$2R$ выполняются также с ключами на КМОП-транзисторах.

§ 3.9. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ЗУ)

В экспериментальной ядерной физике, особенно в ядерной спектрометрии, необходимо анализировать и накапливать очень большое число событий. В амплитудных и временных спектрометрах во время эксперимента запоминается до 10^6—10^7 событий, в многомерных комплексных установках объем накапливаемой информации превышает 10^{10} событий. Для приема и обработки таких больших объемов информации часто применяют вычислительные машины, запоминающие устройства (ЗУ) которых служат для хранения исходных или обработанных данных. Запоминающие устройства широко применяют в ядерной электронике в виде отдельных накопительных систем или узлов многоканальных и многомерных анализаторов. В зависимости от решаемых задач используют разные типы ЗУ. Рассмотрим ЗУ, получившие наибольшее распространение.

3.9.1. ФЕРРИТОВЫЕ ЗУ

Ферриты и метод совпадающих токов. Элементы памяти ферритовых устройств — магнитные тороидальные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса — ферриты (рис. 3.57). Способность ферритов принимать два различных магнитных состояния, соответствующих остаточной индукции $+B_r$ и $-B_r$, используют ЗУ. Состоянию $+B_r$ приписывается, например, значение двоичного числа 1, в то время как состоянию B_r — значение двоичного числа 0. Для записи 1 или 0 в обмотку феррита посылают токи $+I$ или $-I$, соответствующие магнитной напряженности $\pm H_m$.

Запоминаемое ферритом число (0 или 1) может быть прочитано. Для этого достаточно в обмотку направить, например, отрицательный импульс тока $-I$. Если в феррите записан 0, т. е. феррит находится в состоянии $-B_r$, то при протекании тока $-I$ изменение индукции (B_m—B_r) будет незначительным, и на выходной обмотке появится импульс небольшой амплитуды (рис. 3.57,*в*). При считывании 1 феррит переводится из состояния $+B_r$ в $-B_r$. При этом происходит значительное изменение индукции, и в выходной обмотке появляется импульс большой амплитуды.

В ЗУ анализаторов запись и считывание 0 и 1 ведут, как правило, методом совпадающих токов. При этом ферриты объединяют

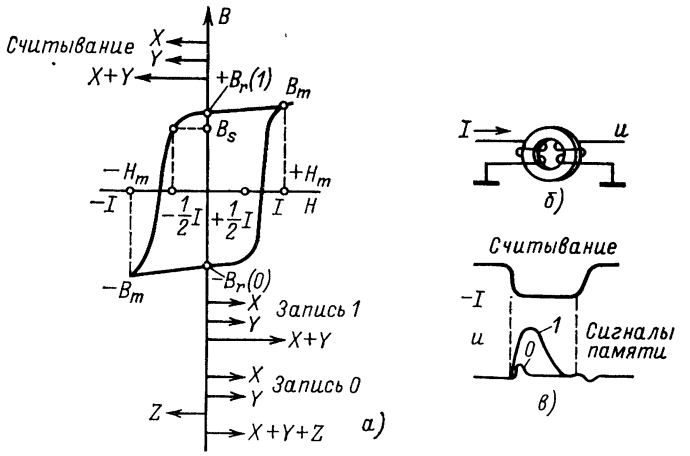


Рис. 3.57. Петля гистерезиса ферритового сердечника (*а*), схема включения сердечника (*б*); сигналы памяти при считывании 0 и 1 (*в*)

в матрицу (рис. 3.58). В матрице роль обмоток ферритов выполняют пронизывающие провода. Шины X и Y называют адресными, в них направляются токи записи и считывания. Возникающие при считывании сигналы памяти снимаются с обмотки, проходящей через ферриты в диагональном направлении.

Допустим, что нам требуется записать 1 в одном из ферритов матрицы. Для этого отыскиваются адресные шины X и Y, пронизывающие этот феррит, и в них одновременно направляются токи $+I/2$. Поскольку через шины выбранного феррита протекает суммарный ток I, то этот феррит изменяет состояние (0 на 1), т. е. в нем записывается 1. Все остальные ферриты, пронизываемые шинами с током $+1/2\,I$, состояния не изменяют, так как напряженность магнитного поля для этого недостаточна (см. рис. 3.57,*а*).

Аналогичным образом считывают информацию. Для этого в соответствующие шины X и Y направляют отрицательные токи $-I/2$. Сигналы памяти снимаются со считывающей обмотки. Бóльшую амплитуду имеет сигнал памяти при считывании 1. Амплитуда и длительность сигнала памяти, соответствующего считыванию 0, значительно меньше. Поэтому нетрудно определить значение ранее записанного числа.

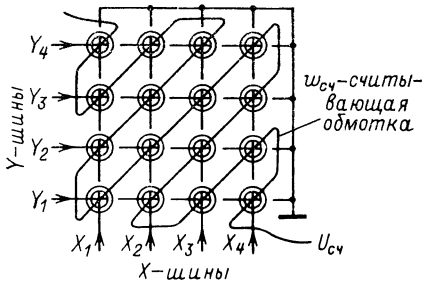


Рис. 3.58. Ферритовая матрица

Диагональное размещение считывающей обмотки способствует уменьшению амплитуды помехи, возникающей от частично возбужденных ферритов, через которые протекают токи $-I/2$.

Поскольку через каждые два соседних феррита (в вертикальном или горизонтальном направлении) считывающая обмотка проходит в разных направлениях, импульсы, наводимые на ней полувозбужденными ферритами, частично компенсируются.

Для большей надежности ферритового ЗУ важно, чтобы сигнал памяти при перемагничивании сердечника током $-I$ был значительно больше сигнала помехи от тока $-I/2$. Пригодность ферритов для работы в ЗУ оценивается динамическим коэффициентом прямоугольности

$$R = B_S/B_m,$$

где B_S — магнитная индукция при напряженности магнитного поля $-H_m/2$ (см. рис. 3.57). Хорошие образцы ферритов имеют $R > 0{,}9$.

Соотношение между сигналами памяти и помехи зависит также от температуры, так как с повышением температуры ширина петли гистерезиса уменьшается, а с понижением — увеличивается. Коэрцитивная сила изменяется примерно на 1 %/°С. Поэтому в ответственных установках ферритовые ЗУ иногда термостатируют.

Важная характеристика ферритов — время перемагничивания, т. е. длительность выходного импульса напряжения при перемагничивании сердечника прямоугольным импульсом тока. Время перемагничивания уменьшается с увеличением напряженности магнитного поля. В ЗУ, основанных на методе полутоков, оно ограничено максимально допустимой напряженностью H_m и составляет не менее нескольких десятых долей микросекунды.

Построение ферритовых систем. В ЗУ надо записывать и из него извлекать многоразрядные числа. В таких приборах, как многоканальные анализаторы, эти числа обычно характеризуют определенные физические параметры и чаще всего запоминаются в определенных местах устройства (группах ферритов), называемых каналами.

Многоразрядные числа можно записывать в плоскую матрицу (см. рис. 3.58), располагая числа, например, в отдельных группах ферритов по оси X. При этом все ферриты, расположенные по осям Y_1, Y_2 ..., будут соответствовать разрядам чисел 2^0, 2^1, 2^2 ... Такая двухразмерная система, условно называемая 2Д, требует значительного объема оборудования — большого числа токовых ключей для создания полутоков $\pm I/2$. Действительно, для запоминания N-двоичных чисел, каждое из которых имеет p разрядов, необходимо $N+p$ токовых ключей. Поэтому системы типа 2Д применяют в небольших промежуточных ЗУ емкостью не более нескольких сотен чисел. Благодаря малой длине токовых шин и, следовательно, малой индуктивности в таких устройствах можно обеспечить сравнительно высокое быстродействие.

Более экономичны трехмерные системы — 3Д. Они составляются из p плоских ферритовых матриц (p — число разрядов). В ЗУ большой емкости матрицы чаще располагаются по вертикали, образуя ферритовый куб. В устройствах небольшой емкости, выполняемых в модульных системах, при-

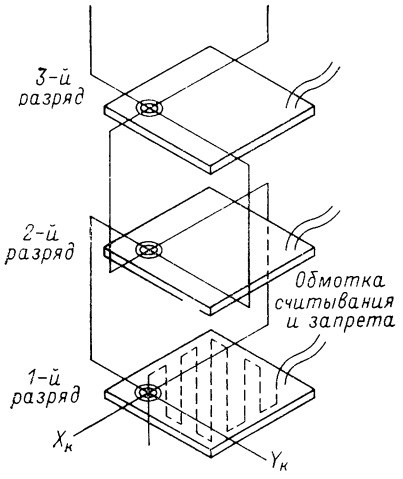


Рис. 3.59. Ферритовый куб в системе ЗД

меняется также планарное расположение матриц. На рис. 3.59 приведена система ЗД, выполненная в виде куба. Для большей наглядности изображены только две шины X и Y, которые проходят последовательно все разрядные плоскости. Помимо шин X и Y в каждой плоской матрице имеются еще обмотка считывания и аналогичная ей обмотка запрета. (Назначение последней рассмотрим ниже.) Функции этих двух обмоток часто может выполнять одна обмотка

В ферритовом кубе, выполненном по системе ЗД, записываемые числа (каналы) занимают вертикальные столбики ферритов. В каждом феррите столбика размещается определенный разряд числа. Поэтому в ферритовом кубе может храниться XY p-разрядных чисел. Каждое число (канал) имеет свой адрес (X, Y), по которому и ведется обращение.

Остановимся на процессах считывания и записи числа. Предположим, что по некоторому адресу $X_к$, $Y_к$ хранится некоторое число. Для его считывания в шины $X_к$, $Y_к$ направляются токи $-I/2$, в результате чего все ферриты (вертикальный столбик), расположенные по этому адресу, переводятся в состояние 0. Поэтому на обмотках считывания тех разрядных матриц, где хранились единицы, возникнут сигналы 1, там же, где хранились 0, сигнала при считывании не будет, что соответствует 0. Таким образом, во время прохождения через обмотки X, Y импульсного тока $-I/2$ на обмотках считывания разрядных матриц образуется параллельный код хранившегося числа. Отметим, что после считывания числа все опрошенные ферриты оказались в состоянии 0, т. е. во время чтения информация разрушается — число стирается.

Для записи нового числа по тому же адресу $X_к$, $Y_к$ в обмотки $X_к$ и $Y_к$ подаются токи $+I/2$, а также токи запрета $-I/2$ в обмотки запрета тех разрядных матриц, куда надо записать 0. Например, при записи числа 11010 токи запрета поступают в первую и третью матрицы. В результате сложения токов в первом и третьем разряде записывается 0, а во втором, четвертом и пятом 1.

Рассмотренная система ЗД отличается малым объемом оборудования. Так, для запоминания N чисел необходимое число токовых ключей по координатам X, Y равно $2\sqrt{N}$. Систему ЗД в современных устройствах часто выполняют в виде планарной конструкции, располагая матрицы в плоскости (рис. 3.60,*а*). При этом уменьшается число спаек и ЗУ проще разместить в стандартном блоке.

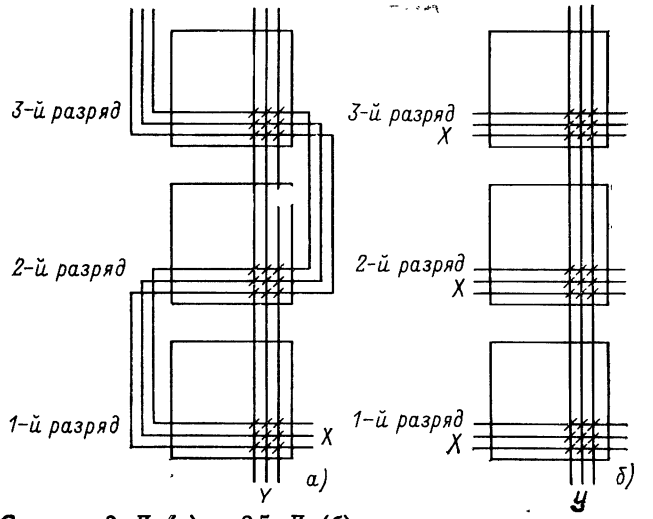


Рис. 3.60. Системы 3 Д (*а*) и 2,5 Д (*б*) с планарным размещением матриц

Серьезный недостаток системы 3Д — ее ограниченное быстродействие, которое определяется значительной индуктивностью токовых шин, имеющих большую протяженность, и тем, что нельзя применять больших токов считывания — записи.

В устройствах, рассчитанных на высокое быстродействие, применяют систему 2,5 Д (рис. 3.60,*б*). Она, так же как и система 3Д, составляется из p ферритовых матриц, в которых запоминаются определенные разряды чисел. Отличие состоит в том, что шины Y пронизывают все ферриты, а шины X проходят только через ферриты отдельных разрядов. Каждая разрядная матрица имеет свою считывающую обмотку (на рис. 3.60 не показана). Во время записи числа подается ток $+I/2$ в соответствующую шину Y, а в одноименные шины X подается ток $+I/2$, если в разряде записывается 1; если же записывается 0, то ток не подается. Для считывания подается ток $-I/2$ только в шину Y и одноименные шины X, число параллельным кодом снимается с обмоток считывания. Число генераторов тока в системе 2,5 Д значительно больше, чем в системе 3 Д, и ее применение оправдано в быстродействующих устройствах, управляемых интегральными схемами. Отметим, что для уменьшения числа генераторов тока в некоторых устройствах применяются диодные матрицы выборки.

3.9.2. РАБОТА ЗУ В ИНКРЕМЕНТНОМ РЕЖИМЕ

Запоминающие устройства многоканальных анализаторов и других приборов ядерной электроники часто работают в инкрементном режиме, когда регистрируемые события суммируются по определенным адресам (каналам). Иначе говоря, для каждого события отыскивается свой адрес и в него добавляется $+1$, т. е. ЗУ эквивалентно N-канальному счетчику.

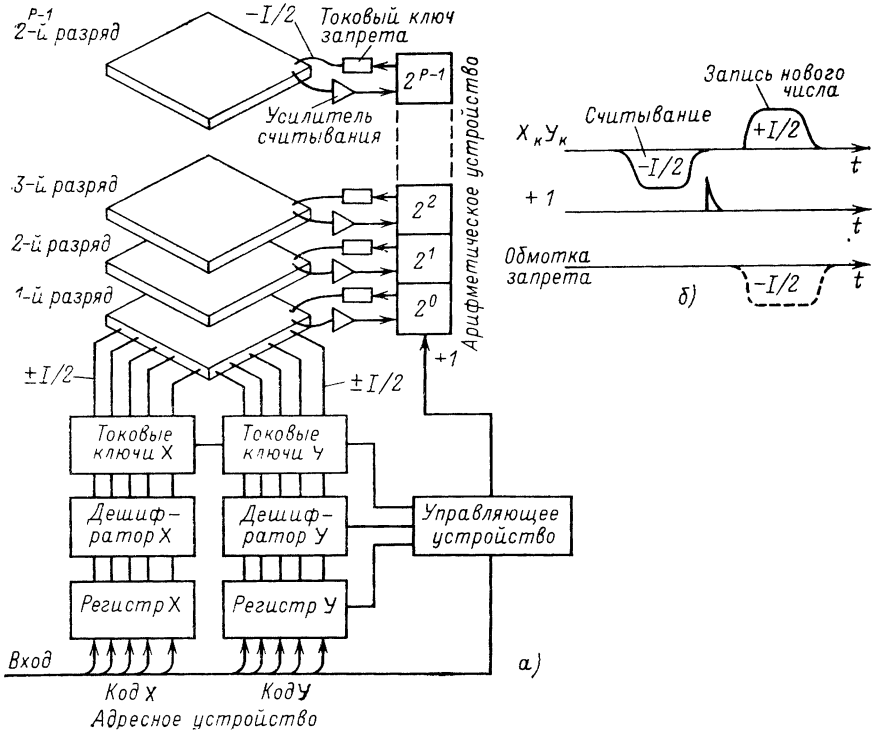


Рис. 3 61. Структурная схема ферритового запоминающего устройства *(а)* и временные диаграммы работы запоминающего устройства *(б)*

Структурная схема ферритного ЗУ, выполненного по системе 3Д и работающего в инкрементном режиме, приведена на рис. 3.61,*а*. Оборудование ферритового куба состоит из трех основных частей: адресного, арифметического и управляющего устройств. Структуру управляющего устройства для упрощения здесь не рассматриваем. Его задача состоит в выработке определенной последовательности управляющих сигналов после поступления кода события. Событие поступает на регистры адресного устройства в виде двоичного параллельного кода. В соответствии с этим кодом появляется единичный уровень (1) на одном из выходов каждого из дешифраторов X и Y и открываются соответствующие токовые ключи, направляющие токи в шине $X_к$ и $Y_к$.

Вначале происходит считывание числа, хранящегося по адресу $X_к$, $Y_к$. Для этого в шины $X_к$ и $Y_к$ подаются токи $-I/2$ и все ферриты выбранного столбца (канала) переводятся в 0 (см. рис. 3.59). Во время перехода ферритов из 1 в 0 на считывающих обмотках соответствующих разрядных матриц возникают импульсы, которые переводят в состояние 1 триггеры арифметического устройства, являющегося комбинированным регистром — счетчиком. В исходном состоянии все триггеры арифметического устройства были в состоянии 0. Таким образом, после считывания числа все ферриты

выбранного адреса перешли в 0, а число переписалось в арифметическое устройство.

Следующий этап состоит в добавлении единицы к числу, хранящемуся в арифметическом устройстве. Для этого оно переводится в режим счетчика и на его вход от управляющего устройства поступает импульс +1 (рис. 3.61,*б*). После этой операции в арифметическом устройстве будет новое число, равное хранившемуся прежде плюс 1.

Новое число записывается по прежнему адресу, для чего в шины $X_к$, $Y_к$ подаются токи $+I/2$ и токи запрета $-I/2$ в обмотки запрета тех разрядов, где записываются нули. Токовые ключи обмоток запрета управляются соответствующими триггерами арифметического устройства.

Из временно́й диаграммы (рис. 3.61,*б*) видим, что для регистрации нового события требуется некоторое время, в течение которого производятся считывание старого числа, добавление 1 и запись нового числа. Примерно такое же время требуется и в том случае, когда необходимо только прочитать число, так как после чтения его вновь надо восстановить — записать по тому же адресу. Суммарное время считывания и перезаписи числа называют временем обращения $t_{обр}$ к памяти. В быстродействующих устройствах $t_{обр}$ составляет от долей до нескольких микросекунд. Время обращения — важный параметр, он характеризует быстродействие ЗУ и часто всего прибора.

Был рассмотрен наиболее типичный инкрементный режим работы ЗУ в приборах экспериментальной ядерной физики. Возможны и другие режимы, например запись кодов чисел по определенным адресам. Такая запись характерна для ЭВМ и накопителей информации. При записи чисел также отыскивается адрес в ферритовом кубе; число вначале в виде параллельного кода поступает в арифметическое устройство, затем переписывается в куб.

Арифметическое устройство и устройство управления не всегда бывают составной частью ЗУ, в вычислительных системах их функции обычно выполняет процессор. Адресные регистры многоканальных анализаторов могут быть частью аналого-кодовых преобразователей.

3.9.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЗУ

Полупроводниковые ЗУ наряду с ферритовыми также широко применяют для запоминания информации. Они имеют небольшое время обращения (до 50 нс у биполярных схем), потребляют мало энергии, особенно МОП-структуры, имеют небольшие размеры. Плотность размещения элементов памяти в интегральных схемах достигает нескольких сотен бит на 1 мм^2. В настоящее время полупроводниковые ЗУ применяют в основном там, где требуется высокое быстродействие и емкость памяти не превышает 10^6 бит; устройства большей емкости выгоднее выполнять на ферритах. Полупроводниковая память используется в промежуточных накопителях

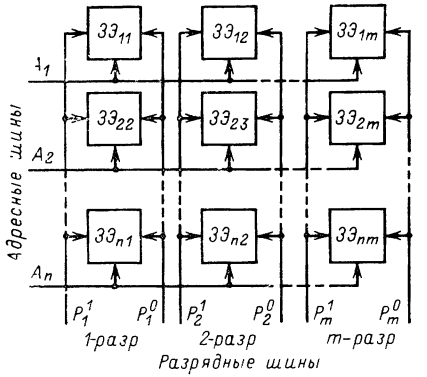


Рис. 3.62. Структура матрицы полупроводникового запоминающего устройства с пословной выборкой

информации, быстродействующих многоканальных анализаторах, а также различных автоматизированных установках с микропроцессорами.

В качестве запоминающих элементов применяют бистабильные схемы: триггеры или ячейки с емкостями памяти. Запоминающие устройства на триггерах относятся к статическому типу, информация в них хранится до тех пор, пока обеспечивается питание. В устройствах с ячейками памяти на емкостях записанная информация со временем нарушается из-за стекания зарядов, поэтому предусматривается непрерывная регенерация двоичных чисел (0, 1); эти устройства относятся к динамическому типу.

Матрица-накопитель. В полупроводниковых ЗУ ячейки памяти размещают в матрице-накопителе. Возможны разные способы обращения к ячейкам памяти; обычно применяют поэлементную и пословную выборку. Организация поэлементной выборки такая же, как в плоской ферритовой матрице: производится запись — считывание отдельного элемента, находящегося на пересечении координатных шин. Принцип пословной выборки поясняет структурная схема матрицы, приведенная на рис. 3.62. Здесь отдельное m-разрядное слово (число) занимает запоминающих элементов (ЗЭ). К каждому слову подходит адресная шина A_i. Запоминающие элементы каждого разряда соединены с разрядными шинами P'_i, P^0_i. При считывании слова подается определенный уровень напряжения на выбранную адресную шину и информация снимается параллельным кодом с разрядных шин. Во время записи слова также подается необходимый уровень напряжения на адресную шину, а на разрядную шину поступают уровни напряжения, соответствующие числам (0 и 1), составляющим слово.

Запоминающие элементы. Рассмотрим работу в матрице-накопителе запоминающего элемента, выполненного по схеме статического триггера на p-канальных МОП-транзисторах (рис. 3.63,*а*). Триггер образуют транзисторы T_1—T_4. Ключи T_5, T_6 служат для управления триггером и съема данных. Временные диаграммы, поясняющие процесс записи и считывания, приведены на рис. 3.63,*б*. Известно, что p-канальный МОП-транзистор относится к полевым приборам и управляется напряжением, приложенным к затвору, при этом ток в цепи затвора практически не потребляется. В схемах с общим истоком используется отрицательное напряжение стокового питания и транзистор проводит при некотором отрицательном напряжении затвора относительно истока.

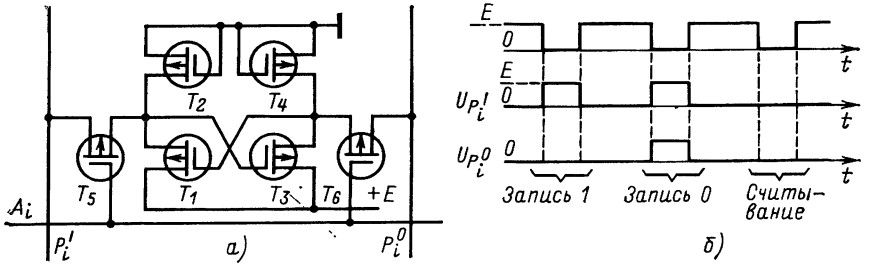


Рис. 3.63. Запоминающий элемент — статический триггер на *p*-канальных МОП-транзисторах (*а*) и временные диаграммы (*б*)

Допустим, что схема находится в состоянии 0, что соответствует запертому состоянию T_1 и открытому T_3. В исходном состоянии напряжение на адресной шине A_i равно $U_{A_i}=E$, а на разрядных шинах P'_i и P^0_i напряжения равны $U_{P'_i}=0$; и $U_{P^0_i}=0$; при этом транзисторы T_5 и T_6 заперты. Чтобы в элемент записать 1, напряжение на адресной шине понижают $U_{A_i}=0$, а на разрядные шины подают $U_{P'_i}=E$ и $U_{P^0_i}=0$. Понижение напряжения затвора T_5 относительно истока приводит к открыванию T_5, в результате чего повышается напряжение на затворе T_3, транзистор запирается и схема переходит в состояние 1, при котором T_1 проводит, а T_3 — заперт. Аналогично ЗЭ переходит в состояние 0 при подаче на шины $U_{A_i}=0$; $U_{P'_i}=0$ и $U_{P^0_i}=1$.

Для считывания с элемента числа напряжение понижается только на адресной шине ($U^A_i=0$). В результате через один из транзисторов (T_5 или T_6), исток которого имеет более положительный потенциал, так как он соединен с проводящим для данного состояния триггера транзистором (T_1 или T_3), потечет ток в разрядную шину P'_i или P^0_i и далее в усилитель чтения.

Помимо статических ЗУ в мини-ЭВМ и микропроцессорных системах широко применяют динамические полупроводниковые ЗУ. В них используют свойства МОП-транзисторов сохранять заряд на паразитной емкости затвора в течение некоторого времени. Чтобы в течение длительного времени работы не было потери информации, она периодически, через каждые несколько миллисекунд, регенерируется. Эта особенность динамических устройств приводит к некоторому усложнению управляющих схем и затрудняет их применение в быстродействующих системах. Широкое распространение этих устройств объясняется тем, что в них используется в 2—3 раза меньше МОП-транзисторов, чем в статических устройствах, и легче получить большую емкость памяти.

3.9.4. ЗУ БОЛЬШОЙ ЕМКОСТИ

В автоматизированных системах экспериментальных установок, так же как и в вычислительной технике, применяют различные ЗУ большой емкости. Они служат для накопления и хранения ин-

формации и программ. Кратко рассмотрим ЗУ большой емкости и укажем области их применения.

Накопители на магнитной ленте представляют собой магнитофоны, рассчитанные для записи и считывания цифровой информации, которые ведутся параллельным или смешанным кодом несколькими магнитными головками. Последние представляют собой миниатюрные электромагниты, находящиеся в контакте с пленочным магнитоносителем. Емкость накопителей на магнитной ленте практически неограниченна. Их часто применяют в качестве массовой памяти для накопления и последующей сортировки больших объемов информации в многомерных спектрометрических исследованиях (см. гл. 6).

Магнитные диски и барабаны в отличие от накопителей на магнитной ленте обеспечивают достаточно быстрое, порядка нескольких миллисекунд, обращение к памяти. В них магнитоноситель нанесен на образующую цилиндра или на поверхность диска и головки не касаются магнитоносителя. Поэтому возможны высокая скорость и, следовательно, малое время обращения. В настоящее время наиболее широко применяют дисковые накопители. Их емкость достигает нескольких мегабайт. Магнитные головки удерживаются над поверхностью диска аэродинамическими способами. Размер зазора составляет несколько микрометров. Применяют также диски, в которых головки устанавливаются на неподвижной плате, над поверхностью которой с большой скоростью (порядка нескольких тысяч оборотов в 1 мин) вращается диск из гибкой магнитной пленки. Создающееся под диском разрежение стабилизирует зазор между головками и магнитоносителями.

Сменные гибкие диски, или так называемые *флоппи-диски,* выполняют также из магнитной пленки, но скорость их вращения невелика, порядка сотен оборотов в 1 мин, и магнитоноситель находится в контакте с магнитными головками. Сравнительно большое время эксплуатации флоппи-дисков достигается специальной технологией изготовления слоя магнитоносителя. Емкость дисков не очень велика — на одном диске хранится не более 1—3 Мбит.

Гибкие диски часто используют в микро-ЭВМ, входящих в состав анализаторов и других приборов. Они удобны в работе, поскольку позволяют быстро производить смену дисков, из которых составляют библиотеки данных и программ.

Оптоэлектронные накопители обладают наибольшей плотностью записи, достигающей 10^4—10^5 бит/мм^2. В этих устройствах запись информации на фоточувствительный носитель ведется световым лучом. Известны системы с записью и считыванием при помощи лазерного луча, а также устройства следящего типа с электронно-лучевыми трубками. Большими возможностями обладают накопители голографического типа, их иногда применяют в качестве систем массовой памяти в многомерных исследованиях (см. гл. 6).

Глава 4

Измерение временных распределений

§ 4.1. ВИДЫ ВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

В экспериментальной ядерной физике и во многих прикладных задачах часто возникает необходимость в нахождении временных корреляций между двумя или многими событиями. В некоторых исследованиях определяется одновременность появления или непоявления нескольких событий. Для этого применяют методы совпадений и антисовпадений, которые широко используют в различных годоскопических системах, служащих для выделения и регистрации частиц в пространстве и во времени. Приведем примеры использования этих методов для решения различных физических задач.

Для определения числа частиц, имеющих определенное направление, часто применяют установку, состоящую из двух или нескольких счетчиков, подключенных к схеме совпадений, — так называемый телескоп. На рис. 4.1,*а* приведена схема телескопа, составленная из двух счетчиков $Д_1$ и $Д_2$. В зависимости от прохождения частицы через счетчик (через один счетчик или через два) на входы схемы совпадений поступают один или одновременно два импульса (рис. 4.1,*б*). Задача схемы совпадений заключается в том, чтобы выделить случаи одновременного поступления импульсов на входы и сигнализировать о таком событии. В рассматриваемой установке на выходе схемы совпадений сигналы будут возникать всякий раз, когда частица проходит оба счетчика, т. е. в выделенном телескопом угле. Так как электронные системы могут устанавливать одновременность событий всегда лишь с некоторой конечной точностью, то возможны случаи совпадений во времени между импульсами от разных частиц, проходящими под разными углами. Как правило, вероятность такого явления мала, но в некоторых случаях ее приходится учитывать.

Метод антисовпадений применяют в установке для регистраций очень малых активностей (рис. 4.2). В такой установке детектор должен быть очень хорошо защищен от внешних излучений. Однако свинцовая и бетонная защиты не могут полностью исключить попадания в детектор космических лучей и других про-

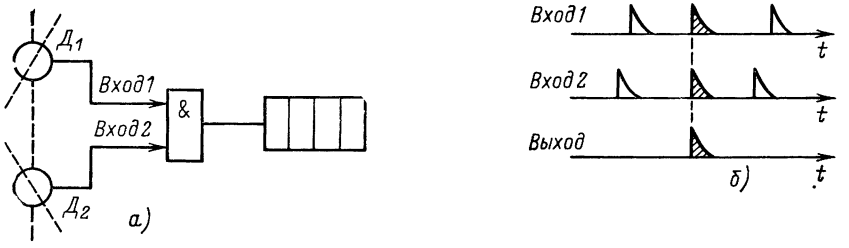


Рис. 4.1. Схема телескопа (*а*) и временные диаграммы (*б*)

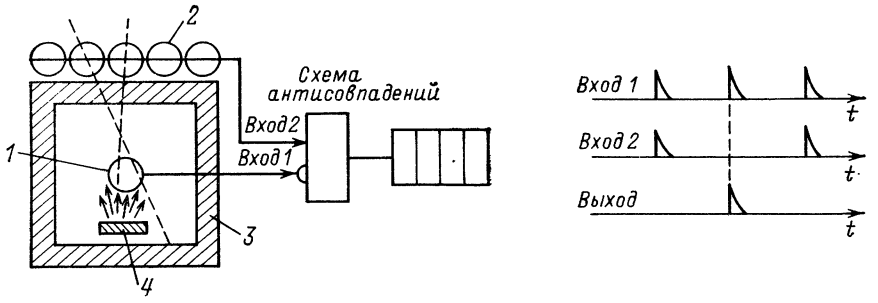


Рис. 4.2. Применение метода антисовпадений при регистрации очень малых активностей:

1 — детектор; *2* — «ковер» счетчиков защиты; *3* — защита; *4* — исследуемый образец

никающих излучений. Поэтому установку защищают «ковром» из счетчиков, которые вместе с детектором, регистрирующим излучение исследуемого образца, подключают к схеме антисовпадений. Задача схемы антисовпадений заключается в том, чтобы на ее выходе появлялся сигнал, когда поступает импульс от внутреннего детектора, и чтобы сигнала на выходе не было, когда на входы приходят одновременно импульсы от внутреннего детектора и от «ковра» счетчиков. Таким образом, исключается регистрация внешнего излучения, пронизывающего счетчики защиты и внутренний рабочий счетчик.

Большое число задач связано с определением временны́х распределений событий, возникающих в определенной последовательности после некоторого первичного акта или процесса. Такие измерения ведут, например, при исследовании времени жизни возбужденных ядер или в спектрометрах, основанных на методе пролета частиц. В последнем случае создаются импульсные пучки частиц и по времени пролета ими определенного расстояния определяется их энергия.

В качестве примера рассмотрим нейтронный спектрометр с механическим прерывателем (рис. 4.3,*а*). Механический прерыватель представляет собой цилиндрический ротор, составленный из пластин двух сортов. Пластины из алюминия хорошо пропускают нейтроны, другие из кадмия или водородсодержащих пластмасс их поглощают и рассеивают. Ротор вращается с большой скоростью (от 100 до 10 000 об/мин) и помещается на пути выходящего из реактора нейтронного пучка. Через селектор проходят нейтроны только в те моменты, когда пластины ротора занимают положение, параллельное направлению пучка. Образующиеся пучки нейтронов распространяются вдоль вакуумной трубы и на конце ее регистрируются детектором. В каждой пачке частиц есть нейтроны разных энергий; поэтому вначале достигают детектора, и им регистрируются нейтроны больших энергий, затем регистрируются нейтроны меньших энергий. Напомним, что энергия нейтронов низких энергий определяется известной зависимостью $E = mv^2/2$, где v — скорость; m — масса нейтрона. Поэтому время пролета нейтроном расстояния l от прерывателя до детектора равно

$$t = l\sqrt{m/2E}\ .$$

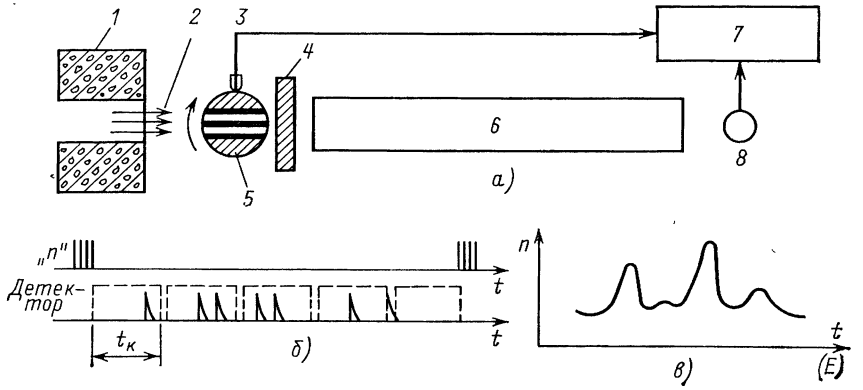


Рис. 4.3. Нейтронный спектрометр с механическим прерывателем (*а*), временны́е диаграммы (*б*) и временной (энергетический) спектр (*в*):
1 — защита реактора; *2* — пучок нейтронов; *3* — магнитная головка; *4* — исследуемый образец; *5* — механический селектор (прерыватель); *6* — вакуумная труба; *7* — временной анализатор; *8* — детектор

Длину пролетной базы делают равной от нескольких метров до нескольких сотен метров, и время пролета нейтронов малых и средних энергий охватывает очень широкий диапазон — от десятых долей микросекунды до десятков миллисекунд. В спектрометрах быстрых нейтронов (см. § 4.4) измерения ведутся в наносекундной области.

Таким образом, в спектрометрах по времени пролета после каждой нейтронной пачки детектором регистрируются последовательно нейтроны разных энергий. Измеряя число нейтронов, зарегистрированных в отдельные интервалы времени $t_к$, $n=f(t)$ (рис. 4.3,*б*), нетрудно определить энергетический спектр нейтронов $n=f(E)$ (рис. 4.3,*в*), прошедших через селектор или исследуемый образец. В данном случае используется метод временно́й селекции: события регистрируются в течение определенных интервалов времени $t_к$, называемых временны́ми каналами.

Если такие измерения ведут в одном временно́м канале, занимающем последовательно определенные положения на временно́й шкале, то предназначенные для этих целей устройства — временны́е анализаторы называют одноканальными. Если же одновременно ведут регистрацию в нескольких каналах, анализаторы называют многоканальными. В тех случаях, когда загрузки сравнительно велики и есть вероятность регистрации нескольких событий в канале за рабочий цикл, применяют многоканальные временны́е анализаторы — селекторы с числом каналов не более 100.

При бо́льшем числе каналов и относительно малых загрузках метод временно́й селекции, как правило, заменяют измерением интервалов времени между началом цикла и моментом регистрации частицы; результаты измерений сортируются так, что окончательно находится распределение событий во времени $n=f(t)$.

Для исследования временны́х распределений в зависимости от временно́го диапазона, загрузки и необходимой точности измере-

ний применяют различные методы. Исследования в наносекундной области и при малых загрузках обычно выполняют методом задержанных совпадений и косвенными методами измерения интервалов времени. В микросекундной и миллисекундной областях чаще применяют методы временно́й селекции и непосредственного кодирования временны́х интервалов. Как правило, кодирующие устройства входят в состав многоканальных временны́х анализаторов с устройствами памяти или работающих на линии с ЭВМ.

§ 4.2. ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ДЕТЕКТОРОВ ПРИ ВРЕМЕННЫ́Х ИЗМЕРЕНИЯХ

Точность временны́х измерений определяется как электронными методами и приборами, так и датчиками временно́й информации — детекторами. Известно, что одни детекторы имеют хорошие временны́е характеристики (например, время нарастания сигналов у сцинтилляционного детектора достигает 10^{-10} с), у других — временны́е характеристики значительно хуже. Так, время нарастания ионизационной камеры порядка 10^{-6} с. Форма сигналов детекторов зависит от места попадания частицы или кванта в детектор, типа излучения и т. д. Поэтому в зависимости от исследуемого временно́го диапазона надо выбирать определенный тип детекторов и применять разные способы формирования сигналов.

4.2.1. ФАКТОРЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ТОЧНОСТЬ ВРЕМЕННЫ́Х ИЗМЕРЕНИЙ

Импульс, снимаемый с нагрузки детектора излучений, определяет с некоторой погрешностью момент регистрации частицы или кванта. Момент детектирования совпадает с началом нарастания импульса (рис. 4.4), а срабатывание электронной схемы соответствует определенной амплитуде сигнала, превышающей порог срабатывания $U_{пор}$. Поэтому выходной сигнал электронной схемы дискриминатора задержан на некоторое время $t_з$ относительно момента детектирования $t_д$. Для работы схем совпадений временны́х анализаторов и других приборов важно, чтобы момент $t_з$, который будем называть моментом привязки, был постоянным для поступающих сигналов. Однако имеется ряд факторов, приводящих к его нестабильности.

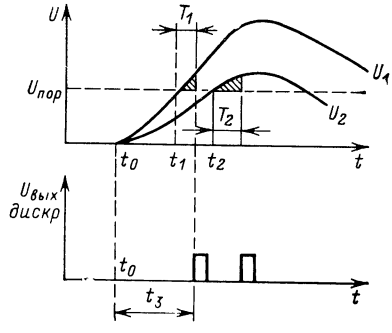


Рис. 4.4. Зависимость временно́й привязки от амплитуды импульсов

Дрейф — медленные уходы момента привязки, связанные с изменением параметров как детектирующего, так и электронного дискриминирующего устройств. Чаще всего дрейф вызывается значительными изменениями температуры. Его

следует учитывать при измерении длительных интервалов. При измерении малых интервалов дрейф не вносит существенных погрешностей.

Размытие, или «гуляние», момента привязки вызывается амплитудным разбросом импульсов. Влияние амплитудного разброса показано на рис. 4.4. От импульсов большей амплитуды дискриминатор срабатывает раньше t_1, чем от импульсов меньшей амплитуды t_2. Наблюдаемое размытие больше для сигналов, амплитуды которых близки к порогу срабатывания дискриминатора.

Амплитудный разброс приводит также к размытию, связанному с зарядовой чувствительностью дискриминаторов. Для срабатывания дискриминатора необходимо, чтобы после превышения порога срабатывания $U_{пор}$ в схему поступил некоторый заряд Q (см. рис. 4.4). Вызываемая этим эффектом временна́я задержка больше для импульсов меньших амплитуд ($T_2 > T_1$).

Задержки, связанные с амплитудным разбросом и зарядовой чувствительностью дискриминаторов, складываются и определяют момент привязки.

Временной статистический разброс (джиттер) существует независимо от эффекта размытия и вызывается шумами и процессом образования выходного сигнала.

Источник шумов может быть как в самом детекторе, так и в усилительной схеме. Влияние шумов особенно заметно в полупроводниковых детекторах. Эквивалентный шум, приведенный ко входу дискриминатора, создает как бы «уширение» сигнала (рис. 4.5). Если амплитудный разброс шумов имеет ширину σ_U, то ширину временно́й неопределенности в срабатывании дискриминаторов с порогом $U_{пор}$ можно записать в виде

$$\sigma_t = \frac{\sigma_U}{\left.\dfrac{dU(t)}{dt}\right|_{t=T}}.$$

Здесь $\left.\dfrac{dU(t)}{dt}\right|_{t=T}$ определяет наклон усредненного сигнала в момент пересечения порога дискриминации. Из этого выражения видно, что

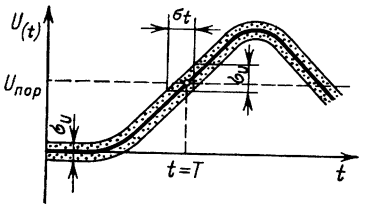


Рис. 4.5. «Уширение» сигнала вследствие шумов

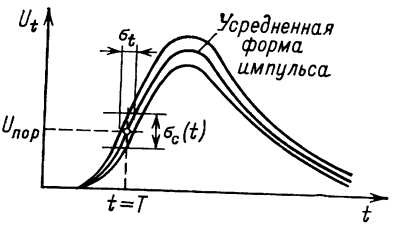


Рис. 4.6. Флуктуация формы, связанная со статистическим характером процесса образования сигнала: σ_t — временно́й разброс; $\sigma_c(t)$ — ширина флуктуаций формы импульса

ширина временно́й неопределенности увеличивается для сигналов меньшей амплитуды и в том случае, когда амплитудное значение близко к порогу срабатывания.

Процесс образования выходного сигнала детектора также имеет статистический характер. Его влияние на неопределенность временно́й привязки особенно заметно в сцинтилляционных детекторах, где при преобразовании исследуемого излучения образуется небольшое число фотоэлектронов (от 10 до 1000). Недостаточная статистика приводит к флуктуации формы выходного импульса фотоумножителя. Этот эффект поясняется рис. 4.6; на нем изображена усредненная форма импульса и две внешние линии, определяющие средние квадратические флуктуации формы импульсов, форма импульса зависит от времени и начального числа фотоэлектронов. Если задаться шириной флуктуаций формы импульса $\sigma_c(t)$, то временно́й разброс (джиттер) будет равен

$$\sigma_t = \left.\frac{\sigma_c(t)}{\frac{\sigma U(t)}{dt}}\right|_{t=T}.$$

Входящие в это выражение величины соответствуют моменту $t=T$, когда импульс пересекает порог срабатывания дискриминатора.

4.2.2. МЕТОДЫ ВРЕМЕННО́Й ПРИВЯЗКИ

В зависимости от скорости нарастания сигналов, их амплитудного разброса и флуктуаций формы применяют различные методы временно́й привязки. Если амплитуда импульсов изменяется мало и они имеют высокую крутизну нарастания, то временну́ю привязку можно вести по переднему фронту, применяя быстродействующие дискриминаторы с фиксированным порогом срабатывания, например схемы на туннельных диодах.

Очень часто импульсы детекторов имеют большие амплитудные разбросы, а погрешность временно́й привязки должна быть значительно меньше времени нарастания сигналов. Особенно это относится к «медленным» детекторам [сцинтилляционные счетчики с кристаллами NaI (Tl) или CsI (Tl)]. Время высвечивания этих сцинтилляторов, а следовательно, и длительность переднего фронта составляют 0,5 мкс. Время нарастания у сигналов полупроводниковых детекторов, снимаемых с выхода зарядовых усилителей и некоторых других детекторов, бывает такого же порядка. При работе с такими детекторами вести привязку по переднему фронту, как правило, нецелесообразно из-за амплитудного разброса. Для повышения точности временно́й привязки применяют различные методы, основанные на точной фиксации положения на оси времени некоторых параметров импульса, мало зависящего от амплитуды. К таким параметрам относятся: начало нарастания импульса; моменты, соответствующие его вершине или центру тяжести, и т. д.

Для привязки к началу нарастания импульса иногда применяют чувствительные дискриминаторы с порогом срабатывания примерно 1 мВ. При поступлении на такой дискриминатор импульсов с амплитудой несколько вольт и временем нарастания 10^{-6} с достигается точность привязки 10^{-7}—10^{-8} с. Возможно применение и обычных дискриминаторов. В этом случае импульсы предварительно усиливаются неперегружающимися насыщенными усилителями, которые «растягивают» начало импульсов по амплитуде (рис. 4.7).

Следует отметить, что при большом уровне шумов указанный метод не дает хороших результатов из-за перегрузки дискриминаторов.

Для осуществления временно́й привязки импульс детектора часто превращается в биполярный и привязка ведется к точке пересечения нулевой линии, поскольку при соответствующей обработке сигнала момент пересечения нулевой линии не зависит от амплитуды исходного сигнала. На этом основан метод двойного дифференцирования. Обработка сигнала ведется двумя дифференцирующими ячейками с постоянными времени $T_1 = C_1R_1$ и $T_2 = C_2R_2$ (рис. 4.8,*а*). Если входной сигнал описывается экспонентой с постоянной времени T_c (постоянная времени высвечивания сцинтиллятора), то сигнал на выходе определяется выражением

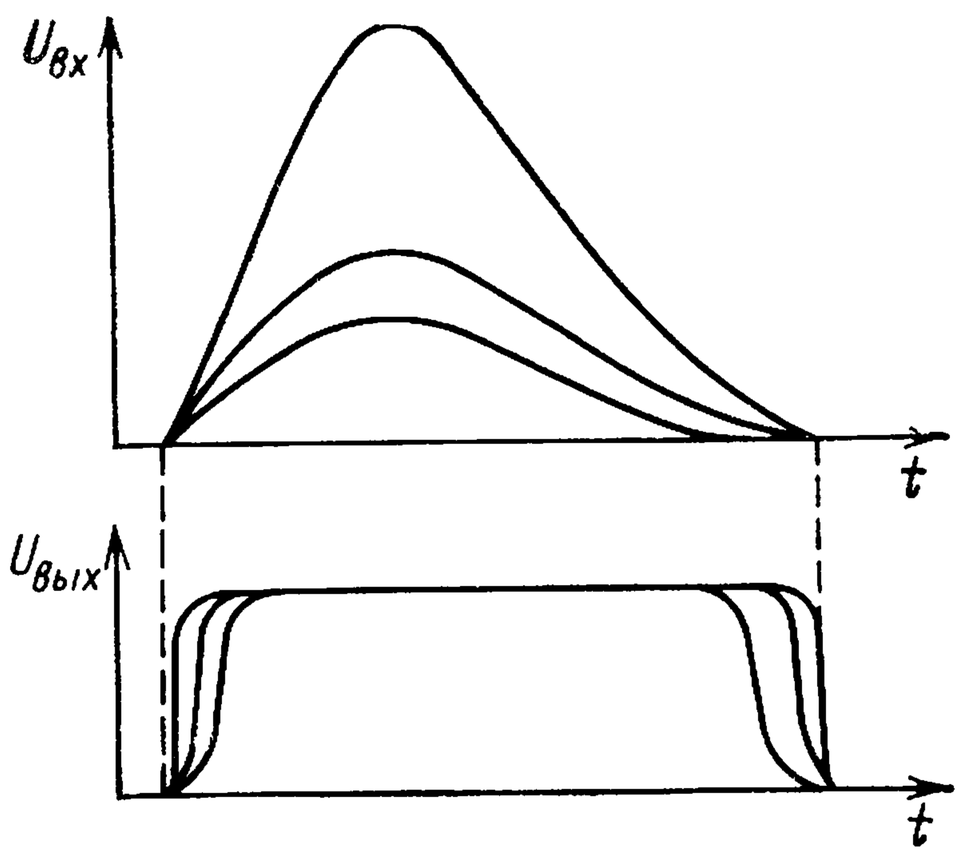


Рис. 4.7. Применение насыщенного усилителя для «растягивания» нижней части импульса: $U_{вх}$ и $U_{вых}$ — сигналы на входе и выходе усилителя соответственно

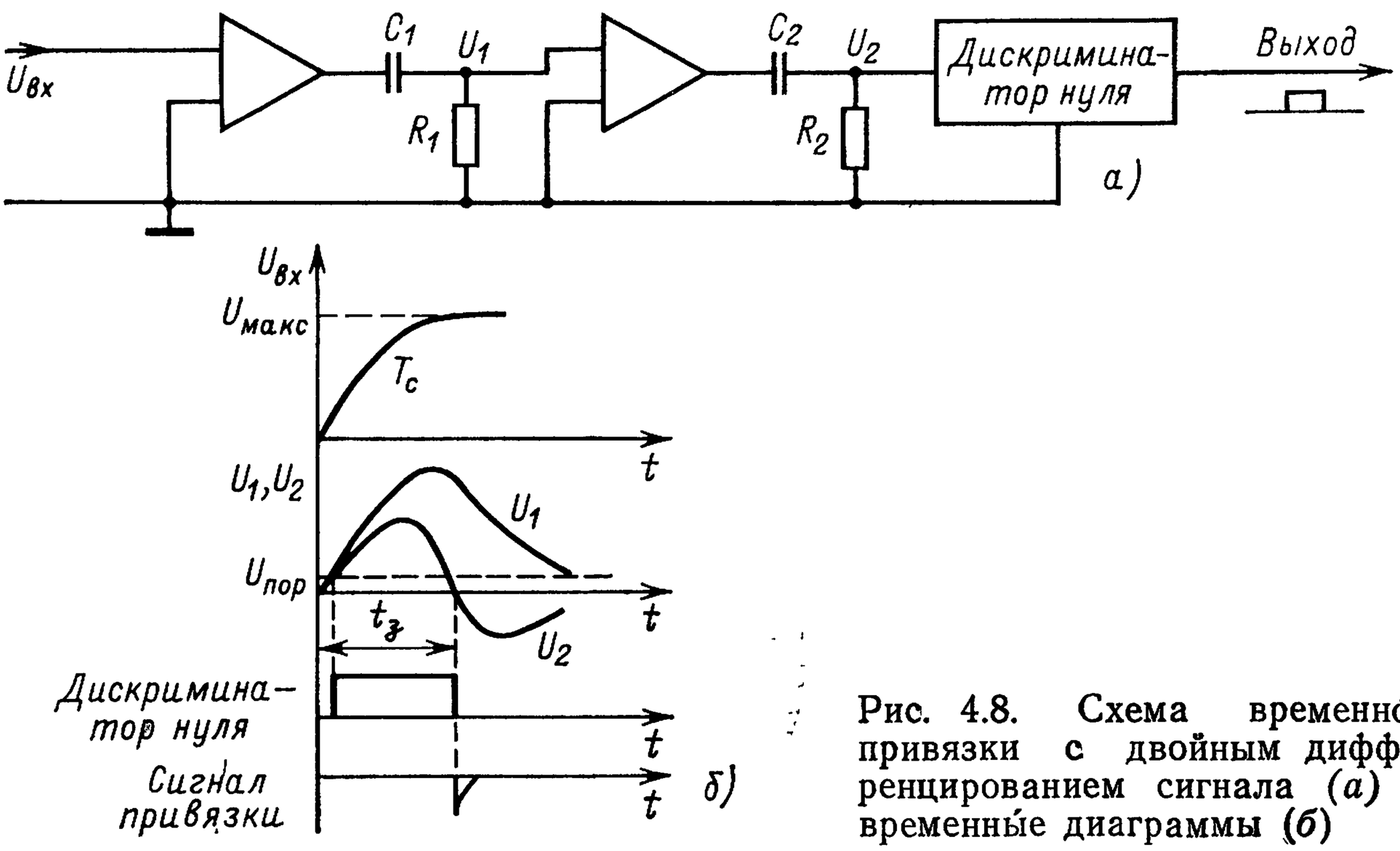


Рис. 4.8. Схема временно́й привязки с двойным дифференцированием сигнала (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

$$U_2 = K\left[(T_2 - T_1)\exp\left(-\frac{t}{T_c}\right) + (T_c - T_2)\exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) + \right.$$

$$\left. + (T_1 - T_c)\exp\left(-\frac{t}{T_2}\right)\right], \qquad (4.1)$$

где

$$K = U_{\text{макс}}\frac{T_1 T_2}{(T_1 - T_c)(T_c - T_2)(T_2 - T_1)}. \qquad (4.2)$$

Выходной сигнал получается двуполярным (см. рис. 4.8,*б*) и проходит через нуль ($U_2=0$) в момент $t=t_3$. Из выражения (4.1) видно, что $t_з$ зависит только от T_c, T_2 и T_1 и не зависит от амплитуды входного сигнала. Таким образом, момент перехода через нуль выходного импульса является стабильным параметром. Получаемый при двойном дифференцировании двуполярный импульс подается на дискриминатор Шмитта (см. § 5.1), отрегулированный так, что порог отпускания $U_{\text{пор.о}}$ совпадает с нулевой линией. Дискриминатор возвращается в исходное состояние при прохождении сигнала через нуль. Из импульса дискриминатора формируется сигнал привязки.

В методе, основанном на дифференцировании сигнала, привязка осуществляется фактически к вершине исходного импульса детектора. В этой области наиболее сильно проявляются статистические флуктуации (см. разд. 4.2.1).

Лучшие результаты в этом плане дает метод, основанный на привязке к переднему фронту, и в котором корректируется амплитудный разброс (метод следящего порога).

Существуют разные варианты этого метода. Для импульсов микросекундного диапазона могут быть применены схемы, в которых чувствительность дискриминатора регулируется амплитудой самого сигнала и срабатывание наступает в момент достижения сигналом определенного амплитудного значения. Порог срабатывания устанавливается обратно пропорционально амплитуде сигнала, поэтому момент срабатывания дискриминатора не зависит от амплитуды сигнала.

Более универсальны схемы со следящим порогом, у которых порог дискриминатора фиксируется, а импульс детектора проходит специальную обработку. Идея метода поясняется схемой и временны́ми диаграммами, приведенными на рис. 4.9. Поступающие на вход схемы привязки сигналы разветвляются по двум направлениям. В одной ветви сигнал проходит через линию задержки, которая задерживает сигнал на время $t_з$, равное или несколько больше переднего фронта импульса $t_н$ ($t_з \geqslant t_н$). Во второй ветви сигнал инвертируется и ослабляется в f раз. Задержанный и инвертированный сигналы поступают на схему суммирования. Из временны́х диаграмм видно, что задержанные сигналы с амплитудами A_1 и A_2 «насаживаются» на вершины инвертированных импульсов соответственно с амплитудами fA_1 и fA_2. Сформированные таким образом сигналы пересекают нулевую линию в одной точке.

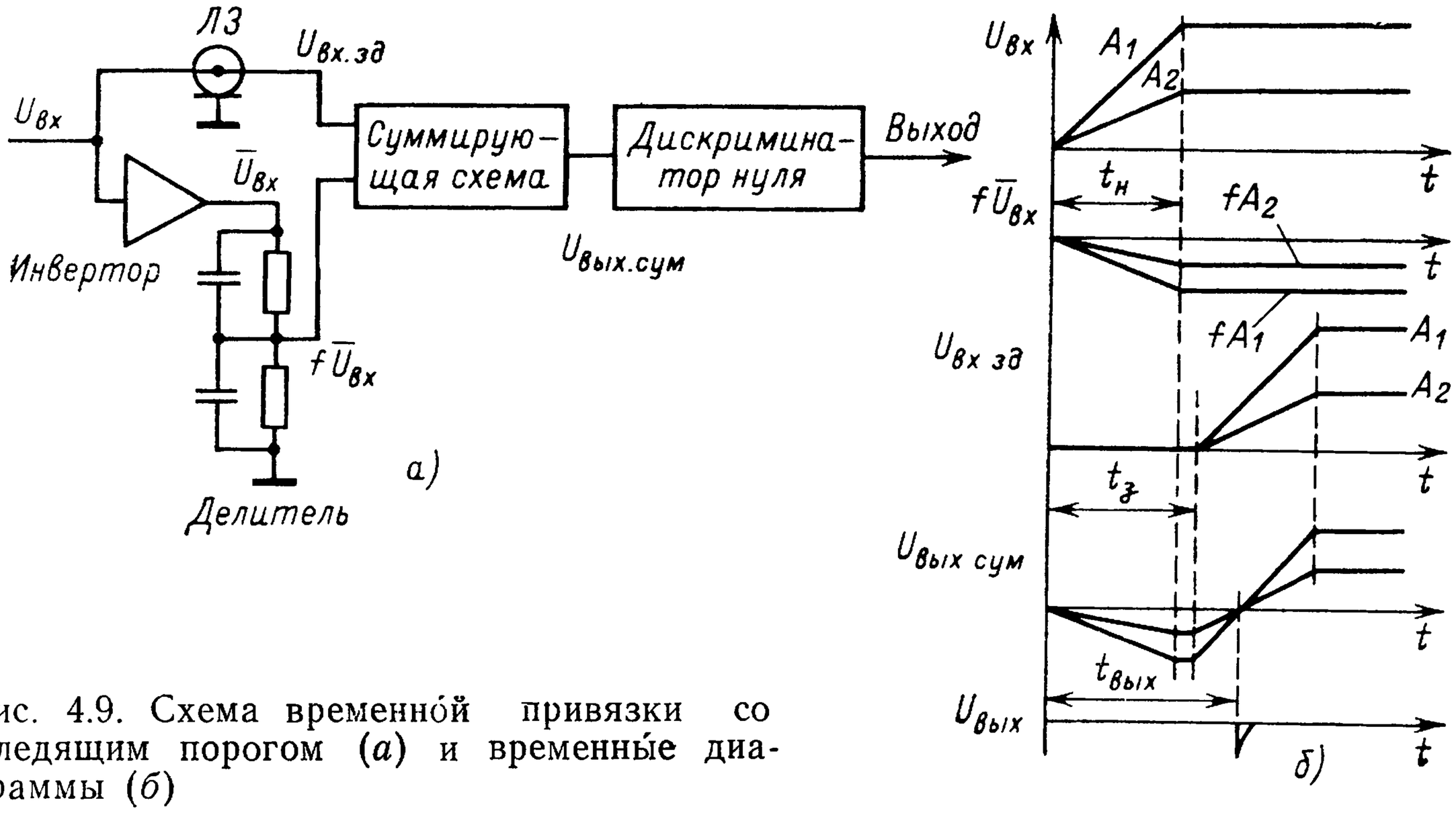


Рис. 4.9. Схема временно́й привязки со следящим порогом (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

С выхода суммирующей схемы сформированный сигнал поступает на дискриминатор, срабатывающий в момент пересечения нуля. Выходной сигнал формирователя не зависит от амплитуды входных импульсов и задержан относительно начала линейно нарастающего сигнала на время

$$t_{вых} = t_з + ft_н.$$

Имеются и другие варианты формирователей со следящим порогом. В частности, в формирователях на интегральных схемах иногда производится предварительная амплитудная дискриминация импульсов, что снижает загрузку малыми сигналами, для которых не обеспечивается хорошая точность временно́й привязки.

В устройствах временно́й привязки некоторое распространение получил также «метод контура», в котором используется фиксация положения на оси времени центра тяжести входного импульса. Для импульсов одинаковой формы положение центра тяжести не зависит от амплитуды. Импульс детектора $i(t)$ подается на входной каскад, нагруженный на LC-контур с собственной резонансной частотой ω. В том случае, когда период вынужденных колебаний контура значительно превышает длительность импульса тока $i(t)$, фаза колебаний определяется выражением

$$\Omega = \omega \int_0^\infty ti\,(t)\,dt, \qquad (4.3)$$

т. е. фаза снимаемого с контура напряжения определяется положением центра тяжести импульса детектора и, следовательно, для импульсов одинаковой формы не зависит от амплитуды. К контуру подключается фазочувствительная схема, срабатывающая в момент, соответствующий определенной фазе колебаний. Снимаемый с выхода этой схемы сигнал используется для временно́й привязки.

§ 4.3. МЕТОД СОВПАДЕНИЙ И АНТИСОВПАДЕНИЙ

4.3.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СХЕМ СОВПАДЕНИЙ И АНТИСОВПАДЕНИЙ

Метод совпадений и антисовпадений — один из важнейших экспериментальных методов ядерной физики и физики элементарных частиц. Он позволяет регистрировать частицы и кванты с заданной между ними корреляцией в пространстве и во времени.

Из приведенных в § 4.1 примеров видна сущность методов совпадений и антисовпадений, а также то, что схема совпадений и антисовпадений является фактически логическими элементами И и НЕ (см. § 3.3) соответственно.

Принцип действия многих схем совпадений И и схем антисовпадений НЕ, применяемых в вычислительной технике и ядерной электронике, сходен, однако в последнем случае возникает много специфических вопросов, связанных с применением этих схем. Если в вычислительных устройствах на логические схемы приходят сформированные импульсы в определенные, заранее обусловленные моменты времени, то на схемы совпадений и антисовпадений, используемые в физике, импульсы приходят в произвольные моменты времени и имеют далеко не идеальную, зачастую флуктуирующую форму. Поэтому в экспериментальной ядерной физике для схем совпадений и антисовпадений вводят специальные характеристики.

Одна из основных характеристик схем совпадений — время разрешения. Оно определяется как некоторый интервал времени τ с точностью, до которой схема совпадений устанавливает одновременность событий. Время разрешения называют электрическим (τ), если оно характеризует непосредственно схему совпадений, и физическим τ', если оно определяет всю установку совпадений в целом, включая детекторы. Точное определение времени разрешения и учет различных факторов, влияющих на него, обычно производят при помощи кривой задержанных совпадений. Для снятия этой зависимости в один из каналов схемы совпадений (рис. 4.10,*а*) вводят переменную задержку $t_з$ и последовательно при разных значениях задержки определяют число совпадений, возникающих при одновременной регистрации детекторами $Д_1$ и $Д_2$ некоторого излучения.

При работе с микросекундными сигналами на схему совпадений поступают хорошо сформированные импульсы и кривая совпадений имеет прямоугольную форму (рис. 4.10,*б*). Время разрешения в этом случае определяется однозначно. Электрическое и физическое время разрешения здесь совпадают, поскольку флуктуации сигналов детектора значительно меньше длительности сформированных сигналов.

В наносекундной области на схему совпадений могут поступать нестандартные импульсы разных амплитуд с пологими фронтами. Поэтому кривая задержанных совпадений приобретает колоколообразную форму (кривая *1* на рис. 4.10,*в*). Вследствие временны́х

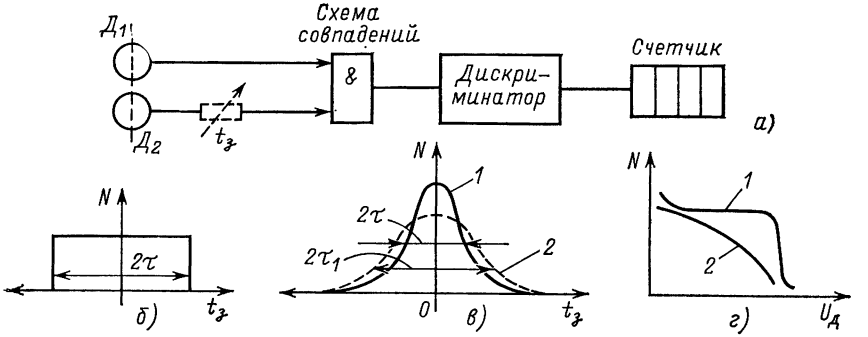


Рис. 4.10. Схема для снятия кривой задержанных совпадений (*а*); кривые задержанных совпадений для микросекундных (*б*) и наносекундных импульсов (*в*); интегральные амплитудные спектры импульсов на выходе элемента отбора (*г*)

и амплитудных флуктуаций импульсов кривая задержанных совпадений *2* расширяется и понятия электрического τ и физического τ' времени разрешения для обеих схем не совпадают; они могут быть определены математически как половина отношения площади под соответствующей кривой совпадений к ее высоте

$$\tau = \frac{1}{2N_{\text{макс}}} \int_{-\infty}^{+\infty} N(t)\,dt; \tag{4.4}$$

$$\tau' = \frac{1}{2N'_{\text{макс}}} \int_{-\infty}^{+\infty} N'(t)\,dt. \tag{4.5}$$

Это определение близко к широко используемому определению разрешения как «полуширины» кривой совпадений на половине высоты. Всегда $\tau \leqslant \tau'$, различие между этими величинами характеризует временны́е флуктуации в каналах схем совпадений.

Следовательно, время разрешения схем совпадений зависит от формы и длительности поступающих импульсов. Поэтому всегда надо стремиться к тому, чтобы импульсы были укорочены и усилители не вносили дополнительного их затягивания. Время разрешения схем совпадений зависит также от инерционности элементов отбора совпадений, что тесно связано с коэффициентом отбора схем совпадений, являющимся также важной характеристикой этих схем. Дело в том, что на выходе схем совпадений сигналы возникают не только тогда, когда происходит совпадение на всех n входах, но и в том случае, когда сигналы поступают одновременно на часть входов, причем амплитуда ложного сигнала тем больше, чем на большем числе входов наблюдается совпадение.

Коэффициент отбора ρ показывает, во сколько раз амплитуда выходного сигнала $U^{(n)}$ при наличии совпадений на всех n входах

больше амплитуды выходного сигнала при совпадении на n—1 входе ($U^{(n-1)}$)

$$\rho = U^{(n)}/U^{(n-1)}. \qquad (4.6)$$

Работа схем совпадений характеризуется также чувствительностью и эффективностью. Чувствительность определяется минимальной амплитудой совпадающих импульсов, которые регистрируются. Эффективность показывает, какая часть совпадающих импульсов регистрируется схемой. Эффективность схемы совпадений в большей степени определяется амплитудным спектром импульсов на выходе элемента отбора. Этот спектр может быть снят при изменении порога срабатывания дискриминатора, стоящего после схемы отбора. Для схем микросекундного диапазона спектр имеет плато (кривая *1*, рис. 4.10,*г*), поэтому практически все совпадения могут быть зарегистрированы. Спектр импульсов схем наносекундного диапазона (кривая *2*, рис. 4.10,*г*) показывает, что всегда неизбежны потери части совпадающих импульсов. Потери уменьшаются с понижением порога срабатывания дискриминатора.

В тех случаях, когда схема совпадений регистрирует большое число совпадений, следует учитывать еще один параметр — быстродействие или мертвое время. Быстродействие характеризуется минимальным интервалом времени, через который схема может зарегистрировать следующее совпадение. Чаще всего оно определяется не элементом отбора, а формирующими и дискриминирующими частями схемы.

4.3.2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ СХЕМ СОВПАДЕНИЙ

Классификация схем совпадений. Известно большое число типов схем совпадений, построенных на разных принципах и различных активных элементах. В ядерной электронике схемы совпадений наиболее целесообразно классифицировать по характеру реакции этих схем на входные импульсы. Такая классификация особенно рациональна для схем наносекундного диапазона. Она показывает, в каком направлении должно идти развитие этих схем для получения предельных параметров. Обозначая $x(t)$ и $y(t)$ входные импульсы, а $f(x, y)$ — реакцию выхода, схемы совпадений можно разделить на четыре основные группы.

1. Схемы, основанные на нелинейном сложении. Для них

$$f(x, y) \sim \Phi(x+y) - [\Phi(x) + \Phi(y)],$$

где $\Phi(x)$ и $\Phi(y)$ — характеристики нелинейных элементов (транзисторов и диодов), причем $\Phi(0)=0$. В некоторых задачах, требующих определения кратности совпадений, применяются также схемы с линейным сложением — мажоритарные схемы совпадений. Они будут рассмотрены отдельно.

2. Схемы, основанные на умножении. Для них $f(x, y) \sim xy$.

3. Схемы выбора меньшего. В этих схемах выходной сигнал

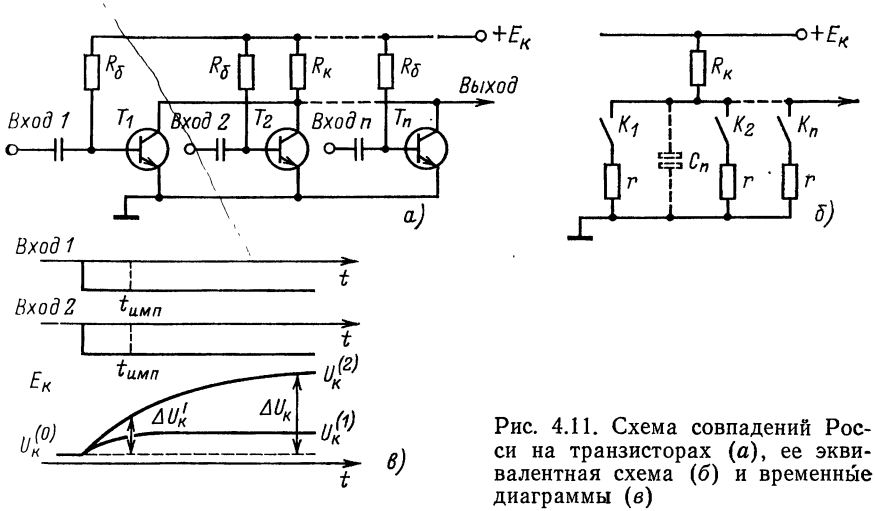


Рис. 4.11. Схема совпадений Росси на транзисторах (*а*), ее эквивалентная схема (*б*) и временные диаграммы (*в*)

пропорционален меньшему из двух входных сигналов, $f(x, y) \sim \sim \min(x, y)$.

4. Фазовые схемы. В них выходной сигнал зависит только от фазы входных импульсов и на зависит от амплитуды, $f(x, y) \sim \sim \varphi_x - \varphi_y$, где φ_x, φ_y — фазы входных сигналов.

Приведенная классификация отражает только основные явления, происходящие в схемах. В реальных схемах, особенно в схемах наносекундного диапазона, часто на основные явления накладываются побочные; так, характеристики этих схем иногда больше зависят от нелинейных элементов, чем от принципа построения. Ниже будут рассмотрены различные типы схем совпадений, получившие наибольшее распространение.

Схемы совпадений, основанные на нелинейном сложении. Типичной схемой с нелинейным сложением является *схема Росси,* первоначально разработанная на электронных лампах. Транзисторный вариант схемы приведен на рис. 4.11,*а*. Схема выполняется на двух или нескольких транзисторах, имеющих общую нагрузку и работающих в ключевом режиме. Сопротивление нагрузки $R_к$ выбирается значительно больше сопротивления ключей в проводящем состоянии r. При частичных совпадениях, когда закрывается часть ключей, напряжение на выходе меняется мало. При полных совпадениях, когда все ключи заперты, напряжение на выходе имеет максимальное значение и стремится к $E_к$.

Анализ основных процессов в схеме удобно вести при помощи эквивалентной схемы (рис. 4.11,*б*), в которой транзисторы заменены сопротивлениями r и ключами K_1, ..., K_n. Определим коэффициент отбора совпадений без учета паразитных емкостей схемы, т. е. для импульсов большой длительности

$$\rho = \Delta U_к^{(n)} / \Delta U_к^{(n-1)}, \qquad (4.7)$$

где $\Delta U_к^{(n)}$ — изменение напряжения на коллекторах при совпадении на n входах, а $\Delta U_к^{(n-1)}$ — изменение напряжения на коллекторах при совпадении на n—1 входе.

$\Delta U_к^{(n)}$ и $\Delta U_к^{(n-1)}$ можно определить через соответствующие потенциалы коллектора

$$\Delta U_к^{(n)} = U_к^{(n)} - U_к^{(0)}; \tag{4.8}$$

$$\Delta U_к^{(n-1)} = U_к^{(n-1)} - U_к^{(0)}, \tag{4.9}$$

где $U_к^{(0)}$ — потенциал коллекторов относительно земли, когда ни на одном из входов нет сигналов,

$$U_к^{(0)} = E_к \frac{r}{n} \Big/ (R_к + r/n); \tag{4.10}$$

$U_к^{(n-1)}$ — потенциал коллекторов относительно земли при совпадении на n—1 входе,

$$U_к^{n-1} = E_к r/(R_к + r), \tag{4.11}$$

$U_к^n$ — потенциал коллекторов относительно земли при совпадении на n входах,

$$U_к^n = E_к. \tag{4.12}$$

Подставляя (4.10)—(4.12) в выражения (4.7)—(4.9), определяем коэффициент отбора ρ

$$\rho = \frac{n}{n-1}\left(\frac{R_к}{r} + 1\right). \tag{4.13}$$

Из этого выражения видно, что для получения лучшего коэффициента отбора следует увеличивать коллекторную нагрузку и применять активные элементы с малым внутренним сопротивлением.

До сих пор не учитывалось влияние на работу схемы паразитной емкости $C_п$, которая ухудшает коэффициент отбора для импульсов малой длительности. В этом можно убедиться, рассматривая переходные процессы в схеме. Для большей наглядности рассмотрим двухканальную схему, состоящую из транзисторов T_1 и T_2 (рис. 4.11), работающих без насыщения.

В исходном состоянии оба транзистора проводят и потенциал коллектора равен $U_к^{(0)}$ (рис. 4.11,*в*). Когда на базу одного из транзисторов поступает отрицательный единичный импульс, транзистор запирается и потенциал коллектора увеличивается с постоянной времени $\tau^{(1)} \approx r C_п = \tau_т$, стремясь при этом к потенциалу $U_к^{(1)}$.

Если же оба транзистора запираются одновременно (случай совпадений), потенциал коллектора увеличивается с постоянной времени

$$\tau^{(2)} = R_к C_n = \tau_к.$$

Заметим, что $\tau_к \gg \tau_т$. Это означает, что при поступлении на вход импульсов конечной длительности $t_{имп}$ меньше $\tau_к$ ($t_{имп} < \tau_к$) коэффициент отбора будет меньше того значения, которое определяется выражением (4.13). В самом деле, $\Delta U'_к < \Delta U_к$ (рис. 4.11*в*). Для n-канальной схемы коэффициент отбора в зависимости от длительности импульсов $t_{имп}$ равен

$$\rho = \frac{n}{n-1}\left(\frac{\tau_к}{\tau_т} - 1\right)\frac{1 - \exp\left(-\frac{t_{имп}}{\tau_к}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{имп}}{\tau_т} - \frac{t_{имп}}{\tau_к}\right)}. \qquad (4.14)$$

Анализ этого выражения показывает, что в том случае, когда длительность импульсов $t_{имп}$ значительно меньше $\tau_т$ и, следовательно, меньше $\tau_к$, коэффициент отбора близок к единице, т. е. схема перестает «различать» совпадения. Для двухканальной схемы коэффициент отбора имеет приемлемое значение ($\rho \approx 5 \div 6$) при длительности входных импульсов $t_{имп} \approx 3\tau_т$. Поэтому разрешение такой схемы можно считать равным $\tau \approx 3rC_п$.

С увеличением числа каналов разрешение падает. Так, для пятиканальной схемы оно примерно равно $6rC_п$.

Параметры схемы Росси в большой степени зависят от типа активного элемента. Ее надо выполнять на высокочастотных транзисторах и применять меры для предотвращения насыщения.

Схема Гарвина. Эта схема сначала была предложена для повышения разрешения схемы Росси. Идея схемы состоит в том, что параллельно общей анодной или коллекторной нагрузке вводится нелинейный элемент — диод. В результате увеличивается разность между сигналами полных и частичных совпадений, а следовательно, увеличивается коэффициент отбора и уменьшается время разрешения.

Рассмотрим вариант схемы Гарвина, у которой триоды выполнены по схеме с общей базой, обладающей лучшими частотными свойствами, чем основная схема с общим эмиттером (рис. 4.12,*а*) (элемент отбора совпадений на схеме ограничен пунктиром). Левая часть схемы служит для ограничения и формирования импульсов ФЭУ. На рис. 4.12,*а* показан только один формирователь-ограничитель. Он выполнен также по схеме с общей базой. В его коллектор введен укорачивающий отрезок линии. В исходном состоянии триод $Т_к$ проводит поступающий на эмиттер с анода ФЭУ отрицательный импульс, запирает триод, и в его коллекторе формируется укороченный импульс. Этот импульс через соединительный кабель $ЛЗ_2$ подается на один из входов элемента отбора совпадений. Триоды $Т_1$, $Т_2$, ..., $Т_n$, стоящие в каналах элемента отбора совпадений, в исходном состоянии проводят (для этого на базы подано смещение 0,4 В), и через каждый из них в общую коллекторную цепь поступает ток I (4 мА).

Коллекторная цепь состоит из сопротивления нагрузки $R_к$ и фиксирующего диода $Д_1$. Потенциал катода фиксирующего диода

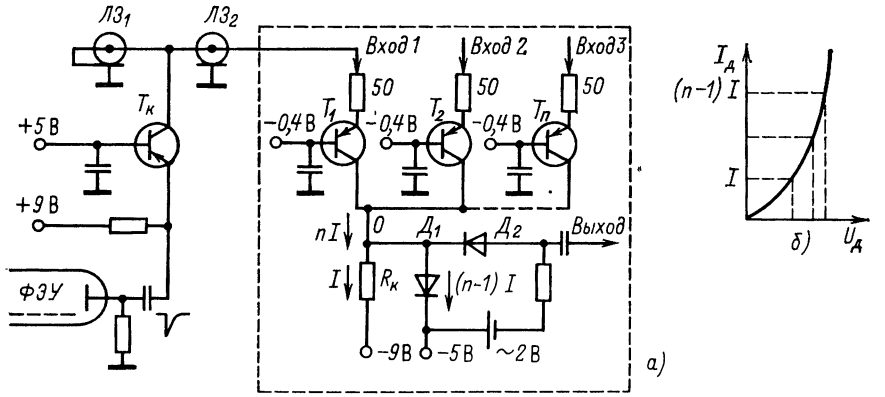


Рис. 4.12. Схема Гарвина на каскадах с общей базой (*а*) и характеристика фиксирующего диода (*б*)

$Д_1$ и значение $R_к$ выбирают такими, что через диод течет ток $(n-1)\,I$, а через $R_к$ — ток I. При частичных совпадениях, т. е. при одновременном поступлении сигналов на часть каналов, ток через фиксирующий диод уменьшается, однако заметного изменения потенциала на выходе не наблюдается, так как диод проводит (рис. 4.12,*б*). Только при полном совпадении, когда суммарный ток равен нулю, прекращается ток через диод и потенциал точки 0 начинает понижаться до $-E$ (—9 В). Дискриминация и затягивание импульсов совпадений осуществляются диодом $Д_2$. Время разрешения рассмотренной схемы достигает 10^{-9} с.

Схемы совпадений, основанные на умножении. В транзисторном варианте эти схемы составляют из нескольких последовательно включенных транзисторов (рис. 4.13). В исходном состоянии все транзисторы заперты, поскольку потенциал баз относительно эмиттеров отрицателен. На выходе схемы возникает сигнал только при одновременном открывании всех транзисторов.

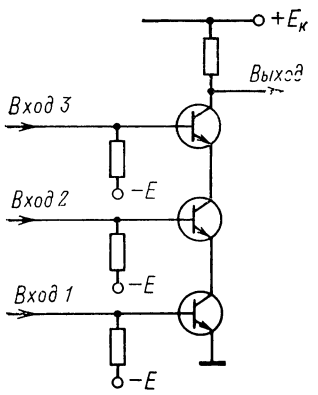


Рис. 4.13. Транзисторная схема совпадений последовательного типа

При работе транзисторов в режиме насыщения время разрешения невелико и имеет неопределенное значение. Объясняется это тем, что после перевода входными импульсами транзисторов в насыщенный режим требуется значительное время для рассасывания неосновных носителей. Возможен, например, такой случай. Вначале поступил сигнал только на первый вход. Естественно, что при этом на выходе сигнала нет, так как остальные транзисторы заперты. Одна-

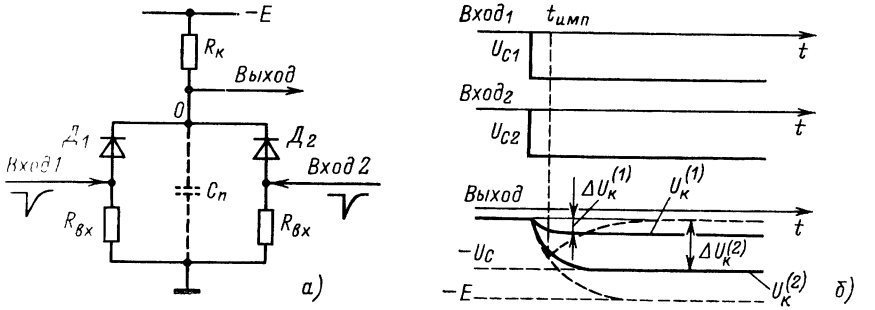


Рис. 4.14. Диодная схема совпадений (*а*) и временные диаграммы (*б*)

ко при одновременном поступлении через некоторое время сигналов на два других входа возникает сигнал совпадений. Такое положение объясняется тем, что не успели рассосаться неосновные носители, вызванные сигналом, поступившим до этого на первый вход.

Для получения от рассмотренной схемы времени разрешения порядка долей микросекунды следует применять высокочастотные транзисторы и обеспечить режим их работы в активной области.

Схемы совпадений, основанные на выборе меньшего. В схемах совпадений, основанных на выборе меньшего из совпадающих сигналов, выходной сигнал пропорционален меньшему из входных сигналов. Из схем этого типа наибольшее распространение получили диодные схемы совпадений.

Рассмотрим двухканальную диодную схему, рассчитанную на отрицательные входные импульсы (рис. 4.14,*а*). Катоды диодов $Д_1$ и $Д_2$ соединены параллельно и подключены к общей нагрузке $R_к$. Последовательно с диодами включены резисторы с небольшим сопротивлением $R_{вх}$; на них подают входные сигналы. Сопротивление нагрузки $R_к$ выбирают значительно больше прямого сопротивления диода $r_д$ и входного сопротивления $R_{вх}$ [$R_к \gg (R_{вх}+r_д)$]. Поэтому в исходном состоянии отбираемый от источника напряжения E ток в основном определяется $R_к$ и потенциал точки 0 близок к потенциалу земли. При поступлении на один из входов отрицательного импульса запирается подключенный к этому входу диод, но второй продолжает проводить, поэтому потенциал точки 0 уменьшается незначительно. В случае совпадения, т. е. при одновременном поступлении отрицательных импульсов, запираются оба диода и потенциал точки 0 уменьшается до амплитудного значения меньшего из входных импульсов. Заметим, что в том случае, когда амплитуда входных импульсов больше E, т. е. $U_с > E$, потенциал точки 0 при совпадении стремится к $-E$ и, следовательно, амплитуда выходного сигнала не может быть больше E.

Определим коэффициент отбора схемы. Учитывая, что $R_к \gg (r_д+R_{вх})$, найдем текущий через $R_к$ ток: $I_к = E/R_к$. В исходном

состоянии этот ток создает в точке 0 падение напряжения

$$U_к^{(0)} = I_к \frac{r_д + R_{вх}}{2}.$$

При поступлении сигнала на один из входов падение напряжения равно

$$U_к' = I_к (r_д + R_{вх}).$$

В случае совпадений потенциал точки 0 равен $U_к^{(2)} = U_{см}$ ($U_{см}$ — амплитуда меньшего из сигналов).

Используя выражения для $U_к^{(0)}$, $U_к^{(1)}$, $U_к^{(2)}$, найдем коэффициент отбора совпадений

$$\rho = \frac{\Delta U_к^{(2)}}{\Delta U_к^{(1)}} = \frac{U_к^{(2)} - U_к^{(0)}}{U_к^{(1)} - U_к^{(0)}} \approx 2 \frac{U_{ом} R_к}{E (r_д + R_{вх})}. \qquad (4.15)$$

Из этого выражения видно, что для получения высокого коэффициента отбора нужно стремиться к увеличению отношения $R_к/(r_д + R_{вх})$.

Рассмотренные соотношения справедливы, если длительность входных сигналов больше продолжительности переходных процессов в схеме. Практически они выполняются для микросекундных импульсов.

В наносекундной области следует учитывать переходные процессы в схеме и полупроводниковых диодах. Рассматривать переходные процессы удобно, так же как и в схеме Росси, подавая на входы единичные импульсы (рис. 4.14,*б*). Если импульс поступает только на один вход, потенциал точки 0 уменьшается очень быстро до $U_к^{(1)}$ с постоянной времени $\tau^{(1)} = C_п (r_д + R_{вх})$. В случае совпадений, т. е. при запирании обоих диодов, потенциал точки 0 уменьшается более медленно с постоянной времени $\tau^{(2)} = C_п R_к$. Поэтому в том случае, когда длительность входного импульса $t_{имп}$ меньше $R_к C_п$, коэффициент отбора будет меньше, чем это следует из выражения (4.15), так как $U_{вых} < U_с$. Для оценки ρ определим амплитуду выходного сигнала через заряд Q, отбираемый от емкости $C_п$ за время $t_{имп}$:

$$\Delta U_к^{(2)} = Q/C_п = I_к t_{имп}/C_п.$$

Зная $\Delta U_к^{(1)} = U_к^{(1)} - U_к^{(2)}$, находим ρ

$$\rho = 2 t_{имп}/C_п (r_д + R_{вх}). \qquad (4.16)$$

Это выражение показывает, что для улучшения коэффициента отбора при работе с короткими импульсами, т. е. при высоком разрешении, следует применять диоды с малой проходной емкостью и малым сопротивлением $r_д$, а также стремиться к минимальному входному сопротивлению $R_{вх}$. Последнее требование значительно сужает область применения схемы. Обычно $R_{вх}$ равно 50—100 Ом и является нагрузкой ФЭУ или высокочастотного кабеля.

Диодные схемы совпадений делают также многократными. Если число каналов равно n, то нетрудно показать, что коэффициент отбора равен

$$\rho = \frac{t_{имп}}{C_п (r_д + R_{вх})} \frac{n}{n-1}. \qquad (4.17)$$

С ростом числа каналов коэффициент отбора ухудшается главным образом в результате добавления емкости диодов и монтажа.

Минимальное время разрешения диодных схем совпадений ограничивается инерционностью диодов, связанной с рассасыванием накопленного заряда. Поэтому следует применять диоды, у которых снижено время жизни носителей, а также ограничивать протекающие через диоды токи. Известны схемы, в которых через диоды в исходном состоянии ток не идет, благодаря чему удается получить высокое разрешение.

В диодных схемах совпадений входные сопротивления иногда заменяют туннельными диодами (рис. 4.15,*а*). Последние выполняют роль безынерционных элементов, благодаря которым на работу схемы мало влияет амплитудный разброс входных импульсов. Схема, приведенная на рис. 4.15,*а*, рассчитана на два входа. Каждая ветвь схемы состоит из последовательно включенных обычных ($Д_1$, $Д_2$) и туннельных ($ТД_1$, $ТД_2$) диодов. Общее сопротивление нагрузки $R_а$ выбирается таким, чтобы нагрузочная характеристика пересекала характеристику каждого из туннельных диодов в точке A. С поступлением на один из входов, например на первый, импульса с амплитудой около 1 мА рабочая точка $ТД_1$ переходит в точку C. При этом повышается потенциал анода $ТД_1$ и, следовательно, запирается диод $Д_1$. В результате удваивается ток через вторую ветвь и диод $ТД_2$ переходит в рабочую точку B. Из характеристик видно, что поступление сигнала только на один из входов мало изменяет потенциал на выходе. Значительное изменение выходного потенциала наблюдается в случае совпадений, т. е. при одновременном протекании импульсов тока через оба туннельных диода.

В наносекундной области на работу схемы влияет паразитная емкость $C_п$ и коэффициент отбора равен 10.

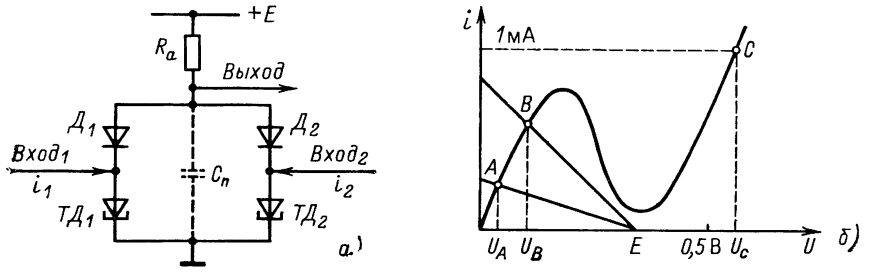


Рис. 4.15. Диодная схема совпадений с формирующими туннельными диодами (*а*) и характеристика туннельного диода (*б*)

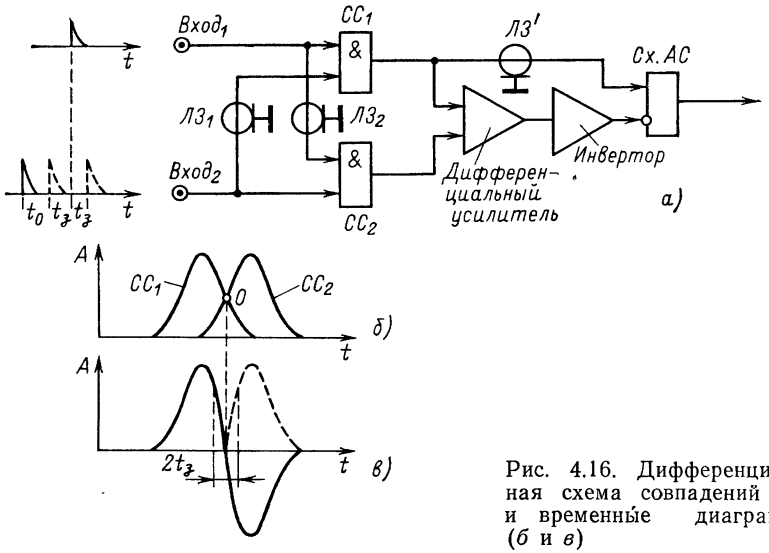


Рис. 4.16. Дифференциальная схема совпадений (*а*) и временные диаграммы (*б* и *в*)

Характеристика туннельного диода правее точки *С* имеет крутой участок, поэтому даже значительное увеличение амплитуды входных импульсов мало сказывается на выходном сигнале. Иными словами, туннельный диод в данной схеме является малоинерционным стандартизующим элементом. Сам он практически не влияет на длительность импульсов. Разрешение схемы определяется в основном длительностью входных импульсов и параметрами диодов $Д_1$, $Д_2$.

Фазовые схемы совпадений. Идеальная схема совпадений должна отвечать только на фазовые соотношения сигналов, и на ее работу не должны влиять длительность и амплитуда входных импульсов. Фазовые схемы совпадений в значительной степени удовлетворяют этим требованиям. Обычно это схемы дифференциального типа. В них используются два элемента отбора совпадений, между входами которых вводится задержка (рис. 4.16,*а*).

Выходные сигналы элементов отбора здесь имеют равную величину только при совпадении входных импульсов. Интервал времени, в котором наблюдается это равенство, меньше длительности входных импульсов. Поэтому схема имеет разрешающее время меньше длительности входных импульсов.

В рассматриваемой схеме используются два идентичных элемента отбора ($СС_1$ и $СС_2$). Каждый из них соединяется с одним из детекторов непосредственно, а со вторым — через линию задержки *ЛЗ* ($t_з$).

Работу схемы удобно проследить, подавая на ее входы импульсы, задержка между которыми плавно изменяется. Допустим, что на Вх.1 подан опорный («неподвижный») импульс, импульс же, поданный на Вх.2, начиная с момента t_0, равномерно «сдвигается» относительно опорного. Тогда, учитывая влияние линий задержки, $ЛЗ_1$ и $ЛЗ_2$, нетрудно получить зависимость амплитуды сигнала на выходе от задержки $A=f(t)$ (рис. 4.16,*б*) для обоих элементов отбора

$СС_1$ и $СС_2$. Совмещая эти кривые, можно заключить, что случаю совпадений соответствует точка их пересечения 0. В точке 0 амплитуды A выходных сигналов обоих элементов отбора равны, и напряжение на выходе дифференциального усилителя равно нулю. Слева и справа от точки 0 выходное напряжение имеет разные знаки. При помощи инвертирующей мостовой схемы оно делается одного знака и подается на схему антисовпадений, на второй вход которой поступают сигналы с выхода одной их схем совпадений. В результате на выход схемы антисовпадений проходят импульсы совпадений, возникающие только в узкой области $2t_з$ (рис. 4.16,*в*). Таким образом, разрешающее время дифференциальной схемы совпадений меньше, чем длительность поступающих на нее сигналов. Заметим, что на схему антисовпадений сигнал поступает через линию задержки *ЛЗ'*. Задержка $t'_з$ выбирается из условия согласования затянутых сигналов на выходах $СС_1$ и дифференциального усилителя.

Схема совпадений с суммированием сигналов на линии задержки приведена на рис. 4.17. Сигналы детекторов с крутыми фронтами подают на входы $Вх_1$ и $Вх_2$. Пройдя соединительные линии с волновым сопротивлением $R_в$, они в точке 0 поступают в формирующий короткозамкнутый отрезок линии с волновым сопротивлением $R_в/2$. Сформированные сигналы в точке 0 суммируются. Подключенный к точке 0 дискриминатор на диоде $Д_1$ имеет порог дискриминации $U_m < U_{пор} < 2U_m$. Таким образом, на выход схемы проходят импульсы, соответствующие совпадению входных сигналов. Разрешение схемы определяется в основном качеством линий задержки и может достигать десятых долей наносекунды.

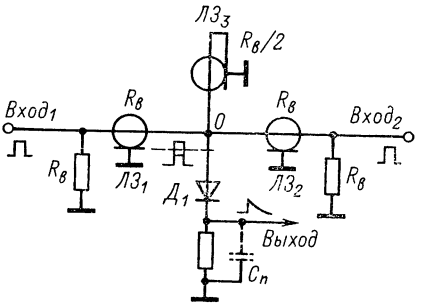
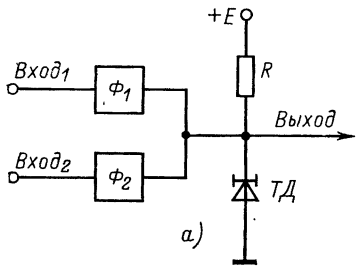


Рис. 4.17. Схема совпадений с суммированием сигналов на линии задержки

Схема совпадений с линейным сложением на туннельном диоде состоит из нескольких формирователей, импульсы тока которых поступают в цепь тун-



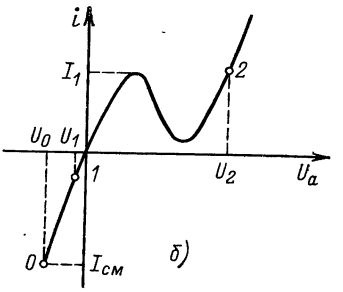


Рис. 4.18. Схема совпадений с линейным сложением на туннельном диоде (*а*) и характеристика туннельного диода (*б*)

нельного диода (рис. 4.18, *а*). В исходном состоянии туннельный диод смещен (рис. 4.18, *б*), его рабочая точка 0 соответствует току смещения $I_{см}$ и падению напряжения U_0. При поступлении импульса на один из входов *ТД* переходит в точку 1. При этом сигнал на выходе $\Delta U^{(1)}_{вых} = U_1 - U_0$ незначителен вследствие большой крутизны туннельной ветви.

При совпадении токи входных импульсов складываются, и суммарный ток превышает I_1. Поэтому туннельный диод переключается в состояние с большим падением напряжения U_2 (точка *2*) и сигнал на выходе $\Delta U^{(2)}_{вых} = U_2 - U_0$, а коэффициент отбора $\rho = \dfrac{\Delta U^{(2)}_{вых}}{\Delta U^{(1)}_{вых}} = \dfrac{U_c}{\Delta U^{(1)}_{вых}}$ имеет достаточно большое значение. Схема может иметь N каналов, для ее нормальной работы необходимо, чтобы выполнялось условие

$$I > \sum_{i=1}^{N} I - (I_1 + I_{см}) > 0.$$

Разрешающее время схемы может достигать времени переключения туннельного диода, реально оно определяется схемами формирования и составляет 0,1—1 нс. В качестве формирующих схем обычно применяют одновибраторы на туннельных диодах.

Мажоритарные схемы совпадений. В некоторых исследованиях возникает необходимость отбирать совпадения различной кратности. Использование для этой задачи обычных схем совпадений встречает ряд трудностей, связанных с их усложнением и необходимостью дополнительных коммутаций. Отбирать совпадения различной кратности удобно в мажоритарных схемах совпадений, основанных на принципе линейного сложения входных сигналов.

Работа подобных мажоритарных схем поясняется схемой, приведенной на рис. 4.19,*а*. Сигналы детекторов $Д_1$, ..., $Д_n$ стандартизуются формирователями $Ф_1$, ..., $Ф_n$ по амплитуде и длительности, после чего подаются на схему линейного сложения. Амплитуда сигнала на выходе схемы линейного сложения пропорциональна числу совпавших сигналов (рис. 4.19,*б*). Поэтому по амплитуде суммарного импульса A_Σ можно определить кратность совпадений. В простейшем случае эта операция выполняется дискриминатором.

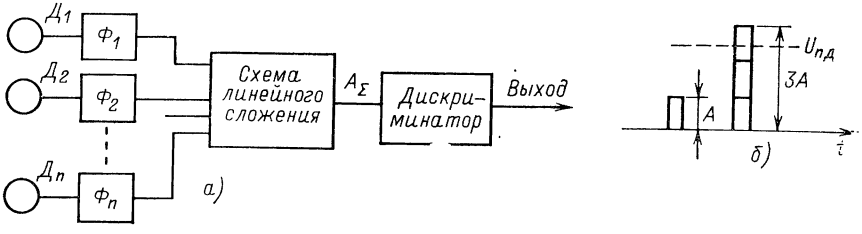


Рис. 4.19 Структура мажоритарной схемы совпадений (*а*) и временна́я диаграмма (*б*)

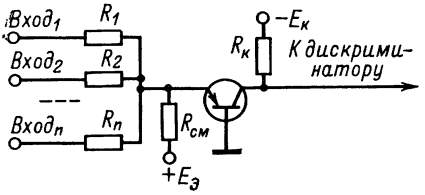


Рис. 4.20. Схема совпадений с линейным сложением на резисторах

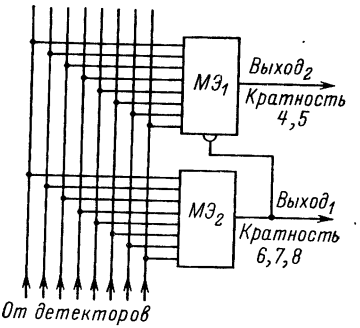


Рис. 4.21. Мажоритарная схема совпадений с каналом запрета

Различные типы мажоритарных схем совпадений отличаются как схемами суммирования, так и дискриминирующими элементами.

Схемы совпадений с линейным сложением на резисторах обычно применяют при больших кратностях. В такой схеме (рис. 4.20) сформированные по длительности и амплитуде сигналы поступают на резисторы R_1, ..., R_n, подключенные к каскаду с общей базой. На $R_{см}$ и малом входном сопротивлении каскада токи суммируются, и в результате падение напряжения на $R_к$ пропорционально числу совпавших сигналов. Кратность совпадений определяется дискриминатором напряжения. Кроме того, суммарный ток может поступать непосредственно в дискриминатор тока, выполненный, например, на туннельном диоде. Разрешение таких схем в значительной степени определяется формирователями и достигает нескольких наносекунд.

В мажоритарные схемы вводят также канал запрета, исключающий прохождение сигнала на выход. При этом значительно расширяются возможности схемы; объединяя несколько схем с запретом, можно регистрировать любые кратности совпадений. В качестве примера на рис. 4.21 изображена восьмивходовая схема с двумя мажоритарными элементами отбора с запретами $МЭ_1$ $МЭ_2$. Схема позволяет, например, выделять на выходе $МЭ_2$ совпадение с кратностью выше 5; при этом запрещается прохождение этих кратностей через $МЭ_1$, элемент $МЭ_1$ может быть настроен на регистрацию любых совпадений с кратностью до 6.

При совместной работе сложных устройств совпадений или годоскопических систем с ЭВМ кратность совпадений может быть закодирована. Для этого могут быть использованы методы, применяемые в многомерных измерениях (см. разд. 6.2.3).

4.3.3. СХЕМЫ СОВПАДЕНИЙ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логические интегральные элементы широко используют при построении схем совпадений. Схемы совпадений с разрешающим временем, лежащим в наносекундном диапазоне, выполняют обычно на элементах транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) и ло-

гики с эмиттерными связями (ЭСТЛ). Как правило, эти элементы рассчитаны на стандартизованные сигналы, поэтому в схемы совпадений необходимо вводить формирователи.

В качестве примера на рис. 4.22,*а* приведена схема совпадений, выполненная на логическом элементе И типа К1ЛБ376. Сформированные отрицательные сигналы поступают на базы эмиттерно-связанных транзисторов (T_2—T_6), входящих в левое плечо дифференциального каскада, в правом плече которого стоит T_7. Через нагрузку левого плеча $R_л$ течет ток до тех пор, пока открыт хотя бы один из транзисторов T_2—T_6. При совпадении сигналов на всех входах ток через $R_л$ прекращается; с выхода схемы снимается отрицательный импульс совпадений. Включенный на выходе эмиттерный повторитель повышает нагрузочную способность схемы. Минимальное разрешающее время этой схемы по совпадениям 5 нс.

В схему совпадений на логическом элементе И легко ввести канал антисовпадений (рис. 4.22,*б*). Для этого один из эмиттерно-связанных транзисторов смещается напряжением —E, а поступающий на базу этого транзистора сигнал инвертируется схемой НЕ. При одновременном поступлении сигналов на входы

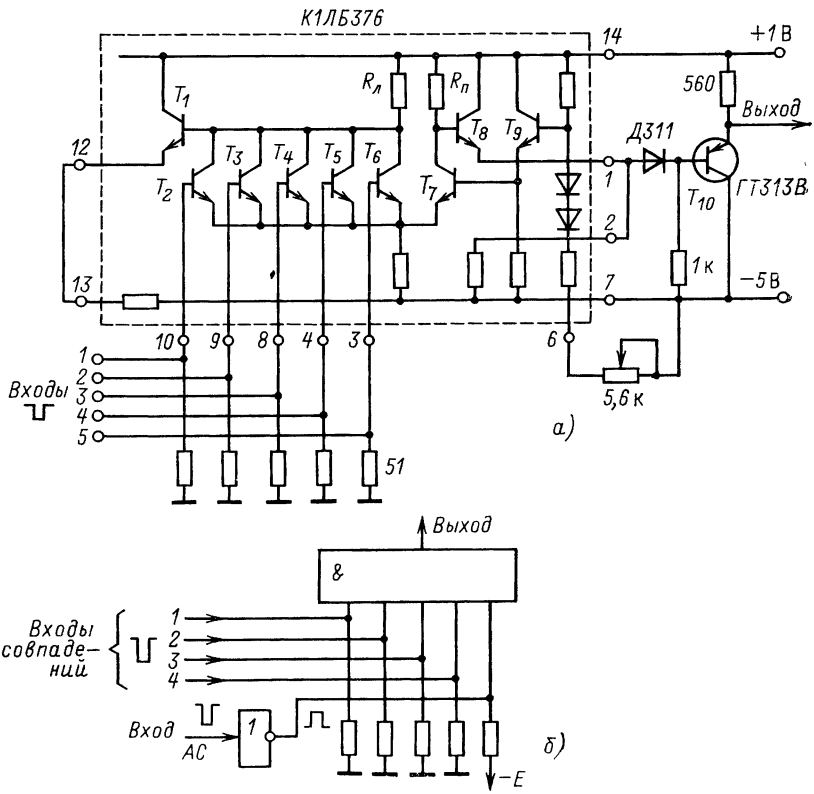


Рис. 4.22. Схема совпадений на интегральном логическом элементе И типа К1ЛБ376 (*а*) и схема совпадений с каналом антисовпадений (*б*)

1—1 на выходе схемы возникает сигнал совпадений. Если в это время есть сигнал антисовпадений, то он благодаря инвертору держит открытым подключенный к каналу транзистор и сигнал совпадений не возникает. Для четкой работы схемы необходимо, чтобы поступающий по входу *АС* сигнал появлялся немного раньше, а исчезал немного позже сигналов, приходящих по каналам совпадений. Это обеспечивается формирователями и задержками.

При выполнении схем совпадений в системе КАМАК (см. § 7.3) необходимо обеспечить управление некоторыми их параметрами, например изменить число входов, ввести задержки и т. д. Эти требования возникают как в ходе эксперимента, так и во время настройки аппаратуры.

Быстродействующие управляемые схемы совпадений удобно выполнять на элементах ЭСТЛ, в частности на дифференциальных приемниках сигнала с линии. Такой элемент К138ЛП1 (рис. 4.23) имеет дифференциальный каскад T_4, T_5 и выходной эмиттерный повторитель T_6. В схеме совпадений импульсы совпадений поступают через согласующие уровни транзисторов T_1—T_3 на одно-

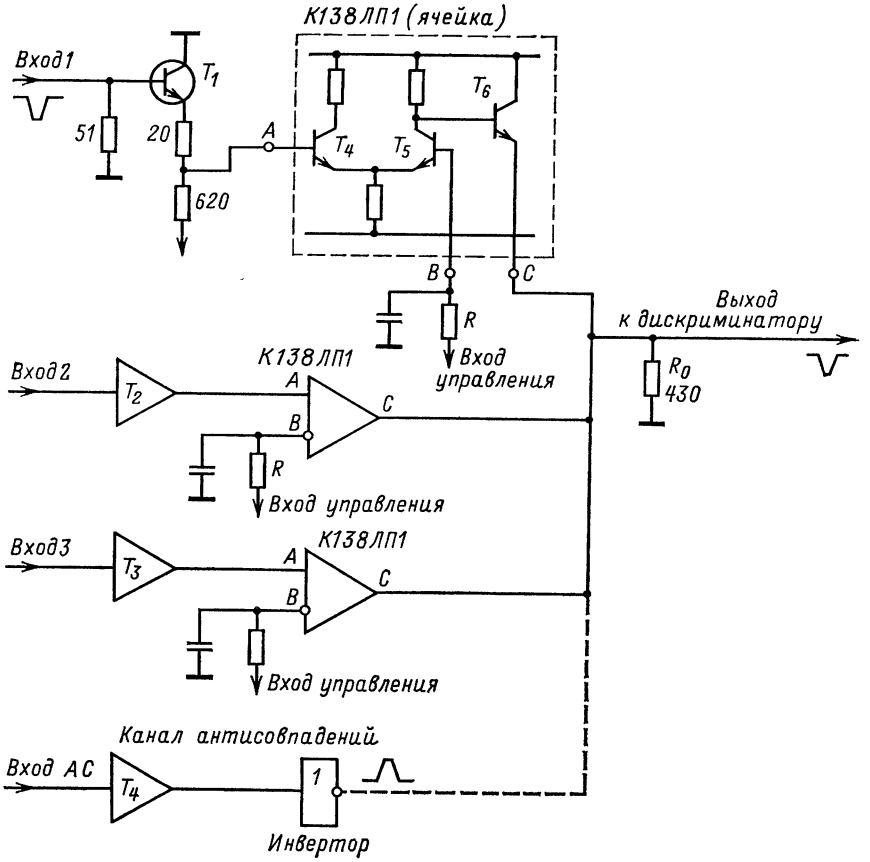


Рис. 4.23. Схема совпадений с каналом антисовпадений на интегральных дифференциальных приемниках сигнала с линии типа К138ЛП1

именные входы A всех элементов К138ЛП1, на вторые входы B поступают управляющие уровни. Совпадения выделяются на общем резисторе R_0, к которому подключены эмиттерные выходы всех элементов. В случае частичных совпадений входной уровень практически не изменяется, так как он поддерживается током повторителей, на которые сигналы не поступают.

Данную схему легко дополнить каналом антисовпадений (см. внизу на рис. 4.23). В канале имеется инвертор, токовый выход которого также соединяется с общим резистором R_0. При поступлении сигнала на вход антисовпадений AC и одновременном приходе сигналов на остальные входы совпадение регистрироваться не будет, так как на R_0 поступает положительный импульс инвертора.

Разрешающее время по совпадениям у схем на элементах с эмиттерно-связанной логикой в основном определяется длительностью сформированных импульсов и обычно составляет несколько наносекунд.

Разобранные примеры показывают, что быстродействующие интегральные элементы позволяют выполнять схемы совпадений с такими же высокими параметрами, как и на дискретных элементах. Преимущества интегральных схем особенно проявляются при создании сложных устройств совпадений и годоскопических систем с расширенной логической структурой. Интегральные схемы также позволяют создавать цифровые мажоритарные схемы с высокой кратностью совпадений.

4.3.4. ИЗМЕРЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕГО ВРЕМЕНИ СХЕМ СОВПАДЕНИЙ И УЧЕТ СЛУЧАЙНЫХ СОВПАДЕНИЙ

Определение разрешающего времени по кривой задержанных совпадений. Электрическое разрешающее время может быть определено методом самосовпадений, в котором один и тот же сигнал от наносекундного генератора или от «быстрого» детектора подают на один вход схемы совпадений непосредственно, а на второй вход — через линию *ЛЗ*, имеющую задержку $t_з$ (рис. 4.24,*а*). Линию подключают по очереди к обоим входам, и ее задержку изменяют. При этом на выходе регистрируют число совпадений. По получаемой таким образом кривой задержанных совпадений (рис. 4.24,*б*) определяют разрешающее время τ. В том случае, когда датчиком является генератор стандартных импульсов, определяется «чисто» электрическое разрешающее время. Если датчиком является детектор излучений и его сигналы не стандартизованы,

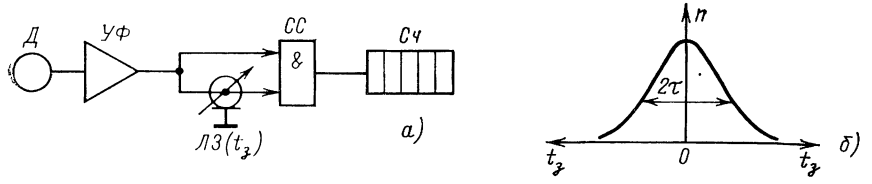


Рис. 4.24. Определение разрешающего времени схемы совпадений методом самосовпадений (*а*) и кривая задержанных совпадений (*б*):
УФ — усилитель-формирователь; *Сч* — счетчик

получаемое разрешающее время имеет бо́льшую величину, чем электрическое разрешающее время.

Для определения реального физического разрешающего времени к схеме подключают два детектора и так же, как в методе самосовпадений, снимают кривую задержанных совпадений (см. рис. 4.10, *а*). Естественно, что на получаемое этим методом разрешающее время влияют как временные, так и амплитудные флуктуации сигналов. Физическое разрешающее время больше электрического (см. рис. 4.10, *в*, пунктирная кривая).

В качестве линий задержек в рассматриваемых методах используют наборы из отрезков ВЧ-кабелей или специальные линии с переменной задержкой. Последние изготовляют в виде вращающегося медного цилиндра, на поверхности которого сделан спиральный паз для изолированного проводника со скользящим контактом.

Определение времени разрешения по случайным совпадениям. Если к схеме совпадений подключить независимые датчики статистических сигналов, то, несмотря на то, что между этими сигналами нет генетической связи, некоторые из них вызовут совпадения. Такие совпадения называют случайными. Очевидно, их число растет с увеличением времени разрешения схемы совпадений и с ростом интенсивности входных сигналов.

Для схемы совпадений, имеющей m входов и время разрешения τ, число случайных совпадений определяется известной зависимостью

$$n_{\text{сл.с}}^{(m)} = mn_1n_2 \ . \ . \ .n_m\tau^{(m-1)},$$

где n_1, n_2, ..., n_m — число импульсов в 1 с, поступающих соответственно на 1, 2, ...,m-й входы схемы.

В частном случае для схемы, рассчитанной на два входа, число случайных совпадений определяется выражением

$$n_{\text{сл. с}}^{(2)} = 2\tau n_1n_2,$$

или время разрешения схемы совпадений равно

$$\tau = n_{\text{сл. с}}^{(2)}/2n_1n_2. \qquad (4.18)$$

Эту зависимость используют при экспериментальном определении времени разрешения схемы совпадений по числу случайных совпадений.

Схема измерительной установки приведена на рис. 4.25. Детекторы $Д_1$ и $Д_2$ облучаются источниками излучений $И_1$ и $И_2$. Чтобы не возникало истинных совпадений (это возможно, например, при прохождении некоторой частицы одного из источников через оба детектора), между детекторами вводят защитный экран либо их разносят на большое расстояние. Измерения сводятся к определению $n_{\text{сл.с}}$, n_1 и n_2. Регистрирующей схемой, состоящей из трех счетчиков, определяют число импульсов, снимаемых с детекторов и с $СС$ в течение некоторого интервала времени.

Учет случайных совпадений. В тех случаях, когда число истин-

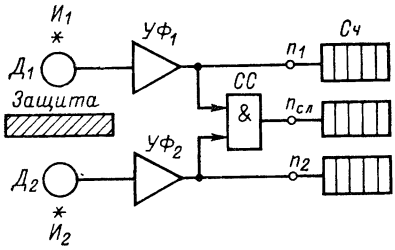


Рис. 4.25. Определение разрешающего времени схемы совпадений по случайным совпадениям:
И — источник; *УФ* — усилитель-формирователь; *Сч* — счетчик

ных совпадений соизмеримо с числом случайных совпадений, возникает необходимость в учете последних. Такая задача возникает, например, при регистрации сцинтилляционным счетчиком малых интенсивностей излучения низкой энергии, когда наблюдается значительное число случайных совпадений, вызываемых шумами.

Простейшая установка, позволяющая учитывать случайные совпадения, приведена на рис. 4.26, *а*. Она состоит из двух схем совпадений $СС_1$ и $СС_2$ с одинаковыми разрешающим временем и чувствительностью. Схема совпадений $СС_1$ соединена непосредственно с детекторами $Д_1$ и $Д_2$, схема $СС_2$ — через линию, имеющую задержку $t_з > 2\tau$. Схема $СС_1$ регистрирует истинные и случайные совпадения

$$n_1 = n_{ис} + n_{сл.с}.$$

Схема $СС_2$ не регистрирует истинных совпадений, так как соответствующие им сигналы детекторов «раздвинуты» линией задержки. Она регистрирует только случайные совпадения, число которых будет таким же, как и на выходе верхней схемы, поскольку предполагается, что разрешающее время схем равно $n_2 = n_{сл.с}$. Следовательно, число истинных совпадений определяется разностью показаний счетных схем: $n_{ис} = n_1 - n_2$.

К сожалению, трудно выполнить две схемы совпадений с одинаковым разрешающим временем; кроме того, разрешающее время схем непостоянно во времени как вследствие ухода порога срабатывания, так и в результате изменения амплитуды и формы входных сигналов. Поэтому рассмотренный метод приводит к заметным погрешностям в измерениях.

В значительной степени лишена указанных недостатков схема, пред-

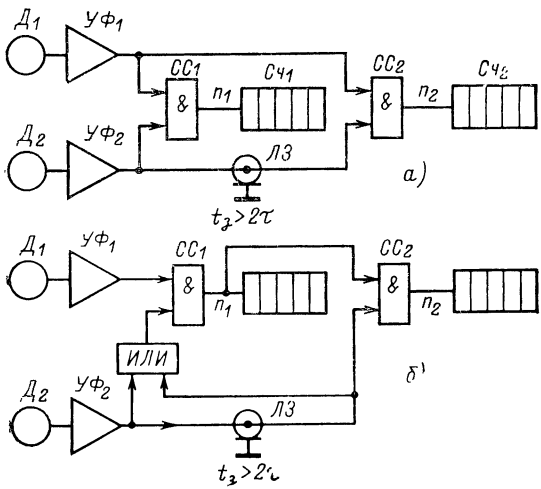


Рис. 4.26. Простая схема учета случайных совпадений (*а*) и ее улучшенный вариант (*б*):
УФ — усилитель-формирователь· *Сч* — счетчик

ложенная П. Е. Спиваком (рис. 4.26, *б*). В данном случае на одну и ту же схему совпадений $СС_1$ поступают сигналы непосредственно от детекторов $Д_1$ и $Д_2$ и через линию задержки *ЛЗ*, поэтому ею регистрируются истинные совпадения $n_{ис}$ и удвоенное число случайных совпадений 2 $n_{сл.с}$. Половина случайных совпадений $n_{сл.с}$ определяется сигналами, поступающими непосредственно с первого и второго входов, вторая половина $n_{сл.с}$ — сигналами от детектора $Д_1$ и с линии задержки *ЛЗ*. Таким образом, показания регистратора, стоящего на выходе $СС_1$, равны:

$$n_1 = n_{ис} + 2n_{сл.с}.$$

На вторую схему совпадений $СС_2$ поступают сигналы с выхода первой схемы $СС_1$ и с конца линии задержки *ЛЗ*. Поэтому $СС_2$ регистрирует те же случайные совпадения, которые возникают на выходе $СС_1$ от сигналов, приходящих от детектора $Д_1$ и с конца линии *ЛЗ*. Показания регистратора, стоящего на выходе $СС_2$, равны $n_2 = n_{сл.с}$, поэтому число истинных совпадений определяется как

$$n_{ис} = n_1 - 2n_2.$$

В данном методе не предъявляется строгих требований к равенству разрешающих времен схем совпадений. Схема $СС_2$ только отбирает случайные совпадения, зарегистрированные схемой $СС_1$. Число случайных совпадений определяется разрешающим временем схемы $СС_1$, которой ведется регистрация также и истинных совпадений. Заметим, что для сигналов малой длительности источником погрешностей является линия задержки *ЛЗ*, значительно искажающая форму сигналов.

4.3.5. ГОДОСКОПИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Годоскоп является дальнейшим развитием телескопа, предназначенного для регистрации частиц, проходящих в определенном направлении. Годоскопы обладают большими возможностями, они позволяют определять траектории частиц. Основные логические элементы годоскопических устройств — схемы совпадений. Включение в годоскопические устройства элементов памяти позволяет передавать получаемую информацию в ЭВМ. Рассмотрим в качестве примера упрощенную структурную схему годоскопа (рис. 4. 27).

В установке имеется две группы детекторов. Детекторы $Д_1$ и $Д_2$ работают в качестве телескопа и служат для отбора частиц, проходящих через оба этих детектора.

Вторая группа детекторов $Д'_1$, $Д'_2$, ..., $Д'_n$ занимает значительный объем и служит для определения траекторий вторичных частиц, возникающих в мишени *М*.

Детекторы $Д_1$ и $Д_2$ связаны с главной схемой совпадений $СС_m$. Детекторы $Д'_1$, $Д'_2$, ..., $Д'_n$ соединены с локальными схемами совпадений $СС'_1$, $СС'_2$, ..., $СС'_n$. На вторые входы локальных схем совпадений подан сигнал с выхода главной схемы совпадений $СС_m$.

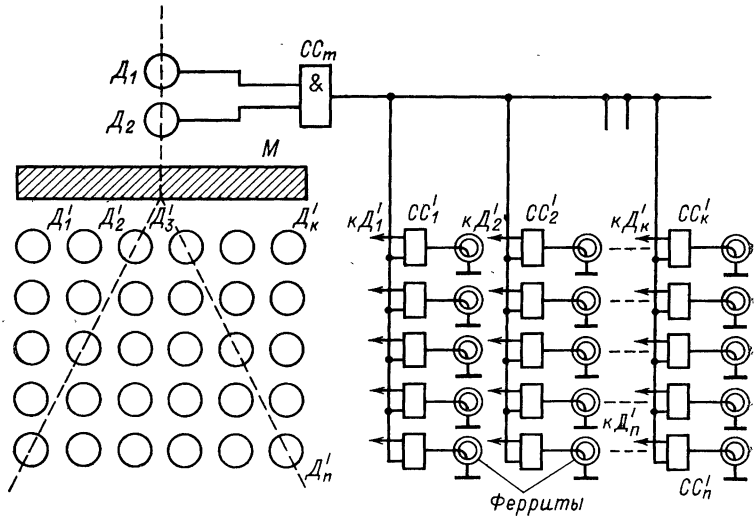


Рис. 4.27. Схема годоскопа с ферритовым запоминающим устройством

При прохождении через телескоп первичной частицы появляются сигналы на детекторах $Д_1$, $Д_2$, а также на локальных детекторах, через которые прошли вторичные частицы. В результате срабатывает схема совпадений телескопа $СС_m$, выходной импульс которой поступает на все локальные схемы совпадений.

На локальные схемы совпадений поступают также импульсы от детекторов $Д'_1$, $Д'_2$, ..., $Д'_n$, через которые прошли частицы. Поэтому по сработавшим локальным схемам совпадений нетрудно восстановить траектории частиц.

Регистрацию информации выполняют разными способами. Так, раньше в простейших устройствах к выходам локальных схем совпадений подключались неоновые лампочки, расположенные в виде матрицы, так же как детекторы. После прохождения через детекторы частиц матрица фотографировалась.

На рис. 4.27 к выходу схем совпадений подключены элементы памяти — ферриты с прямоугольной петлей гистерезиса. В исходном состоянии все ферриты находятся в состоянии 0. Во время прохождения частиц сработавшие локальные схемы совпадений переводят свои ферриты в состояние 1. Затем информация с ферритов последовательно считывается и передается на магнитную ленту или в ЭВМ.

На рис. 4.27 не показаны токовые ключи, стоящие на выходе локальных схем совпадений, а также адресное устройство для считывания информации. Они такие же, как в устройствах памяти на ферритах (см. гл. 3). Вместо ферритов с успехом могут быть использованы и полупроводниковые элементы памяти.

§ 4.4. ИЗМЕРЕНИЕ И КОДИРОВАНИЕ МАЛЫХ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

Измерение малых интервалов времени, лежащих в наносекундной области, сопряжено с рядом трудностей. Такие интервалы

нельзя измерять сравниванием с колебаниями ВЧ-генератора, так как требуется очень высокая частота. Затруднительно также формирование импульсов, определяющих границы интервала. Поэтому малые интервалы измеряют либо методом задержанных совпадений (с помощью линий задержки), либо косвенными методами, основанными на преобразовании малых интервалов в большие интервалы либо в амплитуду импульсов.

4.4.1. МЕТОД ЗАДЕРЖАННЫХ СОВПАДЕНИЙ

Этот метод обычно применяют при изучении временно́го распределения между парами сравнительно редко возникающих событий. Например, при определении времени жизни возбужденного ядра при β-распаде используются два сигнала. Один сигнал возникает при регистрации β-частицы, вылетающей при переходе ядра в возбужденное состояние, второй — при регистрации γ-кванта, испускание которого связано с последующим переходом ядра в основное состояние. Время пребывания ядра в возбужденном состоянии мало и колеблется около некоторого среднего значения. Применяемая для определения времени жизни возбужденного состояния схема задержанных совпадений приведена на рис. 4.28. Она подключена к детекторам $Д_1$ и $Д_2$ и отличается от обычной схемы совпадений тем, что в канале регистрации β-частицы ($Д_1$) имеется элемент переменной задержки — линия *ЛЗ*. При проведении измерений такой схемой вначале устанавливают некоторую задержку $t_{з1}$ и определяют число совпадений в единицу времени, затем ту же величину определяют при задержке $t_{з2}$, $t_{з3}$, ..., $t_{зn}$. Таким образом, определяют число совпадений в функции от вводимой в канал задержки. По полученным результатам определяют наиболее вероятное время жизни возбужденного ядра. Чтобы подобные исследования сделать более эффективными, применяют многоканальные схемы задержанных совпадений.

Простая многоканальная схема, выполненная на линии задержки, приведена на рис. 4.29,*а*. У *ЛЗ* сделаны отводы так, что время распространения сигнала между соседними отводами одинаково и равно $T_з$. К каждому отводу подсоединена схема совпадений. Вторые входы всех схем совпадений соединены вместе. Опережающий сигнал подается на вход *А*, отстающий — на вход *В*. Опережающий сигнал *А* продвигается вдоль линии, появляясь последо-

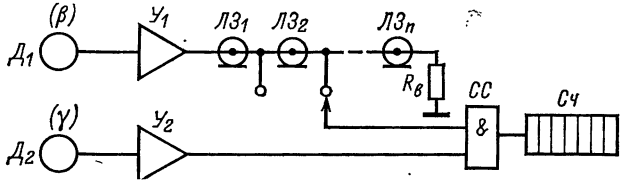


Рис. 4.28. Схема задержанных совпадений:
У — усилитель; *Сч* — счетчик

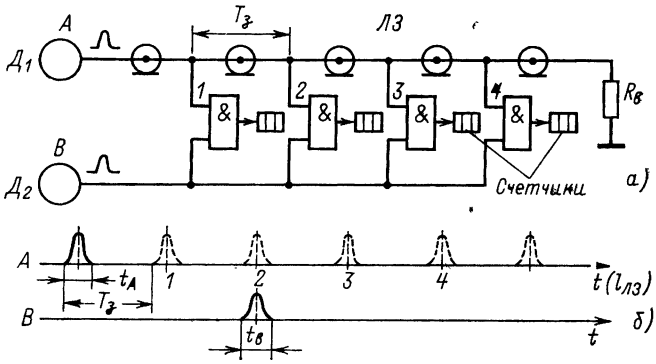


Рис. 4.29. Многоканальная схема задержанных совпадений с одной линией задержки (*а*) и временные диаграммы (*б*)

вательно через равные интервалы $T_з$ на входах схем совпадений в моменты 1, 2 ... (см. пунктир на рис. 4.29,*б*) Если сигнал B появится в тот момент, когда сигнал A находится на входе k-й схемы совпадений, то эта схема сработает и стоящий на ее выходе счетчик регистрирует совпадение пары импульсов, разделенных интервалом $T_з K$. Очевидно, что подобной регистрации не произойдет, если сигнал B появится в тот момент, когда сигнал A будет «находиться» между отводами линии. Такая пара импульсов будет потеряна. Рассматривая импульсы t_A и t_B разной длительности, можно прийти к следующим выводам. В том случае, когда $t_A+t_B<T_з$, часть событий выпадает из измерений. При $t_A+t_B>T_з$, т. е. при перекрытии сигналов, регистрация каждого события происходит в двух или нескольких каналах и спектр искажается. Оптимальным условием является равенство $t_A+t_B=T_з$. В этом случае каждое событие регистрируется одной схемой совпадений.

В линии задержки имеются потери, поэтому проходящий вдоль нее импульс уменьшается по амплитуде и искажается — «размывается». Это приводит к неоднородности ширины каналов. В одних каналах при равных условиях счет будет больше, чем в других. Поэтому подобные схемы требуют тщательной калибровки.

Несколько лучшие параметры имеют схемы, в которых исследуемые сигналы поступают по двум линиям навстречу друг другу. В схеме рис. 4.30 сигнал A распространяется от детектора $Д_1$ к правому концу $ЛЗ_1$, а сигнал B — от детектора $Д_2$ к левому концу $ЛЗ_2$.

Линии имеют отводы от равных отрезков с задержкой $T_з$. К этим отводам подключены схемы совпадений $СС_1$, $СС_2$, ..., $СС_n$. На такую схему сигналы могут поступать в любой последовательности. Если они приходят на входы одновременно, то регистрация происходит в центральной схеме совпадений. Регистрация произойдет в правой части линии при опережении сигнала A и в левой части при опережении сигнала B. Относительная скорость перемеще-

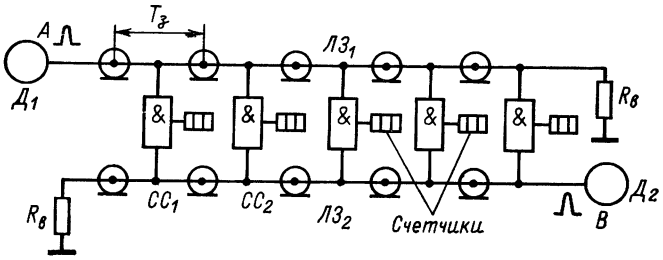


Рис. 4.30. Многоканальная схема задержанных совпадений с двумя линиями задержки

ния сигналов относительно друг друга в этой схеме вдвое больше, чем в предыдущей схеме (рис. 4.29,*а*), и условие, при котором каждое событие регистрируется только в одном из каналов, имеет вид

$$t_A + t_B = 2T_з.$$

Это означает, что можно работать с импульсами, имеющими вдвое большую длительность. Форма таких импульсов лучше (при тех же фронтах), а относительные искажения при перемещении вдоль линии меньше. Поэтому однородность ширины каналов повышается.

Серьезным недостатком схем задержанных совпадений помимо плохой однородности каналов является наличие индивидуальных регистрирующих устройств в каналах. Последний недостаток удается устранить в схемах типа хронотрона. В них применяется как бы поканальная трансформация малых интервалов в большие. Для этого сигналы со схем совпадений «быстрых» линий задержки подаются в отводы «медленной» линии задержки. Таким образом, малые интервалы «растягиваются» в большие, которые затем кодируются и запоминаются.

4.4.2. НОНИУСНЫЙ МЕТОД

В нониусном методе малые интервалы трансформируются в большие. Его идея поясняется рис. 4.31,*а*. Импульсы *A* (старт) и *B* (стоп), между которыми требуется измерить интервал времени $t_{изм}$, подают на схемы генераторов $Г_1$ и $Г_2$ с задержанной обратной связью. Каждый такой генератор представляет собой логическую схему антисовпадений $САС_1$, $САС_2$, выход которой соединен со входом через линию задержки $ЛЗ_1$, $ЛЗ_2$. Поступая на выход схемы, импульс через линию задержки вновь возвращается на вход. Такая регенерация может происходить неограниченное время (рис. 4.31,*б*). Регенерация может быть прекращена, если поступит сигнал на вход запрета *САС*. В рассматриваемой схеме величины задержек в линиях выбраны больше измеряемого интервала, причем задержка в $Г_1$ ($t_з$) специально сделана немного больше, чем в $Г_2$ ($t_з$—Δt). При поступлении от детекторов импульсов *A* и *B* в

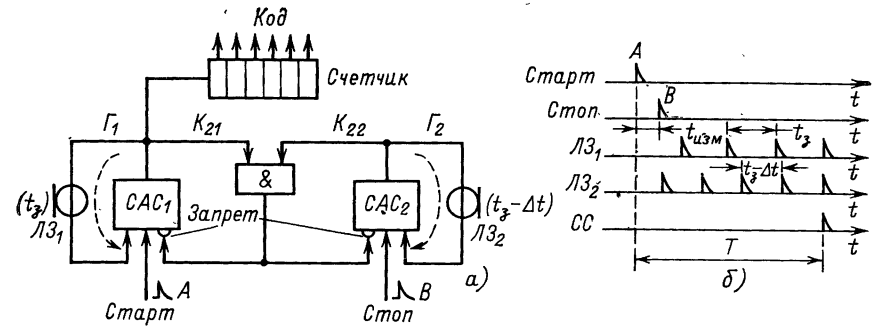


Рис. 4.31. Нониусный измеритель интервалов (*а*) и временные диаграммы (*б*)

схемах начинаются регенеративные процессы. С выхода $Г_1$ на схему совпадений поступают импульсы с периодом повторения $t_з$, с выхода $Г_2$ — импульсы с периодом повторения $t_з—\Delta t$. Поскольку частота $Г_1$ меньше, то через некоторое время T импульсы обоих генераторов совпадают; при этом на схемы антисовпадений $САС_1$, $САС_2$ поступает сигнал запрета и регенерация прекращается. Время T можно определить через число периодов $n=t_{изм}/\Delta t$ и $T=nt_з$. Импульсы одного из генераторов, например $Г_1$, поступают на счетчик, с которого и снимается код измеряемого интервала.

Нониусный метод обеспечивает высокую точность измерений и позволяет получать информацию в виде кодов. Поэтому он широко применяется в спектрометрической аппаратуре, работающей на линии с ЭВМ. Заметим, что при большом числе каналов (более нескольких сотен) необходимо стабилизировать время циркуляции в линиях задержки так, чтобы $\Delta t=\text{const}$. Серьезный недостаток метода — также сравнительно большое время, в течение которого измеряется интервал.

Нониусные измерители интервалов часто применяют в нейтронных спектрометрах по времени пролета на циклотронах, где интенсивность нейтронов невелика и детектор регистрирует одно событие за много периодов высокочастотных колебаний, приложенных к дуантам (рис. 4.32,*а*). При этом используется естественная модуляция ионного пучка, состоящая в том, что ионы попадают на мишень M в определенной фазе ВЧ-колебаний. Вылетающие из мишени M нейтроны пролетают некоторую базу L и регистрируются детектором. По времени пролета определяют энергию нейтронов. Задача электронного устройства состоит в измерении интервалов времени между появлением пачки нейтронов из мишени и моментом регистрации нейтрона детектором.

Для этого из ВЧ-колебаний формируется последовательность импульсов, совпадающих с моментами попадания ионного пучка на мишень (рис. 4.32,*б*). Эти импульсы подаются на схему совпадений *СС* нониусного преобразователя. Импульсы детектора поступают в регенеративную схему на *ЛЗ* с временем задержки, меньшим, чем период ВЧ-колебаний, $t_з<T$; $T—t_з=\Delta t$.

Последовательность импульсов с регенеративной схемы также подается на схему совпадений *СС*. В момент срабатывания схемы совпадений регенерация

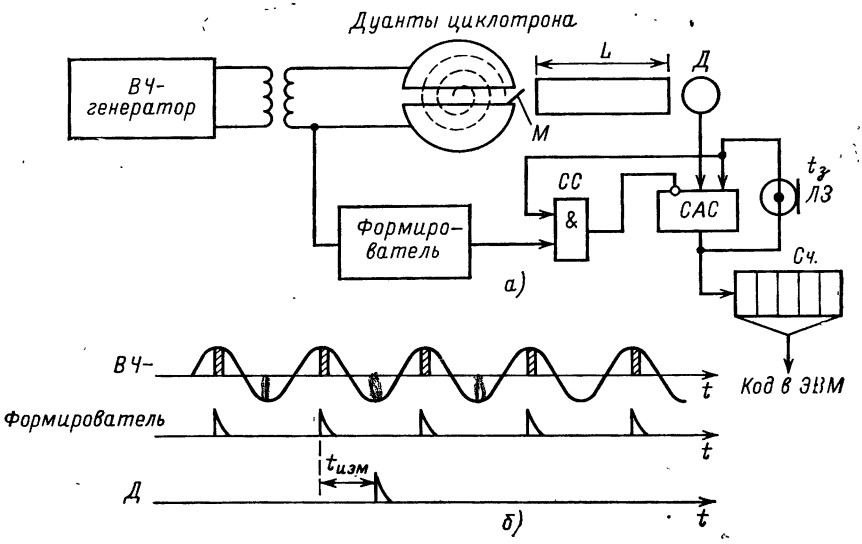


Рис. 4.32. Применение нониусного измерителя интервалов во времяпролетном спектрометре на циклотроне (*а*) и временные диаграммы (*б*)

импульсов детектора прекращается, и код интервала со счетчика передается в память ЭВМ.

Была рассмотрена упрощенная схема спектрометра. Для получения высокой точности необходимо стабилизировать кварцем ВЧ-генератор и вводить автоматическую подстройку в регенеративную схему с линией с тем, чтобы $\Delta t = \text{const}$. Подобными устройствами измеряют время пролета нейтронов от нескольких единиц до нескольких сотен наносекунд, что при пролетной базе, равной 10 м, соответствует энергии 0,5—30 МэВ.

4.4.3. ВРЕМЯАМПЛИТУДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ($t \to A$)

Методы, основанные на преобразовании интервалов времени в амплитуду, позволяют получать импульсы, амплитуды которых пропорциональны длительности измеряемых интервалов. Эти импульсы подаются на амплитудный анализатор. Полученное распределение $n = f(A)$ после соответствующей калибровки преобразуется в распределение интервалов $n = f(t)$.

Метод преобразования интервала в амплитуду благодаря простоте схем и широкому распространению в лабораторной практике амплитудных анализаторов применяется довольно часто. Этот метод пригоден для измерения интервалов в широком диапазоне. Однако наибольшее распространение он получил для исследования интервалов в наносекундной области, где прямые методы измерения затруднены.

Рассмотрим основные типы времяамплитудных преобразователей.

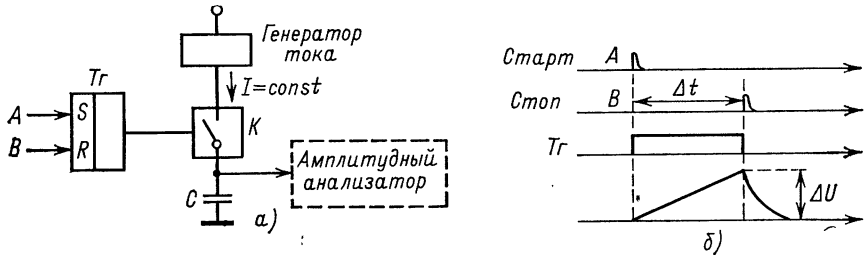


Рис. 4.33. Функциональная схема преобразователя время—амплитуда стартстопного типа *(а)* и временные диаграммы *(б)*

Преобразователи стартстопного типа. Измерение интервала времени при помощи этих устройств можно разделить на три этапа: получение импульса, длительность которого равна измеряемому интервалу Δt; создание из этого импульса при помощи интегрирующей схемы импульса напряжения с амплитудой ΔU, пропорциональной измеряемому интервалу; измерение ΔU амплитудным многоканальным анализатором. На рис. 4.33 приведены функциональная схема преобразователя стартстопного типа и соответствующие временные диаграммы.

Импульсы, определяющие границы интервала A (старт) и B (стоп), управляют триггером $T_г$. В результате формируется импульс, длительность которого равна измеряемому интервалу. Этот импульс воздействует на интегратор. Как правило, в таких устройствах применяют емкостные интеграторы. В таком интеграторе в накопительную емкость C поступает ток I

$$C\frac{dU}{dt} = I.$$

Схема конструируется так, чтобы в течение измеряемого интервала Δt, определяемого импульсами A и B, ток не изменялся ($I=\text{const}$), тогда $\Delta U/\Delta t=\text{const}$.

Таким образом, прирост напряжения на интегрирующем конденсаторе пропорционален измеряемому интервалу. Импульсы с амплитудой ΔU, пропорциональные измеряемым интервалам Δt, поступают в амплитудный анализатор.

Заметим, что помимо емкостных интеграторов иногда применяют интеграторы с индуктивностью.

В преобразователях стартстопного типа высокие требования предъявляют к формирователю, вырабатывающему импульс, длительность которого равна измеряемому интервалу. В частности, следует применять триггеры с малым временем переключения, например ЭСТЛ интегральные схемы, у лучших образцов которых это время составляет доли наносекунды.

Преобразователи с перекрытием входных импульсов. В тех случаях, когда трудно сформировать импульс, длительность которого равна измеряемому интервалу, находят применение преобразова-

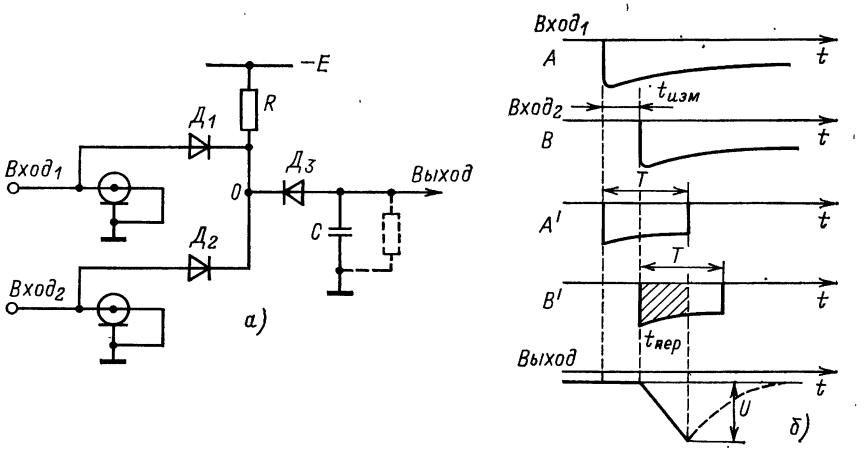


Рис. 4.34. Преобразователь время—амплитуда с перекрытием входных импульсов (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

тели, основанные на принципе перекрытия входных импульсов. Идею метода рассмотрим на примере схемы преобразователя (рис. 4.34,*а*). Схема рассчитана для работы с импульсами, имеющими крутые передние фронты и пологий спад (рис. 4.34,*б*). Такая форма импульсов (см. гл. 1) характерна для детекторов излучений. Импульс A соответствует началу измеряемого интервала $t_{изм}$, импульс B — концу. На входе схемы эти импульсы формируются при помощи короткозамкнутых линий задержки. Задержка линии выбирается такой, чтобы длительность сформированного импульса T была немного больше максимального измеряемого интервала, $T > t_{изм.макс}$. Сформированные импульсы перекрывают друг другу во времени, и схема преобразует интервал перекрытия $t_{пер}$ в амплитуду. А измеряемый интервал $t_{изм}$ находится из очевидного соотношения

$$t_{изм} = T - t_{пер}.$$

Проследим преобразование интервала перекрытия в амплитуду. В исходном состоянии через диоды $Д_1$ и $Д_2$ течет ток и падение напряжения в точке 0 мало. Примерно такой же потенциал имеет интегрирующий конденсатор, соединенный с точкой 0 диодом $Д_3$. С приходом стартового импульса A' запирается $Д_1$, но так как проводит $Д_2$, то потенциалы точек 0 и C изменяются незначительно. Только с приходом импульса B' запирается $Д_2$ и C начинает заряжаться через $Д_3$ и R. Заряд прекращается, как только исчезнет импульс A', так как при этом откроется диод $Д_1$, повысится потенциал точки 0 и, следовательно, запрется диод $Д_3$.

В данной схеме применена простая интегрирующая RC-цепь. Во время перекрытия импульсов напряжение на конденсаторе нарастает экспоненциально

$$U = -E\,[1 - \exp\,(-t/RC)];$$

$$U = -E\left[\frac{t}{RC} - \frac{\left(\frac{t}{RC}\right)^2}{2!} + \frac{\left(\frac{t}{RC}\right)^3}{3!} \quad \ldots\right].$$

При $t_{\text{пер}} \ll RC$

$$U \approx -E\frac{t}{RC}. \qquad (4.19)$$

Таким образом, для получения хорошей линейности преобразования надо выбирать достаточно большую постоянную интегрирующей цепи. Это приводит к малой амплитуде импульсов, поступающих на амплитудный анализатор. Для повышения амплитуды следует увеличить напряжение E источника питания или ввести линейный усилитель. В более сложных схемах применяют генератор стабильного зарядного тока.

В схеме с перекрытием импульсов входные сигналы A и B могут меняться местами, т. е. импульс B может стать стартовым, а A — стоповым импульсом. Для устранения возникающей неоднозначности вводится дополнительная логическая схема.

Преимущество схем с перекрытием по сравнению со стартстопными преобразователями состоит в том, что они не боятся перегрузки одиночными импульсами. Действительно, стартовые импульсы практически не влияют на процессы в схеме. Напомним, что интегрирующая емкость начинает заряжаться только с приходом второго импульса пары — B.

Преобразователи типа время — амплитуда — время ($t \to A \to T$). Времяамплитудные преобразователи рассчитаны для работы с амплитудными анализаторами, в которых амплитудные значения в большинстве случаев измеряют обратной трансформацией амплитуда — время (см. § 5.4) с кодированием последнего. Все эти операции можно выполнить в преобразователе интервалов типа время — амплитуда — время; получаемая на его выходе информация пригодна непосредственно для ввода в ЭВМ. В таких преобразователях интегрирующая емкость сначала линейно заряжается большим током до некоторого амплитудного значения, пропорционального измеряемому интервалу, а затем линейно разряжается малым током до исходного значения. На рис. 4.35 приведены временные диаграммы работы стартстопного преобразователя время — амплитуда — время. Из диаграмм видно, что длительность времени разряда T интегрирующей емкости пропорциональна измеряемому интервалу $t_{\text{изм}}$. В схеме преобразователя из

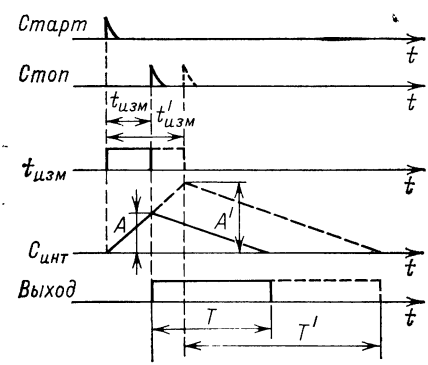


Рис. 4.35. Временные диаграммы работы стартстопного преобразователя время—амплитуда—время

тока разряда или из напряжения на интегрирующей емкости формируется П-образный импульс длительностью T. Этот импульс кодируется заполнением колебаниями таймирующего генератора. Код передается в устройство памяти или в ЭВМ.

Линейность рассмотренного преобразователя выше, чем у системы время — амплитудный преобразователь — анализатор, так как нет усилителя и схемы пропускания, вносящих нелинейные искажения. Кроме того, применяется одна интегрирующая емкость для преобразований время — амплитуда и амплитуда — время, что повышает стабильность преобразования.

§ 4.5. КОДИРОВАНИЕ ИНТЕРВАЛОВ С ПОМОЩЬЮ ВРЕМЯЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА

Метод измерения интервалов времени при помощи времязадающего генератора — наиболее универсальный. Он состоит в том, что измеряемый интервал «заполняется» импульсами стабильной частоты, число которых подсчитывается счетчиком. С выхода счетчика снимают коды интервалов и передают их в устройство памяти анализатора или в ЭВМ. Этот метод кодирования применяется при исследовании интервалов между парами событий или в спектрометрах по времени пролета. Напомним, то в последнем случае измеряются интервалы между моментом «вылета» частиц (старт) и моментами их детектирования (стоп). За такой измерительный цикл может быть зарегистрировано разное число частиц. Поэтому в зависимости от ожидаемой загрузки применяются разные системы кодирующих устройств.

4.5.1. ИЗМЕРЕНИЕ ОДНОГО ИНТЕРВАЛА ЗА ЦИКЛ

Схема для кодирования одного интервала за цикл и временные диаграммы приведены на рис. 4.36. Триггер *Тг* стартовым импульсом переводится из состояния 0 в состояние 1. При этом через схему пропускания И начинают поступать на двоичный счетчик импульсы от генератора стабильной частоты. В момент прихода импульса от детектора (стоп) триггер *Тг* возвращается в исходное состояние 0 и схема пропускания закрывается. В результате счетчик остается в состоянии, соответствующем числу поступивших на

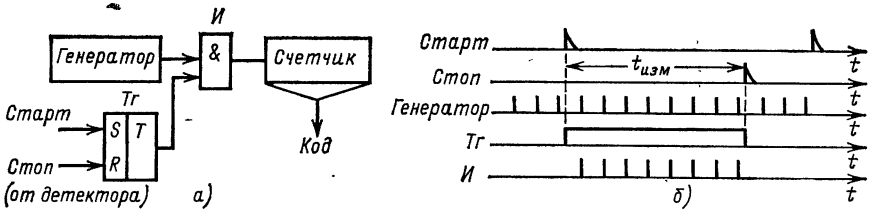


Рис. 4.36. Схема кодирования одного интервала за измерительный цикл (*а*) и временные диаграммы (*б*)

него импульсов. Как правило, применяется двоичный счетчик. По состояниям триггеров счетчика (0, 1) может быть прочитана длительность измеряемого интервала $t_{изм}$. Допустим, что через схему И на двоичный счетчик прошло 14 импульсов. Тогда триггеры счетчика останутся в состояниях 0,1, 1, 1, что является двоичным кодом измеряемого интервала. С помощью дополнительных схем И, подключаемых к каждому разряду счетчика (на схеме не показано), код передается в устройство памяти или ЭВМ.

После считывания кода со счетчика его триггеры переводятся в исходное состояние 0, и схема готова к регистрации нового интервала в следующий рабочий цикл.

4.5.2. ИЗМЕРЕНИЕ НЕСКОЛЬКИХ ИНТЕРВАЛОВ ЗА ЦИКЛ С ОСТАНОВКОЙ СЧЕТЧИКА

При больших загрузках в течение рабочего цикла спектрометра поступает несколько импульсов от детектора и соответственно необходимо измерить несколько интервалов. В принципе эту задачу можно решить несколькими схемами, позволяющими регистрировать одно событие за цикл. Однако это усложняет систему и

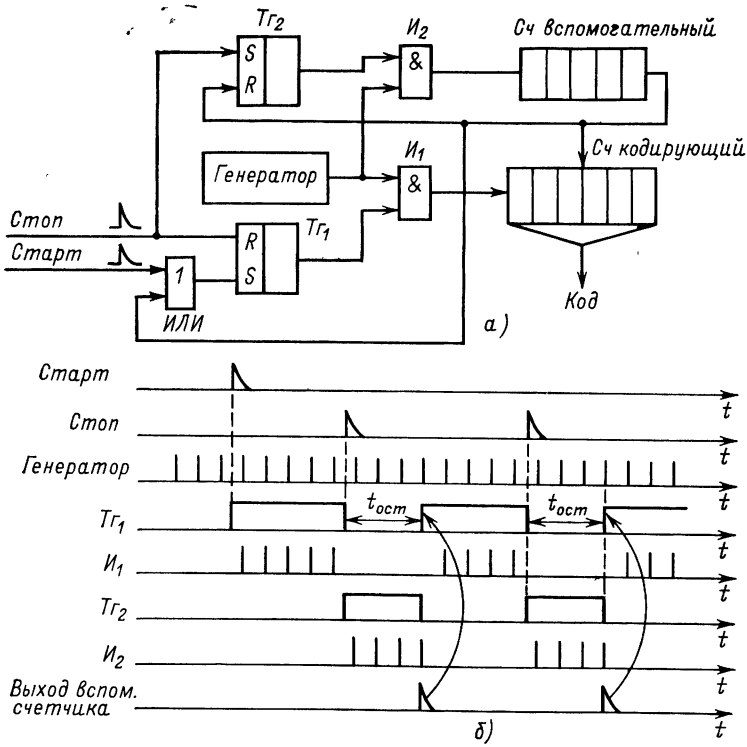


Рис. 4.37. Схема кодирования нескольких интервалов за измерительный цикл с остановкой счетчика (*а*) и временные диаграммы (*б*)

приводит к дополнительным погрешностям. Правильнее все интервалы измерять одной схемой.

На рис. 4.37 приведена схема и диаграммы для случая кодирования нескольких интервалов за рабочий цикл с остановкой счетчика. После кодирования некоторого интервала счетчик останавливается на время $t_{ост}$, требующееся для передачи кода в ЗУ или ЭВМ. (Как правило, это время невелико и соответствует определенному числу каналов.) Затем в кодирующий счетчик «вводится» число пропущенных импульсов генератора и на вход вновь подаются импульсы генератора. Не сосчитанные пропущенные импульсы вводятся в один из триггеров счетчика. Например, если кодирующий счетчик пропустил 4 импульса, то в третий триггер добавляется +1. Далее продолжается измерение следующего интервала.

Время остановки кодирующего счетчика задается при помощи вспомогательного счетчика, на который во время остановки поступают импульсы генератора. При изменении ширины каналов соответственно устанавливают коэффициент деления вспомогательного счетчика так, чтобы время остановки было постоянным. Этим обеспечивают постоянство разрешающего времени схемы.

4.5.3. ИЗМЕРЕНИЕ НЕСКОЛЬКИХ ИНТЕРВАЛОВ ЗА ЦИКЛ БЕЗ ОСТАНОВКИ СЧЕТЧИКА

В этом случае после стартового импульса счетчик работает непрерывно и с приходом каждого нового сигнала детектора (стоп-сигнала) считывается состояние счетчика. Схема кодировщика, работающего без остановки счетчика, приведена на рис. 4.38,*а*. В исходном состоянии генератор работает, а счетчик сброшен, т. е. все его триггеры находятся в состоянии 0. С приходом стартового импульса срабатывает триггер *Тг* и через схему И в счетчик начинают поступать импульсы генератора. При этом счетчик последовательно меняет состояния (рис. 4.38,*б*). Импульсы детектора через фазирующую схему открывают схемы $И'_1$ — $И'_n$, и с их выходов снимаются коды.

В этом способе серьезные требования предъявляются к кодиру-

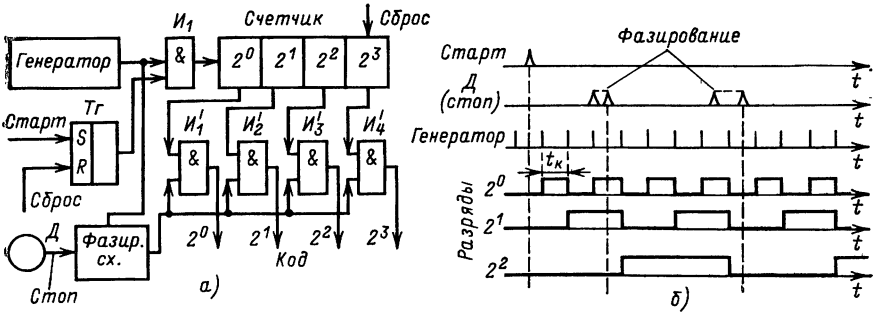


Рис. 4.38. Схема кодирования нескольких интервалов за цикл без остановки счетчика (*а*) и временные диаграммы (*б*)

ющему счетчику. Он должен иметь минимальные задержки «прохождения» сигнала вдоль счетчика, так как в противном случае будут возникать искажения при считывании кода. Поэтому в таких устройствах применяют счетчики с параллельным переносом (см. § 3.4).

Схема фазирования обеспечивает передачу кодов при установившихся состояниях счетчика. Этой схемой каждый импульс детектора задерживается до середины периода $t_к$ генератора. Более подробно метод фазирования будет рассмотрен в § 4.6.

В схеме кодировщика счетчик и вспомогательный триггер переводятся в исходное состояние в конце цикла измерений.

4.5.4. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕРВАЛОВ

Рассмотренные методы кодирования интервалов при помощи времязадающего генератора трудно применить для измерений с наносекундной и пикосекундной точностью, так как в этом случае частота генератора должна достигать 10^9—10^{10} Гц. Поэтому для кодирования интервалов с высокой точностью применяют комбинированные методы и измерение ведут по частям. Основную часть интервала измеряют «заполнением» ее последовательностью импульсов времязадающего генератора, а оставшиеся отрезки — методами, разработанными для малых интервалов: задержанные совпадения (хронотрон) и преобразования нониусного типа или время — амплитуда — время.

Схема кодировщика с хронотронным интерполятором и диаграммы приведены на рис. 4.39. Он рассчитан для работы в спектрометре, у которого стартовый импульс образуется в результате деления частоты непрерывно работающего времязадающего генератора. Подобные схемы применяют в спектрометрах с импульсными ускорителями. Вначале сравнивается измеряемый интервал $t_{изм}$ с времязадающей серией и определяется, какое целое число n периодов генератора $t_г$ укладывается в $t_{изм}$. Затем интерполяционной схемой измеряется остаток Δt. Таким образом, весь измеряемый интервал делится на две части $t_{изм}=nt_г+\Delta t$ и для каждой из этих частей определяется код.

Рассмотрим процессы, происходящие в схеме. Стартовый импульс переводит триггер $Тг_0$ из исходного состояния 0 в рабочее 1. При этом через схему $И_0$ начинает проходить времязадающая серия. Она поступает на кодирующий счетчик и в линию задержки ЛЗ интерполяционной схемы. С приходом импульса детектора (стоп-импульса) запирается схема $И$, и кодирующий счетчик останавливается в состоянии, соответствующем двоичному коду интервала $nt_г$.

Интерполяционной схемой кодируется интервал Δt. Задержка линии $ЛЗ$ делается равной периоду генератора $t_г$. Поступающие на вход линии импульсы серии последовательно с задержкой 1/4 $t_г$ появляются на отводах линии, т. е. на входах схем совпадений $И_1$—$И_4$. На вторые входы этих схем поступают стоп-импульсы детектора. В зависимости от длительности интервала Δt срабаты-

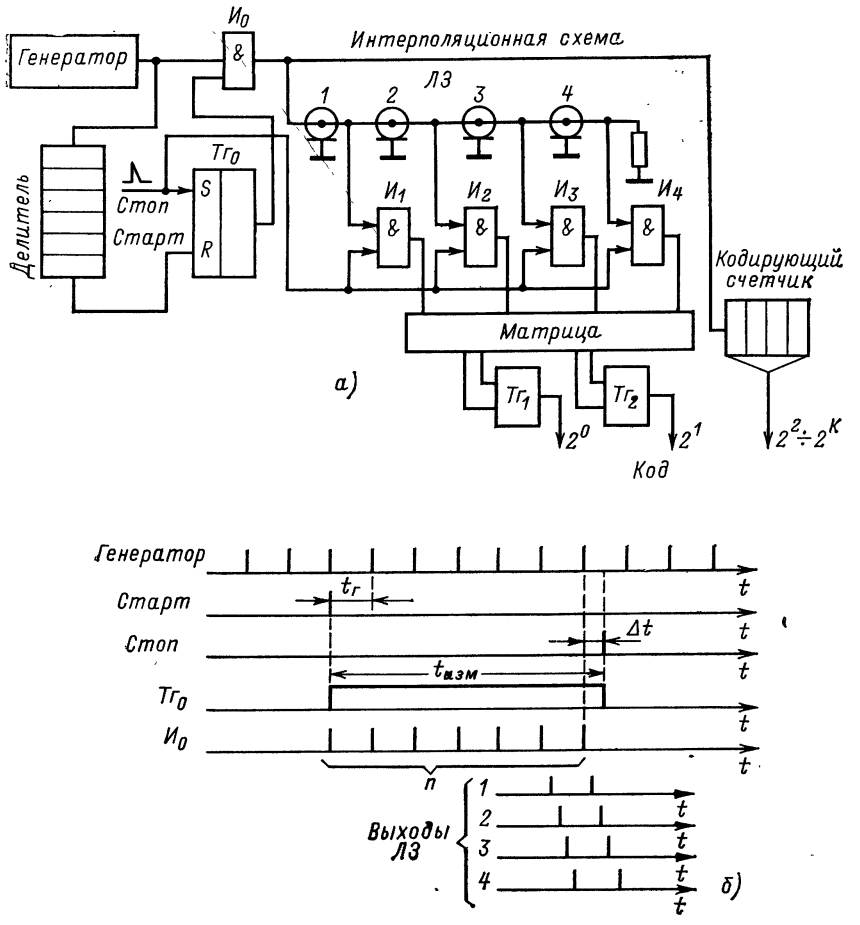


Рис. 4.39. Кодировщик интервалов с хронотронным интерполятором (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

вает определенная схема совпадений. Импульс с выхода этой схемы поступает на матрицу-дешифратор, соединенную с триггерами $Тг_1$, $Тг_2$. В результате триггеры переходят в состояния, соответствующие номеру сработавшей схемы совпадений. Таким образом, состояния триггеров определяют двоичный код интервала Δt. Код всего измеряемого интервала $t_{изм}$ считывается с триггеров интерполятора и кодирующего счетчика.

Важным преимуществом интерполятора хронотронного типа по сравнению с нониусным и времяамплитудным преобразователями является то, что время кодирования не превышает измеряемый интервал.

Принцип действия кодировщика с интерполятором типа время — амплитуда — время поясняется временно́й диаграммой (рис.

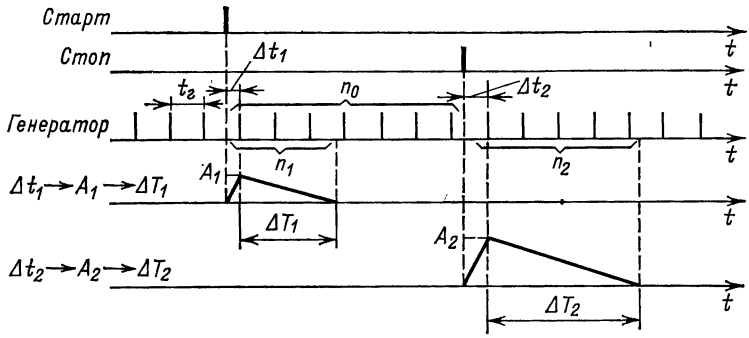


Рис. 4.40. Принцип действия кодировщика интервалов с интерполятором типа время—амплитуда—время

4.40). При непрерывно работающем генераторе стартовый и стоповый импульсы «отсекают» дополнительные интервалы Δt_1 и Δt_2, которые поступают к преобразователям время — амплитуда — время. В последних большим током производится линейный заряд конденсаторов соответственно до амплитуд A_1 и A_2, а затем разряд малым током в течение интервалов ΔT_1 и ΔT_2. Схемы преобразователей выдают соответствующие этим интервалам последовательности импульсов генератора n_1 и n_2. Весь измеряемый интервал может быть определен как

$$t_{\text{изм}} = t_{\text{г}} n_0 + \frac{n_1 - n_2}{k} t_{\text{г}},$$

где k — коэффициент преобразования «растяжки» малого интервала в большой. Этот коэффициент нетрудно обеспечить порядка 10^1—10^2 и, следовательно, во столько же повысить точность измерений интервала.

§ 4.6. ВРЕМЕННЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ-СЕЛЕКТОРЫ С ИНДИВИДУАЛЬНЫМИ РЕГИСТРАТОРАМИ В КАНАЛАХ

В экспериментальных исследованиях, связанных с изучением временно́го распределения большого числа событий, возникающих после некоторого начального момента, часто используется метод временно́й селекции. Он состоит в том, что производится отбор и регистрация статистически распределенных исследуемых импульсов в течение определенных интервалов времени. Временна́я селекция импульсов используется в спектрометрических исследованиях нейтронов по времени пролета (см. § 4.1). Такие исследования ведутся на ускорителях и реакторах.

4.6.1. СХЕМА С ВРЕМЯЗАДАЮЩИМ ГЕНЕРАТОРОМ И КОЛЬЦЕВЫМ СЧЕТЧИКОМ

Чтобы обеспечить одинаковую ширину временны́х каналов, анализаторы-селекторы выполняют на базе кольцевых счетчиков или регистров, управляемых генератором со стабильной частотой следования импульсов. Вырабатываемая триггерной схемой последовательность импульсов управляет каналами анализатора.

Принцип действия анализатора с разомкнутым кольцевым счетчиком поясняется схемой, приведенной на рис. 4.41. Стартовый импульс изменяет состояние триггера $Tг_0$, в результате чего начинает работать генератор с ударным возбуждением на LC-контуре. Сформированная последовательность импульсов поступает на кольцевой счетчик. С выходов триггеров кольцевого счетчика импульсы, длительность которых равна периоду генератора $t_к$, открывают схемы $И$, на вторые входы которых приходят сигналы детектора. Таким образом, с выходов схем $И_1$, $И_2$, ..., $И_n$ в канальные счетчики поступают сигналы, зарегистрированные в интервалы времени $t_{к1}$, $t_{к2}$, $t_{к3}$, ..., $t_{кn}$. После перехода в ис-

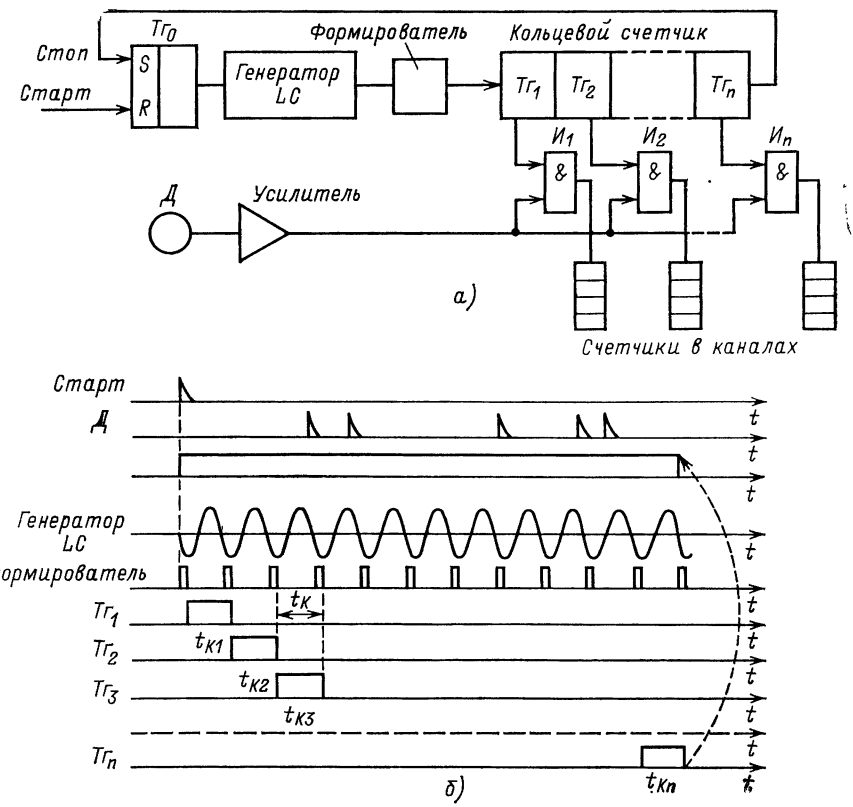


Рис. 4.41. Временно́й анализатор-селектор с времязадающим генератором и разомкнутым кольцевым счетчиком (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

ходное состояние последнего триггера счетчика $Тг$ переводится в исходное состояние и $Тг_0$.

В качестве времязадающего генератора обычно применяют так называемый генератор ударного возбуждения, колебания которого начинаются с определенной фазы. Используются также генераторы с обратной связью на линии задержки.

Наличие стабильной времязадающей последовательности управляющих импульсов обеспечивает постоянство ширины каналов анализатора-селектора. Однородность ширины каналов ухудшается при малых ширинах, когда фронты снимаемых со счетчика управляющих импульсов («ворот») соизмеримы с их длительностью.

4.6.2. СХЕМА МАТРИЧНОГО ТИПА

При большом числе каналов (50—100) рассмотренная выше последовательная схема на кольцевом счетчике невыгодна и недостаточно надежна, так как в ней число триггеров в счетчике равно числу каналов. Более экономична схема матричного типа (рис. 4.42, *а*).

Она состоит из двух счетчиков $Тг_1$—$Тг_4$ и $Тг'_1$—$Тг'_4$. Первый счетчик замкнут в кольцо, второй — разомкнут. Сформированная после прихода стартового сигнала последовательность импульсов (рис. 4.42,*б*) изменяет состояние $Тг_1$ — $Тг_4$ счетчика *1*, к выходу которого подключен счетчик *2*. Нетрудно видеть, что триггеры счетчика *1* формируют импульсы длительностью $t_к$, а счетчика *2* ($Тг'_1$—$Тг'_2$) — импульсы длительностью $4t_к$. Импульсы длительностью $t_к$ пропускают в вертикальные шины матрицы через схемы $И_1$—$И_4$ сигналы детектора *Д*. На горизонтальные шины матрицы поступают управляющие импульсы длительностью $4t_к$. На временны́х диаграммах рис. 4.42,*б* видно, что каждый импульс детектора проходит в соответствующий канальный счетчик.

В матричном анализаторе-селекторе число триггеров равно $2\sqrt{n}$ (n — число каналов). Оно значительно меньше, чем в схеме последовательного типа с одним счетчиком, где число триггеров равно n. Правда, в рассмотренной матрице несколько увеличивается общее число схем совпадений. Оно равно $n + \sqrt{n}$ (вместо n). Однако схемы совпадений являются надежными и простыми элементами. Заметим, что число схем совпадений может быть и в матричной схеме равным числу каналов n, но в этом случае необходимо применять схемы тройных совпадений.

4.6.3. МЕТОД ФАЗИРОВАНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ ОДНОРОДНОСТИ ШИРИНЫ КАНАЛОВ

Во временны́х анализаторах-селекторах выделяются совпадения между исследуемыми сигналами и коммутирующими импульсами, определяющими ширину канала. Форма коммутирующих импульсов, особенно при малой их длительности (меньше 1 мкс), неодинакова, соответственно неодинакова чувствительность схем совпадений. Все это приводит к разной эффективной ширине ка-

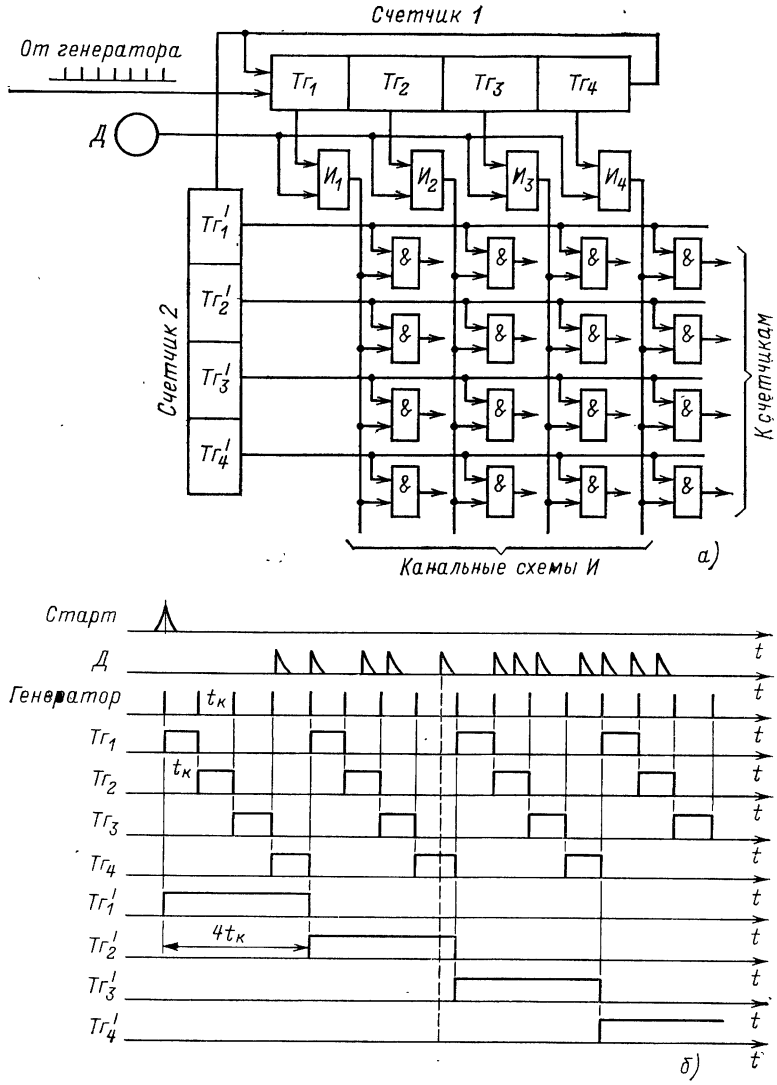


Рис. 4.42. Временной анализатор-селектор матричного типа *(а)* и временные диаграммы *(б)*

налов, которую можно определить как реальный интервал времени, в течение которого регистрируются совпадения.

Для повышения однородности ширины каналов применяют метод фазирования, который состоит в том, что любой сигнал детектора независимо от того, в какой момент времени он возник, задерживается и вводится в «середину» канала. Для этого в анализаторе создаются две времязадающие последовательности импульсов,

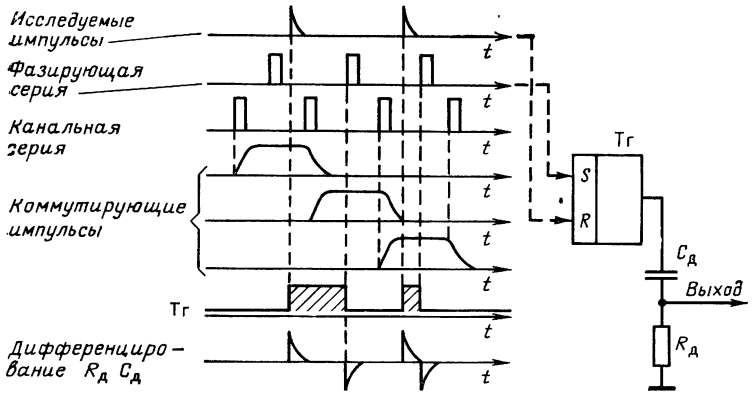


Рис. 4.43. Метод фазирования для повышения однородности ширины каналов

сдвинутые примерно на полширины $t_к$ канала (рис. 4.43). Задержанную серию импульсов условимся называть фазирующей, незадержанную — канальной или тактирующей. Канальная серия управляет работой коммутирующей схемы — счетчиком, поэтому она определяет положение и ширину каналов. Фазирующая серия с помощью вспомогательных схем фазирует исследуемые сигналы.

Простая схема фазирования состоит из триггера и дифференцирующей схемы. На раздельные входы триггера подаются импульсы детектора и фазирующей серии. Из временно́й диаграммы работы триггера видно, что спад выходного сигнала совпадает с серединой канала. Выходной сигнал дифференцируется и подается на схемы совпадений временно́го анализатора.

При больших загрузках, когда в канал за цикл попадает несколько сигналов, возможны просчеты, которые можно уменьшить, применяя для фазирования серию с периодом по́вторения импульсов в несколько раз меньшим, чем период канальной серии. При этом сдвиг между сериями делают таким, чтобы сформированные сигналы не попадали на фронты коммутирующих импульсов.

§ 4.7. ВРЕМЕННЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С ЗАПОМИНАЮЩИМИ УСТРОЙСТВАМИ

В ядерных спектрометрах, основанных на методе времени пролета, измеряют распределение сигналов детекторов во времени, $n=f(t)$. При этом в установках, рассчитанных на высоко энергетическое разрешение и выполненных на импульсно работающих ускорителях или реакторах, сортировку событий необходимо вести по тысячам временны́х каналов. Поэтому предназначенные для таких задач временны́е анализаторы выполняют на базе устройств памяти или ЭВМ. Такие анализаторы состоят из двух основных частей: кодирующего устройства, вырабатывающего код измеряе-

мируется распределение $n=f(t)$.
мого интервала, и запоминающего устройства (ЗУ), в котором производится суммирование одинаковых кодов, в результате чего фор-

4.7.1. СТРУКТУРА ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗАТОРА С ФЕРРИТОВЫМ ЗУ

Ферритовые ЗУ удобны для построения многоканальных анализаторов. Напомним, что ферритовое ЗУ практически в любой момент времени готово к принятию кода (см. § 3.9) и требуется только некоторое время обращения $t_{об}$, в течение которого производится запоминание кода.

Во временно́м анализаторе с ферритовым ЗУ, структурная схема которого изображена на рис. 4.44,*а*, коды, определяющие измеряемые интервалы, вырабатываются кодирующим устройством. В зависимости от ожидаемых загрузок могут применяться разные типы кодировщиков (см. § 4.4). Рассмотрим схему с кодированием нескольких событий за измеряемый цикл.

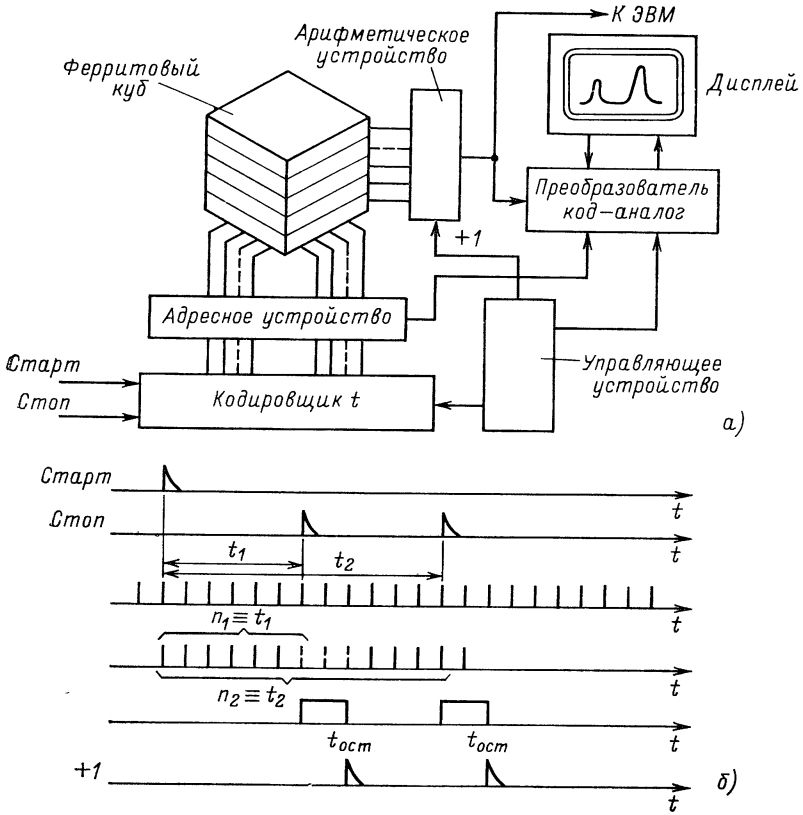


Рис. 4.44. Временно́й анализатор с ферритовым запоминающим устройством (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

С приходом стартового импульса (рис. 4.44,*б*) измеряются интервалы времени до возникающих событий (t_1, t_2). Параллельные коды, соответствующие числу периодов генератора кодировщика (n_1, n_2), поступают в регистр адресного устройства ферритового куба. По кодам находят адреса каналов, в которых и запоминаются события. Каждое новое событие добавляется в виде +1 в соответствующий канал, т. е. работа ведется в инкриментном режиме. (Заметим, что в арифметическом устройстве, как правило, предусматривается и операция —1, которая используется, например, при вычитании фона.)

Накопленная в устройстве памяти информация в виде распределения $n=f(t)$ может быть выведена на экран электронно-лучевой трубки — дисплей или передана в такие внешние устройства как цифропечатающие или перфорирующие машины или в ЭВМ.

Для получения огибающей спектра на экране дисплея коды адресов каналов и числа в канале преобразуются цифроаналоговыми преобразователями (см. § 3.8) в соответствующие токи или напряжения и подаются для отклонения электронного луча трубки по горизонтали и вертикали.

Работу временно́го анализатора контролирует управляющее устройство, программа работы которого изменяется в зависимости от режима: накопление информации, вывод на дисплей, передача в ЭВМ и т. д.

Ширина канала анализатора и разрешающее время определяются разными устройствами. Так, ширина канала зависит от частоты генератора и быстродействия счетчика в кодирующем устройстве. Разрешающее время определяется временем обращения к памяти $t_{об}$, так как на это время ($t_{ост} \geqslant t_{об}$) надо останавливать счетчик кодирующего устройства.

4.7.2. ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ВРЕМЕННОГО АНАЛИЗАТОРА РАЗРАВНИВАНИЕМ ИНФОРМАЦИИ

Разрешающее время временно́го анализатора определяется в основном временем обращения к памяти, на которое необходимо останавливать кодирующий счетчик. В схемах с непрерывно работающим кодирующим счетчиком на это время необходимо блокировать вход. Поэтому прямой путь повышения разрешающего времени состоит в применении более быстродействующих ЗУ, в частности интегральных полупроводниковых ЗУ. Второй путь состоит в разравнивании поступающей информации.

Идея метода разравнивания состоит в том, что поступающие события или их коды достаточно быстро запоминаются, а затем передаются в ЗУ со скоростью, приемлемой для этих устройств. Во временны́х анализаторах на кодирование измеряемых интервалов практически не тратится время, поэтому разравниванию подлежат интервалы между моментами передачи кодов в ЗУ. Для этого между кодировщиком и ЗУ вводится промежуточное быстродействующее ЗУ. Такое устройство (рис. 4.45) удобно выполнить на по-

лупроводниковых запоминающих элементах, размещенных в матрице с построчной выборкой (см. § 3.9).

Параллельные коды интервалов времени практически без задержки запоминаются в свободных строках ЗУ и с большой скоростью продвигаются в сторону адресного устройства. Из верхней части матрицы коды уходят со скоростью, определяемой разрешающим временем основного ЗУ. Всеми этими операциями руководит схема управления, связанная как с кодировщиком, так и с основным и с промежуточным ЗУ.

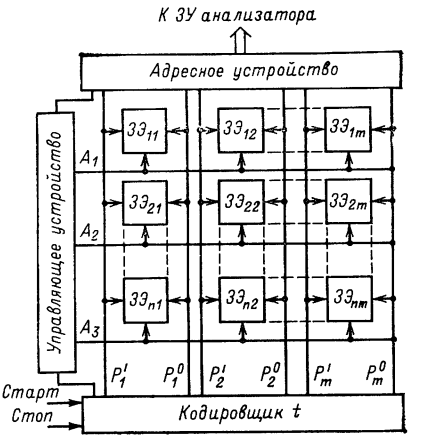


Рис. 4.45. Разравнивающее устройство на полупроводниковых запоминающих элементах

Далее будет показано, что число строк в матрице (емкость матрицы) определяется допустимыми просчетами, и обычно достаточно иметь матрицу с 4—5 строками.

§ 4.8. ПОГРЕШНОСТИ СЧЕТА ВО ВРЕМЕННЫХ АНАЛИЗАТОРАХ

Временные анализаторы можно разделить по принципу действия на временные селекторы и измерители интервалов. В анализаторах-селекторах, как правило, имеются регистраторы в каждом канале, в анализаторах-измерителях интервалов в основном применяются общие регистраторы — ЗУ. В зависимости от метода измерения временно́го распределения событий и разрешающего времени регистрирующих устройств необходимо по-разному учитывать возможные погрешности счета. Введение поправок в результаты измерений в многоканальных устройствах весьма трудоемко и не всегда возможно. Поэтому выбираемый для проводимого эксперимента анализатор должен обладать такими параметрами, чтобы возникающие погрешности счета не превышали допустимого значения, при котором поправки не требуются, или чтобы была известна методика их введения.

4.8.1. ПРОСЧЕТЫ В АНАЛИЗАТОРАХ-СЕЛЕКТОРАХ

В анализаторах-селекторах, выполненных в виде как последовательной схемы, так и матрицы, каждый канал является независимой схемой совпадений, заканчивающейся счетчиком. В зависимости от соотношения между длительностью управляющего импульса $t_к$ (ширины канала) и разрешающим временем счетной схемы τ потери счета следует учитывать по-разному.

Если $\tau \ll t_к$, т. е. возможна регистрация нескольких событий за время, равное ширине одного канала, то истинный счет в канале определяется по известному выражению для системы с постоянным мертвым временем (см. § 3.1)

$$n_0 = n/(1 - n\tau),$$

где n_0 — число импульсов на выходе схемы совпадений канала; n — число импульсов, сосчитанных регистрирующей схемой канала. Чаще бывает обратное соотношение $\tau \gg t_к$, т. е. возможна регистрация не более одного события за время, равное ширине канала. Определим истинное число импульсов в 1 с n, поступающих на регистрирующую схему канала, если сосчитается N импульсов в 1 с.

Допустим, что средняя частота импульсов, поступающих на вход анализатора, равна N_0. Тогда на вход регистрирующей схемы за каждый цикл будет приходить $N_0 t_к$ импульсов.

Если частота повторения циклов равна f, то в 1 с на регистрирующую схему поступает $n = N_0 t_к f$ или $N_0 t_к = n/f$.

Используя последнее выражение и полагая, что интенсивность поступления импульсов достаточно равномерна, находим согласно закону Пуассона вероятность попадания k импульсов в канал

$$P_к = \left(\frac{n}{f}\right)^k \frac{1}{k!} \exp(-n/f).$$

Число импульсов, зарегистрированных в канале $t_к$ за один цикл, будет равно

$$\sum_1^\infty k P_к.$$

Учитывая, что регистрация происходит f раз в 1 с и за время $t_к$ может быть зарегистрировано не более одного импульса, находим число импульсов, сосчитанных регистрирующим устройством канала в 1 с:

$$N = f \sum_1^\infty \left(\frac{n}{f}\right)^k \frac{1}{k!} \exp(-n/f) = f[1 - \exp(-n/f)].$$

Отсюда получаем выражение для истинного числа импульсов, поступающих в канал,

$$n = -f \ln\left(1 - \frac{N}{f}\right). \qquad (4.20)$$

При больших загрузках $n = f$, т. е. регистрирующая схема «считает» циклы анализатора.

4.8.2. ПРОСЧЕТЫ В АНАЛИЗАТОРАХ-ИЗМЕРИТЕЛЯХ ИНТЕРВАЛОВ

К временны́м анализаторам, основанным на измерении интервалов, относятся системы с кодировщиками и ЗУ. Запоминающие

устройства регистрируют за цикл одно событие или несколько. Заметим, что регистрация одного или нескольких событий за цикл означает регистрацию по одному импульсу в одном или нескольких каналах.

Возникающие в рассматриваемых устройствах просчеты поразному проявляются от канала к каналу. Поэтому определим просчеты в зависимости от номера канала

$$\eta = f(N_к).$$

Сначала рассмотрим системы, способные регистрировать одно событие за цикл. К таким системам надо подходить очень осторожно, поскольку при увеличении загрузки будут сосчитаны только импульсы, приходящие в начале цикла, все же остальные будут теряться. Поэтому в работе с таким анализатором надо быть уверенным в том, что вероятность поступления более одного импульса за цикл мала.

Определим, как распределена скорость счета по каналам $n = f(N_к)$ (где $N_к$ — номер канала), если интенсивность постоянна и на вход анализатора поступает N_0 имп./с. Учитывая, что $N_к = t/t_к$, будем искать распределение $n = f(t)$, за начало отсчета примем начало цикла. Вероятность регистрации импульса в интервале времени от t до $t+dt$ равна вероятности появления импульса в этом интервале, умноженной на вероятность непоявления импульса в интервале от 0 до t. Согласно закону Пуассона вероятность непоявления импульса в интервале от 0 до t равна $\exp(-N_0 t)$. Поэтому вероятность регистрации в интервале от t до $t+dt$ будет равна $N_0 \exp(-N_0 t)\, dt$. Соответственно скорость счета в этом интервале равна

$$n = N_0 \exp(-N_0 t),$$

или, учитывая, что $N_к = t/t_к$, находим распределение скоростей счета по каналам

$$n = N_0 \exp(-N_0 t_к N_к). \qquad (4.21)$$

Как и следовало ожидать, в первых каналах скорость счета соответствует истинному значению, в последующих — уменьшается.

Значительно сложнее учитывать погрешности счета в анализаторах с кодирующими устройствами, позволяющими регистрировать несколько событий за цикл. Такие анализаторы после регистрации каждого события «останавливаются» на некоторое время $t_{ост}$, необходимое для передачи кода в устройство памяти. Во время остановки анализатор не может принять для регистрации новое событие, поэтому неизбежна потеря части сигналов.

Пусть на вход анализатора поступает постоянное число импульсов в секунду N_0 и время остановки равно $t_{ост}$. Найдем скорость счета $N(t)$ в момент времени t, если $t=0$ соответствует началу цикла. Регистрация сигнала, появившегося в интервале времени от t до $t+dt$, возможна в том случае, если в интервале вре-

мени от $t-t_{ост}$ до t регистрации не было. Поскольку вероятность регистрации сигнала в интервале от $t-t_{ост}$ до t равна $\int_{t-t_{ост}}^{t} N(t)\,dt$, то вероятность отсутствия регистрации равна

$$\left[1-\int_{t-t_{ост}}^{t} N(t)\,dt\right],$$

и

$$N(t)=N_0\left[1-\int_{t-t_{ост}}^{t} N(t)\,dt\right].$$

Это уравнение можно решить численными методами. На рис. 4.46 приведена зависимость $N(t)/N_0$ от $t/t_{ост}$ для нескольких значений $N_0 t_{ост}$. При достаточно больших отношениях $t/t_{ост}$ и постоянной величине $N_0 t_{ост}$ скорость счета $N(t)$ стремится к постоянному значению

$$C=N_0/(1+N_0 t_{ост}).$$

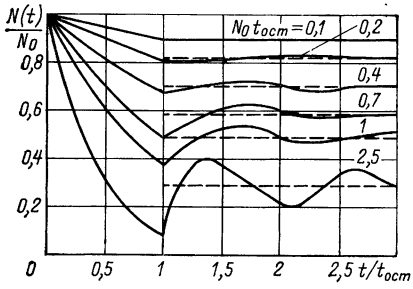


Рис. 4.46. Зависимость $\frac{N(t)}{N_0}=f\left(\frac{t}{t_{ост}}\right)$ для системы с остановкой

Для уменьшения погрешностей счета в системах с остановкой надо стремиться к уменьшению времени остановки, которое, как правило, определяется временем обращения к памяти и у современных устройств не превышает 1—2 мкс.

4.8.3. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ РАЗРАВНИВАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Разравнивающее устройство, включаемое перед ЗУ анализатора (см. § 4.7), позволяет уменьшить потери регистрируемых событий (кодов), так как улучшается их временно́е распределение. При этом если ЗУ анализатора имеет разрешение (время обращения) τ, то им может быть зарегистрировано не более $1/\tau$ кодов в единицу времени. Разравнивающая схема должна обладать определенной емкостью, т. е. способностью запоминать некоторое число статистически распределенных кодов, которые иногда будут скапливаться в ней по мере ухода на ЗУ. Очевидно, необходимая емкость разравнивающей схемы определяется допустимыми просчетами. Предположим, что емкость разравнивающей схемы рассчитана на K кодов и передача их на ЗУ с временем обращения τ производится непосредственно после поступления на вход первого кода. Во время его регистрации в разравнивающую схему будут продолжать поступать следующие коды. Если за время τ их придет $n<K$, то все они запомнятся в разравнивающей схеме, и после

ввода первого кода в ЗУ в него будет направлен следующий код. Если за время τ в разравнивающую схему поступит $n > K$ кодов, то неизбежна потеря части кодов, что и составит просчеты. Возможен также случай, когда после перевода из разравнивающей схемы в ЗУ какого-то кода схема останется пустой в течение некоторого времени, которое можно назвать временем ожидания $T'_{ож}$. Время ожидания очередного кода оказывается в этом случае равным времени ожидания кода ЗУ без разравнивающей схемы.

Следовательно, можно представить среднее время регистрации при наличии разравнивающей схемы в виде

$$\overline{T} = \tau + \overline{T}'_{ож}$$

или

$$\overline{T} = \tau + P_{ож}\overline{T}_{ож},$$

где $T_{ож} = 1/n_0$; n_0 — число кодов, поступающих на вход разравнивающего устройства в единицу времени; $P_{ож}$ — вероятность того, что после регистрации некоторого кода разравнивающая схема будет пуста и следующая регистрация начнется через время ожидания очередного кода.

Поскольку число зарегистрированных кодов равно

$$n = 1/\overline{T},$$

то

$$n = n_0/(P_{ож} + n_0\tau). \qquad (4.22)$$

При $P_{ож} = 1$, что соответствует нулевой емкости разравнивающего устройства, выражение (4.22) переходит в (3.1). При бесконечной емкости разравнивающего устройства ($P_{ож} = 0$) схема может регистрировать без просчетов $1/\tau$ кодов. Определить вероятность $P_{ож}$ как функции n_0 можно разными методами. Полагая, что входные сигналы подчиняются распределению Пуассона и переходные процессы в разравнивающей схеме закончились, т. е. система находится в установившемся состоянии, можно прийти к следующим значениям $P_{ож}(K)$ для различных емкостей K разравнивающей схемы:

$$P^{(1)}_{ож} = p_0, \qquad K = 1;$$

$$P^{(2)}_{ож} = \frac{p_0^2}{1 - \mu p_0}, \qquad K = 2;$$

$$P^{(3)}_{ож} = \frac{p_0^3}{(1 - \mu p_0)^2 - \frac{\mu^2}{2} p_0^2}, \qquad K = 3;$$

$$P^{(4)}_{ож} = \frac{p_0^4}{(1 - \mu p_0)^3 + \mu^2 p_0^2 + \frac{5}{6}\mu^3 p_0^3}, \qquad K = 4,$$

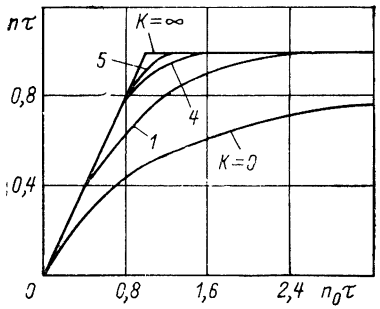


Рис. 4.47. Счетные характеристики разравнивающих схем различной емкости

где

$$p_0 = \exp(-n_0\tau); \qquad \mu = n_0\tau.$$

На рис. 4.47 приведены счетные характеристики $n\tau = f(n_0\tau)$ для различных значений K, в том числе для $K=0$, т. е. для случая, когда разравнивающая схема отсутствует. Заметное уменьшение просчетов наблюдается при $K=1$; делать $K>4\div5$ нецелесообразно, так как дальнейшее приближение к характеристике идеальной системы с $K=\infty$ замедляется.

§ 4.9. КОРРЕКЦИЯ ЗАДЕРЖЕК В ДЕТЕКТОРАХ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫХ СПЕКТРОМЕТРОВ

В спектрометрах, основанных на измерении энергии частиц по времени пролета, в частности в нейтронных спектрометрах, часто на временно́й анализатор сигналы поступают не от одного, а от нескольких детекторов. Число детекторов увеличивают для повышения эффективности спектрометра. Отдельные детекторы располагают как вдоль пучка, так и поперек при большом сечении пучка. Естественно, что такие секционированные детекторы нельзя рассматривать как точечные. Пролетные расстояния для нейтронов, регистрируемых отдельными детекторами, различны, и, следовательно, возникают временны́е неопределенности, приводящие к снижению энергетического разрешения спектрометра. Поэтому во времяпролетных спектрометрах при работе с секционированными детекторами необходимо вводить специальную коррекцию задержек сигналов. Ниже будут рассмотрены основные способы коррекции аналогового типа, позволяющие значительно улучшить разрешение спектрометра и не требующие усложнения кодирующих устройств.

Коррекцию задержек при работе с секционированными детекторами можно вести и цифровыми методами. Для этого необходимо кодировать как измеряемые интервалы времени, так и номера сработавших детекторов. Такую коррекцию рационально применять в спектрометрах, работающих на линии с ЭВМ (см. § 7.5).

Для улучшения разрешения времяпролетных спектрометров применяют также специальные схемы включения координатно-чувствительных сцинтилляционных детекторов (см. § 8.2).

4.9.1. ДИНАМИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ ВРЕМЕНИ ПРОЛЕТА

Зависимость корректирующей задержки от номера канала временно́го анализатора. Рассмотрим работу детектора, секции которого расположены в направлении нейтронного пучка (рис. 4.48,*а*).

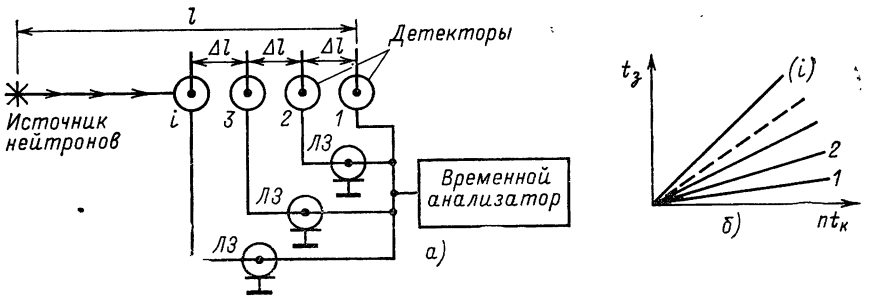


Рис. 4.48. Секционированный детектор, расположенный вдоль пучка (*а*), и зависимость корректирующей задержки от номера канала (*б*)

Предположим, что из источника (мишени импульсного ускорителя или механического прерывателя) в течение короткого времени вылетают моноэнергетические нейтроны с энергией E. Пролетая вдоль базы l, они регистрируются в разных секциях детектора. Если Δl — расстояние между секциями, а v — скорость нейтронов, то импульс на выходе каждой секции будет задержан относительно импульса предыдущей секции на время $t=\Delta l/v$. Поэтому если импульсы с выходов секций просто смешать и подать на временно́й анализатор, то они будут сосчитаны в разных каналах анализатора, несмотря на то, что эти импульсы соответствуют нейтронам одной и той же энергии E (v).

Таким образом, секционированный детектор ухудшает энергетическое разрешение спектрометра. Улучшить разрешение и сделать его таким же, как при одной секции, можно, введя задержки, как это показано на рис. 4.48,*а*. Первая секция подключается к анализатору непосредственно, последующие секции — через линии с задержками $t_з$, $2t_з$, $3t_з$, ..., $(i-1)\,t_з$.

Коррекция линиями с постоянными задержками пригодна только для пучка моноэнергетических нейтронов. Импульсный источник нейтронов (мишень ускорителя или механический прерыватель на реакторе) выдает целый спектр нейтронов, причем в первый момент после нейтронного импульса детектор регистрирует нейтроны высших энергий, затем детектор регистрирует нейтроны более низких энергий. Следовательно, величины задержек, вводимых между отдельными секциями детектора и анализатором, необходимо изменять в течение каждого рабочего цикла, т. е. влияние длины секционированного детектора на энергетическое разрешение может быть значительно уменьшено, если импульсы от каждой секции задерживать в соответствии с временем пролета нейтронов.

Определяя скорость нейтронов как

$$v = l/nt_к,$$

где l — длина пролетной базы; $t_к$ — ширина канала временно́го анализатора; n — номер канала, найдем корректирующие задержки для разных секций:

$$\left.\begin{aligned} t_{з1} &= 0; \\ t_{з2} &= \frac{\Delta l}{l} n t_к; \\ t_{з3} &= \frac{2\Delta l}{l} n t_к; \\ &\cdots\cdots\cdots \\ t_{зi} &= \frac{\Delta l}{l} (i-1) n t_к. \end{aligned}\right\} \qquad (4.23)$$

Таким образом, корректирующая задержка зависит от номера секции (1, 2, ..., i) и линейно возрастает в соответствии с номером канала. На рис. 4.48,*б* показана зависимость $t_з$ от $nt_к$.

Коррекция управляемыми линиями задержки. Когда детектор состоит из большого числа секций и время пролета нейтронов в детекторе не превышает нескольких микросекунд, коррекцию можно производить управляемыми искусственными ЛЗ.

Принцип действия управляемой ЛЗ состоит в следующем. Линия задержки имеет сосредоточенные индуктивности и емкости (рис. 4.49,*а*). В качестве последних используется емкость p—n-переходов полупроводниковых диодов. Поскольку емкости переходов зависят от напряжения смещения $U_{см}$

$$C \equiv 1/\sqrt{U_{см}}$$

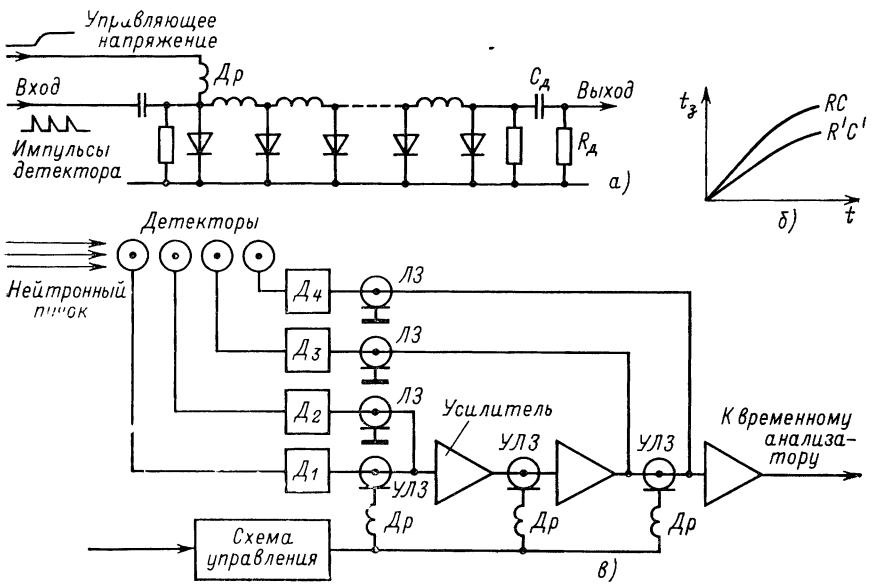


Рис. 4.49. Управляемая линия задержки (*а*) и ее характеристики (*б*); блок-схема корректирующего устройства с управляемыми линиями задержки (*в*)

и погонная задержка линии $t_з$ определяется ее погонными индуктивностью и емкостью

$$t_з = \sqrt{LC},$$

то задержку управляемой линии можно представить в виде

$$t_з = A + BU_{см}^{-1/4}, \qquad (4.24)$$

где A и B — постоянные коэффициенты; $U_{см}$ — управляющее напряжение смещения.

В схеме коррекции через *ЛЗ* проходят сигналы от секций детектора. Управляющее напряжение, изменяющее величину задержки, начинает поступать на ЛЗ в начале цикла. Чтобы выполнялось условие (4.23), т. е. чтобы задержка была пропорциональна времени

$$t_{зi} = \frac{\Delta l}{l}(i-1)\,t \qquad (t = nt_к),$$

в качестве управляющего напряжения можно использовать экспоненциальный импульс, получаемый в результате разряда некоторой RC-цепи:

$$U(t) = U_0 \exp(-t/RC).$$

Подставляя последнее выражение в уравнение (4.24) и используя разложение в ряд, нетрудно показать, что при $t \ll RC$

$$t_з = A + B\frac{1}{RC}t$$

или

$$t_з = A + B\frac{1}{RC}nt_к. \qquad (4.25)$$

На рис. 4.49,*б* показаны полученные экспериментально кривые $t_з = f(t)$ для двух значений RC.

В полной схеме коррекции (рис. 4.49,*в*) сигнал от первой секции детектора через дискриминатор *Д* поступает на вход временно́го анализатора. От второй секции он поступает через одну управляемую линию *УЛЗ*, от третьей — через две управляемые линии и т. д. Сигнал в управлямых линиях значительно затухает, поэтому между ними введены усилители-ограничители. Управление всеми линиями производится одной общей схемой управления, вырабатывающей экспоненциально изменяющееся напряжение. Это напряжение поступает в линии через дроссели *Др*. Благодаря этому управляющая схема не шунтирует сигналы детектора. На выходе линии имеется дифференцирующая цепь ($R_д C_д$ на рис. 4.49,*а*), пропускающая сигналы детектора и препятствующая передаче управляющего напряжения.

Общая задержка рассмотренной управляемой линии составляет несколько микросекунд. Часть задержки постоянна, поэтому в каналы секций детектора введены согласующие постоянные линии задержки *ЛЗ*.

Схема коррекции с управляемыми ЛЗ сравнительно проста. Существенным ее преимуществом по сравнению с другими подобными устройствами является то, что она не ограничивает пропускную способность канала детектора. Максимальное число импульсов,

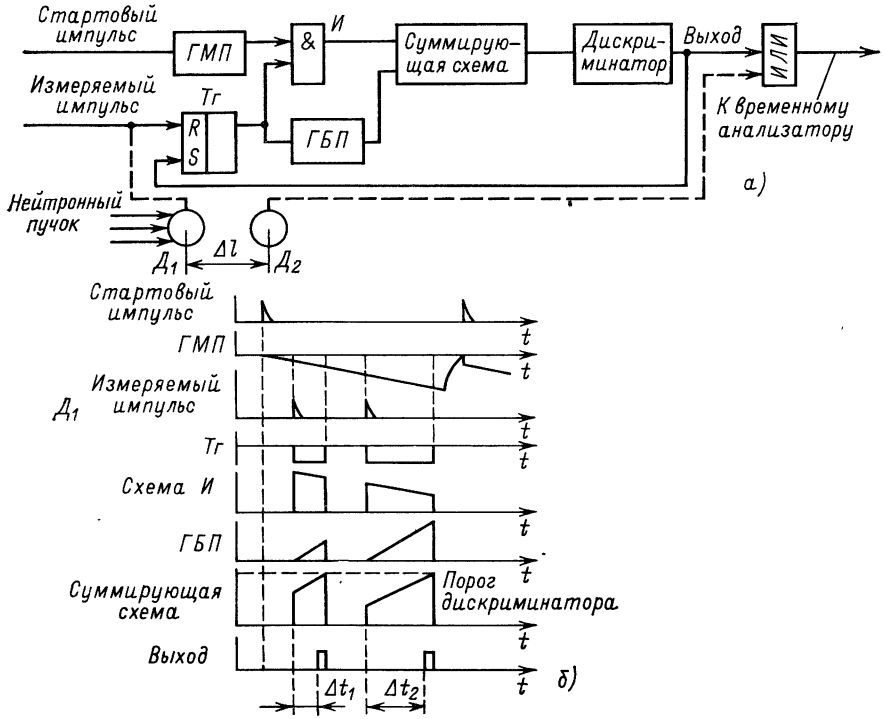


Рис. 4.50. Устройство коррекции времени пролета с генераторами пилообразных напряжений (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

которое может поступать на анализатор, определяется полосой пропускания линий.

Схема коррекции с генераторами пилообразных напряжений. Метод коррекции, основанный на создании переменной задержки с помощью генераторов пилообразных напряжений, применяется в тех случаях, когда корректирующая задержка достигает нескольких десятков микросекунд и более. На рис. 4.50,*а* приведена схема, рассчитанная для работы с детектором, состоящим из двух секций $Д_1$ и $Д_2$.

Импульсы детектора $Д_2$ поступают непосредственно через схемы *ИЛИ* на вход временно́го анализатора. Импульсы детектора $Д_1$ задерживаются на время, пропорциональное времени пролета нейтронами базы спектрометра. Работу схемы, приведенной на рис. 4.50,*а*, проследим при помощи временно́й диаграммы (рис. 4.50,*б*). Стартовым импульсом запускается генератор медленно нарастающего пилообразного напряжения (ГМП). Измеряемым импульсом от детектора $Д_1$ переводится в рабочее состояние триггер *Тг*. Последний управляет схемой пропускания И и генератором быстро нарастающего пилообразного напряжения (ГБП). Схема И пропускает выделенный участок медленно нарастающего пилообразного напряжения. Импульсные напряжения, снимаемые с выхода схе-

мы *И* и *ГБП*, суммируются и поступают на дискриминатор *Д*, который срабатывает при определенном значении суммарного напряжения. Рассматривая форму импульсного суммарного напряжения, мы видим, что в нем медленно нарастающее пилообразное напряжение играет роль уровня, с которого «начинается» быстро нарастающее пилообразное напряжение Поэтому срабатывание дискриминатора происходит тем позже относительно исходного импульса детектора $Д_1$, чем позже последний появится относительно стартового импульса.

Выходным импульсом дискриминатора возвращается в исходное состояние триггер и, следовательно, остальные элементы схемы (кроме ГМП). Этот же импульс через схему ИЛИ поступает на временной анализатор. Поскольку в схеме используются линейно нарастающие напряжения, то, следовательно, задержка выходного импульса относительно импульса детектора $Д_1$ пропорциональна времени пролета зарегистрированного нейтрона.

4.9.2. СТАТИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ «ПОПЕРЕЧНОГО» ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ПУЧКА НЕЙТРОНОВ

В некоторых спектрометрах по времени пролета детектор выполняется из нескольких секций, установленных поперек пучка (рис. 4.51,*а*). При помощи такой конструкции увеличивается детектирующая площадь. В частности, детекторы с большой рабочей площадью применяются в экспериментах по исследованию неупругого рассеяния холодных и медленных нейтронов веществом, где интенсивность рассеянных нейтронов очень мала. В таких экспериментах механический прерыватель устанавливается за образцом. «Сформированный» прерывателем нейтронный пучок движется по

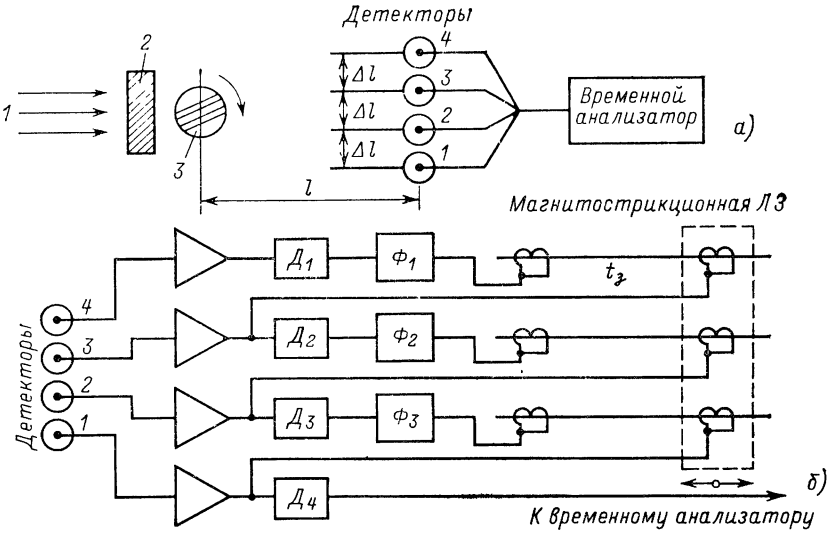


Рис. 4.51. Расположение детекторов спектрометра поперек пучка (*а*) и корректирующее устройство на магнитострикционных линиях задержки (*б*):
1 — пучок нейтронов; *2* — образец; *3* — механический прерыватель

секциям детектора. Поэтому если импульсы от всех секций детектора просто смешать и подать на вход анализатора, то неизбежно ухудшение энергетического разрешения. Повышают разрешение задержкой сигналов отдельных секций детектора.

Если l — длина пролетной базы спектрометра; Δl — расстояние между секциями детектора; ω — угловая скорость вращения прерывателя, то величина задержек определяется соотношениями

$$t_{з1} = 0;$$

$$t_{з2} = \frac{\Delta l}{l\omega};$$

$$t_{з3} = \frac{2\Delta l}{l\omega};$$

. . . . .

$$t_{зi} = \frac{(i-1)\,\Delta l}{l\omega}.$$

Техническая реализация таких задержек затруднена тем, что во время эксперимента необходимо изменять их величину от нескольких единиц до сотен микросекунд. Задержки меняются при переходе на другие скорости вращения прерывателя. Кроме того, задержки должны быть стабильны. В противном случае энергетическое разрешение будет ухудшено. Применение для этих целей спусковых схем типа одновибратора не обеспечивает хорошей стабильности. Недостаточные величины задержек имеют электромагнитные линии задержек. Практически полностью удовлетворяют всем предъявленным требованиям магнитострикционные линии задержек (см. § 8.3).

Схема корректирующего устройства на магнитострикционных линиях задержки ЛЗ приведена на рис. 4.51,*б*. Импульсы с выходов отдельных секций детекторов (*1*, *2*, *3*, *4*) после усиления, дискриминации (*Д*) и формирования (*Ф*) поступают в передающие катушки магнитострикционных линий. Сигнал каждой приемной катушки подается на вход линии последующего канала. В результате на вход анализатора от первой секции детектора сигнал поступает непосредственно, от второй, третьей и i-й — с задержками $t_з$, $2t_з$, $(i-1)\,t_з$ соответственно. Изменение величины задержки $t_з$ каждой ЛЗ достигается параллельным перемещением всех приемных катушек (пунктир на рис. 4.51,*б*). Эта система задержек позволила в 2,5 раза улучшить разрешение нейтронного спектрометра по времени пролета на установке для исследования неупругого рассеяния холодных нейтронов веществом.

Были рассмотрены методы коррекции времени пролета нейтронов и времени поперечного перемещения пучка в секционированных детекторах. Если секционированный детектор занимает большой объем, то возможна сложная коррекция, объединяющая оба метода.

Глава 5

Измерение амплитудных распределений

§ 5.1. ВИДЫ АМПЛИТУДНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Методы амплитудного анализа импульсов широко применяют в экспериментальной ядерной физике. Это связано с тем, что сигналы детекторов излучений несут информацию об энергии зарегистрированной частицы или кванта: у некоторых детекторов их амплитуда пропорциональна энергии. Поэтому, исследуя распределение амплитуд импульсов, нетрудно получить спектр излучения.

Простейший метод амплитудного анализа импульсов состоит в отделении (дискриминации) импульсов, соответствующих исследуемому излучению, от сигналов меньших амплитуд, например от шумов или импульсов излучения меньшей энергии. Для этого применяют амплитудные дискриминаторы, которые выдают импульс на выходе в том случае, если амплитуда входного сигнала превышает некоторую определенную величину — порог дискриминации $U_{пор}$ (рис. 5.1). Обычно можно изменять порог дискриминации в широких пределах и тем самым отделять для последующей регистрации импульсы определенных амплитуд.

С помощью дискриминатора измеряют амплитудное распределение сигналов. Для этого счет импульсов ведется на выходе дискриминатора при разных порогах срабатывания в течение одинаковых интервалов времени. Получаемая при этом кривая $n=f(U_{пор})$ (рис. 5.2,*а*) называется интегральным амплитудным спектром. Каждая точка кривой показывает, какое число импульсов имеет амплитуду A, превышающую порог срабатывания $U_{пор}$ дискриминатора. По форме интегральной кривой можно судить о составе спектра исследуемого излучения.

В большинстве случаев удобнее пользоваться дифференциальным амплитудным спектром $n=f(A)$ (рис. 5.2,*б*), который показывает, сколько имеется импульсов каждой амплитуды. Дифференциальный спектр можно получить из интегрального спектра гра-

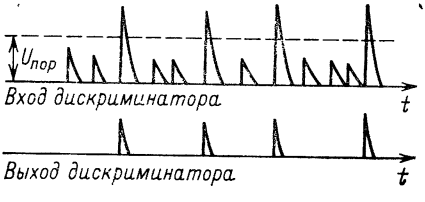


Рис. 5.1. Простая дискриминация импульсов по амплитуде

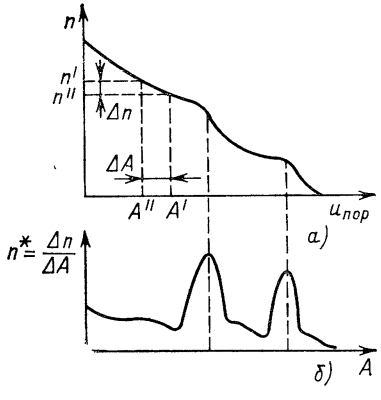


Рис. 5.2. Амплитудные спектры: интегральный (*а*) и дифференциальный (*б*)

фически, дифференцируя последний. Для этого в двух соседних точках интегрального спектра (рис. 5.2,*а*) определяется отношение $\frac{\Delta n}{\Delta A} = \frac{n' - n''}{A' - A''}$. Подобный метод получения дифференциального спектра связан с длительными расчетами, требует повышенной стабильности порога срабатывания дискриминаторов и, что самое неприятное, необходимо вести измерения интегрального спектра с очень большой статистической точностью. О этом нетрудно убедиться.

Для некоторой точки интегрального спектра (полагаем, что имеет место пуассоновское распределение) ожидаемое отклонение от действительной величины равно $\sqrt{n}$, где n — число импульсов, регистрируемых дискриминатором. Относительное отклонение равно $\sqrt{n}/n$. Чтобы относительное отклонение не превышало 1 %, достаточно в каждой точке регистрировать примерно 10^4 импульсов. Однако в получаемом графическим способом дифференциальном спектре каждая точка определяется вычитанием результатов двух разных измерений n' и n''. Для нее ожидаемое отклонение равно $\sqrt{n' + n''}$ и соответственно относительное отклонение $\sqrt{n' + n''}/(n' - n'')$. Поскольку $n' - n'' \ll n$, то относительное отклонение точек дифференциального спектра значительно больше, чем у интегрального спектра. Чтобы эти отклонения не превышали 1 %, интегральный спектр должен быть измерен с очень большой точностью: для каждой его точки должно быть зарегистрировано примерно 10^6 импульсов. Естественно, такие измерения требуют много времени и высокой стабильности порогов дискриминатора. Поэтому расчетный способ получения дифференциального спектра применяют редко.

Для непосредственного получения дифференциального амплитудного спектра разработаны специальные приборы — одноканальные и многоканальные дифференциальные амплитудные анализаторы.

Одноканальный амплитудный анализатор регистрирует все импульсы, амплитуды которых превышают некоторый нижний порог $U_{\text{пор.н}}$ и не достигают верхнего порога $U_{\text{пор.в}}$ (рис. 5.3). Разность $U_{\text{пор.в}} - U_{\text{пор.н}} = U_{\text{к}}$ называют шириной канала амплитудного анализатора. При снятии дифференциального спектра ширину канала $U_{\text{к}}$ сохраняют неизменной, меняют только его положение. Так, первое измерение ведут при $U_{\text{пор.н}} = 0$; второе — при $U_{\text{пор.н}} = U_{\text{к}}$; третье — при $U_{\text{пор.н}} = 2\,U_{\text{к}}$. Все измерения проводят в течение одинаковых интервалов времени; когда интервалы неодинаковы, результаты нормируют. Число отсчетов в каждой

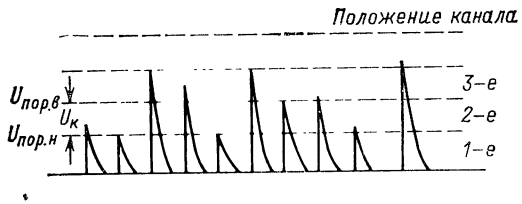


Рис. 5.3. Измерение дифференциального амплитудного спектра

точке спектра должно быть таким, чтобы относительное статистическое отклонение $\sqrt{n}/n$ не превышало допустимого значения, например 1 %.

Нетрудно видеть, что во время измерений одноканальным анализатором регистрируется лишь небольшая часть импульсов, их амплитуды лежат в пределах канала ($U_{\text{пор.н}} \leqslant A \leqslant U_{\text{пор.в}}$), все остальные теряются. Когда исследуются слабые эффекты или короткоживущие изотопы, применяют многоканальные амплитудные анализаторы. В многоканальном анализаторе регистрация возможна в любом из N каналов с шириной $U_{\text{к}}$. Обычно каналы устанавливаются так, что их нижние пороги соответственно равны 0, $U_{\text{к}}$, $2U_{\text{к}}$, $3U_{\text{к}}$ и т. д.

Существуют разные типы многоканальных анализаторов. Необходимое число каналов этих приборов определяется в основном энергетическим разрешением детекторов. Так, для работы со сцинтилляционными детекторами применяют анализаторы с числом каналов порядка 100—200, в то время как для использования высокого энергетического разрешения полупроводниковых детекторов требуются приборы на несколько тысяч каналов.

Малоканальные анализаторы, предназначенные в основном для предварительной селекции сигналов и грубой оценки спектров, имеют пороговые дискриминаторы и индивидуальные регистраторы. Прецизионные многоканальные устройства конструируют, как правило, с аналого-цифровыми преобразователями и запоминающими устройствами или ЭВМ.

§ 5.2. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ

Интегральные дискриминаторы — пороговые приборы; они срабатывают — выдают на выходе импульс, если амплитуда входного сигнала превышает определенную величину $U_{\text{пор}}$, называемую порогом срабатывания. У простейших дискриминаторов импульс на выходе не формируется и зависит от входного сигнала, в более сложных схемах выходной импульс стандартизуется. Интегральные дискриминаторы можно разделить на две основные группы: дискриминаторы импульсов напряжения и дискриминаторы импульсов тока. Первые применяют при работе с линейными усилителями, вторые — часто включают на выход ФЭУ сцинтилляционных детекторов, выдающих импульсы тока.

5.2.1. ДИСКРИМИНАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Диодные дискриминаторы. Работа диодного дискриминатора основана на резком изломе диодной характеристики $I_{\text{д}} = f(U_{\text{ак}})$. Импульсы, амплитуды которых превышают точку излома характеристики, вызывают анодный ток и проходят на выход схемы (рис. 5.4,*а*, *б*). Порог дискриминации устанавливается с помощью смещающего напряжения. Качество дискриминации определяется тем, насколько резкий излом имеет вольт-амперная характеристика диода. Идеальной характеристики диоды не имеют: переходная об-

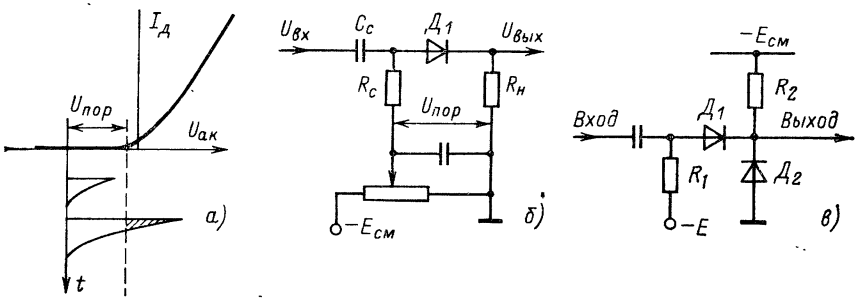


Рис. 5.4. Вольт-амперная характеристика диода (*а*), простой дискриминатор диода (*б*) и диодный дискриминатор с шунтирующей цепью (*в*)

ласть охватывает несколько десятых вольта. Кроме того, наблюдается температурный дрейф характеристики.

Проходная емкость диодов часто является источником помех. Через эту емкость легко проходят крутые фронты исследуемых сигналов независимо от установленного порога срабатывания.

Эффект проходной емкости в значительной степени удается уменьшить, используя в качестве сопротивления нагрузки диод, включенный в обратном направлении (рис. 5.4,*в*). В такой схеме через диод-нагрузку $Д_2$ нормально течет небольшой ток, порядка долей миллиампера, и, следовательно, выходное сопротивление схемы мало. Поэтому импульсы, «пролезающие» через проходную емкость $C_{ак}$ дискриминирующего диода $Д_1$, шунтируются. Когда амплитуда входного сигнала превышает порог дискриминации, открывается диод $Д_1$ и запирается диод $Д_2$, при этом его обратное сопротивление и включенное параллельно ему дополнительное сопротивление R_2 работают в качестве нагрузки.

В дискриминаторах, рассчитанных для работы с короткими импульсами, в наносекундной области следует применять диоды с малым временем рассасывания носителей.

Триггер Шмитта. Интегральные дискриминаторы часто строят по схеме триггера Шмитта (рис. 5.5,*а*). Рассмотрим особенности работы этой схемы в качестве дискриминатора.

Схема имеет две цепи обратной связи, одной является общий для обоих транзисторов резистор в цепи эмиттеров, второй — делитель R_1R_2, связывающий коллектор T_1 с базой T_2. Включенная в делитель емкость C обеспечивает лучшую передачу фронта сигнала на базу T_2.

Отличительной особенностью триггера Шмитта является то, что он переходит во второе состояние только на время, когда входное напряжение превышает некоторые пороговые значения. Благодаря положительной обратной связи переход схемы из одного состояния в другое происходит скачком.

Схема обладает гистерезисом: она срабатывает при напряжении $U_{ср}$, имеющем большую величину, чем напряжение, возвращающее схему в исходное состояние, — напряжение отпускания $U_{отп}$:

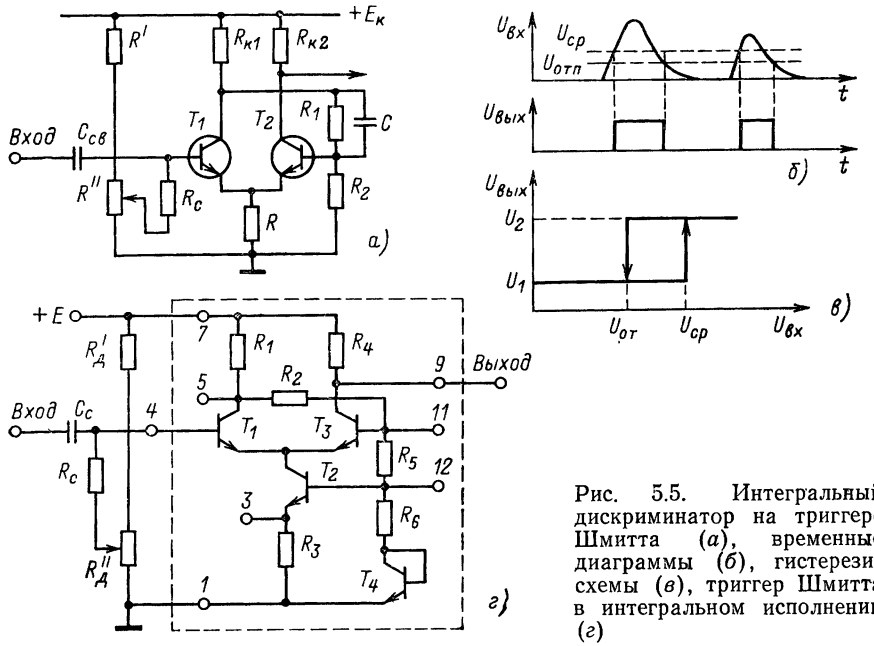


Рис. 5.5. Интегральный дискриминатор на триггере Шмитта (*а*), временные диаграммы (*б*), гистерезис схемы (*в*), триггер Шмитта в интегральном исполнении (*г*)

$U_{ср} > U_{отп}$ (рис. 5.5,*б*, *в*). Выходное напряжение схемы, так же как и у других спусковых устройств, имеет постоянную величину, не зависящую от входного сигнала. Поэтому рассматриваемая схема стандартизует сигнал только по амплитуде, а длительность выходного сигнала зависит от формы и длительности входного сигнала.

При работе этой схемы в качестве дискриминатора она мало подвержена перегрузке благодаря большому сопротивлению в цепи эмиттера T_1.

В схеме дискриминатора обычно предусматривают делитель $R'R''$, которым задают порог дискриминации. Точность дискриминации в основном определяется температурными уходами параметров транзисторов и без принятия специальных мер не лучше 1 %. На практике обычно используют разные варианты рассмотренной схемы с повышенной стабильностью. В них предусматривают уменьшение дрейфа срабатывания, вызываемого колебаниями тепловых токов, изменением коэффициентов передачи токов и напряжений на переходах. В частности, между коллектором T_1 и делителем R_1R_2 вводят повторитель, что позволяет уменьшить сопротивление делителя и тем самым уменьшить влияние тока транзистора T_2 на порог срабатывания.

Вариант схемы триггера Шмитта в интегральном исполнении приведен на рис. 5.5,*г*. В этой схеме, как и в токовых переключателях, эмиттеры T_1, T_3 подключены к генератору тока T_2. Связь с коллектора T_1 подается на базы T_3 и T_2.

Порог срабатывания схемы устанавливается внешним делителем $R'_д R''_д$. Интегральные схемы триггера Шмитта часто применяют для исключения шумов и формирования сигналов детекторов излучений, например на входе счетчиков. Они также формируют цифровые сигналы, поступающие в аппаратуру с линии связи.

Компараторы. Компараторами называют аналоговые устройства, сравнивающие исследуемое напряжение $U_{вх}$ с опорным напряжением $U_{оп}$ и выдающие сигналы 0 или 1 в зависимости от того, меньше или больше $U_{оп}$ исследуемое напряжение. Компараторы применяют для АЦП, а также для дискриминации импульсов по амплитуде. В последнем случае уровень дискриминации задают опорным напряжением, а снимаемый с выхода уровень 1 означает, что амплитуда исследуемого импульса превысила порог срабатывания схемы.

Компараторы, как правило, выполняют на базе усилительных схем с достаточно большим коэффициентом усиления K; в них входит узел сравнения напряжения в явном или неявном виде и в сложных устройствах — выходной формирователь со стробированием.

Основным параметром компаратора является его чувствительность, или разрешение, определяемое входным сигналом $\Delta U_{вх}$, при котором размах выходного уровня $\Delta U_{вых}$ будет соответствовать переходу с 0 в 1 и обратно: $\Delta U_{вх} = \Delta U_{вых}/K$. Важным показателем, характеризующим работу компаратора в качестве быстродействующего дискриминатора, является задержка распространения, которая определяется как интервал времени между моментом пересечения входным сигналом уровня порогового напряжения и моментом, когда выходной сигнал достигает уровня логических 0 или 1.

Наиболее высокими параметрами обладают компараторы на дифференциальных усилителях. В них нет специальной схемы сравнения, а входное и опорное напряжения подаются на разные входы дифференциального каскада.

Аналогичные схемы, работающие в режиме токовых переключателей, были рассмотрены ранее в § 3.2. Оценку разрешения такой схемы можно произвести по вольт-амперной характеристике дифференциального каскада, которая аналогична переключательной характеристике (см. рис. 3.16). Линейная аппроксимация этих характеристик имеет вид $I_{к1,2} = \frac{I_0}{2}\left(1 \pm \frac{\Delta U_{вх}}{2h}\right)$, где $I_{к1,2}$ — коллекторные токи каскада; I_0 — общий эмиттерный ток каскада; $h = kT/q$ (k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона, T — абсолютная температура).

Разрешение компаратора, выполненного на одиночном дифференциальном каскаде, определяется раствором его вольт-амперной характеристики и равно $4h \approx 100$ мВ при измерении выходного тока по уровням 0,1 и 0,9.

Быстродействие дифференциального компаратора (задержка распространения сигнала) определяется граничной частотой транзисторов $f_т$, постоянной времени цепи нагрузки и влиянием обратной связи через емкость перехода коллектор—база (эффект Миллера). В однокаскадном дифференциальном компа-

раторе, выполненном на транзисторах с $f_т = 500$ МГц, задержка распространения сигнала составляет $\tau_з \approx 15$ нс.

В качестве амплитудных дискриминаторов рационально применять интегральные компараторы. Для обеспечения высокой чувствительности и стабильности, а также удобства согласования с другими схемами интегральные компараторы выполняют на нескольких дифференциальных каскадах с дополнительными элементами.

На рис. 5.6 приведена схема компаратора типа 521СА2. Он выполнен на двух дифференциальных усилительных каскадах. Входной каскад (транзисторы T_1, T_4) питается от генератора стабильного тока T_5 с термокомпенсирующей диодной цепочкой на T_{10}. Второй дифференциальный каскад выполнен на транзисторах T_3 и T_6; выходной сигнал снимается с выхода эмиттерного повторителя T_8, что обеспечивает повышенную нагрузочную способность схемы.

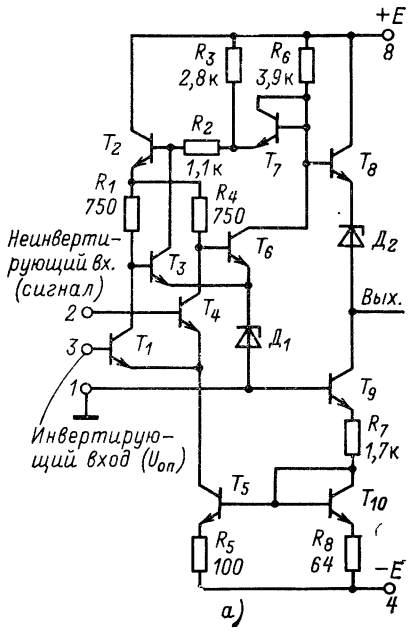


Рис. 5.6. Интегральная схема компаратора типа 521СА2

При выполнении амплитудного дискриминатора на базе компаратора в схему вводят цепь с регулируемым опорным напряжением и выходной формирователь.

5.2.2. ДИСКРИМИНАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Помимо дискриминаторов импульсов напряжения в экспериментальной практике применяют также дискриминаторы импульсов тока. Такие устройства имеют малое входное сопротивление, их вход является виртуальной землей — поступающий сигнал не создает на входе заметного напряжения. Дискриминаторы тока рационально использовать с детекторами или устройствами, являющимися достаточно мощными датчиками тока, например со сцинтилляционными счетчиками. Импульсы тока, возникающие в цепи анода ФЭУ при регистрации сильно ионизирующих частиц, могут быть непосредственно поданы на токовый дискриминатор. Датчиком токовых импульсов являются также транзисторные усилители. Применение токовых дискриминаторов достаточной чувствительности во многих случаях может значительно упростить аппаратуру, поскольку отпадает необходимость в преобразовании импульсов тока в импульс напряжения и последующем его усилении.

В чувствительных дискриминаторах импульсов тока используется принцип сравнения положительного сопротивления диода с

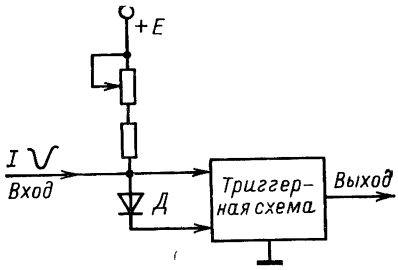


Рис. 5.7. Чувствительный токовый дискриминатор на диоде с регенеративной схемой

отрицательным сопротивлением регенеративной схемы. В таких дискриминаторах импульс тока подается непосредственно в цепь диода (рис. 5.7). Этот импульс уменьшает протекающий через диод начальный ток. При этом сопротивление диода повышается, и если амплитуда исследуемого импульса имеет достаточную величину, то схема срабатывает. Чувствительность диодных дискриминаторов тока достигает 10 мкА.

Сравнительно невысокую чувствительность (порядка нескольких милливампер), но хорошее быстродействие и стабильность имеют дискриминаторы на туннельных диодах. Простая схема дискриминатора, в основе которой лежит одновибратор на туннельном диоде, приведена на рис. 5.8,*а*. Схема имеет одно устойчивое состояние, устанавливаемое сопротивлением нагрузки R и источником питания E; линия статической нагрузки пересекает характеристику диода в одной устойчивой точке A (рис. 5.8,*б*). Индуктивность L выбирается так, чтобы линия динамической нагрузки была горизонтальной. В этом случае поступающие на вход схемы положительные импульсы тока, амплитуды которых $\Delta I_{вх} > \Delta I_{пор}$, будут проходить только через туннельный диод и переводить его в рабочую точку B. С уменьшением входного тока диод возвращается в прежнюю точку A. В результате на диоде возникает импульс напряжения, его форма определяется параметрами схемы (R, L) и характеристикой туннельного диода, а амплитуда равна $\Delta U = U_B - U_A$.

Диффузная ветвь характеристики BC в верхней части имеет большую крутизну, поэтому амплитуда импульсов напряжения мало зависит от значения входных импульсов тока. Транзистор T_1, подключенный к туннельному диоду, служит для дальнейшего

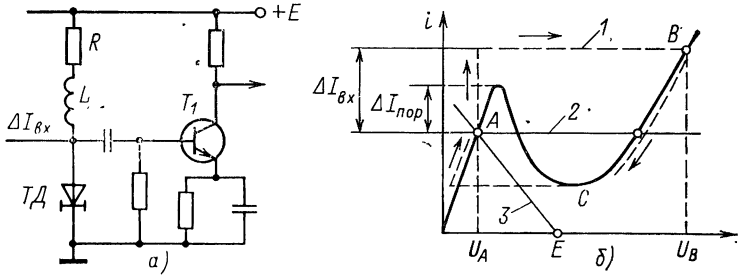


Рис. 5.8. Дискриминатор тока на туннельном диоде (*а*) и характеристика туннельного диода (*б*):

1 — траектория переключения; 2 — линия динамической нагрузки; *3* — линия статической нагрузки

формирования выходных импульсов и передачи их на последующую схему.

Дискриминаторы тока на туннельных диодах являются приборами высокого быстродействия. При работе со счетчиками и схемами совпадений высокого разрешения в них вводят укорачивающие линии задержки, формирующие импульсы по длительности.

§ 5.3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С ПОРОГОВЫМИ ДИСКРИМИНАТОРАМИ

5.3.1. ОДНОКАНАЛЬНЫЙ АМПЛИТУДНЫЙ АНАЛИЗАТОР

Дифференциальные амплитудные анализаторы применяют для непосредственного определения дифференциального амплитудного спектра $n=f(A)$. Рассмотрим принцип действия простейшего анализатора этого типа — одноканального амплитудного анализатора.

Одноканальный амплитудный анализатор (рис. 5.9,*а*) состоит из двух амплитудных дискриминаторов, подключенных к схеме антисовпадений. Дискриминаторы имеют разные пороги срабатывания. Порог срабатывания дискриминатора нижнего уровня $U_{\text{пор.н}}$ меньше порога срабатывания дискриминатора верхнего уровня $U_{\text{пор.в}}$. Схема конструируется так, что можно изменять пороги срабатывания обоих дискриминаторов. При этом разница между ними остается неизменной

$$U_{\text{пор.в}} - U_{\text{пор.н}} = U_{\text{к}},$$

где $U_{\text{к}}$ — ширина канала анализатора.

Допустим, что на вход схемы поступают идеальные П-образные импульсы разных амплитуд (рис. 5.9,*б*). Если амплитуда импульса меньше порога срабатывания дискриминатора нижнего уровня $A<U_{\text{пор.н}}$ (импульс *1*), то дискриминаторы не сработают и на выходе схемы сигнала не будет. Импульс, амплитуда которого превышает пороги обоих дискриминаторов $A>U_{\text{пор.в}}$ (импульс *2*), приводит к срабатыванию. В результате на входы схемы антисовпадений одновременно приходят два сигнала. Поскольку имеется

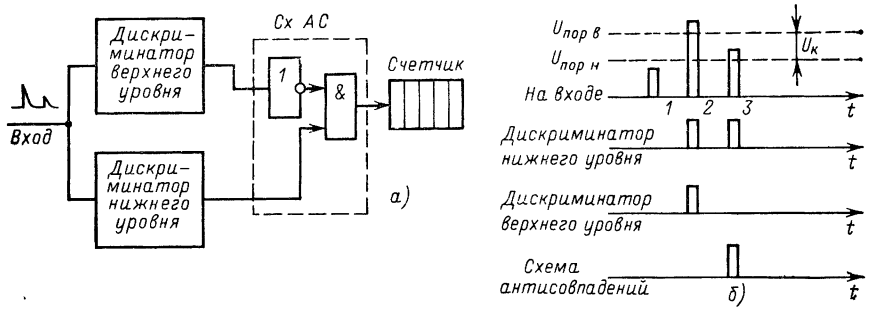


Рис. 5.9. Структурная схема одноканального амплитудного анализатора (*а*) и временные диаграммы (*б*)

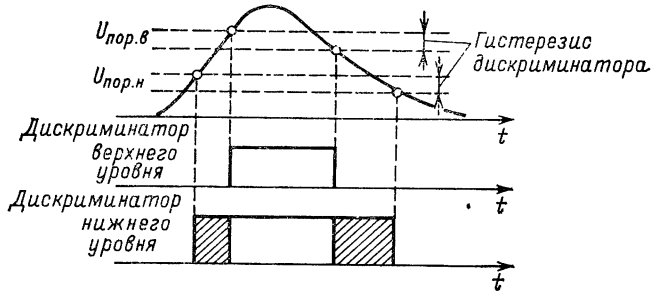


Рис. 5.10. Временные диаграммы работы триггеров Шмитта с реальными импульсами в одноканальном анализаторе

совпадение, то на выходе схемы антисовпадений сигнал также не возникает.

Если же на вход поступает импульс, амплитуда которого больше порога срабатывания нижнего дискриминатора, но меньше порога срабатывания верхнего дискриминатора: $U_{пор.н} < A < U_{пор.в}$ (импульс *3*), то срабатывает только нижний дискриминатор, на схему антисовпадений поступит только один импульс и схема антисовпадений выдаст сигнал на регистрирующее устройство.

Поступающие на амплитудный анализатор импульсы детекторов излучений имеют конечное значение длительности фронта и спада. Поэтому дискриминаторы нижнего и верхнего уровней срабатывают в разные моменты времени. На рис. 5.10 приведены импульсы обоих дискриминаторов, выполненных по схеме Шмитта. Импульс на выходе дискриминатора нижнего уровня начинается раньше и заканчивается позже, чем импульс дискриминатора верхнего уровня. Поэтому непосредственное соединение дискриминаторов со схемой антисовпадений невозможно. Действительно, поскольку импульс дискриминатора верхнего уровня используется в качестве запрещающего, то на выходе схемы антисовпадений будут возникать сигналы не только тогда, когда амплитуды входных импульсов будут «попадать» в каналы, но и тогда, когда они будут превышать порог срабатывания дискриминатора верхнего уровня (см. заштрихованную часть импульса на рис. 5.10). Чтобы схема антисовпадений работала правильно, поступающие на нее импульсы формируются и сдвигаются во времени, применяется несколько способов соединения схемы антисовпадений с дискриминаторами.

Один из вариантов структуры одноканального амплитудного анализатора, в котором обеспечивается нормальная работа схемы антисовпадений, приведен на рис. 5.11,*а*. Логическая схема анализатора дополнена *RS*-триггером, а также формирующими и задерживающими цепями. Работа схемы поясняется временными диаграммами (рис. 5.11,*б*). При поступлении сигнала *1*, амплитуда которого определяется неравенствами $A > U_{пор.н}$ и $A > U_{пор.в}$, срабатывают оба дискриминатора — нижнего и верхнего уровня. При этом передним фронтом импульса дискриминатора верхнего уровня переводится из состояния 0 в 1 (0→1) *RS*-триггер. В этом состоянии *RS*-триггер остается до прихода импульса

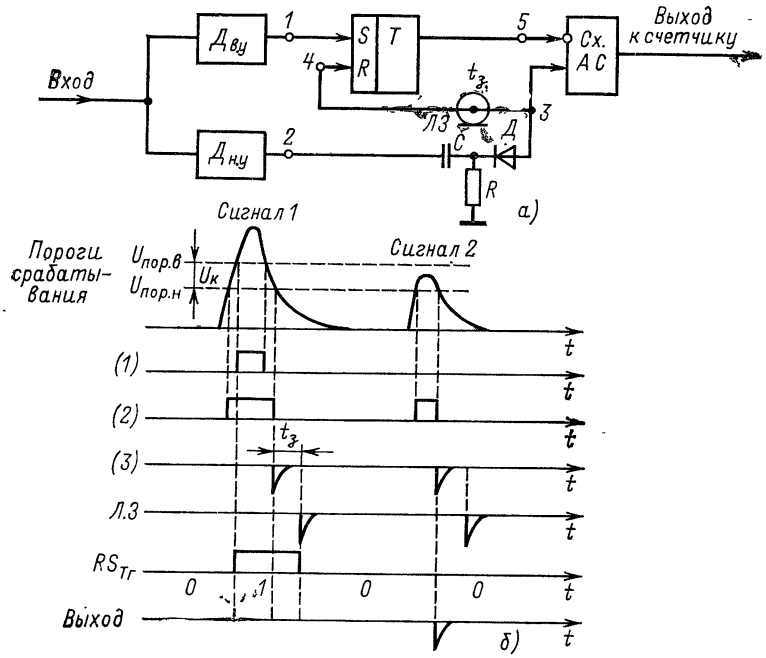


Рис. 5.11. Одноканальный амплитудный анализатор с формирователем на входе схемы антисовпадений (*а*) и временные диаграммы (*б*)

с линии задержки *ЛЗ*. Последний формируется *RC*-цепью и диодом *Д* из спада импульса дискриминатора нижнего уровня. Импульс с выхода *RS*-триггера поступает на вход запрета схемы антисовпадений *АС*. Поэтому в этом случае на выход схемы антисовпадений не проходит сигнал, сформированный из спада импульса дискриминатора нижнего уровня. Таким образом, сигнал *1* не регистрируется.

При поступлении сигнала *2*, амплитуда которого определяется неравенством $U_{\text{пор н}} < A < U_{\text{пор.в}}$, срабатывает только дискриминатор нижнего уровня и *RS*-триггер не переводится из состояния 0 в 1, поэтому сформированный импульс дискриминатора нижнего уровня беспрепятственно проходит через схему *АС* и регистрируется.

Из временных диаграмм, приведенных на рис. 5.11,*б*, видно, что работа рассмотренной схемы практически не зависит от длительности входных сигналов. Подобные структуры используются в анализаторах как микросекундного, так и наносекундного диапазонов. В качестве пороговых дискриминаторов в этих устройствах применяются схемы типа триггера Шмитта или компараторы.

В одноканальном амплитудном анализаторе регистрируются все импульсы, амплитуды которых «лежат» внутри канала. Для снятия амплитудного спектра $n = f(A)$ проводят несколько измерений, последовательно увеличивая или уменьшая пороги срабатывания дискриминаторов на ширину канала $U_{\text{к}}$. Обычно в схеме анализа-

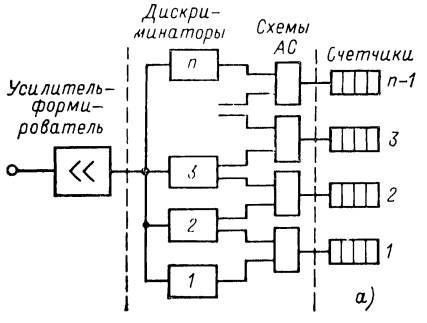
тора предусматривают также возможность изменения ширины канала. При большей ширине производят «грубое» оценочное изменение спектра. Измерения с высоким амплитудным разрешением ведут при малой ширине канала: порядка 1—2 % максимальной амплитуды импульсов.

5.3.2. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ АМПЛИТУДНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С ПОРОГОВЫМИ ДИСКРИМИНАТОРАМИ

Измерение дифференциальных амплитудных спектров одноканальным анализатором, как правило, связано с большой затратой времени. Эти приборы рационально применять только при большой интенсивности исследуемых импульсов, когда на измерение отдельной точки кривой требуется не более нескольких минут и когда нет опасений, что интенсивность во времени изменяется. При работе на ускорителях, реакторах, а также с короткоживущими изотопами показания одноканального анализатора необходимо нормировать, что не всегда выполнимо. Поэтому в подобных задачах, а также для измерения малых интенсивностей применяют многоканальные анализаторы.

Логическая схема многоканального анализатора с пороговыми дискриминаторами и схемами антисовпадений приведена на рис. 5.12,*а*. Исследуемые импульсы поступают на n дискриминаторов, пороги срабатывания которых отличаются на ширину канала $U_к$ (рис. 5.12,*б*). Дискриминаторы подключены к схемам антисовпадений. Каждая из $(n—1)$ схем антисовпадений соединена со «своим» и вышестоящим дискриминатором. При поступлении на вход анализатора некоторого импульса срабатывают k дискриминаторов (начиная с нижнего), имеющих пороги срабатывания $U_{пор}$ меньше амплитудного значения импульса A. При этом на каждую из $(k—1)$ схем антисовпадений поступают два импульса, и следовательно, они не срабатывают. На k-ю схему антисовпадений поступает только один импульс, так как $(k+1)$-й дискриминатор не выдал импульса. В результате срабатывает k-я схема антисовпадений. Возникающий на выходе этой схемы импульс регистрируется подключенной к ней счетной схемой. Таким образом, в каждом канале регистрируются импульсы с амплитудами, лежащими в границах $kU_к < A < (k—1)U_к$.

В качестве дискриминаторов в многоканальных анализаторах применяют триггерные и диодные схемы. На выходе диодных схем, как правило, помещают формирователи, обеспечивающие четкую работу схем антисовпадений.



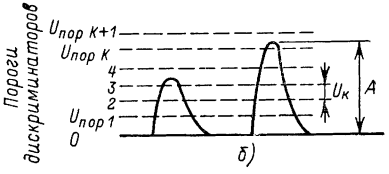


Рис. 5.12. Многоканальный амплитудный анализатор с пороговыми дискриминаторами (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

Многоканальные анализаторы с пороговыми устройствами и схемами антисовпадений имеют обычно небольшое число каналов (несколько десятков), и поэтому они обладают низким амплитудным разрешением. Положительным их качеством является хорошее быстродействие. Известны модели с временным разрешением порядка долей микросекунды. Серьезный недостаток этих устройств — значительная неоднородность и нестабильность ширины каналов.

5.3.3. ПОВЫШЕНИЕ ОДНОРОДНОСТИ ШИРИНЫ КАНАЛОВ МЕТОДОМ ДОБАВОЧНОГО ИМПУЛЬСА

Основная причина, вызывающая неоднородность и нестабильность ширины каналов амплитудных дифференциальных анализаторов с пороговыми устройствами, — то, что ширина каждого канала определяется двумя независимыми порогами срабатывания $U_{\text{пор.в}}$ и $U_{\text{пор.н}}$.

Поэтому трудно обеспечить высокую стабильность ширины канала $U_{\text{к}} = U_{\text{пор.в}} - U_{\text{пор.н}}$ в одноканальном анализаторе и хорошую однородность каналов в многоканальном устройстве.

Практически полностью удается ликвидировать неоднородность ширины каналов, используя в каждом канале один дискриминатор и применяя специальное формирование исследуемого импульса (рис. 5.13). Исследуемый импульс A сначала преобразуют в П-образный с сохранением амплитуды, а затем на него «наращивают» добавочный импульс с постоянной амплитудой ΔA. Сформированный таким образом импульс подают на дискриминаторы. Последние срабатывают, когда амплитуда всего импульса превышает порог дискриминации. Причем, как нетрудно заметить, срабатывание дискриминатора в момент t_1, соответствующий переднему фронту добавочного импульса, возможно только при условии

$$A \leqslant U_{\text{пор}} \leqslant (A + \Delta A), \qquad (5.1)$$

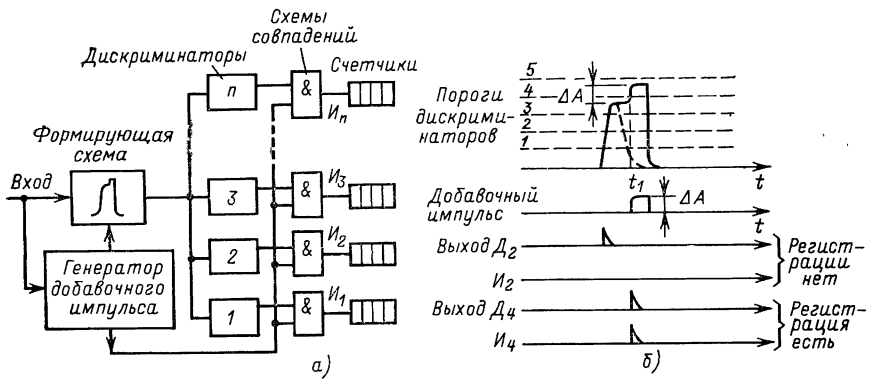


Рис. 5.13. Многоканальный амплитудный анализатор, основанный на методе добавочного импульса, (*а*) и временные диаграммы (*б*)

т. е. в момент t_1 дискриминатор срабатывает при поступлении на вход анализатора импульсов с амплитудами от $(A—\Delta A)$ до A. Отбор импульсов с такими амплитудами может быть произведен схемой совпадений, на один вход которой поступает продифференцированный импульс дискриминатора, а на второй — добавочный импульс.

Из рассмотренного принципа ясно, что в данном случае ширина канала анализатора равна амплитуде добавочного импульса $U_к=\Delta A$, которая может быть сделана постоянной с большой точностью. Добавочный импульс получают и смешивают с исследуемым сигналом различными способами. Он может быть сформирован из входного импульса с помощью ограничителя и короткозамкнутой линии или посредством генератора в виде спусковой схемы.

На рис. 5.13,*а* приведена структурная схема многоканального дифференциального анализатора, основанного на методе добавочного импульса. Сформированный входной импульс подается сразу на все дискриминаторы, определяющие положение каналов. К каждому дискриминатору подключена схема совпадений ($И_1$, $И_2$, ..., $И_n$), на второй вход которой подается добавочный импульс. Из временны́х диаграмм (рис. 5.13,*б*) можно увидеть, что регистрация будет происходить только в тех каналах, для которых выполняется условие (5.1). Чтобы один и тот же импульс не регистрировался в двух или нескольких каналах, амплитуда добавочного импульса ΔA должна быть меньше разности соседних порогов срабатывания

$$\Delta A \leqslant U_{пор(k+1)} - U_{пор\,k}. \qquad (5.2)$$

Естественно, что при удовлетворении этого неравенства наблюдается некоторая потеря исследуемых импульсов, но это не имеет существенного значения.

Метод добавочного импульса позволяет практически ликвидировать неоднородность ширины каналов. Измерения показывают, что в таких устройствах равенство ширины каналов выдерживается с точностью 1 %. Однако в этих анализаторах слабым местом являются дискриминаторы — при большом числе каналов стабильность их порогов срабатывания должна быть достаточно высокой.

§ 5.4. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ И КОД

В амплитудных анализаторах, рассчитанных на большое число каналов, как правило, используют косвенный метод измерения амплитуды, основанный на преобразовании амплитуды импульса в интервал времени $(A \rightarrow t)$ с последующим измерением этого интервала. Кодирование интервалов может быть выполнено с большой точностью. Для этого применяют схемы, аналогичные временны́м анализаторам. Интервал заполняют импульсами стабильной частоты, число которых определяет длительность интервала, а следовательно, и амплитуду измеряемого импульса.

Используют различные способы преобразования амплитуды в длительность. Наибольшее распространение получил способ, в котором измеряемый импульс заряжает конденсатор памяти $C_п$ (рис.

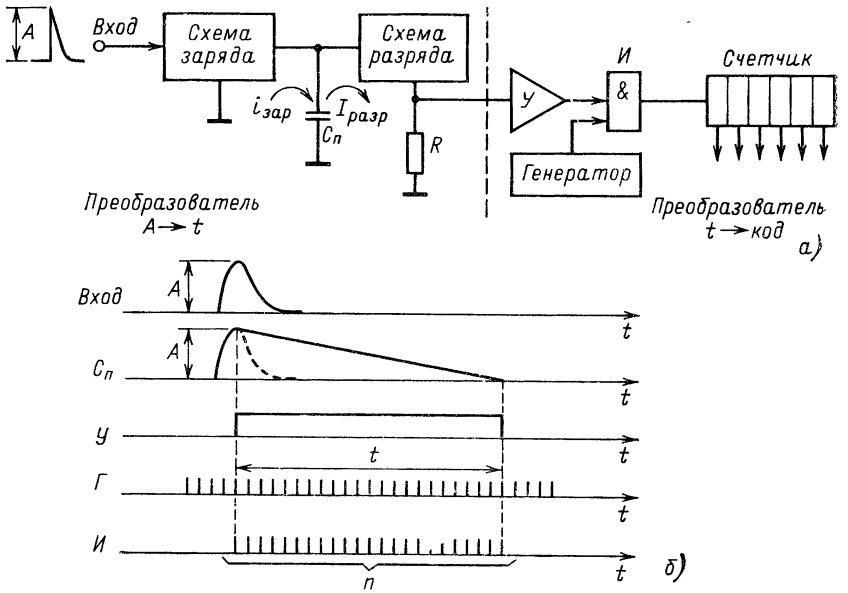


Рис. 5.14. Схема преобразователя амплитуды импульса в интервал времени и код (*а*), временные диаграммы (*б*)

5.14,*а*) до амплитудного значения A. Затем происходит линейный разряд этого конденсатора постоянным током I. Конденсатор памяти приобретает заряд $Q=C_пA$. Этот же заряд отбирается в течение времени t разрядной схемой: $Q=It$. Следовательно,

$$t = A\frac{C_п}{I},$$

т. е. время разряда накопительного конденсатора пропорционально амплитуде измеряемого импульса. Это время можно определить по длительности импульса на конденсаторе памяти $C_п$ или по длительности импульса напряжения, возникающего на нагрузке R от падения напряжения, вызванного разрядным током I (рис. 5.14,*б*). Этот импульс формируется усилителем *У* и поступает на схему преобразователя *t*→код, состоящую из схемы *И*, генератора и счетчика. Число импульсов n, прошедших через схему *И*, и параллельный код на выходе счетчика определяют амплитуду измеряемого сигнала. В схеме многоканального амплитудного анализатора этим кодом отыскивается адрес в устройстве памяти (см. § 5.7).

5.4.1. ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ [*A*→*t*]

Преобразователи амплитуды во время состоят из двух частей: схемы заряда емкости памяти до амплитудного значения и схемы линейного разряда. Емкость памяти часто заряжается эмиттерным

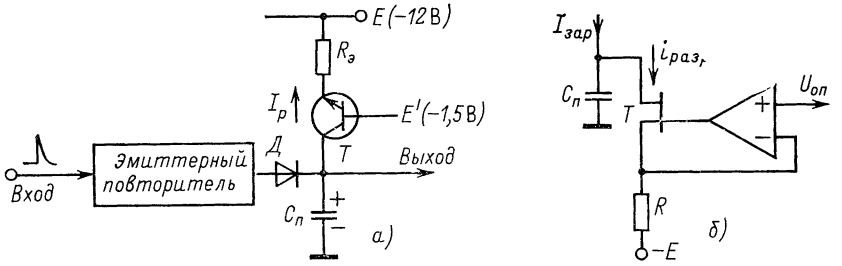


Рис. 5.15. Схемы заряда и разряда конденсатора памяти:
а — с зарядом через диод и разрядом через стабилизатор тока на биполярном транзисторе; *б* — с разрядом через полевой транзистор, управляемый операционным усилителем

повторителем через полупроводниковый диод (рис. 5.15,*а*). Малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя (порядка 10 Ом) позволяет применять большую емкость памяти (несколько тысяч пикофарад) и, следовательно, ослаблять влияние утечек на процесс линейного разряда емкости памяти. Через диод обычно устанавливается начальный рабочий ток, что уменьшает влияние начального участка характеристики диода на линейность преобразователя. Рассмотрим этот процесс подробнее.

Для линейного разряда емкости памяти обычно применяют схемы со стабилизатором тока. На рис. 5.15,*а* стабилизатор тока выполнен на транзисторе *T*. Постоянное значение разрядного тока в такой схеме обеспечивает отрицательная обратная связь, которая создается резистором, включенным в цепь эмиттера. Разрядный ток зависит от напряжения источников E и E' и сопротивления $R_э$

$$I_р = \alpha (E - E')/R_э. \qquad (5.3)$$

Выбором сопротивления $R_э$ обычно изменяют время преобразования. Нелинейность преобразования схемы с транзисторным стабилизатором тока примерно равна $1/\beta$, т. е. не лучше 1—2 %, и может быть значительно уменьшена (до $1/\beta^2$) применением схем составных транзисторов.

Высокую стабильность разрядного тока обеспечивает схема источника тока на полевом транзисторе, управляемом операционным усилителем и с глубокой отрицательной обратной связью (рис. 5.15,*б*). В схеме преобразователя такой источник подключают к емкости памяти непосредственно или через ключ, коммутирующий разрядную цепь на время преобразования $A \rightarrow t$.

Идеальный амплитудно-временной преобразователь должен обладать строго линейной зависимостью между амплитудой сигнала и получаемым интервалом. На практике из-за реальных характеристик отдельных элементов наблюдается нелинейность преобразования, которая проявляется в виде монотонной неоднородности ширины каналов амплитудного анализатора. Причиной такой не-

линейности могут быть зарядные цепи. В схеме преобразователя, приведенной на рис. 5.15,*а*, емкость памяти $C_п$ заряжается через диод, на который сигнал поступает от эмиттерного повторителя. Диод обеспечивает заряд емкости, пока напряжение на входе превышает напряжение на емкости, и ее изоляцию после достижения импульсом амплитудного значения. Эмиттерный повторитель имеет малое выходное сопротивление $R_{вых}$, поэтому постоянная времени заряда

$$\tau_{зар} = C_п (R_{вых} + R_д), \qquad (5.4)$$

где $R_д$ — динамическое сопротивление диода, невелика. Это важно, когда импульсы имеют малое время нарастания $t_н$. Чтобы емкость памяти зарядилась до амплитудного значения, необходимо, чтобы постоянная времени заряда была много меньше времени нарастания $t_н$, т. е. $\tau_{зар} \ll t_н$.

Однако это условие в схеме преобразователя $A \to t$ редко выполнимо с большим запасом. Объясняется это тем, что трудно сделать малой $\tau_{зар}$, так как значение емкости памяти $C_п$ определяется схемой линейного разряда и паразитными утечками и обычно бывает большим. В то же время постоянная заряда $\tau_{зар}$ не является постоянной величиной [см. формулу (5.4)], зависит от динамического сопротивления диода $R_д$, которое определяется приложенным к диоду напряжением, и приводит к тому, что емкость заряжается нелинейно.

Вносимые зарядной схемой погрешности могут быть исследованы аналитически.

Учитывая, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{вых.э.п}$ значительно меньше динамического сопротивления диода $R_д$, представим зарядное устройство в виде эквивалентной схемы (рис. 5.16,*а*). В этой схеме внутреннее сопротивление генератора равно нулю. Характеристика диода *Д* в области малых токов описывается выражением

$$I_д = I_0 \exp (eU_{а.к}/pkT) - I_0,$$

где I_0 — начальный ток диода; e — заряд электрона; $U_{а.к}$ — напряжение между анодом и катодом диода; p — постоянная для области малых токов, равная 1—2; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура. Обозначая $E_0 = p\dfrac{kT}{e}$ и учитывая, что согласно эквивалентной схеме, приведенной на рис. 5.16,*а*, напряжение на диоде равно $U_{а.к} = U_{вх} - U_c$, запишем дифференциальное уравнение схемы

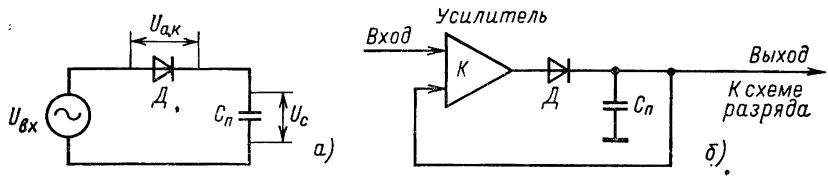


Рис. 5.16. Эквивалентные схемы: простого зарядного устройства (*а*) и зарядного устройства со следящей схемой (*б*)

$$C\frac{dU_c}{dt} = I_0 \exp\left[\frac{(U_{вх} - U_c)}{E_0}\right] - I_0. \qquad (5.5)$$

Решение этого уравнения для частного случая поступления на вход схемы прямоугольных импульсов с амплитудой $U_{вх}$ и длительностью $t_{имп}$ позволяет получить зависимость, характеризующую относительную величину напряжения на входе и на емкости памяти:

$$\frac{dU_{вх}}{dU_c} - 1 \frac{1}{[\exp(I_0 t_{имп}/CE_0) - 1]\exp(U_{вх}/E_0)}. \qquad (5.6)$$

Правая часть последнего уравнения показывает относительное изменение ширины каналов для входных импульсов разных амплитуд. Отсюда видно, что ширина каналов монотонно уменьшается с увеличением амплитуды входных импульсов. Для работы удобны импульсы больших амплитуд; в этом случае рассмотренная нелинейность заметна только в первых каналах анализатора.

Для уменьшения нелинейности заряда емкости памяти часто применяют специальные следящие схемы. В таких схемах напряжение на конденсаторе памяти сравнивают с напряжением на входе. Разностный сигнал усиливается и используется для дозаряда емкости памяти. Обычно эти операции выполняют с помощью дифференциального усилителя (см. разд. 5.4.2).

Зарядное устройство со следящей схемой можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 5.16,*б*), в которой усилитель имеет коэффициент усиления K. Нетрудно увидеть, что в данном случае падение напряжения на диоде $Д$ равно

$$U_{ак} = KU_{вх} - (K + 1)U_c. \qquad (5.7)$$

Для установившегося режима можно записать

$$\frac{U_c}{U_{вх}} = \frac{K}{K + 1}. \qquad (5.8)$$

Последнее соотношение показывает, что при достаточно большом коэффициенте усиления K напряжение на конденсаторе практически равно напряжению на входе.

5.4.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ $(A \rightarrow t)$ СО СХЕМОЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРШИНЫ ИМПУЛЬСА

В преобразователе амплитуда—время должно выполняться несколько операций. Основные операции: заряд конденсатора памяти до амплитудного значения импульса и линейный разряд этого конденсатора; кроме того, необходимо устанавливать моменты начала и конца преобразования $A \rightarrow t$, т. е. надо формировать импульс или интервал, длительность которого точно соответствует амплитуде сигнала.

Реализовать эти функции можно разными способами. Широкое распространение получили преобразователи со схемой определения вершины импульса. Блок схема такого преобразователя (рис. 5.17,*а*) состоит из трех основных узлов: схемы линейного пропус-

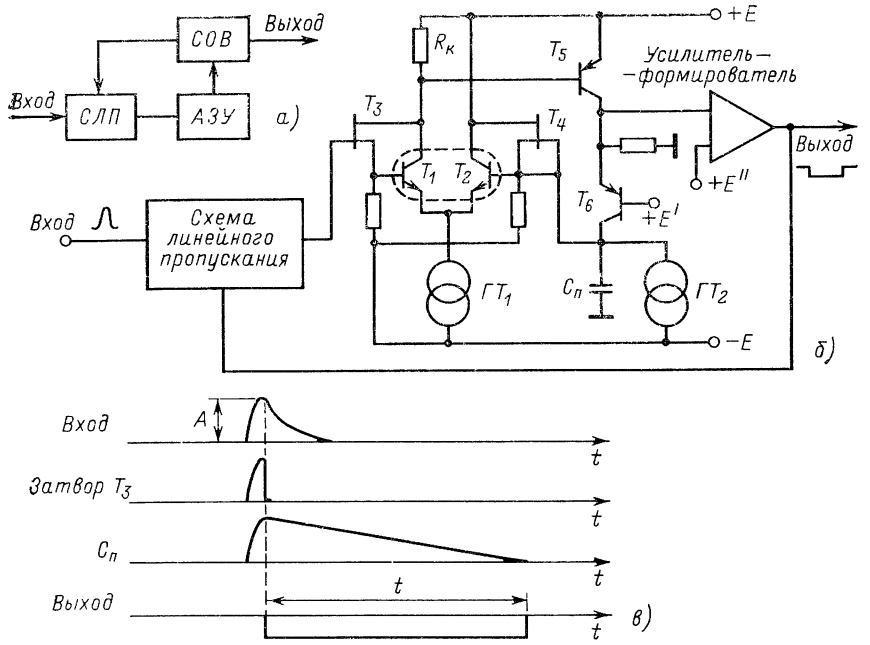


Рис. 5.17. Преобразователь амплитуды в длительность со схемой определения вершины импульса (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

кания (*СЛП*), аналогового запоминающего устройства (*АЗУ*) и схемы определения вершины импульса (*СОВ*). Принцип действия устройства состоит в следующем: исследуемый сигнал вначале проходит через *СЛП* в *АЗУ*, где заряжает до амплитудного значения конденсатор памяти. За напряжением на конденсаторе памяти следит *СОВ*, которая срабатывает в момент достижения входным сигналом амплитудного значения и возвращается в исходное состояние после прекращения разряда конденсатора. Длительность сформированного *СОВ* импульса пропорциональна амплитуде сигнала. Этот импульс подается в устройство кодирования интервалов, кроме того, он блокирует схему линейного пропускания с момента достижения импульсом амплитудного значения и до конца преобразования $A \rightarrow t$.

В реальном устройстве функции *АЗУ* и *СОВ* часто объединяются. На рис. 5.17,*б* приведена упрощенная принципиальная схема такого преобразователя. Измеряемый сигнал проходит через открытую схему линейного пропускания на левый вход T_3 дифференциального каскада (T_1—T_4), выполненного по схеме Дарлингтона. Эта схема обладает большим входным сопротивлением, что особенно важно для элементов схемы, подключаемых к правому входу. Дифференциальный каскад отрегулирован так, что в исходном состоянии токи текут через оба плеча T_1—T_3 и T_2—T_4 и сигнал ли-

нейно усиливается. При этом через T_5 и каскад с заземленной базой T_6 заряжается конденсатор памяти $C_п$, который приобретает положительный потенциал. Напряжение с конденсатора памяти поступает на правый вход T_4 дифференциального каскада как сигнал отрицательной обратной связи; благодаря этому обеспечивается линейный заряд конденсатора $C_п$.

После того как напряжение входного импульса достигнет амплитуды и начнет быстро спадать, емкость памяти отключится и потенциал на ней останется равным амплитудному значению. С этого момента перестает действовать отрицательная обратная связь, быстро уменьшается ток левого плеча T_1—T_3 и увеличивается ток правого плеча T_2—T_4 дифференциального каскада. Возникающий на нагрузке $R_к$ перепад напряжения поступает через T_5 на усилитель-формирователь. Сформированным перепадом напряжения закрывается схема линейного пропускания; в результате сигнал, поступающий на затвор T_3, «обрубается» (рис. 5.17,*в*).

Далее происходит линейный разряд конденсатора памяти генератором тока $ГТ_2$. В конце разряда, когда потенциал конденсатора $C_п$ становится равным потенциалу затвора T_3, восстанавливается исходное состояние схемы, заканчивается сформированный выходной импульс, длительность которого t пропорциональна амплитуде сигнала A, и снимается блокировка линейной схемы пропускания.

Временна́я точность срабатывания схемы в моменты достижения сигналом амплитудного значения и прекращения разряда конденсатора памяти зависит от параметров дифференциального каскада и входного сигнала. Как правило, эта точность достаточна, когда частота заполнения при кодировании интервалов T не более 10^6—10^7 Гц и число каналов не превышает нескольких сотен. В приборах, рассчитанных на несколько тысяч каналов и работающих с частотами заполнения 10^7—10^8 Гц, необходимо задерживать начало линейного разряда конденсатора памяти относительно момента определения вершины импульса, а также вводить управление генератором разрядного тока; кроме того, желательно применять чувствительный компаратор для нахождения момента окончания разряда конденсатора памяти.

§ 5.5. КОДИРОВАНИЕ АМПЛИТУД ИМПУЛЬСОВ МЕТОДОМ ПОРАЗРЯДНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ

Рассмотренный в § 5.4 метод преобразования амплитуды импульса в интервал времени и код требует значительного времени для измерения отдельного сигнала. Малое временно́е разрешение таких преобразователей определяется самим принципом заполнения интервала импульсами генератора, частота которого ограничена быстродействием счетчика. Для уменьшения времени измерения иногда производят преобразование амплитуды во время с разными скоростями. Вначале накопительный конденсатор разряжается большим током и производится грубое измерение интервала, а затем разряд ведется меньшим током (в определенное число раз) и ведется точное измерение остатка интервала. Такой метод свя-

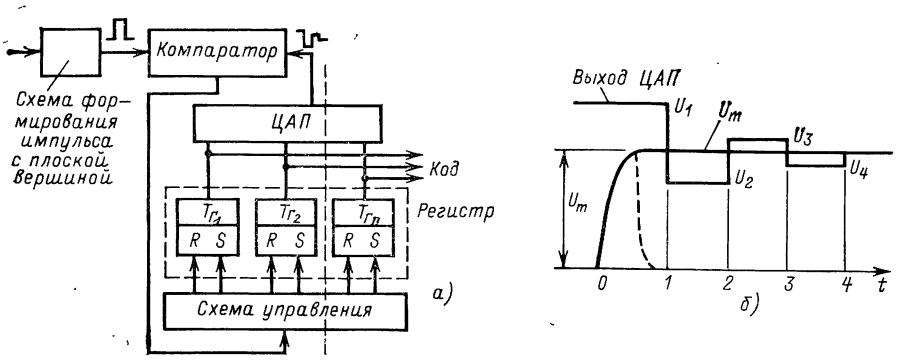


Рис. 5.18. Преобразователь амплитуды в код с поразрядным взвешиванием (*а*) и временные диаграммы, поясняющие процесс измерения (*б*)

зан с трудностями подгонки разрядных токов и не решает полностью вопрос быстродействия. Большими возможностями обладают методы, основанные на поразрядном «взвешивании».

5.5.1. МЕТОД ПОРАЗРЯДНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ

Идея метода поясняется упрощенной структурной схемой преобразователя, приведенной на рис. 5.18,*а*. Измеряемый сигнал преобразуют в импульс с плоской вершиной (с сохранением амплитуды) и подают на компаратор, в котором производится сравнение амплитудного значения измеряемого сигнала с напряжением, поступающим от ЦАП (см. § 3.8). Напряжение на выходе ЦАП определяется состоянием регистра, устанавливаемым схемой управления. В том случае, когда напряжение на выходе ЦАП становится равным амплитуде входного сигнала, управляющая схема прекращает переключать триггеры регистра. Полученная комбинация состояний триггеров регистра является кодом амплитуды измеряемого импульса. В данном случае производится поразрядное взвешивание.

Этот метод аналогичен процессу взвешивания на обычных весах при помощи разновеса. Для взвешивания некоторого предмета достаточно иметь ограниченное число гирь. На чашку весов вначале кладется гиря наибольшего веса. Если она перевешивает, то ее снимают и вместо нее кладут гирю меньшего веса. Затем к ней добавляют гирю следующего веса. Если сумма масс двух гирь превышает массу предмета, то вторая гиря снимается и на ее место кладется гиря следующего веса и т. д. После достижения равновесия суммируются веса гирь на чашке. Весь процесс взвешивания таким способом состоит из небольшого числа операций и, следовательно, занимает немного времени.

Проследим работу преобразователя, пользуясь временно́й диаграммой (рис. 5.18,*б*). Управляющая схема изменяет состояния триггеров регистра. В начале измерения ($t=0$) состояние 1 имеет только триггер высшего разряда, все остальные триггеры находятся в состоянии 0. Поэтому входной сигнал сначала сравнивается

с напряжением U_0. Если это напряжение превышает амплитуду входного импульса (как это показано на рис. 5.18,*б*), то по цепи обратной связи дается команда на схему управления перевести триггер высшего разряда в состояние 0, а триггер следующего разряда — в состояние 1. Если после произведенной операции напряжение на выходе ЦАП окажется меньше амплитуды входного сигнала $U_2 = 1/2 U_0 < U_m$, то переводится в состояние 1 следующий разряд. Теперь входное напряжение сравнивается с напряжением $U_3 = (1/2\ U_0 + 1/4\ U_0)$ и т. д. Подобные операции производятся схемой до тех пор, пока напряжение на выходе ЦАП не станет равным амплитуде входного импульса U_m. Нетрудно видеть, что окончательное состояние триггеров регистра является кодом измеряемой амплитуды. Этот код используется в амплитудном анализаторе для отыскания соответствующего адреса канала.

Из рассмотрения принципа действия преобразователя с поразрядным взвешиванием видно, что измерение производится за несколько операций, выполняемых за доли микросекунды, поэтому разрешающее время таких устройств не превышает нескольких микросекунд.

Серьезный недостаток преобразователей с поразрядным взвешиванием — низкая (порядка десятка процентов) неоднородность ширины каналов, связанная с трудностью создания точных резистивных цепей ЦАП.

5.5.2. МЕТОД СТАТИСТИЧЕСКОГО РАЗРАВНИВАНИЯ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОДНОРОДНОСТИ ШИРИНЫ КАНАЛОВ

Значительно улучшить однородность ширины каналов в преобразователях с поразрядным взвешиванием позволяет метод статистического разравнивания (метод «сдвигающейся» шкалы), предложенный Гатти.

Идею метода можно уяснить, пользуясь следующей аналогией. Пусть требуется отсортировать некоторые отрезки по их длине с помощью линейки, на которой деления нанесены недостаточно точно, т. е. имеется большой разброс в интервалах (в дальнейшем будем называть их каналами) между делениями (рис. 5.19). Сор-

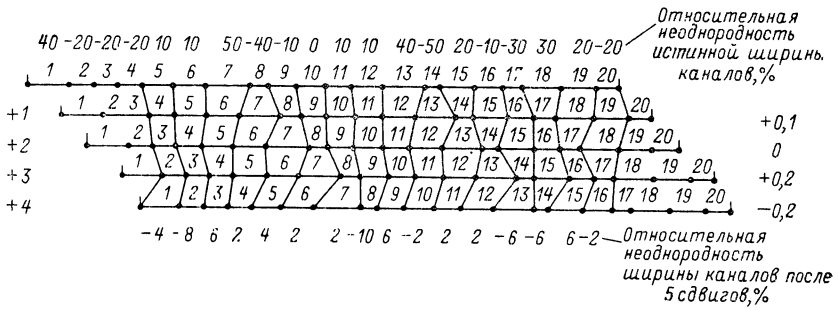


Рис. 5.19. К рассмотрению метода «сдвигающейся шкалы»

тировка может быть произведена следующим образом. При измерении каждого нового отрезка нулевое деление линейки смещается на величину, равную среднему значению канала; и к номеру канала, с которым совпал конец отрезка, добавляется число сдвигов линейки. В каждом таком измерении мы пользуемся как бы разными каналами. Так, если конец отрезка в первом измерении попадает в 10-й канал, то во втором измерении — в 9-й, в третьем — в 8-й и т. д., таким образом, после M сдвигов линейки можно говорить об эффективной ширине канала, равной среднему значению ширины указанных каналов. После сортировки M отрезков линейка возвращается в начальное положение. При последующих измерениях она вновь сдвигается аналогичным образом. Относительная неоднородность эффективной ширины каналов в таком способе равна среднему значению относительной неоднородности M каналов.

Чтобы применить рассмотренный способ измерения, к преобразователю амплитуды в код с поразрядным взвешиванием (см. рис. 5.18,*а*), в схему вводят дополнительный *ЦАП-2* со счетчиком (рис. 5.20, выделено пунктиром). Коэффициент пересчета счетчика равен M, т. е. счетчик имеет M состояний, которые изменяются с поступлением на вход каждого нового импульса. Кроме того, вводят аналоговый сумматор, на который подаются напряжения от обоих ЦАП. При работе счетчика на компаратор поступает дополнительное ступенчатое напряжение, равное среднему значению ширины канала. Таким образом, введенными схемами осуществляют как бы «сдвиг шкалы». Учет сдвига производится цифровым сумматором, на который поступает код с регистра и со счетчика.

Оценим улучшение однородности эффективной ширины канала. Допустим, что границы K-го канала соответственно имеют значе-

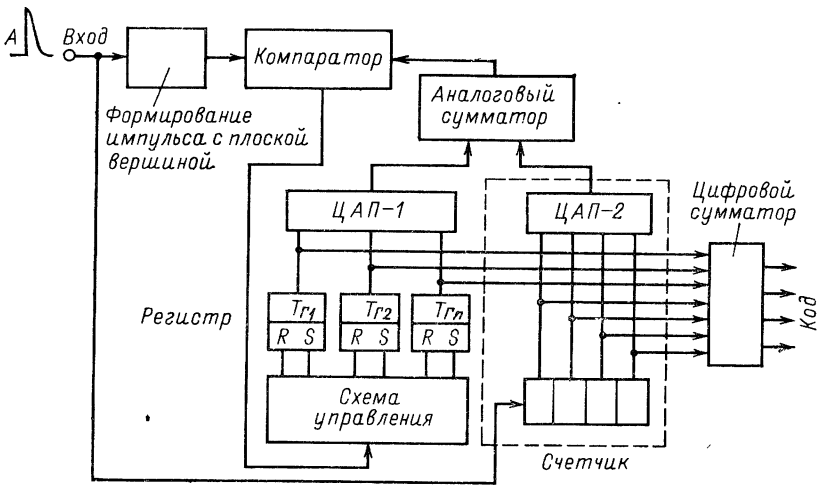


Рис. 5.20. Преобразователь амплитуды в код с поразрядным взвешиванием, основанный на применении метода сдвигающейся шкалы

ния $K+\varepsilon_K$ и $K+1+\varepsilon_{K+1}$, где K и $K+1$ — значения идеальных границ; ε_K и ε_{K+1} — отклонения от этих значений, вызываемые погрешностями *ЦАП-1* с регистром. Тогда отклонение реальной ширины K-го канала от идеальной равно $\varepsilon_{K+1}-\varepsilon_K$. Дополнительной схемой *ЦАП-2* со счетчиком после поступления каждого нового импульса производится «сдвиг шкалы», и границы каналов увеличиваются на постоянную величину S, принимая соответственно значения $K+S+\varepsilon_{K+S}$ и $K+1+S+\varepsilon_{K+S+1}$. При этом отклонение реальной ширины от идеальной равно

$$\varepsilon_{K+S+1}-\varepsilon_{K+S}.$$

Очевидно, что после M сдвигов отклонение эффективной ширины канала равно

$$\varepsilon_{\text{ср}}=\frac{\sum_{S=0}^{S=M}(\varepsilon_{K+S+1}-\varepsilon_{K+S})}{M+1}=\frac{\varepsilon_{K+M+1}-\varepsilon_K}{M+1}. \qquad (5.9)$$

Таким образом, отклонение эффективной ширины канала от идеальной получается в $(M+1)$ раз меньше, чем в схеме без сдвига шкалы.

§ 5.6. АМПЛИТУДНЫЕ КОДИРОВЩИКИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ АЦП

Для преобразования аналоговых величин напряжения в цифровую форму разработаны быстродействующие АЦП. Они выполняются как из отдельных интегральных элементов, так и полностью в виде единых интегральных микросхем. Число разрядов и параметры АЦП определяются в основном их назначением. Наибольшим быстродействием обладают АЦП, рассчитанные на преобразование в цифровую форму видеосигналов. При кодовой передаче видеосигналов с последующим их восстановлением в аналоговую форму уменьшаются нелинейные искажения и влияние помех. Поскольку частотный спектр видеосигналов простирается до 5—6 МГц, то применяемые АЦП имеют очень высокое быстродействие, лежащее в наносекундной области. Разрядность этих преобразователей определяется числом передаваемых яркостных градаций и обычно не превышает 7—8. Интегральные АЦП и выполненные на их базе кодировщики амплитуд импульсов применяют и в приборах ядерной электроники.

5.6.1. АЦП ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ТИПА

Параллельным АЦП является фактически рассмотренная выше входная часть схемы многоканального амплитудного анализатора с пороговыми дискриминаторами (см. рис. 5.12). Логическая часть этой схемы, выполненная на элементах отбора антисовпадений, выдает сигнал на одном из выходов, т. е. формирует позиционный

код. Для задач, связанных с получением и передачей цифровой информации, более удобны параллельные АЦП с кодовыми выходами. Структура параллельного АЦП изображена на рис. 5.21. Преобразователь состоит из измерительной части, выполненной на компараторах, и логической части — шифратора. Компараторы соединены с делителем опорного напряжения; при этом их пороги срабатывания равномерно увеличиваются на постоянную величину $\Delta U_{оп}$. Кодируемый импульс поступает одновременно на все входы. В зависимости от амплитуды сигнала срабатывает определенное число компараторов, начиная с первого, и на их выходах (*1, 2, ..., 7*) появляется 1.

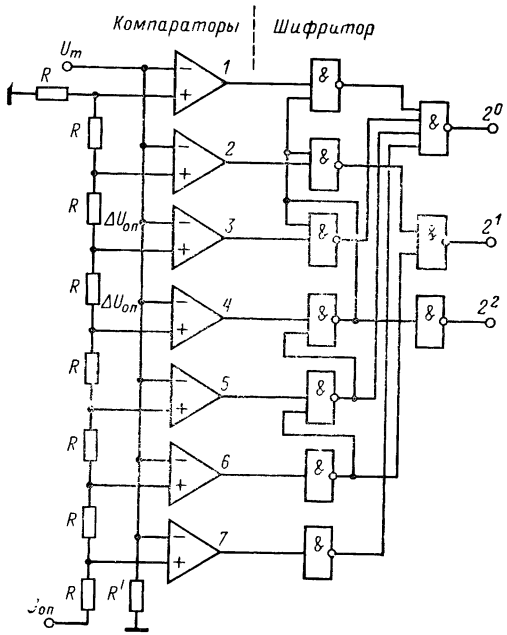


Рис. 5.21. Схема параллельного АЦП с кодовым выходом

Задача шифратора состоит в преобразовании числа, равного количеству сработавших компараторов, в двоичный код. В данном случае применяется схема, составленная из логических элементов И—НЕ; с трех выходных элементов снимается двоичный код 2^0; 2^1; 2^2. Применяются и другие схемы шифраторов; более простую структуру имеют шифраторы, работающие от компараторов с двумя выходами — прямым и инверсным.

Быстродействие параллельных преобразователей определяется как временем включения компараторов, так и разрешающим временем логической схемы; у лучших образцов оно достигает 10 нс.

Точность преобразования АЦП, так же как и у многоканальных анализаторов с пороговыми дискриминаторами, определяется однородностью порогов срабатывания и стабильностью компараторов; в интегральном исполнении эта точность значительно лучше, чем у приборов на дискретных элементах. Однако с увеличением числа разрядов (более четырех) трудно обеспечить высокую точность преобразования, кроме того, прогрессивно усложняется логическая часть схемы. Поэтому наряду с параллельными применяются другие, более медленные типы АЦП, например схемы конвейерного типа, в которых кодируемый сигнал измеряется последовательно во времени цепочкой компараторов. В приборах ядерной электроники чаще применяют комбинированные ступенчатые АЦП из нескольких малоразрядных параллельных преобразователей.

5.6.2. СТУПЕНЧАТЫЕ АЦП ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

Параллельные АЦП на большое число разрядов выполнить трудно, так как усложняется схема шифратора и повышаются требования точности установки порогов срабатывания компараторов. Поэтому применяют параллельно-последовательные схемы, позволяющие в значительной степени избежать указанных трудностей и получить достаточно высокое быстродействие. Схемы такого типа применяют в многоканальных и многомерных амплитудных анализаторах.

Двухступенчатый параллельно-последовательный восьмиразрядный преобразователь приведен на рис. 5.22,*а*; он состоит из двух четырехразрядных параллельных АЦП, связанных между собой с помощью ЦАП и аналоговой схемы вычитания на операционном усилителе. Кодирование амплитуды импульса происходит по частям. Сначала импульс поступает на преобразователь старших разрядов АЦП (с). При этом производится грубое кодирование и формируются старшие разряды полного кода (2^4—2^7). Этот код поступает на выход схемы и на четырехразрядный ЦАП. Последним вырабатывается импульсное напряжение U'_m, в точности соответствующее коду старших разрядов (рис. 5.22,*б*). Это напряжение поступает на аналоговую схему вычитания. На второй вход аналоговой схемы вычитания приходит с некоторой задержкой исходный импульс U_m. В результате происходит вычитание амплитудных значений (U_m—U'_m) и усиление этой разности в 16 раз. Полученный «остаток» сигнала с амплитудным значением 16 (U_m — U'_m) поступает на преобразователь младших разрядов АЦП (м), с выхода которого снимаются разряды кода 2^0—2^3.

В данной схеме АЦП старших и младших разрядов идентичны, однако допустимые погрешности АЦП (с) определяются разрядностью всей схемы (8). Кро-

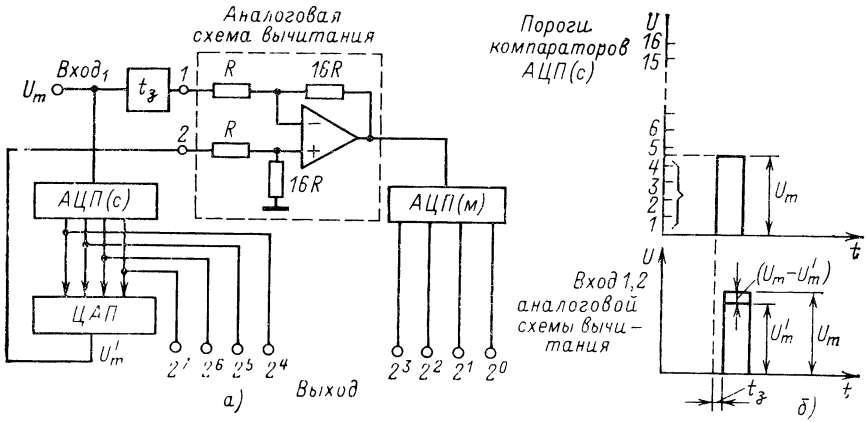


Рис. 5.22 Двухступенчатый параллельно-последовательный восьмиразрядный преобразователь амплитуд в код

ме того, высокие требования предъявляются к стабильности аналоговой схемы вычитания, а также к ЦАП, являющимся дополнительными источниками дифференциальной нелинейности каналов анализатора в местах «сшивки» старших и младших разрядов. Для улучшения однородности ширины каналов применяют рассмотренный ранее метод статистического разравнивания. Значительно уменьшить нестабильность ЦАП можно путем его периодической калибровки. Для этого, например, в схему 12-разрядного (4096 каналов) ступенчатого преобразователя вводят дополнительный АЦП типа амплитуда—время, рассчитанный также на 4096 каналов, с помощью которого примерно 1 раз в 1 мин корректируется работа ЦАП.

§ 5.7. АМПЛИТУДНЫЕ АНАЛИЗАТОРЫ С ЗУ

5.7.1. АНАЛИЗАТОРЫ С ФЕРРИТОВЫМИ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ЗУ

Амплитудные анализаторы очень широко используют в ядерных спектрометрических исследованиях. Современный физический эксперимент предъявляет к анализаторам высокие требования как по амплитудному, так и по временно́му разрешению. Число каналов этих приборов в основном определяется энергетическим разрешением детекторов излучений. Наибольшим разрешением обладают полупроводниковые детекторы, и для эффективной работы с этими детекторами амплитудные анализаторы должны обеспечивать сортировку по нескольким тысячам каналом. Меньшее число каналов, порядка нескольких сотен, достаточно для сцинтилляционных и ионизационных детекторов.

Высокое временно́е разрешение этих приборов в основном необходимо для сокращения времени исследований, особенно при работе с эффективными детекторами на ускорителях и реакторах. В некоторых задачах амплитудные анализаторы должны обеспечивать измерения со скоростью порядка 10^5 и более событий в 1 с.

Перечисленные требования могут быть обеспечены только анализаторами с быстродействующими ЗУ с произвольной выборкой. Поэтому многоканальные амплитудные анализаторы выполняются с ферритовыми или полупроводниковыми ЗУ.

Рассмотрим взаимодействие основных узлов многоканального амплитудного анализатора с ферритовым ЗУ (рис. 5.23,*а*). Анализатор состоит из кодировщика амплитуды, ЗУ, в которое входят ферритовый куб, адресное и арифметическое устройство; устройства управления и выходных (терминальных) устройств: дисплея с ЦАП и формирователями знаков, а также кассетного магнитофона или флоппи-дисков, цифропечатающего устройства и др.

Наибольшее распространение получили кодировщики, основанные на преобразовании амплитуды во время ($A \rightarrow t$) и затем в код. Связь такого кодировщика с ЗУ может быть выполнена по-разному. В простейшем случае от кодировщика в счетчик-регистр адресного устройства ЗУ поступает пачка импульсов, число которых и определяет амплитуду измеряемого импульса ($n=A$). После того как счетчиком-регистром будут сосчитаны все n импульсов, т. е.

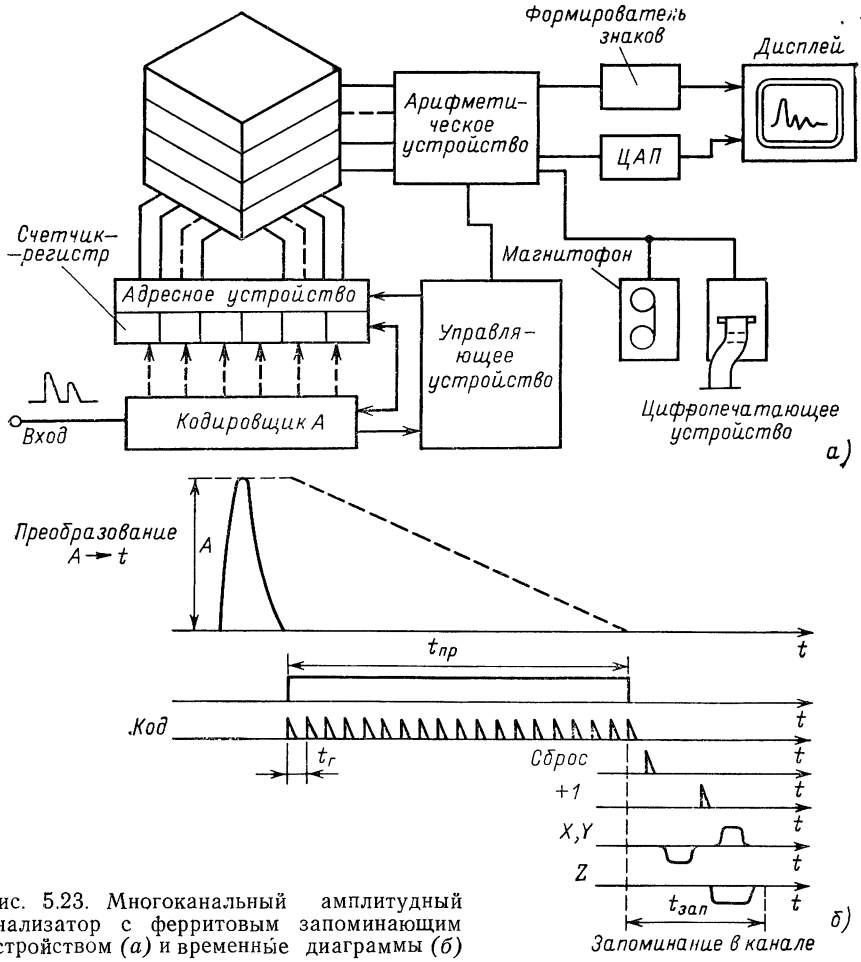


Рис. 5.23. Многоканальный амплитудный анализатор с ферритовым запоминающим устройством *(а)* и временны́е диаграммы *(б)*

в нем будет записан адрес канала, по этому адресу ведется обращение к памяти.

Если же в кодировщике имеется свой счетчик для формирования кода A, то в регистр адресного устройства поступает параллельный код, по которому в ЗУ отыскивается канал. Аналогичным образом связывают с ЗУ кодировщики с поразрядным взвешиванием.

На рис. 5.23,*б* приведена временна́я диаграмма, поясняющая процессы кодирования и запоминания события в амплитудном анализаторе с преобразователем $A \rightarrow t$ и ферритовым ЗУ. В течение времени преобразования $t_{пр}$ в кодировщике производится линейный разряд емкости памяти, формируется пачка, состоящая из n импульсов, и соответствующий код адреса канала. По этому коду отыскивается канал (ферритовый столбик) в кубе, в котором дол-

жны регистрироваться все импульсы измеряемой амплитуды. После этого число из канала выводится в арифметическое устройство, для чего в шины X, Y подаются токи $-I/2$. Затем к выведенному числу в арифметическом устройстве добавляется новое событие, т. е. $+1$. Новое число записывается по тому же адресу. Для этого в выбранные шины X, Y, Z подаются соответствующие токи $+I/2$ и токи запрета. На этом измерение и запоминание амплитудного значения импульса заканчиваются.

Из рассмотренной временно́й диаграммы (рис. 5.23,*б*) видно, что время сортировки импульса в анализаторе с преобразованием амплитуды в длительность складывается из времени преобразования $t_{пр}$ и времени запоминания $t_{зап}$ в ферритовом кубе

$$\tau = t_{пр} + t_{зап}.$$

Время преобразования линейно зависит от амплитуды импульса, т. е. от номера канала n и периода времязадающего генератора $t_{пр} = nt_г$. Поэтому время сортировки равно

$$\tau = nt_г + t_{зап}.$$

На этот интервал времени обычно блокируется входная схема, и, следовательно, τ является переменным мертвым временем анализатора.

В анализаторах с преобразованием $A \rightarrow t$, как правило, время преобразования $t_{пр}$ значительно больше времени запоминания $t_{зап}$, не превышающего в современных устройствах 1—2 мкс.

Поэтому быстродействующие анализаторы рационально строить с кодировщиками поразрядного взвешивания, имеющими время кодирования, соизмеримое с временем обращения к памяти. В таких анализаторах блокировку входа следует делать на постоянное время; в этом случае мертвое время анализатора будет постоянным.

Структурная схема многоканального анализатора с полупроводниковым ЗУ аналогична схеме анализатора с ферритовым ЗУ (рис. 5.23,*а*). Применяют статические и динамические полупроводниковые ЗУ. Они состоят из интегральных матриц, выполненных на МООП-структурах (256 или 1024 бит); применяют обычно 16 матриц, чем обеспечивается емкость каналов до 2^{16}. Удобнее в работе статические ЗУ, так как они не требуют регенерации, и запись события может быть произведена в любой момент. Время обращения к памяти некоторых полупроводниковых ЗУ меньше 1 мкс.

Взаимодействием основных узлов многоканальных амплитудных анализаторов руководит управляющее устройство. Это устройство может быть выполнено с фиксированными («зашитыми») программами либо с развитым программированием. В первом случае программы заносят в долговременное ЗУ, например ферритовые или диодные матрицы, во втором — применяют микропроцессор. Последний часто используют и для предварительной обработки данных.

Из терминальных устройств, служащих для вывода данных, обязательным является дисплей. В простых устройствах дисплей связан с ЗУ только через ЦАП и на его экране воспроизводится измеряемый спектр. В анализаторах, выполненных на базе микропроцессоров и микро-ЭВМ, с помощью схем, формирующих знаки, на экран выводятся цифровые данные. Для быстрого обращения к памяти и корректировки данных дисплей часто снабжают световым карандашом (см. § 6.3).

Значительно расширяют возможности анализатора встроенный кассетный магнитофон или флоппи-диски. С их помощью можно запоминать измеренные спектры, передавать данные для обработки, хранить рабочие программы и т. д.

5.7.2. ОСОБЕННОСТИ АНАЛИЗАТОРОВ С ДИНАМИЧЕСКИМИ ЗУ

Необходимость в амплитудных измерениях возникает не только в лабораторных или производственных условиях, но и в полевых условиях — в геологоразведке, в космических исследованиях и пр. При этом к анализаторам предъявляют жесткие требования на расход потребляемой энергии, надежность, габарит. В некоторых задачах эти требования могут быть выполнены с применением динамических устройств памяти, в частности анализаторов с ЗУ на магнитострикционной линии задержки. Число каналов в этих анализаторах и их временное разрешение определяются временем задержки в линии и ее полосой пропускания. Обычно эти приборы имеют не более 50—100 каналов и разрешение порядка нескольких миллисекунд. В них применяют преобразователи амплитуды во время.

Серьезный недостаток приборов с динамическими ЗУ — потеря информации при обесточивании. Поэтому в ответственных и длительных измерениях их следует питать от батарей или аккумуляторов.

Анализаторы с динамическими устройствами памяти ранее выполнялись также на электронно-лучевых трубках и потенциалоскопах.

В этих приборах цифровая информация запоминается в виде потенциального рельефа на экране или специальной пластине, находящихся в вакууме внутри трубки. Чтобы информация сохранялась длительное время, ее приходится регенерировать. В приборах с электронно-лучевыми трубками считывание данных можно вести непосредственно с экрана. Разрешающее время анализаторов с электронно-лучевыми трубками и потенциалоскопами зависит от режима работы и колеблется от десятков миллисекунд до сотен микросекунд.

§ 5.8. УЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ СЧЕТА В АМПЛИТУДНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ

5.8.1. БЛОКИРОВКА ВХОДА НА ПОСТОЯННОЕ И ПЕРЕМЕННОЕ ВРЕМЯ

Время, требующееся для сортировки импульса τ, в любом амплитудном анализаторе складывается из времени измерения амплитудного значения $t_{изм}$ и времени регистрации $\tau_{рег}$ регистрирующего устройства соответствующего канала:

$$\tau = t_{изм} + t_{рег}.$$

В зависимости от системы анализатора возможны различные соотношения между $t_{изм}$ и $\tau_{рег}$. В анализаторах с пороговыми дискриминаторами и индивидуальными регистраторами с малым временем разрешения, как правило, $t_{изм} < \tau_{рег}$. В таких устройствах учет погрешностей счета следует вести поканально, пользуясь известным соотношением для регистрирующих устройств с постоянным мертвым временем (см. § 3.1)

$$n_0 = \frac{n}{1 - \tau_{рег} n}. \qquad (5.10)$$

(В данном случае n_0 — истинное число импульсов, поступающих в канал в течение 1 с; n — число отсчетов в 1 с в канале; $\tau_{рег}$ — время разрешения канального регистрирующего устройства.

Во многих системах анализаторов время измерения больше времени регистрации: $t_{изм} > \tau_{рег}$. Это имеет место и в системах с пороговыми дискриминаторами, и в системах с преобразователями амплитуды в длительность ($A \rightarrow t$), причем в качестве регистраторов в них могут быть использованы как быстродействующие счетчики, так и ЗУ с произвольным выбором каналов. Как правило, в таких анализаторах предусматривается блокировка входа. Вход анализатора закрывается на время, необходимое для измерения и регистрации импульса. Анализатор имеет постоянное мертвое время $\tau_{пост}$, если каждый раз вход закрывается на время, требующееся для сортировки импульса максимальной амплитуды (рис. 5.24). Если же время блокировки складывается из времени преобразования амплитуды в длительность и времени регистрации, то имеет место переменное мертвое время $\tau_{пер}$. Блокировка последнего типа более удобна, так как суммарное мертвое время уменьшается и, следовательно, уменьшаются потери исследуемых импульсов.

Прежде чем перейти к вопросу о погрешностях счета в анализаторах с постоянным и переменным мертвым временем по входу, заметим, что блокировка в обоих случаях не искажает формы спектра. Объясняется это тем, что факт блокировки входа анализатора в некоторый момент времени и появление в течение времени блокировки теряемого импульса являются независимыми событиями. Следовательно, вероятность потери импульсов определенных амплитуд пропорциональна вероятности наличия этих импульсов в исследуемом спектре.

Таким образом, блокировка входа анализатора только уменьшает число зарегистрированных импульсов; форма получаемого спектра соответствует реальной. Следовательно, потеря импульсов в каналах пропорциональна

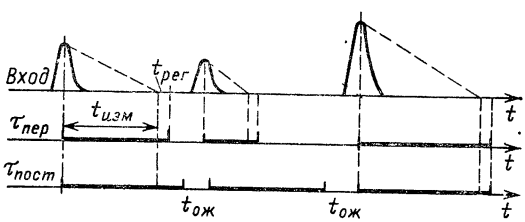


Рис. 5.24. Постоянное и переменное мертвое время анализатора

потере импульсов по входу. Истинное число импульсов, поступающих в канал анализатора с постоянным мертвым временем, может быть определено выражением, аналогичным (5.10),

$$n_0 = n\frac{1}{1-\tau_{вх}N_\Sigma}, \qquad (5.11)$$

где $\tau_{вх}$ — мертвое время анализатора по входу; n — число импульсов, зарегистрированных в канале в 1 с; N_Σ — суммарное число импульсов в 1 с, зарегистрированных анализатором. Последняя величина может быть найдена суммированием показаний всех каналов или при помощи счетчика, регистрирующего общее число импульсов, «прошедших» в анализатор. Некоторые анализаторы снабжаются таким счетчиком.

Выражение (5.11) справедливо также и для систем с переменным мертвым временем $\tau_{эф}$, зависящим от формы спектра, точное значение $\tau_{эф}$ определить трудно. Для грубой оценки потерь счета в случае равномерного спектра можно пользоваться значением $\tau_{эф}=0{,}5\ \tau_{вх.макс}$, где $\tau_{вх.макс}$ — время измерения импульса максимальной амплитуды.

5.8.2. ИЗМЕРЕНИЯ С ОТСЧЕТОМ ПО «ЖИВОМУ» ВРЕМЕНИ

Определение погрешностей счета в амплитудных анализаторах является очень трудоемким процессом. В системах с переменным мертвым временем точное определение погрешностей расчетным путем вообще невозможно. Между тем во многих исследованиях важно знать не только форму спектра, но и абсолютное значение интенсивности. Типичный пример — случай вычитания распределения фона из суммарного распределения эффект—фон, где необходимо точное знание ординат обеих кривых.

Указанных трудностей удается избежать, если в измерениях отсчет истинного времени заменить отсчетом живого времени. Живым временем называется разность между истинным временем измерения и суммарным мертвым временем, т. е. живое время $T_ж$ — это суммарное время ожидания, $T_ж=\Sigma t_{ож}$ (см. рис. 5.24).

Идею отсчета по живому времени нетрудно уяснить, если в правой части выражения (5.11) числитель и знаменатель умножить на T — истинное время измерения:

$$n_0 = nT/(T-\tau_{вх}N_\Sigma T). \qquad (5.12)$$

Знаменатель полученного выражения и есть живое время

$$T_ж = T-\tau_{вх}N_\Sigma T.$$

Действительно, $\tau_{вх}N_\Sigma$ — суммарное мертвое время в 1 с, и, следовательно, $\tau_{вх}N_\Sigma T$ — суммарное мертвое время за время измерения T. Числитель выражения (5.12) определяет число отсчетов в канале за время T. Эту величину обозначим $n^{(T)}$, причем $n^{(T)}=nT$. Таким образом, истинное число импульсов, поступающих в 1 с в канал, равно

$$n_0 = n^{(T)}/T_ж. \qquad (5.13)$$

Для определения живого времени $T_ж$ в анализатор вводится дополнительная схема (рис. 5.25), состоящая из времязадающего генератора, схемы пропускания И и счетчика. Схема пропускания управляется схемой блокировки анализатора. Она пропускает импульсы времязадающего генератора, когда открыт вход анализатора, т. е. в течение живого времени. Зная частоту генератора f и показания счетчика m, нетрудно определить живое время:

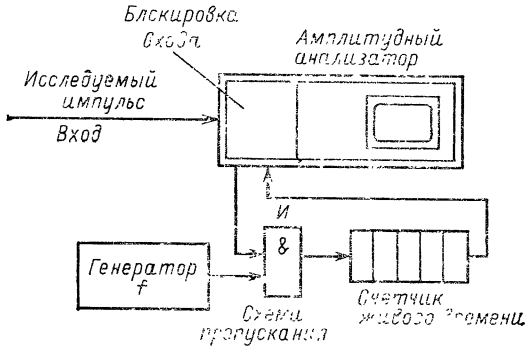


Рис. 5.25. Схема для измерений с отсчетом по живому времени

$$T_ж = m/f. \qquad (5.14)$$

Определение абсолютного значения живого времени не обязательно. Важно только, чтобы каждое измерение производилось за одно и то же время $T_ж = \text{const}$. Поэтому измерения ведутся до заполнения счетчика, после чего вход анализатора отключается.

Часто возникает вопрос: какой должна быть частота времязадающего генератора? Очевидно, что точность определения живого времени возрастает с увеличением этой частоты. Но тогда приходится увеличивать емкость счетчика, что невыгодо.

Частоту времязадающего генератора следует выбирать такой, чтобы погрешность в определении живого времени не превышала статистической погрешности в канале. Практически в большинстве случаев в качестве датчика времязадающей частоты может быть использована сеть переменного тока ($f = 50$ Гц). Емкость счетчика живого времени должна быть равна 10^4—10^5.

Метод измерения с отсчетом по живому времени обеспечивает точное «сшивание» спектров в анализаторах с переменным мертвым временем. Однако следует иметь в виду, что в ряде задач большое мертвое время затрудняет проведение измерений. Например, для получения с достаточной статистической точностью спектральной линии малой интенсивности в присутствии других линий с большой интенсивностью требуется много времени. Сократить время измерений в таком случае иногда удается предварительной дискриминацией или селектированием нужной части спектра, что, однако, не всегда возможно. При большом мертвом времени анализатора также возникают неоправданные потери исследуемых событий в измерениях на импульсных ускорителях и реакторах. Поэтому в многоканальных анализаторах применяют схемы быстрого кодирования либо вводят специальные разравнивающие или накопительные устройства, которыми уменьшают эффективное разрешающее время.

§ 5.9. ЦИФРОВАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ АМПЛИТУДНОГО СПЕКТРОМЕТРА

Амплитудные распределения измеряют в ядерных экспериментах с различными частицами и детекторами. Для этого создают спектрометрические установки, состоящие из детектора излучений, усилителя сигналов и многоканального амплитудного анализатора (см. верхнюю часть рис. 5.26,*а*). Такая установка является фактически амплитудным спектрометром и может применяться для широкого круга исследований.

Амплитуда сигнала, возникающего на выходе детектора, несет информацию об энергии исследуемого излучения или о других процессах, она должна быть измерена с необходимой точностью и зарегистрирована в соответствующем канале анализатора. Однако дестабилизирующие факторы ограничивают точность измерений. Они воздействуют как на детектор, так и на усилитель и многоканальный анализатор. С некоторыми нестабильностями мы уже знакомы. Так, амплитуда сигнала полупроводникового детектора зависит от напряжения смещения. Поэтому полупроводниковые детекторы используют с усилителями с отрицательной обратной связью по заряду (см. § 2.3). В сцинтилляционных детекторах наблюдается сильная зависимость коэффициента усиления ФЭУ от питающего напряжения, для ослабления которой применяют аналоговую стабилизацию, охватывающую ФЭУ и усилитель.

Источником погрешностей часто является и амплитудный анализатор. В частности, трудно обеспечить высокую стабильность преобразования амплитуды импульса во время и код. Особенно это заметно в приборах, рассчитанных на тысячи каналов.

Действительно, если стабильность коэффициента преобразования всего спектрометра от входа усилителя до выхода кодировщика определять как $\Delta K/K$, где K — коэффициент преобразования, равный отношению номера канала к амплитуде сигнала, а ΔK — отклонение коэффициента преобразования, то, для того чтобы по-

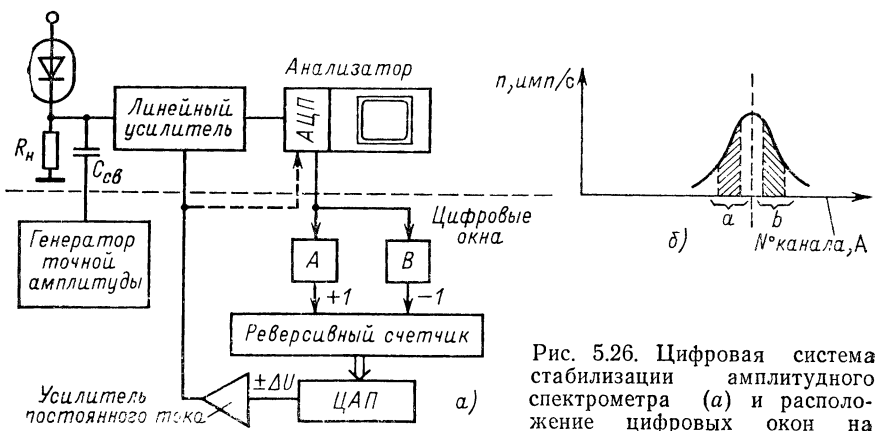


Рис. 5.26. Цифровая система стабилизации амплитудного спектрометра (*а*) и расположение цифровых окон на спектральной линии (*б*)

грешность измерений не превышала 0,1 ширины канала, в 100-канальном приборе $\Delta K/K$ не должно превышать 0,1 %, а в 1000-канальном — 0,01 %.

Высокую стабильность всего тракта спектрометра можно обеспечить только при помощи цифровой системы стабилизации. Принцип действия цифровой системы стабилизации амплитудного спектрометра поясняется на рис. 5.26,*а*. Работа стабилизатора основана на привязке к искусственной или естественной спектральной линии. Первая формируется генератором импульсов точной амплитуды, вторая создается дополнительным реперным источником излучения или для этой цели используется одна из линий исследуемого спектра.

Рассмотрим работу стабилизатора с генератором импульсов точной амплитуды. Таким способом обычно стабилизируют тракт полупроводникового детектора. Генератор импульсов точной амплитуды, выполненный на ртутном реле, имеет нестабильность амплитуды импульсов $\Delta A/A$ меньшую, чем допустимое отклонение коэффициента преобразования $\Delta A/A < \Delta K/K$. Импульсы генератора подаются через небольшой конденсатор $C_{св} \approx 0{,}1 C_д$ ($C_д$ — емкость детектора) на вход усилителя. Вследствие того что усилитель вносит шумы, а также импульсы генератора имеют некоторый амплитудный разброс, на выходе на дисплее анализатора наблюдается линия конечной ширины (рис. 5.26,*б*). Эта линия занимает определенное число каналов; ее положение на горизонтальной оси зависит от стабильности всего спектрометрического тракта, включая АЦП анализатора. С увеличением коэффициента преобразования линия сдвигается вправо, а с уменьшением — влево. Для стабилизации положения этой линии, а значит и всего спектра, в схеме используют цифровые «окна» A и B, на которые поступают коды от АЦП анализатора. Окна представляют собой устройства, осуществляющие сравнение поступающих от анализатора кодов со значениями, лежащими в определенных границах. Эти границы для окна A соответствуют кодам импульсов, регистрируемым в каналах a, а для окна B — в каналах b анализатора (рис. 5.26,*б*). При соответствии кодов окнам A и B на входы реверсивного счетчика $+1$ и -1 поступают единичные импульсы. Реверсивный счетчик соединен с ЦАП. В случае правильно установленного и стабильного коэффициента преобразования всего тракта спектрометра площади участков линии, занимаемые каналами a и b (рис. 5.26,*б*), одинаковы и на выходе ЦАП сигнал равен 0. При расстройке образуется сигнал погрешности $\pm\Delta U$. Этим напряжением корректируется усиление или коэффициент преобразования АЦП анализатора.

Система цифровой стабилизации рассчитывается на медленные уходы параметров тракта, поэтому частота генератора опорных импульсов невелика и время, отбираемое схемой стабилизации, не влияет существенно на процесс измерения.

Глава 6

Многопараметрические и корреляционные измерения

§ 6.1. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СЛОЖНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

В предыдущих главах рассмотрены методы измерения амплитудных $n=f(A)$ и временны́х $n=f(t)$ распределений. Такие измерения и применяемые для этого анализаторы обычно называют одномерными. В экспериментальной ядерной физике часто необходимо исследовать более сложные распределения, зависящие от большего числа параметров. Например, в гамма-спектрометрии при исследовании каскадных переходов регистрируют одновременно γ-кванты от двух детекторов и ищут распределения от двух амплитудных значений $n=f(A_1A_2)$. В нейтронной спектрометрии по времени пролета изучают, например, γ-кванты от реакции захвата нейтронов, при этом измерения ведут большим числом детекторов и определяют распределения, зависящие от времени пролета нейтронов, энергии γ-квантов, номера детектора $n=f(t, A, K_i)$ и т. д. Для проведения подобных измерений применяют многопараметрические анализаторы и системы с ЭВМ.

Многопараметрические устройства должны быть рассчитаны на большое число каналов. Например, в исследованиях γ-квантов от реакции захвата нейтронов из-за высокого энергетического разрешения нейтронного спектрометра и детектора γ-квантов необходимо одновременно вести регистрацию 10^3 γ-спектров с числом каналов 10^3. Таким образом, общее число каналов многопараметрического анализатора достигает 10^6. Применять для этих целей оперативные ЗУ на ферритах или полупроводниковых элементах дорого и нерационально. Обычно используют ассоциативные системы, позволяющие отбирать и накапливать представляющую интерес информацию. Для некоторых задач удобно использовать устройства с массовой памятью, в которых во время эксперимента производится только накопление всей информации, а затем ее сортировка.

При измерении повторяющихся процессов и статистических распределений в условиях больших шумов и радиационного фона часто применяют корреляционные измерения. Для этих исследований также характерны большие потоки информации и сложная обработка данных. Применяемые для восстановления периодических процессов корреляторы-усреднители близки по своей структуре к многопараметрическим системам. В цифровых устройствах этого типа ведется дискретизация непрерывных величин и их суммирование во временны́х каналах.

Корреляционные методы находят применение в спектрометрии по времени пролета. Они обеспечивают бо́льшую эффективность измерений по сравнению с традиционными методами и позволяют

в значительной степени уменьшить влияние фона. В этих исследованиях производят модуляцию источника излучений по псевдослучайному закону и в соответствии с ним ведутся накопление и обработка информации в корреляционном анализаторе. Эти анализаторы должны иметь очень высокую однородность ширины каналов, выполняются как с автономными регистраторами или ЗУ, так и на базе ЭВМ.

§ 6.2. КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРАХ

В многопараметрических анализаторах используют те же методы кодирования времени и амплитуды, что и в одномерных приборах. Как правило, они основаны на заполнении интервалов времени импульсами стабильной частоты, на преобразовании амплитуды во время или методе поразрядного взвешивания. В многопараметрических устройствах кодирование двух или нескольких параметров ведут одновременно или последовательно, получаемые коды передают в устройства памяти анализатора или ЭВМ, где рассортированная информация должна накапливаться и храниться в определенных местах. Как это делается, рассмотрим на примерах измерения трех характерных распределений: 1) $n=f(A_1A_2)$ — такие распределения измеряют в гамма-спектрометрии при исследовании каскадных переходов; 2) $n=f(t, A)$ — это распределение типично в исследованиях γ-излучений от реакции захвата нейтронов; 3) $n=f(K_i, t)$, где K_i — номер детектора. Такие распределения исследуют в экспериментах по рассеянию нейтронов. Распределения, зависящие от номеров детекторов, часто измеряют и в физике высоких энергий.

6.2.1. АМПЛИТУДНО-АМПЛИТУДНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

При изучении сложных схем распада ядер, состоящих из нескольких каскадных переходов, исследуется зависимость энергетических спектров частиц или квантов, регистрируемых в одном детекторе, от энергии частиц или квантов, регистрируемых в других детекторах. Поскольку амплитуды импульсов на выходе детекторов пропорциональны энергиям регистрируемых излучений $E_1 E_2$, исследования сводятся к амплитудно-амплитудным измерениям $n=f(A_1A_2)$.

Сначала рассмотрим, как подобного рода измерения можно выполнять без специального многопараметрического анализатора. В схеме установки, приведенной на рис. 6.1,*а*, применяют два амплитудных анализатора: одноканальный и многоканальный одномерный. Импульсы от детекторов $Д_1$ и $Д_2$, предварительно усиленные и сформированные усилителями $У_1$ и $У_2$, поступают на быструю схему совпадений $И_1$. Этой схемой устанавливается тот факт, что регистрация произошла одновременно в двух детекторах $Д_1$ и $Д_2$. На медленную схему совпадений $И_2$ поступают сигналы с вы-

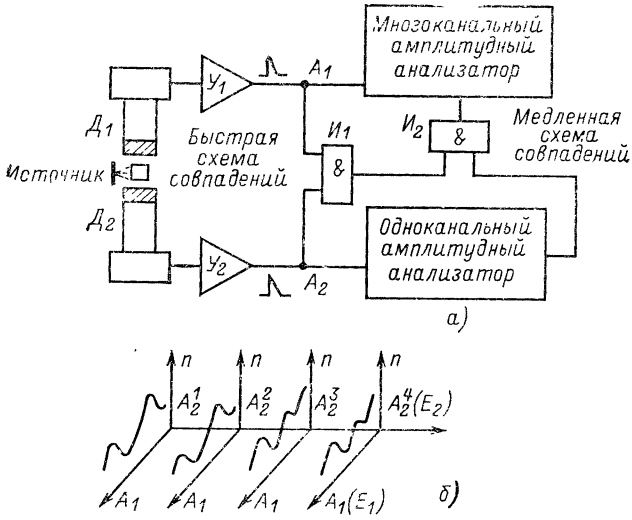


Рис. 6.1. Измерение амплитудно-амплитудных распределений с помощью двух анализаторов (*а*) и распределение $n=f(A_1A_2)$ (*б*)

хода $И_1$ и с выхода одноканального анализатора. Схема $И_2$ срабатывает, если импульсы от детекторов $Д_1$ и $Д_2$ пришли одновременно и импульс от $Д_2$—A_2 попал в канал одноканального анализатора. При выполнении этих условий разрешается измерение импульса от $Д_1$—A_1 многоканальным анализатором. В процессе измерений устанавливают разные положения канала одноканального анализатора, т. е. выбирают разные участки спектра сигналов детектора $Д_2$, и для них измеряют многоканальным анализатором одномерные спектры сигналов детектора $Д_1$. Семейство одномерных спектров образует двумерный спектр (рис. 6.1,*б*) $n=f(A_1A_2)$ или $n=f(E_1, E_2)$. Нетрудно увидеть, что такие измерения довольно трудоемки, особенно в тех случаях, когда интенсивность исследуемых излучений мала. Поэтому для амплитудно-амплитудных измерений рационально применять двупараметрические анализаторы.

На рис. 6.2 приведена упрощенная схема двупараметрического анализатора с ферритовым ЗУ. Допустим, что используется ферритовый куб емкостью на 2048 16-разрядных чисел. В случае одномерного анализатора в таком ЗУ исследуемый спектр накапливается в 2048 каналах. При двупараметрических измерениях в ЗУ должно храниться несколько одномерных спектров, т. е. все каналы должны быть разбиты на несколько групп. Такое деление ЗУ осуществляется кодирующим устройством.

Схема, приведенная на рис. 6.2,*а* для 32 значений импульсов детектора $Д_1$, измеряет одномерные спектры импульсов детектора $Д_2$, каждый из которых накапливается в 64 каналах.

Исследуемые импульсы A_1, A_2 поступают на схему совпадений

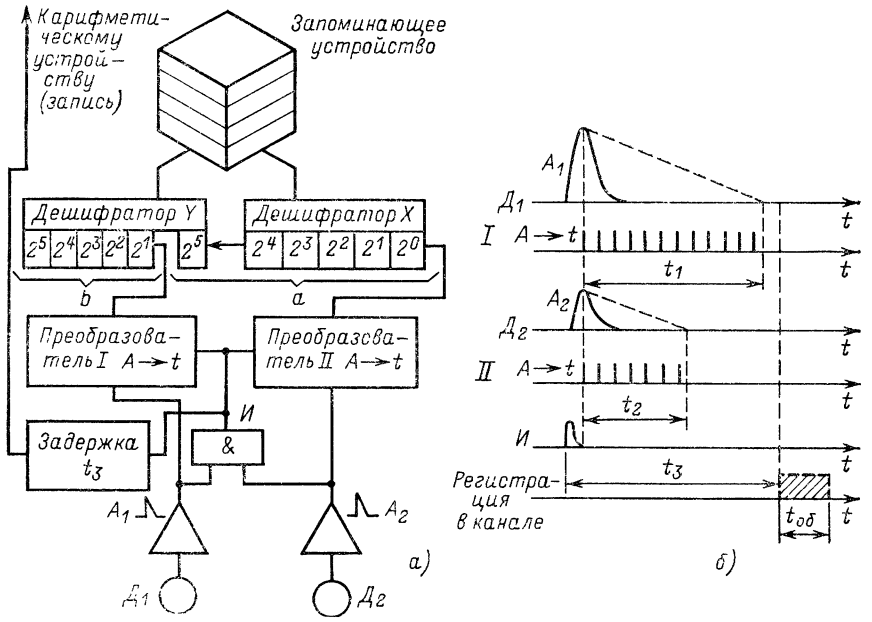


Рис. 6.2. Двупараметрический анализатор с ферритовым запоминающим устройством (*а*) и временные диаграммы (*б*)

И, которая разрешает их регистрацию. В том случае, когда импульсы A_1 и A_2 совпадают, разрешается их преобразование в длительность ($A \rightarrow t$). При этом получаются две серии (*I* и *II*), число импульсов в которых пропорционально амплитудам исследуемых импульсов (рис. 6.2,*б*). Эти серии поступают на кодирующие счетчики. В двумерном анализаторе кодирующий счетчик делится на две части: *a* и *b*. Счетчиком *b* «выбирается» группа каналов, счетчиком *a* — канал внутри группы. В том, что счетчик *b* определяет группу, нетрудно убедиться, полагая, что оба счетчика соединены последовательно. Тогда поступление одного импульса на вход счетчика *b* эквивалентно поступлению 64 импульсов на вход счетчика *a*. В соответствии с двоичными кодами импульсов A_1 и A_2 дешифраторы *X* и *Y* определяют канал, куда и производится добавление 1. Команда записи +1 дается после окончания преобразования ($A \rightarrow t$) импульса большей амплитуды. Для этого используется задержанный импульс $t_з$ схемы совпадений *И*.

Заметим, что логическая и кодирующая части схемы, приведенной на рис. 6.2, могут быть применены и для работы с ЭВМ. В этом случае на машину передают только пары кодов A_1 и A_2

6.2.2. АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Амплитудно-временные распределения $n = f(A, t)$ измеряют в нейтронной спектрометрии по времени пролета. Так, при исследо-

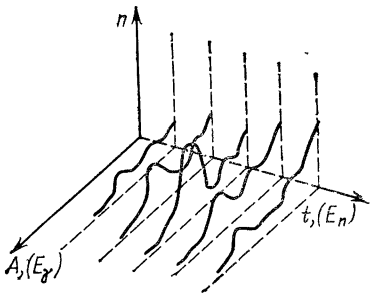


Рис. 6.3. Двумерный амплитудно-временной спектр

вании γ-излучения от реакции захвата нейтронов необходимы спектры γ-излучения для разных энергий нейтронов $n=f(E_n,\ E_\gamma)$. Анализатор, предназначенный для этих целей, должен измерять и сортировать время пролета нейтронов t и амплитуду импульсов A, возникающих при регистрации γ-квантов. В результате таких измерений получают двумерный спектр (рис. 6.3) $n=f(A, t)$.

Для снятия его можно воспользоваться сравнительно простой схемой, состоящей из одноканального временно́го и одномерного амплитудного анализаторов. Временны́м анализатором последовательно устанавливают разные задержки $t_к$ канала, и проходящие через него импульсы от γ-квантов подают на амплитудный анализатор. Таким образом, последовательно измеряется ряд амплитудных спектров (рис. 6.3). Естественно, что такой способ измерений требует много времени и в том случае, когда они ведутся на ускорителе или реакторе с изменяющейся интенсивностью излучения, результаты приходится нормировать. Поэтому обычно для амплитудно-временны́х измерений применяют многопараметрические анализаторы.

В зависимости от решаемых задач анализаторы для времяпролетных измерений выполняют с различными типами ЗУ и на базе ЭВМ. Так, при ограниченном числе каналов (не более нескольких десятков тысяч) применяют ферритовые или полупроводниковые ЗУ. В таких устройствах стараются исключить избыточную информацию, и они часто работают в ассоциативном режиме (см. § 6.3). В том случае, когда необходимо запоминать всю поступающую информацию, применяют ЗУ типа массовой памяти (см. § 6.4). В них запоминаются коды всех событий, а затем после проведения эксперимента их сортируют.

Независимо от типа ЗУ или ЭВМ принципы кодирования амплитудно-временно́й информации одинаковы. На рис. 6.4,*а* приве-

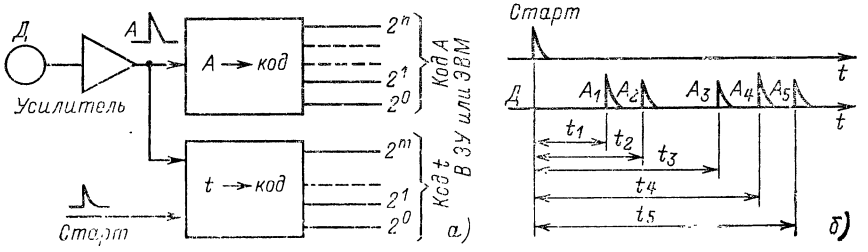


Рис. 6.4. Кодирующая часть двумерного анализатора для амплитудно-временны́х измерений (*а*) и временны́е диаграммы (*б*)

дена структурная схема кодирующей части анализатора для измерения распределений $n=f(A, t)$. Она состоит из преобразователей амплитуды в код и интервала в код. На первый преобразователь поступают импульсы детектора, на второй — стартовый импульс и импульс детектора, являющийся в данном случае стоповым (рис. 6.4,*б*). С выходов кодировщика в устройство памяти или ЭВМ поступают параллельные коды для каждой пары параметров (A_1, t_1), (A_2, t_2) и т. д. При поступлении этих кодов в ЗУ с произвольной выборкой кодом t отыскивается адрес группы каналов, а кодом A определяется адрес канала, куда добавляется 1. В анализаторах с массовой памятью последовательно запоминаются все коррелирующие коды A_i, t_i.

Заметим, что типы применяемых прсобразователей определяются интенсивностью исследуемых событий. При больших загрузках следует применять амплитудный преобразователь с поразрядным взвешиванием (см. § 5.5) и временно́й преобразователь с непрерывно работающим счетчиком (см. § 4.5).

6.2.3. КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ ОТ НЕСКОЛЬКИХ ДЕТЕКТОРОВ

Многие эксперименты ведутся с большим числом детекторов излучений, причем часто необходимо накапливать информацию от определенных детекторов или их групп. В частности, такие задачи возникают в физике высоких энергий, во времяпролетных исследованиях и т. д. В этих экспериментах также применяют многопараметрические анализаторы или системы с ЭВМ. В них одномерные или двумерные спектры от каждого детектора или группы детекторов регистрируются в определенной группе каналов устройства памяти. Для кодирования времени или амплитуды применяются уже рассмотренные нами устройства. Кроме того, кодируется номер детектора. Этим кодом выбирается группа каналов.

На рис. 6.5 приведена схема кодирующего устройства, предназначенного для измерения амплитудно-временны́х распределений от нескольких детекторов. Схема для образования двоичных кодов номера детектора (*1*—*7*) состоит из матричного дешифратора и регистра. Импульс каждого детектора после усиления и формирования (на схеме не показано) поступает на вход дешифратора. В результате на выходах дешифратора появляются сигналы, устанавливающие в определенное положение триггеры регистра. Например, при поступлении сигнала с пятого детектора устанавливаются уровни 1 на выходах регистра 2^0 и 2^2. Полученными кодами выбирают группы каналов, по которым производятся сортировка исследуемых событий и их регистрация. Коды, соответствующие адресам в группах, вырабатывают преобразователи $A\rightarrow$код и $t\rightarrow$код.

Следует отметить, что реальные схемы кодирования информации, поступающей от нескольких детекторов, сложнее. В них предусматривают логические схемы, исключающие кодирование и

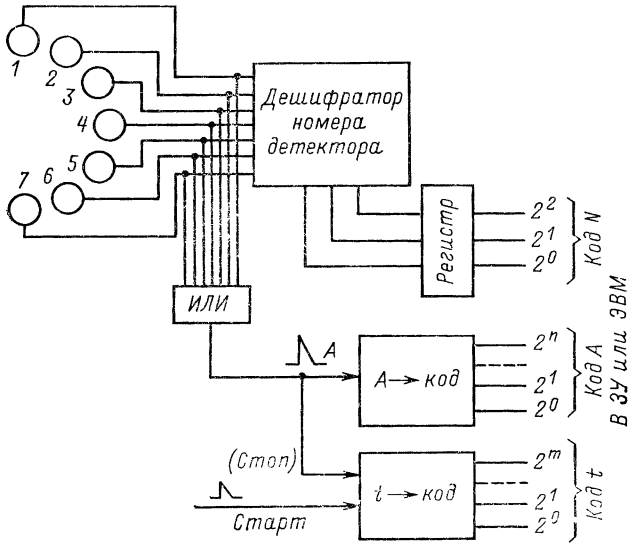


Рис. 6.5. Кодирующее устройство для измерения амплитудно-временны́х распределений от нескольких детекторов

регистрацию событий при одновременном их появлении на выходах нескольких детекторов.

§ 6.3. АССОЦИАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ И ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ИНФОРМАЦИИ

6.3.1. ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ ОКНА В ДВУПАРАМЕТРИЧЕСКИХ АНАЛИЗАТОРАХ

При рассмотрении многопараметрических анализаторов было обращено внимание на то, что эти устройства должны иметь очень большое число каналов, порядка 10^6. В этом случае в них можно разместить практически всю информацию. Однако трудно выполнить быстродействующие ЗУ такой емкости. Кроме того, подобное ЗУ использовалось бы неэффективно, так как представляющая интерес информация занимает лишь часть каналов. Поэтому в многопараметрических анализаторах рационально применять ЗУ с относительно небольшой емкостью (порядка 1 или 10 К), но производить своего рода «уплотнение» информации, предварительно селектируя нужные события. Для этой цели анализаторы дополняются устройствами с цифровыми или аналоговыми окнами, через которые отфильтровывается нужная информация.

Рассмотрим применение цифровых окон в двупараметрическом анализаторе, предназначенном для измерения амплитудно-амплитудных распределений $n=f(A_1, A_2)$. Как правило, такие анализаторы снабжают дисплеем, на экране которого наблюдают трехмер-

ный спектр (см. рис. 6.1,*б*) либо его «топографическую карту» (рис. 6.6). Для получения последней на экране трубки создается растр, каждая точка которого соответствует отдельному каналу, а ее яркость пропорциональна числу событий, зарегистрированных в канале. Такое представление спектра позволяет легко выделить участки, представляющие интерес. Из него также видно, насколько эффективно используется ЗУ.

Участки спектра, в которых содержится нужная информация, ограничены определенными значениями измеряемых параметров. Например, в данном случае это амплитуды A_1 и A_2, которым соответствуют коды, поступающие с АЦП. Этими граничными кодами задаются положение и ширина цифрового окна в устройстве предварительного селектирования информации анализатора. Через такое окно могут проходить только коды K_{A1} и K_{A2}, значения которых лежат между кодами нижних ($K_{г.н\,A1}$, $K_{г.н\,A2}$) и верхних ($K_{г.в\,A1}$, $K_{г.в\,A2}$) границ

$$K_{г.нA_1} \leqslant K_{A_1} \leqslant K_{г.вA_1}; \qquad K_{г.нA_2} \leqslant K_{A_2} \leqslant K_{г.вA_2}.$$

Как правило, цифровые окна устанавливают для одного из параметров. В этом случае аппаратура упрощается. Структурная схема устройства для создания цифровых окон приведена на рис. 6.7. Коды параметра A_1 поступают в ЗУ через схемы *И* при условии регистрации кода A_2. Коды второго параметра A_2 поступают в регистр, подключенный к схеме сравнения, в которой они сравниваются с кодами граничных значений. Последние вырабатываются специальной матричной схемой. В ней производятся предварительная установка граничных кодов при помощи переключателей или программирующего устрой-

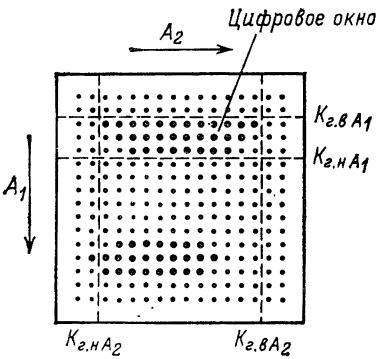


Рис. 6.6. Представление многомерного спектра на дисплее в виде «топографической карты»

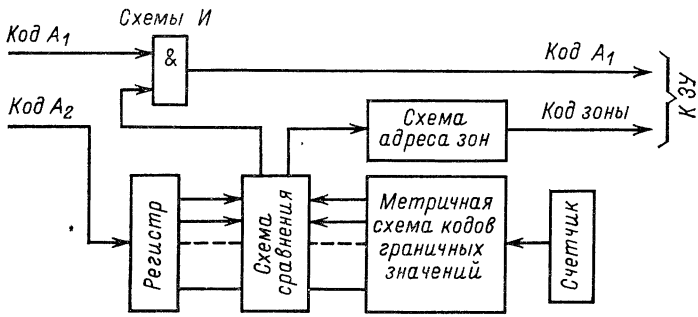


Рис. 6.7. Структурная схема устройства для создания цифровых окон

ства и поочередная их передача на схему сравнения. Для этого имеются счетчик и коммутационные схемы в матрице. Скорость поступления граничных кодов на схему сравнения делается достаточно большой, чтобы не было значительного уменьшения разрешения всего анализатора. В том случае, когда код параметра A_2 оказывается внутри граничных кодов (в окне), вырабатывается адрес зоны, в которой регистрируется параметр A_1.

Схемы с цифровыми окнами удобны тем, что их можно перестраивать; кроме того, они не вносят погрешностей в установленные граничные значения, точность которых зависит только от АЦП. Этих особенностей лишены схемы с аналоговыми окнами, иногда применяемые при амплитудных измерениях. В простейшем случае аналоговое окно можно создавать одноканальным амплитудным анализатором. Подобную схему мы уже рассматривали (см. рис. 6.1). Для создания нескольких окон применяют схемы, близкие к схемам многоканальных дифференциальных анализаторов (см. рис. 5.12) с автономной установкой пороговых устройств. Нестабильность окон здесь определяется пороговыми схемами. В амплитудных измерениях схемы с аналоговыми окнами рационально применять в случае больших загрузок, так как они практически не ухудшают быстродействия спектрометра.

В двупараметрических амплитудно-временны́х анализаторах, предназначенных для измерения распределений $n=f\ (A,\ t)$, например в $(n$—$\gamma)$-исследованиях, также применяются схемы с аналоговыми окнами. В этих исследованиях, как правило, изучаются гамма-спектры «внутри» нейтронных резонансов. Поэтому сначала одномерным временны́м анализатором измеряют временно́й спектр нейтронов $n=f(t)$ или $n=f\ (E_n)$ и определяют границы резонансов (рис. 6.8). Затем создают временны́е окна, через которые в двумерных измерениях $n=f\ (A, t)$ проходят γ-импульсы. На устройство памяти анализатора поступают два кода: код t (последовательность импульсов, соответствующих начальным границам

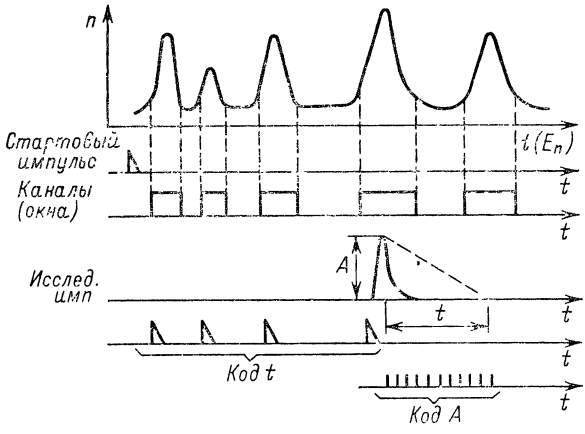


Рис. 6.8. Размещение аналоговых (временны́х) окон и кодирование амплитуды в амплитудно-временны́х измерениях

окон) и код A. Первым кодом отыскивается зона в ЗУ, вторым — адрес для запоминания A_i в зоне.

Устройство для создания временны́х окон выполняют аналогично устройству матричного временно́го анализатора (см. рис. 4.42) или в виде схем задержки. Для этих целей удобно применять перестраиваемые магнитострикционные линии задержки.

6.3.2. АССОЦИАТИВНЫЕ СИСТЕМЫ

Принцип действия ассоциативных анализаторов. В многопараметрических анализаторах вырабатываемые АЦП коды событий часто называют дескрипторами, т. е. «описателями» событий. В соответствии с дескриптором в обычном анализаторе находится ячейка памяти, в которой хранится число, показывающее, сколько раз появился данный дескриптор. К этому числу добавляется 1 — новое событие. Для уплотнения информации ее фильтруют — предварительно селектируют цифровыми или аналоговыми окнами. При этом дескрипторами также отыскиваются группы ячеек памяти и отдельные ячейки.

Большими возможностями обладают системы, в которых выборка событий ведется в соответствии с содержанием, т. е. ассоциативно. В ассоциативных системах в ячейках памяти хранятся дескрипторы и связанные с ними числа событий. Поступающая информация — дескрипторы событий сравниваются с дескрипторами, записанными в ячейки памяти, и при их соответствии к хранящемуся числу добавляется 1.

При большой емкости ассоциативного ЗУ сортировка событий путем сравнения со всеми дескрипторами занимает много времени. Если различные дескрипторы хранятся в r элементах, то среднее число сравнений равно $C=r/2$, что для 1000-канальных анализаторов составляет значительную величину.

Уменьшить число сравнений удается при помощи специального алгоритма поиска по дереву. В этом случае многократное сравнение ведется с парами отличающихся по значениям дескрипторов. В результате сравнения устанавливается область значений дискрипторов — ветвь, по которой идет дальнейший поиск. Такой метод позволяет уменьшить время поиска на два порядка.

В ассоциативном ЗУ часть разрядов ячеек (каналов) занята дескрипторами. В 1000-канальных анализаторах количество разрядов, отводимых дескрипторам и числам, в каналах примерно одинаково. Это означает, что емкость ЗУ используется всего лишь на 50 %. Поэтому стремятся уменьшить разрядность дескрипторов.

Значительно уменьшается разрядность дескрипторов и достигается высокое временно́е разрешение в ассоциативных устройствах с выборкой зон. Память в таких устройствах разбивают на ограниченное число зон, которым присваиваются определенные значения дескрипторов. Ассоциативные анализаторы такого типа были разработаны с трансфлюксорным ЗУ. Применение ЗУ с неразрушаемым считыванием на трансфлюксорах или полупроводни-

ковых элементах упрощает логику и повышает быстродействие ассоциативных систем.

Многопараметрические анализаторы гибридного типа. В спектрометрических исследованиях получили распространение многопараметрические анализаторы, в которых сочетаются особенности «чисто» ассоциативных систем и устройств с цифровыми окнами. Первые анализаторы такого типа эффективно применяли в исследованиях, связанных с идентификацией излучений. Рассмотрим принцип действия гибридного анализатора для времяпролетных исследований. Это поможет увидеть преимущества этой системы по сравнению с рассмотренными ранее.

Пояснительная структурная схема анализатора приведена на рис. 6.9, *а*. В отличие от обычных двупараметрических приборов

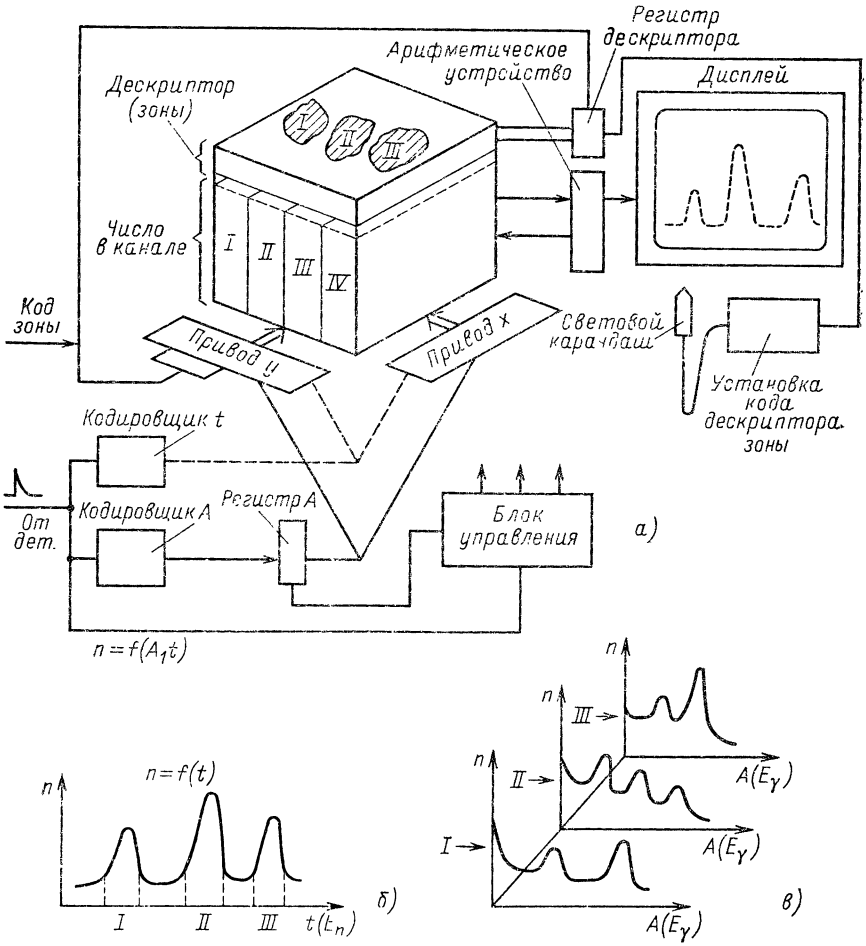


Рис. 6.9. Многопараметрический ассоциативный анализатор гибридного типа

здесь применяют ЗУ с записью числа событий и дескриптора в канале и дисплей со световым карандашом для программирования двумерных измерений. Под дескриптор отводится небольшая часть канала (ячейки памяти), всего 3—4 разряда, что достаточно для кодирования номеров 8—16 зон в памяти. Во время многомерных измерений в эти зоны заносятся амплитудные (энергетические) спектры γ-квантов, соответствующие определенному времени пролета первичных частиц — нейтронов. Работу анализатора можно разделить на три этапа.

1. Измерение одномерного спектра. Это предварительное измерение, в котором определяется нейтронный спектр $n=f(E_n)$, т. е. $n=f(t)$. Это делается с целью выяснения областей этого спектра (резонансов), в которых следует измерять γ-распределение, т. е. $n=f(E_\gamma)$ или $n=f(A)$. При проведении одномерных измерений $n=f(t)$ работает кодировщик $t\rightarrow$код и запись спектра (рис. 6.9,*б*) ведется по всем каналам в нижней части ЗУ.

2. Программирование двумерных измерений. Измеренный с достаточной статистической точностью одномерный спектр $n=f(t)$ выводится в виде гистограммы на экран дисплея. На получаемом изображении четко видны резонансные линии, для которых следует измерять γ-спектры. Световым карандашом по очереди обходят эти линии, при этом в верхнюю часть каждого наблюдаемого канала заносится дескриптор (код) номера линии (или другого участка спектра). Так, во все каналы, образующие линию *I*, записывают дескрипторы 100, в каналы линии II записываются дескрипторы 010 и т. д. Области ЗУ, в которых записаны эти дескрипторы, условно ограничены и обозначены цифрами *I*, *II* и т. д. На этом этап программирования заканчивается.

3. Измерение двупараметрического распределения $n=f(A, t)$. Измерение $n=f(A, t)$ в данном случае сводится к измерению нескольких спектров $n=f(A)$ для сигналов, пришедших в интервалы времени *I*, *II* и т. д. (рис. 6.9,*в*). Перед началом измерений очищается нижняя часть ЗУ; при этом записанные в верхней части дескрипторы сохраняются. Исследуемый сигнал поступает на кодировщики t и A. Код t сразу поступает в адресное устройство ЗУ, а код A задерживается в регистре A. Кодом t находится соответствующий ему «временной канал» в верхней дескрипторной части ЗУ. Если в канале дескриптор зоны не записан, то амплитудное значение исследуемого импульса не регистрируется. Если же сигнал «попал» в канал, содержащий дескриптор зоны, то по коду дескриптора отыскивается зона (*I*, *II* ...) в нижней части ЗУ, в которой в соответствии с кодом A, временно хранившемся в регистре A, отыскивается «амплитудный канал».

В операции выборки зоны ЗУ и записи кода А участвуют регистр дескриптора и регистр A. При этом код зоны поступает в последние разряды регистра привода *У*, во все же остальные разряды приводов поступает код A. (Такое деление адресного устройства разработано для двупараметрической системы, схема которой приведена на рис. 6.2.)

Были рассмотрены принципы построения анализатора и взаимосвязь его основных узлов. В реальном устройстве за последовательностью всех операций следит блок управления, который может быть заполнен с «зашитой» программой или на базе микропроцессора.

Такая система анализатора относится к гибридному типу: в ней записываются в каналах как число зарегистрированных событий, так и дескрипторы зон, подобно тому как это делается в ассоциативных устройствах, а также с помощью дисплея со световым карандашом в ЗУ «устанавливаются» окна для полезной информации. (Напомним, что устройства с цифровыми и аналоговыми окнами применяют, как правило, в обычных многопараметрических анализаторах). Благодаря тому, что определяется только наличие дескрипторов зон и отсутствует операция многократного их сравнения, система обладает хорошим разрешением, такого же порядка, как у обычных двупараметрических анализаторов. Программирование измерений при помощи дисплея со световым карандашом обеспечивает быстрый переход на новый вид исследований.

§ 6.4. МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ С МАССОВОЙ ПАМЯТЬЮ

Большинство ядерных исследований, проводимых на современных ускорителях и реакторах, как правило, выполняется с помощью анализаторов или ЭВМ, работающих на линии с экспериментом. Применение таких систем безусловно оправдано, если в процессе измерений необходимо быстро получать результаты, обрабатывать их, управлять экспериментом и вести диалог экспериментатор — эксперимент. Однако есть задачи, в которых рационально разделить процессы накопления данных и их обработки. В известной степени это относится к многопараметрическим измерениям в нейтронной спектрометрии, а также к спектрометрическим исследованиям в физике высоких энергий. Суммарные потоки информации в таких экспериментах достигают 10^9—10^{10} бит. При этом скорость регистрации событий в одних экспериментах велика и составляет 10^6—10^7 бит/с, в других мала и не превышает 10^2—10^3 бит/с. Использование в подобных исследованиях многомерных аналиаторов или ЭВМ, работающих в реальном времени, встречает ряд трудностей и не всегда оправдано.

Поэтому перечисленные задачи часто решают с помощью массовой памяти, в которой в процессе эксперимента ведется непрерывное накопление закодированной информации (дескрипторов), а затем в нереальном времени их сортируют и обрабатывают. Важное преимущество такой методики состоит в том, что время обработки не ограничено и ее можно вести по раличным параметрам разными способами. Наибольшее распространение в качестве таких устройств массовой памяти получили системы с записью кодов на магнитной ленте. Перспективны оптоэлектронные устройства.

6.4.1. НАКОПИТЕЛИ С ЗАПИСЬЮ НА МАГНИТНУЮ ЛЕНТУ

В системах массовой памяти с записью на магнитную ленту обычно применяют специальные магнитофоны, рассчитанные на запись информации параллельными кодами и имеющие малые скорости продвижения ленты при записи (несколько сантиметров в 1 с) и большие скорости (несколько метров в 1 с) при воспроизведении. Эти особенности обеспечивают малый расход ленты во время эксперимента и большую скорость сортировки данных.

Принцип действия накопителя с магнитной лентой поясняется на рис. 6.10. Левая часть схемы предназначена для записи информации, правая — для считывания. Поступающая от экспериментальной установки информация кодируется при помощи АЦП, и через устройство буферной памяти или непосредственно в виде параллельных двоичных кодов через усилители записи подается на магнитные головки. В результате на движущуюся магнитную ленту последовательно записываются коды событий. Буферная память применяется для разравнивания информации (см. § 4.7). При ее применении уменьшаются потери событий, связанные с их «наложением» во время записи, в результате этого может быть снижена скорость движения ленты.

После окончания измерений накопленные на магнитной ленте коды сортируются ферритовым ЗУ. Для этого магнитные головки подключают к усилителям считывания (см. правую часть рис. 6.10). Сигналы памяти усиливаются, формируются и поступают на адресный регистр ферритового запоминающего устройства и на дешифратор. С приходом каждого нового кода в ЗУ отыскивается соответствующий адрес (канал) и к хранящемуся в нем числу добавляется 1. Число каналов (2^n) ферритового сортировщика обычно бывает значительно меньше числа кодов (2^m), т. е. эквивалентного числа каналов системы по входу. Поэтому во время сортировки ленту считывают несколько раз, выбирая при каждом считывании определенную группу кодов с помощью дешифратора, выполняемого обычно по диодной схеме. Дешифратор подключается к усилителям считывания последних разрядов, для которых «не хватило» входов у адресного регистра. Он дает команду («раз-

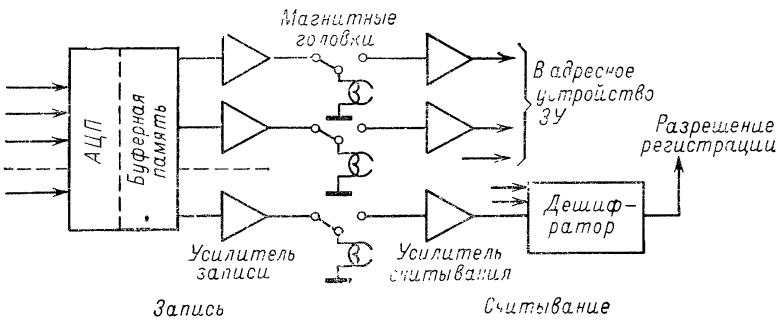


Рис. 6.10. Многопараметрическая система с накопителем на магнитной ленте

решение») ЗУ на регистрацию во время считывания соответствующей группы кодов. Так, во время первого прогона ленты регистрируются только коды от 0 до 2^n; во время последующих прогонов регистрируются соответственно коды от 2^n до 2^{n+1}; от 2^{n+1} до 2^{n+2} и т. д.; во время последнего прогона регистрируются коды от 2^{m-1} до 2^m. Таким образом, имея, например, ферритовый сортировщик на 1024 (2^{10}) канала, можно за 16 прогонов ленты рассортировать 16 384 (2^{14}) сортов кодов, т. е. система по входу эквивалентна 16 384 (2^{14}) каналам. Практически неограниченная емкость системы с записью кодов на магнитной ленте — ее основное достоинство.

Устройства с массовой памятью иногда выполняют на базе ЭВМ, оборудованной магнитофоном. Поскольку стандартные цифровые магнитофоны работают при больших скоростях, то в такой системе вначале коды событий заносятся в оперативную память, а затем в виде массива переписываются на магнитную ленту. При этом теряется часть «измерительного» времени; при малых и средних скоростях счета эти потери несущественны.

Источником погрешностей в системах массовой памяти с магнитофонами может быть плохое качество магнитной ленты: выкрашивание магнитоносителя или засорение его в отдельных местах, а также повреждение краев ленты приводят к тому, что информация записывается и считывается неправильно — двоичный код оказывается искаженным. Неправильные коды рекомендуется просто выбрасывать. Для этого запись единицы или нуля производится импульсами тока разной полярности; в том случае, когда при чтении отсутствует число (0 или 1) хотя бы в одном разряде, код не регистрируется.

6.4.2. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ НАКОПИТЕЛИ

Накопители на магнитной ленте получили наибольшее распространение в устройствах массовой памяти. Однако длительная эксплуатация выявила у них ряд серьезных недостатков. Кроме потери информации, связанной с дефектами магнитоносителя, к ним относятся также сравнительная сложность лентопротяжных механизмов и главное — значительный расход ленты, достигающий в экспериментах с большими загрузками многих километров в сутки. Последнее обстоятельство усложняет обработку и хранение информации. Поэтому разрабатываются новые типы долговременных ЗУ.

Оптоэлектронные запоминающие устройства обеспечивают значительно большую плотность записи, примерно на два порядка, по сравнению с магнитными накопителями. В вычислительной технике их используют иногда в качестве постоянных ЗУ большой емкости в машинах-переводчиках. В последние годы их начинают применять для видеозаписи в виде оптодисковых устройств.

В оптических запоминающих устройствах запись информации и считывание ведут разными способами. В ЗУ с записью на фоточувствительную или термочувствительную пленку применяют оптические дефлекторные системы, которыми ведется построчная

или постраничная запись. Для считывания данных применяют фотодиодные матрицы.

Особенно высокую плотность записи обеспечивают оптодисковые системы. В них запись ведется узким световым лучом на поверхности вращающегося фоточувствительного диска. В качестве источников света применяют как лампы накаливания, так и лазеры. Информация считывается с дорожки шириной 1—2 мкм. Для этого применяют различные следящие системы, основанные на использовании подвижных зеркал и электронно-лучевых трубок. В последнем случае из-за малой инерционности следящего устройства возможны запись и считывание информации по спирали и по радиусу диска. Такие системы отличаются очень малой скоростью вращения диска, не превышающей нескольких оборотов в минуту.

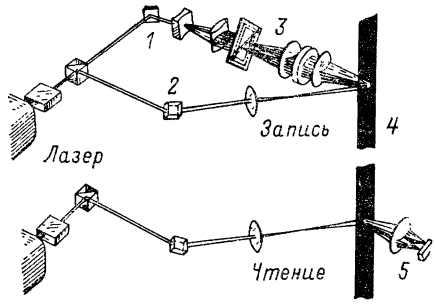


Рис. 6.11. Устройство массовой памяти голографического типа

Оптодисковые ЗУ особенно перспективны для хранения больших объемов информации, в частности они уже находят применение для хранения пакетов программ для мини- и микро-ЭВМ.

Для ядерных исследований было разработано устройство массовой памяти голографического типа. В этом устройстве запись кодов, полученных после ЦАП, ведется при помощи оптической лазерной системы (рис. 6.11). Когерентный пучок света делится на два луча: предметный *1* и опорный *2*. Предметный луч проходит через транспарант *3* — оптоэлектронное устройство, формирующее страницу кодов. Оба луча образуют на фотопленке голограмму этой страницы *4*. Воспроизведение информации также ведется лазерным лучом. Восстановленное изображение кодов считывается фотодиодной матрицей *5*.

Основное преимущество голографического устройства массовой памяти — высокая надежность, которая обеспечивается тем, что частичное повреждение или загрязнение голограмм не приводит, как известно, к потере информации. В то же время рассмотренная система очень сложна и дорога и может быть использована лишь для уникальных экспериментов.

§ 6.5. КОРРЕЛЯТОРЫ-УСРЕДНИТЕЛИ

В экспериментальной ядерной физике, в некоторых технических приложениях, в биологии и др. необходимо исследовать эффекты, замаскированные значительным уровнем шумов или некоррелированным фоном. Как правило, в таких исследованиях применяют датчики постоянного тока, например токовые ионизационные камеры. Однократное измерение подобных процессов не позволяет

выявить эффект, он «тонет» в шумах. Значительно улучшить отношение сигнал/шум и тем самым получить истинную картину удается многократным повторением процесса и его усреднением в последовательные интервалы времени.

Допустим, что изучаемый процесс начинается в момент t_0 и многократно повторяется. Поступающий от датчика сигнал $f(t)$ можно представить в виде суммы исследуемого сигнала $U_c(t)$ и шума $U_ш(t)$.

Поскольку исследуемый сигнал коррелирован с синхронизирующим импульсом, управляющим измерительным устройством, то его мгновенные значения U_{ci} суммируются линейно и при R кратных повторениях получим

$$\sum_{1}^{R} U_{ci}(t) = RU_c(t). \tag{6.1}$$

Шум не коррелирован с исследуемым процессом и является величиной случайной и знакопеременной

$$\sum_{1}^{R} U_{ші}(t) = \sqrt{U^2_{ш1}(t) + U^2_{ш2}(t) + \ldots + U^2_{шR}(t)} = \sqrt{R}\, U_ш(t). \tag{6.2}$$

Таким образом, после R суммирований отношение сигнал/шум становится равным $\sqrt{R}U_c/U_ш$, т. е. улучшается в $\sqrt{R}$ раз.

Для усреднения сигналов в последовательные интервалы времени применяют корреляторы-усреднители аналогового или цифрового типа.

6.5.1. УСРЕДНИТЕЛЬ С АНАЛОГОВОЙ ПАМЯТЬЮ

На усреднитель с аналоговой памятью (рис. 6.12,*б*) поступают сигналы и синхронизирующие импульсы (рис. 6.12, *а*). Каждым синхронизирующим импульсом запускается генератор, вырабатывающий последовательность импульсов, которыми управляется формирователь мгновенных значений и коммутатор. Формирователь мгновенных значений является по сути дела линейным пропускателем, через который в течение коротких интервалов времени проходят сигналы. При помощи коммутатора эти сигналы последовательно поступают в накопительные конденсаторы C_i, при этом сигнал, сформированный в момент t_1, заряжает C_1, сигнал, сформированный в момент t_2, заряжает C_2 и т. д. После достаточного числа повторений процесса R производится последовательное считывание конденсаторов и данные выводятся на самописец или другое внешнее устройство. Коммутатор в аналоговом усреднителе выполняется на полевых транзисторах, обладающих, как известно, очень высоким входным сопротивлением. В результате удается сделать постоянную времени разряда накопительных конденсаторов больше нескольких часов. Аналоговые усреднители сравнительно просты, но требуют тщательного подбора элементов, и их не делают более чем на 10^2 каналов.

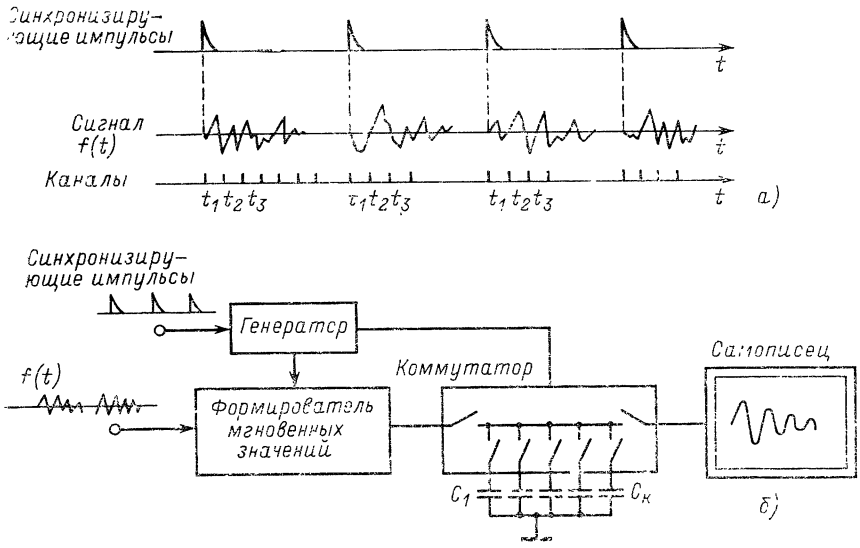


Рис. 6.12. Временные диаграммы к рассмотрению процесса усреднения (*а*) и усреднитель с аналоговой памятью на емкостях (*б*)

6.5.2. ЦИФРОВОЙ УСРЕДНИТЕЛЬ

Большей универсальностью и высокими параметрами по сравнению с аналоговыми схемами обладают цифровые усреднители. В них также производится «вырезание» мгновенных значений сигнала. Далее эти значения преобразуются в коды, суммы которых накапливаются в ЗУ.

Структурная схема цифрового усреднителя приведена на рис. 6.13. Синхронизирующий импульс запускает генератор, вырабатывающий последовательность опрашивающих импульсов. Они поступают на формирователь мгновенных значений сигнала и счетчик номера канала.

Сформированные импульсы с амплитудой, равной мгновенному значению сигнала, в АЦП превращаются в код. Соответствующее этому коду число добавляется к числу, хранящемуся в канале, адрес которого устанавливается счетчиком номера канала.

Заметим, что в данном случае в отличие от обычных анализаторов в канал добавляется не $+1$, а число, причем оно может иметь разные знаки ($\pm$) в зависимости от мгновенного значения сигнала. Поэтому арифметическое устройство в усреднителе выполняет операцию сложения двух чисел.

Повышенные требования предъявляются также и к АЦП. Его быстродействие определяется скоростью исследуемых процессов и должно быть тем выше, чем больше эта скорость.

Цифровые корреляторы-усреднители выполняют на сотни и тысячи каналов. Эффективность работы таких приборов показана на

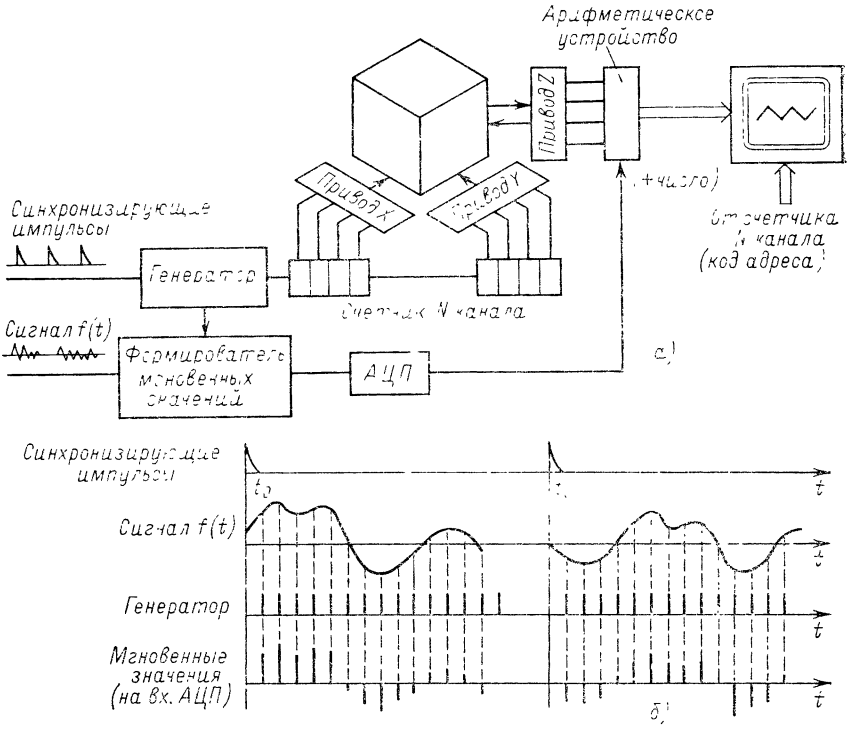


Рис. 6.13. Структурная схема цифрового коррелятора-усреднителя

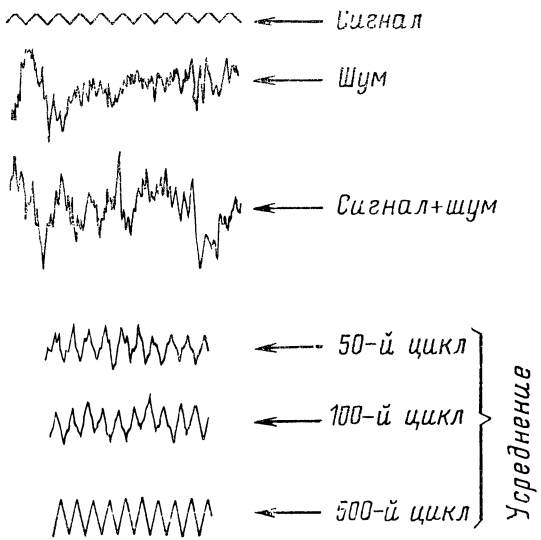


Рис. 6.14. Иллюстрация «выделения» сигнала из шумов с помощью коррелятора-усреднителя

рис. 6.14, на котором видны исходный сигнал до смешения с шумом и процесс его «выделения» из шумов, значительно его превышающих.

Цифровой усреднитель может быть использован при работе с токовыми детекторами в спектрометрах по времени пролета. В этом случае возможна работа при бóльших эффективных загрузках, чем с обычным временны́м анализатором. Подобная методика успешно применялась для исследования ядерного гамма-резонанса. В отличие от рассмотренной схемы в этом спектрометре на входе расположен интегратор, который накапливает заряд за время, отводимое каналу. Сигналы интегратора также преобразуются в числа, которые далее суммируются.

Цифровые усреднители можно выполнять на микропроцессорах и микро-ЭВМ при условии, что время выполнения ими арифметических операций не превышает ширину канала. Подобные усреднители более универсальны, на них можно вести предварительную обработку результатов.

§ 6.6. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ВРЕМЯПРОЛЕТНЫЕ СПЕКТРОМЕТРЫ

6.6.1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД В НЕЙТРОННОЙ СПЕКТРОМЕТРИИ

Спектрометры, основанные на методе времени пролета, широко применяют для нейтронных исследований. В классических спектрометрах этого типа, рассмотренных в гл. 4, создаются периодически повторяющиеся нейтронные импульсы — пачки нейтронов. Для этого используется импульсная работа ускорителей или модулируется нейтронный пучок реактора с помощью прерывателя. По времени пролета нейтронами некоторого расстояния — пролетной базы определяется их энергия. Помещая на пути нейтронов исследуемое вещество (образец), можно измерять такие важные константы, как сечения захвата, рассеяния и т. д.

Число нейтронов, достигающих детектор, ограничено, поэтому измерения ведут в течение длительного времени. Многоканальный временной анализатор нейтронного спектрометра сортирует во времени и регистрирует импульсы, поступающие от нейтронного детектора после каждой нейтронной пачки. И в каналах временно́го анализатора шириной $t_к$ постепенно накапливается сумма импульсов $C_к$.

С выхода анализатора снимается временно́е распределение $C_к=f(t)$, характеризующее исследуемый нейтронный спектр $C_к=f(E^n)$, где E^n — энергия нейтронов с временем пролета t.

Отметим, что такое временно́е распределение можно получить, имея достаточно интенсивную нейтронную пачку и производя регистрацию не импульсной, а токовой ионизационной камерой. В этом случае исследуемый спектр можно наблюдать при помощи осциллографа на выходе усилителя детектора, привязывая развертку к моменту возникновения нейтронной пачки.

Аналогичные измерения выполняют для получения переходной характеристики линейной системы. Например, для определения переходной характеристики некоторого электрического фильтра на него воздействуют короткими импульсами напряжения, а характеристику наблюдают на осциллографе.

Подобным образом спектрометр по времени пролета можно рассматривать как некоторую линейную систему, на которую воздействует импульсный нейтронный пучок. Полагая, что интенсивность нейтронного пучка равна $S(t)$ нейтр./с, скорость счета детектора $r_д(t)$, установленного на конце пролетной базы, может быть определена интегралом свертки

$$r_д(t) = \int_0^\infty h(\tau) S(t-\tau) d\tau, \qquad (6.3)$$

где $h(\tau)$ — переходная или импульсная характеристика всего спектрометра. В том случае, когда пучок модулируется периодической последовательностью прямоугольных импульсов, импульсная характеристика с точностью до постоянных определяет временной спектр. В спектрометре по времени пролета детектор регистрирует помимо эффекта, вызванного нейтронами модулированного пучка, также фон. И при большом уровне фоновой составляющей временной спектр измерять трудно.

Заметим, что с аналогичными трудностями приходится сталкиваться и при электронных измерениях. Действительно, цепи, обладающие высоким уровнем шумов, значительным затуханием и боящиеся перегрузок, часто невозможно исследовать импульсным методом. Для решения подобных задач используют корреляционный метод измерений. Этот метод основан на результатах исследований, проведенных в статистической теории связи.

В последние годы корреляционный метод стал широко применяться для изучения характеристик реакторов и в нейтронных спектрометрах по времени пролета.

Основными причинами быстрого развития корреляционного метода в нейтронной спектрометрии по времени пролета является то, что этот метод позволяет лучше использовать нейтронный источник и вести измерения в присутствии значительного уровня некоррелирующего фона. Напомним, что в обычном нейтронном спектрометре с механическим прерывателем, установленном на реакторе, используется незначительная часть нейтронного потока, не превышающая 1—2 %. Также велик уровень фона, вызванный нейтронами рассеяния от собственного и соседних пучков, значительно снижающий точность измерений.

В корреляционном спектрометре по времени пролета нейтронный пучок модулируется псевдослучайной функцией $Z(t)$, принимающей с равной вероятностью два значения: $+1$ и -1. Графически такая функция представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с изменяющимися длительностью и знаком; она аналогична белому шуму и описывает случайный процесс с нулевым средним значением. Обычно используется последова-

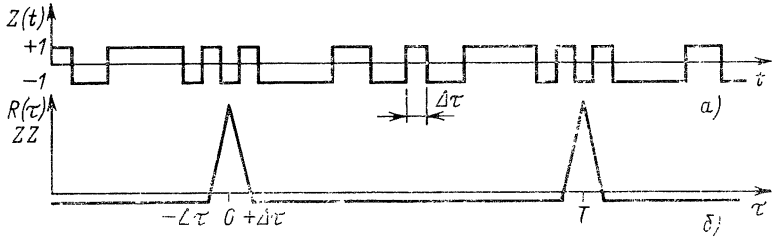


Рис. 6.15. Псевдослучайная последовательность (*а*) и ее корреляционная функция (*б*)

тельность импульсов конечной длительности T с элементарным интервалом $\Delta\tau$, называемая псевдослучайной последовательностью (рис. 6.15,*а*).

Интенсивность модулированного нейтронного пучка изменяется по закону

$$S(t) = \frac{1}{2} S_0 [1 + Z(t)], \tag{6.4}$$

т. е. пучок либо открыт $S(t) = S_0$, либо закрыт $S(t) = 0$.

Расположенным в конце пролетной базы детектором регистрируют как нейтроны исследуемого эффекта, так и нейтроны фона. Для рассматриваемого процесса может быть записана корреляционная функция

$$R_{Zr}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T Z(t)\, r_д(t+\tau)\, dt. \tag{6.5}$$

Если фон некоррелирован с модулирующей функцией $Z(t)$, что, как правило, имеет место в нейтронных спектрометрах, корреляционная функция может быть представлена интегралом свертки

$$R_{Zr}(\tau) = \int_0^\infty h(t)\, R_{ZZ}(\tau - t)\, dt, \tag{6.6}$$

где $h(t)$, так же как и в случае обычного спектрометра по времени пролета (6.3) является импульсной характеристикой системы и описывает временной спектр, а R_{ZZ} — автокорреляционная функция модулирующего сигнала $Z(t)$,

$$R_{ZZ}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^\infty Z(t)\, Z(t+\tau)\, dt. \tag{6.7}$$

Для псевдослучайной последовательности, как и для белого шума, автокорреляционная функция соответствует δ-функции (рис. 6.15,*б*). Из выражения (6.6) следует, что описывающая временно́е

распределение импульсная характеристика системы пропорциональна корреляционной функции

$$h(\tau) = \text{const}\, R_{Zr}(\tau). \tag{6.8}$$

Таким образом, для определения временно́го распределения необходимо измерять корреляционную функцию R_{Zr} между модулирующими $Z(t)$ и регистрируемыми сигналами $r(t)$. Важным преимуществом рассматриваемого метода является то, что получаемое распределение не зависит от некоррелированного фона.

Псевдослучайный модулирующий сигнал $Z(t)$ имеет дискретную структуру с минимальным интервалом Δt. Поэтому при экспериментальном определении взаимно корреляционой функции находится сумма произведений

$$R_{Zr}(\tau) = R_{ZC}(k\Delta\tau) = \sum_{j=1}^{n} Z_{j-k}C_j, \tag{6.9}$$

где $n=T/\Delta\tau$ соответствует числу минимальных интервалов и числу каналов временно́го анализатора; C_j — число отсчетов в j-канале анализатора; Z_{j-k} принимает только два значения: $+1$ и -1, поэтому для измерения корреляционной функции $R_{ZC}(k\Delta\tau)$ достаточно накапливать отсчеты C_j в последовательные интервалы $\Delta\tau$ с теми знаками, которые имеет сигнал $Z(t)$ при задержке $K\Delta\tau$. Такая система удобна тем, что она позволяет получать исследуемый спектр непосредственно в процессе измерений. Однако в этом случае для каждого интервала Δt должно быть свое регистрирующее устройство и нельзя применить общее ЗУ, как это делается в многоканальных анализаторах.

Поэтому, как правило, в нейтронных спектрометрах взаимно корреляционную функцию определяют другим способом в два этапа. Сначала измеряют временно́е распределение многоканальным анализатором или ЭВМ, включенной в линию. При этом в течение каждого цикла псевдослучайной последовательности на кодировщик подается один стартовый сигнал. Затем после набора достаточной статистики в каналах вычисляется корреляционная функция. Такой способ измерений удобно рассматривать, пользуясь графическими представлениями.

На рис. 6.16,*а* изображена псевдослучайная последовательность импульсов, которыми модулируется нейтронный поток, а на рис. 6.16, *б* — каналы временно́го анализатора. Каналы, приведенные на рис. 6.16,*б*, отстоят от псевдослучайной последовательности на расстоянии L, равном длине пролетного пути нейтронов, и положение первого канала сдвинуто относительно начала псевдослучайной последовательности импульсов на время

$$t_E = K\Delta\tau.$$

На диаграмме начерчены графики, выражающие зависимость пути, проходимого нейтроном определенной энергии E, и скорости v от времени пролета $x=tv$. Для всех нейтронов одной и той же

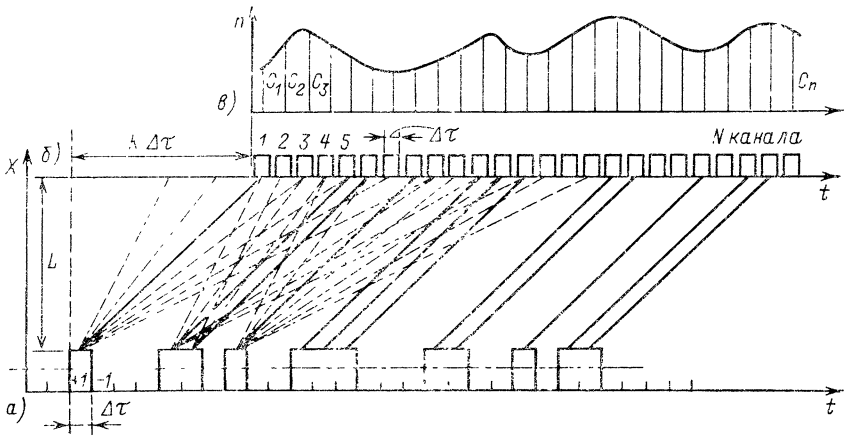


Рис. 6.16. Графическое представление корреляционных времяпролетных измерений:

а — псевдослучайная последовательность, модулирующая пучок частиц; *б* — каналы временно́го анализатора; *в* — отсчеты в каналах временно́го анализатора

энергии и, следовательно, имеющих одно и то же время пролета t_E, но возникающих в разные интервалы τ, графики представляют собой параллельные отрезки. На рис 6.16,*а* и *б* они изображены сплошными линиями. Однако определить суммарный эффект от всех нейтронов с энергией E простым суммированием отсчетов в каналах нельзя, так как в этих каналах регистрируются нейтроны и других энергий. На рассматриваемой диаграмме таким событиям соответствуют пунктирные наклонные линии (на рис. 6.16,*а* они изображены частично), поэтому для определения эффекта от всех нейтронов с некоторой энергией E необходимо иметь возможность из получаемой суммы отсчетов в каналах автоматически исключать нейтроны других энергий.

Можно убедиться, что такой автоматизм заложен в корреляционном методе. На рис. 6.16, *в* отложены отсчеты в каналах временно́го анализатора, полученные за длительное время. Временно́й анализатор запускается, как уже отмечалось, 1 раз за цикл псевдослучайной последовательности импульсов. Естественно, что снимаемое с временно́го анализатора распределение не соответствует непосредственно измеряемому спектру. Получаемая информация требует обработки, которая ведется в соответствии с выражением (6.9). Для рассматриваемого конкретного случая определения числа зарегистрированных нейтронов n_E с энергией E можно записать сумму, раскрывая значение Z_{j-k} в соответствии с последовательностью, изображенной на оси *а*, и беря C_j из распределения, представленного кривой *в*,

$$n_E = (+1)C_1 + (-1)C_2 + (-1)C_3 + (-1)C_4 +$$
$$+ (+1)C_5 + (+1)C_6 + (-1)C_7 + \ldots;$$

$$n_E = (C_1 + C_5 + C_6 + \ldots) - (C_2 + C_3 + C_4 + \ldots)$$

или

$$n_E = \sum C_n - \sum C_m,$$

где C_n соответствует отсчетам в каналах анализатора, которые совпадают во времени со сдвинутыми на $K\Delta\tau$ модулирующими импульсами псевдослучайной последовательности (нетрудно увидеть, что в этих каналах будут зарегистрированы как нейтроны с энергией E, так и нейтроны других энергий); C_m соответствует отсчетам в тех каналах, где регистрируются нейтроны с энергией, не равной E, поскольку для этих каналов в интервале $\Delta\tau$, отстоящем на время $K\Delta\tau$, нейтронный пучок перекрыт (см. ось *а* на рис. 6.16).

Таким образом, рассматриваемая обработка, состоящая в умножении показаний анализатора на сдвинутую псевдослучайную функцию и суммировании результатов, включает указанный выше необходимый автоматизм исключения отсчетов, соответствующих нейтронам, пролетное время которых не равно $K\Delta\tau$.

Для получения полного временно́го спектра аналогичные вычисления выполняют для всех энергий нейтронов, последовательно сдвигая начало псевдослучайного цуга импульсов на $\Delta\tau$.

Из изложенного выше видно, что в корреляционном методе для получения отдельной точки исследуемого спектра используются данные, накопленные во всех каналах временно́го анализатора, измеряющего первичный спектр. Поэтому погрешности в определении исследуемого спектра будут зависеть от точности измерения первичного спектра во всех каналах. Анализ погрешностей показывает, что среднее квадратическое отклонение ширины каналов временно́го анализатора должно быть меньше примерно в корень из числа каналов требуемого среднего квадратического отклонения ординат измеряемого спектра. Поэтому для обеспечения проектной точности в измеряемом спектре дифференциальная нелинейность временно́го анализатора должна быть порядка нескольких сотых процента. Таким образом, к кодировщику временно́го анализатора предъявляются весьма высокие требования.

6.6.2. ГЕНЕРИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

Корреляционные нейтронные спектрометры, так же как и обычные спектрометры по времени пролета, могут быть основаны на прерывании постоянного нейтронного потока реакторов или создании нейтронных импульсов бомбардировкой соответствующих мишеней на ускорителях. Возможны также комбинированные методы, в которых сравнительно длительный нейтронный импульс, получаемый на импульсно работающем реакторе или ускорителе, подвергается дополнительной псевдослучайной модуляции.

Независимо от типа нейтронного источника и способов модуляции нейтронного потока практически всегда необходимо иметь псевдослучайную последовательность электрических импульсов. Такая последовательность необходима для управления модулято-

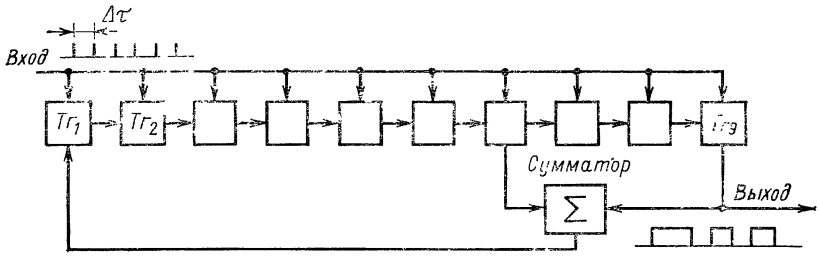


Рис. 6.17. Генератор псевдослучайной последовательности на сдвиговом регистре

рами или прерывателями нейтронных источников и вычислительными устройствами — корреляторами, обрабатывающими результаты измерений.

Для получения псевдослучайной последовательности импульсов обычно используют электронные генераторы, выполненные на сдвиговом регистре. В таком устройстве осуществляется операция, аналогичная делению единицы на неприводимый полином некоторой степени d.

Сдвиговый регистр аналогичен по своему действию разомкнутой кольцевой пересчетной схеме (рис. 6.17). Он выполняется из d триггеров, каждый из которых может принимать два состояния: 0 или 1. Введенная в регистр каким-либо способом информация продвигается слева направо под воздействием тактовых импульсов.

В генераторе псевдослучайной последовательности выходы двух триггеров в конце регистра связаны с сумматором по модулю 2, с выхода которого обратная связь замыкается на вход регистра. Сумматор подключают к определенным выходам триггеров; его действие описывается следующими логическими операциями $0+0=0$; $1+1=0$; $1+0=1$; $0+1=1$.

Псевдослучайная последовательность импульсов в виде циклического кода снимается с одного из триггеров регистра, например с последнего. Если период тактовой серии равен $\Delta\tau$, то цикл последовательности T содержит n этих периодов $n=(2^d-1)$.

Таким образом, длительность цикла псевдослучайной последовательности определяется числом ячеек сдвигающего регистра. В цикле, получаемом на выходе схемы рис. 6.17, укладываются 1023 интервала.

Импульсы генератора псевдослучайной последовательности имеют прямоугольную форму; они могут непосредственно использоваться, например, для модуляции ускорителя. После усиления ими можно управлять системой, отклоняющей пучок электростатического ускорителя, или поджигать дугу циклотрона.

В том случае, когда псевдослучайная последовательность импульсов необходима для вычисления взаимно корреляционной функции, используется такой же генератор, но период управляющей серии, который определяет элементарный интервал $\Delta\tau$, уста-

навливается обычно другой. Он задается вычислительным устройством, на котором ведется обработка.

Псевдослучайную последовательность электрических импульсов с небольшой длиной кодов можно получить и при помощи линий задержки. Такой генератор сравнительно прост; его рационально применять для создания последовательностей с малыми (меньше 10^{-7} с) элементарными интервалами, а также для формирования импульсов больших амплитуд, управляющих, например, модулятором пучка ускорителя.

В корреляционных нейтронных спектрометрах с механическими прерывателями псевдослучайная модуляция нейтронного потока осуществляется вращающимися заслонками. В одном из вариантов такого спектрометра ротор прерывателя выполнен в виде массивного цилиндра, по краю которого сделаны радиальные щели. Положение этих щелей и их ширина соответствуют циклу псевдослучайного распределения. При вращении ротора коллимированный нейтронный пучок либо свободно проходит через щели, либо поглощается и рассеивается массой диска.

В другом варианте спектрометра прерыватель выполнен в виде тонкого диска из алюминиевого сплава ($AlMg_7$) диаметром 0,5 м, по периферии которого наклеены пластинки Cd_2O_3, сильно поглощающие нейтроны. Ширина этих пластинок и их расположение также соответствуют псевдослучайному распределению.

Механические прерыватели — сложные и дорогостоящие устройства. Они требуют высокой точности изготовления и наличия специальных следящих устройств для поддержания стабильной скорости вращения. Поэтому вполне естественно, что ведутся поиски других методов модуляции нейтронного пучка, лишенных указанных недостатков.

Принцип импульсного поворота спина поляризованных нейтронов с успехом был использован в нейтронном корреляционном спектрометре по времени пролета. Прерыватель такого спектрометра состоит из двух намагниченных монокристаллов C_0 (8 % Fe), между которыми установлена высокочастотная катушка. Монохроматический пучок нейтронов отражается первым кристаллом — поляризатором и, пройдя через катушку, падает на второй кристалл — анализатор. В том случае, когда через катушку не течет высокочастотный ток, нейтронный пучок отражается от монокристалла-анализатора и падает на образец. При подаче высокочастотного поля поляризация нейтронов изменяется и пучок не достигает образца.

В описываемом прерывателе создается переменное магнитное поле с частотой 1 МГц. Электронная система питания высокочастотного контура, в который входит катушка прерывателя, обеспечивает быстрое нарастание поля за время 2 мкс.

Другой тип прерывателя основан на способе модуляции нейтронного пучка, дифрагирующего на магнитном кристалле. Здесь используется чисто магнитное отражение нейтронов от кристалла литиевого феррита, намагничиваемого импульсными полями примерно 2 кЭ. Длительность нейтронных импульсов составляет 10—15 мкс при времени нарастания и спада 3 мкс. Полученное максимальное соотношение эффект — фон достигает 25.

Нейтронные прерыватели, управляемые высокочастотными или импульсными магнитными полями, удобно согласовывать с аппаратурой корреляционного

спектрометра. Псевдослучайная последовательность импульсов используется для непосредственного управления генераторами тока, питающими катушки магнитных систем, а генератор псевдослучайной последовательности управляется времязадающей серией кодировщика временного анализатора или ЭВМ.

Отсутствие вращающихся масс и простота включения прерывателей с магнитным управлением в схему корреляционного спектрометра делают эти приборы весьма перспективными.

Для ряда задач корреляционный метод имеет преимущества и в спектрометрах на ускорителях. Модуляцию тока ускорителей удобно вести по ионному источнику. В этом случае требуются сравнительно небольшие мощности и для повышения эффективности может быть использован метод группировки ионов полем высокой частоты, приложенным в направлении пучка.

Для некоторых исследований, в частности при изучении неупругого рассеяния нейтронов, высокой эффективностью обладает комбинация импульсного нейтронного источника и корреляционного прерывателя. Спектрометр такого типа был создан на импульсном реакторе Объединенного института ядерных исследований в Дубне.

6.6.3. АНАЛИЗАТОРЫ И СИСТЕМЫ С ЭВМ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СПЕКТРОМЕТРОВ

Если в корреляционном спектрометре требуется сравнительно небольшое число каналов, не более нескольких десятков, то можно применять анализаторы с индивидуальными регистраторами в каналах. Структурная схема такого анализатора изображена на рис. 6.18,*а*. Принцип действия анализатора состоит в следующем. Псевдослучайной последовательностью импульсов Z_j управляется исследуемая система. В случае нейтронного спектрометра этими импульсами модулируется нейтронный источник. Эта же последо-

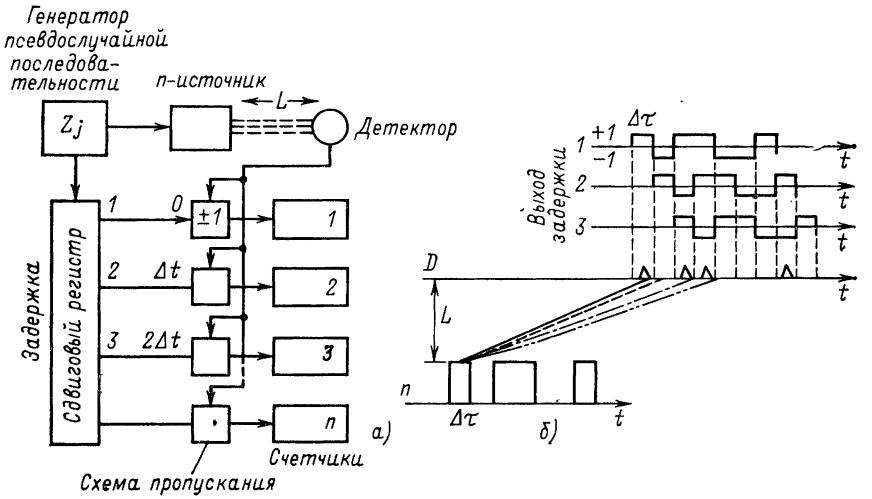


Рис. 6.18. Структурная схема *(а)* и временные диаграммы работы *(б)* корреляционного анализатора с индивидуальными регистраторами в каналах

вательность поступает на устройство дискретной задержки. Последняя может быть выполнена в виде сдвигового регистра.

С выхода нейтронного детектора импульсы поступают на схемы пропускания и реверсивные счетчики. На управляющие входы тех же схем пропускания приходят задержанные импульсы псевдослучайной последовательности. Первый счетчик будет регистрировать импульсы детектора, для которых задержка $t_з=0$, на остальные схемы пропускания псевдослучайная последовательность импульсов поступает с задержкой $\Delta\tau$, $2\Delta\tau$, ..., $n\Delta\tau$. Счетчики в этих каналах будут регистрировать сигналы детектора в интервалах, задержанных соответственно на $\Delta\tau$, $2\Delta\tau$, $(n-1)\Delta\tau$.

В зависимости от знака ($\pm$) импульсов псевдослучайной последовательности в счетчик канала добавляются или из него вычитаются импульсы детектора.

Работа корреляционного анализатора поясняется временными диаграммами (рис 6.18,*б*). Здесь по оси n отложены нейтронные импульсы, а по оси D, отстоящей от оси нейтронных импульсов на расстояние L (пролетная база), — импульсы детектора. На осях 1, 2, 3 ... изображены сдвинутые последовательности псевдослучайных импульсов.

Рассматриваемая система удобна тем, что измеряемое временно́е распределение снимается непосредственно с канальных счетчиков и не требуется дополнительная математическая обработка. Однако при большом числе каналов такая система получается очень громоздкой; кроме того, ее трудно связать с ферритовым ЗУ. Поэтому в многоканальных корреляционных спектрометрах, рассчитанных на сотни и тысячи каналов, измерения ведут, как это уже отмечалось, в два этапа. Сначала регистрируется временно́е распределение, так же как это делается в обычных нейтронных спектрометрах, а затем по полученным данным вычисляется временной спектр. Второй этап можно выполнять как программно на ЭВМ, так и аппаратно, вводя дополнительные устройства во временны́е анализаторы. Последний способ иногда бывает предпочтительней, так как он позволяет непосредственно во время эксперимента получать окончательные результаты.

В качестве примера на рис. 6.19 приведена схема корреляционного нейтронного спектрометра с механическим прерывателем. Прерыватель формирует две псевдослучайные последовательности нейтронных импульсов. С помощью установленной на диске прерывателя тонкой магнитной пластинки в двух магнитных головках получают импульсы, которыми запускают два временны́х анализатора на 1024 канала. Анализаторы имеют общий времязадающий генератор; на них поступают сигналы от одного детектора, установленного в конце пролетной базы. Каждый анализатор накапливает информацию, получаемую при модуляции пучка в течение полуоборота диска.

В рассматриваемом спектрометре необходимо с высокой точностью поддерживать скорость вращения прерывателя. В противном случае затрудняется обработка накопленной информации. Стабильность скорости вращения ротора обеспечивается синхронным мотором, питаемым через трехфазный усилитель от высокочастотного генератора с кварцевой стабилизацией. Для разгона прерывате-

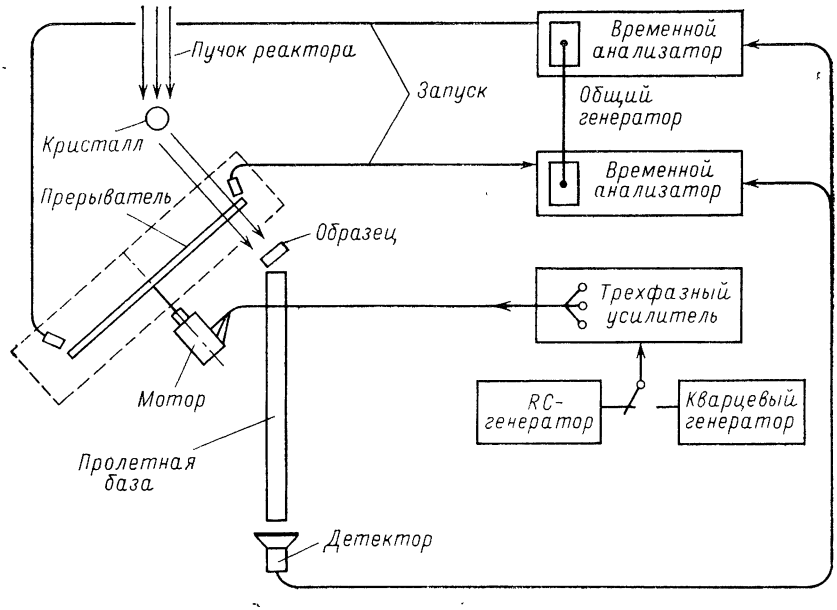


Рис. 6.19. Корреляционный нейтронный спектрометр с механическим прерывателем

ля используется обычный *RC*-генератор. В такой системе нестабильность числа оборотов меньше, чем 10^{-4}, что вполне достаточно для прерывателя, создающего временну́ю последовательность с длиной кода

$$n = (2^d - 1) = 127.$$

Накапливаемая во временны́х анализаторах спектрометра информация после окончания измерений обрабатывается на ЭВМ. При этом для определения корреляционной функции используется закон псевдостатической последовательности, по которому выполнен прерыватель.

Большими возможностями обладает электронная система корреляционного спектрометра, схема которого приведена на рис. 6.20. В этом спектрометре применен прерыватель, основанный на импульсном повороте спина поляризованных нейтронов. Для управления им с помощью схемы сдвигового регистра формируется псевдослучайная последовательность импульсов. Нейтронный пучок после прохождения прерывателя рассеивается исследуемым образцом S и в конце пролетной базы L регистрируется детектором $Д$. Импульсы детектора суммируются в 256 каналах 512-канального временно́го анализатора. При этом на кодировщик анализатора поступает та же времязадающая серия, что и на сдвиговый регистр. После набора достаточного числа событий в каналах анализатора производится вычисление корреляционной функции. Для этого в анализаторе предусмотрена схема коррелятора, который управляется, так же как и прерыватель, импульсами псевдослучайной последовательности, снимаемыми со сдвигового регистра. Резуль-

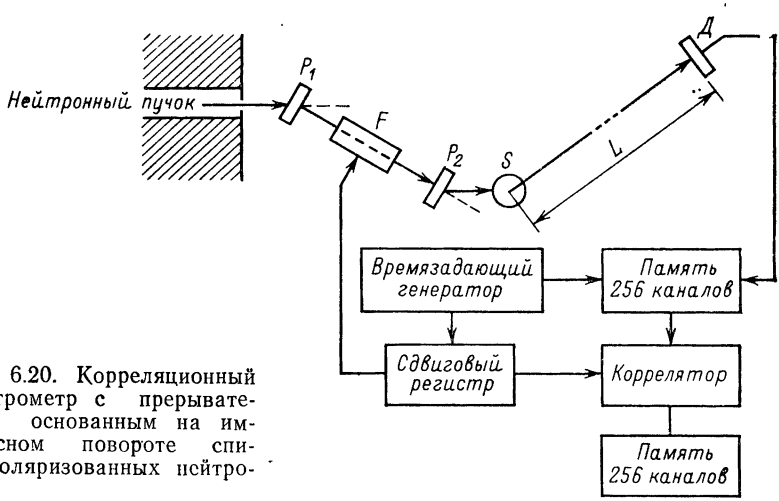


Рис. 6.20. Корреляционный спектрометр с прерывателем, основанным на импульсном повороте спина поляризованных нейтронов

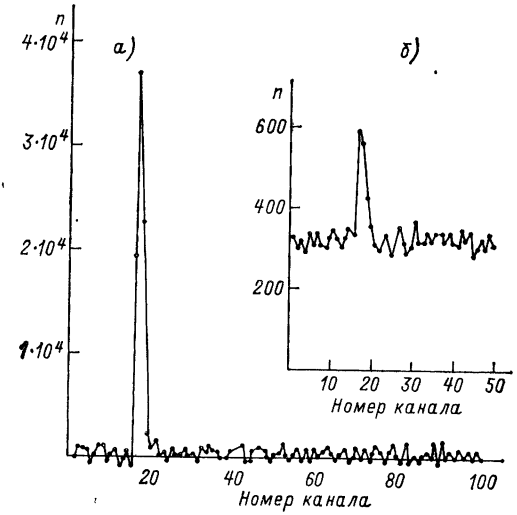


Рис. 6.21. Спектры монохроматических нейтронов, полученные корреляционным (*а*) и классическим времяпролетным (*б*) методами

тат каждого вычисления последовательно запоминается в 256 каналах второй половины устройства памяти. Вся процедура вычислений занимает 3 с. Удобно, что накапливаемая в первой половине устройства памяти информация сохраняется. Поэтому в процессе эксперимента можно следить за ходом измерений, периодически обрабатывая информацию.

Преимущества корреляционного спектрометра по сравнению с классическим времяпролетным иллюстрируется рис. 6.21, на котором представлены спектры монохроматических нейтронов, измеренных в присутствии 56 % фона обоими методами на рассмотренном спектрометре с прерывателем, основаном на импульсном повороте спина поляризованных нейтронов. В корреляционных измерениях (рис. 6.21,*а*) влияние фона незначительно, в то время как в обычных времяпролетных измерениях (рис. 6.21,*б*) составляющая фона в спектре велика.

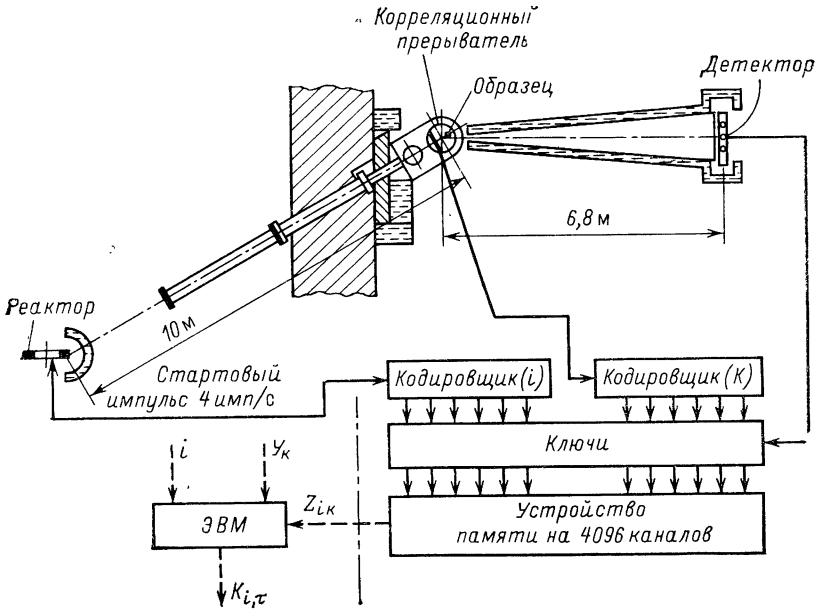


Рис. 6.22. Корреляционный спектрометр для измерения двумерных спектров рассеяния

В корреляционных спектрометрах для проведения многомерных измерений, так же как и в классических системах по времени пролета, используют несколько кодировщиков. Структурная схема устройства, рассчитанного для измерений двумерных спектров рассеяния, приведена на рис. 6.22. В этом спектрометре нейтроны генерируются импульсным реактором; вблизи образца расположен механический корреляционный прерыватель; протяженности пролетных баз реактор — образец и образец — детектор — соответственно 10 и 6,8 м.

Используются два временны́х кодировщика. Первый запускается одновременно с нейтронным импульсом реактора; второй привязан к корреляционному механическому прерывателю. Импульс детектора открывает ключи, пропускающие коды в 4096-канальное устройство памяти. Дальнейшая обработка информации ведется с помощью ЭВМ.

В корреляционных спектрометрах по времени пролета вычислительные машины применяют не только для обработки информации, накопленной в анализаторах, но и для непосредственного включения в эксперимент. В этом случае ЭВМ работает в так называемом режиме «в линию» (см. гл. 7).

Глава 7

Автоматизация измерений с помощью ЭВМ и программно-управляемых модульных систем

§ 7.1. АВТОМАТИЗАЦИЯ В ФИЗИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЯХ

Многие эксперименты ядерной физики характеризуются значительным объемом перерабатываемой информации. В спектрометрических установках на ускорителях и реакторах объем информации достигает 10^9 бит, при этом одновременно поступает большое число многоразрядных кодов. Как правило, требуется быстро вести обработку результатов измерений, а во многих случаях необходимо контролировать ход эксперимента. Поэтому для решения таких сложных комплексных задач применяют ЭВМ.

Сначала для этого использовали универсальные ЭВМ первого и второго поколения, построенные на лампах и транзисторах. Они были недостаточно надежны и дороги. Универсальные ЭВМ при включении в линию с экспериментом обладают известной избыточностью: их арифметические возможности, как правило, используются незначительно и в то же время они не всегда имеют необходимое быстродействие, часто отсутствует прямой доступ к памяти, недостаточно развита система прерывания. Поэтому в большинстве случаев использовать такие ЭВМ для автоматизации физических исследований нерационально.

Наибольшее распространение в экспериментальной ядерной физике получили малые или мини-ЭВМ третьего и четвертого поколений, выполненные на интегральных схемах и микропроцессорах. Эти машины разработаны специально для автоматизации научных исследований и управления производственными процессами. Важнейшее преимущество систем, построенных на базе мини-ЭВМ, состоит в программном управлении экспериментом, что расширяет экспериментальные возможности и делает систему более универсальной.

Широкое применение мини-ЭВМ в ядерных исследованиях в значительной степени стимулировало стандартизацию электронной аппаратуры; создано несколько программно-управляемых модульных систем, таких как КАМАК, ВЕКТОР и др. В этих системах стандартизованы основные конструктивные и электрические параметры. Системы рассчитаны на совместную работу с ЭВМ и на автономную работу, причем в последнем случае они также программно-управляемые.

Доступность автоматизированных систем и их возможности значительно расширились с появлением микропроцессоров — программно-управляемых больших интегральных схем. На базе микропроцессоров выпускаются недорогие микро-ЭВМ, мало уступающие по своим функциям мини-ЭВМ. На них выполняются интеллектуальные контроллеры — управляющие блоки в системе КАМАК. На

микропроцессорах строят также автономные управляющие устройства и системы для сбора информации на низком уровне с последующей передачей данных на ЭВМ более высокого уровня. Вообще иерархические многоуровневые системы с микропроцессорами, программно-управляемыми модульными устройствами и ЭВМ разного типа, значительно расширяют возможности ядерных исследований, обеспечивают сбор и обработку больших потоков информации.

§ 7.2. МИНИ-ЭВМ В ФИЗИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ

7.2.1. СТРУКТУРА И ХАРАКТЕРИСТИКИ МИНИ-ЭВМ

Мини-ЭВМ в отличие от больших универсальных машин имеют сравнительно ограниченные возможности арифметического устройства при наличии достаточно развитой оперативной памяти (емкостью от 4 до 64 К и более 12—16-разрядных слов). Они отличаются высоким быстродействием (время обращения к памяти примерно 1 мкс), развитой системой каналов обмена, обеспечивающих ввод информации и управляющих программ, а также связью с внешними устройствами.

Мини-ЭВМ — небольших размеров и выполнены в виде настольных приборов или блоков, размещаемых в стойке.

Обобщенная структурная схема мини-ЭВМ приведена на рис. 7.1. Основные функции, выполняемые мини-ЭВМ, распределены между ее узлами следующим образом: 1) ввод информации и программ осуществляется через программно-управляемый канал и канал прямого доступа; 2) информация и рабочие программы хранятся в устройстве оперативной памяти; 3) арифметические действия и управление основными процессами выполняются процессором; 4) вывод информации, ввод носителей программ и ручное управление осуществляются с помощью внешних устройств. В качестве последних применяют телетайпы, устройства ввода перфолент, перфокарт, магнитные диски, ленточные магнитофоны и др.

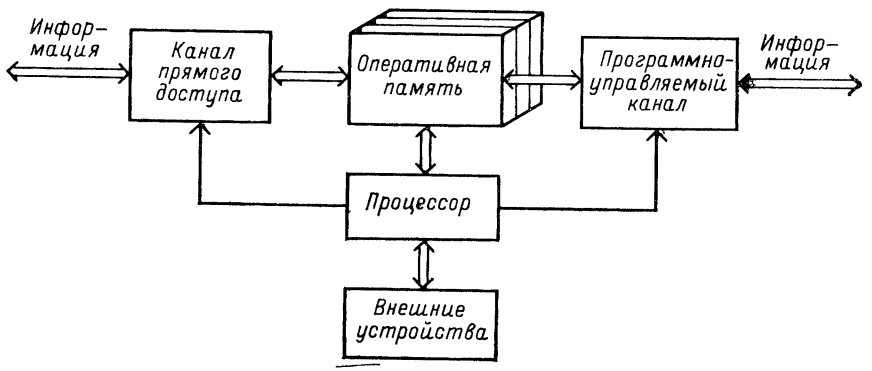


Рис. 7.1. Обобщенная структурная схема мини-ЭВМ

Наличие канала прямого доступа в оперативную память машины типично для мини-ЭВМ. Канал прямого доступа позволяет вводить в память ЭВМ информацию непрерывно — массивами чисел или прерывисто — в старт-стопном режиме. При этом скорость ввода одного числа значительно выше, чем в случае программно-управляемого канала, и определяется, как правило, временем обращения к памяти и в современных мини-ЭВМ не превышает 1 мкс. Поэтому машины с каналами прямого доступа к памяти удобно использовать в многомерных спектрометричекских установках, оперирующих со значительными потоками информации.

Для мини-ЭВМ характерно также применение системы прерывания, которой обеспечивается более эффективная работа процессора и машины в целом. В режиме прерывания останавливается работа процессора по текущей программе и выполняется более срочная операция, например записываются данные в выделенную область памяти. В это время управление ведется программой обработки прерывания. После ввода данных процессор продолжает выполнять прерванную работу. Режим прерывания удобен при обслуживании машиной экспериментальной установки. Он обеспечивает сравнительно быстрый прием информации, когда она поступает от установки, и обработку данных в остальное время в процессе эксперимента.

Рассмотренная структурная схема мини-ЭВМ (рис. 7.1) относится к классическому радиальному типу. В данном случае процессор связан радиальными каналами с оперативной памятью и внешними устройствами.

Мини-ЭВМ с магистральной структурой каналов имеют следующие преимущества. В них на одну магистраль объединяют, например, несколько оперативных ЗУ, а на другую — устройства ввода—вывода. Такая структура обеспечивает более высокую скорость сбора и обработки данных.

Наиболее перспективны мини-ЭВМ с общим магистральным каналом (рис. 7.2). В такой машине имеется общая многопроводная магистраль, называемая часто юнибас (unibus). Она состоит из шин передачи данных, адреса и нескольких служебных сигналов. К магистрали подключен центральный процессор, блоки оперативных ЗУ и регистры внешних устройств ввода—вывода. При такой структуре регистры внешних устройств рассматриваются как

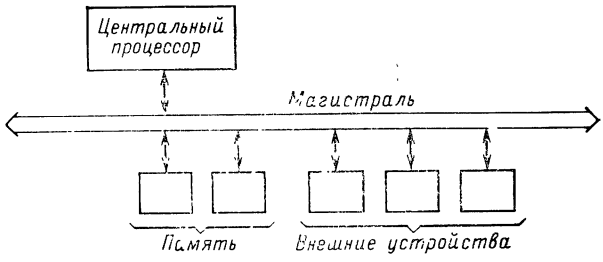


Рис. 7.2. Мини-ЭВМ с общим магистральным каналом

ячейки памяти, и центральный процессор может к ним свободно обращаться. Магистральная ЭВМ выполняется из модулей, которые подключаются к общим шинам. Набор этих модулей может изменяться в зависимости от типа решаемых задач.

7.2.2. ВКЛЮЧЕНИЕ МИНИ-ЭВМ В ЛИНИЮ С ЭКСПЕРИМЕНТОМ

Сравнивая структурную схему мини-ЭВМ (рис. 7.1) со схемой многоканального анализатора (рис. 4.44 или 5.23), нетрудно заметить, что они имеют много общего. Действительно, в анализаторах также имеются устройство памяти, арифметическое устройство и устройство ввода—вывода информации. Анализатор фактически является узкоспециализированной ЭВМ, выполняющей сортировку событий по определенным признакам и их суммирование.

Чтобы мини-ЭВМ превратить в анализатор, ее необходимо снабдить устройством, измеряющим и сортирующим поступающую информацию, — кодировщиком, кроме того, надо запрограммировать работу ЭВМ так, чтобы шло поканальное суммирование, т. е. чтобы происходило добавление $+1$ по всем адресам отведенного участка оперативной памяти.

Режим работы ЭВМ программируется, поэтому возможности систем с ЭВМ значительно шире, чем у простого анализатора с «зашитой» программой. Такая система помимо измерения спектра может обрабатывать результаты, вычислять определенные параметры и управлять процессом измерения. Таким образом, системы, выполненные на базе мини-ЭВМ, более универсальны и обладают большими оперативными и вычислительными возможностями по сравнению со специализированными приборами. Упрощенная схема включения мини-ЭВМ в линию с экспериментом приведена на рис. 7.3. Информация, поступающая от различных детекторов экспериментальной установки, после усиления и соответствующей аналоговой обработки кодируется. Для этого применяют кодировщики амплитуд импульсов ($A \rightarrow$код), интервалов ($t \rightarrow$код), номера детектора и др.; в более сложных задачах используют многопараметрические кодировщики.

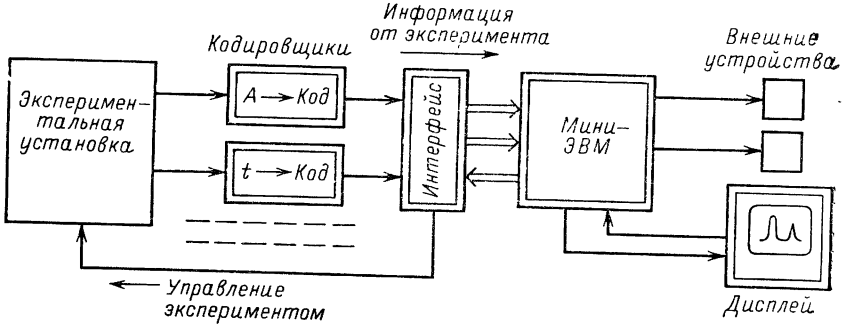


Рис. 7.3. Схема включения мини-ЭВМ в линию с экспериментом

Закодированная информация подается в ЭВМ через специальное согласующее устройство связи, называемое интерфейсом. Это устройство обеспечивает ввод кодов в те моменты времени, когда ЭВМ готова их принять. В зависимости от числа разрядов кодов и разрядности ЭВМ ввод осуществляется целиком или по частям. Функции интерфейса могут выполнять специальные узлы ЭВМ или внешняя аппаратура. Как уже отмечалось, ЭВМ может не только накапливать и обрабатывать поступающую информацию, но и управлять экспериментом, например выдавать команду на смену детекторов или исследуемых образцов, подстраивать источники питания детекторов, переключать коэффициент усиления и др. Управление также осуществляется через интерфейс.

В комплект мини-ЭВМ входит ограниченное число внешних устройств для вывода результатов. В минимальной конфигурации оно часто ограничено телетайпом, перфоратором и перфосчитывателем. Для большей оперативности работающую на линии с экспериментом ЭВМ оборудуют устройством, визуально представляющим результаты измерений в цифровом и аналоговом виде, — дисплеем. В основном дисплеи выполняют на электронно-лучевых трубках; начинают внедрять системы с плоскими экранами — в виде полупроводниковых и газоразрядных панелей. Дисплеи часто оборудуют световым карандашом (см. § 6.3), расширяющим возможности работы ЭВМ в диалоговом режиме.

Были рассмотрены обобщенная и упрощенная схемы использования ЭВМ на линии с экспериментом. В зависимости от решаемых задач и типа используемой машины возможны различные варианты этой схемы. Примеры включения мини-ЭВМ в линию с экспериментом для решения конкретных физических задач будут приведены после рассмотрения программно-управляемых модульных систем, рассчитанных на совместную работу с вычислительными машинами.

§ 7.3. ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЕ МОДУЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

7.3.1. МОДУЛЬНАЯ АППАРАТУРА И СИСТЕМА КАМАК

В состав экспериментальных установок ядерной физики входит большое количество электронной аппаратуры и вычислительной техники. Особенно насыщены аппаратурой крупные исследовательские лаборатории на ускорителях и реакторах, где значительные рабочие площади заняты приборами.

Обычно для решения отдельной физической задачи требуется определенный набор различных электронных устройств, состав которых изменяется при расширении или изменении тематики исследований. Всю аппаратуру для ядерных исследований можно разделить на некоторые функциональные устройства, выполняющие определенные операции, например усилители, дискриминаторы, кодировщики и т. д. Поэтому давно уже стремятся к стандартизации

однотипной аппаратуры. Ее выполняют в виде отдельных устройств — модулей, из которых составляют необходимые конфигурации различных установок. Стандарты, определяющие конструктивы, соединения и электрические параметры модульной аппаратуры создавались международными организациями и крупными лабораториями. Довольно широкое распространение получил стандарт NIM (Nuclear Instrument Modul). Этот стандарт рассчитан в основном на аналоговую и аналого-цифровую аппаратуру, имеющую, как правило, автономное ручное управление.

Широкое внедрение вычислительной техники в экспериментальные исследования и переход на интегральные схемы обусловили разработку стандартов новых программно-управляемых модульных систем. В 1968 г. был предложен стандарт системы КАМАК (CAMAC — условное название, иногда расшифровывается как Computer Application Measurements and Control). Основные особенности этой системы состоят в том, что, во-первых, она рассчитана на передачу данных в ЭВМ, а также на обработку внутри системы цифровой информации, поступающей от аналого-цифровых преобразователей в основном в виде параллельных кодов, во-вторых, система управляется по программе от ЭВМ или от внутренних управляющих устройств

Стандарт КАМАК получил широкое распространение. На его основе выполняют не только цифровые и аналого-цифровые устройства, но и аналоговую аппаратуру. Известны варианты системы КАМАК, например система ВЕКТОР. Большая гибкость системы КАМАК и возможность ее дальнейшего развития заложены в самом стандарте. В системе КАМАК строго стандартизованы: основные конструктивы, соединительные разъемы, распределение контактов, назначение соединительных шин, напряжения основных источников питания, уровни входных и выходных сигналов и их основные временны́е соотношения. Не стандартизованы возможные схемотехнические решения отдельных модулей. Благодаря этому можно применять очень большое число разнообразных модулей и создавать из них всевозможные конфигурации систем, предназначенных для решения различных задач.

Всегда ли следует применять систему КАМАК в экспериментальной практике? Эта система обладает большими возможностями, однако они не всегда могут быть использованы, и часто выполненные в стандарте КАМАК устройства обладают большой избыточностью. Особенно это относится к типовым приборам узкого назначения. В целом же программно-управляемая модульная система КАМАК является важным этапом в развитии атомного приборостроения и автоматизации физического эксперимента, и ее следует широко внедрять в лабораторной практике.

7.3.2. ОРГАНИЗАЦИЯ КАРКАСА

Аппаратура в системе КАМАК выполняется в виде модулей (плат) с печатным монтажом, устанавливаемых в каркасе, называемом также крейтом или секцией (рис. 7.4). Отдельный каркас

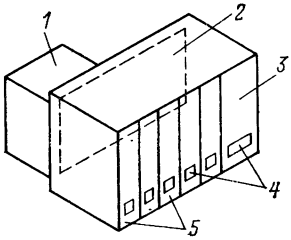


Рис. 7.4. Каркас (крейт) для установки модульных плат:
1 — блок питания; *2* — магистраль; *3* — контроллер; *4* — разъемы для ЭВМ; *5* — функциональные модули

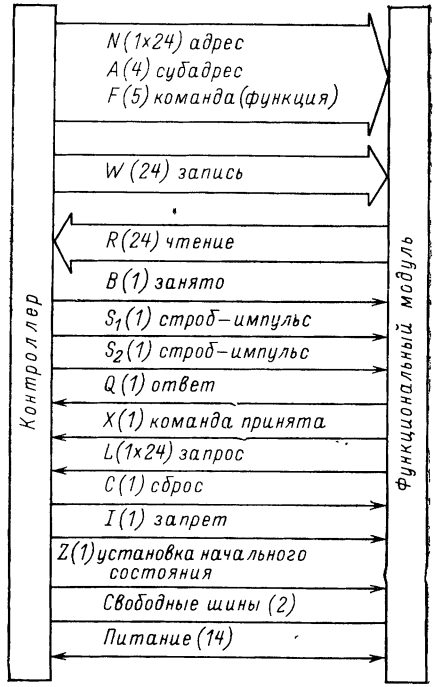


Рис. 7.6. Назначение шин магистрали

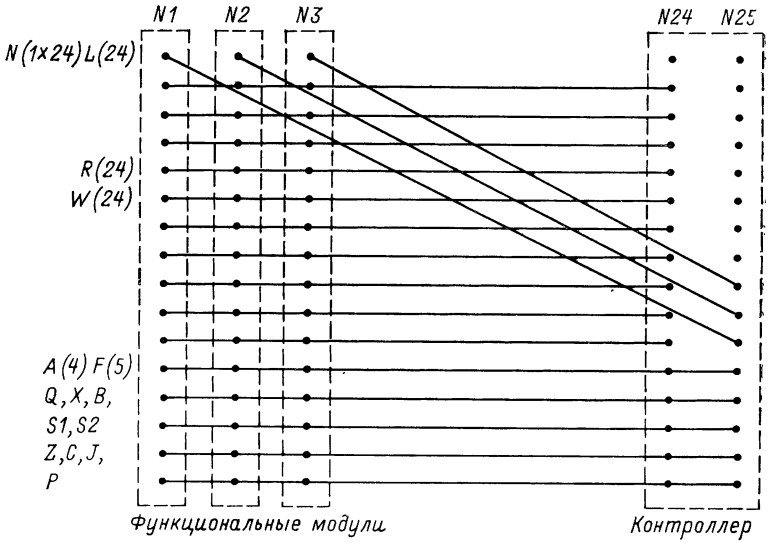


Рис. 7.5. Структура магистрали

рассчитан на установку до 25 модулей минимальной ширины. Возможна установка меньшего числа модулей большей ширины.

В зависимости от выполняемой работы модули делятся на функциональные и управляющие. Первые предназначены для выполнения определенных операций, это регистры, счетчики, кодировщики и т. д. Вторые — контроллеры — служат для управления функциональными модулями и для связи с ЭВМ.

Посадочные гнезда в крейте, в которые вставляют блоки, называют станциями. В крейте за контроллерами закреплены две первые станции. Остальные станции равноценны, и в них можно вставлять любые функциональные блоки. Контакты разъемов всех станций соединяют с шинами магистрали, расположенной в задней части крейта (рис. 7.5). Там же устанавливают выносной модуль питания. Часть шин магистрали предназначена для передачи питания на модули крейта. Основная масса шин служит для управления модулями и передачи информации.

Назначение отдельных групп шин магистрали определяется логикой взаимодействия модулей в каркасе (рис. 7.6). Управляющий модуль — контроллер может обращаться к любому функциональному модулю, расположенному в каркасе. При этом внутри функционального модуля может быть размещено до 16 функциональных узлов (любой узел можно запрашивать). Для осуществления этих операций имеются 24 радиальные адресные шины N, соединяющие станции контроллеров с каждой из станций функциональных модулей. Выбор номера соответствующего функционального узла в модуле ведется кодом, поступающим по четырем параллельным шинам субадреса A. Обращение к модулю и соответствующему функциональному узлу сопровождается командой на выполнение определенной операции (чтение, сброс и т. п.). В системе предусмотрены 32 стандартные команды. Некоторые из них приведены в табл. 7.1. Команды операций передаются пятиразрядным кодом по пяти параллельным шинам команд.

Каждый функциональный модуль может запрашивать контроллер для обслуживания. Для этого предусмотрены 24 радиальные шины запроса L (Look at me), называемые обычно «флажок».

Передача информации от контроллера к модулям и от модулей к контроллеру ведется 24-разрядными параллельными кодами. Для этого имеются две группы параллельных шин, соединенных с соответствующими контактами разъемов всех станций. По шинам чтения R (Read) закодированная информация поступает от функциональных модулей в контроллер, по шинам записи W (Write) информация передается от контроллеров к функциональным модулям. В крейте предусмотрена также передача служебных сигналов, таких как строб-импульсы, импульсы установки в исходное состояние и т. д. Они поступают по группе сквозных шин на все блоки.

В системе КАМАК строго определены основные временные соотношения. На рис. 7.7 приведена последовательность сигналов в период командной операции в линии связи. Заштрихованные об-

Таблица 7.1. **Коды операций в стандарте КАМАК**

Номер кода	Операция	Код	Примечание
0	Чтение регистра 1-й группы	0 0 0 0 0	Операции, использующие шины *R*
1	Чтение регистра 2-й группы	0 0 0 0 1	
2	Чтение и сброс регистра 1 группы	0 0 0 1 0	
3	Чтение в обратном коде с регистра 1-й группы	0 0 0 1 1	
4	Нестандартная	0 0 1 0 0	
5	Резервная	0 0 1 0 1	
6	Нестандартная	0 0 1 1 0	
7	Резервная	0 0 1 1 1	
8	Проверка запроса	0 1 0 0 0	Операции, не использующие шины *R* и *W*
9	Сброс регистра 1-й группы	0 1 0 0 1	
10	Сброс сигнала запроса	0 1 0 1 0	
11	Сброс регистра 2-й группы	0 1 0 1 1	
12	Нестандартная	0 1 1 0 0	
13	Резервная	0 1 1 0 1	
14	Нестандартная	0 1 1 1 0	
15	Резервная	0 1 1 1 1	
16	Запись в регистр 1-й группы	1 0 0 0 0	Операции, использующие шины *W*
17	Запись в регистр 2-й группы	1 0 0 0 1	
18	Селективная запись в регистр 1-й группы	1 0 0 1 0	
19	Селективная запись в регистр 2-й группы	1 0 0 1 1	
20	Нестандартная	1 0 1 0 0	
21	Селективный сброс регистра 1-й группы	1 0 1 0 1	
22	Нестандартная	1 0 1 1 0	
23	Селективный сброс регистра 2-й группы	1 0 1 1 1	
24	Блокировка	1 1 0 0 0	Операции, не использующие шины *R* и *W*
25	Исполнение	1 1 0 0 1	
26	Снятие блокировки	1 1 0 1 0	
27	Проверка состояния	1 1 0 1 1	
28	Нестандартная	1 1 1 0 0	
29	Резервная	1 1 1 0 1	
30	Нестандартная	1 1 1 1 0	
31	Резервная	1 1 1 1 1	

ласти соответствуют допускам на время нарастания и спада. Передача информации и ее изменение производятся в определенные интервалы времени, соответствующие стробируемым импульсам. Контроллер генерирует последовательно два стробирующих импульса S_1 и S_2. Действия, связанные с поступлением информации, начинаются в момент S_1; действия, связанные с изменением состояний сигналов на шинах записи (W) и чтения (R), таймируются вторым стробом S_2. Время выполнения основных командных операций составляет 1 мкс.

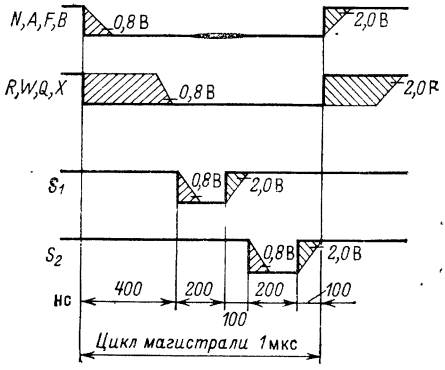


Рис. 7.7. Последовательность и длительности сигналов в линии связи в период командной операции

7.3.3. СТРУКТУРА МОДУЛЕЙ

Возможные технические решения внутри модулей не стандартизуются. Однако работа модулей в программно-управляемой системе связана с выполнением определенных системных функций, что предъявляет определенные требования к их структуре.

Модули делятся на две основные группы: управляющие контроллеры и управляемые функциональные модули. От контроллеров поступают коды адресов (N, A) и команд (F), по которым выполняются определенные операции в функциональных модулях. В определенных случаях функциональные модули могут выдать сигнал запроса L, по которому их может опросить контроллер.

Вся связь между контроллером и функциональными модулями ведется через магистраль, шины которой закреплены за определенными сигналами. Путь команды в магистрали и ее выполнение можно проследить с помощью рис. 7.8. Здесь в левой части изображены элементы контроллера, отвечающие за выдачу кодов адреса (N, A) и команды (F). В правой части изображена в упрощенном виде схема одного из функциональных модулей. В контроллере двоичные коды адреса модуля N, субадреса модуля A (это адрес определенной части модуля) и команды операции F хранятся в соответствующих регистрах N, A, F. (В эти регистры они поступают от управляющей ЭВМ или генерируются дополнительными схемами самого контроллера.) Двоичный код адреса N поступает на дешифратор N. В результате появляется сигнал на одном из выходов дешифратора N, который поступает по радиальным шинам N на один из модулей и включает его в работу. Двоичный код субадреса A поступает по сквозным шинам A на все функциональные блоки в их дешифраторы A. При этом на выходе

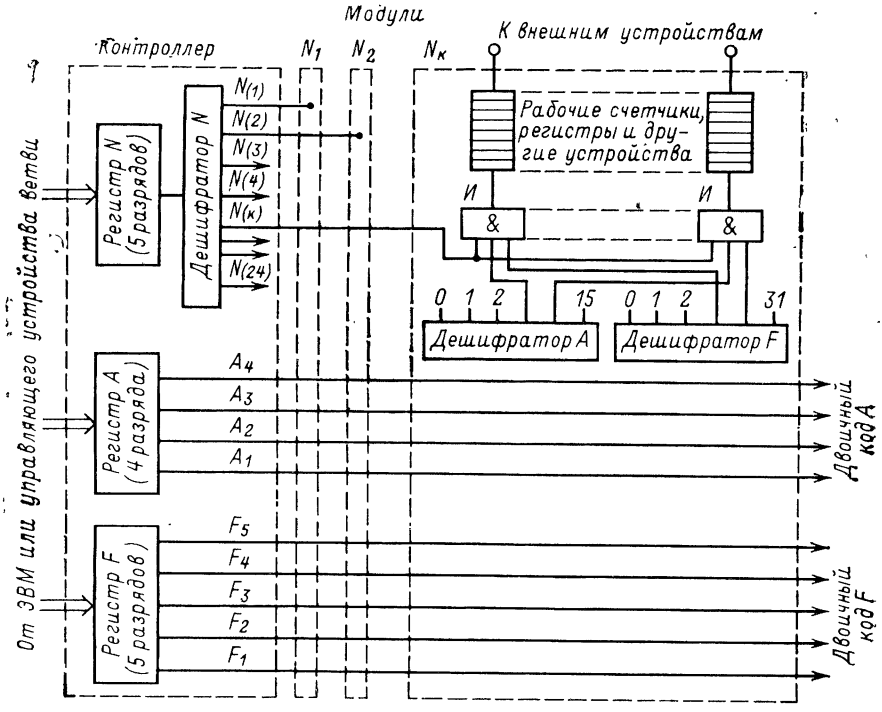


Рис. 7.8. Схема, поясняющая передачу команды из контроллера в магистраль и ее выполнение в k-м функциональном модуле

одного из дешифраторов появится сигнал, которым будет введена в работу соответствующая часть выбранного модуля.

Команда F также в виде двоичного кода ($F_1 \div F_5$) по сквозным шинам F поступает в дешифраторы F всех функциональных модулей и исполняется только в модуле с адресом NA. В данном случае сигналы, соответствующие кодам N, A, F, совпадают на входе схемы $И$, которая и разрешает выполнение команды, например *чтение информации с последующим сбросом.* Информация считывается с рабочего счетчика модуля, который затем сбрасывается. Для считывания параллельного кода, хранящегося в счетчике, имеются схемы $И$ (на рис. 7.8 не показаны). Срабатывание схем $И$ происходит в момент прихода строба S_2. Параллельный код числа, хранившегося в счетчике, поступает в шины чтения R.

Был прослежен в очень общем виде путь команды от контроллера к модулю и его интерпретация. В реальном устройстве дело обстоит несколько сложнее. После декодирования значения субадреса A и команды F модуль подает в магистраль сигнал X, означающий *Команда принята.* Кроме того, при определенных состояниях модуля в операциях контроля, а также при чтении и записи

подается сигнал ответа Q. Этими сигналами подтверждается готовность модуля к выполнению команды.

Отметим, что контроллер может обращаться одновременно к одному модулю, или к нескольким, т. е. посылать сигнал N по нескольким шинам. Это позволяет, например, вести запись одной и той же информации в нескольких модулях.

Функциональный модуль также может запрашивать контроллер, если модуль получил необходимую информацию, которую надо передать, например, в ЭВМ. Запрос со стороны модуля ведется сигналом запроса. Чтобы этот сигнал не пришел в момент обращения модуля к контроллеру, предусмотрена блокировка сигнала запроса L сигналом адреса N (шины L на рис. 7.8 не показаны). После удовлетворения запроса сигнал L снимается. От каждого модуля в магистраль может поступить только один сигнал запроса. В то же время в одном модуле может быть несколько источников запроса. Поэтому передача этих сигналов в контроллер упорядочивается, и в функциональные модули кроме дешифраторов субадреса A и команды F устанавливается специальный регистр для источников запроса L. Задача сбора и передачи сигналов запроса в контроллер иногда выполняется специальным модулем-грейдером, на который сигналы запроса поступают от функциональных модулей.

7.3.4. МНОГОКАРКАСНЫЕ СИСТЕМЫ

При комплектовании сложных экспериментальных установок необходимое число модулей обычно превышает емкость одного каркаса. В этом случае создаются многокаркасные системы. Возможны разные принципы построения таких систем.

Если необходимое число крейтов невелико (2—3), проще всего применить радиальную структуру, при которой каждый крейт подсоединяется к системе ввода—вывода ЭВМ (рис. 7.9,*а*). При таком включении машина должна иметь радиальное сопряжение. Однако серьезным недостатком такой системы является то, что при использовании ЭВМ другого типа приходится менять все контроллеры крейтов.

Большое распространение получила ветвевая структура. На рис. 7.9,*б* показана одноветвевая система. Число каркасов в такой системе в соответствии с рекомендациями стандарта КАМАК не должно превышать семи. В данном случае с ЭВМ соединяется только одно устройство — драйвер ветви, а в каркасах применяются стандартные контроллеры (типа A—1). Нетрудно заметить, что в такой структуре от типа ЭВМ зависит только тип драйвера ветви.

Все каркасы ветви подсоединяют к параллельным линиям связи, называемым магистралью ветви. Она выполняется из витых пар проводов (66 пар) и может иметь значительную длину (до 50 м). Поэтому на ее конце устанавливают согласователь, обеспечивающий волновую нагрузку для соединительных проводов. Организа-

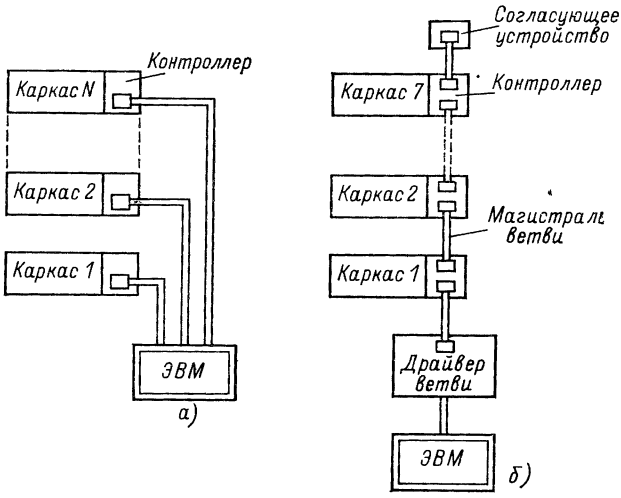


Рис. 7.9. Многокаркасные системы с радиальной (*а*) и ветвевой (*б*) структурами

ция обмена информации по магистрали ветви во многом похожа на работу магистрали каркаса, хотя имеются и отличия. Линии связи обозначены аналогично, но в магистрали ветви перед ними ставится буква *B* (Branch — ветвь). Так, номер станции *BN*, подадрес *BA*, номер каркаса *BCR* и т. д. (рис. 7.10). Помимо одно-

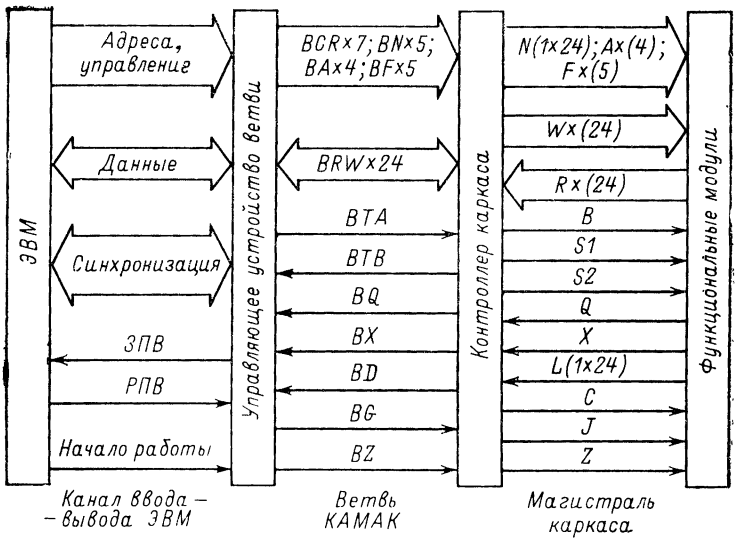


Рис. 7.10. Организация обмена информации в ветвевой системе:
ЗПВ — запрос прерывания или прямого доступа в память; *РПВ* — разрешение прерывания или прямого доступа в память

ветвевых создаются многоветвевые системы. В них драйверы ветвей соединяются не прямо с ЭВМ, а через мультиплексор и контроллер системы. Первый распределяет информацию между ветвями, второй управляет всей системой и связан с ЭВМ.

Важное преимущество ветвевых систем — их быстродействие. Поэтому их широко используют в тех случаях, когда информация поступает с большой скоростью, например в сложных ядерных спектрометрических установках. В то же время ветвевые системы имеют и серьезные недостатки. Весьма дорогое устройство — магистраль ветви, состоящая из большого числа пар проводов. Удаление элементов системы на большое расстояние связано с установкой специальных транслирующих устройств. Сложным устройством является также драйвер. Кроме того, в ветвевой системе отсутствует контроль за правильностью передачи информации, что в случае больших помех приводит к ошибкам.

Перечисленные недостатки в значительной степени отсутствуют в последовательной многокаркасной системе. В ней магистраль образует замкнутую петлю. Она начинается в последовательном драйвере, соединенном с ЭВМ, проходит через все каркасы и возвращается в тот же драйвер. Общее число крейтов может составлять 62; максимальная протяженность пар линий связи достигается при последовательной побайтной передаче информации. В случае передачи последовательными группами байтов требуются только две пары линий связи: одна пара для информации, вторая — для синхроимпульсов. В последовательной системе возможна передача и по одной паре линий связи или через радиоканал.

Скорость передачи информации в последовательной системе, как правило, ниже, чем в ветвевой, поэтому ее предпочтительнее применять в системах управления, где обычно требуется не очень большая скорость обмена, например иногда для управления ускорителями и спектрометрами частиц высоких энергий.

7.3.5. РАЗРАБОТКА НОВЫХ СТАНДАРТОВ МОДУЛЬНЫХ ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫХ СИСТЕМ

Модульная программно-управляемая система КАМАК получила широкое распространение в экспериментальной ядерной физике; она применяется также в других областях физики, в биологических и медицинских исследованиях, а также в промышленности. Эта система явилась важным этапом в развитии автоматизации ядерного физического эксперимента. Очевидно, она будет функционировать длительное время, поскольку уже создан весьма обширный парк аппаратуры. Однако система КАМАК не всегда удовлетворяет новым задачам, возникающим при автоматизации ядерно-физических исследований. Она появилась полтора десятилетия тому назад, когда использовались элементы в основном с малой степенью интеграции и малоразрядные мини-ЭВМ. В то время сравнительно невысокие требования предъявлялись и к быстродействию систем. С появлением схем большой интеграции и микро-

процессоров выявились недостатки логической организации КАМАК. Так, структура каркаса с одним контроллером обладает очень ограниченными логическими возможностями, и объем каркаса при современном уровне микроминиатюризации используется слабо. Неудобна разная организация магистрали каркаса и ветви, затрудняющая связь между субсистемами.

Особенно высокие требования предъявляет к модульной системе физика высоких энергий. Очень большие объемы информации и высокая скорость ее поступления не согласуются с продолжительностью цикла КАМАК, почти на два порядка превышающего время задержки современных интегральных схем. Поэтому ведутся разработки и испытания новых программно-управляемых модульных систем, обладающих бóльшими возможностями, чем система КАМАК. Кратко рассмотрим два проекта перспективных стандартов.

Стандрат E 3S (ESONE Smoll System Standard) предназначен для создания многопроцессорных систем автоматизации, комплектуемых из стандартных блоков-процессоров, устройств памяти, интерфейсов и т. д. Этот стандарт рассчитан на широкое применение микропроцессоров. Система имеет повышенную разрядность: длина слова данных 16 бит, длина адресного слова 32 бит. Максимальный стандартный объем системы семь каркасов. Блоки в каркасе делятся на ведущие и ведомые, кроме того, имеется специальный блок-арбитр, который распределяет доступ к магистрали. В этой системе связь магистралей каркасов ведется через блок связи и магистраль связи; при этом наборы шин у обоих типов магистралей идентичны. Доступ каркасов к магистрали связи обеспечивается системой приоритетов.

Проект стандарта FASTBUS рассчитан на создание быстродействующих систем с распределенными вычислительными средствами, которые обеспечиваются устройствами на схемах большой степени интеграции и микропроцессорами. Поэтому в нем предусматриваются высокое быстродействие и разрядность. Так, длительность цикла команды 0,1 мкс; длина слова данных и адресного слова 32 бит. Максимальный стандартный объем системы не ограничивается. В этом стандарте также сохраняется модульный принцип построения аппаратуры. Основная структурная единица — сегмент, представляющий собой магистраль связи; в каркасе сегмент является внутренней магистралью и связывает между собой блоки, которые подразделяются на ведущие и ведомые. В системе сегмент связывает каркасы через блоки связи. Последние определяют направление и путь передачи данных.

Новые стандарты программно-управляемых модульных систем прежде всего будут применяться для создания развитых многопроцессорных систем, в частности в физике высоких энергий как для управления ускорительными комплексами, так и для автоматизации экспериментальных установок. Со временем они, наверное, будут применяться и в других областях науки и техники, где возможности КАМАК недостаточны.

§ 7.4. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И МИКРО-ЭВМ В МОДУЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

7.4.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Стремительное развитие технологии интегральных микросхем привело к созданию больших интегральных схем и обеспечило появление нового типа устройств — микропроцессоров. Микропроцессоры также являются большими интегральными схемами, но отличаются от последних тем, что имеют программное управление. В зависимости от решаемых задач изменяется только программа. Поэтому микропроцессоры выгодно отличаются от обычных интегральных схем, выполняющих ограниченные функции. С помощью микропроцессоров оказалось возможным решать те задачи, для которых раньше следовало применять мини-ЭВМ, но от которых отказывались из-за их относительно высокой стоимости. Такие задачи возникают очень часто, например при регулировании различных процессов, сборе и предварительной обработке информации и т. п. Поэтому появление микропроцессоров рассматривается как важное явление, связанное с широким внедрением во многие отрасли народного хозяйства. На микропроцессорах строят не только различные автоматизированные устройства, на их базе создают микро- и мини-ЭВМ. В программно-управляемой модульной аппаратуре на микропроцессорах разрабатывают управляющие модули с развитыми функциональными возможностями — интеллектуальные контроллеры. Микропроцессоры выполняют в основном те же функции, что и процессоры вычислительных машин. Они управляют процессом приема, обработкой и выдачей информации по программе, находящейся обычно во внешнем ЗУ.

Отличительные особенности различных типов микропроцессоров определяются их технологическим исполнением. Как правило, их выполняют на одном или нескольких кристаллах, с достаточно большим числом активных элементов и ограниченным числом выводов микросхем. Это приводит к определенным структурным решениям, следствием которых являются малая разрядность и не очень высокое быстродействие. В зависимости от назначения и технических решений микропроцессоры подразделяют на 4-, 8- и 16-разрядные. Быстродействие колеблется от нескольких десятков до нескольких сотен тысяч коротких операций типа «регистр—регистр» в 1 с. Наибольшим быстродействием обладают интегральные схемы с диодами Шоттки, ТТЛШ-схемы — $1{,}2 \cdot 10^6$ операций в 1 с; и ЭСЛ-схемы — $3 \cdot 10^6$ операций в 1 с.

Однокристальные микропроцессоры применяют в сравнительно простых управляющих устройствах. Для достаточно развитых автоматизированных систем рационально применять микропроцессорные наборы, состоящие из нескольких совместимых между собой схем. Это увеличивает быстродействие и улучшает вычислительные возможности.

7.4.2. СТРУКТУРА ОДНОКРИСТАЛЬНОГО МИКРОПРОЦЕССОРА И ЕГО ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ

Работа любого микропроцессора основана на его взаимодействии с программным ЗУ. Рассмотрим схему однокристального микропроцессора (рис. 7.11), его работу, назначение и особенности отдельных узлов.

Основные узлы микропроцессора: арифметическо-логическое устройство *АЛУ,* устройство управления *УУ* и центральная память, состоящая из групп внутренних регистров: аккумулятора или накапливающего регистра, регистра команд *РК*, счетчика команд *СК* и регистров общего назначения *РОН,* стека, регистра адреса памяти РАП и регистра данных памяти.

Программирующее запоминающее устройство *ПЗУ* служит для записи команд и оперативного хранения обрабатываемых данных — операндов.

Адрес команды вырабатывается счетчиком команд *СК*. По этому адресу в ЗУ отыскивается код операции: он поступает через регистр данных памяти в регистр команд *РК,* где расшифровывается, и затем подается на управляющее устройство *УУ*. После выполнения команды *УУ* добавляет единицу в счетчик команд, что обеспечивает отыскание адреса следующей команды.

В соответствии с кодом операции в *УУ* вырабатывается последовательность управляющих сигналов, которые обеспечивают выполнение необходимых операций. Управляющие сигналы воздействуют на арифметически-логическое устройство *АЛУ,* аккумулятор, регистры общего назначения *РОН*. В зависимости от выполняемой операции происходит соответствующая обработка данных — операндов, поступающих от внешних устройств или из памяти. Рассмотрим подробнее отдельные узлы микропроцессора.

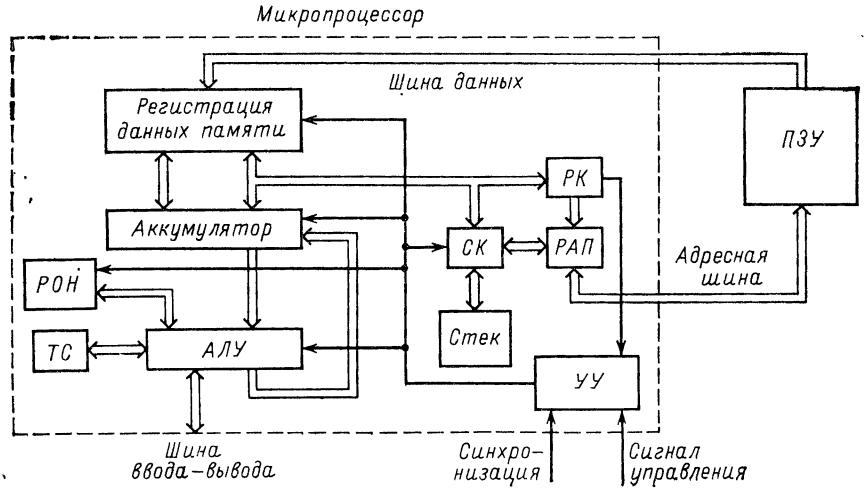


Рис. 7.11. Обобщенная схема однокристального микропроцессора

Устройство управления управляет работой процессора в соответствии с заданной программой. Поступающая на него команда является микроалгоритмом, в соответствии с которым УУ должно вырабатывать последовательность управляющих импульсов-микроприказов для других узлов микропроцессора. Преобразование микроалгоритма в микроприказы в устройстве управления может выполняться аппаратным или микропрограммным способом.

В *УУ* аппаратного типа с помощью специальных схем для каждой команды вырабатывается определенная последовательность управляющих импульсов. При этом достигается хорошее быстродействие, но реализуемый список команд ограничен, и их нельзя менять.

Большей гибкостью обладают *УУ* с микропрограммным управлением. В этом случае для каждого микроалгоритма в устройство памяти записывается последовательность микрокоманд, называемая микропрограммной операцией. Во время считывания такой микропрограммы в *УУ* образуется последовательность импульсов, которые управляют узлами микропроцессора.

Арифметическо-логическое устройство выполняет арифметические и логические операции над данными — операндами, представляемыми обычно в виде двоичных чисел. Операнды поступают из регистров центральной памяти или из оперативной памяти и внешних устройств. Для выполнения необходимых операций в *АЛУ* имеются логические схемы и сумматор для чисел, поступающих на его входы. В *АЛУ* выполняются как арифметические операции сложения, вычитания, добавления ± 1, так и логические, такие как логическое сложение И, умножение ИЛИ, сравнение, сдвиги и др.

Аккумулятор — один или несколько регистров, непосредственно связанных с *АЛУ* и участвующих в арифметических и логических операциях. В аккумулятор вводятся операнды, подлежащие обработке в АЛУ; к ним добавляются числа из других регистров и результат вновь заносится в аккумулятор. Таким образом, аккумулятор может быть как источником, так и приемником операндов.

Регистры общего назначения, так же как и аккумулятор, относятся к внутренней или центральной памяти. Но если за регистром аккумулятора строго закрепляются его функции, то назначение отдельных регистров группы *РОН* может изменяться. Их функции определяются при составлении программы. Наличие большего числа регистров общего назначения (число их иногда достигает нескольких десятков) удобно тем, что в процессе обработки операндов можно меньше обращаться к внешней памяти, занося промежуточные или вспомогательные данные во внутренние свободные регистры и тем самым повышая быстродействие системы в целом.

Структура рассмотренной схемы микропроцессора (рис. 7.11) соответствует однокристальному исполнению. Такие микропроцессоры требуют минимальных затрат на аппаратную часть, поскольку в одной большой интегральной схеме уже решены все вопросы, связанные с управлением отдельных узлов. Однако однокристаль-

ные микропроцессоры из-за технологических трудностей имеют малую разрядность. Увеличение длины слова программным путем приводит к уменьшению быстродействия.

7.4.3. МНОГОКРИСТАЛЬНЫЕ МИКРОПРОЦЕССОРЫ

Большое число разрядов при высоком быстродействии удается получить в многокристальных микропроцессорах. Их составляют из центральных процессорных элементов (ЦПЭ), каждый из которых имеет несколько (2, 4) разрядов. В зависимости от требуемой разрядности всего устройства используют необходимое число ЦПЭ. Функции местных систем управления внутри каждого ЦПЭ ограничиваются выполнением однотактных микроопераций, число которых определяется микрокомандой. Управление сложными операциями внутри ЦПЭ и операциями обмена с запоминающим и внешним устройствами осуществляет микропрограммное устройство управления (МУУ). Оно выбирает в определенной последовательности коды микроопераций из специальной управляющей памяти (УП). В многокристальном микропроцессоре МУУ и УП обычно выполняются в виде отдельных больших интегральных схем.

Структура двухразрядного центрального процессорного элемента (ЦПЭ) типа К589ИК02 и схема его включения в многоразрядном устройстве показаны на рис. 7.12. Основными узлами в двухразрядном ЦПЭ, так же как и в однокри-

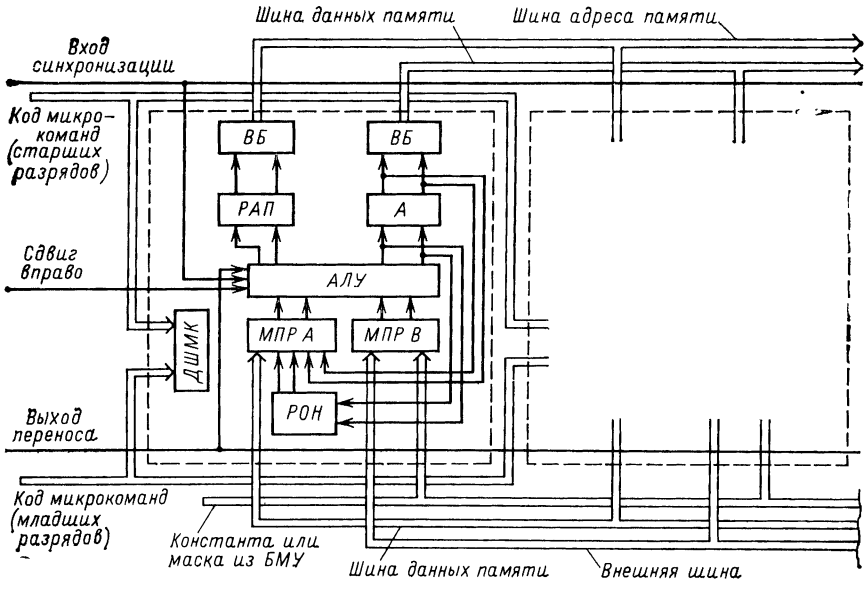


Рис. 7.12. Двухразрядный центральный процессорный элемент типа К 589ИК02 и схема включения его в многоразрядном устройстве (БМУ-блок микропроцессорного управления)

стальном микропроцессоре, являются: арифметико-логическое устройство *АЛУ* с аккумулятором, дешифратор микрокоманд *ДШМК*, выполняющий основные функции управляющего устройства, и центральная память, состоящая из сверхоперативных регистров общего назначения *РОН*. Имеются также вспомогательные узлы: мультиплексоры *МПР А* и *МПР В*, обеспечивающие коммутацию операндов, регистр адреса памяти *РАП* и входные буферные регистры *ВБ*.

АЛУ соединено непосредственно с регистром аккумулятора, выход которого связан через внутренний мультиплексор *МПР А* со входом *АЛУ*. Аналогичным образом с *АЛУ* соединены *РОН*. Эти связи, так же как и в однокристальном микропроцессоре, обеспечивают выполнение необходимых арифметических и логических операций. Отличительной особенностью АЛУ ЦПЭ является то, что несколько его цепей переноса и сдвига выводятся на разъем. Это, как видно из рис. 7.12, позволяет объединить несколько кристаллов в многоразрядный микропроцессор.

Выполнение одиотактовых микроопераций над двухразрядными словами в каждом ЦПЭ ведется с помощью мнкрокоманд. Они поступают на *ДШМК*, который их преобразует в микрокоманды — сигналы, осуществляющие выполнение конкретных операций в разных узлах ЦПЭ. На каждый ЦПЭ поступают операнды от ЗУ и от внешних устройств, а от него к этим устройствам уходят коды адресов и результаты обработки. Число шин, подходящих к каждому ЦПЭ, определяется его разрядностью. Число разрядов всего многокристального микропроцессора может быть практически любым.

Выполнение многокристальных микропроцессоров требует известных затрат на аппаратную часть. Их применение оправдывается в тех случаях, когда необходимы высокое быстродействие и большая разрядность. Такие требования часто возникают при совместной работе микропроцессора с ЭВМ.

7.4.4. МИКРО-ЭВМ И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ

На базе микропроцессоров выполняют небольшие вычислительные машины — микро-ЭВМ, управляющие блоки приборов и систем. Микро-ЭВМ состоят из микропроцессорных комплектов, в состав которых входят центральный процессор и вспомогательные устройства. По сравнению с мини-ЭВМ микро-ЭВМ имеют еще меньшие габариты и функциональные возможности их более ограничены. Это относится к разрядности, которая обычно не превышает 12—16 разрядов, скорости выполнения арифметических операций и программному обеспечению.

Отличительная особенность микро-ЭВМ состоит в наличии вводно-выводных устройств, благодаря чему такая вычислительная машина может использоваться автономно. Следует отметить, что со временем различия между микро- и мини-ЭВМ, очевидно, постепенно исчезнут. С одной стороны, расширяются возможности микро-ЭВМ, с другой — разрабатываются более компактные мини-ЭВМ на базе микропроцессоров.

Микро-ЭВМ используют как для проведения сравнительно несложных рассчетов, так и в качестве управляющих устройств отдельных систем. В последнем случае они выполняют функции

мини-ЭВМ, но их применение часто экономически более оправдано.

С помощью микропроцессорных устройств значительно расширяются возможности аппаратуры в системе КАМАК. На базе микропроцессоров создают управляющие блоки-контроллеры. Благодаря микропроцессору такой контроллер принимает на себя многие функции вычислительной машины. Он не только управляет каркасом или ветвью, но и ведет предварительную обработку информации. Поэтому такое устройство часто называют интеллектуальным контроллером.

В системе КАМАК микропроцессорный контроллер обычно выполняют в виде нескольких модулей. В качестве примера на рис. 7.13 приведена структурная схема контроллера на базе микропроцессора Intel 80-80, входящего в состав спектрометрической установки для контроля топлива в атомном реакторе. Контроллер состоит из модулей центрального процессора, памяти и ввода — вывода. Эти модули охвачены дополнительной магистралью и имеют выход на магистраль КАМАК.

В модуль центрального процессора входит также генератор тактовых импульсов *ГТИ* и дешифратор команд. Модуль памяти состоит из программируемого запоминающего устройства *ПЗУ* емкостью 5 кбайт и оперативного запоминающего устройства *ОЗУ* емкостью 1 кбайт. Связь контроллера с магистралью КАМАК ведется через модуль ввода — вывода. Выполнение устройства в нескольких модулях позволяет легко развивать систему, в частности увеличивать емкость памяти.

Рассмотренный микропроцессорный контроллер управляет экспериментом и собирает данные от гамма-спектрометров. При этом на модули системы КАМАК поступают команды в виде сигналов кодов NAF (см. § 7.3). Работа контроллера управляется командами, поступающими от мини-ЭВМ, на которую в обратном направлении приходят экспериментальные данные для обработки. Нетрудно заметить, что микропроцессорный контроллер расширяет возможности системы с

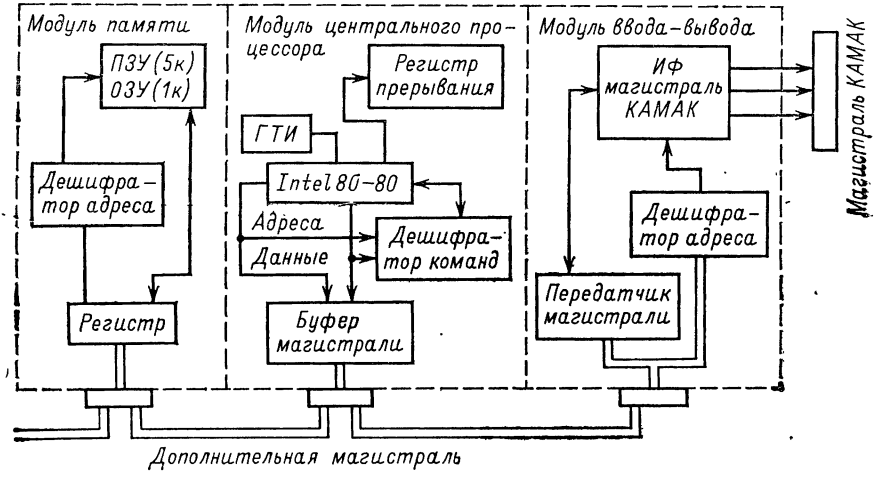


Рис. 7.13. Структурная схема контроллера на базе микропроцессора Intel 80-80

шин ЭВМ, включенной на линию с экспериментом. Заметим, что внешние устройства ввода — вывода здесь подключены к ЭВМ.

В стандарте КАМАК выполняют также микро-ЭВМ, предназначенные для управления системами. В них ЗУ имеют больший объем памяти, чем в микропроцессорном контроллере, и имеют свои внешние устройства ввода—вывода.

В качестве примера рассмотрим конфигурацию управляющей системы на основе контроллера с микро-ЭВМ (рис. 7.14). Контроллер с ЭВМ занимает три модуля: 1) *КМ 001* — собственно микро-ЭВМ, содержащий микропроцессор, устройство системного управления, постоянную память, память с произвольным доступом, контроллер прерываний и последовательный интерфейс для подключения ввода — вывода; 2) *КК 006* — модуль управления магистралью каркаса. Он управляется командами, полученными от блока микро-ЭВМ по шине процессора. Модуль содержит также дополнительную память микро-ЭВМ и дешифратор адресов для этой памяти и каналов ввода — вывода, находящихся в блоке; 3) *КЛ 007* — оперативное запоминающее устройство динамического типа с произвольным доступом емкостью 24 кбайт.

Исполнительные каркасы системы подсоединяют через соответствующие регистры ввода — вывода (*КР*, *КИ*). Алфавитно-цифровой дисплей связан непосредственно с модулем микропроцессора. Другие внешние устройства: графический дисплей, перфоратор, считыватель с перфоленты, матричное алфавитно-цифровое устройство, имеют свои интерфейсы (*КИ*). Предусмотрен также блок последовательной связи *КИ 021*, через который каркас может быть соединен с ЭВМ, находящейся на большом расстоянии.

Внедрение микропроцессоров в систему КАМАК расширяет ее возможности и во многих задачах позволяет обойтись без дорогостоящих ЭВМ. В развитых экспериментальных установках микропроцессорные контроллеры позволяют создать иерархические системы, в которых мощная ЭВМ занимает более высокий уровень и связана с несколькими контроллерами, подключенными к разным экспериментам.

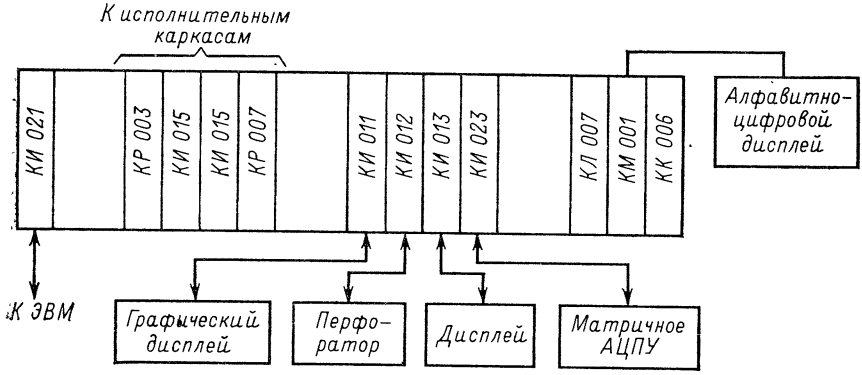


Рис. 7.14. Конфигурация управляющей системы на основе контроллера с микро-ЭВМ

§ 7.5. КОМПЛЕКСНЫЕ АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ И ИХ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

7.5.1. ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Работа автоматизированных систем в экспериментальной ядерной физике состоит из накопления данных, их обработки и управления ходом эксперимента. При этом окончательный результат получают разными путями: либо во время измерений сначала накапливают данные, а затем, после проведения эксперимента, их обрабатывают, либо данные обрабатывают непосредственно в ходе эксперимента — в реальном времени. Работа в реальном времени предпочтительнее, так как в этом случае не только сокращается время получения результатов, но и появляется возможность активно влиять на ход эксперимента. Поэтому в экспериментальной ядерной физике широко применяют автоматизированные системы с обработкой данных в реальном времени. Эти системы строят на базе ЭВМ, микропроцессоров и программно-управляемой модульной аппаратуры. Они обеспечивают сбор информации, ее накопление, сортировку, обработку полученных данных, управление экспериментом, а также диалоговый режим работы экспериментатор—эксперимент. Существуют различные тенденции в организации систем реального времени, зависящие как от их назначения, так и от уровня и возможностей вычислительной техники. Можно выделить три основных типа систем реального времени.

Системы типа «приоритетная задача/фоновая задача». Такие системы обычно выполняют на малых ЭВМ (PDP-11, М-6000; НР-2100; СМ-4 и др.). Они рассчитаны на обеспечение отдельных экспериментов средней сложности. Работа ЭВМ в рассматриваемой системе программируется таким образом, что сбор и сортировка данных, а также управление экспериментом имеют высший приоритет, в то время как обработку данных и их анализ выполняют как фоновую задачу с низким приоритетом. Другими словами, обработка результатов ведется в то время, когда в систему не поступают данные от экспериментальной установки. Подробное закрепление приоритетов за разными функциями, выполняемыми ЭВМ, связано с тем, что в сборе данных и управлении экспериментом участвуют такие быстродействующие узлы, как оперативная память, канал прямого доступа, в то время как для обработки и анализа надо привлекать медленнодействующие устройства.

Системы типа «приоритетная задача/фоновая задача» широко используются в экспериментальной практике, и их применение рационально, когда мини-ЭВМ обслуживает один эксперимент. Если же к однопроцессорной машине подключают несколько экспериментов, то, несмотря на наличие режимов разделения времени, обработка результатов в реальном времени затруднительна. Действительно, если эксперименты равноправны и несколько задач находятся в активном состоянии, то конкуренция при обращении к

памяти, процессору, внешним устройствам существенно уменьшает общее быстродействие системы, так как много времени тратится на обработку прерываний и переключение с одной задачи на другую. Поэтому для обеспечения комплексных экспериментальных исследований создаются более сложные структуры.

Системы с централизованной архитектурой рассчитаны на одновременное выполнение нескольких задач. Они создаются на базе достаточно развитых больших ЭВМ, например БЭСМ-6, ЕС 1060, CDC 6600/760. Для ЭВМ этого класса характерно применение периферийных процессоров ввода—вывода, использование общей быстродействующей операционной памяти большой емкости, гибкой структуры прерываний и т. д. Для работы ЭВМ создают сложные операционные системы программирования. Однако опыт применения систем с централизованной архитектурой показал, что стоимость их очень велика, а в эксплуатации они недостаточно гибки и обладают сравнительно невысокими характеристиками. Более перспективными считаются сетевые децентрализованные системы.

Системы с функционально-децентрализованной архитектурой также создают для сбора и обработки данных в реальном времени на исследовательских реакторах и ускорителях. Развитию этих систем способствует появление недорогих больших интегральных схем и микропроцессоров. Они позволяют принципиально по-новому подойти к разделению функций между аппаратными и программными средствами и в некоторых случаях функции, выполняемые программными средствами, возлагают на аппаратное оборудование.

В функционально-децентрализованной системе (рис. 7.15) создаются отдельные исполнительные узлы сбора и обработки данных, каждый из которых предназначен для выполнения характерных функций, связанных с автоматизацией определенного типа экспериментов. Исполнительные узлы соединяют с центральным узлом обслуживания, в который входят большой набор периферийных устройств и общая ЭВМ. В такой иерархической сетевой системе непосредственно с экспериментом связана программно-

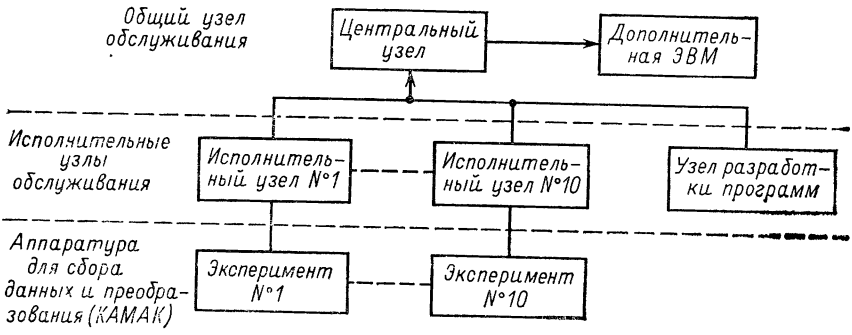


Рис. 7.15. Система с функционально-децентрализованной архитектурой для сбора и обработки данных в реальном времени

управляемая модульная аппаратура (КАМАК), включающая микро-ЭВМ или интеллектуальные контроллеры. Работа этой аппаратуры управляется исполнительным узлом, в состав оборудования которого входят мини-ЭВМ с достаточно емкой оперативной памятью и минимальный набор внешних устройств: считыватель с перфоленты, телетайп и терминал для связи с центральным узлом.

Центральный узел содержит дорогостоящее периферийное оборудование и обеспечивает все функции, связанные с разделением общих ресурсов. Аппаратное оборудование центрального узла включает достаточно мощную ЭВМ с оперативной памятью емкостью до 100 К слов, магнитный диск, накопители на магнитной ленте, устройства ввода — вывода с перфокарт и перфоленты, построчно-печатающие устройства, графопостроители и др.

Особенности программного обеспечения систем реального времени будут рассмотрены далее, здесь только отметим, что для систем с децентрализованной архитектурой предусматриваются две подсистемы: одна — операционная подсистема исполнительного узла, а вторая обеспечивает связь с центральным узлом. Программирование ведется на языке высокого уровня, например на ФОРТРАНЕ.

Отметим, что в сетевых децентрализованных системах помимо аппаратуры, работающей на линии с экспериментом, предусмотрены автономные устройства: узел разработки программ, состоящий из телетайпа, дисплея и др., и дополнительные ЭВМ. Функциями узла разработки программ являются редактирование, компилирование, связь и организация библиотеки. Дополнительные большие ЭВМ служат для сложной окончательной обработки данных в нереальном масштабе времени.

7.5.2. ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СИСТЕМ

Современные системы накопления и обработки данных в реальном времени создаются из программно-управляемой модульной аппаратуры и вычислительных машин и их узлов — микропроцессоров, устройств памяти и т. д. Иногда в достаточно простых задачах модульная аппаратура в стандарте КАМАК может работать автономно, без ЭВМ. В этом случае она управляется специальным модулем — контроллером, который может быть выполнен на базе микропроцессора. Чаще во главе системы находится достаточно мощная мини-ЭВМ, которой подчиняется модульная аппаратура. Возможны и более сложные иерархические системы.

Чтобы система выполняла возложенные на нее функции (собирала данные, сортировала их, обрабатывала в реальном времени и управляла экспериментом), нужна прикладная или исполнительная программа. Такая программа должна выдавать последовательность команд на выполнение определенных операций и при этом обеспечивать процедуру принятия решений. Последнее зависит от «интеллектуальных» возможностей ЭВМ или микропроцессора.

Блок-схема программы. Начальным, но весьма важным этапом в разработке программы является составление блок-схемы программы. В блок-схеме в графическом виде изображается алгоритм решения задачи, т. е последовательность ожидаемых событий и выполняемых операций. Графические символы, из которых составляется блок-схема, называются блоками или операторами. Они стандартизованы (некоторые из них показаны на рис. 7.16) и обозначают определенные операции. Так, операции действия (общие операции) изображают прямоугольником, условные операции (принятие решения) — ромбом и т. д. Линии и стрелки между блоками также имеют смысловую нагрузку. Они показывают последовательность выполнения операций. Для операции *Принятие решений* линии, выходящие из нижней и боковой вершин ромба, обозначают ветвление процесса. Внутри каждого модуля кратко записывают содержание операции.

Рассмотрим в качестве примера блок — схему программы счетной системы, выполненной в стандарте КАМАК (рис. 7.17). Система состоит из счетчиков и контроллера с фиксированными программами. Контроллер работает в режиме адресного сканирования и управляет процессом чтения информации со всех блоков, находящихся в каркасе, и выводом ее на цифропечатающее устройство или ЭВМ. Работа системы начинается при получении сигнала запроса L от счетчика-таймера, после чего осуществляется цикл с командой чтения $F(0)$ последовательно по всем адресам,

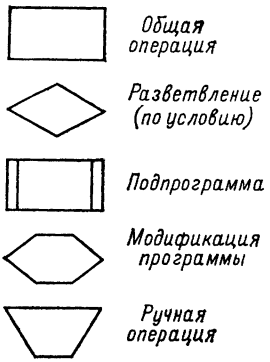


Рис. 7.16. Графические символы (блоки или операторы) блок-схем программ

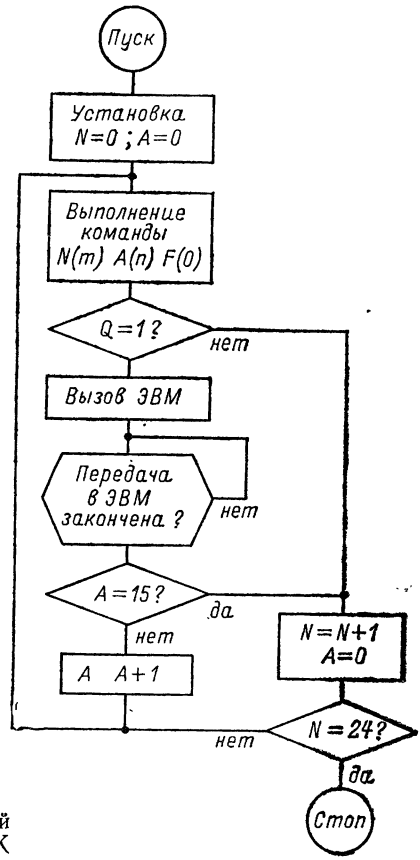


Рис. 7.17. Блок-схема программы счетной системы, выполненной в стандарте КАМАК

начиная с меньшего, т. е. с блока, занимающего станцию с номером $N=1$ и подадресом $A=0$. Если устройство с данным адресом в каркасе отсутствует, то после подачи команды из магистрали не поступает сигнал ответа *Q*. В этом случае в контроллере после окончания цикла производится добавление 1 к значению *N* и установка в 0 значения *A*, а затем начинается новый цикл. Если устройство с данным адресом имеется в каркасе, то в магистрали появляется сигнал ответа *Q*. В этом случае информация с шин чтения заносится в имеющийся в контроллере регистр данных и посылается сигнал *Вызов* в ЭВМ или цифропечатающее устройство. После приема информации от контроллера они выдают сигнал *Код принят*, и цикл продолжается. После его окончания производится добавление 1 к значению *A*, а значение *N* остается неизменным, и начинается новый цикл. Работа контроллера заканчивается после достижения станции *N* 24. При этом в магистраль посылается сигнал сброса *C*, переводящий все счетчики в нулевое состояние, и система готова к началу следующей экспозиции.

Языки программирования. Блок-схема программы системы преобразуется в рабочую программу, т. е. в последовательность команд, управляющих работой ЭВМ или микропроцессора. Составление программы можно вести на разных уровнях. Для измерительно-вычислительных систем с обработкой данных в реальном времени часто используют языки низкого уровня: машинный язык или ассемблер.

В машинном языке команды обычно соответствуют арифметическим и логическим операциям, при этом для каждой ЭВМ или измерительного устройства характерны свои системы команд, определяющие выполнение тех или иных операций. Ранее была приведена система машинных команд и операций для модульной аппаратуры КАМАК (см. табл. 7.1). При составлении программы для такой аппаратуры на уровне машинного языка сначала алгоритмы работы системы выражают в командах КАМАК, а затем переводят на машинный язык используемой ЭВМ или микропроцессора.

Удобнее вести программирование на языке ассемблер. Это простой символический язык, индивидуальный для каждого типа ЭВМ или микропроцессора и, как правило, прилагаемый к ним. Он отличается от машинного языка тем, что вместо числовых значений команд использует их наглядные символические обозначения. Написанная в мнемоническом виде программа с помощью транслятора ассемблера преобразуется в рабочую программу на машинном языке, которая и ведет управление системой.

Программирование на ассемблерных языках используется довольно широко, особенно при работе с микро-ЭВМ и микропроцессорами. Правильно составленные программы занимают сравнительно небольшой объем памяти и обеспечивают высокое быстродействие систем. В то же время языки низкого уровня имеют серьезный недостаток — большую трудоемкость процесса программирования.

Указанного недостатка в значительной степени лишены языки высокого уровня, такие как ФОРТРАН, АЛГОЛ, БЭЙСИК и др. Эти языки содержат основные операторы, с помощью которых

арифметические, логические и символические операции выражаются в форме, близкой к обычной алгебраической. Эти операторы не соответствуют машинным командам, как это имеет место в ассемблере, и каждый из них обычно генерирует несколько машинных команд. Написанные на этих языках исходные программы также транслируются в рабочие программы. Отметим, что используемые в данном случае трансляторы занимают большой объем памяти, поэтому такая операция выполняется на достаточно мощной ЭВМ.

Непосредственное применение языков высокого уровня в системах с аппаратурой КАМАК, работающих в реальном времени, встречает некоторые трудности. Они вызваны как целенаправленностью этих языков, предназначенных в основном для расчетных работ, так и меньшей эффективностью написанных с их помощью рабочих программ, содержащих большее число команд, чем в случае их подготовки, например, на ассемблере. Чтобы уменьшить указанные трудности, создаются расширения для языков высокого уровня. Природа расширений для разных языков различная. В языки ФОКАЛ и БЭЙСИК вводятся специальные операторы, в промежуточный язык для ЭВМ PDP-11, PL-11 — специальные описания, а в АЛГОЛ и ФОРТРАН — специальные подпрограммы. Унифицированное расширение предложено для языка БЭЙСИК. Этот язык расширяют введением обработки прерываний, функций реального времени и параметров процесса для системы КАМАК. Параметрами процесса называют измерительные и управляющие точки, через которые вычислительная система реального времени взаимодействует с внешним процессом. Типичным языком КАМАК является язык CASIK.

Для унификации расширений создан также язык промежуточного уровня IML, которым обеспечивается определенная стандартизация математического обеспечения в КАМАК. Операторы IML делятся на два основных класса: операторы действия и операторы-декларатоpы. Операторы действия — это исполнительные операторы; они делятся на операторы однократного действия, блочных передач данных, мультидействия, состояний блоков и системные операторы. Операторы деклараций включают декларации приборов, требований и ссылок на память.

Виды программ сложных систем. Выше были кратко рассмотрены особенности языков программирования, применяемых при создании рабочих (исполнительных) программ для систем автоматизации эксперимента. Техника программирования подробно разработана, и имеются специальные руководства по этому вопросу. Отметим только, что программное обеспечение сложных систем с обработкой данных в реальном времени строится обычно на модульном принципе, где модуль является синтаксически законченной частью программы. Модуль может быть независимо обработан на ЭВМ и включать более простые структурные элементы. Важной частью математического обеспечения являются системные программы: трансляторы, управляющие и сервисные программы,

образующие операционные системы, работающие в реальном времени.

Управляющие программы имеют разное назначение. Загрузчик обеспечивает ввод начальной программы в оперативную память ЭВМ. Супервизор вступает в работу в результате прерываний и управляет распределением памяти, службой времени, учетом ошибок и т. д. Программы типа «диспетчер» обеспечивают связь оператора с системой, определяют необходимость ввода новых данных или передачи информации на внешние устройства.

К сервисным программам относится редактор связей, позволяющий вводить изменения в программы и объединять отдельные программы в одну общую, и библиотекарь, компонующий архив программ.

Операционные системы, как правило, разрабатываются фирмами-изготовителями ЭВМ. При применении их в системах с аппаратурой КАМАК необходимо вводить расширения и создавать дополнительные прикладные программы. Поскольку операционные системы занимают значительный объем памяти, их лучше хранить на внешних постоянных ЗУ, размещая в оперативной памяти только резидентную часть, включающую загрузчик, супервизор и ряд модулей. Особенно удобны для хранения оперативной системы магнитные диски, из которых в процессе работы автоматически и достаточно быстро переводятся в оперативную память нужные участки программы.

7.5.3. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ЯДЕРНОГО СПЕКТРОМЕТРА

Системы с ЭВМ, работающие в реальном времени, часто применяют в ядерной спектрометрии при проведении многомерных измерений. В частности, такие системы имеют нейтронные спектрометры по времени пролета на реакторах и ускорителях. В качестве примера рассмотрим автоматизированную систему нейтронного спектрометра на линейном электронном ускорителе.

Схема нейтронного спектрометра по времени пролета показана на рис. 7.18. Нейтроны, импульсно испускаемые мишенью ускорителя, проходят через исследуемый образец и, перемещаясь вдоль пролетной базы, достигают детекторов, расположенных на расстояниях L_1, L_2, ..., L_n от мишени. В общем случае установка может содержать несколько детекторов. В одних измерениях это необходимо для повышения эффективности регистрации, в других — для извлечения дополнительной информации. Исследуемый образец может занимать разные положения, например при исследовании γ-излучения от реакции захвата нейтронов образец устанавливается в конце пролетной базы.

Основная задача автоматизированной системы спектрометра состоит в измерении времени пролета нейтронов и в инкрементном накоплении данных для получения энергетических распределений. В данном случае обрабатываются два параметра: время пролета

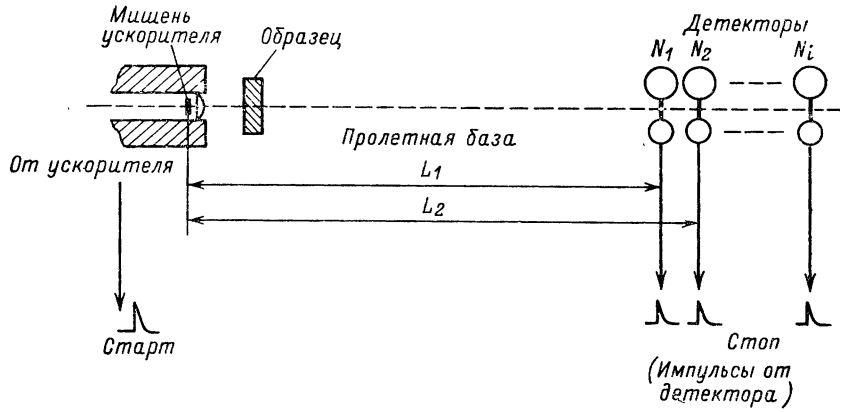


Рис. 7.18. Нейтронный спектрометр по времени пролета на электронном ускорителе

нейтрона t и номер зарегистрировавшего его детектора N. В более сложных задачах измеряются и другие параметры, например амплитуда импульсов, определяющая энергию осколков деления или γ-квантов, возникающих при регистрации нейтронов, и др.

Блок-схема системы. Система состоит из кодирующих устройств и мини-ЭВМ, конфигурация которой включает процессор и дисковый накопитель (рис. 7.19). Кодирующие устройства подключены к ЭВМ через канал прямого доступа. Применяются два кодирующих устройства: одним — 16-разрядным регистром — кодируется номер детектора, которым зарегистрирован нейтрон, вторым — наносекундным кодировщиком интервалов времени — измеряется и кодируется время пролета нейтрона.

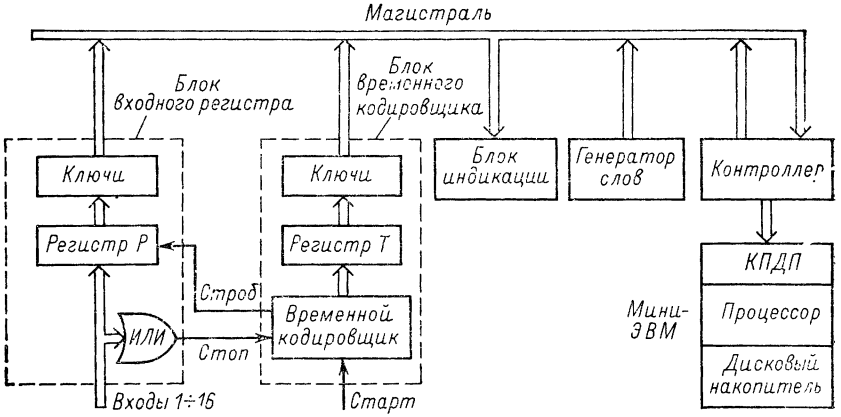


Рис. 7.19. Блок-схема автоматизированной системы нейтронного спектрометра на ускорителе

Схема управляется стартовым импульсом, соответствующим моменту генерации пачки нейтронов, и импульсами с 16 выходов детекторов. Если временной кодировщик готов к приему сигнала, то первый по времени возникновения импульс детектора, поступающий через схему ИЛИ в кодировщик, вызовет на выходе последнего импульс *Строб,* по которому в регистр *P* будет записан код состояния детекторов. Разряды этого кода, содержащие 1, соответствуют тем детекторам, в которых импульсы возникли в интервале от первого импульса детектора, включающего кодировщик, до импульса *Строб*. Временной интервал между импульсами *Старт* и *Стоп* измеряется кодировщиком, и код этого интервала запоминается в регистре *T*. Контроллер передает в ЭВМ через канал прямого доступа сначала код из регистра *P* по запросу от этого регистра, а затем временной код из регистра *T*. Таким образом, каждому зарегистрированному событию соответствуют два 16-разрядных слова, составляющих вместе признак двойной длины.

Измерительная часть системы рассчитана для работы с шириной каналов от 20 до 640 нс и с числом каналов от 256 до 64 К. Мертвое время определяется удвоенным временем обращения к каналу прямого доступа и составляет 2 мкс.

Программа эксперимента. Для измерения спектральных распределений разработана модульная программа EXPR, упрощенная схема которой показана на рис. 7.20. Процесс формирования спектров состоит из двух основных этапов — внешнего неинкриментного накопления (модуль STORE) и внешней сортировки (модуль SORT).

На этапе накопления первичные признаки, сформированные измерителем, поступают в оперативную память через канал прямого доступа. Программа преобразует каждый первичный признак двойной длины в один или несколько вторичных признаков одинарной длины и группирует вторичные признаки в неупорядоченные подмассивы в подзоны оперативной памяти. Когда какая-либо подзона заполнится, ее содержимое передается в соответствующую зону поля признаков на диске. Этап накопления заканчивается после приема заданного объема данных. Прием, преобразование, группировка признаков и передача их на диск совмещены во времени.

На этапе внешней сортировки (модуль SORT) спектры, размещенные на диске, делятся на зоны, соответствующие зонам поля признаков на диске. Содержимое заполненной части каждой зоны поля признаков диска передается в оперативную память подмассивами, каждый из которых сортируется по подмножеству каналов соответствующей зоны спектров. Следует отметить, что время внешней сортировки существенно сокращается в результате предварительной группировки признаков по зонам на диске.

Работа модулей STORE и SORT чередуется, пока не будет накоплен достаточный объем данных. После этого производится статистический контроль спектров (модуль SUM), и если они признаются достоверными, то суммируются с накопленными ранее спектрами. Циклы с контролем и суммированием повторяются необходимое количество раз. Модуль ALLOC автоматически распределяет память диска в зависимости от статистического распределения признаков по зонам, а именно устанавливает размеры зон и размещает их на диске таким образом, чтобы уменьшить среднее время перемещения головок диска.

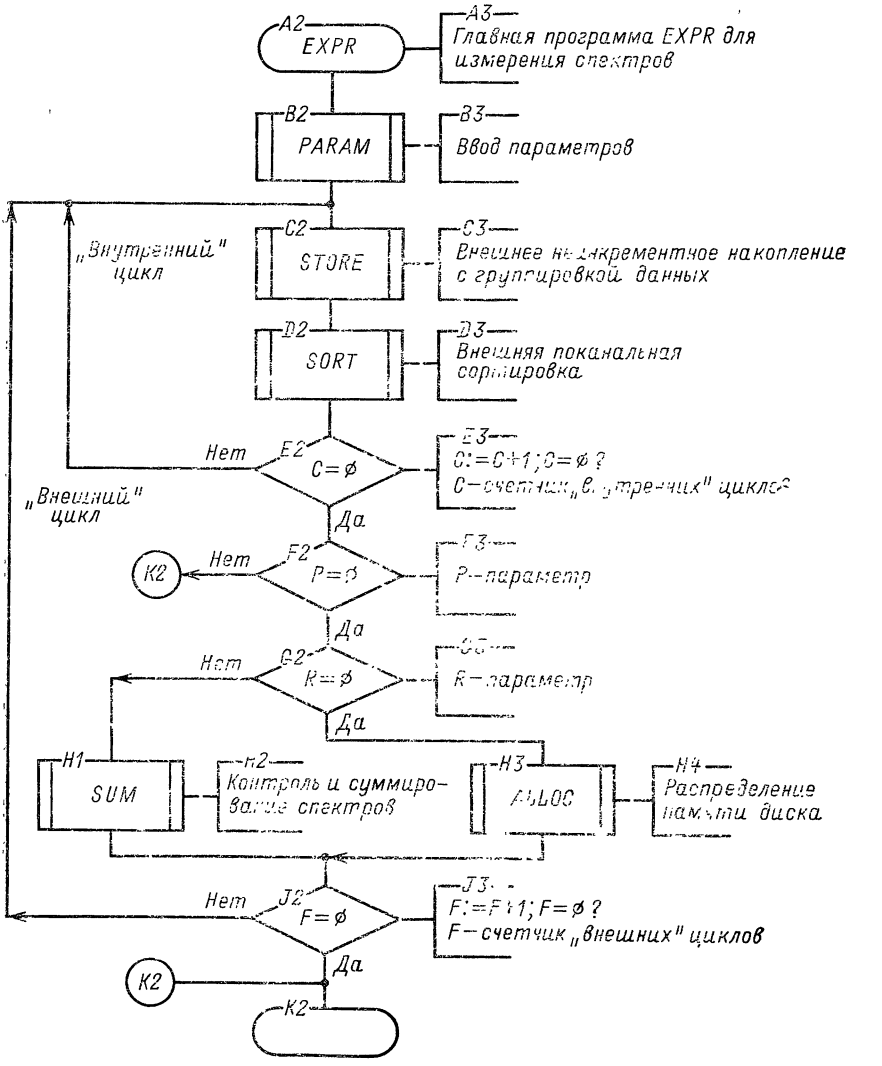


Рис. 7.20. Модульная программа экспериментальных исследований на нейтронном спектрометре

Программа EXPR в значительной степени универсальна вследствие набора и структуры модулей и широкого использования таблиц оптимизируемых переменных параметров. Предусмотрены различные виды тестового контроля. В модуле STORE реализованы контроль снижения интенсивности потока событий и контроль пропадания кодов при приеме их в ЭВМ от измерителя.

Суммарное количество каналов в одновременно регистрируемых спектрах зависит от объема дисковой памяти и при использовании одного дискового накопителя составляет примерно 10^6.

Глава 8

Автоматизация съема информации с координатно-чувствительных и трековых детекторов

§ 8.1. ЗАДАЧИ И МЕТОДЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СЪЕМА ИНФОРМАЦИИ С КООРДИНАТНЫХ И ТРЕКОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ

При проведении многих исследований в экспериментальной ядерной физике изучают пространственные распределения частиц или квантов и траектории движения частиц. В сравнительно простых экспериментах, например при использовании магнитного альфа-спектрометра, измеряют распределение частиц вдоль одной координаты. В более сложных исследованиях такие распределения изучают в плоскости и пространстве. Особенно широко исследуют траектории движения частиц — их треки — в физике высоких энергий.

В период становления ядерной физики перечисленные задачи решали ограниченными средствами. Так, для определения пространственного распределения частиц в тех же магнитных спектрометрах их регистрировали при помощи фотопластинок, после проявления которых просчитывали под микроскопом треки. Для детального исследования траекторий частиц применяли камеру Вильсона. Возникающие в ней треки фотографировали и затем определяли координаты. Для решения подобных задач использовали также многослойные фотоэмульсионные камеры и годоскопические системы.

Дальнейшее развитие эспериментальных методов шло как по пути улучшения параметров детекторов — их энергетического разрешения, быстродействия и т. п., так и по пути создания детекторов, обеспечивающих автоматизацию съема информации. Последнее обстоятельство имеет очень большое значение. Введение автоматического съема информации значительно уменьшает время, требующееся на обработку результатов, повышает точность измерений, позволяет выделить события, представляющие интерес.

Для определения координат частиц и квантов созданы координатно-чувствительные детекторы. Одни из них являются дальнейшим развитием газоразрядных, полупроводниковых и сцинтилляционных детекторов, другие основаны на применении дискретных детектирующих структур и канальных умножительных пластин. Эти детекторы требуют специальных электронных методов для снятия сигналов и кодирования координат. Окончательная обработка информации ведется на ЭВМ.

В физике высоких энергий широкое распространение получили проволочные камеры, которые являются по существу искровыми, пропорциональными или дрейфовыми камерами. Выполнение их на проволочных электродах обеспечивает достаточно точные и сравнительно простые способы съема координат треков. Для этого

используют методы, основанные на применении элементов магнитострикционных ферритовых и полупроводниковых ЗУ.

Обычные искровые камеры (с непроволочными электродами) с успехом применяют для прямого (бесфильмового) съема информации. Для этого разработаны оптические и акустические методы считывания координат треков с непосредственным вводом в ЭВМ.

Очень большое значение имеет автоматизация и при обработке фотографий треков, полученных на пузырьковых или искровых камерах. Во многих исследованиях необходимо обрабатывать десятки тысяч фотоснимков. Следовательно, считывающие устройства должны иметь высокое быстродействие. Поэтому помимо специальных оптико-механических систем применяют телевизионные методы, а также устройства с электронно-оптическими преобразователями.

§ 8.2. СЪЕМ ИНФОРМАЦИИ С КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

Координатно-чувствительные или позиционные детекторы позволяют определять место регистрации частицы или кванта по одному направлению или в плоскости. Они выполняются в виде пропорциональных счетчиков, ионизационных камер, полупроводниковых и сцинтилляционных детекторов, а также в виде детекторов, основанных на регистрации частиц канальными умножительными пластинами и приборами с зарядовой связью. Для получения информации о координате точки, в которой произошла регистрация частицы, разработано несколько методов.

8.2.1. РЕЗИСТИВНЫЙ МЕТОД

Этот метод состоит в том, что один из электродов пропорционального счетчика ионизационной камеры или полупроводникового детектора изготавливают из материала с большим сопротивлением. В результате происходит перераспределение токов в детекторе, и возникающие на нагрузках сигналы несут информацию о месте регистрации элементарной частицы. В этом нетрудно убедиться, анализируя работу координатно-чувствительного пропорционального счетчика (рис. 8.1,*а*).

В счетчике, рассчитанном на резистивный съем информации, анод детектора выполняют из тонкой проволоки: из нихрома или нержавеющей стали диаметром около 100 мкм и с удельным сопротивлением $\rho = 10$ Ом/мм. Заметим, что в данном случае сопротивление нити значительно меньше, чем в детекторах, рассчитанных на резистивно-емкостный съем (см. далее), и значение распределенной емкости детектора C_0 мало влияет на скорость распространения заряда, образованного в точке x в момент регистрации. Здесь заряд практически со скоростью света достигает концов нити.

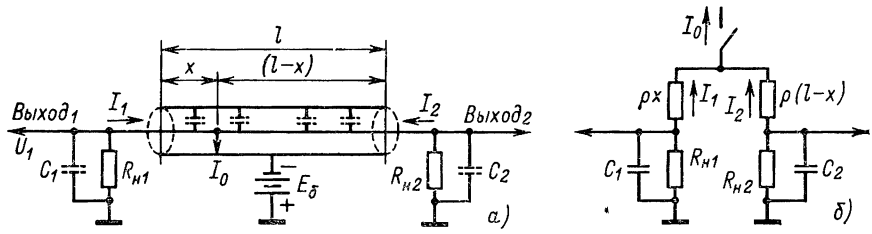


Рис. 8.1. Координатно-чувствительный пропорциональный счетчик (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

Используя эквивалентную схему, приведенную на рис. 8.1,*б*, оценим токи и заряды, поступающие в выходные цепи. Полагая, что внутреннее сопротивление участка детектора, где образуется исходный заряд, велико и его можно рассматривать как источник тока I_0, а также учитывая, что постоянные времени выходных цепей равны и значительно больше длительности импульса тока, т. е. в эквивалентной схеме для импульса емкости C_1, C_2 можно рассматривать как короткое замыкание, запишем

$$I_0 = I_1 + I_2, \tag{8.1}$$

где I_1 и I_2 — токи, поступающие в выходные цепи, и

$$I_0 \frac{\rho x \rho (l-x)}{\rho x + \rho (l-x)} = I_1 \rho x. \tag{8.2}$$

Из (8.1), (8.2) находим

$$x = l\left(1 - \frac{I_1}{I_1 + I_2}\right).$$

Поскольку токи интегрируются, то для определения координаты X необходимо знать заряды, поступающие в выходные цепи детектора Q_1 и Q_2, либо снимаемые с нагрузки импульсы напряжения U_1, U_2

$$x \approx \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2}; \qquad x \approx \frac{U_1}{U_1 + U_2}.$$

Электронная схема координатно-чувствительного детектора с резистивным съемом приведена на рис. 8.2. Она состоит из зарядочувствительных усилителей $У_1$, $У_2$, схемы суммирования для определения суммы U_1+U_2 и делителя, вычисляющего отношение $U_1/(U_1+U_2)$. В качестве сумматора и делителя обычно применяют аналоговые схемы. Они имеют меньшую точность по сравнению с цифровыми схемами, но значительно проще последних и имеют большее быстродействие, что необходимо для обеспечения высокой скорости регистрации.

Отметим, что усилители в данной схеме должны иметь одинаковый коэффициент усиления. Сигналы с выхода делителя подаются

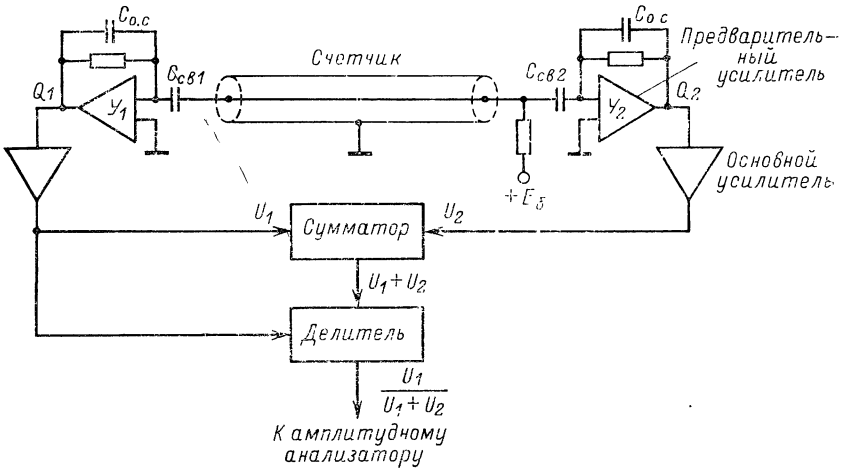


Рис. 8.2. Электронная схема координатно-чувствительного детектора с резистивным съемом

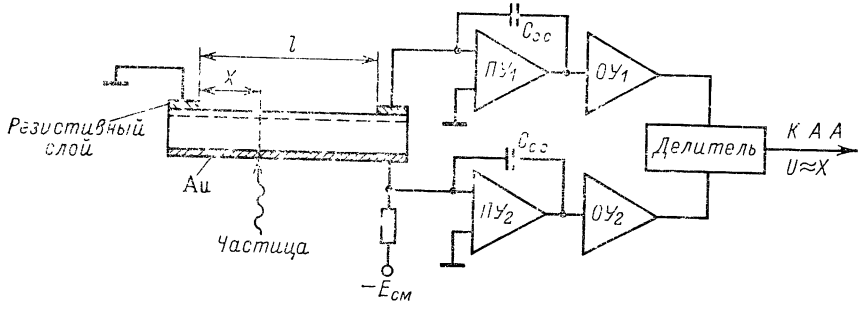


Рис. 8.3. Схема для съема данных с координатно-чувствительного полупроводникового детектора

на амплитудный анализатор, регистрирующий распределение частиц или квантов вдоль нити счетчика.

Резистивный метод съема информации используется и в полупроводниковых координатно-чувствительных детекторах. В поверхностно-барьерном детекторе, выполненном из кремния *n*-типа, резистивный слой образует зона необедненного кремния (рис. 8.3). К концам ее подсоединяют металлические контакты. Один из контактов заземляют, второй подключают к усилителю.

Ионизирующая частица создает в обедненном слое электроны и дырки, которые перемещаются под действием электрического поля; во внешней цепи протекает ток. Полный заряд Q собирается в цепи электрода из золота (Au), и на выходе предварительного усилителя $ПУ_2$ возникает импульс напряжения. Ток течет и по резистивному слою в землю через левый контакт и во входную ем-

кость предварительного усилителя $ПУ_1$; в резистивном слое ток распределяется обратно пропорционально сопротивлению участков l и $(l—x)$. Соответственно заряд, собираемый на входе $ПУ_1$, будет равен xQ/l, а импульс напряжения $xQ/lC_{о.с}$. Для определения координаты зарегистрированной частицы необходимо найти отношение сигналов, снимаемых с выходов усилителей. Для этого в схеме предусмотрен делитель аналогового типа. Амплитуда импульсов, снимаемых с выхода делителя, пропорциональна координате x. Эти импульсы подают на амплитудный анализатор AA, и находят распределение частиц по координате x.

Заметим, что линейность полупроводникового позиционно-чувствительного детектора в большой степени определяется однородностью резистивного слоя. Поэтому при изготовлении таких детекторов необходим материал с высокой однородностью распределения удельного сопротивления и хорошей параллельностью граней.

Погрешность, с которой может быть определена координата частицы в координатно-чувствительном детекторе, называют координатным или позиционным разрешением. В пропорциональном счетчике и полупроводниковом детекторе она определяется шумами, создаваемыми соответственно сопротивлениями нити и резистивного слоя. При оценке шумов необходимо учитывать небольшую для этих детекторов межэлектродную емкость C.

Анализ показывает, что наилучшее позиционное разрешение достигается при оптимальной фильтрации и равно

$$\Delta l/l \approx 2{,}54\,(kTC)^{1/2}/Q.$$

Из этого выражения видно, что в случае оптимальной фильтрации позиционное разрешение зависит только от межэлектродной емкости детектора и не зависит от сопротивления резистивного электрода.

8.2.2. РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫЙ МЕТОД

В координатно-чувствительных детекторах, основанных на резистивно-емкостном методе, сопротивление нити или резистивного слоя делается значительно больше, чем в детекторах с резистивным съемом. Так, положительный электрод в пропорциональных счетчиках выполняется нанесением пиролитического углерода на кварцевую нить, удельное сопротивление таких нитей достигает 10 кОм/мм. В полупроводниковых детекторах высокоомный резистивный слой получают легированием.

При большом сопротивлении анода или резистивного слоя необходимо учитывать влияние распределенной емкости детекторов, которая, например, у пропорциональных счетчиков равна 10^{-14} мкФ/мм. В этом случае детектор можно рассматривать как RC-линию с распределенными параметрами. Эквивалентная схема детектора приведена в левой части рис. 8.4, где R и C — сопротивление и емкость единицы длины нити или резистивного слоя детектора соответственно. Если в точке регистрации частицы x мгновенно образуется заряд Q_s, то этот заряд будет распространяться по линии в оба конца. Анализ показывает, что заряд, достигающий

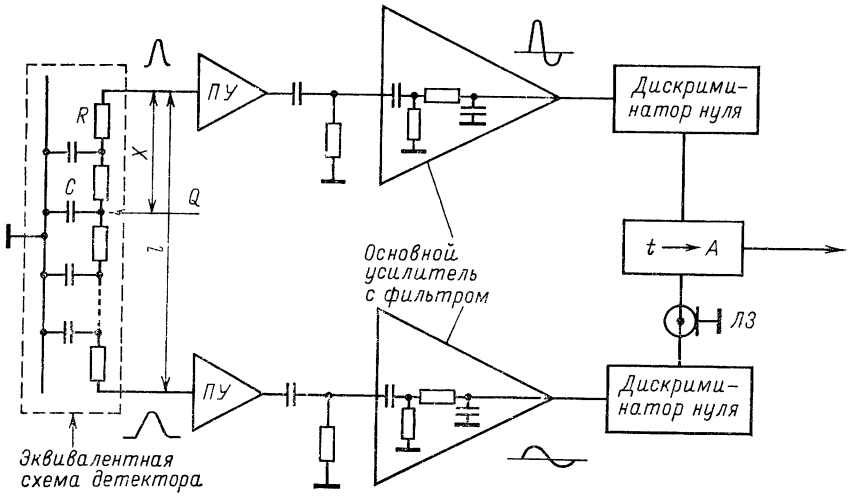


Рис. 8.4. Электронная схема координатно-чувствительного детектора с резистивно-емкостным съемом (на рисунке изображена эквивалентная схема детектора)

конца линии (при условии, что оба конца нагружены на нулевое сопротивление), является функцией времени и места регистрации x/l. Выражение для отношения заряда на одном из концов $Q(t, X)$ к полному заряду Q_s, поступающему в линию, имеет вид

$$\frac{Q(t,\ x)}{Q_s} = 1 - \frac{x}{l} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi x}{l}\right) \exp\left(-n^2\pi^2 t/\tau_д\right),$$

где $\tau_д = R_д C_д = RCl^2$ — постоянная времени детектора; $R_д$ и $C_д$ — полное сопротивление и емкость детектора соответственно, $R_д = Rl$, $C_д = Cl$. На рис. 8.5 приведено семейство кривых, характеризующих процесс нарастания заряда на конце линии для разных точек регистрации частицы x/l. Из них следует, что с увеличением расстояния X уменьшается крутизна нарастания заряда. Горизонтальная часть кривых соответствует полному собиранию заряда на конце линии.

В резистивно-емкостном методе, как правило, используют зависимость наклона кривых нарастания заряда или выходного сигнала от координаты X. Для определения времени нарастания применяют фильтры с двойным дифференцированием. Сигнал, снимаемый с выхода такого фильтра, проходит через нуль в момент, отстоящий от момента регистрации частицы на время, пропорциональное координате X. Измерения показывают, что на практике наблюдается некоторое отклонение от линейности. Лучшие результаты удается получить, определяя интервал времени между моментами перехода через нуль дважды продифференцированных сигналов с обоих выходов.

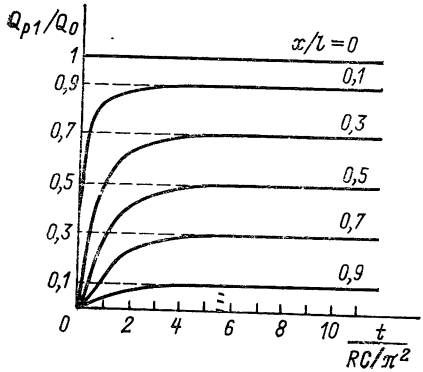


Рис. 8.5. Зависимость крутизны нарастания сигнала от места регистрации частицы x/l для детектора с резистивно-емкостным съемом

Схема для определения координаты по времени нарастания сигналов изображена на рис. 8.4. Двойное дифференцирование выполняется фильтрами, находящимися в соединительных цепях и в схеме основного усилителя. Далее сигналы поступают на дискриминаторы нуля. Сформированные импульсы с выходов дискриминаторов нуля управляют схемой преобразования $t \to A$. Импульс выхода одного из дискриминаторов пропускается через линию задержки *ЛЗ*. Этой задержкой исключается равенство нулю разностного сигнала в преобразователе $t \to A$ при регистрации частицы в центре детектора. Амплитудный анализатор, подключенный к схеме, регистрирует распределение частиц вдоль детектора.

Резистивно-емкостный способ определения координат частиц, основанный на временны́х измерениях, удобен тем, что используются сравнительно простые схемы, обеспечивающие высокое быстродействие и хорошую точность. Однако стабильность измерений во многом зависит от колебаний температуры, влияющей на постоянную времени детектора $\tau_д$.

8.2.3. СЧИТЫВАНИЕ КООРДИНАТ СО СЦИНТИЛЛЯЦИОННЫХ ДЕТЕКТОРОВ

В физике высоких энергий, а также в космических исследованиях широко используют сцинтилляционные координатно-чувствительные детекторы. Сцинтиллятор такого детектора обычно выполняется в виде бруска, длина которого значительно больше попоперечных размеров. В качестве сцинтиллирующего вещества используют пластик или жидкости с высоким отношением конверсионной эффективности X к времени высвечивания $\tau(X/\tau)$, обеспечивающим наилучшее временно́е разрешение. В частности, применяют пластмассовые сцинтилляторы на основе полиметилметакрилата.

В координатно-чувствительном детекторе (рис. 8.6) к торцам сцинтиллятора на оптическом контакте подсоединяют ФЭУ временно́го типа. Возникающая при попадании в сцинтиллятор частицы вспышка света регистрируется обоими ФЭУ. При этом интервал времени между моментами регистрации определяется координатой зарегистрированоnй частицы. В этом нетрудно убедиться. В зависимости от энергии регистрируемой частицы сцинтилляционная вспышка может произойти в поверхностном

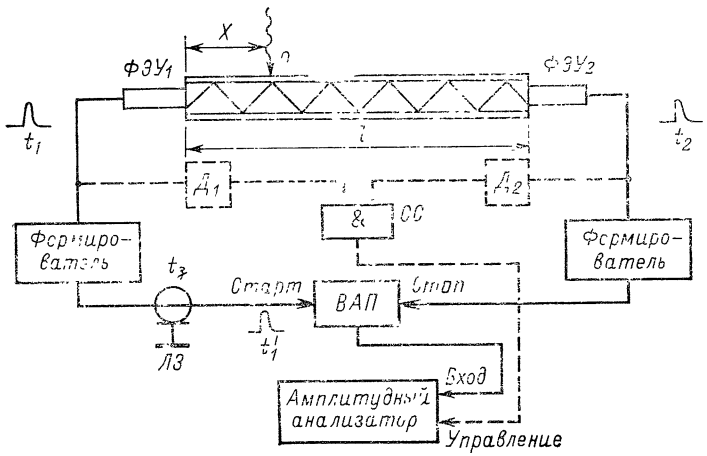


Рис. 8.6. Сцинтилляционный координатно-чувствительный детектор и схема для съема данных

слое сцинтиллятора или в его сечении. При этом фотокатоды ФЭУ будут освещаться как прямыми лучами, так и лучами, претерпевшими многократное отражение от стенок умножителя. На рис. 8.6 показан случай, когда сцинтилляция образуется в поверхностном слое и на фотокатоды падают фотоны, выходящие из точки 0 под углами, большими, чем угол полного внутреннего отражения. Поэтому можно говорить о некоторой эффективной скорости распространения света вдоль сцинтиллятора $V_{эф}$, где учитываются показатель преломления вещества и многократные отражения.

Если сцинтилляция произошла в момент $t=0$, то сигналы на выходах ФЭУ, без учета их разрешения, появятся в моменты $t_1=x/V_{эф}$ и $t_2=(l-x)/V_{эф}$. Интервал времени между этими моментами (t_1-t_2) будет равен нулю при регистрации частицы в центре сцинтиллятора либо будет иметь положительный или отрицательный знак в зависимости от того, с какой стороны от центра произошла регистрация. Чтобы этот временной интервал был одного знака, в канал *ФЭУ*$_1$ вводится задержка $t_з=l/V_{эф}$. Тогда сигнал на выходе ЛЗ будет в момент $t'_1=(x+l)/V_{эф}$ и интервал $\Delta t'=t'_1-t_2=2x/V_{эф}$ однозначно определяет координату X зарегистрированной частицы.

Координатно-чувствительные детекторы имеют длину несколько десятков сантиметров, и измеряемый интервал $\Delta t'$ лежит в наносекундной области. Для его измерения обычно применяется время-амплитудный преобразователь *ВАП* (см. § 4.4). На один его вход поступает сформированный стартовый сигнал в момент t'_1, на второй — сигнал *Стоп* в момент t_2. С выхода *ВАП* импульсы с амплитудой, пропорциональной измеряемым интервалам $\Delta t'$, подаются на амплитудный анализатор, с которого и считывается распределение $n=f(x)$.

В тех случаях, когда регистрируемые частицы имеют сплошной спектр, сигналы малых амплитуд могут заметно ухудшить разрешение координатно-чувствительного детектора. Это явление можно ослабить, жертвуя эффективностью регистрации и измеряя интервалы $\Delta t'$, соответствующие только импульсам больших амплитуд. Для этого в электронную схему детектора вводятся интегральные дискриминаторы $Д_1$, $Д_2$ и схема совпадений $СС$ (см. пунктир на рис. 8.6). Схема совпадений управляет амплитудным анализатором и разрешает измерять интервалы $\Delta t'$, образованные сигналами, от которых сработали дискриминаторы.

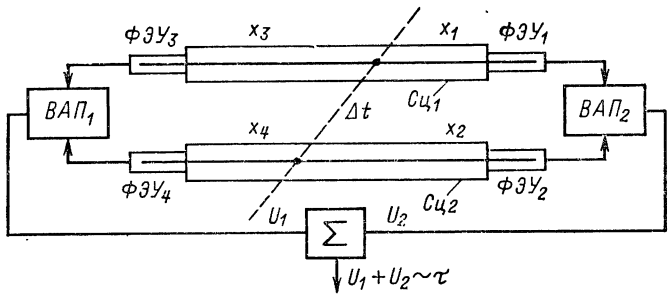


Рис. 8.7. Схема для исключения временны́х неопределенностей, связанных с прохождением света в сцинтилляторах

Координатно-чувствительные сцинтилляционные детекторы часто используют в спектрометрах по времени пролета. Они позволяют улучшить разрешение таких спектрометров. Дело в том, что в случае применения в спектрометрах по времени пролета достаточно протяженных сцинтилляторов возникают неопределенности в измерении времени пролета частицы, связанные с временем прохождения света в самом сцинтилляторе. Эту неопределенность удается исключить, применяя схему, показанную на рис. 8.7.

Схмой измеряется время пролета Δt расстояния между сцинтилляторами $Сц_1$ и $Сц_2$. На концах каждого из сцинтилляторов установлены $ФЭУ_1$ и $ФЭУ_2$, подключенные к $ВАП_2$; $ФЭУ_3$ и $ФЭУ_4$ соединены с $ВАП_1$. Импульсы на выходах время-амплитудных преобразователей с учетом времени прохождения света в сцинтилляторах можно записать в виде

$$U_1 = K_1\left(\Delta t + \frac{x_2 - x_1}{V_{эф}}\right); \qquad U_2 = K_2\left(\Delta t + \frac{x_4 - x_3}{V_{эф}}\right);$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты пропорциональности; $V_{эф}$ — эффективная скорость распространения света в сцинтилляторе.

Импульсы U_1 и U_2 поступают на сумматор. При $K_1 = K_2$ и одинаковой длине сцинтилляторов $(X_1 + X_3 = X_2 + X_4)$ суммарный сигнал будет равен $U_1 + U_2 = K\Delta t$.

Таким образом, рассмотренная схема включения координатно-чувствительных сцинтилляционных детекторов в спектрометре

по времени пролета исключает неопределенности, связанные с временем прохождения света в сцинтилляторах, и однозначно определяет время пролета.

8.2.4. СЧИТЫВАНИЕ КООРДИНАТ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДЕТЕКТОРОВ ДИСКРЕТНОГО ТИПА

В тех случаях, когда трудно изготовить координатно-чувствительный детектор необходимых размеров и с хорошими параметрами, применяют детекторы дискретного типа. В частности, полупроводниковые детекторы дискретного типа выполняют на одном или нескольких кристаллах.

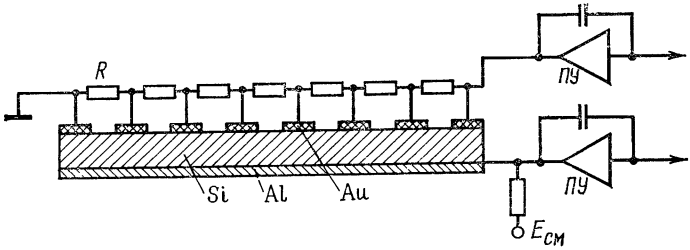


Рис. 8.8. Схема включения полупроводникового детектора с дискретными электродами

В детекторе, приведенном на рис. 8.8, золотой контакт (Au) разделен на отдельные полоски, подключенные к внешнему резистивному делителю. Один конец делителя заземлен, а второй подключен к зарядочувствительному усилителю. Общий алюминиевый контакт соединен со вторым зарядочувствительным усилителем. Для определения координаты, в данном случае номера контактной полоски, применяют рассмотренную ранее схему с делителем (см. рис. 8.3).

Координатно-чувствительные детекторы большой площади выполняют в виде матрицы, состоящей из нескольких десятков полупроводниковых детекторов, подключенных к отдельным усилителям. Уменьшить объем оборудования в сложной многодетекторной системе можно, включив детекторы в искусственную ЛЗ (рис. 8.9). В одну линию включают до 20 детекторов. Возникающий на детекторе в момент регистрации частицы импульс распространяется к двум концам линии. После усиления $У_1$, $У_2$ и формирования $Ф_1$, $Ф_2$ импульсы поступают на *ВАП*, подключенный к амплитудному анализатору. В результате по разности времени прохождения импульсов соответствующих отрезков линии X_1 X_2 определяется номер детектора, в котором произошла регистрация. Постоянная задержка $t_з$ здесь служит для того, чтобы импульс с правого конца всегда запаздывал относительно импульса, снимаемого с левого конца линии. Время задержки делается немного больше времени прохождения сигнала через всю линию. При включении полупроводниковых детекторов в ЛЗ ухудшается форма передаваемых сигналов и повышается уровень шумов, поэтому рассмотренный

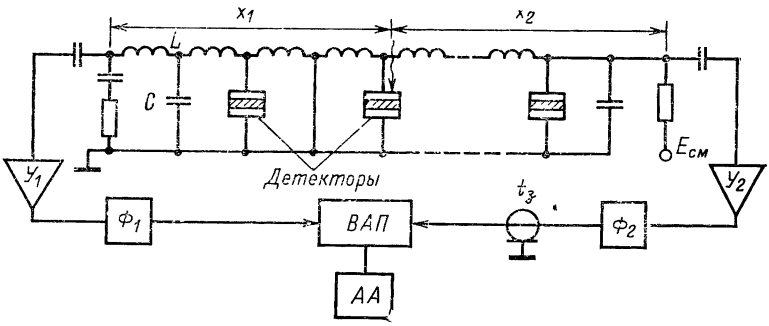


Рис. 8.9. Схема с включением полупроводниковых детекторов в линию задержки в координатно-чувствительной системе большой площади

метод используют обычно при исследовании частиц высокой энергии в несколько мегаэлектронвольт.

8.2.5. СЧИТЫВАНИЕ КООРДИНАТ С ДЕТЕКТОРОВ НА МИКРОКАНАЛЬНЫХ ПЛАСТИНАХ

Координатно-чувствительные детекторы иногда выполняют на базе микроканальных пластин (МКП). Принцип действия МКП аналогичен канальным умножителям КЭУ (см. § 1.5). В микроканальной пластине диаметр каналов очень мал (10—20 мкм) (рис. 8.10). При площади пластины в несколько квадратных сантиметров число каналов достигает 10^6. Ускоряющее напряжение в МКП прикладывается параллельно ко всем каналам. При попадании в любой из каналов частицы или кванта возникают электроны, которые многократно умножаются, и с выхода пластины на собирающий электрод-коллектор поступает значительный заряд

В детекторе на МКП задача электронных устройств состоит в точном определении места регистрации частицы или кванта. С одной МКП трудно получить достаточно высокий коэффициент усиления при малом разбросе амплитуд выходных импульсов из-за возникновения обратной связи от положительных ионов. Поэтому детектор обычно выполняют из двух последовательно включенных пластин, образующих каскадную или так называемую шевронную систему (рис. 8.10). В ней каналы обеих пластин расположены на небольшом расстоянии (50 мкм) и под некоторым углом. При выборе определенных ускоряющих напряжений в такой каскадной системе электроны проходят без значительных потерь, а положительные ионы обратной связи застревают между пла-

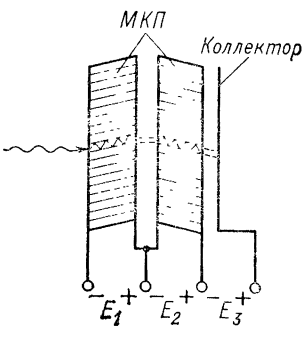


Рис. 8.10. Каскадная система из двух микроканальных пластин

стинами. Коэффициент усиления каскадной системы достигает 10^7, а время умножения не превышает 1 нс при разбросе около 100 пс.

Считывание информации с детекторов на микроканальных пластинах выполняют на основе резистивного или резистивно-емкостного метода либо при помощи системы дискретных электродов. При резистивном или резистивно-емкостном способе считывания коллектор изготовляют из материала с большим сопротивлением. В том случае, когда считывание ведется по одной координате, коллектор выполняется в виде узкой полоски. Если считывание ведется по двум координатам, коллектор изготовляют в виде прямоугольной пластины. Резистивные электроды с небольшим сопротивлением изготовляются нанесением коллоидального графита на подложку из стекла или керамики. Для более высокоомных электродов (10^5 Ом/см^2) используют отожженные в водороде свинцовые стекла либо олундовые пленки. Хорошую однородность имеют резистивные пластины, выполненные по технологии пленочных гибридных электронных схем.

В качестве примера двухкоординатного детектора на МКП с резистивно-емкостным считыванием рассмотрим схему, приведенную на рис. 8.11. Здесь применено каскадное включение МКП. Сигналы с коллектора снимают с четырех контактов и через усилители $У_1 - У_4$ попарно подают на преобразователи интервалов времени в амплитуду ($t \rightarrow A$). Аналоговые сигналы отклоняют луч электронно-лучевой трубки осциллографа по координатам X и $У$. В момент, соответствующий амплитудному значению этих сигналов, формируется импульс подсветки, которым открывается луч трубки Z. Таким образом, рассмотренная схема позволяет визуализировать координаты зарегистрированной частицы. В том случае, когда необходимо запоминать координаты, аналоговые сигналы следует предварительно закодировать.

Применение для считывания координат частицы системы дискретных электродов обеспечивает большую точность и быстродействие. Чтобы уменьшить число дискретных электродов, их выполняют в виде скрещенных шин (рис. 8.12). Вылетающие из каналов МКП сгустки электронов создают заряды в цепи соответствующих вертикальных и горизонтальных шин. Сигналы усиливаются, формируются дискриминаторами и поступают на матричные кодирую-

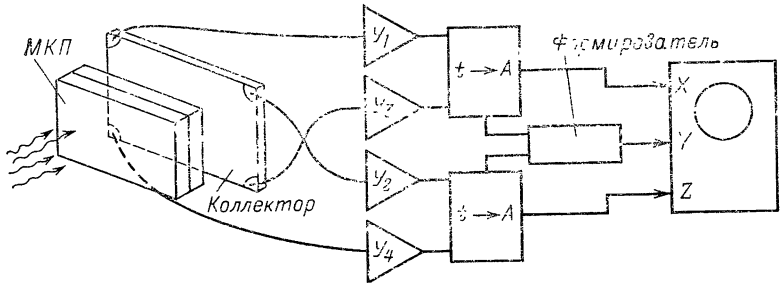


Рис. 8.11. Двухкоординатный детектор на микроканальных пластинах с резистивно-емкостным считыванием

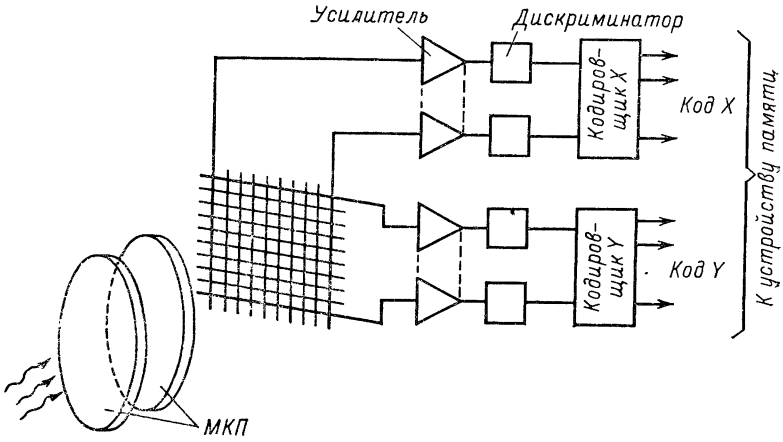


Рис. 8.12. Считывание координат с микроканальных пластин с помощью сетки из изолированных электродов

щие устройства, с выхода которых снимаются коды координат X и Y.

Для считывания информации с микроканальных пластин можно применить также приборы с зарядовой связью (ПЗС). Они также имеют систему дискретных электродов. Заряд, попадающий на эти электроды, далее считывается электронной схемой, управляющей ПЗС.

8.2.6. РАБОТА ПРИБОРОВ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ В КАЧЕСТВЕ КООРДИНАТНО-ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ДЕТЕКТОРОВ

ПЗС — сравнительно новые твердотельные элементы; наибольшее распространение они получили в качестве преобразователей оптической информации, и применяют их вместо телевизионных приемных трубок, таких как видикон, суперортикон и др. На них также разрабатываются сдвигающие регистры, устройства памяти и фильтры. Способность преобразовывать энергию излучения в электрические заряды, сохранять эти заряды в течение некоторого времени и выдавать сигналы, характеризующие исходное излучение и его распределение в пространстве, обеспечили создание на их базе координатно-чувствительных детекторов. В частности, ПЗС применяют для исследования рентгеновского излучения и потоков электронов малых энергий.

Принцип действия ПЗС поясняется на рис. 8.13,*а*, где изображен трехфазный прибор с поверхностным каналом; он состоит из большого числа ячеек, выполненных по структуре МДП — металл — диэлектрик — полупроводник. На кремниевой подложке n-типа (n-Si) нанесены диэлектрик (SiO_2) и металлические электроды, расстояние между которыми очень мало (1—2 мкм). Электроды соединены с тремя шинками, на которые подается трехфаз-

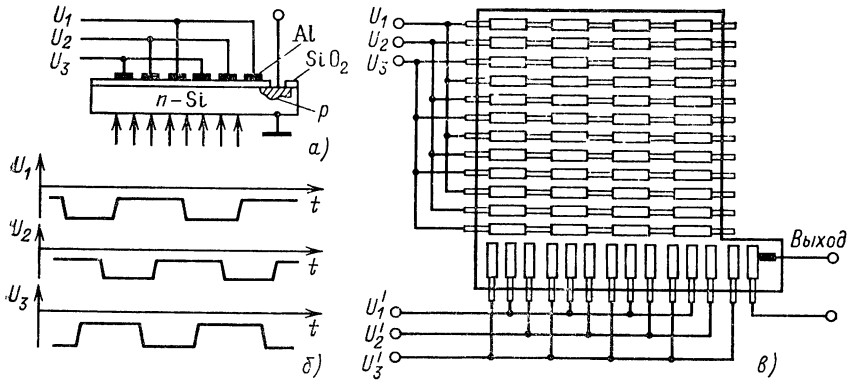


Рис. 8.13. ПЗС трехфазного типа с поверхностным каналом (*а*) и трехфазная последовательность управляющих импульсов (*б*)

ная последовательность отрицательных импульсов (рис. 8.13,*б*). Когда к одному электроду приложено отрицательное напряжение, то под действием электрического поля основные носители заряда в подложке — электроны уходят от поверхности в глубь полупроводника. Под электродом образуется область, обедненная основными носителями заряда и представляющая собой потенциальную яму для неосновных носителей — дырок. Приложенное к шинкам импульсное трехфазное напряжение (U_1, U_2, U_3) последовательно продвигает потенциальную яму от электрода к электроду.

При облучении подложки ионизирующим излучением генерируются пары электрон-дырка и неосновные носители накапливаются в потенциальных ямах. С помощью управляющих импульсов накопленные заряды продвигаются в сторону выходного электрода, с которого считываются сигналы.

Рассмотренный прибор позволяет измерять распределение потока излучения по одной координате. Для определения распределений в плоскости ПЗС выполняется в виде матрицы (рис. 8.13,*в*), в которой электроды соединены последовательно вдоль строк. Накопленная информация в виде зарядов продвигается управляющими импульсами U_1, U_2, U_3 сверху вниз. С последних электродов каждого столбца она поступает на нижнюю схему, продвигающую ее с помощью импульсов U'_1, U'_2, U'_3 слева направо к считывающему электроду. Частоты трехфазных импульсов U_1, U_2, U_3 и U'_1, U'_2, U'_3 отличаются в K раз (где K — число элементов в строке), так как новая строка может быть подана на нижнюю схему только после считывания всех элементов предыдущей строки.

Была рассмотрена упрощенная структура ПЗС. В реальных приборах для повышения эффективного времени накопления информации делают две матрицы. На первой матрице информация накапливается, а затем быстро построчно передается во вторую, где хранится и откуда поэлементно считывается.

Кроме трехфазных ПЗС с поверхностным каналом используют и приборы других типов, отличающиеся как структурой, так и способами управления. В приборах с объемными каналами подложка состоит из двух слоев кремния с разными типами проводимости и создаются условия, при которых потенциальные ямы располагаются в полупроводниковом слое на расстоянии нескольких микрометров от поверхности раздела диэлектрик—кремний. Ниже будет показано, что по некоторым параметрам эти приборы превосходят ПЗС с поверхностным каналом.

В других приборах типа «пожарная цепочка» для образования потенциальных ям формируются диффузионные или ионно-имплантированные p-области. Управляются эти приборы двухфазной последовательностью импульсов.

При работе ПЗС в качестве координатно-чувствительных детекторов важно, чтобы они обладали высокой чувствительностью к исследуемому излучению, были достаточно радиационно стойкими и имели хорошее пространственное разрешение. Сравнение разных типов детекторов, применяемых для исследования низкоэнергетического рентгеновского излучения, показывает, что ПЗС обладают рядом преимуществ. Так, их чувствительность на 2—3 порядка выше, чем у фотопленок, и у приборов с объемным зарядом на порядок выше, чем у фотодиодных матриц. У них также значительно шире, чем у фотопленок, динамический диапазон; пространственное разрешение лучше, чем у фотодиодных матриц. Радиационная стойкость лучших ПЗС на 1—2 порядка выше, чем у матрицы из $p{=}i{=}n$ диодов.

Пространственное разрешение ПЗС определяется геометрическими размерами чувствительной ячейки, которые не превышают 10—20 мкм, что соответствует разрешающей способности 25—50 линий/мм. Предельное разрешение может достигать 150—200 линий/мм. Такое высокое разрешение особенно важно для преобразования оптической информации, когда на матрицу проецируется при помощи объектива оптическое изображение. Размеры чувствительной области ПЗС при числе элементов 250×200 составляют всего 5×4 мм. Поэтому координатно-чувствительный детектор большей площади необходимо выполнять из нескольких элементов.

На точность измерений малых интенсивностей излучения, лежащих вблизи порога чувствительности, большое влияние оказывают темновые токи, неравномерно распределенные в приборе. Они образуются как в объеме полупроводника, так и на границе диэлектрик—полупроводник из-за тепловой генерации носителей заряда. Неосновные носители попадают в потенциальные ямы и проявляются как геометрический шум, уменьшающий чувствительность. Для снижения уровня тепловых токов ПЗС охлаждают.

Важными параметрами ПЗС, используемых в координатно-чувствительных детекторах, являются: максимальное время интегрирования потока излучения и предельная тактовая частота управляющих импульсов. Большое время интегрирования позволяет в случае малой интенсивности излучения увеличить экспозицию и накопить в потенциальных ямах заряды, достаточные для измерения распределения потока. Исследования показывают, что максимальное время интегри-

рования ограничивается темновыми токами и, как правило, не превышает нескольких десятков миллисекунд.

Тактовая частота управляющих импульсов определяет скорость ввода данных в устройство памяти или в ЭВМ; поэтому она должна быть достаточно высокой. Ее предельное значение ограничивается инерционностью процесса переноса зарядов из одной потенциальной ямы в соседнюю. При слишком больших частотах вследствие конечной скорости перетекания часть зарядов остается в потенциальных ямах. Поэтому по мере продвижения заряда к выходу его значение уменьшается. Относительная потеря заряда на каждый такт переноса, вызванная как конечной скоростью перетекания, так и захватом поверхностными или объемными ловушками, характеризуется коэффициентом ε. У приборов с поверхностным каналом $\varepsilon = 10^{-4} \div 10^{-3}$, у приборов с объемным каналом потери меньше и ε снижается до 10^{-5}. Тактовая частота у лучших приборов достигает 10 МГц. При этом в ПЗС с объемным каналом, выполненном в виде матрицы 250×200 элементов, уменьшение заряда при считывании в среднем составляет несколько десятых долей процента, а время считывания всей матрицы не превышает 10 мс.

В ядерной физике ПЗС применяют не только в качестве координатно-чувствительных детекторов; с их помощью считывают информацию с искровых и стриммерных камер, а также обрабатывают фотоснимки следов частиц. В экспериментальной установке ПЗС управляется времязадающей схемой, состоящей из тактирующего генератора и счетчиков-делителей. Информация передается в ЭВМ для последующей обработки.

§ 8.3. СЪЕМ ИНФОРМАЦИИ С ПРОВОЛОЧНЫХ КАМЕР

Проволочные камеры, так же как и координатно-чувствительные детекторы, позволяют непосредственно во время эксперимента (без предварительного фотографирования) получать координаты трека частицы. Высокое пространственное разрешение таких камер и возможность непосредственного считывания координат достигаются дискретной проволочной структурой электродов. Существуют три основных типа проволочных трековых камер: искровые, пропорциональные и дрейфовые. В зависимости от типа камеры и решаемых физических задач применяются разные методы считывания информации.

8.3.1. СЧИТЫВАНИЕ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЗАПОМИНАНИЕМ НА ФЕРРИТАХ И ЕМКОСТЯХ

В проволочной искровой камере электроды, образующие искровой промежуток, выполняются из тонких проволочек, взаимно-перпендикулярно натянутых в параллельных плоскостях. На все проволочки, расположенные в одной плоскости, подается высокое напряжение; проволочки, находящиеся в другой плоскости, заземляются. При возникновении искры в цепи соответствующей пары проволочек протекают токи, по которым и могут быть установлены координаты регистрируемой частицы. В простейшей проволоч-

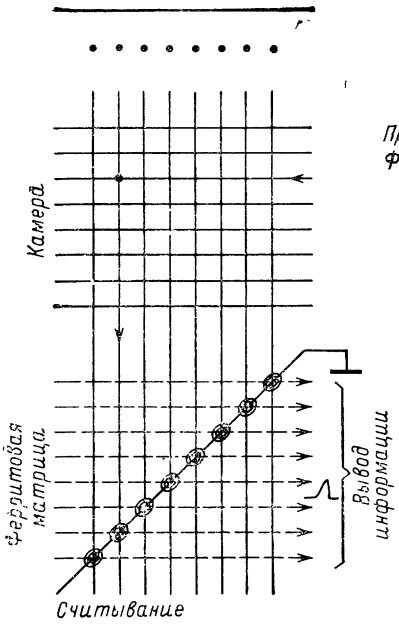


Рис. 8.14. Считывание с проволочной искровой камеры с промежуточным запоминанием на ферритах

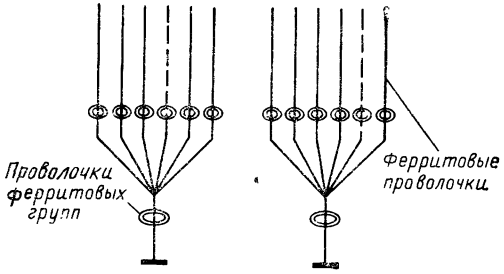


Рис. 8.15. Группировка проволочных электродов и ферритовых колец для повышения скорости опроса

ной камере при одновременном образовании нескольких искр возникает неопределенность в нахождении их координат. Ее удается значительно уменьшить, применяя дополнительную систему проволочек, образующих третью координату.

Запоминание координат в проволочной искровой камере часто выполняется с помощью ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса. Ферритовые кольца образуют плоскую матрицу (рис. 8.14), в которой через каждое кольцо проходит провод, являющийся продолжением соответствующего электрода камеры, а также провода для считывания информации.

В исходном состоянии все ферриты находятся в состоянии 0. В момент возникновения искры ток проволочки переводит соответствующий феррит в состояние 1. Во время считывания в проходящую через все ферриты считывающую обмотку подается ток, переводящий ферриты в состояние 0. При этом на проводе вывода информации, пронизывающем феррит, находящийся в состоянии 1, образуется сигнал, которым определяется координата трека частицы. Сигнал соответствует определенному номеру шины. Для дальнейшей передачи информации номер электрода преобразуется в двоичную форму и в виде кода поступает в память ЭВМ.

Чтобы уменьшить время опроса ферритовых матриц большой искровой камеры, проволочные электроды группируются (рис. 8.15). В этом случае производится ступенчатый опрос; вначале

опрашиваются ферриты групп и после определения группы, в которой произошла регистрация, опрашиваются ее ферриты.

Проволочные искровые камеры с ферритовыми кольцами обладают высокой многоискровой эффективностью и хорошим быстродействием. К сожалению, ферритовые кольца непригодны для работы в магнитных полях с напряженностью выше 50 Э. Поэтому для работы в магнитных полях искровые камеры оборудуют такими элементами памяти, как конденсаторы или запоминающие диоды. Принцип действия искровой камеры с запоминающими конденсаторами поясняется на рис. 8.16. При образовании искры конденсаторы, подключенные к проволочкам, через которые протекают токи, заряжаются. Это соответствует запоминанию 1. Считывание координат и перевод в состояние 0 осуществляются электронным коммутатором. Если в электронном коммутаторе для считывания применяются полевые транзисторы, то можно использовать конденсаторы небольшой емкости, порядка нескольких сотен пикофарад. В этом случае необходимая величина передаваемого искрой заряда на два порядка меньше, чем в ферритовых устройствах.

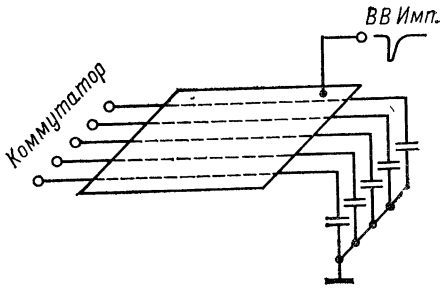


Рис. 8.16. Искровая камера с запоминающими конденсаторами

Работа устройств с запоминающими диодами основана на том, что после прохождения через них тока искры обратное сопротивление восстанавливается через десятки микросекунд. За это время с помощью электронного коммутатора на диоды можно подать опрашивающие токи и определить проволочки, через которые прошел заряд искры.

8.3.2. СЧИТЫВАНИЕ С ИСКРОВЫХ КАМЕР С МАГНИТОСТРИКЦИОННЫМИ ЛИНИЯМИ

Сравнительно большие токи (около 10 А), протекающие в проволочных электродах искровой камеры, позволяют для считывания информации использовать магнитострикционные эффекты. Явление магнитострикции состоит в том, что в некоторых сплавах импульсное магнитное поле возбуждает механические колебания, которые распространяются со скоростью звука в данной среде и могут быть обнаружены индуктивным методом. На этом явлении основан принцип действия магнитострикционных линий задержки, выполненных в виде тонкой проволоки из сплава Ni или Fe—Co, на концах которой установлены две катушки. В передающую катушку подается импульс тока, который создает магнитное поле, вызывающее магнитострикционный эффект. На выходе приемной

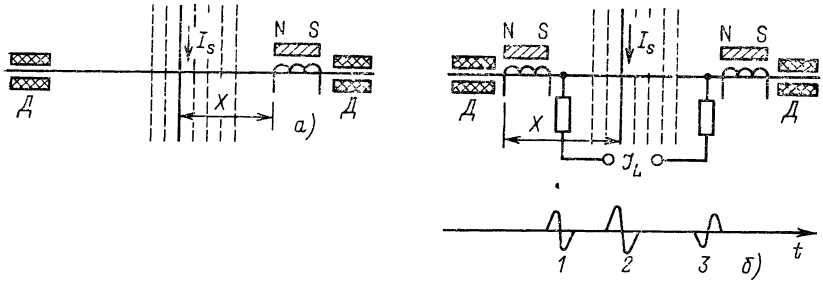


Рис. 8.17. Принципы считывания координат с проволочных искровых камер с помощью магнитострикционных линий задержки обычного типа (*а*) и со статическим запоминанием (*б*)

катушки обнаруживается сигнал, задержанный относительно импульса тока на время, равное времени распространения звуковой волны вдоль линии. В линиях из сплава Fe—Co скорость звука равна $v \approx 5$ мм/мкс. Такие линии задержки ранее использовались в устройствах памяти ЭВМ и многоканальных анализаторах.

В проволочной искровой камере (рис. 8. 17, *а*) магнитострикционная линия задержки устанавливается вблизи электродов камеры. Импульсное магнитное поле возбуждается током I_s, который протекает через одну из проволочек камеры во время образования искры. Напряженность магнитного поля в линии зависит от диаметра проволочки d камеры и ее расстояния до линии Δ

$$H = \frac{I_s}{2\pi}\left(\frac{d}{2} + \Delta\right).$$

Возбуждаемая магнитным полем звуковая волна распространяется в линии к обоим концам, где гасится демпфером *Д*. В момент прохождения этой волны через приемную катушку происходит модуляция поля постоянного магнита и на ее обмотке возникает сигнал. Интервал времени между импульсом тока в электроде камеры и импульсом напряжения на выходе приемной катушки определяет координату X, или номер проволочки, $X = tv$. Таким образом, определение координаты искры сводится к измерению интервала времени t.

Рассмотренный способ считывания информации при помощи магнитострикционной линии неудобен тем, что в отличие от системы на ферритах здесь информация не сохраняется и необходимо сразу же после регистрации частицы кодировать и координату. Большими возможностями обладают статические магнитострикционные устройства.

Принцип действия статического магнитострикционного устройства для запоминания и считывания информации с проволочной искровой камеры поясняется рис. 8.17,*б*. Здесь также проволочные электроды камеры расположены на небольшом расстоянии от ЛЗ, конструкция которой аналогична рассмотренной (рис. 8.17,*а*).

Отличительная особенность в том, что непосредственно в магнитострикционную линию можно подавать импульсный ток I_L. Этим током сначала производится предварительная круговая поляризация линии. В таком состоянии линия может находиться длительное время. После прохождения через некоторую проволочку камеры тока искры происходит локальное разрушение круговой намагниченности, состояние после которого также может долго сохраняться. Если затем через линию пропустить считывающий импульс, то вследствие магнитострикционного эффекта в точке локальной перемагниченности возникает деформация, и в направлении приемных катушек будет перемещаться звуковая волна. По времени распространения этой волны нетрудно определить координату X и, следовательно, номер проволочного электрода. Внизу на рис. 8.17,*б* показаны сигналы, возникающие на левой приемной катушке. Первый и третий сигналы соответствуют точкам линии, к которым подводится импульсный ток, вторым сигналом определяется координата искры. Статическая магнитострикционная система удобна тем, что позволяет кодировать координаты в интервалы времени, удобные для обработки в ЭВМ. Кроме того, при определенных значениях считывающего тока информация может быть снята многократно без разрушения.

Электронные устройства кодирования координат в камерах с магнитострикционными линиями задержки основаны на измерении интервалов времени. На рис. 8.18 приведена упрощенная схема одного канала кодирования при работе с обычной (не статической)

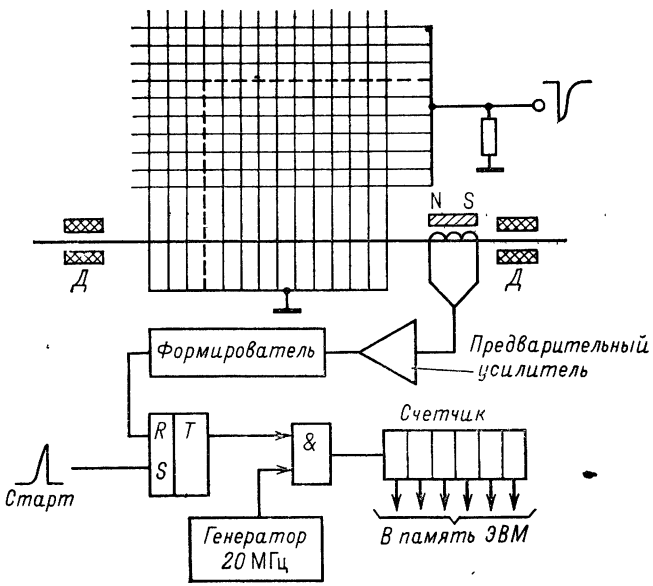


Рис. 8.18. Канал кодирования координат в проволочной искровой камере с магнитострикционным считыванием

линией задержки. Непосредственно у камеры устанавливается предварительный усилитель. Затем сигнал формируется. Формирователь здесь должен выдать импульс, момент появления которого не зависит от формы исходного сигнала. Обычно здесь применяют схемы, срабатывающие в момент перехода сигнала через нуль. Сформированный импульс возвращает в исходное состояние *RS*-триггер, предварительно «взведенный» стартовым сигналом, соответствующим моменту возникновения искры. Таким образом, импульс на выходе *RS*-триггера определяет измеряемый интервал. Им управляется схема пропускания, через которую на счетчик проходят импульсы генератора. Код со счетчика передается в ЭВМ.

Рассмотренная схема рассчитана на съем информации с одного плоского электрода камеры. При считывании с нескольких плоских электродов аналогичная схема подключается к каждой линии задержки и опрос производится одновременно параллельно. Такое устройство обладает высоким быстродействием, но требует большого объема оборудования. Проще системы последовательного типа, в которых линии включены через дополнительные задержки друг за другом и измеряемые интервалы кодируются одной схемой заполнения. Естественно, что время здесь будет увеличиваться пропорционально числу линий. Поэтому иногда применяют комбинированные параллельно-последовательные схемы. В системах считывания широко используют также специальные интегральные схемы и быстрые сдвиговые регистры для промежуточного запоминания информации.

На точность определения координат в искровых камерах с магнитострикционными линиями заметное влияние оказывают колебания температуры, приводящие к изменению скорости распространения звуковой волны в линиях. Поэтому в камерах на фиксированном расстоянии устанавливают специальные реперные проволочки, к которым прикладывается высоковольтный импульс. По получаемым реперным сигналам производится корректировка измеряемых интервалов, а следовательно, и масштаба координат.

8.3.3. СЪЕМ ИНФОРМАЦИИ С ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫХ И ДРЕЙФОВЫХ КАМЕР

Проволочные пропорциональные и дрейфовые камеры в отличие от искровых камер имеют на несколько порядков меньший сигнал, что в значительной степени определяет методы съема информации, основанные на применении чувствительных усилителей и кодирующих устройств.

Пропорциональную камеру изготавливают из проволочек, расположенных в трех параллельных плоскостях (рис. 8.19,*а*) и образующих катод и сигнальные электроды. При определенных геометрических соотношениях силовые линии электрического поля в камере имеют такую структуру, что каждая сигнальная проволочка работает как независимый пропорциональный счетчик. Его чувствительный объем ограничивается половиной расстояния между двумя соседними проволочками. При этом достигается простран-

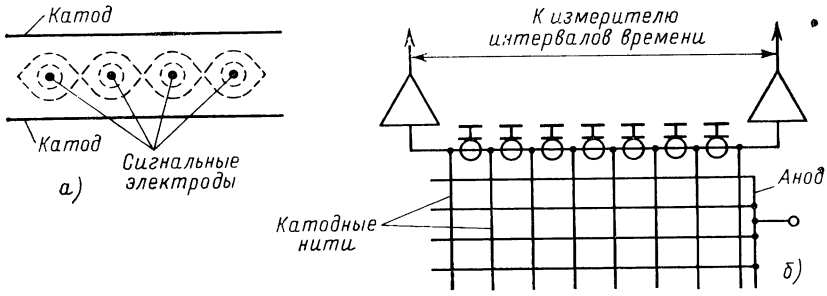


Рис. 8.19. Считывание координат с проволочной пропорциональной камеры с помощью электромагнитной линии задержки

ственное разрешение около 0,6 мм. Проволочная пропорциональная камера имеет также высокое временно́е разрешение (около 50 нс) и небольшое мертвое время (около 1 мкс). Считывание информации можно вести как с сигнальных анодных электродов, так и с катодных нитей. Применяют два типа считывающих систем: дискретные и аналоговые.

В системах дискретного типа каждый сигнальный электрод подключают к регистрирующему каналу, состоящему из усилителя, формирователей и ряда логических элементов, включающих элемент памяти. При регистрации частицы представляющие интерес сигналы запоминаются; затем они считываются и передаются в кодировщик номера нити. Дискретные системы считывания обладают высоким быстродействием, они практически без задержки могут выдать коды координат частицы. Серьезный недостаток — большой объем оборудования, связанный с необходимостью иметь регистрирующий тракт для каждой сигнальной нити. Элементы таких систем выполняют обычно на интегральных схемах.

Более экономичны системы аналогового типа. Они основаны на трансформации номера нити камеры в интервал времени или в амплитуду импульса, которые затем преобразуют в код.

Считывание часто ведется при помощи электромагнитной линии задержки (рис. 8.19,*б*). Нити камеры подключаются непосредственно к звеньям линии с сосредоточенными параметрами. Возникающий в момент регистрации частицы сигнал распространяется к обоим концам линии. По разности моментов появления сигналов на выходах усилителей определяют координату частицы. При аналоговом съеме при помощи электромагнитной линии применяются всего два усилителя и время-амплитудный преобразователь, что заметно упрощает систему, но при этом значительно ухудшается быстродействие.

В работе с проволочными пропорциональными камерами применяют также методы считывания координат, основанные на измерении времени нарастания сигнала и делении тока сигнала в резистивной цепи. Аналогичные методы были рассмотрены в разделах, посвященных координатно-чувствительным детекторам.

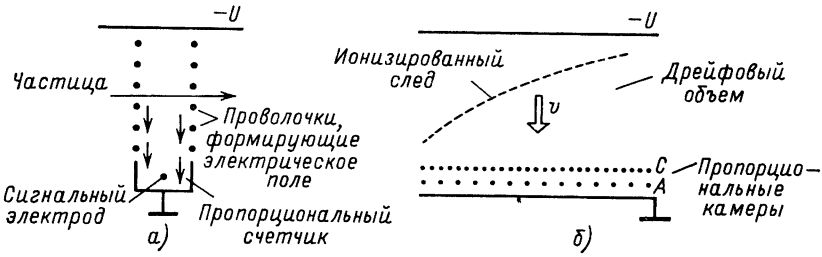


Рис. 8.20. Структура дрейфовых камер: проволочной *(а)* и с временной проекцией *(б)*

Принцип действия проволочной дрейфовой камеры поясняется рис. 8.20, *а*. В ней образованные частицей электроны дрейфуют с постоянной скоростью v в однородном электрическом поле в направлении сигнальной анодной проволочки A пропорционального счетчика. На нагрузке, включенной в цепь сигнальной проволочки, возникает сигнал. Для определения координаты частицы необходимо знать время между моментами регистрации частицы и появления сигнала, а также номер сигнальной проволочки, на которой этот сигнал образуется.

Аналогично действует и камера с временно́й проекцией следа частицы (рис. 8.20,*б*). Она состоит из двух объемов: большого — дрейфового, в котором частица оставляет след, и меньшего, занимаемого проволочными пропорциональными камерами. Эти объемы разделены сеткой с высокой электрической прозрачностью. После прохождения частицы образуется ионизированный след; электроны под действием электрического поля дрейфуют с постоянной скоростью v в направлении сетки и, пройдя ее, попадают в область пропорциональных камер, где и регистрируются. Поскольку рабочие режимы камеры обеспечивают равномерное движение электронов, то место регистрации (номер анода пропорциональной камеры) и момент их регистрации определяют координаты трека. Задача электронных устройств такой камеры состоит в запоминании информации, получаемой при рассмотренном «временно́м проецировании» следа. Зная время дрейфа электронов и номера соответственно сработавших пропорциональных камер, нетрудно восстановить проекцию следа частицы в определенной плоскости.

Схемы, применяемые для кодирования информации, получаемой от проволочных дрейфовых камер, состоят обычно из двух частей: аналого-цифровой — для определения одной координаты по времени дрейфа и цифровой — для определения второй координаты по номеру пропорционального счетчика.

Отдельное событие, как правило, регистрируется не во всех пропорциональных счетчиках дрейфовой камеры. Поэтому число аналого-цифровых схем может быть меньше числа сигнальных проволочек. В схеме, приведенной на рис. 8.21, и рассчитанной на съем информации с восьми сигнальных проволочек, применены че-

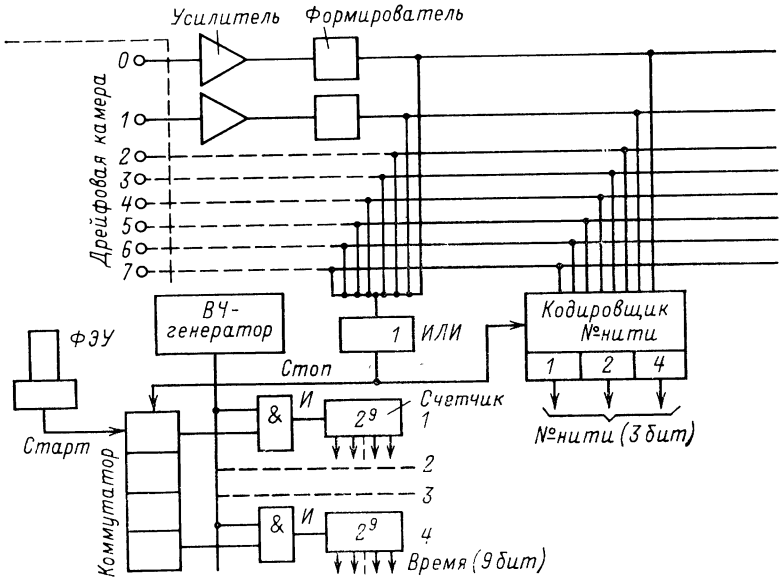


Рис. 8.21. Схема для кодирования информации, снимаемой с дрейфовой проволочной камеры

тыре аналого-цифровых канала и один кодировщик номера нити. Схема работает следующим образом. Стартовым импульсом, соответствующим моменту регистрации и вырабатываемым, например, сцинтилляционным детектором, запускается коммутатор. При этом открываются все схемы *И*, и счетчики начинают заполняться импульсами высокочастотного генератора. Как только на выходе схемы ИЛИ появляется стоповый сигнал с одной из нитей камеры, первый счетчик останавливается. От стопового сигнала срабатывает также кодировщик номера нити. Этим же сигналом коммутатор переводится в такое состояние, что следующим стоповым импульсом останавливается второй счетчик, и т. д. Коды времени дрейфа и коды соответствующих номеров нитей передаются в память ЭВМ. В рассмотренной схеме с прямым заполнением кодирующих счетчиков необходимы генератор с частотой 500 МГц и очень быстродействующие логические и счетные элементы. Это следует из того, что скорость дрейфа электронов в камере составляет 20 нс/мм и надо обеспечить пространственное разрешение порядка 0,1 мм.

В более медленных схемах измерения времени дрейфа перед кодирующим счетчиком вводят время-аналоговый (ВАП) и амплитудно-цифровой (АЦП) преобразователи или применяют сдвигающие регистры и схемы расширения интервала.

§ 8.4. ПРЯМЫЕ (БЕСФИЛЬМОВЫЕ) СПОСОБЫ СЪЕМА ИНФОРМАЦИИ С ДЕТЕКТОРОВ СЛЕДОВ ЧАСТИЦ

С некоторых детекторов следов частиц — трековых детекторов информацию можно снимать непосредственно во время эксперимента, без промежуточного фотографирования. Это относится к искровым и стриммерным камерам, а также к сцинтилляционной (или твердой) камере. В зависимости от типа детектора применяют акустические либо оптико-электронные методы. Последние основаны на применении телевизионных устройств и усилителей света — электронно-оптических преобразователей.

8.4.1. АКУСТИЧЕСКИЙ СПОСОБ СЪЕМА ИНФОРМАЦИИ С ИСКРОВЫХ КАМЕР

Этот метод основан на том, что при детектировании частицы в момент образования искры возникают достаточно интенсивные звуковые колебания, которые распространяются по всему объему камеры. Улавливая эти колебания при помощи двух микрофонов M_1 и M_2 (рис. 8.22,*а*), нетрудно определить расстояние от микрофонов до точки, в которой произошла регистрация. Для этого необходимо измерить только время распространения звука от искры до микрофонов. Действительно, если микрофоны M_1 и M_2 расположены в плоскости в системе координат XY и расстояния от искры до них соответственно равны R_1 и R_2, то время распространения звука при скорости v будет равно

$$T_1 = R_1/v \quad \text{и} \quad T_2 = R_2/v,$$

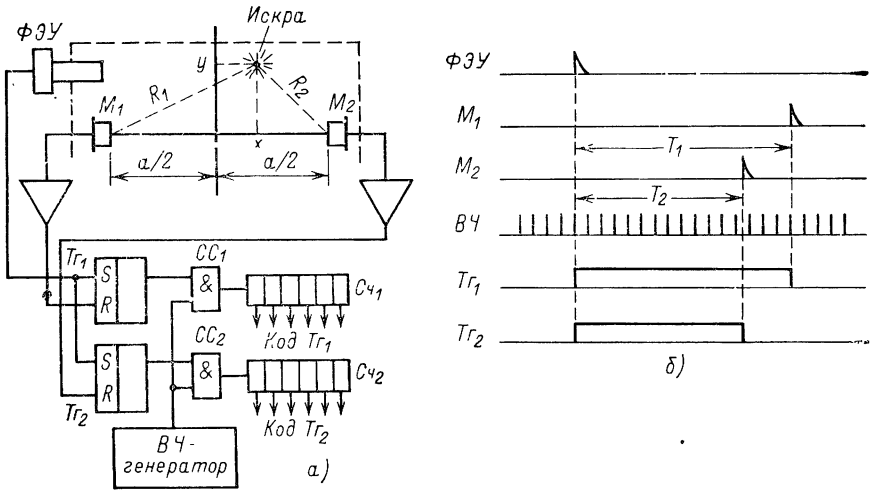


Рис. 8.22. Кодирование информации искровой камеры с акустическим съемом (*а*) и временные диаграммы (*б*)

и координаты искры определяются из выражений

$$X = \frac{R_1^2 - R_2^2}{2a}; \qquad Y = \pm \sqrt{R^2 - \frac{(R_1^2 - R_2^2 + a^2)^2}{4a^2}}.$$

Двузначность в значении координаты Y можно исключить, совмещая ось абсцисс с краем камеры. Для определения начального момента интервалов T_1 и T_2 применяется ФЭУ, практически мгновенно (по сравнению с временем распространения звука) улавливающий свет от искры. Схема кодирования интервалов T_1 и T_2 и соответствующие временные диаграммы приведены на рис. 8.22, *а, б*. Схема работает по принципу «заполнения интервалов частотой генератора». В момент регистрации частицы импульс с выхода ФЭУ переводит в состояние 1 триггеры $Тг_1$ и $Тг_2$. При этом через схемы совпадений $СС_1$ и $СС_2$ на счетчики $Сч_1$ и $Сч_2$ начинают поступать колебания ВЧ-генератора. Звуковые сигналы с микрофоном $М_1$ и $М_2$ возвращают триггеры в состояние 0, и при этом останавливаются счетчики. С выхода счетчиков коды интервалов T_1 и T_2 передаются в ЭВМ.

В рассмотренном методе применяют достаточно высокочастотные пьезомикрофоны, обеспечивающие передачу фронта звукового сигнала с временем нарастания около 1 мкс. Этим временем фактически определяется координатное разрешение, примерно равное 0,3 мм.

Скорость звука в камере зависит от давления газа и температуры и, как правило, в лабораторных условиях непостоянна. Поэтому возникает необходимость в периодической проверке скорости звука. Это делается при помощи специального разрядника, расположенного на определенном расстоянии от микрофона.

8.4.2. ТЕЛЕВИЗИОННОЕ СЧИТЫВАНИЕ

Достаточно высокая яркость свечения разрядов в искровых камерах (10^6—10^7 нт при длительности 10^{-6}—10^{-7} с) позволяет непосредственно без промежуточного фотографирования считывать видимое изображение следов телевизионными устройствами. Для этого возникающие в камере по следу частицы разряды проектируют при помощи светосильного объектива на передающую телевизионную трубку (рис. 8.23,*а*). В качестве последней обычно используют видикон. При малой интенсивности свечения, что наблюдается в стриммерных камерах, применяют более чувствительные трубки типа суперортикона.

Рассмотрим принцип действия телевизионного считывающего и кодирующего устройства с видиконом. Видикон — электровакуумный прибор с магнитной разверкой электронного луча. Изображение проектируется на мишень, состоящую из сигнальной пластины и фотопроводящего слоя. В исходном состоянии перемещающийся по растру электронный луч заряжает поверхность мишени. При попадании квантов света вследствие явления фотопроводимости на мишени образуется потенциальный рельеф, который сохраняется в течение некоторого времени. Считывание потенциального рельефа ведется сфокусированным элект-

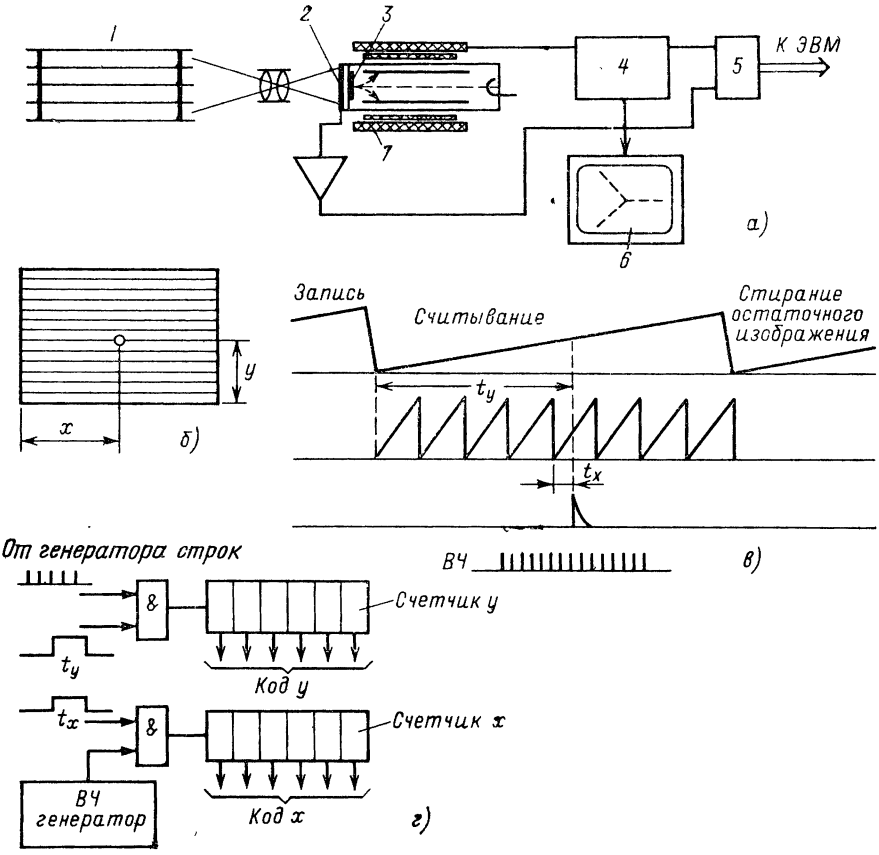


Рис. 8.23. Телевизионное считывание с искровой камеры:

а — схема установки; *б* — телевизионный растр; *в* — работа генераторов развертки; *г* — кодирующая схема; *1* — искровая камера; *2* — сигнальная пластина; *3* — фотопроводящий слой; *4* — генератор разверток; *5* — кодировщик; *6* — монитор; *7* — отклоняющая и фокусирующая катушки

ронным лучом, перемещающимся по растру. При попадании электронного луча на поверхность мишени возникают вторичные электроны, которые «засыпают» потенциальный рельеф. При этом происходит изменение заряда пластины и, следовательно, ее потенциала. В результате на выходе сигнальной пластины возникают сигналы, соответствующие прохождению электронного луча по тем точкам мишени, на которые были спроектированы вспыхнувшие в камере искры.

Основные узлы телевизионной системы: приемная телевизионная трубка со светосильным объективом, генератор пилообразных напряжений, кодирующие устройства и телевизионный монитор.

Генератор пилообразных колебаний вырабатывает кадровую и строчные развертки, которыми электронные лучи синфазно отклоняются в видиконе и в электронно-лучевой трубке монитора. Запись информации на мишень видикона и ее считывание ведутся

в разное время. В течение одного кадра ведется запись, следующий кадр — считывание, после его в течение двух кадров производится полное стирание потенциального рельефа.

Работа кодирующих устройств жестко привязана к пилообразным колебаниям генераторов развертки. Чтобы определить координаты y и x некоторой светящейся точки (рис. 8.23,*б*), необходимо определить время t_y от начала кадра до строки, совпадающей с этой точкой, и время t_x движения луча от начала строки до момента пересечения точки (рис. 8.23,*в*). Кодирующаяся схема (рис. 8.23,*г*) состоит из двух счетчиков и двух схем пропускания *И*. На счетчик кодирования координаты y в течение t_y подаются импульсы строчной частоты, а на счетчик кодирования координаты x в течение времени t_y поступают ВЧ-колебания. Полученные коды со счетчиков передаются в ЭВМ.

В электронно-лучевой трубке монитора развертка луча ведется по такому же растру, как и в видиконе. Поэтому при подаче на управляющий электрод трубки видеосигналов на ее экране наблюдаются вспышки, соответствующие разрядам в камере. Для более детального рассмотрения трека частицы на монитор можно подать через ЦАП коды из устройства памяти ЭВМ. В этом случае монитор работает как дисплей.

Мы рассмотрели принцип действия одного телевизионного считывающего канала. В экспериментальных установках обычно фиксируют стереоскопическое изображение и поэтому применяют два канала. В этом случае требуется особенно высокая однородность и совместимость растров. Поэтому применяется система стабилизации пространственного положения растра.

В современных телевизионных системах трудно получить высокую линейность развертки луча передающей трубки в горизонтальном и вертикальном направлениях. Имеются искажения и в оптической системе. Поэтому, как правило, применяют специальные реперные изображения (сетки, кресты), по которым при помощи ЭВМ производится корректировка измерений треков.

Большей геометрической стабильностью обладают новые устройства для передачи изображений — приборы с зарядовой связью (ПЗС); они имеют матричную структуру, и их чувствительные элементы стабильны в пространстве. Применение ПЗС для считывания следов частиц в искровых камерах, очевидно, упростит аппаратуру и обеспечит большую точность измерений.

8.4.3. ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННО-ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В стриммерной и люминесцентной камерах интенсивность следов частиц очень мала и непосредственное их фотографирование или считывание телевизионным способом невозможно. Поэтому между этими камерами и фотографическими или телевизионным устройствами вводят усилители света — электронно-оптические преобразователи.

Стриммерная камера — разновидность искровой камеры. Проходящая через нее частица составляет след ионизованных и возбужденных атомов. После его образования к электродам камеры прикладывается сильное импульсное электрическое поле, под воздействием которого образовавшиеся электроны и ионы ускоряются, производя ионизацию газа и инициируя стриммеры. Сначала наблюдается слабо светящийся след частицы, затем стриммеры развиваются и распространяются в электрическом поле, образуя через некоторое время ярко светящиеся искры. Последние не всегда совпадают с траекторией частицы. Поэтому изображение следов необходимо зафиксировать в начальной стадии образования стриммеров. Поскольку яркость изображения в этот момент очень мала, для усиления света применяют ЭОП. Аналогичная техника вначале была развита для люминесцентных камер и получила широкое распространение. Поэтому ниже будет рассмотрена методика съема информации в приложении к люминесцентным камерам.

В люминесцентной камере ионизирующие элементарные и ядерные частицы создают в объеме сцинтиллятора след ионизированных и возбужденных атомов. При этом часть энергии возбуждения излучается в виде слабого свечения — люминесценции, которую можно сфотографировать либо считать телевизионным устройством только после значительного (в 10^4—10^5 раз) усиления яркости. Первая люминесцентная камера была создана в Советском Союзе Е. К. Завойским с сотрудниками. Необходимое усиление света было достигнуто с помощью многокамерных ЭОП с магнитной фокусировкой и с сочленениями по принципу оптического контакта люминофоров и фотокатодов.

Принцип действия такого ЭОП состоит в следующем (рис. 8.24). Падающие на входной фотокатод кванты света вырывают фотоэлектроны, которые под действием электрического поля ускоряются и возбуждают люминофор первого сочленения, нанесенный с одной стороны тонкой прозрачной пленки. С другой стороны пленки нанесен фотокатод, который испускает на каждый падающий на люминофор ускоренный электрон несколько электронов малой энергии. Таким образом, происходит покаскадное умножение электронов. Электронное изображе-

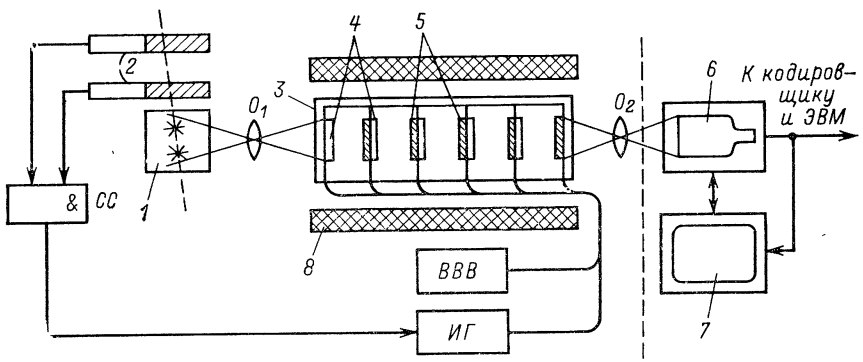


Рис. 8.24. Считывание следов частиц в люминесцентной камере с помощью электронно-оптического преобразователя и телевизионного устройства:
1 — сцинтилляционная камера; *2* — ФЭУ; *3* — ЭОП; *4* — фотокатод; *5* — люминофор; *6* — передающая ТВ-трубка; *7* — ТВ-монитор; *8* — соленоид

ние благодаря осевому магнитному полю переносится вдоль ЭОП параллельно. Усиленное по яркости изображение наблюдается на выходном люминофоре.

Высокое разрешение таких ЭОП (30—40 линий/мм) определяется малой толщиной «сандвича» из люминофора, пленки и фотокатода, не превышающей 10 мкм.

Для наблюдения треков в сцинтилляторе, как уже отмечалось, необходимо большое усиление ЭОП, порядка 10^4—10^5. При таком усилении, как и в ФЭУ, наблюдается значительный уровень шумов, вызванный тепловыми электронами из фотокатода и ионами. Для уменьшения влияния шумов в схеме люминесцентной камеры предусматривается временная селекция работы ЭОП. Он пропускает и усиливает изображение трека только за время его существования (порядка нескольких микросекунд). Для этого около сцинтиллятора камеры устанавливают телескопическую систему из двух сцинтилляционных счетчиков с $ФЭУ_1$ и $ФЭУ_2$. В том случае, когда частица пролетает через оба сцинтиллятора телескопа, срабатывает схема совпадений СС и запускает импульсный генератор, который вырабатывает П-образный импульс, управляющий работой ЭОП. Импульс обычно подается на отдельные каскады или на специальный затвор, выполненный в виде отклоняющих пластин. На остальные каскады поступает постоянное напряжение высоковольтного выпрямителя (ВВВ).

Считывание с экрана ЭОП можно вести фотографированием или при помощи телевизионной передающей системы (рис. 8.24). Она состоит из передающей трубки и телевизионного монитора, с экрана которого можно также фотографировать изображение треков. Для ввода данных в ЭВМ необходимо произвести кодировку изображения таким же путем, как и в телевизионной системе, рассмотренной в предыдущем разделе .

Заметим, что в том случае, когда выходной люминофор ЭОП неметаллизирован, информацию можно снять, перезаряжая образующийся на экране потенциальный рельеф. Для этого на фотокатод проектируется растр с экрана электронно-лучевой трубки, а сигнал снимается с внешнего электрода — антенны, установленной у экрана ЭОП. Такой метод может уменьшить искажения, неизбежные при оптической передаче изображения на телевизионную передающую трубку.

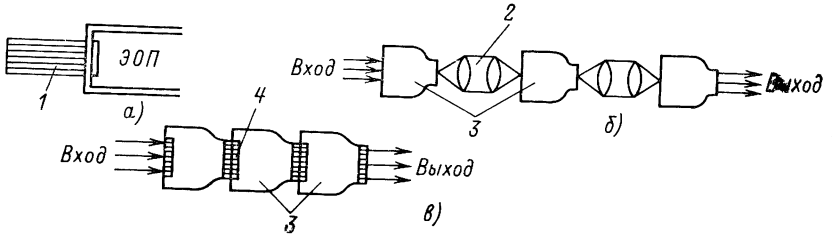


Рис. 8.25. Волоконная люминесцентная камера (*а*) и способы каскадирования ЭОП с малым усилением с помощью объективов (*б*) и оптических контактных соединений (*в*):

1 — нити сцинтиллятора; *2* — объектив; *3* — ЭОП; *4* — волоконные диски

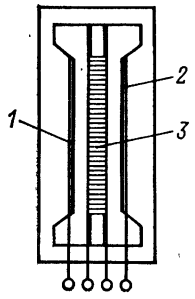


Рис. 8.26. Усилитель света на микроканальной пластине:
1 — фотокатод; *2* — люминофор; *3* — МКП

Мы рассмотрели съем информации с люминесцентной камеры со сплошным сцинтиллятором. Такие камеры называют гомогенными. Применяют также волоконные камеры, выполненные из большого числа (десятки тысяч) сцинтиллирующих нитей. В них осуществляется оптический контракт сцинтиллятора с ЭОП (рис. 8.25, *а*). Высокое разрешение и хорошую передачу света в таких камерах можно получить, применяя ЭОП со входным окном также волоконного типа. Волоконные камеры легко сделать большого объема; располагая сцинтиллирующие нити в двух взаимно перпендикулярных направлениях, можно вести регистрацию треков в пространстве.

В люминесцентных камерах кроме рассмотренных многокаскадных ЭОП с магнитной фокусировкой применяют системы, составленные из нескольких малокаскадных ЭОП с магнитной или электростатической фокусировкой, сопряженных оптически. Для этого между ЭОП ставят объективы (рис. 8.25,*б*) или на входе и выходе каждого прибора вваривают волоконные диски, между которыми выполняется оптический контакт (рис. 8.25,*в*). Последний способ более эффективен, так как обеспечивает меньшие искажения и потери света.

Весьма перспективны усилители света, выполняемые на базе микроканальных пластин (МКП). Принцип действия электронных умножителей на МКП рассмотрен ранее. В усилителе света на МКП (рис. 8.26), так же как и в многокаскадном ЭОП, имеются фотокатод и люминофор; умножение фотоэлектронов производит МКП. Эти приборы имеют коэффициент усиления яркости 10^4—10^5, хорошее оптическое разрешение (30—40 лин/мм), требуют низких питающих напряжений (0,5—1 кВ) и очень компактны.

§ 8.5. АВТОМАТИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ФОТОГРАФИЙ СЛЕДОВ ЧАСТИЦ

С некоторых детекторов следов частиц, в частности с пузырьковой камеры, широко применяемой в физике элементарных частиц, информация снимается фотографированием. Другими способами (бесфильмовыми) снимать данные с нее трудно и нерационально. Прежде всего потому, что у пузырьковой камеры большое чувствительное время, намного превышающее, например, чувствительное время искровой камеры, и вследствие этого в ней наряду с изучаемыми событиями фиксируется много фоновых треков. Фотографии позволяют легко производить предварительный отбор для нахождения изучаемых ядерных взаимодействий.

Обработка фотографий следов частиц состоит в их обмере с целью геометрического восстановления картины взаимодействия

в пространстве. При этом рассчитывается кинематика реакции и определяется масса и энергия частиц. В процессе обмера находятся координаты проекций треков. Чтобы полностью использовать возможности пузырьковой камеры, необходимо измерять координаты треков с погрешностью менее 10^{-5}. Учитывая, что в экспериментах необходимо обрабатывать несколько тысяч фотографий, эту задачу выполняют при помощи высокоточных автоматизированных устройств. Получаемый при обмере треков большой объем информации требует детального учета экспериментальных условий и сложных вычислений. Поэтому обработка данных ведется на мощных ЭВМ. Ниже будут рассмотрены особенности электронных устройств систем для автоматической оцифровки координат треков и передачи данных в ЭВМ.

8.5.1. КОДИРОВАНИЕ КООРДИНАТ СО СЛЕЖЕНИЕМ ПО ТРЕКУ

С пузырьковой камеры, как правило, делаются два или три стереоскопических снимка, по которым «восстанавливается» трек. Для этого при помощи полуавтоматических или полностью автоматизированных устройств производится оцифровка — кодирование координат проекций трека. Считывающие устройства представляют собой довольно сложные прецизионные приборы, сочетающие оптические, механические и электронные элементы.

Для предварительного отбора и оцифровки отдельных треков применяют просмотровые столы — полуавтоматы. Фактически они являются проекционными микроскопами, оборудованными устройствами для снятия координат и системой слежения для перемещения по треку (рис. 8.27,*а*). Фотоснимок укрепляют на подвижном столике, который можно вручную или при помощи моторов перемещать в двух направлениях. Равномерно освещенное изображение треков проектируется посредством объектива и зеркала на матовый экран, на котором просматривается оператором.

Для отсчета координат X, Y в системе перемещения подвижного столика имеются датчики положения $Д_x$, $Д_y$, от которых сигналы поступают в счетчики x и y. Применяют электромагнитные или оптические датчики. Простейший оптический датчик представляет собой диск с отверстиями, укрепленный на оси червяка, перемещающего подвижный столик. Через отверстие на фотодиод направляется свет от миниатюрного осветителя. При вращении червяка и, следовательно, при перемещении по одной из координат фотоснимка на выходе фотодиода возникает определенное число импульсов.

Счетчики x и y построены по реверсивной схеме. В зависимости от того, в каком направлении происходит перемещение, они автоматически переключаются в режим $+1$ или -1. Поэтому если счетчик сбросить на 0 в некотором исходном состоянии, при котором координаты $X=0$ и $Y=0$, то при последующем совмещении трека с реперной точкой на экране с выхода счетчика будут сняты коды координат соответствующей точки трека. Коды передаются

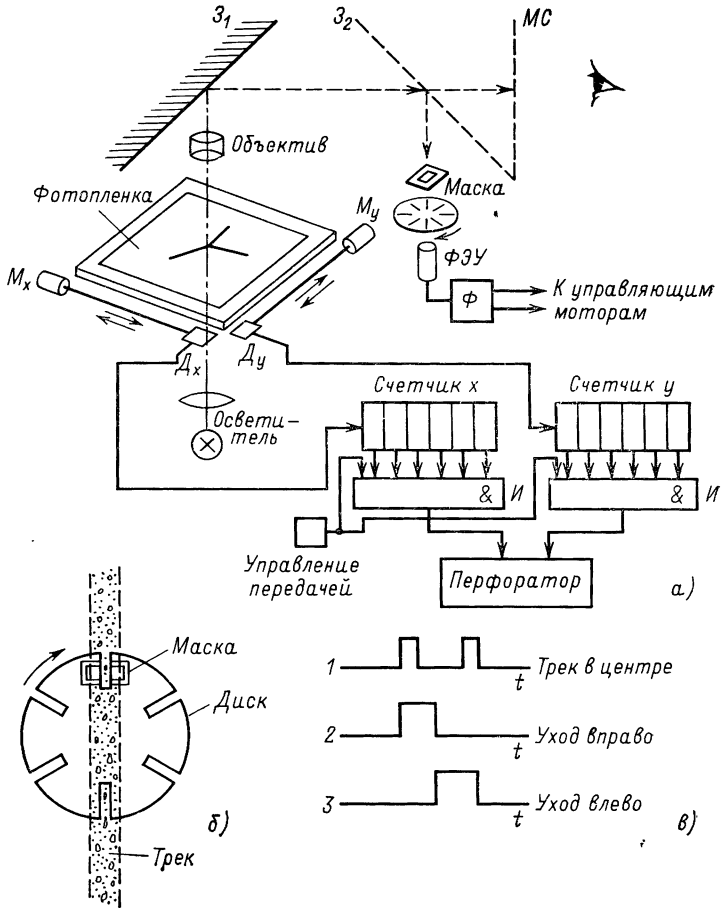


Рис. 8.27. Оборудование просмотрового стола-полуавтомата (*а*); дисковое устройство слежения (*б*) и временные диаграммы (*в*)

по команде оператора через схемы И для запоминания в перфоратор или в другое долговременное устройство памяти.

При обмере трека нужно кодировать координаты большого числа точек. При этом необходимо точно «перемещаться» по треку вручную или переключая моторы привода. Для облегчения этой трудоемкой работы просмотровые столы оборудуют системой слежения. Принцип действия следящего устройства поясняется рис. 8.27, *а,б*. Трек проецируется при помощи полупрозрачного зеркала через маску на вращающийся диск со щелями, за которыми установлен ФЭУ. Отверстие в маске делается немного шире толщины трека. Поэтому форма сигнала, снимаемого с ФЭУ, меняется в зависимости от того, проходит трек посередине маски, смещен он влево или вправо (рис. 8.27,*в*). Эти сигналы преобра-

зуются в соответствующие «команды», поступающие на схему управления моторами перемещения столика с фотоснимком. Таким образом, следящая система как бы «ведет» реперную точку по треку.

Автоматическое слежение по треку значительно облегчает процесс обмера, однако не исключает присутствия оператора, который выбирает подлежащие обмеру участки и вмешивается в измерение в сложных ситуациях, например при пересечении треков или их разветвлении.

8.5.2. СПИРАЛЬНОЕ СКАНИРОВАНИЕ

Для увеличения скорости обмера треков были разработаны системы сканирующего типа, которые просматривают и оцифровывают всю информацию, заключенную в снимке или в его части. К таким устройствам относится спиральный измеритель. Он рассчитан на обработку часто исследуемых при помощи пузырьковой

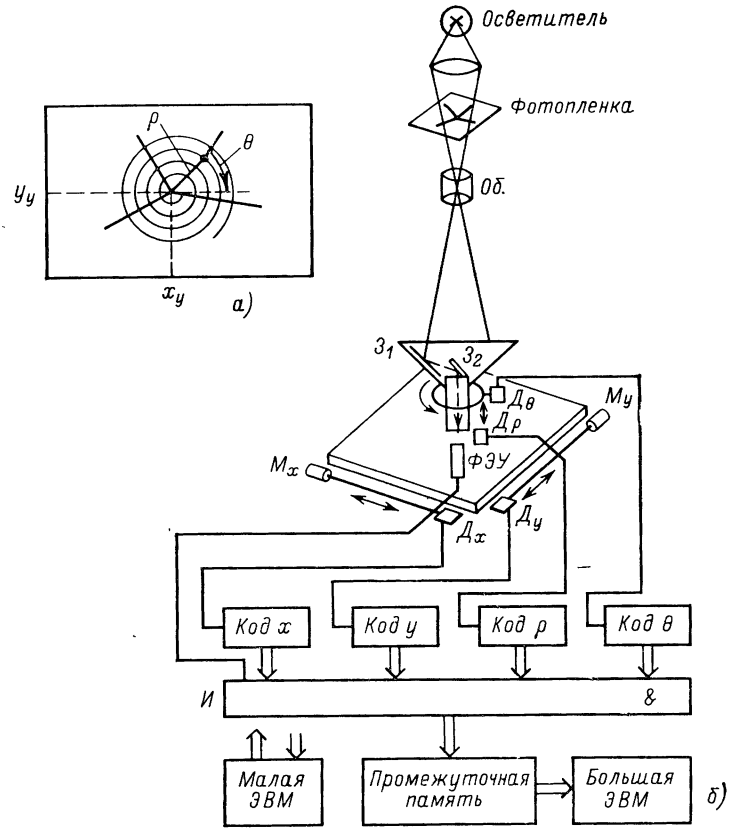


Рис. 8.28. Спиральное сканирование снимков треков:
а — совмещение треков со спиралью; *б* — оптико-механические и кодирующие устройства

камеры событий, представляющих собой «звезду» из расходящихся треков.

Если обозначить координаты центра звезды $X_ц$ и $Y_ц$ (рис. 8.28,*а*) и относительно этого центра определять в полярных координатах (ρ — радиус; θ — угол) положение точек на треках, то нетрудно найти координаты этих же точек в прямоугольной системе

$$x = x_ц + \rho\cos\theta; \qquad y = y_ц + \rho\sin\theta.$$

В спиральном измерителе сначала точно определяют центр звезды и оцифровывают координаты центра $X_ц$, $Y_ц$, и относительно центра ведется сканирование по спирали. В точках совпадения спирали с треками выполняется оцифровка координат ρ и θ. Технически эта задача решается оптико-механической сканирующей системой, оборудованной датчиками для связи с кодирующими электронными устройствами (рис. 8,28,*б*).

На равномерно освещенный фотоснимок через объектив *Об.* и систему зеркал $З_1$ и $З_2$, вращающихся с постоянной скоростью и поступательно перемещающихся по оси, «смотрит» *ФЭУ*. При этом на фотокатод последовательно, по спирали проецируются точки изображения. Вращающаяся система зеркал установлена на платформе, при помощи которой «спираль» совмещается с центром звезды. Сигналы от датчиков координат центра ($Д_x$, $Д_y$), установленных на столике, и от датчиков полярных координат ($Д_\rho$, $Д_\theta$), размещенных на системе зеркал, поступают на регистры и кодирующие счетчики. В любой момент для каждой считываемой точки изображения на выходе всех регистров имеются соответствующие коды координат. В тот момент, когда изображение трека попадает на *ФЭУ*, возникает сигнал, который открывает схемы *И*, и коды передаются в долговременное ЗУ. Обычно для этого используется магнитная лента, данные с которой затем вводятся в ЭВМ для фильтрации и дальнейшей обработки.

8.5.3. СКАНИРОВАНИЕ БЕГУЩИМ ЛУЧОМ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Механические системы сканирования фотографий треков в прямоугольных координатах принципиально не могут иметь высокого быстродействия вследствие большой инерционности конструктивных элементов. В рассмотренном в разд. 8.5.2 устройстве сравнительно высокую скорость считывания достигают комбинацией поступательного и вращательного движений. Большими возможностями обладают системы сканирования с бегущим лучом, выполненные на ЭЛТ.

Метод сканирования фотографии треков бегущим лучом поясняется рис. 8.29. На экране ЭЛТ электронный луч перемещается по прямоугольному растру, аналогичному телевизионному. Этот растр проектируется объективом на фотографию треков, за которой установлен *ФЭУ*.

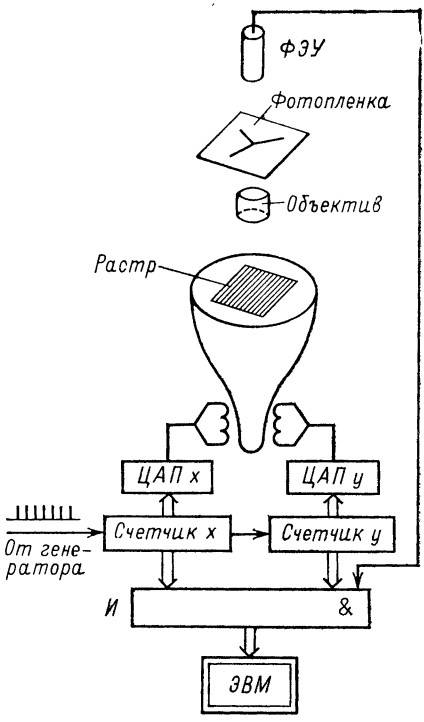


Рис. 8.29. Система сканирования и оцифровка треков бегущим лучом электронно-лучевой трубки

Всякий раз, когда изображение светящегося пятна пересекает трек на фотоснимке, на выходе *ФЭУ* возникает сигнал, используемый для оцифровки координат точек на треке. В рассматриваемой схеме сигналом с выхода *ФЭУ* открываются схемы совпадений *И*, подключенные к счетчикам *x* и *y*. Эти счетчики управляют цифроаналоговыми преобразователями (ЦАП x и *ЦАП y*), создающими токи в магнитной отклоняющей системе. Нетрудно видеть, что коды, снимаемые со счетчиков, определяют положение пятна на экране ЭЛТ и, следовательно, координаты пересекаемой точки на треке.

Отметим, что в системе с бегущим лучом фосфо́р экрана ЭЛТ должен обладать небольшим послесвечением, меньшим, чем время считывания одного элемента растра. В противном случае ФЭУ будет «видеть» одновременно много элементов растра. Оптическая система и особенно система отклонения луча вносят значительные искажения, поэтому для их корректировки применяются тестовые изображения в виде прямоугольных сеток.

При сканировании оцифровываются все треки, зафиксированные на фотоснимке. Некоторые из них представляют интерес — они соответствуют исследуемому явлению, другие — случайные — составляют фон. Поэтому до обработки на ЭВМ информация фильтруется. Как правило, применяется цифровая фильтрация, при которой, так же как и в случае многомерных измерений (см. § 6.3), в обработку поступают коды, расположенные в определенной области.

8.5.4. СКАНИРОВАНИЕ И СЛЕЖЕНИЕ ЛАЗЕРНЫМ ЛУЧОМ

Световой луч маломощного лазера очень удобен для обработки фотографий следов частиц. Он имеет малую угловую расходимость и монохроматичен, поэтому его легко хорошо сфокусировать до пятна диаметром 10—20 мкм. Большая интенсивность светового потока (до 10^{18} фотон/с) обеспечивает высокое отношение сигнал/

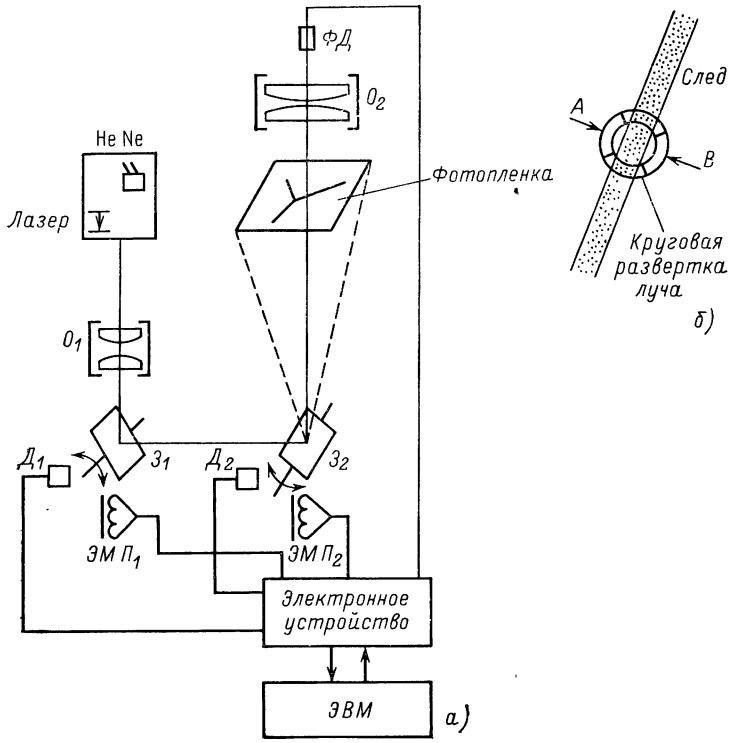


Рис. 8.30. Схема лазерно-зеркальной установки для обработки фотографий следов частиц (*а*) и совмещение круговой развертки лазерного луча со следом частицы (*б*)

шум на выходе фотодатчика. Сложнее осуществить достаточно быструю развертку луча в плоскости снимка. В настоящее время для этой цели применяют качающиеся зеркала-сканаторы.

Принцип действия лазерно-зеркальной установки для обработки фотоснимков поясняется упрощенной схемой, приведенной на рис. 8.30,*а*. Луч гелий-неонового лазера, сфокусированный объективом O_1, при помощи качающихся зеркал $З_1$ и $З_2$ направляется на измеряемый фотоснимок, за которым установлены собирающий объектив O_2 и фотодатчик — *ФД*. Оси качающихся зеркал установлены так, что они перемещают световой луч по фотопленке во взаимно перпендикулярных направлениях. Угловое отклонение зеркал создается электромагнитными приводами (*ЭМП*$_1$, *ЭМП*$_2$), управляемыми от электронного устройства. В режиме сканирования лазерный луч перемещается по растру подобно тому, как это имеет место в системе с бегущим лучом ЭЛТ. Всякий раз, когда световое пятно пересекает след частицы, на выходе фотодиода возникает импульс, которым дается команда на передачу в ЭВМ текущих координат точки трека. Координаты определяют косвен-

но с помощью интерферометрических датчиков ($Д_1$, $Д_2$), измеряющих угловые отклонения зеркал. Сигналы этих датчиков поступают в кодирующие счетчики электронного устройства.

В режиме автоматического слежения по треку луч лазера при помощи оптико-механического устройства дополнительно разворачивается по кольцу, диаметр которого немного превышает ширину трека (рис. 8.30,*б*). От фотодатчика сигналы отбираются в те моменты времени, когда луч перемещается в секторах A и B кольца, расположенных по обе стороны трека. По разбалансу этих сигналов с помощью ЭВМ ведется слежение вдоль трека.

Ответственные узлы установки с лазерно-зеркальной разверткой — качающиеся зеркала-сканаторы. В рассмотренной схеме применяются два однокоординатных сканатора. Сканатор должен обладать малой инерционностью и надежной безлюфтовой подвеской. Зеркала обычно имеют диаметр порядка нескольких сантиметров. Применяются разные электромагнитные приводы. В рамочном электромагнитном приводе зеркало укрепляют на оси сердечника с токовой обмоткой-рамкой, помещенной между полюсами постоянного магнита. В приводе рычажной конструкции зеркало устанавливают на подвижном коромысле, на одном конце которого укреплена цилиндрическая токовая катушка, входящая в кольцевой магнитный зазор. Такая конструкция несколько ограничивает углы поворота зеркала.

Разработаны также однозеркальные двухкоординатные сканаторы. В них применяется карданная подвеска зеркала, обеспечивающая его независимый поворот вокруг двух взаимно перпендикулярных осей. В этой конструкции электромагнитная система выполняется в виде полуцилиндрических рамок, размещенных в сферическом магнитном зазоре.

Масса подвижной части сканатора, включающей зеркало, оптические элементы угловых датчиков, обмотку привода и подвеску, составляет несколько десятков граммов. Поэтому быстродействие таких устройств невелико, их полоса пропускания не превышает нескольких сотен герц. Для обеспечения точного перемещения светового луча как в сканирующем, так и в следящем режимах сканаторы управляются автономной следящей системой, связанной в ЭВМ.

Основное преимущество лазерно-зеркальных устройств — их высокое пространственное разрешение. Так, сканирующее устройство с оптическим рычагом 1 м обеспечивает дискретность отсчета по фотопленке около 1 мкм. Чтобы лазерные сканирующие приборы обладали также высоким быстродействием, очевидно, необходимо вместо механических сканаторов создавать малоинерционные оптоэлектронные дефлекторы света с высоким пространственным разрешением.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Ядерная электроника и другие вопросы

Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники. М.: Атомиздат, 1976.

Акимов Ю. К., Дражев М. Н., Колпаков И. Ф., Рыкалин В. И. Быстродействующая электроника для регистрации ядерных частиц. Под ред. Ю. К. Акимова. М.: Атомиздат, 1970.

Басиладзе С. Г. Быстродесйтвующая ядерная электроника. М.: Энергоиздат, 1982.

Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966.

Гольданский В. И., Куценко А. В., Подгорецкий М. И. Статистика отсчетов при регистрации ядерных частиц. М.: Физматгиз, 1959.

Горн Л. С., Хазанов Б. И. Узлы радиометрической аппаратуры на интегральных схемах. М.: Атомиздат, 1973.

Ковальский Е. Ядерная электроника. Пер. с англ. М.: Атомиздат, 1972.

Крашенинников И. С., Курочкин С. С. и др. Современная ядерная электроника. Т. 1. Измерительные системы и устройства. М.: Атомиздат, 1974.

Курашов А. А. Идентификация ионизирующих излучений средних и низких энергий. М.: Атомиздат, 1979.

Курочкин С. С., Мурин И. Д. Современная ядерная электроника. Т. 2. Цифровые информационные системы и устройства. М.: Атомиздат, 1975.

Маталин Л. А., Чубаров С. И. и др. Электронные методы ядерной физики. Под ред. Л. А. Маталина. М.: Атомиздат, 1973.

Маталин Л. А., Чубаров С. И., Иванов А. А. Многоканальные анализаторы ядерной физики. М.: Атомиздат, 1967.

Матвеев В. В., Хазанов Б. И. Приборы для измерения ионизирующих излучений. М.: Атомиздат, 1972.

Мелешко Е. А. Интегральные схемы в наносекундной ядерной электронике. М.: Атомиздат, 1978.

Мейлинг В., Стари Ф. Наносекундная импульсная техника. М.: Атомиздат, 1973.

Потапов А. В., Чернявский А. Ф. Статистические методы измерений в экспериментальной ядерной физике. М.: Атомиздат, 1980.

Санин А. А. Электронные приборы ядерной физики. М.: Физматгиз, 1961.

Цитович А. П. Ядерная радиоэлектроника. М.: Наука, 1967.

К главе 1

Вяземский В. О., Ломоносов И. И., Писаревский А. И. и др. Сцинтилляционный метод в радиометрии. М.: Атомиздат, 1961.

Калашникова В. И., Козодаев М. С. Детекторы элементарных частиц. М.: Наука, 1966.

Льюис В., Уэлс Ф. Миллимикросекундная импульсная техника. М.: Изд-во иностр. лит., 1956.

Марков А. А. Электронные методы экспериментальной физики. Ч. 2. М.: Изд. МИФИ, 1956.

Матвеев В. В., Соколов А. Д., Фотоумножители в сцинтилляционных счетчиках. М.: Госатомиздат, 1962.

Сотников С. К., Ефимов Б. В., Цитович А. П. Метод стабилизации тракта усиления сцинтилляционного счетчика, — ПТЭ, 1965, № 1, с. 100—104.

К главе 2.

Агаханян Т. М., Васильев А. С., Королев В. А. Каскоды и дифференциальные каскады. М.: МИФИ, 1981.

Балдин С. А., Иоаннесянц Н. А. Спектрометрия мягкого гамма- и рентгеновского излучений с использованием полупроводниковых детекторов (обзор).— ПТЭ, 1972, № 1, с. 7—30.

Бровченко В. Г. Схемы идентификации частиц по форме сцинтилляционных сигналов (обзор).— ПТЭ, 1971, № 4, с. 7—29.

Быстродействующий усилитель для ядерно-физических исследований./ **Ю. А. Волков, И. Н. Вонсовский, Ю. Н. Мишин, С. Н. Федорченко.** Ядерная электроника. Под ред. Т. М. Агаханяна. Вып. 13 М:, МИФИ, 1981, с. 27—30.

Гайдаш В. А., Никишов С. Б., Штраних И. В. Коммутируемый фильтр и улучшение отношения сигнал — шум. АН СССР, ИЯИ, Препринт, П—0074. М.: 1978.

Джиллеспи А. Б. Сигнал, шум и разрешающая способность усилителей. М.: Атомиздат, 1964.

Иванов В. Б., Шиманский А. М., Шипилов В. И. Отсекание искаженных сигналов в амплитудной спектрометрии (обзор).— ПТЭ, 1969, № 6, с. 5—13.

Игнатьев О. В., Коссе А. И., Школа Н. Ф. Блок аналоговой обработки спектрометрической информации от полупроводниковых детекторов.— ПТЭ, 1980, № 6, с. 68—70.

Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.— Л.: Госэнергоиздат, 1955.

Лезин Ю. С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. Советское радио, 1963.

Полупроводниковые детекторы ядерных частиц и их применение/Ю. К. Акимов, А. И. Калинин, В. Ф. Кушнирук, Х. Юнглауссен. М.: Атомиздат, 1967.

Семенов Б. Ю., Херман К. Г. Семейство спектрометрических усилий на интегральных микросхемах. Препринт, ОИЯИ, 13-6975, Дубна, 1975.

Семенов Б. Ю. Погрешность от наложений импульсов при измерении амплитудных спекторов и ее уменьшение с помощью инспекторов наложений (обзор). Препринт Р 13-4899, ОИЯИ, Дубна, 1970.

Шило В. Д. Линейные интегральные схемы. М.: Советское радио, 1979.

Chase R. L., Higginbotham W. A., Miller G. L. Amplifiers for use with p—N junction radiation dectectors.— IRE Trans. NS-8, 1961, № 1, p. 147—150.

Gatti E., Manfredi P. F. Low noise current preamplifiers for large capacitance semiconductor detectors and high counting rates.— Proceedings 2nd Ispra Nuclear Electronics Symposium. Stresa, Italy, May 20—23, 1975, p 33. EUR 5370e.

Kandiah K., Smith A. J., White G. A pulse processor for x-ray spectrometry with Si(Li)-detectors. Ibid., p. 153.

Miller G. I., Robinson. Transversal filters for pulse spectroscopy. Ibid., p. 8.

White G. A versatile pulse shape discrimination for charged particle separation. Ibid., p. 447.

Goulding F. S., Walton J., Malonoe D. F. An optoelectronic feadback preamplifier for high-resolution nuclear spectroscopy.— NIM, 71, 1969, c. 273—279.

Kandiah K. Active integrators in spectrometry with radiation detectors. Atomic Energy Research Establishment, Herwell. AERE-R. 5019, 1965.

Radeka V., Karlovac N. Least-square—error amplitude measurement of pulse signals in presence of noise.— Nucl. Instrum. and Methods, 1967, v. 51. p. 86—92.

Robinson L. B. Reduction of Baseline Shift in Pulse-Amplitude Measurements.— Rev. of Sci. Instrum., 1961, с. 32, № 9, p. 1057.

К главе 3

Аналоговые и цифровые интегральные схемы. Под ред. С. В. Якубовского. М.: Советское радио, 1979.

Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М.: Советское радио, 1974.

Кононов Б. Н. Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых триодах. М.: Госэнергоиздат, 1960.

Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. М.: Советское радио, 1980.

Чесноков А. Д. Электронное устройство для получения напряжения, пропорционального логарифму частоты. — ПТЭ, 1957, № 5, с. 69—72.

Cooke-Jarborough E. N. — Proc. IEE 98, № 11, p. 196, 1951.

Rhync. Serial binery — to decimal and decimal to binary conversion. — IEEE Trans. on Comp. v. C-19, № 9, 1970, p. 808—812.

К главе 4

Быстродействующий многоканальный амплитудный анализатор/А. Н. Воронков, Л. Н. Кораблев, И. Д. Мурин, И. В. Штраних. М.: Филиал ВИНИТИ, 1957, с. 55.

Вяземский В. О. Быстродействие многоканальных амплитудных анализаторов (автореферат диссертации) изд. Радиевого института им. В. Г. Хлопина АН СССР, Л., 1960.

Куценко А. В. Схемы совпадений в ядерной физике (обзор). — ПТЭ, 1960, № 1, с. 3—16.

Маталин Л. А., Шиманский А., М., Чубаров С. И. Многоканальные амплитудные и временные анализаторы с системой регистрации на ферритовых сердечниках. Вып. 5, № Р—61—28/5. М.: ЦИТЭИН, 1961.

Радкевич Н. А., Владимирский В. В., Соколовский В. В. Нейтронный спектрометр. Анализатор времени пролета. — ПТЭ, 1956, № 2, с. 8—18.

Санин А. А., Дмитриева Н. Н. Анализ работы схем совпадений типа Росси. — ПТЭ, 1961, № 4, с. 61—64.

Garwin R. L. A Fast Coincidence — Anticoincidence Analyser. Rev. of Sci. Instrum., 1953, v. 24, p. 618—620.

Цитович А. П. Временные анализаторы для нейтронной спектроскопии. — В кн.: Труды Второй Международной конференции по использованию атомной энергии (Женева, 1958 г.) Том 2 «Ядерная физика», с. 534—550. М.: Атомиздат, 1959.

Цитович А. П., Сотников С. К. Матричный временной анализатор с коммутаторами на емкостях памяти. — ПТЭ, 1962, № 1, с. 78—85.

Система временных задержек с использованием магнитострикционных линий для нейтронной спектроскопии по времени пролета./А. Е. Головин, М. Г. Земляков, А. П. Цитович, Н. А. Черноплеков. — ПТЭ № 5, 1962, с. 77—79.

К главе 5

Антюхов В. А., Журавлев Н. И., Синаев А. Н. Амплитудный анализатор на 4096 каналов в стандарте КАМАК. Препринт Р10-80-312. ОИЯИ, Дубна, 1980.

Мелешко Е. А., Митин А. А. Измерительные генераторы в ядерной электронике. М.: Атомиздат, 1981.

Штраних И. В., Волк А. И. Быстродействующие электронные преобразователи непрерывной информации в код для целей многомерного анализа (обзор). Тр. 5-й научн. конф. по ядерной радиоэлектронике. Т. 2, ч. 1. М.: Госатомиздат, 1963, с. 10.

Argle J. P., Dolley P. E., Huxtable G. A fast multy-event time digitizer in CAMAC module. — Proceedings 2nd Ispra Nuclear Electronics Symposium. Stresa, Italy, May 20—23, 1975, p. 421.

Gatti E. 25 Years of nuclear electronics. What next? Ibid., p. 19.

Cottini C., Gatti E., Svelto V. A new method for analog to digital conversion. — Nucl. Instrum. and Methods, 1963, v. 24, p. 241—242.

К главе 6

Дискретная система для измерений многомерных распределений вероятностей/Р. Г. Офингенден, Ф. Н. Березин, П. В. Лапшук, Г. Б., Любанский, П. Н. Светличный. Киев: Наукова думка, 1969.

Курашов А. А. Идентификация импульсов от детекторов излучений. М.: Атомиздат, 1972.

Курочкин С. С. Многомерные статистические анализаторы. М.: Атомиздат, 1968.

Программирующее устройство со световым карандашом для время-амплитудных измерений на анализаторе АИ—4096—3М./С. В. Крупин, С. К. Сотников,

В. А. Волчков. — Препринт ИАЭ им. И. В. Курчатова № ИАЭ—2191. М.: 1972.

Токовый спектрометр для исследования ядерного гамма-резонанса/ А. И. Бескровный, О. И. Елизаров, А. А. Жариков, Г. П. Жуков и др. Препринт 13—7984. ОИЯИ; Дубна, 1974.

Цитович А. П. Многоканальные анализаторы с запоминанием информации на магнитной поверхности (обзор). — ПТЭ, 1963, № 5, с. 5—22.

Цитович А. П. Нейтронно-корреляционные спектрометры по времени пролета и их электронные схемы (обзор). — ПТЭ, 1976, № 1, 7.

Correlation type time-of-flight spectrometer with magnetically chopped polazized neutron bem/L. Pal, N. Kroó, J. Gordon, P. Pollionisz, F. Szlavic, I. Vizi. — Hungarian Academy of Sciences CRI for P. Budapest, 1968, SM-104/6.

Correlation time-of—flight spectrometry at pulsed reactors/N. Kroo, P. Pollionisz, I. Visi, G. Zsigmond, G. Zbukol, G. Nagy. — IAEA-SM-155/F-6, p. 763—772. International Atomic Energy Agency, Vienna; 1972.

К главе 7

Виноградов В. И. Дискретные информационные системы в научных исследованиях (Программное обеспечение модульных ИВС). М.: Энергоиздат, 1982.

Виноградов В. И. Дискретные информационные системы в научных исследованиях. М.: Атомиздат, 1976.

Горн Л. С., Хазанов Б. И., Хазанов Д. Б. Микропроцессоры в приборах для радиационных измерений. М.: Атомиздат, 1979.

Даматов Я. М., Никитюк Н. М., Шюсслер Р. Применение микропроцессов в приборостроении и экспериментальных исследованиях (обзор) — ПТЭ, 1979, № 4, с. 7—26.

Журавлев Н. И., Нгуен Мань Шат, Синаев А. Н. и др. Препринт ОИЯИ, Р10—9499, Дубна: 1976.

Колпаков И. Ф. Электронная аппаратура на линии с ЭВМ в физическом эксперименте. М.: Атомиздат, 1974.

Колпаков И. Ф. Организация программно-модульных систем на основе стандартных интерфейсов (обзор). — ПТЭ, 1979, № 2, с. 7.

Курочкин С. С. Система КАМАК—ВЕКТОР. М.: Энергоиздат, 1981.

Куценко А. В., Полосьянц, Б. А., Ступин Ю. В., Мини-ЭВМ в экспериментальной физике. М.: Атомиздат, 1975.

Микропроцессорные комплекты интегральных схем. Справочник. Под ред. А. А. Васенкова и В. А. Шахнова. М.: Радио и связь, 1982.

Офенгенден Р. Г. Основные направления развития автоматизации научных исследований в ядерной физике. — Управляющие системы и машины, № 1, с. 98, Киев: Наукова думка, 1978.

Сидоров В. Т., Синаев А. Н., Чурин И. И. Управляющая система в стандарте КАМАК на основе контроллера с микро-ЭВМ, ОИЯИ, Препринт Р—10—12481. Дубна: 1979.

Синаев А. Н. Современные аппаратурные системы модульной структуры, используемые при создании измерительно-вычислительных комплексов (КАМАК — ВЕКТОР), препринт 85070, ОИЯИ — Дубна: 1975.

Соучек Б. Мини-ЭВМ в системах обработки информации. М.: Мир, 1976.

Ступин Ю. В. Методы автоматизации физических экспериментов и установок на основе ЭВМ. М.: Энергоатомиздат, 1983.

Хазанов Б. И. Интерфейсы измерительных систем. М.: Энергия, 1979.

Хилбурн Дж., Джулич П. Микро-ЭВМ и микропроцессоры. М.: Мир, 1979.

Черных Е. В. Стандартные интерфейсы для программно-модульных многопроцессорных систем (обзор). — ПТЭ, 1982, № 4, с. 5—35.

Information coding and acquisition in the time-of-flight spectrometer using the digital computer/V. I. Zhook, D. A. Markov, A. P. Tsitovitch, B. I. Shitikov.— Proceedings 2nd Ispra Nuclear Electronics Symposium. Stresa, Italy, May 20—23, 1975, p. 457.

К главе 8

Автоматическая обработка данных с пузырьковых и искровых камер. Сб. статей. Пер. с англ. Под ред. Б. С. Розова. М.: Атомиздат, 1971.

Бутслов М. М., Степанов Б. М., Фанченко С. Д. Электронно-оптические

преобразователи и их применение в научных исследованиях. Под ред. Е. К. Завойского. М.: Наука, 1978.

Горн Л. С., Хазанов Б. И. Позиционно-чувствительные детекторы. М.: Энергоиздат, 1982.

Заневский Ю. В. Проволочные детекторы элементарных частиц. М.: Атомиздат, 1978.

Б. С. Розов, В. Г. Выскуб, В. А. Канцеров и др. Измерительные сканирующие приборы. М.: Машиностроение, 1980.

Корж В. И., Кусков В. Е., Степин В. Я. Детекторы рентгеновского излучения на приборах с зарядовой связью (обзор). — ПТЭ, 1982, № 3, с. 7—19.

Координатно-чувствительные детекторы/В. Р. Клейменов, Ю. Н. Коблик, В. Н. Кузьмин, Б. С. Мазитов. Ташкент: ФАН Узбекской ССР, 1979.

Петраков А. В., Харитонов В. М. Высокоточные телевизионные комплексы для измерения быстродействующих процессов. М.: Атомиздат, 1979.

Прибытков В. И., Розов Б. С. Автоматизация обработки следов в твердых трековых детекторах (обзор). — ПТЭ, 1975, № 4, с. 7—12.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоподстройка по спектральной линии 47
Активный делитель напряжения для ФЭУ 40
Акустический съем информации 382
АЛУ — арифметическо-логическое устройство 342
Амплитудный анализатор:
многоканальный 285
одноканальный 267
Амплитудная перегрузка усилителей 97
Амплитудно-временно́е преобразование 273
Амплитудный спектр:
дифференциальный 260
интегральный 259
Аналоговые окна 302
Ассоциативные системы 303

Блок-схема программы 351
БЭЙСИК 353

Ветвевая система КАМАК 338
Весовые резисторы 185
Временно́й анализатор с ЗУ 245
Временно́й анализатор-селектор 240
Временная привязка 200, 220
Времяамплитудные преобразователи 231
Времязависимый фильтр 90
Время разрешения счетчиков 120

Газоразрядные счетчики 9
Гашение счетчика Гейгера:
входной цепью 33
электронными схемами 35
Годоскоп 225
Голографическое ЗУ 309

Детекторы излучений 5
Диодный дискриминатор 261
Дискриминатор:
напряжения 262
нуля 204
тока 265
Дискриминация по форме 112
Дифференциальная схема совпадений 216
Дозирующая емкость 173

ЕЗ-система 340

Живое время 290

Задержанные совпадения 207, 227
Зарядочувствительный усилитель:
для детекторов большой емкости 73

с оптоэлектронной связью 72
с резистивно-емкостной связью 70
Запоминающее устройство (ЗУ).
на ферритах 183
оптоэлектронное 196, 308
полупроводниковое 193
с записью на магнитном носителе 196

Импульсная ионизационная камера 6
с сеткой 8
Инкрементный режим 191
Интегрирующая ячейка 171
Интеллектуальный контроллер 345
Интенсиметр:
линейный 173
логарифмический 174
цифровой 176

КАМАК-система 326, 330, 340
Каркас (крейт) 332
Каскад с общей базой 32
Каскодная схема 72
Квазигауссов формирователь 89
Кодирование:
интервалов времени 235
координат 389
Код:
двоичный 149
двоично-десятичный 156, 177
двоично-пятеричный 178
параллельный 179
последовательный 179
Компаратор 264
Контроллер 336
Координатно-чувствительный детектор 359, 365
Коррекция задержек в детекторах 252
Коррелятор-усреднитель 309, 311
Корреляционный спектрометр 314, 321
Коэффициент усиления:
КЭУ 41
усилителя 62
ФЭУ-38
КЭУ — канальный электронный умножитель 42

Линейное пропускание 108
Линейный усилитель 61
Логические элементы 124
на токовых переключателях 131
с насыщенными ключами 127
с ненасыщенными ключами 129

Магистральный канал 328, 332
Магнитный барабан 186
— диск 186
Магнитострикционная линия задержки 257, 375
Мажоритарная схема совпадений 219
Массовая память 306
Матричный временной анализатор-селектор 242
— дешифратор 161, 181
Метод добавочного импульса 271
Метод:
дозирования 242
поразрядного взвешивания 279
совпадений и антисовпадений 197
статистического разравнивания 280
Микроканальные пластины 368
Микропроцессор 341, 344
Мини-ЭВМ 327
Модуль 335

Наложения сигналов 51, 103
Нейтронный спектрометр по времени пролета:
на ускорителях 230, 355
с механическим прерывателем 198
Нониусный метод 229

Операционный усилитель 65
Оптимальная фильтрация 84
Отрицательная обратная связь 62

Параметрический усилитель 76
ПЗС — прибор с зарядовой связью 371
Погрешности счета:
амплитудных анализаторов 289
временных анализаторов 249
счетчиков 168
Полупроводниковый детектор 13
Постоянная составляющая 99
Преобразователь кода 182, 183
Проволочная камера (съем информации):
дрейфовая 380
искровая 374, 376
пропорциональная 379
Программное обеспечение систем 350
Пропорциональный счетчик 8
Просмотровый стол 390
Псевдослучайная последовательность 319

Равновесный импульс 102
Радиальная система КАМАК 337
РАП — регистр адреса памяти 342
Регистр 179
Режекция наложений 103
Резистивно-емкостной метод 362
Резистивный метод 359
Реперный световой импульс 46
РОН — регистр общего назначения 342

Световые индикаторы 160
Система реального времени 348
Сканирование:
бегущим лучом ЭЛТ 392
лазерным лучом 393
Слежение по треку 389, 395
Случайные совпадения 224
Составной повторитель 31
Спиральное сканирование 391
Стабилизация сцинтилляционного счетчика 43
Ступенчатый АЦП 284
Схема включения:
газоразрядного счетчика Гейгера 9
детектора с интегрированием тока 19
импульсной ионизационной камеры 6
ионизационной камеры с сеткой 8
канального электронного умножителя (КЭУ) 42
полупроводникового детектора 14
пропорционального счетчика 9
с усилением тока детектора 19
ФЭУ в сцинтилляционном детекторе 38
Схема определения вершины импульса 277
совпадений 208
Сцинтилляционный счетчик:
с ФЭУ 15
с фотодиодом 18
Счетчик:
двоичный 148, 164
двоичный с параллельным переносом 150
декадный с дополнительными связями 156
десятичный 153, 166
кольцевой 154, 165
реверсивный 152
Черенкова 18

Телевизионное считывание 383
Т-образный активный фильтр 89
Триггер:
асинхронный *RS*-типа 142
JK-типа 145
на интегральных схемах 141
на транзисторах 136
на туннельных диодах 161
синхронный *RS*-типа 143
Шмитта 263

Укорачивание сигналов:
дифференцирующей *CR*-цепью 54
дифференцирующей *CRL*-цепью 55
компенсированной дифференцирующей цепью 55
линиями задержки 67
Управляемая линия задержки 256
Усилительные секции 64, 68

FASTBUS — проект стандарта 340
Ферритовая матрица 188, 373
Ферритовый куб 190
Фильтры:
активные 89
многозвенные 88
с управляемым коэффициентом передачи 90
трасверсальные 93
Флоппи-диски
Форма сцинтилляционных импульсов 17
ФОРТРАН 352

Характеристики линейного усилителя 60
Хронотронный интерполятор 239

ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь 185
цифровая стабилизация 292
Цифровые окна 301

Шумы:
входного тока активного элемента 80
выходного тока активного элемента 81
контурные 79
ФЭУ 48

Эквивалентная схема входа 81
Эквивалентный шумовой заряд 82
ЭОП — электронно-оптический преобразователь 385

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава I. **Методы съема сигналов с детекторов излучений** . . . 5

§ 1.1. Детекторы излучений и их характеристики 5
1.1.1. Импульсные ионизационные камеры и пропорциональные счетчики 6
1.1.2. Газоразрядные счетчики 9
1.1.3. Полупроводниковые детекторы 12
1.1.4. Сцинтилляционные счетчики и счетчики Черенкова . . 15
§ 1.2. Основная схема включения детекторов излучений 19
1.2.1. Детекторы излучений как датчики тока 19
1.2.2. Эквивалентная схема входа 20
1.2.3. Выбор параметров входной цепи 22
1.2.4. Оценка интегрирующего действия входной цепи . . . 26
§ 1.3. Согласование схем включения детекторов излучений с электронными устройствами 28
1.3.1. Схема связи детекторов с электронными устройствами 28
1.3.2. Передача импульсов напряжения 30
1.3.3. Передача импульсов тока 32
§ 1.4. Гашение счетчиков Гейгера 33
1.4.1. Гашение входной цепью 33
1.4.2. Электронные схемы гашения 35
§ 1.5. Фотоэлектронные умножители в сцинтилляционных счетчиках и счетчиках Черенкова 37
1.5.1. Схемы включения умножителей и фотодиодов . . . 38
1.5.2. Стабилизация сцинтилляционных счетчиков 43
1.5.3. Подавление шумов ФЭУ 48

Глава 2. **Аналоговая обработка сигналов детекторов излучений** . . 50

§ 2.1. Задачи аналоговой обработки сигналов 50
§ 2.2. Укорачивание сигналов 51
2.2.1. Распределение сигналов во времени 51
2.2.2. Укорачивание дифференцирующей *CR*-цепью 52
2.2.3. Укорачивание линиями задержки 57
§ 2.3. Усиление сигналов 60
2.3.1. Характеристики и структура усилителей 60
2.3.2. Стабилизация коэффициента усиления при помощи отрицательной обратной связи 62
2.3.3. Применение интегральных операционных усилителей . 65
2.3.4. Быстродействующие усилительные секции гибридного типа 68
2.3.5. Зарядочувствительный предварительный усилитель . 70
2.3.6. Параметрический предварительный усилитель . . . 76
§ 2.4. Шумы и фильтрация сигналов 78
2.4.1. Источники шумов 78
2.4.2. Эквивалентный шумовой заряд и фильтрация простыми *CR*—*RC*-цепями 82
2.4.3. Оптимальная фильтрация 84
2.4.4. Многозвенные и активные фильтры 88

2.4.5. Фильтры с управляемым коэффициентом передачи и трансверсальные фильтры 90
2.4.6. Экспериментальное определение уровня шумов . . . 95
§ 2.5. Перегрузка усилителей и восстановление постоянной составляющей 97
2.5.1. Амплитудная перегрузка 97
2.5.2. Восстановление постоянной составляющей 99
2.5.3. Метод равновесного импульса 102
§ 2.6. Режекция наложений 103
2.6.1. Виды наложений 103
2.6.2. Определение наложений на спад сигнала 105
2.6.3. Определение наложений на полезную часть сигнала . 106
§ 2.7. Линейное пропускание сигналов 108
2.7.1. Схемы линейного пропускания, основанные на сложении . 108
2.7.2. Ключевые линейные схемы пропускания 109
§ 2.8. Дискриминация сигналов по форме 112
2.8.1. Разделение сигналов, различающихся временем спада . 112
2.8.2. Разделение сигналов с разным временем нарастания . 117

Глава 3. **Цифровая регистрация событий** 119

§ 3.1. Характеристики регистрирующих устройств 119
3.1.1. Задачи регистрирующих устройств 119
3.1.2. Разрешающее время и погрешности счета простых регистраторов 120
§ 3.2. Логические элементы 123
3.2.1. Функции логических элементов 123
3.2.2. Классификация и параметры логических элементов на интегральных схемах 126
3.2.3. Схема с насыщенными ключами 127
3.2.4. Быстродействующие схемы с ненасыщенными ключами 129
3.2.5. Схемы с малым потреблением энергии 133
§ 3.3. Запоминающие элементы (триггеры) 135
3.3.1. Триггер и его работа в цифровых устройствах . . . 135
3.3.2. Триггеры на интегральных схемах 141
§ 3.4. Счетчики (пересчетные схемы) на интегральных схемах . . 146
3.4.1. Характеристики счетчиков 146
3.4.2. Двоичные счетчики 147
3.4.3. Десятичные счетчики 153
3.4.4. Индикация показаний счетчиков 159
§ 3.5. Счетчики (пересчетные схемы) на туннельных диодах . . . 161
3.5.1. Триггеры на туннельных диодах 161
3.5.2. Двоичные и кольцевые схемы 164
3.5.3. Многостабильные схемы 166
§ 3.6. Погрешности счета счетчиков (пересчетных схем) 167
3.6.1. Разравнивание интервалов между событиями . . . 167
3.6.2. Выбор разрешающего времени элементов счетных схем 169
§ 3.7. Измерение средней частоты импульсов 170
3.7.1. Работа интегрирующей ячейки и погрешности измерений 170
3.7.2. Линейный интенсиметр 172
3.7.3. Логарифмический интенсиметр 174
3.7.4. Цифровой измеритель средней частоты 176
§ 3.8. Преобразование цифровой информации 177
3.8.1. Коды и их представление 177
3.8.2. Регистры 179
3.8.3. Преобразование кодов 181
3.8.4. Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) . . . 185
§ 3.9. Запоминающие устройства (ЗУ) 187
3.9.1. Ферритовые ЗУ 187
3.9.2. Работа ЗУ в инкрементном режиме 191
3.9.3. Полупроводниковые ЗУ 193
3.9.4. ЗУ большой емкости 195

Глава 4. **Измерение временных распределений** 197

§ 4.1. Виды временных измерений 197
§ 4.2. Формирование сигналов детекторов при временных измерениях 200
4.2.1. Факторы определяющие точность временных измерений 200
4.2.2. Методы временной привязки 202
§ 4.3. Метод совпадений и антисовпадений 206
4.3.1. Основные характеристики схем совпадений и антисовпадений 206
4.3.2. Основные типы схем совпадений 208
4.3.3. Схемы совпадений на интегральных элементах . . . 219
4.3.4. Измерение разрешающего времени схем совпадений и учет случайных совпадений 222
4.3.5. Годоскопические устройства 225
§ 4.4. Измерение и кодирование малых интервалов времени . . . 226
4.4.1. Метод задержанных совпадений 227
4.4.2. Нониусный метод 229
4.4.3. Времяамплитудные преобразователи ($t \rightarrow A$) 231
§ 4.5. Кодирование интервалов с помощью времязадающего генератора 235
4.5.1. Измерение одного интервала за цикл 235
4.5.2. Измерение нескольких интервалов за цикл с остановкой счетчика 236
4.5.3. Измерение нескольких интервалов за цикл без остановки счетчика 237
4.5.4. Повышение точности измерения интервалов 238
§ 4.6. Временные анализаторы-селекторы с индивидуальными регистраторами в каналах 240
4.6.1. Схема с времязадающим генератором и кольцевым счетчиком 241
4.6.2. Схема матричного типа 242
4.6.3. Метод фазирования и повышения однородности ширины каналов 242
§ 4.7. Временные анализаторы с запоминающими устройствами . . 244
4.7.1. Структура временного анализатора с ферритовым ЗУ . 245
4.7.2. Повышение быстродействия временного анализатора разравниванием информации 246
§ 4.8. Погрешности счета во временных анализаторах 247
4.8.1. Просчеты в анализаторах-селекторах 247
4.8.2. Просчеты в анализаторах-измерителях интервалов . . 248
4.8.3. Выбор параметров разравнивающего устройства . . 250
§ 4.9. Коррекция задержек в детекторах времяпролетных спектрометров 252
4.9.1. Динамическая коррекция времени пролета 252
4.9.2. Статическая коррекция «поперечного» перемещения пучка нейтронов 257

Глава 5. **Измерение амплитудных распределений** 259

§ 5.1. Виды амплитудных измерений 259
§ 5.2. Интегральные дискриминаторы 261
5.2.1. Дискриминаторы импульсов напряжения 261
5.2.2. Дискриминаторы импульсов тока 265
§ 5.3. Дифференциальные амплитудные анализаторы с пороговыми дискриминаторами 267
5.3.1. Одноканальный амплитудный анализатор . . . 267
5.3.2. Многоканальные амплитудные анализаторы с пороговыми дискриминаторами 270
5.3.3. Повышение однородности ширины каналов методом добавочного импульса 271
§ 5.4. Метод преобразования амплитуды импульсов в интервал времени и код 272

5.4.1. Элементы схем амплитудно-временных преобразователей ($A \rightarrow t$) . . . 273
5.4.2. Преобразователь ($A \rightarrow t$) со схемой определения вершины импульса . . . 276
§ 5.5. Кодирование амплитуд импульсов методом поразрядного взвешивания . . . 278
5.5.1. Метод поразрядного взвешивания . . . 279
5.5.2. Метод статистического разравнивания для повышения однородности ширины каналов . . . 280
§ 5.6. Амплитудные кодировщики на интегральных АЦП . . . 282
5.6.1. АЦП параллельного типа . . . 282
5.6.2. Ступенчатые АЦП параллельно-последовательного типа 284
§ 5.7. Амплитудные анализаторы с ЗУ . . . 285
5.7.1. Анализаторы с ферритовыми и полупроводниковыми ЗУ 285
5.7.2. Особенности анализаторов с динамическими ЗУ . . . 288
§ 5.8. Учет погрешностей счета в амплитудных анализаторах . . 288
5.8.1. Блокировка входа на постоянное и переменное время . 288
5.8.2. Измерения с отсчетом по «живому» времени . . . 290
§ 5.9. Цифровая стабилизация амплитудного спектрометра . . . 292

Глава 6. **Многопараметрические и корреляционные измерения** . . 294

§ 6.1. Особенности измерения сложных распределений . . . 294
§ 6.2. Кодирование информации в многопараметрических анализаторах 295
6.2.1. Амплитудно-амплитудные измерения . . . 295
6.2.2. Амплитудно-временные измерения . . . 297
6.2.3. Кодирование информации от нескольких детекторов . . 299
§ 6.3. Ассоциативные системы и предварительная селекция информации 300
6.3.1. Цифровые и аналоговые окна в двупараметрических анализаторах . . . 300
6.3.2. Ассоциативные системы . . . 303
§ 6.4. Многопараметрические системы с массовой памятью . . . 306
6.4.1. Накопители с записью на магнитную ленту . . . 307
6.4.2. Оптоэлектронные накопители . . . 308
§ 6.5. Корреляторы-усреднители . . . 309
6.5.1. Усреднитель с аналоговой памятью . . . 310
6.5.2. Цифровой усреднитель . . . 311
§ 6.6. Корреляционные времяпролетные спектрометры . . . 313
6.6.1. Корреляционный метод в нейтронной спектрометрии . . 313
6.6.2. Генерирование псевдослучайной последовательности импульсов . . . 318
6.6.3. Анализаторы и системы с ЭВМ для корреляционных спектрометров . . . 321

Глава 7. **Автоматизация измерений с помощью ЭВМ и программно-управляемых модульных систем** . . . 326

§ 7.1. Автоматизация в физических исследованиях . . . 326
§ 7.2. Мини-ЭВМ в физическом эксперименте . . . 327
7.2.1. Структура и характеристики мини-ЭВМ . . . 327
7.2.2. Включение мини-ЭВМ в линию с экспериментом . . . 329
§ 7.3. Программно-управляемые модульные системы . . . 330
7.3.1. Модульная аппаратура и система КАМАК . . . 330
7.3.2. Организация каркаса . . . 331
7.3.3. Структура модулей . . . 335
7.3.4. Многокаркасные системы . . . 337
7.3.5. Разработка новых стандартов модульных программно-управляемых систем . . . 339
§ 7.4. Микропроцессоры и микро-ЭВМ в модульной аппаратуре . . 341
7.4.1. Общая характеристика микропроцессоров . . . 341
7.4.2. Структура однокристального микропроцессора и его функциональные узлы . . . 342
7.4.3. Многокристальные микропроцессоры . . . 344

7.4.4. Микро-ЭВМ и интеллектуальные контроллеры 345
§ 7.5. Комплексные автоматизированные системы реального времени и их программное обеспечение 348
7.5.1. Организация систем реального времени 348
7.5.2. Особенности программного обеспечения систем . . . 350
7.5.3. Автоматизированная система ядерного спектрометра . 354

Глава 8. **Автоматизация съема информации с координатно-чувствительных и трековых детекторов** 358

§ 8.1. Задачи и методы автоматизированного съема информации с координатных и трековых детекторов 358
§ 8.2. Съем информации с координатно-чувствительных детекторов 359
8.2.1. Резистивный метод 359
8.2.2. Резистивно-емкостный метод 362
8.2.3. Считывание координат со сцинтилляционных детекторов 364
8.2.4. Считывание координат с полупроводниковых детекторов дискретного типа 367
8.2.5. Считывание координат с детекторов на микроканальных пластинах 368
8.2.6. Работа приборов с зарядовой связью в качестве координатно-чувствительных детекторов 370
§ 8.3. Съем информации с проволочных камер 373
8.3.1. Считывание с промежуточным запоминанием на ферритах и емкостях 373
8.3.2. Считывание с искровых камер с магнитострикционными линиями 375
8.3.3. Съем информации с пропорциональных и дрейфовых камер 375
§ 8.4. Прямые (бесфильмовые) способы съема информации с детекторов следов частиц 382
8.4.1. Акустический способ съема информации с искровых камер 382
8.4.2. Телевизионное считывание 383
8.4.3. Применение электронно-оптических преобразователей . 385
§ 8.5. Автоматизация обработки фотографий следов частиц . . . 388
8.5.1. Кодирование координат со слежением по треку . . . 389
8.5.2. Спиральное сканирование 391
8.5.3. Сканирование бегущим лучом электронно-лучевой трубки 392
8.5.4. Сканирование и слежение лазерным лучом 393
Список рекомендуемой литературы 396
Алфавитно-предметный указатель 400