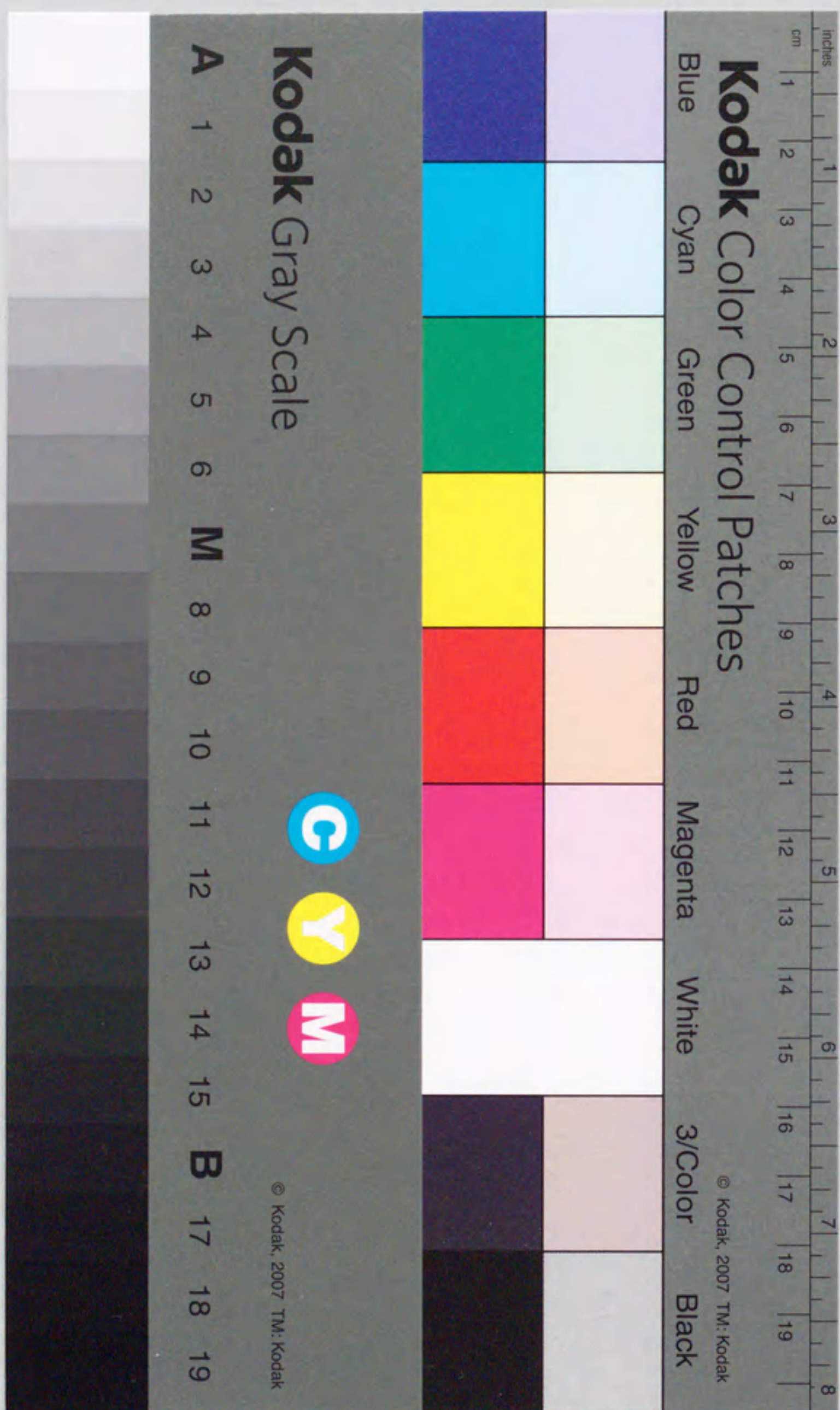


# Ti 熱拡散ニオブ酸リチウム光変調器に関する研究

鬼 頭 勤





## 目 次

第1章 序論	1
1. 1 研究の背景	1
1. 2 光変調器の従来の研究	2
1. 3 本研究の目的と論文の構成	8
第2章 電極設計	14
2. 1 まえがき	14
2. 2 進行波電極構造	14
2. 2. 1 各種進行波電極 (CPS, ACPS, CPW) の構造	14
2. 2. 2 マイクロ波実効屈折率と特性インピーダンス	16
2. 2. 3 半波長電圧	23
2. 2. 4 性能指数の比較	31
2. 2. 5 変調帯域	33
2. 3 シールド形速度整合光変調器	37
2. 3. 1 光変調器の構造	37
2. 3. 2 有限要素法 (FEM)	39
2. 3. 3 シールド形進行波電極の計算結果	40
2. 4 まとめ	46
第3章 導波路設計	49
3. 1 まえがき	49
3. 2 拡散導波路の解析	50
3. 2. 1 変形階段近似法	50
3. 2. 2 単一モード条件	61
3. 2. 3 界分布	65
3. 2. 4 結合損失	69
3. 3 Y分岐導波路の解析	71
3. 3. 1 ビーム伝搬法	71
3. 3. 2 分岐損失	75
3. 4 まとめ	88
第4章 光変調器作製技術	91
4. 1 まえがき	91



4. 2 光導波路作製工程	91
4. 2. 1 Ti薄膜パターニング	93
4. 2. 2 熱拡散	95
4. 3 バッファ層・電極製作工程	96
4. 3. 1 バッファ層	96
4. 3. 2 電極	97
4. 4 まとめ	98
第5章 光変調器の特性	101
5. 1 まえがき	101
5. 2 光変調特性	102
5. 3 まとめ	107
第6章 総括	110
付録1. ボイド形状の計算	113
付録2. 電界減衰係数の導出	115
付録3. 式(3.2.11), (3.2.13)の導出	117
付録4. 式(3.2.12), (3.2.14)の導出	118
謝辞	
研究発表リスト	

## 第1章 序論

### 1. 1 研究の背景と目的

光伝送システムにおいて、光源、光変調器、伝送路、光検出器は、その基本構成要素である。半導体レーザと光ファイバの出現により、光伝送の研究は活発化すると共に飛躍的に進展した。

1960年にMaimanによって、ルビーレーザの室温連続発振が確認された<sup>(1)</sup>にもかかわらず、光通信は依然として現実的な技術として認識されるに到らなかった。1970年、林らは発振波長が $0.8\mu\text{m}$ 帯にあるダブルヘテロ構造からなるGaAs/GaAlAs半導体レーザの室温連続発振に成功した<sup>(2)</sup>。以来、光ファイバ通信の研究は精力的に進められてきた。

半導体レーザの室温連続発振に成功する一方で、1966年には、光ファイバを伝送路とする光通信方式がKaoとHockhamによって提案された<sup>(3)</sup>。1970年、コーニングガラス社はMCVD技術を用いることによって最低損失20dB/kmという、当時としては極めて低損失の光ファイバを実現した<sup>(4)</sup>。この成功により、光ファイバの伝送損失を低減するための研究が活発化した。光ファイバにおける、大きな損失を生じる原因となるOH基の除去技術の進歩により、1976年には波長 $1.2\mu\text{m}$ で0.47dB/kmが達成された<sup>(5)</sup>。更に、1979年、波長 $1.55\mu\text{m}$ におい0.2dB/kmという極低損失ファイバが実現された<sup>(6)</sup>。また、1980年にはVAD技術を適用することによってOH基の吸収ピークが取り除かれた<sup>(7)-(9)</sup>。この結果、光ファイバ伝送方式が、従来の電気伝送系を凌駕するに到った。

こうしたファイバの最低損失の長波長化と共に、光源である半導体レーザも、GaAlAs/GaAs系から組成を選ぶことによって $1\sim 1.67\mu\text{m}$ で発振するInGaAsP/InP系へと開発が進められてきた。また、光検出器としては、長波長帯用としてGe-APD(アバランシェフォトダイオード)が開発された<sup>(10)</sup>。更に、暗電流や過剰雑音の小さくGe-APDより高性能なInGaAs系のAPDやPINフォトダイオードが開発されている<sup>(11)-(13)</sup>。



以上の要素技術の進歩を基にして、基幹伝送方式として1985年には400Mbit/s、1987年には1.6Gbit/sの伝送方式が実用化されてきている。しかし、この変調法としては、比較的変調速度が遅く半導体レーザ(LD)を直接に変調する直接変調方式で充分であること、また、高信頼性が期待できる外部光変調器が存在しなかったことなどの理由から、実際にはLD直接変調方式が採用された。

ところが、近年、 $\text{Er}^{3+}$ ドープファイバ増幅器とともにニオブ酸リチウム光変調器を用いた伝送実験が報告され、ファイバ増幅器とともに外部変調器の有用性が改めて注目された<sup>(14)</sup>。更に、現在実用化を目指して研究が進められている10Gbit/sの長距離・大容量光伝送方式の伝送実験においても外部変調器が用いられている<sup>(15)</sup>。

本論文は、このような背景を基に、Gbit/sを越える超高速外部光変調素子としてチタン熱拡散ニオブ酸リチウム( $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$ )光変調器の構造設計、製法、及びその特性について研究した結果をまとめたものである。

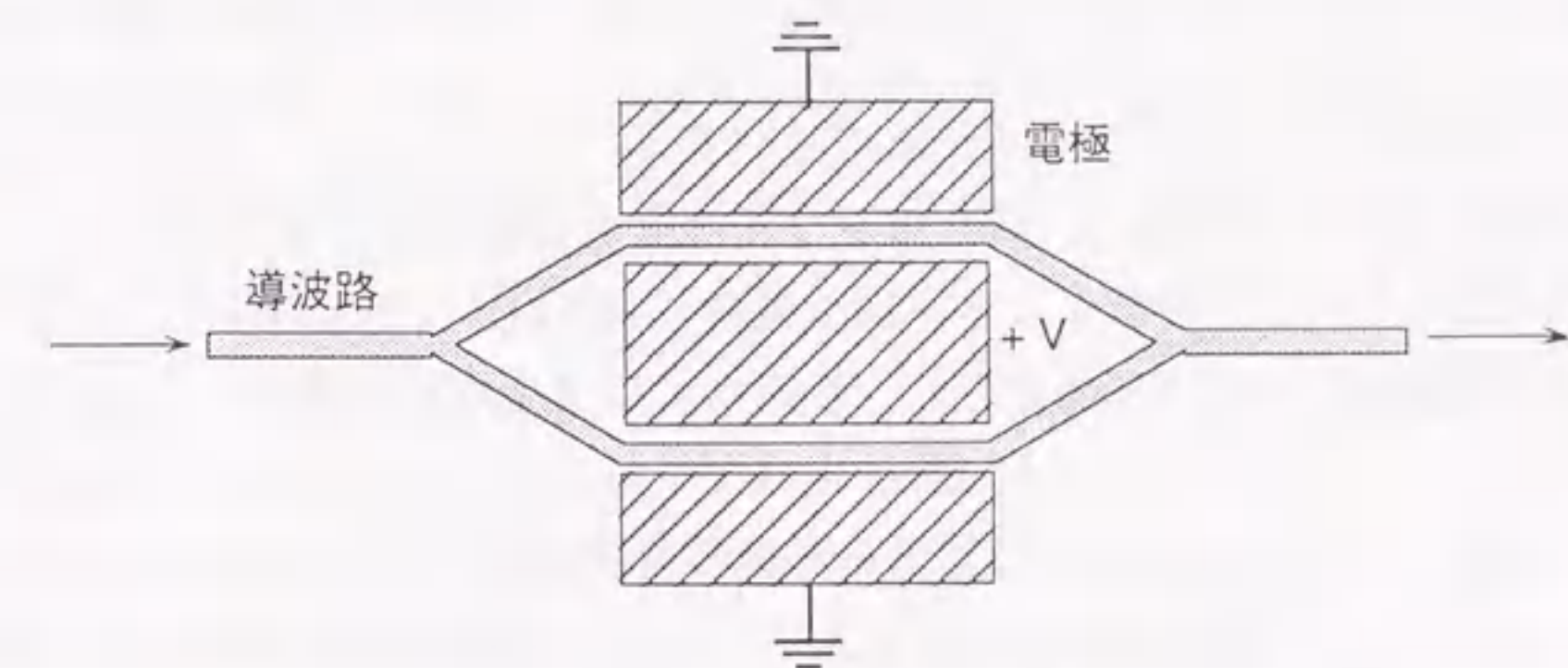
本章では、1. 2節において、従来の光変調器の研究を概観すると共に本研究の位置付けを示した。1. 3節では本研究の目的と論文の構成を示した。

## 1. 2 光変調器の従来の研究

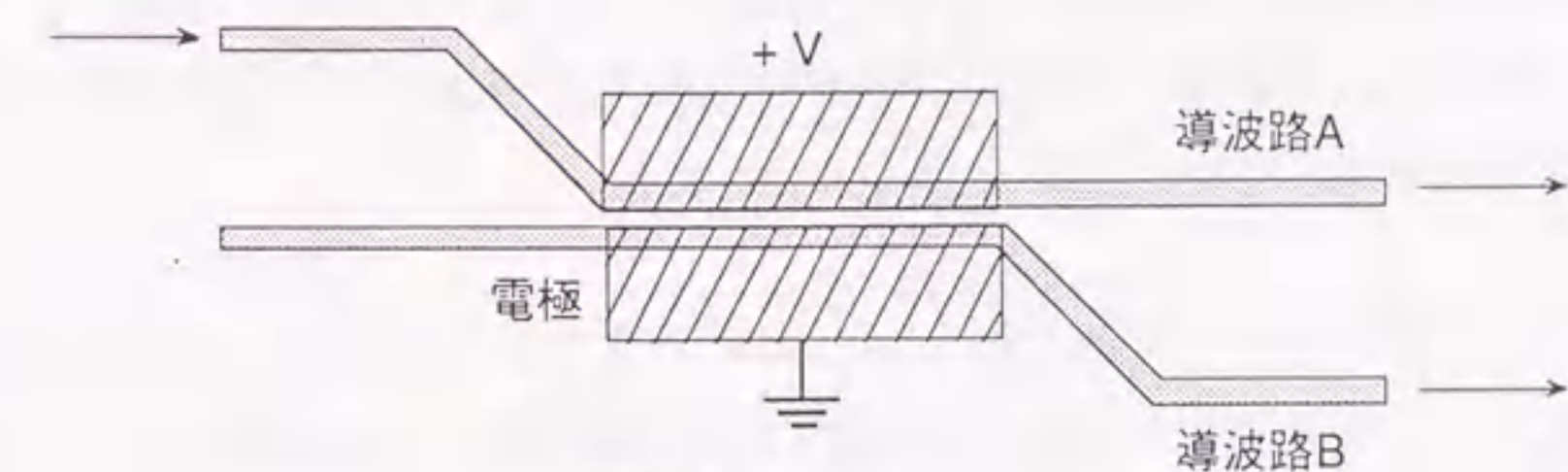
これまで報告されている超高速外部光変調を目指したチタン熱拡散ニオブ酸リチウム( $\text{Ti}:\text{LiNbO}_3$ )光変調器の導波路の構成としては、マッハツェンダー形<sup>(16)-(28)</sup>、分布結合形(方向性結合器形)<sup>(29)-(30)</sup>がある。図1.2.1にマッハツェンダー形、分布結合形光変調器の構造を示す。

マッハツェンダー形では、導波光はY分岐導波路によって2等分され変調部に導かれる。変調部の2本の平行導波路を通過する光波は互いに逆相の位相変調(プッシュプル動作)を受けた後、出力側Y分岐導波路で合波干渉される。干渉時の逆相成分は奇対称な高次モードを励振するので、基板中に放射され消滅する。また、同相成分は偶対称な基本モードが励振され、そのまま導波して出力光として得られる。したがって、変調部を通過した2つの光波の位相差に対応して強度変調光が得られる。すなわち、電圧を印加しない状態では入力光がそのまま出力され、半波長の位相変化に要する電圧(半波長電圧 $V_\pi$ )を印加した

とき消光する。マッハツェンダー形変調器では、この半波長電圧 $V_\pi$ によって駆動電圧が定義される。



(a) マッハツェンダー形



(b) 分布結合形

図1.2.1 光変調器の構造

本構成の光変調器では、

- (a) Y分岐導波路の形状を対称性良く製作することによって、高い消光比が容易に得られる
- (b) 変調部において、導波路間の結合がないようアイソレーションを保つこと以外に制約条件がない

などの製作が容易である利点のため、現在まで報告されている大半の広帯域光



変調器が本構成である。しかしながら、Y分岐導波路は導波路に不連続部を有するため放射損失（分岐損失）が発生するため、光部品の挿入損失の観点から分岐損失低減が重要な課題である。更にまた、分岐部導波路形状の非対称性が消光比の劣化につながるため、製造工程でのパターン偏差の低減が重要である。

一方、分布結合形は、全く同じ導波路パラメータを持つ2本のTi拡散単一モード導波路を近接して配置し、結合領域に変調電極を配置したものである。今、導波路Aから光が入力されたとき、無変調時に導波路Bに完全結合し、入力とは異なる導波路Bから光波は出力され、変調時には完全結合の条件からはずれ、光は導波路Aより出力されるように設計されている。変調電極に電圧を印加した場合、結合領域の平行導波路を伝搬する光波に位相差が生じるため完全結合の条件からはずれ、入力光は導波路Bより出力される。分布結合形変調器は、良好な特性を得るためには結合領域で完全結合させることが必要不可欠である。しかし、導波路を設計値通りに再現性良く製作することが極めて困難である。また、変調電極間隔は結合領域の導波路間隔に依存し、通常 $\sim 5\mu\text{m}$ 程度と狭いため線路損失が増加するので広帯域化の観点から好ましくないと考えられる。

したがって、本論文では製作が比較的容易で広帯域化に有望なマッハツェンダー形光変調器について検討を進めた。

次に、変調器として電極構造を中心とする電気回路的側面が低駆動電圧化と共に高速・広帯域化のために重要である。光変調器の電極構成法としては集中定数形と進行波形がある。

電極線路における変調波の波長が相互作用長に比べ十分大きい場合、変調電界は線路の長さ方向に一樣と見なすことができ、変調器は集中定数回路として動作する。この場合、帯域の上限は電極間容量Cによって制限される。これまでCの値を2pF程度に抑え、負荷抵抗を最適化することによって280MHzから2.75GHzの3dB帯域が得られたとの報告がされている<sup>(31)</sup>。

図1.2.2(b)の電極線路を変調波に対する伝送線路として用いる進行波動作では、帯域幅は光波と変調波の位相速度の非整合により制限を受ける。

進行波形変調器の光3dB変調帯域Bは、次式によって近似的に与えられる<sup>(32)</sup>。

$$B = \frac{1.9 c}{\pi |n_m - n_o| L_E} \quad (1.2.1)$$

ここで、 $L_E$ は相互作用長、 $n_m$ 、 $n_o$ はマイクロ波及び光波の実効屈折率、 $c$ は真空中の光速である。 $n_m$ は通常4.2程度、それに対し $n_o$ は約2.1であるから積 $B L_E$ は、8.7GHz・cmとなる。

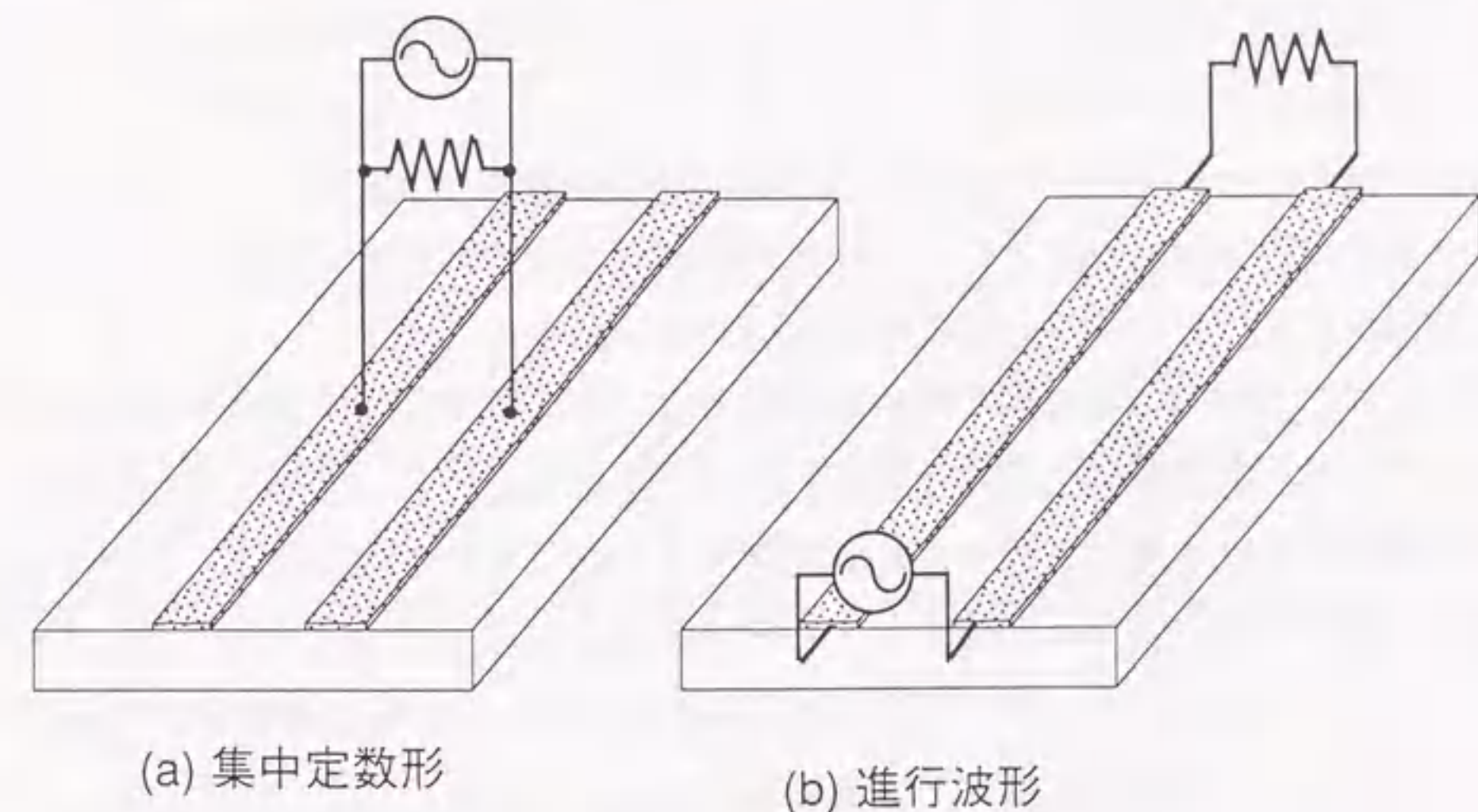


図1.2.2 光変調器の電極構造

進行波形と集中定数形の動作を比較した場合、 $\text{LiNbO}_3$ 光変調器では同じ帯域を得るのに進行波形は集中定数形の約1/3程度の駆動電力で動作するので、広帯域化を図るには進行波形が優れている。

これまで、進行波形光変調器の広帯域化を実現するため、  
(a) 相互作用長を短くする  
(b) 位相反転電極を用い、マイクロ波電界の位相を人為的に進める  
(c) 光波とマイクロ波の速度不整合を改善する電極構造  
などの試みがなされてきた。



はじめに、(a)項の方法では駆動電圧が高くなるため、実用的とは言えない。

次に、(b)項のアイデアに基づく速度整合法として位相反転電極を用いたもの<sup>(33)</sup>、性能指数 $B/V_\pi$ を改善するため非周期的位相反転電極を用いたもの<sup>(34),(35)</sup>、

及びバーカコードを用いたスペクトル拡散方式電極を用いたもの<sup>(36)</sup>が提案されている。この方法では、電極の一部に極性が反転した領域を設けるとスペクトルが拡散しスペクトルの極が一致しなくなるので、光変調効率は全体に低下するが、広帯域化が達成でき、理論的には相互作用長1cmに対し100GHz以上の帯域が得られることが報告されている<sup>(37)</sup>。しかし、この方法で設計された光変調器は、基本的にバンドパスであるのでその光変調器特性が設計された周波数以外では変調効率が低化すること、位相の周波数特性が非線形であること等の制限要因があり、デバイスとしての用途が限定される。

最後に、(c)項の方法は真の位相速度整合というべきもので、光変調器を通過するマイクロ波の速度を光波の速度に近づけるものであり、電極近傍に $\text{LiNbO}_3$ 基板より小さな誘電率を持つ材料を配置することにより実現される。この方法では、低誘電率物質中を伝搬するマイクロ波は光変調に寄与しないので、効率は低下すると言われている<sup>(33)</sup>が、構造が単純であり、位相速度整合が実現できれば電極損失と材料分散以外に帯域を制限するものがないので100GHz以上の帯域が期待できる。

最後に、 $\text{LiNbO}_3$ 外部変調器の研究動向を表1.2.1にまとめて示す。ただし、50Ω系回路で使用することを考慮して駆動電力Pを次式で算出した。

$$P = (V_\pi^2 / 8 Z_0) / [1 - \{(50 - Z_0) / (50 + Z_0)\}^2] \quad (1.2.1)$$

ここで、 $V_\pi$ は半波長電圧、 $Z_0$ は特性インピーダンスを示す。

表1.2.1  $\text{LiNbO}_3$ 外部変調器の研究動向

帯域 (GHz)	半波長電圧 (V)	性能指数 (mW / GHz)	波長 ( $\mu\text{m}$ )	研究機関 (発表年)	文献
3.6	4	14.1	1.32	NTT (1980)	(30)
11.2	8.8	17.3	0.63	阪大 (1981)	(32)
18	7	6.8	0.83	Hughes (1983)	(16)
13	2	1.9	0.84	HP (1984)	(17)
16	5.5	12.3	0.85	MIT (1984)	(18)
12	3	2.4	0.63	阪大 (1986)	(19)
22	26	113.3	1.56	AT&T (1987)	(29)
12	6.5	8.5	1.55	NTT (1988)	(38)
9.6	5	13.9	1.3	AT&T (1989)	(22)
9	5	6.9	1.55	NTT (1989)	(39)
20	4.7	2.8	1.55	NTT (1989)	(23)
20	5.4	3.6	1.55	富士通 (1990)	(25)
50	12.3	9.6	1.55	HP (1992)	(28)



### 1. 3 本研究の目的と論文の構成

将来の10Gbit/sを越える超高速光伝送方式を実現するためには、外部光変調器がそのキーテクノロジーである。特にニオブ酸リチウム ( $\text{LiNbO}_3$ ) を用いた光変調器の研究開発の歴史は比較的長く、早くからその実用化が期待されていた。しかしながら、高速・広帯域な変調特性と低駆動電圧を同時に満足したデバイスは実現されておらず、これらの課題を解決することが重要である。

本研究の目的は、広帯域・低駆動電力外部光変調器を実現するための素子構造の設計及び製作技術を確立することである。

本論文は以下のように構成される。

第2章では、各種の進行波電極 (CPS, ACPS, CPW) について比較検討し、狭い中心導体のCPW電極と厚いバッファ層からなる電極構成がマイクロ波と光波の速度を近づけ、光変調器を広帯域化できることを数値解析的に明かにした。また、更に一層の広帯域化を図るため、上記電極構造にシールド導体を導入することによりマイクロ波と光波との速度不整合を改善したシールド形速度整合光変調器を新たに提案するとともに、光変調器の試作に向けてその構造パラメータを決定した。

第3章では、チタン熱拡散ニオブ酸リチウム光導波路の設計について述べた。従来の解析手法の問題点を改善した変形階段近似法 (MSSM) を新たに開発した。その結果、WKB法あるいは、直線多層分割法と比較して、精度・計算速度・汎用性が飛躍的に向上できた。更に、MSSMをビーム伝搬法 (BPM) と組合せ3次元光導波路解析へ拡張することによって、低損失分岐導波構造を明らかにした。

第4章では、製作技術について、主に述べる。良好な特性の導波路ならびに光素子を設計通りに再現性良く製作するため光導波路製作法の検討を行った。また、以上の検討結果を基に、製作した光導波路にバッファ層を堆積し、さらに電極を装荷して光変調器の試作を行った。

第5章では、実際に試作した光変調器の諸特性の測定結果について述べた。電極構造として狭い幅の中心導体のCPW電極と厚いバッファ層とを組み合わせたCPW進行波電極に更にシールド導体を採用することによって、大幅な広帯域化が達成できた。また、低損失分岐導波構造と製作技術の改善によって極めて低損失な光変調器を実現できた。

第6章は結論であり、本研究において得られた結果を要約すると共に、今後の展開について言及した。



# 参考文献

- (1) T.H.Maiman, "Stimulated optical radiation in ruby," Nature, vol.187, pp.493-494, 1960
- (2) I.Hayashi, M.B.Panish, P.W.Foy and S.Sumski, "Junction lasers which operate continuously at room temperature," Appl. Phys. Lett., vol.17, pp.109-111, 1970
- (3) K.C.Kao and G.A.Hockham, "Dielectric-fiber surface waveguides for optical frequencies," Proc. IEE, vol.113, pp.1151-1158
- (4) F.P.Kapron, D.B.Keck and R.D.Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," Appl. Phys. Lett., vol.17, pp.423-425
- (5) M.Horiguchi and H.Osanai, "Spectral losses low-OH-content optical fibers," Electron. Lett., vol.12, pp.310-312, 1976
- (6) T.Miya, Y.Terunuma, T.Hosaka and T.Miyashita, "Ultimate low-loss single mode fiber at  $1.55\mu\text{m}$ ," Electron. Lett., vol. 15, pp.106-108, 1979
- (7) T.Moriyama, O.Fukuda, K.Sanada, K.Inada, T.Edaheiro and K. Chida, "Ultimately low OH content V.A.D. optical fibers," Electron. Lett., vol.16, pp.698-699, 1980
- (8) F.Hanawa, S.Sudo, M.Kawachi and M.Nakahara, "Fabrication of completely OH-free V.A.D. fiber," Electron. Lett., vol.16, pp.699-700, 1980
- (9) T.Izawa, S.Kobayashi, S.Sudo and F.Hanawa, "Continuous fabrication of high silica fiber preform," 1977 Int. Conf. on Integrated Opt. and Opt. Fiber Commun. Tokyo, July C1 1977
- (10) T.P.Pearsell and M.J.Papuchen : "The  $\text{Ga}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$  homojunction photodiode - a new avalanche photodetector in the near infrared between  $1.0$  and  $1.6\mu\text{m}$ ," Appl. Phys. Lett., vol.33, no.7, pp.640-642, Oct. 1978
- (11) H. Melchior, M.B. Fisher and F.R. Arams : "Photodetectors for optical communication systems", Proc. IEEE, vol.58, no.10, pp.1466-1486, Oct. 1970
- (12) O.Mikami, H.Ando, H.Kanbe, T.Mikawa, T.Kaneda, and Y. Toyama : "Improved germanium avalanche photodiodes", IEEE J. Quantum. Electron., vol. QE-16, no.9, pp.1002-1007, Sept. 1980
- (13) T.Kimura and H.Kanbe : "Improved avalanche photodiodes for long wave-

- length optical fiber systems", Proc. 13th Conf. on Solid State Devices, 1981 ; Jpn. J. Appl. Phys., Supplement 21-1, pp.339-346, 1982
- (14) K. Hagimoto, Y.Miyazawa, A.Takada, K.Kawano and Y.Tohmori : "5Gbit/s 201km non-repeated transmission using LD pumped  $\text{Er}^{3+}$  - doped fiber amplifiers", European Conference on Optical Communication (ECOC), paper TuA5-5, 1989
- (15) 萩本, 青山 : "光ファイバ増幅器を用いた中継光伝送システム", 新学論B-I, J75-B-I, pp.246-262, 1991
- (16) C.M.Gee, G.D.Thurmond, and H.W.Yen, "17-GHz bandwidth electro-optic modulator," Appl. Phys. Lett., vol.43, no.11, pp.998-1000, 1983
- (17) P.S.Cross, R.A.baumgartner, and B.H.Kolner, "Microwave integrated optical modulator," Appl. Phys. Lett., vol.44, no.5, pp.486-488, 1984
- (18) R.A.Becker, "Travelling-wave electro-optic modulator with maximum bandwidth-length product," Appl. Phys. Lett., vol.45, no.11, pp.1168-1170, 1984
- (19) H.Haga, M.Izutsu, and T.Sueta, " $\text{LiNbO}_3$  travelling-wave light modulator / switch with an etched groove," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-22, no.6, pp.902-906, 1986
- (20) D.W.Dolfi, M.Nazarathy, and R.L.Jungerman, "40GHz electro-optic modulator with 7.5 V drive voltage," Electron. Lett., vol.24, pp.528-529, 1988
- (21) T.Pohlmann, A.Neyer, and E.Voges, "Ti :  $\text{LiNbO}_3$  interferometric activated X-switch for high-speed applications : IAX," Electron. Lett., vol.24, pp.530-531, 1988
- (22) J.L.Jackel, P.Permutter, and J.Johnson, "High-speed low-voltage modulation with a nonsymmetric Mach-Zehnder interferometer," IEEE J. of Lightwave Technol., vol.LT-7, no.6, pp.937-940, 1989
- (23) K.Kawano, T.Kitoh, H.Jumonji, T.Nozawa, and M.Yanagibashi, "New travelling electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20GHz bandwith and 4.7 V driving voltage at  $1.52\mu\text{m}$  wavelength," Electron. Lett., vol.25, pp.1382-1383, 1989
- (24) M.Seino, N.Mekada, T.Namiki, and H.Nakazima, "33GHzcm broadband Ti :  $\text{LiNbO}_3$  Mach-Zehnder modulator," ECOC'89, ThB22-5, 1989, pp.433-436
- (25) M.Seino, N.Mekada, T.Yamane, and Y.Kubota, M.Doi, and T.Nakazawa, "20-GHz 3dB-bandwidth Ti :  $\text{LiNbO}_3$  Mach-Zehnder modulator," ECOC'90, 1990, post dead-



line session, pp.999-1002

( 2 6 ) M.Rangaraj, T.Hosoi, and M.Kondo, "A wide-band Ti : LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a conventional coplanar waveguide type electrode," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.4, no.9, pp.1020-1022, 1992

( 2 7 ) G.K.Gopalakirshnan, C.H.Bulmer, W.K.Burns, R.W.McElhanon, and A.S.Greenblatt, "40GHz, low half-wave voltage Ti : LiNbO<sub>3</sub> intensity modulator," Electron. Lett., vol.28, pp.826-827, 1992

( 2 8 ) D.W.Dolfi and T.R.Ranganath, "50GHz velocity-matched broad wavelength LiNbO<sub>3</sub> modulator with multimode active section," Electron. Lett., vol.28, pp.1197-1198, 1992

( 2 9 ) S.K.Korotky, G.Eisenstein, R.S.Tucker, J.J.Veselka, and G.Raybon, "Optical intensity modulation to 40GHz using a waveguide eletro-optic switch," Appl. Phys. Lett., vol.50, no.23, pp.1631-1633, 1987

( 3 0 ) K.Kubota, J.Noda, and O.Mikami, "Travelling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO<sub>3</sub> waveguide," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-16, no.7, pp.754-760, 1989

( 3 1 ) R.A.Becker, "Broad-band guided-wave electrooptic modulators," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-20, no.7, pp.754-760, 1984

( 3 2 ) 井筒, 末田, " 広帯域導波形状強度変調素子, " 電子通信学会論文誌, vol.J64-C, no.4, pp.264-271, 1981

( 3 3 ) R.C.Alferness, S.K.Korotky and J.Marcatili, "Velocity-matching techniques for integrated optic travelling wave switch/modulators," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-20, no.3, pp.301-309, 1984

( 3 4 ) A.Djupsjobacka, "Novel type of broad-band travelling-wave integrated-optic modulator," Electron. Lett., vol.27, no.20, pp.908-909, 1985

( 3 5 ) D.Erasme and M.G.F.Wilson, "Analysis and optimization of integrated-optic travelling-wave modulators using periodic and non-periodic phase reversals," Opt. and Quant. Electr., vol.18, pp.203-211, 1986

( 3 6 ) M.Nazarathy, D.W.Dolfi and R.J.Jungerman, "Spread spectrum frequency response of coded phase reversal travelling wave modulators," IEEE J. of Lightwave

Technol., vol.LT-5, no.10, pp.1433-1443, 1987

( 3 7 ) M.Nazarathy, D.W.Dolfi and R.J.Jungerman, "Velocity-mismatch compensation in travelling-wave modulators using psedorandom switched-electrode patterns," J.Opt.Soc.Am., vol. A4, pp.1071-1079, 1987

( 3 8 ) K.Kawano, T.Kitoh, O.Mitomi, T.Nozawa and H.Jumonji : "High-speed and low-driving-power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5  $\mu$  m wavelength ", in Proceedings 1988 IEEE LEOS Annual Meeting, pp.96-97, 1988

( 3 9 ) 野沢, 河野, 柳橋, 十文字 " 広帯域・低駆動電力LiNbO<sub>3</sub>外部光変調器, " NTT R&D, vol.38, no.6, pp.629-640, 1989



## 第2章 電極設計

### 2.1 まえがき

外部変調方式に適用する光変調器において重要な性能は、光3dB変調帯域B (GHz)と半波長電圧 $V_{\pi}$  (V)であるが、変調帯域幅と半波長電圧はトレードオフの関係にあるので、性能指数 $B/V_{\pi}$ が大きな構造をとることが重要である。

進行波光変調器の広帯域化の限界は主に、マイクロ波と光波の位相速度の不整合によって決定される。この速度不整合を改善するためには、マイクロ波に対する実効屈折率 $n_m$ を光波に対する実効屈折率 $n_o$ に近づける必要がある<sup>(1)</sup>-(3)。変調電極近傍にある低誘電率 $\text{SiO}_2$ バッファ層を利用することにより $n_m$ を $n_o$ に近づけることが可能である<sup>(4)</sup>。バッファ層を考慮した変調電極の解析は、非対称コプレーナ線路(ACPS)、コプレーナ導波路(CPW)について既に報告されている<sup>(5),(6)</sup>。しかし、光変調器用電極として両者の特性について統一的に比較検討した報告はない。

本章ではマイクロ波と光波の位相速度不整合を克服するための電極構造を新たに提案すると共に、その妥当性について解析的に明らかにした。2.2節では、バッファ層を考慮した等角写像法を用いて、対称コプレーナ線路(CPS)、ACPS、CPWのマイクロ波特性及び光変調器特性について比較検討を行ない、幅の狭い中心導体と広いギャップを有するCPW電極と厚いバッファ層を組み合わせた構造が広帯域化に有効であることを示した。更に、2.3節では、CPW進行波電極にシールド導体を導入した構造を提案すると共に、異方性を考慮した準TEM近似の有限要素法を用いてマイクロ波と光波との速度不整合を大幅に改善できることを示した。

### 2.2 進行波電極構造

#### 2.2.1 各種進行波電極(CPS, ACPS, CPW)の構造

本章で検討する光変調器の断面構造及び座標系を図2.2.1に示す。(a)は対称コ

プレーナ線路(CPS), (b)は非対称コプレーナ線路(ACPS), (c)はコプレーナ導波路(CPW)である。

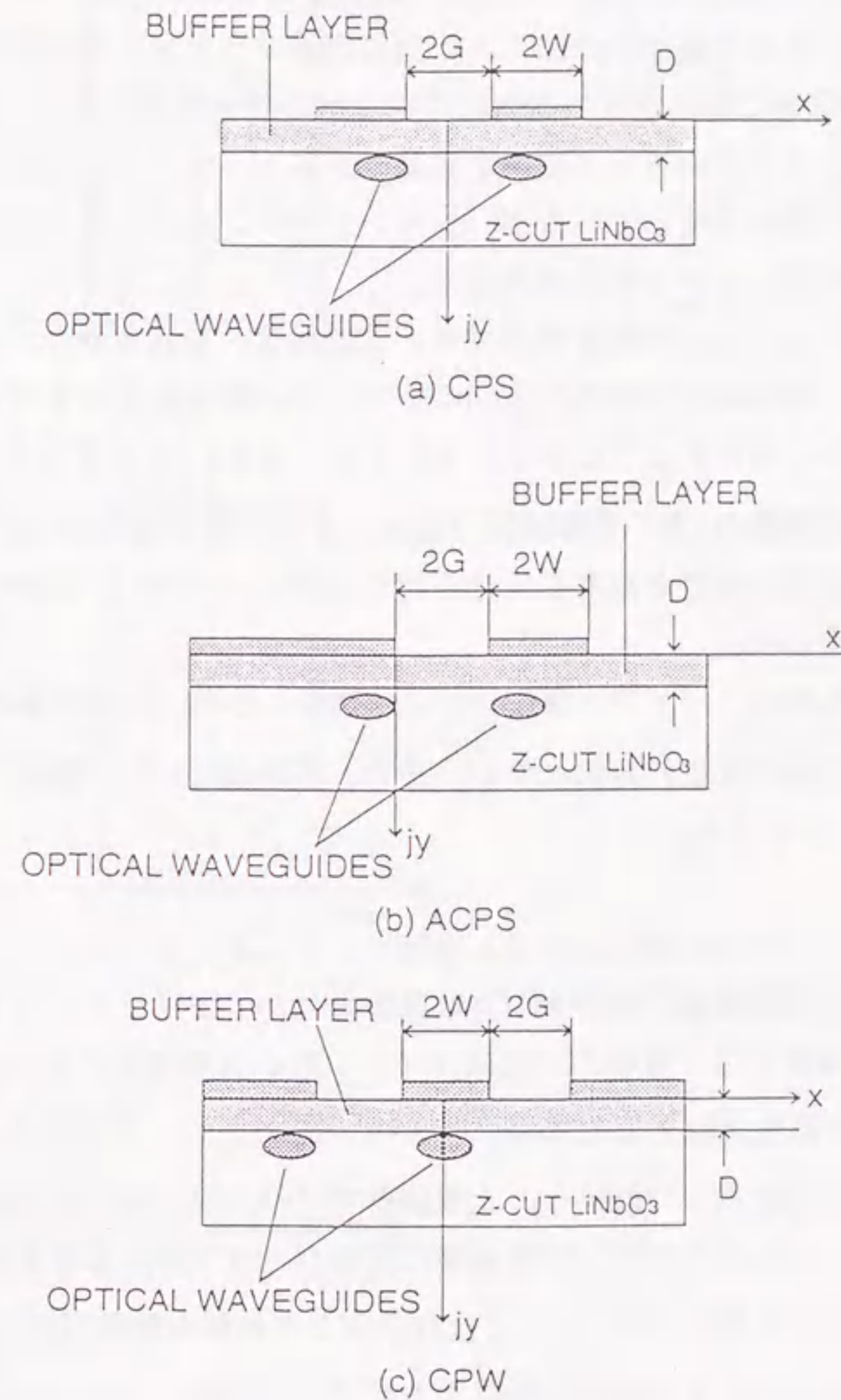


図2.2.1 光変調器の断面図



(a)のCPS電極は、2本の電極を対称形としたもので、初期の進行波動作変調実験に多く使用された。しかし、電気系同軸コネクタのモード変換及びマイクロ波入出力端子（フィードスルー）部の整合に起因するマイクロ波伝送特性に問題があった。(b)のACPS電極は半平面状の接地電極部に平行にストリップ電極を設けた構造で、接地電極が十分広く、入出力同軸コネクタとの接続が容易である。(c)のCPW電極は中心導体の両側に半平面状の接地電極を対称に設けた構造である。同軸コネクタのモード変換が容易である上、マイクロ波伝送特性に優れているという特長を有しているが、低インピーダンスであるため外部駆動回路との整合性が悪いという問題があった。

なお、基板としてはZ-cut板を使用する。この場合、変調電界及び光波の電界の主成分が共に基板に対し垂直な方向にあるとき、最も大きな電気光学定数である  $r_{33}$  を有効に利用することができる。また、図2.2.1に示すようにマッハツェンダー形光変調器の2本の光導波路の直上に各々の共平面電極を配置することによって、基板面に垂直な電界主成分を持つTMモードに対して能率的なプッシュプル動作が得られる。

後述の解析の際は、バッファ層に平行に  $x$  軸を、Z-cut  $\text{LiNbO}_3$  基板に垂直に  $y$  軸をとり、基板内を正の方向とする。また、電極幅を  $2W$ 、電極間隔を  $2G$ 、バッファ層厚を  $D$  とする。

## 2. 2. 2 マイクロ波実効屈折率と特性インピーダンス

進行波形電極を伝搬するマイクロ波は厳密にはハイブリッドモードであるが、図2.2.1に示す構造では、電極の寸法はマイクロ波の実効波長に比べて十分小さいので周波数依存性はほとんど無視できる<sup>(4)</sup>。そのため、準TEMモード、つまり2次元静電界問題として取扱う。光変調器ではバッファ層の影響が重要となる。有限要素法およびスペクトル領域法によるバッファ層を考慮した解析がすでに報告されているが<sup>(5),(6)</sup>、ここでは取扱がより簡便な等角写像法を用いた。なお、本解析法において電極厚は無視するが、この影響については文献(7)を参照されたい。図2.2.2に示すように進行波電極は、次に示す写像関数により、均質媒質( $\text{LiNbO}_3$ )内に異なる誘電率の媒質(バッファ層)を含む平行平板コンデンサ

へ等角写像される(付録1 参照)。

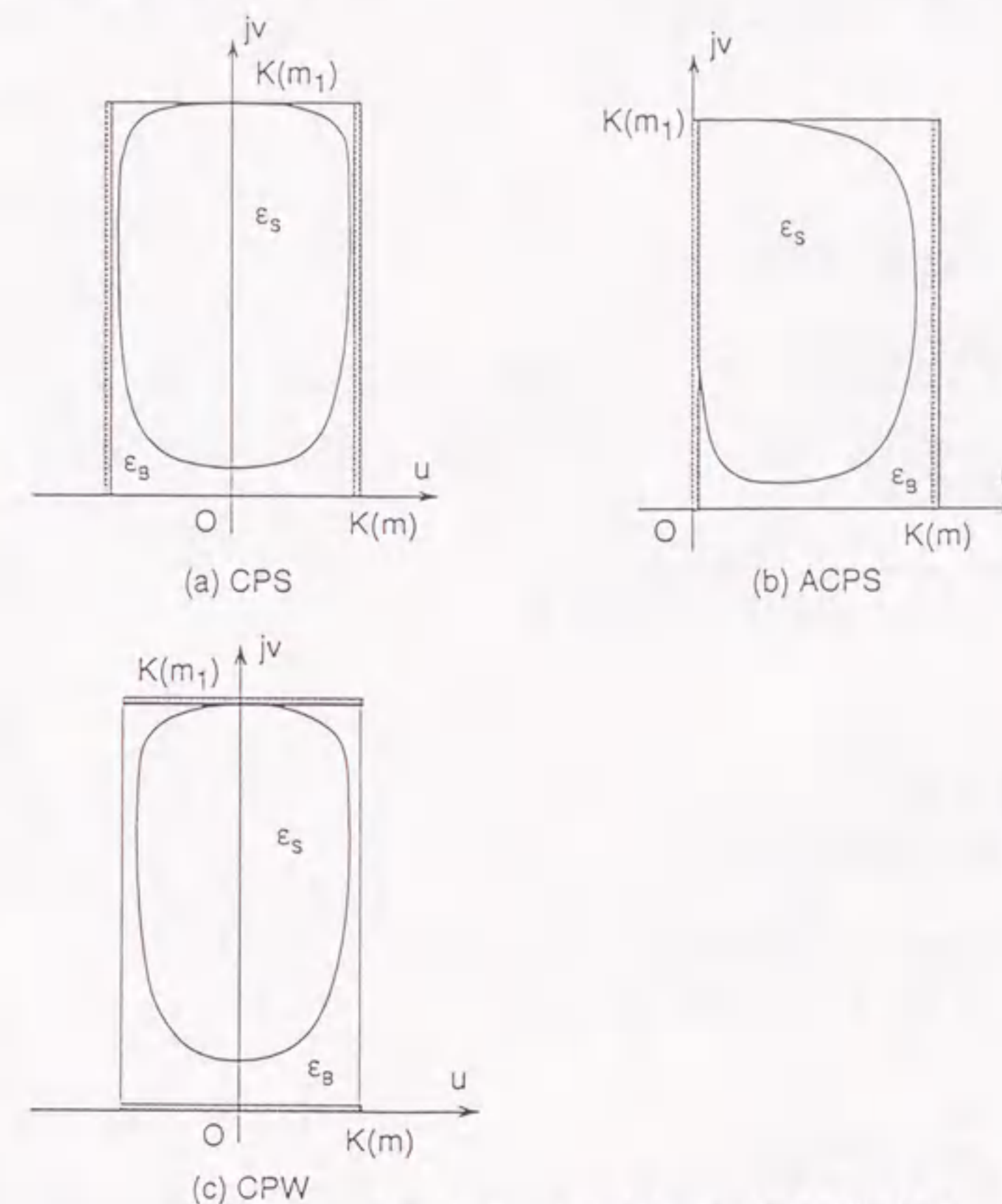


図2.2.2 変調電極の等角写像変換

(A) CPS電極

$$\frac{dw}{dz} = \frac{A}{\sqrt{(z^2 - G^2)(z^2 - (G+2W)^2)}} \quad (2.2.1)$$

ここで、

$$z = G z' \quad (2.2.2)$$

で置換すると、式(2.2.1)は



$$\frac{dw}{dz'} = \frac{A_1}{\sqrt{(1-z'^2)(1-k_1^2 z'^2)}} \quad (2.2.3)$$

ただし、

$$k_1 = G / (G + 2W) \quad (2.2.4)$$

$$A_1 = A / (G + 2W) \quad (2.2.5)$$

(B) ACPS電極

$$\frac{dw}{dz} = \frac{A}{\sqrt{z(z-2G)\{z-2(G+W)\}}} \quad (2.2.6)$$

ここで

$$z = 2Gz'^2 \quad (2.2.7)$$

で置換すると、式(2.2.6)は

$$\frac{dw}{dz'} = \frac{A_2}{\sqrt{(1-z'^2)(1-k_2^2 z'^2)}} \quad (2.2.8)$$

ただし、

$$k_2 = \sqrt{G / (G + W)} \quad (2.2.9)$$

$$A_2 = A \sqrt{2 / (G+W)} \quad (2.2.10)$$

(C) CPW電極

$$\frac{dw}{dz} = \frac{A}{\sqrt{(z^2 - W^2)\{z^2 - (W+2G)^2\}}} \quad (2.2.11)$$

ここで、

$$z = Wz' \quad (2.2.12)$$

で置換すると式(2.2.11)は

$$\frac{dw}{dz'} = \frac{A_3}{\sqrt{(1-z'^2)(1-k_3^2 z'^2)}} \quad (2.2.13)$$

ただし、

$$k_3 = W / (W+2G) \quad (2.2.14)$$

$$A_3 = A / (W+2G) \quad (2.2.15)$$

実効屈折率  $n_m$  は、図2.2.2に示すように矩形内のバッファ層が写像された閉領域 (ボイド) を電極に垂直に分割し、各層のキャパシタンスの並列等価回路から算出する。すなわち、

$$n_m^2 = (\tilde{\epsilon}_S + \epsilon_B) / 2 \quad (2.2.16)$$

ここで、

(A) CPS電極

$$\tilde{\epsilon}_S = \epsilon_S \sum_{n=1}^N \frac{v_n - v_{n-1}}{u_{1,n} + \frac{\epsilon_S}{\epsilon_B} (1 - u_{1,n})} \quad (2.2.17)$$

$$v_n = F(\beta_n | k_1'^2) / K'(k_1) \quad (2.2.18)$$

$$u_{1,n} = F(\alpha_{1,n} | k_1'^2) / K(k_1) \quad (2.2.19)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.2.20)$$

$$k_1 = G / (G + 2W) \quad (2.2.21)$$

(B) ACPS電極

$$\tilde{\epsilon}_S = \epsilon_S \sum_{n=1}^N \frac{v_n - v_{n-1}}{(u_{2,n} - u_{1,n}) + \frac{\epsilon_S}{\epsilon_B} \{1 - (u_{2,n} - u_{1,n})\}} \quad (2.2.22)$$

$$v_n = F(\beta_n | k_2'^2) / K'(k_2) \quad (2.2.23)$$



$$u_{1,n} = F(\alpha_{1,n} | k_2^2) / K(k_2) \quad (2.2.24)$$

$$u_{2,n} = F(\alpha_{2,n} | k_2^2) / K(k_2) \quad (2.2.25)$$

$$k_2' = \sqrt{1 - k_2^2} \quad (2.2.26)$$

$$k_2 = \sqrt{G / (G + W)} \quad (2.2.27)$$

(C) CPW電極

$$\tilde{\epsilon}_S = \frac{\epsilon_S}{2} \sum_{n=1}^N \frac{u_n - u_{n-1}}{(v_{2,n} - v_{1,n}) + \frac{\epsilon_S}{\epsilon_B} \{1 - (v_{2,n} - v_{1,n})\}} \quad (2.2.28)$$

$$u_n = F(\alpha_n | k_3^2) / K(k_3) \quad (2.2.29)$$

$$v_{1,n} = F(\beta_{1,n} | k_3'^2) / K'(k_3) \quad (2.2.30)$$

$$v_{2,n} = F(\beta_{2,n} | k_3'^2) / K'(k_3) \quad (2.2.31)$$

$$k_3' = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (2.2.32)$$

$$k_3 = W / (W + 2G) \quad (2.2.33)$$

である。ただし、 $u$ 、 $v$ は写像平面 $w$ の座標、 $F(\phi | m)$ は母数 $m$ 、振幅 $\phi$ の第1種楕円積分、 $K(k_i)$ および $K'(k_i)$ は第1種完全楕円積分、 $k_i$ は電極の構造を表わす。 $\epsilon_B$ は、バッファ層の比誘電率、 $\epsilon_S$ は基板の比誘電率であり、基板表面方向及び深さ方向の比誘電率 $\epsilon_x$ 、 $\epsilon_y$ とすると $\sqrt{\epsilon_x \cdot \epsilon_y}$ と近似できる。本節では $\epsilon_B$ の値を3.9とし、 $\epsilon_x$ 、 $\epsilon_y$ の値はZ-cut LiNbO<sub>3</sub>基板であるから、各々28と43を用いた。

次に、特性インピーダンス $Z_0$ は次式により計算できる。

(A) CPS電極

$$Z_0 = (120 \pi / n_m) K(k_1) / K'(k_1) \quad (2.2.34)$$

(B) ACPS電極

$$Z_0 = (60 \pi / n_m) K(k_2) / K'(k_2) \quad (2.2.35)$$

(C) CPW電極

$$Z_0 = (30 \pi / n_m) K'(k_3) / K(k_3) \quad (2.2.36)$$

電極のマイクロ波特性( $n_m$ ,  $Z_0$ )とバッファ層厚さ $D$ の関係を図2.2.3に示す。なお、外部駆動回路と整合性を考慮し、構造パラメータ $2W/2G$ は、CPS, ACPS, CPW電極に対し1.6, 0.6, 0.53とした。図からわかるように、 $D$ が大きくなるにしたがい $n_m$ は大幅に減少し、 $Z_0$ は増加する。この結果、バッファ層厚 $D$ は変調器特性に大きな影響を与える。



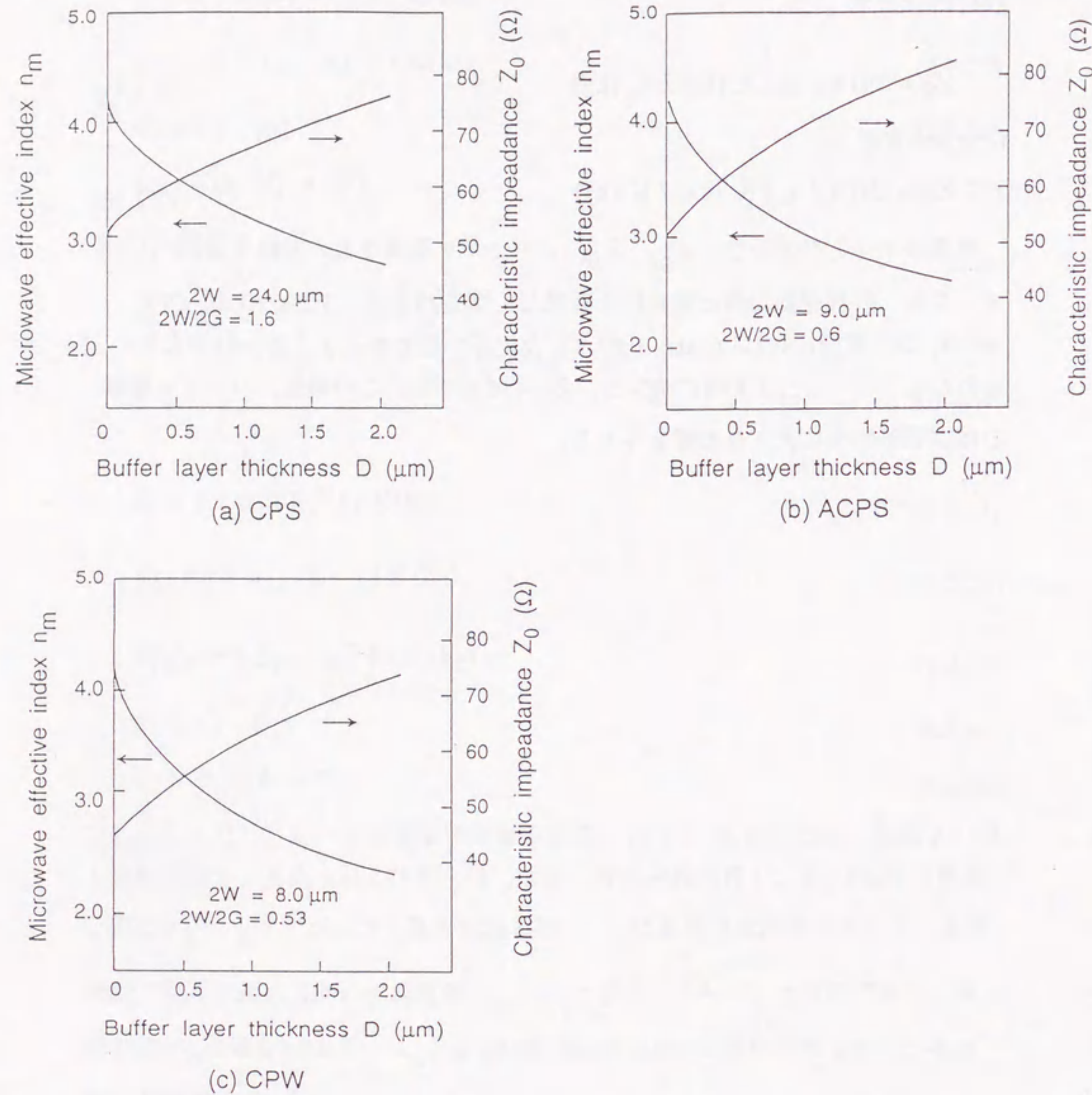


図2.2.3 変調電極のマイクロ波特性 ( $n_m, Z_0$ ) とバッファ層厚  $D$  の関係

### 2.2.3 半波長電圧

相互作用長  $L_E$  と半波長電圧  $V_\pi$  の積  $V_\pi L_E$  は、深さ方向マイクロ波電界  $E_y$  ( $x, y$ ) と導波光電力分布  $U^2(x, y)$  のオーバーラップ積分により算出できる。

$$V_\pi L_E = \lambda / (\Gamma r_{33} n_o^3) \quad (2.2.37)$$

$$\Gamma = \frac{\iint E_y(x, y) U^2(x, y) dx dy}{\iint U^2(x, y) dx dy} \quad (2.2.38)$$

ここで、 $\lambda$  は真空中での光の波長、 $r_{33}$  は電気光学定数、 $n_o$  は Z-cut LiNbO<sub>3</sub> 基板の光に対する屈折率である。

変調電極のマイクロ波電界は、次式により与えられる。

(A) CPS電極

$$E_x = \frac{V_0 R_1}{2 K(k_1)} \operatorname{Re} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.39)$$

$$E_y = (\epsilon_x / \epsilon_y)^{1/2} \frac{V_0 R_1}{2 K(k_1)} \operatorname{Im} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.40)$$

$$\frac{dw}{dz} = \frac{G}{\sqrt{(G^2 - z^2)(G^2 - k_1^2 z^2)}} \quad (2.2.41)$$

$$k_1 = G / (G + 2W) \quad (2.2.42)$$

(B) ACPS電極

$$E_x = \frac{V_0 R_2}{2 K(k_2)} \operatorname{Re} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.43)$$



$$E_y = (\epsilon_x / \epsilon_y)^{1/2} \frac{V_0 R_2}{2 K(k_2)} \operatorname{Im} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.44)$$

$$\frac{dw}{dz} = \frac{1}{2 \sqrt{2 G z (1 - z / 2G) (1 - k_2^2 z / 2G)}} \quad (2.2.45)$$

$$k_2 = \sqrt{G / (G + W)} \quad (2.2.46)$$

(C) CPW電極

$$E_x = \frac{V_0 R_3}{2 K'(k_3)} \operatorname{Re} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.47)$$

$$E_y = (\epsilon_x / \epsilon_y)^{1/2} \frac{V_0 R_3}{2 K'(k_3)} \operatorname{Im} \left( \frac{dw}{dz} \right) \quad (2.2.48)$$

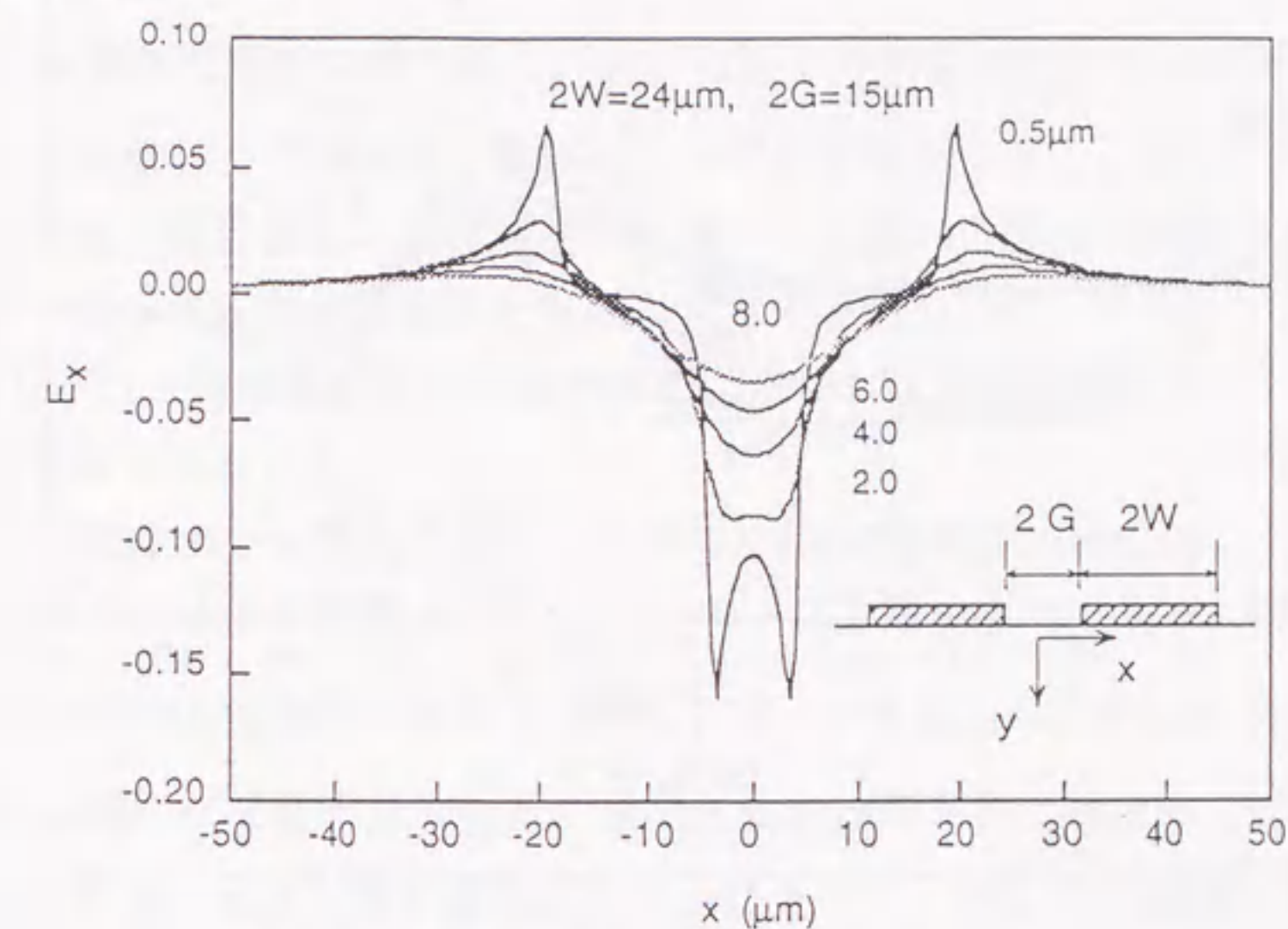
$$\frac{dw}{dz} = \frac{W}{\sqrt{(W^2 - z^2)(W^2 - k_3^2 z^2)}} \quad (2.2.49)$$

$$k_3 = W / (W + 2 G) \quad (2.2.50)$$

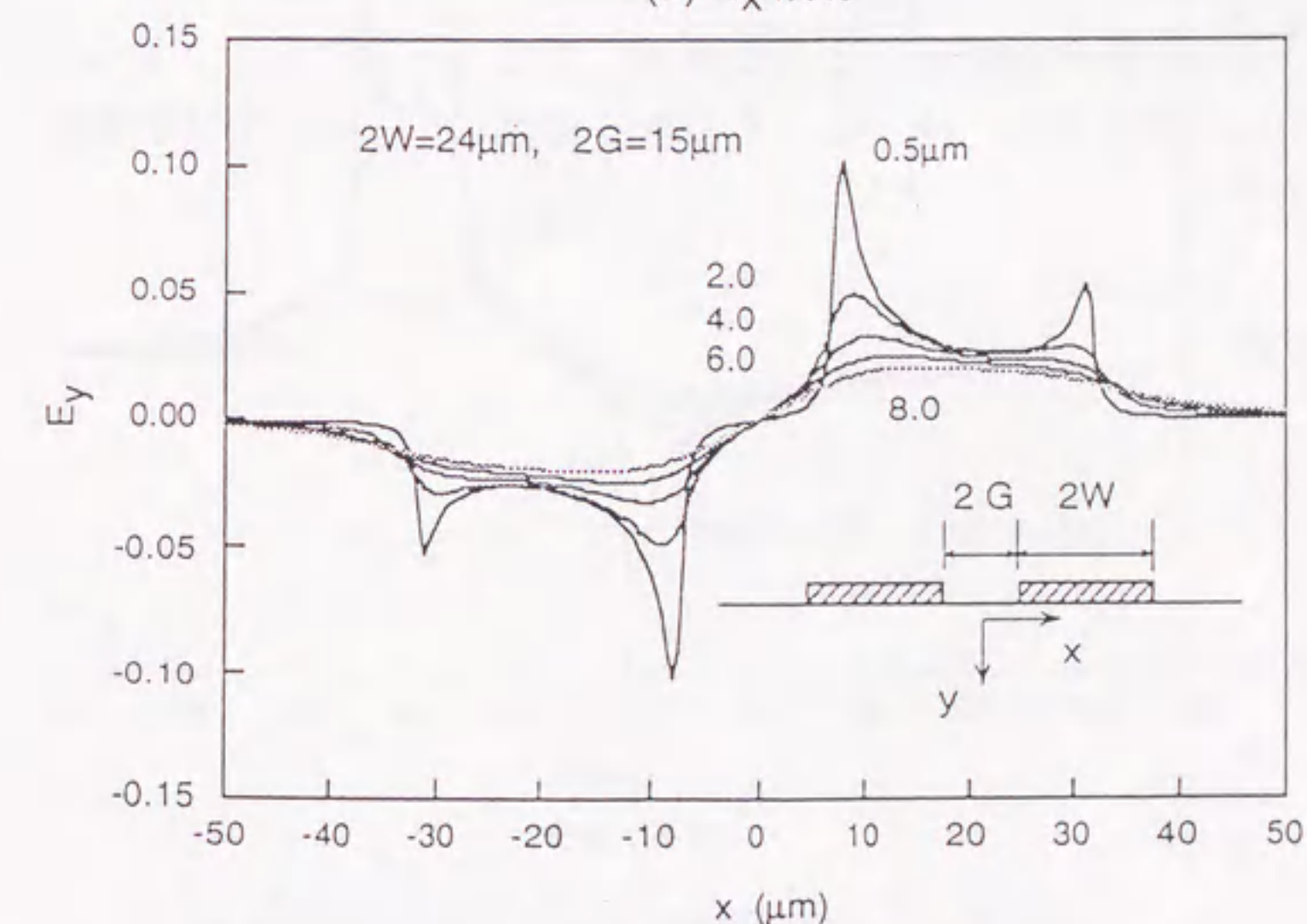
ここで、 $V_0$ は印加電圧、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ はバッファ層の影響による電界の減衰係数、 $K(k)$ は第1種完全楕円積分を表わしている（付録2参照）。なお、式(2.2.41)、(2.2.45)、(2.2.49)の $dw/dz$ は、それぞれ前節2.3.2の式(2.2.1)、(2.2.6)、(2.2.11)において $A=1$ となるよう $A$ を設定した場合に対応する。

図2.2.4は式(2.39)～(2.42)を適用して求めたCPS電極( $2W=24.0 \mu\text{m}$ 、 $2W/2G=1.6$ 、 $D=0 \mu\text{m}$ )のマイクロ波電界分布 $E_x$ 、 $E_y$ の一例を示すものである。図中の電界強度分布は $\text{LiNbO}_3$ の表面から深さ方向に、それぞれ $0.5 \mu\text{m}$ 、 $2 \mu\text{m}$ 、 $4 \mu\text{m}$ 、 $6 \mu\text{m}$ 及び $8 \mu\text{m}$ 離れた位置の値である。図から深さ方向電界 $E_y$ は左右で反対称な分布で、その強度は左右の導体エッジに集中し、特に内側のエッジで最大となる。更に、電界強度は基板表面から離れるに従い、界分布は鈍ると共に急激に減衰することが分かる。したがって、マッハツェンダー干渉計の2本の光導波路を導

体内側のエッジに配置することによってマイクロ波電界を有効に利用することが可能となる。また、左右で電界強度が反転するので、変調器はプッシュプル動作し半波長電圧を低減できる。



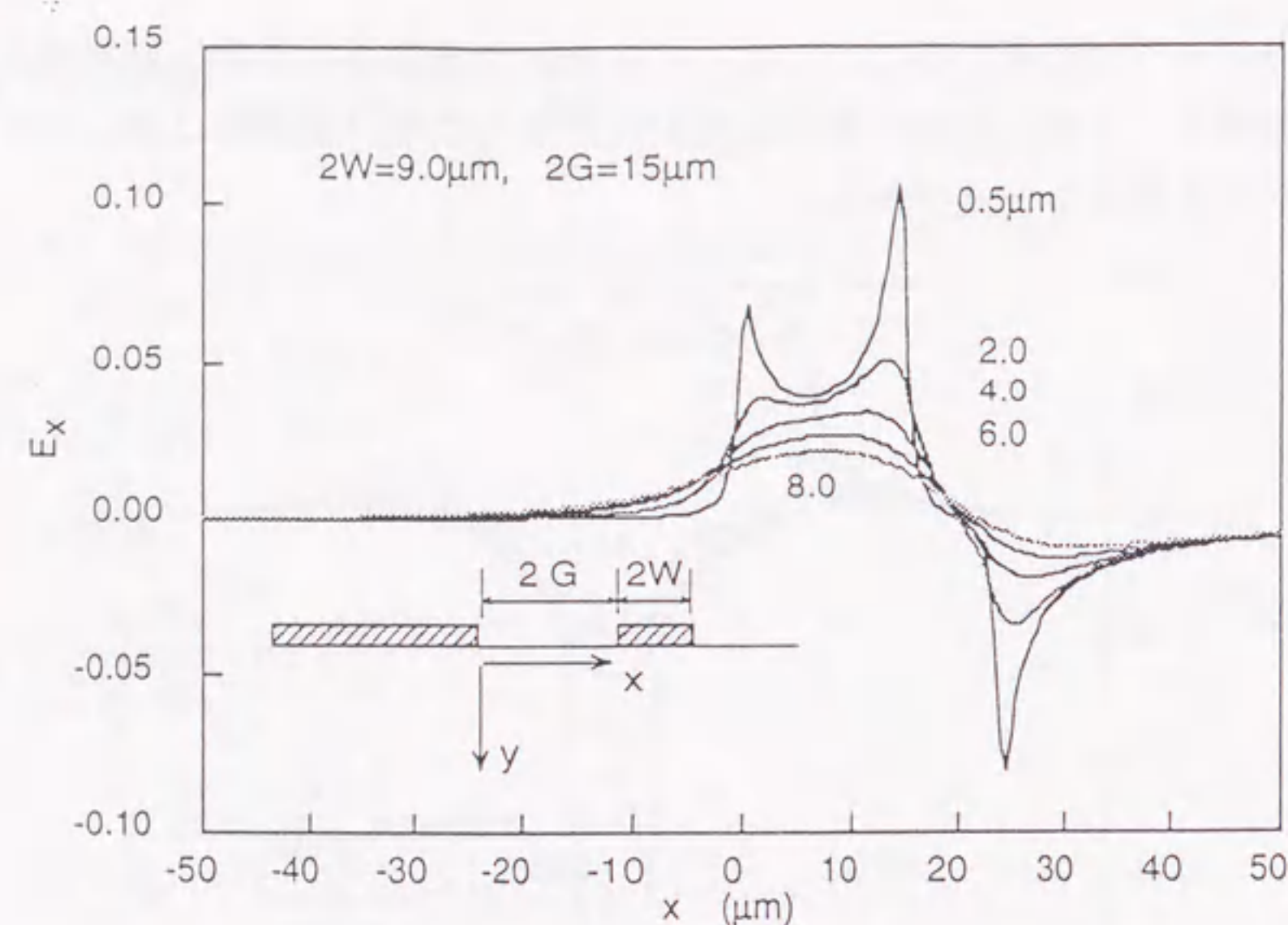
(a)  $E_x$  成分



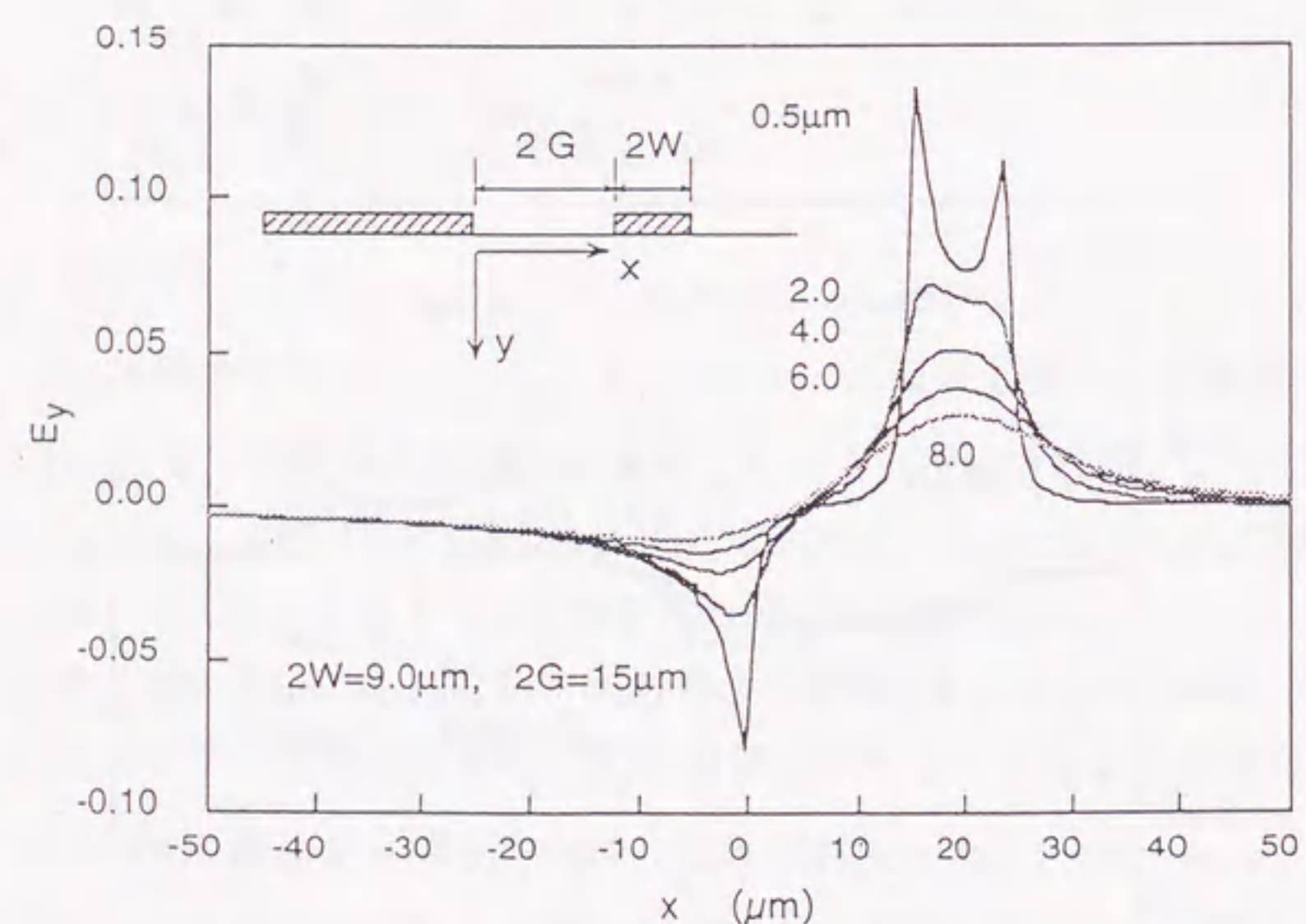
(b)  $E_y$  成分

図2.2.4 CPS電極のマイクロ波電界分布  
:  $2W=24.0 \mu\text{m}$ ,  $2W/2G=1.6$ ,  $D=0 \mu\text{m}$





(a)  $E_x$  成分



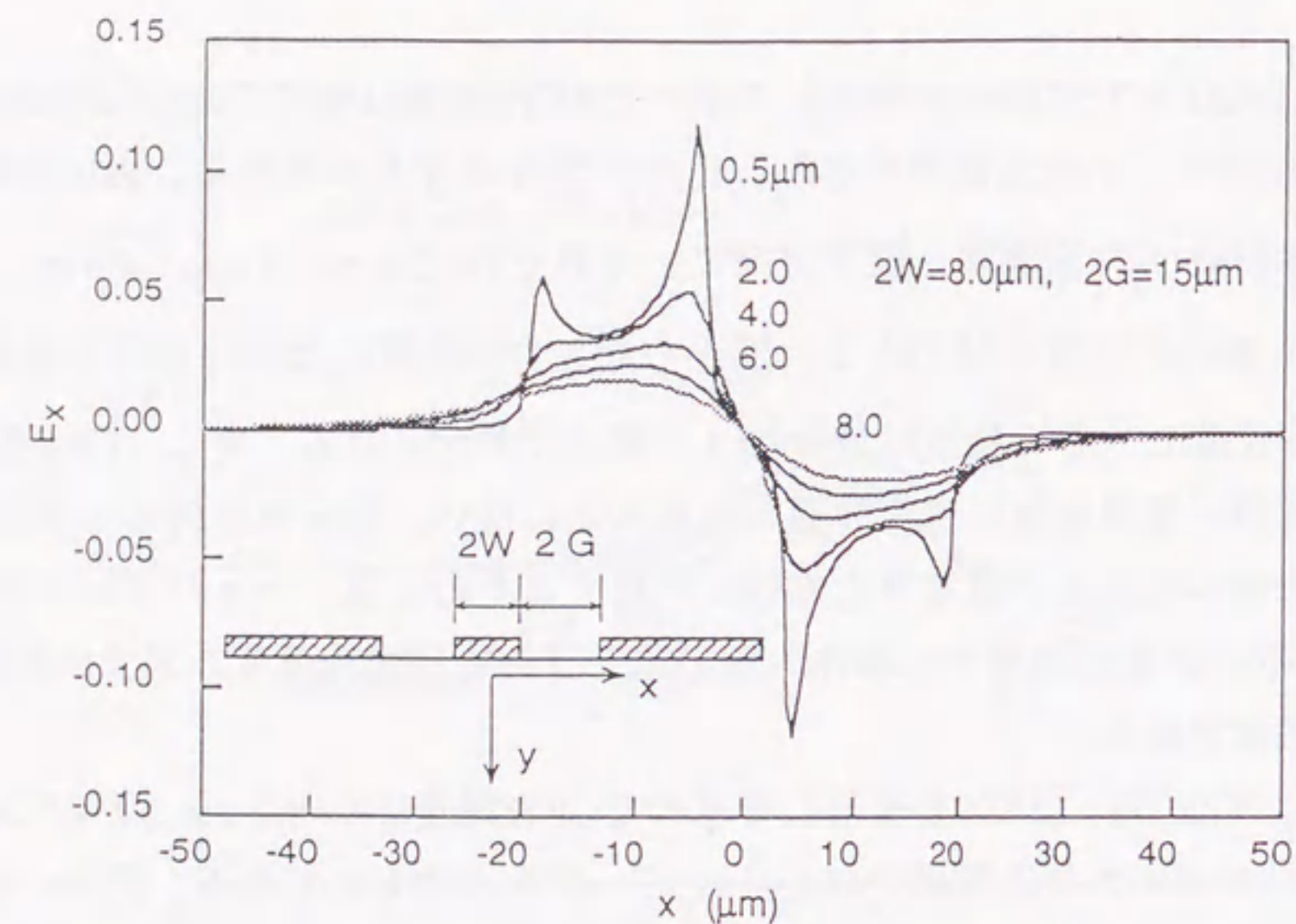
(b)  $E_y$  成分

図2.2.5 ACPS電極のマイクロ波電界分布  
:  $2W=9.0\mu\text{m}$ ,  $2W/2G=0.6$ ,  $D=0\mu\text{m}$

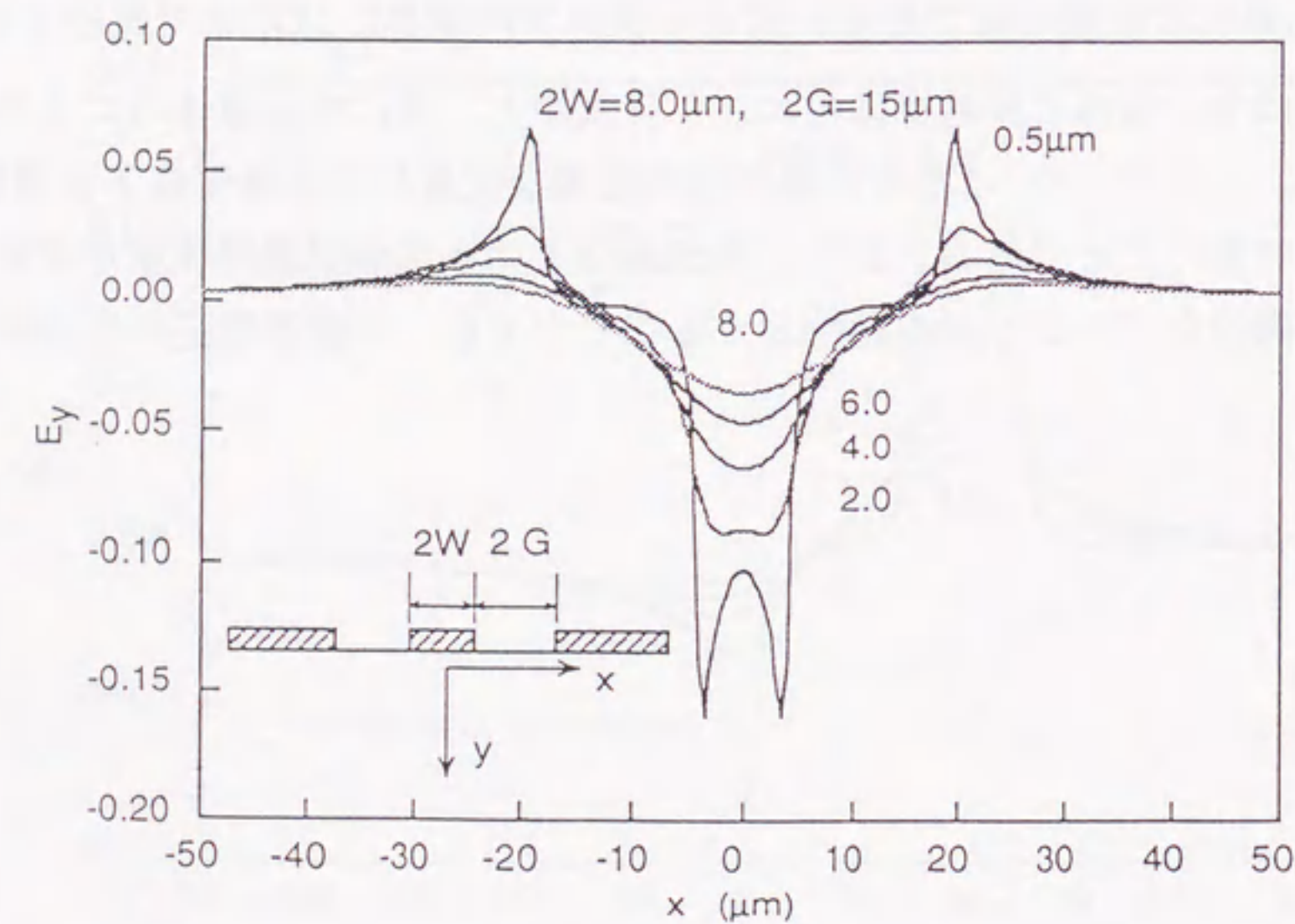
図2.2.5は式(2.43)～(2.46)を適用して求めたACPS電極( $2W=9.0\mu\text{m}$ ,  $2W/2G=0.6$ ,  $D=0\mu\text{m}$ )のマイクロ波電界分布 $E_x$ ,  $E_y$ の一例を示すものである。図中の電界強度分布は $\text{LiNbO}_3$ の表面から深さ方向に、それぞれ $0.5\mu\text{m}$ ,  $2\mu\text{m}$ ,  $4\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$ 及び $8\mu\text{m}$ 離れた位置の値である。図から深さ方向電界 $E_y$ は中心導体と接地導体で正負が反転し、その強度は導体エッジ部分で最大となる。更に、CPS電極の場合と同様に電界強度は基板表面から離れるに従い、界分布は鈍ると共に急激に減衰する。マイクロ波電界を有効に利用するためには、マッハツエンダー干渉計の2本の光導波路を中心導体内側のエッジおよび接地導体エッジに配置することが最適である。

図2.2.6は式(2.47)～(2.50)を適用して求めたCPW電極( $2W=8.0\mu\text{m}$ ,  $2W/2G=0.53$ ,  $D=0\mu\text{m}$ )のマイクロ波電界分布 $E_x$ ,  $E_y$ の一例を示すものである。図中の電界強度分布は $\text{LiNbO}_3$ の表面から深さ方向に、それぞれ $0.5\mu\text{m}$ ,  $2\mu\text{m}$ ,  $4\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$ 及び $8\mu\text{m}$ 離れた位置の値である。図から深さ方向電界 $E_y$ は左右で対称な分布で、その強度は中心導体と接地導体のエッジに集中し、特に中心導体のエッジで最大となる。したがって、2本の光導波路の最適な配置は中心導体直下と接地導体のエッジに置くことである。また、接地導体と中心導体で電界強度が反転するので、変調器をプッシュプル動作とすることができ、半波長電圧の低減ができる。





(a)  $E_x$  成分



(b)  $E_y$  成分

図2.2.6 CPW電極のマイクロ波電界分布  
:  $2W=8.0\mu\text{m}$ ,  $2W/2G=0.53$ ,  $D=0\mu\text{m}$

次に、導波光電力分布  $U^2(x, y)$  は基板表面方向及び基板深さ方向の電界分布関数  $u_x$ 、 $u_y$  の積の2乗で表し、電界分布関数  $u_x$  と  $u_y$  を各々ガウス関数とエルミート・ガウス関数によって近似した。すなわち、

$$U^2 = 0, y < 0$$

$$= u_x^2 u_y^2, y > 0 \quad (2.2.51)$$

$$u_x = \exp\left(-\left(\frac{x}{W_x}\right)^2\right) \quad \text{: 表面方向} \quad (2.2.52)$$

$$u_y = y \exp\left(-\left(\frac{y}{W_y}\right)^2\right) \quad \text{: 深さ方向} \quad (2.2.53)$$

なお、計算では基板表面方向と基板深さ方向のスポットサイズ  $W_x$ 、 $W_y$  を測定結果より各々  $3.69\mu\text{m}$  と  $3.49\mu\text{m}$  とした。

図2.2.7は、相互作用長  $L_E$  と半波長電圧  $V_\pi$  の積  $V_\pi L_E$  とバッファ層厚さ  $D$  の関係を示す。この図から、 $D$  が厚くなるにしたがって変調電界が弱くなり  $V_\pi L_E$  はほぼ直線的に増加することがわかる。



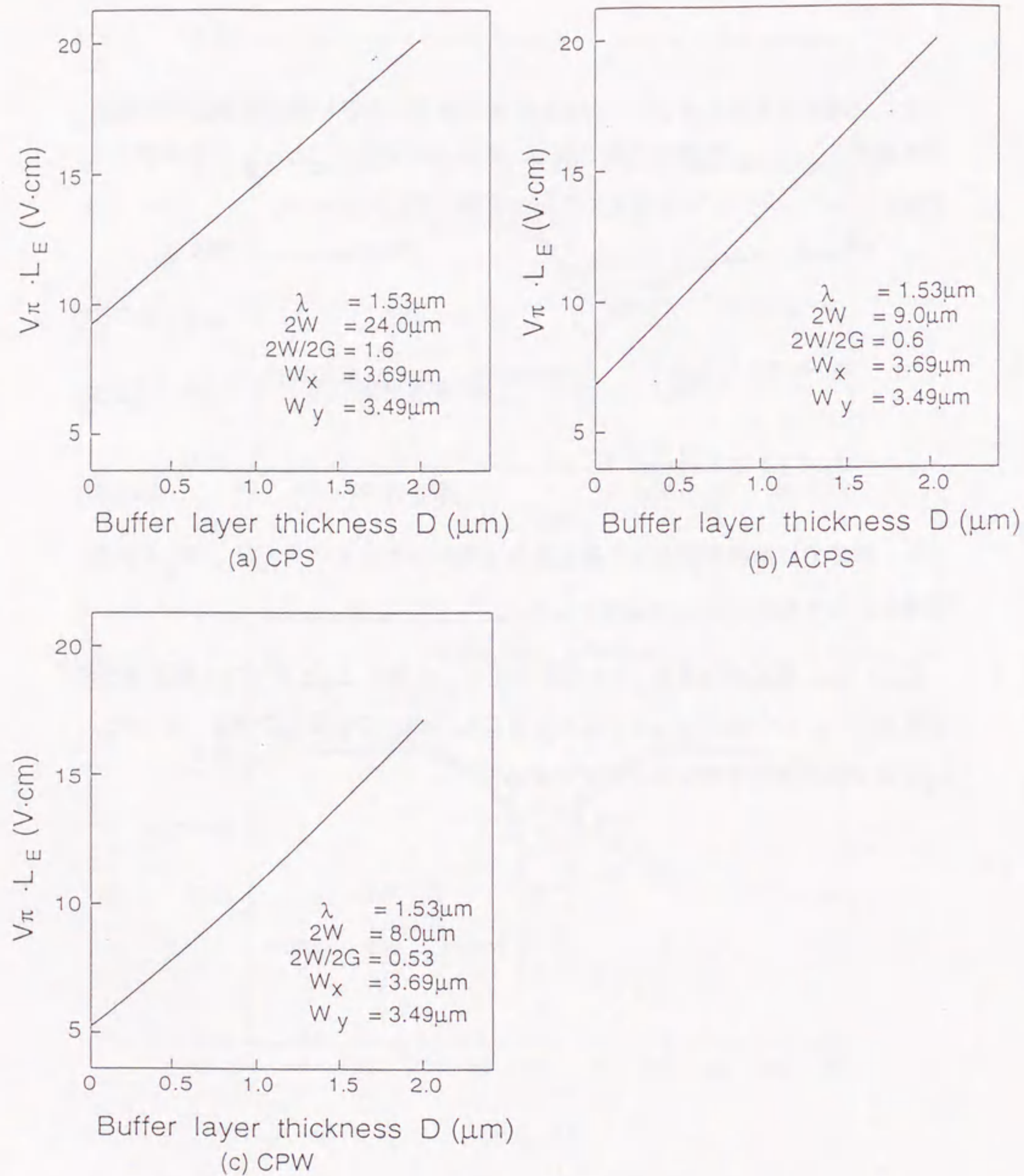


図2.2.7 相互作用長 $L_E$ と半波長電圧 $V_{\pi}$ の積 $V_{\pi}L_E$ とバッファ層厚 $D$ の関係

## 2. 2. 4 性能指数の比較

光3dB変調帯域 $B$ と相互作用長 $L_E$ の積 $B L_E$ は、参考文献(10)より次式によって近似的に与えられる(光3dB変調帯域に換算)。

$$B L_E = \frac{1.9 c}{\pi |n_m - n_o|} \quad (2.2.54)$$

ただし、 $n_m$ 、 $n_o$ はマイクロ波及び光波の実効屈折率、 $c$ は真空中の光速である。よって、変調帯域 $B$ は、マイクロ波と光波の位相速度の不整合によって決定される。したがって、広帯域化するためには、マイクロ波に対する実効屈折率 $n_m$ を光波に対する実効屈折率 $n_o$ に近づける必要がある。

図2.2.8は、性能指数 $B/V_{\pi}$ のバッファ層厚 $D$ 依存性の計算結果である。

この図より、バッファ層厚 $D$ を厚くした場合、性能指数 $B/V_{\pi}$ は増加する。これは、 $V_{\pi} L_E$ は $D$ が厚くなるとほぼ直線的に増加するが、変調帯域の増加はそれを上回り、変調帯域と半波長電圧の比 $B/V_{\pi}$ が大きくなることによる。

さらに、図2.2.8からCPWを用いた光変調器では性能指数 $B/V_{\pi}$ を最も大きくできることがわかる。これは、CPWは電極幅が最も狭くなるため電極直下のバッファ層で電界が効果的に集中し、マイクロ波と光波の位相速度の不整合の緩和が得られやすいためである。



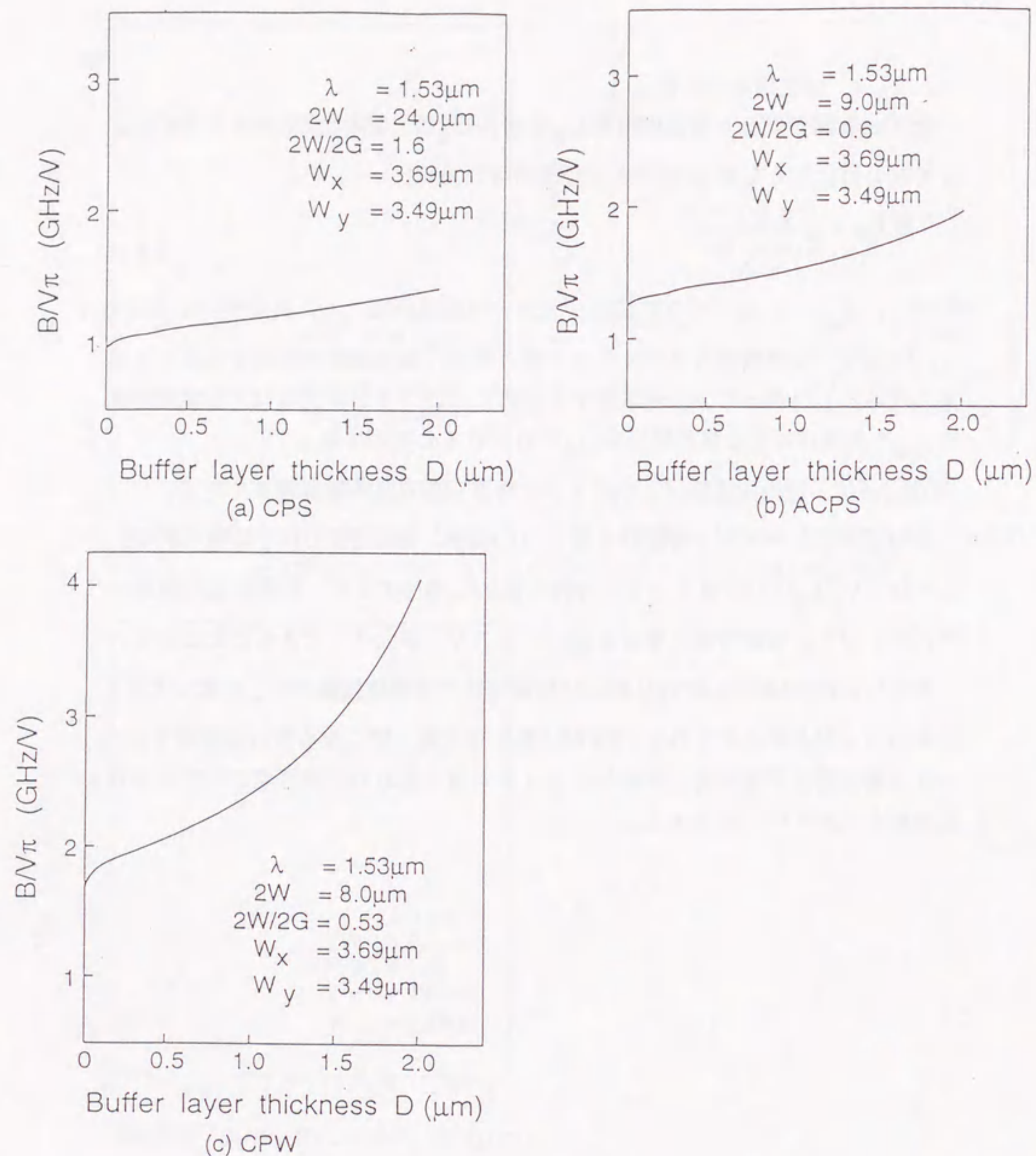


図2.2.8 性能指数 $B/V\pi$ のバッファ層厚 $D$ 依存性

## 2.2.5 変調帯域

電極設計においては、変調帯域の広帯域化の制限は、(1) 光波とマイクロ波の速度整合、(2) 電極損失  $\alpha_m$  に関連し、2.2.4節で述べたように前者については光波とマイクロ波の速度整合が必要である。一方、後者においては  $\alpha_m$  を可能な限り小さくすることが必要である。ここでは、性能指数  $B/V\pi$  に優れたCPWについて電極損失  $\alpha_m$  の影響を考慮して変調帯域の検討を進める。

図2.2.9は、進行波光変調器に、特性インピーダンス  $Z_0$  の駆動回路と終端抵抗  $Z_1$  を接続した場合の等価回路である。

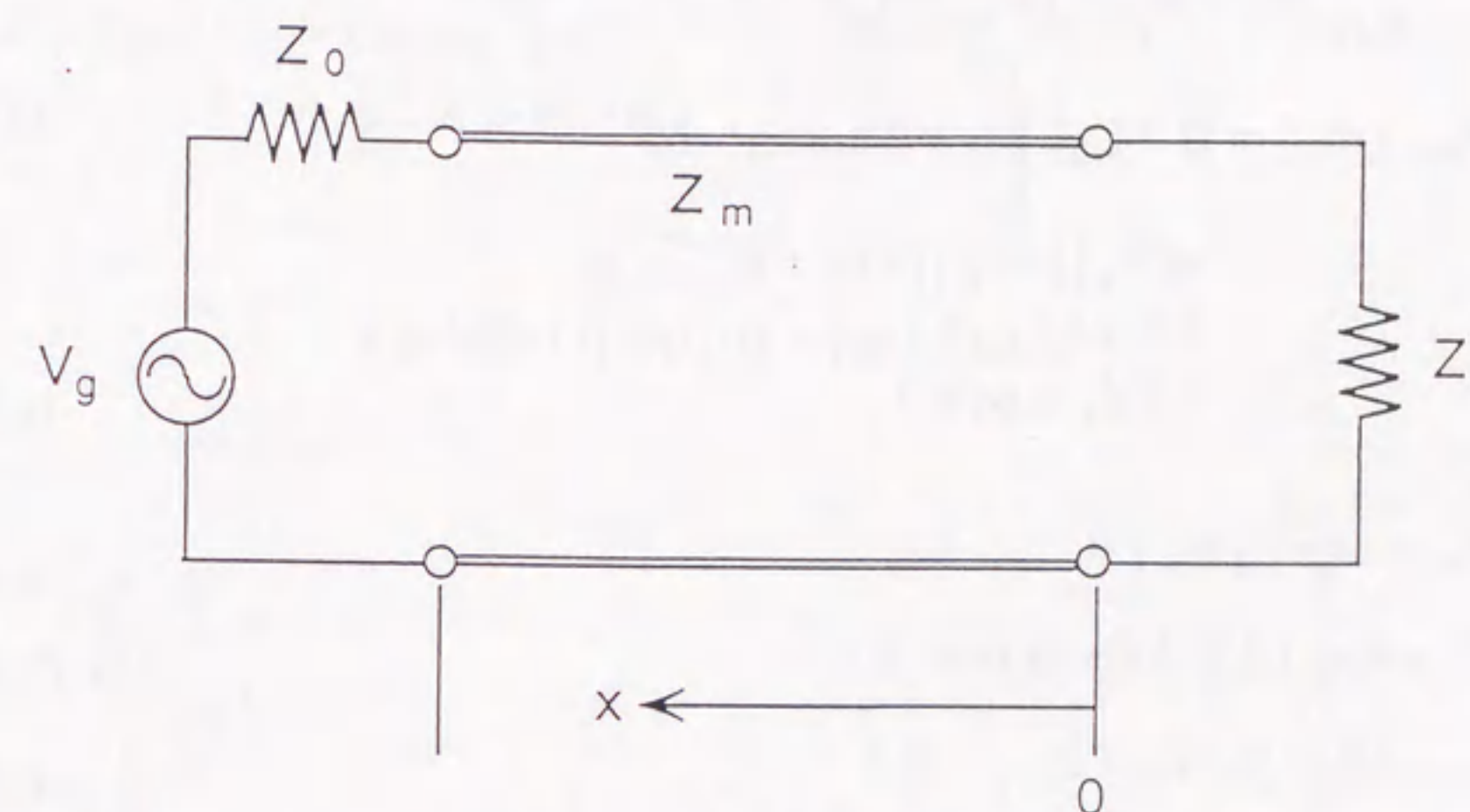


図2.2.9 進行波型光変調器の等価回路

窪田ら<sup>(8)</sup>、Linら<sup>(9)</sup>によると、変調角周波数  $\omega_m$  の駆動電圧  $V_g$  を印加した時、進行波電極終端部からの距離  $x$  における、瞬間電圧  $V(x, \omega_m)$  は式(2.2.56)のように表される。

$$V(x, \omega_m) = \left( V_g / 2 \right) \left( 1 + \rho_1 \right) \exp(j\beta_o L_E) \left[ \exp\{j(\beta_e - \beta_o)x\} + \rho_2 \exp\{-j(\beta_e + \beta_o)x\} \right] / \left[ \exp(j\beta_e L_E) + \rho_1 \rho_2 \exp(-j\beta_e L_E) \right] \quad (2.2.55)$$



$$\rho_1 = (Z_m - Z_0) / (Z_m + Z_0) \quad (2.2.56)$$

$$\rho_2 = (Z_1 - Z_m) / (Z_1 + Z_m) \quad (2.2.57)$$

$$\beta_o = n_o \omega_m / c \quad (2.2.58)$$

$$\beta_e = n_m \omega_m / c - j \alpha_m \quad (2.2.59)$$

ここで、 $V_g$ は瞬間電圧の振幅、 $\omega_m$ は変調角周波数、 $\alpha_m$ は減衰定数、 $n_o$ は光波実効屈折率、 $n_m$ はマイクロ波実効屈折率、 $c$ は真空中の光速を示す。

解析を簡単にするため、マイクロ波と光波が相互作用する距離を $L_E$ とし、 $L_E$ における平均電圧 $V_{avg}(\omega_m)$ を求めると以下のようなになる。

$$\begin{aligned} V_{avg}(\omega_m) &= (1 / L_E) \int_0^{L_E} V(x, \omega_m) dx \\ &= [V_g (1 + \rho_1) \exp(j\beta_o L_E)] \\ &\quad / 2 [\exp(j\beta_e L_E) + \rho_1 \rho_2 \exp(-j\beta_e L_E)] \\ &\quad \times (V_+ + \rho_2 V_-) \end{aligned} \quad (2.2.60)$$

ここで、

$$V_+ = \exp(j\phi_+) \sin(\phi_+) / \phi_+ \quad (2.2.61)$$

$$V_- = \exp(j\phi_-) \sin(\phi_-) / \phi_- \quad (2.2.62)$$

$$\phi_+ = (\beta_e - \beta_o) L_E / 2 \quad (2.2.63)$$

$$\phi_- = (\beta_e + \beta_o) L_E / 2 \quad (2.2.64)$$

である。

平均電圧を印加した時、電気光学効果により生じる位相変化量 $\Delta\phi$ は次式のように表される。

$$\Delta\phi = (2\pi L_E / \lambda) \chi V_{avg}(\omega_m) \quad (2.2.65)$$

$$\chi = \Gamma r_{33} n^3 \quad (2.2.66)$$

マッハツェンダー形光変調器の場合、変調指数 $M$ (出力光強度 $I_o$ と入力光強度 $I_i$ の比)は

$$M = I_o / I_i = \cos^2(\Delta\phi / 2) \quad (2.2.68)$$

となる。

したがって、相互作用長(電極の有効長) $L_E$ を固定し、 $\omega_m$ をパラメータにして(2.2.61)～(2.2.68)式を計算することにより光変調器の光応答の周波数依存性が求まる。変調帯域幅 $B$ は、光応答(変調指数)の値が $-3$  dBとなる周波数から求まる。図2.2.10は変調帯域幅 $B$ の電極幅/ギャップ比( $2W/2G$ )依存性をバッファ層厚 $D$ をパラメータにして示したものである。同図に示す値 $B_{5V}$ は比較要件を同一にするため半波長電圧が $5$  Vになるように設定した場合の変調帯域幅(光 $3$  dB帯域)である。図から、光 $3$  dB帯域はマイクロ波と光波の速度不整合が最小となる点で最大となる。この最大光 $3$  dB帯域は速度不整合と電極損失により発散せず鋭いピークになる。また、バッファ層が薄くなるにしたがい最大光 $3$  dB帯域は、小さくなるのがわかる。

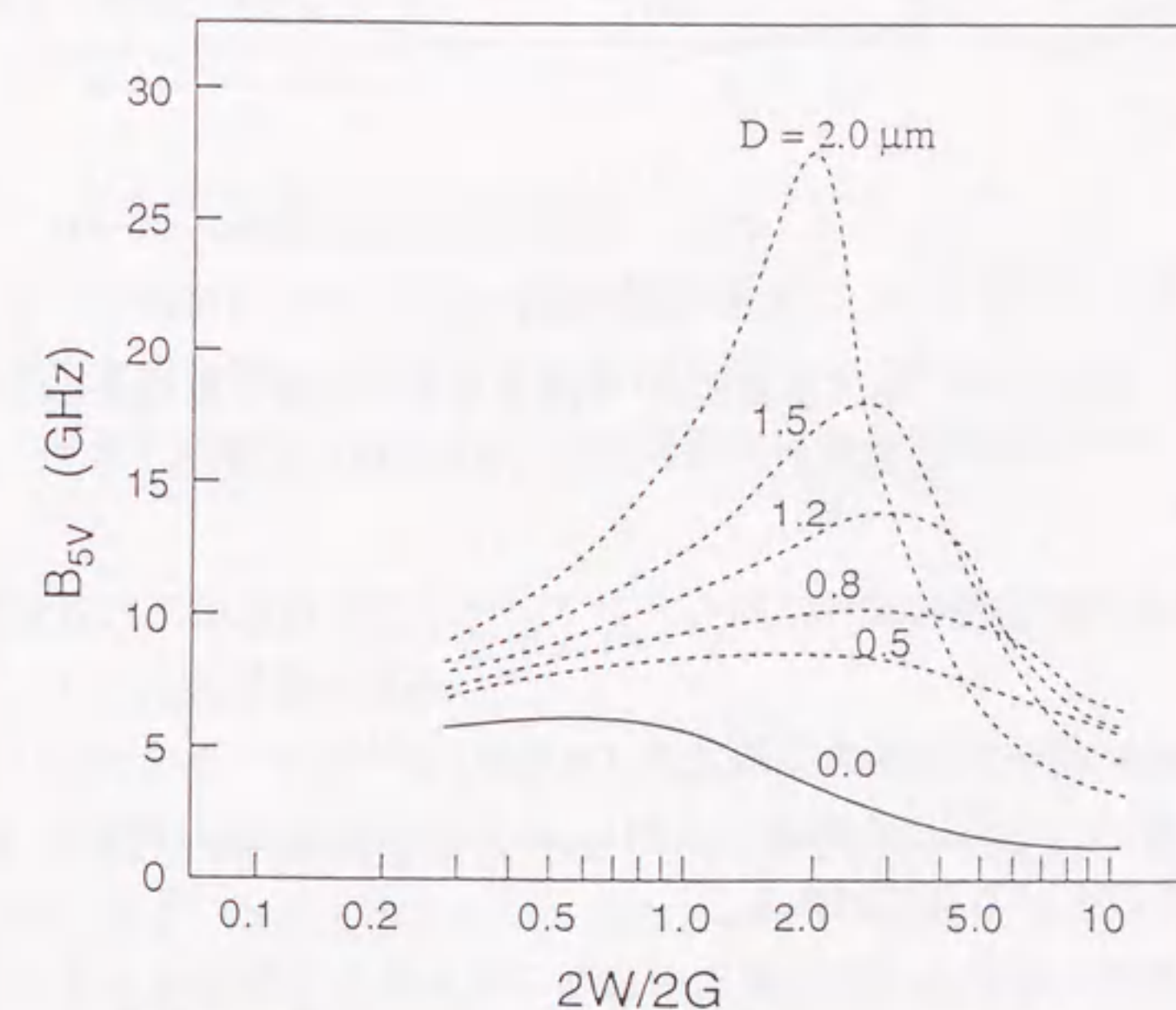


図2.2.10 変調帯域 $B_{5V}$ の電極幅/ギャップ比( $2W/2G$ )依存性

図2.2.11は図2.2.10の $B_{5V}$ を得る電極長、すなわち、半波長電圧を $5$  Vとするのに必要な電極長 $L_{5V}$ の $2W/2G$ 依存性をバッファ層厚 $D$ をパラメータにして示した。



図より、電極長 $L_{5V}$ はバッファ層が厚くなるとともに印加電界が減衰するため長くなる。

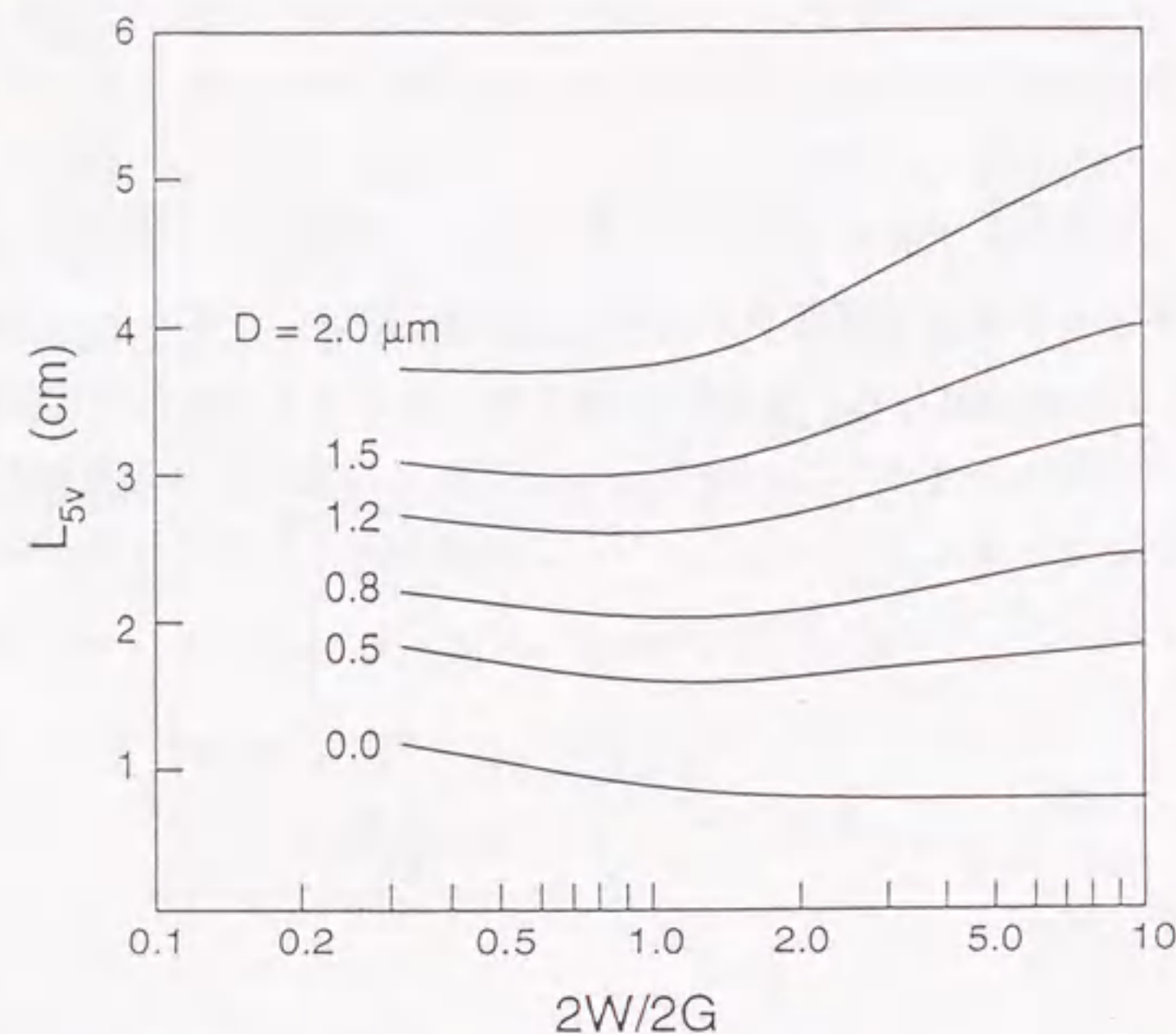


図2.2.11 半波長電圧5Vを得るために必要な電極長 $L_{5V}$ の電極幅／ギャップ比 ( $2W/2G$ ) 依存性

第4章で述べる光変調器の試作に際し、以下に示す設計指針の下に電極設計を行った。

- (1) 変調帯域Bについては9GHz以上とした。
- (2) 現時点では10Gbit/s以上の高速光変調においては駆動回路の制限から動作電圧は5V以下とする必要がある。
- (3) (1),(2)の条件を満足しつつ、駆動回路との整合性から特性インピーダンス $Z_0$ を約 $50 \pm 10 \Omega$ とする。
- (4) 電極厚さはマイクロ波の表皮効果による損失を考慮し $4 \mu\text{m}$ 以上とする。

以上に述べた指針の下に変調器用進行波電極として2種類の設計パラメータ

を表2.1にまとめる。ここで、タイプAは狭い中心電極と厚いバッファ層の両者を併用した構造、タイプBは狭い中心電極のみ用いた構造である。タイプA、タイプBの2種類の構造は次節で提案するシールド形Ti:LiNbO<sub>3</sub>光変調器でシールド導体を無限遠に離した場合に対応する(図2.3.1参照)。

表2.1 電極構造パラメータ

構造	タイプA	タイプB
電極幅, $2W (\mu\text{m})$	8	8
電極間隔, $2G (\mu\text{m})$	15	30
相互作用長, $L_E (\text{mm})$	27	20
電極厚, $T (\mu\text{m})$	4	4
バッファ層厚, $D (\mu\text{m})$	1.2	0.45

## 2. 3 シールド形速度整合光変調器

本節では、最初にシールド形光変調器の構造について説明した後、準TEM近似の有限要素法を用いた数値解析を行い、シールド導体がマイクロ波実効屈折率 $n_m$ 、特性インピーダンス $Z_0$ 、光変調特性に及ぼす影響について明らかにする。

### 2. 3. 1 光変調器の構造

本節で検討するシールド形Ti:LiNbO<sub>3</sub>光変調器の外観図を図2.3.1(a)に、断面図を図2.3.1(b)に示す。基板には厚さ $500 \mu\text{m}$ のz-cut基板を使用し、電極としては、中心導体が細く、中心導体とアース導体とのギャップが広い高インピーダンス系CPW形進行波電極を用いた。つまり、中心導体の幅が狭く光導波路と同程度であるためマイクロ波と光波との相互作用が高効率になる。また、ギャップが広いために特性インピーダンスが高く、駆動電源や終端抵抗などの外部回路( $50 \Omega$ 系)との整合性がよい構造となっている。また、SiO<sub>2</sub>バッファ層を $1.2 \mu\text{m}$ と厚くすることによりマイクロ波実効屈折率を低減すると共に、特性インピー



ダンスを高くしている。更に、本変調器の最大の特徴は、CPW電極の上に低誘電率媒質の空気をオーバーレイとして介し、シールド導体を近づけていることである。このことにより、マイクロ波と光波の実効屈折率を近づけ、大幅な広帯域化を図っている。

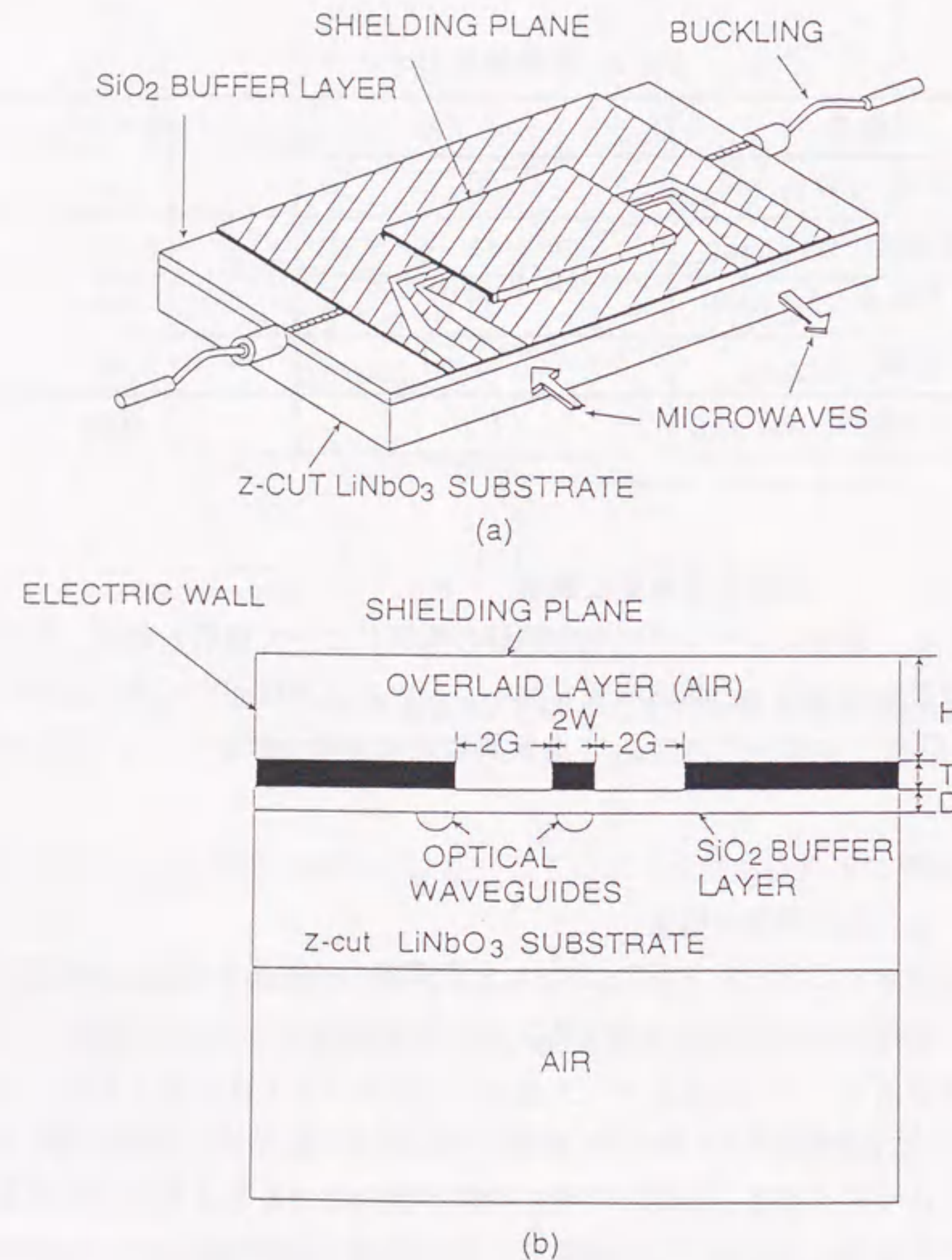


図2.3.1 シールド形Ti:LiNbO<sub>3</sub>光変調器の構造図  
(a)外観図 (b)断面図

## 2. 3. 2 有限要素法 (FEM)

準TEM近似の有限要素法 (FEM) では、次のラプラス方程式を解くことによって進行波電極の線路特性を得ることができる。

$$(\epsilon_x \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \epsilon_y \frac{\partial^2}{\partial y^2}) \phi(x, y) = 0 \quad (2.3.1)$$

ここで  $\epsilon_x$  と  $\epsilon_y$  は z-cut LiNbO<sub>3</sub> の基板表面に平行方向及び垂直方向の比誘電率を示す。また、 $\phi(x, y)$  はポテンシャル関数である。今、ポテンシャル関数を形状関数  $[N]$  によって離散化する。

$$\phi(x, y) = [N]^T \{\phi\} \quad (2.3.2)$$

ここに、 $[N]$  は 2 次三角要素に対する形状関数、 $\{\phi\}$  はポテンシャル列ベクトルを示す。また、記号  $T$  は行列の転置操作を表す。次に、式(2.3.1)にガラーキン法を適用することによって、 $\{\phi\}$  を未知ベクトルとする連立 1 次方程式が得られる。

$$[M] \{\phi\} = \{0\} \quad (2.3.3)$$

式(2.3.3)の連立 1 次方程式を解くことによってすべての節点のポテンシャル値を得ることができる。

マイクロ波実効屈折率  $n_m$  と特性インピーダンス  $Z_0$  は次式によって、容易に計算できる。

$$n_m = C / C_0 \quad (2.3.4)$$

$$Z_0 = 1 / v \cdot C \quad (2.3.5)$$

ここで、 $C$  は実際の進行波電極のキャパシタンス、 $C_0$  は自由空間中に置かれた電極のキャパシタンスを表す。また、式(2.3.5)の電磁波の位相速度  $v$  は

$$v = c_0 / n_m \quad (2.3.6)$$

によって与えられる。ここで、 $c_0$  は自由空間の光速を示す。



### 2. 3. 3 シールド形進行波電極の計算結果

ここでは、 $\text{LiNbO}_3$  光変調器の変調特性に対するCPW進行波電極の電極間隔  $2G$  と電極厚の影響を調べるため、様々な電極間隔の変調器について計算を行った。なお、バッファ層厚は  $1.2\mu\text{m}$  とした。

図2.3.2-図2.3.4に電極間隔  $2G$  が  $15\mu\text{m}$ ,  $20\mu\text{m}$ ,  $25\mu\text{m}$ ,  $30\mu\text{m}$  の場合についての計算結果を示す。なお、CPW進行波電極の中心導体の幅  $2W$  は  $8\mu\text{m}$  である。電極の厚み  $T$  を計算のパラメータとした。

図(a)と図(b)はオーバーレイの厚み  $H$  に対するマイクロ波実効屈折率  $n_m$  と特性インピーダンス  $Z_0$  の計算結果を示す。また、図(c)は、オーバーレイの厚み  $H$  と光3dB帯域  $\Delta f_{\text{opt}}$  の関係を示す。

上述の変調帯域の計算では、マイクロ波実効屈折率、特性インピーダンス、マイクロ波導体損を考慮した等価回路モデル (2.2.5節参照) により解析した。ただし、相互作用長を  $2.7\text{cm}$ 、外部駆動回路の特性インピーダンスを  $50\Omega$  とした。これらの計算結果より次に示すことを明らかにできた。

図から、オーバーレイの厚みが薄くなるにつれてマイクロ波実効屈折率と特性インピーダンスの値は急激に小さくなる。また、電極厚  $T$  が厚くなるにつれてマイクロ波実効屈折率と特性インピーダンスは減少する。これは、適切なオーバーレイ厚と電極厚を選択することによって、マイクロ波と光波の完全な速度整合が実現できることを示している。非常に厚いオーバーレイの場合の速度整合する点は電極の厚い従来形CPW電極構造に対応するので、シールド導体は厚い電極と同じ効果を持つことが分かる。すなわち、両者はマイクロ波実効屈折率と特性インピーダンスを減少させ、変調帯域を拡大する。更に、光変調帯域はマイクロ波と光波の速度整合が得られる点で最大となること、その最大光変調帯域はマイクロ波伝搬損のため発散せず急峻なピークとなることが分かる。電極間隔  $2G$  が  $15\mu\text{m}$  の場合、シールド形と同じ変調帯域を電極厚を厚くした構造によっても実現できる。しかし、電極間隔が広くなるにつれてシールド形は電極厚を厚くした構造に比べて広帯域化に優れていることが分かる。

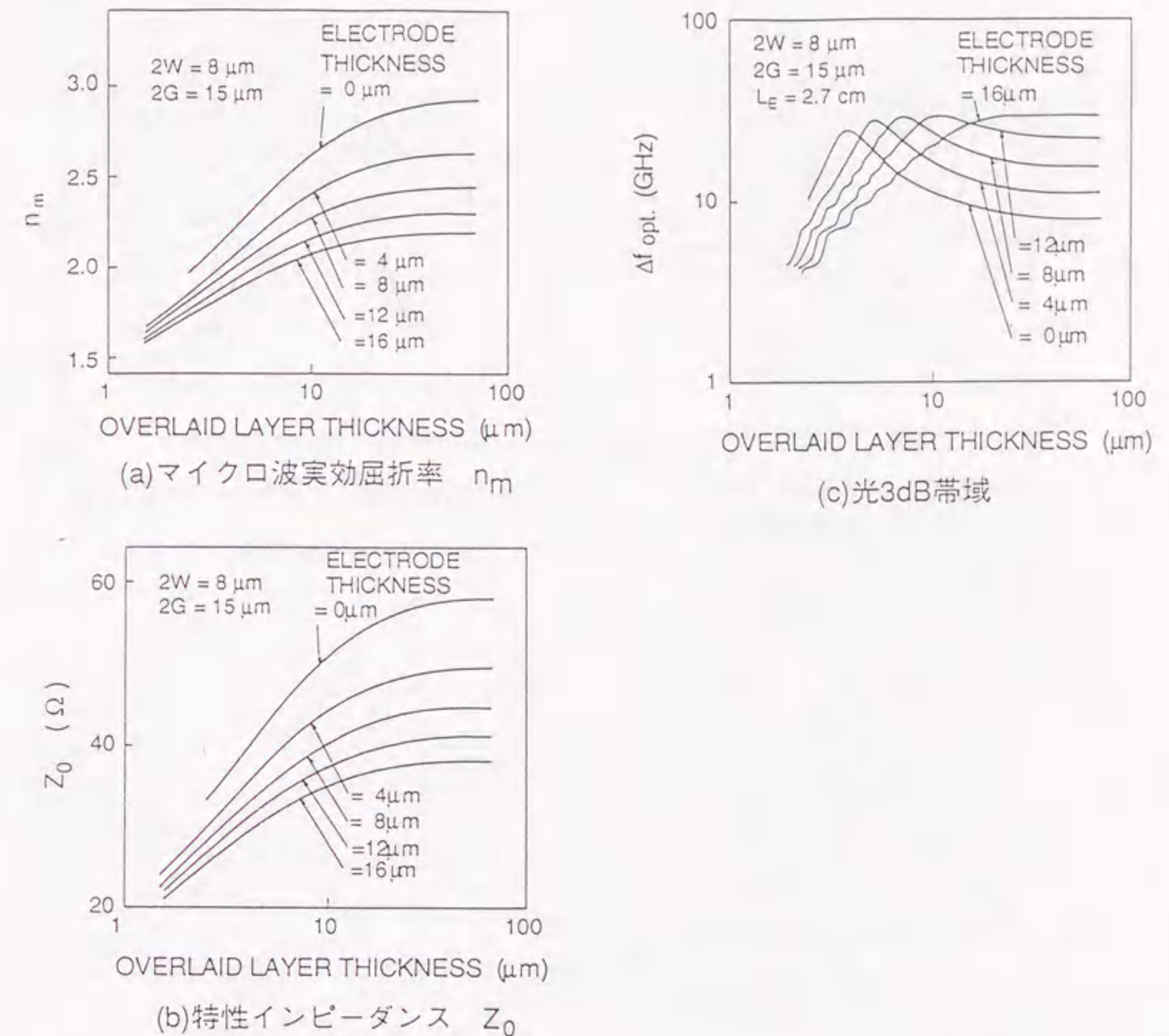
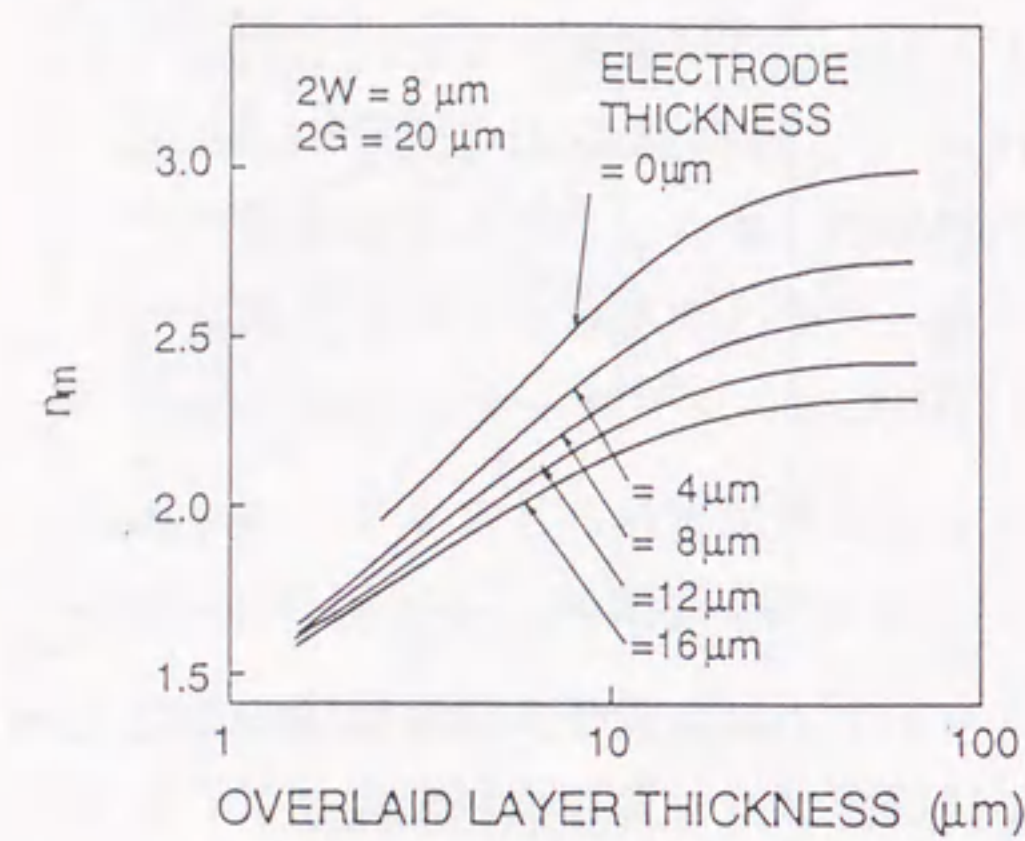
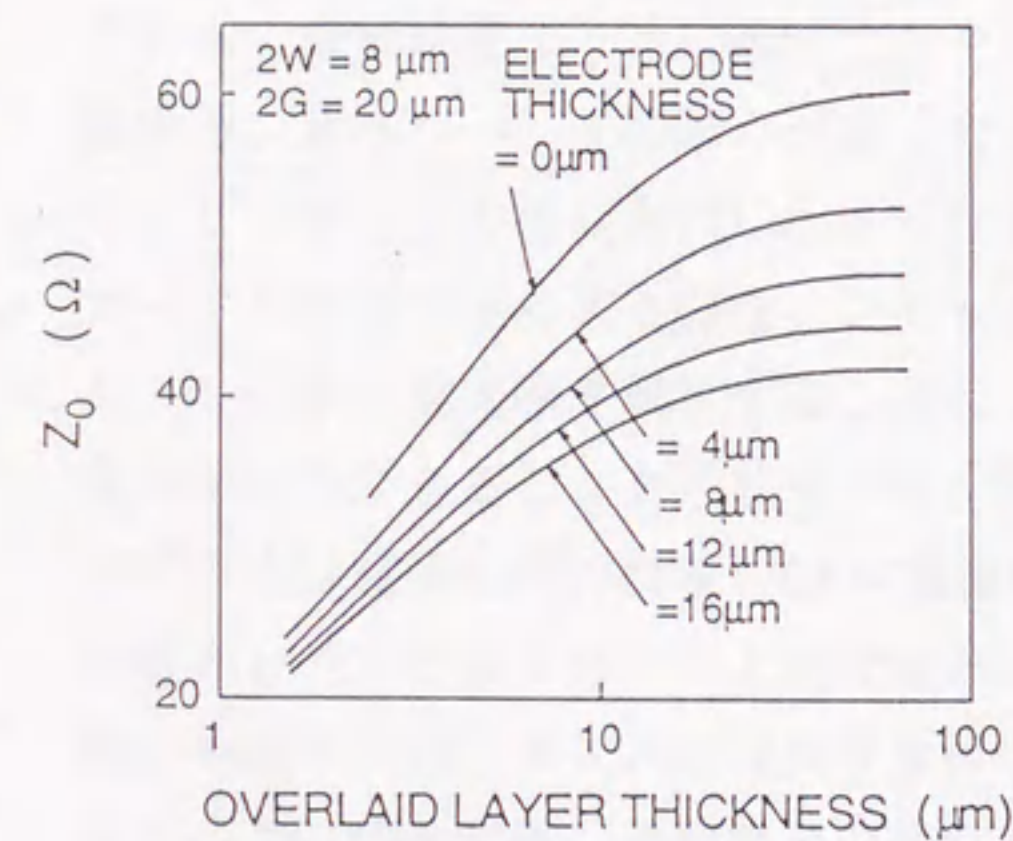


図2.3.2 オーバーレイの厚み  $H$  に対するマイクロ波特性と変調特性 ( $2W=8\mu\text{m}$ ,  $2G=15\mu\text{m}$ )

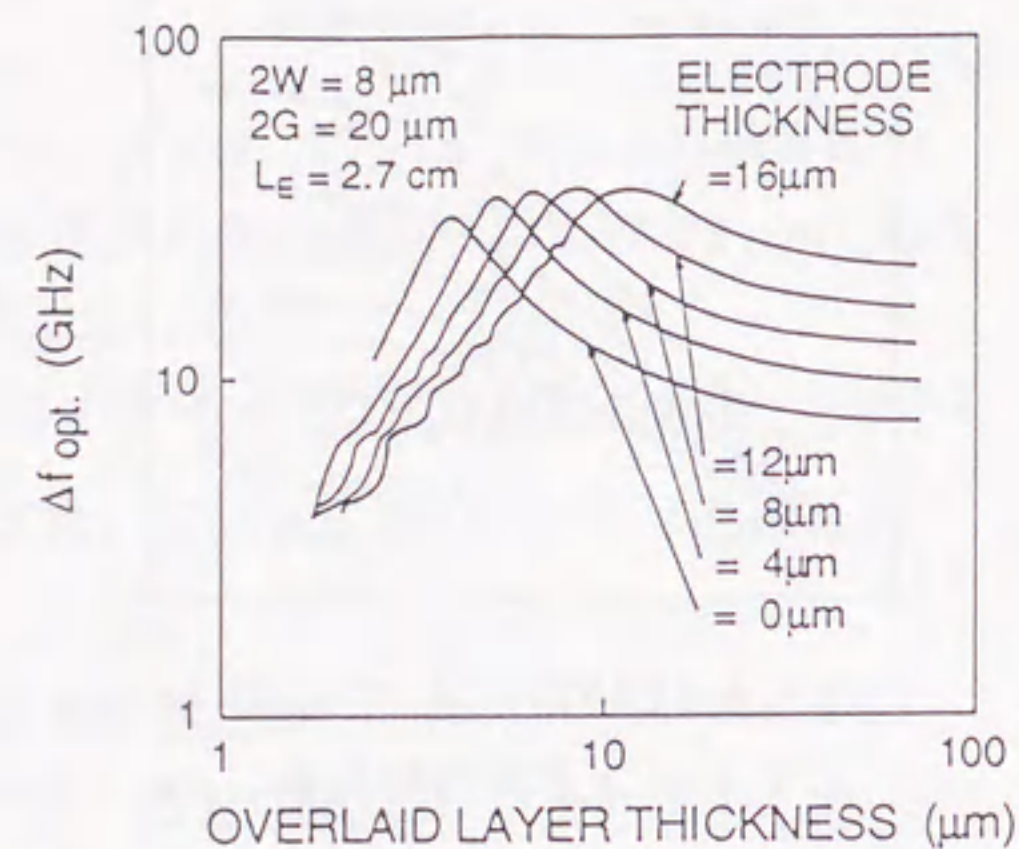




(a) マイクロ波実効屈折率  $n_m$

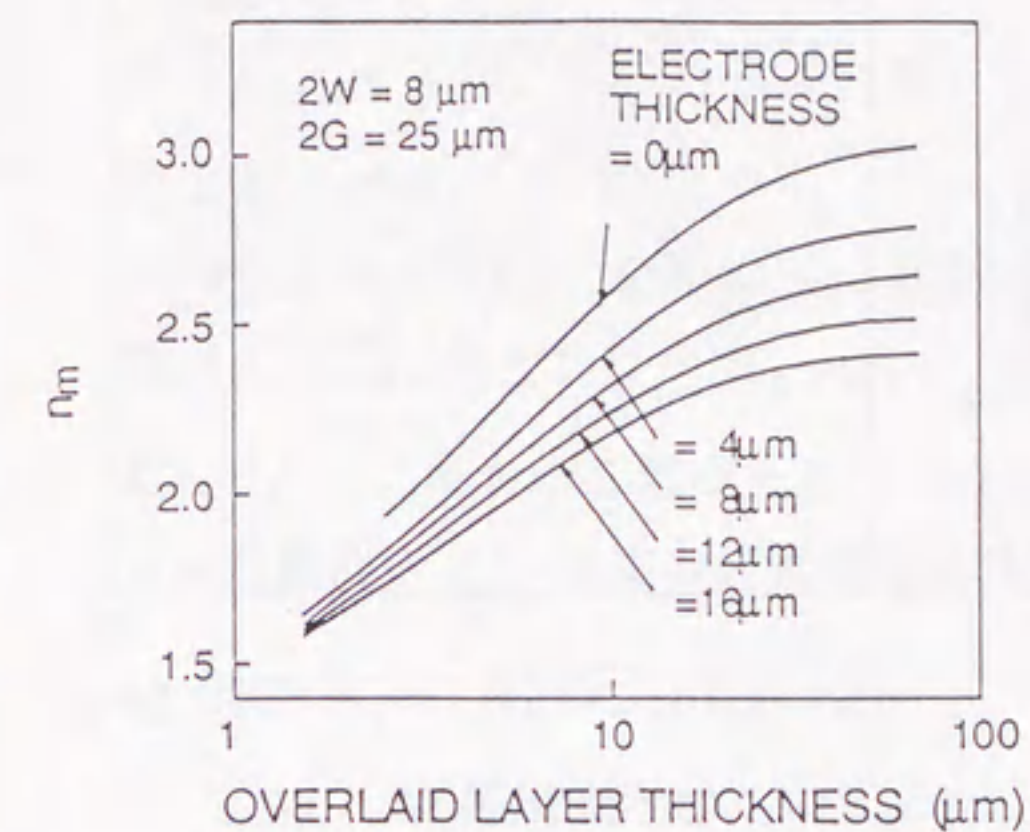


(b) 特性インピーダンス  $Z_0$

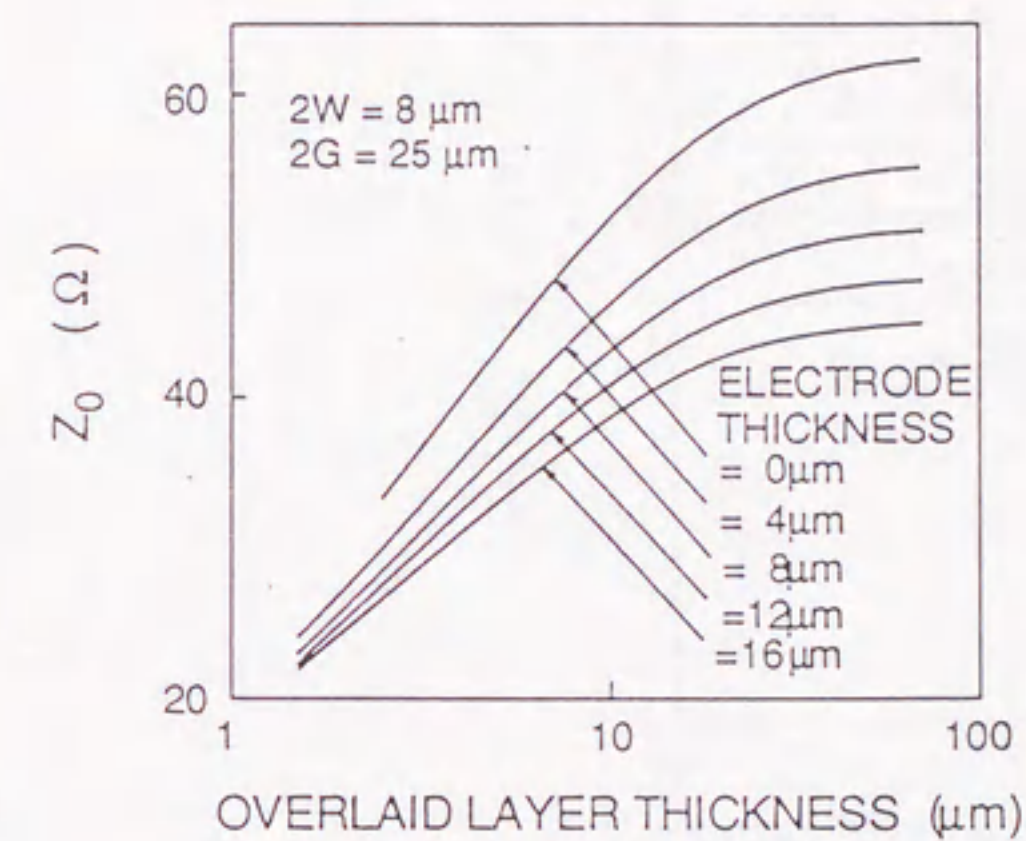


(c) 光3dB帯域

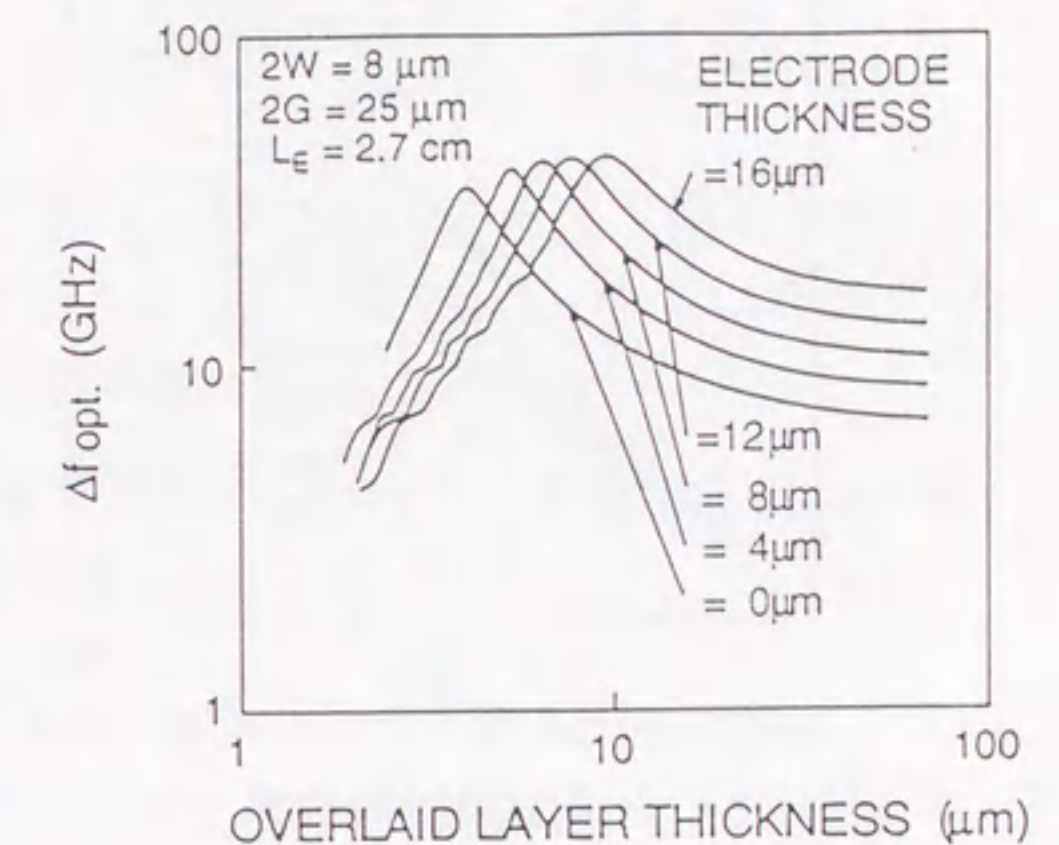
図2.3.3 オーバーレイの厚みHに対するマイクロ波特性と変調特性  
( $2W=8 \mu m$ ,  $2G=20 \mu m$ )



(a) マイクロ波実効屈折率  $n_m$



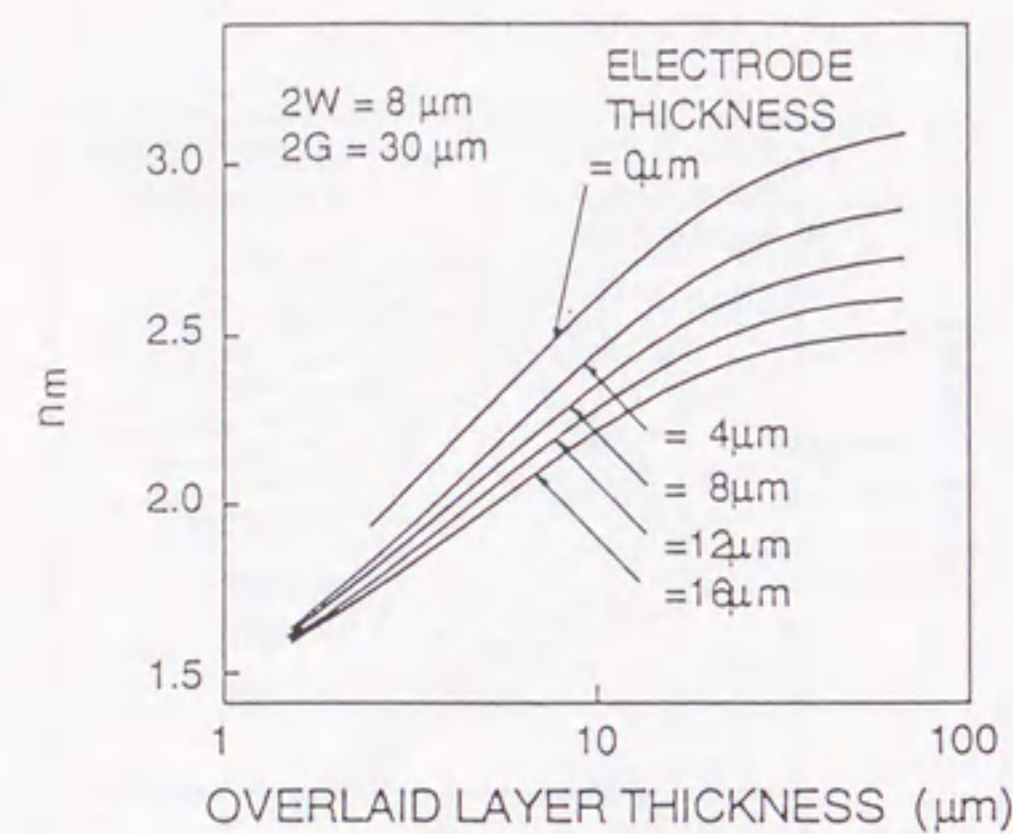
(b) 特性インピーダンス  $Z_0$



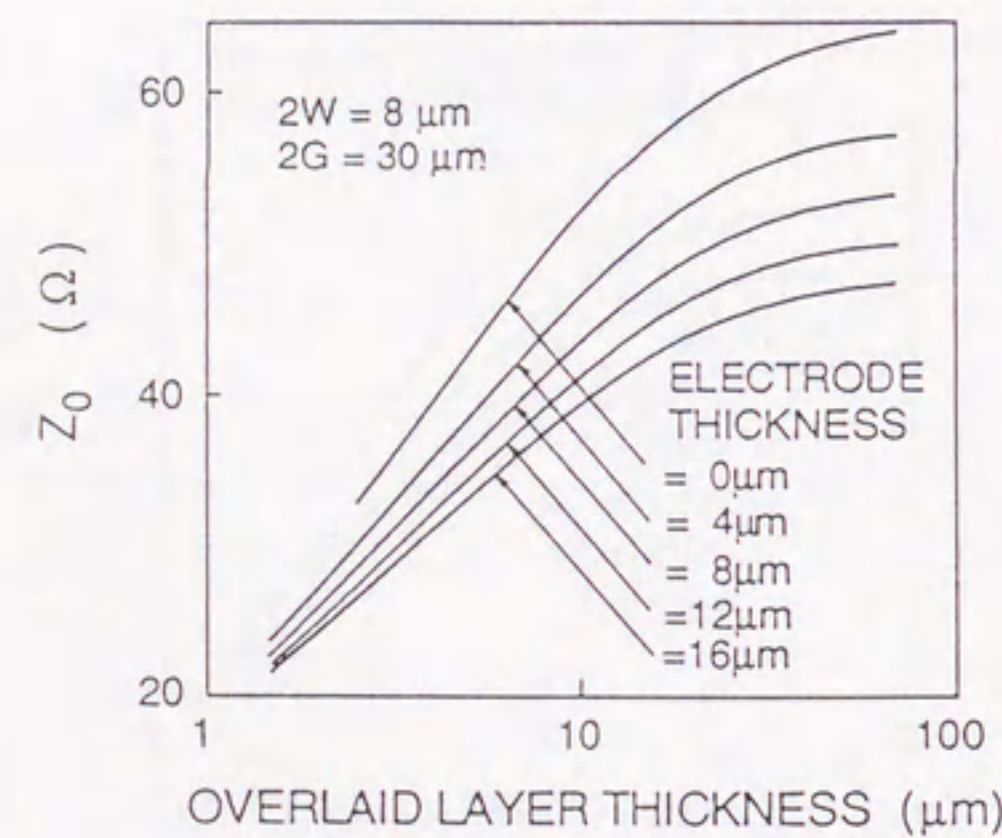
(c) 光3dB帯域

図2.3.4 オーバーレイの厚みHに対するマイクロ波特性と変調特性  
( $2W=8 \mu m$ ,  $2G=25 \mu m$ )



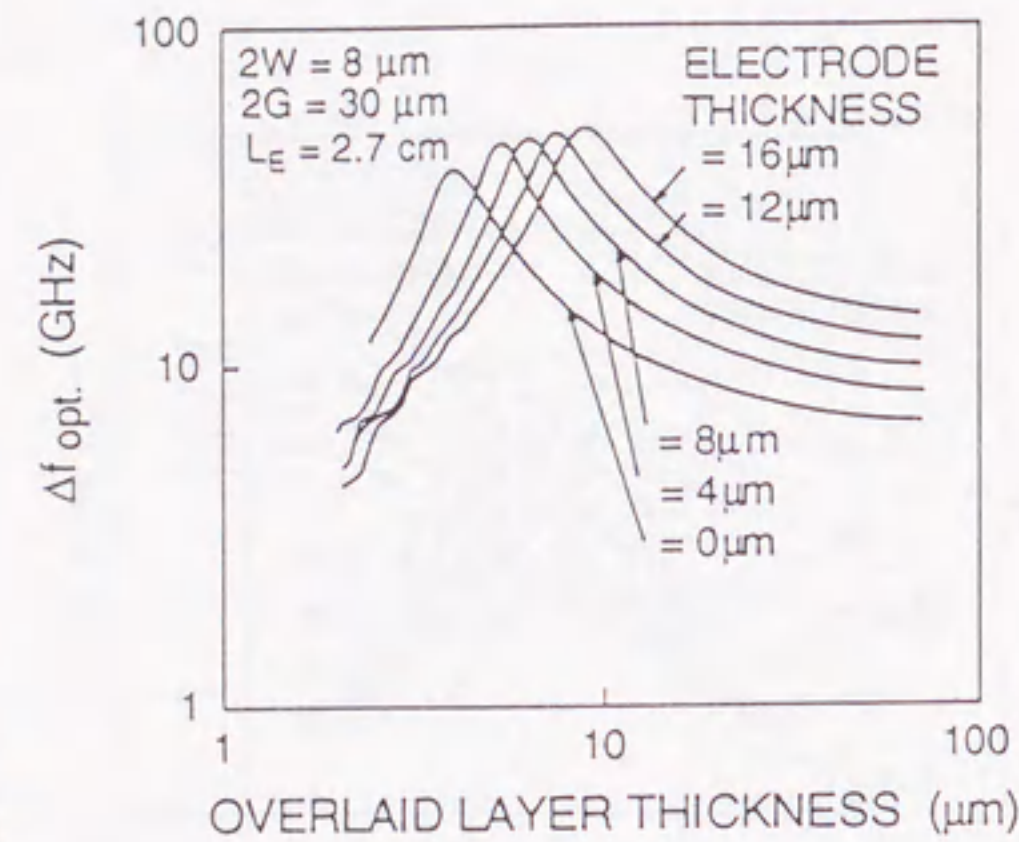


(a) マイクロ波実効屈折率  $n_m$



(b) 特性インピーダンス  $Z_0$

図2.3.5 オーバーレイの厚みHに対するマイクロ波特性と変調特性  
( $2W=8\mu m$ ,  $2G=30\mu m$ )



(c) 光3dB帯域

図2.3.6はオーバーレイの厚みを変数とした場合の半波長電圧 $V_\pi$ と相互作用長 $L_E$ との積 $V_\pi L_E$ の計算結果を示す。ここで電極間隔をパラメータとした。図から、オーバーレイの厚みが薄くなっても $V_\pi L_E$ の値はほとんど変化しないことがわかる。このことから、シールド導体を用いることによって速度整合を図っても光変調器の駆動電圧に悪影響を与えないと結論できる。また、電極間隔 $2G=15\mu m$ と $2G=30\mu m$ の $V_\pi L_E$ の値の差は $0.7Vcm$ で、相互作用長を $2.7cm$ とした場合の駆動電圧の差は $0.3V$ 以下となる。よって、電極間隔が $15\sim 30\mu m$ の範囲内で $5V$ 程度の駆動電圧を実現できる。

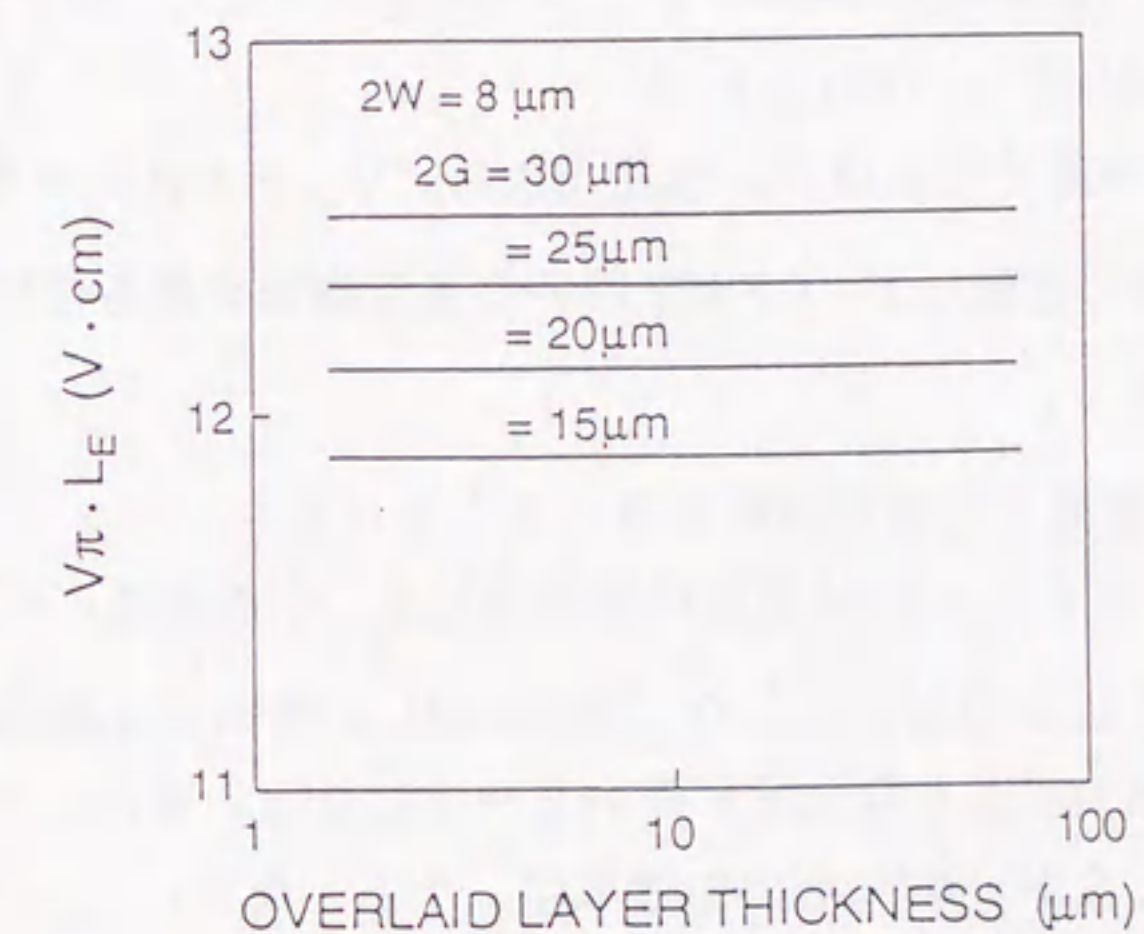


図2.3.6 半波長電圧 $V_\pi$ と相互作用長 $L_E$ との積 $V_\pi L_E$ とオーバーレイ厚の関係



## 2. 4 まとめ

本章では、バッファ層を考慮した等角写像法を用いてTi:LiNbO<sub>3</sub>光変調器用電極として使われる対称コプレーナ線路(CPS), 非対称コプレーナ線路(ACPS), コプレーナ導波路(CPW)の特性について検討した。更に、シールド導体形光変調器を提案し、大幅な広帯域化が可能なことを有限要素法を用いた数値解析によって明らかにした。

以下に、得られた結果を要約する。

- (1) バッファ層が厚くなるとマイクロ波実効屈折率  $n_m$  が減少し、特性インピーダンス  $Z_0$  が増加する傾向があることを示した (図2.2.3)。
- (2) 相互作用長  $L_E$  と半波長電圧  $V_\pi$  の積  $V_\pi L_E$  はバッファ層が厚くなるとほぼ直線的に増加する (図2.2.7)。
- (3) バッファ層が厚くなるほど、性能指数  $B/V_\pi$  を大きくできる (図2.2.8)。
- (4) CPS、ACPSに比較して、CPWを用いた光変調器が最も性能指数  $B/V_\pi$  を大きくできる。
- (5) 電極損失を考慮した等価回路を考えることにより、バッファ層厚  $D$  をパラメータとしてCPW電極の変調帯域  $B_{5V}$  の電極幅/ギャップ比  $(2W/2G)$  依存性を明らかにした (図2.2.10)。最大光3dB帯域は速度不整合と電極損失により発散せず鋭いピークになる。また、バッファ層が薄くなるにしたがい最大光3dB帯域は、小さくなる。
- (6) 半波長電圧を5Vとするのに必要な電極長  $L_{5V}$  の  $2W/2G$  依存性をバッファ層厚  $D$  をパラメータにして示した (図2.2.11)。電極長  $L_{5V}$  はバッファ層が厚くなるとともに印加電界が減衰するため長くなる。
- (7) シールド導体形光変調器ではオーバーレイの厚みが薄くなるにつれてマイクロ波実効屈折率と特性インピーダンスの値は急激に小さくなり、シールド導体と厚い電極構造が同じ効果を持つことを示した (図2.3.2(a),

(b)~図2.3.5(a), (b))。更に、オーバーレイ厚と電極厚を適切に選択することによって完全な速度整合を実現できることを示した。

- (8) 光3dB変調帯域  $\Delta f_{opt}$  のオーバーレイ厚依存性を電極厚をパラメータとして示した (図2.3.2(c)~図2.3.5(c))。光3dB帯域は速度整合の得られる点で最大となる。また、電極損失により最大光3dB帯域は発散せず鋭いピークになる。
- (9) 相互作用長と半波長電圧の積はオーバーレイ厚に依存しないことを示した (図2.3.6)。



## 参考文献

- (1) H.Haga, M.Izutsu and T.Sueta, "LiNbO<sub>3</sub> travelling-wave light modulator/switch with an etched groove," IEEE J. of Quantum Electron., vol.QE-22, no.6, pp.902-906, 1986
- (2) 三浦, 皆方, 川上, "広帯域・高能率進行波型光変調器", 電子情報通信学会技術報告, vol.OQE87-26, pp.95-102, 1987
- (3) M.Seino, N.Mekada, T.Yamane and H.Nakajima, "12GHz-bandwidth Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator," in second Optoelectronics Conference Post-Deadline Papers Technical Digest, pp.2-3, Oct. 1988
- (4) K.Kawano, T.Kitoh, O.Mitomi, T.Nozaawa and H.Jumonji: "High-speed and low-driving-power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5  $\mu$  m wavelength", in Proceedings 1988 IEEE LEOS Annual Meeting, pp.96-97, 1988
- (5) 並木武文, 清野 實, 女鹿田直之, 山根隆志, 倉橋輝雄, 中島啓幾: "Ti:LiNbO<sub>3</sub>進行波型変調器の帯域拡大の検討 有限要素法を用いた最適設計", 電子情報通信学会技術報告, vol.OQE88-18, pp.41-48, 1988
- (6) K.Kawano, T.Kitoh, O.Mitomi, T.Nozaawa and H.Jumonji: "A wide-band and low-driving-power phase modulator employing a Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide at 1.5  $\mu$  m wavelength", IEEE Photonic Technol. Lett., vol.1, no.2, pp.33-34, 1989
- (7) K.Kawano, K.Noguchi, T.Kitoh and H.Miyazawa: "A finite element method (FEM) analysis of a shielded velocity matched Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulator", IEEE Photonic Technol. Lett., vol.3, no.10, pp.919-921, 1991
- (8) K.Kubota, J.Noda and O.Mikami, "Travelling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO<sub>3</sub> waveguide," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-16, no.7, pp.754-760, 1980
- (9) S.H.Lin and S.Wang, "High-throughput GaAs PIN electrooptic modulator with a 3-dB bandwidth of 9.6GHz at 1.3  $\mu$  m," Appl. Opt., vol.26, no.9, pp.1696-1700, 1987

## 第3章 導波路設計

### 3.1 まえがき

LiNbO<sub>3</sub>光変調器では、良好な特性を実現する上で、マイクロ波電極と共に光導波路はその基本的構成要素として重要である。特に、新しいデバイス開発にあたっては、光の導波原理を十分に理解すると共に、光導波路の伝搬特性を正確に定量的に把握した上で、これらの成果をデバイス設計に結びつけることが必要である。光デバイスを構成する最も基本的な光導波路は伝搬方向に一樣なものであり、この伝搬特性に関する情報が最も基本的で重要なものとなる。そこで、伝搬方向に一樣な光導波路の伝搬特性を算出するにはMaxwell方程式を解けばよいわけであるが、厳密解は存在することは希有で、Ti熱拡散光導波路のように屈折率が徐々に変化するグレーデッド形光導波路の厳密な解析は一般にきわめて困難である。従来、このような光導波路の代表的な解析手法として光線近似法<sup>(1)</sup>、WKB法<sup>(2)</sup>が知られているが、解の精度に問題があった。

更に、伝搬方向に一樣な光導波路だけで光デバイスを構成することはできない。実際には、曲がり導波路、テーパ導波路、分岐導波路などの伝搬方向に形状の変化する導波路を組み合わせた形で、所望の機能を持つ光回路が構成されることになる。したがって、光回路の中を光がどのように伝搬するかを把握することが重要な課題となる。このような問題に対する解析法として、1978年にFeitとFleckによってビーム伝搬法<sup>(3)</sup>(Beam Propagation Method: BPM)が提案され、最近では、光デバイスの設計ツールとして盛んに用いられている。

本章では、光導波路の設計法として新たに開発した変形階段近似法(MSSM)と共に、MSSMとBPMを組み合わせた3次元導波路解析について述べる。3.2節では、MSSMの概要について述べ、従来の他の解析法に比べて、精度・計算速度・汎用性が飛躍的に向上できたことを示す。更に、その数値計算結果から製作パラメータ(Ti幅, Ti膜厚, 拡散条件)に対する単一モード条件, 結合損失を明らかにした。3.3節では、MSSMとBPMと組合せ、3次元光導波路解析の計算式と有効性を示した。また、マッハツェンダー形変調器を構成する分岐導波路の設



計に適用し、従来の分岐導波路の導波特性を解析すると共に、新たに考案した分岐導波構造の低損失性を明らかにした。

### 3. 2 拡散導波路の解析

近年、LiNbO<sub>3</sub>基板上にTi熱拡散法により光導波路(Ti:LiNbO<sub>3</sub>)を形成したデバイスが注目されている。このような拡散形導波路に関しては、屈折率が不均質なため指数関数分布を除いて厳密解は与えられておらず、一般には近似解析法に頼らざるを得ない。

既に、拡散形2次元導波路の解析には、

(a) 光線近似法<sup>(1)</sup>

(b) WKB法<sup>(2)</sup>

(c) 階段近似法(Step Segment Method: SSM)<sup>(4),(5)</sup>

(d) 直線多層分割法(Linear Segment Method: LSM)<sup>(6),(7)</sup>

等が適用されている。3次元導波路解析に対しても、J.CtrokyらのWKB法とTransverse resonance法を組合せて解析した報告<sup>(8)</sup>や宮沢らのLSMを拡張した報告<sup>(9)</sup>がある。しかし、光方向性結合器の設計においては、偶モードと奇モードの伝搬定数を極めて高い精度で計算する必要があり、(a)および(b)の方法では精度的に問題があると考えられる。また、(c)の方法は厳密解と十分に比較されておらず、精度および収束性が明らかにされていない。一方、(d)の方法は高い計算精度が期待できるが、長いCPU時間やオーバーフロー等の問題がある。

本節では、変形階段近似法(MSSM)を新たに提案し、精度、収束性などについて厳密解や他の近似解との比較検討を行なった。この結果、本手法の有効性を明らかにすると共に、単一モード条件、界分布、光ファイバとの接続損失について考察した。

#### 3. 2. 1 変形階段近似法(Modified Step Segment Method)

高い解析精度を要求される2次元光方向性結合器についてMSSMを適用し、WKB法に基づく数値解析の結果と比較すると共に、MSSMの計算精度について

考察する。

光方向性結合器の完全結合長 $L_0$ は、偶モードと奇モードの位相が $\pi$ だけずれる伝搬距離であり、次式に示すように各モードの等価屈折率の差に逆比例する。

$$L_0 = \frac{\lambda}{2(n_{\text{EVEN}} - n_{\text{ODD}})} \quad (3.2.1)$$

一般に $L_0$ は数mm~10数mm程度であるので、この差は $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 程度の値となる。そのため、完全結合長を精度良く求めるためには導波モードの等価屈折率をより高い精度で計算する必要がある。

2次元光方向性結合器の屈折率分布を図3.2.1に示す。ここでLiNbO<sub>3</sub>基板表面方向をx軸とし、間隔Sの2本の拡散導波路をz軸に沿って光が伝搬する。また、屈折率分布は基板深さ方向(y軸)に一様であるとした。x=0及びSにおいて $n_0$ 、x=S/2において $n_c$ 、またx=±∞は基板屈折率 $n_s$ とする。屈折率が等価屈折率 $n_x$ と等しい点(転回点)を $x_{t1}$ 、 $x_{t2}$ とする。

この屈折率分布を刻み幅 $\Delta x$ で分割し、転回点を含む領域のみ直線で近似し、それ以外の領域は階段近似を行なう。すなわち、

(A) 転回点を含む領域

$$n(x)^2 = n_i^2 + \frac{(n_{i+1}^2 - n_i^2)(x - x_i)}{\Delta x} \quad (3.2.2)$$

(B) 転回点を含まない領域

$$n(x)^2 = n_i^2 \quad (3.2.3)$$

ただし

$$n(x_i)^2 = n_i^2 \quad (3.2.4)$$

$$\Delta x = x_{i+1} - x_i \quad (3.2.5)$$



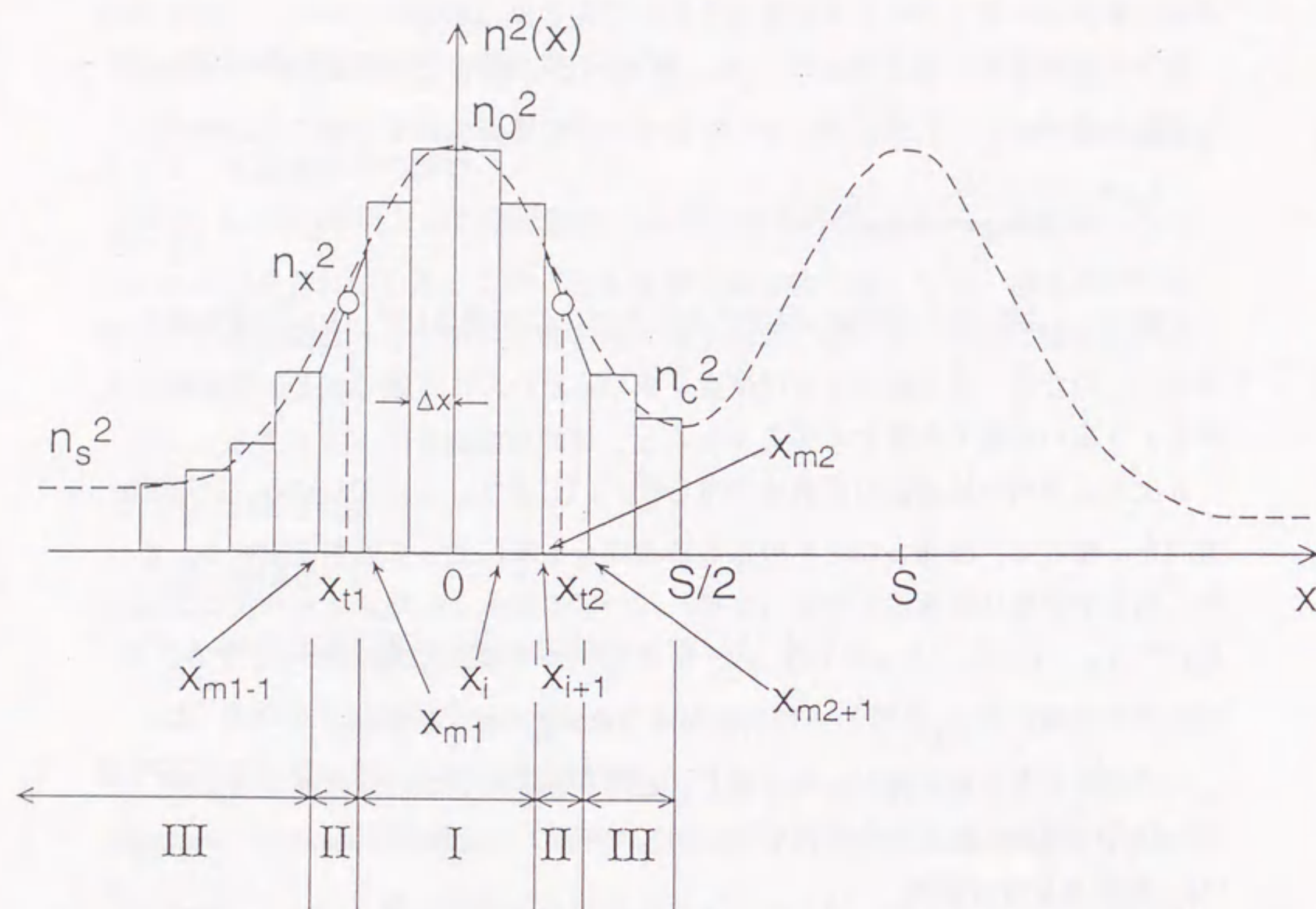


図3.2.1 光方向性結合器の屈折率分布

ここでは、TEモードについての解析を行なうとする。電界 $E_y$ 、磁界 $H_z$ は次式によって与えられる。

$$\frac{d^2 E_y}{dx^2} + k_0^2 [n(x)^2 - n_x^2] E_y = 0 \quad (3.2.6)$$

$$H_z = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{dE_y}{dx} \quad (3.2.7)$$

ここで $k_0$ は自由空間の波数、 $\omega$ は角周波数、 $\mu_0$ は透磁率である。

今、TEモードのHelmholtz方程式(3.2.6)に各領域における屈折率 $n(x)$ を代入する。すると、各領域におけるTEモードの電界 $E_y$ および磁界 $H_z$ は式(3.2.8)~(3.2.20)によって表わされる(付録3、付録4参照)。

領域 I ( $x_{1,m} \leq x \leq x_{2,m}$ )

$$E_y = A_i \cos(b_i(x - x_i)) + B_i \sin(b_i(x - x_i)) \quad (3.2.8)$$

$$H_z = -\frac{b_i}{j\omega\mu_0} \{-A_i \sin(b_i(x - x_i)) + B_i \cos(b_i(x - x_i))\} \quad (3.2.9)$$

$$b_i = k_0 \sqrt{n_i^2 - n_x^2} \quad (3.2.10)$$

領域 II ( $x_{m1-1} \leq x \leq x_{m1}$ ,  $x_{m2} \leq x \leq x_{m2+1}$ , 添え字 $m1$ ,  $m1-1$ 及び $m2$ ,  $m2+1$ は展開点を含む領域の境界点の番号である)

(A)  $x_{t1} \leq x \leq x_{m1}$ ,  $x_{m2} \leq x \leq x_{t2}$

$$E_y = \sqrt{w_i} \{A_i J_{1/3}(u_i) + B_i J_{-1/3}(u_i)\} \quad (3.2.11)$$

$$H_z = \frac{k_0}{j\omega\mu_0} \sqrt{w_i} \{A_i J_{-2/3}(u_i) - B_i J_{2/3}(u_i)\} \quad (3.2.12)$$

(B)  $x_{m1-1} \leq x \leq x_{t1}$ ,  $x_{t2} \leq x \leq x_{m2+1}$

$$E_y = \sqrt{w_i} \{C_i I_{1/3}(u_i) + D_i I_{-1/3}(u_i)\} \quad (3.2.13)$$

$$H_z = \frac{k_0}{j\omega\mu_0} \sqrt{w_i} \{C_i I_{2/3}(u_i) - D_i I_{-2/3}(u_i)\} \quad (3.2.14)$$

$$u_i = 2 k_0 w_i^{3/2} / 3 a_i \quad (3.2.15)$$

$$a_i = (n_{m1}^2 - n_{m1-1}^2) / \Delta x = (n_{m2}^2 - n_{m2+1}^2) / \Delta x \quad (3.2.16)$$

$$w_i = n_i^2 - n_x^2$$

$$x_{t1} \leq x \leq x_{m1}, \quad x_{m2} \leq x \leq x_{t2}$$



$$= n_x^2 - n_i^2 \quad (3.2.17)$$

$$x_{m1-1} \leq x \leq x_{t1}, \quad x_{t2} \leq x \leq x_{m2+1}$$

領域 III ( $x \leq x_{m1-1}, \quad x_{m2+1} \leq x \leq S/2$ )

$$E_y = F_i \cosh(b_i(x - x_i)) + G_i \sinh(b_i(x - x_i)) \quad (3.2.18)$$

$$H_z = -\frac{b_i}{j\omega\mu_0} \{ F_i \sinh(b_i(x - x_i)) + G_i \cosh(b_i(x - x_i)) \} \quad (3.2.19)$$

$$b_i = k_0 \sqrt{n_x^2 - n_i^2} \quad (3.2.20)$$

ここで、 $J_{+1/3}(ui)$ ,  $J_{+2/3}(ui)$  は第1種 Bessel関数、また  $I_{+1/3}(u_i)$ ,  $I_{+2/3}(u_i)$  は変形Bessel関数である。

次に、これらの電界および磁界に対し、次式で表される連続条件を課すことにより未知係数  $A_i \sim G_i$  を消去する。

$$E_y(x_i - 0) = E_y(x_i + 0) \quad (3.2.21)$$

$$H_z(x_i - 0) = H_z(x_i + 0) \quad (3.2.22)$$

ここで、 $E_y(x_i \pm 0)$ ,  $H_z(x_i \pm 0)$  は界面  $x_i$  の左右の値を示す。

$x = S/2$  において磁界  $H_z = 0$  となる  $n_x$  が偶モードの等価屈折率  $n_{\text{even}}$  であり、電界  $E_y = 0$  となる  $n_x$  が奇モードの等価屈折率  $n_{\text{odd}}$  である。すなわち、(3.2.21), (3.2.22) より各モードに対する決定方程式は次式のように書ける。

(1) 偶モード

$$F_S \sinh\left(b_S\left(\frac{S}{2} - x_S\right)\right) + G_S \cosh\left(b_S\left(\frac{S}{2} - x_S\right)\right) = 0 \quad (3.2.23)$$

(2) 奇モード

$$F_S \cosh\left(b_S\left(\frac{S}{2} - x_S\right)\right) + G_S \sinh\left(b_S\left(\frac{S}{2} - x_S\right)\right) = 0 \quad (3.2.24)$$

ただし、添え字  $S$  は  $x = S/2$  を含む領域の左側境界点の番号を示す。このようにして求められた各モードの等価屈折率の値を用いて、完全結合長  $L_0$  は式

(3.2.1) から算出される。TMモードについても同様にして計算できる。

任意の屈折率分布を有する方向性結合器について Helmholtz 方程式を解くこと

は一般に困難である。しかし、屈折率分布が指数関数の場合は厳密解が存在する。そこで、この厳密解と MSSM による計算結果、および WKB 法での結果について等価屈折率  $n_x$  と完全結合長  $L_0$  の値を比較し、両解析法の妥当性について検討する。更に、完全結合長  $L_0$  について、MSSM と階段近似法 (SSM) の収束性を比較する。

屈折率分布が指数関数分布

$$n(x) = n_S + \Delta n \exp(-x/D_x) \quad (3.2.25)$$

で表わされる場合には、解析的に解くことができる<sup>(10)</sup>。 $\Delta n$  は屈折率差、 $D_x$  は拡散長である。このとき、モード方程式は次式で表わされる。

(1) 偶モード

$$\frac{J_m^s}{J_{-m}^s} = \alpha \quad (3.2.26)$$

(2) 奇モード

$$\frac{J_m^s}{J_{-m}^s} = \alpha \quad (3.2.27)$$

ここで、

$$J_m^s = J_m(g(S/2)) \quad (3.2.28)$$

$$J_m^0 = J_m(g(0)) \quad (3.2.29)$$

$$g(x) = 2D_x k_0 \sqrt{2n_S \Delta n} \exp\left(-\frac{x}{D_x}\right) \quad (3.2.30)$$

$$m = 2D_x k_0 \sqrt{n_x^2 - n_S^2} \quad (3.2.31)$$

$$J_m' = \frac{1}{2}(J_{m-1} - J_{m+1}) \quad (3.2.32)$$

$$\alpha = \frac{2J_m^0 J_m^{0'}}{J_m^0 J_{-m}^{0'} + J_{-m}^0 J_m^{0'}} \quad (3.2.33)$$



で表わされる。

図3.2.2に単一導波路 ( $S = 0$  とした場合) の規格化周波数  $V$  に対する各モードの規格化伝搬定数  $b$  を示す。●が厳密解、実線がMSSM、破線がWKB法の計算結果である。図からわかるようにMSSMによる値は、 $V$  値がどのような領域においても計算誤差が  $10^{-6}$  以下で、ほぼ完全に一致している。一方、WKB法では高次モードの  $b$  値は厳密解にかなり漸近しているが、基本モードの  $b$  値は著しく異なっていることがわかる。

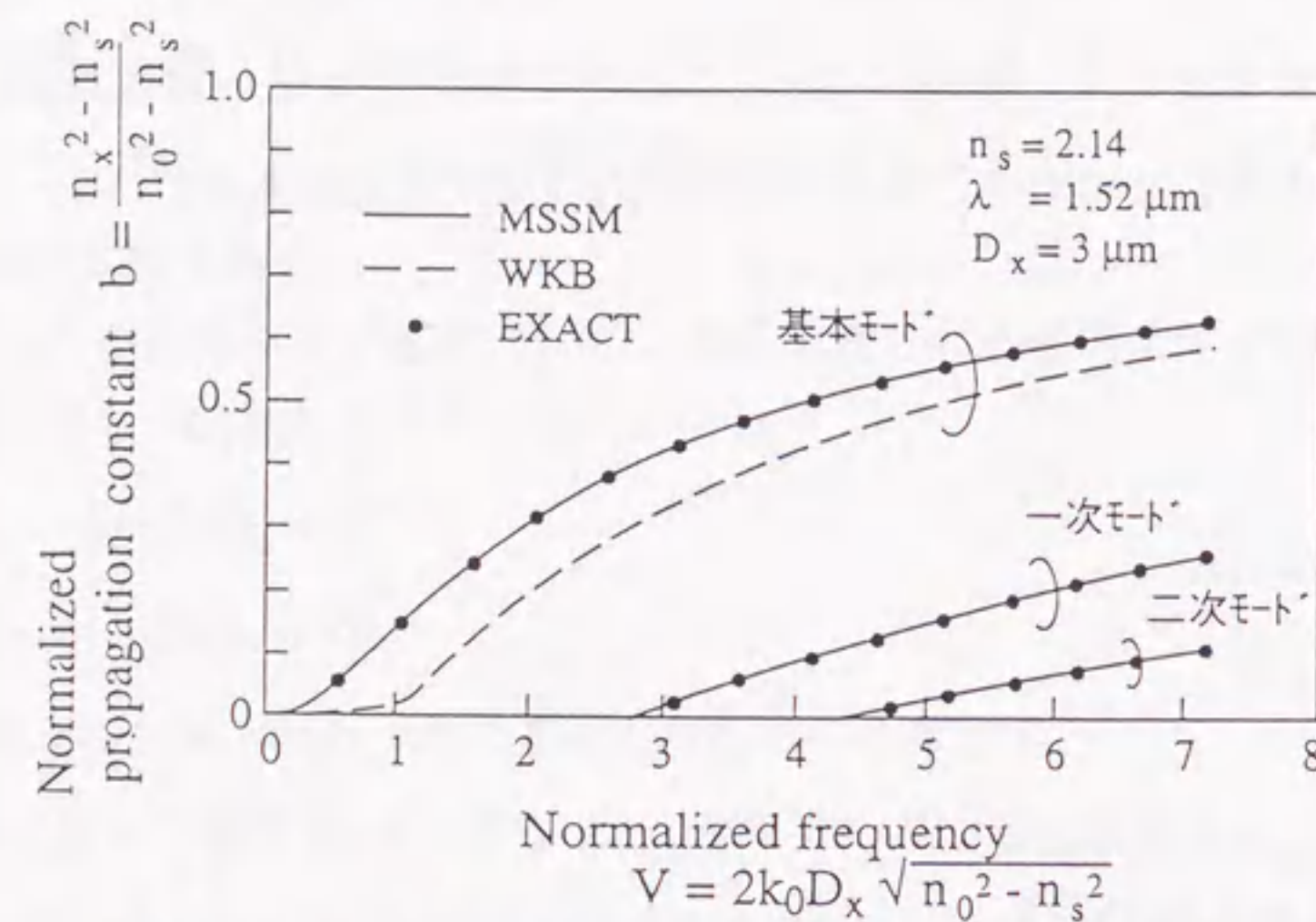


図3.2.2 単一導波路の規格化周波数  $V$  に対する各モードの規格化伝搬定数  $b$   
(●が厳密解、実線がMSSM、破線がWKB法の計算結果)

図3.2.3に導波路間隔  $S$  を  $0$  から  $20 \mu\text{m}$  まで変化させた場合の偶モードおよび奇モードの規格化伝搬定数を示す。MSSMによる計算値は導波路間隔  $S$  がどのような値でも厳密解と極めて良く一致している。一方、WKB法においては、偶モードに対して  $S = 3 \mu\text{m}$  近傍でいったん厳密解に近づくが、導波路間隔  $S$  が広くなるにつれてその差は大きくなる。また高次モードである奇モードは、 $S = 0 \sim 2 \mu\text{m}$  で厳密解とほぼ一致しているが、次第にその差は開き、 $S = 9 \mu\text{m}$  以上で厳密解との差はほぼ一定となる。

なお、どちらの解析法においても  $S$  が大きくなるにつれて偶モードと奇モードの規格化伝搬定数は漸近し、 $S = 20 \mu\text{m}$  ではほぼ完全にモードが縮退し、単一

導波路の基本モードと等しくなっていることがわかる。

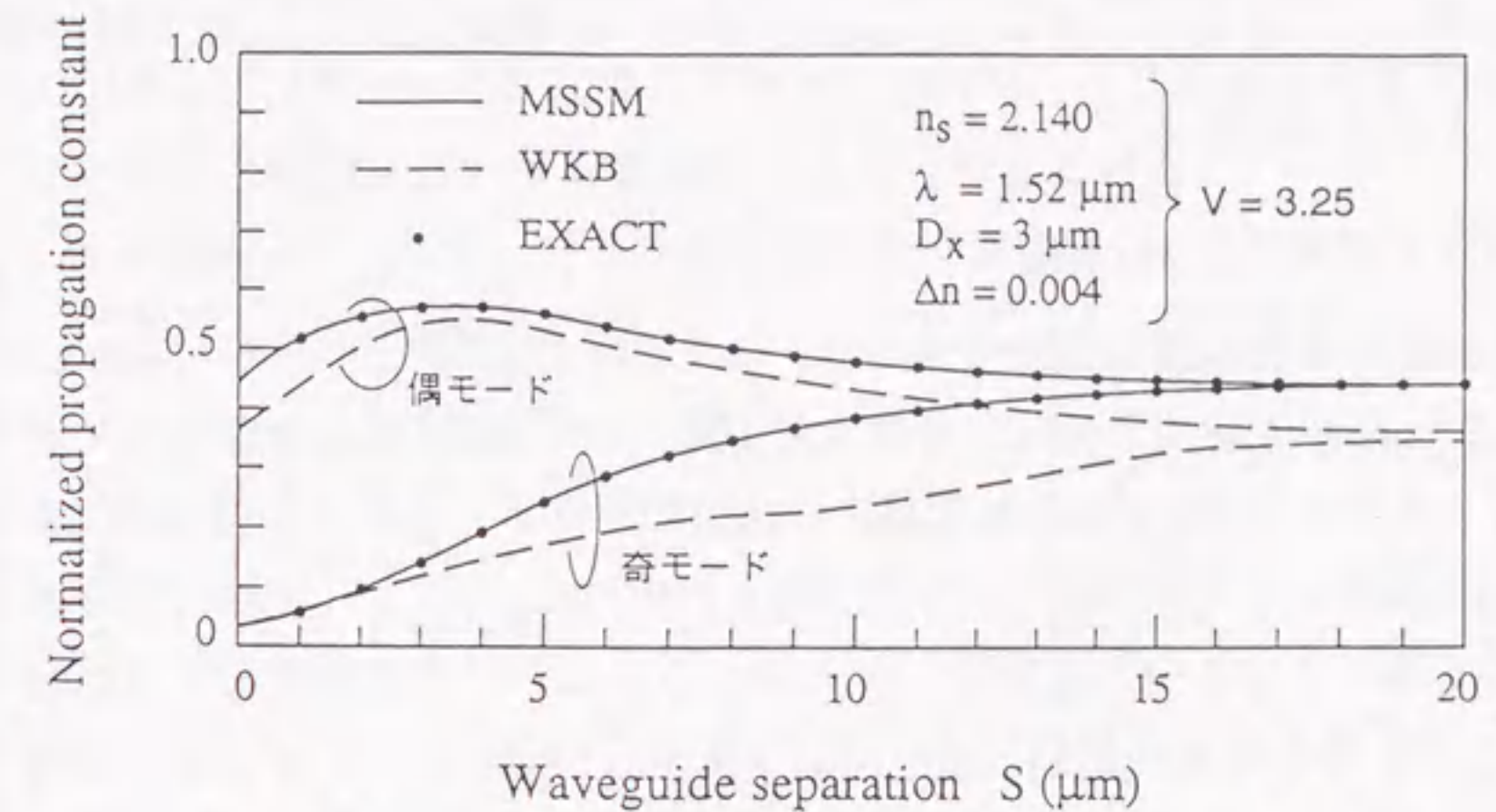


図3.2.3 規格化伝搬定数の導波路間隔依存性

図3.2.4に導波路間隔  $S$  を  $0$  から  $15 \mu\text{m}$  まで変化させた場合の完全結合長  $L_0$  を示す。

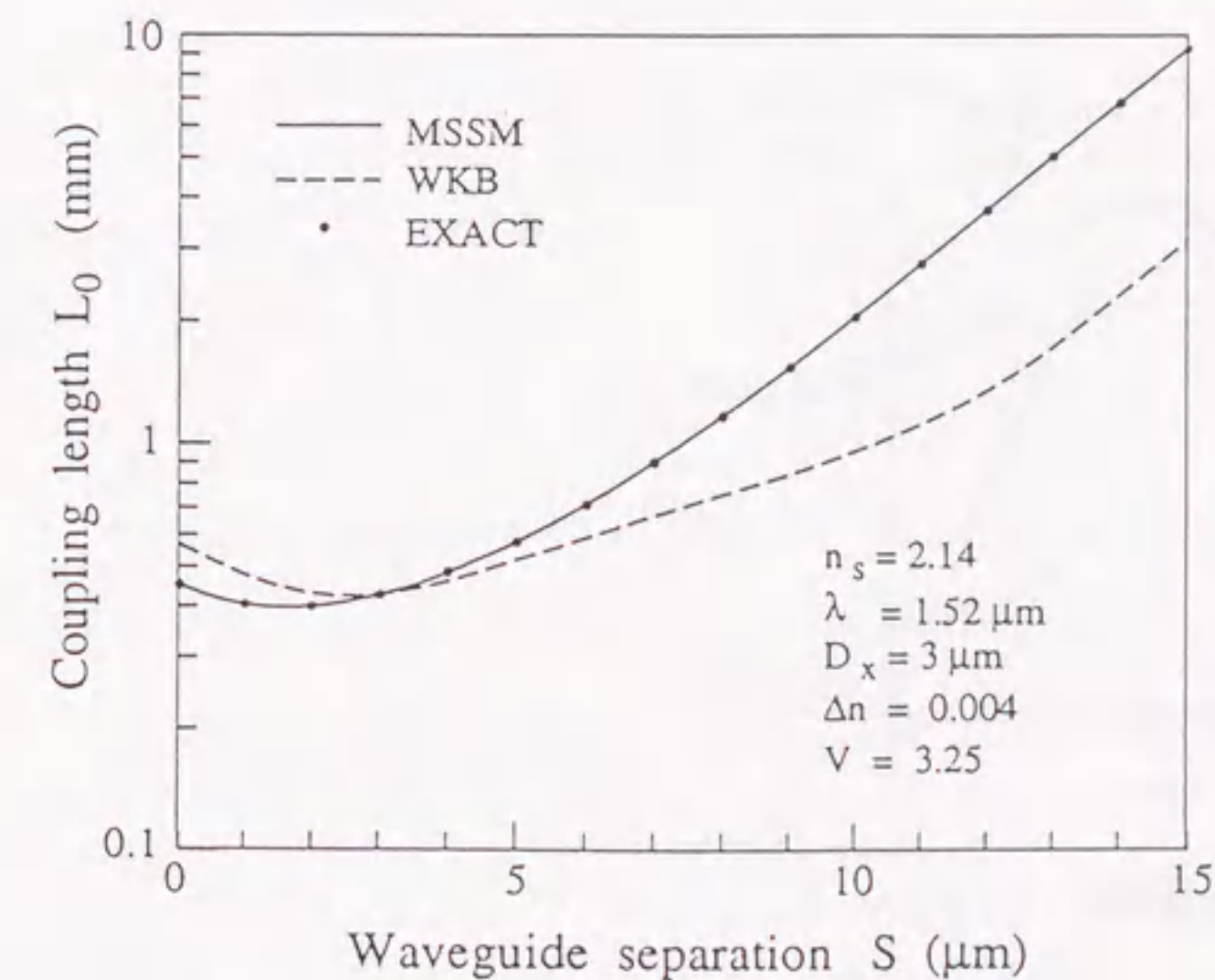


図3.2.4 完全結合長の導波路間隔依存性



MSSMによる計算値は導波路間隔 $S$ がどのような値でも厳密解と極めて良く一致している。一方、WKB法においては、 $S=3\mu\text{m}$ 近傍で交差するが、再びその差は開いていく。そして、 $S=10\mu\text{m}$ 以上では、厳密解に対し $L_0$ は2倍の差を生じていることがわかる。

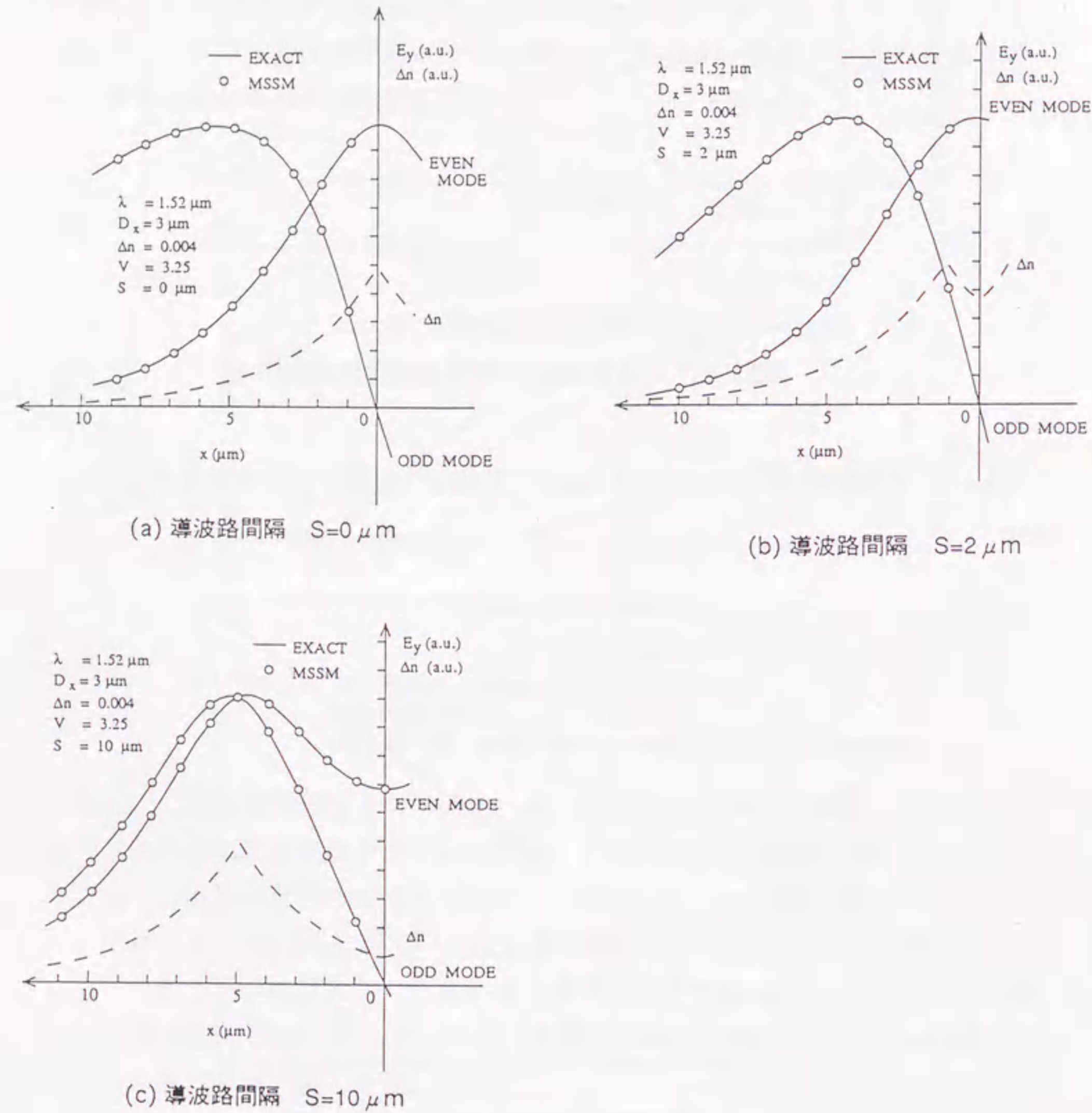
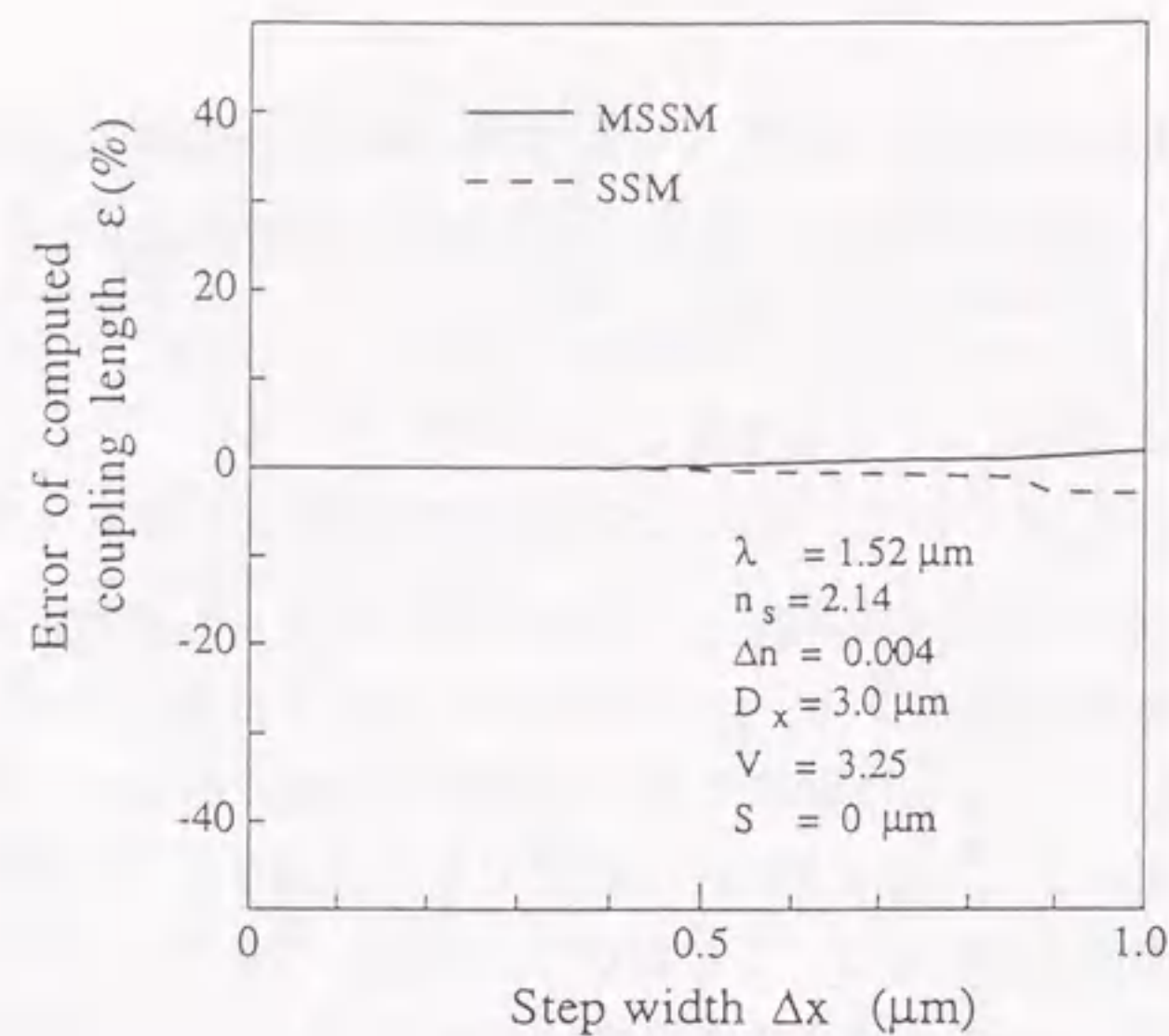


図3.2.5 偶、奇モードの界分布

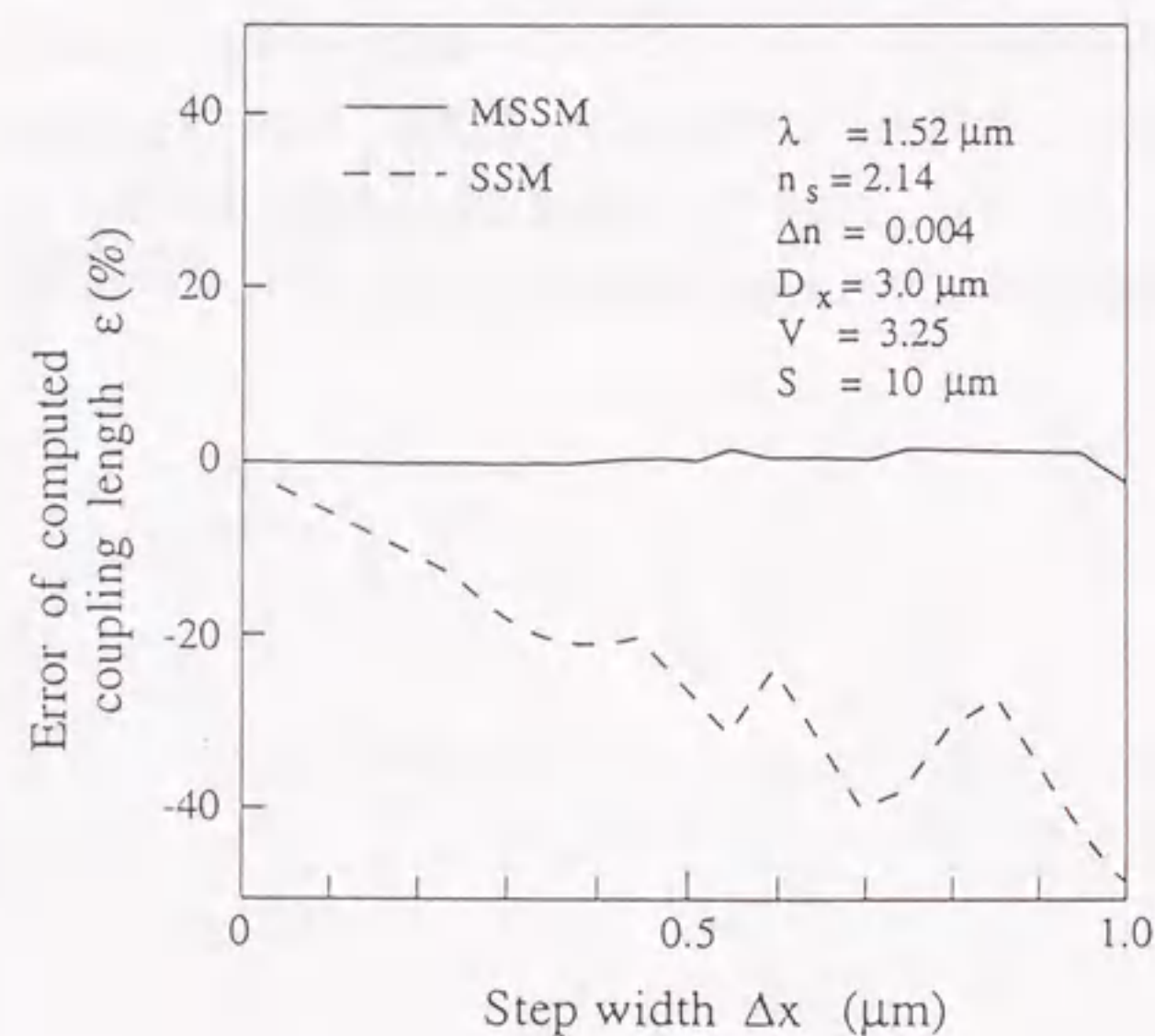
図3.2.5は、MSSMにより計算した界 ( $E_y$ ) 分布である。破線は屈折率分布、実線は厳密解、○はMSSMの計算結果を示す。各図は、導波路間隔 $S$ を(a)  $0\mu\text{m}$ , (b)  $2\mu\text{m}$ , (c)  $10\mu\text{m}$ とした場合である。MSSMにより算出した値は弱結合だけでなく強結合状態においても厳密解によく一致している。

次に、完全結合長 $L_0$ について、MSSMと階段近似法(SSM)の収束性を比較する。図3.2.6に、屈折率分布の刻み幅 $\Delta x$ に対する完全結合長の計算誤差を示す。パラメータとして導波路間隔 $S=0, 10\mu\text{m}$ の場合について計算を行なった。MSSMは、刻み幅 $\Delta x \leq 1\mu\text{m}$ の領域において計算誤差は $\pm 2\%$ 以内であり、良好な収束性をしめす。また、 $\Delta x$ が $0.1\mu\text{m}$ 程度でも、LSMのように変形Bessel関数値が発散して計算結果がばらつくことがなく、安定していることがわかる。一方、SSMでは $S=0\mu\text{m}$ の強結合状態ではMSSMと同様の良好な収束性を示すが、 $S=10\mu\text{m}$ の弱結合状態では、計算誤差を $\pm 2\%$ 以内にするためには $\Delta x$ を $0.1\mu\text{m}$ 程度にする必要があることがわかった。また、MSSMとLSMについてCPU時間を比較した。この結果、MSSMのCPU時間は、LSMに比べ $1/50 \sim 1/100$ 倍程度に短縮できた。これは、LSMでは全領域でBessel関数を計算するが、MSSMでは転回点を含む領域でしかBessel関数を計算しないためである。





(a) 導波路間隔  $S=0 \mu\text{m}$



(b) 導波路間隔  $S=10 \mu\text{m}$

図3.2.6 完全結合長の誤差の  $\Delta x$  依存性

次に、本節の結果をまとめる。拡散形光導波路の高精度な解析法として変形階段近似法(MSSM)を提案すると共に、その妥当性について検討した。

(1) 指数関数形屈折率分布について厳密解とMSSMによる計算結果を比較した結果、単一導波路のV値がどのような領域においても規格化伝搬定数の計算誤差は $10^{-6}$ 以下で、ほぼ完全に一致している。また、方向性結合器の導波路間隔Sがどのような値でも、完全結合長 $L_0$ は厳密解と極めて良く一致している。更に、界分布についてもMSSMにより算出した値は弱結合だけでなく強結合状態においても厳密解によく一致している。

(2) MSSMは、刻み幅 $\Delta x \leq 1 \mu\text{m}$ の領域において計算誤差は $\pm 2\%$ 以内であり、良好な収束性をしめす。また、 $\Delta x$ が $0.1 \mu\text{m}$ 程度でも、LSMのように変形Bessel関数値が発散して計算結果がばらつくことがなく、安定していることがわかる。

(3) MSSMのCPU時間は、LSMに比べて1/50～1/100倍程度に短縮できる。以上より、MSSMが拡散形光導波路の高精度な解析法として有効なことを明らかにした。

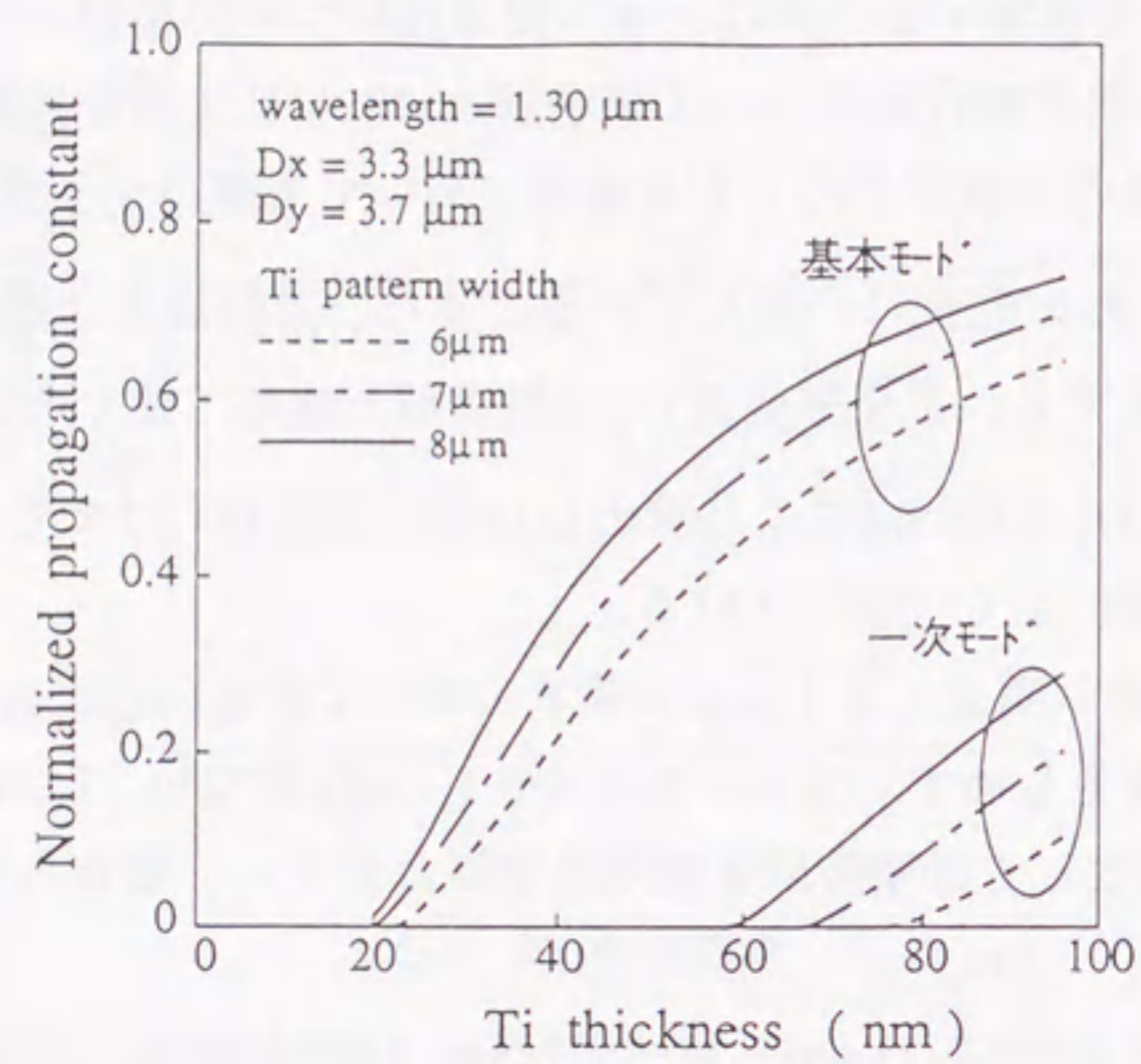
### 3.2.2 単一モード条件

等価屈折率法を適用し波動関数を横方向と深さ方向に分離し、各方向の1次元波動方程式をMSSMによって解くことにより、2次元光導波路解析を行ない、規格化伝搬定数と製作条件(Ti幅, Ti膜厚, 拡散長)との関係を求めた。

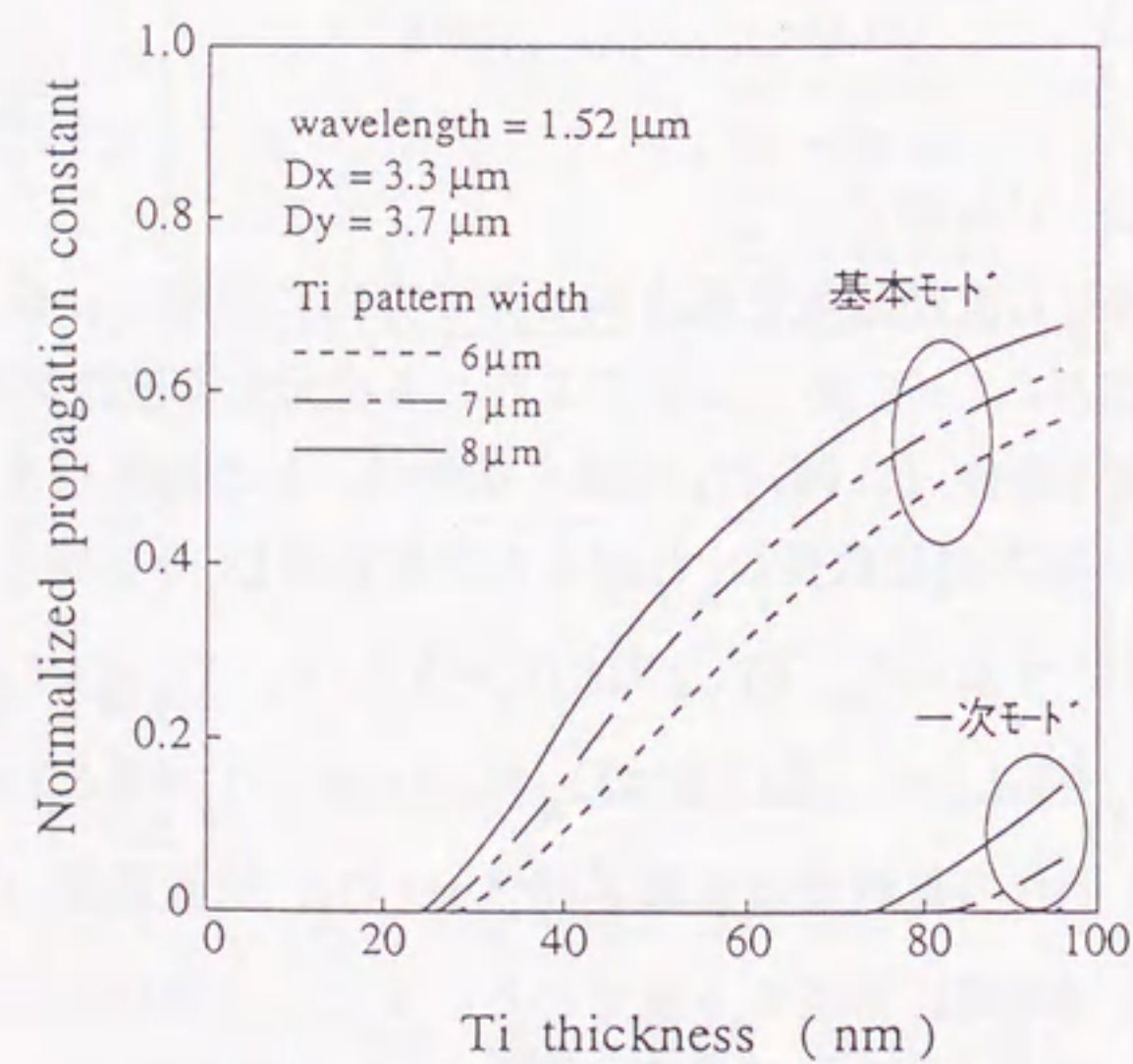
図3.2.7～図3.2.9は横方向拡散長 $D_x$ と深さ方向拡散長 $D_y$ を固定したときのモード分散特性を示す。すなわち、図3.2.7は $D_x=3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y=3.7 \mu\text{m}$ 、図3.2.8は $D_x=2.8 \mu\text{m}$ 、 $D_y=3.1 \mu\text{m}$ 、図3.2.9は $D_x=2.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y=2.6 \mu\text{m}$ 、に対する計算値である。それぞれの拡散長は拡散雰囲気wet  $\text{O}_2$ 、拡散温度 $1000^\circ\text{C}$ 、拡散時間10時間、7時間、5時間に相当する値である。また、(a)及び(b)はそれぞれ $\lambda=1.3 \mu\text{m}$ 及び $1.5 \mu\text{m}$ に対する特性である。例として、図3.2.7(b) ( $\lambda=1.5 \mu\text{m}$ 、 $D_x=3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y=3.7 \mu\text{m}$ )の場合についての説明をすると、Ti幅が $6 \mu\text{m}$ の時、Ti膜厚が27～90nmの時単一モードが伝搬することがわかる。したがって、この範囲内において、後述するファイバー導波路間の結合損失とY分岐導波路におけ



る損失が最小になるTi幅とTi膜厚を選出する。

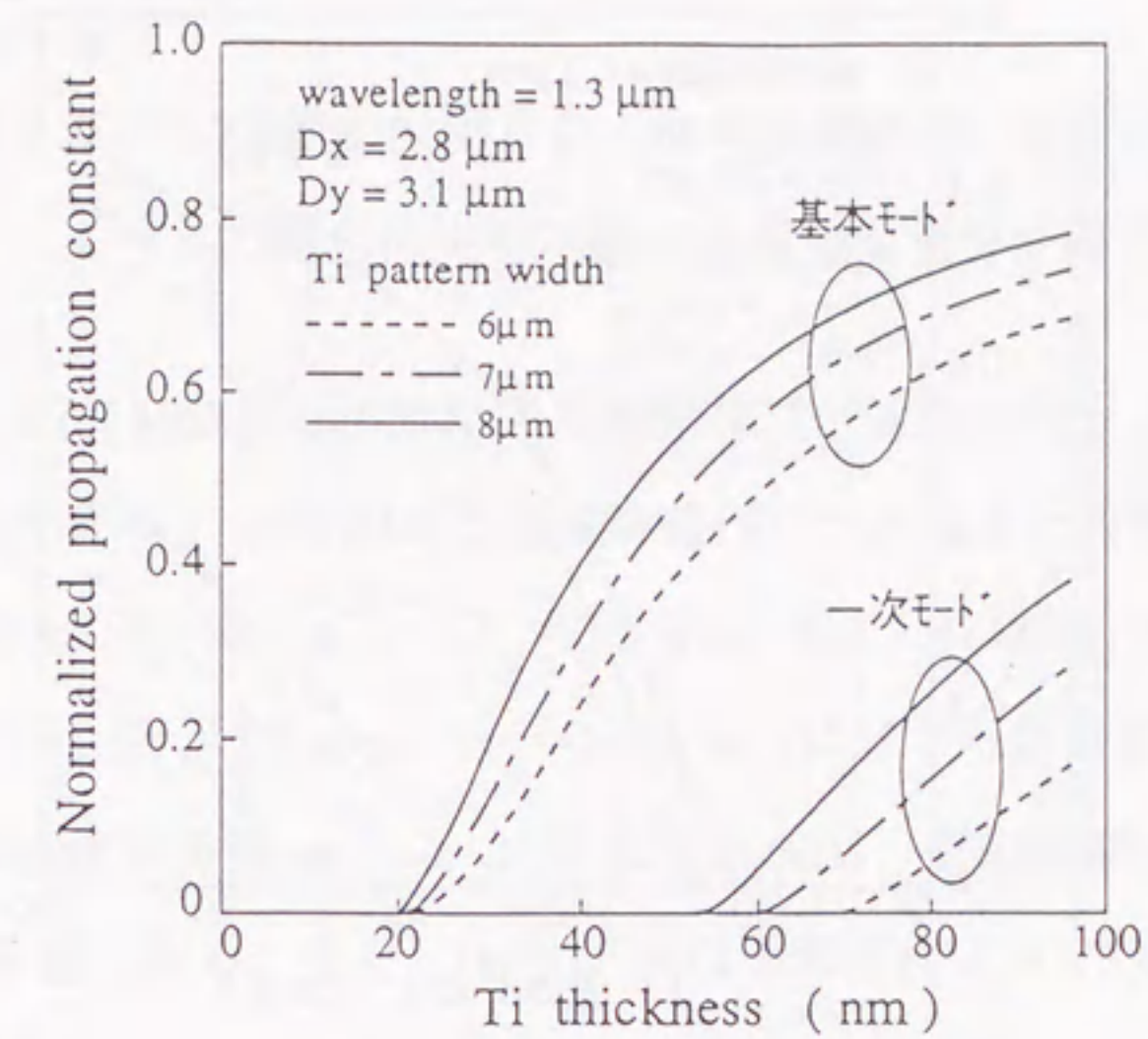


(a)波長  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$

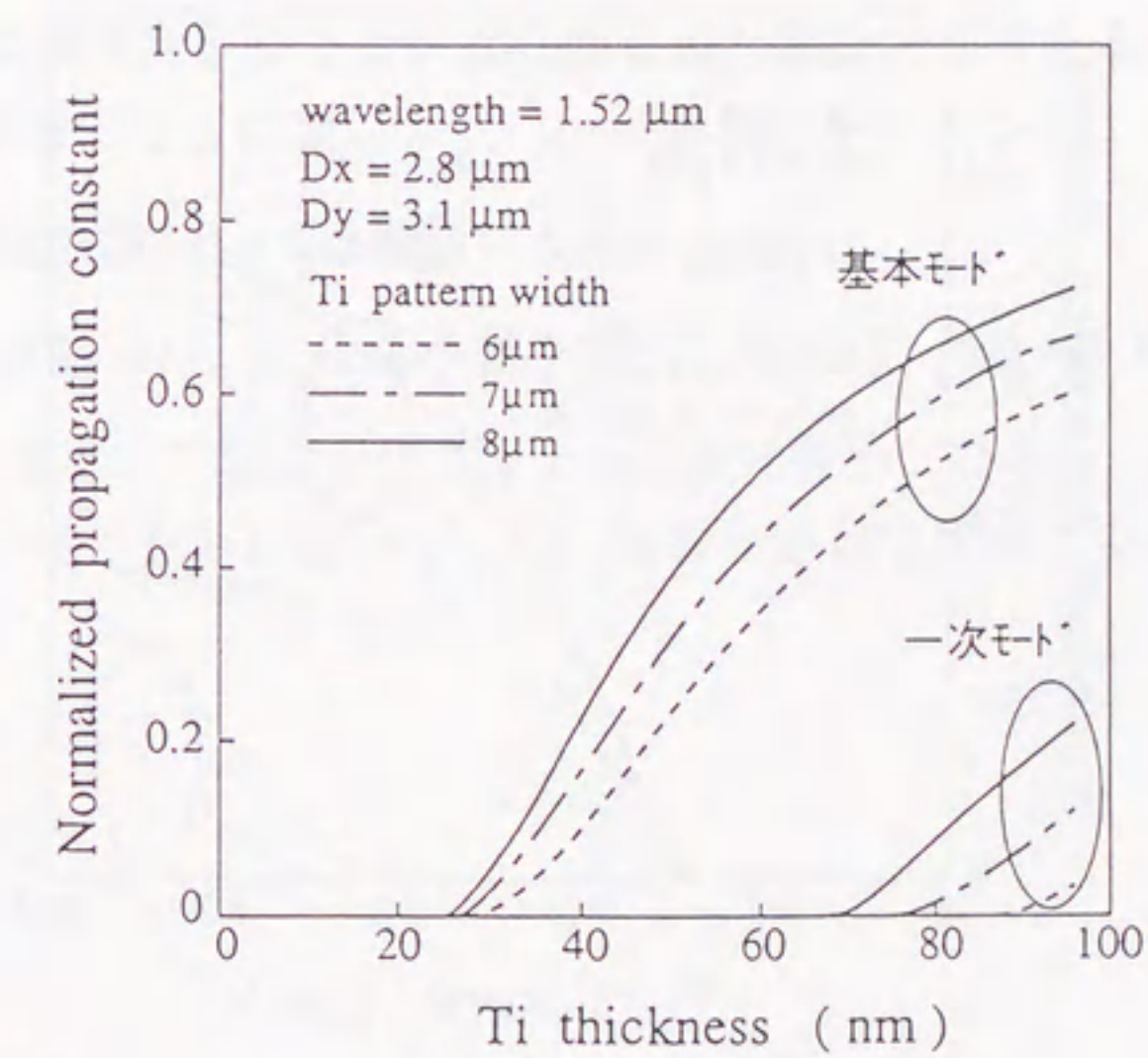


(b)波長  $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$

図3.2.7 規格化伝搬定数と製作条件の関係  
( $Dx=3.3 \mu\text{m}$ ,  $Dy=3.7 \mu\text{m}$ )



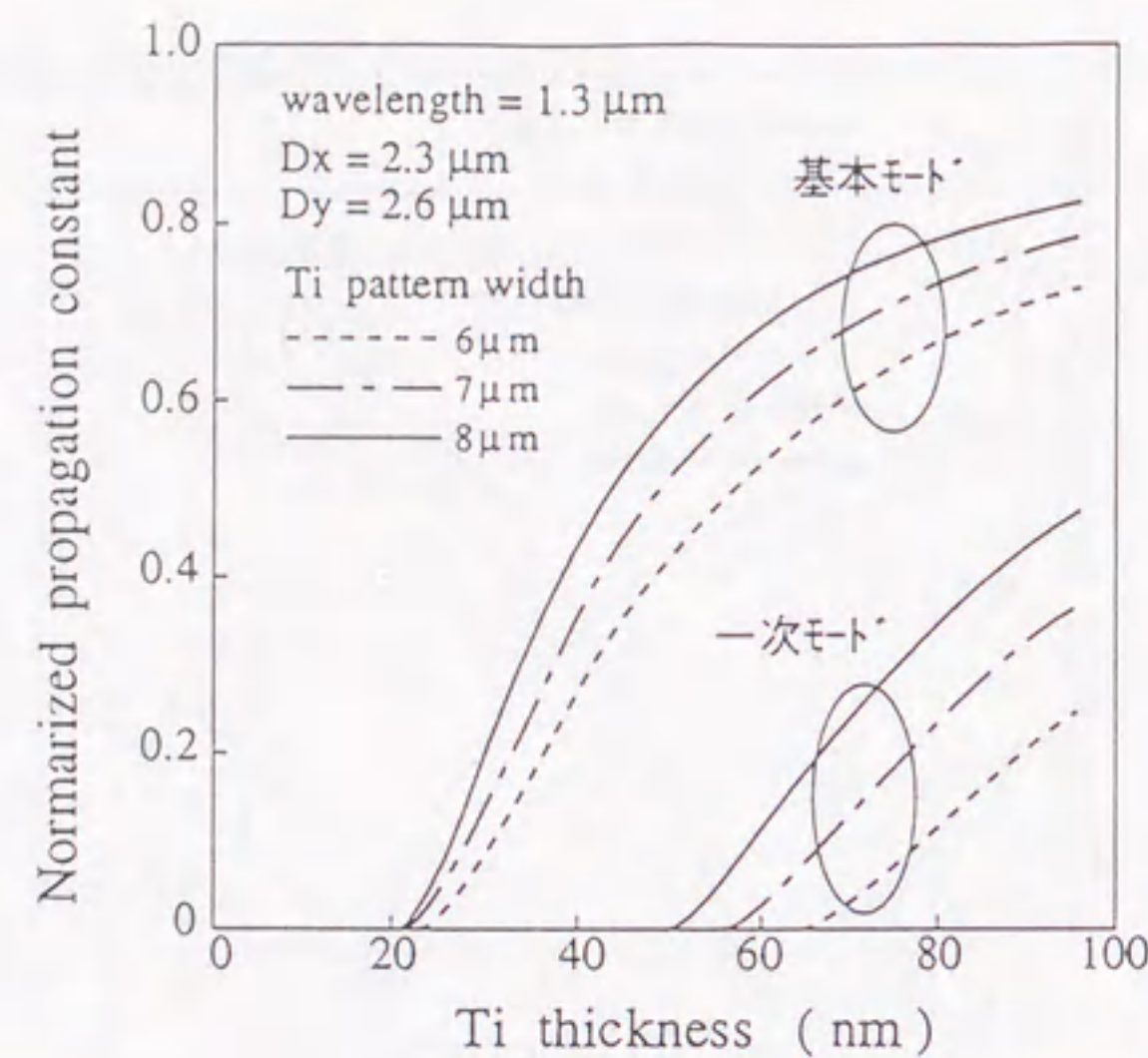
(a)波長  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$



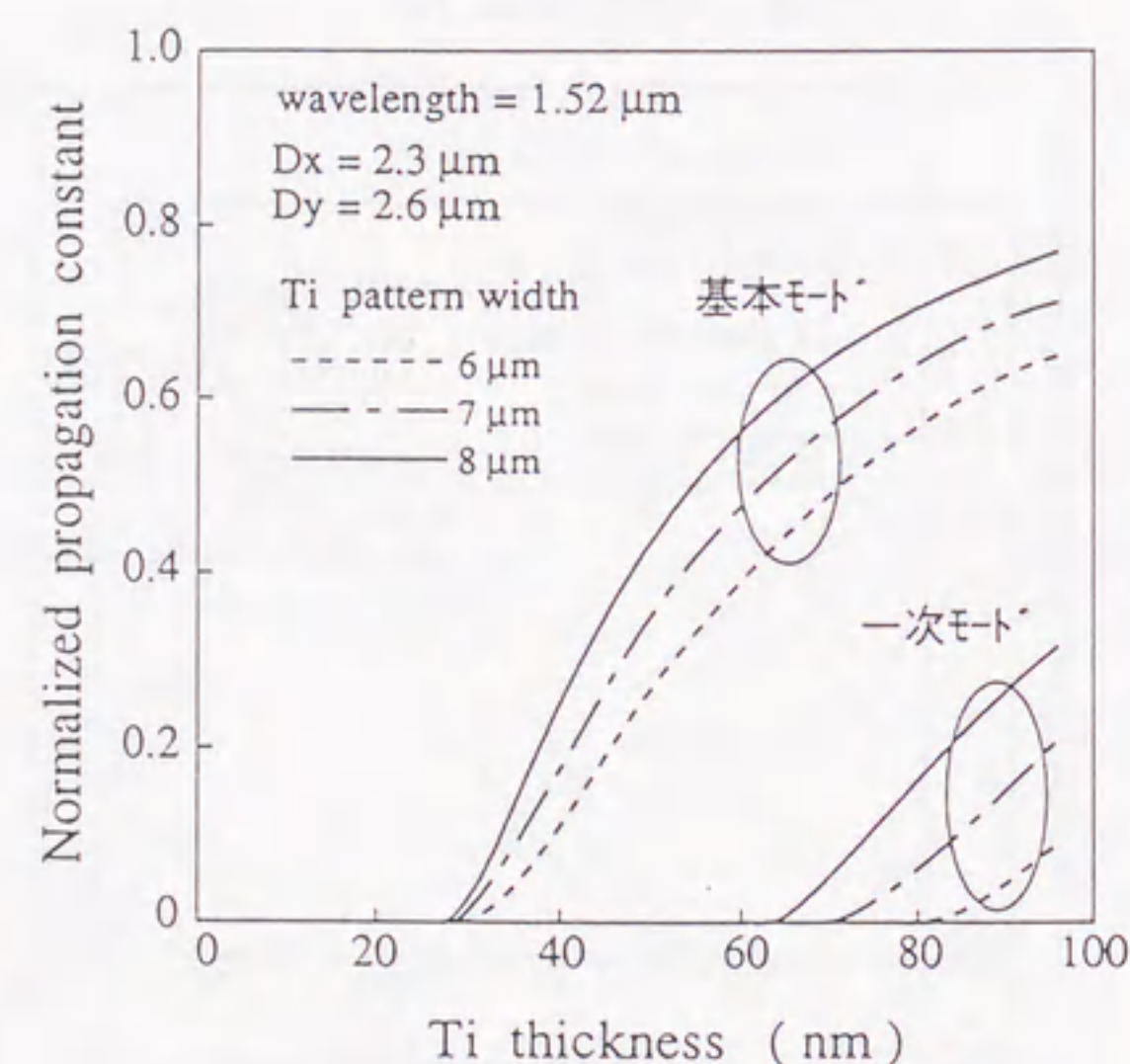
(b)波長  $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$

図3.2.8 規格化伝搬定数と製作条件の関係  
( $Dx=2.8 \mu\text{m}$ ,  $Dy=3.1 \mu\text{m}$ )





(a) 波長  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$



(b) 波長  $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$

図3.2.9 規格化伝搬定数と製作条件の関係  
( $D_x = 2.3 \mu\text{m}$ ,  $D_y = 2.6 \mu\text{m}$ )

### 3. 2. 3 界分布

界分布は、第2章の2.2.3節で説明したように光変調器の半波長電圧  $V_\pi$  を決定すると共にファイバとの結合損失を決定する重要な光導波路のパラメータである。

図3.2.10~3.2.12にMSSMで求めた横方向光パワー強度分布  $\sigma_x$  (FWHM)、深さ方向光パワー強度分布  $\sigma_y$  (FWHM)と導波路製作パラメータとの関係を示す。すなわち、図3.2.10は  $D_x = 3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 3.7 \mu\text{m}$ 、図3.2.11は  $D_x = 2.8 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 3.1 \mu\text{m}$ 、図3.2.12は  $D_x = 2.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 2.6 \mu\text{m}$ 、に対する計算値である。それぞれの拡散長は拡散雰囲気  $\text{wet O}_2$ 、拡散温度  $1000^\circ\text{C}$ 、拡散時間10時間、7時間、5時間に相当する値である。また、(a)及び(b)はそれぞれ  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  と  $1.5 \mu\text{m}$  に対する特性である。

この結果より、

- (1) 界分布は横方向と深さ方向で異なる非対称な分布である。
- (2) Ti膜厚が厚くなるに従い  $\sigma_x$ 、 $\sigma_y$  は単調に小さくなる。
- (3) Ti幅の増加に対し  $\sigma_y$  は単調に小さくなる。
- (4) Ti幅の増加に対し  $\sigma_x$  は極小値を持つ。例えば、 $D_x = 3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 3.7 \mu\text{m}$  の場合、Ti幅において  $7 \mu\text{m}$  近傍で最小となる。
- (5) 拡散長が長くなるに従い  $\sigma_x$ 、 $\sigma_y$  はほぼ単調に大きくなる。

ことが分かる。



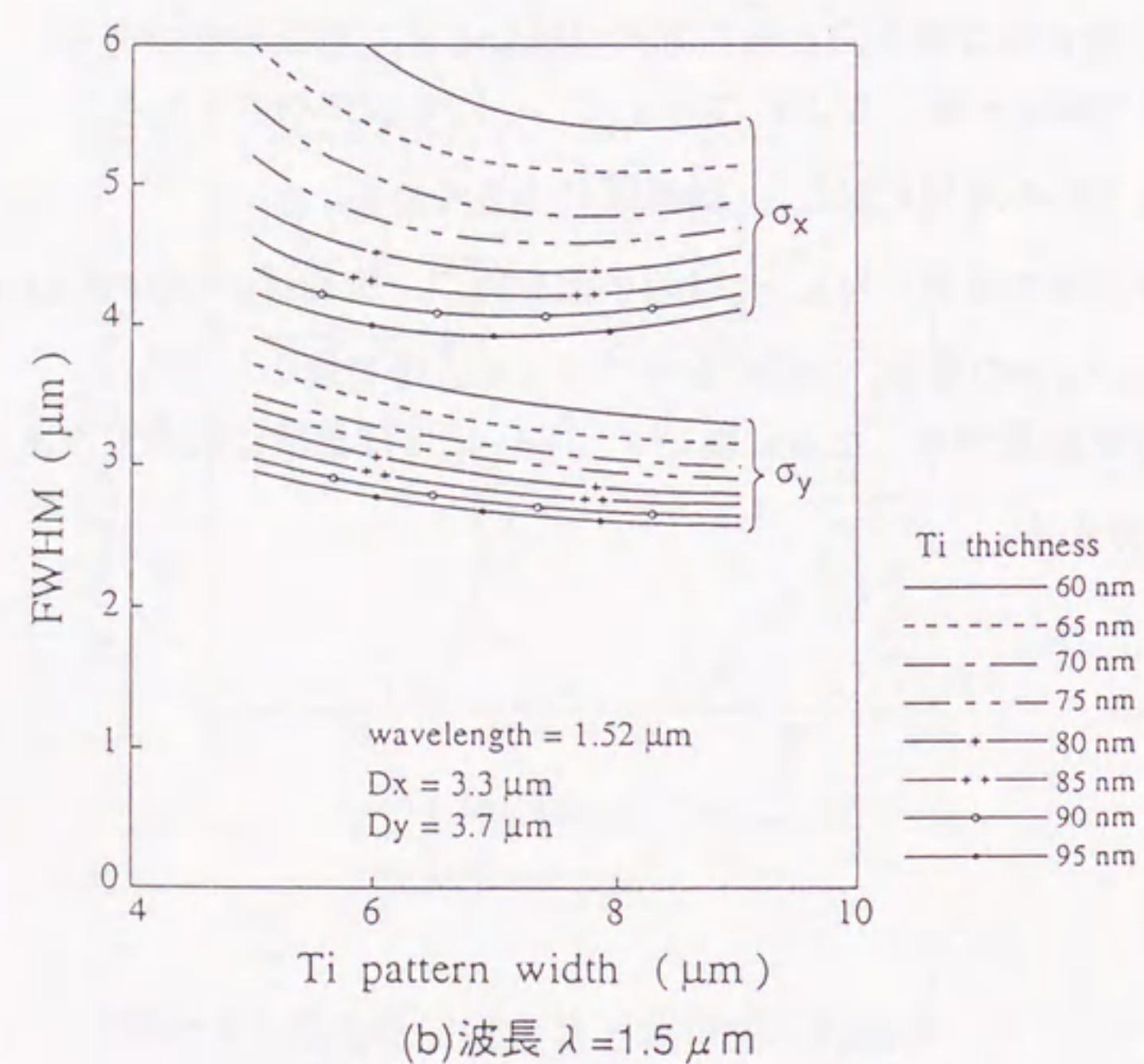
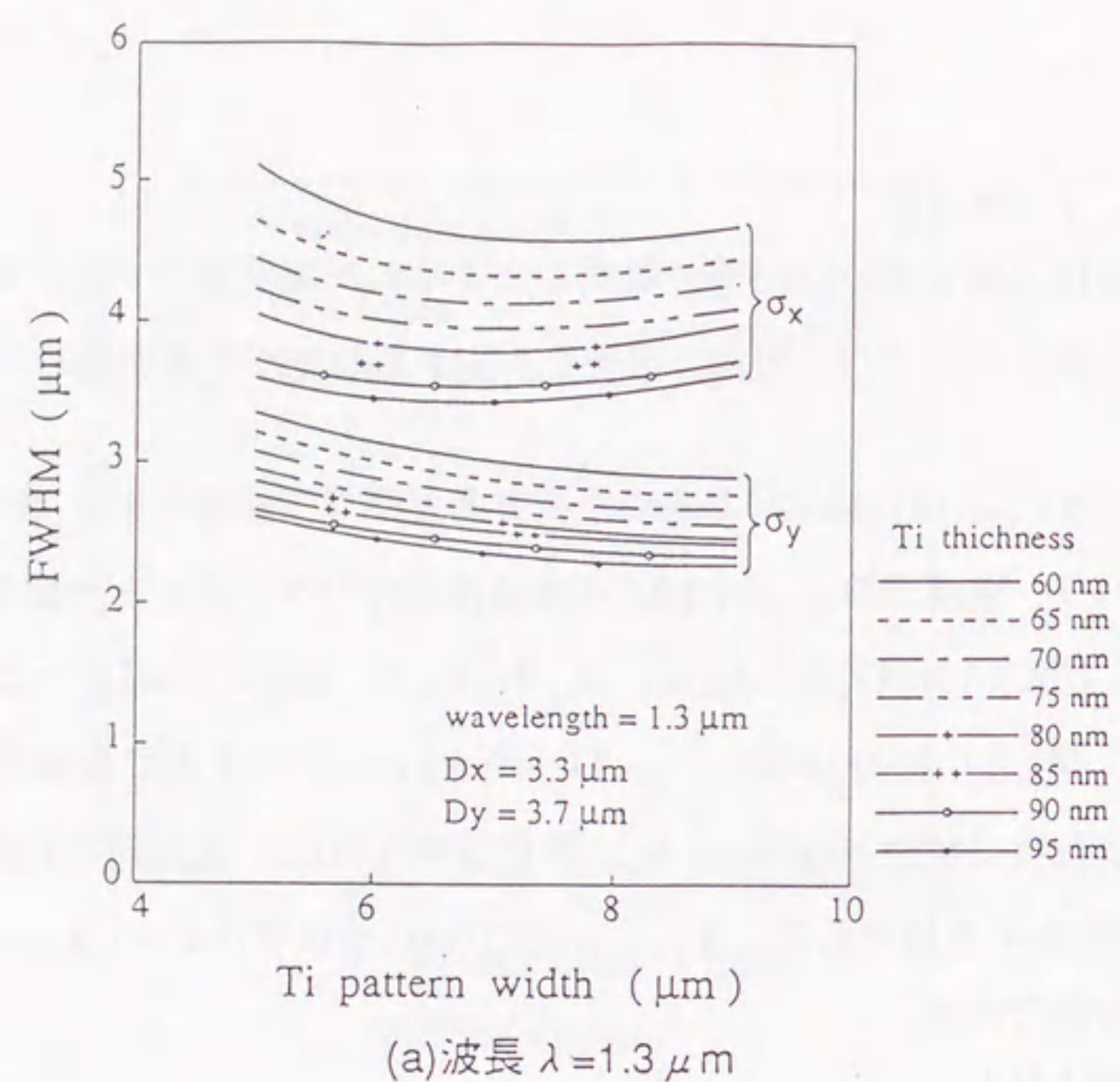


図3.2.10 横方向光パワー強度分布  $\sigma_x$ , 深さ方向光パワー強度分布  $\sigma_y$  と製作条件の関係( $D_x=3.3 \mu\text{m}$ ,  $D_y=3.7 \mu\text{m}$ )

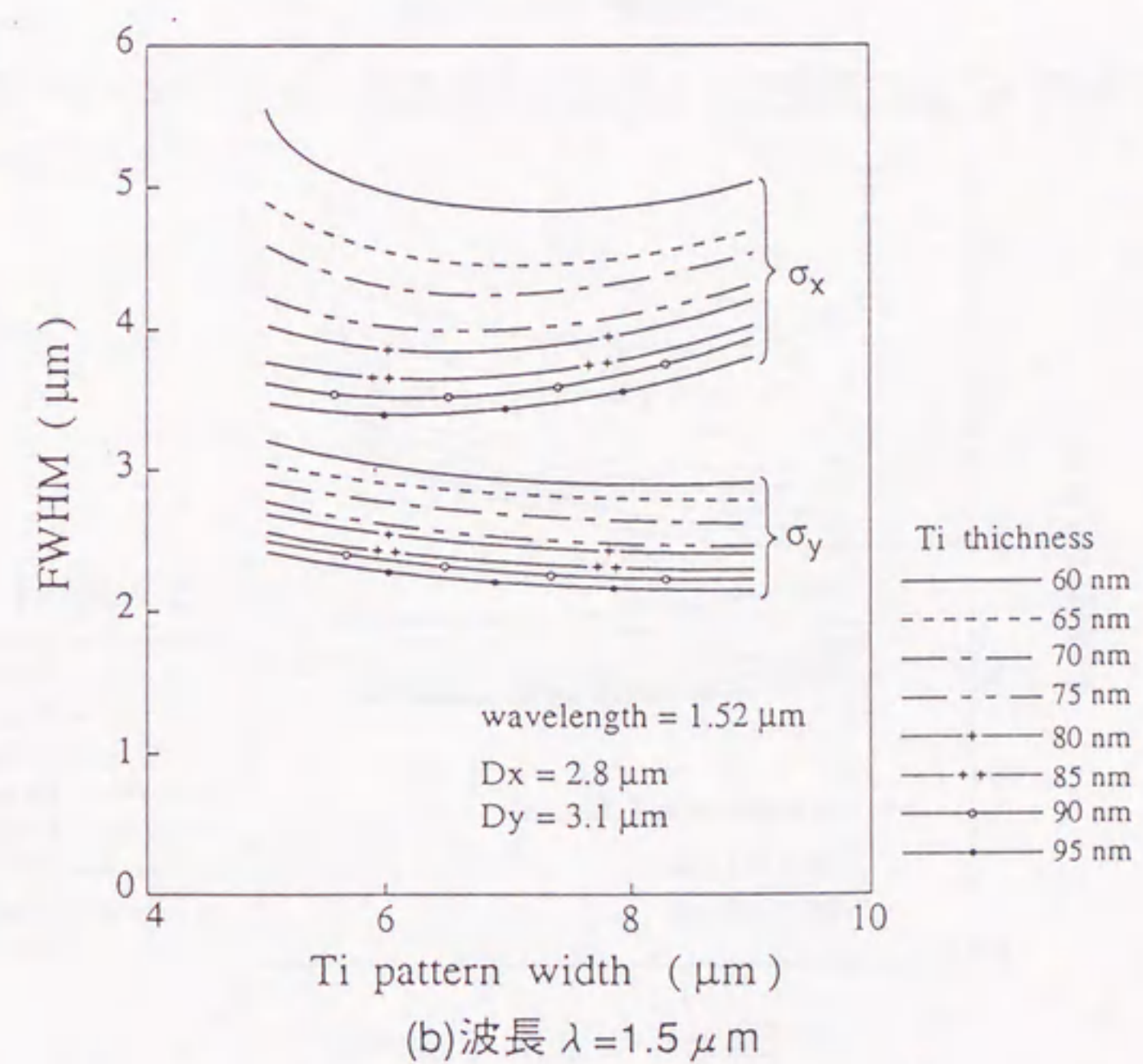
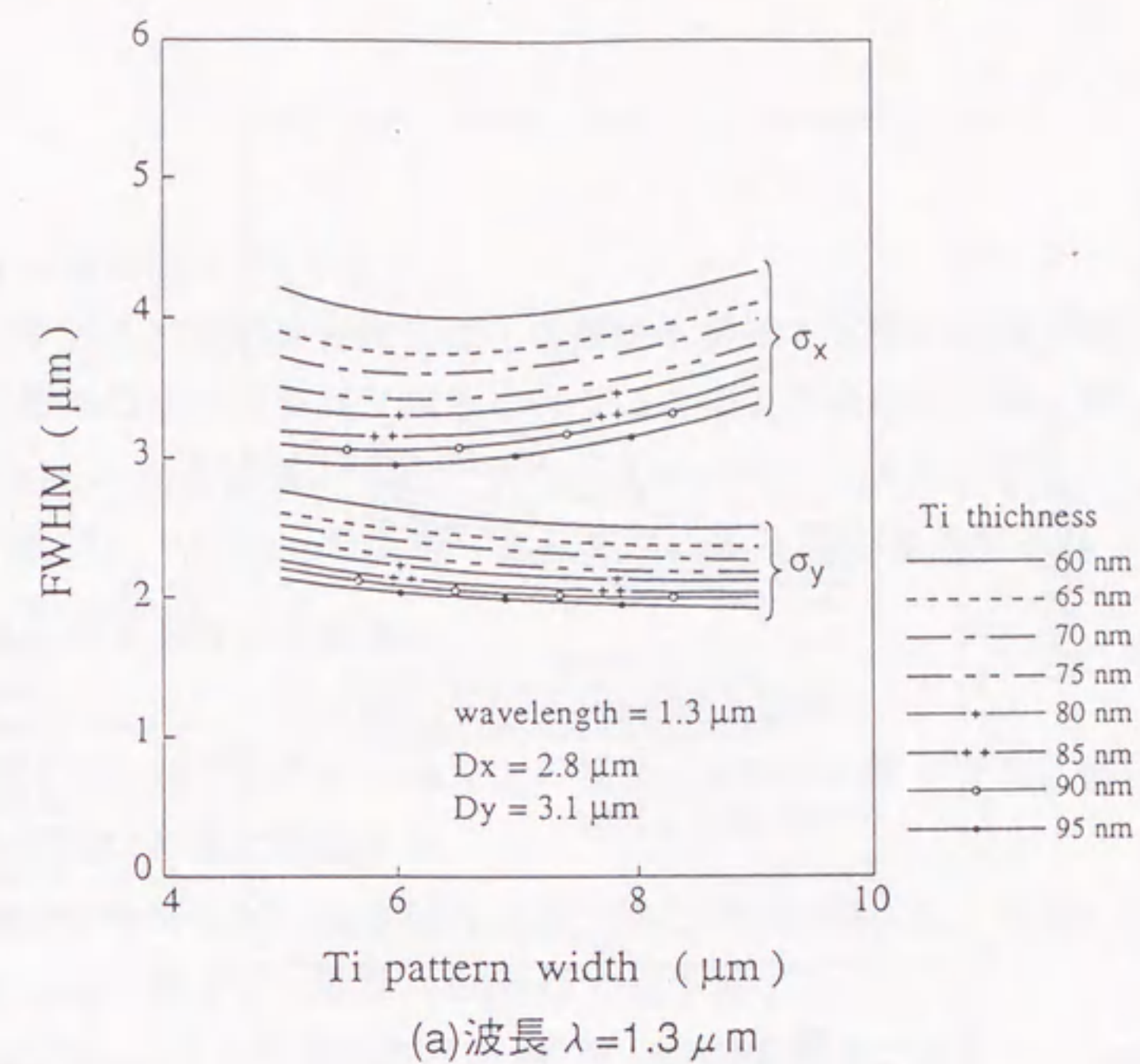


図3.2.11 横方向光パワー強度分布  $\sigma_x$ , 深さ方向光パワー強度分布  $\sigma_y$  と製作条件の関係( $D_x=2.8 \mu\text{m}$ ,  $D_y=3.1 \mu\text{m}$ )



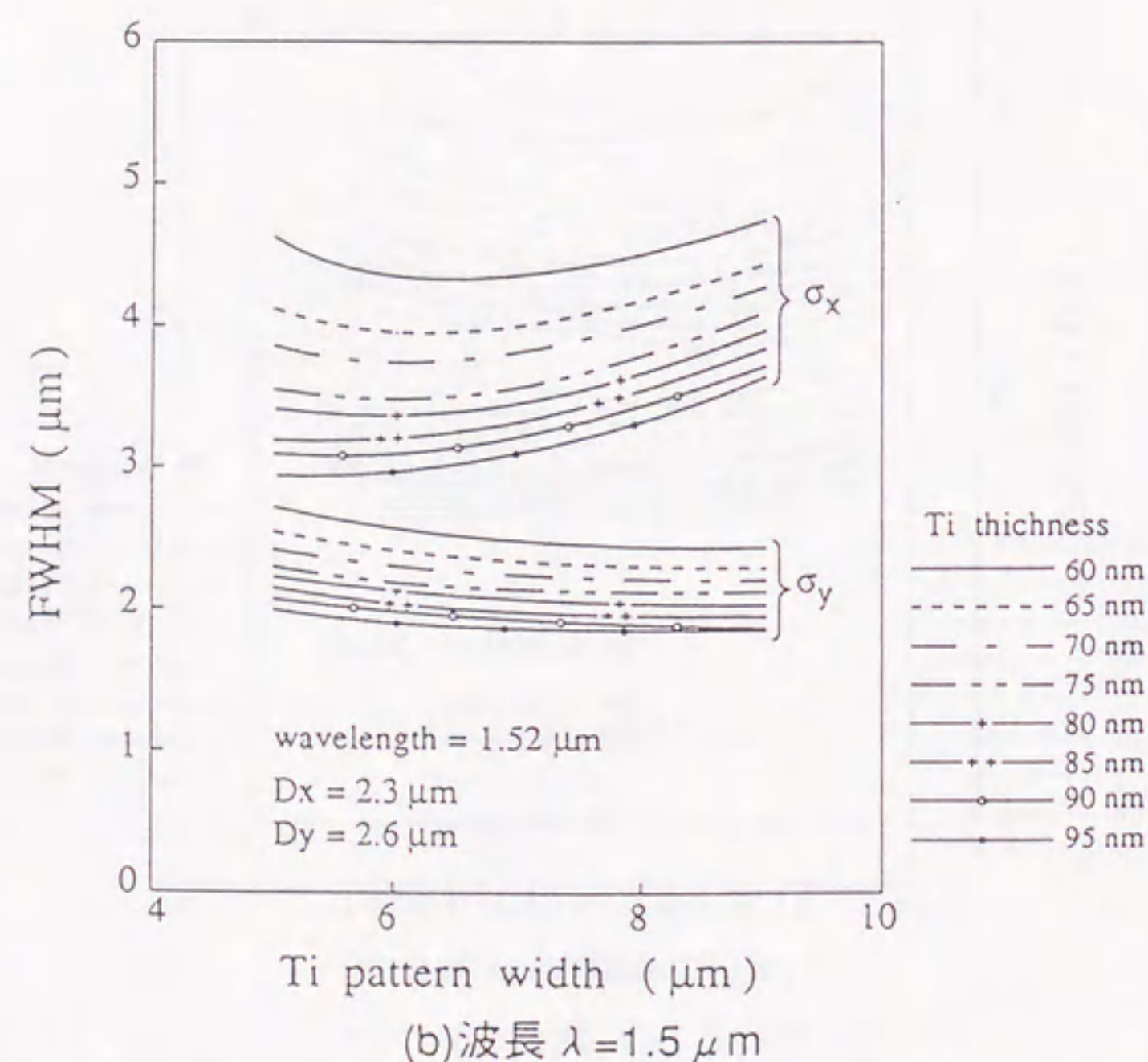
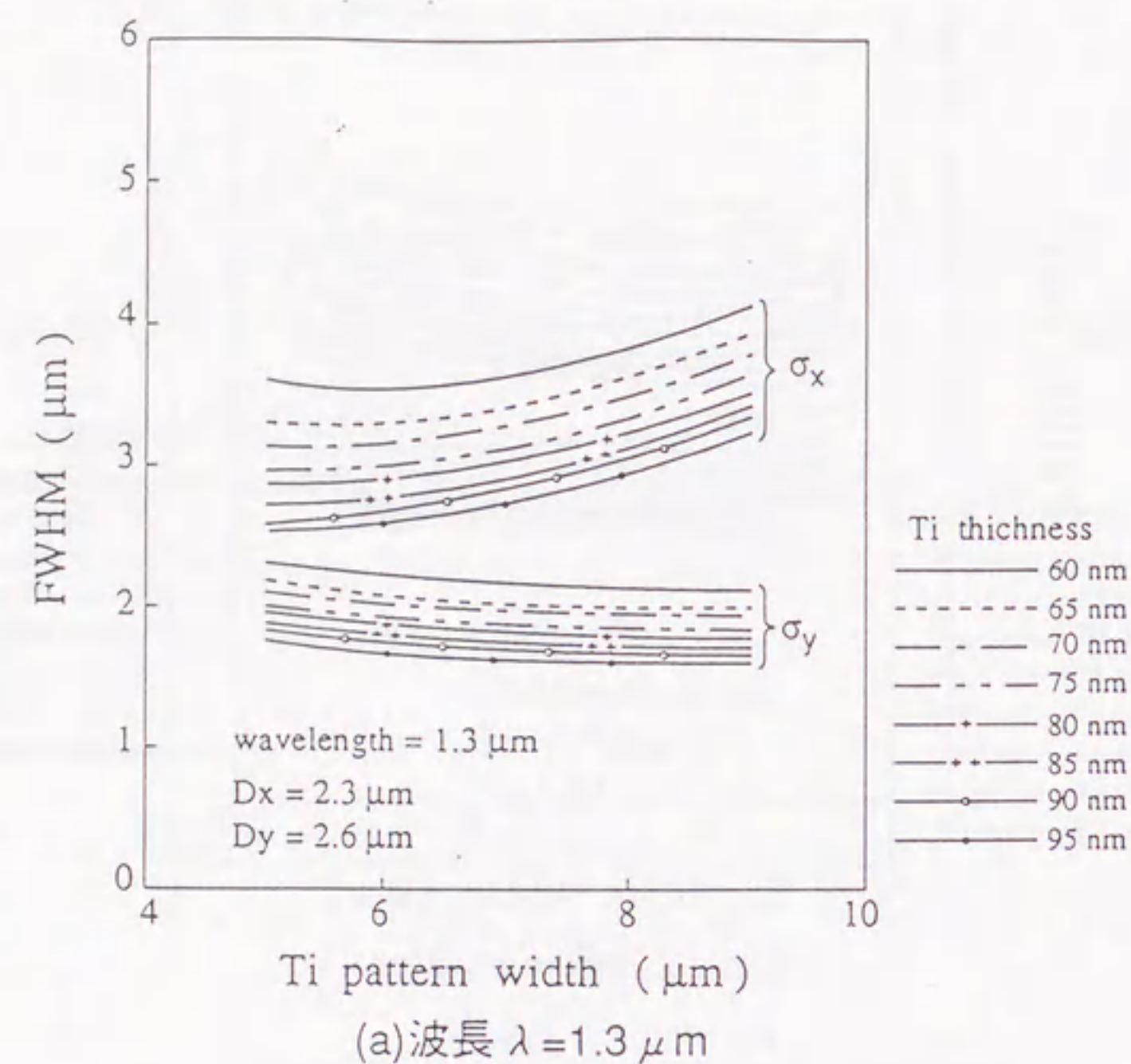


図3.2.12 横方向光パワー強度分布  $\sigma_x$ , 深さ方向光パワー強度分布  $\sigma_y$  と製作条件の関係 ( $D_x = 2.3 \mu\text{m}$ ,  $D_y = 2.6 \mu\text{m}$ )

### 3. 2. 4 結合損失

導波路-ファイバ間の結合損失は、導波路を伝搬する光の強度分布とファイバの光強度分布のオーバーラップ積分を行うことにより求められる。図3.2.13にMSSMで算出した結合損失と導波路製作パラメータとの関係を示す。ここで、 $D_x = 3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 3.7 \mu\text{m}$ を仮定した。また、(a)及び(b)はそれぞれ  $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$  及び  $1.5 \mu\text{m}$  に対する特性である。

この結果より、

- (1) 波長  $1.52 \mu\text{m}$ 、Ti幅が  $6 \mu\text{m}$  以上の場合、Ti膜厚が厚くなるに従い結合損失は単調に増加する。
- (2) Ti膜厚の増加に対し結合損失は極小値を持つ。例えば、波長  $1.52 \mu\text{m}$ 、Ti幅  $5 \mu\text{m}$  の場合、Ti膜厚  $77\text{nm}$  近傍で最小となる。
- (3) Ti幅が  $6 \mu\text{m}$  以上の場合、波長  $1.52 \mu\text{m}$  の結合損失は波長  $1.3 \mu\text{m}$  の値より小さい。
- (4) Ti幅が  $7 \mu\text{m}$  以上では、結合損失はTi幅よりTi膜厚に大きく依存する。ことが分かる。



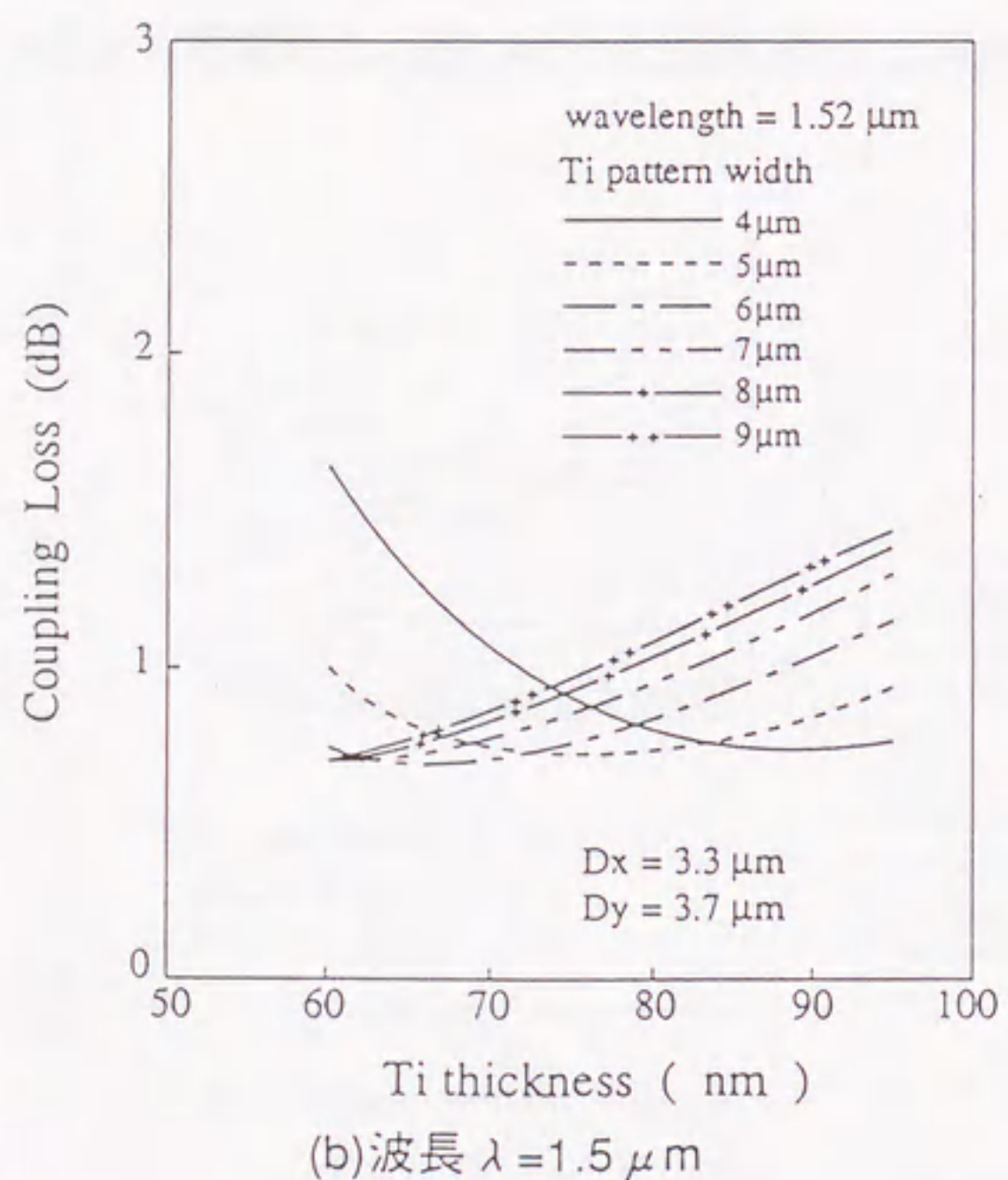
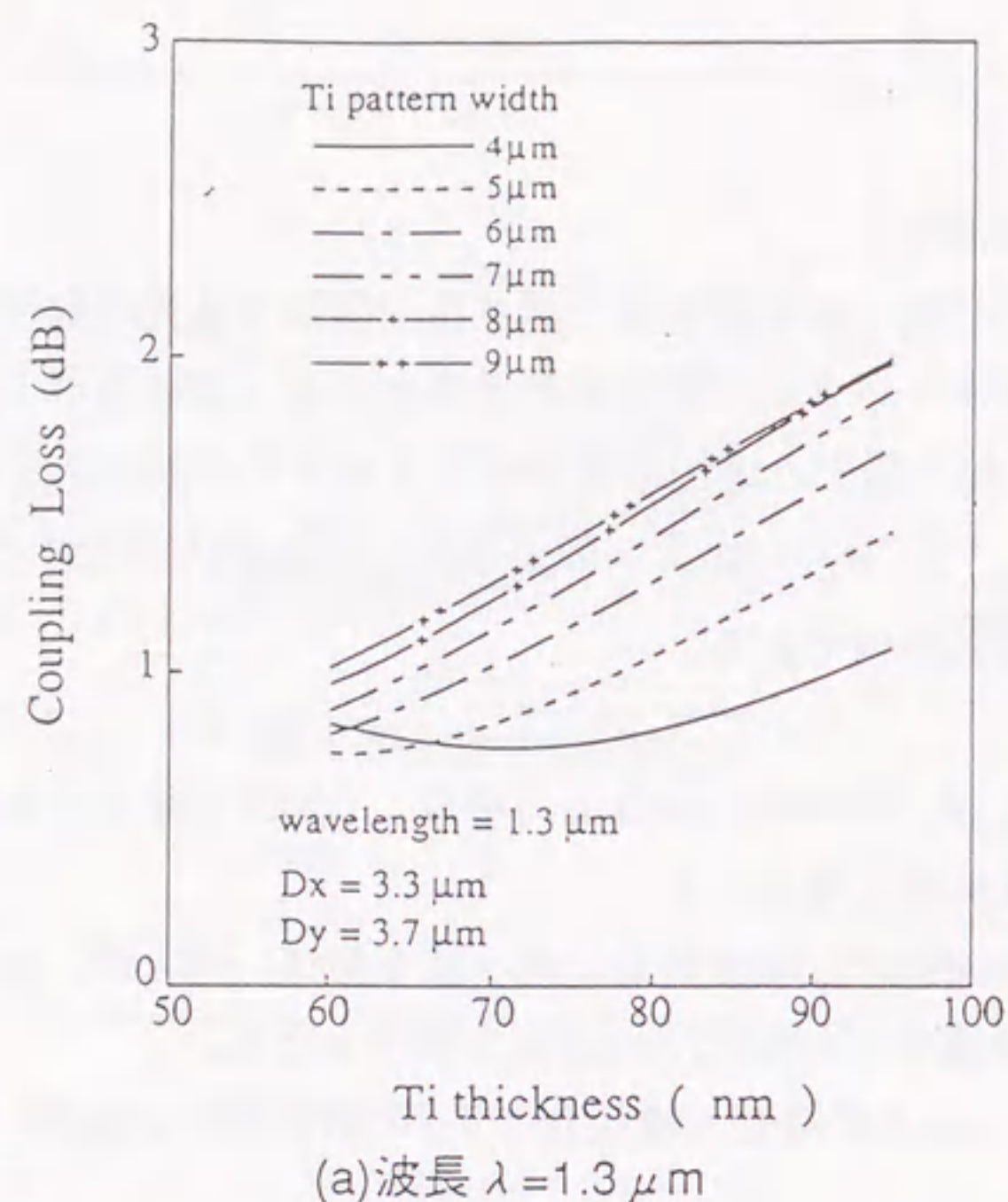


図3.2.13 導波路-ファイバ間の結合損失の関係( $D_x=3.3 \mu\text{m}$ ,  $D_y=3.7 \mu\text{m}$ )

### 3.3 Y分岐導波路の解析

Y分岐導波路, 曲がり導波路などの伝搬方向に対し導波路形状が変化する場合には前節で述べたMSSMのような定常波動解析はそのまま適用できない。

近年、FeitとFleckにより提案されたビーム伝搬法<sup>(3)</sup>(Beam Propagation Method: BPM)は、このような問題に対し威力を発揮する解析手法である。

本節では、最初にBPMの基礎的概念について説明した後、MSSMをBPMと組合せて3次元光導波路解析へ拡張することによって、低損失分岐導波構造を明らかにした。

#### 3.3.1 ビーム伝搬法

3次元スカラー波動方程式

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} + \nabla_{\perp}^2 E + k_0^2 n(x, y, z)^2 E = 0 \quad (3.3.1)$$

$$\nabla_{\perp}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (3.3.2)$$

において、電界  $E(x, y, z)$  を

$$E(x, y, z) = \phi(x, y, z) \exp(-j k_0 n_s z) \quad (3.3.3)$$

と表す。

ただし、ここで  $n_s$  はクラッド屈折率である。

式(3.3.3)を(3.3.1)に代入すると

$$-\frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} + 2j k_0 n_s \frac{\partial \phi}{\partial z} = \nabla_{\perp}^2 \phi + k_0^2 (n(x, y, z)^2 - n_s^2) \phi \quad (3.3.4)$$

式(3.3.4)の左辺第1項を弱導波条件の仮定のもとに無視すれば、次のようなフレネル方程式と呼ばれる放物型微分方程式を得る。

$$2j k_0 n_s \frac{\partial \phi}{\partial z} = \nabla_{\perp}^2 \phi + k_0^2 (n(x, y, z)^2 - n_s^2) \phi \quad (3.3.5)$$

式(3.3.5)を更に変形すると、



$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -j \left( \frac{\nabla_{\perp}^2}{2 k_0 n_s} + k_0 \delta n \right) \phi \quad (3.3.6)$$

$$\delta n = n(x, y, z) - n_s \quad (3.3.7)$$

が得られる。

したがって、伝搬方向に沿って距離  $\Delta z$  の伝搬後の複素電界振幅  $\phi(z + \Delta z)$  は、式(3.3.6)より、初期複素電界振幅  $\phi(z)$  と次のように関係づけられる。

$$\phi(z + \Delta z) = \exp \left[ -j \left( \frac{\nabla_{\perp}^2}{2 k_0 n_s} + k_0 \delta n \right) \Delta z \right] \phi(z) \quad (3.3.8)$$

ここで、(3.3.8)の右辺の指数演算子の分割による演算子の対称化近似を適用することによって、最終的にフレネル近似によるBPMの計算式

$$\phi(z + \Delta z) = \exp \left( -j \frac{\nabla_{\perp}^2 \Delta z}{4 k_0 n_s} \right) \exp(-j k_0 \delta n \Delta z) \exp \left( -j \frac{\nabla_{\perp}^2 \Delta z}{4 k_0 n_s} \right) \phi(z) \quad (3.3.9)$$

を得る。

式(3.3.9)において、1番目と3番目の偏微分を含む指数演算子は  $\Delta z/2$  の均質媒質中の伝搬を表し、高速Fourier変換(FFT)を用いることによって算出できる。また、2番目の指数演算子は位相回転  $(-j k_0 \delta n \Delta z)$  を与えるレンズを表している。

しかしながら、本論文で取り扱う拡散導波路は、屈折率分布が横方向だけでなく深さ方向にも分布しているため、3次元問題として扱わなければならない。更に、クラッドと基板界面の大きな屈折率差のため、フレネル近似のBPMの計算式(3.3.8)を適用することは困難であった。また、 $\Delta z/2$  の均質媒質伝搬を表す指数演算子を算出するため、2次元高速Fourier変換(2D-FFT)を使用する。しかし、2D-FFTに要するCPU時間が長いため効率的な解析は困難であった。参考のため、図3.3.1に1D-FFTと2D-FFTのCPU時間を示す。例えば、サンプリング点数  $M$  を256とした場合、2D-FFTは1D-FFTに比較して700倍程度のCPU時間を必要とする。

これは、1D-FFTのアルゴリズムでは  $2M \log_2 M$  回の乗算を必要とする一方、2D-FFTのそれでは  $4M^2 \log_2 M$  回の乗算を必要とすることからも同様に予想される。そこで、クラッドと基板界面の大きな屈折率差を直接扱うことを避けると共にCPU時間を低減するため、MSSMを使って深さ方向の実効屈折率を算出することによって二次元問題に単純化した。この結果、1D-FFTを使うので、2D-FFTを使用する従来のBPMに比べてCPU時間は  $\sim 1/100$  程度に短縮できる。

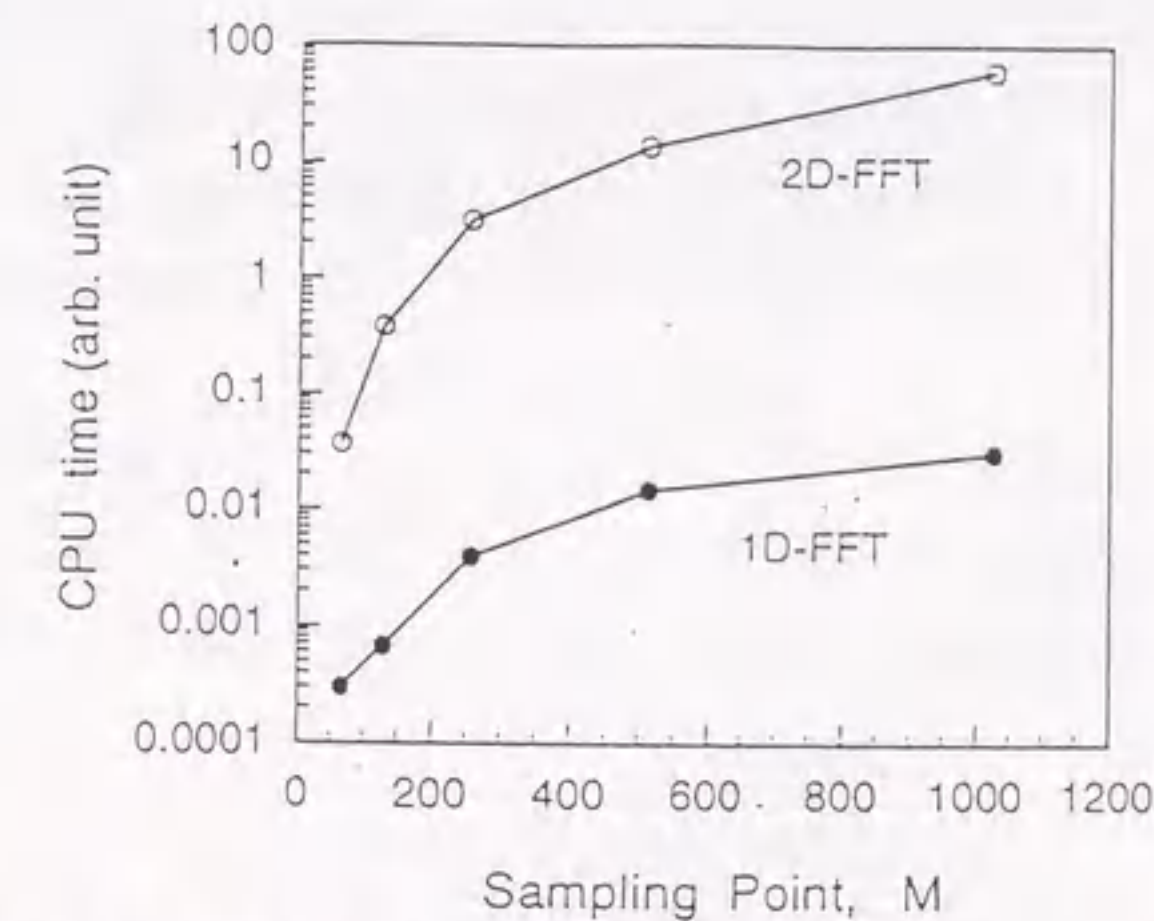


図3.3.1 1D-FFT及び2D-FFTのサンプリング点数に対するCPU時間の関係

図3.3.2は本解析手法を適用して得られた直線導波路を伝播する光のパワー分布を示す。(a)及び(b)はそれぞれガウスモード励振及び固有モード励振に対する伝搬の様子である。図よりガウスモード励振の場合、入射界分布であるガウス分布が導波路の固有モードの界分布に一致しないため入力部で放射モードが生じている。一方、固有モード励振の場合、MSSMによって算出した固有モードが十分な精度であるため、放射モードを生じることなく定常界として伝搬している。なお、直線導波路の伝搬損失はガウスモード励振の場合は0.038dBであるのに対し、固有モード励振の場合は0.0027dBであった。この結果より、MSSMによって算出した実効屈折率と固有モードが十分な精度で計算できていることが示唆されると共にBPMプログラムが正しいことが示された。



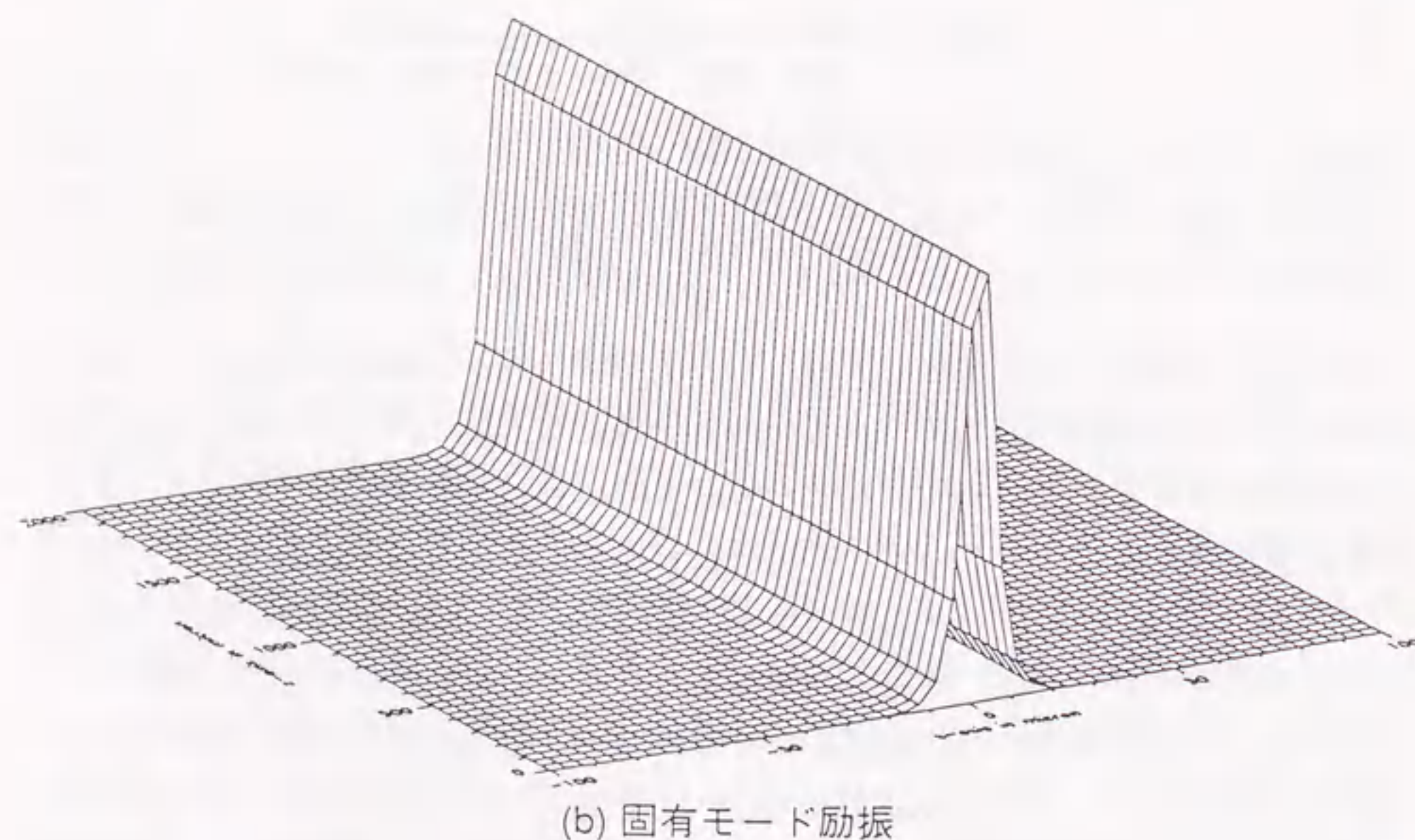
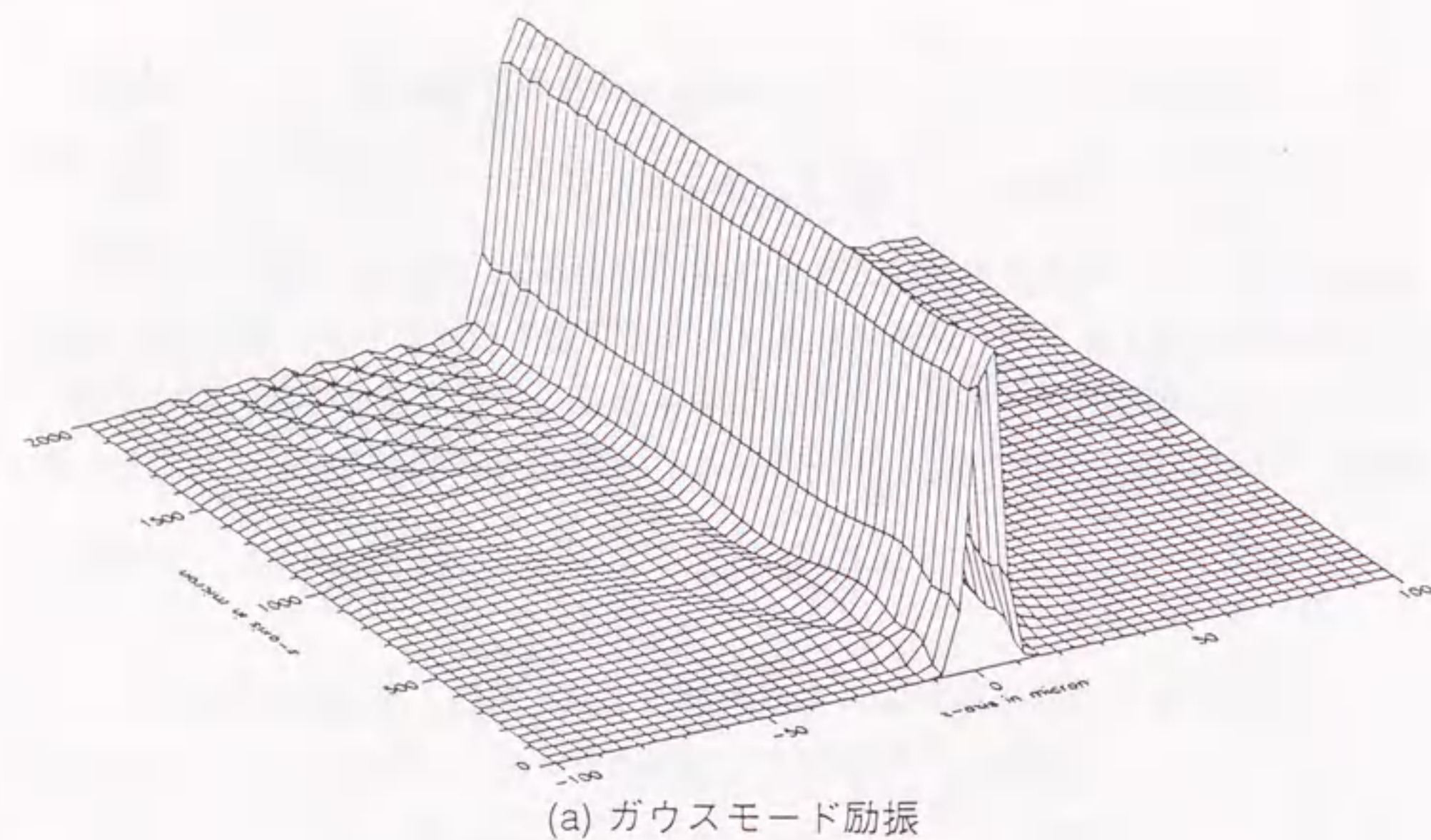


図3.3.2 直線導波路を伝搬する光のパワー分布

### 3.3.2 分岐損失

第1章で言及したようにマッハツェンダー形光変調器において分岐損失の低減は重要な課題である。この課題を克服する方法としては、モード変換型Y分岐導波路<sup>(11)-(13)</sup>やアンテナ結合型Y分岐導波路<sup>(14)</sup>が提案されている。モード変換型は、分岐部で発生する高次モード(放射モードを含む)と基本モードのモード間での結合を利用して低損失化を図る構造である。したがって、導波路の伝搬定数及びモード間の結合係数に依存するため製作性に問題がある。一方、アンテナ結合型は分岐部に設けた低屈折率部により入射波を一旦放射させ、それをアンテナ状に配置した導波路で受け再び導波モードに戻す構成である。この構成は低損失かつ広分岐角を実現できることが理論計算によって示されているが、実際には低屈折率部の製作に問題があるため、十分な分岐損失低減が達成されていない。

ここでは分岐損失低減を目的として、最初に従来のY分岐導波路について解析し、その導波特性を明らかにする。次に、製作性が良好で低損失な分岐導波路を提案すると共に、シミュレーションによって提案した構造の有効性を明らかにする。

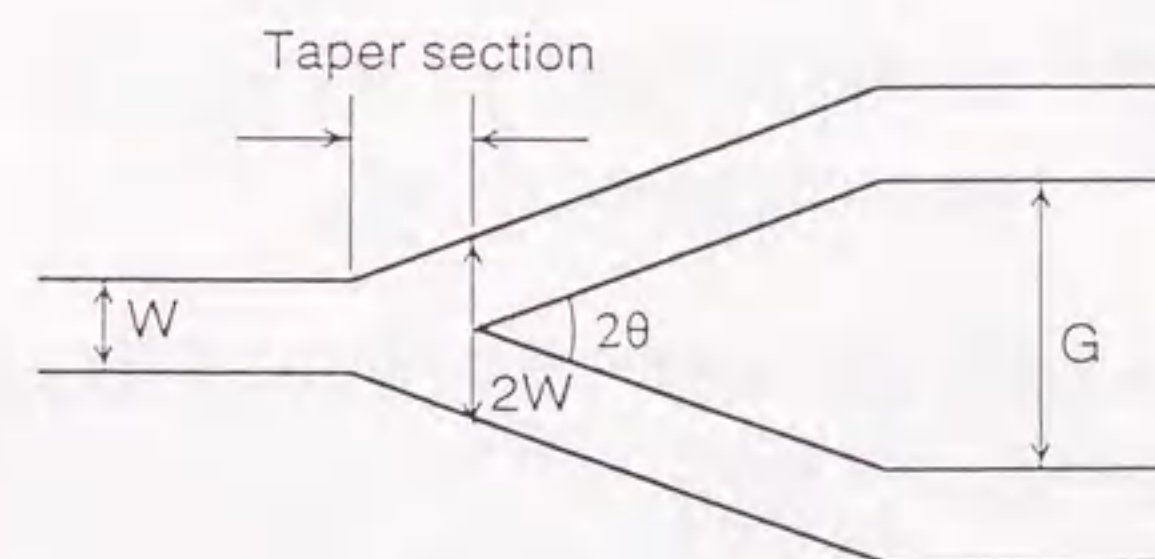


図3.3.3 直線形Y分岐導波路の構成



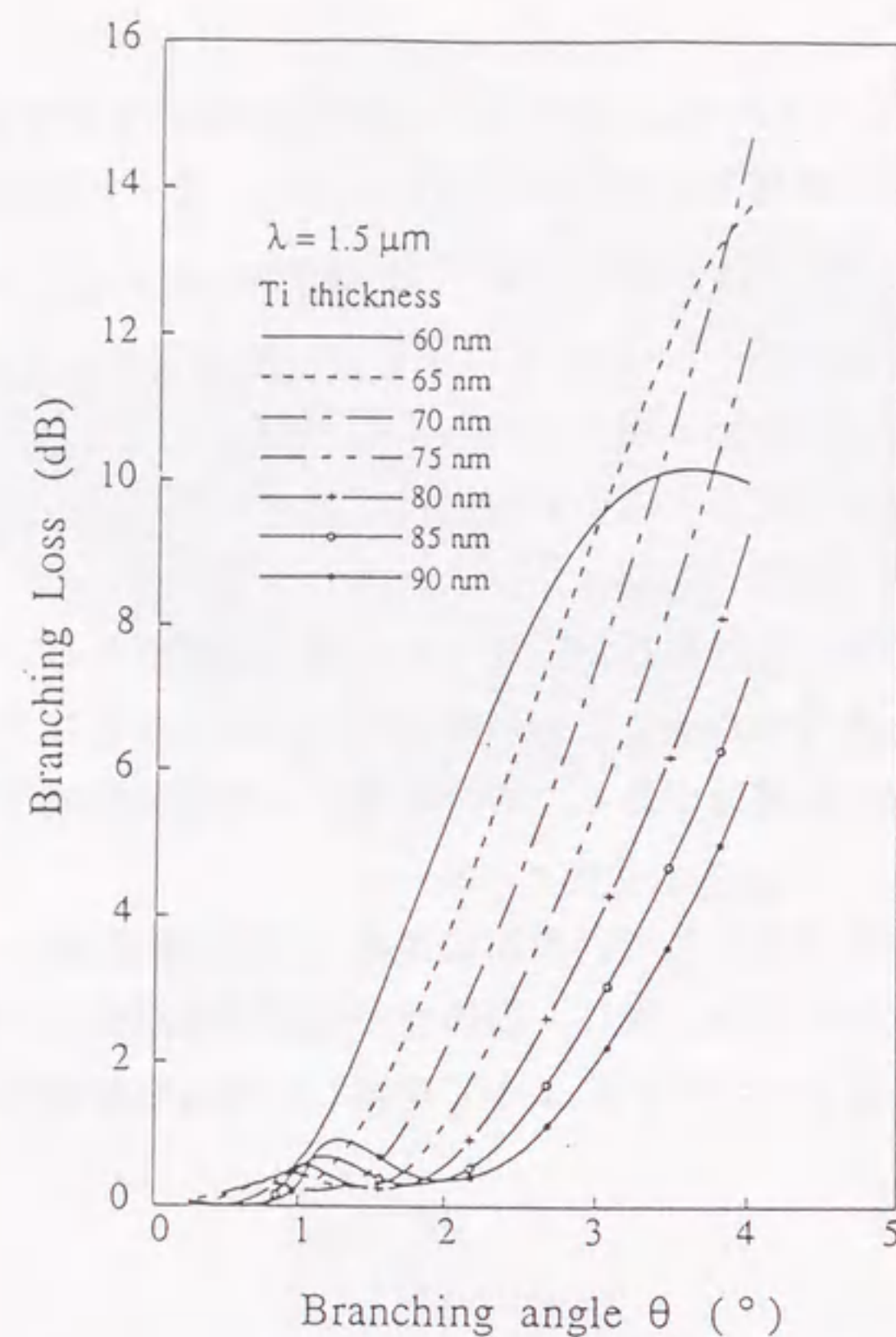


図3.3.4 直線形Y分岐導波路の分岐角  $\theta$  に対する分岐損失の関係

通常使用されている直線形Y分岐導波路の構成を図3.3.3に示す。図3.3.4は、 $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$ における直線形Y分岐導波路の分岐角  $\theta$  に対する分岐損失の関係を示す。ここで、Ti幅 $w = 6 \mu\text{m}$ 、導波路間隔 $G = 25 \mu\text{m}$ 、拡散定数 $D_x = 3.3 \mu\text{m}$ 、 $D_y = 3.7 \mu\text{m}$ を仮定した。この図から、分岐角  $\theta$  に対し分岐損失は振動的に増加し、 $\lambda = 1.5 \mu\text{m}$ において、 $\theta$ が $0.6^\circ$ 近傍で最小となる。振動する理由は、導波モードと放射モードとの結合により周期的に放射損失の増加をもたらしていると考えられる。同図から明らかなように、分岐損失にはTi膜厚 $d$ の影響が顕著で、 $0.8 \leq \theta \leq 1.8^\circ$ の範囲を除くと、Ti膜厚の増加に対しほぼ一様に減少することが

わかる。しかし、いずれの場合についても $\theta = 1^\circ$ 以下では分岐損失は $0.7 \text{ dB}$ 以下であることが分かる。図3.3.4は分岐部が理想的に形成された場合の計算結果であるが、通常のプロセスでは図3.3.5に示すように分岐部先端になまりが生じる。この結果、分岐部の前後でパワー分布の形状が不連続となるため過剰損失が発生する。

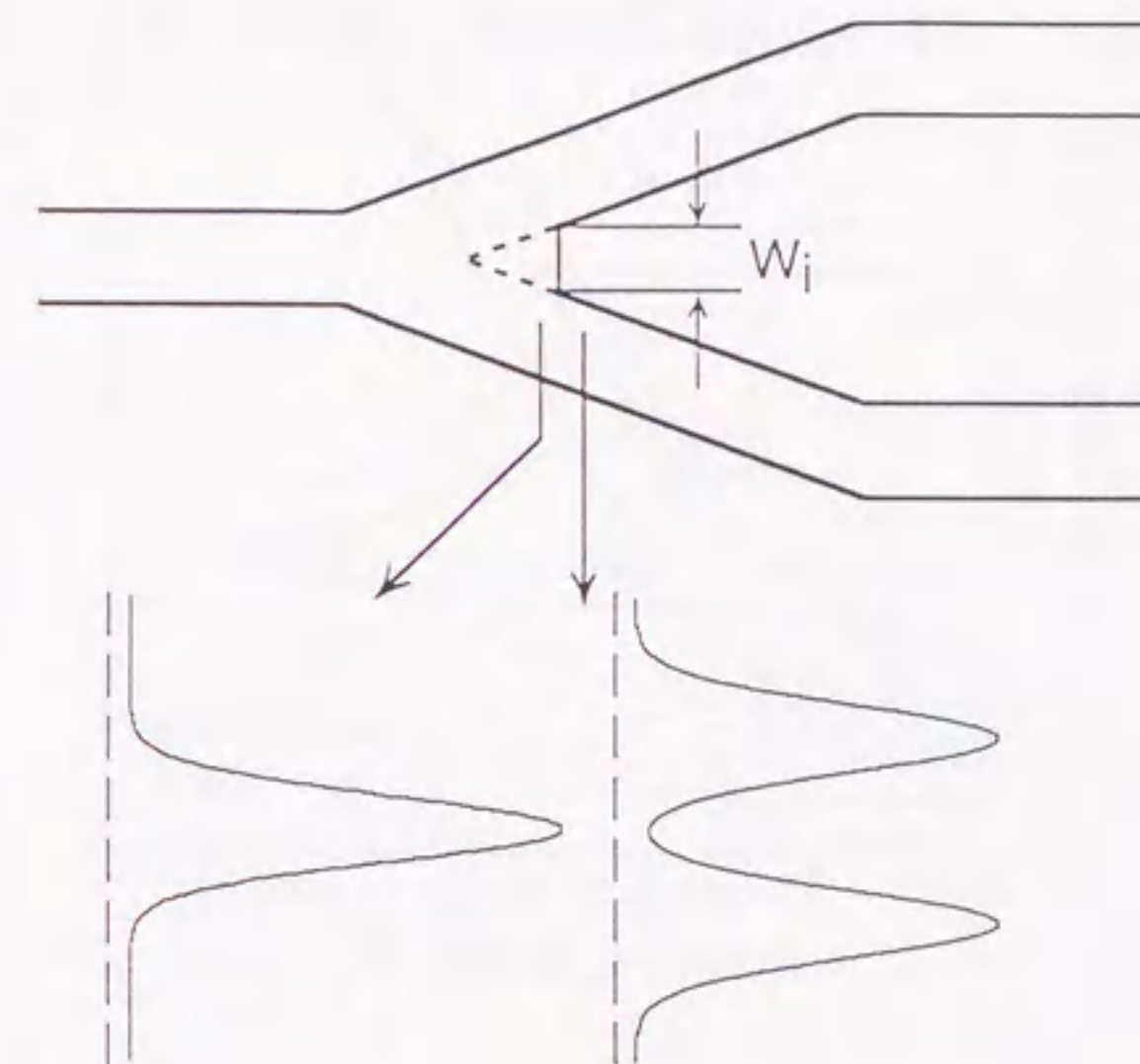


図3.3.5 分岐先端のなまり

図3.3.6はTi幅 $W = 6 \mu\text{m}$ 、分岐角 $\theta = 1^\circ$ の場合の分岐先端のなまり幅 $W_i$ を考慮したときの分岐損失である。一般に $W_i$ の増加により放射損失は増加し、その傾向はTi膜厚に大きく依存する。通常のフォトリソグラフィによるプロセスを用いる時、 $W_i$ は $1 \mu\text{m}$ 以下に抑えられるため、同図(b)より明らかなように、Ti膜厚を $60 \sim 90 \text{ nm}$ とした場合、分岐損失は $0.75 \text{ dB}$ 以下に抑えられる。



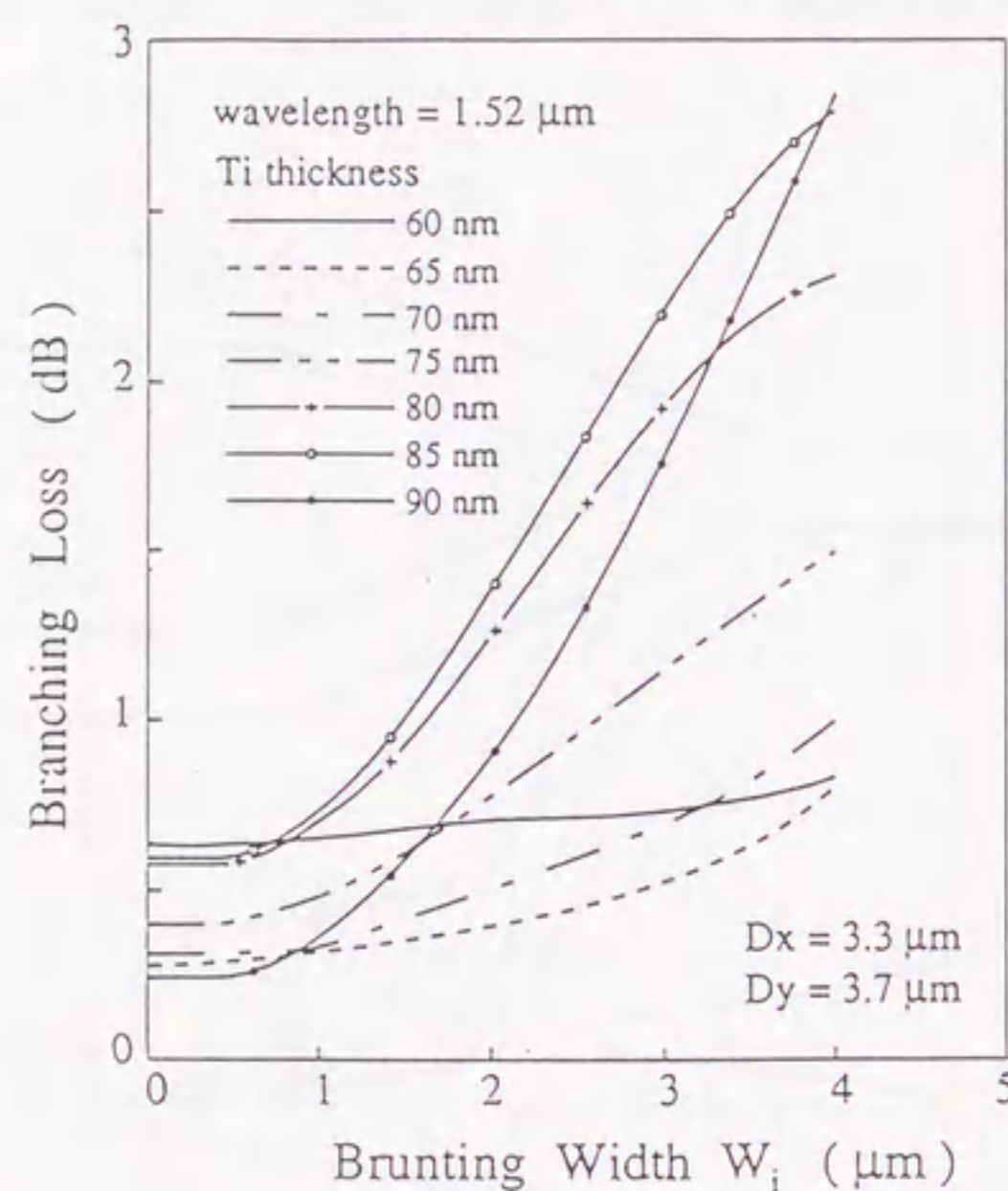


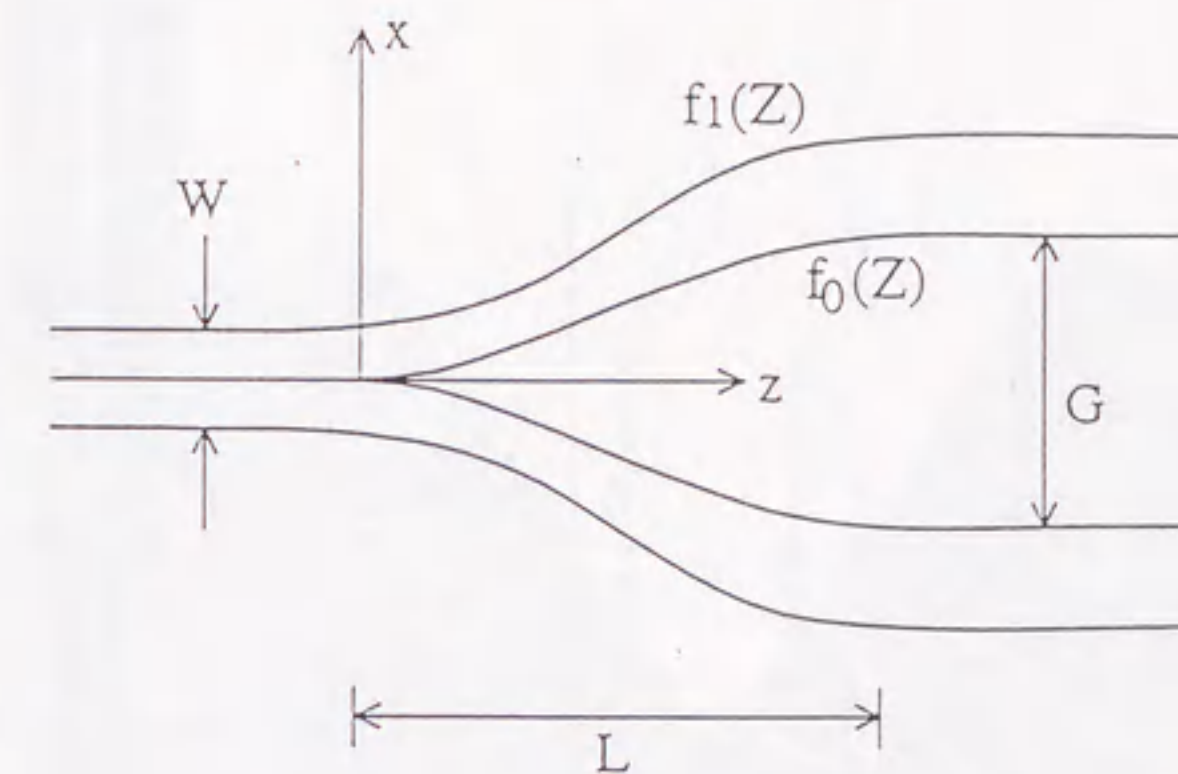
図3.3.6 分岐先端のなまり幅 $W_i$ と分岐損失の関係

さらに、分岐損失を低減するため、図3.3.7に示す新しい構造のY分岐導波路(RAISED-COSINE形Y分岐導波路)を考案した。RAISED-COSINE形Y分岐の分岐部長さ $L$ は直線形の分岐角 $\theta$ と次の関係式が成り立つ。

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{G+W}{2L} \right) \quad (3.3.9)$$

すなわち、分岐部長さ $L$ の増加に対して分岐角 $\theta$ は一様に減少する。例えば、導波路間隔 $G=25\mu\text{m}$ 、Ti幅 $W=6\mu\text{m}$ のとき、分岐部長さ $L$ が1.0mm, 2.0mm, 3.0mmに対してRAISED-COSINE形Y分岐と分岐部長さが等しい直線形Y分岐の分岐角 $\theta$ は $0.89^\circ$ ,  $0.44^\circ$ ,  $0.30^\circ$ である。

この構造では分岐部が入射側直線導波路に滑らかに接続されているとともに、従来の直線形Y分岐と比較して、テーパ導波路にくさび形状の低屈折率領域が存在するため導波光の波面が傾き、放射損失の低減が期待できる。

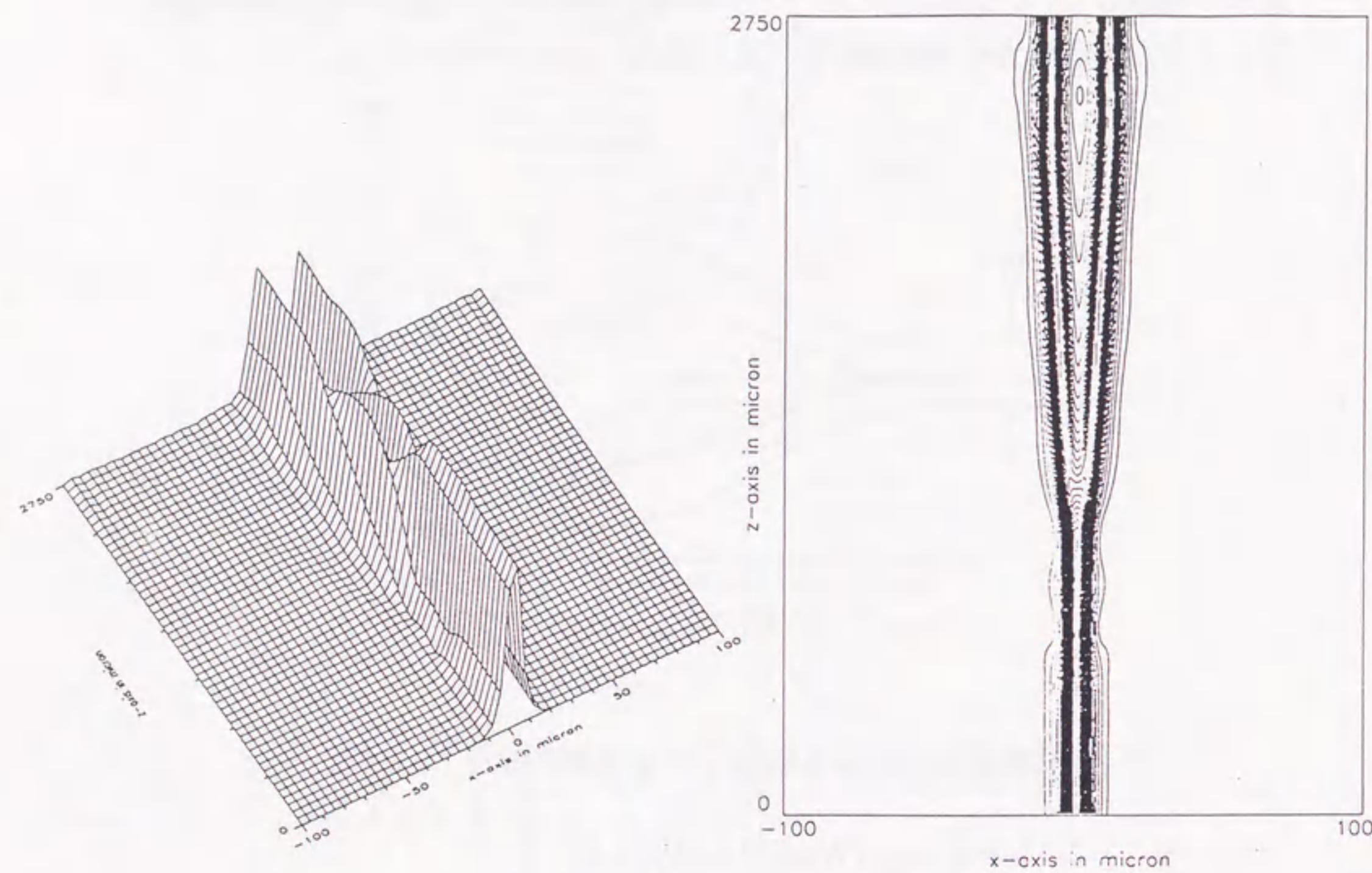


$$\left. \begin{aligned} f_0(Z) &= \frac{G}{4} \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{L} z\right) \right] \\ f_1(Z) &= \frac{W}{2} + \frac{1}{4} (W+G) \left[ 1 - \cos\left(\frac{\pi}{L} z\right) \right] \end{aligned} \right\} 0 \leq z \leq L$$

図3.3.7 RAISED-COSINE形Y分岐導波路の構成

図3.3.8(a)~(c)は直線形Y分岐導波路を導波する光のパワー分布の鳥瞰図と等高線図を示す。それぞれ、分岐角が $0.5^\circ$ ,  $1.0^\circ$ ,  $2.0^\circ$ の構造に対する計算結果である。分岐角が小さくなるに従い波面の傾きに起因する放射モードが抑圧されている様子が分かる。また、テーパ部では導波路幅が広がるためモード変換が生じると共に、分岐部近傍の導波光強度が振動的に変化している。

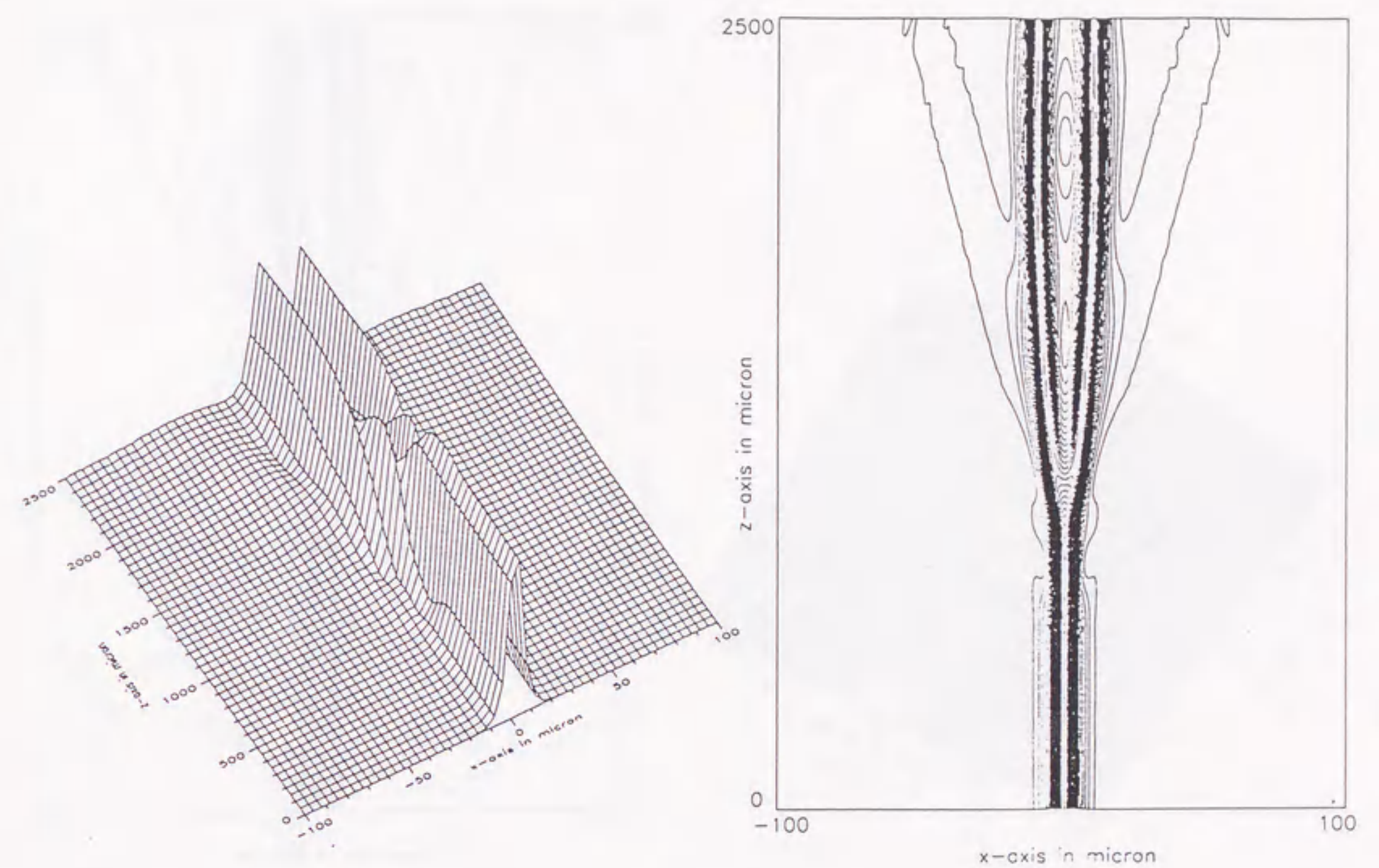




鳥瞰図

等高線図

図3.3.8 (a) 直線形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐角  $\theta = 0.5^\circ$

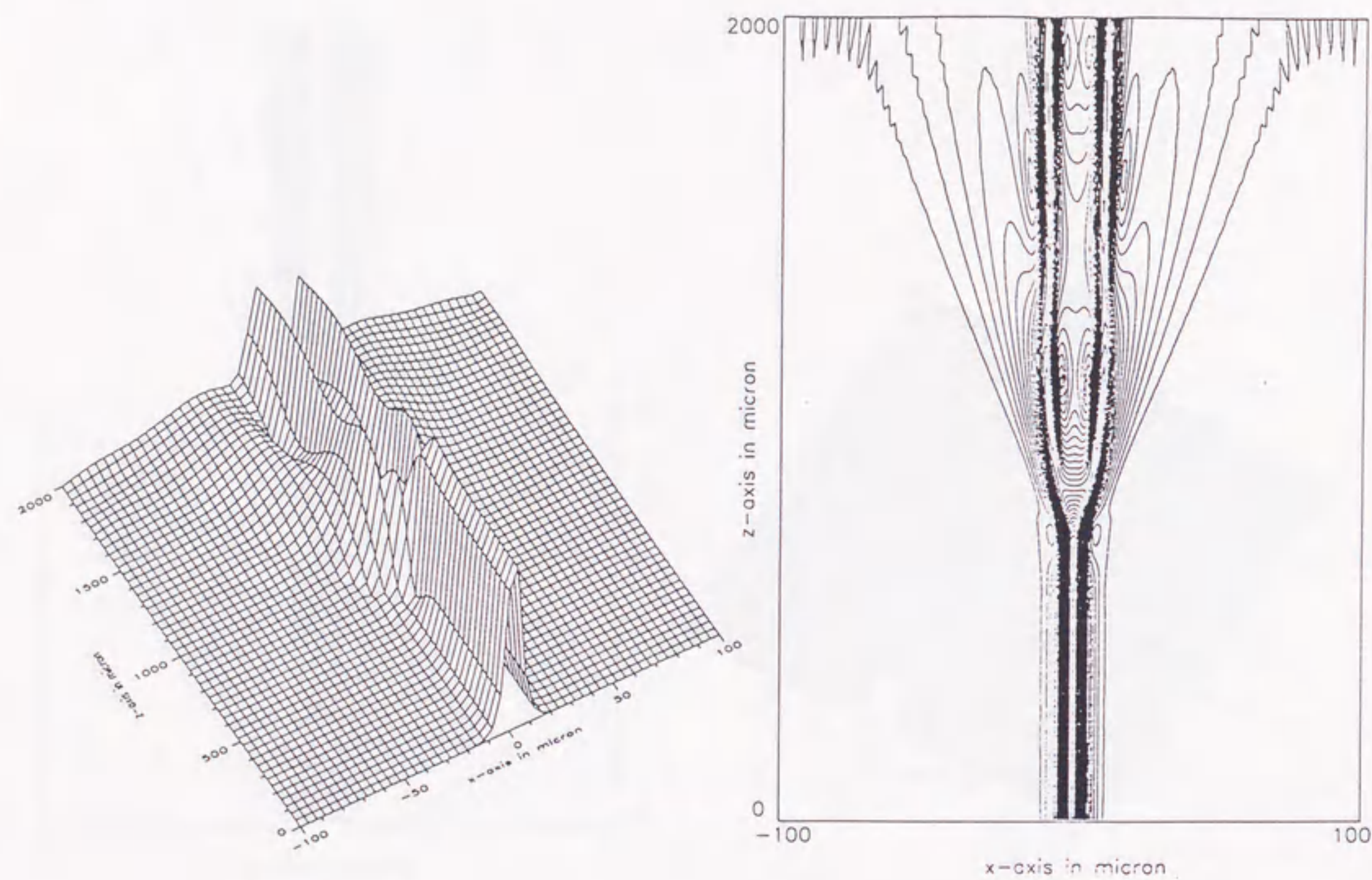


鳥瞰図

等高線図

図3.3.8 (b) 直線形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐角  $\theta = 1.0^\circ$

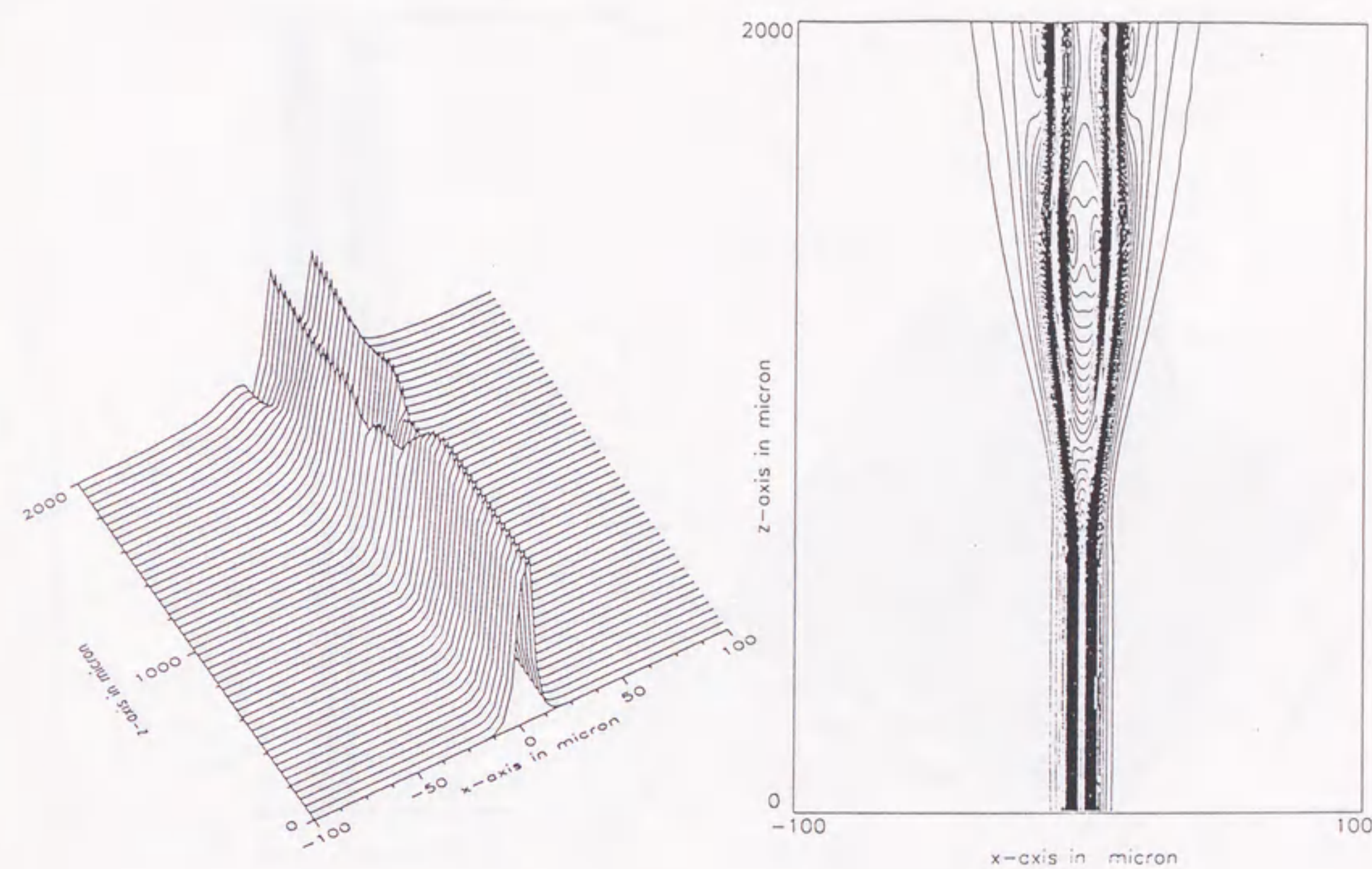




鳥瞰図

等高線図

図3.3.8 (c) 直線形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐角  $\theta = 2.0^\circ$

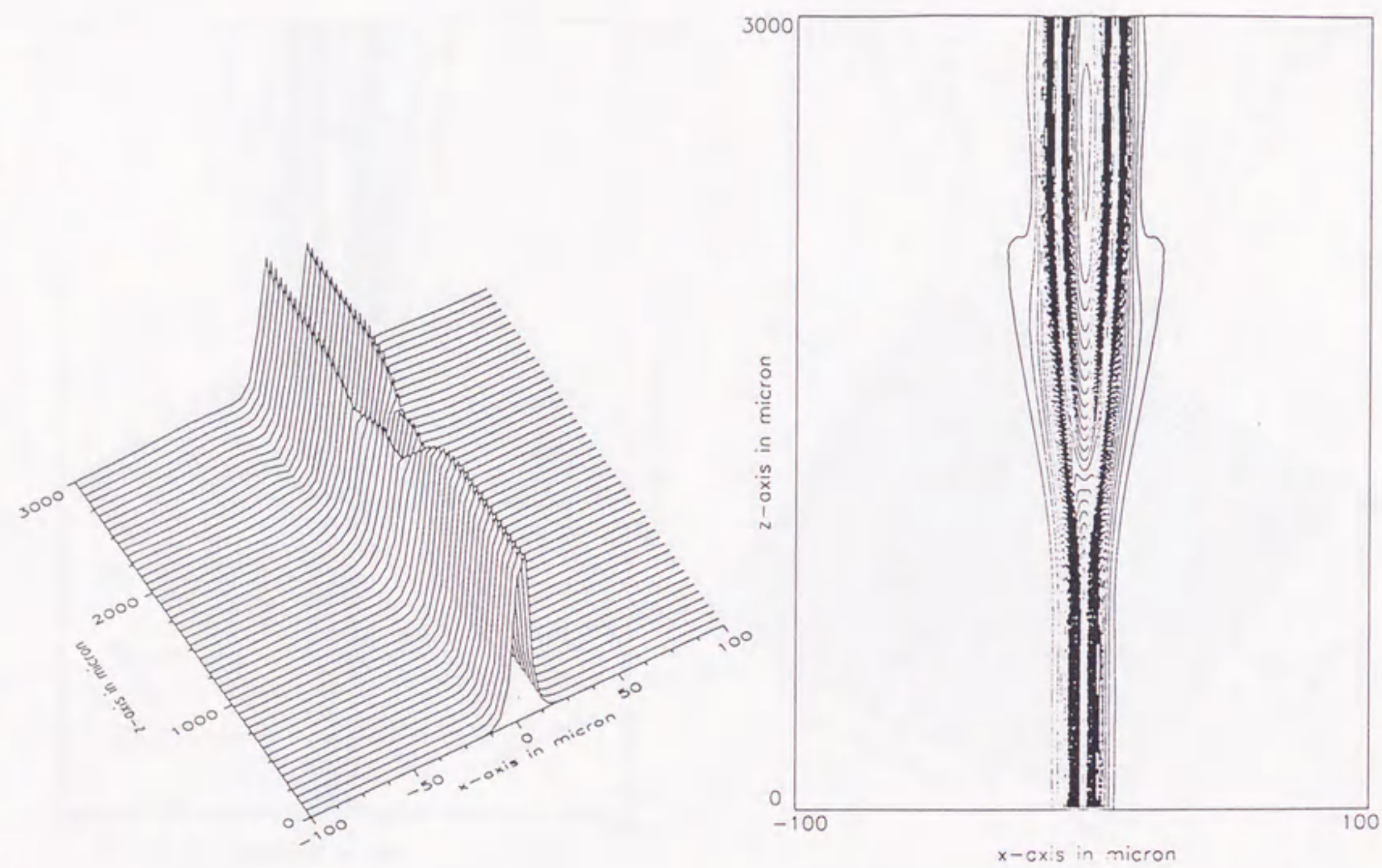


鳥瞰図

等高線図

図3.3.9 (a) RAISED-COSINE形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐部長さ  $L = 1.0 \text{ mm}$

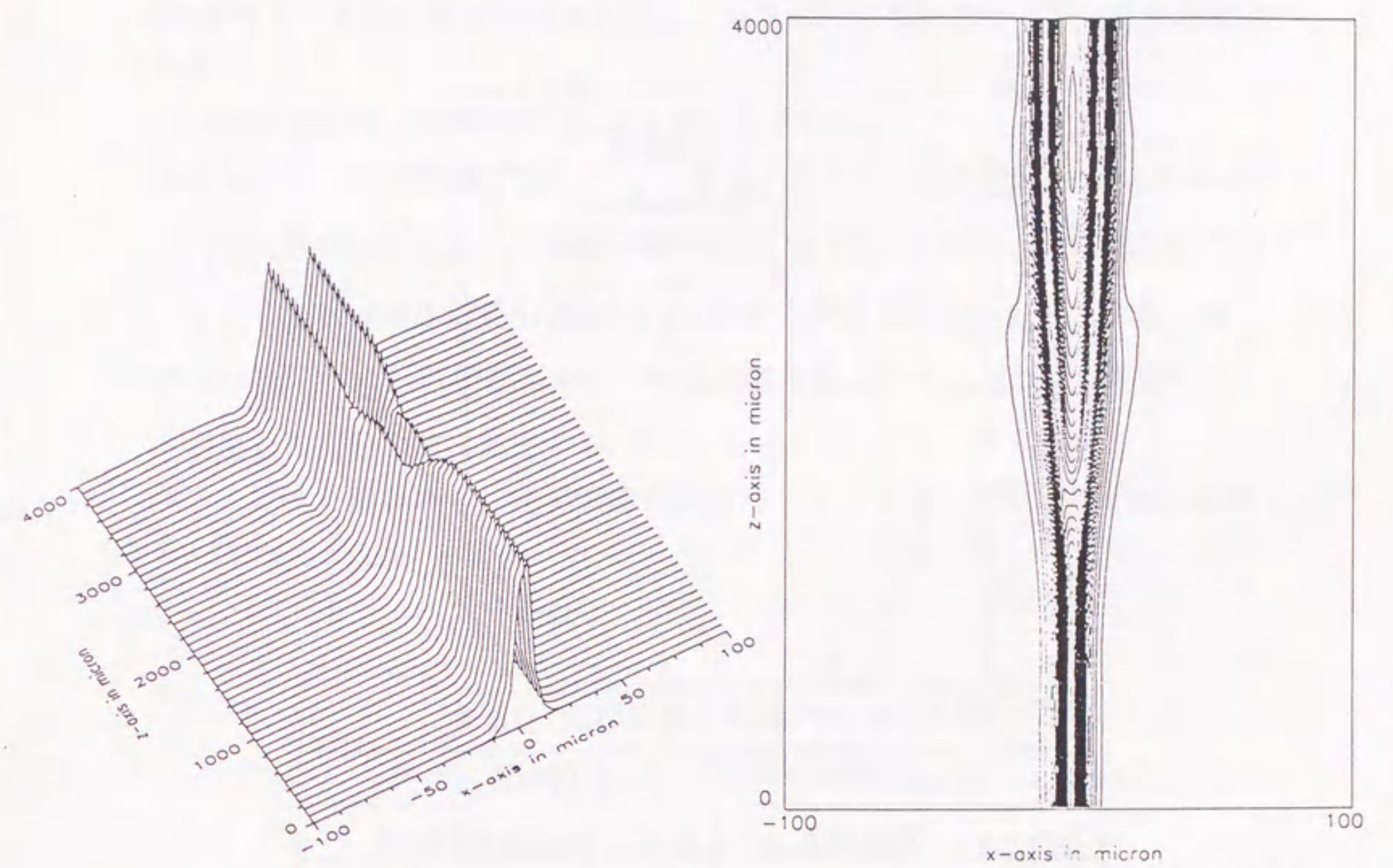




鳥瞰図

等高線図

図3.3.9 (b) RAISED-COSINE形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐部長さ  $L = 2.0$  mm



鳥瞰図

等高線図

図3.3.9 (c) RAISED-COSINE形Y分岐導波路を導波する光パワー分布  
分岐部長さ  $L = 3.0$  mm



一方、図3.3.9(a)~(c)はRAISED-COSINE形Y分岐導波路の光パワー分布図である。それぞれ、分岐部長さLが1.0mm, 2.0mm, 3.0mmの構造に対する計算結果である。直線型に比較して全般的に放射モードの発生は抑圧されていることが分かる。また、分岐部の界分布は振動的でなく一様に変化している。すなわち、分岐損失につながる分岐部での不連続性による高次モードの発生が少ない。

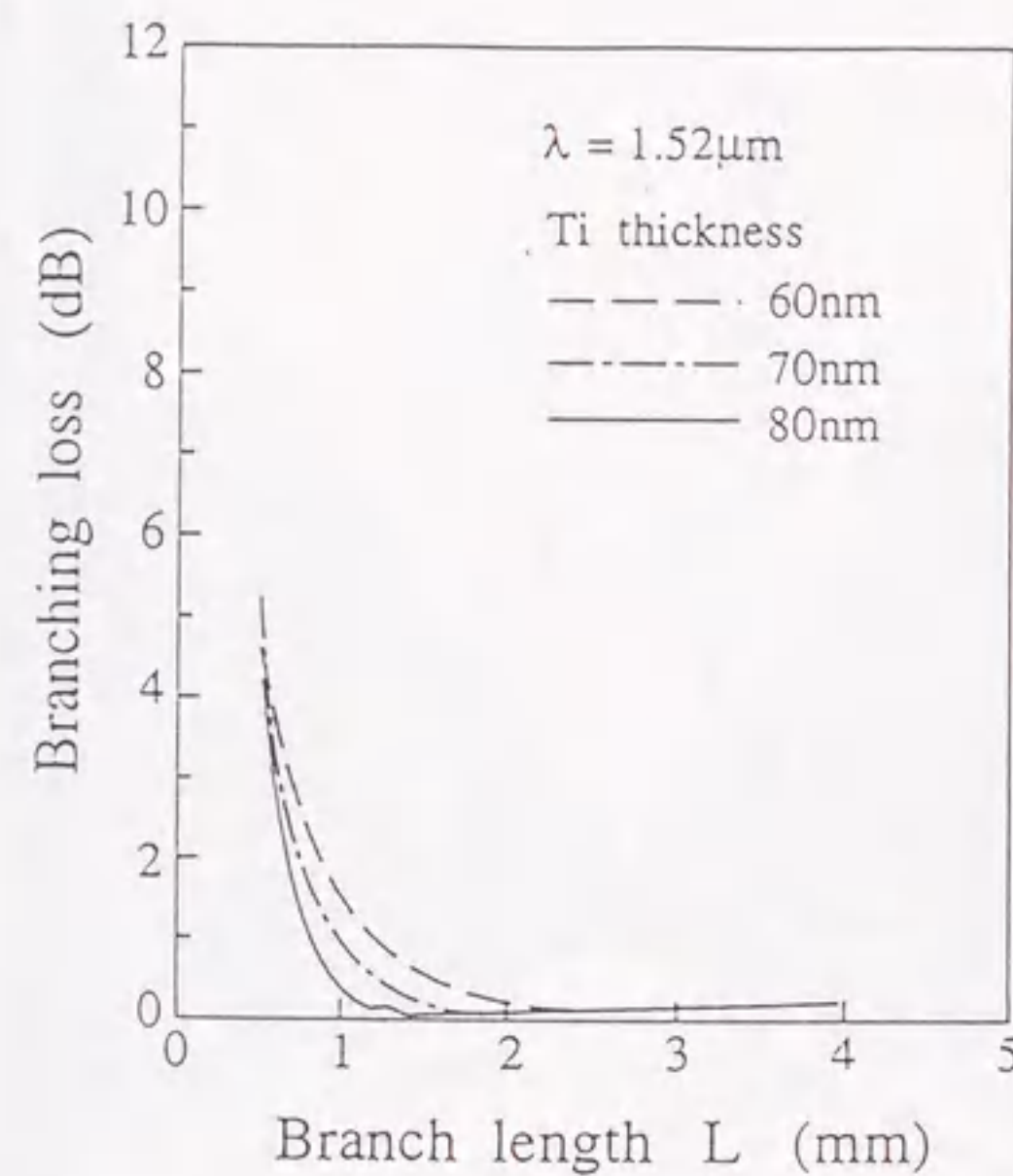


図3.3.10 分岐部長さLに対する分岐損失の関係

図3.3.10に分岐部長さLに対する分岐損失の関係を示す。この図からRAISED-COSINE形は直線形と異なり、Lの増加に対し分岐損失は一様に減少することがわかる。この場合、L~2.0mm以上で分岐損失は最小となり、この領域ではTi膜厚に対し依存しないことがわかる。すなわち、RAISED-COSINE形Y分岐は、従来の直線形Y分岐と比較してTi膜厚の変動により損失が増加しないため、製造のトレランスが緩くなる。

同図から、分岐損失を0.2dB以下とするためRAISED-COSINE形分岐導波路の

長さを2mmとした。この結果、従来のマッハツェンダー形光変調器に用いていた直線形Y分岐(分岐角1°)では分岐損失は約0.5dBであったが、RAISED-COSINE形Y分岐を適用することにより分岐損失を0.2dB以下と小さく抑えることができる。

第4章で述べる光変調器の試作に際し、以下に示す設計指針の下に導波路設計を行った。

- (1) Ti幅は製作性の観点から5μmより大きくする。
- (2) LiNbO<sub>3</sub>へのTi熱拡散に関しては、後述するように低伝搬損失(<0.2dB/cm)の光導波路が再現性良く得られる製作条件(1000℃、10時間、wetO<sub>2</sub>拡散)で行うとし、横方向拡散長, $D_x=3.3\mu\text{m}$ 、深さ方向拡散長, $D_y=3.7\mu\text{m}$ を用いる。
- (3) Ti膜厚は $V_\pi$ 低減の観点から、可能な限り厚くすることとし、高次モードが生じる直前の値に設定する。

以上に述べた指針の下に光導波路の設計パラメータとして得られた製作条件を表3.1にまとめる。

表3.1 光導波路の構造パラメータ

使用波長 (μm)	1.53
Ti幅 (μm)	6
Ti膜厚 (nm)	80
横方向拡散長 $D_x$ (μm)	3.3
深さ方向拡散長 $D_y$ (μm)	3.7
分岐構造	RAISED-COSINE形Y分岐
分岐部長さL (mm)	2



### 3. 4 まとめ

本章では、光導波路の設計法について述べた。以下にその結果をまとめる。

- (1) 高精度でかつCPU時間の短い拡散導波路解析手法として新たにMSSMを開発した。
- (2) 規格化伝搬定数と製作条件 (Ti幅, Ti膜厚, 拡散条件) の関係を明らかにした (図3.2.7~図3.2.9)。
- (3) ファイバと導波路の結合損失の製作条件 (Ti幅, Ti膜厚, 拡散条件) 依存性を明らかにした (図3.2.13)。
- (4) MSSMとBPMを組み合わせることにより効率的な3次元光導波路解析法を開発し、従来の直線形Y分岐について構造パラメータに対する分岐損失 (図3.3.4, 図3.3.6) を明らかにすると共に、新たに低損失なY分岐構造を考案し、その導波特性について明らかにした (図3.3.10)。

### 参考文献

- (1) G.B.Hocker and Burns: "Modes in diffused optical waveguides of arbitrary index profile", IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-11, no.6, pp.270-276, 1975
- (2) T.Suhara, Y.Handa, H.Nishihara, and J.koyama, "Analysis of optical channel waveguides and directional couplers with graded-index profile," J. Opt. Soc. Am., vol.69, pp.807-815, 1979
- (3) J.A.Fleck, J.R.Morris, and M.D.Feit "Time-dependent propagation of high energy laser beam through the atmosphere", Appl. Phys., vol.10, pp.129-160, 1976
- (4) Y.Suematsu and K.Furuya: "Propagation mode and scattering loss of a two-dimensional dielectric waveguide with gradual distribution of refractive index", IEEE Trans.Microwave Theory & Technol., vol.MTT-20, no.8, pp.524-531, 1972
- (5) 谷内哲夫, 工藤正昭, 虫明康人: "屈折率分布形薄膜光導波路間の結合特性", 電子情報通信学会論文誌C, vol.J61-C, no.4, pp.256-263, 1978
- (6) D.Marcuse: "TE modes of graded-index slab waveguides", IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-9, no.10, pp.1000-1006, 1973
- (7) J.Noda and M.Fukuma: "Optical field calculation of impurity diffused channel waveguides by linear segment layer approximation", Appl. Opt., vol.19, no.17, pp.2897-2901, 1980
- (8) J.Ctyroky, M.Hofman, J.Janta and J.Schrofel: "3-D Analysis of LiNbO<sub>3</sub> Ti channel waveguides and directional couplers", IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-24, no.4, pp.400-409, 1984
- (9) 宮沢 弘, 河野健治: "Ti熱拡散LiNbO<sub>3</sub>光方向性結合器の直線多層分割法による3次元解析", 電子情報通信学会論文誌C, vol.J71-C, no.5, pp.634-639, 1988
- (10) E.M.Conwell: "Modes in optical waveguides formed by diffusion", Appl. Phys. Lett., vol.23, pp.328-329, 1973
- (11) 清野 実, 女鹿田直之, 中島啓幾: "モード結合型Y分岐導波路を用いたマッハツェンダー型変調器", 光量エレ研究会資料, OQE87-24, pp.79-86, 1987
- (12) 沢 新之輔, 小野和雄, 堀田昌志: "モード変換型光分岐導波路の試作とその特性評価", EMT89-19, pp.25-32, 1989



(13) F.S.Chu and Pao-Lo Liu: "Low-loss coherent-coupling Y branches", Opt. Lett., vol.16, no.5, pp.309-311, 1991

(14) O.Hanaizumi, M.Miyagi, and S.Kawakami: "Wide Y-junctions with low losses in three-dimensional dielectric optical waveguides", IEEE J.Quantum Electron., vol.21, no.2, pp.168-173, 1985

## 第4章 光変調器作製技術

### 4.1 まえがき

大きな電気光学定数を示し、低損失の光導波路が比較的容易に作製できるということでニオブ酸リチウム ( $\text{LiNbO}_3$ ) 単結晶は光制御デバイス材料として注目されてきた基板材料である。 $\text{LiNbO}_3$  光デバイスを実用化するためには、特性の安定化と再現性の向上が必要である。

$\text{LiNbO}_3$  光デバイスの特性に関する問題の一つにDCドリフトによる不安定性がある<sup>(1)</sup>。通常、小さな電気信号で歪みのない大きな光信号を得るため、電極に電気信号と共にDCバイアス電圧を加え、これを光信号の動作点とする。DCドリフトは、一定のDCバイアス電圧を加えておいても光の動作点が時間と共に変化する現象である。 $\text{LiNbO}_3$  光変調器を用いた高速大容量光伝送システムにおいてDCドリフト抑圧は極めて重要な課題とされていたが、結晶、プロセスの研究の進展によって、DCドリフトフリーも実現しつつある<sup>(2)-(4)</sup>。また、最近では大容量光通信用の外部変調器として $\text{LiNbO}_3$  光変調器が実用化されつつある<sup>(5),(6)</sup>。

前章までは光変調器の基本構成要素であるマイクロ波電極、光導波路の設計について述べてきた。本章では前章までに考察した光変調器の設計指針に基づき、実際に光変調器を試作するために必要な基本事項である光導波路形成技術と電極形成技術について述べる。

4.2節で光導波路の製作工程、すなわちTi薄膜パターンニングと熱拡散の両工程についてその概要を述べる。4.3節でバッファ層及び電極の製作工程について述べる。

### 4.2 光導波路作製工程

Ti熱拡散 $\text{LiNbO}_3$  光導波路の特性は結晶品質と製作パラメータに大きく依存する。前者においてはウェハ内の屈折率変動、欠陥の程度、Fe等の不純物などに関連し、後者においては第3章で説明したようにTi膜厚・パターン幅のばらつき、



拡散条件(拡散雰囲気・拡散温度・拡散時間)などに関連する。

更にまた、消光比の高い変調器を実現する上で入力光を等分割する必要がある。簡単のため分岐損失を無視すると分割比  $r$  と消光比  $E_r$  の関係は

$$E_r = 10 \log_{10} \left( \frac{\sqrt{1-r} + \sqrt{r}}{\sqrt{1-r} - \sqrt{r}} \right)^2 \quad (4.2.1)$$

で与えられる。上式を図示すると図4.2.1のようになり、分割比のずれに応じて消光比は単調に低下する。この結果により、例えば25dB以上の消光比を得るには分割比を $3 \pm 0.4$ dB以内に収めなければならない。2本の分岐のパターン幅、Ti膜厚などに偏差があると分割比のずれが生じる。すなわち、対称な光導波路を形成することが重要である。

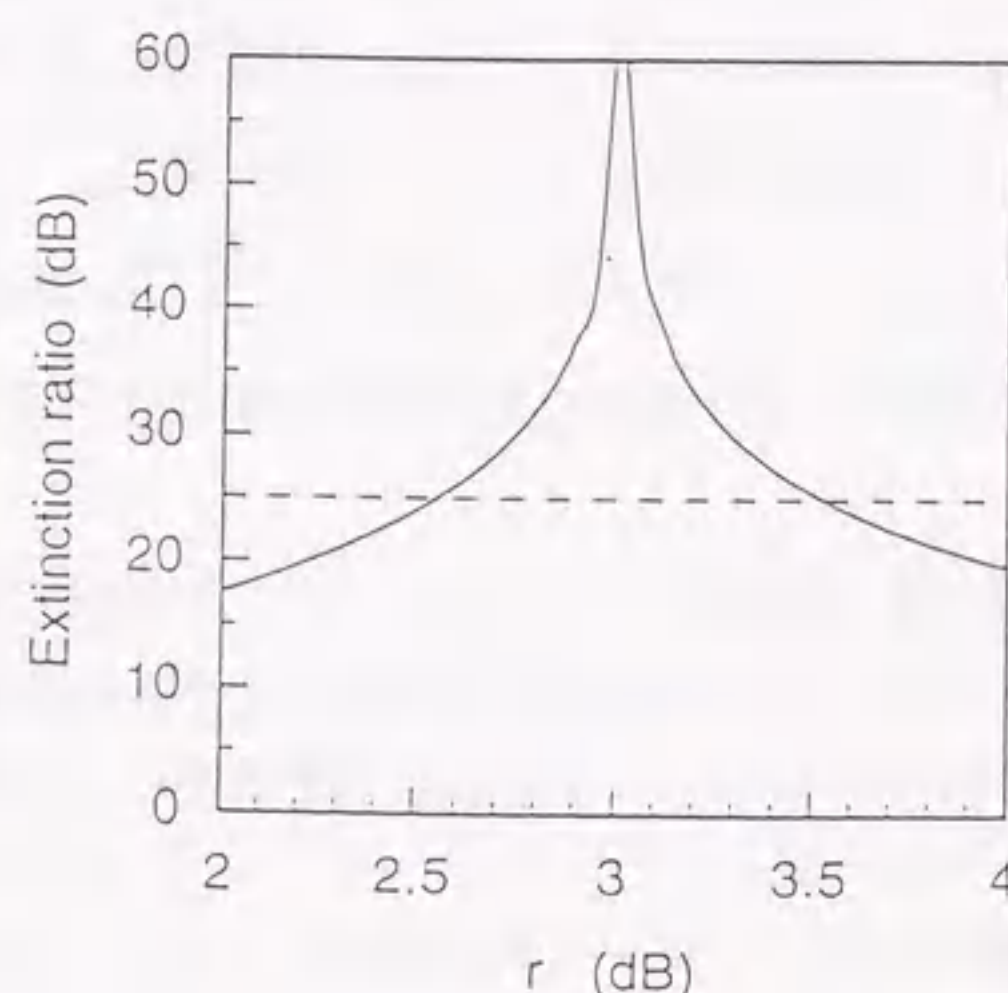


図4.2.1 分割比と消光比の関係

したがって、良好な特性の光導波路並びにこれを用いた光変調器を設計通り再現性良く製作するためには、上述した各要因を確実に制御する必要がある。

以下に、光導波路作製工程、すなわちTi薄膜パターニングと熱拡散の両工程についてその概要を述べる。

#### 4. 2. 1 Ti薄膜パターニング

良好な導波路特性を得るためには、サブミクロンの精度でTiパターン形成を行う必要がある。金属Tiパターンの形成は、レジストを用いて形成されたパターンを、Ti薄膜に転写することにより行われ、転写の方法としてはリフトオフ法(7)とエッチング法(8)-(10)に大別される。更に、エッチング法はHF系のエッチング液を用いるウエットエッチング(化学エッチング)とRF放電によるプラズマまたは加速されたイオンを用いるドライエッチングに大別される。

ウエットエッチングは、簡便かつ基板に損傷を与えない利点がある。しかし、エッチング速度の十分な再現性を得ることが困難で、また等方的であることから、サブミクロンの精度を要求される金属Tiパターンの形成に対し満足な結果を期待することは殆どできない。

一方、ドライエッチングは多くの半導体産業で実用化されエッチング速度の再現性に優れ、サブミクロンの微細加工も可能であるが、基板に対し損傷を与える可能性がある。そこで、本光変調器の製作を行うために、リフトオフ法によるTiパターン形成を採用した。

リフトオフ法によるパターン形成を図4.2.2に示す。まず、ステンシル(オーバーハング)形成工程では基板上に塗布したレジストにパターニングを行う。サブミクロンオーダーの精度のパターニングを実現するためには、レジスト膜厚を薄くすることと適度なオーバーハングを有するレジストパターンを形成することが重要となる。

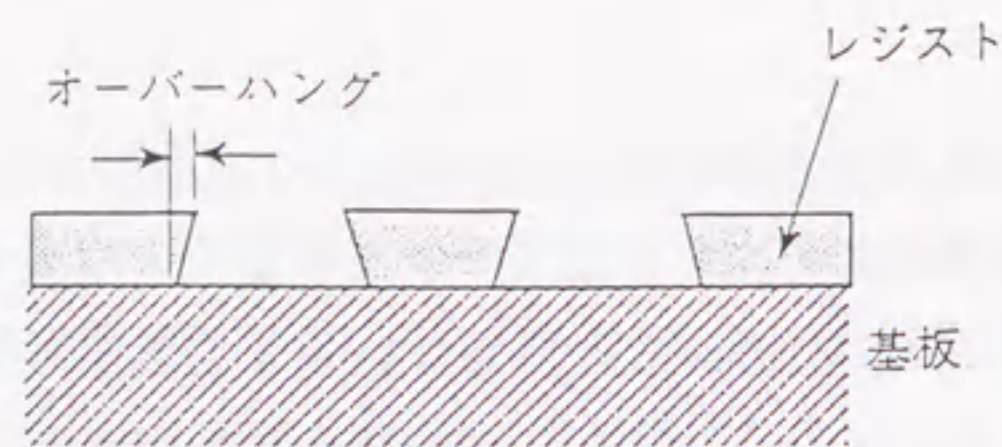
レジストはスピナによってLiNbO<sub>3</sub>基板上に塗布する。レジスト膜厚はレジストの粘度とスピナの回転速度に依存するので、あらかじめスピナ回転速度と膜厚の関係をエリプソメータを用いて測定した(図4.2.3参照)。

この結果から、回転数6000rpmで塗布することにより厚さ0.4μmの様な膜厚かつピンホールの無いレジスト膜が得られた。

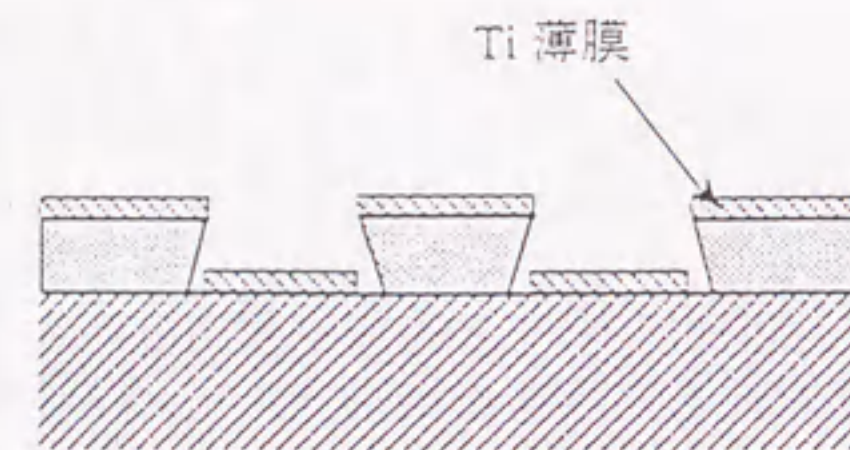
更に、露光条件、現像条件を適切に選択することによって、現像によるレジスト膜面方向の溶解、すなわちアンダカットにより図4.2.2に示すようにオーバーハングを有するレジスト断面形状を実現した。

以上のリフトオフ工程の検討によって、Tiパターン幅のばらつきを $\pm 0.1 \mu\text{m}$ 以下に抑えることが可能となった。

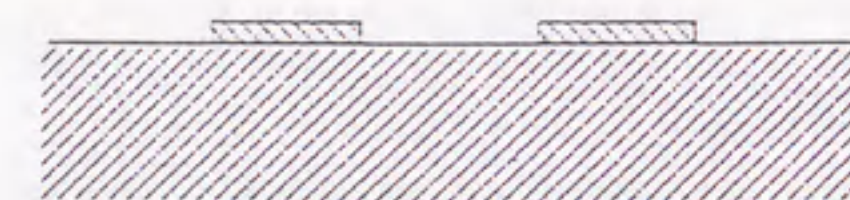




(a) レジストパターン形成



(b) Ti 薄膜堆積



(c) レジスト除去

図4.2.2 リフトオフ法によるパターン形成

次に、Ti薄膜の堆積工程について述べる。Tiの融点は1725℃と極めて高いため、スパッタあるいは電子ビーム蒸着法によってLiNbO<sub>3</sub>基板上にTi薄膜を堆積する必要がある。ここでは、基板へのプラズマによる損傷を避けるため電子ビーム蒸着を用いた。拡散導波路の表面屈折率変化量 $\Delta n$ のバラツキは主に本工程のTi膜厚の精度によって決まるため、蒸着条件を最適化することによってTi膜厚偏差を±1.5%以下に抑えることが可能となった。

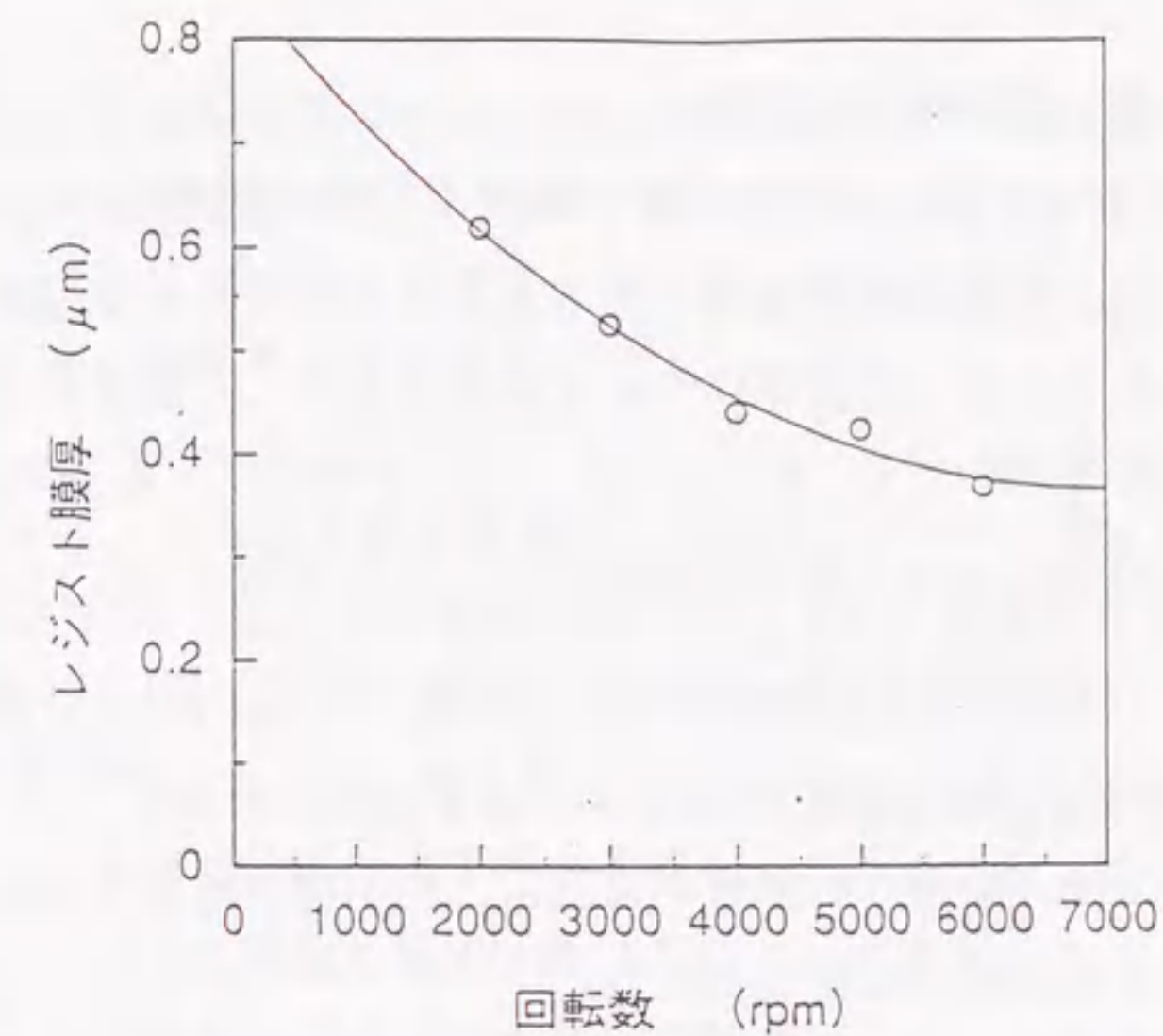


図4.2.3 スピナ回転速度とレジスト膜厚の関係

#### 4. 2. 2 熱拡散

LiNbO<sub>3</sub>へのTi拡散の工程としてまず注意することはLi<sub>2</sub>Oの外拡散抑制である。すなわち、LiNbO<sub>3</sub>を熱処理するとLiの蒸気圧がNbのそれに比べ、はるかに大きいので表面からLi<sub>2</sub>Oが外部に放出される。この結果、TMモードである異常光に対しLi<sub>2</sub>Oの外拡散による高屈折率層が形成されるため、Ti熱拡散によるチャネル導波路の横方向の閉じ込めが弱くなってしまふ。このLi<sub>2</sub>Oの外拡散抑止には、拡散雰囲気中に水蒸気を導入することが有効である<sup>(11),(12)</sup>ので、拡散時におけるキャリアガスとしてO<sub>2</sub>を使用し、バブリングにより水蒸気を導入した。なお、拡散温度は1000℃、拡散時間は10時間とした。また、LiNbO<sub>3</sub>基板としては、結晶品質が導波路の良否を決定するため光学グレードの3インチ-zカットを用いた。

以上の光導波路作製工程により、伝搬損失0.2dB/cmの光導波路が再現性良く得られるようになった。



#### 4. 3 バッファ層・電極製作工程

LiNbO<sub>3</sub>デバイスでは、従来より光損傷・DCドリフト・熱ドリフト等の不安定性が指摘されていた。光変調器を実用化するためにはこれらの問題の解決が不可欠である。これらのうち、光損傷については通信用として使用される1.3  $\mu$ m以上の長波長では影響が小さく、1.51  $\mu$ mのマッハツェンダー形強度光変調器に75mWの光電力を7時間入れても特性変動がないことが報告されている<sup>(13)</sup>。

また、DCドリフトは緻密なバッファ層により抑制でき<sup>(14)</sup>、熱ドリフトはバッファ層・電極間に導電性の層を形成することにより抑制できる<sup>(15)</sup>ことが報告されているので、基本的に問題ないと考えられる。しかし、特性不安定性を解消するための確立された方法はない。

また、2.2.5節で記述したように光変調器の変調帯域を制限する要因として電極損失を小さくすることが重要である。更に、再現性良く変調特性を得るためには第2章で設計した電極構造パラメータを確実に実現する必要がある。

本節では、これらの課題を解決するため、バッファ層と電極作製の両工程について検討した。以下に、その概要を述べる。

##### 4. 3. 1 バッファ層

Ti:LiNbO<sub>3</sub>光変調器を実際に使用する場合、DCドリフトや熱ドリフトなどの不安定要因を極力抑える必要がある。DCドリフトは電極間に電界を印加した際、LiNbO<sub>3</sub>基板表面やバッファ層内で電荷が移動し、電極より印加される実効電界を弱めるために生じる。そのため、LiNbO<sub>3</sub>結晶に欠陥が少ないものを選択することと緻密なバッファ層を形成することにより抑圧できる<sup>(14)</sup>。また、熱ドリフトは焦電効果で発生した電荷がバッファ層内に偏在するためにより生じるので、偏在する電荷を短時間で平均化する層を形成することによって抑圧できる<sup>(15)</sup>。そこで、これらの層としてSiO<sub>2</sub>バッファ層を用い、LiNbO<sub>3</sub>に対するダメージが少なく、低温で良質の膜を形成でき、膜の比抵抗率などの特性を容易に変えることのできるECRプラズマCVD法を用いた。これにより、LiNbO<sub>3</sub>基板上にまず

#### 4. 4 まとめ

本章では、光変調器を試作するための作製技術について述べた。特に、低損失Ti熱拡散光導波路を再現性良く形成するための方法、並びに特性を安定化するためのバッファ層を形成する方法、並びに、電極作製法について述べた。

本章で得られた結果を以下に示す。

- (1) Tiパターンニングの工程を最適化した結果、パターン幅のばらつきを±0.1  $\mu$ m以下に抑えることが可能となった。また、蒸着条件を最適化してTi膜厚偏差を±1.5%以下に抑えることが可能となった。
- (2) 熱拡散について、外拡散を抑えるための条件を明かし、伝搬損失が0.2dB/cmの光導波路を再現性良く得られるようになった。
- (3) 2層バッファ層構造を採用することによって熱ドリフト・DCドリフトを抑圧し、光変調素子の不安定要因を解消した。
- (4) 電極損失の小さな厚膜電極を高精度かつ再現性良く作製することが可能となった。



## 参考文献

- (1) 宮沢信太郎, 野田寿一, "Ti拡散LiNbO<sub>3</sub>光導波路作製における問題点", 応用物理, 48, 9, pp.867-874, Sept. 1979
- (2) S. Yamada and M. Minakata, "DC drift phenomena in LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide devices", Jpn. J. Appl. Phys., 20, 4, pp.733-737, April 1981
- (3) T. Fujiwara, S. Sato, H. Mori and Y. Fujii, "Suppression of crosstalk drift in Ti:LiNbO<sub>3</sub> waveguide switches", IEEE J. Lightwave Technol., 6, 6, pp.909-915, 1988
- (4) 皆方 誠, 米内敏文, 山田清和, "DC drift free Ti拡散LiNbO<sub>3</sub>光変調器", 1994年電子情報通信学会春季大会, SC-2-1, pp.4-449 - 4-450
- (5) K. Kawano, T. Kitoh, H. Jumonji, T. Nozawa, and M. Yanagibashi, "New travelling electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20GHz bandwidth and 4.7 V driving voltage at 1.52  $\mu$ m wavelength," Electron. Lett., vol.25, pp.1382-1383, 1989
- (6) K. Hagimoto, M. Miyamoto, T. Kataoka, K. Kawano and M. Ohhata, "A 17Gb/s long-span fiber transmission experiment using a low-noise broad band receiver with optical amplifiers and equalization," Topical Meeting on Optical Amplifier and Their Applications, TuA2, 1990
- (7) 西原 浩, "光集積回路", 光通信ハンドブック, 4.5, 朝倉書店, 昭和57年
- (8) 樽岡清威, "エレクトロニクスの精密微細加工", 総合電子出版, 1980
- (9) 阿部東彦, "超微細加工とプラズマ技術", 応用物理, 51, 3, p.348, Mar. 1982
- (4) 阿部 進, "イオンビームの半導体プロセスへの応用", 応用物理, 51, 2, p.166, Feb. 1982
- (10) T. Nozawa, H. Miyazawa and S. Miyazawa, "Water vapor effects on titanium diffusion into LiNbO<sub>3</sub> substrates", Jpn. J. Appl. Phys., vol.29, pp.2180-2185, 1990
- (11) T. Nozawa, K. Noguchi, H. Miyazawa, K. Kawano, "Water vapor effects on optical characteristics in Ti:LiNbO<sub>3</sub> channel waveguides", Appl. Opt., vol.30, no.9, pp.1085-1089, 1991
- (12) A.R. Beaumont, C.G. Atkins and R.C. Booth, "Optically induced drift effects in lithium niobate electro-optic waveguide devices operating at a wavelength 1.5  $\mu$ m", Electron. Lett., vol.22, no.23, pp.1260-1261, 1986
- (13) A.R. Beaumont, B.E. Daymond-John, W.A. Stallard and R.C. Booth, "Non-

比抵抗率が極めて大きく緻密なSiO<sub>2</sub>層を形成した後、SiとSiO<sub>2</sub>の混合物からなる層を形成する2層バッファ層構造とした。

### 4.3.2 電極

光変調器の広帯域化のため、電極幅8 $\mu$ m、電極間隔15 $\mu$ m、相互作用長27mm、のCPW電極を精度良く形成することが必要である。

電極形成には導体損失低減のため電解メッキ法を用いた。すなわち、バッファ層上に、接着層としてNiCr-Auを蒸着した後、CPW電極パターンを厚膜レジストで形成し、そのパターンをガイドにしてAuを電解メッキで4 $\mu$ mの厚さに成長させた。図4.3.1には試作した変調器のCPW電極を示す。

また、速度整合のためのシールド導体はLiNbO<sub>3</sub>基板にAuを電解メッキした後、レジストにより溝をパターンニングし、イオンミリングで加工し製作した。次に、製作したシールド導体をCPW電極上にかぶせ、固定した。



図4.3.1 変調器電極の外観



destructive technique for rapidly assessing the stability of lithium niobate electro-optic waveguide devices", in Topical meeting on IGWO'86, pp.46-47, 1986

(14) N.Mekada, M.Seino, T.Yamane and H.Nakajima : " Thermally stabilized 1X4 Ti:LiNbO<sub>3</sub> waveguide switch", in Technical Digest, IGWO'89, 4, pp.6-9,1989

## 第5章 光変調器の特性

### 5.1 まえがき

光変調器は大容量光通信システムあるいは光情報処理システムにおいて極めて重要な光デバイスとして、その実用化が期待されている。

LiNbO<sub>3</sub>光変調器の駆動電圧は相互作用長 $L_E$ に反比例するため、 $L_E$ を長くすることで駆動電圧が低減できる。一方、光3dB変調帯域 $B$ は相互作用長 $L_E$ に反比例するため、 $L_E$ を短くすることにより広帯域化が図られる<sup>(1)</sup>。

すなわち、低駆動電圧化を図るため $L_E$ を長くすれば、変調帯域は狭くなる。これと反対に、広帯域化のため $L_E$ を短くすれば、駆動電圧が高くなる。

例えば、 $L_E=2.5$  mmの方向性結合器形変調器で $B \approx 40$  GHz ( $\lambda = 1.56 \mu\text{m}$ ) が得られているが、その駆動電圧は26 Vと極めて高くなってしまう<sup>(2)</sup>。

このように低駆動電圧化と高速・広帯域化はトレードオフの関係にあるが、この問題を克服するために種々の工夫がなされてきた。電極や光導波路の構造を工夫することによりマイクロ波を屈折率の低い領域に積極的に漏らすことによりマイクロ波と光波の速度整合を行い広帯域化を図る方法<sup>(3)-(9)</sup>、および電極を周期的に反転コード化してスペクトルを拡散し広帯域化する方法<sup>(10)-(12)</sup>などが報告されている。

本論文では低駆動電圧化と高速・広帯域化の課題を克服するためシールド導体を導入した高インピーダンス系CPW電極構造を提案すると共に、新たに開発した等角写像法、有限要素法などの電極設計法および変形階段近似法(MSM)、ビーム伝搬法(BPM)などの導波路設計法について述べてきた。

本章では、2章及び3章で述べた設計法の妥当性を検証するため、実際に作製したマッハツェンダー形光変調素子の諸特性について述べる。また、本論文において提案する電極構成の効果を明らかにするため、従来形のバッファ層が薄く、幅の広い中心導体と狭いギャップを有する低インピーダンス系CPW電極構成のマッハツェンダー光変調器も作製し、その光変調特性を測定した。



## 5. 2 光変調特性

図5.2.1は、製作したマッハツェンダー光変調器モジュールの外観を示す。Ti熱拡散導波路のスポットサイズがファイバのスポットサイズと比較的近いため、両者の光結合には直接結合系を採用した。入出力ポート用として使用したファイバは、偏波保持（PANDA）ファイバであり、光変調器素子とファイバの固着には、紫外線硬化形接着剤<sup>(13)</sup>を使用した。また、実装ケースへの固定は広い温度範囲での使用に耐えるモジュールとするため、実装部材と素子との熱膨張係数差による熱歪みに関して十分に考慮した。電気系接続には、帯域が20GHz以上得られるよう改良したOSMコネクタを使用した。

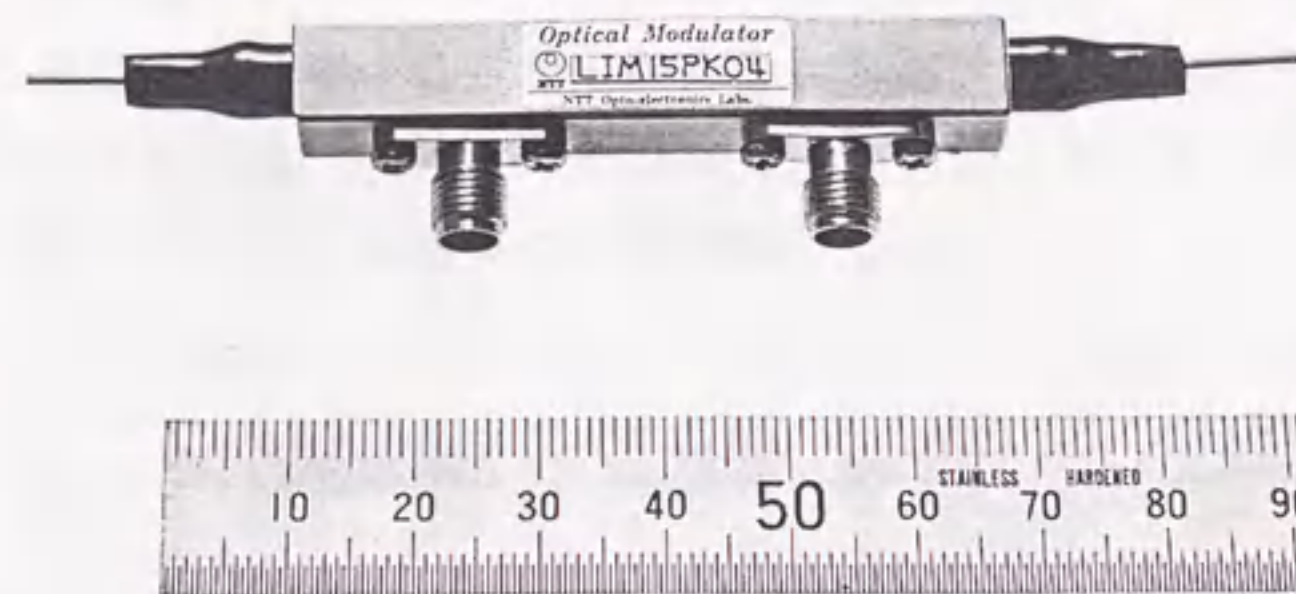


図5.2.1 光変調器モジュールの外観

表5.2.1に試作した変調器の構造等に関するパラメータを示す。

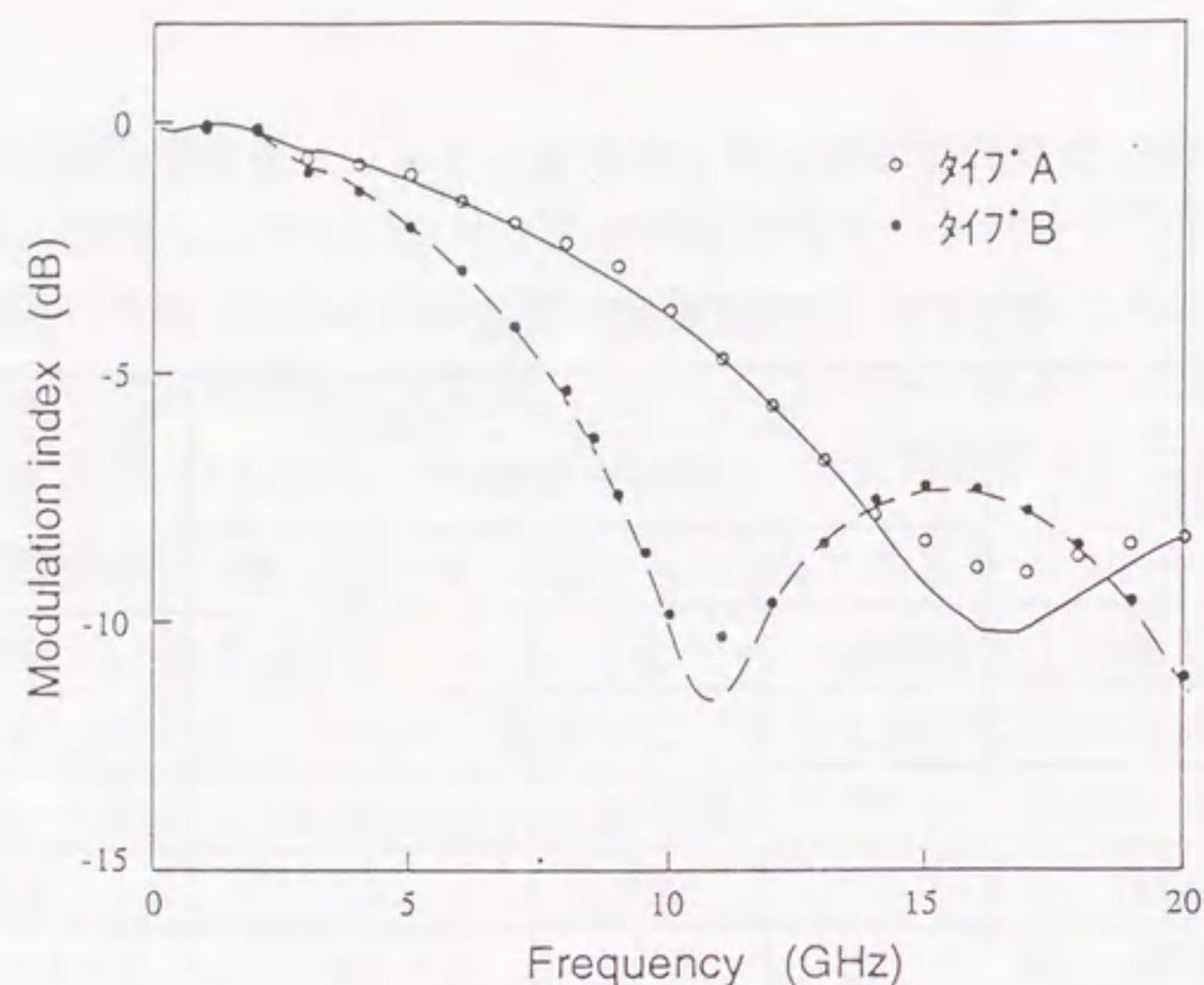
表5.2.1 試作変調器の構造パラメータ

構造	高インピーダンス系 CPW(新規構造)			低インピーダンス系CPW (従来構造)
	タイプA	タイプB	シールド形	
電極幅 ( $\mu\text{m}$ )	8	8	8	35
電極間隔 ( $\mu\text{m}$ )	15	30	15	6
相互作用長 (mm)	27	20	27	10
電極厚 ( $\mu\text{m}$ )	4.0	4.0	4.0	3.0
バッファ層厚 ( $\mu\text{m}$ )	1.2	0.45	1.2	0.40
シールド導体	無	無	有	無
オーバーレイ厚 ( $\mu\text{m}$ )	0	0	4.5	0

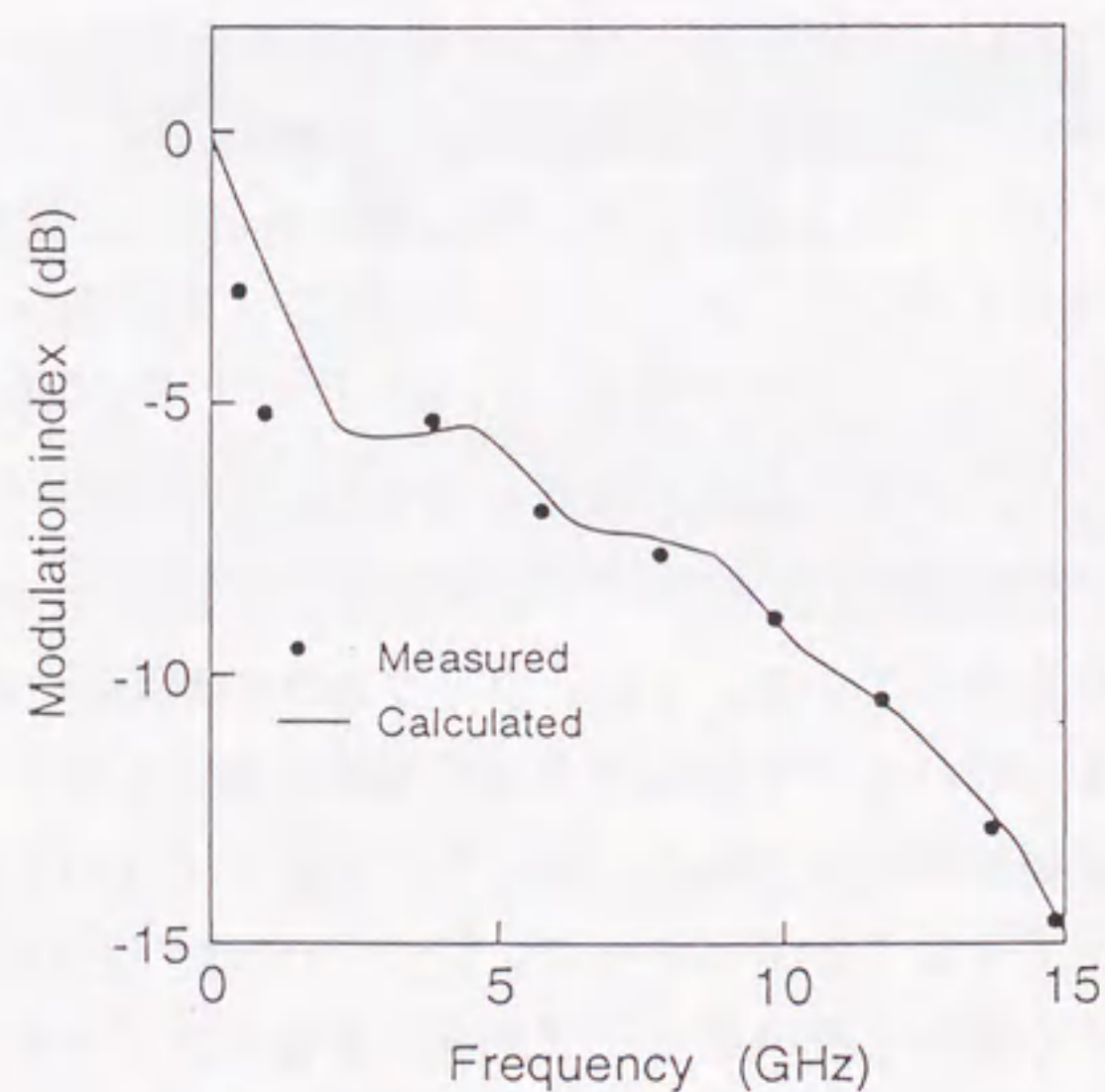
図5.2.2に2.2節で検討した進行波電極構造と従来形電極構造のマッハツェンダー形光変調器の変調特性を示す。変調指数（Modulation index）は出力光強度 $I_o$ と入力光強度 $I_i$ の比である。図5.2.2(a)は第2章2.2節で検討した2種類の変調器の変調特性である。実線および○は、タイプAの光変調器（電極幅 $8\mu\text{m}$ 、電極間隔 $15\mu\text{m}$ 、相互作用長 $27\text{mm}$ 、バッファ層厚 $1.2\mu\text{m}$ ）に対する変調特性の計算値と実験値を表わしている。一方、破線と●はタイプBの光変調器<sup>(14)</sup>（電極幅 $8\mu\text{m}$ 、電極間隔 $30\mu\text{m}$ 、相互作用長 $20\text{mm}$ 、バッファ層厚 $0.45\mu\text{m}$ ）に対する変調特性の計算値と実験値を表わしている。なお、タイプBの光変調器ではバッファ層の効果を明らかにするためバッファ層厚さを40%程度に薄くした。

図から設計値と測定値が極めて良く一致すること、タイプAはタイプBと比較して約40%広帯域化できることがわかった。図5.2.2(b)は、従来形のバッファ層が薄く、幅の広い中心導体と狭いギャップを有する低インピーダンス( $20\Omega$ 系)CPW電極構成のマッハツェンダー光変調器（電極幅 $35\mu\text{m}$ 、電極間隔 $6\mu\text{m}$ 、相互作用長 $10\text{mm}$ 、バッファ層厚 $0.4\mu\text{m}$ ）の変調特性を示す。図から明らかなように、外部回路とのインピーダンス不整合により低周波領域で変調効率が大きく劣化しており、実用上問題である。





(a) 高インピーダンス系CPW電極構造  
(タイプA, タイプB)



(b) 従来形電極構造

図5.2.2 光変調器の変調特性

また、駆動電圧の測定値は計算値（タイプA：5.1V、タイプB：4.8V）に良く一致した。以上のように本論文で述べた設計手法に基づく計算値は測定値と良く一致し、電極設計手法の妥当性を確認できた。

図5.2.3はシールド形光変調器の変調特性の測定結果を示す。ここでは、シールド導体の効果を明らかにするためシールド導体の有無のほかはタイプAと全く同一の光変調器を用いて測定した。図からわかるように、シールド導体を用いることによりマイクロ波と光波の速度差が大幅に改善され、光3 dB変調帯域はシールド導体のない構造の9.6 GHzから20 GHzへと著しく広帯域化された。また、駆動電圧は4.7 Vと低く10 Gbit/sec以上の高周波において充分駆動可能である。

一方、導波特性については、挿入損失3dB、消光比25dBの特性を得た。この結果、直線光導波路の挿入損失2.5dBと比較してマッハツェンダー形光導波路の過剰損失は0.5dBであるから、分岐損失は0.25dBと見積もられ、光導波路設計法の妥当性を検証するとともに従来の直線形Y分岐構成のマッハツェンダー形光導波路と比較して低損失化できた。

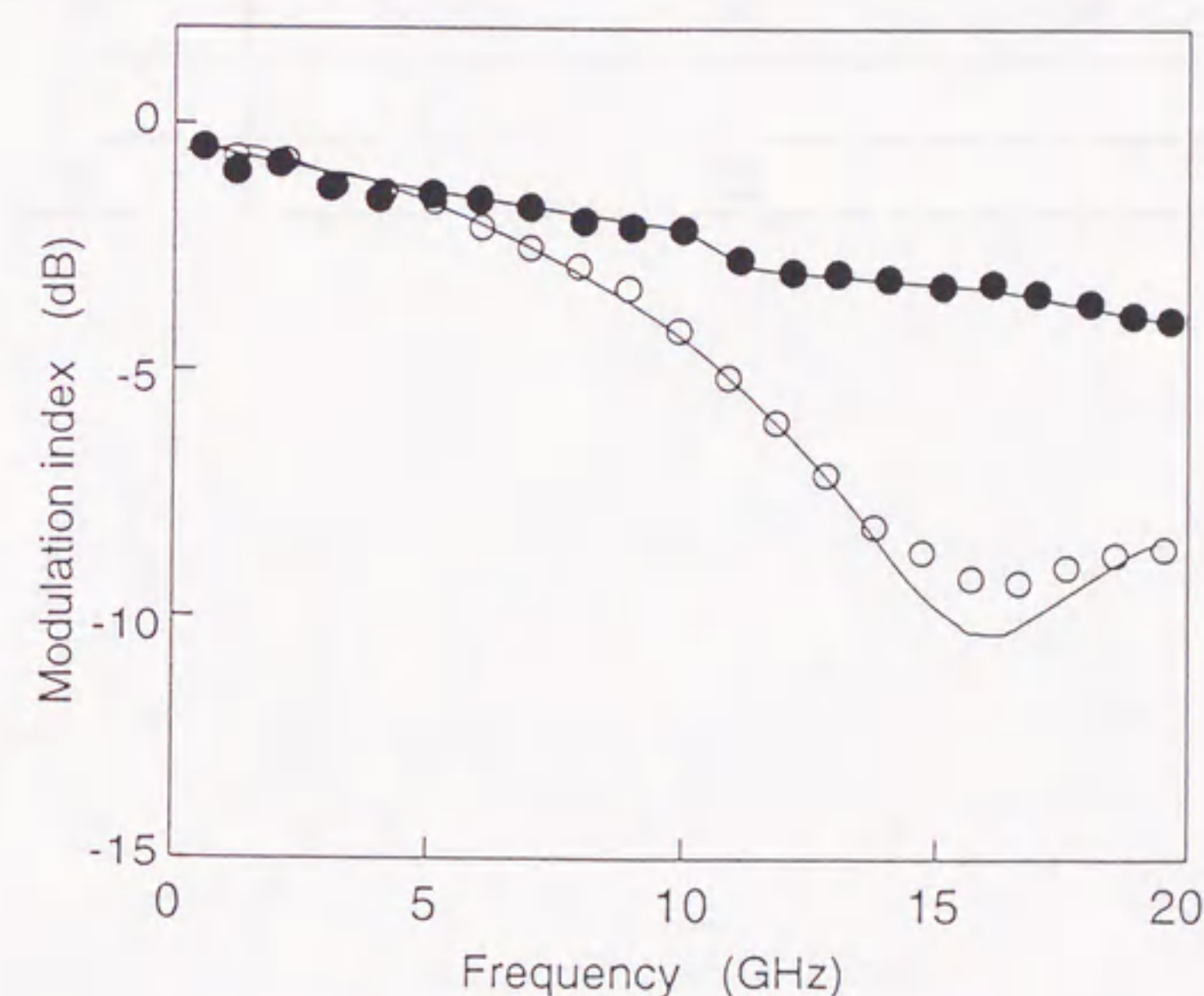


図5.2.3 シールド形光変調器の変調特性  
(●はシールド導体がある場合、○はシールドが無い場合)



20 GHzの光変調<sup>(4)</sup>、および17 Gbit/s・150 kmの高速・長距離光伝送実験<sup>(15)</sup>は、シールド形構造ではじめて達成された。

表5.2.2に試作した光変調器の性能をまとめて示す。性能指数がLiNbO<sub>3</sub>の物理定数で決定される速度不整合によって帯域制限を受けているため、低インピーダンスCPWの性能指数が他にくらべて著しく高くなっている。また、試作した変調器全てにおいて18dB以上の高い消光比が得られた。さらに、挿入損失は高インピーダンスCPWは本論文で提案したRAISED-COSINE形Y分岐構造の採用することによって低インピーダンスCPWに比べて3dB以上低減されている。

表5.2.2 光変調器の性能

構造	高インピーダンスCPW			低インピーダンスCPW
	タイプA	タイプB	シールド形	
帯域 (GHz)	9.6	6	20	1
駆動電圧 (V)	5.1	4.8	4.7	8
性能指数 (mW/GHz)	6.3	10	2.2	380
挿入損失 (dB)	3		2.2	6
消光比 (dB)	25			18

### 5.3 まとめ

本章では、提案した電極構成と従来形の低インピーダンス電極構成のマッハツェンダー光変調器を実際に作製し、その光変調特性を測定し、両者を比較することによって、設計の妥当性を明らかにした。

以下に、その結果を要約する。

- (1) 厚いバッファ層と組み合わせた幅の狭い中心導体のCPW電極に更にシールド導体を導入することによって大幅な広帯域化が達成できた (図5.2.3)。
- (2) マッハツェンダー形光変調器の導波特性については、挿入損失3dB、消光比25dBの特性を得た。
- (3) 試作の結果、新たな低損失分岐構造について0.25dBの分岐損失を得ることができた。



# 参考文献

- (1) 井筒, 末田, "広帯域導波形光強度変調素子," 電子通信学会論文誌, vol.J64-C, no.4, pp.264-271, 1981
- (2) S.K.Korotky, G.Eisenstein, R.S.Tucker, J.J.Veselka, and G.Raybon, "Optical intensity modulation to 40GHz using a waveguide eletro-optic switch," Appl. Phys. Lett., vol.50, no.23, pp.1631-1633, 1987
- (3) H.Haga, M.Izutsu, and T.Sueta, "LiNbO<sub>3</sub> travelling-wave light modulator / switch with an etched groove," IEEE J. of Quantum Electron., vol. QE-22, no.6, pp.902-906, 1986
- (4) K.Kawano, T.Kitoh, H.Jumonji, T.Nozawa, and M.Yanagibashi, "New travelling electrode Mach-Zehnder optical modulator with 20GHz bandwith and 4.7 V driving voltage at 1.52  $\mu$  m wavelength," Electron. Lett., vol.25, pp.1382-1383, 1989
- (5) M.Seino, N.Mekada, T.Namiki, and H.Nakazima, "33GHzcm broadband Ti : LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator," ECOC'89, ThB22-5, 1989, pp.433-436
- (6) M.Seino, N.Mekada, T.Yamane, and Y.Kubota, M.Doi, and T.Nakazawa, "20-GHz 3dB-bandwidth Ti : LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder modulator," ECOC'90, 1990, post dead-line session, pp.999-1002
- (7) M.Rangaraj, T.Hosoi, and M.Kondo, "A wide-band Ti : LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a conventional coplanar waveguide type electrode," IEEE Photon. Technol. Lett., vol.4, no.9, pp.1020-1022, 1992
- (8) G.K.Gopalakirshnan, C.H.Bulmer, W.K.Burns, R.W.McElhanon, and A.S.Greenblatt, "40GHz, low half-wave voltage Ti : LiNbO<sub>3</sub> intensity modulator," Electron. Lett., vol.28, pp.826-827, 1992
- (9) D.W.Dolfi and T.R.Ranganath, "50GHz velocity-matched broad wavelength LiNbO<sub>3</sub> modulator with multimode active section," Electron. Lett., vol.28, pp.1197-1198, 1992
- (10) M.Nazarathy, D.W.Dolfi and R.J.Jungerman, "Spread spectrum frequency response of coded phase reversal travelling wave modulators," IEEE J. of Lightwave Technol., vol.LT-5, no.10, pp.1433-1443, 1987

- (11) M.Nazarathy, D.W.Dolfi and R.J.Jungerman, "Velocity-mismatch compensation in travelling-wave modulators using pseudorandom switched-electrode patterns," J.Opt.Soc.Am., vol. A4, pp.1071-1079, 1987
- (12) D.W.Dolfi, M.Nazarathy, and R.L.Jungerman, "40GHz electro-optic modulator with 7.5 V drive voltage," Electron. Lett., vol.24, pp.528-529, 1988
- (13) 中村, 村田, 丸野: "光通信用光学接着材の設計と開発", 通研実報, 38, no.1, pp.81-87, 1989
- (14) K.Kawano, T.Kitoh, O.Mitomi, T.Nozawa and H.Jumonji : "High-speed and low-driving-power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5  $\mu$  m wavelength", in Proceedings 1988 IEEE LEOS Annual Meeting, pp.96-97, 1988
- (15) K.Hagimoto, M.Miyamoto, T.Kataoka, K.Kawano and M. Ohhata, "A 17Gb/s long-span fiber transmission experiment using a low-noise broad band receiver with optical amplifiers and equalization," Topical Meeting on Optical Amplifier and Their Applications, TuA2, 1990



## 第6章 総括

10Gbit/secを越える超高速光伝送方式を実現するためには、外部光変調器の高速・広帯域化とともに低駆動電圧化が重要な課題であるが、それらを克服するため新たな電極構造を提案すると共に、数値解析と実験によってその有効性を示した。具体的には、 $\text{LiNbO}_3$ を用いたマッハツェンダー形光強度変調器について、構造設計から素子製作、光変調特性に至る研究について述べた。

本研究で得られた主たる結果を以下にまとめる。

- (1) 従来、CPS、ACPS、CPWなどコプレーナ形進行波電極が光変調器用電極として用いられてきたが、これらの中で最も性能指数の良い電極構造を得るためにバッファ層を考慮した等角写像法を用いて、比較検討を行った。

この結果、中心導体が狭く、中心導体とアース導体とのギャップが広い高インピーダンス系CPW電極が最も優れていることを明らかにした(第2章)。

- (2) (1)項で明らかにした電極構造について、更に一層の広帯域化を図るためシールド導体を導入したシールド形光変調器を提案した。本変調器の最大の特徴はCPW電極の上に空気を介し、シールド導体を近づけていることにある。この結果、光波とマイクロ波の速度不整合が大幅に改善されることを有限要素法を用いた数値解析により明らかにした(第2章)。

- (3) Ti拡散光導波路のように屈折率がグレーデイドに変化する導波路を高精度で解析することは極めて困難であった。この課題を解決するため、新たに変形階段近似法(MSSM)を開発した。本手法と従来の解析手法を比較し高精度かつCPU時間の短いことを示した。

また、規格化伝搬定数と製作条件(Ti幅, Ti膜厚, 拡散条件)の関係、ファイバと導波路の結合損失の製作条件依存性を明らかにした(第3章)。

- (4) (3)項で述べたMSSMとビーム伝搬法(BPM)を組合せることにより効率的な3次元光導波路解析法を開発した。この結果、従来の3次元BPMに比べてCPU時間は $\sim 1/100$ 程度に短縮できた(4章)。

- (5) 従来、Y分岐導波路を用いたマッハツェンダー形光変調器は分岐部における過剰損失の低減が重要な課題の一つであった。そこで、従来から使われている直線形分岐導波路について(4)項の解析手法を適用し、その導波特性を明らかにした。

次に、分岐損失低減を目指して分岐部導波路幅の狭く、形状が連続的に変化するRAISED-COSINE形Y分岐導波路を新たに提案すると共に、本構造が従来の直線形分岐導波路に比べ、低損失かつプロセス変動に強いことを明らかにした(4章)。

- (6) Tiパターンニング工程及びTi蒸着条件を最適化することによってプロセスの再現性を向上させると共に、熱拡散時の外拡散を抑えるための条件を明らかにして0.2dB/cmの光導波路を再現性良く得られるようになった。

また、電極損失の小さな厚膜電極を高精度かつ再現性良く作製することが可能となった。

更に、2層バッファ層構造を採用することによって熱ドリフト・DCドリフトを抑圧し、光変調素子の不安定要因を解消した(5章)。

- (7) 以上の設計法及び製作法に基づき、広帯域で低損失なマッハツェンダー形光変調器を試作・評価した。高インピーダンスCPW形変調器(新規構造)3種類と比較検討用の低インピーダンスCPW形変調器(従来構造)1種類を試作した。

その結果、本論文で提案したシールド形光変調器では波長 $1.53\mu\text{m}$ において、

- (i) 変調帯域: DC $\sim$ 20 GHz
- (ii) 駆動電圧:  $\sim 4.7\text{V}$  (駆動電力60mW)
- (iii) 挿入損失: 2.2dB
- (iv) 消光比: 25dB



の特性を得ると共に、従来構造に比べ変調帯域を20倍に拡大できた。  
また、設計値は製作した光変調器の測定値と極めて良く一致し、本設計  
手法の妥当性を確認できた（6章）。

本論文において提案したシールド形光変調器を用いることによって、20 GHz  
の光変調、および17 Gbit/s・150 kmの高速・長距離光伝送実験がはじめて達成  
された。このように10Gbit/s以上の高速のLiNbO<sub>3</sub>光変調器を実現できたことによ  
り、現在実用化が期待されている長距離・広帯域光伝送方式への導入が期待さ  
れている。

今後の残された課題としては、第1にDCドリフトや熱ドリフトについての一  
層の改善を含めた信頼性の明確化とその向上、第2に変調器だけでなく高速の  
光伝送システムに向けた光スイッチなどの素子の高速化、第3に光回路の集積  
化、低損失化への展開であると考えられる。

## 付録1. ボイド形状の計算

Z上半平面をW平面の矩形に写像する関数は、Schwarz-Christoffel変換によ  
って求められ、式(A1-1)のように表わされる<sup>(1)</sup>。

$$\frac{dw}{dz} = \frac{A}{(z^2 - a^2)^{1/2} (z^2 - b^2)^{1/2}} \quad (\text{A1-1})$$

ここに、Aは任意定数である。楕円関数の複素数の写像は、以下のように計算  
できる。

式(A1-1)は、次式のように書ける。

$$W = F(\phi | m) = \int_0^\phi \frac{d\theta}{(1 - m \sin^2 \theta)^{1/2}} \quad (\text{A1-2})$$

ここで、 $F(\phi | m)$ は母数 $m = a^2/b^2$  ( $a < b$ )、振幅 $\phi$ の第一種楕円積分、  
また、 $z = a \cdot \sin \phi$ である。

$z$ は複素数であるから、 $F(\phi | m)$ を実部と虚部に分離する<sup>(2)</sup>。

$$W = F(\Phi + j\Psi | m) = F(\delta | m) + jF(\gamma | m) \quad (\text{A1-3})$$

ここで、 $z = \sin(\Phi + j\Psi)$ である。

また、 $\cot^2 \delta$ は二次方程式(A1-4)の正の根である。ただし、 $m_1 = 1 - m$ である。

$$x^2 - (\cot^2 \Phi + m \sinh^2 \Psi \operatorname{cosec}^2 \Phi - m_1) x - m_1 \cot^2 \Phi = 0 \quad (\text{A1-4})$$

さらに、 $\gamma$ は次式により計算できる。

$$m \tan^2 \gamma = \tan^2 \Phi \cot^2 \delta - 1 \quad (\text{A1-5})$$

今、 $(\Phi, \Psi)$ と $(x, y)$ の関係は次式によって与えられる。

$$z = x + jy = \sin(\Phi + j\Psi) \quad (\text{A1-6})$$



$$\sin \Phi = x / \cosh \psi \quad (\text{A1-7})$$

$$\cos \Phi = y / \sinh \psi \quad (\text{A1-8})$$

式(A1-7), (A1-8)を(A1-4), (A1-5)に代入すれば $\delta$ ,  $\gamma$ の値が得られる。さらに、不完全楕円積分は算術幾何平均の方法により求める。この結果、式(A1-3)からバッファ層と基板の境界に対するボイドの形状を計算できる。

#### 参考文献

- (1) C.P.Wen: "Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications", IEEE Trans. Microwave Theory & Technol., vol.MTT-17, no.12, pp.1087-1090, 1969
- (2) M.Abramowitz and I.A.Stegun: "HANDBOOK OF MATHEMATICAL FUNCTIONS", pp.587-626, Dover, NEW YORK, 1972

## 付録2. 電界減衰係数の導出

### (1) 電界減衰係数 $R_1$ の導出

図2.2.2 (a)から、

$$E_S d_S + E_B d_B = V_0 \quad (\text{A2-1})$$

$$d_S = 2 F(\alpha_1 | m) \quad (\text{A2-2})$$

$$d_B = 2 \left( K(k_1) - F(\alpha_1 | k_1^2) \right) \quad (\text{A2-3})$$

$$k_1 = G / (G + 2W) \quad (\text{A2-4})$$

ここで、 $E_S$ ,  $E_B$ は、等角写像されたボイド内部及び外部の電界、 $V_0$ は印加電圧である。

また、電界の連続性より

$$\epsilon_S E_S = \epsilon_B E_B \quad (\text{A2-5})$$

式(A2-1)に(A2-5)を代入し整理する。

$$E_S = V_0 / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-6})$$

よって、バッファ層の影響による電界の減衰係数 $R_1$ は次式により表わされる。

$$R_1 = K(k_1) / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-7})$$

### (2) 電界減衰係数 $R_2$ の導出

図2.2.2 (b)から、

$$E_S d_S + E_B d_B = V_0 \quad (\text{A2-8})$$

$$d_S = F(\alpha_2 | k_2^2) - F(\alpha_1 | k_2^2) \quad (\text{A2-9})$$

$$d_B = K(k_2) - \left( F(\alpha_2 | k_2^2) - F(\alpha_1 | k_2^2) \right) \quad (\text{A2-10})$$

$$k_2 = \sqrt{G / (G + W)} \quad (\text{A2-11})$$

また、電界の連続性より



$$\epsilon_S E_S = \epsilon_B E_B \quad (\text{A2-12})$$

式(A2-8)に(A2-11)を代入し整理する。

$$E_S = V_0 / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-13})$$

よって、バッファ層の影響による電界の減衰係数 $R_2$ は次式により表わされる。

$$R_2 = K(k_2) / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-14})$$

(3) 電界減衰係数 $R_3$ の導出

図2.2.2 (c)から、

$$E_S d_S + E_B d_B = V_0 \quad (\text{A2-15})$$

$$d_S = F(\beta_2 | k_3'^2) - F(\beta_1 | k_3'^2) \quad (\text{A2-16})$$

$$d_B = K(k_3') - \{F(\beta_2 | k_3'^2) - F(\beta_1 | k_3'^2)\} \quad (\text{A2-17})$$

$$k_3' = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (\text{A2-18})$$

$$k_3 = W / (W + 2G) \quad (\text{A2-19})$$

また、電界の連続性より

$$\epsilon_S E_S = \epsilon_B E_B \quad (\text{A2-20})$$

式(A2-15)に(A2-20)を代入し整理する。

$$E_S = V_0 / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-21})$$

よって、バッファ層の影響による電界の減衰係数 $R_3$ は次式により表わされる。

$$R_3 = K(k_3') / \{d_S + (\epsilon_S / \epsilon_B) d_B\} \quad (\text{A2-22})$$

### 付録 3. 式(3.2.11), (3.2.13)の導出

領域II のHelmholtz方程式は次式のように書ける。

$$\frac{d^2 U}{d\xi^2} + k_0^2 (a_i \xi + d_i) U = 0 \quad (\text{A3-1})$$

ここで

$$a_i = (n_{i+1}^2 - n_i^2) / \Delta x \quad (\text{A3-2})$$

$$d_i = n_i^2 - n_x^2 \quad (\text{A3-3})$$

$$\xi_i = x - x_i \quad (\text{A3-4})$$

である。

式(A3-1)の $\xi$ を次式により定義される $w$ で置換する。

$$w = a_i \xi + d_i \quad (\text{A3-5})$$

すると、

$$\frac{d^2 w}{d\xi^2} = a_i^2 \frac{d^2}{dw^2} \quad (\text{A3-6})$$

であるから、式(A3-1)は

$$\frac{d^2 U}{dw^2} + \frac{k_0^2}{a_i^2} w U = 0 \quad (\text{A3-7})$$

と書ける。

従って、参考文献(1)より

$$U = A w^{1/2} Z_{1/3}(\phi) + B w^{1/2} Z_{1/3}(\phi) \quad (\text{A3-8})$$

$$\begin{aligned} \phi &= \{2(k_0/a_i) / 3\} w^{3/2} \\ &= \frac{2k_0}{3a_i} w^{3/2} \end{aligned} \quad (\text{A3-9})$$



参考文献

(1) M.Abramowitz and I.A.Stegun: "HANDBOOK OF MATHEMATICAL FUNCTIONS", pp.437-445, Dover, NEW YORK, 1972

付録4. 式(3.2.12), (3.2.14)の導出

式(A3-8)を $\xi$ で微分する。

$$\begin{aligned}\frac{dU}{d\xi} &= \frac{dU}{dw} \frac{dw}{d\xi} = a_i \frac{dU}{dw} \\ &= a_i \frac{dU}{d\phi} \frac{d\phi}{dw} \\ &= a_i k_0 w^{1/2} \frac{dU}{d\phi}\end{aligned}\quad (A4-1)$$

従って、参考文献(1)より

$$\begin{aligned}\frac{dU}{dw} &= A \left\{ \frac{1}{2} w^{-1/2} Z_{1/3}(\phi) + w^{1/2} \left( Z_{2/3}(\phi) - \frac{1}{3} \phi^{-1} Z_{1/3}(\phi) \right) k_0 w^{1/2} \right\} \\ &\quad + B \left\{ \frac{1}{2} w^{-1/2} Z_{1/3}(\phi) + w^{1/2} \left( -Z_{2/3}(\phi) - \frac{1}{3} \phi^{-1} Z_{1/3}(\phi) \right) k_0 w^{1/2} \right\} \\ &= A w k_0 Z_{2/3} - B w k_0 Z_{2/3}\end{aligned}\quad (A4-2)$$

ここで、

$$\phi = \frac{2 k_0}{3 a_i} w^{2/3} \quad (A4-3)$$

である。

参考文献

(1) M.Abramowitz and I.A.Stegun: "HANDBOOK OF MATHEMATICAL FUNCTIONS", pp.437-445, Dover, NEW YORK, 1972

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、格別の御指導、御鞭撻を賜りました名古屋大学工学部後藤俊夫教授に深甚なる感謝の意を表します。また、名古屋大学工学部小川 明教授、森 正和助教授には、貴重な御指導と懇切な御教示を賜りました。ここに厚く御礼申し上げます。

本研究は日本電信電話株式会社光エレクトロニクス研究所で行ったものであり、本研究の機会を与えて頂き、多大な御指導御鞭撻を賜ったNTTエレクトロニクステクノロジー(株)鈴木敏正社長(元NTT研究開発技術本部副本部長)、NTT基礎技術総合研究所池上徹彦取締役社長、(株)リコー生産技術研究所十文字弘道所長(元NTT光エレクトロニクス研究所主幹研究員)に心から御礼申し上げます。

本論文をまとめることを勧めていただきました光エレクトロニクス研究所光複合部品研究部河内正夫部長に御礼申し上げます。

本研究の当初から終始懇切なる御指導を頂いたNTT光エレクトロニクス研究所野沢敏矩主幹研究員ならびに河野健治主幹研究員に深謝致します。

また、有益な議論と御協力を頂いた、光エレクトロニクス研究所三富修主幹研究員、宮澤弘主任研究員、野口一人主任研究員、柳橋光昭主任研究員、鈴木俊夫主任研究員に感謝致します。



# 研究発表リスト

論文題目	公表の方法及び時期	著者
A. 学会誌等		
1. A wide-band and low-driving power phase modulator employing a Ti:LiNbO <sub>3</sub> optical waveguide at 1.5 $\mu$ m wavelength	IEEE Photonic Technol. Lett., vol.1, pp.33-34, (1989)	K. Kawano T. Kitoh O. Mitomi T. Nozawa H. Jumonji
2. 広帯域・低損失 Ti:LiNbO <sub>3</sub> マッハツェンダー形光変調器の設計についての一考察	電子情報通信学会論文誌 C-I, J73-C-I, pp.332-339, (1990)	鬼頭 勤 河野健治 野沢敏矩 十文字弘道
3. シールド形位相速度整合 Ti:LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の設計と試作	電子情報通信学会論文誌 C-I, J74-C-I, pp.421-428, (1991)	河野健治 野沢敏矩 鬼頭 勤 野口一人 柳橋光昭 十文字弘道
4. Spectral-domain analysis of coplanar waveguide travelling-wave electrodes and their applications to Ti:LiNbO <sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulators	IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.39, pp.1595-1601, (1991)	K. Kawano T. Kitoh H. Jumonji T. Nozawa M. Yanagibashi T. Suzuki
5. バッファ層を考慮した Ti:LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の解析とモデル	電子情報通信学会論文誌 C-I, J75-C-I, pp.442-429, (1992)	鬼頭 勤 河野健治
6. 変形階段近似法による Ti 熱拡散光導波路の解析	電子情報通信学会論文誌 C-I, J75-C-I, pp.549-554, (1992)	鬼頭 勤 河野健治
7. Low-loss Ti:LiNbO <sub>3</sub> Y-branch optical waveguides	IEEE J. Lightwave Technol. to be submitted	T. Kitoh K. Kawano



論文題目	公表の方法及び時期	著者
B. 国際会議		
1. A wide-band and low-driving-power Ti:LiNbO <sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5 $\mu$ m wavelength	Proc. IEEE LEOS Annual Meeting(Lasers and Electro-Optics Society), paper OE6.5, (1988).	K. Kawano T. Kitoh O. Mitomi T. Nozawa H. Jumonji
C. 国内会議		
1. 進行波形マッハツエンダー光変調器の最適構成についての一考察	信学会'87秋季(昭62), 分冊2, 359, pp.2-146, Nov-90	鬼頭 勤 河野健治
2. 高速・広帯域光変調器の検討	信学会'88秋季(昭63), 分冊C-1, C-195, pp.C-1-77, Sep-88	河野健治 鬼頭 勤 三富 修 十文字弘道
3. MgO追拡散によるY分岐導波路の低損失化の検討	信学会'88秋季(昭63), 分冊C-1, C-201, pp.C-1-83, Sep-88	鬼頭 勤 河野健治
4. 高速・低駆動電力Ti:LiNbO <sub>3</sub> 位相変調器	応物昭63秋季, 分冊3, 7p-ZD-1, pp.920, Oct-88	鬼頭 勤 河野健治 柳橋光昭 鈴木俊雄 野沢敏矩 宮沢 弘 十文字弘道
5. 変形階段近似法とビーム伝搬法の組合せによる光導波路の三次元解析	信学会'89春季, 分冊4, C-499, pp.4-288, Mar-89	鬼頭 勤 河野健治
6. 変形階段近似法によるTi熱拡散LiNbO <sub>3</sub> 光導波路の解析	信学会'89秋季, 分冊4, C-251, pp.4-191, Sep-90	河野健治 鬼頭 勤
7. 有限要素法によるシールド形Ti:LiNbO <sub>3</sub> 光変調器の解析	信学会'91秋季, 分冊4, C-166, pp.4-196, Sep-90	河野健治 野口一人 鬼頭 勤 宮沢 弘

[関連論文]

論文題目	公表の方法及び時期	著者
A. 学会誌等		
1. Bending loss reduction in silica-based waveguide by using lateral offsets	IEEE J. Lightwave Technol. to be published	T. Kitoh N. Takato M. Yasu M. Kawachi
2. Y branching silica waveguide 1X8 splitter module	IEE Electron. Lett., vol.26, pp.707-708, (1990)	S. Kobayashi T. Kitoh Y. Hida S. Suzuki M. Yamaguchi
3. Novel broad-band optical switch using silica-based planar lightwave circuit	IEEE Photonic Technol. Lett., vol.4 no.7 pp.735-737, July (1992)	T. Kitoh N. Takato K. Jinguji M. Yasu M. Kawachi
4. Low-loss and stable fiber-to-waveguide connection utilizing UV curable adhesive	IEEE Photon. Technol. Lett., vol.4, no.8, pp.906-908, (1992)	Y. Yamada F. Hanawa T. Kitoh T. Maruno
5. 100Gbit/s, 50km, and nonrepeated optical transmission employing all-optical multi/demultiplexing and PLL timing extraction	IEE Electron Lett. vol.29, pp.1075-1076, (1993)	S. Kawanishi H. Takara K. Uchiyama T. Kitoh M. Saruwatari
6. 100 Gbit/s all-optical demultiplexing using nonlinear optical loop mirror with gating width control	IEE Electron Lett. vol.29, pp.1870-1871, (1993)	K. Uchiyama H. Takara S. Kawanishi T. Morioka M. Saruwatari T. Kitoh
7. 160Gbit/s single polarization subpicosecond transform limited pulse signal demultiplexing using ultrafast optical loop mirror including MQW travelling wave semiconductor laser amplifier	IEE Electron Lett. vol.30, pp.660-661, (1994)	K. Suzuki K. Iwatsuki S. Nishi M. Saruwatari T. Kitoh



論文題目	公表の方法及び時期	著者
8. Optical FDM/TDM crossconnect employing a delayed self-duplex light source and an optical timeslot interchanger	IEE Electron Lett. vol.30, pp.878-879, (1994)	S. Kuwano O. Ishida N. Shiba H. Ishii T. Kitoh
9. 160Gb/s sub-picosecond transform-limited pulse signal generation utilizing adiabatic soliton compression and optical time-division multiplexing	IEEE Photon. Technol. Lett., vol.6, no.6, pp.352-354, (1994)	K. Suzuki K. Iwatsuki S. Nishi M. Saruwatari T. Kitoh
10. 80Gbit/s soliton data transmission over 500km with unequal amplitude solitons for timing clock extraction	IEE Electron Lett. vol.30, pp1777-1778,(1994)	M.Nakazawa E.Yoshida E.Yamada K.Suzuki T.Kitoh M.Kawachi
B. 国際会議		
1. Wavelength-insensitive thermo-optic switch using silica-based planar lightwave circuits	Tech. Dig. OFC'92 (San Jose, California), paper TuC1, (1992)	N. Takato T. Kitoh K. Jinguji M. Yasu M. Kawachi
2. Loss characteristics of intersecting silica-based waveguides	Tech. Dig. OEC'92 (Makuhari Messe, Japan), paper 16B4-1, (1992)	T. Kominato T. Kitoh K. Katoh Y. Hibino M. Yasu
3. Ultrahigh-speed clock recovery circuit using a travelling-wave laser diode amplifier as a 50 GHz phase detector	PD.OAA'93 (Yokohama, Japan), PD5, pp.352-355(1993)	S. Kawanishi H. Takara M. Saruwatari T. Kitoh
4. Single polarization completely time-division-multiplexed 100 Gbit/s optical transmission experiment	Proc. ECOC'93 (Montreux Switzerland), Thp12.1, pp.53-56(1993)	S.Kawanishi H. Takara K. Uchiyama M. Saruwatari T. Kitoh

論文題目	公表の方法及び時期	著者
5. Reliability of silica-based planar lightwave circuit-type 1x8 splitter module	Tech.Dig.OFC/IOOC'93 (San Jose USA), WH3, pp.112-113 (1993)	Y. Yamada F. Hanawa T. Kitoh T. Maruno
6. 100 Gb/sec, 50 km optical transmission employing all-optical multi/demultiplexing and PLL timing extraction	PD.OFC/IOOC'93 (San Jose USA), PD2, pp.13-16 (1993)	S. Kawanishi H. Takara K. Uchiyama M. Saruwatari T. Kitoh
7. Highly-integrated wave-length insensitive 2x16 signal splitter with test light couplers	PD.OFC/IOOC'93 (San Jose USA), PD24, pp.99-102 (1993)	N. Takato T. Kitoh F. Hanawa I. Sankawa
8. Single-polarization 80Gbit/s soliton data transmission over 500km with unequal amplitude solitons for timing clock extraction	Proc. ECOC'94 (Firenze Italy), pp.41-44, (1994)	M.Nakazawa E.Yoshida E.Yamada K.Suzuki T.Kitoh M.Kawachi
9. Demonstration of optical FDM based self-healing ring network employing arrayed-waveguide-grating ADM filters and EDFAs	Proc. ECOC'94 (Firenze Italy), pp.263-266, (1994)	H.Toba K.Oda K.Inoue K.Nosu T.Kitoh
10. Switching performance of an optical FDM/TDM crossconnect at the data rates of 622 Mb/s and 2.5 Gb/s	Proc. ECOC'94 (Firenze Italy), pp.575-578, (1994)	S.Kuwano O.Ishida N.Shibata H.Ishii T.Kitoh
11. FDM cross-connect switch using a delayed self-duplex light source and an optical time-slot interchanger	Tech.Dig. OFC'94(San Jose USA), Th13, pp.218-219 (1994)	N.Shiba O.Ishida S.Kuwano H.Ishii T.Kitoh



論文題目	公表の方法及び時期	著者
12. Nealy-penalty-free, fully TDM 100-Gbit/s optical transmission by using two tunable mode-locked Er-doped fiber lasers	Tech.Dig. OFC'94(San Jose USA), TuD5, pp.15-16 (1994)	H.Takara S.Kawanishi K.Uchiyama M.Saruwatari T.Kitoh
C. 国内会議		
1. Y分岐導波路の低損失化	信学会'90春季, 分冊4, C-186, pp.4-241, Mar-90	鬼頭 勤 小林壯一 河内正夫
2. Y分岐導石英波路1×8スプリッタモジュール	信学会'90春季, 分冊4, C-191, pp.4-246, Mar-90	小林壯一 鬼頭 勤 山口真史 中原基博
3. 光方向性結合器のBPMによる解析	信学会'90秋季, 分冊4, C-174, pp.4-216, Sep-90	鬼頭 勤 高戸範夫 須田裕之 河内正夫
4. ポリマークラッド石英ガラスコア光導波路型方向性結合器の温度特性	応物'91年秋季, No.3, 10p-ZN-15, pp.1011, Oct-91	日比野善典 鬼頭 勤 木村隆男
5. 石英系Y分岐光導波路の縦列配置特性	応物'91年秋季, No.3, 10p-ZN-16, pp.1011, Oct-91	肥田安弘 鬼頭 勤
6. 石英系プレーナ光波回路を用いた波長無依存光スイッチ	光スイッチング研究会, PTS92-10, 1992年6月	高戸範夫 鬼頭 勤 神宮寺 要 安 光保 河内正夫
7. プレーナ光波回路の実装技術(2)ー耐環境特性ー	信学会'92秋季, 分冊4, C-211, pp.4-233, Sep-92	山田泰文 塙 文明 鬼頭 勤 村田則夫
8. プレーナ光波回路の実装技術(3)ーカップラモジュールへの適用ー	信学会'92秋季, 分冊4, C-212, pp.4-234, Sep-92	塙 文明 山田泰文 高戸範夫 鬼頭 勤

論文題目	公表の方法及び時期	著者
9. Er添加石英系プレーナ光分配器	信学会'93春季, 分冊4, C-201, pp.4-237, Mar-93	北川 毅 服部邦典 小熊 学 鬼頭 勤 山田 誠 大森保治 堀口正治
10. 波長可変モード同期Erドープファイバリングレーザを用いた100Gbit/s光伝送実験	信学会'93秋季, 分冊4, B-925, pp.4-166, Sep-93	高良秀彦 川西悟基 内山健太郎 猿渡正俊 鬼頭 勤
11. 超高速サブピコ秒トランスフォームリミットパルス発生技術	信学会'94春季, 分冊4, B-1075, pp.4-141, Mar-93	鈴木謙一 岩月勝美 西 成人 猿渡正俊 鬼頭 勤
12. 超高速サブピコ秒トランスフォームリミットパルス発生技術	信学会'94秋季, 分冊2, B-909, pp.507, Sep-93	鈴木謙一 岩月勝美 西 成人 猿渡正俊 鬼頭 勤
13. 光FDMセルフヒーリング・リング網の一検討	信学会'94秋季, 分冊2, SB-8-5, pp.611-612, Sep-93	織田一弘 鳥羽 弘 井上 恭 鬼頭 勤 野須 潔



