

МЕТОД РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ПРЕЦИЗИОННОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ MDM НА ТОРЦЕ СЕРДЦЕВИНЫ ВОЛОКОННОГО СВЕТОВОДА ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

В.А. Андреев¹, А.В. Бурдин^{1*}, В.А. Бурдин¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, 443010, Российская Федерация

*Адрес для переписки: bourdine@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.391.63; 681.7.068

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А. Метод расчета параметров схемы прецизионного пространственного позиционирования каналов системы MDM на торце сердцевинного волоконного световода линии передачи // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 5–11.

Аннотация: В работе представлен метод расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов мультиплексора, реализующего технологию модового уплотнения (MDM – Mode Division Multiplexing), на торце возбуждаемого маломодового оптического волокна (ОВ) линии передачи. Предлагаемое решение базируется на совместном использовании известного метода интеграла перекрытия полей и ранее разработанной модификации приближения Гаусса, обобщенной на случай анализа кварцевых слабонаправляющих ОВ с одной внешней сплошной оболочкой и произвольным осесимметричным профилем показателя преломления. С помощью предложенного метода проведен расчет параметров ввода 5 мод системы MDM в торец маломодового ОВ с диаметром сердцевинки 42 мкм и уменьшенной дифференциальной модовой задержкой. Показано, что при соответствующем сочетании значений радиуса пятна моды канала MDM и радиального рассогласования на входе удается добиться передачи практически всей мощности вводимой моды MDM отдельной направляемой модой ОВ этого же азимутального порядка.

Ключевые слова: модовое мультиплексирование, маломодовые оптические волокна, маломодовый режим передачи оптического сигнала, пространственное позиционирование поля моды, дифференциальная модовая задержка, прецизионное радиальное рассогласование, диаметр пятна моды, коэффициенты связи мод.

На сегодняшний день нелинейный предел Клода Шеннона является ключевым фактором, ограничивающим реализацию сверхвысокоскоростных транспортных сетей связи нового поколения, ориентированных на передачу данных со скоростью сотни Тбит/с и более [1]. Очевидным способом подавления нелинейных эффектов в оптическом тракте является уменьшение нелинейности самого волоконного световода непосредственно за счет существенного увеличения площади эффективно сечения оптического волокна (ОВ). Неслучайно переход на маломодовые световоды (FMF, от англ. Few Mode Fibers) с экстремально увеличенным, по сравнению с традиционными телекоммуникационными коммерческими одномодовыми и ма-

ломодовыми ОВ, диаметром сердцевинки, обеспечивающим практически полное устранение нелинейности ОВ, в сочетании с технологией модового мультиплексирования (MDM, от англ. Mode Division Multiplexing) и MIMO (от англ. Multiple Input Multiple Output – множественные входы/множественные выходы), считается в настоящее время одним из перспективных подходов для решения данной задачи [1–3].

Очевидно, что существенное увеличение диаметра сердцевинки FMF, необходимое для практически полного устранения нелинейности ОВ, неизбежно приводит к появлению еще большего числа новых модовых составляющих высших порядков, удовлетворяющих условию отсечки рас-

смаатриваемого световода. Это требует проведения дополнительных мероприятий по уменьшению дифференциальной модовой задержки (ДМЗ), которая, в общем случае, является основным негативным линейным фактором искажения оптического сигнала при распространении по ОВ в маломодовом режиме [4]. И в этом смысле при разработке конструкций FMF ключевой проблемой является поиск компромисса между эффективной площадью сечения (непосредственно связанной с диаметром сердцевинки) ОВ, который, в том числе, определяет модовый состав волоконного световода, и минимизацией ДМЗ на заданной оптической несущей или в определенном выделенном диапазоне длин волн [2, 3].

Известны работы [5, 6], в которых было экспериментально продемонстрировано, что если изначально подобрать условия ввода сигнала с выхода лазера в торец волокна таким образом, чтобы практически вся мощность поступающего излучения передавалась непосредственно одной определенной моде заданного порядка, то и амплитуды новых компонентов, возбуждаемых в процессе распространения по ОВ, обусловленных его нерегулярной структурой, а также наличием микро/макро-изгибов и механических напряжений, будут пренебрежимо малы, по сравнению с ней. Таким образом, можно предположить, что использование данного подхода для «размещения» каналов системы MDM с выхода мультиплексора на торце FMF линии с некоторым заданным пространственным смещением относительно центра сердцевинки ОВ при одновременном согласовании радиусов пятна мод (MFR, от англ. Mode Field Radius) искомым порядком, позволит реализовать селективное возбуждение заданных направляемых мод, характеризующихся минимальным разбросом задержки из всего модового состава данного ОВ и, тем самым, исключить сильное проявление ДМЗ.

Для проверки данной гипотезы на первом этапе был разработан метод расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов мультиплексора MDM на торце возбуждаемого ОВ. Предлагаемое решение базируется на сочетании известного метода интеграла перекрытия полей (ИПП) [7] и ранее разработанной модификации приближения Гаусса, обобщенной на случай расчета параметров передачи направляемых мод произвольного порядка, распространяющихся в слабонаправляющем ОВ с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления (ОМПГ) [8]. ОМПГ базируется на совместном применении модификации приближения Гаусса [7] и методе стратификации [9]. В результате слабонаправляющий волоконный световод с произвольным осесимметричным профилем показателя преломления, ограниченным одной внешней сплошной оболочкой, рассматривается как слабонаправляющий волоконный световод с много-

слойным профилем показателя преломления. При этом искомым профилем в области сердцевинки ОВ представляется в виде конечного числа N слоев, в пределах которых значение показателя преломления остается постоянным:

$$n(R) = \begin{cases} n_k, & R_k = \frac{k}{N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \\ n_N, & 1 < R \leq +\infty \end{cases} \quad (1)$$

а сама функция $f(R)$, описывающая профиль показателя преломления:

$$n^2(R) = n_{max}^2 [1 - 2\Delta \cdot f(R)], \quad (2)$$

записывается в виде:

$$f(R) = \begin{cases} h_k, & R_k = \frac{k}{N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \\ 1, & 1 < R \leq +\infty \end{cases} \quad (3)$$

где $h_k = (n_{max}^2 - n_k^2)/(n_{max}^2 - n_N^2)$ – локальный параметр профиля; n_k – показатель преломления k -го промежуточного слоя ($k = 0, 1, 2 \dots N-1$); n_{max} – максимум показателя преломления в области сердцевинки; n_N – показатель преломления внешней сплошной оболочки; $\Delta = (n_{max}^2 - n_N^2)/2n_{max}^2$ – параметр высоты профиля; $R_k = r_k/a$ – нормированная радиальная координата k -го промежуточного слоя; r_k – радиальная координата k -го промежуточного слоя; a – радиус сердцевинки исследуемого ОВ.

Таким образом, при задании исходных данных расчета обеспечивается детализированное воспроизведение профиля показателя преломления исследуемого ОВ, что существенно снижает погрешность вычислений при решении прямой задачи расчета параметров передачи модового состава волоконного световода с увеличенным, по сравнению с одномодовыми ОВ, диаметром сердцевинки и сложной формой профиля показателя преломления.

Кроме того, в отличие от ряда известных модификаций приближения Гаусса, базирующихся на представлении профиля одной или набором простых гладких функций, вынужденных по этой причине для уменьшения ошибки вычислений использовать несколько вариационных параметров и, соответственно, вводить набор аппроксимирующих выражений для описания радиального распределения поля моды на разных интервалах сечения сердцевинки ОВ, в разработанном ОМПГ, также, как и в классическом методе, подробно изложенном в монографии А. Снайтера и Дж. Лава [7], предлагается ограничиться одним вариационным параметром – нормированным эквивалентным радиусом пятна моды R_0 (MFR, от англ. Mode Field Radius), который в рамках данного приближения является базовым и полностью определяет искомые характеристики моды. Здесь для представле-

ния радиального распределения поля моды заданного порядка исследуемого ОВ используется известное аппроксимирующее выражение, соответствующее точному решению скалярного волнового уравнения для слабонаправляющих ОВ с идеальным неограниченным параболическим профилем показателя преломления, записанное в базисе функций Лагерра-Гаусса [7]:

$$F_m^{(l)}(R) = \left(\frac{R}{R_0}\right)^l L_{m-1}^{(l)}\left(\frac{R^2}{R_0^2}\right) \exp\left(-\frac{R^2}{2R_0^2}\right), \quad (4)$$

где $R = r/a$ – нормированная радиальная координата; r – радиальная координата; a – радиус сердцевин; $R_0 = \rho_0/a$ – нормированный эквивалентный, в рамках приближения Гаусса, MFR; ρ_0 – эквивалентный MFR; $L_{m-1}^{(l)}$ – полином Лагерра; l – азимутальный, m – радиальный порядок моды LP_{lm} .

Все это позволяет перейти к аналитической форме записи вариационного выражения для квадрата волноводного параметра моды в сердцевине U^2 в виде конечных вложенных сумм вида:

$$U^2 = \frac{(m-1)!}{(l+m-1)!} \times \left\{ \frac{M}{R_0^2} + V^2 \left[X_0 + \sum_{k=0}^{N-1} h_k (X_1 - X_2) \right] \right\}, \quad (5)$$

$$X_j = \begin{cases} \exp\left(-\frac{1}{R_0^2}\right) x_1, & j = 0; \\ \exp\left(-\frac{(k+j-1)^2}{N^2 R_0^2}\right) x_2, & j = 1, 2; \end{cases}$$

где

$$\begin{aligned} x_1 &= \sum_{q=0}^{2m-2} D_q \sum_{p=0}^{l+q} \frac{(l+q)!}{p! R_0^{2p}}, \\ x_2 &= \sum_{q=0}^{2m-2} D_q \sum_{p=0}^{l+q} \frac{(l+q)! (k+j-1)^{2p}}{p! R_0^{2p} N^{2p}}; \\ M &= \frac{(l+m-1)! (3l+2m-1)}{(m-1)!} + \\ &+ 2l^2 \sum_{q=0}^{2m-2} D_q (q+l-1)! - 4l \sum_{q=0}^{2m-2} C_q (q+l)!; \\ D_q &= \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l, m-1)}; \\ C_q &= \sum_{p=\max(0, q-m+1)}^{\min(q, m-1)} b_p^{(l, m-1)} b_{q-p}^{(l+1, m-1)}; \end{aligned}$$

где $b_p^{(l, m)}$ – соответствующие коэффициенты степенного ряда формулы явного выражения полинома Лагерра $L_m^{(l)}(x)$ [10]; $V = k_0 a n_{\max} \sqrt{2\Delta}$ – нор-

мированная частота (волноводный параметр), определяемая первичными параметрами ОВ; $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число для оптической волны в вакууме; λ – рабочая длина волны.

Характеристическое уравнение для эквивалентного нормированного радиуса пятна моды $\partial U^2 / \partial R_0$, получаемое, согласно общему алгоритму приближения Гаусса [7] в результате дифференцирования (1) по R_0 , также приводится к аналитическому виду:

$$-M + V^2 \left[S_0 + \sum_{k=0}^{N-1} h_k (S_1 - S_2) \right] = 0, \quad (6)$$

$$S_j = \begin{cases} X_0 (1 - p R_0^2), & j = 1; \\ X_j \left(\frac{(k+j-1)^2}{N^2} - p R_0^2 \right), & j = 1, 2. \end{cases}$$

В результате ОМПП характеризуется малой погрешностью [8], низкими требованиями к вычислительным ресурсам и при этом позволяет учесть конструктивные особенности профиля показателя преломления реальных градиентных ОВ. При этом "комфортное", с точки зрения интегрирования, аппроксимирующее выражение для представления поля моды (2), позволяет перейти от обобщенной формы ИПП к аналитическим формулам для оценивания коэффициентов связи вводимых с выхода портов MDM-мультиплексора и возбуждаемых в ОВ линии мод.

Так, при центрированном вводе связь возможна только между модами с одинаковыми азимутальными порядками $l_m = l_n = l$, а соответствующий коэффициент определяется по аналитической формуле вида [11]:

$$\begin{aligned} \eta_{mn} &= \frac{\Gamma(m)\Gamma(n)}{\Gamma(l+m)\Gamma(l+n)} (2\rho_m \rho_n)^{2l+2} \times \\ &\times \left[\frac{(\rho_m - \rho_n)^{m+n-2}}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^{m+n+l-1}} \times \right. \\ &\times \left. \left\{ \sum_{k=0}^{\min(m-1, n-1)} (-1)^k \frac{\Gamma(m+n+l-k-1)}{\Gamma(m-k)\Gamma(n-k)k!} \left(\frac{\rho_m^2 + \rho_n^2}{\rho_m^2 - \rho_n^2} \right)^k \right\} \right]^2. \end{aligned} \quad (7)$$

где m и n – радиальные порядки падающей моды m и возбуждаемой моды n , соответственно; ρ_m и ρ_n – их MFR; Γ – Гамма-функция.

В свою очередь, для случая радиального рассогласования, ИПП предварительно был записан в Декартовой системе координат с учетом введенного осевого смещения d . Для перехода к модам высших азимутальных порядков потребовалось совместное применение известных формул разложения $\cos(lx)$ относительно $\cos(x)$, представления алгебраической функции $(a+z)^n$ в виде конечно-степенного ряда, а также умножения конечных степенных рядов неодинаковой степени [10] и ра-

нее выведенных формул произведения полиномов Лагерра разной степени, порядка и аргумента [8], что в итоге позволило разделить переменные интеграла числителя ИПП и перейти к табличным интегралам по du и dx [10]. В результате полученное обобщенное аналитическое выражение для коэффициентов связи мод LP_{lm} и LP_{ln} произвольного порядка с учетом введенного радиального смещения d имеет следующий вид:

$${}_l\eta_{mn}^{(d)} = M_0 \frac{(m-1)!}{(l+m-1)!} \frac{(n-1)!}{(l+n-1)!} \times \left\{ 2^{2l} [M_1^{(l)} + M_2^{(l)} + M_3^{(l)} + M_4^{(l)}] \right\}^2; \quad (8)$$

$$M_0 = \frac{4\rho_m^2 \rho_n^2}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^2} \exp \left[-\frac{d^2}{\rho_m^2} \left(1 - \frac{\rho_n^2}{\rho_m^2 + \rho_n^2} \right) \right];$$

$$M_1^{(l)} = \frac{1}{2} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_1,$$

где

$$b = b_q^{(l, m-1)} b_{p-q}^{(l, n-1)},$$

$$x_1 = \sum_{s=0}^p \sum_{t=\max(0, s-p+q)}^{\min(s, q)} Q_t^{z_1} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$\Omega_k^{(l)} = \frac{(-1)^{u+l} (2s-1)!! [l+2(q-t)]! (u+l)!}{[l+2(q-t)-k]! k!},$$

$$z_1 = (q, p-q),$$

$$\Psi_w^{(l)} = \frac{1}{2^w (u+l-2w)! w!} \times$$

$$\times \frac{d^{2(l+p-s-w)}}{(\rho_m^2 + \rho_n^2)^{l+s+u-w}} \rho_m^{2(s-q+w)-l} \rho_n^{2(s-p+q+u-w)+l};$$

$$M_2^{(l)} = \sum_{\mu=0}^{E(\frac{l-2}{2})} P_\mu^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_2,$$

где

$$x_2 = \sum_{s=0}^{p+\mu+1} \sum_{t=\max(0, s-p+q)}^{\min(s, q+\mu+1)} Q_t^{z_2} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_2 = (q+\mu+1, p-q);$$

$$M_3^{(l)} = \sum_{\mu=0}^{E(\frac{l-2}{2})} P_\mu^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_3,$$

где

$$x_3 = \sum_{s=0}^{p+\mu+1} \sum_{t=\max(0, s-p+q-\mu-1)}^{\min(s, q)} Q_t^{z_3} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_3 = (q, p-q+\mu+1);$$

$$M_4^{(l)} = 2 \sum_{i=0}^{2E(\frac{l-2}{2})} \sum_{j=\max[0, E(\frac{l-2}{2})]}^{\min[i, E(\frac{l-2}{2})]} P_j^{(l)} \times \\ \times P_{i-j}^{(l)} \sum_{p=0}^{m+n-2} \sum_{q=\max(0, p-n+1)}^{\min(p, m-1)} bx_4,$$

где

$$x_4 = \sum_{s=0}^{p+i+2} \sum_{t=\max(0, s-p+i-j-1)}^{\min(s, q+j+1)} Q_t^{z_4} \sum_{k=0}^{l+2(q-t)} \Omega_k^{(l)} \sum_{w=0}^{E(\frac{u+l}{2})} \Psi_w^{(l)},$$

$$z_4 = (q+j+1, p-q+i-j+1);$$

$$P_\mu^{(l)} = \frac{(-1)^{\mu+1}}{2^{2\mu+3}} \frac{l}{\mu+1} \frac{(l-\mu-2)!}{[l-2(\mu+1)]! \mu!};$$

$$Q_t^{(q, p-q)} = \frac{q!}{(q-t)! t!} \cdot \frac{(p-q)!}{(p-q-s+t)! (s-t)!};$$

$$(2s-1)!! 1 \cdot 3 \dots (2s-1);$$

$$u = k + 2(p-q-s+t);$$

$E(x)$ – целая часть действительного числа x .

Для апробации предложенного метода расчета параметров схемы пространственного прецизионного позиционирования каналов MDM-мультиплексора на торце возбуждаемого ОВ линии передачи предлагается рассмотреть кварцевое слабонаправляющее FMF с диаметром сердцевины 42 мкм и оболочки 125 мкм, ранее полученная в результате оптимизации [12-14] специальная градиентная форма профиля показателя преломления которого обеспечивает снижение ДМЗ в центральной области «С»-диапазона длин волн до 30 пс/км и менее. Данное ОВ поддерживает во всем «С»-диапазоне длин волн распространение 16 направляемых мод LP_{lm} – до 6-го азимутального $l = 0...6$ и 4-го радиального $m = 1...4$ порядков включительно (рисунок 1).

На первом этапе для длины волны $\lambda = 1550$ нм был проведен расчет КСМ возбуждаемых мод FMF и, соответственно, вводимых мод каналов системы MDM в зависимости от MFR последних и их положения относительно центра сердцевины возбуждаемого ОВ на заданном расстоянии d .

Рассматривались следующие диапазоны значений: MFR $\rho_0^{\text{IN}} = 0,5...8,0$ мкм; радиальное смещение $d = 0,0...18,0$ мкм. Полученные результаты расчетов коэффициентов связи позволили перейти далее к построению 3D-диаграмм зависимости минимального разброса нормированных амплитуд возбуждаемых мод FMF соответствующих азимутальных порядков, в зависимости от перечисленных выше параметров (рисунок 2а).

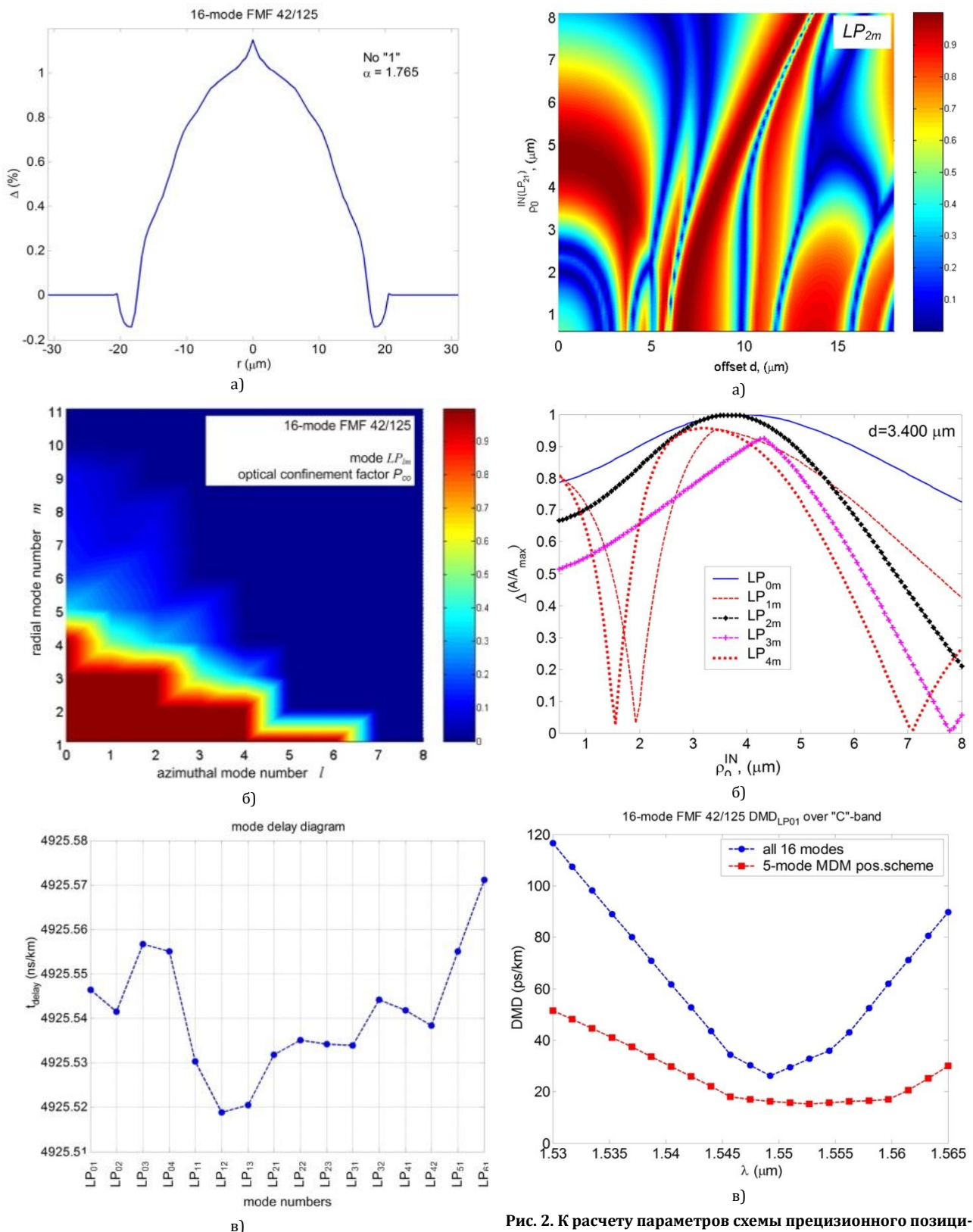


Рис. 1. 16-модовое FMF 42/125 с уменьшенной ДМЗ:
а) профиль показателя преломления;
б) оптический фактор ограничения ($\lambda = 1550 \text{ nm}$);
в) диаграмма ДМЗ ($\lambda = 1550 \text{ nm}$)

Рис. 2. К расчету параметров схемы прецизионного позиционирования: а) 3D-диаграммы зависимости минимального разброса нормированных амплитуд возбуждаемых мод FMF в зависимости от MFR вводимой моды LP_{21} MDM и ее смещения d ($\lambda = 1550 \text{ nm}$); б) кривые зависимости этого же параметра от MFR моды LP_{21} при фиксированном смещении $d = 3.400 \text{ мкм}$ ($\lambda = 1550 \text{ nm}$); в) спектральные зависимости ДМЗ по основной моде FMF 42/125 «C»-диапазоне длин волн без и с подбором параметров схемы позиционирования

Последующий анализ построенных диаграмм позволил выделить оптимальные значения MFR и локации торца сердцевины FMF, как в центральной, так и периферийной части, при которых для всех пяти перечисленных модовых групп $LP_{0m}...LP_{4m}$ минимальное отклонение нормированных амплитуд внутри одной группы идентичного азимутального порядка $l = 0...4$ составило не менее 0,95 (рисунок 2б). При этом передача практически всей мощности вводимых каналов MDM осуществляется искомым направляемым модам FMF LP_{01} , LP_{11} , LP_{21} , LP_{32} , LP_{42} , отличающимся минимальным разбросом задержки относительно основной моды LP_{01} (рисунок 1в). Если мода LP_{11} MDM вводится центрированно, то остальные каналы позиционируются на расстоянии 3,4...4,8 мкм относительно центра сердцевины FMF.

В таблице представлены результаты расчета параметров несимметричной схемы прецизионного позиционирования 5 каналов MDM на торце сердцевины FMF в ближнем поле (длина волны $\lambda = 1550$ нм).

ТАБЛИЦА. Параметры схемы прецизионного позиционирования мод системы MDM

№ канала	MDM ($\lambda=1550$ нм)		FMF ($\lambda=1550$ нм)		d, мкм
	мода	MFR, мкм	мода	MFR, мкм	
1	LP_{01}	3.250	LP_{01}	4.6367	4.600
2	LP_{11}	4.680	LP_{11}	4.7636	0.000
3	LP_{21}	3.840	LP_{21}	4.7462	3.400
4	LP_{31}	1.710	LP_{32}	4.6228	4.800
5	LP_{41}	2.300	LP_{42}	4.6378	4.200

Благодарности

Работа подготовлена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-6001515 мол_а_дк

Список используемых источников

1. Richardson D.J., Fini J.M., Nelson L.E. Space-Division Multiplexing in Optical Fibers // Nature Photonics. 2013. Vol. 7. No 5. PP. 354–362.
2. Mizuno T., Takara H., Sano A., Miyamoto Yu. Dense Space-Division Multiplexed Transmission Systems Using Multi-Core and Multi-Mode Fiber // IEEE Journal of Lightwave Technologies. 2016. Vol. 34(2). PP. 582–592.
3. Sillard P., Molin D., Bigot-Astruc M., Amezcua-Correa A., de Jongh K., Achten F. 50 μ m Multimode Fibers for Mode Division Multiplexing // IEEE Journal of Lightwave Technologies. 2016. Vol. 34(8). PP. 1672–1677.
4. Bottacchi S. Multi-Gigabit Transmission over Multimode Optical Fibre. Theory and Design Methods for 10gbe Systems. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd. 2006.
5. Bunge C.-A., Choi S., Oh K. Analysis of Ring Launching Scheme Using Hollow Optical Fibre Mode Converter for 10 Gps Multimode Fibre Communication // Optical Fiber Technology. 2006. Vol. 12. PP. 48–58.
6. Sim D.H., Takushima Y., Chung Y.C. High-Speed Multimode Fiber Transmission by Using Mode-Field Matched Center-Launching Technique // IEEE Journal of Lightwave Technology. 2009. Vol. 27(8). PP. 1018–1026.
7. Снайдер А., Лав Дж. Теория оптических волноводов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 656 с.
8. Bourdine A. Modeling and Simulation of Piecewise Regular Multimode Fiber Links Operating in a Few-Mode Regime // Advances in Optical Technologies. 2013. Vol. 2013. PP. 469389-1–469389-18.
9. Adams M.J. An Introduction to Optical Waveguides. New York: John Wiley and Sons. 1981.
10. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов. М.: Физматгиз, 1962. 1100 с.
11. Bourdine A.V., Zhukov A.E. Fast Approximate Method for VCSEL-MMF Transverse Mode Coupling Analysis // Telecommunications and Radio Engineering. 2016. Vol. 7(11). PP. 979–999.
12. Бурдин А.В. Моделирование маломодовых оптических волокон с уменьшенной дифференциальной модовой задержкой в «С»-диапазоне длин волн // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 32–37.

13. Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А., Дмитриев Е.В., Евтушенко А.С., Севрук Н.Л., Халиков Р.Х. Моделирование градиентного профиля показателя преломления кварцевых оптических волокон с диаметром сердцевины 42 мкм и уменьшенной дифференциальной модовой задержкой // Инфокоммуникационные технологии. 2016. № 3. С. 235–246.
14. Andreev V.A., Bourdine A.V., Burdin V.A., Evtushenko A.S., Halikov R.H. Design of Low DMD Few-Mode Optical Fibers with Extremely Enlarged Core Diameter Providing Nonlinearity Suppression for Operating Over “C”-Band Central Region // Proceedings of SPIE. 2016. Vol. 10342. PP. 1034207-1–1034207-8.
15. Dubois F., Emplit Ph., Hugon O. Selective Mode Excitation in Graded-Index Multimode Fiber by a Computer-Generated Optical Mask // Optics Letters. 1994. Vol. 19(7). PP. 433–435.
16. Karpeev S.V., Pavelyev V.S., Soifer V.A., Doskolovich L.L., Duparre M., Luedge B. Mode Multiplexing by Diffractive Optical Elements in Optical Telecommunication // Proceedings of SPIE. 2004. Vol. 5480. PP. 153–165.
17. Leon-Saval S.G., Argyros A., Bland-Hawthorn J. Photonic Lanterns: A Study of Light Propagation in Multimode to Single-Mode Converters // Optics Express. 2010. Vol. 18(8). PP. 8430–8439.

* * *

METHOD FOR COMPUTING OF PRECISION POSITIONING SCHEME PARAMETERS FOR MDM CHANNELS PLACEMENT ON OPTICAL FIBER CORE END

V. Andreev¹, A. Bourdine¹, V. Burdin¹

¹Povolzhskiy State University of Telecommunication & Informatics,
Samara, 443010, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Andreev V., Bourdine A., Burdin V. Method for Computing of Precision Positioning Scheme Parameters for MDM Channels Placement on Optical Fiber Core End // Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3. Iss. 3. PP. 5–11.

Abstract: *This work presents method for computing of precision spatial positioning scheme parameters for mode division multiplexing (MDM) system channels placement on excited optical fiber core end. We demonstrate results of calculations performed for 5-channel MDM system launching into few-mode optical fiber core end with reduced differential mode delay and core diameter 42 μm . It is noted that particular combination of injected mode field radius and precision offset provides transferring of the almost total launched mode power to only one excited desired guided fiber mode with the same azimuth order.*

Keywords: *mode division multiplexing, few-mode optical fibers, few-mode regime of optical signal transmission, mode field spatial positioning, differential mode delay, precision offset, mode field diameter, mode coupling coefficients.*