

ББК 32.94
Т 26
УДК 621.396(024)

Твердотельное телевидение: Телевизионные системы с переменными параметрами на ПЗС и микропроцессорах/Л. И. Хромов, Н. В. Лебедев, А. К. Цыцулин, А. Н. Куликов; Под ред. И. А. Росселевича. — М.: Радио и связь, 1986. — 184 с., ил.

55 к. 14 000 экз.

Рассмотрено новое направление развития научно-прикладного телевидения, обусловленное достижениями твердотельной электроники — внедрением приборов с зарядовой связью и микропроцессоров. Основное внимание уделено проектированию высокочувствительных телевизионных адаптивных твердотельных систем с классификаторами изображений. Теоретические основы проектирования сформулированы с позиций теорий информации и оптимального приема сигналов.

Для инженерно-технических работников, связанных с разработкой информационных систем с искусственным интеллектом, предназначенных для обработки изображений; может быть полезна аспирантам и студентам старших курсов радиотехнических специальностей.

Т 2402020000-004
046(01)-86 86—86

ББК 32.94

Рецензент д-р техн. наук проф. Р. Е. Быков

Редакция литературы по радиотехнике

ЛЕОНИД ИОСИФОВИЧ ХРОМОВ,
НИКОЛАЙ ВЛАДИМИРОВИЧ ЛЕБЕДЕВ,
АЛЕКСАНДР КОНСТАНТИНОВИЧ ЦЫЦУЛИН,
АЛЕКСАНДР НИКОЛАЕВИЧ КУЛИКОВ

ТВЕРДОТЕЛЬНОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Заведующий редакцией В. Л. Стерлигов
Редактор И. С. Балашова
Художественный редактор Т. В. Бусарова
Обложка художника Л. В. Брылева
Технический редактор И. Л. Ткаченко
Корректор Т. С. Власкина

ИБ № 712

Сдано в набор 07.06.85	Подписано в печать 09.10.85
Т-20212	Формат 84×108/32
Печать высокая	Усл. печ. л. 9,66
Тираж 14 000 экз.	Изд. № 20452
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Псчтамт, а/я 693	Зак. № 69
	Цена 55 к.

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Особенностью научно-технической революции является бурное развитие техники средств связи. Индустрия информации занимает одно из первых мест в народном хозяйстве [1]. К концу XX века вещательное телевидение стало основным средством массовой информации.

Система вещательного телевидения включает в себя телевизионные центры, линии связи и многомиллионный парк телевизоров. Не удивительно, что именно вещательному телевидению посвящены многие книги. Слова «телевидение» и «вещательное телевидение» стали почти синонимами не только для телезрителей, но и для многих специалистов по радиотехнике. Более того, учебники дают определение телевидению как вещательному [2 ... 4]. Однако современное телевидение — это не только вещательное, но и научно-прикладное, которое решает различные задачи телефикации промышленных объектов и технологических процессов. Промышленные (прикладные) телевизионные устройства (ПТВУ) были близки к устройствам вещательного телевидения как по параметрам разложения, так и по назначению передаваемой информации. С помощью ПТВУ оператор визуально наблюдает сцену, которую не может наблюдать непосредственно. Но такие ПТВУ не смогли удовлетворить всех потребностей научно-прикладного телевидения. В конце 50-х и начале 60-х годов быстро стало развиваться малокадровое телевидение [5], появление которого привело к резкому отходу от параметров разложения вещательного телевидения, диктуемых ГОСТ 7845—79. Малокадровое телевидение дает возможность человеку «видеть» то, что не видит глаз: для научных исследований интерес представляет весь оптический диапазон электромагнитных волн, а не его узкая полоска, захватываемая кривой видности глаза.

Сократив полосу частот, необходимую для передачи полного телевизионного сигнала, с 6,5 МГц до 65 кГц и ниже, в малокадровом телевидении удалось постро-

ить полупроводниковые аналого-цифровые преобразователи (АЦП) для формирования цифрового сигнала изображения. А это, в свою очередь, открыло возможность передачи малокадровых изображений по цифровому радиоканалу и их ввода в существующие ЭВМ, а также использования «электронного зрения» в робототехнике. Если вещательная система строится «под глаз человека», то в научных приложениях телевизионная система может строиться «под ЭВМ», которая принимает то или иное решение. Поэтому при проектировании новых ПТВУ стало ясно, что нельзя воспользоваться одним лишь полувековым опытом техники вещательного телевидения. Начала интенсивно развиваться теория проектирования новых систем, которая базировалась на математической теории связи и учитывала специфику техники научно-прикладного телевидения, включая цифровую обработку изображений. Эта теория развивалась в рамках телевидения как прикладной науки. Выделять ее из телевидения и тем более переименовывать, например, в «иконику» — значит лишить эту теорию ее питающих корней.

Некоторые основные результаты развития научно-прикладного телевидения до начала 60-х годов были изложены в [5]. Со времени ее второго издания прошло десятилетие, внесшее радикальные перемены в радиоэлектронику. Достижения твердотельной электроники, базирующейся на успехах физики твердого тела, привели к появлению в 70-х годах больших интегральных схем (БИС) в виде микропроцессоров и приборов с зарядовой связью (ПЗС). А уже в 80-х годах создаются сверхбольшие и сверхскоростные интегральные схемы. Это знаменует широкое внедрение компьютеризации как новейшей фазы научно-технической революции.

Как компьютеризация отразится на развитии научно-прикладного телевидения в 80-х годах? Трудно ответить на этот вопрос сегодня достаточно полно. Авторы данной книги ищут ответ, анализируя то новое, что несет внедрение ПЗС и микропроцессоров.

«Твердотельное телевидение» не является пока общепринятым термином и может иметь как сторонников, так и противников. Подзаголовок точнее отражает содержание этой небольшой по объему книги. Однако факт остается фактом: новое поколение систем научно-прикладного телевидения, базирующееся на ПЗС и микропроцес-

сорах и реализующее перестраиваемость параметров разложения, появилось.

Выпускаемая книга рассчитана на подготовленного читателя, знакомого с курсом телевидения [2...5] и учебными пособиями по теории связи [6, 7]. В ней не рассматриваются вопросы построения и физики работы самих ПЗС и микропроцессоров; они изложены в других книгах (см., например, [8, 9]), знание которых читателем также предполагается. Основной материал книги представляет собой своеобразный обзор статей авторов по вопросам проектирования твердотельных систем научно-прикладного телевидения, опубликованных после издания [5]. Авторы пытаются сформулировать те изменения, которые претерпят телевизионные комплексы благодаря ПЗС и микропроцессорам, а также выявить новые информационные возможности систем.

В книге лишь кратко приведены известные сведения по физике работы ПЗС, необходимые для понимания последующего материала. Основное внимание уделено режимам использования ПЗС. К ним относятся малокадровый режим, не требующий изменений ПЗС, и малокадровый режим работы ПЗС с термоэлектрическим охлаждением, позволяющим создавать адаптивные системы. Приборы с зарядовой связью лучше, чем видеконы, согласуются с последующей цифровой обработкой благодаря не только дискретно-аналоговой форме выходного сигнала, но и инженерной простоте перестройки параметров разложения. Жесткость растра ПЗС повышает точность измерения координат до 0,1 элемента и выше, а также снижает искажения при межкадровой обработке. Приведенные оценки светочувствительности доказывают перспективность ПЗС в решении «вечной» проблемы повышения чувствительности. Дискретно-аналоговая обработка реализуется в двух формах: внутрикадровой и межкадровой. Предусмотрена возможность автоматического регулирования параметров разложения. Преобразование сигналов в камерном устройстве завершается квантованием — представлением сигнала изображения в виде двоичного кода. Преобразования в камерном устройстве описываются информационно с применением теории ε -энтропии. Приложение этой теории к проектированию телевизионного комплекса [5] получает дальнейшее развитие. Цифровой сигнал изображения обрабатывается в микро-ЭВМ, входящей в состав телевизионной системы и строящейся на микропроцессорах.

Такое устройство может быть названо телевизионным классификатором. Какую обработку следует проводить с помощью микропроцессорного классификатора, чтобы это было выгодно по сравнению с дискретными схемами? Ответ дается в форме рекомендуемых процедур обработки сигналов, направленных на автоматизацию классификации изображений.

К сожалению, книга не содержит описания конкретных систем, использующихся в различных областях народного хозяйства. Такое описание станет возможным, когда более четко определятся области применения твердотельного телевидения. Сегодня же достаточно указать области применения его в астрономии [10] и в роботостроении, где ощущается насущная потребность в компьютеризации систем, работающих без человека.

Предлагаемая читателям книга является первой попыткой осмысления последствий развития вычислительной техники для научно-прикладного телевидения. Она не может быть свободна от недостатков, однако выход книги своевременен и будет способствовать развитию научно-прикладного телевидения в XII пятилетке.

Отзывы и замечания следует направлять в издательство «Радио и связь» по адресу: 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Герой социалистического труда, Лауреат Государственной премии, доктор технических наук профессор
И. А. Росселевич

ВВЕДЕНИЕ

В.1. МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

К математическим моделям систем предъявляют противоречивые требования: с одной стороны, они должны быть достаточно просты, чтобы их можно было тщательно проанализировать, с другой — достаточно сложны, чтобы правильно отражать действительность. Развитие теории связи определялось совершенствованием моделей систем.

Двустороннюю связь между отправителем и получателем (адресатом), которая отражает работу почты, телеграфа, телефона, упрощенно можно представить применявшейся Хартли схемой, изображенной на рис. В.1. При создании математической теории связи [11] Шеннон воспользовался схемой, содержащей кроме источника и получателя сообщений шумящий канал связи (рис. В.2). Эта схема впоследствии легла в основу определения системы связи, рекомендованного АН СССР [12]. В более детальной схеме системы связи [7] (рис.

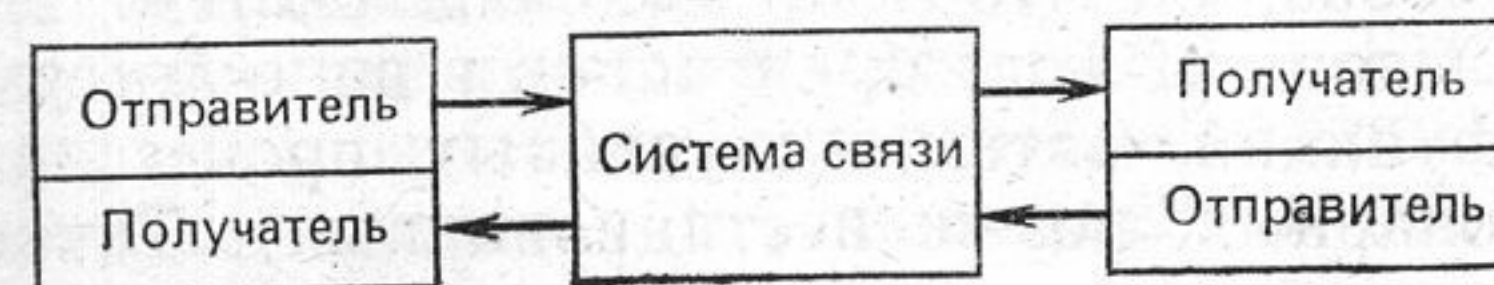


Рис. В.1. Схема системы двусторонней связи



Рис. В.2. Схема системы связи через канал с шумом

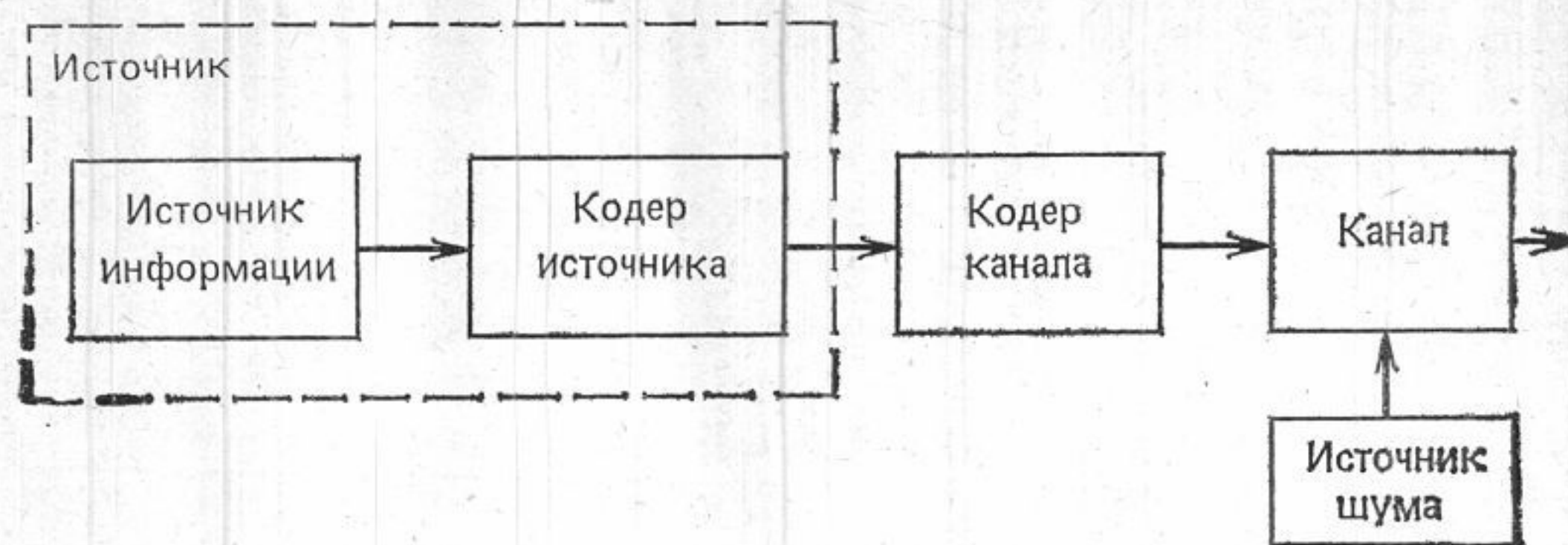


Рис. В.3. Преобразование сигналов в системе связи

В.3) передатчик представлен в виде кодера, разделенного на две части: кодер источника и кодер канала. В центре внимания проектировщика телевизионной системы находится телевизионная камера, которая выполняет функцию кодера [5]. В ней непрерывное оптическое изображение преобразуется в цифровой электрический сигнал в форме двоичного кода (рис. В.4) [13].

Оптимизация качества системы связи научно-прикладного телевидения с использованием рис. В.3 и В.4 оказывается весьма плодотворной, особенно при учете не только шума канала связи, но и входного фотонного шума. Теория связи в вещательном телевидении имеет меньшее приложение, так как качество изображений в нем обеспечивается выбранными значениями основных параметров системы, рекомендуемыми ГОСТ 7845—79, а также параметрами кодирования для цифровых студий телецентров [14].

К моделям сигналов предъявляют те же противоречивые требования, что и к моделям систем. Первыми были исследованы модели сигналов в виде детерминированных функций, затем — случайных процессов (сначала стационарных, позже нестационарных). Такое моде-

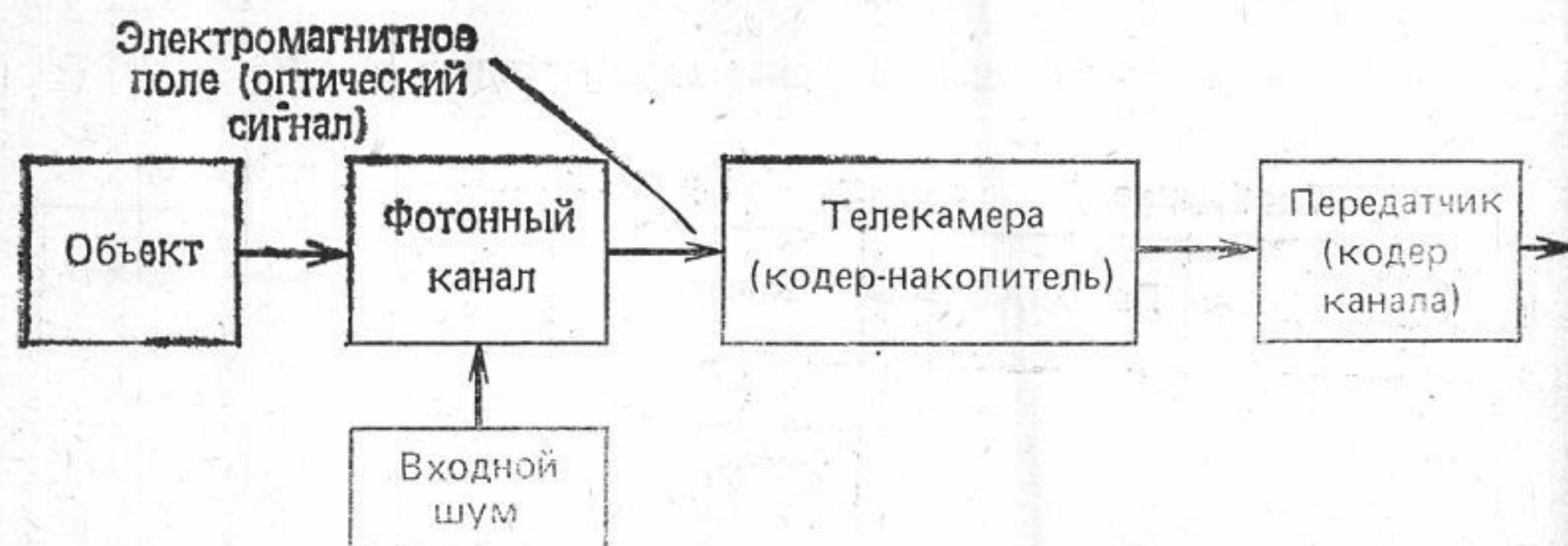
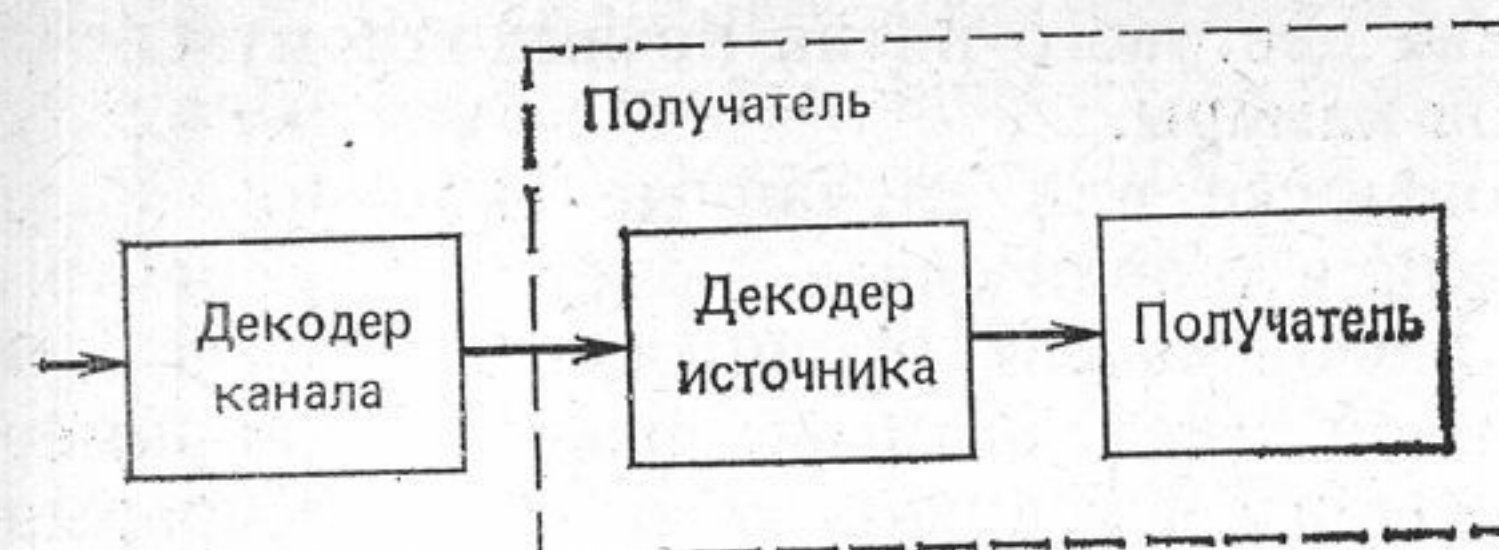


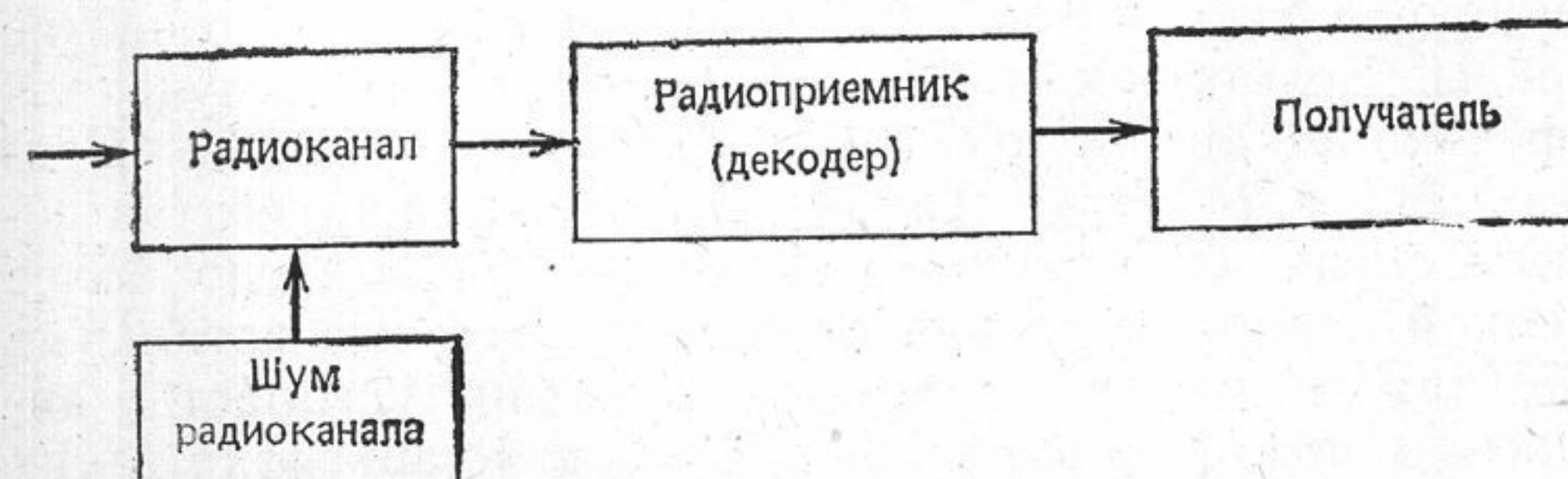
Рис. В.4. Схема



лирование сигналов принято и в телевидении, несмотря на то, что реальные сигналы — это совокупность, как правило, семантических образов.

Оптические изображения описывают униполярными функциями, отражающими распределение интенсивности электромагнитного поля (модуль вектора Пойнтинга) или потока фотонов. Хотя поток фотонов подчинен закону распределения Пуассона, в телевидении широко применяют гауссовские модели случайных процессов для описания как полезных сигналов, так и шумов. При больших плотностях потока фотонов такое приближение вполне оправдано.

Тест-таблицы, применяемые в телевидении, описываются детерминированными функциями, форма которых априори известна. В реальной же ситуации необходимо оценить неизвестные параметры сигналов. Поэтому в научно-прикладном телевидении распространены испытания телевизионных камер на чувствительность и точность не по стандартным тест-таблицам, а по отклику на излучение источника, имитирующего звезду. Такой отклик близок к импульсной характеристике системы. Зная ее форму, в ходе испытаний можно оценить яркость и ко-



телевизионной системы

ординаты отклика светового пятна по выходному сигналу телевизионной камеры.

Детерминированные или случайные функции, моделирующие сигналы в теории связи, могут иметь спектр с ограниченной полосой частот (финитный спектр) $F < \infty$ или неограниченной (нефинитный спектр). Например, Шеннон рассматривал источники, создающие непрерывные функции с ограниченной полосой частот, представимые рядом Котельникова [11]. Такие функции определены на бесконечном интервале времени $T = \infty$, и поэтому число членов ряда, представляющего функцию, бесконечно: $2FT = \infty$. Реальные сигналы ограничены во времени, поэтому ряд Котельникова к ним неприменим. Непрерывные функции с нефинитным спектром лучше моделируют сигналы в телевидении, чем функции, удовлетворяющие теореме Котельникова. Как будет показано в гл. 3, представить такие функции конечномерными векторами можно в кодере-накопителе благодаря лимитирующему влиянию шумов источника и канала.

Системы связи (радиосвязь, радиовещание и телевидение) основаны на передаче информации с помощью радиоволн. Кроме того, электромагнитное поле переносит видеoinформацию и в оптическом диапазоне — от сцены на фотоприемник телекамеры и от экрана телевизора до зрителя, что также используется в телевидении. В системах связи, схемы которых изображены на рис. В.2 и В.3, человек присутствует не только как получатель информации, но и как отправитель, например в качестве оператора, направляющего телекамеру на передаваемую сцену (источник информации). Все звенья этих систем связи имеют одинаковый уровень сложности, существенно более низкий, чем у человека как отправителя, так и получателя информации. Телевизионная система зрения робота — кибернетическая система связи — подобна системам связи, изображенным на рис. В.2 и В.3, но в ней получатель информации не человек, а автомат — решающее устройство, распознающее несемантические образы. Возможность замены человека как получателя информации автоматом была предусмотрена еще Шенноном [11, с. 246, 434]. Такая замена изменяет состав системы связи. Она должна включить новое звено более высокой иерархии уровня сложности, чем все остальные (передатчик, канал, приемник), а именно устройство автоматического распознавания образов. Разработка таких систем является частью центральной проблемы кибер-

нетики — создания искусственного интеллекта [15]. Инженерные перспективы решения этой проблемы века связаны с быстрым совершенствованием микропроцессоров.

Пластины кристалла кремния в 70-х годах почти одновременно стали применять для построения дискретно-аналоговых микросхем — приборов с зарядовой связью и цифровых микросхем — микропроцессоров. Рост информационной емкости и быстродействия этих твердотельных приборов в 80-х годах привел к созданию больших и сверхбольших интегральных схем, которые обеспечили базу для развития компьютерной техники. Стало доступным в разумных пределах реализовать схемы процессоров и оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) с весьма большой информационной емкостью, позволяющей запоминать и воспроизводить в реальном масштабе времени не один телевизионный кадр, а десятки и сотни. Развитие компьютерной техники в применении к научно-прикладному телевидению открывает путь к решению проблемы распознавания образов, которая до сих пор относится к области мечтаний. Инженерное решение этой проблемы в XII пятилетке позволит включить в состав разнообразных систем научно-прикладного телевидения автоматические получатели — классификаторы несемантических образов.

Классификатор представляет собой специализированный компьютер, выполненный на микропроцессорах и согласованный по пропускной способности с выходом телекамеры. Он сравним по габаритам и стоимости с телевизионной камерой и входит в состав телевизионной аппаратуры. Его назначением являются автоматическая классификация изображений, проверка гипотез с выдачей решения, а также регулирование параметров разложения с целью адаптации телевизионной системы к изменениям характеристик наблюдаемого сюжета.



Рис. В.5. Визуальная телевизионная система, работающая на одной линии с ЭВМ

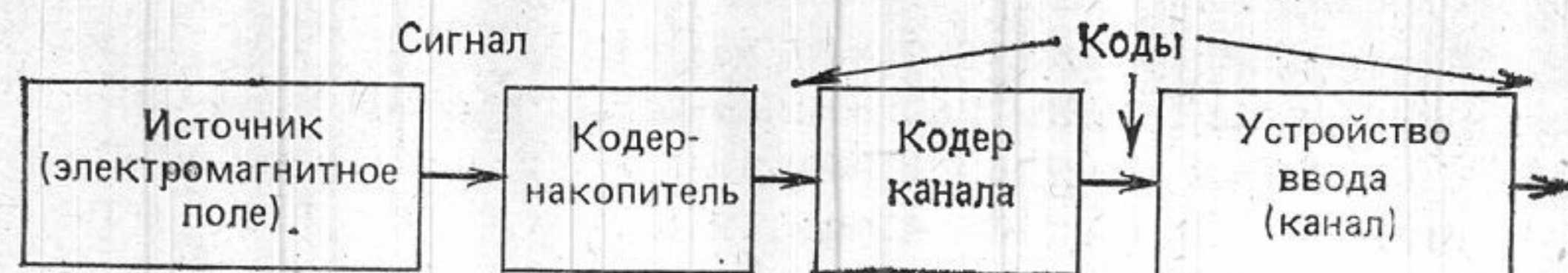
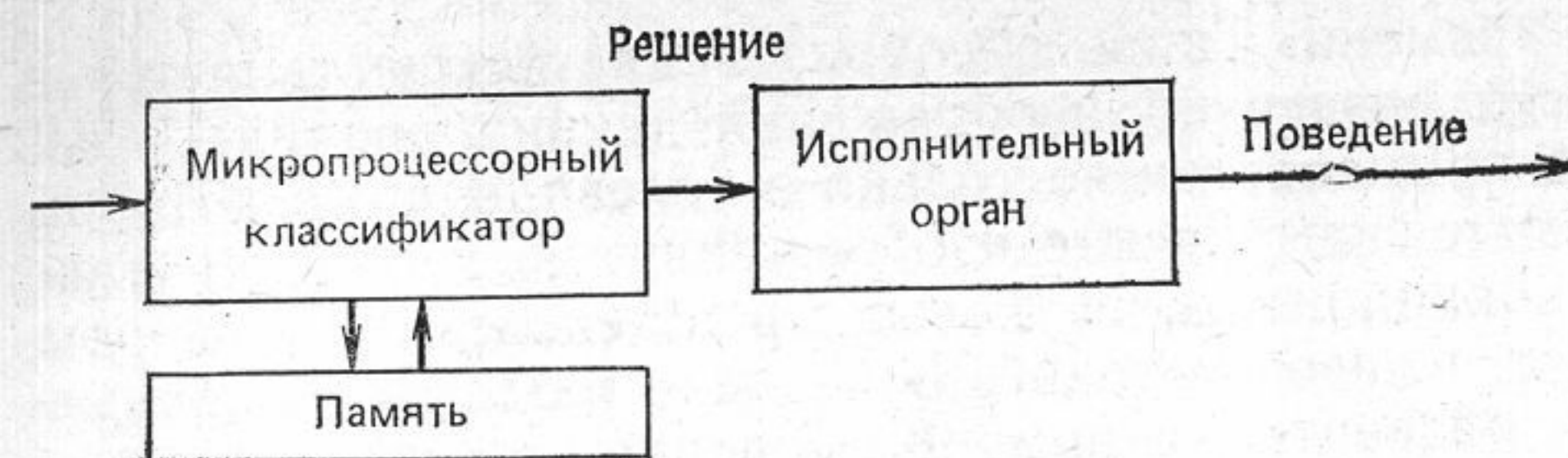


Рис. В.6. Схема

В малокадровом телевидении впервые удалось объединить телевизионную камеру и ЭВМ в единую систему. Цифровой сигнал изображения от телевизионной камеры передается по цифровому каналу, включающему кодер и декодер канала, и поступает для цифровой обработки в универсальную ЭВМ (рис. В.5). Декодер источника восстанавливает обработанное изображение, которое отражается на видеоконтрольном устройстве (ВКУ) или дисплее. Универсальная ЭВМ работает на одной линии с телевизионной камерой, но не входит в состав телевизионной аппаратуры из-за больших габаритов или высокой стоимости, в отличие от микропроцессора, составляющего неотъемлемую часть телевизионной системы (рис. В.6).

В.2. НАУЧНО-ПРИКЛАДНОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ КАК ОТРАСЛЬ ИНФОРМАТИКИ

Назначение систем научно-прикладного телевидения смещается в сторону сбора и классификации той информации, которая недоступна зрительному анализатору. Однако, как видно из рис. В.6, принципиальное различие между научно-прикладным и вещательным телевидением обусловлено возможностью использования не биологического получателя информации (человека), а микропроцессорных классификаторов. Такие системы уже нельзя будет проектировать «по образу и подобию» системы вещательного телевидения. Необходимо разработать теоретические основы проектирования систем научно-прикладного телевидения с применением двух пока еще разобщенных разделов математической теории связи [16]: теории информации [11, 17] и теории оптимального приема сигналов [18]. С помощью теоремы кодирования Шеннона можно спроектировать телекамеру (кодер) и согласовать цифровой поток с пропускной способ-



телевизионного робота

ностью канала (см. гл. 3). С помощью теории оптимального приема сигналов, включающей рассмотрение фильтраций и распознавания несемантических образов, можно спроектировать микропроцессорные классификаторы (см. гл. 4). Чтобы успешно продвинуться в указанном направлении, недостаточно автоматически перенести результаты математической теории связи в телевидение. Необходимо преодолеть трудности разрыва теории и практики. К сожалению, это не всегда удавалось. Так, бионический подход к теории информации, выразившийся в стремлении сократить в 10^6 раз пропускную способность канала вещательного телевидения до «пропускной способности зрительного анализатора», скомпрометировал значение этой теории. Более успешным было применение теории информации для проектирования систем малокадрового телевидения [5], так как оно близко к радиолокации, которая занимает первое место в радиотехнике по степени разработки основ проектирования. Необходимо помнить, что телевизионные системы наиболее близки к системам пассивной локации, теория проектирования которых разработана значительно слабее, чем систем активной локации [19...21].

Развитие научно-прикладного телевидения требует инженерного решения двух задач:

адаптации телекамеры к изменениям внешних световых условий [22];

классификации несемантических образов [15].

Успешное их решение превратит научно-прикладное телевидение в важнейшую отрасль информатики (Information science) [15, 23].

В.3. ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Для передачи по каналу связи изображение, являющееся функцией трех переменных, преобразуется в электрический сигнал, являющийся функцией одной перемен-

ной — времени. Такое преобразование осуществляется в процессе развертки изображения (сканирования). *Развертка* применяется не только в телевидении, в котором передаются оптические изображения, но и при передаче радиолокационных, звуковых, рентгеновских, электронных и т. п. изображений. В технике телевидения применяется развертка с помощью оптико-механических устройств и электронного луча. В практически безынерционной (по сравнению с механической) развертке электронным лучом достигнуты высокие скорости сканирования, необходимые для получения изображения в вещательном телевидении. Оптико-механическая развертка также не потеряла своего значения, особенно в малокадровом телевидении, и является основной при реализации широких углов зрения.

В процессе развертки изображение разбивается на элементы разложения, в каждом из которых накапливается энергия входного сигнала. *Многоэлементное накопление* энергии является важнейшим принципом в телевидении. Аналогичный принцип лежит в основе формирования скрытого изображения в фотографии. В телевидении он был впервые реализован в форме накопления зарядового изображения на мишени иконоскопа. *Накопление* является единственным средством выделения полезной информации из смеси сигнала с шумом. *Борьба с входным шумом с помощью накопления* дополняется *усилением* сигналов, которое служит средством борьбы с последующим шумом. Предварительное усиление фотоэлектронного изображения в телекамерах ослабляет влияние внутренних шумов. Видеоусилители электрических сигналов, формируемых фотоприемниками, также относятся к средствам борьбы с шумами последующих звеньев телевизионной системы. Реализовать указанные три принципа (развертки, накопления и усиления) впервые удалось в иконоскопной телекамере, с которой началась история развития электронного телевидения. За полвека развития оно превратилось в мощную индустрию информации [1].

Появление в 70-х годах ПЗС и микропроцессоров ознаменовало для телевидения наступление качественно нового скачка в формах реализации принципов развертки, накопления и усиления сигналов изображения. В ПЗС накопление энергии входного сигнала реализуется следующим образом: заряды накапливаются на дискретных емкостях, образованных структурой *металл — оки-*

сел — полупроводник (МОП). Дискретность МОП-конденсаторов вызвана периодической структурой электродов и наличием ограничительных *стоп-каналов*. Заряд, накапливаемый на МОП-конденсаторе, прямо пропорционален интенсивности электромагнитного поля (числу падающих фотонов) в широком динамическом диапазоне. По сравнению с видеокондом накопление в ПЗС отличается дискретностью и линейностью светозатраченного преобразования.

Развертка изображения реализуется в ПЗС в новой форме. Многоэлементное *зарядовое изображение* перемещается в кристалле кремния (поверхностный или объемный канал) под *гребенкой электродов* при подаче на них «бегущей волны» напряжения. Процесс развертки завершается поэлементным переносом *зарядовых пакетов* в выходном регистре к считывающему устройству. При этом ПЗС разделяется на два массива: накопительный и буферный, который нужен для исключения смаза изображения при его считывании. Считывающее устройство измеряет накопленные заряды. Амплитуда выходного электрического сигнала не зависит от времени измерения заряда, т. е. от скорости считывания. Важнейшим достоинством твердотельного телевидения является жесткость растра, обусловленная топологией данной матрицы ПЗС. В жестком растре исключены его искажения и нестабильность во времени.

Линейность светозатраченного преобразования, жесткость растра и стабильность во времени делают ПЗС высокоточным измерителем распределения интенсивности электромагнитного поля или плотности фотонов (см. гл. 1). С помощью ПЗС можно приблизиться к идеальному приемнику фотонов, осуществляющему их счет и измерение координат. В пределе возможен счет каждого фотона с измерением координат его отклика.

В условиях априорной неопределенности о свойствах сигналов адаптивные накопление, развертка и усиление позволяют достичь потенциальной помехоустойчивости. Высокоточное измерение интенсивности света связано с адаптивным приемом сигналов [24, 25]. Независимость амплитуды сигнала, снимаемого с ПЗС, от скорости считывания, линейная зависимость от времени накопления и от освещенности открывают возможность практической реализации принципа адаптации. В отличие от принципов развертки, накопления и усиления, принцип адаптации не был реализован в электронно-лу-

чевом телевидении и стал реальностью лишь в твердотельном. В твердотельных телекамерах можно регулировать частоту кадров, число строк и элементов в строке, время накопления и форму апертуры. Параметры регулируются с помощью управляющих сигналов, формируемых микропроцессором на основе оценки статистических характеристик сигналов изображений (§ 1.7). Можно сказать, что реализация принципа многоэлементного адаптивного накопления — крупнейшее достижение твердотельного телевидения.

Камерный микропроцессор выполняет две взаимосвязанные функции: выделение управляющих сигналов для адаптации и реализацию более сложных алгоритмов высокоточных измерений, с помощью которых оценивается несколько кадров телевизионного изображения в многокадровых ОЗУ. Перечисленные достоинства позволяют применить ПЗС в качестве цифровых и дискретно-аналоговых кадровых ОЗУ (гл. 2).

Важнейшее значение имеет обработка сигналов изображения [26]. Если обработка сигнала в научно-прикладном телевидении, служащая для улучшения визуального качества изображений, традиционна, то обработка сигнала для принятия решения (классификации сигналов [25, 27, 28]) является новой. В этом случае сигнал должен быть обработан для формирования минимальной достаточной статистики, которая и служит основой для принятия решений. Важнейшей частью телевизионной системы становится классификатор, который можно построить на микропроцессорах с приемлемыми объемом и энергопотреблением (гл. 4). Таким образом, развитие научно-прикладного телевидения как отрасли информатики включает измерение электромагнитного поля, адаптацию к его изменениям и классификацию полезных сигналов, переносимых полем.

Глава 1

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ КАМЕРЫ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ПЗС

С появлением фотоприемников на ПЗС стало возможным создание адаптивных телевизионных систем. Микро-ЭВМ, входящая в состав системы, на основе анализа сигнала изображения перестраивает параметры телевизионной камеры для оптимального решения конкретной задачи. Такая перестройка может потребоваться не только при изменении задачи или при смене сюжетов, но и от кадра к кадру и даже в пределах одного кадра. При построении адаптивной телевизионной системы на ПЗС необходимо решить ряд задач, часть которых является достаточно общей.

Во-первых, необходимо компенсировать детерминированную помеху и обеспечить чувствительность, ограниченную флуктуационными шумами. Даже после реализации комплекса технологических и конструктивных мер, направленных на повышение качества ПЗС [29 ... 33], разработчикам телевизионных систем приходится предпринимать специальные меры для снижения детерминированной помехи.

Во-вторых, необходимо повысить четкость телевизионной системы. Применение в системах со сканированием линейных ПЗС и ПЗС в режиме временной задержки и накопления позволяет достичь практически неограниченной четкости [34]. В кадровых системах четкость можно повысить при работе матриц ПЗС в режиме полной засветки, а также путем стыковки отдельных матриц на едином основании с минимальными зазорами между ними.

В-третьих, необходимо разработать специальные алгоритмы обработки сигнала, позволяющие реализовать высокие измерительные свойства телевизионных систем на ПЗС. Эти свойства обусловлены жестким растром,

линейным фотооткликом и стабильностью параметров ПЗС. В связи с этим особое значение приобретает малокадровый режим, поскольку в этом режиме достигаются максимальная чувствительность и динамический диапазон, а также снижаются требования к быстродействию ЭВМ при обработке сигнала в реальном масштабе времени.

В-четвертых, необходимо обеспечить оперативное управление параметрами телевизионной системы в широких пределах.

Первые же испытания телевизионных камер на отечественных ПЗС, работающих в квазивещательном режиме [35, 36], показали их перспективность в телевизионных системах с перестраиваемыми параметрами. Регулировка времен кадра, накопления, числа строк и элементов, а также формы апертуры может производиться с качеством и в диапазонах, значительно превышающих уровни, достигнутые в телекамерах на передающих трубках.

1.1. ДЕТЕРМИНИРОВАННЫЕ ПОМЕХИ

Чувствительность телевизионной камеры на ПЗС определяется эффективностью накопления заряда и помехой, которая складывается из двух составляющих: детерминированных помех и флуктуационных шумов. Детерминированные помехи, в свою очередь, состоят из коммутационной помехи (наводки от импульсных напряжений на электродах матрицы) и геометрического шума (неоднородностей темнового тока и чувствительности элементов матрицы ПЗС). Флуктуационный шум представляет собой совокупность шумов: фотонных, темнового тока, фонового заряда, минимально необходимого для эффективного переноса («жирного нуля»), переноса, входного и выходного устройств. Рассмотрим способы увеличения чувствительности путем уменьшения влияния помехи.

Уровень коммутационной помехи при большой скорости считывания значительно превышает уровень полезного сигнала и перекрывает весь динамический диапазон. Этот уровень может быть снижен при использовании схемы выборки-хранения. Коммутационная помеха также уменьшается при снижении частоты считывания (рис. 1.1) (переход в малокадровый режим), что упро-

ощает построение схем выборки-хранения и коррелиро-

Форму сигнала изображения одного элемента на выходе матричного ПЗС можно пояснить следующим образом. Нижний уровень сигнала соответствует потенциалу на выходе ПЗС после сброса информационного заряда в стирающий диод (рис. 1.2). Промежуточный уровень сигнала изображения соответствует (для больших сигналов) потенциалу на выходе ПЗС, когда заряд разделен

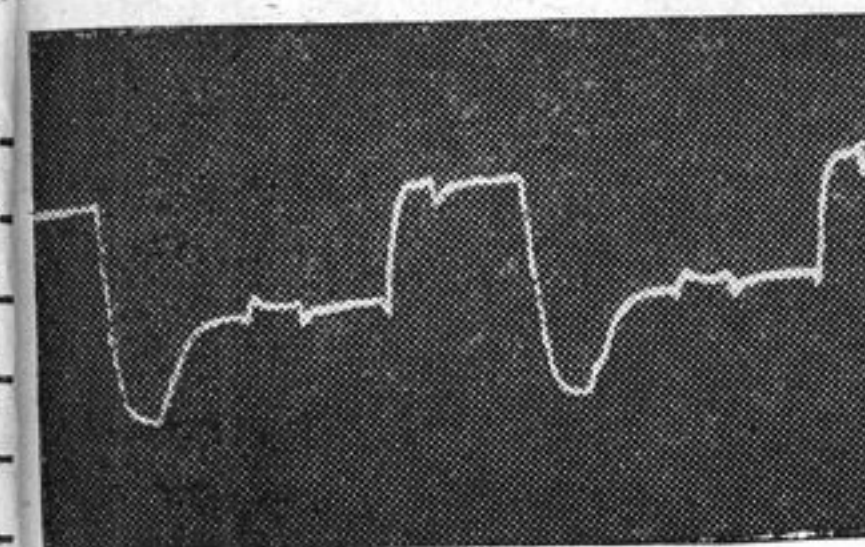


Рис. 1.1. Сигнал изображения на выходе ПЗС в малокадровом режиме

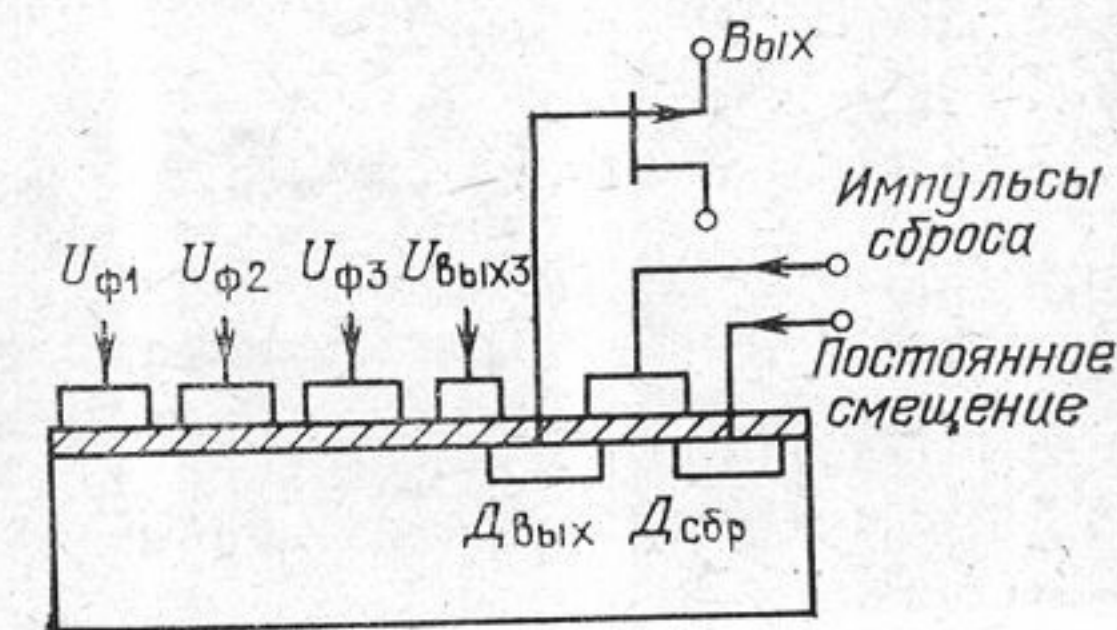


Рис. 1.2. Структура выходного устройства с плавающей диффузионной областью ($U_{\phi 1}$ — $U_{\phi 3}$ — напряжения на фазах, $U_{\text{вых}3}$ — напряжение на выходном затворе, $D_{\text{вых}}$, $D_{\text{сбр}}$ — выходной и сбрасывающий диоды)

между последним электродом третьей фазы (которой оканчивается нижний регистр), выходным затвором и выходным диодом, верхний уровень — потенциалу на выходе ПЗС, когда весь заряд одного элемента находится в выходной диффузионной области.

Термогенерация носителей в области пространственного заряда, частично вне этой области, а также на поверхности кремния создает темновой заряд в потенциальной яме, характеризуемый скоростью его изменения на единице площади (темновой ток измеряется в наноамперах на сантиметр в квадрате).

Наличие темнового тока приводит к сокращению динамического диапазона и увеличению шума. Влияние темнового тока особенно проявляется при увеличении времени кадра — при работе в малокадровом режиме [37 ... 39]. Но еще большее влияние на качество изображения оказывают точечные неоднородности темнового тока — одна из форм проявления геометрического шума. Здесь под геометрическим шумом понимаются фиксированные (т. е. свойственные одному или группе элементов ПЗС) отклонения темнового и светового токов от средних уровней.

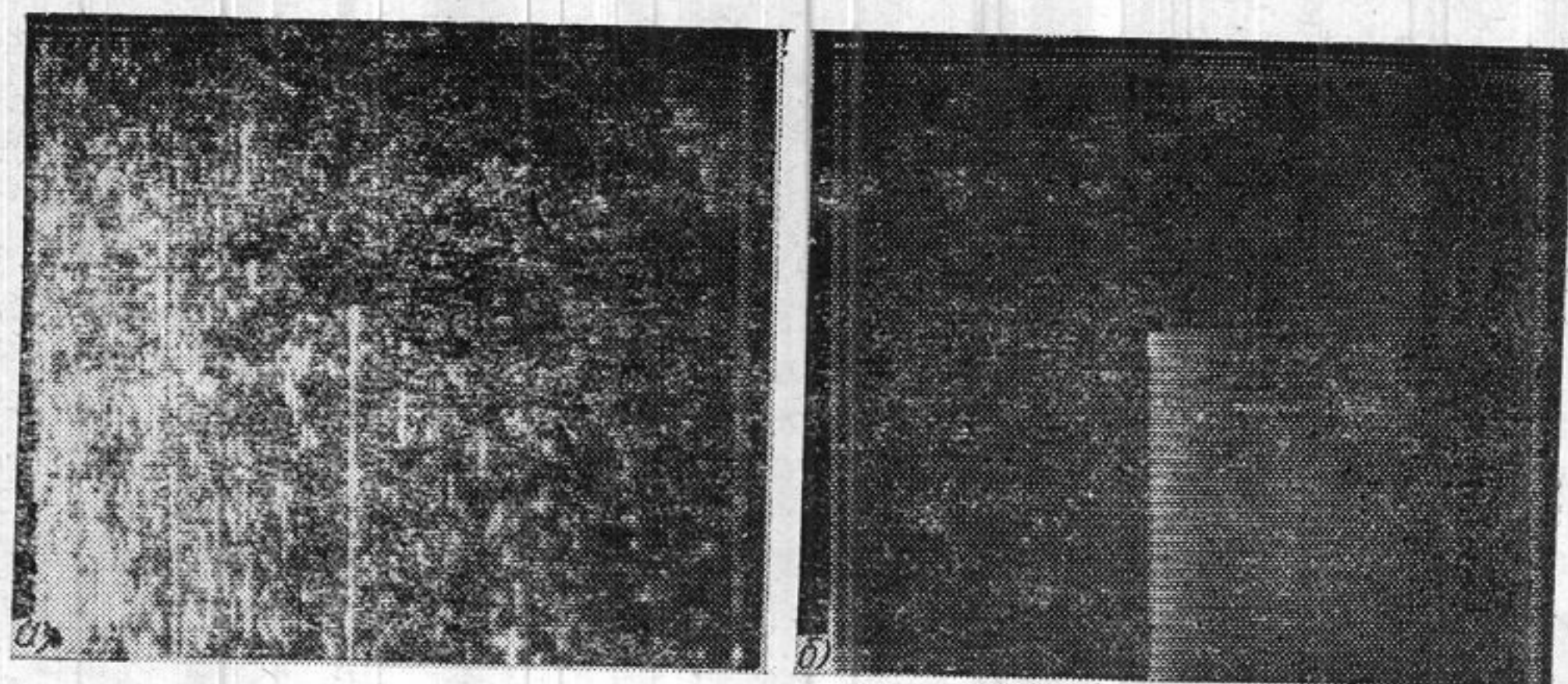


Рис. 1.3. Точечные неоднородности темнового тока при работе телекамеры:
а — в обычном режиме (время накопления и кадра 0,6 с); б — в режиме с электронным затвором (время кадра 0,6 с, время накопления 0,06 с)

Амплитуда сигнала точечной неоднородности может довольно значительно превысить средний уровень темнового тока. Точечные неоднородности, которые являются следствием наличия центров повышенной термогенерации в объеме и на поверхности кремния (рис. 1.3,а), как правило, занимают от одного до нескольких элементов матрицы ПЗС (рис. 1.3,а). Резко выраженный дискретный характер точечной неоднородности не позволяет применять метод Шейдинга для увеличения равномерности телевизионного сигнала, а компенсация их путем запоминания и последующего вычитания требует создания ОЗУ на кадр [40]. Точечные неоднородности подчиняются тем же временным и температурным закономерностям, что и средняя составляющая темнового тока, т. е. темновой заряд прямо пропорционален времени накопления и уменьшается примерно в 2 раза при понижении температуры ПЗС на каждые 10 К [29].

В режиме телекамеры с электронным затвором (рис. 1.3,б) (в котором используется временная зависимость темнового тока) или при охлаждении ПЗС до -40°C (рис. 1.4) можно снизить неоднородности темнового тока соответственно в 10 и 100 раз.

Для снижения неоднородностей темнового тока можно также использовать зависимость его от напряжения на накопительном электроде ПЗС U_n .

Амплитуда точечной неоднородности либо слабо зависит от напряжения на электроде [29], либо экспоненциально увеличивается [40].

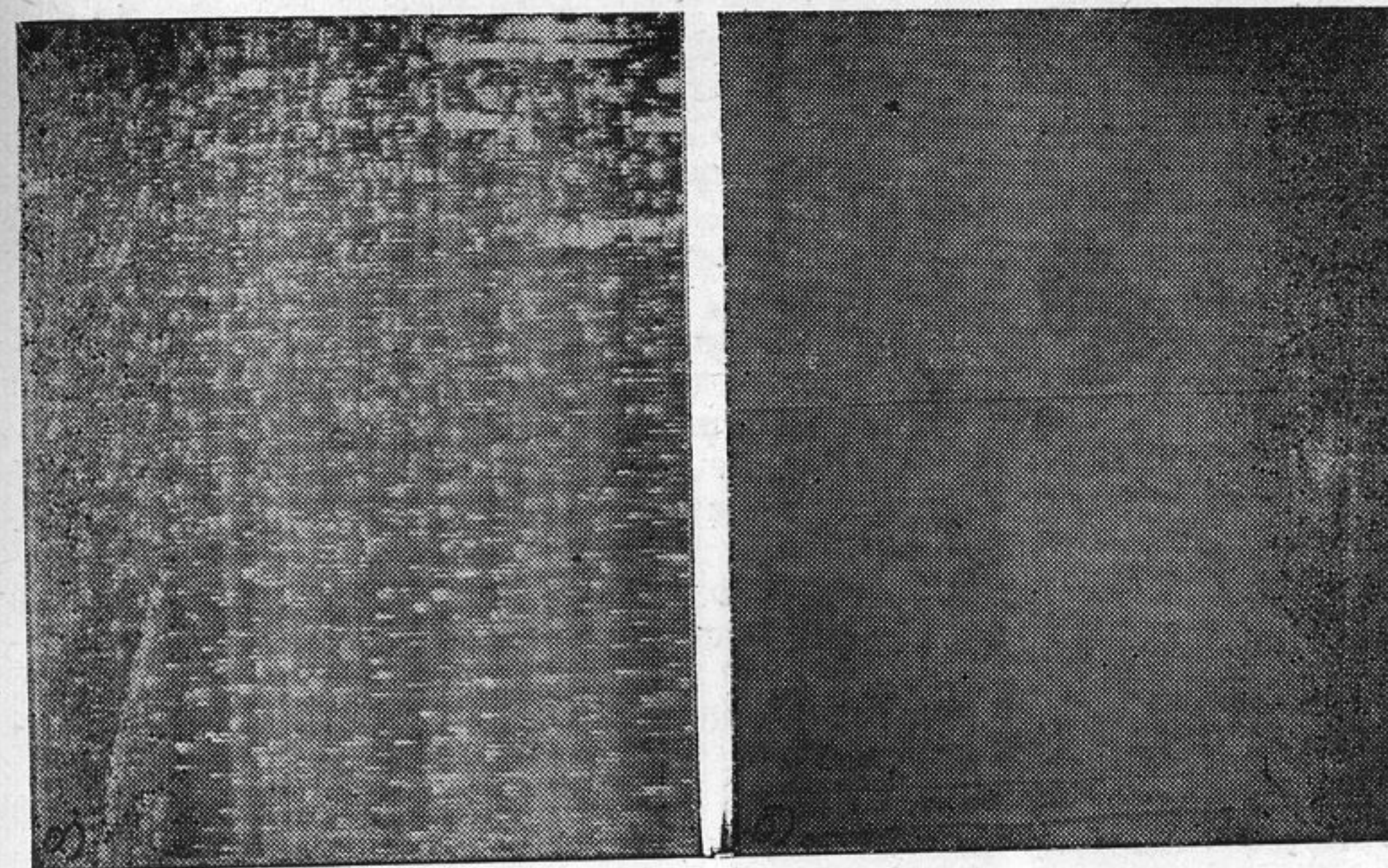


Рис. 1.4. Точечные неоднородности темнового тока при времени кадра 1 с и охлаждении матрицы ПЗС:
а — при 20°C ; б — при -40°C

Проведенные исследования показали, что в одной и той же матрице ПЗС могут быть две наиболее характерные группы точечных неоднородностей, амплитуда которых практически не изменяется в пределах рабочего интервала напряжений на электроде и резко возрастает при увеличении напряжения. Точечные неоднородности с амплитудой, не зависящей от напряжения (рис. 1.5,

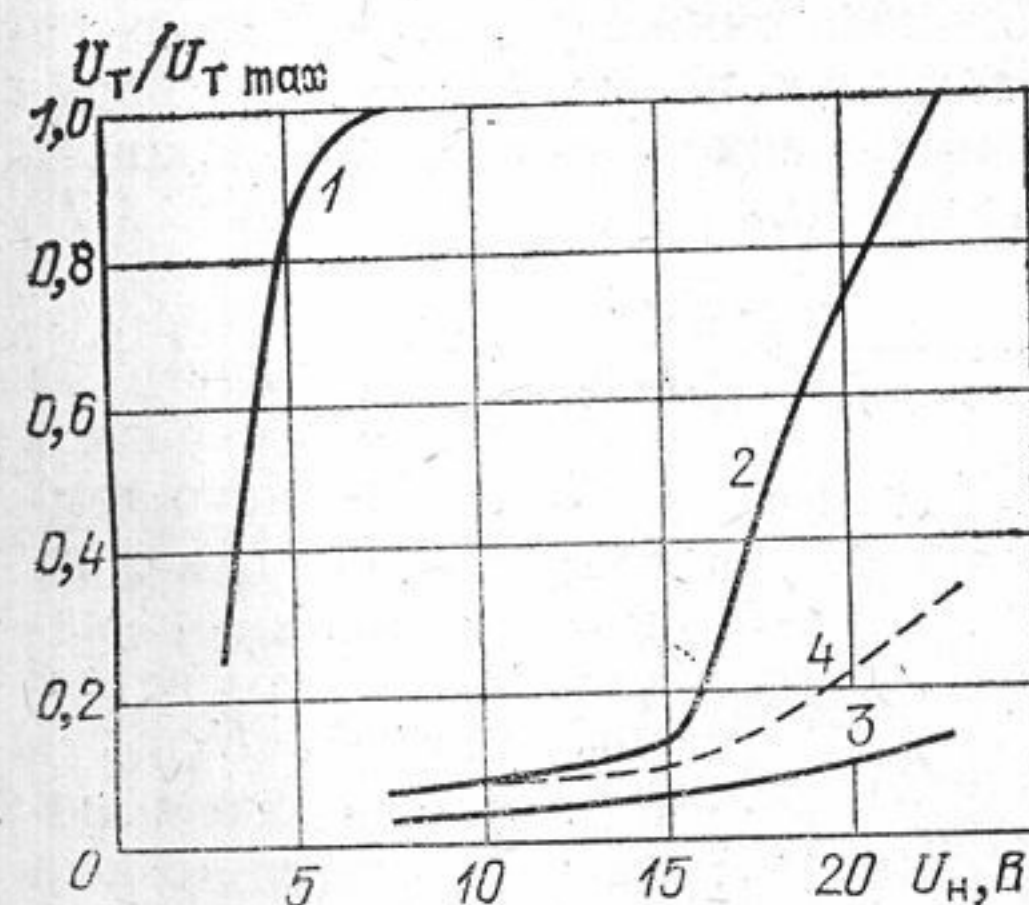


Рис. 1.5. Экспериментальная (сплошная линия) и расчетная (штриховая) зависимости геометрического шума при постоянном (1, 2) и пилообразном (3, 4) напряжении на накопительном электроде ПЗС

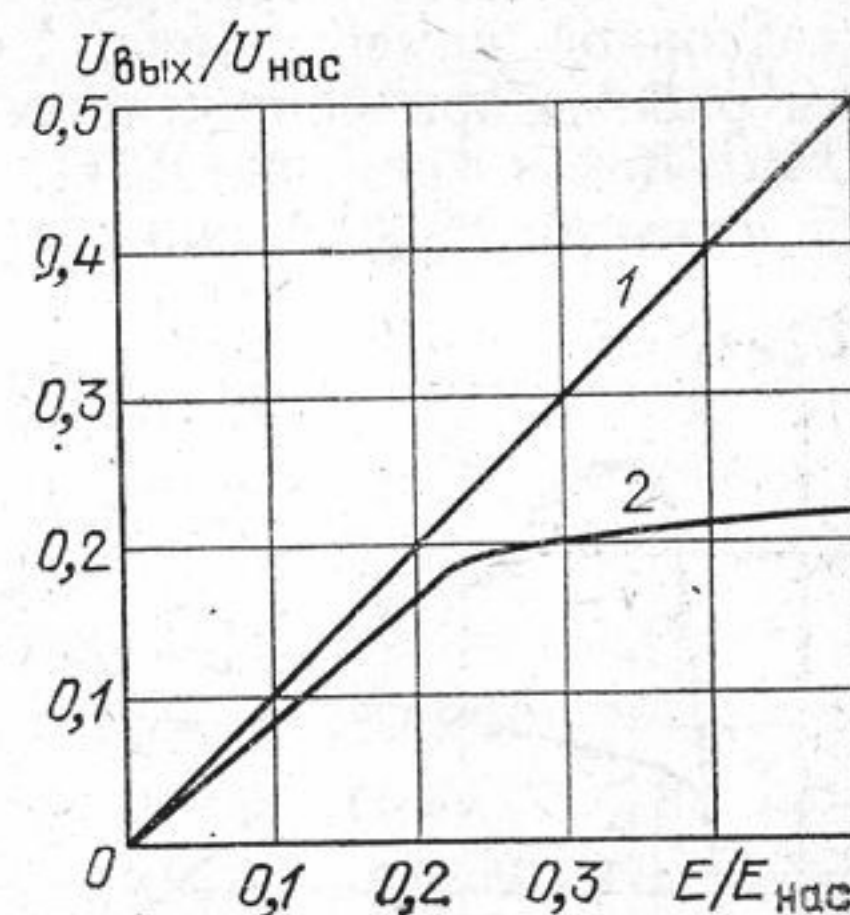


Рис. 1.6. Зависимости нормированного выходного напряжения от нормированной освещенности источника света типа А при напряжениях на электродах:
1 — 14 В; 2 — 2 В

кривая 1) возможно, вызваны загрязнениями поверхности кремния. Неоднородности, резко зависящие от напряжения (кривая 2), вызваны изменением поверхностного потенциала и сечения захвата в полупроводнике или микропробоем диэлектрика при повышении напряжения на электроде.

Из анализа зависимостей, приведенных на рис. 1.5, можно предложить такой режим накопления, при котором в значительной степени уменьшается геометрический шум без снижения максимального значения накопленного заряда [39]. В этом режиме на электрод ПЗС должно подаваться пилообразное напряжение, причем в начальный момент минимальное напряжение $U_{н\ min}$ должно обеспечить минимальную потенциальную яму под электродом. Максимальное напряжение $U_{н\ max}$ при этом достигается в конце интервала накопления. Очевидно, что в таком режиме динамический диапазон не ограничивается, поскольку в течение интервала накопления емкость потенциальной ямы линейно возрастает, а это обеспечивает линейное накопление заряда даже при максимальной освещенности ПЗС.

Исходя из предположения о линейной временной зависимости геометрического шума и линейного изменения емкости потенциальной ямы уровень геометрического шума $U_{г.ш}$ при пилообразном напряжении накопления можно определить, используя зависимость $U_{г.ш}(U_n)$:

$$U_{г.ш} = \frac{1}{U_{н\ max} - U_{н\ min}} \int_{U_{н\ min}}^{U_{н\ max}} U_{г.ш}(U_n) dU_n.$$

Сравнение расчетной (рис. 1.5, кривая 3) и экспериментальной (кривая 4) зависимостей показывает большее относительное падение уровня геометрического шума при эксперименте, что можно объяснить уменьшением средней составляющей темнового тока. В среднем уровень геометрического шума уменьшается в 4 раза. Когда допустимо некоторое снижение динамического диапазона телевизионной камеры (рис. 1.6), большее снижение шума дает режим работы при пониженных напряжениях на электродах во время накопления и хранения [41]. Так, уменьшение напряжения накопления с 15 до 2...3 В снижает темновой ток в 5...6 раз (рис. 1.7).

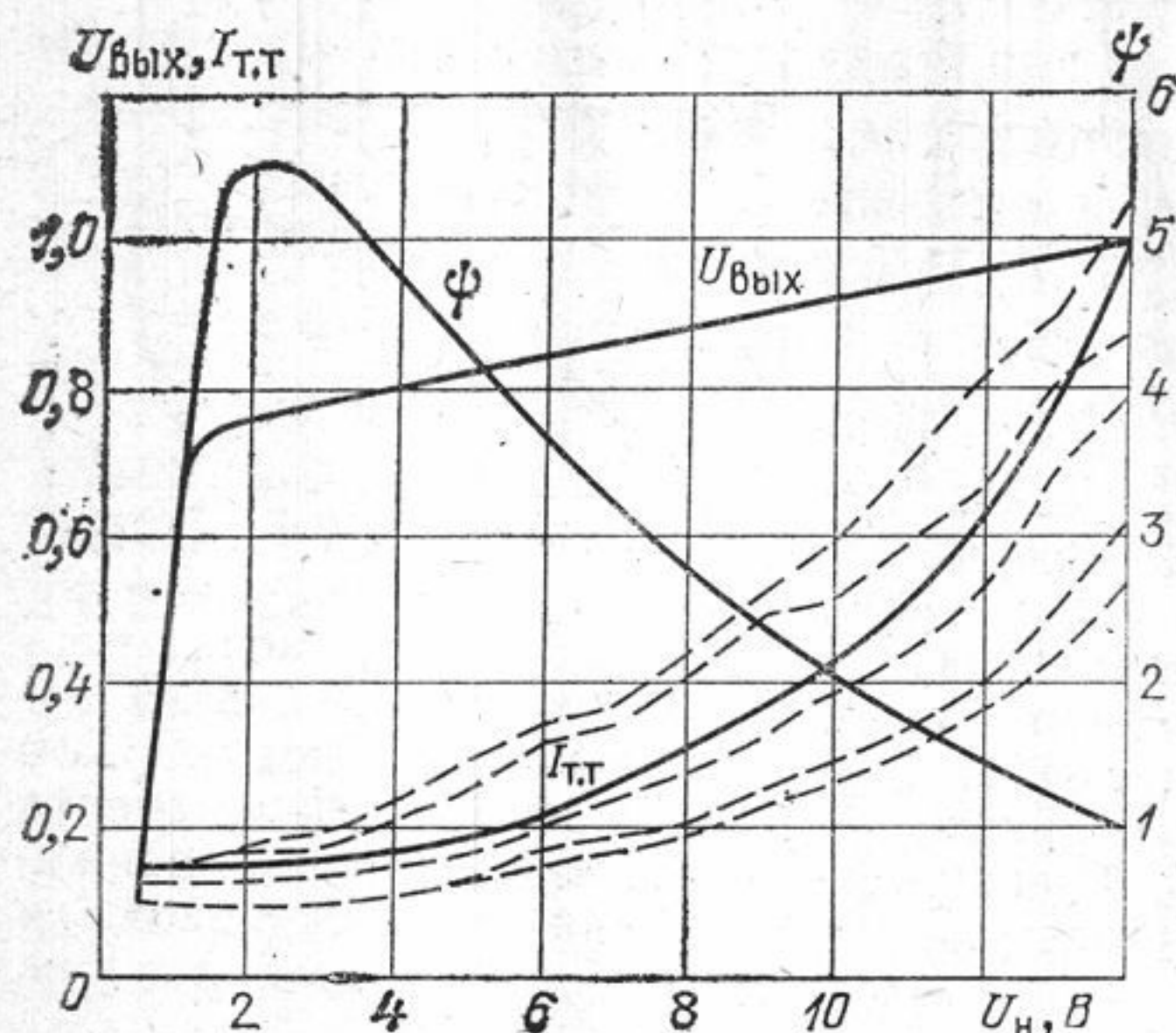


Рис. 1.7. Зависимость относительного размаха интегрального темнового тока $I_{т.т.}$, размаха сигнала от малоконтрастного источника света $U_{вых}$ и нормированного отношения сигнал-помеха ψ от напряжения на электродах секции накопления U_n матричного ПЗС типа 1200ЦМ-1 (штриховые линии — зависимости размаха темнового тока в различных элементах ПЗС)

При этом напряжение на электродах во время переноса в этом режиме неизменно и равно 12 В. Сигнал изображения на выходе ПЗС при снижении напряжения падает достаточно медленно, и отношение сигнал-помеха достигает максимума при напряжении на электродах 2...3 В. Эффективность введения режима с пониженным напряжением в телекамере на ПЗС 1200ЦМ 1 наглядно видно из фотографий изображений темнового тока при нормальном и пониженном напряжениях (рис. 1.8).

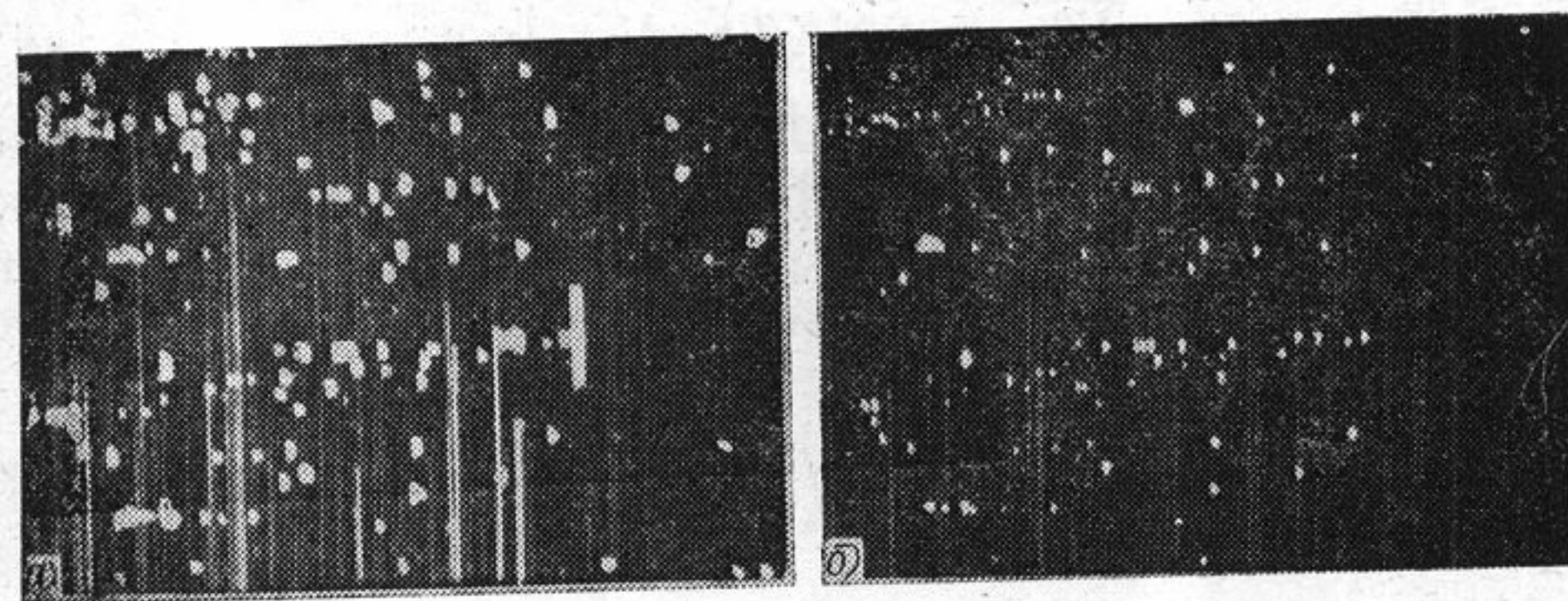


Рис. 1.8. Темновой ток матричного ПЗС на экране ВКУ при напряжениях на электродах секций накопления и памяти:
а — $U_n = U_p = 14$ В; б — $U_n = U_p = 2$ В

Неоднородность чувствительности элементов обуславливается отклонением размеров электродов от номинальных, а также загрязнением поверхности матрицы ПЗС. Неоднородность чувствительности обычно не превышает 3% [40], но может достигать 10%.

Компенсировать неоднородность чувствительности можно умножением сигнала с элементов на коэффициенты, полученные в результате световой калибровки телевизионной камеры.

Световая калибровка производится путем перекрытия внешнего светового потока и введения равномерной подсветки матрицы ПЗС. По значению выходного сигнала можно найти распределение чувствительности по элементам. Недостатком этого способа является необходимость применения механического фотозатвора. Если же на время калибровки существенно уменьшить интервал времени накопления и в течение его равномерно засветить матрицу ПЗС, то можно исключить операцию перекрытия внешнего светового потока. В выходном сигнале изображения будет содержаться информация о распределении чувствительности при незначительном влиянии внешней засветки.

1.2. ФЛУКТУАЦИОННЫЕ ШУМЫ

В телевизионных камерах на ПЗС различают следующие источники шумов [29]:

1. Шумы переноса $\overline{N^2_{\text{пер}}}$ возникают из-за случайного характера захвата и освобождения ловушками носителей зарядов при переносе. Для поверхностного канала

$$\overline{N^2_{\text{пер}}} = 2NKTS_{\phi} N_{\text{п.с}} \ln 2, \quad (1.1)$$

где N — число переносов; K — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; S_{ϕ} — площадь, занимаемая под электродом фоновым зарядом; $N_{\text{п.с}}$ — плотность поверхностных состояний.

Для объемного канала

$$\overline{N^2_{\text{пер}}} = 2NV_c \sum_k N_{\text{о.с}k} \exp(-t/\tau_k) [1 - \exp(-t/\tau_k)], \quad (1.2)$$

где V_c — объем, занимаемый зарядовым пакетом; $N_{\text{о.с}k}$ — плотность объемных состояний k -го уровня; τ_k — постоянная времени генерации k -го уровня.

Из (1.1) и (1.2) следует, что для поверхностного канала шумы переноса не зависят от скорости считывания, а для объемного — зависят сильно. Эта зависимость определяется числом уровней захвата в запрещенной зоне.

2. Шумы генерации фонового $\overline{N^2_{\text{г.ф}}}$ и темнового $\overline{N^2_{\text{г.т}}}$ зарядов. Число носителей, генерируемых за определенное время, описывается распределением Пуассона, согласно которому дисперсия равна среднему значению числа генерированных носителей: $\overline{N^2_{\text{г.ф}}} = N_{\text{ф}}$ и $\overline{N^2_{\text{г.т}}} = N_{\text{т}}$.

3. Шум электрической инжекции $\overline{N^2_{\text{и}}} = KTC_{\text{вх}}/2q^2$, где $C_{\text{вх}}$ — емкость затвора во входном устройстве.

4. Шумы установки потенциала узла детектирования (КТС-шум) $\overline{N^2_{\text{д}}} = 2KTC/3q^2$, где C — емкость измерительной ямы выходного устройства.

В малокадровом режиме при низкой скорости считывания заряда эти шумы уменьшаются до $\overline{N^2_{\text{д}}} = KTC/2q^2$.

5. Шумы выходного транзистора (без учета шумов типа $1/f$, где f — частота) $\overline{N^2_{\text{тр}}} = \epsilon_{\text{п}}^2 F_{\text{ш}} C^2 / q^2$, где $\epsilon_{\text{п}}$ — эквивалентное шумовое напряжение транзистора; $F_{\text{ш}}$ — шумовая полоса усилителя.

Найдем отношение сигнал-шум ψ на выходе телекамеры на ПЗС с поверхностным каналом переноса. Это отношение значения зарядового пакета с учетом потерь

при переносе к суммарному значению шума. Потери заряда при переносе разделяются на пропорциональные $[1 - (1 - \epsilon)^N] N_c$, зависящие от числа переносимых носителей N_c (ϵ — неэффективность переноса заряда), и постоянные потери $S_{\phi} K T N_{\text{п.с}} \gamma \ln(pN_0 + 1)$, где S_{ϕ} — площадь электрода ПЗС; γ — параметр краевого эффекта; p — число фаз регистра, N_0 — число предшествующих пакетов с фоновым зарядом.

Для увеличения отношения сигнал-шум можно предпринять следующие меры. Охладить ПЗС-фотоприемник, что уменьшит генерационный шум темнового заряда. При этом также несколько снизятся шумы переноса. Шумы установки потенциала детектирующего узла, а также шумы выходного усилителя (типа $1/f$) могут быть снижены использованием двойной коррелированной выборки (ДКВ) (рис. 1.9).

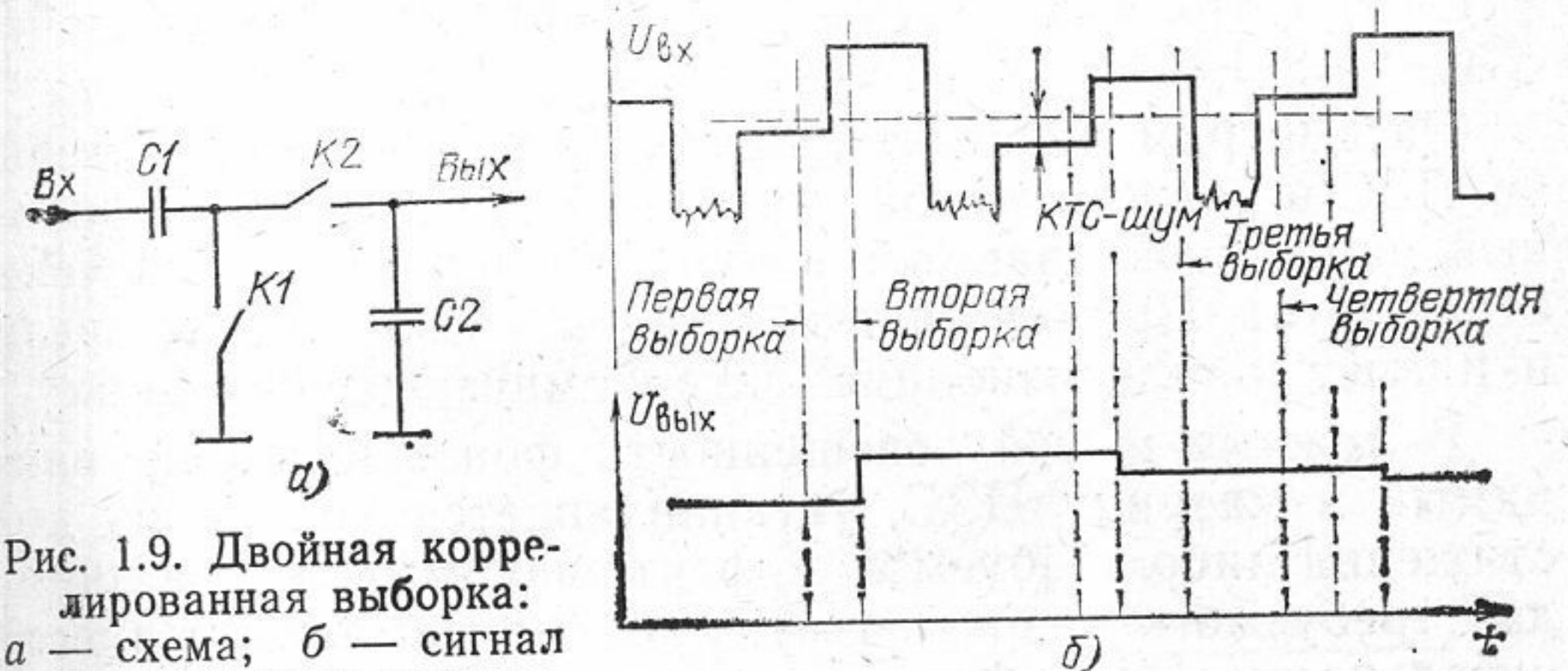


Рис. 1.9. Двойная коррелированная выборка: а — схема; б — сигнал на входе и на выходе

Величина и способ введения фонового заряда зависят от условий эксплуатации телевизионной камеры на ПЗС. Рассмотрим два основных варианта работы телевизионной камеры: с большим уровнем внешнего фона (фоновый заряд $N_{\text{ф}} > 0,1 N_{\text{мах}}$, где $N_{\text{мах}}$ — максимальное число носителей, накапливаемых в элементе ПЗС) и с нулевым.

В первом варианте необходимость введения фонового заряда для снижения потерь при переносе отпадает. Тогда отношение сигнал-шум ψ определяется шумами переноса $\overline{N^2_{\text{пер}}}$, генерационными шумами фонового заряда $\overline{N^2_{\text{г.ф}}}$ и шумами усилителя $\overline{N^2_{\text{тр}}}$:

$$\psi = \frac{(1 - \epsilon)^N N_c}{\sqrt{2NKTS_{\phi} N_{\text{п.с}} \ln 2 + N_{\text{ф}} + 2\overline{N^2_{\text{тр}}}}} \quad (1.3)$$

Умножение $\overline{N}_{\text{тр}}^2$ на 2 учитывает увеличение шумов на выходе схемы двойной коррелированной выборки. Для типовых матриц с плотностью поверхностных состояний $N_{\text{п.с}} = 1 \cdot 10^9 \text{ см}^{-2} \cdot \text{эВ}^{-1}$ (что соответствует $\varepsilon = 10^{-5}$), при $N = 1500$, $S_{\text{ф}} = S_{\text{э}} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ см}^2$ и $T = 233 \text{ К}$ среднеквадратическое значение шума переноса составляет 450 электронов. Генерационный шум фонового заряда ($N_{\text{ф}} = 0,1 N_{\text{max}} = 2 \cdot 10^5 \text{ эл}$) $N_{\text{г.ф}} = 450 \text{ эл}$. Шум выходного транзистора для лучших образцов приборов ПЗС $N_{\text{тр}} = 50 \text{ эл}$. В данном случае результирующий шум

$$\begin{aligned} \overline{N}_{\text{р}} &= \sqrt{\overline{N}_{\text{пер}}^2 + \overline{N}_{\text{г.ф}}^2 + \overline{N}_{\text{тр}}^2} = \\ &= \sqrt{450^2 + 450^2 + 50^2} = 640 \text{ эл.} \end{aligned}$$

При больших значениях фонового заряда шумы и чувствительность телевизионной камеры будут определяться фотонными шумами. Например, при $N_{\text{ф}} = 0,9 N_{\text{max}} = 1,8 \cdot 10^6 \text{ эл.}$, $\overline{N}_{\text{г.ф}} = 1340 \text{ эл.}$, $N_{\text{р}} = 1420 \text{ эл.}$

Рассмотрим чувствительность телевизионной камеры на ПЗС в режиме малой освещенности, т. е. когда фоновый заряд, создаваемый натурной сценой, практически отсутствует. Пример такого сюжета — наблюдение звезд и планет в телевизионных астрономических системах.

В режиме малой освещенности фоновый заряд, вводимый в матрицу ПЗС, устанавливается исходя из достижения либо требуемой эффективности переноса заряда (требуемого разрешения), либо максимальной чувствительности [42]. Фоновый заряд может быть введен инжекцией заряда через входные устройства регистров или равномерной внешней подсветкой матрицы ПЗС. Комбинация этих способов иногда позволяет достигнуть лучших результатов. Например, если для получения требуемой эффективности переноса необходимое значение фонового заряда для нижнего регистра больше, чем для секции накопления и памяти, то целесообразно фоновый заряд в секции накопления создать подсветкой, а недостающую часть его в нижнем регистре ввести инжекцией через входное устройство этого регистра. Шумы инжекции, как было отмечено выше, определяются емкостью затвора, которую необходимо снизить до такого значения, при котором шумы инжекции будут меньше шумов переноса, генерационного шума и шума усилителя. Например, изготовление затвора с емкостью 0,01 пФ позволило снизить шумы инжекции до 45 эл. [31].

Теоретически и экспериментально показано [29], что шумы переноса пропорциональны площади, занимаемой фоновым зарядом под электродом $S_{\text{ф}}$, а следовательно, и значению фонового заряда $Q_{\text{ф}}$ (рис. 1.10). Очевидно, что при наблюдении достаточно протяженного объекта изображения можно пренебречь влиянием постоянных потерь, которые проявляются в виде деградации переднего края последовательности зарядовых пакетов. Тогда для увеличения чувствительности телевизионной камеры необходимо уменьшить фоновый заряд до значения, при котором шумы переноса становятся меньше шумов других источников.

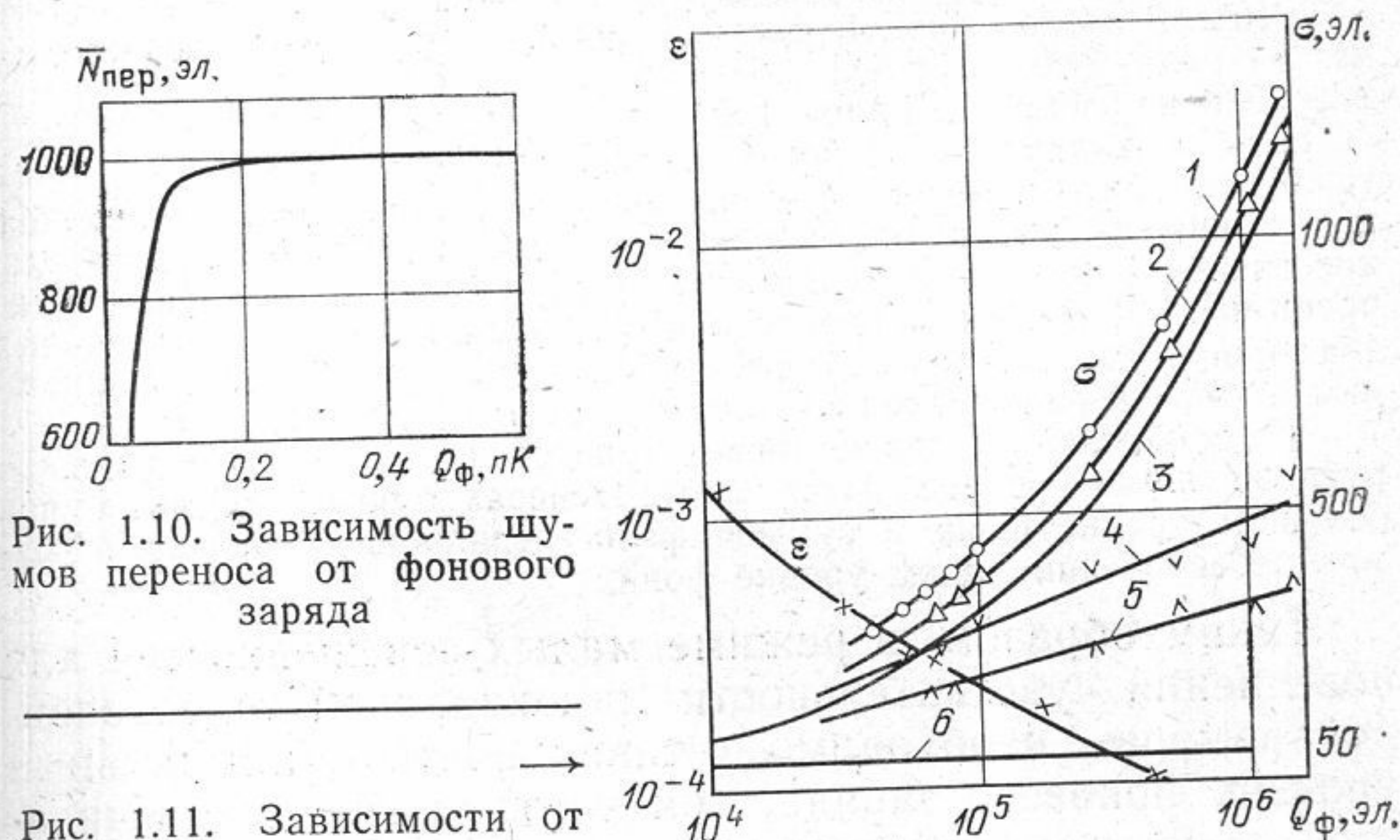


Рис. 1.10. Зависимость шумов переноса от фонового заряда

Рис. 1.11. Зависимости от фонового заряда:

неэффективности переноса ε ; 1, 2 — среднеквадратических значений шума σ телевизионной камеры на ПЗС при $T = 193,103 \text{ К}$; 3 — шума фотоэлектронов; 4, 5 — шумов переноса при $T = 193,103 \text{ К}$; 6 — шума усилителя

Поскольку шумы инжекции также снижаются при уменьшении фонового заряда, чувствительность в конечном счете будет определяться шумами выходного транзистора $\overline{N}_{\text{тр}} = 50 \text{ эл.}$, т. е. при снижении фонового заряда чувствительность увеличивается более чем на порядок. Столь малый уровень шума показывает реальную возможность достижения режима счета фотонов даже на матрице с поверхностным каналом переноса.

При наблюдении малоразмерного объекта снижение фонового заряда, с одной стороны, уменьшает шумы переноса, генерационные и шумы инжекции, с другой стороны, увеличивает потери сигнала зарядового пакета.

та. В [42] показано, что существует оптимальное значение фонового заряда, при котором отношение сигнал-шум максимально. Поскольку каждый элемент зарядового изображения матрицы ПЗС претерпевает разное число переносов, то, очевидно, что для каждого элемента необходим свой уровень фонового заряда для достижения максимальной чувствительности по полю: минимальный для элементов с малым числом переносов и максимальный для элементов с наибольшим числом переносов.

Для оценки потенциальных возможностей малокадровых телевизионных систем с охлаждением были проведены экспериментальные исследования при температурах матрицы ПЗС -80 и -170°C [43...45]. В малокадровой телевизионной камере была использована матрица ПЗС с поверхностным каналом и числом элементов 232×288 при времени кадра 1 с.

Шум выходного устройства матрицы ПЗС и предварительного усилителя был измерен при постоянных напряжениях смещения, приложенных к электродам нижнего регистра. Среднеквадратическое значение этого шума, пересчитанное к узлу детектирования, не превышает 50 эл. Шум переноса вычислялся исходя из полученных значений шума выходного сигнала матрицы ПЗС, фотогенерационных шумов, шумов выходного устройства и усилителя.

Из приведенных зависимостей (рис. 1.11) видно, что результирующие шумы определяются фотогенерационными шумами при большом уровне фона и суммой фотогенерационных шумов и шумов переноса при малом уровне фона.

Таким образом, в режиме малых освещенностей для повышения чувствительности малокадровой телевизионной камеры необходимо устанавливать минимальный уровень фонового заряда, при котором еще обеспечивается требуемая эффективность переноса заряда (требуемое разрешение). Лучшие матрицы ПЗС с поверхностным каналом, изготовленные с применением высокотемпературной операции геттерирования (очистки поверхности), могут работать без фонового заряда. Результирующие шумы этих матриц составляют 70 эл., а динамический диапазон телекамеры достигает 20 000. Динамический диапазон в сочетании с большой емкостью потенциальной ямы ПЗС с поверхностным каналом ($2 \cdot 10^6$ эл.) обеспечивает пороговый контраст 0,4%.

В телевизионной камере на матрице ПЗС со скрытым каналом шумы переноса аналогично зависят от фонового заряда. Однако вследствие существенно лучшей эффективности переноса в большинстве случаев фоновый заряд в матрицу ПЗС со скрытым каналом не вводится. Тогда шумы телевизионной камеры на матрице ПЗС со скрытым каналом определяются шумами переноса и

шумами выходного транзистора. Минимальное значение результирующих шумов, достигнутое на настоящий момент, составляет 10 эл. [46, 47].

Анализируя зависимость результирующих шумов от фонового заряда (рис. 1.12), можно выделить три наиболее характерные области.

При малом фоне результирующие шумы определяются шумами усилителя *I*, при среднем *II* — шумами усилителя и переноса, а при большом фоне *III* — фотонными шумами. Если не компенсировать неоднородность чувствительности (путем предварительной калибровки и введения весовых коэффициентов для каждого элемента), то при большом фоне чувствительность будет определяться геометрическим шумом (рис. 1.12, штрих-пунктирная линия).

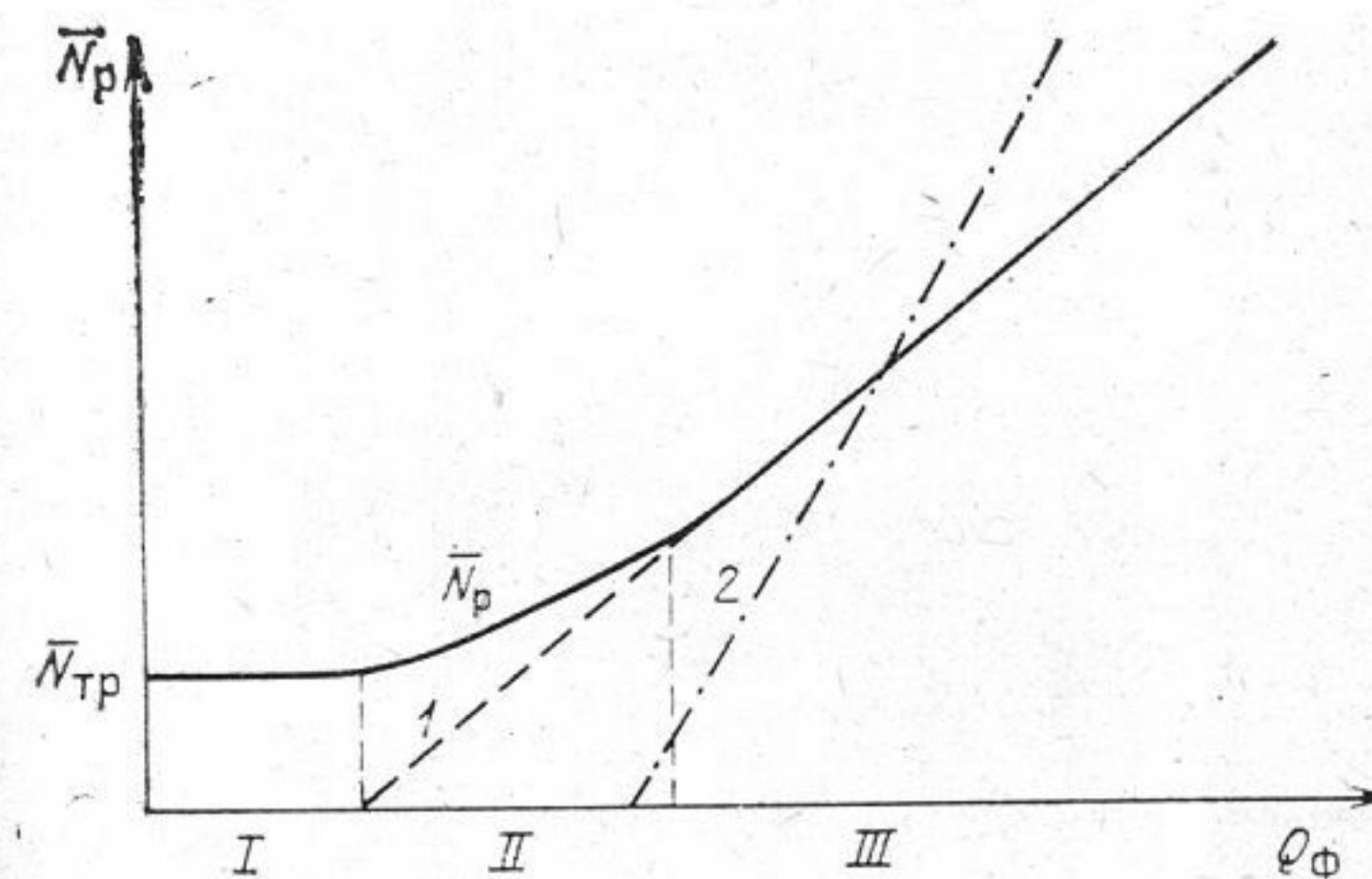


Рис. 1.12. Зависимости результирующих шумов $\bar{N}_p$ от фонового заряда:

1 — фотонный шум; 2 — геометрический шум неоднородной чувствительности элементов

В области *I* шумы могут быть дополнительно снижены, если применить счетверенную коррелированную выборку [47]. В этом случае сигнал в элементе относительно неинформационных участков измеряется дважды (см. рис. 1.9), после чего результаты измерений складываются, а отношение сигнал-шум увеличивается в $\sqrt{2}$ раз.

Дополнительным резервом увеличения чувствительности телевизионной камеры на ПЗС является возможность обмена разрешения на чувствительность непосредственно в матрице ПЗС [48]. При наблюдении слабосветящихся крупных объектов целесообразно складывать сигналы соседних элементов по строке и по кад-

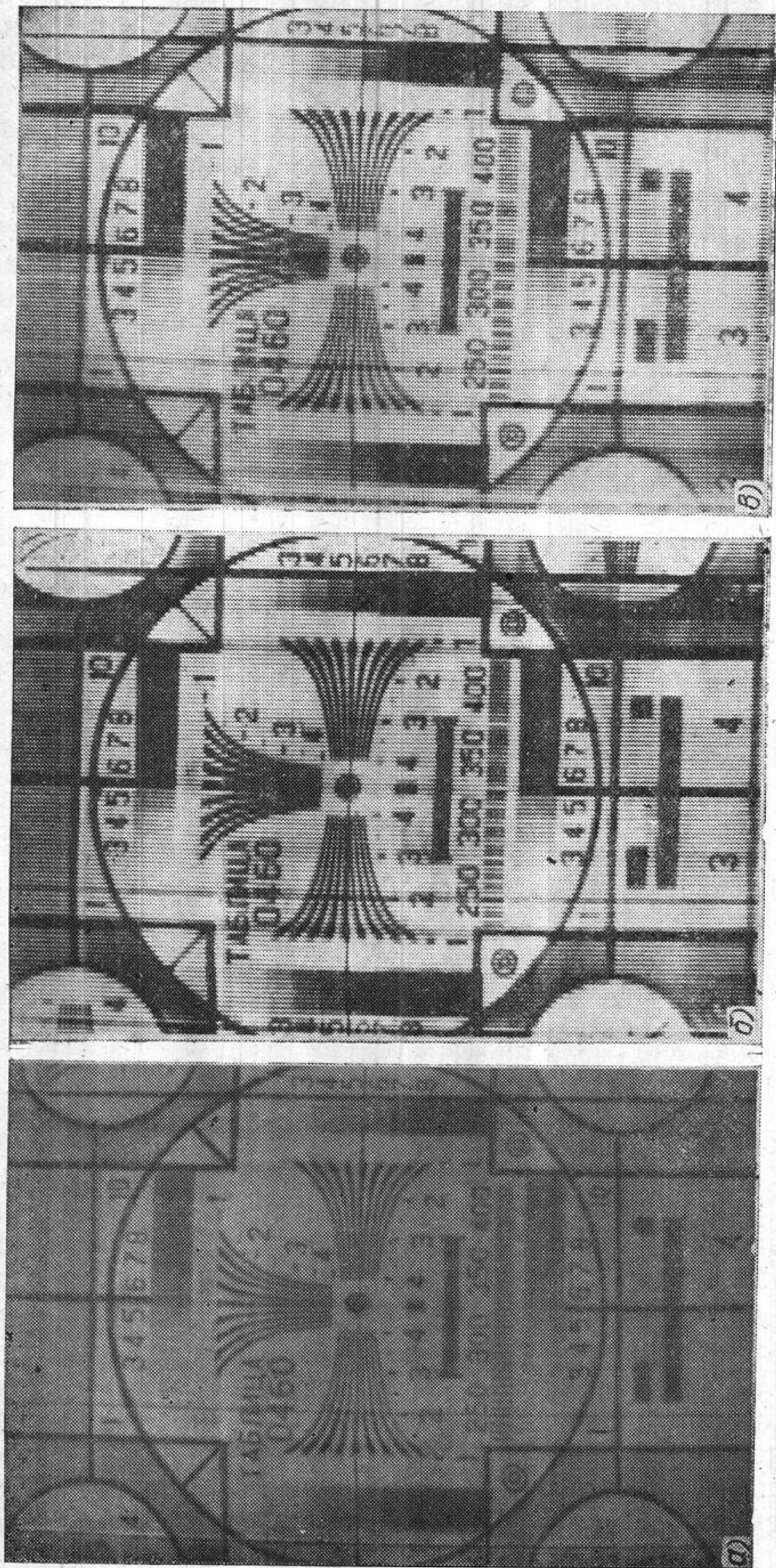


Рис. 1.13. Изображение испытательной таблицы ПЗС (360×576) при размерах апертуры, вы-
раженной в элементах разложения: а — 1×1; б — 3×3; в — 3×9

ру, формируя считывающую апертуру, согласованную с размерами наблюдаемого объекта. Благодаря простоте перестройки параметров разложения (см. § 1.7) эту операцию можно реализовать, складывая заряды с соседних строк в нижнем считывающем регистре матрицы ПЗС, а заряды с соседних элементов по строке в выходном диоде. Поскольку заряды складываются до их измерения в выходном устройстве, исключается увеличение шумов усилителя, установки потенциала детектирующего узла и уменьшается влияние шумов переноса нижнего регистра.

Увеличение чувствительности телевизионной камеры при изменении размеров считывающей апертуры иллюстрируется рис. 1.13. Телевизионные изображения получены при постоянной освещенности и различных размерах считывающей апертуры.

1.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Апертурная характеристика ПЗС. Оценивать частотные свойства дискретных фотоприемников *частотно-контрастной характеристикой* (ЧКХ) f/f_n (где f — частота, f_n — частота Найквиста) трудно потому, что, во-первых, форма ЧКХ (рис. 1.14) зависит от взаимного расположения испытательной миры и дискретных элементов ПЗС, во-вторых, сложно оценить влияние редукции частот [32] на качество изображения. Опишем частотные свойства ПЗС с помощью апертурной характеристики [49, 50].

Под апертурной характеристикой понимается зависимость эффективности сбора в элементе ПЗС носителей заряда, образующихся в полупроводнике при проекции светового пятна бесконечно малого размера, от местоположения этого пятна.

В [50] определена апертурная характеристика элемента по строке при освещенности ПЗС со стороны электродов как сумма дрейфовой составляющей $A_{\text{ОПЗ}}(x)$, характеризующей эффективность сбора носителей, образующихся в области пространственного заряда (ОПЗ) (рис. 1.15), и диффузионной $A_{\text{диф}}(x)$, характеризующей эффективность сбора носителей, образующихся вне ОПЗ: $A(x) = A_{\text{ОПЗ}}(x) + A_{\text{диф}}(x)$.

Дрейфовая составляющая

$$A_{\text{ОПЗ}} = [1 - \exp(-\alpha W)] a(x), \quad (1.4)$$

где α — коэффициент поглощения [51] (рис. 1.16) ($1/\alpha$ — глубина, на которой поток фотонов уменьшается в e раз); W — глубина ОПЗ (см. рис. 1.15), $a(x)$ — весовая функция (рис. 1.17), учитывающая поглощение фотонов в области стоп-каналов.

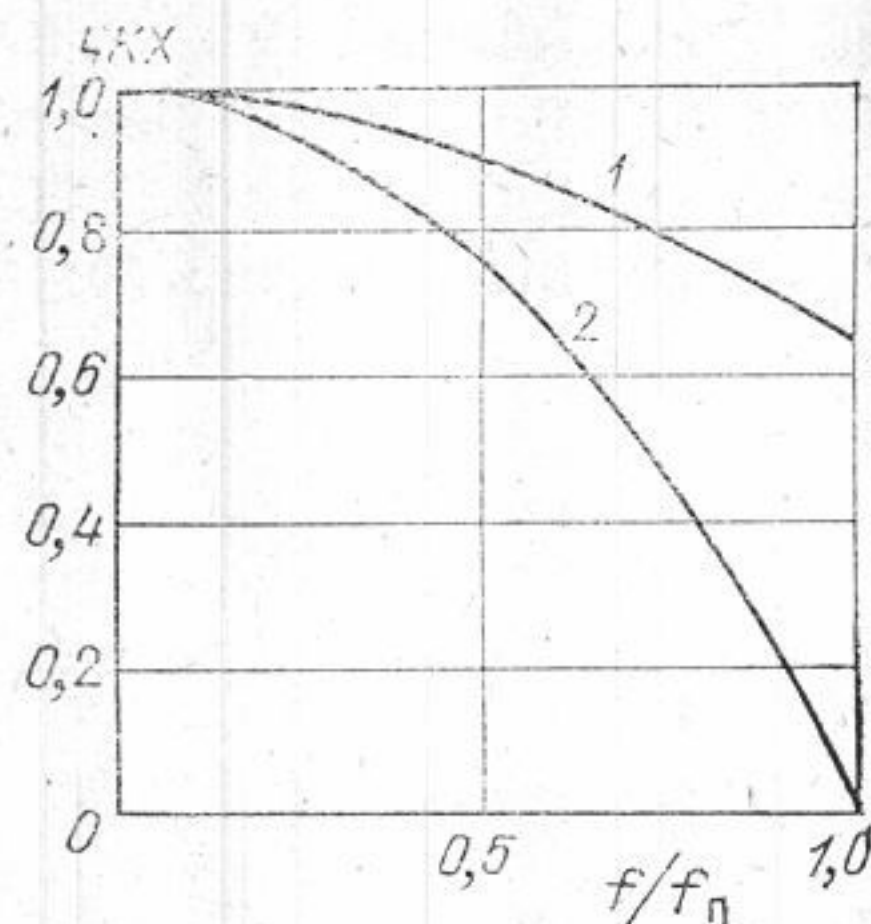


Рис. 1.14. Частотно-контрастные характеристики для матрицы с кадровым переносом:

1 — наилучшая фазировка; 2 — наихудшая

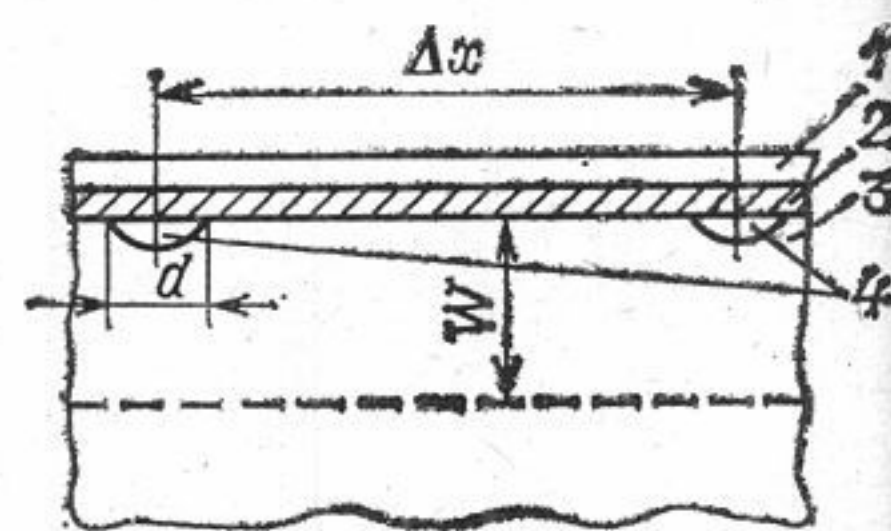


Рис. 1.15. Срез элемента ПЗС:

1 — металл; 2 — окисел; 3 — полупроводник; 4 — стоп-канал
(d — ширина стоп-канала)

Диффузионная составляющая

$$A_{\text{диф}}(x) = \frac{e^{-\alpha W} \alpha L_n}{\pi} \times \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \frac{\cos k(x-x_0) a(x_0)}{\sqrt{1+k^2 L_n^2 + \alpha L_n}} dk dx_0, \quad (1.5)$$

где L_n — диффузионная длина; k — пространственная частота.

Результаты расчета апертурной характеристики (рис. 1.18) показывают, что ее форма в значительной степени зависит от длины волны излучения и режима работы ПЗС. Для коротковолнового излучения с $\lambda \leq 0,6$ мкм (см. рис. 1.18) апертурная характеристика по строке приближается к прямоугольной, а ширина ее определяется расстоянием между стоп-каналами. С увеличением длины волны растет диффузионная составляющая аперттуры по отношению к дрейфовой, что приводит к увеличению ширины апертурной характеристики. В известных пределах форму апертурной характеристики можно приблизить к прямоугольной, увеличивая напря-

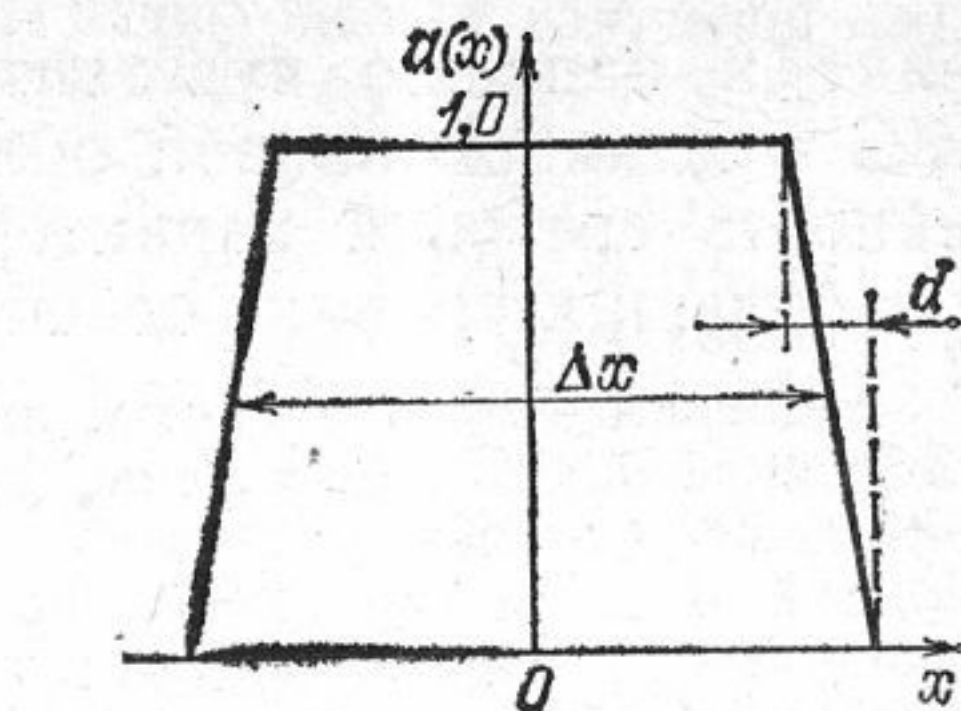
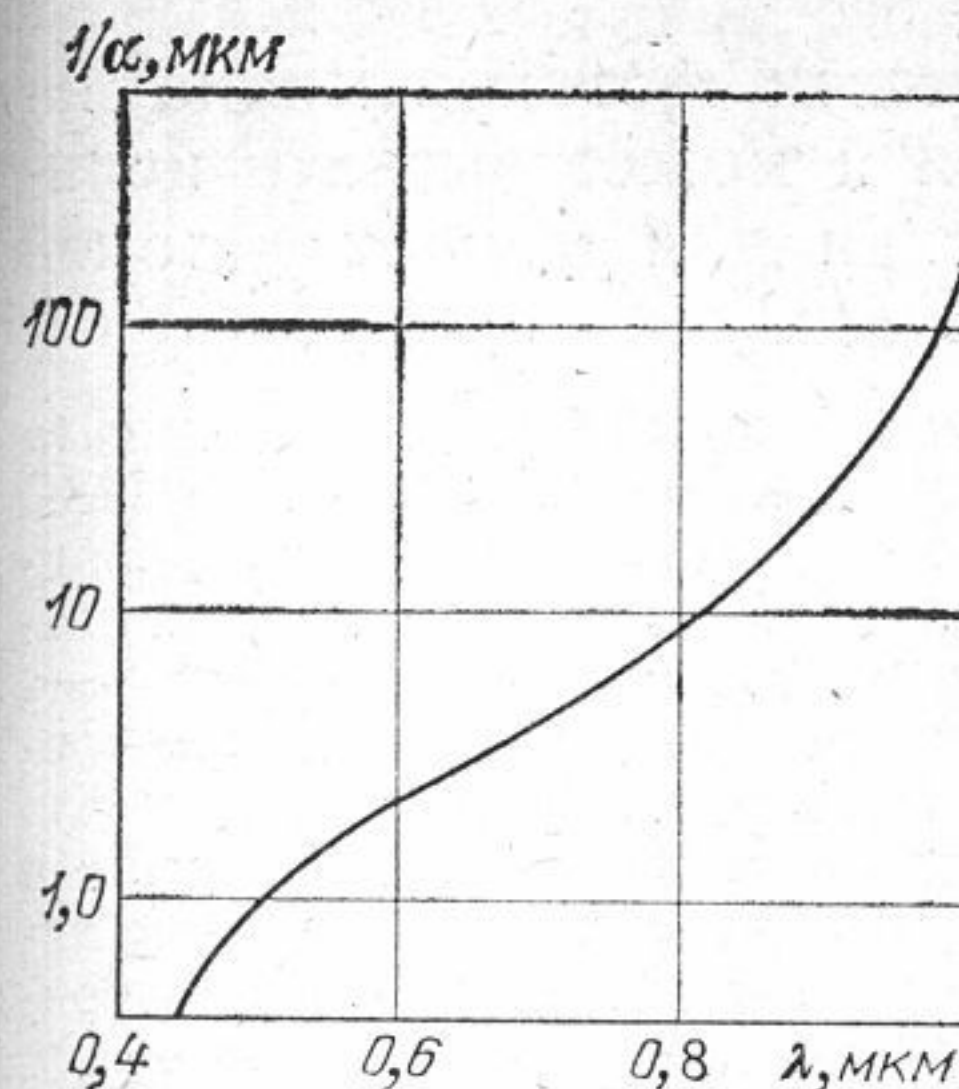


Рис. 1.17. Весовая функция

Рис. 1.16. Зависимость глубины проникновения излучения $1/\alpha$ от длины волны λ

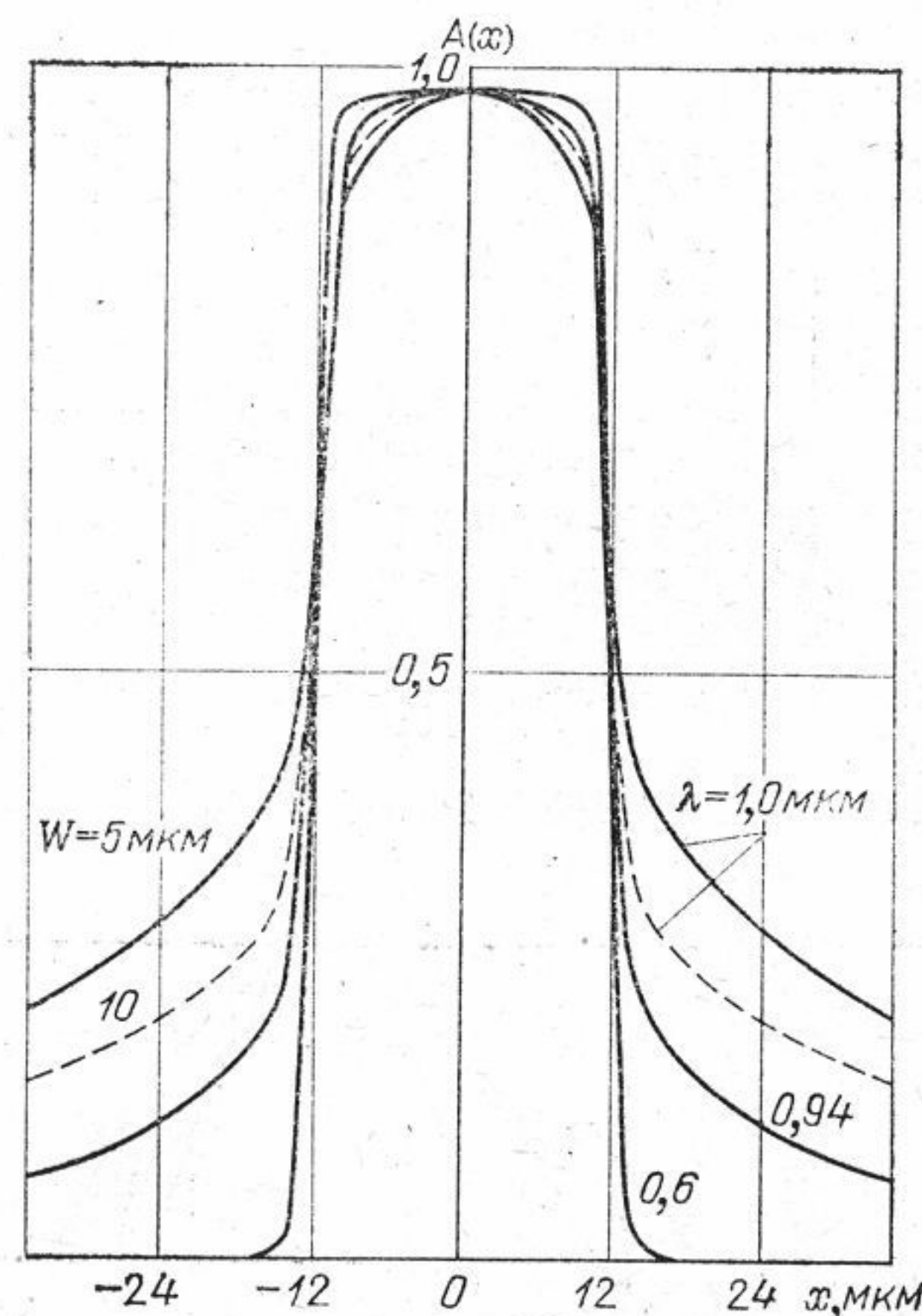


Рис. 1.18. Считывающая аперттура элемента ПЗС

жение на электроде ПЗС (см. рис. 1.18). Из (1.5) видно, что уменьшение диффузионной длины L_n полупроводника также приближает форму апертурной характеристики к прямоугольной. Однако это уменьшение при-

водит к падению чувствительности фотоприемника на ПЗС в длинноволновой области и может вызвать нелинейность световой характеристики для мелких деталей при больших уровнях освещенности.

Экспериментальное снятие апертурной характеристики элемента ПЗС заключалось в измерении сигнала с элемента на выходе ПЗС при последовательном смещении светового пятна диаметром примерно 5 мкм по строке или по кадру. Элемент матрицы, использованной при измерении, имеет размеры 24×24 мкм. Размер элемента вдоль кадра примерно равен сумме размеров трех электродов ПЗС. Апертурные характеристики элемента ПЗС измерялись для двух режимов работы матрицы ПЗС: режима без аккумуляции и режима с аккумуляцией основных носителей под ненакапливающими электродами. Основное изменение формы апертурной характеристики по строке (рис. 1.19) с увеличением длины волны излучения, как было показано выше, проявляется в виде ее расширения из-за частичного накопления носителей, образующихся под соседними элементами ПЗС.

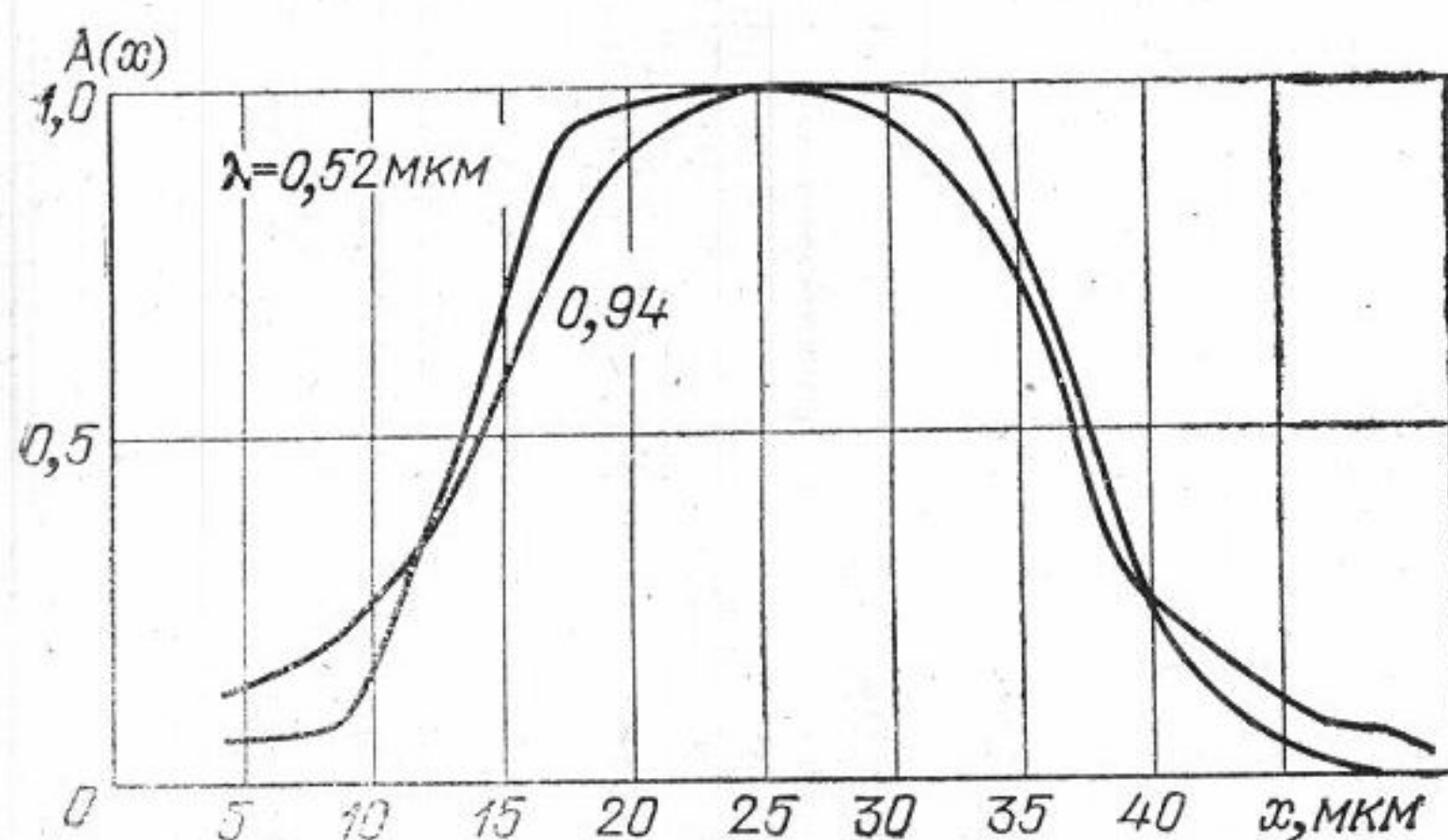


Рис. 1.19. Апертурные характеристики по строке

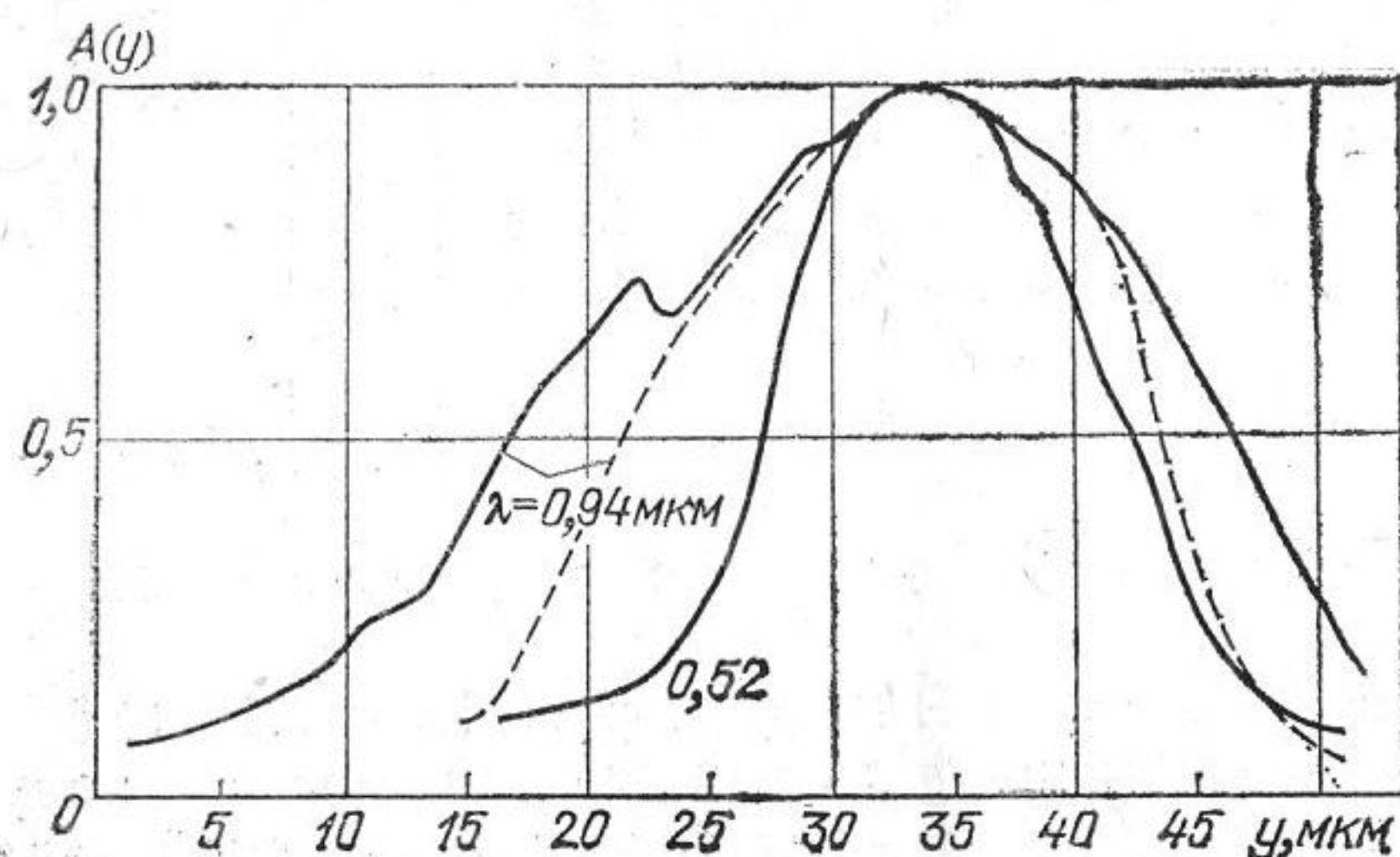


Рис. 1.20. Апертурные характеристики по кадру без аккумуляции (сплошная кривая) и с аккумуляцией (штриховая)

Изменение режима работы и длины волны излучения оказывает большее влияние на апертурную характеристику элемента ПЗС по кадру (рис. 1.20). Ширина апертурной характеристики элемента ПЗС без аккумуляции, замеряемой на уровне 0,5, увеличивается более чем в 2 раза при изменении длины волны излучения λ от 0,52 до 0,94 мкм. Этот факт можно объяснить существенной разницей в конфигурации ОПЗ вдоль и поперек строк. Если по строке ОПЗ охватывает практически всю площадь элемента, за исключением стоп-каналов, то по кадру под ненакапливающими электродами глубина потенциальных ям незначительна или равна нулю. Следовательно, носители заряда, образующиеся под действием света под ненакапливающими электродами вне ОПЗ, или рекомбинируют в подложке, или из-за диффузии попадают в потенциальную яму под накопительным электродом и оказывают большее влияние на расширение аперттуры.

В режиме с аккумуляцией под ненакапливающими электродами увеличиваются как концентрация основных носителей, так и область, занимаемая ими. Если для коротковолнового излучения аккумуляция практически не влияет на форму апертурной характеристики, то для длинноволнового она приводит к уменьшению ширины апертурной характеристики (см. рис. 1.20).

Таким образом, как следует из результатов расчета и экспериментальных измерений [49, 50], апертурная характеристика для излучения с $\lambda \leq 0,6$ мкм практически постоянна и может быть с достаточной точностью аппроксимирована в виде прямоугольника. Для $\lambda > 0,6$ мкм влияние диффузии носителей заряда приводит к увеличению ширины этой характеристики, т. е. при расчетах целесообразно апертурную характеристику аппроксимировать прямоугольником, ширина которого определяется длиной волны светового потока.

Коррекция неэффективности переноса. Потери при переносе заряда, пропорциональные сигналу, являются определяющими, что позволяет на основе линейной модели переноса построить фильтр, компенсирующий влияние неэффективности переноса. При переносе единичного зарядового пакета на выходе ПЗС после N переносов получаем следующее распределение сигналов по элементам i [32]:

$$D(i, N) = \frac{N!}{(N-i)! i!} (1-\varepsilon)^i \varepsilon^{N-i}. \quad (1.6)$$

Очевидно, чтобы исключить влияние сигнала каждого элемента на сигналы последующих элементов, корректирующий фильтр при большом N должен выполнять операции, соответствующие составленным равенствам

$$U_{\text{вых } N} = U_{\text{вх } N} - U_{\text{вых } N-1} \frac{D(N-1, N)}{D(N, N)}$$

$$-U_{\text{вых}} N-2 \frac{D(N-2, N)}{D(N, N)} - \dots$$

Выполнив Z-преобразование, получаем передаточную характеристику корректирующего фильтра

$$K(Z) = \left[1 + \frac{D(N-1, N)}{D(N, N)} Z^{-1} + \frac{D(N-2, N)}{D(N, N)} Z^{-2} + \dots \right]^{-1}. \quad (1.7)$$

Фильтр с такой характеристикой позволяет компенсировать влияние неэффективности переноса. Если необходимо восстановить абсолютное значение сигнала в элементе, сигнал каждого из них нужно умножить на $D^{-1}(N, N)$. Тогда передаточная характеристика корректирующего фильтра

$$K(Z) = D^{-1}(N, N) \left[1 + \frac{D(N-1, N)}{D(N, N)} Z^{-1} + \frac{D(N-2, N)}{D(N, N)} Z^{-2} + \dots \right]^{-1}. \quad (1.8)$$

Неэффективность переноса может изменяться от матрицы к матрице, а также в процессе эксплуатации. Поэтому ее целесообразно периодически измерять. Для этого после начала считывания строки с помощью входного устройства в нижний регистр вносится одиночный зарядовый пакет Q . После N переносов зарядового пакета в нижнем регистре замеряется сигнал на выходе ПЗС U_N в элементе, в который был внесен заряд Q , и в последующем элементе U_{N+1} . Тогда неэффективность переноса

$$\varepsilon = U_{N+1}/NU_N = N\varepsilon(1-N\varepsilon)U(Q)/N(1-N\varepsilon)\bar{U}(\bar{Q}),$$

где $U(Q)$ — напряжение на выходе ПЗС при переносе заряда без потерь.

Измеренное значение неэффективности переноса может быть также использовано при автоматической регулировке оптимального значения фонового заряда в нижнем регистре (см. § 1.2).

Рекурсивный корректирующий фильтр (рис. 1.21) реализует передаточную характеристику (1.8), оценивает ε и регулирует параметры фильтра в зависимости от числа переносов N . При $N\varepsilon > 1$ он может оказаться неустойчивым.

Найдем передаточную функцию нерекурсивного (трансверсального) корректирующего фильтра (рис. 1.22), эк-

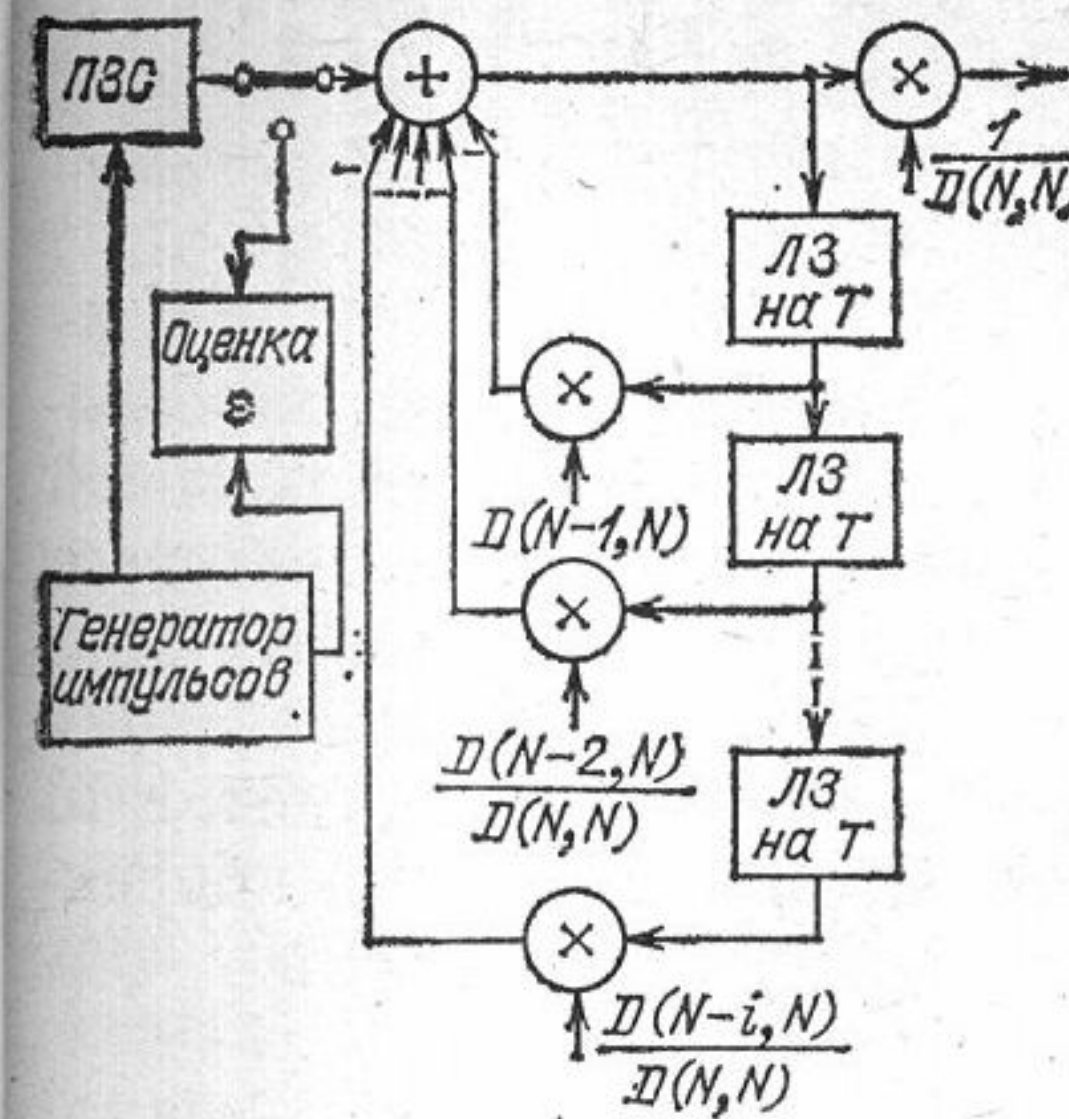


Рис. 1.21. Структурная схема рекурсивного корректирующего фильтра

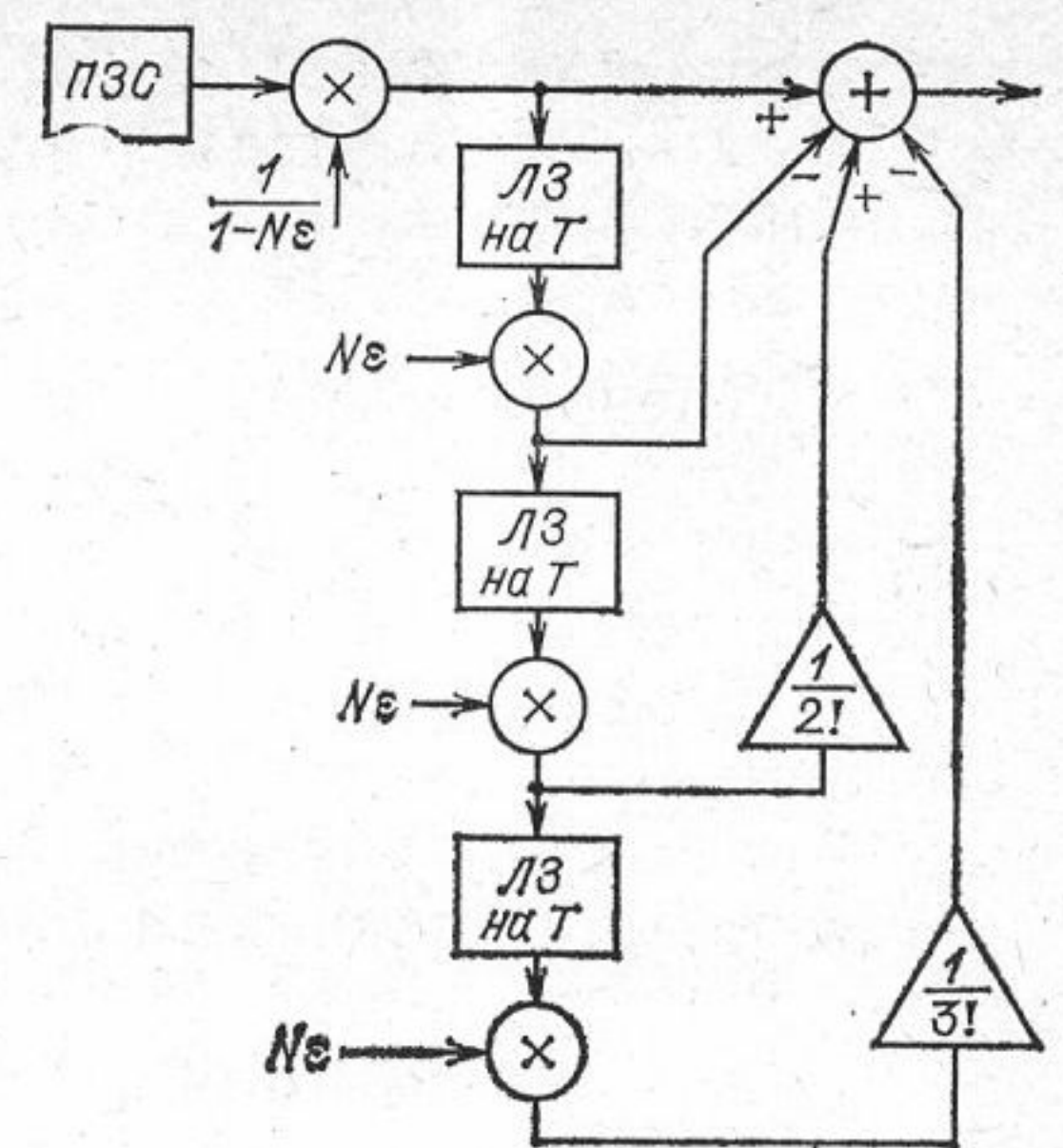


Рис. 1.22. Структурная схема трансверсального корректирующего фильтра

вивалентного рекурсивному с полученной выше передаточной функцией. Связь передаточных функций рекурсивного и нерекурсивного фильтров устанавливается следующим уравнением [52]:

$$\frac{b_0 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + \dots + b_N Z^{-N}}{1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + \dots + a_M Z^{-M}} = \sum_{l=0}^{\infty} C_l Z^{-l}.$$

Коэффициенты $C_l = b_l - \sum_{i=1}^l a_i C_{l-i}$, где $a_i = 0$ при $i > M$ и $b_l = 0$ при $l > N$. Для данного случая

$$C_l = b_l - \sum_{i=1}^l \frac{D(N-i, N)}{D(N, N)} C_{l-i}, \quad (1.9)$$

откуда находим:

$$C_0 = D^{-1}(N, N) \approx (1 - N\varepsilon)^{-1};$$

$$C_1 = -\frac{D(N-1, N)}{D^2(N, N)} \approx -N\varepsilon(1 - N\varepsilon)^{-1};$$

$$C_2 = \frac{D^2(N-1, N)}{D^3(N, N)} - \frac{D(N-2, N)}{D^2(N, N)} \approx \frac{(N\varepsilon)^2}{2!} (1 - N\varepsilon)^{-1};$$

$$C_3 = \frac{D(N-1, N)}{D(N, N)} \left[-\frac{D^2(N-1, N)}{D^3(N, N)} + \frac{D(N-2, N)}{D^2(N, N)} + \right.$$

$$+ \frac{D(N-2, N) D(N-1, N)}{D^3(N, N)} - \frac{D(N-3, N)}{D^2(N, N)} \approx \approx \frac{(N \varepsilon)^3}{3!} (1 - N \varepsilon)^{-1}.$$

Степень коррекции неэффективности переноса определяется функциональным назначением телевизионной камеры на ПЗС. При измерении координат светового пятна желательно наиболее полно компенсировать влияние неэффективности переноса. Неполная компенсация приводит к появлению смещения оценки координат, в то время как для разрешения объектов необходима коррекция, обеспечивающая провал между импульсами.

1.4. ПОЛНАЯ ЗАСВЕТКА МАТРИЦЫ ПЗС

Топологии секций памяти и накопления в фотоприемнике с кадровым переносом полностью идентичны (рис. 1.23), что позволяет применять ее в качестве светочувствительного элемента.

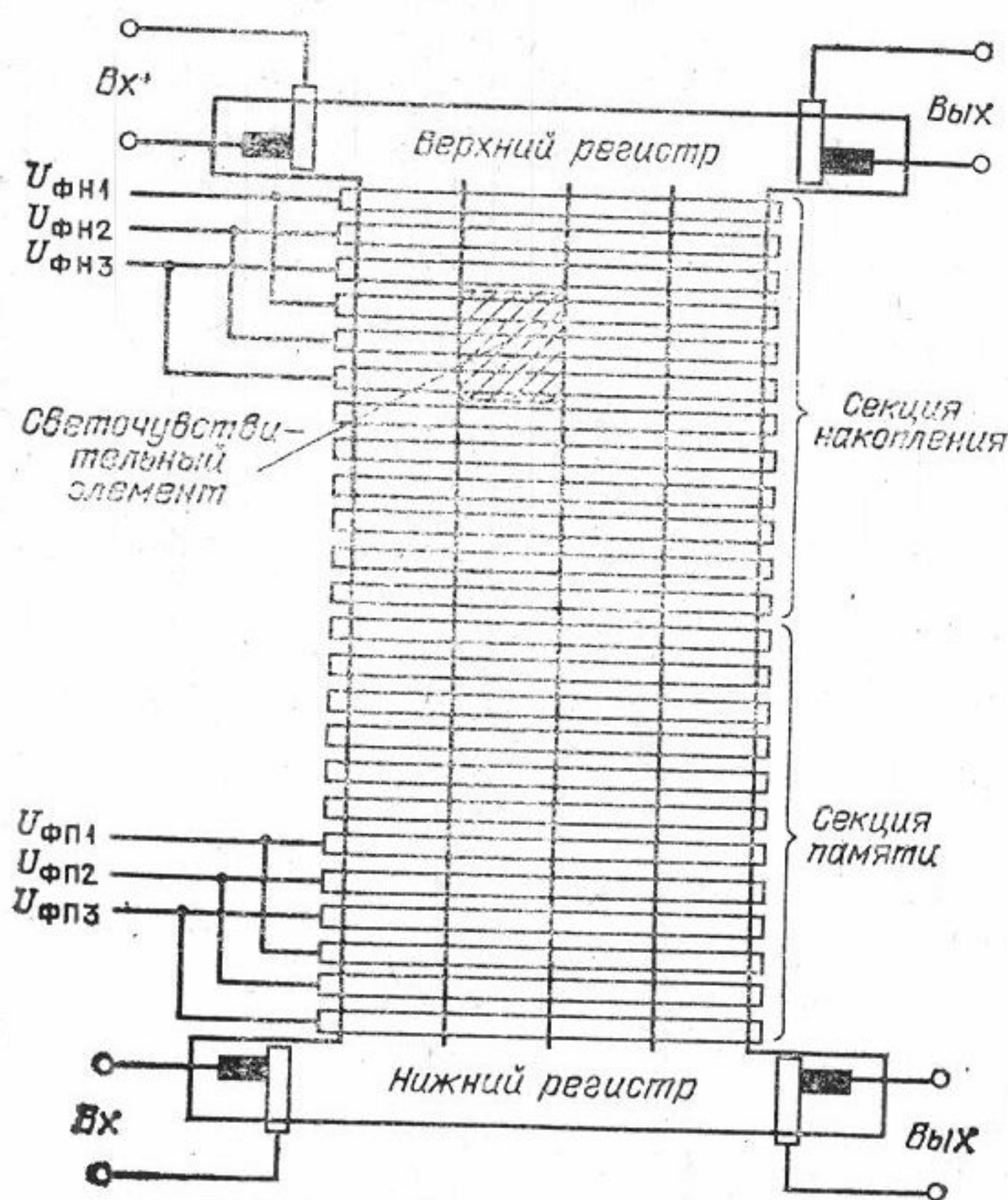


Рис. 1.23. Топология матричного фотоприемника с кадровым переносом ($U_{ФН1} - U_{ФН3}$ и $U_{ФП1} - U_{ФП3}$ — напряжения на фазах секций накопления и памяти)

чувствительной секции, тем самым увеличивая четкость телевизионной камеры в 2 раза [38, 48].

Рассмотрим образование сигнала в режиме полной и непрерывной засветки матрицы ПЗС. Если в обычном режиме работы процессы накопления и считывания заряда происходят одновременно, то в режиме полной засветки они разнесены во времени. По окончании периода накопления при переносе заряда из светочувствительной секции в нижний регистр заряд каждой строки проходит через местоположение всех предыдущих строк. Следовательно, к информационному заряду каждой строки добавляется заряд, генерируемый под действием света в местоположении предыдущих строк. Сигнал с i -го элемента n -й строки [48]

$$U_{in} = k T_n E_{ср\ i, n} + k T_{стр} \sum_{j=1}^{n-1} E_{ср\ ij} = \\ = k T_n \left(E_{ср\ i, n} + \frac{T_{стр}}{T_n} \sum_{j=1}^{n-1} E_{ср\ ij} \right), \quad (1.10)$$

где k — коэффициент пропорциональности; T_n — период накопления; $E_{ср\ ij}$ — средняя освещенность i -го элемента j -й строки; $T_{стр}$ — период считывания строки.

Таким образом, выходной сигнал каждого элемента строки содержит составляющие, пропорциональные освещенности на данном элементе и сумме освещенностей на элементах предшествующих строк. На изображении ложный сигнал (сигнал смаза) будет проявляться в виде вертикальных тянучек за белыми деталями (рис. 1.24). Как видно из (1.10), амплитуды сигналов смаза от белых деталей одинаковы на всех последующих строках и определяются отношением $T_{стр}/T_n$, а также размером детали по вертикали. Например, для одноэлементных белых деталей амплитуда сигнала смаза равна $A T_{стр}/T_n$, где A — амплитуда сигнала от белой детали. Амплитуда сигнала смаза от крупной детали увеличивается в число раз, равное числу строк, занимаемых этой деталью. Очевидно, что амплитуда сигнала смаза уменьшается с уменьшением отношения $T_{стр}/T_n$, т. е. при сокращении времени считывания. В телевизионных системах, предназначенных для наблюдения малоразмерных объектов или в таких, в которых можно ограничиться передачей контуров крупных деталей, смаз изображения устраняется вертикальной высокочастотной фильтрацией, например

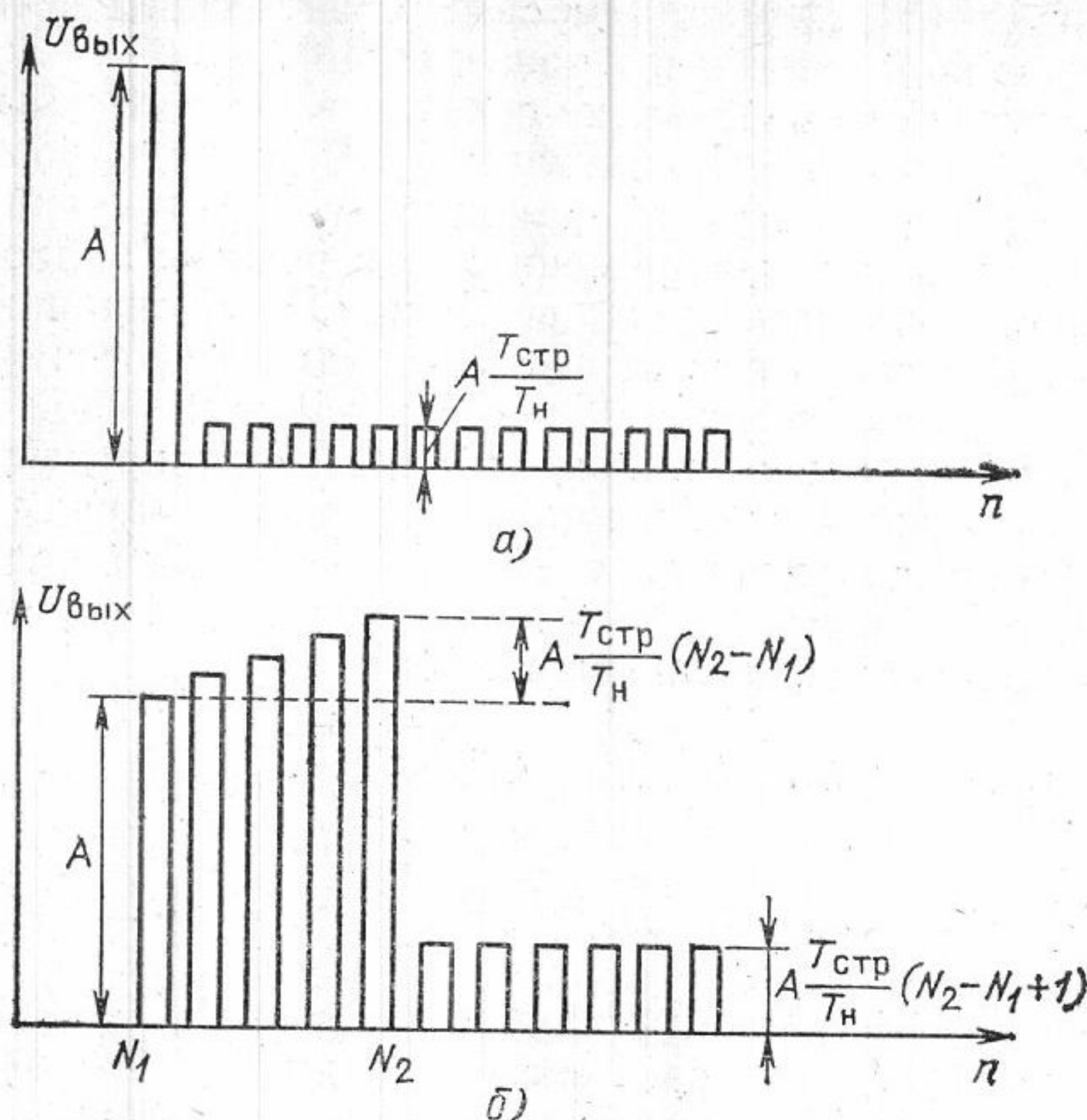


Рис. 1.24. Искажения сигнала по кадру в режиме полной засветки матрицы ПЗС с инжекцией заряда:
а — для мелкой детали изображения; б — для крупной

вычитанием сигнала предыдущей строки из сигнала следующей:

$$U_{i,n} - U_{i,n-1} = k T_H (E_{ср i,n} - E_{ср i,n-1} + \frac{T_{стр}}{T_H} E_{ср i,n-1}).$$

При такой операции амплитуда ложного сигнала (третье слагаемое в скобках) уменьшается в $n-1$ раз (рис. 1.25, б).

Анализ (1.10) показывает, что возможна компенсация смаза при сохранении сигнала от крупной детали [48]. Корректирующий фильтр должен выполнять операции, соответствующие слагаемым следующего выражения:

$$U_{вых i,n} = U_{вх i,n} - \frac{T_{стр}}{T_H} [U_{вых i,1} + U_{вых i,2} + \dots + U_{вых i,n-1}],$$

где $U_{вых i,n}$ — сигнал i -элемента с n строки на выходе фильтра; $U_{вх i,n}$ — сигнал i -го элемента с n строки на входе фильтра.

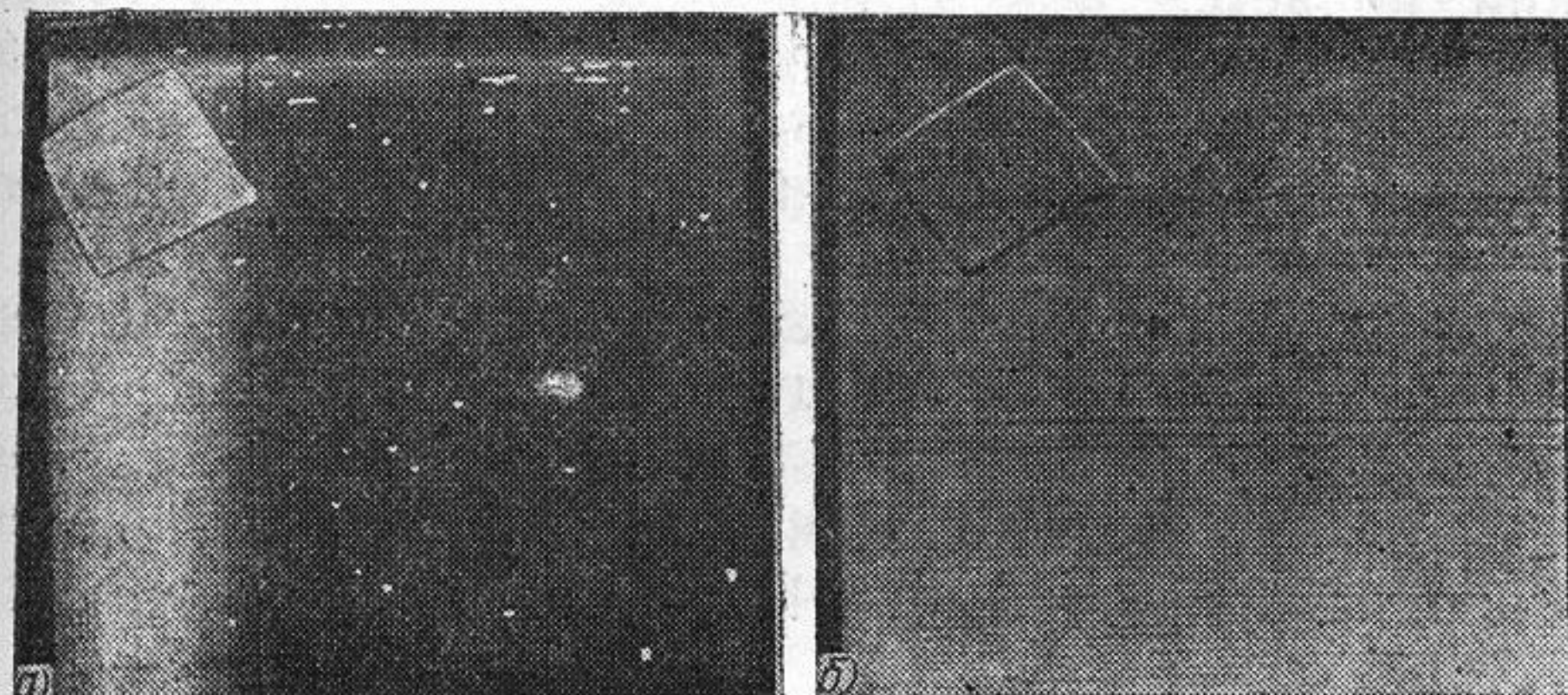


Рис. 1.25. Иллюстрация смаза на изображении в режиме полной засветки матрицы:
а — исходное изображение; б — скомпенсированное

Выполнив Z -преобразование, найдем передаточную функцию корректирующего фильтра

$$K(Z) = \left\{ 1 + \frac{T_{стр}}{T_H} [Z^{-1} + Z^{-2} + \dots + Z^{-(n-1)}] \right\}^{-1}. \quad (1.11)$$

На рис. 1.26, а представлены структурные схемы корректирующего фильтра, передаточная функция которого соответствует (1.11). Отношение сигнал-шум на выходе фильтра снижается в $[1 - (T_{стр}/T_H)^2]^{-0,5}$ раз. В частном случае равенства периодов накопления и считывания $T_{стр}/T_H = 1/N_{max}$ и отношение сигнал-шум практически не ухудшается.

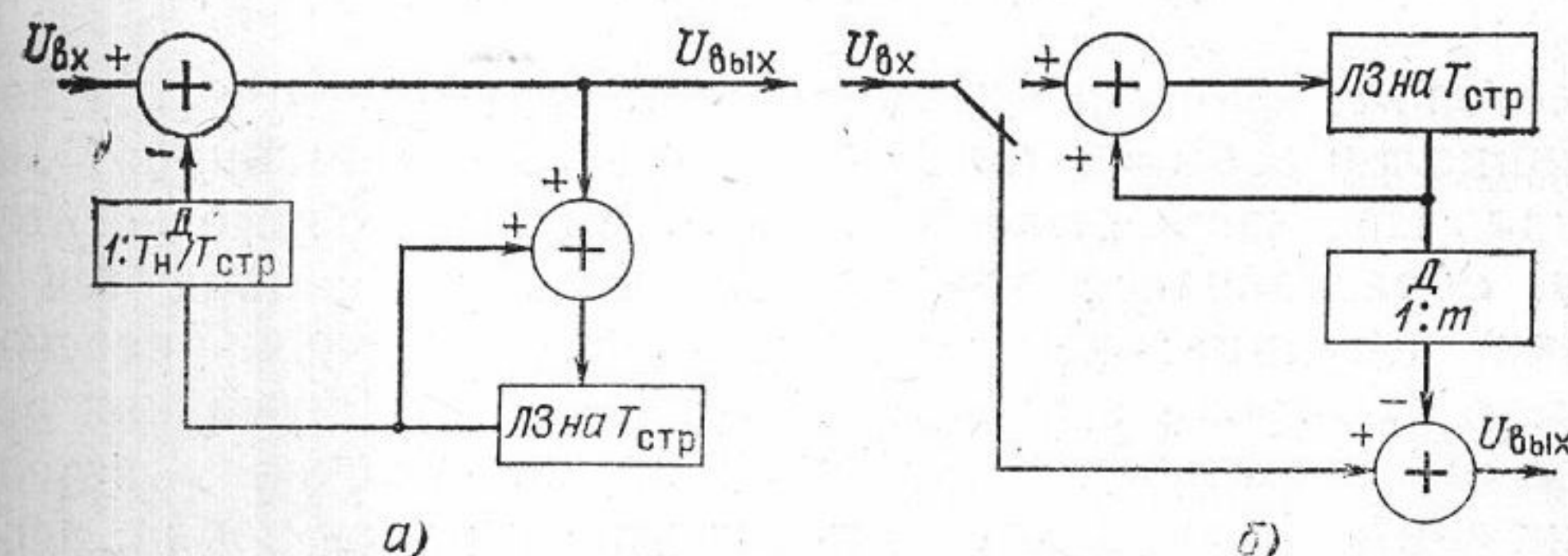


Рис. 1.26. Структурные схемы корректирующих фильтров для режимов:
а — с инжекцией; б — без инжекции

При получении (1.10) предполагалось, что перед началом накопления заряд в элементах светочувствительной секции равен нулю. Это условие выполняется, если перед накоплением на электроды светочувствительной секции подается аккумулирующее напряжение (заряд неосновных носителей инжектируется в подложку матрицы ПЗС). Такая операция производится при работе телевизионной камеры в режиме автоматической регулировки чувствительности.

Характер и величина смаза на изображении изменяются, если в интервале между периодами накопления заряд не инжектируется в подложку (рис. 1.27). После завершения периода накопления по мере считывания заряда в верхней части матрицы ПЗС (соответствующей

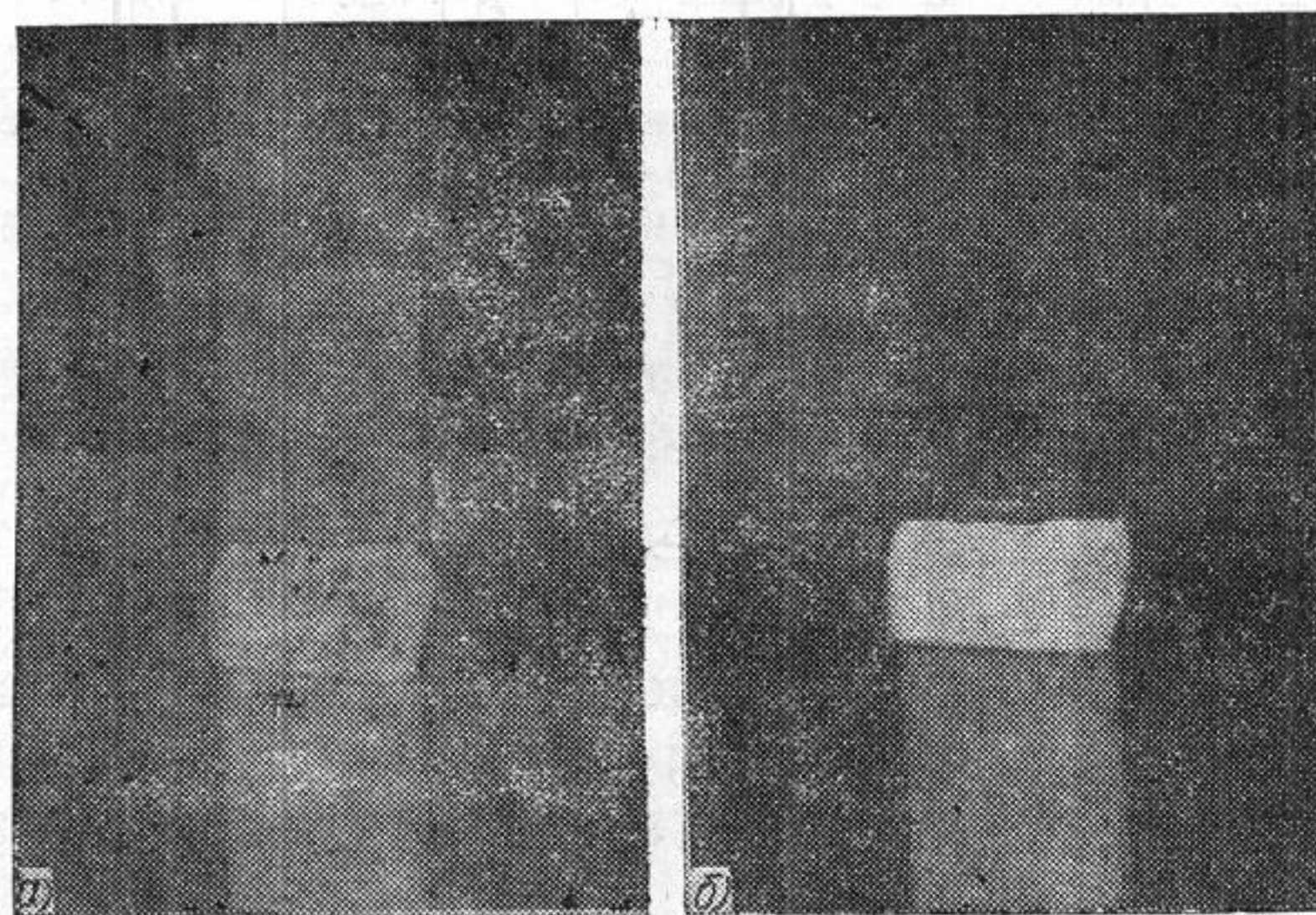


Рис. 1.27. Влияние инжекции заряда перед накоплением в режиме полной засветки матрицы ПЗС на смаз изображения:
а — исходное изображение; б — с инжекцией

местоположению последних строк кадра) возникают потенциальные ямы, свободные от информационного заряда. При непрерывной экспозиции неосновные носители, образующиеся под действием света, собираются в этих потенциальных ямах и последовательно переносятся от строки к строке. По окончании считывания перед началом очередного периода накопления в потенциальных ямах каждой строки уже имеется заряд, пропорциональный сумме средних освещенностей всех предыдущих строк. При считывании следующего кадра к уже имеющемуся сигналу добавляется составляющая,

пропорциональная сумме средних освещенностей всех предыдущих строк. В режиме без инжекции сигнал с i -го элемента n -й строки

$$U_{i,n} = k T_H E_{ср i,n} + k T_{стр} \sum_{j=1}^{N_{max}} E_{ср i,j} = k T_H \left(E_{ср i,n} + \frac{T_{стр}}{T_H} \sum_{j=1}^{N_{max}} E_{ср i,j} \right). \quad (1.12)$$

Смаз на изображении (рис. 1.28) в режиме без инжекции будет проявляться в виде вертикальных тянушек как за белыми деталями, так и до них. Как видно

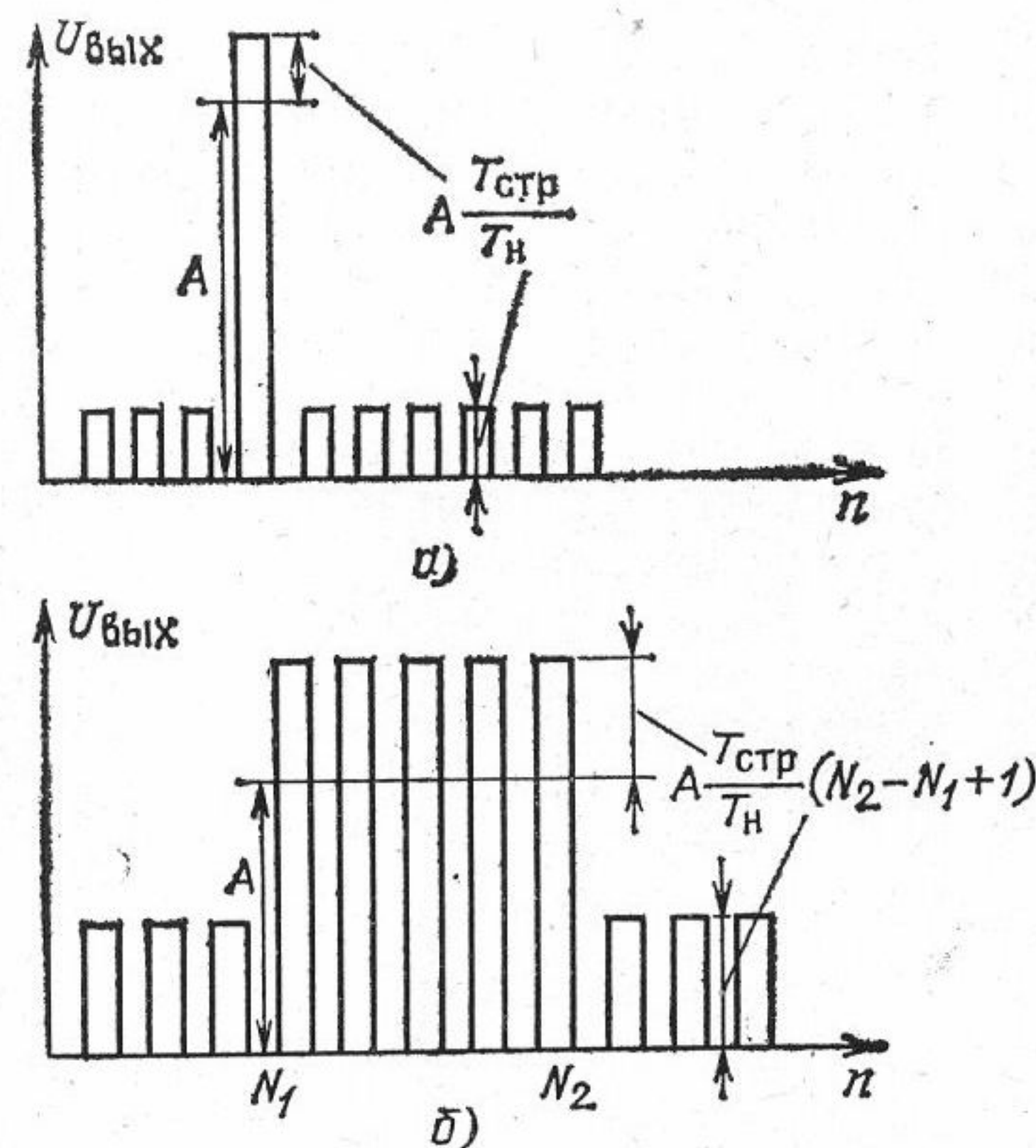


Рис. 1.28. Искажения сигнала по кадру в режиме полной засветки матрицы ПЗС для деталей изображения:
а — мелкой; б — крупной

из (1.12), в режиме полной засветки без инжекции заряда амплитуда сигнала смаза увеличивается и не зависит от номера строки. Сигнал смаза в этом режиме можно достаточно просто компенсировать. Для этого необходимо выделить сигнал смаза одной строки, поскольку он одинаков на всех строках в кадре. По окончании

считывания последней информационной строки в кадре заряды строки, содержащей только сигнал смаза, дополнительным циклом переносятся в нижний регистр. Этот сигнал смаза запоминается и используется для компенсации в следующем кадре. Сигнал смаза содержится во всех строках, следующих за последней информационной строкой. Сложение сигналов смаза с этих строк и последующее деление на число слагаемых строк позволяют выделить сигнал смаза с отношением сигнал-шум в корень из числа слагаемых строк более высоким. Структурная схема корректирующего фильтра, осуществляющего эти операции, приведена на рис. 1.26,б.

Необходимо отметить, что смаз на изображении образуется не только в режиме полной засветки, но и при нормальной работе матрицы ПЗС, т. е. когда засвечивается только секция накопления. Это происходит из-за конечной скорости переноса заряда из секции накопления в секцию памяти. Первый из описанных выше способов компенсации смаза на изображении может быть без изменения применен и при частичной засветке матрицы. При реализации второго способа для выделения сигнала смаза число тактов переноса из секции накопления в секцию памяти увеличивают на один. По окончании переноса в секции памяти и в нижнем регистре имеются заряды $N_{\max}$ информационных строк и одна строка с сигналом смаза. Поскольку эта строка находится за последней информационной строкой данного кадра, ее сигнал можно использовать для компенсации смаза на изображении в следующем кадре.

Особенно заметен смаз на изображении при регулировке чувствительности путем снижения времени накопления T_n (увеличивается отношение $T_{\text{пер}}/T_n$). Для компенсации сигнала смаза с помощью устройства, собранного по структурной схеме рис. 1.26,б, необходимо непосредственно перед периодом накопления в секции накопления осуществить цикл переноса заряда, эквивалентный переносу заряда из секции накопления в секцию памяти по окончании периода накопления (рис. 1.29).

Режим полной засветки матрицы ПЗС виден на изображениях испытательной таблицы 0460, полученных с малокадровой камеры на матрицах ПЗС с числом элементов 288×232 (рис. 1.30) и с числом элементов 360×576 (рис. 1.31). Сигнал смаза снижен установкой малого отношения $T_{\text{стр}}/T_n = 1/288$ для первой матрицы и $1/576$ для другой и введением операции инжекции перед периодом накопления. Высота секции памяти в матрице с числом элементов 288×232 примерно в 1,29 раза меньше высоты секции накопления

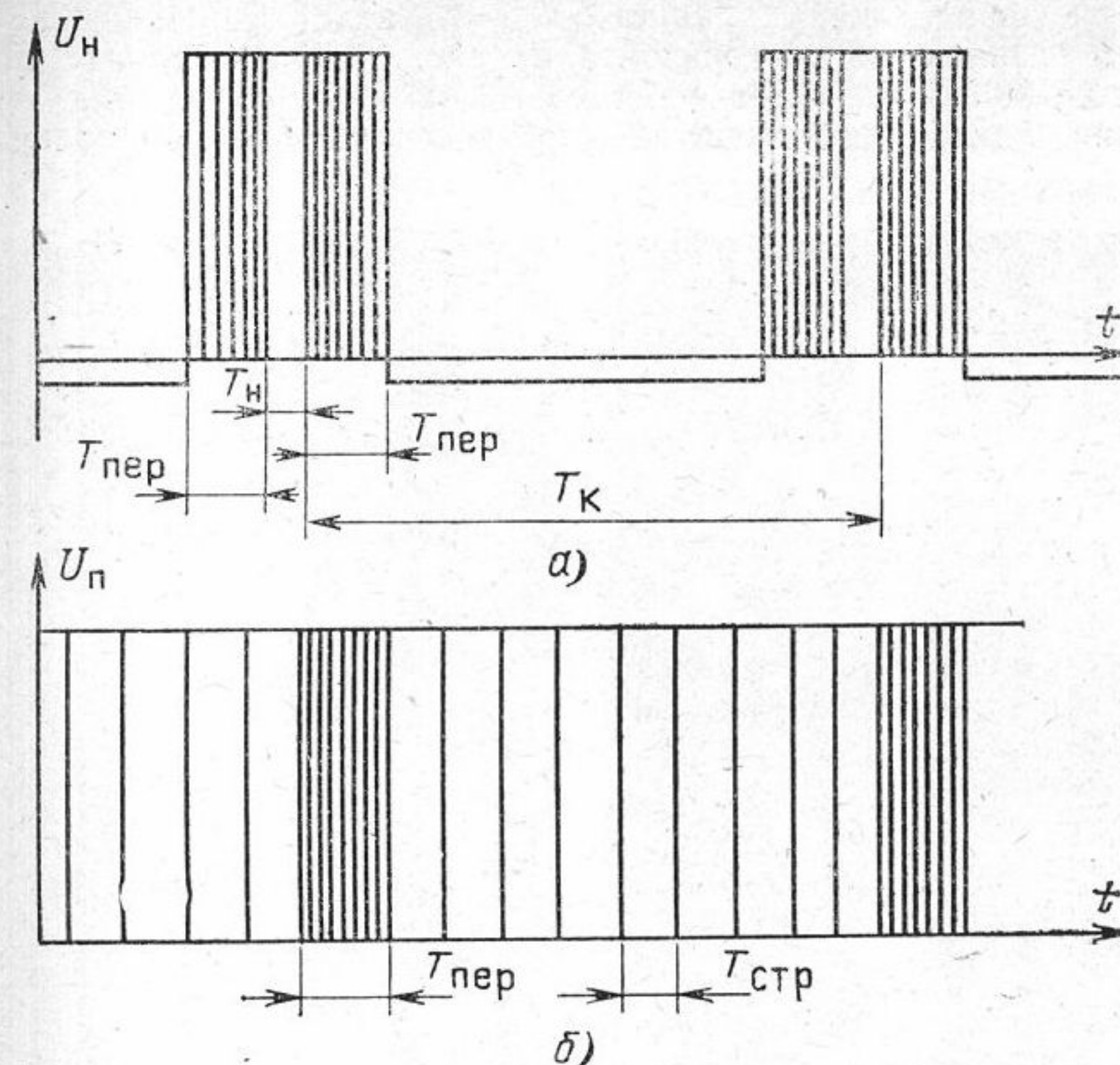


Рис. 1.29. Управляющие напряжения на электродах: а — секции накопления; б — секции памяти ($T_{\text{пер}}$ — время переноса, T_k — время кадра, U_n — напряжение на электродах секции накопления, U_n — то же для секции памяти)

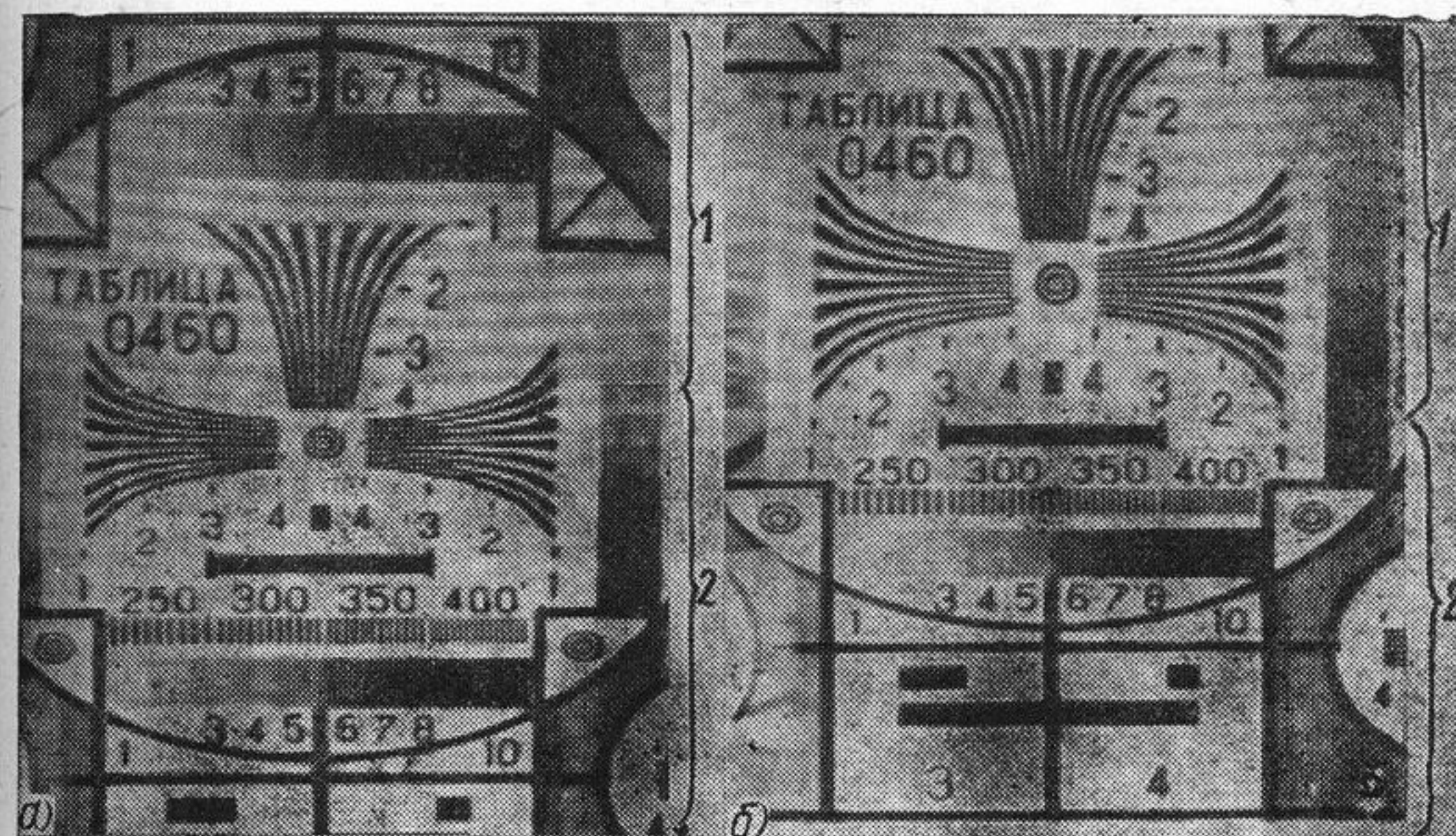


Рис. 1.30. Изображения испытательной таблицы 0460 с камеры на ПЗС с числом элементов 288×232 в режиме полной засветки: а — исходное изображение; б — смещенное изображение (1 — секция памяти; 2 — секция накопления)

для уменьшения площади кристалла, что ведет к изменению масштаба и разрешения по горизонтали (рис. 1.30). Матрица с числом элементов 360×576 имеет одинаковые по размеру секции и, как следствие, одинаковые масштаб и разрешение по всему полю.

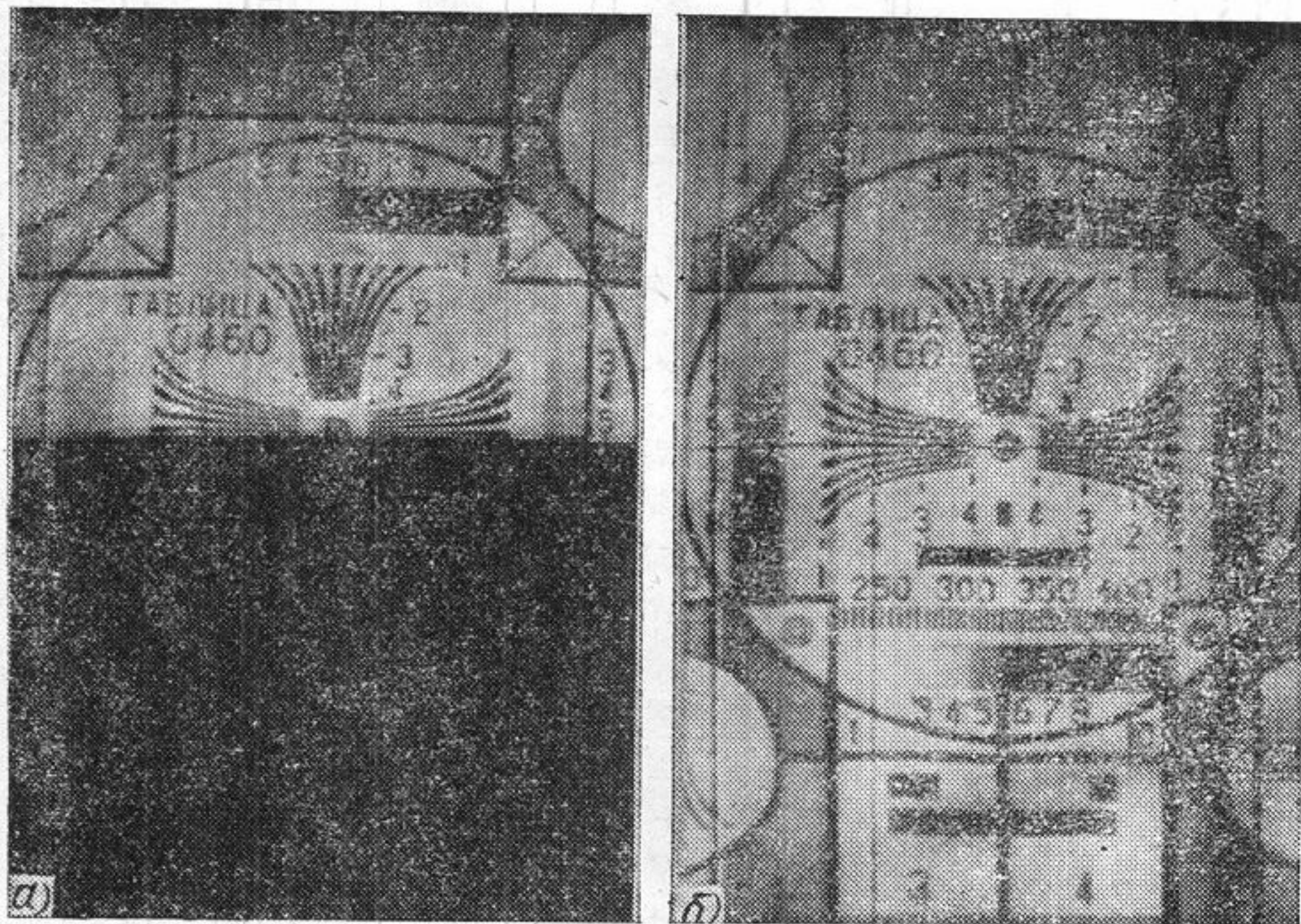


Рис. 1.31. Изображение испытательной таблицы с камеры на ПЗС с числом элементов 360×576 в режиме полной засветки: а — секция накопления отключена; б — функционируют две секции матрицы ПЗС

Предложенные способы компенсации смаза на изображении в режиме полной засветки позволяют в 2 раза увеличить четкость телевизионной камеры на матричном ПЗС практически без снижения отношения сигнал-шум выходного сигнала. Кроме того, использование секции памяти в качестве светочувствительной секции дает возможность соединять отдельные матрицы ПЗС с минимальными зазорами.

Применение рассмотренных выше способов компенсации смаза при работе с частичной засветкой матрицы ПЗС в режиме АРЧ позволяет расширить диапазон времени накопления.

1.5. ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ ТЕЛЕКАМЕРОЙ НА ПЗС

В телевизионных камерах на передающих трубках обычно достигается точность измерения координат примерно до одного элемента раstra. Новые возможности в

достижении точности измерения координат меньше элемента открылись в связи с созданием телевизионных камер на ПЗС. В камере на ПЗС обеспечивается жесткая геометрическая привязка каждого светочувствительного элемента, обладающего линейной световой характеристикой. Сочетание этих свойств позволяет значительно увеличить точность измерения при использовании метода интерполяции, который предусматривает анализ сигналов с соседних элементов при проекции светового пятна на несколько элементов ПЗС (рис. 1.32). Примером использования метода интерполяции является система ориентации, выполненная на матрице ПЗС с числом элементов 100×100 [53]. Изображение звезды в этой системе расфокусируется на 16-элементную матрицу. Полученные характеристики системы ориентации в значительной степени определялись строочно-кадровой организацией считывания заряда в матрице ПЗС. Рассмотрим процесс определения координат светового пятна с помощью матричных ПЗС, имеющих как строочно-кадровую, так и кадровую организацию считывания, а также факторы, определяющие точность измерения.

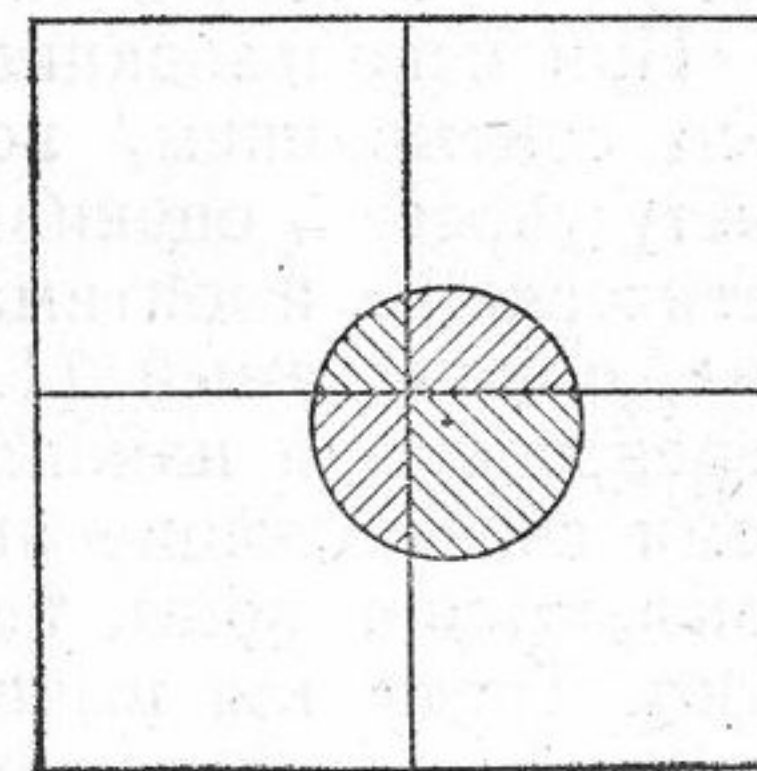


Рис. 1.32. Проекция светового пятна на матрицу ПЗС

Для нахождения оптимальной последовательности операций над принимаемым сигналом $y(t)$ воспользуемся методом оценки параметра по максимуму функции правдоподобия [54]. Считаем, что известный сигнал $U(t, x_0, y_0)$ с неизвестными оцениваемыми параметрами x_0 и y_0 принимается на фоне аддитивного нормального стационарного шума с функцией корреляции $K(t_1 - t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$, где N_0 — спектральная плотность мощности шума. Тогда логарифм функции правдоподобия [54]

$$M(x, y) = \int_0^{T_H} y(t) U(t, x, y) dt - \frac{1}{2} \int_0^{T_H} U^2(t, x, y) dt, \quad (1.13)$$

причем

$$U(t, x, y) = \sum_i \sum_j U_s(t + j T_s) \times \\ \times \iint_{S_s} E(x, y, x_1, y_1) A(x_1, y_1) dx_1 dy_1,$$

где i — номер строки; j — номер элемента; $U_s(t)$ — форма выходного напряжения с одного элемента на выходе ПЗС; T_s — период считывания элементов; $E(x, y)$ — распределение освещенности в плоскости ПЗС; $A(x, y)$ — форма апертуры элемента ПЗС.

При использовании матрицы ПЗС со строчно-кадровым считыванием, которая имеет нечувствительные к свету участки, оцениваемые параметры становятся энергетическими и оптимальный приемник формирует сигнал, описываемый (1.13). В матрице ПЗС с кадровым переносом при накоплении зарядов под двумя электродами считывающие апертуры соседних элементов перекрываются и зоны, не чувствительные к свету, отсутствуют. Тогда для вычисления логарифма функции правдоподобия достаточно определить корреляционный интеграл

$$M(x, y) = \int_0^T y(t) \left[\sum_i \sum_j U_s(t - j T_s) \iint_{S_s} E(x_1 - x, y_1 - y) A(x_1 - x_j, y_1 - y_j) dx_1 dy_1 \right] dt. \quad (1.14)$$

Полученные (1.13) (1.14) позволяют построить оптимальную структурную схему, содержащую фильтр, согласованный с формой напряжения сигнала с одного элемента на выходе ПЗС $U_s(t)$, и сумматор, в котором складываются сигналы элементов с «весом», пропорциональным полезному сигналу: $\iint_{S_s} E(x_1 - x, y_1 - y) A(x_1 - x_j, y_1 - y_j) dx_1 dy_1$.

За истинные значения измеряемых параметров x, y принимаются те, при которых $M(x, y)$ достигает максимального значения.

Найдем оптимальный размер проекции светового пятна при оценке координат согласно (1.13) и (1.14). Известно, что при достаточно большом отношении сигнал-шум в первом приближении дисперсия оценки неэнергетического параметра [55]

$$\sigma^2(x) = - \left[\frac{\partial^2 S(x, y)}{\partial x^2} \right]_{x_0}^{-1},$$

где $S(x, y) = \frac{2}{N_0} \int_0^T U(t, x_0, y_0) U(t, x, y) dt$ — сигнальная функция.

При аппроксимации $E(x, y)$ по нормальному закону

$$E_{\text{exp}}(x, y, x_0, y_0) = (E_0 / \sqrt{2\pi} r) \exp \left[- \frac{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}{2 r^2} \right],$$

где E_0 — освещенность в центре светового пятна; r — эффективный радиус светового пятна и считывающей апертуры в виде соприкасающихся прямоугольников [49, 50] (матрица ПЗС с кадровым переносом);

$$\sigma^2(x) = - \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^T U_s^2(t) dt \sum_i \sum_j \iint_{S_{ij}} \frac{E_0}{4 \pi^2 r^2} \times \right. \\ \times \exp \left[- \frac{(x_1 - x_0)^2 + (y_1 - y_0)^2}{2 r^2} \right] dx_1 dy_1 \int_{(2i-1)\Delta y/2}^{(2i+1)\Delta y/2} \frac{E_0}{r} \times \\ \times \exp \left[- \frac{(y_2 - y_0)^2}{2 r^2} \right] dy_2 \left[\frac{(2j+1)\Delta x/2 - x_0}{r^2} \times \right. \\ \times \exp \left\{ - \frac{[(2j+1)\Delta x/2 - x_0]^2}{2 r^2} \right\} - \frac{(2j-1)\Delta x/2 - x_0}{r^2} \times \\ \left. \left. \times \exp \left\{ - \frac{[(2j-1)\Delta x/2 - x_0]^2}{2 r^2} \right\} \right\}^{-1} \right\}; \quad (1.15)$$

$\Delta x, \Delta y$ — размеры считывающей апертуры по осям x и y .

Из (1.15) видно, что дисперсия оценки является функцией размера r и местоположения x_0 светового пятна относительно элементов ПЗС. Очевидно, что ошибка при оценке будет максимальной при попадании светового пятна в центр элемента ПЗС. Определим для этого случая оптимальный размер светового пятна из уравнения

$$\frac{\partial [\sigma^2(x, r)]}{\partial r} \bigg|_{x=0} = 0. \quad (1.16)$$

Получим $r_{\text{опт}} \approx \Delta x/4$, при котором дисперсия оценки минимальная [56]. Для матрицы ПЗС со строчно-кадровым переносом параметр x , определяющий координату светового пятна, является энергетическим.

Сделав допущение об эффективности оценки, дисперсию ошибки удобнее найти при использовании неравенства Рао — Крамера, которое для дискретного наблюдения сигнала имеет вид [57]

$$\sigma^2(x) \geq \sigma_B^2 / \sum_i \left[\frac{\partial U(t_i, x)}{\partial x} \right]^2,$$

где σ^2_b — дисперсия флуктуаций независимых выборок.

Ограничимся для простоты одномерным случаем. Сигнал с выхода матрицы ПЗС со строчно-кадровым переносом можно представить в виде совокупности отсчетов:

$$U_i(x) = \int_{[b(1+2i)-\Delta x]/2}^{[b(1+2i)+\Delta x]/2} E \exp(x) dx,$$

где b — расстояние между светочувствительными элементами.

Тогда дисперсия ошибки

$$\sigma^2(x) \geq \sigma_b^2 / \sum_i \frac{1}{2\pi r^2} \left\{ \exp \left[-\frac{[b(1+2i)+\Delta x]^2}{8r^2} \right] - \exp \left[-\frac{[b(1+2i)-\Delta x]^2}{8r^2} \right] \right\}^2. \quad (1.17)$$

Определим оптимальный размер $r_{\text{опт}}$ светового пятна, при котором минимизируется максимальная дисперсия ошибки $\sigma^2(x)$. Очевидно, что, в отличие от матрицы ПЗС с соприкасающимися считывающими апертурами, дисперсия ошибки для матрицы ПЗС со строчно-кадровым считыванием будет максимальной при проекции светового пятна в промежуток между светочувствительными элементами. Оптимальный размер светового пятна находится из уравнения

$$\partial \left\{ \sum_i \frac{1}{r^2} \left\{ \exp \left[-\frac{[b(1+2i)+\Delta x]^2}{8r^2} \right] - \exp \left[-\frac{[b(1+2i)-\Delta x]^2}{8r^2} \right] \right\}^2 \right\} / \partial r = 0. \quad (1.18)$$

Решение (1.18) для $\Delta x = b/2$ дает значение оптимального размера светового пятна $r_{\text{опт}} = 0,48\Delta x$. Для грубой оценки можно ограничиться первым приближением решения (1.18):

$$r_{\text{опт}} = (b - \Delta x)/2. \quad (1.19)$$

Таким образом, при оценке координат проекции светового пятна в соответствии с (1.13) и (1.14) существует оптимальный размер светового пятна, при котором минимизируется максимальное значение дисперсии ошибки. Для матрицы ПЗС с кадровым переносом и соприкасающимися считывающими апертурами $r_{\text{опт}} = 0,24\Delta x$, а для матрицы ПЗС со строчно-кадровым переносом $r_{\text{опт}} = 0,48\Delta x$ [56].

Особый интерес представляет измерение координат подвижного светового пятна, например звезды, наблюдаемой неподвижной телевизионной камерой. Движение проекции звезды по ПЗС приводит к образованию сигнала трека. Каковы должны быть размеры трека для достижения минимальной ошибки измерения его координат?

Рассмотрим вначале измерение координат при использовании непрерывного фотоприемника. Тогда сигнал на фотоприемнике в виде зарядового изображения определится как

$$Q(x) = \int_0^{T_H} \frac{E_0}{r \sqrt{2\pi}} \exp \left[-(x + x_0 - vt)^2 / 2r^2 \right] dt. \quad (1.20)$$

В предположении эффективной оценки воспользуемся для определения погрешности измерения неравенством Рао — Крамера [57]

$$\sigma_x^2 \geq \frac{N_0}{2} / \int_X \left[\frac{\partial Q(x, x_0)}{\partial x_0} \right]^2 dx. \quad (1.21)$$

После подстановки (1.20) в (1.21) получаем

$$\sigma_x^2 \geq \frac{N_0}{2} / \int_X \frac{E_0^2}{r^2 2\pi v^2} \left\{ \exp \left[-\frac{(x + x_0)^2}{2r^2} \right] - \exp \left[-\frac{(x + x_0 - vT_H)^2}{2r^2} \right] \right\}^2 dx. \quad (1.22)$$

Погрешность измерения снижается при увеличении vT_H по мере уменьшения перекрытия гауссоид: два члена в фигурных скобках (1.22). В пределе минимальная погрешность измерения координат

$$\sigma_{x \min}^2 \geq N_0 v^2 / 4E, \quad (1.23)$$

где $E = \int_X E^2 \exp(x) dx$.

Выражение (1.23) получено при условии неперекрывания гауссоид, т. е. при $vT_H \rightarrow \infty$. Практически же перекрытием гауссоид можно пренебречь при $vT_H \geq 6r$, откуда оптимальное время накопления $T_{H, \text{опт}} \geq 6r/v$. Это означает, что время накопления следует увеличить до момента образования плоской вершины у сигнала трека. Дальнейшее увеличение длительности сигнала трека хотя и увеличивает энергию сигнала, но не повышает точности измерения.

Для фотоприемника на ПЗС аналогично получаем

$$\sigma_x^2 \geq \sigma_y^2 / \sum_i \left\{ \int_{\Delta x(i-1/2)}^{\Delta x(i+1/2)} \frac{E_0^2}{r^2 2 \pi v^2} \left\{ \exp \left[-\frac{(x+x_0)^2}{2r^2} \right] - \exp \left[-\frac{(x+x_0-vT_H)^2}{2r^2} \right] \right\} dx \right\}^2. \quad (1.24)$$

Анализ (1.24) показал, что минимальная погрешность достигается при попадании центра трека на границу раздела элементов ПЗС и при $T_H \geq 6 r/v$ находится из (1.23). Центр трека можно совместить с границей раздела элементов ПЗС регулировкой фазы цикла накопления в ПЗС. Если по каким-либо причинам такое совмещение невозможно, то T_H необходимо увеличить до значения, при котором на плоскую часть сигнала трека приходится один элемент ПЗС.

Построить непрерывную функцию правдоподобия и найти ее максимум сложно. Широкое распространение получили различные дискриминаторы, определяющие сигнал рассогласования при сравнении оцениваемого параметра x_0 и параметра опорного сигнала $x_{оп}$.

На практике для определения временного положения видеоимпульса часто используется процедура обработки сигнала, соответствующая выражению [58]

$$U_d = \sum_{i=-n}^{i-1} U_i - \sum_{i=i}^{i+n-1} U_i, \quad (1.25)$$

где U_i — сигнал с i -го элемента; n — ширина строка, выраженная в числе слагаемых элементов.

В следящей системе величина U_d может служить сигналом управления местоположения телевизионной камеры. Для такой системы флуктуационная составляющая среднеквадратической ошибки единичного измерения координат $\sigma = \sigma_d / K_{до}$ (1.26), где σ_d^2 — дисперсия флуктуации разности сигналов; $K_{до} = [dU_d/d\Delta]_{\Delta=0}$ — крутизна дискриминационной кривой (здесь Δ — рассогласование по одной из осей). Очевидно, что при постоянных размерах элемента ПЗС флуктуационная ошибка будет тем меньше, чем меньше размер светового пятна. Для неподвижной телекамеры при известной форме светового пятна и считывающей апертуры по нормированной величине U_d можно определить координаты светового пятна.

Определим оптимальный размер светового пятна, при котором минимизируется максимальная ошибка измерения

координат по процедуре вида (1.25). При попадании светового пятна в центр элемента ПЗС минимальная крутизна дискриминационной кривой

$$K_{д min} = \partial \left[m \int_{-\Delta x/2}^{x_c} E \exp(x, x_0) dx - m \int_{-x_c}^{-\Delta x/2} E \exp(x, x_0) dx \right] / \partial x_0 |_{x_0=0}, \quad (1.26)$$

где m — коэффициент пропорциональности; $2x_c$ — размер строка, в пределах которого анализируется световое изображение. После преобразования получаем

$$K_{д min} = \frac{m E_0}{\sqrt{\frac{\pi}{2}} r} \left[\exp \left[-\frac{(\Delta x/2)^2}{2r^2} \right] - \exp \left(-\frac{x_c^2}{2r^2} \right) \right]. \quad (1.27)$$

Учитывая, что $2x_c$ должно быть кратным Δx , получаем, что при медленно изменяющемся E_0 среднеквадратическая ошибка измерения

$$\sigma_x = \frac{\sigma_b \sqrt{2 x_c / \Delta x}}{\frac{m E_0}{\sqrt{\pi/2} r} \left\{ \exp \left[-\frac{(\Delta x/2)^2}{2r^2} \right] - \exp \left[-\frac{x_c^2}{2r^2} \right] \right\}}. \quad (1.28)$$

Необходимо минимизировать σ_x , которая является функцией двух аргументов: r и x_c . Минимальный размер строка равен двум элементам $2\Delta x$. При $2x_c \geq 3\Delta x$ оптимальное значение r слабо зависит от x_c . Это означает, что энергия оптимального по размеру светового пятна на одной строке (одном столбце) практически полностью сосредоточена на трех элементах. Следовательно, дальнейшее увеличение строка $2x_c$ более трех элементов лишь увеличит дисперсию σ_x^2 . Оптимальный размер светового пятна определяется из уравнения $d\{r^{-1} \exp [-(\Delta x/2)^2 / 2r^2]\} / dr = 0$, откуда находим $r_{опт} = \Delta x/2$ [56].

Учитывая, что при $x_c \geq 3\Delta x/2$ выполняется неравенство $\exp [-x_c^2 / 2(\Delta x/2)^2] \ll \exp (-0,5)$ и минимальное значение σ_x обеспечивается при $x_c = 3\Delta x/2$, получаем

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{3 \pi e}{2}} \frac{\sigma_b}{2 m E_0} \Delta x. \quad (1.29)$$

Определим минимальную среднеквадратическую ошибку измерения координат по этому методу. При ис-

пользовании всего динамического диапазона который может достигать 10^3 , среднеквадратическая ошибка единичного измерения, определяемая по (1.29), составляет $2,5 \cdot 10^{-3} \Delta x$.

Несмотря на простоту операций, производимых при вычислении U_d , основная трудность реализации этого метода заключается в учете нелинейной зависимости U_d от местоположения светового пятна. Если энергия сигнала достаточно велика, то увеличением размера проекции светового пятна можно достичь линейной зависимости $U_d(x_0)$ с допустимой погрешностью в пределах размера элемента ПЗС. Тогда, смещая стробирующий импульс через интервал Δx , устанавливая его центр в пределах линейного участка дискриминационной кривой.

Другим примером линейной интерполяции при измерении координат является алгоритм со взвешиванием: определение центра тяжести последовательности дискретных отсчетов сигнала [53]. Согласно этому алгоритму за координату центра проекции светового пятна $\hat{x}_0$ принимается координата центра тяжести последовательности отсчетов сигнала U_i , определяемая из выражения

$$\hat{x}_0 = \sum_i x_i U_i(t_i, x_0) / \sum_i U_i(t_i, x_0), \quad (1.30)$$

где x_i — координата i -го отсчета.

Очевидно, что чем меньше размер светового пятна, тем меньше ошибка измерения, обусловленная шумами. Однако при уменьшении размера светового пятна увеличивается систематическая ошибка измерения. В этом случае размер светового пятна следует определять исходя из допустимого значения смещения $x_{см}$ координаты центра тяжести последовательности отсчетов $\hat{x}_0$ от истинного значения координаты центра светового пятна x_0 :

$$x_{см} \geq |\hat{x}_0 - x_0|. \quad (1.31)$$

Смещение $x_{см}$ зависит не только от размера светового пятна r , но и от взаимного расположения считывающей апертуры и пятна. Для $r = \Delta x/2$ и $2\Delta x/3$, что соответствует проекции точечного объекта на 3×3 и 4×4 элементов, максимальное смещение $x_{см}$ будет соответственно равно $0,03\Delta x$ и $0,01\Delta x$. При тех же условиях, но для матрицы ПЗС со строочно-кадровым переносом, где $\Delta x = b/2$, смещение увеличивается соответственно до $0,07\Delta x$ и $0,02\Delta x$. Другими словами, для выполнения условия (1.31) в телекамере на матрице ПЗС со строочно-

кадровым считыванием размер проекции светового пятна должен быть больше, чем при использовании матрицы ПЗС с кадровым переносом.

Рассмотрим влияние неэффективности переноса заряда на точность измерения координат. Будем считать, что преобладает пропорциональная составляющая потеря заряда при переносе. Определим смещение координат точечного объекта вследствие неэффективности переноса заряда, используя (1.27) и (1.30). Для определенности считаем, что световое пятно занимает три элемента ПЗС ($r = \Delta x/2$), его центр совпадает с центром элемента ПЗС, а размер строка равен трем элементам. Если разностный сигнал U_d определять как разность суммы сигналов двух соседних элементов $U_1 + U_2$ и сигнала последующего элемента U_3 , то из-за неэффективности переноса U_d изменится на $N\epsilon\Delta x$. Затем, используя (1.27), находим значение смещения оценки, равное $0,17 N\epsilon\Delta x$. Однако если U_d определять как разность сигнала U_1 и суммы сигналов двух последующих элементов $U_2 + U_3$, то U_d не изменится, т. е. для уменьшения влияния неэффективности переноса границу раздела строка необходимо располагать так, чтобы на вторую часть его приходилась большая доля энергии сигнала. При измерении координат светового пятна путем определения координаты центра тяжести отсчетов сигнала U_i предположение о преобладании пропорциональной составляющей потерь позволяет достаточно просто учесть влияние неэффективности переноса заряда.

Поскольку центр тяжести каждого зарядового пакета смещается из-за потерь на $N\epsilon\Delta x + \frac{(N\epsilon)^2}{2!} 2\Delta x + \frac{(N\epsilon)^3}{3!} 3\Delta x \dots$, то центр тяжести последовательности зарядовых пакетов сместится на то же значение. С учетом этого смещения (1.30) для оценки координат светового пятна примет вид

$$\hat{x}_0 = \left[\frac{\sum_i x_i U_i(t_i, x_0)}{\sum_i U_i(t_i, x_0)} - N\epsilon\Delta x - \frac{(N\epsilon)^2}{2!} 2\Delta x - \frac{(N\epsilon)^3}{3!} 3\Delta x \dots \right]. \quad (1.32)$$

Рассмотрим последовательность операций при вычислении координат светового пятна, ограничившись для примера оценкой координаты по оси x . Считаем, что световое пятно занимает 3×3 элементов ($r = \Delta x/2$). Предва-

нительно необходимо определить координаты элемента $x = n\Delta x$ и $y = m\Delta y$, сигнал которого превышает заданный порог, а если таких элементов несколько в пределах матрицы 3×3 , — то координаты элемента с максимальным по сравнению с соседними элементами сигналом. Затем, используя измеренные значения сигналов U_{ij} центрального и окружающих его восьми элементов, рассчитываем координаты светового пятна по полученной из (1.30) формуле

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= \frac{\sum_i x_i U_i}{\sum_i U_i} = n\Delta x + \frac{(-1)U_{n-1} + (0)U_n + (+1)U_{n+1}}{\sum_{n-1}^{n+1} U_i} \Delta x = \\ &= n\Delta x + \frac{U_{n+1} - U_{n-1}}{\sum_{n-1}^{n+1} U_i} \Delta x, \end{aligned} \quad (1.33)$$

где $U_i = \sum_{j=m-1}^{j=m+1} U_{ij}$.

Введение дополнительной системы координат относительно центрального элемента [множители $-1, 0, +1$ в (1.33)], с одной стороны, упрощает расчет, но с другой — не позволяет учитывать смещение оценки по (1.32). Смещение оценки, обусловленное неэффективностью переноса, в данном случае зависит от местоположения светового пятна. Использование (1.33) при измерении координат целесообразно, когда погрешностью смещения оценки можно пренебречь, например в телекамерах на ПЗС с объемным каналом. Если же смещение оценки значительно, то, изменив дополнительную систему координат, координаты светового пятна определим по следующей формуле:

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= (n-2)\Delta x + \frac{U_{n-1} + 2U_n + 3U_{n+1}}{\sum_i U_i} \Delta x - n\varepsilon\Delta x = \\ &= (n-n\varepsilon-2)\Delta x + \frac{U_{n-1} + 2U_n + 3U_{n+1}}{\sum_i U_i} \Delta x. \end{aligned} \quad (1.34)$$

При получении (1.34) считалось, что $\varepsilon \ll 1$, $\varepsilon^2 \approx 0$.

Следует отметить, что (1.30) может применяться и для измерений смещения фоновых образований от кадра к кадру. Для этого необходимо от кадра к кадру

сравнивать координаты центра тяжести фонового образования, определенные по (1.30). Чтобы уменьшить погрешность измерения, обусловленную влиянием вновь появляющихся в поле зрения и исчезающих из него деталей подвижного фонового образования, сигналы элементов, находящихся на периферии поля зрения, необходимо брать с определенным «весом». Этот «вес» минимален для сигналов краевых элементов и линейно увеличивается до 1 для сигналов элементов, отстоящих от краевых на определенное расстояние.

Проведенные выше исследования позволили определить оптимальный размер светового пятна в зависимости от типа применяемой матрицы и алгоритма измерения, оценить влияние неэффективности переноса заряда на погрешность измерения. Полученные результаты проверены экспериментально [56].

Измерения проводились на лабораторном малокадровом канале (рис. 1.33) с отечественной матрицей ПЗС, имеющей поверхностный канал переноса и число элементов 360×576 , размер элемента 24×24 мкм в режиме полной засветки. С помощью микроподвижки можно было изменять местоположение проекции светового пятна по осям x и y с точностью $\pm 0,2$ мкм.

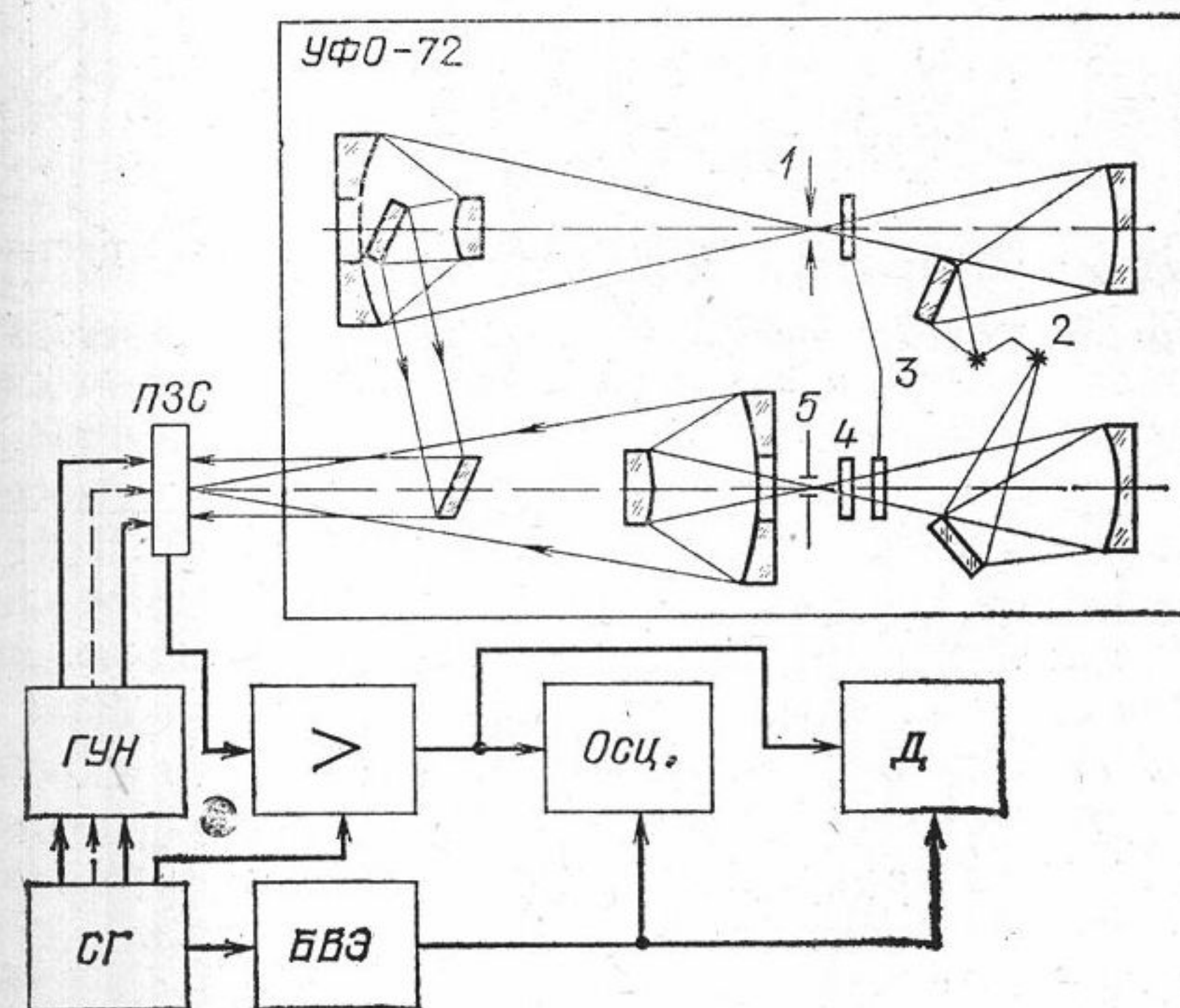


Рис. 1.33. Структурная схема измерительного канала на матричном ПЗС:

1 — диафрагма канала фона; 2 — источник света; 3 — нейтральные светофильтры; 4 — полосовой фильтр; 5 — микроподвижка точечной диафрагмы; ГУН — генератор управляющих напряжений; СГ — синхрогенератор; Оси — осциллограф с памятью; БВЭ — блок выделения элемента; Д — дискриминатор

Для оценки точностных свойств матричных ПЗС были измерены дискриминационные характеристики по строке (рис. 1.34) и по кадру (рис. 1.35) при различных условиях. Дискриминатором вычислялась разность сигналов с соседних элементов, значение которой зависит от Δ — расстояния между центром проекции светового пятна и краем элемента ПЗС. При сфокусированном пятне ($r=r_1$, $\lambda=0,5$ мкм, $ns=0,02$) дискриминационная характеристика имеет участки с нулевой крутизной (см. рис. 1.34), что для неподвижной камеры недопустимо. Расфокусировка светового пятна примерно на 3×3 элементов ПЗС ($r=r_2$) обеспечивает максимальное значение крутизны дискриминационной характеристики при попадании пятна в центр элемента.

Неэффективность переноса заряда вызывает смещение оценки координат светового пятна (см. рис. 1.34,б), зависящее от место-

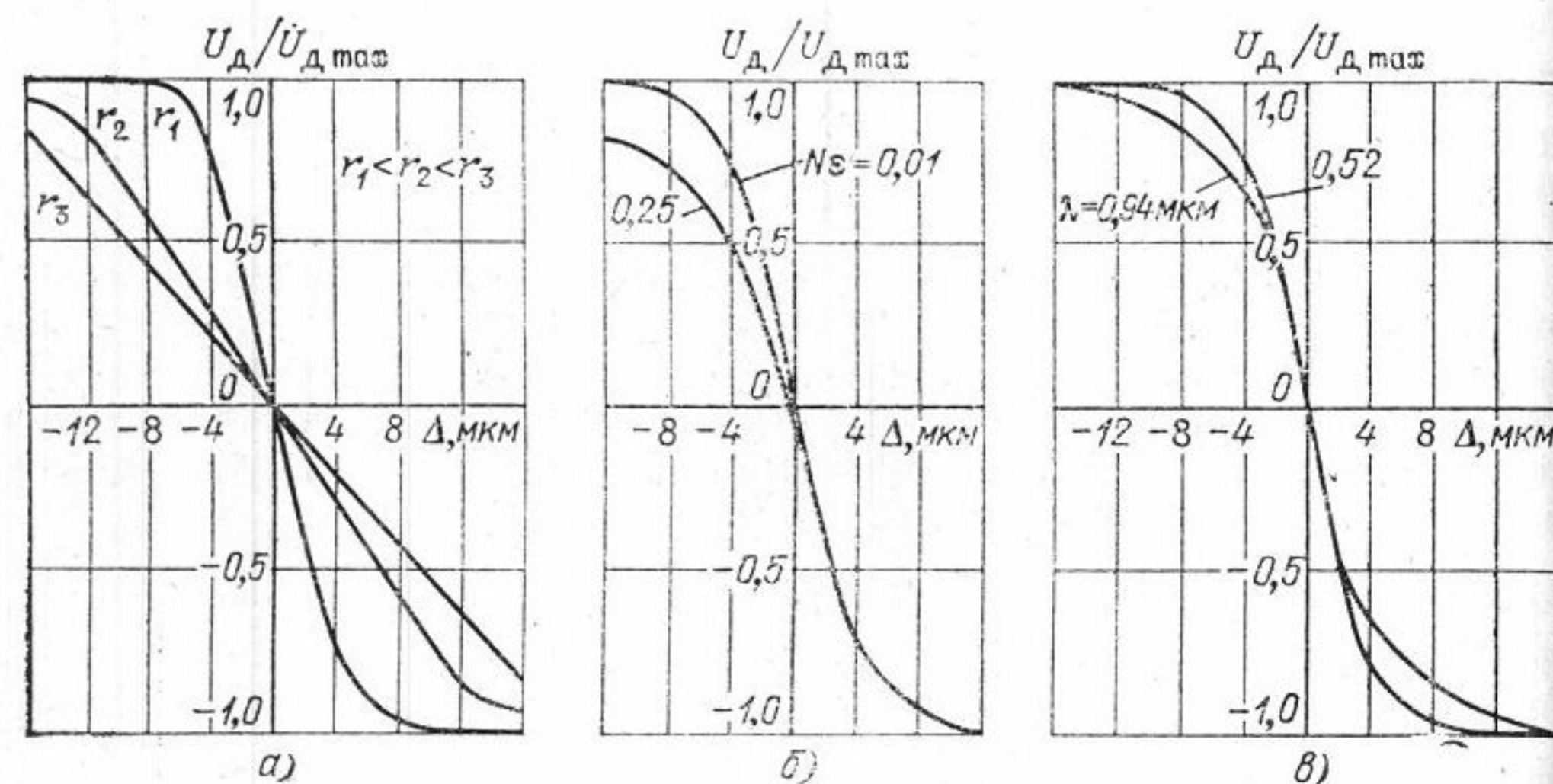


Рис. 1.34. Влияние на дискриминационные характеристики по строке:

а — размера светового пятна; б — неэффективности переноса заряда; в — длины волны света

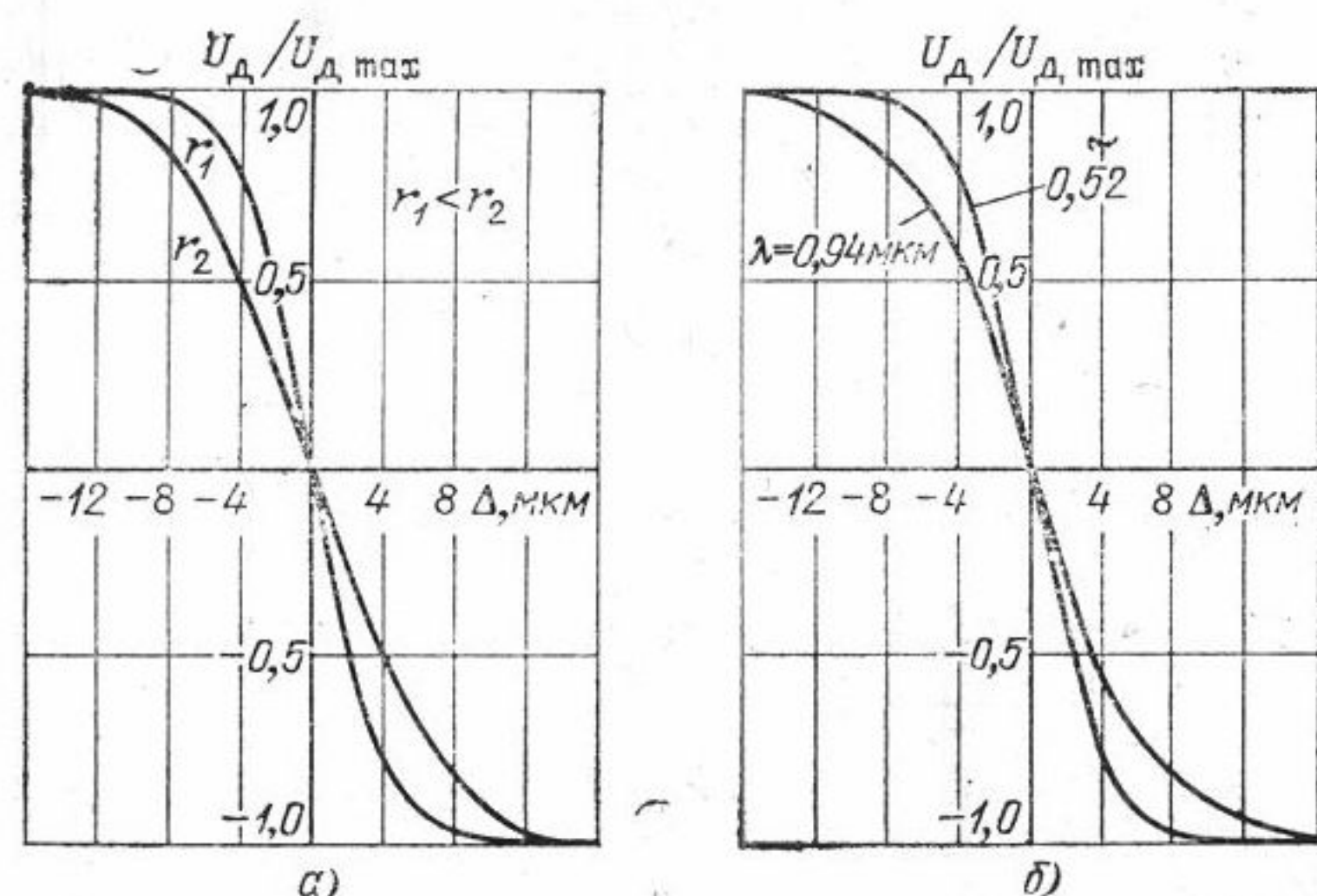


Рис. 1.35. Влияние на дискриминационные характеристики по кадру: а — размера светового пятна; б — длины волны света

положения пятна, которое достигает максимального значения $1/3\Delta x$. В этом случае необходимо определять координаты по соседней дискриминационной кривой, сместив стробирующий импульс на один элемент. Тогда максимальное смещение оценки достигнет 1 мкм при $\Delta=0$.

С увеличением длины волны излучения считывающая апертура элемента ПЗС расширяется, что приводит к уменьшению крутизны и увеличению линейного участка дискриминационной характеристики при постоянном размере светового пятна (см. рис. 1.34,в). Для достижения максимальной крутизны дискриминационной характеристики по кадру при попадании пятна в центр элемента требуется несколько большая расфокусировка пятна. Влияние длины волны излучения на форму считывающей апертуры в большей степени проявляется в направлении кадра, что сказывается и на форме дискриминационных характеристик (см. рис. 1.35). Интервал значений, приведенный к выходу матрицы, при оптимальной расфокусировке и максимальном значении сигнала $K_d=0,035...0,052$ В/мкм. Отсюда флуктуационная среднеквадратическая ошибка измерения координат для приведенных к выходу шумов, равных 1 мВ, составит примерно 0,02...0,03 мкм, в то время как ошибка, вызванная неэффективностью переноса (см. рис. 1.34,б), достигает 1 мкм. Кроме того, имеет место погрешность, обусловленная неточностью изготовления электродов ПЗС.

Если пренебречь нелинейностью дискриминационной кривой, то расстояние между центром светового пятна и краем элемента ПЗС

$$0,5K\Delta x U_d / U_{d \max},$$

где K — постоянный нормирующий коэффициент.

Например, аппроксимация кривой (см. рис. 1.34,а, $r=r_2$) наклонной прямой приведет к систематической погрешности, равной примерно 1 мкм. Тогда максимальная систематическая погрешность измерения с учетом влияния неэффективности переноса составит примерно 2 мкм.

Таким образом, в данном параграфе исследована возможность измерения координат светового пятна с точностью до долей элемента ПЗС. Оптимальный размер светового пятна, при котором минимизируется максимальная ошибка, зависит от типа применяемой матрицы ПЗС и процедуры измерения. Потенциальная точность измерения, определяемая флуктуационными шумами, достигает сотых долей элемента. Однако конечная эффективность переноса заряда, неточность изготовления элементов ПЗС и некоторые допущения, сделанные при разработке алгоритмов, приводят к систематическим ошибкам, достигающим десятых долей элемента. Даже без коррекции этих погрешностей точность измерения координат с помощью телевизионной камеры на ПЗС значительно превышает точность измерения, достигнутую в телевизионных системах на передающих трубках.

1.6. МАЛОКАДРОВЫЙ РЕЖИМ

Из временной и температурной зависимостей темнового заряда вытекают основные способы построения малокадровой телевизионной камеры на матричном ПЗС: с «электронным затвором» [37] и с охлаждением матричного ПЗС [38, 39].

Рассмотрим реализацию электронного затвора. Следует различать помехи от неоднородностей темнового тока в секции накопления и в секции памяти матрицы ПЗС, которые отличаются как по уровню, так и по характеру проявления на изображении. Помеха от секции памяти проявляется в виде вертикальной линии, в то время как помеха от секции накопления — в виде точек. Поэтому уровень помех при постоянной температуре зависит от времени существования неподвижной потенциальной ямы. Следовательно, размах помехи, возникающей в секции памяти, зависит от периода строки и при времени накопления, равном времени кадра, значительно меньше помехи секции накопления.

Предлагаемый способ заключается в том, что подачей соответствующих управляющих напряжений на секцию накопления время накопления устанавливается исходя из максимально допустимого значения неоднородностей темнового тока. Время накопления составляет часть времени кадра, которое в свою очередь определяется необходимой скоростью считывания сигнала изображения.

Необходимо отметить, что режим работы с электронным затвором позволяет наблюдать подвижные объекты и передавать отдельные фрагменты движения. При этом имеется возможность, не изменяя скорости считывания, устанавливать время накопления исходя из допустимой величины искажений изображения, вызванных движением наблюдаемого объекта.

Для экспериментального исследования режима с электронным затвором в телекамере использовалась отечественная матрица ПЗС с числом элементов 232×288 . Как видно из изображения, помеха при увеличении времени накопления, равного времени кадра до 0,6 с, проявляется в виде множества белых пятен размером 1...2 элемента (часть потенциальных ям переполнена) (рис. 1.36). Применение электронного затвора позволяет существенно уменьшать неоднородность темнового тока. На изображении с неосвещенной матрицы ПЗС остался дефект (вертикальная полоса), сигнал от которого превосходит более чем на три порядка средний уровень темнового тока. Достоинствами этого способа являются обеспечение малокадрового режима без охлаждения матрицы ПЗС и воз-

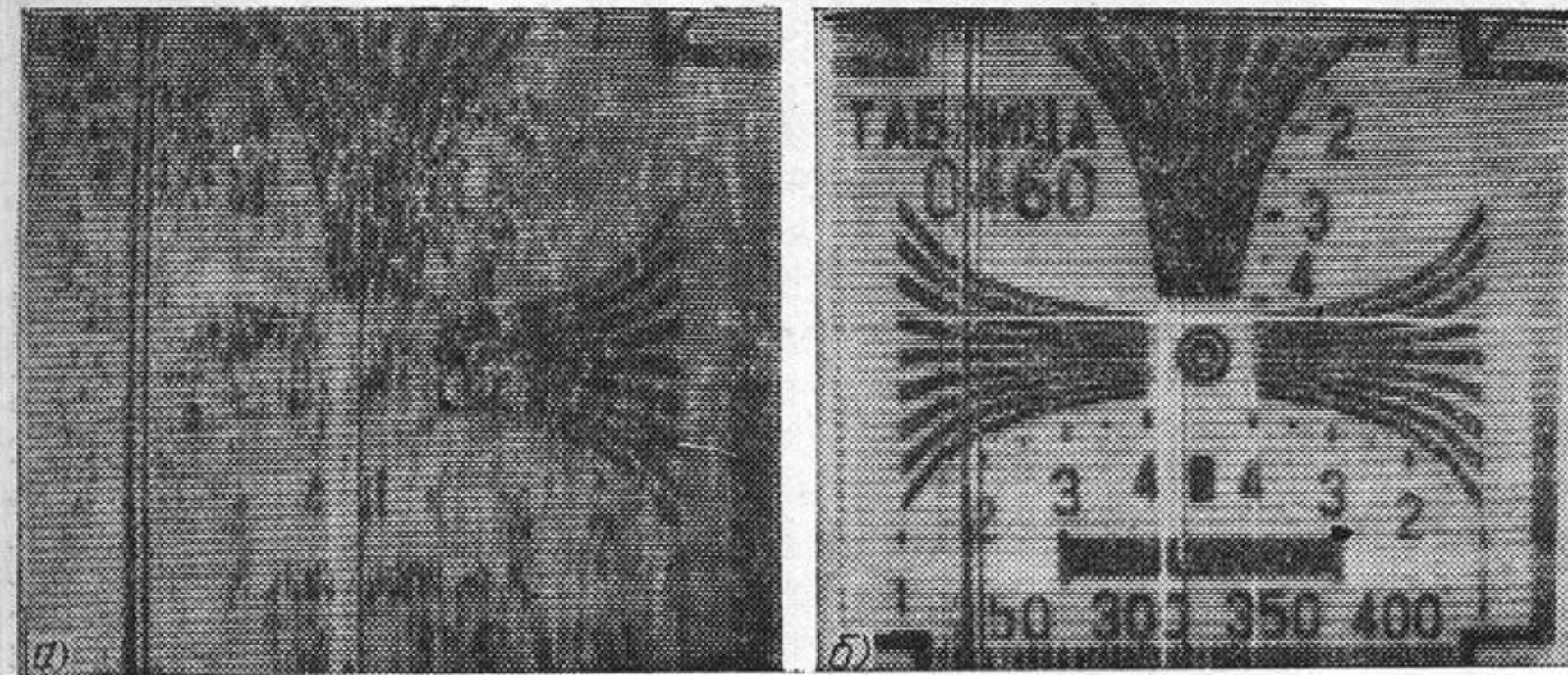


Рис. 1.36. Изображение испытательной таблицы 0460 с матрицы ПЗС при работе телекамеры в режимах:

а — обычном (время кадра и накопления 0,6 с); б — с электронным затвором (время кадра 0,6 с, время накопления 0,06 с)

можность регистрации фрагментов движения наблюдаемых изображений.

Охлаждение матрицы ПЗС обеспечивает эффективное подавление темнового тока и его неоднородностей (рис. 1.37). Заметим также, что для режима с электронным затвором необходимо разделять матрицу на две секции, поэтому малокадровый режим работы с полной засветкой может быть реализован только при охлаждении матрицы, если время накопления превышает 1 с.

Учитывая желательность охлаждения матрицы ПЗС в системах

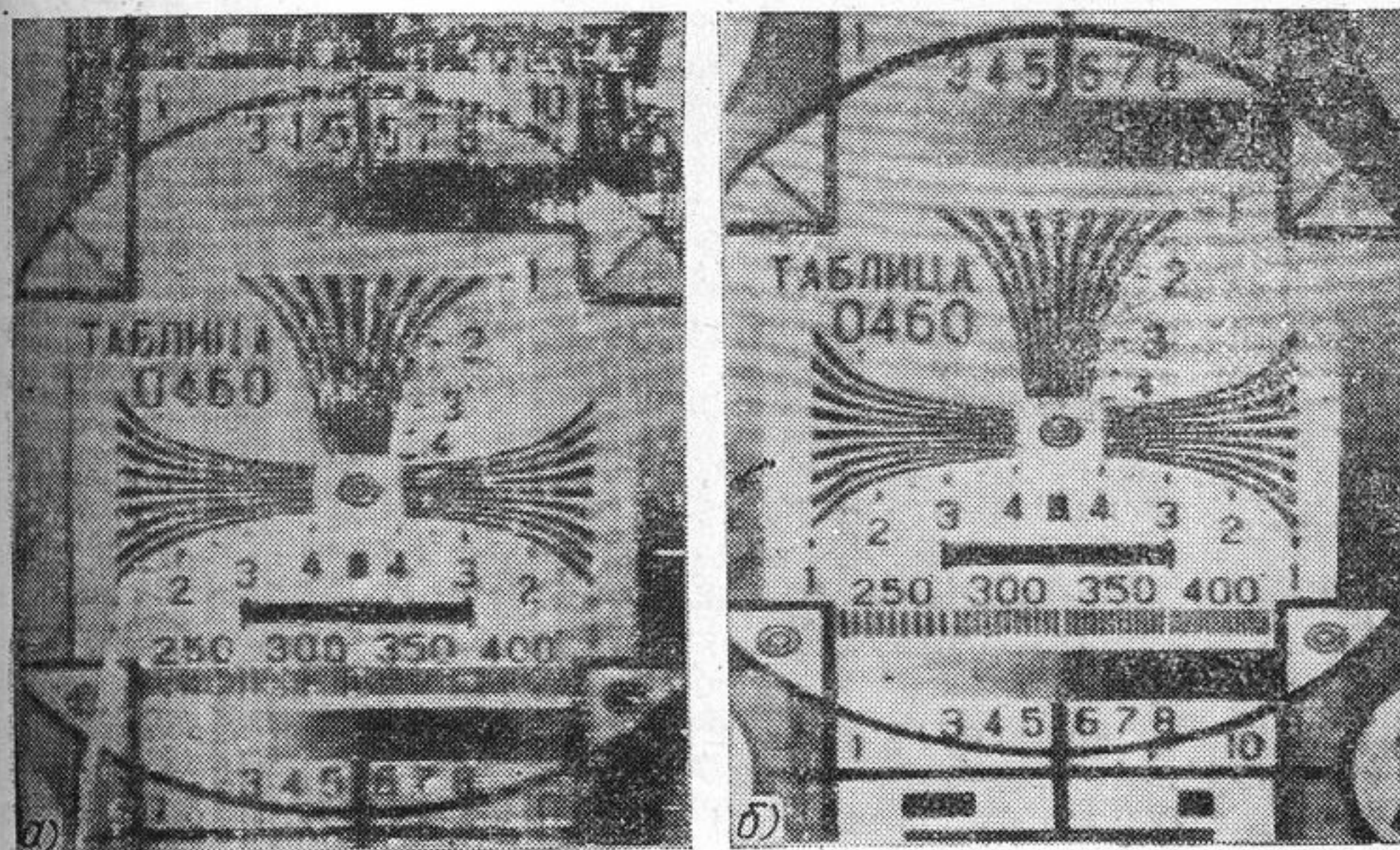


Рис. 1.37. Изображение с охлажденной матрицы ПЗС при изменении температуры:

а — 20°C; б — минус 40°C

с большим временем кадра, целесообразно объединить термоэлектрический холодильник с матрицей ПЗС в единый модуль [59, 60].

Опишем конструкцию такого модуля фотоприемного устройства и малокадровой телевизионной камеры (рис. 1.38) [60]. Холодильником в этом устройстве является двухкаскадная термоэлектрическая батарея ТЭБ-023, которая обеспечивает перепад температур между горячим и холодным спаями, равный примерно 80°C при потреблении 5 Вт электрической мощности¹. Матрица ПЗС наклеена на сапфировую пластину, которая в свою очередь установлена на холодном спае термоэлектрической батареи и служит для выравнивания температуры по плоскости фотоприемника. В данном фотоприемном устройстве использована матрица ПЗС с числом элементов 256×288 . Конструкция устройства позволяет устанавливать в него и большие по размеру матрицы.

Термоэлектрическая батарея с фотоприемником помещена в металлокерамический корпус с кварцевым входным окном. Центр матрицы ПЗС и ее плоскость с высокой точностью устанавливаются относительно посадочных мест корпуса, что значительно упрощает юстировку телекамеры.

В состав малокадровой телевизионной камеры входят: оптическая головка, фотоприемное устройство, теплопровод, плата с фильтрами питающих напряжений, предварительным и импульсным усилителями. Тепло от фотоприемного устройства на корпус телевизионной камеры отводится с помощью двух гибких медных теплопроводов.

Предварительный усилитель предназначен для низкочастотной фильтрации выходного сигнала матрицы ПЗС, его усиления и компенсации флуктуаций напряжения подложки. Усиленный сигнал передается по кабелю в камерный блок, где производятся двойная коррелированная выборка, дискретно-аналоговая обработка и квантование сигнала.

При времени накопления более 1 с и температуре ПЗС 20°C неоднородности темнового тока перекрывают динамический диапазон и делают невозможным наблюдение слабого по освещенности изображения таблицы 0249 (рис. 1.39). Охлаждение матрицы ПЗС с помощью термоэлектрического холодильника вызывает уменьшение темнового тока и его неоднородностей примерно на два порядка [60]. Среднее значение неоднородности темнового тока зависит от мощности потребляемой термоэлектрическим холодильником (рис. 1.40) и при $P=4$ Вт равно 0,5% уровня насыщения матрицы ПЗС. Динамический диапазон фотоприемника, измеренный по шуму, равен $4 \cdot 10^3$. Применение в телевизионной камере диска с набором нейтральных светофильтров расширяет ее динамический диапазон до $5 \cdot 10^6$. Большой динамический диапазон матрицы ПЗС при фоновой освещенности, близкой к насыщению, позволяет реализовать контрастную чувствительность около 0,5%. Охлаждение матрицы ПЗС до температуры -40°C обеспечивает работу малокадровой телевизионной камеры со временем накопления до минуты. Увеличить время накопления до часов, что особенно важно в астрономических телевизионных системах, а также повысить чувствительность можно при большем охлаждении матрицы ПЗС.

¹ Батарея имеет избыточную холодопроизводительность. Применение специально разработанной батареи позволило бы снизить потребляемую ею мощность.

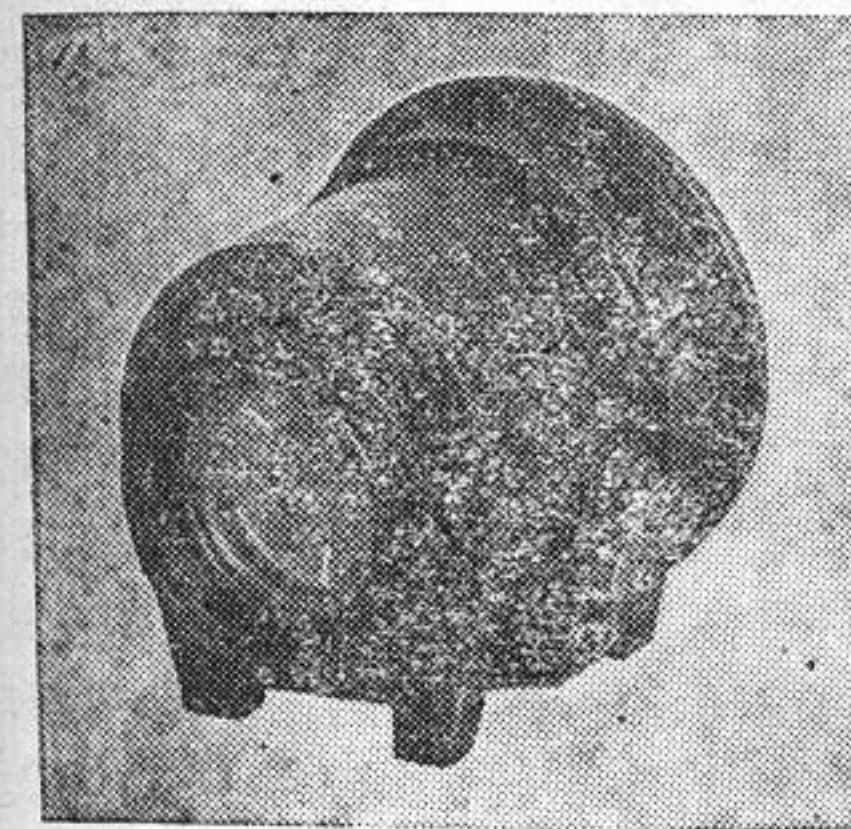


Рис. 1.38. Малокадровая телевизионная камера на ПЗС с термоэлектрическим охлаждением

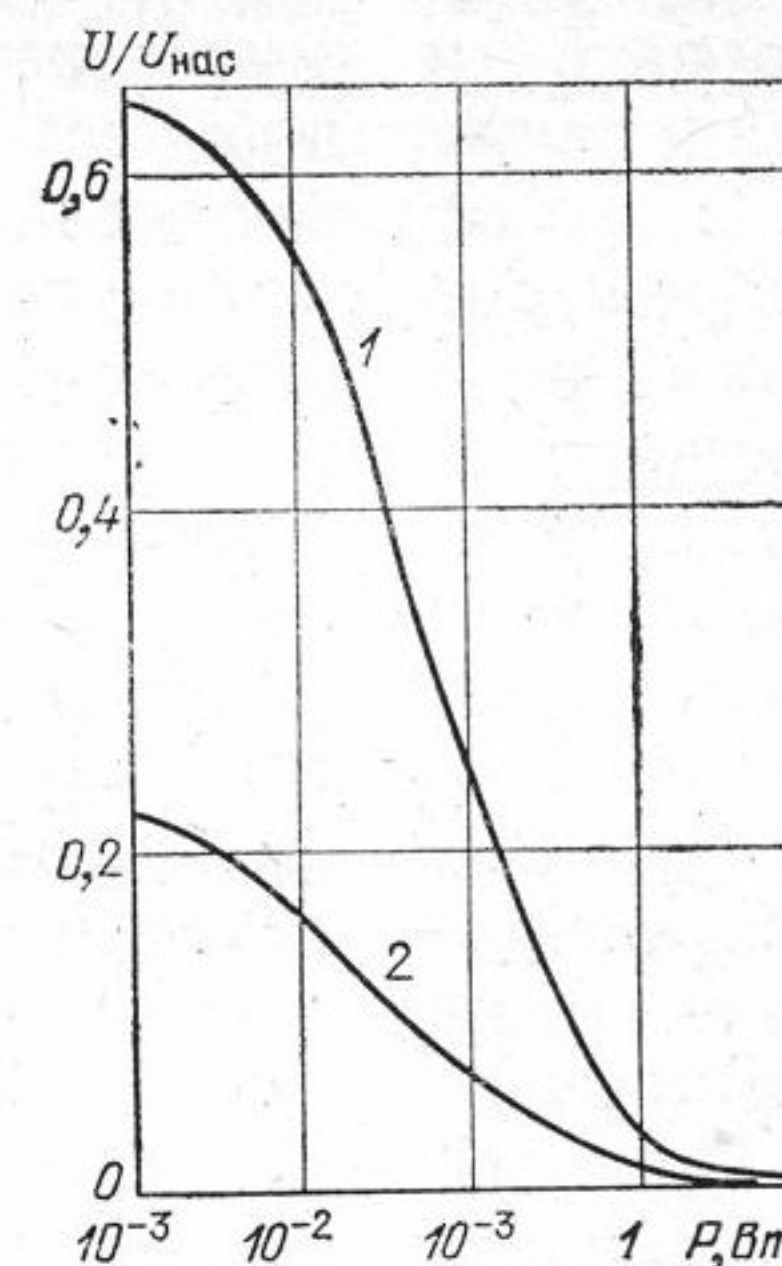


Рис. 1.40. Зависимость сигнала одного из дефектов матрицы ПЗС 1 и среднего уровня темнового сигнала 2 от мощности, потребляемой термоэлектрическим холодильником

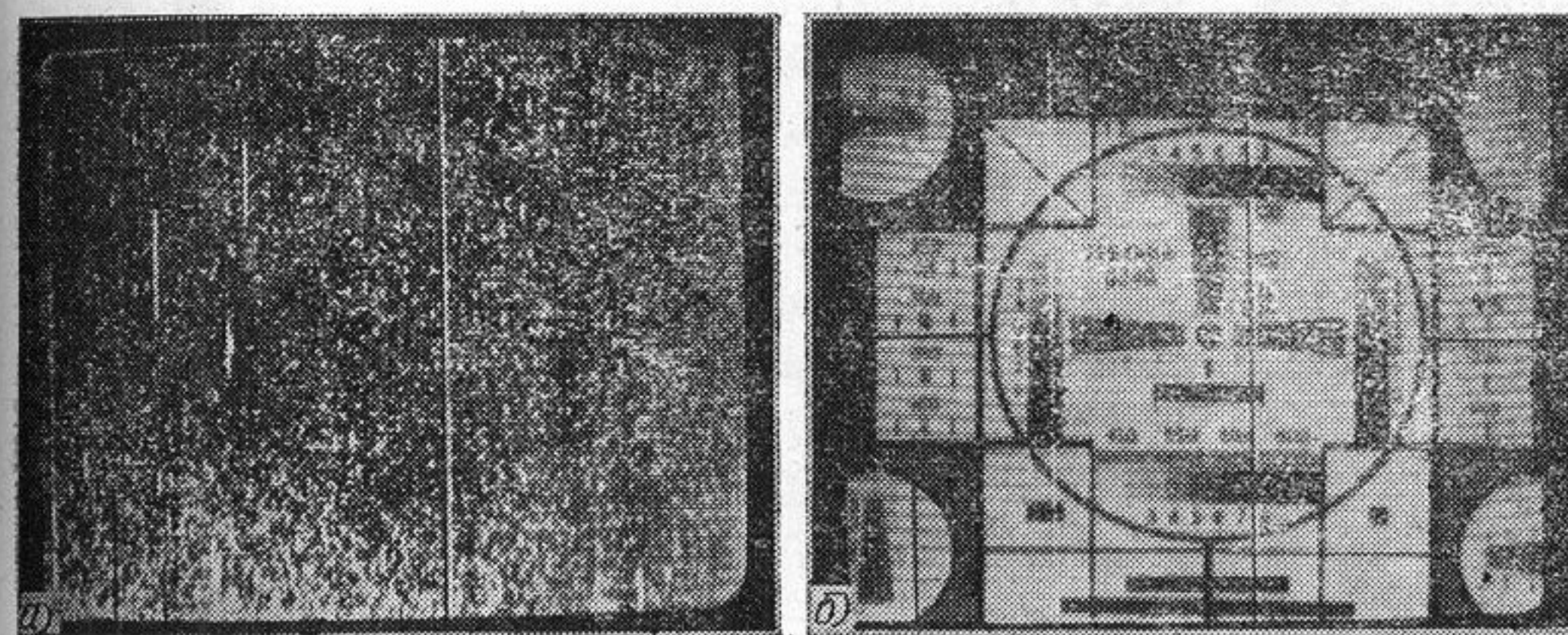


Рис. 1.39. Изображение испытательной таблицы 0249 с телевизионной камеры на ПЗС:
а — без охлаждения; б — с охлаждением

1.7. РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИНЦИПА АДАПТАЦИИ

Принцип адаптации стал актуальным в научно-прикладном телевидении в связи с применением ПЗС и микропроцессоров. Реализация этого принципа позволяет

оптимально кодировать оптические сигналы, т. е. формировать минимальные достаточные статистики в условиях априорной неопределенности о сигналах. Технически это означает создать такую адаптивную камеру, в которой автоматически регулируются (адаптируются) параметры оптической части [25], фотоприемника, видеотракта (§ 2.3) и классификатора (§ 4.3) в зависимости от изменений световых условий. Необходимость адаптации параметров возникает не только из-за априорной неопределенности о сигналах (особенно нестационарных), но и в силу ограниченности как пропускной способности канала связи, так и динамического диапазона звеньев системы, реализующих накопление и усиление. Динамический диапазон ограничен сверху уровнем насыщения и снизу уровнем собственных шумов.

Принцип адаптации основан на формировании оценок характеристик входных сигналов и использовании этих оценок при регулировании параметров. Таким образом, принцип адаптации смыкается с принципом кибернетики обратной связи.

Процесс измерения оптического сигнала (счет фотонов) адаптивной телевизионной камерой сопровождается влиянием внешнего фотонного шума и внутреннего шума (теплового, шумов переноса ПЗС). Система связи с двумя источниками шумов должна содержать два фильтра (см. § 3.1). В адаптивной телевизионной системе (рис. 1.41) в роли первого фильтра *I* выступает телеви-



Рис. 1.41. Структурная схема адаптивной твердотельной системы с двумя перестраиваемыми фильтрами

зионная камера на ПЗС с измерителем статистических характеристик сигнала изображения и камерным микропроцессором, а в роли второго *II* — микро-ЭВМ, содержащая кадровое ОЗУ. Оба фильтра подавляют шумы, но вносят линейные (динамические) ошибки. Минимизировать суммарную среднеквадратическую ошибку измерения оптического сигнала (см. § 3.5) можно с помощью адаптации всех звеньев системы. Такая минимизация обеспечивает режим фотонной чувствительности, в котором при малой динамике изображений существенно уменьшается роль второго шума. Если адаптация усилителей и ЭВМ широко используется, то адаптация фотоприемника характерна лишь для твердотельного телевидения.

Рассмотрим структуру и возможности адаптивной телевизионной камеры, в которой формируются сигналы для управления параметрами и видеотракта, и ЭВМ, и фотоприемника: частотой кадров, временем накопления, размерами и формой считывающей апертуры, а также режимами ГУН. В адаптивной телевизионной камере (рис. 1.42) сигнал с ПЗС считывается с выходов двух типов. Через традиционные выходы последовательно считываются дискретные во времени и в пространстве (задержанные в секции хранения) сигналы изображения. Другие выходы — участки электродов секции накопления, введенные в плавающий режим, — используются для формирования сигналов, управляющих частотой кадров и временем накопления. Это позволяет непрерывно во времени измерять суммарный заряд на каждом участке матрицы. Поле зрения адаптивной камеры разбивается на соответствующие участки, в которых частота кадров регулируется отдельно для уменьшения ошибок при измерении сигналов, содержащих несколько различных по динамике и яркости областей. Частота кадров зависит как от абсолютного значения накопленного заряда, так и от скорости его изменения. Многоучастковая камера близка по свойствам к самой быстродействующей телевизионной системе — параллельной, в которой частота кадров может быть установлена отдельно в каждом элементе изображения. В отличие от нее, многоучастковая адаптивная камера (за счет использования последовательной передачи сигналов отдельно взятого участка) проще в реализации (в настоящее время существуют лишь биологические параллельные системы высокой четкости). Для повышения быстродействия в твердотельном

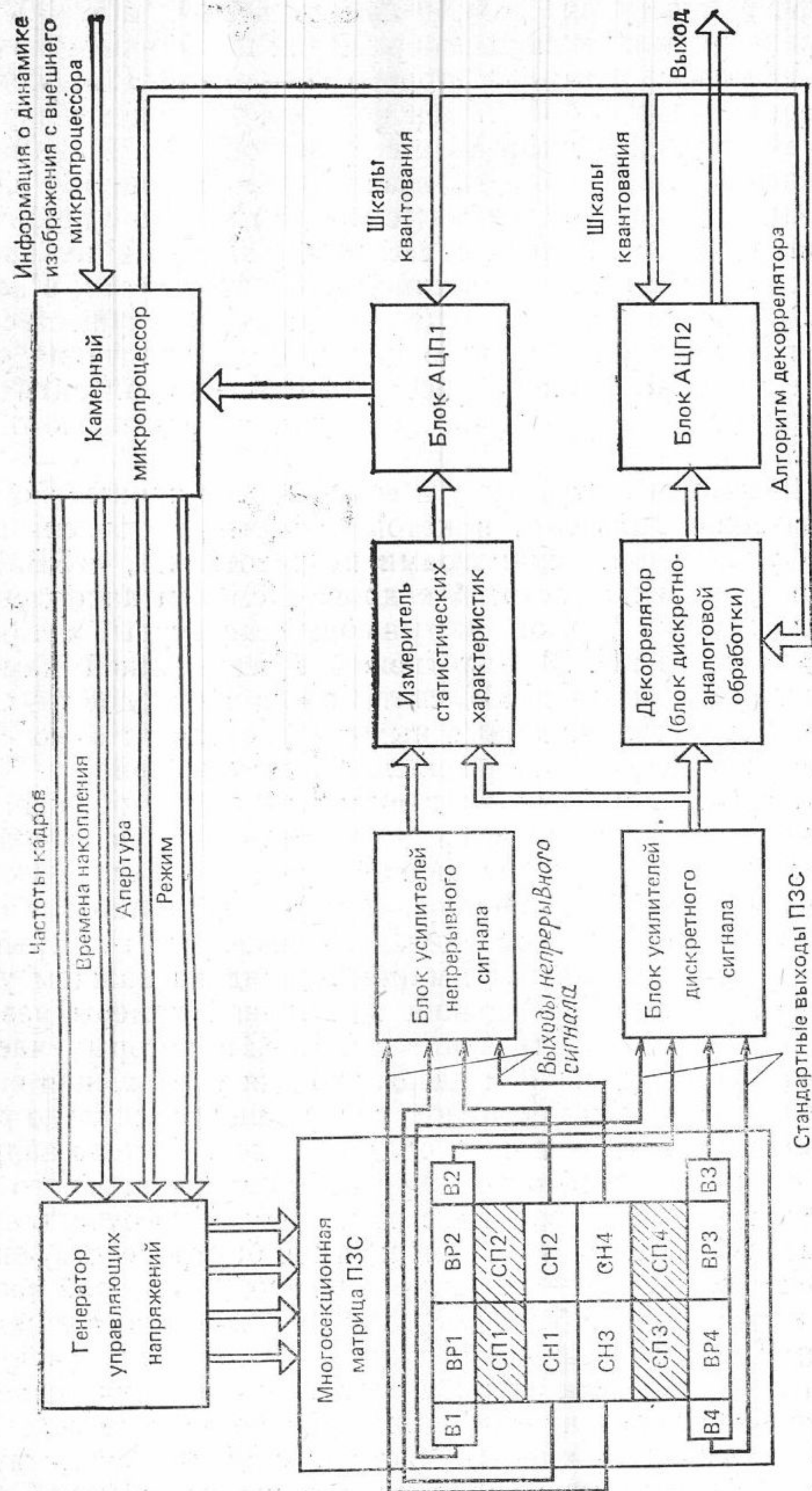


Рис. 1.42. Структурная схема адаптивной телекамеры на многоучастковой матрице ПЗС

телевидении используют секционирование (разбиение на участки) не только матрицы ПЗС, но и микропроцессоров и кадровых ОЗУ.

Возможности адаптивных телевизионных камер зависят от числа параллельных участков и диапазонов перестройки параметров каждого участка. Увеличение числа участков пропорционально расширяет диапазоны перестройки, которые в свою очередь зависят от типа и характеристик матрицы ПЗС (поверхностного или объемного канала, площади электродов, организации считывания и т. п.), а также от степени охлаждения матрицы. Оценим диапазоны перестройки параметров на примере матрицы ПЗС 1200ЦМ1.

Минимальная частота кадров (максимальная длительность) в нормальных условиях ограничена темновым током ПЗС и примерно равна 1 Гц. Охлаждение с помощью термоэлектрического холодильника позволяет снизить эту частоту, т. е. довести длительность кадра до нескольких минут, а криогенное охлаждение — до нескольких недель. В последнем случае телекамера на ПЗС может регистрировать крайне слабые потоки фотонов с плотностью менее 5 фотон/эл. в сутки.

Максимальная частота кадров ограничена быстродействием ПЗС и пропорциональна числу параллельных участков считывания. На предельных ее значениях (около 300 Гц) можно регистрировать потоки с полностью $3 \cdot 10^8$ фотон/эл. секунду. Для регистрации большей плотности необходимо организовать режим электронного затвора матрицы ПЗС (§ 1.3). Минимальное время накопления в этом режиме ограничено быстродействием переноса заряда из секции накопления в секцию хранения и в матрице 1200ЦМ1 может приближаться к 50 мкс. При этом можно регистрировать максимальную плотность потока $2 \cdot 10^{11}$ фотон/эл. в секунду. В адаптивных телекамерах чувствительность можно обменивать на разрешающую способность во времени путем автоматического регулирования как частоты кадров, так и времени накопления внутри кадра. Экспериментально подтверждена возможность изменения времени интегрирования оптического сигнала от 100 мкс до 3 ч, т. е. в 10^8 раз (рис. 1.43).

В адаптивных телекамерах, в отличие от традиционных, имеющих постоянную четкость, площадь интегрирования сигнала различна по полю. Четкость пропорциональна освещенности и пространственной частоте изображения, что обеспечивает минимизацию средней ошиб-

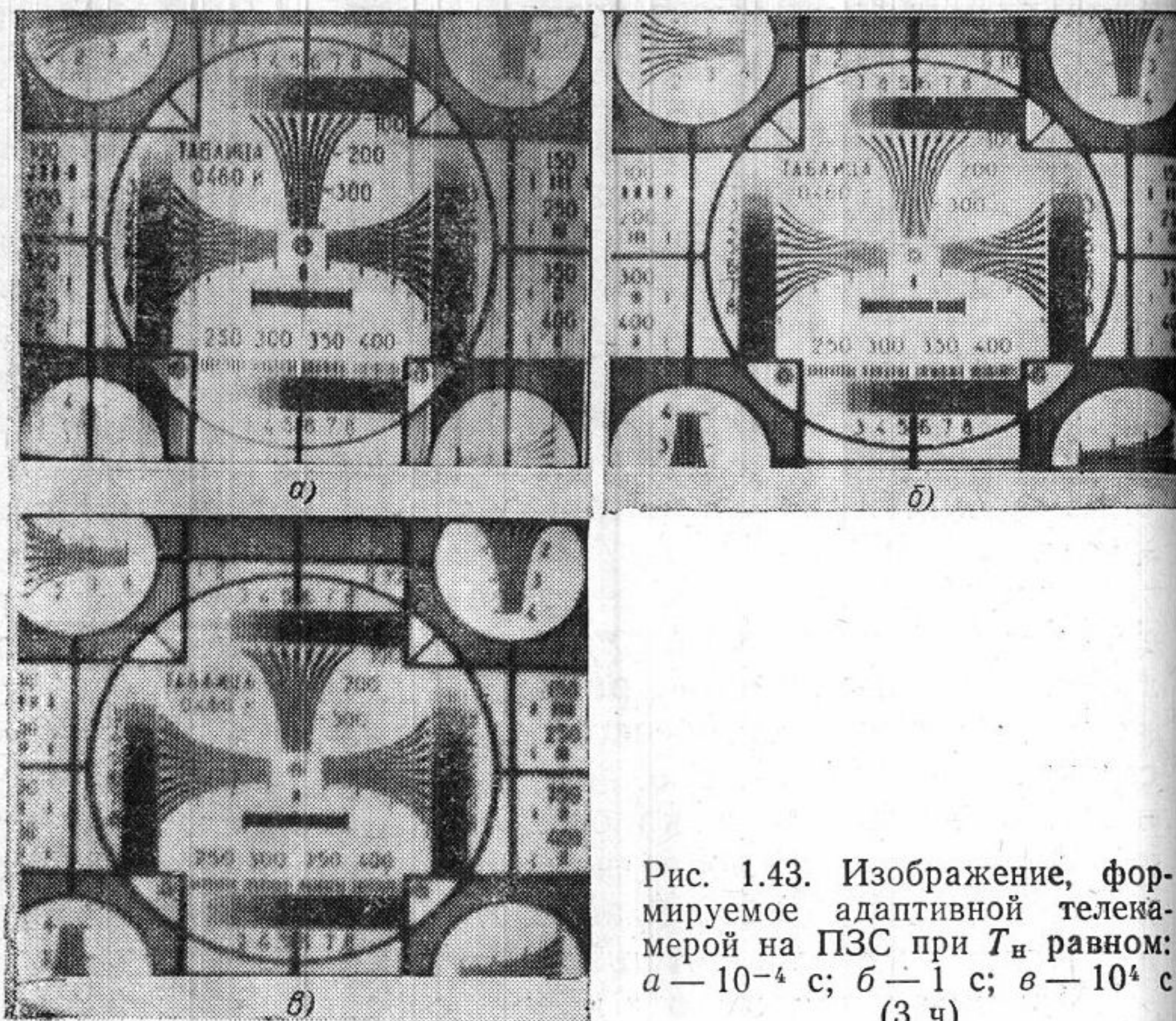


Рис. 1.43. Изображение, формируемое адаптивной телекамерой на ПЗС при T_n равном: $a - 10^{-4}$ с; $b - 1$ с; $v - 10^4$ с (3 ч)

ки измерения сигнала для каждой области изображения. Площадь интегрирования регулируется внутри матрицы ПЗС [48], т. е. до воздействия второго шума. Поэтому отношение сигнал-шум при увеличении апертуры увеличивается быстрее, чем при сложении сигналов во внешнем устройстве. В матрице с поверхностным каналом можно складывать заряды, накопленные во многих элементах. При малых потоках фотонов их число может достигать нескольких сотен и ограничиваться минимально необходимым для переноса уровнем фонового заряда. Возможность практически без потерь обменивать чувствительность на четкость за счет изменения площади апертуры в 64 раза иллюстрируется рис. 1.44.

С учетом собственного динамического диапазона матрицы ПЗС, примерно равного $2 \cdot 10^4$, суммарной перестройки частоты кадров и времени накопления в 10^8 раз и площади апертуры в 64 раза достигается диапазон рабочих освещенностей (без использования сменных светофильтров) $2 \cdot 10^{13}$. Это обеспечивает возможности наблюдения, превышающие возможности человеческого глаза.

Применение внешнего накопителя (см. рис. 1.41,

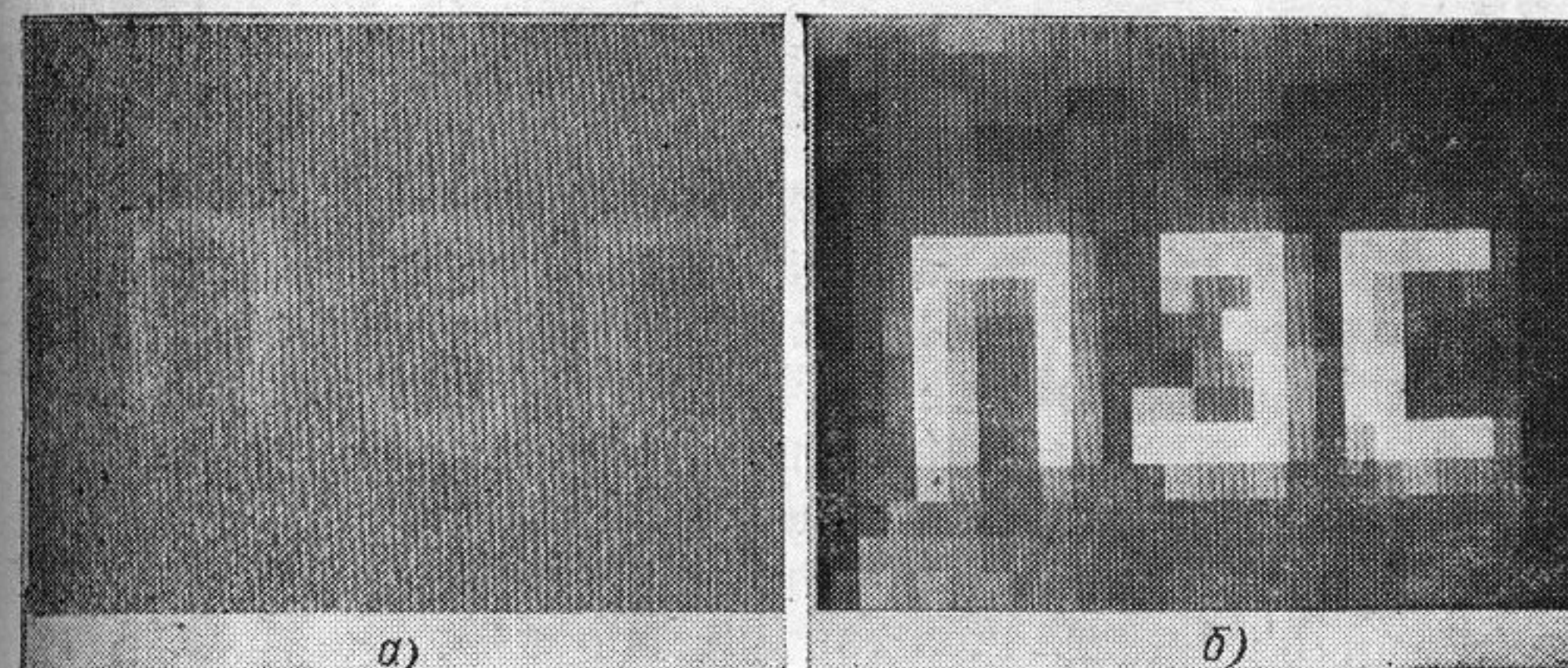


Рис. 1.44. Изображения, формируемые адаптивной телекамерой на ПЗС для отношения сигнал-шум, равного 1, при: a — одноэлементной апертуре; b — увеличении апертуры в 64 раза

фильтр II) не только расширяет диапазон перестройки параметров разложения всей системы, но и обеспечивает ее высокую фоноустойчивость. Так, отдельная телекамера на матрице ПЗС не может накопить более 10^6 фотоэлектронов на одном элементе, что ограничивает контрастную чувствительность значением 0,3% [44]. Применение внешнего накопителя улучшает это значение пропорционально числу складываемых кадров; это улучшение зависит от разрядности накопителя.

Глава 2

ДИСКРЕТНО-АНАЛОГОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА ИЗОБРАЖЕНИЯ

Матрицы ПЗС осуществляют дискретно-аналоговую обработку оптического изображения по световому входу и сигнала изображения по электрическому. Последнее позволяет реализовать межкадровую обработку сигнала изображения с помощью одной (§ 2.1) или нескольких (§ 2.2) матриц ПЗС.

Устройство межкадровой обработки выполняет функцию декоррелятора, уменьшающего межкадровую избыточность телевизионного сигнала. Жесткий растр ПЗС позволяет при межкадровой обработке снизить искажения тракта до уровня не различимого в присутствии шумов фотоприемной матрицы ПЗС.

Эффективно уменьшить динамический диапазон телевизионного сигнала можно более простыми средствами, т. е. без использования кадрового запоминающего устройства на передающей части телевизионной системы (§ 2.3—2.5). При сильном равномерном фоне уменьшение обеспечивают устройства автоматических регулировок усиления и размаха сигнала изображения (§ 2.3).

При сильном низкочастотном фоне динамический диапазон можно уменьшить с помощью дискретных фильтров верхних частот. Исключить краевые эффекты и паразитные сигналы от некоторых дефектов матриц ПЗС можно при использовании фильтров с переменными параметрами, в частности адаптивных (§ 2.4).

В самом сложном случае, когда фон широкополосный и высококонтрастный, эффективным способом уменьшения динамического диапазона сигнала является вычитание из напряжения сигнала изображения квантованных значений напряжения в каждом элементе (§ 2.5).

2.1. МЕЖКАДРОВАЯ ОБРАБОТКА

Межкадровую обработку телевизионного сигнала достаточно просто реализовать для кинокадров, когда в распоряжении имеется отснятая и проявленная пленка [61]. Если требуется ее сделать в реальном масштабе времени при непосредственной передаче телевизионной камерой натурной сцены, то следует использовать запоминающее устройство емкостью в один или несколько телевизионных кадров для задержки текущего сигнала изображения.

Долгое время — вплоть до 70-х годов — самым сложным элементом устройств межкадровой обработки сигнала являлось кадровое запоминающее устройство (ЗУ) [62, 63].

Значительные усилия были затрачены на создание кадрового ЗУ на электронно-лучевых трубках. Однако на этом пути встретились большие трудности. Перезапись аналогового сигнала в запоминающей трубке сопровождалась значительными искажениями из-за несовпадения формы электронных растров и их дрейфа в фотоприемной и запоминающей трубках. Даже при принятии специальных мер по стабилизации раstra в электронно-лучевых трубках нежесткость раstra (дрейф) может не позволить осуществить эффективную межкадровую об-

работку. Так, смещение раstra видикона может быть уменьшено лишь до 0,1% размера раstra [64]. Скорость дрейфа различна по полю (рис. 2.1) и в среднем достигает 0,01% в минуту. На первый взгляд это очень малые значения. Однако при высокой детальности изображений и больших отношениях сигнал-шум даже такой малый дрейф ведет к появлению сигнала ошибки, что недопустимо в автоматических телевизионных системах.

Видимо, поэтому была предпринята попытка разработки специального типа суперортикона, формирующего непосредственно сигнал межкадровой разности [65]. Однако эта трубка имела низкую чувствительность, невысокую стабильность параметров, а также не подходила для многих приложений межкадровой обработки. Можно сказать, что в электронно-лучевом телевидении не удалось решить техническую проблему безоператорной телекамеры с межкадровой обработкой сигнала изображения.

Новые возможности открылись при появлении в середине 70-х годов интегральных микросхем цифровых и аналоговых ЗУ, например МОП ЗУ с произвольной выборкой и ЗУ на ПЗС. Последние обладают наибольшей плотностью упаковки элементов и позволяют создать блок кадровой памяти емкостью в несколько мегабит на одной печатной плате средних размеров.

В настоящее время выпускаются ЗУ на ПЗС емкостью 4, 16 и 64 кбит [33]. Эти приборы содержат блоки памяти последовательного типа емкостью от 256 до 4096 бит. Разбиение на небольшие блоки обеспечивает относительно быстрый доступ к любому элементу ЗУ (среднее время ожидания бита информации составляет 100...400 мкс), а также высокие предельные частоты регистров из-за снижения емкости фазных электродов и числа переносов заряда между циклами регенерации сигнала [33]. Например, ЗУ типа TMS3064 емкостью 64 кбит состоит из 256 произвольно выбираемых блоков по 256 бит.

Однако при разработке кадровых ЗУ, выполняющих функции последовательной линии задержки, разбивать массив памяти на большое число малоформатных блоков не обязательно, особенно в малокадровых телевизионных системах, где при низких тактовых частотах может быть обеспечена высокая эффективность переноса заряда в ПЗС. В качестве кадровой памяти можно использовать матрицы ПЗС, одинаковые с фотоприем-

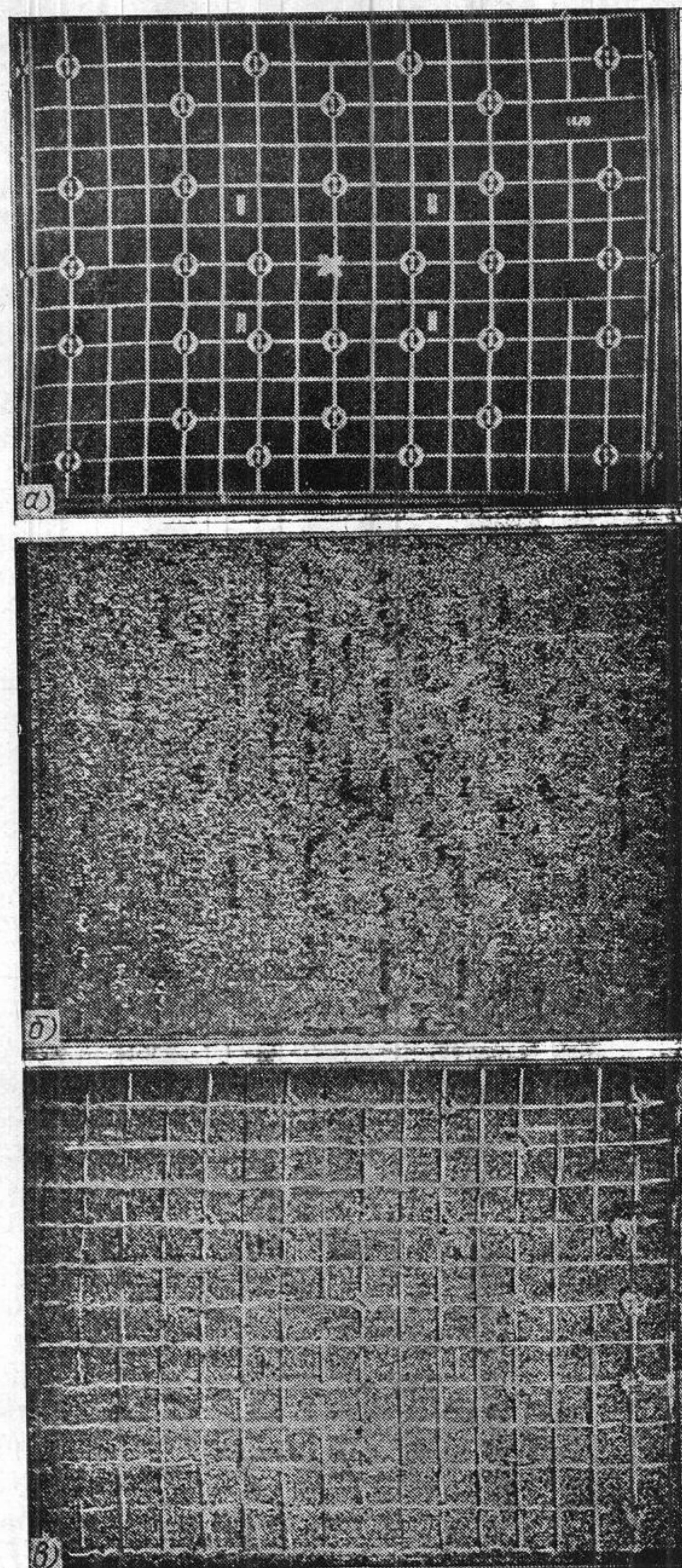


Рис. 2.1. Иллюстрация дрейфа раstra видикона, изображения: *а* — испытательной таблицы; *б* — межкадровой разности; *в* — разности двух кадров, разделенных интервалом времени 500 с

ной по структуре и числу элементов. В этом случае предельно упрощаются схемы обслуживания кадрового ЗУ, а для управления запоминающими матрицами ПЗС могут быть использованы те же последовательности импульсов, что и для фотоприемной [67]. Можно применять одинаковые универсальные матрицы ПЗС в качестве фотоприемника и ЗУ, например 1200ЦМ1 или 1200ЦМ2. Информационная емкость цифровых кадровых ЗУ на этих матрицах составляет 67 и 207 кбит соответственно, а интегральная неэффективность переноса заряда при простейших схемах управления 10...30%, что обеспечивает надежное различие нулей и единиц при регенерации цифрового сигнала [62]. Схема управления ЗУ на матрице ПЗС может быть автономной в виде одной БИС или входить составной частью в генератор управляющих напряжений (ГУН) фотоприемной матрицы ПЗС в телевизионной камере.

Значительно увеличить информационную емкость можно при многоуровневой или аналоговой записи сигнала в ПЗС [29]. Главной задачей разработчика при этом становится нахождение оптимальных режимов ПЗС, обеспечивающих минимальные линейные и нелинейные искажения задерживаемого сигнала при сохранении требуемого динамического диапазона.

Простую телекамеру с межкадровым вычитанием

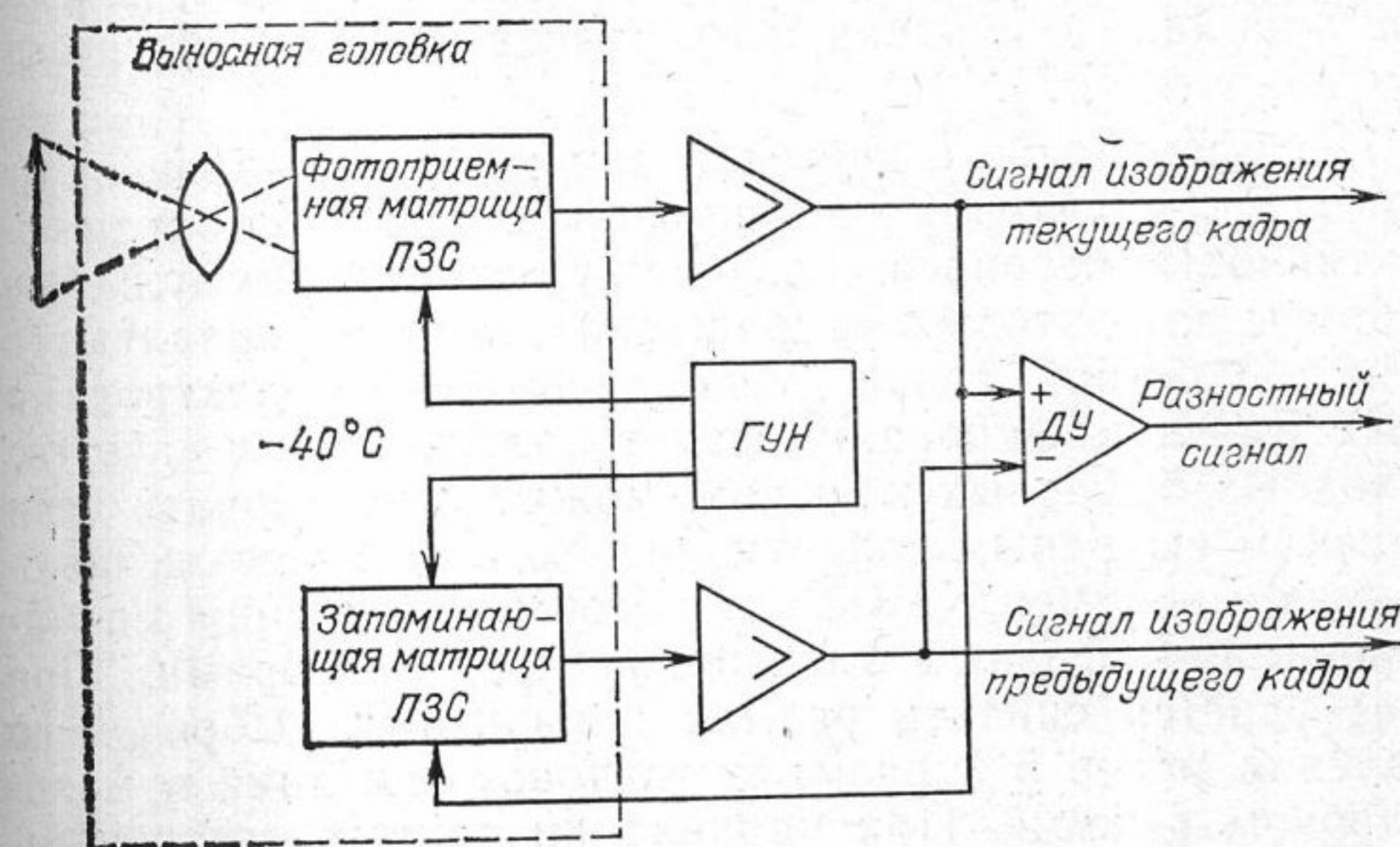


Рис. 2.2. Структурная схема телекамеры на двух матрицах ПЗС

можно построить на двух одинаковых матрицах ПЗС — фотоприемной и запоминающей [67]. Сигнал изображения с выхода фотоприемной матрицы ПЗС (рис. 2.2) через усилитель поступает на электрическое входное устройство запоминающей матрицы ПЗС, задерживаясь в ней на время, равное длительности телевизионного кадра. Текущий и задержанный сигнал изображения с выходов матриц через усилители поступают на входы дифференциального усилителя (ДУ), на выходе которого образуется сигнал межкадровой разности.

Одним из показателей качества телевизионной камеры с межкадровым вычитанием является ошибка вычитания, которая визуально может быть заметна при проецировании на фотоприемную матрицу неподвижного и неизменяющегося изображения. При ее отсутствии сигналы изображения в соседних кадрах одинаковы и на выходе ДУ наблюдается только шумовой сигнал с нулевым средним. Реально перезапись аналогового сигнала в ЗУ сопровождается искажениями. Вычитание из сигнала его искаженной копии вызывает появление ненулевого разностного сигнала — ошибки вычитания.

Оценим составляющие ошибки вычитания, возникающие из-за линейных и нелинейных искажений сигнала в запоминающей матрице ПЗС. Линейные искажения обусловлены главным образом неэффективностью переноса заряда в ПЗС и проявляется в спаде частотной характеристики ПЗС на высоких частотах. Максимальная относительная ошибка вычитания, возникающая из-за неэффективности переноса заряда в ПЗС, в первом приближении равна интегральному значению неэффективности [67].

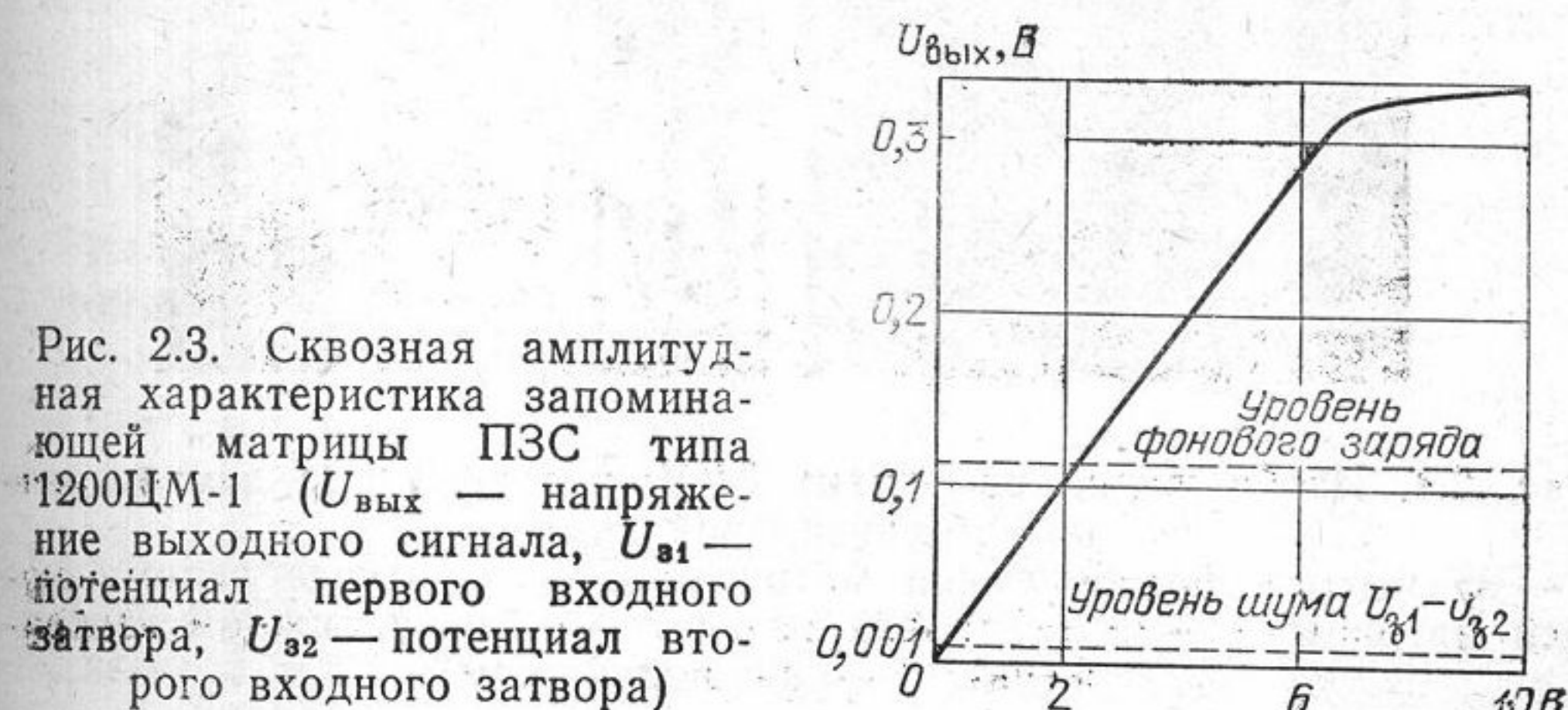
Неэффективность переноса заряда в ПЗС зависит от формы управляющих напряжений. Для снижения неэффективности переноса следует уменьшать импульсные выбросы на тактовых напряжениях, которые появляются из-за емкостной связи между фазными электродами ПЗС. Для демпфирования фазных электродов в качестве выходных буферных каскадов можно использовать цепи с низким выходным сопротивлением в статических положениях, например КМОП-инверторы в сочетании с демпфированием фазных электродов конденсаторами. При этом удастся снизить размах паразитных выбросов до значения менее 5% размаха тактового питания в малокадровом режиме. При управлении такими сглаженными импульсами уменьшается критичность ПЗС к ре-

жиму работы: неэффективность переноса заряда почти не изменяется при изменении размаха управляющих импульсов от 4 до 16 В и смещении импульсов относительно подложки от 1 до 10 В. Формирование сглаженных управляющих импульсов было применено в телевизионной камере на двух матрицах ПЗС, что в сочетании с повышенным 30%-ным уровнем фонового заряда в запоминающей матрице ПЗС дало возможность снизить интегральную неэффективность переноса заряда в ней до 3% [67].

Основным источником нелинейных искажений сигнала в запоминающей матрице является электрическое входное устройство. Для уменьшения нелинейности двухзатворного входного устройства применяют способ записи сигнала в ПЗС «уравнивание потенциалов» [29]. При этом заряд Q_s , вводимый в ПЗС, пропорционален разности напряжений между первым и вторым затворами: $Q_s = (U_{32} - U_{31}) S_{32} C_{ок}$, где U_{32} — потенциал второго затвора; U_{31} — потенциал первого затвора; S_{32} — активная площадь второго затвора; $C_{ок}$ — удельная емкость слоя окисла.

Нелинейность, возникающая при других способах записи из-за изменения емкости обедненной области измерительной потенциальной ямы, и нелинейность характеристики входного диода в данном способе в первом приближении устраняются. Сквозная амплитудная характеристика запоминающей матрицы ПЗС 1200ЦМ1 для этого способа записи приведена на рис. 2.3. Измеренная максимальная ошибка, обусловленная нелинейностью входного устройства, в рассматриваемой телевизионной камере не превышала 1%. Аналогичная характеристика для матрицы ПЗС 1200ЦМ2 приведена в [68].

Кроме линейных и нелинейных искажений в ошибку



вычитания вносит вклад неравномерность темнового тока запоминающей матрицы, которую можно значительно уменьшить охлаждением ПЗС.

При малом напряжении сигнала изображения качество межкадрового вычитания ограничивают шумы запоминающей матрицы ПЗС, складывающиеся из шумов входного устройства, канала переноса заряда и выходного устройства.

Характеристики межкадрового вычитания измерялись при работе телекамеры (см. рис. 2.3) в малокадровом режиме ($T_k = 1$ с). На фотоприемную матрицу проецировались тестовые изображения и измерялись макси-

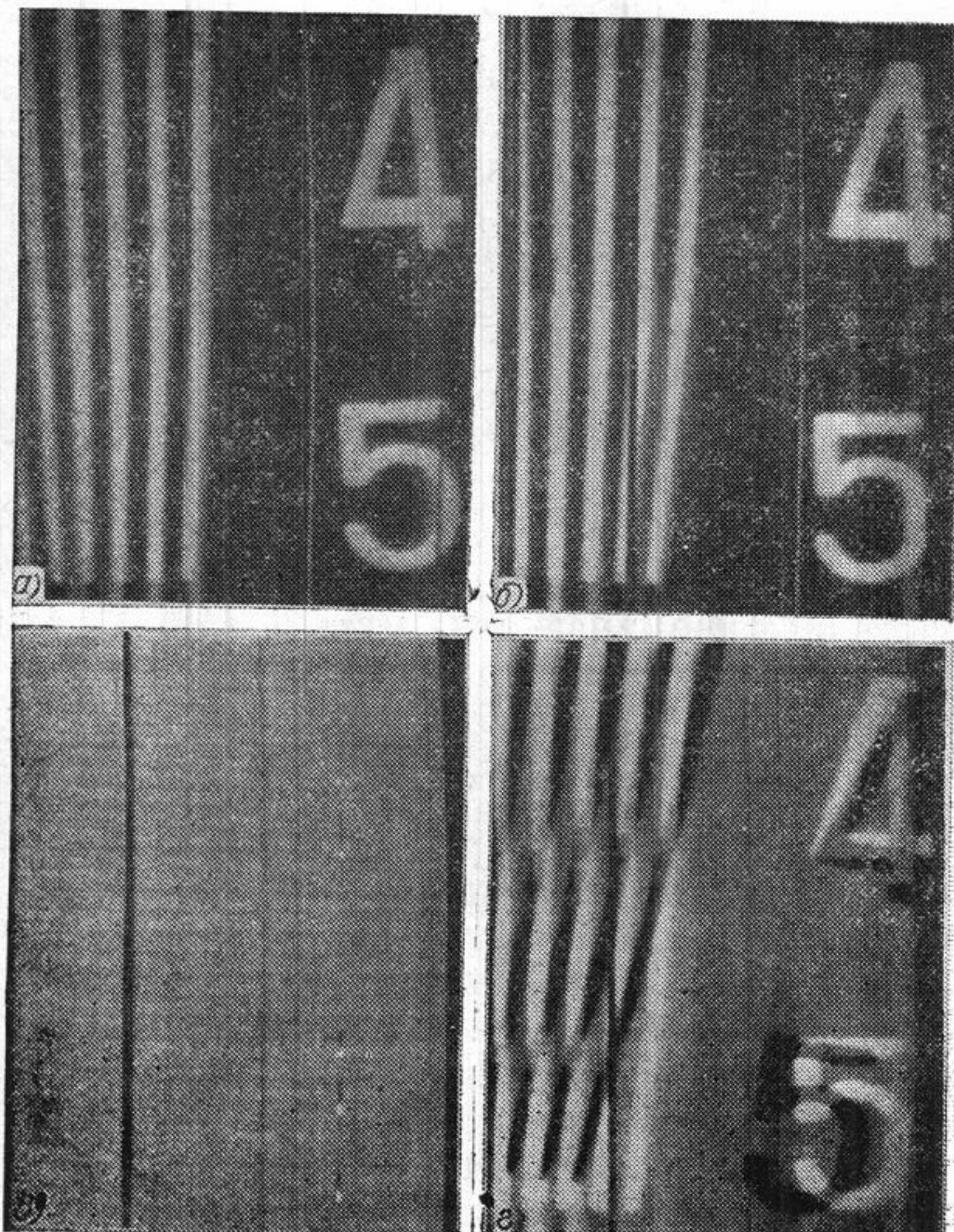


Рис. 2.4. Изображения на экране ВКУ, полученные с двухматричной телевизионной камеры:
а — на выходе фотоприемной матрицы; б — на выходе запоминающей матрицы; в — межкадровая разность при неподвижном изображении; г — при подвижном

мальная относительная ошибка вычитания и динамический диапазон.

Изображения, полученные при испытании телевизионной камеры (рис. 2.4), наглядно подтверждают, что вычитание из сигнала изображения его задержанной копии на матрице ПЗС дает разностный сигнал, который визуально едва различим. Из осциллограмм сигналов (рис. 2.5) видно, что наибольшая ошибка возникает на максимальных перепадах сигнала в соседних элементах, т. е. превалирующей является составляющая ошибки вычитания, обусловленная неэффективностью переноса заряда в ПЗС. Измеренное значение максимальной относительной ошибки вычитания в двухматричной телевизионной камере равно 2%. Уменьшение этого значения по сравнению с интегральной неэффективностью переноса заряда в запоминающей матрице ПЗС (ее значение равно 3%) объясняется отсутствием в реальном сигнале изображения максимальных перепадов уровня в соседних элементах из-за конечной апертуры объектива и неэффективности переноса заряда в фотоприемной матрице ПЗС.

При сравнении динамических диапазонов фотоприемной матрицы (800) и всего устройства (200) видно, что в телевизионной камере на двух матрицах ПЗС не удалось полностью использовать динамический диапазон фотоприемной матрицы ПЗС. Чтобы запоминающая матрица не оказывала заметного влияния на качество межкадрового вычитания, ее динамический диапазон должен быть в несколько раз шире динамического диапазона фотоприемной матрицы ПЗС, а суммарные искажения сигнала должны быть неразличимы в шуме. Поэтому телевизионная камера на двух матрицах ПЗС, имеющих близкие характеристики, не реализует потенциальных возможностей, заключенных в фотоприемной матрице. Динамический диапазон двухматричной телекамеры в 3 раза уже потенциально возможного, т. е.

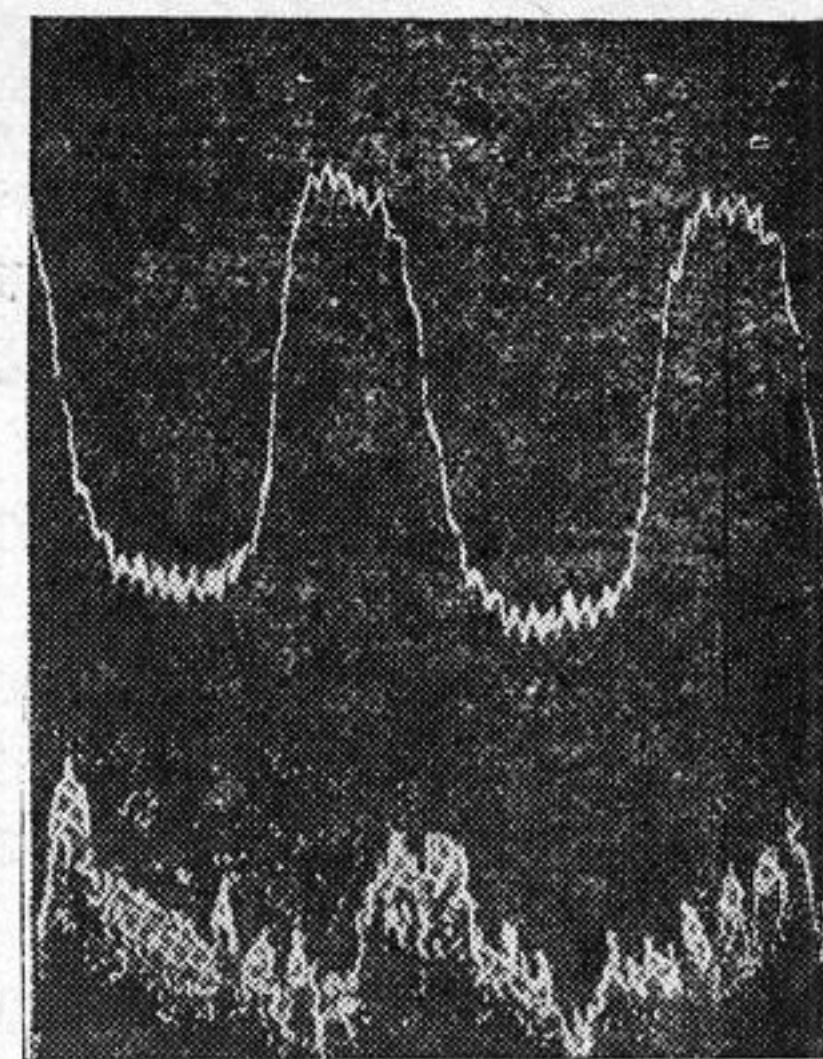


Рис. 2.5. Осциллограммы сигнала изображения на выходе усилителя фотоприемной матрицы ПЗС (сверху) и усиленного в 10 раз сигнала на выходе дифференциального усилителя (снизу)

такого, который мог бы быть получен при использовании в ней идеального запоминающего устройства, а искажения сигнала изображения достигают 16 среднеквадратических значений шума на выходе фотоприемной матрицы ПЗС.

2.2. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ МЕЖКАДРОВОГО ВЫЧИТАНИЯ

Известны два способа повышения точности межкадрового вычитания в телевизионных камерах на ПЗС [69]. Первый из них заключается в использовании вместо одной нескольких запоминающих матриц. Второй способ заключается в разработке матриц ПЗС, специально предназначенных для реализации межкадрового вычитания, в которых фотоприемная и запоминающая секции размещены на одной подложке. Такие матрицы должны обеспечивать работу в режимах, дающих возможность компенсировать идентичные искажения сигнала изображения в секциях и зарядовую связь между ними.

Специализированная матрица ПЗС (рис. 2.6) отличается от матрицы 1200ЦМ1 тем, что между фотоприемной и запоминающей секциями расположен дополнительный средний регистр, позволяющий переносить заряд во взаимно перпендикулярных направлениях. Средний регистр может работать как обычный регистр ПЗС, перенося заряд вдоль строки к выходному устройству. Кроме того, он обеспечивает перенос заряда из фотоприемной в запоминающую секцию.

Для реализации межкадрового вычитания режим работы специализированной матрицы разбит на циклы. В каждый цикл входят два кадра, разделенных на полукадры. Во время первого полукадра первого кадра накапливается заряд от светового изображения в фотоприемной секции, во время второго полукадра накопленный заряд переносится через средний регистр в запоминающую секцию. Одновременно накопленный в запоминающей секции темновой ток считывается через нижний регистр, инвертируется в усилителе записи и через средний регистр записывается в соответствующие элементы запоминающей секции. В течение первого полукадра второго кадра снова накапливается заряд от светового изображения в фотоприемной секции, причем заряд, который был накоплен в первом полукадре первого кадра фотоприемной секцией, хранится в запоминаю-

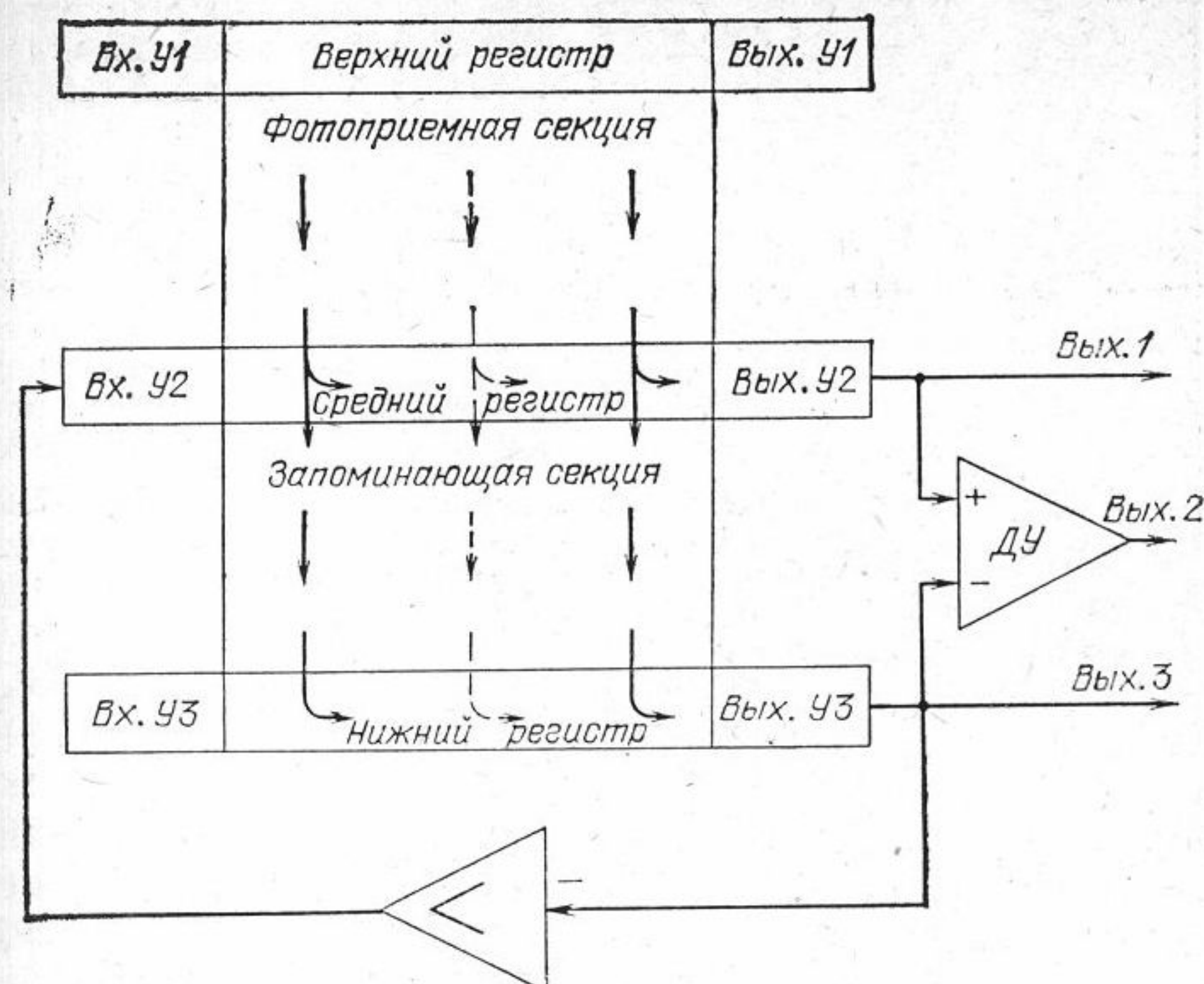


Рис. 2.6. Структурная схема телекамеры на специализированной матрице ПЗС (Вх.У — входное устройство, Вых.У — выходное устройство)

щей секции. В течение второго полукадра второго кадра одновременно считываются сигналы изображений первого и второго кадров через нижний и средний регистры соответственно. Эти сигналы поступают на входы вычитающего устройства, на выходе которого образуется сигнал межкадровой разности. Далее цикл повторяется.

В телевизионных камерах с межкадровым вычитанием относительная пороговая чувствительность $\Phi_{отн}$ связана с относительным динамическим диапазоном K запоминающей матрицы (рис. 2.7) следующим соотношением:

$$\Phi_{отн} = \Phi_{пор} / \Phi_{пор}^n = \sqrt{1 + 1/2 K^2 M^2}; \quad K = D_z / D_\phi, \quad (2.1)$$

где $\Phi_{пор}$ — пороговая чувствительность реальной телекамеры; $\Phi_{пор}^n$ — потенциальная пороговая чувствительность той же телекамеры, соответствующая случаю использования вместо запоминающей матрицы ПЗС идеального ЗУ с бесконечным динамическим диапазоном; D_z , D_ϕ —

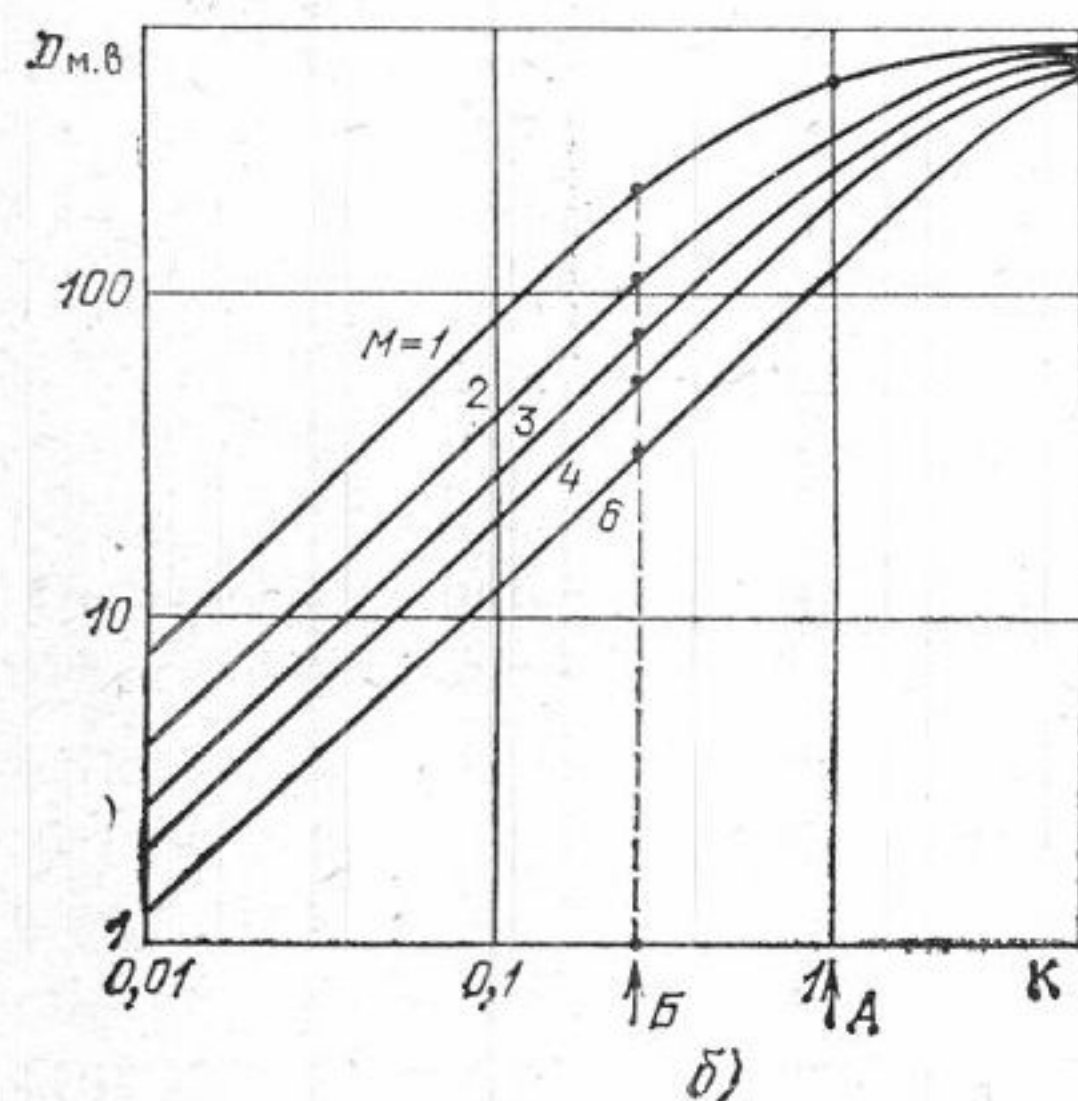
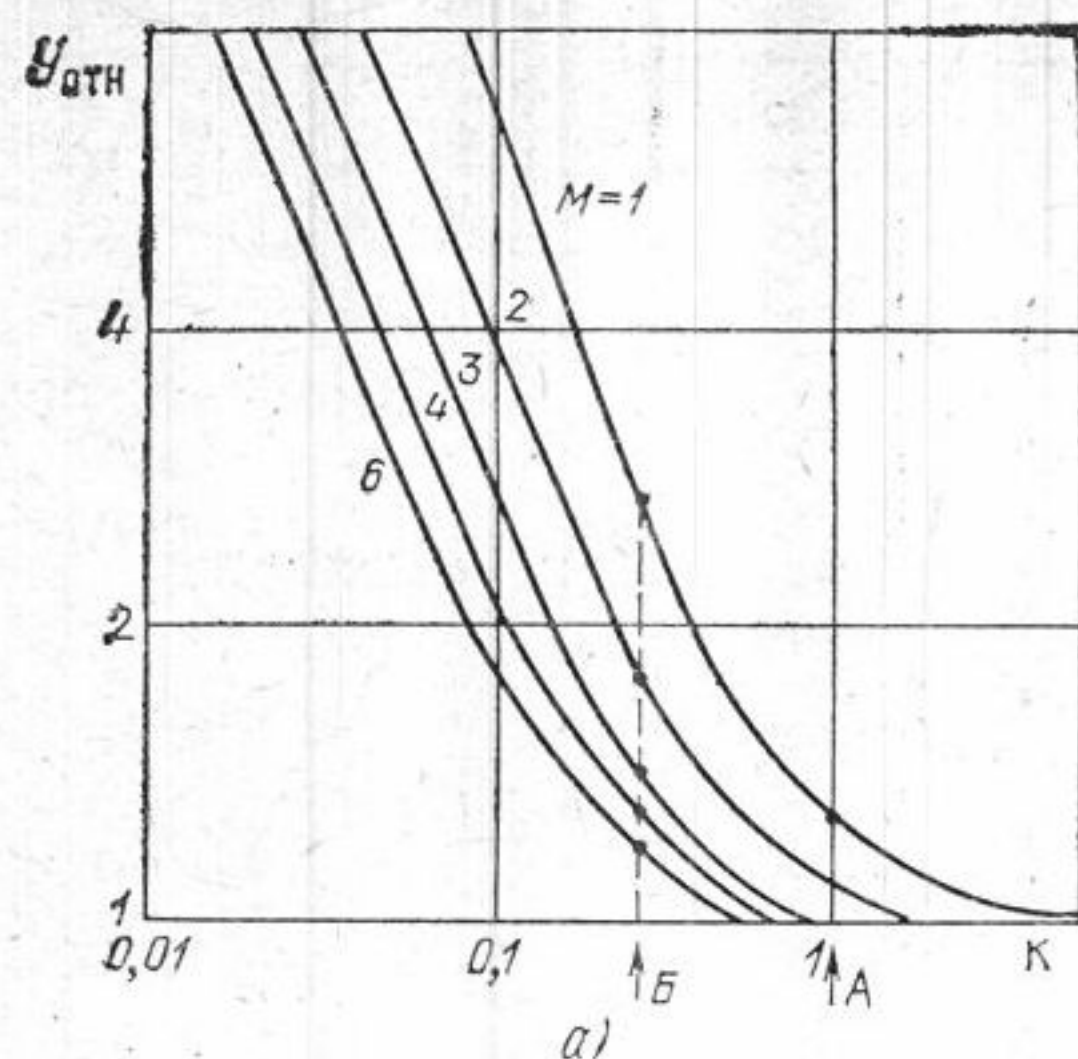


Рис. 2.7. Зависимости от относительного динамического диапазона запоминающей матрицы ПЗС:

а — относительной пороговой чувствительности; б — динамического диапазона телекамеры с межкадровым вычитанием при использовании: А — матрицы со средним регистром, Б — телекамеры на двух матрицах ПЗС ($D_\Phi = 800$)

динамические диапазоны запоминающей и фотоприемной матриц ПЗС; $M = u_{\max}/u_{\text{пр}}$ — коэффициент, характеризующий ограничение напряжения сигнала в запоминающей матрице ПЗС; $u_{\max}$ — максимальное напряжение сигнала, поступающего на вход запоминающей матрицы; $u_{\text{пр}}$ — предельное входное напряжение, которое не будет ограничено при прохождении через запоминающую матрицу.

В телевизионных камерах, предназначенных для работы в условиях большой освещенности, следует выбирать $M=1$. При этом максимальные уровни сигнала изображения не будут ограничиваться в ЗУ, однако ухудшится пороговая чувствительность. В камерах, предназначенных для работы при низких уровнях освещенности, следует выбирать $M>1$. При этом улучшается пороговая чувствительность, но максимальные уровни сигнала ограничиваются. В адаптивной телекамере (§ 1.7) коэффициент M должен изменяться в зависимости от входной освещенности.

Для телевизионной камеры с межкадровым вычитанием

$$D_{\text{м.в}} = D_\Phi / \sqrt{2 + M^2/K^2}. \quad (2.2)$$

Максимальная относительная ошибка вычитания

$$\Delta_{\text{max}}^{\text{м.в}} = \max \left\{ \frac{u_{j(n)}^{\text{м.в}} - [u_{j(n)}^\Phi - u_{j(n-1)}^3]}{u_{j(n)}^\Phi} \right\}, \quad j = 1, 2, \dots, N$$

$$n = 1, 2, \dots,$$

где $u_{j(n)}^\Phi$ — напряжение j -го элемента в n -м кадре на выходе фотоприемной матрицы ПЗС, приведенное к выходу телекамеры; $u_{j(n-1)}^3$ — напряжение j -го элемента в $(n-1)$ -м кадре на выходе идеальной запоминающей матрицы, приведенное к выходу телекамеры; $u_{j(n)}^{\text{м.в}}$ — напряжение на выходе реальной телекамеры j -го элемента в n -м кадре; N — число элементов матрицы ПЗС.

Для телевизионной камеры с межкадровым вычитанием на двух матрицах ПЗС максимальная относительная ошибка вычитания

$$\Delta_{\text{max}}^{\text{м.в}} \approx N_1 \epsilon_\Gamma + N_2 \epsilon_\text{в} - N_1 N_2 \epsilon_\Gamma \epsilon_\text{в} + K_{\text{н.вх}} + K_{\text{н.вых}},$$

где N_1, N_2 — число фазных электродов в секциях горизонтального и вертикального переноса заряда запоминающей матрицы ПЗС; $\epsilon_\Gamma, \epsilon_\text{в}$ — неэффективности переноса заряда в секциях горизонтального и вертикального переноса заряда; $K_{\text{н.вх}}, K_{\text{н.вых}}$ — коэффициенты нелинейности входного и выходного устройств запоминающей матрицы ПЗС.

В телевизионной камере на специализированной матрице ПЗС параметры всех регистров и выходных устройств, выполненных на одной подложке, идентичны. Режим работы матрицы ПЗС в этой телекамере обеспечивает прохождение сигналов предыдущего и текущего кадров по одинаковым регистрам и выходным устройствам. Поэтому искажения, вносимые средним и нижним регистрами и их выходными устройствами, описываемые коэффициентами ϵ_Γ и $K_{\text{н.вых}}$, будут одинаковыми при неподвижном изображении и после межкадрового вычитания взаимно скомпенсируются. Благодаря наличию зарядовой связи между фотоприемной и запоминающей секциями отпадает необходимость перезаписи сигнала через электрическое входное устройство. Поэтому в телекамере на специализированной матрице ПЗС коэффициент $K_{\text{н.вх}}$ не влияет на ошибку вычитания. Отсюда $\Delta_{\text{max}}^{\text{м.в}} \approx N_2 \epsilon_\text{в}$. Следовательно, максимальная относительная ошибка вычитания в этой телекамере меньше, чем в телекамере на двух матрицах ПЗС.

Динамический диапазон телекамеры на двух матрицах ПЗС определяется составляющими шумов всех звеньев запоминающей матрицы ПЗС, а также относи-

тельной протяженностью линейного участка ее сквозной амплитудной характеристики (см. рис. 2.4). В телекамере на специализированной матрице ПЗС благодаря перезаписи сигнала из фотоприемной секции в запоминающую без использования входного устройства протяженность линейного участка сквозной амплитудной характеристики увеличивается, а шумы входного устройства понижаются, поскольку с его помощью записывается только инвертированное напряжение темнового тока. Поэтому динамический диапазон такой камеры шире, чем камеры на двух матрицах ПЗС.

Относительную пороговую чувствительность телекамеры на двух матрицах ПЗС можно менять, изменяя коэффициент M , при этом в соответствии с (2.2) будет изменяться и динамический диапазон. Например, при динамическом диапазоне $D_{м.в} = 50$ может быть достигнута относительная пороговая чувствительность 1,2, т. е. достаточно близкая к потенциальной. Пороговую чувствительность в телекамере со средним регистром изме-

нять практически невозможно. При одинаковых характеристиках фотоприемной и запоминающей секций пороговая чувствительность будет равна 1,22 (точка А на рис. 2.8, а и б). Поэтому при наблюдении в условиях слабого фона с динамическим диапазоном $D_f \leq 50$ лучшие результаты обеспечивает телекамера на двух матрицах ПЗС.

Телевизионная камера на матрице ПЗС со средним регистром обладает важным достоинством — термостабильностью, поскольку регистры и выходные устройства выполнены на одном кристалле и их одинаковый температурный дрейф компенсируется после межкадрового вычитания. Возмож-

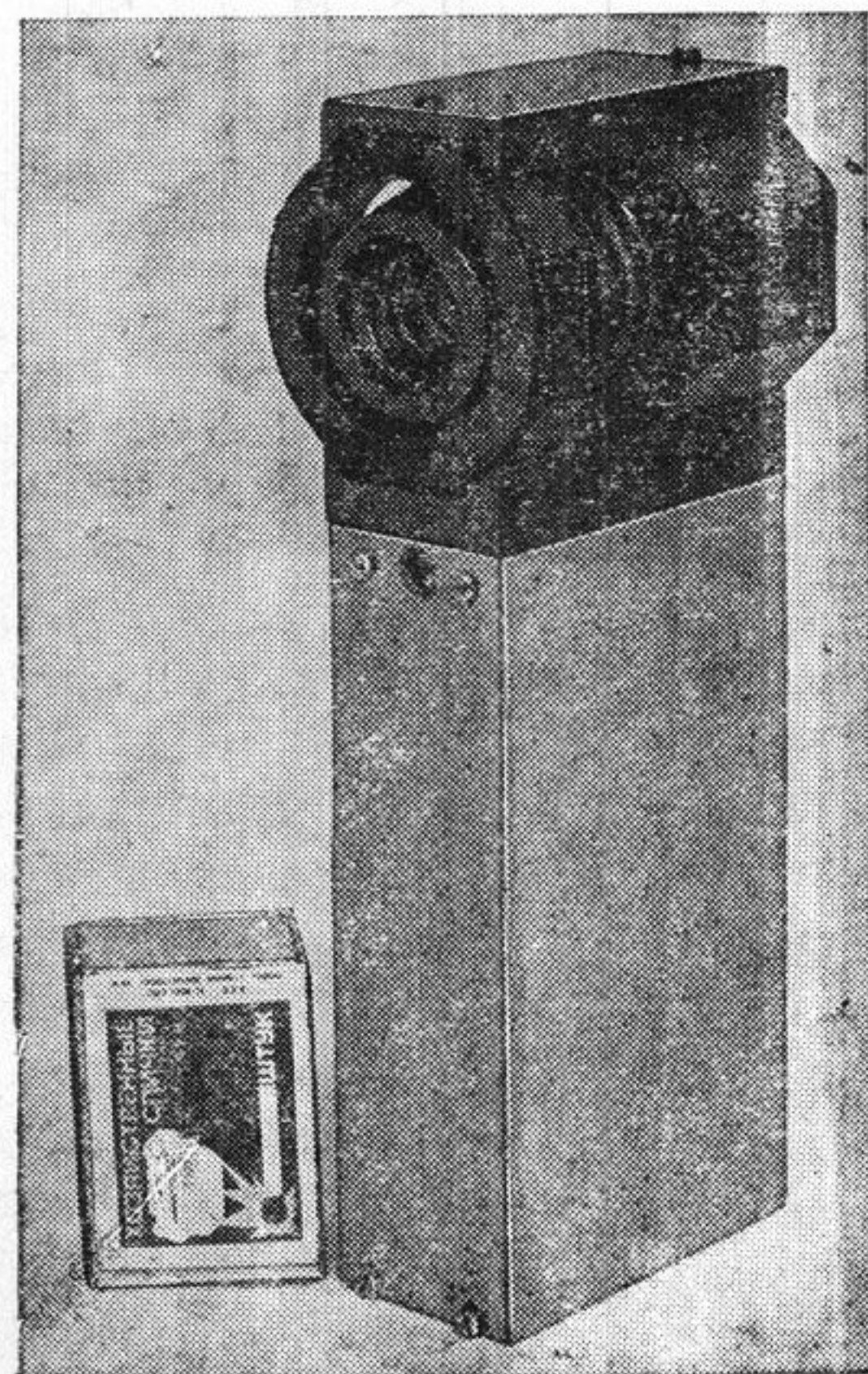


Рис. 2.8. Внешний вид телекамеры на матрице ПЗС со средним регистром

ность повышения точности межкадрового вычитания на такой матрице ПЗС подтверждается экспериментально при измерении параметров малогабаритной телекамеры (рис. 2.8) на матрице с числом элементов $2 \times 144 \times 256$. Измерения производились при проецировании на фотоприемную секцию матрицы различных тестовых изображений, а также при работе на натуральной сцене (рис. 2.9). При динамических диапазонах на выходах 1 и 2 (см. рис. 2.6), равных 900 и 2500 соответственно, максимальная относительная ошибка вычитания составила 1%.

В малокадровом режиме ($T_k = 1$ с) была проверена возможность работы телекамеры в автоматическом ре-



Рис. 2.9. Изображения от натурной сцены: а — текущий кадр; б — межкадровая разность

жине с принятием предварительного решения о наличии движущегося предмета в поле зрения. Для этого в телекамеру было введено пороговое устройство с уровнем порога, равным $1/80$ максимального уровня сигнала. С помощью двухканального аллоскопа было сформировано изображение фигурки человека движущейся со скоростью 1 эл./кадр и контрастом $1/30$ на фоне неподвижной тест-таблицы с максимальным контрастом. Визуально фигурка человека была заметна только на темных участках изображения тест-таблицы. Возможность работы телекамеры в автоматическом режиме подтверждают изображения, полученные на экране ВКУ (рис. 2.10).

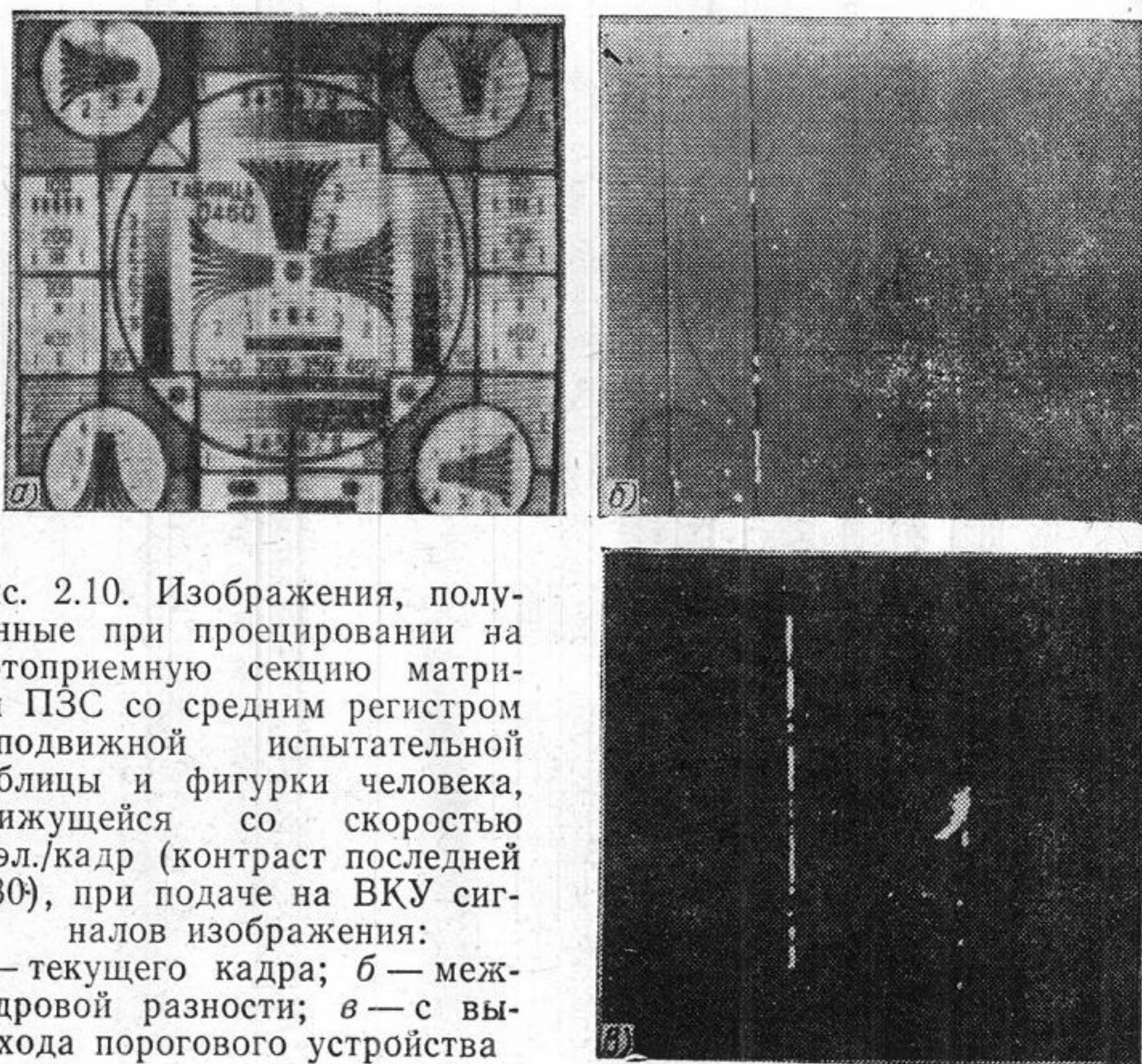


Рис. 2.10. Изображения, полученные при проецировании на фотоприемную секцию матрицы ПЗС со средним регистром неподвижной испытательной таблицы и фигурки человека, движущейся со скоростью 1 эл./кадр (контраст последней $1/30$), при подаче на ВКУ сигналов изображения:
а — текущего кадра; б — межкадровой разности; в — с выхода порогового устройства

Для радикального улучшения характеристик телевизионных камер на ПЗС с межкадровым вычитанием следует увеличивать число матриц ПЗС в кадровом ЗУ. Возможны различные варианты распределения задерживаемого сигнала по запоминающим матрицам. При цифровой записи сигнала на ПЗС число матриц должно быть равно двоичному логарифму от числа уровней

квантования, если используются запоминающие матрицы одинакового формата с фотоприемной. Цифровое ЗУ обладает максимальной помехоустойчивостью и незаметно там, где требуются многократная рециркуляция сигнала или значительное время хранения. Однако цифровое ЗУ требует больших схемных затрат, при этом увеличиваются габариты, масса и энергопотребление. Для достижения потенциально возможных характеристик телевизионной камеры с межкадровым вычитанием на ПЗС (с точностью до среднеквадратического значения шума) требуется десять запоминающих матриц ПЗС одинакового формата с фотоприемной.

Значительного уменьшения требуемого числа матриц можно добиться, применив многоуровневую запись сигнала в ПЗС. Максимальное число уровней, которое можно записать в ПЗС, рассчитывают для заданной допустимой вероятности ошибки при различении уровней p_e [29]. Если допустить, что шум ПЗС имеет гауссовское распределение со среднеквадратическим значением $\sigma_{ш}$, то вероятность того, что сигнал, имеющий гауссовское распределение, превышает значение $m\sigma_{ш}$, определяется выражением

$$p_e = \frac{2}{(2\pi)^{1/2} \sigma_{ш}} \int_{m\sigma_{ш}}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_{ш}^2}\right) dx.$$

Использование приближенного значения для интеграла вероятности [70] приводит к выражению для вероятности ошибки при обнаружении заданного уровня в виде

$$p_e \approx \frac{0,6}{m} \exp\left(-\frac{m^2}{2}\right). \quad (2.3)$$

Например, при отношении сигнал-шум $m=10$ может быть получена вероятность ошибки 10^{-23} .

При заданной вероятности ошибки и определенному в соответствии с (2.3) отношению сигнал-шум максимальное число разрешенных уровней

$$k = u_m / 2m\sigma_{ш}, \quad (2.4)$$

где u_m — максимальное напряжение записываемого сигнала. Например, для прибора 1200ЦМ1 с динамическим диапазоном 800 при $p_e=10^{-23}$, $m=10$ можно разрешить 40 уровней, т. е. записывать информацию с плотностью более 5 бит/эл. Однако следует предусмотреть некоторый запас, чтобы исключить ошибки, которые могут возникнуть при записи резких перепадов уровней сигнала.

ла из-за неэффективности переноса заряда в ПЗС и нелинейности входного устройства. Для этого расстояние между уровнями должно быть не меньше максимально возможной ошибки ЗУ, определяемой в первую очередь интегральной неэффективностью переноса заряда. При неэффективности переноса в матрице 1200ЦМ1, равной 3%, с учетом (2.4) число разрешенных уровней уменьшается до 8...16, что соответствует плотности записи 3...4 бит/эл. Экспериментально была установлена [69] возможность восьмиуровневой записи информации в матрицу 1200ЦМ-1 на тактовых частотах регистров, не превышающих 1 МГц (рис. 2.11). Повышение плотности записи информации в цифровые ЗУ на ПЗС позволяет в 2...3 раза уменьшить габаритные размеры, массу и энергопотребление телекамеры с межкадровым вычитанием и обеспечивает получение потенциально возможных характеристик при использовании четырех запоминающих матриц в кадровом ЗУ.

Еще одна возможность заключается в распределении задерживаемого сигнала изображения только по двум запоминающим матрицам ПЗС, одна из которых используется в качестве аналогового ЗУ, а другая — в качестве многоуровневого с регенерацией сигнала на выходе [71].

В телекамере с комбинированным ЗУ (рис. 2.12) сигнал изображения с выхода фотоприемной матрицы ФП ПЗС поступает на вход квантователя напряжения сигнала на k уровней. Квантованный сигнал записывается в k -уровневой запоминающей матрице ПЗС. Остаточный сигнал изображения (разность между исходным и квантованным сигналами) записывается в аналоговую запоминающую матрицу ПЗС. Поскольку динамический диапазон остаточного сигнала в k раз меньше исходного,

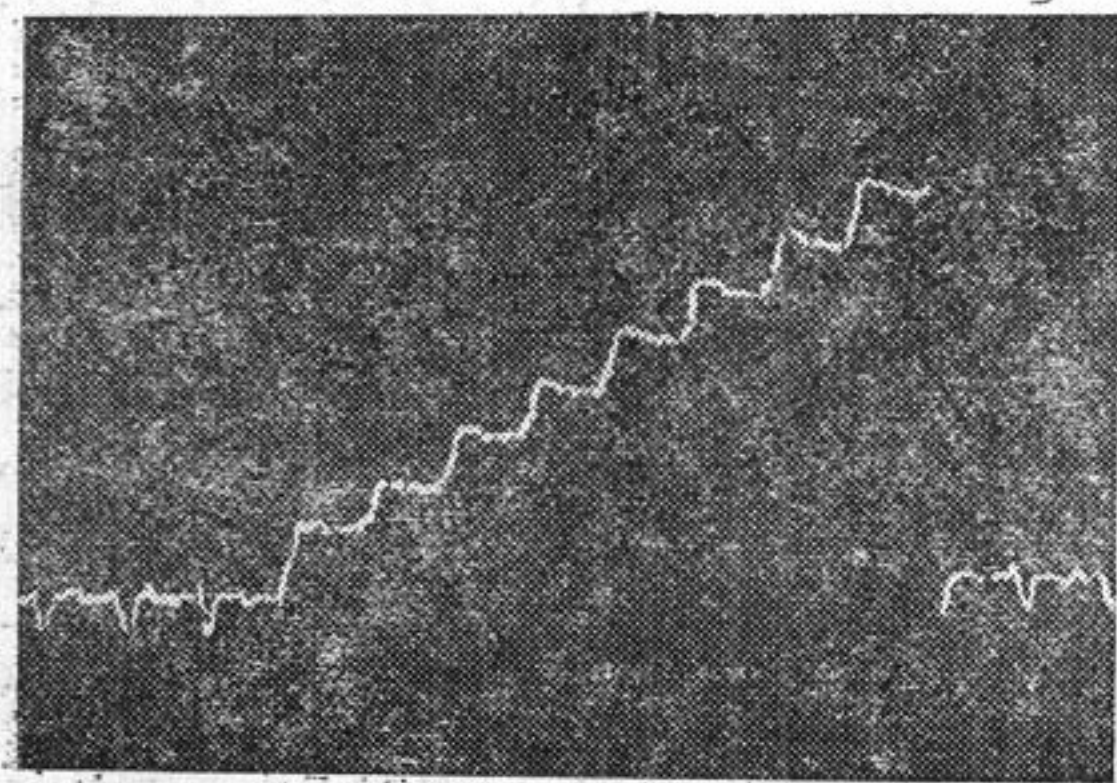


Рис. 2.11. Оциллограмма выходного сигнала при восьмиуровневом кодировании аналогового сигнала в ЗУ на ПЗС 1200ЦМ-1

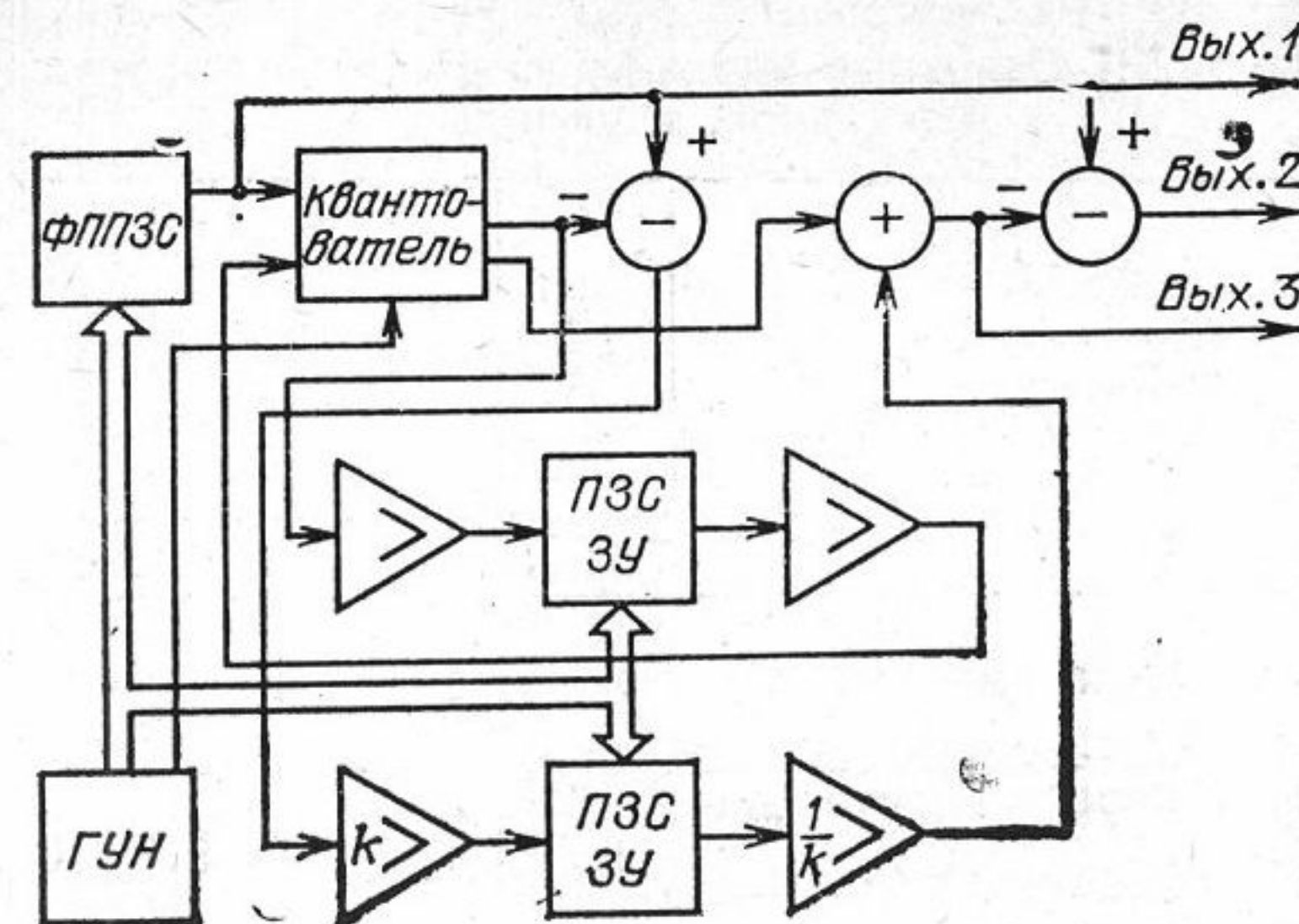


Рис. 2.12. Структурная схема телекамеры с межкадровым вычитанием на трех матрицах ПЗС

перед записью его усиливают в k раз. Задержанные в запоминающих матрицах ПЗС выходные квантованный и остаточный сигналы суммируют. Перед суммированием квантованный сигнал регенерируют, т. е. освобождают от шумов и искажений, а остаточный сигнал ослабляют в k раз. При таком построении комбинированного аналого-цифрового ЗУ многоуровневая матрица ПЗС не вносит шумов и искажений в сигнал изображения, а шумы и искажения сигналов аналоговой матрицей оказываются ослаблены в k раз. Некоторые дополнительные ошибки может вносить квантователь из-за неточного совпадения входных и выходных опорных уровней. Возможность устранения этих ошибок указана в [71].

Анализ шумов и искажений сигнала изображения в рассмотренных телевизионных камерах на ПЗС с межкадровым вычитанием позволяет сделать вывод, что использование в кадровом ЗУ одной запоминающей матрицы ПЗС не обеспечивает маскирования шумов и искажений тракта обработки шумами фотоприемника. Применение специализированных матриц ПЗС для межкадрового вычитания позволяет улучшить термостабильность, расширить динамический диапазон и уменьшить искажения. Достичь потенциальных характеристик можно лишь при использовании нескольких запоминающих матриц ПЗС в кадровом ЗУ. Основные характеристики телевизионных камер с межкадровым вычитанием сведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1. Основные характеристики телекамер на ПЗС с межкадровым вычитанием

Камера	На двух матрицах	На матрице со средним регистром	С цифровым ЗУ	С многоуровневым ЗУ	С комбинированным ЗУ
	Эксперимент	Расчет			
Число запоминающих матриц	1	1	10	4	2
Относительная пороговая чувствительность $M=1$	2,7	1,22	1,15	1,01	1,04
Динамические диапазоны: камеры ЗУ	200 —	500 —	— 1000	— 4000	— 2000
Максимальная ошибка вычитания, %	2	1	0,1	0,025	0,25
Потребляемая мощность, Вт	0,5	0,5	5	2	1

2.3. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ УСИЛЕНИЯ И РАЗМАХА СИГНАЛА ИЗОБРАЖЕНИЯ

Использование межкадровой обработки сигнала в кодере источника телевизионной системы обеспечивает эффективную декорреляцию перед квантованием, но приводит к заметному увеличению габаритов, массы и энергопотребления телевизионной камеры (§ 2.1...2.2). Поэтому при проектировании малогабаритных телевизионных камер необходимо разработать декорреляторы и устройства сокращения динамического диапазона сигнала, не требующие использования кадрового ЗУ на передающей части телевизионной системы. Если изображение наблюдается на равномерном фоне значительной освещенности, которая может изменяться, эффективное сжатие динамического диапазона обеспечивают устройства автоматических регулировок усиления (АРУ) или размаха (АРР) сигнала изображения [72].

Простейший вариант АРУ обратного действия содержит регулируемый усилитель, охваченный нелинейной инерционной обратной связью [73]. Попытка использовать такую АРУ в телевизионных камерах приводит к не-

возможности получить малые искажения (перекося сигнала изображения по строке и кадру) при малой инерционности обработки АРУ после воздействия резких перепадов сигнала.

Малые искажения при достаточном быстродействии обработки АРУ на положительные перепады сигнала можно получить с помощью пикового детектора в цепи обратной связи (ОС) [74]. При этом необходимо, чтобы постоянная времени цепи разряда на несколько порядков превышала постоянную времени цепи заряда. Однако серьезнейшим недостатком схемы АРУ обратного действия с таким пиковым детектором является уменьшение помехоустойчивости, которое заключается в том, что при воздействии одиночной импульсной помехи положительной полярности пиковый детектор заряжается до максимальной амплитуды, коэффициент усиления усилителя падает практически до нуля и сигнал пропадает на время, пропорциональное постоянной времени цепи разряда [74]. Аналогично после резкого уменьшения освещенности, возникающего при переходе с освещенного участка на слабоосвещенный, телекамера с АРУ «слепнет» в течение нескольких десятков телевизионных кадров, подобно тому как такое происходит с человеческим глазом [75].

Использование пиковых детекторов со сбросом и перезаписью сигнала управления [74] АРУ обратного действия устраняет искажения сигнала внутри кадра, но не снижает инерционности АРУ и приводит лишь к колебательному характеру реакции схемы после воздействия перепадов уровня сигнала.

Другой разновидностью автоматического регулирования усиления являются АРУ прямого действия, в которых отсутствует цепь общей ОС. Инерционность обработки этих АРУ на перепады сигнала изображения минимальна и определяется только инерционностью пикового детектора. При использовании пикового детектора со сбросом и перезаписью сигнала управления в цепи прямой связи во время кадрового гасящего импульса [72] длительность обработки АРУ на любой перепад уровня сигнала как положительный, так и отрицательный будет равна длительности одного телевизионного кадра. Идеальным является включение линии задержки сигнала изображения на время длительности телевизионного кадра перед управляемым усилителем. При этом управляющий сигнал на выходе пикового детектора бу-

дет опережать усиливаемый сигнал изображения и АРУ будет безынерционной в том смысле, что регулируемый усилитель будет заранее подготовлен к приему сигнала текущего кадра еще до его поступления на вход усилителя. Такие АРУ обеспечат эффективное сжатие динамического диапазона даже при максимальных перепадах напряжения сигнала в соседних кадрах. В телевизионных камерах на ПЗС можно построить безынерционные системы АРУ без использования внешней линии задержки, так как кадровая линия задержки (секция хранения сигнала) уже имеется в матрице ПЗС.

Однако есть ограничения, которые до недавнего времени препятствовали применению АРУ прямого действия в радиоэлектронных устройствах. В схеме АРУ прямого действия в зависимости от относительной погрешности элементов цепи прямой связи Δ_i максимальная относительная погрешность поддержания выходного сигнала

$$\Delta_{\max} = D \sum_{i=1}^N \Delta_i,$$

где D — диапазон регулирования АРУ; N — число нелинейных звеньев в цепи прямой связи.

Например, при требуемых диапазоне регулирования АРУ, равном 100, и точности поддержания выходного сигнала $\pm 10\%$ суммарная погрешность нелинейных звеньев не должна превышать 0,1%. Для достижения такой точности во всех звеньях цепи прямой связи АРУ необходимо применять специальные методы линеаризации.

Достаточно просто обеспечить высокую точность пиковых детекторов на частотах до 1 МГц. Для этого используют линеаризующее действие обратной связи, охватывающей последовательно включенные широкополосный усилитель и пиковый детектор [76]. В пиковых детекторах со сбросом, построенных по этому принципу (рис. 2.13), обеспечивается точность передаточной характеристики выше 0,1% при использовании стандартных операционных усилителей.

Сложнее линеаризовать управляющую характеристику регулируемых усилителей и аттенюаторов. Для этого можно использовать способ самонастройки усилителя, имеющего цепь регулировки по пробному сигналу [77]. Самонастраивается усилитель периодически, например в течение длительности кадровых гасящих импульсов. При

этом на вход усилителя подается калиброванное пробное напряжение, а коэффициент передачи монотонно перестраивается по линейному закону от минимального значения до максимального. Напряжение на выходе усилителя в процессе самонастройки будет монотонно возрастать. На выходе усилителя включено пороговое устройство, которое прекратит процесс самонастройки и зафиксирует значение коэффициента передачи при сравнении выходного напряжения с пороговым.

Точность установки коэффициента передачи в этом способе определяется параметрами порогового устройства, длительностью интервала самонастройки и пороговым напряжением. При использовании в качестве порогового устройства компаратора со статической погрешностью Δu_k и частотными свойствами, аппроксимируемыми однозвенной интегрирующей RC-цепью с постоянной времени τ , при линейном законе изменения коэффициента передачи точность его установки

$$\Delta_k = \frac{\Delta u_k}{u_n} \exp\left(\frac{\tau}{T_c}\right) \cdot 100\%,$$

где u_n — пороговое напряжение; T_c — длительность интервала самонастройки.

Например, при использовании в качестве устройства сравнения операционного усилителя 140УД7 с параметрами $\tau = 0,01$ с и $\Delta u_k = 5 \cdot 10^{-3}$ В при длительности интервала самонастройки $T_c = 0,05$ с и $u_n = 3$ В относительная точность установки коэффициента передачи составляет $\pm 0,1\%$ при линейной зависимости изменения коэффициента передачи управляемого звена во время самонастройки.

Рассмотренные методы линеаризации были применены в комбинированном устройстве автоматической регулировки прямого действия малокадровой телекамеры на ПЗС (см. рис. 2.13), которое в зависимости от положения переключателя может работать в режиме АРР или АРУ. Рассмотрим работу этого устройства в режиме АРР. Сигнал изображения поступает на входы пиковых детекторов «белого» и «черного», определяющих эти уровни во время прямого хода по кадру. С помощью управляемого переключателя в течение длительности кадрового гасящего импульса из этих уровней формируется пробный сигнал, составленный из уровня черного, взятого во время строчных гасящих импульсов, и уровня белого, взятого во время прямого хода по строке. Проб-

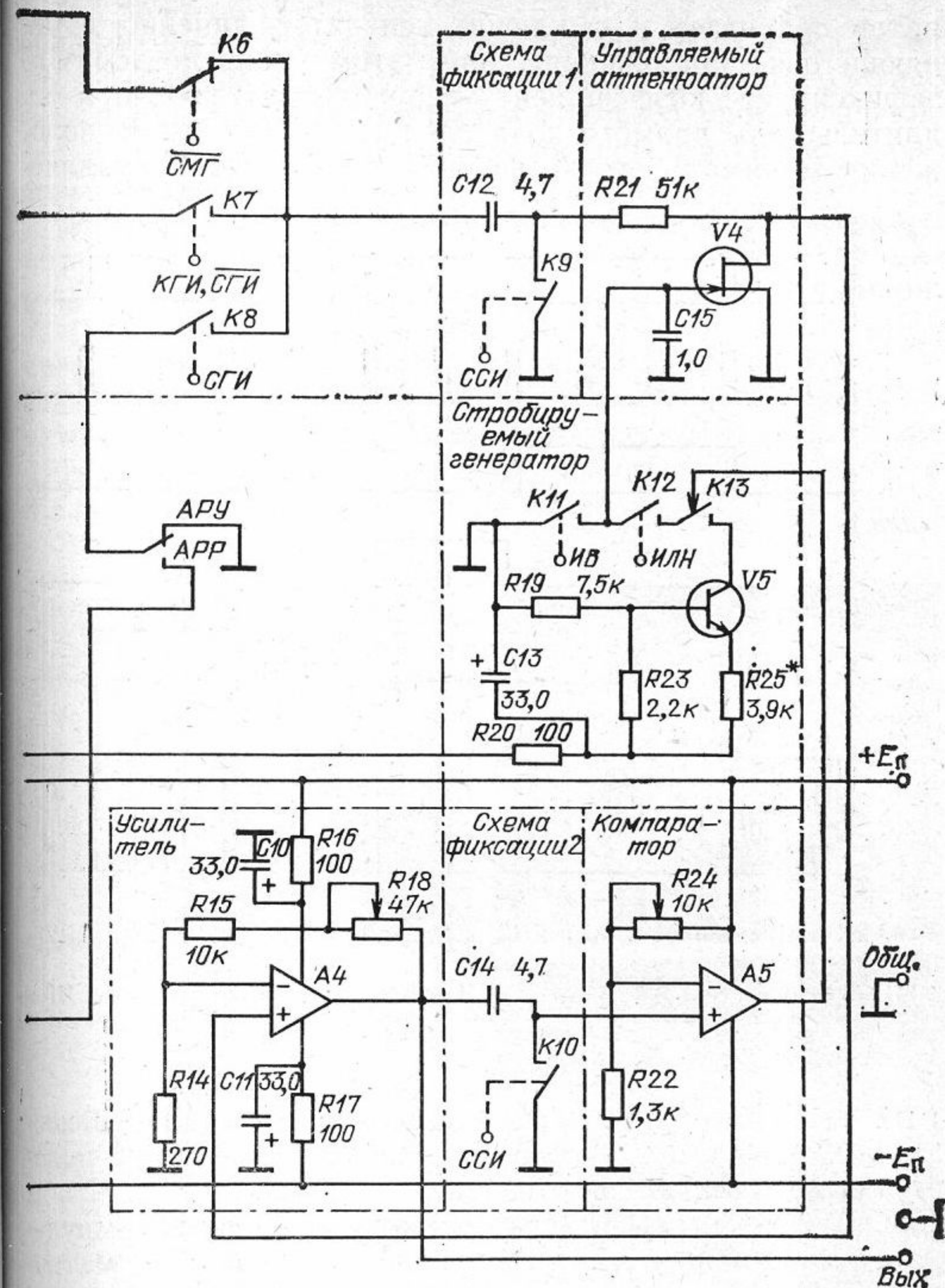
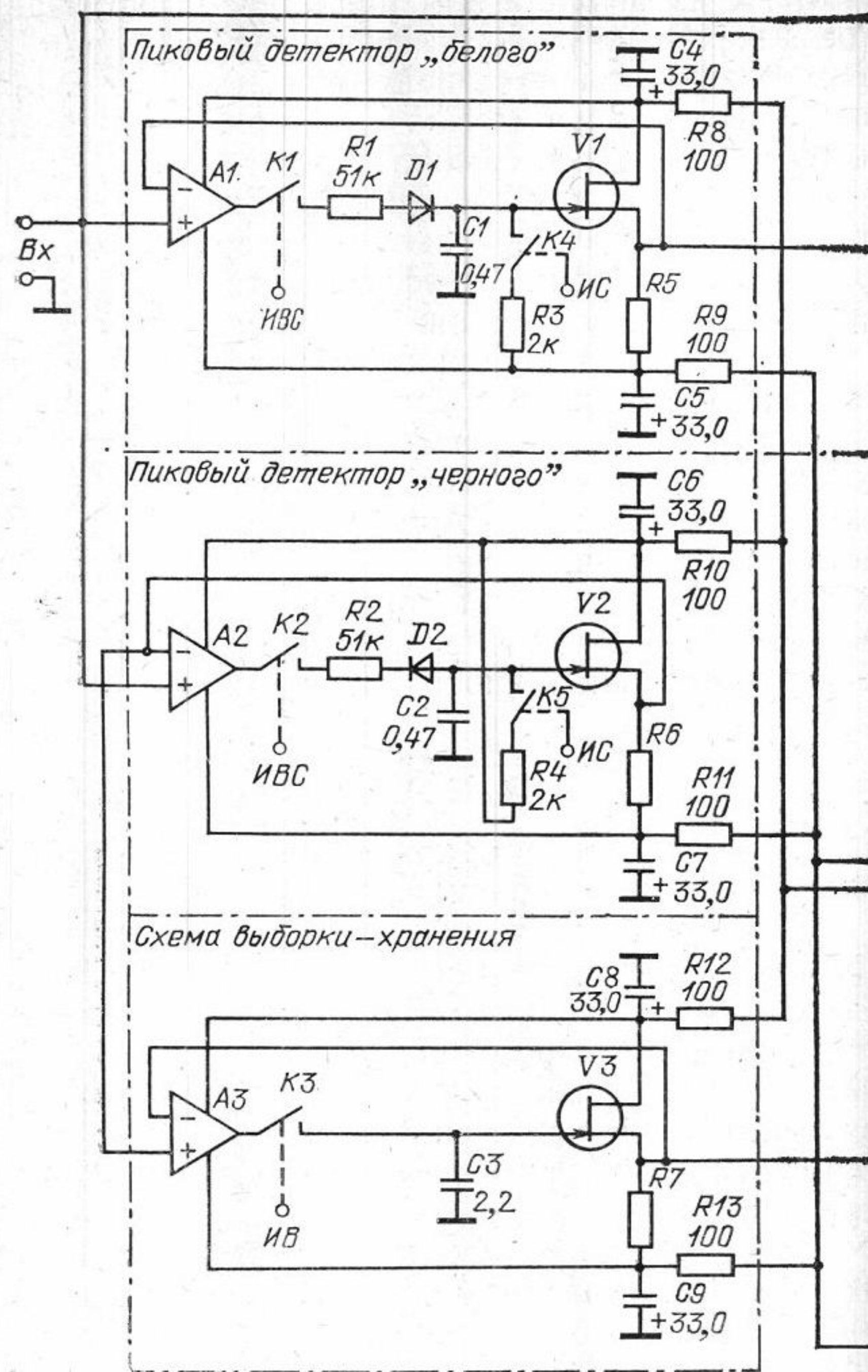


Рис. 2.13. Принципиальная схема устройства АРУ—АРР прямого

ного сигнала через первое устройство строчной фиксации поступает на вход управляемого аттенюатора. В течение длительности импульса ЛИН (рис. 2.14) коэффициент передачи аттенюатора изменяется от минимального значения в сторону увеличения с помощью генератора линейно изменяющегося напряжения. При этом размах пробного сигнала на выходе управляемого атте-

действия со временем отработки, равным одному кадру

нюатора монотонно возрастает. Напряжение этого сигнала усиливается и через второе устройство строчной фиксации поступает на неинвертирующий вход компаратора, на другой вход которого подано пороговое напряжение. Как только размах пробного сигнала на выходе усилителя достигнет порогового значения, компа-

ратор срабатывает и выключит генератор линейно изменяющегося напряжения, при этом конденсатор С15 зафиксирует коэффициент передачи аттенюатора на длительность прямого хода следующего кадра. В положении минимального коэффициента передачи управляе-

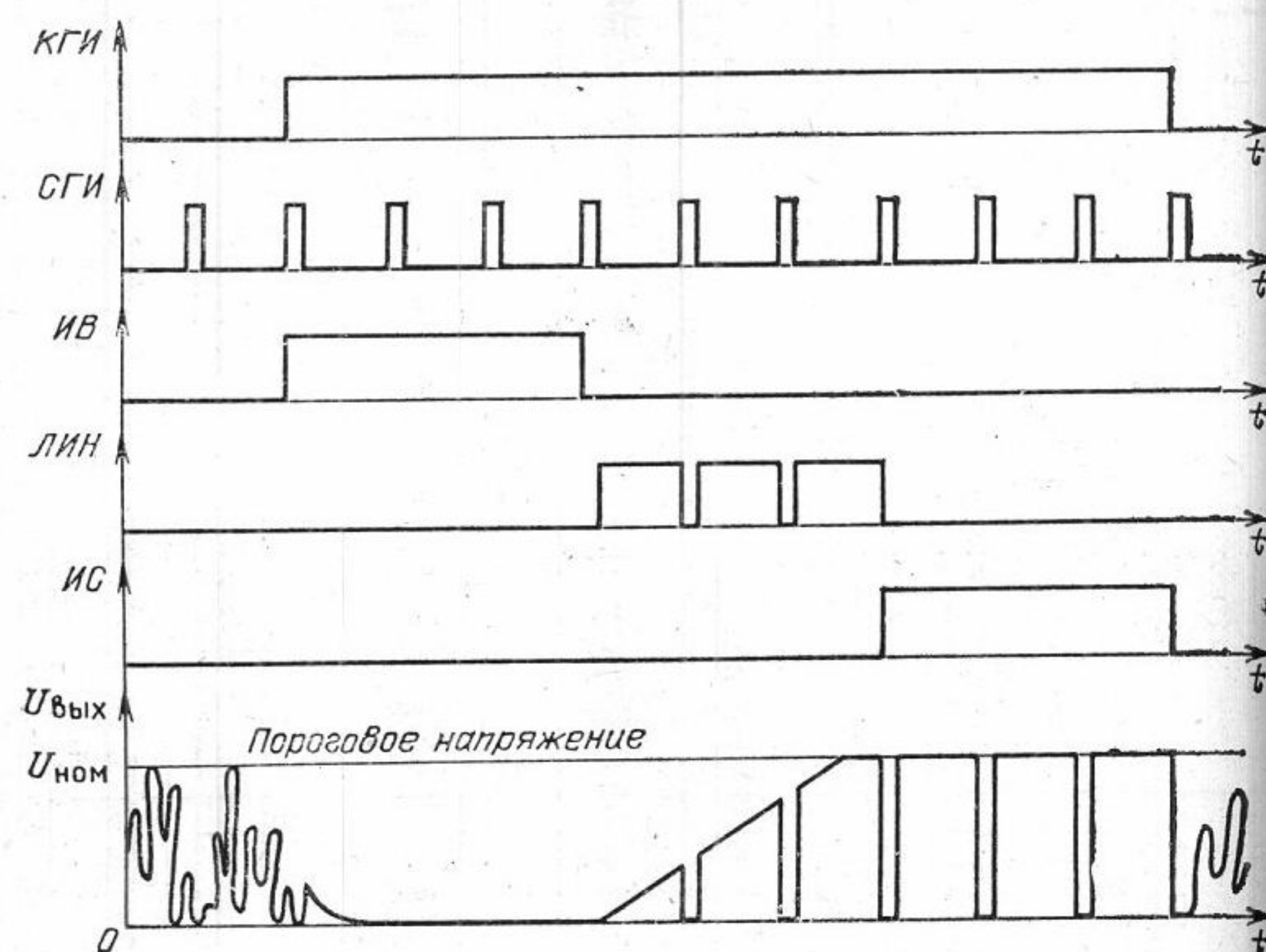


Рис. 2.14. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы АРУ-АРР:

КГИ — кадровый гасящий импульс; СГИ — строчные гасящие импульсы; ИВ — импульс выборки; ЛИН — строб линейно изменяющегося напряжения; ИС — импульс сброса

мый аттенюатор устанавливается в течение длительности импульса ИВ, а пиковые детекторы в нулевые положения сбрасываются в течение длительности ИС. Чтобы пиковые детекторы не срабатывали от гасящих импульсов и возможных краевых искажений сигнала в матрице ПЗС, производится стробирование, отключающее цепь заряда конденсаторов этих детекторов во время длительности гасящих импульсов, а также в начале и конце прямых ходов по строке и кадру. Во время прямых ходов по строке прямого хода по кадру на вход аттенюатора через устройство фиксации подается сигнал изображения, а во время длительности СГИ поступает уровень сигнала от черной детали с устройства выборки-хранения, запоминающего его на длительность

прямого хода по кадру при подаче ИВ. При переключении устройства в режим АРУ пиковый детектор уровня черной детали не используется и вместо уровня черной детали в сигнал замешивается абсолютный уровень черного — нулевой.

Рассмотренное устройство испытывалось совместно с устройством автоматической регулировки времени накопления (АРВН) малокадровой телевизионной камеры на ПЗС типа 1200ЦМ1 при длительности кадра 1 с. Совместное действие этих устройств характеризуют изображения, полученные при изменении освещенности на матрице ПЗС в 100 и 1000 раз (рис. 2.15). При этом АРВН обеспечивала изменение времени накопления в 8 раз.

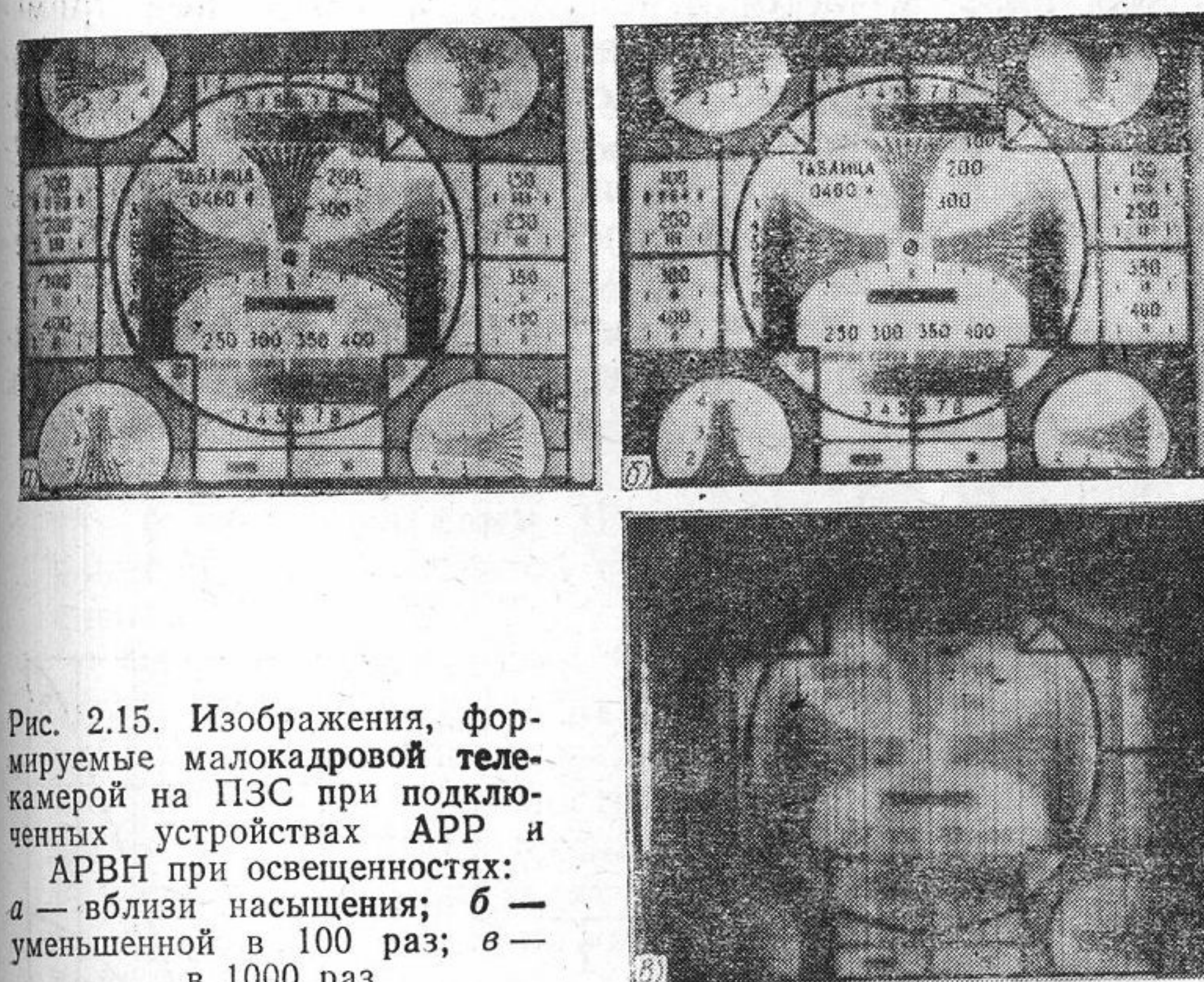


Рис. 2.15. Изображения, формируемые малокадровой телекамерой на ПЗС при подключенных устройствах АРР и АРВН при освещенностях: а — вблизи насыщения; б — уменьшенной в 100 раз; в — в 1000 раз

При подаче сигнала на вход устройства АРР—АРУ на его выходе обеспечивался сигнал размахом 1,2...1,5 В при изменении размаха на входе в 100 раз в интервале температур окружающей среды 5...70°C. Инерционность отработки на любой перепад сигнала равнялась одному кадру.

2.4. ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ И АДАПТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

При использовании телевизионных камер для наблюдения полезного сигнала на неравномерном фоне применение устройств АРР—АРУ становится неэффективным. В таких телевизионных камерах для сжатия динамического диапазона сигнала целесообразно использовать фильтры верхних частот. Поскольку сигнал изображения на выходе матрицы ПЗС поэлементно дискретен, то и фильтры следует использовать дискретные. Наиболее простыми являются трансверсальные фильтры [52, 78], описываемые разностным оператором $\Delta u_n = u_{n+1} - u_n$, где u_n, u_{n+1} — напряжения сигнала изображения в n -м и $(n+1)$ -м элементах изображения. Для лучшего подавления нижних частот используют многократное применение межэлементного вычитания. При k -последовательных применениях разностного оператора частотная характеристика фильтра $G^k(\omega) = (2 \sin \omega/2)^k$, где ω — круговая частота. Примеры исполнения трансверсальных фильтров верхних частот первых трех порядков приведены на рис. 2.16.

Характеристики реальных фильтров зависят от точностей примененных элементов задержки и сумматоров.

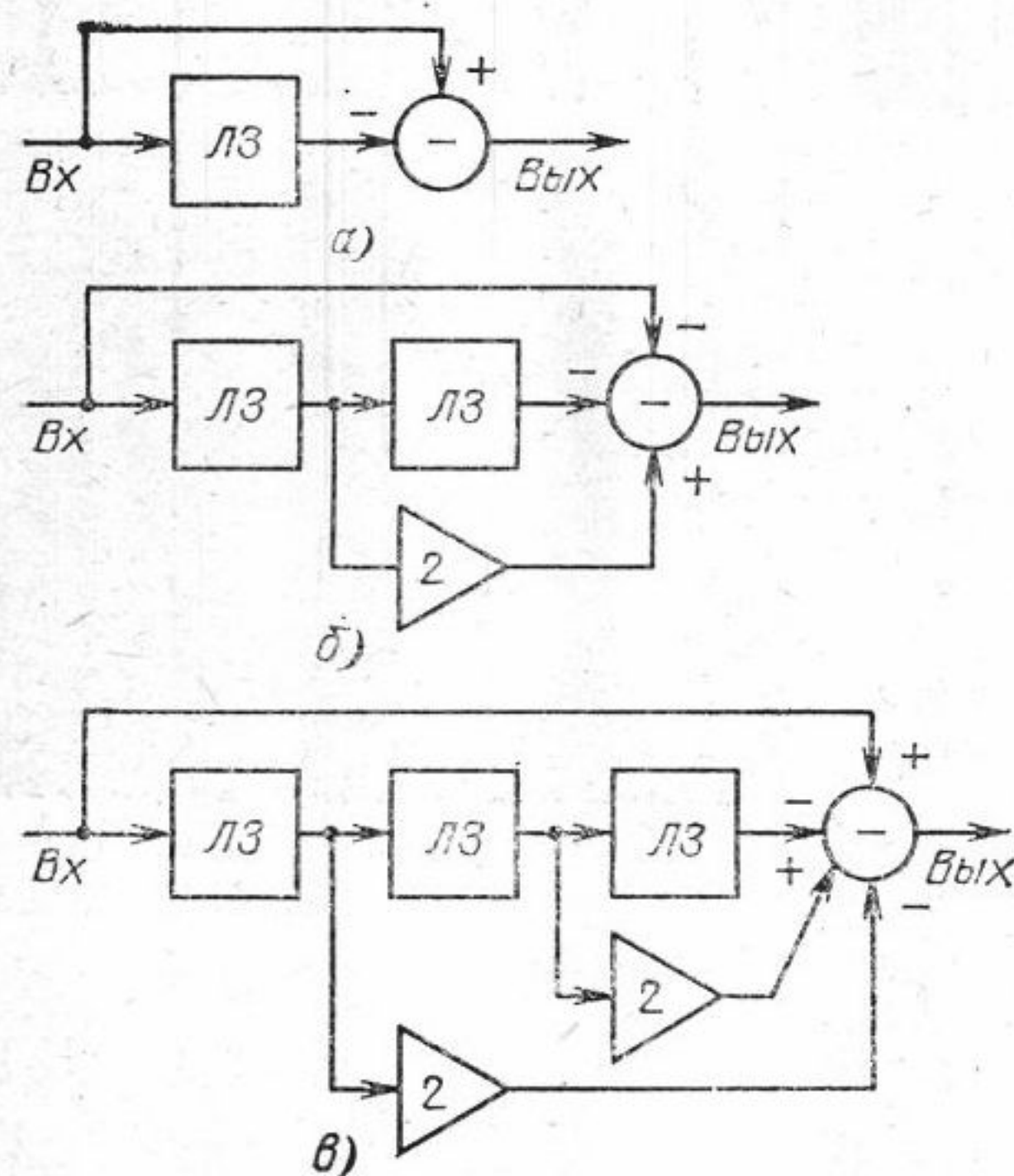
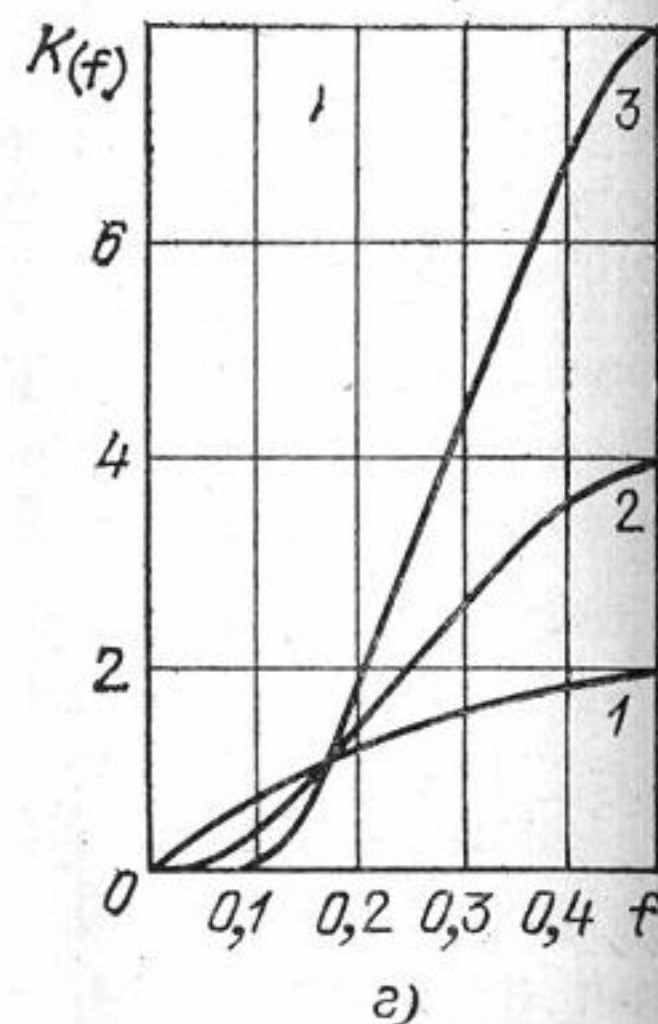


Рис. 2.16. Трансверсальные фильтры верхних частот: а—в — структурные схемы фильтров соответственно (1...3)-го порядков; г — их частотные характеристики (ЛЗ — линия задержки)



Высокой точностью обладают дискретно-аналоговые линии задержки на ПЗС, а также линии задержки, выполненные с использованием последовательно включенных КМОП-переключателя, конденсатора и повторителя напряжения. Применение таких линий в сочетании с сумматорами на операционных усилителях позволяет получить искажения сигнала менее 0,1%, т. е. находящиеся на уровне шумов фотоприемной матрицы ПЗС.

Для улучшения подавления нижних частот можно увеличивать порядок k трансверсального фильтра. Однако в телевизионных камерах на ПЗС действуют факторы, ограничивающие возможности использования высокочастотной фильтрации. Одним из таких факторов является точечная неоднородность темнового тока матриц ПЗС. Фильтр первого порядка превращает одноэлементный положительный сигнал от точечного дефекта в двухэлементный: положительный и отрицательный равных амплитуд, фильтр второго порядка утраивает число выбросов сигнала от дефекта и т. д.

Другим фактором является *неинвариантность чувствительности* дискретного фотоприемника к сдвигу изображения (§ 3.1), в наибольшей степени проявляющаяся при наблюдении точечных источников. Например, при попадании центра изображения от точечного источника в перекрестье между четырьмя элементами фотоприемника напряжение сигнала изображения в этих элементах будет одинаковым. В этом случае фильтр с обостренной характеристикой существенно ослабит полезный сигнал.

Еще одним фактором является образование краевых эффектов после фильтрации, которые проявляются в наибольшей степени в малоформатных фотоприемниках при большой длительности импульсной характеристики фильтра. В фильтре высших частот с постоянными параметрами при перепадах уровня сигнала изображения во время прохождения гасящих импульсов образуется зона нечувствительности из-за ограничения напряжения сигнала, площадь которой для одномерного фильтра равна длительности импульсной характеристики фильтра, умноженной на число элементов фотоприемника по вертикали. Зона нечувствительности расположена в первых или последних элементах сигнала изображения каждой строки.

Для устранения возможности краевых эффектов следует использовать фильтры с переменными параметрами.

ми, импульсная характеристика которых перестраивается при обработке краевых элементов сигнала изображения. Программа перестройки фильтра может быть заложена постоянной или переменной в зависимости от характера изображения.

При наблюдении изображения на широкополосном фоне целесообразны *адаптивные фильтры* верхних частот, которые одновременно с высокочастотной фильтрацией, подавлением краевых эффектов обеспечивают подавление перепадов фона и выбросов сигнала от некоторых дефектов ПЗС (например, дефектов типа вертикальных столбов). Простейший адаптивный фильтр верхних частот [80] содержит два фильтра первого порядка — прямой и инверсный, работающие со сдвигом на один интервал дискретизации (рис. 2.17). Выходы фильтров объединяются через аналоговое устройство И. При прохождении сигнала от одиночного перепада освещенности изображения в соседних элементах на выходе какого-либо из фильтров обязательно будет содержаться реализация сигнала без перепада и соответствующий ей разностный сигнал пройдет на выход.

Такие адаптивные фильтры могут быть выполнены в различных вариантах. Например, можно построить фильтр, который помимо общей высокочастотной фильтрации и устранения краевых эффектов будет подавлять одно-, двух- и трехэлементные перепады сигнала изображения по вертикали, горизонтали и в наклонной плоскости. Для построения такого фильтра помимо устройств сравнения, переключателей и сумматоров потребуются три линии задержки сигнала изображения на длительность строки и девять элементов задержки на длительность элемента, которые могут быть выполнены в виде специализированного ПЗС. В предельном случае адаптивные фильтры верхних частот этого типа приводят к экстремальному фильтру, пропускающему без ослабления лишь максимумы и минимумы сигнала изображения.

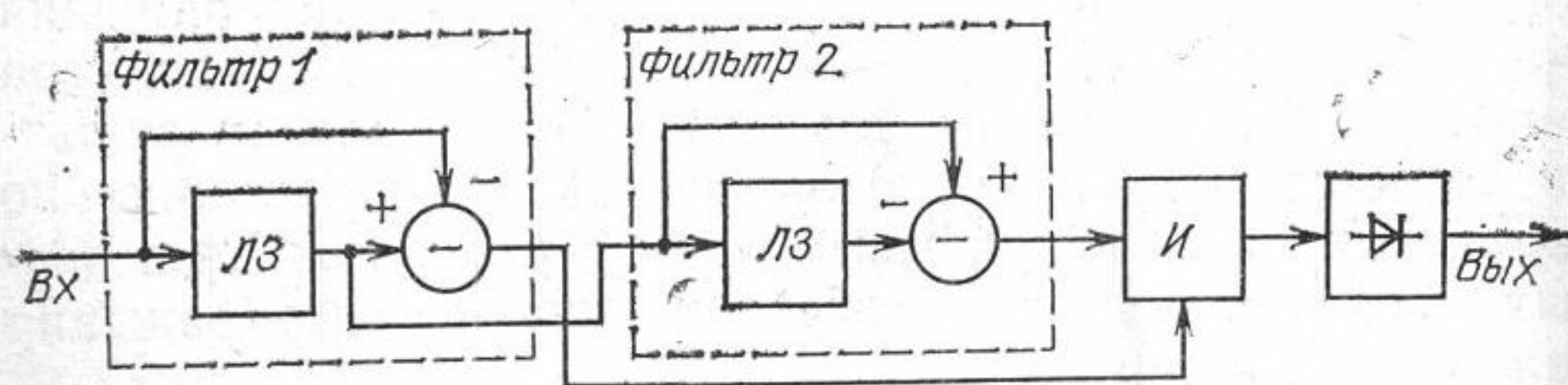


Рис. 2.17. Структурная схема адаптивного фильтра верхних частот

2.5. КОДИРОВАНИЕ МЕЖКАДРОВЫХ ПРИРАЩЕНИЙ

Внутрикадровая фильтрация сигнала обеспечивает эффективное сжатие данных, только когда спектры полезного сигнала и фона не перекрываются. При значительном перекрытии пространственных спектров, например когда наблюдается точечный источник на точечном фоне темнового тока ПЗС, достаточное сжатие динамического диапазона могут обеспечить только устройства межкадровой обработки сигнала изображения (§ 2.1 и 2.2). Однако для обеспечения маскирования шумов и искажений тракта обработки шумом фотоприемника требуется значительная информационная емкость кадрового ЗУ, что приводит к увеличению габаритов, массы и энергопотребления телекамеры. Поэтому при разработке малогабаритных камер необходимо найти алгоритмы межкадровой обработки сигнала изображения, обеспечивающие эффективное сжатие данных при минимальной емкости кадрового ЗУ и позволяющие поместить это ЗУ в приемном пункте телевизионной системы после узкополосного канала связи. В ряде случаев их можно найти методами, используемыми при проектировании многошкальных неоднозначных измерительных систем [81].

Рассмотрим возможность сжатия динамического диапазона сигнала изображения с помощью неоднозначной периодической шкалы квантования. Полная однозначная измерительная шкала длиной $U_{\max}$ разбивается на N одинаковых шкал с длинами $U_{\max}/N$. Тогда напряжение выходного сигнала $U_{\text{ост}}$ будет связано с напряжением входного сигнала $U_{\text{вх}}$:

$$U_{\text{ост}} = U_{\text{вх}} - (U_{\max}/N) \text{ent}(U_{\text{вх}}/U_{\max}). \quad (2.5)$$

Напряжение остаточного сигнала $U_{\text{ост}}$, очевидно, не может превышать интервал однозначного измерения $U_{\max}/N$. Исследуем телевизионную систему с неоднозначной периодической шкалой квантования с помощью теории счисления в остаточных классах [82], выявляющей возможности однозначного представления числа через значения остатков.

Известна теорема о разности остатков для измерения постоянного значения с помощью двухшкальной неоднозначной измерительной системы. В этой теореме доказывается возможность устранения неоднозначности измерений, когда длины периодических шкал относятся как простые целые числа, а измеряемое постоянное зна-

чение величины не превосходит их произведения. Здесь используется только одна неоднозначная периодическая шкала квантования для измерения разности двух значений, т. е. разности остаточных сигналов. Для этих условий может быть доказана другая теорема о разности остатков положительных чисел.

Теорема. Если два положительных числа A и B заданы двумя остатками a и b от деления этих чисел на известное положительное число C и выполняется условие $|A-B| \leq C/2$, то разность остатков $a-b$ однозначно определяет разность чисел $A-B$, при этом:

$$\begin{aligned} a-b &= A-B, \text{ если } |a-b| \leq C/2; \\ a-b &= A-B+C, \text{ если } a-b < -C/2; \\ a-b &= A-B-C, \text{ если } a-b > C/2. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Доказательство. В соответствии с условием теоремы для чисел A и B можно записать $A = a + C \text{ent}(A/C)$, $B = b + C \text{ent}(B/C)$. Тогда разность чисел

$$A-B = a-b - MC, \quad (2.7)$$

где

$$M = \text{ent}(A/C) - \text{ent}(B/C). \quad (2.8)$$

Поскольку a и b являются остатками от деления положительных чисел на положительное число C , то $0 \leq a \leq C$; $0 \leq b \leq C$. Разность остатков при этом

$$-C \leq a-b \leq C. \quad (2.9)$$

Подставив (2.7) в (2.9) и разделив части неравенства на положительное число C , получим

$$-1 \leq [(A-B)/C] - M \leq 1. \quad (2.10)$$

Подставляя вместо $(A-B)$ в (2.10) крайние значения, равные $\pm C/2$, получаем условие $|M| \leq 1,5$. Поскольку M — разность целых чисел (2.8) и может принимать только целые значения, то существуют только три возможных значения: $M=0$; 1 и -1 . Подставляя эти значения в (2.7), получаем:

- 1) $M=0$, $A-B=a-b$, при этом $|a-b| \leq C/2$;
- 2) $M=1$, $A-B=a-b+C$, при этом $a-b > C/2$;
- 3) $M=-1$, $A-B=a-b-C$, при этом $a-b < -C/2$.

Из теоремы следует, что если напряжение сигнала межкадровой разности ограничено некоторым значением $U_{\max}/2N$, то можно сжимать динамический диапазон сиг-

нала в N раз и передавать в канал связи только остаточный сигнал (2.5). При этом напряжение сигнала межкадровой разности будет однозначно восстановлено на выходе узкополосного канала связи.

Нужно отметить, что, в отличие от других способов сжатия данных, использование неоднозначной периодической шкалы квантования в кодере требует обязательного восстановления сигнала в декодере телевизионной системы. Передаточные характеристики кодера и декодера в варианте системы сжатия данных, построенной по этому способу, приведены на рис. 2.18.

Рассмотрим цифровую систему кодирования — декодирования межкадровых разностей сигнала изображения (рис. 2.19). В этой системе кодер на передающей

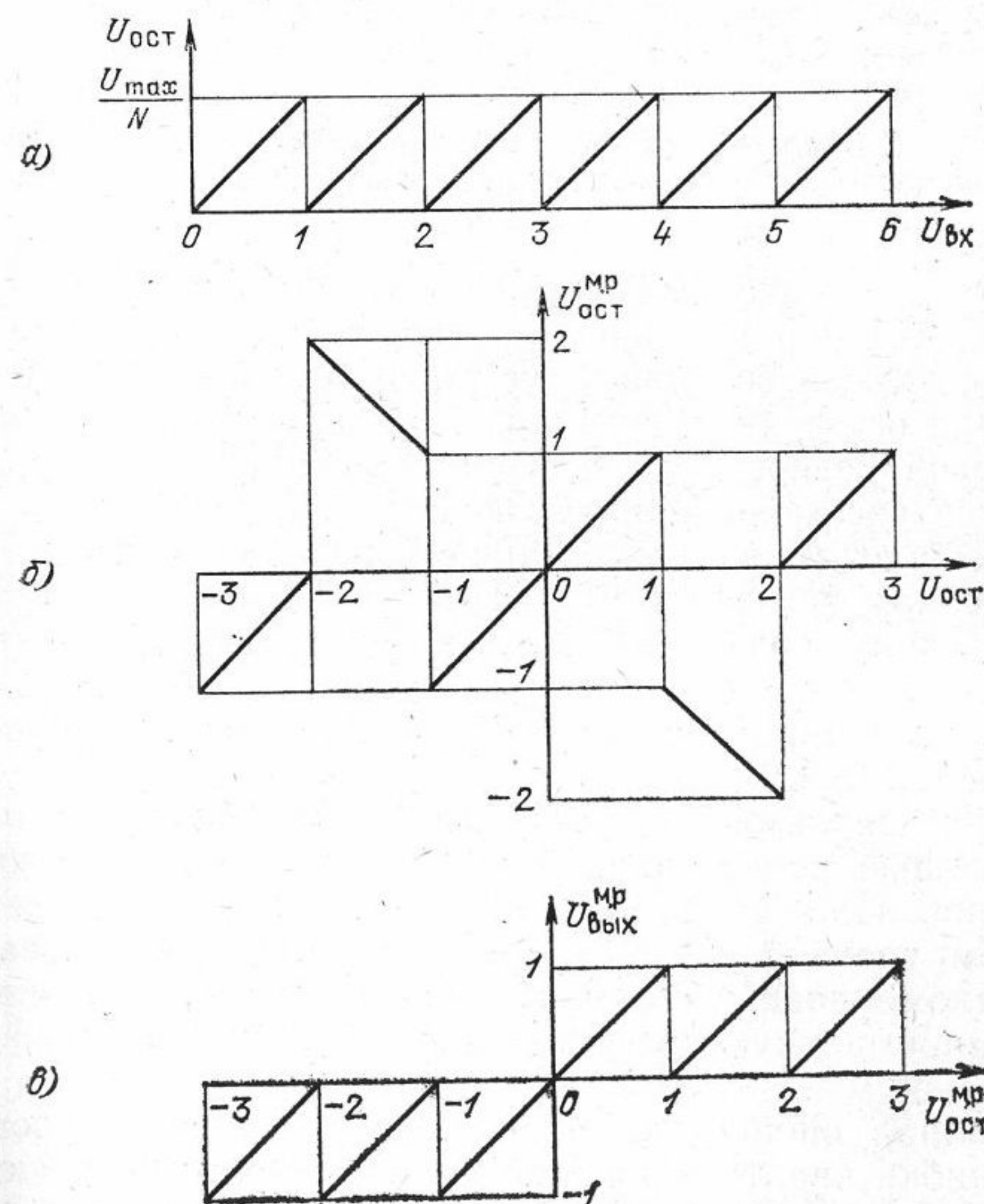


Рис. 2.18. Передаточные характеристики: а — кодера; б — декодера; в — сквозная, телевизионной системы с неоднозначной периодической шкалой квантования

части может быть выполнен в виде АЦП с отключенными выходами старших разрядов. Такое отключение эквивалентно автоматическому вычитанию из цифрового сигнала изображения «грубых» значений уровней, которым соответствуют его старшие разряды. С выхода АЦП



Рис. 2.19. Структурная схема телевизионной системы, реализующей кодирование межкадровых приращений сигнала изображения

цифровой остаточный сигнал $U_{ост}$ поступает в канал связи. Декодер на приемном пункте телевизионной системы должен содержать устройства межкадрового вычитания остаточных сигналов и восстановления их межкадровой разности до истинного значения $U_{м.р.вых.}$. Устройство восстановления включает схему сравнения СС, определяющую наличие старшего разряда в разностном остаточном сигнале $U_{м.р.ост.}$. При наличии старшего разряда схема сравнения воздействует на схему сдвига уровня, которая вычитает из сигнала старший разряд с соответствующим знаком в соответствии с характеристикой рис. 2.18, в.

При использовании цифровых систем сжатия данных с помощью неоднозначной периодической шкалы квантования надо найти оптимальное соотношение между числом уровней «грубого» неоднозначного квантования и числом уровней обычного квантования, обеспечивающее минимальную среднеквадратическую ошибку на выходе системы.

Полная ошибка в цифровой системе связи состоит из ошибки квантования (локальной) и ошибки решения (глобальной). Последняя обычно вызвана шумами канала связи, пропорциональными разрядности АЦП. Между этими ошибками существует взаимосвязь, допускающая компромиссный обмен, оптимальные условия

которого можно попытаться отыскать [28, т. 2, с. 176]. В рассматриваемой системе ошибка решения имеет составляющие шумов от действия канала и ошибок декодирования, которые характеризуют неправильное восстановление сигнала при межкадровых приращениях, превышающих $|U_m/2N|$. Полная ошибка

$$\sigma_p^2 = \sigma_{кв}^2 + \sigma_{дк}^2 + \sigma_{ш2}^2 = \frac{A^2 \sigma_{ш1}^2}{N^2 12m^2} + \frac{A^2 \sigma_{ш1}^2}{N^2} 2 \sum_{k=2}^N (k-1)^2 p_k + \frac{N_{02} z}{T_k} \log_2 m, \quad (2.12)$$

где A — максимальное отношение сигнал-шум на входе устройства кодирования; $\sigma_{ш1}$, $\sigma_{ш2}$ — среднеквадратические значения входного шума и шума канала; N — число уровней первичного квантования (число периодов шкалы квантования); m — число уровней квантования; k — номер первичного уровня; $p(k)$ — вероятность попадания сигнала в интервал между k -м и $(k-1)$ -м первичными уровнями; $N_{02}/2$ — спектральная плотность мощности белого шума в канале; z — число элементов разложения; T_k — время кадра. На рис. 2.20 приведены зависимости полной ошибки и ее составляющих для которых $A=100$, $m=64$. Минимум суммарной ошибки (2.12) в наиболее распространенном случае достаточно малого значения ошибки канала соответствует примерно равенству составляющих ошибок от квантования и декодирования. При этом требуемая пропускная способность канала связи, а также емкость кадрового ЗУ могут быть умень-

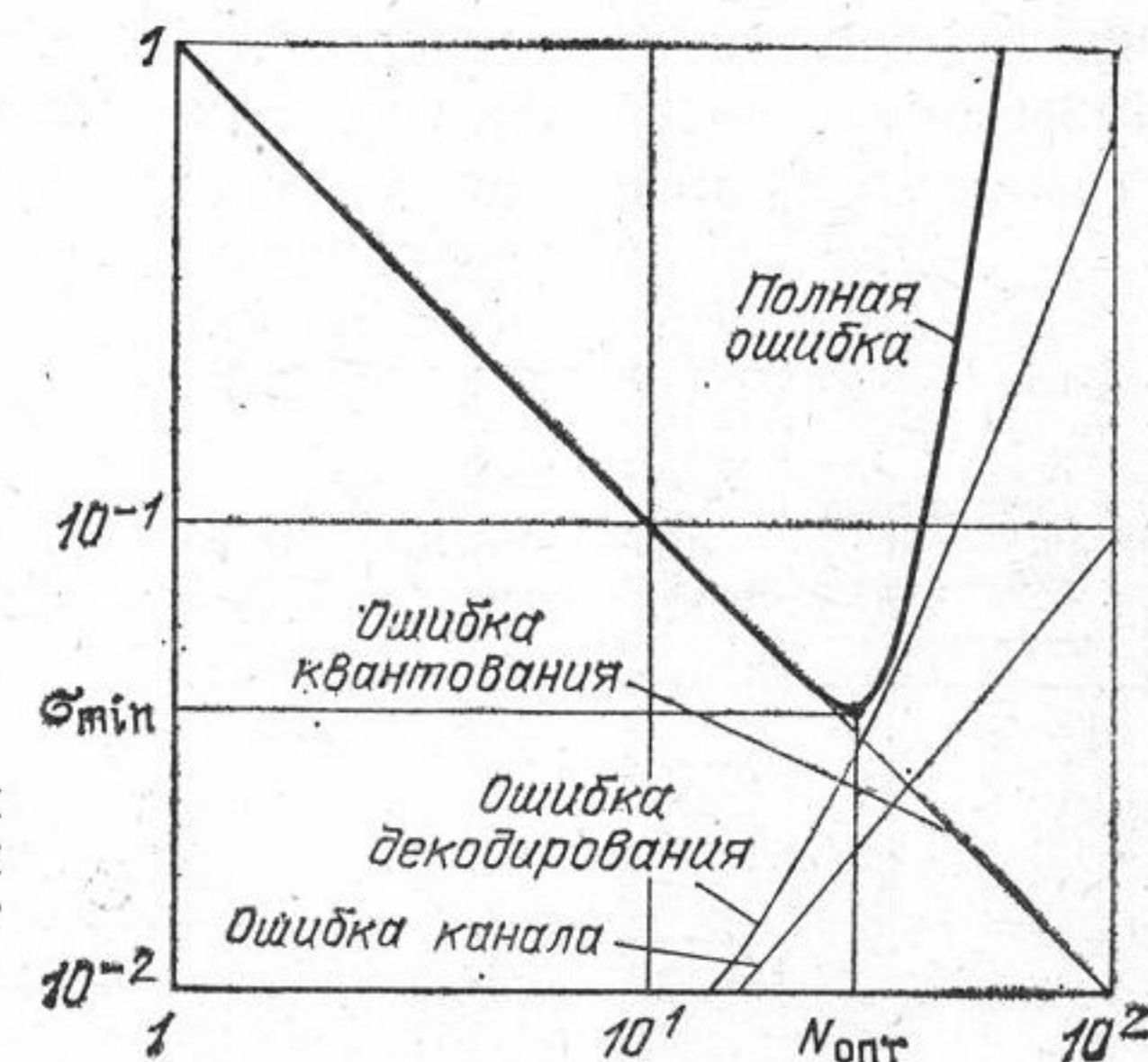


Рис. 2.20. Зависимости относительной ошибки на выходе декодера от числа уровней первичного квантования

шены на $\log_2 30 \approx 6$ бит на элемент изображения вне зависимости от пространственного спектра сюжета. Обеспечить такой выигрыш методами внутрикадровой фильтрации невозможно.

Глава 3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

Проектирование адаптивных систем с автоматическим получателем требует применения теорий информации и оптимального приема. Однако разобшенность этих теорий создает трудность при проектировании телевизионных систем. Для доведения теории до практических рекомендаций необходимо перейти от классической информационной модели системы связи (см. рис. В.2, В.3) к модели с двумя источниками (рис. 3.1). В данной главе изложена расширенная теорема о кодировании источника непрерывного гауссовского сигнала. При рассмотрении телевизионной камеры как кодера-накопителя даны практические рекомендации по ее информационной оценке. Нахождение оптимального кода позволяет дать рекомендации по выбору параметров дискретизации и квантования в ходе преобразования оптических сигналов в двоичный код, передаваемый после обработки в кодер канала связи. Для получения наглядных аналитических результатов используется модель сигналов и шумов в виде гауссовских процессов. Сделана попытка применения информационного подхода не только к системе связи, но и к получателю сообщений.



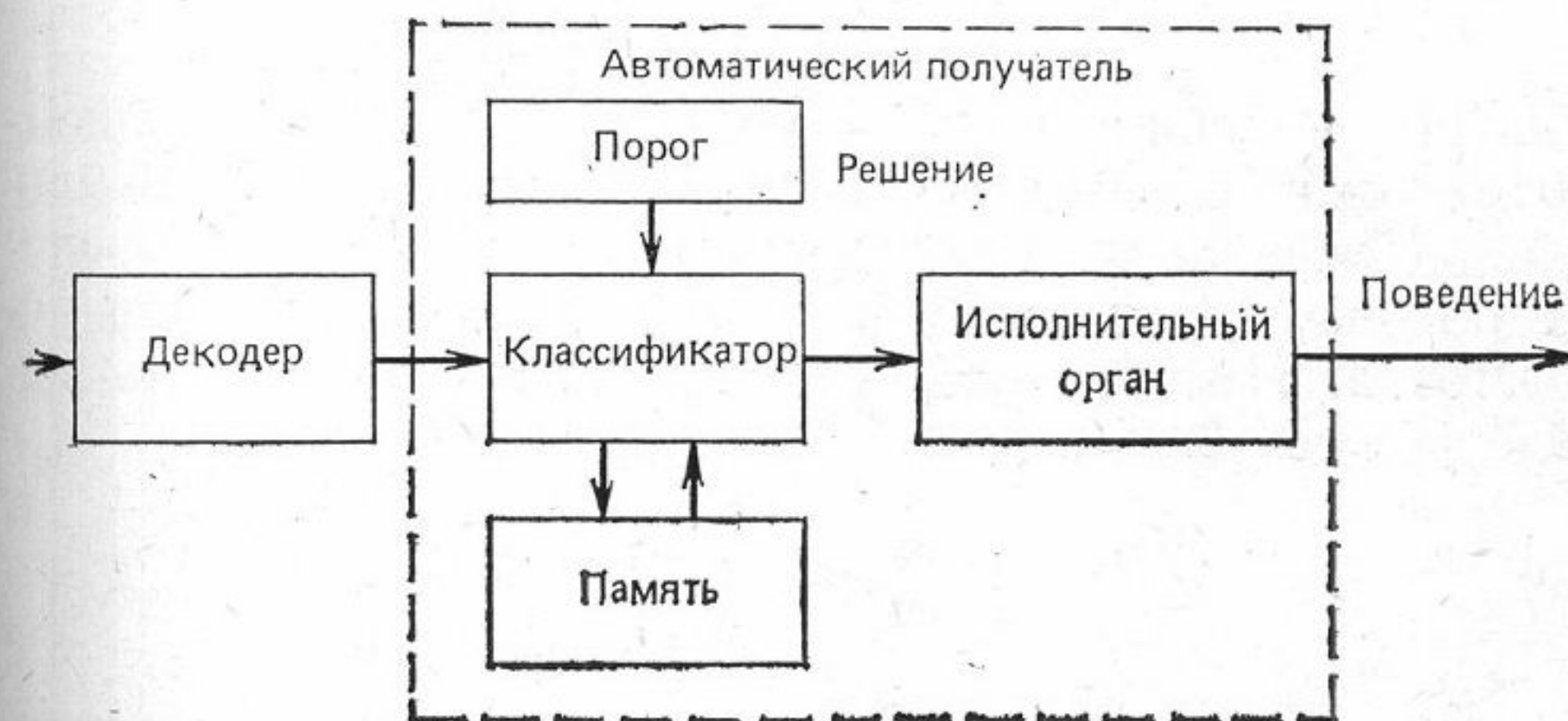
Рис. 3.1. Система связи

3.1. ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ СВЯЗИ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

В теории связи четко выделяют два разных научных раздела [16, с. 5]: теорию помехоустойчивого (оптимального) приема сигналов [18] и теорию информации (теорию помехоустойчивого кодирования), в основе которой лежат теоремы кодирования Шеннона [11]. Действительно, хотя Хартли ввел меру количества несемантической информации, связанную с выбором из ансамбля, понятия несемантической информации и несемантического решения остаются разобшенными. Теория информации использует только понятие теории решений о минимальной достаточной статистике (МДС) [11].

Радиолокация является отраслью радиотехники, активно использующей и развивающей теорию оптимального приема (теорию решений). Телевидение же тяготеет к теории информации, дающей такие важные для практики характеристики систем, как пропускная способность и ϵ -энтропия. Однако наблюдается тенденция сближения обеих отраслей радиотехники. Малокадровое телевидение можно рассматривать как шаг в этом направлении. Развитие этой тенденции стимулирует объединение двух указанных разделов теории связи. Оно необходимо для создания научных основ проектирования адаптивных телевизионных систем с автоматическим получателем — классификатором изображений — и в будущем с искусственным интеллектом.

Информационная модель системы связи, показанная на рис. 3.1 (см. рис. В.4, В.6), отвечает этому требованию. Случайный процесс $s(t)$, несущий полезную информацию об изучаемом объекте, аддитивно смешивается в



с учетом двух шумов

сумматоре со входным шумом $x(t)$. С выхода сумматора аддитивная смесь $y(t) = s(t) + x(t)$ поступает на вход кодера. Кoder условно разбит на две части: кодер-накопитель, извлекающий (накапливающий) полезную информацию о процессе $s(t)$ и кодирующий ее минимальным числом двоичных единиц, и кодер канала, ведущий борьбу с шумом канала связи. Канал связи моделируется сумматором с шумом $v(t)$ канала. Входные и выходные цепи канала связи включены в кодер и декодер канала. С помощью кодера и декодера формируется код $z(t)$, который поступает с декодера в автоматический получатель информации, представленный на рис. 3.1 классификатором изображений и исполнительным устройством. В памяти классификатора может храниться только конечное количество априорной информации ($I_{\text{апр}} < \infty$). Все процессы $s(t)$, $y(t)$, $z(t)$, а также шумы $x(t)$ и $v(t)$ представимы случайными векторами с бесконечным числом степеней свободы $\mathbf{S}(s_1, s_2, \dots)$, $\mathbf{Y}(y_1, y_2, \dots)$, $\mathbf{Z}(z_1, z_2, \dots)$. Для такого представления используют разложение процессов в ряд Карунена—Лозва, который для полезного сигнала $s(t)$, имеющего конечную энергию E_s и заданного на конечном интервале времени T , имеет вид:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} s_i \varphi_i(t); \quad s_i = \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \varphi_i(t) dt, \quad (3.1)$$

где $\{\varphi_i(t)\}$ — ортонормированный базис Карунена—Лозва для процессов $s(t)$. Коэффициенты ряда (отсчеты) s_i имеют дисперсии σ_i^2 , которые составляют энергетический ряд

$$\sum_{i=1}^{\infty} \sigma_i^2 = E_s = \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt.$$

Фильтры, содержащиеся в кодере и декодере, описываются компактными симметричными операторами Гильберта—Шмидта, собственными функциями которых служат ортонормированные функции $\varphi_i(t)$ базиса Карунена—Лозва. Импульсные характеристики этих фильтров представимы рядами:

$$\begin{aligned} G(t, \tau) &= \sum_{i=1}^{\infty} g_i \varphi_i(t) \varphi_i(\tau); \\ Q(t, \tau) &= \sum_{i=1}^{\infty} q_i \varphi_i(t) \varphi_i(\tau), \end{aligned} \quad (3.2)$$

где g_i, q_i — собственные числа операторов кодера и декодера.

Применение операторов (3.2) в информационной модели системы (см. рис. 3.1) вместо привычных для телевидения инвариантных операторов типа свертки вызвано тем, что последние каскадно включены с оператором стробирования (умножителем). Произведение свертки и стробирования и относится, как известно, к операторам Гильберта—Шмидта [88].

Линейный кодер с импульсной характеристикой $G(t, \tau)$ формирует оценку полезного процесса $s(t)$ по аддитивной смеси $y(t)$:

$$s^*(t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i y_i \varphi_i(t), \quad (3.3)$$

где
$$y_i = \int_{-T/2}^{T/2} [s(t) + x(t)] \varphi_i(t) dt = s_i + x_i.$$

Эта оценка будет оптимальной $\hat{s}(t)$, т. е. МДС¹, если собственные числа оператора соответствуют фильтру Винера: $g_i = l_i = \sigma_i^2 / (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)$, где $\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия в джоулях отсчетов x_i входного белого шума. Минимальная достаточная статистика представляется рядом

$$\hat{s}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \hat{s}_i \varphi_i(t) = \sum_{i=1}^{\infty} l_i y_i \varphi_i(t). \quad (3.4)$$

Энергетический ряд, соответствующий МДС, $\sum_{i=1}^{\infty} \sigma_i^2 \hat{s}_i^2 = E_{\hat{s}}$. На выходе оператора Гильберта—Шмидта с коэффициентами l_i достигается минимум СКО между полезным вектором $\mathbf{S}$ и вектором-МДС $\hat{\mathbf{S}}$:

$$d(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \varepsilon_{\text{В}} = \sum_{i=1}^{\infty} \varepsilon_{\text{В}i} = \sum_{i=1}^{\infty} \sigma_{\text{ш}}^2 l_i.$$

Взаимная информация между аддитивной смесью $\mathbf{Y} = \mathbf{S} + \mathbf{X}$ и полезным процессом $\mathbf{S}$ вычисляется по формуле [7]

$$\begin{aligned} I(\mathbf{Y}, \mathbf{S}) &= 1/2 \sum_{i=1}^{\infty} \log [(\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) / \sigma_{\text{ш}}^2] = \\ &= 1/2 \sum_{i=1}^{\infty} \log [\sigma_i^2 / \sigma_{\text{ш}}^2 l_i]. \end{aligned} \quad (3.5)$$

¹ Для гауссовского сигнала $\hat{s}(t)$ совпадает с МДС.

Из определения МДС $I(Y, S) = I(\hat{S}, S)$. Как и оптимальные фильтры Норта и Винера, МДС всегда учитывает маскирующее влияние входного шума. В моделях теории фильтрации полезный процесс оценивается только *после* его суммирования с входным шумом. В отличие от этого, информационная модель системы связи у Шеннона включает учет только шума канала. В модели Шеннона (см. рис. В.2) входной шум отсутствует. Кодер предназначен для борьбы с шумом канала и аппроксимирует чистый сигнал $x(t)$ до шума канала. Источник информации Шеннон характеризует скоростью создания информации R , дв.ед./с, которая в соответствии с требованием основной теоремы Шеннона должна быть меньше пропускной способности C канала (т. е. $R < C$) для обеспечения малой (стремящейся по экспоненте к нулю) ошибки передачи по каналу. Исходя из того, что только взаимная информация, а не энтропия, допускает обобщение на случай непрерывных процессов, А. Н. Колмогоров ввел термин « ϵ -энтропия» и дал еще в 1956 г. формулу для ее вычисления [87, 7]:

$$I_\epsilon(S, S^*) = 1/2 \sum_{i=1}^N \log \frac{\sigma_i^2}{\theta^2}, \quad 0 < \theta^2 \leq \sigma_i^2, \quad (3.6)$$

где $d(S, S^*) \leq \epsilon$ — СКО между S и ее N -мерной аппроксимацией S^* при заданном значении ϵ .

Постоянный порог θ^2 , измеряемый в джоулях, находится по заданному ненулевому значению СКО ϵ . Формула (3.6) дает минимальное число двоичных единиц, которыми оценивается количество информации в N -мерном аппроксимирующем векторе S^* о бесконечномерном полезном векторе S , когда задана СКО $\epsilon > 0$. Эта величина оценивает способность самой информации к передаче по каналу или хранению в памяти [87]. Используя понятие ϵ -энтропии, Шеннон в 1959 г. доказал теорему кодирования источника, охватывающую и случай непрерывного гауссовского источника. Легко заметить, что ни формула А. Н. Колмогорова расчета ϵ -энтропии (3.6), ни теорема Шеннона не используют понятия о МДС, так как не содержат учета входного шума. Такой подход полностью соответствует информационной модели, показанной на рис. В.2 и иллюстрирующей результаты создания Шенноном «теории каналов связи» [87].

Для расширения понятия ϵ -энтропии и теоремы ко-

дирования непрерывного гауссовского источника перейдем к информационной оценке модели системы (см. рис. 3.1) на основе [85].

3.2. ТЕОРЕМА КОДИРОВАНИЯ ДЛЯ НЕПРЕРЫВНОГО ГАУССОВСКОГО ИСТОЧНИКА

Для расширения понятия ϵ -энтропии источника с учетом входного шума рассмотрим модель системы на рис. 3.2, которая выделяет в модели на рис. 3.1 три непрерывных гауссовских процесса, описывающих бесконечномерными векторами S, Z, Y . Для них возможно определить взаимную информацию $I(S, Y), I(S, Z), I(Y, Z)$.

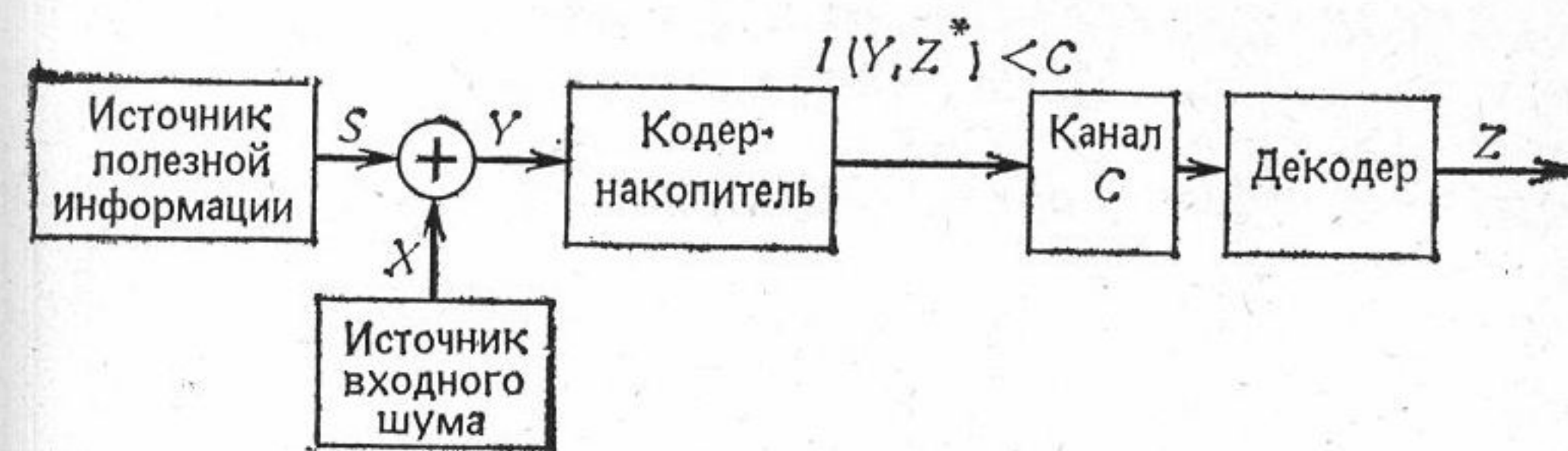


Рис. 3.2. Модель кодирования зашумленного сигнала

Взаимная информация $I(S, Y)$ вычисляется по известной формуле (3.5). На основе взаимной информации $I(S, Z)$ и $I(Y, Z)$ можно определить две величины ϵ -энтропии. Сделаем это сначала для одномерных случайных величин (S, Y, Z) . Будем искать «хороший» код $Z = Z^*$ в классе кодов, для которых выполняются условия $I(Z, S; Y) = I(Z; Y)$; $p(z|s, y) = p(z|y)$, где $p(z|s, y)$, $p(z|y)$ — условные плотности вероятности. Определим две ϵ -энтропии:

$$I(S, Z^*) = \inf I(Z, S); \quad (3.7)$$

$$p(z|y) : d(S, Z) \leq \epsilon$$

$$I(Y, Z^*) = \inf I(Z, Y), \quad (3.8)$$

$$p(z|y) : d(S, Z) \leq \epsilon,$$

где $d(S, Z) = \iint_{S, Y} (s-z)^2 p(s, z) ds dz$; $p(s, z)$ — совместная плотность вероятности; ϵ — задаваемое значение дисперсии ошибки (СКО). В (3.7) и (3.8) ищется минимум по всем функциям плотности переходной (условной) вероятности $p(z|y)$ так, чтобы СКО $d(S, Z)$ не превосходила задаваемого значения ϵ .

Легко заметить, что в отсутствие входного шума две ϵ -энтропии (3.7) и (3.8) сливаются в одну величину, определяемую для теоремы Шеннона [7, с. 297], т. е. $I(S, Z^*) = I(Y, Z^*)$ при $X=0$. Среднеквадратическая ошибка

$$d(S, Z) = \int \int \int_{\hat{S} Y Z} (s-z)^2 p(z|y) p(s|y) p(y) ds dy dz. \quad (3.9)$$

Из ортогональности величин $(S-\hat{S})$ и Y [28, 90] следует

$$p(s|y) = p(s-\hat{s}). \quad (3.10)$$

Подставляя (3.10) в (3.9), получаем выражение для СКО

$$d(S, Z) = \int \int \int_{\hat{S} Y Z} [s-\hat{s}]^2 + [\hat{s}-z]^2 p(z|y) p(y) \times \\ \times p(s-\hat{s}) ds dy dz = d(s, \hat{s}) + d(\hat{S}, Z) = \epsilon_B + d(\hat{S}, Z), \quad (3.11)$$

где $\epsilon_B = d(S, \hat{S}) = \int_S (s-\hat{S})^2 p(s-\hat{s}) ds$;

$$d(\hat{S}, Z) = \int \int_{\hat{S} Z} (\hat{S}-z)^2 p(\hat{s}, z) d\hat{s} dz.$$

Подчеркнем, что СКО распалась на две части:

1) минимальную СКО ϵ_B , достигаемую при формировании оптимальной оценки $\hat{S}$;

2) СКО $d(\hat{S}, Z)$, возникающую при отражении кодом Z оптимальной оценки $\hat{S}$.

Такой распад отражает выполнение кодером-накопителем указанных двух функций.

Для вычисления ϵ -энтропии (3.7) заметим, что из равенства $p(z|s, y) = p(z|y)$ с учетом оптимальной оценки $\hat{s}$ следует

$$p(z|s) = \int_Y p(z|y) p(y|s) dy = \\ = \int_{\hat{S}} p(z|\hat{s}) p(\hat{s}|s) d\hat{s}. \quad (3.12)$$

Определим ϵ -энтропию (3.7) в двоичных единицах на отсчет совместно с (3.12):

$$I(S, Z^*) = \inf I(Z, S) = \inf I(Z, S). \quad (3.13)$$

$$p(z|y) : d(S, Z) \leq \epsilon, \quad p(z|s) : d(S, Z) \leq \epsilon.$$

Правая часть (3.13) совпала с ранее известным определением ϵ -энтропии [7, с. 292; 12]. Чтобы вычислить (3.7),

надо перейти от правой части (3.13) к его левой части, что возможно по (3.12), которое разрешимо при условии $\epsilon \geq \epsilon_B$. Тогда получим искомую формулу для вычисления ϵ -энтропии (3.7) источника сигнала, наблюдаемого на фоне шума

$$I(S, Z^*) = \begin{cases} \frac{1}{2} \log \frac{\sigma^2}{\epsilon}, & \epsilon_B \leq \epsilon \leq \sigma^2, \\ 0, & \epsilon > \sigma^2, \end{cases} \quad (3.14)$$

$I(S, Z^*) = I(S, Y)$ при $Z^* = \hat{S}$;
где $\epsilon_B = \sigma^2 \sigma_{\text{ш}}^2 / (\sigma^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) < \min\{\sigma^2, \sigma_{\text{ш}}^2\}$.

Эпсилон-энтропия источника (3.14) вычисляется, когда задаваемое значение СКО не меньше дисперсии ошибки фильтра Винера, т. е. $\epsilon \geq \epsilon_B$. В предельном случае, когда эти значения равны, имеем $Z^* = \hat{S}$ и (3.14) переходит в известную формулу для взаимной информации. Для нахождения ϵ -энтропии (3.8) в двоичных единицах на отсчет преобразуем ее с учетом СКО (3.11):

$$I(Y, Z^*) = \inf I(Z, \hat{S}), \quad (3.15)$$

$$p(z|\hat{S}) : d(\hat{S}, Z) \leq \epsilon - \epsilon_B.$$

Анализ (3.15) позволяет сделать важный вывод. Оказалось, что ϵ -энтропия (3.8), определенная для случая присутствия до кодера источников случайных величин S и X , сводится к ϵ -энтропии одного источника — источника оптимальной оценки $\hat{S}$ полезной случайной величины с дисперсией $\sigma^2 \hat{s} = \sigma^2 - \epsilon_B$ при СКО $d(\hat{S}, Z)$, не превышающей задаваемого значения $\epsilon - \epsilon_B$. Этот вывод позволяет сразу написать расчетную формулу

$$I(Y, Z^*) = \begin{cases} 1/2 \log [\sigma_{\hat{S}}^2 / (\epsilon - \epsilon_B)], & 0 \leq \epsilon - \epsilon_B \leq \sigma_{\hat{S}}^2; \\ 0, & \epsilon - \epsilon_B > \sigma_{\hat{S}}^2. \end{cases} \quad (3.16)$$

Формулу (3.16) можно записать и в несколько иной форме:

$$I(Y, Z^*) = \begin{cases} 1/2 \log [(\sigma^2 - \epsilon_B) / (\epsilon - \epsilon_B)], & 0 \leq \epsilon \leq \sigma^2; \\ 0, & \epsilon > \sigma^2. \end{cases} \quad (3.17)$$

Из сравнения (3.14) и (3.17) видно существенное различие двух «сортов» информации: $I(S, Z^*)$ и $I(Y, Z^*)$. Оно иллюстрируется рис. 3.3. При уменьшении задаваемого значения дисперсии ошибки ϵ до ϵ_B полезная информация $I(S, Z^*)$ растет до конечного значения $I(S, Y)$, в то время как $I(Y, Z^*)$ растет бесконечно.

Кодер-накопитель в модели рис. 3.2 строит код Z^* по оптимальной оценке $\hat{S}$, потенциально содержащейся в смеси Y . Поэтому именно ϵ -энтропия $I(Y, Z^*)$ определяет *кодую* информацию. Кодом Z^* , которому присуща минимальная СКО ϵ_B , как и следовало ожидать, являет-

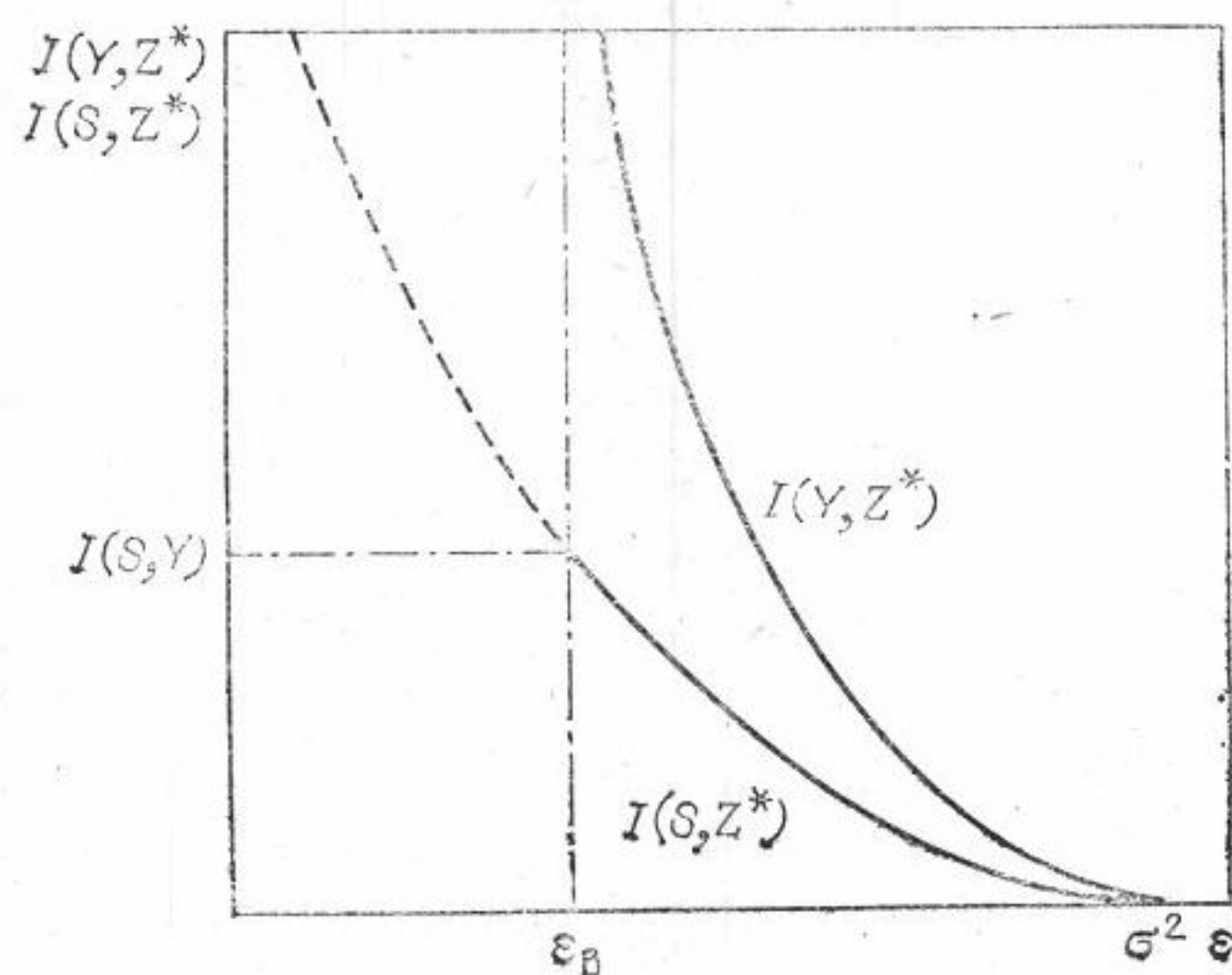


Рис. 3.3. Эпсилон-энтропия $I(S, Z^*)$ (скорость создания информации источником) и кодовая информация $I(Y, Z^*)$ как функции СКО

ся МДС $\hat{S}$. Код $Z^* = \hat{S}$ содержит то же количество полезной информации о величине S , что и смесь Y . В отличие от конечного значения полезной информации, кодовая оказывается для такого кода $Z^* = \hat{S}$ бесконечной. Это объясняется тем, что абсолютно точная передача значения оптимальной оценки $\hat{S}$ требует бесконечного числа двоичных единиц. Разность между кодовой и полезной информацией определяет *ложную* информацию, источником которой является шум:

$$I_{\text{шл}} = I(Y, Z^*) - I(S, Z^*) = 1/2 \log \epsilon l / (\epsilon - \epsilon_B). \quad (3.18)$$

Шум, как известно, вызывает потерю полезной информации

$$\Delta I = I(S, Y) - I(S, Z^*) = 1/2 \log \epsilon / \epsilon_B.$$

Кодовая средняя взаимная информация учитывает как потерю полезной, так и появление ложной информации:

$$I(Y, Z^*) = I(S, Y) - \Delta I + I_{\text{шл}}.$$

Верхний график на рис. 3.3 при $\epsilon > \epsilon_B$ соответствует выбранному коду Z^* и является границей, в окрестности которой располагаются квантованные (цифровые)

коды. Если превышение ошибки $\epsilon - \epsilon_B$ получено из-за применения кодового оператора, отличающегося от ви-неровского, то за счет увеличения ложной информации код Z будет «плохим» и кодовая информация $I(Y, Z) > I(Y, Z^*)$.

Назначать ошибку $\epsilon > \epsilon_B$ можно по-разному: задаваться допустимым значением ложной информации (как в критерии Неймана—Пирсона), присваивать ошибкам разных родов различные цены (как в критерии Байеса). Последнее эквивалентно заданию отношения полезной информации к ложной (см. § 3.4). Можно также искать минимум суммарного «вреда», вызываемого потерей полезной и появлением ложной информации (аналог критерия идеального наблюдателя). Для рассматриваемых моделей сигналов такой минимум будет иметь место при $\epsilon = 2\epsilon_B$. Ему соответствуют $\Delta I = 1/2 (\ln 2)$ и $I_{\text{шл}} = 1/2 \ln 2l$. По найденной ошибке можно определить пороги квантования сигналов (помня, что ϵ в (3.14) и (3.17) — гауссовская ошибка, а ошибка квантования обычно не гауссовская).

Сведение задачи кодирования зашумленного непрерывного источника к ранее известной задаче кодирования одного источника (источника случайной величины $\hat{S}$) позволяет применить для этого случая без доказательства теорему Шеннона, но при условии использования кодовой ϵ -энтропии (3.17). Это означает, что теорема кодирования в схеме рис. 3.2 должна быть сформулирована следующим образом.

Теорема. Пусть источники порождают независимые гауссовские случайные величины S и X с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ^2 и $\sigma_{\text{ш}}^2$. Эпсилон-энтропия оптимальной оценки определяется по (3.17). Тогда при достаточно больших длинах кода n существует такой код, при котором при любом положительном δ скорость кода $R = (\log M)/n = I(Y, Z^*) + \delta$, где M — число кодовых слов.

Для неискаженной передачи экономичного кода Z^* по каналу связи с конечной пропускной способностью C необходимо выполнить условие Шеннона $R(\epsilon) \leq C$. В системе связи задаваемое значение СКО при кодировании не может быть меньше значения ϵ_C , определяемого из уравнения $R(\epsilon) = C$. Очевидно, что из-за конечности пропускной способности канала связи $C < \infty$ значение ϵ_C всегда больше ошибки фильтра Винера, т. е. $\epsilon_C > \epsilon_B$.

Распространим (3.14) и (3.17) на случай, когда в устройстве (см. рис. 3.2) действуют не случайные величины, а гауссовские случайные процессы (функции): полезный сигнал $s(t)$, шум $x(t)$, смесь $y(t) = s(t) + x(t)$ и код $z(t)$. Для этого воспользуемся распространенным в теории связи приемом [7, 92] разложения процессов в ряд Карунена—Лозва с целью представления их случайными векторами $\mathbf{S}(S_1, S_2, \dots)$, $\mathbf{Y}(Y_1, Y_2, \dots)$, $\mathbf{Z}(Z_1, Z_2, \dots)$, проекции которых представляют независимые гауссовские случайные величины S_i, Y_i, Z_i . Независимость членов ряда позволяет найти ϵ -энтропии процесса простым суммированием энтропий величин S_i, Y_i, Z_i , найденным по (3.14) и (3.17). Применяя (3.14) и (3.17) к отсчетам Карунена—Лозва для процессов $s(t)$ и $y(t)$ и суммируя, распространяем определение ϵ -энтропии в двоичных единицах на процесс [89]:

$$\begin{aligned} I(S, Z^*) &= \min_{\sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_i = \epsilon} \sum_{i=1}^{\infty} I(S_i, Z_i) = \\ &= \min_{\sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_i = \epsilon} 1/2 \sum_{i=1}^{\infty} \log \max[(\sigma_i^2/\epsilon_i), 1]; \\ I(Y, Z^*) &= \min_{\sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_i = \epsilon} \sum_{i=1}^{\infty} I(Y_i, Z_i) = \\ &= \min_{\sum_{i=1}^{\infty} \epsilon_i = \epsilon} 1/2 \sum_{i=1}^{\infty} \log \max[(\sigma_i^2 - \epsilon_{Vi})/(\epsilon_i - \epsilon_{Vi}), 1], \quad (3.19) \end{aligned}$$

Выражение (3.19) содержит информационные ряды из членов, к каждому из которых применены (3.14) и (3.17). Минимум в (3.19) ищется путем вариации распределения ошибок ϵ_i при условии постоянства их суммы ϵ . Эту вариационную задачу удобно решать с помощью теоремы Куна—Таккера [7, с. 316]. Тогда должны выполняться равенства:

$$\partial I(S(t), Z^*(t))/\partial \epsilon_i = -1/\theta; \quad \partial I(Y(t), Z^*(t))/\partial \epsilon_i = -1/\mu$$

для всех $i = 1, 2, \dots, \infty$.

Эти производные измеряются в двоичных единицах на джоуль. Постоянные θ и μ , измеряемые в джоулях

на двоичную единицу, находят из уравнений по задаваемой СКО с дисперсией ϵ :

$$\sum_{i=1}^K \epsilon_{Vi} + \sum_{K+1}^N \theta + \sum_{N+1}^{\infty} \sigma_i^2 = \epsilon; \quad \sum_{i=1}^N (\mu + \epsilon_{Vi}) + \sum_{N+1}^{\infty} \sigma_i^2 = \epsilon. \quad (3.20)$$

В этих уравнениях дисперсии задаваемой СКО ϵ отсчетов сигнала σ_i^2 и ошибки фильтра Винера ϵ_{Vi} считаются известными. Важное значение для вычисления ϵ -энтропии имеет число N , определяющее номер крайнего отсчета, энергия которого упала до порога (рис. 3.4). Из

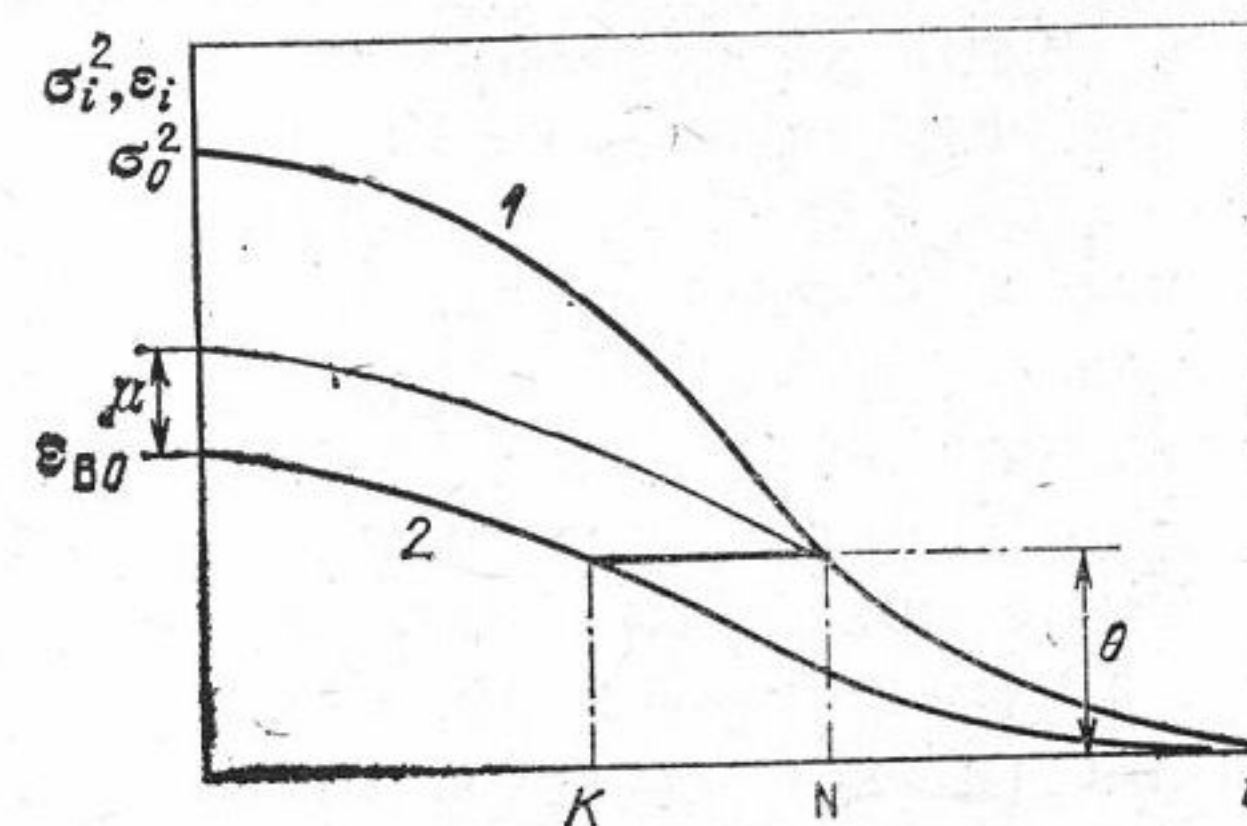


Рис. 3.4. К определению числа N степеней свободы векторного процесса:

1 — огнивающая дисперсий полезного сигнала; 2 — огнивающая СКО Винера

рис. 3.4 видно, что $\theta = \mu + \epsilon_{VN} = \mu + \sigma_{ш}^2 l_N$. Минимумы (3.19) достигаются при следующих распределениях ошибок:

$$\epsilon_i = \begin{cases} \epsilon_{Vi}, \epsilon_{Vi} \geq \theta; \\ \theta, \epsilon_{Vi} \leq \theta; \\ \sigma_i^2, \sigma_i^2 > \theta; \end{cases} \quad (3.21) \quad \epsilon_i = \begin{cases} \epsilon_{Vi} + \mu, \sigma_i^2 - \epsilon_{Vi} \leq \mu; \\ \sigma_i^2, \sigma_i^2 - \epsilon_{Vi} > \mu. \end{cases} \quad (3.22)$$

Подставив найденные экстремальные распределения (3.21) и (3.22) в (3.19), получим расчетные формулы для многомерных ϵ -энтропий [89]:

$$\begin{aligned} I(S, Z^*) &= 1/2 \sum_{i=1}^K \log(\sigma_i^2/\epsilon_{Vi}) + \\ &+ 1/2 \sum_{i=K+1}^N \log[\sigma_i^2/(\sigma_{ш}^2 l_N + \mu)]; \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$I(Y, Z^*) = 1/2 \sum_{i=1}^N \log(\sigma_{si}^2/\mu). \quad (3.24)$$

Расчет по (3.23) и (3.24) поясняет рис. 3.4.

3.3. РЕАЛИЗАЦИЯ КОДЕРА И ДЕКОДЕРА

Для расчета ϵ -энтропии (взаимной информации) по формулам (3.23) и (3.24) необходимо найти число независимых степеней свободы N и величину μ , измеряемую в джоулях на степень свободы. Уравнение (3.20) дано для двух неизвестных величин N и μ и потому не имеет однозначного решения. Заметим, что неизвестные N и μ входят в (3.20) лишь в виде произведения μN . Задаваемое для расчета значение СКО выбирается из диапазона $\epsilon_B \leq \epsilon_B + d(\bar{S}, Z^*) \leq \epsilon \leq E_s$ при $d(\bar{S}, Z^*) = \mu N$. Видно, что величину μ можно трактовать как энергетический спектр второго шума $v(t)$ (кроме входного шума $x(t)$), отражающего ошибку аппроксимации МДС выбранным кодом Z^* . Если трактовать второй шум $v(t)$ как шум в канале связи, то схема на рис. 3.2 переходит в схему с двумя шумами (см. рис. 3.1). Для кодовой информации (3.24) возможен предельный переход, формально не противоречащий уравнению (3.20): $\lim_{\mu \rightarrow 0} I(Y, Z^*) = \infty$. Система связи с кодером и декодером, дающая бесконечную кодовую информацию (ϵ -энтропию), является информационным *perpetuum mobile*. Запрет его дает ограничивающее условие в дополнение к (3.20)

$$I(Y, Z^*) \leq I_{\text{апр}} < \infty. \quad (3.25)$$

Из информационного условия (3.25) следует, что решение уравнения (3.20) необходимо искать при ограничении

$$\mu \geq \mu_0 > 0. \quad (3.26)$$

Формула (3.24) совместно с (3.26) дает энергетическую оценку сверху кодовой ϵ -энтропии

$$I(Y, Z^*) < E_y/\mu_0. \quad (3.27)$$

Энергетическая оценка (3.27) позволяет трактовать постоянную Куна—Таккера μ_0 , измеряемую в джоулях на двоичную единицу, как квант энергии. Тогда отношение справа в неравенстве (3.27) есть ничто иное, как число квантов (фотонов) в накопленной кодером-накопителем энергии поля [5]. Неравенство (3.25) или (3.26) исходя

из запрета информационного *perpetuum mobile* постулирует существование ненулевого порога μ_0 и, как следствие этого, конечного числа независимых степеней свободы.

Сравнение (3.23) и (3.24) с ранее известными формулами показывает, что (3.24) переходит в (3.6) при $\sigma_{\text{ш}}^2 \rightarrow 0$ (входной шум отсутствует), а (3.23) переходит в (3.5) при нарушении условия (3.26):

$$\lim_{\substack{\mu \rightarrow 0 \\ N \rightarrow \infty}} I(S, Z^*) = I(Y, S). \quad (3.28)$$

Из (3.24) и (3.26) ясно, что кодер-накопитель характеризуется N -мерным оптимальным оператором Гильберта—Шмидта

$$G(t, \tau) = \sum_{i=1}^N l_i \varphi_i(t) \varphi_i(\tau), \quad (3.29)$$

$$N < \infty, \mu \geq \mu_0, l_i = \sigma_i^2/(\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2).$$

Без указания способа нахождения числа степеней свободы оператор (3.29) применялся ранее как конечномерная аппроксимация физически нереализуемого фильтра Винера [28, т. 1, с. 240]. Оператор (3.29) математически описывает принцип многоэлементного (N элементов) накопления энергии, лежащий в основе телевидения. Это оправдывает принятое выше разделение кодера на две части и введенный термин «кодер-накопитель» вместо термина «кодер источника» в модели Р. Фано для системы связи (см. рис. В.3). Следует подчеркнуть, что дискретизация полезного процесса $s(t)$ (в телевидении оптического изображения) на N независимых элементов осуществляется с помощью необратимой операции — накопления энергии с ограничением по порогу μ , т. е. оператором (3.29), а не оператором стробирования (умножение, модуляция).

Наличие ненулевого энергетического порога $\mu_0 > 0$ вызывает не только дискретизацию непрерывной функции $s(t)$ на N элементов, но и квантование энергетических отсчетов σ_i^2 ряда Карунена—Лоэва (3.1) при формировании кода Z^* в кодере-накопителе энергии. Учет квантования усложнил бы рассмотрение одномерного случая, приведенное выше. Для этого следовало представить случайную величину S (один отсчет S_i полезного процесса S) «числовым» рядом $S = \sum_{j=1}^{\infty} a_j \psi_j$, где a_j — зна-

чение $[0, 1]$ отсчета S в двоичном коде; $\psi_j = 2^j$ — «числовые» орты, определяемые номером j разряда (нумерация j идет от старших разрядов к младшим). Усечение числового ряда аналогично усечению функционального ряда (3.1) с учетом лимитирующего влияния двух шумов, которое было приведено выше. Процедура усечения при ненулевом пороге — шаге квантования $\mu > \mu_0$ определит конечное число $\mathcal{N}$ уровней квантования, т. е. конечное число разрядов двоичного кода $j \leq \log_2 \mathcal{N}$. Такой квантователь можно включить или в состав кодера-накопителя, или в состав кодера канала.

Выше был приведен информационный анализ модели системы на рис. 3.1. Полезно сравнить полученные результаты с анализом той же модели по критерию минимума СКО [99]. Решим вариационную задачу нахождения операторов Гильберта—Шмидта (3.2) по условному минимуму СКО. Кодированный оператор (фильтр) с собственными числами g_i формирует оценку полезного процесса (3.3) по его смеси с входным белым шумом (дисперсия $\sigma_{\text{ш}}^2$). Эта оценка поражается вторым белым шумом V (шум канала) с дисперсией b^2 .

Из-за шумов и искажений в фильтрах полезный сигнал на выходе декодирующего фильтра может быть воспроизведен с ненулевой СКО:

$$\varepsilon(g^2, q^2) = \sum_{i=1}^{\infty} \sigma_i^2 + q_i^2 [g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2) + b^2] - 2 \sigma_i^2 g_i q_i. \quad (3.30)$$

Варьируя собственными числами двух компактных операторов (3.2), находим условный минимум СКО (3.30) [99]

$$\min_{\{g_i^2, q_i^2\}} \varepsilon(g^2, q^2) \quad (3.31)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^{\infty} g_i^2 \leq L_1; \quad \sum_{i=1}^{\infty} q_i^2 \leq L_2; \quad g_i \geq 0; \quad q_i \geq 0.$$

Для решения этой вариационной задачи сначала преобразуем (3.30):

$$\varepsilon^2(g^2, q^2) = \sum_{i=1}^{\infty} \left\{ \sigma_i^2 + [b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)] \times \right. \\ \left. \times \left[q_i - \frac{\sigma_i^2 g_i^2}{b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)} \right] - \frac{\sigma_i^4 g_i^2}{b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)} \right\}. \quad (3.32)$$

Легко заметить, что от собственных чисел q_i декодирующего оператора зависит только разность, заключенная в квадратные скобки. Приравнивание этой разности нулю минимизирует СКО выбором экстремальных значений собственных чисел декодирующего оператора

$$q_i = \sigma_i^2 g_i / [b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)]. \quad (3.33)$$

Выражение (3.33) доказывает, что экстремальные собственные числа декодирующего оператора, обеспечивающие достижение минимума СКО, выражаются через собственные числа кодирующего оператора. Это позволяет свести вариационную задачу (3.31) к более простой:

$$\min_{\{g_i^2\}} \varepsilon(g^2), \quad \sum_{i=1}^{\infty} g_i^2 \leq L. \quad (3.34)$$

Выражение для СКО (3.34) получается подстановкой экстремальных значений (3.33) в исходное выражение (3.32):

$$\varepsilon(g^2) = \sum_{i=1}^{\infty} \{ \sigma_i^2 - \sigma_i^4 g_i^2 / [b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)] \}. \quad (3.35)$$

Условный минимум СКО (3.35) удобно найти с помощью теоремы Куна—Таккера, дающей следующее простое уравнение для экстремальных собственных чисел [7, 99]:

$$\frac{\partial \varepsilon(g^2)}{\partial g_i^2} = \sigma_i^4 b^2 / [b^2 + g_i^2 (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)]^2 = B^2.$$

Отсюда легко получить искомые собственные числа оптимального кодирующего фильтра

$$g_i^2 = \frac{\sigma_i^2}{\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2} \left[\sqrt{\frac{b^2}{B^2}} - \frac{b^2}{\sigma_i^2} \right]. \quad (3.36)$$

Постоянная B (в джоулях), вошедшая в (3.36), находится из условия ограничения в задаче (3.34):

$$\sum_{i=1}^N [\sigma_i^2 / (\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2)] [\sqrt{b^2/B^2} - b^2/\sigma_i^2] = L,$$

где $i=N$ для $\sigma_N^2 = Bb$. Это уравнение показывает, что для достижения условного минимума СКО (3.35) необходимо «расходовать» величину L только на конечное число степеней свободы g_i оптимального фильтра (3.36), равное N . Подставив экстремальные значения (3.36) в СКО (3.35), получим минимальное значение СКО, до-

стижимое в устройстве по рис. 3.1 с учетом лимитирующего влияния входного шума и шума в канале:

$$\varepsilon_{\min} = \sum_{i=1}^N \sigma_{\text{ш}}^2 l_i + \sum_{i=1}^N B b l_i + \sum_{N+1}^{\infty} \sigma_i^2. \quad (3.37)$$

Оптимальный кодирующий оператор (3.36) близок к оператору (3.4) и отличается от последнего лишь неравномерностью второго сомножителя в (3.36). Минимальная для модели на рис. 3.1 СКО (3.37) переходит в пределе при $B \rightarrow 0$ в известную минимальную СКО в уравнении (3.20). Если $\mu = Bb$, то в уравнении (3.20) можно задать значение СКО, несколько превышающее минимальную ошибку ($\varepsilon > \varepsilon_{\min}$) при нахождении числа независимых степеней свободы.

Расширение понятия ε -энтропии (ε -информации) базировалось на более глубоком учете влияния шумов, расположенных до и после кодера. Учет шумов вызвал «расщепление» величины ε -энтропии на две: энтропию источника, оценивающую полезную информацию, и кодовую энтропию, оценивающую способность самой информации к хранению и передаче. В теории оптимального приема известно двойное проявление шума: поражение полезного сигнала и появление ложных сигналов (ложные тревоги). Естественно ожидать, что шумы в модели, показанной на рис. 3.1, также должны проявляться двойко: вызывать потерю полезной информации и создавать «ложную» информацию. Формула (3.5) была предназначена для учета только полезной информации $I(Y, S)$ об изучаемом объекте. Из предельного перехода (3.28) видно, что эта формула базировалась на разрешении бесконечно малого порога μ_0 и информационного regretum mobile. Отказ от этих допущений и привел к расширению понятия взаимной информации с учетом принятия несемантических решений при ненулевом пороге $\mu_0 > 0$. Поэтому можно ожидать, что (3.23) и (3.24) позволят оценить не только уменьшение полезной информации из-за шумов, но и новый эффект — появление «ложной» взаимной информации. Для этого преобразуем (3.23) и (3.24). Воспользуемся очевидным тождеством

$$\log \frac{\sigma^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} - \log \frac{\sigma^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}{\sigma^2} = \log \frac{\sigma^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}. \quad (3.38)$$

С учетом (3.38) преобразуем (3.23) к виду

$$I(S, Z^*) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^K \log \frac{\sigma_i^2}{\varepsilon_{Bi}} + \frac{1}{2} \sum_{i=K+1}^N \log \frac{\sigma_i^2 + \sigma_{\text{ш}}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} + (-I_{\text{ш1}}), \quad (3.39)$$

$$\text{где } I_{\text{ш1}} = \sum_{i=K+1}^N \log (1 + \sigma_i^2 / \sigma_{\text{ш}}^2).$$

Сумма первых двух членов в (3.39) оценивает полезную информацию $I(Z_N, S_N)$ с учетом потери, вызванной усечением ряда (3.3). Величина $I_{\text{ш1}}$ оценивает ложную информацию (информационную засоренность).

Аналогично с учетом (3.38) преобразуем кодовую информацию (3.24) к виду:

$$\left. \begin{aligned} I^*(Y, Z^*) &= I(Z_2^*, \hat{S}_N) + [-I(Z_2^*, V_N)]; \\ I(Z_2^*, S_N) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \log [(\sigma_{\hat{s}i}^2 + \mu) / \mu]; \\ I(Z_2^*, V_N) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \log \left(1 + \frac{\mu}{\sigma_{\hat{s}i}^2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

где $Z_2^* = \hat{S}_N + V_N$ — сумма N -мерных процессов МДС и шума V_N с дисперсией μ .

Второй член в сумме (3.40) характеризует «ложную» взаимную информацию, которую содержит код Z^* о втором шуме V_N с дисперсией μ . Эта «ложная» информация существенно возрастает, если не ограничивать степени свободы в коде по порогу μ , так как $\lim_{\substack{i \rightarrow \infty \\ \sigma_i^2 \rightarrow 0}} \mu / \sigma_i^2 = \infty$.

при $\mu \geq \mu_0$. Правильный выбор порога μ в реализуемом кодере, формирующем цифровой код, близкий к Z^* , позволяет существенно снизить ложную информацию.

3.4. ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕВИЗИОННОЙ КАМЕРЫ НА ПЗС

С помощью телевизионной камеры на ПЗС измеряется электромагнитное поле. Результаты измерения кодируются и передаются в микропроцессорный классификатор через канал связи с конечной пропускной способностью. При проектировании системы важно построить кодер и согласовать скорость кодирования оптичес-

кого изображения с пропускной способностью канала. Если бы удалось реализовать кодер, близкий к идеальному, то скорость создания информации камерой и скорость кодирования могли бы быть рассчитаны по (3.23) и (3.24). Важнейшей чертой оптического кодера является его конечномерность, вызываемая наличием источника шума (см. § 3.3). Реализуемые кодеры, в том числе камеры на ПЗС, всегда конечномерны. Хотя в них и нельзя осуществить строго оптимальную обработку, предшествующую усечению ряда, можно найти квазиоптимальный конечномерный кодер. Неоптимальность телекамеры на ПЗС, выступающей в роли кодера-накопителя, обусловлена тем, что в ней нельзя осуществить разложение Карунена — Лозва. Входящие в него базисные функции, называемые собственными, определяются автокорреляционной функцией сигнала. Телевизионная камера — универсальный прибор, она не может создаваться для передачи сигналов с единственными и постоянными статистическими свойствами. Поэтому в телевизионной камере на ПЗС осуществляется разложение по базисным функциям, не зависящим от входного сигнала. К ним относятся разложения по функциям Уолша, Хаара и др. [86, 96, 100]. Если же базисные функции образуют полную систему [86, с. 55], то разложение по ним сигнала с конечной энергией характеризуется убывающей с номером отсчета дисперсией [96, т. 1, с. 279]. В полной системе разложения зашумленного сигнала отсчеты можно разделить на две группы, одна из которых несет лишь ложную информацию. В неполной системе можно изменением числа членов ряда лишь изменять суммарные количества полезной и ложной информации. При полных системах могут быть применены формулы расчета скоростей создания информации (3.23) и кодирования (3.24). Среди ортогональных разложений можно выделить прямоугольные базисные функции, система которых не является полной, но которые порождают множество дискретных базисов. (С помощью линейной комбинации отсчетов s_i , определяемых проекцией входного сигнала на прямоугольные базисные функции, могут быть получены коэффициенты разложения сигнала по другим базисным функциям.) Разложить входной сигнал по прямоугольным базисным функциям достаточно просто на практике, потому что отсчеты формируются простым усреднением его за интервал дискретизации Δ . Для ПЗС это

соответствует прямоугольной форме накопительного элемента в плоскости x, y и равномерности накопления сигнала в течение каждого кадра. В этом случае дискретизацию по x, y и t можно рассматривать отдельно. Поэтому далее будем говорить об дискретизации лишь по одной переменной, считая, что это рассмотрение справедливо для любой переменной. Прямоугольные базисные функции $\varphi_i(t) = \text{rect}[(t - i\Delta)/\Delta]$ имеют единичное значение в интервале шириной Δ ; вне этого интервала они равны нулю. Взаимный базис для этой системы образуют функции [86, 100]: $\psi_i(t) = \frac{1}{\Delta} \text{rect}[(t - i\Delta)/\Delta]$. Разложение по этим функциям переводит ряд (3.1) в вырожденный оператор

$$L(s(t)) = \sum_{i=1}^N \varphi_i(t) \int_{-\infty}^{\infty} \psi_i(t) s(t) dt \quad (3.41)$$

с конечным числом степеней свободы N . Для ПЗС это число элементов разложения по координате t .

При преобразовании сигнала вырожденным оператором (3.41) приходится учитывать ряд особенностей. Во-первых, это независимость дисперсии отсчета от его номера i (здесь и далее предполагается, что входной сигнал — гауссовский стационарный процесс). Во-вторых, соседние отсчеты коррелированы. Поэтому многомерные формулы (3.23) и (3.24) не отражают свойств кода, получаемого при использовании оператора (3.41). Чтобы найти оценки скорости создания информации $I(S, Z)$ и скорости кодирования $I(Y, Z)$, следует воспользоваться одномерными формулами (3.14) и (3.17), считая, что ошибка ϵ не менее обеспечиваемой фильтром (3.41), которая заведомо больше ϵ_v . При этом следовало бы по известным коэффициентам разложения сигнала по прямоугольным базисным функциям сперва найти коэффициенты разложения по собственным базисным функциям (собственные значения). Этот путь достаточно сложен. Поэтому целесообразнее при оценке скоростей создания информации и кодирования в телевизионной камере на ПЗС воспользоваться одномерными формулами, учтя при этом коррелированность отсчетов. Эти два метода дают одинаковые результаты, так как коэффициенты корреляции однозначно связаны с собственными значениями.

Коррелированность отсчетов в ПЗС ведет к тому, что телевизионная камера должна содержать не только

накопитель и квантователь, но и декоррелятор. Коррелированность отсчетов может быть учтена введением в (3.14) поправочного коэффициента [96] или подстановкой в нее дисперсий $\sigma^2_{\text{дек}}$ декоррелированного дискретного сигнала [101]. В первом случае с учетом коэффициентов корреляции отсчетов сигнала ρ скорость создания информации

$$I(S, Z) = 1/2 \log_2 [\sigma^2 (1 - \rho^2) / \epsilon].$$

Во втором случае считается, что в декорреляторе (режекторном фильтре) из сигнала вычитается взвешенная сумма сигналов соседних отсчетов. Весовые коэффициенты должны обеспечивать минимум СКО предсказания сигнала. Если импульсная характеристика фильтра односторонняя, т. е. используются лишь предшествующие отсчеты и не используются последующие, то фильтр называют с неопережающим откликом (каузальным) или удовлетворяющим условию Пэйли — Винера [28, 86]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\log |\mathcal{H}(j\omega)| d\omega}{1 + \omega^2} < \infty, \quad (3.42)$$

где $\mathcal{H}(j\omega)$ — частотная характеристика фильтра (Фурье-преобразование импульсной характеристики). Хорошее приближение к идеальному декоррелятору обеспечивают разностные методы кодирования с предсказанием, объединяемые общим названием «дифференциальная импульсно-кодовая модуляция» [95...97, 102]. В простейшем случае для сокращения корреляции кодовых посылок можно воспользоваться первой конечной разностью отсчетов [95, 96].

В соответствии с изложенным алгоритм оценки информационных характеристик телевизионной камеры на ПЗС состоит из следующих операций:

1. Аппроксимируют полезный сигнал $s(t)$ гауссовским случайным процессом с рациональным спектром.

2. По характеристикам полезного сигнала и шума определяют оптимальный интервал дискретизации (см. § 3.5).

3. Для найденного интервала дискретизации вычисляют дисперсии декоррелированного сигнала (3.43) и ошибки (3.44) и по ним одномерную скорость создания информации на выходе декоррелятора (3.49), (3.50).

4. Задаются допустимыми или ненадежностью сообщения, или уменьшением скорости создания информации и находят разрядность квантователя.

5. Вычисляют одномерную скорость кодирования (3.17), которую и следует согласовывать с пропускной способностью канала связи.

6. Оценивают загрузку канала связи.

Рассмотрим указанные операции подробнее.

На первом этапе, опираясь на известные статистические характеристики входного сигнала, аппроксимируют его гауссовским случайным процессом с рациональным спектром $S(\omega)$. При этом исходят из компромисса между точностью аппроксимации и простотой выбираемого уравнения спектра (или автокорреляционной функции (АКФ) $K(t)$ — обратного Фурье-преобразования от спектральной плотности). Если плотность вероятности входного сигнала не является гауссовской, то получаемые ниже оценки скорости создания информации будут оценками сверху.

Выбор интервала дискретизации (операция 2) в вырожденном операторе (3.41) по критерию минимума СКО оценки полезного сигнала по его смеси с шумом рассматривается в § 3.5.

Для оценки скорости создания информации (операция 3) найдем дисперсии декоррелированного сигнала и ошибки. В качестве первого приближения к оценке дисперсии декоррелированного сигнала воспользуемся дисперсией первой конечной разности отсчетов. При известной автокорреляционной функции сигнала и использовании оператора (3.41) оценка дисперсии

$$\begin{aligned} \sigma^2_{\text{дек}} &= M \{ [L_i(s(t)) - L_{i-1}(s(t))]^2 \} = \\ &= 8 \left[\frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} K_s(t) \left(1 - \frac{t}{\Delta} \right) dt - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2\Delta} \int_0^{2\Delta} K_s(t) \left(1 - \frac{t}{2\Delta} \right) dt \right], \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\text{где } L_i(s(t)) = \frac{1}{\Delta} \int_{i\Delta}^{(i+1)\Delta} s(t) dt.$$

Дисперсия ошибки измерения отсчетов определяется с учетом АКФ шума $K_x(t)$ [103]

$$\epsilon(\Delta) = K_s(0) - \frac{2}{\Delta} \int_0^{\Delta} [K_s(t) - K_x(t)] \left(1 - \frac{t}{\Delta} \right) dt. \quad (3.44)$$

Подставляя (3.43) и (3.44) в (3.14), можно найти оценку

скорости создания информации телевизионной камерой. Вычислим скорость создания информации на конкретном примере.

Будем считать, что шум «белый», т. е. $K_x(t) = (N_0/2)\delta(t)$, а сигнал с нефинитным спектром $S_s(\omega)$ имеет экспоненциальную АКФ $K_s(t) = \sigma^2 \exp(-|t|/\tau)$, где интервал корреляции определяется через площадь под автокорреляционной функцией

$$\tau = \frac{1}{2K(0)} \int_{-\infty}^{\infty} |K(t)| dt. \quad (3.45)$$

Если аналогично определить эквивалентную полосу частот и положить, что $S(\omega) < S(0)$, $K(t) > 0$, то с учетом прямого и обратного преобразований Фурье получим

$$\tau = \frac{1}{2K(0)} \int_{-\infty}^{\infty} K(t) dt = \frac{S(0)}{2K(0)} = \frac{1}{4F}. \quad (3.46)$$

Полоса частот F определяет число степеней свободы (число «существенных» степеней свободы [28, т. 1]) $N \approx 2FT$ [11, 16, 28, 104]. Поэтому число степеней свободы сигнала в единицу времени

$$N/T = 2F = 1/2\tau. \quad (3.47)$$

Как видно из (3.46), спектральная плотность мощности случайного процесса на нулевой частоте $S(0)$ равна $2K(0)\tau$ и имеет размерность энергии. Из (3.46), (3.47) следует, что эта энергия приходится на интервал времени 2τ или на одну степень свободы. Энергия на степень свободы $E_{ст} = S(0) = K(0)T/N$. Через энергии на степень свободы сигнала и шума определяется энергетическое отношение сигнал-шум $\Psi^2 = E_{ст s}/E_{ст x}$. Для белого шума

$$\Psi^2 = E_{ст s}/(N_0/2) = 2S(0)/N_0. \quad (3.48)$$

Подставив $K_s(t)$ и $K_x(t)$ в (3.43) и (3.44) и полученный результат в (3.14), найдем скорость создания информации (одномерную ϵ -энтропию) в битах на отсчет

$$I_i(S, Z) = \frac{1}{2} \log_2 \frac{4(\Delta/\Delta_0)^2}{1 + (\Delta/\Delta_0)^2}, \quad (3.49)$$

где Δ_0 — оптимальный по минимуму СКО интервал дискретизации (см. § 3.5).

Так как дисперсия отсчетов в ПЗС не зависят от номера отсчета, то скорость создания информации за 1 с можно вычислить простым суммированием:

$$\begin{aligned} I(S, Z) &= \sum_i I_i(S, Z) = \\ &= \frac{1}{2\Delta} \log_2 \frac{4(\Delta/\Delta_0)^2}{1 + (\Delta/\Delta_0)^2}. \end{aligned} \quad (3.50)$$

Для удобства сравнения зависимости скорости создания информации на отсчет и в единицу времени вос-

пользуемся вспомогательной величиной — скоростью создания информации за интервал времени Δ_0 :

$$\Delta_0 I(S, Z) = \frac{1}{2\Delta/\Delta_0} \log_2 \frac{4(\Delta/\Delta_0)^2}{1 + (\Delta/\Delta_0)^2}. \quad (3.51)$$

Анализ зависимости скоростей создания информации (3.49) и (3.51) от нормированного интервала дискретизации (рис. 3.5) показывает, что имеет место максимум скорости $\Delta_0 I(S, Z)$, выраженный в битах за секунду.

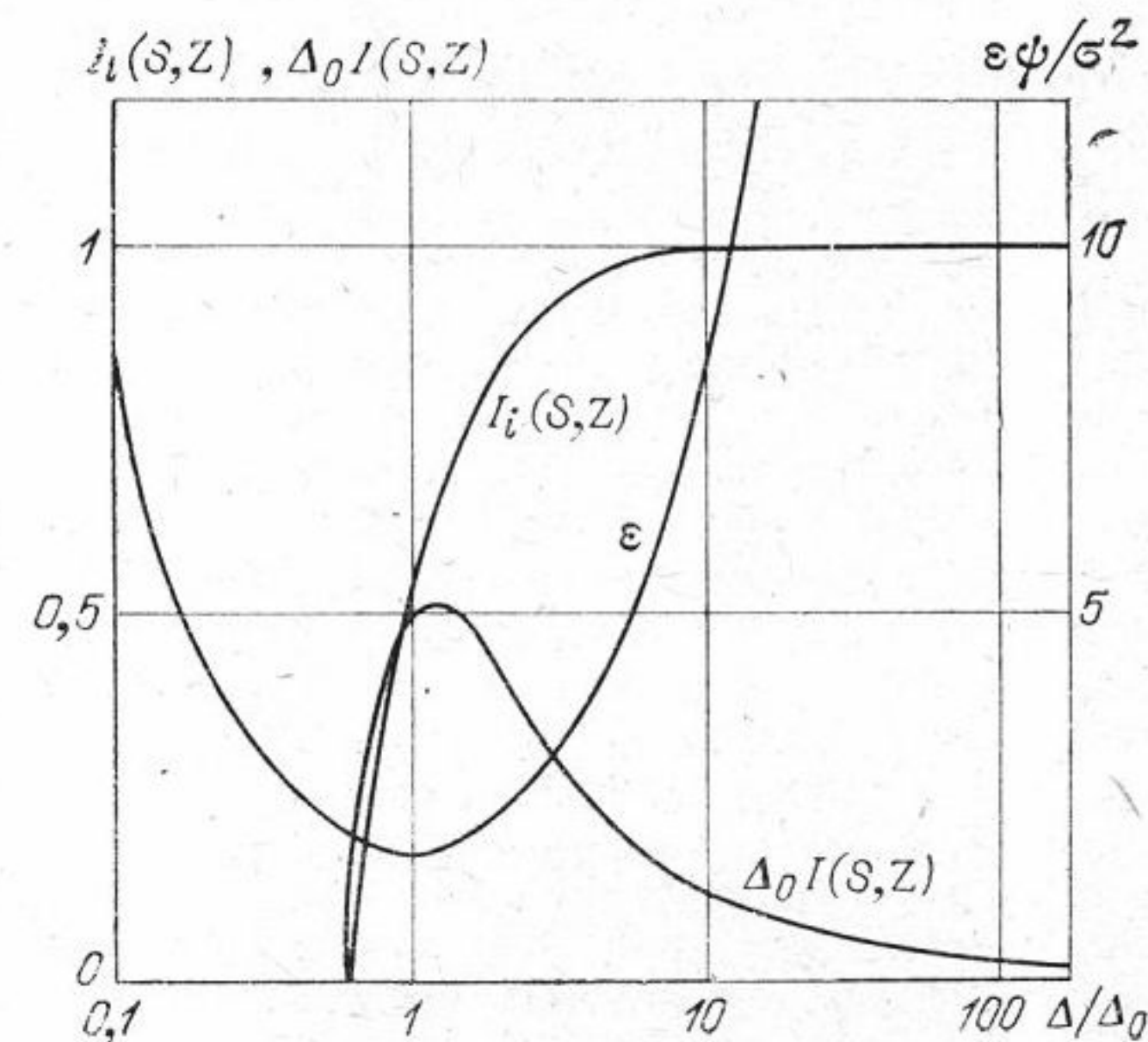


Рис. 3.5. Зависимость от интервала дискретизации скорости создания информации $I_i(S, Z)$ бит/отсчет, $\Delta_0 I(S, Z)$ бит/с и нормированной СКО ϵ

Абсцисса этого информационного максимума весьма близка к оптимальному по минимуму СКО интервалу дискретизации Δ_0 . Важный вывод, следующий из этой зависимости, заключается в том, что декоррелированный сигнал камеры на ПЗС при оптимальной дискретизации характеризуется скоростью создания информации $I_i(S, Z) = 0,5$ бит/отсчет. По мере увеличения интервала дискретизации сверх оптимального значения $I_i(S, Z)$ (3.49) асимптотически возрастает вплоть до одного бита на отсчет. При этом скорость создания информации $\Delta_0 I_i(S, Z)$ (3.51) стремится к нулю вследствие уменьшения числа отсчетов в единицу времени. Чрезмерное увеличение интервала дискретизации хотя и позволяет снизить шумовую составляющую ошибки, однако увеличивает линейную ошибку в той же мере,

что и энергию полезного сигнала, приходящуюся на отсчет.

Для экспоненциальной автокорреляционной функции сигнала с учетом формулы для Δ_0 (см. § 3.5) скорость создания телевизионной камерой на ПЗС, бит/с, $I(S, Z) \approx 0,2\Psi/\tau$. Это выражение отличается от формулы для ϵ -энтропии входного сигнала [92, 105, 106] численным коэффициентом и видом ошибки. При расчете ϵ -энтропии она задается произвольно, здесь же аналогично (3.22) она определяется входным шумом и линейными искажениями, вносимыми вырожденным оператором (3.41) разложения сигнала по прямоугольным базисным функциям.

Обратим внимание на то, что при обработке натуральных изображений с целью сжатия данных в телевизионных системах с предъявлением изображения человеку удается достичь скорости создания информации 1...2 бит/отсчет [95, 96]. Превышение в 2...4 раза этой величиной вычисленной скорости создания информации 0,5 бит/отсчет обусловлено пренебрежением входным шумом.

Сравним полученную скорость создания информации 0,5 бит/отсчет с потенциальной. Последняя достигается при использовании фильтра Винера. Воспользуемся выражением для СКО на выходе фильтра Винера, удовлетворяющего условию Пэйти—Винера (3.42) через количество взаимной информации между сигналом и его смесью с шумом [28, т. 1, с. 577]:

$$\epsilon_p = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \left(1 + \frac{2 S(\omega)}{N_0} \right) \frac{d\omega}{2\pi} = N_0 I(S, Y). \quad (3.52)$$

На выходе фильтра Винера, не удовлетворяющего условию (3.42), СКО вдвое меньше. Мощность СКО равна энергии, приходящейся на степень свободы, умноженной на число степеней свободы в единицу времени: $\epsilon_p = E_{ст}N/T$. Сравнение (3.52) с (3.47) показывает, что сигнал на выходе фильтра Винера после декорреляции в его эквивалентной полосе F_B имеет число степеней свободы

$$N = 2F_B. \quad (3.53)$$

Ошибка на выходе фильтра Винера, удовлетворяющего условию (3.42) [28, т. 1, с. 576], $\epsilon_p = N_0 \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{H}(j\omega) \frac{d\omega}{2\pi}$, при достаточно больших энергетических отношениях сигнал-шум (3.48) переходит в

$$\epsilon_p \approx N_0 2F_B. \quad (3.54)$$

Подставляя (3.54) в (3.52), получаем, что скорость создания информации в натуральных единицах¹ за секунду на выходе идеального фильтра Винера равна его удвоенной эквивалентной полосе частот:

$$I(S, Y) = I(S, \hat{S}) = 2F_B. \quad (3.55)$$

¹ Одна натуральная единица — «нат» — равна $\log_2 e \approx 1,44$ двоичных единиц.

Равенство (3.55) характеризует степень поражения шумом информации, заключенной в полезном сигнале. Соответствие полосы частот числу степеней свободы в единицу времени отмечалось давно [87] и восходит к теореме Котельникова (теореме отсчетов, приводимой Шенноном [11]). Отличие (3.53) от равенства $\Delta t = T/N = 1/2F$, имеющего место в теореме Котельникова, заключается в способе определения полосы частот не как финитной, а как эквивалентной полосы частот фильтра Винера и использовании «эквивалентных» степеней свободы, для которых согласно (3.47) интервал Δt равен удвоенному интервалу корреляции (3.45).

Приняв для $I(S, Z^*)$ граничное значение из условия Шеннона $I(S, Z^*) \leq C$, запишем формулу из теоремы 17 Шеннона [11] в виде

$$I(S, Z^*) = 2W \log(\sigma^2 + \sigma_{ш}^2)/\sigma_{ш}^2. \quad (3.56)$$

Учитывая, что сигнал, снимаемый с фильтра Винера, декоррелируется в полосе частот F_B , принимаем, что в (3.56) полоса частот $W = F_B$. При этом дисперсия сигнала уменьшается до значения $\sigma_{дек}^2$. Сопоставляя (3.56) и (3.55), получаем, что

$$\ln[(\sigma_{дек}^2 + \sigma_{ш}^2)/\sigma_{ш}^2] = 1, \quad (3.57)$$

откуда $\ln(\sigma_{дек}^2/\epsilon_B) = 1$ или $\sigma_{дек}^2 = e\epsilon_B$. Это означает, что сигнал на выходе нереализуемого фильтра Винера после устранения корреляции в пределах эквивалентной полосы частот должен иметь мощность, в e раз превышающую СКО. Иначе — энергия приращений полезного сигнала должна быть больше энергии СКО за то же время в e раз.

Если теперь для согласования источника с каналом с помощью нереализуемой винеровской фильтрации и декорреляции нарисовать график, аналогичный рис. 3.3, то $\epsilon_B = \sigma_{дек}^2/e$. При использовании фильтра, минимизирующего СКО и удовлетворяющего условию Пэйти—Винера (3.42), отношение сигнал-ошибка в канале составит лишь $e/2$. Аналогичное соотношение, отличающееся численным коэффициентом, имеет место и при разложении сигнала по ортогональной системе прямоугольных функций [см. § 3.5, (3.66)]. Меньшее значение отношения сигнал-ошибка после декорреляции при использовании вырожденного оператора (3.41), а не фильтра Винера приводит к тому, что скорость создания информации в ПЗС меньше потенциальной в 3,5 раза (см. табл. 3.1).

При операции 4 определяют разрядность квантователя. К этой процедуре возможны различные подходы [105]. Не касаясь традиционных подходов, упомянем здесь опирающиеся на информационные характеристики сигналов. Будем считать, что дисперсия ошибки квантования $\epsilon_{кв}$ не зависит от сигнала. Тогда для нахождения суммарной ошибки ϵ_{Σ} следует сложить дисперсии (3.44) и $\epsilon_{кв}$: $\epsilon_{\Sigma} = \epsilon + \epsilon_{кв}$. Квантование оценки $\hat{S}$ сигнала увеличивает суммарную ошибку и уменьшает количество полезной информации. Вместе с тем оно разрушает ложную информацию — информацию об ошибке, вызванной шумом. От ошибки квантования зависят и полезная информация

$$I(S, Z) = 1/2 \log_2[\sigma_{дек}^2/(\epsilon + \epsilon_{кв})], \quad (3.58)$$

Таблица 3.1. Сравнительные характеристики систем

Система	Фильтр Винера, не удовлетворяющий условию Пэяли — Винера	Фильтр Винера, удовлетворяющий условию Пэяли — Винера	Ортогональные прямоугольные функции	Ортогональные прямоугольные функции при квантовании $\delta^2 = \epsilon$
Форма импульсной характеристики	$\exp(- t \Psi/\tau)$	$\exp(-t\Psi/\tau), t > 0$	$\text{rect} \frac{t\Psi}{\tau\sqrt{6}}$	$\text{rect} \frac{t\Psi}{\tau\sqrt{6}}$
Энергия ошибки на степень свободы	$N_0/2$	N_0	N_0	$1,08N_0$
Нормированная СКО, ϵ/σ^2	$1/\Psi$	$2/\Psi$	$1,63/\Psi$	$1,77/\Psi$
Отношение сигнал-ошибка после декорреляции	e	$e/2$	2	1,8
Скорость создания информации, бит/с	$\Psi/(2 \ln 2) \tau$	$\Psi/(4 \ln 2) \tau$	$\Psi/4,9 \tau$	$\Psi/5,5 \tau$
Скорость создания информации, бит/отсчет	1,4 (1 нат)	0,7 (0,5 нат)	0,5	0,4
Скорость создания информации по отношению к потенциальной	1	0,5	0,283	0,25

Примечание. При малых отношениях сигнал-шум и спектрах Баттерворта порядка $\nu \gg 1$ следует вместо Ψ подставлять $2\nu\sqrt{\Psi^2 + 1}$.

и ложная

$$I_{\text{шл}} = I(Y, Z) - I(S, Z) = I(\epsilon_Z, Z) = 1/2 \log_2(\epsilon_Z/\epsilon_{\text{КВ}}). \quad (3.59)$$

Дисперсия ошибки квантования связана с разрядностью квантователя. При достаточно большом числе уровней квантования эта дисперсия [52, 107]

$$\epsilon_{\text{КВ}} = \delta^2/12. \quad (3.60)$$

Передаваемое по каналу сообщение характеризуется не только скоростью кодирования $R_c > I(\hat{S}, Z)$ и скоростью передачи полезной информации $I(S, Z^*)$, но и отношением полезной информации к ложной:

$$K = \log_2[\sigma^2_{\text{дек}}/(\epsilon + \epsilon_{\text{КВ}})]/\log_2(\epsilon_Z/\epsilon_{\text{КВ}}). \quad (3.61)$$

С учетом того, что СКО разложения сигнала ϵ должна быть вдвое меньше дисперсии приращений его оценки $\sigma^2_{\text{дек}}$ (см. § 3.5), (3.61) при обозначении $\epsilon_{\text{КВ}}/\sigma^2_{\text{дек}} \triangleq \epsilon_n$ примет вид

$$K = -\log_2(1/2 + \epsilon_n)/\log_2[(1/2 + \epsilon_n)/\epsilon_n]. \quad (3.62)$$

Разрядность квантователя является известной функцией его нормированной ошибки ϵ_n [7, 28, 105]. Поэтому задаваясь значениями коэффициента K (или $1 - K$), можно с помощью (3.62) найти требуемую разрядность квантователя.

К выбору разрядности можно подойти также и с позиции установления допустимого уменьшения скорости создания полезной информации по сравнению с потенциальной. В общем случае шумящих каналов связи оба этих коэффициента должны опираться на значение дисперсии шума в канале или вероятности ошибочного приема [см. § 2.5, (2.12)].

При операции 5 по найденной разрядности квантователя находят дискретную функцию распределения вероятностей различных уровней сигнала. Используя методы статистического кодирования (коды Хаффмена и Шеннона — Фано), обеспечивают равновероятность двоичных символов в канале связи и вычисляют энтропию кода в битах на элемент разложения ПЗС. Как правило, эта величина оказывается лишь немного меньше разрядности квантователя, т. е. скорость кодирования $R_{ci} \approx n$, что существенно превышает скорость создания информации (рис. 3.6). Именно эту скорость R_{ci} и следует согласовывать с пропускной способностью канала связи.

Загрузка канала связи (операция 6) оценивается по количеству двоичных символов на одну двоичную единицу информации о входном сигнале — коэффициентом информационной засоренности или же обратной величиной $\eta = I_i(S, Z^*)/R_{ci}$, которая может быть названа информационным КПД [109].

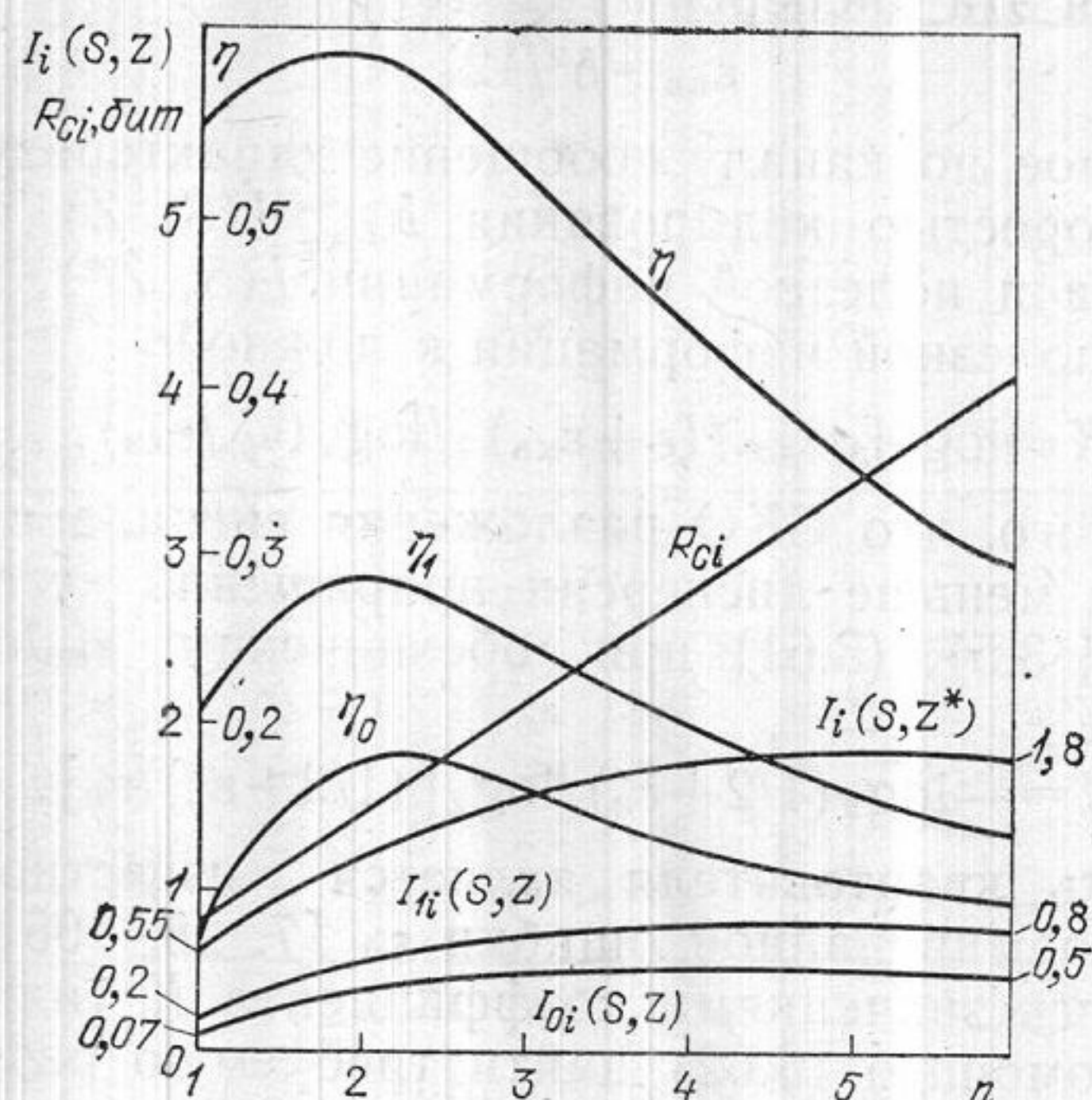


Рис. 3.6. Зависимость от разрядности квантователя n скорости кодирования сигнала R_{ci} , скорости создания информации при учете входного шума в идеальном случае отсутствия ошибок дискретизации $I_i(S, Z^*)$, дискретизации по прямоугольным базисным функциям с интерполяцией нулевого порядка $I_0i(S, Z)$ и первого порядка $I_1i(S, Z)$, а также информационные КПД для этих случаев: идеального η , при интерполяции нулевого порядка η_0 и первого порядка η_1 . Здесь скорости создания информации приведены к одному интервалу времени, равному оптимальному интервалу дискретизации при интерполяции нулевого порядка

Пренебрежение входным шумом позволяло считать, что декорреляция доведет информационный КПД практически до 100%. Учет же входного шума показывает, что при оптимальной дискретизации в ПЗС информационный КПД η не превышает 18% (см. рис. 3.6). Попытки улучшения согласования телевизионной камеры с источником путем повышения степени интерполирующего полинома при разложении сигнала лишь незначительно увеличивает скорость создания информации и информационный КПД [см. рис. 3.6, $I_{1i}(S, Z)$, η_1]. Даже в идеальном случае отсутствия ошибок дискретиза-

ции непрерывного сигнала и использовании нереализуемого фильтра Винера [т. е. не удовлетворяющего условию (3.42)] информационный КПД $\eta < 65\%$. Во всех случаях стремление к уменьшению ошибок квантования и приближению к максимально возможной скорости создания информации уменьшает вплоть до нуля информационный КПД. Его низкое значение объясняется тем, что канал связи загружается передачей не только полезной информации, но и ложной, т. е. информации об ошибке, вызванной наличием входного шума.

В отсутствие входного шума низкая информативность определяет возможную степень сжатия сигнала [12] без внесения дополнительной ошибки. Наличие входного шума, несмотря на низкое значение информативности, исключает возможность сжатия сигнала, обеспечивающего 100%-ную информативность.

Итак, телевизионная камера на ПЗС, являющаяся кодером-накопителем, характеризуется скоростью создания информации, примерно в 4 раза меньшей потенциальной. При этом скорость кодирования превышает скорость создания информации, по крайней мере, в 5 раз (см. табл. 3.1). То, что в канал связи посылается двоичных символов, по крайней мере, в 5 раз больше, чем ими передается полезной информации, обусловлено искажениями сигнала шумом, фотоприемником и квантователем. Указанные количественные соотношения следует учитывать при проектировании телевизионных камер научно-прикладного телевидения и микропроцессорных классификаторов (быстродействие, объем памяти, точность), с которыми они составляют единый комплекс.

3.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕРВАЛА ДИСКРЕТИЗАЦИИ В ПЗС С УЧЕТОМ ВНЕШНЕГО ШУМА

Дискретизация сигналов в телевидении осуществлялась всегда. Ее необходимость вызвана желанием преобразовать трехмерный оптический сигнал в одномерный электрический для передачи по каналу связи. Оптимизация параметров дискретизации в научно-прикладном телевидении достаточно корректно может быть проведена лишь с учетом шумов. Согласно информационной теории дискретизации необходимо и достаточно учесть влияние двух источников шума. Наличие одного источника входного шума обуславливает ненулевой ин-

тервал дискретизации лишь при отказе от непрерывного фильтра, т. е. обязательности дискретизации. Характерно, что наличие одного источника шума при использовании дискретизации может не обеспечить ненулевого оптимального интервала дискретизации, если источник шума включен на выходе фильтра (3.41). В этом случае оптимальный интервал дискретизации не равен нулю лишь при некоторых дополнительных допущениях, например при наличии зазоров между накопительными элементами [108]. Вырожденный оператор (3.41), как и (3.29), может быть охарактеризован своими импульсной и частотной характеристиками, особенностью которых является их зависимость от фазы воздействия — неинвариантность к сдвигу [109]. Вырождение оператора, т. е. усечение ряда (3.41), ведет к тому, что его импульсная характеристика не связана с частотной преобразованием Фурье. Учитывая, что первичной для ПЗС является импульсная (апертурная, см. § 1.3) характеристика, будем процесс дискретизации анализировать во временной области. Найдем СКО представления сигнала $s(t)$ его оценкой $\hat{s}(t)$, усредненную по интервалу наблюдения T и по ансамблю (среднюю мощность СКО):

$$\varepsilon = M \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) - \hat{s}(t)]^2 dt \right\}.$$

Учитывая некоррелированность сигнала и шума, получаем

$$\begin{aligned} \varepsilon = M \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T [L(s(t)) - s(t)]^2 dt \right\} + \\ + M \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T L^2[x(t)] dt \right\}. \end{aligned} \quad (3.63)$$

Это выражение содержит два члена (они отображают две составляющие ошибки — линейную и шумовую) и в целом является временным аналогом формулы Боде — Шеннона, полученной при минимизации СКО в частотной области [11, с. 694; 86, с. 230].

Усреднение (3.63) при подстановке в него оператора дискретизации (3.41) производится по методике, аналогичной вычислению ошибки при разложении случайного процесса в усеченный ряд Карунена — Лозва [28, 86, 110]. Введение в формулу для СКО [28, 86] входного шума позволяет получить (3.44), анализ которого

показывает, что при нулевом шаге дискретизации СКО состоит из одной шумовой ошибки, равной дисперсии входного шума, а при весьма больших интервалах дискретизации — из одной линейной ошибки, равной дисперсии входного сигнала. С возрастанием интервала дискретизации линейная ошибка монотонно возрастает, а шумовая так же убывает (рис. 3.7). Для нахождения оптимального интервала дискретизации Δ_0 определим производную ошибки по интервалу дискретизации и, приравняв ее нулю, получим [103]

$$\Delta_0 = 2 \int_0^{\Delta_0} [K_s(t) - K_x(t)] t dt / \int_0^{\Delta_0} [K_s(t) - K_x(t)] dt. \quad (3.64)$$

Значение интервала дискретизации (3.64) соответствует минимуму СКО. Будем считать, что интервал корреляции сигнала много больше интервала корреляции шума, т. е. $\tau_s \gg \tau_x$. Для неполной системы прямоугольных базисных функций это требование обусловлено невозможностью реализации растущего с частотой коэффициента передачи.

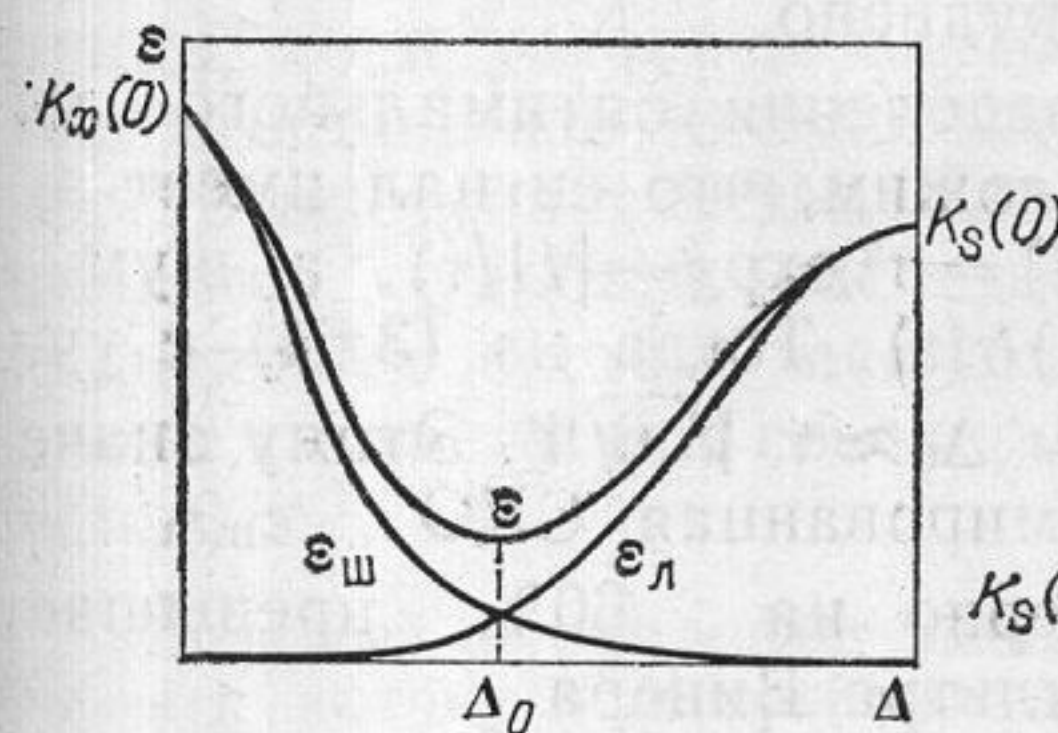


Рис. 3.7. Зависимость СКО от интервала дискретизации: ε_l — линейная ошибка; $\varepsilon_{ш}$ — шумовая

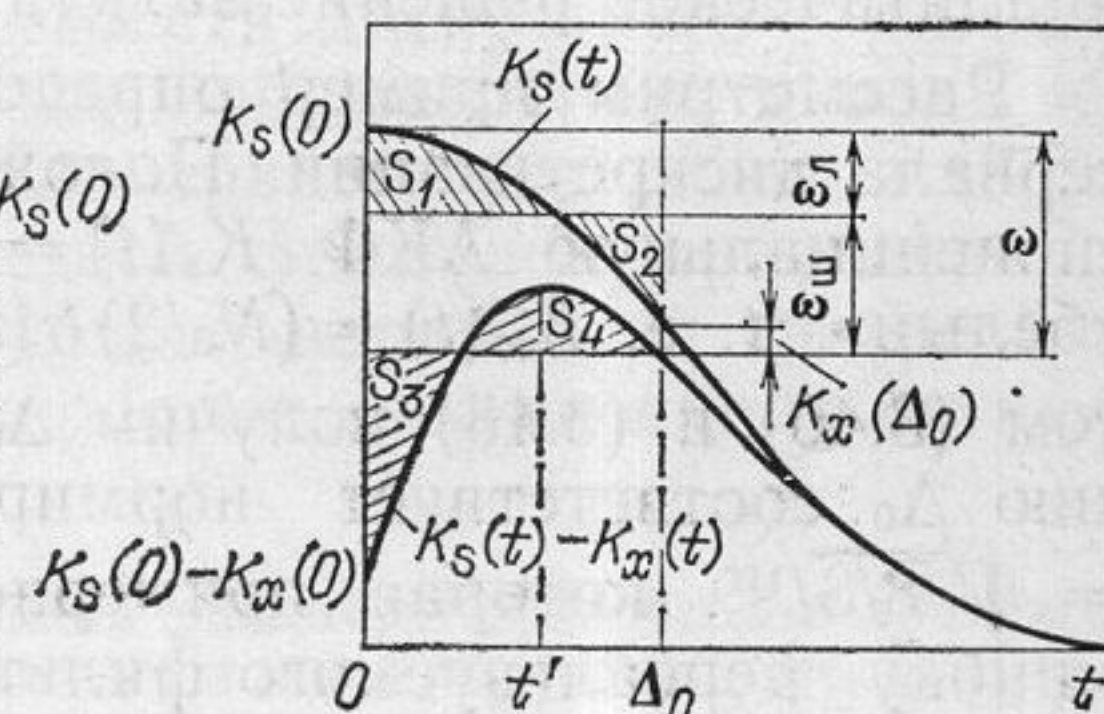


Рис. 3.8. Определение оптимального интервала дискретизации по корреляционной функции $K_s(t)$ и функции $K_s(t) - K_x(t)$; равенство площадей S_1 и S_2 определяется условием (3.65) для линейной ошибки, а площадей S_3 и S_4 — этим же условием для СКО

Рассмотрим, при каких условиях минимум СКО не лежит на границах интервала $[0, T]$. Для этого, преобразовав (3.64) к виду, содержащему Δ_0 по одну сторону знака равенства, и применив правило Лопиталья, найдем

$$\Delta_0 [K_s(\Delta_0) - K_x(\Delta_0)] = \int_0^{\Delta_0} [K_s(t) - K_x(t)] dt. \quad (3.65)$$

Интегрируя (3.65) по частям, получаем $\int_0^{\Delta_0} [K'_s(t) - K'_x(t)] dt = 0$. Так как переменная t на интервале $[0, T]$ монотонно возрастает, разность корреляционных функций сигнала и шума при некотором $0 < t' < \Delta_0$ (рис. 3.8) должна иметь максимум. Необходимым условием существования минимума СКО при $\Delta_0 > 0$ становится $[K'_s(0) - K'_x(0)] > 0$. Учитывая, что для любой АКФ $K(0) > |K(t)|$, получаем необходимое условие существования оптимального ненулевого интервала дискретизации $K_x(0) > 0$ при $\tau_x < \tau_s$. Это означает, что только при наличии входного шума существует ненулевой оптимальный интервал дискретизации. При выборе интервала дискретизации по (3.64) необходимо, чтобы разность автокорреляционных функций сигнала и шума $K_s(t) - K_x(t)$ на интервале $[0, \Delta_0]$ имела центр тяжести на абсциссе $\Delta_0/2$. Это свойство Δ_0 может быть использовано при графическом решении (3.64), когда аналитическое решение затруднено.

Рассмотрим пример определения оптимального интервала дискретизации. Положим, что сигнал имеет экспоненциальную АКФ $K_s(t) = \sigma^2 \exp(-|t|/\tau)$, а шум — «белый», т. е. $K_x(t) = (N_0/2)\delta(t)$. Тогда из (3.64) с учетом (3.46) и (3.48) получим $\Delta_0 \approx \tau \sqrt{6/\Psi}$. Этому значению Δ_0 соответствует нормированная СКО $\varepsilon_{\min}/\sigma^2 = \sqrt{8/3\Psi}$, которая примерно на 60% превышает ошибку нереализуемого фильтра Винера

$$\varepsilon_B/\sigma^2 = 1/\sqrt{\Psi^2 + 1} \approx 1/\Psi.$$

Формула (3.64) подстановкой в нее (3.65) при существенно большей широкополосности шума по сравнению с сигналом может быть преобразована к виду, связывающему дисперсию приращений сигнала на интервале дискретизации с дисперсией СКО [101, 103]:

$$\begin{aligned} M\{[s(t) - s(t - \Delta_0)]^2\} = \\ = 2M\{[s(t) - L(s(t) + x(t))]^2\}; \sigma_{\text{дек}}^2 = 2\varepsilon_{\min}. \end{aligned} \quad (3.66)$$

Требование (3.66) соответствует максимальному отношению сигнал-ошибка в декоррелированном сигнале. Количественное соотношение дисперсий в (3.66) опре-

деляет максимальное значение этого отношения при вариации дискретизации в ПЗС.

Для сокращения СКО применяют восстанавливающие интерполирующие функции более высокого порядка. Так, может быть применена линейная интерполяция выходного сигнала, т. е. восстанавливающая функция $\varphi_i(t)$ треугольного вида. Тогда минимальное значение нормированной СКО для рассмотренного примера экспоненциальной АКФ сигнала и «белого» шума составит $1,23/\Psi$, обеспечивающий это значение оптимальный интервал дискретизации будет равен $2,18 \tau/\Psi$, а численный коэффициент в (3.66) примерно 2,4.

Коэффициент в (3.66) примерно равен (несколько меньше) пороговому отношению сигнал-шум [78]. Поэтому можно считать, что это условие определяет слитность выходного сигнала. Понятие иллюзии слитности дискретного сигнала ранее обсуждалось [5, с. 127] применительно к телевизионным системам, в которых изображение предъявляется человеку. Условие же (3.66) следует считать не только условием минимума СКО и максимума отношения сигнал-ошибка после декорреляции, но и условием слитности дискретного сигнала при его анализе идеальным наблюдателем, в роли которого выступает ЭВМ. Подчеркнем, что условие (3.66) является удобной расчетной формулой при создании адаптивных систем, меняющих параметры дискретизации в соответствии со скоростью изменения сигнала [см. § 1.7, 4.4].

Полезный сигнал может иметь различное физическое происхождение и поэтому моделироваться не только случайной функцией, но и детерминированной (с параметрической неопределенностью). В обоих случаях полезный сигнал наблюдается в смеси с шумом. Для модели сигнала с известной формой входная смесь классифицируется по наличию в ней полезного сигнала и оцениваются его параметры. Для этого необходимо не минимизировать СКО, как это делалось при случайном полезном сигнале, а максимизировать отношение сигнал-шум q . Абсолютный максимум этого отношения Q обеспечивается фильтром Норта — согласованным фильтром. Указанный максимум определяется отношением полной энергии сигнала к энергии шума на степень свободы $Q^2 = E_s/E_{\text{ст.х.}}$, для белого шума [28, 98] $Q^2 = 2E_s/N_0$.

Различие задач фильтрации случайных процессов и сигналов известной формы проявляется, в частности, в различном определении энергетического отношения сигнал-шум. При случайном сигнале пользуются энергией на степень свободы (3.48), при известном — полной энергией.

Фильтр для сигнала известной формы отличается от фильтра для случайного сигнала. Импульсная характеристика фильтра, со-

ласованного с сигналом известной формы, является зеркальным отображением полезного сигнала и должна совпадать с ним по длительности. При оптимизации по максимуму отношения сигнал-шум на выходе оператора (3.41) решается задача квазисогласованной фильтрации [6], т. е. ищется не абсолютный, а условный максимум q . Можно показать [111], что для его обеспечения при наихудшей фазе $t_0 = i\Delta$ сигнала, моделируемого гауссовской кривой с эквивалентным радиусом r , $s(t) = [1/\sqrt{2\pi}r] \exp[-(t-t_0)^2/2r^2]$, оптимальный интервал дискретизации должен удовлетворять условию $\Delta_0 \approx 1,4r$. В этом случае $q \approx 0,67Q$. При других начальных фазах q будет больше, достигая при наилучшем значении фазы $t_0 = (i+1/2)\Delta$ значения $0,8Q$.

Интервал дискретизации смеси сигнала с шумом не зависит от входного отношения сигнал-шум и должен обеспечивать точность измерения координат, близкую к потенциальной. Такой высокой точности (ошибка менее одного интервала дискретизации) можно достичь, используя для оценки координат сигнала априорное знание его формы (см. § 1.5, 4.4).

3.6. ИНФОРМАЦИОННАЯ ОЦЕНКА ПОЛУЧАТЕЛЯ СООБЩЕНИЙ

Применение теории информации дает в руки проектировщика твердотельных телевизионных камер с переменными параметрами информационные характеристики — ε -энтропию источника и кодировую информацию, позволяющие правильно выбрать параметры кодирования и пропускную способность канала. В гл. 1...3 мало внимания было уделено части системы связи, расположенной после канала: недостаточно подробно освещена реализация декодера и совсем не рассмотрен получатель информации. Часто отмечают, что декодер должен преобразовать сигнал обратно преобразованию в кодере [92]. Следовательно, декодер должен включать цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и декодирующий фильтр. При конечном числе степеней свободы можно построить декодирующий фильтр, обратный кодирующему. Однако в § 3.3 доказано, что оптимальный декодирующий фильтр хотя и определяется по кодирующему, но не является обратным ему.

На рис. В.2 после канала расположены приемник и адресат (получатель) — человек или устройство (аппарат), для которого предназначено сообщение [11, с. 246, 434]. Уникальность человека как получателя заключается в том, что только он может принимать семантические решения по принятому сообщению. Только мозг человека способен распознавать семантические образы в принятых телевизионных изображениях. Принятие несемантических решений можно поручить и получателю-автомату (решающему устройству). Примером может служить классификация сигналов или распознавания несемантических образов, входящая в круг задач теории оптимального приема сигналов [18, с. 12]. Если придерживаться определения системы связи, по которому конечным звеном служит приемник [12], то решающее устройство следует включать в приемник, как это и рекомендуется в [14, 18, 90]. Противоположный взгляд высказан в [98]. Если несемантическое решение сложное и реализуется с помощью специализированной ЭВМ в микропроцессорном исполнении, то целесообразно в системе связи разделить приемник и микропроцессорное решающее устройство. При этом за приемником остается функция декодера как обратная кодеру, а

компьютерная обработка и принятие решения будут функцией решающего устройства (автоматического получателя). В телевидении такое решающее устройство может быть названо *классификатором изображений*.

Классификация изображений или распознавание несемантических образов хотя и включается в теорию оптимального приема, однако по сравнению с другими разделами этой теории, например фильтрацией, относятся к проблемам, ждущим своего решения. Эта проблема входит составной частью в более общую проблему искусственного интеллекта. Подобно тому как развитие мозга человека вряд ли было бы возможным без зрения, так и решение проблемы искусственного интеллекта неразрывно связано с аппаратурой распознавания несемантических образов. Простейший классификатор решает задачу распознавания M «образов» с априори известной формой в соответствии с рекомендациями классической теории проверки M гипотез [28]. К сожалению, реальные задачи в телевидении характеризуются большей степенью априорной неопределенности. Например, необходимо распознать несколько предметов с известной формой на изменяющемся фоне с априори неизвестной формой (коррелированная помеха). Возникшую трудность можно преодолеть оцениванием неизвестного сигнала и последующим его вычитанием (§ 4.4).

Как ясно из теоремы кодирования, на выходе кодера источника формируется код $M = 2^{I(Y, Z^*)}$ кодовыми словами. Применительно к цифровой телекамере статистический ансамбль закодированных изображений (кодовых слов) содержит M разных изображений. Однако «с экспоненциальным ростом шутить нельзя!» [14, с. 350]. Задача распознавания всех сигналов в таком ансамбле требует катастрофического роста вычислений и емкости ОЗУ. Можно распознавать сигналы, когда их число M_c растет не быстрее, чем линейно с увеличением количества информации $M_c = \log M = I(Y, Z^*)$. Такое радикальное «сжатие» экспоненциального статистического ансамбля сигналов означало бы применение особого «логарифмического» метода кодирования. Возможность существования такого метода кодирования видна на примере *семантического кодирования* текстов в языке. Ансамбль текстов, составленных из конечного числа букв, экспоненциально растет с увеличением числа букв. Однако число слов (семантических образов) в любом тексте и в лексиконе относительно невелико. Видимо, и зрительный анализатор обладает «логарифмическим» методом кодирования («зрительным языком»), с помощью которого экспоненциальный ансамбль статистических изображений удается свести к относительно небольшому числу семантических образов.

Семантические слова и образы можно, следуя И. П. Павлову, рассматривать как сигналы во «второй сигнальной системе». Распознавание этих сигналов связано с выбором человеком одного из M_c сигналов, составляющих семантический ансамбль. Опираясь на идею выбора, можно, хотя бы лишь принципиально, ввести понятие о количестве информации, измеренном в семантических единицах [112]:

$$I_{\text{сем}} = \log M_c = \log I(Y, Z^*) = \log \log M. \quad (3.67)$$

Известно, что, введя меру количества информации через логарифм числа возможных выборов, Хартли исключил семантику как характеристику сигнала, что позволило Шеннону для статистического ансамбля несемантических сигналов ввести понятие энтропии. Но такой подход не отрицает идеи выбора и для семантических сигна-

лов. Конечно, мера информации (3.67) не представляет практического интереса для современных систем связи, лишенных «логарифмического» метода кодирования. Однако не лишено интереса применение меры (3.67) для оценки скорости извлечения семантической информации человеком [5, 112]:

$$I_{\text{сем}}/T = (\log M_c)/T = \log \bar{R}. \quad (3.68)$$

Если $\bar{R} \approx 10^8$ дв.ед./с, то $I_{\text{сем}}/T \approx 30$ сем.ед./с. Любопытно отметить близость полученной величины (3.64) к так называемой пропускной способности зрительного анализатора, оцениваемой по скорости распознавания человеком семантических образов как 50...70 дв.ед./с. Эти эксперименты анализированы по указанной величине в [93], где отмечается, что приравнять использовавшиеся Г. Сиклаи единицы измерения информации к общепринятым нельзя и что можно лишь полагать, что между этими единицами существует некая, пока неизвестная, функциональная связь. Эта связь дается формулой (3.67).

Никакой автоматический получатель в виде ЭВМ с искусственным интеллектом не сможет соревноваться с мозгом человека в распознавании семантических образов и слов до тех пор, пока не будут познаны законы семантического кодирования. Перед телевидением стоит иная, более скромная, но от этого не менее актуальная задача создания классификатора (решающего микропроцессорного устройства), который распознавал бы несемантические образы (кластеры) со скоростью, недоступной человеку. Прежде всего эту задачу необходимо решить для небольшого числа M_0 сигналов, форма которых априори известна. Эти сигналы классификатор должен распознавать при наличии шума и коррелированной помехи. На вход классификатора поступает цифровой поток символов двоичного кода со скоростью, определяемой кодовой ε -энтропией. Во избежание искажений скорость кодирования не должна превосходить пропускную способность входного устройства классификатора. Кодовые символы обрабатываются в соответствии с решающим правилом, находимым по теории проверки M_0 гипотез. Обработка предполагает оценивание коррелированной помехи с целью ее максимального исключения. Выходной информационной характеристикой классификатора является информационная скорость принятия решений. Если за время решения T_p классификатор опознает m сигналов из M_0 , то его информационная скорость распознавания $D = (m \log M_0)/T_p$. Телевизионный классификатор должен обладать информационной скоростью $D > 70$ дв.ед./с (см. гл. 4).

Глава 4

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ОБРАБОТКА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

При создании автоматических телевизионных систем используют устройства обработки сигналов, имеющие либо жесткую, либо программируемую структуру. В качестве последних все чаще применяют микропроцессоры. При этом они используются для:

обработки сигналов с целью улучшения качества визуального восприятия телевизионных изображений или устранения психофизиологической избыточности в цифровом цветном телевидении;

измерения качественных показателей твердотельных фотоприемников по всему множеству элементов;

реализации обработки сигнала изображения в реальном масштабе времени для автоматической классификации изображений.

Последняя из указанных областей применения *видео-микропроцессоров* приводит к созданию нового класса систем, которые могут быть названы *компьютеризированными*. Их разработка стала возможной лишь с появлением матричных ПЗС и быстродействующих микропроцессоров. Принципиальное отличие этого класса систем от предшествовавшего, характеризующегося визуальным восприятием изображений, заключается в том, что на выходе системы формируется решение по классификации изображений либо достаточная статистика малого объема. Функциональная схема указанного класса систем приведена на рис. 4.1. Микропроцессоры

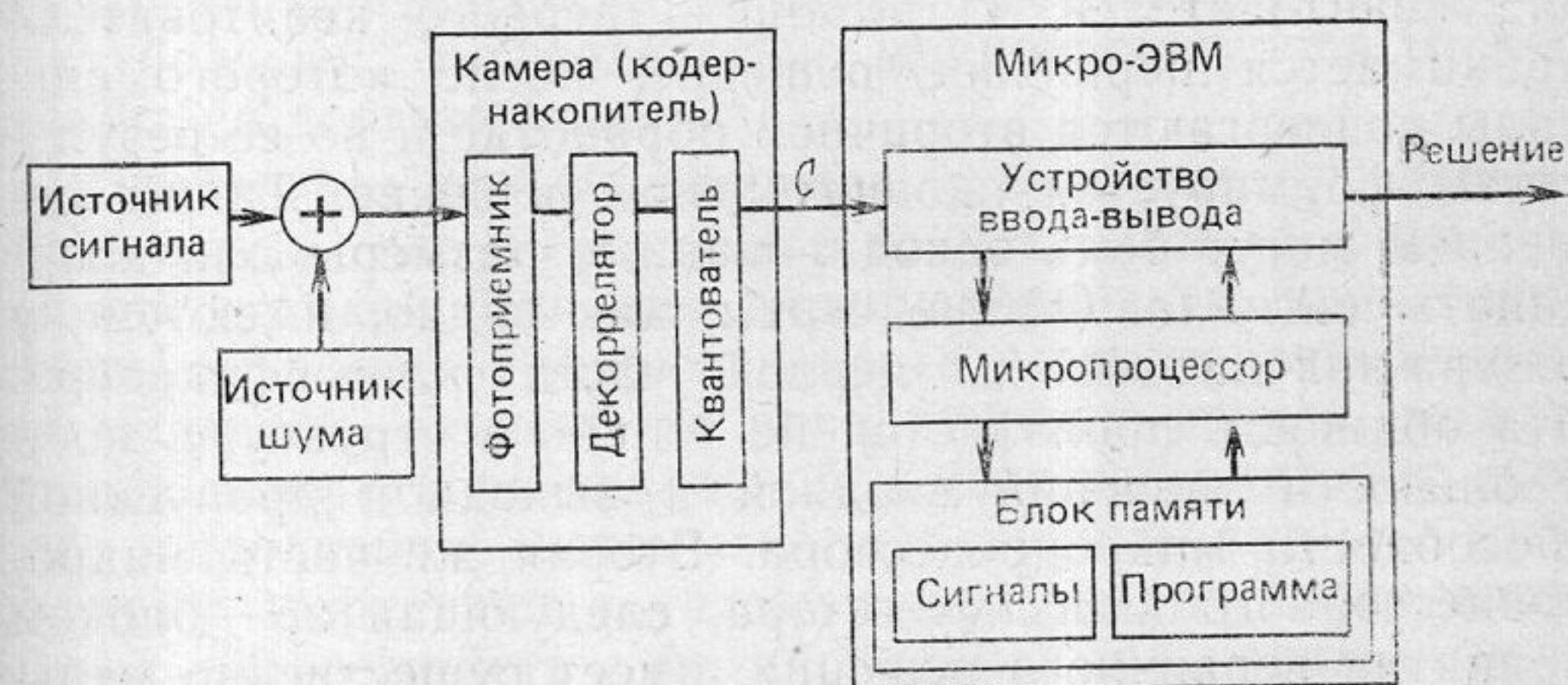


Рис. 4.1. Компьютеризированная телевизионная система

в автоматической телевизионной системе могут выполнять роль составной части кодера источника или же решать задачи классификации сигналов. Рассматривая обе эти роли микропроцессоров, определим возможность их применения для обработки сигналов в реальном масштабе времени и целесообразность их использования вместо схем с фиксированной логикой.

4.1. ОСОБЕННОСТИ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В АВТОМАТИЧЕСКИХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМАХ

Функции видеомикропроцессоров. Два приложения микропроцессорной обработки сигналов, рассмотренные в предыдущей главе, — кодирование источника сообщений и классификация сигналов — имеют ряд общих черт. Источником сообщений для телевизионной системы служит электромагнитное поле, не отделимое от фотонного шума. Поэтому первым и важнейшим звеном кодера источника является накопитель; в данном случае это многоэлементный фотоприемник. Второй частью кодера источника является режекторный фильтр сокращения корреляции отсчетов, третьей — квантователь.

Структура классификатора более сложная. Даже при классификации изображений только по признаку наличия в них сигнала известной формы классификатор будет содержать много узлов. Среди них накопитель энергии сигнала для борьбы с шумами, режекторные фильтры для борьбы с коррелированными помехами, ряд квантователей. С помощью первого квантователя принимается первичное решение, после которого сигналы подвергаются вторичной обработке и по ее результатам формируется окончательное решение. Таким решением могут быть закодированные размеры или координаты сигнала. Общие черты, как видно, имеются у кодера-накопителя и первой части классификатора. Эта общность проявляется не только в структуре, но и в близости значений входной и выходной пропускной способности микропроцессора. Вторая же часть микропроцессорного классификатора, следующая за блоком принятия первичного решения, имеет существенно меньшую пропускную способность, чем требуемая от входа микропроцессорного классификатора.

Возможности применения микропроцессоров. В истории развития электронной техники появление новых приборов имело место неоднократно. Можно выделить, в частности, изобретение транзистора, разработку интегральных схем и, наконец, микропроцессора. Каждый раз при появлении нового прибора возникал вопрос о границах его применимости, т. е. следовало оценить, насколько он потеснит своего предшественника. Эти границы определяются быстродействием и мощностью прибора. Именно по этим показателям транзисторы усту-

пают вакуумным приборам; микросхемы — транзисторам, микропроцессоры — микросхемам средней интеграции. Важно, что граница раздела применимости старых и новых приборов по мере эволюции электроники перемещается так, что область использования новейших разработок увеличивается. Наиболее быстродействующими являются многокристальные секционированные микропроцессоры, выполненные по биполярной технологии [9, 113] (серии К589, К1802, К1804). Так, 16-рядные микропроцессоры серии К589 имеют пропускную способность по входу 160 Мбит/с, а самые быстродействующие микропроцессоры серии К1800, также 16-рядные, 400 Мбит/с. Однако и при таком быстродействии микропроцессорная обработка сигнала изображения даже для проведения сравнительно простой операции — апертурной коррекции — потребует времени, по крайней мере, на порядок больше длительности элемента разложения в телевизионном вещании. Поэтому без существенного усложнения структуры устройства обработка сигналов в реальном масштабе времени в вещании пока ограничена. В научно-прикладных системах, в которых длительность элемента разложения часто бывает большей, быстродействие микропроцессоров может оказаться достаточным.

Однако это еще не означает, что их следует применять всюду, где можно, вместо устройств с фиксированной логикой. Так как эксплуатационные характеристики системы — габариты, масса, энергопотребление, надежность — зависят от аппаратных затрат, можно воспользоваться их величиной в качестве критерия способа исполнения системы. Аппаратные затраты по-разному возрастают с усложнением реализуемого алгоритма для устройств с фиксированной и с программируемой логикой. Очевидно, существует некоторая граница сложности алгоритма, начиная с которой аппаратные затраты на устройства с фиксированной логикой превышают затраты, необходимые для построения микропроцессорного вычислителя. Численная оценка алгоритма определяется скоростью вычисления [92], т. е. числом микрокоманд k , которые необходимо выполнить в течение длительности элемента разложения. Существует пороговая сложность [114] $k_0 = 2l(p/m + 25n)$, где l — среднее число микрокоманд, приходящееся на один условный переход; p — число параллельно работающих микропроцессорных вычислителей; m — разрядность моду-

ля секционированного микропроцессора; n — разрядность сигнала изображения. Если число микрокоманд, выполняемое в течение длительности элемента, превышает k_0 , использование микропроцессора целесообразно; в противном случае устройство с фиксированной логикой обеспечивает меньшие аппаратные затраты. Применение микропроцессора нецелесообразно в таких простых устройствах, как вычислители первой конечной разности и усилители. Напротив, заметный аппаратный выигрыш дают микропроцессоры, работающие по сложным алгоритмам, например корреляторы, измерители смещения изображений, интерполяторы, фильтры с управляемым округлением.

Структура микропроцессора. Одним из устройств, удовлетворяющих требованию необходимого быстродействия для малокадровой телевизионной системы, является секционированный микропроцессор серии К589. Поэтому некоторые рекомендации, касающиеся построения узлов автоматической телевизионной системы, в этой главе сделаны в предположении использования именно этого типичного представителя быстродействующих микропроцессоров.

Микропроцессорное устройство обработки телевизионных сигналов содержит ряд базовых функциональных модулей, имеющих одинаковую организацию и отличающихся различным программным обеспечением, и ряд оперативных запоминающих устройств, часто имеющих емкость в несколько телевизионных кадров. Все модули объединяются программно-управляемым интерфейсом типа «общая шина». В состав отдельного базового функционального модуля (рис. 4.2) входят центральный процессор, блоки микропрограммного управления и начальной установки, постоянное запоминающее устройство микрокоманд, конвейерный регистр и сверхоперативное запоминающее устройство. Блок начальной установки с помощью управляющих сигналов, поступающих из устройства программного управления интерфейсом, вырабатывает начальный адрес программы и выводит базовый функциональный модуль из состояния ожидания. Блок микропрограммного управления подачей кода адреса микрокоманды по соответствующей шине выбирает микрокоманды из постоянного запоминающего устройства. Последовательность микрокоманд определяется кодами, поступающими из постоянного запоминающего устройства по шине управления.

адресом, а также состоянием флаговой логики; 40-разрядное командное слово хранится в постоянном запоминающем устройстве; 18 разрядов командного слова занимает стандартное поле микрокоманды, служащее для управления адресом, выбора функции центрально-

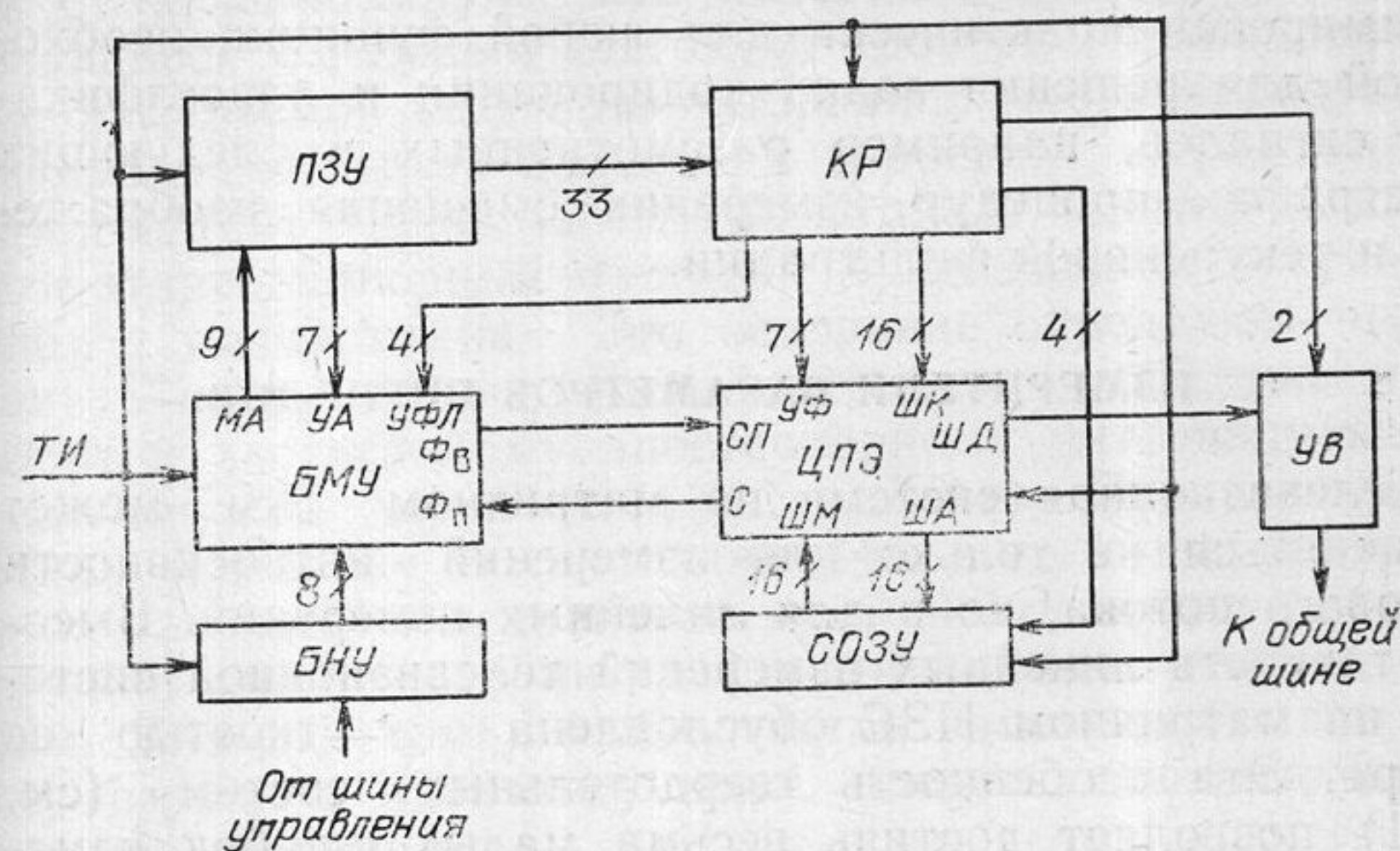


Рис. 4.2. Структурная схема микропроцессорного базового функционального модуля:

ПЗУ — постоянное запоминающее устройство микрокоманд; БМУ — блок программного управления; БНУ — блок начальной установки; КР — конвейерный регистр; ЦПЭ — центральный процессорный элемент; СОЗУ — сверхоперативное запоминающее устройство; МА — шина адреса микрокоманды; УА — шина управления адресом; УФЛ — установка флаговой логики; Φ_v , Φ_n — шины выдачи и приема флаговых сигналов; СП — вход сдвига вправо; С — выход переноса; УФ — управление функцией МП; ШК — шина маски; ШД — шина данных; ША — шина адреса; ШМ — шина данных СОЗУ

го процессорного элемента и управления флаговой логикой; 22 разряда отведены под поле пользователя. Они управляют шиной маски (16 разрядов) и работой сверхоперативного запоминающего устройства (4 разряда), а также организацией обмена информацией с общей шиной посредством управления устройством ввода. Сверхоперативное ЗУ служит для временного хранения операндов, выбираемых из постоянного ОЗУ, а также для хранения результатов промежуточных вычислений. Применение сверхоперативного ЗУ позволяет сократить время операции за счет сокращения времени обращения к основному ОЗУ. Типичным алгоритмом, при котором целесообразно использовать сверхоперативные ОЗУ, является формирование «многоэлементной апертуры» — импульсной характеристики двумерного трансверсального фильтра.

Обработка командного слова в конвейерном регистре сокращает время выполнения микрокоманды в микропроцессоре К589 до 120 нс. Работа всего микропроцессора синхронизируется тактовыми импульсами, поступающими от синхрогенератора телевизионной системы. Описанный функциональный модуль может быть запрограммирован практически для любой функции, необходимой для решения задач кодирования и классификации сигналов, например рассмотренных в следующих параграфах процедур измерения смещения изображений и рекурсивной фильтрации.

4.2. ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ

Телевизионная система на матричном ПЗС может применяться не только для измерений интенсивности светового потока, но и для линейных измерений. Высокая точность линейных измерений телевизионной системой на матричном ПЗС обусловлена жесткостью ее раstra. Эта особенность твердотельных систем (см. гл. 1) позволяет достичь весьма малых ошибок измерения — 0,1 элемента разложения и менее. В связи с важностью повышения эффективности измерений остановимся на способах вычислений, призванных сократить затраты времени на измерения. Чтобы определить значение какого-либо параметра сигнала, априори принадлежащего некоторому интервалу (например, линейному размеру фотоприемника) с некоторой точностью (апостериорным интервалом неопределенности, например размером элемента разложения), можно последовательно проверить принадлежность этого параметра каждому из интервалов неопределенности. Очевидно, что это далеко не самый быстрый способ. Можно также построить множество параллельных каналов для одновременного анализа всех интервалов неопределенности, что позволит сразу получить искомое значение параметра, но при этом аппаратные затраты станут недопустимо большими. Используя информационный подход, можно найти компромиссное решение. Здесь уместно вспомнить, что измерение случайной величины с ненулевой ошибкой дает количество информации, равное логарифму отношения априорного и апостериорного интервалов неопределенности [17]. Поэтому и нет смысла использовать все множество параллельных каналов, с помощью которых можно измерять такое же множест-

во случайных величин. Потенциально возможно сокращение числа тактов измерения при приемлемых аппаратных затратах до получаемого количества информации. Эта зависимость позволяет применять при линейных измерениях методы *полихотомии*¹. Они основаны на разделении априорного интервала на части, уменьшающиеся с каждым шагом, и проверке принадлежности измеряемой величины выбранной части априорного интервала. Каждая процедура проверки определяется за один такт. Число частей, на которые делится на каждом этапе априорный интервал X , определяет основание a полихотомии. Это основание определяет число тактов n , за которое последовательное разбиение приводит к достигаемому апостериорному интервалу неопределенности Δx : $n = \text{ent}(1 + \log_a X/\Delta x)$. При использовании основания полихотомии $a=2$ имеем широко распространенный на практике принцип *дихотомии* — расщепления априорного интервала на каждом этапе пополам. Для дихотомии число тактов измерения равно числу разрядов двоичного кода, представляющего измеряемую величину.

Значение полихотомии для сокращения времени измерения и передачи весьма велико. Дихотомия, например, применяется при эффективном кодировании (коды Шеннона — Фано, Хаффмена), при измерении координат сигналов известной формы, при квантовании амплитуды сигнала в кодере источника и т. д.

Рассмотрим применение полихотомии на примере измерения вектора смещения изображений. Точное совмещение изображений очень важно в стереоскопических (многокурсных) телевизионных системах, так как даже относительно малые ошибки совмещения ведут к заметным ошибкам классификации изображений (ошибка классификации имеет место, когда ЭВМ принимает решение о наличии одного сигнала, в то время как на самом деле имеется другой сигнал). Плохое качество совмещения имеет место, например, при использовании электронно-лучевых приборов с нежестким растром (см. § 2.1). Для автоматического совмещения изображений необходимо измерять смещения между ними. Алгоритм работы измерителей вектора смещения изображений строится на основе метода нахождения аргумента максимума взаимно-корреляционной функции

¹ От греческого поли — много, хотос — сечение.

двух изображений — корреляционно-экстремального метода [115]. Возможны упрощенные варианты метода, при которых вычисляется энергия разностного сигнала [96, 116] или даже площадь разностного изображения, превышающего некоторый порог [117]. Ухудшение точности измерения смещения при таких упрощениях часто незначительно, зато число тактов выполнения программы вычислений микропроцессором сокращается весьма заметно. На первом этапе измерения смещения одно изображение сравнивается с другим, различным смещенным относительно него. Количество таких сравнений может быть очень велико. На втором этапе по полученным коэффициентам взаимной корреляции интерполяцией взаимно-корреляционной функции (ВКФ) находится уточненное значение смещения. Для уменьшения количества вычислений ВКФ применяется полихотомия.

Так как ВКФ большинства изображений с достаточной точностью аппроксимируется в области глобального максимума полиномом степени не выше второй, то для ее интерполяции достаточно трех отсчетов. Это приводит к удобству использования *трихотомии*, когда на каждом шаге измерения априорный интервал делится на три равные части. На последнем шаге по каждому измерению — по горизонтали и вертикали — получают по три отсчета ВКФ. Реальные изображения имеют ВКФ с побочными максимумами. При большом количестве мелких деталей в изображениях аргументы побочных максимумов могут быть меньше априорного интервала возможных смещений, что может вызвать аномальные ошибки измерения. Исключить их можно, сократив полосу пространственных частот на первых тактах измерения [116]. Это сокращение тем сильнее, чем больше априорный интервал смещений, и убывает с номером такта измерения.

Полихотомия применяется и при измерении скалярных величин, например квантовании сигналов. Построению квантователей уделяется внимание во всех работах по цифровой обработке сигналов. Вместе с тем успешное развитие микроэлектроники приводит к тому, что в большинстве твердотельных телевизионных систем целесообразно будет использовать готовые квантователи в виде БИС, а не разрабатывать их специально. Поэтому, отсылая читателя за подробностями построения квантователей к [95, ..., 97, 100, 102, 118], остановимся

лишь на выборе их структуры и числа уровней квантования. Последнее будет рассмотрено в § 4.4 (см. также § 3.4). Сократить круг анализируемых при создании квантователя задач удастся так сильно потому, что использование априорной информации о вероятностных и частотных характеристиках сигнала для сокращения его цифрового описания отнесено к другим частям кодера источника: накопителю и декоррелятору. Применение дихотомии при квантовании амплитуды сигнала в кодере источника хорошо известно. Ее реализует АЦП с поразрядным уравниванием [95, 118]. Борьба за быстроедействие квантователя, т. е. уменьшение числа тактов измерения, приводит к попыткам использовать основание полихотомии $a > 2$. С точки зрения схемотехники это означает переход к параллельно-последовательным квантователям. В пределе, когда основание полихотомии становится достаточно большим, требуемое число тактов становится равным единице и происходит переход к параллельному типу квантователя. Он реализует максимальное быстроедействие ценой увеличения аппаратных затрат — числа компараторов. Параллельные квантователи используются там, где требование быстроедействия является определяющим. Наибольшее же распространение получили квантователи с поразрядным уравниванием. Они характеризуются минимальными суммарными затратами, состоящими из аппаратных затрат и затрат времени на измерение.

4.3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДАМИ УПРАВЛЯЕМОГО ОКРУГЛЕНИЯ

В теории электрических цепей известны методы обеспечения устойчивости непрерывных линейных фильтров. Чтобы устойчивыми были цифровые фильтры, следует учитывать эффекты квантования сигналов в них. Линейные фильтры без обратных связей (трансверсальные) всегда устойчивы. В противном случае фильтры, называемые *рекурсивными*, могут быть неустойчивыми.

Рассмотрим методику обеспечения устойчивости цифровых рекурсивных фильтров посредством управляемого округления. Такие фильтры применяются в кодере источника и классификаторе изображений. Режекторные фильтры используются в кодере-накопителе для сокращения корреляции отсчетов и в классификаторе для

борьбы с коррелированной помехой, а накопительные — в классификаторе для борьбы с некоррелированной помехой.

Сигналы, действующие в цифровых фильтрах, определены при значениях времени, кратных интервалу дискретизации T . Линейные фильтры осуществляют свертку входного сигнала $x(nT)$ с импульсной характеристикой $h(nT)$ фильтра:

$$\begin{aligned} y(nT) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mT) h((n-m)T) = \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(mT) x((n-m)T). \end{aligned}$$

Теория линейных цифровых фильтров с постоянными параметрами хорошо разработана [6, 11, 52, 78, 79, 119]. Эта теория оперирует представлением сигналов во временной области с помощью либо суммы свертки, либо разностных уравнений и в частотной области с помощью преобразования Фурье, либо чаще применяемого z -преобразования. В теории цифровых фильтров рассматриваются вопросы реализации требуемых характеристик фильтров с помощью конкретного набора устройств: элементов задержки, умножителей и сумматоров. Число элементов задержки в фильтре играет важную роль. Оно определяет достижимую крутизну среза частотной характеристики (максимальные степени полиномов ее числителя и знаменателя), а также порядок разностного уравнения фильтра

$$y(nT) = \sum_{m=0}^s a_m x((n-m)T) + \sum_{m=1}^s b_m y((n-m)T).$$

Числа a_m и b_m называют коэффициентами фильтра. Число элементов задержки в фильтре s называется его порядком.

Теория цифровых фильтров является по существу теорией дискретных цепей с учетом влияния источников ошибок, возникающих при округлении результатов вычислений в фильтре. Такое округление, не являющееся обязательным в трансверсальных фильтрах (у которых все $b_m = 0$), неизбежно в рекурсивных.

Введение дополнительных разрядов в фильтр не обеспечивает его устойчивости. Кроме того, этот метод может заметно увеличить стоимость всей телевизионной системы, если обработка сигнала в микропроцессоре

ведется как межкадровая, т. е. с использованием ОЗУ емкостью в несколько телевизионных кадров.

Обычно считают, что ошибки квантования сказываются на сигнале так же, как шум; в схемы фильтров вводят фиктивные источники шума и допускают, что [52, с. 343]:

любые два отсчета шума от одного источника не коррелированы;

любые два источника создают некоррелированные шумы;

шум округления не коррелирован с входным сигналом.

Таким образом, шум каждого источника рассматривается как дискретный стационарный случайный процесс с равномерной спектральной плотностью мощности и дисперсией, равной $\delta^2/12$ (δ — шаг квантования амплитуды). Эти допущения справедливы не всегда: например, если во входном сигнале имеются интервалы с высокой корреляцией, то все три допущения становятся некорректными и ошибки квантования амплитуды сказываются иначе, чем шум. Иными словами, при наличии корреляции во входном сигнале ошибки округления в цифровом фильтре могут накапливаться. Приходится бороться с накоплением ошибок округления в цифровых рекурсивных фильтрах. Еще Н. Винер при обсуждении возможностей электронно-вычислительных машин отмечал [91, с. 46], что «необходимо также повысить точность выполнения элементарных процессов настолько, чтобы их частое повторение не привело к накоплению слишком большой ошибки».

Рассмотрим этот вопрос на примере цифрового режекторного рекурсивного фильтра первого порядка (рис. 4.3). Он является частью кодера-накопителя, ответственный за сокращение корреляции отсчетов и оптимален в классе фильтров с неопережающим откликом (удовлетворяющих условию Пэyli — Винера) для гауссовского процесса с экспоненциальной АКФ. Для этого сигнала такой фильтр является «выбеливающим» и поэтому применяется также при выделении сигналов на фоне коррелированных помех, например на фоне темного тока матричного ПЗС [74, 118]. В этом случае режекторный рекурсивный фильтр участвует не в кодировании, а в формировании отношения правдоподобия и входит уже в состав микро-ЭВМ классификации сигналов. В обоих применениях микропроцессоров эффектив-

ность работы режекторных фильтров для сокращения корреляции — степень сжатия сигналов — зависит как от свойств входных сигналов, так и от параметров телевизионной системы. Например, чем больше входное отношение сигнал-шум, тем сильнее можно сжать сигнал; чем грубее дискретизация в фотоприемнике и квантователе, тем меньше эффективность режекторной фильтрации.

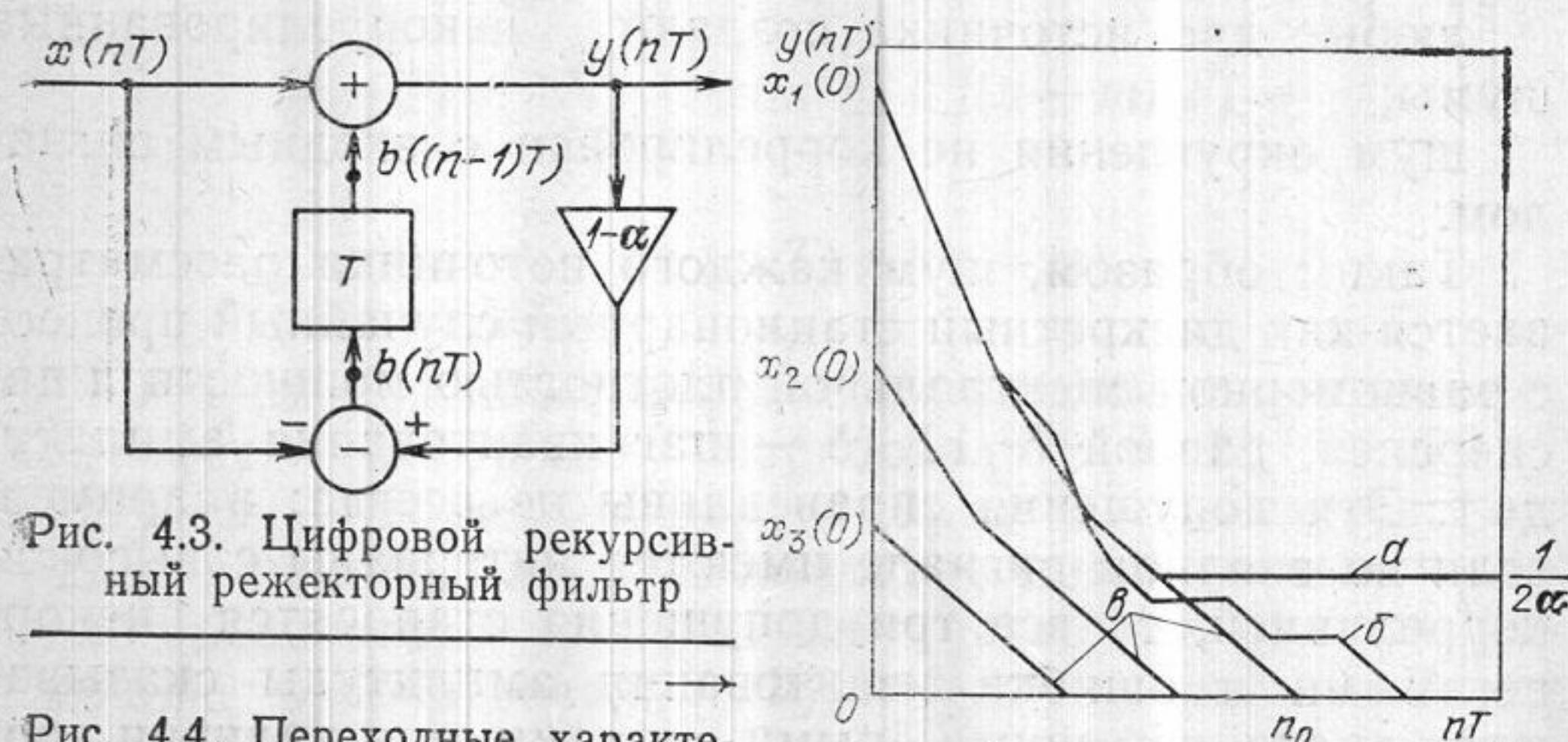


Рис. 4.3. Цифровой рекурсивный режекторный фильтр

Рис. 4.4. Переходные характеристики рекурсивных фильтров при округлении:

а — фиксированным; б — случайном; в — управляемом

Аналоговый по амплитуде и дискретный по времени прототип цифрового рекурсивного режекторного фильтра описывается разностным уравнением $y(nT) = x(nT) - x((n-1)T) + b_1 y((n-1)T)$. Этот фильтр представляет собой дискретный аналог дифференцирующей RC-цепи и может быть охарактеризован постоянной времени τ , определяющей эквивалентную ширину переходной характеристики фильтра:

$$\tau = -T / \ln b_1; b_1 \triangleq (1 - \alpha), \text{ при } \alpha \ll 1 \quad \tau \approx T / \alpha. \quad (4.1)$$

В связи с тем, что в цифровых фильтрах сигналы имеют конечную точность представления, для цифрового фильтра разностное уравнение можно переписать:

$$y(nT) = x(nT) - x((n-1)T) + \text{ent} [(1 - \alpha) y((n-1)T) + 1/2]. \quad (4.2)$$

Очевидно, что цифровой фильтр, реализующий (4.2), следует сделать, так же как и его аналоговый прототип, устойчивым. Устойчивость цифровых рекурсивных фильтров часто анализируют в частотной области, оп-

ределяя допустимые зоны для расположения полюсов фильтра в z -плоскости [52, 119]. Здесь же воспользуемся более наглядным критерием устойчивости фильтра, формулируемым в терминах его временных характеристик. Для обеспечения устойчивости необходимо и достаточно выполнить условие конечности суммы модулей членов импульсной характеристики фильтра (см., например, [52, с. 25]):

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(nT)| < \infty.$$

Отсюда необходимо (но не достаточно) $\lim_{n \rightarrow \infty} h(nT) = 0$. Иногда при анализе устойчивости цифровых фильтров этот нулевой предел заменяют конечной, достаточно малой величиной, имеющей порядок «машинного нуля», т. е. единицы младшего разряда используемых устройств. Это облегчает анализ, однако позволяет получить лишь приблизительную оценку требуемых характеристик цифровых рекурсивных фильтров. Поэтому следует опереться на требование строгого равенства нулю импульсной характеристики цифрового фильтра при стремлении аргумента к бесконечности.

Для аналогового прототипа рекурсивного режекторного фильтра условие устойчивости (ограниченности суммы модулей импульсной характеристики) выполняется при $2 > \alpha > 0$. В цифровом фильтре величины $y(nT)$ представляют собой целые числа, т. е. не могут быть одновременно больше нуля и меньше единицы и тем более не могут быть бесконечно малыми, как это имеет место в прототипе. В связи с этим из ограниченности суммы членов ряда следует ограниченность числа его членов, модуль которых больше нуля. Последнее означает, что, начиная с некоторого $n = n_0$, импульсная характеристика цифрового фильтра должна равняться нулю.

Рекурсивные фильтры, у которых отклик на импульс не продолжается бесконечно, называют *вырожденными* [78]. Изложенное позволяет сформулировать общий принцип: устойчивый цифровой рекурсивный фильтр должен быть вырожденным. Когда говорят, что невырожденный рекурсивный фильтр должен иметь неограниченную по времени импульсную характеристику, то имеют в виду математическую модель фильтра. Физическое же устройство всегда будет вырожденным. В элек-

трическом фильтре, аналоговом по амплитуде, сигнальный ток «проквантован» на конечное число электронов, что и определяет его ограниченность во времени. В теории цепей используют понятие длительности импульсной (переходной) характеристики, измеренной на каком-либо уровне. Иначе такие характеристики считают приблизительно ограниченными. Развитый выше подход позволяет утверждать, что все реальные фильтры, в том числе и цифровые, должны иметь *строго ограниченные* импульсные характеристики.

Однако в цифровых рекурсивных фильтрах это требование выполняется не всегда, и может иметь место явление, обусловленное накоплением ошибок округления и носящее название *предельного цикла* [52]. Для фильтра (4.2) явление предельного цикла проявляется, в частности, в характере переходной характеристики. Переходная характеристика аналогового прототипа характеризуется выполнением условия $y(\infty) = 0$. Для цифрового фильтра $y(\infty)$ не обязательно равно нулю и зависит от способа округления. Например, при округлении до ближайшего целого значения переходной характеристики (рис. 4.4, а) при $n \rightarrow \infty$ равно $1/2 \alpha$. При округлении до ближайшего меньшего целого при отрицательном перепаде $y_-(\infty) = 0$ и при положительном $y_+(\infty) = -1/\alpha$, до ближайшего большего соответственно $y_+(\infty) = 0$, $y_-(\infty) = 1/\alpha$. Таким образом, при положительных перепадах входного сигнала предельные циклы отсутствуют в цифровом фильтре с округлением в сторону ближайшего большего числа, а при отрицательных перепадах входного сигнала — в цифровом рекурсивном фильтре с округлением в сторону ближайшего меньшего числа (усечении). Очевидно, что если каким-либо образом чередовать рассмотренные способы округления результатов вычислений выходного сигнала, то удастся устранить предельные циклы, т. е. обеспечить равенство нулю переходной характеристики при достаточно больших n и при любой полярности входного перепада. Таким образом, фильтр, определяемый (4.2), переходит в фильтр с переменным способом округления, т. е. в правой части (4.2) появляется сигнал коррекции округления $e(nT) = 0, 1/2, 1-2^{-p}$, где p — число разрядов после запятой в множителе фильтра. Сигнал коррекции округления можно было бы изменять случайным образом так, чтобы все его значения были равновероятными [120]. Предельные циклы при этом отсутствуют (рис. 4.4, б). Од-

нако ошибки округления, имеющие место при случайном входном сигнале, представляет собой взвешенную сумму ошибок округления, дисперсия которых равна $\delta^2/12$, и ошибок усечения, дисперсия которых равна $\delta^2/3$ [52, с. 331] и составляет $\delta^2/4$.

Уменьшить дисперсию ошибок округления (приблизить ее к $\delta^2/12$) можно, когда перепады сигнала весьма редки. Тогда целесообразно пользоваться округлением до ближайшего целого числа, за исключением тех случаев, когда возможно возникновение предельного цикла, т. е. нужно применить управляемое округление. Конкретизация общих принципов управляемого округления [121] сделана в [83, 122].

Коррелированность сигналов имеет место при постоянстве не только входного сигнала, но и знака его приращения. Здесь уместно вспомнить, что в непрерывном фильтре знак приращения сигнала $b(nT)$, записываемого в память, равен знаку разности входного сигнала и сигнала $b((n-1)T)$, хранившегося в памяти. Аналогичная картина наблюдается и при работе непрерывной дифференцирующей RC-цепи: приращение входного сигнала обуславливает приращение напряжения на емкости. Естественно потребовать и от цифрового фильтра выполнения условия соответствия знаков приращения сигналов. Это означает, что знак разности $x(nT) - b((n-1)T)$ должен равняться знаку разности $b(nT) - b((n-1)T)$, т. е. $\text{sign}[x(nT) - b((n-1)T)] = \text{sign}[b(nT) - b((n-1)T)]$, здесь sign означает операцию взятия знака числа:

$$\text{sign } a = \begin{cases} 1, & a > 0; \\ 0, & a = 0, \\ -1, & a < 0; \end{cases}$$

При невыполнении этого равенства следует сформировать сигнал коррекции округления сигнала, записываемого в память:

$$e(nT) = \text{sign}\{\text{sign}[x(nT) - b((n-1)T)] - \text{sign}[b(nT) - b((n-1)T)]\}. \quad (4.3)$$

С учетом (4.3) можно создать режекторный фильтр первого порядка с управляемым округлением (рис. 4.5):

$$y(nT) = x(nT) - x((n-1)T) + \text{ent}[(1-\alpha)y((n-1)T) + 1/2] + e((n-1)T). \quad (4.4)$$

Обязательными элементами цифрового фильтра с управляемым округлением являются цифровые устройства сравнения сигналов. Структура же цифрового фильтра (4.4) с управляемым округлением, определяемая конкретным способом формирования сигнала коррекции

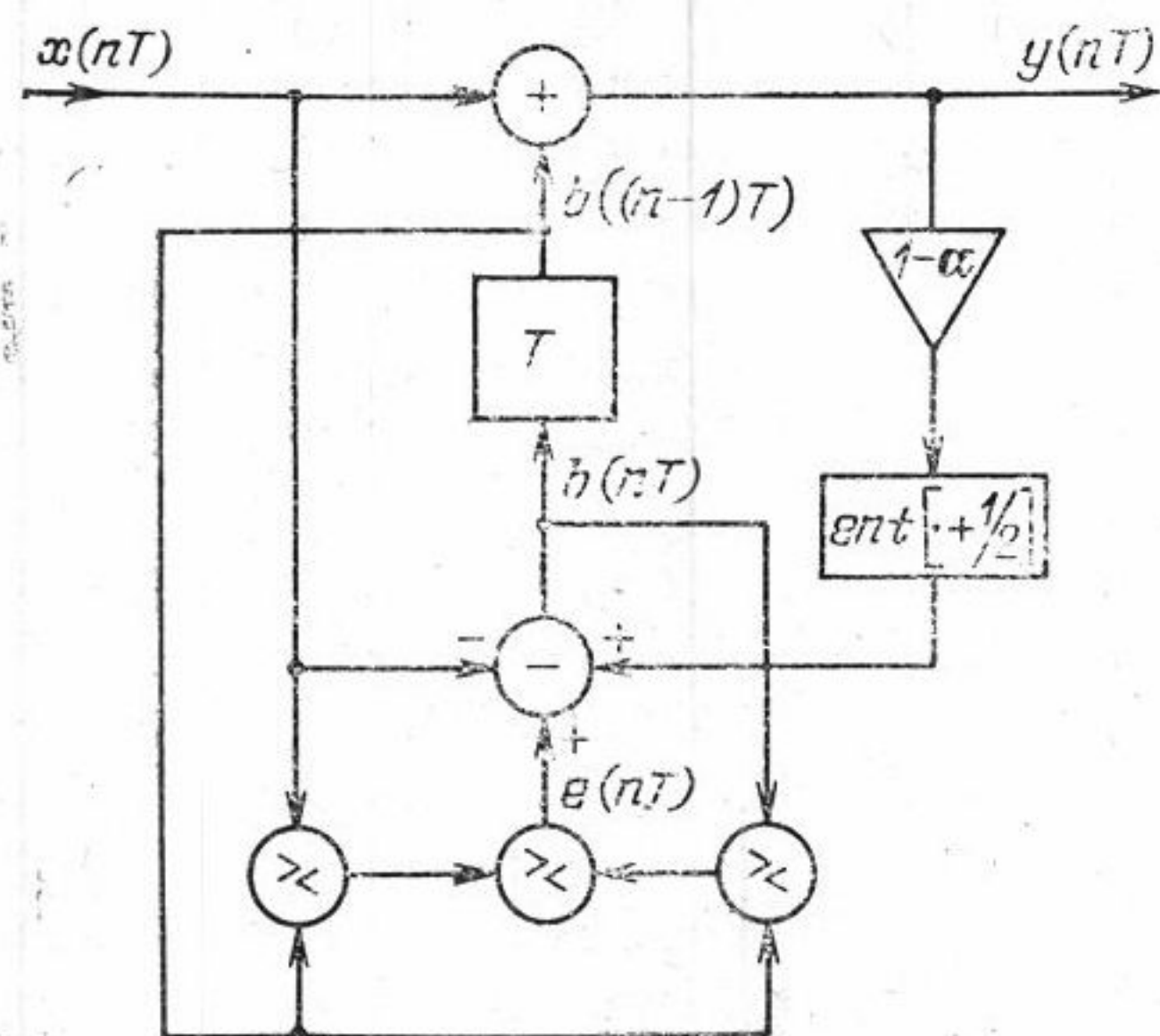


Рис. 4.5. Цифровой рекурсивный режекторный фильтр с управляемым округлением

округления, неединственна. Например, (4.3) может быть преобразовано к виду, содержащему в качестве исходных лишь выходные сигналы фильтра:

$$e(nT) = \text{sign}\{\text{sign } y(nT) - \text{sign } \text{ent}[\alpha y(nT) + 1/2]\}.$$

Так как наложенное условие соответствия знаков приращения сигналов в фильтре более жесткое, чем условие равенства нулю переходной характеристики при достаточно больших n , то последнее также будет выполняться (см. рис. 4.4, в). Таким образом, цифровой рекурсивный фильтр с управляемым округлением является устойчивым и вырожденным. Его переходная характеристика конечна, причем максимальное значение n_0 , которое может быть достигнуто при сколь угодно малом α , будет зависеть от входного перепада, но не превысит числа уровней квантования M сигнала в микропроцессоре. Важным отличием цифровых фильтров от аналоговых является зависимость длительности и формы их импульсной характеристики от амплитуды входного сигнала, обусловленная квантованием сигналов в фильтре. Подчеркнем, что неинвариантность импульсной характерис-

тики к амплитуде сигнала свойственна всем цифровым рекурсивным фильтрам и практически всем нерекурсивным. Таким образом, цифровой системе, в отличие от аналоговой, свойственны два вида дополнительных ошибок. Эти ошибки неинвариантности к сдвигу входного воздействия, вызванные дискретизацией непрерывного сигнала (см. § 3.1), и неинвариантности к амплитуде, вызванные квантованием. Эти свойства цифровой системы являются неизбежной платой за конечность количества информации, требуемого для ее описания.

Рассмотренный фильтр с управляемым округлением реализуется на микропроцессоре следующим образом. Алгоритм обработки цифрового сигнала в микропроцессоре (рис. 4.6) начинается с поступления импульса элемента ИЭ, соответствующего началу элемента разложения. При этом вводятся значения сигналов текущего элемента $x(nT)$ и данного элемента предыдущего кадра $b((n-1)T)$, полученного в результате взвешенного суммирования сигналов предыдущих кадров. Значение сигнала предыдущего кадра считывается из ОЗУ через шину данных. Затем вычисляется ряд промежуточных величин, на основе которых вырабатывается сигнал коррекции округления $e(nT)$, который в сумме с сигналом $\text{ent}[\alpha x(nT) + (1-\alpha)b((n-1)T) + 1/2]$ образует оценку $b(nT)$ сигнала текущего элемента. Значение $b(nT)$ присваивается шине данных и затем переписывается в ОЗУ. Затем адрес, по которому происходит обращение к ОЗУ, увеличивается на единицу, тем самым вычислитель подготавливается к обработке сигнала следующего элемента. Далее программа возвращается в начальное состояние, и процессор ожидает появления следующего импульса элемента, после чего цикл алгоритма повторяется.

Определим максимально возможную постоянную времени при заданном числе уровней квантования сигналов в микропроцессоре. Постоянная времени цифрового фильтра τ — это время, за которое переходная характеристика принимает значение $y(\tau) = x(0)/e$. Из разностного уравнения (4.4) цифрового фильтра следует важный результат: постоянная времени цифрового рекурсивного фильтра, в отличие от аналогового прототипа, неинвариантна к амплитуде входного сигнала и ограничена сверху:

$$\hat{\tau} \leq (1 - 1/e) M T < M T. \quad (4.5)$$

Если необходимо получить максимально возможную постоянную времени фильтра, параметр обратной связи α совершенно не обязательно устремлять к нулю, достаточно сделать его менее $\alpha_{\min} = 3/2M$. Так как согласно (4.1) параметр обратной связи α определяет постоянную времени фильтра, то выражение для $\alpha_{\min}$, так

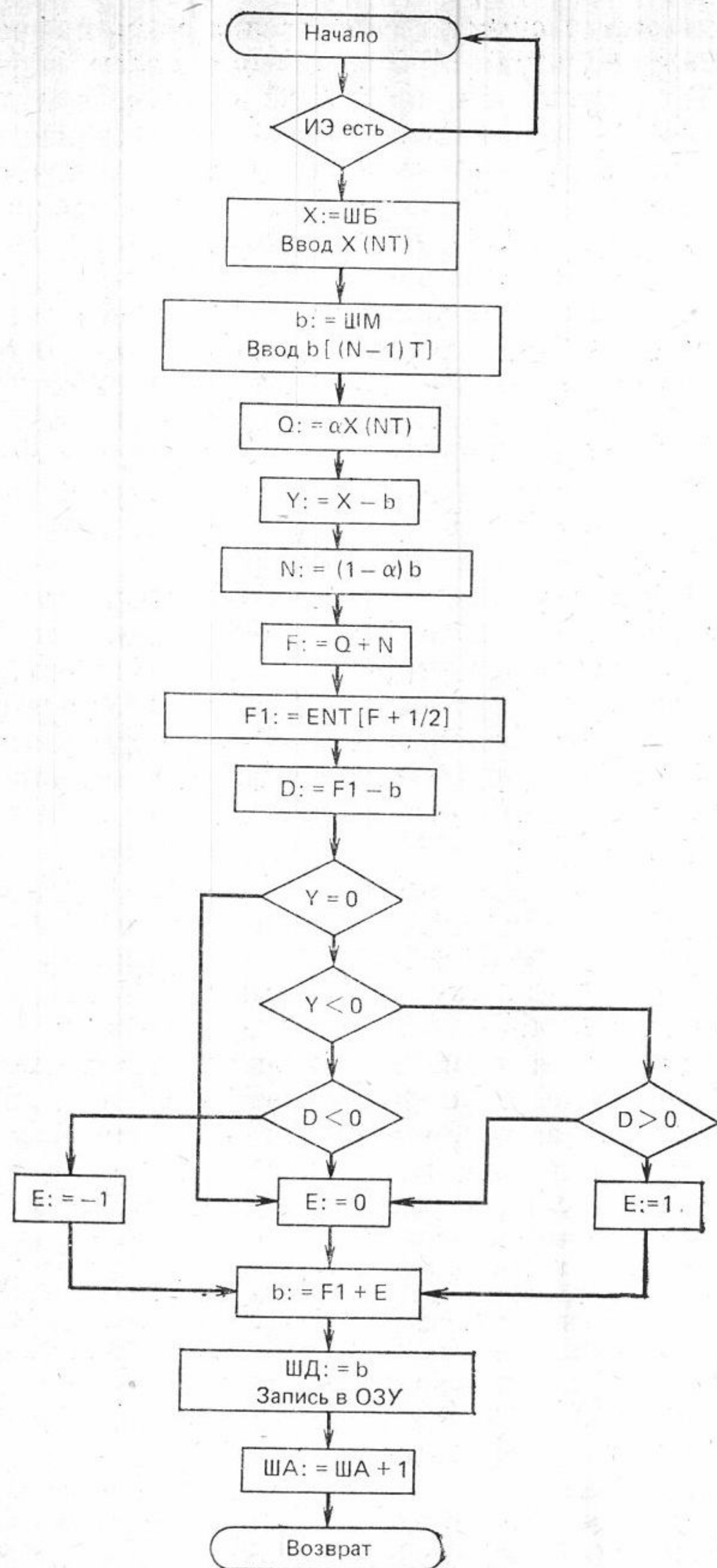


Рис. 4.6. Алгоритм реализации фильтра (4.4) в микропроцессоре

же как и неравенство (4.5), отражает тот факт, что постоянная времени цифрового рекурсивного фильтра (4.4) не может быть сделана более NT . Следует подчеркнуть, что и любой цифровой фильтр с одним устройством задержки имеет постоянную времени, удовлетворяющую (4.5), если только выполняется условие устойчивости.

Для накопления сигналов применяют рекурсивный фильтр первого порядка (рециркулятор). Он реализует разностное уравнение

$$y(nT) = x(nT) + \beta y((n-1)T), \quad (4.6)$$

где $\beta < 1$ — коэффициент обратной связи, определяющий постоянную времени $\tau \approx T/(1-\beta)$. Устранение предельных циклов в накопительном фильтре первого порядка, т. е. предотвращение накопления ошибок округления, достигается применением, как и в режекторном фильтре (4.4), метода управляемого округления. Цифровой накопитель тогда должен автоматически вырабатывать сигнал коррекции округления $\phi(nT)$ и соответствовать разностному уравнению

$$y(nT) = x(nT) + \text{ent}[\beta y((n-1)T + 1/2] + \phi((n-1)T), \quad (4.7)$$

где

$$\phi(nT) = \text{sign} \{ \text{sign}[y(nT) - x(nT)/(1-\beta)] - \text{sign}[y(nT) - y((n-1)T)] \}.$$

Замечание о неединственности структуры цифрового фильтра с управляемым округлением, сделанное по поводу режекторного фильтра, справедливо и для накопителя.

Разностные уравнения (4.4) и (4.7) описывают работу цифровых фильтров в установившемся режиме. При их включении или подаче на них сигналов с ненулевым средним значением имеет место переходный процесс. В течение его линейная ошибка фильтрации много больше ошибки в установившемся режиме. Для борьбы с такой ошибкой корректируют начальные условия работы фильтра. Например, для фильтра (4.4) вместо значения $y(0) = 0$, принимаемого при нулевом среднем значении сигнала, принимают $y(1 \cdot T) = x(1 \cdot T)$. При использовании фильтра (4.4) в качестве устройства, минимизирующего СКО оценки подавляемого сигнала, такой способ приближает его характеристики к потенциальным. Потенциальную же точность обеспечивает

фильтр Калмана, который имеет на все время переходного процесса переменные коэффициенты (переменную постоянную времени), управляемые синхронизатором по фиксированной программе.

Итак, синтез цифровых рекурсивных фильтров можно свести к следующему:

по известным характеристикам сигналов и помех определяют непрерывный по амплитуде прототип фильтра, т. е. его импульсную (частотную) характеристику;

фильтр разбивают на элементарные звенья не выше второго порядка, находят их разностные уравнения;

в разностные уравнения аналоговых прототипов звеньев вводят операторы округления результатов перемножения сигналов;

проверяют абсолютную устойчивость звеньев (т. е. отсутствие предельных циклов) путем анализа импульсных и переходных характеристик аналогового и цифрового звеньев;

определяют алгоритм формирования сигнала коррекции округления, основанный на выполнении условия соответствия приращений сигналов в фильтре с конечным числом уровней квантования приращениям сигналов в непрерывном по амплитуде фильтре;

определяют способ задания начальных условий;

записывают программу работы микропроцессора;

определяют разрядность коэффициентов фильтра и регистров данных.

Один из способов вычисления разрядности ОЗУ рекурсивных фильтров, опирающийся на идею маскирования шумом ошибок вычисления, будет рассмотрен § 4.4. Другой способ вычисления разрядности использует допуски на его частотную характеристику [119]. В этом случае разрядность определяют через логарифм отношения коэффициента усиления фильтра к допуску на точность воспроизведения частотной характеристики. Суммарная разрядность коэффициентов фильтра и ОЗУ равна количеству информации о фильтре (его разностном уравнении). Очевидно, что для цифрового фильтра это количество информации конечно. Это проявляется в неинвариантности характеристик фильтра к амплитуде воздействия. Отметим, что и об аналоговых фильтрах никогда нельзя получить бесконечное количество информации ввиду невозможности исключения влияния шумов при измерениях характеристик фильтра.

4.4. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ

Рассмотрим классификацию изображений автоматической телевизионной системой, оснащенной микропроцессорным устройством обработки сигналов. Напомним, что классификация — это отнесение принятого сигнала к одному из заранее определенных классов. В общем случае таких классов может быть множество (ограниченное). Тогда говорят о многоальтернативной задаче. Если таких классов всего два, то имеются две гипотезы — о наличии в принятой смеси сигнала либо одного, либо другого класса — и задачу называют бинарной. Гипотезы различают простые — когда сигналы точно известны, и сложные — когда сигналы характеризуются набором случайных параметров. Классификация изображений — это, как правило, проверка сложных гипотез. Специфической особенностью классификации оптических сигналов является необходимость учета их случайных изменений при прохождении через оптический канал связи, т. е. через участок земной атмосферы [28, т. 3]. Таким образом, оптические сигналы даже простых изображений не только имеют случайные параметры (размеры, координаты), но и случайную интенсивность. Поэтому они моделируются выборочными функциями случайных процессов. Наличие неслучайных компонент приведет к тому, что алгоритм обработки сигналов будет содержать в каждом канале вычисления функционала правдоподобия не одну, а две ветви [28, т. 3; 123].

Ограничимся бинарной задачей классификации, т. е. рассмотрим проверку сложной гипотезы о наличии оптического сигнала, имеющего известную форму, известные координаты и интенсивность, моделируемую случайным процессом. Микропроцессорный вычислитель подразделяется на две части, отличающиеся пропускной способностью (см. § 3.6). В бинарной задаче к первой, быстрой, части микропроцессорного вычислителя относятся формирователь отношения правдоподобия и бинарный квантователь. Во второй, медленной, части на основе первичного решения формируется оценка параметра, т. е. окончательное решение. Во многих приложениях микропроцессорной обработки сигналов, относящихся к распознаванию образов, аппаратные затраты (или число команд алгоритма, см. § 4.1) на эту

медленную часть существенно превышают затраты на входную быструю часть. Вместе с тем в ряде случаев, как это имеет место в телевизионной астрономии [10], форма классифицируемого сигнала априори известна. Тогда вторичное решающее устройство будет лишь оценивать неизвестные параметры сигнала. Эту оценку удобно рассмотреть на примере измерения положения центра тяжести сигнала (см. гл. 1), что будет сделано в конце этого параграфа. Вместе с тем даже такая упрощенная классификация осуществляется автоматическими телевизионными системами в присутствии помех. Это фотонные и тепловые шумы, шумы неэффективности переноса зарядов в матричном ПЗС и коррелированная помеха его темнового тока. Наличие некоррелированной шумовой $x(t)$ и коррелированной «темновой» $\Phi(t)$ помех не позволяет безошибочно классифицировать изображения. Более того, без предварительной обработки ввиду наличия коррелированной помехи правильная классификация бывает невозможна даже если сигнал велик по сравнению с флуктуационным шумом. Из-за различия пространственных и временных характеристик коррелированной помехи темнового сигнала матричного ПЗС борьба с ней ведется путем межкадровой обработки сигналов [124, 125]. Микропроцессорную обработку сигналов в бинарной задаче рассмотрим на примере классификации изображений по признаку наличия в них флуктуирующего по яркости оптического сигнала известной формы в присутствии шума и коррелированной помехи.

Будем считать известными АКФ полезного сигнала $K_s(t-u)$ и помех — коррелированной $K_\Phi(t-u)$ и шума $K_x(t-u) = (N_0/2)\delta(t-u)$. Интервал времени наблюдения $t \in [0, T_H]$. Тогда классификацию можно осуществить путем проверки статистических гипотез H_1 и H_0 , соответствующих наличию и отсутствию полезного сигнала $s(t)$ в принятом входном сигнале $r(t)$:

$$H_1: r(t) = s(t) + \Phi(t) + x(t);$$

$$H_0: r(t) = \Phi(t) + x(t), t \in [0, T_H].$$

Решение такой задачи для непрерывного времени и гауссовских сигналов с нулевым средним [28, т. 3; 123] заключается в формировании функционала правдоподобия l и сравнении его с порогом μ ; $l \underset{H_1}{\geq} \mu$. Порог в этом выражении учитывает член смещения, равный

среднему количеству информации, полученному при наблюдении случайного сигнала на интервале времени $[0, T_H]$ [28, т. 3, с. 126]. В силу декоррелирующего влияния режекторного фильтра, предназначенного для борьбы с коррелированной помехой, можно приближенно считать, что полезный сигнал имеет нулевое среднее. Тогда функционал правдоподобия l записывают с учетом импульсных характеристик фильтров — минимизирующего СКО оценки полезного сигнала $h(u, v)$ и выбеливающего, обеспечивающего некоррелированность помехи на его выходе $h_b(u, v)$:

$$l = \frac{1}{N_0} \int_0^{T_H} du \int_0^{T_H} \int_0^{T_H} h_b(u, v) h(v, z) r(v) dv dz \int_0^{T_H} h_b(u, t) r(t) dt.$$

Структура обработки сигнала (рис. 4.7) в соответствии с этим уравнением отличается от широко известной структуры «фильтр — квадратор — интегратор» наличием выбеливающего фильтра. В рассматриваемой телевизионной системе классификации флуктуирующих по яркости сигналов априори известной формы выбеливающий фильтр и интегратор выполняют в виде рекурсивных фильтров — режекторного и накопительного, рассмотренных в § 4.3, а роль фильтра, минимизирующего СКО оценки полезного сигнала, играет матричный фотоприемник. Интервалы пространственной и временной дискретизации с характеристиками сигнала согласуются выбором оптимального времени кадра по временной АКФ полезного сигнала [103] и размеров элемента разложения по размерам проекции сигнала на чувствительную поверхность фотоприемника [111]. Положим для определенности, что АКФ полезного сигнала и фона темнового тока ПЗС имеют экспоненциальную форму и отличаются значениями интервалов корреляции соответственно τ_s и τ_Φ и дисперсий σ_s^2 и σ_Φ^2 . Как правило, темновой сигнал ПЗС имеет существенно большие значения как дисперсии, так и интервала корреляции:

$$K_s(t) = \sigma_s^2 \exp(-|t|/\tau_s);$$

$$K_\Phi(t) = \sigma_\Phi^2 \exp(-|t|/\tau_\Phi); \quad (4.8)$$

$$\tau_s \ll \tau_\Phi; \sigma_s^2 \ll \sigma_\Phi^2.$$

Если помеха коррелирована лишь по времени и не коррелирована по полю, то импульсная характеристика выбеливающего фильтра $h_b(x, y, t)$ преобразуется к виду $h_b(t)$ и микропроцессорная обработка ведется как меж-

кадровая. Если помеха коррелирована по всем переменным, то обработка ведется как пространственно-временная. В любом случае важно знать оптимальное время кадра, обеспечивающее минимальные ошибки класси-

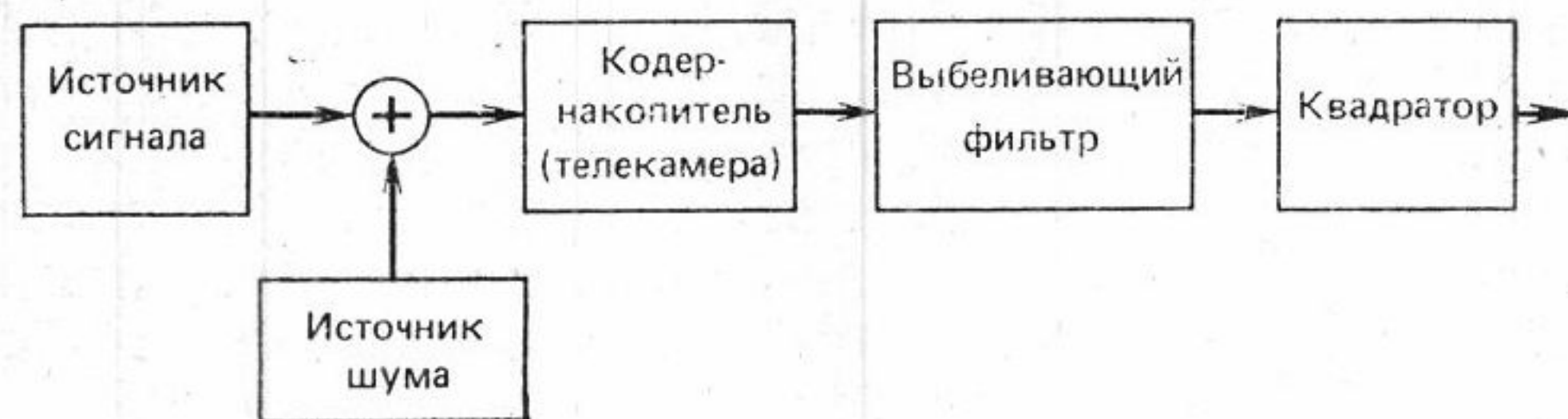
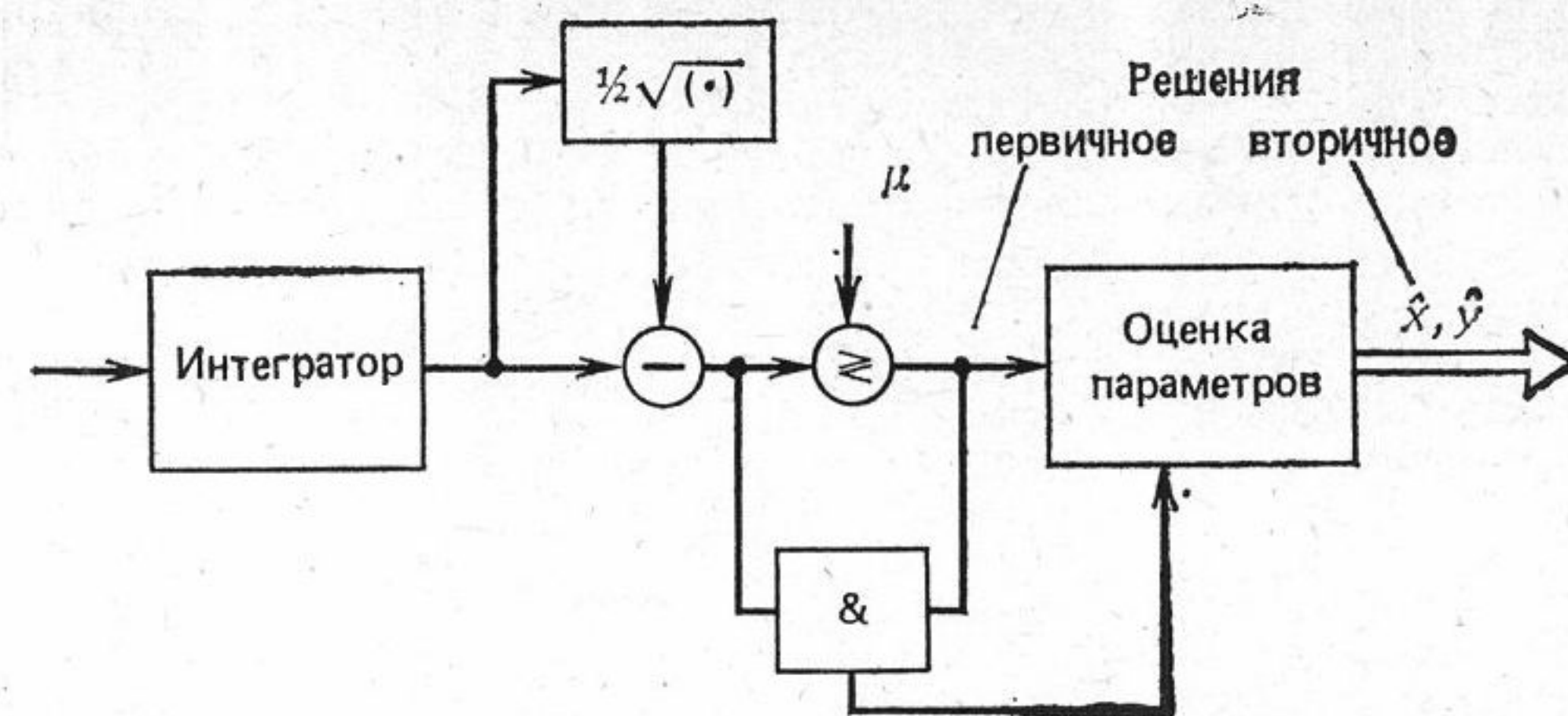


Рис. 4.7. Структура

фикации. Его можно найти, считая время накопления сигнала в матричном ПЗС равным длительности кадра, т. е. пренебрегая временем переноса зарядового изображения из секции накопления в секцию памяти по сравнению с временем накопления. Минимальные ошибки классификации будут иметь место, когда полезный сигнал будет оценен с минимальной СКО. Для выбранной экспоненциальной АКФ сигнала оптимальная длительность кадра [103] $T_k = \tau \sqrt{6/\Psi}$ (см. § 3.5). Зависимость длительности кадра от отношения сигнал-шум, так же как соотношение (3.66), связывающее дисперсию приращений сигнала с СКО его оценки, является основой для проектирования адаптивных телевизионных систем. В них при изменении скорости протекания наблюдаемых процессов длительность кадра будет переменной (§ 1.7). Возможность такой адаптации характерна для систем научно-прикладного телевидения, чего нельзя сказать о телевизионном вещании. Потребность автоматической регулировки длительности кадра в зависимости от скорости смены смыслового содержания изображения отмечалась давно [5]. Однако практически реализовать адаптивную к динамике изображения телевизионную систему в то время не удавалось. Причиной этого было отсутствие быстродействующих ОЗУ, обладающих достаточной емкостью памяти. В настоящее время благодаря развитию микроэлектроники кадровые ОЗУ и адаптивные телевизионные системы реализуются [22]. Одним из элементов адаптивной телевизионной системы является измеритель приращений сигнала. Управляющий сигнал для регулирования длительности кадра фор-



автоматического классификатора

мируется сравнением измеренного приращения с порогом. Собственно регулирование длительности кадра может быть осуществлено регулированием времени накопления сигнала в фотоприемнике, т. е. благодаря использованию обратной связи. Такая обратная связь осуществляется с задержкой на длительность кадра. При быстрых изменениях динамики сюжета такая регулировка сопровождается заметными искажениями. Борьба с ними ведет к разделению функции накопления сигнала на два этапа: первичное в фотоприемнике, и вторичное во внешнем накопителе ОЗУ. В такой системе длительность кадра фотоприемника выбирается постоянной и определяется наиболее быстро изменяющимися сигналами. Сигналы таких «быстрых» кадров суммируются до тех пор, пока разность между их нормированной на число кадров суммой и ее значением в предыдущем цикле накопления не превысит порога. Адаптация длительности кадра оказывается полезной даже при постоянстве средней скорости изменения изображений, если плотность вероятности этих изменений существенно отличается от гауссовской. Это объясняется тем, что адаптивные системы нелинейны и могут обеспечить меньшую СКО при оценке сигналов с произвольной плотностью вероятности, чем линейные. Напомним, что линейная фильтрация обеспечивает абсолютный минимум СКО лишь при гауссовости входных процессов.

В рамках синтезированной структуры устройства обработки следует определить его параметры и устойчивость к отклонениям значений характеристик сигналов от априорных. Постоянные времени цифровых рекурсивных фильтров определяются по критерию мини-

мума вероятности ошибок классификации. Он достигается при равенстве постоянной времени накопителя среднему времени нахождения сигнала объекта на одном элементе разложения. При условии медленных изменений коррелированной помехи по сравнению с длительностью кадра T_k , т. е. при $\tau_\Phi \gg \tau_s > T_k$ максимальная помехоустойчивость достигается при выборе его постоянной времени по минимуму СКО оценки коррелированной помехи. Этот выбор может быть осуществлен путем расчета, опирающегося на решение уравнения Винера—Хопфа [28, т. 1, с. 557]. Решение его при (4.8) дает оптимальную постоянную времени [125]

$$\hat{\tau} \approx T_k / \alpha \approx \sqrt{\tau_\Phi T_k \sigma_{\text{ш}}^2 / 2 \sigma_\Phi^2} \quad (4.9)$$

Если параметры коррелированной помехи, входящие в (4.9), известны недостаточно точно, то оптимальная постоянная времени режекторного фильтра может быть определена экспериментально. Этот способ для матричного ПЗС дает значение оптимальной постоянной времени порядка нескольких десятков секунд [125].

В условиях априорной неопределенности интервала корреляции полезного сигнала найденное значение постоянной времени режекторного фильтра играет важную роль: чем большую постоянную времени удастся реализовать, тем медленнее изменяющиеся сигналы удастся правильно классифицировать. Это происходит потому, что режекторный фильтр, «выбеливая» коррелированную помеху, подавляет также и полезный сигнал, и тем сильнее, чем меньше постоянная времени фильтра по сравнению с интервалом корреляции сигнала.

Определим границу скорости флуктуации сигнала, ниже которой он подавляется выбеливающим фильтром настолько, что не может быть правильно классифицирован. Зависимость отношения сигнал-шум на выходе режекторного фильтра от интервала корреляции полезного сигнала в первом приближении характеризуется простым соотношением

$$\psi_{\text{вых}} \approx \psi_{\text{вх}} \hat{\tau} / \tau_s \text{ при } \hat{\tau} < \tau_s. \quad (4.10)$$

Такая зависимость (рис. 4.8) подтверждается экспериментально. Из (4.10) можно найти искомую границу скорости флуктуации полезного сигнала. Она определяет порог, при котором входной сигнал подавляется режекторным фильтром и его отношение сигнал-шум уменьшается до порогового значения. Если режекторный фильтр имеет достаточно большую разрядность, то пороговый интервал корреляции $\tau_{s \text{ пор}} = \hat{\tau} \psi_{\text{вх}} / \psi_{\text{пор}}$. При ограниченной разрядности микропроцессора картина меняется. Так как цифровой фильтр (4.4) вырожденный, т. е. в соответствии с неравенством (4.5) его постоянная

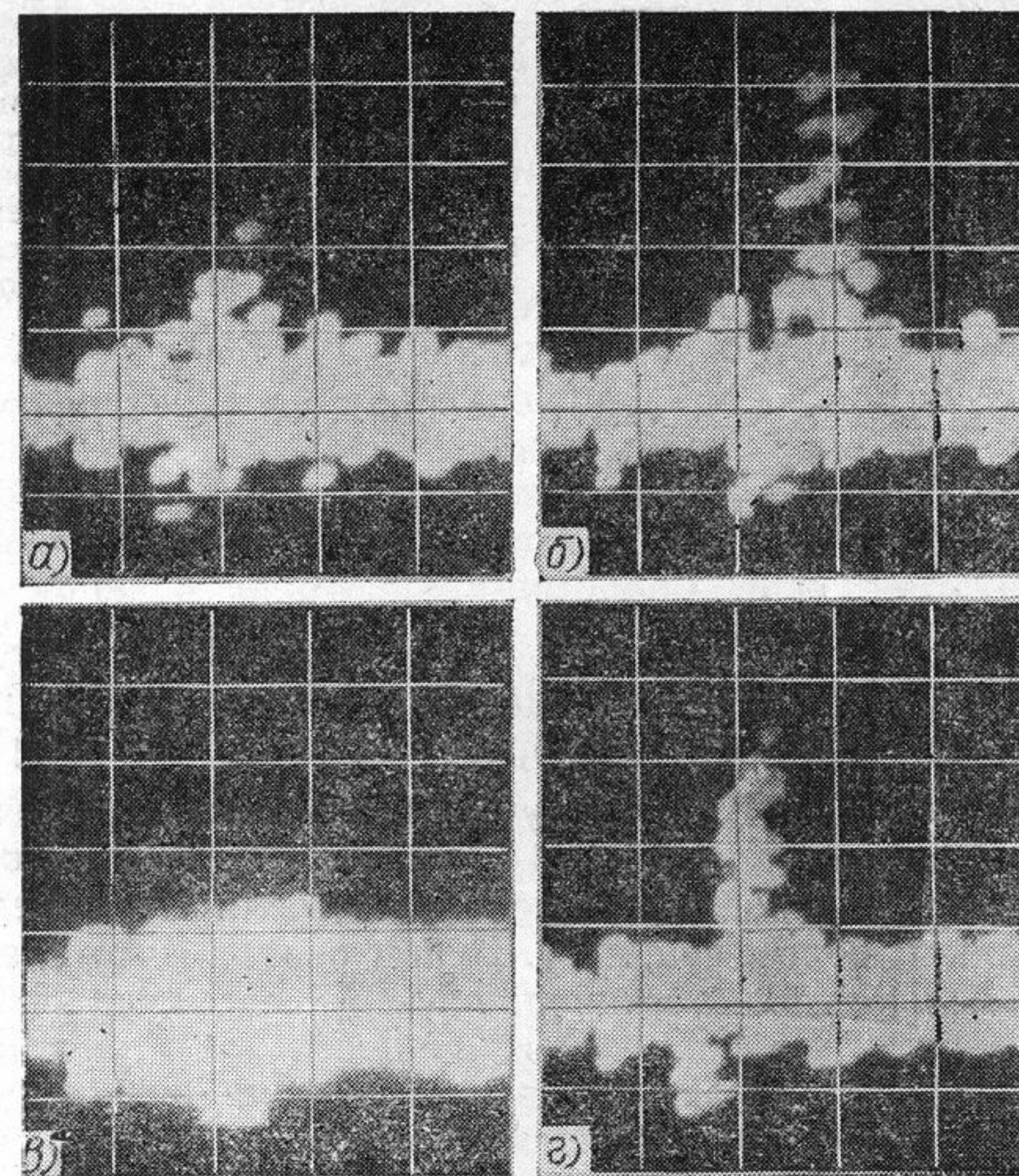


Рис. 4.8. Осциллограммы сигнала на выходе рекурсивного режекторного фильтра:
а — $\alpha=1$, $\tau=2$; б — $\alpha=1/8$, $\tau=2$; в — $\alpha=1$, $\tau=6$; г — $\alpha=1/8$, $\tau=6$

времени ограничена, то пороговый эффект по интервалу корреляции сигнала в нем более ярко выражен, чем в невырожденном рекурсивном фильтре. Отношение сигнал-шум на выходе цифрового фильтра уже не будет определяться по (4.10), а будет зависеть также от разрядности микропроцессора [83]:

$$\psi_{\text{вых}} = \psi_{\text{вх}} - \frac{\delta \tau_s}{\sigma_{\text{ш}} T_k} = \psi_{\text{вх}} - \frac{\mathcal{D} \tau_s}{N T_k} \quad (4.11)$$

Напомним, что отношение шага квантования к среднеквадратическому значению шума равно отношению динамического диапазона $\mathcal{D}$ амплитуд сигнала к числу уровней квантования. Формула (4.11) определяет верхнюю достижимую границу возможных отношений сигнал-шум при вариации параметра α обратной связи режек-

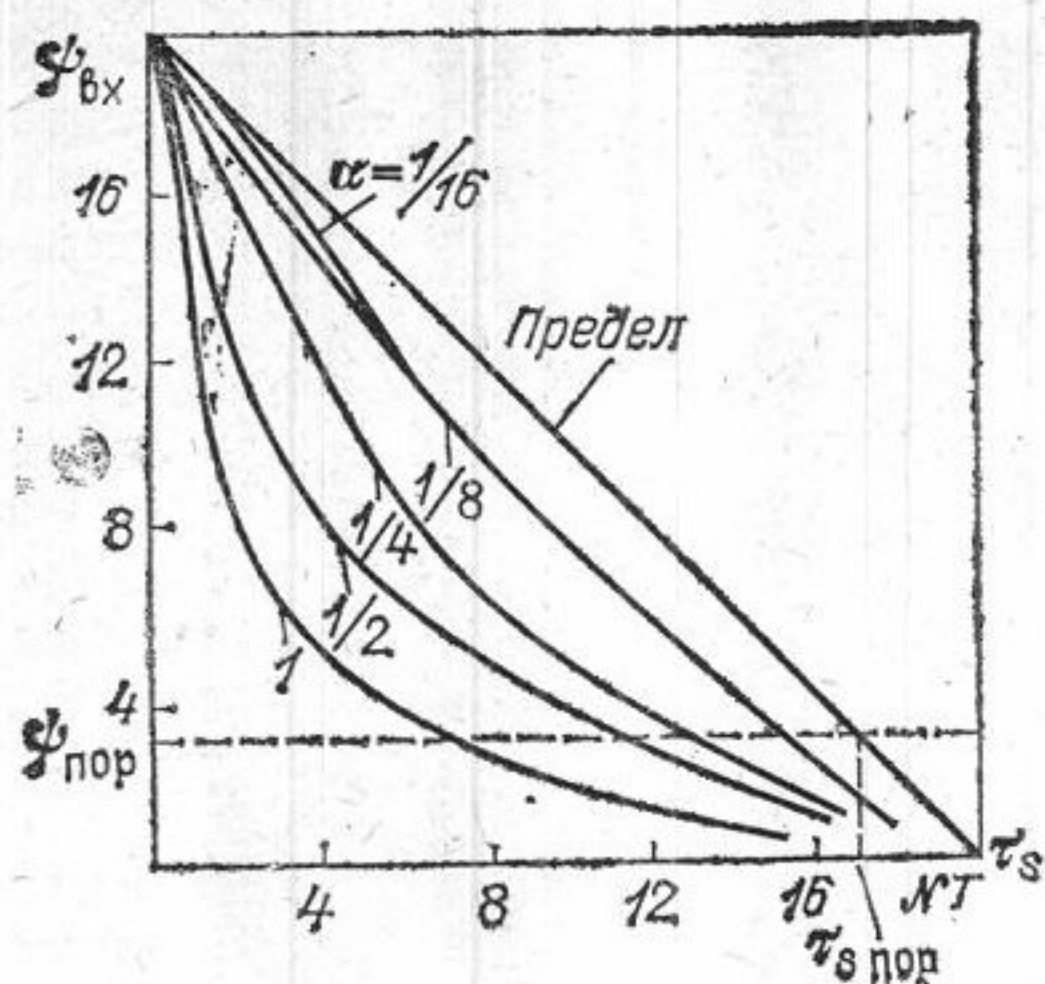


Рис. 4.9. Предельная расчетная и экспериментальные зависимости отношения сигнал-шум на выходе цифрового режекторного рекурсивного фильтра с разностным уравнением (4.4) от интервала корреляции входного процесса τ_s при различных параметрах обратной связи

торного фильтра (рис. 4.9). Решение (4.11) относительно интервала корреляции сигнала с учетом (4.10) позволяет найти оценку сверху порогового интервала корреляции $\tau_{s \text{ пор}} < \hat{\tau}_{\text{max}} < NT_k$. Полученное выражение означает, что на выходе фильтра (4.4) медленно флуктуирующий сигнал будет заведомо ниже порога, если его интервал корреляции более, чем NT_k . Будем считать, что квантование амплитуды в микропроцессоре не ухудшает эффективности классификации медленно флуктуирующих сигналов, если отношение сигнал-шум на выходе режекторного фильтра, вычисляемое по (4.11), отличается от исходного не более чем на единицу. Иначе — потеря амплитуды полезного сигнала не должна превышать среднеквадратическое значение входного шума, т. е. ошибки вычислений должны «тонуть» в шуме. Тогда при априори известном интервале корреляции сигнала число уровней квантования его амплитуды в микропроцессоре должно превышать динамический диапазон входных сигналов в соответствии с превышением интервалом корреляции сигнала длительности кадра. Так как интервал корреляции сигнала в соответствии с (4.10) определяет требуемую постоянную времени фильтра, то число уровней квантования в микропроцессорном фильтре:

$$N = \mathcal{D}\hat{\tau}/T_k \approx \mathcal{D}/\alpha; n \approx \log_2 N = \log_2 (\mathcal{D}\hat{\tau}/T_k). \quad (4.12)$$

Это условие в известной степени универсально: при синтезе микропроцессорного устройства обработки сигналов после определения желаемой постоянной времени рекурсивных фильтров следует по (4.12) вычислить его разрядность, которая будет тем сильнее превышать раз-

рядность входного сигнала, чем больше постоянная времени фильтра. К шагу квантования δ иногда предъявляют требование существенной малости по сравнению со среднеквадратическим значением полезного сигнала σ_s [107]. Чаще всего число уровней квантования выбирают по уровню шума [26, 126], т. е. принимают равным динамическому диапазону сигнала. Такой подход основан на идее практической неотличимости цифровой системы от аналоговой в случае маскирования шумом ошибок квантования, однако не учитывает корреляции отсчетов. Обобщает это широко применяемое правило (4.12), в котором учтена постоянная времени фильтра. Если число уровней квантования выбрано в соответствии с (4.12), микропроцессорная система, содержащая квантователь и цифровой рекурсивный фильтр, не уступит по эффективности аналоговой системе. Это означает, что такой выбор числа уровней квантования является не только необходимым, но и достаточным. Увеличение числа уровней квантования не уменьшит ошибки классификации сигналов настолько, чтобы это было обнаружено экспериментально.

В квантователе телекамеры число уровней может выбираться по-разному. Если сигнал изображения декоррелируется в телекамере аналоговыми методами и лишь потом квантуется, то часто требуемое число уровней квантования может быть существенно уменьшено по сравнению с динамическим диапазоном сигнала на выходе ПЗС. К таким случаям относится анализ гауссовского полезного сигнала с помощью твердотельной телевизионной системы. Его квантование рассмотрено в § 3.4. При иных функциях распределения эффект сокращения требуемой разрядности квантователя из-за использования аналоговой обработки может не достигаться. Например, при декорреляции «телеграфного» сигнала с плотностью вероятности $p(x) = \delta(|x| - x_0)$ с помощью взятия первой конечной разности будет иметь место не сокращение, а даже двукратное увеличение требуемой разрядности квантователя. Если же квантователь предшествует декоррелятору, то число разрядов увеличивается с ростом освещенности. Это связано с тем, что рост отношения сигнал-шум при минимизации СКО в фотоприемнике ведет к увеличению коэффициента корреляции соседних отсчетов. При таком построении системы разрядность квантователя тратится непроизводительно, т. е. скорость кодирования при больших отношениях сигнал-шум заметно превышает скорость создания информации. Вместе с тем такое построение микропроцессорной телевизионной системы широко применяется. Это вызвано заметными отклонениями функции распределения многих реальных сигналов от гауссовской, а также постоянным снижением стоимости и усовершенствованием микропроцессоров, в которых квантователь часто выполняют на одном кристалле с ними.

В качестве явно завышенной верхней оценки числа уровней квантования амплитуды сигнала матричного ПЗС следует применять емкость потенциальной ямы накопительного элемента, т. е.

максимальное число электронов, приходящееся на один элемент разложения. Такая оценка вовсе не учитывает собственных шумов телевизионной камеры, которые при использовании ПЗС с поверхностным каналом весьма значительно снижают динамический диапазон фотоприемника. Его оценкой сверху служит максимальное число электронов, помещающихся в потенциальной яме, примерно равное миллиону. Для квантователя источника с таким динамическим диапазоном достаточно 20 разрядов. Хотя такая разрядность в телевизионной системе, имеющей меньший динамический диапазон, может и не потребоваться, отметим, что такие приборы уже создаются. Практически разрядность АЦП составляет 4...14. Она соответствует достаточно просто реализуемой разрядности микропроцессора, которая, как показано выше, превышает разрядность квантователя тем больше, чем больше постоянные времени цифровых фильтров, реализуемых микропроцессором.

Важность учета постоянной времени цифрового фильтра при определении разрядности микропроцессора иллюстрируем следующим примером. Можно оценить выигрыш от применения цифрового рекурсивного фильтра по сравнению с первой конечной разностью — межкадровым вычитанием, иногда используемым для выбеливания коррелированной помехи. Увеличение отношения сигнал-шум (см. рис. 4.8) зависит от интервала корреляции полезного сигнала и постоянной времени фильтра. Так как постоянная времени цифрового фильтра ограничена, то выигрыш в увеличении порогового значения интервала корреляции полезного сигнала будет существенно зависеть от разрядности микропроцессора. Так, выбор разрядности, равной разрядности квантователя, может практически свести на нет все усилия и не позволит получить никаких выигрышей в отношении сигнал-шум медленно флуктуирующих сигналов и пороговом значении интервала корреляции, которые можно было бы получить при достаточной разрядности микропроцессора. Введение дополнительных разрядов приближает цифровой рекурсивный фильтр к аналоговому, и при правильном выборе разрядности микропроцессора по (4.12) можно считать, что все ошибки квантования в микропроцессорной телевизионной системе маскированы шумом.

В качестве примера твердотельной телевизионной системы можно указать астрономическую систему на матричном ПЗС 1200ЦМ1 [124], которая позволяет автоматически классифицировать сигналы в присутствии коррелированной помехи — темнового сигнала ПЗС. Система функционирует в условиях весьма низких контрастов, когда без микропроцессорной обработки, направ-

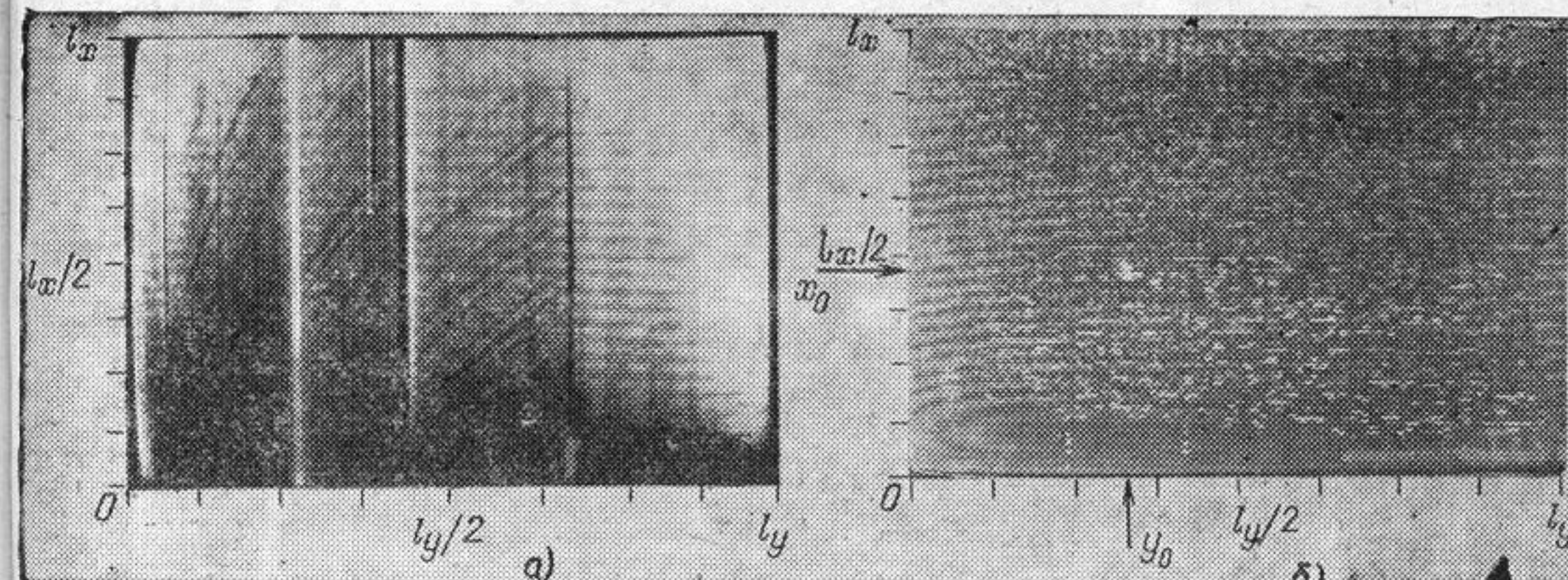


Рис. 4.10. Изображение, получаемое от матричного ПЗС, характеризуется коррелированной помехой темнового сигнала, которая без обработки не позволяет выделить полезный сигнал (а), а после межкадровой обработки подавляется до уровня шумов (б)

ленной на борьбу с коррелированной помехой, изображение не может быть правильно классифицировано (рис. 4.10). Телевизионная система (построенная без применения специальных мер по борьбе с темновыми сигналами, например криогенного охлаждения матрицы) при использовании микро-ЭВМ и объектива с эффективным диаметром 60 мм позволяет правильно классифицировать сигналы пятой звездной величины. В этой системе координаты сигнала определяются в два этапа. Грубо они оцениваются по элементу раstra, имеющему максимальный сигнал.

Для достижения ошибки, меньшей размеров одного растрового элемента (см. § 1.5), в упрощенном варианте рассматриваются пять соседних элементов раstra, принадлежащих строке и столбцу элементов, на пересечении которых находится элемент с максимальным сигналом S_2 (рис. 4.11). Вычисление координат проводится только для сигналов, превышающих пороговый уровень μ . Алгоритм работы микропроцессорного вычислителя при определении ко-

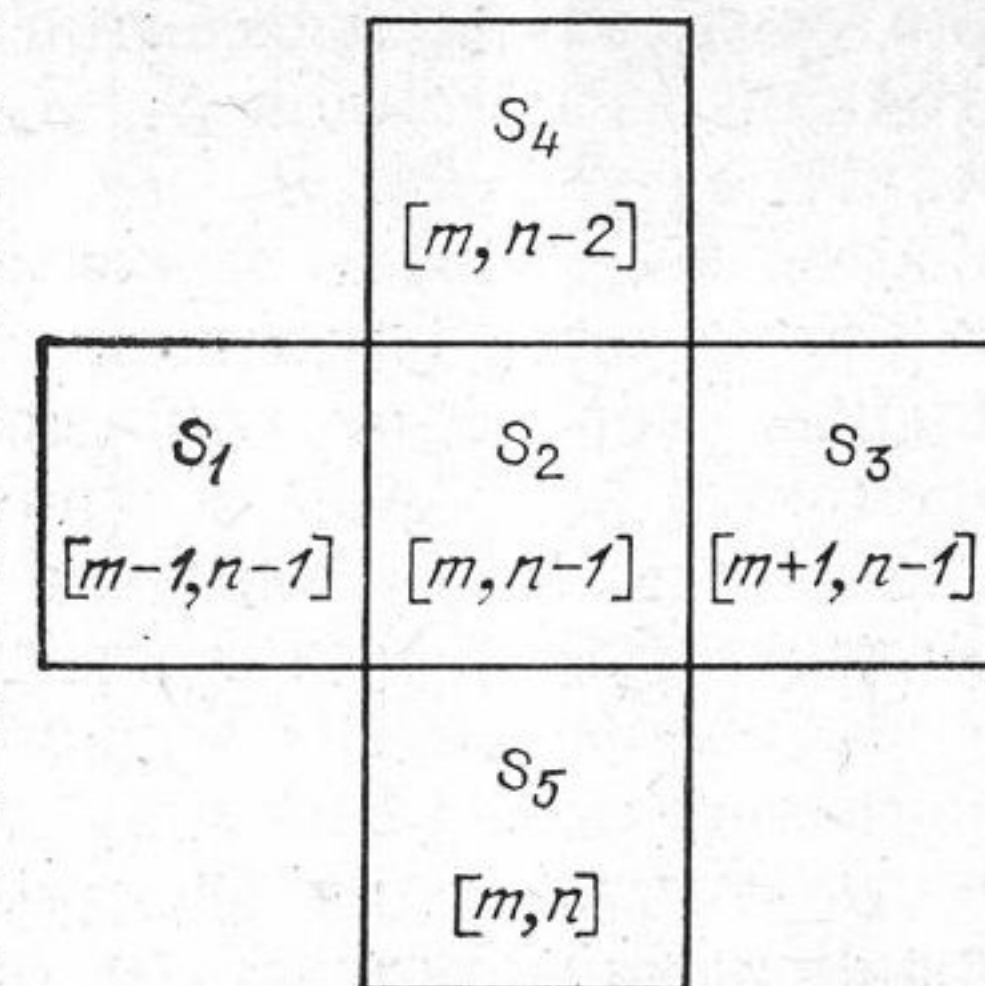


Рис. 4.11. Сканирующая апертура для вычисления центра тяжести сигнала:

m — номер столбца; n — номер строки, в которых имеется максимальный сигнал

ординат (рис. 4.12) содержит программный блок «Адрес», реализующий сканирующую апертуру. В зависимости от передаваемых управляющих сигналов поступающих из ПЗУ микрокоманд через шину маски осуществляется один из режимов работы СОЗУ. Первый режим — запись значения текущего элемента. Глубина памяти 2 строки. Регистр адреса СОЗУ содержит номера текущего элемента: $PA: = [m, n]$; m — номер элемента в строке и n — номер строки ($n=0, 1, 2, m=0, 1, 2, \dots, M-1$). Другой режим — считывание в аккумулятор сигнала из СОЗУ по одному из четырех модифицированных адресов. В считываемой ячейке хранятся сигналы элементов двух предыдущих строк: $PA: = [m, n-1]$; $PA: = [m, n-2]$; $PA: = [m-1, n-1]$; $PA: = [m+1, n-1]$. Этот программный блок реализован в виде подпрограммы, адрес возврата из которой поступает по шине маски ШК. С поступлением первого кадрового гасящего импульса в процессор через шину B вводится значение порога, которое запоминается в регистре R_9 . Устанавливается в нулевое состояние счетчик строк R_0 . Во время строчного гасящего импульса устанавливается в нулевое состояние счетчик элементов R_1 . С поступлением импульса элемента происходят вызов программного блока «Адрес», перезапись значения текущего элемента в СОЗУ и его запоминание в регистре R_6 . Начиная со второго элемента третьей строки телевизионного кадра, с помощью подпрограммы «Адрес» происходят считывание элементов сканирующей апертуры, состоящей из сигналов S_1, S_2, S_3, S_4 , и их запоминание в регистрах R_3, R_2, R_4, R_5 соответственно. Далее вычисляются координаты максимального сигнала и выводятся из процессора через шину данных ШД. С помощью условных переходов, определяемых наличием импульса элемента, кадровых и строчных гасящих импульсов, определяется точка входа в программу. На достигаемую точность измерения координат оказывают влияние несоответствие модели сигнала его истинной форме, неэффективность переноса заряда в ПЗС, шумы и неточность изготовления электродов. В этой системе при отношении сигнал-шум 10 ошибка измерения координат 0,2 элемента разложения. Тогда количество информации, получаемое при измерении координат, достигает 20 бит. Если учесть необходимую для этого входную световую энергию, то можно сказать, что такая система обладает информационной чувствительностью при-

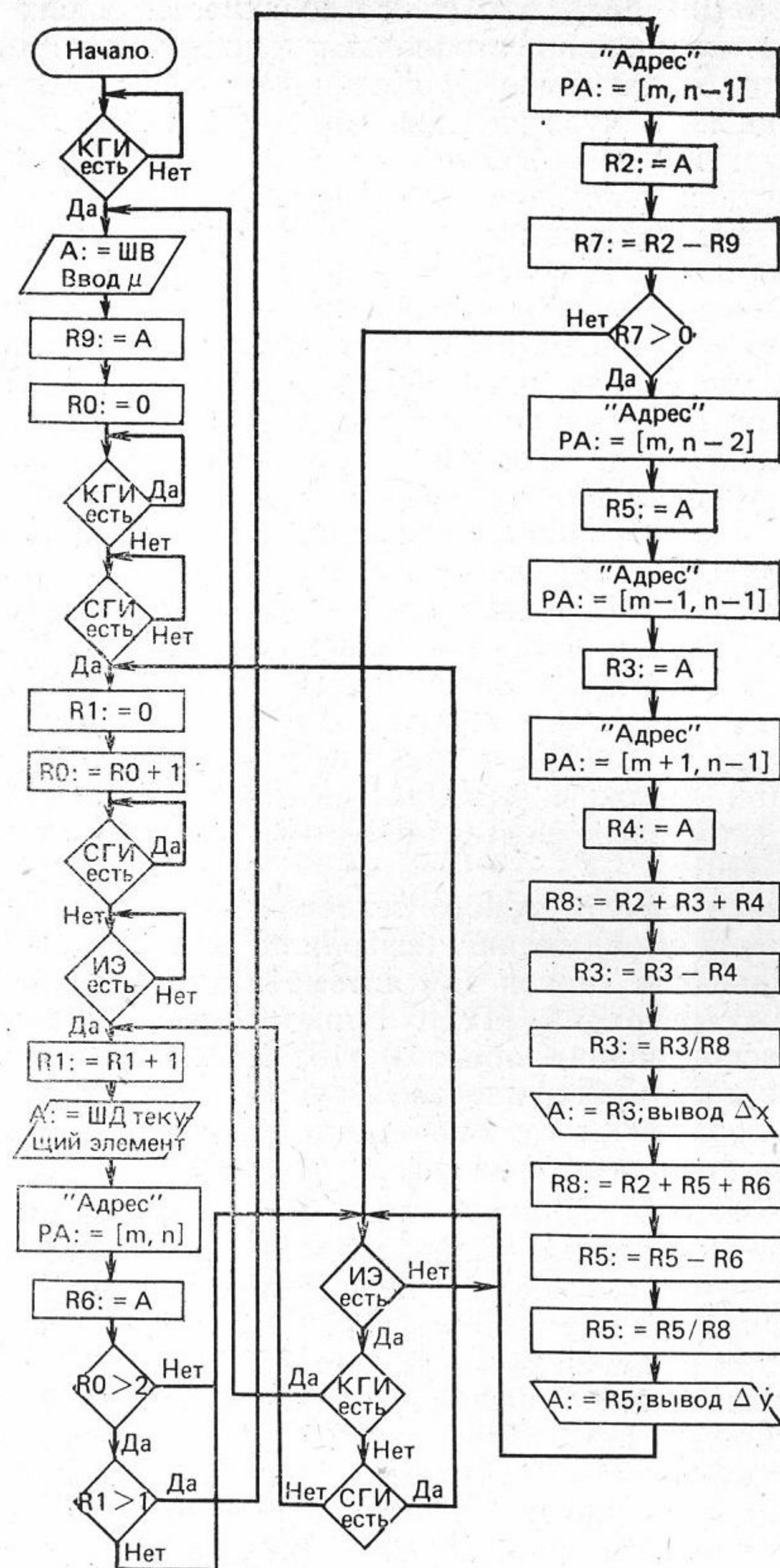


Рис. 4.12. Упрощенный алгоритм измерения координат сигнала известной формы

мерно $5 \cdot 10^{14}$ бит/Дж. Использование глубокого охлаждения специально отобранных матриц, оптимизация их режимов работы и подсветки позволяют достичь информационной чувствительности 10^{16} бит/Дж. Это соответствует 100 поглощенным фотонам для получения одного бита информации [60], что позволяет при указанной оптической системе классифицировать сигналы восьмой звездной величины.

Описанное устройство предназначено для классификации лишь простых изображений. С его помощью нельзя решить задачи распознавания образов, доступные человеку. Вместе с тем в узкой задаче микропроцессорный вычислитель, как упоминалось в § 3.6, может значительно превзойти человека по скорости принятия решения. Так алгоритм, реализованный на микропроцессоре K589, за длительность кадра порядка 1 с при числе элементов матрицы примерно $3 \cdot 10^4$ позволяет классифицировать и измерять координаты до $2 \cdot 10^3$ объектов. Это превышает возможности человека примерно в 1000 раз. Сказанное находится в полном соответствии с мыслью Н. Винера о том, что в современной технике операции «должны выполняться настолько быстро, что ни в одном звене нельзя допустить участия человека» [91, с. 120].

Успехи твердотельного телевидения в области классификации изображений позволили создать системы распознавания знаков для автоматизации банковских и почтовых операций [127]. Бурно развивающаяся теория распознавания образов [15, 127...129] открывает пути к построению классификаторов, инвариантных к движению, масштабу, ориентации знаков, а также ряду других искажающих факторов.

Изложенные вопросы определения структуры и параметров устройств микропроцессорной обработки сигналов твердотельной телевизионной системы классификации простейших изображений могут найти применение и при решении более сложных задач.

Новизна рассматриваемого класса систем определяется синтезом ПЗС и микропроцессоров в едином информационном комплексе для достижения новых функциональных возможностей. Такие возможности материализуются в виде адаптивных измерительных систем с классификатором (автоматическим получателем информации).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Авторы стремились осветить в книге ключевые теоретические и технические вопросы, которые определяют перевооружение научно-прикладного телевидения как отрасли связи и информатики. Конечно, сохранится и значительный объем «старой» аппаратуры типа традиционных видиконных ПТВУ с постоянными параметрами разложения для визуального контроля. Но перевооружение отрасли будет определяться новым классом систем, сочетающим достоинства ПЗС и микропроцессоров. Порог оба типа БИС на кремниевых кристаллах (ПЗС и микропроцессоры) были внедрены в различные радиотехнические системы уже в XI пятилетке, например телекамеры на ПЗС с постоянными параметрами разложения и микро-ЭВМ.

Эти новые системы измеряют пространственное распределение интенсивности электромагнитного поля практически в любом диапазоне длин волн за длительность кадра и на основе данных измерения (таблицы лехы чисел) распознают несемантические образы и оценивают их параметры. Они не распознают семантические образы, что еще надолго останется привилегией зрительного анализатора (мозга). Но они могут и должны конкурировать со зрительным анализатором по способности измерения электромагнитного поля во всем оптическом диапазоне длин волн, по накопительной способности и по скорости принятия решения, например по скорости «чтения» знаков.

Новые телевизионные системы [130...133] состоят из трех подсистем: адаптивной телевизионной камеры, цифрового канала связи с кодером и декодером для него и классификатора. Вопросы построения цифрового канала связи не рассматривались в книге; учитывалась лишь конечная пропускная способность его. Основное внимание было уделено построению адаптивной телевизионной камеры и классификатору. Телевизионная камера рассмотрена в двух аспектах: с точки зрения физики как измеритель интенсивности электромагнитного поля (в пределе как счетчик фотонов с измерением их координат), и с точки зрения теории информации как кодер. Соединение этих точек зрения привело к развитию теоремы кодирования непрерывного источника, которая была сформулирована в 1959 г. Шенноном лишь для бесшумного источника. Отсутствие учета шума ис-

точника информации — в нашем случае это шум электромагнитного поля (фотонный шум) — длительное время служило препятствием для применения теории информации в телевидении. Оказалось (см. гл. 3), что в рамках современного математического аппарата теории Шеннона относительно просто распространить ее и для учета шума источника. Это достигается введением двух информационных характеристик: ε -энтропии источника и кодовой ε -энтропии, которые имеют удобные для инженерных расчетов формулы. Теорема кодирования для непрерывного источника с шумом составляет теоретическую основу проектирования телевизионных камер как кодеров непрерывных источников. Каждый кадр оптического изображения кодируется в виде таблицы целых чисел, представленных двоичным кодом. В основе этого кодирования лежит использование принципа многоэлементного накопления энергии электромагнитного поля. Целое число в таблице отображает значение энергии, накопленной на одном элементе ПЗС (т. е. число накопленных фотонов), при условии, что это значение превышает некоторый порог. Технические вопросы построения адаптивных телевизионных камер были изложены в первых двух главах.

Изменение в широком диапазоне частоты кадров стало доступным с появлением матриц ПЗС с термoeлектрическим охлаждением. Их быстрое совершенствование обеспечивает создание телекамер с переменными параметрами на охлаждаемой матрице ПЗС с числом элементов 800×800 . Высокая светочувствительность и фотометрическая способность этих телевизионных камер, их высокая надежность в сочетании с регулируемой скоростью цифрового потока, легко согласуемой с различными каналами связи и входными устройствами ЭВМ, делают перспективной разработку ПТВУ нового типа с широкой областью применения. Такие ПТВУ на ПЗС с переменными параметрами являются удобными приборами как в лабораториях, занимающихся обработкой оптической информации, так и в промышленности. Регулируемость параметров разложения явится важным вкладом в решение проблемы адаптации фотоприема. Переход от телекамеры с переменными параметрами к адаптивной телекамере потребует включения в нее микропроцессорного блока формирования управляющего сигнала, оценивающего статистические параметры сигналов изображений (§ 1.7).

Кадровые таблицы целых чисел — это все, что может быть извлечено из непрерывного электромагнитного поля телевизионной камерой и передано по каналу связи из-за лимитирующего влияния шумов источника и канала связи. Эта цифровая информация обрабатывается в наиболее новой для телевидения подсистеме — классификаторе. Классификатор разделен на две части: устройство формирования сокращенной достаточной статистики (в пределе — минимальной) и решающее устройство. Цифровая обработка с целью сокращения объема достаточной статистики переходит по сложности некоторый порог, за которым целесообразно применение микропроцессоров вместо схем с фиксированной логикой. Важнейшим средством борьбы с экспоненциальным ростом числа операций в классификаторе является полихотомия, пример использования которой при квантовании и измерении вектора смещения изображений приведен в § 4.2.

В дальнейшем речь может идти о внедрении только простых классификаторов для решения узкопрофессиональных задач телевидения. К ним относятся классификация печатных знаков, а также решение проблемы зрения промышленных роботов. Несмотря на то, что классификатору доступно распознавание лишь простых несемантических образов, он обладает скоростью распознавания, превышающей таковую у зрительного анализатора. Информационная оценка таких автоматических получателей дает цифру, превышающую 50 ... 70 дв. ед. в секунду (присущую человеку) на три порядка. Хотя в книге рассмотрен пример классификатора с ослабленной функцией решающего устройства, именно эта часть имеет наиболее широкие возможности для своего усложнения в направлении создания искусственного интеллекта.

Описанный в книге новый класс систем на ПЗС и микропроцессорах имеет хорошие перспективы для совершенствования как своих адаптивных и измерительных качеств, так и распознавательных способностей. Возможности развития функций классификаторов обусловлены положительным прогнозом решения проблемы искусственного интеллекта к 2000 г. Эти широкие перспективы и позволили авторам написать о твердотельном телевидении как о новом разделе научно-прикладного телевидения и отрасли информатики — видеоинформатике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Первышин Э. К., Русаков А. А., Федоровский Е. Г. Индустрия передачи информации. — М.: Радио и связь, 1985. — 192 с.
2. Зворыкин В. К., Мортон Д. А. Телевидение: Пер. с англ./Под ред. С. И. Катаева. — М.: ИЛ, 1956. — 780 с.
3. Телевидение/Под ред. П. В. Шмакова. — М.: Связь, 1970. — 540 с.
4. Зубарев Ю. Б., Глориозов Г. Л. Передача изображений. — М.: Радио и связь, 1982. — 223 с.
5. Брацлавец П. Ф., Росселевич И. А., Хромов Л. И. Космическое телевидение. — М.: Связь, 1973. — 248 с.
6. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
7. Колесник В. Д., Полтырев Г. Ш. Курс теории информации. — М.: Наука, 1982. — 416 с.
8. Пресс Ф. П. Формирователи видеосигнала на приборах с зарядовой связью. — М.: Радио и связь, 1981. — 136 с.
9. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы/Под ред. В. Б. Смолова. — М.: Радио и связь, 1981. — 326 с.
10. Телевизионная астрономия/Под ред. В. Б. Никонова. — М.: Наука, 1974. — 296 с. — Изд. 2-е, 1984. — 272 с.
11. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ./Под ред. Р. Л. Добрушина, О. Б. Лупанова. — М.: ИЛ, 1963. — 829 с.
12. Теория передачи информации. Терминология. — М.: Изд. АН СССР, 1979. — 23 с.
13. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь: Пер. с англ./Под ред. М. С. Пинскера, Б. С. Цыбакова. — М.: Сов. радио, 1974. — 719 с.
14. Кривошеев М. И. Перспективы развития телевидения. — М.: Радио и связь, 1982. — 144 с.
15. Джорж Ф. Основы кибернетики: Пер. с англ./Под ред. А. Л. Горелика. — М.: Радио и связь, 1984. — 272 с.
16. Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи: Пер. с англ./Под ред. Р. Л. Добрушина. — М.: Мир, 1969. — 640 с.
17. Бриллюэн Л. Наука и теория информации: Пер. с англ./Под ред. А. А. Харкевича. — М.: ГИФМЛ, 1960. — 392 с.
18. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
19. Богомолов А. Ф. Основы радиолокации. — М.: Сов. радио, 1954. — 303 с.
20. Тузов Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. — М.: Сов. радио, 1977. — 400 с.
21. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. — М.: Связь, 1971. — 264 с.
22. Адаптивные телевизионные системы на ПЗС/М. А. Грудзинский, А. Н. Куликов, Л. И. Хромов, А. К. Цыцулин. — ТСС, ТТ¹, 1984, вып. 4, с. 3—10.
23. Ершов А. П. Теория программирования и вычислительные системы. — М.: Знание, 1972. — 61 с.
24. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема. — М.: Сов. радио, 1973. — 144 с.
25. Адаптация в информационных оптических системах/И. Н. Матвеев, А. Н. Сафронов, И. Н. Троицкий, Н. Д. Устинов; Под ред. Н. Д. Устинова. — М.: Радио и связь, 1984. — 344 с.
26. Обработка изображений и цифровая фильтрация/Под ред. Т. Хуанга. — М.: Мир, 1979. — 318 с.
27. Статистическая классификация, основанная на выборочных распределениях/В. Н. Иголкин, А. Б. Ковригин, А. И. Старшинов, В. А. Хохлов. — Л.: Изд-во ЛГУ, 1978. — 104 с.
28. Трис Г. Ван. Теория обнаружения, оценок и модуляции: Пер. с англ. Т. 1/Под ред. В. И. Тихонова. — М.: Сов. радио, 1972. — 744 с. — Т. 2/Под ред. В. Т. Горяинова. — М.: Сов. радио, 1975. — 343 с. — Т. 3/Под ред. В. Т. Горяинова. — М.: Сов. радио, 1977. — 662 с.
29. Секен К., Томпсет М. Приборы с переносом заряда: Пер. с англ./Под ред. В. В. Поспелова, Р. А. Суриса. — М.: Мир, 1978. — 327 с.
30. Полупроводниковые формирователи сигналов изображений/Под ред. П. Йесперса, Ф. Ван де Виле, М. Уайта: Пер. с англ./Под ред. Р. А. Суриса. — М.: Мир, 1977. — 573 с.
31. Приборы с зарядовой связью/Под ред. М. Хоувза, Д. Моргана: Пер. с англ. — М.: Энергоиздат, 1981. — 372 с.
32. Достижения в технике передачи и воспроизведения изображений/Под ред. Б. Кейзана: Пер. с англ. — Т. 3/Под ред. Н. И. Богачкова. — М.: Мир, 1980. — 310 с.
33. Приборы с зарядовой связью/Под ред. Д. Ф. Барба: Пер. с англ./Под ред. Р. А. Суриса. — М.: Мир, 1982. — 240 с.
34. Высококонтрастные гибридные матричные ПЗС — формирователи видеосигналов/А. В. Вето, Ю. П. Докучаев, Ю. П. Ключев и др. — Электронная промышленность, 1981, вып. 9, с. 4.
35. Телевизионная камера на приборе с зарядовой связью/Г. С. Бордуков, П. Ф. Брацлавец, Н. О. Бринкен и др. — ТСС, ТТ, 1976, вып. 2, с. 3—11.
36. Камеры на приборах с зарядовой связью в прикладном телевидении/Г. С. Бордуков, П. Ф. Брацлавец, Ю. П. Докучаев и др. — ТСС, ТТ, 1977, вып. 1, с. 3—10.
37. Хромов Л. И., Пресс Ф. П., Лебедев Н. В. Некоторые результаты и перспективы развития малокадрового телевидения. — ТСС, ТТ, 1977, вып. 4, с. 3—8.
38. Малокадровая телевизионная система на приборах с зарядовой связью/П. Ф. Брацлавец, Ю. П. Докучаев, В. П. Зайцев и др. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 4, с. 3—9.
39. Лебедев Н. В. Геометрические шумы в телевизионном сигнале, обусловленные фотоприемником на ПЗС. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 5, с. 35—42.
40. CCD sensor for spacecraft optical navigation/A. R. Einsenman. 17-th Aerospace Sciences Military Conf. — New Orleans, 1979, January, p. 5—17.

¹ Здесь и далее ТСС, ТТ — Техника средств связи, сер. Техника телевидения соответственно.

41. Довжиков Д. А., Куликов А. Н., Филиппов В. Н. Оптимизация режима работы матричного ПЗС при низких уровнях освещенности. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 5, с. 38—45.
42. Лебедев Н. В., Крымко М. М. Чувствительность ПЗС-фотоприемников с поверхностным каналом переноса заряда. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 2, с. 98—102.
43. Иванов С. А. Чувствительность телевизионной камеры на матричном фотоприемнике с переносом зарядов. — ТСС, ТТ, 1982, вып. 4, с. 3—9.
44. Иванов С. А. Оценка контрастной чувствительности фотоприемника с переносом заряда. — ТСС, ТТ, 1982, вып. 6, с. 30—35.
45. Иванов С. А. Оценка потенциальной чувствительности малокадровой телевизионной камеры на фотоприемнике с переносом зарядов. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 4, с. 15—22.
46. Texas Instruments 800×800 Charge-Coupled Device (CCD) Image Sensor/M. M. Blouke et al. — Proceedings of SPIE, 1981, v. 290, p. 6—15.
47. Janesick D. Virtual phase imager for «Galileo». — Proceedings of SPIE, 1981, v. 290, p. 165—173.
48. Лебедев Н. В. Телевизионная камера на ПЗС с регулируемыми параметрами. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 3, с. 13—20.
49. Бринкен Н. О., Иванов С. А. Апертурные и световые характеристики телевизионной ПЗС-камеры. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 2, с. 10—14.
50. Арсеньев А. В., Лебедев Н. В., Мартынихин А. В. Расчет частотных характеристик фотоприемника на ПЗС. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 5, с. 52—56.
51. Бузанова Л. К., Глиberman А. Я. Полупроводниковые фотоприемники. — М.: Энергия, 1976. — 60 с.
52. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ./Под ред. Ю. Н. Александрова. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
53. Salamon P. M., Goss W. S. A Microprocessor-Controlled CCD Star Tracker. — AIAA Paper, 1976, N 116, p. 1.
54. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. — М.: Сов. радио, 1970. — 336 с.
55. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.
56. Лебедев Н. В. Измерение координат точечного объекта телевизионной камерой на ПЗС. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 6, с. 25—34.
57. Березин Л. В., Вейцель В. А. Теория и проектирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1977. — 448 с.
58. Митяшев Б. Н. Определение временного положения импульсов при наличии помех. — М.: Сов. радио, 1962. — 199 с.
59. Фотоэлектрические микросхемы с зарядовой связью со встроенным микрохолодильником/А. Л. Вайнер, Л. М. Гладких, Э. А. Изупак и др. — Электронная промышленность, 1983, № 8, с. 49.
60. Телевизионная твердотельная система с переменными параметрами разложения/М. А. Грудзинский, С. А. Иванов, В. П. Зайцев, Н. В. Лебедев. — ТСС, ТТ, 1984, вып. 1, с. 3—10.
61. Арбузов В. В., Берлин Н. И., Цуккерман И. И. Межкадровые разностные изображения в телевидении. — Техника кино и телевидения, 1959, № 4, с. 49.
62. Оперативное запоминающее устройство на ПЗС/Г. С. Бордуков, Д. А. Довжиков, А. Н. Куликов, Ф. П. Пресс. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 6, с. 35—40.
63. А. с. 926719 (СССР). Запоминающее устройство/А. Н. Куликов.
64. Голушко М. Н., Кулешов В. Н., Цыцулин А. К. Блок цифровой межкадровой обработки для малокадрового телевидения. — ТСС, ТТ, 1979, вып. 4, с. 40—47.
65. Будникова В. А., Духовная Г. Н. Дифференцирующая передающая трубка. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения, 1964, вып. 6, с. 93.
66. Breitzmann J. F. and Collins D. R. Operation of a CCD moving target indicator. — IEEE International Solid-State Circuits Conference. — Pennsylvania, 1976, February, 18.
67. Малокадровая телевизионная камера на приборах с зарядовой связью, реализующая межкадровое вычитание/Г. С. Бордуков, Д. А. Довжиков, А. Н. Куликов и др. — ТСС, ТТ, 1979, вып. 4, с. 22—29.
68. Применение ПЗС в качестве дискретно-аналоговых линий задержки/Е. В. Костюков, А. Н. Марков, О. Г. Реботенко и др. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 5, с. 46—49.
69. Телекамера на матрице ПЗС с межкадровым вычитанием/А. В. Вето, Д. А. Довжиков, А. Н. Куликов и др. — ТСС, ТТ, 1982, вып. 1, с. 3—11.
70. Thornber K. K. Error Rates of Digital Signals in Charge Transfer Devices. — BSTJ, 1973, v. 52, p. 1795—1809.
71. А. с. 938423 (СССР). Устройство для формирования сигнала межкадровой разности/Д. А. Довжиков, А. Н. Куликов.
72. Довжиков Д. А., Куликов А. Н. Автоматическое регулирование параметров видеосигнала в малокадровой телекамере на ПЗС. — ТСС, ТТ, 1984, вып. 1, с. 81—90.
73. Кривицкий Б. Х., Салтыков Е. Н. Системы автоматической регулировки усиления. — М.: Радио и связь, 1982. — 192 с.
74. Макаров В. Н. Автоматическая регулировка усиления видеотракта телевизионной астрономической системы. — ТСС, ТТ, 1978, вып. 4, с. 40—46.
75. Роуз А. Зрение человека и электронное зрение: Пер. с англ./Под ред. В. С. Вавилова. — М.: Мир, 1977. — 216 с.
76. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. — М.: Сов. радио, 1979. — 128 с.
77. Гринберг И. П., Таранов С. Г. Самонастраивающиеся измерительные усилители с пробным сигналом. — М.: Энергия, 1978. — 97 с.
78. Хемминг Р. В. Цифровые фильтры: Пер. с англ./Под ред. А. М. Трахтмана. — М.: Сов. радио, 1980. — 224 с.
79. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. — М.: Радио и связь, 1982. — 160 с.
80. А. с. 617865 (СССР). Устройство для подавления фоновых составляющих в видеосигнале/В. Н. Макаров, А. К. Цыцулин.
81. Александров Б. Н., Горев В. И. К анализу многошкальной неоднозначной измерительной системы. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая, 1977, вып. 11, с. 42—51.
82. Акушский И. Я., Юдицкий Д. И. Машинная арифметика в остаточных классах. — М.: Сов. радио, 1968. — 439 с.
83. Цыцулин А. К. Влияние квантования амплитуды на эффективность межкадровой обработки видеосигнала в малокадровом телевидении. — ТСС, ТТ, 1981, вып. 1, с. 11—18.
84. Хромов Л. И., Литвинчук Л. А. Оценка пропускной способности телевизионного канала с учетом линейных искажений и нескольких источников шумов. — ТСС, ТТ, 1982, вып. 1, с. 3—10.

85. Добрушин Р. Л., Цыбаков Б. С. Передача информации с дополнительным шумом. — Проблемы передачи информации, 1963, вып. 14, с. 21—42.
86. Френкс Л. Теория сигналов: Пер. с англ./Под ред. Д. Е. Вакмана. — М.: Сов. радио, 1974. — 344 с.
87. Колмогоров А. Н. Теория передачи информации: Сессия АН СССР по научным проблемам автоматизации производства 15—20 октября 1956. — М.: Изд. АН СССР, 1957.
88. Колмогоров А. Н., Фомин С. В. Элементы теории функций и функционального анализа — М.: Наука, 1981. — 543 с.
89. Теория кодирования непрерывных сигналов и ее применение в прикладном телевидении/Л. И. Хромов, А. Б. Ковригин, А. К. Цыцулин, А. В. Мартынихин. — ТСС, ТТ, 1985, вып. 1, с. 3—10.
90. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи: Пер. с англ./Под ред. Б. Р. Левина. — М.: Сов. радио. Т. 1 — 1961. — 782 с. — Т. 2 — 1962. — 831 с.
91. Винер Н. Кибернетика или управление и связь в животном и машине: Пер. с англ./Под ред. Г. Н. Поварова. — М.: Наука, 1983. — 343 с.
92. Виттерби А. Б., Омура Дж. К. Принципы цифровой связи и кодирования: Пер. с англ./Под ред. К. Ш. Зигангирова. — М.: Радио и связь, 1982. — 536 с.
93. Левит А. Б. Введение в общую теорию телевидения. — М.: Сов. радио, 1967. — 116 с.
94. Игнатъев Н. К. Дискретизация и ее приложения. — М.: Связь, 1980. — 264 с.
95. Трофимов Б. Е., Куликовский О. В. Передача изображений в цифровой форме. — М.: Связь, 1980. — 120 с.
96. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ./Под ред. Д. С. Лебедева. — М.: Мир, 1982. — В 2-х кн.: кн. 1 — 312 с., кн. 2 — 480 с.
97. Методы передачи изображений. Сокращение избыточности/Под ред. У. К. Прэтта: Пер. с англ./Под ред. Л. С. Виленчика. — М.: Радио и связь, 1983. — 264 с.
98. Вудворд Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации: Пер. с англ./Под ред. Г. С. Горелика. — М.: Сов. радио, 1955. — 128 с.
99. Хромов Л. И., Мартынихин А. В. Оптимальные фильтры с конечным числом степеней свободы в прикладном телевидении. — ТСС, ТТ, 1984, вып. 5, с. 14—20.
100. Ярославский Л. П. Введение в цифровую обработку изображений. — М.: Сов. радио, 1979. — 312 с.
101. Иванов С. А., Цыцулин А. К. Оценка скорости создания информации телевизионной камерой на ПЗС с учетом внешнего шума. — ТСС, ТТ, 1984, вып. 4, с. 3—13.
102. Цифровое телевидение/Под ред. М. И. Кривошеева. — М.: Связь, 1980. — 238 с.
103. Иванов С. А., Зайцев В. П., Цыцулин А. К. Определение интервала дискретизации в ПЗС с учетом внешнего шума. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 1, с. 29—36.
104. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике: США, 1961—1966 гг. Пер. с англ. и научн. обработка М. К. Размахнина, В. П. Яковлева. — М.: Сов. радио, 1971. — 256 с.
105. Величкин А. И. Передача аналоговых сообщений по цифровым каналам связи. — М.: Радио и связь, 1983. — 240 с.
106. Фомин А. Ф. Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений. — М.: Сов. радио, 1975. — 352 с.
107. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. — М.: Сов. радио, 1974. — 552 с.
108. Дахин А. М., Фантиков О. И. Влияние дискретности фотоприемника на пороговую чувствительность телевизионной системы. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 1, с. 50—59.
109. Хромов Л. И., Цыцулин А. К. Анализ процесса дискретизации сигналов в некоторых системах прикладного телевидения. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 1, с. 18—26.
110. Давенпорт В. Б., Рут В. Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов: Пер. с англ./Под ред. Р. Л. Добрушина. — М.: ИЛ, 1960. — 468 с.
111. Зайцев В. П., Цыцулин А. К. Дискретизация пороговых телевизионных сигналов при известной частотной характеристике объектива. — ТСС, ТТ, 1983, вып. 4, с. 23—30.
112. Хромов Л. И. Некоторые результаты развития статистической теории фотоприема в прикладном телевидении. — ТСС, ТТ, 1976, вып. 1, с. 3—13.
113. Прангишвили И. В. Микропроцессоры и микро-ЭВМ. — М.: Энергия, 1979. — 231 с.
114. Голушко М. Н., Кулешов В. Н. Оценка возможности применения микропроцессоров для обработки видеосигнала. — ТСС, ТТ, 1982, вып. 6, с. 15—21.
115. Красовский А. А., Белоглазов И. М., Чигин Г. П. Теория корреляционно-экстремальных навигационных систем. — М.: Наука, 1979. — 447 с.
116. А.с. 974602 (СССР). Устройство совмещения телевизионных изображений/А. К. Цыцулин, А. М. Захаров, М. Н. Голушко и др.
117. А.с. 786828 (СССР). Устройство компенсации фоновых составляющих видеосигнала/А. К. Цыцулин.
118. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Энергия, 1981. — 360 с.
119. Цифровые фильтры в электросвязи и радиотехнике/Под ред. Л. М. Гольденберга. — М.: Радио и связь, 1982. — 224 с.
120. Kieburzt R. B., Lawrence V. B., Mina K. V. Control of Limit Cycles in Recursive Digital Filters by Randomized Quantization. — Proc. IEEE Symp. CS, Munich, N. Y., 1976, p. 624—627.
121. Butterwick H. J. Suppression of Parasitic Oscillation in Second order Digital Filters by Means of Controlled Rounding Arithmetic. — AEU, v. 29, 1975, p. 371—374.
122. А.с. 944152 (СССР). Селектор цифрового телевизионного сигнала/М. Н. Голушко, В. Н. Кулешов, А. К. Цыцулин, Л. И. Хромов.
123. Макаров В. Н. Применение отношения правдоподобия в телевизионной астрономии. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 5, с. 42—48.
124. Цифровая малокадровая телевизионная система на ПЗС для астрономических наблюдений/А. В. Арсеньев, Г. С. Бордуков, М. Н. Голушко и др. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 1, с. 3—9.
125. Цыцулин А. К. Цифровая рекурсивная фильтрация при межкадровой обработке сигнала в малокадровом телевидении. — ТСС, ТТ, 1980, вып. 4, с. 22—32.
126. Применение цифровой обработки сигналов/Под ред. Э. Оппенгейма: Пер. с англ./Под ред. А. М. Рязанцева. — М.: Мир, 1980. — 552 с.

127. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов: Пер. с англ./Под ред. Ю. И. Журавлева. — М.: Мир, 1978. — 411 с.
128. Ульянов В. Н. Категории и морфизмы класса распознаваемых объектов. — 38-я Всесоюзная научная сессия, посвященная Дню радио. — М.: Радио и связь, 1983. — 110 с.
129. Ульман Ш. Принципы распознавания подвижных объектов. — М.: Мир, 1981. — 167 с.
130. Грудзинский М. А., Макаров В. Н., Хромов Л. И. Проблемы научно-прикладного телевидения. — ТСС, ТТ, 1985, вып. 1, с. 3—10.
131. Смелков В. М., Иванов С. А. Камеры с предельной чувствительностью на ПЗС. — ТТС, ТТ, 1985. Вып. 2, с. 26—32.
132. Голушко М. Н., Макаров В. Н. Специфика применения теории решений в научно-прикладном телевидении. — ТСС, ТТ, 1985. Вып. 4, с. 18—25.
133. Зайцев В. П., Крылков В. Ф., Куликов А. Н. Телевизионная система с перестраиваемой частотой кадров. — ТСС, ТТ, 1985. Вып. 5, с. 11—18.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	7
В.1. Модели сигналов и системы связи в телевидении	7
В.2. Научно-прикладное телевидение как отрасль информатики	12
В.3. Принципы телевидения	13

ГЛАВА 1

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ КАМЕРЫ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ПЗС

1.1. Детерминированные помехи	18
1.2. Флуктуационные шумы	24
1.3. Частотные характеристики	31
1.4. Полная засветка матрицы ПЗС	38
1.5. Измерение координат телекамеры на ПЗС	46
1.6. Малокадровый режим	60
1.7. Реализация принципа адаптации	63

ГЛАВА 2

ДИСКРЕТНО-АНАЛОГОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА ИЗОБРАЖЕНИЯ

2.1. Межкадровая обработка	70
2.2. Повышение точности межкадрового вычитания	78
2.3. Автоматическое регулирование усиления и размаха сигнала изображения	88
2.4. Перестраиваемые и адаптивные фильтры верхних частот	96
2.5. Кодирование межкадровых приращений	99

ГЛАВА 3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

3.1. Применение математической теории связи в телевидении	105
3.2. Теорема кодирования для непрерывного гауссовского источника	109
3.3. Реализация кодера и декодера	116
3.4. Оценка информационных характеристик телевизионной камеры на ПЗС	121
3.5. Определение интервала дискретизации в ПЗС с учетом внешнего шума	133
3.6. Информационная оценка получателя сообщений	138

ГЛАВА 4

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ОБРАБОТКА ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

4.1. Особенности микропроцессорной обработки сигналов в автоматических телевизионных системах	142
4.2. Измерители параметров сигналов	146
4.3. Обеспечение устойчивости цифровых фильтров методами управляемого округления	149
4.4. Классификация изображений микропроцессорным вычислителем	161
Заключение	175
Список литературы	178