

R_N , L_N и C_N , что и имеет место на практике. Именно так, т.е. задавая определённый диапазон значений для величин R_N , L_N и C_N , проявляет себя интерференция в сетях электросвязи.

Появление оптоволоконного линейного тракта, первоначально используемого совместно со светоизлучающими диодами, обладающими широкой спектральной линией, в определённой степени изменило понятие согласования генератора с нагрузкой. Главной задачей представлялась минимизация отражений света от поверхностей со скачкообразным изменением показателя преломления типа «воздух-стекло». Для широко используемого в то время разъёма типа FC [19], характеризуемого параллельно расположенными полированными торцами соединяемых световодов, нормировались так называемые френелевские потери, обусловленные частично многолучевой интерференцией между этими торцами. Тем не менее на том этапе развития систем оптоволоконных телекоммуникаций вопросы, связанные с интерференцией волн, оставались на заднем плане – прежде всего из-за *низкой когерентности* используемого излучения. О значимости когерентности волн на результат их сложения можно судить и по заключению предыдущего абзаца: частота колебаний в системе с электрической длиной линией задавалась параметрами колебательного контура генератора и практически не имела уширений. Если можно применить язык оптики, уширения центральной частоты ω_0 в той системе были связаны только с модуляцией [8] и возможными незначительными флуктуациями параметров генерирующего контура. Следствием этого была весьма высокая когерентность интерферирующих волн, и с учётом значительной длины последних в сегментах линейного тракта создавались условия для установления стоячих волн. Безусловно, в такой ситуации степень попадания энергии волны в нагрузку определялась координатой точки подключения этой нагрузки по отношению к фазе стоячей волны. Снижение когерентности приводит к размытию интерференционной картины – из-за разнесения в пространстве максимумов устанавливающихся стоячих волн той или иной частоты, и к снижению амплитуды каждой стоячей волны. Последнее имеет место в силу того, что в такой ситуации узким спектральным диапазоном переносится малая доля энергии широкой спектральной характеристики. И потери в оптических разъёмах были в большей степени связаны не с возможным попаданием на интерференционный минимум из-за неудачного выбора расстояния между световодными торцами, а с появлением высших мод при отражении, являющихся истекающими из данной направляющей структуры, что и ослабляло проходящий сигнал. Правда, низкая когерентность излучения в ранних ВОСП приводила к заметному действию дисперсии, т.е. к уширению длительности цифрового оптического импульса, прошедшего участок регенерации, что безусловно повышало вероятность битовой ошибки. Но на используемых тогда скоростях передачи данный эффект не являлся критичным и работоспособность сетей оставалась на установленном стандартами уровне.

С ростом битовых скоростей, что явилось следствием требования по увеличению пропускной способности ВОСП при TDM-мультиплексировании, дисперсия начинала значительно искажать цифровой сигнал на длине участка регенерации, если использовался источник излучения с широким спектром. Это привело к развитию высококогерентных источников и использованию их, в том числе и одномодовых лазеров, в системах оптоволоконных телекоммуникаций. Повышение когерентности излучения, как известно, приводит к росту контрастности интерференционной картины. По этой причине начали обращать на себя внимание искажения цифрового сигнала, прошедшего несколько оптических разъёмов типа FC, в которых, во-первых, расстояние между световодными торцами не было жёстко нормируемым параметром, во-вторых, показатели преломления соединяемых световодов также могли варьироваться относительно некоторой средней величины, что оказывает влияние на набег фаз интерферирующих волн, а значит – и на результат интерференции. Кроме создания высших мод, оптический разъём становился ещё и источником многолучевой интерференции, появилось понятие элемента ИФП, искажающего цифровой сигнал [33], рис. 4.21.

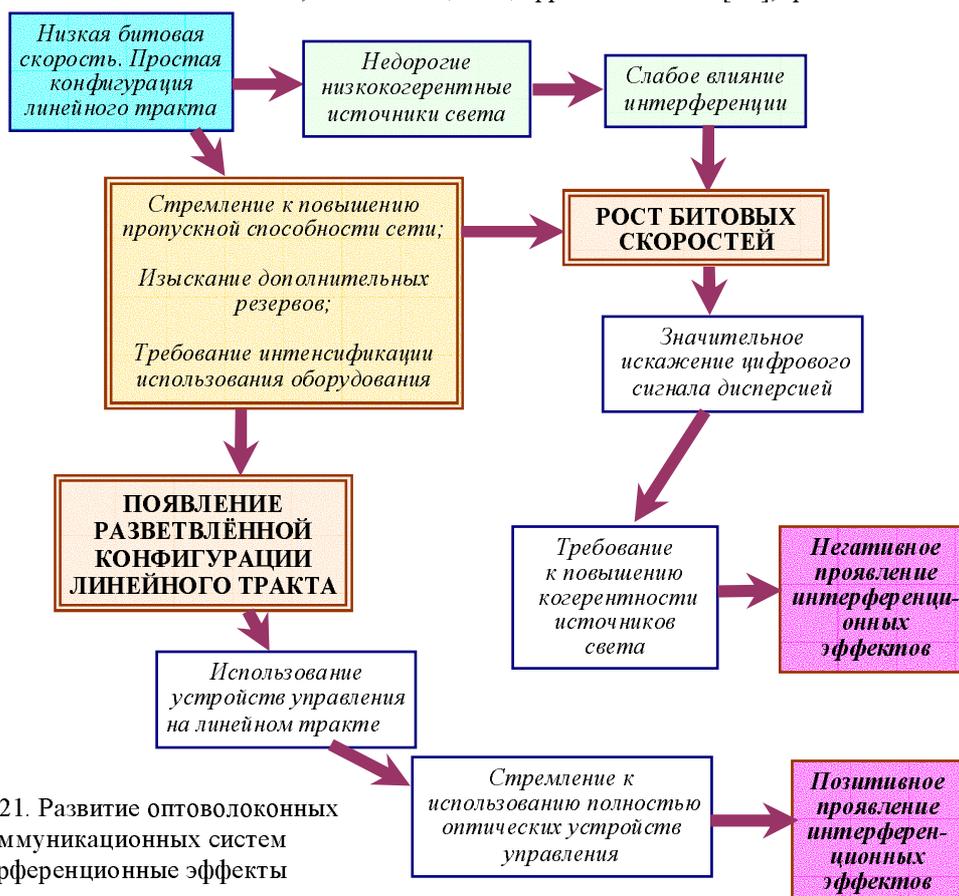


Рис. 4.21. Развитие оптоволоконных телекоммуникационных систем и интерференционные эффекты

Ответом системотехники явилась разработка совершенных модификаций оптического коннектора – были внедрены модели UPC и APC. Кроме торцевой огранки, в данных устройствах основополагающим явилось требование расположения торцов соединяемых световодов ближе, чем половина длины волны света, что теоретически исключает многолучевую интерференцию. Но совершенствование систем оптических телекоммуникаций шло также и по пути усложнения конфигурации линейного тракта - появления разветвлённой архитектуры, использования оптических устройств управления, к которым прежде всего относятся волоконно-оптические усилители, широко используемые сегодня как на сети ОАО «Ростелеком», так и на ведомственных и корпоративных сетях.

Начиная с некоторого значения степени когерентности излучения и при низком затухании, многолучевым интерферометром может стать протяжённый отрезок световода, отличающийся по своим параметрам, например, по показателю преломления, от соседних сегментов. В том числе свариваемый в оптический линейный тракт легированный световод типа EDFA может привести к появлению многолучевой интерференции в нём, если его торцы или используемые там фильтры, см. рис. 4.3, не согласованы по показателю преломления, что и приводит к отражениям. С дальнейшим ростом когерентности интерферометры Фабри-Перо, являющиеся моделью таких участков рассогласованности, начинают быть *связанными*, т.е. появляется взаимодействие между ними [116]. Спасает всё же невысокая для такого взаимодействия когерентность и низкий коэффициент отражения зеркал, не превосходящий нескольких процентов.

Как замечено выше, усложнение систем телекоммуникаций связано не только с ростом битовых скоростей. Всё более актуальной становится задача использования компонентов управления на сети, обеспечивающих переключение оптических потоков. Очевидно, что переключатель или коммутационный элемент в конечном итоге является основой любой логической схемы. Переключение (выключение) оптического потока возможно либо изменением пути его физического распространения, либо изменением условий распространения с последующим взаимодействием его составных частей, т.е. с привлечением эффекта интерференции. Реализованные сегодня промышленностью устройства коммутации либо являются неуправляемыми, базирующимися на дифракционном отклонении угла падения луча при изменении длины волны (дифракционная решётка), либо используют механическое или электронное управление [19]. Частично наличие таких компонентов позволяет решить задачу создания разветвлённых архитектур волоконно-оптических сетей. Но в свете проблемы создания AON-сетей представляет интерес разработка полностью оптических коммутационных устройств, работающих по принципу «свет управляет светом» [75]. Здесь для обеспечения переключения целесообразно использовать в том числе интерференционные эффекты. Чтобы, с одной стороны, уйти от механического поворота луча, с другой стороны, обеспечить возможность управления информационным потоком, не на-

кладывая каких-либо специальных ограничений на длину волны, что требует унификация существующих ВОСП, одной из технических возможностей является использование эффекта изменения физических свойств среды, в которой распространяется информационное излучение, с последующим анализом параметров этого излучения, например, длины волны или фазы. Очевидно, что процесс такого анализа технически можно организовать в том числе с привлечением интерференции.

Так, интерференционные эффекты приобретают всё более значимую роль в ВОСП - появляется необходимость в полезном использовании интерференции. Требование по минимизации компонентов и увеличению их надёжности накладывает ряд ограничений на выбор типа интерферометра. Надо отметить, что всё больше внимания начинает привлекать многолучевой интерферометр Фабри-Перо, имеющий принципиально меньшие габариты в сравнении с двухлучевыми интерферометрами и более высокую помехоустойчивость из-за того, что все лучи принципиально распространяются в одной и той же среде и если подвергаются внешнему воздействию, то одновременно и все сразу, что приводит к аддитивной, а не мультипликативной составляющей погрешности. В сравнении с ИФП, двухлучевые интерферометры требуют контроля и стабилизации оптической длины пути в обоих плечах, от точности которых будет зависеть и результат интерференции. Кроме того, контрастность интерференционной картины ИФП значительно выше из-за наличия принципиально нескольких складывающихся лучей, что тоже является преимуществом.

Одним из параметров ИФП, значение которого можно варьировать не прибегая к механическому или электронному воздействию, является показатель преломления среды, расположенной между его зеркалами. Появление поправки Δn к номинальному значению n_0 ведёт к изменению набега фаз интерферирующих лучей и, соответственно, оказывает влияние на результат их сложения. Технически реализовать вариацию $n_0 \pm \Delta n$ целесообразно с использованием нелинейной зависимости показателя преломления от интенсивности излучения, подаваемого в ИФП. Развитию представленного подхода к построению полностью оптических устройств коммутации посвящён дальнейший материал. Безусловно, на пути создания подобных устройств существуют определённые технические проблемы. Одна из них – разработка конструкции этого интерференционного устройства и технологии по его созданию с учётом жёсткого требования к минимизации размеров прозрачного тела, расположенного между зеркалами ИФП. Задача минимизации связана с желанием использовать меньшие мощности управляющего сигнала для создания нелинейного режима преломления и, соответственно, меньшее время на «нагрев» среды в ИФП. Встаёт также и задача математического моделирования передаточной функции ИФП для случая, когда время, в течение которого происходит изменение параметров прозрачной среды, сравнимо со временем распространения луча в интерферометре с учётом переотражений. В таком случае известная теория многолучевого интерферометра (см. Приложение L),

развита в предположении о том, что изменение его параметров происходит за времена, несравнимо большие времени формирования интерференционной картины, и не влияют на набег фаз интерферирующих лучей, не может быть применима при детализированном подходе к разработке такого устройства. Частично постановка обозначенной задачи о моделировании ИФП представлена в [75].

В завершение следует подчеркнуть, что переход к полностью оптическим сетям с учётом оптического подхода к решению задач управления, резервирования и им подобным требует *пересмотра* существующих *фундаментальных принципов* организации систем телекоммуникаций. Так, например, развитый в предыдущих разделах подход к дистанционной накачке усилителя EDFA следует воспринимать не просто как частный способ решения конкретной инженерной задачи. Этот способ успешно может быть применён и для дистанционного управления полностью оптическим интерференционным коммутатором, и так далее. Очевидно, что обозначенный подход является развитием существующих WDM-технологий и, в противовес к известным сегодня принципам WDM-уплотнения, предполагает совместное распространение сигналов, различающихся *не только по длинам волн, но и по мощностям*. Безусловно, что рассматриваемая здесь «мощностная координата» является предметом для оптимизации в зависимости от «волновой» составляющей и, конечно же, от вида, параметров, битовой скорости и т.д. сигналов, передаваемых в уплотнённых по длине волны каналах.

4.3.1. Многолучевой интерферометр – основа для построения модели волоконно-оптического линейного тракта

В настоящем разделе остановимся на негативном проявлении интерференции в системах волоконно-оптических телекоммуникаций, которая неизбежно присутствует в линейном тракте и является одним из факторов, искажающих цифровой сигнал. Если нелинейные оптические эффекты связаны с интенсивностью сигнала и в первом приближении не зависят от конфигурации и архитектуры оптической системы, то интерференционные явления, наоборот, являются следствием конфигурации и представляют другой аспект построения ВОСП. Здесь необходимо провести разграничение между интерференционными эффектами, функционально заложенными в процесс работы волоконно-оптической системы (применяемые, например, в интерференционных компонентах управления и т.д.), и возникающими в устройствах ВОСП, изначально рассматривающихся не как интерференционные. В первом случае устранение интерференции невозможно, так как это приведёт к потере работоспособности какой-либо из функций ВОСП, и задача моделирования интерференционных искажений ставится с целью оптимизации как технических параметров самих интерференционных устройств, так и сети в целом, построенной на их основе, что определяет границы применимости ин-

терференционного управления. Во втором случае задача моделирования интерференционных эффектов вытекает из необходимости учёта реальных искажений цифрового сигнала, которые неизбежно будут иметь место из-за отличия характеристик линейного тракта от их номинальных значений. Полное устранение интерференции в такой постановке позволит уменьшить искажения сигналов и улучшить работоспособность сети. С точки зрения практики построения и эксплуатации телекоммуникационных систем результат моделирования влияния паразитной интерференции на процесс приёма сигналов необходим с точки зрения оценки возможности введения того или иного технического мероприятия, например, повышения битовой скорости, увеличения степени уплотнения каналов и т.д. Безусловно, для определённых технических параметров сети (опять – битовой скорости, количества уплотнённых каналов и т.д.) существуют рекомендации по использованию соответствующего оборудования, гарантирующие работоспособность в свете требований нормативных документов. С этой точки зрения необходимость моделирования, казалось бы, пропадает.

Действительно, если не принимать во внимание реальных проблем, решаемых операторами, связанных в том числе с финансовыми ограничениями, то справедливость предыдущего тезиса не вызывает сомнений. Но в реальной сетевой практике исключительно точный подбор характеристик устройств под решаемую телекоммуникационную задачу не всегда возможен, что особенно характерно для сетей ведомственных операторов. Реальные ограничения, имеющие место по финансовым и кадровым причинам, не позволяют производить модернизацию сети под каждую вновь решаемую задачу в произвольный момент времени. В то же время телекоммуникационные задачи, диктуемые операторам самой жизнью, требуют реализации всё более новых функций, рис. 4.22. Появляется своеобразный разрыв между желанием оператора реализовать новую задачу и техническими возможностями конкретной системы телекоммуникаций.

Видно, что необходим подбор оптимального вектора технико-конструктивных параметров системы передачи под решение вновь поставленной задачи - на базе либо имеющегося оборудования, либо с минимизацией затрат на его модернизацию. В этой ситуации квалифицированно ответить на вопрос о том, можно или нельзя «запустить» то или иное новое сетевое приложение и прочее, можно только после проведения соответствующего моделирования. Этот аспект уже был обозначен в настоящей монографии - с точки зрения создания виртуального полигона, демонстрирующего процесс работы системы телекоммуникаций с учётом реальных воздействующих факторов.

В текущем разделе речь идёт о выработке доступных методик, адекватно связывающих показатели качества и надёжности сети при решении вновь поставленной телекоммуникационной задачи с техническими параметрами реализующих устройств (световодов, оптических компонентов управления, вида уплотнения, кодирования, способа принятия решения в приёмни-

ке и т.д.). Очевидно, что развитие такой концепции невозможно без построения адекватной физической и математической модели линейного тракта ВОСП, в том числе без учёта имеющей там место паразитной интерференции.



Рис. 4.22. Диаграмма развития уровня технического оснащения сети и решаемых системами передачи задач

Что такое «учёт интерференции»? Это получение как качественных, так и количественных характеристик степени искажений передаваемого цифрового сигнала в системе связи. К чему в общем случае приводит интерференция? Согласно [39], интерференция приводит к перераспределению амплитуды (мощности, энергии) излучения, прошедшего интерферометр, по отношению к входному состоянию излучения. Такое перераспределение называют *интерференционной картиной*. Причём в общем случае интерференционная картина (ИК) появляется как в пространстве (например, в плоскости экрана), так и во времени (на одной и той же пространственной координате суммарная мощность может быть различной в разные промежутки времени, что связано с режимом изменения амплитуды входного сигнала во времени, конечной когерентностью излучения и т.д.).

При рассмотрении и моделировании волоконно-оптических телекоммуникационных систем пространственное перераспределение амплитуд складывающихся волн не представляет технического смысла. В первую очередь из-за того, что оно усредняется фотодиодом и сколько-нибудь существенная информация об ИК не попадает в решающую схему приёмника. Во-вторых, малые поперечные размеры световедущих компонентов и устройств (порядка нескольких длин волн) не приводят к масштабной интерференцион-

ной картине. С этой же точки зрения дифракционными явлениями, обязательно имеющими место в ВОЛП, также следует пренебречь. В противовес сказанному перераспределение амплитуды сигнала во времени действием интерференции (например, на протяжении тактового интервала) играет существенно более значимую роль в системах телекоммуникаций с точки зрения влияния на их работоспособность. Это связано со спецификой передачи информации в сети, а именно – со значительной привязкой амплитуды сигнала к определённым моментам времени, что обсуждалось в разделах 1 и 2. Нарушение такого соответствия приводит к искажению информации, воспринимаемой приёмником, с вытекающим отсюда снижением качества и надёжности передачи.

Для обеспечения возможности учёта интерференционных искажений в оптоволоконном тракте системы передачи предложена физическая модель ВОЛП на основе многолучевого интерферометра Фабри-Перо [33]. Предполагается, что источники многолучевой интерференции, связанные как с локальными нарушениями, так и скачкообразным изменением непрерывности показателя преломления в световодной линии, можно рассматривать в виде *элементов ИФП*, т.е. последовательно соединённых многолучевых интерферометров, рис. 4.23. Действительно, источниками многолучевой интерференции являются несогласованные разъемы (коннекторы), отрезки световодов, длина которых меньше длины когерентности источника излучения с учетом показателя преломления сердцевины световода, дефекты в световодах и пр.

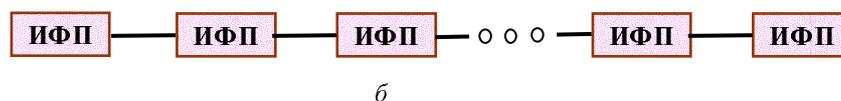


Рис. 4.23. Пример сегмента линейной двухточечной ВОЛП: а – конструктивная блок-схема; б – физическая модель из элементов ИФП.

1 – многолучевая интерференция в лазерном резонаторе, 2 – на стыке со световодом, 3 – внутри короткого световодного сегмента, 4, 6 – на стыке при подключении сетевого абонента, 5 – при наличии дефекта

Такие явления подобны явлениям, происходящим в интерферометре Фабри-Перо. На рис. 4.23, а схематически представлен сегмент оптоволоконного тракта линейной двухточечной ВОЛП, в котором присутствует много-

лучевая интерференция, а на рис. 4.23, б – физическая модель данного сегмента. В общем случае элементы ИФП в линейном тракте представляют собой композицию (*связанную систему*), для которой является актуальным статистическое описание. Модель связанных элементов ИФП представлена в конце настоящей главы, где также показано, что контрастность ИК такой системы выше в сравнении с невзаимодействующими интерферометрами при тех же значениях когерентности излучения и коэффициентов отражения зеркал.

С точки зрения моделирования современных ВОСП следует отметить, что такие источники многолучевой интерференции, как несогласованный разъём, дефект в световоде и им подобные, представляющие существенно локальный характер, во-первых, отчётливо видны на рефлектограмме [3], во-вторых, достаточно легко устраняются – путём замены данного компонента. Если речь идёт о дефекте в световоде на линейном сооружении, то после обнаружения его координаты (например, методом обратного рассеяния [3]) в этой области можно произвести изъятие части дефектного световода и последующее сваривание качественного сегмента. Кроме того, совершенствование устройств систем телекоммуникаций направлено также на снижение возможности возникновения там источников искажений, в том числе и многолучевой интерференции. По этой причине не обладает большой актуальностью рассмотрение рассогласованного коннектора или дефекта в линейном тракте.

Более значительной актуальностью при моделировании обладают такие источники интерференции, которые, с одной стороны, трудно наблюдаемы (интерференция возникает в зависимости, например, от когерентности излучения, т.е. от типа лазера на линейном оборудовании), с другой стороны, для их устранения требуются существенные затраты (замена протяжённого волоконного кабеля существенно дороже замены коннектора). Очевидно, что речь идёт не о *локальных*, а о *протяжённых источниках* интерференции, в приложении к системам передачи – световодным сегментам. На рис. 4.24 схематично представлен световодный линейный тракт, набранный из световодов с отличающимися техническими характеристиками.

Несмотря на очевидные несовершенства такой линии, как правило, именно она оказывается свойственной реальным системам телекоммуникаций. Это относится к сетям ведомственных операторов, локальным, обеспечивающим разводку внутри здания высокоскоростной сети, ВОЛП специального приложения (волоконно-оптические усилители, приборные интерфейсы и т.д.), а также представляющим врезки световодов на линейном сооружении, сделанные, например, при ремонте.

Такое несогласование связано с распределённостью во времени процесса создания сети, модернизации имеющейся системы передачи новым оборудованием с отличающимися характеристиками. В связи с бурным развитием телекоммуникационных систем и из-за того, что оптоволоконные сооружения устаревают гораздо медленнее оборудования линейного тракта (ОЛТ), обладая, кстати сказать, гораздо большей стоимостью, чем ОЛТ (на

порядок и выше), в последнее время приобретают особую актуальность задачи подобного рода согласования. Так, в [117] решается задача согласования световодных сегментов, поддерживающих различный модовый состав излучения, а в [32] разработаны методы и алгоритмы коррекции цифрового сигнала, принимаемого решающей схемой по факту превышения его амплитуды над порогом безотносительно к длительности превышения (см. раздел 1.2 настоящей монографии). Всё это свидетельствует о высокой актуальности согласования разнородного оборудования для практики эксплуатации систем телекоммуникаций.

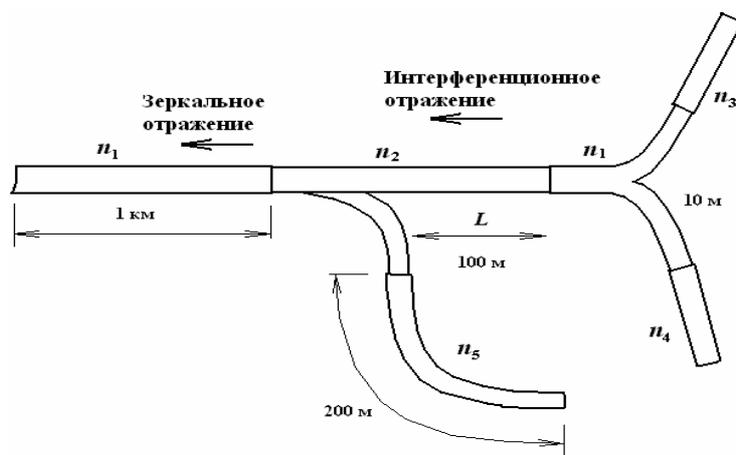


Рис. 4.24. Схема световодного линейного тракта, собранного из световодов с отличающимися характеристиками

Здесь же, рассматривая интерференционные явления в протяжённых участках ВОЛП, ставится цель разработать методики оценки уровня влияния многолучевой интерференции на процесс приёма цифрового сигнала с возможностью последующей оценки показателей работоспособности сети. Как отмечалось выше, интерференция приводит к перераспределению мощности сигнала во времени (пусть, на протяжении тактового интервала). Происходит как искажение формы цифровых импульсов [33], что представлено на рис. 4.25, так и появление обратно отражённой волны. Последняя объясняется тем, что элементы ИФП, представляющие собой ВОЛП, в общем случае не выставлены на максимум своих передаточных функций (См. приложение L).

Наиболее распространённой с точки зрения возникновения переотражений является ситуация, когда линейный тракт собран из световодов (разветвителей, волоконно-оптических усилителей) с отличающимися коэффициентами преломления сердцевин (не говоря уже о диаметрах или значениях числовой апертуры, что изучалось в [117]). В этом случае можно говорить об отсутствии *продольной совместимости* компонентов, что кратко обсуждалось в разделе 1.3 настоящей монографии.

Отражённая волна в линейном тракте носит не обязательно интерференционный характер. Существуют отражения как от дефектов (несогласованных разрывов), так и от областей со скачкообразным изменением физиче-

ских параметров соединённых световодов. Это отражение (далее будем называть его *зеркальным*) принципиально не зависит от проходящего сигнала (длины волны и когерентности излучения, характера изменения во времени длины волны излучения или амплитуды сигнала и т.д.). Пусть показатель преломления меняется со значения n_1 до n_2 , рис. 4.24, тогда согласно [39], коэффициент отражения от такого стыка определяется выражением

$$\rho_{\text{зерк}} = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right)^2. \quad (4.56)$$

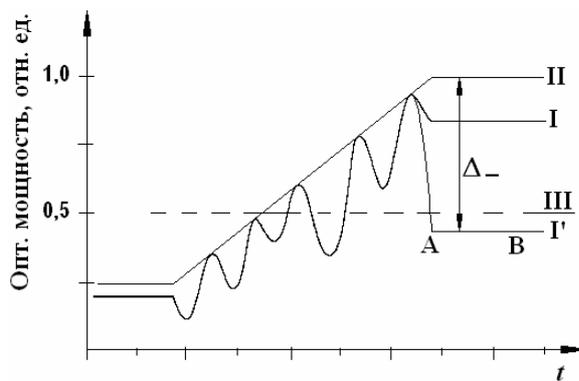


Рис. 4.25. Возможный вид реального фронта импульса: I и I' — возможные искажённые фронты импульса; II — идеальный вид фронта импульса; III — средний уровень; Δ_- — амплитуда отражённой волны

Как уже говорилось, это отражение относительно несложно контролировать из-за того, что оно не зависит от параметров сигнала, пусть даже суммарное зеркальное отражение (без учёта интерференции) будет составлять $2 \cdot \rho_{\text{зерк}}$ при наличии второго такого же стыка. Несколько иная ситуация происходит, когда за световодом с показателем преломления n_2 расположен другой световод также с отличающимся показателем преломления и при этом когерентность излучения является *достаточной* для возникновения интерференции. Коэффициент отражения от ИФП, настроенного на минимум своей передаточной функции и имеющий зеркала с $\rho_{\text{зерк}}$, можно представить [39] как

$$\rho_{\text{инт}} = 1 - \left(\frac{1 - \rho_{\text{зерк}}}{1 + \rho_{\text{зерк}}} \right)^2 = \frac{4\rho_{\text{зерк}}}{(1 + \rho_{\text{зерк}})^2} \approx 4\rho_{\text{зерк}}, \text{ так как } \rho_{\text{зерк}} \ll 1. \quad (4.57)$$

Следовательно, при действии многолучевой интерференции суммарное отражение, которое вносит световод длиной L по рис. 4.24, составляет порядка $6 \cdot \rho_{\text{зерк}}$, что может сказаться на надёжности систем телекоммуникаций, работающих по одноволоконному режиму (одно волокно работает на оба направления, что распространено в сетях ведомственных операторов). Недоучёт реального отражения может вывести из строя функциональные устройства как приёмника, так и передатчика. Причём в таких сетях принципиально (опять-таки исходя из процесса их работы) невозможно использовать типичные оп-

тические изоляторы [19], в общем случае предназначенные для подавления отражённой волны.

Главным условием возникновения устойчивой интерференционной картины является высокая когерентность лазера, т.е. малая ширина линии $\delta\lambda$ поступающего в ИФП излучения, рис. 4.26. ИК в случае излучения с конечным значением $\delta\lambda > 0$ в первом приближении можно рассматривать как наложение двух интерференционных картин, соответствующих длинам волн λ_1 и λ_2 . Если при этом резонансы будут накладываться один на другой, то контрастность ИК растёт. Напротив, появление резонансов на разных значениях набега фаз интерферирующих лучей δ , соответствующих разным длинам волн, приведёт к смазыванию ИК.

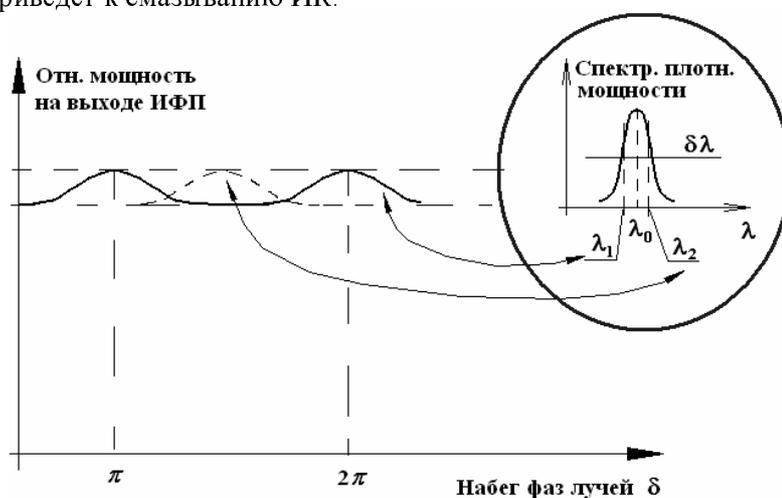


Рис. 4.26. Схема создания интерференционной картины от излучения с конечной шириной линии $\delta\lambda$

Для $n(\lambda_1) \cong n(\lambda_2)$, что характерно для рассматриваемого технического случая, скорее всего будет реализовываться наложение интерференционных картин, представленное на рис. 4.26. Очевидно, что ИК окажется полностью смазанной, если резонанс на одной длине волны наложится на минимум, соответствующий другой длине волны с учётом значительной ширины резонансов. Последнее имеет место в силу низкого коэффициента отражения зеркал ИФП. Здесь пропадание ИК – положительный эффект, имеющий место для низкокогерентного излучения, присущего ранним телекоммуникационным системам. Стремление повысить битовую скорость и одновременно длину регенерационного участка приводит к жёсткой необходимости увеличивать когерентность, чтобы минимизировать действие дисперсии. Это в свою очередь приводит к тому, что появляются как интерференционные эффекты в световодных сегментах, так и взаимодействие элементов ИФП в ВОЛП. Высококогерентное излучение также является необходимым требованием для систем с высоким уплотнением по длине волны DWDM и HDWDM-систем.

Изменение набега фаз интерферирующих лучей в ИФП в случае приращения $\Delta\lambda$ имеет вид

$$|\Delta\delta| = \frac{4\pi nL}{\lambda_0^2} \cdot \Delta\lambda. \quad (4.58)$$

Видно, что эффективная величина $\Delta\lambda$ обратно пропорциональна длине сегмента L . Если для заметного смазывания ИК необходимо: $\Delta\delta = \frac{3}{4}\pi \div \pi$, то получаем соотношение

$$\Delta\lambda = \frac{C_\delta}{L}, \quad (4.59)$$

где C_δ – константа, зависящая от коэффициента преломления сегмента n , значения рабочей длины волны λ_0 и приращения разности хода лучей $\Delta\delta$, но не зависящая от коэффициентов отражения зеркал элемента ИФП. На рис. 4.27 представлен график функции (4.59) для типичных значений $n \cong 1,48$ и $\lambda_0 \cong 1,55$ мкм.

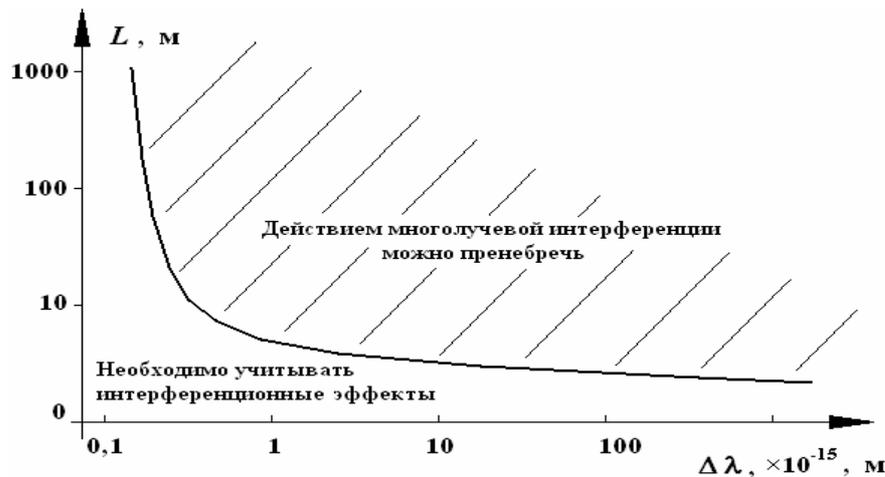


Рис. 4.27. График зависимости длины сегмента от ширины линии излучения, представляющий характерный «раздел фаз» между областями, в которых следует или не следует пренебрегать интерференционными эффектами; построен для $n = 1,48$ и $\lambda_0 \cong 1,55$ мкм.

Дальнейшие рассуждения текущего параграфа представляют технический смысл для области значений $\Delta\lambda$ и L , в которой следует учитывать действие интерференционных эффектов. Необходимо также оговорить, что физическое моделирование оптоволоконного линейного тракта на основе элементов ИФП справедливо в предположении о плоском фронте распространяющегося по световодам излучения, что имеет место для слабонаправляющей структуры [43] и, действительно, свойственно световодной практике. Для волоконных световодов характерны близкие значения показателей преломления

сердцевины и оболочки: $n_{\text{сер}} = 1,48 \approx n_{\text{об}} = 1,46$. Реальное отличие формы фронта распространяющейся волны от плоскости составляет погрешность метода, не превышающая в данном случае 2 %, что представлено в [118]. Там же приведены подробные исследования в этой области.

Появление связанных элементов ИФП в ВОЛП является более редким случаем, так как когерентность должна быть достаточной для суммарной длины сегментов. Тем не менее появление такого взаимодействия увеличивает резкость ИК, что здесь является негативным фактором.

Выражения (4.57) и (4.59) получены исходя из того, что элементы ИФП выставлены на минимум своих передаточных функций. На первый взгляд может показаться резонным требование о подборе параметров элементов ИФП с тем, чтобы последние были выставлены на максимум своей передаточной функции, что, во всяком случае, минимизирует отражённую волну. Если показатель преломления остаётся практически неизменным, то подбором, например, длины сегмента можно контролировать значение набег фаз интерферирующих лучей δ (см. Приложение L). Но согласно зависимости $\delta(L)$:

$$\delta = \frac{4\pi nL}{\lambda_0}. \quad (4.60)$$

видно, что ΔL в пределах 0,2...0,5 мкм приводит к изменению δ на величину порядка 2π , что уже меняет порядок интерференции по меньшей мере на единицу. Такого уровня случайные изменения в длине претерпевает световодный сегмент начиная с 20...30 метров - из-за термического расширения, которое может происходить как под действием внешних температурных колебаний, так и из-за нагрева при подключении (отключении) оптических каналов, уплотнённых по длине волны (внутренний нагрев). Следовательно, мы имеем дело с интерферометрами, *случайно блуждающими по своим состояниям* [118]. В [118] получено среднестатистическое выражение для амплитуды отражённой волны $\Delta_$ для случая, когда случайное блуждание параметров элементов ИФП по своим состояниям является марковским процессом, причём каждый элемент ИФП независимо от других может находиться в состоянии **max**, **min** или **среднем**. Отражённую волну определяют интерферометры, находящиеся в минимуме или среднем состояниях. Здесь в силу пологих резонансов ИК и значительной её постоянной составляющей (рис. 4.26) передаточная функция ИФП аппроксимирована ступенчатой функцией из трёх ступеней, которые и определяют состояния: **max**, **min** или **среднее**. Предполагается также, что плотность распределения вероятности нахождения интерферометра в каком-либо своём состоянии является равномерной функцией. Пусть из m интерферометров k интерферометров находятся в **min**, а g - в **cp**. Вероятности этих событий определяются выражениями

$$P_{\text{min}}^k = C_m^k \cdot (P_{\text{min}}^1)^k \quad \text{и} \quad P_{\text{cp}}^g = C_m^g \cdot (P_{\text{cp}}^1)^g, \quad (4.61)$$

где $C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!}$ - число сочетаний из k элементов по m , а $P_{\min}^1 = \frac{\pi - \delta_{\min}}{\pi} = 1 - \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{1 - (R_{\text{ИФП}} + \alpha)}{D \cdot (1 + \alpha)}} \right)$ - вероятность того, что некоторый элемент

ИФП, имеющий коэффициент отражения зеркал ρ , находится в **min**, чему соответствует набег фаз δ_{\min} , согласно передаточной функции ИФП, имеющий вид

$$\delta_{\min} = 2 \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{1 - (R_{\text{ИФП}} + \alpha)}{D \cdot (1 + \alpha)}} \right). \quad (4.62)$$

В (4.62) $D = 4\rho/(1-\rho)^2$, $R_{\text{ИФП}} = (1-\rho)^2/(1+\rho)^2$, α - наибольшее абсолютное значение погрешности аппроксимации. Аналогично можно представить вероятность нахождения элемента ИФП в **max**:

$$P_{\max}^1 = \frac{2}{\pi} \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{\alpha}{D \cdot (1 - \alpha)}} \right) \quad (4.63)$$

и в среднем состоянии: $P_{\text{ср}}^1 = \frac{\delta_{\min} - \delta_{\max}}{\pi}$. (4.64)

Здесь $\delta_{\max} = 2 \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{\alpha}{D \cdot (1 - \alpha)}} \right)$. Вероятности P_{\min}^1 и P_{\max}^1 , вообще говоря,

не равны друг другу, так как окрестности минимума и максимума передаточной функции не являются симметричными. Если линейный тракт моделируется независимыми элементами ИФП, то для решающей схемы приёмника в общем случае безразлично, какие именно интерферометры и в каком порядке находятся в минимуме, максимуме или среднем состоянии. Из (4.61) с применением ЭВМ найдены параметры \hat{k} и \hat{g} , являющиеся математическими ожиданиями величин k и g с учетом P_{\min}^k и $P_{\text{ср}}^g$.

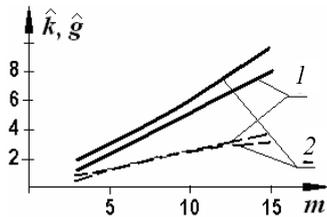


Рис. 4.28. Изменение параметров \hat{k} и \hat{g} в зависимости от количества ИФП в ВОЛП. Пунктирными кривыми соответствует величина \hat{k} , сплошным - \hat{g} . Кривые 1 представлены для случая $\alpha = 7.5\%$ от $R_{\text{ИФП}}$, 2 - $\alpha = 2\%$ от $R_{\text{ИФП}}$

Среднестатистическое значение амплитуды отраженной волны с учетом \hat{k} и \hat{g} получено исходя из того, что оптический сигнал с относительной ампли-

тудой $R_{\text{ИФП}}$ пропускают \hat{k} интерферометров и с относительной амплитудой $\frac{1-R_{\text{ИФП}}}{2} + R_{\text{ИФП}}$ - \hat{g} интерферометров. В результате:

$$\Delta_- = \hat{k} + \hat{g} - \left[\hat{k} \cdot R_{\text{ИФП}} + \hat{g} \cdot \frac{R_{\text{ИФП}} + 1}{2} \right] = \hat{k} \cdot (1 - R_{\text{ИФП}}) + \hat{g} \cdot \frac{1 - R_{\text{ИФП}}}{2}, \quad (4.65)$$

или, возвращаясь к введенному обозначению $R(\rho)$, имеем

$$\Delta_- = \frac{4\rho}{(1+\rho)^2} \times \left(\hat{k} + \frac{\hat{g}}{2} \right). \quad (4.66)$$

В [118] представлены подробные исследования зависимости Δ_- от ρ , m и α . В системе передачи, содержащей несколько различных элементов ИФП, под ρ в (4.66) можно понимать усреднённый коэффициент отражения.

Так как в реальной практике эксплуатации «отрегулировать» элементы ИФП не представляется возможным из-за действия случайных флуктуаций, то необходимо либо учитывать действие интерференции введением специальных инженерно-конструкторских мероприятий, либо снижать когерентность излучения и тем самым уменьшать длину, на которой ещё не будет иметь место интерференция. Как уже упоминалось выше, снижение когерентности влияет на другие технические параметры сети и может привести к ограничениям по использованию специальных видов модуляции (применение когерентных и солитонных систем передачи), которые работоспособны только с источником высококогерентного излучения. Под специальными мероприятиями здесь следует понимать изменение параметров линейного тракта с целью компенсации скачкообразных изменений характеристик световодов, переконфигурирование сети с целью обеспечения её работоспособности при наличии повышенной отражённой волны, использование специализированных помехозащищённых схем приёмника и передатчика и т.д. Всё это следует рассматривать как процесс оптимизации сети в целом: во взаимосвязи технических характеристик оборудования и архитектурных решений, вида передаваемых сигналов и используемого излучения.

Согласно рис. 4.25, влияние многолучевой интерференции на сигнал в ВОЛП проявляется не только в виде появления отражённой волны. Имеет место дополнительное искажение фронтов цифровых импульсов из-за небольшого изменения центральной длины волны излучения при нарастании (спаде) оптической мощности (или то же самое – тока накачки J) – так называемый chirp-эффект: $\lambda = \lambda(J) = \lambda(t)$ [13, 17, 38 и др.]. Последний является неотъемлемым свойством полупроводниковых лазеров, который можно минимизировать, но невозможно устранить полностью. Наличие зависимости $\partial\lambda/\partial J \neq 0$ приводит к тому, что элементы ИФП становятся источниками *мультипликативных помех*. С этой точки зрения повышается актуальность применения статистического аппарата для создания единой аналитической

модели ВОЛП, которая необходима для оценки потенциальной помехоустойчивости, внутрисистемных искажений, вносимых линией связи, и других сетевых параметров. Подход к получению количественной оценки уровня интерференционных искажений импульсов может базироваться как на лучевом [39], так и волновом [43, 119] методах описания процессов сложения волн – в зависимости от необходимой точности и требований к громоздкости, доступности и т.д.

В настоящей монографии, ориентированной в большей степени на производственно-сетевой персонал, операторов связи, представлен лучевой подход, который в доступной форме относительно несложными средствами позволяет добиться решения поставленной задачи. Очевидно, что применимость как лучевого подхода к описанию взаимодействия волн, так и гармонического анализа к исследованию влияния интерференции на сигнал сложной формы, оправдана при действии следующих допущений:

1. Моделирование проводится для слабо направляющей структуры, где имеет место квазиплоский фронт распространяющихся волн, характерные размеры которой составляют порядок не меньше, чем несколько длин волн (можно до $10\lambda_0$).

2. Имеющие место нелинейные оптические эффекты оказывают слабое влияние на процесс передачи сигналов в ВОЛП, следовательно, этим влиянием можно пренебречь.

3. Характер изменения значений параметров оптоволоконного тракта (показатель преломления, диаметр, числовая апертура) близок к скачкообразному, что с приемлемой точностью можно моделировать в виде соответствующих разделов сред. В противном случае применение лучевого подхода значительно увеличит громоздкость решения, практически сведя на нет его преимущество в краткости.

Видно, что область задач, ограниченная требованиями п. 1 ... п. 3, тем не менее достаточно широко охватывает практические телекоммуникационные приложения и, соответственно, имеет определённую актуальность. Ниже представлен подход к количественной оценке интерференционных искажений цифрового сигнала, являющихся следствием зависимости как мощности, так и длины волны излучения полупроводникового лазера от тока накачки, а следовательно, от времени $P(t)$ и $\lambda(t)$ при действии принятых допущений.

Для снижения громоздкости расчётов и с целью обеспечения возможности получения итоговых аналитических зависимостей заменим реальный цифровой трапецеидальный сигнал модельным гармоническим, рис. 4.29. Безусловно, такая замена требует оценки уровня несоответствия кривых, например, посредством определения среднеквадратического отклонения (СКО) и т.д., что необходимо производить в случае применения данной методики к расчёту реальной телекоммуникационной задачи. Но так как здесь, во-первых, ставится цель получения аналитической количественной меры уровня интерференционных искажений, во-вторых, методам оценки СКО посвя-

щено значительное количество литературы, поэтому в настоящем параграфе останавливаться на рассмотрении данного вопроса не будем.

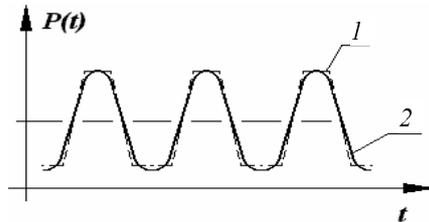


Рис. 4.29. Эскиз формы сигнала: 1 – реального трапецидального, имеющего место в ВОСП вследствие конечного времени переключения лазера, и 2 – модельного синусоидального

Тогда мощность излучения полупроводникового лазера в цифровой системе передачи будет иметь вид

$$P(t) = P_0 + P_v \cdot J_L \cdot \sin(\Xi \cdot t), \quad (4.67)$$

где P_0 – мощность «темнового» излучения или уровень логического нуля, P_v – крутизна изменения мощности сигнала при модуляции полупроводникового лазера, Ξ – круговая частота модуляции, соответствующая битовой скорости B в сети: $\Xi = 2\pi B$; J_L – амплитуда тока модуляции лазера.

Тогда, согласно [13], длина волны определится выражением

$$\lambda = \lambda_0 + \Delta\lambda = \lambda_0 + k_\lambda \cdot J_L \cdot \sin(\Xi \cdot t), \quad (4.68)$$

где λ_0 – длина волны излучения при пороговом токе; k_λ – крутизна изменения длины волны $d\lambda/dJ \sim 6 \cdot 10^{-9}$.

Мощность оптического излучения, прошедшего один элемент ИФП с учетом его передаточной функции при произвольном коэффициенте преломления n , может быть представлена выражением

$$P_{\text{ИФП}} = \frac{P_0 + P_v \cdot J_L \cdot \sin(\Xi t)}{1 + \frac{4\rho}{(1-\rho)^2} \cdot \sin^2 \left[\frac{2\pi \cdot L \cdot n}{\lambda_0 + k_\lambda \cdot J_L \cdot \sin(\Xi t)} \right]}. \quad (4.69)$$

Для оценки уровня интерференционных искажений представляет интерес определение амплитуд высших гармоник по отношению к Ξ . Согласно принятой модели цифрового сигнала, первая гармоника относительно частоты Ξ представляет собой полезный сигнал, а все высшие гармонические составляющие – следствие интерференции.

Аналитические выражения для гармонических составляющих (первой, второй и т.д.) от функции (4.69) будет удобно получить после представления мощности проходящего через ИФП света в виде суммы, согласно [39]:

$$\frac{P_{\text{ИФП}}}{P_0} = \frac{\sigma^2}{1-\rho^4} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} (\gamma \rho^2)^{\tilde{N}} \cdot \cos(\tilde{N} \cdot \delta) \right], \quad (4.70)$$

где σ - коэффициент пропускания зеркал, $\sigma + \rho + \alpha = 1$; α - коэффициент потерь на зеркалах ИФП, γ - степень когерентности излучения. С учётом (4.69) и (4.70) и после введения обозначений $G = \gamma\rho^2 < 1$, $F = \frac{\sigma^2}{1 - \rho^4}$, получаем

$$\frac{P_{\text{ИФП}}}{P_0} = F \cdot \left[1 + 2 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot \cos \left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi \cdot nL}{\lambda_0(1 + k_\lambda \cdot J_L \cdot \sin(\Xi t) / \lambda_0)} \right) \right] \times (1 + M_J \sin(\Xi t)), \quad (4.71)$$

где M_J - индекс модуляции тока, представляющий отношение тока модуляции к постоянной составляющей тока накачки, определяющейся пороговым током. С учётом аналитического вида коэффициентов Фурье-разложения a_m и b_m [37] имеем

$$a_m = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T \frac{P_{\text{ИФП}}}{P_0} \cdot \cos(m\Xi\tau) \cdot d\tau \quad \text{и} \quad b_m = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T \frac{P_{\text{ИФП}}}{P_0} \cdot \sin(m\Xi\tau) \cdot d\tau, \quad (4.72)$$

где m - номер гармоники, T - период сигнала, $T = 2\pi/\Xi$. Вводя дополнительно обозначения $\Phi = (2\pi nL)/\lambda_0$, $\Lambda = \Phi k_\lambda(J)$, выражение (4.72) для амплитуд чётных гармоник a_m можно переписать:

$$\begin{aligned} a_m = & \frac{2F \cdot P_0}{T} \cdot \left\{ \int_0^T \cos(M_J \cdot \Xi\tau) d\tau + M_J \cdot \int_0^T \cos(\Xi\tau) \cdot \cos(m\Xi\tau) d\tau + \right. \\ & + 2 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot \left[\cos(\tilde{N}\Phi) \cdot \int_0^T \cos(\tilde{N}\Lambda \cdot \cos(\Xi\tau)) \cdot \cos(m\Xi\tau) d\tau \right] + \\ & + 2M_J \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot \left[\cos(\tilde{N}\Phi) \cdot \int_0^T \cos(\tilde{N}\Lambda \cdot \cos(\Xi\tau)) \cdot \cos(\Xi\tau) \cdot \cos(m\Xi\tau) d\tau \right] + \\ & \left. + 2M_J \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot \left[\sin(\tilde{N}\Phi) \cdot \int_0^T \sin(\tilde{N}\Lambda \cdot \cos(\Xi\tau)) \cdot \cos(\Xi\tau) \cdot \cos(m\Xi\tau) d\tau \right] \right\}. \quad (4.73) \end{aligned}$$

Соотношение (4.73) представлено только для чётных гармоник, так как функция (4.69) является чётной согласно исследованиям, представленным в [118]. После интегрирования с использованием функций Бесселя 1-го рода [37] справедливо следующее:

$$\begin{aligned}
a_m = 2F \cdot P_0 \cdot \left\{ 2 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot \hat{J}_m(\tilde{N}J\Lambda) \cdot \cos\left(\tilde{N}\Phi - m\frac{\pi}{2}\right) + \right. \\
\left. + M_J \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot [\hat{J}_{m-1}(\tilde{N}J\Lambda) - \hat{J}_{m+1}(\tilde{N}J\Lambda)] \cdot \sin\left(\tilde{N}\Phi - m\frac{\pi}{2}\right) \right\}, \quad (4.74)
\end{aligned}$$

где \hat{J}_m , \hat{J}_{m-1} , \hat{J}_{m+1} - функции Бесселя 1-го рода порядков m , $m-1$ и $m+1$. Первые два интеграла в (4.73) отличны от нуля только для $m = 0$ и $m = 1$ и используются для вычисления амплитуд нулевой (постоянной составляющей) и первой гармоник сигнала. Постоянная составляющая мощности излучения технического интереса в смете оценки интерференционных искажений не представляет, так как характеризует средний уровень мощности в ВОСП. Гармоника с номером $m = 1$ представляет собой полезный сигнал, т.е. передаваемые импульсы. Гармоники с номерами $m > 1$ приводят к искажению формы сигнала. В случае значительных амплитуд a_2 , a_3 и т.д. искажения окажутся заметными, что будет ограничивать применение данной аппаратной части ВОСП при решении поставленных задач.

Получим выражения для амплитуд первой и второй гармоник сигнала, прошедшего ИФП, с использованием общего соотношения (4.74) и значений F , G , Λ и Φ :

$$\begin{aligned}
a_1 = P_0 \cdot \frac{\sigma^2}{1 - \rho^4} \cdot \left\{ M_J + 4 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} (\gamma\rho^2)^{\tilde{N}} \cdot J_1\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) \cdot \sin\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi n L}{\lambda_0}\right) + \right. \\
\left. + 2M_J \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} (\gamma\rho^2)^{\tilde{N}} \cdot \left\{ J_0\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi \cdot n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) - J_2\left(k \cdot \frac{2\pi \cdot n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) \right\} \times \right. \\
\left. \times \cos\left(k \cdot \frac{2\pi n L}{\lambda_0}\right) \right\} \quad (4.75)
\end{aligned}$$

и

$$\begin{aligned}
a_2 = -P_0 \cdot \frac{\sigma^2}{1 - \rho^4} \cdot \left\{ 4 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} (\gamma\rho^2)^{\tilde{N}} \cdot J_2\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi \cdot n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) \cdot \cos\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi \cdot n L}{\lambda_0}\right) + \right. \\
\left. + 2M_J \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} (\gamma\rho^2)^{\tilde{N}} \cdot \left\{ J_1\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi \cdot n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) - J_3\left(k \cdot \frac{2\pi \cdot n L J_L \cdot k_\lambda}{\lambda_0}\right) \right\} \times \right. \\
\left. \times \sin\left(\tilde{N} \cdot \frac{2\pi n L}{\lambda_0}\right) \right\}. \quad (4.76)
\end{aligned}$$

Аналогично могут быть получены выражения для амплитуд всех высших гармоник.

Исследование значений выражений (4.75) для a_1 , (4.76) для a_2 и аналогичных выражений для $a_3 \div a_{10}$ с использованием программного пакета MathCAD показало, что амплитуда гармоники существенно уменьшается с ростом её номера (более чем на порядок с изменением номера на единицу). В этой связи за коэффициент интерференционных искажений, вносимых элементом ИФП в проходящий цифровой сигнал, можно принять следующее отношение [118]:

$$\tilde{S}_{\text{ИФП}} = \frac{4 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot J_2(\tilde{N}B) \cdot \cos(\tilde{N}A) + 2M_J \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot [J_1(\tilde{N}B) - J_3(\tilde{N}B)] \cdot \sin(\tilde{N}A)}{M_J + 4 \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot J_1(\tilde{N}B) \cdot \sin(\tilde{N}A) + 2M_J \cdot \sum_{\tilde{N}=1}^{\infty} G^{\tilde{N}} \cdot [J_0(\tilde{N}B) - J_2(\tilde{N}B)] \cdot \cos(\tilde{N}A)}, \quad (4.77)$$

где $A = (2\pi nL)/\lambda_0$, $B = J_L \cdot A \cdot k_\lambda$.

На рис. 4.30 показана форма искажённого действием многолучевой интерференции модельного цифрового сигнала.

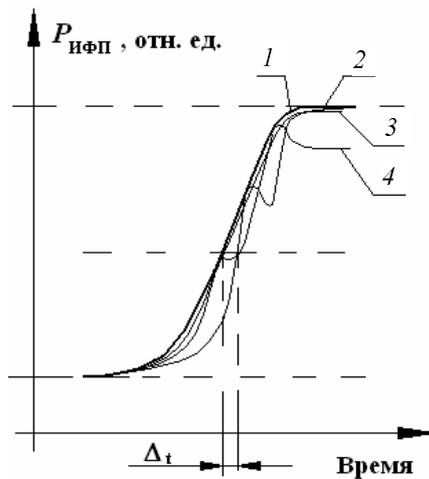


Рис. 4.30. Форма искажённого цифрового импульса, полученная в результате расчёта с использованием выражений (4.75) и (4.76). Кривая 1 — неискаженный фронт, 2 и 3 — рабочая точка ИФП близка к изначальное состояние, 4 — заметное отличие в положении рабочей точки ($\Delta\delta$ составляет более 10% от π). Предполагается, что в начальный момент времени элемент ИФП был выставлен на максимум пропускания

Графики построены для различных случаев изменения набега фаз интерферирующих лучей: т.е. для различных $\Delta\delta$, которые происходят из-за изменения λ_0 до $\lambda_0 + \Delta\lambda$ входящего в ИФП излучения. Отличие $\Delta\delta_1$, $\Delta\delta_2$ и $\Delta\delta_3$ обусловлено различными показателями преломления n_1 , n_2 и n_3 и длинами L_1 , L_2 и L_3 , хотя λ_0 и $\Delta\lambda$ во всех случаях оставалось одинаковым. Оценивая форму кривых, несложно сделать следующий вывод: при одном и том же характерном значении сдвига по длине волны излучения полупроводникового лазера влияние данного chirp-эффекта на импульсный сигнал может быть различным в зависимости от параметров элемента ИФП. Графики рис. 4.30 по-

строены для когерентного излучения ($\gamma = 1$). Очевидно также и обратное: для ИФП с определёнными параметрами уровень искажений проходящего цифрового сигнала может варьироваться в зависимости от характерного значения лазерного chirp-эффекта $\Delta\lambda$.

Наименьшая отражённая волна, вызываемая действием многолучевой интерференции, имеет место в случае либо малого изменения $\Delta\delta$ ($\Delta\delta_3 < 8 \dots 10\%$ от π при $\rho = 0,03$), либо изменения, близкого к $\pi \cdot \ell$, $\ell = 1, 2, 3 \dots$, что на рисунке соответствует $\Delta\delta_2$. Объяснением этому может служить тот факт, что интерферометр либо практически не отклоняется от изначальной рабочей точки, либо изменение $\Delta\delta$ сдвигает его передаточную функцию на один или более порядок интерференции (до следующего резонансного пика), что фактически приводит его в то же состояние. По степени искажения фронта в зависимости от $\Delta\delta$ можно сказать, что искажения тем значительнее (появление дополнительных резонансов), чем на большее количество порядков интерференции сдвигается передаточная функция ИФП и чем выше коэффициенты отражения его зеркал. Но в любом случае искажения формы импульса приводят к тому, что смещается контрольный момент времени, который характеризует переход нарастающей (спадающей) амплитуды через пороговую отметку. Как обсуждалось в разделе 1.2, существует три основных типа решающих устройств приёмника. Для всех них искажённый действием многолучевой интерференции сигнал может рассматриваться как сигнал с джиттером. В понимании [11, 12, 15 и др.] амплитуда джиттера характеризует промежуток времени, на который может отличаться момент прихода реального импульса от установленной «маски» приёмника. Если рассматриваемый сигнал переносит информацию в цифровой форме (передача данных), то вероятность ошибки, возрастающая вследствие интерференционных искажений, может быть оценена с использованием соотношений (1.16) и (1.17), для которых относительный параметр сдвига μ (соотв. абсолютному смещению Δ_t) следует определять по результатам нахождения искажённой формы импульса, в первом приближении по (4.75) и (4.76). Величина U_s , пропорциональная энергии сигнала в отчёте, должна оцениваться с учётом возможной отражённой волны: либо по (4.66), либо также по результатам сравнения форм искажённого и неискажённого импульсов с применением (4.75) и (4.76). Кроме того, закон случайных флуктуаций для μ должен быть откорректирован в соответствии с *реальным характером блужданий* параметров элементов ИФП в противовес Пуассоновскому, представленному в разделе 1.4.

Несколько иначе обстоит дело, когда действием многолучевой интерференции искажается сигнал частотной сетевой синхронизации. Как обсуждалось в разделах 1.5 и 2.4 настоящей монографии, информация об эталонной частоте передаётся в *аналоговой* форме, заключающейся в значении *длительности* принимаемого импульса. Из-за изменения реальных моментов времени, которым соответствует начало (конец) восприятия приёмником поступающего импульса, увеличивается значение девиации временного интервала

в синхросигнале, что снижает точность синхронизации и приводит к дополнительному по отношению к виду (1.16) и (1.17) росту вероятности ошибок в ВОСП. В этом случае оценка работоспособности системы телекоммуникаций должна проводиться с учётом положений разделов 1.5 и 2.4.

Если элементов ИФП в оптоволоконном тракте несколько, то цифровой сигнал вида (4.67), (4.68) должен быть подставлен в передаточную функцию системы интерферометров. В отсутствие эффективного взаимодействия последних, их передаточная функция определится [118]:

$$P_{\text{ВОЛС}} = \prod_{i=1}^{I_{\text{ИФП}}} \langle P_{\text{ИФП}, i} \rangle, \quad (4.78)$$

где $\langle P_{\text{ИФП}, i} \rangle$ - среднестатистическое значение оптической мощности на выходе i -го ИФП, $I_{\text{ИФП}}$ – общее количество элементов ИФП в ВОЛП. В общем случае получить аналитические зависимости для амплитуд гармонических составляющих сигнала, искажённого многими ИФП, не представляется возможным. Здесь для решения задачи можно использовать вычислительные методы и специализированные программные пакеты, обеспечивающие возможность Фурье-анализа: MICROCAP, MathLAB и другие. Численные исследования, представленные в [118], показали, что с увеличением количества ИФП в ВОЛП фронты импульсов претерпевают ещё большие искажения. Система интерферометров практически ни для каких реальных значений $\Delta\lambda$ не возвращается в исходную рабочую точку, что приводит к появлению отражённой волны. Амплитуда последней с увеличением количества интерферометров всё ближе стремится к значению, получаемому из (4.66). На фронтах импульсов растёт количество характерных интерференционных пиков различной ширины, что свидетельствует об увеличении амплитуд высших гармонических составляющих сложного сигнала. Если проводить аналогию между сигналом, искажённым интерференцией, и сигналом, содержащим джиттер, то заметно увеличение частоты джиттера при уменьшении его амплитуды. Последнее рано или поздно приводит к тому, что приобретённый под действием интерференции джиттер перестаёт укладываться в установленную маску [11], что нарушает работоспособность ВОСП.

Следовательно, многолучевая интерференция, являющаяся неотъемлемой стороной большинства ВОСП, приводит к искажению передаваемых сигналов. Тем не менее в ряде случаев представляет технический интерес количественная оценка степени искажений, характеризующейся отражённой волной и нарушениями формы импульсов принимаемой цифровой последовательности. В настоящем разделе представлена краткая методика, позволяющая при действии определённых допущений получить среднестатистические параметры сигнала в системе передачи, физической моделью линейного тракта которой является система интерферометров Фабри-Перо.