Micro Ring Resonator

に関するアプリケーションノート

計算機による設計とシミュレーション

APN-APSS-RingResonator

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

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

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: June 15, 2003
日本語版:2003 年 12 月 22 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(Apollo Photonics Solution Suite)を用いて、ダブルリング共振器の設計、シミュレーション、レイアウトについて記されている。

以下の事柄が記されている:

- 動作原理
- 自由スペース領域(free spectral range)、フィネス(finesse)、挿入損、偏波依存性などダブルリング共振器に影響を与える重要なパラメータに関する議論
- APSS の回路モジュール(Circuit Module; CM)の利用方法：CM では複雑なコンポーネントをいくつかのサブコンポーネントに分けることができる。サブコンポーネントで効率的に解析したものを用いて、より正確なシミュレーションを行う。
- マスクレイアウトとファイルのエキスポート

Keywords

APSS、時間領域有限差分 (FDTD)、回路モジュール、リング共振器、自由スペクトル領域(free spectral range: FSR)、フィネス(finesse)、PML(perfectly-matched layer)、偏波依存ロス(polarization dependent loss: PDL)

目次

1 はじめに 5

2 理論 6

2.1 動作原理 6
2.2 自由スペクトル領域 7
2.3 フィネス 7
2.4 マルチリング共振器 8

3 設計とシミュレーション 10

3.1 全体設計 10
3.2 材料設計 11
3.3 導波路設計 11
3.4 カップラーの設計 15
3.5 回路設計 18
3.5.1 レイアウト 18
3.5.2 コネクター 19
3.5.3 解法設定 20
3.5.4 シミュレーション結果 20
3.5.5 プロジェクトのエキスポートとファイル 22

4 議論 23

5 まとめ 24

6 参考文献 24

1 はじめに

マイクロリング共振器は柔軟にフィルター機能[1],[2] を実現するもので多目的の波長選択エレメントである。色々な結合型共振器アレイ[3],[4] を用いてフィールター特性をはじめその他の性能をも最適化する理論的な設計手法も報告されている。一方、半導体材料[5]-[7] やガラス系の材料[8]でのコンパクトな共振器の報告もなされている。しかし、実験結果は理想的な単一のマイクロ共振器やアレイ型のものとはかなり性能が違い、まだまだ理論と実際の間には大きなギャップがある。このギャップは小さなサイズの共振器を作成する技術に課題が残っていることや、これらのデバイスを構成する強い閉じ込めの導波路という本質的な課題も原因があると思われる。もう一つの重要な問題はリング共振器が偏波依存を有していることである。偏波依存があると言うことは、光信号の偏波状態が時間と共にランダムに変化することになるので、ファイバー通信システムへの応用範囲が限定的となる。

リング共振器のシミュレーションの最も一般的な方法は FDTD(時間領域有限差分) である。FDTD は有効な方法であるが、大容量のメモリを必要とし、や計算時間が長くなる。今日通常に我々が使うことができる PC では FDTD の 3 次元解析は実際の問題を解くには、効率が悪く殆ど使い物にならないとも言える。

しかしながら、APSS の回路モジュール(APSS-CM)を利用すると、設計者は例えば、ダブルリング共振器など複雑な構造をいくつかの論理的に意味のあるサブコンポーネントに分割して取り扱うことが可能となる。これらの分割されたコンポーネントはデバイスモジュール(APSS-DM)で最も適した方法でシミュレーションすることができ、最終的にそれらの結果を APSS-CM で集めることでシミュレーションが可能である。APSS-CM を用いるもう一つの利点は同一のデバイス（コ

ンポーネント）は繰り返して計算することなく回路の中では何度も再利用することができることである。

このアプリケーションノートで用いられている例では、共振器は２つの同一のカップラー、２つの半円のコネクターと４つのターミナルで構成されている。

2 理論

2.1 動作原理

図１に示すように波長多重されたターミナル 1 からの入力はカップラー1 によって一部分がリングに結合する。リングの波動の一部はカップラー2 によって出力のターミナル 2 に結合する。

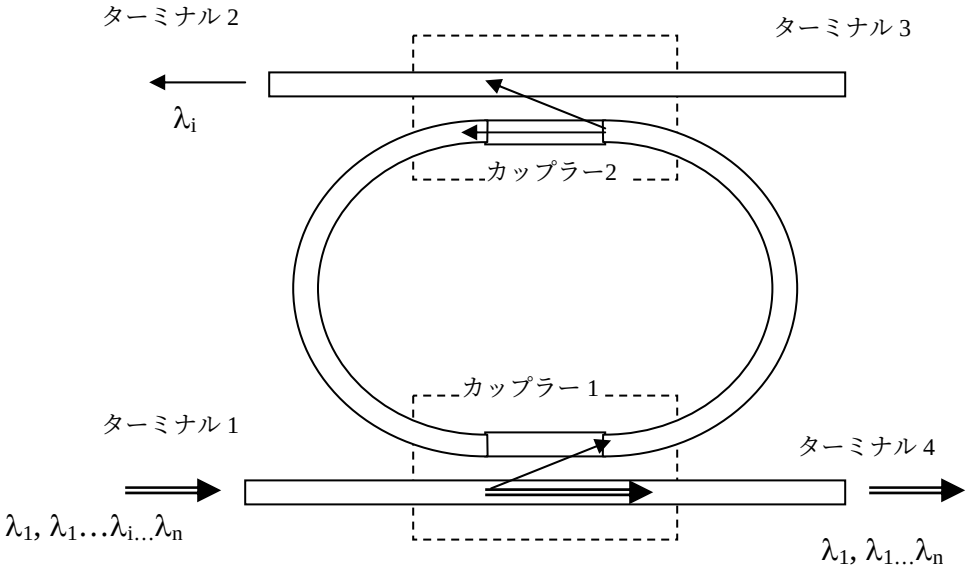


図１．リング共振器の概略

波長λ_i が共振条件を満足するとは、

$$n_{eff} L = m\lambda_i$$

であり、波長 λ_i の結合が増加し、他の波長の成分はキャンセルされることである。その結果として、波長λ_i 成分だけがターミナル 2（ドロップポート）から出

てくる。一方、他の波長成分は通過し、ターミナル 4（通過ポート）から出力される。ここで、n_{eff} は曲がり導波路の実効屈折率であり、L はリングの長さ、m は整数である。

2.2 自由スペクトル領域

自由スペクトル領域(FSR) は共振波長間隔とも言われ、リング共振器の重要な仕様の一つである。これは次式で定義される。

$$FSR = \frac{\lambda_i^2}{n_{eff} L} \approx \frac{\lambda_i^2}{n_{eff}\left(2\pi R + 2L_c\right)}$$

ここで、R はリングの半径、L_c は結合長である。

FSR はリング共振器の大きさに逆比例するので高い FSR を得るにはリングは小さくなければならない。例えば、InGaAsP/InP (n_{eff} ~3.3) の材料で、λ_i=1550nm、FSR=10nm で結合長を約 10μm とすると、リングの半径はおおよそ 8μm となる。FSR=5nm 程度とするとリングの半径は 20μm のように調整されることになる。

2.3 フィネス

リング共振器のもう一つの重要な仕様にフィネスがあり、次式で定義される[8]。

$$F = \frac{FSR}{\Delta\lambda_{FWHM}} = \frac{\pi}{2\sin^{-1}\left(\frac{1-R}{2\sqrt{R}}\right)}$$

ここで、

$$R = e^{-\alpha}\left(1-\kappa\right)$$

である。α は 1 周当たりの振幅の減衰係数である。κ はカップラーの正規化された結合係数である。

上式から F は内部ロスと共振器の結合係数（即ち、外部ロス）に依存していることが明らかである。全損失が増加すれば共振器のフィネスは小さくなる。

高いフィネスを得るためには内部及び外部ロスの両者を低下させることは意味がある。しかし、外部ロスは結合のためには必須であり、共振器を光フィルターとして利用するにはあまり小さくはできない。もし、外部ロスが内部ロスよりも小さければ、結合したパワーはキャビティ内部でなくなってしまい結合した光を取りさすことはできない。このような制約のため、リング共振器では小さな半径で曲がり損失を低減するため強い閉じ込め導波路を用いなければならない。

2.4　マルチリング共振器

フィネスを増加させるためには図２に示すように２つまたはそれ以上のリングが用いられる。この場合、組み合わされたフィネスは、

$$F_t = \frac{FSR_t}{\Delta\lambda_t}$$

である、組み合わされた FSR は次のように増加したことになり、フィネスも増加したことになる。

$$FSR_t = N \cdot FSR_1 = M \cdot FSR_2$$

そして、組み合わされた全値半幅 FWHM のバンド幅も増加していることになる。

$$\Delta\lambda_t = \frac{\Delta\lambda_1 \Delta\lambda_2}{\Delta\lambda_1 + \Delta\lambda_2}$$

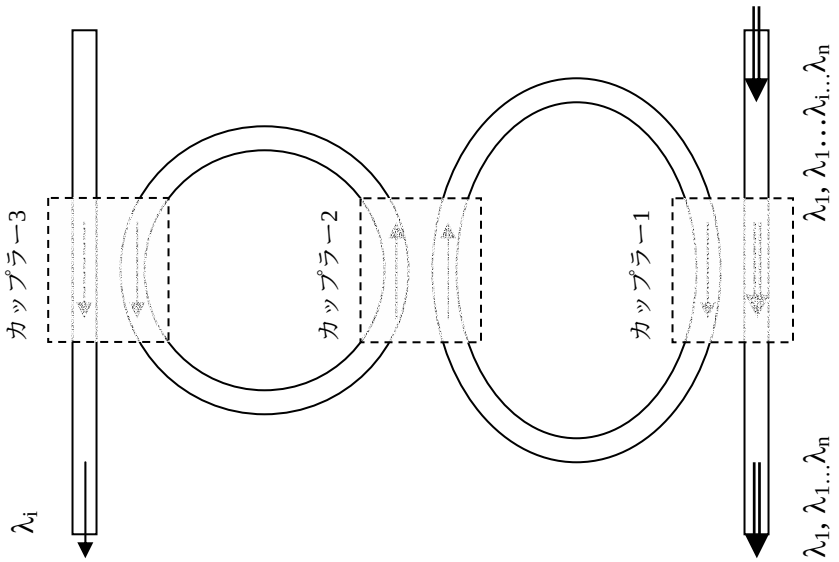
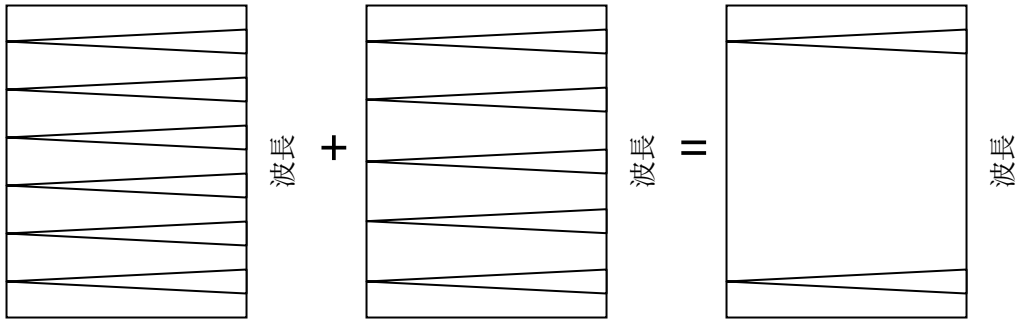


図２．マルチリング共振器の概略

２つの共振器は N と M が整数となるように注意深く設計しなければならない。共振器 1 の N 番目のピークの波長は共振器 2 の M 番目のピークでフィネスが高い場合には急峻なピークとなる。そして図３に記すように他のピークはブロックされる。



(a) 共振器 1　　(b) 共振器 2　　(c) 組み合わせ

図３．２つのリング共振器の相乗効果と相殺効果

3 設計とシミュレーション

3.1 全体設計

目標は参考文献[7]と同様に 100 GHz (~0.8nm) FSR （共振波長間隔）の低損失、偏波依存の無い共振器の設計である。サイズは 15 × 50 mm^2 である。そんなに大きなサイズの構造を FDTD で計算することは通常の PC 環境では困難である。この構造では、２次元の FDTD 解析でも大きな負荷となるので３次元解析は計算機の制約から殆ど不可能である。

しかし、APSS-CM を用いると、図４に示すように、ダブルリング共振器は３つのカップラー、４つの半円コネクター、４つのターミナル分解できる。これらのサブコンポーネントは反射が無いので FDTD 計算は必要なく解析は BPM で十分である。従って、３次元解析も可能である。

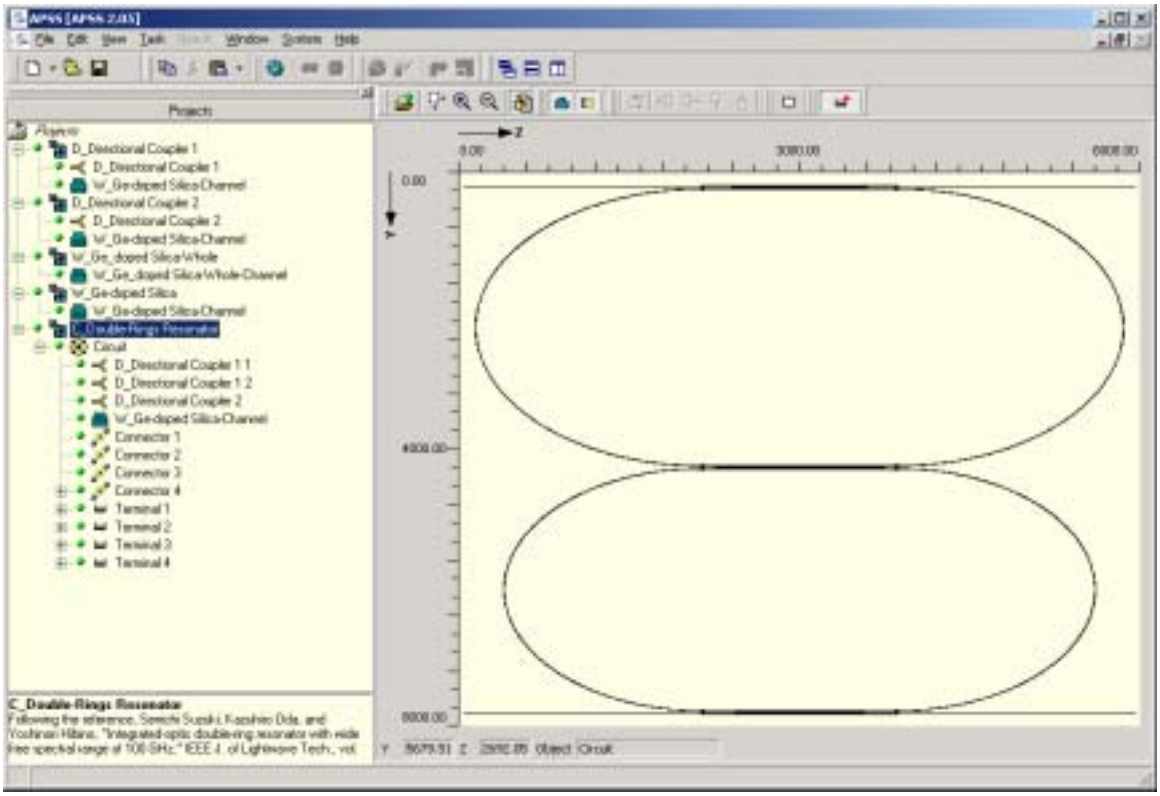


図４．ダブルリング共振器の回路プロジェクトのレイアウト

3.2 材料設計

参考文献に基づいて材料プロジェクト“M_Ge-doped SiO2, dn=1.5%” を２つの材料について作成した。１つは純粋のシリカで、もう一つは図５に示すように Ge を 1.5%の屈折率差となるようにドーピングしたものである。

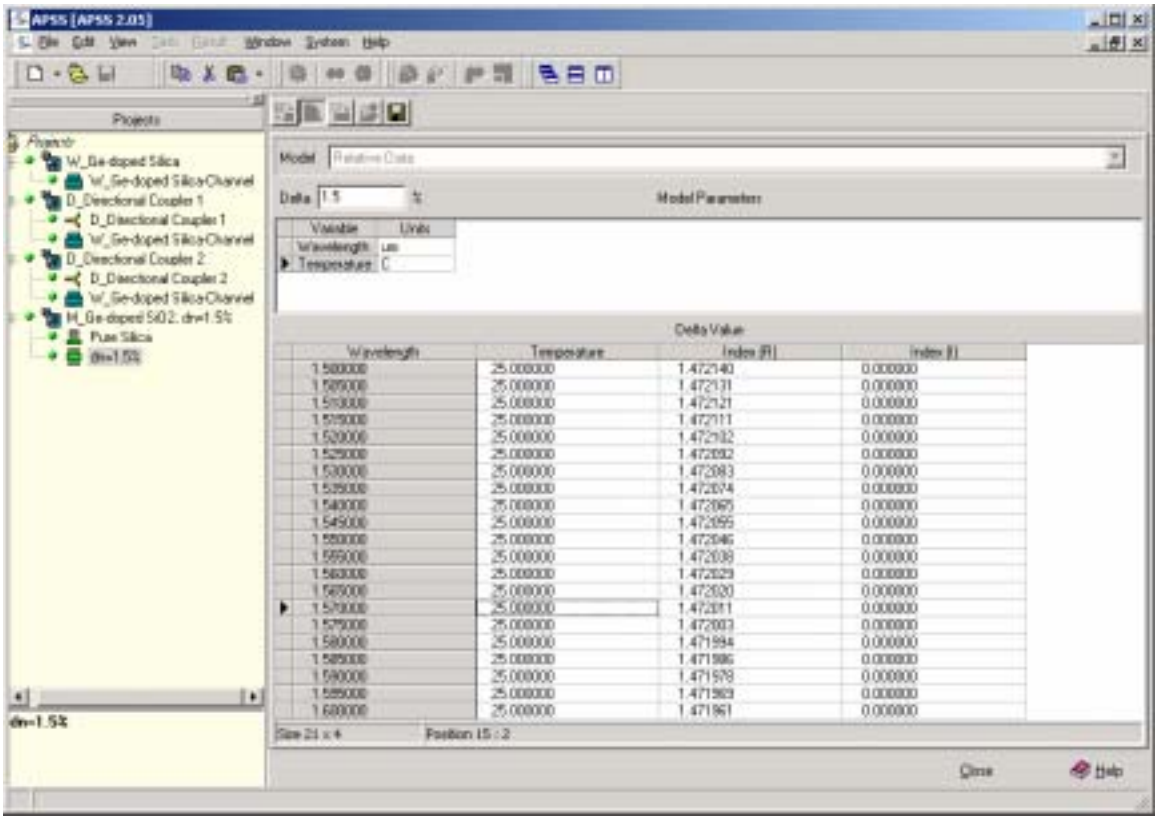


図５．ダブルリング共振器の材料プロジェクト

3.3 導波路設計

図６は材料プロジェクトで定義された２つの材料で作成された矩形チャンネル導波路プロジェクトを示す。幾何学的な対称性を利用して半分の構造だけを対象としている。幾何学パラメータは図６の構造の下に示されている。

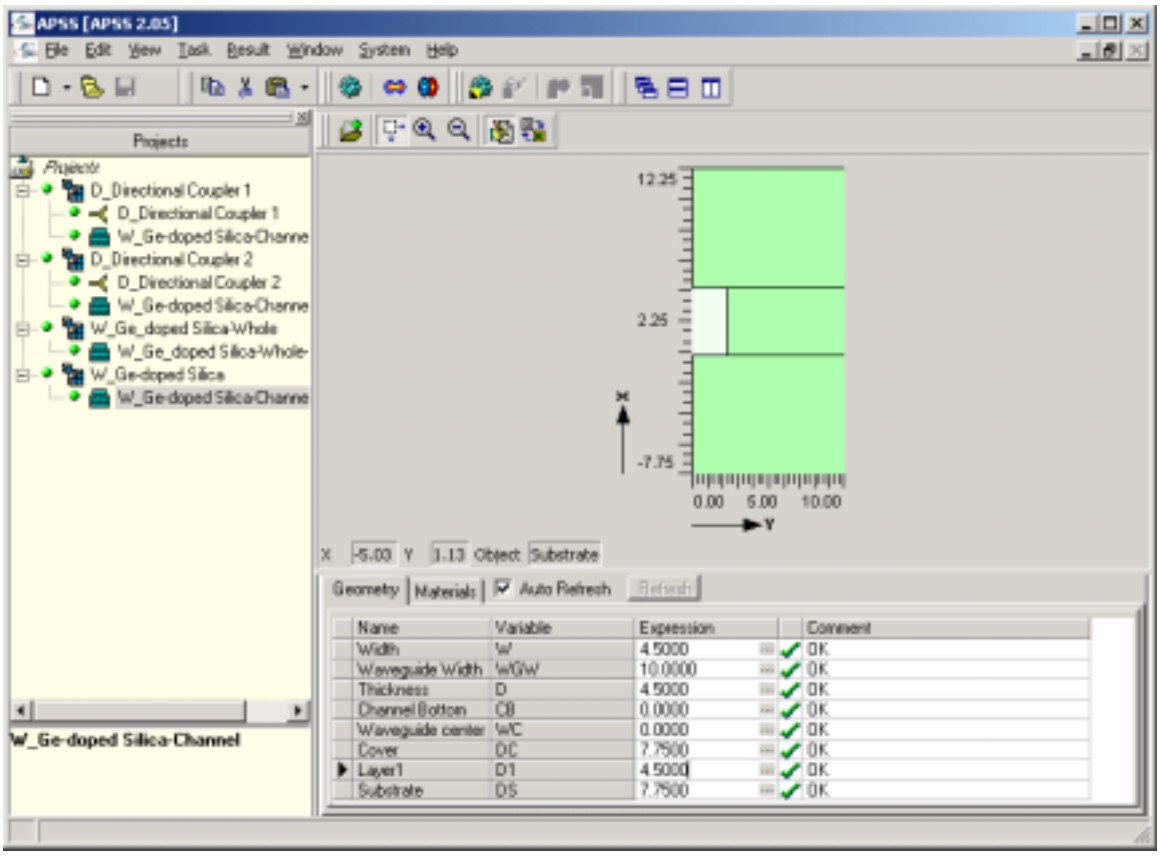


図６．ダブルリング共振器の導波路プロジェクト

図７は計算の結果得られた X- と Y-方向の偏波に対する分散曲線である。両方の偏波に対する値は一致しており、偏波依存が無いことがわかる。

正確な結果を得るにはメッシュの設定を正しくしなければならない。この場合、誘電体境界とメッシュ境界が一致し、X-と Y-方向が同じサイズになるように 80×40 のメッシュを配置した。

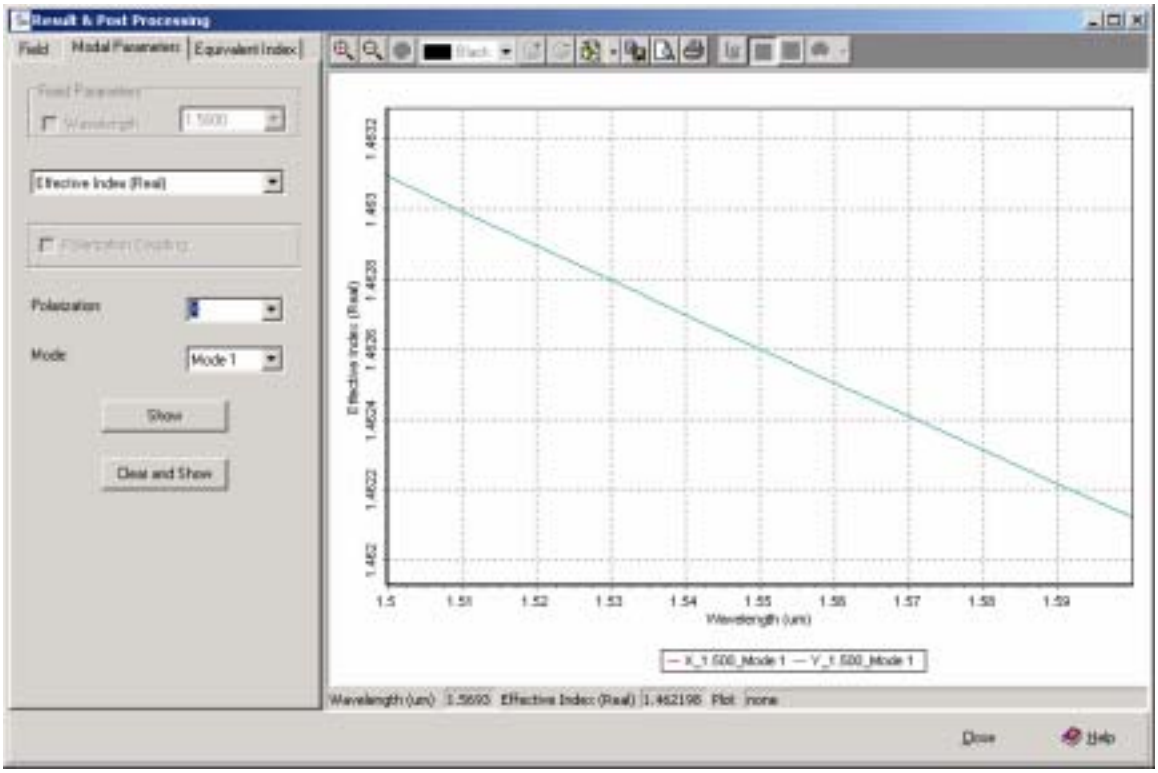


図７．導波路の分散特性

導波路は直線と曲がりの両方が用いられるので、曲がり損失も評価されなければならない。曲がり損失評価には、導波路全体を解析対象にしなければならないことや PML 境界条件を使うことが必要である。リーキーな波動は主として右方向(Y_{max} 側)に伝搬し、PML は Y_{max} 側に適用されなければならない。これによって、リソースを節約することができる。また PML を使わないと生じてしまうスプリアス解や物理的に意味が無い利得/損失を防止することができる。

また、他のアプリケーションでは他の方向、例えば、基板側に波動漏れが生じることもある。PML は波動が伝搬するどの方向にも適用することができ、漏れは完全に吸収されるので反射を生じさせない計算が可能である。

図８は両偏波に対する曲がり損失を示したものである。参考文献にも記されているように、半径 R=1.75mm ではロスではなく僅かな利得があることがわかる。この場合には導波路からの漏れがないので PML の境界条件は必要ない。

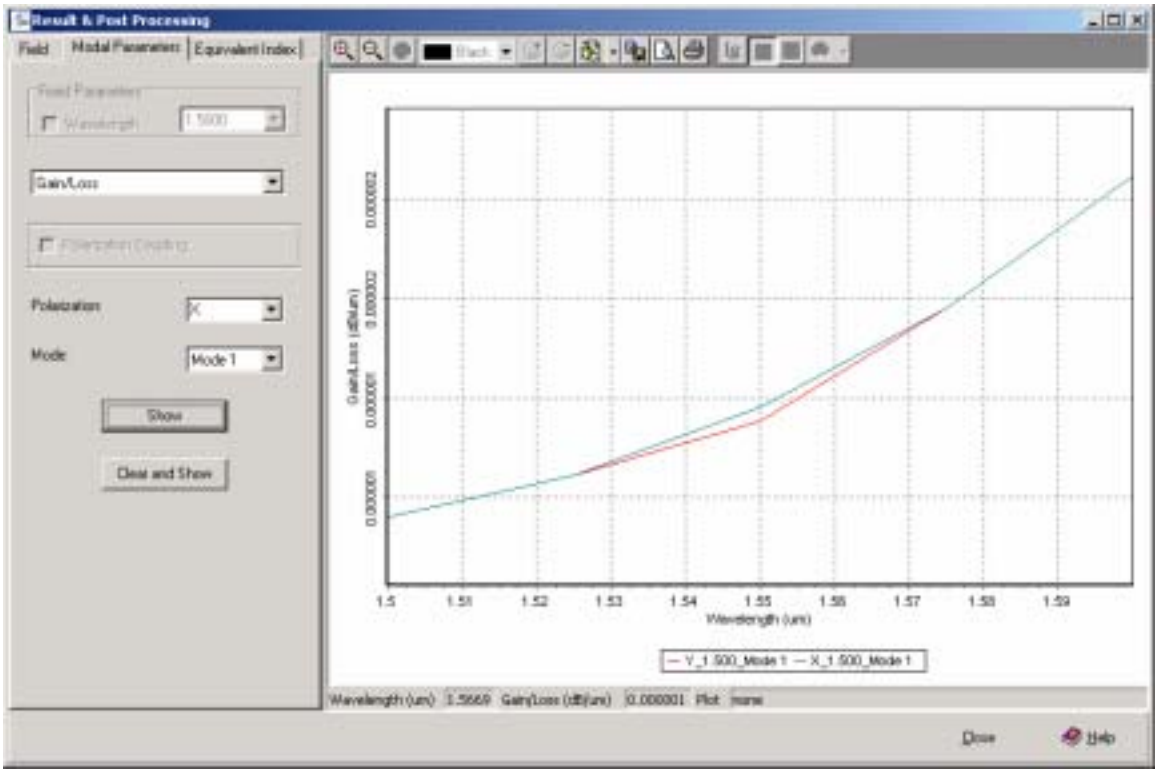


図８．導波路の曲がり損失

図９に示すように、曲げのためにモードプロファイルは一方にシフトし、対称性はもはや保たれていない。その結果、導波路は多少の偏波依存があることになってしまう。従って、曲がり導波路の偏波依存性は位相に敏感なデバイスでは課題となる。このことは、例え直線導波路に偏波依存が無くても曲がり特性を常にチェックしなければならないということを物語っている。

両者の偏波に対して小さな 10^{-6} という実効屈折率の差が見つけることができる。２つの偏波でπの位相差を生じる長さは次のようになる。

$$L = \frac{\lambda}{2\Delta n_{eff}} \approx 775mm$$

リング１周の距離と比較して上記の長さは十分に大きいので、そのような小さな偏波依存は重要でないことがわかる。

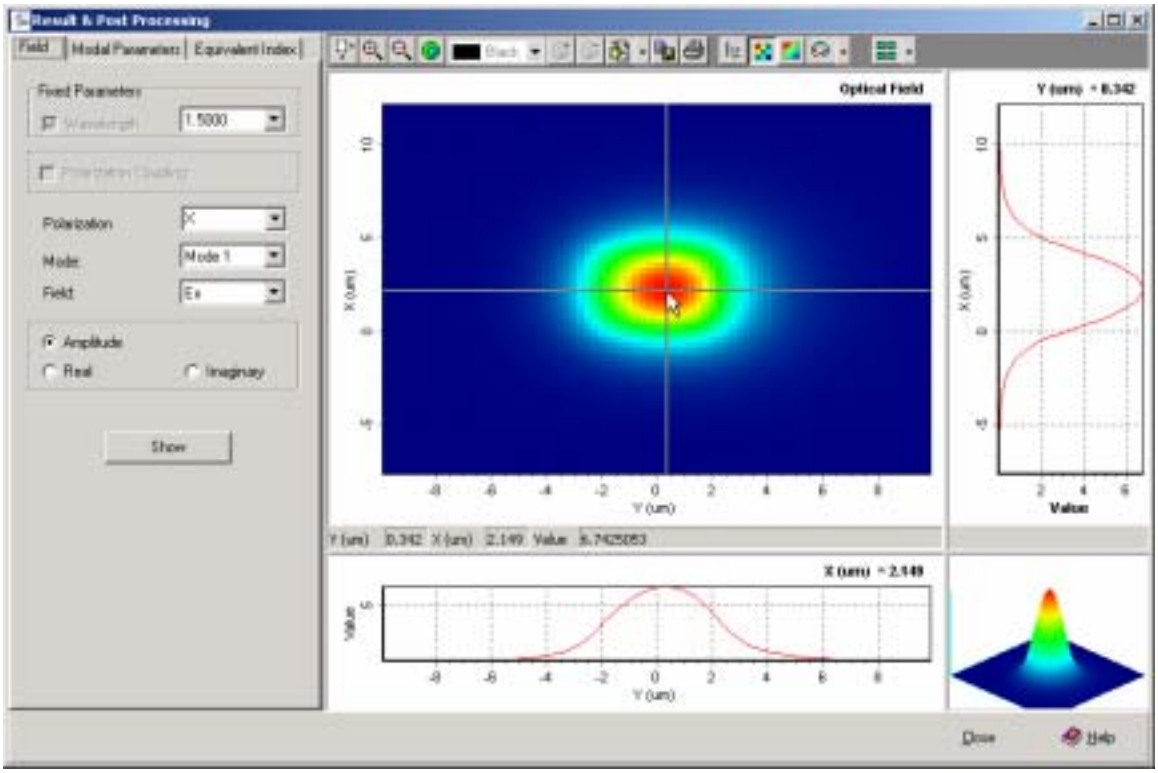


図９．曲がり導波路の非対称モードフィールド

3.4　カップラーの設計

使用されているカップラーは方向性結合器である。そのカップラーにはある決められた結合比で一部だけ結合し、大部分は直線導波路をスルー（通過）する。

参考文献[7]に従って２つの方向性結合器が設計された。１つは約 35%の結合係数、もう一つは約 22%の結合係数である。強い結合は図２に示したカップラー1とカップラー3で使われ、弱い結合は中央のカップラー2で用いられた。

図１０は方向性結合器デバイスプロジェクトのレイアウトである。S 字曲がりのシフトは 13μm で、参考文献から半径では 5mm の曲率のものである。

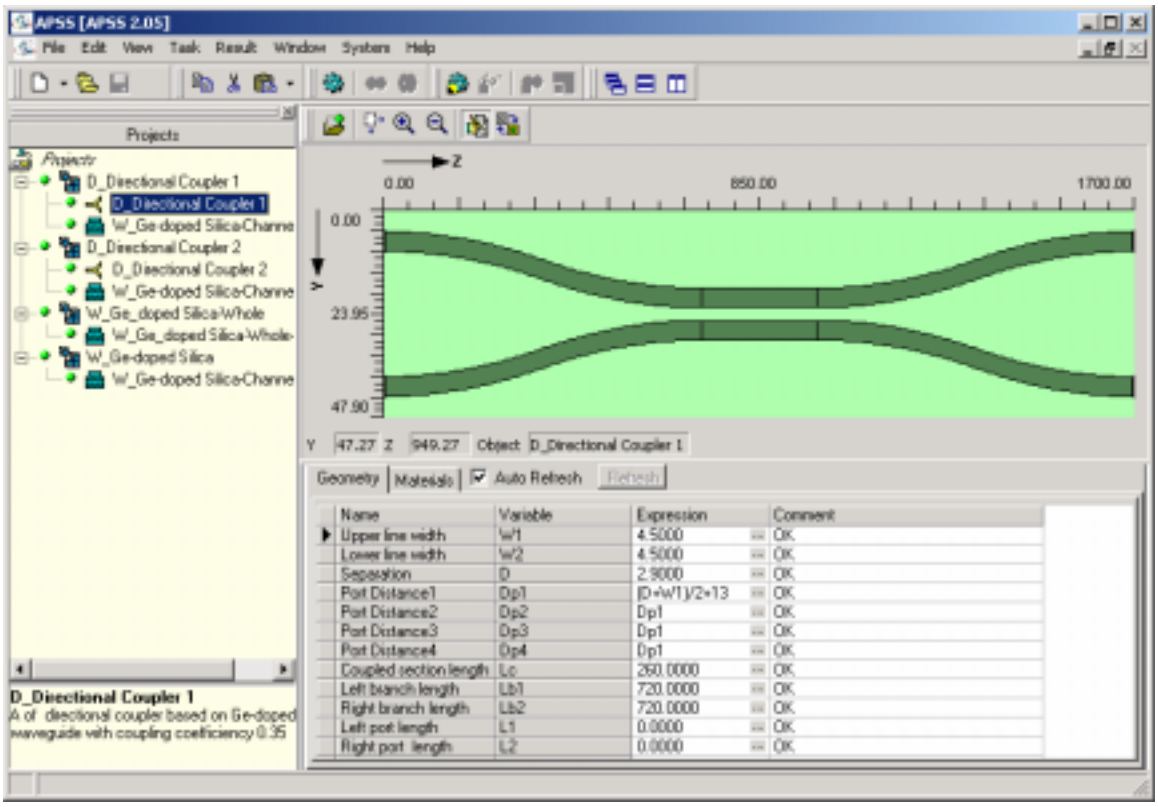


図１０．方向性結合器のデバイスプロジェクト

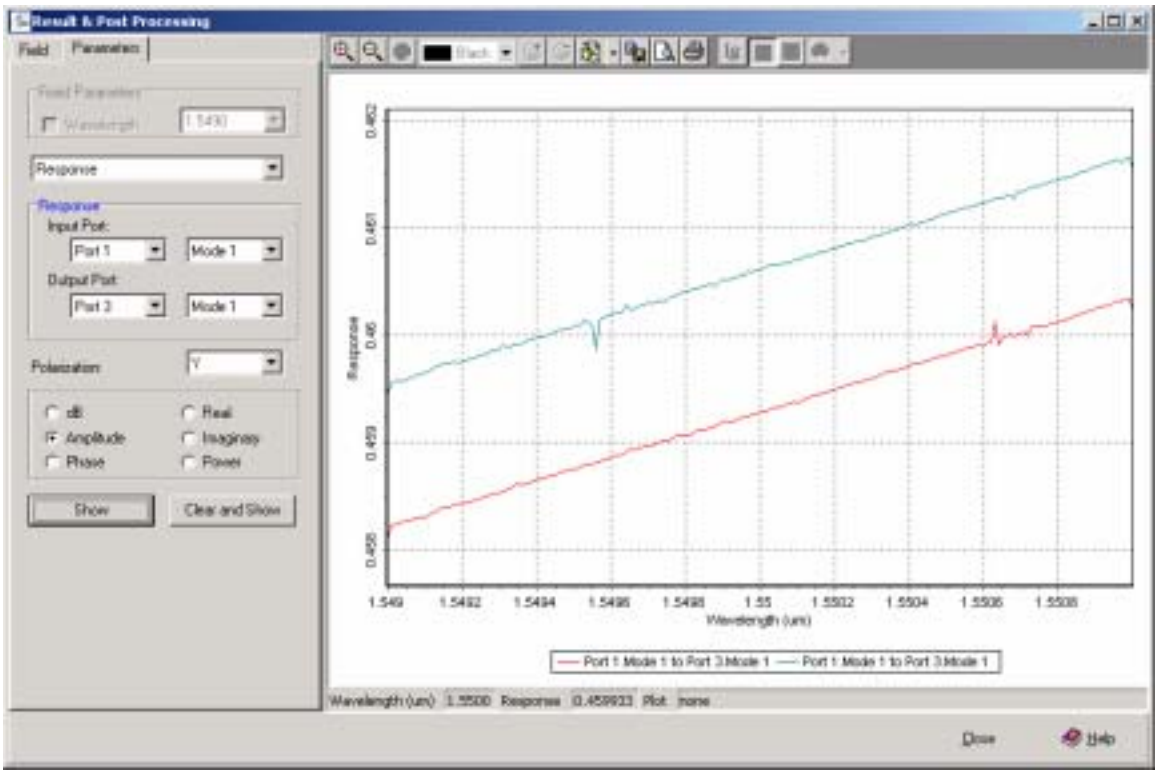


図１１．方向性結合器の結合係数

図１１は両者の偏波に対するカプラーの結合比を示したものである。その比の値は約 0.46 で参考文献[7]で見積もっている値より高い。曲がり導波路として、ごく小さな偏波依存損失(PDL)である約 0.025dB が図１２に示したように観測されている。

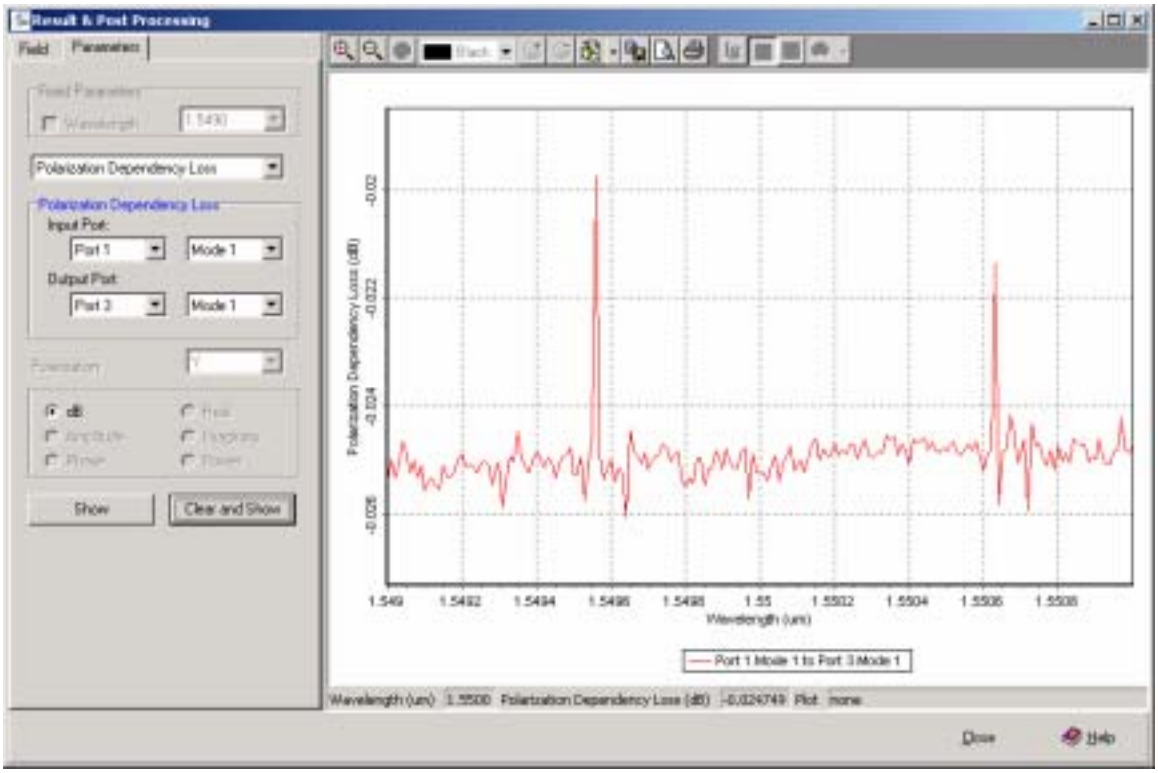


図１２．方向性結合器の結合係数

同様に 3.4μm のギャップがある２番目の方向性結合器がシミュレーションされた。結合係数は約 0.32 で PDL は同じく約 0.025dB であった。

3.5 回路設計

3.5.1 レイアウト

図４はダブルリング共振器回路プロジェクトのレイアウトである。デバイスとターミナルが相対的な位置に正しく配置されていることを確認することが重要である。それぞれのデバイスで開始位置は矩形ボックスの左上コーナーの座標を用いる。ポート間の正しい相対位置を保つために、それぞれのデバイスは正しい位置に配置されなければならない。例えば、曲げ曲率 1.75mm とするためには、図１３に示すように、Z-軸方向には並べて配置して、Y-方向には $G = g_1 + 2R - g_2 = 3533.9\mu m$ のギャップを設ける。

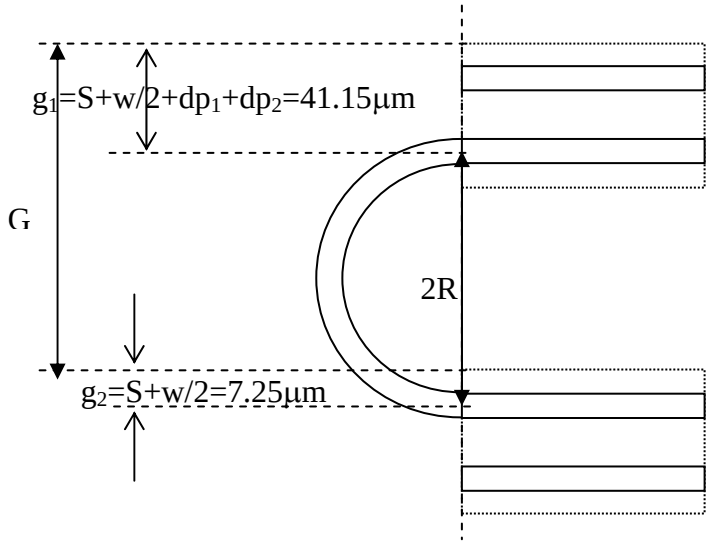


図１３．デバイス間の相対位置

3.5.2 コネクター

相対位置と向きでコネクターのタイプは既に決まっている。しかし、デフォルト値から幾何学パラメータはまだ調整可能である。例えば、図１４に示すように曲げ半径はデフォルトの半円から半楕円のように変更することができる。

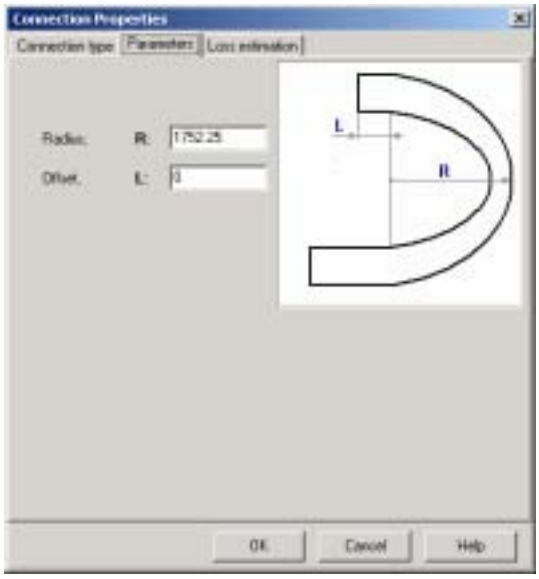


図１４．調整可能なコネクターパラメータ

注意：半径（Radius）は導波路の中心ではなく外側の境界に対して定義されている。このため、設計と計算では幅の半分の違いを考慮することをお忘れなく。

3.5.3 解法設定

回路の解法設定に関しては、既にロードされたデバイスで波長、波長計算点数、偏波などは決まっているので選択の余地はさほど無い。しかし、コネクターの解法設定には多くのオプションがある。例えば、デフォルト設定されている解析的手法では高速解法であるが大きな曲がりがある場合には精度が不十分になり、２次元や３次元の数値解析をしなければならない。場合によっては３次元のフルベクトル解析も要求される。

コネクタの寄与は位相シフトのみで、曲がり損失が小さな場合にはデフォルトの解析的手法で間に合い、多くのアプリケーションはこの解析的手法で十分である。しかし、曲がり損失が大きな場合には３次元のフルベクトル解析を行うことを推奨する。

3.5.4 シミュレーション結果

図１５は X-と Y-方向偏波に対しての構成したリング共振器のターミナル 3 からのドロップ信号である。共振による助長とキャンセルの様子がはっきりと観察される。

しかしながら、性能は期待通りではない。この回路は位相に敏感なので設計をリファインするには、参考文献で用いられているように薄膜ヒータのように、もっと細かく調整できる機構が必要である。

また、偏波依存性も観察される。両者の偏波で同じ波長で共振するように位相を調節することでこの問題は解決できよう。

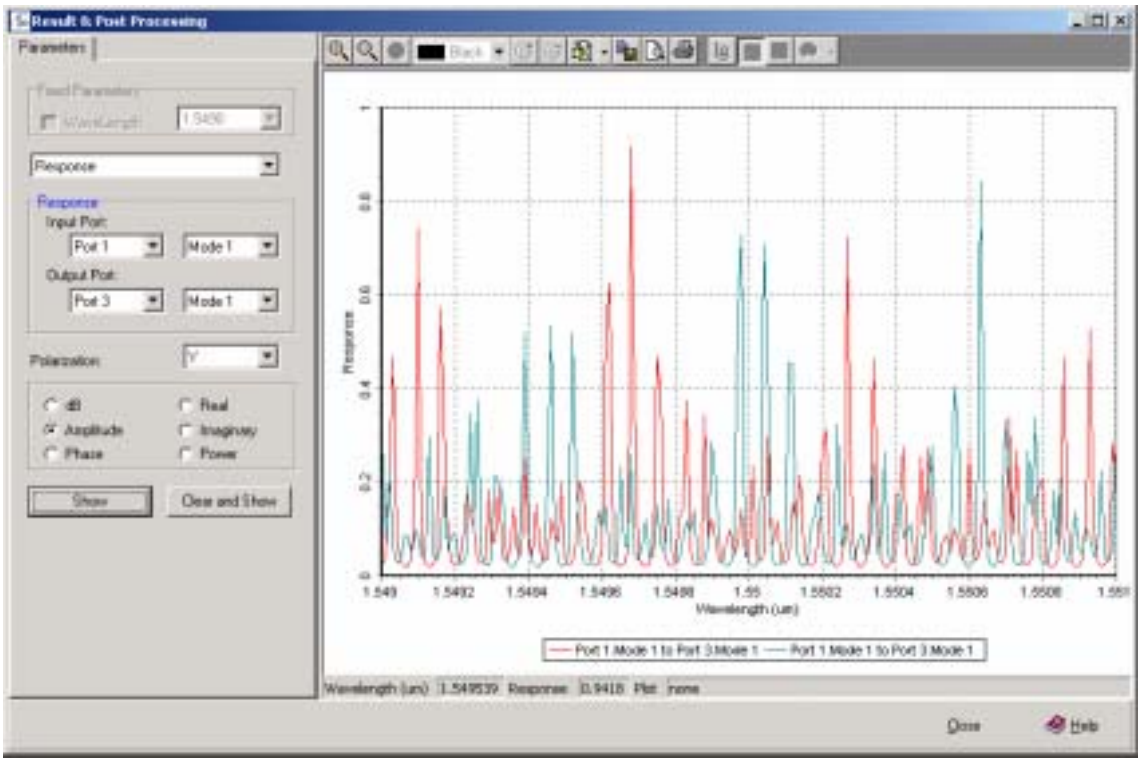


図１５．ターミナル１から入力し、ターミナル３からのドロップ信号計算結果

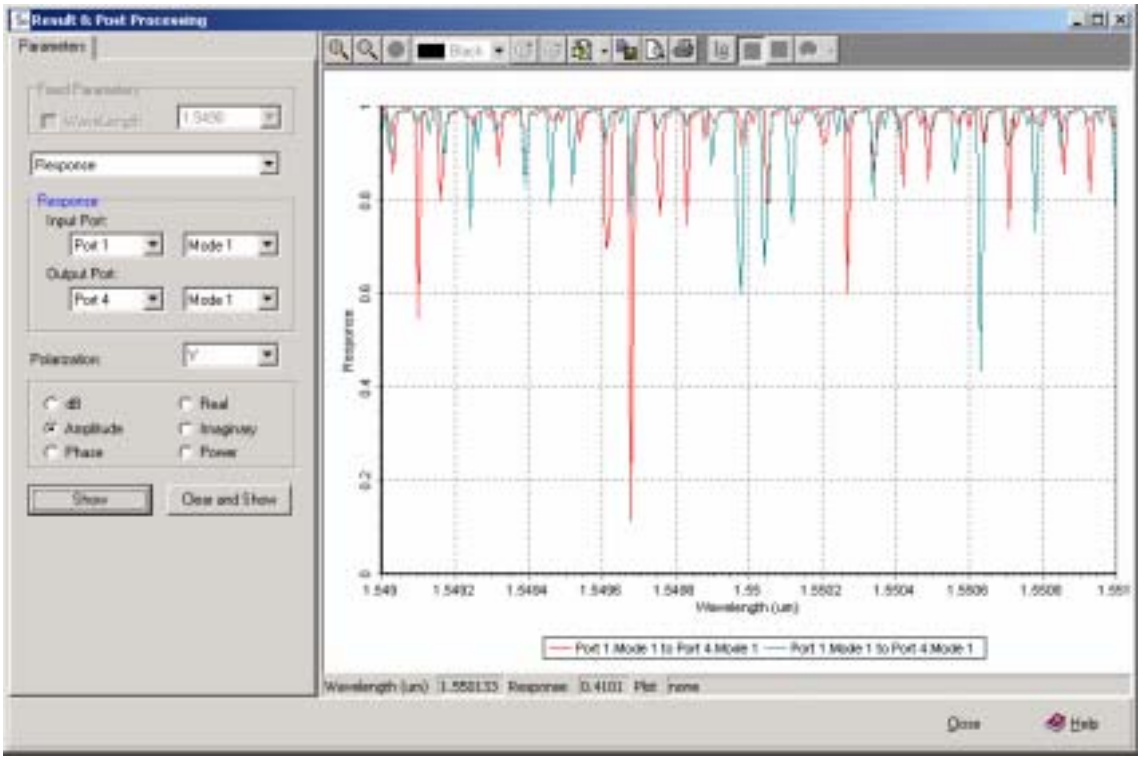


図１６．ターミナル１から入力し、ターミナル４らの透過信号計算結果

図１６は X-と Y-方向偏波に対するリング共振器のターミナル 4 からの透過信号の計算結果である。

3.5.5 プロジェクトのエキスポートとファイル

エキスポートには２つの方法がある: プロジェクトのエキスポートとレイアウトファイルのエキスポートである。

プロジェクトをエキスポートすると、材料、導波路、デバイスを含む全てのプロジェクト情報が“*.apx”というファイル名で生成される。このファイルは後ほどインポートする際に用いられる。

幾何学的なレイアウトマスクファイルをエキスポートするには、図１７に示すように、AutoCAD 用 “*.dxf”とか GDS-II 用ファイル “*.gds”が生成され、これはマスクレイアウト用ソフトでインポートできる。

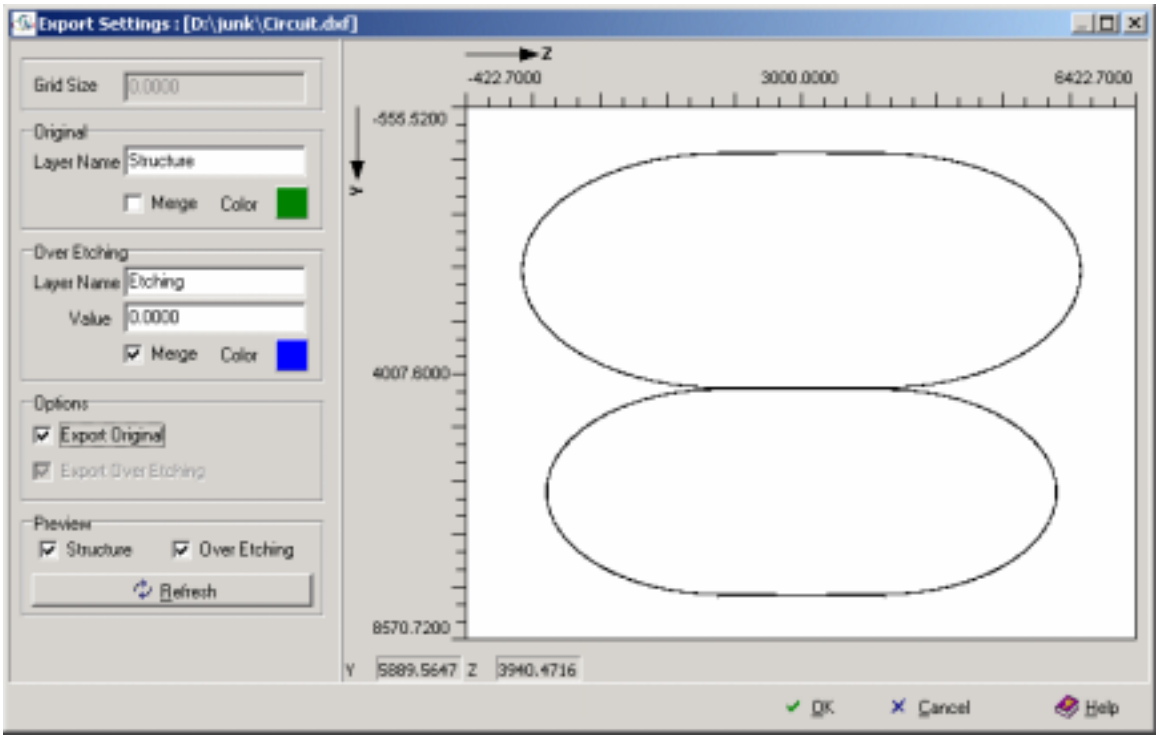


図１７．回路用にエキスポートされたマスクレイアウトファイル

注意: ターミナルは単にシンボルとして表現されているのでマスクレイアウトにはエキスポートされない。もし、設計者がターミナルをレイアウトに含ませたいならば、直線導波路か直線コネクターを使用しなければならない。

4 議論

APSS-CM は大規模で複雑な構造を小さなものに分解して検討できる便利なプラットフォームである。このことで計算が現実的なものになったり、必要な解析が可能になる。どのように設計を最適化するかとか別問題でこのアプリケーションノートが扱う範囲外である。

共振器の性能を改善するためには設計者は APSS のデバイスモジュールや導波路モジュールにまで立ち戻って導波路やカップラーの調整をしなければならない。以下に大変重要な項目についてのみまとめる。

- 偏波依存導波路に関しては特に曲がり導波路の指定された曲率に関して考慮しなければならない。この偏波依存は共振波長に関係する。位相と振幅に関して偏波無依存であり、実効屈折率と曲がり損失が偏波に依存しないということである。
- ある決まった結合比での偏波無依存カップラーについては、結合比はリング共振器のフィネスに直接影響を与える。一方では、通常 FSR（自由スペクトル領域）は大変小さいので、高いフィネス実現（狭いバンド幅）のために結合比はそんなに大きくできない。他方、損失を補って余りあるものにしなければならないので結合比をあまり小さくすることもできない。さもなければ、共振プロセスでリング内全てのパワーが消費されてドロップ信号を取り出すことができない。
- 偏波依存は全体でバランスするように考えるべきである。偏波依存はそれぞれの部品部分で完全には取りきれないので、実効的にキャンセルするようにうまく取り扱う。例えば、TE モードはカップラーでは高い結合効率を持つが曲がり部分ではロスが多いとかで全体でバランスさせる。
- 最も重要なことは微調整できる機構を含ませることである。設計段階では材料や製造に関する不完全さを十分には取り込むことができないためである。

5 まとめ

実際の例で示したように、APSS は大きな複雑な集積されたコンポーネントでも小さく解析できるサブコンポーネントに分解できるので、実際にシミュレーションすることが可能となりまた効率的に設計をすすめることができる。

6 参考文献

[1] B. E. Little, S. T. Chu, H. A. Haus, J. Foresi, and J.-P Laine, “Microring resonator channel dropping filters”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, pp.998-1005, June 1997.

[2] M. K. Chin, and S. T. Ho, “Design and modeling of waveguide-coupled single-mode microring resonators,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, pp.1433-1446, August 1998.

[3] B. E. Little, S. T. Chu, W. Pan, and Y. Kokubun, “Microring resonator arrays for VLSI photonics,” *IEEE Photon. Technol. Lett,*. vol 12, pp. 323-325, March 2000.

[4] G. Griffel, “Synthesis of optical filters using ring resonator arrays,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 810-812, July. 2000.

[5] B.E. Little, J. Foresi, H. A. Haus, E. P. Ippen, W. Greene, and S. T. Chu, “Ultra-compact Si/SiO2 micro-ring resonator channel dropping filter,” *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, pp. 549-551, April 1998.

[6] M. K. Chin, C. Youtsey, W. Zhao, T. Pierson, Z. Ren, S. L. Wu, L. Wang, Y. G. Zhou, and S. T. Ho, “GaAs microcavity channel-dropping filter based on a race-track resonator,” *IEEE Photon. Technol. Lett*., vol. 11, pp. 1620-1622, Dec. 1999.

[7] Senichi Suzuki, Kazuhiro Oda, and Yoshinori Hibino, “Integrated-optic double-ring resonator with wide free spectral range of 100 GHz,” *IEEE J. of Lightwave Tech*., vol. 13, pp. 1766-1771, Aug. 1995.

[8] T. Kominato, Y. Ohmori, N. Takato, H. Okazaki, and M. Yasu, “Ring resonators composed of GeO_2-doped silica waveguides,” *IEEE J. of Lightwave Tech*., vol. 10, pp. 1781-1788, Dec. 1992.