

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 [13] для обеспечения запаса по мощности, основывается как на умеренных технических требованиях к усилителю приемника, так и может привести к усложнению режимов работы других компонентов ВОСП – увеличению оптической мощности в оптоволоконном тракте, увеличению количества регенераторов и т.д. Последствием этого, возможно, будет уменьшение количества WDM-каналов с целью уменьшения влияния нелинейных эффектов, неоправданное удорожание системы передачи, что, как указывалось выше, является ощутимым для корпоративных 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 [45, 46]. 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 [42, 47, 48] 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 $\theta_{\text{пр}} \neq \theta_{\text{пер}}$. [49]. 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 [45]. 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:

$$\theta_{\text{пр}}(t) = \tau_{\text{пр}}(t) - \Delta t, \quad \theta_{\text{пер}}(t) = \tau_{\text{пер}}(t) - \Delta t. \quad (1.18)$$

В (1.18) $\tau_{пр}(t)$ и $\tau_{пер}(t)$ – 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 [17]. Появляющееся отличие частот передатчика и приёмника (отличие длин тактовых интервалов: $\tau_{пр} \neq \tau_{пер}$) под влиянием $\theta(t)$ приводит к тому, что запись импульсов сигнала передатчика и считывание их схемой приёмника производятся 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. 1.9.

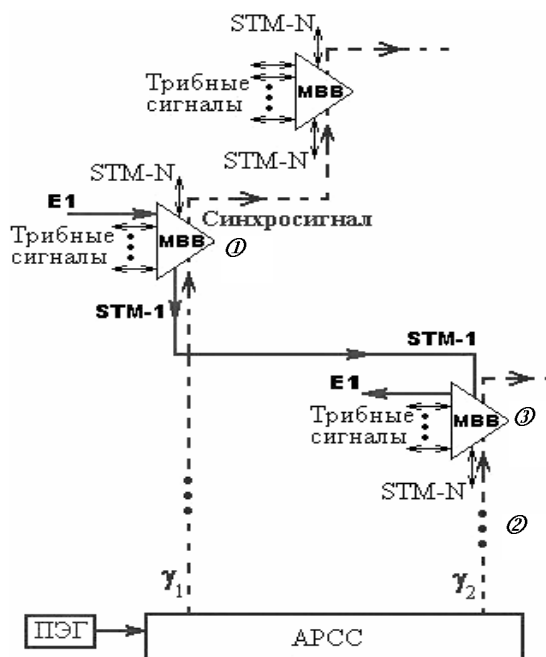


Рис. 1.9. Схема представления возможности передачи информационного и синхросигналов к какому-либо узлу (например, 3) из различных узлов сети (соответственно 1 и 2). Сигналы синхронизации от АРСС к узлу 1 и к узлу 3 передаются по разным линиям, соответственно, в общем случае – имеют различное качество; ϖ_1 и ϖ_2 – параметры, характеризующие точность синхросигнала, реально поступающего на мультиплексоры.

АРСС – аппаратура размножения сигнала синхронизации, МВВ – мультиплексор ввода-вывода, ПЭГ – первичный эталонный генератор

Необходимо отметить, что параметр θ не является достаточной (полной) характеристикой неточности синхронизации и связанной с ней эмпири-

ческой оценки вероятности ошибки в синхронных системах передачи. Значение θ , регламентируемое НТД и измеряемое прибором (например, типа Sun-Set-E10 [3]), характеризует возможное изменение такта в определённый момент времени без предоставления дополнительной информации (о предыстории процесса или возможном прогнозе 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.

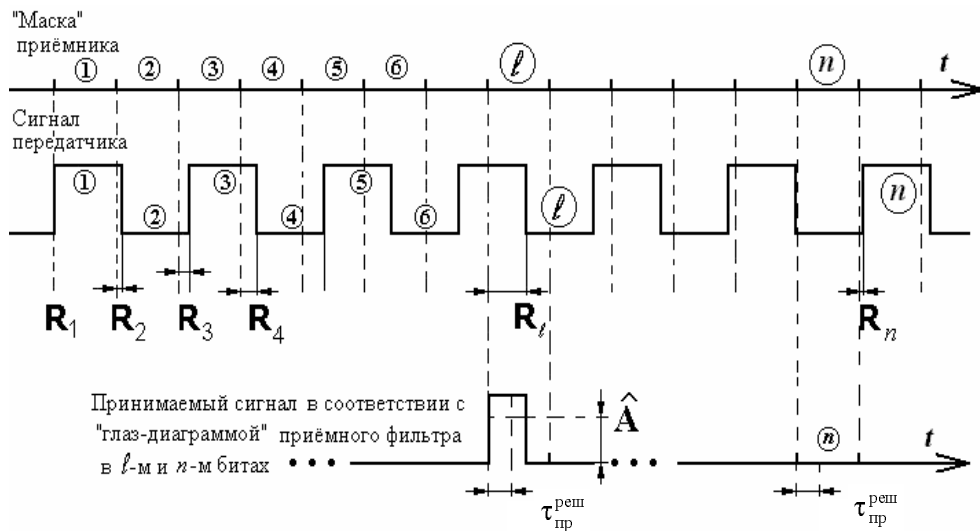


Рис. 1.10. К определению введённой величины временного рассогласования.

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 $\tau_{пр}^{реш}$. В случае, если $R(t) \geq \tau_{пр}^{реш}$, может произойти ошибка считывания бита

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* [46], характеризующего *отличие длительностей* временных тактов в приёмнике и передатчике. Определим количественную меру рассогласования $R_j^{(k)}$ 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. 1.10. Тогда по определению:

$$\mathbf{R}_{\ell_j}^{(k)} = \tau_{\text{пер}\ell_j}^{(k)} - \tau_{\text{пр}\ell_j}^{(k)}. \quad (1.19)$$

Для случая бит-интерливинга [1] 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 отчёту от начала такта [17], дальнейшее рассмотрение будем проводить именно для такого случая. Знак рассогласования определим по аналогии с терминами положительного или отрицательного стаффинга следующим образом: согласно [17], 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 $\mathbf{R}_{\ell_j}^{(k)} > 0$.

Для удобства проведения дальнейших математических операций перейдём 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 определённом закону происходит не мгновенно.

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

$= (\tau_{\text{пер}\ell_j}^{(k)} - \tau_{\text{пр}\ell_j}^{(k)}) \cdot t$. 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:

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

Квадратными скобками обозначена операция выделения целой части рационального числа [37]. Для произвольно меняющихся

функций $\tau_{\text{пер}}^{(k)}(t)$ и $\tau_{\text{пр}}^{(k)}(t)$ аналогично (1.19) запишем:

$$\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = \tau_{\text{пер}\ell j}^{(k)}(t) - \tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}(t). \quad (1.20)$$

Если в течение всего интервала наблюдения величина рассогласования остаётся меньше такта (маски) приёмника, т.е. $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) < \tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}$, 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. $\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) \geq \tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}$, тогда

$$\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t) = N_{\ell j}^{(k)}(t) - \theta_{\ell j}^{(k)}(t). \quad (1.21)$$

В (1.21) $N_{\ell j}^{(k)}(t)$ - 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 (1.20), (1.21) для единичного коэффициента передачи фотоприёмного модуля запишем:

$$E_{\ell j}^{(k)}(\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}) = A_{\text{реал}\ell j}^{(k)}(t - \xi(t)) \cdot \left\{ \frac{\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t - \xi(t))}{\tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}(t - \xi(t))} \right\} \cdot \tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}(t - \xi(t)) + \\ + A_{\text{реал}\ell j}^{(k)}(t) \cdot \tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}(t) \cdot \left(1 - \left\{ \frac{\mathbf{R}_{\ell j}^{(k)}(t)}{\tau_{\text{пр}\ell j}^{(k)}(t)} \right\} \right). \quad (1.22)$$

В (1.22) $A_{\text{реал}\ell j}^{(k)}(t)$ - амплитуда реально принимаемого сигнала некоторого ℓ -го бита в приёмнике k -го ГСЭ в j -м канале в момент t . Первое слагаемое в (1.22) характеризует энергию, принятую в смещённом предыдущем тактовом интервале вследствие рассогласования, второе слагаемое - в текущем по аналогии с [14]. Оценку значений амплитуды принятого сигнала, рассогласо-

вания 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 [47, 48], 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 PE считывания бита согласно [37] определится выражением

$$PE = P(0|1) \cdot P(1) + P(1|0) \cdot P(0), \quad (1.23)$$

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

Реальный цифровой сигнал с учётом вводимого скремблера, избыточности при кодировании и т.д. имеет неравновероятное появление логических 1 и 0 вследствие появляющегося последействия (логической зависимости) символов в информационном сигнале [7, 36]. В этом случае

$$P(1) = \frac{1}{\chi} \quad \text{и} \quad P(0) = 1 - \frac{1}{\chi}. \quad (1.24)$$

В (1.24) χ – среднестатистическая скважность импульсов, которая в дискретных системах передачи (где длительность такта при передаче 1 равна длительности такта при передаче 0) определяется [36]: $\chi = \lim_{N^{\text{ин}} \rightarrow \infty} \frac{N^{\text{ин}}}{N^{(1)}}$. Здесь $N^{\text{ин}}$ –

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

Без учёта рассогласования мгновенное напряжение, которое подаётся на устройство регенерации цифрового сигнала внутри каждого тактового интервала, состоит из напряжения сигнала и напряжения шума [13] со среднеквадратическим значением σ_b . Предполагается, что в ВОЛП возможен аддитивный гауссовский шум, являющийся результатом сложения шумов различных источников: лазера, дробового и теплового шума, шума, связанных 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. 1.1. Параметры \tilde{A} и \tilde{E} относятся к конструктивным для конкретно рассматриваемой системы передачи, так как определяются типом используемой аппаратуры, условиями эксплуатации и пр. Тогда $\tilde{A} = \frac{\tilde{E}}{\tau_{\text{пр}}}$ и

условную вероятность в отсутствие рассогласования $P^b(0|1)$ можно представить как

$$PE^b(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\bar{A}} \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}}^b)^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot dA_{\text{реал}}^b. \quad (1.25)$$

В (1.25) $A^{(1)}$ – установленное НТД значение амплитуды сигнала. Для большинства ВОЛП 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. 1.1, 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 $\mathcal{G}_j^{(k)}(\mathbf{R}_j^{(k)})$ или для $N_{\ell_j}^{(k)}(t) = 0$ – плотность распределения $\mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta_{\ell_j}^{(k)})$. В общем случае функции \mathcal{G} и \mathfrak{Z} не являются идентичными, так как проскальзывание 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 [50], 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 [50] получить $\mathcal{G}_{\ell_j}^{(k)}$. 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 [51]

$$PE^R(0|1) = \frac{1}{\bar{A}} \cdot \int_{\tilde{\mathbf{R}}}^{\infty} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot E(\theta) \cdot d\theta. \quad (1.26)$$

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. 1.1. Выражение для $E(\theta)$ соответствует (1.22), в котором для принятого допущения о редких проскальзываниях можно положить $\xi = \Delta t$. С учётом (1.25) и (1.26) полная условная вероятность $P(0|1)$ для рассматриваемого типа решающих устройств и $\mathbf{R} > 0$ определится [51]:

$$PE(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\tilde{E}} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_{\tilde{E}/A_{\text{реал}}}^{\infty} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot E(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \quad (1.27)$$

В (1.27) $A_{\text{реал}}$ - мгновенная амплитуда считываемого сигнала, отличающаяся от нормативного значения $A^{(1)}$ ввиду как действия шумов, так и рассогласования, рис. 1.1. В (1.25) ... (1.27) 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:

$$PE_{\ell j}^{(k)} = \frac{1}{\sigma_{b \ell j}^{(k)} \sqrt{2\pi}} \cdot \frac{1}{\tilde{A}} \cdot \left\{ \frac{1}{\gamma} \cdot \int_0^{\tilde{A}} \int_{\tilde{E}/A_{\text{реал}}^{(k)}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{\ell j}^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_{b \ell j}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} + \left(1 - \frac{1}{\gamma}\right) \cdot \int_{\tilde{A}}^{\infty} \int_{\tilde{E}/A_{\text{реал}}^{(k)}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{\ell j}^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{A_{\text{реал}}^2}{2\sigma_{b \ell j}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \right\} \quad (1.28)$$

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

$$\int_{\tilde{E}/A_{\text{реал}}^{(k)}}^{\infty} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot E_{\ell j}^{(k)}(\theta) \cdot d\theta \equiv 1 \quad \text{и} \quad \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}_j^{(k)}(\theta) \cdot d\theta \equiv 1, \quad (1.29)$$

а также, установив порог принятия решения на половине значения от номинальной величины энергии в такте и положив равновероятную посылку $P(1) = P(0)$, выражение (1.28) переходит в известное [13], 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 [51]:

$$PE(0|1) = \frac{1}{\sigma_b \sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^{\hat{A}} \int_0^{\tau_{\text{пр}}^{\text{реш}}} \mathfrak{Z}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{\text{реал}})^2}{2\sigma_b^2}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{\text{реал}} \quad (1.30)$$

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

$$PE_{ij}^{(k)} = \frac{1}{\sigma_{b_{ij}}^{(k)} \sqrt{2\pi}} \cdot \left\{ \frac{1}{\chi} \cdot \int_0^{\hat{A}} \int_0^{\tau_{ip}^{perm}} \mathfrak{S}_j^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{(A^{(1)} - A_{реал})^2}{2\sigma_{b_{ij}}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{реал} + \left(1 - \frac{1}{\chi}\right) \cdot \int_{\hat{A}}^{\infty} \int_0^{\tau_{ip}^{perm}} \mathfrak{S}_j^{(k)}(\theta) \cdot \exp\left(-\frac{A_{реал}^2}{2\sigma_{b_{ij}}^{(k)2}}\right) \cdot d\theta \cdot dA_{реал} \right\}. \quad (1.31)$$

Выражения (1.28) и (1.31) для вероятности битовой ошибки справедливы по отношению как к сигналам передачи данных с нахождением значения PE^{inf} , так и к сигналам синхронизации (PE^{syn}), так как в общем случае решающее устройство, работающее в системе фазовой автоподстройки [10], может быть настроено по типу как а), так и 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 $A_{реал_{ij}}^{(k)}(t)$ и, как следствие - процессов $\mathbf{R}_{ij}^{(k)}(t)$ и $\theta_{ij}^{(k)}(t)$, связанных выражениями (1.21) и (1.22). 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 (1.22) 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 [47, 48], 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 [47], 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 (1.28), (1.31) должны содержать плотность распределения вероятности величины \mathbf{R} , а не θ . Однако для проведения ко-

личественных расчетов, представляющих интерес при построении 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 [37] дальнейших оценок. Но, как упоминалось 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 [10]. В случае, когда в каком-либо частном случае обнаружится зависимость шума и рассогласования в системе, в выражениях (1.28), (1.31) должны присутствовать совместные плотности распределения вероятности, полученные для данного конкретного случая с учётом имеющихся в такой системе особенностей.

Резюме

Сегодня уровень развития средств телекоммуникаций настолько высок, что при проведении работ по проектированию, настройке, масштабированию сети практически невозможно базироваться только на квалификации оператора и разработчика. Хотя такой подход достаточно широко распространён сегодня в России, тем не менее всё больше при решении задач ВОСП обращаются к измерениям на сети. В отношении ведомственных систем связи использование дорогостоящей измерительной техники и операций по выполнению самих измерений бывает зачастую трудно реализуемой задачей. Поэтому решение проблемы может быть найдено в создании и использовании компьютерного полигона, имитирующего работу ВОСП, позволяющего анализировать те или иные ситуации на сети в процессе реальной её работы практически без использования как дорогих средств измерений, так и высококвалифицированного персонала.

Компьютерное моделирование работы системы телекоммуникаций невозможно без использования математических и физических моделей тех процессов, которые реально происходят при приёме и передаче цифровых сигналов. Цель аналитического моделирования – в нахождении взаимосвязей между группами параметров: конструктивных параметров ВОСП, представляющих интерес для разработчика, настройщика, которые можно определить путём измерений на сети, от которых зависит в конечном итоге выбор оборудования и архитектуры, и пользовательскими параметрами, интересующими потребителя, такими как скорость передачи, количество предоставляемых услуг и т.д. Но так как использование базовых моделей, основанных на описании общих физических и математических закономерностей, требует описания процесса приёма-передачи сигналов не частными, а общими характеристиками, которые не зависят непосредственно от конструктивных особенностей системы передачи, то существует необходимость в использовании промежуточных, обобщённых параметров. Под такими обобщёнными параметрами, именуемыми критериями работоспособности, прежде всего понимаются показатели надёжности и помехоустойчивости.

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 виртуального полигона для исследования ВОСП.

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.