

УЗБЕКСКОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

На правах рукописи

Турсунбоев А. Ф.

Исследование методов модуляции.

Специальность: 5А522203

«Оптические системы связи и обработка информации»

ДИССЕРТАЦИЯ

На соискание степени магистра телекоммуникаций

Работа рассмотрена
и допускается к защите.
Зав. кафедрой ТСП
к.т.н., доцент Исаев Р.И.
« ____ » _____ 2012 г.

Научный руководитель
Доцент Хашимов Х.М. _____

Ташкент-2012 г

ВВЕДЕНИЕ

Президент Республики Узбекистан И. Каримов в своих выступлениях за последние годы неоднократно подчеркивает, что дальнейшее неуклонное развитие нашей страны неразрывно связано с внедрением и освоением в различные отрасли народного хозяйства наукоёмких высоких технологий.

К числу таких технологий относится волоконно-оптическая технология, составляющая основу современных волоконно-оптических систем передачи (ВОСП), которые превратились в один из наиболее конкурентно – способный и перспективный вид техники связи.

В связи с этим ведутся интенсивные работы по широкому внедрению ВОСП в сети телекоммуникации нашей республики. Освоен и успешно эксплуатируется участок с протяженностью более 1000 км трансконтинентальной магистрали ВОСП, связывающей страны Азии и Европы. Проведена и ведётся большая работа по удлинению этой магистрали до областных и районных центров страны, внедрению оптической связи в нефте-газовые и коммуникационные сети народного хозяйства, по подготовке кадров, специализирующихся по этому перспективному направлению.

Создание высокоэффективных источников света, высокочувствительных приёмников оптического излучения и разработка волоконных световодов с малыми потерями к середине семидесятых годов прошлого столетия, послужили основой к появлению и стремительному развитию оптической связи.

Ряд ценных свойств оптической связи делают её привлекательной для применения в телефонии, кабельном телевидении, бортовой связи космических аппаратов, самолетов, морских кораблей, во внешней и внутренней связи между ЭВМ, в целях контроля и управления

технологическими процессами. Благодаря этому оптическая связь сегодня успешно конкурирует с другими видами связи.

Любая система связи предполагает наличие носителя информации и среды распространения информации. В одноканальной или многоканальной электрической связи таким носителем информации является электрон, а средой распространения информации – электрические провода. В случае же радиосвязи носителем информации являются электромагнитные волны, радиодиапазона с частотой 10^4 - 10^8 Гц и СВЧ диапазона (с частотой 10^9 – 10^{12} Гц), а средой распространения информации является атмосфера.

Отличительная особенность оптической связи заключается в том, что в ней в качестве носителя информации используется электромагнитная волна оптического диапазона, а средой распространения информации – околоземная атмосфера или специально созданный диэлектрический волновод – волоконный световод.

Любая система связи, в том числе оптическая, предназначена для передачи информации с одного пункта в другой. В последнем случае такая передача осуществляется путём модуляции светового потока информационным сигналом. В связи с этим исследование методов модуляции оптического излучения, особенностей его прямой (непосредственной), внутренней и внешней модуляции, сравнительный анализ оптических модуляторов, функционирующих на основе различных эффектов представляет собой **одну из актуальных задач.**

Данная магистерская диссертационная работа посвящена именно этим вопросам.

Целью магистерской диссертационной работы является исследование особенностей прямой (непосредственной) и внешней модуляции оптической несущей, применяемых в волоконно-оптических системах передачи, в рамках которой решаются следующие задачи:

-системное рассмотрение вопросов, связанных с модуляцией оптической несущей и обзор литературных данных по этим вопросам;

-анализ особенностей акустооптических, электрооптических, магнитооптических и др. эффектов, составляющих физическую основу оптических модуляторов, применяемых в ВОСП;

-исследование принципов построения и особенностей функционирования устройств прямой (непосредственной) модуляции мощности оптического излучения;

-разработка математической модели процесса модуляции мощности оптического излучения электронным устройством прямой (непосредственной) модуляции к аналоговым сигналом;

-исследование особенностей функционирования электрооптических, акустооптических, магнитооптических оптических модуляторов;

-сравнительная характеристика оптических модуляторов с точки зрения их применения в ВОСП;

-разработка электронной версии диссертации.

Научная новизна магистерской диссертации состоит в том, что в ней делается попытка системного рассмотрения вопросов, связанных с модуляцией оптической несущей в ВОСП, исследуются особенности функционирования электронных устройств прямой (непосредственной) модуляции мощности оптического излучения и электрооптических, акустооптических, магнитооптических оптических модуляторов, предлагается математическая модель процессов модуляции мощности оптического излучения электронным устройством прямой (непосредственной) модуляции и количественное соотношение для расчёта акустооптического модулятора, даётся сравнительная характеристика оптических модуляторов, применяемых в ВОСП.

Практическая ценность магистерской диссертации заключается в том, что её материалы могут быть использованы в учебном процессе по

дисциплинам «Основы оптической связи» (для студентов бакалавриатуры), «Теория оптической связи», «Оптические системы и сети связи» (для магистрантов).

Результаты магистерской диссертационной работы апробированы на научном семинаре кафедры «Телекоммуникационные системы передачи», на научно–технической конференции докторантов, аспирантов, магистрантов и одарённых студентов ТАТУ на тему «Информационно- коммуникационные технологии», проведенной 25-26 марта 2010 года в г. Ташкенте.

По материалам магистерской диссертационной работы сданы в печать следующие статьи:

1. Хўжамов Ж. Ёруғлик нурланишини модуляциялашнинг физик асослари. ТАТУ докторантлари, аспирантлари, магистрантлари ва иқтидорли талабаларининг “Ахборот - коммуникация технологиялари” мавзусидаги илмий-техник конференцияси материаллари. Тошкент, “Алоқачи” нашр матбаа маркази, 2010.

2. Хужамов Дж, Мухитдинов Б.Ш., Юнусов Н. Методы стабилизации мощности источника излучения передающего оптоэлектронного модуля ВОСП. ТАТУ хабарлари. (подготовлена к печати)

1 ОБЗОР И АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРНЫХ ДАННЫХ ПО ВОПРОСАМ МОДУЛЯЦИИ ПОТОКА ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ВОСП

1.1 Принципы построения и функционирования ВОСП

Типовая схема системы связи, использующей ВОСП, показана на рис. 1.1[1, 2]. Аналоговый сигнал, генерируемый оконечным оборудованием данных (ООД), например, телефоном, терминалом, видеокамерой и т.д., приходит на узел коммутации, где аналого-цифровой преобразователь (кодер) оцифровывает его в битовый поток. Битовый поток используется для модуляции оптического передатчика, который передает серию оптических импульсов в оптическое волокно. На приемной стороне импульсы света преобразуются обратно в электрический сигнал при помощи оптического приемника. Декодерная часть коммуникационной системы преобразует бинарный электрический поток обратно в аналоговый сигнал ООД. Обычно кодеры и декодеры, а так же оптические приемники и передатчики совмещаются в одном устройстве, так что образуется двунаправленный канал связи.

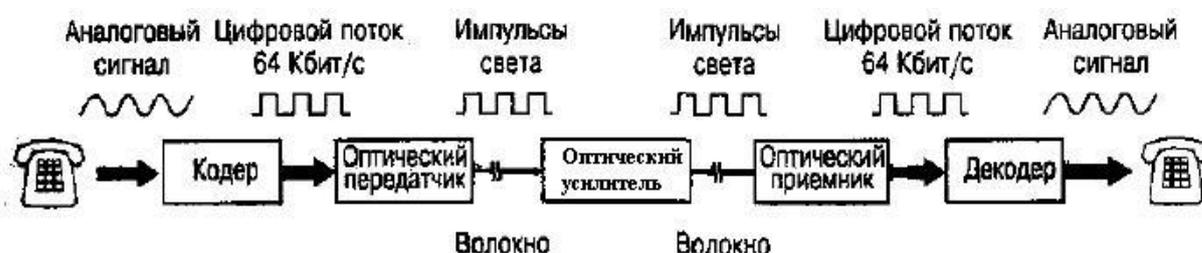


Рис. 1.1. Типовая структурная схема волоконно-оптической системы связи.

Оптический передатчик обеспечивает преобразование входного электрического (цифрового или аналогового) сигнала в выходной световой (цифровой или аналоговый) сигнал. При цифровой передаче оптический излучатель передатчика "включается" и "выключается" в соответствии с поступающим на него битовым потоком электрического сигнала. Для этих

целей используются инфракрасные светоизлучающие диоды LED или лазерные диоды LD. Эти устройства способны поддерживать модуляцию излучаемого света с мегагерцовыми и даже гигагерцовыми частотами. При построении сетей кабельного телевидения оптический передатчик осуществляет преобразование широкополосного аналогового электрического сигнала в аналоговый оптический. В последнем случае оптический передатчик должен иметь высокую линейность.

Оптический приемник осуществляет обратное преобразование входных оптических импульсов в выходные импульсы электрического тока. В качестве основного элемента оптического приемника используются p-i-n и лавинные фотодиоды, имеющие очень малую инерционность.

Если приемная и передающая станции удалены на большое расстояние друг от друга, например на несколько сот километров, то может дополнительно потребоваться одно или несколько промежуточных регенерационных устройств для усиления ослабевающего в процессе распространения оптического сигнала, а также для восстановления фронтов импульсов. В качестве таких устройств используются оптические усилители и регенераторы.

Регенератор состоит из оптического приемника, электрического усилителя и оптического передатчика. При передаче дискретного сигнала электрическое усиление, как правило, также может сопровождаться восстановлением фронтов и длительностей передаваемых импульсов. Для этого регенератор принимает оптический сигнал в синхронном или асинхронном режиме, в зависимости от стандарта передачи.

Оптический усилитель не осуществляет оптоэлектронного преобразования, как это делает регенератор. Он, используя специальные активные среды и лазеры накачки, непосредственно усиливает проходящий оптический сигнал, благодаря индуцированному излучению. Таким образом, усилитель не наделен функциями восстановления формы сигнала, в чем

уступает регенератору. Однако, есть две основные причины, которые делают применение усилителя более предпочтительным:

-следует иметь в виду, что качество сигналов, передаваемых по оптическому волокну, даже если сегмент протяженный, остается очень высоким вследствие малой дисперсии и затухания. Также не велик уровень вносимых шумов из-за подверженности волокна влиянию электромагнитного излучения. Поэтому ретрансляция передаваемых данных простым усилителем без полной регенерации становится весьма эффективной.

-оптический усилитель является более универсальным устройством, поскольку в отличие от регенератора он не привязан к стандарту передающегося сигнала или определенной частоты модуляции.

На практике на один регенератор может приходиться несколько последовательно расположенных оптических усилителя (до 4-8). Таким образом, эффективность использования оптических усилителей при построении волоконно-оптических магистралей большой протяженности очень высока.

Волоконно-оптический кабель (ВОК). Характерная строительная длина оптического кабеля (длина непрерывного участка кабеля, поставляемого на одном барабане) варьируется в зависимости от производителя и типа кабеля в пределах 2-10км. На протяженных участках между оптическими усилителями и регенераторами могут помещаться десятки строительных длин кабеля. В этом случае производится специальное сращивание (как правило, сварка) оптических волокон. На каждом таком конце ВОК защищаются специальной герметичной проходной муфтой.

На рис.1.1 изображено только одно направление передачи потока информации в виде речи от источника информации к пользователю информации. Аналогичным образом можно организовать передачу потока информации в обратном направлении. Вдобавок к этому в современных оптических системах связи, основанных на разделении каналов по длине

волны излучения по одному оптическому волокну можно организовать сотни каналов рис.(1.2). В результате достигнуты скорости передачи по одному каналу до нескольких десятков Гигабит/с, а по совокупности каналов до 17 терабит/с.

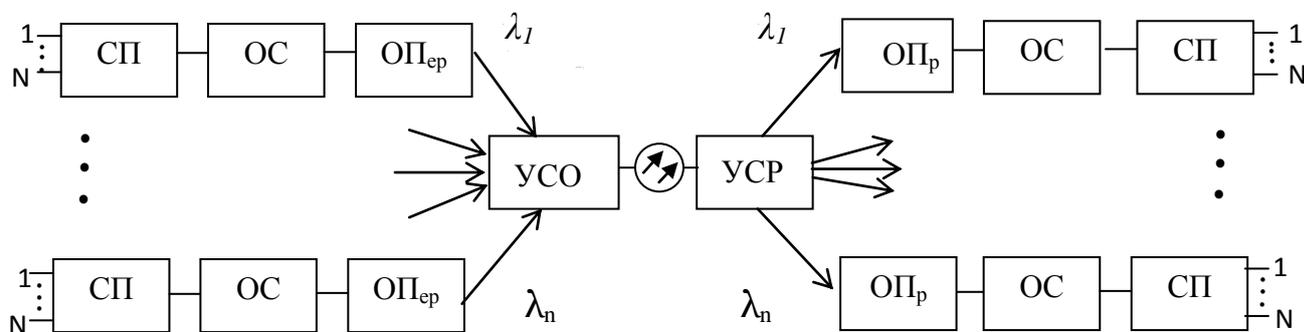


Рис.1.2. Структурная схема ВОСП с разделением подлине волны каналов [3].

Оптические системы связи описанные выше благодаря ряду свойств – широкой полосе пропускания, обусловленной высокой частотой оптической несущей (10^{14} Гц), высокой скорости передачи, помехоустойчивости воздействию электрических и магнитны полей (информация в этом случае в отличие от электронов передается электрически нейтральными частицами – фотонами), гальванической развязки входных и выходных электрических цепей, изготовлению из широко распространенных в земной коре элемента – кремния, малых размеров и веса нашли широкое применение в телефонии, кабельном телевидении, бортовой связи космических аппаратов, самолетов, морских кораблей, во внешней и внутренней связи между ЭВМ, в целях контроля и управления технологическими процессами, сегодня превратилась в конкурентно - способный и перспективный вид техники связи.

1.2 Процесс модуляции оптической несущей в ВОСП

В общем случае модуляция оптической несущей - это изменение параметров света, главным образом его амплитуды или фазы, но можно говорить и об изменении поляризации, направления распространения, частоты распределения мод и т.д. в зависимости от управляющего сигнала. Модулирующий сигнал может быть электрическим (ток, напряжение), акустическим, механическим и даже оптическим.

Существуют разные способы получения модулируемого оптического излучения[3,4]. Первый из них - прямая (непосредственная) модуляция, при которой модуляция оптического излучения ЛД или СИД достигается путем изменения тока накачки (рис.1.3 а). Второй способ — модуляция излучения немодулированного источника света. Это внешняя модуляция (рис.1.3 б). И наконец, если есть соответствующий модулятор, то его можно ввести в лазерный резонатор и осуществить таким образом внутреннюю модуляцию (рис.1.3 в). Внутренняя модуляция является по существу разновидностью прямой (непосредственной) модуляции.

Прямая (непосредственная) модуляция осуществляется электронными устройствами на основе биполярных и полевых транзисторов, с помощью которых управляют электронными и оптическими процессами в источниках излучения электронно-оптического модуля ВОСП.

Для внешней модуляции необходимо, чтобы управляющий сигнал воздействовал на оптическое излучение. Для этой цели необходим оптический модулятор. *Оптический модулятор* — это некая система, в которой происходит взаимодействие света с веществом.

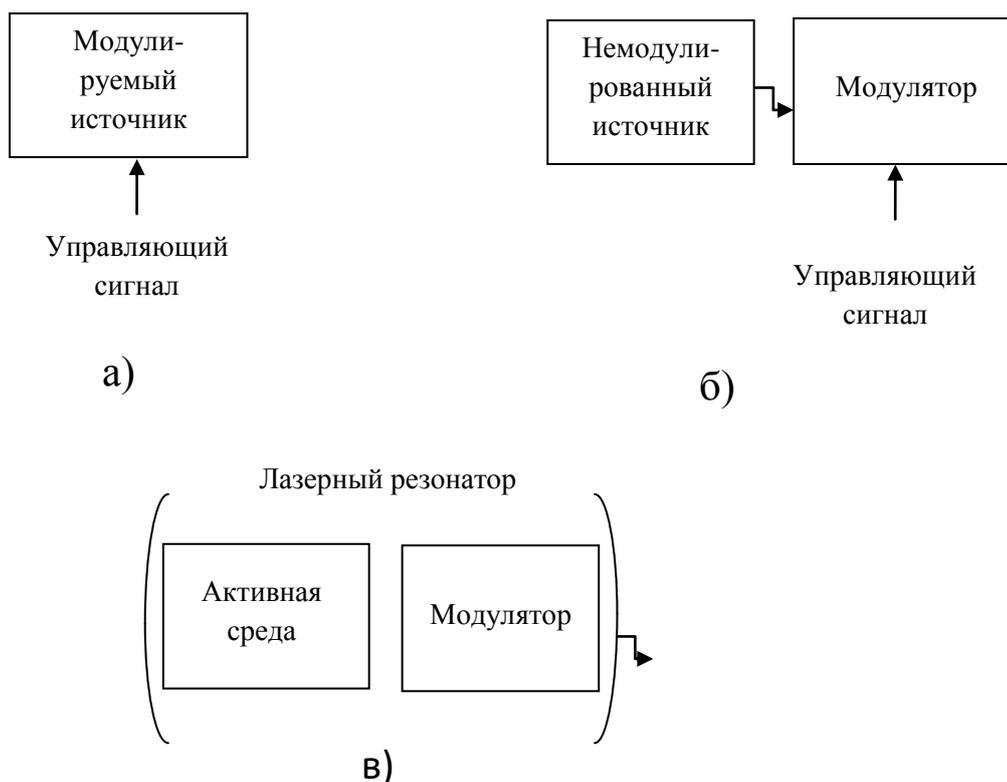


Рис.1.3. Модуляция оптического излучения: а) прямая; б) внешняя; в) внутренняя;[3].

В этих модуляторах используются кристаллы из материала, у которых либо показатель преломления, либо поглощение световой волны изменяется модулирующим сигналом. Управление показателем преломления основывается либо на электрооптическом эффекте (на параметры оптического излучения влияет электрическое поле), либо на магнитооптическом эффекте (на параметры оптического излучения действует магнитное поле), либо на акустооптических эффектах (на параметры оптического излучения влияют пьезоэлектрические изменения плотности). В модуляторах оптической связи используется преимущественно электрооптический эффект. Акустооптические модуляторы получаются сложнее, чем электрооптические, и более громоздки.

В силу того, что быстрое изменение магнитного поля затруднено, быстродействие магнитооптических модуляторов невысокое.

При демодуляции используется в основном два вида приема оптических сигналов: *непосредственный прием* фотодетектором (некогерентный прием) и когерентный *прием*, в котором применяется гетеродинное или гомодинное преобразование частоты независимо от вида демодуляции (синхронная или несинхронная), осуществляемое на промежуточной частоте.

1.2.1 Прямая (непосредственная) модуляция оптической несущей

Прямая (непосредственная) модуляция интенсивности излучения полупроводниковых источников излучения – светоизлучающих диодов и лазерных диодов основывается на быстротечности электронно-оптических переходных процессов ($\tau_{\text{вкл}}$ и $\tau_{\text{выкл}}$ для светодиодов $\sim 10^{-7}$ - 10^{-8} с, а для лазерных диодов $10^{-9} \div 10^{-10}$ с), что позволяет эффективно управлять этими процессами информационным сигналом. Это достоинство определяется малым средним временем жизни неосновных носителей заряда в светодиодах и соответственно возможностью быстрого включения инверсной населенности в лазерных диодах, Переходная характеристика многомодового лазера, показанная на рис.1.4, отражает процесс установления стационарного режима. Рис.1.4 при возбуждении лазера скачком тока наблюдается задержка начала генерации на время τ_2 , необходимое для возрастания плотности неравновесных носителей до порогового уровня, которая определяется выражением[3]:

$$\tau_3 = \tau_{\text{сн}} \cdot 20 \lg[I/(I - I_{\text{и}})]. \quad (1.1)$$

При этом τ_3 может быть уменьшено, если через лазер протекает ток смещения $I_{\text{см}}$.

$$\tau_3 = \tau_{\text{сн}} \cdot 20 \lg[I / (I - I_{\text{и}} + I_{\text{см}})] . \quad (1.2)$$

Быстрое включение инверсной населенности приводит к появлению затухающих колебаний интенсивности излучения - инверсной населенности около их стационарных значений. Частота этих релаксационных колебаний f_p в идеальном одномодовом лазере описывается приближенной формулой

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_{cn}\tau_\phi}} \left(\frac{I}{I_{th}} - 1\right)^{1/2} \quad (1.3)$$

где $\tau_\phi \approx 10^{-12}$ с время жизни фотона в резонаторе, определяемое потерями в нем. Релаксационным колебаниям в переходной характеристике лазера соответствует резонанс вблизи f_p на частотной характеристике (рис.1.5).

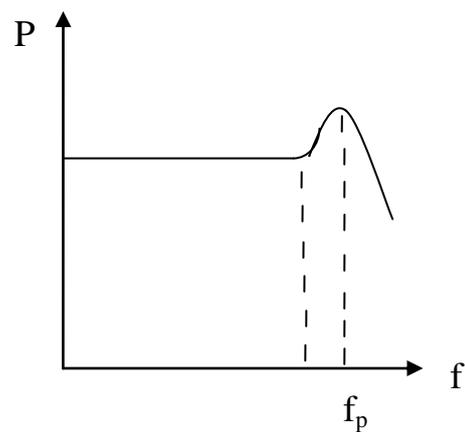
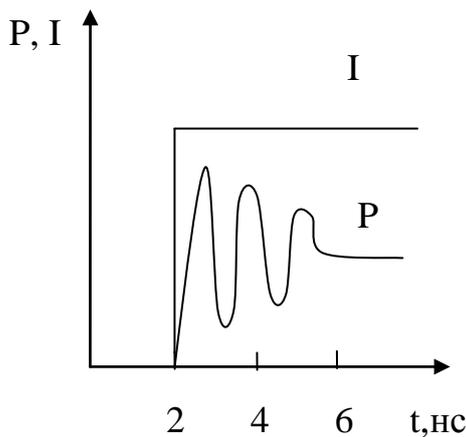


Рис.1.4. Переходная характеристика многомодового лазера Рис.1.5. Частотная характеристика одномодового лазера

Таким образом, можно считать, что при импульсной модуляции током накачки с длительностью $\tau_u \gg \sqrt{\tau_{cn}\tau_\phi}$ и при аналоговой модуляции с частотами в спектре $f \ll f_p$ в каждый момент времени интенсивность принимает стационарное значение в соответствии со статической ватт-амперной характеристикой лазера. При $\tau_u \approx 2\pi\sqrt{\tau_{cn}\tau_\phi}$ и $f \sim f_p$ существенное влияние начинают оказывать переходные процессы.

Расчеты показывают [3], что при использовании многомодовых лазеров достаточно просто реализуется ИКМ со скоростью 400 Мбит/с. Применяя одномодовые ЛД, можно получить скорость передачи порядка нескольких

терагерц. В настоящее время существуют лазеры, позволяющие работать со скоростью передачи 14 ГГц и более.

Для спонтанных источников света, таких как светоизлучающий диод (СИД), применима только прямая модуляция интенсивности посредством управления возбуждением. В СИД мощность излучения растет линейно с увеличением тока инжекции $I_{и}$ и ограничивается лишь термическими эффектами.

Рассмотрим модуляцию по интенсивности при использовании аналогового модулирующего сигнала. На рис.1.6 показан процесс модуляции. Рабочая точка с параметрами P_0 и I_0 выбирается в середине линейного участка ватт-амперной характеристики. Модуляция осуществляется в режиме А, и выражение для коэффициента модуляции имеет вид

$$m = (I_{max} - I_{min}) / (I_{max} + I_{min}) = \sqrt{2} I_d / I_0 = (P_{max} - P_{min}) / (P_{max} + P_{min}), \quad (1.4)$$

где I_d — действующее значение тока сигнала модуляции.

При аналоговой модуляции требуется хорошая линейность (малый уровень гармоник). С целью получения малых нелинейных искажений можно либо уменьшить глубину модуляции, что приведет к снижению отношения сигнал-шум при приеме, либо осуществить компенсацию вносимых нелинейных искажений. Используются несколько методов компенсации нелинейности оптического излучателя: введение предуслаживаний, метод фазовой модуляции; метод полупреуслаживаний и метод отрицательной обратной связи.

Введение предуслаживаний предполагает предварительное внесение в передаваемый сигнал электронными методами искажений, обратных тем, которые при модуляции внесет оптический излучатель.

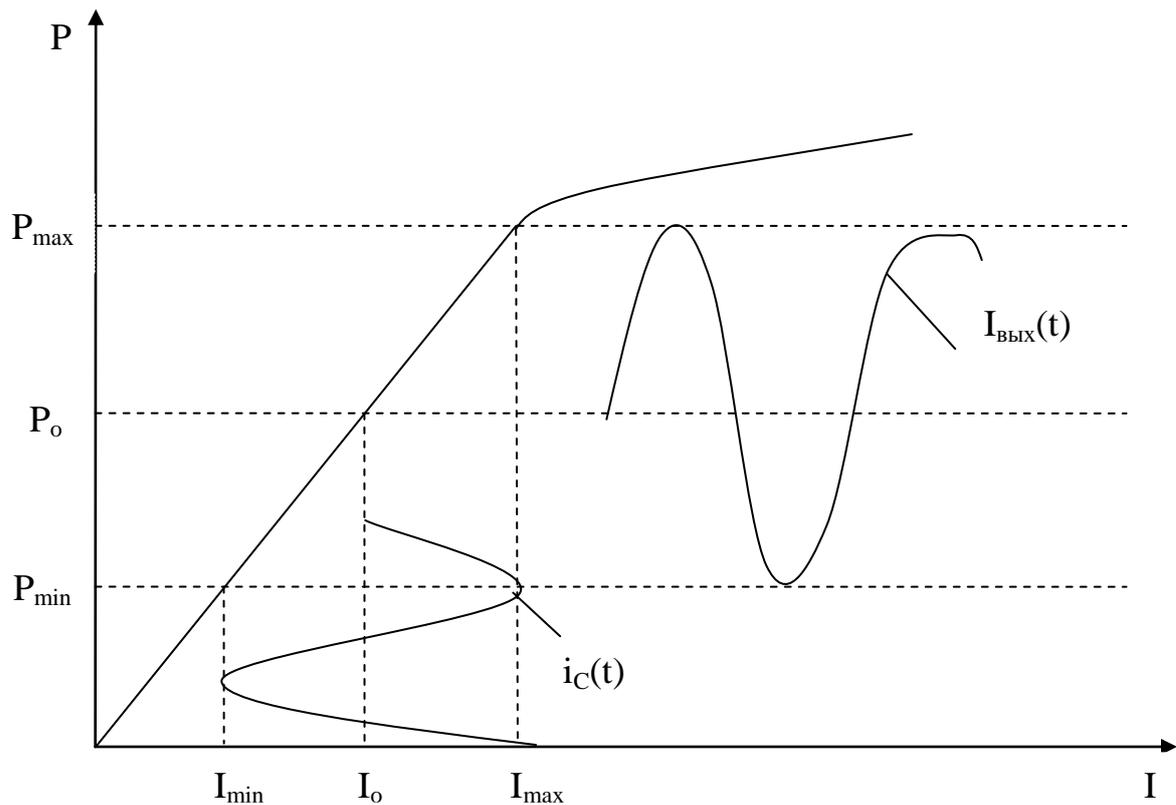


Рис.1.6. Модуляция интенсивности лазерного диода аналоговым сигналом

Метод фазовой модуляции состоит в одновременной модуляции двух СИД с идентичными характеристиками, равными по величине, но сдвинутыми по фазе на $\pi/2$ токами $I \cos \omega t$ и $I \cos(\omega + \pi/2)$. Последующее сложение излучаемых мощностей позволяет подавить вторые гармоники, т. е. слагаемые вида $\cos 2\omega t$ и $\cos(\omega + \pi/2)$.

В методе полупредысказаний используется опорный светодиод, который позволяет оценить уровень вносимых искажений и скорректировать их путем соответствующего изменения тока модуляции излучателя. Как и в предыдущем методе, основное неудобство состоит в том, что нужны два диода с идентичными характеристиками, которые можно изготовить только по специальному заказу.

Метод отрицательной обратной связи широко используется в усилителях и самый простой в реализации. Он заключается в том, что с помощью вспомогательного волокна отводят малую долю излучаемой

мощности P , которая затем воздействует на ток, модулирующий излучающий СИД.

Пусть ток обратной связи[3]:

$$I_{oc} = \beta P, \quad (1.5)$$

где β - коэффициент, учитывающий эффективность связи между излучением и вспомогательным фотоприемником, а также усиление последнего. Следовательно, фактический модулирующий ток

$$I_M = I - I_{oc}. \quad (1.6)$$

В хорошем приближении характеристику излучения СИД можно считать параболой вида

$$P = a(I_M - bI_M^2), \quad (1.7)$$

где $a \sim 10^{-2}$ Вт/А; $b \approx 2 \cdot A^{-1}$. Подставив сюда ток, выраженный через ток сигнала I и излучаемую мощность P , получим

$$P = a[(I - I_{oc}) - b(I - I_{oc})^2] = a[(I - \beta P) - b(I - \beta P)^2]. \quad (1.8)$$

Решая уравнение относительно $I - \beta P$, находим

$$I - \beta P = -[1 - \beta a \pm \sqrt{v(1 + \beta a)^2 - 4Iab\beta}]/2ab\beta. \quad (1.9)$$

Выбрав только одно решение, которое дает $P=0$ при $I=0$, и разложив его в ряд по степеням $(1 + \beta a)$, получим, ограничившись двумя первыми членами:

$$I - \beta P = \frac{I}{1 + \beta a} + \frac{ab\beta I^2}{(1 + \beta a)^3}. \quad (1.10)$$

Отсюда

$$P = \frac{a}{1 + \beta a} \left[I - \frac{bI^2}{(1 + \beta a)} \right]. \quad (1.11)$$

Если сравнить полученное выражение для излучаемой мощности с тем, которое было бы в отсутствие обратной связи, а именно $P = a(I - bI^2)$, то нетрудно видеть, что амплитуда искажений уменьшается в $(1 + \beta a)^2$ раз, но

одновременно с этим и излучаемая мощность уменьшается в $(1 + \beta a)$ раз. Таким образом, коэффициент обратной связи β нужно выбирать на основе компромисса между требованием низкого уровня нелинейных искажений, с одной стороны, и требованием высокой стабильности схемы и высокой излучаемой мощности — с другой.

При модуляции СИД цифровыми сигналами схема передатчика упрощается, поскольку не требуется дополнительная линейризация ватт - амперных характеристик.

При модуляции интенсивности цифровыми сигналами возникает задержка между скачком тока инжекции и началом излучения. На рис.1.7 показано включение, и выключение СИД скачками тока. После скачка тока I вначале увеличивается U , а затем с задержкой на t_c и временем нарастания τ начинается излучение. После выключения тока интенсивность излучения уменьшается примерно экспоненциально с постоянной времени τ . Напряжение спадает еще медленнее.

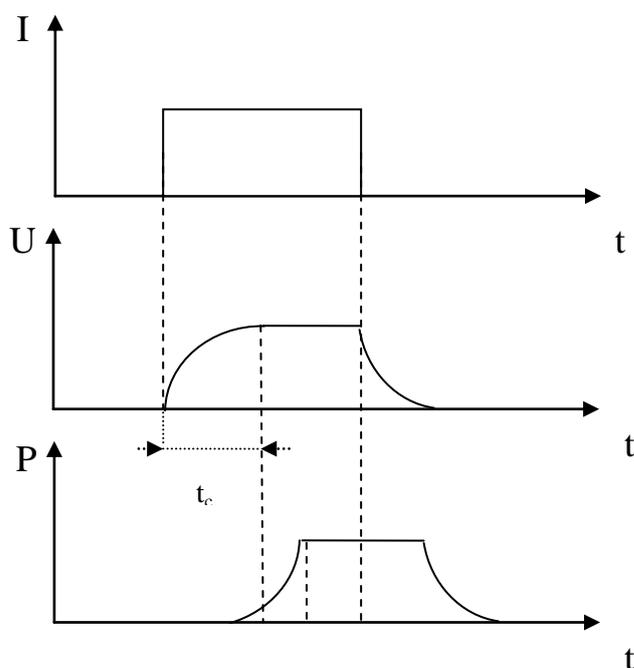


Рис. 1.7. Временные характеристики ЛД при МИ цифровыми сигналами

Для того чтобы уменьшить задержку t_c между скачком тока и началом излучения при цифровой модуляции, нужно подать на СИД смещение, близкое к контактной разности потенциалов. При таком смещении задержка обусловлена только временами нарастания и спада τ , которые расширяют импульс по меньшей мере до 2τ . В целом значение τ определяет частотную характеристику СИД.

Наряду с достоинствами непосредственной модуляции, отмеченными в начале настоящего параграфа, следует отметить следующие недостатки этого вида модуляции:

- нелинейная зависимость мощности излучения от тока (*нелинейность ватт-амперной характеристики*);

- метод оказывает динамическое влияние на спектр излучения лазера и амплитуды отдельных мод резонатора;

- метод достаточно прямолинеен и не позволяет в полной мере использовать другие более прогрессивные методы кодирования, основанные на модуляции амплитуды и фазы, используемые в специальных модуляторах;

- метод не удобен для систем WDM, где несколько источников модулирующих сигналов мультиплексируются для передачи по одной несущей.

1.2.2 Модуляция оптического излучения с использованием внешнего модулятора

Использование *специального или внешнего модулятора*, как правило, улучшает функциональные характеристики систем передачи и гибкость системы в целом, например, при необходимости позволяет менять формат используемой линейно кодовой последовательности (ЛКП), а также позволяет использовать готовые решения, наработанные в других областях и для других применений, включая комплексные решения с использованием промежуточной несущей.

Модуляция с использованием промежуточной несущей [6]

Вместо использования непосредственной модуляции, для которой трудно найти электронные компоненты, учитывая высокую частоту оптической несущей (порядка 100 ТГц), можно осуществить процесс модуляции на более низких частотах, используя промежуточную несущую, или поднесущую, на радиочастоте в диапазоне 10 МГц -10 ГГц.

Модулированной поднесущей можно затем модулировать основную несущую. Основное отличие этой схемы модуляции в том, что могут быть использованы различные стандартные методы и устройства модуляции: амплитудные, частотные, фазовые и комбинированные, разработанные для конкретного диапазона радиочастот.

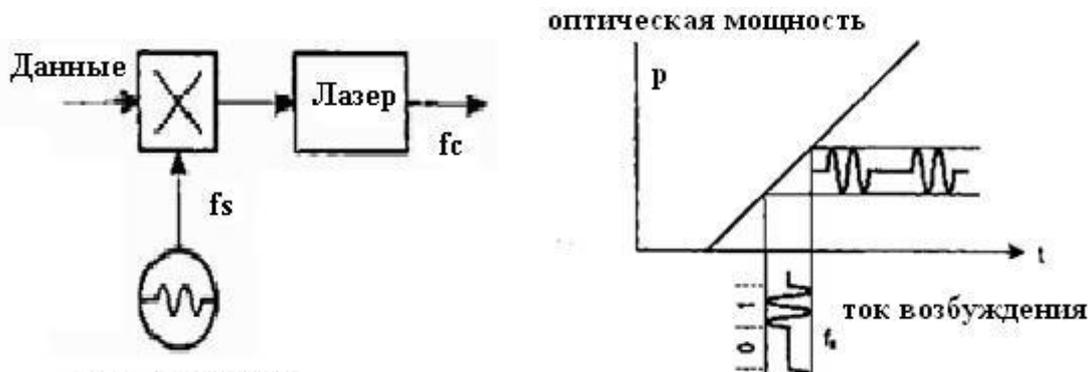


Рис.1.8. Модуляция с использованием промежуточной несущей[5]

Использование поднесущей необходимо и при многоканальной модуляции в системах WDM. В этом случае отдельные входные потоки модулируют свои поднесущие, которые затем мультиплексируются в одну поднесущую, модулирующую оптическую несущую. Схема использования промежуточной несущей показана на рис. 1.8 (в качестве примера показана амплитудная модуляция тока возбуждения лазера).

Модуляция с использованием поднесущей и модулятора

Эта схема модуляции является комбинацией предыдущих методов. Она может быть применена для использования готовых решений одноканальных

модуляторов в схемах WDM. При этом возможно сочетание положительных особенностей обоих методов.

1.2.3 Форматы линейных кодов

Для передачи данных по оптическому волокну цифровые данные должны быть конвертированы в линейный код, имеющий формат, удобный для передачи по ОВ [7]. Им может быть, например, униполярный вариант *линейных кодов* NRZ или RZ, который сводится к посылке короткого импульса (включению оптического источника на короткий период меньший половины длительности *двоичного интервала*) в середине этого интервала (на срезе импульса RZ) при наличии "1" в цифровой последовательности или к выключению оптического источника в отсутствие "1" (при наличии "0" в этой последовательности, см. рис. 1.9). Такой метод кодирования называется *модуляцией/манипуляцией по типу "включено-выключено"* - MBV (или ООК - On-Off Keying).

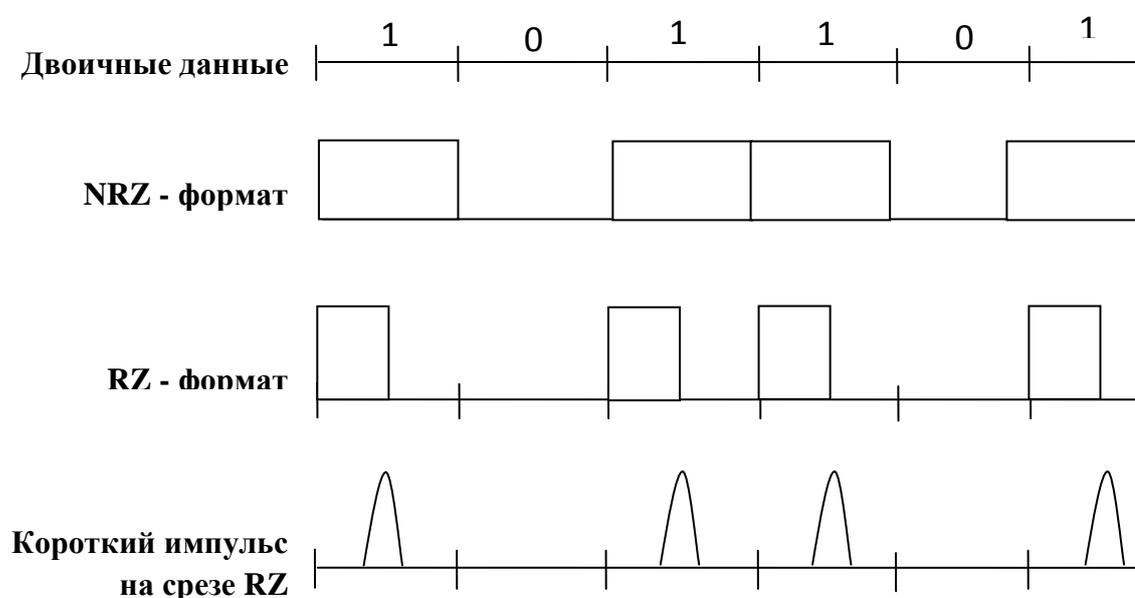


Рис.1.9. Пример базовых линейных кодов, используемых для оптической передачи

Из теории известно основное преимущество метода NRZ - примерно вдвое меньшая полоса частот, занимаемая модулированной последовательностью по сравнению с методом RZ. Однако при наличии в исходном коде длинных последовательностей "1" или "0" существенно изменяется постоянная составляющая последовательности, ухудшающая условия ее приема. Кроме того, ухудшаются условия восстановления сигнала синхронизации.

При использовании RZ проблема восстановления синхронизации, как правило, не возникает, а проблемы изменения постоянной составляющей возникают только при длинных последовательностях "0". Эти проблемы решаются либо использованием специальных кодов, например, оптического варианта известного кода HDB3, либо использованием техники скремблирования.

Скремблирование - процесс более простого преобразования (как правило, не изменяющего полосу частот), основанного на технике шифрования данных с взаимно однозначным соответствием исходной и скремблированной последовательности, использующего простые и однотипные побитные операции (например, сложение по модулю между исходной и эталонной последовательностью (порождающим многочленом)).

Другой вариант - использовать специальные коды, предмет кропотливой оригинальной разработки, которые могут иметь различную полосу частот и достаточно сложные схемы кодирования /декодирования, реализуемые при оптимизации определенных параметров.

Учитывая, что длительность двоичного интервала при использовании современных скоростей синхронной иерархии 2,5 - 40 Мбит/с мала (400 - 25 пс), длительность импульса источника не должна превышать 0,2-0,05 нс (200-12,5 пс), что делает невозможным, например, использование светодиодов в качестве источников оптического излучения в таких системах. Поэтому основными источниками должны быть лазерные диоды.

1.3 Физические основы оптических модуляторов

Наибольшее применение в модуляционных устройствах когерентной оптоэлектроники нашли электрооптические и акустооптические эффекты и магнитооптический эффект Фарадея, а также различные фотоэффекты.

Электрооптические эффекты характеризуются возникновением оптической анизотропии (неравномерности) в веществе под воздействием внешнего электрического поля, в результате чего изменяется показатель преломления вещества. Появление оптической анизотропии — следствие изменения диэлектрической проницаемости вещества под действием электрического поля [8,9].

Электрооптические эффекты сопровождаются обычно явлением двойного лучепреломления, т. е. расщеплением проходящего света на два луча. Эти лучи (называемые обыкновенным и необыкновенным) распространяются с различными скоростями и по-разному поляризованы. Если в таких кристаллах выделить два взаимно-перпендикулярных направления x , y , то показатели преломления света вдоль каждого из этих направлений будут, вообще говоря, различными. Обозначим показатели преломления по каждой из осей n_x , n_y . Тогда кристаллы, в которых показатели преломления по каждой из осей различны ($n_x \neq n_y$), будем называть двухосными. Кристаллы, в которых направления x и y оказываются оптически однородными, т. е. $n_x \approx n_y = n_0$, называются одноосными. Для одноосных кристаллов показатель преломления для обыкновенной волны равен $n_Q = n_x = n_y$, а для необыкновенной волны $n_e = n_z$.

При распространении луча вдоль оси z в одноосном кристалле скорость света не зависит от характера поляризации. Если же к кристаллу прикладывается электрическое поле, то равенство n_x и n_y нарушается и кристалл становится двуосным. При этом скорости распространения

световых волн, поляризованных по осям x и y , также начинают различаться.

Показатель преломления для обыкновенной волны по оси z изменяется линейно с напряженностью электрического поля:

$$n_o(E) = n_o + r_{\Pi}E, \quad (1.12)$$

где r_{Π} — электрооптическая постоянная Поккельса; E — напряжённость электрического поля; n_o — показатель преломления в отсутствие поля.

Это изменение показателя преломления, пропорциональное напряженности электрического поля, и составляет суть эффекта Поккельса, называемого линейным электрооптическим эффектом. Под влиянием внешнего поля одноосный исходный кристалл приобретает свойства двухосного, становится оптически анизотропным вследствие изменения коэффициента преломления. При прохождении световой волной некоторого пути l в таком кристалле возникает разность фаз между обыкновенным и необыкновенным лучами:

$$\Delta\varphi_{oc} = 2\pi n_o^3 r_{\Pi} E l / \lambda. \quad (1.13)$$

По мере проникновения излучения в глубь кристалла изменяется разность фаз между сигналами с различной поляризацией. В результате поляризация выходных и входных сигналов оказывается различной. И зависимости от длины пути в кристалле l , соответственно, получившейся разности фаз $\Delta\varphi_{oc}$ поляризация выходного сигнала будет изменяться так, как это показано в табл. 1.

В соответствии с взаимной ориентацией направлений распространения луча z и напряженности электрического поля E выделяют продольный ($z//E$) и поперечный ($z \perp E$) эффекты Поккельса.

Т а б л и ц а 1.1

Зависимость поляризации выходного луча от сдвига фаз обыкновенного и необыкновенного лучей

$\Delta\varphi_{oe}$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$	2π
Поляризация									

Находит применение, в оптоэлектронике и электрооптический эффект Керра. Здесь зависимость показателя преломления от напряженности электрического поля описывается соотношением

$$n_o(E) = n_o + r_k E^2 \quad (1.14)$$

где r_k - электрооптическая постоянная Керра.

Возникающий сдвиг фаз между оптическими сигналами до приложения поля и после описывается выражением

$$\Delta\varphi = 2\pi r_k E^2 l \quad (1.15)$$

где r_k — постоянная Керра; она зависит от природы вещества, температуры и длины волны сигнала; l — длина пути, проходимого сигналом; E — напряженность электрического поля.

Выражение (1.13) показывает, что эффект Керра характеризуется квадратичной зависимостью фазового сдвига от напряженности поля. Поэтому его называют квадратичным электрооптическим эффектом.

Акустооптический эффект — это явления дифракции, преломления, отражения или рассеяния света на периодических неоднородностях среды (зонах с разным показателем преломления), вызванных упругими деформациями при прохождении ультразвука. Периодическое чередование неоднородностей среды «работает» как дифракционная решетка, изменяющая направление светового луча, Акустооптические эффекты бывают двух видов. При низкой частоте ультразвука и малой ширине фронта (длине взаимодействия) ультразвуковой волны возникает

дифракция Рамана — Ната. А если частота ультразвука высока и длина взаимодействия велика, то происходит дифракция Брэгга. Конкретно, если длина ультразвуковой волны в среде Λ , длина взаимодействия L , длина световой волны λ , коэффициент преломления среды n и при этом

$$2\pi\lambda L/(n\Lambda^2) < 1, \quad (1.16)$$

то наблюдается дифракция Рамана — Ната [7]. Возникает несколько дифракционных максимумов, причем дифракционный угол максимален, когда первоначальное направление светового луча параллельно плоскости ультразвуковой волны. В этом случае дифракционный угол θ_m для максимума порядка m равен $\arcsin(m\lambda/\Lambda)$. Кроме дифракции наблюдается доплеровское смещение частоты, равное $m\Omega$, где Ω — частота ультразвука.

Если же соотношение параметров

$$2\pi\lambda L/(n\Lambda^2) \geq 4\pi, \quad (1.17)$$

то это дифракция Брэгга. В этом случае отражается только луч света, составляющий характерный угол θ с фронтом ультразвуковой волны. Таким образом, свет может отклониться лишь на угол 2θ от первоначального направления. Этот угол — угол Брэгга — находится из соотношения

$$\sin \theta = \lambda/(2\Lambda). \quad (1.18)$$

При дифракции Брэгга коэффициент отражения отклонившегося луча близок к 100 %, что существенно для практического использования. В эксперименте ($L = 1$ см, видимая область) при частотах ультразвука выше 20 МГц в жидкостях и выше 100 МГц в твердых телах наблюдается почти полная брэгговская дифракция.

Магнитооптический эффект — это изменение некоторых оптических параметров вещества под действием магнитного поля [7].

Магнитооптический эффект Фарадея может быть объяснен различием в скоростях распространения оптических волн разной поляризации. Предположим, что линейно поляризованная монохроматическая световая волна падает на вещество, помещенное в постоянное магнитное поле с

индукцией B ; направление распространения волны совпадает с направлением поля. Известно, что линейно поляризованная волна может быть представлена в виде суммы двух волн разной поляризации. Магнитное поле делает различными показатели преломления для этих волн (n_1, n_2 соответственно). В результате после прохождения пути l в веществе возникает разность фаз этих волн, равная:

$$\Delta\varphi = \frac{\omega l}{c} (n_1 - n_2), \quad (1.19)$$

где разность $n_1 - n_2$ пропорциональна магнитной индукции.

Среди фотоэффектов, приводящих к изменению оптических параметров вещества, можно выделить фотохромный, фотокристаллический, а также эффект фотопроводимости.

Фотохромный эффект заключается в изменении окраски или прозрачности вещества (неорганических стекол со специальными примесями, органических полимеров) под действием светового потока коротковолнового диапазона (ультрафиолетовое или коротковолновое видимое излучение). Для возвращения вещества в прежнее состояние требуется нагрев или воздействие светового потока с длиной волны ИК-диапазона.

Фотокристаллический эффект наблюдают, например, в аморфных полупроводниках. Под действием света высокой интенсивности происходит кристаллизация вещества и, соответственно, изменение коэффициента преломления.

Эффект фотопроводимости, который заключается в изменении проводимости полупроводника под действием потока излучения также сказывается на оптических параметрах вещества, в частности на показателе преломления, что позволяет использовать этот эффект для модуляции излучения.

1.4 Типы оптических модуляторов и их основные параметры

Оптические модуляторы как устройства могут быть основаны на различных физических явлениях и использовать различные механизмы и методы воздействия на оптическую частоту или радиочастоту.

Различают следующие типы модуляторов:

акустооптические модуляторы, использующие явления акустооптики, электрооптические модуляторы, использующие явления электрооптики,

магнитооптические модуляторы, использующие явления магнитооптики,

электрооптические модуляторы, использующие полупроводниковые структуры.

Важнейшими характеристиками оптических модуляторов являются:

а) глубина модуляции:

$$\eta = (I_{\max} - I_{\min}) / I_{\max}, \quad (1.20)$$

где I_{\max} и I_{\min} – интенсивности света при полностью открытом и закрытом состоянии модулятора;

б) ширина полосы пропускания или диапазон модулирующих частот $\Delta\nu$, которые определяются как разность между верхней и нижней частотами, при которых глубина модуляции уменьшается на 50% от максимального значения; полоса частот $\Delta\nu$ определяет предельный объем информации, который можно передать с помощью данного модулятора;

в) рабочая апертура – тот угол, измеряемый в градусах или стерadiansах, в пределах которого оптическое излучение может быть введено в модулятор;

г) спектральная область – область длин волн, в которой модулятор способен работать;

д) рабочее напряжение или напряжение полуволнового смещения – те величины сигнала, которые необходимо подать на вход модулятора, чтобы перевести его из «открытого» состояния в «закрытое»;

е) потери, вносимые модулятором, выражаемые, как правило, в децибелах:

$$\beta = 10 \lg I_0 / I_{\max} \quad (1.21)$$

где I_0 - интенсивность света в отсутствие модулятора, I_{\max} – интенсивность света, прошедшего через модулятор в открытом состоянии;

ж) потребляемая мощность на единицу ширины полосы пропускания модулятора $P/\Delta f$, выражаемая обычно в Вт/ГГц.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Как следует из выше поведенного рассмотрения, модуляция оптической несущей является важным и неотъемлемым процессом в функционировании ВОСП и существует несколько методов его реализации:

- прямая (непосредственная) модуляция оптической несущей;
- внутренняя модуляция оптической несущей;
- внешняя модуляция оптической несущей.

Метод прямой (непосредственной) модуляции осуществляется с использованием электронных устройств, управляющих электронными и электрооптическими процессами, протекающими в источниках излучения передающего модуля ВОСП – в светоизлучающих диодах и лазерных диодах.

Внешняя модуляция оптической несущей реализуется специальными устройствами, предназначенными для этих целей – оптическими модуляторами, принцип действия которых основан на взаимодействии оптического излучения с веществами, находящимися соответственно под действием электрического, акустического и магнитного полей.

В связи с вышеизложенным исследование методов модуляции оптического излучения, особенностей прямой (непосредственной),

внутренней и внешней его модуляции и сравнительный анализ оптических модуляторов, функционирующих на основе различных эффектов представляет собой одну из актуальных задач.

Исходя из этого данная магистерская диссертационная работа на тему «Исследование методов модуляции в оптических системах передачи» посвящена решению следующих задач:

- системному рассмотрению вопросов, связанных с модуляцией оптической несущей и обзор литературных данных по этим вопросам;

- анализу особенностей электрооптических, акустооптических, магнитооптических и др. эффектов, составляющих физическую основу оптических модуляторов, применяемых в ВОСП;

- исследованию принципов построения и особенностей функционирования электронных устройств прямой (непосредственной) модуляции мощности оптического излучения;

- разработке математической модели процесса модуляции мощности оптического излучения электронным устройством прямой (непосредственной) модуляции;

- исследованию особенностей функционирования акустооптических, электрооптических, магнитооптических оптических модуляторов;

- сравнительной характеристике оптических модуляторов с точки зрения их применения в ВОСП;

- разработке электронной версии магистерской диссертации.

ВЫВОДЫ ПО ПЕРВОЙ ГЛАВЕ МАГИСТЕРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ:

1. Проанализированы принципы построения и особенности функционирования ВОСП.

2. Проведен обзор литературы по вопросам модуляции оптической несущей в ВОСП. Проанализированы особенности реализации процессов прямой (непосредственной) и внешней модуляции потока оптического

излучения.

3. Проанализированы механизмы протекания электрооптических, акустооптических, магнитооптических и др. явлений, составляющих физическую основу оптических модуляторов.

4. Сформулированы цели и задачи магистерской диссертации.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И ОСОБЕННОСТЕЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРЯМОЙ (НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ) МОДУЛЯЦИИ МОЩНОСТИ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

Возможность прямой модуляции оптического излучения источников излучения – лазерных диодов и светоизлучающих диодов с помощью соответствующих электронных устройств как уже отмечено, основана на том, что электронные процессы и процессы электронно-оптического преобразования в них протекают с высоким быстродействием (10^{-9} - 10^{-10} с и $10^{-7} \div 10^{-8}$ с соответственно), что позволяет эффективно модулировать их под действием информационных сигналов. Ниже остановимся на некоторых схемных реализациях и особенностях функционирования таких устройств.

2.1 Схемная реализация и принцип работы модулятора мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом

Рассмотрим некоторые варианты схемотехнических решений модуляторов мощности излучения с непосредственной модуляцией аналоговым сигналом, один из которых приведен на рис. 2.1.

Ток проводимости источника излучения в этой схеме как видно, фиксирован по коллекторной цепи. В ней предусмотрена возможность изменения (модуляции) мощности излучения сигналами напряжения, поступающими на базу транзистора.

Принцип работы устройства заключается в следующем. Делитель напряжения, состоящий из источника э.д.с. E_n и последовательно соединенных резисторов R_1 и R_2 обеспечивает эмиттерный переход биполярного транзистора VT с определенным значением напряжения $U_{\text{бэ}}$.

Семейство выходных характеристик биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером управляемого этим напряжением $I_k(U_k)/U_{бэ} = const$ имеет в этом случае вид, изображенный на рис 2.2.

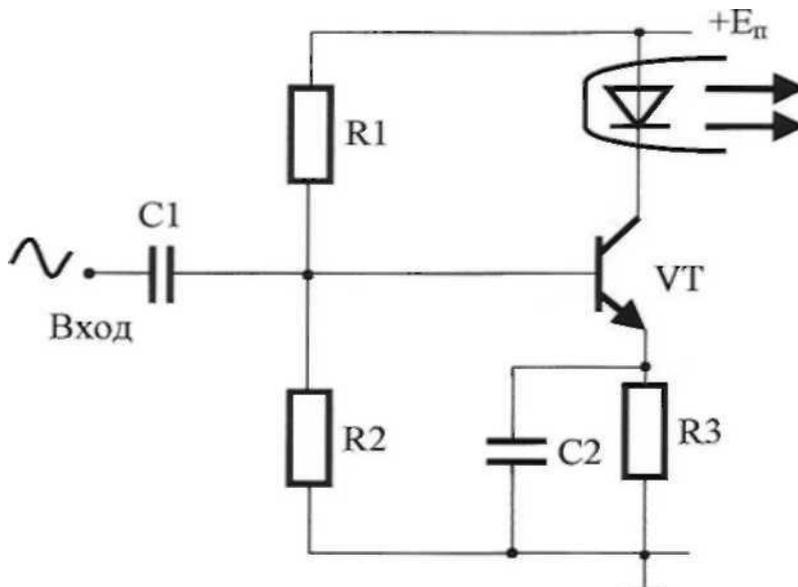


Рис.2.1. Один из вариантов схемотехнического решения модулятора мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией.

Как следует из рисунка, соответствующие активному режиму участки ВАХ транзистора в этом случае практически параллельны оси напряжения $U_{кэ}$.

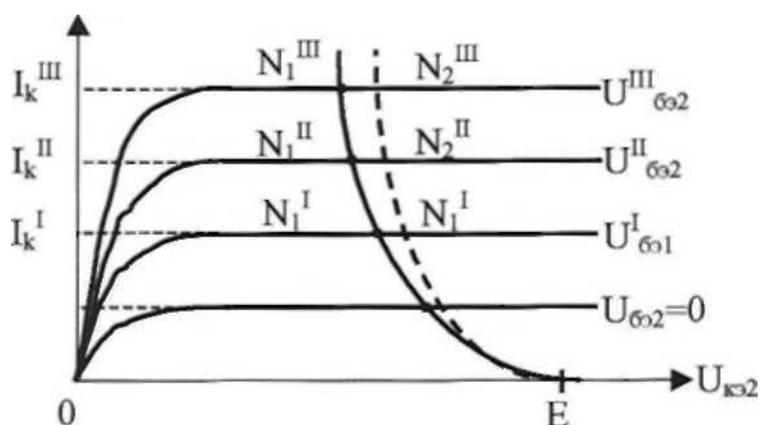


Рис.2.2. К принципу определения постоянной составляющей тока источника излучения светодиода на транзисторных каскадах.

В силу этого, значения токов, соответствующие точкам пересечения выходных характеристик с ВАХ излучателя света (светодиода, лазерного диода), играющего роль нелинейного нагрузочного сопротивления, практически неизменны (и не зависят от температурных или временных дрейфов излучателя света), обеспечивая постоянную составляющую тока (тока смещения) через излучатель света.

При подаче на вход через конденсатор C_1 сигнала напряжения, например, синусоидального напряжения.

$$U_{ex}(t) = U_{ex,m} \sin \omega t, \quad (2.1)$$

где $U_{ex,m}$ и ω - амплитуда и частота входного напряжения, при условии

$$X_{C1} \ll R_{lt} R_2, \quad (2.2)$$

где $X_{C1} = 1/\omega C_1$ - емкостное сопротивление конденсатора C_1 , на эмиттерном переходе возникает напряжение, изменяющееся по тому же закону, что и в (2.1). В результате по коллекторной цепи транзистора и следовательно, через излучатель света течет ток модулированный по тому же закону (с некоторым сдвигом фазы, обусловленным RC цепочки коллекторного перехода), что приводит к модуляции мощности излучения светодиода или лазерного диода (см. рис. 2.3.в). Высокоомный токозадающий резистор R_3 , шунтированный конденсатором C_2 значительной ёмкости (рис.2.1) не влияет на эффективность модуляции светового потока.

В линейных оптоэлектронных преобразователях, в частности, важно обеспечить эффективную модуляцию светового потока, строго пропорциональную уровню входного модулирующего сигнала $U_{вх}(t)$.

В линейном модуляторе светового потока, построенном по схеме рис.2.4 входной транзистор VT1 действует в качестве эмиттерного повторителя, а генератором тока непосредственно возбуждающим светодиод, служит каскад на транзисторе VT2.

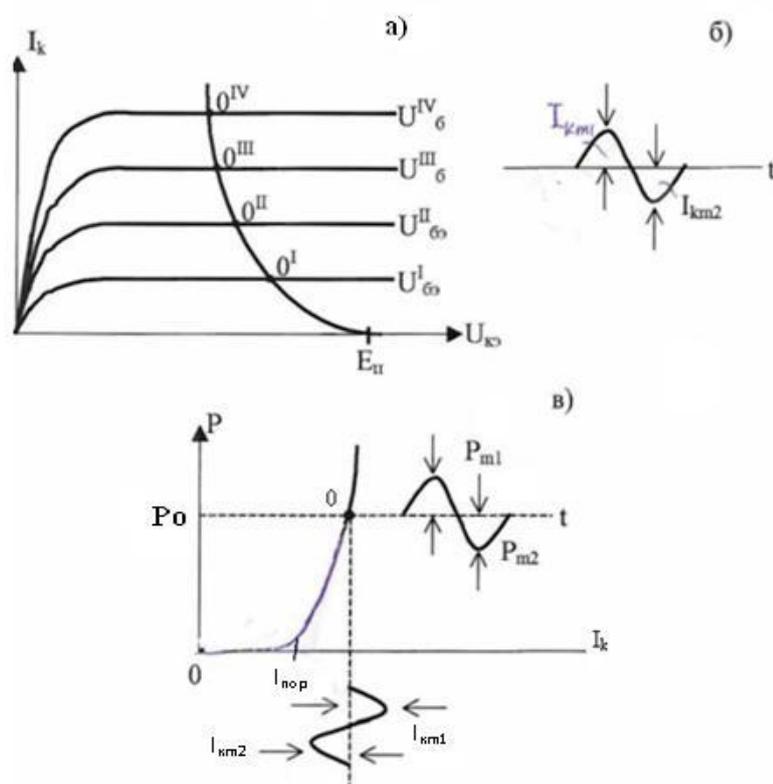


Рис.2.3. Процессы преобразования сигнала в модуляторе мощности источника излучения с прямой модуляцией.

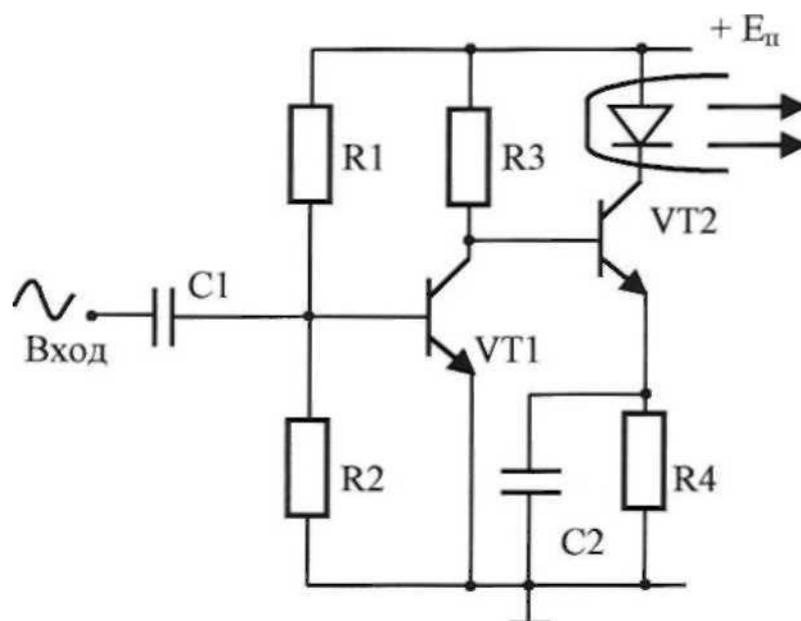


Рис.2.4. Схема линейного модулятора мощности излучения с прямой модуляцией.

Линейного модулятор, собранный по схеме на рис.2.3 описан в работе [8]. По экспериментальным данным, глубина модуляции света в таком устройстве составляет 80 % в диапазоне частот от 30 Гц до 250 кГц.

Модулятор мощности излучения с непосредственной связью может быть построен и на дифференциальном каскаде усилителей, изображенном на рис.2.5, принцип работы которого заключается в том, что рост напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT1 под действием напряжения входного сигнала приводит к синхронному уменьшению тока в коллекторной цепи транзистора VT2 и, наоборот, уменьшение напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT1 в соответствии с изменением $U_{вх}(t)$ - к росту тока в коллекторной цепи транзистора VT2, что обеспечивает модуляцию тока протекающего через излучателя света, а следовательно, и мощности его излучения.

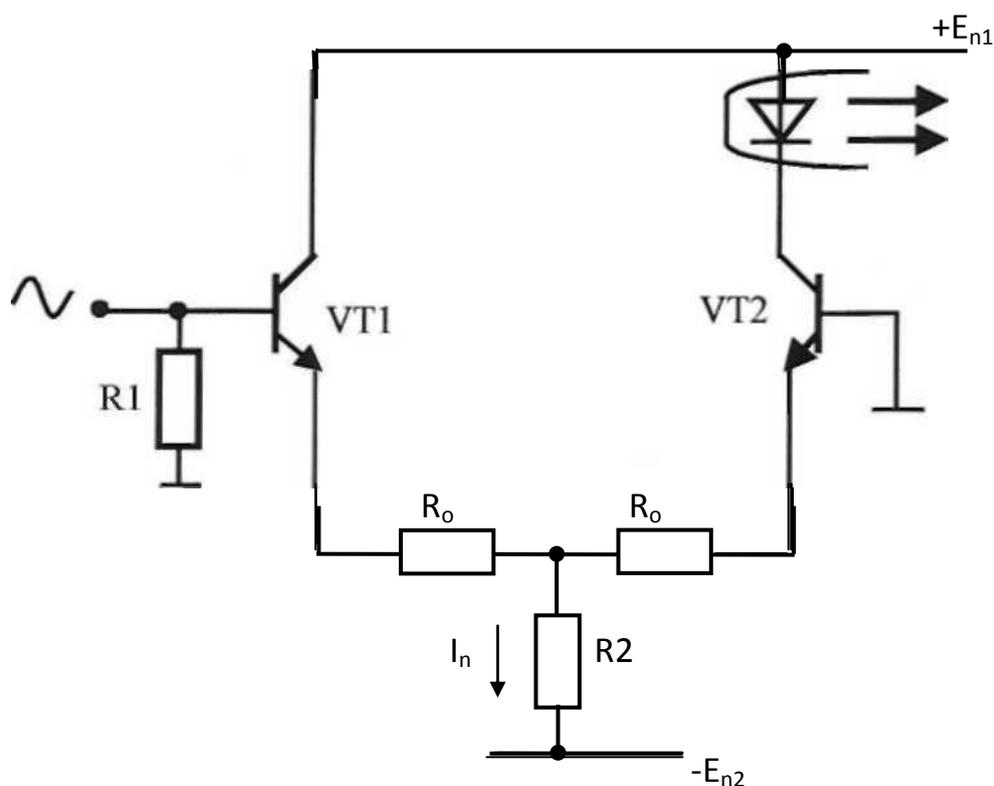


Рис 2.5. Схема линейного модулятора мощности источника излучения на дифференциальном усилителе.

На рис. 2.6 показан характер изменений постоянной составляющей токов в коллекторных цепях дифкаскада а соответствии с напряжением смещения на эмиттерном переходе транзистора VT1.

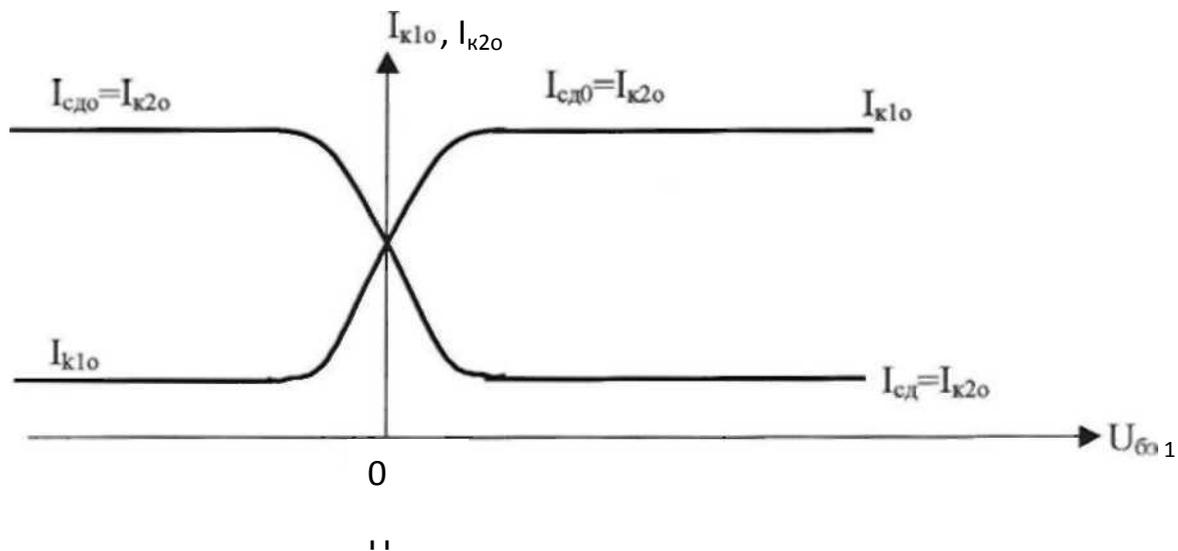


Рис.2.6.Характер изменения постоянных составляющих токов в коллекторных цепях транзисторов VT1 и VT2 дифференциального усилителя в зависимости от уровня входного сигнала $U_{бэ1}$.

Подача на вход электрического сигнала $U_{вх}(t)$ - приводит к последующей модуляции мощности излучения светодиода или лазерного диода в соответствии с этим сигналом (рис.2.7).

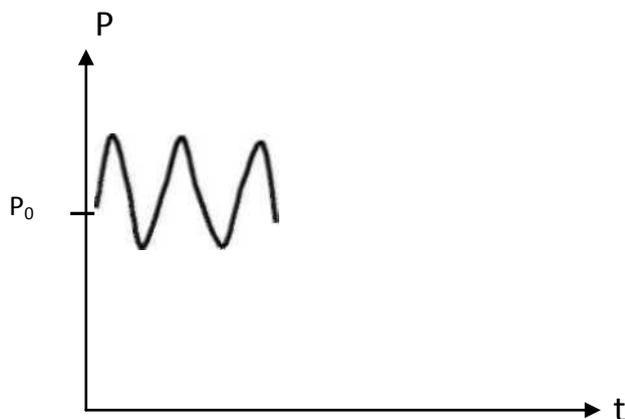


Рис.2.7. Модуляция мощности источника излучения.

Достоинством рассмотренной выше схемы является высокая временная и температурная стабильность электрического режима излучателя света.

При хорошо симметрированных эмиттерных цепях транзисторов даже существенное изменение разности потенциалов на эмиттерных переходах (связанное, например, с большим повышением температуры) мало влияет на статические уровни эмиттерных токов. Стабилен и статический ток источника излучения, фиксированный в схеме, на уровне $a(I_{\text{п}}/2)$, где a - коэффициент передачи эмиттерного тока транзисторов.

2.2. Математическая модель модуляторов мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом

Методику расчёта параметров электрического режима устройства непосредственной модуляции мощности источника излучения проиллюстрируем на примере такого устройства на биполярных транзисторных каскадах, приведенного на рис.2.8.

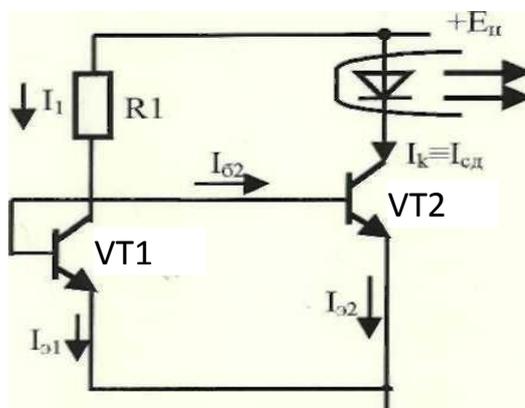


Рис.2.8. Схема устройства модуляции мощности излучения светодиода (лазерного диода) на биполярных транзисторных каскадах.

Как следует из рисунка, согласно первому правилу Кирхгоффа можно записать:

$$I_1 - I_{\beta 2} = I_{\beta 1}, \quad (2.3)$$

$$I_2 + I_{\beta 2} = I_{\beta 2}, \quad (2.4)$$

Из теории биполярных транзисторов известно, что токи через эмиттерные переходы транзисторов в активном режиме определяются соотношениями:

$$I_{\beta 1} = I_{\beta 10} \left[\exp\left(\frac{qU_{\beta 1}}{A_1 k T_1}\right) - 1 \right] \quad (2.5)$$

$$I_{\beta 2} = I_{\beta 20} \left[\exp\left(\frac{qU_{\beta 2}}{A_2 k T_2}\right) - 1 \right] \quad (2.6)$$

где, $I_{\beta 10}$ и $I_{\beta 20}$ – обратные токи экстракции через эмиттерный переход;

$U_{\beta 1}$ и $U_{\beta 2}$ - напряжения на эмиттерных переходах транзисторов VT1 и VT2;

A_1 и A_2 - коэффициенты, характеризующие неидеальности эмиттерных переходов, численное значение которых равно $1,5 \div 2$;

T_1 и T_2 - температуры тел транзисторов.

При напряжениях на эмиттерных переходах,

$$U_{\beta 1} > A_1 \frac{kT_1}{q} \quad (2.7)$$

$$U_{\beta 2} > A_2 \frac{kT_2}{q} \quad (2.8)$$

где kT_1/q и kT_2/q - температурные потенциалы величина которых при комнатной температуре $\sim 0,025$ В, выражения (2.5) и (2.6) могут быть записаны в упрощенном виде:

$$I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 1 o} \exp\left(\frac{qU_{\varepsilon \delta 1}}{A_1 k T_1}\right) \quad (2.9)$$

$$I_{\varepsilon 2} = I_{\varepsilon 2 o} \exp\left(\frac{qU_{\varepsilon \delta 2}}{A_2 k T_2}\right) \quad (2.10)$$

С учетом того, что устройство изготавливается в интегральном исполнении и как результат этого

$$\begin{aligned} I_{\varepsilon 2 o} &= I_{\varepsilon 1 o}, \\ A_2 &= A_1, \\ T_2 &= T_1, \end{aligned} \quad (2.11)$$

а также учитывая, что $U_{\varepsilon \delta 2} = U_{\varepsilon \delta 1}$ (см. схему на рис.2.6.) имеем

$$I_{\varepsilon 2} = I_{\varepsilon 1} \quad (2.12)$$

Подставляя это выражения в уравнение (2.4) нетрудно получить, что

$$I_2 = I_1 - 2I_{\varepsilon 2} \quad (2.13)$$

Поскольку ток базы биполярного транзистора в активном режиме $I_{\varepsilon 2}$ существенно (в β раз, где β - коэффициент передачи тока базы) меньше эмиттерного и коллекторного токов транзистора можно записать

$$I_2 \approx I_1 \quad (2.14)$$

Таким образом, по коллекторной цепи транзистора, а следовательно, через светодиод течёт ток I_2 , равный току в управляющей цепи устройства I_1 .

Величину этого тока как функцию значений э.д.с E_n и напряжения $U_{\varepsilon \delta 1}$ можно получить записав 2-ое уравнение Кирхгоффа для управляющей цепи устройства, состоящей из резистора R_1 и транзистора VT1, включенного в диодном режиме

$$E_n = I_1 R_1 + U_{\varepsilon \delta 1}, \quad (2.15)$$

откуда имеем

$$I_1 = \frac{E_n - U_{\varepsilon \delta 1}}{R_1} \quad (2.16)$$

Из (2.16) следует, что величина постоянной составляющей тока I_1 а следовательно, тока через светодиод $I_{cd}=I_2$ определяется значениями э.д.с. источника питания E_n , сопротивления резистора R_1 и напряжения на эмиттерном переходе $U_{бэ1}$.

Что касается переменной составляющей этого тока и мощности излучения источника излучения под действием входного сигнала напряжения (2.1) при условии (2.2), очевидно, определяются следующими соотношениями:

$$I_{c1} = \frac{dq}{dt} = \frac{d(C_1 U_{ex})}{dt} = C_1 \frac{dU_{ex}}{dt} = C_1 U_{exm} \omega \cos \omega t, \quad (2.17)$$

$$I_{mc} = C_1 U_{ex} * \omega = \frac{U_{ex*m}}{\frac{1}{\omega}} = \frac{U_{ex*m}}{R_c}. \quad (2.18)$$

Соответственно, изменения напряжения $U_{бэ}(t)$, коллекторного тока $I_k(t)$ и мощности источника излучения $P(t)$ выражаются соотношениями:

$$U_{бэ} = U_{бэм} \sin \omega t \quad (2.19)$$

$$I_k(t) = I_{km} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.20)$$

$$P(t) = P_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.21)$$

где $U_{бэм}$, I_{km} , P_m соответственно амплитудные значения напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT, тока коллектора и мощности излучения светодиода (лазерного диода), φ - сдвиг фазы, обусловленный наличием R_k C_k цепочки коллекторного перехода и последовательного сопротивления коллекторной области R_n .

2.3. Диодные и транзисторные модуляторы (переключатели) мощности источника излучения, применяемые в цифровых ВОСП

В режиме переключения светодиод (лазерный диод) действует в одном из двух состояний: выключенный не создаёт светового потока, включённый - интенсивно излучает. Резкое изменение электрического состояния светодиода достигается с помощью диодных и транзисторных переключателей тока.

Электрическая схема диодного переключателя тока для возбуждения светодиода приведена на рис. 2.9.

Принцип работы данного устройства заключается в следующем: если входное напряжение e_r в схеме рис. 2.9 фиксируется на отрицательном уровне, то диод Д открыт и ток I_n ответвляется в цепь управления минуя светодиод.

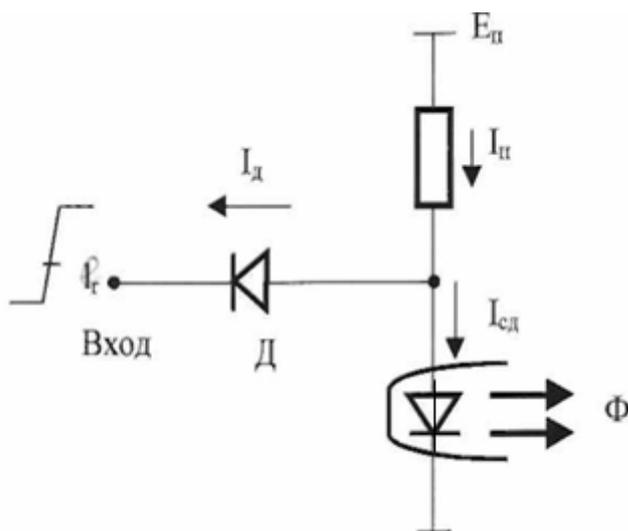


Рис. 2.9. Схема диодного переключателя тока для возбуждения источника излучения.

При повышении уровня e_r электрическая проводимость диода уменьшается и ток питания I_n переключается в цепь со светодиодом.

Взаимодействие диодов можно наглядно иллюстрировать диаграммой на рис.2.10.

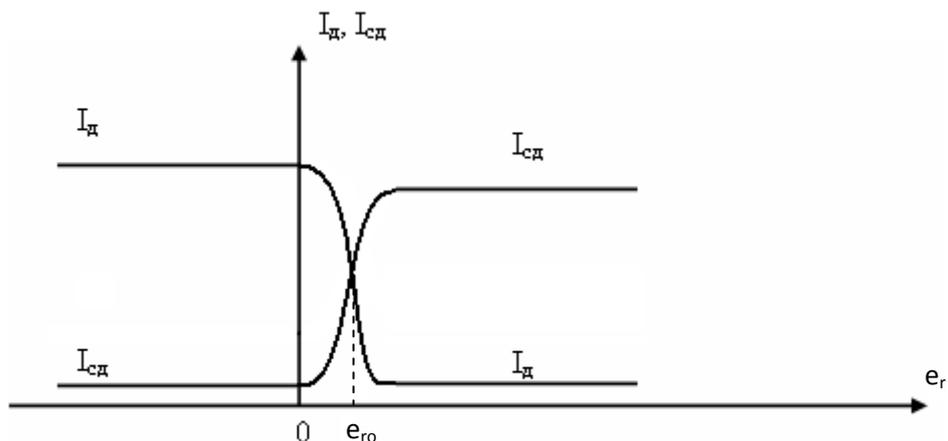


Рис.2.10. Зависимость токов через диод I_d и светодиода I_{cd} от уровня входного напряжения для диодного переключателя мощности излучения

Кривые на этом рисунке приведены для типичного сочетания кремневый диод - арсенид галлиевый светодиод, у которых пороги по напряжению различаются на $\sim 0,3-0,4$ В (у кремневого диода порог по напряжению $0,6-0,7$ В, у арсенид галлиевого светодиода ~ 1 В). Такая разность пороговых напряжений обуславливает сдвиг вправо граничного уровня e_{r0} при котором токи диодов выравниваются.

Преимуществами рассмотренного переключателя тока для возбуждения мощности светодиода являются: простота схемной реализации, высокая чувствительность к входным сигналам напряжения и четко фиксированное значение тока, протекающего через светодиод на уровне близком к $I_{п}$.

Однако следует отметить, что поскольку схема управления не обладает усилительным свойством, канал управления (входная цепь) при выключенном состоянии светодиода в этой схеме потребляет значительный ток $I_d \sim I_{п}$.

Резкое снижение потребления энергии источником управления можно достичь с помощью схемы переключателя тока с входным биполярным транзистором (рис. 2.11).

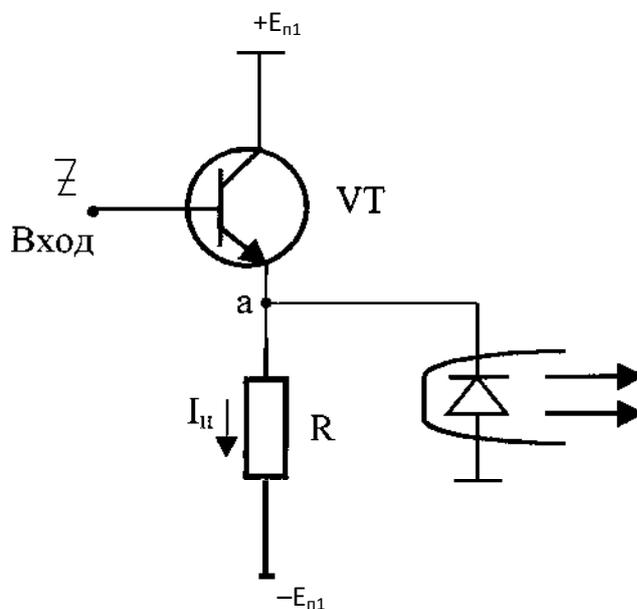


Рис.2.11. Схема транзисторного переключателя тока мощности излучения светодиода (лазерного диода).

Максимальный ток базы транзистора (при выключенном светодиоде) не превышает $I_d/(1+\beta)$ и, таким образом, оказывается в десятки раз меньше входного тока в диодном переключателе (рис.2.9.). Принцип работы переключателя тока с входным транзистором заключается в следующем:

- при подаче на вход напряжения положительного уровня эмиттерный переход биполярного транзистора открыт, потенциал точки *a* высок, по цепи светодиода не течет ток, он не излучает.

- в случае же, когда на вход подано напряжение отрицательного уровня биполярный транзистор заперт, потенциал точки *a* низок, через светодиод течет ток и он интенсивно излучает.

В схеме, представленной на рис.2.12 управления светодиодом осуществляется традиционным переключателем тока I_d построенном на биполярных транзисторах T1, T2.

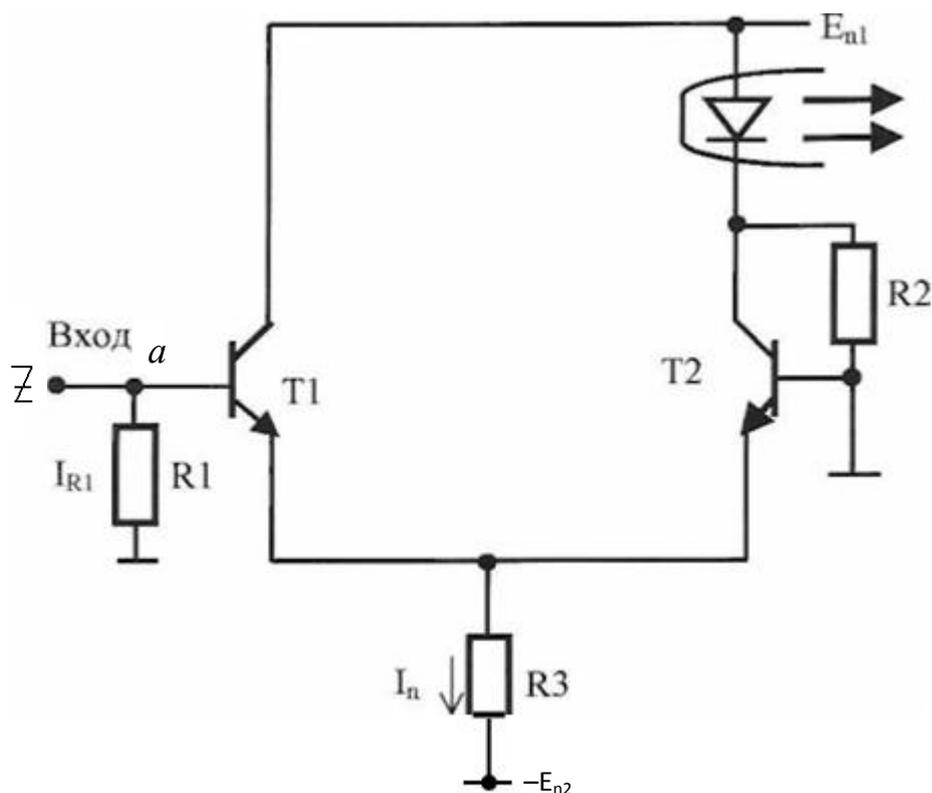


Рис.2.12. Схема переключателя мощности излучения на традиционном переключателе тока на биполярных транзисторах T1, T2.

Если входной потенциал фиксирован на положительном уровне $0,5 \dots 1$ В, ток I_n течет через открытый транзистор T1, а ток через транзистор T2 и светодиод незначителен (близок к нулю). Светодиод не излучает. Переключение тока I_n в эмиттерную цепь транзистора T2 и возбуждение светодиода достигается снижением входного потенциала до отрицательного уровня $-(0,5 \dots 1)$ В. Ток излучающего светодиода в этой схеме фиксируется на стабильном уровне, близком к I_r . К тому же в высокоомной коллекторной цепи транзистора T2 технологический разброс и температурный дрейф ВАХ источника света не влияет на ток текущий через излучатель.

Высокоомный резистор R2 фиксирует в схеме ток через выключенный светодиод на невысоком, но четко определенном уровне, что позволяет «гасит» дрейф рабочей точки светоизлучателя, связанный со значительными

(технологическими и температурными) колебаниями, коллекторного тока транзистора Т2.

2.4 Вопросы управления возбуждением источника излучения интегральными логическими элементами в модуляторах с прямой (непосредственной) модуляцией

Обязательным условием возможности использования полупроводниковых источников излучения в передающем модуле цифровых ВОСП является эффективное электрическое согласование светоизлучателей с интегральными логическими элементами, и в первую очередь, с весьма распространенными элементами транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) и эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ).

Управление светодиодами (лазерными диодами) с помощью элементов ТТЛ и ЭСЛ организовать технически несложно. Следует лишь учитывать ряд особенностей успешного взаимодействия светоизлучателей и логических ИМС:

- необходимо четко организовать ток проводимости через открытого светоизлучателя, что позволяет фиксировать уровень мощности генерируемого светового потока и избежать превышения эксплуатационной нормы тока;
- важно обеспечить достаточную универсальность схем, сопрягающих интегральные логические элементы и светоизлучатели. Такие схемы не должны существенно изменять электрический режим и нарушать работоспособность источника, переключающих сигналов интегрального логического элемента;
- необходимо предусмотреть возможность замены однотипных интегральных логических элементов, учитывая технологический разброс их параметров.

Рассмотрим схемы управления светоизлучателем интегрально-логическими элементами, удовлетворяющие отмеченным выше требованиям.

В простейшей схеме приведенной на рис. 2.13 светоизлучатель соединен с выходом интегрального логического элемента, токоограничивающим резистором R.

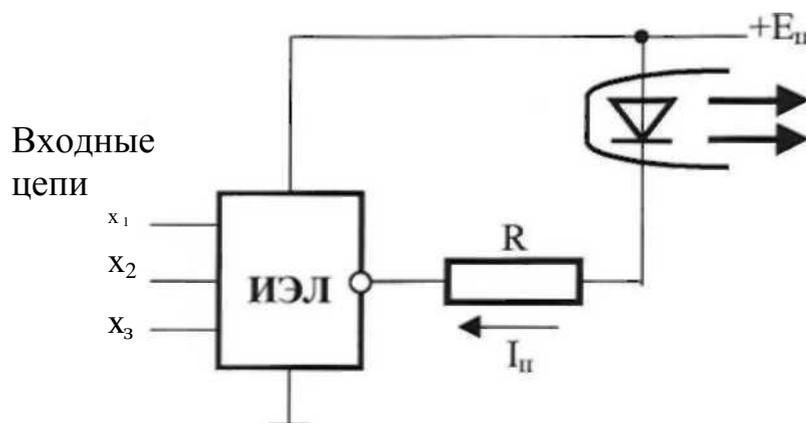


Рис.2.13. Простейшая схема управления мощностью источника излучения интегральным логическим элементом.

2.5. Модуляция мощности источника излучения с помощью транзисторно - транзисторного интегрального логического элемента

Для более детального анализа принципа работы приведенной схемы рассмотрим случай управления светоизлучателем с помощью ТТЛ интегральным логическим элементом (рис.2.14).

При подаче на один из входов или на все входы ТТЛ напряжения, соответствующего уровню логического нуля ($\sim 0,2V$) ток I_0 течет по эмиттерному переходу (или по эмиттерным переходам) многоэмиттерного транзистора. Ток через коллекторный переход этого транзистора, который находится в режиме включения насыщения мал и недостаточен, чтобы открыт эмиттерные переходы транзисторов T1 и T2. Эти транзисторы

находятся в режиме отсечки. В силу того, что транзистор $VT1$ заперт ток I_1 через резистор $R1$ течет по базе транзистора $T3$.

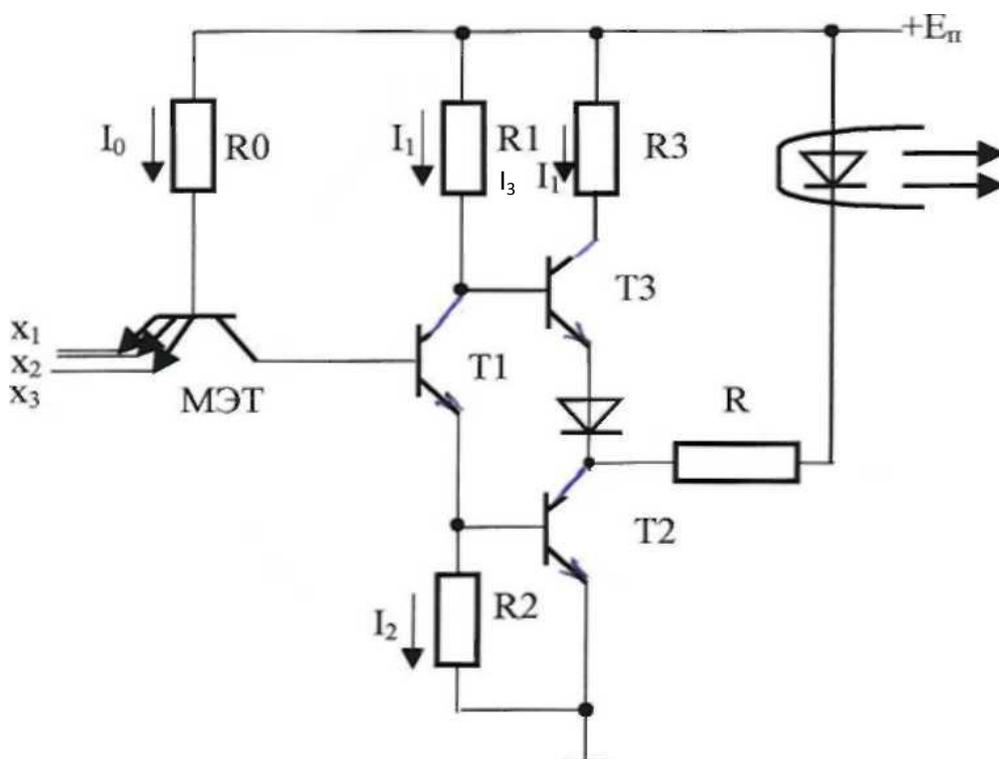


Рис.2.14.Схема модулятора мощности источника излучения на транзисторно-транзисторном интегральном логическом элементе.

В результате этого этот транзистор переходит в режим насыщения. Таким образом, суммарное падение напряжения на резисторе $R3$, транзисторе $T3$ и диоде D (находящемся в открытом состоянии) существенно меньше по сравнению с падением напряжения между коллектором и эмиттером транзистора $T2$, т.е. на выходе интегрального логического элемента ТТЛ мы получим сигнал, соответствующий уровню логической единицы и близкий по значению к $E_{п}$.

В этом случае ток через светоизлучатель не течет и он не излучает.

При подаче же на все входы ИЛЭ сигнала напряжения (близкого к $E_{п}$), соответствующего уровню логической единицы, ток I_0 через резистор R_0 течет по коллекторному переходу МОТ и потенциал базы транзистора $T1$

достаточен для того, чтобы эмиттерные переходы транзисторов Т1 и Т2 отпирались и они перешли в режим насыщения. Поскольку в этом случае Т1 отперт, ток I_1 через резистор R1 течет по нему, а транзистор Т3 переходит в режим отсечки (потенциал базы этого транзистора не достаточен для того, чтобы его эмиттерный переход перешёл в отпертое состояние). В результате основная часть питающего напряжения E_n выходной цепи ИЛЭ падает на резисторе R3, транзисторе Т3 и диоде Д. На выходе ИЛЭ имеем напряжение $\sim 0,2В$, что соответствует уровню логического нуля.

В этом случае ток возбуждения светоизлучателя фиксируется на уровне

$$I_n = \frac{E_n - U_{cd}}{R}, \quad (2.22)$$

где $U_{cd}=1,2\dots,5В$ - падение напряжения на арсенид галлиевом светодиоде (лазерном диоде), смещенном на прямом направлении.

В схеме рис.2.15 используется принцип переключения тока I_n заданного в цепи с высокоомным резистором R с помощью диода Д. В качестве диода используется кремниевый прибор, обладающий заметно меньшим пороговым напряжением, чем арсенид-галлиевый светодиод.

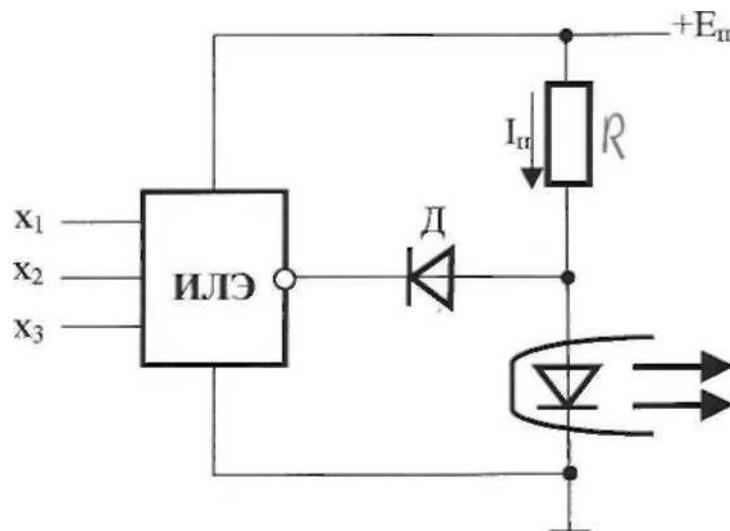


Рис. 2.15. Схема модулятора мощности источника излучения на ИЛЭ с диодным переключателем тока.

Поэтому при выключенном ИЛЭ, т.е. при $U_{\text{вых}}=0,2\text{В}$, соответствующем уровню логического нуля, диод D открыт, и ток $I_{\text{п}}$ ответвляется в цепь ИЛЭ, минуя светоизлучатель. При включении ИЛЭ, т.е. при $U_{\text{вых}}$ близком $E_{\text{п}}$, соответствующем уровню логической единицы диод D запирается, а ток $I_{\text{п}}$ переключается в цепь со светоизлучателем, генерирующим в этом режиме световой поток стабильной мощности. Максимальный ток нагрузки интегрального логического элемента и ток проводимости открытого светодиода в этом случае не превышают уровня $I_{\text{п}}$ и, таким образом, четко регламентирован.

Интенсивно излучающий светоизлучатель потребляет значительный электрический ток и создаёт большую нагрузку на управляющем ИЛЭ.

Устранить этот недостаток можно путём использования в цепи связи ИЛЭ с излучателем промежуточный (буферный) транзисторный усилитель тока.

В указанных целях успешно применяется схема приведенная на рис.2.16, где излучатель помещен в высокоомную коллекторную цепь биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и управляемого выходным потенциалом ИЛЭ.

Как уже отмечено, в этом случае, биполярный транзистор имеет выходные характеристики практически параллельные к оси напряжения $U_{\text{кэ}}$ т. е. обладает большим выходным дифференциальным сопротивлением. Как результат этого, электрический режим светоизлучателя стабилен.

Следует, однако, учитывать что разность напряжения питания $E_{\text{п}}$ и выходного потенциала выключенного ИЛЭ должна превышать падения напряжение на светодиоде, смещенного в прямом направлении; в противном случае транзистор окажется в режиме насыщения.

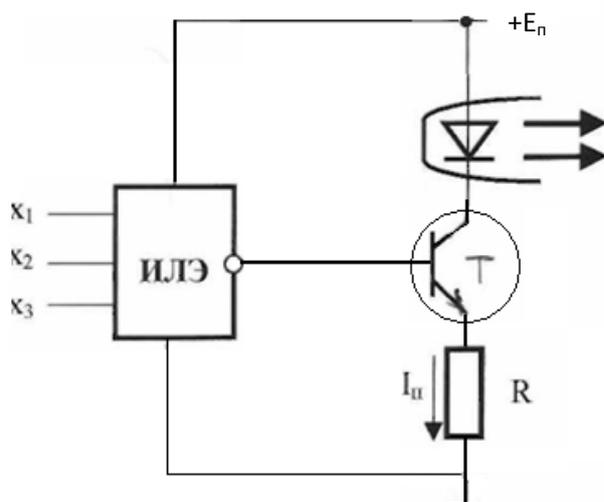


Рис.2.16.Схема модулятора мощности источника излучения на ИЛЭ с транзисторным переключателем тока.

Схема модулятора мощности источника излучения с интегральным логическим элементом может быть построен и на основе биполярного транзистора р-п-р типа. Возбуждение светоизлучателя в этом случае обеспечивается при включенном ИЛЭ.

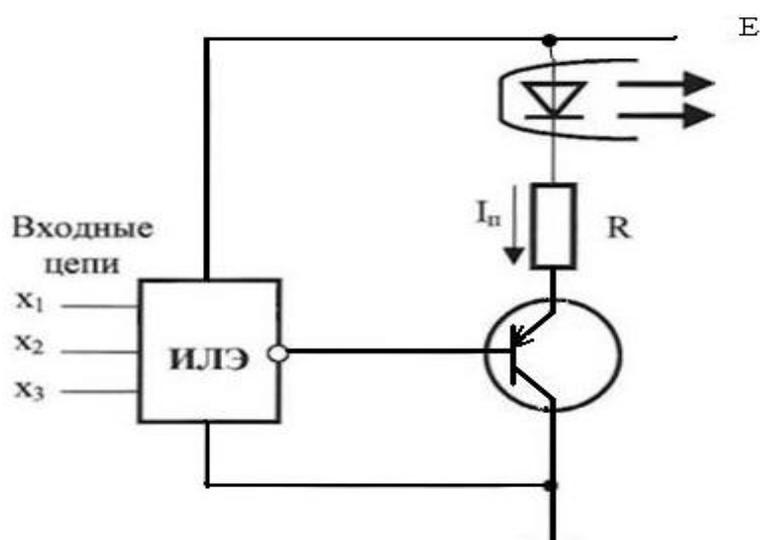


Рис. 2.17. Схема модулятора мощности источника излучения на ИЛЭ с переключателем тока на основе транзистора р–п–р типа

Если входной потенциал $U_{вх}$ ниже уровня $E_{опор}$ на $0,5...0,7$ В, то транзистор Т1 закрыт; напряжение на его коллекторе заметно превосходит коллекторный потенциал открытого транзистора Т2. Источник излучения в этом случае окажется включенным в обратном направлении и не излучает. Диод Д из кремния на $0,7$ В снижает потенциал базы источника излучения по сравнению с потенциалом эмиттера транзистора Т3 и, таким образом, ограничивает сдвиг рабочей точки светоизлучателя в обратном направлении, сохраняя его чувствительность к управляющему сигналу достаточно высокой.

В заключении отметим, что выше рассмотренная схема возбуждения источника излучения обеспечивает наиболее высокое быстродействие процессов включения и выключения мощности излучения ($\sim 10^{-10}$ с), что обусловлено свойствами ИЛЭ эмиттерно-связанной логики. Вместе с тем, потребляет значительную мощность в несколько мВт, что является её недостатком.

ВЫВОДЫ К ВТОРОЙ ГЛАВЕ МАГИСТЕРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ:

1. Рассмотрены ряд схемотехнических решений электронных устройств, применяемых для прямой (непосредственной) модуляции мощности источника излучения. Аналоговым электрическим сигналом даны сравнительная характеристика этих решений и физическая интерпретация особенностей их функционирования.

2. Предложена математическая модель модулятора мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом, позволяющая рассчитать его выходные параметры.

3. Рассмотрены различные варианты схемных реализаций электронных устройств прямой (непосредственной) модуляции мощности источника

излучения цифровым сигналом. Обсуждены вопросы согласования этих устройств с интегральными логическими элементами.

4. Проанализированы особенности функционирования модуляторов мощности источника излучения на транзисторно – транзисторных и эмиттерно – связанных интегральных логических элементах. Дана сравнительная характеристика модуляторов мощности излучения управляемых этими видами интегральных логических элементов.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ МОДУЛЯТОРОВ НА ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ, АКУСТООПТИЧЕСКИХ, МАГНИТООПТИЧЕСКИХ ЭФФЕКТАХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ

3.1 Электрооптические модуляторы

Оптические характеристики любой среды, например такие, как показатель преломления и поляризация света, зависят от распределения связанных зарядов (электронов и ионов) в среде. Под действием приложенного электрического поля оно может меняться, что приводит к изменению так называемого *эллипсоида показателей преломления* и состояния поляризации [4, 8, 9].

В средах, не имеющих центральной симметрии, указанное действие проявляется в виде линейного электрооптического *эффекта Поккельса*, в средах с центральной симметрией, напротив, наблюдается квадратичный электрооптический *эффект Керра*. Эти два наиболее значительных электрооптических эффекта могут быть использованы при построении электрооптических модуляторов. Эффект Поккельса проявляется на кристаллах KDP (KH_2PO_4), ODP ($\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$), LiNbO_3 и подобных им, эффект Керра можно наблюдать в нитроглицерине, сероуглероде и подобных им жидкостях. В технике оптической связи, чаще используют эффект Поккельса из-за хорошей линейности и более низкого рабочего напряжения.

3.1.1. Электрооптические модуляторы на основе эффекта Поккельса

Устройство и механизм работы

Линейный эффект Поккельса на практике проявляется вращением плоскости поляризации входной световой волны при приложении

напряжения к кристаллу ввиду изменения показателей преломления по направлениям осей x и y кристалла (т.е. изменения эллипсоида показателей преломления). Для некоторых кристаллов (например, ниобата лития) этот поворот может достигать величины 90° в зависимости от приложенного напряжения.

Можно сформировать схему модулятора, если поместить такой кристалл (называемый *ячейкой Поккельса*) между двумя пластинами линейного *поляризатора* и *анализатора*, плоскости поляризации которых отличаются на 90° (как показано на рис.3.1).

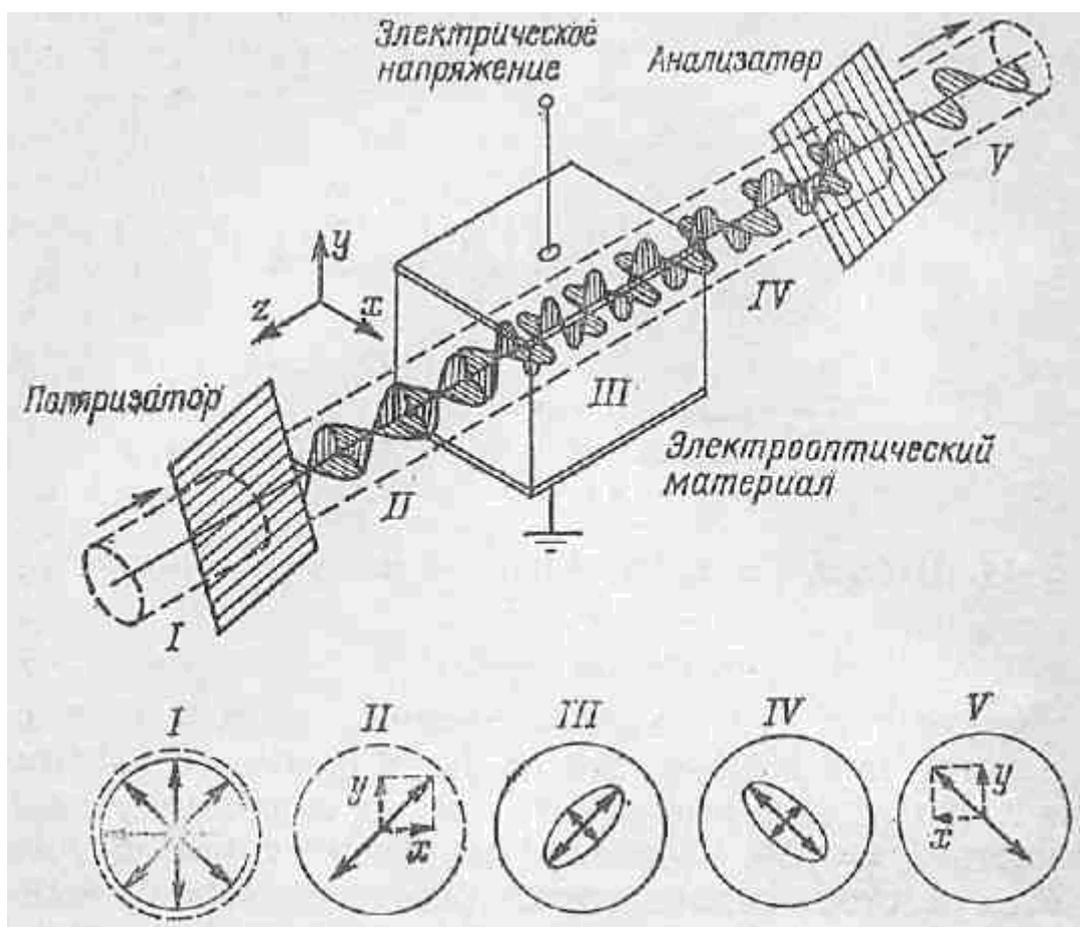


Рис. 3.1. Модуляция света на основе электрооптического эффекта Поккельса: I- неполяризованный входящий свет; II и V- линейная поляризация света после поляризатора и после анализатора; III и IV- эллиптическая поляризация света в кристалле и после кристалла

В этой схеме при отсутствии напряжения на ячейке Поккельса плоскость поляризации луча, прошедшего через ячейку, дополнительно не вращается и световой луч, плоскополяризованный благодаря линейному поляризатору на входе, на выход анализатора (а значит, и модулятора) не проходит. Если увеличивать напряжение на ячейке Поккельса до максимума, то ячейка дополнительно будет поворачивать плоскость поляризации вправо, сокращая (при максимуме напряжения) практически до нуля угол между плоскостями поляризации луча на выходе ячейки и анализатора и обеспечивая в результате полное прохождение входного луча на выход модулятора.

Характеристики и параметры электрооптического модулятора

Интенсивность излучения на выходе модулятора без учета поглощения в кристалле определяется выражением[15]:

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\lambda/2}} \right) \quad (3.1)$$

где $I_{\text{вых}}$ — интенсивность излучения на выходе модулятора; $U_{\text{упр}}$ — напряжение управления; $U_{\lambda/2}$ — полуволновое напряжение управления.

Полуволновое напряжение представляет собой важнейший параметр модулятора. Оно равно такому напряжению управления, при котором достигается изменение коэффициента пропускания модулятора от минимального до максимального (или наоборот). При этом два луча сдвигаются относительно друг друга на половину длины волны, т. е. фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \pi$.

Для рассмотренного модулятора полуволновое напряжение равно:

$$U_{\lambda/2} = \left(\lambda/2 n_o^3 r_{\Pi} \right) (d/l) . \quad (3.2)$$

Значение параметра $U_{\lambda/2}$ для различных электрооптических модуляторов лежит в диапазоне от сотен вольт до единиц киловольт. Такие высокие управляющие напряжения — существенный недостаток электрооптических модуляторов.

График зависимости интенсивности излучения на выходе модулятора $I_{\text{вых}}$ от управляющего напряжения (в относительных единицах $U_{\text{упр}}$) изображен на рис. 3.2. Это управляющая характеристика модулятора.

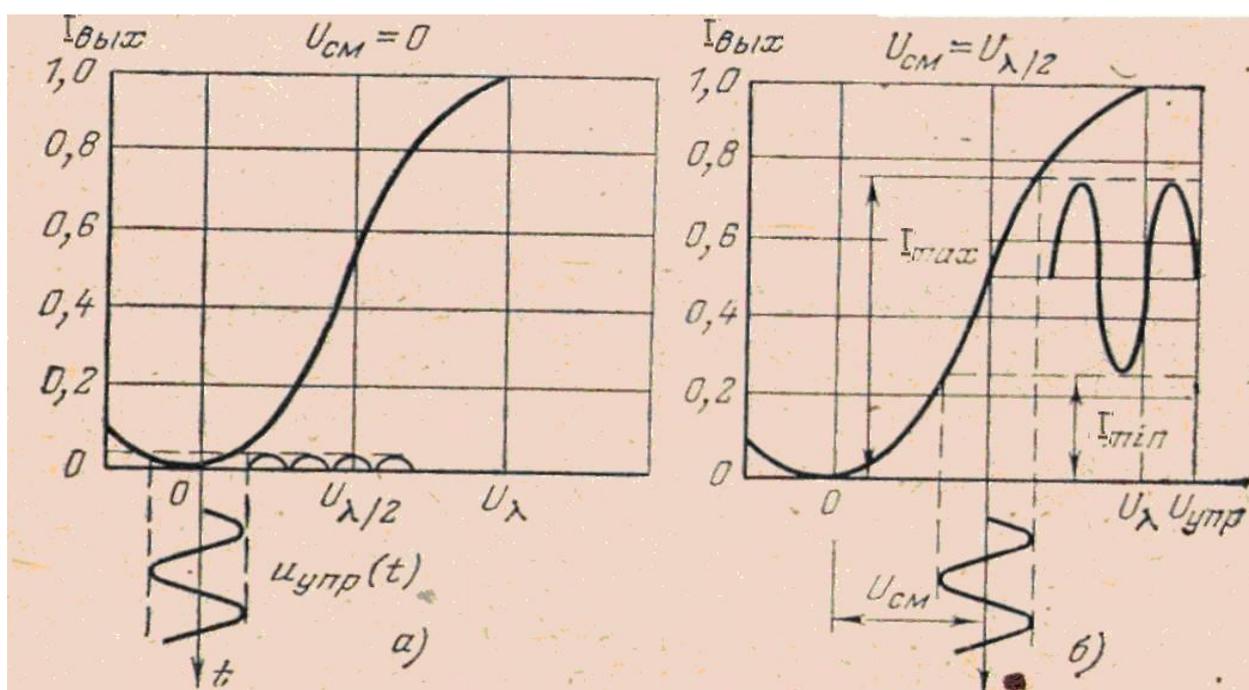


Рис.3.2. Статическая характеристика пропускания оптического модулятора интенсивности: а – без напряжения смещения; б – с напряжением смещения

Процесс модуляции на рис.3.2а происходит без постоянного электрического смещения ($U_{\text{см}}=0$), которое прикладывается к тем же электродам, что и переменное $U_{\text{упр}}$. Модулятор при этом имеет низкую эффективность: при значительном изменении управляющего напряжения интенсивность излучения на выходе модулятора практически неизменна. Количественно

эффективность модулятора можно характеризовать глубиной модуляции m (см. рис. 3.26):

$$m = I_{max} / I_{min} \quad (3.3)$$

При $U_{см}=0$ имеем $m > 0$.

Если к модулятору приложить постоянное смещение ($U_{см} = U_{\lambda/2}$, рис.3.2,6), то амплитуда переменной составляющей и глубина модуляции существенно увеличиваются. Модулятор работает на крутом участке управляющей характеристики.

Граничные частоты такого устройства составляют 10^8 — 10^9 Гц. Качество модулятора иногда характеризуют добротностью, которая равна отношению граничной частоты модулятора к мощности управления:

$$D_M = f_{гр} / P_{упр} \quad (3.4)$$

Для электрооптических модуляторов это значение добротности близко к 10 МГц / мВт.

Таким образом, ячейка Поккельса позволяет осуществить модуляцию световой волны по интенсивности путем амплитудной модуляции подаваемого на него напряжения. Частота модулирующего сигнала может достигать 10 ГГц и выше, глубина модуляции - до 99,9% [4, 8]. Недостатком обычных ячеек Поккельса заключается в использовании высокого управляющего напряжения.

Поэтому основные усилия разработчиков были сконцентрированы на устранение этого недостатка применением современных микроэлектронных технологий путём введения одномодовых оптических волноводов в электрооптический материал, такой, как, например, ниобат лития (LiNbO_3).

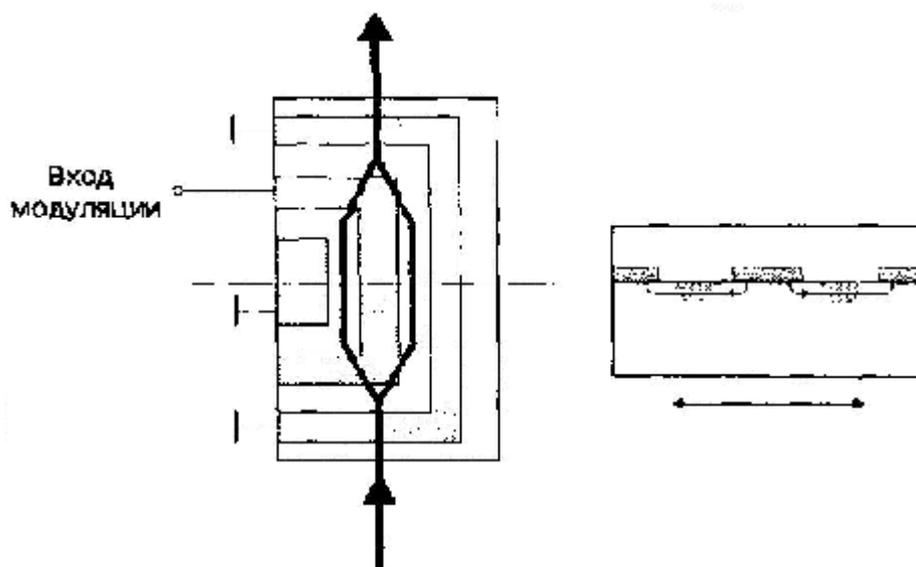


Рис. 3.3. Интегральный модулятор на ячейке Поккельса.

В этом случае диффузионный одномодовый оптический волновод выполняется разделенным на две ветви, встроенные в ячейку Поккельса, образуя тем самым дифференциальную структуру (рис.3.3). Поэтому прикладываемое к ячейке электрическое поле увеличивает скорость распространения световой волны в одной ветви и уменьшает во второй ветви волновода. Обычно, если длина взаимодействия составляет 1 см, достаточно приложить около 8 В, чтобы достичь полного подавления, имеющее место при разности фаз ветвей, равной 180° . Иногда один из двух волноводов выполняют на $\lambda/4$ длины волны длиннее другого с тем, чтобы создать двустороннюю модуляцию, соответствующую полному включению при +4 В, половине включения при 0 В и полному выключению при -4 В. Здесь максимальное значение напряжения модуляции зависит от электрооптического коэффициента ниобата лития и конфигурации электродов, а выходная мощность определяется путем геометрического сложения двух участвующих электрических полей, и для устройства без потерь определяется выражением [4]

$$P=P_0\cos^2(U/U_\pi) \quad (3.5)$$

где P_0 - мощность оптического излучения на входе модулятора; U и U_π - соответственно, управляющее напряжение и напряжение полного подавления, В.

Из данного выражения следует, что линейная модуляция может быть достигнута только в линейной области функции $\cos^2(U/U_\pi)$.

Приведенная конструкция имеет ряд особенностей, позволяющих обеспечить:

- эффективное согласование модулятора с источником модулирующего напряжения на высоких частотах благодаря планарной линии передачи;

- независимость электрического импеданса от длины взаимодействия, что позволяет варьировать максимальным уровнем управляющего напряжения;

- широкую полосу частот модуляции, так как электрическая и оптическая волны распространяются в одном направлении.

Для того чтобы проанализировать частотную зависимость коэффициента модуляции оптического сигнала постоянной мощности, приложим электрический δ импульс (импульс нулевой длительности) к полосковой линии передачи с бесконечной полосой частот. Если рассматривать модулятор, для которого при нулевом напряжении на электрическом входе на оптическом выходе сигнал будет отсутствовать, глубина модуляции импульса будет определяться оптическим импульсом конечной длительности $\Delta\tau$, равной разности времен поступления на выход быстрой оптической и медленной электрической волн, т. е.

$$\Delta\tau = \frac{L}{v_{el}} - \frac{L}{v_{opt}} = \frac{n_{el} - n_{opt}}{c} L, \quad (3.6)$$

где n_{el} и n_{opt} — показатели преломления для электрической и оптической волн, соответственно; L — длина участка взаимодействия электрического поля с оптической волной; $c = 3 \times 10^{10}$ см/с — скорость света. Для

модулятора из ниобата лития LiNbO_3 $n_{\text{el}} \approx 4.1$, а $n_{\text{opt}} \approx 2.2$, тогда $\Delta\tau \approx 65L$ пс/см.

Используя преобразование Фурье прямоугольного импульса в частотную область, можно определить зависимость коэффициента преобразования модулятора от частоты в виде

$$K_{MZ}(f) = \frac{T \sin(\pi T f)}{\pi T f}, \quad (3.7)$$

что соответствует функции $\sin x/x$. Для модулятора длиной 2 см первый ноль имеет место при 7.7 ГГц, однако на практике нули менее выражены из-за потерь в полосковой линии передачи.

В первом приближении оптическая волна как внутри, так и снаружи оптического волновода описывается гауссовским лучом, поэтому для того, чтобы достичь хорошей эффективности оптического соединения, диаметры модовых пятен источника и волновода и волновода с приемником должны быть согласованы. На практике волокно присоединяется к модулятору посредством пигтейла или используя линзу, в связи с этим типовые вносимые потери модулятора обычно составляют не более 3 - 5 дБ, включая потери ввода и ослабление [4].

В табл. 3.1 приведены характеристики одного из лучших высокоскоростных электрооптических амплитудных модуляторов, производимых компанией Laser 2000. Данные модуляторы были разработаны для волоконно-оптических систем передачи SONET, SDH, а также для WDM систем.

Таблица 3.1[4]

Основные параметры	2,5 Гбит/с амплитудный модулятор	10 Гбит/с амплитудный модулятор
Оптические		
Длина волны, нм	1300/1550	1550

Оптическая полоса частот, нм	± 25	± 25
Вносимые потери, дБ	< 5	< 5
Отношение затухания, дБ	> 20	> 20
Электрические		
Полоса частот, ГГц	0 - 2.5	0 – 8
Пиковое напряжение (при 1Гц), В	< 4	< 4
Напряжение смещения, В	± 10	± 10
Механические		
Поддерживающее поляризацию соединение оптического входа	Super PC	Super PC
Соединение оптического выхода	Одномодовое Super PC	Одномодовое Super PC
Электрическое соединение	50 Ом butterfly pin	
Доступность с соединителем	Да	Да
Температурный диапазон, °С	0-70	0-70

Использование LiNbO_3 , помимо прочего, обеспечивает электрически возбуждаемое двулучепреломление, которое лежит в основе работы фазовых модуляторов.

Как известно, фазовые модуляторы обычно используются в когерентных системах передачи, в частности, с фазовой манипуляцией сигнала (PSK и DPSK). Поэтому в этой области интерес представляют только интегральные модуляторы, которые наиболее приспособлены к сопряжению с одномодовым волокном. В таких модуляторах показатель преломления изменяется в направлении приложенного электрического поля, что используется затем для создания изменяемой задержки оптической волны. Наиболее эффективным путем реализации последней также является применение ниобата лития, характеризующегося значительным электрооптическим эффектом, однако в этом случае одномодовый волновод создается диффузией или имплантацией ионов титана. Поэтому возможны

два способа реализации устройства, определяемых направлением разрезания кристалла.

Обычно кристалл разрезается таким образом, чтобы при воздействии на него электрическим полем имел место наибольший электрооптический эффект, который в ниобате лития достигается при идентичном направлении электрических полей световой волны и модулирующего электрического сигнала (рис. 3.4).

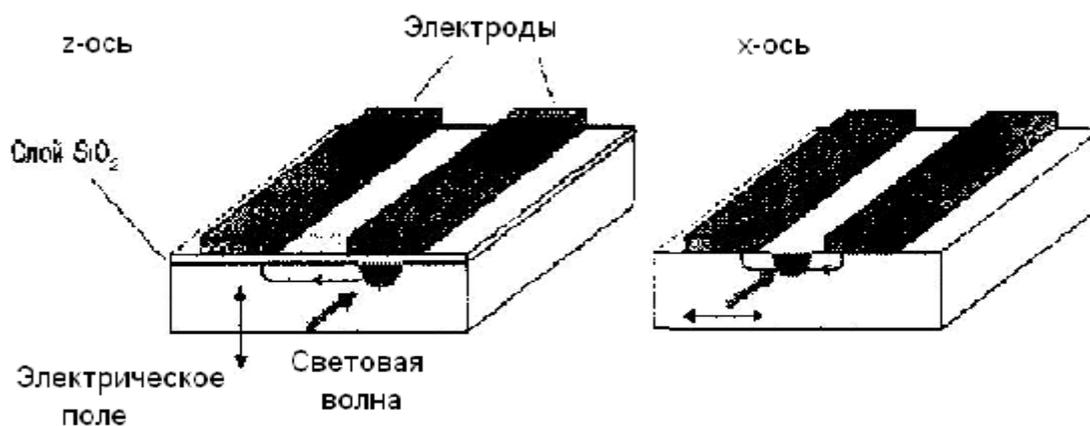


Рис. 3.4. Интегральный фазовый модулятор.

В устройствах с z-срезом это обеспечивается при взаимодействии вертикальных составляющих модулирующего электрического поля и электрического поля оптической волны, так называемой ТМ - волны. С тем чтобы не создавать значительные оптические потери в волноводе из-за близко расположенных металлических электродов, между ними и оптическим волноводом вводится изоляционный слой из SiO₂.

В устройстве с x-срезом используется горизонтальная компонента электрического поля, поэтому в этом случае электрическое поле световой волны должно быть расположено горизонтально, что соответствует ТЕ-волны. Модуляторы с x-срезом не требуют использования изоляционного слоя, в связи с чем в них необходимое управляющее напряжение меньше, чем в модуляторах, использующих z-срез.

В табл.3.2 даны характеристики фазовых модуляторов компании Laser 2000, которые были разработаны для использования в тестовом оборудовании, когерентных коммуникационных системах, а также для SONET, SDH и WDM систем.

Таблица 3.2[4]

Фазовые модуляторы	300-х-8	300-х-106	300-х-106	300-х-106
Рабочая длина волны, нм	800	1060	1320	1550
Полоса частот (3 дБ) [х в коде], Гц	3, 5, 10, 20			
Модулирующее напряжение 1 ГГц (3, 5, 10 ГГц), В модель 20 ГГц, В	5.0 6.4	6.0 8.0	7.0 9.6	9.0 11.6
Оптическая мощность, мВт	5	10	50	75
Электрические возвратные потери, дБ	<-10	<-10	<-10	<-10
Вносимые потери при межволоконном соединении, дБ	<4.5	<4.5	<4.5	<4.5
Оптическое обратное отражение, дБ	<-50	<-50	<-50	<-50
Входные/выходные пигтейлы	PANDA	PANDA	PANDA	PANDA
Размер устройства, мм	77x35x13	77x35x13	77x35x13	77x35x13

3.1.2. Электрооптические модуляторы на основе интерферометра Маха-Цендера

Такой модулятор в соответствии со схемой *интерферометра Маха-Цендера* (ИМЦ) состоит из двух идентичных плеч интерферометра (рис.3.5). Распространяющиеся по ним моды, в зависимости от величины

приложенного к электродам напряжения U и длины волновода L в зоне взаимодействия полей, приобретают сдвиг фаз $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = k_m \Delta n_m L, \quad \text{где } \Delta n_m \approx n_m^3 \gamma E/2, \quad (3.8)$$

пропорциональный амплитуде изменения эффективного показателя преломления моды Δn_m , здесь γ – электрооптический коэффициент рабочей оптической среды, k_m – волновой вектор моды.

На выходе ИМЦ происходит модуляция входного светового потока по интенсивности ввиду интерференции достигших выхода мод.

На схеме рис.3.5 показаны два типа электродов: электроды для создания бегущей волны модулирующего электрического поля и статического электрического поля смещения рабочей точки на *передаточной функции* такого модулятора (см. рис.3.6). Такое взаимодействие позволяет достичь определенного коэффициента ослабления сигнала на выходе модулятора, характеризующего достижимую глубину модуляции (порядка 20 дБ).

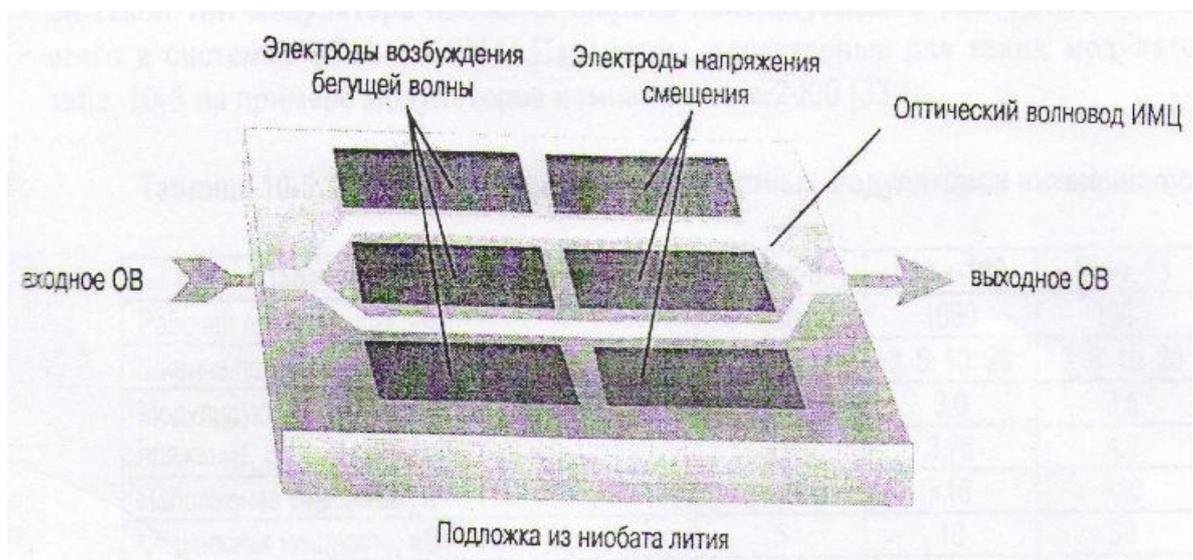


Рис.3.5. Схема электрооптического модулятора типа интерферометра Маха-Цендера.

Модулирующее напряжение приложено так, чтобы замедлить движение оптической несущей в одном плече и ускорить его в другом, что позволяет уменьшить его амплитуду U_m , требуемую для достижения $\Delta\varphi = \pi$,

до уровня, пригодного для ИС.

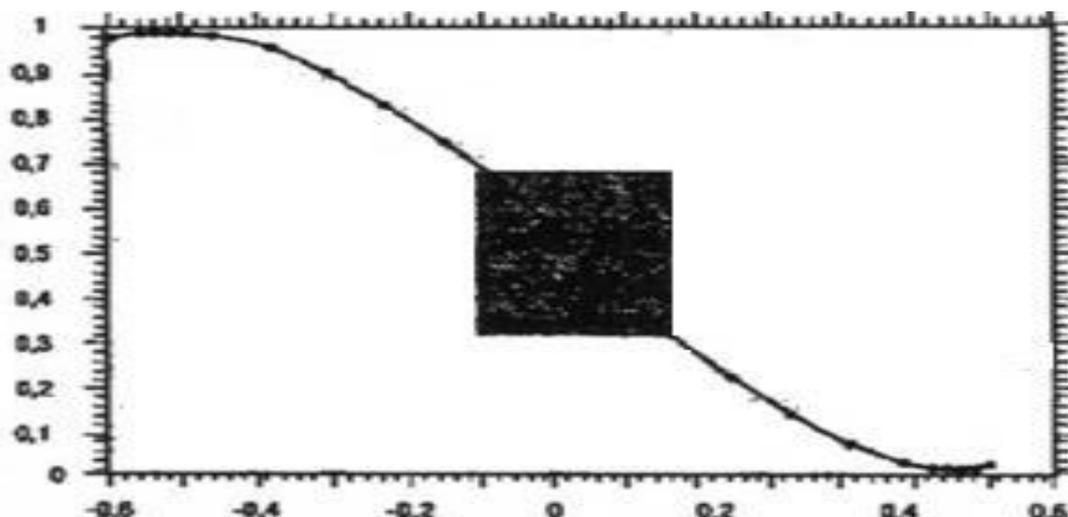


Рис.3.6. Передаточная характеристика оптического модулятора ИМЦ.

Передаточная функция ИМЦ представляет собой синусоиду, из которой для управления процессом модуляции выбирают одну из полуволн, задавая определенное напряжение смещения с помощью другой системы электродов (*электродов смещения*). Это напряжение может быть выбрано как для работы в *линейной*, так и в *квадратичной* области передаточной функции (см. рис. 3.6).

Оптимальное конструирование и достижения интегральной оптической технологии сделали такой тип модулятора наиболее широко используемым в различных приложениях и прежде всего в системах SDH и WDM. Параметры, характерные для таких модуляторов, приведены в табл.1 на примере модуляторов компании Laser2000.

Таблица 3.3 [4]

Характеристики высокоскоростных модуляторов интенсивности света типа ИМЦ

Параметры модулятора	500-x-8	500-x-106	500-x-13	500-x-15
----------------------	---------	-----------	----------	----------

Рабочая длина волны, нм		800	1060	1320	1550
Частот полосы (3 дБ)		3,5,10,20	3,5,10,20	3,5,10,20 0	3,5,10,20 0
Модулирующее напряжение В	3, 5, 10 ГГц	2,5	3,0	3,5	4,5
	20 ГГц	3,0	3,75	4,8	5,5
Напряжение смещения, В		<13	<16	< 20	< 25
Оптическая мощность, мВт		5	10	50	75
Электрические возвратные потери, дБ		< -10	< -10	< -10	< -10
Вносимые потери, дБ		< 4.5	< 4,5	< 4,5	< 4,5
Оптический коэффициент ослабления, дБ		> 20	>20	>20	>20
Оптическое обратное отражение, дБ		< -50	< -50	< -50	< -50
Входной соединительный шнур, тип ОВ		Panda	3М DWS	Panda	Panda
Выходной соединительный шнур, тип ОВ		Panda	3М DWS	SMF-28	SMF-28
Размер блока, мм		77x35x1 3	77x35x1 3	77x35x1 3	77x35x1 3

3.2 АКУСТООПТИЧЕСКИЕ МОДУЛЯТОРЫ

Устройство, механизм работы акустооптических модуляторов на основе дифракции Рамана – Ната и дифракции Брэгга

В предыдущем разделе было показано, что модуляторы и переключатели можно выполнить на основе использования электрооптического эффекта для получения периодических изменений

показателя преломления материала внутри волновода

Акустические волны можно также использовать для получения желаемого периодического распределения показателя преломления. Акустооптический эффект заключается в изменении показателя преломления, которое вызывается механическими напряжениями, возникающими при прохождении упругих акустических волн по материалу. В результате этого имеет место периодическое изменение показателя преломления, причем период такого изменения равен длине волны распространяющихся акустических волн. Принцип действия *акустооптического модулятора* (АОМ) основан на зависимости показателя преломления некоторых оптически прозрачных материалов, (таких как, ниобат лития LiNbO_3), диоксид теллура (TeO_2), молибдат свинца (PbMoO_4) от давления. Это давление может быть создано *ультразвуковыми акустическими волнами*, генерируемыми пьезоэлектрическим преобразователем - *пьезокристаллом* (ПК), наклеенным на образец акустооптического материала для создания *акустооптической ячейки* (АОЯ), являющейся основным элементом модулятора). Акустическая волна создает в оптической среде структуру с периодически изменяющимся показателем преломления, играющую роль дифракционной решетки.

В работе [] показано, что изменение в показателе преломления Δn связано с акустической мощностью P_a следующим выражением:

$$\Delta n = \sqrt{\frac{n^6 p^2 10^7 P_a}{2 \rho v_a^3 A}} \quad (3.9)$$

где n — показатель преломления среды в отсутствие напряжения, p — соответствующий элемент тензора фотоупругости, P_a — полная акустическая мощность (в ваттах), ρ — плотность материала, v_a — скорость звуковых волн и A — площадь поперечного сечения образца, через которую проходит волна. Все величины, входящие в выражение (3.9), приведены в единицах системы СГС, за исключением P_a . Если применить обычно используемый

акустооптический критерий качества M_2 , то выражение (3.9) можно переписать следующим образом:

$$\Delta n = \sqrt{M_2 10^7 P_a / 2A}, \quad (3.10)$$

где M_2 определяется формулой

$$M_2 = n^6 p^2 / \rho v_a^3. \quad (3.11)$$

В кристаллических твердых телах, которые в основном используются в качестве подложек для оптических интегральных схем (ОИС), акустооптический эффект обладает ярко выраженной зависимостью от ориентации, т. е. от ρ . Однако этот эффект сравнительно слаб даже для оптимальных случаев подбора материала и ориентации. Например, при длине волны излучения 632,8 нм для плавленого кварца величина M_2 составляет $1,51 \cdot 10^{-18} \text{ с}^3/\text{см}$, а для LiNbO₃ она составляет $6,9 \cdot 10^{-18} \text{ с}^3/\text{см}$. Таким образом, из выражения (3.10) следует, что величина Δn для этих материалов имеет порядок 10^{-4} даже в случае использования акустического излучения с плотностью мощности $100 \text{ Вт}/\text{см}^2$. Несмотря на столь малую величину Δn , которую можно достичь с помощью акустических волн, полное их воздействие на пучок света может быть весьма существенным, поскольку каждая пусть небольшая разница Δn , создаваемая пиком напряжения акустической волны, приводит к оптическим взаимодействиям, которые могут накапливаться, если обеспечено подходящее согласование фаз. Таким образом, можно получить значительные дифракционные эффекты.

Акустооптические модуляторы и переключатели, которые применяются в интегральных оптических схемах, основаны главным образом на использовании бегущих акустических волн. Поэтому индуцируемая решеточная структура профиля показателя преломления материала фактически движется относительно оптического пучка. Однако такое движение оказывает незначительное воздействие на работу большинства устройств. Среднее воздействие, связанное с таким движением решетки,

идентично воздействию решетки, находящейся в стационарном состоянии, за исключением того, что спектр m -го порядка дифракции сдвинут по частоте на величину $\pm mf_0$, где f_0 - частота акустических волн. Так как звуковые частоты, как правило, по величине на 10 порядков меньше оптических, то данный эффект вообще ничтожен.

Дифракции оптических волн можно достичь за счет взаимодействия с объемными акустическими волнами, которые проходят через объем среды, либо с поверхностными акустическими волнами (ПАВ), которые распространяются, грубо говоря, в приповерхностном слое, равном длине волны звука. Так как оптические волноводы обычно имеют толщину всего несколько микрон, то ПАВ-модуляторы и переключатели совместимы с большинством приложений оптических интегральных схем.

Независимо от типа используемых акустических волн (объемных или поверхностных) возможны два основных типа модуляции. В модуляторах типа Рамана — Ната луч света падает перпендикулярно акустическому пучку и длина взаимодействия между ними (т. е. ширина акустического пучка) относительно мала, поэтому оптические волны испытывают лишь простую дифракцию на фазовой решетке, что приводит к получению ряда интерференционных пиков в картине дальнего поля. Если акустический пучок настолько широк, что оптические волны испытывают многократную дифракцию, прежде чем покинут акустический пучок, то в этом случае получается существенно иная дифракционная картина. В таком случае дифракция во многом подобна объемной дифракции рентгеновского излучения на большом количестве атомных плоскостей в кристалле, которую впервые наблюдал Брэгг. В акустических модуляторах типа Брэгга оптический пучок направляют под определенным углом (углом Брэгга) к штрихам получаемой с помощью звука решеточной структуры, и при этом наблюдается лишь один дифракционный максимум в картине излучения в дальнем поле (см. рис. 3.7 и 3.8).

3. 2. 1 Количественной анализ механизма работы акустооптического модуляторов на типа Рамана - Ната

Основная схема модулятора Рамана — Ната представлена на рис.3.5. Свет проходит через это устройство в направлении оси z и испытывает сдвиг фазы, определяемый выражением

$$\Delta\varphi = (\Delta n 2\pi l / \lambda_0) \sin(2\pi y / \Lambda), \quad (3.12)$$

где Δn — изменение показателя преломления, вызываемое акустическими волнами; l - длина акустического взаимодействия, а Λ — длина волны звука. Нулевая точка оси y соответствует центру падающего луча. Комбинируя выражения (3.12) и (3.10), приходим к уравнению

$$\Delta\varphi = (2\pi / \lambda_0) \sqrt{M_2 10^7 P_a l / 2a} \sin(2\pi y / \Lambda), \quad (3.13)$$

в котором используется тот факт, что площадь A равна l , умноженному на ширину акустического пучка a .

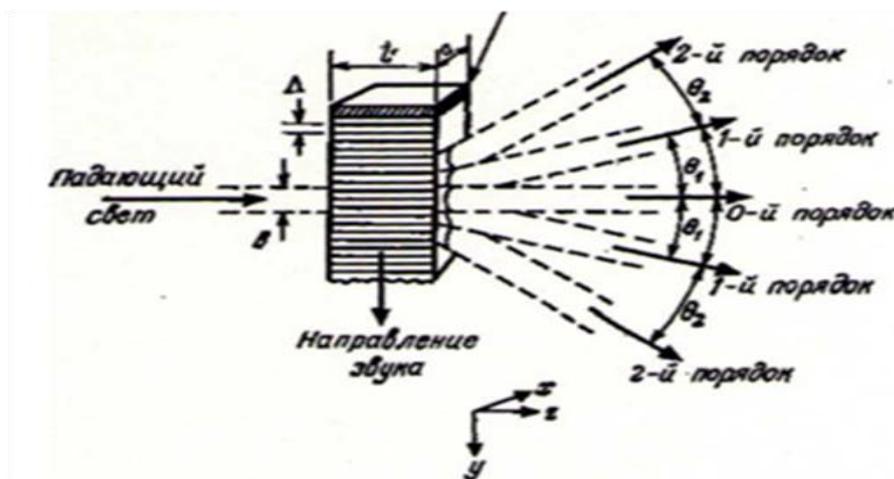


Рис.3.7. Схема построения и принцип работы акустооптического оптического модулятора типа Рамана-Ната.

Для получения дифракции типа Рамана — Ната длина

взаимодействия должна быть настолько короткой, чтобы не возникало многократной дифракции. Это обеспечивается при выполнении условия

$$l \ll \Lambda^2 / \lambda, \quad (3.14)$$

где λ - длина волны света внутри материала, из которого изготовлен модулятор. При этом падающий свет дифрагирует на ряд дифракционных пучков разных порядков, причем порядок связан с углом θ следующим образом:

$$\sin\theta = m\lambda_0/\Lambda, \quad m=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.15)$$

Интенсивность излучения в дифракционном пучке соответствующего порядка задается соотношением

$$I/I_0 = \frac{\sum_{|m|>0} [J_m(\Delta\varphi')]^2}{[J_0(\Delta\varphi')]^2} \quad (3.16)$$

где J — функции Бесселя; I_0 — интенсивность оптического пучка, проходящего через устройство в отсутствие акустических волн, а $\Delta\varphi'$ — максимальная величина $\Delta\varphi$, определяемая выражением, т. е.

$$\Delta\varphi' = 2\pi l \Delta n / \lambda_0 = (2\pi / \lambda_0) \sqrt{M_2 10^7 P_a l 2a} \quad (3.17)$$

Выходным каналом в модуляторах Рамана — Ната обычно берут дифракционный пучок света нулевого порядка. В таком случае глубина модуляции равна части света, которая уходит за счет дифракции из дифракционного пучка нулевого порядка и задается соотношением

$$\eta_{PH} = [I_0 - I(m=0)]/I_0 = 1 - [J_0(\Delta\varphi')]^2. \quad (3.18)$$

Модуляторы Рамана — Ната, как правило, имеют меньшую глубину модуляции по сравнению с модуляторами Брэгга. Кроме того, модуляторы Рамана — Ната нельзя должным образом использовать в качестве оптических переключателей, так как дифрагированный свет распределен в большое число порядков, расположенных под разными углами. По этим причинам модуляторы Рамана — Ната в интегральных оптических схемах

используются сравнительно редко. В противоположность этому модуляторы Брэгга достаточно широко используются в качестве модуляторов интенсивности пучка, дефлекторов и переключателей оптических пучков.

3.2.2. Количественный анализ механизма работы акустооптического модулятора типа Брэгга

Для осуществления дифракции типа Брэгга длина взаимодействия между оптическим и акустическим пучками излучения должна быть сравнительно большой, поэтому оптический пучок испытывает многократную дифракцию. Количественное соотношение, которое выражает такое условие, имеет вид

$$l \gg \Lambda^2 / \lambda \quad (3.19)$$

Сравнивая выражения (3.13) и (3.19), можно увидеть, что существует некоторая переходная область, в которой имеют место дифракции Рамана — Ната и Брэгга. Однако обычно желательно разработать такой модулятор, чтобы он надежно действовал в режиме Рамана — Ната или в режиме Брэгга, давая возможность путем подбора входных и выходных углов достичь максимальной эффективности модуляции.

В случае модулятора Брэгга оптимальный входной угол оптического пучка должен равняться углу Брэгга θ_B , который определяется соотношением

$$\sin \theta_B = \lambda / 2\Lambda \quad (3.20)$$

Дифрагированный пучок света (1-го порядка) выходит под углом $2\theta_B$ по отношению к недифрагированному пучку (0-го порядка), как показано на рис.3.6. Обычно в качестве выхода модулятора считают пучок нулевого порядка. В таком случае глубина модуляции задается выражением

$$(I_0 - I) / I_0 = \sin^2(\Delta\varphi/2), \quad (3.21)$$

где I_0 — интенсивность излучения, проходящего через устройство в

отсутствие акустических волн, а I - интенсивность в дифракционном спектре 0-го порядка при наличии акустических волн.

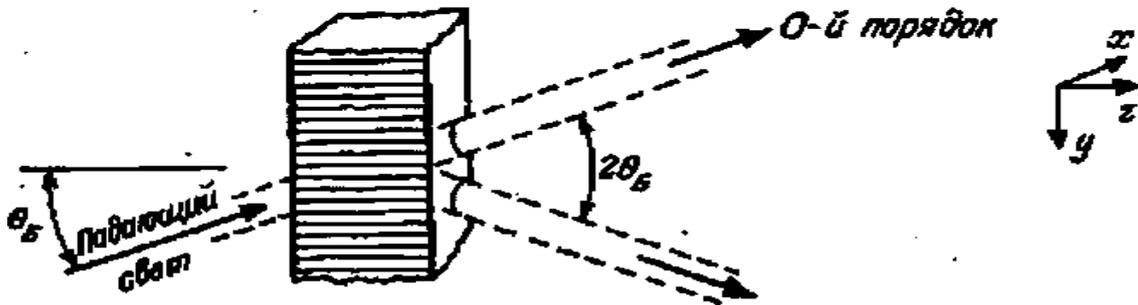


Рис.3.8. Принцип работы акустооптического оптического модулятора типа Брегга.

Максимальной глубины или степени модуляции можно достичь, если скомбинировать выражения (3.21) и (3.17), что приводит к выражению

$$\eta_B = (I_0 - I)/I_0 = \sin^2 [(\pi/\lambda_0) \sqrt{10^7 M_2 P_a l / 2a}] . \quad (3.22)$$

Структуры, представленные на рис.3.7 и 3.8 можно использовать в качестве объемного или волноводного модулятора в зависимости от отношения толщины a к длине волны света λ_0 в материале. Если отношение $a/\lambda_0 \gg 1$, то это объемный модулятор. Объемные акустооптические модуляторы достаточно широко использовались еще до развития интегральной оптики и продолжают использоваться до сих пор. Обзор наиболее характерных применений модуляторов такого типа дается, например, в работах [9.6—9.8]. Волноводные акустооптические модуляторы, используемые в составе ОИС, действуют в принципе таким же образом, как и объемные. Но они имеют существенное преимущество, связанное с меньшей потребляемой мощностью, что обусловлено тем, что оптические и акустические волны ограничены одним и тем же сравнительно небольшим объемом.

Оценку параметров объемных и волноводных модуляторов можно

провести на основе выражений (3.21) и (3.18). Однако расчет сдвига фазы более сложен в случае волноводного модулятора, что связано с тем, что оптическое и акустическое поля неоднородны в рабочем объеме. В случае неоднородных полей выражение (3.17) нельзя использовать для точного определения сдвига фазы. Однако в тех случаях, когда достаточно приблизительная оценка, ее можно провести с использованием этого выражения.

3.3 Магнитооптические оптические модуляторы

Для изготовления модуляторов могут использоваться и магнитооптические вещества, такие, например, как ферритгранаты или трехбромистый хром. Принцип действия магнитооптических модуляторов (рис.3.9) основан на эффекте Фарадея. При прохождении света через активную среду, помещенную в магнитное поле, наблюдается поворот плоскости поляризации луча. Анализатор обеспечивает преобразование изменений направления поляризации и изменении амплитуды.

По быстродействию магнитооптические модуляторы значительно уступают электрооптическим (граничная частота обычно не превышает 10^4 Гц). Кроме того, для их управления требуется большая напряженность магнитного поля. Ограничивают применение магнитооптических модуляторов также малая глубина модуляции и сильное поглощение оптического излучения.

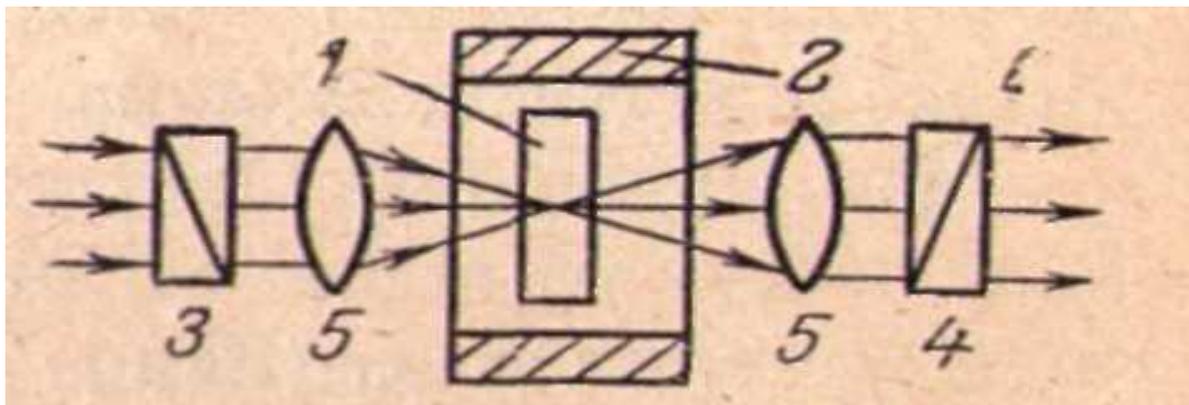


Рис. 3.9. Статическая схема магнитооптического модулятора: 1- активная среда; 2- катушка; 3- поляризатор; 4- анализатор; 5- линзы

При создании магнитооптических тонкопленочных модуляторов удается повысить граничную частоту по сравнению с объемным аналогом прибора (до 10^8 Гц).

3.4 Полупроводниковые оптические модуляторы

Перспективны для развития оптической связи полупроводниковые оптические модуляторы. Линейный электрооптический эффект в полупроводниковых р-п переходах возникает в связи с тем, что при приложении обратного напряжения в области объемного заряда перехода изменяется концентрация свободных носителей. Это ведет к модуляции диэлектрической проницаемости, а следовательно, и показателя преломления n . Для объемных модуляторов этот эффект трудно применять, так как излучение было бы необходимо вводить в узкую зону вдоль р-п перехода. В тонкопленочных структурах такое требование легко обеспечивается. При использовании таких полупроводников, как GaAs, GaP, управляющее напряжение составляет единицы вольт.

В полупроводниках различают поглощение излучения свободными носителями (т. е. при внутрizonных переходах) и поглощение, связанное с электронными переходами из валентной зоны в зону проводимости (межзонные переходы). Именно эти виды поглощения излучения в полупроводниках нашли практическое применение при модуляции интенсивности излучения.

Интенсивность излучения, прошедшего через полупроводниковую пластинку, убывает по экспоненте в зависимости от глубины поглощения материала χ_0 . Если χ_0 изменяется в диапазоне ($\chi_{0\min}$ — $\chi_{0\max}$), то диапазон изменения интенсивности излучения составит:

$$E_{\min} = E_0 e^{-\frac{l}{\chi_{0\min}}} \leq E \leq E_0 e^{-\frac{l}{\chi_{0\max}}} = E_{\max}, \quad (3.23)$$

где l - толщина полупроводника.

Глубина модуляции при этом

$$m = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{e^{-l/\chi_{0\max}}}{e^{-l/\chi_{0\min}}} \quad (3.24)$$

Глубина модуляции m стремится к единице при неограниченном увеличении толщины образца l . Однако увеличение l резко снижает интенсивность излучения на выходе модулятора, т. е. эффективность модулятора получается малой.

На рис.3.10 приведена зависимость глубины модуляции от кратности изменения глубины поглощения $\chi_{0\max}/\chi_{0\min}$. Видно, что m достигает приемлемого значения (0,6—0,7) при изменении коэффициента поглощения примерно в 10 раз.

В полупроводниковых модуляторах, основанных на управлении поглощением излучения свободными носителями заряда, концентрация носителей регулируется инжекцией через р-п переход. Очевидно, что чем в большем диапазоне меняется концентрация свободных носителей, тем больше пределы изменения оптической плотности полупроводника и,

соответственно, тем больше глубина модуляции. Однако изменение концентрации носителей влияет и на другие электрофизические параметры структуры, например время жизни носителей увеличивается и предельная частота модуляции модуляторов с инжекцией свободных носителей составляет 10^5 - 10^6 Гц.

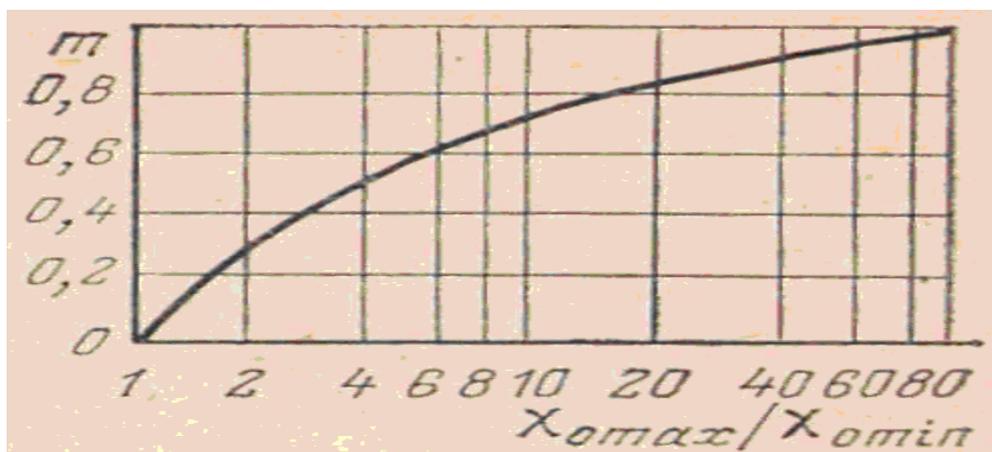


Рис.3.10. Зависимость глубины модуляции от глубины поглощения

Преимущества таких модуляторов состоят в использовании малых рабочих напряжений (единицы вольт), а также в простоте, надежности и высокой технологичности конструкции.

Высокоскоростной кремниевый оптический фазовый модулятор компании Intel

Этот модулятор основан на эффекте рассеивания света на свободных носителях заряда и по своей структуре во многом напоминает МДП транзистор на основе кремниевого изолятора. Структура оптического фазового модулятора показана на рис. 3.11.

На подложке кристаллического кремния со слоем изолятора (диоксида кремния) располагается слой кристаллического кремния n-типа толщиной 1,4 мкм. Далее следует слой диоксида кремния толщиной 0,9 мкм, в центре которого располагается слой поликристаллического кремния p-типа

толщиной 0,9 мкм и шириной 2,5 мкм, который выполняет функцию волновода. Этот слой отделен от кристаллического кремния n-типа тончайшим слоем изолятора (диэлектрик затвора), толщиной всего 120 ангстрем. Для того чтобы минимизировать рассеивание света за счет контакта с металлом, металлические контакты отделены от слоя оксида кремния тонким слоем поликристаллического кремния шириной 10,5 мкм с обеих сторон от волновода.

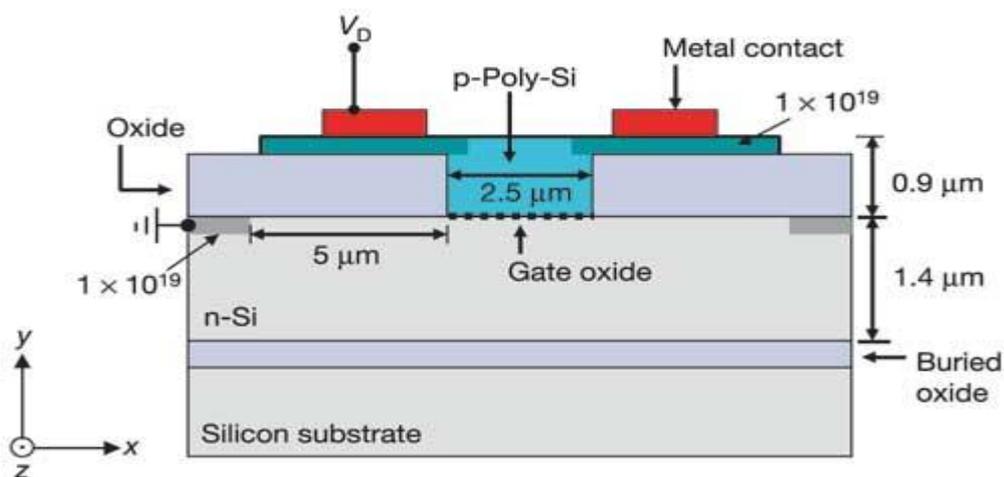


Рис.3.11. Структурная схема кремниевого оптического модулятора.

Когда к управляющему электроду прикладывается положительное напряжение, по обеим сторонам диэлектрика затвора индуцируется заряд, причем со стороны волновода (поликристаллический кремний p-типа) — это дырки, а со стороны кремния n-типа — свободные электроны. Концентрация индуцированных под воздействием поля дырок и электронов одинакова и прямо пропорциональна приложенному напряжению и обратно пропорциональна толщине слоя диэлектрика затвора.

В присутствии свободных зарядов в кремнии изменяется коэффициент преломления кремния. Изменение коэффициента преломления вызывает, в свою очередь, фазовый сдвиг проходящей световой волны:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n_{eff} L \quad (3.25)$$

где L — длина активной части оптического модулятора, λ — длина волны света, Δn_{eff} — эффективное изменение коэффициента преломления кремния, которое определяется как разность коэффициентов преломления до и после накопления заряда.

Рассмотренный выше модулятор позволяет производить именно фазовую модуляцию опорного сигнала. Для того чтобы превратить фазовую модуляцию в амплитудную (сигнал, модулированный по фазе, трудно детектировать в отсутствие опорного сигнала), в оптическом модуляторе дополнительно используется интерферометр Маха-Цендера, состоящий из двух плеч, в каждом из которых интегрирован фазовый оптический модулятор (рис.3.12).

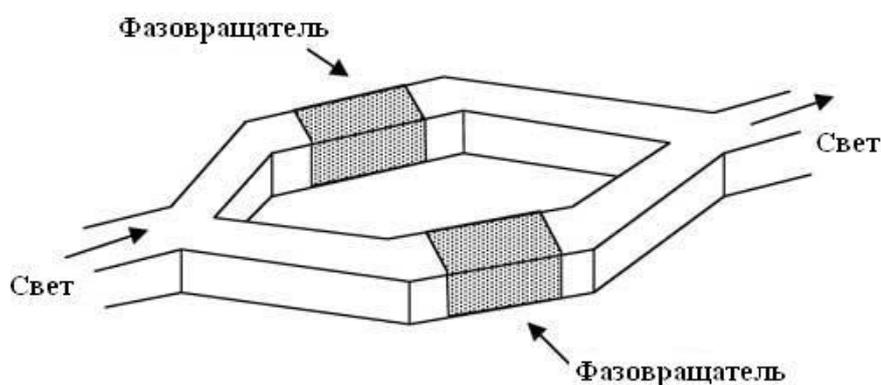


Рис.3.12. Структурная схема оптического модулятора.

Использование фазовых оптических модуляторов в обоих плечах интерферометра позволяет обеспечить равенство оптических длин плеч интерферометров.

Опорная световая волна, распространяющаяся по оптоволокну, разделяется с помощью Y-разветвителя на две когерентные волны, каждая из которых распространяется по одному из плеч интерферометра. Если в точке

соединения плеч интерферометра обе волны синфазны, то в результате сложения этих волн получится та же волна (потерями в данном случае пренебрегаем), что и до интерферометра (конструктивная интерференция). Если же волны складываются в противофазе (деструктивная интерференция), то результирующий сигнал будет иметь нулевую амплитуду.

Такой подход позволяет осуществлять амплитудную модуляцию несущего сигнала — прикладывая напряжение к одному из фазовых модуляторов, фазу волны в одном из плеч интерферометра меняют на π или не меняют вовсе, обеспечивая тем самым условие для деструктивной или конструктивной интерференции. Экспериментальный график зависимости фазового сдвига от прикладываемого напряжения для различных активных длин фазового модулятора показан на рис.3.13.

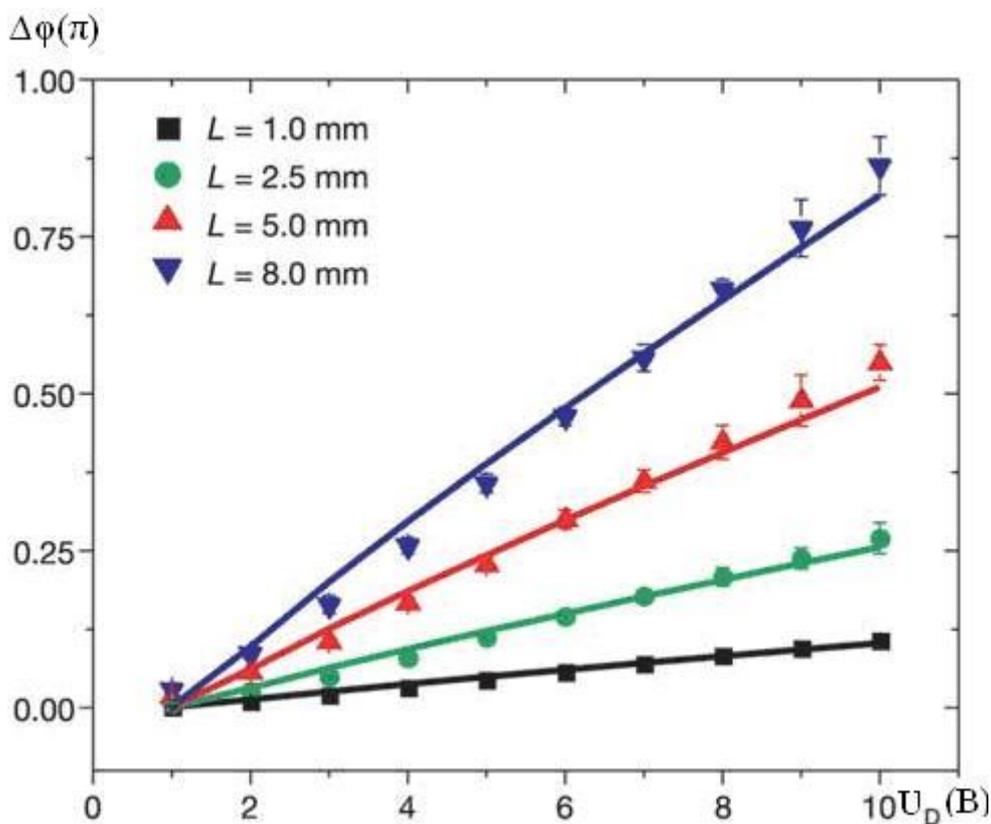


Рис.3.13. Экспериментальный график зависимости фазового сдвига от прикладываемого напряжения для различных активных длин фазового модулятора.

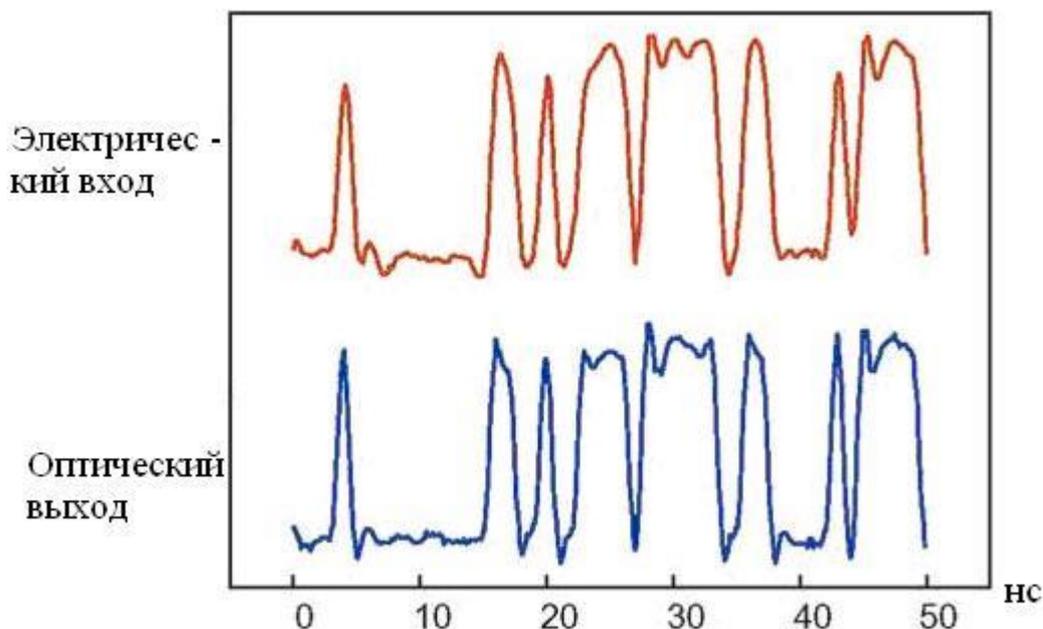


Рис.3.14. График изменения напряжения на модуляторе и соответствующий ему график интенсивности модулированного излучения на выходе интерферометра Маха-Цендера

Таким образом, прикладывая напряжение к фазовому модулятору с частотой f , можно осуществлять амплитудную модуляцию сигнала с той же самой частотой f . На рис.3.14 показаны график изменения напряжения на модуляторе (сверху) и соответствующий ему график интенсивности модулированного излучения на выходе интерферометра Маха-Цендера

Как уже отмечалось, оптический модулятор компании Intel способен модулировать оптического излучение на скорости 1 ГГц. Однако это не предел. В корпорации Intel полагают, что в недалеком будущем полоса

пропускания оптических систем на кремниевой основе составит 10 и даже 40 Гбит/с.

ВЫВОДЫ ПО ТРЕТЬЕЙ ГЛАВЕ МАГИСТЕРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ:

1. Проведен анализ особенностей функционирования электрооптических, акустооптических, магнитооптических и полупроводниковых оптических модуляторов.

2. Даны сравнительные характеристики электрооптических модуляторов, в том числе, модуляторов этого типа на основе интерферометра Маха-Цендера производимых в последнее время ведущими компаниями в области оптической связи по величине таких параметров, как рабочая длина волны, полоса частот, модулирующее напряжение, оптическая мощность, размеры устройства и др.

3. Дана сравнительная характеристика акустооптических модуляторов изготовленных из различных акустооптических материалов по величине таких параметров, как рабочая частота, полоса частот, скорость звуковой волны.

4. На основе анализа и обобщения литературных данных предложен количественный анализ, позволяющий моделировать процессы, протекающие в акустооптических модуляторах и количественно оценить глубину модуляции оптического излучения в зависимости от физических и геометрических параметров базисного материала (плотности и коэффициента фотоупругости акустооптического материала, площади поперечного сечения акустооптической ячейки) и параметров оптического сигнала и звуковой волны (длины волны оптического излучения, скорости звука, акустической мощности звуковой волны), а также длины взаимодействия оптического

сигнала и звуковой волны для оптических модуляторов типа Рамана –Ната и Брегга.

5. Дана физическая интерпретация механизму действия кремниевого высокоскоростного оптического модулятора на МДП (металл-диэлектрик-полупроводник) структурах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты магистерский диссертационной работы могут быть сформулированные следующим образом:

1. Проведен обзор литературы по вопросам модуляции оптической несущей в ВОСП. Проанализированы особенности реализации процессов прямой (непосредственной) и внешней модуляции потока оптического излучения.

2. Проанализированы механизмы протекания электрооптических, акустооптических, магнитооптических и др. явлений, составляющих физическую основу оптических модуляторов.

3. Рассмотрены ряд схемотехнических решений электронных устройств, применяемых для прямой (непосредственной) модуляции мощности источника излучения. Аналоговым электрическим сигналом дана сравнительная характеристика этих решений и физическая интерпретация особенностей их функционирования.

4. Предложена математическая модель модулятора мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом, позволяющая рассчитать его выходные параметры.

5. Рассмотрены различные варианты схемных реализаций электронных устройств прямой (непосредственной) модуляции мощности источника оптического излучения цифровым сигналом. Обсуждены вопросы

согласования этих устройств с интегральными логическими элементами. Проанализированы особенности функционирования модуляторов мощности источника излучения на транзисторно – транзисторных и эмиттерно – связанных интегральных логических элементах. Дана их сравнительная характеристика.

6. Дана физическая интерпретация явлений, составляющих основу электрооптических, акустооптических, магнитооптических и полупроводниковых оптических модуляторов. Проведен анализ особенностей функционирования электрооптических, акустооптических, магнитооптических и полупроводниковых оптических модуляторов.

7. Даны сравнительные характеристики электрооптических модуляторов, в том числе, модуляторов этого типа на основе интерферометра Маха-Цендера, производимых в последнее время ведущими компаниями в области оптической связи по величине таких параметров, как рабочая длина волны, полоса частот, модулирующее напряжение, оптическая мощность, размеры устройства и др.

8. Дана сравнительная характеристика акустооптических модуляторов изготовленных из различных акустооптических материалов по величине таких параметров, как рабочая частота, полоса частот, скорость звуковой волны.

9. На основе анализа и обобщения литературных данных предложен количественный анализ, позволяющий моделировать процессы, протекающие в акустооптических модуляторах и оценить глубину модуляции оптического излучения в зависимости от физических и геометрических параметров базисного материала (плотности и коэффициента фотоупругости акустооптического материала, площади поперечного сечения акустооптической ячейки) и параметров оптического сигнала и звуковой волны (длины волны оптического излучения, скорости звука, акустической мощности звуковой волны), а также длины взаимодействия оптического

сигнала и звуковой волны для оптических модуляторов типа Рамана –Ната и Брегга.

10. Дана физическая интерпретация механизму действия кремниевого высокоскоростного оптического модулятора на МДП (металл-диэлектрик-полупроводник) структуре.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

1. ОБЗОР И АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРНЫХ ДАННЫХ ПО ВОПРОСАМ МОДУЛЯЦИИ ПОТОКА ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ В ВОСП.....
1.1. Принципы построения и функционирования ВОСП.....
1.2. Процесс модуляции оптической несущей в ВОСП.....
1.2.1. Прямая (непосредственная) модуляция оптической несущей.....
1.2.2. Модуляция оптического излучения с использованием внешнего модулятора.....
1.2.3. Форматы линейных кодов.....
1.3. Физические основы оптических модуляторов.....
1.4. Типы оптических модуляторов и их основные параметры.....
Постановка задачи магистерской диссертационной работы.....
Выводы по первой главе магистерской диссертации.....
2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ ПОСТРОЕНИЯ И ОСОБЕННОСТЕЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ПРЯМОЙ (НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ) МОДУЛЯЦИИ	

МОЩНОСТИ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ.....	
2.1 Схемная реализация и принцип работы модулятора мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом.....	
2.2. Математическая модель модуляторов мощности источника излучения с прямой (непосредственной) модуляцией аналоговым сигналом.....	
2.3. Диодные и транзисторные модуляторы мощности источника излучения, применяемые в цифровых ВОСП.....	
2.4. Вопросы управления возбуждением источника излучения интегральными логическими элементами в модуляторах с прямой (непосредственной) модуляцией.....	
2.5. Модуляция мощности источника излучения с помощью транзисторно - транзисторного интегрального логического элемента	
2.6. Модуляция мощности источника излучения с помощью интегрального логического элемента ЭСЛ.....	
Выводы к второй главе магистерской диссертации.....	
3. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ МОДУЛЯТОРОВ НА ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ, АКУСТООПТИЧЕСКИХ, МАГНИТООПТИЧЕСКИХ ЭФФЕКТАХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЯТОРОВ.....	
3.1. Электрооптические модуляторы	
3.1.1. Электрооптические модуляторы на основе эффекта Поккельса...	
3.1.2. Электрооптические модуляторы на основе интерферометра Маха-Цендера.....	
3.2. Акустооптические модуляторы.....	
3.2.1. Модуляторы на основе дифракции Рамана — Ната.....	

3.2.2. Модуляторы типа Брэгга.....	
3.3. Магнитооптические оптические модуляторы.....	
3.4. Тонкопленочные и полупроводниковые оптические модуляторы.....	
Выводы по третьей главе магистерской диссертации.....	
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	