

천이영역을 갖는 원통형 격자필터 설계를 위한 간단한 해석적 방법

호광춘[†]

한성대학교 정보통신공학과

Ⓣ 136-792 서울시 성북구 삼선동 2가 389번지

(2006년 2월 10일 받음, 2006년 5월 8일 수정본 받음)

협대역 천이영역을 갖는 원통형 격자전송구조 (Circular Bragg Grating: CBG) 가 최근 DWDM을 위한 광통신용 대역통과 필터로 널리 사용되고 있다. 이 원통형 Bragg 격자 구조들의 광 필터특성을 분석하기 위하여 본 논문에서는 Floquet-Babinet의 원리에 의존하는 새로운 해석적인 모드 전송선로 이론 (Modal Transmission-Line Theory: MTLT)을 제시하였다. 수치해석 결과, 제안한 해석법은 CBG의 필터특성을 분석하기 위한 유용한 프로그래밍 알고리즘을 제공하고, 다층 원통형 주기 구조들의 그 전송특성을 분석하기 위하여 쉽게 발전시킬 수 있음을 보였다.

주제어 : Circular bragg gratings, Optical filters, Floquet-babinet's principle.

I 서 론

지난 몇 년 동안 DWDM(Dense Wavelength Division Multiplexing)을 이용한 광통신의 발달로 인하여 그 핵심 소자인 광 소자들의 중요성이 날로 증가하고 있다. 그 중에서도 초고속 광통신을 위한 집적광학분야에서 오늘날 큰 관심을 끌고 있는 소자들은 원통형 격자구조(Circular Bragg Grating: CBG)로 구성된 광 전송 소자들이다.

이 소자들은 임의의 한 전송채널에서 입사된 광 신호가 주기적으로 배열된 원통형 격자구조에 의하여 정합(filtering)되고 누설(leakage)되는 물리적 특성을 이용하여 다양한 광통신용 협대역 (Narrowband)필터로 제작되거나, 복잡하고 민감한 신호검출이 필요로 하는 광 센서로 사용되기 위하여 많은 연구가 수행되고 있다. 이와 같이, 지속적인 설계기술의 발전과 더불어 복잡한 상태 하에서 동작하는 CBG 소자들을 설계하기 위하여 그 전송특성을 정확하게 해석하고 설계하기 위한 새로운 해석적 기법의 연구가 필수적이다.

이를 위하여 본 논문에서는 다층 원통형 전송구조의 전파특성을 쉽게 해석할 수 있는 원통형 모드 전송선로 이론 (Circular Modal Transmission-Line Theory; CMTLT)을 제안하였고, CBG 전송구조의 전파특성을 분석하기 위하여 마이크로파공학에서 주기적인 전송구조들의 설계 시에 널리 사용되는 Floquet 원리^[1]와 안테나의 설계특성을 분석하기 위하여 사용되는 이등분(Bisection)의 원리인 Babinet의 원리^[2]에 기초한 간단하고 해석적인 등가선로해석법을 유도하였다.

결국, 본 논문에서 제시하고 정의한 해석법을 이용하여 천이영역을 갖는 CBG의 광학적 필터특성들을 분석하였다.

II. 원통형 전송 구조의 모드전송선로 이론

원통형 전송구조에서 전파하는 벡터 필드들이 $e^{i(\omega t - k_z z)}$ 에 의존하고, 전송 모드는 ϕ 방향에 대하여 일정하다고(즉, $\partial/\partial\phi \equiv 0$)가정하면, Maxwell 방정식은 TE 모드에 대하여

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

와 같이 TM 모드에 대하여

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

와 같이 표현된다. 여기서, η 는 그 전송구조의 고유 임피던스를 나타내며, 전파상수 $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ 이다.

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

$$r E_\phi(r, z) = V(r) e(z), H_z(r, z) = I(r) h(z) \quad (3)$$

와 같이 TM 모드에 대하여

$$r H_\phi(r, z) = -I(r) h(z), E_z(r, z) = V(r) e(z) \quad (4)$$

와 같이 정의할 수 있다. 여기서, $V(r), I(r)$ 은 모드 전압, 전류이며, $e(z), h(z)$ 는 각각 모드 함수들을 나타낸다. 그때,

[†] E-mail: kwangho@hansung.ac.kr

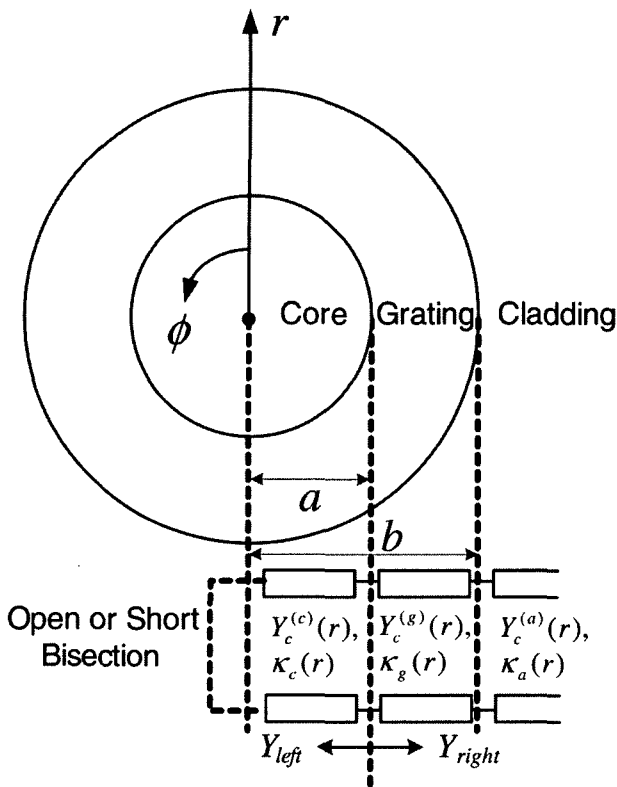


그림 2. 다층 원통형 구조의 등가 전송선로

식 (3), (4)을 식 (1), (2)에 대입하고 변수 분리를 하면 그 모드 전압과 전류는 다음과 같은 원통형 구조의 모드 전송선로 방정식을 생성한다.

$$\frac{dV(r)}{dr} = i\kappa Z_c(r)I(r), \quad \frac{dI(r)}{dr} = i\kappa Y_c(r)V(r) \quad (5)$$

여기서, 전송선로의 전파상수는 $\kappa^2 = k^2 - k_z^2$ 이고, 특성 임피던스는 다음과 같이 정의된다.

$$Z_c(r) = \frac{1}{Y_c(r)} = \begin{cases} \omega\mu r/\kappa & (\text{TE modes}) \\ \kappa/(\omega\epsilon r) & (\text{TM modes}) \end{cases} \quad (6)$$

결국, 각 모드의 전파 상수 κ 가 결정되면 식 (5), (6)으로부터 모든 임피던스 관련 식들과 그 모드 전압 $V(r)$ 과 전류 $I(r)$ 이 주어진다.

그때, TM모드에 대한 그 파동 방정식을 식 (5)로부터 유도하고 $r=r_0$ 에서 모드 전압과 전류에 대한 $V(r_0)$ 와 $I(r_0)$ 로 주어지는 경계 조건을 이용하면

$$\begin{aligned} V(r) &= -\frac{\pi kr_0}{2} [V(r_0)C_{os}(kr, kr_0) + iZ_c(r_0)I(r_0)S_{in}(kr, kr_0)], \\ Z_c(r)I(r) &= \frac{\pi kr_0}{2} [Z_c(r_0)I(r_0)C_{os}^*(kr, kr_0) - iV(r_0)S_{in}^*(kr, kr_0)] \end{aligned} \quad (7)$$

와 같은 비균일(inhomogeneous) 전송선로의 해를 얻을 수 있다. 그때 Wronskian 조건을 만족하는 각 변수들은

$$\begin{aligned} C_{os}(kr, kr_0) &= J_1(kr_0)N_0(kr) - N_1(kr_0)J_0(kr) \\ S_{in}(kr, kr_0) &= N_0'(kr_0)J_0(kr) - J_0'(kr_0)N_0(kr) \\ C_{os}^*(kr, kr_0) &= N_0'(kr_0)J_1(kr) - J_0'(kr_0)N_1(kr) \\ S_{in}^*(kr, kr_0) &= J_1(kr_0)N_1'(kr) - N_1(kr_0)J_1'(kr) \end{aligned} \quad (8)$$

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

$$Y_n(r) = \frac{Z_c(r)I(r)}{V(r)} = \frac{Y(r)}{Y_c(r)}, \quad Y_n(r_0) = \frac{Z_c(r_0)I(r_0)}{V(r_0)} = \frac{Y(r_0)}{Y_c(r_0)} \quad (9)$$

와 같이 얻을 수 있다. 그림 1에서 보듯이 반경 r -방향의 전송선로에 대한 특성 임피던스는 일정한 값으로 정의할 수 없기 때문에 임의의 반경에서의 입력 어드미턴스를 같은 반경에서 결정되는 그 특성 어드미턴스로 정규화 시키는 것은 매우 유용한 표현이라 할 수 있다.

또한, 식 (7)을 식 (9)에 대입하고 풀면 반경 r_0 에서의 정규화 어드미턴스 $Y_n(r_0)$ 로 표현되는 임의의 반경 r 에서의 정규화 어드미턴스 $Y_n(r)$ 를 정의할 수 있다. 이 관계식은

$$Y_n(r) = \frac{i + Y_n(r_0)\xi(kr, kr_0)C_{ot}^*(kr, kr_0)}{C_{ot}(kr, kr_0) + iY_n(r_0)\xi(kr, kr_0)} \quad (10)$$

이 되고, 그 정의된 변수들은

$$\begin{aligned} C_{ot}^*(kr, kr_0) &= \frac{C_{os}^*(kr, kr_0)}{S_{in}^*(kr, kr_0)}, \quad C_{ot}(kr, kr_0) \\ &= -\frac{C_{os}(kr, kr_0)}{S_{in}^*(kr, kr_0)}, \quad \xi(kr, kr_0) = -\frac{S_{in}(kr, kr_0)}{S_{in}^*(kr, kr_0)} \end{aligned} \quad (11)$$

로 표현할 수 있다.

그때, 전송선로가 $r=r_0$ 에 위치한 출력 단에서 단락 또는 개방된 경우 TM 모드의 그 상대적 입력 어드미턴스를 살펴

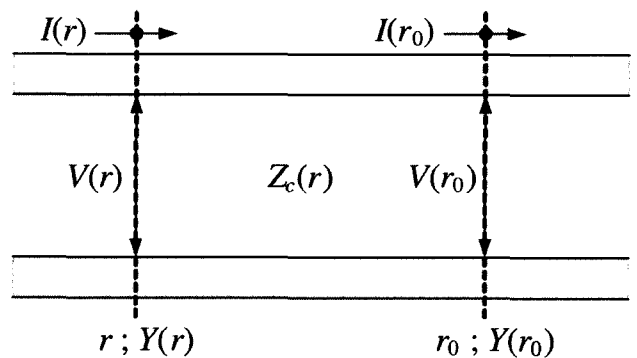


그림 1. 모드 전압과 전류로 표시된 원통형 구조의 전송선로

보자. 식 (10)에 단락 조건인 $Y_n(r_0) = \infty$ 를 대입하고 풀면 그 입력 어드미턴스는

$$Y_n(r) = -iC_{ot}^*(kr, kr_0) \quad (12)$$

이 된다. 같은 방법으로, 개방 조건인 $Y_n(r_0) = 1$ 을 식 (10)에 대입하고 정리하면

$$Y_n(r) = i \frac{1}{C_{ot}^*(kr, kr_0)} \quad (13)$$

와 같은 관계식을 얻을 수 있다. 결국, 균일 모드 전송선로에서와 같이 단락된 선로와 개방된 선로는 상호 반 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 들여다본 무한한 전송선로의 그 상대적 입력 어드미턴스는 임의의 반경 r 에서 TM 모드에 대하여

$$Y_n(r) = -i \frac{H_1^{(2)}(kr)}{H_0^{(2)}(kr)} \quad (14)$$

와 같이 정의된다. 이는 식 (10)에 κr 이 1보다 매우 큰 경우 $Y_n(r_0) = 1$ 이 되는 조건을 대입하여 구할 수 있다. 여기서, $H_0^{(2)}(\kappa r)$ 과 $H_1^{(2)}(\kappa r)$ 은 각각 2종 1차, 2차 Hankel 함수를 의미한다. 더욱이, 반경 r 이 감소하는 방향으로 들여다본 무한한 전송선로의 그 입력 어드미턴스는 식 (10)에 $r_0 = 0$ 의 조건을 대입하여 구할 수 있으며, 임의의 반경 r 에서 TM 모드에 대한 그 전송선로 특성식은

$$Y_n(r) = -i \frac{J_1(kr)}{J_0(kr)} \quad (15)$$

와 같다. 이상에서 언급한 방법과 유사한 과정을 통하여 TE 모드에 대한 전송선로 특성식들도 쉽게 정의할 수 있다.

마지막으로, 지금까지 고려한 CMTLT를 적용하여 그림 2와 같은 다층 원통형 전송구조에서 그 전파상수를 결정하는 방법을 고려하자. 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/비 대칭적으로 분포한다. 이는 TE, TM 모드에 대하여 공히 성립되며 단지 그 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 대체되어야 한다. 이와 같이 등가화된 회로가 그림 2에 자세

히 도시되어 있다.

결국, 등가전송선로에서 고유치 문제를 결정하는 횡방향 공진조건^[3,4]인

$$Y_{left}(r) + Y_{right}(r) = 0 \quad (16)$$

을 적용하여 그 고유 값인 전파상수를 결정할 수 있다. 즉, 그림에서 보듯이 임의의 경계면 $r=b-a$ 에서 식 (10)을 이용하여 결정된 그 조건은 다음과 같다.

$$Y_c^{(g)}(a) \frac{iY_c^{(a)}(b) + Y_a(b)\xi(k_y a, k_y b)C_{ot}^*(k_y a, k_y b)}{Y_c^{(a)}(b)C_{ot}^*(k_y a, k_y b) + iY_a(b)\xi(k_y a, k_y b)} = \begin{cases} iY_c^{(c)}(a) \frac{1}{C_{ot}^*(k_c, a, 0)} & (\text{open}) \\ -iY_c^{(c)}(a)C_{ot}^*(k_c, a, 0) & (\text{short}) \end{cases} \quad (17)$$

여기서, $Y_c^{(g)}(a)$, $Y_c^{(a)}(b)$ 은 반경 $r=a, b$ 에서 적용된 격자, 클래딩의 그 특성 어드미턴스를 나타내며, $Y_a(b)$ 는 $r=b$ 에서 오른쪽으로 들여다본 입력 어드미턴스를 나타내며 식 (14)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$Y_a(b) = -iY_c^{(a)}(b) \frac{H_1^{(2)}(\kappa_a b)}{H_0^{(2)}(\kappa_a b)} \quad (18)$$

그러므로, 오직 하나의 미지 변수 k_z 로 구성된 식 (17)의 공진조건을 이용하여 다층 원통형 전송구조의 전파상수는 쉽게 결정할 수 있다.

실제, Maxwell 방정식의 경계조건을 적용하여 다층 원통형 전송구조를 분석하기 위하여 많은 시간과 노력이 필요하다. 그러나, CMTLT에서는 다층 구조에 대하여 식 (10)을 반복적으로 적용한 연속적인 등가 전송선로를 구성할 수 있으며, 구성된 등가선로에 식 (16)에 주어진 횡방향 공진조건을 적용하면 전송 특성을 쉽게 결정할 수 있다.

III. Floquet-Babinet의 원리에 기초한 등가전송선로

DWDM을 위한 광통신용 광섬유와 결합하여 TE, TM 모드를 전송할 수 있도록 설계된 $\lambda/2$ -천이영역을 갖는 CBG 전송구조와 CMTLT를 적용하여 등가화된 그 전송선로가 그림 3에 자세히 도시되어 있다. 그림 3(a)에서 보듯이, 코어는 동작파장 $\lambda = 1.55\mu\text{m}$ 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 $n_g = 3.155$ 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 격자가 있는 전송영역에 대하여 식 (17)에 주어진 원통형 전송구조의 횡방향 공진조건을 적용하면, 각 영역에 진행하는 모드들의 전파상수 κ_1 과 κ_2 를 결정할 수 있고, 그 전파상수

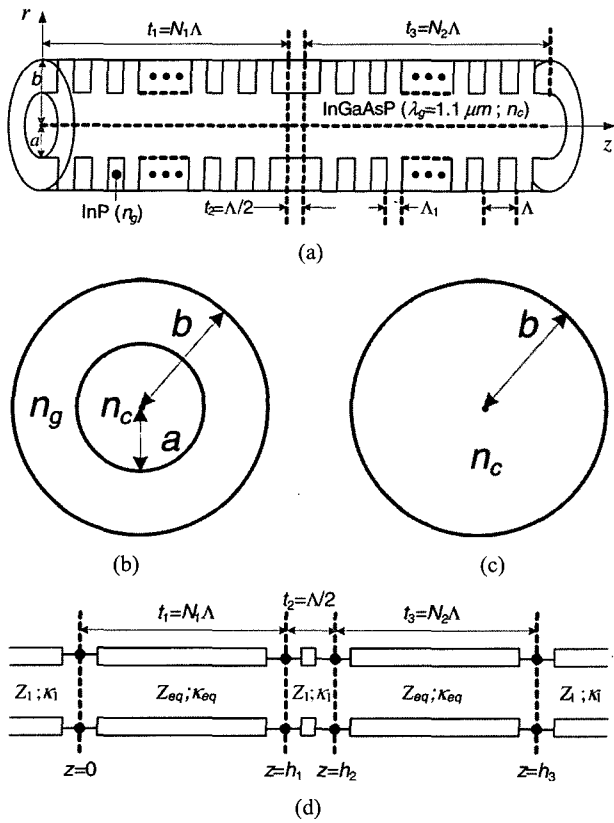


그림 3. (a) 위상천이 영역을 갖는 원통형 격자 전송구조, (b) 격자가 없는 전송영역, (c) 격자가 있는 전송영역, (d) (a)의 중 방향 등가 전송선로.

와 관련된 각 영역에서의 특성 임피던스를 다음과 같이 정의할 수 있다^[5].

$$Z_{(1,2)} = \begin{cases} \omega\mu / \kappa_{(1,2)} & \text{(TE modes)} \\ \kappa_{(1,2)} / (\omega\epsilon) & \text{(TM modes)} \end{cases} \quad (19)$$

결국, 결정된 그 모드 특성들을 Floquet-Babinet의 원리와 결합하면, 다음과 같은 CBG를 표현하는 전송선로(그림 3(d) 참조)의 등가 임피던스와 등가 전파상수를 얻을 수 있다^[5].

$$Z_{eq} = \sqrt{Z_{ob} Z_{sb}}$$

$$\cos(\kappa_{eq} \Lambda) = \cos(\kappa_1 \Lambda_1) \cos(\kappa_2 \Lambda_2) - \frac{1}{2} \left(\frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \sin(\kappa_1 \Lambda_1) \sin(\kappa_2 \Lambda_2) \quad (20)$$

여기서, $\Lambda_2 = \Lambda - \Lambda_1$ 이고, 개방/단락된 등가 전송선로에 대한 임피던스는

$$Z_{ob} = iZ_1 \frac{Z_2 - Z_1 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2)}{Z_1 \tan(\theta_2) + Z_2 \tan(\theta_1)}$$

$$Z_{sb} = -iZ_1 \frac{Z_1 \tan(\theta_1) + Z_2 \tan(\theta_2)}{Z_1 - Z_2 \tan(\theta_1) \tan(\theta_2)} \quad (21)$$

와 같다. 여기서, θ_1 이다.

이와 같이 구성된 그림 3(d)의 등가전송선로를 이용하면 쉽게 천이영역을 갖는 CBG의 필터특성을 분석할 수 있다. 그림에서 보듯이, 입력 단($z=0$)에서 입사되는 모드 전압을 $V_{f,0}$ 라고 가정하면, 그때 각 전송선로 블록들에서 진행되는 모드전압들은 아래와 같이 정의 할 수 있다.

$$V_0(z) = V_{f,0} \{ e^{ik_{z,0}z} + \Gamma_0 e^{-ik_{z,0}z} \}$$

$$V_m(z) = V_{f,m} \{ e^{ik_{z,m}(z-h_{m-1})} + \Gamma_m e^{2ik_{z,m}t_m} e^{-ik_{z,m}(z-h_{m-1})} \} \text{ for } m \neq 0, 4$$

$$V_4(z) = V_{f,4} e^{ik_{z,4}(z-h_3)} \quad (22)$$

여기서, 각 블록에서 진행되는(forward-traveling) 모드 전압 $V_{f,m}$ 은 모든 경계면 $z=h_m$ 에서 연속특성을 만족하며, $V_{f,1}$ 을 1로 정규화시키면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_{f,0} = \frac{1 + \Gamma_1 e^{2ik_{z,1}h_1}}{1 + \Gamma_0}, V_{f,1} = 1, V_{f,m} = \frac{V_{f,m-1} e^{2ik_{z,m-1}t_{m-1}} (1 + \Gamma_{m-1})}{1 + \Gamma_m e^{2ik_{z,m}t_m}} \text{ for } m > 1 \quad (23)$$

그리고, 각 블록에서 전파하는 모드들의 전파상수들은

$$k_{z,m} = \begin{cases} \kappa_1 & \text{for } m = 0, 2, 4 \\ \kappa_{eq} & \text{for } m = 1, 3 \end{cases} \quad (24)$$

와 같은 관계를 만족한다. 또한, 각 등가 블록들의 경계면에서 오른쪽으로 들여다본 반사계수는

$$\Gamma_4 = \frac{Y_3 - Y_4}{Y_3 + Y_4}, \Gamma_m = \frac{(Y_m - Y_{m+1}) + (Y_m + Y_{m+1})\Gamma_{m+1} e^{2ik_{z,m+1}t_{m+1}}}{(Y_m + Y_{m+1}) + (Y_m - Y_{m+1})\Gamma_{m+1} e^{2ik_{z,m+1}t_{m+1}}} \text{ for } m < 4 \quad (25)$$

와 같고, 식 (25)를 구성하는 특성 어드미턴스들은 다음과 같은 관계를 만족한다.

$$Y_m = \begin{cases} 1/Z_1 & \text{for } m = 0, 2, 4 \\ 1/Z_{eq} & \text{for } m = 1, 3 \end{cases} \quad (26)$$

결국, $Z = h_0 = 0$ 경계면에서 발생하는 반사전력은

$$P_{ref} = |\Gamma_0|^2 P_{in} \quad (27)$$

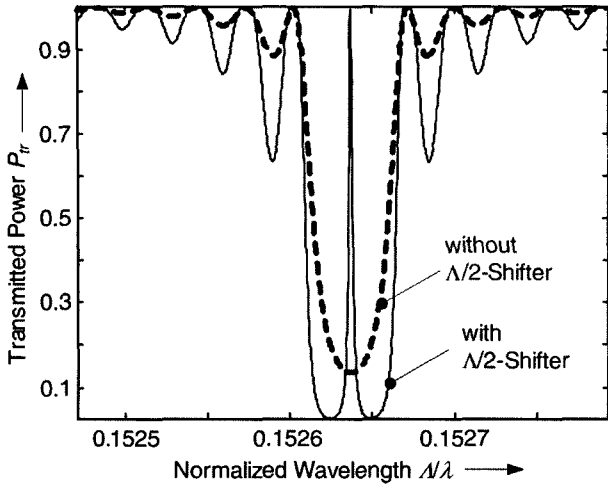


그림 4. $\lambda/2$ -위상천이 영역의 존재 여부에 따른 CBG 전송구조에서의 투과전력.

와 같고, 그때 입사전력 P_{in} 을 1로 정규화시키면 $Z=h_3$ 경계면을 통하여 전달되는 투과전력은 아래와 같다.

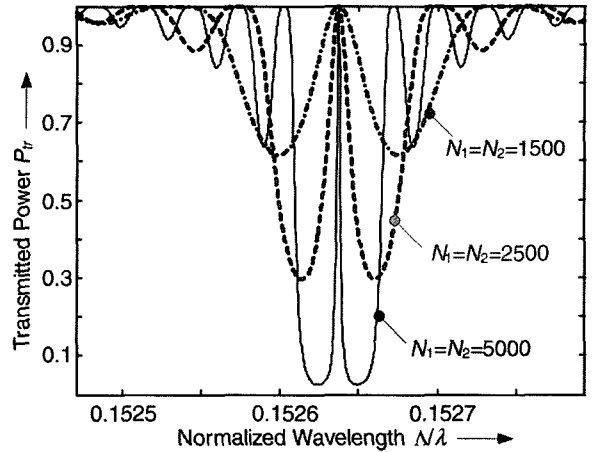
$$P_r = \frac{|V_3(z=h_3)|^2}{Z_1} = |V_{f,3}(1+\Gamma_3)e^{ik_z z}|^2 \quad (28)$$

결국, 그림 3(d)와 같이 구성된 등가전송선로를 이용하면 쉽게 식 (27)와 (28)에 주어진 반사전력과 투과전력에 대한 해석적인 해를 얻을 수 있으며, 이를 이용하여 CBG 전송구조의 필터특성을 정확하게 분석할 수 있다.

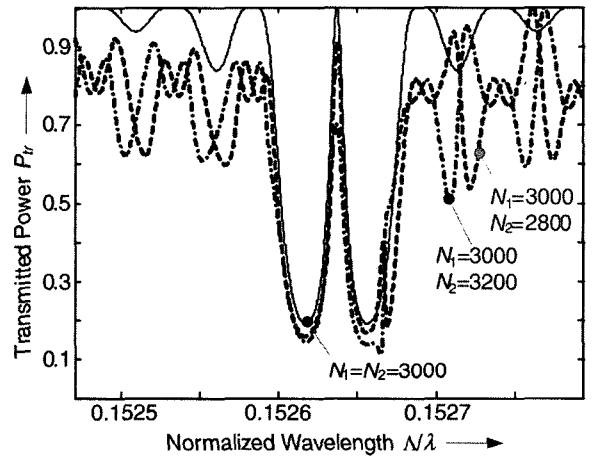
IV. 수치해석 및 고찰

앞 절에서 언급하였듯이, 그림 3(a)에 도시된 $\lambda/2$ -위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조는 그림 3(d)에 주어진 등가전송선로로 등가화할 수 있다.

먼저, 이 등가선로를 이용하여 위상천이 영역이 존재하는 경우와 없는 경우에 대하여 출력단($Z=h_3$)에서 발생하는 TE0 모드에 대한 투과전력을 수치 해석하였다. 그림 4에서 보듯이, 위상천이 영역이 없고 $t_1+t_3=5000\lambda$ 인 CBG 전송구조는 1차 회절만을 고려하였을 때 위상정합조건 $\lambda/\lambda \approx 0.15264$ 에서 최소값을 갖는 대역차단(Band-Stop) 필터로 동작하였고, 이에 반하여 천이영역이 존재하고 $t_1=t_3=5000\lambda$ 인 CBG 전송구조는 $\lambda/\lambda \approx 0.15264$ 에서 최대값을 갖는 협대역 대역통과(Band-Pass) 필터로 동작하였다. 이와 같은 현상은 그림 3(d)에 주어진 등가전송선로의 임피던스 정합특성을 고려하면 쉽게 해석할 수 있다. 즉, 정규화 파장 $\lambda/\lambda \approx 0.15264$ 에서 위상 천이영역의 특성임피던스는 식 (29)에 주어진 조건을 만족하며, 그때 그림 3(d)의 등가 전송선로 임피던스는 정합되고, 입력단에서 입사된 거의 모든 신호는 출력단을 통하



(a)



(b)

그림 5. $\lambda/2$ -위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조에서 격자개수의 변화에 따른 투과전력: 천이영역 좌우 격자구조의 격자개수가 (a) 같은 경우, (b) 다른 경우.

여 전송된다.

$$Z = \sqrt{Z_{left} Z_{right}} \quad (29)$$

여기서, Z_{left} 과 Z_{right} 은 $Z=h_1$ 과 $Z=h_2$ 에서 각각 왼쪽과 오른쪽으로 들여다본 임피던스를 나타낸다.

다음으로, 위상천이 영역의 좌우에 놓여있는 CBG 전송영역들의 격자개수 N_1, N_2 에 따른 투과전력 변화를 분석하였다. 그림 5(a)에서 보듯이, 두 영역의 격자개수가 서로 같고 ($N_1=N_2$) 그 개수가 감소함에 따라 식 (29)에 주어진 정합조건을 근사적으로 만족하는 정규화 파장들이 발생하게 되며, 이로 인하여 일부 정규화 파장들에서 투과전력이 증가하고, 결국 설계한 소자는 협대역 대역통과 필터로서의 기능을 잃어버리게 된다. 그러나 그림 5(b)에서 보듯이, 두 CBG 전송영역들의 격자개수 N_1, N_2 가 서로 다른 경우, 두 영역의 등

가 특성임피던스를 나타내는 Z_{eq} 의 값이 서로 상이하여 식 (29)의 정합조건을 만족하지 않는 정규화 파장들이 수가 현저하게 증가하게 된다. 이로 인하여 측대파(Side-Lobe)의 형태가 왜곡되고, 대역통과 영역이 변형되어 많은 잡음을 발생시키는 필터로 동작하게 된다.

더욱이, 그림 6에서 보듯이 $N_1 = N_2 = 5000$ 인 CBG 전송구조에서 격자구조의 요철비율(Duty-Cycle) A_1/Λ 가 균등비율 0.5로부터 편향 되었을 경우, 편향 정도가 증가하거나 감소함에 따라 식 (29)의 정합조건을 근사적으로 만족하는 정규화 파장들의 수가 대칭적으로 증가하였으며, $A_1/\Lambda = 0.5$ 에서 발생하는 대역통과 필터의 대역폭 중심주파수 $\Lambda/\lambda \approx 0.15264$ 가 천이되는 현상이 발생하였다. 그러므로, 격자구조의 요철비율을 미세하게 조정하고 격자개수 N_1, N_2 를 증가시키면 원하는 중심주파수를 갖는 협대역 대역통과 필터를 설계할 수 있다.

마지막으로, 격자개수가 $N_1 = N_2 = 5000$ 이고 요철비율이 $A_1/\Lambda = 0.5$ 인 CBG 전송구조의 정합조건 $\Lambda/\lambda \approx 0.15264$ 에서 그 전송구조 내에서 전파하는 광 신호들의 물리적 특성을 분석하기 위하여, 식 (22)에 주어진 등가 전송선로의 모드전압 분포를 그림 7에 도시하였다. 그림에서 보듯이, 위상천이 영역으로부터 두 CBG 전송구조로 전파하는 신호는 격자구조들의 불연속특성에 기인한 리플 비트(Ripple-Beat) 패턴을 형성하며 지수함수적으로 감소하였다. 또한, 그림 7의 삽입도에서 보듯이 $\Lambda/2$ -위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조 내에서 전파하는 광 신호는 참고문헌^[6,7]에서 언급하였듯이 위상천이 영역과 두 CBG 전송영역들의 경계면에서 $\Lambda/2$ -위상천이가 발생하였다. 그 현상을 삽입도에 점선으로 자세하게 표시하였다. 더욱이, 삽입도에 도시되어 있듯이 CGB 전송구조에서 전파하는 광 신호보다 짧은 파장을 갖는 잘 국한된 광 신호들이 $\Lambda/2$ -위상천이 영역 내에 분포하여 나타났으며, 만일 CBG 전송구조가 이득을 갖는 능동소자라면 이들 신호들은 공진하여 천이영역 내에서 문턱이득(Threshold Gain)을 뛰어 넘는 증폭된 공진신호를 발생하는 역할을 하게 된다. 그러므로, 본 논문에서 제시한 간단한 해석적 방법인 CMTLT는 이득이나 손실을 갖는 FBGs(Fiber Bragg Gratings)와 같은 능동소자 설계에도 잘 적용할 수 있다. 이에 대한 자세한 내용이 참고문헌^[8]에 언급되어 있다.

V. 결 론

오늘날 격자구조를 이용한 광통신용 소자들은 DWDM을 위한 광통신의 급속한 발전에 기인하여 하나의 중요한 광 소자로서 발전하고 있다. 그 중에서도 위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조는 매우 낮은 전송손실과 협대역 대역통과 필터 특성 때문에 광통신용 필터로서 널리 사용되고 연구되어 왔다. 그러나, 주기적으로 변하는 CBG들에서 전파하는 광 신호들은 CBG의 변화에 따라 매우 민감하게 변하며, 이들 특성

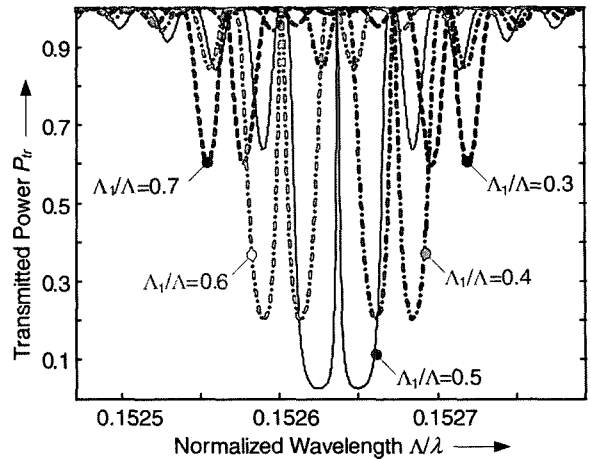


그림 6. $\Lambda/2$ -위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조에서 격자비율 (A_1/Λ)의 변화에 따른 투과전력.

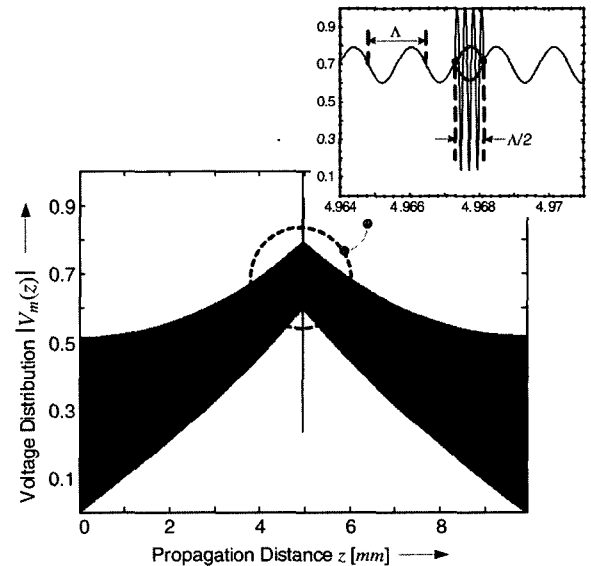


그림 7. $\Lambda/2$ -위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조 내에서의 모드 전압분포.

을 정확하고 쉽게 해석적으로 분석하기란 쉬운 일이 아니다. 이를 위하여 본 논문에서는 다층 원통형 전송구조들의 그 전송특성을 쉽게 분석할 수 있는 CMTLT를 제시하였고, Floquet-Babinet의 원리를 결합하여 위상천이 영역을 갖는 CBG 전송구조의 필터특성을 해석적으로 분석하였다. 분석 결과, 본 논문에서 제안한 간단한 해석적 방법은 CBG 전송구조를 이용한 필터 설계 시 매우 유용한 해석적 알고리즘으로 이용될 수 있음을 보였다.

감사의 글

본 연구는 2006년도 한성대학교 교내연구비 지원과제입니다.

참고문헌

- [1] W. L. Weeks, *Electromagnetic Theory for Engineering Applications*, pp. 167~173, John Wiley & Sons, Inc, 1963.
- [2] J. A. Kong, *Electromagnetic Wave Theory*, pp. 373~382, John Wiley & Sons, Inc, 1990.
- [3] T. Tamir and S. Zhang, "Modal Transmission-Line Theory of Multilayered Grating Structures," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 14, pp. 914~927, 1996.
- [4] K. C. Ho, G. Griffel and T. Tamir, "Polarization Splitting in Lossy/Gainy MQW Directional Couplers," *J. Lightwave Technol.* Vol. LT-15, pp. 1233~1240, 1997.
- [5] J. H. Kim, K. C. Ho, and Y. K. Kim, "A Novel Approach of Planar DFB Guiding Structures for Optical Communication," *SK Telecom. Review*, Vol. 9, No. 4, pp. 662~675, 1999.
- [6] Yariv, *Optical Electronics*, pp. 500~511, Saunders College Publishing, 1991.
- [7] H. A. Haus, *Waves and Fields in Optoelectronics*, pp. 243-249, Prentice Hall, 1984.
- [8] 호광춘, 이한영, 윤형도, 김영권, "모드전송선로 해석법을 이용한 FBGs의 특성해석," *Photonics 학술회의*, pp. 91-92, 1999년 11월.

A Simple Analytic Method for Design of Optical Circular Grating Filters with Phase-Shifting Region

Kwang-Chun Ho[†]

Dept. of IC Eng., Hansung University, Seoul 136-792, Korea

[†]*E-mail: kwnagho@hansung.ac.kr*

(Received February 10, 2006, Revised manuscript May 8, 2006)

Circular Bragg gratings(CBGs) can be incorporated in most of the semiconductor laser devices because of the frequency-selective property applicable as an optical narrowband-pass filter in DWDM optical communications. In this paper, the optical filtering characteristics of CBGs are evaluated by a novel and simple analytic modal transmission-line theory(MTLT), which is based on Floquet-Babinet's principle. The numerical results reveal that this method offers a simple and convenient algorithm to analyze the filtering characteristics of CBGs as well as is extended conveniently to evaluate the guiding problems of circular multi-layered periodic structures.

OCIS Codes : 060.1810, 130.2790, 230.7370.