

# Ridge Waveguides

## に関するアプリケーションノート

*設計とシミュレーション*

APN-APSS-RidgeWG

**Apollo Inc.**  
1057 Main Street West  
Hamilton, Ontario L8S 1B7  
Canada  
Tel: (905)-524-3030  
Fax: (905)-524-3050

[www.apollophotonics.com](http://www.apollophotonics.com)

(有)ノア コンサルティング  
〒709-0854 岡山県赤磐郡瀬戸町江尻 1607 番地  
Tel: (0869)-52-5288  
Fax: (0869)-52-5278  
E-mail : [info@noah-c.com](mailto:info@noah-c.com)

[www.noah-c.com](http://www.noah-c.com)

## Disclaimer

In no event should Apollo Inc., its employees, its contractors, or the authors of this documentation be liable to you for general, special, direct, indirect, incidental or consequential damages, losses, costs, charges, claims, demands, or claim for lost profits, fees, or expenses of any nature or kind.

Document Revision: September 22, 2003

日本語版:2004年1月21日(加筆修正)

Copyright © 2003 Apollo Inc.

All right reserved. No part of this document may be reproduced, modified or redistributed in any form or by whatever means without prior written approval of Apollo Inc.

日本語版は Apollo 社の了解のもとに(有)ノア コンサルティング技術スタッフが日本語ユーザのために用意したものであり、許可なく複製、修正並びに再配布をすることはできません。

## 概要

このアプリケーションノートは APSS を用いてどのようにリッジ導波路を作成するかについて簡単に記したものである。

本資料には以下の事柄が記載されている。

- 動作原理に関する記述
- シングル（単一）モード条件、偏波依存性、曲げの影響、カップリングなどリッジ導波路に影響を与える重要事項の議論
- APSS 導波路モジュール(APSS-WM)を用いて設計の効率を向上させる方法の提案

## Keywords

APSS、導波路モジュール、偏波依存性、偏波結合、曲がり損、PML (perfectly matched layer)

## 目次

<b>1</b>	<b>はじめに</b> .....	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>理論</b> .....	<b>6</b>
2.1	フルベクトルとセミベクトルモード.....	6
2.2	導波モードとリーキーモード.....	8
2.3	基本モードと高次モード.....	9
2.4	シングルモードとマルチモード.....	10
2.4.1	実効屈折率の条件.....	11
2.4.2	モード閉じ込めに基づいた条件.....	11
2.4.3	リークに基づいた条件.....	12
<b>3</b>	<b>設計とシミュレーション</b> .....	<b>14</b>
3.1	シングルモード条件.....	14
3.1.1	リッジ幅の効果.....	15
3.1.2	リッジ高さの効果.....	17
3.1.3	エッチング深さの効果.....	18
3.1.4	コア厚さの効果.....	19
3.1.5	リッジモード.....	19
3.1.6	普遍的なシングルモード特性.....	20
3.2	偏波無依存性.....	21
3.3	光ファイバとの結合.....	23
3.4	曲げの効果.....	25
3.4.1	シングルモード条件への影響.....	26
3.4.2	位相への影響.....	26
3.4.3	曲がり損.....	27
3.4.4	偏波依存性の影響.....	28
<b>4</b>	<b>議論</b> .....	<b>29</b>
<b>5</b>	<b>まとめ</b> .....	<b>29</b>
<b>6</b>	<b>参考文献</b> .....	<b>30</b>

## 1 はじめに

図1に示したリッジ導波路は、半導体レーザ、変調器、スイッチ、半導体増幅器(SOA)やその他のパッシブデバイスなど応用範囲が広い。

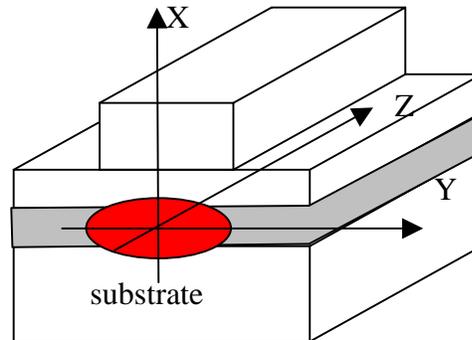


図1 . 典型的なリッジ導波路構造の概略

このアプリケーションノートは、シングル(単一)モード発振条件、偏波依存性、結合に関する事柄、曲がり損失などを含む、リッジ導波路設計に関して記したものである。これらの設計に関して理解を深めるために、最初に動作原理が記されている。それぞれに関して簡単な記述が以下のようになされている。

- 単一モード発振条件 – 有効なリッジ導波路設計として要求される。単一モード条件は横方向閉じ込めの入念な制御で、リッジ幅とエッチング深さの調節で行われる。
- 偏波依存性 – 標準的な導波路には偏波依存性は存在する。偏波無依存性は深いエッチングで実現できるが、これは実用的ではない。
- 結合 – 結合効率に関する幾何学的パラメータの効果は検討の必要がある。
- 曲がり損失 – 実際の応用を考えると曲がり損失は必須である。曲がりによる影響を単一モード条件、位相損失、偏波依存などの観点から検討しなければならない。

## 2 理論

### 2.1 フルベクトルとセミベクトルモード

マックスウエルの方程式から、直行座標での直線導波路に対するヘルムホルツ方程式が直接導かれる[1]。

$$\begin{bmatrix} P_{xx} & P_{xy} \\ P_{yx} & P_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \beta^2 \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

上記の固有方程式の解、固有値と固有関数はモードと呼ばれる。一般的な導波路のモードは偏波依存性があり ( $P_{xx} \neq P_{yy}$ )、偏波は結合している ( $P_{xy} \neq 0, P_{yx} \neq 0$ )。これらは、誘電体材料が連続でないために生じる。

上記の方程式は何んら近似をすることなくマックスウエルの方程式から直接導出することができる。従って、その解はフルベクトルモードと呼ばれる。定式化から明らかのように、フルベクトルモードは2つの成分を有している。APSS 導波路モジュールで計算したこれらの2つの成分を図2に記す。

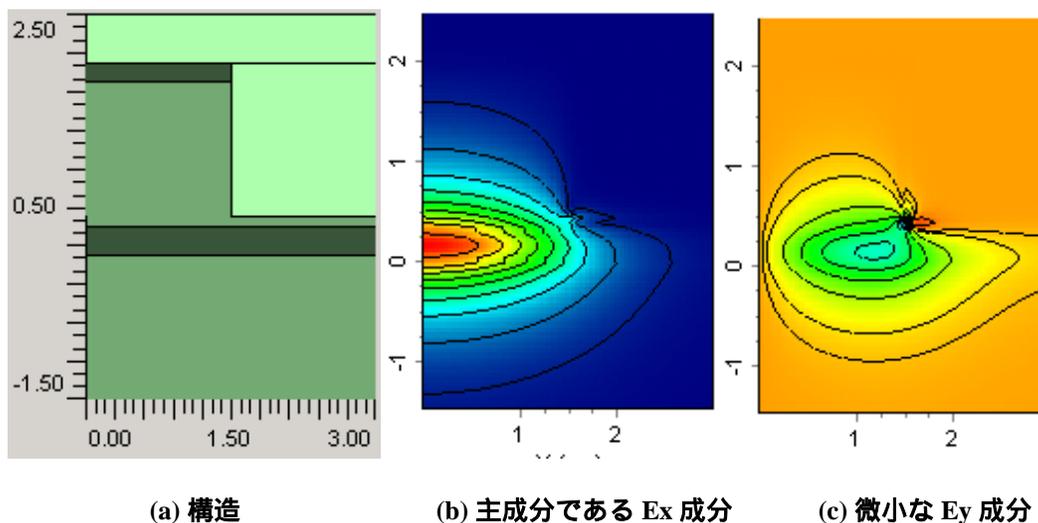


図2 . リッジ導波路のフルベクトルモード

図2に記したように一つの成分が大きく働き、もう一つは小さい。ピークの比は  $0.05\mu\text{m} \times 0.05\mu\text{m}$  のメッシュのとき、約  $14.0/3.3 \sim 4$  倍である。コーナーでの特異

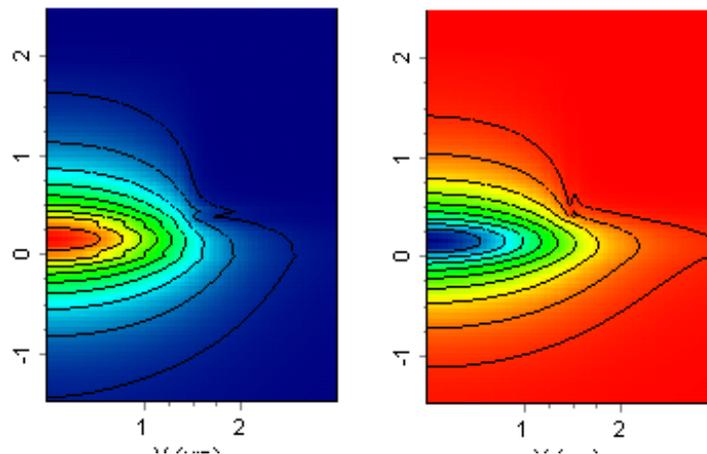
点特性から[2]、微小成分では、メッシュ間隔が狭くなれば更に鋭いピークが助長される。

もし、微小成分が極めて小さければ、 $P_{xy}=P_{yx}=0$  として、その効果を見捨てることができる。そのような状況では、フルベクトル方程式はセミベクトル方程式へと分解できる。

$$P_{xx}E_x = \beta_x^2 E_x \quad (2)$$

$$P_{yy}E_y = \beta_y^2 E_y \quad (3)$$

セミベクトル方程式の解は、セミベクトルモードと呼ばれ、図3に示すように一つの成分しかない。



(a) X-方向偏波( $E_x$  フィールド)

(b) Y-方向偏波 ( $E_y$  フィールド)

図3 . InGaAsP/InP 系リッジ構造導波路の2つのセミベクトルモード

モードプロファイルのみならず、セミベクトルとフルベクトルの実効屈折率の違いは重要である。図4は両方の偏波に対しての計算結果である。差は小さな挿入図として表わされている。差は約  $0.0005 \mu\text{m}$  である、この値は応用分野によっては極めて小さいと言えたり、許容できない程大きいことにもなる。

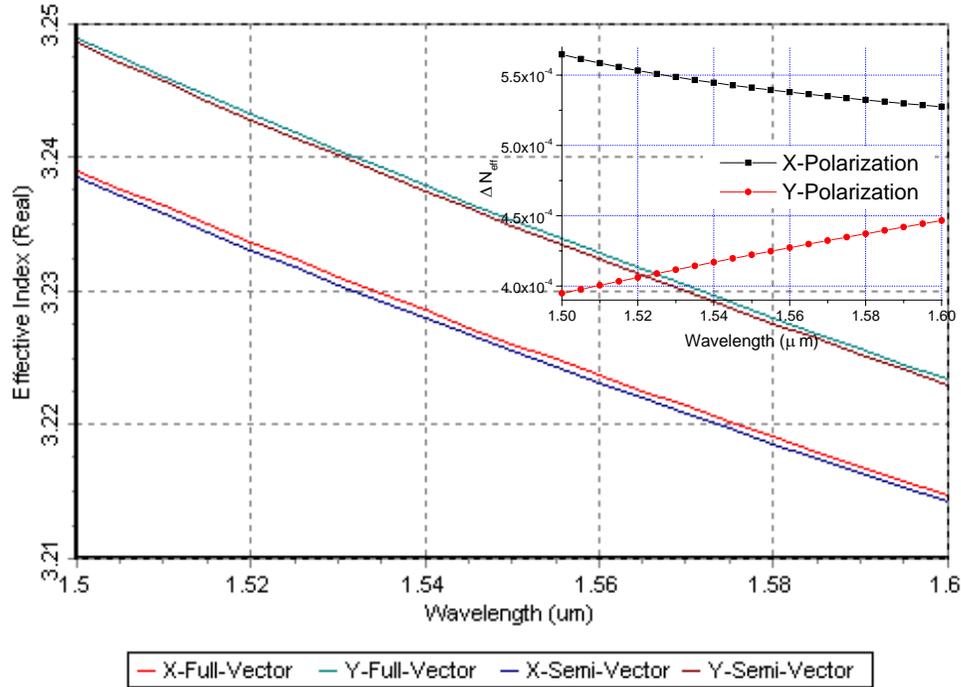


図4．リッジ導波路の実効屈折率

## 2.2 導波モードとリーキーモード

数学的には、固有状態の数は計算で用いられているメッシュ数と同じである。実数の伝搬定数（または、実効屈折率）や複素数の伝搬定数がある。実数の実効屈折率では伝播損失が無いので、導波モードと呼ばれる。一方、複素数の実効屈折率では、伝播損失が生じ、リーキーモードと呼ばれる。

リーキーモードは伝搬中に無くなってしまふので、このアプリケーションノートでは主として導波モードを扱う。しかし、例外的にリーキーモードで無くてはならない設計が要求されることもある。例えば、図5(a)に示すように、GaAsの基板は高い屈折率を有しているので、AlGaAs/GaAsレーザの全てのモードはリーキーモードである。そのモードの実効屈折率は基板の実効屈折率より低い。そのため、図5(b), (c)に示すようにモードは基板側へ漏れる。図5(c)のみが活性層に利得があるので生き残れ、活性層にモードの閉じ込めが観測できる。他のモード

は、リッジの上部領に閉じ込めが行われている図 5 (b)を含んで、重要ではない。このモードは存在はするが以下の 2 つの理由で生き残れない。

- 閉じ込め領域が活性層から遠いので利得がほとんど無い。
- 閉じ込め領域がメタルコンタクトに近いので、十分大きな吸収がある。

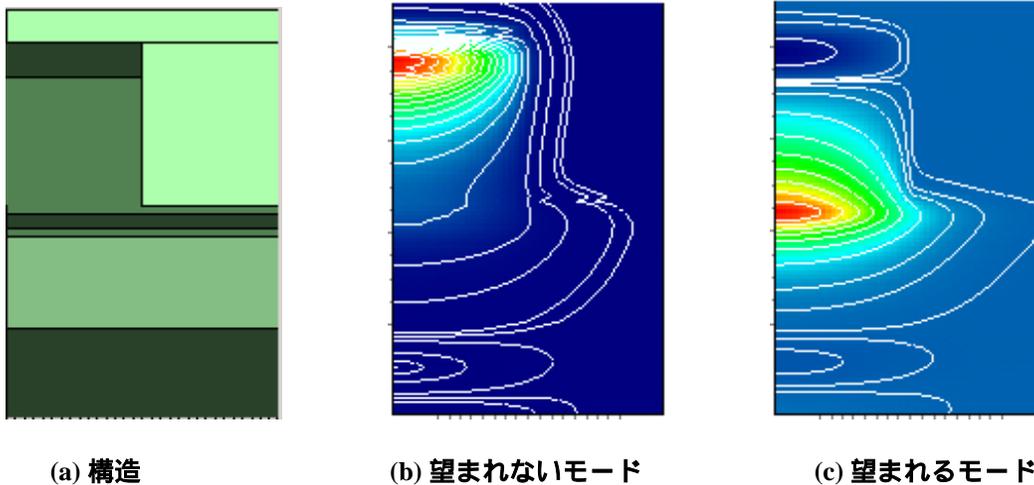


図 5 . AlGaAs/GaAs 導波路の構造とモードプロファイル

### 2.3 基本モードと高次モード

計算の結果得られた固有モードは固有値の順番、即ち、実効屈折率の大きいものからの順である。一番大きな実効屈折率のモードが基本モードと呼ばれ、他の全てのモードは高次モードと呼ばれる。

図 6 (a)に InGaAsP/InP 系システムの典型的な構造を示す。基本モードを図 6 (b)に、1 次の反対称モードを図 6 (c)に示す。それに加えて、通常モードではない、いわゆるリッジモードを図 6 (d)に記す。

このような通常でないモードが存在することを驚く方がいるかもしれない。特にパッシブデバイスでは、デバイス性能に大きな影響を与える。そのモードプロファイルは丸い形をしているので基本モードよりもむしろ良好にファイバとのモー

ド結合をする。その結果として、設計者にとって偶然にも間違ったモードを接続し図らずもデバイスが機能しないということにもなりかねない。この通常で無いモードはリーキーであるが、半導体デバイスは通常は短いので、一旦励起されるとダンピングしきれなくデバイス特性に影響を及ぼすことになる。また、このモードは閉じ込められる特長があるので、取り除くことは極めて困難である。

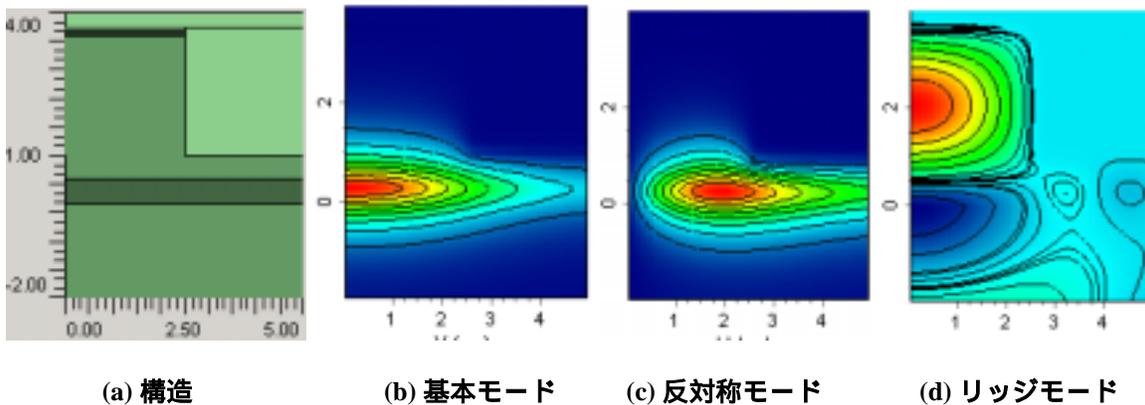


図6 . InGaAsP/InP リッジ導波路構造とその各種モード

図5 に示す AlGaAs/GaAs リッジ導波路はもう一つの実例である。図5 (c)に示すように活性層に閉じ込められたモードは基本モードである。一方、他のモードはリッジのトップに閉じ込められた図5 (b)をも含めて高次モードである。リッジのトップに閉じ込められたモードの実効屈折率は基本モードのものよりも大きい値であるが、そのモードは生き残ることはできないので、依然として高次モードと呼ばれている。

## 2.4 シングルモードとマルチモード

シングル(単一)モードに関する条件を一般的に設定することは困難であるので、条件付で定義することにしよう。基本モードだけが導波し、他のモードはカットオフである。そして、問題は「カットオフ」に明確な定義が無いことから生じる。

数学的には「カットオフ」の明確な定義があっても、物理的には導波と導波しないとの間の線引きが難しい。カットオフよりも僅かだけ下の導波しないモードでは、伝搬損失は小さく、それ故にモードは比較的長い距離生き残ることができる。そのためにこのモードは、もしデバイスが十分に長くなければ、特性に影響を与えることになる。

実用レベルではモードが導波であるかどうかを判断するために3つの条件がある。

- 実効屈折率がクラッド値よりも大きい。
- モードプロファイルがコア領域に閉じ込められている。
- モードはリーキーではない。

全てのルールが全ての導波路に適用できる訳ではない。これらの種々の条件は次の節で議論されている。

#### 2.4.1 実効屈折率の条件

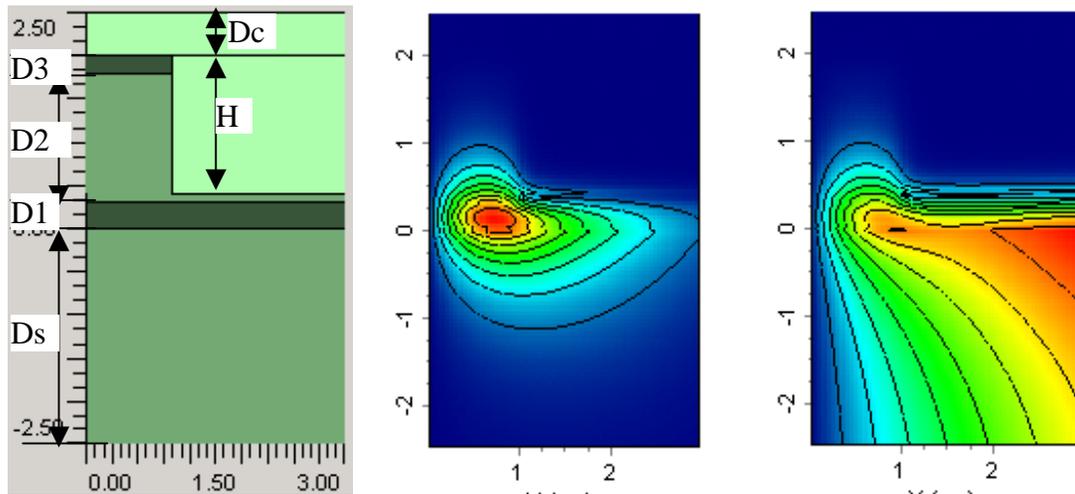
検討されているモードが低い屈折率で囲まれているクラッド構造を有する導波路で、「導波」となるためには、実効屈折率はクラッドの値よりも大きくなければならない。光ファイバや埋め込みチャンネル型導波路がこれに相当する。

しかし、この条件はリッジ導波路には適用できない。リッジ導波路ではコアはクラッドでサンドイッチ構造になっており、実効屈折率はモードが導波しても導波しなくてもいつもクラッドの値よりも大きい。

#### 2.4.2 モード閉じ込めに基づいた条件

導波モードは通常はコア領域に閉じ込められており、一方、導波しないモードは閉じ込められていない。

しかし、実効屈折率がクラッドの値よりも大きい場合であってもモードが閉じ込められていない場合がある。図7(a)に示す InGaAsP/InP 導波路はこの場合の例である。図7(b)に示すように、波長 $\lambda=1.55\mu\text{m}$ で、最初の高次モードである反対称モードはリブの中によく閉じ込められている。そして、図7(c)に示すように、波長 $\lambda=1.75\mu\text{m}$ では閉じ込められなくなる。従って、導波路は $\lambda=1.55\mu\text{m}$ ではマルチモード、 $\lambda=1.75\mu\text{m}$ ではシングルモードと結論される。



(a)幅  $W=2\mu\text{m}$  の構造 (b)  $\lambda=1.55\mu\text{m}$  での閉じ込めの様子 (c)  $\lambda=1.75\mu\text{m}$  での漏れの様子

図7 . InGaAsP/InP リッジ導波路構造と1次の反対称モード

一般的には、モードが導波モードか導波しないモードであるかを判断するにはモード分布を見れば直ぐわかる。この方法は全ての種類の導波路に適用可能であるが、これは主観的であり数学的に正確であるとは言い切れず、経験を要する。

### 2.4.3 リークに基づいた条件

もう一つの、導波モードか導波しないモードであるかの判断は、モードの伝搬損、即ち、実効屈折率の虚部を調べる方法である。APSS の導波路モジュールでは PML(Perfectly Matched Layer) 境界条件を使うことができ、設計者はリーキーな場合のシミュレーションを行い、漏れを計算することができる[3]。図8は、図7

に示した InGaAsP/InP リッジ導波路で、 $W=3\mu\text{m}$  としたときの 1 次高次モードである反対称モードのリークによる損失の計算結果である。

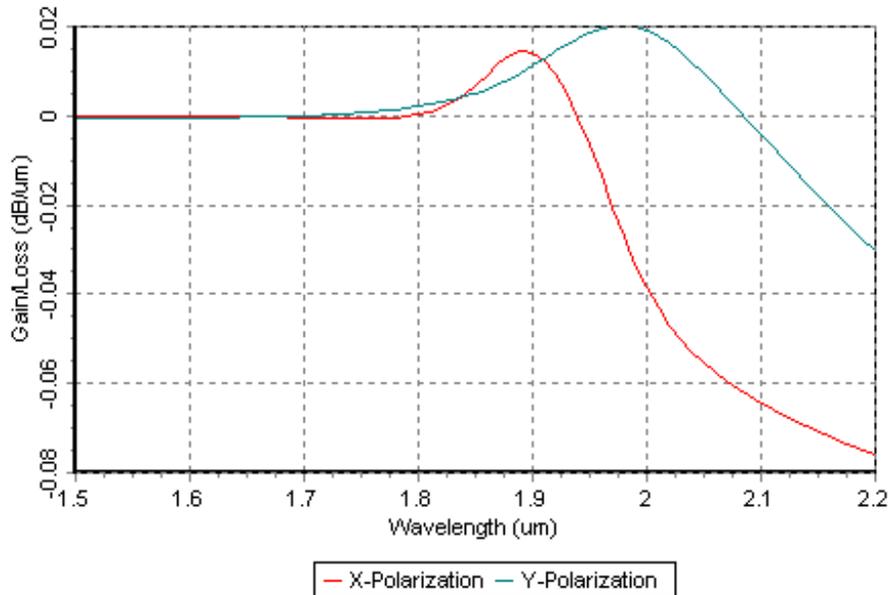


図 8 . InGaAsP/InP リッジ導波路での第 1 次の反対称モードでのリーク特性

上図に示すように、短波側では導波モードで損失はない。他方、長波側では損失があり導波しないモードである。しかし、モードがリーキーでないところでは、PML 境界条件は不要で、小さな利得が観測されている。PML 境界条件は、メッシュサイズを複素数として、exponential に減衰する波を進行波とするものである。

$$E(x) = e^{-\alpha x} = e^{-\alpha(x_r - jx_i)} = e^{-\alpha x_r} e^{j\alpha x_i} \quad (4)$$

計算の窓の内側への進行波は利得となり、図 8 からそのことは見て取れる。

これらの理由から、PML 境界条件は望んでいない結果とならないように十分に注意して用いなければならない。例えば、波動は横方向や基板方向に漏れるので、PML 境界条件は右( $Y_{\max}$ )と下( $X_{\min}$ )の境界にのみ適用されるべきである。

実際には、導波と導波しないモードの間には、明確な「カットオフ」は無いので、便宜上、「カットオフ」はゼロ損失点として定義されている。従って、特定の応用には、どのようなレベルのリークが要求されてもシングルモードとなるような、高次モードが設計される[4]。

この条件は、吸収やリークを持っている材料は実効屈折率の虚部に影響を与えるので、このような導波路には適用できない。例えば、この条件は GaAs をベースとした導波路には適用できない。

### 3 設計とシミュレーション

#### 3.1 シングルモード条件

導波路をシングルモードとするには、全ての高次モード、特に、図 6 (c)に示す 1 次の反対称モードと図 6 (d)に示すリッジモードはカットオフ以下でなければならない。

リッジでの閉じ込めの機構を理解するために、リッジは磁石であり、コアにおけるモードは磁石に引き付けられる鉄片であるとしよう。リッジ幅と高さを小さくするとは、磁石の大きさを減らすようなものである。エッチング深さを浅くするとは、磁石と鉄片の距離を離すようなものである。コアの厚さを増加させるとは、鉄片のサイズを大きくし重さを大きくするようなものである。これら全てのアクションは磁石と鉄片間の引き合う力を弱める方向のものである。

反対称モードをカットオフするには、以下のいずれかの方法で、横方向の閉じ込めを弱くすることである。

- リッジ幅を減少させる。

- エッチング深さを浅くする。(即ち、リッジからコアまでの距離を長くする。)
- リッジ高さを減少させる。
- コアの厚さを増加させる。

APSS のスキャン機能を使うと、幾何学パラメータをループに選択することができる。幾つかの異なるパラメータに関する効果は次節に記載されている。

### 3.1.1 リッジ幅の効果

導波路製造の観点からは、導波路幅はウエファーを注文した後も容易に変えることができるパラメータである。異なった幅はウエファーのどこでも実現できるので、幅依存を調査することは重要である。

図9は図7に示したリッジ導波路のリッジ幅をパラメータとして両方の偏波に対する反対称モードの漏れによるロスの計算値である。その他のパラメータは次の通りである。 $D_1=0.5\mu\text{m}$ 、 $D_2=3\mu\text{m}$ 、 $D_3=0.1\mu\text{m}$ 、 $D_4=0$  (メタル層を除いて)、 $H=2.6\mu\text{m}$ 。比較のために図にはフルベクトルとセミベクトルの結果を記した。その結果、以下の知見を得た。

- フルベクトルとセミベクトルの解析結果は大した相違は無い。セミベクトルはフルベクトルと比較してメモリ容量が 1/4 以下であり、少なくとも計算時間は 4 倍以上高速なために、以下の検討ではセミベクトル解析を用いることにする。
- 反対称モードの Y 方向偏波は X 方向偏波よりも実効屈折率高いにも関わらず、容易にカットオフとなる。
- 導波路は、 $W < 4.7\mu\text{m}$  でシングルモードとなる。

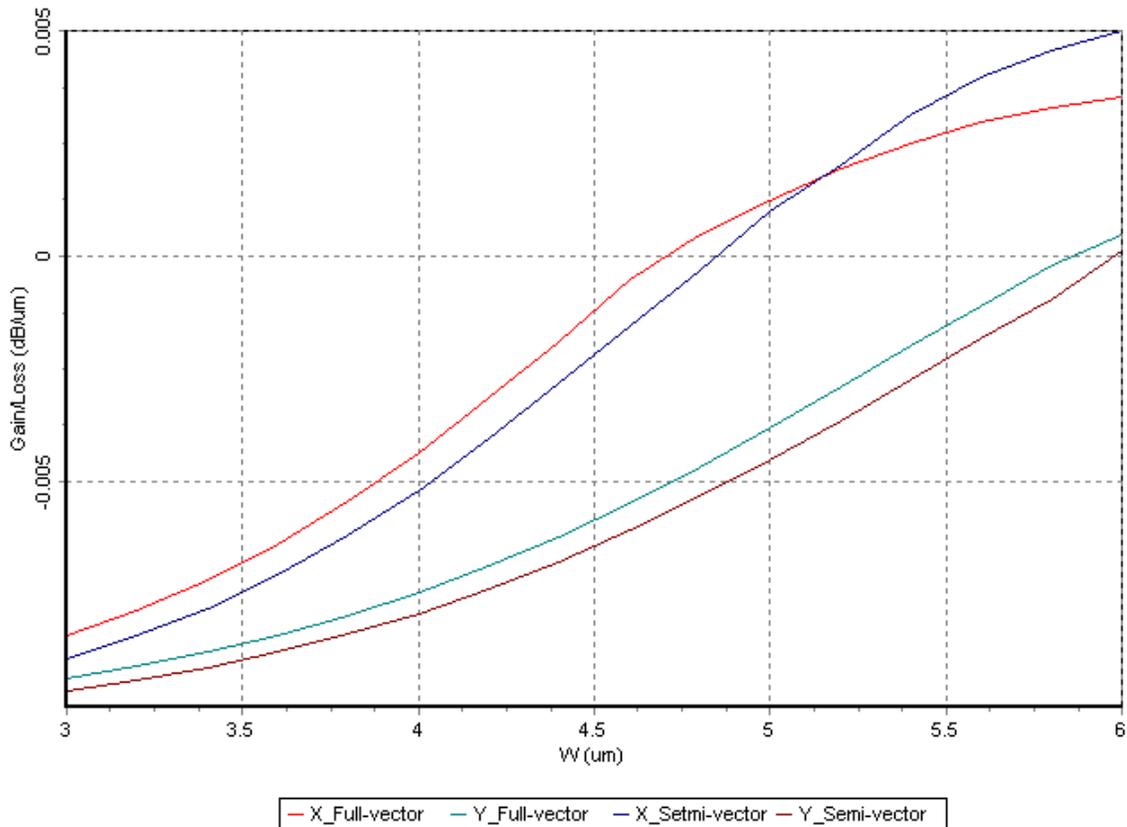


図9 . リッジ導波路のリッジ幅変化に対する反対称モードの漏れ

正確な結果を得るためには、APSS では正しいメッシュ設定をしなければならない。特に、以下の事柄は留意すべき点である。

- 通常のシミュレーションではどんなメッシュが使われようとも、スキャンでは均一メッシュが使われる。
- スキャン変数 $\Delta V$  はメッシュサイズ $\Delta X$  に対して、 $\Delta V/\Delta X$  が整数と成るようにして、計算結果がスムーズで一貫して変化するようにしなければならない。
- 半分の構造では、リッジ幅など横方向の増分は、半分しかウインドウ表示していないので、メッシュ数の倍となる。

### 3.1.2 リッジ高さの効果

リッジの高さを減少させることはリッジのサイズを小さくすることで、横方向閉じ込めを弱くすることである。図 10 はリッジ幅  $W=6.0\mu\text{m}$  としたとき、リッジ高さ  $H$  と漏れとの関係の計算結果である。パラメータスキャンでは上のクラッド層厚さを  $0.5\mu\text{m}$  と一定にして、第 2 層の厚さを  $D_2=0.5+H-D_3-D_4$  とした。スキャン途中でメッシュサイズを変更しないためには、垂直方向のウインドウは  $D_s=6-D_1-D_2-D_3-D_4-D_c$  として一定でなければならない。次の事柄がわかった。

- リッジ高さが反対称モードに与える影響は小さく、その効果は早く飽和してしまう。
- $H < 0.52\mu\text{m}$  ではシングルモード条件を容易に満足させることができる。

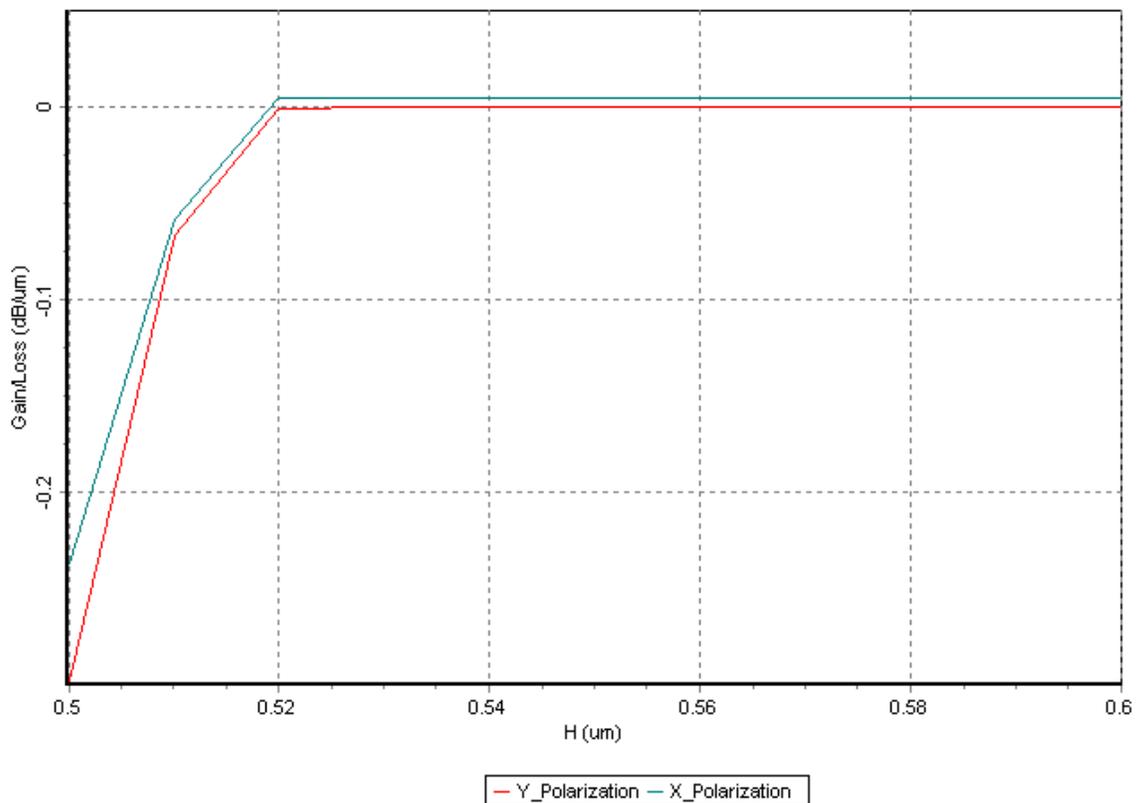


図 10 . リッジ導波路における異なるリッジ高さでの反対称モードの漏れ特性

### 3.1.3 エッチング深さの効果

幅と異なり、エッチング深さはウエファー全体で均一であるために、同一ウエファー内でこの深さを変化させることは困難である。エッチング深さを減少させる（等価的には、上部のサイドクラッドの厚さを厚くすること）ことが反対称モードをカットオフすることになる。図 1 1 はリッジ幅を  $W=5\mu\text{m}$  としたときのエッチング深さとリークの関係の計算結果である。同様なロスが無い特性は既に観測されており、既に述べた漏れの条件から、導波路は  $H < 2.56\mu\text{m}$  でシングルモードとなる。

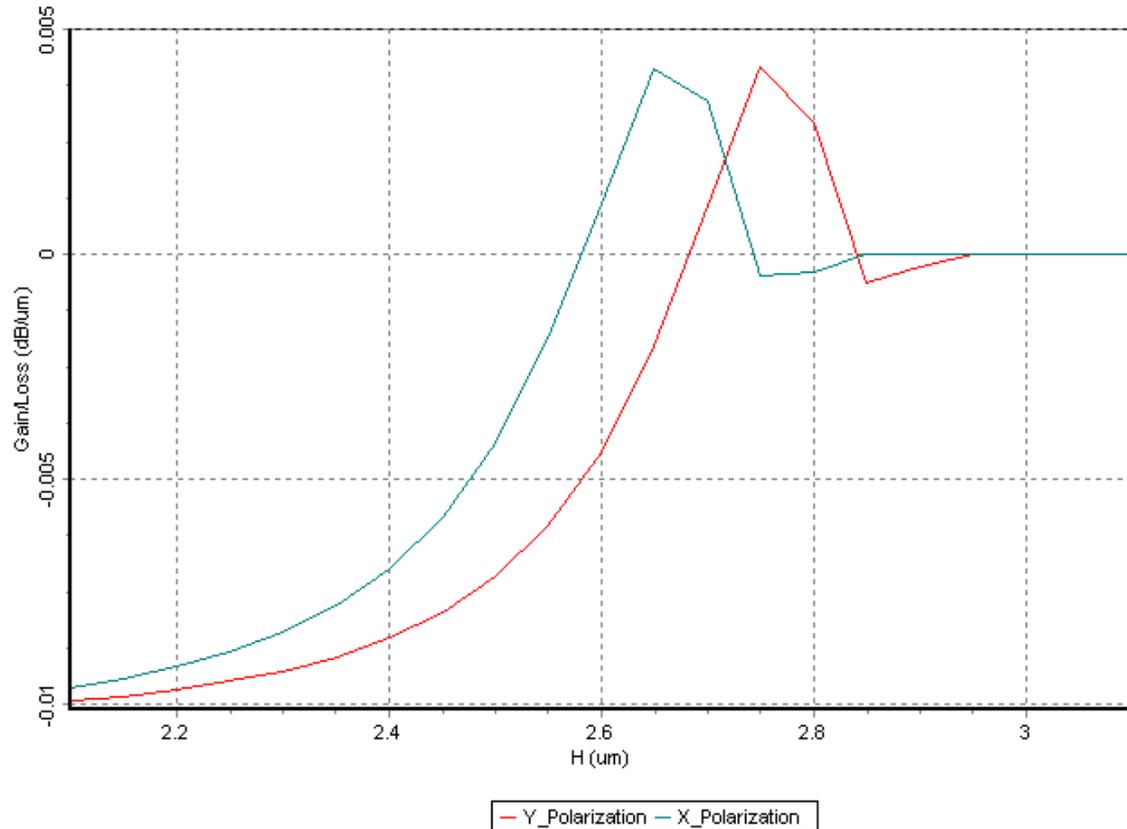


図 1 1 . 異なるエッチング深さのリッジ導波路の反対称モードの漏れ

### 3.1.4 コア厚さの効果

理論的にはコアの厚さを厚くすることはもう一つの選択肢ではあるが、実際にはコア厚さを変化させることは得策ではない。そうすることで、半導体レーザではしきい値上昇、半導体増幅器(SOA)では飽和特性の劣化など性能劣化をもたらすことになる。

### 3.1.5 リッジモード

もう一つの課題は図 6 (d)に示したリッジモードの低減である。モードを流れ込む水にたとえると、リッジはスポンジのようなもので、水を吸い込んでしまう。そのモードはリッジの中で隠されており、それを取り出して明らかにすることは難しい。リッジの高さを低くすることで中に圧縮されたようになる。これによって、リッジモードの居場所が無くなり、リーキーモードとなる。しかし、リッジを余りにも小さくしてしまうと、以下に記す 2 つの観点で基本モードにも悪影響を与えることになる。

- 上部の金属コンタクト層の影響を受け、吸収損が増加する。
- 基本モードのモードプロファイルがより平坦化し、ファイバとの結合がむしろ悪くなってしまう。

図 1 2 はリッジ導波路のリッジ幅  $W=5\mu\text{m}$  と固定したときのリッジ高さに対してのリッジモードの漏れ特性の計算結果である。既に予想したように、リッジ高さが低くなれば、漏れは増大する。

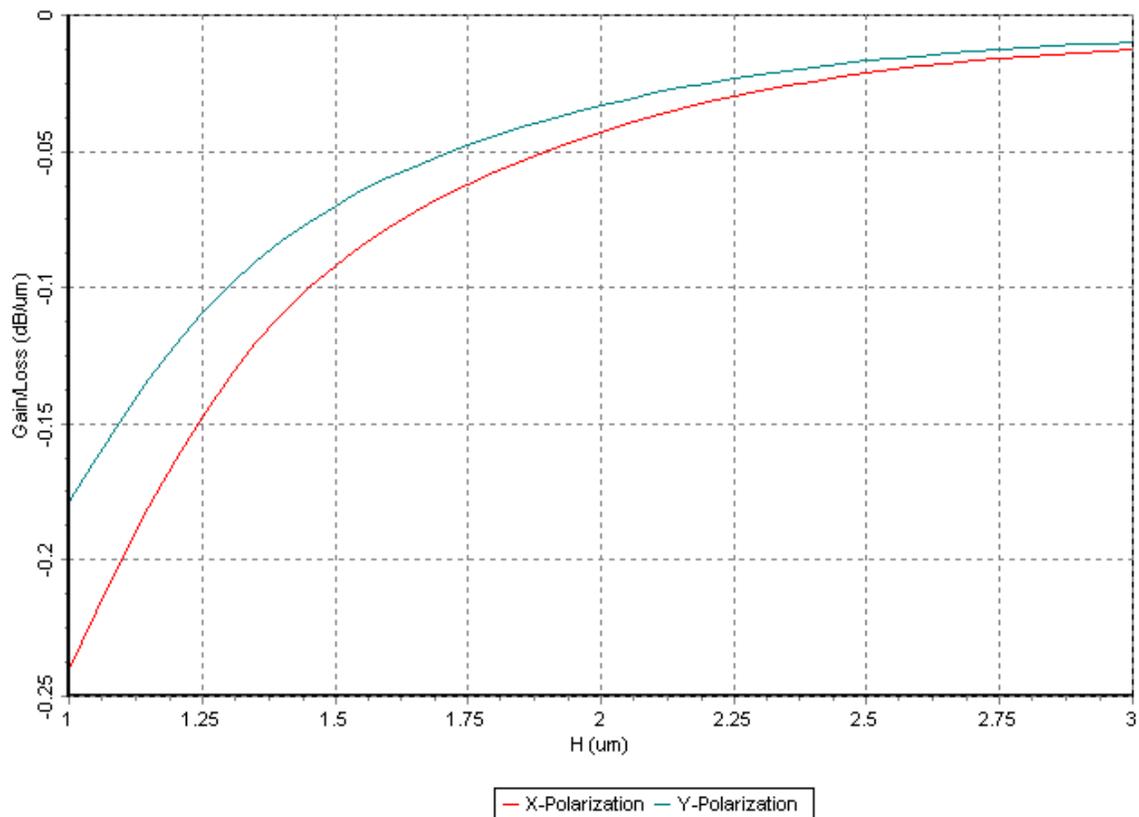


図12 . 異なるリッジ高さに対するリッジモードの漏れ特性

### 3.1.6 普遍的なシングルモード特性

前節で議論したように、与えられたウエファーでは層の厚さとか成分は固定されてしまうので調整可能な変数として、幅とエッチング深さという、主として2つの幾何学的寸法となってしまう。それぞれのエッチング深さに対してシングルモードとなる幅を計算すると普遍的にシングルモードとなる特性が得られる。InGaAsP/InP 導波路に対して計算した結果を図13に記す。その他のパラメータは参考文献[5]と同一である。特に、コア( $\lambda_g=1.1\mu\text{m}$ )、厚さ  $D_1=0.5\mu\text{m}$ 、クラッド(InP)厚さ  $D_2=3.0\mu\text{m}$ 、オーミックコンタクト厚さ  $D_3=0.1\mu\text{m}$ 。メタル層とエッチストップ層は光学モードにはほとんど影響を与えないのでここでの計算では除外した。

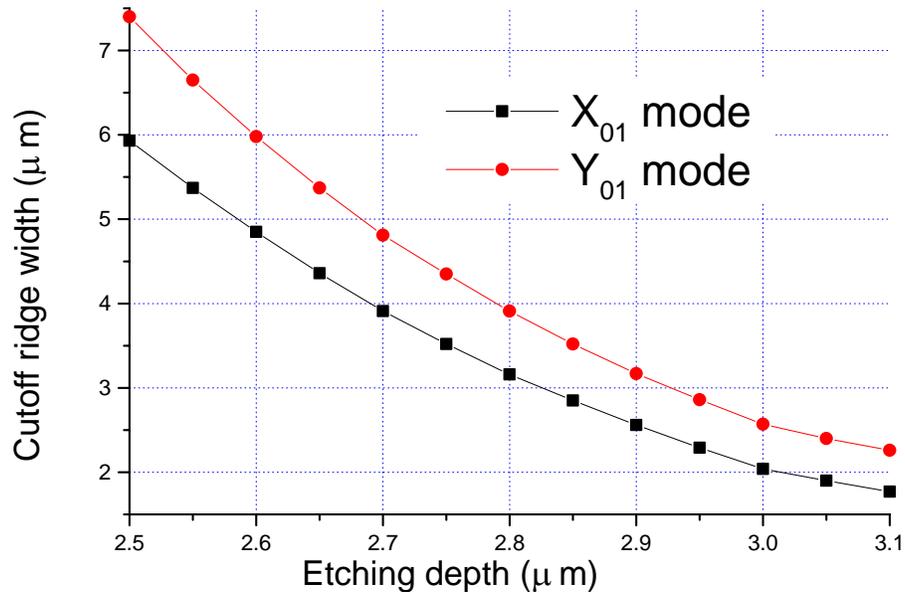


図 1 3 . InGaAsP/InP 導波路の普遍的シングルモード曲線

上記の結果は 1 点ずつ計算して別のプロットソフトで描いた結果である。X 方向偏波は Y 方向偏波のものよりも実効屈折率は低いにもかかわらず、X 方向偏波の反対称モードがカットオフに達する最後のモードであることがわかる。ここに記したように、 $X_{01}$  曲線以下の領域はシングルモードの領域である。InGaAsP/GaAs 導波路で同様な曲線を得るために、下部クラッド層は十分に厚くトンネルの効果は極めて小さいと判断し、GaAs 基板の効果を見捨てて計算した。そして、漏れに基づく条件を適用して、シングルモード条件を計算した。

### 3.2 偏波無依存性

導波の性質からすればリッジ導波路ではモードプロファイルは扁平になるので偏波依存性が大きくなってしまふ。幾何学的パラメータの最適化はさほど役には立たないであろう。図 1 4 は InGaAsP/InP 導波路のリッジ幅をパラメータとして両

方の偏波に対する実効屈折率特性である。その図からわかるように、偏波特性を改善するためにはリッジ幅を変化させてもほとんど効果が無いことがわかる。

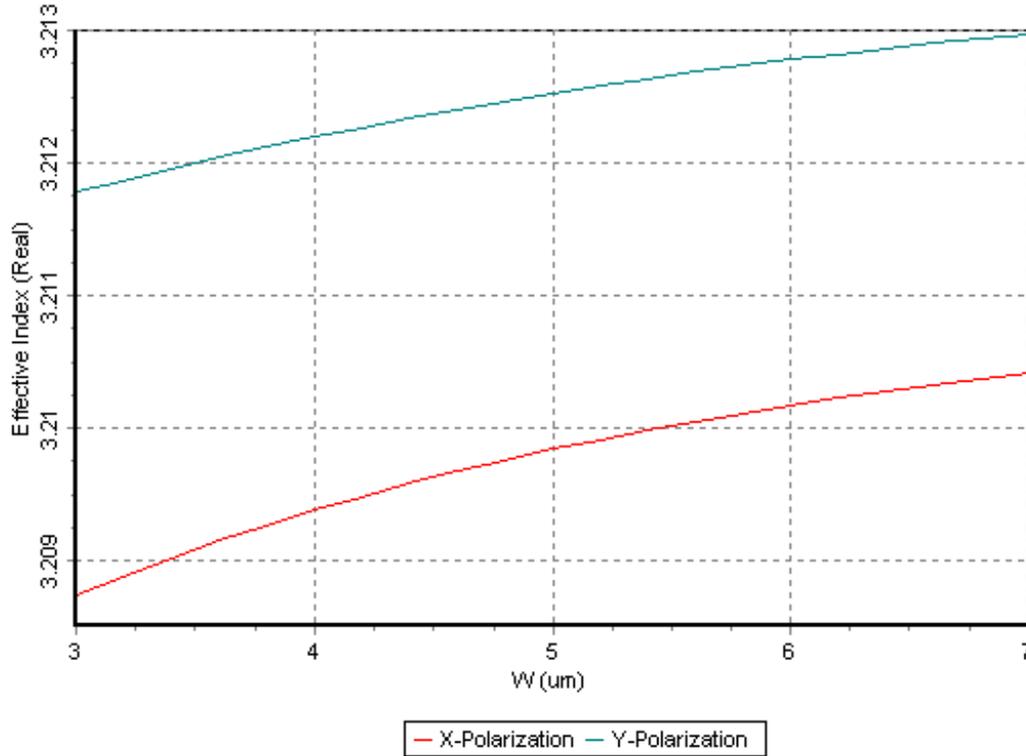


図 1 4 . リッジ幅をパラメータとしたときの InGaAsP/InP 導波路の実効屈折率特性

しかし、偏波無依存性はコアを突き抜けて深いエッチングを行うことで実現できる。そのコアは図 1 5 の挿入図に示すようにリッジの中に入ってしまい、チャンネル導波路のように働く。図 1 5 に示したように、リッジ幅  $W=2.2\mu\text{m}$  で両偏波に対する実効屈折率は等しくなり、偏波無依存となることがわかる。この幅では、同図の挿入図に示すようにモードプロファイルも真円に近くなる。

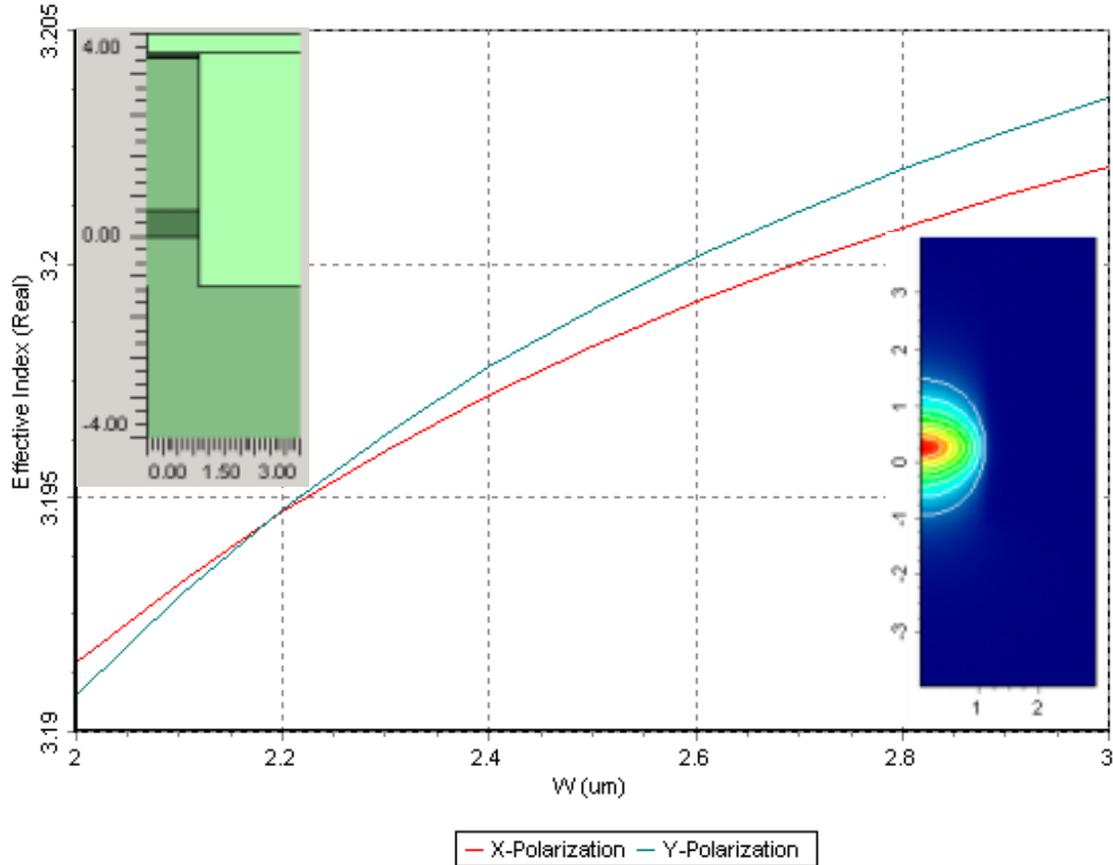


図 15 . 深いエッチングを行った InGaAsP/InP の導波路構造、  
実効屈折率特性、モードプロファイル

### 3.3 光ファイバとの結合

導波路は通常光ファイバに接続されるので、シングルモード条件では、次に結合効率が重要な関心事となる。APSS 導波路モジュールでは、導波路出力と結合する相手方プロファイルの重なり積分で結合効率を評価することができる。図 16 はコーニング社の標準ファイバ SMF-28 との結合効率のアライメント位置特性である。導波路パラメータは、 $W=5\mu\text{m}$ 、 $D_1=0.5\mu\text{m}$ 、 $D_2=3\mu\text{m}$ 、 $D_3=0.1\mu\text{m}$ 、 $D_4=0$  (メタル層は除いた)、 $H=2.6\mu\text{m}$  である。この構造では最適位置は $(-14.7, 0)$ で、そのとき最大バットジョイントの結合効率は 32% となる。その位置は最初のプロジェクトの座標系により、第 2 プロジェクトの左下角に位置している。

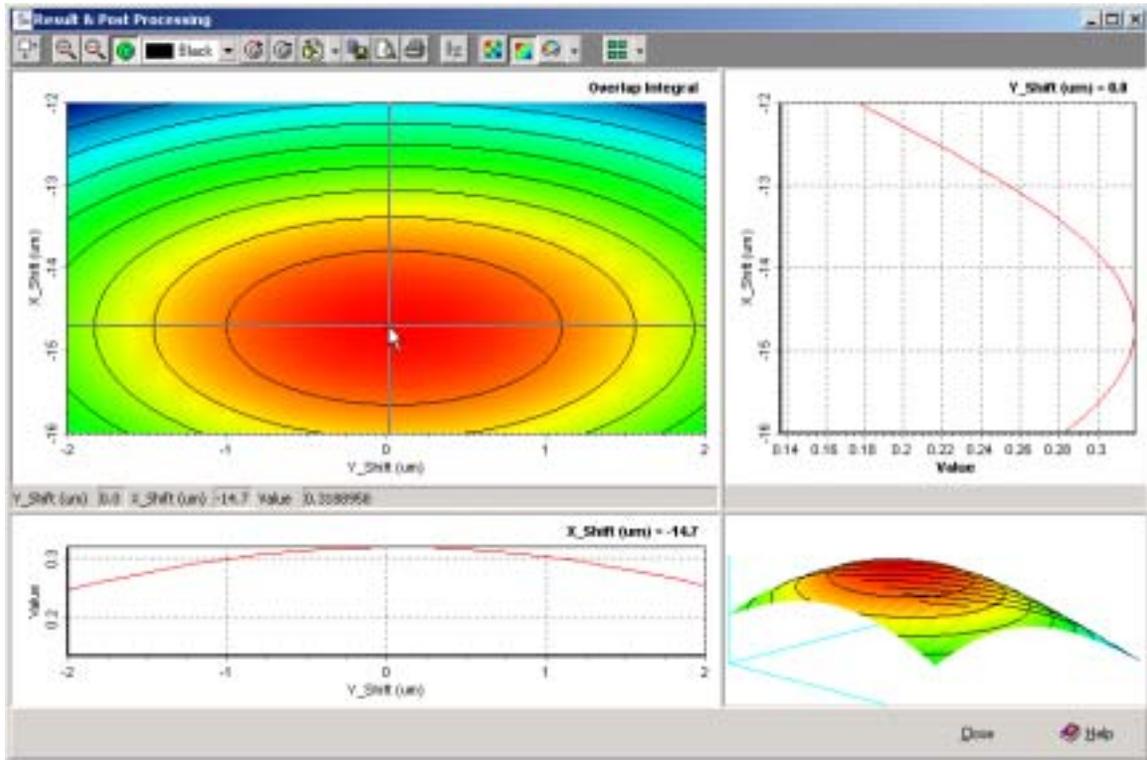


図16 . アライメント位置の関数としてコーニング社標準ファイバ SMF-28 との結合効率特性

幾何学パラメータをループとして上記のプロセスを繰り返すとファイバに対する最大の結合効率となるデバイスを設計することができる。図17は他のパラメータは固定したままで、リッジ幅をパラメータとしたときの最大結合効率となる特性である。

期待されたようにリッジ幅が増えると横方向への閉じ込めが強くなり、結合効率が改善される。その結果として、モードは円に近くなる。しかし、シングルモードを保持するためには幅を大きくし過ぎることはできない。既に計算したように、シングルモードとなる幅は  $W < 4.85\mu\text{m}$  である。

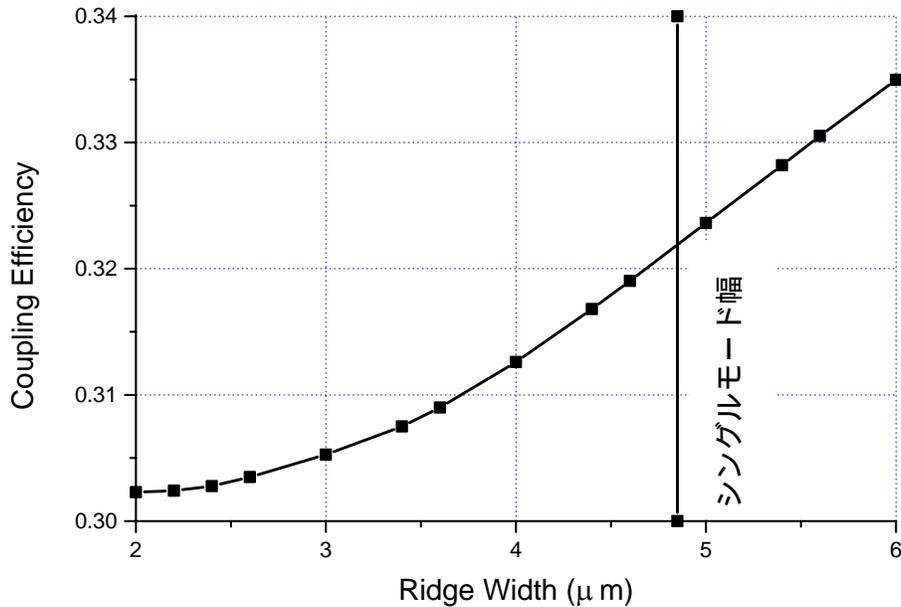


図 17 . リッジ幅を関数としたときの光ファイバとの最大結合効率特性

結合効率は導波路設計の一つのパラメータに過ぎないということを念頭に置きつつ、コアの厚さ( $D_1$ ) やエッチング深さ(H)など他のパラメータについても、結合効率の観点から最適値を定めることができる。設計者は偏波依存、曲がり損失などアクティブデバイスに関する他の特性にも気を配らなくてはならない。例えば、光スイッチや変調器の光閉じ込め、現バージョンの APSS では取り扱うことはできないが、レーザのしきい値などは考慮しなければならない。

### 3.4 曲げの効果

曲げは多くのアプリケーションでは避けることができない。曲げはモード閉じ込めに影響を与え、モードの実効屈折率やモードプロファイルを変化させる。また、シングルモード条件、偏波無依存に影響を及ぼし、位相エラーや曲がり損を生じさせることになる。他のパラメータでは対称性を利用した半分の解析が可能であ

ったが、APSS 導波路モジュールでの曲げのモード解析では全体の構造を取り扱わなければならない。

### 3.4.1 シングルモード条件への影響

曲げは余分なロスの原因となる。高次のモードはより漏れ易くなってしまふ。従って、シングルモード条件はより厳しくなる。それ故に、いくつかの応用の観点からは意図的に高次モードを除去するために曲げを導入することもある。

### 3.4.2 位相への影響

図 1 8 に示すように、曲げによってモード分布は外側にシフトする。その結果、図 1 9 に示すように、実効的な光の光路長は長くなり、実効屈折率は高くなる。従って、AWG や非対称なマツハツェンダー干渉計など位相感度のデバイスでは位相遅延が増大することを考慮に入れておかなければならない。

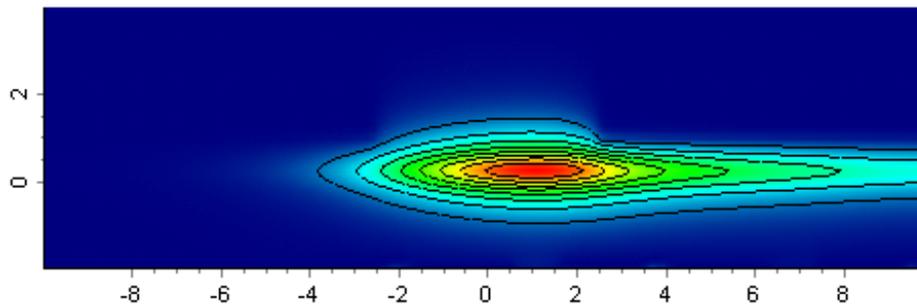


図 1 8 . 曲がり半径  $R=5\text{mm}$  のときのモードプロファイル

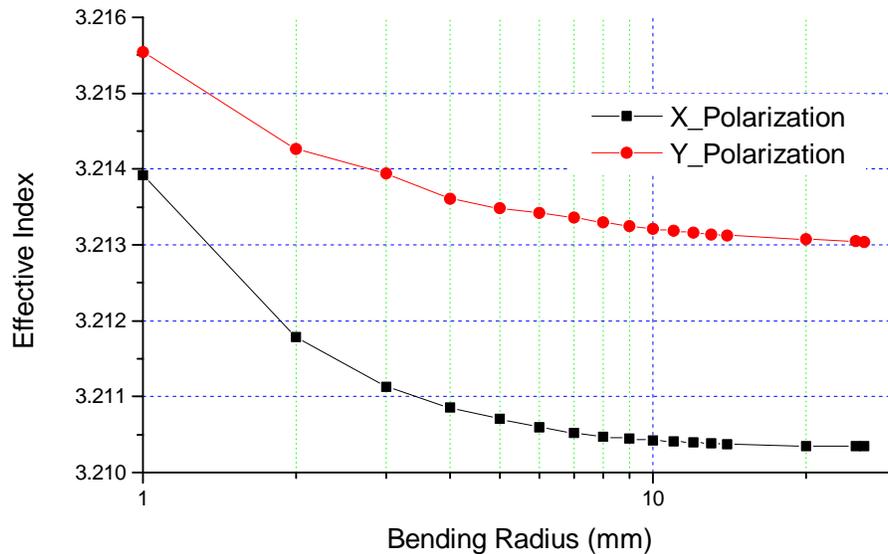


図 19 . 曲がり半径に対する導波路の実効屈折率

### 3.4.3 曲がり損

もし曲げ半径が極めて小さければ横方向の閉じ込めは大変弱くなる[3]。APSS 導波路モジュールは、このような曲げ損失の正確な計算を行うことができる。曲げ半径を変化させたときのリッジ導波路の損失を図 20 に示す。この結果は曲がり導波路設計の基準として用いられる。全てのパラメータは以前のものと同一である。特に記すとすれば、 $W=5\mu\text{m}$ 、 $D_1=0.5\mu\text{m}$ 、 $D_2=3\mu\text{m}$ 、 $D_3=0.1\mu\text{m}$ 、 $D_4=0$  (メタル層は含まない)、 $H=2.6\mu\text{m}$  である。現バージョンの APSS 導波路解析モジュールは曲がり半径などをパラメータとしてループさせることはできないので一点ずつ計算しなければならない。

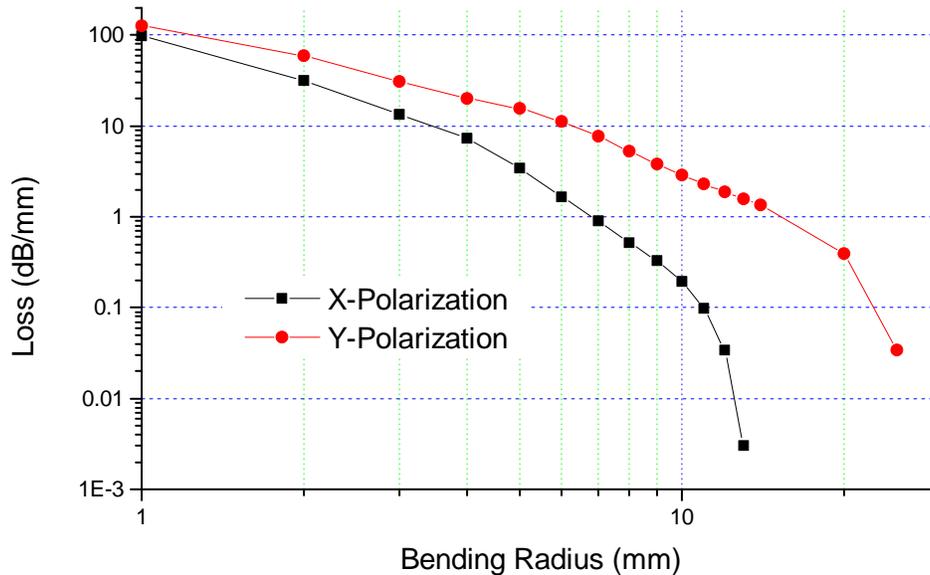


図 2 0 . 曲がり半径に対する導波路の曲げ損失特性

### 3.4.4 偏波依存性の影響

曲がりは直行している偏波のバランスを崩すので、図 1 5 で示した偏波無依存ではなくなる。しかし、ある条件では曲がり導波路であっても偏波無依存となる適当な導波路幅を決定することができる。図 2 1 は挿入図にあるように深いエッチング構造のデバイスでの偏波無依存となるリッジ幅と曲げ半径の特性である。曲げ半径が極めて小さくなると、リッジ幅を増加させても偏波無依存性を実現することはできなくなる。それは、挿入図に示したように、モードは導波路の片端面に閉じ込められるウィスパーリングギャラリー（ささやきの回廊）モード[6]と呼ばれるものになるからである。

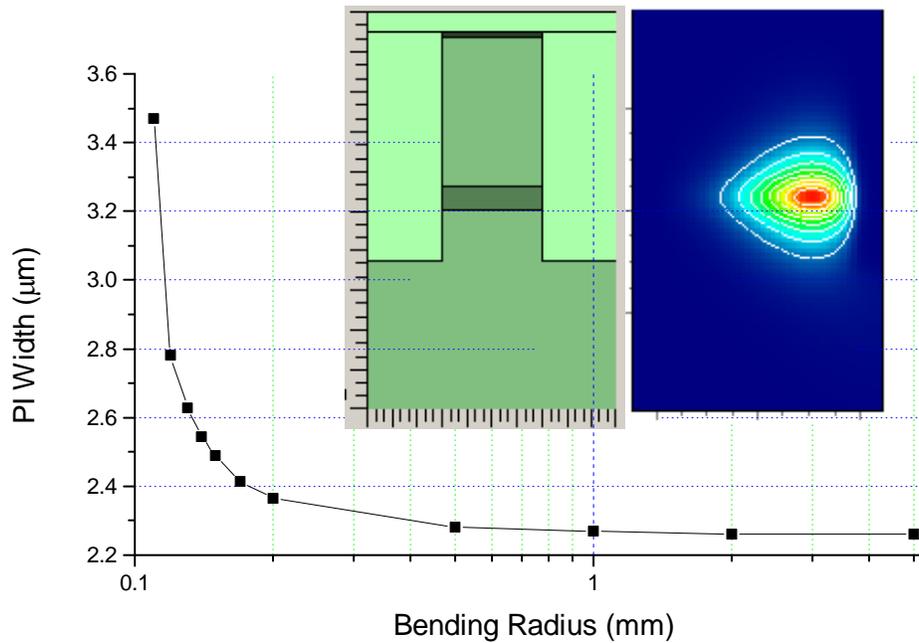


図 2 1 . 異なった導波路曲率半径に対して偏波無依存となる導波路幅

## 4 議論

リッジ導波路を設計する際に議論しなければならないいくつかの重要な項目がある。そして、それらを同時に設計で満足させなければならないことはチャレンジングなことである。従って、応用の目的や最終ゴールに応じて、設計者は要求の優先度を判断し妥協することをしなければならない。

## 5 まとめ

実例で示したように、APSS の導波路モジュールは、複雑な導波路をも設計できる有力で効率的なツールである。特に応用目的が定まったデバイスの性能調節や最適設計では、変数のスキャン機能を使うことができ、とても便利である。

数学的には明確なシングルモードの定義が存在するにも関わらず、実際問題としては明確なシングルモードの線引きはなされておらず、本件等ではじめて、シングルモードに対する実用上の条件を他に先駆けて定めることができた。

シングルモード条件に加えて、偏波依存性、光ファイバとの結合、曲がり特性など他の変数について調査、議論できた。

## 6 参考文献

- [1] Chenglin Xu, “Finite-Difference Technique for Simulation of Vectorial Wave Propagation in Photonic Guided-Wave Devices” *Ph.D. Thesis, University of Waterloo*, 1994.
- [2] W.W.Lui, C.-L. Xu, W.-P. Huang, K. Yokoyama, and S. Seki, “Full-vectorial mode analysis with considerations of field singularities at corners of optical waveguides,” *IEEE J. Lightwave Tech.*, vol. 17, pp. 1509-1513, Aug. 1999.
- [3] P. Huang, C.L. Xu, W. Lui and K. Yokoyama, “The perfectly matched layer boundary condition for modal analysis of optical waveguide: Leaky mode calculations”, *IEEE Photon. Tech. Lett.*, vol. 8, pp.652-654, May 1996.
- [4] W. P. Huang, C. L. Xu, M. K. Chin, Y. Liang, and X. Li, “*Strongly confined polarization-independent single-mode optical ridge waveguide*”, **US-patent [US6522822](#)**, Feb. 18, 2003
- [5] W. H. Nelson, A. N. M. Masum Choudhury, M. Abdalla, R. Bryant, E. Meland, and W. Niland, “Wavelength- and polarization-independent large angle InP/InGaAsP digital optical switches with extinction ratios exceeding 20dB,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp. 1332-1334, Nov. 1994.
- [6] T. Yamamoto and M. Koshiba, “Analysis of propagation characteristics of whispering gallery modes in a dielectric disk of a curved rectangular dielectric waveguide,” *IEEE J. Lightwave Tech.*, vol. 11, pp. 400-404, March 1993.