

Министерство образования и науки Российской Федерации
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Н.И. Кузбных, А.В. Убайчин

**ФИЗИКА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ
(ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЗАРЯДОВОЙ
СВЯЗЬЮ И НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ
ВОЛНАХ)**

Учебное пособие

Томск 2017

УДК 621.37
ББК 32.844-04

К 89 Кузбных Н.И., Убайчин А.В. Физика функциональных устройств (Функциональные устройства с зарядовой связью и на поверхностных акустических волнах): Учебное пособие. – Томск: ТУСУР, 2017. – 104 с.

В данном учебном пособии изложена часть лекционного материала по дисциплине «Физика функциональных устройств». В нем представлены физические основы функционирования, основные свойства, области применения и перспективы развития устройств функциональной электроники, реализованных на приборах с зарядовой связью и на поверхностных акустических волнах.

Пособие предназначено для студентов очной формы обучения радиоконструкторских и радиотехнических направлений. Содержание учебного пособия основано в основном на материале из технической литературы и частично заимствовано из учебной литературы, имеющей ограниченные тиражи и, как правило, не доступной для систематического пользования студентами. Книга может быть полезна и для студентов других специальностей и направлений, интересующихся устройствами функциональной электроники.

УДК 621.37
ББК 32.844-04

© Кузбных Н.И.,
Убайчин А.В. 2017
© ТУСУР, 2017

СОДЕРЖАНИЕ

1 ВЕДЕНИЕ.....	5
1.1 Предмет изучения дисциплины.....	5
1.2 УФЭ как элементная база РЭС.....	6
1.3 Основные направления развития функциональной электроники.....	8
<i>Контрольные вопросы по главе</i>	<i>12</i>
2 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ.....	13
2.1 Общие сведения.....	13
2.2 Функционирование МДП-конденсаторов.....	14
2.3 Структура и принцип действия приборов с зарядовой связью.....	17
2.4 Физические основы работы приборов с зарядовой связью.....	22
2.4.1 Работа ПЗС в режиме хранения зарядовых пакетов.....	22
2.4.2 Работа ПЗС в режиме передачи информационного заряда.....	26
2.5 Параметры приборов с зарядовой связью.....	31
2.6 Разновидности приборов с зарядовой связью.....	35
2.6.1 Основные особенности и классификация ПЗС.....	35
2.6.2 Достоинства и недостатки трехтактных ПЗС.....	36
2.6.3 Двухтактные приборы с зарядовой связью.....	37
2.6.4 ПЗС с рядом скрытых затворов.....	37
2.6.5 ПЗС на цепочках МДП-транзисторов.....	38
2.6.6 Поверхностно-зарядовый транзистор.....	40
2.7 Применение приборов с зарядовой связью.....	41
2.7.1 Запоминающие устройства на ПЗС.....	41
2.7.2 Устройства преобразования изображения на ПЗС.....	47
2.7.3 Устройства обработки аналоговой информации.....	55
2.8 Перспективы развития функциональных устройств на ПЗС.....	73
<i>Контрольные вопросы по главе</i>	<i>75</i>
<i>Список литературы по главе</i>	<i>76</i>
3 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ.....	77
3.1 Общие сведения.....	77
3.2 Принципы возбуждения ПАВ и элементы АЭРК на ПАВ.....	79
3.2.1 Способы возбуждения ПАВ.....	79
3.2.2 Основные параметры и характеристики преобразователя.....	82
3.3 Линии задержки на ПАВ.....	83
3.3.1 Типы ЛЗ на ПАВ и основные требования к ним.....	83
3.3.2 ЛЗ с однократной фиксированной задержкой сигнала.....	83
3.3.3 Многоотводные линии задержки.....	87

3.3.4 Дисперсионные линии задержки.....	88
3.4 Устройства частотной селекции на ПАВ.....	90
3.4.1 Общие сведения.....	90
3.4.2 Полосовые фильтры на основе преобразовательных структур...	91
3.4.3 ПАВ-резонаторы и узкополосные фильтры.....	98
3.5 Генераторы на ПАВ-резонаторах.....	100
<i>Контрольные вопросы по главе.....</i>	<i>102</i>
<i>Список литературы по главе.....</i>	<i>104</i>

1 ВВЕДЕНИЕ

1.1 Предмет изучения дисциплины

Предметом изучения данной дисциплины являются устройства функциональной электроники (УФЭ). Функциональная электроника относится к одному из интенсивно развивающихся направлений твердотельной микроэлектроники. *Она охватывает вопросы получения комбинированных сред с наперед заданными свойствами и создания различных электронных устройств методами физической интеграции*, то есть использование таких принципов и явлений, реализация которых позволяет получить компоненты со сложным функциональным назначением в отличие от технологической интеграции, предусматривающей конструирование ИС на основе функционально простых элементов типа транзисторов, диодов, резисторов и т.д.

Устройства функциональной электроники – это функционально и конструктивно законченные электронные устройства, полученные методом физического интегрирования на основе непрерывных комбинированных сред с наперед заданными свойствами, предназначенные для построения блоков и электронных аппаратов и выполнения в них достаточно сложных функций [19].

Суть функциональной электроники определяется принципами физического моделирования. Интеграция в функциональной электронике параметрическая, интегрируются функции преобразования, что исключает схемотехнический принцип их формирования. Таким образом, отличительной особенностью УФЭ по сравнению с ИС являются не схемотехнические принципы их построения. Функции схемотехники выполняют физические процессы, основанные на динамических неоднородностях в однородном объеме твердого тела. Примерами таких неоднородностей могут быть пакеты зарядов в приборах с зарядовой связью (ПЗС), волны деформации кристаллической решетки в приборах на поверхностных акустических волнах (ПАВ), цилиндрические магнитные домены (ЦМД) и др.

Динамические неоднородности в УФЭ создаются физическими средствами при эксплуатации прибора, а не технологическими в процессе производства. Они могут возникать и исчезать, менять свои характеристики во времени, могут

существовать длительное время, причем длительность определяется функциональными задачами УФЭ. Эти неоднородности не связаны жестко с координатами и являются непосредственными носителями информации в цифровой или в аналоговой формах. В перспективе возможна интеграция в одном УФЭ нескольких физических явлений, создающих динамические неоднородности. При этом можно осуществлять более сложные преобразования сигнала, чем при использовании одного физического явления. Применение в УФЭ оптических методов управления переносом и обработкой информации позволяет достичь высокого быстродействия [19].

В последние годы устройства функциональной электроники получили широкое и разнообразное применение в различных областях науки, производства и быта. Успехи функциональной электроники столь велики, что практически во всех университетах развитых стран введен курс функциональной электроники [1]. Большое внимание функциональной электронике уделяется и в нашей стране. Многие научные коллективы занимаются исследованиями физики твердого тела и разработкой устройств функциональной электроники, в технических вузах введены дисциплины по изучению функциональной электроники.

В данном учебном пособии достаточно подробно рассмотрены физические основы функционирования и основные свойства УФЭ различного назначения, реализованных на приборах с зарядовой связью, на поверхностных акустических волнах, на оптронах, на жидких кристаллах; оптоэлектронных функциональных устройств и волоконно-оптических линий связи. Рассмотрены также области применения устройств функциональной электроники в радиоэлектронных средствах и перспективы их развития.

1.2 УФЭ как элементная база РЭС

Нет необходимости доказывать огромную как экономическую, так и социальную роль электронной аппаратуры (ЭА) в развитии человеческого общества. Радиоэлектронные средства (РЭС) в нашей жизни сейчас занимает одно из основных мест наряду с машиностроительной техникой.

Элементной базой РЭС являются активные элементы, пассивные дискретные электрорадиоэлементы и функциональные устройства, устройства функциональной электроники и интегральные микросхемы, которые посредством электрических связей и механических соединений формируются в блоки, аппараты, системы.

Этапы развития электронной аппаратуры (радиоэлектронной, вычислительной, связной и др.) первого – четвертого поколений достаточно подробно рассмотрены в [19]. В настоящее время идет процесс разработки и внедрения в производство пятого поколения ЭА, которое знаменуется бурным развитием твердотельной микроэлектроники – интегральной и функциональной электроники. Основопологающей идеей современной микроэлектроники является миниатюризация активных и пассивных элементов ИМС и их технологическая интеграция. При реализации этой идеи возникают серьёзные физические и технологические трудности и проблемы, в частности, чрезмерное увеличение интеграции и уменьшение геометрических размеров элементов ИС приводит к существенному усложнению технологии, резкому повышению брака в производстве и снижению надежности в эксплуатации. Существенный прорыв в этом направлении намечается в связи с последними достижениями в области наноэлектроники, однако, в ближайшие годы массовое производство микроэлектронных изделий будет базироваться на традиционной кремниевой технологии с ее огромными трудностями и проблемами [1].

С другой стороны, уже в настоящее время многие функции, например: селекция, фильтрация, задержка сигналов, запоминание и отображение информации и многие другие, могут быть реализованы проще, с высоким качеством и надежностью на устройствах функциональной электроники. С применением УФЭ решается также и проблема микроминиатюризации. Функциональная электроника, как второе перспективное направление твердотельной электроники, успешно развивается параллельно с

традиционной микроэлектроникой. Существует столь большое разнообразие физических явлений и динамических неоднородностей в твердых телах, что практически любая функция преобразования информации может быть промоделирована физическими процессами, протекающими в твердом теле при воздействии электрического или магнитного полей, внешнего излучения, температуры, механических деформаций и т.д.

Таким образом, проблемы повышения качества, надежности и функциональных возможностей электронной аппаратуры, а также проблема микроминиатюризации могут и должны решаться путем комплексного применения устройств интегральной и функциональной электроники.

1.3 Основные направления развития функциональной электроники

Современная твердотельная электроника развивается по двум основным направлениям: *интегральная электроника (микроэлектроника)* и *функциональная электроника*. Оба направления развиваются параллельно, взаимно дополняя и обогащая друг друга.

Микроэлектроника основана на схемной радиотехнике с использованием статических неоднородностей (потенциальных барьеров) и технологической интеграции. Начало развития микроэлектроники положено американскими учеными Д. Бардиным, У. Браттейном, В. Шокли, Р. Нойсом и Д. Килби в конце сороковых – начале пятидесятых годов. Развитие современной микроэлектроники на основе комплекса конструкторских, технологических и схемотехнических методов, достигло на своем традиционном пути интегральной электроники настолько *высокого уровня технологической интеграции*, что дальнейшее ее повышение встречает ряд принципиальных *физических и технологических ограничений*. К *технологическим ограничениям* следует отнести существенное снижение процента выхода годных приборных структур; значительное увеличение площади монокристалла, занимаемой межсоединениями; повышение стоимости процессов и оборудования. Уменьшение топологических размеров приводит и к *физическим ограничениям*: возрастает удельная рассеиваемая мощность, увеличивается падение напряжения на

межсоединениях малого сечения, возникает проблема пробивных напряжений, усиливается влияние электропереноса, возрастает роль эффектов туннелирования и просачивания электронов. *Все эти ограничения приводят в конечном итоге к уменьшению надежности электронных микроминиатюрных систем* [1].

Функциональная электроника получила развитие значительно позже микроэлектроники и практически является ее логическим продолжением. *Функциональная электроника основана на принципах физического моделирования и физической интеграции динамических неоднородностей*, возникающих в твердом теле *в процессе эксплуатации электронной системы*. В отличие от интегральной электроники она свободна от указанных выше недостатков. К тому же мир физических явлений и динамических неоднородностей в твердом теле столь разнообразен, что практически любая функция преобразования информации может быть промоделирована физическими процессами, протекающими в твердом теле при определенных внешних воздействиях.

Основные направления развития функциональной электроники представлены на рисунке 1.1.



Рисунок 1.1 – Схема развития функциональной электроники

В последние десятилетия наиболее активно развиваются оптоэлектронные, акустоэлектронные, диэлектрические и магнитоэлектронные функциональные устройства. На их основе разработаны устройства селекции и временной задержки сигналов, запоминающие устройства, устройства отображения информации, формирователи видеосигналов, функциональные генераторы и др. функциональные устройства. В последние годы обнадеживающие результаты получены в области квантовой электроники, криоэлектроники и биоэлектроники. Дальнейший прогресс в создании сложных систем приема, передачи и обработки больших массивов информации, устройств пространственно-временной обработки сигналов, фильтров фазовой и частотной модуляции радиосигналов, генераторов сигналов и других сложных функциональных устройств в значительной степени будет обусловлен развитием и внедрением устройств функциональной электроники.

Научным фундаментом функциональной электроники является физика твердого тела. Физические процессы и взаимодействие в твердом теле моделируют разнообразные функции передачи информации. Функциональную электронику, как логическое прикладное развитие физики твердого тела, питают и обогащают закономерности магнитных и оптических явлений, акустооптических и акустоэлектрических взаимодействий, фазовых переходов, сверхпроводимости и других процессов, протекающих в твердых телах. Принцип технологической интеграции дискретных базовых радиокомпонентов (резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов и т.д.) обеспечил триумф интегральной электроники – микроэлектроники, однако он же привел к ограничению пределов интеграции микросхем. Дальнейшее развитие твердотельной электроники параллельно с микроэлектроникой, переходящей в наноэлектронику, идет в направлении функциональной электроники, основанной на физической интеграции различных процессов и явлений в твердом теле [1].

Контрольные вопросы по главе

- 1 Что такое интегральная электроника и функциональная электроника?
- 2 Что такое микроэлектроника?
- 3 Основные проблемы в развитии микроэлектроники?
- 4 Что понимается под устройствами функциональной электроники?

Принципиальные отличия УФЭ от интегральных микросхем?

- 5 Какова взаимосвязь интегральной электроники и функциональной электроники?
- 6 Место и роль УФЭ в электронной аппаратуре?
- 7 Основные направления развития функциональной электроники?
- 8 Какие физические процессы и явления в твердом теле составляют научную базу современной функциональной электроники?
- 9 Перспективы развития функциональной электроники и УФЭ?

2 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

2.1 Общие сведения

Приборы с зарядовой связью – это полупроводниковые приборы, имеющие большое число близко расположенных и изолированных от подложки затворов (МДП-структур), под которыми может происходить перенос к стоку информационных пакетов неосновных носителей заряда, либо инжектированных из истока, либо возникших в подложке из-за поглощения оптического излучения [2].

Идея создания этих оригинальных полупроводниковых устройств зародилась в 1969 г. у американских ученых В. Бойла и Дж. Смита. Ими и названы были они *приборами с зарядовой связью (ПЗС)*. Отличительной особенностью функционирования новых приборов является *направленный перенос зарядов вдоль поверхности полупроводника*, в связи с чем позже они получили новый термин - *приборы с переносом заряда (ППЗ)*. Поэтому в литературе можно встретить оба этих термина. Мы будем использовать преимущественно первый термин, отдавая дань первооткрывателям и учитывая его благозвучность.

Как показало время, устройства на ПЗС оказались весьма перспективными. Через 2 недели после высказанной идеи был изготовлен первый прибор, а через 4 года ПЗС начали выпускаться уже серийно. Во второй половине 70-х и в 80-х годах наблюдается интенсивная разработка и внедрение устройств на основе ПЗС в микроэлектронику. Это было продиктовано, прежде всего, необходимостью повышения степени интеграции функциональных устройств для обработки все возрастающих потоков информации. Известные в то время ИС базировались на использовании *p-n-переходов* и с точки зрения интеграции и надежности работы уже не удовлетворяли требованиям. К тому же они достаточно сложны по конструкции и технологии изготовления.

Конструктивно ПЗС представляет собой ряд простых МДП-структур, сформированных на общей полупроводниковой подложке таким образом, что полоски металлических электродов образуют линейную или матричную систему. При этом расстояния между соседними электродами настолько малы, что

определяющими в работе ПЗС является *взаимное влияние МДП-структур*. Таким образом, основным структурным элементом ПЗС является МДП-структура или МДП-конденсатор. Поэтому сначала рассмотрим принцип функционирования МДП-конденсатора.

2.2 Функционирование МДП-конденсаторов

На рисунке 2.1, *а* приведено схематическое изображение конструкции МДП-конденсатора. Он состоит из полупроводника - *П*, например кремния *n*-типа - *Si-n*, оксидного слоя диэлектрика - *Д* в виде двуоксида кремния - *SiO₂*, на который напылен металлический (полевой) электрод - *М*, и омического контакта - *К*. То есть, МДП-конденсатор представляет собой плоский конденсатор, состоящий из диэлектрика, у которого одной обкладкой является металлический электрод, а другой - полупроводник. Отсюда и название элемента, реализованного на структуре *Металл-Диэлектрик-Полупроводник*. В технической литературе наряду с этим названием зачастую используются синонимы *МОП-конденсаторы* или *МОП-емкости* на основе словосочетания аббревиатуры – металл-окисел-полупроводник.

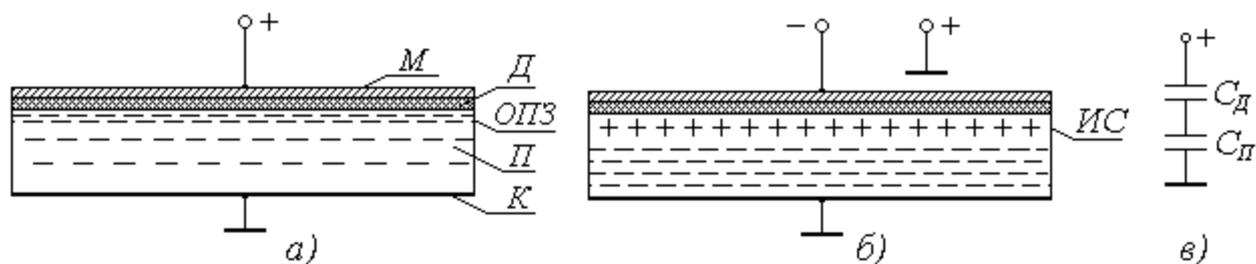


Рисунок 2.1 – МДП-конденсатор

Если напряжение на электродах отсутствует, то области полупроводника равномерно заселены основными носителями заряда – в полупроводнике *Si n*-типа – электронами.

При подаче на металлический электрод положительного напряжения в МДП-структуре индуцируется две области зарядов. Одна область заряда, обусловленная поляризацией диэлектрика, располагается на поверхности полевого электрода *М*. Вторая область образуется в приповерхностном слое полупроводника, так как в образовавшемся электрическом поле электроны притягиваются к изоляционному слою, образуя *область приповерхностного заряда (ОПЗ)* (рисунок

2.1, а). Очевидно, что общая емкость такого конденсатора будет определяться как емкость двух последовательно соединенных конденсаторов (рисунок 2.1, в)

$$C = \frac{C_D \cdot C_P}{C_D + C_P}, \quad (2.1)$$

где C_D и C_P – емкости диэлектрика и полупроводника (ОПЗ).

Емкость C_D определяется геометрическими размерами и диэлектрической проницаемостью диэлектрика и не зависит от приложенного напряжения, т.е. является статической

$$C_D = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S}{x_d}, \quad (2.2)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; ϵ и x_d – относительная проницаемость и толщина диэлектрика D ; S – активная площадь обкладки M .

Емкость же, обусловленная ОПЗ, является динамической и находится в сильной зависимости от напряженности электрического поля и его направления. Следовательно, емкость МДП-конденсатора зависит от величины и полярности приложенного напряжения. Для полупроводника n -типа зависимость $C_P(U)$ будет иметь параболический характер (рисунок 2.2, а). В этом режиме дифференциальная емкость полупроводника (область 1) значительно больше емкости диэлектрика ($C_P \gg C_D$), поэтому полная емкость МДП-структуры будет определяться диэлектриком SiO_2 ($C \approx C_D$).

Если к металлическому электроду M подвести отрицательное напряжение U , то под действием электрического поля электроны, находящейся под пластиной, будут вытеснены из этой области. В полупроводнике образуется **динамическая неоднородность в виде области, обедненной носителями**, которую можно трактовать как дополнительный слой диэлектрика толщиной x_d . Это приводит к уменьшению полной емкости МДП-конденсатора (рисунок 2.2, а, область 2).

При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на металлическом контакте в полупроводнике из-за дефектов кристаллической решетки и наличия примесей состояние МДП-структуры меняется во времени. В обедненной области происходит генерирование положительных и отрицательных частиц, то есть дырок и электронов. Естественно, что электроны вытесняются из обедненной области, а

дырки наоборот концентрируются у поверхности диэлектрика, образуя **инверсный слой** (ИС) – приповерхностный слой, обогащенный дырками (рисунок 2.1, б). Дифференциальная емкость инверсного слоя существенно больше емкости диэлектрика. Поэтому в режиме инверсии емкость МДП-структуры так же определяется емкостью диэлектрика (рисунок 2.2, а, область 3).

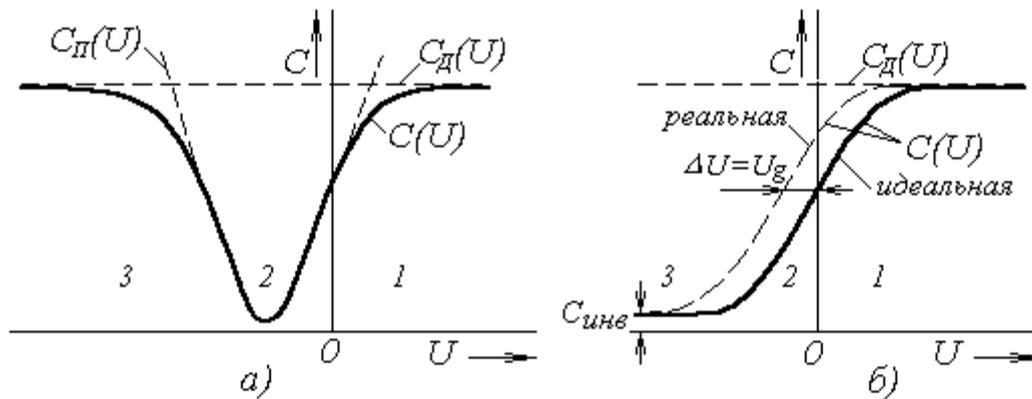


Рисунок 2.2 – Вольт-фарадные характеристики МДП-структуры

Необходимо отметить, что нарастание емкости при отрицательных напряжениях (в режиме инверсии) зависит от того, успевает ли концентрация инверсных дырок следовать за изменениями приложенного к структуре *переменного напряжения*, с помощью которого изменяется емкость. Описанный режим осуществляется лишь при сравнительно малых частотах, когда скорость генерационно-рекомбинационных процессов, ответственных за изменение концентрации неосновных носителей заряда (в рассматриваемом случае дырок), достаточна, чтобы дырочная плотность менялась синхронно с напряжением измерительного сигнала. Экспериментально установлено, что для структуры металл – оксид кремния – кремний соответствующая граничная частота лежит в диапазоне $5 \dots 100$ Гц.

При более высоких частотах в области больших отрицательных напряжений увеличения дифференциальной емкости не наблюдается и вольт-фарадная характеристика МДП-структуры принимает вид, представленный на рисунке 2.2, б (область 3). При этом для идеальной МДП-структуры (при отсутствии поверхностного заряда) смещение вольт-фарадной характеристики отсутствует (рисунок 2.2, б - сплошная кривая). Наличие же начального заряда в поверхностных

состояниях полупроводника и диэлектрика обуславливает наличие соответствующего поверхностного потенциала U_g . Его компенсация (нейтрализация) внешним напряжением U выражается в смещении идеальной вольт-фарадной характеристики по оси напряжений на величину $\Delta U = U_g$, вправо при $U_g < 0$ или влево при $U_g > 0$ (рисунок 2.2, б – штриховая кривая).

На рисунке 2.2, б область 1 соответствует *обогащению ОПЗ*, а максимальная емкость МДП-структуры стремится к емкости диэлектрика C_d ; область 2 соответствует *формированию обедненного слоя*, емкость структуры падает по мере увеличения ширины обедненной зоны; область 3 соответствует *формированию инверсного слоя*, а емкость снижается до минимальной величины, равной емкости инверсного слоя $C_{инв}$.

Рабочим режимом ПЗС является режим образования обедненной области. Для ПЗС важно время, в течение которого динамическая неоднородность в виде обедненной области сохраняет свои свойства. В зависимости от технологии изготовления и чистоты материала это время может составлять от сотых долей секунды до многих часов (при комнатной температуре). Как увидим позже, это имеет значение для выявления наиболее низких частот, на которых может работать ПЗС (ПЗС-фильтр).

2.3 Структура и принцип действия приборов с зарядовой связью

Как уже было отмечено выше, ПЗС представляют собой совокупность простых МДП-структур, сформированных на общей полупроводниковой подложке таким образом, что полоски проводящих электродов образуют линейную или матричную, регулярную систему и расстояния между соседними электродами столь малы, что существенными являются эффекты взаимного влияния соседних электродов.

Принцип работы ПЗС основан на возникновении, хранении и направленной передаче зарядовых пакетов в потенциальных ямах, образующихся у поверхности (или вблизи нее) полупроводника при приложении к электродам внешних электрических напряжений.

Большинство ПЗС реализуется на МДП-структурах (рисунок 2.3, а), которые создаются следующим образом. На полупроводниковой подложке (например, *Si* *n*-типа проводимости) формируется тонкий слой (0,1 - 0,15 мкм) диэлектрика (обычно окисла *SiO₂*), на котором располагаются проводящие электроды (преимущественно из металла).

Если к какому-либо электроду приложить отрицательное напряжение, то в МДП-структуре возникает электрическое поле, под действием которого основные носители (электроны) уходят от поверхности полупроводника. В результате у поверхности образуется **обедненный слой (ОС)**, ширина которого при амплитуде ступеньки, например 10 В, составляет доли или единицы микрометра (в зависимости от концентрации примеси в подложке). То есть, под этим электродом образуется **динамическая неоднородность**. Естественно, эту область будут стремиться заполнить положительные заряды. В качестве этих зарядов может быть использован пакет дырок, несущих полезную информацию.

Если теперь приложить к соседнему электроду отрицательное напряжение большей амплитуды, то образуется более глубокая потенциальная яма и дырки перейдут в нее. Прикладывая последовательно к различным электродам ПЗС управляющие напряжения соответствующей величины, можно обеспечить как хранение зарядов в тех или иных приповерхностных областях, так и направленное перемещение пакета зарядов вдоль поверхности ПЗС от структуры к структуре.

Таким образом, *основным отличием ПЗС от полупроводниковых микросхем является реализация принципа передачи локализованного заряда (зарядового пакета) с помощью манипуляции электрическими потенциалами, что при обработке информации исключило необходимость преобразования потенциала в заряд и обратно*. Такое преобразование осуществляется лишь на входе и выходе. На входе ПЗС образуются информационные пакеты зарядов воздействием света или инжекцией зарядов в *p-n*-переходе. Далее эти зарядовые пакеты, меняя электрические смещения, передаются от одной МДП-емкости к другой без изменений. Информационные пакеты зарядов, достигающие выхода ПЗС, преобразуются в потенциал или ток. Такой принцип работы прост, изящен и в идеале

позволяет осуществлять высококачественную обработку информации. При этом *степень интеграции ИС на ПЗС повышается на порядок по сравнению с ИС на p-n-переходах, а потребляемая мощность снижается на порядок.*

Рассмотрим принцип действия ПЗС на примере трехтактной схемы сдвигового регистра [2], которую можно представить как схему МПД-транзистора, со многими затворами (рисунок 2.3, а). Этот прибор состоит из трех секций.

Входная секция включает в себя *исток* с p^+ -областью под ним и входной затвор, выполняющий роль ключа для управления движением дырок из диффузионной p^+ -области истока в первую потенциальную яму.

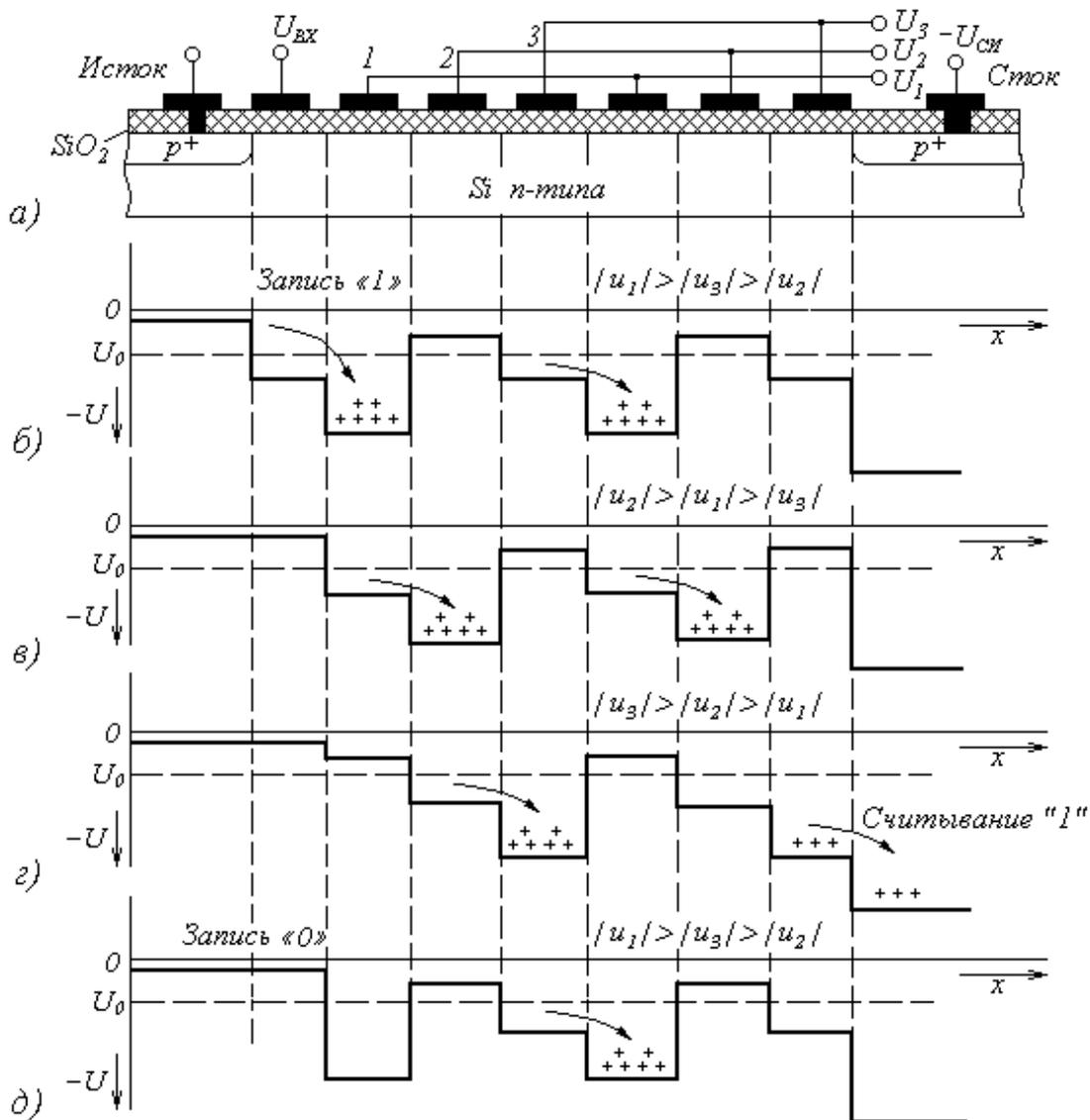
Вторая секция - секция переноса состоит из ряда затворов, управляющих потенциалом на границе кремний-двуокись кремния. Эти затворы в трехтактной схеме соединены между собой через два. Напряжения на затворах секции переноса имеют вид ступенчатых импульсов с различной амплитудой, которые сменяют друг друга циклической перестановкой (рисунки 2.3, б – д). При таком изменении напряжения на затворах потенциальные ямы перемещаются к выходу прибора, увлекая за собой пакеты носителей заряда - дырок.

Третья - выходная секция представляет собой *p-n-переход стока*. Этот переход смещен в обратном направлении и предназначен для экстракции (извлечения) дырок из подходящих к нему потенциальных ям (рисунок 2.3, е) и преобразования пакетов дырок в соответствующие потенциалы.

Пусть в исходном состоянии в третьей ячейке секции переноса имеется информационный заряд – логическая единица.

На первом такте работы (рисунок 2.3, б) на входной затвор подано напряжение U_{BX} больше порогового U_0 ($|U_{BX}| > |U_0|$). Под действием этого напряжения под входным затвором образуется проводящий канал. Если при этом на первом затворе секции переноса существует достаточно большое отрицательное напряжение ($|U_1| > |U_{BX}|$), т. е. под первым затвором секции переноса существует глубокая потенциальная яма для дырок, то дырки будут выходить из истока, проходить по каналу под входным затвором и накапливаться в потенциальной яме под первым

затвором секции переноса. Очевидно, что имеющийся в третьей ячейке информационный заряд по той же причине перейдет в четвертую ячейку.



а – структура ПЗС; б – запись логической единицы в первую ячейку секции переноса;

в – перенос информационного заряда из первой ячейки во вторую; г - перенос информационного заряда из второй ячейки в третью и считывание логической единицы на выходе регистра; д – запись логического нуля в первую ячейку секции переноса

Рисунок 2.3 – Структура ПЗС и пояснение принципа его действия

К началу следующего такта напряжение на входном затворе $U_{ВХ}$ снимается. Поэтому проводящий канал под входным затвором исчезает. Таким образом, произошла запись информации, например, логической единицы, так как под первым затвором секции переноса остался пакет дырок.

После смены напряжений на затворах секции переноса самое большое отрицательное напряжение будет на втором и пятом затворах, поэтому пакеты дырок передвинутся в потенциальные ямы под вторым и пятым затворами секции переноса (рисунок 2.3, в). При следующих тактах изменения напряжения на затворах секции переноса будет происходить дальнейшее продвижение пакетов дырок к выходной секции (рисунок 2.3, г, д).

Если в потенциальных ямах, подходящих к $p-n$ -переходу стока, нет носителей заряда - дырок, то не будет и изменения тока в цепи стока. И только в том случае, когда потенциальная яма, содержащая дырки, подойдет к $p-n$ -переходу стока, дырки втянутся в него и в цепи стока пройдет импульс тока или изменится напряжение на стоке (рисунок 2.3, з).

На четвертом такте работы регистра (рисунок 2.3, д) на входной затвор напряжение не подано ($|U_{ВХ}| < |U_0|$). Поэтому зарядовый пакет, находящийся в истоке, не перетечет под первый затвор секции переноса, что соответствует записи логического нуля.

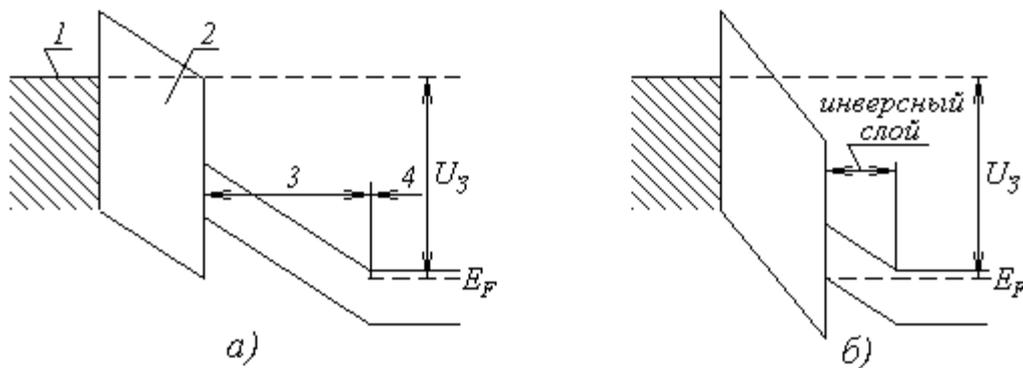
2.4 Физические основы работы приборов с зарядовой связью

2.4.1 Работа ПЗС в режиме хранения зарядовых пакетов

Основными режимами работы ПЗС являются *хранение* и *передача* зарядовых пакетов.

В режиме хранения ПЗС эквивалентен МДП-емкости. Зонная диаграмма поверхности полупроводника для режима хранения приведена на рисунке 2.4. В начальный момент величина поверхностного потенциала φ , характеризующая изгиб зон и глубину потенциальной ямы, максимальна (рисунок 2.4, а). При инжекции пакета дырок их положительный заряд экранирует подложку от поля, в результате

чего происходит перераспределение внешнего напряжения: увеличивается часть напряжения, падающего на слое диэлектрика, а поверхностный потенциал уменьшается (по абсолютной величине) и обедненная область сужается. С течением времени потенциальная яма заполняется до насыщения термогенерируемыми дырками и у поверхности образуется **стационарный инверсный слой** (см. рисунки 2.1, б и 2.4, б). Величина поверхностного потенциала уменьшается по абсолютной величине до потенциала инверсии поверхности полупроводника φ_0 .



1 – металл; 2 – диэлектрик; 3 – обедненная и 4 – нейтральная область полупроводника

Рисунок 2.4 – Зонная диаграмма для ПЗС-элемента в режиме хранения информации: а – в момент включения и б – в стационарном состоянии

В режиме хранения глубина потенциальной ямы ПЗС характеризуется величиной поверхностного потенциала φ , который зависит от напряжения на затворе U_z и плотности локализованного в потенциальной яме заряда дырок Q_p . Согласно теореме Гаусса уравнение равновесия зарядов для МДП-структуры в одномерном приближении можно записать в виде:

$$Q_z + Q_{пов} = Q_p - Q_{ос}, \quad (2.3)$$

где $Q_z, Q_{пов}, Q_p$ и $Q_{ос}$ – плотности зарядов (на единицу площади) затвора, поверхностных состояний, локализованного заряда (дырок) и обедненного слоя подложки.

Удельный заряд затвора Q_3 определяется разностью между напряжением затвора U_3 и поверхностным потенциалом φ соотношением

$$Q_3 = C_\delta \cdot (U_3 - \varphi - U_{МП}), \quad (2.4)$$

где $C_\delta = \varepsilon_\delta \cdot \varepsilon_0 / x_\delta$ – удельная емкость диэлектрика затвора толщиной x_δ ;

$U_{МП}$ – контактная разность потенциалов металл-полупроводник в МДП-структуре.

Плотность заряда обедненного слоя подложки Q_{OC} , полностью обедненного носителями, связан с величиной поверхностного потенциала φ соотношением

$$Q_{OC} = C_\delta \cdot V_{OC} \cdot \sqrt{\varphi}, \quad (2.5)$$

Здесь V_{OC} – коэффициент подложки определяется соотношением

$$V_{OC} = \sqrt{2q\varepsilon_0\varepsilon_{П}N_\delta} / C_\delta, B^{1/2}. \quad (2.6)$$

где $q \approx 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – величина элементарного заряда; N_δ – концентрация примеси в диэлектрике; $\varepsilon_{П}$ – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника, для кремния $\varepsilon_{П} \approx 11,5 \dots 11,7$.

Плотность заряда поверхностных состояний $Q_{ПОВ}$ включает в себя приведенный к границе раздела заряд диэлектрика и фиксированный заряд поверхностных состояний. В первом приближении $Q_{ПОВ}$ не зависит от φ .

$$Q_{ПОВ} = C_\delta (U_{ПЗ} - U_{МП}), \quad (2.7)$$

$$U_{ПЗ} = U_0 - \varphi_0 - U_B, \quad (2.8)$$

$$U_B = V_{OC} \sqrt{\varphi_0}. \quad (2.9)$$

Здесь $U_{ПЗ}$ – напряжение плоских зон; U_B – напряжение обедненного слоя в стационарном состоянии МДП-структуры; U_0 – пороговое напряжение.

Пороговое напряжение U_0 – это минимальное напряжение затвора, при котором образуется инверсный слой. При этом поверхностный потенциал φ становится равным потенциалу инверсии φ_0 , то есть

$$\varphi = \varphi_0 \approx 2\varphi_F,$$

где φ_F – уровень Ферми полупроводника.

Совместное решение системы уравнений (2.3)-(2.5) и (2.7) позволяет получить **основное соотношение для нестационарного состояния поверхностного потенциала**

$$\varphi = U'_3 - Q_P / C_\delta + B_{OC}^2 / 2 - B_{OC} \cdot \sqrt{U'_3 - Q_P / C_\delta + B_{OC}^2 / 4}, \quad (2.10)$$

$$\text{или} \quad \varphi = \left(\sqrt{U'_3 - Q_P / C_\delta + B_{OC}^2 / 4} - B_{OC} / 2 \right)^2, \quad (2.11)$$

где $U'_3 = U_3 - U_{ПЗ}$.

Как показали исследования, зависимости поверхностного потенциала φ от плотности информационного заряда Q_P при $U_3 = const$ в широком диапазоне изменения Q_P практически линейны. В свою очередь нелинейность зависимости плотности обедненного слоя подложки Q_{OC} от поверхностного потенциала φ (2.5) влияет на общий результат несущественно и ее можно аппроксимировать линейной функцией

$$Q_{OC} = C_\delta [U_B + \kappa(\varphi - \varphi_0)], \quad (2.12)$$

где $\kappa = 0, 1 \dots 0, 2$ - линейризованный коэффициент подложки, определенный из условия сопряжения значений Q_{OC} , вычисленных по точной (2.5) и аппроксимирующей (2.12) формулам.

С учетом (2.12) выражение (2.10), т.е. изменение поверхностного потенциала φ от напряжения плоских зон $U_{ПЗ}$, плотности дырок Q_P и коэффициента подложки B_{OC} , можно также аппроксимировать приближенной зависимостью

$$\varphi = \frac{U'_3 - Q_P / C_\delta}{1 + \kappa}, \quad (2.13)$$

Максимальный заряд Q_{PM} , который может быть помещен в потенциальную яму при заданном напряжении на затворе U_3 , определяется из (2.10) при условии насыщения потенциальной ямы, т.е. при $\varphi = \varphi_0$,

$$Q_{PM} = C_d \cdot (U_3 - U_0). \quad (2.14)$$

Обычно $Q_{PM} = (1 \dots 5) \cdot 10^{-3} \text{ нКл/мкм}^2$.

Наглядным представлением потенциальной ямы ПЗС может служить прямоугольный сосуд с жидкостью. Максимальная глубина потенциальной ямы соответствует высоте пустого сосуда. По мере заполнения его жидкостью эффективная глубина уменьшается, т.е. $\varphi \rightarrow \varphi_0$.

Допустимое время хранения заряда определяется процессами, приводящими к накоплению паразитного заряда $Q_{P,ПАР}$. В основном это термогенерация электронно-дырочных пар в обедненном слое и на поверхности полупроводника, а также, до некоторой степени, диффузия неосновных носителей из объемной нейтральной области. Зависимость времени накопления паразитного заряда в потенциальной яме в режиме хранения $Q_{P,ПАР}(t)$ весьма сложная и носит неявный характер [4, с.23]. Однако исследования показывают, что она близка к экспоненциальной. Поэтому на начальном этапе хранения кривая $Q_{P,ПАР}(t)$ будет близка к линейной, а в конце процесса паразитный заряд будет стремиться к максимально возможной величине заряда Q_{PM} , определяемой по (2.14), т.е. при $t \rightarrow \infty$ $Q_{P,ПАР} \rightarrow Q_{PM}$.

На рисунке 2.5 приведены расчетные зависимости заполнения потенциальной ямы суммарным зарядом $Q_{P\Sigma} = Q_P + Q_{P,ПАР}$ от времени хранения: 1 – накопление паразитного заряда за счет генерации в обедненной области; 2 – накопление паразитного заряда за счет генерации на поверхности; 3 – суммарный паразитный заряд $Q_{ПАР}$; 4 – суммарный заряд $Q_{P\Sigma}(t)$ при $Q_P > 0$. Расчеты проводились при следующих исходных данных: $U_3 = 10 \text{ В}$; $N_d = 5 \cdot 10^{14} \text{ см}^3$; $U_0 = 3,8 \text{ В}$; тепловая скорость $v_T = 10^7 \text{ см/с}$ (100 км/с); сечение захвата $\sigma_V = 2,2 \cdot 10^{-16} \text{ см}^2$; плотность объемных центров $N_{ОБ} = 1,8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$; плотность поверхностных центров $N_{ПОВ} = 6 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$. Расчеты показали, что в начальный

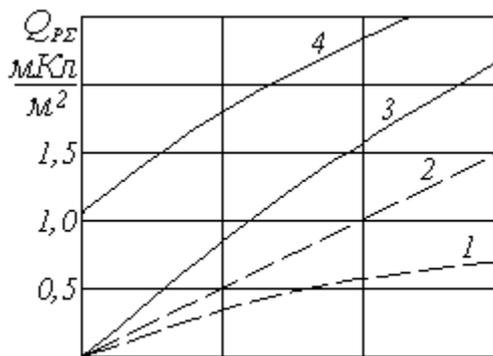


Рисунок 2.5 – Зависимость суммарного заряда Q_P от времени хранения

момент (при нулевых начальных условиях – $Q_{P\Sigma}(0)=0$) за время $t = 20$ мс потенциальная яма была заполнена паразитным зарядом на 1 % от Q_{PM} . Такая величина $Q_{ПАР}$, обычно, является предельно допустимой для многоэлементных ПЗС.

Отметим, что процессы накопления паразитного заряда определяют максимально допустимое время хранения информационного заряда в элементе и минимальную частоту работы цифровых и аналоговых устройств на ПЗС.

2.4.2 Работа ПЗС в режиме передачи информационного заряда

Передача информационного заряда из элемента в элемент осуществляется приложением к соседнему электроду напряжения записи, большего напряжения хранения ($|U_{ЗАП}| > |U_{ХР}|$). В зазоре между электродами возникает тянущее поле, под действием которого дырки перетекают в более глубокую потенциальную яму (рисунок 2.6).

На рисунок 2.7 приведены расчетные зависимости минимальной амплитуды напряжения записи $U_{ЗАП}$ от различных факторов. Из анализа характеристик следует, что амплитуда записи $U_{ЗАП}$ зависит линейно от напряжения хранения $U_{ХР}$ и концентрации примеси N_δ и нелинейно от расстояния между электродами l . Очевидно, что

$U_{ЗАП}$ должно превышать напряжение хранения $U_{ХР}$ тем значительнее, чем больше расстояние между электродами l и чем сильнее легирована подложка N_δ (рисунки 2.7, а и в). Из рисунка 2.7, б видно, что для работоспособных ПЗС ширина зазора l не должна практически превышать 2-3 мкм, а концентрация примеси в подложке $N_\delta \leq 10^{15}$ см⁻³.

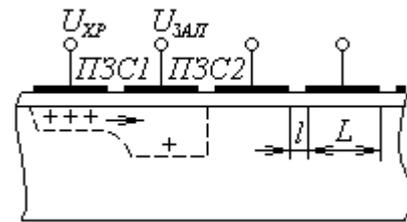


Рисунок 2.6 – Схема передачи заряда в ПЗС

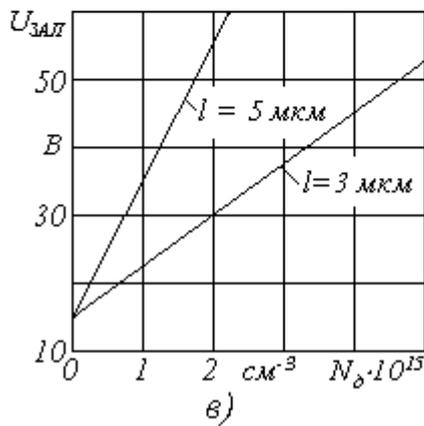
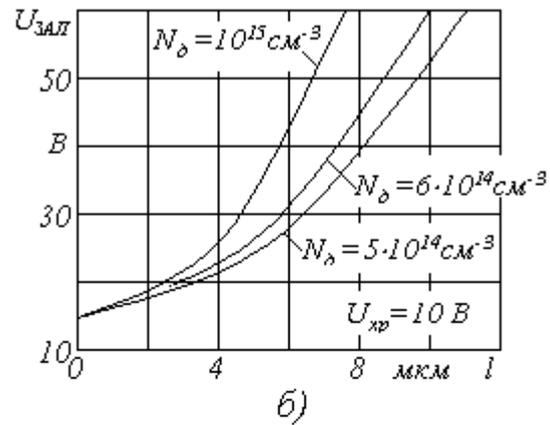
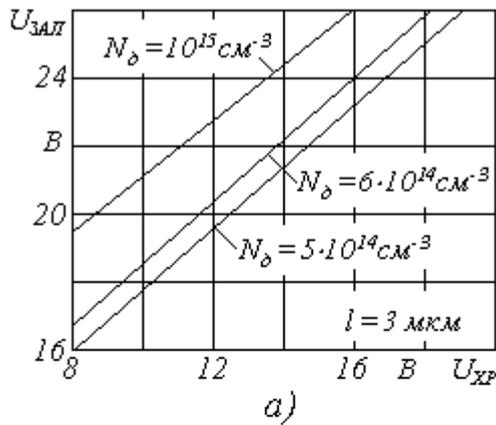


Рисунок 2.7 – Зависимости минимальной амплитуды импульса записи от напряжения хранения (а), длины зазора (б) и концентрации примеси в подложке (в)

В начальный момент приложения напряжения записи $U_{\text{ЗАП}}$ в зазоре между ячейками устанавливается тянущее поле, напряженность которого столь велика, что дырки, находящиеся у правой границы ПЗС1, практически мгновенно переходят в ПЗС2. По мере перетекания заряда из ПЗС1 в ПЗС2 концентрация дырок в ПЗС1 уменьшается, поверхностный потенциал увеличивается (по абсолютной величине), а в ПЗС2 уменьшается. В результате этого поле в зазоре уменьшается и процесс передачи заряда замедляется.

На рисунке 2.8 приведена переходная характеристика передачи нормализованного заряда \bar{Q} для ПЗС с параметрами: ширина электрода $L = 6 \text{ мкм}$; поверхностная эффективная подвижность дырок $\mu_{\text{РЭ}} = 180 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$. Анализ переходной характеристики показывает, что в начальной стадии убывание заряда в ПЗС1 идет по закону, близкому к гиперболическому,

$$\bar{Q} = Q_{RP}(t) / Q_{RP}(0) \sim 1/t.$$

В заключительной же части заряд убывает экспоненциально

$$\bar{Q} \sim \exp(t \cdot \mu_{PЭ} / L^2), \quad (2.15)$$

что отражает существенную затянутость «хвоста» переходного процесса. Здесь Q_{RP} – полный заряд в одной ячейке.

Очевидно, что за конечное время $t_{ПЕР}$ полной передачи информационного заряда из одной потенциальной ямы в другую не происходит. Для количественной оценки коэффициента передачи информационных зарядов в ПЗС используют параметр **эффективности передачи заряда** η , показывающий, какая доля заряда переносится из одной потенциальной ямы i в другую $i+1$, $Q_{RP.ПЗС2} / Q_{RP.ПЗС1}$

$$\eta = \frac{Q_{RP.ПЗС2}}{Q_{RP.ПЗС1}} = \frac{(Q_1 - Q_0)_{i+1}}{(Q_1 - Q_0)_i}. \quad (2.16)$$

Здесь Q_1 и Q_0 – величина заряда, эквивалентная логическим «1» и «0», соответственно.

При заданном допустимом уменьшении зарядового пакета значение η определяет максимальное количество элементов (ячеек), через которое информация может быть передана без искажения. Обычно для многоэлементных ПЗС эта величина выбирается на уровне, близком к 1 ($\eta = 0,99 \dots 0,9999$). Поэтому для оценки качества ПЗС чаще используется **коэффициент потерь** (*неэффективность передачи зарядового пакета*)

$$K_{П} = 1 - \eta. \quad (2.17)$$

Частотная зависимость коэффициента потерь показана на рисунке 2.9. При конечном времени передачи ($t = t_{ПЕР}$) *потери заряда* обусловлены тем, что часть носителей заряда просто не успевает перетечь в соседнюю ячейку, а другая часть захватывается поверхностными ловушками. Спад коэффициента потерь в диапазоне

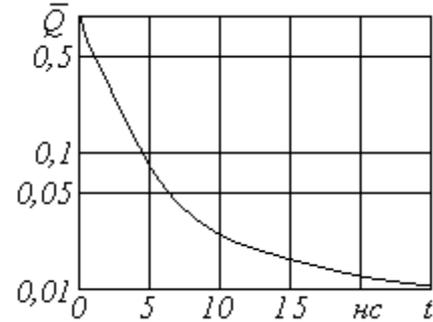


Рисунок 2.8 – Зависимость нормализованного заряда от времени передачи

низких частот $K_{П1}$ определяется уменьшением влияния обратных токов между потенциальной ямой и остальным объемом полупроводника (подложкой). Подъем коэффициента потерь при высоких частотах $K_{П2}$ связан с неполным переносом заряда из одной потенциальной ямы в другую из-за быстрого изменения тактовых импульсов на затворах. Конечное значение коэффициента потерь в диапазоне средних частот определяется эффектом захвата носителей заряда ловушками захвата. Для хороших ПЗС коэффициент потерь составляет менее 10^{-4} .

Потери информационного заряда в области низких и средних частот $K_{П1}$ связаны, прежде всего, с явлением захвата носителей поверхностными энергетическими уровнями ловушек захвата. В результате, во-первых, уменьшается общий заряд передаваемого пакета дырок, т. е. уменьшается уровень логической «1».

Во-вторых, захваченные ловушками захвата и освободившиеся через некоторое время носители

заряда могут попасть в пустые потенциальные ямы, исказив тем самым уровень логического «0». Таким образом, $K_{П1}$ зависит как от плотности поверхностных ловушек и величины зарядового пакета, так и от предшествующей зарядовой информации, передаваемой через данный элемент. Наихудшим случаем с точки зрения потерь $K_{П1}$ является передача чередующейся последовательности логических «1» и «0». В этом случае выражение для $K_{П1}$ имеет вид

$$K_{П1} = \frac{qkTN_{Л}}{C_{\delta}(U_3 - U_0)} \ln(m + 1), \quad (2.18)$$

где $N_{Л}$ – плотность поверхностных ловушек; q – величина элементарного заряда; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К = $8,625 \cdot 10^{-5}$ эВ/К – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура подложки; $m = 2, 3 \dots$ – количество управляющих тактов; $C_{\delta}(U_3 - U_0)$ – величина зарядового пакета. В типичных структурах $K_{П1} = (2 \dots 3) \cdot 10^{-3}$ и в первом приближении не зависит от тактовой частоты.

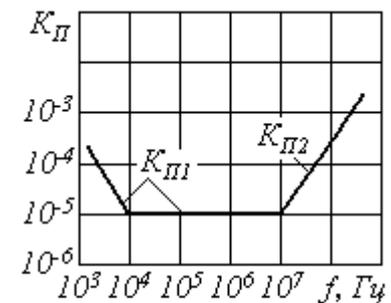


Рисунок 2.9 – Зависимость коэффициента потерь ПЗС

Пути снижения влияния эффекта захвата носителей заряда ловушками

захвата:

1) Влияние поверхностных состояний может быть уменьшено, если в цепочку ПЗС (в каждый зарядовый пакет) ввести некоторый **фоновый заряд**, заполняющий поверхностные ловушки. Это позволяет в несколько раз уменьшить потери передачи, обусловленные захватом носителей поверхностными ловушками ($K_{ПЗ} = (4...5) \cdot 10^{-4}$).

2) Другим, более простым, методом борьбы с рассмотренным эффектом является **кодирование логического нуля** не отсутствием заряда в потенциальной яме, а некоторым **малым зарядом**. Этот заряд во время продвижения по секции переноса ПЗС приводит к заполнению большей части поверхностных ловушек, которые уже не могут больше захватывать носители заряда при прохождении пакета дырок. При этом, однако, уменьшается амплитуда сигнала на выходе ПЗС.

3) Третьим методом борьбы с явлением захвата является **использование** так называемого **углубленного канала**. При этом, путем введения соответствующих примесей в поверхностный слой полупроводника, создают такое распределение электрического поля вблизи поверхности, при котором носители заряда движутся не вблизи поверхности, а на некоторой глубине (до нескольких микрометров). Это резко снижает потери на захват носителей. К тому же в ПЗС с углубленным каналом удастся сдвинуть верхний предел рабочих частот, по крайней мере, за 100 МГц.

Однако приборы с углубленным каналом имеют значительно меньшую эффективность управления со стороны затворов и соответственно меньший информационный заряд по сравнению с обычными ПЗС.

Время передачи информационного заряда $t_{ПЗР}$ на высоких частотах при заданной эффективности η примерно пропорционально $L^2/\mu_{PЭ}$. На рисунке

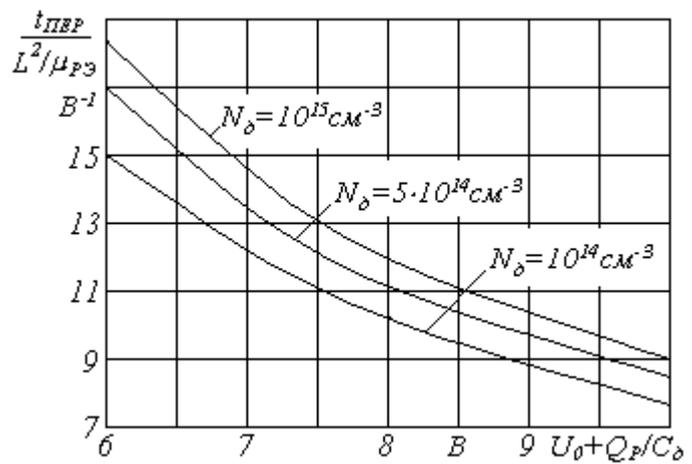


Рисунок 2.10 – Расчетные номограммы для времени передачи заряда

2.10 приведены расчетные кривые для времени передачи заряда при следующих параметрах: толщина диэлектрика $x_d = 0,1$ мкм; поверхностная эффективная подвижность дырок $\mu_{p\Delta} = 180$ см²/В·с; эффективность передачи заряда $\eta = 0,99$; абсолютная температура подложки $T = 300$ К.

Таким образом, время передачи заряда из ячейки в ячейку $t_{пер}$ пропорционально концентрации примеси N_d и квадрату ширины электрода L и обратно пропорционально эффективности передачи заряда η и поверхностной эффективной подвижности зарядов $\mu_{p\Delta}$.

Как видно из проведенного анализа, в ПЗС неизбежно происходит потеря информационного заряда, так что достаточная величина выходного сигнала может быть получена лишь при передаче заряда на небольшое число тактов (порядка сотни) и в течение небольшого времени. Чтобы устранить этот недостаток, используют схемы регенерации, которые представляют собой, по существу, усилители. Считываемый с ПЗС сигнал усиливается с соответствующим формированием его уровней, а затем производится запись информации в цепочку ПЗС. Для длительного хранения информации цепочки ПЗС замыкают в кольцо. Регенерация информационного заряда может быть совмещена с выводом информации. Тогда получается прибор с неразрушающим считыванием информации.

2.5 Параметры приборов с зарядовой связью [3,4]

К числу важнейших параметров ПЗС относятся:

- *амплитуды управляющих напряжений* – хранения $U_{ХР}$ и записи $U_{ЗАП}$;
- *предельные тактовые частоты* – нижняя f_{min} и верхняя f_{max} , так как ПЗС является типично динамическим устройством;
- *качественные показатели* работы ПЗС – *эффективность передачи заряда η , потребляемая мощность P , фоточувствительность, температурная стабильность* указанных выше параметров и др.

Минимальное напряжение хранения $U_{ХР}$ определяется величиной информационного заряда Q_P . Чтобы локализовать заданную величину заряда Q_P , необходимо обеспечить достаточную *глубину потенциальной ямы* ПЗС, величина которой и определяется напряжением хранения $U_{ХР}$. В свою очередь величина информационного заряда Q_P определяется требованиями к выходному сигналу ПЗС.

Минимальное напряжение записи $U_{ЗАП}$ определяется из условия полной передачи заряда через зону (см. рисунок 2.7).

Нижний предел тактовой частоты f_{min} определяется максимально допустимым временем хранения информационного заряда в одном элементе $t_{ХР.max}$

$$f_{min} = 1/(m \cdot t_{ХР.max}), \quad (2.19)$$

где m – количество управляющих тактов. В свою очередь $t_{ХР.max}$ определяется допустимым уровнем паразитного заряда $Q_{P.ПАР}$, который влияет на уровень логического нуля, повышая заряд дырок в пустых потенциальных ямах. Как было отмечено выше аналитическая зависимость времени накопления паразитного заряда в потенциальной яме в режиме хранения $Q_{P.ПАР}(t)$ носит весьма сложный и неявный характер. Результаты расчета этой зависимости приведены на рисунке 2.5. В зависимости от температуры и свойств материала заметное накопление дырок в пустых потенциальных ямах может произойти за время от сотых долей до единиц секунд. Поэтому *нижний предел рабочих частот* для ПЗС лежит в диапазоне *единиц - десятков кГц*.

Верхний предел тактовой частоты f_{max} определяется длительностью процесса передачи зарядового пакета из одного элемента в другой. При работе с максимальной частотой сразу за тактом записи информации в данный элемент начинается передача информации в следующий, то есть интервал хранения используется только для передачи информации. Поэтому минимальная длительность интервала хранения $t_{XP.min} = t_{ПЕР}$ и, соответственно, максимальная тактовая частота

$$f_{max} = 1/(m \cdot t_{ПЕР}), \quad (2.20)$$

где время передачи $t_{ПЕР}$ при заданной эффективности передачи η может быть определено по номограммам (рисунок 2.9) или рассчитано из приближенного соотношения (1.34) [4]. Так как время передачи составляет порядка единиц наносекунд, то *верхний предел тактовых частот* для ПЗС определяется обычно *десятками мегагерц*.

Для современных трехтактных схем ПЗС типичные значения предельных тактовых частот составляют $f_{min} = 0,1 \dots 1$ кГц; $f_{max} = 2 \dots 10$ МГц. Эффективность передачи на высоких частотах зависит от времени передачи, а на нижних и средних частотах определяется перезарядом поверхностных ловушек согласно выражению (2.18).

Потребление энергии в ПЗС происходит практически только в режиме передачи на перенос информационного заряда. При этом *потребляемая мощность пропорциональна величине передаваемого заряда и тактовой частоте*. В режиме хранения ток электропроводности через управляющие электроды затворов ПЗС практически не проходит, так как затворы изолированы от полупроводника (подложки) слоем хорошего диэлектрика – двуокиси кремния. Поэтому потерями за счет протекания токов утечки и термогенерации можно пренебречь.

Полная энергия, отдаваемая генератором тактовых импульсов за один цикл передачи в трехтактной схеме, определяется произведением полного заряда пакета, равного ZLQ_P , на разность потенциалов между ячейками

$$W_1 = ZLQ_P(U_{ЗАП} - U_{XP}), \quad (2.21)$$

где Z и L – длина и ширина электродов затвора.

Средняя мощность, потребляемая за период T_ϕ ,

$$P = W_1 / T_\phi = W_1 f_0 = ZLQ_P(U_{ЗАП} - U_{ХР}) f_0, \quad (2.22)$$

где f_0 – тактовая частота управляющих импульсов.

Наибольшая мощность, потребляется при максимальной частоте, когда период работы ПЗС $T_\phi = 3t_{ПЕР}$

$$P_{max} = ZLQ_P(U_{ЗАП} - U_{ХР}) / 3t_{ПЕР}. \quad (2.23)$$

Для ПЗС, имеющего параметры: $Z = 20 \text{ мкм}$; $L = 6 \text{ мкм}$; $Q_P/C_\phi = 4 \text{ В}$; $U_{ЗАП} = 20 \text{ В}$; $U_{ХР} = 10 \text{ В}$; $U_0 = 3,5 \text{ В}$, максимальная потребляемая мощность $P_{max} = 40 \text{ мкВт/бит}$ при граничной частоте работы $f_{max} = 16 \text{ МГц}$, а при частоте $f_{max} = 1,6 \text{ МГц}$ – $P = 4 \text{ мкВт/бит}$.

Фоточувствительность ПЗС характеризует **эффективность преобразования светового потока в зарядовый пакет** и зависит от пропускающей способности поверхности ПЗС, от коэффициента поглощения, от квантовой эффективности и от способа засветки. Она пропорциональна световому потоку, коэффициенту поглощения, эффективной площади фотопремника, квантовому выходу и длительности импульса. Обычно фоточувствительность ПЗС близка к 500 мкА/лм , что сравнимо с другими кремниевыми фотодетекторами, например с *p-i-n*-фотодиодом.

Влияние температуры на величину минимально допустимых управляющих напряжений определяется стабильностью уровня Ферми и практически несущественно. Однако **температурный режим оказывает существенное влияние на динамические параметры ПЗС**. С увеличением температуры поверхностная эффективная подвижность дырок $\mu_{pЭ}$ падает, поэтому время передачи $t_{ПЕР}$ увеличивается, а предельная тактовая частота f_{max} уменьшается. В интервале температур от *минус 60* до *плюс 125* °С справедлива аппроксимация

$$\mu_{pЭ}(T) = \mu_{pЭ}(T_0) \cdot T_0 / T. \quad (2.24)$$

Исследования показывают, что с ростом температуры увеличение $t_{ПЕР}$ составляет до $1,5 \text{ \%}/\text{К}$ и более.

Особенно сильное влияние рост температуры оказывает на снижение времени хранения информации t_{XP} и, соответственно, на повышение нижней граничной частоты f_{min} . Так как с увеличением температуры резко возрастает скорость термогенерации, то соответственно увеличивается и накопление в потенциальных ямах паразитного заряда. Расчеты показывают, что при возрастании температуры от минус 60 до плюс 125 °C величина $t_{XP,max}$ уменьшается почти на 6 порядков.

Важным вопросом, определяющим возможность применения ПЗС в космических системах, является *влияние проникающего ядерного излучения* на параметры и характеристики прибора. Для увеличения *радиационной стойкости ПЗС* используются различные конструктивные решения. В частности, используются *n*-канальные ПЗС с объемным переносом заряда (канал удален от поверхности), которые функционируют без фонового заряда и в которых устранено влияние поверхностных ловушек.

2.6 Разновидности приборов с зарядовой связью [2,4]

2.6.1 Основные особенности и классификация ПЗС

С точки зрения конструкции и технологии изготовления ПЗС отличаются от других полупроводниковых приборов тем, что они имеют *малое число диффузионных областей и контактов металла с полупроводником*, т. е. малое число потенциально ненадежных элементов структуры. Это приводит к *высокому проценту выхода годных приборов при изготовлении ПЗС, к низкой себестоимости и большой надежности*.

Одним из основных достоинств ПЗС является *высокая степень интеграции*, позволяющая строить на их основе большие и сверхбольшие ИС, содержащие до $5 \cdot 10^5$ элементов на одном кристалле. Достоинства таких БИС (высокие технические характеристики устройств, небольшие массогабаритные показатели, приемлемая стоимость и т.д.) определяются главным образом технологическим уровнем, который оценивается отсутствием типовых дефектов планарного процесса: проколы окисла, закоротки или разрывы шин металлизации и др.

Именно совершенствование конструктивных решений и технологических процессов определяют основные направления в разработке новых функциональных устройств на основе ПЗС. На выбор структуры ПЗС влияет множество требований, которые часто оказываются противоречивыми. Так, например, с точки зрения уменьшения амплитуд управляющих импульсов и повышения степени интеграции надо стремиться к уменьшению расстояния между затворами l . Однако очень узкие зазоры технологически трудно получить, к тому же существенно повышается вероятность закороток.

По физике процессов ПЗС делятся на два класса: ПЗС с поверхностным и объемным переносом зарядов. ПЗС с поверхностным переносом заряда существенно проще в технологии изготовления, но значительно уступают по эффективности передачи и быстродействию объемным ПЗС. *По структурно-технологическим признакам ПЗС с поверхностным переносом заряда подразделяются на приборы с равномерно легированной подложкой и на приборы, имеющие дополнительные диффузионные и ионно-легированные области на каждый элемент. Приборы с углубленным каналом делятся по виду используемого в них затвора на МДП-структуры, структуры с p - n -переходом и с барьером Шоттки. Полная классификация ПЗС представлена на рисунке 2.11 [4], а конструктивные исполнения, принцип функционирования и основные свойства некоторых из них приведены ниже.*

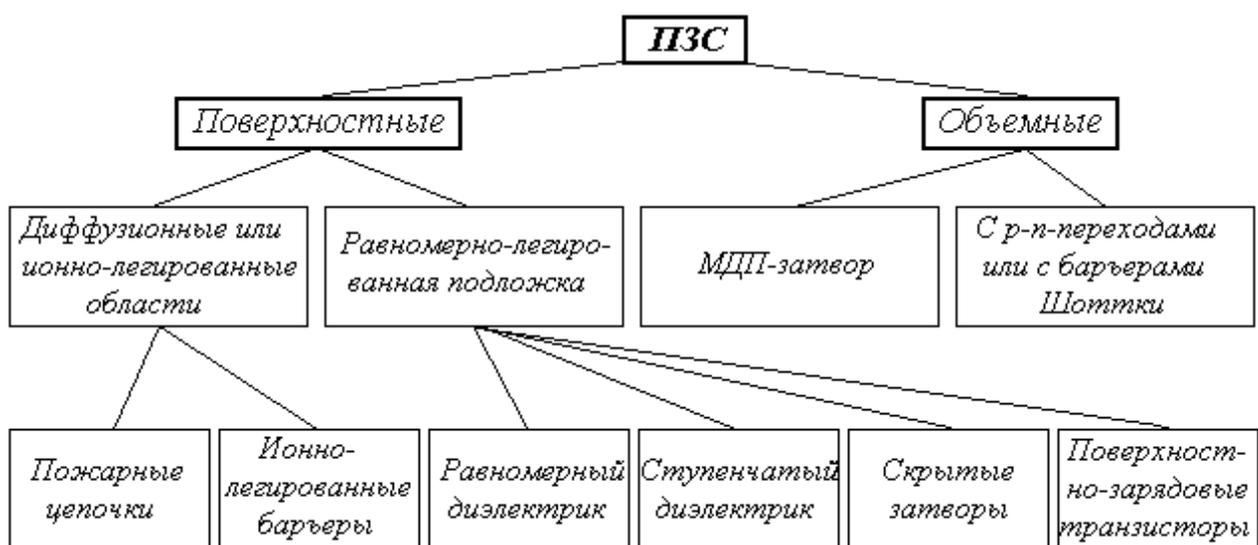


Рисунок 2.11 – Классификация ПЗС [4]

2.6.2 Достоинства и недостатки трехтактных ПЗС

Структура и принцип действия ПЗС с трехтактным питанием затворов секции переноса были рассмотрены в подразделе 2.3. Несомненным *достоинством этих ПЗС является простота конструкции*. Однако эта простота влечет за собой ряд существенных недостатков:

- 1) металлические электроды – затворы необходимо располагать на очень малом расстоянии друг от друга (около 2–3 мкм), что затрудняет их изготовление;
- 2) при малом расстоянии между затворами возможно загрязнение тонкого слоя двуокиси кремния, расположенного между электродами, примесями из атмосферы;
- 3) неустраняемые пересечения линий металлизации для соединения затворов между собой также усложняют технологию.

Эти недостатки частично можно устранить в других конструкциях подобных приборов.

2.6.3 Двухтактные приборы с зарядовой связью

На рисунке 2.12,*а* представлена структура двухтактного ПЗС со ступенчатым диэлектриком. Она отличаются чередованием областей толстых и тонких слоев двуокиси кремния (SiO_2), нанесенных на поверхность полупроводника (кремния). Электрод каждого затвора секции переноса расположен на поверхности толстого и тонкого слоя двуокиси кремния. При приложении напряжения на затвор под ним автоматически получается асимметричная потенциальная яма, конфигурация которой обеспечивает направленное перемещение пакета носителей заряда к стоку (рисунки 2.12, *б*, *в*). Понятно, что схема управления секцией переноса такого ПЗС значительно проще, чем у трехтактного ПЗС. Соединение затворов между собой в двухтактных ПЗС может быть выполнено без пересечений линий металлизации, что упрощает технологию изготовления таких приборов.

2.6.4 ПЗС с рядом скрытых затворов

Другой конструкцией ПЗС, свободной от недостатков трехтактной схемы сдвигового регистра, является ПЗС с двухслойным рядом затворов в структуре секции переноса (рисунок 2.13). На основание *Si n-типа* наносится тонкий слой

двуокиси кремния SiO_2 . На нем формируется нижний ряд затворов из поликристаллического кремния или из тугоплавкого металла, например молибдена. Затем наносится второй слой двуокиси кремния таким образом, чтобы нижний слой затворов оказался изолированным. Теперь на поверхности слоя двуокиси кремния в зазорах между нижними (скрытыми) затворами формируются металлические затворы. Верхние и нижние затворы попарно подключаются к схеме управления. Таким образом, в структуре со скрытыми электродами обеспечивается управление всей поверхностью полупроводника и удается сократить расстояние между электродами затворов до величины, равной толщине слоя двуокиси кремния.

Принцип функционирования данного устройства секции переноса аналогичен предыдущему.

2.6.5 ПЗС на цепочках МДП-транзисторов

Структура секции переноса таких ПЗС представляет собой цепочку МДП-транзисторов (получивших название «пожарных» цепочек) с двухтактными цепями управления (рисунок 2.14, а). Диффузионные области с электропроводностью p -типа смещены влево относительно межэлектродного промежутка и являются стоком для одного и истоком для другого МДП-транзистора. Но в отличие от обычных МДП-транзисторов они не подключаются к источнику питания.

Затвор перекрывает диффузионные области соседних транзисторов, так что между ними существует *сильная емкостная связь*. Информационные заряды в виде пакета дырок могут храниться в диффузионных обратно смещенных p^+ -областях, которые при включении тактового питания подзаряжаются до напряжения $U_3 - U_0$. Это обусловлено тем, что потенциальный барьер электронно-дырочного перехода между диффузионной областью и подложкой препятствует растеканию дырок в режиме хранения, несмотря на некоторое прямое смещение этого перехода, из-за положительного заряда пакета дырок в диффузионной p -области (рисунок 2.14, б).

В режиме передачи информации (пакета дырок) на каждый второй затвор поступает импульс отрицательной полярности, амплитуда которого выше значения U_0 . По этой причине под каждым вторым затвором в полупроводнике возникает канал. Из-за несимметрии расположения металлического электрода относительно

диффузионных областей каждая вторая диффузионная область оказывается под бóльшим отрицательным потенциалом, что обеспечивает направленное движение дырок из одной диффузионной области в следующую, т. е. в более глубокую потенциальную яму (рисунок 2.14, в).

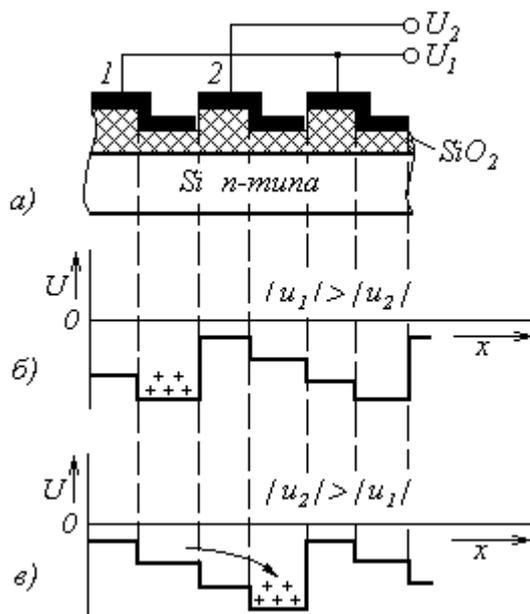


Рисунок 2.12 – Двухтактные ПЗС

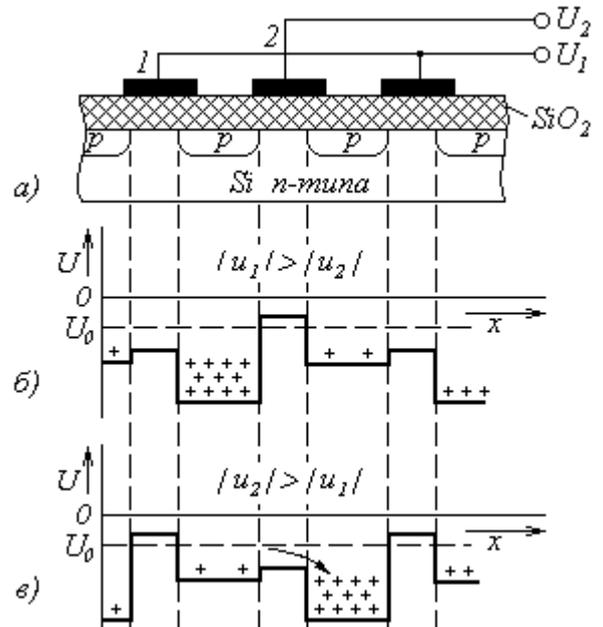


Рисунок 2.14 – Двухтактные ПЗС

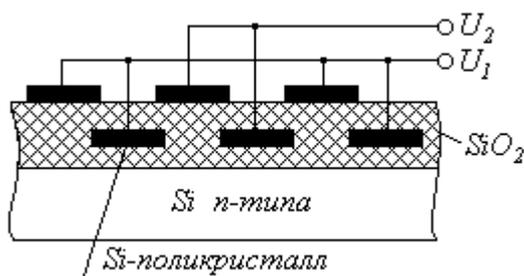


Рисунок 2.13 – Структура секции переноса ПЗС с рядом скрытых затворов

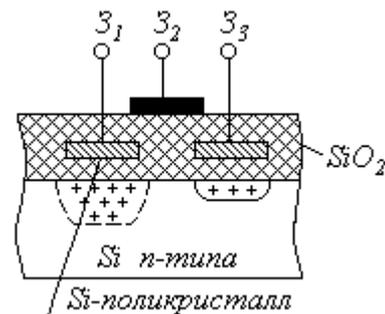


Рисунок 2.15 – Структура поверхностно-зарядового транзистора

Таким образом, принцип действия ПЗС на цепочках МДП-транзисторов аналогичен принципу действия ПЗС других конструкций и структур, которые были рассмотрены ранее. *Основное преимущество этих приборов состоит в устранении влияния зазоров с помощью перекрытия их диффузионными областями* (зазоры могут быть длиной до 5...10 мкм). *Недостаток ПЗС на цепочках МДП-транзисторов состоит в том, что структура их секций переноса содержит достаточно большое число электронно-дырочных переходов*, что делает ее менее совершенной с технологической точки зрения. Однако, эти ПЗС имеют бóльшие функциональные возможности. С помощью дополнительных управляющих цепей возможна передача зарядов в двух направлениях и возможно управление величиной передаваемого пакета, что весьма важно при реализации устройств обработки аналоговой информации.

2.6.6 Поверхностно-зарядовый транзистор

Поверхностно-зарядовые транзисторы нашли широкое применение в ПЗС в качестве *элементов управления*. Простейшая структура поверхностно-зарядового транзистора при хранении информационного заряда под первым электродом представлена на рисунке 2.15. Она состоит из кремниевой подложки и трех изолированных друг от друга и от подложки электродов. Первый и третий электроды могут быть скрытыми. Их делают обычно из поликристаллического кремния или тугоплавкого металла. При подаче на первый (на рисунке) или третий электроды отрицательного потенциала в полупроводнике под соответствующим электродом образуется потенциальная яма для неосновных носителей – дырок. Информация в виде пакета дырок может быть введена в эту потенциальную яму путем облучения световым потоком. Таким образом, первый и третий электроды вместе с областями полупроводника под этими электродами могут выполнять функции и приема, и хранения информационного заряда.

Второй электрод выполняет функцию затвора – при подаче на него отрицательного потенциала образуется канал, соединяющий потенциальные ямы под первым и третьим электродами. При этом может происходить перетекание информационного заряда из одной потенциальной ямы в другую, например, из

потенциальной ямы под первым электродом в потенциальную яму под третьим электродом, если $|U_3| > |U_1|$.

Так же, как в ПЗС других конструкций, при статическом режиме работы поверхностно-зарядового транзистора будет происходить накопление паразитного заряда в пустой потенциальной яме из-за тепловой генерации носителей, т.е. в статическом режиме такой прибор работать не может.

2.7 Применение приборов с зарядовой связью

На основе ПЗС реализуются все типы функциональных устройств: цифровые, дискретные и аналоговые. В настоящее время разработка и практическое применение ПЗС ведется в основном по трем направлениям:

- запоминающие устройства;
- устройства преобразования изображения в электрические сигналы;
- устройства обработки аналоговой информации.

2.7.1 Запоминающие устройства на ПЗС [1,2]

Запоминающие устройства (ЗУ) на ПЗС относятся к цифровым функциональным устройствам. Основной областью применения цифровых ПЗС является *динамические ЗУ. Запоминающие устройства – это устройства для запоминания, хранения и выдачи информации, представленной в виде кодов.* Они находят наиболее широкое применение в цифровых вычислительных машинах в качестве оперативных запоминающих устройств, в радиолокационных системах, в системах автоматики и телемеханики, в электронных измерительных устройствах и в других системах и устройствах, где необходима *оперативная (динамическая) память.*

В цифровых функциональных устройствах на ПЗС информация представляется двумя уровнями зарядов, локализованных в потенциальной яме под затвором: состояние логической «1» определяется максимальным зарядовым пакетом в яме, состояние логического «0» – отсутствием или чаще всего величиной фонового заряда.

ЗУ на ПЗС, как и многие другие типы ЗУ, состоят из входного устройства – устройства записи, выходного устройства – устройства считывания и блока памяти.

Поскольку информация может храниться в потенциальных ямах ограниченное время, то *цифровые устройства на ПЗС являются устройствами динамического типа*, работающими в определенном интервале частот. *Физические параметры функциональных устройств на ПЗС в значительной степени определяются элементами записи и считывания*, осуществляющими ввод и вывод информации, и *элементами регенерации*, восстанавливающими информационные зарядовые пакеты.

В устройствах на ПЗС используется несколько *способов записи информации*, однако в *цифровых схемах* наиболее часто применяют *p-n-переход*, который *смещается в прямом направлении* и инжектирует в потенциальную яму входного ПЗС пакет дырок. *Скорость записи определяется временем заполнения потенциальной ямы входного ПЗС дырками*, которое обычно составляет *0,1 – 1 нс*. Именно *высокое быстродействие является достоинством* способа записи информации при помощи *p-n-перехода*.

Методы считывания информации из ПЗС основаны на преобразовании информационного заряда в выходные импульсы напряжения или тока. При использовании *обратного смещения p-n-перехода* информационный дырочный пакет из потенциальной ямы выходного ПЗС элемента собирается в область пространственного заряда *p-n-перехода*, и в выходной цепи возникает импульс тока, величина и длительность которого определяется величиной информационного пакета. Этот способ считывания обладает двумя существенными *недостатками* – *малой величиной сигнала на выходе и разрушением информации при считывании*. Применяются и *другие способы считывания* – использование *эффекта изменения емкости* выходного затвора ПЗС или *изменение поверхностного потенциала* в зависимости от величины информационного заряда. При этих способах считывания информация не разрушается.

Блок запоминания состоит из отдельных ячеек (элементов), в каждую из которых можно поместить одно слово (число или команду) в форме кода. Обычно в ЗУ для представления информации применяется двоичный код, требующий наличия у запоминающего элемента двух различных устойчивых состояний. Запоминающие ячейки номеруются по порядку. Номер ячейки служит ее адресом.

Информация в виде групп импульсов, изображающих код, подается на вход регистра, распространяется вдоль регистра с конечной скоростью и через некоторое время появляется на его выходе. Время распространения сигналов вдоль регистра является *временем их хранения*. Если с выхода регистра та же информация подается на его вход, то образуется замкнутая цепь, в которой непрерывно циркулирует введенная информация. Таким образом осуществляется *динамическое хранение информации*.

ЗУ на ПЗС реализуются на основе *сдвиговых регистров*. Так как информация, передаваемая по цепочке ПЗС, искажается (из-за неполного перетекания информационного заряда от элемента к элементу, захвата дырок поверхностными состояниями, накопления термогенерированных зарядов), то в функциональных устройствах на основе ПЗС используются различные *схемы регенерации двоичной информации*.

Запоминающее устройство *характеризуется емкостью* – количеством ячеек или наибольшим количеством кодов чисел (слов), которое может одновременно храниться в запоминающем устройстве; *быстродействием* или *временем выборки* – промежутком времени от момента ввода адреса (запроса информации) до момента выдачи кода из запоминающего устройства, и рядом других важных параметров – *надежностью, потребляемой мощностью, сроком службы* и др.

Применение ПЗС наиболее эффективно в ЗУ *среднего быстродействия* (время выборки $10^{-6} - 10^{-3}$ с) и *большого объема памяти* (16 – 256 кбит). ЗУ на ПЗС занимают промежуточное место между дисковыми ЗУ и ЗУ на биполярных или МОП БИС. Первые характеризуются большим объемом памяти, но низким быстродействием, а вторые являются быстродействующими, но имеют малый объем памяти.

По методу поиска адреса запоминающей ячейки оперативные ЗУ делятся на устройства *с произвольным и последовательным доступом к информации*. В ЗУ *с произвольной выборкой* все адреса в любое время равнодоступны. Такое устройство имеет число выходов блока выборки, равное числу адресов блока запоминания. В ЗУ *с последовательным доступом* поиск адреса ячеек осуществляется путем последовательного сканирования ячеек памяти.

ЗУ на ПЗС реализуются на основе регистров сдвига, в которых доступ к информации наиболее просто реализуется по последовательной схеме. При этом используется *блочный принцип организации*, при котором весь однокристалльный накопитель схемотехнически разбивается на автономные блоки с произвольным доступом к каждому блоку. Каждый блок по существу является сдвиговым регистром с последовательной или последовательно-параллельной организацией работы. Здесь же формируются МДП-транзисторные схемы управления и обслуживания ЗУ. Такая организация позволяет производить запись и выборку информации поблочно, что значительно сокращает время обращения, т.е. увеличивает быстродействие ЗУ.

По организации работы ЗУ на ПЗС делятся на 4 типа: параллельная, последовательно-параллельно-последовательная, серпантинная и блочная (рисунок 2.16). Выбор той или иной организации ЗУ в большей степени зависит от назначения запоминающего устройства.

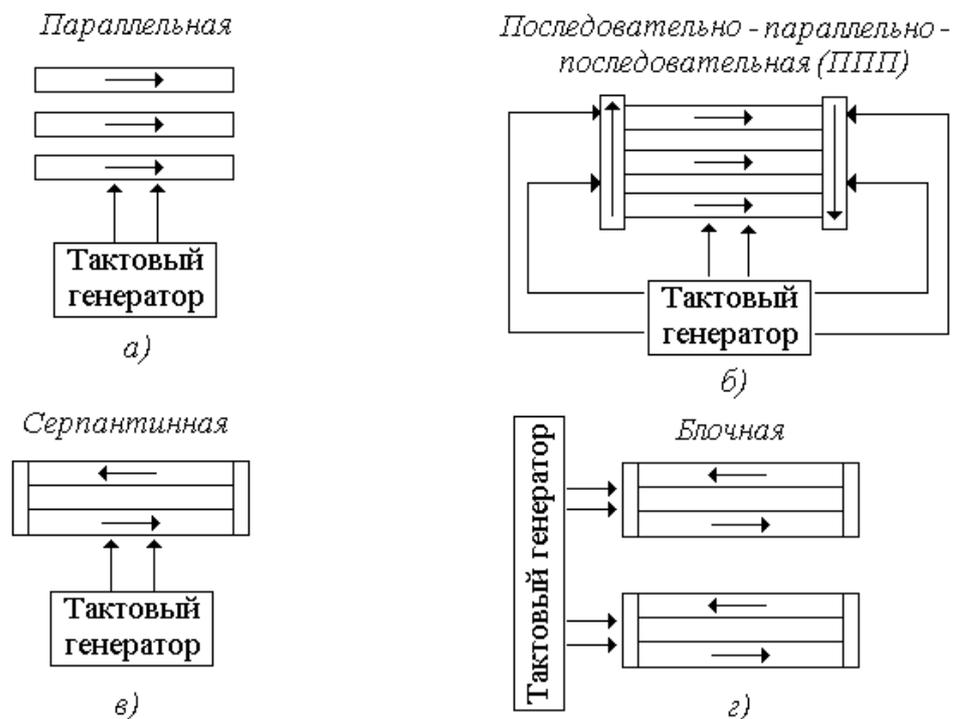


Рисунок 2.16 – Типы запоминающих устройств на ПЗС

Наиболее широкое применение получила *последовательно-параллельно-последовательная* (ППП) организация (рисунок 2.16, б). ППП-блок состоит из параллельных регистров, каждый из которых содержит N бит и последовательных

входных и выходных регистров. С помощью входного и выходного регистров осуществляется последовательный ввод и вывод информации. Поэтому они должны быть быстродействующими. Основной поток информации идет по параллельным регистрам с небольшой скоростью, что существенно снижает потребление энергии. При последовательном соединении ППП-блоков между собой в замкнутую цепь можно получить длинную петлю рециркуляции. При параллельном включении ППП-блоков можно построить ЗУ с большой информационной емкостью. *Такая организация работы ЗУ позволяют в наибольшей степени использовать преимущества ПЗС в области повышения информационной плотности на кристалле и снижения удельной стоимости хранения информации.*

В запоминающих устройствах **серпантинного типа** (рисунок 2.16, в) информационный сигнал движется по одному регистру, регенерируется и возвращается по другому. Такая организация удобна для ЗУ *небольшого объема памяти с быстрой выборкой*. Основное ограничение этой системы – большая потребляемая мощность, необходимая при передаче информации с высокой скоростью.

Для увеличения объема памяти ЗУ на одном кристалле *объединяют несколько блоков с произвольным доступом к каждому из них* (рисунок 2.16, г). Сами блоки могут быть построены по серпантинному типу или по типу ППП, причем емкость одного блока лежит в пределах от 1 до 4 *кбит*. Такая организация позволяет производить *запись и выборку информации поблочно*, благодаря чему время обращения значительно уменьшается. Но при этом существенно усложняется схема управления по сравнению с чисто последовательной выборкой.

В режиме хранения информация циркулирует в каждом блоке с низкой тактовой частотой (порядка 10 *кГц*), чтобы только обеспечить регенерацию ухудшающейся в процессе передачи информации и не тратить большой мощности на перенос информационного заряда. После прихода сигнала записи или считывания тактовая частота повышается до предельной (1...2 *МГц* и более), сигнал через схемы дешифрации поступает на соответствующий блок и происходит быстрая смена информации. Считывание информации производится с регенерацией или без нее, т. е. с неразрушающим считыванием или с разрушением записанной информации.

Такая организация работы позволяет значительно повысить быстродействие ЗУ и снизить потребление энергии.

В качестве примера приведем технические характеристики одного из ЗУ, выпускаемых отечественной промышленностью: ЗУ содержит 16 блоков по 4 кбит с ППП организацией; частота передачи данных – от 1 до 5 МГц; среднее время выборки – 0,5 мс; время переключения между блоками – от 50 до 100 нс; удельная мощность рассеяния в активном режиме 5 мкВт/бит.

Одним из основных недостатков ЗУ на ПЗС является то, что *при отключении питания информация исчезает*. Существует несколько способов устранения этого недостатка.

Первый *энергонезависимый элемент памяти*, совмещенный с ПЗС, был построен на основе **МНОП-структуры** (металл-нитрид-окисел-полупроводник). Работа основана на явлении захвата носителей заряда в МДП-структурах при протекании через них тока. Можно сохранить информационные зарядовые пакеты ПЗС, если ПЗС-регистр расположить параллельно с МНОП-конденсаторами (конденсаторами с двухслойным диэлектриком SiO_2 толщиной $\sim 50 \text{ \AA}$ и Si_3N_4 толщиной 1000 \AA), отделив их от ПЗС-элементов передающими затворами. С помощью электрического поля заряды из ПЗС-элементов можно перевести туннелированием через тонкий слой SiO_2 в область границы окисла кремния с нитридом кремния, где заряд захватывается ловушками и при отключенном напряжении сохраняется длительное время – в течении 3-4 лет при температурах от -60 °С до +160 °С. Время записи и считывания около 100 нс.

Считывание захваченного заряда основано на изменении высоты барьера в элементе под действием захваченного заряда. Изменение захваченного заряда (стирание) осуществляется сменой полярности импульса управления. На основе МНОП-ПЗС можно получить **экстремально высокую плотность энергонезависимого хранения информации** – до 10^7 бит/см^2 и выше.

Недостатком таких МНОП-ПЗС-элементов памяти является **большое напряжение переключения** и **сложность создания сверхтонких бездефектных окислов**.

Эти недостатки в значительной степени устранены в *МДП-структурах с плавающим затвором*, встроенным между достаточно толстыми диэлектрическими слоями. Термин “*плавающий*” обозначает отсутствие какого-либо конкретного, заданного внешним устройством, потенциала. При инъекции высокоэнергетичных электронов на плавающем затворе накапливается заряд, который может сохраняться в темноте много лет. Стереть информацию можно облучением системы ультрафиолетовым светом [1].

С помощью ПЗС могут запоминаться и *аналоговые сигналы*, но в этом случае становится невозможной регенерация записанной информации. Однако и простое запоминание открывает большие возможности использования ПЗС, так как эти приборы *позволяют регулировать задержку переноса информации*.

Сравнительный анализ технических характеристик различных типов запоминающих устройств показывает, что ЗУ на ПЗС относятся к *наиболее перспективным* наряду с оптическими, сверхпроводниковыми и другими типами полупроводниковых ЗУ [2].

2.7.2 Устройства преобразования изображения на ПЗС [1, 2]

а) Физические основы преобразования изображения на ПЗС

Одним из *важных направлений развития функциональной электроники является создание телевизионных систем на базе микросхем*, начиная с передающей системы и кончая экраном. Основой телевизионной передающей системы является *формирователь сигналов изображений (ФСИ) или формирователь видеосигналов (ФВС)*, который преобразует изображение в последовательность электрических импульсов – видеосигналов.

До настоящего времени в качестве формирователя видеосигналов использовались *видиконы*, представляющие собой электронно-лучевую трубку, на торцевую поверхность которой нанесен высокоомный фоточувствительный слой. Сканирование электронным лучом осуществляется весьма сложным электронным устройством. Для питания электронной трубки и устройства управления требуется довольно большая мощность источника. Таким образом, ФВС на видиконе

отличается большими габаритами и массой и обладает довольно большой энергоемкостью.

В настоящее время в качестве приемников изображения широко используются *матрицы фотоэлементов с координатной выборкой*. Но для управления работой этих приемников также требуются дополнительные электронные устройства.

ФВС на ПЗС характеризуются конструктивной и технологической простотой, малыми габаритными размерами и массой, достаточно высокой надежностью, большим сроком службы и малой потребляемой мощностью. Эти преимущества ФВС на ПЗС перед другими типами формирователей видеосигналов обусловлены прежде всего *благодаря объединению функций фоточувствительных и сканирующих элементов в одном приборе*. Передача информационных зарядовых пакетов на выход ФВС осуществляется с помощью самих ПЗС-элементов. Именно это конструктивно-технологическое интегрирование фоточувствительных и сканирующих элементов в одном приборе позволяет считать **ПЗС наиболее перспективными для создания полностью твердотельных ФВС** [1].

При одинаковых размерах светочувствительной области с видеоконом в ПЗС достигается уменьшение массогабаритных показателей, питающего напряжения и потребляемой мощности на один - два порядка.

Но для изготовления матричных формирователей видеосигналов на ПЗС требуется *высокий технологический уровень*, чтобы обеспечить высокую степень интеграции. Так, например, для замены видеокон, имеющего светочувствительную область площадью около 400 мм^2 , на формирователь видеосигналов на ПЗС на этой площади необходимо разместить порядка 10^6 активных элементов.

Принцип действия ФВС основан на том, что *при освещении ПЗС* в полупроводнике около его поверхности образуются пары носителей заряда электрон-дырка, которые разделяются электрическим полем потенциальной ямы под затвором секции переноса. Если используется подложка *Si n-типа*, то при $U_3 < 0$ в потенциальных ямах накапливаются дырки, величина зарядов которых будет пропорциональна освещенности данной области ПЗС. Если затем произвести обычным путем сдвиг записанной световой информации, то сигнал на выходе ПЗС будет повторять распределение освещенности, т. е. будет выведена строка

изображения. Так же может быть выведена следующая строка и т. д. Таким образом, ПЗС-элементы в формирователе видеосигналов *работают в трех режимах: восприятие (интегрирование) изображения*, т.е преобразование светового потока в зарядовые пакеты, расположенные в потенциальных ямах под затворами; *хранение зарядовых пакетов*; *передача* (сканирование) зарядовых пакетов на выход устройства.

При облучении поверхности полупроводника **интенсивность света I** по глубине полупроводника будет изменяться по экспоненциальному закону

$$I(x) = I_0 \exp(-\alpha x), \quad (2.25)$$

где I_0 - интенсивность света, падающего на поверхность полупроводника; α - коэффициент поглощения; x – глубина проникновения облучения.

При этом **интенсивность генерации носителей заряда G** будет определяться квантовым выходом β , характеризующим число электронно-дырочных пар, образующихся при поглощении одного кванта световой энергии

$$G(x) = \beta I(x) = \beta I_0 \exp(-\alpha x). \quad (2.26)$$

В ПЗС *Si n*-типа, на затворы которых подано отрицательное напряжение, при освещении *со стороны прозрачных затворов* бóльшая часть света поглощается в обедненной области и лишь малая часть – в подложке. Электроны вытесняются и выводятся из обедненного слоя в объем полупроводника, а дырки, генерируемые в обедненном слое, собираются в потенциальных ямах. Дополнительно в них диффундируют дырки, генерируемые в подложке.

При освещении активной области полупроводника *со стороны подложки* основная часть дырок генерируется в объеме полупроводника и диффундирует к потенциальным ямам, в результате чего в формирователе видеоимпульсов накапливается распределение зарядовых пакетов, соответствующее воспринимаемому образу.

Качество формирователей видеоимпульсов характеризуется рядом параметров. К основным параметрам ФВС следует отнести *фоточувствительность* и *разрешающую способность*.

Фоточувствительность ПЗС характеризует *эффективность преобразования светового потока в зарядовый пакет*. Она зависит от пропускающей

способности поверхности, от коэффициента поглощения, от квантового выхода и от способа засветки. Фоточувствительность ПЗС на подложке $Si\ n$ -типа имеет величину порядка $500\ мкА/лм$.

Разрешающая способность R формирователя видеосигналов – это максимальное число линий, приходящихся на миллиметр линейного размера светочувствительной области, воспринимаемых отдельно. Она определяется длиной одного светочувствительного элемента. Для трехтактных ПЗС

$$R = 1/3(L+l), \quad (2.27)$$

где L – ширина затвора, l – ширина между затворами.

При $L = l = 3\ мкм$ разрешающая способность будет $R \approx 50\ линий/мм$. При низких уровнях освещенности из-за шумов в фоновом заряде и процессов захвата носителей заряда, разрешающая способность ПЗС уменьшается.

В настоящее время развиваются два типа формирователей видеосигналов на ПЗС – *линейные*, которые воспринимают за один период интегрирования (кадр) линию (одну строку) изображения, и *матричные*, воспринимающие за один кадр все изображение сразу.

При реализации как линейных, так и матричных формирователей видеосигналов должно быть обеспечено *восприятие изображения* и *последовательный вывод информационного заряда*. При этом используется *временное* или *пространственное разделение режимов восприятия и сканирования*.

При временном разделении функции восприятия и сканирования выполняются одними и теми же элементами ПЗС. Во время восприятия изображения в трехтактном регистре на каждом третьем электроде устанавливаются потенциалы хранения, обеспечивающие накопление генерируемых дырок. В это же время все остальные затворы находятся при нулевом потенциале. После восприятия изображения на затворы подается последовательность тактовых импульсов напряжения, которые перемещают информационный пакет заряда к выходу формирователя. За время кадра информация должна быть не только воспринята, но и передана на выход.

При пространственном разделении функции восприятия и сканирования выполняют различные ПЗС. Формирователь видеосигналов включает две отдельные области: область, воспринимающая световой поток и преобразующая его в

распределение зарядов, и область вне светового потока, в которую после интегрирования передается все пространственное распределение зарядов. В дальнейшем, в режиме сканирования, информация из этой области передается на выход.

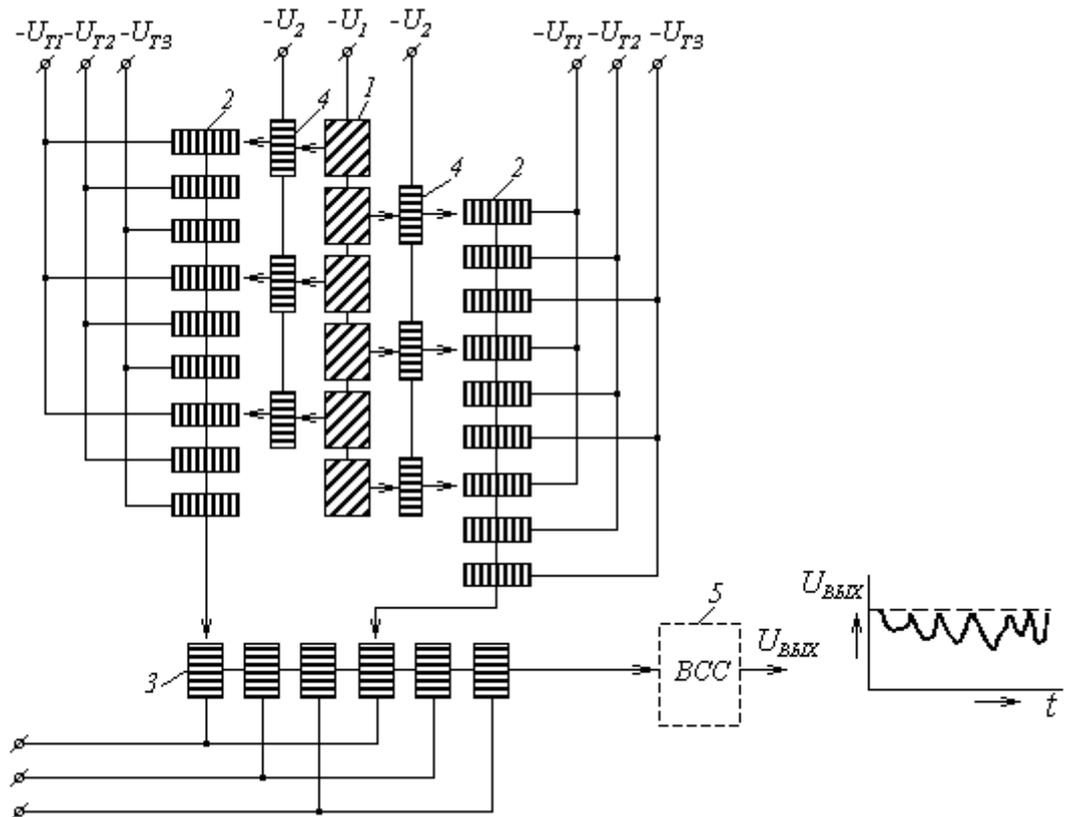
б) Линейные формирователи видеосигналов

Рассмотрим структуру и принцип функционирования линейного формирователя видеосигналов с пространственным разделением восприятия и сканирования, приведенную на рисунке 2.17. В центральной части формирователя размещена линейка светочувствительных ПЗС 1. По обе стороны от нее – линейки ПЗС 2, защищенные от света и связанные с выходным сдвиговым регистром 3.

Затворы центральной приемной линейки ПЗС находятся под напряжением хранения $-U_1 = U_{xp}$, обеспечивающим накопление в ячейках ПЗС фотогенерируемых зарядов. При подаче на связывающие электроды 4 управляющих импульсов более высокого уровня $|-U_2| > |-U_1|$, полученная информация об объекте в виде пакетов зарядов переходит поочередно, в соответствии с расположением связывающих электродов, в передающие линейки 2. Затем с помощью тактовых импульсов напряжения $-U_{T1}$, $-U_{T2}$, $-U_{T3}$ заряды перемещаются к трехтактному сдвиговому регистру 3, который подводит заряды к выходной схеме считывания 5. Обычно схемы считывания создаются из МОП-транзисторов на той же подложке формирователя. На выходе схемы считывания возникают видеосигналы, адекватно отображающие распределение информационных зарядов в приемной линейке ПЗС. Использование двух линеек передачи 2 уменьшает вдвое число переносов.

В линейных формирователях видеосигналов самосканирование осуществляется по одной координате. Для образования кадра необходима механическая развертка по другой координате. Обычно это осуществляется с помощью зеркального барабана или качающегося зеркала, которые последовательно направляют полосы изображения на формирователь сигналов. Линейные формирователи широко используются в подвижных системах, где движется либо объект, либо сам формирователь. В частности они применяются для видеозаписи со спутников и с самолетов, для считывания текстов, в фототелеграфе, для ввода данных в ЭВМ и т.д. Для примера, одна из малогабаритных телевизионных камер,

разработанная на базе линейного формирователя видеосигналов, при быстродействии 8 кадров в секунду, имеет габаритные размеры $51 \times 102 \times 76 \text{ мм}^3$ и потребляет мощность до $2,5 \text{ Вт}$.



- 1 – электроды светочувствительной области; 2 – передающие электроды;**
3 - трехразрядный сдвиговый регистр; 4 – связывающие электроды;
5 – выходная считывающая схема

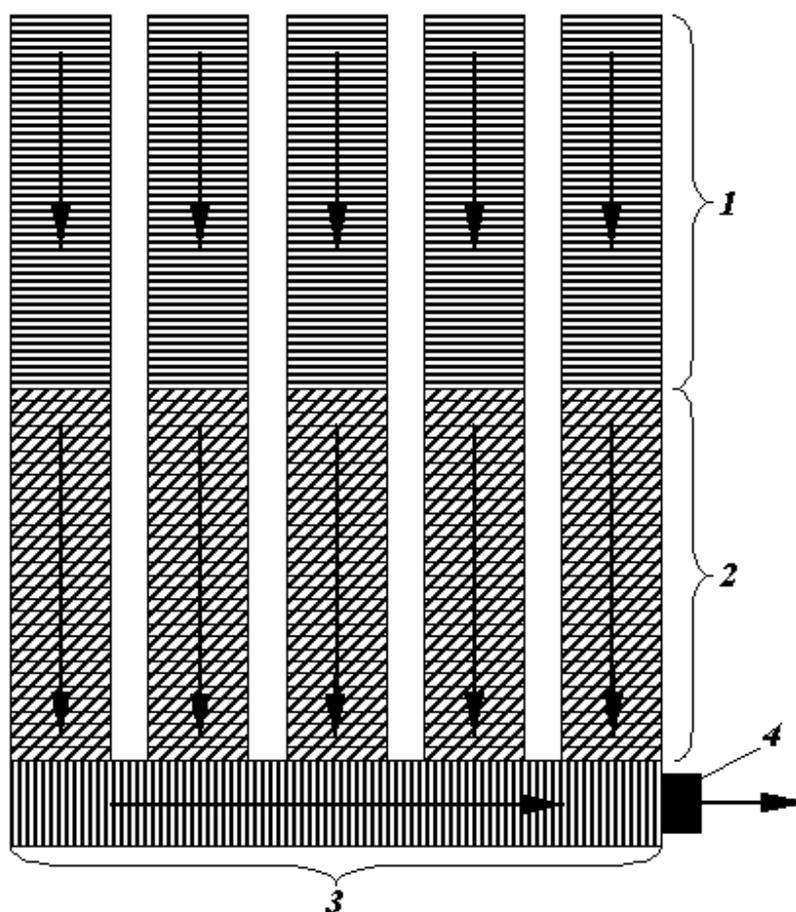
Рисунок 2.17 – Схема линейного формирователя видеосигналов с отдельными светочувствительной и передающей областями

Устройства на основе линейных формирователей видеосигналов из-за низкой скорости передачи изображения и относительно невысокого качества видеосигналов практически не используется в телевидении. В телевизионных передающих камерах применяются главным образом матричные формирователи видеосигналов.

в) Матричные формирователи видеосигналов

В зависимости от способа считывания картины зарядовых пакетов различают несколько типов матричных формирователей сигналов изображения: с кадровым переносом, строчным, строчно-кадровым и адресным переносом.

Для того чтобы понять принцип работы матричных формирователей, рассмотрим формирователь видеосигналов с кадровой организацией. Схематично он изображен на рисунке 2.18. Формирователь состоит из трех функциональных секций: фотоприемной 1, хранения 2 и считывания 3. Приемная секция и секция хранения представляют собой матрицы с одинаковым количеством элементов ПЗС. Секция считывания состоит из сдвигового регистра на ПЗС, на выходе которого установлен элемент 4, преобразующий информационный заряд в сигналы изображения.



1 – приемная секция; 2 – секция хранения; 3 – секция считывания; 4 – выходной диод

Рисунок 2.18 – Схема матричного ФВС с переносом кадра

Пространственное распределение информационного заряда, созданное при засветке в фотоприемной секции 1, после окончания кадра с помощью тактовых импульсов напряжения переводится в секцию хранения 2. Таким образом приемная секция освобождается от информационного заряда, и в ней может формироваться

новый кадр. В то время, когда в секции 1 формируется следующий кадр, предыдущий кадр из секции хранения 2 построчно передается в выходной сдвиговый регистр 3, на выходе которого считывающий элемент 4 преобразует информационные заряды ПЗС-элементов в видеосигналы. Поскольку, кадровая организация процесса сканирования.

К *достоинствам* формирователя видеосигналов с кадровой организацией следует отнести *простоту топологии* и *высокое качество передаваемого изображения*. Топологическая простота обусловлена тем, что все секции ФВС имеют регулярную структуру в виде полос металлизации, а защита секции хранения и сдвигового регистра от засвечивания осуществляется дополнительной металлизацией. Высокое качество передаваемого изображения обеспечивается тем, что после восприятия изображения зарядовые пакеты быстро сдвигаются в секцию хранения, защищенную от света, и при последующей передаче информации вплоть до выходного устройства нет дополнительной подсветки, искажающей видеосигнал.

Существенным недостатком ФВС с кадровой организацией является то, что для получения четкого изображения с высоким разрешением необходимо создавать на кристалле сотни тысяч идентичных ПЗС-элементов, в связи с этим *значительно возрастают требования к качеству материала и уровню технологических процессов*.

Действительно, если в фотоприемной секции хранения окажется неисправным хотя бы один ПЗС-элемент, то при сканировании через неисправный элемент не будут переданы заряды от всех элементов столбца, расположенных выше неисправного. В результате на изображении появится вертикальная темная полоса.

Большинство выпускаемых и разрабатываемых матричных фотоприемников на ПЗС имеют линейную организацию движения зарядов и представляют собой регулярную систему параллельных регистров с выходным регистром – мультиплексом. Такая организация фоточувствительных ПЗС позволяет формировать телевизионный растр и обеспечивает оптимальные характеристики фотоприемника для широкого круга применений.

В настоящее время матричные формирователи используются в малогабаритных передающих телевизионных камерах. Созданы передающие камеры

с ПЗС в области видимого света, достигающие обычного телевизионного стандарта по разрешающей способности, в том числе и для цветного телевидения. Но функциональные возможности формирователей видеосигналов на ПЗС далеко не исчерпаны. *Перспективными направлениями* также является: создание передающей камеры для малых уровней освещенности; разработка фотодатчиков для регистрации элементарных частиц; разработка формирователей сигналов изображений в инфракрасном диапазоне, используемых в спецтехнике (приборы ночного видения) [1, 2].

2.7.3 Устройства обработки аналоговой информации [4]

Одной из важнейших задач микроэлектроники является разработка и создание интегральных полупроводниковых устройств, предназначенных для хранения, преобразования и задержки аналоговых сигналов. Линии задержки (ЛЗ) и полосовые фильтры (ПФ) на ПЗС оказались конкурентоспособными с аналогичными электромеханическими, пьезоэлектрическими, ультразвуковыми, акустоэлектронными и другими функциональными устройствами. В настоящее время ведутся работы по созданию линий задержки, в том числе регулируемых и управляемых, полосовых трансверсальных фильтров и других аналоговых и дискретных интегральных полупроводниковых устройств на ПЗС.

Простейшим вариантом использования ПЗС для обработки аналоговой информации оказались линии фиксированной задержки для телевизионных приемников цветного изображения.

а) Аналоговые линии задержки на ПЗС

Основными характеристиками линий задержки на ПЗС, как и для других типов аналоговых ЛЗ, являются *фазочастотная (ФЧХ) и амплитудночастотная (АЧХ) или частотная характеристика затухания (ЧХЗ)*. А **основными параметрами** ЛЗ являются: *время задержки, стабильность, коэффициент затухания (или коэффициент передачи), динамический диапазон, полоса частот, уровень шумов, потребляемая мощность* и др. Все линии задержки реализуются на основе ПЗС-регистров, которые в основном и определяют их свойства. Рассмотрим кратко зависимость параметров и характеристик ЛЗ от параметров ПЗС.

Частотные характеристики ЛЗ на ПЗС. Так как процессы переноса зарядов в ПЗС описываются нелинейными уравнениями, которые в общем виде не решаются, то для анализа частотных свойств ПЗС широко используется *аппроксимация*. **Амплитудно-фазовую частотную характеристику** N -разрядного аналогового регистра при малосигнальной аппроксимации и линеаризации можно представить в виде [4]

$$W(\omega) = \frac{Q_N(\omega)}{Q_C(\omega)} = \left[\frac{Q_{i+1}(\omega)}{Q_i(\omega)} \right]^N \approx \left[\frac{1 - m\alpha - m\beta}{1 - m\alpha \cdot \exp(j\omega T_{II})} \right]^N e^{j\omega N T_{II}} = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.28)$$

где Q_N и Q_C – величина информационного заряда на выходе и входе регистра; Q_{i+1} и Q_i – величина информационного заряда в соответствующих ячейках регистра; N – количество разрядов регистра; m – количество управляющих тактов; T_{II} – длительность периода; α и β – коэффициенты линеаризации, α – малосигнальный коэффициент потерь, β – относительные потери заряда при одном переносе из ячейки в ячейку; $A(\omega)$ – АЧХ; $\varphi(\omega)$ – ФЧХ.

В свою очередь для **амплитудной и фазовой частотных характеристик** хорошие результаты дает аппроксимация выражениями:

$$A(\omega) = e^{-n\beta} \exp[n\alpha(1 - \cos \omega T_{II})], \quad (2.29)$$

$$\varphi(\omega) = N\omega T_{II} + n\alpha \sin \omega T_{II}, \quad (2.30)$$

где $n = mN$ – полное количество переносов зарядов, равное количеству ПЗС.

В выражении (2.29), характеризующем затухание амплитуды сигнала, первый сомножитель $\exp(-n\beta)$ определяет составляющую потерь, не зависящую от частоты. Второй сомножитель описывает составляющую потерь, зависящую от частоты. При низких частотах ($\omega T_{II} \rightarrow 0$) этот сомножитель обращается в единицу и общее затухание амплитуды не зависит от частоты – $A \approx \exp(-n\beta)$. При высоких частотах затухание существенно возрастает и при $\omega T_{II} = 2\pi f / f_0 = \pi$, где f_0 – тактовая частота, достигает максимальной величины $A \approx \exp[n(2\alpha - \beta)] \approx \exp(2n\alpha)$, так как обычно $\beta \ll \alpha$.

В инженерных расчетах АЧХ аналогового регистра на ПЗС удобнее представить в виде

$$A(f) = \exp\{-nK_{\Pi}[1 - \cos(2\pi f / f_0)]\}, \quad (2.31)$$

где K_{Π} – суммарный коэффициент потерь (см. выражение (2.17) и рисунок 2.9). Он определяется неполным перетеканием заряда за время передачи $K_{\Pi 2}$ и захватом части носителей поверхностными носителями $K_{\Pi 1}$ (2.18). Так как в существующих ПЗС $K_{\Pi} = 10^{-4} \dots 10^{-3}$, то аналоговые регистры, состоящие из 100...1000 ПЗС-элементов, характеризуются относительно небольшим затуханием амплитуды.

Согласно теореме Котельникова непрерывный сигнал с полосой частот Δf может быть однозначно воспроизведен последовательностью импульсов, если интервалы времени между ними не превышают величину $T \leq 1/(2\Delta f)$. Поэтому предельная полоса пропускания ЛЗ на ПЗС $\Delta f \leq f_0/2$. На реальную же полосу частот существенно влияют потери при передаче заряда. Поэтому **полосу пропускания** рекомендуется определять по формуле [4]

$$\Delta f = \int_0^{f_0/2} \frac{[A(f)]^2}{[A(0)]^2} dt = \frac{f_0}{2} e^{2n\alpha} I_0(2n\alpha), \quad (2.32)$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя.

На рисунке 2.19 приведена зависимость относительной полосы частот регистра на ПЗС от величины потерь $2n\alpha$, рассчитанная по (2.32). Из анализа графика следует, что при больших потерях ($n\alpha > 0,1$) наблюдается резкое уменьшение полосы частот и при $n\alpha > 10$ она составляет менее 10 % от максимальной $f_0/2$.

На практике Δf часто определяется не по формуле (2.32), а по приближенному

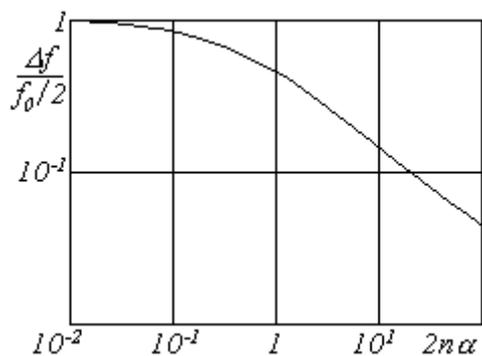


Рисунок 2.19 –
Зависимость полосы частот
регистра на ПЗС от потерь
 $n\alpha$

выражению (2.33) как частота, при которой затухание выходного сигнала составляет 3 дБ,

$$\Delta f \approx f_0 \sqrt{0,0044 / (n\alpha)}. \quad (2.33)$$

Нелинейность аналоговых ЛЗ на ПЗС обусловлена не только потерями при переносе зарядов, но и нелинейностью входных и выходных элементов. Экспериментальные исследования регистров на ПЗС и на «пожарных» цепочках показали, что для основной частоты сигнала линейность сохраняется до 80 дБ и вносимые регистром нелинейные искажения практически не зависят от числа разрядов.

Максимальная задержка, которая может быть получена с помощью аналоговой ЛЗ на ПЗС, определяется допустимым количеством переносов и процессами термогенерации, приводящими к накоплению паразитного заряда и искажению хранящейся в ПЗС информации.

Динамический диапазон определяется как *максимальный диапазон изменения амплитуды входного сигнала*, при котором отклонение от линейности (выходного сигнала относительно входного) находится в пределах допустимого значения. **Верхнее значение динамического диапазона** определяется при условии, что отнесенная ко входному сигналу амплитуда гармоник, связанных с искажениями, не превышает 1 %. В идеальном случае максимальная амплитуда входного сигнала равна $U_3 - U_0$, где U_3 – амплитуда тактовых импульсов; $U_0 = 1...2 \text{ В}$ – пороговое напряжение. В реальных установках эта величина меньше из-за фонового заряда, который вводится для уменьшения искажений информационных сигналов, обусловленных накоплением паразитного заряда.

Нижнее значение динамического диапазона полностью зависит от шумов и обычно его определяют из условия, чтобы полезный сигнал превышал шумы на 3 дБ. Минимальная амплитуда определяется источниками шумов: элементов ввода и считывания, термогенерацией, поверхностными ловушками и процессом передачи зарядовых пакетов. Анализ показывает, что в первом приближении *отношение сигнал/шум $k_{S/N}$ прямо пропорционально величине зарядового пакета Q_P и не зависит от частоты*. Для ЛЗ на ПЗС, имеющей 1000 передач $k_{S/N} \approx 60 \text{ дБ}$. Весьма

существенно может повысить уровень шумов выходное сопротивление предусилителя, на которое поступает сигнал с ЛЗ. Его величину можно определить как тепловой шум по формуле

$$k_{S/N} = Q_P^2(1 + \beta_{OC}) / (2\pi kTC), \quad (2.34)$$

где Q_P – величина зарядового пакета; β_{OC} – коэффициент усиления предусилителя; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура резистора; C – суммарная емкость на входе предусилителя. Но в аналоговых регистрах на ПЗС элемент считывания и предусилитель могут быть сформированы на одном кристалле с ПЗС. Тогда суммарная емкость будет мала ($C < 1$ нФ) и отношение $k_{S/N}$ будет ограничено только собственными шумами усилительного МДП-транзистора.

Мощность, потребляемая аналоговым регистром на ПЗС, прямо пропорциональна средней величине амплитуды передаваемого зарядового сигнала (включая фоновый заряд), количеству ячеек n и частоте тактовых импульсов f_0

$$P = LZQ_P(U_{ЗАП} - U_{XP})f_0 n, \quad (2.35)$$

где LZ – площадь электродов.

По способу организации ЛЗ на ПЗС подразделяются на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные.

ЛЗ с последовательной организацией представляет собой обычный сдвиговый регистр с последовательной передачей зарядов. Максимальная ширина полосы частот такой линии равна половине тактовой частоты ($\Delta f = f_0/2$), а количество ячеек ПЗС, необходимых для получения требуемой задержки τ , равно

$$N = \tau f_0 = 2\tau \Delta f. \quad (2.36)$$

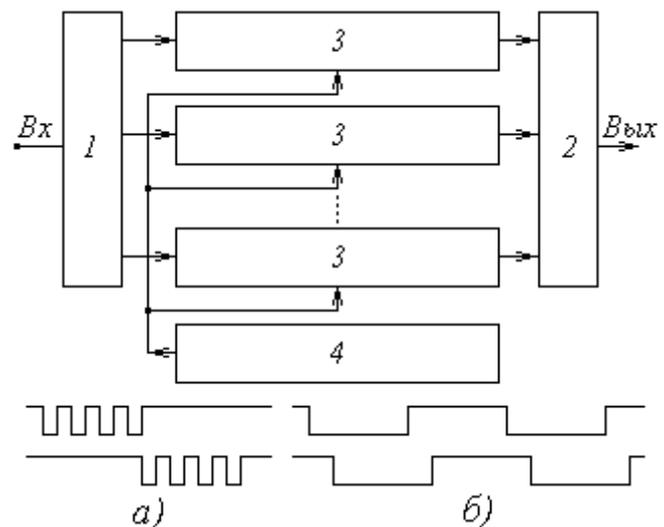
Достоинствами последовательной ЛЗ являются ее простота и малый пространственный шум, вызываемый разбросом токов термогенерации в различных ячейках. Так как в ЛЗ с последовательной организацией все зарядовые пакеты последовательно проходят через все ПЗС-разряды (ячейки) и в каждой ячейке хранятся одинаковое время, то к каждому пакету добавляется примерно одинаковый

термогенерируемый заряд. Постоянный по амплитуде выходной сигнал, вызванный этим зарядом, может быть отфильтрован.

Основным *недостатком* последовательной организации является *невозможность получения большой величины* произведения времени задержки на полосу частот $\tau \Delta f$ вследствие потерь зарядов при большом числе переносов или высокой тактовой частоте. Этот недостаток устраняется в ЛЗ с более сложной организацией – параллельной или последовательно-параллельной в результате значительного уменьшения числа переносов.

ЛЗ с параллельной организацией (рисунок 2.20), эквивалентная по объему N -разрядной последовательной линии, представляет собой параллельное соединение k последовательных цепочек (секций 3) длиной N/k разрядов каждая. Она может работать в двух режимах: в режиме управления сериями тактовых импульсов (а) и в режиме с перекрывающимися тактовыми импульсами (б).

В режиме управления сериями тактовых импульсов параллельные цепочки управляются сериями импульсов, разделенных интервалами хранения. Входная информация последовательно вводится в каждую из k параллельных секций (заполняя целиком сначала первую секцию, затем вторую и т.д.) и хранится в секции до тех пор, пока не заполнятся все остальные $k - 1$ секции. Количество тактовых импульсов в каждой секции равно количеству разрядов N/k в одной секции, а интервалы хранения равны



1, 2 – схемы разделения и объединения каналов; 3 – параллельные секции (регистры); 4 – генератор тактовых импульсов

Рисунок 2.20 – ЛЗ на ПЗС с параллельной организацией

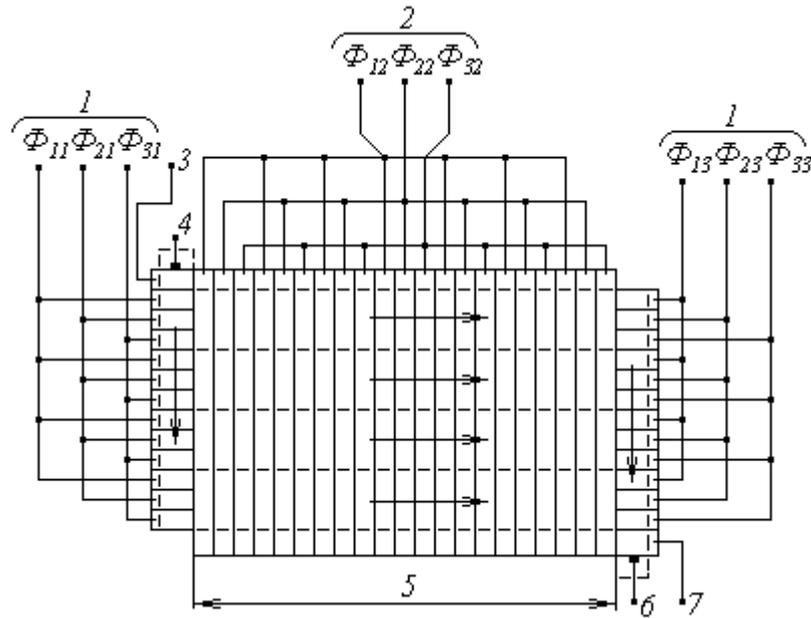
времени заполнения остальных $k - 1$ секций $(N/k)(k-1)/f_0$. Общая задержка составляет $\tau = N/f_0$ и равна задержке в N -разрядной последовательной линии. В то же время общее количество переносов в k раз меньше и, следовательно, полоса пропускания

параллельной ЛЗ соответствует полосе N/k -разрядной последовательной линии и будет значительно больше. При заданной полосе Δf максимальное время задержки при использовании параллельной организации может быть увеличено в k раз по сравнению с последовательной.

Недостатком описанного режима работы является то, что в течение достаточно большого интервала хранения на зарядовые пакеты накладывается пространственный шум, обусловленный флуктуациями тока термогенерации по площади кристалла.

В режиме управления перекрывающимися тактовыми импульсами (рисунок б) на соседние параллельные секции подаются импульсы, сдвинутые по фазе друг относительно друга на угол $360^\circ/k$. Входные сигналы *последовательно по одному* вводятся в каждую секцию с помощью соответствующей схемы разделения. Такой режим работы обеспечивает уменьшение числа переносов в k раз по сравнению с N -разрядной последовательной линией. Достоинством этого режима, по сравнению с рассмотренным выше, является устранение пространственного шума. Так как после введения в параллельные регистры по одному зарядовому пакету они все сдвигаются на один разряд, после чего вводятся следующие k входных сигналов и т.д., то пространственный шум усредняется по длине регистра и его на выходе можно отфильтровать. Недостатком данного режима является усложнение схемы управления.

При последовательно-параллельной (последовательно-параллельно-последовательной) ***организации*** (рисунок 2.21) управляющие тактовые импульсы всех секций совпадают по фазе. Сигналы вводятся в левый k -разрядный регистр с частотой f_0 , обеспечивающей требуемую полосу пропускания $\Delta f = f_0/2$. После заполнения регистра зарядовые пакеты параллельно сдвигаются вправо с тактовой частотой f_0/k . Достигнув правого регистра, сигналы считываются из него с частотой f_0 . Данная организация аналогична



1 и 2 – входы для импульсов, управляющих последовательными и параллельными переносами; 3 – входной затвор; 4 – входной р-п-переход; 5 – секция с параллельным переносом; 6 – выходной р-п-переход; 7 – выходной затвор.

Рисунок 2.21 – ЛЗ на ПЗС с последовательно-параллельной организацией

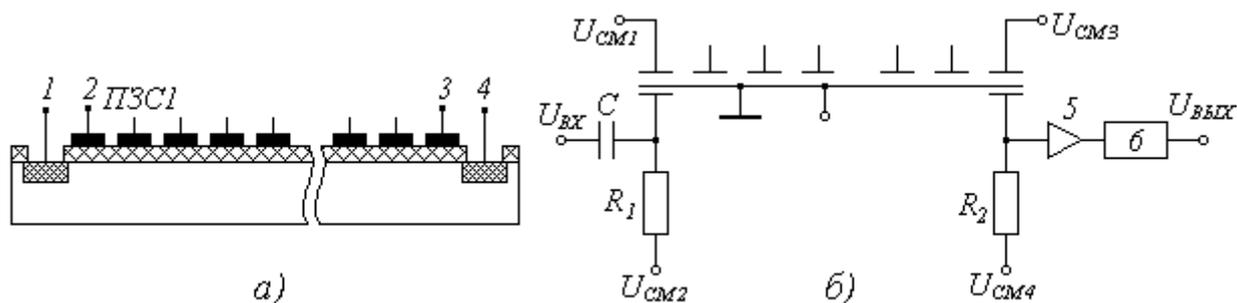
последовательно-параллельно-последовательной организации цифровых регистров на ПЗС. Если N -элементная матрица имеет формат $k \times (N/k)$ (k строк и N/k столбцов), то общее количество переносов равно $k + N/k$.

Линии задержки с параллельной и последовательно-параллельной организацией по сравнению с последовательной линией позволяют также уменьшить потребляемую мощность. Если информационная емкость последовательно-параллельной линии составляет N (бит), а число столбцов равно числу строк ($N^{1/2}$), то по сравнению с последовательной ЛЗ потребляемая мощность и количество переносов снижаются в $\sqrt{N} / 2$ раз. При $N = 1024$ получается выигрыш в 16 раз.

Параллельная организация позволяет получить максимальную задержку, но требует применения сложных схем разделения и объединения информационных каналов. В ЛЗ с последовательно-параллельной организацией функции разделения и

объединения каналов выполняют с помощью входного и выходного сдвиговых регистров. Поэтому схемы управления упрощаются.

Важное значение в аналоговых ЛЗ на ПЗС имеют **входные и выходные элементы**. Входные элементы должны обеспечивать линейное преобразование входных сигналов в зарядовые пакеты, а выходные – линейное преобразование зарядовых пакетов в изменения выходных напряжений и токов. Структурная схема ЛЗ на ПЗС с входным и выходным устройствами и эквивалентная схема замещения ее приведены на рисунке 2.22.



**1 – входной p-n-переход; 2 – входной электрод; 3 – выходной электрод;
4 – выходной p-n-переход; 5 – усилитель; 6 – фильтр.**

Рисунок 2.22 – Структура (а) и электрическая схема замещения (б)

входных и выходных элементов аналоговой ЛЗ на ПЗС

Входной элемент содержит электрод, перекрывающий входную диффузионную область. Сигнал через разделительную емкость C поступает на диффузионную область и модулирует величину инжектируемого зарядового пакета. Входной электрод находится под определенным напряжением смещения. Модуляция зарядового пакета, инжектируемого под первый передающий электрод ПЗС1 (управляемый тактовыми импульсами), происходит благодаря изменению тока входного p-n-прехода при изменении напряжения на диффузионной области. Затем зарядовый пакет передается по цепочке ПЗС. Входной сигнал можно также подавать на входной электрод, а к диффузионной области подключить постоянное напряжение смещения. Можно использовать управляемый входным сигналом внешний генератор тока, который подключается к диффузионной области и задает ток через p-n-переход.

Задержанный информационный зарядовый пакет в выходном устройстве преобразуется линейно в электрический сигнал (ток или напряжение), усиливается, фильтруется и подается на нагрузку.

б) Дискретные фильтры на ПЗС

Дискретными называются фильтры, в которых непрерывный входной сигнал сначала преобразуется с определенным шагом в последовательность дискретных значений, а затем обрабатывается соответствующим образом. Принцип действия дискретных фильтров на ПЗС адекватен дискретной последовательности отсчетов, то есть в фильтре происходит не интегрирование, а суммирование. Различают трансверсальные, рекурсивные, согласованные и др. дискретные фильтры. Важным классом функциональных устройств на ПЗС являются **трансверсальные фильтры¹**, представляющие собой линии задержки с отводами.

Рассмотрим структурную схему и функционирование одного из вариантов реализации трансверсального фильтра на ПЗС, приведенного на рисунке 2.23. Структурная схема фильтра включает в себя входную секцию S , M секций линии задержки D с отводами, элементы масштабирования (делители или усилители) K и сумматор Σ .

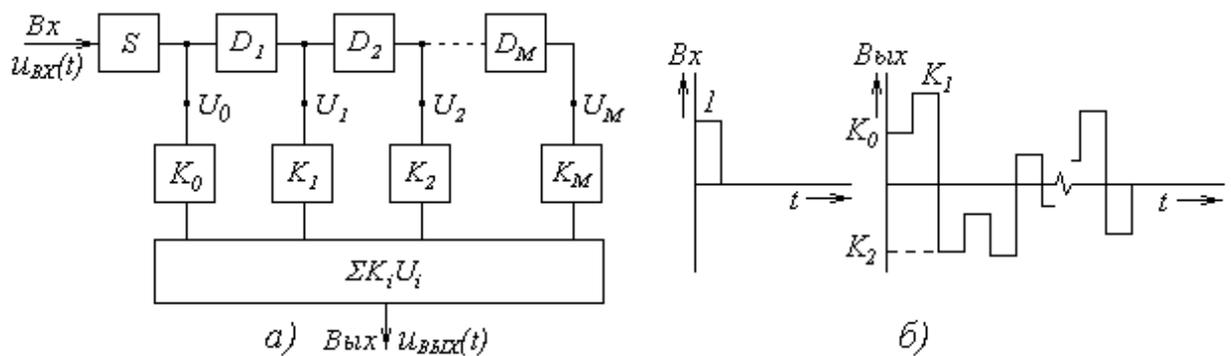


Рисунок 2.23 – Структурная схема (а) и импульсные характеристики (б) трансверсального фильтра

¹ Трансверсальный – проходящий через что-либо. В данном случае – фильтр последовательного типа с промежуточными отводами.

Во входной секции S осуществляется дискретизация входного сигнала, в которой аналоговый (непрерывный) сигнал преобразуется, в соответствии с тактовой частотой f_0 , в последовательность дискретных значений. В каждой из секций задержки D сигнал задерживается на целое число периодов nT тактового напряжения. Обычно время задержки выбирается равным одному периоду T . Отводы от секций линии задержки подключаются либо к усилителям, либо к делителям напряжения, имеющим соответствующие коэффициенты передачи K . Таким образом, сигналы, снимаемые с каждой секции задержки, умножаются на соответствующие весовые коэффициенты K_i ($i = 1, 2, \dots, M$) и полученные взвешенные сигналы суммируются в общей нагрузке.

Весовые коэффициенты K_i определяют вид импульсного отклика фильтра, т.е. переходную характеристику выходного сигнала фильтра при единичном входном импульсе. Но так как переходная характеристика через преобразование Фурье однозначно связана с амплитудно-частотной характеристикой, то путем соответствующего подбора весовых коэффициентов K_i можно сформировать необходимую частотную характеристику затухания.

Если на вход поступает сигнал произвольной формы $u_{BX}(t)$, то при прохождении его через линию задержки в дискретные моменты времени mT сигналы в отводах считываются, умножаются на весовые коэффициенты K_i и затем суммируются. Таким образом, на выходе фильтра реализуется функция, которая приближается к функции свертки [3]

$$U_{ВЫХ}(mT) = \sum_{i=1}^N K_i U_{ВХ}[(m-i+1) \cdot T], \quad (2.37)$$

где $U_{ВХ}(mT)$ – дискретные значения (выборки) входного сигнала; K_i – весовые коэффициенты i -го отвода; N – число разрядов; mT – задержка на один разряд.

Подбирая соответствующим образом весовые коэффициенты K_i , можно получить практически любую импульсную характеристику фильтра на определенном временном интервале. Поэтому *трансверсальный фильтр можно использовать в качестве линейного фильтра* (линейная зависимость выходного

сигнала от входного), *имеющего любую требуемую частотную характеристику*. На основе такого фильтра можно строить разнообразные линейные системы.

Дискретные фильтры имеют существенные преимущества перед аналоговыми при фильтрации радиосигналов с высоким уровнем шумов. Рассмотрим **принцип фильтрации шумов** на простейшем примере трансверсального фильтра.

Пусть на вход фильтра (рисунок 2.23, *а*) подается полезный сигнал $u(t)$ с прямоугольной огибающей длительностью T_S , на который накладывается помеха $u_{П}(t)$ (рисунок 2.24, *а*). Полагаем, что все элементы фильтра линейные и все весовые коэффициенты K_i одинаковы ($K_i = 1$). Для упрощения анализа ограничимся пятью элементами (отводами), то есть $M = 4$. Используя принцип суперпозиции, рассмотрим прохождение через фильтр полезного сигнала и помехи независимо друг от друга, а на выходе просуммируем их.

На рисунке 2.24, *б* приведена выборка из входного полезного сигнала $u(t)$ в виде пяти импульсов длительностью $T_{И}$, с интервалом выборки $t_{ВБ}$. На рисунке 2.24, *в* представлен отклик на выходе линии задержки на воздействие $u(t)$ в виде последовательности импульсов, снимаемый с пяти отводов ЛЗ на ПЗС и просуммированных в сумматоре. Этот отклик представляет собой сумму отсчетов выборки. Величина выходного напряжения нарастает (суммируется – идет накопление энергии), пока $u(t) > 0$, а потом при $u(t) = 0$ спадает – идет потребление энергии нагрузкой.

На рисунке 2.24, *г* приведена диаграмма входного дискретного сигнала с помехой $u_{ВХ}(t) = u(t) + u_{П}(t)$. Так как помеха $u_{П}(t)$ может принимать как положительные, так и отрицательные значения, то отсчеты будут либо больше входного сигнала (помеха складывается), либо меньше (помеха вычитается). В результате происходит частичная компенсация (фильтрация) помехи (рисунок 2.24, *д*), то есть на выходе фильтра помеха будут накапливаться медленнее, чем отклик на полезный сигнал.

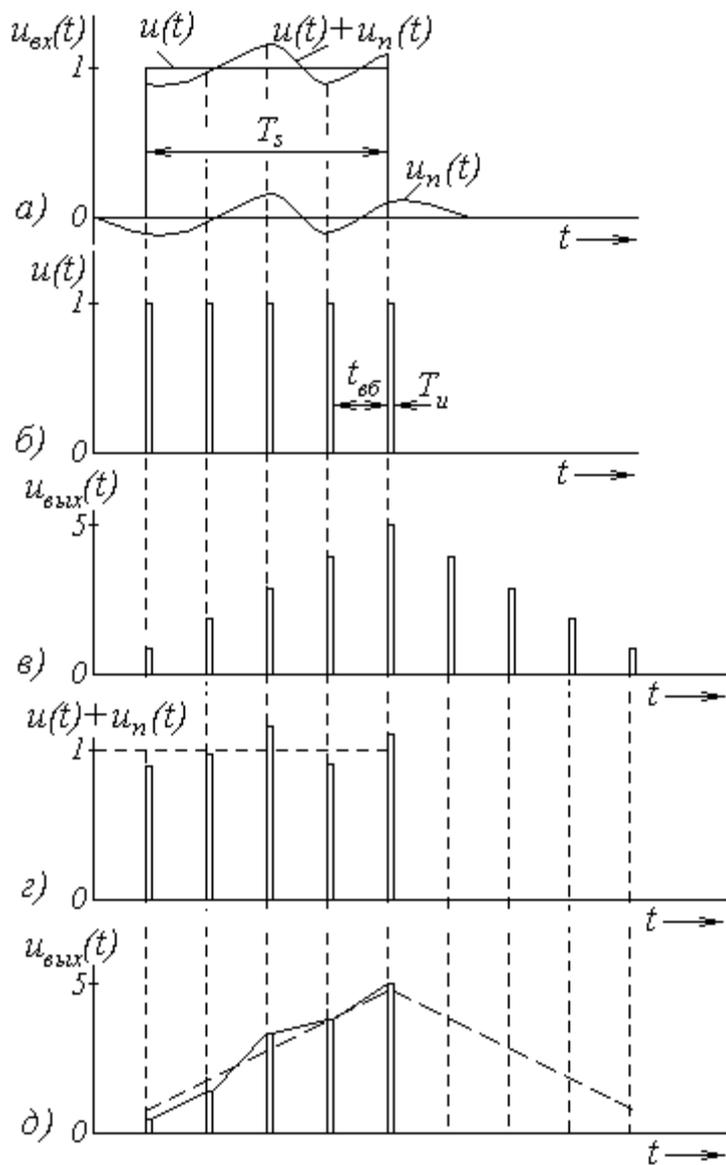


Рисунок 2.24 – Временные диаграммы трансверсального фильтра

появились широкие возможности в разработке и использовании дискретных фильтров. Они эффективны для фильтрации не только сложных аналоговых и дискретных сигналов, но и для достаточно простых сигналов с высоким уровнем помех.

В приведенном примере при пяти отводах на выходе фильтра сигнал увеличивается в 5 раз. Помеха за счет компенсации возрастает на выходе примерно в 2 раза, и отношение сигнала к помехе увеличится примерно в 2,5 раза. В этом заключается одно из основных преимуществ дискретного фильтра перед аналоговым.

Реально сигналы гораздо сложнее, чем прямоугольный импульс. Соответственно, для их фильтрации требуются более сложные схемы фильтров, но основной эффект выделения полезного сигнала из помех при дискретном накоплении сохраняется.

С созданием ПЗС и приборов на поверхностных акустических волнах (ПАВ)

Согласно структуре (рисунок 2.23, а) дискретный фильтр на ПЗС включает в себя, кроме аналоговой линии задержки, схему дискретизации входного сигнала, а также схемы отводов, взвешивания и суммирования выходных сигналов.

Отвод и взвешивание сигналов в фильтрах на ПЗС осуществляется различными способами. Наиболее простым является *метод электродного взвешивания* – разделения электродов ПЗС на две части (рисунок 2.25). При этом весовые коэффициенты задаются с помощью конструктивного разделения каждого m -го ПЗС (для m -тактных схем) на две части и измерения зарядов, перешедших в каждую из этих частей во время переходного процесса. Измерение зарядов осуществляется путем интегрирования частичных токов затвора за время действия тактового импульса, т.е. за время передачи заряда.

Для суммирования взвешенных сигналов соответствующие выводы затвора подключаются к тактовым шинам $\Phi_3^{(+)}$ и $\Phi_3^{(-)}$, на которые поступают идентичные тактовые импульсы. Токи, протекающие в цепях $\Phi_3^{(+)}$ и $\Phi_3^{(-)}$, считываются отдельно и поступают на вход дифференциального усилителя ДУ, который усиливает разность сигналов.

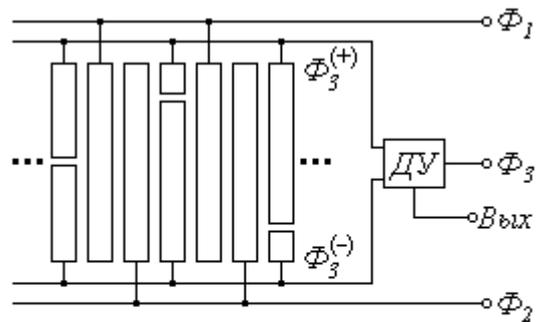


Рисунок 2.25 – Схема трехфазного фильтра с электродным взвешиванием

Если i -й электрод разделен на две части так, что относительная площадь одной части, подключенной к $\Phi_3^{(+)}$, равна $(1 + K_i)/2$, а площадь второй, подключенной к $\Phi_3^{(-)}$, равна $(1 - K_i)/2$, то напряжение на выходе дифференциального усилителя будет прямо пропорционально следующей величине:

$$U_{ВЫХ} \equiv \frac{1}{2} \sum_{i=0}^M (1 + K_i) Q_i - \frac{1}{2} \sum_{i=0}^M (1 - K_i) Q_i = \sum_{i=0}^M K_i Q_i, \quad (2.38)$$

где Q_i – зарядовый пакет в i -м разряде ПЗС-регистра.

Режим работы фильтра выбирается таким, чтобы нулевому входному сигналу соответствовал зарядовый пакет, величина которого равна среднему значению между максимальным и фоновым зарядами. В результате входной аналоговый сигнал

может быть как положительным, так и отрицательным. На выходе постоянная составляющая сигнала устраняется с помощью разделительной емкости.

Электродный способ взвешивания может быть использован также в приборах на «пожарных» цепочках.

Достоинством электродного метода взвешивания является незначительное увеличение площади кристалла, занимаемая фильтром, по сравнению с обычной линией задержки. В тоже время достигается высокая точность (98...99 %) взвешивания. *Недостатком* метода является сложность обслуживающих и управляющих схем, осуществляющих интегрирование токов затворов.

Во *втором методе* взвешивание и суммирование сигналов в дискретных фильтрах на ПЗС осуществляется с помощью *МДП-транзисторов*, имеющих разную крутизну. С линии задержки сигналы отводятся с помощью *плавающих диффузионных областей* или *плавающих затворов*, расположенных под затворами соответствующих ПЗС.

На рисунке 2.26 приведена схема трансверсального фильтра на «пожарных цепочках» при использовании метода взвешивания с помощью МДП-транзисторов. Сверху над линейкой приведена развернутая электрическая схема ячейки фильтра. В ней «пожарные цепочки» линии задержки представлены МДП-транзисторами T_1 и T_2 , схема отвода и взвешивания сигнала реализована на МДП-транзисторах T_3 и T_4 . U_1 , U_2 – импульсные управляющие напряжения от тактового генератора; E_C , E_3 – сигналы управления (изменения) коэффициентами взвешивания K_i ; N_i – отвод от i -ой ячейки фильтра.

Изменения потенциалов плавающих затворов и диффузионных областей практически линейно связаны с зарядами, поступающими в ПЗС. В схеме на «пожарных цепочках» ток i_i , протекающий через i -й истоковый повторитель, пропорционален напряжению U_i на затворе i -го МДП-транзистора и его проводимости. Проводимости нагрузочных МДП-транзисторов, определяемые их конфигурацией (отношением ширины канала к его длине), выбираются в соответствии с заданными весовыми коэффициентами K_i .

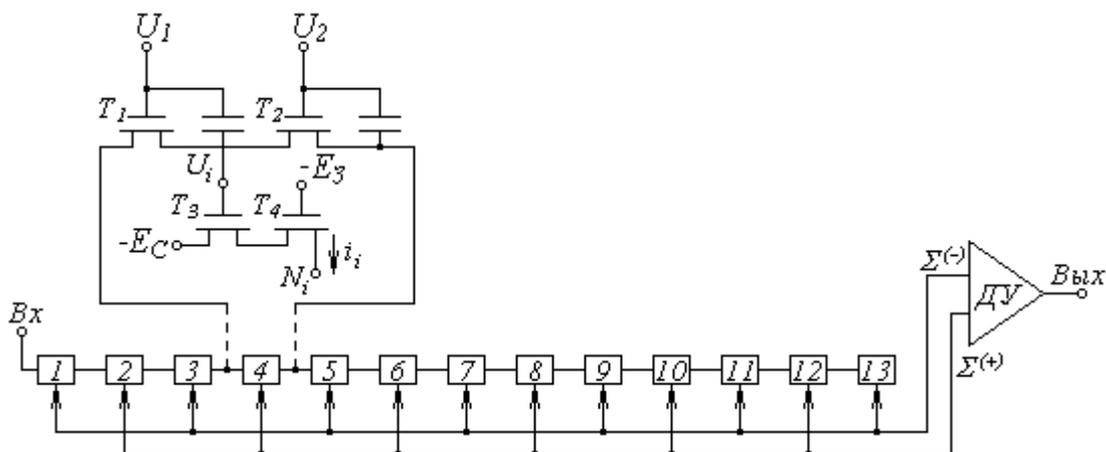


Рисунок 2.26 – Трансверсальный фильтр на “пожарных цепочках” при использовании метода взвешивания с помощью МДП-транзисторов

Узлы, для которых $K_i > 0$, подключаются к общей шине $\Sigma^{(+)}$, а узлы, для которых $K_i < 0$, – к общей шине $\Sigma^{(-)}$. Если эти шины подключить к дифференциальному усилителю ДУ, то напряжение на его выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ будет представлять корреляционную функцию входного сигнала и весовых коэффициентов.

Достоинства рассмотренного метода взвешивания заключаются в том, что, во-первых, упрощаются обслуживающие схемы и, во-вторых, на его основе возможно построение программируемого фильтра. Программируемый фильтр отличается от фильтра с фиксированными весовыми коэффициентами возможностью электрического программирования весовых коэффициентов отводов, определяющих его импульсную характеристику. В схеме (рисунок 2.26) это достигается электронной коммутацией каждого истокового повторителя либо к шине $\Sigma^{(+)}$, либо к шине $\Sigma^{(-)}$. Требуемая электронная коммутация обеспечивается дополнительными (включенными между повторителями и шинами $\Sigma^{(+)}$, $\Sigma^{(-)}$) МДП-транзисторами, управляемыми внешними программируемыми напряжениями. Весовой коэффициент каждого отвода может принимать только два значения, например, ± 1 .

Для построения программируемых фильтров, в которых весовые коэффициенты должны принимать любые значения (в заданном интервале), можно использовать МНОК-транзисторы, которые включаются в качестве нагрузочных приборов в истоковых повторителях. Пороговое напряжение МНОК-транзистора можно изменять электрическим путем за счет инжекции зарядов на границу раздела нитрид-окисел. Благодаря этому изменяется проводимость нагрузочного МДП-транзистора и, следовательно, весовой коэффициент отвода.

Важной областью применения ПЗС являются *согласованные фильтры*. Так как в трансверсальном фильтре можно получить произвольную импульсную характеристику, то его можно использовать для *согласования сигналов произвольной формы*. Такие фильтры получили название *согласованных*. Они широко применяются в радиолокации и системах связи для оптимальной линейной фильтрации принимаемых сигналов, т.е. для получения максимального отношения *сигнал/шум*.

В соответствии с *теоремой об оптимальной линейной фильтрации* для того, чтобы с максимальной вероятностью выделить сигналы на фоне белого шума, необходимо использовать согласованный фильтр. В данном случае фильтр должен иметь *импульсную характеристику*, которая являлась бы *зеркальным отображением (во времени) принимаемого сигнала*. Согласованные фильтры находят широкое применение в радиолокации и в системах связи с низкой частотой следования данных и с протяженным спектром, где требуется передать сигнал с ограниченной максимальной мощностью по каналу при наличии шумов. В таких системах используются маломощные сигналы, имеющие большую протяженность во времени (до сотен *мс*). Поэтому для получения требуемого отношения *сигнал/шум* приемник должен обеспечить интегрирование мощности принятого сигнала за время его действия.

В радиолокационных системах для согласования обычно используются трансверсальные фильтры, настроенные на 13-разрядный код Баркера (рисунок 2.26) со следующими значениями весовых коэффициентов:

$$K_i = -1, +1, -1, +1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, -1, -1, -1. \quad (2.39)$$

Импульсная характеристика настроенного на этот код фильтра, реализованного на «пожарных цепочках», приведена на рисунке 2.27, а.

Если на вход такого фильтра подать сигнал, соответствующий зеркальному отображению кода Баркера, то его выходная реакция, являющаяся корреляционной функцией, будет иметь большой пик (рисунок 2.27, б), который в 13 раз превышает амплитуду входного сигнала. То есть происходит улучшение отношения *сигнал/шум* в 13 раз по сравнению с системой без согласованного фильтра.

Трансверсальные фильтры на ПЗС могут быть также использованы для создания **полосовых фильтров** с заданной частотной характеристикой, которые предназначены для выделения узкой полосы частот в сигнале. Импульсная характеристика полосового фильтра (а, следовательно, и значения его весовых коэффициентов) определяется с помощью преобразования Фурье к заданной частотной характеристике.

Частотная характеристика $A(f)$ полосового фильтра, реализованного на ПЗС, приведена на рисунке 2.28. Этот фильтр позволяет получить оптимальное отношение между полосой пропускания и подавлением вне полосы пропускания, которое составляет 29 дБ. Ослабление же в полосе пропускания (на уровне 4,5 % от средней частоты) составляет всего лишь 3 дБ. Средняя частота фильтра равна $f/4$ и, следовательно, ее можно менять изменением тактовой частоты f_0 .

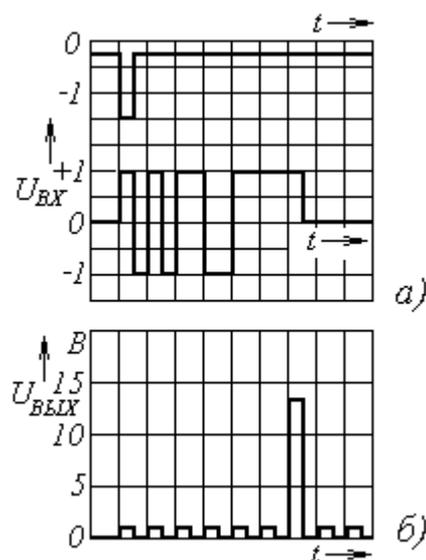


Рисунок 2.27 –
Импульсная
характеристика (а) и
выходная реакция на
сигнал
(б) согласованного
фильтра

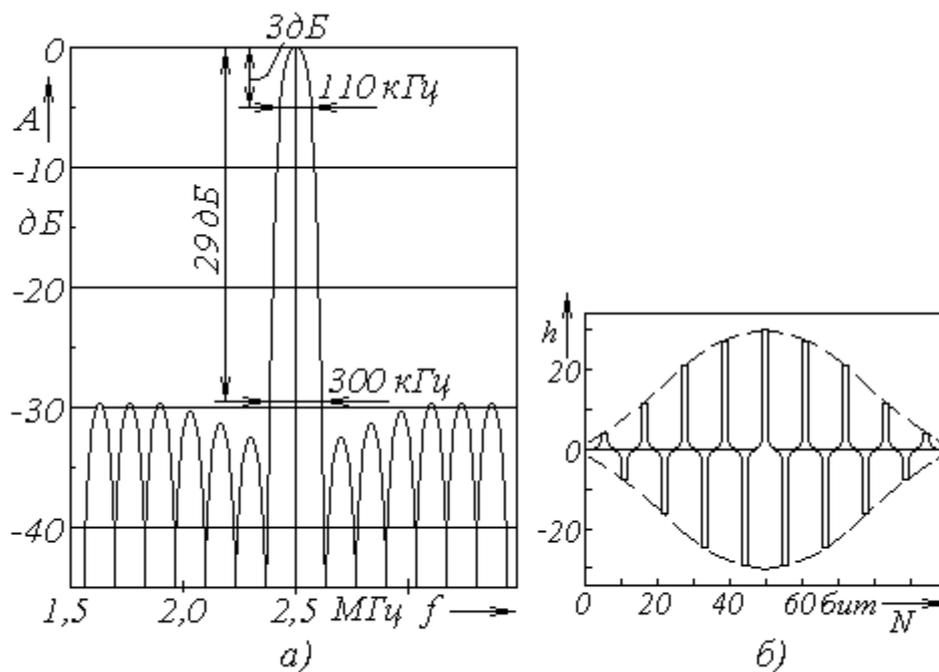


Рисунок 2.28 – Частотная (а) и импульсная (б) характеристики
полосового фильтра на ПЗС

Если выход трансверсального фильтра через цепь обратной связи соединить со входом, то получится **рекурсивный фильтр**, отличительным свойством которого является неограниченная во времени импульсная характеристика. Это, в свою очередь, позволяет одновременно с узкой полосой пропускания получить хорошее подавление в полосе задержания и, следовательно, высокую добротность. Однако существуют трудности, связанные с реализацией рекурсивных фильтров в интегральном исполнении, так как для них (в цепи обратной связи) требуются прецизионные усилители.

2.8 Перспективы развития функциональных устройств на ПЗС

В настоящее время разработка и внедрение функциональных устройств на ПЗС в электронные средства является одним из важнейших направлений развития науки и производства. Устройства с зарядовой связью отличаются высокой технологичностью – МДП-структуры формируются на однородной полупроводниковой подложке, миниатюрностью – МДП-элементы имеют наименьшие размеры из всех полупроводниковых элементов, малой потребляемой мощностью – единицы нановатт на элемент, что на 1 и более порядков ниже, чем в

элементах ИС, *достаточно высоким быстродействием* – десятки мегагерц, *широкими функциональными возможностями*.

Современный уровень развития ПЗС можно охарактеризовать следующими обобщенными параметрами:

- число элементов на одном кристалле – $(1 \dots 5) \cdot 10^5$;
- тактовая частота – $(2 \dots 5) \cdot 10^7$ Гц;
- относительные потери заряда при передаче – 10^{-5} ;
- удельная потребляемая мощность (на один элемент) – $(0,01 \dots 1) \cdot 10^{-6}$ Вт;
- плотность темновых токов - 10^{-9} А/см².

Из основных направлений электронных средств, где использование ПЗС наиболее перспективно, следует выделить следующие:

- системы твердотельного телевидения и электронного зрения промышленных роботов;
- устройства инфракрасной техники;
- аналоговые микропроцессоры;
- многоуровневые запоминающие устройства;
- устройства фильтрации и временной задержки радиосигналов;
- фотоприемные устройства голографических систем и систем распознавания образов.

Контрольные вопросы по главе

- 1 Какие функциональные устройства называются приборами с зарядовой связью?
- 2 Физические процессы в МДП-конденсаторе при подаче на полевой электрод положительного и отрицательного потенциала. Что такое обедненный и инверсный слой?
- 3 На чем основан принцип работы ПЗС-устройств?
- 4 Структура и принцип функционирования трехтактного регистра на ПЗС.
- 5 Физические основы работы ПЗС в режиме хранения информации. Зависимость величины зарядового пакета от параметров ПЗС.
- 6 Физические основы работы ПЗС в режиме передачи информационного заряда. Что такое эффективность передачи заряда и от чего она зависит?
- 7 Параметры и характеристики ПЗС и их зависимость от температуры, облучения и др. внешних факторов.
- 8 Какие существуют разновидности структур секции переноса ПЗС? Их преимущества и недостатки.
- 9 Области применения ПЗС-устройств и их преимущества перед другими аналогичными функциональными устройствами?
- 10 Принципы реализации блока памяти в запоминающих устройствах на ПЗС. Как осуществляется длительное хранение информации?
- 11 Достоинства, недостатки и перспективы применения запоминающих устройств на ПЗС.
- 12 Принципы реализации и функционирования формирователей видеосигналов на ПЗС при временном и пространственном разделении режимов восприятия и сканирования.
- 13 Основные преимущества формирователей видеосигналов на ПЗС перед другими аналогичными функциональными устройствами и перспективы их применения.
- 14 Области применения ПЗС для обработки аналоговой информации.
- 15 Принципы реализации линий задержки на ПЗС.

16 Преимущества и недостатки линий задержки на ПЗС с различными способами организации их работы.

17 Параметры и характеристики линий задержки на ПЗС. Что такое динамический диапазон ЛЗ на ПЗС?

18 Что понимается под дискретным фильтром? Преимущества дискретных фильтров перед аналоговыми.

19 Структура и принцип функционирования трансверсального фильтра. Какие способы отводов и взвешивания сигналов вы знаете?

20 Что такое согласованный фильтр? Принцип функционирования согласованного фильтра и области его применения.

21 Что такое рекурсивный фильтр? Принцип реализации его на ПЗС.

22 Перспективы развития функциональных устройств на ПЗС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ ПО ГЛАВЕ

1 Кравченко А.Ф. Физические основы функциональной электроники: Учебное пособие для вузов. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 2000. – 444 с.

2 Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. – СПб.: Изд-во «Лань», 2001. – 480 с.

3 Носов Ю.Р., Шилин В.А. Основы физики приборов с зарядовой связью. – М.: Наука, 1986. – 320 с.

4 Носов Ю.Р., Шилин В.А. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью. – М.: Сов. Радио, 1976, 144 с.

5 Несмелов Н.С., Славникова М.М., Широков А.А. Физические основы микроэлектроники: Учебное пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2003. – 236 с.

6 Приборы с зарядовой связью / Под ред. М. Хоувза, Д. Моргана. – М.: Энергоиздат, 1981. – 376 с.

7 Рычина Т.А., Зеленский А.В. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы. - М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.

3 ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

3.1 Общие сведения

Функциональные устройства на поверхностных акустических волнах получили название акустоэлектронных радиокomпонентов (АЭРК) [1]. Принцип функционирования АЭРК основан на возбуждении, распространении и детектировании поверхностных акустических волн (ПАВ).

Начало работ по созданию и практическому применению функциональных устройств на ПАВ положено в конце 50-х – в начале 60-х годов. В основу практических разработок АЭРК легли фундаментальные работы в области физической акустики российских и зарубежных ученых И.А. Викторова, Ю.В. Гуляева, С.В. Богданова, Р. Уайта, К. Ингебригстена, Р. Лайкера и др. Активная работа по разработке и внедрению функциональных устройств на ПАВ ведется начиная с 70-х годов. В настоящее время работы по созданию АЭРК ведутся по двум направлениям:

1) разработка однофункциональных устройств: линий задержки, фильтров, резонаторов, разветвителей и сумматоров сигналов, акустических фазовращателей, аттенюаторов и т.д.;

2) разработка многофункциональных устройств: фильтров фазовой и частотной модуляции радиосигналов, генераторов сигналов, устройств пространственно-временной обработки сигналов и др.

Благодаря очевидным преимуществам: высокая воспроизводимость (повторяемость заданных характеристик), стабильность параметров, малые габариты, плоская конструкция, совместимая с интегральными микросхемами, АЭРК находят все более широкое применение. В частности, в телевизионной технике применяются в качестве селекторов телевизионных каналов, фильтров промежуточных частот, частотных дискриминаторов, линий задержки и т.д.

ПАВ – это ультразвуковые волны, распространяющиеся в тонком приповерхностном слое твердых тел на глубине не более длины волны λ .

Известны несколько типов поверхностных волн. Для реализации устройств на ПАВ наиболее широко используются три типа волн:

- **Рэлея** – волны на свободной поверхности изотропного твердого тела;
- **Лява** - сдвиговые волны на поверхности, покрытой однородным слоем другого вещества, в плоскости, перпендикулярной сагиттальной плоскости;
- **Стоули** – волны, распространяющиеся вдоль границы раздела двух изотропных тел.

Основными преимуществами ПАВ перед электромагнитными и объемными ультразвуковыми волнами являются:

1) малая скорость ПАВ (V_A) – на 4-5 порядков меньше скорости электромагнитных волн и существенно ниже объемных (V_{OB}). Например, для германата висмута – $V_A=1,7 \cdot 10^3$ м/с; $V_{OB}= 5,7 \cdot 10^3$ м/с;

2) возможность реализации необходимых частотных характеристик ПАВ-устройств путем формирования планарных структур на поверхности звукопровода;

3) возможность управления ПАВ (изменение направления, разделение сигнала на несколько каналов, изменение скорости, поглощение и т.д.) с помощью различных неоднородностей на поверхности звукопровода;

4) плоская структура ПАВ-устройств.

Эти преимущества позволяют создавать на ПАВ интегральные функциональные устройства различного назначения: линии задержки, полосовые фильтры, резонаторы, фазовращатели, аттенюаторы, генераторы сигналов, фильтры фазовой и частотной модуляции и другие устройства обработки сигналов.

Основными элементами устройств на ПАВ являются:

- 1) звукопроводы;
- 2) преобразователи (прямые и обратные);
- 3) элементы управления – ответвители, отражатели, поглотители, акусти-ческие волноводы, усилители и т.д.

Качеством материалов и технологией изготовления звукопроводов определяются многие важные свойства функциональных устройств на ПАВ: стабильность параметров и характеристик, воспроизводимость, активные потери

(к.п.д., добротность), габаритные размеры и др. Поэтому к материалам звукопровода предъявляются весьма жесткие требования. Они должны обладать:

- малой скоростью V_A ;
- большим коэффициентом электромеханической связи k_M ;
- малым температурным коэффициентом временной задержки α_t ;
- однородностью структуры;
- низкими активными потерями.

Основные свойства пьезоэлектрических материалов, получивших наиболее широкое применение для изготовления звукопроводов акустоэлектронных радиокомпонентов, приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 - Основные свойства материалов звукопроводов АЭРК [2]

Материал	Скорость ПАВ, V_A , км/с	Коэффициент электромеханической связи, k_M^2	Температурный коэффициент задержки, $\alpha_t \cdot 10^6, K^{-1}$
Пьезокварц	3,15...3,2	0,0012...0,0024	- (3...32)
Ниобат висмута	3,48...4,0	0,0052...0,0554	77...96
Германат висмута	1,62...1,7	0,007...0,0164	- (115...140)
Силикат висмута	1,7	0,018	118
Танталат лития	3,22...3,31	0,0069...0,0093	36...67
ЦТС	2,21	0,043	-
Окись цинка	2,7	0,01	40

Наиболее важными элементами ПАВ-устройств являются *входные и выходные преобразователи*. Они преобразуют электрические сигналы в акустические и акустические в электрические и *определяют частотные свойства* реализуемых устройств селекции на ПАВ.

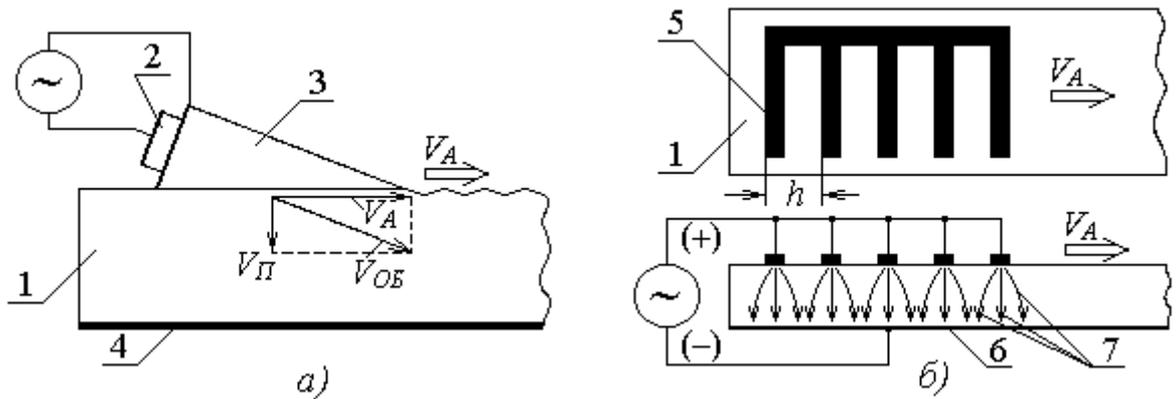
3.2 Принципы возбуждения ПАВ и элементы АЭРК на ПАВ

3.2.1 Способы возбуждения ПАВ

Существует несколько способов возбуждения поверхностных акустических волн:

- 1) с помощью клиновидного, объемного резонатора (рисунок 3.1, а);
- 2) с помощью однофазного решетчатого преобразователя (рисунок 3.1, б);

- 3) с помощью двухфазного или встречно-штыревого преобразователя (ВШП) (рисунок 3.2);
- 4) с помощью торцевого преобразователя и т.д.



1 – звукопровод; 2 – пьезоэлектрический преобразователь; 3 – клин; 4 – поглотитель;
5 – однофазная решетка; 6 – сплошной электрод; 7 – линии электрического поля

Рисунок 3.1 – Клиновый (а) и однофазный решетчатый (б) преобразователи ПАВ

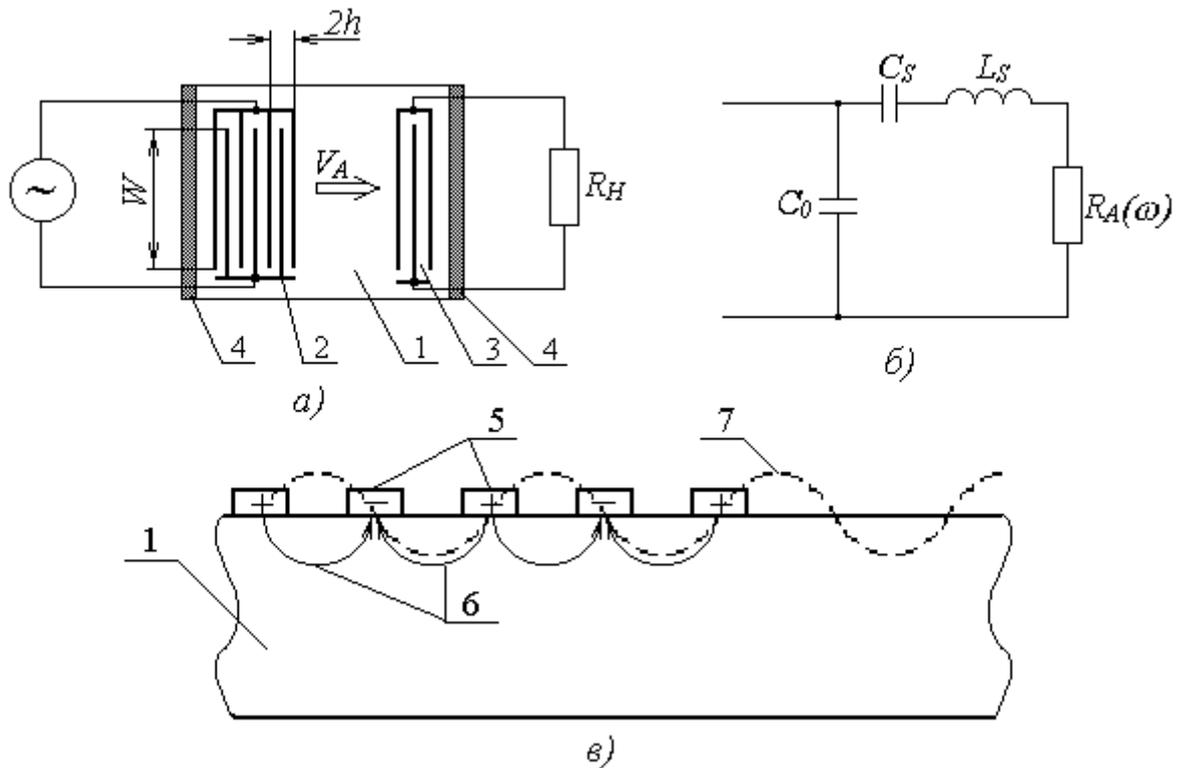
В **клиновом преобразователе** (рисунок 3.1, а) для преобразования электрического сигнала в ультразвуковой используется пьезоэлектрический объемный резонатор 2, который с помощью пайки крепится на торце клина 3. Клин, в свою очередь, располагается на поверхности звукопровода свободно, либо крепится так же с помощью пайки или клея. В звукопроводе объемная волна $V_{ОБ}$ разделяется на поверхностную акустическую V_A и поперечную волну $V_{П}$, которая поглощается в специальном покрытии (поглотителе 4). Этот способ по сравнению с электродным достаточно сложен в исполнении, менее эффективен и существенно увеличивает объем ПАВ-устройств. К преимуществам клинового преобразователя следует отнести его универсальность. Он может быть использован в сочетании со звукопроводом из любого твердого материала в отличие от решетчатых и торцевых электродных преобразователей. Но, не смотря на отмеченные недостатки, клиновые преобразователи продолжают использоваться в переменных линиях задержки, в

измерительных системах и других устройствах, в которых требуется пространственное перемещение преобразователя.

Однофазный электродный преобразователь (рисунок 3.1, б) представляет собой штыревые электроды 5 из электропроводящего материала (чаще из алюминия), нанесенные сверху на звукопровод 1 из пьезоэлектрика и сплошного электрода 6, нанесенного на звукопровод снизу. При подаче на электроды переменного напряжения между ними образуется переменное электрическое поле 7, которое возбуждает в звукопроводе ультразвуковые колебания. Этот способ преобразования малоэффективен, так как большая часть энергии преобразователя расходуется на возбуждение объемных волн, и лишь малая часть преобразуется в ПАВ. К тому же большой уровень объемных волн вносит большие помехи в работу преобразователей. Поэтому однофазные преобразователи не получили широкого применения.

Наиболее широкое применение в функциональных устройствах на ПАВ получили **встречно-штыревые преобразователи (ВШП)**, которые свободны от указанных выше недостатков. На рисунке 3.2 приведены простейшая схема полосового фильтра (а), схема замещения встречно-штыревого преобразователя (б) и показана физика процесса возбуждения поверхностных акустических волн (в).

Принцип возбуждения ПАВ с помощью ВШП заключается в следующем. При подаче на преобразователь переменного напряжения в приповерхностном слое звукопровода 1 между противофазными штырями 5 образуется переменное электрическое поле 6. Так как звукопровод изготавливается из пьезоэлектрика, то в области действия электрического поля в звукопроводе (на глубине около $\lambda/2$) возникают механические деформации. Максимальной величины эти деформации достигают при частоте, соответствующей шагу решетки преобразователя $h = \lambda/2$, то есть когда частота сигнала будет равна собственной частоте преобразователя. Очевидно, что величина амплитуды (энергии) акустической волны будет тем больше, чем большее количество штырей имеет преобразователь.



a – структурная схема полосового фильтра; ***б*** – электрическая схема замещения ВШП; ***в*** – принцип возбуждения ПАВ. ***1*** – звукопровод; ***2*** – входной ВШП;

3 – выходной ВШП; ***4*** – поглотитель; ***5*** - противофазные штыри ВШП;

6 – линии электрического поля; ***7*** – возбужденная ПАВ в звукопроводе

Рисунок 3.2 – Принцип возбуждения ПАВ с помощью ВШП

Так как упругие деформации и электрические поля, возбуждаемые на поверхности пьезоэлектрика ***1*** (звукопровода), полностью определяют структуру излучаемых акустических волн и все энергетические параметры преобразователя, то путем подбора соответствующей структуры преобразователя можно реализовать необходимую частотную характеристику устройства.

3.2.2 Основные параметры и характеристики преобразователя

К основным параметрам ВШП относятся:

h - шаг решетки ($h=\lambda/2$) – определяет среднюю частоту устройств селекции;

- W - величина перекрытия противофазных штырей – определяет величину энергии, возбуждаемой ПАВ;

- W_{max} - *апература* - максимальная величина перекрытия противофазных штырей;
- N - *число электродов* – определяет добротность преобразователя.

Основными характеристиками преобразователей являются:

- *амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $A(f)$* ;
- *импульсный отклик $A(t)$* - реакция преобразователя на импульсное воздействие;
- *закон перекрытия электродов $W(l)$* , где l - ширина преобразователя;
- *весовая (энергетическая) характеристика*, определяется законом распределения потенциалов между смежными электродами и законом перекрытия электродов $W(l)$.

3.3 Линии задержки на ПАВ

3.3.1 Типы ЛЗ на ПАВ и основные требования к ним

На ПАВ реализуются три типа ЛЗ:

- 1) ЛЗ с однократной задержкой сигнала – с фиксированной или регулируемой задержкой;
- 2) Многоотводные (МЛЗ) – с многократной задержкой сигнала;
- 3) Дисперсионные (ДЛЗ) – время задержки зависит от частоты сигнала.

К ЛЗ на ПАВ, как и к другим типам линий задержки, предъявляются следующие основные требования:

- 1) Обеспечение заданного времени задержки τ ,
- 2) Обеспечение заданной АЧХ $A(\omega)$;
- 3) Обеспечение заданной стабильности (температурной, временной и др.);
- 4) Минимальные вносимые искажения сигнала.

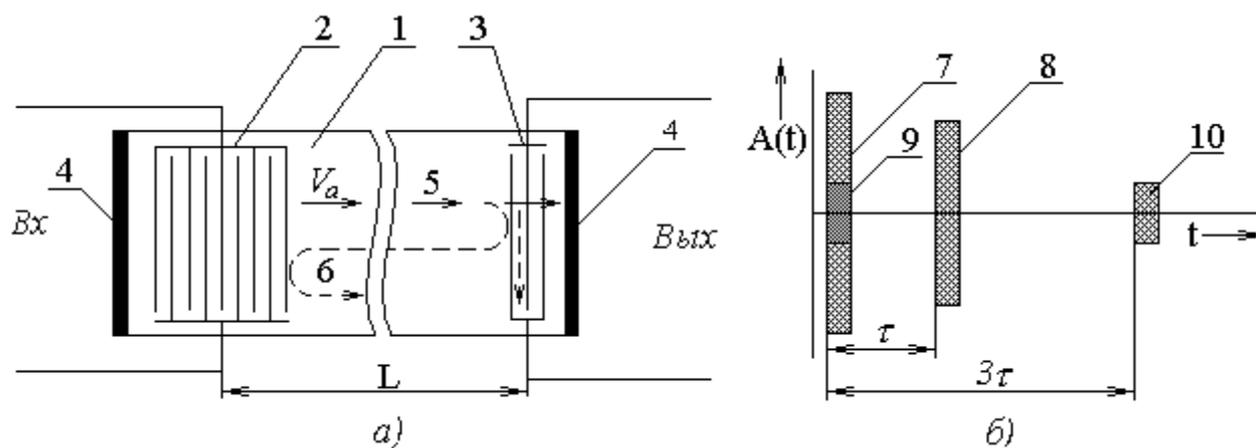
3.3.2 ЛЗ с однократной фиксированной задержкой сигнала

По виду конструкции звукопровода ЛЗ с однократной фиксированной задержкой сигнала разделяются на линии: с прямолинейной траекторией; цилиндрические; спиральные и дисковые.

К данному типу относятся ЛЗ, состоящие из входного и одного выходного преобразователей. Звукопровод либо прямолинейный (при $\tau \leq 100$ мкс), либо специальной формы (кольцевые, типа «камerton», спиральные и т.д.). Акустическая

волна, прошедшая выходной преобразователь, должна демпфироваться, т.е. поглощаться, для чего на звукопроводах устанавливаются поглотители.

Конструкция однонаправленной ЛЗ с прямолинейной траекторией и временная диаграмма приведены на рисунке 3.3.



1 – звукопровод; 2 – входной ВШП; 3 – выходной ВШП; 4 – поглотители; 5 – прямой акустический сигнал; 6 – трехзаходовый акустический сигнал; 7 – входной электрический сигнал; 8 – задержанный сигнал; 9 – ложный сигнал; 10 – трехзаходный сигнал

Рисунок 3.3 – Однонаправленная ЛЗ с прямолинейной траекторией (а)

и временная диаграмма входного и выходных электрических сигналов (б)

Принцип функционирования ЛЗ заключается в следующем. Входной полосозадающий преобразователь 2 (рисунок 3.3, а) преобразует входной электрический сигнал в акустический. При этом ПАВ будут в равной степени распространяться как вправо, так и влево. Но так как ЛЗ несимметричная, то левый поток (для упрощения на рисунке не показан) полностью компенсируется поглотителем 4. Для дальнейшей обработки используется только правая часть акустического потока, которая принимается широкополосным выходным преобразователем 3 и преобразуется им в электрический сигнал.

На выходе ЛЗ будут иметь место сигналы трех типов (рисунок 3.3, б):

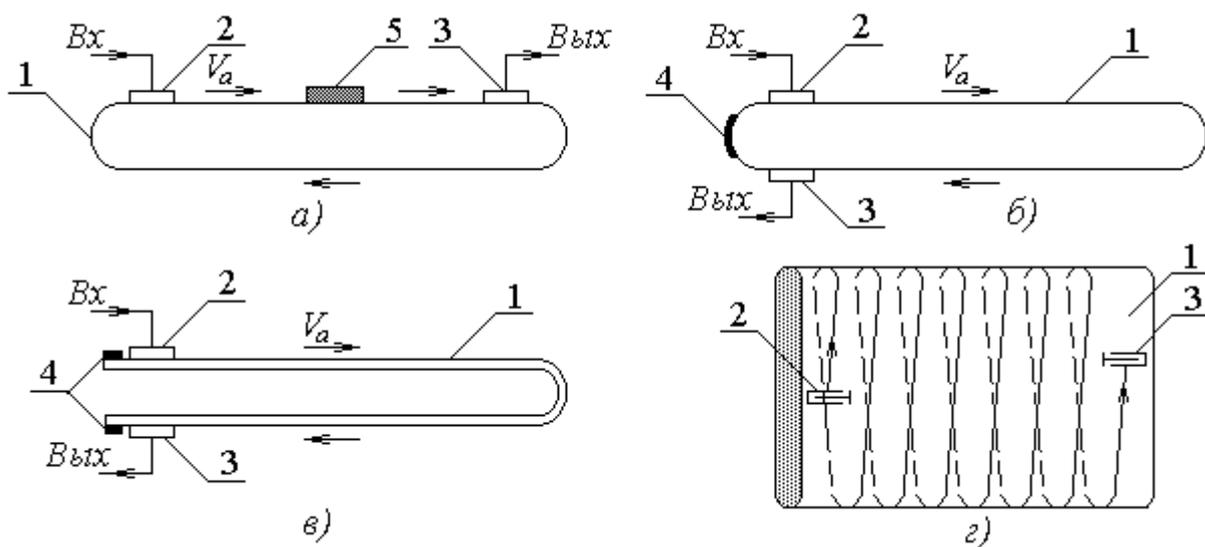
прямой полезный сигнал 8, задержанный на заданное время $\tau = L/V_a$;

ложный сигнал 9 от прямого прохождения входного сигнала, обусловленный прямыми электрическими связями (R, C, L) выходного преобразователя со входным ($\tau_l = 0$);

ложный сигнал 10, обусловленный двойным отражением акустического сигнала от преобразователей (неоднородности на поверхности звукопровода) и регенерацией ПАВ выходным преобразователем ($\tau_l = 3\tau$).

Для борьбы с ложными сигналами применяются конструктивные и схемотехнические меры: экранирование, фазовая компенсация, согласование, оптимизация согласующих схем и др.

Для увеличения времени задержки используются ЛЗ со сложными траекториями распространения ПАВ: цилиндрические, спиральные, дисковые и др. На рисунке 3.4 приведены наиболее распространенные типы ЛЗ: цилиндрические с замкнутой траекторией акустического потока (а) – циклические; цилиндрические однопроходные (б); цилиндрические с разомкнутой траекторией (в) – типа "камертон" и спиральные (г). Они позволяют получить значительную величину времени задержки (до нескольких миллисекунд).



1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители;

5 - акустический усилитель

Рисунок 3.4 – Цилиндрические (а-в) и спиральная (г) линии задержки

В цилиндрических и спиральных ЛЗ наиболее полно используется поверхность звукопровода. Однако для получения прецизионной задержки необходимо строго

выдерживать расстояние между преобразователями, торцы звукопровода должны обрабатываться с высокой точностью, а радиус закруглений должен выдерживаться одинаковым по всей ширине звукопровода, то есть усложняется технология изготовления звукопровода.

Другим типом ЛЗ со сложной траекторией являются *дисковые* (рисунок 3.5), в которых сигнал многократно отражается от граней диска или специальных отражательных структур. Данный тип ЛЗ имеет преимущество перед цилиндрическими в том, что

задержка сигнала определяется лишь относительным положением преобразователей и других структурных элементов акустического тракта на поверхности звукопровода.

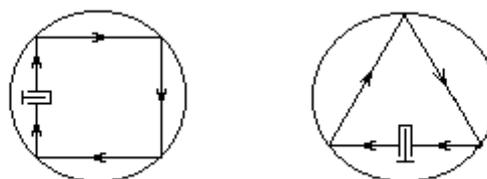


Рисунок 3.5 – Дисковые ЛЗ с квадратичной и треугольной формой траектории сигнала

Следовательно, точность определяется лишь точностью выполнения топологии структурных элементов.

В таблице 3.2 приведены основные технические характеристики различных типов ЛЗ на ПАВ с однократной фиксированной задержкой, где f_{CP} – средняя частота; P – полоса пропускания.

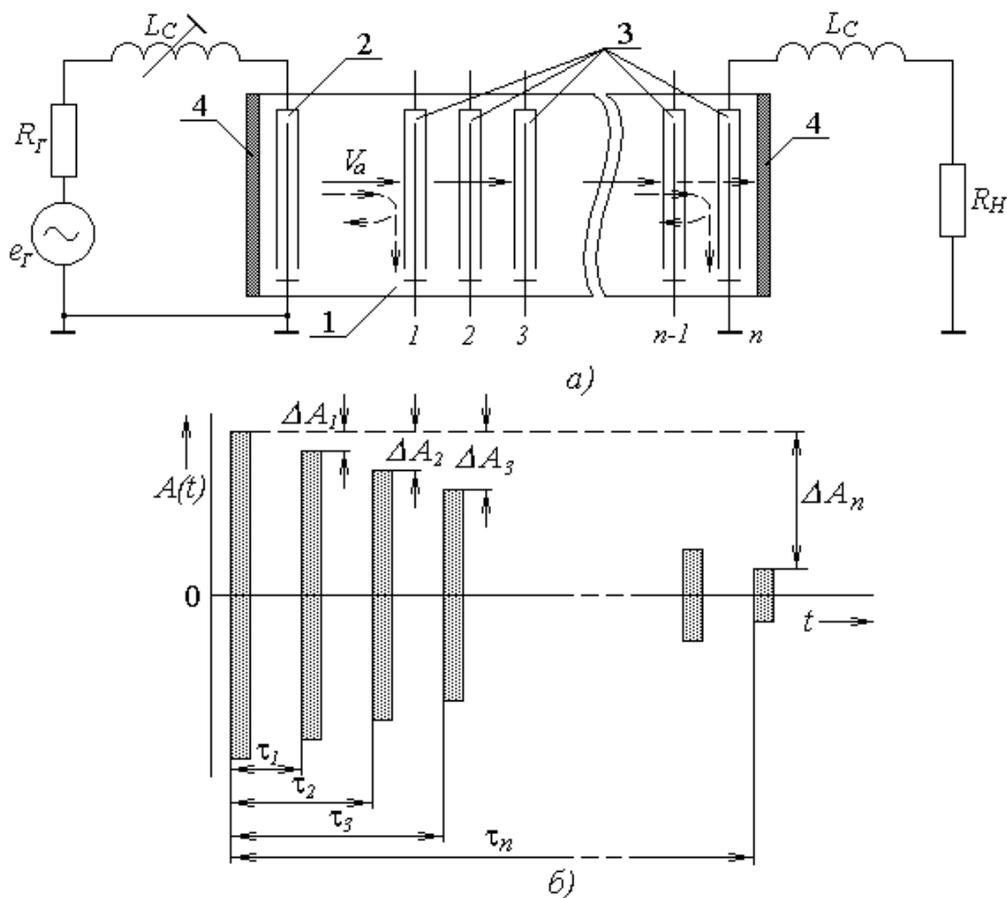
Таблица 3.2 – Технические характеристики типовых ЛЗ на ПАВ

τ , мкс	f_{CP} , МГц	P , МГц	Вносимые потери, дБ	Тип линии	Материал звукопровода	Примечание
0,95	33,8	6,5	2	С прямолинейной ПАВ-траекторией	Ниобат лития	Пластинчатый звукопровод
240	41	-	42	Дисковая	Кварц, Y-срез	$D_{диск}=76,2$ мм
970	85	65	65	Спиральная	Германат висмута	$V_{зв}=184 \times 28 \times 0,5$ мм
1260	60	60	40-50	Спиральная с $\Delta V/V$ -волноводами	Германат висмута	$L_{зв}=139,7$ мм

3.3.3 Многоотводные линии задержки

На рисунке 3.6 приведена типовая конструкция МЛЗ с элементами согласования источника сигнала и нагрузки с ЛЗ и временная диаграмма входного и задержанных сигналов.

Акустическая волна от входного полосозадающего преобразователя 2 распространяется вдоль звукопровода и последовательно взаимодействует с выходными широкополосными преобразователями. Энергетические соотношения обусловлены степенью связи выходных преобразователей с акустическим потоком.



**1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители;
 L_C - индуктивные элементы согласования**

Рисунок 3.6 – МЛЗ с элементами согласования (а) и временная диаграмма (б)

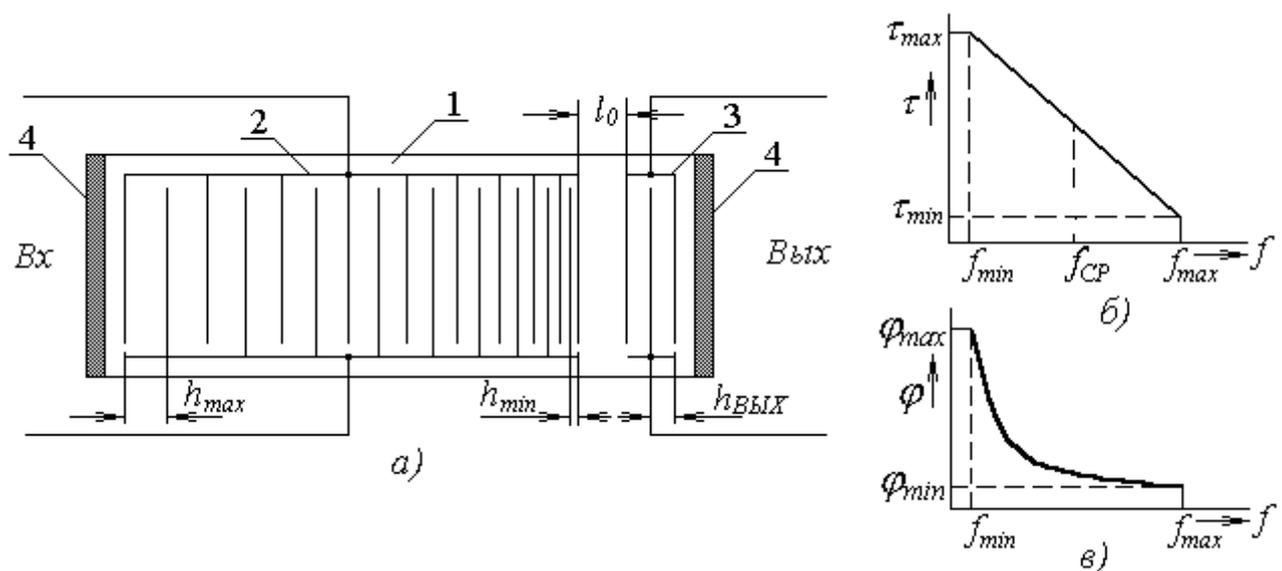
На временной диаграмме показаны временные сдвиги τ и затухание ΔA выхлдных сигналов. Естественно, в МЛЗ так же будут иметь место и ложные сигналы, обусловленные: прямыми электрическими связями преобразователей; многократным отражением ПАВ от преобразователей; регенерацией ПАВ

выходными преобразователями; дисперсией ПАВ и другими эффектами. МЛЗ может быть реализована как с прямолинейным акустическим потоком, так и со сложной траекторией распространения ПАВ. В первом случае время задержки определяется геометрическими параметрами звукопровода и ограничивается физическими свойствами материалов и уровнем технологии изготовления звукопроводов.

3.3.4 Дисперсионные линии задержки

В ДЛЗ на ПАВ основным элементом, позволяющим изменять время задержки в зависимости от частоты сигнала, является *частотно-селективный планарный преобразователь ПАВ*, представляющий собой ВШП с переменным шагом h . Напомним, что собственная (резонансная) частота преобразователя определяется расстоянием между противофазными электродами, то есть шагом решетки. Следовательно, каждая пара электродов такого преобразователя будет настроена на свою частоту $f = V_d/2h$. ДЛЗ могут быть реализованы с несимметричной и с симметричной конструкцией преобразовательных структур (топологией).

На рисунке 3.7 изображены конструкция несимметричной ДЛЗ (а), линейная дисперсионная частотная характеристика (ДЧХ) входного преобразователя и ЛЗ (б) и фазовая частотная характеристика (ФЧХ) (в).



1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители

Рисунок 3.7 – Дисперсионная линия задержки с несимметричной структурой

Параметры входного преобразователя определяются граничными частотами f_{min} и f_{max} , диапазоном частот Δf , видом дисперсионной и фазовой характеристик и т.д. Обычно реализуется линейная ДЧХ и квадратичная ФЧХ. При этом диапазон частот будет определяться очевидными соотношениями

$$\tau(f) = - (f - f_{max})\gamma + \tau_{min}, \quad (3.1)$$

$$\varphi(f) = \pi(f - f_{max})^2 \cdot \gamma + 2\pi f \tau_{min} + \varphi_{min}, \quad (3.2)$$

$$\Delta f = f_{max} - f_{min} = f_{CP} / N, \quad (3.3)$$

где f_{CP} – средняя частота; τ_{min} – начальное время задержки; φ_{min} – начальная фаза; N – число штырей входного преобразователя. N определяется дискретностью времени задержки $\Delta\tau$ или частоты Δf ; γ – крутизна ДЧХ.

$$\gamma = (\tau_{max} - \tau_{min}) / (f_{max} - f_{min}) = (\tau_{max} - \tau_{min}) / \Delta f. \quad (3.4)$$

Выходной преобразователь – широкополосный. Шаг решетки его принимается равным среднему значению шага входного преобразователя

$$h_{ВЫХ} = (h_{max} + h_{min}) / 2, \quad (3.5)$$

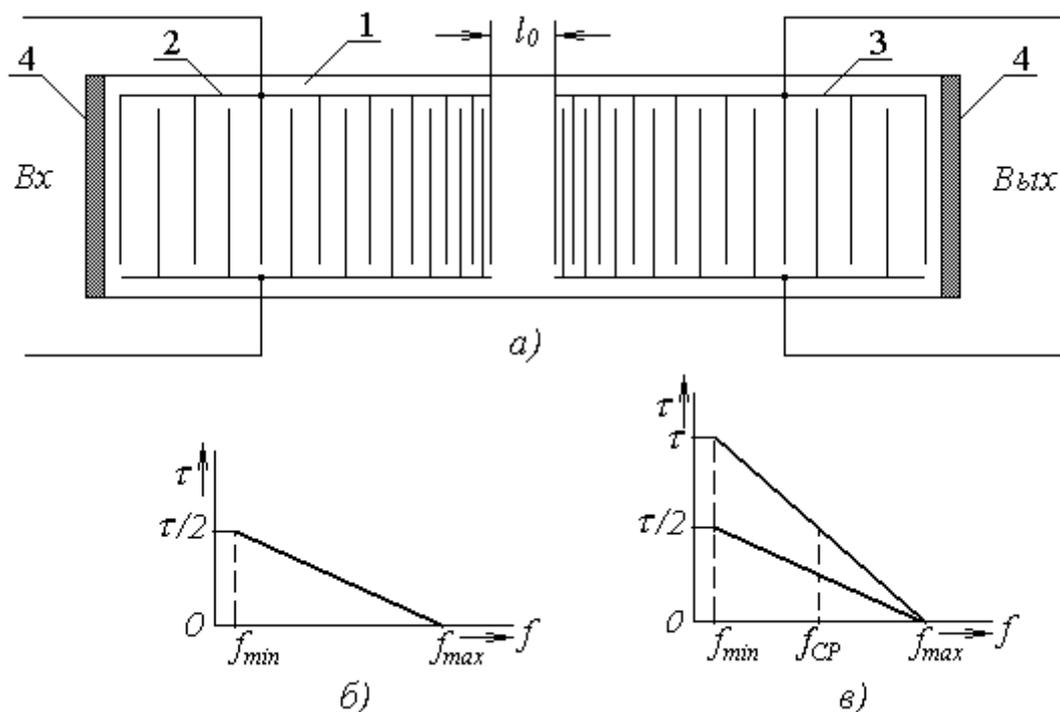
а число электродов $N_{ВЫХ}$ выбирается из условия

$$\Delta f_{ВЫХ} = f_{CP} / N_{ВЫХ} \gg \Delta f, \quad (3.6)$$

где $\Delta f_{ВЫХ}$ и $N_{ВЫХ}$ – полоса пропускания и число штырей выходного преобразователя. Из (3.6) и (3.3) следует, что $N_{ВЫХ} \ll N$, что обуславливает высокие вносимые потери.

Достоинство несимметричного ДЛЗ состоит в простоте изменения наклона ДЧХ путем переключения широкополосных выходных преобразователей, располагаемых по обе стороны от входного преобразователя (на рисунке 3.7 не показано).

С энергетической точки зрения предпочтение отдается ДЛЗ симметричной конструкции. На рисунке 3.8 представлены конструкция симметричной ДЛЗ (а) и дисперсионные частотные характеристики преобразователей (б) и линии задержки (в).



1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители

Рисунок 3.8 – Дисперсионная ЛЗ с симметричной структурой (а), ДЧХ преобразователей (б) и дисперсионная характеристика ДЛЗ (в)

В симметричной ДЛЗ каждая пара противофазных электродов входного и выходного преобразователей настроена на определенную частоту, благодаря чему существенно снижаются потери энергии и искажения сигналов. Благодаря полной симметрии неэквидистантных преобразователей 2 и 3, парциальные ДЧХ преобразователей (б) имеют полную девиацию (отклонение) $\Delta f = f_{max} - f_{min}$ и половинную задержку ($\tau / 2$) по отношению к результирующей дисперсионной характеристике ДЛЗ (в).

3.4 Устройства частотной селекции на ПАВ

3.4.1 Общие сведения

Из устройств частотной селекции на ПАВ наиболее широкое применение в РЭА получили полосовые фильтры (ПФ) и резонаторы.

По величине относительной полосы пропускания $\delta\Pi = \Pi/f_{CP}$ полосовые фильтры РЭА разделяют на 5 групп:

- сверхузкополосные – $\delta\Pi \leq 0,1 \%$;
- узкополосные – $0,1 < \delta\Pi \leq 1 \%$;
- среднеполосные – $1 < \delta\Pi \leq 10 \%$;
- широкополосные – $10 < \delta\Pi \leq 50 \%$;
- сверхширокополосные – $\delta\Pi > 50 \%$.

Сверхширокополосные, широкополосные и среднеполосные ПФ рационально реализовывать на основе преобразовательных структур, а узкополосные и сверхузкополосные – на основе ПАВ-резонаторов.

3.4.2 Полосовые фильтры на основе преобразовательных структур

ПФ с полосой пропускания более 0,5 % наиболее эффективно реализуются с помощью планарных структур. При этом частотные свойства фильтров полностью определяются свойствами преобразователей.

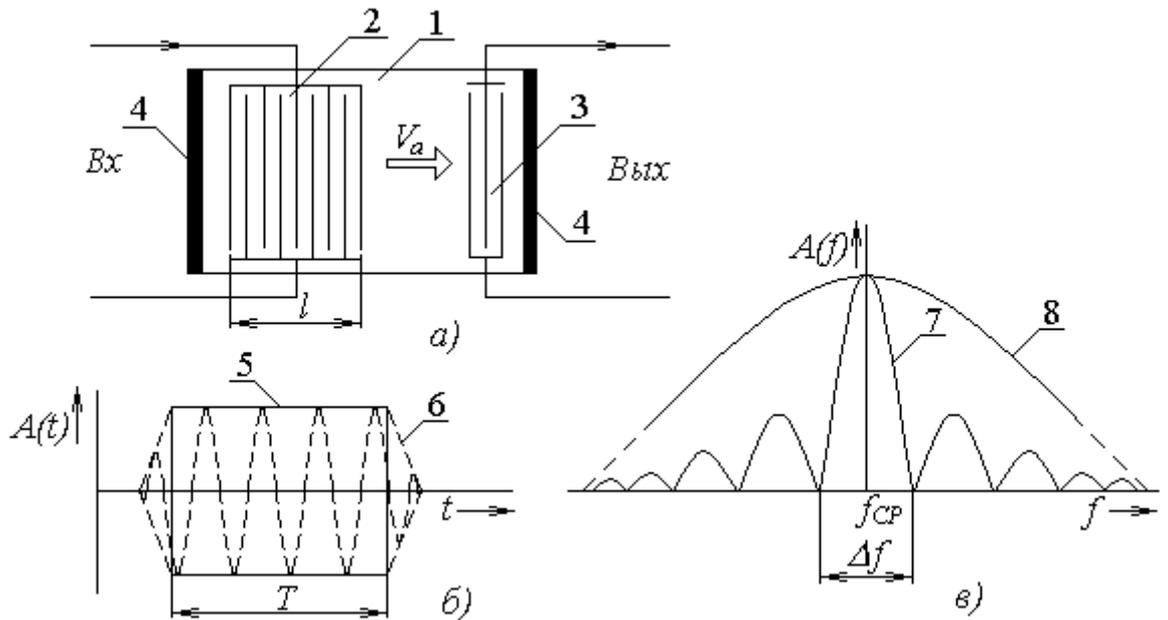
Простейшая конструкция ПФ на ПАВ представлена на рисунке 3.9, а. В данном случае входной преобразователь 2 содержит большое количество электродов N с одинаковым перекрытием противофазных штырей W и определяет полосу пропускания. Выходной преобразователь 3 – широкополосный, содержит небольшое число электродов с тем, чтобы существенно не исказить АЧХ входного преобразователя.

Но такой фильтр имеет существенные недостатки:

- 1) высокий уровень вносимых потерь из-за широкополосности выходного преобразователя;
- 2) значительное ухудшение частотных (динамических) свойств, обусловленное искажениями, вносимыми выходным преобразователем;
- 3) равномерное перекрытие электродов обуславливает прямоугольную огибающую импульсного отклика (δ), чему соответствует АЧХ с огибающей вида $\sin x/x$ (ϵ), которая имеет высокий уровень боковых лепестков и сравнительно низкую прямоугольность.

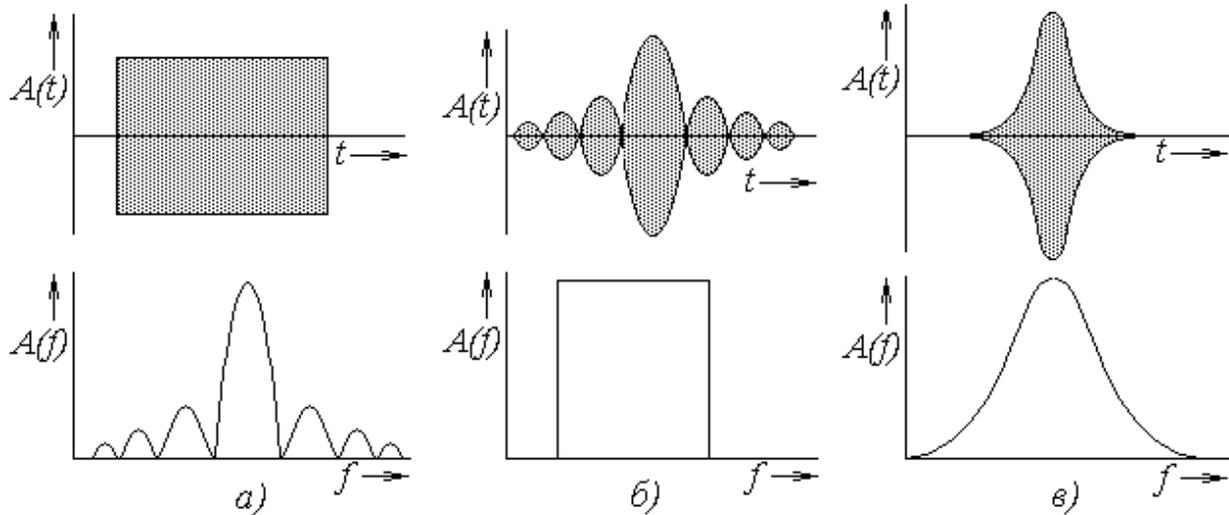
Для получения *заданной АЧХ* (прямоугольной, гаусовской и др. видов) необходимо обеспечить соответствующую *модуляцию импульсного отклика*.

Операция по реализации заданного закона модуляции импульсного отклика преобразователя ПАВ называется аподизацией преобразователя. На рисунке 3.10 приведены наиболее часто реализуемые на практике виды огибающих импульсных откликов и соответствующие им амплитудно-частотные характеристики преобразователей ПАВ.



1 – звуковод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители; 5 – импульсный отклик входного преобразователя; 6 – искажения, вносимые выходным преобразователем; 7 и 8 – АЧХ входного и выходного преобразователей

Рисунок 3.9 – Конструкция простейшего полосового фильтра на ПАВ (а), импульсный отклик (б) и АЧХ преобразователей (в)



а – АЧХ вида $\sin x/x$; б – прямоугольная АЧХ; в – гауссовая АЧХ

Рисунок 3.10 – Характерные виды огибающих импульсных откликов $A(t)$ и соответствующие им АЧХ $A(f)$ преобразователей ПАВ

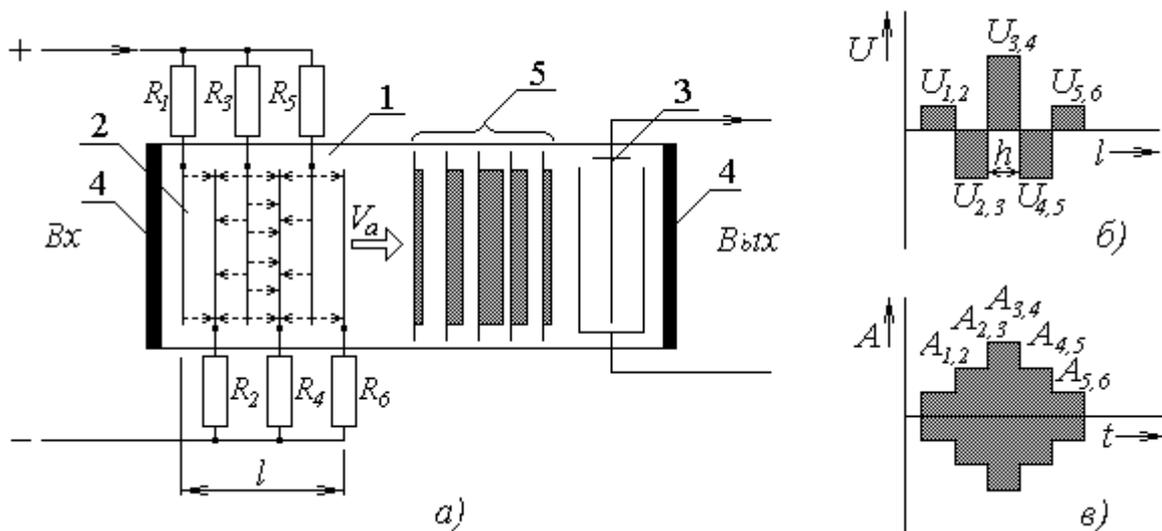
Известны различные методы аподизации. Среди них наиболее часто используются методы *внешнего* и *непосредственного взвешивания*.

Метод внешнего взвешивания заключается в том, что уровень энергетических связей (напряжений) между парами противофазных электродов устанавливается с помощью шуннтов (R или C). Так как информация о законе модуляции импульсного отклика определяется интенсивностью или плотностью акустического потока, то величина R и C выбирается таким образом, чтобы разности потенциалов между противофазными электродами $U_i(t)$ были пропорциональны амплитудам $A_i(t)$ соответствующих участков импульсного отклика.

На рисунке 3.11 представлен один из вариантов реализации заданного "ступенчатого" импульсного отклика $A(t)$ (в) с помощью аподизации входного преобразователя (2) методом внешнего взвешивания (с помощью резисторов). Для наглядности эпюры интенсивностей акустических волн (5), возбуждаемых соответственными противофазными электродами, приведены непосредственно между преобразователями, а на входном преобразователе стрелками отображены напряженности электрического поля между противофазными электродами.

В данном случае (при внешнем взвешивании) *выходной преобразователь* (3) может иметь *произвольную апертуру* W_i , не равную W_{max} , так как выходной сигнал в любом случае будет соответствовать импульсному отклику входного преобразователя. Искажения может внести лишь конечность ширины пропускания выходного преобразователя. Это важное свойство позволяет *совмещать в общем акустическом потоке два аподизиро-*

ванных преобразователя, значительно увеличивая подавление сигнала вне полосы пропускания. *Недостатком* данного метода аподизации является относительно сложная реализация.



а – конструкция полосового фильтра; б – диаграмма распределения разности потенциалов между электродами; в – закон модуляции импульсного отклика входного преобразователя;

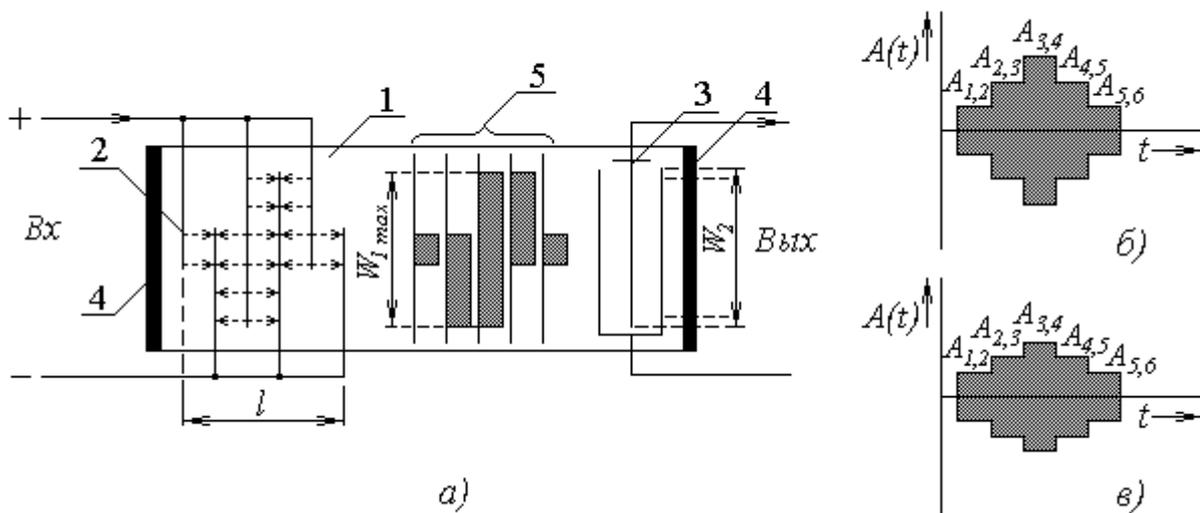
1 – звуковод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители; 5 - эюры интенсивности акустических волн, возбуждаемых противофазными штырями

Рисунок 3.11 – Полосовой фильтр с входным преобразователем, аподизированным методом внешнего взвешивания

При аподизации методом непосредственного взвешивания заданный закон модуляции импульсного отклика реализуется путём изменения величины

перекрытия между противофазными электродами W_i . На рисунке 3.12 представлена конструкция ПФ, имеющего те же частотные свойства, что и приведенный выше, но заданный закон модуляции импульсного отклика реализован с помощью аподизации входного преобразователя методом непосредственного взвешивания.

В данном случае напряженность между противофазными электродами одинакова. Следовательно, плотность или интенсивность акустического потока для всех участков преобразователя одинакова. **Информация же о модуляции импульсного отклика заложена в величине перекрытия противофазных штырей преобразователя W_i .** Поэтому для воспроизведения импульсного отклика необходимо обеспечить *апертуру выходного преобразователя не менее максимальной апертуры входного преобразователя* ($W_2 \geq W_{1max}$). Иначе происходит искажение импульсного отклика (см. рисунок 3.12, в).



а – конструкция полосового фильтра; б – закон модуляции импульсного отклика фильтра при $W_2 \geq W_{1max}$; в – закон модуляции импульсного отклика фильтра при $W_2 < W_{1max}$

1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной преобразователи; 4 – поглотители; 5 - эюры интенсивности акустических волн, возбуждаемых противофазными штырями

Рисунок 3.12 – Полосовой фильтр с входным преобразователем, аподизированным методом внутреннего взвешивания

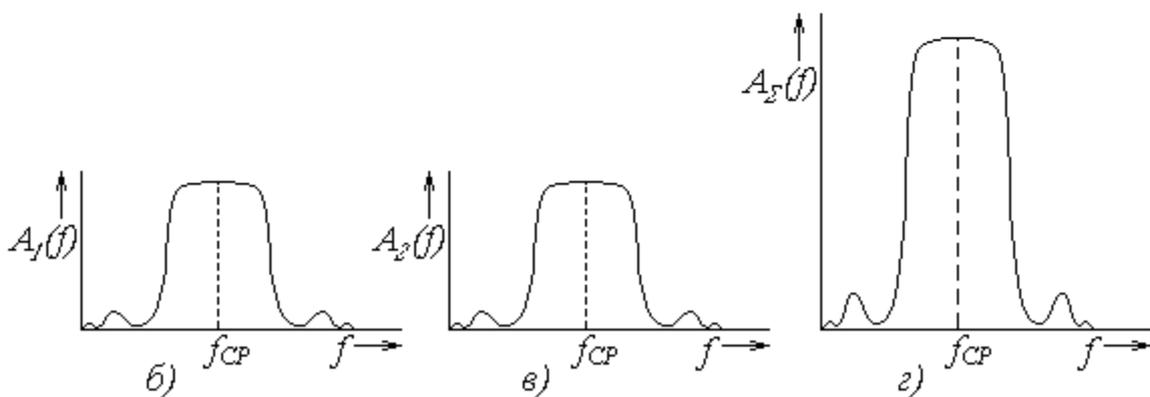
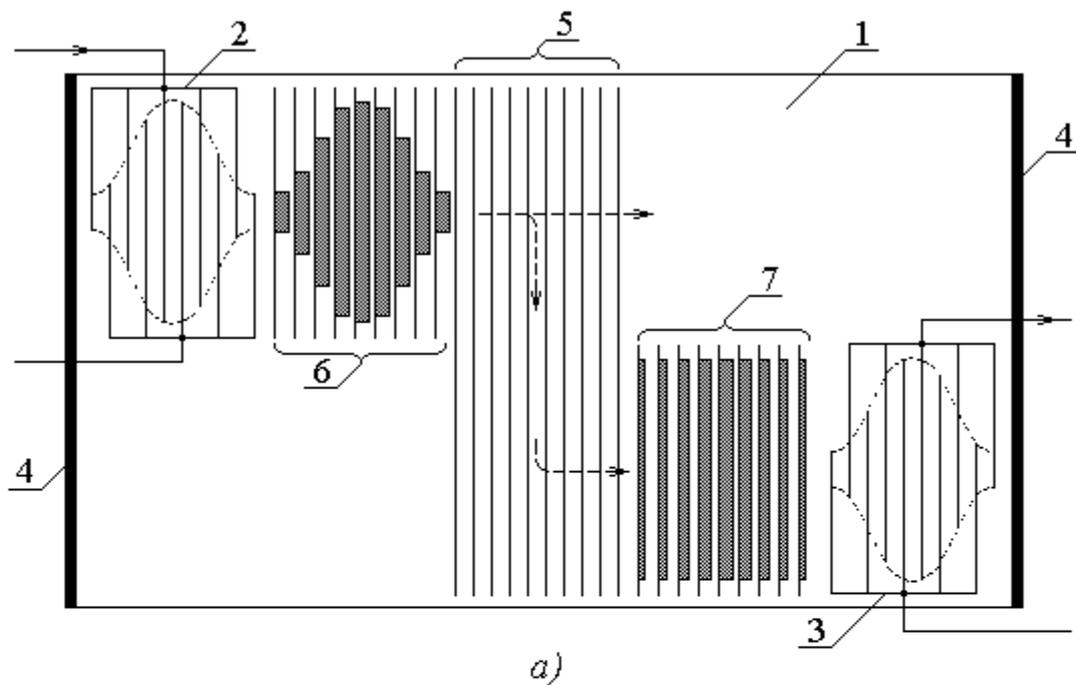
Следовательно, при аподизации непосредственным взвешиванием *нельзя расположить два аподизированных преобразователя в одном акустическом потоке*, так как результирующая АЧХ не будет равна произведению парциальных АЧХ преобразователей.

Рассмотренное свойство фильтров с непосредственной аподизацией преобразователя является существенным *недостатком*. Для устранения этого недостатка акустический поток от входного преобразователя *перекачивают* в канал выходного преобразователя с помощью *многополоскового ответвителя (МПО)*. На рисунке 3.13 приведена конструкция полосового фильтра с многополосковым ответвителем и с входным и выходным преобразователями, аподизированными методом непосредственного взвешивания. Для наглядности непосредственно на звукопроводе представлены эпюры интенсивности акустических волн, возбуждаемых входным преобразователем, и акустического потока, переизлученного с помощью МПО.

Многополосковый ответвитель в результате переизлучения волн из верхнего канала в нижний, практически, преобразует амплитудную модуляцию ПАВ (эпюры 6) в модуляцию интенсивности (эпюры 7), что позволяет принимать сигнал также аподизированным преобразователем. При этом результирующая АЧХ фильтра (\mathcal{Z}) будет равна произведению парциальных АЧХ преобразователей (\mathcal{B} и \mathcal{B}) - $A_{\mathcal{Z}}(f) = A_1(f) \cdot A_2(f)$. Такой фильтр эквивалентен двухзвенному полосовому фильтру.

К *достоинствам* данных фильтров относятся: простота реализации, уменьшение прохождения объёмных волн, высокое подавление сигнала в полосе задерживания.

Основным *недостатком* таких фильтров является *увеличение габаритных размеров звукопровода*. Однако, при современном уровне техники и технологии изготовления микросхем данный недостаток не представляется существенным.



*а – конструкция полосового фильтра; б – АЧХ входного преобразователя; в – АЧХ выходного преобразователя; г – результирующая АЧХ фильтра;
1 – звукопровод; 2, 3 – входной и выходной аподизированные преобразователи; 4 – поглотители; 5 – многополосковый ответвитель; 6 – эюры интенсивности акустических волн входного преобразователя; 7 – эюры переизлученного акустического потока*

Рисунок 3.13 – Полосовой фильтр с аподизированными преобразователями и многополосковым ответвителем

3.4.3 ПАВ-резонаторы и узкополосные фильтры

Рассмотренный выше способ реализации полосовых фильтров не рационален для узкополосных и сверхузкополосных фильтров ($\delta\Pi < 0,5\%$). Так как полоса пропускания Π обратно пропорциональна длине преобразователя l

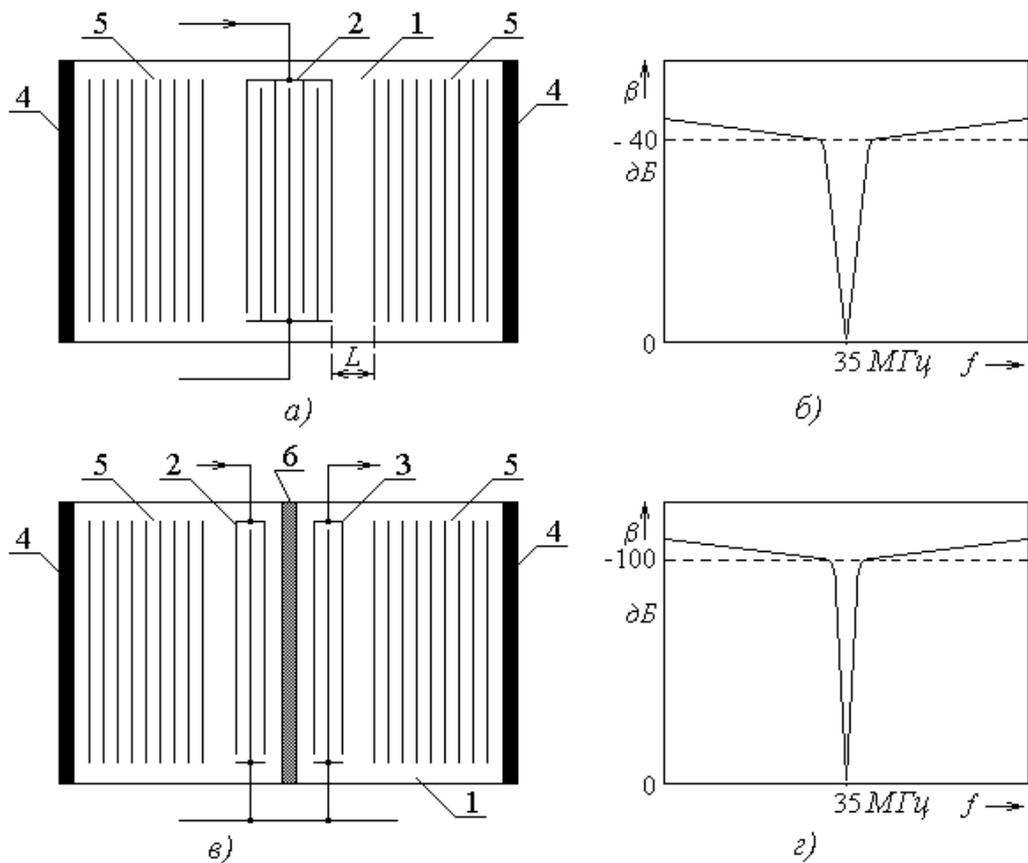
$$\delta\Pi = 1/N = h/l = \lambda/2l = V_a/2lf_{CP},$$

то при малых Π необходимо иметь весьма протяженный преобразователь. Например, для ПФ из ниабата лития ($V_a = 4 \cdot 10^3$ м/с) при $\Pi = 0,5\%$ и $f_{CP} = 20$ МГц длина преобразователя

$$l \approx V_a/2 \cdot \delta\Pi \cdot f_{CP} = 4 \cdot 10^3 / (2 \cdot 0,005 \cdot 20 \cdot 10^6) = 0,2 \text{ м.}$$

К тому же, для уменьшения дифракционных искажений, обусловленных значительными расстояниями между преобразователями, необходимо увеличивать и апертуру преобразователей. Все это приводит к существенному увеличению размеров звукопроводов, и фильтры на преобразовательных структурах теряют все свои преимущества. Поэтому для реализации узкополосных фильтров используются ПАВ-резонаторы (рисунок 3.14).

ПАВ-резонаторы (рисунок 3.14, а) состоят из преобразователя 2 и отражателей 5. Частота генератора определяется шагом решетки $h - f_0 = V_a/2h$, а избирательные свойства определяется размерами резонирующей области 2. Чем больше протяженность отражательных структур (большее количество отражателей N), тем выше добротность и избирательность резонатора. Расстояние между преобразователями и отражательной структурой L должно быть кратно полуволне $\lambda/2$. При этом между отражательными структурами в резонирующей полости устанавливается *стоячая акустическая волна*.



а – конструкция ПАВ-резонатора; б – частотная характеристика затухания (ЧХЗ) ПАВ-резонатора; в – конструкция полосового фильтра на ПАВ-резонаторах;
г – ЧХЗ трехзвенного полосового фильтра на ПАВ-резонаторах;
1 – звукопровод; 2 – входной преобразователь; 3 – выходной преобразователь;
4 – поглотители; 5 – отражательные структуры; 6 – экран

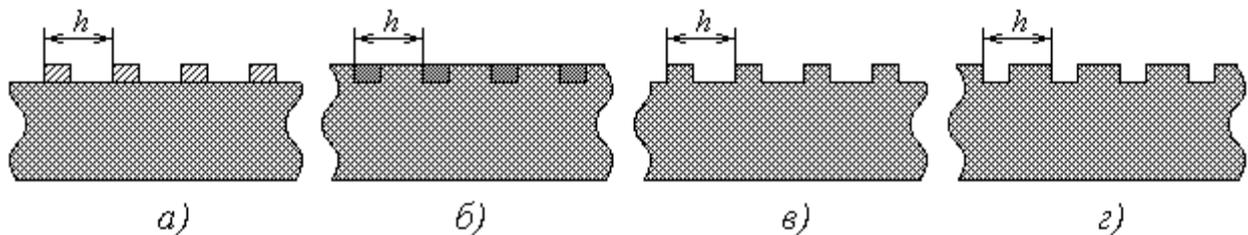
Рисунок 3.14 – Конструкции и частотные характеристики затухания ПАВ-резонатора и полосового фильтра на ПАВ-резонаторах

Отражательные структуры реализуются с помощью нанесения на поверхность звукопровода неоднородностей: металлических электродов или диэлектрических полосок, топографических, диффузионных или других неоднородностей (рисунок 3.15).

Для реализации ПФ на резонаторах используются двухвходовые резонаторы (рисунок 3.14, в). Для снижения уровня прямого прохождения сигнала между входом

и выходом из-за наличия электромагнитной связи между преобразователями устанавливаются экраны (интегральные или внешние). Для увеличения уровня подавления в полосе задержания используется последовательное (каскадное) включение резонаторов. На рисунке 3.14, *г* приведена характеристика затухания для трехкаскадного фильтра.

Добротность ПАВ-резонаторов составляет $(2...5) \cdot 10^4$, а фильтров – на порядок меньше. Диапазон частот ПАВ-резонаторов лежит в пределах от 30 МГц до 2 ГГц. То есть верхние частоты ПАВ-резонаторов на порядок выше, чем у кварцевых дискретных резонаторов (у резонаторов на объемных волнах – $f_0 \leq 300$ МГц).



а – металлические или диэлектрические полоски; *б* – диффузионные неоднородности; *в* и *г* – топологические неоднородности. *h* – шаг неоднородностей (решетки)

Рисунок 3.15 – Виды отражательных структур

Преимуществами ПАВ-резонаторов и фильтров по сравнению с кварцевыми являются:

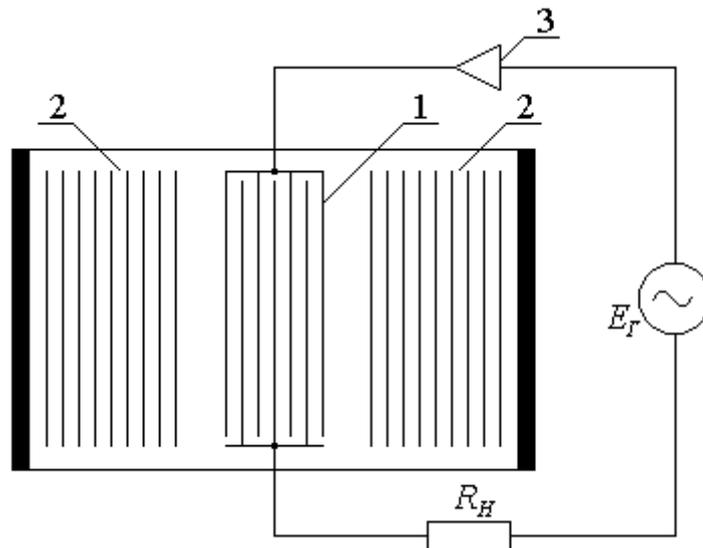
- значительно меньшие габариты и плоская структура;
- более широкий диапазон частот;
- существенно проще конструкция и технология изготовления;
- жесткость конструкции и устойчивость к механическим воздействиям.

К недостаткам ПАВ-резонаторов относятся:

- существенно ниже добротность (на несколько порядков);
- более низкая стабильность.

3.5 Генераторы на ПАВ-резонаторах

На основе резонаторов легко реализуются ПАВ-генераторы рисунок 3.16. Частота генератора определяется шагом решетки отражательных структур – $f_0 = V_a / 2h$. Преобразователь же здесь выполняет лишь роль связующего звена между ПАВ-резонатором и внешними электронными цепями.



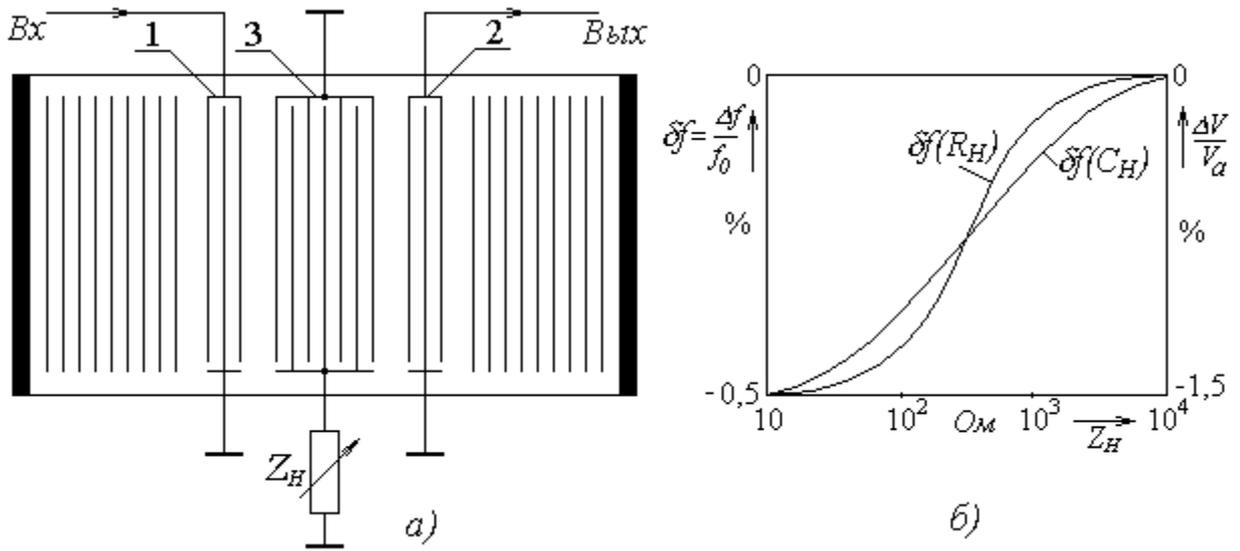
1 – преобразователь; 2 – отражательные структуры; 3 – электронный усилитель;

$E_Г$ – задающий генератор; R_H – сопротивление нагрузки

Рисунок 3.16 – Генератор на ПАВ-резонаторе

ПАВ-резонаторы, а, следовательно, и генераторы могут быть реализованы с *подстраиваемой частотой*. Наиболее широко используется конструкция с дополнительным преобразователем 3 (рисунок 3.17) в резонирующей полосе, который нагружается на переменную нагрузку Z_H . При изменении нагрузки изменяется скорость акустической волны V_a в резонирующей полосе, благодаря чему удаётся изменить частоту резонанса. Так при увеличении нагрузки Z_H на три порядка скорость акустической волны V_a в области преобразователя 3 уменьшается на 1,5 %, что позволяет уменьшить частоту резонатора в пределах 0,2...0,5 % от f_0 . Нагрузка может быть реализована либо резистором (R_H), либо

конденсатором (C_H). Для последней получается более линейная функциональная характеристика резонатора $\delta f(C_H)$ (рисунок 3.17, б).



а – конструкция резонатора; б – функциональные характеристики резонатора;

1 – входной преобразователь; 2 – выходной преобразователь; 3 – дополнительный преобразователь с переменной нагрузкой

Рисунок 17 – Перестраиваемый ПАВ-резонатор

Контрольные вопросы по главе

1 Что такое поверхностные акустические волны (ПАВ)? Основные преимущества ПАВ перед электромагнитными и ультразвуковыми объемными волнами.

2 Основные преимущества функциональных устройств селекции на ПАВ.

3 Принципы и способы возбуждения поверхностных акустических волн. Основные элементы устройств на ПАВ.

4 Конструкция и эквивалентная схема замещения встречно-штыревого преобразователя (ВШП). Почему конструкция ВШП определяет селективные свойства устройств на ПАВ?

5 Типы и способы реализации ЛЗ на ПАВ. Основные требования к ЛЗ и звукопроводам.

6 Конструкции и принципы функционирования линий задержки на ПАВ с однократной и многократной задержкой сигнала. Требования к входному и выходному преобразователям. Способы борьбы с ложными сигналами.

7 Конструкции и принцип функционирования несимметричной и симметричной дисперсионных ЛЗ на ПАВ. Их частотные характеристики (ДЧХ и ФЧХ), достоинства и недостатки.

8 Принципы формирования частотных свойств полосовых фильтров на ПАВ. Связь АЧХ с импульсным откликом.

9 В чем сущность аподизации преобразователей методами внешнего и внутреннего (непосредственного) взвешивания? Их преимущества и недостатки.

10 Принцип реализации и функционирования широкополосных фильтров на ПАВ. Их преимущества перед другими типами фильтров и области применения.

11 Принцип реализации и функционирования ПАВ-резонаторов. В чем их достоинства и недостатки по сравнению с кварцевыми резонаторами?

12 Принципы реализации и функционирования узкополосных фильтров на ПАВ. Их достоинства и недостатки по сравнению с пьезоэлектрическими фильтрами и области применения.

13 Принципы реализации и функционирования генераторов на ПАВ-резонаторах. Способы подстройки частоты генераторов.

14 Основные направления и перспективы развития функциональных устройств на ПАВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ ПО ГЛАВЕ

1 Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. – М.: Сов. радио, 1980. – 264 с.

2 Речицкий В.И. Радиокомпоненты на ПАВ. – Радио и связь, 1984. – 112 с.

3 Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты: Схемы, топология, конструкции. – Радио и связь, 1987. – 192 с.

4 Кравченко А.Ф. Физические основы функциональной электроники: Учебное пособие для вузов. – Новосибирск: Изд-во Новосиб. ун-та, 2000. – 444 с.

5 Орлов В.С., Бондаренко В.С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.