感度解析に基づく少数モードファイバの最適設計に関する検討

感度解析に基づく少数モードファイバの最適設計に関する検討

西本　仁[†a)]　　辻　寧英[†b)]

A Study on Optimization of Few-Mode Fiber Based on Sensitivity Analysis

Jin NISHIMOTO[†a)] and Yasuhide TSUJI[†b)]

あらまし　モード多重伝送に対応した光ファイバとして少数モードファイバ (Few-mode fiber: FMF) が注目されている．FMF では MIMO 技術を用いることで長距離伝送時にモード間結合があったとしても，各モードに載せられた情報を分離することが可能になり，モード間群遅延時間差 (DMGD) を低減するための様々なファイバ構造が報告されている．本論文では，DMGD が小さな FMF を実現するため，コアの屈折率分布を感度解析に基づき最適化する方法について検討している．伝搬定数に対する感度は固有値方程式を微分することにより得られ，設計パラメータの数によらず一度の固有モード解析により全パラメータに対する感度が得られる．ここでは，マルチステップインデックス (MSI) 型の構造をもつ 4 モード FMF の最適設計を例に検討を行っている．

キーワード　少数モードファイバ，モード分割多重，モード間群遅延時間差，有限要素法

1. まえがき

近年の情報通信量の増加に対応するため，伝送容量の限界を迎えつつあるシングルモードファイバ (Single-Mode Fiber: SMF) に代わるファイバとして，モード分割多重伝送に対応した少数モードファイバ (Few-Mode Fiber: FMF) が盛んに研究されている [1]～[8]．FMF はモード数を制限することでモード分離を可能にするが，長距離伝送時のモード間結合を完全に取り除くことは困難である．しかしながら，無線伝送に用いられる MIMO (Multi-Input Multi-Output) [9], [10] を応用することで，モード間結合があったとしても各モードに載せられた情報を分離することが可能になる．MIMO を用いる場合，モード間群遅延時間差 (Differential Mode Group Delay: DMGD) が大きいと信号処理に大きな負担となるため，FMF の設計を行う際には DMGD が小さくなるように設計する必要があり，様々な構造が報告されている [1]～[8]．

DMGD を小さくできる構造として，コア部の屈折率分布に α 乗分布をもつグレーデッドインデックス (Graded Index: GI) 型 [2]～[8] や，階段状の屈折率分布をもつマルチステップインデックス (Multi-Step Index: MSI) 型 [7], [8] を用いた FMF が多く報告されている．GI-FMF ではコアの屈折率やべき乗指数 α を最適化することで，より DMGD を小さくできる構造を見出すことができる．また，曲げ損失を低減するため，低屈折率部のトレンチをコアの外側に設ける構造も報告されており [2], [4]～[8]，その場合はコアとトレンチの間のオフセットの長さやトレンチの深さなども設計パラメータとなる．最適化には寸法最適化 [5] や黄金分割探索 [7] が用いられ，設計パラメータ数も少ないため比較的最適化時間が短く済む．しかし，設計パラメータ数が少ないことから設計の自由度が低く，モード数が増えた場合などには望んでいる DMGD 特性が得られないことが考えられる．MSI 型の場合，各ステップの屈折率を最適化することで DMGD を小さくできる構造を見出すことができ，ステップ数を増やすことで設計の自由度を高め，より DMGD を低減できる構造が得られる可能性がある．各ステップの最適化には，文献 [7] では遺伝的アルゴリズム (Genetic Algorithm: GA) が用いられているが，GA などの多点探索手法は設計パラメータ数が多いほど最適化にかかる時間が長くなってしまう．

本論文では，MSI 型の FMF のコアの屈折率を感度解析 [11] に基づき最適化することで，DMGD が小さ

† 室蘭工業大学大学院情報電子工学系専攻，室蘭市
Division of Information and Electronic Engineering, Muroran Institute of Technology, 27–1 Mizumoto-cho, Muroran-shi, 050–8585 Japan
a) E-mail: 15043052@mmm.muroran-it.ac.jp
b) E-mail: y-tsuji@mmm.muroran-it.ac.jp

い FMF の構造について検討を行っている．伝搬定数に対する感度は固有値方程式を微分することにより得ることができ，得られた感度を更に波数で微分することで DMGD の感度を求めている．設計例として本検討では 4 モード MSI-FMF を考え，コアのステップ数が 10 個の場合の最適設計を行い，その後更にステップ数を増やすことで滑らかな屈折率分布をもつ構造の最適設計を行っている．

2. 解析手法

本章では，まず導波モード解析のために軸対称フルベクトル有限要素法 [12], [13] に基づく定式化を示す．また，光ファイバの重要な特性である群遅延についての解析法も示す．

2.1 導波モードのベクトル波解析

従来の光ファイバはコアとクラッドの比屈折率差が 1%以下である弱導波路であるため，スカラ波近似に基づく解析で十分である場合が多いが，強導波路を扱う場合やより厳密な解析のためにはベクトル波解析が必要である．ベクトル波解析のための基本式は

$$\nabla \times (p\nabla \times \boldsymbol{\Phi}) - k_0^2 q\boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{0} \tag{1}$$

であり，k_0 は自由空間波数，p，q は $\boldsymbol{\Phi}$ が電界 $\boldsymbol{E}$ であるか磁界 $\boldsymbol{H}$ であるかにより，それぞれ

$$p = 1,\quad q = n^2,\quad \text{for}\quad \boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{E} \tag{2}$$

$$p = 1/n^2,\quad q = 1\quad \text{for}\quad \boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{H} \tag{3}$$

と表される．このとき，コア閉じ込めモードを考えると，汎関数 F は

$$F = \iint \{(\nabla\times\boldsymbol{\Phi})^*\cdot(p\nabla\times\boldsymbol{\Phi}) - k_0^2 q\boldsymbol{\Phi}^*\cdot\boldsymbol{\Phi}\}dS \tag{4}$$

で与えられる．ここで，図 1 に示すように，電磁界ベクトル $\boldsymbol{\Phi}$ を軸対称辺/節点混合要素を用いて離散化し，辺要素の形状関数を $\{U\}$，節点要素の形状関数を $\{N\}$ と置くと，電磁界ベクトルは以下のような列ベクトル形式で表現できる．

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi_r & \Phi_\theta & \Phi_z \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \{U\}^T\{\phi_r\} \\ j\{N\}^T\{\phi_\theta\} \\ \{N\}\{\phi_z\} \end{bmatrix} \exp(-j\beta z)\exp(-jm\theta) \tag{5}$$

ここに，β は伝搬定数であり，周方向のモード次数を m としている．式 (5) を式 (4) に代入し全ての要素について重ね合わせ，変分を取ることで最終的に以下のような β^2 に関する線形一般化固有値方程式を得る．

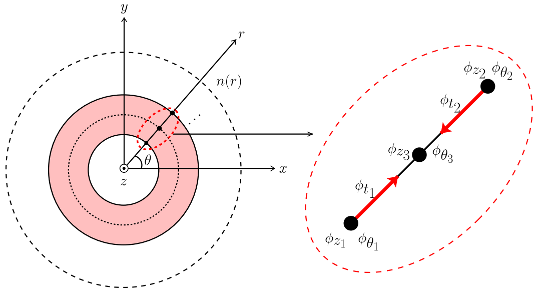


図 1 軸対称辺/節点混合要素
Fig. 1 Axisymmetric hybrid edge/nodal element.

$$([K] - \beta^2[M])\{\phi\} = \{0\} \tag{6}$$

2.2 光ファイバの群遅延

前節で示したように，ベクトル有限要素法に基づく導波モード解析は式 (6) に示す一般化固有値方程式の形で表すことができる．このとき，式 (6) を波数 k_0 で微分すると以下の式を得る．

$$\left(\frac{d[K]}{dk_0} - \beta^2\frac{d[M]}{dk_0}\right)\{\phi\} - 2\beta\frac{d\beta}{dk_0}[M]\{\phi\} + ([K] - \beta^2[M])\frac{d\{\phi\}}{dk_0} = \{0\} \tag{7}$$

この式に左から $\{\phi\}^T$ を乗じ，$[K]$ と $[M]$ が対称行列であることから，式 (6) の転置が

$$\{\phi\}^T([K] - \beta^2[M]) = \{0\}^T \tag{8}$$

であることを用いると，$d\beta/dk_0$ は

$$\frac{d\beta}{dk_0} = \frac{1}{2\beta}\frac{\{\phi\}^T\left(\frac{d[K]}{dk_0} - \beta^2\frac{d[M]}{dk_0}\right)\{\phi\}}{\{\phi\}^T[M]\{\phi\}} \tag{9}$$

と書ける．これを用いて，群遅延時間 τ_g が以下のように求まる．

$$\tau_g = \frac{1}{v_g} = \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{1}{c}\cdot\frac{d\beta}{dk_0} \tag{10}$$

ここに v_g は群速度，c は真空中の光速である．

3. FMF の感度解析に基づく最適化

FMF を設計する場合，DMGD を小さくすることが重要である．本検討では，MSI-FMF を考え，FMF の屈折率分布を感度解析に基づいて最適化し，DMGD を低減できるような構造の設計を目指す．

3.1 DMGD の感度解析

FMF の最適化においては DMGD 特性が改善される方向に逐次構造を更新する必要があり，そのためには構造が変化したときに DMGD 特性がどう変化するかを知らなければならない．いま，最適化領域内の屈折率分布が M 個のパラメータ a_i $(i=1,2,\cdots,M)$ を用いて，

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r(a_1, a_2, \cdots, a_M) \tag{11}$$

と表されているものとする．群遅延時間は式 (10) で表されるので，パラメータ a_i に対する群遅延時間の感度は，式 (10) を a_i で微分して以下のように表すことができる．

$$\frac{\partial \tau_g}{\partial a_i} = \frac{1}{c}\frac{\partial}{\partial a_i}\left(\frac{d\beta}{dk_0}\right) = \frac{1}{c}\frac{d}{dk_0}\left(\frac{\partial \beta}{\partial a_i}\right) \tag{12}$$

このとき，$\partial\beta/\partial a_i$ は，式 (9) において k_0 を a_i に置き換えればよく，以下の式で表すことができる．

$$\frac{\partial \beta}{\partial a_i} = \frac{1}{2\beta}\frac{\{\phi\}^T\left(\frac{\partial [K]}{\partial a_i} - \beta^2 \frac{\partial [M]}{\partial a_i}\right)\{\phi\}}{\{\phi\}^T[M]\{\phi\}} \tag{13}$$

式 (13) を更に k_0 で微分することにより群遅延の感度を求めることができるが，その際には $d\{\phi\}/dk_0$ の評価が更に必要である．そのため，ここでは k_0 での微分は差分で置き換え群遅延の感度を

$$\frac{\partial \tau_g}{\partial a_i} = \frac{1}{c}\frac{\left.\frac{\partial \beta}{\partial a_i}\right|_{k_0+\Delta k_0} - \left.\frac{\partial \beta}{\partial a_i}\right|_{k_0-\Delta k_0}}{2\Delta k_0} \tag{14}$$

と表すものとする．実際の計算では 2 回の固有モード解析を行うだけで，全ての設計パラメータに対する感度が求まることになる．このとき，モード番号 l の群遅延を $\tau_{g,l}$，基本モードの群遅延を $\tau_{g,0}$，l 番目のモードと基本モードの群遅延の差である DMGD を $\Delta\tau_{g,l}$ とすると，DMGD の感度は

$$\frac{\partial \Delta\tau_{g,l}}{\partial a_i} = \frac{\partial \tau_{g,l}}{\partial a_i} - \frac{\partial \tau_{g,0}}{\partial a_i} \tag{15}$$

と表すことができる．

3.2 屈折率分布の最適化

感度解析に基づき屈折率分布を最適化するためには，適切な目的関数を設定し，それを最小化するように構造を更新するのが一般的である．本研究では目的関数を以下の式で表す．

$$\text{Minimize} \quad C = \sum_{j=1}^{N_\lambda} \sum_{l=1}^{N_l - 1} (\Delta\tau_{g,l})^2 \tag{16}$$

N_λ は考慮する波長数，N_l はモード数を表す．屈折率分布の更新は最急降下法を用いて以下のように行う．

$$a_i^{k+1} = a_i^k - K \cdot r^{-k} \frac{1}{|\nabla C|}\left(\frac{\partial C}{\partial a_i}\right) \tag{17}$$

$$\frac{\partial C}{\partial a_i} = \sum_{j=1}^{N_\lambda}\sum_{l=1}^{N_l} 2\Delta\tau_{g,l}\frac{\partial \Delta\tau_{g,l}}{\partial a_i}$$

$$|\nabla C| = \sqrt{\sum_{i=1}^{M}\left(\frac{\partial C}{\partial a_i}\right)^2}$$

ここで，k は現在の更新回数，K，r は比例係数であり，r を適切な値に設定することで，最適解に近づくにつれて更新幅を小さくできる．

4. FMF の最適設計例

4.1 問題の設定

ここでは，前章で述べた最適化手法を用いた FMF の最適設計例を示す．図 2 に示す設計モデルを考え，設計領域は FMF のコア領域とし，設計パラメータは各ステップの比誘電率として

$$a_i = n_i^2$$

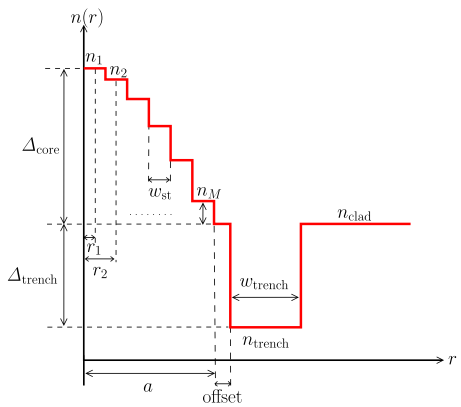


図 2 MSI-FMF の設計モデル
Fig. 2 Design model of MSI-FMF.

とする．設計領域以外の構造パラメータは文献 [5] を参考にし，クラッドの屈折率を $n_{\mathrm{clad}} = 1.45$，offset $=$ 1.5 μm，$n_{\mathrm{trench}} = 1.444235$，$w_{\mathrm{trench}} = 6.5$ μm，コア半径 $a = 12$ μm とする．

4.2 単一動作波長での最適化

まず，波長 1.55 μm での最適化を行う．初期構造は文献 [5] を参考にし，GI-FMF のコアを階段近似した MSI-FMF を用いる．この GI-FMF の構造パラメータは，べき乗指数 $\alpha = 1.8$，コアとクラッドの比屈折率差 $\Delta_{\mathrm{core}} = 0.6\%$ とする．コア部は各ステップ幅が均等になるように 10 分割している．このときの i 番目のステップの屈折率 n_i は，i 番目のステップの中心座標を r_i として

$$n_i^2 = n_1^2 \left[1 - 2\Delta_{\mathrm{core}} \left(\frac{r_i}{a}\right)^{\alpha}\right] \tag{18}$$

で与える．最急降下法ではパラメータの更新幅 K を適切に選ぶことで最適解に収束させることができるが，大きすぎると発散し最適解に収束せず，小さすぎると収束までに時間がかかってしまう．ここでは $K = 8 \times 10^{-3}$，$r = 1.05$ とした．これは経験的に決めたパラメータである．更新回数は 300 回としている．

図 3 に初期構造と最適化構造の屈折率分布を，図 4 に更新に対する DMGD と目的関数の変化を，図 5 に最適化構造に対する DMGD の波長依存性を示す．図 3 を見ると，全体的な概形は変わらないが各ステップごとに屈折率が変化していることがわかる．図 4 を見ると，各モードの DMGD の大きさが反復にともなって振動しながら減少していることがわかる．これは，いずれかのモードの DMGD を小さくするときに他のモードの DMGD が大きくなるためである．また，目的関数は更新回数 230 回程度で収束しており，目的関数の平方根が 0.3 ps/km 以下まで低減できているため感度解析は正しく行われていると考えられる．図 5 を見ると，初期構造に比べてどのモードの DMGD も小さくなっており，波長 1.55 μm 付近で最小になっていることがわかる．図 5 には，全てのモード間の DMGD の差の絶対値を Max|DMGD| として示しているが，特性が大幅に改善されていることがわかる．表 1 に波長 1.55 μm での各モードの DMGD と Max|DMGD| の具体的な値を示す．最適化構造の DMGD は極めて小さいことがわかる．図 6 に波長 1.55 μm のときの各モードの磁界の y 成分の分布を示す．低屈折率部のトレンチにより高次モードであってもコアに光がよく閉じ込められていることがわかる．以上の結果から，感度解析に基づく最適化の妥当性が確認できた．

4.3 動作波長帯域を考慮した最適化

前節では単一波長での動作のみを想定し最適化を行った．実際の応用では，動作波長帯域全体に渡っ

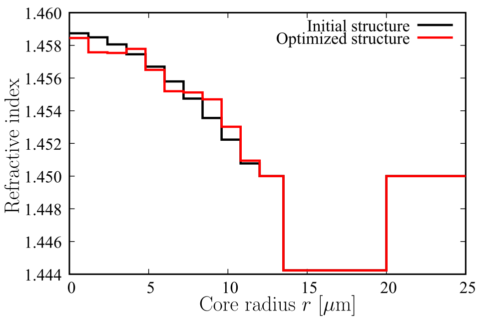


図 3 初期構造と最適化構造の屈折率分布
Fig. 3 Refractive index profile of initial and optimized structures.

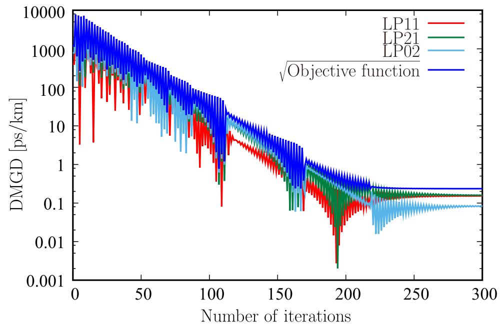


図 4 最適化の更新に対する DMGD の変化
Fig. 4 Variation of DMGD for optimization iteration.

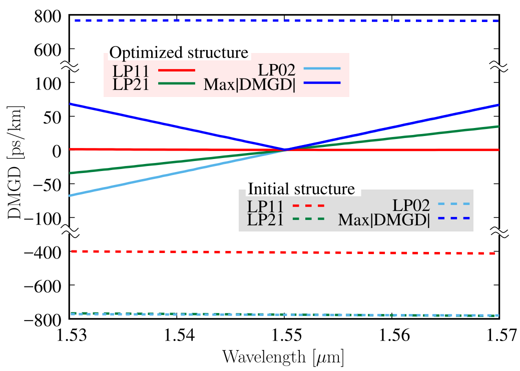
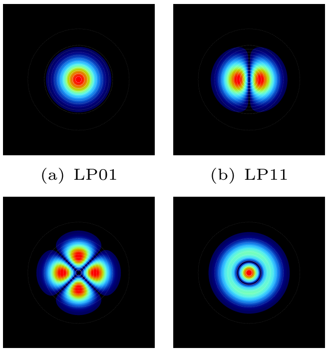


図 5 初期構造と最適化構造の DMGD の波長依存性
Fig. 5 Wavelength dependence of DMGD of initial and optimized structures.

表 1　MSI-FMF の波長 1.55 μm における DMGD
Table 1　DMGD of optimized MSI-FMF at $\lambda = 1.55$ μm.

モード	初期構造 [ps/km]	最適化後 [ps/km]
LP_{11}	-402	0.152
LP_{21}	-782	-0.0848
LP_{02}	-782	0.226
Max|DMGD|	782	0.311



(a) LP01　(b) LP11　(c) LP21　(d) LP02

図 6　波長 1.55 μm における最適化構造の固有モード磁界 (H_y) 分布
Fig. 6　Magnetic field (H_y) distribution in the optimized structure at $\lambda = 1.55$ μm.

て DMGD を低減することが求められる．そのため，目的関数に波長帯域を考慮し複数の波長で最適化を行うことで，設定した帯域全体で DMGD が小さく，波長依存性が平坦な構造の設計を目指す．ここでは，C 帯での動作を考え，設計波長帯域を 1.53〜1.57 μm とする．初期構造には SI 型の構造を用い $n_i = 1.458$ $(i = 1, 2, \cdots, 10)$ とした．初期構造を SI 型としたのは，必ずしも初期構造を注意深く選ぶ必要がないことを示すためである．その他の構造パラメータは前節と同じである．

最適化において，より広い解空間を探索する場合には，構造が複雑化することがしばしば起こる．そのため，本節の検討では屈折率の激しい変化を避けるため，隣接ステップ間で構造平滑化フィルタを用いる．ここでは最適化の前半に構造平滑化フィルタを使用し，更新回数に応じて平滑化の強さを弱め，最終的に平滑化フィルタを取り除き局所探索することで，より単純な構造を得ることを考える．ここで用いた平滑化フィルタでは，平滑化後の屈折率 n_i' を次のように与える．

$$n_i' = f_{-1} n_{i-1} + f_0 n_i + f_1 n_{i+1} \tag{19}$$

$$f_0 = 0.9 + 0.098 \frac{k}{N_s}, \quad f_{\pm 1} = \frac{1 - f_0}{2}$$

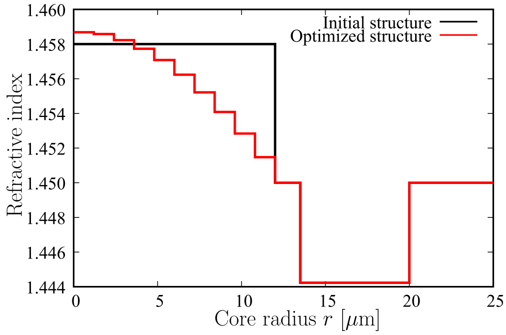


図 7　波長帯域を考慮した最適化における初期構造と最適化構造の屈折率分布の比較
Fig. 7　Refractive index profile of initial and optimized structures considering wavelength bandwidth.

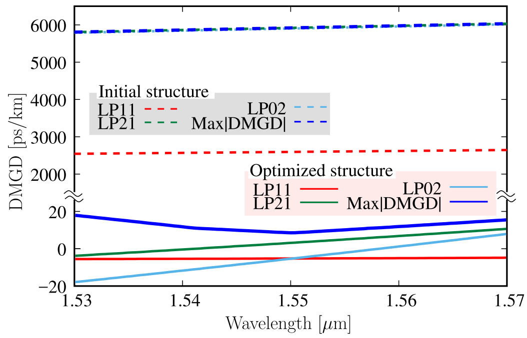


図 8　波長帯域を考慮した最適化における初期構造と最適化構造の DMGD の波長依存性
Fig. 8　Wavelength dependence of DMGD of initial and optimized structures considering wavelength bandwidth.

ここで，f_{-1}，f_0，f_1 は平滑化を行うための係数であり，k は現在の更新回数，N_s は平滑化を行う更新回数である．また，波長帯域を考慮するため，式 (16) において $N_\lambda = 3$ とし，波長 1.53，1.55，1.57 μm を考える．ただし，同時に複数の波長を考慮すると局所解に陥りやすいという問題が生じたため，最適化の前半では $N_\lambda = 1$ として波長を入れ替えながら最適化を繰り返し，後半において $N_\lambda = 3$ として全波長を同時に考慮することにした．具体的には，全体の更新回数を 1200 回とし，前半 600 回は 20 回ごとに波長を入れ替え，後半 600 回は全波長での最適化を行う．また，屈折率更新式 (17) 中のパラメータは $K = 1 \times 10^{-3}$，$r = 1.005$ とし，構造平滑化フィルタを用いるのは $N_s = 300$ 回までとした．

図 7 に初期構造と最適化構造の屈折率分布の比較を，図 8 に初期構造と最適化構造の DMGD の波長依

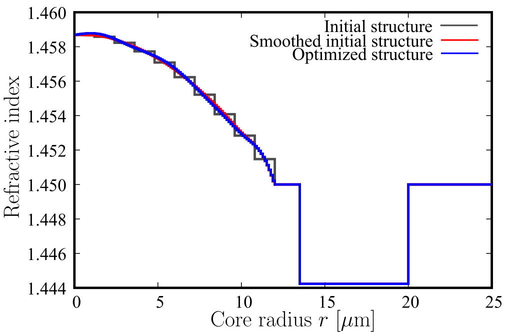


図 9　コアのステップ数を増加した場合の最適化における初期構造と最適化構造の屈折率分布の比較
Fig. 9　Refractive index profile of initial and optimized structures for graded index design.

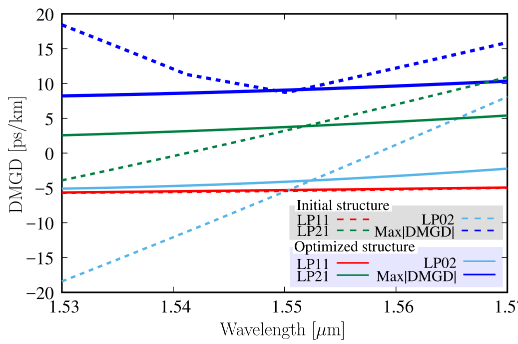


図 10　コアのステップ数を増加した場合の最適化における初期構造と最適化構造の DMGD の波長依存性
Fig. 10　Wavelength dependence of DMGD of initial and optimized structures for graded index design.

存性を示す．図 7 を見ると，SI 型を初期構造としても α 乗の GI 型に近い屈折率分布が得られており，単一波長のみを考慮した場合の図 3 と比較して滑らかな屈折率分布が得られている．単一波長動作に比べて広帯域動作を目指すと構造が単純化する傾向にあることが文献 [14] でも報告されている．図 8 を見ると，初期構造に対して Max|DMGD| を大幅に低減できており，単一波長のみで最適化した場合と比較すると，全てのモードで波長依存性が低く抑えられていることがわかる．したがって，初期構造を SI 型とした場合でも最適化が行えること，波長帯域を考慮した最適化が行えることが確認された．

4.4　滑らかな屈折率分布をもつ構造の最適化

前節までの検討で，感度解析に基づく最適設計の妥当性を確認してきた．ここまでの検討ではコアのステップ数は 10 であったが，より分割数を増やすことで，例えば GI 型のような滑らかな屈折率分布をもつ構造も実現でき，設計パラメータが増えることで設計の自由度が増し，特性を更に改善できる可能性がある．ここでは，コアのステップ数を 10 から 100 に増やし，より滑らかな屈折率分布をもつ FMF の最適設計を行う．ここでは，前節で得られた構造を初期構造とし，スプライン補間により平滑化された構造に対して最適化を行う．設計パラメータが増え，解の収束が遅くなることを考慮し，本節の検討では屈折率分布の更新回数を 4000 回とし，最初から全ての波長を考慮し $N_\lambda = 3$ として設計を行った．

図 9 に初期構造及びその平滑化構造と最適化構造の屈折率分布の比較を，図 10 に DMGD の波長依存性を示す．図 9 を見ると，図 7 の最適化構造を初期構造とし，それを平滑化した構造に対して屈折率分布を更新しているため，最適化構造は平滑化された初期構造に比べて大きな構造の変化はなく，各点の屈折率分布が微調整されることで波長特性を更に平坦化していることがわかる．図 10 を見ると，LP11 モードの DMGD はあまり変化していないが，LP21・LP02 モードの DMGD は波長依存性が抑えられ，ほぼ平坦な特性になっていることがわかる．Max|DMGD| は設計波長帯域に渡って初期構造の最低値と同程度に低減されていることがわかる．以上の結果から，設計自由度を増すことで，特性を更に改善できることを示した．しかしながら，本節の最適化においては解の収束が比較的遅く，共役勾配法のようなより効率的な山登り探索法の適用についても検討が必要である．また，本検討では他の文献にならい，LP モードを考え，そのうちの HE モードのみを設計の対象とした．比屈折率差が大きくなった場合にはモードの縮退が解けるため，全てのベクトルモードを対象として最適設計する必要があると考えられるが，本論文では厳密なベクトルモードとして定式化を行っており，今後縮退モードの違いを含めた検討も行う予定である．

5.　む　す　び

MSI 型構造を有する FMF の屈折率分布を感度解析に基づき最適化し，DMGD を小さく抑えることができる構造について検討を行った．群遅延時間の感度は屈折率の変化に対する伝搬定数の感度を波数で差分することにより求めることができる．具体的に初期構造として 10 個のステップをもつ MSI-FMF を考え，

DMGD 特性が大幅に改善された構造を得ることができた．また，得られた構造をスプライン補間し，設計自由度を増すことで，より滑らかな屈折率分布を有し，より特性の優れた構造を見出すことができた．ここで提案する設計法は FMF に限らず，様々な特性の軸対称ファイバの設計に有効であり，2 次元有限要素法と組み合わせることで，様々な断面形状の導波路の設計も可能と考えられる．

今後は，関数展開法 [11] を用いてより少ない設計パラメータで滑らかな構造を有する FMF の最適化や，FMF 以外の光導波路の最適化についても検討を行う予定である．

謝辞　本研究は JSPS 科研費 15K06009 の助成を受けたものであり，ここに謝意を表します．

文　　献

[1] K. Takenaga, Y. Sasaki, N. Guan, S. Matsuo, M. Kasahara, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Large effective-area few-mode multicore fiber,” IEEE Photonics Technol. Lett., vol.24, no.21, pp.1941–1944, Nov. 2012.

[2] L. Gruner-Nielsen, Y. Sun, J.W. Nicholsen, D. Jakobsen, K.G. Jespersen, R. Lingle, Jr., and B. Palsdottir, “Few mode transmission fiber with low DGD, low mode coupling, and low loss,” J. Lightwave Technol., vol.30, no.23, pp.3693–3698, Dec. 2012.

[3] A.V. Bourdine, “Design of refractive index profile for multimode optical fibers with low differential mode delay,” J. Optelectron. Eng., vol.1, no.1, pp.5–13, 2013.

[4] H. Mohapatra and S.I. Hosain, “Intermodal dispersion free few-mode (quadruple mode) fiber: A theoretical modelling,” Opt. Commun., vol.305, pp.267–270, May 2013.

[5] T. Mori, T. Sakamoto, M. Wada, T. Yamamoto, and F. Yamamoto, “Few-mode fibers supporting more than two LP mode for mode-division-multiplexed transmission with MIMO DSP,” J. Lightwave Technol., vol.32, no.14, pp.2468–2479, July 2014.

[6] P. Sillard, M. Bigot-Astruc, and D. Molin, “Few-mode fibers for mode-division-multiplexed systems,” J. Lightwave Technol., vol.32, no.16, pp.2824–2829, Aug. 2014.

[7] F.M. Ferreira, D. Fonseca, and H.J.A. da Silva, “Design of few-mode fibers with M-modes and low differential mode delay,” J. Lightwave Technol., vol.32, no.3, pp.353–360, Feb. 2014.

[8] Y. Sasaki, Y. Amma, K. Takenaga, S. Matsuo, K. Saitoh, and M. Koshiba, “Few-mode multicore fiber with 36 spatial modes (three modes (LP_{11}, LP_{11a}, LP_{11b}) × 12 cores),” J. Lightwave Technol., vol.33, no.5, pp.964–970, March 2015.

[9] A.R. Shah, R.C.J. Hsu, A. Tarighat, A.H. Sayed, and B. Jalali, “Coherent optical MIMO (COMIMO),” J. Lightwave Technol., vol.23, no.8, pp.2410–2419, Aug. 2005.

[10] R. Ryf, S. Randel, A.H. Gnauck, C. Bolle, A. Sierra, S. Mumtaz, M. Esmaeelpour, E.C. Burrows, R. Essiambre, P.J. Winzer, D.W. Peckham, A.H. McCurdy, and R. Lingle, Jr., “Mode-division multiplexing over 96 km of few-mode fiber using coherent 6×6 MIMO processing,” J. Lightwave Technol., vol.30, no.4, pp.521–531, Feb. 2012.

[11] H. Goto, Y. Tsuji, T. Yasui, and K. Hirayama, “A study on optimization of waveguide dispersion property using function expansion based topology optimization method,” IEICE Trans. Electron., vol.E97-C, no.7, pp.670–676, July 2014.

[12] 熊耳　浩，早田和弥，小柴正則，“軸対称不均一コア光ファイバの磁界全成分を用いた有限要素表示式，” 信学論（C），vol.J71-C, no.1, pp.1–9, Jan. 1988.

[13] 熊耳　浩，小柴正則，“エッジ要素を用いた軸対称不均一コア光ファイバのベクトル有限要素法，” 信学技報，OQE92-74, Aug. 1992.

[14] K. Fujimoto, Y. Tsuji, K. Hirayama, T. Yasui, S. Sato, and R. Kijima, “A study on topology optimization of optical circuits consisting of multi-materials,” J. Lightwave Technol., vol.30, no.13, pp.2210–2215, July 2012.

（平成 28 年 8 月 7 日受付，12 月 20 日再受付，
29 年 4 月 12 日公開）

西本　　仁　（学生員）

平 27 室蘭工大・情報電子卒．同年同大学院博士前期課程入学，現在に至る．光ファイバデバイスの研究に従事．

辻　　寧英　（正員）

平 3 北大・工・電子卒．平 5 同大大学院修士課程了．平 8 同博士課程了．同年北海道工大・応用電子助手，同年同講師．平 9 北大大学院工学研究科助教授，平 16 北見工業大学電気電子工学科准教授，平 23 室蘭工業大学大学院工学研究科教授，現在に至る．光・波動エレクトロニクスに関する研究に従事．博士 (工学)．平 8 年度，平 10 年度本会論文賞，平 10 年度本会学術奨励賞受賞．平 12 年 IEEE Third Millenium Medal 受賞．応用物理学会，IEEE，OSA 各会員．