

논문 2006-43SD-4-5

Photonic 안테나에서 광섬유와 마이크로스트립 안테나사이의 새로운 결합조건

(Novel Coupling Condition between Optical Fiber and Microstrip
Antenna in Photonic Antenna)

호 광 춘*

(Kwang-Chun Ho)

요 약

광 신호 제어 시스템에서 사용되는 광/안테나 연결회로의 제작 간소화에 대한 중요성이 지속적으로 대두되고 있다. 이를 위하여, 본 논문에서는 광섬유로 제작된 새로운 형태의 photonic 안테나 설계에서 광 도전 효과에 기인한 광섬유와 슬롯 결합형 마이크로 스트립 안테나 사이의 광 결합효율을 수치 해석적으로 분석하였다. 결합특성을 정확하게 분석하기 위하여 원통형, 평면형 전송구조들이 결합할 때 발생하는 불연속 특성을 포함한 새로운 모드 전송선로 이론을 정의하였다. 분석결과, 서로 다른 두 전송구조에서의 최대 전력전송은 그 결합영역에서 전파하는 정확한 두 모드들의 전송전력이 균등하게 분배되는 새로운 지점에서 발생함을 보였다.

Abstract

Strongly motivated by the need for significant reduction in the optics-to-antenna interface circuitry used in a photonically controlled array, it has proposed the design development of a novel "true photonic antenna" consisted of optical fiber and micro-strip antenna. To clarify the design capability of the geometry, modal transmission-line theory including the discontinuity property between circular and planar guiding structures is defined, and the optical power coupling of a slot-coupled microstrip antenna directly fed from an optical fiber using photoconductive effect is evaluated numerically. The numerical results reveal that the maximum power transfer between the two different guiding structures occurs at a new point, in which the guiding powers of two rigorous modes are equally partitioned.

Keywords : Coupling Conditions, Optical Directional Couplers, Equivalent Networks, Photonic Antenna

I. 서 론

최근, 광 신호 제어 기술들을 안테나와 같은 전형적인 마이크로파 공급 장치에 접목하여 이용하려는 시도가 있어왔다^[1, 2]. 마이크로파 전송선로에 비하여 상대적으로 매우 낮은 전파 손실 특성을 갖는 광섬유를 이용한 무선 광 공급 분배장치는 그 구조가 단순하여 제작

에 필요한 비용 및 무선 송/수신 단의 크기를 현저하게 줄일 수 있다. 그러나 이 잠재해 있는 이점들은 광/안테나를 결합하기 위한 마이크로파 도파로 연결회로 단의 큰 연결손실 때문에 많은 문제를 발생시켜 왔다.

더욱이, 광/안테나 연결회로의 복잡한 구조에 기인하여 발생하는 능동 회로들의 전송 전력손실은 광 신호 제어 기술을 널리 사용하기 위한 하나의 큰 걸림돌이었다. 이 문제를 해결하기 위하여 구조가 단순하고 all-optical 안테나배열에 사용 가능한 실질적인 photonic 안테나회로의 설계가 제안되었다. 그림 1에서 보듯이, 광/안테나 집적회로의 제작 시 낮은 제작비용을 위하여 마이크로파 분야에서 널리 사용하는 마이크

* 정회원, 한성대학교 정보통신공학과
(Dept. of ICs Engineering, Hansung University)

※ 본 연구는 2005년도 한성대학교 교내연구비 지원과
제임.

접수일자: 2006년1월5일, 수정완료일: 2006년4월3일

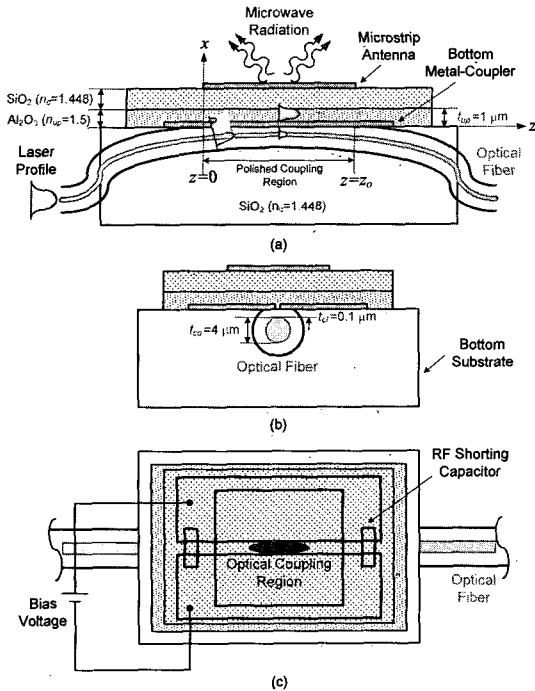


그림 1. 광섬유와 결합된 마이크로 스트립 안테나 구조: (a) 정면도, (b) 측면도, (c) 평면도
 Fig. 1. Geometry of micro-strip antenna coupled with optical fiber: (a) front view, (b) side view, and (c) top view.

로스트립 안테나 제작기술과 광통신용 광섬유를 하나의 칩으로 구성하여 photonic 안테나를 설계하였다. 본 논문에서는 이와 같이 서로 다른 전송구조 (즉 광 신호를 전송하는 원통형구조와 마이크로파를 전송하는 평면형구조)를 결합하여 하나의 집적소자로 제작 시 발생하는 가장 중요한 물리적 특성인 광섬유와 마이크로 스트립 안테나 전송구조 사이의 광 신호 결합특성을 수치해석 하였다. 정확한 결과를 얻기 위하여 서로 다른 전송구조가 결합할 때 발생하는 불연속특성을 고려한 새로운 모드 전송선로 이론 (Modal Transmission-Line Theory)^[3, 4]을 정의하였으며, 이에 기인한 새로운 최적 결합조건을 제시하였다.

II. Photonic 안테나의 최적 결합조건

그림 1에서 보듯이 광섬유를 통하여 전송된 광 신호는 광 도전 (photoconductive) 효과에 기인하여 슬롯 결합형 마이크로스트립 안테나로 결합된다. 즉, photonic 안테나 맨 위에 설계된 직사각형의 금속 패치는 마이크로 스트립 안테나를 나타내며, 이 안테나는 안테나 층 아래에 있는 금속면상의 결합 슬롯에서 발생하는 프린

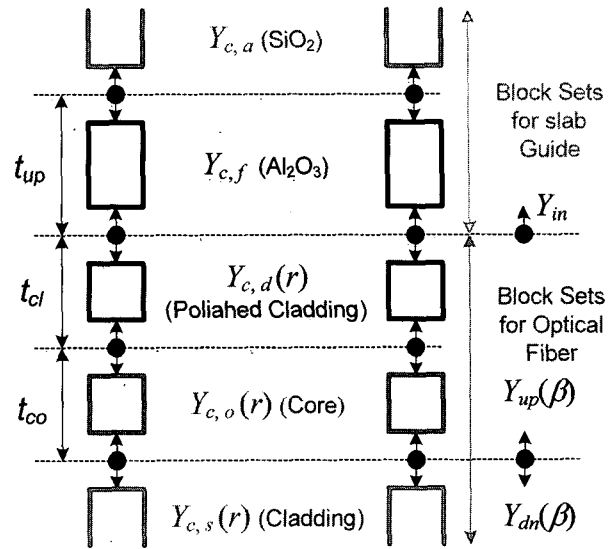


그림 2. 그림 1(a)에 도시된 photonic 안테나에 대한 횡방향 등가 전송선로
 Fig. 2. Transverse equivalent transmission-line network of photonic antenna depicted in Fig. 1.

징 (fringing) 필드들과 결합한다. 그리고 슬롯 영역에 형성되는 그 필드는 광섬유에서 전송되는 광 신호로부터 광 도전 물질인 SiO₂에 유도되는 전류에 의하여 발생된다. 슬롯을 가로질러 연결한 전원은 충분한 전류를 발생시키기 위하여 필요한 바이어스 전압을 제공한다.

또한, 안테나에 광 신호를 제공하는 광섬유는 코어와 클래딩의 굴절율이 각각 $n_{co} = 1.48, n_{cl} = 1.46$ 인 단일 모드 광섬유를 사용하였으며, 안테나와의 결합효율을 높이기 위하여 안테나와 결합되는 광섬유의 클래딩 부분을 정련 (polished) 하였다. 그 때, photonic 안테나의 RF 출력 효율을 결정하는 중요한 요소가 광섬유와 광 도전 물질들과의 결합효율이며, 이 효율은 광섬유의 결합길이 (Coupling Length)에 주로 의존한다.

그 특성을 분석하기 위하여, 먼저 photonic 안테나를 구성하는 광 도전 물질들을 표현하는 전송선로 이론의 횡방향 등가전송선로를 고려하였다. 그림 2에서 보듯이, 다음과 같은 전송선로의 횡방향 공진조건^[3, 4]을 적용하면 정련된 결합영역에서 z-축 방향으로 전파하는 정확한 결합모드들의 전파상수 β 를 결정할 수 있다.

$$Y_{up}(\beta) + Y_{dn}(\beta) = 0 \tag{1}$$

여기서, Y_{up} 은 횡방향의 임의의 경계면에서 위로 본 어드미턴스를 나타내며 Y_{dn} 은 그 경계면에서 아래 방향으로 본 입력 어드미턴스를 나타낸다.

또한, 각 블록 단을 구성하는 i -번째 평면형 슬랩

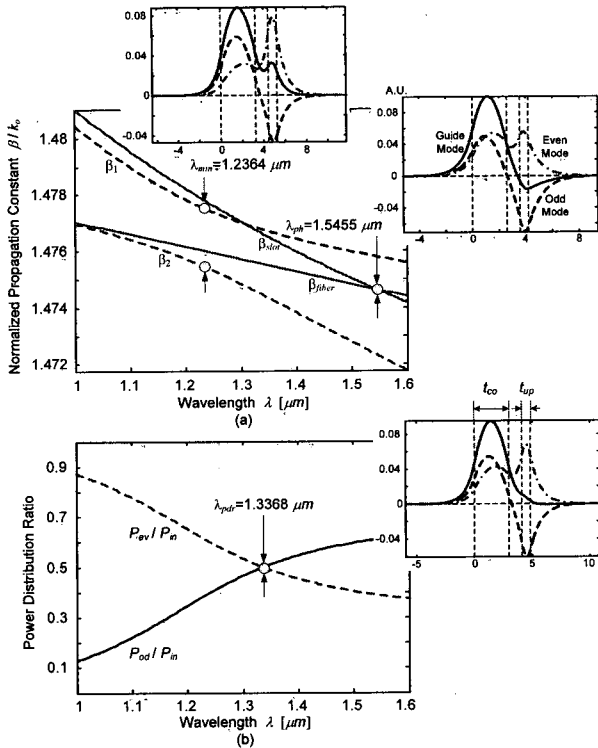


그림 3. TE0 모드에 대한 photonic 안테나의 전파 특성: (a) 분산곡선, (b) 전력분배율
 Fig. 3. Propagation properties of photonic antenna for TE0 mode: (a) dispersion curve, and (b) power distribution ratio.

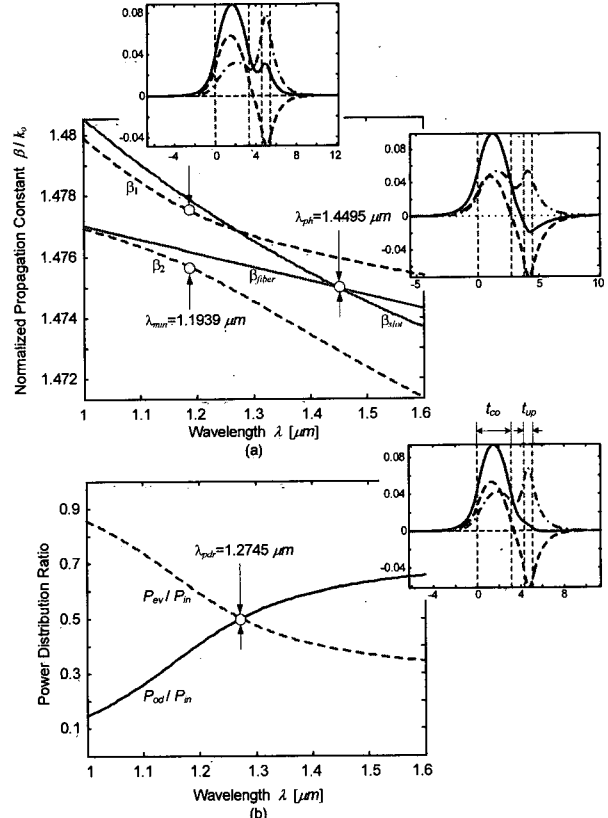


그림 4. TM₀ 모드에 대한 photonic 안테나의 전파 특성: (a) 분산곡선, (b) 전력분배율
 Fig. 4. Propagation properties of photonic antenna for TM₀ mode: (a) dispersion curve, and (b) power distribution ratio.

도파로의 균일(homogeneous) 어드미턴스들은^[3, 4]

$$Z_{c,i} = \frac{1}{Y_{c,i}} = \begin{cases} (\omega\mu)/k_{x,i}, & \text{TE modes} \\ k_{x,i}/(\omega\epsilon_i), & \text{TM modes} \end{cases} \quad (2)$$

와 같고 원통형 전송구조의 반지름에 의존하는 광섬유의 비균일(non-homogeneous) 어드미턴스들은^[5]

$$Z_{c,i}(r) = \frac{1}{Y_{c,i}(r)} = \begin{cases} (\omega\mu r)/k_{x,i}, & \text{TE modes} \\ k_{x,i}/(\omega\epsilon_i r), & \text{TM modes} \end{cases} \quad (3)$$

와 같은 관계를 만족한다. 여기서, 횡방향 (x -축) 전파 상수 $k_{x,i}$ 는 $k_{x,i}^2 = (k_o n_i)^2 - \beta^2$ 와 같은 관계를 만족한다. 그때, SiO₂와 Al₂O₃ 사이의 경계면에서 위로 들여다본 반사계수는

$$\Gamma = \frac{Y_{c,f} - Y_{c,a}}{Y_{c,f} + Y_{c,a}} \quad (4)$$

와 같고, 정의된 Γ 를 이용하여 두께 t_{cl} 의 정련된 클래딩의 상단 경계면에서 위로 들여다본 입력 어드미턴스는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y_{in} = \frac{1 - \Gamma e^{2ik_{x,f}t_{up}}}{1 + \Gamma e^{2ik_{x,f}t_{up}}} Y_{c,d}(r) \quad (5)$$

여기서, $k_{x,f}$ 는 Al₂O₃의 횡방향 전파상수이다. 이와 같은 과정을 반복적으로 광섬유의 코어와 클래딩에 적용하면 미지변수 β 에 의존하는 식 (1)의 횡방향 공진조건을 결정할 수 있다.

그 횡방향 공진조건을 수치 해석하여 얻은 TE 모드의 횡방향 전계성분 $E_y(x)$ 와 전파상수 β 사이의 분산 관계를 그림 3에 나타내었다. 그림에서 보듯이, 광섬유를 통하여 결합영역에 입사된 TE0모드의 광 신호는 결합영역에 기/우 형태의 모드를 발생시키고, 이 모드들은 서로 결합하여 입사된 광 신호를 광섬유로부터 슬랩 도파로로 전송한다. 이 결합특성의 최적조건을 분석하기 위하여 가장 널리 사용하는 방법은 결합모드이론의 위상정합 조건 (Phase-Matched Condition)^[6]이다. 이 이론은 "광 방향성 결합기는 각각 독립된 도파로 (즉, 광섬유와 슬랩 도파로)에서의 전파상수 β_{slab} 과

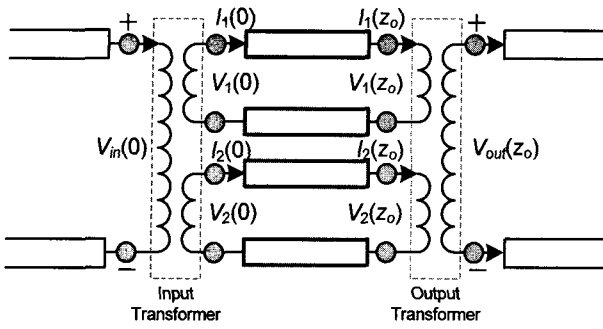


그림 5. 방향성 결합기의 결합영역에서 구성된 종방향 등가 전송선로

Fig. 5. Longitudinal equivalent transmission-line network for directional coupler in coupling region.

β_{fiber} 가 서로 일치하는 (즉, $\beta_{slab} = \beta_{fiber}$) 지점에서 최대 결합효율을 갖는다"라는 것이다. 그림 3(a)에서 보듯이, 본 논문에서 고려한 photonic 안테나의 경우, TE₀모드에서 위상정합 조건은 $\lambda_{ph} \approx 1.5455 \mu m$ 에서 발생하였다.

이와 병행하여, 오늘날 격자 (Grating) 구조를 포함한 광 방향성 결합기에서 그 결합효율을 분석하는 가장 일반적인 방법은 방향성 결합기 내에서 전파하는 정확한 기/우 결합모드들의 최소간격 조건 (Minimum-Gap Condition)^[7]이다. 이 이론은 "광 방향성 결합기에서 최대 결합효율은 결합된 도파로에서 전파하는 정확한 기/우 결합모드들의 전파상수 β_1 과 β_2 가 가장 유사한 (즉, 전파상수들의 차 $|\beta_1 - \beta_2|$ 가 가장 작은) 지점에서 발생한다" 라는 것이다. 그림 3(a)에서 보듯이, 본 논문에서 고려한 photonic 안테나의 경우, TE₀모드에서 최소간격 조건은 $\lambda_{min} \approx 1.2364 \mu m$ 에서 발생하였다.

비록 이들 조건들이 격자구조를 포함한 평면 전송구조의 결합효율을 분석하는데 있어 좋은 결과를 제공하지만, 본 논문에서 제안한 photonic 안테나와 같이 불연속 경계면의 영향이 현저한 서로 다른 전송구조 (즉, 원통형과 평면형)로 결합된 전송구조에서는 최적의 분석 결과를 제공하지 못하였다. 결국, 그림 3(b)에서 보듯이, 최적의 결합효율은 광섬유를 통하여 입사된 단일모드의 입사전력이 결합영역에 생성된 기/우 모드들의 전송전력으로 균등하게 분배 (즉, $P_{ev}/P_{in} = P_{od}/P_{in}$, 여기서 $P_{ev} + P_{od} = P_{in}$)되는 새로운 균등분배 조건 (Equi-Partition Condition) $\lambda_{pdr} \approx 1.3368 \mu m$ 에서 발생하였다.

이는 참고문헌 [4]에서 자세하게 언급하였듯이, 앞서

고려된 조건들에서 발생하는 기/우 모드들의 전기장분포 (Guide Mode) 특성을 분석하면 쉽게 이해할 수 있다. 그림 3(b)의 삽입도에서 보듯이, 결합영역에서 전파하는 결합모드들의 전기장분포 특성은 전송전력이 균등하게 분배되는 λ_{pdr} (균등분배 조건)에서 가장 좋은 분포 특성을 나타내었다. 즉, 이 조건에서 광섬유를 통하여 입사된 입력 광 신호의 입사전력은 두께 t_{up} 의 슬랩영역으로 누설되지 않고 두께 t_{co} 의 광섬유 코어에 잘 한정되어 분포하였다. 이와 반대로, 그림 3(a)의 삽입도에서 보듯이, 위상정합 조건 λ_{ph} 와 최소간격 조건 λ_{min} 에서의 전기장분포 (Guide Mode)는 상당한 양의 입사전력이 두께 t_{up} 의 슬랩영역으로 누설되어 있음을 보이고 있다. 이 누설성분들은 입사된 광 신호가 결합 길이 (Coupling Length)를 진행한 후에 광섬유로부터 슬랩도파로로 결합될 때, 결합효율을 감소시키는 누설전력으로 작용한다.

TM₀ 모드에 대한 이와 유사한 결과가 그림 4에 도시되어 있다. 그림에서 보듯이, 균등분배 조건은 $\lambda_{pdr} \approx 1.2745 \mu m$ 에서 발생하였으며, 위상정합 조건과 최소간격 조건은 각각 $\lambda_{ph} \approx 1.4495 \mu m$ 와 $\lambda_{min} \approx 1.1939 \mu m$ 에서 발생하였다.

결국, 본 논문에서 서로 다른 전송구조에서 최적 결합효율을 분석하기 위하여 처음으로 제시한 균등분배 조건의 타당성을 입증하였다. 이와 병행하여, 이 조건에서 실질적인 최대 전력결합의 타당성을 자세하게 분석하기 위하여 광섬유로부터 입력되는 광 신호 전력 (입력전력 P_{in})에 대한 슬랩도파로로 결합되는 출력전력 P_{out} 의 비율을 나타내는 결합효율 (coupling efficiency)을 다음 장에서 정의하고 고려하였다.

III. Photonic 안테나의 결합효율

II장에서 언급한 조건들에 대한 결합기의 전력전송 특성을 분석하기 위하여, 그림 5에서 보듯이 종방향 등가 전송선로를 구성하였다. 이 선로에서, 원통형 전송구조의 광섬유를 등가화한 입/출력 영역 ($0 < z$ or $z > z_0$)에서 z -축 방향으로 전파하는 TE 모드는

$$rE_{\zeta}(r, z) = V_{\zeta}(z)e_{\zeta}(r), H_{\zeta}(r, z) = I_{\zeta}(z)h_{\zeta}(r) \quad (5)$$

와 같다. 여기서, 입력영역에서 $\zeta = in$ 이고, 출력영역에서 $\zeta = out$ 이다. 그리고 광섬유와 슬랩도파로의 결합을 등가화한 결합영역 ($0 \leq z \leq z_0$)에서의 TE 모드는

$$E_c(x;r,z) \cong \frac{1}{u} \sum_{p=1}^2 V_p(z) e_p(x;r), \quad (6)$$

$$H_c(x;r,z) \cong \sum_{p=1}^2 I_p(z) h_p(x;r)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, u 는 광섬유 영역에서 r , 슬랩도파로 영역에서 1을 의미한다. 그때, 입력 단 ($z=0$)에서 전파하는 모드들의 경계조건을 적용하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_{in}(0) \frac{e_{in}(r)}{r} \cong \frac{1}{u} \sum_{p=1}^2 V_p(0) e_p(x;r), \quad (7)$$

$$I_{in}(0) h_{in}(r) \cong \sum_{p=1}^2 I_p(0) h_p(x;r)$$

여기서, $e(x;r)$, $h(x;r)$ 는 전계와 자계에 대응하는 모드 함수를 나타낸다.

다음으로, 입력영역과 결합영역 사이의 전력 변환특성을 얻기 위하여 식 (7)에 필드 직교조건^[4, 5]을 적용하면

$$\begin{bmatrix} V_\nu(0) \\ I_\nu(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{in,\nu} & 0 \\ 0 & Q_{in,\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}(0) \\ I_{in}(0) \end{bmatrix} \quad (8)$$

와 같고, 다음과 같이 행렬 형태로 표시할 수 있다.

$$\mathbf{H}_\nu(0) = \mathbf{F}_{in,\nu} \mathbf{H}_{in}(0) \quad (9)$$

여기서, $\nu=1, 2$ 이고, 입력 변환 상수들 (input transformer coefficients)은

$$P_{in,\nu} = \int_{cs} e_{in}(r) e_\nu^*(r) dS, \quad (10)$$

$$Q_{in,\nu} = \int_{cs} h_{in}(r) h_\nu^*(r) dS$$

와 같이 정의된다. 그 때, 길이 $z=z_o$ 의 결합기에서 입/출력 단 사이의 전송선로 전달행렬은

$$\begin{bmatrix} V_\nu(z_o) \\ I_\nu(z_o) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_\nu z_o) & i Z_\nu \sin(\beta_\nu z_o) \\ i Y_\nu \sin(\beta_\nu z_o) & \cos(\beta_\nu z_o) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\nu(0) \\ I_\nu(0) \end{bmatrix}$$

또는

$$\mathbf{H}_\nu(z_o) = \mathbf{R}_{c,\nu} \mathbf{H}_\nu(0) \quad (11)$$

와 같으며, 행렬식 (9)을 이용하면 위의 행렬식은

$$\mathbf{H}_\nu(z_o) = \mathbf{R}_{c,\nu} \mathbf{F}_{in,\nu} \mathbf{H}_{in}(0) \quad (12)$$

와 같이 정의될 수 있다. 결국, 출력단 ($z=z_o$)에서 전파

모드들 사이의 경계조건을 적용하면

$$\frac{1}{u} \sum_{p=1}^2 V_p(z_o) e_p(x;r) \cong V_{out}(z_o) \frac{e_{out}(r)}{r}, \quad (13)$$

$$\sum_{p=1}^2 I_p(z_o) h_p(x;r) \cong I_{out}(z_o) h_{out}(r)$$

와 같고, 입력단에서와 같이 필드 직교조건을 적용하면

$$\begin{bmatrix} V_{out}(z_o) \\ I_{out}(z_o) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{1,out} & 0 \\ 0 & Q_{1,out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(z_o) \\ I_1(z_o) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{2,out} & 0 \\ 0 & Q_{2,out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2(z_o) \\ I_2(z_o) \end{bmatrix}$$

또는

$$\mathbf{H}_{out}(z_o) = \mathbf{S}_{1,out} \mathbf{H}_1(z_o) + \mathbf{S}_{2,out} \mathbf{H}_2(z_o) \quad (14)$$

와 같은 행렬식을 얻을 수 있다. 여기서, $P_{\nu,out}$ 과 $Q_{\nu,out}$ 은 식 (10)과 유사한 출력 변환 상수들 (output transformer coefficients)이다. 그러므로 식 (12)과 식 (14)를 결합하면 다음과 같은 종방향 등가 전송선로의 입출력 관계식을 유도할 수 있다.

$$\mathbf{H}_{out}(z_o) = (\mathbf{S}_{1,out} \mathbf{R}_{c,1} \mathbf{F}_{\in,1} + \mathbf{S}_{2,out} \mathbf{R}_{c,2} \mathbf{F}_{\in,2}) \mathbf{H}_{\in}(0) = \mathbf{M} \mathbf{H}_{\in}(0) \quad (15)$$

여기서, 2×2 전송행렬 \mathbf{M} 의 각 요소들은 아래와 같다.

$$m_{11} = m_{22} = P_{in,1} P_{1,out} \cos(\beta_1 z_o) + P_{in,2} P_{2,out} \cos(\beta_2 z_o),$$

$$m_{12} = i \{ Z_1 Q_{in,1} P_{1,out} \sin(\beta_1 z_o) + Z_2 Q_{in,2} P_{2,out} \sin(\beta_2 z_o) \},$$

$$m_{21} = i \{ Y_1 Q_{in,1} P_{1,out} \sin(\beta_1 z_o) + Y_2 Q_{in,2} P_{2,out} \sin(\beta_2 z_o) \}.$$

위의 얻어진 결과에서 보듯이, 식 (15)은 입력단에서의 반사 특성을 고려하지 않은 결과이다. 이 식을 진행파 (+첨자로 표시)와 반사파 (-첨자로 표시)의 성분들로 다시 표현하면

$$\begin{bmatrix} V_{out}^{(+)}(z_o) \\ I_{out}^{(+)}(z_o) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(+)}(0) + V_{in}^{(-)}(0) \\ I_{in}^{(+)}(0) - I_{in}^{(-)}(0) \end{bmatrix} \quad (16)$$

와 같다. 결국, 위의 식 (16)에 등가 관계식 $V_\zeta = Y_\zeta I_\zeta$ 을 적용하여 입력 단에서의 반사계수 Γ_{in} 을 구하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_{in}^{(-)}(0)}{V_{in}^{(+)}(0)} = \frac{(n_{in} - n_{out})m_{11} + (\tilde{m}_{21} - n_{out}\tilde{m}_{12})}{(n_{in} + n_{out})m_{11} + (\tilde{m}_{21} + n_{out}\tilde{m}_{12})} \quad (17)$$

여기서, 정규화 전송 요소들은

$$\begin{aligned} \bar{m}_{12} &= i \left\{ \frac{n_{in}}{n_1} Q_{in,1} P_{1,out} \sin(\beta_1 z_o) \right. \\ &\quad \left. + \frac{n_{in}}{n_2} Q_{in,2} P_{2,out} \sin(\beta_2 z_o) \right\} \\ \bar{m}_{21} &= i \{ n_1 Q_{in,1} P_{1,out} \sin(\beta_1 z_o) \\ &\quad + n_2 Q_{in,2} P_{2,out} \sin(\beta_2 z_o) \} \end{aligned}$$

와 같고, 유효 굴절률 $n_\xi = \beta_\xi / k_o (\xi = 1, 2, in, out)$ 이다. 같은 방법으로, 그 투과계수를 구하면 다음과 같이 결정된다.

$$T_{out}^{TE} = \frac{V_{out}^{(+)}(z_o)}{V_{in}^{(+)}(0)} = (1 - \Gamma_{in}) \bar{m}_{12} + (1 + \Gamma_{in}) m_{11} \quad (18)$$

결국, TE모드에 대한 결합기의 전력 전송특성 (입력전압에 대한 출력전압의 비율)을 나타내는 결합효율은 아

래와 같이 정의될 수 있다.

$$\eta = \frac{P_{out}(z_o)}{P_{in}(0)} = |T_{out}^{TE}|^2 \quad (19)$$

같은 방법으로, 참고문헌 [4, 5]에 주어진 TM모드에 대한 모드 관계식을 사용하면 식 (19)와 유사한 TM모드에 대한 결합효율을 구할 수 있다.

앞의 II장에서 고려한 그림 3과 4의 분산곡선에서 최대 전력전송은 균등분배 조건을 만족하는 전기장분포 (Guide Mode)에서 발생한다고 언급하였다. 이를 확인하기 위하여, 전파거리에 따른 photonic 안테나의 TE₀, TM₀ 모드들의 결합효율을 그림 6에 도시하였다. 그림에서 보듯이, 위상정합 조건에서 광 신호는 TE₀, TM₀ 모드들에 대하여 각각 $L_{ph} \approx 221.5 \mu m$ 와 $240 \mu m$ 의 결합길이 (coupling length)를 나타내었으며, 그 길이에서 각각 약 98%와 95%의 결합효율을 나타내었다. 또한, 최소간격 조건에서 광 신호는 각각 $L_{min} \approx 298.2 \mu m$ 와 $324.6 \mu m$ 의 결합길이를 나타내었으며, 그 길이에서 각각 약 73%와 78%의 결합효율을 나타내었다.

이에 반하여, 본 논문에서 처음 제시한 균등분배 조건에서는 각각 $L_{pdr} \approx 289.9 \mu m$ 와 $316 \mu m$ 의 결합길

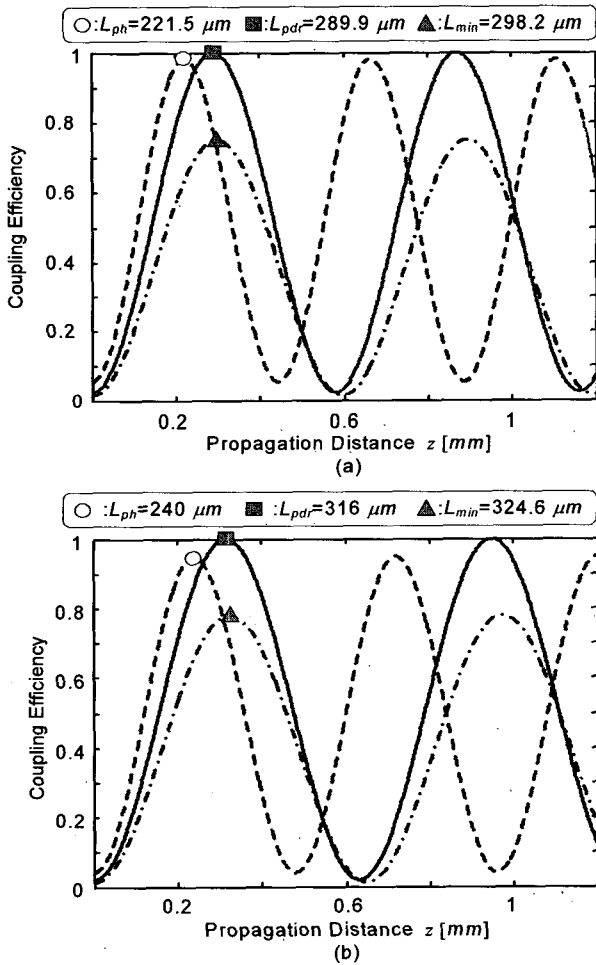


그림 6. 전파거리에 따른 결합효율의 변화: (a) TE₀ 모드, (b) TM₀ 모드
Fig. 6. Variation of coupling efficiency along with propagation distance: (a) TE₀ mode, and (b) TM₀ mode.

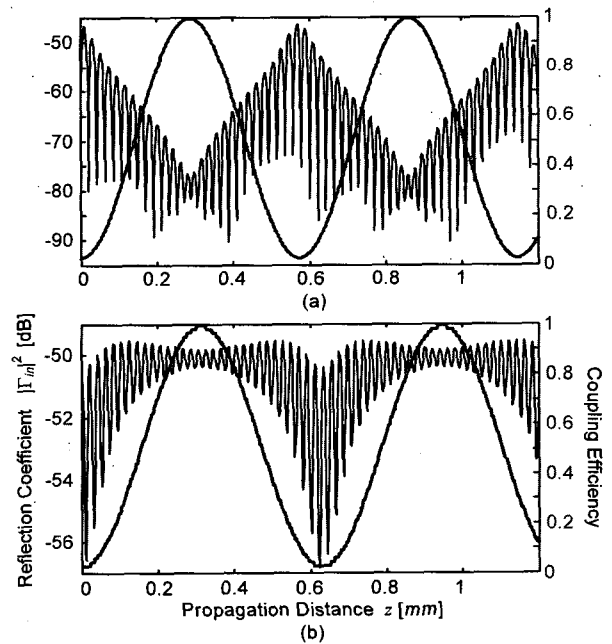


그림 7. 전파거리에 따른 반사계수의 변화: (a) TE₀ 모드, (b) TM₀ 모드
Fig. 7. Variation of reflection coefficient along with propagation distance: (a) TE₀ mode, and (b) TM₀ mode.

이를 나타내었으며, 그 길이에서 99% 이상의 모든 입력 신호가 출력으로 결합됨을 나타내었다. 더욱이, 선정된 균등분배 조건에서 식 (17)에 주어진 반사계수의 변화를 수치해석 하였다. 그림 7에서 보듯이, 결합기의 입력 경계면에서 발생하는 반사계수의 크기는 결합길이 L_{pdr} 에서 포락선 (envelope)의 변화가 최소가 되었으며, 약 -50 dB 이하의 무시할 정도로 작은 값을 나타내었다. 이와 같은 현상에 대한 물리적 의미는 "최대 전력전송을 위한 결합길이와 반사전력의 변화를 최소화하기 위한 결합길이"가 서로 일치한다는 것이다." 그러므로 광 방향성 결합기에서 최대 전력결합특성을 얻기 위한 결합길이는 지금까지 알려져 왔던 입/출력 단 사이의 출력전력으로부터 뿐만 아니라, 입력 단에서의 반사전력을 분석함으로써 또한 결정할 수 있음을 알 수 있다.

결국, 광 신호에 의하여 유도되는 이 전송된 전력은 microwave-modulated 전류에 기인한 필드를 슬랩영역에 형성하며, 형성된 필드는 마이크로 스트립 안테나를 통하여 송출된다.

IV. 결 론

광섬유를 이용한 새로운 형태의 광무선 통신용 photonic 안테나의 결합특성을 분석하였다. Photonic 안테나 설계 시 중요한 특성 중의 하나인 광섬유와 광전도 물질들 (슬랩도파로)과의 최적 결합효율을 분석하기 위하여 기존에 제시되어 왔던 조건들과 본 논문에서 처음 제시한 조건을 비교 분석하였다. 분석 결과, 광 신호는 지금까지 광 방향성 결합기의 최적 결합효율을 얻기 위하여 사용되어 왔던 위상정합 조건 (Phase-Matching Condition)이나 최소간격 조건 (Minimum-Gap Condition)에서 최대 전력전송이 발생하지 않았으며, 새로운 조건인 균등분배 조건 (Equi-Partition Condition)에서 거의 모든 입사전력이 광섬유로부터 슬랩도파로로 결합됨을 보였다.

이는 기존의 조건들이 방향성 결합기의 결합영역에 오직 국한되어 그 결합특성들을 분석한 결과라고 판단되며, 서로 다른 전송구조들의 연속적인 결합에서는 입/출력경계면들의 불연속 특성들을 고려하는 새로운 조건이 필요하다는 것을 의미하는 것이다.

결국, 제안한 구조는 광 신호를 전기적 신호로 변환하여 송출하는 무선 송/수신 단의 크기를 현저하게 줄일 수 있으며, 광 신호를 전기적 신호로 변환할 때 발생하는 전력손실과 같은 여러 가지 문제점들을 해소할 수

있는 하나의 좋은 대안이라 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] W. W. Eng, et al., "The first demonstration of an optically steered microwave phased array antenna using true-time delay," *J. Lightwave Technol.* Vol. 9, pp. 1124-1131, 1991.
- [2] A. P. Goutzoulis and D. K. Davies, "Hardware-compressive 2D fiber optic line architecture for time steering of phased array antenna," *Appl. Opt.*, Vol. 29, pp. 5353-5359, 1990.
- [3] K. C. Ho, G. Griffel and T. Tamir, "Polarization splitting in lossy/gainy MQW directional couplers," *J. Lightwave Technol.* Vol. 15, pp. 1233-1240, 1997.
- [4] 호광춘, 김준한, 김영권, "광통신용 광 결합기의 모드 전송선로 해석법," 대한전자공학회지, 제 35권 7호, pp. 25-31, 1998.
- [5] 호광춘, 박천관, "광통신용 원통형 격자필터 설계를 위한 모드 전송선로 이론," 대한전자공학회지, 제 40권, 제 4호, pp. 18-26, 2003.
- [6] Donald L. Lee, *Electromagnetic Principles of Integrated Optics* (John Wiley & Sons, 1986)
- [7] J. K. Butler, N-H Sun, G. A. Evans, L. Pang, and P. Congdon, "Grating-Assisted Coupling of Light between Semiconductor and Glass Waveguides," *J. Lightwave Technol.* Vol. 16, pp. 1038-1048, 1998.

저 자 소 개

호 광 춘(정회원)
대한전자공학회 논문지
제40권 SD편 제4호 참조