

■9 群 (電子材料・デバイス) - 6 編 (受動・機能デバイス)

2 章 光合分波デバイス

【本章の構成】

本章では以下について解説する.

- 2-1 誘電体フィルタ
- 2-2 回折格子
- 2-3 アレイ導波路回折格子
- 2-4 光合分岐回路
- 2-5 リング共振器
- 2-6 導波路型干渉フィルタ
- 2-7 ROADM

■9群-6編-2章

2-1 誘電体フィルタ

(執筆者：依田秀彦) [2012年3月 受領]

2-1-1 概要

誘電体フィルタは、光の波長程度の厚さの誘電体薄膜における干渉現象を利用した、波長フィルタである。電子ビーム蒸着法や反応性スパッタ法など真空成膜技術を用いて作られる。誘電体フィルタは、眼鏡やレンズの反射防止膜用や、光通信用、光計測用に広く利用される。

(1) 誘電体材料

フィルタ用の主な誘電体材料として、 Al_2O_3 、 HfO_2 、 MgF_2 、 Nb_2O_5 、 Si 、 SiO_2 、 Ta_2O_5 、 TiO_2 、 Y_2O_3 、 ZrO_2 などがある。誘電体の屈折率は材料に依存し、その値は1.38 (MgF_2)～3.5 (Si)に及ぶ。誘電体は、吸収を無視できる波長域（紫外，可視，近赤外，あるいは赤外）で使用される。

(2) フィルタ構造

誘電体フィルタは、**図 1・1**のように、基板上に堆積された多層膜構造を有する。多層膜は屈折率の異なる数種（通常2種）の誘電体材料から成る。各層の膜厚は光の波長程度以下（0.05～数 μm ）である。多層膜の層数は多いもので100層以上になる。光は膜面に対し垂直あるいは斜めに入射して、一部が反射，残りが透過する。

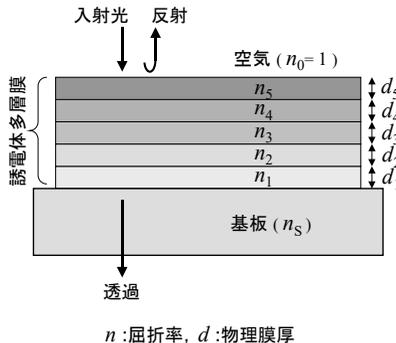


図 1・1 誘電体フィルタの構造

(3) 波長域別の分類

誘電体フィルタは、紫外～赤外の広い波長域の中から特定の波長域を選択的に透過または反射する。使用目的に応じて、**図 1・2**のように、帯域透過フィルタ (BPF)、帯域阻止フィルタ、短波長透過フィルタ (SPF)、長波長透過フィルタ (LPF) などに分類できる。

(4) 誘電体フィルタの特徴

誘電体フィルタは、特定の条件下（特定の波長帯域と入射角度）で優れた性能を発揮する。長所として、透過率や反射率を高い値（95%以上）や特定値（1～99%）を持つように設計し作製できる点がある。一方短所として、透過率や反射率が一定値となる波長帯域に上限（0.6 λ ）がある点、透過率や反射率の入射角依存性や斜入射時に偏波依存性を持つ点、がある。

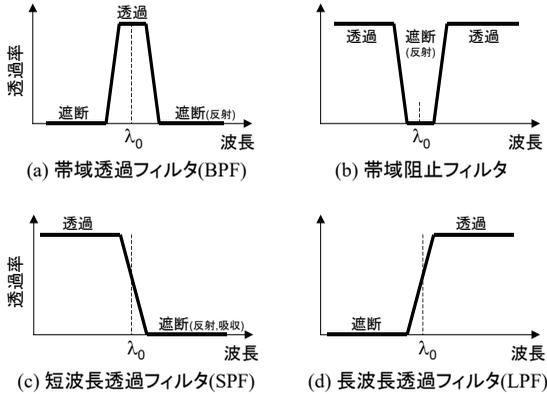


図 1・2 誘電体フィルタの分類

(5) 計算ツール

フィルタの多層膜構造 (屈折率, 膜厚, 層数, 組合せ) を決めると, 透過率あるいは反射率の波長特性を一意的に計算できる. 計算には, 市販ソフトウェアや, 専門書 1), 2) を参考に自作したプログラムを利用する.

2-1-2 高反射ミラー^{1), 2)}

金属膜ミラーでは反射率 92%程度が上限なのに対して, 誘電体ミラーでは反射率 99%以上が実現できる. 誘電体の高反射ミラーは, 図 1・3 のように, 高・低屈折率の 2 種類の誘電体 (それぞれ記号 H と L) から成る交互多層膜構造を持つ. 各層の光学膜厚 nd (= 屈折率×物理膜厚) が設計波長 λ_0 の 4 分の 1 ($n_H d_H = n_L d_L = \lambda_0/4$) であれば, 多層膜のすべての境界面で反射する光が同相で強め合い, 設計波長を中心とする波長帯域で高反射率が得られる.



多層膜構造: 基板 | (HL)^p H | 空気
 $n_H = 3.5, n_L = n_S = 1.45, \lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}, p = 3$

図 1・3 高反射多層膜ミラーの構造

図 1・4 に, 層数 $2p + 1$ の交互多層膜 (基板 | (HL)^{2p} H | 空気) から成る高反射多層膜ミラーの計算例を示す. 設計波長 λ_0 における反射率 R_0 は 98.6%以上 ($p \geq 2$), 反射帯域幅 $\Delta\lambda_R$ は 900 nm である. R_0 と $\Delta\lambda_R$ は次式から求められる.

$$R_0 = \left(\frac{n_0 - (n_H/n_L)^{2p} (n_H^2/n_S)}{n_0 + (n_H/n_L)^{2p} (n_H^2/n_S)} \right)^2; \Delta\lambda_R = \lambda_0 \frac{2a}{1-a^2}, a = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{n_H/n_L - 1}{n_H/n_L + 1} \right) \quad (1 \cdot 1)$$

層数 $2p + 1$ が多いほど R_0 は高く、屈折率の比 n_H/n_L が大きいほど $\Delta\lambda_R$ は広がる。

層数 $2p$ の交互多層膜 (基板 | (HL)^{2p} | 空気) の場合、 R_0 は次式のように与えられる。

$$R_0 = \left(\frac{n_0 - (n_L/n_H)^{2p} n_S}{n_0 + (n_L/n_H)^{2p} n_S} \right)^2 \quad (1 \cdot 2)$$

図 1・4 では、反射率が変動するリップルが高反射帯域の外側に存在する。図 1・3 の多層膜構造に外部媒質との屈折率整合層を追加すれば、リップルを除去することができ、帯域阻止フィルタ、短波長透過フィルタ、長波長透過フィルタとしても利用できる。

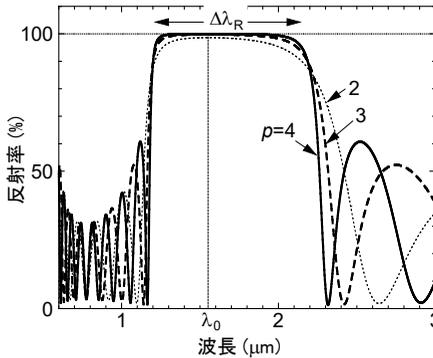
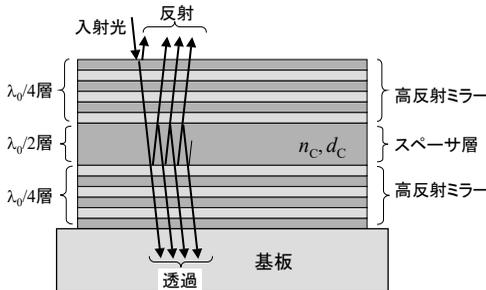


図 1・4 高反射多層膜ミラーの波長特性

2-1-3 バンドパスフィルタ (帯域透過フィルタ) ^{1),2)}

特定の波長帯域を透過するフィルタは、バンドパスフィルタ (BPF) と呼ばれる。BPF の透



多層膜構造: 基板 | (HL)³ 6H (LH)³ | 空気

$n_H = n_C = 3.5, n_L = n_S = 1.45, \lambda_0 = 1550 \text{ nm}, R_0 = 0.993, m = 3$

図 1・5 BPF の基本構造

過帯域幅は通常 1 nm ～100 nm である。光通信用では透過帯域 1 nm 未満の狭帯域 BPF が実用されている。透過帯域以外の波長の光は、反射（または吸収）される。

平行な 2 つのミラーが対向する構造は共振器（キャビティ）と呼ばれる。誘電体 BPF は、図 1・5 のように、2 つの高反射多層膜ミラーで誘電体スペーサ層を挟んだ構造、いわゆる Fabry-Perot 共振器構造である。BPF へ入射した光は、キャビティで多重反射を繰り返しながら多光束に分割され、多光束の位相が強め合う特定の波長において透過する。

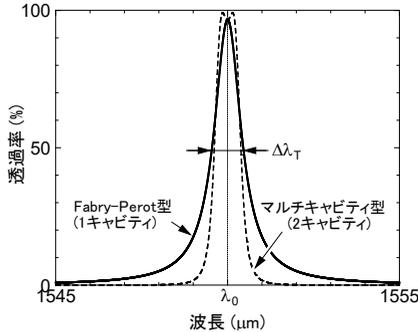


図 1・6 BPF の波長特性

図 1・6 に、波長 1550 nm を透過する BPF の計算例を示す。最大透過率は 96 %、透過帯域の半値全幅は 0.94 nm である。フィルタの設計波長（透過帯域の中心波長） λ_0 は、共振条件の式（多光束の位相が強め合う条件式）より決まる。BPF の半値全幅 $\Delta\lambda_T$ は次式から求められる。

$$\lambda_0 = 2n_c d_c / m ; \Delta\lambda_T = \frac{\lambda_0 (1 - R_0)}{m\pi \sqrt{R_0}} \cdot \left(1 + \frac{1}{m \cdot (n_H/n_L - 1)} \right)^{-1} \quad (1.3)$$

ここで、 $n_c d_c$ はスペーサ層の光学膜厚、 m は共振次数で正の整数、 R_0 は多層膜ミラーの反射率である。 m や R_0 が大きいほど、半値全幅は狭くなる。なお、スペーサ層から見て上下の高反射ミラーが非対称構造（各反射率が R_a, R_b ）の場合には、 $R_0 = \sqrt{R_a R_b}$ とする。

図 1・6 のスペクトル形状は、三角に近い形（ローレンツ形）である。図 1・5 の多層膜構造を $\lambda_0/4$ 結合層を介して多段に重ねることで、スペクトル形状を箱形に近づけることができる。このような多段構造はマルチキャビティ型 BPF と呼ばれ、光通信用に実用されている³⁾。

式(1.3)より BPF の透過波長はスペーサ層の $n_c d_c$ に依存する。屈折率温度係数 (dn_c/dT) の大きな材料（例えば Si）をスペーサ層に用いれば、透過波長を温度で制御するチューナブル波長フィルタに応用できる。

■参考文献

- 1) 小椋山光信：“光学薄膜フィルターデザイン,” オプトロニクス社, 第 1 章, 第 3 章, 第 7 章, 2006.
- 2) 李 正中：“光学薄膜と成膜技術,” アグネ技術センター, 第 2 章, 第 5 章, 第 8 章, 2002.
- 3) 依田秀彦, 白石和男：“光通信用光学薄膜,” O plus E, vol.30, no.8, pp.844-849, Aug. 2008.

■9 群-6 編-2 章

2-2 回折格子

(執筆: 横森 清) [2011 年 11 月 受領]

2-2-1 はじめに

回折格子は、一般には Diffraction Grating あるいは Diffractive Grating の訳として用いられる。初期の回折格子は髪の毛や細い金属ワイヤを等間隔に並べたものであり、一般的には一定間隔の周期構造を持つものを回折格子と呼んでいる。回折格子には、図 2・1 のような表面レリーフ状の格子と図 2・2 のような平面状の格子がある。表面レリーフ回折格子は、最初の実用として分光学 (Spectroscopy) で使われ始め、古くから金属表面を機械的に線刻することにより作られてきた。また、平面回折格子には屈折率が周期的に変化する位相格子と透過率が周期的に変化する振幅格子がある。

一方、回折光学素子 (Diffractive Optics であるが、近年、Diffractive Optical Element とする例が見られるようになった) と呼ばれるものがあり、様々な機能 (分光, レンズ, 波面補正, ビーム結合, ビーム分割, 偏向, 偏光回転, 色収差補正, 多焦点など) を持ち、広い応用が期待されている¹⁾²⁾。これらは格子間隔の異なる周期構造を持ち、等間隔の周期構造を持つ回折格子の特徴を知るとは、回折光学素子の基本的特性を検討するうえで役に立つ。本稿では、回折格子の基本的な特徴や理論的な取り扱いについて述べる。

2-2-2 回折格子の基本特性

一般的な回折格子として、素子表面に凹凸を持つ図 2・1 のような表面レリーフ回折格子と図 2・2 のような素子表面が平らで素子内の屈折率あるいは透過率が周期的に変わっている平面回折格子を考える。

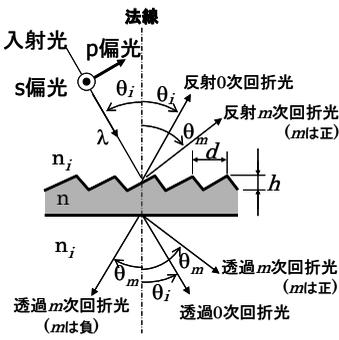


図 2・1 表面レリーフ回折格子

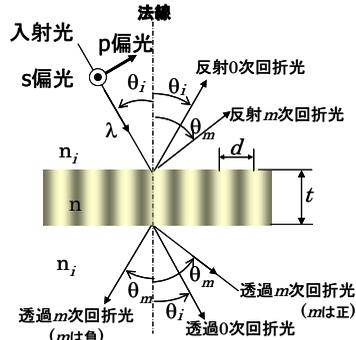


図 2・2 平面回折格子

回折格子の間隔を d 、深さを h 、回折格子部の屈折率を n 、回折格子への光の入射角を θ_i 、光の波長を λ 、平面格子の厚さを t としている。入射光の電気ベクトルの方向が入射平面内にあるときに p 偏光、電気ベクトルが入射平面に垂直な場合を s 偏光とする。波長 λ の光が回折格子

に入射するとき、隣り合う溝で回折された光の光路差が λ の整数倍になるときに回折光が強め合うようになる。このとき入射角と回折角の間には、次の式が成り立つ^{†1}。

$$n_i \cdot (\sin \theta_m - \sin \theta_i) = m \lambda / d \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots) \quad (2 \cdot 1)$$

ここで、 θ_m は m 次回折光の回折角を示す。回折光の角度は、格子の法線に対し入射光と反対側にある場合を正、入射光と同じ側にある場合を負とする。また、0次回折光に対し回折角が大きい場合の回折光の次数 m は正、回折角が小さい場合の回折光の次数は負となる。式(2・1)は格子の形状や屈折率 n に関わらず成り立つ。通常、入射光は空気中にあるので $n_i=1$ となり、

$$\sin \theta_m - \sin \theta_i = m \lambda / d \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots) \quad (2 \cdot 2)$$

で表される。

2-2-3 回折格子の回折効率

回折格子での電磁波の振る舞いは、マックスウェル方程式で記述される。マックスウェル方程式はベクトルヘルムホルツ方程式の境界値問題に帰着され、一般には解析的に解けず、数値計算により電磁界を求めることになる。よく用いられる数値計算方法にはRCWA法(Rigorous Coupled-Wave Analysis)³⁾や時間領域差分法(FDTD法: Finite-Difference Time-Domain method)⁴⁾がある。回折格子の回折効率を計算する際には、マックスウェル方程式を厳密に解くことが必要であるが、スカラー回折理論でもとめることができる場合もある。

(1) $\lambda/d \ll 1$ の場合

格子間隔が入射光波長より充分大きい場合には、スカラー回折理論で回折効率を近似的に表すことができる。垂直入射の場合、表面レリーフの形状が正弦波あるいは平面位相格子の屈折率変化が正弦波状とすると、 ± 1 次回折光が最大となるときの効率は33.9%である⁵⁾。また、矩形の時には40.5%となる。反射形表面レリーフ格子では、高い1次回折効率を得るためにはブレード化することが有効である。格子の断面が直角三角形の直交する二辺とする格子(エシュレット: Echelette, あるいはブレード格子: Blazed Grating と呼ぶ)で、図2・3のようにp偏光がブレード角 α をなす斜面に垂直に入射し(回折格子への入射角 $\theta = \alpha$)、かつ反射の-1次回折光が入射光の方向へ戻る配置(リトロ配置)の際に最大の回折効率となる。反射面が

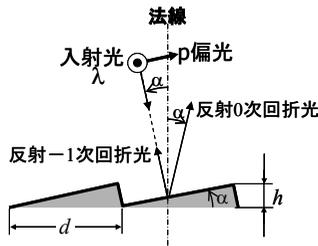


図2・3 ブレード格子による高回折効率条件

^{†1} 屈折率 n の媒質中の回折の式は下記のとおりである。ここで、 m 次の回折角は θ_{nm}

$$n \cdot \sin \theta_{nm} - n_i \cdot \sin \theta_i = m \lambda / d \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots)$$

完全導体であれば100%の効率が得られる(実際の金属では吸収損失があるため100%より数%低くなる)。ただし、s偏光の場合には、p偏光のようなブレッズ化の条件は存在しない。

(2) $0.5 < \lambda/d < 2$ の場合

この領域では、回折光はほぼ0次回折光と-1次回折光に限られる。回折効率ではs偏光とp偏光による差が大きく現れ、スカラー回折理論では効率を導くことはできず、マックスウェル方程式を厳密に解く数値解析が必要になる。-1次回折光の回折効率が最大となるのは入射角がブラッグ条件の場合である(反射形格子の場合では-1次反射回折光、透過形格子の場合では-1次透過回折光)。式(2・2)において、空気中から屈折率 n の回折格子領域で回折され、その後再び空気中に出る構成のときのブラッグ条件は、 $\theta_m = -\theta$ ($m = -1$) となり、

$$\sin \theta_i = \lambda/2d \quad (2 \cdot 3)$$

で表される。

例えば、s偏光での透過格子のブラッグ入射条件において、 $n = 1.66$ 、 $\lambda/d = 1.414$ の矩形状、正弦波形状、三角形状回折格子での格子深さ h に対する回折効率の変化を見ると、三角形状で最大効率99.5% ($h/d = 2.25$)、正弦波形状で98% ($h/d = 1.85$)、矩形状で90% ($h/d = 1.75$)となる⁶⁾。一般に、格子形状が偶関数で表される場合に最大回折効率が高くなり、鋸歯状のような非対称三角形状では効率が低い。また、同じ格子形状では格子の屈折率 n の低いほうが最大効率は高くなる(ただし、最大効率となる溝深さは大きくなる)。平面位相回折格子でもブラッグ条件で100%近い回折効率を得ることが知られている⁷⁾。

文献6)によって、表面レリーフ回折格子と厚い平面位相格子の入射角度依存性を考えてみる。正弦波形状の表面レリーフ格子($n = 1.66$ 、 $\lambda/d = 1.414$ 、 $h/d = 1.9$)ではブラッグ条件入射角 45° を中心に半値幅 47.9° と広い角度特性を有する。一方、屈折率が正弦波状に変化する厚い平面位相格子($n = 1.66$ 、 $\lambda/d = 1.414$ 、屈折率変調0.02)では、ブラッグ条件入射角度は 45° を中心に半値幅 1.9° と鋭い角度選択性を示す。これは、表面レリーフ格子では、空気層の屈折率1と格子の屈折率1.66の屈折率差が0.66と大きいのにに対し、平面位相格子では正弦波の屈折率差が0.02と小さいことに起因し、屈折率差の大きいほど角度選択性が緩やかになる。同じように波長選択特性をみると、上記と同じ格子の条件で、位相格子では鋭い波長選択性(半値幅70 nm)を有し、表面レリーフ格子では可視光領域全体をカバーする広い波長特性(半値幅380 nm)を持つ。

この領域では、偏光による効率の違いが大きいことも特徴である。実際に、 $d = 0.38 \mu\text{m}$ の透過格子を作製し、 $\lambda = 0.66 \mu\text{m}$ ($\lambda/d = 1.74$)の波長でブラッグ条件入射にて、s偏光とp偏光の1次回折効率がそれぞれ98.1%、0.56%で、消光比175の偏光分離素子が得られている⁸⁾。

(3) $\lambda/d > 2$ の場合

格子間隔が入射光波長より充分小さく伝播回折光が存在しない条件の場合には、反射防止や偏光分離など興味ある特性が知られ、近年このような格子をサブ波長構造と呼ぶようになってきている⁹⁾。波長に比べて充分小さな格子間隔を持つ表面レリーフ回折格子は、反射防止機能を持ち広い波長域で反射防止効果のあることが知られているが、2次元ピラミッド形状とすることで入射光の偏光状態に関わらず高い反射防止効果が得られる^{10),11)}。

また、古くから1次元周期格子により構造複屈折が生じることが知られている¹²⁾。波長より充分細い金属ワイヤを格子状に並べたワイヤグリッド偏光子では、格子の溝に平行な電気ベク

トルを持つ光 (s 偏光) は反射され、格子の溝に垂直な電気ベクトルを持つ光 (p 偏光) は透過する。消光比が 1000 : 1 に達するものも作られている。

2-2-4 まとめ

回折格子は、これまで見てきたようにその格子間隔により特徴的な性質を持つ。近年、回折光学素子はいろいろな場面で使われるようになり、単純な 1 次元回折格子にとどまらず周期構造の光学として、フォトニック結晶構造、あるいはサブ波長構造、メタマテリアル、プラズモニクスなどとの関わりが出てきている。これらの分野の基礎として、回折格子の基本的特性を定性的、直感的に理解することが重要である。

■参考文献

- 1) 辻内順平：“物理学選書 22 ホログラフィー,” 第 11 章 ホログラフィー光学素子, pp.295-331, 裳華房, 1997.
- 2) 小野雄三：“最近の回折光学素子—回折光学から周期構造の光学へ—,” 光学, vol.32, no.8, pp.468-475, 2003.
- 3) M.G. Moharam, et al.：“Stable implementation of the rigorous coupled-eave analysis for surface-relief gratings: enhanced transmittance matrix approach,” J. Opt. Soc. Am. A, vol.12, no.5, pp.1077-1086, 1995.
- 4) 市川裕之：“時間領域差分法—光学分野への応用を期待して—,” 光学, vol.27, no.11, pp.647-654, 1998.
- 5) 小山次郎, 西原 浩：“光波電子工学,” pp.114-120, コロナ社, 1978.
- 6) K. Yokomori：“Dielectric surface-relief gratings with high diffraction efficiency,” Appl. Opt., vol.23, no.14, pp.2303-2310, 1984.
- 7) H. Kogelnik：“Coupled wave theory for thick hologram gratings,” Bell Syst. Tech. J., vol.48, p.2909, 1969.
- 8) 塩野照弘：“高効率回折光学素子,” 光技術コンタクト, vol.42, no.3, pp.141-148, 2004.
- 9) 金森義明, 羽根一博：“サブ波長格子,” 応用物理学会誌, vol.74, no.7, pp.935-938, 2005.
- 10) Y. Kanamori et al.：“Broadband anti-reflection gratings fabricated upon silicon substrates,” Opt. Lett., vol.24, pp.1422-1424, 1999.
- 11) H. Toyota et al.：“Fabrication of microcone array for antireflection structured surface using metal dotted pattern,” Jpn. J. Appl. Phys., vol.40, pp.L747-L749, 2001.
- 12) M. Born and E. Wolf：“Principles of Optics: 5th edition,” Pergamon Press, p.705, 1974.

■9 群-6 編-2 章

2-3 アレイ導波路回折格子

(執筆著者：高橋 浩) [2012年3月 受領]

アレイ導波路回折格子 (AWG: Arrayed-Waveguide Grating) は長さの異なる複数の導波路からなる透過型回折格子で, 入力/出力導波路群と扇形スラブ導波路とともに基板上にモノリシック集積され波長合分波器として用いられる. 1988年の基本原理提案¹⁾, 1990年の分波確認²⁾を経て90年代後半に実用化され, 2000年以降商用 DWDM システムに大量導入されている. 一般にシリコン基板³⁾上の石英導波路³⁾を用いて作製されるが, Si や InP など半導体導波路でも作製可能であり, フォトダイオードやレーザとモノリシック集積され多波長受信器/送信器となる⁴⁾. また, 種々の光信号処理回路において周波数成分を分解・合成する高分解能分光素子として活用されている.

2-3-1 動作原理

図 3・1 に AWG 波長合分波器の全体構成と出力側スラブ導波路近傍の模式図を示す. 入力導波路からの光は入力側スラブで回折し AWG を構成する導波路群に入射し, 独立して伝搬する. AWG 導波路群は放射状に出力側スラブに接続されていて, AWG からの出射光は一点に集光する. AWG 中の導波路の長さは一定量 ΔL ずつ増加するように設計されている. 導波路間位相差が波長に依存し, 集光位置が波長により異なるため分光動作が得られる.

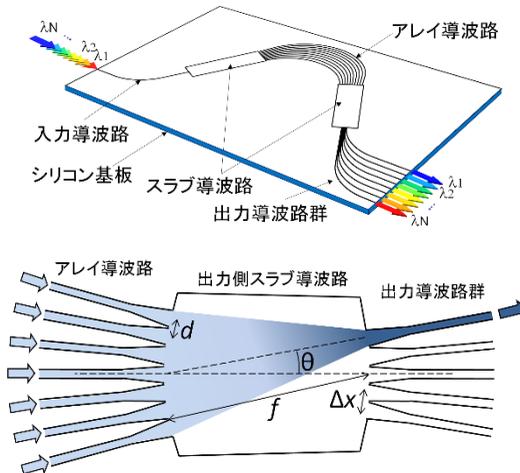


図 3・1 AWG 波長合分波器の外観 (上) 及び出力側スラブ導波路付近の拡大 (下)

スラブとの接続部における AWG の導波路間隔を d , スラブの曲率半径 (すなわち焦点距離) を f , 出力スラブ中での集光ビームの回折角を θ , 出力導波路間隔を Δx , チャンネル導波路とスラブ導波路の実効屈折率を n_c, n_s すると, 多数の導波路からの光が焦点に同位相で到達する条件より, 回折角 θ と波長は基本原理式:

$$n_c \Delta L + n_g d \sin \theta = m \lambda \quad (3 \cdot 1)$$

を満たす⁵⁾。 m は回折次数 (整数) である。 $\theta \ll 1$ の近傍において、回折角 θ の λ に対する微係数より、波長と出力位置の関係 (線分散) は

$$\frac{dx}{d\lambda} = \frac{f \cdot m \cdot n_g}{n_s \cdot d \cdot n_c} \quad \text{ただし, } n_g = n_c - \lambda \frac{dn}{d\lambda} \text{ は導波路の群屈折率} \quad (3 \cdot 2)$$

である。式(3・1)において θ がゼロ近傍であることから、回折次数 m は ΔL に比例し一般的に 10 以上の大きな値である。線分散を大きくするために刻みを細かくする必要がある一般の回折格子と比較して、AWG では導波路の長さの設計で m を大きくできるので容易に高い分解能が得られる。一方で、自由スペクトルレンジ (Free Spectral Range) :

$$FSR = \frac{c}{n_g \cdot \Delta L} \quad [\text{Hz}] \quad \text{ただし, } c \text{ は真空中の光速} \quad (3 \cdot 3)$$

を周期として透過波長が多数存在するので、FSR を多重数 \times 多重間隔より広く設計する必要があり、 ΔL には上限がある。比屈折率差が 1% 前後の石英導波路を用いた場合、数 cm 角のチップで 50 GHz 間隔、80 波の DWDM 用波長合成分波器が作製可能である。

2-3-2 特性改善

(1) 温度依存性解消

導波路実効屈折率 n_c が温度に依存するため、中心ポートの透過波長 $\lambda_0 = n_c \Delta L / m$ も温度に依存する。石英導波路の場合 0.011 nm/°C と非常に小さい値ではあるが、波長間隔が 0.4 nm の DWDM ではチップ温度を一定にする必要がある。これを省くため、導波路を横切る溝を形成し温度係数が石英とは逆符号の樹脂を充填して λ_0 の温度依存性をゼロにできる⁶⁾。また、入力ポート位置を機械的に変化させて温度変化に伴う波長変動分を補償する手法もある⁷⁾。

(2) 偏波依存性解消

一般的に薄膜は基板からの応力が原因で複屈折 (n_c が偏波で異なる) を有しているため、 λ_0 に偏波依存性がある。偏波状態は伝送路の状況で時々刻々変動するので偏波依存性は望ましくない。成膜条件を工夫して複屈折を低減する方法や、AWG の中間に導波路を横切る溝を形成し 1/2 波長板を挿入して偏波依存性を解消する方法がある⁸⁾。

(3) 透過波長の広帯域化

出力スラブ端に集光する光の電界分布と出力導波路の伝搬モードの電界分布の重なり積分 (結合効率) が透過率となる。波長の変化に伴い集光点はリニアに移動するので、透過率スペクトルは前述の電界分布に類似のガウス型となる。一方、変調信号の広帯域化や光源の波長変動を考慮して透過率スペクトルは平坦であることが望まれる。入力導波路の幅を広げて電界分布を矩形にする手法⁹⁾ や、入力段にマッハツェンダー干渉計を付加し複合干渉計とすることで平坦なスペクトルを得る方法が用いられる⁹⁾¹⁰⁾。

■参考文献

- 1) M.K. Smit : "New focusing and dispersive planar component based on an optical phased array," Electron. Lett., vol.24, pp.385-386, 1988.
- 2) H. Takahashi et al. : "Arrayed-waveguide grating for wavelength division multi/demultiplexer with nanometre resolution," Electron. Lett., vol.26, pp.87-88, 1990.

- 3) M. Kawachi : "Silica waveguides on silicon and their application to integrated-optic components," *Optical and Quantum Electronics*, vol.22, pp.391-416, 1990.
- 4) M. K. Smit et al. : "PHASAR-based WDM-devices: principles, design and applications," *Journal of Selected Topics on Quantum Electronics*, vol.2, pp.236-250, 1996.
- 5) H. Takahashi et al. : "Wavelength multiplexer based on SiO₂-Ta₂O₅ arrayed-waveguide grating," *J. Lightwave Technology*, vol.12, pp.989-995, 1994.
- 6) Y. Inoue et al. : "Athermal silica-based arrayed-waveguide grating multiplexer," *Electronics Letters*, vol.33, pp.1945-1946, 1997.
- 7) G. Heise et al. : "Optical phased array filter module with passively compensated temperature dependence," *ECOC*, pp.319-320, 1998.
- 8) Y. Inoue et al. : "Polarization mode converter with polyimide half waveplate in silica-based planar lightwave circuits," *Photonics Technology Letters*, vol.6, pp.626-628, 1994.
- 9) K. Okamoto et al. : "Flat spectral response arrayed-waveguide grating multiplexer with parabolic waveguide horns," *Electronics Letters*, vol.32, pp.1661-1662, 1996.
- 10) C. R. Doerr et al. : "Compact and low-loss integrated box-like passband multiplexer," *Photonics Technology Letters*, vol.15, pp.918-920, 2003.
- 11) M. Oguma et al. : "Ultrawide passband tandem MZI-synchronized AWG and group delay ripple balancing out technique," *European Conference on Optical Communication*, We.8.E.2, 2010.

■9 群-6 編-2 章

2-4 光合分岐回路

(執筆者：坂巻陽平) [2011 年 10 月 受領]

入力光を複数に分割して出力する光回路はスプリッタと呼ばれ、所定のパワー比率で分割するパワースプリッタや偏波状態に応じて分割する偏波スプリッタなどが光ファイバ通信システムにおいて実用化されている。一方、複数の入力光を合流させて出力する光回路はカブラ、もしくは、コンバイナと呼ばれる。一般的な光回路では入出力について相反性が成立するので、スプリッタの入出力を反転させるとカブラとして機能する。したがって、本節ではスプリッタ・カブラの総称として光合分岐回路と記し、分岐機能を中心に説明する。本節の記述について入出力を入れ替えて解釈することにより、カブラ機能の理解が可能である。

本節では光ファイバ通信システムにおいて特に広く普及しているパワースプリッタに焦点を絞り、その機能を説明する。パワースプリッタは、アクセス系ネットワークを構成する PON (Passive Optical Network) システムの $1:N$ 光信号分配回路や、光回路内を伝搬する信号光の状態を監視するために信号光の一部を外部に取り出すタップとして重要な役割を果たしている。これらのスプリッタには、一般的に、広帯域にわたり過剰損失が小さく、分配比の入力偏波依存性、波長依存性が小さいことが求められる。図 4・1 は、スプリッタ機能を実現するために利用されている主な光導波路構造を示している。スプリッタに接続する入力ポートを多モード導波路で構成した場合、入力光の入射条件によってパワー分配比が変化するため、通常のスプリッタの入力ポートは単一モード導波路で構成される。

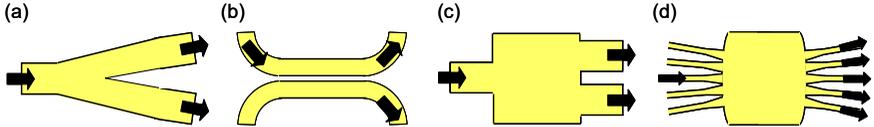


図 4・1 代表的な光合分岐回路の導波路構造

図 4・1(a)は分岐型導波路から構成されるスプリッタを示している。入力ポートと 2 本の出力ポートがテーパ型導波路を介して接続されており、テーパ形状が対称となる Y 分岐型の場合は 2 本の出力ポートから同パワーの光が出力される。広帯域にわたり波長依存性の小さい分配比を実現することが可能であり、アクセス系ネットワークで利用されるスプリッタは Y 分岐型導波路を直列に接続した構成が採用されている。例えば、石英系導波路で作製された Y 分岐を 5 段直列接続した 1×32 スプリッタが広く普及している¹⁾。分岐型導波路における損失の主要因は分岐点における伝搬光の散乱及び放射損失であり、分岐角度を小さくすることで損失低減が可能である。しかし、分岐の狭角化はスプリッタサイズの増加につながるため、回路設計者は損失とサイズの観点から導波路構造を最適化する必要がある。

図 4・1(b)は方向性結合器で構成されるスプリッタを示している。2 本の導波路が並列配置された結合部分の長さを調整することで、入力光が他方の導波路に結合するパワー比率を任意の値に設定することが可能である。100%のパワーが移行する場合の結合部分の長さは結合長と呼ばれ、伝搬モード間の伝搬定数差で決まる。例えば、結合部分の長さを結合長の半分に設定

するとパワー移行率は 50 %となり、入力光のパワーが 2 本の出力ポートに等分配される。また、10%程度の分配比も設定可能であるため、パワーモニタ用途のタップとして採用されている。方向性結合器によるスプリッタは散乱損失や放射損失がほとんど発生せず、分岐型導波路よりも損失が小さい。しかし、結合長が伝搬光の波長や導波路の間隔に依存するため、分配比の波長依存性が大きく、作製誤差に対するトレランスが小さい点などが実用上の課題となっている。分配比の波長依存性を抑制する工夫として、複数の方向性結合器を多段接続した構成が提案されている²⁾。

図 4・1(c)は分岐部分が多モード干渉計(MMI: Multimode Interferometer)で構成されるスプリッタを示している。多モード導波路部分で複数のモードを励起し、伝搬させた干渉の結果として出力端で集光する構成である。多モード導波路の幅で励起するモード数を決め、長さの調節により出力端の集光位置、パワーのピーク数(分岐数)などを設計する。3以上の分岐数を実現する場合、分岐型導波路や方向性結合器においては多段接続以外では設計が困難になるのに対し、MMIを採用すれば幅と長さの調整のみで実現が可能となる。ただし、多モード間の干渉を利用しているため、分配比や損失などの波長依存性は避けられない。比屈折率差の大きい導波路におけるスプリッタとして、特に、InPなどの光半導体やシリコン導波路において広く利用されている。

図 4・1(d)はスターカプラで構成されるスプリッタを示している。いずれか1本の入力ポートに入力された光はスラブ導波路部分で広がりながら伝搬し、複数の出力ポートに到達する。最大で144本の入出力ポートをスラブ導波路を介して接続したスプリッタが報告されており³⁾、分岐規模が大きいスプリッタの実現に適した構成である。

以上の説明では、パワースプリッタとして機能する代表的な導波路構造について述べた。これらの導波路をカブラや位相変調信号の送受信回路の一部として利用する場合は、出力光間の位相関係に注意する必要がある。例えば、図 4・1(a)に示した Y 分岐型導波路においては、出力光は同相で出力される。Y 分岐型導波路の入出力ポートを反転させてカブラとして利用する場合、2本の入力ポートから同相の光を入力した場合は、合流部分のテーパ型導波路において基底モードに変換されるため、散乱損失などを除けば、ほぼ損失なく出力される。一方、逆相の光を入力した場合はテーパ型導波路において1次モードに変換されるため、単一モード導波路である出力ポートに伝搬する過程で放射されてしまう⁴⁾。図 4・1 に示したすべての導波路構造について、カブラとして利用する場合は複数の入力光の位相関係が出力光に影響を与えるので、回路設計者は注意を払う必要がある。

■参考文献

- 1) Y. Inoue, M. Ishii, Y. Hida, M. Yanagisawa, and Y. Enomoto : "PLC components used in FTTH access networks," NTT Technical Review, vol.3, pp.22-26, 2005.
- 2) K. Jinguji, N. Takato, A. Sugita, and M. Kawachi : "Mach-Zehnder interferometer type optical waveguide coupler with wavelength-flattened coupling ratio," Electron. Lett., vol.26, pp.1326-1327, 1990.
- 3) K. Okamoto, H. Okazaki, Y. Ohmori, and K. Kato : "Fabrication of large scale integrated-optic NxN star couplers," IEEE. Photon. Technol. Lett., vol.4, pp.1032-1035, 1992.
- 4) S.K. Burns and A.F. Milton : "An analytic solution for mode coupling in optical waveguide branches," IEEE J. Quantum Electron., vol.QE-16, pp.446-454, 1980.

■9 群-6 編-2 章

2-5 リング共振器

(執筆: 國分泰雄) [2013 年 12 月 受領]

導波路型リング共振器は 1969 年に E. Marcatili によって提案¹⁾されて以来、センサやファイバレーザなどに利用されてきた。しかしながら、そのリング半径は数 mm 以上と大きいため共振波長間隔 (Free Spectral Range : FSR) が 1 nm 以下 (したがって透過帯域幅は 100 MHz 以下) と狭帯域過ぎて、波長多重通信用フィルタとしては適さなかった。しかし、共振器長を数 10 μm にすれば FSR を数 10 nm 以上に拡大できて、波長多重光通信にも適することが MIT の Prof. Haus らのグループによって 1997 年に指摘され、マイクロリング共振器 (Microring Resonator : MRR) が提案された²⁾。そして、半導体光導波路を用いて直径数 μm のマイクロリング共振器が 1997 年に米国の Northwestern 大学³⁾から、1998 年には MIT⁴⁾から発表された。近年はこの半導体に限らず、高屈折率差光導波路 (High Index Contrast Optical Waveguide : 略して HIC, 第 1 章 1-1 節参照) を用いたリング共振器の研究開発が盛んになっている。

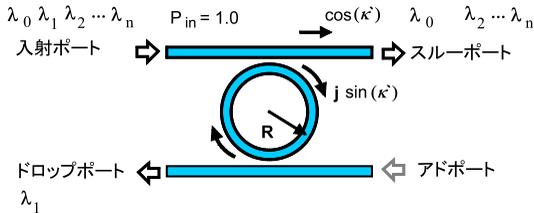


図 5・1 リング共振器の基本構造

リング共振器の基本的構造は、図 5・1 に示すように入力ポート、スルーポート、アドポート、ドロップポートの 2×2 デバイスであるが、入力ポートとスルーポートのみから成る 1 入力 1 出力リングフィルタも用いられることがある (All-Pass Filter と呼ばれる)。ドロップポートの伝達関数は、次式のエアリー関数 (Airy Function) で表される。

$$T(\lambda) = \frac{1}{1 + \frac{4(1-K)}{K^2} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi n_{\text{eq}} L}{\lambda}\right)} \quad (5 \cdot 1)$$

ここで、 λ は波長、 $K = \sin^2(\kappa l)$ はバスライン導波路からリング導波路への結合部の電力結合率、 κ は結合係数、 l は等価的結合部長、 n_{eq} はリング導波路の等価屈折率 (β/k_0 、 β と k_0 はそれぞれリング導波路と真空中の伝搬定数)、 L は共振器長で図 5・1 に示したような完全な円形の場合には $2\pi R$ である。結合部での結合係数を設計しやすくするため、リング共振器部の形状には完全な円形ではなく、結合部を平行直線導波路にしたレーストラック形が用いられる場合も多い。式 (5・1) に具体的な導波路構造パラメータを代入して計算した波長 1550 nm 帯におけるドロップポートの波長応答を図 5・2 に示す。

式 (5・1) より共振波長 λ_0 は、主にリング周回長 L (円形の場合には $2\pi R$) と等価屈折率 n_{eq} を用いて次式で決まる。

$$\lambda_0 = \frac{L \cdot n_{eq}}{N} \quad (5 \cdot 2)$$

ただし、 N は共振次数であり、 N が 1 だけ異なる共振波長同士の間隔が共振波長間隔 (Free Spectral Range : FSR) である。

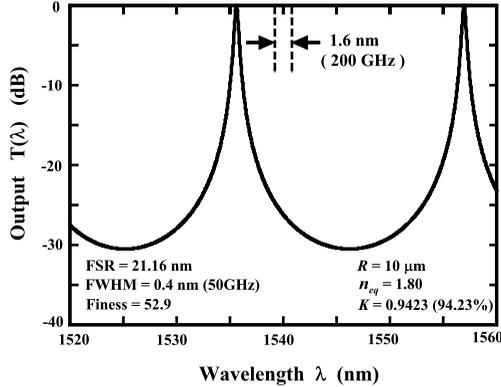


図 5・2 マイクロリング共振器のドロップポート応答の一例

なお、波長多重通信用の波長合分波器としては、透過帯域が平坦で、透過帯から阻止帯への遷移 (Roll-Off) が急峻で、かつ十分な阻止量を持つスペクトル特性が求められる。しかしながら図 5・2 から分かるように、単一のリング共振器では透過帯はピークが鋭く、透過帯から阻止帯への遷移が急峻ではないので、波長多重通信用合分波デバイスとしては十分な特性ではない。

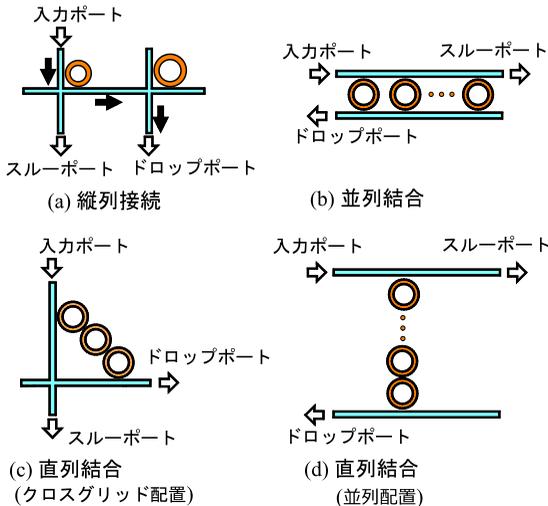


図 5・3 複数のマイクロリング共振器による様々な結合形態

この問題は、図 5・3(c)及び(d)に示すような直列結合^{8),(14)}によって、図 5・4 に示すような箱型のスペクトル応答を設計することによって解決できる。ただし、バスライン導波路とマイクロリング間及びマイクロリング間の結合係数は、バターワース条件と呼ばれる一定の条件を満たすように設計する必要がある。リング共振器には、更に図 5・3(a)に示す縦列接続によって FSR を拡大でき、また図 5・3(b)に示す並列結合によってインターリーブを実現できるなど、共振器の接続トポロジーの選択と基本要素の配置設計によって、様々なスペクトル特性を合成できる特徴がある。

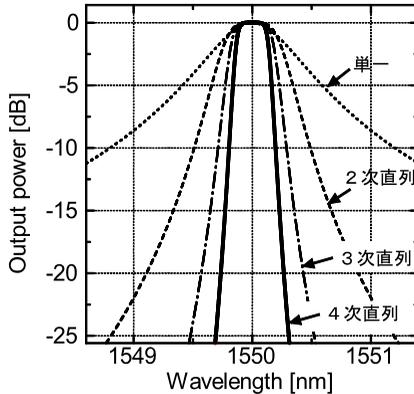


図 5・4 マイクロリング共振器の直列結合による箱型スペクトル特性の理論値の一例

光導波路の比屈折率差 $\Delta (= (n_1^2 - n_2^2)/2n_1^2)$ は、従来のシリカ系光導波路では 2.5 %程度であり、曲げ損失が増大するので曲率半径 1 mm 以下は困難である。一方、比屈折率差を 10 %以上にすると、第 1 章 1-1 節の図 1・3 に示したように曲げ半径を 100 μm 以下にしても曲げ損失は 0.1 dB 以下にできる。この高屈折率差光導波路を構成するコア材料とクラッド材料には、表 5・1 のような組合せがこれまでに報告されている。なお、表 5・1 のクラッドとはコア側方及び上部クラッドであり、下部クラッドは基板との間に誘電体膜を挟む必要から大部分は SiO_2 が用いられる。

表 5・1 微小リング共振器に用いられるコアとクラッド材料の組合せと最小リング半径の例

コア	屈折率	クラッド	屈折率	屈折率差 Δ	文献	リング半径 R	FSR
GaAs/AlGaAs	約 3.5	空気	1.0	46 %	(3)	5.25 μm	21.6 nm
Poly Si by CVD	約 3.5	空気	1.0	46 %	(4)	4 μm	24 nm
Ta ₂ O ₅ -SiO ₂	1.78~1.8	空気	1.0	34 %	(5),(6),(9)	5 μm	37 nm
Si (SOI race track)	3.5	空気	1.0	46 %	(7)	3 μm	24 nm
Hydex™	1.46~1.8	SiO ₂	1.45	18 %	(8)	20 μm	約 10 nm
SiN	1.9-2.0	空気	1.0	36~37 %	(10)	5 μm	29 nm
SiON	1.74~1.86	空気	1.0	33~36 %	(11)	20 μm	10.3 nm
Polyimide	1.74	Teflon	1.30	22 %	(12)	10 μm	約 20 nm

半導体導波路を用いた微小リング共振器はバスライン導波路と共振器が同一面内に構成されるため、その結合率を高精度に制御するために導波路間隔（空気層ギャップ幅）を高精度エッチングによって制御する必要があったが、筆者らは 1999 年に積層マイクロ共振器⁵⁾を提案し、更にバスライン導波路のクロスグリッド⁶⁾状構成を提案して高密度集積化を可能にした。この構造は、高密度集積化に適した多くの特長を有しており¹³⁾、製作許容誤差が大きく、かつ図 5・3 に示したように複数のフィルタ要素を組み合わせて、縦続接続、直列結合、並列結合などの回路構成でフィルタ特性を合成できる特長がある。

■参考文献

- 1) E.A.J. Marcatili : Bell Syst. Tech. J., vol.48, pp.2103-2132, 1969.
- 2) B.E. Little, S.T. Chu, H.A. Haus, J. Foresi, and J.-P. Laine : J. Lightwave Technol., vol.15, no.6, pp.998-1005, 1997.
- 3) D. Rafizadeh, J.P. Zhang, S.C. Hagness, A. Taflove, K.A. Stair, S.T. Ho, and R.C. Tiverio : Opt. Lett., vol.22, no.16, pp.1244-1246, 1997.
- 4) B.E. Little, J.S. Foresi, G. Steinmeyer, E.R. Thoen, S.T. Chu, H.A. Haus, E.P. Ippen, L.C. Kimmerling, and W. Greene : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.10, no.4, pp.549-551, 1998.
- 5) B.E. Little, S.T. Chu, W. Pan, D. Ripin, T. Kaneko, Y. Kokubun, and E. Ippen : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.11, no.2, pp.215-217, 1999.
- 6) S.T. Chu, B. Little, W. Pan, T. Kaneko, S. Sato, and Y. Kokubun : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.11, no.6, pp.691-693, 1999.
- 7) A. Vörckel, M. Mönster, W. Henschel, P.H. Bolivar, and H. Kurz : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.15, no.7, pp.921-923, 2003.
- 8) B.E. Little, S.T. Chu, P.P. Absil, J.V. Hryniewicz, F.G. Johnson, F. Seiferth, D. Gill, V. Van, O. King, and M. Trakalo : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.16, no.10, pp.2263-2265, 2004.
- 9) Y. Kokubun, Y. Hatakeyama, M. Ogata, S. Suzuki, and N. Zaizen : IEEE J. Selected Topics in Quant. Electron., vol.11, no.1, pp.4-10, 2005.
- 10) M. Ogata, Y. Yoda, S. Suzuki, and Y. Kokubun : IEEE Photon. Technol. Lett., vol.17, no.1, pp.103-105, 2005.
- 11) S. Ueno, T. Naganawa, and Y. Kokubun : IEICE Trans. Electron., vol.E88C, no.5, pp.998-1004, 2005.
- 12) Y. Yanagase, S. Yamagata, Y. Kokubun : Electron. Lett., vol.39, no.12, pp.922-924, 2003.
- 13) Y. Kokubun : IEICE Trans. on Electron., vol.E88C, no.3, pp.349-362, 2005.
- 14) Y. Yanagase, S. Suzuki, Y. Kokubun, S.T. Chu : J. Lightwave Technol., vol.20, no.8, pp.1525-1529, 2002.

■9 群-6 編-2 章

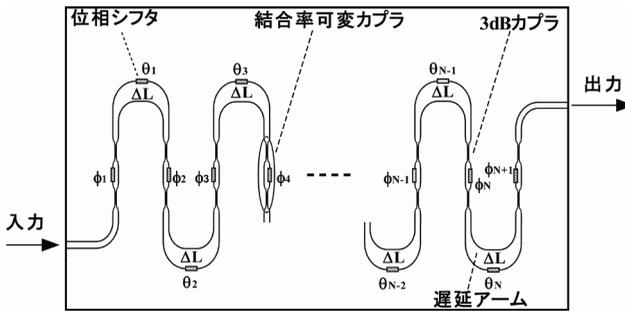
2-6 導波路型干渉フィルタ

(執筆：瀧口浩一) [2011年11月受領]

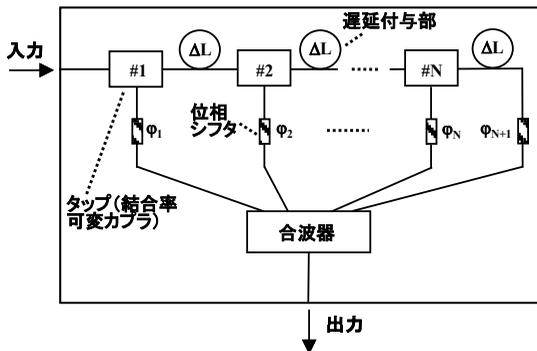
石英 PLC (Planar Lightwave Circuit) を中心とした導波路型干渉フィルタは、低損失で、光波の位相制御や空間、時間的な多光束干渉を安定に達成可能な特長を活かして、複雑な光回路構成を実現可能である。これまでに、波長合分波、スイッチ、分散補償、差動位相変調信号の復調、光直交周波数分割多重 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号の分離などの各種機能を実現し、光通信の高度化に寄与してきた。本節では、時間領域での光波の多重干渉を利用する2種類の光フィルタ(ラティス型及びトランスバーサル型光フィルタ)の構成、動作原理、及び各種機能光フィルタの実現例について説明する。

2-6-1 ラティス及びトランスバーサル型光フィルタの構成、動作原理

ラティス型光フィルタ¹⁾、トランスバーサル型光フィルタ²⁾の構成を、図 6・1 に示す。両者とも、遅延線、対称マッハツェンダー干渉計型結合率可変カプラ、位相調整部とから構成され



(a) ラティス型



(b) トランスバーサル型

図 6・1 光フィルタの構成

2-6-3 トランスバーサル型構成を用いた機能光フィルタ

トランスバーサル型構成を用いた機能フィルタの実現例として、光 OFDM 信号を、電子回路で律速される限界を超えて光領域で直接、高速分離可能なフィルタを紹介する。光 OFDM 伝送は、互いに直交した複数のサブキャリア信号を用いることによって高い周波数利用効率を実現できる。信号分離には、離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform : DFT)、あるいは高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform : FFT) 処理が必要である。

図 6・3 に、石英 PLC を用いて作製した、光 FFT 回路型光 OFDM 信号分離フィルタを示す⁵⁾。1×4 スプリッタ、4 遅延線アレイ、4 つの対称マッハツェンダー型干渉計の編み込み配置構成の 1×4 光 FFT 回路から構成される。図 6・3 の一点鎖線で囲まれた位相差 $\pi/2$ の対称マッハツェンダー型干渉計は、入力電界成分の和、及び差成分を出力する。したがって、4×4 光 FFT 回路は、図 6・3 の破線で囲まれた 4 つの対称マッハツェンダー型干渉計を編み込み型に配置することで実現することができる。周波数間隔と等しいポーレートの 4 サブキャリア信号から成る OFDM 信号 $S(t)$ は、4 等分された後、 $\Delta t = T/4$ (T : シンボル時間) ずつ異なる遅延が与えられ、後段の FFT 処理に必要な 4 つの複製信号 $S_i(i \Delta t)$ ($i = 0 \sim 3$) が生成される。サブキャリア信号間の直交性は 1 シンボル内でのみ保持されるので、出力では同一シンボルから生成される 4 つの複製信号が重なる $T/4$ の時間幅においてのみ信号が復調される。ジッタ耐性向上のためには、この時間幅を光ゲートによって切り出す必要がある。遅延線長差 $\Delta L = c\Delta t$ (c : 導波路中の光速) を変えることによって、様々なシンボルレートに対応可能である。

一般に、FFT のバタフライ演算特性によって、 $2N \times 2N$ 光 FFT 回路は 2 個の $N \times N$ 光 FFT 回路から容易に構成できる。不要チャネル抑圧比 $\sim 20 \sim 30$ dB、損失 1.8 \sim 2.4 dB の良好な特性を持つ 4×10 Gsymbol/s 対応の光 OFDM 信号分離フィルタが実現されている。また、FFT 回路の規模を 8×8 に拡大し、 8×10 Gsymbol/s の OFDM 信号を分離可能なデバイスも実現し、各サブキャリア信号をオン・オフ 2 値変調かつ偏波多重した、160 Gbit/s 光 OFDM 信号の分離に成功している⁶⁾。

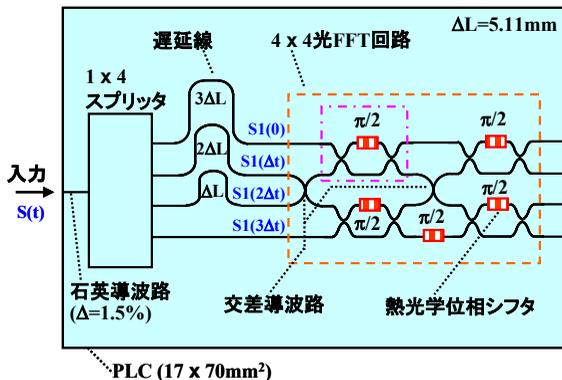


図 6・3 光 FFT 回路型光 OFDM 信号分離フィルタの構成

FFT 回路は、処理可能チャネル数が 2^J 個 (J : 正整数) に限定され、チャネル数が 8 を超え

るとレイアウトが複雑になる．上記の欠点を克服するものとして，図 6・4 に，石英 PLC で作製された，スタースターカプラ型光 DFT 回路から成る光 OFDM 信号分離フィルタの構成を示す⁷⁾． 10×10 Gsymbol/s OFDM 信号分離用として， 1×10 スプリッタ，10 遅延線アレイ， 10×10 スタースターカプラ（ 10×10 光 DFT 回路）から構成される．分岐比の均一性を優先して，スプリッタは Y 分岐導波路を 4 段縦続接続して構成した．サイズは小型で， 8×8 光 FFT 回路型光 OFDM 信号分離フィルタ⁶⁾ の半分以下である（ $\Delta = 1.5\%$ ， $21 \times 46 \text{ mm}^2$ ）．スタースターカプラの半径，開口角，入力ポートの位相オフセットを適切な値に設定することによって光 DFT を実行することができる．半径，入出力導波路ピッチは，それぞれ 1.5 mm ， $12.6 \mu\text{m}$ と設定した．PLC フィルタの挿入損失は $7.8 \sim 9.5 \text{ dB}$ ，不要チャネル消光比は $\sim 20 \sim 36 \text{ dB}$ であった．任意チャネル数を処理可能なことに加え，特性調整が容易な利点もある．

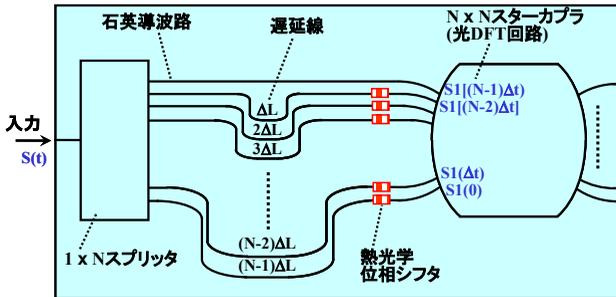


図 6・4 光 DFT 回路型光 OFDM 信号分離フィルタの構成

■参考文献

- 1) K. Jinguji et al. : J. Lightwave Technol., vol.13, 73, 1995.
- 2) K. Sasayama et al. : J. Lightwave Technol., vol.9, 1225, 1991.
- 3) 瀧口 : 信学論 (C), vol.J88-C, 397, 2005.
- 4) K. Takiguchi et al. : Opt. Lett., vol.33, 1243, 2008.
- 5) K. Takiguchi et al. : Opt. Lett., vol.34, 1828, 2009.
- 6) K. Takiguchi et al. : Electron. Lett., vol.46, 575, 2010.
- 7) K. Takiguchi et al. : Opt. Lett., vol.36, 1140, 2011.

■9 群-6 編-2 章

2-7 ROADM

(執筆著者：桜井康樹) [2011年10月 受領]

2-7-1 ROADM ノードの機能と構成

ROADM (Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer) は光通信ネットワークを効率良く柔軟に運用するためのパス管理技術であり、リング、メッシュなどのネットワークトポロジに広く普及している。図 7・1 に ROADM ノードからなる光メッシュネットワークの概念図を示す。複数の ROADM ノードが光ファイバでメッシュ状に繋がれた構成であり、各ノードは複数方路からの波長多重された WDM (Wavelength Division Multiplexing) 信号から任意の光信号を分岐/挿入する Add/Drop 機能、及び任意の方路に経路を切り替えるルーティング機能を備える。遠隔操作で電気信号に変換することなく経路を切り替えることができるため、従来の O/E (Optical/Electrical)、E/O 変換を伴う電気ルータ、もしくは人手による光ファイバ接続作業が不要となり、伝送効率を損ねることなくパス管理の柔軟性を大幅に向上させることができる。

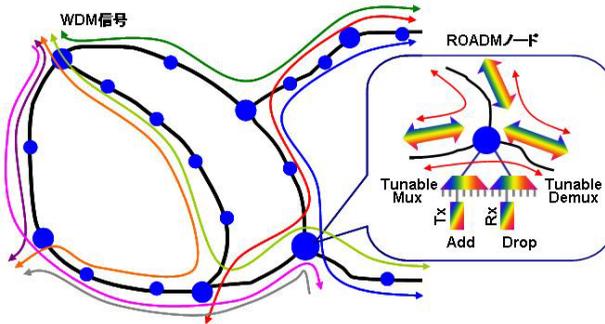


図 7・1 ROADM ノードからなるメッシュネットワーク

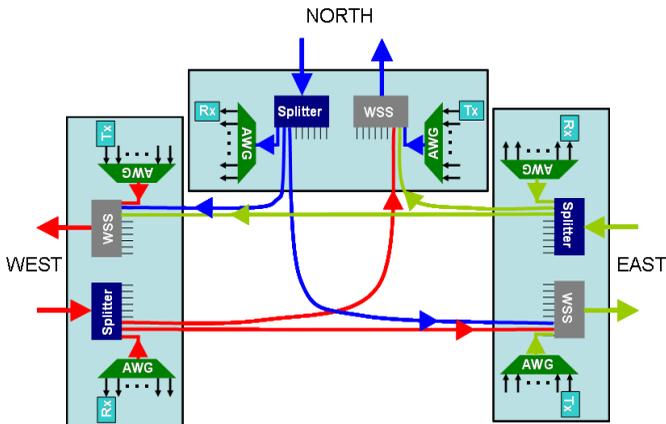


図 7・2 3 方路の ROADM ノード構成例

図 7・2 に 3 方路の ROADM ノード構成例を示す。WDM 信号の各方路へのルーティングには WSS (Wavelength Selective Switch) の Mux 機能とパワースプリッタのマルチキャスト機能を利用しており、 N 方路の ROADM は $N \times 1$ WSS と $1 \times N$ パワースプリッタ各 N 個で構成できる。この例では Add/Drop ポートの Mux/Demux 機能に AWG (Arrayed Waveguide Grating) を用いており、各ポートの光信号波長は固定である。

2-7-2 WSS

ROADM ノードにおいて Mux/Demux 素子として利用される WSS の機能ブロック図を図 7・3 に示す。 N 入力 1 出力 ($N \times 1$)、もしくは 1 入力 N 出力 ($1 \times N$) の Mux/Demux 機能を有しており、入力ポートからの各 WDM 信号を任意の出力ポートに出力することができる (Demux 機能)。また、各 WDM 信号に対し任意の挿入損失を与える、もしくは光を遮断する光減衰機能を具備しているのが一般的であり、各信号のパワーレベルをモニタする光チャネルモニタと併せてノードからの出力信号レベルの管理に利用される。

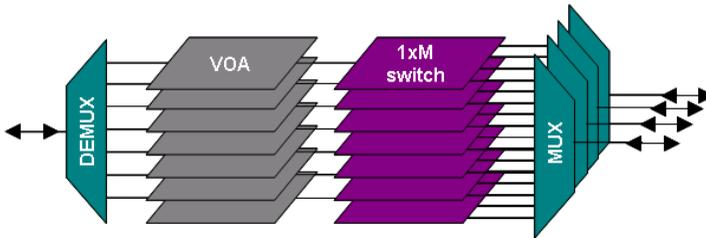


図 7・3 WSS の機能ブロック図

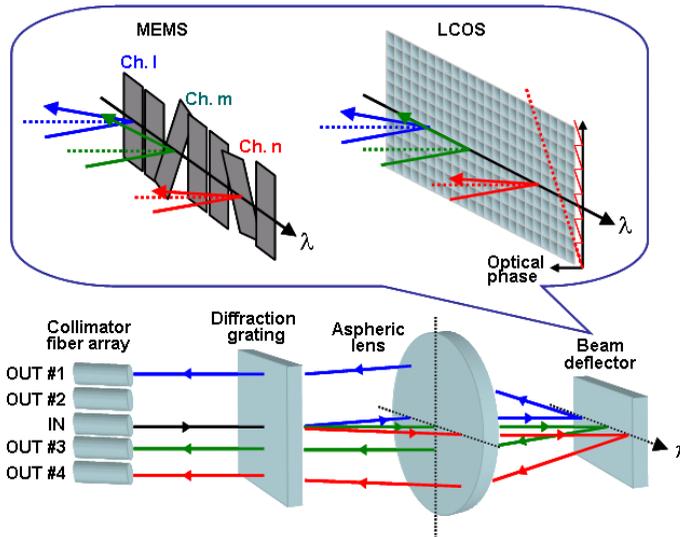


図 7・4 WSS の基本構成例

WSS の基本構成例を図 7・4 に示す。入出力ファイバアレイ、入力 WDM 信号光を信号ごとに空間的に分離する分光素子、像側テレセントリックを構成する集光レンズ、及び各 WDM 信号を任意の出力ポートに振り分けるアレイ型光偏向素子から成る。光偏向素子には LC 素子 (Liquid Crystal)、LCOS 素子 (Liquid Crystal on Silicon)、MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) 素子、あるいはその複合素子が使われる。MEMS 素子の光偏向特性に偏光依存性はないが、液晶材料を使う LC 素子と LCOS 素子は強い偏光依存性を示すため素子への入力偏波を制御する偏波制御素子が不可欠である。また、MEMS 素子、LC 素子では各 WDM 信号光に 1 つの制御ミラー、制御画素が対応づけられるが、数百万画素の 2 次元マトリクス構造を持つ LCOS 素子では複数の制御画素を割り当てることができるため、周波数スペクトル応答をハードウェア構成に制限されることなくファームウェア上で自由に再構築することが可能である。

この特長を利用すると異なる信号帯域を有する光信号やグリッドフリーな光信号が混在する WDM 信号のルーティングが可能となるため、次世代の超広帯域ネットワークのルーティング素子として LCOS 素子を用いた WSS が注目されている²⁾。

2-7-3 CDC ROADM ノード

図 7・2 の構成では、各 Add/Drop ポートの波長は固定であり任意のポートで任意の波長を扱うことはできない。この例のように ROADM ノードの構成方法によっては Add/Drop ポートのパス管理に制限を与える場合がある。より柔軟で効率的なネットワーク運用を目的にこの制限を与えない CDC (Colorless, Directionless and Contentionless) 機能を有する ROADM ノード構成が提案されている。Colorless は ROADM ノードの Add/Drop ポートに接続される Transceiver (Tx), もしくは Receiver (Rx) の各々が任意の波長を扱うことができる機能, Directionless は各 Tx, Rx が任意の方路の信号を扱うことができる機能, Contentionless はノード内の Tx, Rx において重複して同じ波長を扱うことができる機能である (図 7・5)。

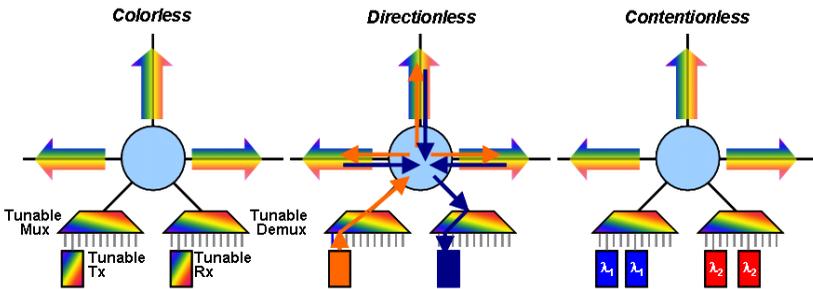


図 7・5 ROADM の CDC 機能

CDC 機能を有する ROADM ノードの Add/Drop 構成例を図 7・6 に示す。Drop ポートの信号選択に $1 \times N$ パワースプリットと $N \times 1$ 光スイッチからなるマルチキャストスイッチ機能とアレイ数 N の波長可変フィルタを組み合わせた構成である。 $1 \times N$ WSS と $N \times 1$ スイッチを組み合わせたものや $N \times M$ WSS を用いる Drop 構成も提案されている³⁾。特に、 $N \times M$ WSS 方式は ROADM ノード構成が大幅に簡素化されるため盛んに研究されているが、今のところ実現された例はな

い、今後はこの CDC 機能を備えた ROADM ノードが光ネットワーク構成の主流となるであろう。

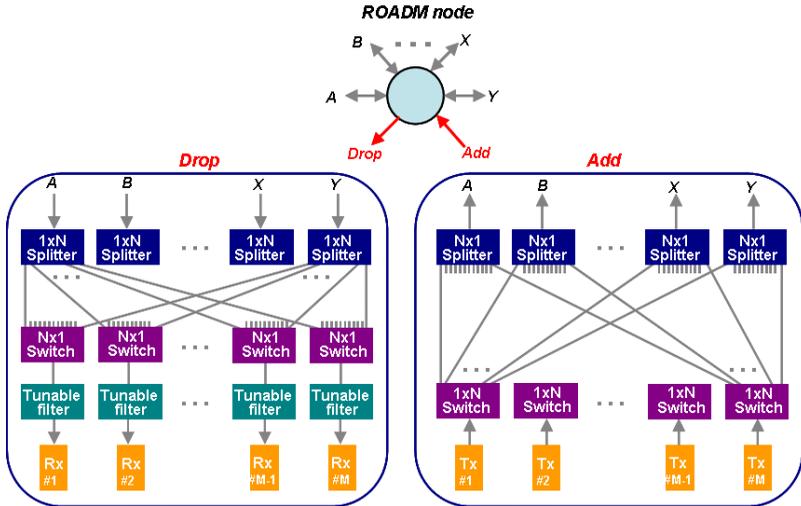


図 7・6 CDC ROADM の Add/Drop 構成例

■参考文献

- 1) J. Kelly : “Application of Liquid Crystal Technology to Telecommunication Devices,” OFC/NFOEC 2006, NThE1, 2006.
- 2) N. Amaya et.al. : “Gridless Optical Networking Field Trial: Flexible Spectrum Switching, Defragmentation and Transport of 10G/40G/100G/555G over 620-km Field Fiber,” ECOC 2011, Th.13.K.1, 2011.
- 3) P. Colbourne : “ROADM Switching Technologies,” OFC/NFOEC 2011, OTuD1, 2011.