

# 속도정합 분포형 광검출기의 주기적인 부하를 갖는 진행파형 전극의 간편한 설계방법

## A Simple Method for Designing Traveling-Wave Electrodes with Periodic Capacitive Loads of Velocity-Matched Distributed Photodetectors

오 재 필 · 이 상 선

Jae-Pill Oh · Sang-Sun Lee

### 요 약

본 논문에서는 주기적인 용량성 부하가 연결된 속도정합 진행파형 전극의 간편한 설계방법을 제시한다. 이 설계방법에 의하면 속도정합과 임피던스정합이 이루어질 수 있는 coplanarstrip (CPS) 전극의 폭과 간격 그리고 용량성 부하의 커패시턴스와 부하간의 간격을 해석적으로 쉽게 결정할 수 있다. GaAs를 기판으로 하는 속도정합 진행파형 전극의 계산결과 100 GHz 이상의 대역폭을 갖는다.

### Abstract

We present a simple design method of velocity-matched traveling-wave (TW) electrode with periodic capacitive loads. Once matching impedance and optical phase velocity are defined, the width and separation of coplanarstrip (CPS) and the magnitude and period of capacitive load are determined analytically. Calculation results of velocity-matched TW electrodes on GaAs substrates show bandwidths of more than 100 GHz.

### I. 서 론

최근 광통신기술의 발전을 바탕으로 경제적이고 간편한 마이크로파의 발생, 변조 및 검파를 위한 밀리미터파-포토닉스 기술연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 밀리미터파-포토닉스 시스템을 구현하기 위해서는 고효율, 광대역의 광소자들을 실현할 수 있어야 한다. 광대역 광소자의 발전과정에 대해 광검출기를 예로 들면, 초기에는 SIPD (surface-illuminated photodetector)가 제시되었는데, 이 소자는 기판위에 흡수층을 만든 후 맨 윗부분에 전극을

만든 형태로 PIN이나 MSM(metal-semiconductor-metal)이 대표적인 소자이다. 이들 소자의 경우 광대역을 얻을 수 있었으나, 작은 흡수영역 때문에 큰 포화전류를 얻을 수가 없었다. 이 포화전류는 주로 강한 빛이 조사되었을 때 생성된 캐리어의 집중으로 인한 전계 스크린 효과에 기인한다. 이 소자의 단점을 보완하기 위해서 WGPD(waveguide photodetector)가 제시되었다<sup>[1]</sup>. 이 소자는 도파로 형태를 가지며 도파로 윗부분에 전극이 있어 광파가 진행하면서 흡수되기 때문에 SIPD보다는 흡수영역이 늘어나 더 큰 포화전력을 얻을 수 있었다. 그러나 길이

「본 연구는 1998년도 한양대학교 교내연구비 지원으로 연구 되었습니다.」

한양대학교 전자통신전파공학과 광전자 집적회로 연구실(Opto-Electronic Integrated Circuit Lab., Division of Electrical and Computer Engineering, Hanyang University)

· 논문 번호 : 20010103-001

· 수정완료일자 : 2001년 3월 5일

가 길어짐에 따른 두 전극 사이의 저항과 캐패시턴스성분의 증가로 대역폭이 줄어들게 된다. 이 단점을 보완하기 위해 TWPD(traveling-waveguide photodetector)가 제시되었다<sup>[2]</sup>. 이 소자는 흡수층을 갖는 도파로 윗부분과 도파로 좌우에 전극으로 전송선로를 만들어 흡수된 전류를 마이크로파의 형태로 진행하게 하는 CPW (coplanar waveguide)와 같은 구조로 되어 있다. 이 소자는 흡수층이 넓고 광파가 진행하면서 흡수되므로 큰 포화전류를 얻을 수 있으나 전송선을 흐르는 마이크로파의 속도와 도파로를 진행하는 광파의 속도를 정합시키기 어려워 광대역을 얻을 수 없었다. 이러한 이유로 최근에 고출력 광대역을 실현할 수 있는 광검출기인 VM DP (velocity-matched distributed photodetector)가 제시되었다<sup>[3]</sup>. 이 소자는 속도정합을 위한 진행파형 전극의 형태로, 릿지 도파로의 릿지 양 옆부분에 전극으로 전송선을 만들고 릿지 부분에 일정한 간격으로 광검출기를 배열한 후 광검출기의 전극과 전송선을 연결시킨 형태로 되어 있다. 이 구조를 그림 1에 나타내었다.

그림 1에서 주기적으로 배열된 광검출기는 전송선의 입장에서 볼 때 커패시턴스를 갖는 부하가 된다. 광신호는 도파로를 진행하며 광검출기에 흡수되는데 흡수된 광파는 전류의 형태로 변형되어 전송선을 따라 마이크로파 형태로 진행하게 된다. 이때

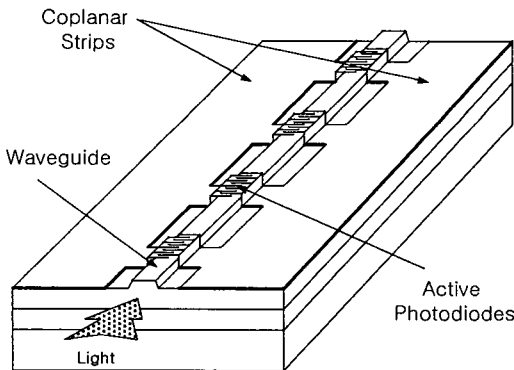


그림 1. 속도정합 진행파형 전극을 이용한 VM DP의 구조

Fig. 1. Structure of VM DP using velocity-matched traveling electrode.

각 광검출기에서 흡수되어지는 전류는 전송선을 진행하고 있는 전류와 동위상으로 합쳐져야 신호의 왜곡이 생기지 않는다. 그러기 위해서는 도파로를 진행하는 광파와 전송선을 진행하는 마이크로파의 속도가 같아야 된다. 주기적으로 연결된 부하(광검출기)를 이용하여 도파로를 진행하는 광파와 마이크로파의 속도정합을 이루게 함으로써 신호의 왜곡을 줄여 100 GHz 이상의 광대역을 얻을 수 있게 하였으며 동시에 임피던스 정합을 이루게 하였다. 본 논문에서는 고출력, 광대역 검출기인 VM DP의 진행파형 전극을 설계하는데 사용하였던 수치해석적 설계방법보다 간편한 해석적 설계 방법을 제시하고자 한다. 이 방법은 진행파형 전극을 사용하는 다른 종류의 광대역 광소자에도 적용될 수 있을 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 두 번째 절에서는 CPS의 전기적 특성인 커패시턴스, 인덕턴스, 그리고 임피던스를 구하고, 세 번째 절에서는 주기적인 용량성 부하에 의해 어떻게 CPS의 특성이 변하는지를 수식적으로 유도함으로써, 속도정합과 임피던스정합을 동시에 얻을 수 있는 전송선의 해석적 설계방법을 설명한다. 네 번째 절에서는 앞 절에서 설명한 설계방법을 적용하여 GaAs를 기판으로 한 VM DP를 설계한 후 시뮬레이션을 통하여 속도정합과 임피던스 정합이 얼마나 잘 이루어졌는지 알아보고 VM DP의 대역폭에 대한 시뮬레이션 결과를 보인다.

## II. CPS 구조에서의 위상속도 및 임피던스

대부분 광대역 광소자의 진행파형 전극에 대한 주된 골격은 CPS구조이다. 따라서 광파와 마이크로파의 위상속도 및 임피던스 정합을 위해, 먼저 CPS 구조에 대한 전기적 특성을 살펴보고자 한다. CPS는 CPW를 보상하는 구조로 CPW의 해석방법이 적용된다<sup>[4]</sup>. 그림 2에 릿지형 광도파로 구조를 갖는 CPS전극을 나타내었다.

그림 2에서  $w$ 는 전송선의 폭,  $s$ 는 전송선의 간격,  $t$ 는 전송선의 두께, 그리고  $h$ 는 기판의 두께이다. 그리고 기판위에 위치한 도파로의 굴절율은 각각  $n_c$ ,  $n_s$ 이다. CPS의 전기적 특성을 구하기 위해서

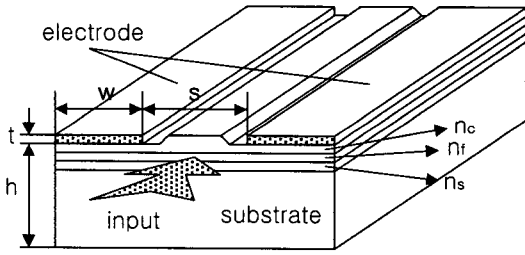


그림 2. 광대역 도파로형 광소자를 위한 진행파형 CPS 구조

Fig. 2. Structure of CPS for wideband waveguide optical device.

는 먼저 CPS의 유효 유전율을 구해야 하는데 이것을 구하는 방법에는 두 가지가 있다. 하나는 CPS에서 완전한 TEM모드가 생긴다고 가정하는 방법이다<sup>[4]</sup>. CPS에서는 완벽한 TEM파가 존재하지 않는다. 그러나 진행방향의 성분들은 TEM성분에 비해 아주 작기 때문에 TEM을 가정할 수 있다. 이 방법은 낮은 주파수 대역에서는 어느 정도 정확한 결과를 보이지만 주파수가 높아질수록 발생하는 분산특성을 설명할 수가 없다. 또 하나의 방법은 CPS구조에서 모든 전자기 성분을 고려해서 전자기장을 해석하는 방법이다<sup>[5]</sup>. 이 방법은 CPS의 주파수에 따른 분산특성을 정확히 얻어낼 수 있는 반면 수치해석을 하기가 복잡하며 많은 계산량을 요구하는 단점이 있다. 본 논문에서 이용한 해석방법은 이 두 방법을 절충한 것으로 반 경험적으로 얻어진 공식화된 수식을 사용하는 방법이다. 이 방법에 의해 주파수 변화에 따른 CPS의 유효 유전율은 다음과 같이 표현된다<sup>[4],[6],[7]</sup>.

$$\epsilon_{eff}(f) = \left[ \sqrt{\epsilon_{re}^t} + \frac{\sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{re}^t}}{1 + \alpha(f/f_{TE})^{-b}} \right]^2$$

$$\begin{matrix} 0.1 < s/w < 5 & 0.1 < w/h < 5 \\ 1.5 < \epsilon_r < 50 & 0 < f/f_{TE} < 10 \end{matrix} \quad (1)$$

식 (1)에서  $\epsilon_r$ 은 기판의 상대 유전율이다. 여기서 기판의 유전율을 쓰는 이유는 도파로를 형성하고 있는 층의 유전율과 기판의 유전율의 차이가 미비하고 도파로의 두께에 비해 기판의 두께가 매우 넓어 대부분의 마이크로파가 기판에 존재하기 때문이

다.  $f_{TE}$ 는 최저차 모드의 차단 주파수이고,  $b$ 는 CPS의 구조와는 상관없는 상수로 1.8이다.  $\alpha$ 는 CPS의 구조에 의해 계산되는 값으로 다음과 같이 구해진다.

$$\log \alpha = u \log(s/w) + v \quad (2)$$

$$u \approx 0.54 - 0.64q + 0.015q^2 \quad (3)$$

$$v \approx 0.43 - 0.86q + 0.54q^2 \quad (4)$$

식 (3)과 (4)에서  $q = \log(s/t)$ 이다. 식 (1)의  $\epsilon_{re}^t$ 는 다음과 같은 방법으로 구해진다.

만약 CPS의 구조에서 기판의 두께  $h$ 가 무한하고 전극의 두께  $t$ 가 거의 0에 가까우면 CPS의 유전율은  $(\epsilon_r + 1)/2$ 이 된다. 이것은 전극의 아래쪽에 무한한 두께를 가진 기판과 위쪽의 공기층에 의해 결정되는 유전율의 평균값을 의미한다. 하지만 일반적으로 CPS는 유한한 기판의 두께를 갖고 있기 때문에 전극을 진행하는 마이크로파는 기판보다 공기중에 더 많이 존재하게 된다. 이러한 영향을 고려한 유전율은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2} \cdot (\epsilon_r + 1) \cdot \tanh\{1.785 \cdot \log(h/w) + 1.75\} + \frac{k \cdot w}{h} \cdot \{0.04 - 0.7 \cdot k + 0.01(1 - 0.1 \cdot \epsilon_r) \cdot (0.25 + k)\} \quad (5)$$

식 (5)의  $\epsilon_{re}$ 는 전극의 두께를 고려하지 않은 유효 유전율이다. CPS는 전극의 두께가 증가할수록 특성 임피던스와 유효 유전율은 감소하는 특성을 보인다. 그러므로 CPS를 해석할 때 이 두께에 의한 영향을 고려해야 한다. 뿐만 아니라 CPS 전극의 폭과 간격도 유전율에 영향을 준다. 등각사상을 이용하여 CPS를 평판 커패시터로 변환을 하면 이 영향을 쉽게 알 수 있다. 그림 3에 등각사상을 이용한 CPS구조 변화를 나타내었다<sup>[8]</sup>.

그림 3 (a)는 CPS의 단면을 나타내고 유전체위의 굵은 선은 전극을 나타낸다. 그림 3 (b)는 등각사상을 이용해 그림 3 (a)의 CPS를 평판 커패시터 형태로 변환한 그림이고 유전체 좌우의 굵은 선은 평판을 나타낸다. CPS를 평판 커패시터로 변환시 이용되는 수식은 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

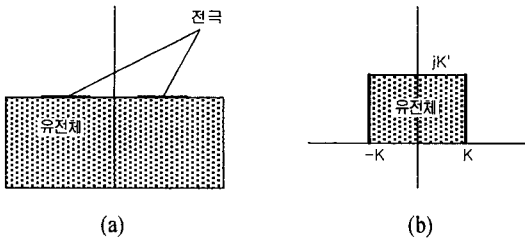


그림 3. 등각사상을 이용하여 CPS 전극을 평판커패시터 형태로 변환  
 (a) CPS의 단면도  
 (b) 평판 커패시터의 단면도

Fig. 3. Transfer the CPS to parallel-plate capacitor using conformal mapping.  
 (a) Cross-section of CPS  
 (b) Cross section of parallel-plate capacitor.

$$k = \frac{s}{s+2w} \quad k' = \sqrt{1-k^2} \quad (6)$$

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1-(k \sin \phi)^2}}$$

$$K'(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1-(k' \sin \phi)^2}} \quad (7)$$

식 (6)의  $k$ 는 전극의 폭과 간격의 비를 나타내고, 식 (7)의  $K$ 와  $K'$ 는 elliptic integral이다.

식 (5), (6), (7)을 이용하여 전극의 두께와 폭과 간격을 고려한 유효 유전율의 식을 구하면 다음과 같다.

$$\epsilon'_{re} = \epsilon_{re} - \frac{1.4(\epsilon_{re}-1)t/s}{[K'(k)/K(k)] + 1.4t/s} \quad (\epsilon_{re} \geq 9, t/w < 0.1) \quad (8)$$

식 (8)에서  $K$ 는 평판 사이의 간격을 나타내고,  $K'$ 는 평판의 단위 길이당 면적을 나타내며 괄호안의 범위내에서 만족되어진다. 식 (8)에서 전극의 두께가 0에 가까워지거나 평판의 단위길이당 면적이 무한하게 된다면  $\epsilon'_{re}$ 는  $\epsilon_{re}$ 와 같아지게 된다.

이제 이렇게 구해진  $\epsilon_{eff}(f)$  값을 이용하여 CPS의 전기적 특성인 커패시턴스와 인덕턴스, 그리고 임피

던스를 구해 보자. 이들도 전극의 두께에 의해 받는 영향을 무시할 수 없다. CPS 구조로는 이러한 영향을 알기 어려우며 커패시턴스 등을 구하기도 힘들다. 그러나 그림 3과 같이 등각사상으로 전극의 두께에 의한 영향을 고려하여 CPS 구조를 평판 커패시터와 같은 구조로 변환한다면 쉽게 구할 수 있다. 등각사상에 의해 CPS 에서 평판 커패시터로 변환될 때 이용되는 수식은 다음과 같다<sup>[4]</sup>.

$$s_e = s - \Delta \quad w_e = w + \Delta$$

$$\Delta = \frac{1.25 \cdot t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi w}{t} \right) \right] \quad (9)$$

$$k_e = \frac{s_e}{s_e + 2w_e} \quad k'_e = \sqrt{1-k_e^2} \quad (10)$$

$$K(k_e) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1-(k_e \sin \phi)^2}}$$

$$K'(k_e) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1-(k'_e \sin \phi)^2}} \quad (11)$$

식 (9)의  $\Delta$ 는 전송선의 두께에 의한 영향을 나타내고,  $s_e$ 와  $w_e$ 는 각각 전송선 두께의 영향을 고려한 간격과 폭을 나타낸다. 식 (11)의  $K(k_e)$ 와  $K'(k_e)$ 는 앞에서 그림 3을 이용해 설명한 것과 마찬가지로 전자는 평판 커패시터 사이의 중간부터 한쪽 판까지의 거리를 나타내고 후자는 평판의 단위 길이당 면적을 나타낸다. 식 (1), (9)~(11)을 이용하여 구한 커패시턴스, 인덕턴스, 그리고 임피던스는 식 (12), (13), (14)와 같다.

$$C_{CPS}(f) = \epsilon_0 \epsilon_{eff}(f) \frac{K'(k_e)}{K(k_e)} \quad (12)$$

$$L_{CPS}(f) = \mu_0 \frac{K(k_e)}{K'(k_e)} \quad (13)$$

$$Z_{CPS}(f) = \sqrt{\frac{L_{CPS}(f)}{C_{CPS}(f)}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \frac{K(k_e)}{K'(k_e)} \quad (14)$$

$C_{CPS}$ ,  $L_{CPS}$ ,  $Z_{CPS}$ 는 각각 주파수 변화에 따른 CPS의 단위길이당 커패시터, 인덕턴스, 그리고 임피던스를 나타낸다. 이들 요소를 이용하여 CPS를 진행하는 마이크로파의 속도를 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

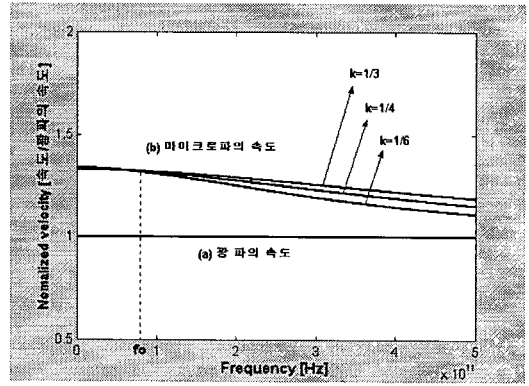
$$V_M(f) = \sqrt{\frac{1}{C_{CPS}(f)L_{CPS}(f)}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} = \frac{c}{N_{eff}} \quad (15)$$

식 (15)에서  $N_{eff}$ 는 CPS의 유효 굴절율(effective index)이다. 이렇게 구해진 마이크로파의 속도가 도파로를 진행하는 광신호의 속도와 어떠한 차이를 이루며 CPS를 진행하는지 알기 위해서는 광파의 속도를 알아야 한다. 광파의 속도는 다음과 같은 식으로 표현된다.

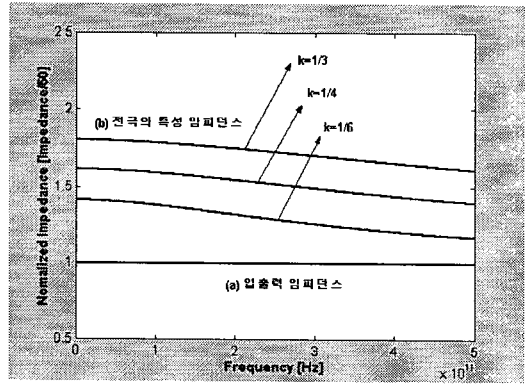
$$V_{ob} = \frac{c}{n_{eff}} \quad (16)$$

식 (16)에서  $c=3 \times 10^8 [m/s]$ 이고  $n_{eff}$ 는 도파로의 유효 굴절율이다. 식 (15)와 식 (16)을 보면 똑같은 형태로 표현이 된다는 것을 알 수 있다. 두 파의 속도는 유효 굴절율에 의해서 차이가 생기게 되는데 그림 2와 같은 CPS 구조를 갖는 광소자에서 광파는 도파로 내를 진행하므로  $n_{eff}$ 는 거의 도파로를 이루고 있는 물질의 굴절율과 같은 값을 갖게 된다. 그러나 CPS의 경우, 전극속에 존재하는 파를 무시한다면, 일부는 기판을 통해 진행하고 나머지는 공기중을 진행한다. 이러한 이유로  $N_{eff}$ 는 일반적으로  $n_{eff}$ 보다 작아서 마이크로파의 속도는 광파의 속도보다 빠르게 된다. 그러므로 마이크로파와 광파의 속도정합을 위해서는 CPS 전극의 폭과 간격을 변경하여 마이크로파의 속도를 조절해야 한다. 식 (9)~(15)에서 표현된 바와 같이 CPS의 속도와 특성 임피던스는 전극의 폭과 간격의 비, 즉 식 (6)의  $k$ 값, 그리고 유효 유전율에 의해 변화한다. 이 특성을 그림 4에 나타내었다.

그림 4에서 쓰인 기판은 GaAs로 12.9의 유전율을 가지며,  $k$ 는  $s$ 를  $30 \mu m$ 로 고정한 후  $w$ 의 값을 30, 45,  $75 \mu m$ 로 변화시켰을 때의 값이다. 도파로의 유효 굴절율은 3.4832로 가정하였다. 그림 4 (a)는 광파의 속도에 대해 정규화 되었으며, (a)는 광파의 속도를 나타내고, (b)는  $k$ 가 1/3, 1/4, 1/6 일 때 주파수 변화에 따른 마이크로파의 속도를 나타낸다. 여기서 광파의 속도는 주파수에 관계없이 일정함을 보이고 있다. 이는 광파의 속도가 광파의 캐리어 주파수에



(a)



(b)

그림 4.  $k$ 값에 따른 정규화 된 마이크로파의 속도와 특성 임피던스의 비교

- (a)  $k$ 값에 따른 정규화된 마이크로파의 속도
- (b)  $k$ 값에 따른 정규화된 CPS의 특성 임피던스

Fig. 4. Normalized microwave velocity and characteristic impedance for various  $k$ .

- (a) Normalized microwave velocity and optical wave velocity for various  $k$
- (b) Normalized characteristic impedance of CPS and input-output load impedance for various  $k$ .

관계할 뿐 변조주파수에 무관하기 때문이다. 그림 4 (b)는 입출력 임피던스에 대해 정규화 되었으며, (a)는 입출력 임피던스를 나타내고 (b)는  $k$ 가 1/3, 1/4, 1/6 일 때 주파수 변화에 따른 CPS의 특성 임피던스를 나타낸다. 입출력 임피던스는  $50 \Omega$ 으로 가정

하였다. 그림 4 (a)의 (b)에서 선들이 교차하는 지점의 주파수를  $f_0$ 라 하자. 여기서  $f_0$ 의 값은 약 80 GHz이다.  $k$ 가 어떤 값을 갖든지  $f_0$ 일 때 각각의 마이크로파의 속도는 거의 같고, 이 값을 중심으로 좌우의 속도 차가 나게 된다. 그러나 그림 4 (b)의 (b)는  $k$ 값이 변함에 따라 그래프 전체가 위아래로 변하게 된다. 이렇게 되는 이유는 식 (14)와 (15)에서 속도와 임피던스는 식 (1)의 유효 유전율  $\epsilon_{eff}(f)$ 에 따라 곡선의 기울기가 동일하게 변하지만, 임피던스는  $k$ 가 변함에 따라  $K/K$ 에 의해 크기가 변하게 되어 속도와는 달리 위 아래로 변하게 된다. 즉, 전극의 폭과 간격을 적당히 변화시켜 CPS의 특성 임피던스를 입출력 임피던스와 정합시킬 수는 있지만, 단순한 CPS 구조변화 즉, 폭과 간격의 변화만으로는 속도를 정합시킬 수 없다는 것을 알 수 있다.

### III. 속도와 임피던스 정합을 동시에 고려한 진행파형 전극의 설계

앞 절에서 설명한 바와 같이 CPS 구조로는 속도 정합과 임피던스 정합을 동시에 얻기 어렵다. 이 절에서는 속도정합과 임피던스정합을 동시에 얻을 수 있는 방법에 대해 알아보도록 할 것이다.

CPS 전극 사이에 용량성 부하를 주기적으로 연결하면 마이크로파의 속도를 감소시킬 수 있다는 것은 잘 알려진 사실이다<sup>[8]</sup>. 이는 마이크로파가 전극을 진행하면서 주기적으로 연결된 부하를 충방전시키며 진행하므로 속도가 줄어들기 때문이다. 그리고 이러한 부하의 연결은 당연히 CPS의 특성 임피던스를 변화시킨다. 그림 4에서 보여졌던  $f_0$ 의 주파수에서 마이크로파의 속도가 광신호의 속도와 같아진다면  $f_0$ 를 중심으로 한 근처의 주파수에서 속도가 정합됐다고 할 수 있다. CPS에서 주기적인 부하가 연결되었을 때의 마이크로파 속도에 관한 수식은 식 (15)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$V_M(f) = \sqrt{\frac{1}{(C_{CPS}(f) + C_l)L_{CPS}(f)}} \quad (17)$$

$$C_l = \frac{C_0}{l_{sep}} \quad (18)$$

식 (18)에서  $C_0$ 는 부하 하나의 커패시턴스를 나타내고  $l_{sep}$ 는 부하간의 간격을 나타낸다. 식 (17)은 용량성 부하를 주기적으로 연결했을 때의 속도를 나타내므로 식 (15)의  $C_{CPS}(f)$ 에 부하의 영향인  $C_l$ 를 더해줘야 한다.  $C_{CPS}(f)$ 는 CPS의 단위길이당 커패시턴스이고  $C_l$ 은 부하의 커패시턴스와 주기의 비를 나타내므로  $C_{CPS}(f)$ 과  $C_l$ 는 같은 차원이다. 그리고 부하가 주기적으로 연결된 CPS의 특성 임피던스는 식 (14)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$Z_M(f) = \sqrt{\frac{L_{CPS}(f)}{C_{CPS}(f) + C_l}} \quad (19)$$

식 (17)과 (19)를 보면 모두  $C_l$ 에 의해 속도와 임피던스가 감소됨을 알 수 있다. 따라서 CPS전극의 폭과 간격에 의해 결정되는 속도와 임피던스를 적당한 위치에 설정한 후, 같은 비율로 감소시키는  $C_l$ 의 값을 선택한다면 두 가지 정합을 동시에 이룰 수 있다. 정합이 되었을 때  $f = f_0$ 에서 마이크로파의 속도와 광파의 속도가 같아져야 하므로  $V_M(f_0) = V_{op}$ 라고 놓고 식 (17)을 정리하면 다음과 같다.

$$C_l = \frac{1 - V_{op}^2 C_{CPS}(f_0) L_{CPS}(f_0)}{L_{CPS}(f_0) \cdot V_{op}^2} \quad (20)$$

식 (20)에서  $C_{CPS}(f_0)$ 와  $L_{CPS}(f_0)$ 는  $s$ 와  $w$ 의 함수이다. 그러므로  $C_l$ 도  $s$ 와  $w$ 의 함수이다.

임피던스 정합에 관하여 풀어보면 다음과 같다. 입출력단의 부하를  $50 \Omega$  이라 가정하면, 식 (18)의  $Z_M(f)$ 를  $Z_M(f_0) = 50 \Omega$ 로 놓고 수식을 정리하여  $C_l$ 에 대한 또 다른 식을 얻을 수 있다.

$$C_l = \frac{L_{CPS}(f_0) - 2500 \cdot C_{CPS}(f_0)}{2500} \quad (21)$$

그러므로 식 (20)과 식 (21)이 같아야만 주기적으로 배열된 부하의 영향으로 임피던스 정합과 속도 정합을 동시에 얻을 수 있다. 이 두 식과 식 (13)을 이용하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$L_M = \mu_0 \frac{K(k_e)}{K'(k_e)} = \frac{50}{V_{op}} \quad (22)$$

식 (22)는 속도정합 진행파형 전극의 설계에 중요한 요소이다. 이 수식을 이용해서 정합을 이룰 수 있는 전극의 폭과 간격인  $s$ 와  $w$ 를 구할 수 있기 때문이다. 또한 식 (22)에서  $\frac{K(k_e)}{K'(k_e)}$ 는 등가식으로 식 (24)와 같이 쓸 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$\frac{K(k_e)}{K'(k_e)} = \frac{\pi}{\ln\left(2 \times \frac{1 + \sqrt{k_e'}}{1 - \sqrt{k_e'}}\right)}$$

$$0 \leq k_e \leq 0.707$$

$$\frac{K(k_e)}{K'(k_e)} = \frac{\ln\left(2 \times \frac{1 + \sqrt{k_e}}{1 - \sqrt{k_e}}\right)}{\pi}$$

$$0.707 \leq k_e \leq 1 \quad (23)$$

그런데 그림 3을 보면 CPS를 진행하는 마이크로파의 속도와 특성 임피던스가 각각 광파의 속도와 입출력 임피던스와 정합되기 위해서는  $k$ 값이 0.707보다 작아야 한다는 것을 알 수 있다. 그러므로 식 (23)의 첫번째 수식을 사용하면  $k_e$ 값을 구할 수 있다.

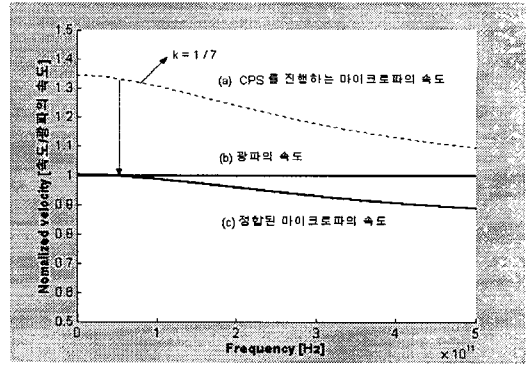
$$k_e = \sqrt{1 - \left( \frac{e^{-\frac{\pi \mu_0 V_{op}}{50}} - 2}{e^{-\frac{\pi \mu_0 V_{op}}{50}} + 2} \right)^2} \quad (24)$$

식 (24)에서  $V_{op}$ 는 식 (16)에 의해 구해지는 상수이므로 이 식에서  $k_e$ 는 상수로써 계산되어진다.

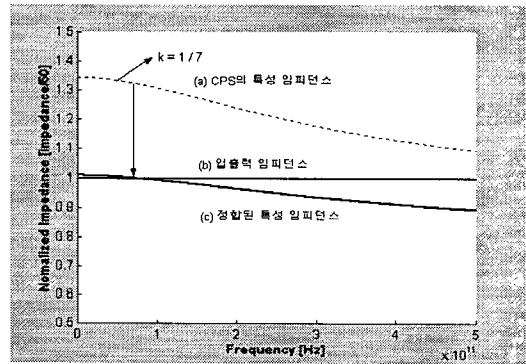
이렇게 구해진  $k_e$ 값과 식 (9)를 이용하면  $s$ 를  $w$ 로 표현한 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$s = \frac{2wk_e + \Delta(1 + k_e)}{(1 - k_e)} \quad (25)$$

식 (25)는 속도정합을 위한 CPS전극의 폭과 간격을 구하는 수식이다. 만일 임의로  $w$ 값을 정한다면 식 (25)에 의해  $s$ 값을 구할 수 있다. 이렇게 구해진  $s$ 와  $w$ 의 값을 식 (9)에 대입하여 식 (10)~(14)를 이용하면  $C_{CPS}$ ,  $L_{CPS}$ ,  $Z_{CPS}$ 를 구할 수 있다. 이들을 식 (20), (21)에 대입하여 계산을 하면  $C_l$ 을 구할 수



(a)



(b)

그림 5. 정합된 속도와 임피던스

- (a) 정합된 마이크로파의 속도
- (b) 정합된 임피던스

Fig. 5. Matched velocity and impedance.

- (a) Matched microwave velocity
- (b) Matched characteristic impedance.

있다. 이렇게 구해진  $C_l$ 에 의해 주기적으로 연결된 부하의 커패시턴스와 간격의 비를 알 수 있게 된다. 만일 부하의 커패시턴스가 정해져 있다면 이 비에 의해 부하 간의 간격이 구해진다. 이상의 방법으로 구해진  $s$ ,  $w$ ,  $C_0$  그리고  $l_{sep}$ 를 이용하면 속도정합과 임피던스 정합을 동시에 얻을 수 있는 진행파형 전극을 설계할 수 있다.

이렇게 구해진 값들을 이용해서 설계한 속도정합 진행파형 전극의 속도와 임피던스를 그림 5에 나타내었다.

그림 5 (a)의 (a)는  $k=1/7$  일 때 CPS를 진행하는

마이크로파의 속도를 나타내고, (b)는 정규화된 광파의 속도를 나타내며, (c)는 정합된 마이크로파의 속도를 나타낸다. 그림 5 (b)의 (a)는  $k=1/7$ 일 때 CPS의 특성임피던스를 나타내고 (b)는  $50 \Omega$ 에 대해 정규화된 입출력 임피던스를 나타내며, (c)는 정합된 진행파형 전극의 특성 임피던스를 나타낸다. 그림 5는  $k=1/7$ 일 때만 CPS의 마이크로파 속도와 특성 임피던스가 주기적으로 연결된 부하  $C_f$ 에 의해  $f=f_0$ 에서 각각 광파의 속도, 입출력 임피던스와 같아짐으로써  $f_0$ 를 중심으로 한 좌우의 주파수 대역에 걸쳐 동시에 정합이 됨을 알 수 있다.

#### IV. AlGaAs/GaAs VM DP의 진행파형 전극 설계

앞 절에서 설명한 설계방법을 AlGaAs/GaAs VM DP의 진행파형 전극설계에 적용해 보고자 한다.

VM DP의 진행파형 전극에 사용되어지는 주기적

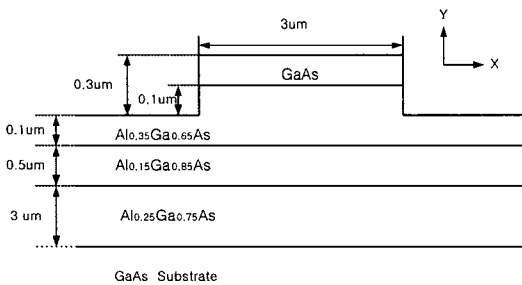


그림 6. VM DP도파로의 수직 구조  
Fig. 6. Cross-section of waveguide of VM DP.

부하는 MSM 광검출기로 전극이 마치 깎지 낀 손가락의 모양을 하고 있는 구조로 되어 있다. 이 검출기의 전기적 특성은 전극의 폭과 간격 그리고 갯수에 의해 결정되어진다<sup>[9]</sup>. GaAs를 기판으로 VM DP도파로의 수직구조는 그림 6과 같다.

이 구조에서의 광도파는 주로 3층의 AlGaAs에 의해 단일 횡모드가 유지되며, 모드의 꼬리부분이 MSM 광검출기의 활성영역인 GaAs층에 위치하게 된다.

앞절에서 설명한 방법에 따라 다음과 같은 단계를 거쳐 전극 설계를 하였다.

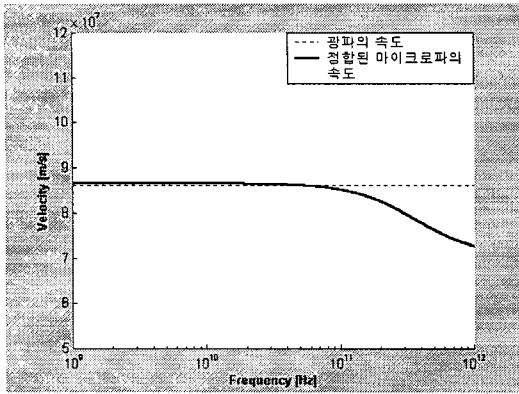
첫번째, 도파로의 유효 굴절율을 구한다. 이때 도파로의 유효굴절율은 FEM (finite element method)<sup>[10]</sup>를 이용하여 구했으며, 이 값은  $n_{eff}=3.4832$ 이다. 이때 사용된 파장은  $0.86 \mu m$ 이다. 이 값을 식 (16)에 대입하여 광파의 속도를 구하면  $V_{op}=86127698$  m/s 이다.

두번째,  $L_M$ 을 구한다. 앞에서 구한  $V_{op}$ 를 식 (22)에 대입하여 계산하면  $L_M = 5.8 \times 10^{-7}$ 이 된다. 세번째,  $k_e$ 를 구한다. 식 (23)~(25)를 이용하면  $k_e=0.13287$ 이다. 네번째, 앞에서 구한  $k_e$ 값과  $t=0.375 \mu m$ ,  $w=92 \mu m$ 를 식 (26)에 대입하면  $s=30 \mu m$ 이다. 여기서  $t$ 와  $w$ 값은 임의로 정한 값이다. 다섯번째, 정해진  $t$ ,  $s$  그리고  $w$ 를 식 (6)과 (9)에 대입한 후 식 (1)~(3), (5), (7)~(8) 그리고 식 (10)~(14)를 이용하여 주파수의 변화에 따른 CPS의 유효 유전율, 단위 길이당 커패시턴스, 인덕턴스, 그리고 임피던스를 구한다. 이렇게 구해진 값으로 식 (15)로 표현되는 마이크로파의 속도를 구한다. 여섯번째,  $k$  값을 변화시키며 주파수에 따른 마이크로파의 속도

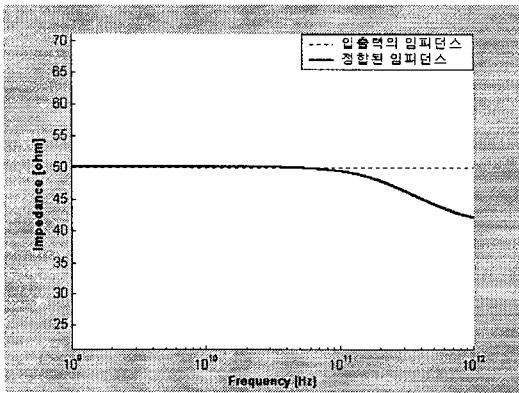
표 1. GaAs를 기판으로 한 VM DP 설계시 실제 값을 넣었을 때 구해지는 파라미터들  
Table 1. Parameters calculated by real values of VM DP based on GaAs substrate.

	굴절율	$n_{eff}$	3.4832	s	30 $\mu m$
$Al_{0.35}Ga_{0.65}As$	3.387352	$V_{op}$	86127698 [m/s]	w	92 $\mu m$
$Al_{0.15}Ga_{0.85}As$	3,518972	t	0.375 $\mu m$	$\lambda$	0.86 $\mu m$
		$f_0$	80 [GHz]	$C_l$	$1.02 \times 10^{-10}$
$Al_{0.25}Ga_{0.75}As$	3.450483	$L_M$	$5.8 \times 10^{-7}$ [H]	$C_0$	$1.5 \times 10^{-14}$ [F]
GaAs substrate	3.591657	$k_e$	0.13287	$l_{sep}$	147 $\mu m$





(a)



(b)

그림 7. 정합된 마이크로파의 속도와 특성 임피던스

- (a) 정합된 마이크로파의 속도
- (b) 정합된 특성임피던스

Fig. 7. Matched microwave velocity and characteristic impedance.

- (a) Matched microwave velocity
- (b) Matched characteristic impedance.

와 임피던스를 시뮬레이션 하면  $f_0$ 를 정할 수 있는데, 이 값은  $f_0 = 80$  GHz이다. 이 값을 식 (19)나 (20)에 대입하면  $C_l = 1.02 \times 10^{-10}$  [F/  $\mu$ m]가 구해진다.  $C_0$ 값을  $1.5 \times 10^{-14}$  [F]로 정한다면 식 (18)에 의해서 부하간의 간격  $l_{sep}$ 은  $147 \mu$ m가 된다. 여기서 MSM 광검출기가  $1.5 \times 10^{-14}$  [f]정도의 커패시턴스를 가지려면 전극의 폭과 간격이 각각  $0.3 \mu$ m,  $0.2 \mu$ m이고 MSM 하나의 길이가  $15 \mu$ m 정

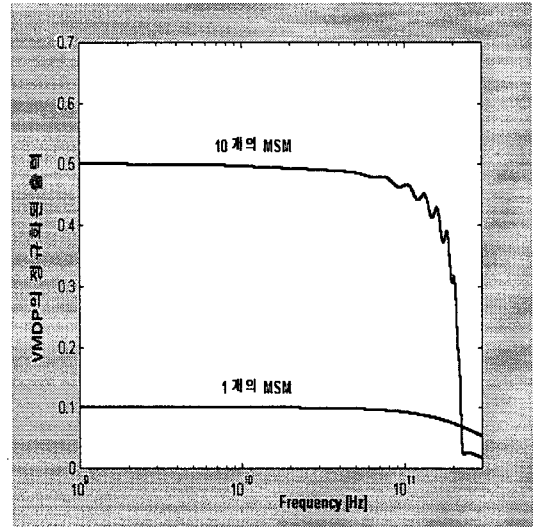


그림 8. 1개와 10개의 MSM을 연결한 VMDP의 대역폭

Fig. 8. Bandwidth of VMDP with 1MSM and 10 MSM.

도면 된다. 마지막으로 앞의 방법에 의해 구한  $s$ ,  $w$ ,  $t$ ,  $C_0$  그리고  $l_{sep}$ 를 이용하여 속도정합 진행파형 전극을 설계한다. 앞의 방법으로 구해진 값들을 표 1에 정리하였다.

그림 5에 위의 방법으로 설계한 진행파형 전극의 주파수 변화에 의한 마이크로파의 속도와 특성 임피던스를 그림 7에 나타내었다.

그림 7 (a)에서 점선은 VMDP의 도파로를 진행하는 광파의 속도를 나타내고 실선은 속도정합 진행파형 전극을 진행하는 마이크로파의 속도를 나타낸다. 그림 7 (b)에서 점선은 VMDP의 입출력단에 연결한 임피던스( $50 \Omega$ )를 나타내고 실선은 주파수에 따른 속도정합 진행파형 전극의 정합된 특성 임피던스를 나타낸다. 시뮬레이션의 결과 앞에서 제시한 해석적 방법에 의해 설계했을 때 만족할만한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 표 1에 나타낸 파라미터들을 이용해 MSM 광검출기 1개와 10개를 연결한 VMDP의 대역폭은 그림 8과 같다.

그림 8은 보통 MSM 광검출기 한 개의 대역폭이 200~300 GHz 정도이므로 응답이 충분히 빠르다는 가정과 VMDP의 흡수층에 의한 불연속면에 대한

손실, 도파로 손실, 도체손실, 유전손실, 그리고 방사손실이 없다는 가정하에 입사된 광전력에 대해 정규화한 그림으로 대역폭이 100 GHz 이상 되는 것을 알 수 있다.

### V. 결 론

속도 정합 진행파형 전극의 간편한 설계방법을 알아 보았고, 이 설계방법에 의해 GaAs기판으로 하는 속도정합 진행파형 전극을 설계하여 시뮬레이션을 해 보았다. 시뮬레이션의 결과는 그림 7과 같이 정합이 잘 됐음을 보여주며 그림 8과 같이 100 GHz 이상의 대역폭을 얻을 수 있음을 보여준다. 앞의 결과를 종합해 볼 때 식 (22)가 가장 중요한 요소이다. 식 (22)를 바탕으로 속도 정합과 임피던스를 동시에 이루게 할 수 있는 전극의 폭과 간격인  $s$ 와  $w$ 의 값이 정해지고 이 값에 의해  $C_1$ 의 값이 정해져서 부하간의 간격과 부하의 커패시턴스를 정할 수 있기 때문이다. 그리고 속도정합과 임피던스 정합을 동시에 이루기 위한 전극의 폭과 간격의 비가 오직 하나 뿐이 없고 주기적으로 연결되는 부하의 커패시턴스와 부하간의 간격 비도 오직 하나 뿐이 없으며, 속도정합 진행파형 전극의 구조가 앞에서 말한 비율만 만족한다면 속도정합과 임피던스정합을 동시에 이룰 수 있다. VMDP 설계의 예와 같이 속도정합 진행파형 전극을 필요로 하는 광소자의 전극 설계를 간단한 해석적 방법으로 수행할 수 있다.

### 참 고 문 헌

[1] A. R. Williams, A. L. Kellner, and P. K. L. Yu, "Dynamic range performance of a high speed high saturation InGaAs/InP pin waveguide photodetector," *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 7, pp. 548-549, 1995.

[2] H. F. Taylor, O. Eknoyan, C. S. Park, K. N. Choi, and K. Chang, "Traveling wave photodetectors," *SPIE: Opt. Signal Processing Phased-Array Antennas II*, vol. 1217, pp. 59-63, 1990.

[3] L. Y. Lin, M. C. Wu, T. Itoh, T. A. Vang, R. E. Muller, D. L. Sivco, and A. Y. Cho, "High-power, high-speed photodetectors-design, analysis, and experimental demonstration," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 8, pp. 1320-1331, 1997

[4] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Norwood, MA: Artech Hous, 1979, ch. 7.

[5] G. Hansnain, A. Dienes, and J. R. Whinnery, "Dispersion of picosecond pulses in coplanar transmission lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 34, pp. 738-741, Jun., 1989.

[6] I. J. Bahl, "Design considerations for coplanar waveguides and Coplanar strips," I. I. T., Elect. Eng. Dept., Kanpur, India, Tech. Rep., vol. 78-MW1, 1978.

[7] T. Kitazawa, Y. Hayashi, and M. Suzuki, "A coplanar waveguide with a thick metal-coating," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-24, pp. 604-608, Sept., 1976.

[8] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New York : McGraw-Hill, 1992, ch. 8.

[9] S. Y. Chou, and M. Y. Liu, "Nanoscale tera-hertz metal-semiconductor-metal photodetector," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 28, no. 10, pp. 2358-2368, Oct., 1992

[10] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. John Wilwy & Sons, INC., 1993.

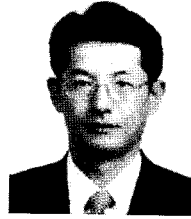
오 재 필



1972년 11월 5일생  
1999년: 단국대학교 전자공학 (공학사)  
2001년: 한양대학교 전파공학 (공학석사)  
[주 관심분야] 밀리미터-포토닉스 시스템, 광 검출기 설계

E-mail : jfoby@hananet.net

이 상 선



1955년 9월 1일생  
1978년: 한양대학교 전자공학 (공학사)  
1983년: 한양대학교 전자공학 (공학석사)  
1990년: University of Florida 전기공학 (공학박사)  
1991년 4월~1991년 11월: 생산기술연구원 선임연구원 겸 조교수  
1991년 11월 ~ 1993년 2월: 전자부품종합기술연구소 선임연구원  
1993년 3월 ~ 현재: 한양대학교 전자전기공학부 부교수.  
[주 관심분야] 광전집적회로, 광통신소자 및 시스템, 광응용시스템

E-mail : ssnlee@mail.hanyang.ac.kr