

새로운 機能의 集積型 光 Filter의 開發에 關한 研究

第 1 部 : 光 Filter의 設計

(Development of Integrated Optical Filter with New Function - Part 1 : Design of Optical Filter)

金 東 一*, 水本哲弥**, 内藤喜之**

(Dong Il Kim, Tetsuya Mizumoto and Yoshiyuki Naito)

要 約

Rib 導波路 直結型 方向性結合器의 周波數特性을 利用하여, 波長帶가 다른 光을 群으로 해서, 各各의 群의 光을 分波/合波할 수 있는, 새로운 機能의 集積型 光 filter의 設計法을 提案하였다.

한편, 高次mode의 影響, 入出力導波路間의 結合 및 材料 分散의 影響에 대해 서로 檢討하였다.

Abstract

This paper describes the development of a new type of an integrated optical filter using the frequency characteristics of a directly-connected directional coupler with a Rib waveguide. It has been designed for multiplexing and demultiplexing light groups in different wavelength regions. Also, the effects of higher modes, couplings between input waveguides or output waveguides, and dispersion of material are considered.

I. 序 論

從來의 電話通信, 텔레비전, 라디오放送에 덧붙여서, 近年에는 Facsimile, TV電話등의 畫像通信이나 電子計算機의 發達에 따른 data傳送에 의한 通信의 大容量化가 必要하게 되었다. 이와같은 大容量의 情報를 傳送하기 위하여는 보다 높은 周波數의 電磁波를 必要로 하게된다. 「높은 周波數의 電磁波」로서의 光을 利

用한 傳送시스템은 光 filter의 低損失化, 高性能 半導體 레이저의 開發, 各種 光回路素子의 研究 등에 의하여, 一部 實用化 段階에 이르고 있으며, 더욱 더 깊은 研究가 進行되고 있다.

大容量 傳送의 實現에 波長多重方式은 대단히 有効한 方式으로, 光通信시스템에 있어서 波長多重方式을 充分히 有効하게 利用하기 위하여는, 레이저의 波長安定化, 分波filter 및 isolator 등의 光回路素子의 開發, 光回路의 集積化가 질실히 要求되고 있다.

더우기, 現在의 光通信에 있어서 實際로 使用되고 있는 光回路는 主로 프리즘, 렌즈系 등의 古典的인 回路部品으로 構成되어 있어서, 大型일 뿐만 아니라 振動 등의 외부요란에 의한 素子 相互間의 光軸의 어긋남 등으로 인해 信賴性에 있어서도 커다란 問題點으로 남아있다. 따라서, 장차 光通信에 必要한 光集積回路形態의 導波路型 光filter, 光attenuator, optical isolator 및 optical circulator 등의 光回路素子를 同

*正會員, 韓國海洋大學 電子通信工學科
(Dept. of Electronic and Communication Engineering, Korea Maritime University)

**東京工業大學 電氣電子工學科
(Dept. of Electrical and Elect. Engineering, Tokyo Institute of Technology, Japan)

接受日子 : 1986年 4月 25日

(*本 研究는 韓國科學財團의 1985年度 前半期 차관 연구지원에 의하여 이루어졌음.)

一基板上에 構成하는, 소위 光集積回路的 實現이 要望된다.

지금까지의 光分波器로서는 干涉膜filter를 利用한 것 및 回折格子를 利用한 것 등이 光微細回路素子로서 實用段階에 이르러 있다.¹⁾ 그러나, 이들은 集積化에는 適合하지 못한 構造를 가지고 있다. 한편, 比較的 近接한 波長間의 分波를 目的으로 하는 集積型 光filter에 대하여는 약간의 검토가 행해져 왔으나,^{2,3,4)} 이들의 filter는 넓은 波長間隔의 光의 分波가 不可能한 단점을 가지고 있다. 실제로 광통신 시스템에 있어서 波長多重方式을 한층 有效하게 구현하기 위하여는, 比較적 近接한 波長間의 分波를 行하는 기존의 光filter와 相当히 넓은 파장간격의 光의 分波가 可能한 光filter를 組合하여 使用함으로써, 大容量의 情報傳送이라는 光通信 system의 本來의 目的을 달성할 수 있게 된다.

따라서, 本 論文에서는, GaAs係 레이저의 發振 周波數에 해당되는 0.8 μ m 및 0.9 μ m, InP係의 1.3 μ m 및 1.5 μ m 波長의 그 波長間隔이 充分히 넓은 分波를 行하는 集積型(平面型) 光filter에 대한 理論的 設計法을 提案하고, 實驗的 檢討를 通하여 새로운 機能의 集積型 光filter를 開發하였다. 第1部에서는 理論的 設計法에 關於하여 記述하고, 第2部에서는 實驗的 檢討에 關於하여 記述하기로 한다.

II. 集積型 光 Filter의 設計

그림 1에 나타내는 Rib導波路 直結型 方向性結合器¹⁵⁾의 周波數特性을 利用한 光filter 3個를 二段으로 接續하여 그림 2와 같은 filter를 構成함으로써, 입력 port에서 入射된 4種類의 波長의 光을 4個의 出力 port에 分離시키는 새로운 形式의 導波路型 光filter에 關하여 檢討한다. 이러한 形式의 filter의 特徵은 構造가 簡單하고, 導波路型이므로 集積化에 適合함 點과 直結型이므로 同一한 filter 特性을 얻기 위한 素子長(coupling length)이 짧아도 된다는 點이다.

그림 1(a)에 나타낸 回路的 對稱性으로부터, 結合部(coupling region)에 勵振되는 것은 最低次의 even mode 및 odd mode가 主된 mode로 생각된다. 따라서, 우선 이들 2個의 mode에만 주목하기로 한다. 즉,

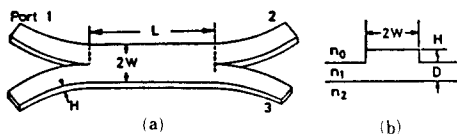


그림 1. Rib導波路 直結型 方向性結合器
Fig. 1. Directly-connected directional coupler with Rib waveguide.

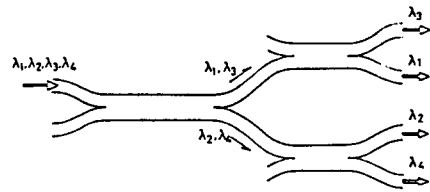


그림 2. 提案된 光 filter의 構造
Fig. 2. Structure of proposed optical filter.

filter의 設計는 基本的으로 偶·奇모오드法¹⁶⁾에 依하여 行한다.

無損失을 假定하면, 最低次 偶모오드의 傳播定數 β_e 와 奇모오드의 傳播定數 β_o 를 利用하여, 2個의 出力端 port 2 및 port 3에의 出力을 各各 P_2 및 P_3 라 하고, 入射電力을 1이라 할 때,

$$P_2 = \cos^2(kL) \tag{1}$$

$$P_3 = \sin^2(kL) \tag{2}$$

$$\text{但, } k = (\beta_e - \beta_o) / 2$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서, port 1에 最低次의 TM mode가 入射한 때의 β_e 및 β_o 를 等價誘電率法¹⁷⁾에 依하여 求하였다. 이들 出力 P_2, P_3 는 $kL = \pi/2$ 의 간격마다 最大 또는 最小가 되므로,

$$N = kL / (\pi/2) \tag{3}$$

이라 하면, N은 filter의 特性을 나타내는 指標가 된다. 즉, N이 偶數이면 port 2에, 奇數이면 port 3에 全體의 電力이 出力된다.

지금, $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_1, \dots, \lambda_n$ n種의 波長의 光을 -20dB 以下の crosstalk로 둘로 分離시키고자 할 때 $N(\lambda_i)$ 는 다음의 式을 滿足시키지 않으면 않된다.

$$I_i - 0.0638 < N(\lambda_i) < I_i + 0.0638 \tag{4}$$

但, I_i 는 整數이며, 모든 i에 對해서 I_i 가 偶數 또는 奇數만을 取해서는 아니된다.

W 및 H를 parameter로 하였을 때 N의 波長依存性을 그림 3에 나타낸다. 여기서 結合長 L은 波長 0.8 μ m에 있어서 N이 1이 되도록 定하였다. 各 領域의 屈折率은 $n_0 = 1.0, n_1 = 1.56$ (Corning 7059 glass), $n_2 = 1.456$ (Vycor glass)이며, 波長分散은 無視하였다.

그림 3의 $H = 0.05 \mu\text{m}, W = 10 \mu\text{m}$ 의 曲線의 N을 8.063 倍하여 이것을 다시 N으로 놓으면, $N(\lambda)$ 의 값은 λ 의 값에 따라

$$N(0.8 \mu\text{m}) = 8.063$$

$$N(0.9 \mu\text{m}) = 8.972$$

$$N(1.3 \mu\text{m}) = 12.032$$

$$N(1.5 \mu\text{m}) = 12.936$$

이 되므로 (4)式을 滿足시킨다. 그러나, 이 경우 에는

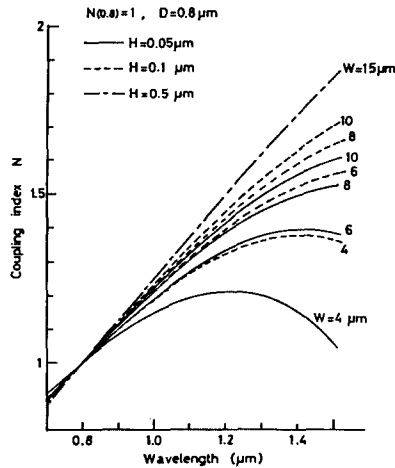


그림 3. Coupling index N의 波長依存性
Fig. 3. Wavelength dependence of coupling index N.

結合長 L이 10.27mm나 되므로 實用的이 되지 못한다.

그림 4는 幅 W와 結合長 L의 關係를 나타내며, W를 작게 하면 L도 작아짐을 알 수 있다. 따라서, 實用的인 filter를 設計하려면 W를 작게, H를 크게 하면 된다.

適當한 W를 指定하고, H 및 D를 數值計算에 依하여 求한 結果 표 1과 같은 設計值를 얻었다. 여기서 初段 filter와 二段 filter (0.8~1.3 μm 및 0.9~1.5 μm 분파 filter)는 同一基板上에 製作하므로, H 및 D는 各 各 같은 値수로 하였다.

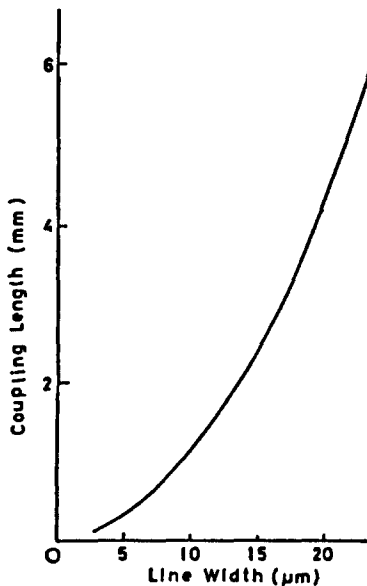


그림 4. 線路幅과 結合長의 關係
Fig. 4. Coupling length versus line width.

표 1. 設計된 filter의 値수
Table 1. Dimensions of designed filters.

	L (mm)	W (μm)	H (μm)	D (μm)
First-stage filter	1.899	4.2	0.25	0.8
0.8~1.3 μm 분파 filter	0.532	4.5	0.25	0.8
0.9~1.5 μm 분파 filter	0.596	5.1	0.25	0.8

III. 理論的 檢討

1. 高次 mode의 影響

前章에서는 結合部에 있어서의 最低次의 偶·奇 mode만을 考慮해서 光 filter를 設計하였으나, 結合部 및 入出力端에 있어서, 導波路의 傳播 mode를 結合部의 最低次 偶·奇 mode만으로 展開하는 것은 물론 不充分하다. 여기서는, 結合部에 있어서의 2次 以上, 出力導波路에 있어서의 1次 以上의 mode도 考慮해서 檢討하기로 한다.

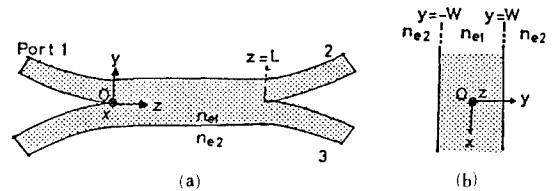


그림 5. 等價誘電率法에 의한 解析 모델
Fig. 5. Analysis model under effective index method.

그림 5의 回路를 $Z < 0$, $0 \leq Z < L$ 및 $L \leq Z$ 의 3領域에 있어서의 反射는 적은 것으로 假定하고^[5], 傳播 mode만을 考慮하기로 한다. 入力導波路에 最低次 TM mode를 勵振시킬때, 各 領域에 있어서의 電界分布 E^I , E^II 및 E^III 는 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$E^I = E_0^I e^{-j\beta^I z} \quad (\text{領域 I}) \quad (5)$$

$$E^{II} = \sum_{j=1}^M a_{0j} E_j^C e^{-j\beta_j^{II} z} \quad (\text{領域 II}) \quad (6)$$

$$E^{III} = \sum_{i=0}^{N-1} (p_i E_i^W + q_i E_i^R) e^{-j\beta_i^{III} (z-L)} \quad (\text{領域 III}) \quad (7)$$

但, β 는 傳播定數, a_{0j} 는 入力導波路의 j 次 mode에서 結合部의 j 次 mode에의 複素透過係數, ν 는 傳播 mode의 數이다. 또, 添字 W 및 C는 各 各 入出力導波路 및 結合部를 意味하며, i, j 는 mode의 次數를 나타낸다. E 및 \mathcal{E} 는 y 의 函數로서, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_y^w = \begin{cases} A_1^w f_1 \left(\gamma_1^w \left(y - \frac{W}{2} \right) \right) & (0 \leq y \leq W) \\ A_1^w f_1 \left(\gamma_1^w \cdot \frac{W}{2} \right) e^{-k_1^w (y-W)} & (W < y) \\ A_1^w f_1 \left(-\gamma_1^w \cdot \frac{W}{2} \right) e^{k_1^w y} & (y < 0) \end{cases} \quad (8)$$

$$E_y^c = \begin{cases} A_1^c f_1 (\gamma_1^c y) & (-W < y < W) \\ A_1^c f_1 (\gamma_1^c W) e^{-k_1^c (y-W)} & (W < y) \\ A_1^c f_1 \left(-\gamma_1^c \cdot \frac{W}{2} \right) e^{k_1^c (y+W)} & (y < 0) \end{cases} \quad (9)$$

$$\mathcal{E}(y) = E(-y) \quad (10)$$

但, $f_1(x) = \begin{cases} \cos X & (i; \text{偶數}) \\ \sin X & (i; \text{奇數}), \end{cases}$

$$\gamma_1 = \sqrt{n_{e1}^2 k_0^2 - \beta_1^2}$$

$k_0 = \sqrt{\beta_1^2 - n_{e2}^2 k_0^2}$ 이며, k_0 는 自由空間에 있어서의 波數이다. 또, A 는 振幅으로서 各 mode의 全傳送電力이 1 이 되도록, 즉 (11)式과 같도록 定해진다.

$$\frac{\beta_1}{\omega \mu_0} \int_{-\infty}^{\infty} |E_1|^2 dy = 1 \quad (11)$$

한편, 領域 I 과 II 의 境界面 ($z=0$) 에 있어서 電界 分布는 一致하지 않으면 아니된다. 入力된 最低次 TM mode는 (5), (6)式에 依하여 다음과 같이 展開된다.

$$E_0^w = \sum_{j=0}^{\nu} a_{0j} E_j^c \quad (12)$$

(12)式의 兩邊에 $(\beta_k^c / \omega \mu_0) E_k^c$ 를 곱하고, y 에 대하여 全 區間 積分하면, mode의 直交性 및 (11)式에 依하여

$$a_{0k} = \frac{\beta_k^c}{\omega \mu_0} \int_{-\infty}^{\infty} E_0^w E_k^c dy \quad (13)$$

가 얻어진다.

領域 II 와 III 의 境界面 ($z=L$) 에 있어서도 連續條件이 成立하여야 하므로, (6), (7)式에 의하여 (14)式이 얻어진다.

$$\sum_{j=0}^{\nu} a_{0j} E_j^c e^{-j\beta_j^c L} = \sum_{i=0}^{\nu} (p_i E_i^w + q_i E_i^c) \quad (14)$$

兩邊에 $(\beta_k^w / \omega \mu_0) E_k^w$ 를 곱하고, y 에 對하여 全區間 積分하면 (15)式이 얻어진다.

$$\sum_{j=0}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} = p_k + \sum_{i=0}^{\nu} h_{ki} q_i \quad (15)$$

但, $g_{kj} = \frac{\beta_k^w}{\omega \mu_0} \int_{-\infty}^{\infty} E_j^c E_k^w dy$

$$h_{ki} = \frac{\beta_k^w}{\omega \mu_0} \int_{-\infty}^{\infty} E_i^w E_k^w dy$$

또, 위와 같은 方法에 의하여, (14)式으로 부터 다음의 關係가 얻어진다.

$$\sum_{j=0}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} (-1)^j = \sum_{i=0}^{\nu} h_{ki} p_i + q_k \quad (16)$$

(15), (16)式의 兩邊을 各各 더하여 2로 나누면,

$$\sum_{j=0}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} = \frac{1}{2} (p_k + q_k) + \sum_{i=0}^{\nu} \frac{1}{2} (p_i + q_i) h_{ki} \quad (17)$$

지금,

$$u_k = \sum_{\substack{j=0 \\ j:\text{even}}}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} \quad (18)$$

$$r_k = \frac{1}{2} (p_k + q_k) \quad (19)$$

라 놓고, (17)式을 行列表示로 고치면,

$$U = ([I] + [h_{ki}]) \mathbf{r} \quad (20)$$

여기서, U 및 \mathbf{r} 은 各各 u_0, u_1, \dots, u_{ν} 및 r_0, r_1, \dots, r_{ν} 의 要素를 가지는 列vector이며, $[h_{ki}]$ 는 要素 h_{ki} 를 k 行 i 列에 가지는 $\nu \times \nu$ 의 正方形行列이고, $[I]$ 는 $\nu \times \nu$ 의 單位行列이다.

마찬가지로, (15)式에서 (16)式을 빼고 2로 나누면,

$$\sum_{\substack{j=1 \\ j:\text{odd}}}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} = \frac{1}{2} (p_k - q_k) + \sum_{i=0}^{\nu} \frac{1}{2} (p_i - q_i) h_{ki} \quad (21)$$

지금,

$$v_k = \sum_{\substack{j=1 \\ j:\text{odd}}}^{\nu} a_{0j} g_{kj} e^{-j\beta_j^c L} \quad (22)$$

$$s_k = \frac{1}{2} (p_k - q_k) \quad (23)$$

으로 놓고 (21)式을 行列表示하면

$$V = ([h_{ki}] - [I]) \mathbf{S} \quad (24)$$

以上的 式을 利用하여, 數值計算을 行함으로써 \mathbf{r} 및 \mathbf{S} 를 求한다. 이에 의하여, 出力導波路에 나타나는 第 k 次 mode의 透過係數는 다음 (25)式에 依하여 求해진다. 즉, (19) 및 (23)式에 의하여

$$\left. \begin{aligned} p_k &= r_k - s_k \\ q_k &= r_k + s_k \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

따라서, 出力port의 各各의 出力은

$$\left. \begin{aligned} P_2 &= \sum_{k=0}^{\nu} |p_k|^2 \\ P_3 &= \sum_{k=0}^{\nu} |q_k|^2 \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

II 장에서 設計한 0.8-1.3 μ m 分波filter에 대하여, (26)式에 依한 數值計算結果를 그림 6에 實線으로 나타낸다. 또, 비교를 위하여 偶·奇mode法에 依한 周波數特性을 破線으로 表示하였다. 完全한 isolation이 얻어지지 않는 점을 제외하면, 두 曲線은 거의 일치하고 있다. 즉, 各出力端에 있어서 透過波의 peak 周波數의 決定에는 偶·奇mode法에 의한 計算으로 充分하며, 高次mode의 存在는 實現할 수 있는 isolation level을 制限하고 있다고 할 수 있다.

以上, 高次mode를 考慮한 解析을 行한 結果, 展開係數 a_{0j} 의 값을 보면 結合部에 있어서의 傳播mode는 0次, 1次 및 2次的 3個 mode만을 考慮하면 充分함을 알았다. 예를 들면, 0.8-1.3 μ m 分波filter의 경우 $a_{00}=0.703, a_{01}=0.674, a_{02}=0.210, a_{03}=0.059$ 이

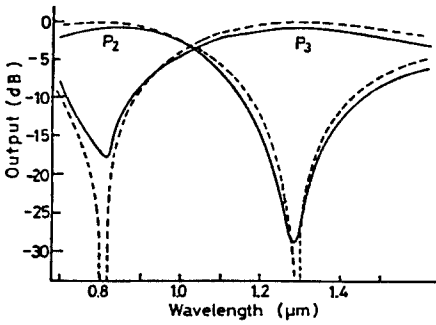


그림 6. 0.8-1.3μm 분파 filter의 周波數特性(破線: 偶·奇모오드法, 實線: 高次모오드考慮)
 Fig. 6. Frequency responses of designed filter for wavelength 0.8-1.3μm. (dashed line: even-odd method, solid line: higher modes considered).

며, 이 結合部에 있어서의 2次mode가 isolation level에 미치는 영향을 그림 7에 나타낸다. 그림 7은 偶·奇mode法에서, $P_2 = 1$ 이 되는 條件(index N이 偶數)의 경우, 2次mode의 位相이 反對port의 出力 P_3 에 어떠한 영향을 미치는 가를 나타내고 있다. 여기서, 실선은 出力導波路가 single mode動作인 때이며, 破선은 多mode動作(여기서는 2-mode)인 때이다. 예로서, 0.8-1.3μm 분파 filter의 경우, 導波路에 있어서의 高次mode는 $\lambda = 1.0\mu\text{m}$ 附近에서 cut-off로 되기 때문에, 그림 6에 있어서는 $\lambda = 0.8\mu\text{m}$ 에서 完全한 分離가 행해지지 않는 것으로 볼 수 있다. 그림 7에서도 알 수 있는 바와 같이, 이와 같은 형식의 분파 filter에 있어

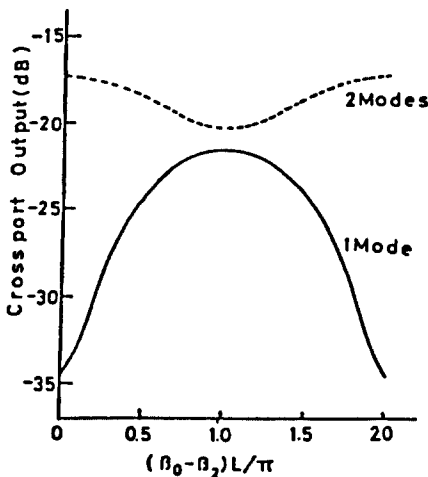


그림 7. 高次모오드의 影響(初段filter의 경우, $\lambda = 0.8\mu\text{m}$)
 Fig. 7. Effects of higher modes in first-stage filter at $\lambda = 0.8\mu\text{m}$.

서는 特別히 高次mode를 고려하지 않아도 充分한 設計가 可能하다. 그러나, 目標의 -20dB 以下의 crosstalk는, 出力導波路가 多mode인 限, 達成하기 어려우며, 꼭 crosstalk를 더작게 하려면 出力導波路를 $\lambda = 0.8\mu\text{m}$ 에 있어서도 single mode化할 必要가 있다. 그러나, 導波路를 너무 좁게 하면 長波長光에 대하여 結合部에서 마저 single mode化될 可能性도 있으므로 注意를 要한다.

實際로 이 filter를 使用할 경우, 반드시 crosstalk를 -20dB 以下로 할 必要는 없다. 왜냐하면, 이 filter를 單獨으로 使用하기 보다는, 넓은 間격으로 分離하는 데에 이 filter를 使用하고, 그 出力은 다시 보다 近接한 波長分離를 行하는 filter^{2,3,4}에 의하여 보다 좁게 분리하는 形式의 使用法을 생각하고 있기 때문이다. 더우기 出力導波路에 勵振되는 高次mode는 最低次 mode에 比하여 約 -20dB程度에 불과하므로, 初段 filter의 出力은 그대로 次段 filter에 連結되어도 좋음을 確認하였다.

設計한 各 filter의 周波數特性을 그림 8 및 그림 9에 나타내고, 總合的인 分波特性을 表 2에 나타낸다. 또한, 光通信에서 使用하고 있는 laser는 여러가지 요인으로 인하여 주파수 편이현상이 일어날 수 있으므로, 여기서 채택한 4 가지 波長의 인접부분의 경우에도 쉽게 比較할 수 있도록 하기 위하여 그림 6의 0.8-1.3 μm 分波 filter의 特性도 그림 9에 함께 나타내었다.

入出力導波路는 曲率半徑 10mm의 圓弧를 따라, 中心角 1° 間격으로 10°分을 折線近似한 後 그대로 延長한 形式을 取하였다.

2. 入出力導波路間의 結合

以上の 考察에서는 導波路間의 結合을 無視하였으나, 그 效果를 評價하기로 한다. 앞절에서 出力導波

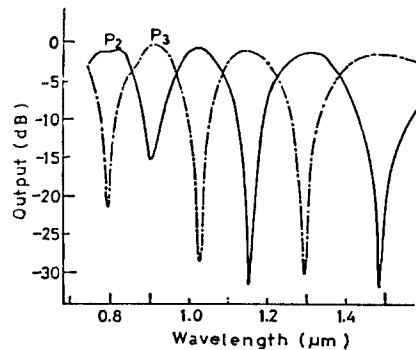


그림 8. 初段filter의 周波數特性
 Fig. 8. Frequency characteristics of first-stage filter.

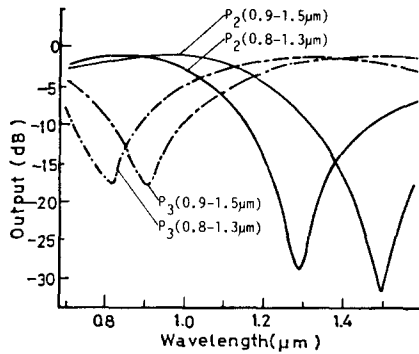


그림 9. 0.9-1.5μm 및 0.8-1.3μm filter의 周波數特性

Fig. 9. Frequency characteristics of 0.9-1.5μm filter overlapped those of 0.8-1.3μm filter.

표 2. 設計된 filter의 綜合特性

Table 2. Total characteristics of designed filter (unit: dB).

$\lambda(\mu\text{m})$	P_1	P_2	P_3	P_4
0.8	-1.9	-19.8	-18.7	-26.7
0.9	-15.3	-1.1	-23.0	-18.0
1.3	-32.2	-35.7	-1.9	-28.4
1.5	-31.6	-32.8	-25.0	-2.2

路에서는 最低次 mode만 考慮하면 됨을 알았으므로, 偶·奇 mode法에 의한 計算으로 充分할 것이다.

우선, 偶·奇 mode法에 의하여, 導波路間隔s와 結合係數 $k(=(\beta_e - \beta_o)/2)$ 의 關係를 求한 結果, $s=0$ 에 있어서의 接線으로 近似하여

$$k \cong e^{-as+b} \tag{27}$$

로 表現할 수 있음을 알았다. 따라서, 導波路間의 結合量K는 (28)식과 같다.

$$K = \int k dz = \int_0^\infty e^{-2az \tan \theta} dz \cong \frac{e^b}{2a \tan \theta} \tag{28}$$

但, θ 는 z軸과 導波路가 이루는 角으로, 여기서는 1° 임.

예를 들어, 0.8-1.3μm 분파 filter의 경우,

$$\lambda = 0.63 \mu\text{m} \text{ 일 때 } \Delta N = 0.036$$

$$\lambda = 1.15 \mu\text{m} \text{ 일 때 } \Delta N = 0.11$$

이며, 여기서 $\Delta N = K/(\pi/2)$ 이다. 이 값은 상당히 크다고 할 수 있으므로 無視할 수 없다. 그러나, 이 ΔN 의 값을 考慮해서 그림 3과 같은 N- λ 曲線을 作圖함으로써, 같은 方法으로 設計可能하다.

한편, 入力導波路間의 結合은 「入力導波路에 最低次

mode를 勵振시킨다」는 모델을 사용할 수 없게 한다. 따라서 본질적으로 不必要한 port 4의 導波路를 除去하면 된다. 이것은 第 2部에서 說明할 製作誤差의 對策으로서도 有効하다.

3. 材料分散의 影響

Vycor glass는 거의 材料分散이 없으며, Corning 7059 glass도 可視~赤外域에서 分散은 적다. 數值計算에 의하여 n_1 의 값을 $\pm 0.1\%$ 程度 變化시켜도, 設計에 거의 影響을 미치지 않음을 확인하였다. 또, 예를 들어 無視할 수 없는 程度의 材料分散을 가지는 誘電體를 使用하였다 하더라도, 그 分散特性을 計算에 넣는 것은 쉬운 일이다.

IV. 結 論

Rib 導波路 直結型 方向性結合器의 周波數特性을 利用하여, GaAs係레이저의 發振波長에 해당되는 0.8μm 및 0.9μm, InP係의 1.3μm 및 1.5μm의 波長間隔이 充分히 넓은 光의 分波를 행하는 集積型光 filter로서, 새로운 機能을 가진 平面型 filter의 設計法을 提案하였다. 또, 提案된 filter의 設計에 있어서, 透過周波數의 決定에는 偶·奇 mode法에 의한 計算으로 充分함을 確認하였다.

나아가서, 高次 mode의 存在에 依하여 實現할 수 있는 isolation level이 어느 程度 制限됨을 밝혔다. 그러나 제안된 filter는 單獨으로 使用하기 보다는, 近接한 波長間의 分波를 행하는 기존의 光 filter와 組合하여 使用함으로써 大容量의 情報傳送을 위한 光通信 system을 構成하는데에 使用함을 目的으로 하고 있으므로 이는 問題가 되지 않음을 기술하였다. 한편, 入出力導波路間의 結合 및 材料分散의 影響에 대해서도 檢討하였다.

參 考 文 獻

- [1] 末松, 伊賀, 光ファイバ通信入門, オーム社, 1982.
- [2] 布下, 中山, “積層光方向性結合器を用いた光分波器,” 日本電子通信學會光·電波部門全國大會, 1978.
- [3] 安永, 渡邊, 後藤, “誘電體薄膜導波路を用いたブランチンダフィルタ,” 日本電子通信學會光·電波部門全國大會, 1978.
- [4] Y. Handa, et al., “Integrated grating circuit for guided-beam multiple division fabricated by electron-beam direct writing,”

- Optics Letters*, vol. 5, no. 7, pp. 309-311, Jul. 1980.
- [5] Dong Il Kim, et al., "Directly ciberected image guide 3-dB couplers with very flat couplings", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 32, no. 6, pp. 621-627, Jun. 1984.
- [6] T. Trinh and R. Mittra, "Coupling characteristics of planar dielectric waveguides of rectangular cross section", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 29, no. 9, pp. 875-880, Sept. 1981.
- [7] W.V. McLevige, T. Itoh, and R. Mittra, "New waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits," *IEEE Trans. on MTT*, vol. 23, no. 10, pp. 788-794, Oct. 1975.
-