

Лазер с импульсным режимом работы следует характеризовать следующими параметрами:  $T_{им}$  – длительность импульса в течение периода следования импульсов, и  $T_{пер}$  – период следования импульсов с учётом скважности, т.е. времени формирования импульса [90]. Введём параметр  $\wp$ , характеризующий соотношение этих длительностей:

$$\wp = \frac{T_{им}}{T_{пер}} = T_{им} \cdot f_{laser}. \quad (4.50)$$

В (4.50)  $f_{laser}$  – нормируемый параметр импульсных лазеров – частота следования импульсов.

После момента поступления импульса накачки (980 нм) на вход усилителя EDFA, рис. 4.12, *а*, в легированном световоде начинается процесс увеличения концентрации атомов с инверсной заселённостью электронов, т.е. параметр  $N^{инв}$  растёт в первом приближении по экспоненциальному закону вида

$$N^{инв} = N_{пор}^{инв} \cdot (1 - \exp(-t / \tau_{рост})), \quad (4.51)$$

где  $N_{пор}^{инв}$  – пороговая величина концентрации атомов с инверсной заселённостью электронов, когда частоты спонтанных и вынужденных электронных переходов сравниваются [39];  $\tau_{рост}$  – характерная постоянная времени, задающая возрастание  $N^{инв}(t)$ , рис. 4.12, *б*. Если бы по истечении времени  $T_{пер}$  от начала поступления импульса накачки не произошло уменьшение амплитуды излучения накачки (по сути, непрерывный режим), то достигнутая концентрация атомов с инверсной заселённостью в EDFA оставалась бы на достигнутом уровне, как это имеет место в известном способе [19]. Но имеющее место уменьшение (спад) амплитуды излучения накачки повлечёт планомерный спад величины  $N^{инв}(t)$  с постоянной времени, в общем случае отличающейся от приведённой в (4.51):

$$N^{инв} = N_{пор}^{инв} \cdot \exp(-t / \tau_{спад}), \quad (4.52)$$

Несоответствие  $\tau_{рост} \neq \tau_{спад}$  в общем случае может объясняться инерционностью и т.д. Следовательно, величина  $N^{инв}(t)$ , характеризующая коэффициент усиления EDFA, будет совершать осцилляции в случае импульсной накачки. Очевидно, что такие же осцилляции будут характерными и для  $K_{yc}(t)$ , рис. 4.12, *б*. Из последнего можно выделить постоянную и переменную составляющие:  $K_{yc}^{(var)}$  и  $K_{yc}^{(const)}$ . От соотношения этих параметров будет зависеть степень искажения усиливаемого цифрового сигнала. Пусть в EDFA поступает информационный импульс (1550 нм) малой амплитуды, рис. 4.12, *в*. На протяжении данного импульса имеют место несколько всплесков коэффициента усиления. В момент всплеска (подачи импульса накачки) имеет место мгновенный эффективный коэффициент усиления, равный

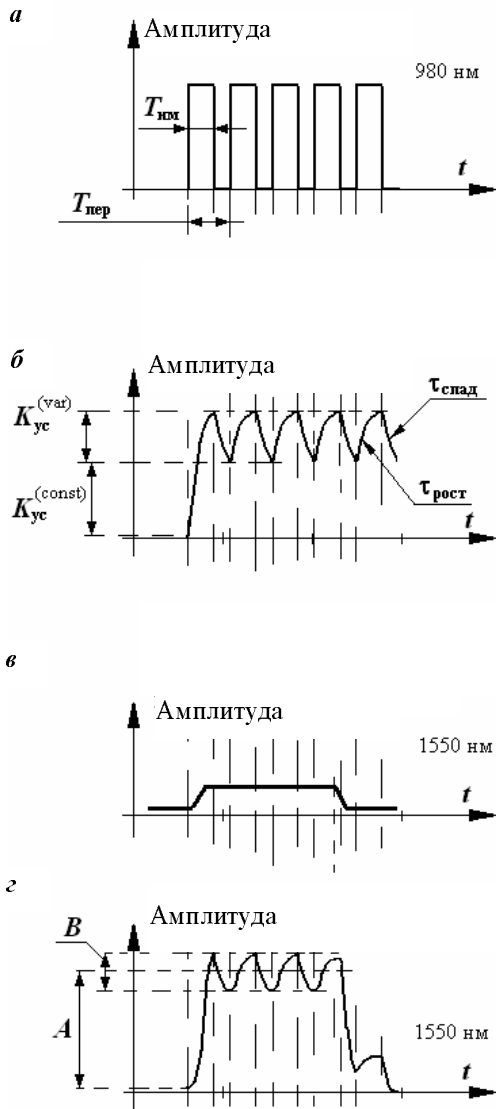


Рис. 4.12. Временная диаграмма усиления цифрового сигнала в EDFA с импульсной накачкой: *a* – амплитуда импульсов накачки; *б* – амплитудное значение концентрации атомов с инверсной заселённостью (то же, что коэффициент усиления EDFA); *в* – амплитуда входного информационного импульса; *г* – амплитуда информационного импульса на выходе EDFA

$$K_{yc}^{(1)} = K_{yc}^{(const)} + K_{yc}^{(var)}. \quad (4.53)$$

По истечению импульса накачки эффективный коэффициент усиления EDFA будет определяться меньшей величиной:

$$K_{yc}^{(2)} = K_{yc}^{(const)}. \quad (4.54)$$

Иллюстрация сказанного приведена на рис. 4.12, *г*. Безусловно, вариация коэффициента усиления приведёт к дрожанию амплитуды усиливаемого цифрового сигнала. Если определить некоторую среднюю величину амплитуды информационного импульса за *A*, (рис. 4.12, *г*) и амплитуду дрожаний за *B*, то соотношение «сигнал/шум», связанное с импульсной накачкой, будет иметь вид

$$S/N^{имп,EDFA} = A/B. \quad (4.55)$$

Величина спада коэффициента усиления (рис. 4.12, *б*), а за ней и величина *B* (рис. 4.12, *г*) будут зависеть от соотношения  $\beta$  и величин  $\tau_{рост}$ ,  $\tau_{спад}$ . Следовательно, как качество приёма, так и вероятность ошибки считывания бита как базовый параметр, характеризующий последнее, также будут зависеть от  $\beta$ ,  $\tau_{рост}$ ,  $\tau_{спад}$ .

Если для стекла, легированного эрбием, параметры  $\tau_{рост}$  и  $\tau_{спад}$  могут варьироваться в очень незначительных пределах (определяются технологией изготовления, концентрацией атомов эрбия среди атомов стекла и т.д.), то параметр  $\beta$  можно подбирать

в зависимости от модели лазера накачки, т.е. включая всё многообразие последних.

Очевидно также, что лазер накачки с заданным параметром  $\beta$  обеспечит неодинаковое качество приёма цифрового сигнала на различной битовой скорости. Если величина  $\Delta t/T_{им}$  близка к 1, то может заметным оказаться шум с плотностью вероятности распределения, близкой к Пуассоновской форме, связанный с наложением / неналожением импульса накачки (момента всплеска коэффициента усиления) на импульс информационный. Такой шум существенно снизится при  $\Delta t/T_{им} \gg 1$ . Здесь  $\Delta t$  – тактовый интервал в системе передачи, непосредственно связанный с битовой скоростью  $B$ :  $\Delta t = 1/B$ . С целью введения в рассмотрение обозначим такой шум как «дробовой шум из-за импульсной накачки». В предельном случае, когда  $\Delta t = T_{им}$ , причём  $T_{пер} > 2\Delta t$ , на рис. 4.13 представлена временная диаграмма, характерная для процесса усиления информационных импульсов.

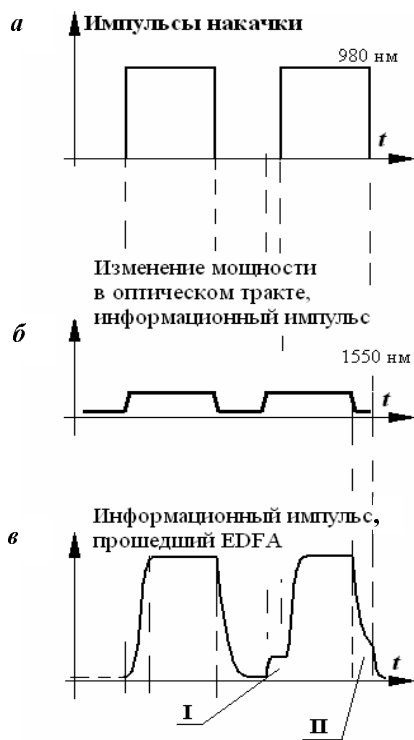


Рис. 4.13. Временная диаграмма, характеризующая результат усиления цифрового сигнала, когда  $T_{пер} > 2\Delta t$ .

Области I и II на диаграмме в) характеризуют: I – недоусиление цифрового импульса логической единицы из-за отсутствия накачки в данном интервале времени, II – нежелательное усиление логического нуля и, возможно, присутствующих там аддитивных шумов в связи с наличием накачки в данном временном интервале

Рис. 4.13 иллюстрирует возможное искажение импульсного сигнала в том числе и по длительности временного интервала, связанное с режимом накачки.

В случае, когда  $\tau_{рост} = \tau_{спад}$  и  $\Delta t/T_{им} \gg 1$ , при условии, что амплитуда импульса накачки составляет 100 мВт, которое обеспечивает достижение насыщения для концентрации атомов с инверсно заселёнными электронными

уровнями в EDFA, на рис. 4.14 приведена графическая зависимость  $PE^{имп}(\varphi)$  для легированного эрбием световода длиной 15 м (см. Приложение J). От длины световода зависит результирующий коэффициент усиления. Видно, что при стремлении  $\varphi$  к единице вероятность ошибки снижается из-за уменьшения осцилляций амплитуды информационного импульса. По сути, ситуация  $\varphi \rightarrow 1$  является приближением импульсной накачки к непрерывной.

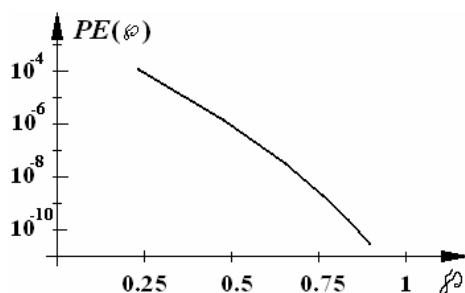


Рис. 4.14. Зависимость вероятности ошибки от относительной длительности импульса накачки

Важной задачей при исследовании возможности использования дистанционной накачки EDFA является оценка ресурса и срока службы световода, по которому производится совместная передача сигнала данных и накачки. Как правило, это одномодовый световод типа SF в приложении к сетям российских предприятий ТЭК. Одним из значимых факторов, влияющих на ресурсные показатели, является акустическая волна в материале сердцевины световода при ВРМБ. Данный эффект аналогичен циклической деформации, приводящей к развитию усталости в материале и в конечном итоге – к микротрещинам. Очевидно, что последние могут стать причиной разрыва световода и существенного снижения пропускания в нём.

Тем не менее способ создания архитектур ВОЛП, включающий сегменты с дистанционной накачкой волоконно-оптических усилителей, представляет интерес при проектировании оптоволоконных телекоммуникационных систем. Оценка конструктивных параметров такой системы в зависимости от характеристик составляющих её компонентов – световодов, ОУ, лазера накачки и т.п. – должна проводиться с учётом информационных параметров передаваемого цифрового сигнала, способа его обработки в приёмнике и других требований к ВОСП. Очевидно, что приложениями такой телекоммуникационной системы могут быть сегменты сетей предприятий ТЭК, где экономически нецелесообразным представляется как размещение стандартного усилителя-регенератора на сети из-за коротких межузловых соединений и отсутствия необходимости значительного усиления, так и подключение накачки для ОУ в зоне усиления – из-за специфики монтажа ВОЛП и её трудодоступности.

### 4.2.3. Метод коррекции цифрового сигнала, искажённого действием нелинейных эффектов

Согласно изложенному выше, в ряде приложений систем телекоммуникаций является целесообразным применение нестандартных технических решений, в частности, при построении оптоволоконного линейного тракта с использованием дистанционной накачки волоконно-оптических усилителей. Обладая рядом преимуществ, способ дистанционного подключения ОУ приводит к искажению цифрового сигнала на приёме. В зависимости от режима накачки ОУ искажения могут сводиться как к вариациям значения амплитуды информационного импульса, так и изменениям его длительности, появлению кратковременных коротких импульсов и т.д. К особенно заметным искажениям принимаемой информации приводит блуждание длительности такта в сигнале частотной синхронизации, передаваемой, например, импульсной последовательностью вида 0, 1, 0, 1, 0 и т.д.

Внезапные скачки частоты или фазы ведущего синхросигнала являются причиной перенастройки всего шлейфа ведомых генераторов сетевого сегмента (см. раздел 2), что сопровождается заметным увеличением вероятности ошибки  $PE$ , потерей бит, снижением качества или даже прекращением передачи. При использовании протоколов высокого уровня, таких как ОКС-7, PRI, NetFusing, CC15#7 и подобных им, [3, 4], потеря даже одного бита приводит к обрыву соединения.

Используемые во входном каскаде приёмника системы фазовой автоподстройки частоты и фазы (пример представлен на рис. 4.15) предназначены для коррекции медленно меняющихся флуктуаций – с постоянной времени, существенно превосходящей длительность такта [1, 7, 9, 10]. Случайное изменение длительности такта вида рис. 4.16 воспринимается схемой слежения как изменение частоты, схемой некогерентного приёма [8] – как изменение фазы, после чего производится вынужденная перенастройка, которая, вообще говоря, не должна иметь место в рассматриваемой ситуации – в случае искажения ведущего синхросигнала.

Большинство известных схем ФАП [9, 10], разработанных для систем радиосвязи, решают задачи слежения за несущей с коррекцией по боковым и высшим гармоническим составляющим, обеспечивают учёт доплеровского изменения частоты, устойчивы к шумам благодаря использованию «псевдошумовых генераторов» с периодом в  $2^L - 1$  символов, хранящихся в сдвиговом регистре с  $L$  ячейками [10], отслеживания сигналов с медленно флуктуирующей фазой на базе некогерентного приёма [8, 9] с устанавливаемой задержкой на  $T \neq \pi/2$  (используются в радио- и звуколокационных измерениях) и прочее. Необходимо отметить, что в стандартной постановке задачи построения систем синхронизации для ВОСП присутствует установка о заведомо более высокой точности ведущего синхросигнала в сравнении с точностью ведомого ГСЭ. Сложность обеспечения сетевых узлов достоверной ин-

формацией о частоте синхросигнала заключается в необходимости разработки специальных технических мероприятий, компенсирующих искажение синхросигнала при передаче его по сегментам ВОЛП.

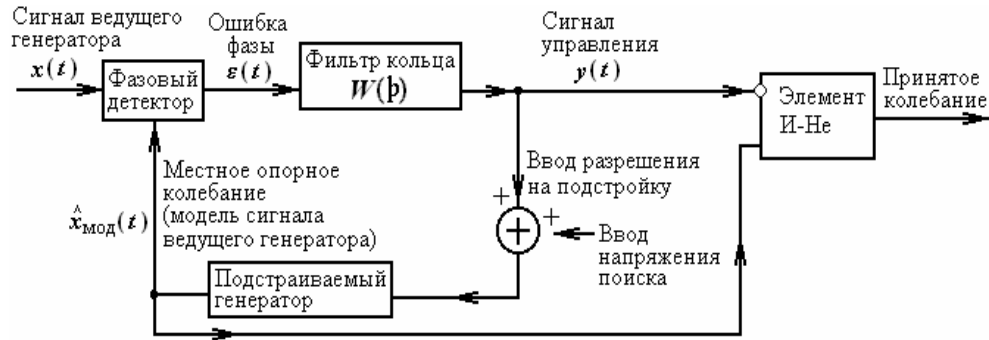


Рис. 4.15. Базовая схема захвата синхросигнала ведущего генератора на основе цепи ФАП. Схема соответствует когерентному приёму – начальные значения фазы сигнала  $\Phi_0[x(t)]$  и фазы модели принимаемого сигнала  $\hat{\Phi}_0[\hat{x}(t)]$  совпадают



Рис. 4.16. Иллюстрация возможного искажения информативного параметра – длительности такта в сигнале синхронизации

Одним из существенных отличий цепей фазовой автоподстройки, разработанных для радиосвязи и радиоизмерений от аналогичных схем для ВОСП, является обязательное требование учёта медленного изменения частоты несущей или модулирующего сигнала (при импульсно-кодовой модуляции) за длительный промежуток времени (с постоянной времени  $\bar{\tau}_{\text{фп}} \gg \Delta t$ ), связанного главным образом с доплеровским эффектом и конечным (не скачкообразным) изменением скорости подвижных объектов. Задача корректного отслеживания коротких скачкообразных изменений, происходящих в ВОСП из-за искажающих нелинейных, дисперсионных или интерференционных оптических эффектов или по логическим причинам (см. разделы 2 и 3), таким как результат операций АСГ, проскальзываний и т.д., с возвратом на предыдущее номинальное значение частоты, в ранних работах не ставилась.

Заметим, что применение схемы некогерентного приёма с установ-

ленной задержкой на  $T \neq \pi/2$  [9] не позволяет с достаточной эффективностью избежать ложной перенастройки генераторов при искажении синхросигнала, представленного на рис. 4.16. Главной причиной является случайный характер изменений тактового интервала с неизвестной в общем случае плотностью вероятности распределения этой длительности, так же случайный характер наступления моментов времени, когда происходят такие искажения (а не через определённое наперёд заданное количество символов).

Иными словами, искажение длительности такта в принимаемом цифровом сигнале, особенно если это ведущий сигнал синхронизации, может привести к нарушению режима работы не только сетевого узла данного приёмника, но и подключённых к нему далее устройств, расположенных на последующих сетевых узлах, для которых данный узел предоставляет ведущий синхросигнал. В свете сказанного система отслеживания в приёмнике должна проводить коррекцию принимаемого сигнала с компенсацией ложных признаков к перенастройке ведомого генератора.

Если в некотором интервале времени АВ, рис. 4.17, *a*, произошло, например, несанкционированное снижение частоты ведущего синхросигнала, то следящие ФАП окажутся расстроенными, модуль ошибки фазы ФАП  $|\varepsilon(t)|$  возрастёт, заставляя перестраиваться ведомый генератор. На рис. 4.17 графики  $|\varepsilon(t)|$  и  $PE(t)$  изображены пунктирными линиями ввиду их статистического характера. Учитывая, что возможна ситуация получения синхросигнала и информационного сигнала от разных объектов сети, например, по схеме рис. 1.9, очевидно, что в интервале АВ произойдёт возрастание вероятности ошибки считывания бита (на узле 3 схемы рис. 1.9). Следует также отметить, что точность синхронизации, определяемая в [28] и используемая при проектировании сетей синхронизации и присоединении операторов связи рассматривается в нормативных документах как среднестатистическая величина, получаемая путём усреднения большого количества значений, соответствующих, например, каждому тактовому интервалу, см. также раздел 2. Так, при наличии «скачков» сигнала синхронизации его среднестатистическая точность может оставаться достаточно высокой (например, порядка  $10^{-9}$ ), а в момент такого «скачка» падать ниже  $10^{-6} \div 10^{-7}$ . Следовательно, в этот момент точность собственного генератора ГСЭ, во-первых, превосходит точность ведущего синхросигнала, во-вторых, ведущий синхросигнал для передачи на следующие сетевые узлы должен корректироваться данным сетевым генератором.

Практика настройки и ввода в эксплуатацию синхронного оборудования на ведомственных сетях предприятий ТЭК [21, 22] показывает, что в подавляющем большинстве случаев значение наблюдаемой точности ведущего синхросигнала определяется именно частотой возникновения внезапных скачкообразных его ухудшений различной длительности и «амплитуды». В отсутствие влияния физических и логических возмущающих факторов как ведущее синхронное оборудование (АРСС и др.), так и ведомые ГСЭ обла-

дают значительной точностью (собственная точность ГСЭ в таких условиях не превосходит  $10^{-8}$ ).

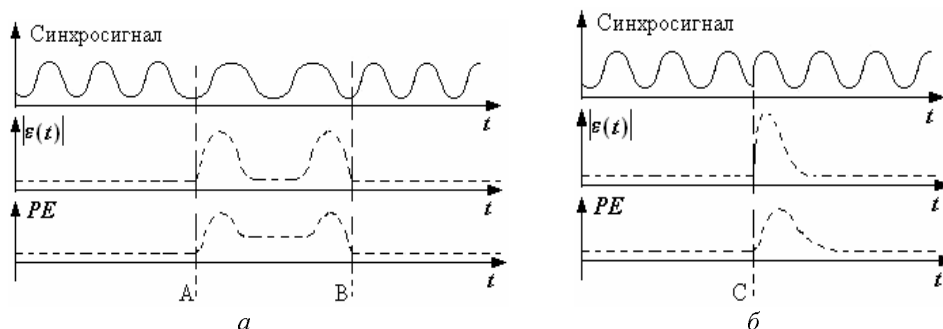


Рис. 4.17. Модель возможного кратковременного изменения частоты синхросигнала (в интервале АВ (а) или в точке С (б)):  $|\varepsilon(t)|$  – модуль ошибки фазы ФАП

Для уменьшения эффекта «обмана» ведомых ФАП предложена структурная схема системы автоподстройки [91, 92], содержащая элемент памяти, предназначенный для запоминания значений фазовой ошибки  $\varepsilon(t)$  в различные моменты времени (рис. 4.18) и логическую схему, производящую усреднение и вырабатывающую разрешение на перестройку подстраиваемого генератора (ПГ). Система обеспечивает усреднение значений  $\varepsilon(t)$ , полученных в различные моменты времени с отбрасыванием явных промахов [9] (для чего порог  $\neq 0$ ) либо ограничивая попадание в цепь обратной связи ФАП значений  $\tilde{\varepsilon}(t)$ , заметно отличающихся от среднестатистического, и не производит подстройку при таком входном сигнале. Система ФАП может также обеспечивать хранение (а соответственно, и использование в работе) ошибок  $\varepsilon(t)$  в соответствии с их плотностью распределения вероятности. Так, длительность хранения  $t_L$  значения  $\varepsilon_L(t)$  в ячейке  $L$  зависит от того, как часто наблюдается  $\varepsilon_L(t)$  на данном узле связи, т.е. от плотности распределения его вероятности  $p^e$ . Предполагается, что, во-первых, фазовая ошибка  $\varepsilon(t)$  главным образом является причиной скачкообразных изменений параметров ведущего синхросигнала (с возвращением в дальнейшем значений его параметров на уровень, установленный НТД). Во-вторых, реально эксплуатирующиеся ПГ характеризуются не случайным блужданием частоты, а планомерным её уходом с использованием примерно одинаковых значений подстраиваемой  $\varepsilon(t)$ . Значение «ухода» ПГ может меняться в зависимости от времени суток, исполнения АРСС, ГСЭ и прочее от узла к узлу связи и т.д.



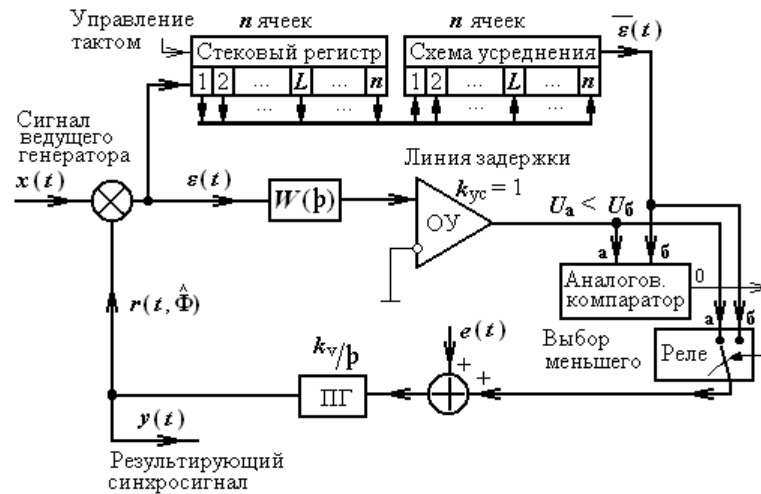


Рис. 4.18. Схема цепи ФАП, производящей подстройку по среднестатистическому значению фазовой ошибки.

$W(p)$  – передаточная характеристика фильтра нижних частот в операторной форме,  $y(t)$  – выходной сигнал,  $e(t)$  – приложенное начальное напряжение к перестраиваемому генератору,  $r(t, \hat{\Phi})$  – сигнал на выходе ПГ,  $\hat{\Phi}$  – оценка фазы принимаемого сигнала,  $k_v/p$  – передаточная характеристика ПГ,  $k_v$  – крутизна модуляционной характеристики ПГ. Предполагается, что коэффициент усиления операционного усилителя (ОУ)  $k_{ус}$  может быть небольшим

Данную задачу можно решить на базе стекового регистра с большим количеством ячеек (128 и более). Каждое вновь поступающее значение в такте записывается на место хранящегося там дольше всего (последнего). Чем чаще встречается какое-либо значение  $\varepsilon(t)$ , тем большее количество ячеек будет его содержать. На выходе регистра производится усреднение содержимого всех ячеек и сигнал подстройки для ПГ вырабатывается в соответствии с меньшим из значений  $\varepsilon_L(t)$  и  $\bar{\varepsilon}(t)$ . Когда система работает в нормальном режиме («скачки» синхронизации отсутствуют), то  $\varepsilon_L(t) < \bar{\varepsilon}(t)$  за счёт участия промахов при формировании  $\bar{\varepsilon}(t)$ . Цепь ФАП настраивает «уходящий» ПГ на поступающий синхросигнал (выбирает меньшее из  $\varepsilon_L(t)$  и  $\bar{\varepsilon}(t)$ ). Если произошло несанкционированное изменение длительности такта и  $\varepsilon_L(t) \geq \bar{\varepsilon}(t)$ , цепь ФАП игнорирует значение  $\varepsilon_L(t)$  и настраивает «уходящий» ПГ в соответствии с фазовой ошибкой, полученной в более ранние моменты времени, – вновь выбирает меньшее из  $\varepsilon_L(t)$  и  $\bar{\varepsilon}(t)$ . Выбор меньшего по амплитуде из двух аналоговых сигналов может быть осуществлён на базе аналогового компаратора и управляемого реле. Если порог компаратора установлен по сигналу  $\bar{\varepsilon}$  (рис. 4.18) и в  $L$ -й момент времени  $U_a < U_b$ , то на выходе компа-

ратора установлен сигнал логического 0 и реле настроено на замыкание цепи **а**. С превышением уровня сигнала в цепи **а** компаратора над уровнем сигнала в цепи **б** на выходе компаратора устанавливается логическая 1 и реле переключается. Линия задержки в данной цепи, построенная, например, на базе операционного усилителя, предназначена для обеспечения корректности работы микросхем – установления чёткой временной последовательности входящих сигналов.

Непрерывающаяся настройка позволяет сохранить флаг присутствия ведущего синхросигнала [17]. Длительное отсутствие «промахов» приводит к  $\varepsilon(t) \cong \bar{\varepsilon}(t)$ , что не мешает процессу подстройки цепи ФАП. Напротив, заметное изменение значения фазовой ошибки, которое, например, может быть связано с внешними воздействиями на активную аппаратуру, изменением качества передачи и т.д., приводит к изменению порога цепи ФАП с соответствующим «пропуском» больших значений  $\varepsilon(t)$ . Предлагаемые системы ФАП должны оставаться устойчивыми вследствие неизменности (сохранения) коэффициента усиления кольца и использования интегрального фильтра с характеристикой  $W(p) = 1/p$ .

В [93] представлены результаты экспериментального исследования показателей работоспособности системы передачи, в которой ведущий синхросигнал корректировался кольцом ФАП по схеме рис. 4.18. Для обеспечения возможности подключения разработанной схемы ФАП к реально действующему мультиплексору (использовался FG155А) блок-схема кольца ФАП была разделена на две составляющие – первая, стандартным образом присутствующая в мультиплексоре, и вторая – содержащая вновь введённые компоненты, выведенные на отдельную монтажную плату, рис. 4.19.

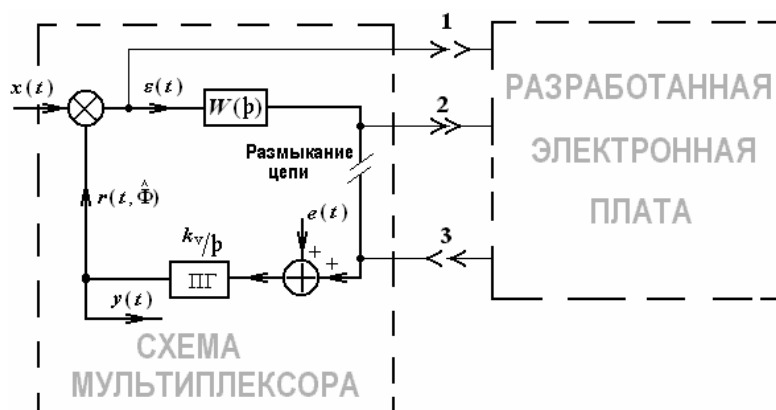


Рис. 4.19. Схема доработки стандартной системы автоподстройки частотного синхросигнала мультиплексора

Такой подход позволил избежать разработки и монтажа блоков фазового детектора, фильтра кольца с заданной характеристикой  $W(p)$ , подстраи-

ваемого генератора и суммирующего устройства, пропускающего сигнал разрешения на подстройку генератора. Изготовление таких устройств, во-первых, повлекло бы финансовые затраты, во-вторых, вызвало бы значительные технические трудности из-за неизвестности в общем случае их технических параметров, определяемых конструкторско-технологическими документами производителя.

После доработки цепей ФАП мультиплексоров по представленному на рис. 4.19 методу были проведены измерения параметров синхросигнала на исследуемом сетевом сегменте. Иллюстрация результата компенсации скачкообразного изменения длительности импульса, снижающего качество синхронизации, представлена на рис. 4.20: на рис. 4.20 а) изображена осциллограмма входного для системы ФАП сигнала, содержащего «скачок». На рис. 4.20 б) изображена осциллограмма сигнала, поступающего с выхода предложенного кольца ФАП. Результаты измерений параметров, характеризующих качество синхросигнала, также показали значимость предложенного схемно-конструктивного решения.

Следовательно, имеющие место искажения цифрового сигнала на реально эксплуатирующейся сети можно компенсировать схемой ФАП, содержащей запоминающее устройство отслеживаемой ошибки фазы и усредняющее её значение. Подстройка под текущее значение  $\varepsilon(t)$ , которое не больше усреднённого  $\bar{\varepsilon}(t)$ , позволяет избежать ложной перенастройки генератора сетевого элемента при скачкообразном изменении параметров принимаемого цифрового сигнала.

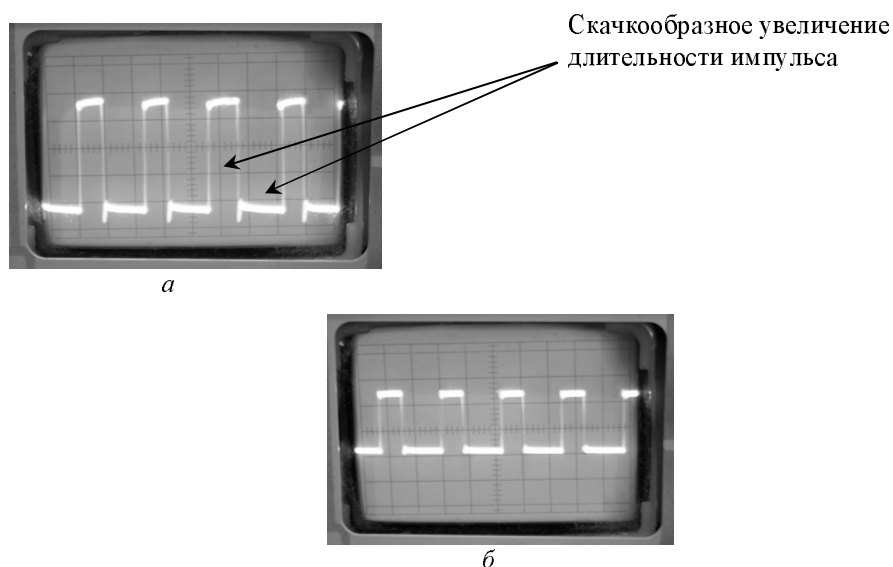


Рис. 4.20. Сигнал в цепи ФАП на входе (а) и на выходе (б). Скачкообразные искажения скомпенсированы

Таким образом, при построении сегментов систем телекоммуникаций необходимо учитывать конкретные условия эксплуатации и возможные искажающие факторы, имеющие место для проектируемого участка. Для ведомственных оптоволоконных сетей, характеризующихся небольшими длинами межузловых соединений, может оказаться целесообразным применение ОУ. Способ дистанционной накачки при подключении последних обеспечивает лёгкость монтажа легированного световода на ВОЛП и удобство подключения лазера накачки на сетевом узле без необходимости обеспечения электропитания в зоне усиления. В случае использования приемлемого импульсного лазера накачки по отношению к битовой скорости в сети появляется возможность снижения стоимости телекоммуникационного оборудования. Неизбежные искажения цифрового сигнала, в том числе импульсного синхросигнала, передаваемого на рассматриваемом сегменте, при определённых условиях удастся скомпенсировать системой фазовой автоподстройки с логической схемой, обеспечивающей выбор фазовой ошибки, по которой производится подстройка частоты ведомого генератора.

#### **4.3. Интерференция в системах телекоммуникаций и её применение в компонентах систем передач**

Физическое явление интерференции волн в той или иной мере всегда было присуще системам телекоммуникаций. В цифровых сетях электросвязи, физической моделью которых выступали длинные линии [8, 32, 115], интерференция приводила к необходимости согласования генератора с нагрузкой. В случае несогласованной нагрузки передаваемая энергия, в том числе переносимая информацию, частично отражалась от точки подсоединения нагрузки на линейном тракте обратно в генератор, снижая его срок службы и уменьшая коэффициент передачи линейного тракта. Согласованность генератора с нагрузкой или сегментов линейных участков, которые могут иметь различные физические параметры, влияющие на условие распространения волн, означает, что на каждом таком участке должно укладываться целое число полуволн с учётом «коэффициента преломления». Если в оптике коэффициент преломления  $n$  однозначно определяет длину волны света в материале:  $\lambda_{\text{мат}} = \lambda_0 \cdot n$ , то в электрической линии на длину волны сказывается как ёмкостная, так и индуктивная составляющие комплексного сопротивления, имеющего место в линейном тракте. Следовательно, обеспечить согласование генератора с нагрузкой в электрической длинной линии можно, меняя либо частоту генератора  $\omega_0$ , либо параметры  $R_T$ ,  $L_T$ ,  $C_T$  линейного тракта, либо параметры  $R_N$ ,  $L_N$  и  $C_N$ , характеризующие нагрузку. Но так как в реальных системах передачи параметры  $\omega_0$  и  $R_T$ ,  $L_T$ ,  $C_T$  являются унифицированными и не могут подстраиваться под каждого вновь подключаемого абонента, технически целесообразно обеспечивать согласование путём вариации значений