《연구논문》 Hankook Kwanghak Hoeji, Volume 19, Number 1, February 2008 DOI: 10.3807/HKH.2008.19.1.025

나비형 격자구조 다중모드 간섭 결합기를 사용한 소자의 소형화

호광춘†

한성대학교 정보통신공학과
㉾ 136-792 서울시 성북구 삼선동 2가 389번지

(2007년 11월 2일 받음, 2008년 1월 15일 수정본 받음)

다중 모드 간섭 결합기를 소형화하기 위한 새로운 구조가 본 논문에서 제안되었다. N개의 입/출력 단자를 갖는 $N \times N$ MMI 결합기의 결합길이는 MMI 영역 폭의 증가에 따라 2의 급수에 비례하여 증가한다. 그 결과 많은 N개의 단자로 구성된 MMI 결합기를 설계할 경우 소자의 크기가 기하급수적으로 커진다. 그러므로, 설계 시에 발생하는 문제를 해결하기 위하여 기존에 제안되어 왔던 MMI 결합기보다 더욱 작은 소자크기를 갖는 새로운 나비형 격자구조 MMI 결합기를 제안하고 분석하였다. 또한, 제안한 소자에 대한 이론적 분석을 통하여 새로운 설계 기준을 제시하였고 수치해석적 결과와 비교 분석하였다.

주제어 : Butterfly Grating-Assisted MMI Couplers, Device Miniaturization, Equivalent Networks

I. 서 론

$N \times N$ 다중모드 간섭 결합기(multimode interference couplers: MMICs)에 기초한 소자들은 링 레이저, Mach Zehnder 간섭기, 광 스위치와 같은 전력분배가 필요한 집적 광소자에 널리 이용되어 오고 있다.[1] 최근, 소자의 크기가 매우 큰 기존의 MMI 결합기를 이용한 위상 배열 WDM 필터가 신호를 분리하거나, 결합하기 위하여 사용되어 왔다.[2,3] 그러나, 입/출력 포트의 수 N이 증가하면 MMI 결합기에서 전파하는 모드들의 간섭현상으로 인하여 이들 구조의 결합길이는 포트수의 2배에 해당하는 길이로 증가한다. 결국, 그에 비례하여 소자의 크기가 현저하게 증가하며, 이 소자를 이용하여 소형의 집적소자를 제작하기란 불가능하다.

이와 같은 연유로 인하여 매우 작은 구조의 MMI 결합기 설계가 중요성을 더해 왔다. 일반적으로, 소자의 결합길이를 줄이기 위하여 입/출력 단자들의 간격을 가능한 한 근접하게 설계하여 왔으며, MMI 결합 영역에서 발생하는 간섭모드들을 선택적으로 결합시켜 왔다.[4] 또한, 평판(straight) 형태의 MMI 결합기 구조를 테이퍼(tapered) 형태로 제작하여 부가적으로 결합길이를 축소하였으며, 전형적인 평판 MMI 결합기에 비하여 입/출력 단자들의 간격 선택에 큰 유연성을 가질 수 있음을 제시하였다.[5]

그러나, 이러한 중요한 결과에 비추어 기존에 제시하여 왔던 방법[4,5]으로 설계 된 MMI 결합기를 다른 광 소자와 결합하여 하나의 집적소자로 구성하기에는 아직 소자크기가 크며, 더욱 소형화된 MMI 결합기의 설계기법이 요구되고 있다.

이를 위하여 본 논문에서는 우선 모드 전송선로 해석법(modal transmission-line theory: MTLT)[6]을 사용하여 기본 구조인 2×2 나비형 MMI 결합기의 결합길이를 정확하게 분석하였으며, 그에 기초하여 소자의 크기를 현저하게 소형화할 수 있는 새로운 2×2 나비형 격자구조 MMI 결합기의 설계기법을 제안하였다. 만일, 입/출력 포트의 수가 N 인 $N \times N$ 나비형 MMI 결합기를 제작할 경우, 본 논문에서 제시한 2×2 구조의 분석결과를 확대 적용하면 쉽게 소형화를 위한 설계 값들을 얻을 수 있다. 왜냐하면, $N \times N$ 소자가 2×2 소자에 비하여 결합길이는 크나, 격자구조 MMI 결합기로 구성된 구조에서의 결합길이 축소비율은 포트의 수에 상관없이 일정하기 때문이다. 결국, 제안한 MMI 결합기를 이용하여 소자를 소형화 할 때 발생하는 제약사항(limitations)들을 이론적, 수치해석적으로 자세하게 비교 분석하였다.

†E-mail: kwangho@hansung.ac.kr

II. 나비형 MMI 결합기의 모드특성

나비형 MMI 결합기와 같이 rib형 광 전송구조로 형성된 방향성 결합기는 rib형 도파로의 높이와 그 전송 폭에 따라 전송 굴절률이 변화하며 이에 의존하여 전송 모드들 사이의 결합길이가 증가하거나 감소한다. 이러한 변수들에 의존하는 나비형 MMI 결합기가 그림 1에 자세하게 도시되어 있다.

그림 1(c)에서 보듯이, MMI 결합기는 두께 $t_s = 0.5$ μm, 굴절률 $n_s = 3.17$인 InP, 두께 $t_f = 0.5$ μm, 굴절률 $n_f = 3.38$인 InGaAsP, 두께 $t_g = 1.5$ μm, 굴절률 $n_g = 3.17$인 InP 층들로 구성된 전송 채널을 갖도록 설계하였다. 또한, 입력 도파로와 cross/bar 도파로들의 폭은 $W_g = 1.2$ μm로 설계하였으며, MMI 결합기의 입력 전송 폭은 $W_0 = 4$ μm로 선택하였다. 그때 광 MMI 결합기에 존재하는 모드는 본질적으로 전파 방향에 따라 준(quasi)-TE 모드와 준-TM 모드로 분류되며, 만일 고려되는 전파방향이 z-축이라면 우리는 이 모드들을 각각 TE^z_{nm}형, TM^z_{nm}형 혼성 모드(hybrid mode)라 정의한다.

이와 같은 혼성모드들을 분석하기 위하여 그림 1(a)에 주어진 3-D 구조를 그림 1(b)와 같은 2-D 구조로 간소화시켜야

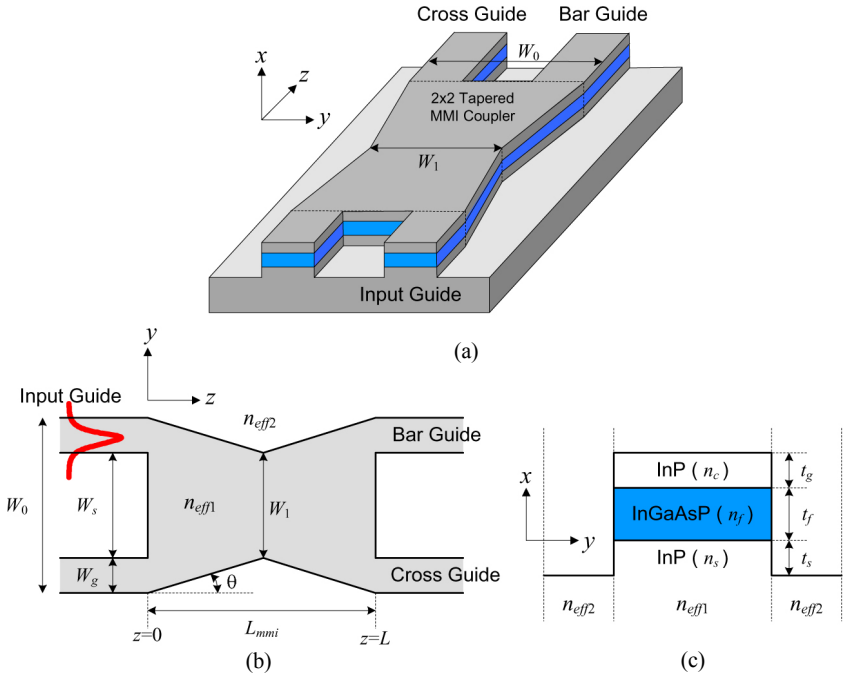


그림 1. (a) 3D 나비형 MMI 결합기의 기하학적 구조, (b) 전체적인 2D 평면도, (c) MMI를 구성하는 rib 도파로의 단면도.

한다. 그러므로, *yz*-평면 상에 구성된 등가 2-D 구조로 간소화하기 위하여 파장 $\lambda = 1.55$ μm의 모드가 MMI 결합기의 *y*-축을 따라 입사한다고 가정하였다. 이때, *y*-축 방향에서의 전파상수는 다음과 같다.

$$k_x^{(j)2} + k_y^2 + k_z^2 = k_x^{(j)2} + \beta^2 = k_o^2 \varepsilon_j \tag{1}$$

여기서, $\varepsilon_j = n_j^2$ 는 *j*-번째 전송 층의 그 유전률을 나타내며, β는 *yz*-평면상의 그 전파 상수이다. 그때, 아래와 같은 모드 전송선로 이론의 등가 망 해석법(equivalent network approach)[6]에 기초한 횡 방향 공진 조건(transverse resonance condition)을 이용하면, 그 전파 상수 β가 결정된다.

$$Z_{up}(\beta) + Z_{dn}(\beta) = 0 \tag{2}$$

여기서, $Z_{up}(\beta)$과 $Z_{dn}(\beta)$은 *x*-축 상의 임의의 위치에서 각각 위와 아래로 본 그 임피던스를 나타내며, 그 축을 따라 구성된 등가 전송선로의 그 전파상수와 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_j = \begin{cases} \omega\mu / k_x^{(j)} & \text{for } TM_{nm}^z \text{ mode} \\ \mathrm{k}_x^{(j)} / (\omega\varepsilon_0\varepsilon_\mathrm{j}) & \text{for } TE_{nm}^z \text{ mode} \end{cases} \tag{3}$$

결국, 그림 1(c)에서 보듯이 *xy*-평면 상에서 *x*-축 방향으로 적용된 식 (2)의 고유치 문제로부터 각 영역들의 그 유효 굴절률(n_{eff})을 결정할 수 있으며, 그림 1(b)와 같은 *yz*-평면 상에 구성된 등가 2-D 구조를 얻을 수 있다. 그러므로, 등가화된 이 2-D 전송구조에 모드 전송선로 이론을 적용하여 나비형 MMI 결합기에서 전파하는 혼성 모드들 간의 결합특성과 그 결합길이를 정확하게 분석할 수 있다.

III. 나비형 MMI 결합기의 결합특성

그림 2에서 보듯이 θ의 각도로 구성된 나비형 MMI 결합기의 그 결합특성을 분석하기 위하여 MMI 결합기를 *N*개의 미소구간 Δz로 분할하였다. 그때, *N*개의 미소 평형 도파관(parallel waveguide)으로 구성된 나비형 MMI 결합기는 각각의 미소구간 Δz에서 존재하는 정상모드들의 정합관계를 등가 전송선로로 등가화[7]하여 정확하게 해석할 수 있다. 그때, 유효굴절률 변화에 영향을 미치는 각 미소구간에서 구성된 평형 방향성 결합기의 테이퍼 변화는 다음과 같다.

$$W_0 - W_1 = L_{mmi} \tan\theta \tag{4}$$

즉, 테이퍼의 기울기를 나타내는 각도 θ와 파장에 비하여 충분히 작도록 선택한 미소구간 Δz의 크기가 결정되면 위의 식으로부터 평형 도파관들의 전송 폭이 결정된다. 그러므로, *N*개의 미소구간 Δz에서 *N*번의 횡 방향 공진조건을 적용하여 얻어진 *N*개의 전파상수를 결합하면 나비형 MMI 결합기의 전력전송 및 모드간의 결합특성을 정확하게 분석할 수 있다.

결정된 *N*번째 미소구간의 전파상수에 의존하는 $TE^z{}_{nm}$형 모드에 대한 정확한 횡 방향 전계 성분은

$$E_N(y, \Delta z) = \sum_{m=1}^{M} V_m^{(N)} e^{i\beta_m^{(N)} \Delta z} e_m^{(N)}(y) \tag{5}$$

와 같이 표현할 수 있다. 여기서, $\beta_m^{(N)}$은 N번째 미소구간에서 전파하는 m차 중첩모드의 전파상수를 나타내며, M은 결합기 내에서 전파하는 모든 중첩모드들의 수를 나타낸다.

결국, N번째 미소구간에서의 필드 분포를 나타내는 위의 식은 각 미소구간의 경계면에서 모드정합조건(modal matching condition)[7]을 만족하며, 그림 3에 도시했듯이 전력전송특성을 분석하기 위한 종 방향 등가 전송선로를 구성한다. 즉, 종축을 따라 N개로 분할된 나비형 방향성 결합기는 종 방향으로 형성된 N개의 등가 전송선로로 구성된다.

먼저, 각각의 미소구간에서 존재하는 불연속 경계면을 해석하기 위해서 미소구간마다 존재하는 입/출력모드의 연속조건인 모드간 정합조건을 적용한다. 이는 나비형 방향성 결합기를 N개의 미소길이를 갖는 평형 도파관으로 대치시킴으로써 발생하는 미소구간별 불연속조건을 해석하기 위한 것이다.

그러므로, 입/출력 경계면에서의 전력반사가 매우 작다고 무시하고 경계조건(boundary condition)을 이용하면

$$\begin{aligned} V_{in}(0)e_{in}(y) &\cong \sum_{m=1}^{M} V_m^{(1)} e_m^{(1)}(y), \\ V_{out}(L_{mmi})e_{out}(x) &\cong \sum_{m=1}^{M} V_m^{(N)} e^{i\beta_m^{(N)}\Delta z} e_m^{(N)}(y) \end{aligned} \tag{6}$$

와 같은 등가관계식을 얻을 수 있고, 각각의 미소구간 경계면에서 발생하는 중첩모드들 사이의 연속조건은

$$\sum_{m=1}^{M} V_m^{(N-1)} e^{i\beta_m^{(N-1)}\Delta z} e_m^{(N-1)}(y) \cong \sum_{m=1}^{M} V_m^{(N)} e_m^{(N)}(y) \tag{7}$$

와 같이 주어진다. 그러므로, 필드 정규화 직교조건과 모드정합조건[7]을 식 (6)와 (7)에 대입하고 정리하면 아래와 같은 입력 전압에 대한 출력 전압의 비율을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_{out}(L_{mmi})}{V_{in}(0)} = \sum_{m=1}^{M}\left(T_{in,m} T_{m,out} \exp\left[i\left(\sum_{n=1}^{N} \beta_m^{(n)} \right) \Delta z \right] \right) \tag{8}$$

위의 식에서 보듯이 입력 경계면에서 입사된 모드는 각각의 미소구간에서 발생하는 중첩모드들의 위상변화들에 의하여 영향을 받으며 진행한다. 그때, 입/출력 경계면에서 발생하는 입/출력 변환상수(input/output transformer coefficient)는 아래와 같이 정의된다.

$$T_{in,m} = \int_{cs} e_{in}(y) e_m^{(1)*}(y) dy, \quad T_{m,out} = \int_{cs} e_m^{(N)}(y) e_{out}^{*}(y) dy \tag{9}$$

결국, $TE^{z}{}_{nm}$형 모드에 대한 나비형 MMI 결합기의 입/출력전력 비율인 결합효율은

$$\eta_{TE} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \mathrm{Re}\left(\frac{k_{z,out}^{(x)}}{k_{z,in}^{(x)}} \right) \left| \frac{V_{out}(L_{mmi})}{V_{in}(0)} \right|^2 \tag{10}$$

으로 정의된다. 여기서, $k_{z,in}^{(x)}$과 $k_{z,out}^{(x)}$은 각각 입/출력 영역에서 $TE^{z}{}_{nm}$형 모드의 전파상수를 나타낸다.

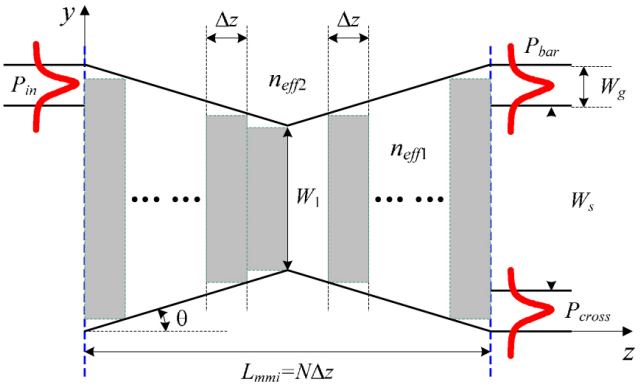


그림 2. 그림 1(b)의 연속구조를 미소구간으로 분리하여 근사화한 나비형 MMI 결합기.

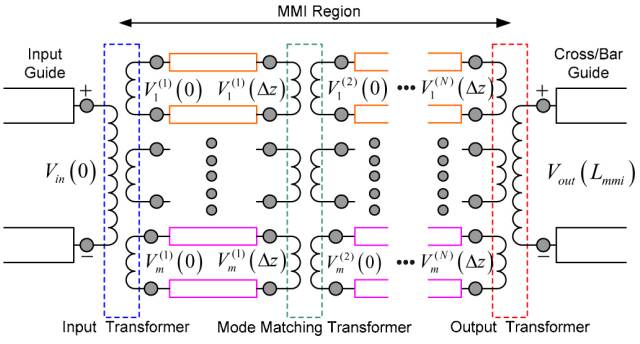


그림 3. 그림 2에 보여준 나비형 MMI 결합기의 등가 전송선로 망.

IV. 나비형 MMI 결합기의 설계기준

MMI 영역을 격자구조형 나비모양의 형태로 구성하면 왜 결합길이가 전형적인 평판 MMI 결합기의 결합길이에 비하여 현저하게 줄어드는지에 대한 이론적 고찰을 본 절에서 논의하였다. 그림 4에서 보듯이, 나비형 격자구조 MMI 결합기는 본 논문에서 단위 셀(unit cell)이라고 정의한 나비형 MMI 결합기 p개를 직렬로 연결하여 구성된다. 그때, 1(b)에서 보

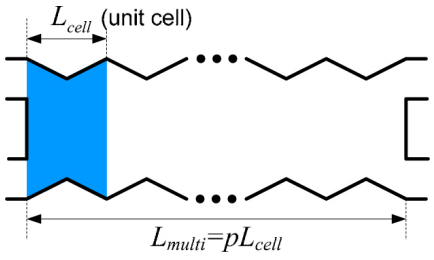


그림 4. 나비형 격자구조 MMI 결합기의 기하학적 구조.

듯이 단위 셀인 나비형 MMI 결합기의 폭은 다음과 같이 테이퍼형태로 변한다.

$$W(z)=\begin{cases} W_1+(W_0-W_1)\left(1-\dfrac{2z}{L_{mmi}}\right), & 0\le z\le \dfrac{L_{mmi}}{2} \\ W_1-(W_0-W_1)\left(1-\dfrac{2z}{L_{mmi}}\right), & \dfrac{L_{mmi}}{2}\le z\le L_{mmi} \end{cases} \tag{11}$$

여기서, z는 전파방향을 나타낸다. 그때 만일 미소구간 $\Delta z \ll 1$면, 길이 L_{mmi}인 단위 셀에서 기본 모드($m=0$)와 m번째 모드 사이에서 발생하는 위상변화는 식 (8)로부터 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned}\Delta\phi_{cell} &= (\beta_0-\beta_m)L_{mmi} \\ &\simeq \sum_{n=1}^{N}(\beta_0^{(n)}-\beta_m^{(n)})\Delta z \simeq \int_0^{L_{mmi}}(\beta_0(z)-\beta_m(z))dz\end{aligned} \tag{12}$$

여기서, 전파상수들 사이의 차는

$$\beta_0(z)-\beta_m(z)\simeq\frac{m(m+2)\pi\lambda}{4n_{eff1}W^2(z)} \tag{13}$$

와 같이 정의된다.[1] 그러므로, 식 (13)을 식 (12)에 대입하고 적분을 풀면 다음과 같은 결과를 산출한다.

$$\beta_0-\beta_m\simeq\frac{m(m+2)\pi\lambda}{4n_{eff1}W_0^2}R_{mmi}=\frac{m(m+2)\pi}{2L_\phi} \tag{14}$$

여기서, $R_{mmi}=W_0/W_1$는 결합길이의 축소율(reduction ratio)을 나타내며, $L_\phi=\pi/(\beta_0-\beta_1)$는 나비형 MMI 결합기에서 발생하는 두 최저 차수 모드들 사이의 결합길이이다. 그때, 축소율에 대한 물리적 개념을 좀더 명확하게 이해하기 위하여 아래와 같은 평판 MMI 결합기의 최저 차수 모드들 사이의 결합길이[1]를 고려하자.

$$L_\pi\simeq\frac{4n_{eff1}W_0^2}{3\lambda} \tag{15}$$

식 (15)를 식(14)에 대입하고 정리하면, 다음과 같은 단위 셀에 대한 결합길이 사이의 비율 관계식을 얻을 수 있다.

$$\left(\frac{L_\phi}{L_\pi}\right)_{cell}=\frac{1}{R_{mmi}} \tag{16}$$

이 식에서 보듯이, 테이퍼 각도가 $\theta\to 0°$인 경우 $R_{mmi}\to 1$로 수렴하며 나비형 MMI 결합기의 결합길이는 평판 MMI 결합기와 같은 특성을 나타낸다. 이에 반하여 테이퍼 각도가 가파르게 증가함에 따라, 즉 $\theta\to 90°$인 경우, $R_{mmi}\to W_0$로 수렴하며 나비형 MMI 결합기의 결합길이는 입력단 폭의 크기에 비례하여 줄어든다.

결국, p개를 직렬 단위 셀로 구성된 길이 L_{multi}의 나비형 격자구조 MMI 결합기에서 전파하는 모드들 사이의 위상변화는 $\Delta\phi=p(\Delta\phi_{cell})$와 같이 표현할 수 있으며, 그때 평판 MMI 결합기와 나비형 MMI 결합기 사이의 결합길이 비율은 식 (4)와 (16)으로부터 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\left(\frac{L_\phi}{L_\pi}\right)_{multi}=\frac{1}{pR_{mmi}}=\frac{1}{p}\left(1-\frac{L_{cell}}{W_0}\tan\theta\right) \tag{17}$$

그러므로, 나비형 격자구조 MMI 결합기의 결합길이는 단위 셀을 구성하는 나비형 MMI 결합기의 테이퍼 각도와 직렬로 연결되는 단위 셀의 개수에 비례하여 그 결합길이가 축소됨을 알 수 있다.

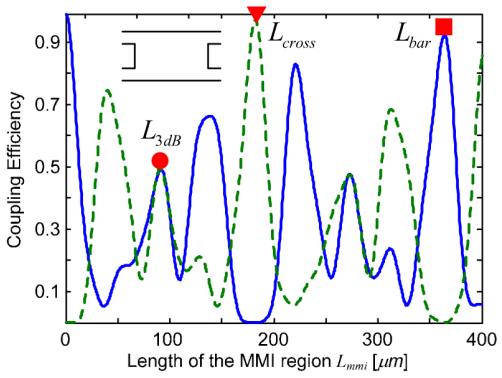
V. 수치해석 결과

모드 전송선로 이론에 기초하여 나비형 MMI 결합기의 결합길이 축소특성을 수치 해석하였고 그 결과를 앞 절에서 정의하고 유도한 이론적 결과와 비교 분석하였다. 즉, 그림 1(b)에서 보듯이 TE^e_{11}형 모드가 입력 도파로를 통하여 입사되었을 경우, 입사된 광신호가 얼마 만큼의 결합길이 L_{mmi}를 진행한 후에 나비형 MMI 결합기의 상/하향(bar/cross) 출력 단을 통하여 방출되는지를 분석하였다.

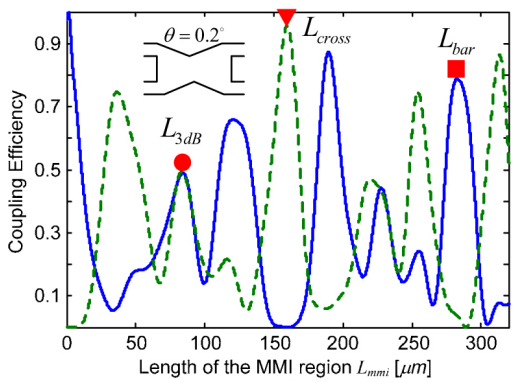
그림 5에서 보듯이, 입력 도파로에서 입력된 신호는 MMI 결합기의 상향(bar) 도파로(실선으로 표시)와 하향(cross) 도파로(점선으로 표시)를 통하여 전송된다. 그 입력 신호는 테이퍼가 없는 ($\theta=0°$) 평판구조인 경우, 그림 5(a)에서 보듯이 $L_{3dB}=92$ μm에서 상/하향 도파로를 통하여 균등한 전력의 신호를 방출하였다. 이에 반하여, 그림 5(b)에서 보듯이 $\theta=0.2°$인 테이퍼 구조에서는 $L_{3dB}=85$ μm에서 그 3-dB 상태가 나타났다.

또한, 평판구조 MMI 결합기는 결합길이가 $L_{cross}=183$ μm와 $L_{bar}=364$ μm인 길이에서 입력 광 신호는 각각 상향 도파로와 하향 도파로를 통하여 방출됨을 보였다. 그러나, $\theta=0.2°$인 나비형 구조에서는 평판구조보다 결합길이가 다소 줄어든 $L_{cross}=160$ μm와 $L_{bar}=283$ μm인 길이에서 cross 상태와 bar 상태가 각각 나타났다. 이 수치 해석적 결과들은 앞 절에서 유도한 식 (17)에서 $p=1$인 경우에 계산할 수 있는 이론적 결과들과 잘 일치함을 쉽게 알 수 있다.

결국, $\theta=0.2°$인 테이퍼를 이용하여 MMI 결합기를 구성하면, 그 결합길이는 3dB 상태의 경우 약 8%, cross와 bar 상태의 경우 각각 약 13%와 약 22%의 결합길이 축소를 보였다. 그러나, 그림 5(b)에서 보듯이 나비형 MMI 결합기가 평판 MMI 결합기보다 bar 상태에서 결합효율이 약 11% 저하됨을 나타냈었다. 이는 그림 2에서 보듯이, 테이퍼 구조에서 θ가 증가하면 나비형 구조의 중심 폭인 W_1가 감소하고 이로



(a)



(b)

그림 5. MMI 결합기의 길이에 따른 결합효율의 변화: (a) $\theta = 0°$, and (b) $\theta = 0.2°$. 여기서, 3-dB 상태는 L_{3dB}로, cross 상태는 L_{cross}로, 그리고 bar 상태는 L_{bar}로 표시하였다.

인하여 각 미소구간의 불연속 특성이 증가하여 발생하는 것이다. 즉, 그림 3의 등가선로에서 보듯이, 모드정합 변환(mode matching transformer)영역에서 전파하는 모드들 간의 부 정합(mismatching) 특성이 증가함에 따라 변환영역을 진행하는 모드들의 위상 차가 증가한다.[8] 이와 같은 결과는 cross 도파로를 통하여 출력되는 전력이 증가하게 되어, bar 도파로에서 출력되는 전력이 감소하기 때문에 발생하는 것이다.

이와 같은 손실특성 문제는, 식 (17)에서 보듯이 나비형 MMI 결합기의 격자 수를 증가시킴으로써(즉, 다단 개수 p를 증가시킴으로써) 쉽게 해결할 수 있다. 예를 들어, 만일 결합길이 L_{mmi}와 테이퍼 각도 θ가 고정된 값이라면 p가 증가함에 따라 결합길이의 축소율 R_{mmi}의 크기는 감소하고 소자는 격자로 구성된 일직선 형태의 구조를 형성한다. 그러므로, 부 정합 특성은 줄어들 것이며, 결합길이는 여전히 p에 비례하여 지속적으로 감소하는 특성을 나타내게 된다. 그러나 실질적으로, 주기적인 격자의 구성으로 인하여 산란(scattering)에 기인한 초과손실(excess loss)이 존재하지만, 이는 무시할 정도로 작은 값[9,10]을 나타내므로 본 논문에서는 고려하지 않았다.

이에 대한 타당성을 명확하게 확인하기 위하여 그림 6에 $\theta = 0.1°, 0.2°, 0.3°$인 경우 격자 개수를 증가시킴에 따른 식 (17)에 주어진 결합길이 축소비율 $(L_{\phi}/L_{\pi})_{multi}$의 변화와 결합효율 P_{bar}/P_{in}의 변화를 도시하였다. 만일, 격자 개수 p, 테이퍼 각도 θ, 그리고 입력 전송 폭 W_0가 주어지면 그림 6으로부터 결합길이 축소비율 $(L_{\phi}/L_{\pi})_{multi}$를 얻을 수 있고, 식 (17)로부터 1 셀의 길이 L_{cell}을 결정할 수 있다.

그림에서 보듯이, 결합길이의 축소율은 테이퍼 각도의 증가에 따라 거의 변화가 없었으나, 나비형 격자 개수의 증가에 따라서는 현저하게 감소함을 나타내었다. 즉, 격자 개수가 $p = 3$인 상태부터 테이퍼 각도의 변화에 따른 결합길이 축소율의 변화는 거의 발생하지 않았으나, 나비형 격자 개수의 증가에 따른 결합길이 축소율의 변화는 지속적으로 발생하였다. 그림에서 보듯이, $p = 2$인 구조에서는 결합길이가 약 50% 축소되었으며, $p = 6$인 상태부터 감소율의 변화는 약 0.1(즉, 평판 MMI 결합기 결합길이의 약 1/10의 크기로 축소)의 값

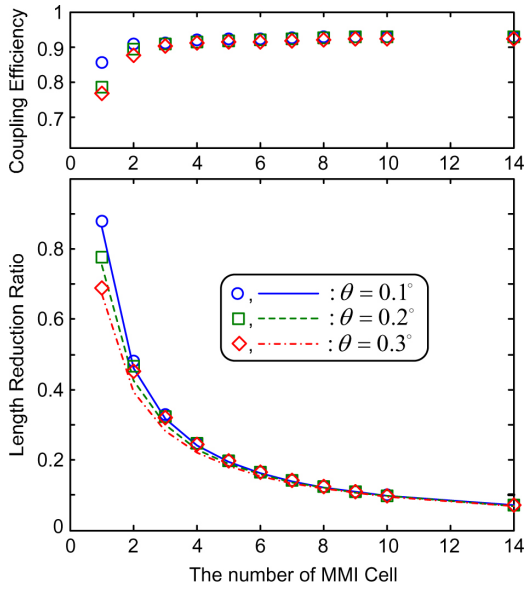


그림 6. 나비형 격자구조 MMI 결합기의 격자 개수 증가에 따른 결합길이와 결합효율의 변화. 여기서, 실선, 점선, 사선은 이론적 결과를 나타내며, 원, 사각, 다이어먼드 기호들은 수치 해석적 결과를 나타낸다.

으로 수렴하는 특성을 나타내었다.

더욱이, 이론적 결과와 수치 해석적 결과가 잘 일치함을 알 수 있으며, 앞에서 언급하였듯이 격자 개수가 $p = 2$인 상태부터 결합효율은 90% 이상을 나타내었다. 또한, 격자 개수가 증가함에 따라 결합효율은 평판 MMI 결합기의 결합효율에 수렴함을 나타내었다. 결국, 테이퍼 각도를 증가시키는 것 보다는 격자 개수를 조절함으로써 높은 결합효율을 갖는 원하는 크기의 소형화된 MMI 결합기를 제작 할 수 있음을 알 수 있다.

VI. 결 론

모드 전송선로 이론과 등가 망 해석법을 결합하여 3-D 구

조인 나비형 MMI 결합기의 결합길이를 축소하기 위한 새로운 이론적 설계기법을 제시하였으며, 수치 해석법을 이용하여 그 소형화 특성을 분석하였다. 그 결과 본 논문에서 제안한 나비형 격자구조 MMI 결합기는 테이퍼가 없는 평판구조에 비하여 현저하게 결합길이를 축소 할 수 있음을 보였다. 이는 MMI 결합기와 함께 구성된 집적소자를 설계할 경우, 나비형 테이퍼의 격자 개수를 조절하면 그 크기가 현저하게 줄어든 소형화된 집적소자를 설계할 수 있음을 잘 제시하는 것이다.

감사의 글

본 연구는 2007년도 한성대학교 교내연구비 지원과제입니다.

참고문헌

[1] L. Soldano and E. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: Principles and applications," *J. Lightwave Technol*., vol. 13, pp. 615-627, 1995.

[2] C. Herben, C. Vreeburg, J. Leijtens, H. Block, F. Groen, I. Moerman, J. Pedersen, and M. Smit, "Chirping of an MMI-PHASAR demultiplexer for application in multiwavelength lasers," *IEEE Photon. Technol. Lett*., vol. 9, pp. 1116-1118, 1997.

[3] L. O. Lierstuen and A. Sudbø, "8-channel wavelength division multiplexer based on multimode interference couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett*., vol. 7, pp. 1034-1036, 1995.

[4] L. Spiekman, Y. Oei, E. Metaal, F. Groen, I. Moerman, and M. Smit, "Extremely small multimode interference couplers and ultrashort bends on InP by deep etching," *IEEE Photon. Technol. Lett*., vol. 6, pp. 1008-1010, 1994.

[5] D. Levy, Y. Li, R. Scarmozzino, and R. Osgood, Jr., "A new design for ultracompact multimode interference-based 2×2 couplers," *IEEE Photon. Technol. Lett*., vol. 10, pp. 96-98, 1998.

[6] S. T. Peng and A. Oliner, "Guidance and Leakage Properties of a Class of Open Dielectric Waveguides: Part I-Mathematical Formulations," *IEEE Trans. MTT*, vol. 29, no. 9, pp. 843-855, 1981.

[7] 손석용, 호광춘, 김영권, "광통신용 테이퍼 방향성 결합기의 설계특성", *대한전자공학회지*, 제 36권 11호, pp. 18-26, 1999년 11월.

[8] M. Bachmann, P. Besse, and H. Melchior, "General self-imaging properties in *N*×*N* multimode interference couplers including phase relations," *Appl. Opt*., vol. 33, pp. 3905-3911, 1994.

[9] D. Dai, W. Mei, and S. He, "Using a tapered MMI to flatten the passband of an AWG," *Opt. Commun*., vol. 219, pp. 233-239, 2003.

[10] P. P. Sahu, "Compact multimode interference coupler with tapered waveguide geometry," *Opt. Commun*., vol. 277, pp. 295-301, 2007.

Device Miniaturization using Butterfly Grating-Assisted MMI Couplers

Kwang-Chun Ho†

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

†*E-mail: kwangho@hansung.ac.kr*

(Received November 2, 2007, Revised manuscript January 15, 2008)

In this paper, a novel architecture for device miniaturization of multimode interference-based (MMI) couplers is proposed. The coupling length of $N \times N$ MMI couplers scales as the square of the MMI region width so that the use of these structures with large-N ports can require large chip size. To solve the design problem, the butterfly grating-assisted MMI couplers, that have smaller device dimensions than conventional MMI couplers, are discussed and evaluated. Numerical simulations and novel design rules for such structures derived through theoretical analysis are presented.

OCIS code : 060.1810, 130.2790, 230.7370.