

# 불연속 입력 경계면과 전송 손실이 있는 광 편파기 설계를 위한 새로운 편파조건

## Novel Polarization Condition of Optical Polarized Beamsplitter with Misaligned Input Interface and Guiding Loss

盧光春

Kwang-Chun Ho

### Abstract

Using modal transmission-line theory (MTLT), it explores rigorously the polarization characteristics of TE-TM mode optical polarized beamsplitter with misaligned input interface. To verify the validity of the approach proposed in this paper, a novel polarization condition is defined, and it compares and evaluates with the polarization condition of coupled-mode theory (CMT) used widely. The numerical results reveal that the discontinuity of misaligned input interface has nothing to do with the polarization condition of beamsplitter. Furthermore, the condition of CMT is no longer effective at the asymmetric guiding structures with strong power coupling.

### 요약

모드 전송선로 이론을 이용하여 불연속 입력경계면을 갖는 TE-TM 모드 광 편파기의 편파특성을 정확하게 분석하였다. 제안한 해석법의 타당성 및 정확성을 분석하기 위하여 새로운 편파조건을 정의하였으며, 기존에 널리 사용하여 왔던 결합모드 이론의 편파조건과 비교 분석하였다. 분석 결과, 불연속 입력경계면의 불연속 특성은 광 편파기의 편파조건에 영향을 주지 않았으나, 결합특성이 약하고 전송구조가 비 대칭 구조인 경우 근사적 해석법인 결합 모드 이론의 편파조건이 부정확함을 알 수 있었다.

Keywords : Polarization Condition, Optical Polarized Beamsplitter, Equivalent Network

### 1. 서론

최근 방향성 결합기를 이용한 광통신용 TE-TM 모드 편파기의 설계가 많은 관심을 갖고 연구되어 왔다 [1,2]. 특히, 단일 모드 광통신 시스템에서 방대한 양의 자료를 초고속으로 전송하기 위하여 서로 직교특성을

나타내는 TE-TM 모드를 동시에 입사하고, 출력 단에서 서로 다른 도파로를 통하여 분리하는 편파기의 이용이 필수적이다.

그 편파기의 편파특성을 분석하고 설계하기 위하여 지금까지 결합모드 이론 (coupled-mode method; CMM)[3], 빔 전파 이론 (beam propagation method BPM)[4, 5]과 같은 근사적인 해석법들이 사용되어 왔다. 비록, 이들 이론들이 일반적으로 정확한 수치 해석적 결과를 제공하지만, 불연속 경계면들을 갖는 복잡하고 다양한 전송구조의 능동형 편파기의 설계에 정확

漢城大學校 情報通信工學科

(Dept. of Information and Communications Eng., Hansung University)

接受日:2007年 2月 00日, 修正完了日:2007年 5月 00日

한 결과를 제공하지 못한다.

이를 위하여 본 논문에서는 모든 특성의 전송구조에서 광 편파기의 편파특성을 정확하고 쉽게 분석할 수 있는 모드 전송선로 이론 (modal transmission-line technique MTLT)을 제안하였다. 그 제안된 광 편파기의 전송구조와 적용된 모드 전송선로 이론의 등가 전송선로가 그림 1에 자세하게 도시되어 있다. 또한, 최적의 TE-TM 모드 편파거리 (polarization length)를 결정하기 위하여 결합효율에 기초한 새로운 편파조건 (polarization condition)인 모드억압 비율 (mode-suppression ratio)을 정의하여 광 편파기의 특성을 분석하였다.

정의된 새로운 편파조건을 이용하여, 본 논문에서는 CMM와 MTLT에서 제안한 편파조건들을 결합특성이 강하고 전송구조가 대칭적 구조인 경우와 결합력이 약하고 비 대칭적인 전송구조인 경우에서 비교 분석하였다. 더욱이, 불연속 입력경계면이 광 편파기의 편파조건에 어떠한 영향을 미치는지에 대하여 자세하여 분석하였다.

## II. 광 편파기의 모드 전송선로 이론과 편파조건

그림 1(a)에서 보듯이, 상향 채널을 통하여 광 편파기에 입력된 TE-TM 모드들은 편파기 내에서 임의의

편파거리  $z = z_p$ 를 진행한 후에 TE 모드는 하향 채널을 통하여, TM 모드는 상향 채널을 통하여 분리 전송된다. 이 광 편파기에서 전송하는 TE-TM 모드들의 편파특성을 분석하기 위하여  $y$ -축에 대한 그 필드의 변화가 없다고 가정하였다. 그때 MTLT의 원리를 적용하여 각 입, 출력 단에서의 TE-TM 모드에 대한 등가 관계식을 표현하면 아래와 같다[6].

$$E_y(x, z) = V(z)e(x) = -\frac{\omega\mu_0}{k_z} H_x \text{ (TE modes)}$$

$$H_y(x, z) = I(z)h(x) = -\frac{\omega\epsilon_0\epsilon_j}{k_z} E_x \text{ (TM modes)} \quad (1)$$

여기서,  $V(z), I(z)$ 는 모드 전압과 전류를 나타내며,

$e(x), h(x)$ 는 각 모드들의 횡 방향 모드 함수이다.

그와 같은 개념으로 편파기의 편파영역에서 진행하는 모드들의 그 등가 관계식은 다음과 같이 편파기 내에서 발생하는 기/우 모드들로 구성되는 중첩모드 (supermodes)들의[7] 선형적 결합으로 표현할 수 있다.

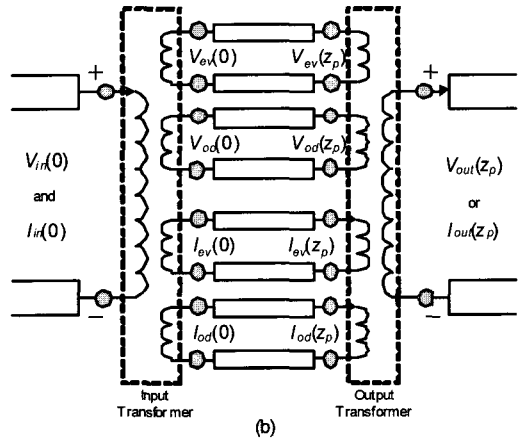
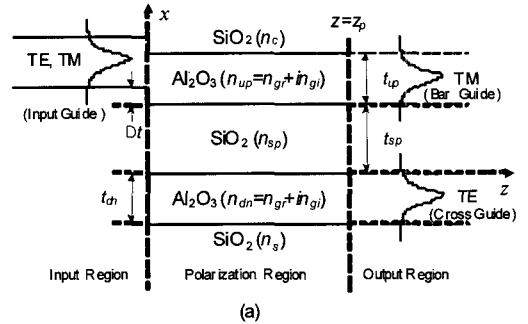


그림 1. (a) 불연속 입력경계면을 갖는 광 편파기의 전송구조, (b) MTLT에 기초한 그림 1(a)의 등가 전송선로.

Fig. 1. (a) Geometry of Optical Beamsplitter with misaligned input interface, and (b) Equivalent Transmission Line of figure (a) based on MTLT.

$$E_c(x, z) = V_{ev}(z)e_{ev}(x) + V_{od}(z)e_{od}(x) \text{ (TE modes)}$$

$$H_c(x, z) = I_{ev}(z)h_{ev}(x) + I_{od}(z)h_{od}(x) \text{ (TM modes)} \quad (2)$$

여기서, 아래첨자  $c$ 는 편파영역 ( $0 < z < z_p$ )을 나타내며,  $ev, od$ 는 각각 우 모드와 기 모드를 나타낸다. 먼저, 입력 단에서 식 (1)과 (2)에 주어진 모드 성분들 사이의 연속관계를 결정하자. 그림 1에서 보듯이, 입력 신호 TE-TM 모드가 상향 도파로를 통하여 입사되었다고 가정하자. 그때 입력 신호와 편파영역에서 생성된 두 중첩모드들 사이에 다음과 같은 등가관계가 성립한다.

$$V_{in}^{(E)}(0)e_{in}^{(E)}(x) + I_{in}^{(H)}(0)h_{in}^{(H)}(x) \cong V_{ev}^{(E)}(0)e_{ev}^{(E)}(x) + V_{od}^{(E)}(0)e_{od}^{(E)}(x) + I_{ev}^{(H)}(0)h_{ev}^{(H)}(x) + I_{od}^{(H)}(0)h_{od}^{(H)}(x) \quad (3)$$

여기서, 위 첨자 E는 TE모드를, H은 TM모드를 나타낸다. 결국, 입력 단에서 발생하는 입력신호와 중첩모드들 사이의 입력 변환 계수 (input transformer coefficients)는 TE-TM 모드의 직교조건

$$\int_{cs} \frac{1}{\epsilon_j} \psi_p^{(\zeta)}(x) \psi_q^{(\xi)}(x) dS = \delta_{pq} \delta_{\zeta\xi} \quad (4)$$

을 이용하여 구할 수 있다. 여기서, p, q는 ev, od를 나타내며,  $\zeta, \xi$ 는 E또는 H을 나타내고, TE모드의 경우 임의의 j-번째 전송 층에서의 유전상수  $\epsilon_j = 1$ 이다. 그때,  $e_{(p,q)}^{(E)}(x)$ 와  $h_{(p,q)}^{(H)}(x)/\epsilon_j$ 을 식 (3)에 대입하고 전송구조의 횡단면을 따라 적분하면 아래와 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ev}^{(E)}(0) &= A_{in,ev}^{(E,E)} V_{in}^{(E)}(0) + A_{in,ev}^{(H,E)} I_{in}^{(H)}(0), \\ V_{od}^{(E)}(0) &= A_{in,od}^{(E,E)} V_{in}^{(E)}(0) + A_{in,od}^{(H,E)} I_{in}^{(H)}(0), \\ I_{ev}^{(H)}(0) &= A_{in,ev}^{(E,H)} V_{in}^{(E)}(0) + A_{in,ev}^{(H,H)} I_{in}^{(H)}(0), \\ I_{od}^{(H)}(0) &= A_{in,od}^{(E,H)} V_{in}^{(E)}(0) + A_{in,od}^{(H,H)} I_{in}^{(H)}(0), \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, 입력 변환 계수는

$$\begin{aligned} A_{in,(ev,od)}^{(\zeta,H)} &= \int_{cs} \frac{1}{\epsilon_j} \psi_{in}^{(\zeta)}(x) \left( \psi_{(ev,od)}^{(H)}(x) \right)^* dS, \\ A_{in,(ev,od)}^{(\zeta,E)} &= \int_{cs} \psi_{in}^{(\zeta)}(x) \left( \psi_{(ev,od)}^{(E)}(x) \right)^* dS \end{aligned}$$

와 같고, 식 (5)를 행렬형태로 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ev}^{(E)}(0) \\ V_{od}^{(E)}(0) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{in,ev}^{(E,E)} & A_{in,ev}^{(H,E)} \\ A_{in,od}^{(E,E)} & A_{in,od}^{(H,E)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(E)}(0) \\ I_{in}^{(H)}(0) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} I_{ev}^{(H)}(0) \\ I_{od}^{(H)}(0) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{in,ev}^{(E,H)} & A_{in,ev}^{(H,H)} \\ A_{in,od}^{(E,H)} & A_{in,od}^{(H,H)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(E)}(0) \\ I_{in}^{(H)}(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

결국,  $z=0$ 에서 입사된 TE-TM모드들은 서로 결합하여 임의의 거리 (즉, 편파거리)  $z=z_p$ 를 진행한 후 분리되어 각각 다른 도파로를 따라 출력된다. 그림 1(a)에서 보듯이, TE모드는 하향 도파로를 따라 TM모드는 상향 도파로를 따라 출력된다. 그때 출력 단에서의 연속조건을 이용하면 편파거리에서의 중첩모드들과 출력모드들 사이에서

$$\begin{aligned} &V_{ev}^{(E)}(z_p) e_{ev}^{(E)}(x) + V_{od}^{(E)}(z_p) e_{od}^{(E)}(x) \\ &+ I_{ev}^{(H)}(z_p) h_{ev}^{(H)}(x) + I_{od}^{(H)}(z_p) h_{od}^{(H)}(x) \\ &\cong V_{out}^{(E)}(z_p) e_{out}^{(E)}(x) + I_{out}^{(H)}(z_p) h_{out}^{(H)}(x) \end{aligned} \quad (7)$$

와 같은 관계식을 얻을 수 있고, 식 (4)에 주어진 직교조건을 식 (7)에 적용하면

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ev}^{(E)}(z_p) \\ V_{od}^{(E)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{out,ev}^{(E,E)} & A_{out,ev}^{(H,E)} \\ A_{out,od}^{(E,E)} & A_{out,od}^{(H,E)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out}^{(E)}(z_p) \\ I_{out}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} I_{ev}^{(H)}(z_p) \\ I_{od}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{out,ev}^{(E,H)} & A_{out,ev}^{(H,H)} \\ A_{out,od}^{(E,H)} & A_{out,od}^{(H,H)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out}^{(E)}(z_p) \\ I_{out}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

와 같은 행렬 식을 얻을 수 있다. 그러므로, 식 (6)과 (8)을 아래와 같은 편파영역 내에서 전송되는 모드 전압, 전류 성분들 사이의 관계를 나타내는 전달 행렬에 대입하면

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{ev}^{(E)}(z_p) \\ V_{od}^{(E)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{jk_z^{(E)} z_p} & 0 \\ 0 & e^{jk_z^{(E)} z_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ev}^{(E)}(0) \\ V_{od}^{(E)}(0) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} I_{ev}^{(H)}(z_p) \\ I_{od}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} e^{jk_z^{(H)} z_p} & 0 \\ 0 & e^{jk_z^{(H)} z_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ev}^{(H)}(0) \\ I_{od}^{(H)}(0) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

TE-TM 모드들에 대한 다음과 같은 임/출력 관계를 나타내는 등가 전송선로 식을 얻을 수 있다. 이에 대한 자세한 등가 전송선로가 그림 1(b)에 도시되어 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{out}^{(E)}(z_p) \\ I_{out}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(E)}(0) \\ I_{in}^{(H)}(0) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} V_{out}^{(E)}(z_p) \\ I_{out}^{(H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(E)}(0) \\ I_{in}^{(H)}(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, 22 전송행렬들은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{out,ev}^{(E,E)} & A_{out,ev}^{(H,E)} \\ A_{out,od}^{(E,E)} & A_{out,od}^{(H,E)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_{in,ev}^{(E,E)} e^{jk_z^{(E)} z_p} & A_{in,ev}^{(H,E)} e^{jk_z^{(E)} z_p} \\ A_{in,od}^{(E,E)} e^{jk_z^{(E)} z_p} & A_{in,od}^{(H,E)} e^{jk_z^{(E)} z_p} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{out,ev}^{(E,H)} & A_{out,ev}^{(H,H)} \\ A_{out,od}^{(E,H)} & A_{out,od}^{(H,H)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_{in,ev}^{(E,H)} e^{jk_z^{(H)} z_p} & A_{in,ev}^{(H,H)} e^{jk_z^{(H)} z_p} \\ A_{in,od}^{(E,H)} e^{jk_z^{(H)} z_p} & A_{in,od}^{(H,H)} e^{jk_z^{(H)} z_p} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

위에 주어진 결과 식에서 보듯이, 식 (9)은 입력단에서의 반사 특성을 고려하지 않은 결과이다. 이 식을 진행과 (+첨자로 표시)와 반사파 (-첨자로 표시)의 성분들로 다시 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{out}^{(+E)}(z_p) \\ I_{out}^{(+H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(+E)}(0) + V_{in}^{(-E)}(0) \\ I_{in}^{(+H)}(0) - I_{in}^{(-H)}(0) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} V_{out}^{(+E)}(z_p) \\ I_{out}^{(+H)}(z_p) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in}^{(+E)}(0) + V_{in}^{(-E)}(0) \\ I_{in}^{(+H)}(0) - I_{in}^{(-H)}(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

그러므로, 불연속 입력단에 기인한 반사특성 ( $\Gamma_{in}^{(E)} = V_{in}^{(-E)} / V_{in}^{(+E)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(H)} = I_{in}^{(-H)} / I_{in}^{(+H)}$ )을 고려하면, 입력 전력에 대한 출력 전력의 비율을 나타내는 결합효율을 정의할 수 있다.

$$\eta_{TE} = \text{Re} \left\{ \frac{k_{z,out}^{(E)}}{k_{z,in}^{(E)}} \left| \frac{V_{out}^{(E)}(z_p)}{V_{in}^{(E)}(0)} \right|^2 \right\},$$

$$\eta_{TM} = \text{Re} \left\{ \frac{k_{z,out}^{(H)}}{k_{z,in}^{(H)}} \left| \frac{I_{out}^{(H)}(z_p)}{I_{in}^{(H)}(0)} \right|^2 \right\} \quad (11)$$

여기서, 입, 출력 단에서의 각 모드 전압과 전류 비율은

$$\frac{V_{out}^{(+E)}(z_p)}{V_{in}^{(+E)}(0)} = \left( \frac{q_{12}t_{11} - q_{11}t_{12}}{q_{12} - t_{12}} \right) (1 + \Gamma_{in}^{(E)}),$$

$$\frac{I_{out}^{(+H)}(z_p)}{I_{in}^{(+H)}(0)} = \left( \frac{q_{21}t_{22} - q_{22}t_{21}}{q_{21} - t_{21}} \right) (1 - \Gamma_{in}^{(H)})$$

와 같고,  $k_{z,in}^{(E,H)}$  과  $k_{z,out}^{(E,H)}$  은 각각 입출력 영역에서 TE, TM 모드들의 전파 상수들이다.

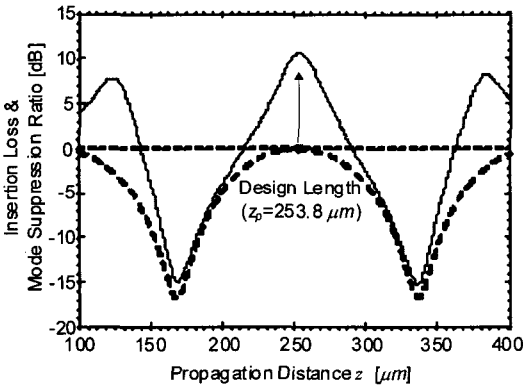


그림 2. 불연속 입력 경계면이 없는 ( $\Delta t = 0$ ) 대칭형 편파기의 전파거리에 따른 삽입손실(점선)과 TM 모드 억압비율(실선).

Fig. 2. Insertion Loss and Mode Suppression Loss for TM mode in Symmetric Beamsplitter with  $\Delta t = 0$ .

결국, 그림 1에서 보듯이 임의의 편파거리를 진행한 후 상향 또는 하향 전송채널을 통하여 분리되는 TE-TM 모드들의 편파특성을 분석하고, 최적의 편파거리 (polarization length)를 결정하기 위하여 다음과 같은 새로운 편파조건인 모드 억압비율 (mode suppression ratio)을 정의할 수 있다.

$$M_{SR} = \begin{cases} \frac{\eta_{TE}}{\eta_{TM}} \text{ (TM mode suppression)} \\ \frac{\eta_{TM}}{\eta_{TE}} \text{ (TE mode suppression)} \end{cases} \quad (12)$$

위의 식에서 보듯이, 만일 하나의 출력 전송채널에서 TM 모드가 억압되면 (즉, TM 모드의 결합효율  $\eta_{TM}$ 이 최소가 되면) TM모드 억압비율  $M_{SR}$ 는 최대가 되면, 그 출력 전송채널을 통하여 TE 모드가 편파되어 출력된다. 그와 동시에 다른 하나의 전송채널에서는 TE 모드의 결합효율  $\eta_{TE}$ 이 최소가 되어 (즉, TE 모드 억압비율  $M_{SR}$ 가 최대가 되어) 그 전송채널을 통하여 TM 모드가 방사된다.

### III. 수치해석결과 및 분석

본 논문에서 제안한 MTLT에 기초한 편파조건인 타당성과 정확성을 보이기 위하여 첫 번째로, 그림 1(a)에 도시된 광 편파기 전송구조에서 불연속 입력경계면이 없는 (즉,  $\Delta t = 0$  인) 대칭적 전송구조에 대한 편파특성을 분석하였다. 그 대칭적 전송구조의 상향, 하향도파로의 두께는  $t_{dn} = t_{up} = 0.5 \mu\text{m}$ , 중간 spacer 층의 두께는  $t_{sp} = 1.5 \mu\text{m}$ 로 정의하였으며, 각 전송층의 굴절률은  $n_c = n_s = n_{sp} = 1.3$  과  $n_{dn} = n_{up} = n_{gr} = 1.5$  와 같이 손실성분이 없는 (즉,  $n_{gr} = 0$ ) 물질로 선택하였다. 그리고, TE-TM 모드는 광 신호 파장인  $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 에서 동작하도록 하였다.

그 결과, 그림 2에서 보듯이 입력 도파로를 통하여 동시에 입사된 TE-TM 모드는 편파거리  $z_p = 253.8 \mu\text{m}$ 에서 TM 모드 억압비율  $M_{SR}$ 이 약 10dB이상으로 최대가 되었으며, 그 삽입손실  $I_{loss} = 10 \log(\eta_{TE})$ 는 무시할 정도로 적었다. 그러므로, 그림 3(a)에서 보듯이 이 편파거리에서 TE 모드는 cross 도파로 (실선으로 표시)를 통하여 TM 모드는 bar 도파로 (점선으로 표시)를 통하여 편파된다.

더욱이, 그림 3(b)에 도시된 입력 경계면에서의

TE-TM 모드들의 반사계수  $\Gamma_{in}^{(E,H)}$ 에서 보듯이, 그 결정된 편파거리에서 TE 모드의 반사계수 변화율은

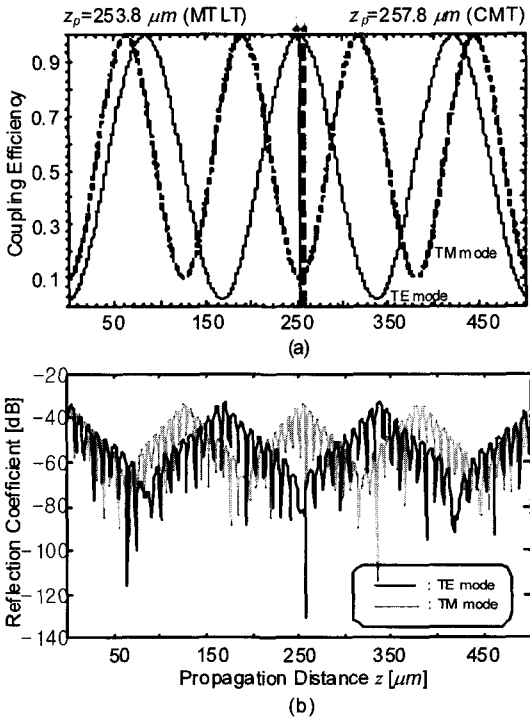


그림 3. 불연속 입력 경계면이 없는 ( $\Delta t = 0$ ) 대칭형 편파기의 전파거리에 따른 (a) 결합효율, (b) 입력단에서의 반사계수.

Fig. 3. (a) Coupling Efficiency, and (b) Reflection Coefficient in Input Interface of Symmetric Beamsplitter with  $\Delta t = 0$ .

최소가 되었으며, TM 모드의 변화율은 최대가 되었다. 그러므로, TE-TM 광 편파기에서 최적의 편파거리는 입력 단에서의 TE-TM 모드들의 반사계수 변화율을 이용하여 또한 정확하게 결정할 수 있음을 알 수 있다. 이에 반하여,

$$z_p = \frac{L_{TE}L_{TM}}{L_{TM} - L_{TE}} = \frac{\pi}{\left|k_{z,ev}^{(E)} - k_{z,od}^{(E)}\right| - \left|k_{z,ev}^{(H)} - k_{z,od}^{(H)}\right|} \quad (13)$$

와 같은 CMT의 편파조건[5]에 의하여 수치

해석적으로 결정된 편파거리는  $z_p = 257.8 \mu\text{m}$  로

나타났다. 여기서,  $L_{TE}, L_{TM}$  은 각각 TE, TM모드의

결합길이 (coupling length)를 나타내며,  $k_{z,ev}^{(E,H)}$  과

$k_{z,od}^{(E,H)}$  은 각각 편파기내에서 진행되는 TE, TM 우/기 모드들의 전파 상수들이다. 그러므로, 불연속

입력경계면이 없는 대칭적 전송구조에서 두 해석법 사이의 편파거리는 무시할 정도로 작은 약 1.5%의 오차율이 발생하였다. 두 번째로, 상/하향 도파로의 두께가

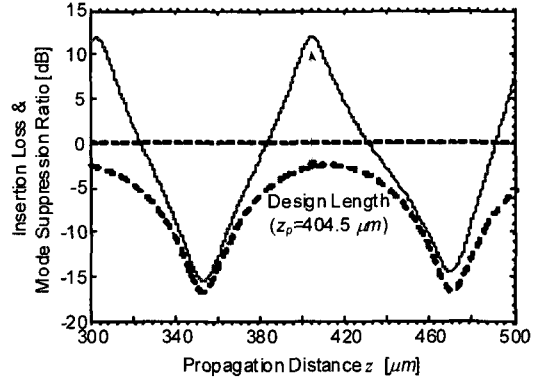


그림 4. 불연속 입력 경계면이 없는 ( $\Delta t = 0$ ) 비 대칭형 편파기의 전파거리에 따른 삽입손실(점선)과 TM 모드 억압비율(실선).

Fig. 4. Insertion Loss and Mode Suppression Loss for TM mode in Asymmetric Beamsplitter with  $\Delta t = 0$ .

$t_{dn} = 0.5 \mu\text{m}, t_{up} = 0.45 \mu\text{m}$  이고 중간 spacer 영역

의 두께가  $t_{sp} = 1.5 \mu\text{m}$  인 손실성분과 불연속 입력경

계면이 없는 비 대칭 전송구조에 대한 편파특성을 분석하였다. 그림 4에서 보듯이, 비 대칭 전송구조인 경

우 편파거리  $z_p = 404.5 \mu\text{m}$  에서 TM 모드 억압비

율  $M_{SR}$  은 약 10dB이상으로 최대가 되었으나, 그 거

리에서 삽입손실  $I_{loss}$  는 -2.6dB 정도의 손실이 나타

났다. 그러므로, 본 논문에서는 광 편파기 설계에 초점을 맞추어 TM 모드 억압비율이 최대가 되는 이 전파

거리를 비 대칭 전송구조의 최적 편파거리로 선택하였다. 결국, 그림 5(a)와 (b)에서 보듯이, 최적 편파거리

로 선택한  $z_p = 404.5 \mu\text{m}$  와 식 (13)에 주어진 CMT의 편파조건으로부터 결정된 편파거리

$z_p = 357.9 \mu\text{m}$  사이에 약 11.5%의 상당한 오차율이 발생함을 보여주고 있다.

결국, 얻어진 수치 해석적 결과로부터 다음과 같은 결론을 얻을 수 있다. 근사적인 이론인 CMT의 편파조건은 광 편파기내에서 전파하는 중첩모드들의 전력결

합이 강한 대칭인 전송구조의 경우에 정확한 수치적 결과를 제공하지만, 중첩모드들의 결합력이 약한 비대칭 전송구조와 같은 편파기의 설계에 그 분석 결과를 적용하기가 어렵다는 것을 알 수 있다. 그러므로, 전송구조와 동작 파장에 매우 민감한 광 편파기를 설계하기 위하여는 본 논문에서 제안한 편파조건을 이용하여 편파거리를 결정하여야 한다.

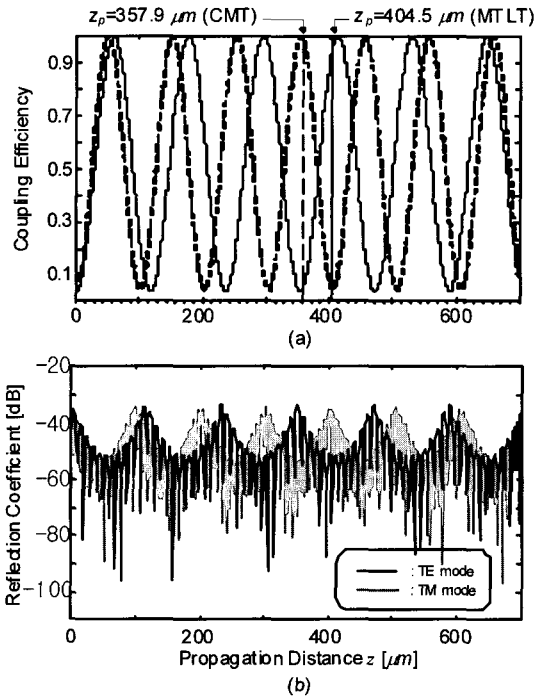


그림 5. 불연속 입력경계면이 없는( $\Delta t = 0$ ) 비대칭 편파기의 전파거리에 따른 (a) 결합효율, (b) 입력단에서의 반사계수.  
Fig. 5. (a) Coupling Efficiency, and (b) Reflection Coefficient in Input Interface of Asymmetric Beamsplitter with  $\Delta t = 0$ .

이를 좀더 명확하게 이해하기 위하여, 세 번째로 광 편파기 전송구조에서 중간 spacer 영역의 두께  $t_{sp}$ 가 변함에 따라 MTLT와 CMT로부터 결정된 편파거리가 어떻게 변하며 어떠한 영향을 받는지 분석하였다. 그림 6에서 보듯이, CMT의 편파조건인 식 (13)으로부터 결정된 편파거리는 대칭, 비대칭 전송구조에 관계없이 중간 spacer 영역의 두께  $t_{sp}$ 가 증가함에 따라 연

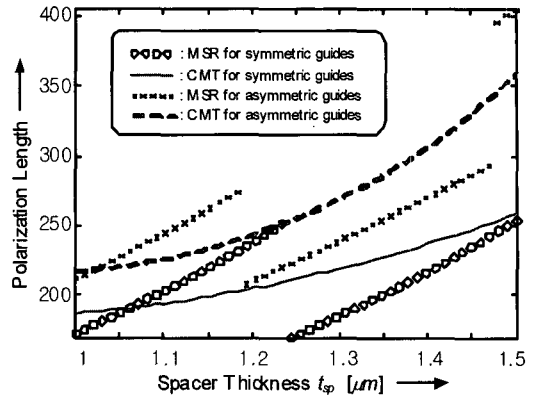


그림 6. 불연속 입력경계면이 없는( $\Delta t = 0$ ) 편파기의 중간 spacer 두께에 따른 편파거리의 변화.  
Fig. 6. Variation of Polarization Length along with Spacer Thickness of Beamsplitter with  $\Delta t = 0$ .

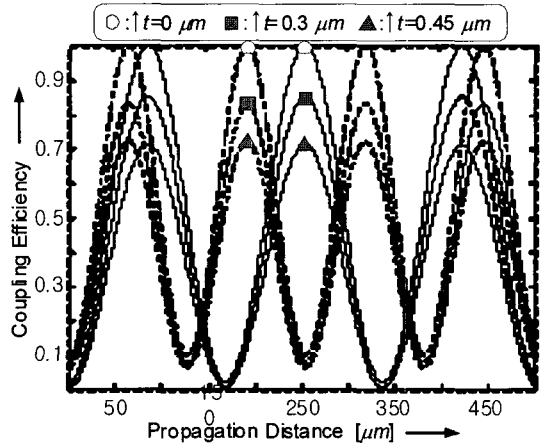


그림 7. 불연속 입력경계면을 고려한 편파기의 전파거리에 따른 결합효율의 변화. 여기서, 실선은 TE 모드를 점선은 TM 모드를 나타낸다.  
Fig. 7. Variation of Coupling Efficiency along Propagation Distance of Beamsplitter with Misaligned Input Interface.

속적으로 증가하였다. 이에 반하여, 본 논문에서 제시한 편파조건인 식 (12)로부터 결정된 편파거리는  $t_{sp}$ 가 증가함에 따라 불연속적으로 변하는 특성을 나타내었다. 특히, 비대칭 전송구조에서의 불연속 특성이 강하게 나타났다. 이와 같은 결과는 CMT의 편파조건은 특정한 일부 전송구조에서만 올바른 편파거리를 제

공하고, 일반적인 모든 전송구조에 대하여는 올바른 결과를 제공하지 못함을 알 수 있다.

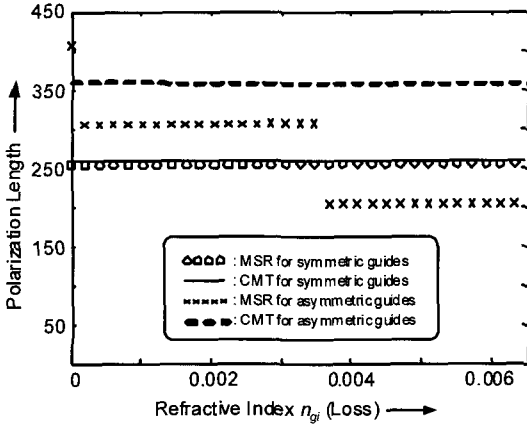


그림 8. 편파기 상/하향 전송채널의 손실성분에 따른 편파거리의 변화.

Fig. 8. Variation of Polarization Length along with Loss Factor in Upper/Lower Guiding Channels of Beamsplitter.

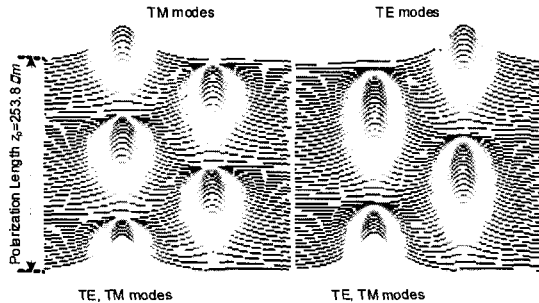


그림 9. TE/TM 모드 편파기의 빔 분리 특성을 보여주는 3차원 전송도.

Fig. 9. 3D Propagation Diagram of TE/TM Mode Beamsplitter.

네 번째로, 불연속 입력경계면이 광 편파기의 편파거리에 미치는 영향을 조사하였다. 그림 7에서보듯이, 실선으로 표시한 TE 모드와 점선으로 표시한 TM 모드의 결합길이 (coupling length)들은 불연속 입력경계면의 불연속 특성  $\Delta t$ 가 변함에 따라 변함없이 같게 나타났다으며, 오직 입력영역에서 입사된 광 신호가 광 편

파기로 결합되는 전력결합 (power coupling)의 크기만이  $\Delta t$ 가 증가함에 따라 현저하게 감소하였다. 이와 같은 결과는 입력경계면의 불연속 특성은 오직 식 (5)에 주어진 등가 전송선로의 입력 변환 계수 (input transformer coefficient)에 영향을 주어 입력영역에서 광편파기로 결합되는 광 신호의 결합특성을 저해할 뿐 광 편파기내에서 전파하는 TE-TM 중첩모드들의 전파특성에는 영향을 주지 않기때문에 발생하는 현상이다. 그러므로, 광 편파기를 설계할 때 불연속 입력경계면은 입사전력에 대한 출력전력의 결합효율을 저해시키지만, TE-TM 모드들의 편파조건에는 전혀 영향을 주지않음을 알 수 있다.

마지막으로, 광 편파기 상/하향 전송채널에서 손실이 발생하였을 경우 (즉,  $n_{gi} \neq 0$ 인 경우) MTLT와 CMT로부터 결정된 편파거리가 어떠한 영향을 받는지 분석하였다. 그림 8에서 보듯이, 편파기의 전송구조가 대칭인 경우 식 (12)와 (13)의 편파조건으로부터 결정된 편파거리들 사이의 오차는 거의 발생하지 않았다. 이에 반하여, 비 대칭 전송구조인 경우 손실성분이 증가함에 따라 편파거리들 사이의 오차가 점진적으로 증가함을 나타내었다. 이와 같은결과는 결합특성이 약하고, 전송물질의 굴절률이 실 수가 아닌 허수가 포함되어 있을경우 실수의 전파상수를 이용하여 편파거리를 결정하는 CMT의 편파조건인 식(13)은 더 이상적용할 수 없음을 보여 주는 것이다.

결국, 그림 3(a)에서 고려한 불연속 입력경계면이 없는 대칭전송구조에서의 TE-TM 모드 편파특성에 대한 3차원전송도를 그림 9에 도시하였다. 그림에서 보듯이, 상향채널을 통하여 입사된 TE-TM 모드가 편파거리를 진행한 후에 TE 모드는 하향채널을 통하여, 그리고 TM 모드는 상향채널을 통하여 분리됨을 잘 보여 주고 있다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 모든 형태의 전송구조에서 광 편파기의 편파특성을 정확하고 쉽게 분석할 수 있는 새로운 편파조건인 모드억압 비율 (mode-suppression ratio: MSR)을 정의하여 광 편파기의 특성을 분석하였다. 기존에 널리 사용되어 왔던 CMT의 편파조건과 비교 검토한 결과, CMT의 편파조건으로부터 결정된 편파거리는 오직 결합특성이 강하고, 전송구조가 대칭인 무 손실 전송구조에서만 올바른 결과를 제공하였다. 그러므로, 결합력이 약한 비 대칭 전송구조나 손실이 있는 일반적인 전송구조에서 편파거리를 정확하게 결정하기 위하여는 본 논문에서 제시한 새로운 편파조건

을 사용해야만 한다.

더욱이, 입력경계면에서의 불연속특성은 광 편파기의 편파거리를 결정하는 데에는 영향을 미치지 않았으나, 광 편파기 제작 시에 편파 분리되는 충분한 전송전력을 얻기 위하여는 반드시 고려되어야 함을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] F. Ghirardi, J. Brandon, M. Carr'e, A. Bruno, L. Menigaux, and A. Carenco, "Polarization splitter based on modal birefringence in InP/InGaAsP optical waveguide," IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 5, pp. 1047 - 1049, Sept. 1993.
- [2] A. N. Miliou, R. Srivastava, and R. V. Ramaswamy, "A 1.3- $\mu$ m directional coupler polarization splitter by ion exchange," J. Lightwave Technol., vol. 11, pp. 220 - 225, Feb. 1993.
- [3] H. F. Taylor and A. Yariv, "Guided wave optics," Proc. IEEE, vol. 62, pp. 1044 - 1060, 1974.
- [4] I. P. Kaminow, W. L. Mammel, and H. P. Weber, "Metal-clad optical waveguides: Analytical and experimental study," Appl. Opt., vol. 13, pp. 396 - 405, 1974.
- [5] W. P. Huang, C. L. Xu, and S. K. Chaudhuri, "Application of the finite-difference vector beam propagation method to directional coupler devices," IEEE J. Quantum Electron., vol. 28, pp. 1527 - 1532, June 1992.
- [6] L. B. Felsen and N. Marcuvitz, Radiation and Scattering of Waves, pp. 187 - 190, IEEE Press, 1994.
- [7] Yariv, Optical Electronics, pp. 500~511, Saunders College Publishing, 1991.

### 저 자 소 개

호 광 춘 (정회원)



1981년 건국대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1993년 Polytechnic University (New York), ElectroPhysics(M.S.)  
1996년 Polytechnic University (New York), Electrical Engineering(Ph.D.)

1997년-1998년 한국통신 무선통신연구소, 선임연구원  
1999년-현재 한성대학교 정보통신공학과 교수  
<주관심 분야> Microwave/Photonics 소자 설계 및 분석, T-Hz 전송소자 설계 및 분석