

論文95-32A-2-12

# Ti:LiNbO<sub>3</sub> 진행파 광변조기의 FEM 전극해석 및 대역폭 예측

## (FEM Analysis of Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical Modulator's Traveling-wave Electrodes and Estimation of Modulation Band-width)

金昌敏\*, 韓相弼\*

(Chang-Min Kim and Sang-Pil Han)

## 요약

고속 변조를 수행하기 위한 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 변조기의 진행파전극을 설계하였다. 1) 광파와 M/W 변조파의 위상속도 부정합, 2) M/W 전극 특성임피던스  $Z_c$ 의 부정합, 이상의 두 문제를 동시에 해결할 수 있는 방안으로써 LiNbO<sub>3</sub> 기판과 전극 사이에 1 $\mu$ m SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착시킨 구조를 대상으로 하였다. 전극의 해석은 2차 삼각형요소를 사용한 FEM(Finite Element Method: 유한요소법)에 의하였으며, 위상속도 정합과 특성임피던스 정합을 동시에 만족시킬 수 있는 설계치를 구하였다. 해석결과를 이용하여 CPW 전극구조를 갖는 Mach-Zehnder 광변조기의 설계 예를 제시하였으며, 변조 대역폭을 예측하여 보았다.

## Abstract

Traveling-wave electrodes for the high-speed Ti:LiNbO<sub>3</sub> modulators are designed. For a solution to the problems of 1) phase-velocity mismatching between the optical wave and the modulating M/W, 2) M/W electrode characteristic impedance mismatching, we assume devices with 1 $\mu$ m thick SiO<sub>2</sub> buffer layer between the electrode and the Ti:LiNbO<sub>3</sub> substrate. The electrode analyses are performed by the FEM using the second-order triangular elements. The optimum design parameters to satisfy the phase-velocity matching and the characteristic impedance matching are sought for. By use of the analyses' results, a Mach-Zehnder optical modulator with a CPW electrode is designed as an example. The band-width estimation is also illustrated.

## I. 서론

광대역 대용량 정보통신을 이루기 위하여 이미 대부분의 간선통신망은 광섬유로 대체되었다. 광섬유 전송

선로가 갖고 있는 광대역의 잠재성은 기존의 전송선로들에 비하여 엄청나며, 이러한 광대역을 유효적절히 이용하기 위해서는 고속 광변조기술이 필수적이다. 지금의 광변조 속도는 40GHz 이상에 이르고 있으나<sup>[1-6]</sup>, 아직도 고속 변조기에서 주로 사용되고 있는 진행파전극의 설계는 몇가지의 문제점을 안고 있는 실정이다. 고속 광변기에 쓰이고 있는 기판 재질은 주로 LiNbO<sub>3</sub>, GaAs 등이 있으나, LiNbO<sub>3</sub>의 전기광학계수가 GaAs에 비하여 약 6배 정도에 이르는 이유로 대부분의 고

\* 正會員, 서울시立大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Seoul City Univ.)  
接受日字 : 1994年 4月 9日

속 광변기 소자 제작은 LiNbO<sub>3</sub>가 사용되고 있다.

고속 변조를 수행하기 위해서는 진행파전극의 사용은 필수적이며, 진행파전극의 설계에 있어서 지적되고 있는 세가지 문제점은 1) 광도파로내의 도파광과 진행파전극상의 M/W (microwave) 변조파의 위상속도 부정합, 2) M/W 전극의 특성임피던스 부정합, 3) M/W 전극의 전도손실 및 유전체 기판의 유전손실 등이다. 특히 문제점 1)과 2)를 동시에 만족시키기에는 한계가 있는 것으로 알려져 왔으나, 기판과 전극사이에 1 $\mu$ m 정도의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착시켜 두 문제를 동시에 해결하고자 하는 노력이 꾸준히 진행되고 있다<sup>[1-6]</sup>. 문제점 3)의 해결방안으로는 전극형면의 면적을 늘리고, 보다 얇은 LiNbO<sub>3</sub> 기판을 사용하며, 또한 LiNbO<sub>3</sub> 기판과 metal mount의 바다를 가급적 멀리하는 방안이 제안되고 있다.

본 논문에서는 LiNbO<sub>3</sub> 기판상에서 진행파전극 설계의 문제점 중 1)과 2) 사항을 동시에 해결하는 진행파전극구조를 찾고자 한다. 문제점 1)에서 도파광의 실효굴절율  $n_{eff} = 2.2$ 이고, M/W 실효굴절율  $N_{eff}$ 는 전극두께가 0에 가까울 경우에는 4.2에 달한다. 이상적인 위상속도 정합이 이루어지기 위해서는  $N_{eff} = 2.2$ 가 될 필요가 있다. 전극두께를  $\mu$ m order로 키우면  $N_{eff}$  값이 작아지기는 하나 3.0 이하로 떨어뜨리기는 매우 힘들다. 더구나  $N_{eff}$ 를 3.0 근처로 떨어뜨린다고 해도 문제점 2) 전극의 특성임피던스  $Z_c$ 를 50 $\Omega$ 로 동시에 맞추는 것도 거의 불가능하다. 이상의 두가지 문제점을 동시에 해결할 수 있는 것이 기판과 전극사이에 1 $\mu$ m 정도 두께의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 삽입시키는 것이다. 광변조기는 z-cut LiNbO<sub>3</sub> 기판을 대상으로 모의전산하였으며, 전극의 해석은 2차 삼각형요소를 사용한 FEM에 의하였다. CPW(coplanar waveguide) 전극구조, ACPS(asymmetric coplanar strip) 전극구조 각각에 대하여 다양한 치수비(aspect ratio)에 따른  $N_{eff}$ 와  $Z_c$ 를 구하였다. 각 구조에 대하여  $Z_c = 50\Omega$ ,  $N_{eff} = 2.2$ 를 동시에 만족시키는 설계치들을 구할 수가 있었다.

이상의 해석결과를 이용하여 CPW 전극구조를 갖는 Mach-Zehnder 광변조기의 설계예를 보였다. 또한 기존의 연구결과를 예시하고 비교함으로써, 본 논문의 광변조 대역폭 예측의 타당성을 검증하였다.

## II. 유한요소 및 면적좌표

### 1. 유한요소 모델

FEM은 해석대상 영역을 유한개수의 미소영역으로 세분하고, 분할된 각 영역내에서의 함수를 단순함수로 근사화시켜 이 근사함수가 주어진 미방과 경계조건을 만족시키는 해를 찾는 방법이다.

FEM의 과정은 해석영역을 미소영역으로 요소(element) 분할하고, 각 요소마다 요소 및 절점번호를 부여한다. 부여된 번호를 토대로 각 요소의 지역요소행렬식(local matrix)을 만들고, 이들을 모아서 하나의 커다란 전역행렬식(global matrix)을 만든다. 이 전역행렬에 대한 연산과정을 거쳐 최종적인 해를 얻는다. 그림 1은 2차 삼각형요소의 선형 보간함수로 나타낸 연속함수  $u(x, y)$ 를 표시하고 있다.

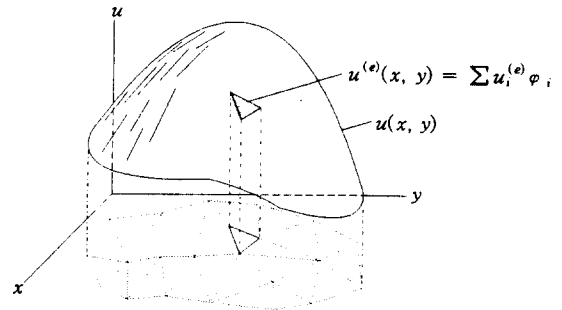


그림 1. 2차 삼각형요소의 선형 보간함수로 나타낸 연속함수  $u(x, y)$

Fig. 1. Continuous function  $u(x, y)$  represented by linear interpolation functions of first-order triangular elements.

그림 2는 경계면이 곡선을 이루는 영역의 유한요소 분할을 보이고 있다. 그림 2의 요소  $\omega^e$ 는 삼각형 또는 사각형으로 나눌 수 있으나 본 논문에서는 삼각형 요소를 대상으로 다룬다.

전형적인 2계 편미방은 다음의 형식으로 표현된다.

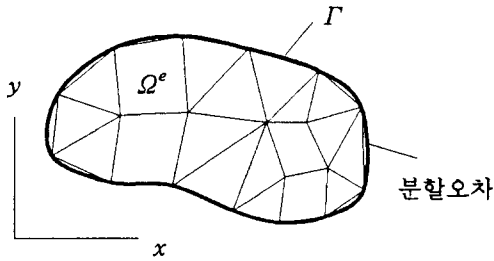
$$-\frac{\partial}{\partial x} F_1 - \frac{\partial}{\partial y} F_2 + a_{00}u - f = 0 \quad (1)$$

여기서

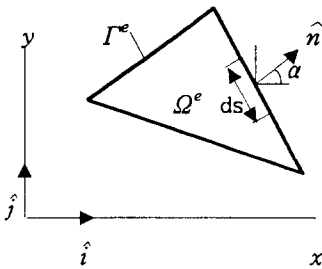
$$\begin{aligned} F_1 &= a_{11} \frac{\partial u}{\partial x} + a_{12} \frac{\partial u}{\partial y}, \\ F_2 &= a_{21} \frac{\partial u}{\partial x} + a_{22} \frac{\partial u}{\partial y} \end{aligned} \quad (2)$$

미분 가능한 시험함수(trial function)  $v$ 를 식(1)에 곱하고 요소분할 영역  $\omega^e$ 에 대하여 면적분, 부분적분, 발산정리를 적용하면

$$0 = \int_{\Omega^e} \left\{ \frac{\partial v}{\partial x} F_1 - \frac{\partial v}{\partial y} F_2 + a_{00}vu - vf \right\} dx dy - \oint_{\Gamma^e} vq_n dl \quad (3)$$



(a)



(b)

그림 2. 경계면이 곡선을 이루는 영역에 대한 유한요소 분할

- (a) 삼각형 및 사각형에 의한 영역의 요소분할.
- (b) 전형적인 삼각형요소

Fig. 2. Finite-element discretization of an arbitrarily-shaped domain

- (a) Discretization by triangular elements.
- (b) A typical triangular element

단,

$$q_n = F_1 \cos \alpha + F_2 \sin \alpha \quad (4)$$

을 얻는다.

그림 1에서 요소함수  $u^{(e)}(x, y)$ 는 다음과 같이 표현되고 있다.

$$u^{(e)}(x, y) = \sum_{j=1}^n u_j^{(e)} \varphi_j(x, y) \quad (5)$$

$\varphi_j$ 의  $j$ 는 절점(정점 및 중점 포함) 번호를 의미하며

$$\varphi_j(x_i, y_i) = \delta_{ij} \quad (6)$$

의 특성을 갖는 선형 보간함수이다. 식(3)의 시험함수  $v_i = \varphi_i$ 로 놓고, 식(5)를 식(3)에 대입하면 다음의 요소행렬식을 얻는다.

$$\sum_{j=1}^n K_{ij}^{(e)} u_j^{(e)} = F_i^{(e)} \quad (7)$$

여기서

$$K_{ij}^{(e)} = \int_{\Omega^e} \left[ \frac{\partial \varphi_i}{\partial x} \left( a_{11} \frac{\partial \varphi_j}{\partial x} + a_{12} \frac{\partial \varphi_j}{\partial y} \right) + \frac{\partial \varphi_i}{\partial y} \left( a_{21} \frac{\partial \varphi_j}{\partial x} + a_{22} \frac{\partial \varphi_j}{\partial y} \right) + a_{00} \varphi_i \varphi_j \right] dx dy \quad (8)$$

$$F_i^{(e)} = \int_{\Omega^e} f \varphi_i dx dy + \oint_{\Gamma^e} \varphi_i q_n dl \quad (9)$$

식(7)은 하나의 삼각형요소에 대한 유한요소 모델을 나타낸다.

### 2. 2차 삼각형요소함수

그림 3은 2차원 영역에 대해서 2차 삼각형요소로 분할한 것이다.

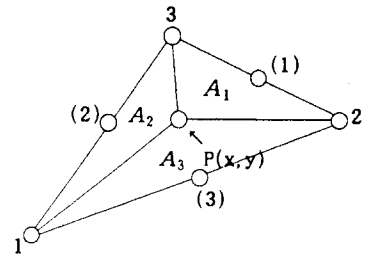


그림 3. 2차 삼각형요소(6절점 요소); 절점번호 4=(3), 5=(1), 6=(2)

Fig. 3. Second-order triangular element(six-node element); node numbers 4=(3), 5=(1), 6=(2).

삼각형 꼭지의 3개의 절점과 각 변상의 3개의 중점을 바탕으로, 그 삼각형 요소내에 임의의 potential을 2차 다항식으로 근사시키면 다음과 같다.

$$u^{(e)}(x, y) = c_1 + c_2 x + c_3 y + c_4 x^2 + c_5 xy + c_6 y^2 = [1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2] \begin{Bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_5 \\ c_6 \end{Bmatrix} \quad (10)$$

식(5), (6)을 그림 3과 연계시키면

$$\begin{Bmatrix} u_1^{(e)} \\ u_2^{(e)} \\ u_3^{(e)} \\ u_4^{(e)} \\ u_5^{(e)} \\ u_6^{(e)} \end{Bmatrix} = [A] \begin{Bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \end{Bmatrix} \quad (11)$$

여기서

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & x_1^2 & x_1 y_1 & y_1^2 \\ 1 & x_2 & y_2 & x_2^2 & x_2 y_2 & y_2^2 \\ 1 & x_3 & y_3 & x_3^2 & x_3 y_3 & y_3^2 \\ 1 & x_4 & y_4 & x_4^2 & x_4 y_4 & y_4^2 \\ 1 & x_5 & y_5 & x_5^2 & x_5 y_5 & y_5^2 \\ 1 & x_6 & y_6 & x_6^2 & x_6 y_6 & y_6^2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

의 표현이 가능하다. 식(11)의  $u_j^{(e)}$ 는 절점번호  $j$ 에 서의 함수크기이다.

식(10)과 (11)을 연립시키면 다음과 같은 식의 도출 이 가능하다.

$$u^{(e)}(x, y) = [1 \ x \ y \ x^2 \ xy \ y^2] [A]^{-1} \begin{Bmatrix} u_1^{(e)} \\ u_2^{(e)} \\ u_3^{(e)} \\ u_4^{(e)} \\ u_5^{(e)} \\ u_6^{(e)} \end{Bmatrix} \quad (13a)$$

$$= [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \varphi_3 \ \varphi_{(3)} \ \varphi_{(1)} \ \varphi_{(2)}] \begin{Bmatrix} u_1^{(e)} \\ u_2^{(e)} \\ u_3^{(e)} \\ u_4^{(e)} \\ u_5^{(e)} \\ u_6^{(e)} \end{Bmatrix} \quad (13b)$$

$$= \sum_{i=1}^6 u_i^{(e)} \varphi_i(x, y) \quad (13c)$$

$\varphi_i$ 는 다음과 같은 간단한 형태로 표현이 가능하다.

$$\varphi_i = \frac{1}{4A^2} \begin{vmatrix} x-x_j & y-y_j \\ x_k-x_j & y_k-y_j \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 2x-x_i-x_j & 2y-y_i-y_j \\ x_k-x_j & y_k-y_j \end{vmatrix} \quad (14a)$$

$$\varphi_{(i)} = -\frac{1}{A^2} \begin{vmatrix} x-x_i & y-y_i \\ x_j-x_i & y_j-y_i \end{vmatrix} \begin{vmatrix} x-x_i & y-y_i \\ x_k-x_i & y_k-y_i \end{vmatrix} \quad (14b)$$

여기서  $A$ 는 삼각형요소  $\Omega^e$ 의 면적이며,  $i, j, k$ 는  $i \neq j \neq k$ 인 순환첨자이다. 식(14a)는 정점에 대한 식이 고 식(14b)는 중점에 대한 식임을 유의하라.

### 3. 면적좌표

2차 이상의 고차 삼각형요소의 보간함수  $\varphi_i(x, y)$ 는 직교좌표계보다 면적좌표계를 사용하면 더 간이화될

수 있다. 삼각형 면적좌표계에서 임의의 점  $P(x, y) = P(L_1, L_2, L_3)$ 의 좌표  $L_i$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$L_i = \frac{A_i}{A} \quad i = 1, 2, 3 \quad (15)$$

$A$ 는 삼각형요소의 면적이며  $A_i$ 는 그림 3과 같이 삼 각형내 임의의 점  $P(x, y)$ 에 대해서 분할된 각 삼각형 의 면적이다. 약간의 계산을 통하여

$$L_i = \frac{1}{2A} (a_i + \beta_i x + \gamma_i y) \quad i = 1, 2, 3 \quad (16)$$

여기서

$$\left. \begin{aligned} a_i &= x_j y_k - x_k y_j \\ \beta_i &= y_j - y_k \\ \gamma_i &= x_k - x_j \end{aligned} \right\} \quad i \neq j \neq k \text{ (순환첨자)} \quad (17)$$

가 됨을 알 수 있다. 식(16)은

$$[L_1 \ L_2 \ L_3] = \frac{1}{2A} [1 \ x \ y] \begin{bmatrix} a_1 & \beta_1 & \gamma_1 \\ a_2 & \beta_2 & \gamma_2 \\ a_3 & \beta_3 & \gamma_3 \end{bmatrix} \quad (18)$$

가 되며, 따라서

$$[1 \ x \ y] = [L_1 \ L_2 \ L_3] \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \quad (19)$$

의 관계식을 얻는다.

이상의 유도된  $(x, y)$  좌표와  $(L_1, L_2, L_3)$ 좌표계의 관계식을 근거로 우리는 식(14)의 정점함수  $\varphi_i$ 와 중 점함수  $\varphi_{(i)}$ 를 다음과 같이 면적좌표계로 표현하는 것 이 가능함을 증명할 수 있다.

$$\varphi_i = L_i(2L_i - 1) \quad i = 1, 2, 3 \quad (20)$$

$$\varphi_{(i)} = 4L_j L_k \quad i, j, k: \text{순환첨자} \quad (21)$$

또한  $\partial \varphi_i / \partial x$  및  $\partial \varphi_{(i)} / \partial x$ 는

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_i}{\partial x} &= \sum_{n=1}^3 \frac{\partial \varphi_i}{\partial L_n} \frac{\partial L_n}{\partial x} = \frac{1}{2A} \sum_{n=1}^3 \beta_n \frac{\partial \varphi_i}{\partial L_n} \\ &= (4L_i - 1) \frac{\beta_i}{2A} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi_{(i)}}{\partial x} &= \sum_{n=1}^3 \frac{\partial \varphi_{(i)}}{\partial L_n} \frac{\partial L_n}{\partial x} = 4L_k \frac{\beta_j}{2A} + 4L_j \frac{\beta_k}{2A} \\ &= \frac{2}{A} (\beta_j L_k + \beta_k L_j) \end{aligned} \quad (23)$$

가 됨을 알 수 있다.  $y$ 에 관한 미분은 식(22), (23)의  $\beta$ 를  $\gamma$ 로 변환하면 된다. 또한 다음과 같은 면적분공식을 도입하면 어떠한 적분도 용이하게 된다<sup>17</sup>.

$$\int \int_{area} L_1^m L_2^n L_3^p dA = \frac{m! n! p!}{(m+n+p+2)!} \cdot 2A \quad (24)$$

이상의 도출과정들은 모두 2차 삼각형 유한요소 한 개에 관한 식들이다. 유한요소 모델식은 식(7)이며, 이행렬의 계산을 용이하게 하기 위해서 면적좌표계가 도입되었다.

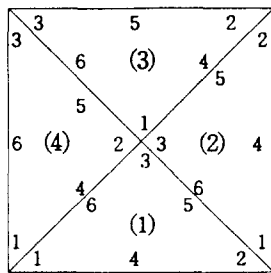
4. 전역행렬 구성

그림 4는 지역 요소행렬식을 전역 행렬식으로 합성하기 위한 보조 그림이다.

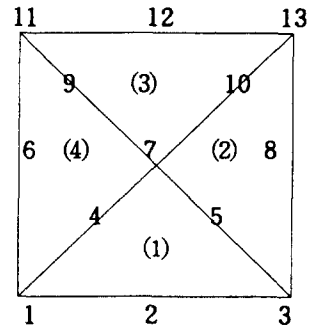
[K]를 구성하는 요소를 몇 개의 예를들어 살펴보기로 한다. 전역행렬의  $K_{77}, K_{99}, K_{94}, K_{97}, K_{98}$ 의 경우 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} K_{77} &= K_{33}^{(1)} + K_{33}^{(2)} + K_{11}^{(3)} + K_{22}^{(4)} \\ K_{99} &= K_{66}^{(3)} + K_{55}^{(4)} \\ K_{94} &= K_{54}^{(4)} \\ K_{97} &= K_{61}^{(3)} + K_{52}^{(4)} \\ K_{98} &= 0 \end{aligned} \quad (25)$$

$K_{ij}$ 의 대각선 행렬요소는 그림 4(b)의  $j$ 번째 절점에 관련되는 삼각형의 갯수 만큼 지역 요소행렬을 가집을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4. 해석 대상영역에서 분할된 4개의 2차 삼각형요소

(a) 지역절점번호, (b) 전역절점번호

Fig. 4. Four triangular elements of the analysis domain

(a) Local node numbers, (b) Global node numbers

같은 삼각형요소내의  $K_{ij}$ 는  $(i, j)$ 가 관련되는 지역 요소행렬이 한 개 또는 두 개로만 구성된다. 삼각형요소간의 경계를 공유하지 않는 다른 지역요소간의  $K_{ij}$ 는 항상 0 이 된다.

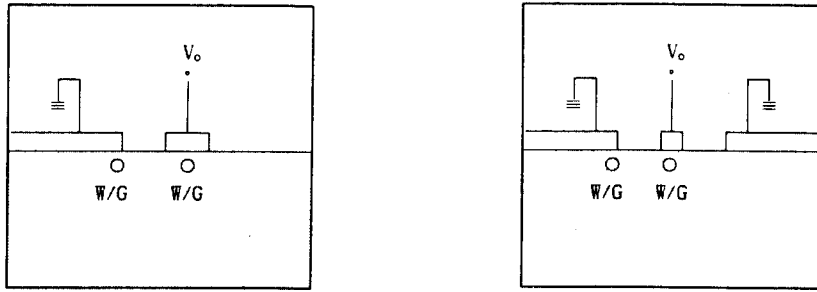
표 1. 전역절점번호와 지역절점번호의 연계성  
Table.1. Relation of global and local node numbers.

(e)	(1)	(2)	(3)	(4)
	g.n.n			
1	1	3	7	1
2	3	13	13	7
3	7	7	11	11
4	2	8	10	4
5	5	10	12	9
6	4	5	9	6

표 I의 l.n.n은 지역절점번호(local node number), g.n.n은 전역절점번호(global node number)를 지칭한다. 표 I을 통하여 각 요소 (e)마다 l.n.n과 g.n.n의 연계성을 예시하였다.

III. 진행파전극 해석

M/W 변조파가 TEM 모드라는 가정하에, 그림 5와 같은 CPW(coplanar waveguide) 및 ACPS (asymmetric coplanar strip) 전극구조에 대하여, 각 경우 전극의 두께를 조정하면서 이에 대한 전위분포를 구



(a)

(b)

그림 5. z-cut LiNbO<sub>3</sub> 진행파 전극 구조 ( $\epsilon_x=43, \epsilon_y=28$ )

(a) CPW, (b) ACPS

Fig. 5. z-cut LiNbO<sub>3</sub> traveling-wave electrodes' structures ( $\epsilon_x=43, \epsilon_y=28$ )

(a) CPW, (b) ACPS

하고 전극의 정전용량, M/W 특성임피던스, M/W 실효굴절율을 구하기로 한다. z-cut LiNbO<sub>3</sub> 기판을 대상으로 해석하였으며, 전극 해석에 있어서 금속과 유전체에 의한 손실은 고려하지 않았다.

1. 전위분포 및 요소분할

그림 5는 LiNbO<sub>3</sub> 기판위에 형성된 진행파전극 구조의 단면구조이다. 2차원 전극구조의 공기 및 기판에서의 Laplacian은 각각 다음과 같다.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad y > 0 \quad (26a)$$

$$\epsilon_x \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \epsilon_y \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad y < 0 \quad (26b)$$

FEM에 의해서 식(26)은 다음과 같은 유한요소 행렬식으로 표현된다.

$$[K^{(e)}] \{V^{(e)}\} = \{F^{(e)}\} \quad (27)$$

여기서

$$[K_i^{(e)}] = \sum_{j=1}^6 \left\{ \int_{\Omega} \epsilon_x \frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_j}{\partial x} dx dy + \int_{\Omega} \epsilon_y \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_j}{\partial y} dx dy \right\} \quad (i=1,2,\dots,6) \quad (28)$$

$$\{F_i^{(e)}\} = \oint_{r'} \epsilon_n \frac{\partial V}{\partial n} \phi_i dl = - \oint_{r'} \epsilon_n E_n \phi_i dl \quad (29)$$

식(28), (29)는 기판내에서의 식이고 공기에 대해서는  $\epsilon_x = \epsilon_y = \epsilon_n = 1$  임을 유의하라. 식(29)는 전극표면

을 제외한 metal box내의 어느 위치에서도 전하가 존재하지 않고, 삼각형요소와 요소간의 경계 선적분이 상쇄되므로 0 이 된다.

그림 6은 그림 5(b)의 ACPS 전극구조에 대해서 요소분할한 것이며 요소분할 갯수는 약 1500개이다.

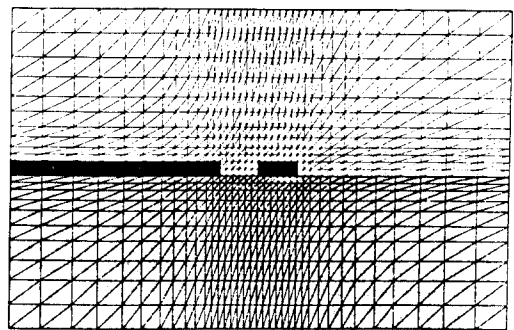


그림 6. ACPS 전극구조의 요소분할

Fig. 6. Finite-element discretization of an ACPS.

그림 7은 전극두께 2 $\mu$ m, 전극간격 6 $\mu$ m, 전극폭 6 $\mu$ m 인 z-cut LiNbO<sub>3</sub>에 대하여 전위분포를 계산한 후 등전위선을 그린 것이다.

2. 정전용량, M/W 특성임피던스, M/W 실효굴절율

그림 8은 1,2,3 부분이 전극의 전위, 나머지 부분은 공기 또는 유전체의 전위분포를 보이고 있다.

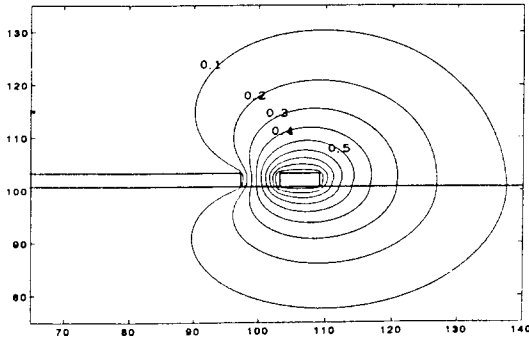


그림 7. FEM으로 계산된 ACPS 전극구조의 등전위 분포곡선  
(왼쪽 전극 : 0V, 오른쪽 전극 : 1V)

Fig. 7. Equi-potential distribution evaluated by the FEM for the ACPS(left electrode: 0V, right electrode: 1V)

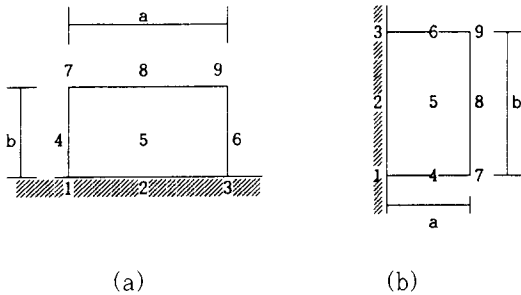


그림 8. 전극 주변에 분포하고 있는 일부 전위  
(a) x면 전극, (b) y면 전극

Fig 8. A few potentials distributed around electrodes (a) x-plane electrode, (b) y-plane electrode

x면 전극의 전하를 계산하기 위하여 그림 8의 각 점에 해당되는 직사각형의 전위 선형 보간함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= (1 - \frac{2x}{a})(1 - \frac{x}{a})(1 - \frac{2y}{b})(1 - \frac{y}{b}) \\ \varphi_2 &= \frac{4x}{a}(1 - \frac{x}{a})(1 - \frac{2y}{b})(1 - \frac{y}{b}) \\ \varphi_3 &= \frac{x}{a}(\frac{2x}{a} - 1)(1 - \frac{2y}{b})(1 - \frac{y}{b}) \\ \varphi_4 &= (1 - \frac{2x}{a})(1 - \frac{x}{a})\frac{4y}{b}(1 - \frac{y}{b}) \\ \varphi_5 &= \frac{4x}{a}(1 - \frac{x}{a})\frac{4y}{b}(1 - \frac{y}{b}) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \varphi_6 &= \frac{x}{a}(\frac{2x}{a} - 1)\frac{4y}{b}(1 - \frac{y}{b}) \\ \varphi_7 &= (1 - \frac{2x}{a})(1 - \frac{x}{a})\frac{y}{b}(\frac{2y}{b} - 1) \\ \varphi_8 &= \frac{4x}{a}(1 - \frac{x}{a})\frac{y}{b}(\frac{2y}{b} - 1) \\ \varphi_9 &= \frac{x}{a}(\frac{2x}{a} - 1)\frac{y}{b}(\frac{2y}{b} - 1) \end{aligned}$$

$V(x, y)$ 를 식(30)과 같이 표현하면 다음식을 얻는다.

$$V(x, y) = \sum_{i=1}^9 V_i \varphi_i \quad (31)$$

$$-\int_0^a \frac{\partial V}{\partial y} dx = -\sum_{i=1}^9 V_i \int_0^a \frac{\partial \varphi_i}{\partial y} dx \quad (32)$$

$0 \leq x \leq a$  구간의 미소전하량을 구하면

$$\begin{aligned} \Delta Q_x &= -\epsilon_y \epsilon_0 \int_0^a \frac{\partial V}{\partial y} dx \Big|_{y=0} \\ &= \epsilon_y \epsilon_0 \left(\frac{a}{b}\right) \left[ 3V_0 - \left(\frac{2}{3} V_4 + \frac{8}{3} V_5 + \frac{2}{3} V_6\right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{6} V_7 + \frac{2}{3} V_8 + \frac{1}{6} V_9\right) \right] \end{aligned} \quad (33)$$

y면 전극에 따른 미소전하량은 식(33)에서  $a$ 와  $b$ 가 서로 교환되고  $\epsilon_y$ 는  $\epsilon_x$ 로 대체되며, 나머지는 식(33)과 동일하다.

그림 9는 공기중에 전극이 떠있을때 정전용량  $C_0$ , 공기와 유전체 사이에 전극이 있을때 정전용량  $C_m$ 을 묘사한 것이다.

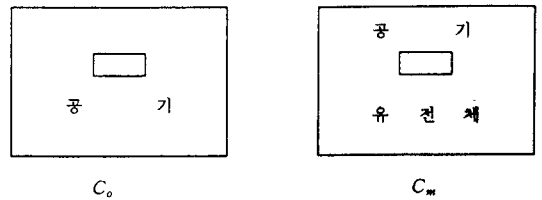


그림 9. 정전용량  $C_0$  및  $C_m$   
Fig. 9. Capacitances  $C_0$  and  $C_m$ .

$C_m = \epsilon_r C_0$ ,  $v_m = \frac{\omega}{\beta} = \frac{v_o}{\sqrt{\epsilon_r}}$  를 이용하면 특성임피던스  $Z_c$  및 M/W의 실효굴절률  $N_{eff}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$\begin{aligned} Z_c &= \frac{\omega}{\beta} \left( \frac{\mu_o \epsilon_o}{C_0} \right) = \frac{v_m}{v_o^2} \frac{1}{C_0} = \frac{1}{v_o \sqrt{\epsilon_r} C_0} \\ &= \frac{1}{v_o \sqrt{C_0 C_m}} \\ N_{eff} &= \frac{v_o}{v_m} = \sqrt{\frac{C_m}{C_0}} \end{aligned} \quad (34)$$

여기서  $v_0$ 는 진공중의 광속,  $C_0$ ,  $C_m$ 은 각각 공기 및 유전체에서의 단위길이당 전송선로의 정전용량이다.

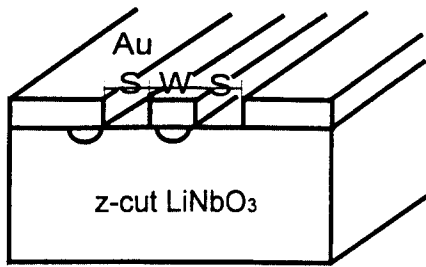
#### IV. 해석 결과

LiNbO<sub>3</sub> 기판위에 CPW 전극구조와 ACPS 전극구조를 올려놓는 경우와, 1 $\mu$ m 두께의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착시킨 후 전극구조를 올려놓는 경우를 해석하였다. 해석결과 중 특히  $Z_c = 50\Omega$ ,  $N_{eff} = 2.2$ 가 되는 구조를 찾아야 하며 그 이유는 다음과 같다.

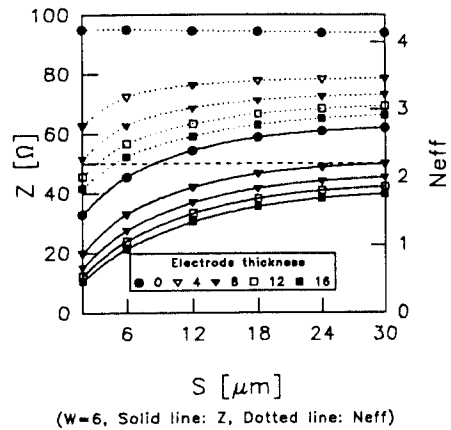
1) M/W 특성임피던스  $Z_c$ 가 50 $\Omega$ 으로 유지되어야만 하는 이유는 M/W 급전 동축케이블의  $Z_c$ 와

종단 부하  $Z_c$ 가 50 $\Omega$ 이기 때문이다. 종단 부하에서 임피던스 정합을 시킴으로써 반사파를 제거하고 정재파의 가능성을 배제시킴과 아울러 오직 진행파만이 존재하게 된다. 이로써 변조 대역폭의 증대를 기대할 수 있게 된다.

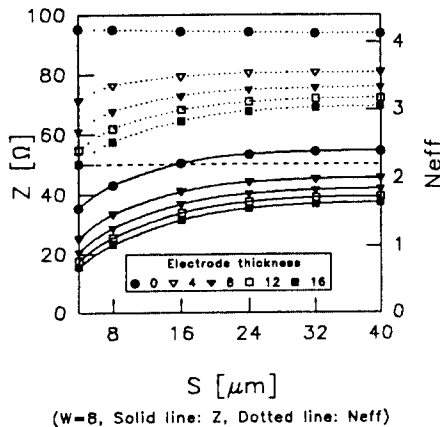
2) M/W 실효굴절율  $N_{eff}$ 가 2.2 가 되어야 하는 이유는 Ti: LiNbO<sub>3</sub> 광도파로를 진행하는 광파의 실효굴절율  $n_{eff}$ 이 2.2 인 사실에 기인한다. M/W 변조 파와 반송자인 광파의 실효굴절율 즉  $N_{eff}$ 와  $n_{eff}$ 를 같아지도록 조정함으로써 두 파의 위상속도를 맞추고자 함이다. 일반적으로 SiO<sub>2</sub> 완충박막이 없는 LiNbO<sub>3</sub> 기판위에 무한히 얇은 전극을 올리는 경우 M/W 의 실효굴절율은 4.2 가 되며<sup>[9-10]</sup>, 이러한



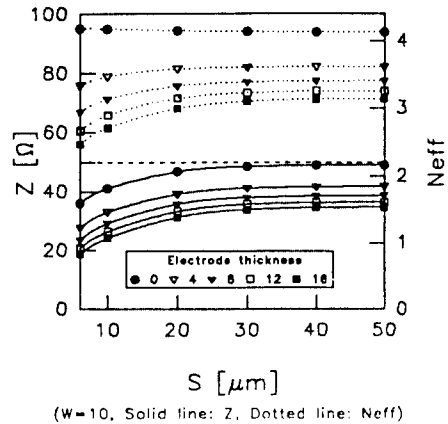
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 10. CPW 전극구조  
Fig. 10. CPW electrode's structure.



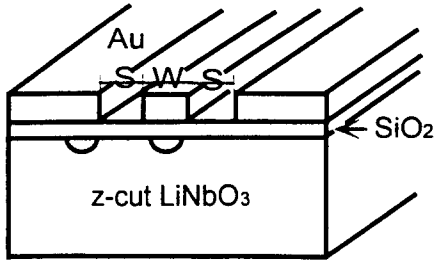
경우 두 파의 위상속도는 약 2배 정도의 차이를 보이며, 이것에 의해 변조 대역폭에 상당히 부정적인 효과를 낳기 때문이다.

그림 10에는 CPW 전극구조의 SiO<sub>2</sub> 완충박막이 없는 경우의 계산결과를 도시하였다. 그림 10(a)는 전형적인 CPW 전극구조를 보이고 있다. 본 논문에서는 z-cut LiNbO<sub>3</sub> 구조를 채택하고 있기 때문에 모든 광도파로는 전극 바로 아래 위치하고 있음을 유의하라.

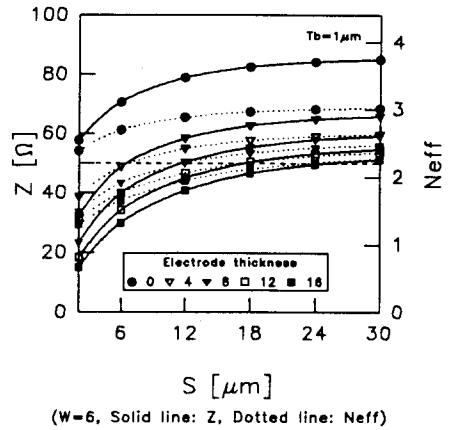
그림 10(b),(c),(d)에서는 각각 W(전극폭) = 6 $\mu$ m, 8 $\mu$ m, 10 $\mu$ m인 경우에 T(전극두께)를 파라미터로 하여 M/W 특성임피던스  $Z_c$ 와 M/W 실효굴절률  $N_{eff}$ 를 도식화하였다.

그림 10(b),(c),(d)에 공통된 사항중의 하나는 전극 두께가 거의 0 일때는 어떠한 W나 S(전극간격)에도 불구하고 M/W 실효굴절률이 4.2 이다. 그리고 어떠한 W나 S의 조합에도 불구하고  $Z_c = 50\Omega$ 과  $N_{eff} = 2.2$  를 동시에 만족시키는 경우가 없었다.

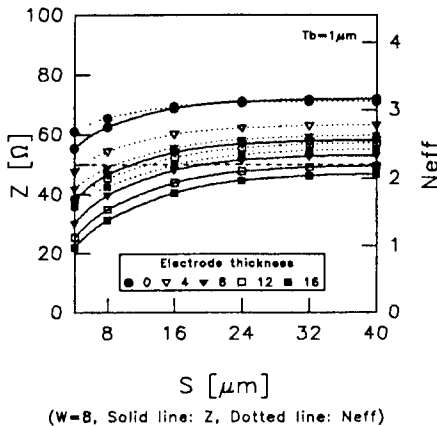
그림 11(a)는 LiNbO<sub>3</sub> 기판과 CPW 전극사이에 1 $\mu$ m SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착시킨 경우이다. 그림 11(b),(c),(d)는 각각 W = 6 $\mu$ m, 8 $\mu$ m, 10 $\mu$ m인 경우에 T를 파라미터로 하여  $Z_c$  및  $N_{eff}$ 의 계산결과치를 그렸다. SiO<sub>2</sub> 완충박막이 삽입된 경우는 W = 6 $\mu$ m일때 네 경우에 걸쳐서  $Z_c = 50\Omega$ ,  $N_{eff} = 2.2$ 를 동시에 만족시키는 점을 찾을 수 있었다. ① S = 6 $\mu$ m, T = 4



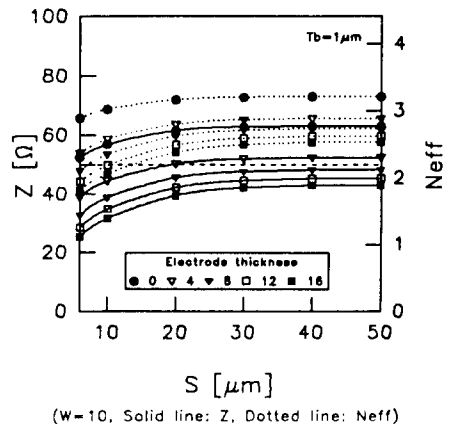
(a)



(b)



(c)



(d)

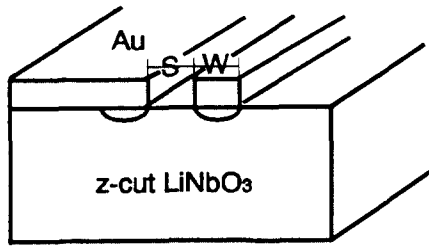
그림 11. SiO<sub>2</sub> 완충박막이 있는 CPW 전극구조

Fig. 11. CPW with SiO<sub>2</sub> buffer layer.

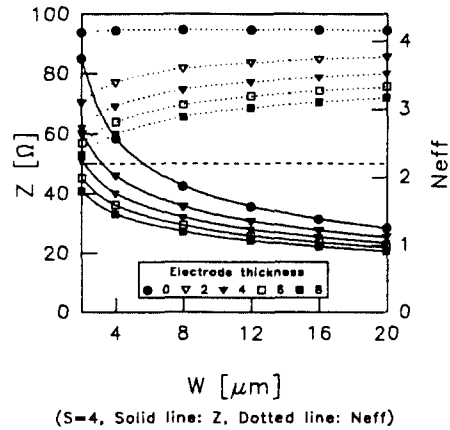
$\mu\text{m}$ . ②  $S = 12\mu\text{m}$ ,  $T = 8\mu\text{m}$ . ③  $S = 18\mu\text{m}$ ,  $T = 12\mu\text{m}$ . ④  $S = 24\mu\text{m}$ ,  $T = 16\mu\text{m}$  가 이에 해당됨을 알 수 있다. z-cut  $\text{LiNbO}_3$ 에서 두 전극은 광도파로 바로 위에 위치하므로 전극간격  $S$ 는 곧 두 도파로의 간격을 의미한다.

Mach-Zehnder형 광변조기에서는 두 광도파로가 광결합을 일으키지 않을 만큼 충분히 멀어야 하며( $S > 10\mu\text{m}$ ), 방향성 결합기형 광변조기에서는 두 광도파로가 광결합을 일으킬 만큼의 거리를 유지해야 한다( $4\mu\text{m} \leq S \leq 8\mu\text{m}$ ). 이러한 관점에서 본다면 위의 설계치 중 ①은 방향성 결합기형 광변조기에 채택 가능하고, ②, ③은 Mach-Zehnder형 광변조기에 채택 가능하다. ④는  $S$ 가 필요 이상으로 크므로 효과적인 설계치로 보

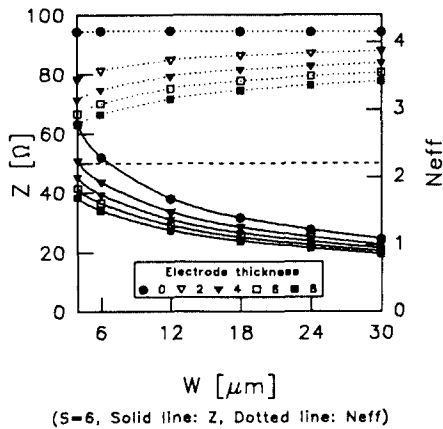
기가 곤란하다. 그림 12(a)는 ACPS 전극구조를 보이고 있으며, 역시 z-cut  $\text{LiNbO}_3$  구조를 대상으로 하였다. 그림 12(b),(c),(d)는 각각  $S$ 를  $4\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$ ,  $8\mu\text{m}$ 인 경우를 대상으로 하였으며 어떠한  $W$ (전극폭)와  $T$ (전극두께)에도 불구하고  $Z_c = 50\Omega$ ,  $N_{eff} = 2.2$  를 동시에 만족시키는 점을 찾을 수가 없었다. 그림 13(a)는 ACPS 전극구조에  $1\mu\text{m}$   $\text{SiO}_2$  완충박막이 삽입되어 있는 경우이다. 그림 13(b),(c),(d)는 각각  $S = 4\mu\text{m}$ ,  $6\mu\text{m}$ ,  $8\mu\text{m}$ 인 경우를 대상으로 하였다.  $1\mu\text{m}$   $\text{SiO}_2$  완충박막을 삽입시킨 경우에는 세 경우에 걸쳐서  $Z_c = 50\Omega$ ,  $N_{eff} = 2.2$  를 동시에 만족시키는 것을 관찰할 수 있다. ①  $S = 4\mu\text{m}$ ,  $W = 6\mu\text{m}$ ,  $T = 4\mu\text{m}$ , ②  $S =$



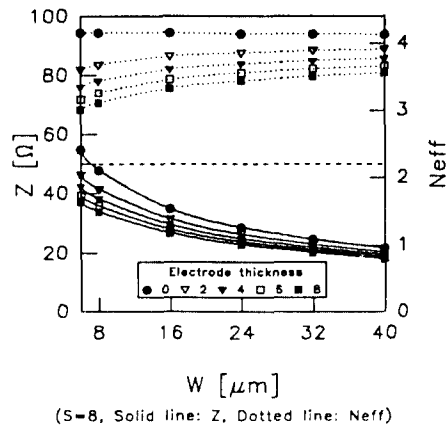
(a)



(b)

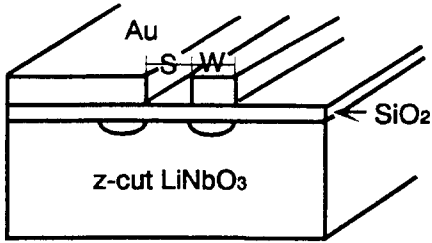


(c)

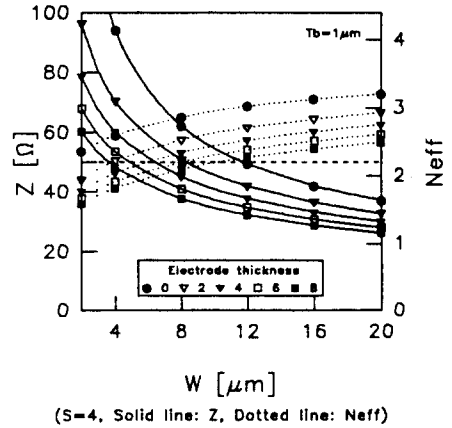


(d)

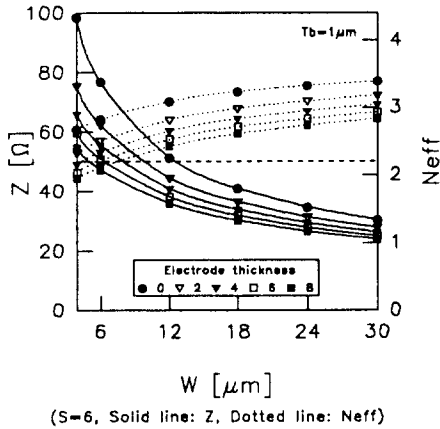
그림 12. ACPS 전극구조  
Fig. 12. ACPS electrode's structure.



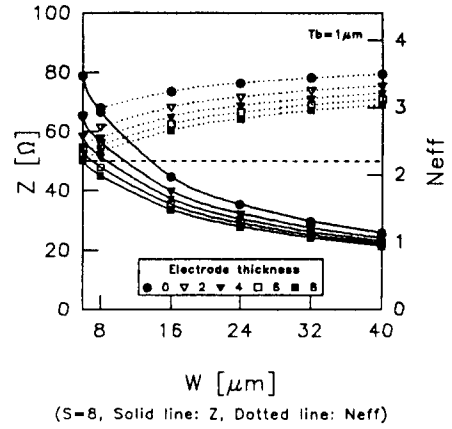
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 13. SiO<sub>2</sub> 완충박막이 있는 ACPS 전극구조  
Fig. 13. ACPS with SiO<sub>2</sub> buffer layer.

6 $\mu\text{m}$ ,  $W = 6\mu\text{m}$ ,  $T = 6\mu\text{m}$ , ③  $S = 8\mu\text{m}$ ,  $W = 6\mu\text{m}$ ,  $T = 8\mu\text{m}$  가 이 경우에 해당된다.

구하여진 ①, ②, ③의 세 경우 모두가 광결합을 일으키기에 적당한 전극간격 S를 보이고 있다. 따라서 이들 모두는 방향성 결합기(Directional Coupler)형 광변조기의 설계에 채택 가능함을 알 수 있다.

### V. 광변조 깊이 및 대역폭

진행파 전극 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 광변조기 중 최근 가장 활발히 연구개발의 대상으로 꼽히는 구조는 Mach-

Zehnder 광도파로와 CPW 진행파전극이며, 그림 14에 이러한 구조의 진행파 광변조기가 그려져 있다.

#### 1. M/W 광변조 깊이

진행파전극의 M/W 특성임피던스  $Z_c$ , 실효굴절율  $N_{eff}$ , 그리고 도파관의 실효굴절율  $n_{eff}$ 에 따른 변조대역폭을 정량화하기 위하여 진행파전극을 그림 15와 같이 등가 전송선로로 모델화하여 본다.

$V_s$  및  $Z_s$ 는 광변조기의 진행파전극에 급전되는 동축 케이블의 M/W 전원과 특성임피던스를 의미하고,  $Z_L$ 은 광변조기 종단부하의 특성임피던스를 의미한다.

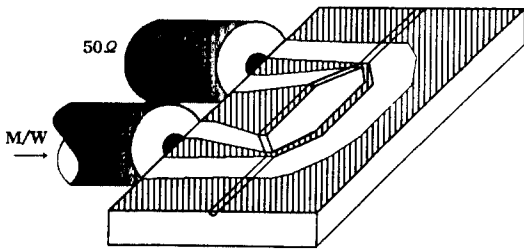


그림 14. 진행파 광변조기 (광도파로: Mach-Zehnder형, 진행파전극: CPW전극)  
 Fig. 14. Traveling-wave optical modulator (waveguide: Mach-Zehnder, electrode: CPW)

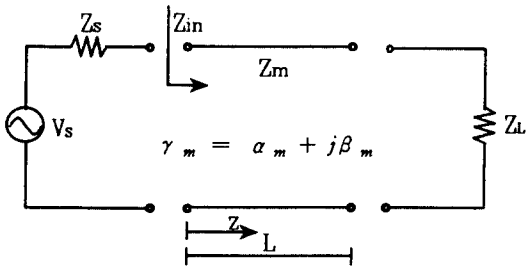


그림 15. 진행파전극의 등가 전송선로  
 Fig. 15. Equivalent transmission line of traveling-wave electrode.

$\gamma_m$ 은 진행파전극의 전파상수,  $\alpha_m$ ,  $\beta_m$ 은 각각 감쇠정수, 위상정수를 의미한다.  $L$ 은 전극의 길이이다. 전송선로에 분포되는 전압  $V(z)$ 는 전향(forward) 진행파와 후향(backward) 진행파의 합으로 표시된다.

$$V(z) = V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \{ \exp(-\gamma_m z) + \rho_L \exp(-\gamma_m L) \exp[\gamma_m(z-L)] \} \quad (36)$$

$$= V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} \{ \exp(-\gamma_m z) + \rho_L \exp(-2\gamma_m L) \exp(\gamma_m z) \}$$

여기서

$$\rho_L = (Z_L - Z_m) / (Z_L + Z_m) \quad (37)$$

$$Z_m = Z_m [ Z_L + Z_m \tanh(\gamma_m L) ] / [ Z_m + Z_L \tanh(\gamma_m L) ] \quad (38)$$

$$\beta_m = \frac{\omega}{c} N_{eff} \quad (39)$$

$N_{eff}$ 는 진행파전극을 따라 공기와  $\text{LiNbO}_3$  내를 진행하는 M/W 변조파의 실효굴절율이다. 식(36)에서 보

여진 인가전압은  $\text{LiNbO}_3$  내의 광도파로에 전계를 유기하고, 유기된 전기광학효과로 말미암아 광도파로의 굴절율은 변화된다. 광도파로 내를 진행하는 도파광의 관점에서 전압  $V'(z)$ 은

$$V'(z) = V(z) / \exp(-j\beta_{op} z) \quad (40)$$

$$= V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} [ \exp(pz) + \rho_L \exp(-2\gamma_m L) \exp(qz) ]$$

여기서

$$p = -\alpha_m + j(\beta_{op} - \beta_m) = -\alpha_m + j\frac{\omega}{c_0} (n_{eff} - N_{eff}) \quad (41)$$

$$q = \alpha_m + j(\beta_{op} + \beta_m) = \alpha_m + j\frac{\omega}{c_0} (n_{eff} + N_{eff}) \quad (42)$$

이 된다.  $\beta_{op}$ 은 도파광의 전파정수를 의미하고  $\omega$ 는 M/W 변조파의 각주파수이다. M/W 변조파와 도파광의 위상속도 부정합은 광변조의 대역폭에 영향을 미치는 요인 중의 하나이며, 이때 위상속도의 부정합은 두 파의 위상속도 자체의 차이만을 의미한다. quasi-TEM파에서  $v \approx \frac{\omega}{\beta}$ ,  $\beta \approx \frac{\omega}{c_0} n$  이므로  $v \approx \frac{c_0}{n}$  가 되어 위상속도  $v$ 는 오직 매질의 굴절율에만 관계된다.  $\omega$ 의 크기에 관계없이  $\omega/\beta$ 가 일정치  $v = c_0/n$ 을 유지하는 한, 위상속도 부정합이 변조 대역폭에 미치는 영향을 해석하는 데에는 아무 지장이 없다. 이러한 이유로 식(41),(42)에서  $\beta_{op} = \omega/c$ 의  $\omega$ 를 M/W 변조파의 각주파수로 표기하였다.

$0 < z < L$  사이에서 일어나는 전체 굴절율 변화  $\overline{\Delta n}(f)$ 는 z-cut  $\text{LiNbO}_3$  광소자의 경우 다음과 같이 표기된다<sup>[11]</sup>.

$$\overline{\Delta n}(f) = \frac{1}{2} n_{eff}^3 r_{33} \Gamma \frac{1}{S} \int_0^L V'(z) dz \quad (43)$$

$r_{33}$ ,  $\Gamma$ ,  $S$ 는 각각 광전계수, M/W와 도파광의 중첩인자, 전극사이의 간격을 의미하고, 출력광의 변조깊이(modulation depth)  $m(f)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$m(f) = \frac{\overline{\Delta n}(f)}{\overline{\Delta n}(0)}$$

$$= \frac{Z_m}{Z_L} \cdot \frac{Z_L + Z_s}{Z_m + Z_s} \left[ \frac{\exp(pL) - 1}{pL} + \rho_L \exp(-2\gamma_m L) \frac{\exp(qL) - 1}{qL} \right] \quad (44)$$

식(44)의  $\overline{\Delta n}(0)$ 를 계산하는데 있어,  $f=0$ 에서는  $\alpha_m=0$ ,  $Z_m=Z_L$ ,  $\rho_L=0$ 가 고려되었다. 식(44)은 기관의 재질, 전극의 형태에 무관하게 진행파전극에 적용되는 일반적인 표현이다.

2. 광변조 대역폭

z-cut LiNbO<sub>3</sub> 재질에서 전기광학효과를 얻을때  $n_{eff}=2.2$  이다. 한편 M/W 진행파전극의 경우 전극 두께가 무한히 얇을 경우  $N_{eff}$ 은

$$N_{eff} = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{\epsilon_x \epsilon_y}}{2}} = 4.2 \quad (\epsilon_x = 43, \epsilon_y = 28)$$

이므로 위상속도 정합이 곤란한 것으로 알려져왔다<sup>9-10</sup>. 그러나 최근 기관과 전극사이에 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 삽입하므로써  $Z_c=50\Omega$ 을 유지하여 동시에  $N_{eff}=2.2$ 를 유지시킬 수 있는 전극설계가 가능하게 되었다.

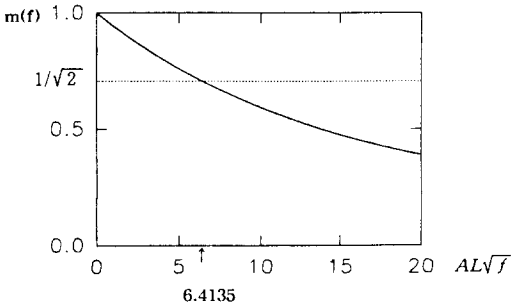


그림. 16.  $AL\sqrt{f}$ 에 따른 변조깊이  $m(f)$ 의 변화  
( $AL\sqrt{f}=6.4135\sqrt{\text{GHz}} \cdot \text{cm}$ )에  $m(f) = -3\text{dB}$   
Fig. 16. Modulation depth  $m(f)$  vs.  $AL\sqrt{f}$   
( $m(f) = -3\text{dB}$  for  $AL\sqrt{f}=6.4135\sqrt{\text{GHz}} \cdot \text{cm}$ )

특성임피던스 정합 ( $Z_s=Z_c=Z_L=50\Omega$ ), 위상속도 정합 ( $n_{eff}=N_{eff}=2.2$ )의 전극설계가 이루어진 경우에 대하여 변조깊이  $m(f)$ 를 생각해 보기로 한다. 이 경우  $Z_m=Z_L, \rho_L=0$  이므로

$$m(f) = \frac{\exp(\beta L) - 1}{\beta L} = \frac{1 - \exp(-\alpha_m L)}{\alpha_m L} \quad (45)$$

식(45)를 얻게 된다. 변조깊이는 전극손실  $\alpha_m$ 과 전극길이  $L$ 에 관계됨을 알수 있다.

전극손실  $\alpha_m$ 은 단위에 있어서  $\alpha_m = A\sqrt{f(\text{in GHz})}$  dB/cm로 자주 나타내어진다. A는 손실양을 나타내며, 일례로 LiNbO<sub>3</sub> 기관위에 폭 15 $\mu\text{m}$ , 두께 2.5 $\mu\text{m}$ , 간격 5 $\mu\text{m}$ 의 ACPS 전극구조의 경우, 4GHz 이상의 고주파 영역에서  $A=1.3$  이다<sup>10</sup>. 다음의  $\alpha_m$ 에 관한

$$\alpha_m L = 20 \log_{10} \frac{V(0)}{V(L)} \quad \text{dB} \quad (46a)$$

$$\alpha_m L = \log_e \frac{V(0)}{V(L)} \quad (46b)$$

두 정의식을 생각하면

$$\alpha_m = \frac{A}{20 \log_{10} e} \sqrt{f} \text{ cm}^{-1} = (0.05 \ln 10) A \sqrt{f} \text{ cm}^{-1} \quad (47)$$

의 단위 치환이 가능하다. 단  $f$ 는 GHz의 단위임을 유의하라. 식(45)는 변수  $AL\sqrt{f}$  만의 함수이고 다음의 그림 16과 같다.

그림 16에서 -3dB point인  $m(f)=1/\sqrt{2}$  일때의  $AL\sqrt{f}$ 은

$$AL\sqrt{f} = 6.4135 \text{ cm} \cdot \sqrt{\text{GHz}} \quad (48)$$

임을 알수 있다.

$\lambda=1.3\mu\text{m}$  일때  $V_{sw}$ (스위칭 전압) = 5V 에서 동작하는 Mach-Zehnder 광변조기의 예를들어 보기로 한다. 대칭구조를 갖는 Mach-Zehnder 광결합기의 구조에서 스위칭이 일어나기 위한 조건은

$$|\Delta\beta_1 - \Delta\beta_2| \cdot L = \pi \quad (49)$$

단,

$$\Delta\beta_{1,2} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n = \frac{2\pi}{\lambda} \left( \frac{1}{2} n^3 r_{33} \Gamma_{1,2} \frac{V_{sw}}{S} \right) \quad (50)$$

와 같이 표현된다.  $\Gamma_{1,2}$ 는 각 도파로에서의 M/W 전계와 광의 중첩인자를 의미한다. 따라서 push-pull 전계효과를 감안할때의  $L$ 은

$$L = \frac{\lambda \cdot S}{n^3 r_{33} (\Gamma_1 + \Gamma_2) V_{sw}} \quad (51)$$

이 된다.  $\Gamma$ 에 대한 전산모의<sup>[12]</sup>에 의하면 최적  $\Gamma$ 는 각각 0.3 근처이므로, 본 논문에서는  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0.3$ 으로 놓는다. LiNbO<sub>3</sub> 기관의 경우  $n^3 r_{33} = 3.06 \times 10^{-4} \mu\text{m}/\text{V}$ 이다. 따라서 5V 동작 진행파형 광변조기의 경우  $L = 1.416 \times 10^3 \text{S}$ 로 표현된다.

앞장의 전극 해석과정 중에서 CPW 전극구조 및 ACPS 전극구조를 다룬 바 있다. 많은 연구들이 주로 CPW 전극구조에 대하여 행하여지고 있는데, 이는 ACPS구조에서는 낮은 고주파수 영역에서 dip 현상이 일어나기 때문이다<sup>15</sup>.

$Z_c=50\Omega, N_{eff}=2.2$ 를 갖는 그림 11의 SiO<sub>2</sub> 완충박막이 있는 CPW 전극구조 중 ③의 경우를 예를들기로 한다.  $W=6\mu\text{m}, S=18\mu\text{m}, T=12\mu\text{m}$  이므로 식(51)에 대입하면  $L=2.55\text{cm}$ 가 된다. 전극의 손실이 있는 경우 A의 값은 전극단면 치수에 따라 차이를 보이나, 예를들고 있는 구조의 경우는<sup>12</sup>를 참조하여  $A=0.5$ 로

놓기로 한다.

식(48)에 의하여 B.W.(변조대역폭)는 25.3GHz 임을 예측할수 있다. 이상의 예는  $V_{sm}=5V$  동작을 목표로 한 경우이나,  $V_{sm}$ 를 10V 등으로 끌어올리는 희생을 감수할 경우에는 식(48),(51)에 의해서 B.W.가 4배 까지도 이론적으로 가능하다.

Rangaraj의 실험논문<sup>[2]</sup>에서는  $SiO_2$  완충박막을 갖는 CPW 전극구조가 채택되었다. 제작된 CPW전극의 특성은  $Z_c=49\Omega$ ,  $L=2.5cm$ ,  $A=0.45$  이었으며  $N_{eff}=2.27$ ,  $n_{eff}=2.14$ 로 측정되었다. 예상 B.W.는 28GHz였으며, 실제 실험은 23GHz에 그쳤으나 예상치와 실험치가 잘 부합됨을 보이고 있다. 동일한 데이터를 식(44)에 대입하여 본 결과 B.W.=28.8GHz로 예측되어 Rangaraj의 예측치와 잘 부합함을 보이고 있다.

## VI. 결 론

Ti: LiNbO<sub>3</sub> 광변조기에 사용되는 진행파전극을 FEM에 의하여 해석하였다. 진행파전극의 설계에서 커다란 문제점으로 제기되어 온 1) 도파광과 M/W 변조파의 위상속도 부정합, 2) M/W 전극의 특성임피던스 부정합을 동시에 해결하기 위한 방안으로 1 $\mu$ m 두께의  $SiO_2$  완충박막이 기판과 전극사이에 증착된 경우를 가정하였다. CPW 전극구조 및 ACPS 전극구조 각각에 대하여  $Z_c=50\Omega$ ,  $N_{eff}=2.2$  ( $n_{eff}=2.2$ )를 동시에 만족시키는 설계치들을 찾아 보았다. CPW 구조, ACPS 구조 모두  $SiO_2$  완충박막이 없는 경우는 원하는 설계치를 얻는 것이 불가능하였으나, 1 $\mu$ m  $SiO_2$  완충박막이 증착된 경우는 위상속도 정합, 특성임피던스 정합을 동시에 만족시키는 설계치를 얻을 수가 있었다.

이상과 같은 위상속도 정합, 특성임피던스 정합이 이루어진 경우, 각 설계치들에 대한 고속 변조 대역폭을 예측할 필요가 있다. 변조 대역폭은 변조영역의 전극 길이와 전극의 손실(전도손실+유전체손실)의 함수이며, 전극길이는 광의 파장  $\lambda$ 와 목표로 하는 스위칭 전압을 얼마로 할 것인가에 따라 결정되는 것이다. 전극의 손실은 전극의 치수비의 함수이므로, 크게 보아 변조 대역폭은 전극의 치수비, 전극의 길이, 그리고 목표로 하는 스위칭 전압의 함수인 것이다.

부가적으로 M/W 급전부분의 특성임피던스를 50 $\Omega$ 으로 유지하는 급전영역 설계치를 구한다면 소자의 전극설계는 완결될 것이다. 모든 설계치가 완료되었다 하더라도 제작과정에서 과연 전극을 원하는 치수로 제작할 수 있는가와 1 $\mu$ m  $SiO_2$  완충박막을 여하히 증착시

킬 수 있는가 하는 문제는 아직도 남아있다. 일단 위상속도 및 임피던스 정합을 동시에 구현할 수 있는 설계치를 얻었다는 사실에 본 논문의 의의가 있다고 볼 수 있으며, 제작가능한 설계치를 예로 들어 변조 대역폭을 예측하여 보았다.

## VII. 참고문헌

- [1] D.W. Dolfi et al., "50 GHz velocity-matched, broad wavelenth LiNbO<sub>3</sub> modulator with multimode active section", *Integrated Photonics Research*, Pd2, 1992.
- [2] M. Rangaraj et al., "A wide-band Ti: LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a conventional coplanar waveguide type electrode", *IEEE Photonics Technol. Lett.*, Vol.4, No.9, p.1020, Sep. 1992.
- [3] K. Kawano et al., "A wide-band and low-driving-power phase modulator employing a Ti: LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide at 1.5 $\mu$ m wavelength", *IEEE Photonics Technol. Lett.*, Vol.1, No.2, p.33, Feb. 1989.
- [4] H. Miyamoto et al., "A new structure broad-band traveling wave Ti: LiNbO<sub>3</sub> optical phase modulator", *Integrated Photonics Research*, TuG3, 1991.
- [5] G.K Gopalakrishnan et al., "Electrical and optical charateristics of 20 GHz Ti: LiNbO<sub>3</sub> traveling wave intensity modulator", *Integrated Photonics Research*, TuG3-1, 1992.
- [6] M. Seino et al., "High-bandwidth lithium niobate traveling-wave modulators", *Integrated Photonics Research*, TuG1, 1991.
- [7] J. N. Reddy, *An Introduction to the Finite Element Method*, McGraw-Hill Book Company, p.248, 1985.
- [8] K. C. Gupta et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, p.7,313,339, 1979.
- [9] K. C. Gupta et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, p.86,261,262,

1979.

- [10] J. P. Donnelly et al., "A comparison of power requirements of traveling-wave LiNbO<sub>3</sub> optical couplers and interferometric modulators", *IEEE J. of Quantum Electron.*, Vol. QE-23, No.1, p.30, January 1987.
- [11] K. Kubota et al., "Traveling wave optical modulator using a directional coupler LiNbO<sub>3</sub> waveguide", *IEEE J. of Quantum Electron.*, Vol. QE-16, No.7, p.754, July 1980.
- [12] C. M. Kim et al., "Overlap integral factors in integrated optic modulators and switches", *IEEE J. of Lightwave Technol.*, Vol.7, No.7, p.1063, July 1989.

---

 저 자 소 개
 

---

金昌敏(正會員) Vol. 5, No. 1, June 1994 참조  
 현재 서울시립대학교 전자공학과  
 교수

韓相弼(正會員) Vol. 5, No. 1, June 1994 참조  
 현재 서울시립대학교 전자공학과 박  
 사과정 재학중