OPE研究会 2017年度4月研究会 ポスター講演

日時：2017年4月20日（木）13:05～17:35　　会場：リゾーピア熱海　マーメイド

セッション	発表番号	タイトル	代表著者氏名	所属	ページ
1	P1-01	超伝導集積回路光インターコネクション用超低電圧微小リング共振器装荷マッハ・ツェンダー光変調器の検討	加藤誠二	横浜国立大学	1
	P1-02	WSSを用いた高繰り返し光パルスの生成と自己遅延干渉によるパルス幅評価法の検討	光枝　健	九州大学	2
	P1-03	エタロンによる多重干渉を用いたビームスキャン方式の検討	廣瀬 芙紀子	三菱電機	3
	P1-04	金属楕円柱列における局在表面プラズモンの波長応答制御	遠藤源博	日本大学	4
	P1-05	振幅分布の対数極座標変換による光渦モード分離	髙嶋 悟	高知工科大学	5
	P1-06	異径直列結合マイクロリング共振器波長フィルタの3dB波長帯域を含めた設計手法の検討	小松原　拓也	横浜国立大学	6
	P1-07	波長可変レーザの発振直後における高速波長安定化に関する研究	福田　浩規	九州大学	7
	P1-08	時間領域電磁界解析法の比較検討−分散モデルと計算精度−	大西　崚平	日本大学	8
	P1-09	マルチモード光ファイバを用いたアクセス系における信号制御	大島浄司	高知工科大学	9
	P1-10	オールパス型マイクロリング共振器偏波制御デバイスのための基礎検討	平山智輝	横浜国立大学	10
	P1-11	二次元配列アンテナアレイによるコヒーレントテラヘルツ波合成	周　洋	九州大学	11
	P1-12	電磁界解析におけるCIP法の計算精度の検討	谷口 宣明	日本大学	12
2	P2-01	1.3−μm帯npn−AlGaInAs/InPトランジスタレーザにおける熱特性の向上	吉冨翔一	東京工業大学	13
	P2-02	Nb2O5導波路を用いたFLC装荷フェーズドアレイ型光スイッチの基礎検討	内堀　槙太	神奈川工科大学	14
	P2-03	低しきい値電流と低微分抵抗動作を両立するGaInAsP/InP薄膜DRレーザの構造検討	中村　なぎさ	東京工業大学	15
	P2-04	二電極RSOAによる10−Gb/sセルフシーデッド変調実験	周　鵬	東京大学	16
	P2-05	光ﾌﾗｸｼｮﾅﾙOFDM回路の位相ｼﾌﾄによる分散制御特性の解析的検討	永沼友浩	東京工業大学	17
	P2-06	可変波長フィルタのためのNb2O5を用いた導波路型DBRの基礎検討	稲森　翔	神奈川工科大学	18
	P2-07	All-optical serial-to-parallel signal conversion by nonlinear optical effects in silicon	Ranepura Hewage Neranjith	東京工業大学	19
	P2-08	コンタクトエピタキシャル法を用いたSi上Ce:YIG薄膜の結晶化の基礎検討	飯島　夏来	神奈川工科大学	20
	P2-09	薄膜磁石を集積したa−Si:H導波路型自己保持光スイッチに関する研究	村岡憲司	東京工業大学	21
	P2-10	InPストークスベクトル受信回路の設計と作製誤差耐性に関する検討	菅沼貴博	東京大学	22
	P2-11	小型100GbE TOSAに向けた高精度レンズ実装技術	望月 敬太	三菱電機	23
	P2-12	微結晶シリコン光変調器に向けた損失測定および構造の検討	松本響介	東京工業大学	24
3	P3-01	可視光帯で動作する平面吸収体	伊東　浩志	法政大学	25
	P3-02	長距離・高速マルチモードファイバリンクのための限定モード励振器	幡井亮介	慶應義塾大学	26
	P3-03	コヒーレント通信用二出力波長可変レーザ	堀口　裕一郎	三菱電機	27
	P3-04	金属ストリップを用いた埋め込み導波路型偏波変換器の基本特性	佐々木陽太	法政大学	28
	P3-05	インプリント法によるポリマー導波路カプラデバイスの作製	中崎蕗乃	慶應義塾大学	29
	P3-06	周期的に穿孔された金属板で構成される偏波変換器	馬場　隼人	法政大学	30
	P3-07	電子光回路混載基板へのMosquito法の応用	丸島 千波	慶應義塾大学	31
	P3-08	周波数依存型円筒座標系LOD−FDTD法の開発と金属ロッド導波路解析への応用	原 竜之	法政大学	32
	P3-09	データセンタネットワーク用広帯域アレイ導波路回折格子ルータの研究	鈴木　昌樹	慶應義塾大学	33
	P3-10	センサ部にInAsを用いたTHz SPR導波路型センサの解析	吉原　啓	法政大学	34
	P3-11	シリコン導波路を用いた1×2波面制御型波長選択光スイッチの研究	中村文	慶應義塾大学	35
	P3-12	横結合型共振器を持つテラヘルツ導波路の透過特性	都梅　智也	法政大学	36

超伝導集積回路光インターコネクション用超低電圧微小リング共振器装荷マッハ・ツェンダー光変調器の検討

Study on Ultra-Low Voltage Microring Resonator-Loaded Mach-Zehnder Modulator for Optical interconnection for Superconducting Integrated Circuits

加藤　誠二　　國分　泰雄　　荒川　太郎
Seiji Kato　　Yasuo Kokubun　　Taro Arakawa

横浜国立大学大学院工学府
Graduate School of Engineering, Yokohama National Univ.

1. はじめに

動作周波数数十GHzに達する超伝導集積回路[1]のパルス電圧出力はサブ mV 程度と極めて小さく，CMOS 回路で構成されるメモリへのアクセスにおいて，昇圧回路を介す必要があり，集積性の悪化，消費電力の増加をもたらしている上に，通信速度のボトルネックとなっている．

この問題を解消しうるのがサブ mV で駆動する光変調器による光インターコネクションである．これまで我々はコア層に InGaAs/InAlAs 五層非対称結合量子井戸（FACQW）[2]を用いた MRR-MZ（Microring Resonator-Mach Zender ）光変調器[3]による低電圧駆動光変調器の検討を行ってきたが，超伝導集積回路への応用に向けてそれを更なる低電圧化について理論的検討を行ったので報告する．

2. 動作原理・計算結果

Fig.1 に，干渉計の両アームに MRR を有する Double MRR-MZ 光変調器の概略図を示す．プッシュプル駆動を可能とするために，Ring1, Ring2 の周回長を僅かに変えている．Fig.2 にマイクロリング部における 1 周当たりの位相 φ と実効位相 φ_{eff}，光透過率 T の関係を示す．わずかな位相変化$\Delta\varphi$で大きな実効位相変化$\Delta\varphi_{\mathrm{eff}}$ が得られる位相変化増大効果を利用する事で，低電圧駆動を可能としている．

Double MRR-MZ 光変調器の動作時のスペクトルを Fig.3 に示す．両アームの MRR にプッシュプルで電圧印加することで両アームの位相を変化させ，波長 1550nm においてオンオフ動作を実現する．

また，Fig.2 のように MRR が位相変調器として動作するには，オーバーカップリング条件

$$K \geq 1-a^2 \qquad (1)$$

を満たす必要がある．ただし，K はリングとバスライン導波路間の結合率，a はリング 1 周当たりの電界透過率である．共振器の Q 値が最大となり動作電圧が低下するのは，式(1)の等式が成り立つとき，すなわちクリティカルカップリングを満たすときである．本検討では，クリティカルカップリング時の結合率 K を設定して計算を行った．リング周長は 348.49 μm とし，目標とする超伝導集積回路のパルス出力による駆動を可能とするために，電圧振幅 1 mV で消光比 3 dB を得ることを目標として設計を行った．設計した MRR-MZ 光変調器のバイアス電圧対消光比の結果を Fig. 4 に示す．設計値は K=0.16，a=0.917，Ring1 と Ring2 の周長差ΔL=35nm である．この結果から，ON 時の挿入損失が 60 dB 以上と大きいものの，電圧振幅 1mV で 4dB の消光比を得られる事を確認した．

参考文献

[1] H. Terai *et al.*, TEION KOGAKU, **48**, 77 (2013).
[2] T. Arakawa *et al.*, Jpn. J. Appl. Phys., **50**, 032204 (2011).
[3] W. M. J. Green *et al.*, Opt. Express., **13**, 1651 (2005).

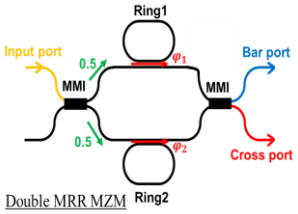


Fig.1. Schematic of double MRR-MZ modulator.

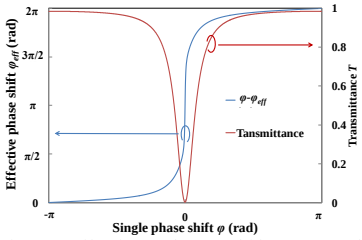


Fig.2. Effective phase shift φ_{eff} and transmittance as function of single-pass phase shiftφ in single ring resonator.

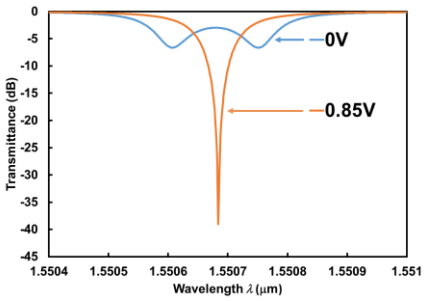


Fig.3. Transmission spectra of double MRR-MZ modulator.

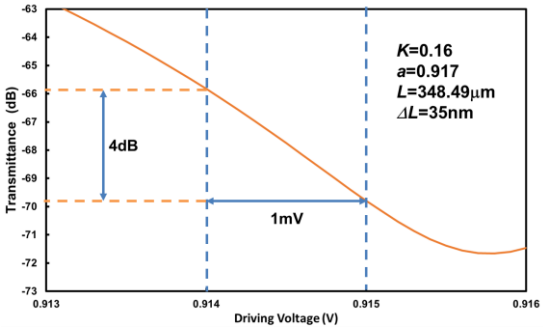


Fig.4. Transmittance vs. driving voltage of MRR-MZ modulator.

WSS を用いた高繰り返し光パルスの生成と自己遅延干渉によるパルス幅評価法の検討

Generation of High-repetition Optical Pulse using WSS and Estimation of the Pulse Width by Self-delayed Interferometer

光枝　健　　藤村　勇起　　山中　友輔　　加藤　和利
Ken Mitsueda　Yuki Fujimura　Yusuke Yamanaka　Kazutoshi Kato

九州大学　大学院システム情報科学研究院
Graduate School of Information Science and Electrical Engineering, Kyushu University

１．まえがき

近年の爆発的なデータトラフィック量増加に伴い、伝送容量の大きなテラヘルツ波無線通信が注目されている。我々はフォトミキサに二つの光波を入射し、これらの差周波としてテラヘルツ領域(0.1-10THz)の電磁波を生成する研究に取り組んでいる[1]。また、一定の周波数間隔で並んだ三つ以上の光波を合波することで光パルスが生成され、これをフォトミキサに入射することで、パルス状の電磁波が得られることも報告されている[2]。

今回、波長選択スイッチ（WSS）を用いて高繰り返し光パルスを生成し、そのパルス幅を簡易に見積もる方法として、光パルスの自己遅延干渉を用いて評価する方法を検討したので報告する。

２．評価系の構成

図 1 に検討した評価系の構成を示す。まず波長 1.55μm のレーザ光を位相変調器（EOM）で変調して 25GHz 間隔の光コムを生成し、波長選択スイッチを用いて 50GHz 間隔の最大五つの光波を抜き出す。その際 WSS の可変減衰機能を用いてそれぞれの光の強度を等しくなるように調整し、図 2 に示すような 50GHz 繰り返し光パルス列を生成する。次にこの光パルス列を二光路に分け、一方の光パルス列を光遅延器（ODL）で遅延させた後、二つの光パルス列を合波する。時間軸上では光パルス列は遅延時間差に応じて互いに重なり合うことになり、光周波数軸上では最大五つの光波がそれぞれ自己干渉していると見なすことができる。この干渉光強度を光パワーメータで測定し、その変化からパルス幅が見積もれないか検討した。

３．測定結果

図 3 は図 1 に示した評価系において、50GHz 間隔の周波数の異なる五光波を重ね合わせて得られる 50GHz 繰り返し光パルス列の自己遅延干渉強度である。横軸は ODL で生成した光路長差に対応する時間を表しており、縦軸はその時の光パワーメータの測定値（直流値）を表している。図 3 の波形は 20ps で繰り返しており、ここから 50GHz の光パルス波の生成を確認した。光パルス波形のシミュレーション（図 2）による五光波の時のパルス幅の理論値は 8.00ps、図 3 中の両矢印から読み取った光パルスの相関幅は平均で 7.95ps であり、両者はほぼ一致していた。ここから今回のパルス幅評価系が有効であることを確認した。

４．まとめ

WSS を用いて高繰り返し光パルスを生成し、干渉計と光パワーメータのみを用いた構成で測定した光パルスの自己遅延干渉強度から、パルス幅を評価する方法を検討した。シミュレーションによるパルス幅の理論値と測定値はほぼ一致しており、本評価系を用いて光パルスのパルス幅を測定できることを確認した。

謝辞　本研究の一部は CREST/JST 及び JST 産学共創基礎基盤研究によるものである。実験に当たり NTT 研究所から多大なる支援をいただいた。

参考文献

[1]坂野ほか,2016 年電子情報通信学会ソ大会，C-14-13
[2]F.-M.Kuo et al.,IEEE Photonics Journal, vol.2, no.5,pp.719-727,Oct. 2010

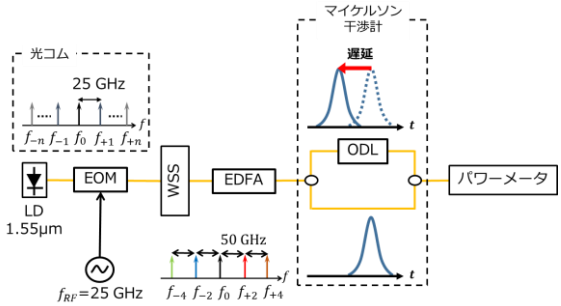


図 1　評価系の構成

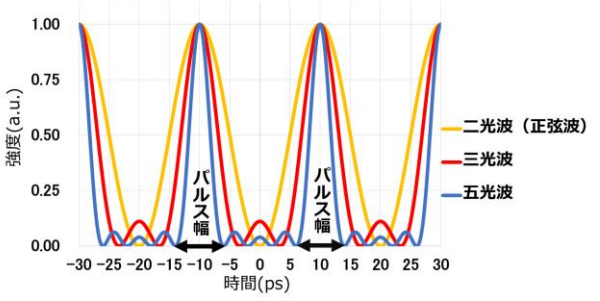


図 2　光パルス波形（シミュレーション）

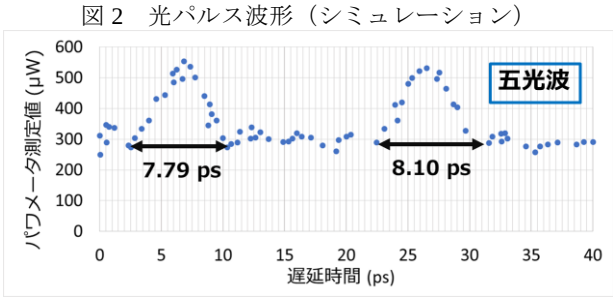


図 3　50GHz 繰り返し光パルス列の自己遅延干渉強度

エタロンによる多重干渉を用いたビームスキャン方式の検討

Beam Scanning using Multiple Interference by Etalon

廣瀬芙紀子　　望月敬太　　野上正道
Fukiko Hirose　　Keita Mochizuki　　Masamichi Nogami

三菱電機株式会社　情報技術総合研究所
Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp.

1. はじめに

近年，移動体通信のトラヒックが爆発的に増加しており，将来の電波の周波数資源枯渇に備えて，近赤外や可視の波長帯を用いた空間通信の技術（空間光通信）が精力的に研究されている．空間光通信用デバイスは，ファイバを用いた光通信用デバイスと異なり，送信器が受信器を追尾するためのビームスキャン技術が必要である．従来，ミラーアクチュエータによる機械的なスキャン方法[1]や，多重干渉を用いた VIPA（Virtually Imaged Phased Array）[2]，ブラッグ反射導波路を用いたビーム偏向器[3]，フォトニック結晶構造によるビームの出射角制御技術[4][5]等が開発されている．我々は，簡単な光学部品の組み合わせによる低コスト化を目指し，エタロンによる多重干渉を用いたビームスキャン方式を考案した．本方式に不可欠な，エタロンによる多重干渉光の強度分布が波長により変化する効果を検証したので報告する．

2. 2 次元ビームスキャンの原理・検証

図 1 に考案した方式の構成図を示す．光源の LD（Laser Diode）を出射した光は，第一レンズを介してコリメート光となり，第一のエタロンに入射する．第一のエタロンを，x-z 平面内で光の伝搬方向に対し傾けて設置すると，内部で多重反射した光が干渉し，エタロン透過後に波長に応じた光強度分布が生じる．図 2 に示すとおり，光強度のピーク位置は，LD 出射波長により x 方向に変化する．同様に，y-z 平面内で傾けて設置された第二のエタロンによる多重干渉光の強度のピーク位置は，波長により y 方向に変化する．各エタロンの透過特性を独立に制御すると，光強度のピーク位置を二次元平面上で任意に変化させることができ，第二レンズを介してビームスキャンが可能となる．

多重干渉光の強度分布変化を検証するため，ビームの到達距離と走査角度を両立する光源モジュールの構造を検討した．両者は第一レンズのデフォーカス量とエタロンの設置角度から決定される．図 3 に，デフォーカス量 2 μm，設置角度 6 ° の構造における，多重干渉光の（図 1 の観測面）強度分布を示す．光強度のピーク位置が，波長により計算で 0.138 mm，測定で 0.14 mm 異なる．測定では，試作機の LD 温度制御により波長を変化させた．

3. まとめ

空間光通信への適用に向けて，エタロンによる多重干渉を用いたビームスキャンの原理検証を完了した．今後，二次元方向へのビーム走査，通信への適用を検証する．

参考文献

[1] 新世代光無線アクセスシステム技術の研究開発 http://kiban.nict.go.jp/annual_report/report/report16/16-13-08.pdf.
[2] M. Shirasaki, Opt. Lett., 21, pp. 366-368 (1999).
[3] F. Koyama and X. Gu, JSTQE, vol. 19, issue 4, article #: 1701510 (2013).
[4] Y. Kurosaka, *et al.*, Nature Photonics, vol. 4, no. 7, pp. 447-450 (2010).
[5] 安田ほか, 電子情報通信学会総合大会 C-4-18 (2016).

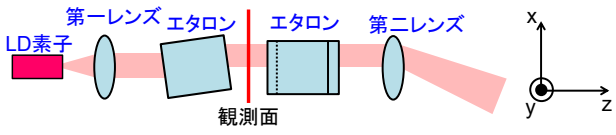


図 1　本方式の構成図

(a) 平面図，(b) 側面図

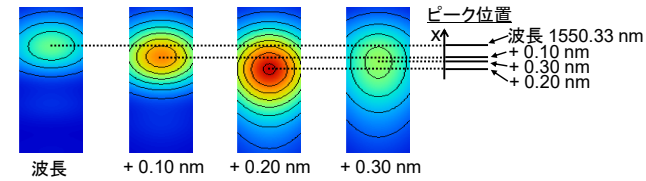


図 2　観測面における多重干渉光の強度分布変化（計算）

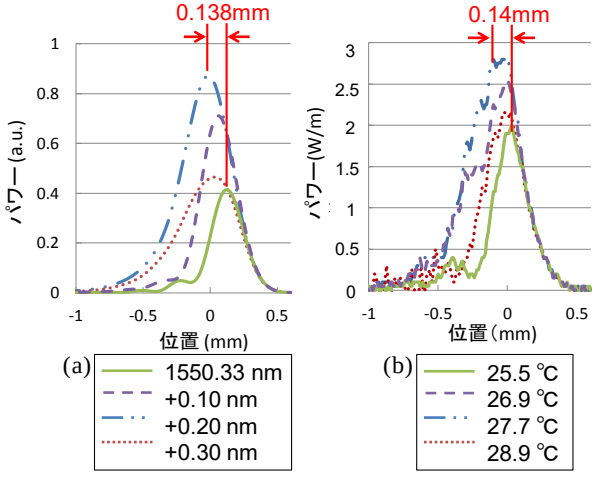


図 3　観測面における多重干渉光の強度分布

(a) 計算結果，(b) 測定結果

金属楕円柱列における局在表面プラズモンの波長応答制御

Control of Localized Surface Plasmon in Elliptic Metal-Cylinder Chains for Varying Incident Wavelength

遠藤源博　高橋涼　大貫進一郎
Endo Motohiro　Ryo Takahashi　Shinichiro Ohnuki

日本大学理工学部
College of Science and Technology, Nihon University

1. まえがき

局在表面プラズモン(LSP: Localized Surface Plasmon)を利用することにより，回折限界を超えてナノ領域で光エネルギーを伝搬することが可能である．ナノサイズの微小金属柱を周期的に配列することで LSP を利用する小型光デバイスの実現が期待されている[1,2].

本報告では小型光デバイスの検証を目的に，金属柱列の断面形状を変化させ，波長応答の形状依存性について検討する．

2. 解析手法

本報告では，FDTD 法（Finite-Difference Time-Domain）を用いて解析を行う．FDTD法では以下のMaxwell方程式を時間および空間領域で差分化し，電磁界解析を行う手法である．

$$\nabla\times\mathbf{H}=\varepsilon_0\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t}+\mathbf{J} \quad (1)$$

$$\nabla\times\mathbf{E}=-\mu_0\frac{\partial\mathbf{H}}{\partial t} \quad (2)$$

金属の周波数分散性を考慮するため，ここでは電子の運動方程式を補助方程式として用いる．また電子の非局所性も併せて考慮した[3].

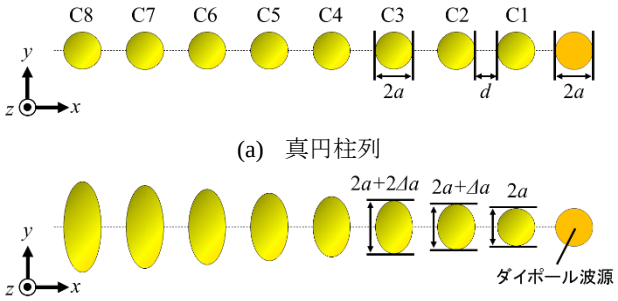
解析モデルを図1に示す．図1(a)は断面形状が真円の場合で，半径a = 5 nm，円柱間距離 d =10 nmとし，金属真円柱を8個配置する．図1(b)は断面形状が楕円の場合で，C1に半径a = 5 nmの金属真円柱を配置し，C2以降y軸方向に長軸をΔaずつ変化させた楕円柱を7個配置した．媒質はいずれの場合も金を仮定した

3. 解析結果

真円柱列に LSP を C1 から C8 へ伝搬させた際の C2 と C5 のダイポールモーメントの波長応答を図 2 に示す．C2 のピーク波長は 525.9 nm，C5 のピーク波長は 550.4 nm となり，ピークが長波長側にシフトすることを確認した．図 3 に楕円長軸の変化量 Δa=2 nm 時の楕円柱列に LSP を伝搬させた際の C2 と C5 のダイポールモーメントの波長応答を示す．断面形状を適切に選ぶことで C2 と C5 のピーク波長を一致させることが可能となる．

4. まとめ

本報告では，金属の真円柱列と楕円柱列における局在表面プラズモンの伝搬制御について解析を行った．楕円柱列の場合，断面形状を変化させることでピーク波長のシフトを制御できることを明らかにした．



(a)　真円柱列

(b)　楕円柱列

図 1　解析モデル

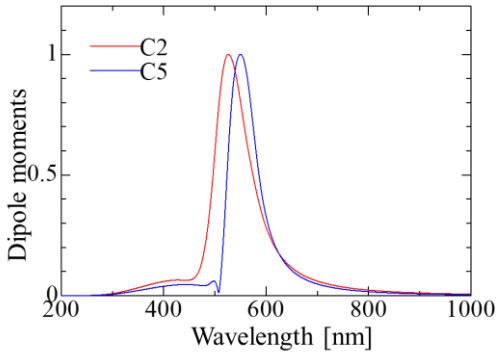


図 2　真円柱列の波長応答

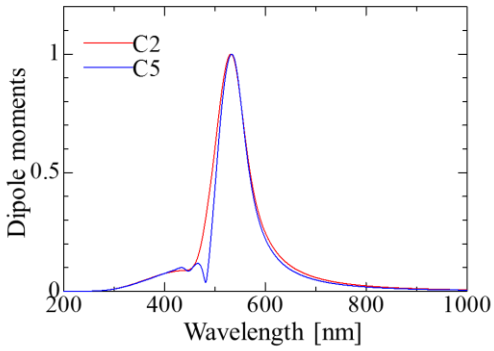


図 3　楕円柱列の波長応答

参考文献

[1] W. Nomura, et al. : Appl. Phys. Lett., Vol. 86, pp. 181108-1–181108-3, April, 2005

[2] S. A. Maier, et al. : Nat. Mater. Vol. 2 (2003) pp. 229.-232

[3] K. Nagasawa , T.Takeuchi , S. Ohnuki , IEICE Electronics Express. Vol. 13 (2016) No. 8 pp. 20160216

[4] R. Takahashi, K. Nagasawa, S. Ohnuki, The 2017 IEICE General Conference, C-15-3, Mar. 2017.

振幅分布の対数極座標変換による光渦モード分離

Optical-Vortex mode separation using log-polar transformation of amplitude distribution

髙嶋　悟　　小林　弘和　　岩下　克
Satoru Takashima　Hirokazu Kobayashi　Katsushi Iwashita

高知工科大学大学院　工学研究科　基盤工学専攻
Graduate School of Engineering, Kochi University of Technology

1. 研究背景・目的

光渦とは等位相面が螺旋状にねじれており、強度分布がドーナツ型で中心に強度暗転をもつ光ビームである。螺旋状の位相勾配をもつこの光渦は、図 1 のように多数のモードを多重化することができる。光渦での多重化を利用するには、効率的かつ高精度に生成、分離することが必要である。本研究では、反射面に液晶で構成された多数のピクセルを有しており、電圧によって各ピクセルの屈折率を変化させて入射ビームの位相分布を変調して任意の空間モードを生成できる空間位相変調器（LCOS-SLM）を用いて光渦の分離[1]を行い、その精度評価を行ったので報告する。

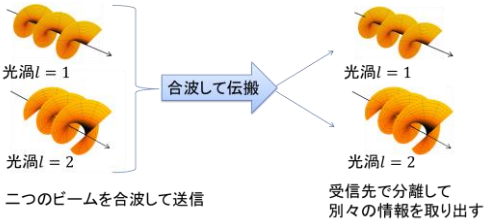


図 1　光渦を用いた多重化

2. SLM による光渦分離

光ビームの座標変換を行うために(x,y)平面から(u,v)平面への対数極座標変換を考える。平面$z=x+iy=re^{i\phi}$から平面$w=\log z$に移す変換のことを対数極座標変換という。(x,y)平面から(u,v)平面への変換だと考えると

$$(u,v)=\left(\ln\sqrt{x^2+y^2},\tan^{-1}\frac{y}{x}\right) \quad (1)$$

であり、(x,y)平面での原点からの距離がrで偏角がϕから、実軸がrで虚部がϕの平面への座標変換になっている。この変換を光学系で実装するためにレンズのフーリエ変換作用を用い、位相停留法で積分計算を解くと仮定すると、与えるべき位相$\varphi(x,y)$が求まる。この位相を与え、レンズの焦点距離f_Lで観測すると、円状の強度分布から線上の強度分布へと座標変換される。しかし、変換のために与えた位相$\varphi(x,y)$とフーリエ変換のために加わった位相項が(u,v)平面の関数として残ってしまっており、元の光渦の位相勾配を保持できていない。余分な位相項を消去するために、光渦の強度分布に位相$\varphi(x,y)$を与えてフーリエ変換することで解析的に求めると$\varphi_\alpha(u,v)$が得られる。

3. 実験構成・結果

図 2(a)に示す実験系で$l=1,-1$の光渦分離の実験を行った。SLM の左半分に位相$\varphi(x,y)$を表示し、右半分に位相$\varphi_\alpha(u,v)$を表示する。光渦ビームに位相$\varphi(x,y)$を与え、凹面鏡の焦点面で円状の強度分布から線上の強度分布に変換される。線上の強度分布に右側の位相$\varphi_\alpha(x,y)$を与えることで、凸レンズを通過した焦点面で CCD カメラを用いて観測したものが図 2(b)である。図 2(c)に観測した結果の断面図を示す。光渦のモード$l=1,-1$ごとに別の場所に集光されていることがわかる。この二つの分離度Rを二つのピークの距離d、それぞれの半値幅をσとして

$$R=1.18\times\frac{d}{\sigma_1+\sigma_2} \quad (2)$$

と定義する。今回の結果では分離度Rは 1.3 となった。二つがガウシアン分布だとすると、面積の重なりが 9%となる値で、二つがよく分離されていることがわかった。

4. まとめと今後の予定

振幅分布の対数極座標変換を用いて、光渦のモードごとに別々の場所に集光させ、その分離度として 1.3 を得ることができた。今後は分離したモード間の距離を広げるために、座標変換後の分布のコピーを並べる方法などを行いたいと考えている。

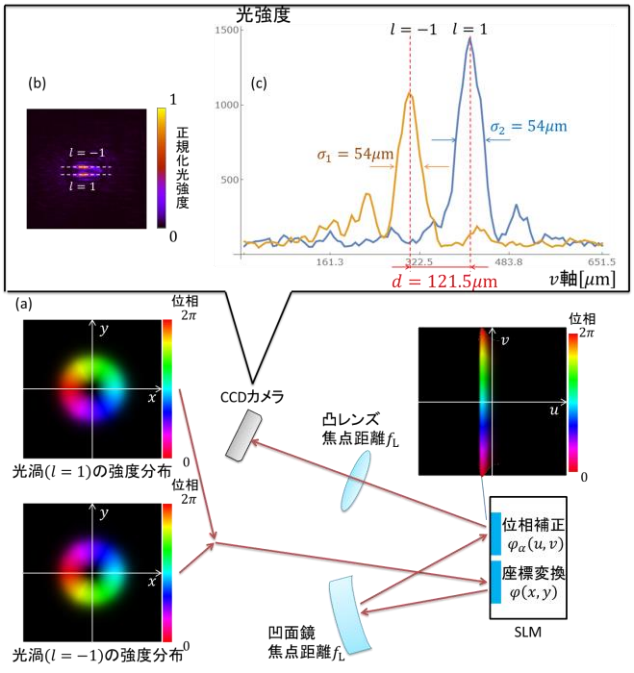


図 2　実験図　(a)実験系　(b)CCD での観測　(c)　観測したピーク断面

参考文献

[1] Berkhout, Gregorius CG, *et al. Physical review letters* 105. 15 (2010): 153601.

異径直列結合マイクロリング共振器波長フィルタの 3dB 波長帯域を含めた設計手法の検討

Investigation of Design Method for Wavelength Filter Based on Series-Coupled Microring Resonators with Different Radii Considering 3dB Bandwidth

横浜国立大学大学院　○小松原　拓也，　國分 泰雄，　荒川 太郎

Yokohama National Univ., ○Takuya Komatsubara, Yasuo Kokubun, Taro Arakawa

E-mail: komatsubara-takuya-hf@ynu.jp, arakawa-taro-vj@ynu.ac.jp

1. はじめに

高次直列結合マイクロリング共振器（MRR）による波長フィルタは，小型で集積性に優れ，かつ所望のフィルタ特性の設計が容易である[1,2]．しかし，共振波長，自由スペクトル領域（FSR），3dB 波長帯域を同時に設計することは難しい[3]．特に，FSR を増大させることが可能な異径直列結合 MRR では，これまで上の 3 つのパラメータを同時に設計する手法がなかったため，本研究では，ディジタルフィルタ設計手法[4]を応用した新しい設計手法を提案し，その理論検討と解析を行った．

2. 設計手法

本発表では，例としてバタワースフィルタの設計について検討した．共振波長，FSR，3dB 波長帯域を決定するために，バタワース関数に MRR の伝達関数が一致するような MRR のパラメータを導出していく．伝達行列法[4]を用いると，Fig. 1 に模式図を示す 4 次直列結合 MRR の伝達関数を導出でき，無損失を仮定した場合，式(1)のように示される．

$$H_{4\mathrm{MRR}} = \frac{\prod_{i=0}^{4} K_i}{\left(1-q_1 z^{-2}\right)\left(1-q_2 z^{-2}\right)\left(1-q_3 z^{-3}\right)\left(1-q_4 z^{-3}\right)} \quad (1)$$

ここで，$z = e^{j\beta L_0} = e^{j2\pi\lambda_0^2/\lambda FSR}$．$\beta$は伝搬定数，$\lambda_0$ は共振波長，q_iは結合効率 K_n（透過率 t_n）からなる z の係数である．また，2 種のリング周長はそれぞれ L_1=2L_0, L_2=3L_0 となる．

対して，一般的なバタワース関数では，上記と z の次数が異なってしまうため，新たに異径時における 4 次のバタワース関数を定義する．

$$H_{4\mathrm{MRR}} = \frac{\sigma_4}{\left(1-P_1 z^{-2}\right)\left(1-P_2 z^{-3}\right)\left(1-P_3 z^{-3}\right)\left(1-P_4 z^{-2}\right)} \quad (2)$$

ここでσ_4は分母の最大値と等しい定数，P_kはバタワース関数の極であり，3dB 波長帯域$\Delta\lambda$を含む関数である．

$$P_k = \exp\left[\alpha \cdot \frac{\Delta\lambda}{FSR} \cdot e^{\frac{2k+3}{8}}\right] \quad (3)$$

ただし，k=1,4 のときα=2，k=2,3 のときα=3 である．

式(1)と式(2)の係数比較を行うことで，連立方程式を導出し，MRR のパラメータである結合効率を導出していく．しかし，ここで得られる連立方程式は矛盾なく解くことが不可能であるため，近似を用いて導出を行った．

上記の手法を用いて，3dB 波長帯域を 0.12 nm，FSR を 6.2 nm として導出した結合効率は{K_0, K_1, K_2, K_3, K_4}={0.74, 0.12, 0.016, 0.058, 0.31}となったが，近似を用いたため 3dB 波長帯域が設計値からずれてしまった．そこで，K_2 のみを調整し，K_2=0.032 とした結果を，もともとの設計目標のスペクトルと合わせて Fig. 2 に示す．K_2のみを微調整することで，ほぼ所望のスペクトルを得ることに成功した．

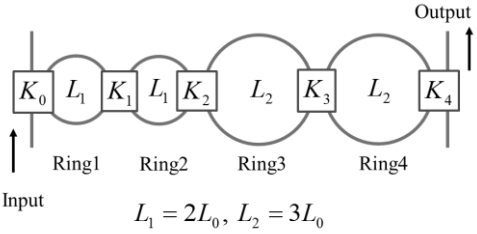


Fig.1. Schematic top view of 4th order series-coupled microring resonator (MRR) filter. L_1 and L_2 are round-trip lengths of Rings 1and 2. L_0, is 114 μm.

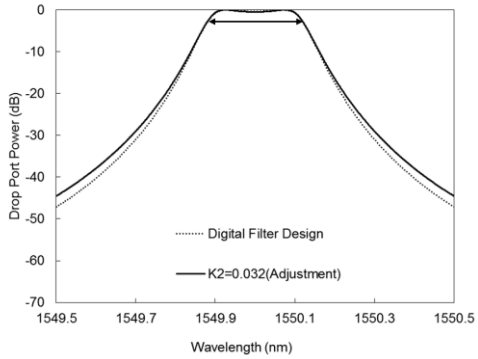


Fig.2. Theoretical spectral responses at Drop port of 4th order MRR filter. (Coupling efficiencies {K_0, K_1, K_2, K_3, K_4}={0.74, 0.12, 0.016, 0.058, 0.31}, $\Delta\lambda$=0.12 nm, FSR=6.2 nm)

参考文献

[1] Y. Goebuchi *et al*., IEEE Photon. Technol. Lett., 18, 3 (2006).
[2] B. E. Little, *et al*., J. Lightw. Technol., 15, 6 (1997).
[3] C. Chaichuay, *et al*., Opt. Appl., 39, 1 (2009).
[4] C. Madsen *et. al*., John Wiley & Sons, Inc. (1999).

波長可変レーザの発振初期における波長安定化に関する研究

Wavelength Stabilization in Early Period of Lasing at Tunable Laser

福田浩規　山口健太　久保木猛　加藤和利
Hiroki Fukuda　Kenta Yamaguchi　Takeshi Kuboki　Kazutoshi Kato

九州大学　大学院システム情報科学研究院

Graduate School of Information Science and Electrical Engineering, Kyushu University

1．　まえがき

光バーストシステムや光パケットシステムには波長可変範囲が広く高速波長切替が可能な光源が求められる。その候補の一つとして分布活性(TDA: Tunable Distributed Amplification) DFB レーザ[1]が開発されている。TDA-DFB レーザは活性層と波長制御層が交互に配置された共振器で構成される(図 1)。波長制御層へ電流を注入しキャリア密度を変化させることで共振器の屈折率を変化させ、最大で約 800GHz (6.4nm)の波長切替が可能である。その応用例として発振波長帯域がそれぞれ異なる TDA-DFB レーザ 6 素子と 6x1 光カプラ、SOA を集積したフル C バンド TDA-DFB レーザアレイ等が実現されている。我々は TDA-DFB レーザ 1 素子において、活性層への注入電流を一定とし波長制御層への注入電流変化量をナノ秒オーダで制御することで切替後 100ns 以内での波長安定化を達成している[2]。

今回、異なる素子間での波長切替を想定して、1 素子における活性層への電流注入時(ON 時)の波長変化に着目し、フィードバック制御を用いた高速な波長安定化を行った。

2．制御系の構成及び実験結果

図 2 に波長安定化の実験系を示す。本実験では制御装置として Field Programmable Gate Array (FPGA)を用いた。TDA-DFB レーザの活性層と制御層にそれぞれの駆動回路を用いて同時に電流を掃引しレーザを発振させる。モジュール内蔵の波長ロッカを用いて波長を測定し、その波長をもとにフィードバック制御を行う。波長モニタ用フォトダイオード(PD2)の出力電流値はファブリペロー(FP)エタロンへの入射光の波長及び強度により決まる。レーザ出力強度に依存しない波長の測定を行う必要があるため、各 PD の出力値を対数値に変換したのち、FPGA に入力して二つの対数値の差を求めることで除算(規格化)の高速化を図っている。これにより制御周期 500ns を実現した。検出した値を元に制御層へ流す電流にフィードバック制御を与える。なおフィードバック制御は電流注入後 1μs に開始した。

図 3 にレーザ発振開始直後における光周波数の変化の測定結果を示す。ここで、光周波数の収束値から±1 GHz 以内に収まる時間を波長安定化に要する時間と定義した。制御を与えなかった場合の安定化に要する時間は 800μs であったがフィードバック制御を行うことで 2μs まで短縮することに成功し、フィードバック制御の有効性を確認することができた。

3．まとめ

レーザ発振直後の制御層電流にフィードバック制御を用いることで約 2μs での波長安定化を実現し、フィードバック制御の有効性が確認できた。これにより、フィードバック制御を用いることでアレイ内の異なるレーザへの波長切替においてもレーザ発振開始直後数マイクロ秒以内で波長安定化ができる見込みを得た。

謝辞

本研究の一部は JSPS 科研費 26420308 の助成を受けたものです。実験を遂行するにあたり NTT 研究所から多大な支援をいただきました。

参考文献

[1] N. Nunoya et al, IEEE J. Select. Top. Quantum. Electron., **17**, 1505-1512 (2011).
[2] R. Kimura et al,21th Microoptics Conference (MOC) 2016, 13C-10.

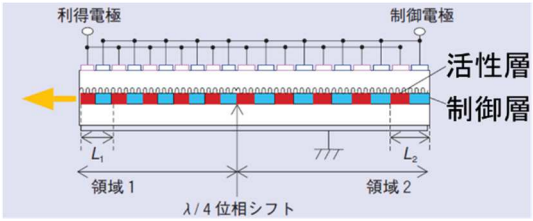


図 1　TDA-DFB レーザの構造[1] (一部文字追記)

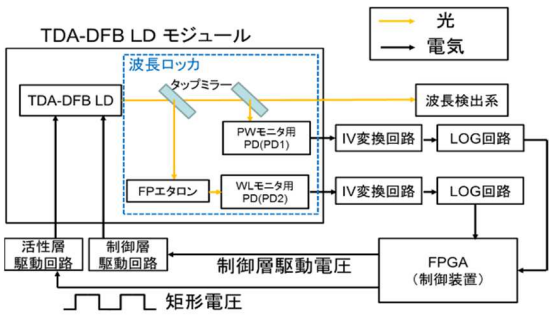


図 2　波長安定化の実験系

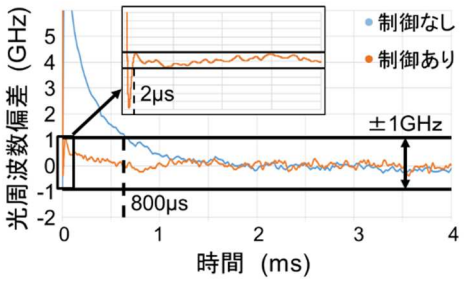


図 3　レーザ発振直後の光周波数変化測定結果

時間領域電磁界解析法の比較検討

-分散モデルと計算精度-

Comparison of Computational Electromagnetic Techniques in Time Domain

-Dispersion Models and Computational Accuracy-

大西　崚平　　渡部　慎太郎　　大貫　進一郎
Ryohei Ohnishi　　Shintaro Watanabe　　Shinichiro Ohnuki

日本大学理工学部
College of Science and Technology，Nihon University

1.　まえがき

近年，微小金属を用いたプラズモニックデバイスの研究において時間領域解析法が広く用いられる．本報告では，微小金属円柱の厳密解を複素周波数領域で導出し，高速逆ラプラス変換(FILT : Fast Inverse Laplace Transform)法により時間応答波形を求める．また分散性を考慮した FDTD 法を用いて同様な解析を行い，計算精度の比較検討を行う．

2.　解析手法

z 軸方向に一様な二次元円柱に，H 波を入射した際の厳密解を複素周波数領域で導出する[1]．この厳密解に FILT 法を適用し，式(1)より時間応答波形を求める．

$$H_z^{(s)}(t)=\frac{e^{\alpha}}{t}\left(\sum_{n=1}^{k}F_n+2^{-(p+1)}\sum_{q=1}^{p}A_{pq}F_{n+q}\right) \tag{1}$$

但し

$$F_n=(-1)^n\,\mathrm{Im}\left[F\left\{\frac{\alpha+i(n-0.5)\pi}{t}\right\}\right] \tag{2}$$

$$A_{pp}=1, A_{pq-1}=A_{pq}+\frac{(p+1)!}{q!(p+1-q)!} \tag{3}$$

ここで，α は FILT 法の誤差パラメータ，k は打ち切り項数，p は Euler 変換の項数である．

分散性を考慮した FDTD 法として，電子の運動方程式を補助方程式とする ADE 法[2]，畳み込み積分に評価する RC 法と TRC 法[3]を用いる

3.　解析結果

図 1 に解析モデルを示す．半径 100 nm の円柱にガウシアンパルスを入射し，観測点を円柱中心から 200 nm 後方に設ける．円柱の媒質を金とし，LD モデルで計算する．図 2 に観測点での時間応答波形を示す．厳密解に FILT を適用したものと，ADE 法，RC 法，TRC 法は同様な応答波形が得られた．

図 3 に観測時間 t =1.31 fs における FILT の打ち切り項数 k に対する収束と FDTD 法の dt の変化における収束を示す．FILT 法では 8 桁程度の有効桁が得られるのに対し，FDTD 法では 4 桁程度で収束でることを確認した．

4.　まとめ

本報告では，二次元微小金属円柱の時間応答解析における計算精度を検討した．FILT 法の有効桁は 8 桁程度で，信頼性の高い計算結果が得られることを明らかにした．

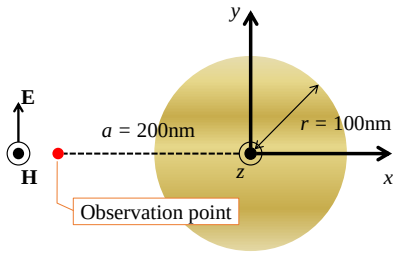


図 1 . 金属円柱の解析モデル

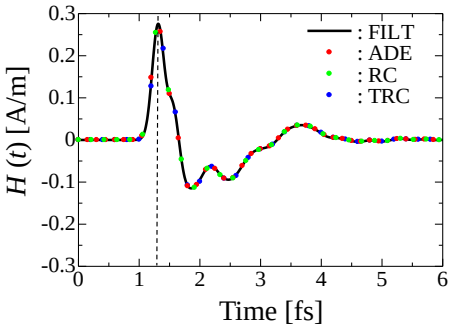
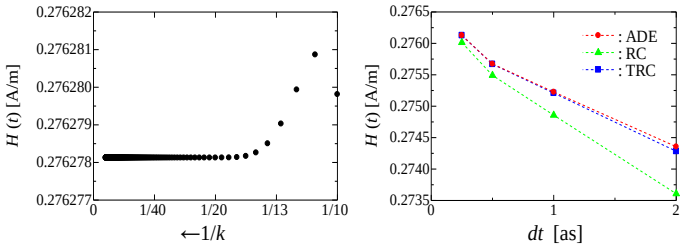


図 2 . 観測点での時間応答波形



(a)FILT 法　　(b)FDTD 法

図 3 観測時間 t = 1.31fs での収束

参考文献

[1]　S.Ohnuki, S.Watanabe, and K.Nagasawa, Proc.of PIERS 2016, 2A_12

[2]　T. Yamaguchi and T. Hinata：Opt. Express, vol.15, pp.11481-11491, 2007

[3]　J. Shibayama, R. Ando, A. Nomura, J. Yamauchi, H. Nakano ,IEEE Photon. Technol.Lett., vol.21,2009

マルチモード光ファイバを用いたアクセス系における信号制御

Signal Control in Optical Access Network using Multi-Mode Fiber

大島 浄司 Joji Oshima　森住 裕紀 Yuki Morizumi　小林 弘和 Hirokazu Kobayashi　岩下 克 Katsushi Iwashita

高知工科大学大学院　工学研究科　基盤工学専攻
Graduate School of Engineering, Kochi University of Technology

1. はじめに

現在用いられる PON（Passive Optical Network）光アクセスシステムにおいて，送信側の光信号は，光スプリッタを介してすべての受信機に送信される．各受信機では，自分宛の光信号のみを取り出しているが，これはセキュリティ上非常に危険な状態にある．そのため，所望の受信機のみに信号が送信されることが望まれる[1] [2]．本稿では，マルチモード光ファイバを用いた PON においてモード分割多重を用いて，送信信号を制御することにより，所望の出力ポートに信号を転送する方法について検討したので，その結果を報告する．

2. 原理

送受信が 2×2 のアクセス系における転送制御の原理を図 1 に示す．送信信号 $\boldsymbol{X}$ を重み行列 $\boldsymbol{W}$ に従って重ね合わせ，その信号を光変調器により光信号に変換する．それらの信号を合波し，それぞれファイバの異なるモードを励振させ，マルチモード光ファイバを伝搬させる．伝搬後の信号は，モード依存性のあるカップラで分配し，それぞれ受信する．このアクセスシステムで，ファイバ伝送系をチャネル行列 $\boldsymbol{H_M}$ とすると受信信号 $\boldsymbol{Y}$ は $\boldsymbol{Y = H_M \cdot W \cdot X}$ と線形的に表せる．ここで，$\boldsymbol{W}$ に $\boldsymbol{H_M}$ の逆行列 $\boldsymbol{H_M^{-1}}$ を与えれば（フィードバック），$\boldsymbol{Y = X}$ となり，x_1 は y_1 のみに送信され，x_2 は y_2 のみに送信される．この $\boldsymbol{H_M}$ は，時々刻々と変化するため，この変化に対応した制御を行う必要がある．

3. 実験構成

送受信が 2×2 の実験構成を図 2 に示す．各チャネルの信号は，1GHz の副搬送波を 100Mbps で電気的に BPSK（Binary Phase Shift Keying）変調した．今回片方に 2bit 遅延を与え，異なる信号とみなせるようにした．それらの信号は 2 つの光変調器で強度変調をした．その後，モード依存性のあるマルチモードフューズドファイバカップラ（GI-OC）を用いて合波し，1km の MMF に伝送させ，再び同様のカップラで 2 つに分岐した．分岐した信号を光受信器で受信し，A/D 変換を行い，同期検波により復調（Dem）した．一方，受信信号から，MIMO（Multi Input Multi Output）処理によって $\boldsymbol{H_M}$ を求め，送信側にフィードバックし，重み行列制御を行った．

4. 実験結果

図 3 にフィードバック前後のアイパターン．コンスタレーション，送信信号との相関を示す．それぞれの図は，受信信号に MIMO 処理を行わず，復調処理のみを行ったものである．同一の信号を送っているが，送信信号との相関を計算することにより分離度の区別が可能になる．アイパターンとコンスタレーションからおおよそ分離はできているが，相関からわずかながら所望の信号が別の受信ポートにも送信されていた．

5. まとめ

MMF を用いて，送信信号を制御することで，信号を所望の受信ポートのみに送信することは可能であることが分かった．

参考文献

[1] Y.Morizumi, *et al.*, OECC/PS 2016, 3-7 July 2016
[2] N.Jiang, *et al.*, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 25, no. 19, pp. 1912-1915, October 1, 2013

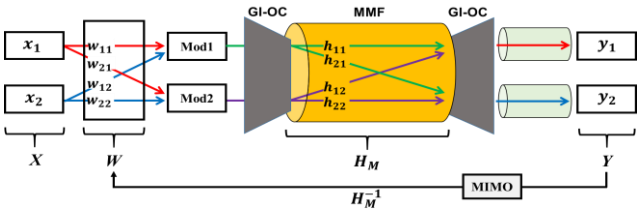


図 1. 送信信号の制御原理

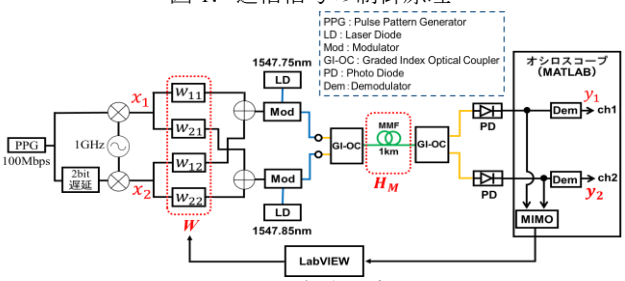


図 2. 実験構成

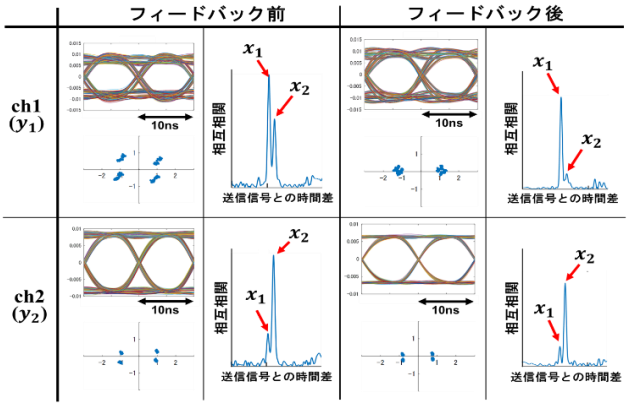


図 3. フィードバック前後のそれぞれのアイパターンとコンスタレーション，及び送信信号との相関

オールパス型マイクロリング共振器偏波制御デバイスのための基礎検討
Basic Investigation for All-Pass Microring Resonator Polarization Control Device

平山智輝 Tomoki Hirayama　　荒川太郎 Taro Arakawa

横浜国立大学大学院
Graduate School of Engineering, Yokohama National Univ.

1. はじめに

近年，現代の社会では光通信技術の発達に伴い，一度の通信でより多くの情報を載せることが求められている．偏波多重通信方式では，伝搬に対して横偏波の TE モード，縦偏波 TM モードを同時に扱うことで波長多重通信方式のさらなる効率化をするものである．

その実用化のために，TE/TM モード間の変換を行うことができるモードコンバータが盛んに研究されている[1-3]．しかし，今まで検討されてきたモードコンバータはパッシブデバイスであり，TE/TM モード変換をアクティブに制御できるデバイスはなかった．

そこで，我々は，オールパス型マイクロリング共振器（MRR）をモードコンバータにしたアクティブ偏波制御デバイスを提案する．MRR に電圧印加しコアの等価屈折率を変化させ，リングの共振波長をシフトすることでモード間を制御することを目的とする．低動作電圧で大きな共振波長シフトを得られるデバイス設計も同時に行っていく．今回は，準備研究として，MRR モードコンバータの TE，TM モード出力パワーの波長依存性に関する検討結果を報告する．

2. ジョーンズベクトルを用いた計算手法

Fig. 1 に MRR モードコンバータのレイアウト図を示す．MRR 導波路としてハーフリッジ型導波路[3]を採用し，TE/TM モードコンバータとして動作することを想定した．特性解析には，ジョーンズベクトルを用いた． TE，TM モードの直線偏光だけではなく，それらに位相差が生じた場合の円偏光，楕円偏光も扱うことができるよう，次式のような拡張した伝達行列を用いた．

$$\begin{bmatrix} b_{1x} \\ b_{2x} \\ b_{1y} \\ b_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_x & -j\kappa_x & 0 & 0 \\ -j\kappa_x & t_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & t_y & -j\kappa_y \\ 0 & 0 & -j\kappa_y & t_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1x} \\ a_{2x} \\ a_{1y} \\ a_{2y} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ただし，a_{1x}は Fig. 1 に示したa_1が x 方向に偏光した光の複素電界を表す．a_2 , b_1 , b_2についても同様である．t は電界透過率，κ は電界結合率，ジョーンズベクトルの添え字 x, y はそれぞれ TE モード，TM モードを表す．また MRR 内での変換に関しては次式で表現した．

$$\begin{bmatrix} b_{2x} \\ b_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\theta) & -\sin(-\theta) \\ \sin(-\theta) & \cos(-\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e^{-jk_0 n_f L} & 0 \\ 0 & e^{-jk_0 n_s L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2x} \\ a_{2y} \end{bmatrix} \quad (2)$$

ただし，θ はモードコンバータ内を導波した光の複屈折主軸の傾きである．また，f 軸と s 軸の屈折率は$n_f = 3.26203$, $n_s = 3.26408$を用いた．

3. 解析結果

Fig. 1 の MRR に TE 光を入射したときの出力光を式(1)および(2)を用いて計算した．MRR とバスライン導波路間の方向性結合器における光パワー結合率，透過率をそれぞれ 0.2 , 0.8 とした．Fig. 2 に，入力光波長を 1547.8 nm から 1549.7 nm まで変化させた時の出力 TE，TM モード光の強度変化を示す.この結果から，共振波長付近で TM モード光に変化されることを確認した．

今後は導波路のコア部に電圧を印加し，屈折率を変化させ，共振波長をシフトすることで，電圧を印加していない場合には TM モード，電圧を印加した場合には TE モードを出力できるアクティブ TE/TM 変換素子の検討を進めていく．

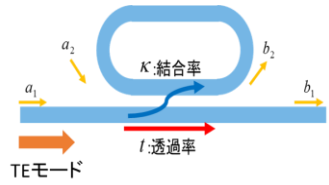


Fig.1 Schematic top view of MRR mode converter (round trip length is 378μm).

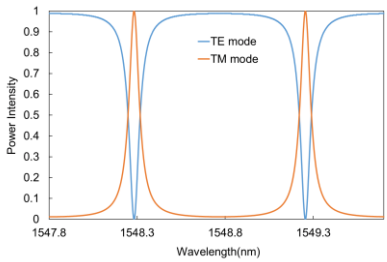


Fig.2 Theoretical transmittance spectra of MRR mode converter when TE mode light is incident. ($t_x = t_y = 0.894$, $\kappa_x = \kappa_y = 0.447$).

参考文献

[1] A. Xie *et al.*, Opt. Express **39**, 3960 (2015).
[2] K. Goi, *et al.*, Opt. Lett. **40**, 1410 (2015).
[3] M. Zaitsu *et al.*, Opt. Express, **21**, 6910 (2013).
[4] T. W. Soucer *et al.*, Opt. Express, **23**, 6051 (2015).

二次元配列アンテナアレイによるコヒーレントテラヘルツ波合成

Coherent-THz Wave Combiner Composed of Two Dimensional Antenna Array

周　洋　　坂野豪紀　　加藤和利
Yang Zhou　　Goki Sakano　　Kazutoshi Kato
九州大学　大学院システム情報科学研究院
Graduate School of Information Science and Electrical Engineering, Kyushu University

1. まえがき

近年の爆発的なデータトラフィック量増加に対応するため、無線通信ネットワークにおいても通信速度を増加していかなければならない。その一つの研究の方向として、100GHz 以上の搬送波を用いる、いわゆるテラヘルツ波技術が注目されている。我々は単一走行キャリアフォトダイオード(UTC-PD) を使用し、フォトミキシングにより 2 つのレーザの周波数差を搬送波として生成する、テラヘルツ波無線通信の研究を行っている[1]。フォトミキサとして用いる UTC-PD は一般的な pin-PD に比べて高出力なデバイスであるが、出力飽和によって、上限値が例えば 300GHz において約 100μW にとどまる[2]。そこでより大きなテラヘルツ波出力を得るために、アレイ配置した UTC-PD からのそれぞれの出力の空間合波を検討している。位相調整した空間合波により一次元的な指向性利得が得られることも確認している。具体的には、6 つの UTC-PD を一次元にアレイ化し、約 30 倍以上のピーク強度が測定された[3]。今回、さらにアレイ数を増加させるために、アレイ配置を一次元から二次元に拡張した。実験において、二次元配列した 2×4 アンテナアレイでは、二次元的な指向性利得が生じ、1×4 アンテナと比べておよそ 4 倍のピーク強度が得られたので報告する。

2. 実験系の構成

図 1 に実験系の構成を示す。まず二つのレーザダイオード（LD）を用いて波長 1550nm と 1552.4nm のレーザ光を生成する。光合波器(OC)で合波後、2 光波を EDFA で増幅し、LN 変調器で 1MHz の正弦波変調をかける。変調された 2 光波から Band-pass Filter (BPF)を用いて ASE 雑音を除去し、光スプリッタ(OS)を用いて二つの光路に分配する。二つの光路それぞれに挿入した光ディレイライン(ODL)とマイクロレンズアレイ(MLA)を経由して UTC-PD に 2 光波を入射する。UTC-PD はフォトミキサとして、二つのレーザの差周波数 300GHz のテラヘルツ波を生成する。生成したテラヘルツ波をアンテナアレイにより空間に放射し、合波する。その際、最大出力となるように ODL でテラヘルツ波の位相を調整する。今回の実験では 1×4 アレイと 2×4 アレイについて、2cm 離れたアンテナで受信し、ショットキーバリアダイオード(SBD)でテラヘルツ波強度を電圧値に変換し、スペアナで 1MHz の変調成分を測定する。

3. 実験結果

本実験では一つの UTC-PD に接続された 1×4 アンテナを一単位として、単位数が 1 と 2 の時のそれぞれのテラヘルツ波ピーク強度を測定した。図 2 は横軸をアンテナ単位数の 2 乗、縦軸をテラヘルツ波ピーク強度としたグラフであり、●は単位数が 1 と 2 の測定値である。また点線は 2 つの測定値を用いて求めた一次近似直線である。測定値が近似直線上にあることから、テラヘルツ波のピーク強度はアンテナ単位数の 2 乗にほぼ比例することがわかる。すなわち一次元配列の 1×4 アンテナアレイと比べて、二次元配列の 2×4 アンテナアレイでは、2 倍の放射パワーに加えてさらに 2 倍の指向性利得が生じ、その結果およそ 4 倍のテラヘルツ波ピーク強度が得られた。

4. まとめ

テラヘルツ波空間合波におけるさらなるアレイ数増加を検討するため、二次元配列のアンテナアレイからの合波出力を測定した。測定結果より、2×4 の二次元アレイから出たピーク強度は 1×4 一次元アレイに比べてさらに 4 倍大きく、アレイ数の 2 乗に比例することがわかった。

謝辞　本研究の一部は 2015 年度総務省戦略的情報通信研究開発事業(SCOPE)、JST 産学共創基礎基盤研究及び JST/CREST(JPMJCR1431)によるものである。実験にあたり NTT 研究所から多大な支援をいただいた。

参考文献

[1] S. Takeuchi et al., IEICE TRANS. ELECTRON., VOL.E99-C, NO.9 SEPTEMBER 2016

[2]永妻忠夫, 電子情報通信学会技術研究報告,vol. 110, no. 342, pp. 13–18, Dec. 2010.

[3]坂野ほか, 2016年信学会ソ大会 C-14-13

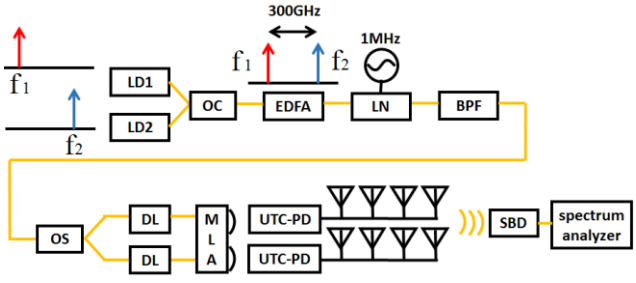


図 1 テラヘルツ波合波実験系

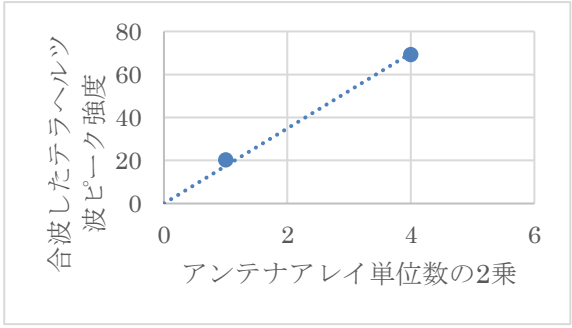


図 2 テラヘルツ波ピーク強度測定結果

電磁界解析における CIP 法の計算精度の検討

A Study of Computational Accuracy of the CIP Method in Electromagnetic Analysis

谷口宣明[*1]
Nobuaki Taniguchi[*1]

山口 隆志[*2]
Takashi Yamaguchi[*2]

大貫進一郎[*1]
Shinichiro Ohnuki[*1]

[*1] 日本大学理工学部
Collage of Science and Technology Nihon University

[*2] 東京都立産業技術センター
Tokyo Metropolitan Industrial Technology Research Institute

1. はじめに

CIP (Constrained Interpolatoin Profile) 法は，電磁界解析において数値誤差の少ない計算手法として期待されている．本報告では，CIP 法を用いて移流方程式を解き，電磁パルスの散乱シミュレーションを行う．電磁界解析で現在主流となっている FDTD (Finite-Difference Time-Domain) 法の計算結果と比較することにより，その有用性を検討する．

2. 解析法

CIP 法とは，次式に示す移流方程式の数値解法である[1]．

$$\frac{\partial f}{\partial t} + u\frac{\partial f}{\partial x} = 0 \qquad (1)$$

ここで，f は移流する物理量，u は x 方向に対する移流速度を表している．CIP 法を電磁界解析に適用する際，Maxwell 方程式を移流方程式の形に変形してから計算を行う[2]．FDTD 法では格子点間を差分して近似するのに対し，CIP 法では格子点ごとでの微分係数を考慮することで，より高精度な計算を行ことが可能である．

3. 数値結果

誘電体円柱に H 波を入射し，散乱磁界を円柱後方 2 m の地点で観測する (図 1 参照)．このとき入射波はサイン半波パルスである．観測点における時間応答波形を図 2 に示す．実線は時間領域での厳密解，丸は CIP 法，三角は FDTD 法の計算結果を示しており，すべての波形が図上で一致している．

図 3 に観測時間 6 ns から 10 ns におけるサイン半波パルスの立ち下がり近傍の拡大図を示す．FDTD 法では差分近似により数値誤差が発生していることがわかる．厳密解との相対誤差を図 4 に示す．FDTD 法は最大で 1%程度の誤差なのに対し，CIP 法は 0.1%と高精度な数値結果を得られる．

4. まとめ

本報告では，CIP 法を用いて誘電体円柱における散乱磁界を解析した．その結果を時間領域の厳密解，および FDTD 法の計算結果と比較することで，CIP 法の計算精度を検証した．

5. 参考文献

[1] 矢部孝，内海隆行，尾形陽一，“CIP 法”，森北出版，2003.

[2] 大久保寛，竹内伸直，“CIP 法を用いた電磁界解析における異なる物質の境界の取扱い，”電子情報通信学会論文誌，Vol. J88-B，No. 9，2005.

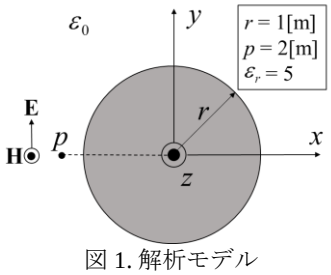


図 1. 解析モデル

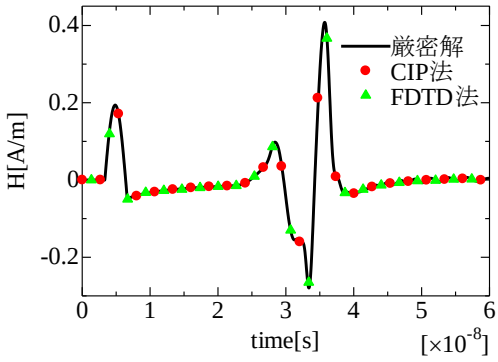


図 2. 数値結果

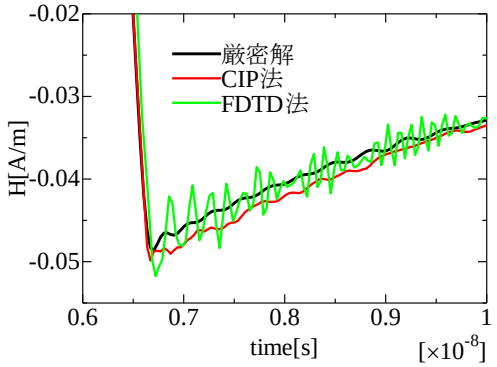


図 3. 数値結果

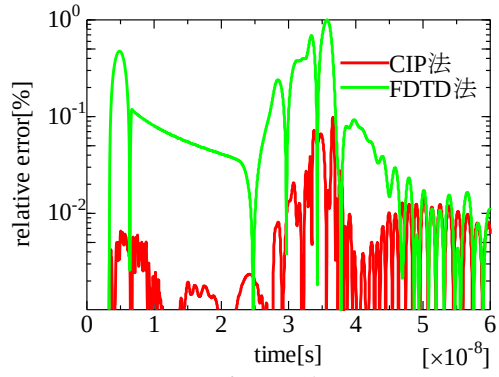


図 4. 相対誤差

1.3-μm 帯 *npn*-AlGaInAs/InP トランジスタレーザにおける熱特性の向上

Improvement of Thermal Characteristics of 1.3-μm *npn*-AlGaInAs/InP Transistor Laser

吉冨翔一[*1]、只野翔太郎[*1]、山中健太郎[*1]、西山伸彦[*1, 2]、荒井滋久[*1, 2]
S. Yoshitomi[*1], S. Tadano[*1], K. Yamanaka[*1], N. Nishiyama[*1, 2], and S. Arai[*1, 2]

東京工業大学　[*1]工学院 電気電子系、[*2]科学技術創成研究院　未来産業技術研究所
[*1] Department of Electrical and Electronic Engineering, [*2] Institute of Innovative Research (IIR), Tokyo Institute of Technology

1. はじめに

レーザダイオードを超える変調帯域を有する可能性のある光通信用光源として、トランジスタレーザ（TL）が提案されている[1]。当研究室では、これまでに 1.3 μm 帯 TL の室温連続発振を実現してきた[2]。しかしながら TL は、活性層上のベース層における横方向電流や活性層直上のコレクタへのキャリア引き抜きが存在するため、大きなジュール熱を発することが課題の一つとして挙げられる。今回、TL の電極上に金メッキを施すことにより、熱抵抗の低減、および以前よりも高温下での連続発振動作を確認したので、ご報告する。

2. 結果

Fig. 1 に作製した素子の構造を示す。半絶縁性 InP 基板上に AlGaInAs 歪補償 5 層量子井戸を成長し、埋め込みヘテロ構造を形成した。次に活性層直上に *p*-GaInAsP ベース層、両脇に p^+-GaInAs コンタクト層を成長した。その後 *n*-InP コレクタ層、n^+-GaInAs コンタクト層を成長し、メサ形成および Ti/Pt/Au 電極の形成を行った。最後に、電解メッキにより、電極上に 4 μm 厚の金メッキを施した。

Fig. 2 に利得ピーク波長の熱に変わる電力依存性を示す。この結果から、$\Delta\lambda / \Delta P_{diss}$ の値はメッキ TL において 0.012 nm/mW、無メッキ TL において 0.0091 nm/mW であった。一方、利得ピーク波長の温度依存性より、$\Delta\lambda / \Delta T$ の値は、それぞれ 0.082 nm/K、0.084 nm/K であり、同程度の値が得られた。これらの結果より、熱抵抗は、それぞれ 1.1×10^2 K/W、1.4×10^2 K/W と見積もられ、金メッキによって熱抵抗を 20%程度低減できた。

Fig. 3 に、金メッキを施した TL のエミッタ接地 2 端子測定における電流-光出力特性を示す。ストライプ幅 W = 0.7 μm、共振器長 L = 300 μm の素子において、しきい値電流 I_{th} = 14 mA (J_{th} = 6.7 kA/cm^2)、両面での外部微分量子効率 η_d = 24 %を得た。また、無メッキ素子では得られていなかった 40 ℃までの連続発振動作を実現した。

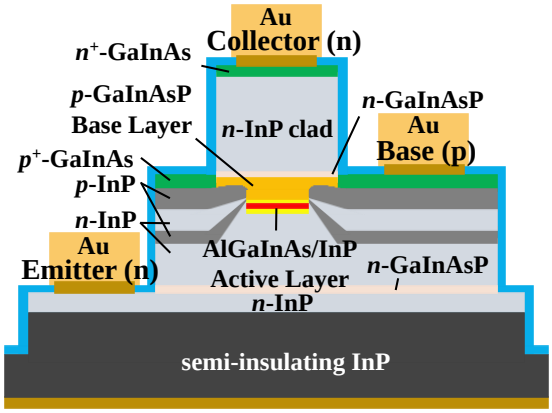


Fig. 1. Structure of the fabricated *npn*-AlGaInAs/InP TL.

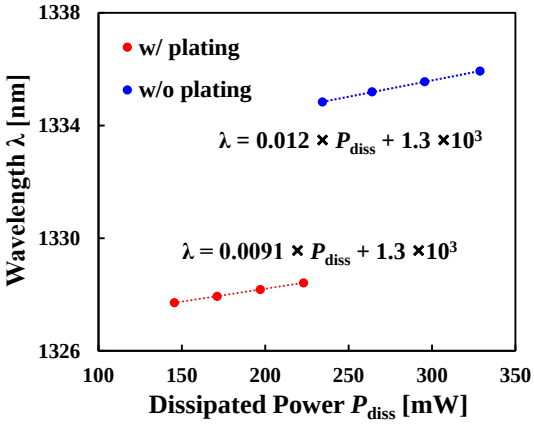


Fig. 2. Wavelength dependence on the dissipated power.

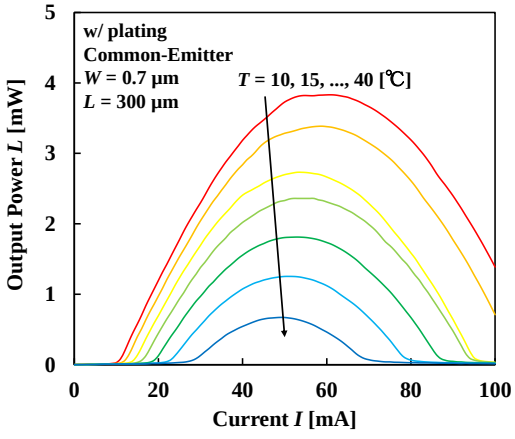


Fig. 3. *I*-*L* characteristics of the TL with 4 μm Au plating.

謝辞

本研究は文部科学省科学研究費補助金（#17H03247, #15H05763）の援助により行われた。

参考文献

[1] M. Shirao et al., J. Quantum Electron, vol. 47, no. 3, pp. 359-367, Mar. 2011.

[2] N. Sato et al., IEEE Photonic Tech. Lett. vol. 25, no. 8, pp. 728-730, Apr. 2013.

Nb_2O_5導波路を用いた FLC装荷フェーズドアレイ型光スイッチの基礎検討

A fundamental study of FLC-loaded phased array switch using Nb_2O_5 waveguide

内堀　槙太　Shinta Uchibori
渋谷　隆延　Takanobu Shibuya
武田　正行　Masayuki Takeda
中津原　克己　Katsumi Nakatsuhara

神奈川工科大学　工学研究科　電気電子工学専攻
Dept. Electrical and Electric of Engineering, Graduate School of Engineering, Kanagawa Institute of Technology

1. はじめに

近年、光通信ネットワークでは WDM(Wavelength Division MultiPlexing)技術の普及により、高速通信・大容量化が進んでいる。さらに急増するネットワークトラフィックに対応するため、ネットワークノードやデータセンタなどに使われる ROADM(Reconfigurable Optical Add/Drop Multiplexer)において大規模光スイッチが求められている[1]。

本研究では、高密度集積が可能なシリコンフォトニクス技術と低消費電力動作が可能な強誘電性液晶(FLC:Ferro-electric Liquid Crystal)を利用した新しい構造の多チャンネル光スイッチの提案を行っている[2]。従来の研究では AWG(Arrayed Waveguide Grating)を応用したフェーズドアレイ構造と Si 導波路を用いたデバイスを検討してきた[2]が、FLC との屈折率差がより小さい Nb_2O_5導波路を用いることで、FLC の屈折率変化による効果が増大し、FLC 装荷領域の縮小化が期待される。今回、新しく提案する Nb_2O_5導波路を用いた FLC 装荷フェーズドアレイ型光スイッチの検討を行ったので報告する。

2. デバイスの構造と動作原理

提案するデバイスはフェーズドアレイのアレイ導波路中央部に直線導波路を加え、上部クラッド層として FLC を用いた位相可変領域を組み込んだ構造である。フェーズドアレイ導波路は AWG と同様の構造を持つが、全アレイ導波路の光路差をなくした反転対称構造となっている[3]。入力スラブ導波路で入射光を複数のアレイ導波路に分岐し、位相可変領域上の電極へ電圧を印加することで FLC の屈折率を変化させる。それにより各アレイ導波路を伝搬する光波の位相が変化するため、所望の出力ポートに集光させることができる。提案デバイスの模式図を図 1 に示す。

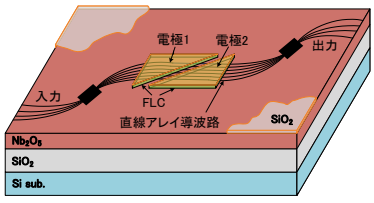


図 1　提案デバイスの模式図

FLC 分子は電界を印加することで配向方向を中心に$\pm\theta_{tilt}$傾く。FLC が装荷される位相可変部は隣接導波路ごとに位相差を付加させるように三角形状の領域としている。また、位相可変部以外の部分は FLC による影響を避けるため SiO_2クラッドで保護している。

3. FLC 装荷領域の設計

検討しているフェーズドアレイは反転対称構造のため、入射光は入力ポートに対応した出力ポートから出射される。出力ポートを一つ切り替えるためには、隣接アレイ導波路間における光路差 $n_{eff}\Delta L_p$ を加えることで実現できる。ΔL_p は経路長差、n_{eff} は等価屈折率であり、中心波長 λ_0、出力チャネル数を N_{ch} とすると、式(1)で表すことができる。

$$\Delta L_p = \frac{\lambda_0}{n_{eff} N_{ch}} \tag{1}$$

この経路長差を FLC の屈折率変化で与えようとすると、必要な光路差は印加電圧極性の反転時の等価屈折率差 Δn_{eff} と単位 FLC 装荷長 L_{FLC} を用いて、式(2)で表せる。

$$\Delta n_{eff} L_{FLC} = n_{eff} \Delta L_p \tag{2}$$

これより、屈折率変化を与えるために必要な L_{FLC} は式(3)のように求まる。

$$L_{FLC} = \frac{\lambda_0}{\Delta n_{eff} N_{ch}} \tag{3}$$

アレイ導波路ごとに L_{FLC} を整数倍することで、FLC 装荷領域を形成する[2]。

今回、直線アレイ導波路上の FLC 装荷長を短縮するため、コア層材料に屈折率 2.23 の Nb_2O_5 を想定して検討を行った。これにより FLC への印加電圧の極性変化による等価屈折率差が増大し、Si 導波路を用いた先行研究[2]と同様のフェーズドアレイ型光スイッチにおいて、FLC 装荷領域を 33.3%程度に縮小することができる。

4. まとめ

Nb_2O_5 導波路を用いたフェーズドアレイ型光スイッチを検討し、Si 導波路を用いたときと比較して、FLC 装荷領域を 33.3%程度に縮小が可能であることを示した。

今後は導波路パラメータの最適化を検討し、デバイスの製作、特性評価を行う。

謝辞

反応性 DC スパッタリング装置を貸与、及び分光光度計による屈折率評価をしていただいた株式会社昭和真空に謝意を示す。本研究は、一部、JSPS 科研費基盤研究(B)(15H04018)の助成を受けていることを記して謝意を示す。

参考文献

[1] 片寄, 橋詰, 井藤, 信学会ソ大会, C-3-7, 2014.
[2] 金久保 他, 信学技報, OPE2015-112, 2015-10.
[3] 種村 他, 信学技報, vol. 107, no. 464, PN2007-65, pp. 157-162, 2008-1.

低しきい値電流と低微分抵抗動作を両立する GaInAsP/InP 薄膜 DR レーザの構造検討

Structure Investigation of GaInAsP/InP Membrane DR Lasers for Low Threshold Current and Low Differential Resistance

中村なぎさ [1]、冨安高弘 [1]、平谷拓生 [1]、井上大輔 [1]、雨宮智宏 [1,2]、西山伸彦 [1,2]、荒井滋久 [1,2]
Nagisa Nakamura[1], Takahiro Tomiyasu[1], Takuo Hiratani[1], Daisuke Inoue[1],
Tomohiro Amemiya[1,2], Nobuhiko Nishiyama[1,2], Shigehisa Arai[1,2]

東京工業大学 [1]工学院　電気電子系、 [2]科学技術創成研究院
[1]Department of Electrical and Electronic Engineering, [2] Institute of Innovative Research (IIR),
Tokyo Institute of Technology

1. はじめに

大規模集積回路のグローバル電気配線層における信号遅延や発熱といった問題の解決策として、光配線での代替が期待されおり、オンチップ光配線の実現には、低消費電力かつ高効率動作可能な光源が必要となる。そこで、半導体薄膜構造を用いたレーザが提案されている。薄膜構造では、Fig.1 に示すように活性層が低屈折率な誘電体で挟まれており、比屈折率差と量子井戸一層あたりの光閉じ込め係数共に従来のダブルヘテロ構造に比べ約 3 倍に高められるため、高いモード利得に起因する低しきい値電流動作および低電流高速変調動作が可能である。本研究室では薄膜構造に DR (Distributed-Reflector) 構造を取り入れた、半導体薄膜 DR レーザの室温連続動作を実現してきた[1,2]。今回、微分抵抗の低減かつ導波路損失低減のため、電極―活性層間の距離を短縮化した構造の半導体薄膜 DR レーザを作製し、I_{th} = 0.41 mA、dV/dI = 260 Ω の低しきい値電流かつ低減された微分抵抗での動作を実現したのでご報告する。

2. 結果

Fig.1 に今回測定した薄膜 DR レーザの断面図を示す。導波路損失の低減に向けて *p*-InP サイドクラッドの不純物濃度を従来の 4×10^{18} cm^{-3} から 5×10^{17} cm^{-3} に低減した。しかしサイドクラッドの濃度を低濃度化すると導波路損失が低減できる一方で微分抵抗は増加してしまう。そこで、Fig.2 に示すように、電極―活性層間を短縮することで微分抵抗を一定に保つ方法を採用した。今回、電極－活性層間の距離を従来の 3 μm から 1 μm まで短縮した。

Fig.3 に DFB 領域長 L_{DFB} = 50 μm、DBR 領域長 L_{DBR} = 50 μm の素子の電流光出力および電流電圧特性を示す。この素子では、前方に約 200 μm の導波路が集積された構造となっている。測定の結果、しきい値電流 I_{th} = 0.41 mA (しきい値電流密度 J_{th} = 1.0 kA/cm^2)、前端面外部微分量子効率 12%の室温連続動作が得られた。また、しきい値電流における電圧は 0.95V、微分抵抗は 260 Ω となった。実験値から求めた *p*-InP の抵抗率 $\rho_{p\text{-InP}}$ = 0.36 Ω・cm を用いた微分抵抗の理論値は 270 Ω であり、理論値とほぼ同程度の微分抵抗を得ることができた。DFB 領域長 60 μm の従来素子[3]の微分抵抗 850 Ω と比べても、不純物濃度を下げたにもかかわらず短縮化の影響により、半分以下の低抵抗を得ることができた。

謝辞　本研究は、JSPS 科研費（#15H05763、#17H03247、#15J04654 、 #15J11776 、 #16H06082 ）、 JST-CREST（JPMJCR15N6）、JST-ACCEL（JPMJAC1603）の援助により行われた。

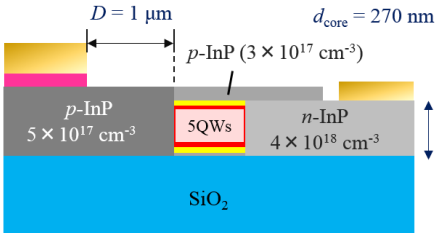


Fig. 1 Cross section of a membrane lasers.

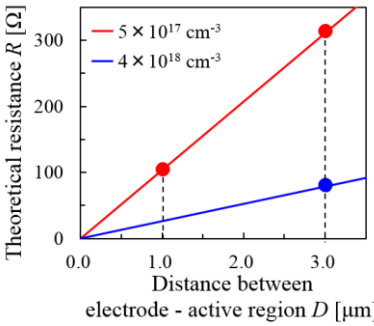


Fig. 2 Relationship between differential resistance and distance between electrode – active region.

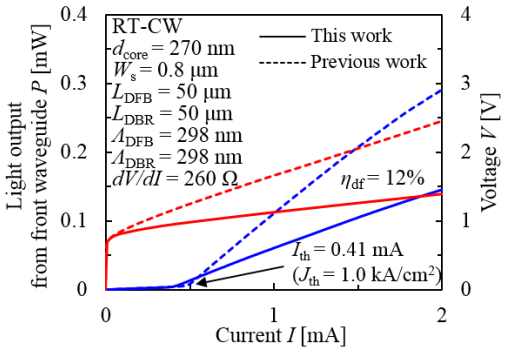


Fig. 3 Light output and voltage characteristics of membrane DR laser.

参考文献

[1] S.Arai et al., IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron., vol. 17, no.5, pp. 1381-1389, Sep. 2011.
[2] T. Hiratani et al., Appl. Phys. Express, vol. 8, no. 11, 112701, Oct. 2015
[3] T. Hiratani et al., 電気情報通信学会ソサイエティ大会、C-4-21、札幌、2016 年 9 月

二電極 RSOA による 10−Gb/s セルフシーデッド変調実験
10-Gb/s self-seeded modulation experiment by using two-section RSOA

周 鵬[*1] 向久保 優[*2] 中野 義昭[*1] 種村 拓夫[*1]
Peng Zhou[*1] Masaru Mukaikubo [*2] Yoshiaki Nakano[*1] Takuo Tanemura[*1]

1．東京大学大学院工学系研究科　2．日本オクラロ株式会社
1. Graduate School of Engineering, The University of Tokyo　2. Oclaro Japan, Inc.

1. Introduction

Self-seeded reflective semiconductor optical amplifier (RSOA) has attracted great interest to be used as a low-cost transmitter in wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) and mobile fronthaul. By using strong gain saturation effect inside RSOA, the signal wavelength is automatically tuned to the respective wavelength channel of arrayed-waveguide grating (AWG), enabling colorless operation [1]. However, while 2.5-Gb/s data transmission has been realized by several groups [2,3], demonstration at higher bit rates has been challenging due to limited bandwidth of RSOA. To improve the direct modulation bandwidth, we have recently introduced a novel RSOA design with two segmented electrodes [4]. In this paper, we demonstrate 10-Gb/s data modulation experiment by using the two-section RSOA in the amplified self-seeded configuration as shown in Fig. 1.

2. Two-section RSOA

The schematic of two-section RSOA is shown in Fig. 2, where the electrode is segmented into two sections with respective length of 400μm and 800 μm [4]. High-speed data with DC bias is applied at the shorter section, while only DC current is injected to the longer section. This segmented structure offers three advantages to increase the modulation bandwidth: (1) Larger RC bandwidth is obtained by using short section with reduced parasitic capacitance for modulation. (2) Strong gain saturation in the long section enhances modulation cancellation of incoming signal, which is essential for self-seeded operation. (3) Since the gain saturation is stronger for low-frequency intensity fluctuation, it provides high-pass filtering function to the newly modulated data, effectively increasing the 3-dB bandwidth [5].

3. 10-Gb/s modulation experiment

Fig. 3(a) shows the measured E/O response of the two-section RSOA under 108-mA DC bias. The 3-dB bandwidth is 10.3 GHz, which is significantly larger than that of a single-section RSOA with same length, typically having 3-dB bandwidth of 2-3 GHz at similar injection current [3].

We then employ this two-section RSOA in the amplified self-seeded configuration as shown in Fig. 1. We use a single-section RSOA at the other end of the link to compensate for the optical loss. Fig. 3(b) shows the eye diagram of 10-Gb/s signal at the two-section RSOA output. The bit-error rate (BER) is measured to be 7.2×10^{-4}.

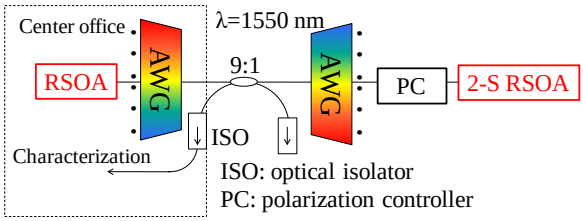


Fig. 1: Schematic of amplified self-seeded configuration, where single-electrode RSOA is used at the central office.

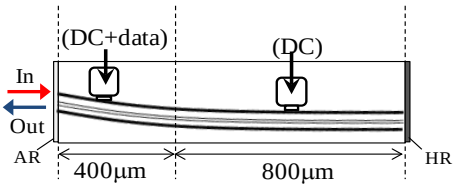


Fig. 2: The device structure of two-section RSOA

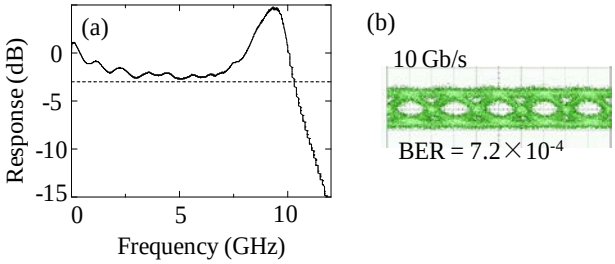


Fig. 3: (a) The small signal E/O response of two-section RSOA under 108-mA DC bias. (b) Eye diagram of 10-Gb/s signal from 2-section RSOA in the amplified self-seeded configuration.

4. Conclusion

We have confirmed significant increase in modulation bandwidth of RSOA by segmenting electrodes. Direct modulation at 10 Gb/s was demonstrated in amplified self-seeded configuration.

Reference

[1] E. Wong, et al, J. Lightwave Technol. **25,** 67–74 (2007).
[2] R. Brenot, OFC, W1J.1 (2015).
[3] W. Zhan, et al., J. Lightwave Technol., **35,** 274-279 (2017).
[4] P. Zhou, et al, ECOC, M.2.E (2016).
[5] K. Sato, et al, IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. **7,** 328-333 (2001).

光ﾌﾗｸｼｮﾅﾙ OFDM 回路の位相ｼﾌﾄによる分散制御特性の解析的検討

Analytical investigation of dispersion control of optical Fractional OFDM circuits with phase shift

永沼友浩*1　　植之原裕行*2
Tomohiro Naganuma　　Hiroyuki Uenohara
東京工業大学　未来産業技術研究所
Laboratory for Future Interdisciplinary Research of Science and Technology, Tokyo Institute of Technology

1. はじめに

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) はそれぞれの周波数スペクトルが直交している複数の搬送波に 1 つの信号のデータを分割して重畳し、デジタル変調を行う方式であり、通常のマルチキ ャリア方式と比べて周波数利用効率が高いというメリットがある。OFDM 信号の生成とデータ抽出には逆離散フーリエ変換及び離散フーリエ変換が用いられるが、FrFT(Fractional Fourier Transform) を用いる事で OFDM 信号の生成、データ抽出と同時にファイバ伝送時に生じる波長分散の補償を行う事が出来るとの報告がされている[1]。この分散補償は従来の分散補償ファイバや電気回路による手法と比べ、小型で光回路自体での実装を実現できる可能性があるが、現在報告されている結果[2]では FrFT の変換パラメータ p を固定しているため、 1 つのデバイスで様々な伝送路に対応できないという問題点がある。

そこで本研究では Si Photonics 回路（以下 SiPhoto 回路）を用いた可変分散特性を持つ FrFT 回路の実現を目的 とし、Phase Shifter の位相変化による分散制御特性について検討したので報告する。

2. 動作原理

Fig.1 に現在検討しているデバイス構造を示す。これは MMI による離散フーリエ変換回路[3]と同様の構造になっており、入力のパワー分配器、遅延線と 4×4 MMI、位相シフタで構成されている。このデバイスでは信号が MMI に入る前に Phase Shifter によって特定の位相差を与える事で DFT 回路を実現しているが、本研究ではこの位相差からずれた値を意図的に与える事で FrFT を実現する。また、Si の熱光学効果を利用して Phase Shifter で位相差を変化させる事でパラメータ p を可変にする。

3. 解析手法と結果

解析手法としてはデバイスの伝達関数を求め、その位相成分から群遅延・分散を導出した。FrFT を実現するための位相差の組み合わせは無数に存在するが、今回は各 Phase Shifter における DFT 回路として機能する位相差からのズレを次のような規則性に沿って与えている。まず、位相差からのズレが(b/a)×π(a, b は整数)とすると、b を 0bit 遅延の Phase Shifter を基準として前の Phase Shifter から+1, +2, +3 と 1 ずつ変化量が大きくなっている状態を変化量 1 と定義する。a=20 に固定し、変化量 1 とした場合の各チャネルのパワー透過率・分散値を Fig. 2(a) (b)に示す。また、Fig. 3 には変化量を固定、a を可変にしたときの分散特性を示している（パワー透過率が約 70%以上の領域のみをプロットしている）。この結果から Phase Shifter の位相制御により-150～+150[ps/nm]程度の可変な分散特性が得られる結果が得られた。

4. まとめ

光フラクショナル OFDM 回路の Phase Shitfter の位相変化による分散制御特性を解析的に検討した。その結果、-150～+150[ps/nm]程度の可変な分散特性が得られる事を確認した。

謝辞　本研究は，文部科学省科学研究費補助金16H04365の補助をいただきました。研究代表者大阪大学小西毅准教授に感謝いたします。

参考文献

[1] Tsuyoshi Konishi et al, Optical Fiber Technol., vol.26, pp.94-99 (2015).
[2] Gabriella Cincotti International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON),pp.1-4(2012).
[3] Koichi Takiguchi et al, Optical Fiber Communication Conference, OM3J.6 (2012).

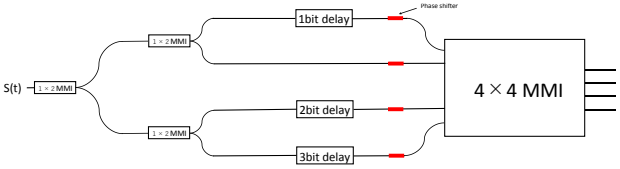


Fig.1 Si-photonic circuit for realizing FrFT..

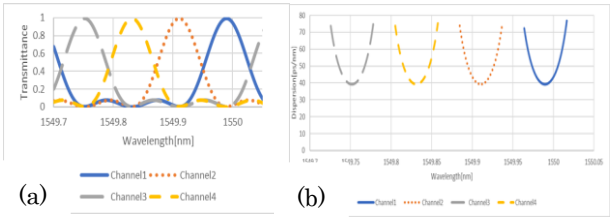


Fig.2 Characteristics of a FrFT circuit.
(a) Power Transmittance vs. wavelength
(b) Dispersion vs. wavelength

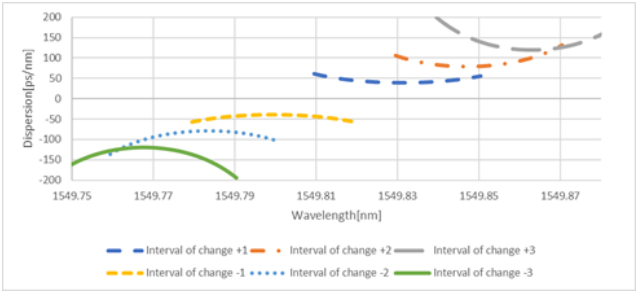


Fig.3 Dispersion with various phase conditions.

可変波長フィルタのためのNb_2O_5を用いた導波路型DBRの基礎検討

A fundamental study of Nb_2O_5 waveguide with distributed Bragg reflectors for optical tunable filters

稲森　翔 Sho Inamori　榊原　健太郎 Kentaro Sakakibara　落合　俊弘 Toshihiro Ochiai　木村　豪 Tsuyoshi Kimura　武田　正行 Masayuki Takeda　中津原　克己 Katsumi Nakatsuhara

神奈川工科大学 大学院 工学研究科 電気電子工学専攻

Department of Electrical and Electronic Engineering, Faculty of Engineering, Kanagawa Institute of Technology

1. はじめに

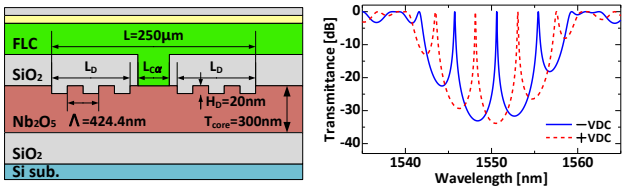
本研究では強誘電性液晶(FLC:ferro-electric liquid crystal)と光導波路を組み合わせた研究を行ってきた[1-3]。FLC 材料は比較的大きな屈折率差を持ち、比較的高速な応答速度、メモリ性などの特徴を持つ[4]。これまでに微細な周期構造である Grating に FLC を装荷した FLC 装荷 Si-Grating 導波路を用いて波長選択動作の実証を行っている[1]。導波路のコアを従来用いてきた屈折率の高い Si から FLC との屈折率差が小さい Nb_2O_5 を用いることで、FLC の屈折率変化による効果の増大が期待される。

今回、集積化に適した可変波長フィルタの実現を目指し、Nb_2O_5 を用いた FLC 装荷導波路と Grating による分布ブラッグ反射器(DBR:distributed Bragg reflector)を用いた導波路型可変波長フィルタを提案し、動作実証を行うための Nb_2O_5 導波路型 DBR を試作し、波長特性を測定したので報告する。

2. 素子構造

提案する可変波長フィルタは、直線導波路を DBR で挟み込んだ導波路型共振器である。素子構造と理論波長特性を図 1 に示す。コア材料に Nb_2O_5 を用いることで Si 導波路を用いた場合より短い領域長で位相変化が得られるため小型化が実現できる。また、共振波長間隔(FSR:free spectrum range)を決める共振器長と位相変化を得る FLC 装荷領域長を分離して設計可能である。

FLC 装荷領域での位相変化は上部クラッドとして装荷された FLC 分子が印加電圧により配向方向を中心に水平面内を$\pm\theta_{tilt}$傾くことで生じる。



a) 素子構造　b) 理論波長特性

図 1　Nb_2O_5 を用いた FLC 装荷導波路型 DBR 共振器

3. 理論解析

可変波長フィルタの解析では、コアに Nb_2O_5、上部クラッドは DBR 上に SiO_2、DBR で挟み込む領域に FLC、下部クラッドに SiO_2 とした。屈折率は Nb_2O_5 が 2.23、Si が 3.48、FLC が 1.53、SiO_2 が 1.44 として解析を行った。動作波長は 1550[nm]、リブ高を 50[nm]とした。FLC 装荷領域長 $L_{C\alpha}$ は位相変化量を π/2 得られるように設定し、19.4[μm]とした。DBR 領域長 L_D は 75[μm]とし、DBR 深さ H_D は 20[nm]、DBR 周期 Λ は 424.4[nm]とした。理論解析より、FSR が 5.0[nm]、波長シフト量が 2.5[nm]得られた。

4. Nb_2O_5 導波路型 DBR

Nb_2O_5 を用いた FLC 装荷導波路型 DBR 共振器を製作するにあたり、Nb_2O_5 導波路型 DBR を試作し、Air クラッド状態において阻止帯域の測定を行った。図 2 に試作した素子構造、図 3 に試作した素子の理論波長特性と実測波長特性を示す。測定の結果より、中心波長が 1455[nm]である阻止帯域が確認できた。また、消光比が 15.0[dB]以上、阻止帯域幅が 3.2[nm]得られたことから、良好な波長選択性が確認できた。

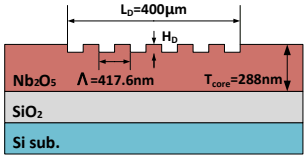
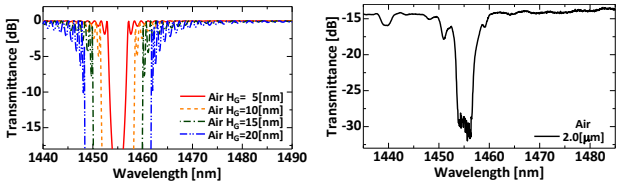


図 2　Nb_2O_5 導波路型 DBR



a) 理論波長特性　b) 実測波長特性

図 3　波長特性

5. まとめ

Nb_2O_5 を用いた FLC 装荷導波路型 DBR 共振器を提案し、理論解析により可変動作が得られた。また、Nb_2O_5 導波路型 DBR を試作し、Air クラッド状態において波長選択性が得られた。現在、Nb_2O_5 を用いた FLC 装荷導波路型 DBR 共振器の試作を行っており、可変波長フィルタの動作実証を目指している。また、FSR の拡大や消光比の改善が検討できるため、DBR 間領域の短縮化や DBR 構造の検討を行う。

謝辞

反応性 DC スパッタリング装置を貸与、及び分光光度計による屈折率評価をしていただいた株式会社昭和真空に謝意を示す。本研究には一部、JSPS 科研費基盤(B)(15H04018)助成を受けていることを記して謝意を示す。

参考文献

[1] A. Kato, et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol.24, pp.282-284, 2012.
[2] K. Nakatsuhara et al., ISPEC2013, D-2, p.-28, Nov., 2013.
[3] K. Nakatsuhara et al., OPTICS EXPRESS, pp.957-963, 2014.
[4] N. A. Clark et al., Appl. Phys. Lett, vol.36, pp.899-901, 1980.

Si 基板の非線形光学効果による全光シリアル・パラレル信号変換

All-optical serial-to-parallel signal conversion by nonlinear optical effects in silicon

ラネプラ・ヒュウェッジ・ネランジト　庄司　雄哉　水本　哲弥
Ranepura Hewage Neranjith　Yuya Shoji　Tetsuya Mizumoto

東京工業大学
Tokyo Institute of Technology

1. Introduction

All-optical networking, a field researched with keen interest, deals with data communication which is completely in the optical domain. Optical data comes in two types, namely, serial data and parallel data, and it is often required to convert serial data into parallel data and vice versa, within the process.

Silicon photonics is a growing area of study where optical data is transmitted using silicon as the optical medium. In this study, the possibility of serial-to-parallel conversion (SPC) of optical signals by nonlinear optical effects (NLOEs) in silicon waveguides is investigated theoretically.

2. Nonlinear optical effects

Nonlinear optics is the branch of optics that explains the behavior of light in nonlinear media. In general, NLOEs become effective at very high optical intensities in nonlinear media.

At higher optical intensities, induced electric polarization vector does not vary linearly with electric field. It is this nonlinear induced electric polarization that gives rise to some of the major NLOEs considered in the theoretical model of this work.

The optical effects considered to have an effect in wave propagation are optical Kerr effect, two-photon absorption (TPA) and free carrier absorption (FCA). Self-phase modulation (SPM) and cross-phase modulation (XPM) affecting pulse propagation are optical phenomena driven by aforementioned optical Kerr effect. Pulse propagation in the waveguide is governed by the nonlinear Schrödinger equation given below [1]:

$$\frac{\partial E}{\partial z} = -\frac{1}{2}(\alpha + \Delta\alpha + \alpha_{TPA})E + j\gamma|E|^2E + 2j\gamma|E'|^2E + j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta nE\,, \quad (1)$$

where E and E' are square roots of peak power fields, z is the direction of pulse evolution, α is the attenuation constant, $\Delta\alpha$ and Δn are absorption loss and change in refractive index due to TPA-induced free carriers (FC) respectively, α_{TPA} is attenuation coefficient due to TPA, j is the imaginary unit, γ is the nonlinear coefficient [2] and λ is the wavelength of signal considered.

3. Theoretical setup

The proposed setup for the discussed SPC uses cascaded Mach-Zehnder interferometers (MZIs), a probe signal consisting of original serial data and a simultaneous pump signal, as shown in Figure 1. In the scenario where the bit rate of the probe signal is set to 10 Gbps, the spatial separation D between two consecutive bits amounts to 8.71 mm. The setup is adjusted so that each probe pulse is positioned exactly at A, B and C when the simultaneous pump signal is implemented. It was mathematically proven that if a certain pulse transmitting along each cross arm (length L) can gain an extra phase difference of $\pm\pi$ at each MZI as a result of the exerted pump signal, the proposed SPC can be implemented. Let $L = L_\pi$ when this is the case. Hence, the objective of this work is to calculate L_π such that $L_\pi \leq D$ holds, under various NLOEs taken into account.

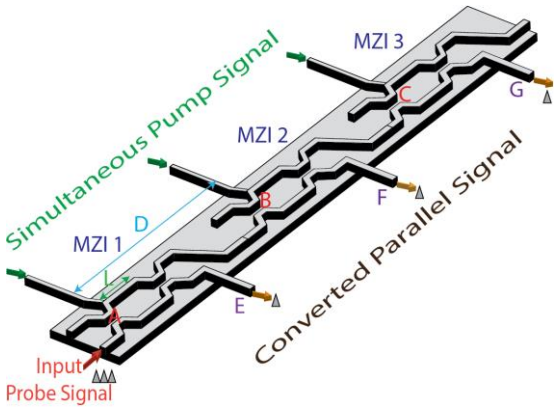


Figure 1 Proposed setup of SPC

4. Simulation results and summary

Since L_π was calculated under various circumstances such that the condition $L_\pi \leq$ D holds, the proposed SPC by NLOEs in silicon can be concluded to be possible. Optimum lengths of the calculated MZI cross arm are summarized as follows:

Table 1 Summary of calculated MZI cross arm length L_π

Optical effect	Pump power [mW]	L_π [mm]
$\alpha_T + \Delta n$	250	3.771
	400	1.375
	700	0.5011
$\alpha_T + \Delta n$ + SPM + XPM	250	insignificant
	400	2.454
	700	0.6742

Note that α_T stands for total attenuation.

References

[1] Ö. Boyraz, et al., "All optical switching and continuum generation in silicon waveguides," *Optics Express*, vol. 12, pp. 4094-4102, 2004.

[2] G. P. Agrawal, "Cross-phase Modulation," in Nonlinear Fiber Optics, 2nd ed., San Diego, Academic Press, 1995, pp. 238-243.

コンタクトエピタキシャル法を用いたSi上Ce:YIG薄膜の結晶化の基礎検討

A fundamental study for crystallization of Ce: YIG thin films on Si substrates using contact epitaxial techniques

飯島 夏来† 石黒 一希† 武田 正行† 中津原 克己† 野毛 悟‡ 水本 哲弥*
Natsuki Iijima Kazuki Isiguro Masayuki Takeda Katumi Nakatsuhara Satoru Noge Tetsuya Mizumoto
†神奈川工科大学 工学研究科電気電子工学専攻 ‡沼津工業高等専門学校電気電子工学科 *東京工業大学 大学院理工研究科

1. はじめに

光アイソレータは半導体レーザの高コヒーレント動作や波長変換器などの光能動素子の安定な動作に不可欠である。今後の伝送ビットレートの増加や波長多重伝送の発展において必要となる光集積回路の実現には導波路型光アイソレータがキーデバイスである[1,2]。

本研究では、導波路型光アイソレータに必要な単結晶または高い配向性の$Ce_xY_{3-x}Fe_5O_{12}$(Ce:YIG)膜をSi導波路上へ直接形成するため、コンタクトエピタキシャル法[3]を用いたプロセスの検討を行っている。基礎研究として、熱処理プロセスによる結晶化を図るコンタクトエピタキシャル法を用いたSi基板上のCe:YIG薄膜の結晶化を検討したので報告する。

2. コンタクトエピタキシャル法

本研究で検討を進めている薄膜形成法は、エピタキシャル成長のように下地となる結晶基板に薄膜材料を下から少しずつ結晶化を図りながら積み上げた方法とは異なり、下地基板にCe:YIGとは格子定数の異なるSi基板を用いて薄膜形成後に結晶化を図る方法である。

図1は基板上に結晶薄膜を形成するための概略図である。スパッタリングにより波長1550nm帯で大きな磁気光学効果を有するCe:YIG薄膜をSi上に堆積する。次に、薄膜を堆積したSi基板とエピタキシャル成長時に母基板として使用する単結晶の基板片Substituted Gadolinium Gallium Garnet(SGGG)を熱処理時の種結晶として使用する。Arプラズマにより Si基板と種結晶の表面をドライエッチングすることによってリフレッシュし、リフレッシュした表面同士をコンタクトする。コンタクトさせた状態で適度な加圧と熱処理を行うことで結晶化を促進させ、所望の結晶膜を得る[4]。熱処理後、種結晶SGGGは接着されていないので容易に取り除くことができる。このようにしてコンタクトエピタキシャル法による結晶化を用いれば所望の位置に結晶膜を形成できる可能性があるため自由度が大変高くなる。

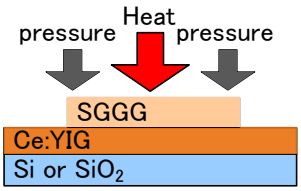


図1 コンタクトエピタキシャル法概略図

3. Ce:YIG結晶化評価

コンタクトエピタキシャル法を施したCe:YIGの結晶化の評価を行った。結晶性の測定においては結晶のX回折を利用したX-ray diffraction(XRD)による薄膜表面の結晶状態の観察を行った。図2のXRDの結果より、下地基板Siは種結晶SGGGをコンタクトした場合は強いピークを示していることが分かる。種結晶を用いたコンタクトエピタキシャル法のプロセスはSi基板上のCe:YIG膜の結晶性向上に大きく寄与するものと考えられる。

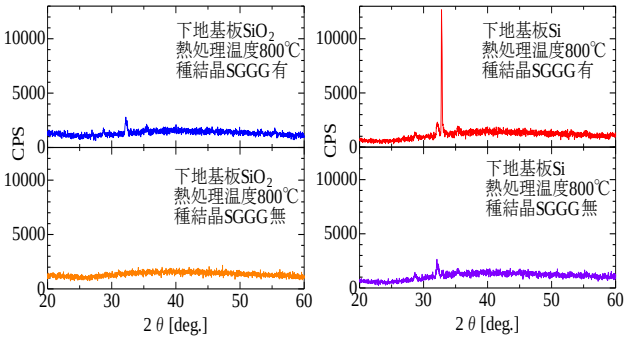


図2 XRDによる結晶性評価

磁気光学特性の評価を行うためファラデーセル法によるファラデー回転の測定を行った。表1の結果より種結晶SGGGをコンタクトした条件のファラデー回転量が大きい傾向が見られた。また、熱処理条件が同様でも下地基板によりファラデー回転に差が生じていることが分かる。しかし、図2の結果よりSi基板における結晶状態に大きな差ができていたにもかかわらず、ファラデー回転量にはあまり差が得られていない。現在、これらの結果について詳細な検討を行っている。

表1 ファラデー回転

下地基板	熱処理温度[℃]	種結晶	圧力[N/cm^2]	回転量[deg./cm]
SiO_2	800	有	1.078	1620
SiO_2	800	無	–	45
Si	800	有	1.078	1960
Si	800	無	–	1926

現在、結晶性の向上に向けて更なる条件の検討をしている。また、導波路に対してダメージを軽減するため、プロセスの低温化の検討を行っている。コンタクトエピタキシャル法により結晶状態が良好になる条件が確立しだい、Ce:YIG装荷非対称MZI型導波路の特性を評価していく。

謝辞

本研究では、一部JSPS科研費挑戦的萌芽研究(26630166)の助成を受けたことを記し、謝意を示す。

参考文献

[1] L.Bi, et al. , Nature photon. , vol.5, pp.758-762, (2011).
[2] Y.Shoji, et al. , Appl. Phys. Lett., p.92, 071117, (2008).
[3] 野毛 悟, 信学会 技報, CPM2011-71, pp.73-78, (2011).
[4] 野毛 悟, 他, “コンタクトエピタキシャル法による酸化物結晶薄膜の形成 , CPM2012-28, (2012-06)

薄膜磁石を集積した a-Si:H 導波路型 自己保持光スイッチに関する研究

Study of a-Si:H Waveguide Self-holding Optical Switch Integrated Thin Film Magnet

村岡　憲司　庄司　雄哉　水本　哲弥
Kenji Muraoka　Yuya Shoji　Tetsuya Mizumoto

東京工業大学
Tokyo Institute of Technology

1. はじめに

近年の通信量の増加に伴い，電気配線に比べ，損失が少なく大容量の通信が可能な光ファイバ通信技術のさらなる発展が求められている．その一方で，光通信の高速化，大容量化に伴って，通信システム全体の電力消費の増大が問題になっている．

光ネットワークの複雑化により，各ノードで光の経路を切り替える際，光信号を一旦電気信号に変換することなく，光信号のまま経路切換を行う光スイッチにより，電力消費を大幅に低減することができる．また消費電力の低減には，経路切換時にのみ制御用の電力を外部から供給し，それ以外の時間では無電力でスイッチ状態を保持する自己保持型光スイッチの開発が有効である．本研究の目標は，磁気光学移相効果を用いた自己保持型光スイッチの実現である．

2. a-Si:H 導波路型光スイッチ

a-Si:H は磁気光学材料 Ce:YIG 上に低温で堆積でき，また，強い光閉じ込めを有するので Ce:YIG で導波路を形成する場合と比べて，素子の小型化が可能であることから，本研究では a-Si:H を導波路として用いる．

これまでに，a-Si:H を用いて，磁気光学移相効果を利用した光スイッチの電流駆動型での動作実証に成功している[1]．製作したデバイスの光学顕微鏡写真を図 1に示す．導波路上に形成した電極に流れる電流により発生する磁界によって，Ce:YIG の磁化を制御しスイッチング動作を行う．

波長 1550 nm の TM モード光における，印加した電流量に対する透過率特性を図 2に示す．測定結果から電流の向きに依存した光スイッチング動作が確認できた．

3. 自己保持型光スイッチ

本研究の目標とする自己保持型磁気光学光スイッチの構成を図 3に示す．この構成では，導波路と電極の間に薄膜磁石 FeCoB を堆積させ，電流ではなく薄膜磁石の残留磁化によって Ce:YIG の磁化を制御する．経路切換のために薄膜磁石の磁化を書き換える時のみ電流を流し，それ以外の時間では電力供給は不要となる．

所望の磁化方向は光の伝搬方向と垂直であり，位相シフタに沿って短冊状に並べた薄膜磁石[2]を用いて，自己保持動作の実現を目指し検討を進めている．

参考文献

[1] E. Ishida, K. Miura, Y. Shoji, T. Mizumoto, N. Nishiyama, S. Arai, Jpn. J. Appl. Phys. **55**, 088002 (2016).
[2] 上野 他，応用物理学会秋季学術講演会 (2015)

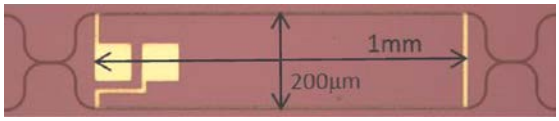


図1　製作した光スイッチ

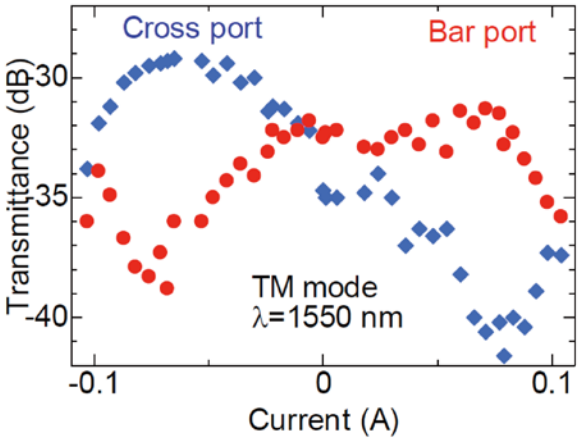


図2　製作した光スイッチの透過率電流特性

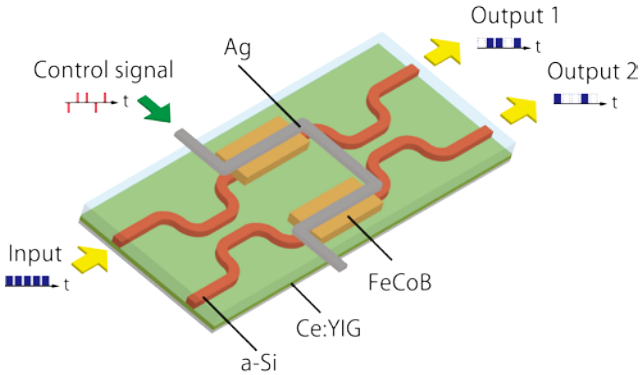


図3　自己保持型磁気光学光スイッチの構成

InP ストークスベクトル受信回路の設計と作製誤差耐性に関する検討

Design and Investigation on Fabrication Tolerance of InP Stokes Vector Receiver Circuit

菅沼 貴博 Takahiro Suganuma　中野 義昭 Yoshiaki Nakano　種村 拓夫 Takuo Tanemura

東京大学大学院 工学系研究科
School of Engineering, The University of Tokyo

1. 序論

短距離大容量光通信用の安価な変調方式として, 光の偏波状態を利用したストークスベクトル直接検波 (SV-DD: Stokes-vector direct detection) 方式が提案され, 注目を集めている[1, 2]. 著者らは, SV-DD 用受信器の低コスト化に向けて, InP 基板上に集積した SV 受信回路を提案し, 研究を進めている[3]. 今回, InP 集積 SV 受信回路の構造の最適化および作製誤差耐性に関する検討を行ったので報告する.

2. 光集積偏波アナライザの原理と構成

今回検討する InP 集積 SV 受信回路の構成を図 1 に示す[3]. 入力光を多モード干渉計 (MMI) 型スプリッタにより分岐し, 偏波変換器を透過させたのち, 偏波依存フォトディテクタ(PD)により受信する. 偏波変換器は, 図 2(a)の非対称導波路(AW)部[4]と, 図 2(b)のリッジ型対称導波路(SW)部からなる. PD 部は吸収層に多重量子井戸を用いることで, TE 光強度を抽出する.

AW 部の特性は, 図 2(a)に示す導波路幅 w とコア層エッチング深さ d により決まる. 例えば, InGaAsP コア層の厚みが 450 nm であり, d = 200 nm, w = 900 nm のときの固有モードの磁界分布を図 2(c)に示す. 磁界方向が傾いており, 傾けた複屈折板と同じ働きをすることが分かる[4]. その結果, 図 1 のように AW 部の有無と位置を変えることで, MMI の各出力ポートにおいて異なる偏波変換を施すことができる. 入力信号光の SV を $\mathbf{S}_{in}$, 3 つの PD の受信信号を $\mathbf{V} \equiv (V_1, V_2, V_3)^{tr}$ と表すと, 両者の関係は 3×3 行列 $\mathbf{M}_p$ を用いて $\mathbf{V} = \mathbf{M}_p \mathbf{S}_{in}$ と表される[3]. 従って, $\det(\mathbf{M}_p) \neq 0$ であれば, $\mathbf{S}_{in} = \mathbf{M}_p^{-1} \mathbf{V}$ により入力光の SV を抽出することができる.

$|\det(\mathbf{M}_p)| = 1$ の場合が理想であるが, $|\det(\mathbf{M}_p)| < 1$ の場合は受信ベクトル $\mathbf{V}$ の信号間距離が短くなるため, 受信感度ペナルティが発生する. 従って, 各種の作製誤差に対して高い $|\det(\mathbf{M}_p)|$ 値を維持できる設計が必要である. ここで重要なことは, 各偏波変換器の特性が多少ばらついても, 回路全体の特性を示す $|\det(\mathbf{M}_p)|$ の値に変動がなければペナルティは生じない点である. そのため, 単独の偏波変換器[5]に比べて, 要求される作製精度が大幅に緩和される.

3. 偏波変換器の設計と作製誤差耐性の評価

$|\det(\mathbf{M}_p)|$ は, d と w に加えて, AW 部の長さ L_{AW}, ポート 3 の SW 部の長さ L_{SW} に依存する. そこでまず, 制御が難しい d, w の誤差耐性を最大にする L_{AW}, L_{SW} を決定し, その上で $|\det(\mathbf{M}_p)|$ の d, w 依存性を検証した.

計算の結果得られた最適値 L_{AW} = 180 nm と L_{SW} = 55 nm の場合について, d および w の変動に対する $|\det(\mathbf{M}_p)|$ の変化を図 3 に示す. 図 3(a)では w = 1175 nm, 図 3(b)では d = 300 nm に固定している. $|\det(\mathbf{M}_p)| > 0.9$ となる範囲は, d では 190 nm, w では 275 nm であり, 十分大きな作製誤差耐性を持つことが示された.

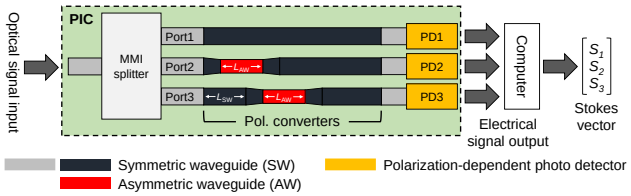


図 1. InP 集積 SV 受信回路の構成 [4].

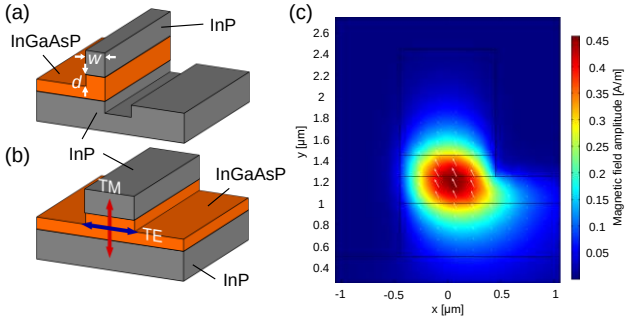


図 2. 非対称導波路, 対称導波路の断面構造(a)(b)と,非対称導波路の固有モードの磁界強度分布の一例(c).

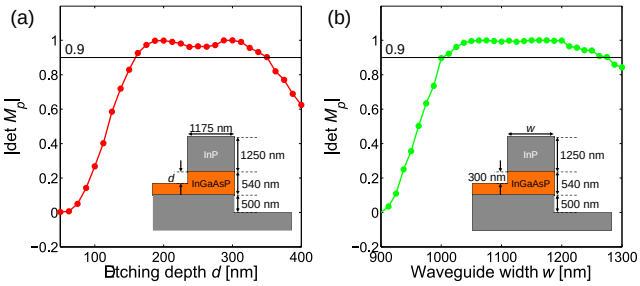


図 3. (a)導波路コア層エッチング深さ d, および, (b) AW の幅 w に対する $|\det(\mathbf{M}_p)|$ の依存性.

謝辞：本研究は, 文部科学省科学研究費補助金の助成を受けて実施された

参考文献：[1] K. Kikuchi, *et al.*, *Opt. Express*, vol. 22, no. 7, pp. 7374-7387 (2014). [2] D. Che, *et al.*, *Opt. Lett.* vol. 39, pp. 3110-3113 (2014). [3] S. Ghosh, *et al.*, *OFC*, Th1A-6 (2017). [4] T. Tanemura, *et al.*, *IEEE LEOS Annu. Meet. Conf. Proc.*, vol. 2, pp. 436-437 (2009). [5] M. Zaitsu, *et al.*, *IEICE Trans. Electron.*, vol. E97-C, no. 7, pp. 731-735, Jul (2014).

小型 100GbE TOSA に向けた高精度レンズ実装技術

Precise lens-alignment technique for compact TOSA for 100GbE

望月敬太　村尾覚志　加茂芳幸　安井伸之　三國雅知　上山幸嗣　吉本崇広　越前谷大介
下野真也　三田千夏　小寺秀和　野上正道
Keita Mochizuki, Tadashi Murao, Yoshiyuki Kamo, Nobuyuki Yasui, Masatomo Mikuni, Koji Kamiyama, Takahiro, Yoshimoto,
Daisuke Echizenya, Masaya Shimono, Chinatsu Sanda, Hidekazu Kodera, and Masamichi Nogami
三菱電機株式会社
Mitsubishi Electric Corp.

1．はじめに

100Gb/s イーサネット(100GbE)では光トランシーバの小型化が進んでいる．我々はこれまでに，金属製のレンズホルダに高出力レーザを照射することで，レンズ位置をサブミクロン精度で調整する技術（ハンマリング）を開発し，CFP2 に適用可能な 4 波長集積 TOSA を実現した[1]．しかし，この構造ではレンズホルダがモジュールの小型化を制限し，作製した TOSA は幅 8.8 mm と次世代の CFP4 や QSFP28 への適用は困難であった．本稿では，TOSA の更なる小型化と高精度なレンズ実装を両立するため，接着とハンマリングによる 2 つのレンズ実装技術を検討した．

2．高精度レンズ実装技術

図 1 に，今回検討した 2 つのレンズ実装技術を示す．図 1(a)の接着によるレンズ実装では，レンズに接着剤を塗布し，硬化収縮による変動量を予めオフセットすることで最終的にレンズが最適位置となるよう実装する．レンズ実装位置を目標の±0.3 μm 以内に収めるためには，硬化収縮による変動量ばらつきを低減する必要がある．図 2 に，材料や実装条件などの最適化前後における，接着時のレンズ位置変動を示す．最適化により接着完了後のレンズ位置ばらつきを±0.22 μm から±0.07 μm に低減した．

一方，図 1(b)のハンマリングによる実装ではレンズホルダ形状を検討した．従来，小型化を阻害していたレンズを囲む構造の金属部材を除去し，各レーンのレンズを密に配置した．図 3 にハンマリングによるレンズ位置変動の計算結果を示す．従来と同様，レンズホルダまたはベース上面へのレーザ照射により精密なレンズ位置調整が可能である．

3．作製した 100GbE TOSA

図 4 に，2 つの実装技術により作製した小型 100GbE TOSA を示す（2 つの TOSA は外部形状が完全に同一であるため，一方のみを記載）．サイズは 15.1 × 6.5 × 5.6 mm^3 と QSFP28 に搭載可能である．注入電流 60 mA における各レーンの DC 光出力は，接着技術を用いた TOSA は+4.43, +4.07, +4.98, +5.13 dBm，ハンマリングを用いた TOSA は +4.40, +4.22, +4.37, +4.40 dBm であり，いずれも変調時の平均出力は+1.0 dBm 以上が見込める．EML の消光比を 8 dB とすると[1]，OMA では+2.6 dBm に相当し，100GbE ER4 の OMA スペック+0.1 ~ +4.5 dBm を満足する．

4．まとめ

100GbE TOSA の小型化を実現する技術として，接着とハンマリングに基づく 2 つの高精度レンズアライメント技術を検討した．いずれの技術を用いた場合でも，作製した TOSA の DC 光出力は全レーンで+4.0 dBm 以上となり，100GbE の規格を満足した．

参考文献
[1] T. Murao *et al.*, IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 26, no. 22, 2014.

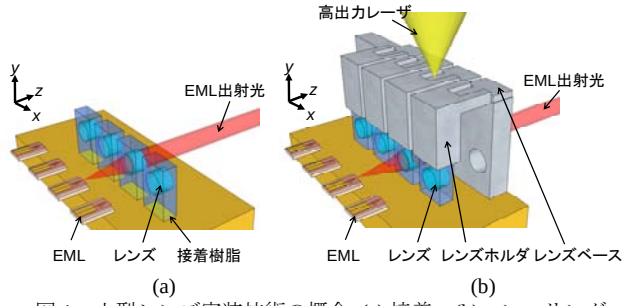


図 1　小型レンズ実装技術の概念; (a) 接着，(b)ハンマリング

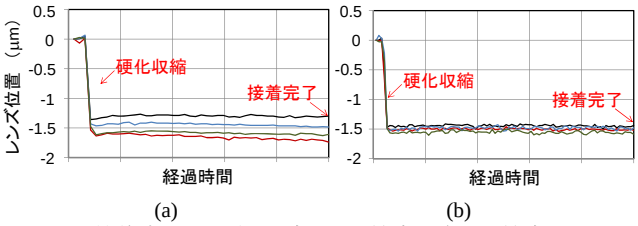


図 2　接着時のレンズ位置変動; (a) 最適化前，(b)最適化後

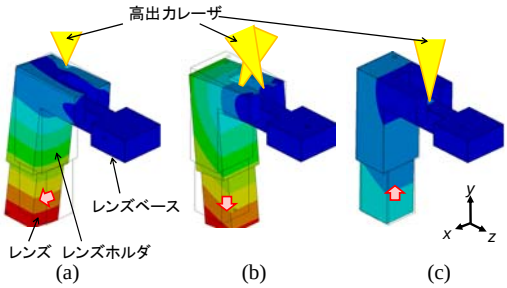


図 3　レンズ位置調整手法の計算結果（ANSYS software）
(a) +x 方向移動，(b) -y 方向移動，(c) +y 方向移動

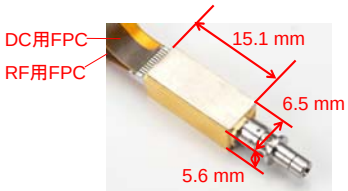


図 4　試作した小型 100GbE TOSA の外観写真

微結晶シリコン光変調器に向けた損失測定および構造の検討

Loss Measurement and Structure Design for Microcrystalline Silicon Optical Modulator

松本　響介[*1]　武井　亮平[*2]　庄司　雄哉[*1]　水本　哲弥[*1]　亀井　利浩[*2]
Kyosuke MATSUMOTO　Ryohei TAKEI　Yuya SHOJI　Tetsuya MIZUMOTO　Toshihiro KAMEI

[*1] 東京工業大学
Tokyo Institute of Technology

[*2] 産業技術総合研究所
National Institute of Advanced Industrial Science and Technology

1. はじめに

光インターコネクトの実現のために，シリコンを用いた小型の光変調器が実証されている．しかし，単層の SOI 基板で作られた光変調器は CMOS と比較してサイズが大きいため，電子回路と光回路を同一層に形成することはコストとライン運用の面で現実的ではない．グローバル配線層への導入であれば，低温のバックエンドプロセスに準拠した堆積できる材料による光配線が有用である．堆積できる材料で作られた光変調器は，アモルファスシリコン[1]，ポリシリコン[2]を用いたものなどが報告されている．アモルファスシリコンは移動度が小さく，ポリシリコンはアニールにより基板への熱の影響がある．

本研究では，アモルファスシリコンと結晶シリコンの中間的な特性を持つ微結晶シリコンを用いた光変調器の実現を目的としている．微結晶シリコンは粒径が 20 nm 程度の低温で堆積できる材料であり，かつ高い導電率を実現できる．今回，低損失な光変調器を設計するにあたり，損失測定および導波路構造の検討を行ったので報告する．

2. 微結晶シリコン導波路

微結晶シリコンで形成した光導波路の伝搬損失を評価するために，長さの異なる 4 本の導波路の出力パワーを測定し，差分を求めた．今回，光変調器を構成する non-doped, P-doped （ $N_e = 3.2 \times 10^{18}\mathrm{cm}^{-3}$ ），B-doped($N_h = 1.6 \times 10^{17}\mathrm{cm}^{-3}$)の微結晶シリコンを作製した．下クラッド層となる熱酸化膜を形成したシリコン基板上に，PE-CVD により微結晶シリコンを堆積し，EBL，RIE により導波路を形成した．RIE の SF_6 によるエッチング時間を変えることにより，導波路形成を確認した．伝搬損失は，non-doped において，5.8 dB/cm(TE)，5.3 dB/cm(TM)，P-doped において，96 dB/cm(TE)，86 dB/cm(TM)，B-doped において，120 dB/cm であった．non-doped の微結晶シリコンは同じプロセスで製作した結晶シリコンの導波路と同程度の損失であった．

3. 光変調器の導波路構造

シリコン光変調器はキャリアプラズマ効果による屈折率変化を利用して変調する．微結晶シリコン光変調器は堆積による積層構造で作ることができ，堆積時間により厚さを変えることができるため，伝搬モードと屈折率変化領域の重なりを大きくする設計が可能である．屈折率変化は，キャリアの変化量の大きい i 層で大きく，ドーピングされた領域は自由キャリア吸収により損失が大きい．したがって，モードが i 層に重なる変調器構造を実現するために，電極の位置や各層の厚さを変えて，有限要素法のシミュレータを用いてモード解析を行った．測定された損失をもとに材料損失を仮定し，電極にはアルミニウムを用いた．電極を付けるためにリブ型導波路とし，シングルモード条件を満たすために，導波路幅を 500 nm とした．i 層のモードの分布を高めるため，図 1 に示すように p 層に溝を形成した．p 層の厚さを変えて損失を求めた結果を図 2 に示す．溝なしでは p 層が厚くなるほど損失が高くなる．一方，溝ありでは，p 層による損失の影響が少ないことが示された．

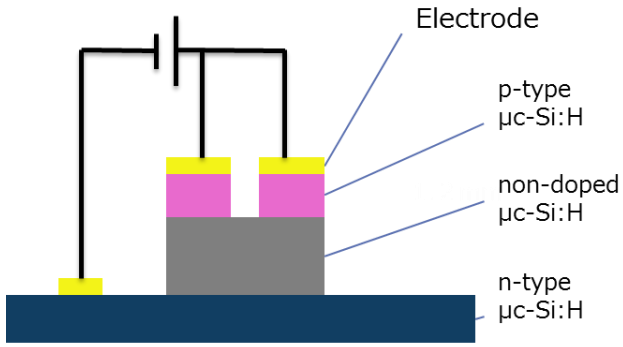


図 1　変調器の構造

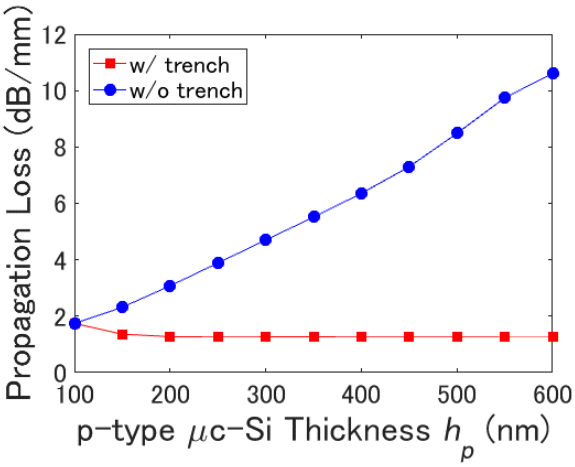


図 2　p 層の厚さと損失の関係

参考文献

[1] S. Rao, and F. G. Della Corte, “Numerical Analysis of Electro-Optical Modulators Based on the Amorphous Silicon Technology”, J. Lightwave Technol., 32, 2399-2407 (2014).

[2] Kyle Preston, Sasikanth Manipatruni, Alexander Gondarenko, Carl B. Poitras, and Michal Lipson, “Deposited silicon high-speed integrated electro-optic modulator”, Opt. Express., 17, 5118-5124 (2009).

可視光帯で動作する平面吸収体

Planar absorber in visible light

伊東 浩志　山内 潤治　中野 久松
Hiroshi ITO　Junji YAMAUCHI　Hisamatsu NAKANO

法政大学理工学部
Faculty of Science and Engineering, Hosei University

1　まえがき

誘電体と金属の交互層で構成される平面吸収体が提案されている [1]. 交互層を積層化する試みもある [2].

本稿では文献 [1] の構造に交互層を 1 つ追加し, 垂直および傾斜入射時において 2 つの波長で高い吸収率が得られることを示す [3].

2　本論

誘電体と金属の交互層をユニットセルと定義する. 解析する構造を図 1 に示す. 図 1 はセル数 N = 2 の例である. 金属には Ag[4] を使用し, Drude 分散性媒質として扱う. 金属の厚さをそれぞれ, $t_{\mathrm{m1}} = 40$ nm, $t_{\mathrm{m2}} = 20$ nm とし, 空気層との界面での厚みを薄く設定する. 金属間の媒質は SiO_2 ($n_{\mathrm{s}} = 1.52$) とし, 厚さを $t_{\mathrm{s}} = 170$ nm と設定する. ここで構造上部の金属の厚さは半無限とする. 空気層より一様な振幅をもつ直線偏波 (E_x) を入射する. 本構造は x 方向に対して一様であるため, 数値解析の使用は必須ではないが, 今後周期的変化を取り扱うことを想定し, 周期境界条件を適用した FDTD 法を使用する. 傾斜入射の場合を解析するため Split-field 法 [5] を適用する. 入射角を θ とする.

図 2 に垂直入射時 ($\theta = 0°$) における吸収率の波長特性を示す. 文献 [1] の構造 (N = 1, $t_{\mathrm{m1}} = 30$ nm) での結果を黒の破線で併記する. 図より, N = 2 にすることで吸収ピークが 2 つ生じることが分かる. 2 つのピーク値はそれぞれ 98%以上である.

次に, N = 2 の時でピークが得られた波長 ($\lambda = 0.65$, 0.71 μm) における E_x 成分の界振幅を図 3 に示す. 図より, $\lambda = 0.65$, 0.71 μm では, SiO_2 内部で共振の生じることが確認できる. $\lambda = 0.65$ μm では奇モード, $\lambda = 0.71$ μm では, 偶モードの界となっている.

最後に, 傾斜入射時の特性を議論する. 図 4 に θ を可変としたときの吸収率の波長特性を示す. 図より, θ を大きくするにつれ, 特性が短波長側にシフトする様子を確認できる. $\theta = 50°$ の場合でも, 吸収率のピーク値は 87%以上を維持している. つまり, 吸収特性は傾斜角に対して鈍感といえる.

3　まとめ

周期境界条件を適用した FDTD 法を用いて, 平面吸収体を解析し, 吸収率の波長特性を評価した. 垂直入射時の場合, $\lambda = 0.65$, 0.71 μm において 98%以上の吸収率が得られることを明らかにした. 傾斜入射時においても, 2 つの波長で吸収率のピーク値は 87%以上を維持することを明示した.

謝辞

本研究について議論して頂いた修士課程修了生の朝生龍也氏に感謝します.

参考文献

[1] Y. Cui *et al.*, *Laser Photon. Rev.*, vol. 8, no. 4, pp. 496-520, 2014.
[2] W. Wenyan *et al.*, *Opt. Lett.*, vol. 39, no. 2, pp. 331-334, 2014.
[3] 山内他, 信学総大, C-3-37, 2017.
[4] E. D. Palik, *Handbook of Optical Constants of Solids*, Academic Press, New York, 1985.
[5] J. A. Roden *et al.*, *IEEE MTT*, vol. 46, no. 4, pp. 420-427, 1998.

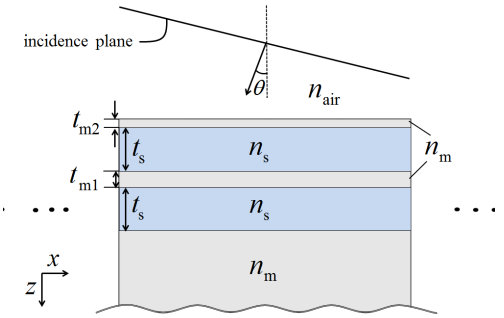


図 1　構造

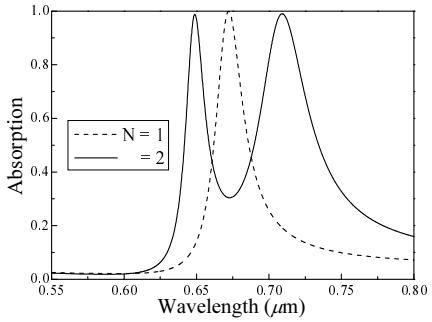


図 2　垂直入射時の吸収率の波長特性

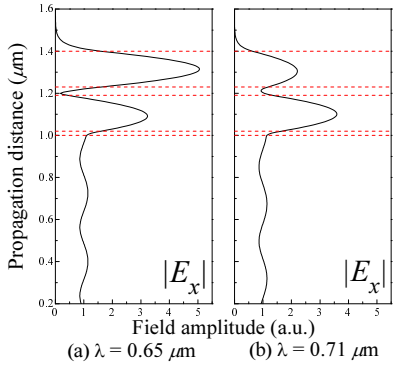


図 3　垂直入射時の界振幅

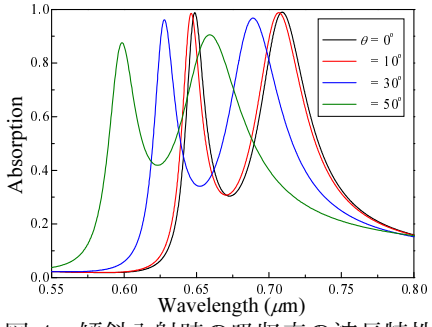


図 4　傾斜入射時の吸収率の波長特性

長距離・高速マルチモードファイバリンクのための限定モード励振器

Restricted Mode Launching Device for Long-Reach High-Speed Multimode Fiber Link

幡井　亮介[*1]
Ryosuke Hatai
[*1]慶應義塾大学大学院　理工学研究科
Graduate School of Science and Technology, Keio University

石榑　崇明[*2]
Takaaki Ishigure
[*2]慶應義塾大学　理工学部　物理情報工学科
Faculty of Science and Technology, Keio University

1. 研究背景

近年，クラウドコンピューティングの普及に伴い，データセンタの更なる高性能化が要求されている．そのためデータセンタではネットワーク構造移行がなされ，長距離・高速信号伝送が必要となっている．すでにデータセンタでは面発光レーザ(VCSEL)を光源とするマルチモードファイバ(MMF)リンクが導入され，低コストで高速通信が実現されているが，モード分散のためリンクの長距離化が課題となっている．これに対し，MMF の低次モードのみを励振する限定モード励振が検討されている．例として小コア Step-Index(SI)型ポリマー導波路を光源-MMF 間に挿入した励振器に関する報告[1]がなされ，100 m で 40 Gbps の高速信号伝送が達成されている．しかし導波路のコアサイズを MMF コア径以下とするため，位置合わせ許容量の大きい MMF リンクの利点を損なう可能性がある．そこで本研究では，MMF と同等の位置合わせ精度を許容するテーパ導波路に集光性を有する GI 型屈折率分布を付与し，MMF の広帯域化が可能な限定モード励振器の作製を目指す．

2. 研究概要

2.1 MMF 励振条件と EMBc の関係に関する検討

まず，励振されるモードの限定度合いを調べるため，屈折率分布(GI)型 MMF コア内の光の閉じ込め指標 Encircled Flux(EF)を，様々な励振条件に対して測定した．得られた EF を元に各励振条件下で，1000 m 長 OM3 ファイバ使用を想定した実効モード帯域(EMBc)を算出した．励振条件としては，MMF コアへの入射光のスポット径と開口数(NA)に着目した．MMF コア径の 1/5 から 1/10 のコア径を有する 2 種の短尺のシングルモードファイバ: (2 m 長の標準 SMF(スポット径 13.0 μm，NA 0.118)及び高 NA SMF(UHNA3，スポット径 4.96 μm，NA 0.249))を入射プローブとして使用した．入射プローブと MMF 入射端の間に空隙を与えることで，入射 NA を維持しつつスポット径を変えることとした．

結果は Fig. 1 のようになり，同一 NA で比べると入射スポット径が大きくなるほど EMBc が小さくなった．特に

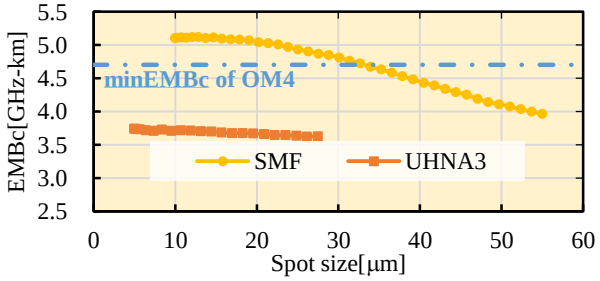


Fig. 1 Relationship between spot size and EMBc of OM3

NA が 0.118 の光源であればスポット径が 33.2 μm より小さいとき，広帯域ファイバである OM4 ファイバの標準 EMBc である 4.7 GHz 以上の帯域を OM3 ファイバで実現できることが確認された．これに対して UHNA3 を使用した場合，最小スポット径であっても，SMF 励振(NA=0.118，スポット径 50 μm)の励振条件下よりも EMBc は低い値を示している．すなわち広帯域を実現するためには，小スポット化以上に低 NA 励振が重要であることを示している．

2.2 テーパ導波路の設計・作製

MMFへの入射ビームのスポット径を33.2 μm以下，NAを0.118以下となる様な限定モード励振器をGI型ポリマーテーパ導波路にて実現するための屈折率分布設計を，ビーム伝搬法(BPM法)シミュレーションにて行った．スポット径，出射NAが4.98 μm，0.252であるビームを光源からの出射ビームとして想定した．また，300 μm長の導波路の入射側から出射側にかけてコア径が70 μmから30 μmへ徐々に減少するテーパ構造を採用し，コア内のGI型屈折率分布形成に必要な“コア-クラッドモノマー間の拡散時間”をパラメータとした．MMFへの入射スポット径が最小となるように導波路-MMF接続点での空隙長を調整して励振することを想定し，その際の入射スポット径，入射開口数を計算した．ここで，コア・クラッド材料の屈折率はそれぞれ1.58482，1.5573とし，内部の屈折率分布は拡散則に基づいて計算する．テーパ形状であるため，導波路軸方向の径の変化に伴い屈折率分布も変化することとなる．

結果をFig. 2に示す．拡散時間が長いほどスポット径が大きくなった．これは，十分な拡散により，全体に放物線状の理想的な屈折率分布が形成され，そのレンズ効果により導波路長 300 μmの条件では，出射光がコリメート状態となるためである．拡散時間の増大に伴い，出射NAが0に近づいている点からもこれを確認できる．拡散時間が27.0 s以下であればスポット径33.2 μm以下，ビームNA0.117以下の条件を満たす限定モード励振器が得られると言える．

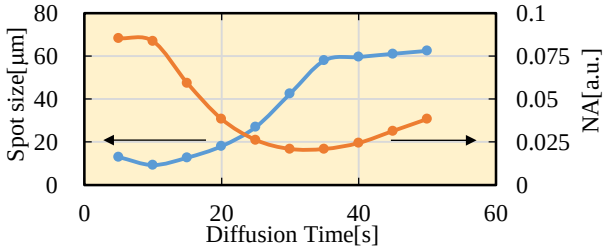


Fig. 2 Calculated spot size and NA at each diffusion time

3. 結論

GI型テーパ導波路を用いて，限定モード励振を可能とする導波路の設計ができることを確認した．今後は，実際に所望の特性を有する導波路を作製できるか検討を行う．

参考文献

[1] T. Shiraishi, *et al.*, *proc. of ECOC*, 2015.

コヒーレント通信用 2 出力波長可変レーザ

Dual-output Tunable Laser Diode for Coherent Optical Fiber Communication System

堀口　裕一郎　後藤田　光伸　高林　正和　松本 啓資　笹畑 圭史　秋山　浩一

Yuichiro Horiguchi　Mitsunobu Gotoda　Masakazu Takabayashi　Keisuke Matsumoto　Yoshifumi Sasahata　Koichi Akiyama

三菱電機株式会社

Mitsubishi Electric Corporation

１．まえがき

幹線系の光ファイバ通信では、急増する通信トラフィックに対応するためコヒーレント方式が拡大しており、基地局で高密度に収容可能な小型で低消費電力のトランシーバが必要となっている。

コヒーレント方式では送信側の信号光に加え、受信側の局発光が必要なため、従来は 2 台の波長可変レーザ（Tunable Laser Diode : TLD）を使用するか、あるいは 1 台の高出力 TLD の光出力を外部カプラで分配していた。そのため、光源部のサイズと消費電力が大きく、トランシーバ小型化の課題となっていた。

そこで今回、光出力強度を独立に制御可能な 2 つの出力を持つ TLD 素子を開発した。DFB-LD（Distributed FeedBack laser diode）アレイ型の TLD 素子を 16x2MMI（Multi mode interference）カプラを用いて 2 出力化し、個別の SOA（Semiconductor Optical Amplifier）で増幅することにより、1 素子から信号光と局発光を得ることが出来た。

２．素子構造

開発した 2 出力 TLD の素子構造を図 1 に示す。アレイ状に配置した DFB-LD を S 字導波路と 16x2MMI カプラを介し 2 本の出力導波路に結合した。それぞれの出力導波路に個別に出力を調整できるように SOA を配置した。

DFB-LD アレイは 30-55°C の温度範囲で L バンド全域をカバーするため 16 チャンネルとし、狭スペクトル線幅化のため回折格子長を 1200μm とした。MMI カプラは、各 LD の挿入損失の均一化を目的に入力面を直線状ではなく W 字型にした。また SOA は、熱的なクロストークを抑制しつつ、1 つのレンズでファイバへの結合が可能な様に間隔を調整した。

３．素子特性

2 つの SOA を 300mA の電流で同時に駆動し、LD を 180mA/220mA(27°C/55°C)で駆動したときのファイバ端での光出力を図 2 に示す。また光出力とスペクトル線幅の関係を図 3 に示す。2 出力間の出力差は 1dB 以下であり、全ての波長領域で 13dBm 以上のファイバ出力を得られることが確認できた。また、反射戻り光によるスペクトル線幅の増加も小さく、500 k Hz 以下の線幅を達成できた。

13dBm の信号光と 10dBm の局発光が得られる駆動条件下でのチップ消費電力は 0.58W/0.91W(27°C /55°C)となり、モジュール消費電力は図 4 に示すように 3.0W 以下であった。

４．むすび

コヒーレント通信用の 2 出力波長可変レーザを開発した。MMI で 2 分岐した出力光を SOA で個別に増幅することで 1 台の TLD から 3W 以下の消費電力で信号光（13dBm）と局発光（10dBm）を得られた。

文献

[1] M. Gotoda, et al., "Dual Output Tunable Laser Diode for Simultaneous Optical Transmission and Detection", The 25th ISLC, WE26, 2016.

[2] Y. Horiguchi, et al., "Low Power Consumption L-band Tunable Laser Diode with Backside Waveguides", The 24th ISLC, TC2, 2014.

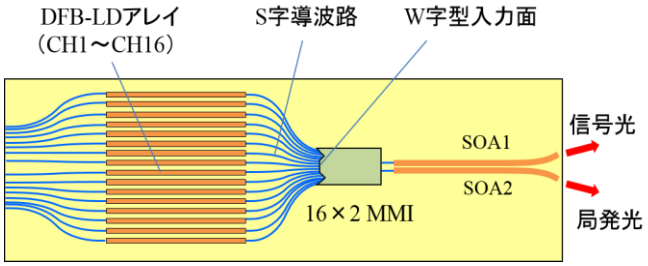


図 1　2 出力波長可変レーザの構成

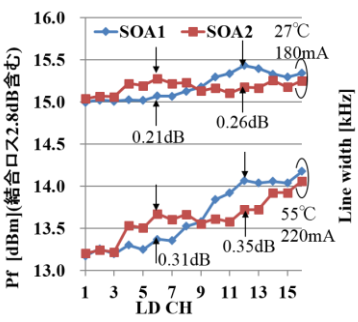


図 2. LD の光出力

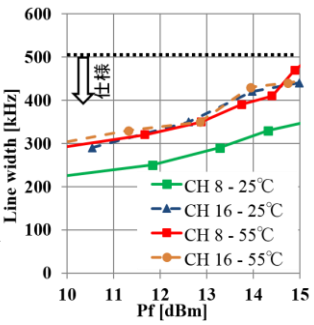


図 3. 光出力とスペクトル線幅の関係

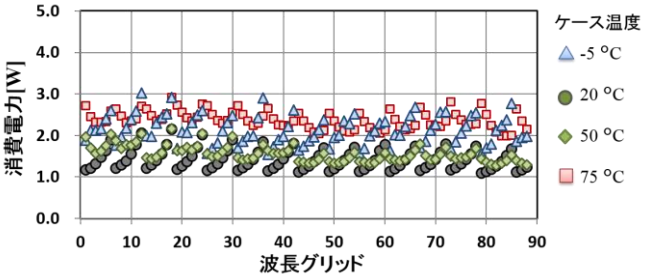


図 4　モジュール消費電力

金属ストリップを用いた埋め込み導波路型偏波変換器の基本特性

Fundamental Characteristics of an Embedded Waveguide Polarization Converter Using a Metal Strip

佐々木 陽太　山内 潤治　中野 久松
Yota Sasaki　Junji Yamauchi　Hisamatsu Nakano

1　まえがき

基板上のコア近傍に金属ストリップを配置した導波路型偏波変換器が検討されている [1], [2]. 本稿では, 金属ストリップを埋め込み導波路のクラッド上に配置した偏波変換器を提案し, 基本特性を評価する [3]. 解析には, Yee 格子に基づく虚軸ビーム伝搬法 [4] と台形則帰納的畳み込み法に基づく FDTD 法 [5] を使用する.

2　本論

図 1 に検討する構造を示す. コアおよびクラッドの屈折率をそれぞれ, n_{co}= 3.476 (Si), n_{cl} = 1.444 (SiO_2) とする. 金属ストリップには Ag を使用し, Drude 分散性媒質として扱う [6]. コアの幅 w_{co} = 0.3 μm, 高さ h_{co} = 0.3 μm, 金属ストリップの幅 w_{m} = 0.4 μm, 厚み t_{m} = 0.03 μm とする. また, コアと金属が重なる幅を s_x, コアの埋め込み深さを d_{air} と定義し, 可変とする. 設計中心波長は λ_{c} = 1.55 μm に選ぶ.

はじめに, 虚軸ビーム伝搬法を用いて固有モード解析を行い, 構造値の最適化を行う. 図 2(a) に s_x と d_{air} に対する光軸回転角 θ および偏波変換長 L_{c}, 図 2(b) に金属による損失の等高線図を示す. θ は変換部の固有モードを用いることで評価でき, θ が 90° のとき, 高効率な偏波変換が達成される [7]. 図 2(a) より, d_{air} が小さくなると, 1st モードと 2nd モードの伝搬定数差が大きくなり, L_{c} が短くなることがわかる. しかし, 図 2(b) より, コアと金属ストリップが近くなるため, 金属による損失が増加する. したがって, これらはトレードオフの関係にある. 以上の観点から, s_x = 0.03 μm, d_{air} = 0.06 μm に選ぶ. このとき, θ = 90.3°, L_{c} = 6.55 μm, 金属による損失は 0.02 dB/μm となる. s_x および d_{air} を以上の値に設定し, FDTD 法を用いて, 伝搬解析を行う.

図 3 に伝搬界分布を示す. 図より, 入力された $|H_y|$ 成分が, 変換導波路を伝搬するにつれて $|H_x|$ 成分に変換されている様子が確認できる. つまり, TE モードから TM モードへ偏波変換が達成されているといえる.

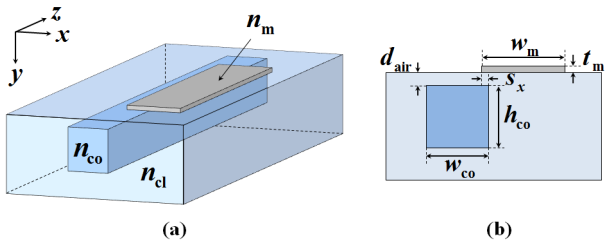
図 4 に消光比と挿入損の波長特性を示す. 図より, 波長 λ = 1.53 μm から 1.56 μm にわたって, 消光比 20 dB 以上の偏波変換特性を維持していることが確認できる. また, この波長帯において挿入損は 0.5 dB 以下に抑えられている.

3　まとめ

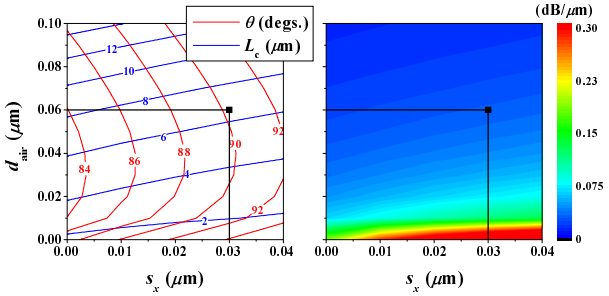
クラッド上に金属ストリップを配置した偏波変換器を解析し, 基本特性を評価した. s_x = 0.03 μm, d_{air} = 0.06 μm とすることで, 偏波変換が達成されることを明らかにした. また, 波長 λ = 1.53 μm から 1.56 μm の帯域において消光比 20 dB 以上の偏波変換特性を維持し, 挿入損は 0.5 dB 以下となることを示した.

参考文献

[1] L. Gao *et al., IEEE Photon. Technol. Lett.,* vol. 25, no. 21, pp. 2081-2084, Nov. 2013.
[2] J. Yamauchi *et al., IEEE NUSOD,* pp. 59-60, Jul. 2016.
[3] 力久他, 信学総大, C-3-34, 2017.
[4] S. M. Lee, *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 13, no. 7, pp. 1369-1377, Jul. 1996.
[5] J. Shibayama *et al., IEICE Trans. Electron.,* vol. E95-C, pp. 725-732, no. 4, Apr. 2012.
[6] P. B. Johnson and R. W. Christy, *Phys. Rev. B,* vol. 6, no. 12, pp. 4370-4379, 1972.
[7] 山内 潤治, 信学論 (C), vol. J97-C, no. 5, pp. 169-176, May 2014.



(a) 鳥瞰図 (b) 変換導波路
図 1　構造



(a) 光軸回転角と偏波変換長 (b) 金属による損失
図 2　等高線

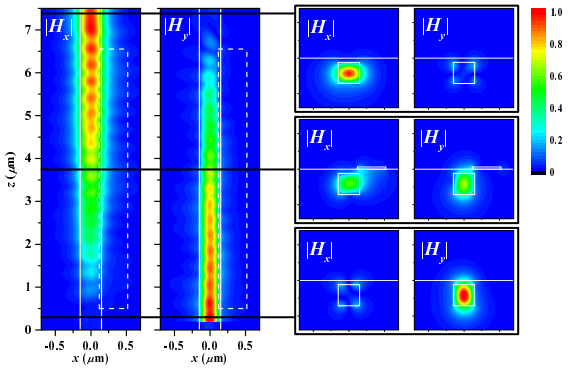


図 3　伝搬界分布

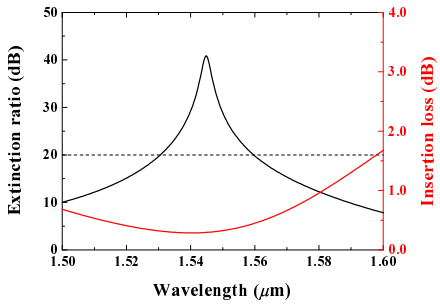


図 4　消光比と挿入損の波長特性

インプリント法によるポリマー導波路カプラデバイスの作製

Polymer Couple Device Using Imprint Method

中崎 蕗乃　　石榑 崇明

慶應義塾理工学研究科　　慶應義塾理工学部物理情報工学科

1. 研究背景・目的

近年，クラウドコンピューティングの普及に伴い，データセンタの処理能力の向上要求が高まっている．そのため，従来のデータセンタ内ネットワークに使用されていた電気配線に対し，高速化・低消費電力化・高密度化が可能な光配線化技術が期待され，すでにラック間接続にはマルチモード光ファイバ(MMF)リンクが広く導入されている．今後更に光配線の利点である高速・高密度信号伝送を実現するべく，オンボード光インターコネクトの伝送路として，安価で柔軟性に優れるポリマー導波路の導入が検討されている．昨今ではさらなる高速化のために，オンボード配線のような短距離領域に対しても波長分割多重伝送(WDM)技術を用いる例が検討されている[1]．シングルモードファイバによるWDMシステムの合波素子には，アレー導波路など高価で，かつ複雑な構造の素子が用いられている．一方で，MMFリンクには単純かつ低損失な構造の導波路カプラデバイスが求められる．

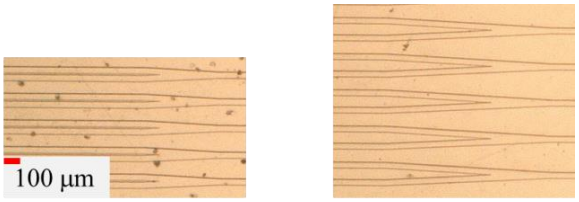
当研究室では，コア中心部への強い光閉じ込め効果を有する屈折率分布(GI)型光導波路の低損失性を示してきた．[2]．そこで本研究では，作製時の導波路形状再現性が高いインプリント法を用いて，GI型ポリマー導波路カプラを作製し，低損失合波素子への応用を目指す．

2. 方法

本研究では，日産化学工業(株)製有機-無機ハイブリッド樹脂SUNCONNECTシリーズNP-001, NP-208をそれぞれコア，クラッド材料として用い，Y分岐型導波路カプラを作製した．はじめに，導波シミューレーションツールであるBeamPropを用いてY字構造の最適設計を試みた．特に2つのコアの分岐角度及び2つのコアが接触する合波領域長に着目し，従来のSI型並びにGI型コアを形成した場合の挿入損失を計算し，最適構造を決定した．

インプリント法では，設計したY字型導波路構造を有するシリコーン樹脂製モールドの凸状パターンを転写して下部クラッドを作製し，形成された溝部にコア溶液を充填，紫外線硬化した．最後に上部クラッド溶液を塗布し，紫外線硬化することで光導波路が完成した．

作製した導波路カプラの上面図をFig. 1に示す．合波角度は3°とし，合波領域長を500 μmから1100 μmまで50 μmずつ変化させたパターンが描かれている．なおコアサイズは40 μm ×45 μmである．



(a)Multiplexing part 500 μm　(b)Multiplexing part 1100 μm

Fig. 1 Overview of optical multiplexing waveguide

3. 結果・考察

作製した導波路の分岐コアの1つに，波長850 nmの面発光レーザからの出射光をシングルモードファイバ(SMF)を介して入射し，導波路からの出射光を50 μm径SI型MMFを介して光パワーメータに入射することで挿入損失測定を行った．結果をFig. 2に示す．なお点線は，分岐構造のない直線状導波路を測定した損失を表している．

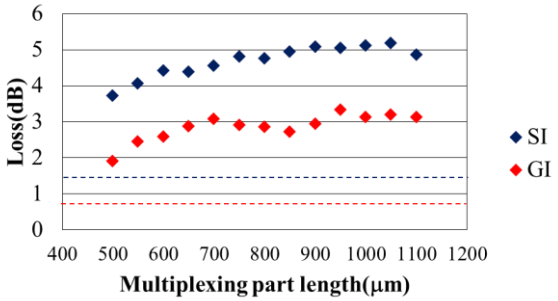


Fig. 2 Relationship between loss and multiplexing part length

Figure 2より，SI型では導波路長3 cmに対して4~5 dBの損失値を示しているのに対し，GI型では最大でも3.3 dBと十分に低損失な値となった．特に合波領域長500 μmの場合に，最低損失である1.9 dBが得られた．合波構造のない3 cm長の直線導波路の場合，GI型とSI型との挿入損失差は僅か0.7 dB程度であるのに対し，Y分岐構造を形成することで差は約1.4 dB増加しており，GI型の優位性が顕著に見られている．SI型導波路の，コア−クラッド界面での散乱損失に加えて，合波領域のテーパ形状コア部内での伝搬角の広がりによるクラッド部への漏洩損失が生じていると考えられる．一方で，GI型では，全反射によるコア部への光の閉じ込めが必要なく，コア−クラッド界面での散乱損失の影響を低減でき，さらに合波領域長の適切な設計によりテーパ領域での伝搬角広がりを抑えることができる．以上より，インプリント法にて，低損失なGIコア導波路型合波デバイスの作製の可能性が示唆された．

4. 結論

インプリント法にて，合波角度3°，合波領域長を様々に変えた導波路カプラの作製に成功した．いずれの合波領域長の場合にもGI型はSI型よりも低損失となり，その損失差は単純な直線導波路よりも大きくなった．今後は合波角度依存性について検討し，GI型導波路カプラのさらなる低損失化を目指す．

参考文献

[1] N.Bamiedakis, *et al.*, *IEEE J. Quantum Electron.* **45**(4) 415, (2009).

[2] T. Ishigure and Y. Nitta, *Opt. Express*, **18**, 14191 (2010).

周期的に穿孔された金属板で構成される偏波変換器

Polarization Converter Consisting of a Periodically Perforated Metallic Plate

馬場　隼人　　山内　潤治　　中野 久松
Hayato BABA　　Junji YAMAUCHI　　Hisamatsu NAKANO

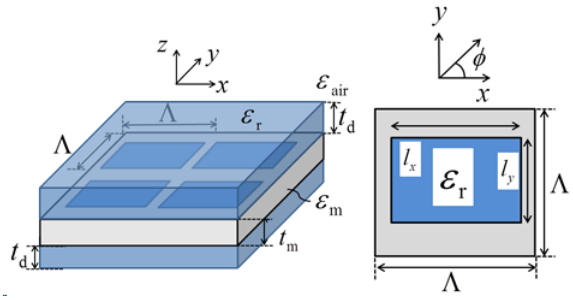
法政大学理工学部
Faculty of Science and Engineering, Hosei University

1　まえがき

金属板に十字開口配列を設けた位相差板が提案されている [1]. 筆者らは十字開口を拡げた長方形孔配列を提案し, 高い透過率で透過波が円偏波に変換されることを明らかにしてきた [2],[3]. 文献 [3] では, 開口部を誘電体で埋めた構造を検討している. 本稿では, 文献 [3] の構造を誘電体層で挟んだ場合の透過波の偏波変換特性を評価する. 金属板と誘電体層の厚さを変化させた場合の特性を考察する [4].

2　本論

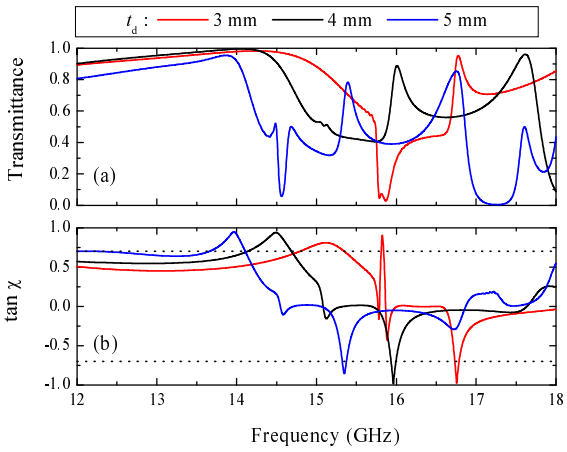
図 1 に構造全体とユニットセルを示す. 誘電体層及び開口部内の誘電体の誘電率を $\epsilon_{\mathrm{r}} = 2.25$ とする. 誘電体層の厚みを t_{d}, 金属板の厚みを t_{m} とし, 変化させる. これまでの検討で, 長方形孔の開口比が約 1 : 0.73 の際に偏波変換特性の得られることがわかっている [3]. 本稿では, 長方形孔の x 方向の長さを $l_x = 13.12$ mm, y 方向の長さを $l_y = 9.6$ mm, 構造の周期を $\Lambda = 16.0$ mm に設定する. 透過波の周波数特性を, 透過率, 楕円率で評価する. 入射波には, x 軸より $\phi = 45°$ 傾けた直線偏波を $+z$ 方向に励振する. 解析には周期境界条件を適用した FDTD 法を使用する. 解析に用いる刻み幅を $\Delta x = \Delta y = 0.16$ mm, $\Delta z = 0.25$ mm に選ぶ.



(a) 構造全体　　(b) ユニットセル

図 1　構造

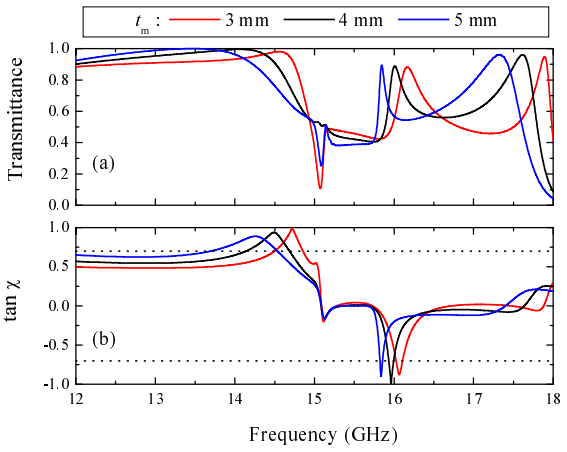
図 2 に金属板の厚さを $t_{\mathrm{m}} = 4.0$ mm に固定し, t_{d} を変化させた際の (a) 透過率, (b) 楕円率の周波数特性を示す. ここで, 楕円率 ($\tan\chi$) が 0.7 以上, 又は-0.7 以下のとき, 透過波は 3 dB 以下の円偏波とみなせる. 楕円率が 0.7 以上で右旋波, -0.7 以下で左旋波となる. 図 2(b) より, t_{d} を変化させた場合でも円偏波が得られることがわかる. さらに t_{d} を厚くするにつれて右旋, 左旋波成分の得られる帯域が低周波数側に推移する様子が観察される. つまり, t_{d} を変えることで他の周波数を使用する事が可能である. これは, t_{d} を厚くするにつれて波長短縮の影響を強く受けるためである. このときどの厚みでも 57%以上の透過率が得られる.



(a) 透過率　(b) 楕円率

図 2　周波数特性（$t_{\mathrm{m}} = 4.0$ mm ）

図 3 に誘電体層の厚さを $t_{\mathrm{d}} = 4.0$ mm に固定し t_{m} を変化させた際の (a) 透過率, (b) 楕円率の周波数特性を示す. 図 3(b) より, t_{m} を変化させた場合でも偏波変換器として動作することがわかる. さらに t_{d} を変化させた場合に比べ, 円偏波が得られる帯域の推移が小さい. これは, この偏波変換器では, 開口部の縦横比が偏波特性も決定する主たるパラメータであるためである. また $t_{\mathrm{m}} = 3.0$ mm と $t_{\mathrm{m}} = 5.0$ mm を比較すると, 楕円率の最大値はわずかに低下している. しかしながら, この低下を許せば $f = 14.50 \sim 14.85$ GHz から $f = 13.69 \sim 14.53$ GHz と広帯域になっている様子が観察される. このとき, どの厚みでも 72%以上の透過率が観察される.



(a) 透過率　(b) 楕円率

図 3　周波数特性（$t_{\mathrm{d}} = 4.0$ mm ）

3　まとめ

誘電体層で挟まれた長方形孔配列金属板で構成される偏波変換器を評価した. 金属板と誘電体層の厚さをそれぞれ変化させても偏波変換器として動作することを明示した.

参考文献

[1] A. Roberts and L. Lin, *Opt. Lett.*, vol. 37, no. 11, pp. 1820-1822, 2012.

[2] 山内, 高木, 谷口, 中野, “ 金属膜に周期的に非対称開口を配置した位相差板, ” 特願 2014-174956, 2014.8.29.

[3] 新他, 信学ソ大, C-15-3, 2016.

[4] 新他, 信学総大, C-15-7, 2017

電子・光回路混載基板の Mosquito 法の応用

Application of the Mosquito method to electro-optical printed circuit boards

丸島千波[*1]

Chinami Marushima

[*1] 慶應義塾大学大学院 理工学研究科

Graduate School of Science and Technology, Keio University

石榑崇明[*2]

Takaaki Ishigure

[*2] 慶應義塾大学 理工学部 物理情報工学科

Faculty of Science and Technology, Keio University

1. 研究背景・目的

ハイパフォーマンスコンピュータ(HPC)の演算性能は，2 年で約 10 倍もの速度で向上し続けており，さらなる性能向上・消費電力低減の可能性から，光インターコネクト技術に注目が集まっている．特に HPC の筐体内の電気回路用プリント基板上にポリマー光導波路を混載する，光配線板の導入が検討されている[1,2]．

従来光導波路は，プリント基板作製工程と同様に，主にフォトリソグラフィ法により作製されてきた．一方，当研究室では，光導波路の新規な作製法として，マイクロディスペンサを用いる Mosquito 法を考案し，得られた屈折率分布(graded-index: GI)型円形コア導波路の優れた光学特性を実証してきた．Mosquito 法は，光導波路を直接基板上に作製することが可能であり，配線板と分離して作製した場合に必要とされる，光導波路の基板上への実装工程を削減できる．しかしながら，これまでは平滑なガラス基板を用いた Mosquito 法による導波路作製が主に検討されており，プリント基板として使用される様々な基板を用いて光配線板の作製を試みた例がない．加えて Mosquito 法で作製される GI 型コア導波路の優れた特性が異なる基板上に作製した場合でも維持されるかが懸念される．

そこで本研究では，Mosquito 法を用いて，プリント基板に対する光導波路の直接作製・実装性を検討する．まず，リジッド基板(プリント基板)を代表する FR-4 基板を用いて，光配線板の設計及び光学特性評価を目的とする．

2. 実験及び結果と考察

はじめに予備実験として，FR-4 基板上に，異なる厚さ(320 μm, 620 μm, 1120 μm, 2120 μm)となるように，それぞれクラッドモノマーを塗布し，最後に UV 露光により硬化させた後，ポストベークを行った．

クラッド材料には，Mosquito 法への適用が可能な 2 種類の有機・無機ハイブリッド樹脂，ORMOCER®(Micro resist technology GmbH 製) の OrmoClad, SUNCONNECT®(日産化学工業(株)製)の NP-213 を用いた．また，各々のポストベーク条件は，130 °C 下 10 分，150 °C 下 20 分である．

SUNCONNECT®は，320 μm 以下で塗布した場合には，クラッドと FR-4 基板とは比較的強固な接着性が得られたが，620 μm 厚以上で塗布した場合，ポストベーク後，クラッド-FR-4 基板間の接着面が白濁し，剥離した．これはクラッドが厚いほど，ポストベーク時の体積変化が大きく，さらに FR-4 基板とクラッドポリマーとの極性差が大きく，接着性が低いことが原因であると考えられる．

一方で ORMOCER®の場合には，いずれの厚さで塗布しても，クラッドと FR-4 基板との接着性は高かった．ORMOCER®は SUNCONNECT®と比較して可撓性が高いこと，体積変化が小さいことが差の要因と考えられる．

以上の予備実験を踏まえ，以下のように Mosquito 法を用いて FR-4 基板上に導波路を作製した．

はじめにクラッドモノマーを FR-4 基板上に吐出・露光し 1 cm×10 cm の枠を作製(Fig. 1(a)),その枠内にクラッドモノマーを塗布した (Fig. 1(b)). 次に，クラッドモノマー中にニードル先端を挿入し，ニードルを走査しながら，コアモノマーをクラッド内部に吐出し，導波路構造を形成した(Fig. 1(c)). 最後に UV 露光により，コア，クラッドモノマーを硬化させ，ポストベークを行い，導波路を作製した．導波路材料には，2 種類の有機・無機ハイブリット樹脂，ORMOCER®と SUNCONNECT®を採用し，OrmoClad・NP-213 をクラッド材料に，OrmoCore・NP-003 をコア材料にそれぞれ用いて，12 チャネルの並列導波路を作製した．

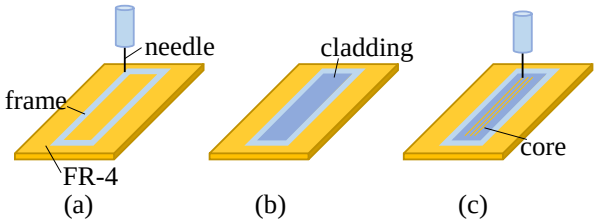


Fig. 1 Procedure of the Mosquito method

クラッド厚さ検討結果をもとに，SUNCONNECT®, ORMOCER®それぞれを用いる場合，クラッド厚さを 200 μm，500 μm にて塗布した．実際に FR-4 基板上に作製した ORMOCER®を用いた導波路の断面写真を Fig. 2 に示す．両材料を用いた導波路ともに FR-4 基板に接着し，導波路の直接実装に成功した．

また，ガラス基板上および表面凹凸を有する FR-4 基板上で，SUNCONNECT®を用いて作製した導波路の挿入損失を測定した(導波路長はともに 5 cm)．その結果，12 チャネルの波長 850 nm における平均挿入損失値がそれぞれ 0.94 dB，0.91 dB と大きな差は見られなかった．よって，基板の変更は導波路の光学特性に影響を及ぼさないといえる．

Fig. 2 Cross section of the waveguides using ORMOCER®

3. 結論

Mosquito 法によりプリント基板上に，円形 GI 型コア導波路を直接作製し，その優れた光学特性を維持することを確認した．今後は，プリント基板の表面処理により更なる接着性の強化や多種基板での直接実装を検討する．

参考文献

[1] K. Nakazuru *et al.*, *Proc. of ECTC.* Orlando, USA 1028 (2014).

[2] R. Dangel *et al.*, *J. Opt. Express*, **23** (4), 4736 (2015).

周波数依存型円筒座標系 LOD-FDTD 法の開発と金属ロッド導波路解析への応用

Development of a frequency-dependent cylindrical LOD-FDTD method and its application to the analysis of a metal rod waveguide

原 竜之 Tatsuyuki Hara　柴山 純 Jun Shibayama　山内 潤治 Junji Yamauchi　中野 久松 Hisamatsu Nakano

法政大学理工学部
Faculty of Science and Engineering, Hosei University

1　まえがき

電磁波デバイスの広帯域特性を効率よく解析するためには，有限差分時間領域 (FDTD) 法 [1] による解析が有効である．しかしながら，FDTD 法は陽解法であるため Courant-Friedrichs-Lewy(CFL) 条件を満たす必要があり，時間刻み幅の選択に制限を受ける．我々は，この制限を取り除くために局所的 1 次元 (LOD) 法を FDTD 法に導入した [2]．さらに，円柱状デバイスを効率よく解析するため円筒座標系 LOD-FDTD 法を開発した [3] が，分散性媒質を扱うための周波数依存型の定式化は行っていなかった．本稿では，円筒座標系 LOD-FDTD 法を周波数依存型に拡張し，金属ロッド導波路を解析する．陽的 FDTD 法を用いた場合の結果と比較し，本手法の有効性を示す．

2　本論

畳み込み積分の扱いが簡素で済む台形則に基づく Recursive Convolution 法 [4] を導入した円筒座標系 LOD-FDTD 法の定式化を行う．次に示す Drude モデルを扱う．

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - j\nu_c)} \tag{1}$$

ここで，ε_∞ は周波数が無限大での比誘電率，ω は角周波数，ω_p はプラズマ角周波数，ν_c は衝突周波数である．ここでは 1st step における E_ρ，H_z 成分の計算式のみ以下に示す．

$$E_\rho^{n+\frac{1}{2}} = \frac{\varepsilon_\infty - \frac{\chi^0}{2}}{\varepsilon_\infty + \frac{\chi^0}{2}} E_\rho^n + \frac{1}{\varepsilon_\infty + \frac{\chi^0}{2}} \phi_\rho^n + \frac{c\Delta t}{2\rho(\varepsilon_\infty + \frac{\chi^0}{2})} \left(\frac{\partial H_z^{n+\frac{1}{2}}}{\partial \varphi} + \frac{\partial H_z^n}{\partial \varphi} \right) \tag{2}$$

$$\phi_\rho^n = \frac{E_\rho^n + E_\rho^{n-\frac{1}{2}}}{2} \Delta\chi^0 + e^{-\nu_c \Delta t/2} \phi_\rho^{n-1} \tag{3}$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}} = H_z^n + \frac{c\Delta t}{2\mu_r \rho} \left(\frac{\partial E_\rho^{n+\frac{1}{2}}}{\partial \varphi} + \frac{\partial E_\rho^n}{\partial \varphi} \right) \tag{4}$$

ここで，c は光速，ε_r は比誘電率，μ_r は比透磁率，χ^0，$\Delta\chi^0$ は電気比感受率から求まる係数である．

周波数依存型円筒座標系 LOD-FDTD 法の計算精度を評価するため，図 1 に示す金属ロッド導波路における光パルスの伝搬を解析する．ロッドの半径を $r = 0.4\,\mu$m とし，金属は Ag を使用する．入射波には TM モード [5] のパルス波を用い，中心波長を $\lambda_0 = 1.31\,\mu$m とする．また，空間の刻み幅を $\Delta\rho = 0.005\,\mu$m，$\Delta z = 0.004\,\mu$m，$\Delta\varphi = 15°$ とする．なお，吸収境界条件として Convolutional PML[6] を導入する．

図 2 にパルス波を入射した際の観測面における H_φ 成分の時間応答を示す．入射面から+z 方向に 3.0 μm 離れた位置に観測面を設定している．比較のため，陽的 FDTD 法の結果も併記する．なお，陽的 FDTD 法で取り得る最大の時間刻み幅を Δt_{CFL} とし，$\Delta t/\Delta t_{\mathrm{CFL}}$ を CFLN と定義する．CFLN = 1 において，LOD-FDTD 法の結果は陽的 FDTD 法の結果と完全に一致する．また，CFLN = 5，10 としても計算精度を維持していることが確認できる．

最後に，Core i7-4790 (3.6 GHz) を搭載した PC を用いた際の陽的 FDTD 法と LOD-FDTD 法の計算時間を比較する．LOD-FDTD 法の計算時間は CFLN = 1 で陽的 FDTD 法に比べ約 5 倍ほどとなる．しかし，CFLN = 5 では陽的 FDTD 法と同程度となり，CFLN = 10 では 50%に短縮される．

3　まとめ

円筒座標系 LOD-FDTD 法を周波数依存型に拡張し，金属ロッド導波路を解析した．本手法を用いて CFLN = 10 に選ぶと，陽的 FDTD 法と同等の計算精度を維持しながら，計算時間を 50%に短縮できることを示した．

参考文献

[1] K. S. Yee, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, pp. 302-307, 1966.

[2] J. Shibayama *et al.*, *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 19, pp. 1046-1047, 2005.

[3] J. Shibayama *et al.*, in *Proc. Int. Conf. Numerical Simulat. Optoelectron. Devices*, Sydney, Australia, ThA3, pp. 201-202, 2016.

[4] J. Shibayama *et al.*, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 100-102, 2009.

[5] 梶川他, アクティブ・プラズモニクス, コロナ社, 2013.

[6] J. A. Roden and S. D. Gedney, *MOTL*, vol. 27, no. 5, pp. 352-353, 2000.

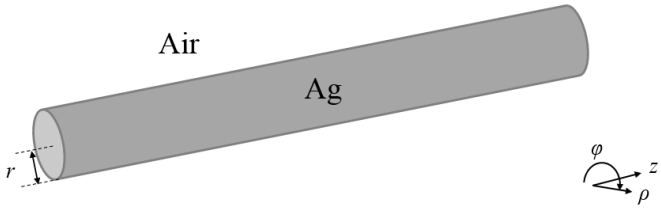


図 1　構造

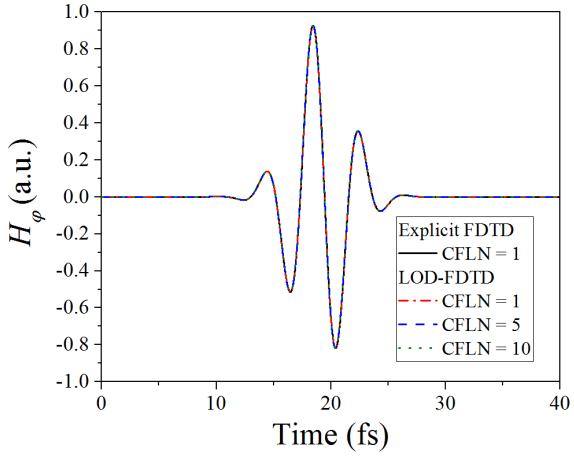


図 2　時間応答

データセンタネットワーク用
広帯域アレイ導波路回折格子ルータの研究
A Study on Wideband Arrayed Waveguide Grating Router for Data Center Network

鈴木 昌樹
Masaki SUZUKI

慶應義塾大学
Keio University

1. 研究背景

データセンタ内での通信トラフィックが増加している近年, 光通信の更なる効率化, 大容量化が求められている. そこで現在多く利用されている C･L バンド(1530-1625 nm)ではなく, 帯域幅の広い T･O バンド(1000-1360 nm)に注目した. T･O バンドを用いることでデータセンタなどの近距離通信では効率化, 大容量化が可能になる[1]. 本研究では T･O バンドにおける 1×23 アレイ導波路回折格子(AWG : Arrayed Waveguide Grating)の低クロストーク化, 透過帯域平坦化の検討を行った.

2. 各導波路の最適化

今回 AWG の性能を目標に近づけるため, 図 1 に示すような 4 段のテーパ導波路を, 入出力導波路, アレイ導波路とスラブ導波路の間に導入した. $L_{1\text{-}4}$, $w_{1\text{-}4}$ をそれぞれ変化させることで所望の電界分布を得ることができ, それによって透過光の特性を操作することができる. 導波路高, テーパ導波路以外の導波路幅は 4μm である. これらのパラメータを変え, AWG の性能が最も目標に近いものを探索した.

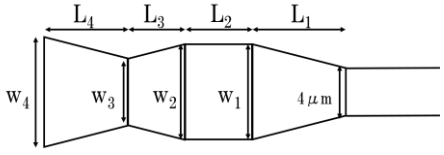


図 1 4 段テーパ導波路

3. AWG 透過シミュレーション

最適化されたテーパ導波路を用いた AWG の透過シミュレーションを行った. 図 2 にシミュレーションの結果を示す. 隣接チャネルクロストーク ＜-17 dB, 利用帯域の最大透過率と最小透過率の比 ＜2.7 dB を達成した.

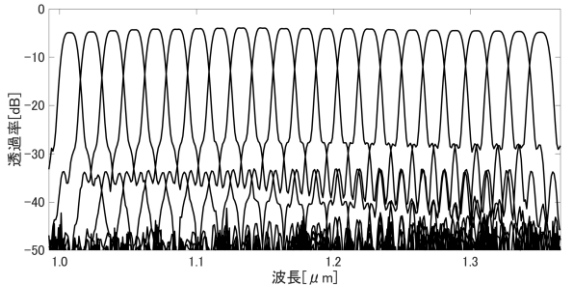


図 2 透過シミュレーション結果

4. マスクレイアウトの作製

図 3 に作製したマスクレイアウトを示す. 石英のウエハを用い, チップサイズは 5 cm 角である.

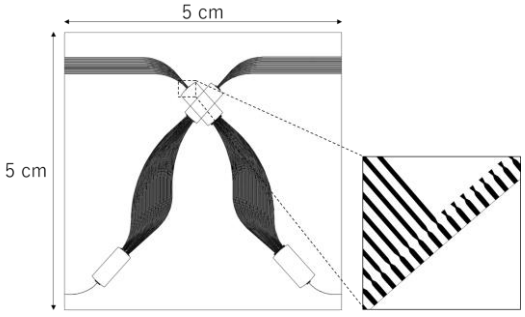


図 3 マスクレイアウト

5. 結論

T･O バンド用の AWG の最適化検討を行い, シミュレーションによって隣接チャネルクロストーク ＜-17 dB, 利用帯域の透過率比 ＜ 2.7 dB を確認した. また, 設計した AWG のマスクレイアウトを作製した.

引用文献

[1] N.A. Idris *et al.*, *Opt. Express*, vol. 24, 672, 2016.

センサ部に InAs を用いた THz SPR 導波路型センサの解析

Numerical analysis of a terahertz SPR waveguide sensor using InAs in the sensing section

吉原　啓　　柴山 純　　山内 潤治　　中野 久松
Kei Yoshihara　　Jun Shibayama　　Junji Yamauchi　　Hisamatsu Nakano

法政大学理工学部
Faculty of Science and Engineering, Hosei University

1　まえがき

筆者らはセンサ部に InSb を用いた THz 帯における表面プラズモン共鳴 (SPR) 導波路型センサを提案し, FDTD 法を用いて解析してきた [1]. 他方, InSb のように THz 帯で表面プラズモンポラリトン (SPP) を励起できる材料として InAs がある. 本稿では InAs を用いて SPR センサを設計し, 出力特性を調査する.

2　本論

センサの構造を図 1 に示す. コアに Si, 基板に SiO_2 を採用し, 比誘電率をそれぞれ 3.4^2, 1.94^2 とする. コア幅を $w = 50$ μm, センシング長の初期値を $L = 400$ μm に選ぶ. InAs と水の比誘電率をそれぞれ Drude モデル [2], 2 極 Debye モデル [3] として扱う. 分散性媒質の解析には, 台形則に基づく Recursive Convolution 法 [4] を適用した FDTD 法を利用する. 空間の刻み幅を $\Delta x = 0.5$ μm, $\Delta z = 1.0$ μm に設定する.

はじめに半導体 InAs の厚さ t_I を変化させた際の周波数特性を図 2 で評価する ($T = 300$ K). 実際の計測では測定精度の観点から, センサは急峻な周波数応答を示すことが望まれる. $t_I = 8.0$ μm としたとき比較的急峻な特性の得られることがわかる.

次にセンシング長に対する導波モードパワーを図 3 に示す. 各々の周波数は導波モードパワーが $L = 400$ μm 近傍において最小値を示す値に選択している. $t_I = 7.0, 8.0$ μm に選んだ場合, 導波モードパワーが極小値を取ることがわかる. ここで, $t_I = 8.0$ μm のとき $L = 440$ μm で導波モードパワーが-60 dB 以下になる. 極小値では, センシング部を伝搬する複数の SPP モードが逆位相の関係となっている. このとき極小値となる位置に出力導波路を接続すれば急峻な周波数特性が得られると予想される.

上記の結果から $t_I = 8.0$ μm, $L = 440$ μm としたときの周波数特性を図 4 に示す. 比較のためセンサ部に InSb を用いた SPR センサ [1] の周波数特性を併記する. InSb の周波数特性と同様に InAs を用いても急峻な SPR 応答が観察され, センサとしての利用が期待される.

3　まとめ

センサ部に InAs を用いた SPR 導波路型センサを解析した. InAs を用いても SPR が現れ, センサとしての利用可能性が見出された.

謝辞

本研究を始めるきっかけを頂いた株式会社フジクラの小川憲介博士に感謝いたします.

参考文献

[1] J. Shibayama *et al., J. Lightw. Technol.,* vol. 34, no. 10, pp. 2518-2525, 2016.

[2] H. Hirori *et al., Jpn. J. Appl. Phys.,* vol. 43, no. 10A, pp. L1287-L1289, 2004.

[3] H.J. Liebe *et al., Int. J. Infrared Millimeter Waves*, vol. 12, no. 7, pp. 659-675, 1991.

[4] J. Shibayama *et al., IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 100-102, 2009.

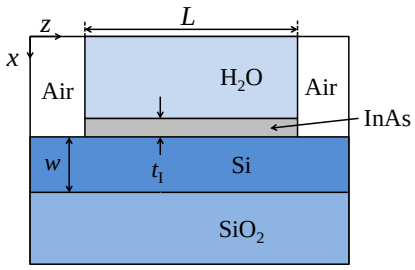


図 1　構造

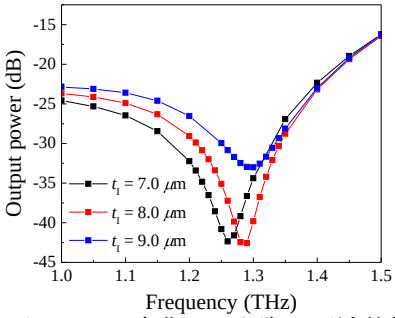


図 2　t_I を変化させた際の周波数特性

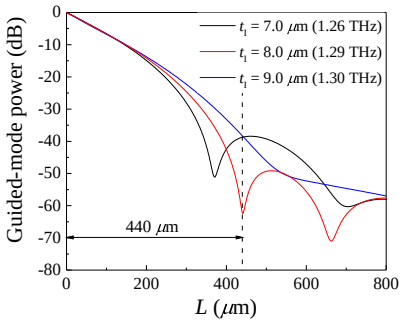


図 3　センシング長に対する導波モードパワー

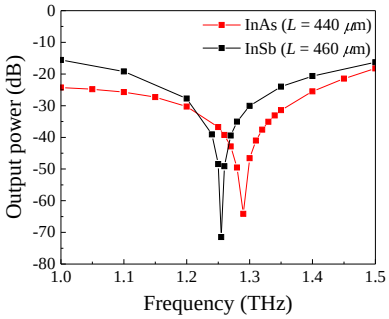


図 4　周波数特性

シリコン導波路を用いた 1×2 波面制御型波長選択光スイッチの研究

○中村文, 村松喬介, 津田裕之
Fumi Nakamura, Kyosuke Muramatsu, Hiroyuki Tsuda

慶應義塾大学　理工学部　電子工学科
Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Science and Technology, Keio University
E-mail: *f_nakamura@tsud.elec.keio.ac.jp*

1.　研究背景

波長選択光スイッチ(WSS : Wavelength Selective Switch) は、入力された波長分割多重信号を波長ごとに任意の出力ポートへと出力させることのできる素子であり、ネットワークノードにおける波長ごとのポート選択を可能にするため、高効率な波長分割多重通信システム実現のキーデバイスである。本研究では、シリコン光回路において 1×2 波面制御型 WSS[1, 2]を試作し、スイッチング実験を行った。本構成では、損失の原因となる交差導波路を含まないため、チャネルごとの損失間ばらつきを減らすことができる。

2.　波面制御型 WSS 構成

図 1 に 1×2 波面制御型 WSS の構成に示す。WSS は主に合分波器とスイッチング素子から構成されており、本 WSS では合分波器としてアレイ導波路回折格子(AWG)、スイッチング素子として波面制御導波路を用いている。波面制御導波路はヒータを用いた位相シフタと反射器から構成されている。動作原理としては、入力用 AWG で信号光を分波し、波長ごとに各チャネルの波面制御導波路に結合する。波面制御導波路は 1 チャネルに対して 8 本あり、それぞれ異なる長さのヒータを持っているため、ヒータを ON にすることでシリコンの熱光学効果によって、光信号の等位相面が変化し、波の進行方向を制御することができる。ヒータが OFF のとき信号光は単に DBR で反射され、Input と対称な位置にある Output #1 へと出力される。ヒータを ON にすると、信号光の波面が制御され Output #2 に出力される。

本研究ではチャネル数 16, チャネル間隔 200 GHz の反射型 1×2 波面制御型 WSS の設計と試作を行った。入力用 AWG と 2 つ出力用 AWG は同じ設計である。AWG のスラブ-アレイ結合部分では最小細線導波路間隔のために屈折率変化が大きくなり、損失が大きくなる。そこで損失低減のために 2 段エッチングによるリブ構造を採用し、最適化設計を行った。WSS チップは産総研において CMOS パイロットラインを用いて 12” SOI ウエハ上に作製された。

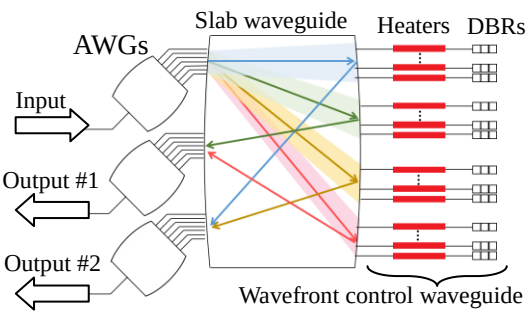


図 1.　1×2 波面制御型 WSS の構成

3.　スイッチング特性

チャネルごとのヒータに流す電流を制御してスイッチングを行い、透過スペクトルを測定した。図 2, 3 に WSS のスペクトルスイッチング特性を示す。図 2, 3,は Output #1, Output #2 の透過スペクトルをそれぞれ示しており、ヒータがすべて OFF の場合と断線で使用できないチャネル 9 を除いたすべてのチャネルを ON にした場合を示している。隣接するヒータの熱干渉による波長シフトはあるものの、波面制御によるスイッチング動作が確認できた。 図の透過率は結合損失を含まない。Output #1, Output #2 のスイッチング時の平均挿入損失はそれぞれ 20.1 dB、19.5 dB であった。

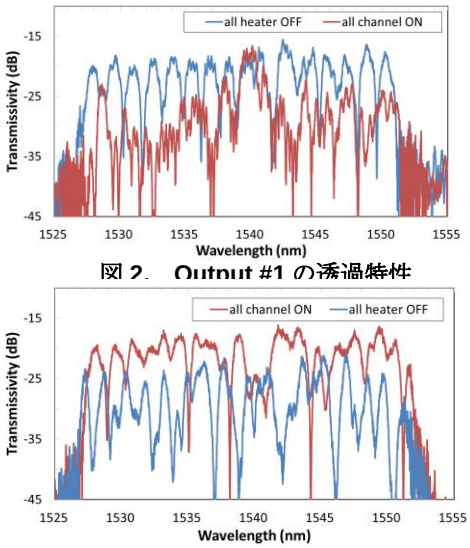


Fig. 3　Output #2 の透過特性

4.　結論

量産可能なシリコンフォトニクス技術を用いて、交差導波路を含まない、16 チャネル、周波数間隔 200 GHz の 1 x 2 波面制御型 WSS の設計と試作を行った。また試作したチップを用いてイッチング実験を行い、動作確認を行った。

謝辞

本研究では 2 段エッチングを用いたリブ構造の作製において産業技術総合研究所(AIST)の方々にご協力いただきました。ここに感謝の意を示し、謝辞とさせていただきます。

参考文献

[1]　K. Muramatsu et al., Photonics in Switching 2015, WeI2-4, Sep. 22-25, Florence, Italy (2015).

[2]　F. Nakamura, et al., Frontiers in Optics 2016, JW4A.144, Rochester, U.S.A. (2016).

横結合型共振器を持つテラヘルツ導波路の透過特性

Transmission characteristics of a terahertz waveguide with a side-coupled cavity

都梅 智也 Tomoya Tsubai　柴山 純 Jun Shibayama　山内 潤治 Junji Yamauchi　中野 久松 Hisamatsu Nakano

法政大学理工学部
Faculty of Science and Engineering, Hosei University

1　まえがき

金属と誘電体で構成されたプラズモニック導波路の近傍に共振器を設けた光波帯での帯域フィルタが検討されている [1]．表面プラズモンの表皮厚は数十 nm なので，薄い金属壁を通じて界が共振器に結合する．他方，THz 帯では界の金属への侵入は波長に比べて僅かであり，導波路近傍に共振器を設置しただけではフィルタとして動作しない．本稿では，THz 導波路と共振器をスロットで結合したフィルタを検討する．スロット間隔が透過特性へ及ぼす影響を調査する．

2　本論

図 1 に解析する構造を示す．金属構造内を空気で満たし ($n_{\mathrm{air}} = 1.0$)，コア幅を $W = 60$ μm，金属壁の幅を $w_{\mathrm{s}} = 10$ μm，共振器長を $l_{\mathrm{c}} = 100$ μm，幅を $w_{\mathrm{c}} = 80$ μm とする．スロット間隔を l_{s} と定義する．解析には FDTD 法を使用し，空間の刻み幅を $\Delta x = 1.0$ μm，$\Delta z = 0.5$ μm とする．

THz 帯では界の金属への侵入が僅かなため，しばしば金属は完全導体 (PEC)[2] に近似される．そこではじめに金属を PEC として扱い，l_{s} を変化させた場合の透過率の周波数特性を図 2 に示す．特定の周波数で界が共振し，透過ディップの生じていることが分かる．それぞれの l_{s} における共振の Q 値を図 3 に示す．スロット間隔を狭くすると Q 値の上昇していくことが分かる．

界の閉じ込めが強い場合には THz 帯でも金属の損失が無視できなくなることがある [2]．Q 値が高くなると界の閉じ込めが強くなるので，金属の損失による影響を調査しておく必要がある．そこで次に，周波数分散性を伴う金属の損失を評価できる Drude モデル (銀)[3] を用いてフィルタを解析する．透過ディップの生じる共振周波数での電磁界のパワーを評価し，金属を PEC，及び Drude モデルとして扱った場合の結果を比較する．電磁界のパワーはポインティングベクトルを用いて評価する．

表 1 に $l_{\mathrm{s}} = 10, 20, 30$ μm でのパワーと Q 値の結果を示す．当然のことながら，金属を PEC として扱った場合には損失は生じない．他方，Drude モデルとして扱った場合には Q 値が高くなるにつれて損失の大きくなることが分かる．これに伴い，算出される Q 値の差も大きくなる．200 程度の Q 値を持つ金属構造を THz 帯で扱う場合，正確な解析を行うためには金属による損失を考慮する必要がある．

3　まとめ

横結合型共振器を持つ THz 導波路を検討した．スロットの間隔が透過率の周波数特性に及ぼす影響を調査し，スロット間隔を狭くすることで透過ディップでの Q 値が高くなることを示した．さらに，金属を PEC，及び Drude モデルとして扱った場合の結果を比較した．200 程度の Q 値を持つ構造を扱う場合，正確な解析を行うためには金属による損失を考慮する必要があることを示した．

参考文献

[1] Q. Zhang *et al.*, *Opt. Exp.*, vol. 17, pp. 7549-7555, 2009.

[2] J. Shibayama *et al.*, *OQE*, vol. 46, pp. 345-356, 2014.

[3] B. Wang *et al.*, *Appl. Opt.*, vol. 47, pp. 3694-3700, 2008.

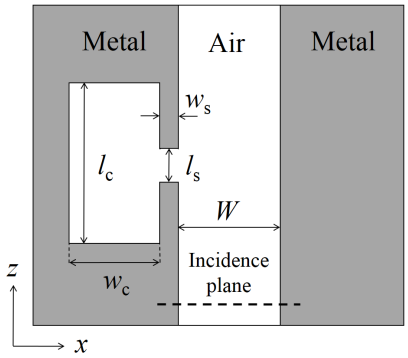


図 1　構造

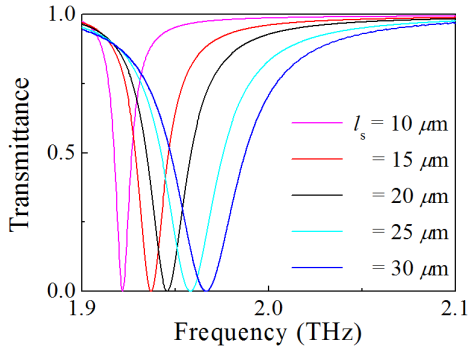


図 2　周波数特性

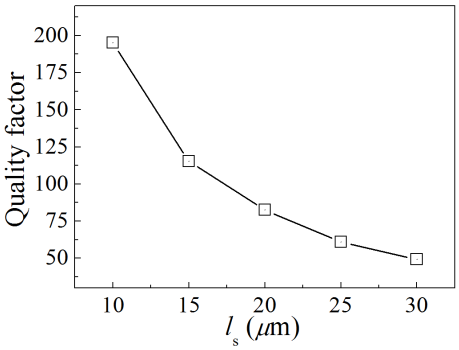


図 3　l_{s} に対する Q 値

表 1　l_s に対するパワー評価と Q 値

$l_{\mathrm{s}}(\mu\mathrm{m})$	10		20		30	
モデル	PEC	Drude	PEC	Drude	PEC	Drude
透過	0.001	0.001	0.025	0.028	0.001	0.004
反射	0.999	0.963	0.975	0.955	0.999	0.992
合計	1.000	0.964	1.000	0.983	1.000	0.996
損失	0.000	0.095	0.000	0.017	0.000	0.004
Q 値	195.1	186.1	82.4	80.5	49.0	48.4