

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Широкополосные линии передачи в телеметрических системах быстропротекающих процессов	4
1.1. Радиочастотные коаксиальные кабельные линии передачи	4
1.2. Волоконно-оптические линии передачи	7
1.3. Телеметрические системы быстропротекающих процессов	13
2. Метод масштабного-временного преобразования	17
2.1. Общий принцип масштабного-временного преобразования	17
2.2. Виды масштабных преобразователей	19
2.3. Работа быстродействующей ЗЭЛТ без барьерной сетки	20
2.4. Обобщенная структурная схема МВП с ЗЭЛТ с диэлектрической мишенью	31
2.5. МВП с ЗЭЛТ с микроканальными мишенями	33
Заключение	35
Список использованной литературы	35

Редактор С.А. Пономарева
Техн. редактор Н.М. Воронцова
Корректор Г.А. Станкевич

Тем. план 1989 г., поз. 72

Л.- 21105

Подписано в печать 29/VI - 1989г.

Формат 60x84 1/16

Объем 2,25 п.л.

Уч.-изд.л. 2,0

Тираж 75 экз.

Цена 15 коп.

Изд. № 033-1 Заказ 912

Московский инженерно-физический институт Типография МИФИ
115409, Москва, Каширское шоссе, 31

Архипов В. К. Основы телеметрии быстропротекающих процессов. М.: МИФИ. 1989. — 36 с.

Излагается физический принцип работы и структура построения масштабнo-временных преобразователей и широкополосных линий передачи: коаксиальных и волоконно-оптических, являющихся основными элементами телеметрических систем быстропротекающих процессов микронаносекундного диапазона.

Для студентов старших курсов и дипломников, специализирующихся в области дистанционных измерительных систем, а также для инженеров соответствующих специальностей.

Рецензенты:

В.П. Смирнов, Ю.Ф. Тутуров



Московский инженерно-физический институт, 1989 г

ВВЕДЕНИЕ

Характерной чертой современного развития научно-технического прогресса является расширяющееся применение различного рода источников импульсного ионизирующего излучения: рентгеновского, гамма, нейтронного, светового, заряженных и нейтральных частиц. В связи с этим возникла область техники, которая занимается измерением следующих характеристик таких источников: длительности, интенсивности, формы импульсов, аналогичных характеристик космического излучения, а также изучением соответствующих быстропротекающих процессов. Это характерно для таких областей науки и техники, как атомная физика, квантовая электроника, бионика, физика плазмы, управляемый термоядерный синтез и др.

Особенностью многих измеряемых процессов является редкая повторяемость, а часто однократность. Длительность импульсов излучения лежит в микронаносекундном, а в последнее время и в пикосекундном диапазонах времени.

Большинство физических процессов преобразуются в электрические сигналы—аналоги. В этом случае они передаются к устройствам регистрации по широкополосным коаксиальным кабелям, однако часть световых процессов целесообразно передавать к устройствам регистрации без преобразования их в электрические сигналы по стекловолоконным оптическим кабелям или по воздушным линиям передачи. Естественно, что такая передача не может быть осуществлена на сравнительно большое расстояние из-за несоответствия полосы частот передаваемых сигналов и полосы частот современных кабелей, а также из-за затухания сигналов в них.

Современные автоматизированные телеметрические комплексы, выполняющие сложные задачи регистрации и обработки быстропротекающих процессов, предполагают использование ЭВМ.

В большинстве случаев машинный анализ быстропротекающих непериодических сигналов невозможен, так как скорость ввода данных в ЭВМ ограничена, а частотный спектр сигналов шире, чем полоса пропускания линий передачи сигналов от объекта до вычислительного устройства, которое, как правило, находится на большом расстоянии.

Для согласования скорости изменения сигналов со скоростью ввода данных в ЭВМ, а также сужения спектра сигналов в соответствии с полосой пропускания линий передачи необходимо произвести изменение масштаба времени существования сигнала без потери информации. Такое преобразование сигналов называется масштабнo-временным.

Телеметрические системы однократных быстропротекающих процессов должны содержать в своем составе масштабно-временные преобразователи (МВП), как главную и обязательную часть указанных систем.

Принципы построения МВП и их характеристики зависят от используемого в них запоминающего устройства (ЗУ). Например, типичные представители статических ЗУ — запоминающие ЭЛТ, динамических — линии задержки.

Для масштабно-временного преобразования электрических одиночных коротких сигналов используются специальные быстродействующие запоминающие электронно-лучевые приборы (трубки) — ЗЭЛП с диэлектрической, микроканальной или полупроводниковой мишенью [8].

Для масштабно-временного преобразования световых одиночных коротких сигналов используются передающие телевизионные трубки типа кремникон, плюмбикон и видикон [7].

Существуют МВП, работающие на других принципах.

1. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ПРОЦЕССОВ

1.1. Радиочастотные коаксиальные кабельные линии передачи

Исторически первой сложилась простейшая измерительная система коротких однократных сигналов, состоящая из датчика и осциллографа, соединенных между собой линией передачи. Впоследствии с развитием источников однократных импульсных сигналов возникали потребности разнесения на сравнительно большое расстояние осциллографического регистратора от источника сигналов. В этих случаях стали применять в качестве линий передачи широкополосные коаксиальные кабели и согласованные с ними по волновому сопротивлению отклоняющие системы электронного луча осциллографов. К указанным выше отклоняющим системам электронного луча относятся в первую очередь отклоняющие системы, выполненные в виде полосковой линии, и системы типа "бегущей волны".

На рис. 1 представлено поперечное сечение коаксиального кабеля, где d — диаметр центральной жилы (обычно изготавливается из меди), D — внутренний диаметр наружной оболочки (оплетки) кабеля (также изготавливается из меди), между ними находится диэлектрик (обычно фторопласт, полиэтилен); D_0 — наружный диаметр защитного покрытия.

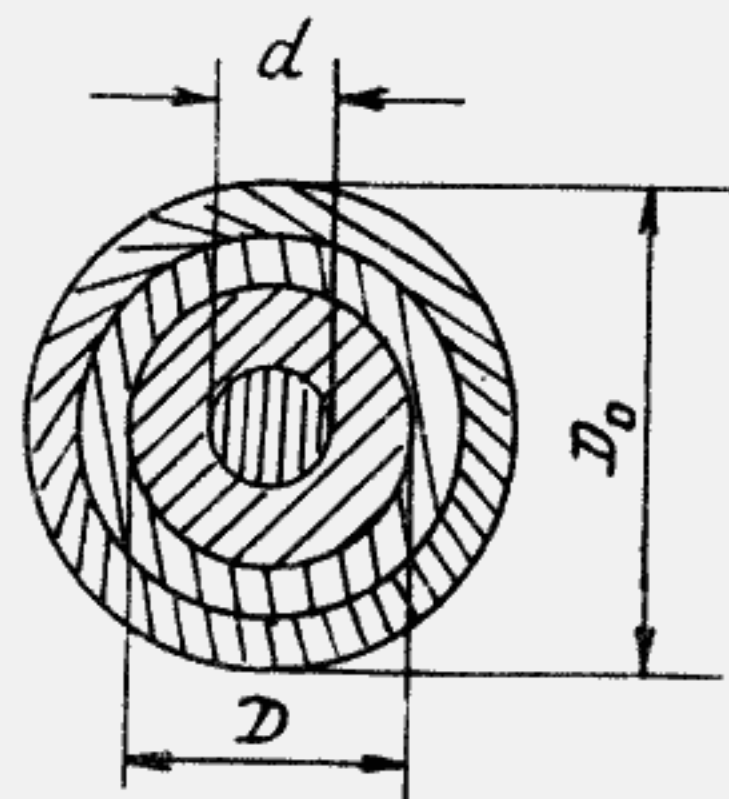


Рис. 1

При протекании волны тока по кабелю в нем возникает магнитное поле, которое кон-

центрическими окружностями окружает центральную жилу. Напряженность электрического поля направлена по радиусам от центральной жилы до оплетки. Собственные внешние поля в коаксиальном кабеле, как правило, отсутствуют и отсутствует также влияние внешних полей, если они не очень велики по сравнению с сигнальными. Таким образом, при подаче сигнала в кабеле распространяется как бы электромагнитная волна, соответствующая сигналу.

Первичными параметрами коаксиального кабеля является сопротивление R , индуктивность L , емкость C и проводимость G , отнесенные к единице длины кабеля. К вторичным параметрам относятся волновое сопротивление ρ , скорость распространения фронта сигнала по линии V и постоянная распространения γ [1].

В области интересующих нас высоких частот до нескольких гигагерц вторичные параметры линий определяются через первичные следующими выражениями:

волновое сопротивление

$$\rho = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ Ом};$$

скорость распространения

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ м/с};$$

постоянная распространения

$$\gamma = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} + i \sqrt{\omega^2 LC + \left(\frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2} = \alpha_n + \alpha_d + i\beta, \text{ 1/м}, \quad (1)$$

где α_n и α_d — соответственно затухание на единицу длины, обусловленное потерями только в проводниках, и затухание, обусловленное потерями только в диэлектрике линии.

Фазовая постоянная β определяется величинами реактивных сопротивлений с учетом влияния потерь в проводниках и диэлектрике.

Активное сопротивление R , обусловленное потерями в проводниках за счет поверхностного эффекта, и проводимость G , обусловленная потерями в диэлектрике, определяются приближенными формулами:

$$R = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\mu\sigma\omega/2} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right), \text{ Ом/м};$$

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta, \text{ 1/(Ом}\cdot\text{м)},$$



Общие сведения

где μ — магнитная проницаемость материала проводников кабеля, Гн/м; σ — удельное сопротивление материала проводников, Ом·м; d, D — диаметры внутреннего и наружного проводников, м; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь материала диэлектрика.

Если линия однородная и нагружена на активное сопротивление, равное ее волновому сопротивлению ρ , то комплексный коэффициент передачи кабельной линии (кабеля) [1]

$$\bar{K} = \exp(-\bar{\gamma}L) \quad (3)$$

где L — длина кабельной линии.

Зная формулу для коэффициента передачи кабеля (3), с учетом выражений (1), (2) и с учетом только потерь в проводниках α_n с помощью интеграла Фурье можно получить выражение для переходной характеристики кабеля длиной l [1]:

$$h(l, t') = 1 - \varphi\left(\frac{bl}{2\sqrt{t'}}\right), \quad (4)$$

где $t' = t - l/v$; $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$; C_0, L_0 — соответственно емкость и индуктивность на единицу длины; $\varphi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$ — интеграл вероятности или функция Крамп; $b = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{\mu\sigma}}{\rho} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D}\right)$, $c^{1/2}/м$.

В измерительных системах быстропротекающих процессов используются коаксиальные кабели, имеющие волновое сопротивление, равное 75, а также 50 Ом. Для сочленения их между собой и с другими элементами используются специальные переходные сопротивления.

Все выпускаемые нашей промышленностью кабели имеют маркировку, например, РК-75-9-13 [2]. Это обозначение состоит из марки кабеля — РК (радиочастотный коаксиальный) и трех чисел, разделенных от букв дефисом и двумя тире. Первое число указывает значение номинального сопротивления, второе — значение номинального диаметра по изоляции, округленное для диаметра более 2 мм до ближайшего целого числа, и третье — двух- или трехзначное, первая цифра которого указывает тип изоляции кабеля (полиэтилену присвоена группа 1), а последующие — порядковый номер конструкции кабеля [2].

Время задержки распространения сигнала в кабеле РК-75-9-13 составляет 5 нс/м. Длительность переходной характеристики этого же кабеля на длине 1 км составляет около 45 нс.



Работа ряда импульсных физических установок сопровождается большими импульсными электромагнитными наводками (ЭМИ-помехами), которые, несмотря на принимаемые меры по дополнительной экранировке коаксиальных кабелей, соединяющих детекторы и датчики с регистраторами, например, осциллографическими, проникают внутрь кабеля и вызывают в центральной жиле кабеля токи наводки, которые могут быть по величине сравнимы или больше измеряемого сигнала. Действие наводок, как правило, по времени совпадает с действием измеряемого процесса, что в значительной степени затрудняет измерения или делает их невозможными.

В последнее время получили распространение оптические кабели, основанные на использовании оптических волокон, служащих для передачи световых сигналов.

Достоинствами оптических кабелей по сравнению с электрическими являются: практическая нечувствительность к электромагнитным наводкам, возможность передачи большого потока информации, малые перекрестные искажения в многожильных конструкциях, экономия меди, малое ослабление сигнала, малые габаритные размеры и масса, надежная техника безопасности.

В настоящее время оптические кабели получили применение в различных отраслях народного хозяйства, таких как связь, радиоэлектроника, медицина, космос, машиностроение и др.

Структурная схема измерительной системы с волоконно-оптическими линиями передачи

В ряде случаев оптической передаче по волоконно-оптическим линиям связи (передачи) ВОЛС электрический сигнал, имеющий полосу частот ΔF , модулирует один из параметров оптической несущей и в модулированном виде световой сигнал передается по ВОЛС. В основном используют способ модуляции интенсивности оптической несущей, при котором интенсивность оптического излучения зависит от амплитуды электрического сигнала [3].

Структурная схема одноканальной измерительной системы с ВОЛС приведена на рис. 2. Основу составляет ВОЛС, а также оптический передатчик и оптический приемник. Передатчик выполняет также роль преобразователя электрического сигнала в оптический (ПЭС), а приемник обеспечивает обратное преобразование оптического сигнала в электрический (ПСЭ). Далее сигнал поступает на осциллографический регистратор (ОР) и фотографируется фоторегистратором (ФР).

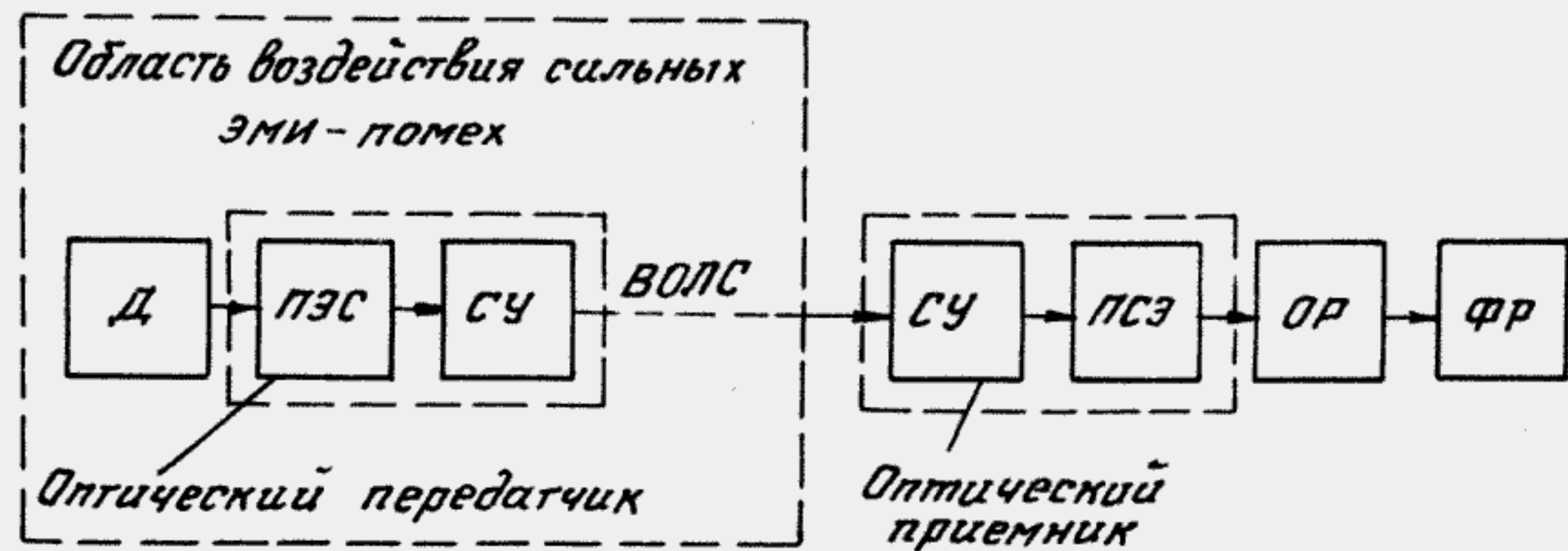


Рис. 2

В качестве ПЭС наибольшее применение получили полупроводниковый лазер и полупроводниковый светоизлучающий диод (светодиод), а в качестве ПСЭ — полупроводниковый фотодиод.

Передающие и приемные согласующие устройства (СУ) формируют и согласовывают диаграммы направленности и апертурный угол между приемопередающими устройствами и оптическим кабелем.

Световое излучение характеризуется длиной волны λ или частотой колебаний несущей f (см. таблицу).

Параметр	Диапазон		
	инфракрасный (ИК)	видимый (В)	ультрафиолетовый (УФ)
λ , мкм	100–0,75	0,75–0,4	0,4–0,005
f , Гц	$3 \cdot 10^{12}$ – $4 \cdot 10^{14}$	$4 \cdot 10^{14}$ – $0,75 \cdot 10^{15}$	$0,75 \cdot 10^{15}$ – $0,6 \cdot 10^{17}$

Светодиоды (СД) выполняются из люминесцентного материала, обладающего холодным свечением, например, из арсенида галлия ($GaAs$) и карбида кремния (SiC). За счет энергии накачки (приложенного напряжения) в кристалле происходит рекомбинация носителей с выделением фотонов. Спектр излучения зависит от состава материала, рода и концентрации примесей. СД отличаются весьма малыми габаритами, не превышающими нескольких миллиметров.

В полупроводниковом лазере (ПЛ) в качестве излучающего элемента используется кристалл арсенида галлия, либо карбида кремния, либо арсенид галлия–алюминия ($GaAlAs$) с соответствующими добавками. Объем такого кристалла не более 1 мм^3 .

Фотодиоды (ФД) выполняют обратные функции по сравнению с СД и ПЛ. В ФД используется фотоэлектрический эффект, при котором в результате падения лучей света создаются носители зарядов. ФД представляет собой $p-i-n$ структуру. В обедненном i -слое, в котором существует сильное электрическое поле, генерируются электронно-дырочные пары и происходит усиление тока за счет ударной ионизации. Наиболее широкое применение получили арсенидгаллиевые и кремниевые ФД.

✓ Конструкция волоконных световодов

Основным элементом оптических кабелей является волоконный световод, выполненный в виде стеклянного волокна цилиндрической формы малого диаметра. По этому волокну осуществляется передача электромагнитных колебаний светового диапазона.

Волоконный световод, как правило, имеет двухслойную конструкцию и состоит из сердечника и оболочки с разными показателями преломления n_1 и n_2 .

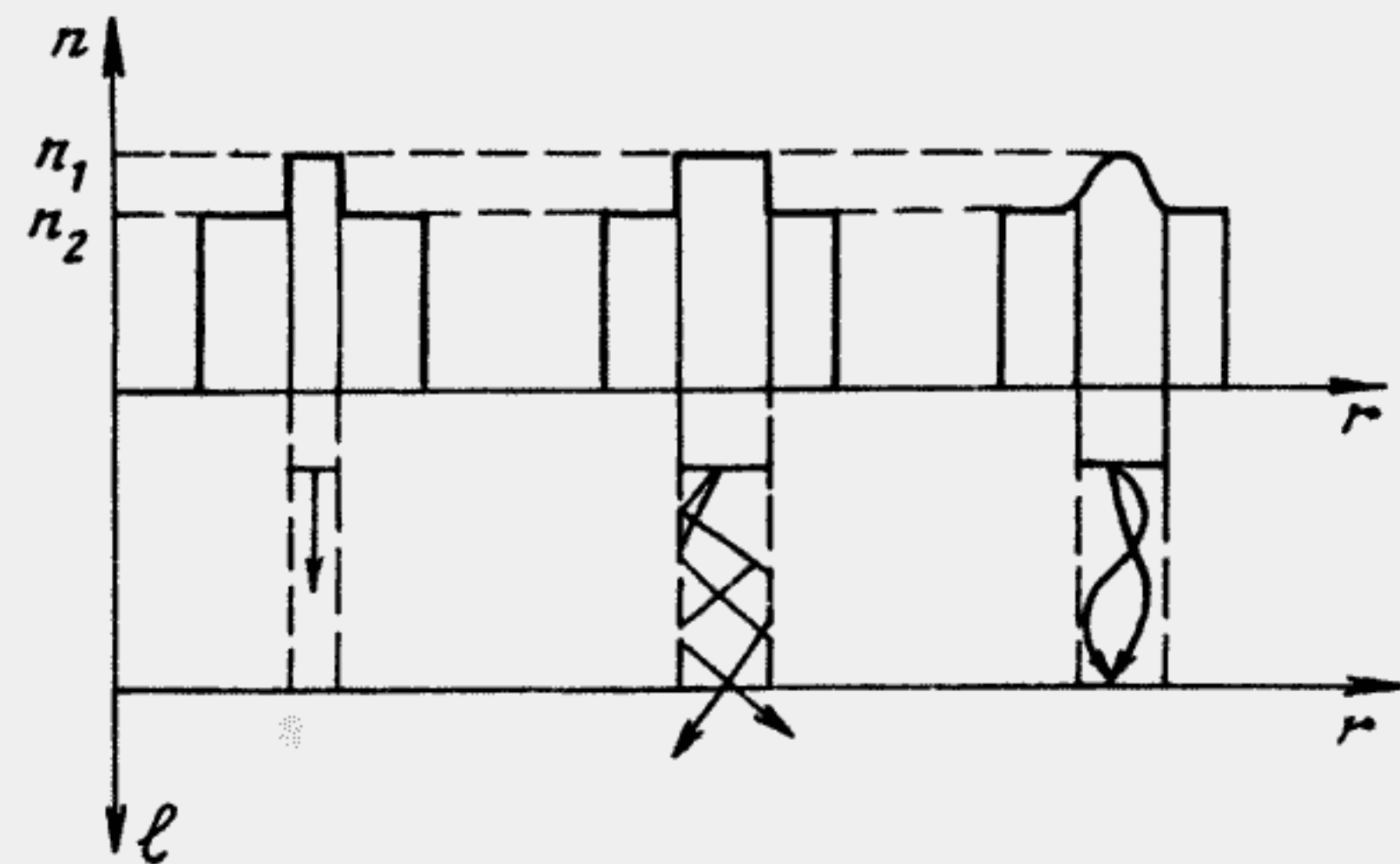


Рис. 3

Наиболее широкое применение получили волоконные световоды двух типов: ступенчатые и градиентные (рис. 3). У ступенчатых световодов показатель преломления в сердечнике постоянен и существует резкий переход от n_1 сердечника к n_2 оболочки. Ступенчатые световоды подразделяются на одномодовые и многомодовые.

В одномодовых ступенчатых световодах диаметр сердечника соизмерим с длиной волны ($d \approx \lambda$) и по нему передается лишь один тип волны (одна мода). В многомодовых световодах диаметр сердечника больше, чем длина волны ($d > \lambda$) и по нему распространяется большое число типов волн (мод).

Градиентные световоды имеют плавное непрерывное изменение показателя преломления в сердечнике по радиусу световода от центра к периферии

с максимумом на оси световода. Они являются многомодовыми.

У одномодовых световодов диаметр сердечника составляет 4–8 мкм, у многомодовых – 50 мкм. Диаметр оболочки у одномодовых и многомодовых световодов – 125 мкм [3].

В рассмотренных трех типах световодов ход лучей в сердечнике различен.

В ступенчатом многомодовом световоде лучи резко отражаются от границы сердечник–оболочка, причем пути распространения различных лучей различны, и поэтому они приходят к концу линии со сдвигом по времени. Это приводит к дисперсии и искажению сигнала.

В градиентном световоде, который также является многомодовым, лучи распространяются по волнообразным траекториям, причем лучи, находящиеся близко от оси световода, проходят меньший путь, но в области с большим коэффициентом преломления, следовательно, с меньшей скоростью, а периферийные лучи проходят больший путь, но в среде с меньшим показателем преломления, следовательно, с большей скоростью. В результате скорость распространения по волокну различных лучей выравнивается и они приходят к концу волокна практически в одинаковое время. Вследствие этого искажения передаваемого сигнала в градиентных световодах меньше, чем в многомодовых ступенчатых.

Во всех световодах должен соблюдаться режим полного внутреннего отражения, что имеет место при предельном угле падения $\varphi_{пред}$. Режим полного внутреннего отражения зависит от диаграммы направленности источника светового излучения. При $\varphi < \varphi_{пред}$ энергия проникает в оболочку, излучается во внешнее пространство, и передача по световоду неэффективна.

Существует критическая длина волны световых колебаний для световода

$$\lambda_{кр} = d \sqrt{1 - (n_2/n_1)^2}.$$

При $\lambda < \lambda_{кр}$ энергия поля концентрируется внутри сердечника световода и эффективно распространяется вдоль него, при $\lambda > \lambda_{кр}$ энергия рассеивается в окружающее пространство и не передается по световоду [3].

Волны и лучи в световодах

В результате многократных отражений и преломлений световых лучей как по длине световода, так и по его окружности, с учетом интерференции этих колебаний внутри световода имеет место довольно сложная картина результирующих колебаний. Однако указанное многообразие существующих колебаний позволяет деление волн в световодах по классам. Существуют следующие классы волн:

T – поперечная электромагнитная волна,

E_{nm} – электрическая волна,

H_{nm} – магнитная волна,

EH_{nm} , HE_{nm} – смешанная, гибридная волны.

Наряду с делением по классам электромагнитные волны делятся также по типам. Тип волны, или по другому мода, определяется сложностью структуры, т.е. числом минимумов и максимумов поля в поперечном сечении световолокна. Мода обозначается двумя числовыми индексами. Индекс n в круглых волноводах – число изменений поля по периметру волновода, а индекс m – число изменений поля по диаметру.

В оптических кабелях наибольшее распространение имеют место волны типа HE_{11} или EH_{10} . В первом случае в поперечном сечении световолокна поле напоминает поле H , во втором случае – оно ближе к полю E .

В зависимости от мод принята следующая классификация световодов: одномодовые – $N=1$ (волна HE_{11}) при $d \approx \lambda$; многомодовые – $N > 1$ при $d \gg \lambda$.

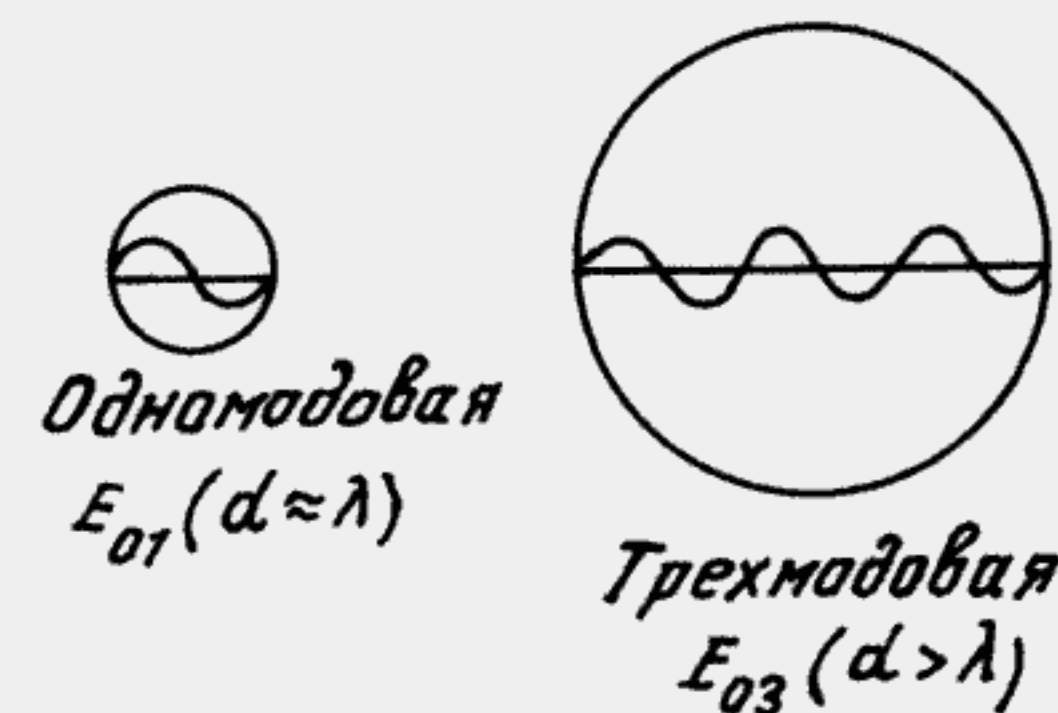


Рис. 4

Из рис. 4 видно, что при $d \approx \lambda$ в поперечном сечении световода укладывается только одна волна.

Принято при $\lambda = 0,8 - 1,6$ мкм для одномодовой передачи применять световоды с диаметром сердечника 4–8 мкм, а для многомодовой – световоды с диаметром сердечника, равным 50 мкм.

По волоконным световодам возможна передача двух видов лучей: меридиональных и косых. Меридиональные лучи распространяются в плоскости, проходящей через ось световода, т.е. в диаметральной. Косые лучи не пересекают ось световода. Меридиональным лучам соответствуют симметричные E_{01m} и H_{01m} волны, косым – несимметричные гибридные HE_{nm} и EH_{nm} волны.

Ослабление сигнала в волоконных световодах

Ослабление световых сигналов в оптических кабелях обусловлено собственными потерями в волоконных световодах – $\alpha_{сод}$ и дополнительными

ми потерями, т.н. кабельными, $\alpha_{каб}$, обусловленных деформацией и изгибами световодов.

Собственные потери $\alpha_{соб}$ состоят из потерь поглощения $\alpha_{пол}$ и потерь рассеяния $\alpha_{рас}$. Потери поглощения существенно зависят от чистоты материала волокна и при наличии примесей $\alpha_{пр}$ могут быть значительными:

$$\alpha = \alpha_{соб} + \alpha_{каб},$$

$$\alpha_{соб} = \alpha_{пол} + \alpha_{рас}.$$

Рассеяние обусловлено неоднородностями материала волоконного световода, размеры которых меньше длины волны λ , и тепловой флуктуацией показателя преломления n .

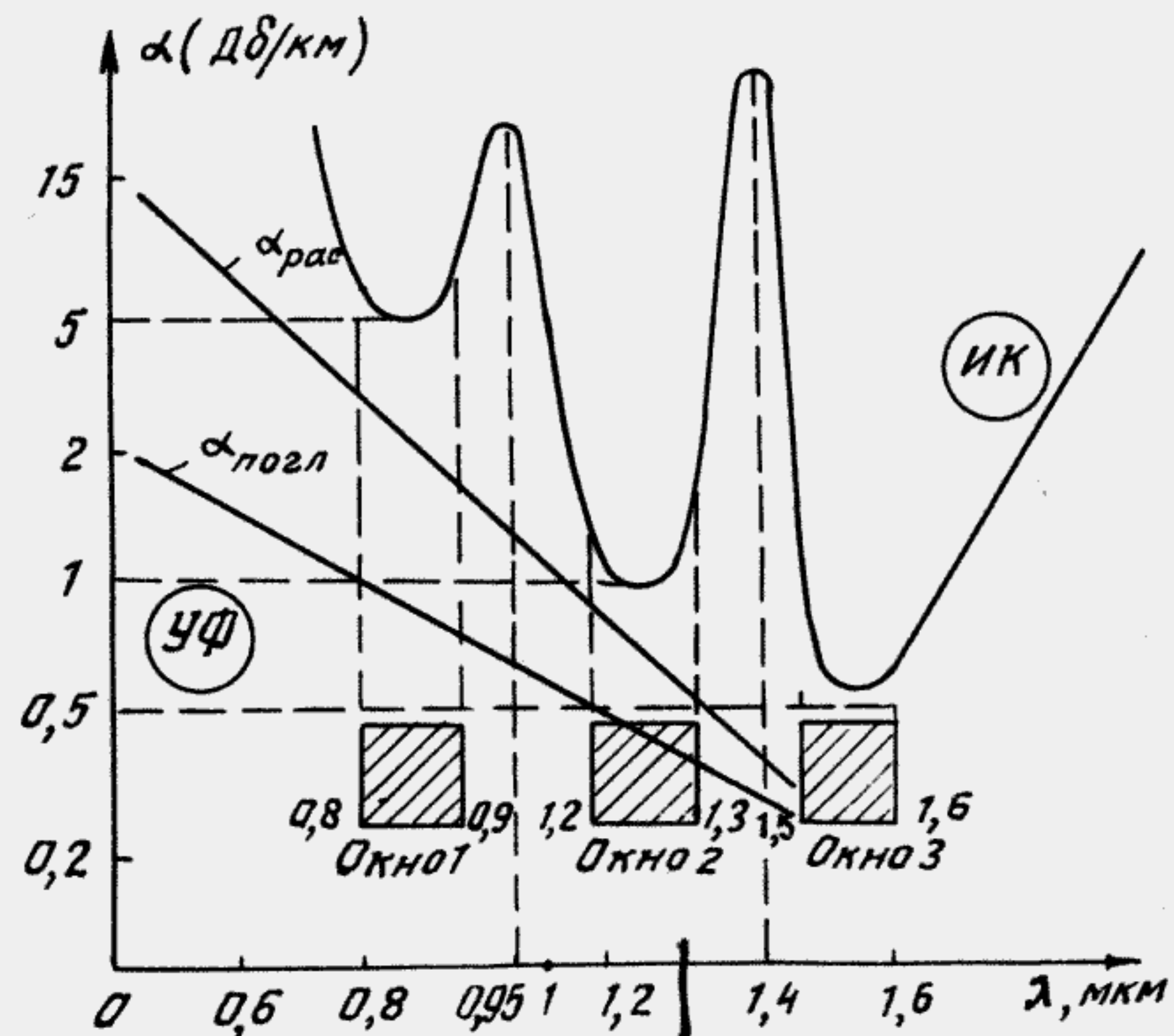


Рис. 5
1,3 мкм СИЛСЗ

На рис. 5 показаны изменения коэффициента ослабления волоконного световода в зависимости от длины волны. Из рисунка видно, что α закономерно уменьшается с увеличением λ , а из-за примесей имеются существенные резонансные всплески ослабления на волнах 0,95 и 1,4 мкм за счет гидроксильных групп и других включений. Видны также три окна прозрачности световода с малым ослаблением в диапазонах волн $0,8 \div 0,9$; $1,2 \div 1,3$ и $1,5 \div$

$1,6$ мкм. При этом в этих диапазонах с увеличением длины волны ослабление существенно уменьшается. В связи с этим сейчас осваивается инфракрасный диапазон [3].

✓ Пропускная способность оптических кабелей

Наряду с ослаблением световых сигналов α важнейшим параметром световолокна является полоса частот электрического модулирующего сигнала ΔF , пропускаемая световодом. Она определяет объем информации, который можно передать по оптическому кабелю (ОК).

Ограничение ΔF обусловлено тем, что сигнал на приеме приходит размытым вследствие дисперсии τ . Полоса частот связана с дисперсией

$$\Delta F = \frac{1}{\tau}.$$

Дисперсия возникает по двум основным причинам: некогерентность источников излучения и существование большого числа мод.

В ступенчатых световодах при многомодовой передаче доминирует модовая дисперсия, достигающая больших значений ($20-50$ нс/км).

В одномодовых ступенчатых световодах отсутствует модовая дисперсия, в результате при $\lambda = 1,2-1,7$ мкм дисперсия не превышает 3 нс/км.

В градиентных световодах дисперсия находится в пределах $3 \div 5$ нс/км.

Различные типы световодов, применяемые в оптических кабелях, имеют различную полосу пропускания ΔF при одинаковой длине. Наивысшей пропускной способностью обладают одномодовые световоды, у них полоса пропускания ΔF достигает $0,5-1$ ГГц·км [3].

При монтаже ВОЛС приходится соединять в одну линию несколько отдельных оптических кабелей. При этом важным требованием является обеспечение высокой стабильности оптического контакта во времени и при воздействии внешних факторов.

В настоящее время в разных странах применяются весьма различные способы соединений оптических волокон. Наиболее распространенными являются: разъемные соединения (штекеры, наконечники, разъемы), электро-сварка, механические сростки и др.

1.3. Телеметрические системы быстропротекающих процессов

Дистанционные осциллографические измерения

Исторически первой появилась простейшая аналоговая измерительная система, состоящая из датчика и осциллографа, соединенных между собой линией передачи. Впоследствии с развитием источников одиночных импульсов возникла необходимость развития этой системы в сторону повышения быстро-

действия и увеличения расстояния между датчиком и осциллографом за счет увеличения длины линии передачи.

Повышение быстродействия обеспечивается разработкой специальных осциллографических ЭЛТ для однократных измерений. В этих трубках используются люминофорные покрытия экранов, обладающие высокой светоотдачей. Спектральные характеристики люминофоров и фотоматериалов согласованы. Для повышения скорости движения электронного луча по экрану под воздействием сигнала и исключения частотных искажений графической записи осциллограммы в современных быстродействующих ЭЛТ применяются в основном два типа широкополосных отклоняющих систем: типа полосковой линии [1] и типа бегущей волны. Эти отклоняющие системы, выполненные в виде отрезков длинных линий с распределенными параметрами, являются проходными для регистрируемого сигнала, имеют собственное волновое сопротивление, равное волновому сопротивлению линии передачи от датчика к осциллографу (75 или 50 Ом), и практически не искажают регистрируемый сигнал. Поэтому осциллографические регистраторы с подобными отклоняющими сигнальными системами можно соединять последовательно для одновременной регистрации как сигнала в целом, так и отдельных его частей.

Отклоняющая система типа полосковой линии представляет собой две удлиненные полоски, разнесенные на некоторое расстояние. Полоски выполняют роль отклоняющих пластин электронного луча.

Отклоняющая система луча типа бегущей волны представляет собой распределенную LC-линию задержки, в которой скорость движения электронного луча равна скорости распространения электрического сигнала по LC-линии (рис. 6). Таким образом, на одни и те же электроны луча воздей-

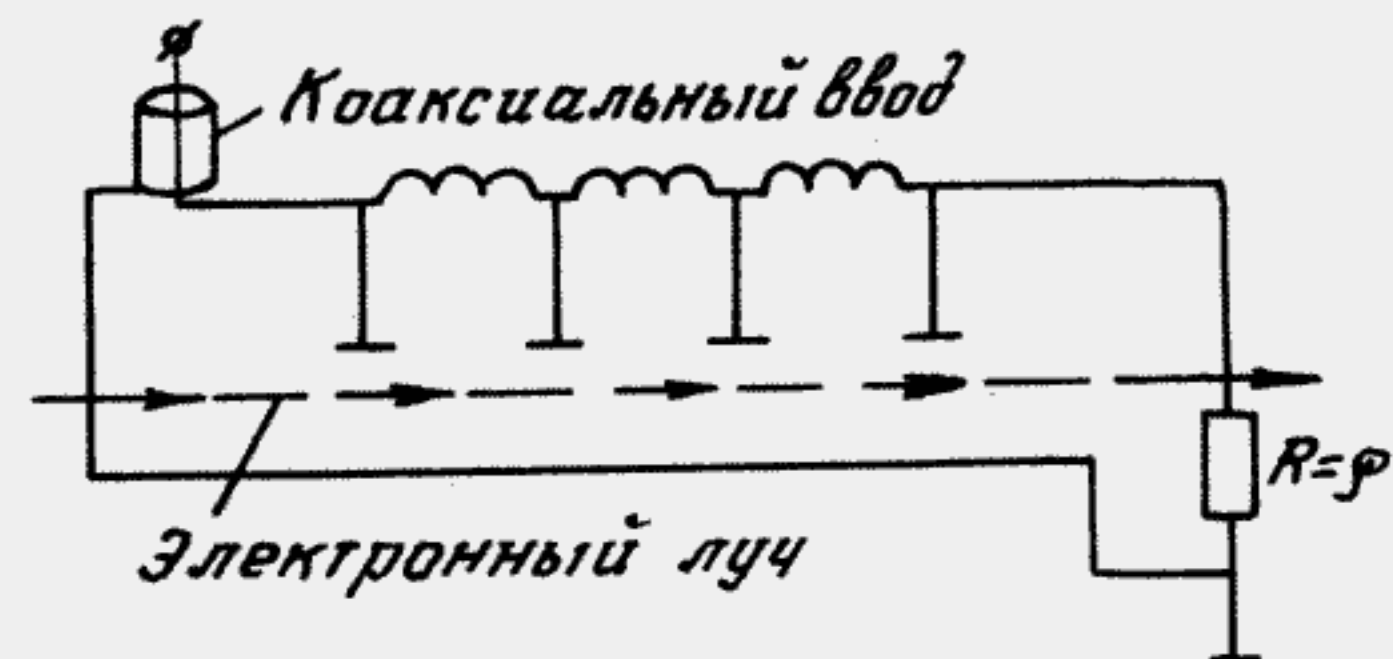


Рис. 6

ствует напряжению одного и того же участка сигнала в течение всего времени прохождения в отклоняющей системе, что в значительной степени повышает также чувствительность ЭЛТ по отклонению. Указанные ЭЛТ позволяют осуществлять фотографическую запись однократных процессов в полосе частот до величины, находящейся в пределах $0 \dots 10^{10}$ Гц при достаточном уровне почернения фотопленки над вуалью.

На рис. 7 показана структурная схема одноканальной осциллографической дистанционной измерительной системы, где: Д — датчик; ИПД — источник питания датчика; КЛП — кабельная линия передачи (коаксиальный кабель); Т — тройник, ответвляющий часть сигнала для запуска генератора развертки и подсвета луча ЭЛТ; ЛЗ — линия задержки; ρ — сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля; ФР — фоторегистратор [4].

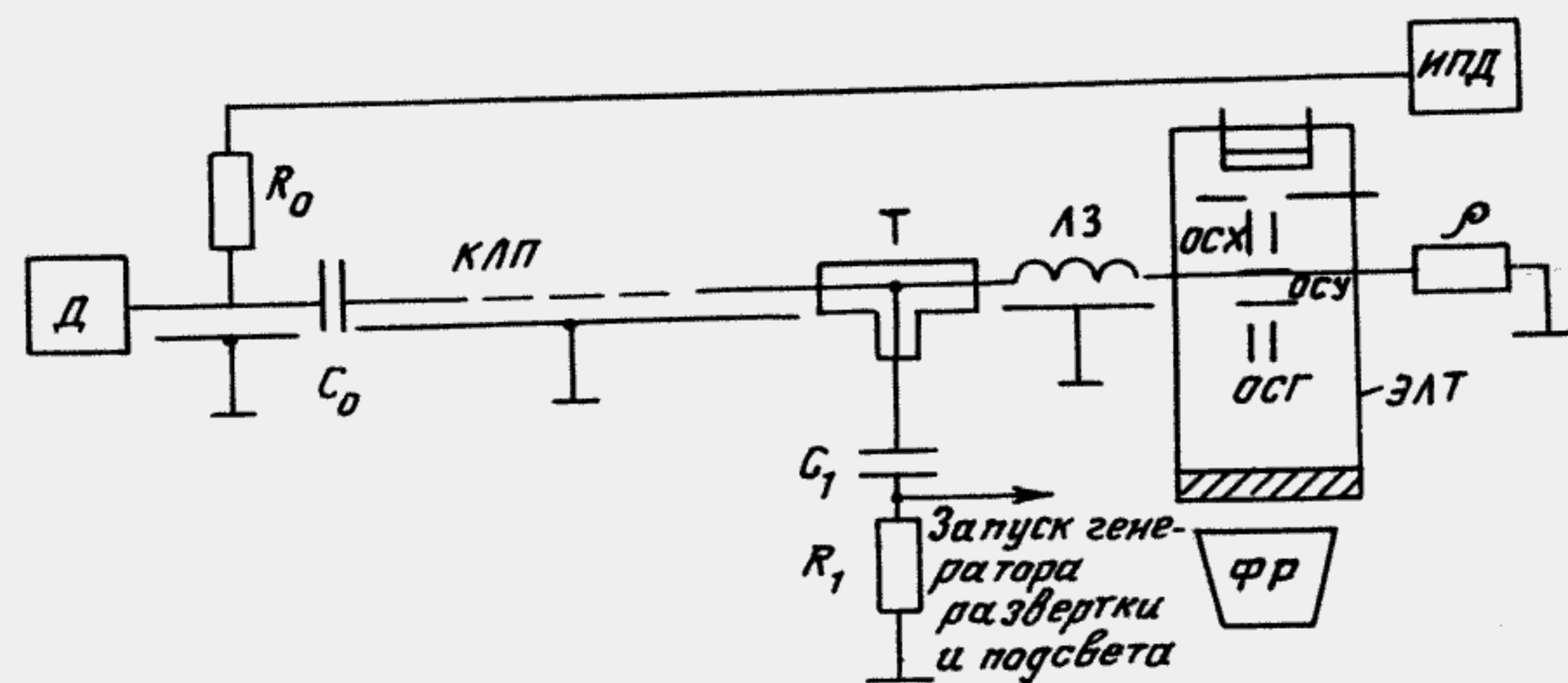


Рис. 7

Система содержит однократный ждущий осциллограф, выполненный на ЭЛТ.

ЭЛТ содержит три системы отклонения луча: сигнальную (ОСУ), систему развертки луча (ОСХ) и градуировочную (ОСГ). Градуировочная система используется для предварительной (перед регистрацией) градуировки ЭЛТ, на нее подается напряжение градуировки длительности развертки в виде синусоидального напряжения стабильной частоты и напряжение градуировки по оси амплитуд в виде нескольких постоянных уровней, заданных с высокой точностью от градуировочных генераторов (на рисунке не указаны). При последовательной подаче этих напряжений производится развертка луча по экрану и фоторегистрация.

Длина кабельных линий аналоговой передачи сигналов в зависимости от длительности сигнала микронаносекундного диапазона может лежать в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен метров.

На рис. 8 приведена осциллограмма, зарегистрированная на фотопленку: U_{rt} — кривая градуировки по времени; U_{r1-3} — градуировочные линии по амплитуде; U_c — осциллограмма сигнала.

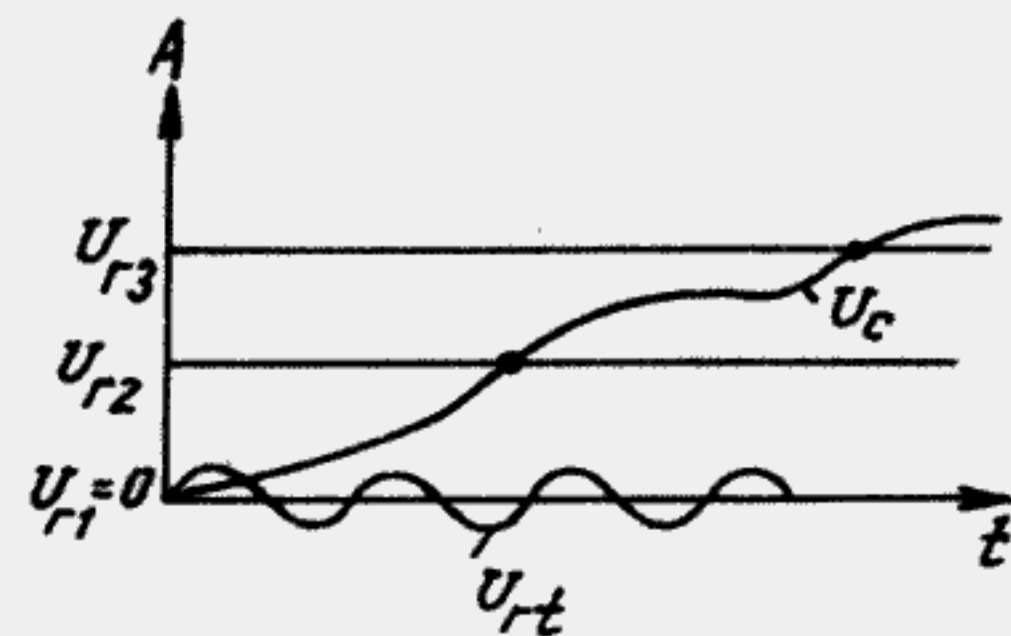


Рис. 8

Многоканальные телеметрические системы

Многоканальные автоматизированные измерительные системы быстропротекающих процессов можно определить как большие или сложные системы, состоящие из относительно большого числа функционально связанных элементов, работа которых направлена на выполнение одной крупной задачи.

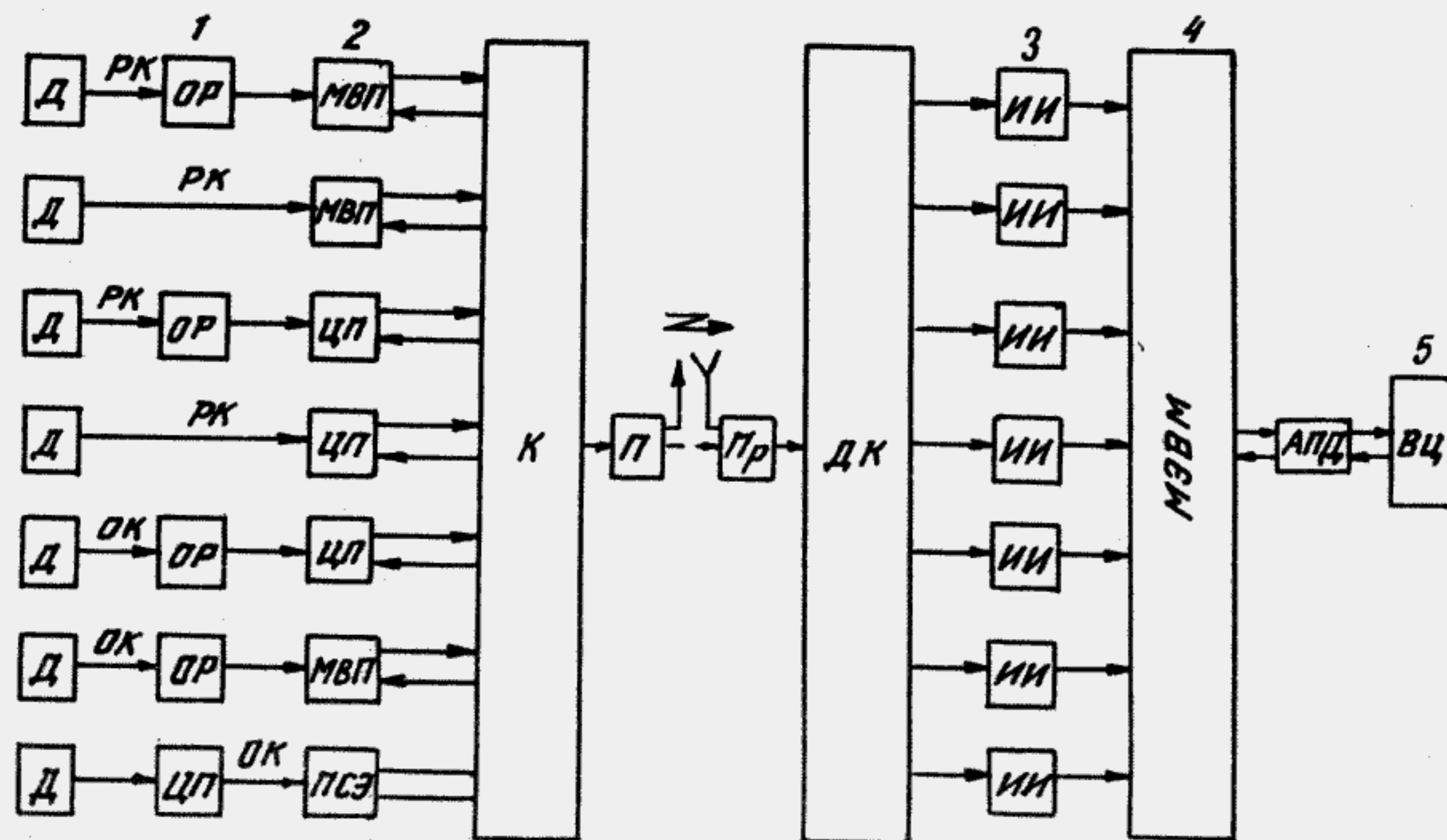


Рис. 9

На рис. 9 приведена упрощенная структурная схема многоканальной автоматизированной измерительной системы. Схема работает следующим

образом. Электрический сигнал с детектора (Д) передается по радиочастотному коаксиальному кабелю (РК) к аналоговому осциллографическому регистратору (ОР), где регистрируется на фотопленке (точка 1) и, пройдя через проходную систему отклонения луча, поступает на масштабнo-временной преобразователь (МВП) или на цифровой преобразователь (ЦП), где преобразуется в цифровую форму с запоминанием и также регистрируется в ЗУ (точка 2).

Цифровые эквиваленты сигнала в увеличенном масштабе времени подаются на коммутатор (К) телеметрической системы.

Аналогично работают каналы с оптическим кабелем (ОК), соединяющим детектор с ОР, кроме последнего на схеме.

Последний канал (или каналы) работает по принципу кодирования сигнала вблизи детектора и передачи кодовых посылок в световом виде по ОК, соединяющему ЦП с преобразователем светового сигнала в электрический (ПСЭ). Это возможно при относительно длительных сигналах во времени.

Передача цифровой информации осуществляется в темпе работы телеметрической системы, которая может быть заимствована из выпускаемых промышленностью. На рис. 9 для упрощения схемы условно показано семь каналов, телеметрическая же система может иметь значительно большее число каналов.

С передатчика (П) на приемник (Пр) информация передается по одной линии (кабельной или радиолнии). В декоммутаторе (ДК) информация распределяется по каналам в соответствии с передающей частью. В каналах информация, принятая приемной частью системы, воспроизводится в графическом виде как цифроаналоговая кривая на индикаторно-интерфейсном устройстве (ИИ) перед вводом ее в микроЭВМ (МЭВМ) для экспресс-обработки и регистрируется в ЗУ и фотопленке (точка 3).

Затем в МЭВМ информация регистрируется до обработки и после обработки в виде экспресс-результата (точка 4). С помощью аппаратуры передачи данных (АЦД) информация может быть передана в стационарный вычислительный центр (ВЦ) для более полной обработки.

2. МЕТОД МАСШТАБНО-ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

2.1. Общий принцип масштабнo-временного преобразования

Возможность масштабнo-временного преобразования определяется известным выражением для количества информации

$$J = TF \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right),$$

где T — длительность сигнала; F — полоса частот, занимаемая сигналом; P_c и $P_{ш}$ — мощность полезного сигнала и шума соответственно.

Если принять, что прибор, производящий масштабно-временное преобразование и называемый масштабно-временным преобразователем (МВП) не изменяет отношения сигнал—шум и практически не вносит потери информации, то из рассматриваемого выражения следует, что во сколько раз увеличится длительность сигнала при масштабно-временном преобразовании, во столько раз уменьшится полоса частот, занимаемая сигналом. Такое масштабно-временное преобразование называется линейным и в дальнейшем рассматривается только линейное масштабно-временное преобразование.

В общем случае трансформацию спектра можно рассматривать как преобразование сигнала при его прохождении через электрическую цепь. При линейном преобразовании временного масштаба в спектре преобразованного сигнала должны появиться гармонические составляющие с частотами, отсутствовавшими в спектре исходного сигнала. Отсюда следует, что линейные цепи обогащают спектр исходного сигнала за счет появления новых гармонических составляющих разностных частот, что можно использовать для деления всех составляющих частот входного сигнала на одинаковое число раз, т.е. для сжатия спектра этого сигнала.

В нелинейных цепях пропорциональность амплитуд отсутствует. Это означает, что в общем случае нелинейные цепи непригодны для масштабно-временного преобразования.

Линейное преобразование временного масштаба возможно в параметрических цепях, эквивалентная схема которых может быть представлена в виде четырехполюсника с передаточной функцией

$$K(i\omega, t) = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{e^{i\omega t}},$$

где $U_{\text{вых}}(t)$ — напряжение произвольной формы, характеризующее реакцию цепи на гармоническое напряжение.

Очевидно, для неискаженного масштабно-временного преобразования сложного сигнала необходимо, чтобы частоты и амплитуды всех его гармонических составляющих в процессе преобразования изменились соответственно в K_M и K раз, а фазовые сдвиги — пропорционально значениям частоты, т.е.

$$K(i\omega t) = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{e^{i\omega t}} = \frac{K \exp\{i[\frac{\omega}{K_M} t - \theta(\omega)]\}}{e^{i\omega t}}$$

Обозначим $K_M = 1/(1-\alpha)$; $\theta(\omega) = \omega\tau_0$, тогда

$$K(i\omega t) = K \exp\{i[\omega t(1-\alpha) - \omega\tau_0 - \omega t]\} = \\ = K \exp\{-i\omega[\tau_0 + \alpha t]\}.$$

Из полученного выражения следует, что масштабно-временное преобразование сигналов произвольной формы возможно в частотно-независимых цепях, осуществляющих задержку сигнала, линейно изменяющуюся во времени по закону

$$\tau(t) = \tau_0 + \alpha t. \quad (5)$$

Очевидно, что задержку сигнала, зависящую от его текущего значения времени, можно осуществить только в каналах с памятью, т.е. в каналах с использованием запоминающих устройств (ЗУ).

2.2. Виды масштабно-временных преобразователей

Эффективность работы масштабно-временного преобразователя (МВП) характеризуется коэффициентом масштабно-временного преобразования

$$K_M = \frac{t_{\text{вых}}}{t_{\text{вх}}} = \frac{T_c}{t_z}, \quad (6)$$

где $t_z = t_{\text{вх}}$ — длительность входного (исходного, записываемого) сигнала до преобразования; $T_c = t_{\text{вых}}$ — длительность выходного (преобразованного, считанного) сигнала, полученного в результате преобразования.

Запоминающие устройства, используемые в МВП, могут быть динамическими и статическими.

К запоминающим устройствам с динамической памятью относятся ЗУ, в которых скорость распространения сигнала относительно носителя не равна нулю. К динамическим ЗУ относятся, например, линии задержки с изменяемыми параметрами, значения которых могут изменяться под воздействием управляющего напряжения. Сигнал в таких ЗУ может сохраняться в течение времени распространения относительно носителя и выделяться на выходе.

Работа МВП с динамическим ЗУ (например, линией задержки с управляемыми параметрами) заключается в том, что входной сигнал сначала вводится в линию задержки (записывается в ЗУ). После того как весь сигнал будет введен в линию задержки (ЛЗ), под воздействием управляющего напряжения скачкообразно изменяются значения параметров ЛЗ таким образом, что скорость распространения сигнала скачкообразно уменьшается. С этого момента сигнал движется с меньшей скоростью и его мгновенные значения появляются на выходе ЛЗ с меньшей скоростью так, что соблюдается зависимость (5).

Нельзя осуществить МВП с помощью, например, двух ЛЗ с разными, но постоянными скоростями распространения в них сигнала и сочлененными последовательно, так как при переходе границы сочленения линий задержки

(с большой и малой скоростью распространения) сигнал претерпевает изменение своего размера по длине на линии задержки и, таким образом, не претерпевает изменения масштаба времени.

К запоминающим устройствам со статической памятью относятся ЗУ, в которых скорость распространения сигнала по отношению к носителю равна нулю. К статическим ЗУ относятся, например, запоминающие электронно-лучевые приборы (ЗЭЛП) или трубки (ЗЭЛТ). Записанный в ЗЭЛТ сигнал может сохраняться в течение достаточно длительного времени и любая выборка сигнала может быть "вызвана" из его памяти в общем случае в любой момент времени. Таким образом, считывание отдельных мгновенных значений сигнала может быть осуществлено в соответствии с выражением (5). Как правило, исследуемый одиночный короткий сигнал записывается (запоминается) на мишени ЗЭЛП в аналоговом виде в реальном масштабе времени. Считывание может производиться в общем случае как в аналоговом, так и в дискретном виде со скоростью значительно меньшей, чем скорость записи.

2.3. Работа быстродействующей ЗЭЛТ без барьерной сетки

Распределение потенциала зарядной дорожки в промежутке мишень-коллектор

В общем случае модель потенциалонесущей части рассматриваемой ЗЭЛТ без барьерной сетки можно представить в виде двухслойного плоского конденсатора (рис. 10) [5]. Конденсатор содержит слой диэлектрика (мише-

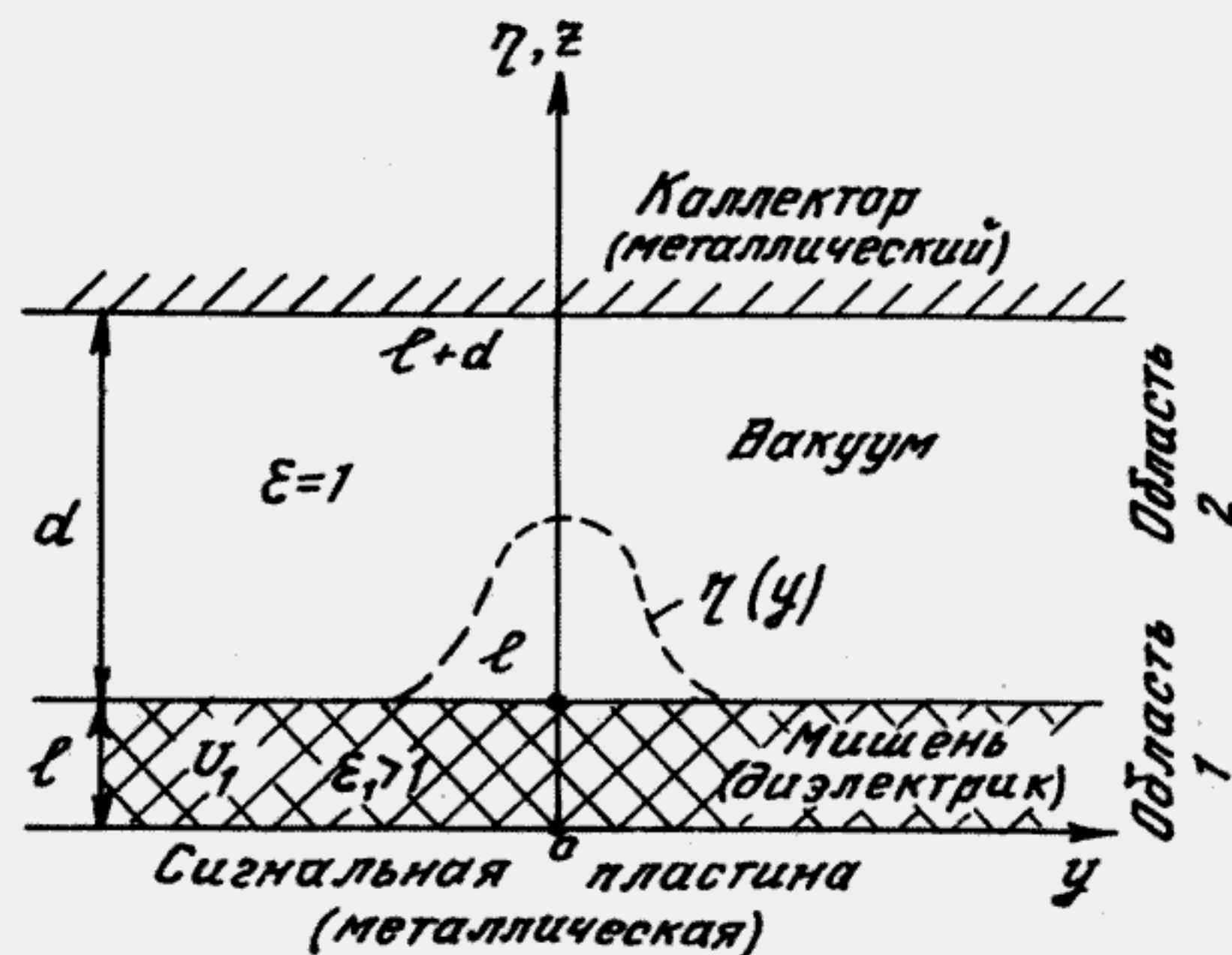


Рис. 10

ни) толщиной l с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_1 > 1$, расположенный на заземленной металлической сигнальной пластине. Над поверхностью мишени имеется вакуумный промежуток толщиной d с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 1$ и металлическая, прозрачная для первичных электронов, сетка (пластина), играющая роль коллектора вторичных электронов. В общем случае потенциал коллектора может отличаться от нуля. На поверхность диэлектрической мишени, граничащую с вакуумом, при записи нанесена в направлении x дорожка свободных зарядов с плотностью η , распределенной по известному закону по оси y .

Предположим, что запись осуществлена в виде прямой линии по оси x в середине мишени (см. рис. 10). В этом случае плотность заряда по оси y распределена по закону распределения плотности тока луча, т.е. $\eta = \eta_0 e^{-y^2/\tau_0^2}$.

Как показывает анализ, теория поля зарядных пятен и дорожек, нанесенных на диэлектрик, во многом эквивалентна теории систем и преобразований в когерентной оптике и голографии.

Нахождение потенциала, обусловленного зарядной дорожкой на диэлектрике, основано на интегрировании уравнений Лапласа $\nabla^2 u = 0$:

$$\frac{\partial^2 u_1(y, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u_1(y, z)}{\partial y^2} = 0,$$

$$\frac{\partial^2 u(y, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u(y, z)}{\partial y^2} = 0,$$
(7)

где u_1 — потенциал некоторой точки в области 1; u — потенциал некоторой точки в области 2; y, z — координаты некоторой точки в областях 1 и 2.

При решении уравнений необходимо учесть следующие граничные условия:

1. Потенциал сигнальной пластины $u_1 = 0$ при $x = 0$.
2. Потенциал коллектора постоянен и равен нулю либо u_K , если это оговорено дополнительно:

$$u = \begin{cases} 0 \\ u_K \end{cases} \quad \text{при } x = l + d.$$

3. Исходя из непрерывности потенциала на границе областей 1 и 2

$$U_1 = U \quad \text{при } x = l.$$

4. Изменение нормальной составляющей вектора электрического смещения (электрической индукции) на границе раздела диэлектриков равно плотности свободного (т.е. нанесенного извне) поверхностного заряда на этой границе:

$$\epsilon_0 \left(\epsilon_1 \frac{\partial U_1}{\partial x} - \epsilon \frac{\partial U}{\partial x} \right)_{x=l} = \eta(y).$$
(8)

При решении уравнений Лапласа применяют метод интегрального преобразования Фурье [6], который для функции одной переменной можно записать в виде

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} f(y) e^{-i\omega y} dy, \\ f(y) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\omega) e^{i\omega y} d\omega. \end{aligned} \quad (9)$$

Тогда уравнения (7) примут вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \tilde{U}(\omega)}{\partial x^2} - \omega^2 \tilde{U}(\omega) &= 0, \\ \frac{\partial^2 \tilde{U}_1(\omega)}{\partial x^2} - \omega^2 \tilde{U}_1(\omega) &= 0, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\tilde{U}(\omega) = 2 \int_0^{\infty} U(y, x) \cos \omega y dy$.

Решив уравнения (10) и определив значения $\tilde{U}(\omega)$, можно найти потенциалы в координатной области $U(y, x)$ в любой точке пространства между сигнальной пластиной и коллектором, используя при этом формулу обратного преобразования Фурье:

$$U(y, x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \tilde{U}(\omega) \cos \omega y d\omega. \quad (11)$$

Решением уравнений (10) будет

$$\tilde{U}_1 = A_1 e^{\omega x} + A_2 e^{-\omega x}; \quad \tilde{U} = B_1 e^{\omega x} + B_2 e^{-\omega x}.$$

Переходя к гиперболическим функциям, решение можно записать в виде

$$\tilde{U}_1 = M \operatorname{sh} \omega x + N \operatorname{ch} \omega x,$$

$$\tilde{U} = P \operatorname{sh} \omega x + S \operatorname{ch} \omega x,$$

где M, N, P, S — постоянные, определяемые обычным образом из граничных условий (8). Найдя постоянные, получаем решение уравнений (10) в частотной области:

$$\tilde{U}(\omega) = \frac{\sqrt{\pi} \eta_0 \tau_0}{\epsilon_0 \omega} e^{-(\omega \tau_0 / 2)^2} F F_2, \quad (12)$$

$$\tilde{U}_1(\omega) = \frac{\sqrt{\pi} \eta_0 \tau_0}{\epsilon_0 \omega} e^{-(\omega \tau_0 / 2)^2} F F_1,$$

где $F = \left[\epsilon_1 \frac{ch \omega l}{th \omega l} - (\epsilon_1 - \epsilon) \frac{ch \omega l}{th \omega (l+d)} - \epsilon sh \omega l \right]^{-1}$;

$$F_2 = ch \omega x - ch \omega x \operatorname{cth} \omega (l+d);$$

$$F_1 = [cth \omega l - cth \omega (l+d)] sh \omega x.$$

Распределение потенциала в координатной области получаем, произведя обратное преобразование Фурье согласно выражению (11):

$$U(y, x) = \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{\pi} \eta_0 \tau_0}{\epsilon_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} F F_2 e^{-(\omega \tau_0 / 2)^2} \cos \omega y d\omega,$$

$$U_1(y, x) = \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{\pi} \eta_0 \tau_0}{\epsilon_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} F F_1 e^{-(\omega \tau_0 / 2)^2} \cos \omega y d\omega. \quad (13)$$

Для упрощения выражений обозначим: $\alpha = x/\tau_0$, $\beta = y/\tau_0$, $\gamma = z/\tau_0$, $\varphi = \omega \tau_0$, $\lambda = l/\tau_0$, $\delta = d/\tau_0$. Тогда в безразмерных координатах выражения (13) принимают вид [6]:

$$U(\beta, \gamma) = \frac{\eta_0 \tau_0}{\sqrt{\pi} \epsilon_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{\varphi} \frac{sh \varphi \lambda sh \varphi (\lambda + \delta - \gamma) e^{-(\varphi/2)^2}}{sh \varphi \lambda ch \varphi \delta + \epsilon_1 ch \varphi \lambda sh \varphi \delta} \cos \varphi \beta d\varphi, \quad (14)$$

$$U_1(\beta, \gamma) = \frac{\eta_0 \tau_0}{\sqrt{\pi} \epsilon_0} \int_0^{\infty} \frac{1}{\varphi} \frac{sh \varphi \delta sh \varphi \gamma e^{-(\varphi/2)^2}}{sh \varphi \lambda ch \varphi \delta + \epsilon_1 ch \varphi \lambda sh \varphi \delta} \cos \varphi \beta d\varphi,$$

где $F = \frac{sh \varphi \lambda sh \varphi (\lambda + \delta)}{sh \varphi \lambda ch \varphi \delta + \epsilon_1 ch \varphi \lambda sh \varphi \delta}$, (15)

$$F_2 = \frac{sh \varphi (\lambda + \delta - \gamma)}{sh \varphi (\lambda + \delta)}, \quad (16)$$

$$F_1 = \frac{\operatorname{sh} \varphi \delta \operatorname{sh} \varphi \gamma}{\operatorname{sh} \varphi \lambda \operatorname{sh} (\lambda + \delta)} \quad (17)$$

или

$$FF_2 = \frac{\operatorname{sh} \varphi \lambda \operatorname{sh} \varphi (\lambda + \delta - \gamma)}{\operatorname{sh} \varphi \lambda \operatorname{ch} \varphi \delta + \varepsilon_1 \operatorname{ch} \varphi \lambda \operatorname{sh} \varphi \delta} \quad (18)$$

$$FF_1 = \frac{\operatorname{sh} \varphi \delta \operatorname{sh} \varphi \gamma}{\operatorname{sh} \varphi \lambda \operatorname{ch} \varphi \delta + \varepsilon_1 \operatorname{ch} \varphi \lambda \operatorname{sh} \varphi \delta}$$

В выражениях (14) можно выделить три основных сомножителя. Первый сомножитель определяется параметрами системы и имеет вид:

$$G(\varphi) = FF_2 \tau_0 / \varepsilon_0 \varphi, \quad (19)$$

$$G_1(\varphi) = FF_1 \tau / \varepsilon_0 \varphi,$$

где $\varepsilon_0 = 8,8 \cdot 10^{-12}$ Ф/м и по смыслу является частотным представлением функции Грина для рассматриваемой модели. В радиоэлектронике функции G , G_1 аналогичны передаточной характеристике системы.

Второй сомножитель представляет собой прямое преобразование Фурье распределения плотности заряда дорожки. Этот сомножитель аналогичен частотному представлению сигнала, подаваемого на вход системы, и описывается выражением

$$\varphi(\varphi) = 2\eta_0 \int_0^{\infty} e^{-\beta^2} \cos \varphi \beta \, d\beta = \sqrt{\pi} \eta_0 \tau_0 e^{-(\varphi/2)^2}$$

Третий сомножитель представляет собой обратное преобразование Фурье [6].

Выражение (14) можно представить в виде

$$U(\beta, \gamma) = \frac{1}{\pi \tau_0} \int_0^{\infty} G \varphi \cos \varphi \beta \, d\varphi. \quad (20)$$

Из рассмотренных выражений легко установить, что

$$U(\beta, \gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \tilde{U}(\varphi) \cos \varphi \beta \, d\varphi, \quad (21)$$

где $\tilde{U}(\varphi) = G \varphi / \tau_0$.

Интегралы в (14) через элементарные функции не выражаются, распределение потенциала можно найти только численным методом с использованием ЭВМ.

Легко показать, что, например,

$$\lim_{\varphi \rightarrow 0} (FF_2 / \varphi) = \lambda (\lambda + \delta - \gamma) / (\lambda + \varepsilon_1 \delta)$$

является конечной величиной и можно производить интегрирование [6].

На рис. 11 приведены характерные зависимости потенциала зарядной дорожки от координаты β при различных расстояниях g от поверхности мишени ($g = \gamma - \lambda$). Расчеты сделаны для значений $\lambda = 0,1$ и $\delta = 0,1$.

На рис. 12 приведены зависимости U от расстояния до мишени g для различных значений β . Чем меньше значение β при прочих равных условиях, тем быстрее спадает потенциал в направлении оси γ .

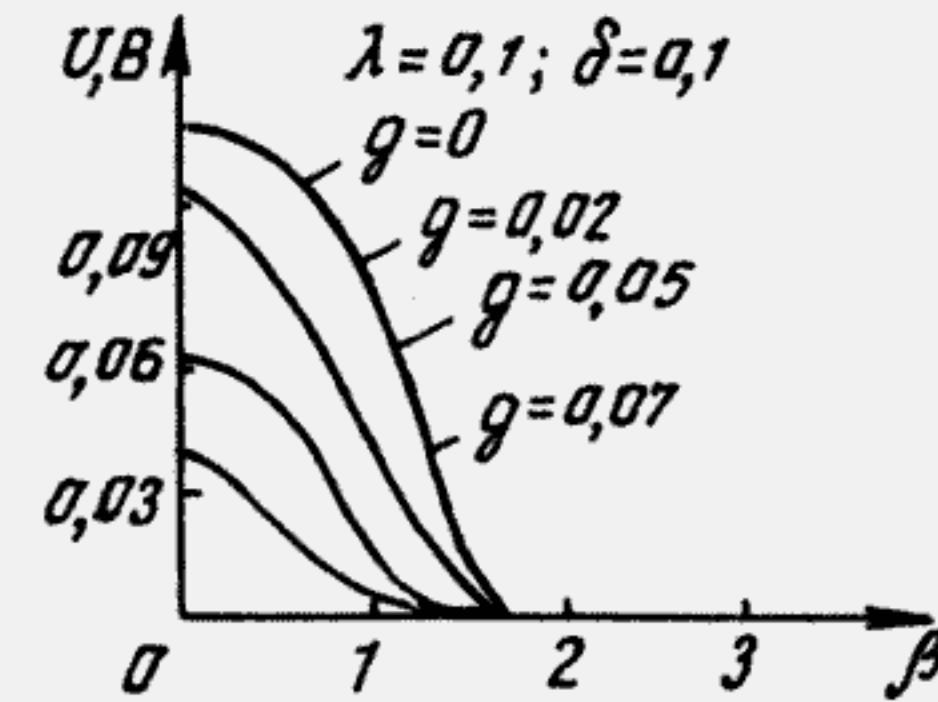


Рис. 11

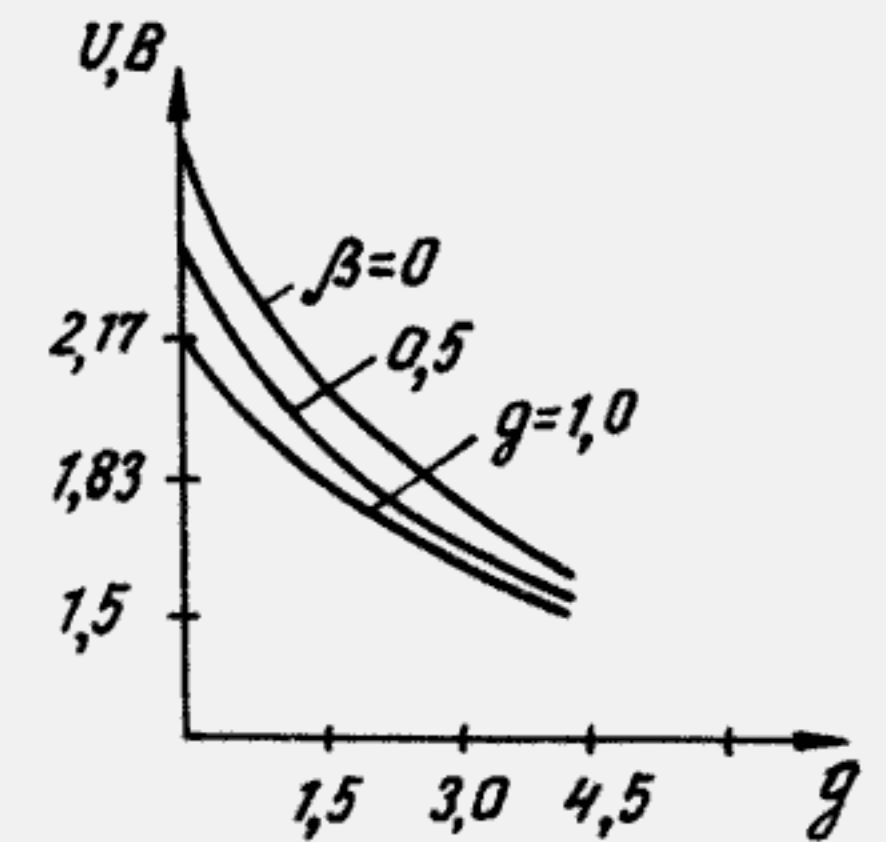


Рис. 12

На рис. 13 приведены расчетные зависимости потенциала U от расстояния до коллектора δ для различных значений толщины мишени на ее поверхности ($g = 0$) в середине потенциальной дорожки ($\beta = 0$), где $U = U_{\text{макс}}$. Из графиков следует, что при $\delta \approx 10\lambda$ потенциал принимает максимальное значение.

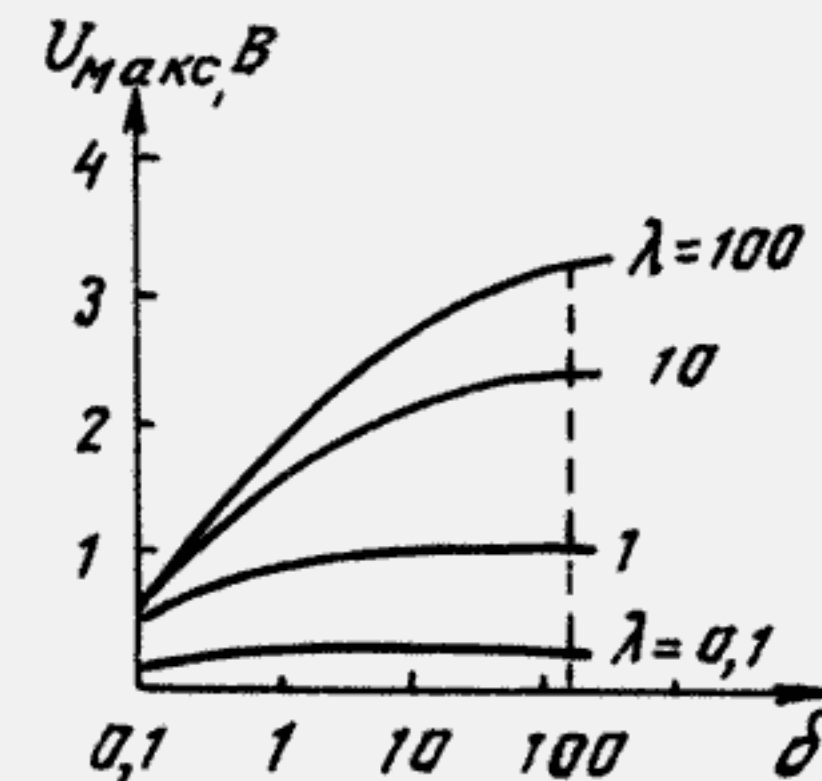


Рис. 13

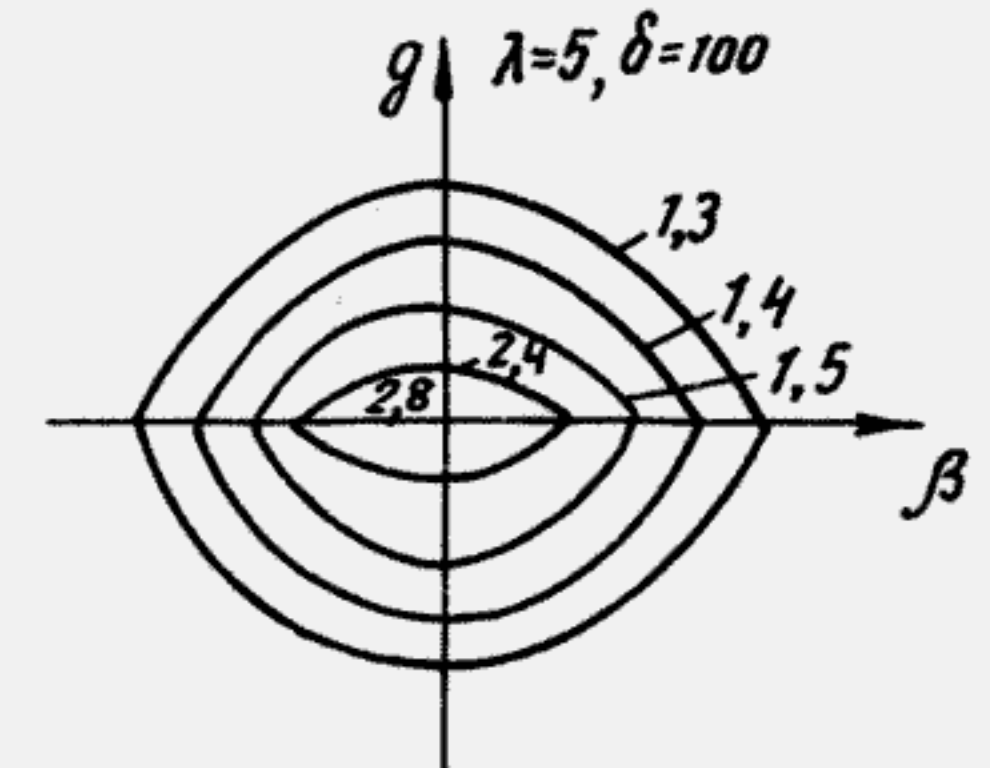


Рис. 14

На рис. 14 приведено расчетное распределение эквипотенциалей в ближней области зарядной дорожки в рассматриваемой системе, полученное в виде зависимости $\gamma = f(\beta)$ при $U = \text{const}$.

Составляющие напряженности электрического поля зарядной дорожки

С помощью выражений (14) легко получить выражения для нормальной и тангенциальной составляющих напряженности поля, создаваемого зарядной дорожкой в областях 1 и 2 (см. рис. 10). Для этого необходимо продифференцировать выражения (14) и (20) по z (по γ) и по y (по β) соответственно. Интерес представляет распределение поля в области 2, т.е. в промежутке мишень-коллектор. При необходимости аналогично можно найти распределение поля в диэлектрике мишени [6]:

$$E_n(y, z) = -\frac{\partial u}{\partial z} = -\frac{1}{r_0} \frac{\partial u}{\partial \gamma} = -\frac{1}{r_0} \frac{\partial}{\partial \gamma} \left(\frac{1}{\pi r_0} \int_0^\infty G \varphi \cos \varphi \beta d\varphi \right) =$$

$$= -\frac{1}{\pi r_0} \int_0^\infty G_n \varphi \cos \varphi \beta d\varphi, \quad (22)$$

где

$$G_n = \frac{1}{r_0} \frac{\partial G}{\partial \gamma} = \frac{r_0}{\epsilon_0 r_0 \varphi} F \frac{\partial F_2}{\partial \gamma},$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial \gamma} = -\varphi \frac{\text{ch} \varphi (\lambda + \delta - \gamma)}{\text{sh} \varphi (\lambda + \delta)}.$$

Таким образом,

$$E_n(\beta, \gamma) = \frac{\pi_0}{\sqrt{\pi} \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\text{sh} \varphi \lambda \text{ch} \varphi (\lambda + \delta - \gamma) e^{-(\varphi/2)^2}}{\text{sh} \varphi \lambda \text{ch} \varphi \delta + \epsilon_1 \text{ch} \varphi \lambda \text{sh} \varphi \delta} \cos \varphi \beta d\varphi. \quad (23)$$

На рис. 15 и 16 приведены расчетные зависимости E_n от β и от δ (при $\beta = 0$).

Найдем тангенциальную составляющую напряженности электрического поля E_t :

$$E_t(y, z) = -\frac{\partial u}{\partial y} = -\frac{1}{r_0} \frac{\partial u}{\partial \beta} = \frac{1}{\pi r_0} \int_0^\infty G_t \varphi \sin \varphi \beta d\varphi, \quad (24)$$

где $G_t = G \varphi / r_0 = F F_2 / \epsilon_0$.

На рис. 17 и 18 приведены расчетные зависимости E_t от β и от δ (при $\beta = 0$).

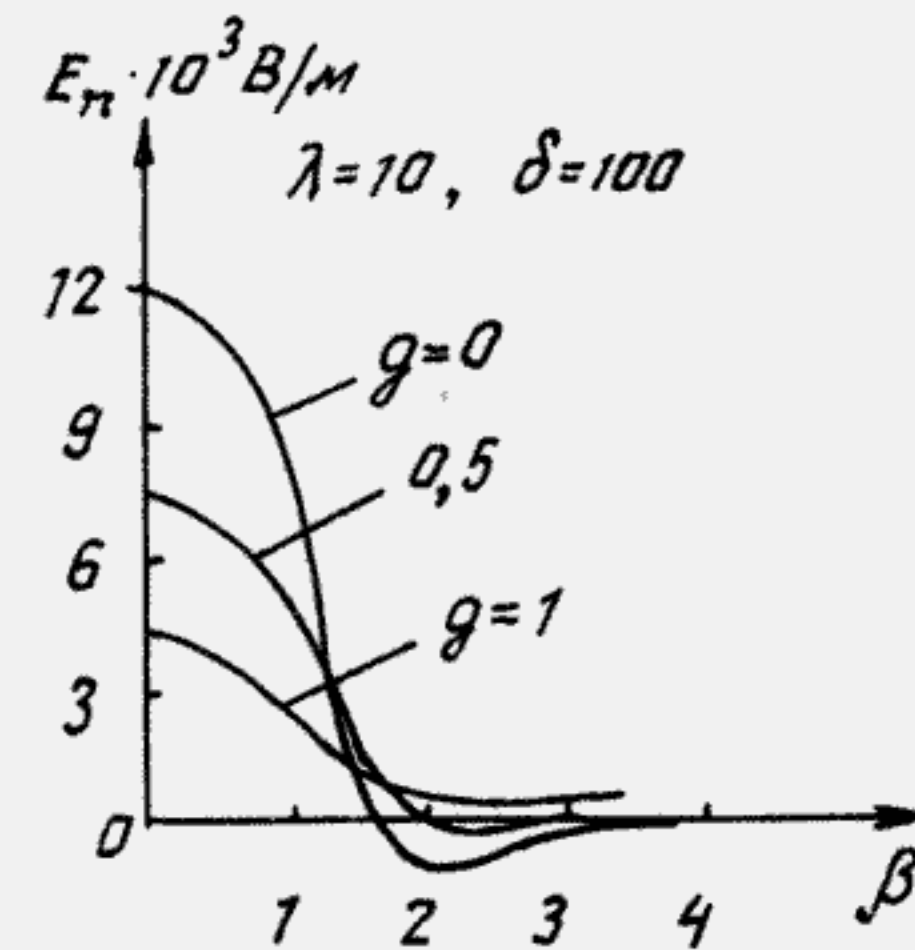


Рис. 15

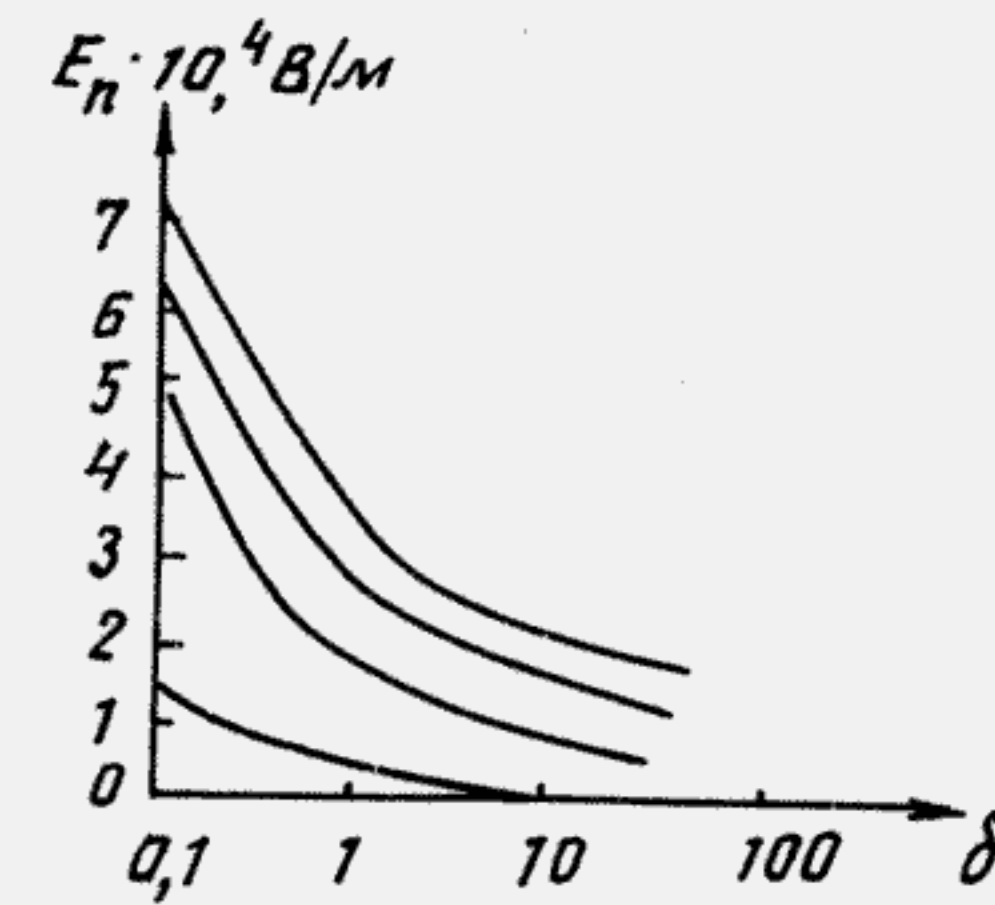


Рис. 16

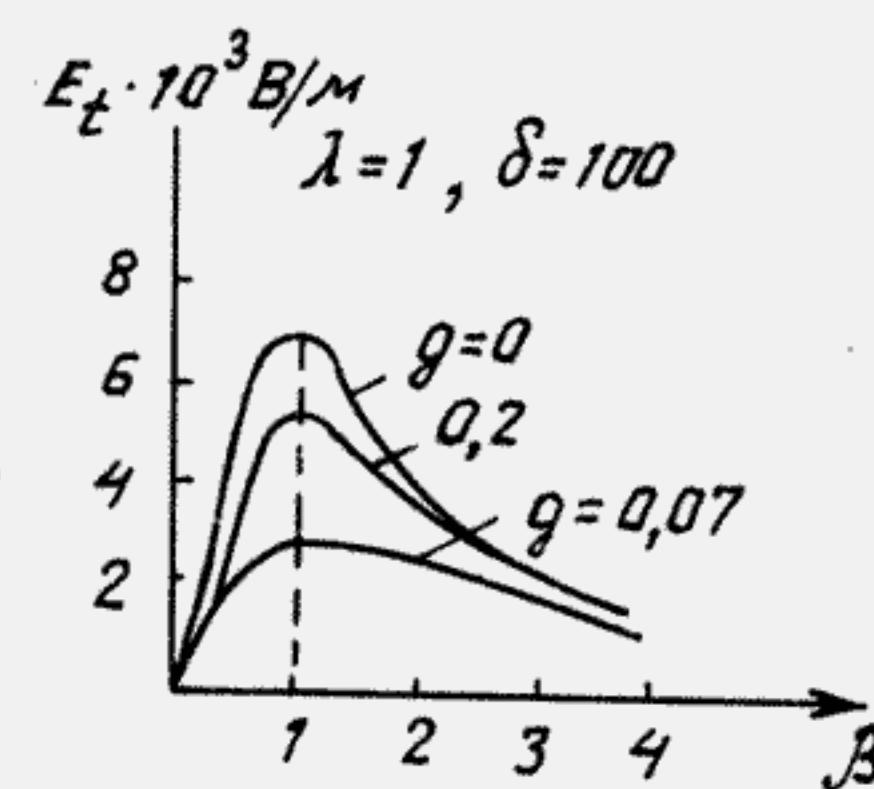


Рис. 17

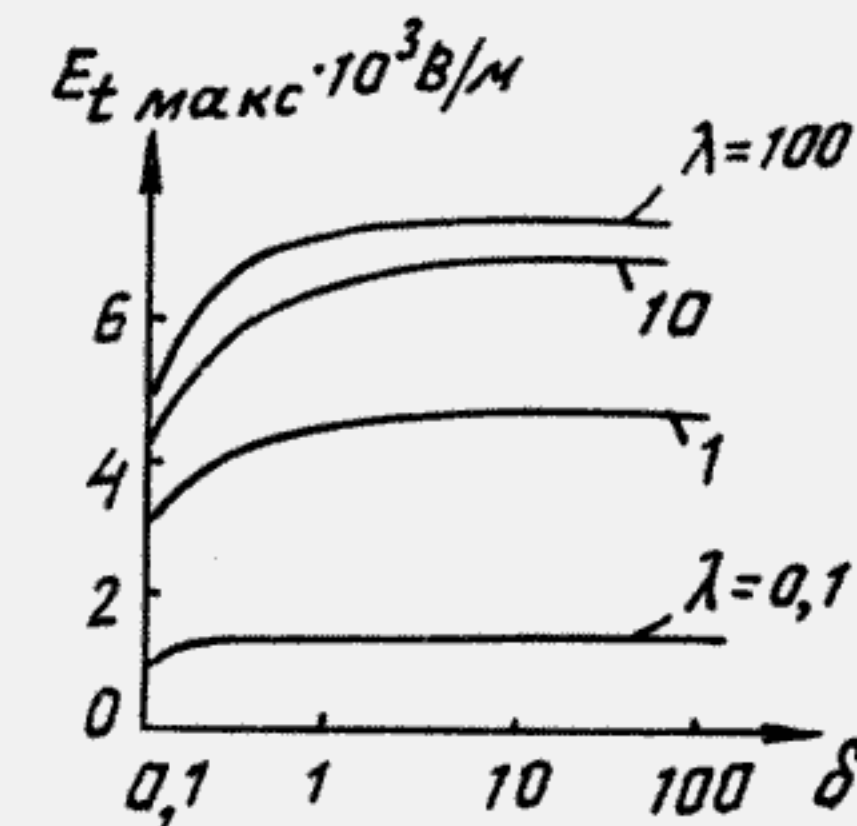


Рис. 18

Формирование потенциального барьера вблизи зарядной задержки

Из рис. 14 следует, что при имеющей место конфигурации эквипотенциалей зарядной дорожки вторичные электроны особенно малых энергий, (а их большинство), будут двигаться по траекториям, близким к силовым линиям поля, нормальным к эквипотенциалам. Таким образом, при движении считывающего луча по оси β с координатой $\beta \neq 0$ (см. рис. 14) вторичные электроны, вышедшие из любой точки мишени, будут захвачены зарядным рельефом.

Чтобы исключить дальнейшее влияние зарядной дорожки (так как барьерная сетка отсутствует), необходимо заэкранировать ее от попадания вторичных электронов, вышедших с отдаленных участков мишени. С учетом требования обеспечения малых значений емкостей мишени экранирование зарядной дорожки целесообразно осуществить электрическим способом, не вносящим дополнительных емкостей.

На рис. 12 представлены кривые изменения потенциала от расстояния до мишени, который уменьшается с ростом g . Если дополнительно учесть

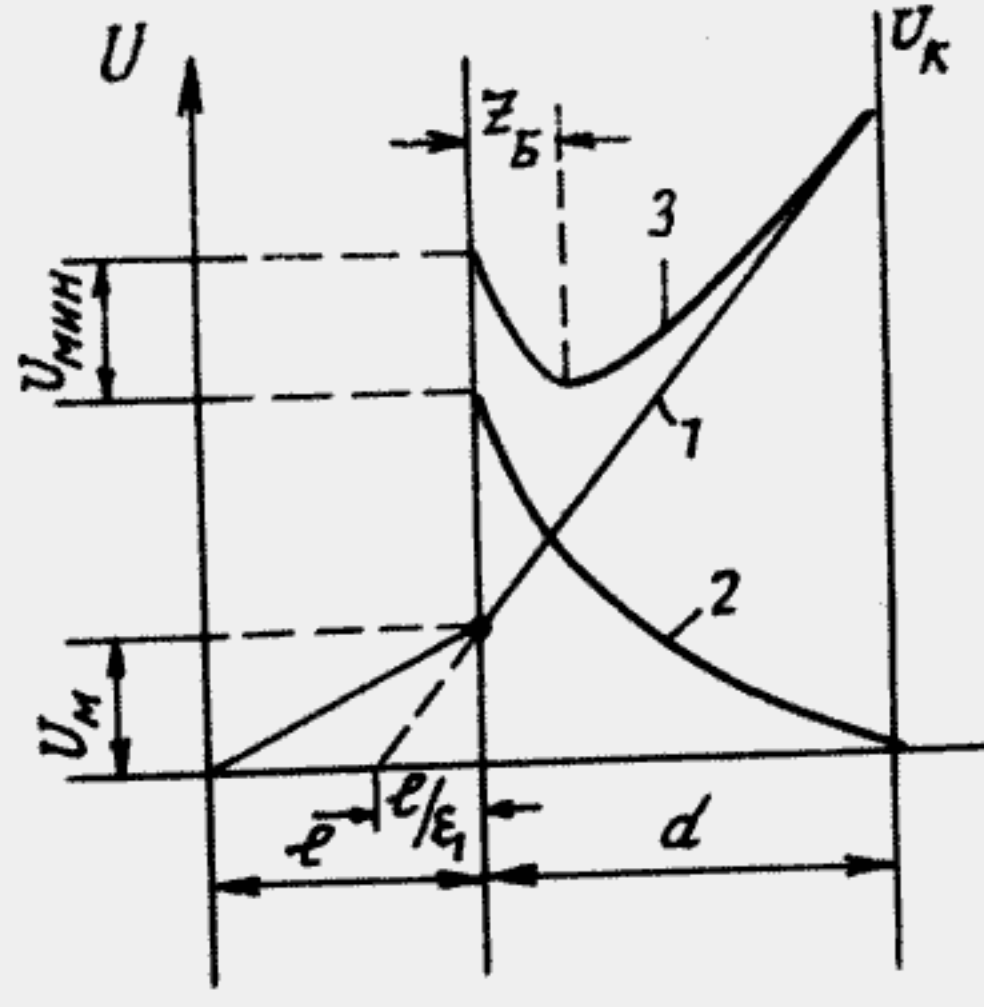


Рис. 19

возрастание потенциала в этом же направлении от внешнего электрода, например, коллектора, то сумма этих потенциалов при определенных условиях будет минимальна на некотором расстоянии от поверхности мишени. Упрощенно это можно представить диаграммами на рис. 19, где 1 – изменение потенциала U_{MK} между мишенью и коллектором, создаваемое напряжением U_K , поданным на коллектор; 2 – изменение потенциала зарядной дорожки с изменением расстояния от мишени g , полученное в результате численных расчетов; 3 – результирующее изменение потенциала U_p между поверхностью мишени и коллектором;

$U_{мин}$ – значение минимума потенциала, получающегося в результате суммирования распределения потенциалов, представленных кривыми 1 и 2; z_B – координата минимума потенциала [6].

Распределение потенциала, создаваемое положительным напряжением на коллекторе, в системе коллектор–сигнальная пластина для областей 1 и 2 соответственно можно записать

$$U_{МП} = U_K \frac{\epsilon z}{\epsilon l + \epsilon_1 d},$$

где $0 \leq z \leq l$;

$$U_{МК} = U_K \frac{\epsilon l + \epsilon_1 (z-l)}{\epsilon l + \epsilon_1 d}, \quad (25)$$

где $l \leq z \leq l+d$.

Потенциал, создаваемый напряжением U_K на поверхности мишени U_M , определяется по (25) при $z=l$

$$U_M = U_K \frac{\epsilon l}{\epsilon l + \epsilon_1 d}. \quad (26)$$

Результирующие эквипотенциалы поля с учетом потенциала коллектора вычисляются по выражению, с учетом того, что $\epsilon=1$ [6]

$$U_p(\beta, g) = U_K \frac{\lambda + \epsilon_1 (g-\lambda)}{\lambda + \epsilon_1 d} + \frac{\pi_0 r_0}{\sqrt{\pi} \epsilon_0} \int_0^\pi \frac{1}{\varphi} F_2 e^{-(\varphi/2)^2} \cos \varphi \beta d\varphi. \quad (27)$$

На рис. 20,а,б приведен пример распределения эквипотенциалов, полученных в соответствии с выражением (27), для двух значений U_K . Видно, что с увеличением значения U_K конфигурация эквипотенциалов видоизменяется таким образом, что, пока считывающий луч находится вне барьерной области, ограниченной координатами $\pm \beta_B$, вторичные электроны уходят на коллектор и считывания не происходит. Если луч находится внутри барьерной области с координатами $\pm \beta_B$, то практически все вторичные электроны захватываются зарядной дорожкой и происходит считывание записанной информации (см. рис. 20,б). Расстояние минимума потенциала от поверхности мишени определяется координатой g_B .

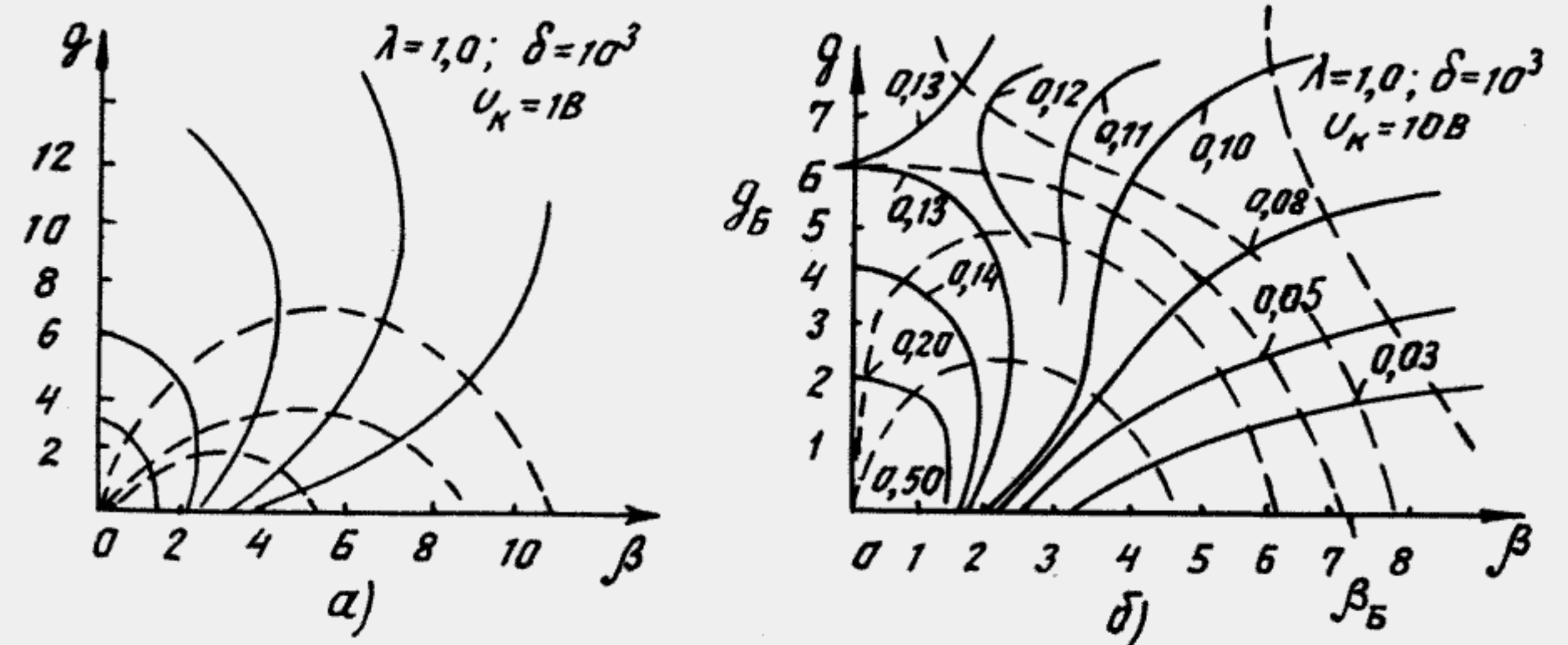


Рис. 20

Режим работы ЗЭЛТ без барьерной сетки и ток мишени при поперечном считывании

Подготовка мишени, как и для потенциалоскопа, осуществляется при потенциале коллектора, приблизительно равном нулю ($0 \pm 1В$). Запись осуществляется при возможно большем положительном потенциале 3–5 кВ.

Считывание производится при потенциале коллектора, который отличается от нуля (что имеет место в потенциалоскопах), является положительным и лежит в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен вольт, в зависимости от соотношения параметров трубки l и d .

Таким образом, режим работы для краткости можно записать $0, +, +$.

При указанном режиме работа ЗЭЛТ без барьерной сетки практически ничем не отличается от работы идеального потенциалоскопа [5]. Для расчетов трактов усиления и формирования сигналов необходимо определить амплитуду и длительность считанного импульса. Для этого необходимо использовать значение потенциального барьера $U_{мин}$, а вместо множителя $R(\beta - \beta_1)$, определяющего закон распределения потенциала записанной дорожки в направлении считывания с постоянной Гаусса τ_0 , можно с некоторым допущением использовать распределение $R_\beta(\beta - \beta_1)$ с постоянной $\tau_{0\beta} = \beta_0 / 2$ (рис. 20,б). Тогда выражение для тока считанного сигнала принимает вид [6]

$$i(\theta) = \kappa I_c U_{мин} \int_{-\infty}^{\infty} R(\beta - \theta) R_\beta(\beta - \beta_1) \exp\left\{-\frac{1}{2} \frac{\beta^2}{\tau_0^2} [1 - \Phi(\beta - \theta)]\right\} d\beta. \quad (28)$$

Рассмотрим формирование считанного сигнала во время прямого хода строки считывания. Так как в режиме $0, +, +$, считывание производится при небольшом положительном потенциале коллектора, а потенциал мишени мало отличается от нуля, то при сканировании считывающим лучом мишени $\beta_0 > 1$ и во внешней цепи протекает ток, равный току мишени $i_{п}$, который имеет направление от сигнальной пластины на землю.

Если в цепь сигнальной пластины включить сопротивление R_H , то на нем выделяется положительное напряжение пьедестала.

При пересечении лучом линии потенциального рельефа ток мишени уменьшается на величину, определяемую выражением (28). При дальнейшем движении луча ток считанного сигнала равен $i_{п}$.

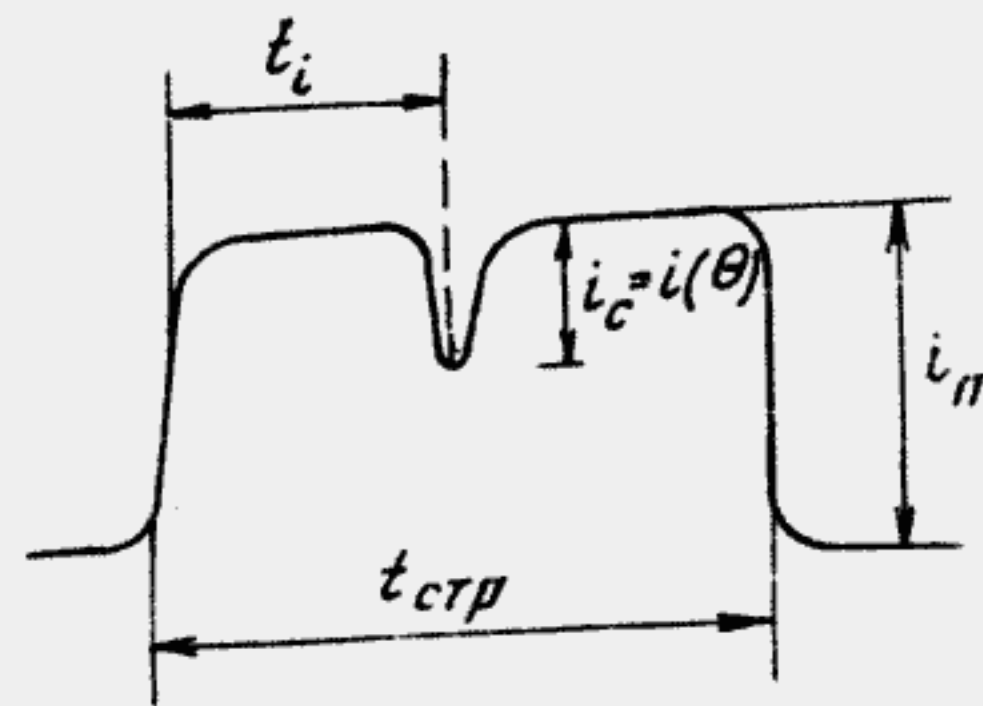


Рис. 21

На рис. 21 представлена осциллограмма тока считанного сигнала, где $i_{п}$ — ток (напряжение) пьедестала, на котором находится импульс считанного тока (напряжения) i_c ; $t_{стр}$ — длительность строки считывания; t_i — интервал времени движения луча от начала строки до линии потенциального рельефа. Этот интервал несет информацию о мгновенном значении амплитуды исследуемого сигнала (амплитуды выборки сигнала)

2.4. Обобщенная структурная схема МВП с ЗЭЛТ с диэлектрической мишенью

Масштабно-временные преобразователи с ЗЭЛТ с диэлектрической мишенью строят в основном в соответствии со схемой, приведенной на рис. 22.

В рассматриваемой обобщенной структурной схеме МВП трубка работает с накоплением зарядов в режиме $0, +, +$.

Работа МВП осуществляется в двух режимах: в режиме градуировки и в режиме преобразования сигнала. Градуировка может быть осуществлена непосредственно до или после преобразования сигнала [6].

Подготовка

Первым синхроимпульсом устройства программного управления запускается генератор растровой развертки, который вырабатывает напряжения кадровой и строчной разверток и подсвета луча и подает их на соответствующие электроды пушки подготовки и считывания ЗЭЛТ. Сигнал кадровой развертки формируется один раз. Одновременно запускается коммутатор коллекторного напряжения (ККН), который устанавливает на коллекторе трубки напряжение подготовки, равное или близкое к нулю, например, в пределах 0 ± 5 В. Электронный луч сканирует мишень по растру, и таким образом осуществляется подготовка мишени к записи. Сигналы на пушку луча подаются такими, чтобы обеспечить повышенный ток луча и небольшую его расфокусировку.

Запись

После окончания прямого хода кадровой развертки устройство программного управления (УПУ) переключает ККН, который выключает напряжение подготовки и подает на коллектор напряжение записи, равное, например, 1,5–2 кВ.

С некоторой задержкой, необходимой для установления высокого потенциала на коллекторе, УПУ запускает генератор развертки записи (ГРЗ) и генератор градуировки амплитуды и времени (ГАВ), который подает на градуировочные пластины записывающего луча синусоидальное напряжение с частотой, стабилизированной кварцем. При этом на мишени записывается градуировочная кривая в виде синусоиды.

Считывание

После окончания записи с помощью ККН на коллекторе трубки устанавливается положительное напряжение считывания, равное нескольким десяткам или сотням вольт (в зависимости от конкретной конструкции трубки), после чего УПУ снова запускает генератор растровой развертки считывания (ГРС).

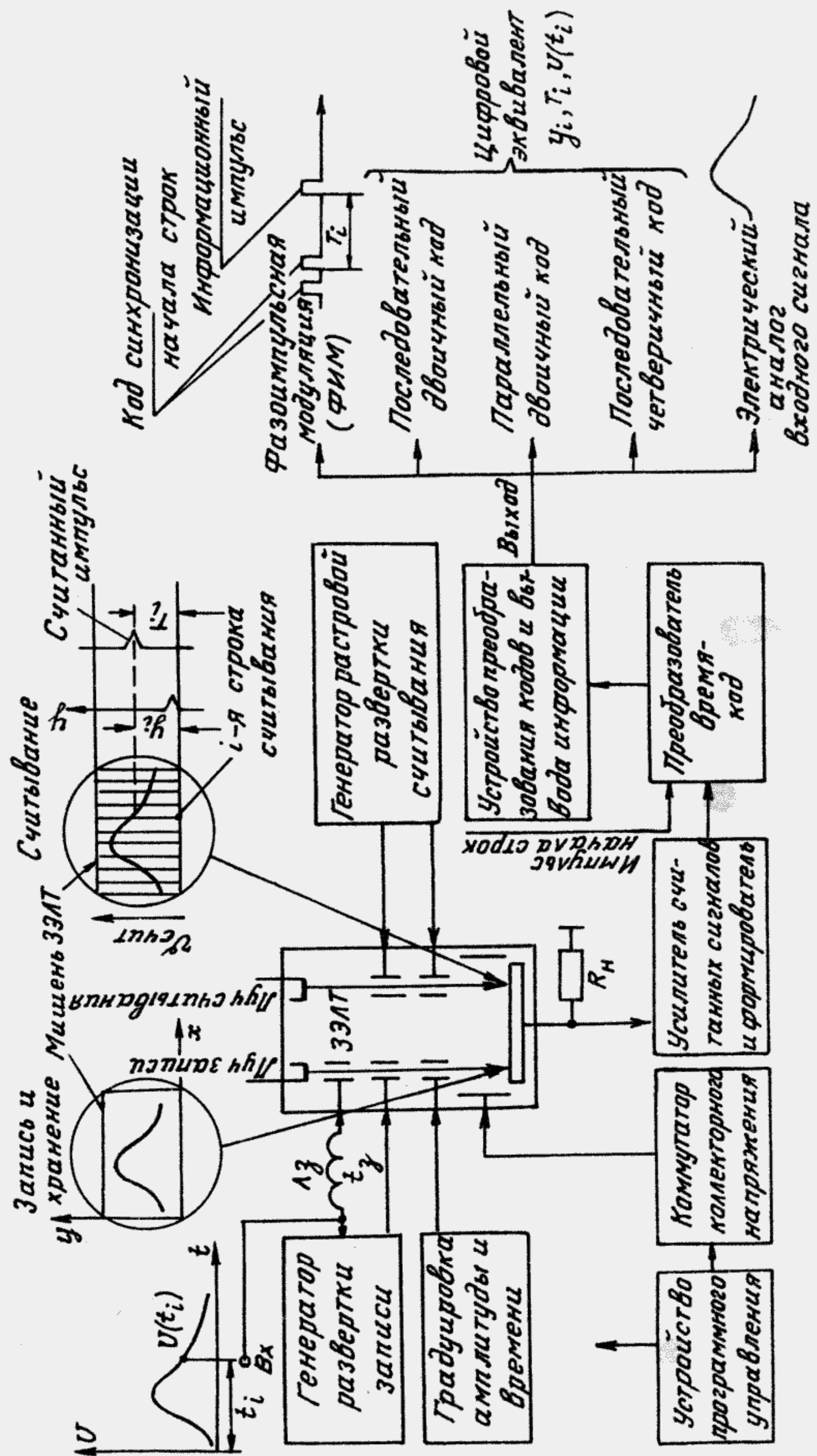


Рис. 22

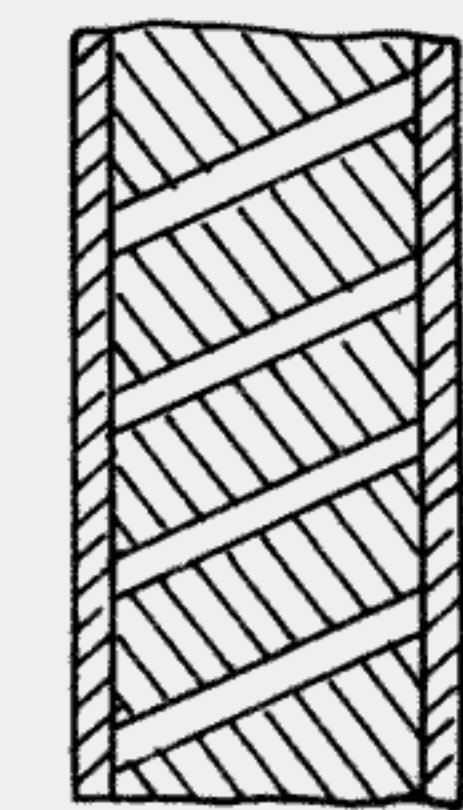


Рис. 23

Во время считывания электронный луч сканирует мишень по растру. При пересечении движущимся лучом зарядной дорожки формируется токовый импульс i_c (см. рис. 21). Этот импульс выделяется на сопротивлении нагрузки R_H и подается на вход усилителем считанных сигналов и формирователем для усиления и дифференцирования. На выходе формирователя формируется последовательность импульсов с фазо-импульсной модуляцией (ФИМ), где каждый интервал времени T_i соответствует координате y_i на мишени ЗЭЛТ (см. рис. 22). Затем снова проводится подготовка и запись уровня постоянного напряжения с блоков ГАВ и ГРС. Таких уровней напряжения записывается и считывается несколько (около 10) на всю мишень.

Преобразование исследуемого сигнала производится аналогичным образом, с той разницей, что после подготовки МВП переводится в ждущий режим. С приходом сигнала $U(t)$ запускается развертка записи и сигнал запоминается на мишени ЗЭЛТ подобно осциллографированию на ждущем осциллографе (запись и хранение на рис. 22). Затем производится считывание, как описано выше.

Последовательности сформированных считанных импульсов с ФИМ преобразуются в кодовые последовательности (см. рис. 22) и поступают на выход МВП, в том числе и в виде аналога входного сигнала после предварительного преобразования кодовых слов в ЦАП. Этот сигнал по форме повторяет входной сигнал, но имеет значительно большую длительность [6].

2.5. МВП с ЗЭЛТ с микроканальными мишенями

В последнее время для МВП начали применяться ЗЭЛТ, в которых вместо диэлектрической мишени с малой проводимостью, считаемой равной нулю, используются микроканальные пластины (МКП). По толщине МКП пронизана множеством сквозных отверстий цилиндрической формы. МКП изготавливают из специально обработанного стекла, имеющего конечное значение сопротивления. Удельное сопротивление приблизительно составляет $10^{10} \dots 10^{12}$ Ом/мм. С торцевых сторон на МКП наносятся металлические электроды (рис. 23). При подаче разности потенциалов на электроды МКП между ними протекает ток, и по длине каналов устанавливается падение напряжения.

При облучении пластины с торцевой стороны электронным лучом в каналах происходит умножение электронов за счет явления вторичной электронной эмиссии. Каждый канал МКП можно рассматривать как электронный умножитель с распределенными диодами. Коэффициент умножения достигает величины 10^5 .

Так как внутренние стенки каналов умножения имеют конечное значение сопротивления, то в них происходит накопление зарядов, которые сохраняются в среднем несколько миллисекунд. В течение этого времени их можно считать подобно тому, как в диэлектрической мишени.

В силу того, что умножение электронов луча имеет значительно большую величину, чем в случае диэлектрической мишени, ЗЭЛТ с МКП позволяют увеличить предельные скорости записи при МВП [6].

При записи осциллограммы на мишени из МКП в тех каналах МКП, которые подверглись облучению записывающим лучом, накапливается положительный заряд. Те каналы, которые не подвергались облучению лучом, при записи остаются незаряженными.

На выходе заряженного канала при повторном его облучении ток электронов меньше, чем ток на выходе незаряженного канала.

Считывание осуществляется электронным лучом, развернутым в растр.

Считанный сигнал при движении электронного луча по входной поверхности МКП определяется разностью токов электронов, выходящих из каналов, в которых при записи заряд не нанесен, и электронов, выходящих из каналов, в которых при записи нанесен заряд. Токи эти отличаются по величине [6].

Электроны улавливаются металлической сигнальной пластиной и считанный сигнал снимается с нагрузочного сопротивления аналогично рассмотренному выше.

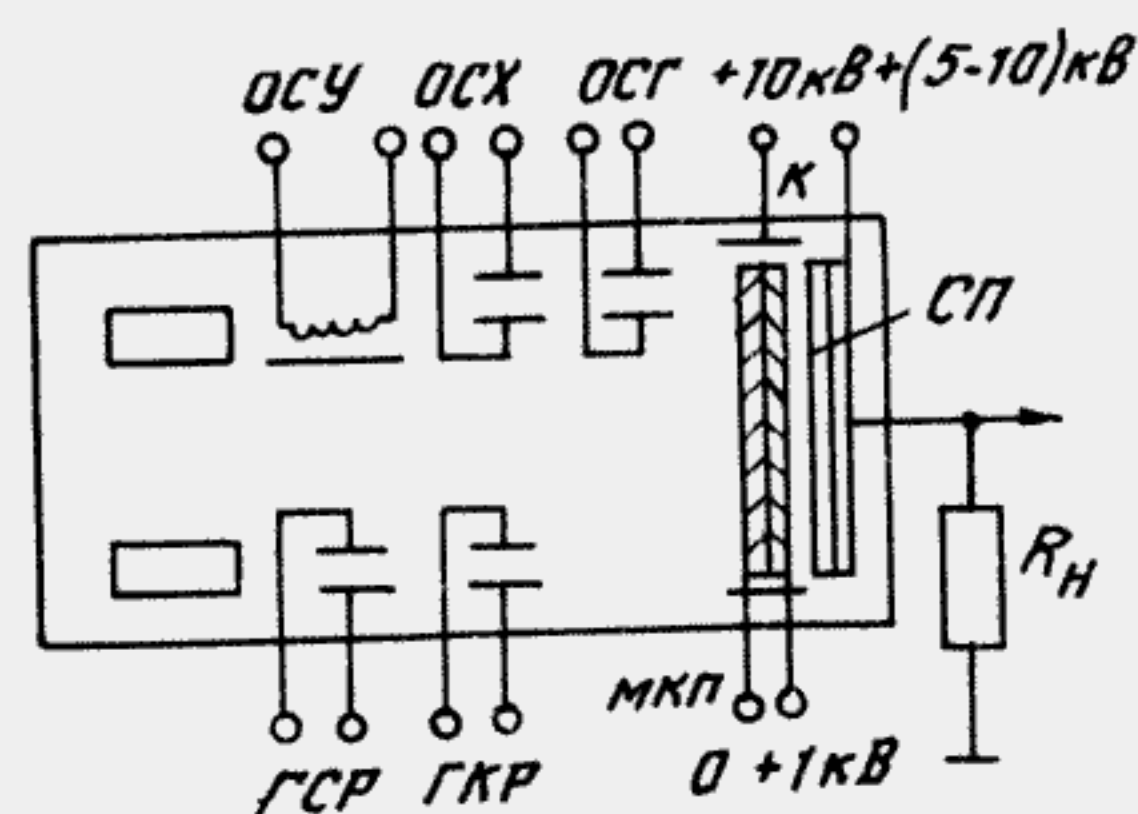


Рис. 24

На рис. 24 приведена структурная схема ЗЭЛТ, где ОСУ – отклоняющая система бегущей волны; ОСХ – отклоняющая система развертки записи (по оси X); ОСГ – отклоняющая система градуировки; МКП – микроканальная пластина (мишень); СП – сигнальная пластина. Такие ЗЭЛТ могут иметь диэлектрические мишени и мишени из МКП.

Структурная схема МВП с МКП аналогична структурной схеме МВП с диэлектрической мишенью. Разница состоит в том, что МВП с МКП может

работать без стадии подготовки, так как МКП постепенно разряжается и принимает исходное состояние.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Возможность использования широкополосных линий передачи в совокупности с быстродействующими МВП позволяет производить дистанционную регистрацию (запоминание) однократных сигналов микронаносекундного диапазона, снимаемых с датчиков. Увеличение времени существования указанных сигналов с помощью МВП без изменения первоначальной формы позволяет использовать относительно низкочастотные технические средства дальней телеметрии и автоматического ввода в ЭВМ и обеспечить тем самым построение многоканальных автоматизированных телеметрических систем быстропротекающих процессов.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глебович Г.В., Ковалев И.П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. М.: Советское радио, 1973. – 224 с.
2. Белоруссов Н.И., Гроднев И.И. Радиочастотные кабели. М.: Энергия, 1973. – 328 с.
3. Гроднев И.И., Ларин Ю.Т., Теумин И.И. Оптические кабели: конструкции, характеристики, производство и применение. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 175 с.
4. Новицкий Л.А., Степанов Б.М. Фотометрия быстропротекающих процессов: Справочник. М.: Машиностроение, 1983. – 296 с.
5. Архипов В.К. Масштабно-временное преобразование коротких сигналов при помощи электронно-лучевых трубок памяти. М.: Энергия, 1968. – 104 с.
6. Архипов В.К., Михайлов В.Н. Масштабно-временное преобразование сигналов на основе запоминающих ЭЛТ. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 104 с.
7. Петраков А.В. Автоматические телевизионные комплексы для регистрации быстропротекающих процессов. М.: Энергоатомиздат, 1987. – 152 с.
8. Денбновецкий С.В., Денисов А.Ф., Орлов Н.И. и др. Анализаторы импульсных сигналов. К.: Техніка, 1984. – 151 с.