

ГЛАВА 3

Моделирование параметров работоспособности телекоммуникационных систем для согласования компонентов сетевых устройств

Глава посвящена обсуждению задач модернизации эксплуатирующихся систем передач и общим вопросам согласования их компонентов. Показано, что для эффективного решения поставленных вопросов необходимо проводить аналитическое моделирование процессов, реально происходящих в телекоммуникационной системе. В свете этого предложен статистический подход к моделированию процесса приёма реального цифрового сигнала и процесса передачи синхросигнала, уплотняемого в скоростной синхронный модуль. Получены аналитические выражения для вероятности битовой ошибки.

3.1. Задача эффективной модернизации эксплуатирующихся систем передач

Стремительное развитие информационных технологий и телекоммуникационных систем приводит к необходимости проведения модернизации и различного рода реконструкций парка эксплуатируемого оборудования. В среднем, по данным статистики [96], каждые пять лет происходит полное обновление состава телекоммуникационного оборудования, предлагаемого на рынке, при этом срок службы как линейных сооружений, так и устройств систем передач – каналообразующего оборудования, коммутационных станций, маршрутизаторов, мультиплексоров и т.д. – составляет, как минимум, двадцать лет. Безусловно, новое оборудование, обладающее улучшенными техническими характеристиками, позволяет расширить круг решаемых телекоммуникационных задач и всегда является более привлекательным для оператора. По этой очевидной причине развёртывание новых телекоммуникационных объектов в основном (с учётом экономического обоснования) производится с привлечением последних модификаций устройств. Так, на Уфимской городской телефонной сети (УГТС) на вновь вводимых в эксплуатацию телефонных станциях (АТС 44/48) была установлена цифровая коммутационная система с программным управлением С&С 08. Современное оборудование, рассчитанное на предоставление проводной телефонной связи с услугами ISDN, обеспечило дополнительные 10 тысяч номеров. К экономическим факторам в приведённом примере следует отнести степень востребованности (и соответственно, оправданности) предлагаемых новых услуг на текущий

момент в данном территориальном районе. В случае г. Уфы услуги ЦСИС оказались недостаточно востребованными по причине как дороговизны и малой распространённости абонентского оборудования (в том числе узкополосности используемых абонентских кабелей), так и использования новой системы передачи под транспорт цифровых сигналов (скоростной выход в Интернет) без привлечения широкополосного доступа ISDN. Тем не менее, несмотря на несколько более длительный реальный срок окупаемости оборудования в сравнении с планируемым, построение нового сетевого сегмента с использованием перспективных технологий является грамотным решением.

Несколько иначе обстоит дело с оборудованием, уже находящимся в эксплуатации. Известно, что полная и единовременная замена уже эксплуатирующихся устройств на вновь предложенные на рынке телекоммуникаций, производится в исключительно редких случаях – как по причине нелогичности значительных и неоправданных финансовых затрат, так и из-за невозможности остановки (даже временного перерыва эксплуатации) системы передачи. Соответственно, возникает необходимость *адаптации* имеющихся устройств под новые задачи и аппаратные модульные блоки с учётом не только программного обеспечения (протоколов), но и типов используемых сигналов (структуры сигналов, требований к уровню допустимых искажений). Последнее, как правило, является наукоёмкой задачей, решаемой с привлечением специально разрабатываемых методик [97].

Примером из реальной практики эксплуатации телекоммуникационных систем может служить следующее. Демонтаж аналоговых декадно-шаговых АТС на Уфимской городской телефонной сети с введением цифровых телефонных станций был начат с АТС-22/23. Выбор устанавливаемой цифровой коммутационной системы (в данном случае С&С 08) был обусловлен как широкими возможностями оборудования в области современных систем сигнализации (EDSS1, полная версия ОКС № 7), так требованием поддержки аналогового протокола R-1,5, что связано с наличием ряда других аналоговых АТС, по-прежнему находящихся в эксплуатации. Безусловно, определение «маршрута модернизации», т.е. выбор тех станций, реконструкция которых будет произведена первой, зависит от сопутствующих факторов. Так, в рассматриваемом случае указанные станции являлись частью коммутационного узла в структуре АТС-29, обеспечивающей связью ведомственных операторов г.Уфы. Очевидно, что выполненная модернизация позволила исключить излишнюю перекоммутацию сигналов (преобразование «цифра-аналог» и далее «аналог-цифра»), поступающих к (от) сетям (ей) ведомственных операторов, тем самым снизить их искажения и улучшить качество обслуживания.

Здесь задача адаптации была сведена к разработке стыковочного оборудования, обеспечивающего корректность взаимодействия новых и эксплуатирующихся устройств – как по структуре сигналов (байтовая, цикловая структура, сигнальные команды), так и по их физическим уровням (физическим способам передачи). Приходилось использовать преобразователи сиг-

налов (сигнальных протоколов), которые, как правило, были выполнены по заказу УГТС.

В качестве аналогичного примера по применению согласующих устройств с отдельной доработкой используемого оборудования можно привести опыт введения в эксплуатацию сети доступа с интеграцией услуг Honet на УГТС, являющейся, по сути, элементом концепции «волокну-в-дом» [95, 98]. Результаты работ по проведению модернизации (на примере АТС-78) показали необходимость как замены источников электропитания (для обеспечения требований по мощности и надёжности), так и потребность в переконфигурации существующей сети.

С целью снижения трудоёмкости работ по модернизации сети и соответствующих затрат оператора, производители телекоммуникационного оборудования (руководствуясь также нормативными рекомендациями) закладывают определённые возможности по его реконструкции. В этом случае снимается как таковая задача адаптации, следует лишь воспользоваться заложенными функциями. Именно по этой причине система сигнализации ОКС № 7 представляется весьма перспективной и привлекательной для операторов. Если продолжить рассмотрение системы телекоммуникаций УГТС, то можно сказать, что внедрение полной версии платформы SCCP в 2002 г. обеспечило возможность использования услуг интеллектуальной сети (на основе подсистемы INAP-R) дополнительно к ТфОП для всех абонентов УГТС включая ведомственных операторов. Однако вновь по финансовой причине (из-за недостаточности рекламы) из 32-х видов предполагаемых услуг были реализованы всего лишь четыре (8-800, 8-803, 8-806 и 8-809).

Перечисленными выше примерами отнюдь не ограничивается список фактов эффективной модернизации (с достижением требуемого результата по основным параметрам качества) эксплуатирующейся сети УГТС. Очевидно также, что несложно привести множество аналогичных примеров, касающихся и других телекоммуникационных систем в настоящее время. Всех их общим свойством является факт состоявшейся модернизации (в полной или не в полной мере) на основе технических решений производителя либо оператора в согласии с действующими нормативно-техническими документами. В качестве обобщения заметим, что когда не удавалось воспользоваться опциями, предусмотренными производителем (разработчиком) программно-аппаратных средств телекоммуникаций, оператор прибегал к услугам инженеров связи и опытно-конструкторским разработкам. При полном устаревании оборудования, последнее изымалось из эксплуатации, однако режим производимых действий предусматривал «мягкую замену» без остановки системы передачи. Успешный исход этих мероприятий был обусловлен *принципиальной совместимостью* используемого оборудования.

Рассмотрим подробнее последний тезис. Для иллюстрации отметим, что стремительное моральное устаревание свойственно не только узловому оборудованию или программным продуктам (для примера: ОКС № 1...6, 1934... 1968 г.г., [5]), но и сетевым архитектурным решениям, т.е. принципам

и концепциям, заложенным при построении топологии (см. Приложение Е – анализ концепций построения систем синхронизации). В этой связи неизбежно наступает момент, когда эксплуатируемая телекоммуникационная система может оказаться *в принципе не масштабируемой* до требуемых технических характеристик (битовой скорости, количества уплотнённых по длине волны каналов, разнообразий в подходах к построению виртуальных топологий [84], зоны охвата и т.д.). Здесь вновь хочется вернуться к примеру УГТС. Как было представлено в главе 2 настоящей монографии, а также в Приложениях Е и F, требование о повышении битовой скорости с одновременным усложнением телекоммуникационных устройств и увеличением их количества приводит к необходимости повышения точности подводимого синхросигнала. В ответ на требование жизни производители поставляют на рынок новое оборудование систем синхронизации: задающие генераторы, BITS-технологии и многие другие устройства, введение в эксплуатацию которых позволяет в определённой мере решить поставленную задачу. Тем не менее, даже не говоря о значительной дороговизне предлагаемых решений и, порою, невозможности их использования по данной причине, существенное улучшение системы синхронизации требует и топологических доработок. Так в УГТС сигнал частотной синхронизации, передаваемый по потоку E1 (2,048 Мбит/с), уплотняется в скоростной синхронный модуль. Некоторое время назад применяемый способ успешно работал и, как говорится, не обращая на себя «внимание» оператора. Но с усложнением телекоммуникационной системы вносимые алгоритмом синхронного группообразования (АСГ) погрешности в передаваемый синхросигнал оказались заметными, что стало приводить к ухудшению работоспособности сетевых устройств, в том числе к сбоям и остановкам в передаче информации (что соответственно нашло отражение в руководящих документах [3, 4, 83]). Причём заметим, что цифровое выравнивание АСГ, искажающее длительность временных интервалов уплотняемого синхросигнала, а значит – и синхроинформацию, всегда имеет место в сети, связано с реальным взаимодействием сетевых устройств и техническими характеристиками линейного тракта. Следовательно, данную операцию невозможно исключить, а частота её автоматического выполнения зависит от свойств конкретной телекоммуникационной системы.

Хотя в действующих руководящих документах [3, 4, 83] прописано требование о выделении отдельного (независимого) физического канала для передачи сигнала синхронизации, в реальной практике эксплуатации Российских систем передач уплотнение синхросигнала является весьма распространённым – прежде всего по финансовым причинам: из-за значительной дороговизны такого отдельного канала (по сути: отдельного световода). В такой ситуации для проведения эффективной модернизации сети оператор должен либо следовать НТД (в приведённом примере фактически перестроить заложенную концепцию построения эксплуатирующейся синхросистемы), соглашаясь на снижение коммерческих интересов, либо разрабатывать наукоёмкие методы повышения эффективности и принимать нестандартные решения.

К недостатку действий на основе требований стандартов можно отнести значительные финансовые потери оператора, включающие в себя как стоимость вновь приобретаемого оборудования, затрат на его настройку и эксплуатацию (в частности – выделение отдельного оптоволокна под синхросигнал, что исключает его коммерческое или служебное применение), так и в ряде случаев – молчаливое согласие о недолговечности технического решения, принятого в данный момент времени, и готовность к новым аналогичным финансовым затратам в случае очередного изменения существующей концепции построения телекоммуникационных систем. Безусловно, такой подход является весьма действенным с точки зрения реализации новых услуг и расширения областей приложений систем передач, так как гостовские технические характеристики и нормативные значения прописываются всегда «с запасом». Очевидной причиной излишних капиталовложений является общность стандартных подходов, рекомендуемых без привязки к конкретным сетям, что позволяет их эффективно использовать лишь операторам крупных сетей, имеющих, как правило, общенациональное значение.

Более мелким операторам, в том числе операторам ведомственных и корпоративных сетей, рекомендуемые НТД пути во многих случаях оказываются «не по карману», а значит даже выполненная таким способом модернизация *не может считаться эффективной*. Следует сказать, что для России такая ситуация является распространённой.

Подводя итог, обозначим сказанное выше как задачу *технического противоречия*, эффективное решение которой достигается в случае применения нестандартных решений и, возможно, выходящих за рамки действующих нормативных требований. Такие решения, учитывающие конкретные условия и особенности рассматриваемой телекоммуникационной системы, позволят с наименьшими затратами получить наибольший результат (по параметрам качества), следовательно, приведут к эффективной модернизации.

3.2. Концепция согласования реальных параметров сетевых устройств

Создание оригинальных методик модернизации телекоммуникационных систем с учётом конкретных особенностей последних невозможно без адекватной оценки работоспособности сети. К одним из способов такой оценки можно отнести численный анализ, построенный с применением аналитического описания и моделирования процессов, происходящих в системе передачи. Безусловно, в современной практике телекоммуникаций достаточно распространены измерительные методы анализа, предполагающие применение соответствующего измерительного оборудования. Однако такие методы не могут полностью заменить математическое и физическое моделирование с последующим численным анализом из-за недостаточности получаемой

прогностической информации и оптимизации разрабатываемых решений. Использование аналитических подходов даёт возможность разработки специализированных преобразователей сигналов, способов преобразования, оригинальных архитектурных решений и т.д.

Однако, кроме построения нестандартной телекоммуникационной системы (основанной на использовании оригинальных методик), не меньшей значимостью обладают способы её отладки (настройки) – с доведением работоспособности до требуемых значений параметров, характеризующих долговременное качество и надёжность. С учётом значительного количества необходимых методик по настройке, перечень которых регламентируется НТД [99], очевидна необходимость в создании общего подхода к согласованию устройств (сигналов) для случая их нестандартного использования.

В настоящее время, согласно нормативным телекоммуникационным документам, например [100], под согласованием понимается обеспечение физических параметров сигналов в допустимых пределах для общего случая их передачи (возможно, не оптимального), или то же самое – допустимых значений факторов искажения сигналов. Как правило, это временные задержки и отклонения нижнего и верхнего уровней, представленные в виде «масок» («маска» джиттера и т.д.). Но воспроизведение сигналов с требуемыми физическими параметрами – это лишь первый шаг на пути согласования компонентов реальной сети. Во-первых, как показывает реальная практика эксплуатации [7 – 9], значимым и существенно влияющим на работоспособность системы передачи оказывается более значительное количество параметров, чем представленные в НТД. Во-вторых, практически на любой сети не удаётся полностью придерживаться нормативных рекомендаций, кроме этого, имеют место периодические изменения физических параметров сигналов за пределы, установленные стандартами – под влиянием возмущений. Причём всё это не подвергает сомнению возможность эксплуатации такой телекоммуникационной системы.

По мнению авторов, под согласованием компонентов и устройств системы передачи следует понимать оценку (расчёт) значений их конструктивных параметров (а значит – и параметров сигналов) *с учётом взаимного влияния* этих устройств (и, вообще говоря, влияния возмущений, характерных для данной телекоммуникационной системы). Здесь под возмущением следует понимать не только физические факторы искажений, но и, например, влияние операции цифрового выравнивания в АСГ на уплотняемый цифровой синхросигнал. В таком случае разработанные методики по согласованию и настройке обеспечат работоспособность сети на требуемом НТД уровне качества и надёжности.

Задачу согласования в общем случае можно разделить на следующие подзадачи:

1. Обеспечение корректной работы сети, созданной по оригинальным методикам, в плане поддержания полного перечня услуг оператора – на текущий момент времени.

2. Аналогичная подзадача, решаемая для длительного периода времени с учётом долгосрочных прогнозов.

3. Закладываемая минимизация сложности и трудоёмкости дальнейшей модернизации (масштабирования) сети, построенной по оригинальным методикам и, возможно, отличающейся от регламентируемых положений.

Очевидно, что эффективное согласование невозможно без аналитических моделей, связывающих конструктивные параметры устройств, физические параметры сигналов, показатели качества сети (вероятность битовой ошибки, вероятность безотказной работы и т.д.), что и обеспечит их оптимальную совместную подстройку. Также не вызывает сомнений, что с усложнением сети повышается актуальность такого аналитического согласования, проведение которого достаточно удобно осуществлять с применением ЭВМ – в результате вычислительного эксперимента, имитирующего процесс работы сети, построенного на основе соответствующих математических и физических моделей. Отсюда можно сделать вывод, что с развитием телекоммуникационных систем увеличивается роль аналитического моделирования, значимого не только в процессе разработки, но и в эксплуатации.

3.3. Статистический подход к математическому моделированию процесса приёма цифрового сигнала

На основании изложенного выше можно сказать, что главной целью математического моделирования процессов, происходящих в системе передачи, является прогнозирование значений тех её конструктивных параметров, которые, с одной стороны, наиболее выгодны разработчикам и операторам, с другой стороны, позволяют обеспечить качество и надёжность передачи, регламентируемые НТД. Например, это оправдано при определении наименьшего отношения «сигнал/шум» в приемнике, при котором принятый сигнал восстанавливается с требуемой точностью воспроизведения. Грубые оценки целесообразно получать на базе несложных, упрощенных эксплуатационных методик. Так, например, явное завышение значения «сигнал/шум» до 20 вместо полученного теоретически 12, предлагаемое автором [101] для обеспечения запаса по мощности, основывается как на умеренных технических требованиях к электронной схеме обработки приемника, так и может привести к усложнению режимов работы других компонентов сети – увеличению оптической мощности в оптоволоконном тракте, увеличению количества регенераторов, и т.д. Последствием этого, возможно, будет уменьшение количества уплотняемых по длине волны каналов с целью уменьшения влияния нелинейных эффектов, неоправданное удорожание системы передачи, что, как

указывалось выше, является ощутимым для небольших сетей. Следовательно, представляют интерес либо уточняющие аналитические методики, либо несложные оценки, легко применяемые в эксплуатации.

Один из таких аналитических методов построен на базе статистического подхода к математическому моделированию процесса приёма реального цифрового сигнала, развитого в [102, 103]. Метод основан на определении вероятности ошибки считывания бита (в цифровом сигнале данных или синхросигнале) с учетом возможной неточности синхронизации и аддитивного гауссовского шума. Моделирование проведено для наиболее распространённых сегодня в России SDH-сетей, но результаты могут быть успешно распространены и на другие типы известных систем передач – вследствие аналогичной весьма высокой значимости для них сигнала синхронизации.

В соответствии с [3, 4, 21] и другими нормативными документами, качество синхронизации определяется допустимым интервалом значений девиации временного интервала (ДВИ) θ . Как показывает практика настройки и эксплуатации SDH-систем, во-первых, θ , как правило, является функцией времени, во-вторых, может наблюдаться как в передатчике, так и в приёмнике, причём в общем случае $\theta_{\text{пр}} \neq \theta_{\text{пер}}$. [7]. Характер функции $\theta(t)$ может заметно меняться в зависимости от типа, качества как линейного оптоволоконного сегмента и используемой активной аппаратуры, так и от места расположения (номера ГСЭ в цепочке), возможных внешних воздействий, дисперсионных и нелинейных эффектов и прочее – начиная от почти линейного возрастания со временем до случайных флуктуаций с плотностью распределения вероятности, в том числе отличной от гауссовской или пуассоновской форм [102]. Здесь и далее под $\theta_{\text{пр}}$ понимается девиация временного интервала на приёмной стороне, определяющая «маску» считывания на тактовой частоте приёмника, реально отличающейся от номинальной длительности тактового интервала Δt для рассматриваемой скорости передачи. Аналогично, ДВИ передатчика $\theta_{\text{пер}}$ зависит от реально наблюдаемого там значения длительности такта:

$$\theta_{\text{пр}}(t) = \tau_{\text{пр}}(t) - \Delta t, \quad \theta_{\text{пер}}(t) = \tau_{\text{пер}}(t) - \Delta t. \quad (3.1)$$

В (3.1) $\tau_{\text{пр}}(t)$ и $\tau_{\text{пер}}(t)$ – реально наблюдаемые тактовые интервалы: соответственно «маска» считывания приёмника и сигнал передатчика в текущий момент t .

Алгоритм логического преобразования сигнала в любом типе аппаратуры начинается с записи входящего сигнала в буфер (элемент памяти). Эта операция следует после оптоэлектронного преобразования и преобразования кода (из передаваемого линейного кода в код NRZ). Изъятие скремблера и последующие логические операции производятся после считывания записанного сигнала из входного буфера. При этом запись в буфер производится на частоте передатчика, а считывание из буфера и дальнейшие логические преобразования – на частоте приёмника [71]. Появляющееся отличие частот передатчика и приёмника (отличие длин тактовых интервалов: $\tau_{\text{пр}} \neq \tau_{\text{пер}}$) под

влиянием $\theta(t)$ приводит к тому, что запись импульсов сигнала передатчика и считывание их схемой приёмника производится на разных скоростях. В информационном сигнале наблюдается рассогласование. К особенно непредсказуемым результатам в смысле сказанного выше (характер функции $\theta(t)$) приводит ситуация, когда передатчик информационных сигналов находится в условиях, существенно отличающихся от условий, в которых находится ведущий генератор (передатчик синхросигнала) для рассматриваемого приёмника, рис. 2.6.

Необходимо отметить, что параметр θ не является достаточной (полной) характеристикой неточности синхронизации и связанной с ней эмпирической оценки вероятности ошибки в синхронных системах передачи. Значение θ , регламентируемое НТД и измеряемое прибором (например, типа Sun-Set-E10), характеризует возможное изменение такта в определённый момент времени без предоставления дополнительной информации (о предыстории процесса или возможного прогноза его развития). Так, в функции θ не учитываются возможные скачковые изменения на величину $\tau_{пр}$, именуемые на практике проскальзываниями, или процесс изменения вероятности ошибки считывания бита в импульсном синхросигнале PE^{syn} . Падение качества синхросигнала в результате увеличения PE^{syn} приводит к дальнейшему несоответствию длительностей $\tau_{пер} \neq \tau_{пр}$ на последующих ГСЭ.

Для более полного описания и математического моделирования реальных физических процессов, происходящих в системах связи, для которых важную роль играет положение импульса, введём в рассмотрение величину *временного рассогласования* [102], характеризующего *отличие длительностей* временных тактов в приёмнике и передатчике. Определим количественную меру рассогласования $\mathbf{R}_j^{(k)}$ как интервал времени между началом некоторого ℓ -го бита сигнала передатчика и началом временного такта с тем же номером ℓ в приёмнике k -го ГСЭ в j -м канале безотносительно к причинам, его вызывающим, рис. 3.1. Тогда, по определению:

$$\mathbf{R}_{ij}^{(k)} = \tau_{перij}^{(k)} - \tau_{прij}^{(k)} . \quad (3.2)$$

Для случая бит-интерливинга [95] номера принимаемого цикла и бита совпадают. Введённая величина рассогласования в отличие от определяемой НТД θ позволяет, во-первых, наблюдать за сигналом передатчика с позиции (точки зрения) реального приёмника, обладающего собственным значением ДВИ, во-вторых, отслеживать относительное изменение временного такта не только на протяжении длительности этого такта, как θ , а на протяжении любого задаваемого интервала наблюдения. При определении количественной меры рассогласования можно в равной степени отталкиваться как от начала, так и от конца бита. Но так как подавляющее большинство технических решающих устройств настраиваются по отсчёту от начала такта [71], дальней-

шее рассмотрение будем проводить именно для такого случая. Знак рассогласования определим по аналогии с терминами положительного или отрицательного стаффинга следующим образом: согласно [71], если сигнал передатчика имеет тактовый интервал длиннее, чем маска приёмника, то на приёмной стороне в зависимости от алгоритма логической обработки сигнала производится добавление битов (положительный стаффинг). Следовательно, для случая $\tau_{\text{пер}} > \tau_{\text{пр}}$ величина $R_{ij}^{(k)} > 0$.

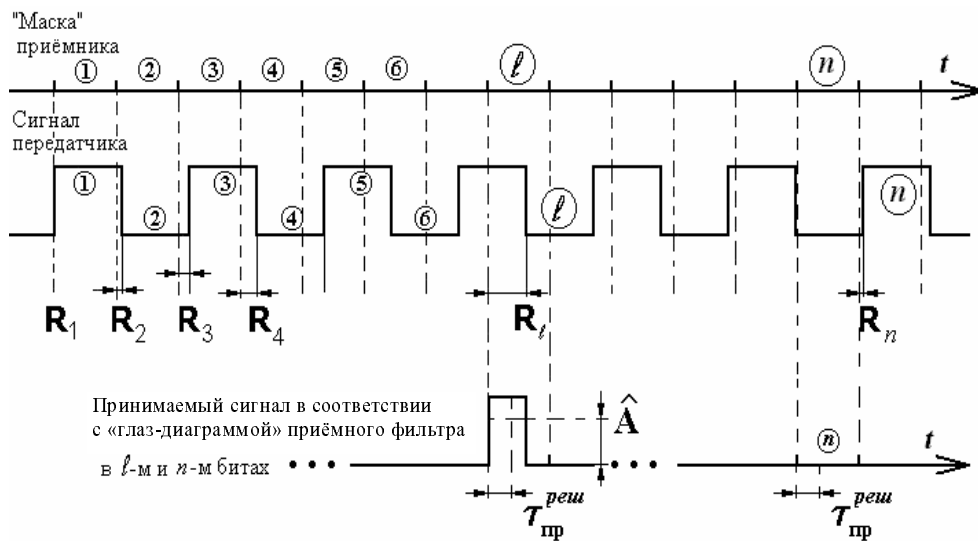


Рис. 3.1. К определению введённой величины временного рассогласования.

Для типа б) решающих устройств (раздел 1.2) решение о поступлении логической единицы принимается, если амплитуда входного сигнала превосходит некоторое пороговое значение \hat{A} в течение интервала принятия решения $\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}$. В случае, если $R(t) \geq \tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}$, может произойти ошибка считывания бита

Сегодня в современной аппаратуре систем телекоммуникаций широко используются два типа приёмных решающих устройств [101]:

а) принимающие решение о поступлении логической единицы в случае превышения уровня принятой энергии за время длительности такта над некоторым пороговым уровнем \tilde{E} (по энергии), рис. 3.1, 3.2;

б) принимающие решение о поступлении логической единицы в случае, если наблюдается превышение уровня амплитуды принятого сигнала (оптической мощности излучения, линейно переходящей в амплитуду электрического тока в электронной схеме) над некоторой пороговой величиной \hat{A} (например, по срабатыванию компаратора и пр.) в течение заранее заданного интервала времени $\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}$ (интервала принятия решения), рис. 3.2.

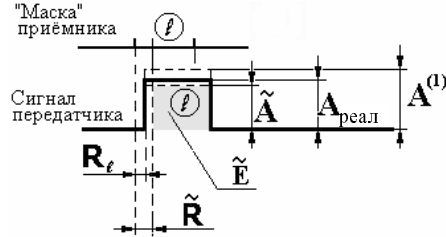


Рис. 3.2. Пороговые и реальные параметры принимаемого импульса. Предполагается, что форма импульса изменяется слабо

Для удобства проведения дальнейших математических операций перейдем от дискретного представления величины $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}$ к непрерывной функции $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t)$. Значения последней будут определять отличие длительности такта передатчика и приёмника в каждый момент t . Заметим, что $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t)$ является гладкой функцией для реальных технических устройств, так как изменение частоты автогенератора случайно или по определённому закону происходит не мгновенно.

В случае, если длительности такта в приёмнике и передатчике остаются практически постоянными на протяжении интервала наблюдения, т.е. можно положить: $\tau_{\text{пр}}^{(k)} \cong \text{const}_1$ и $\tau_{\text{пер}}^{(k)} \cong \text{const}_2$, и пусть $\tau_{\text{пер}}^{(k)} > \tau_{\text{пр}}^{(k)}$, то рассогласование будет линейно нарастать со временем: $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) =$

$= (\tau_{\text{пер}}^{(k)} - \tau_{\text{пр}}^{(k)}) \cdot t$. Такая ситуация возникает, когда таймеры передатчика и приёмника работают стабильно на близких частотах. К наступлению некоторого n -го импульса, $n \cong \left[\frac{t}{\Delta t} \right]$, рассогласование окажется равным:

$$\mathbf{R}_{n j}^{(k)} = \frac{\tau_{\text{пер}}^{(k)} - \tau_{\text{пр}}^{(k)}}{\tau_{\text{пр}}^{(k)}} \cdot t.$$

Квадратными скобками обозначена операция выделения целой части рационального числа [104]. Для произвольно меняющихся функций $\tau_{\text{пер}}^{(k)}(t)$ и $\tau_{\text{пр}}^{(k)}(t)$ аналогично (3.2) запишем:

$$\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = \tau_{\text{пер}}^{(k)}(t) - \tau_{\text{пр}}^{(k)}(t). \quad (3.3)$$

Если в течение всего интервала наблюдения величина рассогласования остаётся меньше такта (маски) приёмника, т.е. $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) < \tau_{\text{пр}}^{(k)}$, то можно говорить об идентичности рассогласования и ДВИ: $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = \theta_{\ell j}^{(k)}(t)$. Если существует превышение рассогласования над длительностью такта приёмника, т.е. $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) \geq \tau_{\text{пр}}^{(k)}$, тогда

$$\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = N_{\ell j}^{(k)}(t) - \theta_{\ell j}^{(k)}(t) . \quad (3.4)$$

В (3.4) $N_{\ell j}^{(k)}(t)$ - количество смещённых тактов или величина проскальзывания в течение интервала наблюдения к моменту времени t . N – ступенчатая функция. Очевидно, что вероятность проскальзывания зависит от скорости нарастания рассогласования, т.е. от параметра $\frac{d\mathbf{R}(t)}{dt}$.

Следует отметить, что амплитуда (уровень оптической мощности) приходящих от передатчика импульсов $A_{\text{пер}}$, как правило, не определяется длительностью импульса или значением θ . Она связана с режимом работы передающей оптической системы, режимами усиления и затухания в линейном тракте, возможными нелинейными эффектами. В общем случае амплитуда сигнала является гладкой функцией времени $A_{\text{пер}}(t)$. Рассмотрим далее влияние величины $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t)$ на вероятность появления битовой ошибки.

Для типа а) решающих устройств определяющее значение имеет энергия, принятая в тактовом интервале с номером ℓ , проходившем перед фотоприёмником к моменту времени t . С учётом введённой величины (3.2), (3.3) для единичного коэффициента передачи фотоприёмного модуля запишем:

$$E_{\ell j}^{(k)}(\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}) = A_{\text{реал}_{\ell j}}^{(k)}(t - \xi(t)) \cdot \left\{ \frac{\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t - \xi(t))}{\tau_{\text{пр}_{\ell j}}^{(k)}(t - \xi(t))} \right\} \cdot \tau_{\text{пр}_{\ell j}}^{(k)}(t - \xi(t)) + \\ + A_{\text{реал}_{\ell j}}^{(k)}(t) \cdot \tau_{\text{пр}_{\ell j}}^{(k)}(t) \cdot \left(1 - \left\{ \frac{\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t)}{\tau_{\text{пр}_{\ell j}}^{(k)}(t)} \right\} \right) . \quad (3.5)$$

В (3.5) $A_{\text{реал}_{\ell j}}^{(k)}(t)$ – амплитуда реально принимаемого сигнала некоторого ℓ -го бита в приёмнике k -го ГСЭ в j -м канале в момент t . Первое слагаемое в (3.5) характеризует энергию, принятую в смещённом предыдущем тактовом интервале вследствие рассогласования, второе слагаемое – в текущем по аналогии с [79]. Оценку значений амплитуды принятого сигнала, рассогласования и длительности такта в приёмнике на момент предыдущего бита можно произвести, вычитая из значения текущего времени некоторую величину $\xi(t)$. Так как в реально эксплуатирующихся синхронных системах связи значение θ должно быть небольшим [3, 4], в результате чего при нормальном режиме эксплуатации $\tau_{\text{пр}}(t)$ и $\tau_{\text{пер}}(t)$ не должны заметно отличаться от Δt , то в таком приближении можно принять: $\xi = \Delta t$.

Вероятность ошибки РЕ считывания бита согласно [102] определится:

$$PE = P(0|1) \cdot P(1) + P(1|0) \cdot P(0), \quad (3.6)$$

где $P(1)$ и $P(0)$ – вероятности отправки бита логической единицы и логического нуля соответственно, $P(0|1)$ и $P(1|0)$ – условные вероятности приёма 0 при отправке 1 и приёма 1 при отправке 0.

Реальный цифровой сигнал с учётом вводимого скремблера, избыточности при кодировании и т.д. имеет неравновероятное появление логических 1 и 0 вследствие появляющегося последствия (логической зависимости) символов в информационном сигнале [82]. В этом случае:

$$P(1) = \frac{1}{\chi} \quad \text{и} \quad P(0) = 1 - \frac{1}{\chi}. \quad (3.7)$$

В (3.7) χ - среднестатистическая скважность импульсов, которая в дискретных системах передачи (где длительность такта при передаче 1 равна длительности такта при передаче 0) определяется [68]: $\chi = \lim_{N^{тп} \rightarrow \infty} \frac{N^{тп}}{N^{(1)}}$. Здесь $N^{тп}$ -

количество тактовых интервалов, $N^{(1)}$ – количество логических единиц на $N^{тп}$.

Без учёта рассогласования мгновенное напряжение, которое подаётся на устройство регенерации цифрового сигнала внутри каждого тактового интервала, состоит из напряжения сигнала и напряжения шума [101] со среднеквадратическим значением σ_b . Предполагается, что в линейном тракте возможен аддитивный гауссовский шум, являющийся результатом сложения шумов различных источников: лазера, дробового и теплового шума, шума, связанного с действием нелинейных и дисперсионных эффектов, и т.д. Пусть в результате действия только шумов мгновенная амплитуда сигнала остаётся порядка $A_{\text{реал}}^b$. Введём величину пороговой амплитуды \tilde{A} (в отсутствие рассогласования) для систем связи, считывающих логическую единицу по факту превышения уровня принятой энергии над пороговой энергией \tilde{E} за длительность временного такта, рис. 3.1 и рис. 3.2. Параметры \tilde{A} и \tilde{E} относятся к конструктивным для конкретно рассматриваемой системы передачи, так как определяются типом используемой аппаратуры, условиями эксплуатации и прочее. Тогда $\tilde{A} = \frac{\tilde{E}}{\tau_{\text{пр}}}$ и условную вероятность в отсутствие рассогласования $P^b(0 | 1)$ можно представить выражением

$$PE^b(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}}^b)^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot dA_{\text{реал}}^b. \quad (3.8)$$

В (3.8) $A^{(1)}$ – установленное НТД значение амплитуды сигнала. Для большинства оптоволоконных линий можно положить $A^{(1)} \cong 0$ дБм, что соответствует 1 мВт.

Значения $P(0 | 1)$ и $P(1 | 0)$ зависят как от уровня аддитивного шума, всегда присутствующего в системе передачи, так и рассогласования в системе, рис. 3.1, и в общем случае должны определяться совместными плотностями распределения вероятности. Но так как в реальных ВОСП причины возникновения аддитивного шума и рассогласований физически различны, то данные процессы следует рассматривать независимо. Тогда учёт влияния

рассогласования можно провести, зная плотность вероятности его распределения $\mathcal{L}_j^{(k)}(\mathbf{R}_j^{(k)})$ или для $N_{\ell_j}^{(k)}(t) = 0$ - плотность распределения $\mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta_{\ell_j}^{(k)})$. В общем случае функции \mathcal{L} и \mathfrak{Z} не являются идентичными, так как величина проскальзывания N представляет собой, вообще говоря, случайную величину. Функция $\mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta_{\ell_j}^{(k)})$ может быть определена аналитически для задаваемых технических приложений, например, по методикам, представленным в [105], или получена в результате экспериментальных измерений (с использованием прибора типа SunSet-E10 и т.д.). Определение каким-либо образом плотности распределения вероятности $p_j^{N(k)}$ случайной величины $N_{\ell_j}^{(k)}$ позволит по известным методикам [105] получить $\mathcal{L}_{\ell_j}^{(k)}$. Из-за того, что задача экспериментального определения $p_j^{N(k)}$ представляется достаточно громоздкой ввиду редкости проскальзываний и случайного характера их возникновения, дальнейшие рассуждения будем проводить относительно \mathfrak{Z} . Тогда вероятность считывания энергии в такте, меньшей порогового значения \tilde{E} при передаче логической 1, под действием девиации временного интервала без учёта шума имеет вид [103]

$$PE^R(0|1) = \frac{1}{\tilde{A}} \cdot \int_{\tilde{\mathbf{R}}}^{\infty} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot E(\theta) \cdot d\theta. \quad (3.9)$$

Нижний предел интеграла определяется как «пороговое» значение рассогласования $\tilde{\mathbf{R}}$ (или в рассматриваемом случае $\tilde{\theta}$), при котором в отсутствие шума наблюдается пороговый уровень принятой энергии \tilde{E} в такте, рис. 3.1. Выражение для $E(\theta)$ соответствует известному [101], в котором для принятого допущения о редких проскальзываниях можно положить $\xi = \Delta t$. С учётом (3.8) и (3.9) полная условная вероятность $P(0|1)$ для рассматриваемого типа решающих устройств и $\mathbf{R} > 0$ определится [103]

$$PE(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\tilde{E}} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_{\tilde{E}/A_{\text{реал}}}^{\infty} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot E(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \quad (3.10)$$

В (3.10) $A_{\text{реал}}$ - мгновенная амплитуда считываемого сигнала, отличающаяся от нормативного значения $A^{(1)}$ ввиду действия как шумов, так и рассогласования, рис. 3.1. В (3.6) ... (3.10) индексы ℓ , j и k пропущены для краткости.

Полная вероятность ошибки считывания ℓ -го бита для решающих устройств типа а) в соответствии с приведёнными выше выражениями может быть представлена как

$$\begin{aligned}
PE_{ij}^{(k)} = & \frac{1}{\sigma_{bij}^{(k)} \sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\tilde{A}} \cdot \left\{ \frac{1}{\gamma} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_{\frac{\tilde{E}}{A_{\text{сиг}}^{(k)}}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{ij}^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(l)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_{bij}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} + \right. \\
& \left. + \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right) \cdot \int_A^{\infty} \int_{\frac{\tilde{E}}{A_{\text{сиг}}^{(k)}}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{ij}^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{A_{\text{реал}}^2}{2\sigma_{bij}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \right\}. \quad (3.11)
\end{aligned}$$

В предельном случае отсутствия рассогласования в системе, т.е. при выполнении

$$\int_{\frac{\tilde{E}}{A_{\text{реал}}^{(k)}}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{ij}^{(k)}(\theta) \cdot d\theta \equiv 1 \quad \text{и} \quad \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot d\theta \equiv 1, \quad (3.12)$$

а также установив порог принятия решения на половине значения от номинальной величины энергии в такте и положив равновероятную посылку $P(1) = P(0)$, выражение (3.12) переходит в известное [101], где численное значение вероятности ошибки подсчитано с использованием «функции ошибок» $PE = \text{erfc}\left(\frac{S/N}{2}\right)$ и табулировано для различного уровня отношения «сигнал/шум» S/N .

Для второго типа б) решающих устройств условная вероятность $P(0|1)$ события, состоящего в том, что амплитуда логической единицы упадёт ниже порогового значения \hat{A} за время наблюдения в такте $\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}$, по аналогии с приведённым может быть записана [103] как

$$PE(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\hat{A}} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(l)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}}. \quad (3.13)$$

Тогда полная вероятность ошибки считывания бита для второго типа решающих устройств имеет вид

$$\begin{aligned}
PE_{ij}^{(k)} = & \frac{1}{\sigma_{bij}^{(k)} \sqrt{2\pi}} \cdot \left\{ \frac{1}{\gamma} \cdot \int_0^{\hat{A}} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(l)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_{bij}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} + \right. \\
& \left. + \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right) \cdot \int_A^{\infty} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{A_{\text{реал}}^2}{2\sigma_{bij}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \right\}. \quad (3.14)
\end{aligned}$$

Выражения (3.11) и (3.14) для вероятности битовой ошибки справедливы как по отношению к сигналам передачи данных с нахождением значения PE^{inf} , так и к сигналам синхронизации (PE^{sym}), так как в общем случае решающее устройство, работающее в системе фазовой автоподстройки, может быть настроено как по типу а), так и по б). В отличие от известных выражений для вероятности ошибки, полученные являются более точными, так как учитывают как возможное рассогласование в системе, так и аддитивный гауссовский шум.

Представленная статистическая модель приёма цифрового сигнала справедлива при действии следующих предположений и допущений:

1. Непрерывность во времени процесса $A_{реал}^{(k)}(t)$, и как следствие - процессов $R_g^{(k)}(t)$ и $\theta_{ij}^{(k)}(t)$, связанных выражениями (3.1) и (3.2). В технически реализуемых системах передачи все параметры меняются со временем непрерывно в силу конечных мощностей генераторов, помех и прочих влияющих факторов.

2. Малое отличие величин $\tau_{пр}(t)$ и $\tau_{пер}(t)$ от Δt . Характеристикой малости отличия является возможность замены параметра ξ в (3.2) на номинальное значение тактового интервала Δt при достоверном попадании в предыдущий тактовый интервал.

Правомерность данного допущения объясняется достаточно жёсткими требованиями к значению ДВИ со стороны действующих нормативных документов в SDH-сетях. Например, согласно [3, 4], допустимое значение девиации частоты для потока E1 должно лежать в пределах ± 50 Гц ($f = 2.048$ МГц). В пересчёте на тактовый интервал справедливо: $|\tau_{п} - \Delta t| \leq 1.191 \cdot 10^{-11}$ с; $\tau_{п}$ – реальный такт приёмника или передатчика.

3. Редкое появление проскальзываний. Данное допущение справедливо для работоспособных SDH-систем. Согласно рекомендации [4], проскальзывание должно возникать реже, чем один раз за 72 дня.

Представленная здесь математическая модель справедлива для любого количества проскальзываний – для часто возникающих проскальзываний подынтегральные выражения в (3.11), (3.14) должны содержать плотность распределения вероятности величины R , а не θ . Однако для проведения количественных расчетов, представляющих интерес при построении и настройке ВОСП, в соответствии с полученными выражениями необходимо либо задавать данную плотность распределения аналитически (исходя из анализа хода процесса и пр.), либо пользоваться результатами измерений, проведённых на реально действующей сети. Во втором случае правомерно говорить о плотности величины θ , так как проскальзывание также является случайным событием. Для экспериментального определения плотности распределения вероятности проскальзываний необходимо наблюдать достаточно большое количество этих событий – получить выборку для обеспечения достаточности, эффективности и несмещённости [105] дальнейших оценок. Но, как упо-

миналось выше, на реально действующих сетях даже с низким качеством передачи проскальзывания являются редкими событиями и получение такой выборки представляется сложно реализуемой задачей.

4. Независимость параметров, характеризующих аддитивный гауссов шум в системе, от всевозможных временных задержек и рассогласования.

Здесь следует остановиться на физических причинах возникновения тех и иных негативных факторов. Причинами шума являются: шумы лазера, связанные с нестабильностью его работы, нелинейные эффекты в оптоволоконном тракте, шумы электронной схемы аналоговых входных цепей приёмника. Рассогласование возникает главным образом из-за несоответствия длительностей такта в приёмнике и передатчике и связано в большей степени с нестабильностью частот генераторов и конечной достижимой точностью отслеживания системы фазовой автоподстройки. В случае, когда в каком-либо частном случае обнаружится зависимость шума и рассогласования в системе, в выражениях (3.11), (3.14) должны присутствовать совместные плотности распределения вероятности, полученные для данного конкретного случая с учётом имеющихся в такой системе особенностей.

3.4. Статистический подход к прогнозированию неточностей синхросигнала в SDH-сети

Пусть сеть синхронизации построена с использованием парка уже действующих линий передачи и синхросигнал передаётся по потоку E1 (2,048 Мбит/с), который уплотняется в модуль STM-N совместно с сигналами пользователей. В SDH-системах уплотнение производится на базе логических операций АСГ с последующей разборкой модуля на приёмной стороне. Такие операции, как вставка указателей и цифровое выравнивание [71], искажают передаваемую синхросигнальную информацию, заключающуюся в данном случае в значении эталонной длительности такта. Тем не менее операции цифрового выравнивания необходимы вследствие реальных отклонений длительностей тактов, объединяемых (уплотняемых) сигналов от разных передатчиков.

Логический алгоритм группообразования STM-N модуля можно охарактеризовать как операцию из трёх основных действий:

- 1) отображения (или размещения, фактически перезаписи с добавлением заголовков и служебных символов, *mapping*),
- 2) выравнивания или корректирования (индикации возможной задержки начала такта каждого компонентного сигнала от установленного отсчёта времени, относительно которого производится мультиплексирование, рис. 3.3, в зависимости от текущего состояния сети с последующим определением значений указателей на передающей стороне, записи их кода в сигнал и последующей обработкой на приёмной стороне, *aligning and pointer processing*), и

- 3) непосредственно мультиплексирования (multiplexing, или размещения одного за другим виртуальных контейнеров и компонентных блоков, увеличивая при этом тактовую частоту передачи).

При объединении низкоскоростных сигналов каждая последующая транспортная единица имеет более высокую скорость по отношению к предыдущей за счёт введения заголовка, дополнительно устанавливаемых (служебных) битов и объединения.

Как известно [71], первой операцией с любым сигналом (объединяемым трибным или STM-модулем), поступающим на вход мультиплексора, является запись его бита (байта или цикла в зависимости от способа администрирования сетью, интерливинга [71, 95]) во входной буферный элемент памяти. Содержимое буфера представляет собой «контейнер» типа C-n-m нижнего ранга для сигналов E1, ATM, DS2 до скорости 6.312 Мбит/с и верхнего ранга для сигналов ATM, IP, плезиохронной сети в диапазоне скоростей $34.368 \div 2396.16$ Мбит/с. Запись в буфер производится асинхронно, т.е. на частоте передаваемого сигнала. Следующей операцией является создание компонентного блока (субблока, tributary unit - TU), которая производится с использованием балластных битов и цифрового выравнивания с помощью указателя (pointer), рис. 3.4. Создание TU-блока, т.е. единицы, где оговаривается возможное отставание битов, переносящих информацию, необходимо для исключения дальнейшего (на приёмной стороне) ошибочного восприятия времени возможного отставания за передачу логического нуля в течение одного или более тактов. Создаваемые TU-блоки всех объединяемых компонентных сигналов имеют общее начало цикла (общий отсчёт времени), относительно которого затем производится мультиплексирование.

Мультиплексирование представляет собой соединение трактов низшего и затем высшего порядков (если объединяются низкоскоростные потоки, например, E1), что представляет собой расстановку последовательно одного за другим сначала компонентных блоков (например, с получением TUG-2 после мультиплексирования трёх TU-12 в случае трибов E1), далее компонентных групп (объединение в рассматриваемом случае семи TUG-2, затем трёх TUG-3). Результатом операции является виртуальный контейнер верхнего ранга VC-в. Если в STM-модуль объединяются входные высокоскоростные сигналы ($139.264 \div 2396.16$ Мбит/с), виртуальный контейнер верхнего ранга совпадает с контейнером верхнего ранга C-n-m.

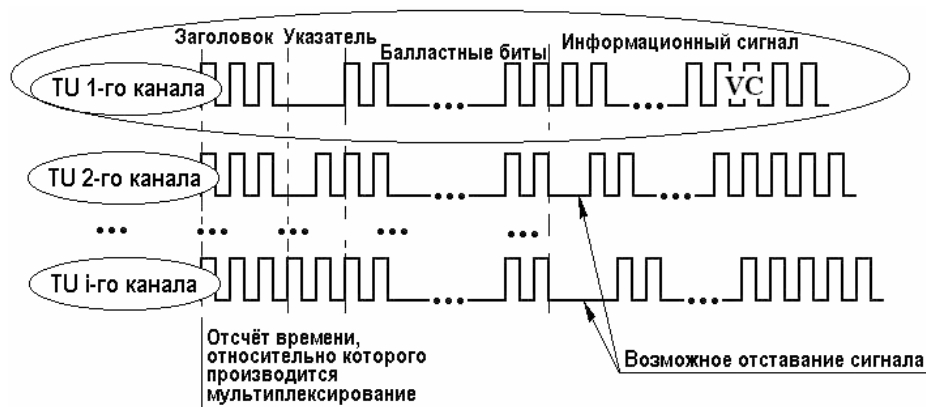


Рис. 3.3. Графическое представление операции выравнивания.

На рисунке условно показана зависимость значения указателя (представленная двоичной комбинацией) от уровня возможного отставания компонентного сигнала. Балластные биты предназначены для обеспечения служебного интервала времени, необходимого для генерации (считывания) электронной схемой значения указателя и настройки на дальнейшую обработку информационного сигнала, отображённого в виртуальный контейнер VC, после отсчёта интервала времени задержки, равного значению указателя

Алгоритм дальнейших преобразований практически полностью аналогичен описанному выше. Виртуальный контейнер VC-в вновь при помощи использования указателей и балластных битов размещается в административном блоке (administrative unit), который далее мультиплексируется в административную группу (administrative unit group). Последние могут мультиплексироваться относительно вновь образованного отсчёта времени, если требуется получить модуль выше STM-1. Для получения STM-1 к административной группе добавляется заголовок.

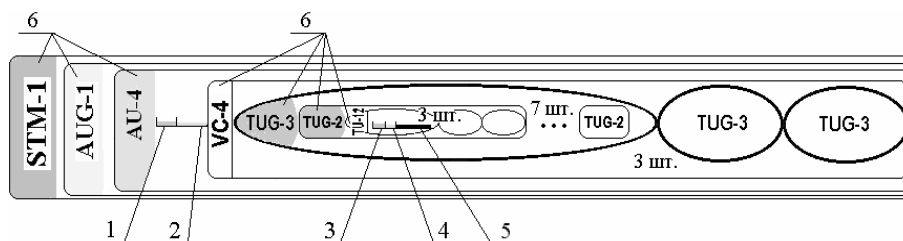


Рис. 3.4. Графическое изображение модуля STM-1, собранного на базе потоков E1: 1 и 3 – высокоскоростные и низкоскоростные указатели, соответствующие возможным задержкам 2 и 4, балластные биты не показаны; 5 – цикл информационного сигнала, считанного в виртуальный контейнер VC-12; 6 – заголовки административных групп, блоков, субблоков

Таким образом, *единственным* элементом в АСГ, отслеживающим отставание сигнала, а следовательно, и физическое состояние сети, являются *указатели* для низкоскоростных и высокоскоростных сигналов [71] – (обозначим по аналогии – низкоскоростные и высокоскоростные указатели). Эти указатели оговаривают возможное отставание начала цикла принимаемого сигнала от цикла передающей его транспортной единицы – для низкоскоростных указателей и возможное отставание начала цикла виртуального контейнера верхнего ранга от служащей для дальнейшего мультиплексирования административной группы – для высокоскоростных указателей, рис. 3.4.

Без учёта физических причин искажения сигнала и появления битовых ошибок, связанных с неидеальностью аппаратурой мультиплексирования, основным негативным фактором такого рода будут являться погрешности, вносимые указателями. В первую очередь это погрешности округления при аналогово-цифровом преобразовании – аналогового значения возможного отставания в цифровое значение указателя, возрастающие с увеличением длительности такта. Если высокоскоростные указатели устанавливаются административным блоком АУ-4 на скорости данной единицы порядка 140 Мбит/с (с длительностью такта $\Delta t_{\text{АУ-4}} \approx 0.7 \cdot 10^{-8}$ с, где абсолютное значение наибольшей погрешности составляет $\delta_{\text{max}}^{\text{АУ-4}} \approx 0.35 \cdot 10^{-8}$ с), то низкоскоростные указатели устанавливаются ТУ-12 (ТУ-2 или ТУ-11 в зависимости от триба) на меньшей скорости порядка 1.6...6.4 Мбит/с (соответств. $\delta_{\text{max}}^{\text{ТУ-н}} \approx 0.08...0.3 \cdot 10^{-6}$ с). В последнем случае значение ошибки примерно в 100 раз больше.

Погрешности, вносимые указателями при группировании, увеличивают вероятность ошибки РЕ в передаваемом информационном сигнале и снижают точность синхросигнала, определяемую в соответствии с выражением (Е.2) как модуль отношения возможных отклонений частоты Δf к номинальному значению частоты. При прохождении синхросигнала (или сигнала данных) ряда ГСЭ такая погрешность накапливается, увеличивая PE^{syn} .

Для аналитической оценки влияния количества проходимых синхросигналом ГСЭ на его качество с учётом операций АСГ определены следующие зависящие от времени параметры [102]: $X_{\ell j}^{(k)}(t)$ – случайный процесс, представляющий задержку (интервал времени) некоторого ℓ -го цикла сигнала в j -м канале для k -го сетевого элемента по физическим причинам – дрейф передающего генератора, вандер, искажения в канале и пр.; $Y_{\ell j}^{(k)}(t)$ – аналогичная задержка, связанная с логическими причинами – изменение маршрута, переключение и т.д., и $Z_{\ell j}^{(k)}(t)$ – задержка обработки сигнала в j -м канале мультиплексора (или цепях ФАП на ГСЭ), связанная с неидеальностью активной аппаратуры. Разделение суммарной задержки (рассогласования) на составляющие $X_{\ell j}^{(k)}(t)$, $Y_{\ell j}^{(k)}(t)$ и $Z_{\ell j}^{(k)}(t)$ объясняется различием в общем слу-

чае их плотностей распределения вероятности: $\Theta_j^{(k)}(X)$, $\Xi_j^{(k)}(Y)$ и $\Psi_j^{(k)}(Z)$, и необходимо для проведения последующего расчёта (вычислительного эксперимента) по определению качества сигналов данных и синхронизации в зависимости от длины цепочки ГСЭ и надёжности сетевого сегмента. Суммарно данные задержки представляют собой величину рассогласования:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{\ell_j}^{(k)}(t) = X_{\ell_j}^{(k)}(t) + Y_{\ell_j}^{(k)}(t) + Z_{\ell_j}^{(k)}(t); \\ \text{или при } N_{\ell_j}^{(k)}(t) = 0 : \theta_{\ell_j}^{(k)}(t) = X_{\ell_j}^{(k)}(t) + Y_{\ell_j}^{(k)}(t) + Z_{\ell_j}^{(k)}(t). \end{cases} \quad (3.15)$$

Суммирование в (3.15) ведётся с учётом знаков X , Y и Z . Напомним, что здесь $N_{\ell_j}^{(k)}(t)$ - абсолютная величина поскользывания (см. предыдущий раздел), измеряемая в секундах.

Тогда значение указателя для ГУ-блока u_ℓ окажется равным

$$u_\ell = \wp \left(\left[X_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] + \left[Y_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] + \left[Z_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] \right). \quad (3.16)$$

В (3.16) квадратными скобками обозначена операция выделения целой части рационального числа [104]. Функция \wp осуществляет преобразование количества тактовых интервалов в двоичное значение указателя; \mathcal{G}_{VC} - скорость выравниваемого виртуального контейнера. В рассматриваемом примере для синхросигнала, передаваемого в потоке E1, $\mathcal{G}_{VC} \cong 2.1$ Мбит/с. Отличие обозначений частоты (f) и скорости (\mathcal{G}) связано с различием в единицах измерений: Гц и бит/с, при этом номинальные значения величин, как правило, совпадают.

Абсолютное значение ошибки округления, выраженное в единицах тактовых интервалов ЕИ [71], может быть представлено:

$$\delta u_\ell = \left\{ X_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\}. \quad (3.17)$$

В (3.17) фигурными скобками обозначена операция выделения дробной части рационального числа [104].

В результате ошибки δu_ℓ возможны следующие негативные последствия:

1. Искажение частоты синхросигнала вследствие переменной длительности временного интервала между соседними единичными импульсами. Появление девиации временного интервала $\theta_{\text{АСГ}} = \delta(\Delta t)$:

$$\theta_{\text{АСГ}} = \pm \delta u_\ell / \mathcal{G}_{VC} =$$

$$= \pm \frac{1}{\mathcal{G}_{VC}} \cdot \left(\left\{ X_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} \right). \quad (3.18)$$

Нижний индекс АСГ используется для обозначения причины рассматриваемой ДВИ. Здесь речь идёт о ДВИ, а не о рассогласовании в определении предыдущего раздела, так как в результате действия выражения (3.17) получается дробная часть тактового интервала. Коррекция на целое количество бит осуществляется указателями, согласно (3.16). Поэтому величина, получаемая в (3.18), соответствует рассогласованию в случае $|\mathbf{R}| \leq \tau_{\text{пр}}$, что тождественно совпадает с девиацией θ .

Обратим внимание, что выражение (3.18), представляющее собой функциональную зависимость вида $\theta_{\text{АСГ}} = \Gamma(X, Y, Z)$, отличается от зависимости, представленной выражением (3.15). В (3.18) речь идёт о ДВИ, возникающей вследствие операций АСГ, т.е. приобретаемой проходящим синхросигналом на сетевом элементе в случае, если производится операция уплотнения, и сигнал уже содержит некоторое отклонение длительности временного интервала, не равное нулю. В (3.15) представлено общее значение ДВИ во входном сигнале.

С учётом зависимости частоты от длительности такта входного компонентного сигнала (в частности синхросигнала): $f = 1/\Delta t$ и соотношения для девиаций: $\Delta f_{\text{АСГ}} = -\frac{1}{(\Delta t)^2} \cdot \theta_{\text{АСГ}}$ выражение для модуля девиации частоты во

входном j -м канале принимает вид

$$|\Delta f_{\text{АСГ}}^{(k)}| = \left(\left\{ X_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell_j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} \right) \cdot \mathcal{G}_{VC}. \quad (3.19)$$

2. Ко второму негативному последствию имеющей место ошибки δu_ℓ можно отнести увеличение вероятности ошибочного считывания двоичного разряда в компонентном сигнале данных или синхронизации за счёт добавления слагаемого $PE^{АСГ}$, появляющегося в результате операций АСГ. В случае ошибки считывания бита в синхросигнале происходит скачкообразное увеличение рассогласования – на величину, превышающую целый такт. Появляется значительный джиттер и дрожание частоты.

Получим величину $PE^{АСГ}$ для обоих типов решающих устройств. По аналогии с (3.11) для типа а) запишем [102]:

$$\begin{aligned}
PE_{\ell_j}^{ACF^{(k)}} = \frac{1}{\bar{E}} \cdot \left\{ \frac{1}{\chi} \cdot \int_0^{\bar{A}} \int_{\frac{\bar{E}}{A_{\text{реал}}^{(k)}}}^{\infty} \Phi_j^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot E_{\ell_j}^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} + \right. \\
\left. + \left(1 - \frac{1}{\chi}\right) \cdot \int_{\bar{A}}^{\infty} \int_{\frac{\bar{E}}{A_{\text{реал}}^{(k)}}}^{\infty} \Phi_j^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot E_{\ell_j}^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \right\}. \quad (3.20)
\end{aligned}$$

В (3.20) плотность распределения вероятности Φ в общем случае не соответствует \mathfrak{J} , представленной в (3.11). Здесь предполагается, что, кроме операций АСГ, на вероятность ошибки может оказывать влияние неидеальность активной аппаратуры: шумы электронной схемы, старение компонентов и связанное с этим ухудшение их рабочих характеристик и т.д. Если рассматривать влияние только среднеквадратической плотности шумового тока электронной схемы, то Φ в большинстве случаев может быть представлено распределением Гаусса с $\sigma_{ш,эл.сх}$. Учёт дробового шума, хорошо описываемого распределением Пуассона [101], приведёт к деформации гауссова характера функции Φ в соответствии с теоремой Стьюдента [37].

Энергия в такте, как и ранее, соответствует выражению (1.22) для $\mathbf{R} = \theta$, так как возможное целое количество несоответствующих тактов корректируется цифровым выравниванием.

По аналогии с (1.31) для типа б) и при наличии возможной неидеальности активной аппаратуры справедливо [105]:

$$\begin{aligned}
PE_{\ell_j}^{ACF^{(k)}} = \frac{1}{\chi} \cdot \int_0^{\hat{A}} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{pem}} \Phi_j^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta_{ACF} \cdot dA_{\text{реал}} + \\
+ \left(1 - \frac{1}{\chi}\right) \cdot \int_{\hat{A}}^{\infty} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{pem}} \Phi_j^{(k)}(\theta_{ACF}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta_{ACF} \cdot dA_{\text{реал}}. \quad (3.21)
\end{aligned}$$

Если известны плотности вероятности процессов X , Y и Z , составляющих процесс $\theta_{ACF}(t)$, то функцию плотности вероятности $\Phi_j^{(k)}(\theta_{ACF_{\ell_j}^{(k)}})$ для $\theta_{ACF}(t)$ можно найти в результате следующих преобразований.

Так, в силу *линейности* соотношения $\Gamma(X, Y, Z) = \theta_{ACF}$ справедливо его представление в следующем виде:

$$\begin{cases} X = \rho_1(\theta_{\text{АСГ}}, Y, Z); \\ Y = \rho_2(\theta_{\text{АСГ}}, X, Z); \\ Z = \rho_3(\theta_{\text{АСГ}}, X, Y). \end{cases} \quad (3.22)$$

Причём производные $\partial\rho_1/\partial\theta_{\text{АСГ}}$, $\partial\rho_2/\partial\theta_{\text{АСГ}}$ и $\partial\rho_3/\partial\theta_{\text{АСГ}}$ существуют и непрерывны, а функции ρ_1 , ρ_2 и ρ_3 однозначны. В силу независимости величин X , Y и Z выражение (3.22) можно представить в виде

$$\begin{cases} X = \rho_1(\theta_{\text{АСГ}}, Y, Z) = \rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_1^Y(Y) + \rho_1^Z(Z); \\ Y = \rho_2(\theta_{\text{АСГ}}, X, Z) = \rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_2^X(X) + \rho_2^Z(Z); \\ Z = \rho_3(\theta_{\text{АСГ}}, X, Y) = \rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_3^X(X) + \rho_3^Y(Y). \end{cases} \quad (3.23)$$

Причём функции $\rho_1^Y(Y)$, $\rho_1^Z(Z)$, $\rho_2^X(X)$, $\rho_2^Z(Z)$, $\rho_3^X(X)$ и $\rho_3^Y(Y)$ получаются не зависящими от параметра $\theta_{\text{АСГ}}$ в силу линейности и однозначности Γ . Тогда частный дифференциал функций ρ_1 , ρ_2 и ρ_3 по переменной $\theta_{\text{АСГ}}$ имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{\partial\rho_1}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_1^Y(Y)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_1^Z(Z)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}; \\ \frac{\partial\rho_2}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_2^X(X)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_2^Z(Z)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}; \\ \text{и } \frac{\partial\rho_3}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_3^X(X)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_3^Y(Y)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Согласно равенству интегральных распределений вероятности [104],

пункт 18-5.2: $\int_0^{\bar{\theta}_{\text{АСГ}}} \boldsymbol{\Phi}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot d\theta_{\text{АСГ}} = \Gamma \left(\int_0^{\bar{X}} \Theta(X) \cdot dX, \int_0^{\bar{Y}} \Xi(Y) \cdot dY, \int_0^{\bar{Z}} \Psi(Z) \cdot dZ \right)$ для

дифференциала справедливо следующее:

$$\boldsymbol{\Phi}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot d\theta_{\text{АСГ}} = \frac{\partial\Gamma}{\partial\bar{x}} \cdot \Theta(X) \cdot dX + \frac{\partial\Gamma}{\partial\bar{y}} \cdot \Xi(Y) \cdot dY + \frac{\partial\Gamma}{\partial\bar{z}} \cdot \Psi(Z) \cdot dZ. \quad (3.25)$$

В (3.25) параметры \bar{x} , \bar{y} и \bar{z} определяют функциональные зависимости соответственно $\Gamma(X, \dots)$, $\Gamma(Y, \dots)$ и $\Gamma(Z, \dots)$.

Так как в силу (3.22) параметр X однозначно определяется функцией ρ_1 , Y - ρ_2 и Z - ρ_3 , а также ввиду существования производных данных функций по переменной $\theta_{\text{АСГ}}$, разделим (3.15) на не равную нулю величину. В результате имеем:

$$\varphi(\theta_{АСГ}) = \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{x}} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{y}} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{z}} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}}. \quad (3.26)$$

Учитывая, что параметры \bar{x} , \bar{y} и \bar{z} тождественны переменным X , Y и Z в смысле определения функциональной зависимости вида $\Gamma(X, Y, Z) = \theta_{АСГ}$, получаем следующее выражение:

$$\varphi(\theta_{АСГ}) = \frac{\partial \Gamma}{\partial X} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Y} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Z} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}}, \quad (3.27)$$

в котором применительно к решаемой задаче соотношение $\Gamma(X, Y, Z) = \theta_{АСГ}$ определено по (3.18).

Вообще говоря, используемая там функция выделения дробной части рационального числа, согласно [104], является неоднозначной, рис. 3.5. Но так как целое количество тактовых интервалов корректируется указателями АСГ и описывается выражением (3.18), здесь используется однозначный интервал $[0, 1[$ с включением 0 и исключением 1. При действии данного допущения частные производные $\frac{\partial \Gamma}{\partial X} = 1$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y} = 1$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z} = 1$.

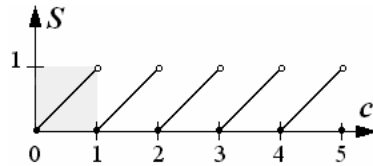


Рис. 3.5. График функции $S = \{c\}$. Во всём диапазоне значений аргумента функция S неоднозначна

При решении поставленной задачи исследования влияния операций АСГ на вероятность ошибки в уплотняемом сигнале правомерно рассмотрение однозначной заштрихованной области. Нахождение производных $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z}$ от функции Γ , определяемой (3.18), для значения аргумента, равно-го единице, трактуется как односторонний предел слева [104].

В предложенной математической модели приняты следующие допущения:

1. Непрерывность и гладкость процессов $X_{\ell_j}^{(k)}(t)$, $Y_{\ell_j}^{(k)}(t)$ и $Z_{\ell_j}^{(k)}(t)$ и, как следствие, - процесса $\theta_{\ell_j}^{(k)}(t)$, связанного с последними выражением (3.15).

В технически реализуемых системах передачи все параметры меняются со временем непрерывно в силу конечных мощностей генераторов, помех и прочих влияющих факторов. Требование гладкости, выдвигаемое кро-

ме непрерывности к составляющим рассогласования, связано с необходимостью получения непрерывных частных производных $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z}$

ции Γ . В общем случае требование гладкости сужает диапазон решаемых задач. Разработанная математическая модель справедлива и для негладких процессов $X_{\ell_j}^{(k)}(t)$, $Y_{\ell_j}^{(k)}(t)$ и $Z_{\ell_j}^{(k)}(t)$, но каждый такой случай необходимо рассматривать отдельно. Негладкость приводит к появлению разрыва частных производных Γ , разрыву функции плотности вероятности (3.27) и далее - к возможной расходимости интегралов (3.20) и (3.21), что войдет в противоречие с действительностью. Сходимость (3.20) и (3.21) для негладких функций X , Y и Z возможна в случае, когда производные $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z}$ терпят разрыв

первого рода [104], рис. 3.6, а. В такой точке разрыва интегралы претерпят значительное приращение, трактуемое на практике как «взрыв ошибок», что в данном случае будет соответствовать действительности. В случае разрыва второго рода (рис. 3.6, б) перечисленные интегралы окажутся расходящимися. Но следует заметить, что случай типа рис. 3.6, б для реальных технических устройств практически не реализуем.

Возможная негладкость процессов X , Y и Z типа рис. 3.6, а соответствует внезапному скачкообразному изменению параметров синхросигнала, который возможен, например, при неуправляемом проскальзывании, что на практике действительно приводит к резкому увеличению ошибок.

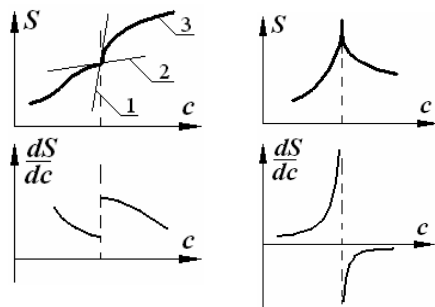


Рис. 3.6 а

Рис. 3.6, б

График произвольной негладкой функции $S(c)$ и её производной $dS(c)/dc$ по параметру c .

На первом рисунке изображён разрыв производной первого рода, связанный с конечностью её значений в точке разрыва – касательные 1 и 2 к графику 3 имеют углы, меньшие $|\pi/2|$. На втором рисунке производная терпит разрыв второго рода

2. Ко второму допущению в статистической математической модели можно отнести требование использования первого однозначного интервала в функции выделения дробной части рационального числа. Данная специальная функция используется в выражении (3.16) для определения абсолютного значения ошибки округления в операции цифрового выравнивания АСГ. По смыслу решаемой задачи увеличение аргумента далее первого интервала (более 1, рис. 3.5) не предполагается, так как такое возможное отставание сигнала

ла корректируется цифровыми указателями согласно рекомендации G.707. Значение последних определяется в соответствии с выражением (3.17).

Переход в известную модель

Полученное выражение (3.27) для плотности распределения вероятности некоторой случайной величины, линейно связанной с несколькими другими независимыми случайными величинами, так же переходит в известное [104] в случае единственного аргумента.

Так, например, если $\theta_{АСГ} = \Gamma(X, Y, Z)|_{Y=0, Z=0} = \Gamma(X)$, то функция обратной зависимости (3.23) для $X = \rho_1(\theta_{АСГ}, Y, Z)|_{Y=0, Z=0} = \rho_1(\theta_{АСГ}) \equiv \rho(\theta_{АСГ})$ и частные производные примут следующие значения: $\frac{\partial \Gamma}{\partial X} \equiv 1$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y} \equiv 0$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z} \equiv 0$.

Подставляя полученный результат в (3.27), имеем

$$\begin{aligned} \Phi(\theta_{АСГ}) &= \frac{\partial \Gamma}{\partial X} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Y} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Z} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}} \Big|_{Y=0, Z=0} = \\ &= \Theta(\rho) \cdot \frac{\partial \rho}{\partial \theta_{АСГ}}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

что соответствует известному выражению.

Следовательно, алгоритм синхронного группообразования представляет источник погрешностей и искажений, вносимых в сигнал синхронизации, хотя в большинстве случаев тем не менее является одним из компонентов СС. Выражения (3.20) и (3.21) справедливы при отсутствии проскальзывания, т.е. когда рассогласование остаётся меньше длительности такта (маски) приёмника и можно положить: $\mathbf{R}_{ij}^{(k)}(t) = \theta_{ij}^{(k)}(t)$. Если за время наблюдения величина рассогласования накапливается до значения маски приёмника (т.е. на целый такт или несколько целых тактов в зависимости от способа записи приходящего сигнала в буферную память), происходит проскальзывание в сети [71], вызывая «взрыв» ошибок. Моделирование такой ситуации с использованием (3.20), (3.21), равно как и (3.11) и (3.14), даёт $PE \geq 1$, что с физической (технической) точки зрения соответствует действительности.

Заметим, что полученные выражения для вероятности битовой ошибки (3.11), (3.14), (3.20) и (3.21) содержат как конструктивные параметры устройств (время принятия решения, амплитуду сигнала), так и статистические параметры возмущающих воздействий – плотности распределения вероятностей и т.д. Следовательно, разработанный статистический подход может быть применён для анализа (прогноза) работоспособности телекоммуникационных систем с последующей их настройкой и отладкой.

Резюме

Настоящее время характеризуется стремительным развитием телекоммуникационных систем с точки зрения как увеличения топологической зоны покрытия, так и принципиального усложнения их структуры. Это приводит к необходимости проведения значительной доли работ по модернизации сети в общем объёме выполняемых в эксплуатации работ. Однако, как показано выше, вывод об эффективности модернизации следует делать в согласии с критерием «качество - цена». Так, в ряде случаев для некрупных сетей использование традиционных средств модернизации, рекомендуемых стандартами, не всегда приводит к эффективной модернизации в первую очередь по финансовым причинам. С этой точки зрения можно считать актуальным создание нестандартных методик модернизации, базирующихся на учёте факторов и свойств, присущих конкретной системе передачи.

Внедрение оригинальных методик модернизации телекоммуникационных систем требует разработки также и оригинальных способов последующего согласования оборудования, используемого нестандартным образом (в том числе с учётом нестандартного сигнального обмена). Под согласованием предложено понимать способ подбора технических параметров компонентов сети с учётом их взаимного влияния. Известные методики, утверждённые в нормативных документах, не предполагают аналитического подхода к согласованию, тем самым практически не могут применяться в рассматриваемых случаях. Следовательно, повышается значимость математического и физического моделирования процессов, происходящих в реальных телекоммуникационных системах, что позволит получить аналитические соотношения и алгоритмы, взаимоувязывающие конструктивные параметры устройств, показатели работоспособности сети и факторы возмущения.

Существующие математические модели, определяющие взаимосвязи между конструктивными параметрами и обобщёнными критериями работоспособности, направлены в основном на определение вероятности ошибки считывания бита. Кроме того, эти модели достаточно трудно использовать в эксплуатации ввиду как их аналитичности, сложности, так и отсутствия приемлемого вектора входных параметров, значения которых должны задаваться оператором. С другой стороны, и аналитические модели, и утверждённые нормативными документами эксплуатационные методики характеризуются упрощённым подходом к оценке тех или иных закономерностей, не учитывают ряда значимых факторов, тем самым не всегда обеспечивают получение достоверных результатов и практически не позволяют создание на своей основе вычислительного полигона для исследования систем передач.

С целью решения указанной проблемы предложен статистический подход к определению вероятности ошибки, учитывающий возможное несоответствие длительностей тактов в приёмнике и передатчике и реальное значение скважности в системе. Использование разработанной математической

модели даёт возможность более корректно провести оценку значений критериев работоспособности ВОСП.

Введение ряда упрощающих предположений в полученные статистические соотношения, которые приняты за основу при выводе известных выражений, приводит к ним разработанную модель. Статистический метод определения вероятности ошибки справедлив при действии ряда допущений. Такие предположения, как непрерывность и гладкость меняющихся величин, малое отличие реальных длительностей тактов от номинального значения, редкое появление проскальзываний, независимость причин аддитивного шума и погрешностей синхронизации правомерны при моделировании реальных оптоволоконных SDH-систем.

Из-за того, что в настоящее время широко распространённым сетевым решением является уплотнение синхроканала в SDH-модуль ввиду дороговизны задействования отдельного канала под синхросигнал, а выделение синхрочастоты из STM-N модуля оказывается адекватным не во всех случаях, так как требует входного сигнала со статусом PRS, представлена математическая модель прогноза качества синхросигнала, передаваемого с уплотнением.

Модель представлена в виде интегральных выражений для вероятности битовой ошибки в случае двух типов решающих устройств, широко применяющихся сегодня в телекоммуникациях, и соотношения для девиации временного интервала. Показана возможность определения функции плотности распределения вероятности ДВИ в случае известных плотностей вероятности вызывающих её случайных временных задержек. Данная модель представляет интерес при создании виртуального компьютерного полигона, моделирующего работу системы телекоммуникаций.