

удк 681.128.56

## МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

**А.Х. Султанов**, заведующий кафедрой телекоммуникационных систем УГАТУ, д.т.н.

**И.Л. Виноградова**, профессор кафедры телекоммуникационных систем УГАТУ, д.т.н; tks@ugatu.ac.ru

**А.А. Кашбиев**, соискатель кафедры ТС УГАТУ

**Ключевые слова:** оптические системы передачи, многолучевой интерферометр, эрбиевый усилитель, чирпирование, искажение цифрового сигнала.

**Введение.** Одно из направлений исследований в области развития телекоммуникационных систем предполагает разработку «умных» средств, обеспечивающих интеллектуализацию волоконно-оптической линии передачи (ВОЛП), или, иными словами, возможность управления информационным сигналом. Становится актуальной разработка и моделирование систем, способных обеспечить заданные дополнительные параметры сигнала, например, определённый уровень выходной мощности, чирпирование и т.д., наряду с реализацией основного требования – обеспечение минимального уровня вносимых искажений. Безусловно, всё это может решаться с использованием соответствующего поставленной задаче набора компонентов ВОЛП (в ряде случаев – достаточно большого). Однако чем их больше, тем выше и уровень отражённого сигнала, не говоря уже о неизбежном возрастании уровня вносимых сопутствующих искажений. Следовательно, представляет интерес создание волоконно-оптических компонентов, выполняющих фактически сразу несколько функций преобразования оптического сигнала. При этом перспективным представляется использование оптических эффектов (там, где это необходимо) без привлечения электронных средств.

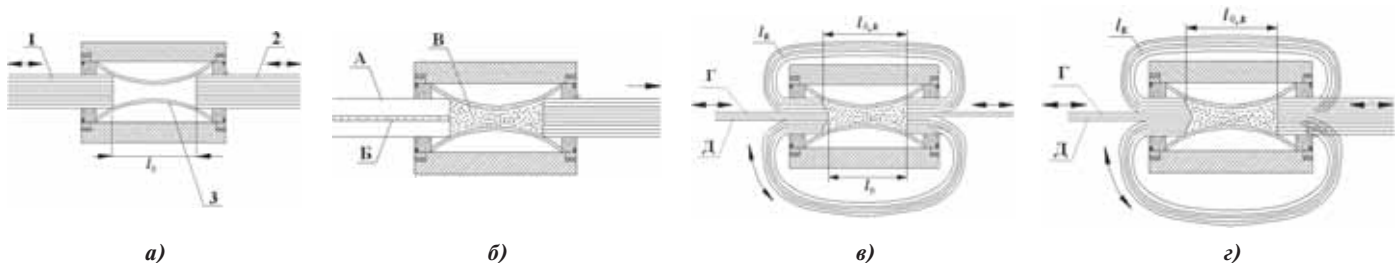
**Принцип построения устройства преобразования.** Следует отметить, что разработка любого компонента ВОЛП не может быть актуальной в отрыве от решаемой телекоммуникационной задачи. Поэтому рассмотрим случай построения волоконно-оптической сети топологии «точка – многоточка», но, в отличие от традиционных PON (Passive Optical Networks), предположим подключение удалённых (~ 100 км), возможно, корпоративных, абонентов. Для этого необходим волоконно-оптический разветвитель  $1 \times N$ , обеспечивающий, помимо равномерного разделения входного сигнала,

уровень мощности в выходных оптических каналах не менее 0 дБм [1], достаточный для передачи к удалённому абоненту. С учетом существенного повышения битовых скоростей (до 1...10 Гбит/с и далее) в системах абонентского доступа [2, 3], а также успешного внедрения средств компенсации хроматической дисперсии (ХД), основанных на использовании свойств сигнала [4, 5], рассматриваемый разветвитель должен выполнять операцию преобразования чирпа. Это обеспечит, например, отрицательный характер чирпирования в выходных каналах и, кроме того, позволит получить не только требуемый запас мощности, но и снизить негативное влияние ХД на ВОЛП.

Для этого возьмем за основу волоконно-оптический разветвитель  $N \times N$  со смесительным элементом [6], рис. 1, а.

В отличие от традиционных разветвителей (7) рассматриваемое устройство обеспечивает равномерное разделение входного излучения в выходные каналы, если их количество не превышает 150 [6]. Использование смесителя с зауженной областью и специальным профилем позволяет обеспечить одномодовый характер передачи. Указанный профиль в общем случае не является сферическим; его необходимо рассчитывать в зависимости от профиля показателя преломления световодных каналов [8] (см. поз. 3 на рис. 1, а). В частности, несферические профили могут быть удобнее для подключения ОВ с учётом возможного различия их свойств.

В данном случае в разветвителе заменим  $N$  входных однотипных каналов на два канала – один для подачи излучения накачки (А на рис. 1, б), а другой – для подачи информационного сигнала (Б). При этом смеситель следует выполнять из материала, легированного редкоземельными элементами, например, эрбием – для передачи в области третьего окна прозрачности ОВ. Входные каналы могут быть основаны, например, на многомодовом и одномодовом световодах, либо – на многослойном ОВ [9], сердцевинная область которого служит для передачи информационного сигнала, а внешняя – для передачи сигнала накачки. При этом интер-



**Рис. 1.** Волоконно-оптическое устройство преобразования со смесительным элементом

**а** – разветвитель  $N \times N$  со смесителем: 1 и 2 – входные/выходные световодные каналы, 3 – профиль смесителя; **б** – разветвитель  $1 \times N$  со смесителем: А – область подачи сигнала накачки для эрбиевой среды; Б – информационного сигнала; В – область легирования; **в** и **г** – устройства преобразования, содержащие дополнительные световодные каналы: Г – канал для подачи информационного сигнала; Д – для подачи сигнала накачки (в общем случае каналы Г и Д могут быть основаны на ОВ различных типов); **е** – передача сигнала вида  $1 \times 1$ ; **з** – передача сигнала вида  $1 \times N$ , обеспечивающего не только преобразование, но и разделение сигнала

ферометр Фабри–Перо (ИФП) в составе устройств (выполненных в соответствии с рис. 1, а и б), образованный торцами входных и выходных световодных каналов с расстоянием между ними  $l_0$ , должен быть настроен на максимум передачи центральной длины волны информационного сигнала  $l_0$ , т.е.  $l_0 = m_0 \frac{\lambda_0}{n}$ , где  $m_0$  – порядок интерференционной картины, а  $n$  – показатель преломления материала смесителя. Пусть  $n$  остается неизменным для всего объема смесителя и равным показателю преломления сердцевин световодов, задействованных в устройстве (например SMF-28).

Заметим, что наличие эрбиевой среды уже приводит к положительному смещению чирпа входного излучения – ввиду «включения» эффекта нелинейного преломления. Но для того чтобы усилить эффект положительного чирпирования, введём в состав устройства дополнительные световодные каналы (рис. 1, в и з), обеспечивающие как интерференционную задержку коротковолновых, т.е. «синих» составляющих излучения относительно длинноволновых, т.е. «красных» составляющих при соответствующем подборе параметров устройства, так и повышение контрастности интерференционной картины в целом, для сравнительно небольших значений коэффициента отражения зеркал ИФП  $\rho \cong 0,1 \dots 0,4$  [10]. Выполнение последнего требования – главное условие ( $\rho \leq 0,4$ ), при котором интерференционные искажения не вносятся в передаваемый сигнал [11].

Причём дополнительные световодные каналы в смесителе (например, на входном торце, рис. 1, в и з) расположены с небольшим сдвигом таким образом, чтобы расстояния между торцами соответствующего дополнительного световода длиной  $l_k$  равнялись  $l_{0,k}$ . Это обеспечит спектральную избирательность для полос  $\Delta\lambda_k$  с центральными длинами волн  $\lambda_k$  при  $l_{0,k} = m_0 \frac{\lambda_k}{n}$ , на которые можно разбить суммарную спектральную ширину  $\Delta\lambda_0$  (с учетом чирпирования) входного излучения. Разницу набега фаз для указанных спектральных составляющих  $\lambda_k$  относительно  $\lambda_{k\pm 1}$  и т.д. будут обеспечивать разные по длине дополнительные световодные каналы: для «красных» составляющих – более короткие, а для «синих» – более длинные. Отличие  $\lambda_{0,k-1}$  от  $\lambda_{0,k}$  должно оставаться небольшим и составлять, например, для чирпированного входного излучения с суммарным различием в  $\Delta\lambda_0 \cong 0,05$  нм (с параметром чирпирования  $C_\omega \cong -1$  [12]) порядка 0,005 нм для  $K = 30$ . Это обеспечит единый для всего устройства порядок интерференции  $m$  и может быть реализовано, в частности, соответствующей огранкой пучка входных световодных каналов. Здесь  $K$  – количество дополнительных световодных каналов, определяющих спектральное полосовое представление сигнала.

Различие в длинах для  $l_{k-1}$  и  $l_k$  и будет определять задержку соответствующей спектральной составляющей и в конечном итоге – чирпирование выходного излучения.

**Оценка коэффициента отражения зеркал интерферометра.** Для моделирования процесса преобразования информационного сигнала в рассматриваемом устройстве и последующего определения его конструктивных параметров необходимо, главным образом, задать коэффициент отражения зеркал ИФП  $\rho$ . Оценим данный параметр исходя из следующего соображения. В устройстве предполагается использовать эрбиевую среду, которая, как известно, при накачке на длине волны 980 нм имеет провал усиления в области 1540...1545 нм [13], что может привести к деградации передаваемых каналов. Чтобы скомпенсировать провал, подберем рабочую точку ИФП, определяемую через  $\rho$  таким образом,

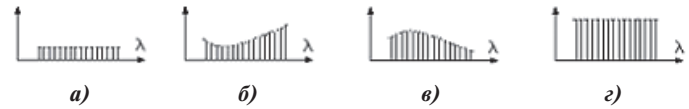


Рис. 2. Многоканальный информационный сигнал:

а – сигнал, поступающий на вход устройства; б – сигнал на входе в ИФП; в – сигнал на выходе ИФП; з – сигнал на выходе устройства

чтобы максимум передаточной функции ИФП приблизительно совпадал с минимумом передаточной функции эрбиевой среды, т.е. находился в пределах 1540...1545 нм (см. рис. 2). Приблизительное совпадение связано с тем, что передаточная функция ИФП симметрична относительно максимума, а зависимость коэффициента усиления эрбиевой среды от длины волны не симметрична.

Таким образом, длина волны, на которой наступает максимум передаточной функции ИФП,  $\lambda_{\max} = 1540$  нм; для нее интенсивность излучения на выходе ИФП  $I_{\max} = 1$  отн.ед. При изменении длины волны на  $\Delta\lambda$  интенсивность излучения на выходе ИФП изменится на  $\Delta I$ . Пусть для спектральной границы многоканального сигнала  $\Delta\lambda = 1550$  нм – 1540 нм = 10 нм. В соответствии с выражением для передаточной функции ИФП [14] запишем:

$$1 = \frac{1}{1 + H \sin^2 \left( \frac{2\pi n l_0}{\lambda_{\max}} \right)} \quad \text{и} \quad 1 - \Delta I = \frac{1}{1 + H \sin^2 \left( \frac{2\pi n l_0}{\lambda_{\max} + \Delta\lambda} \right)}, \quad (1)$$

где  $H = \frac{4\rho}{(1-\rho)^2}$ . Соотношение между  $l_0$  и порядком интерференции  $m_1$  даёт:

$$\frac{2\pi n l_0}{\lambda_{\max}} = \frac{\pi}{2} m_1. \quad (2)$$

Из (1) получаем:  $1 - \Delta I = \frac{1}{1 + H \sin^2 \left( \frac{\pi}{2} \frac{m_1 \lambda_{\max}}{\lambda_{\max} + \Delta\lambda} \right)}$  или, относительно  $H$ :

$$H = \frac{\Delta I}{1 - \Delta I} \sin^{-2} \left( \frac{\pi}{2} \frac{m_1 \lambda_{\max}}{\lambda_{\max} + \Delta\lambda} \right).$$

Из-за того что ИФП оказывает влияние и на излучение накачки, желательно, чтобы интерферометр был настроен на максимум передаточной функции и на длину волны  $\lambda_{\text{pump}} = 980$  нм. Поэтому, принимая во внимание (2), запишем:

$$l_0 \cong \frac{\lambda_{\max} m_1}{4n} = \frac{\lambda_{\text{pump}} m_2}{4n}. \quad (3)$$

Очевидно, что соотношение целочисленных параметров  $m_1$  и  $m_2$  должно приблизительно соответствовать соотношению  $l_{\max}$  и  $l_{\text{pump}}$ . Так как числа 1540 и 980 соотносятся как 11:7, необходимо выполнить условие:

$$m_1 : m_2 = 7 : 11. \quad (4)$$

Пусть значение  $\Delta I$ , которое должно соответствовать в относительных единицах перепаду характеристики усиления легированной среды (см.рис. 2, б и в) равно  $\Delta I \cong 0,87 I$ , что соответствует усилению линейного EDFA 9,5 дБм [13]. С учетом этого коэффициент  $\rho$  может быть найден в результате решения системы уравнений:

$$\begin{cases} \frac{4\rho}{(1-\rho)^2} = \frac{\Delta I}{1-\Delta I} \sin^{-2} \left( \frac{\pi}{2} \frac{m_1 \lambda_{\max}}{\lambda_{\max} + \Delta\lambda} \right); \\ \frac{\lambda_{\max} m_2}{4n} \frac{\pi \sqrt{\rho}}{1-\rho} \cong l_0. \end{cases} \quad (5)$$

Исходя из необходимости обеспечения длины смесителя порядка 1...2 мм, а также в соответствии с (4), получено, что при  $n = 1,48$  и  $m_j = 4,10^3$  (для  $\lambda_0 \approx 4,5267$  мм и  $m_2 \approx 6313$ ) коэффициент  $\rho \approx 0,3367$ . В этом случае эффективное число интерферирующих лучей [14] (число переотражений) в интерферометре составляет 12,358, откуда следует  $N_e \approx 12 \dots 13$ .

**Модель процесса преобразования в интерферометре.** Приблизительно оценив такие конструктивные параметры устройства, как  $\rho, n, K, l_0$ , определяющие  $m$  для  $\lambda_0$ , необходимо рассчитать длины дополнительных световодов  $l_k$  (либо среднearифметическое значение  $l_{k,cp}$ ), а также найти ожидаемую величину относительного смещения спектральных компонентов выходного излучения. Очевидно, что критерием применимости рассматриваемого преобразователя на ВОЛП служит ограничение по вносимым искажениям в передаваемый сигнал. Ввиду того что в настоящее время подавляющее большинство систем передачи работают с сигналами «меандрового» типа [1], считывание которых производится по уровню амплитудного значения и длительности тактового интервала на основании заданной глаз-диаграммы [15], опасными искажениями будем считать следующие:

- 1) появление многопиковой формы выходного импульса (под формой импульса следует понимать огибающую его оптической мощности [12]), что связано с интерференционными явлениями в устройстве;
- 2) снижение амплитуды импульса;
- 3) увеличение длительности импульса.

Первая категория искажений наиболее опасна, так как при длительности пика порядка некоторого  $\tau_{\text{реш}}$  он может быть принят решающим устройством за отдельный импульс, что приведет к росту битовых ошибок. Общее снижение амплитуды импульса может быть вызвано отражением от устройства, причем величина  $\Delta I_{\text{отр}}$  тем больше, чем дальше  $\lambda_0$  отстоит от  $\lambda_{\text{max}}$ . В рассматриваемом случае, с учётом (1),  $\lambda_0 = 1550$  нм,  $\lambda_{\text{max}} = 1540$  нм и пояснения к (5), получаем  $\Delta I_{\text{отр}} \leq 0,043$  отн. ед., что допустимо на ВОЛП [1, 15]. Искажение третьего типа может быть связано с изменением формы импульса, в частности, с перестройкой и возможной задержкой спектральных составляющих (амплитуды которых в общем случае различны) под действием интерференции. Дисперсионными и нелинейными эффектами пренебрегаем из-за их отсутствия [12] для полученных  $l_0$  и  $N_e$  и исходя из реальных физических свойств материала устройства.

Для приближённой оценки степени искажений формы выходного импульса запишем и решим систему уравнений (6) для продольных комплекснозначных составляющих  $\tilde{A}_f$  и  $\tilde{A}_b$  электрической напряженности поля световой волны в смесителе, переносящих импульс [12]. Здесь  $\tilde{A}_f$  – Фурье-образ суммарной амплитуды составляющих поля, распространяющихся по направлению от первого зеркала ИФП ко второму (см. рис. 3), и  $\tilde{A}_b$  – наоборот.

$$\begin{cases} \sum_{N=1}^{N_e} \frac{\partial \tilde{A}_f^{(N)}}{\partial z} = j \sum_{N=1}^{N_e} \sum_{k=1}^K \left[ (\beta(\omega) - \beta_k) \tilde{A}_f^{(k,N)} + \rho |\tilde{A}_b^{(k,N)}| + \frac{\Gamma}{2} \tilde{A}_f^{(N)} \right]; \\ \text{и} \\ - \sum_{N=1}^{N_e} \frac{\partial \tilde{A}_b^{(N)}}{\partial z} = j \sum_{N=1}^{N_e} \sum_{k=1}^K \left[ (\beta(\omega) - \beta_k) \tilde{A}_b^{(k,N)} + \rho |\tilde{A}_f^{(k,N)}| + \frac{\Gamma}{2} \tilde{A}_b^{(N)} \right], \end{cases} \quad (6)$$

где  $j$  – мнимая единица,  $\Gamma$  – коэффициент усиления эрбиевой среды,  $\beta(\omega)$  – параметр распространения направляемой моды:  $\beta(\omega) = n(\omega) \frac{2\pi}{\lambda_0}$ ;  $\beta_k = \pi/nl_k$ . Система (6) составлена при условии пренебрежения интерференционными эффектами

внутри дополнительных световодов (интерференция происходит только внутри смесителя) и потерями при прохождении излучения в устройстве и на зеркалах.

Кроме того, между представленными на рис. 3 величинами справедливы следующие алгебраические соотношения:

$$A_b^{(N)} + A_f^{(N,k)} = A_f^{(N)}; \quad \frac{A_b^{(N)}}{A_f^{(N)}} = \rho \quad \text{и} \quad A_b^{(N,k)} + A_f^{(N+1)} = A_b^{(N)}. \quad (7)$$

**Результаты моделирования.** Решение уравнений (6) и (7) методом численного интегрирования на базе программного пакета Synplify 8.1 выполнялось для трёх видов начальных условий, характеризующих входной импульс:

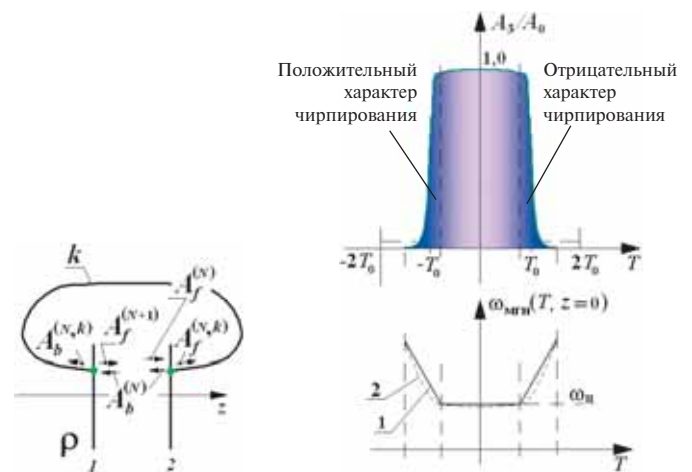
$$A_1(0, T) = A_0 \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2l}\right]; \quad A_2(0, T) = A_0 \exp\left[-\frac{1+jC_\omega}{2}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2l}\right]$$

и

$$A_3(0, T) = A_0 \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{T}{T_0}\right)^{2l}\right] \exp\left[j \frac{C_\omega}{2} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2l-1} + j\omega_c T\right], \quad (8)$$

где  $A_0$  и  $T_0$  – соответственно пиковая амплитуда и параметр, определяющий начальную длительность входного импульса (рис. 4);  $C_\omega$  – параметр chirпирования [12], определяющий величину и направление смещения мгновенной частоты,  $T$  – время в системе отсчёта, связанной с импульсом [12],  $l$  – целочисленный параметр, характеризующий крутизну фронта, и  $\omega_c$  – круговая частота излучения, на которой передаётся центральная часть входного импульса (см. рис. 4).

Супергауссовская форма  $A_1(0, T)$  [12] представляет собой неchirпированный входной импульс;  $A_2(0, T)$  [12] – обладает несимметричным смещением частоты на протяжении длительности импульса. Предлагаемая к рассмотрению форма  $A_3(0, T)$  отражает характерные черты импульсов «меандрового» типа, традиционно генерируемых в результате модуляции тока накачки полупроводникового лазера в широко применяемых светоизлучаемых модулях [15-18]. Фронты именно таких импульсов, как правило, содержат характерное смещение частоты, рис. 4, а выбор  $l \geq 4$  обеспечивает приблизительное соответствие формы  $A_3(0, T)$  маске линейного сигнала интерфейса 10 Гбит/с, достаточное для выполняемых оценок.



**Рис. 3.** Иллюстрация прохождения волны с амплитудными составляющими  $A_f^{(N)}$  и  $A_b^{(N)}$  через зеркальные торцы смесителя в  $k$ -й дополнительный канал

**Рис. 4.** Иллюстрация входного импульса, соответствующего (8) с  $l=4$ , содержащего chirпированные фронты:

1 – линейное изменение мгновенной частоты  $\omega_{\text{мгн}}$ , соответствующее реальной физической системе; 2 – получаемое из (8) изменение частоты  $\omega$

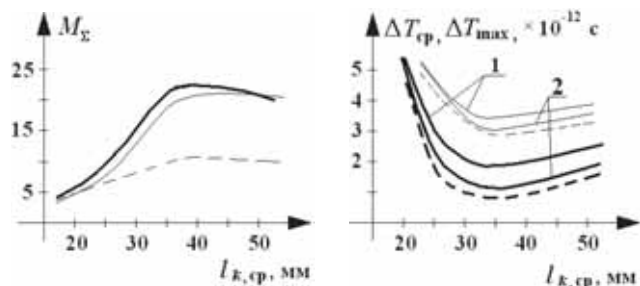


Рис. 5. Зависимости параметров искажений от среднеарифметического значения длин дополнительных световодов:

*a* – пунктирные кривые построены для  $A_1$ , тонкие – для  $A_2$ , жирные – для  $A_3$ ; *б* – тонкие кривые характеризуют  $\Delta T_{\max}$ , жирные –  $\Delta T_{\text{cp}}$ ; пунктирные кривые построены для  $A_1$ ; 1 –  $A_2$  и 2 –  $A_3$

С учётом введённых в рассмотрение видов искажений, связанных главным образом с интерференционной многопиковой структурой выходного импульса, а также для упрощения вычислительных процедур, производился поиск не выходной формы импульса целиком, а лишь точек с номерами  $M_i$ , для которых выполнялось отношение  $\frac{dA}{dT} = 0$ .

Очевидно, что общее количество пиков  $M_z = \sum_i M_i - 1$ . Далее определялись длительности  $\Delta T_i$  между точками  $M_i$  и  $M_{i+1}$ , характеризующие ширину пиков; затем вычислялись  $\Delta T_{\max}$  и среднеарифметическое  $\Delta T_{\text{cp}}$ . С точки зрения работы решающего устройства, чем более коротким (узким) является пик, тем он безопаснее в смысле нарушения работы приёма. И наоборот, при приближении  $\Delta T_i \rightarrow \tau_{\text{реш}}$  вероятность ошибки считывания бита возрастает. На рис. 5 представлены результаты расчета, характеризующие искажения. Определена область оптимальных значений  $l_{k,\text{ср}}$ , исходя из необходимости обеспечения наименьшего нарушения работы приёма (обведена замкнутой линией на рис. 5, *a*). Несмотря на большое количество пики достаточно узкие и остаются в среднем достаточно короткими  $\sim 3 \times 10^{-12}$  с; пик максимальной длительности соответствует центральной части импульса. Если принять, что для передачи сигнала со скоростью 10 Гбит/с  $\tau_{\text{реш}} \cong 4 \times 10^{-11}$  с [15, см. глаз-диаграммы], то, согласно [7], возможные искажения длительности тактового интервала на величину  $\varepsilon \leq 0,1\tau$  являются допустимыми. Увеличение  $\Delta T_{\max}$  и  $\Delta T_{\text{cp}}$  с ростом  $l_{k,\text{ср}}$  свыше  $\sim 40$  мм, по-видимому, связано с снижением когерентности интерферирующих лучей и снижением четкости интерференционной картины в целом.

Расчёт разности фаз  $\Delta\varphi$  спектральных составляющих, соответствующих краям спектрального диапазона выходного импульса, выполнен для  $A_1$ ,  $A_2$  и  $A_3$  (рис. 6). Установлено, что для больших  $l_{k,\text{ср}}$  из выбранного диапазона  $\Delta\varphi$  растёт практически линейно и слабо зависит от коэффициента отражения  $\rho$  для всех видов рассматриваемых форм импульса. Для меньших значений  $l_{k,\text{ср}}$  наибольшее влияние оказывают свойства смесителя (см. поз. 1–3 на рис. 6), а также начальные условия, характеризующие свойства входного излучения.

Расчеты проведены для  $T_0 = 2,5 \times 10^{-11}$  с, что соответствует скорости передачи 10 Гбит/с при кодировании с возвратом к нулю. Значение  $\omega_{\text{и}}$  было выбрано равным  $12,15 \times 10^{14}$  рад/с исходя из  $l_0 = 1550$  нм, а параметр  $C\omega$ , входящий в  $A_2$  и  $A_3$ , равнялся 1. Учитывая, что входной сигнал на реальных ВОЛП, вероятнее всего, будет содержать отрицательное chirпирование, а также принятые во внимание параметры искажений, предлагается  $l_{k,\text{ср}}$  определять в диапазоне 40...43 мм.

**Выводы.** Предложена конструкция волоконно-оптического интерференционного устройства преобразования

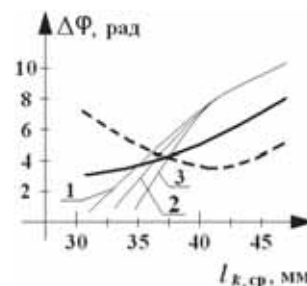


Рис. 6. Зависимости для разности фаз спектральных составляющих: тонкие кривые построены для  $A_1$ ;

1 – соответствует  $r = 0,3$ , 2 –  $\rho = 0,35$  и 3 –  $\rho = 0,4$ ; пунктирная кривая –  $A_2$ , жирная –  $A_3$ .

параметров оптического сигнала. Действие указанного устройства основано на использовании многолучевой интерференции в двухрезонаторном интерферометре, обладающем существенной избирательностью к спектральным составляющим входного излучения.

Для повышения мощности выходного сигнала предложено также смеситель, являющийся центральной частью устройства, выполнять из материала, легированного редкоземельным элементом, например, эрбием.

Определены такие конструктивные параметры устройства, как коэффициент отражения зеркал, коэффициент преломления среды и длина смесительного элемента, а также количество и средняя длина дополнительных, входящих в устройство световодных каналов. Ориентировочная стоимость предложенного устройства при серийном выпуске может составить порядка 10...15 тыс. руб. Использовать его предполагается при построении разветвлённых волоконно-оптических сетей с топологической структурой «точка - многоточка», обслуживающих удалённых абонентов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Рекомендация ИТУ-Т G.709/Y.1331. Оптические интерфейсы транспортной сети OTN. Международный союз электросвязи. – 2009. – 15 с.
2. В группе стандартов IEEE 802.3 ведется разработка требований к оптическим интерфейсам со скоростью, превышающей 10 Гбит/с. / Сети и телекоммуникации // [Электронный документ]. – Режим доступа [http://www.seti-ua.com/?in=seti\\_show\\_article&seti\\_art\\_ID=351&\\_by\\_id=2&\\_CATEGORY=14](http://www.seti-ua.com/?in=seti_show_article&seti_art_ID=351&_by_id=2&_CATEGORY=14)
3. Полуниин А. С. Гигабиты в пассивных оптических сетях [Электронный документ]. – Режим доступа <http://www.linkc.ru/index.php/seti-dostupa/233-passivnye-opticheskie-seti-pon-gigabitnyetehnologii-i-novoe-pokolenie-oborudovaniya>
4. Electronic Dispersion Compensation for 10 Gb/s, 1550nm Optical Links [Электронный документ]. – Режим доступа <http://www.oif/products/Product.omn> =165
5. Бурдин В. А., Дашков М. В., Волков К. А. Влияние параметров схемы компенсации хроматической дисперсии на работу волоконно-оптической линии передачи // Оптический журнал. – 2011. – № 2. – С. 80–81.
6. А.с. СССР № 1697035, МКИ5 G 02 В 6/28. Волоконно-оптический разветвитель / Р.А. Тухватуллин, Л.Е. Виноградова, С.П. Ржевский, И.Л. Виноградова. // Опул. БИ № 45. 1991.
7. Иванов А.Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания Сайрус-Системс, 1999. – 670 с.
8. Султанов А.Х., Виноградова И.Л., Салихов А.И. Подход к комплексному моделированию профилированного интерферометра типа Фабри–Перо, обеспечивающего переключение оптических сигналов // Вестник УГАТУ. Сер. "Управление, информатика и вычислительная техника". – 2009. – № 1. – С. 172–179.
9. Султанов А.Х., Виноградова И.Л., Салихов А.И. Стыковка разнотипных волокон при дистанционной доставке сигнала на

- качки EDFA-усилителя // Инфокоммуникационные технологии. — 2006. — № 2. — С. 38–42.
10. **Виноградова И.Л.** Характеристики двухрезонаторного интерферометра Фабри–Перо // Радиотехника. — 2002. — № 6. — С. 33–37.
  11. **Султанов А.Х., Усманов Р.Г., Шарифгалиев И.А., Виноградова Л. И.** Волоконно-оптические системы передачи: вопросы оценки работоспособности. — М.: Радио и связь, 2005. — 372 с.
  12. **Agrawal G. P.** Nonlinear fiber optics. — Boston: Academic Press, 2001. — P. 466.
  13. **Жирард А.** Компоненты системы DWDM: оптические усилители EDFA. EXFO, 2001. — 381 с.
  14. **Матвеев А.Н.** Оптика: Учеб. пособие для физ. спец. вузов. — М.: Высшая школа, 1985. — 351 с.
  15. **Гордиенко В. Н., Тверецкий М. С.** Многоканальные телекоммуникационные системы — М.: Горячая линия-Телеком, 2007. — 416 с.
  16. **Гауэр Дж.** Оптические системы связи: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1989. — 504 с.
  17. Pluggable Optical Modules: Transceivers for the Cisco ONS Family [Электронный документ]. — Режим доступа [http://www.cisco.com/en/US/prod/collateral/optical/ps5724/ps2006/brochure\\_c02-452560.html#wp9004360](http://www.cisco.com/en/US/prod/collateral/optical/ps5724/ps2006/brochure_c02-452560.html#wp9004360)
  18. **Ржевский С. П.** Интерференционные волоконно-оптические устройства вычислительной техники и систем управления: Дис... канд. техн. наук: 05.13.05. — Защищена 09.11.91; Утв. 11.05.92. — Уфа, 1989. — 197 с.

*Получено после доработки 6.09.12*