

синхронизации (ЦС). Задача частотной синхронизации, наиболее важная для телекоммуникаций и заключающаяся в основном в эффективном обеспечении синхроинформацией (информацией об эталонной частоте) сетевых устройств, в научной литературе практически не представлена. В [68] изучен вопрос о вариациях частоты в замкнутых связанных колебательных системах, в которых отсутствует какой-либо внешний синхросигнал. Принципиальным требованием при организации современных синхросетей, как уже было отмечено выше, является их радиально-узловая топологическая структура и иерархический принцип подведения синхросигнала.

Значительное время молчаливо действовало предположение о безусловной высокой точности подводимого синхросигнала, если последний является высокочастотным [9] (с частотой, близкой к частоте сигнала данных) и для его передачи использован отдельный канал. Возможные нестабильности и нарушения в системе синхронизации связывали с работой системы ФАП или входными цепями приёмника [14]. Согласно монографии [14], задержка в считывании такта, что является, возможно, основным искажающим синхросигнал фактором, может быть обусловлена низкой инерционностью фотодетектора и цепей усилителя, а также задержкой решения из-за влияния шума. Сегодня при построении устройств телекоммуникаций применяются быстродействующие полупроводниковые приборы с низкой инерционностью и низким уровнем шума, а значительный вклад как в задержку такта, так и в изменение его длительности на определённом ГСЭ вносит, прежде всего, сам способ подведения синхросигнала к этому ГСЭ. И, как было показано в предыдущем разделе, неточность синхронизации возрастает с увеличением номера ГСЭ в цепочке, и в меньшей мере зависит от типов используемых ФАП и фотодетектора. С другой стороны, отработка электронных схем сетевых устройств привела к их высокой эффективности, что имеет место в настоящее время.

Отсутствие рассмотрения ЧС в научных монографиях, по-видимому, связано как с низкими битовыми скоростями, так и небольшой сложностью систем телекоммуникаций, что было справедливо некоторое время спустя. Тогда тезис о достаточной стабильности внутренних генераторов [9] совместно с установленной цикловой синхронизацией в значительной мере оправдывал себя. Более того, предлагались решения о выделении синхроинформации непосредственно из модулированного сигнала данных. Согласно [9], это должно было сэкономить не только канал (задействованный под синхросигнал), но и, возможно, обеспечить меньшие затраты мощности при обеспечении синхронизации, так как мощность в канале одновременно использовалась как для передачи информации, так и для синхронизации. Там же приведены схемы систем ФАП, фильтрующих сигнал данных. Значительное внимание в [9] уделено вопросам выбора формы синхроимпульса для случая отдельного канала с целью минимизации ошибки ФАП, а также проведена оценка оптимальной частоты синхросигнала f_{syn} по отношению к рассматриваемому сигналу данных частоты f_{sig} .

Таким образом, ряд положений, полученных при математическом моделировании процессов установления синхронизма в работе цифровых устройств, к настоящему моменту потерял свою актуальность. Тем не менее такой подход, как цикловая синхронизация, является достаточно ценным и для современных цифровых сетей. В отношении данного метода в [9] проведено математическое моделирование работы приёмника, синхронизируемого посредством заимствованных или добавочных символов, передаваемых совместно с сигналами данных.

Задача решается в два этапа: сначала проверяются гипотезы о соответствии принятого случайного процесса переданным меткам синхронизации, в случае положительного результата отслеживаются найденные метки с заданной точностью посредством ФАП. Поиск меток проводится среди фиксированного объёма выборки. Автором [9] получены математические выражения для максимума апостериорной информации для произвольного алфавита источника и синхронизатора (устройства, вырабатывающего метки). Проведена оптимизация времени задержки решения для различных типов решающих устройств. Предложены различные варианты синхронизирующих последовательностей (кодовых комбинаций), наиболее существенно отличающихся от сигнала данных в зависимости от типа канала и приёмного решающего устройства. Математическая модель построена для приёмника, ориентированного для систем электрической связи, где используется трёхуровневый алфавит (-1, 0 и 1).

Ввиду высокой значимости цикловой синхронизации при обеспечении синхронности работы современных цифровых устройств, ниже представлены основные технические аспекты данного метода.

Чтобы опознать индивидуальные временные интервалы в пределах цикла временного группообразования, в приемном устройстве используется счетчик, синхронизированный с форматом цикла передающего устройства. Точно так же, как и для синхронизации по тактовым частотам, для установления и поддержания циклового синхронизма требуется определенная избыточность. Под избыточностью в отношении ЧС прежде всего понимается отдельный канал. Согласно [25], основными способами установления циклового синхронизма являются следующие:

- 1) ЦС при помощи добавочного символа;
- 2) ЦС при помощи заимствованного символа;
- 3) ЦС при помощи добавочного канала;
- 4) статистическая ЦС;
- 5) ЦС при помощи запрещенных в линии комбинаций.

Заметим, что цикловая синхронизация в отличие от ЧС – это цифровой способ передачи синхροинформации.

При выборе метода цикловой синхронизации основными соображениями являются: время, требуемое для установления циклового синхронизма, воздействие ошибок в канале на поддержание циклового синхронизма, соотношение между тактовой частотой в линии и получаемой из нее частотой

дискретизации [25], требуемая избыточность и сложность схем циклового синхронизатора. Серьезность последствий потери циклового синхронизма и время, требуемое для его восстановления, зависят от характера передаваемых сообщений. Поскольку потеря ЦС означает потерю информации во всех уплотнённых каналах при группообразовании, среднее время между выходами из циклового синхронизма должно быть как можно больше. При передаче речи допустимы редкие выходы из ЦС, если синхронизм восстанавливается достаточно быстро для того, чтобы минимизировать длительность сигнала помехи в выходном речевом сигнале. Длительное отсутствие ЦС в телефонной сети приводит к потере управляющих сигналов внутриканальной сигнализации, что может быть интерпретировано как разъединение.

Для передачи данных длительность времени восстановления не столь критична, как частота появления этого события, поскольку в большинстве протоколов передачи данных процедуры восстановления исходного состояния и повторной передачи сообщения осуществляются независимо от того, сколько данных потеряно. Последствия будут проявляться в виде снижения итоговой скорости доведения информации до абонента. Кроме этого, потеря ЦС может приводить к включению аварийной сигнализации, которая, в свою очередь, вызывает автоматическое переключение на резервную систему [17].

Условия выхода из циклового синхронизма возникают в двух случаях. Первое, это когда задающий генератор приемного устройства теряет синхронизм с тактовой частотой в линии, например, из-за неуправляемого проскальзывания в импульсной последовательности на счётчике. Во-вторых, выходы из ЦС могут появляться в результате ошибок в канале, создающих ложные признаки данного события. Поэтому для минимизации вероятности ошибочных поисков ЦС требуется значительная избыточность в подаваемой синхронинформации. Фиксация потери циклового синхронизма происходит в случае, когда искажения синхросигнала (количество фактов отклонения параметров от регламентируемых значений) превышают некоторый порог за период наблюдения. Во всех способах ЦС (кроме статистического), рассмотренных далее, в информационный поток вводятся специальные биты или кодовые комбинации. Эти сигналы не обязательно должны передаваться в каждом цикле. Уменьшение их плотности позволяет снижать также и требуемую избыточность, что важно для систем с битовым группообразованием, т.е. систем PDH, но повышает вероятность потери ЦС.

Цикловая синхронизация с помощью добавочного символа. В этом способе производится введение дополнительного бита (тактового интервала, содержащего метку циклового синхросигнала) в информационный цикл с распознаванием его на приёмной стороне. Значение такого бита, как правило, изменяется от цикла к циклу. Тем самым приёмник считывает чередующуюся последовательность вида 1010..., которая получится, если из каждого цикла гипотетически изъять метку синхросигнала. Ожидаемое время вхождения в ЦС начиная со случайной точки определяется по следующему правилу [25]:

Время вхождения в ЦС ($t_{in,CCR}$)	=	Среднее число битов, проверенных прежде, чем был установлен ЦС	×	Среднее число битов, необходимых для опре- деления того, что данная позиция не является по- зицией циклового син- хросигнала
--	---	---	---	---

Так, при наихудшем стечении обстоятельств справедливо следующее соотношение:

$$t_{in,CCR} = \frac{N_{CR}}{2} \cdot 2N_{CR} = N_{CR}^2 \text{ [тактовых интервалов]}, \quad (2.2)$$

где N_{CR} – количество битов в цикле, включая бит ЦС.

Для сигнала E1, имеющего 193 бита в цикле [17], время установления ЦС составляет 37249 тактовых интервалов, или 24,125 мс. Существует так называемое *среднемаксимальное время установления ЦС*. Это среднее время, требуемое для установления циклового синхронизма в предположении, что необходимо подвергнуть распознаванию все биты, прежде чем будет найден бит циклового синхросигнала. Очевидно, что среднемаксимальное время вдвое больше среднего значения времени установления ЦС при случайной начальной точке, определяемого выражением (2.2). Величину $t_{in,CCR}$ можно уменьшить с помощью применения более сложных методов поиска, например, представленных в [9]. В одном из таких методов в каждый момент времени изучается принимаемый бит, но поиск начинается на несколько тактовых интервалов раньше позиции, где должен находиться цикловый синхросигнал. Метод эффективен в случае, когда кратковременное снижение точности частотной синхронизации вызывает небольшой сдвиг в работе счетчика. В другом методе используется параллельный поиск путем одновременной проверки всех позиций битов на наличие циклового синхросигнала. При такой процедуре поиска синхронизм устанавливается после того, как на последней из $N_{CR} - 1$ позиции информационных битов будет окончательно определено, что там нет циклового синхросигнала [25]. Вероятность события $P_{отс,ЦС}$, при котором ни на одной позиции информационных битов не будет обнаружен цикловый синхросигнал за n^* или меньшее число циклов, выглядит следующим образом:

$$P_{отс,ЦС} (\text{число циклов} < n^*) = \left[1 - \left(\frac{1}{2} \right)^{n^*} \right]^{N_{CR}-1}. \quad (2.3)$$

Положив значение $P_{отс,ЦС} = 1/2$ [9], можно определить среднее количество циклов для установления ЦС:

$$n^* = -\log_2 \left[1 - \left(\frac{1}{2} \right)^{N_{CR}-1} \right]. \quad (2.4)$$

Подставив $N_{CR} = 193$, получаем в результате $n^* = 8,1$ циклов, или примерно 1 мс.

Существуют стратегии, когда производится непрерывная проверка всех позиций битов, даже когда система находится в синхронизме. В этом случае, если будет обнаружена потеря ЦС, произойдет немедленное его установление.

Цикловая синхронизация с помощью заимствованных символов. Введение дополнительного символа в передаваемый цифровой сигнал приводит к возрастанию битовой скорости в линии, что является неэкономичным. Кроме этого, вводимые символы циклового синхросигнала могут вызвать аperiodичность моментов дискретизации сигнала при передаче или на приеме [25]. Цикловая синхронизация с помощью заимствованных символов представляет такой метод, когда без изменения скорости передачи информационные биты периодически заменяются битами, несущими заданную последовательность циклового синхросигнала. Такой метод аналогичен так называемым методам информационного доуплотнения в канале путём частичного замещения спектра одного сигнала другим с допустимым уровнем ошибок или искажений [69]. Если частота замен не связана непосредственно с частотой повторения информационных циклов, то эти замены могут быть распределены по всем каналам. Очевидно, что такой метод может применяться не всегда. Ограничения в применении будут аналогичными представленным в [69].

Цикловая синхронизация с помощью добавочного канала в основном идентична предыдущему методу за исключением того, что здесь символы циклового синхросигнала добавляются такой группой, что образуется добавочный TDM-канал. В результате этого скорость передачи в индивидуальных каналах и скорость передачи агрегатного потока находятся в целочисленном соотношении. Такое соотношение позволяет избежать появления аperiodичности, которая возникает при добавлении одиночного символа. Время установления ЦС в этом случае будет определяться следующим количеством тактовых интервалов [25]:

$$n_{CR} = \frac{N_{CR}^2}{2 \cdot (2^{L_{CR}} - 1)}, \quad (2.5)$$

L_{CR} - длина комбинации циклового синхросигнала. Выражение (2.5) справедливо при равновероятном появлении единиц и нулей.

Статистическая цикловая синхронизация. Известно [7], что отдельные биты ИКМ-последовательности не являются полностью случайными, а

проявляют определенные статистические свойства в зависимости от сочетаний битов во всей кодовой комбинации. Следовательно, цикловый синхронизм индивидуальных кодовых комбинаций может быть установлен путем наблюдения за статистическими свойствами считываемых разрядов. Очевидное преимущество статистической цикловой синхронизации состоит в возможности избежать появления аperiodических последовательностей без вынужденного ухудшения качества информационных каналов. Но тот факт, что при статистической синхронизации не выявляются отдельные каналы и имеется зависимость характеристик синхронизации от передаваемых сообщений, не позволяет ее использовать в большинстве приложений.

Цикловая синхронизация с помощью запрещенных в линии комбинаций. Для установления ЦС без привлечения какого-либо добавочного бита(ов) может быть использована комбинация, обозначающая например, границу цикла [17], которая запрещена для передачи информационного сигнала и по этой причине относительно несложно распознаётся. Но, как показано в [25], данный способ является эффективным для многоуровневого алфавита, в частности, для биполярного сигнала, где имеются дополнительные сигнальные уровни, что неприемлемо для ВОСП. К другому недостатку можно отнести также наличие вероятности двусмысленного считывания такой комбинации при возникновении битовой ошибки в ней. Основным достоинством способа, по мнению автора [25], является тем не менее низкая вероятность формирования ложной потери ЦС.

Таким образом, известные аналитические подходы к изучению синхросистем оставляют практически без рассмотрения процесс доведения синхроинформации до абонента, который при построении современных телекоммуникаций является весьма важным. Построение математических моделей в системах ЧС, учитывающих различные возмущающие воздействия, технические особенности оборудования и другие конкретные условия эксплуатации, обеспечит возможность оптимизации и масштабирования синхросетей при минимизации использования дорогостоящих специализированных устройств и итераций настройки, рис. 2.5. Препятствием на пути аналитического подхода, основанного на математическом, физическом и натурном моделировании, является сложность теоретического анализа реально происходящих на сети процессов. Тем не менее даже небольшое развитие данного направления представляет значительную научную и практическую ценность. В этой связи далее представлена математическая модель процесса передачи синхросигнала для SDH-системы по потоку E1 с прогнозом искажений в нём. Известно, что такой способ организации синхросети не рекомендован к использованию. Тем не менее он, во-первых, по-прежнему является весьма употребимым в России, во-вторых, в ряде случаев (например, при организации ведомственных сетей) может оказаться весьма приемлемым прежде всего по критерию «качество-цена».

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

Пусть сеть синхронизации построена с использованием парка уже действующих линий передачи и синхросигнал передается 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 [17], 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 группирования STM-N модуля можно охарактеризовать как операцию из трёх основных действий [45, 70]:

- 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. 2.7, 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 [17], 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, *interleave* [1, 17]) во входной буферный элемент памяти. Содержимое буфера представляет собой «контейнер» типа C-p-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, рис. F.1. 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. 2.7. 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.

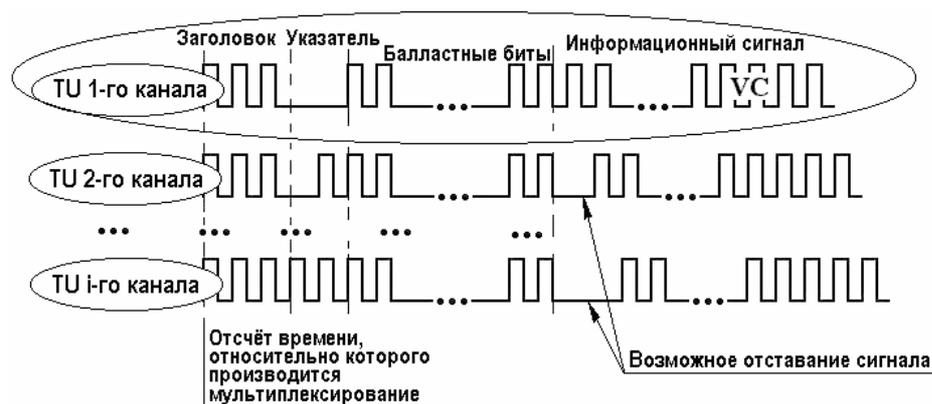


Рис. 2.7. Графическое представление операции выравнивания

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

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.

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 мульти-

плексироваться относительно вновь образованного отсчёта времени, если требуется получить модуль выше STM-1. Для получения STM-1 к административной группе добавляется заголовок.

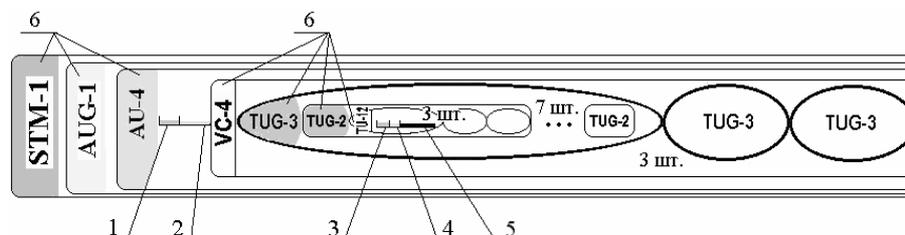


Рис. 2.8. Графическое изображение модуля STM-1, собранного на базе потоков E1: 1 и 3 – высокоскоростные и низкоскоростные указатели, соответствующие возможным задержкам, 2 – и 4 – балластные биты не показаны; 5 – цикл информационного сигнала, считанного в виртуальный контейнер VC-12; 6 – заголовки административных 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 [45] (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. 2.8.

Без учёта физических причин искажения сигнала и появления битовых ошибок, связанных с неидеальностью аппаратуры 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 AU-4 на скорости данной единицы порядка 140 Мбит/с (с длительностью такта $\Delta t_{AU-4} \approx 0.7 \cdot 10^{-8}$ с, где абсолютное значение наибольшей погрешности составляет $\delta_{\max}^{AU-4} \approx 0.35 \cdot 10^{-8}$ с), то низкоскоростные указатели устанавливаются TU-12 (TU-2 или TU-11 в зависимости от триба) на меньшей скорости порядка 1.6...6.4 Мбит/с (соответств. $\delta_{\max}^{TU-n} \approx 0.08...0.3 \cdot 10^{-6}$ с). В последнем случае значение ошибки примерно в 100 раз больше [51].

Погрешности, вносимые указателями при группообразовании, увеличивают вероятность ошибки PE в передаваемом информационном сигнале и

снижают точность синхросигнала, определяемую в соответствии с выражением (1.1) 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 [45, 51]: $X_{\ell j}^{(k)}(t)$ – 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, переподключение 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, см. раздел 2.5) на составляющие $X_{\ell j}^{(k)}(t)$, $Y_{\ell j}^{(k)}(t)$ и $Z_{\ell j}^{(k)}(t)$ объясняется различием в общем случае 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 [45]:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = X_{\ell j}^{(k)}(t) + Y_{\ell j}^{(k)}(t) + Z_{\ell j}^{(k)}(t); \\ \text{или при } N_{\ell j}^{(k)}(t) = 0 : \vartheta_{\ell j}^{(k)}(t) = X_{\ell j}^{(k)}(t) + Y_{\ell j}^{(k)}(t) + Z_{\ell j}^{(k)}(t). \end{cases} \quad (2.6)$$

Суммирование в (2.6) ведётся с учётом знаков X , Y и Z . Напомним, что здесь $N_{\ell j}^{(k)}(t)$ – абсолютная величина проскальзывания (см. раздел 2.5), измеряемая в секундах.

Тогда значение указателя для TU-блока u_ℓ окажется равным

$$u_\ell = \wp \left(\left[X_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] + \left[Y_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] + \left[Z_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right] \right). \quad (2.7)$$

В (2.7) квадратными скобками обозначена операция выделения целой части рационального числа [37]. 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 обо-

значений 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 [17], может быть представлено выражением

$$\delta u_\ell = \left\{ X_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\}. \quad (2.8)$$

В (2.8) фигурными скобками обозначена операция выделения дробной части рационального числа [37].

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 $\theta_{\text{АСГ}} = \partial(\Delta t)$:

$$\begin{aligned} \theta_{\text{АСГ}} &= \pm \delta u_\ell / \mathcal{G}_{VC} = \\ &= \pm \frac{1}{\mathcal{G}_{VC}} \cdot \left(\left\{ X_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} \right). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Нижний индекс АСГ используется для обозначения причины рассматриваемой ДВИ. Здесь речь идёт о ДВИ, а не о рассогласовании в определении раздела 2.5, так как в результате действия выражения (2.8) получается дробная часть тактового интервала. Коррекция на целое количество бит осуществляется указателями, согласно (2.7). Поэтому величина, получаемая в (2.9), соответствует рассогласованию в случае $|\mathbf{R}| \leq \tau_{\text{пр}}$ или тождественно совпадает с девиацией θ .

Обратим внимание, что выражение (2.9), представляющее собой функциональную зависимость вида $\theta_{\text{АСГ}} = \Gamma(X, Y, Z)$, отличается от зависимости, представленной выражением (2.6). В (2.9) 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 (2.6) 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

$$\left| \Delta f_{\text{АСГ}}^{(k)} \right| = \left(\left\{ X_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Y_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} + \left\{ Z_{\ell j}^{(k)}(t) \cdot \mathcal{G}_{VC} \right\} \right) \cdot \mathcal{G}_{VC}. \quad (2.10)$$

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 $PE_{\text{АСГ}}$, 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 $PE_{\text{АСГ}}$ для обоих типов решающих устройств. По аналогии с (1.28) для типа а) запишем [45]

$$PE_{\text{АСГ}}^{(k)} = \frac{1}{\tilde{E}} \cdot \left\{ \frac{1}{\chi} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_{\frac{\tilde{E}}{A_{\text{реал}}^{(k)}}}^{\infty} \Phi_j^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot E_{ij}^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} + \right. \\ \left. + \left(1 - \frac{1}{\chi}\right) \cdot \int_{\tilde{A}}^{\infty} \int_{\frac{\tilde{E}}{A_{\text{реал}}^{(k)}}}^{\infty} \Phi_j^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot E_{ij}^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \right\}. \quad (2.11)$$

В (2.11) плотность распределения вероятности Φ в общем случае не соответствует \mathfrak{F} , представленной в (1.28). В (2.11) так же 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 среднеквадратичной плотности шумового тока электронной схемы, то Φ в большинстве случаев может быть представлено распределением Гаусса с $\sigma_{\text{ш,эл.сх}}$. Учёт дробового шума, хорошо описываемого распределением Пуассона [13], 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 [45]

$$PE_{\text{АСГ}}^{(k)} = \frac{1}{\chi} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_0^{\tau_{\text{нр}}^{\text{реш}}} \Phi_j^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta_{\text{АСГ}} \cdot dA_{\text{реал}} +$$

$$+ \left(1 - \frac{1}{\chi}\right) \cdot \int_A^\infty \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \Phi_j^{(k)}(\theta_{\text{АСГ}}) \cdot \Phi(A^{(1)}, A_{\text{реал}}) \cdot d\theta_{\text{АСГ}} \cdot dA_{\text{реал}}. \quad (2.12)$$

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

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

$$\begin{cases} X = \rho_1(\theta_{\text{АСГ}}, Y, Z); \\ Y = \rho_2(\theta_{\text{АСГ}}, X, Z); \\ Z = \rho_3(\theta_{\text{АСГ}}, X, Y). \end{cases} \quad (2.13)$$

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 (2.13) можно представить в виде

$$\begin{cases} X = \rho_1(\theta_{\text{АСГ}}, Y, Z) = \rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_1^Y(Y) + \rho_1^Z(Z); \\ Y = \rho_2(\theta_{\text{АСГ}}, X, Z) = \rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_2^X(X) + \rho_2^Z(Z); \\ Z = \rho_3(\theta_{\text{АСГ}}, X, Y) = \rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}}) + \rho_3^X(X) + \rho_3^Y(Y). \end{cases} \quad (2.14)$$

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

$$\begin{aligned} \frac{\partial\rho_1}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_1^Y(Y)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_1^Z(Z)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_1^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}; \\ \frac{\partial\rho_2}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_2^X(X)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_2^Z(Z)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_2^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}; \\ \frac{\partial\rho_3}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} &= \frac{\partial\rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_3^X(X)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} + \frac{\partial\rho_3^Y(Y)}{\partial\theta_{\text{АСГ}}} = \frac{\partial\rho_3^{\theta}(\theta_{\text{АСГ}})}{\partial\theta_{\text{АСГ}}}. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Согласно равенству интегральных распределений вероятности [37,

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

дифференциала справедливо следующее:

$$\Phi(\theta_{АСГ}) \cdot d\theta_{АСГ} = \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{x}} \cdot \Theta(X) \cdot dX + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{y}} \cdot \Xi(Y) \cdot dY + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{z}} \cdot \Psi(Z) \cdot dZ. \quad (2.16)$$

В (2.16) 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 (2.13) параметр X однозначно определяется функцией ρ_1 , Y - ρ_2 и Z - ρ_3 , а также ввиду существования производных данных функций по переменной $\theta_{АСГ}$, разделим (2.16) на не равную нулю величину.

В результате имеем

$$\Phi(\theta_{АСГ}) = \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{x}} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{y}} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial \bar{z}} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}}. \quad (2.17)$$

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:

$$\Phi(\theta_{АСГ}) = \frac{\partial \Gamma}{\partial X} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Y} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Z} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}}, \quad (2.18)$$

в котором применительно к решаемой задаче соотношение $\Gamma(X, Y, Z) = \theta_{АСГ}$ определено по (2.9).

Вообще говоря, используемая там функция выделения дробной части рационального числа, согласно [37], является неоднозначной, рис. 2.9. Но так как целое количество тактовых интервалов корректируется указателями АСГ и описывается выражением (2.7), 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 $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z} = 1$.

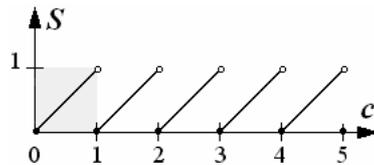


Рис. 2.9. График функции $S = \{c\}$. Во всём диапазоне значений аргумента функция S неоднозначна

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 (2.9) для значения аргумента, равного

единице, трактуется как односторонний предел слева [37].

В предложенной математической модели приняты следующие допущения:

1. Непрерывность и гладкость процессов $X_{ij}^{(k)}(t)$, $Y_{ij}^{(k)}(t)$ и $Z_{ij}^{(k)}(t)$, и как следствие - процесса $\theta_{ij}^{(k)}(t)$, связанного с последними выражением (2.6).

В технически реализуемых системах передачи, как упоминалось в разделе 1.5, все параметры меняются со временем непрерывно в силу конечных мощностей генераторов, помех и прочих влияющих факторов. Требование гладкости, выдвигаемое, кроме непрерывности к составляющим рассогласования, связано с необходимостью получения непрерывных частных производных $\frac{\partial \Gamma}{\partial X}$, $\frac{\partial \Gamma}{\partial Y}$ и $\frac{\partial \Gamma}{\partial Z}$ от функции Γ . В общем случае требование глад-

кости сужает диапазон решаемых задач. Разработанная математическая модель справедлива и для негладких процессов $X_{ij}^{(k)}(t)$, $Y_{ij}^{(k)}(t)$ и $Z_{ij}^{(k)}(t)$, но каждый такой случай необходимо рассматривать отдельно. Негладкость приводит к появлению разрыва частных производных Γ , разрыву функции плотности вероятности (2.18) и далее - к возможной расходимости интегралов (2.11) и (2.12), что войдёт в противоречие с действительностью. Сходимость (2.11) и (2.12) 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 [37], рис. 2.10 а. В такой точ-

ке разрыва интегралы претерпят значительное приращение, трактуемое на практике как «взрыв ошибок», что в данном случае будет соответствовать действительности. В случае разрыва второго рода, рис. 2.10 б) перечисленные интегралы окажутся расходящимися. Но следует заметить, что случай типа рис. 2.10 б) для реальных технических устройств практически не реализуем.

Возможная негладкость процессов X , Y и Z типа рис. 2.10 а) соответствует внезапному скачкообразному изменению параметров синхросигнала, который возможен, например, при неуправляемом проскальзывании, что на практике действительно приводит к резкому увеличению ошибок.

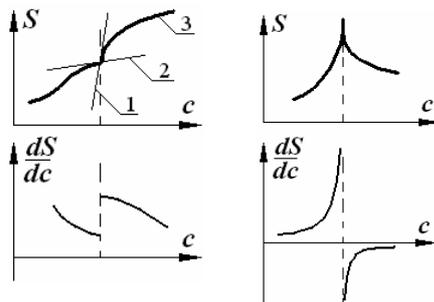


Рис. 2.10 а

Рис. 2.10 б

Рис. 2.10. График произвольной негладкой функции $S(c)$ и её производной $dS(c)/dc$ по параметру c : а - разрыв производной первого рода, связанный с конечностью её значений в точке разрыва - касательные 1 и 2 к графику 3 имеют углы, меньшие $|\pi/2|$; б - 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 (2.8) для определения абсолютного значения ошибки округления в операции цифрового выравнивания АСГ. По смыслу решаемой задачи увеличение аргумента далее первого интервала (более 1, рис. 2.9) не предполагается, так как такое возможное отставание сигнала корректируется цифровыми указателями согласно рекомендации G.707. Значение последних определяется в соответствии с выражением (2.7).

Переход в известную модель

Полученное выражение (2.18) для плотности распределения вероятности некоторой случайной величины, линейно связанной с несколькими другими независимыми случайными величинами, переходит в известное [37] в случае единственного аргумента.

Так, например, если $\theta_{АСГ} = \Gamma(X, Y, Z) \Big|_{Y=0, Z=0} = \Gamma(X)$, то функция обратной зависимости (2.13) для $X = \rho_1(\theta_{АСГ}, Y, Z) \Big|_{Y=0, Z=0} = \rho_1(\theta_{АСГ}) \equiv \rho(\theta_{АСГ})$ 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 (2.18), имеем

$$\begin{aligned} \Phi(\theta_{АСГ}) &= \frac{\partial \Gamma}{\partial X} \cdot \Theta(\rho_1) \cdot \frac{\partial \rho_1}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Y} \cdot \Xi(\rho_2) \cdot \frac{\partial \rho_2}{\partial \theta_{АСГ}} + \frac{\partial \Gamma}{\partial Z} \cdot \Psi(\rho_3) \cdot \frac{\partial \rho_3}{\partial \theta_{АСГ}} \Big|_{Y=0, Z=0} = \\ &= \Theta(\rho) \cdot \frac{\partial \rho}{\partial \theta_{АСГ}}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

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 (2.11) и (2.12) справедливы при отсутствии проскальзывания, т.е. когда рассогласование остаётся меньше длительности такта (маски) приёмника и можно положить $\mathbf{R}_{\ell_j}^{(k)}(t) = \theta_{\ell_j}^{(k)}(t)$. 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 [17], вызывая «взрыв» ошибок. Моделирование такой ситуации с использованием (2.11), (2.12), равно как и (1.28) и (1.31), даёт $PE \geq 1$, что с физической (технической) точки зрения соответствует действительности.

Резюме

Сегодня для систем передач характерна значительная пространственная распределённость, многофункциональное строение и высокое быстродействие. Кроме того, в основу их действия заложен принцип одновременности переключения в приёмнике и передатчике. В этой связи задача обеспечения синхронности работы составляющих ВОСП устройств является одной из основополагающих и системы синхронизации приобретают всё более весомую роль в обеспечении работоспособности цифровых телекоммуникаций.

Анализ технических принципов, на которых базируются системы синхронизации, показал, что их правомерно разделить на фазовую синхронизацию, частотную и временную. Значительное внимание при аналитическом подходе, основанном на математическом моделировании, в литературе уделено ФС-системам. По-видимому, это связано с тем, что некоторое время назад именно устройства ФС являлись основным из источников нестабильности синхросигнала. Среди аналитических подходов к задаче ВС в настоящее время имеет практическую ценность метод синхронизации цифровых последовательностей по проверке гипотезы о соответствии принятого случайного процесса переданным меткам синхронизации, получивший название метода цикловой синхронизации. Выбор метода ЦС из ряда широко употребляемых зависит от технических особенностей как системы передачи, так и оборудования.

Аналитический подход к вопросам обеспечения устройств связи частотной синхронизацией, т.е. информацией об эталонной частоте (или частоте ведущего генератора) при иерархическом способе построения синхросетей, в литературе практически не представлен. Учитывая, что ЧС является наиболее важной на современном этапе развития систем телекоммуникаций, построение математических и физических моделей процессов передачи синхросигнала является актуальной задачей.

Анализ работоспособности систем телекоммуникаций, проведённый на основе результатов их настройки и эксплуатации, показал, что к наиболее серьёзными негативным последствиям приводят такие искажения в ЧС, как изменение длительности такта (в импульсном синхросигнале, передаваемом, например, по потоку E1, 2,048 Мбит/с), или изменение частоты гармонического синхросигнала. Результатом таких искажений является различие скоростей записи и считывания информации в сетевых устройствах, что ведёт к проскальзываниям и в конечном итоге – к потере информации или замедлению скорости её доведения до абонента. Для снижения последствий неточной ЧС применяются устройства эластичной памяти, снижающие частоту неуправляемых проскальзываний, а также дающих возможность в определённой мере управлять этим явлением.

Для улучшения качества работы систем телекоммуникаций и обеспечения эффективности их дальнейшего прогресса необходимо улучшать точность синхросигнала (прежде всего в частотной синхросистеме). Реально

улучшить точность синхросигнала на конкретном сетевом элементе можно путём как улучшения точности подводимого синхросигнала, так и уменьшением количества транзитных узлов, расположенных на пути последнего. Одним из вариантов может служить рекомендация к применению концепции BITS, которая предполагает как наличие специализированных устройств, снижающих дрейф частоты, так и подведение синхросигнала независимо от каналов данных, в частности, не прибегая к уплотнению синхроканала в SDH-модуль.

Тем не менее сегодня в России остаётся широко употребляемым вариант передачи импульсного синхросигнала по потоку E1 с уплотнением его в STM-N модуль. Данный вариант особенно распространён в синхронных корпоративных сетях и сетях ведомственных операторов ввиду дороговизны за действия отдельного канала под синхросигнал. Метод выделения синхрочастоты из STM-N модуля оказывается адекватным не во всех случаях, так как требует входного сигнала со статусом PRS.

В связи с этим находит актуальность статистическая математическая модель перечисленного выше процесса. Модель представлена в виде интегральных выражений для вероятности битовой ошибки в случае двух типов решающих устройств, широко применяемых 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. Полученные результаты позволяют прогнозировать изменения в точности уплотняемого синхросигнала в зависимости от случайных влияющих факторов. Данная модель представляет интерес при создании виртуального компьютерного полигона, моделирующего работу системы телекоммуникаций.