

論文2003-40SD-4-4

광통신용 원통형 격자필터 설계를 위한 모드 전송선로 이론 (Modal Transmission-Line Theory to Design Circular Grating Filters for Optical Communication)

扈光春*, 朴天寬**

(Kwang-Chun Ho and Chun-Kwan Park)

요 약

최근, 원통형 DFB전송 구조들은 다양한 광 소자들과 결합하여 광통신용 필터로 널리 사용되고 있다. 이 원통형 Bragg 격자 구조들의 광 필터특성을 분석하기 위하여 본 논문에서는 Floquet-Babinet의 원리에 의존한 새로운 쉬운 모드 전송선로 이론 (Modal Transmission-Line Theory)을 제시하였다. 수치해석 결과, 제안한 해석법은 원통형 DFB전송 구조들의 필터특성을 분석하기 위한 유용한 프로그래밍 알고리즘을 제공하고, 다층 원통형 주기 구조들의 전송특성을 분석하기 위하여 쉽게 발전시킬 수 있음을 보였다.

Abstract

Circular Distributed-feedback (DFB) guiding structures can be incorporated in most of the semiconductor laser devices because of the frequency-selective property applicable as an optical filter in optical communications. In this paper, we present a novel and simple modal transmission-line theory (MTLT) using Floquet-Babinet's principle to analyze the optical filtering characteristics of Bragg gratings with cylindrical profile. The numerical results reveal that this method offers a simple and convenient algorithm to analyze the filtering characteristics of circular DFB configurations as well as is extended conveniently to evaluate the guiding problems of circular multi-layered periodic structures.

Keywords : Circular Grating Filter, Floquet-Babinet's principle, Modal Transmission-Line Theory

I. 서 론

지난 몇 년 동안 광통신의 발달로 인하여 핵심 소자

인 광 스위치들의 중요성이 날로 증가하고 있다. 그 중에서도 원통형 격자구조를 이용한 광 전송 소자들은 초고속 광통신을 위한 집적광학분야에서 오늘날 큰 관심을 끌고 있는 소자들이다.

* 正會員, 漢城大學校 情報通信工學科
(Dept. of Information and Communication Eng., Hansung University)

** 正會員, 國立木浦海洋大學校 電子通信工學部
(Division of Marine Electronics and Communication Eng., Mokpo National Maritime University)

※ 본 연구는 2002년도 한성대학교 교내연구비 지원과 제임.

接受日字:2002年8月21日, 수정완료일:2003年3月28日

임의의 한 전송채널에서 입사된 모드가 주기적으로 배열된 격자구조에 의하여 정합 (filtering)되고 누설 (leakage)되는 전자기학적 특성은 주로 결합 모드이론 (Coupled-Mode Theory; CMT)^[1]과 같은 간소화된 방법에 의하여 분석되고 연구되어 왔다. 이 해석법은 격자구조의 섭동 (perturbation)이 약한 구조들이나 이득 (gain)이나 손실 (loss)이 없는 수동 전송 구조들의 해석에 정확한 수치 해석적 결과들을 제공하지만 강한 섭동특성이나 반도체 물질처럼 이득이나 손실을 포함

하는 능동 전송 구조들에서 마주치는 여러 가지 물리적 특성들을 해석하기에는 불충분하다. 그러므로, 이를 이용하여 원통형 격자구조로 구성된 좋은 효율의 광전자 소자를 제작하기란 어렵다.

그러므로, 지속적인 설계기술의 발전과 더불어 복잡한 상태 하에서 동작하는 원통형 격자구조 소자들의 특성을 정확하게 해석하고 설계하기 위한 새로운 해석법의 연구가 필수적이다. 이를 위하여 본 논문에서는 Floquet-Babinet의 원리^[2,3]에 기초한 새로운 해석법인 모드 전송선로 이론 (Modal Transmission-Line Theory; MTLT)을 제안하였고, 그 해석법을 이용하여 원통형 격자구조 소자의 정합특성을 분석하였다.

II. 원통형 전송 구조의 모드 전송선로 이론

원통형 전송구조 내에서 z -축을 따라 진행하는 필드는 식 (1)과 같이 Maxwell 방정식을 만족하는 파동방정식으로 표현할 수 있다.

$$(\nabla^2 + k^2) \begin{Bmatrix} E_z \\ H_z \end{Bmatrix} = 0 \quad (1)$$

여기서, $k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ 이다. 그때, 원통형 전송구조에서 전파하는 벡터 필드들이 $e^{i(\omega t - kz)}$ 에 의존하고, 전송 모드는 ϕ 방향에 대하여 일정하다(즉, $\partial/\partial\phi = 0$)고 가정하면, 식 (1)에 주어진 Maxwell 방정식은 TE 모드에 대하여

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rE_{\phi}) = i\frac{k}{\eta} H_z, \quad \frac{\partial H_z}{\partial r} = ik\eta \left[\frac{k_z^2 - k^2}{k^2} \right] E_{\phi} \quad (2)$$

와 같이 TM 모드에 대하여

$$\frac{\partial E_z}{\partial r} = i\frac{k}{\eta} \left[\frac{k_z^2 - k^2}{k^2} \right] H_{\phi}, \quad \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rH_{\phi}) = -ik\eta E_z \quad (3)$$

와 같이 간소화된다. 여기서, η 는 전송구조의 고유 임피던스를 나타낸다.

그때, Maxwell 방정식을 만족하는 횡방향 스칼라 성분들에 대한 모드 전송선로 해석법의 표현식은 TE 모드에 대하여

$$rE_{\phi}(r, z) = V(r)e(z), \quad H_z(r, z) = I(r)h(z) \quad (4)$$

와 같이 TM 모드에 대하여

$$rH_{\phi}(r, z) = -I(r)h(z), \quad E_z(r, z) = V(r)e(z) \quad (5)$$

와 같이 정의할 수 있다. 여기서, $V(r)$, $I(r)$ 은 모드 전압, 전류이며, $e(z)$, $h(z)$ 는 각각 모드 함수들을 나타낸다. 그때, 식 (4), (5)를 식 (2), (3)에 대입하고 변수 분리를 하면 모드 전압과 전류는 식 (6)과 같은 원통형 구조의 모드 전송선로 방정식을 생성한다.

$$\frac{dV(r)}{dr} = i\chi Z_c(r)I(r), \quad \frac{dI(r)}{dr} = i\chi Y_c(r)V(r) \quad (6)$$

여기서, 전송선로의 전파상수는 $\chi^2 = k^2 - k_z^2$ 이고, 특성 임피던스는 식 (7)과 같이 정의된다.

$$Z_c(r) = \frac{1}{Y_c(r)} = \begin{cases} \frac{\omega\mu}{\chi} r & (\text{TE modes}) \\ \frac{\chi}{\omega\epsilon} \frac{1}{r} & (\text{TM modes}) \end{cases} \quad (7)$$

결국, 각 모드의 전파 상수 χ 가 결정되면 식 (6), (7)로부터 모든 임피던스 관련식들과 그 모드 전압 $V(r)$ 과 전류 $I(r)$ 이 주어진다.

Maxwell 방정식을 만족하는 TE, TM 모드들의 전송 방정식들을 MTLT로 변환하는 위의 기본 개념에 기초하여 각 모드들의 전송선로 특성과 임피던스 특성을 지금부터 고려하자. TE, TM 모드들의 상대성의 특성에 기인하여 오직 한 모드의 특성만을 고려하면 다른 모드의 특성은 단지 변수 변환을 통하여 쉽게 결정할 수 있으므로 여기서는 TM 모드의 경우를 고려하기로 한다. 전송선로 특성과 임피던스 특성들은 식 (6)에 주어진 전송선로 방정식에 대한 파동 방정식을 고려하여 해석할 수 있다. TM 모드에 대한 파동 방정식은 식 (6)을 모드 전압 $V(r)$ 에 관한 함수로 표현하여 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left(r \frac{dV(r)}{dr} \right) + \chi^2 V = 0 \quad (8)$$

이 식에 의하여 정의된 파는 원통형 구조에서 진행하는 정재파이며, 그때 그 해는

$$V(r) = AJ_0(\chi r) + BN_0(\chi r) \quad (9)$$

으로 주어진다. 그때, 모드 전류 $I(r)$ 에 대한 해는 식 (6)으로부터 Bessel 함수들의 미분을 수행하여 식 (10)과 같이 얻을 수 있다.

$$iZ_c(r)I(r) = AJ_1(\chi r) + BN_1(\chi r) \quad (10)$$

여기서, 임의의 상수 A 와 B 는 $r=r_0$ 에서 모드 전압과 전류가 $V(r_0)$ 와 $I(r_0)$ 로 주어지는 경계 조건을 이용하여 구할 수 있다. 이 경계 조건으로부터 식 (9)와 (10)은

$$\begin{aligned}
 V(r) &= \frac{\pi\chi r_0}{2} [V(r_0)C_{os}(\chi r, \chi r_0) \\
 &\quad + iZ_c(r_0)I(r_0)S_{in}(\chi r, \chi r_0)] \\
 Z_c(r)I(r) &= \frac{\pi\chi r_0}{2} [Z_c(r_0)I(r_0)\tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0) \\
 &\quad - iV(r_0)\tilde{S}_{in}(\chi r, \chi r_0)] \quad (11)
 \end{aligned}$$

와 같은 비균일 (inhomogeneous) 전송선로 식으로 표현되며, Wronskian 조건을 만족하는 각 변수들은

$$\begin{aligned}
 C_{os}(\chi r, \chi r_0) &= J_1(\chi r_0)N_0(\chi r) - N_1(\chi r_0)J_0(\chi r) \\
 S_{in}(\chi r, \chi r_0) &= N_0(\chi r_0)J_0(\chi r) - J_0(\chi r_0)N_0(\chi r) \\
 \tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0) &= N_0(\chi r_0)J_1(\chi r) - J_0(\chi r_0)N_1(\chi r) \\
 \tilde{S}_{in}(\chi r, \chi r_0) &= J_1(\chi r_0)N_0(\chi r) - N_1(\chi r_0)J_1(\chi r)
 \end{aligned}$$

와 같이 정의된다. 결국, 균일 (homogeneous) 전송선로와 같이 반경 r 과 r_0 에서 특성 값들로 정규화시킨 특성 어드미턴스는

$$\begin{aligned}
 Y_n(r) &= \frac{Z_c(r)I(r)}{V(r)} = \frac{Y(r)}{Y_c(r)}, \\
 Y_n(r_0) &= \frac{Z_c(r_0)I(r_0)}{V(r_0)} = \frac{Y(r_0)}{Y_c(r_0)} \quad (12)
 \end{aligned}$$

와 같이 얻을 수 있다. <그림 1>에서 보듯이 반경 r -방향의 전송선로에 대한 특성 임피던스는 일정한 값으

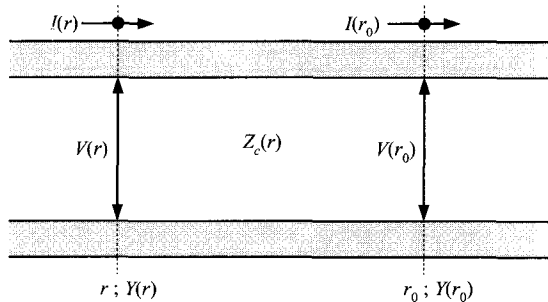


그림 1. 모드 전압과 전류로 표시된 원통형 구조의 전송선로

Fig. 1. Transmission-line of circular guiding structure, described by modal voltage and current.

로 정의할 수 없기 때문에 임의의 반경에서의 입력 어드미턴스를 같은 반경에서 결정되는 특성 어드미턴스로 정규화 시키는 것은 매우 유용한 표현이라 할 수 있다. 더욱이, $V(r)$ 과 $I(r)$ 의 부호를 양에서 음으로 바꾸면 모드는 반경이 감소하는 방향으로 전파하는 특성을 나타낸다.

또한, 식 (11)을 식 (12)에 대입하면 반경 r 에서의 정규화 어드미턴스 $Y_n(r_0)$ 로 표현되는 임의의 반경 r 에서의 정규화 어드미턴스 $Y_n(r)$ 를 정의할 수 있다. 이 관계식은

$$Y_n(r) = \frac{i + Y_n(r_0)\xi(\chi r, \chi r_0)\tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0)}{C_{os}(\chi r, \chi r_0) + iY_n(r_0)\xi(\chi r, \chi r_0)} \quad (13)$$

이 되고, 그 정의된 변수들은

$$\begin{aligned}
 \tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0) &= \frac{\tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0)}{S_{in}(\chi r, \chi r_0)}, \\
 C_{os}(\chi r, \chi r_0) &= -\frac{C_{os}(\chi r, \chi r_0)}{S_{in}(\chi r, \chi r_0)}, \\
 \xi(\chi r, \chi r_0) &= -\frac{S_{in}(\chi r, \chi r_0)}{S_{in}(\chi r, \chi r_0)}
 \end{aligned}$$

로 표현할 수 있다.

그때, 전송선로가 $r=r_0$ 에 위치한 출력 단에서 단락 또는 개방된 경우 TM 모드의 상대적 입력 어드미턴스를 살펴보자. 식 (13)에 단락 조건인 $Y_n(r_0) = \infty$ 를 대입하면 입력 어드미턴스는

$$Y_n(r) = -i\tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0) \quad (14)$$

이 된다. 그러므로, 반경 방향의 함수 $-\tilde{C}_{os}(\chi r, \chi r_0)$ 는 단락된 TM 모드 선로의 상대적 입력 서셉턴스 (susceptance) 성분이 된다. TE 모드의 경우 이 성분은 리액턴스 (reactance) 성분으로 나타난다.

또한, 개방 조건인 $Y_n(r_0) = 0$ 을 식 (13)에 대입하고 정리하면

$$Y_n(r) = i\frac{1}{C_{os}(\chi r, \chi r_0)} \quad (15)$$

와 같은 관계식을 얻을 수 있다. 결국, 균일 모드 전송선로에서와 같이 단락된 선로와 개방된 선로는 상호반 비례적인 특성을 나타냄을 알 수 있다.

다음으로, 무한한 반경을 갖는 전송선로의 경우, 즉

전송선로가 $r=0$ 에서 $r=\infty$ 로 확장되었을 경우의 전송선로의 특성식을 알아보자. 반경이 증가하는 방향으로 들여다 본 무한한 전송선로의 상대적 입력 어드미턴스는 임의의 반경 r 에서 TM 모드에 대하여

$$Y_n(r) = -i \frac{H_0^{(2)}(\chi r)}{H_1^{(2)}(\chi r)} \quad (16)$$

와 같이 정의된다. 이는 식 (13)에 χr 이 1보다 매우 큰 경우 $Y_n(r_0) = 1$ 이 되는 조건을 대입하여 구할 수 있다. 여기서, $H_0^{(2)}(\chi r)$ 과 $H_1^{(2)}(\chi r)$ 은 각각 2종 1차, 2차 Hankel 함수를 의미한다. 더욱이, 반경 r 이 감소하는 방향으로 들여다 본 무한한 전송선로의 입력 어드미턴스는 식 (13)에 $r_0 = 0$ 의 조건을 대입하여 구할 수 있으며, 임의의 반경 r 에서 TM 모드에 대한 전송선로 특성식은

$$Y_n(r) = -i \frac{J_1(\chi r)}{J_0(\chi r)} \quad (17)$$

와 같다. 이상에서 자세하게 언급된 전송선로의 특성식들에 기초하여 원통형 전송구조의 모드 특성을 해석하는 기법을 원통형 MTL라 한다.

지금부터 원통형 MTL를 적용하여 그 전파상수를 결정하는 방법을 고려하자. 이를 위한 다층 원통형 전

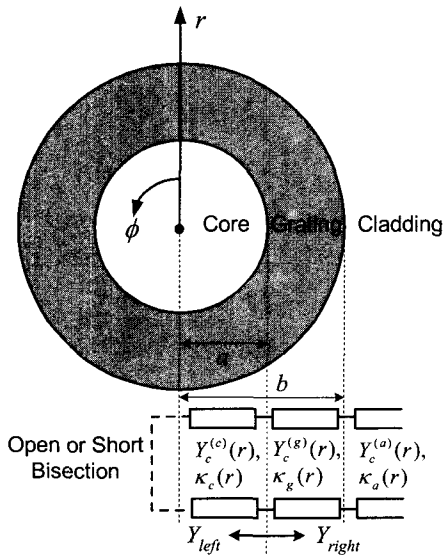


그림 2. 다층 원통형 구조의 등가 전송선로
Fig. 2. Equivalent transmission-line of multi-layered circular guiding structure.

송구조가 <그림 2>에 나타나 있다. 이와 같은 원통형 구조의 모드 전송 특성을 해석하기 위하여 우선 전송 구조의 전파 상수를 결정하여야 한다. 그림에서 보듯이, 이 구조에 대한 r -방향의 등가 전송선로는 반경 a 와 $b-a$ 의 길이를 갖는 전송선로와 클래딩을 나타내는 무한한 길이의 전송선로로 구성된다.

일반적으로, 원통형 전송구조에서의 필드분포는 $r=0$ 를 중심으로 우/기 모드에 대하여 각각 대칭적/비대칭적으로 분포한다. 이는 TE, TM 모드에 대하여 공히 성립되며 단지 분포하는 필드성분만이 다르다. 그러므로, 이 위치에서 우리는 이등분의 원리를 이용하여 등가 전송선로의 분석을 간소화할 수 있다. 이 원리에 기초하여 $r=0$ 에서 등가 전송선로는 우 모드에 대하여 개방으로, 기 모드에 대하여 단락으로 대치되어야 한다. 이와 같이 등가화된 회로가 <그림 2>에 자세히 도시되어 있다.

결국, MTL에서 고유치 문제를 결정하는 횡방향 공진조건인

$$Y_{left}(r) + Y_{right}(r) = 0 \quad (18)$$

을 적용하여 고유 값인 전파상수를 결정할 수 있다. 즉, 그림에서 보듯이 임의의 경계면 $r=b-a$ 에서 식 (13)을 이용하여 적용한 조건은 다음과 같다.

$$Y_c^{(g)}(a) \frac{iY_c^{(a)}(b) + Y_a(b) \xi(\chi_g a, \chi_g b) \tilde{C}_{ot}(\chi_g a, \chi_g b)}{Y_c^{(a)}(b) C_{ot}(\chi_g a, \chi_g b) + iY_a(b) \xi(\chi_g a, \chi_g b)} = \begin{cases} iY_c^{(c)}(a) \frac{1}{C_{ot}(\chi_c a, 0)} & \text{(open)} \\ -iY_c^{(c)}(a) \tilde{C}_{ot}(\chi_c a, 0) & \text{(short)} \end{cases} \quad (19)$$

여기서, $Y_c^{(g)}(a)$, $Y_c^{(a)}(b)$ 은 반경 $r=a$, b 에서 적용된 격자, 클래딩의 특성 어드미턴스를 나타내며, $Y_a(b)$ 는 $r=b$ 에서 오른쪽으로 들여다 본 입력 어드미턴스를 나타내며 식 (16)으로부터 다음과 같이 주어진다.

$$Y_a(b) = -iY_c^{(a)}(b) \frac{H_1^{(2)}(\chi_a b)}{H_0^{(2)}(\chi_a b)}$$

그러므로, 오직 하나의 미지 변수 k_2 로 구성된 식 (19)의 공진조건을 이용하여 전파상수는 쉽게 결정할 수 있다.

실제, Maxwell 방정식의 경계조건을 적용하여 다층 원통형 전송구조를 분석하기 위하여 많은 시간과 노력

이 필요하다. 그러나, 원통형 MTLT에서는 식 (13)을 반복적으로 적용하여 연속적인 등가 전송선로를 구성할 수 있으며, 식 (18)에 주어진 횡방향 공진조건을 이용하여 전송 특성을 쉽게 결정할 수 있다.

III. 수치해석 및 고찰

광통신용 단일 모드 광섬유에 결합할 수 있도록 설계된 원통형 격자 전송구조와 MTLT를 적용하여 등가화된 그 전송선로가 <그림 3>에 자세히 도시되어 있다. <그림 3(a)>에서 보듯이, 코어는 동작주파수 $\lambda = 1.55\mu\text{m}$ 에서 InGaAsP($\lambda_g = 1.1\mu\text{m}$)으로 구성된 굴절률 $n_c = 3.282$ 의 물질로, 격자구조는 InGaAsP($\lambda_g = 1.1\mu\text{m}$)와 굴절률 $n_c = 3.155$ 인 InP가 주기적으로 배열되도록 구성하였다. 그리고, 반경은 각각 $2a = 8.9\mu\text{m}$ 와 $2b = 10\mu\text{m}$ 으로 선택하였다.

그때, <그림 3(b), (c)>에서 보듯이 격자가 없는 전송영역과 있는 전송영역에 대하여 식 (18)에 주어진 원통형 전송구조의 횡방향 공진조건을 적용하면, 각 영역에 진행하는 모드들의 전파상수 $k_z^{(1)}$ 과 $k_z^{(2)}$ 를 결정할 수 있고 그 전파상수와 관련된 각 영역의 특성 임피던

스를 다음과 같이 정의할 수 있다^[4].

$$Z_{(1,2)} = \begin{cases} \frac{\omega\mu}{k_z^{(1,2)}} & (\text{TE modes}) \\ \frac{k_z^{(1,2)}}{\omega\epsilon} & (\text{TM modes}) \end{cases}$$

결국, 결정된 모드 특성들을 Floquet-Babinet의 원리와 결합하면, 우리는 다음과 같은 전송선로<그림 3(d)>의 등가 임피던스와 등가 전파상수를 얻을 수 있다^[2,3].

$$\begin{aligned} \cos(k_{eq}L) &= \cos(k_z^{(1)}L_1)\cos(k_z^{(2)}L_2) \\ &- \frac{1}{2}\left(\frac{Z_2}{Z_1} + Z_1 + Z_2\right)\sin(k_z^{(1)}L_1)\sin(k_z^{(2)}L_2) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서, $L_2 = L - L_1$ 이고, 개방/단락된 등가 전송선로에 대한 임피던스는

$$\begin{aligned} Z_{ob} &= iZ_1 \frac{Z_2 - Z_1 \tan\left(\frac{k_z^{(1)}L_1}{2}\right) \tan\left(\frac{k_z^{(2)}L_2}{2}\right)}{Z_1 \tan\left(\frac{k_z^{(1)}L_1}{2}\right) + Z_2 \tan\left(\frac{k_z^{(1)}L_1}{2}\right)}, \\ Z_{sb} &= -iZ_1 \frac{Z_1 \tan\left(\frac{k_z^{(1)}L_1}{2}\right) + Z_2 \tan\left(\frac{k_z^{(2)}L_2}{2}\right)}{Z_1 - Z_2 \tan\left(\frac{k_z^{(1)}L_1}{2}\right) \tan\left(\frac{k_z^{(2)}L_2}{2}\right)} \end{aligned}$$

와 같다.

이와 같이 구성된 <그림 3(d)>의 등가전송선로를 이용하면 쉽게 원통형 격자구조의 필터특성을 분석할 수 있다. 수치 해석결과 TE0 모드에 대한 입력단 $z=0$ 에서의 반사전력과 출력단 $z=L$ 에서의 투과전력은 <그림 4>와 같이 나타났다. 그림에서 보듯이, 격자 개수가 $N=1000$ 일 때 TE0 모드는 $L/\lambda \approx 1.0682$ 에서 반사전력이 최대값(투과전력은 최소값)을 나타내었다. 더욱이, 본 논문에는 도시하지 않았지만 TE0 모드보다 TM0 모드가 같은 격자 개수에 대하여 더욱 좋은 필터 특성(즉, 투과전력이 더욱 작은 값)을 보였다. 그러나, 3 dB 대역폭은 TE0 모드가 TM0 모드보다 협대역의 특성을 나타내었으며, 사이드 로브(side-lob)들 또한 TM0 모드보다 다소 좋은 억압 특성을 나타내었다.

더욱이, 격자의 개수에 따른 투과전력 특성을 나타낸 <그림 5>에서 보듯이, TE0 모드는 격자의 개수가 증가함에 따라 협대역 필터 특성이 현저히 좋아짐을 알 수 있다. 그러므로, 설계된 원통형 격자구조의 필터특성은 격자의 개수에 아주 민감하게 영향을 받는 것으로 볼 수 있다.

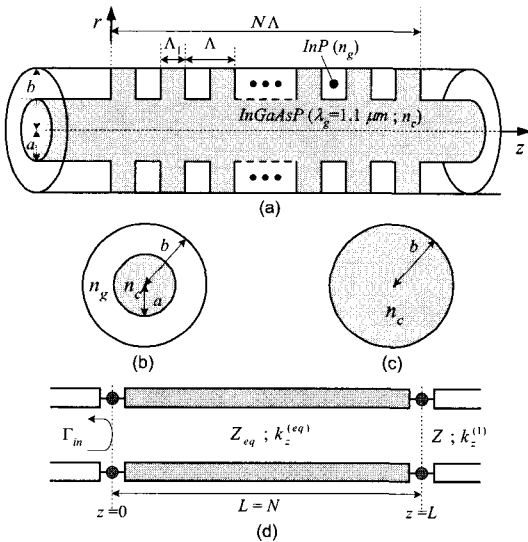


그림 3. (a) 원통형 격자 전송구조, (b) 격자가 없는 전송영역, (c) 격자가 있는 전송영역, (d) (a)의 등가 전송선로

Fig. 3. (a) Circular guiding structure, (b) Guiding region without grating, (c) Guiding region with grating, (d) Equivalent transmission-line of (a).

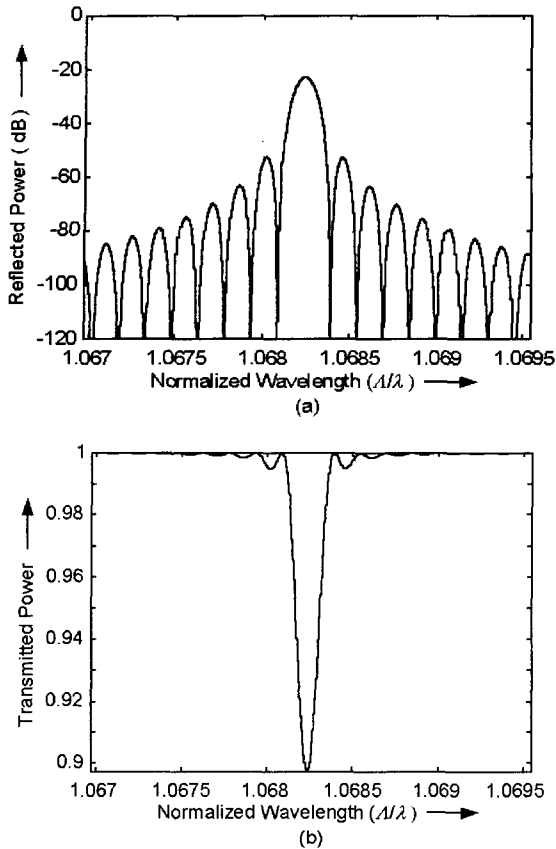


그림 4. (a) 정규화된 파장에 따른 TE_0 모드의 반사전력, (b) 정규화된 파장에 따른 TE_0 모드의 투과전력
 Fig. 4. (a) Reflected power, and (b) transmitted power of TE_0 mode along with normalized wavelength.

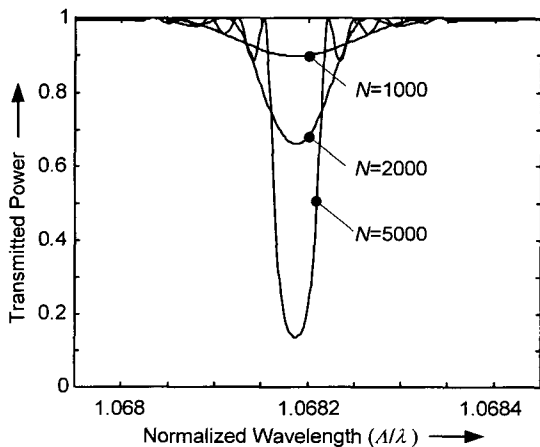


그림 5. 격자 개수에 따른 TE_0 모드의 투과전력
 Fig. 5. Transmitted power of TE_0 mode along with the number of grating.

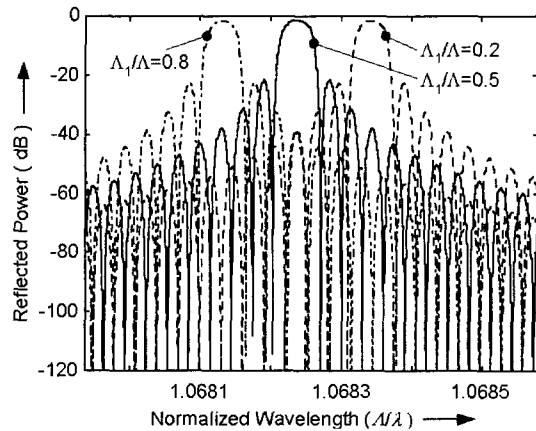


그림 6. 격자 비율에 따른 TE_0 모드의 반사전력
 Fig. 6. Transmitted power of TE_0 mode along with aspect ratio of grating.

이에 반하여, <그림 6>에서 보듯이, 격자 개수가 $N=5000$ 일 때 TE_0 모드는 그 격자 비율 (Aspect Ratio; A_1/Λ)이 0.2 또는 0.8로 변화여도 그 3 dB 대역폭은 변하지 않았다. 심지어 주파수 천이 (frequency shift)는 두 경우 모두 $A/\lambda \approx 10^{-4}$ 으로 매우 미약하였다. 그러므로, 격자 비율은 설계된 원통형 격자구조의 필터특성에 민감하게 영향을 미치는 않음을 알 수 있다.

결국, TE_0 모드가 전파할 때, S/N 비의 임계 조건을 만족하는 투과전력과 그에 해당하는 격자의 개수를 선택함으로써 원통형 격자구조로 구성된 좋은 특성의 광통신용 필터를 제작할 수 있다.

IV. 결 론

오늘날 격자구조를 이용한 광통신용 소자들은 통신의 급속한 발전에 기인하여 하나의 중요한 광 소자로서 발전하고 있다. 그 중에서도 원통형 격자 구조들은 매우 낮은 전송손실과 협대역 특성때문에 광통신용 필터로서 널리 사용되고 있다. 그러나, 전파상수가 주기적으로 변하는 격자 구조들에서 모드들은 격자구조의 변화에 따라 매우 민감하게 변하며, 이들 특성을 정확하고 쉽게 해석하기란 쉬운 일이 아니다.

이를 위하여 본 논문에서는 다층 원통형 주기 구조들의 전송특성을 쉽게 분석할 수 있는 원통형 모드 전송선로 이론(MTLT)을 제시하였다. 또한, $\lambda = 1.55 \mu m$ 에서 동작하는 InP와 InGaAsP($\lambda_g = 1.1 \mu m$)로 구성된 원통형 격자구조를 구성하여 필터특성을 분석하였다.

분석 결과, 본 논문에서 제안한 원통형 MILT은 다층 원통형 격자구조 설계시 매우 유용한 해석적 알고리즘으로 이용될 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] C.-Y. Lin, G.-W. Chern, and L. A. Wang, "Periodical Corrugated Structure for Forming Sampled Fiber Bragg Grating and Long-Period Fiber Grating with Tunable Coupling Strength," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 16, pp. 1212~1220, Aug. 2001.

[2] J.-H. Kim and K.-C. Ho, "A Simple Analytic

Method of Optical DFB Waveguides with Quarter-Wavelength Shifted Region," *대한전자공학회지*, 제38권, SD편, 제12호, pp. 36~44, 2001

[3] J.-H. Kim, K.-C. Ho, H.-Y. Lee, H.-D. Yoon, and Y.-K. Kim, "A Novel Approach of Planar DFB Guides in Optical Communication," *SK Telecom Review*, Vol. 9, No. 4, pp. 662~675, 1999.

[4] 호광춘, 김준환, 김영권, "광통신용 광 결합기의 모드 전송선로 해석법," *전자공학회지*, 제35권, D 편, 제7호, pp. 25~31, 1998

저 자 소 개



盧光春(正會員)

1985년 2월 건국대 전자공학과 공학사, 1987년 2월 건국대 전자공학과 공학석사, 1988년 3월~1990년 7월 육군사관학교 전자공학과 전임강사, 1993년 9월 Polytechnic University in Brooklyn, Electrophysics (M.S.), 1996년 9월 Polytechnic University, Electrical Engineering (Ph.D.), 1996년 9월~1997년 6월 Polytechnic University, Post-Doc Research Associate, 1997년 7월~1998년 2월 한국통신 무선통신연구소 선임연구원, 현재 한성대학교 정보통신공학과 조교수, <주관심분야 : 광통신용 소자의 설계 및 해석, M/W 전파특성 해석>



朴天寬(正會員)

1987년 2월 건국대학교 전자공학과 공학사. 1991년 8월 충남대학교 전자공학과 공학석사. 1996년 8월 건국대학교 전자공학과 공학박사. 1997년 4월~1999년 3월 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 전임강사. 2002년 2월~2003년 2월 Polytechnic University 교환교수. 1999년 4월~2003년 3월 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 조교수. 2003년 4월~현재 국립목포해양대학교 해양전자통신공학부 부교수. <주관심분야 : 초고속인터넷서비스, TCP/IP, 트래픽 엔지니어링>