

論文2000-37SD-11-7

# Grooved SiO<sub>2</sub> 박막을 갖는 Mach-Zehnder Ti : LiNbO<sub>3</sub> 광변조기의 진행파형 CPW 전극설계

(Design of Traveling-Wave Type CPW Electrodes in a Mach-Zehnder Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator with a Grooved SiO<sub>2</sub> thin Film)

韓榮鐸\*, 金昌敏\*, 尹炯導\*\*, 林相圭\*\*\*,  
安哲\*\*\*, 具暲煥\*\*

(Young-Tak Han, Chang-Min Kim, Hyung-Do Yoon, Sang-kyu Lim, Chul An, and Kyoung-Hwan Koo

### 요 약

Grooved SiO<sub>2</sub> 박막을 갖는 Mach-Zehnder(M-Z)형태의 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 진행파 광변조기의 전극구조를 변화시키며 유한요소법에 의한 해석을 수행하였다. 최적의 설계치를 추출하였으며, 제작된 전극에 대하여 특성임피던스 ( $Z_0$ ), 마이크로파 유효굴절률 ( $N_{eff}$ ), 감쇠정수 ( $\alpha_0$ )를 측정하여 그 결과를 이론치와 비교하였다. 전극두께가 11 $\mu$ m이고 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 전극에 대하여, RF 측정결과로부터 계산된 3dB 변조대역폭은 18GHz로 나타났다.

### Abstract

A Mach-Zehnder type Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a grooved SiO<sub>2</sub> buffer layer, was evaluated in terms of an electrode structure. The finite element method was performed to find out the optimum design parameters of electrodes. Characteristic impedance ( $Z_0$ ), MW effective index ( $N_{eff}$ ) and attenuation constant ( $\alpha_0$ ) of fabricated traveling-wave electrodes were measured and compared with those obtained by the simulation expectations. For an optical modulator with 11 $\mu$ m thick electrodes and a grooved SiO<sub>2</sub> buffer layer, the 3dB bandwidth based on the RF measurement results turned out to be 18GHz.

### I. 서 론

고속 광변조기는 광대역 광통신 시스템과 신호처리

\* 正會員, 서울시立大學院 電子工學科

\*\* 正會員, 電子部品研究員 素子通信部品研究센터

\*\*\* 正會員, 西江大學校 電子工學科

※ 본 연구는 1998년도 산업자원부의 지원에 의하여 이루어졌습니다

接受日字:1999年10月11日, 수정완료일:2000年10月31日

시스템에 있어서 필수적이다. 고속변조 및 광대역 동작을 위해서 LiNbO<sub>3</sub> 변조기에 진행파(traveling-wave)형 전극의 사용이 필수적이며<sup>[1-3]</sup>, 효과적인 변조를 위한 광변조기의 가장 중요한 특성은 낮은 구동전압 ( $V_{\pi}$ )과 광대역 3dB 변조대역폭이다. 일반적으로 변조대역폭과 구동전압사이에는 tradeoff가 있는 것으로 알려져 있으며<sup>[4-5]</sup>, 지금까지 이러한 요구조건을 만족시키기 위한 여러가지 시도들이 행해져왔다<sup>[4-9]</sup>.

LiNbO<sub>3</sub> 광변조기의 변조대역폭은 주로 도파광과

마이크로웨이브(MW) 변조신호와의 위상속도 부정합, MW 전파손실, 특성임피던스 부정합에 제한을 받는다<sup>[2-10]</sup>. 위상속도 부정합은 W 주파수에서 LiNbO<sub>3</sub>기판의 높은 유전률에 기인하고<sup>[9-11]</sup>, MW 전파손실은 전극의 도체손실(conductor loss) 및 LiNbO<sub>3</sub>기판에 생기는 고차모드에 의한 공진현상에 기인한다. 고주파에서 진행파 전극의 특성임피던스를 외부회로의 특성임피던스인 50Ω으로 정합시키는 것 또한 중요한 일이다. 따라서, 광대역 진행파 변조기 설계시 고려할 사항으로는 도파관과 변조신호와의 위상속도 정합, 낮은 구동전압, 전극의 특성임피던스를 50Ω으로 정합시키는 것 등을 포함하고 있다. 그러나 실제로 이러한 모든 요구조건을 동시에 만족시키는 것은 어렵고, tradeoff를 고려해야만 한다. 도파관과 변조신호의 위상속도 부정합과 MW 특성임피던스 부정합은 기판과 전극 사이에 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착시켜 두 문제를 동시에 해결하고자 하는 노력이 꾸준히 진행되고 있다<sup>[3-12]</sup>. 특히, 위상속도를 정합시키기 위하여 기판에 홈을 내거나(substrate grooving)<sup>[12,13]</sup>, 전극의 두께를 높이거나, 전극 둘레를 차단하거나<sup>[14]</sup>, SiO<sub>2</sub> 완충박막을 에칭하는 등<sup>[15]</sup> 여러 가지 방법들이 제안되어져 왔다. 전극의 전파손실은 두꺼운 금전극을 형성시킴으로써 전극형면의 면적을 늘리고, 또한 기판의 두께를 줄여줌으로써 MW 고차 모드전파에 의한 손실을 줄여주고 기판과 금속고정대의 바닥을 가급적 멀리하는 방안이 제안되고 있다.

진행파형 광변조기는 전극구조로 CPW(coplanar waveguide)형과 ACPS(asymmetric coplanar strip)형이있는데, 이중 CPW형 전극구조가 선호되고 있고, SiO<sub>2</sub> 완충박막, Ti확산 광도파로, 기판으로 구성되어 있다. 중앙전극은 광파를 도파시키는 Mach-Zehnder arms중의 하나인 변조영역에 올려져 있으며 RF신호가 도파로에 결합되어 광파를 변조시킨다. 전극의 양 끝은 테이퍼 구조로 되어있어서 RF 입·출력포트와의 결합을 용이하게 한다. 광대역 변조를 위해서 MW 유효굴절률은 변조영역에서 광파의 굴절률인 2.15 근처에 정합되어야 하고 전극의 변조영역과 테이퍼 구조로 된 입·출력영역의 MW 특성임피던스는 변조신호의 반사손실을 최소화할 수 있도록 50Ω으로 정합되어야 한다.

본 논문에서는 z-cut LiNbO<sub>3</sub> 기판에 다양한 CPW 구조의 테스트전극 패턴에 대하여 수치해석을 하고 이

를 근거로 하여 전극을 제작하였으며 RF 특성을 측정하였다. 일반적으로 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께를 증가시킴으로써 위상속도 및 특성임피던스를 정합시킬수는 있지만 구동전압을 높이는 한계를 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 부분적으로 식각함으로써 위상속도, 특성임피던스, 그리고 전파손실에 나타나는 효과를 수치해석 및 실험을 통하여 살펴보았다. 테이퍼 영역의 입·출력단 본딩패드에서는 등각사상법(conformal mapping method)을<sup>[17]</sup>, 변조영역에서는 2차 삼각형 요소를 이용한 FEM(finite element method)을 이용하여<sup>[18-20]</sup> 수치해석을 행하였다.

## II. 유한요소 해석

### 1. 유한요소식 및 등전위 분포

그림 1은 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 증착한 CPW(coplanar waveguide) 진행파 전극구조의 단면이다. 중앙전극과 접지전극 사이의 폭 S=15μm, 전극의 폭 W=8μm로 고정하였고 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 음영부분은 부분적으로 식각한 것을 나타낸다.

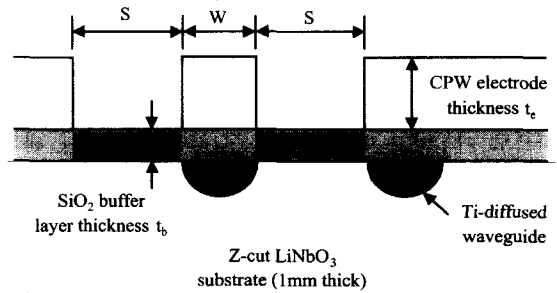


그림 1. 진행파 전극구조의 단면도  
Fig. 1. Cross section of a traveling-wave electrodes' structures.

MW 변조파가 TEM 모드라는 가정하에 전위는 다음과 같은 Laplace Eq.을 만족한다.

$$\epsilon_x \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \epsilon_y \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

전위분포함수 V(x,y)를 다음과 같이 표현하기로 한다.

$$V(x,y) = \sum_{j=1}^N V_j \phi_j(x,y) \quad (2)$$

여기서, V<sub>j</sub>는 2차 삼각형 요소의 각 절점(node) (x,y)

에서의 전위값이며,  $\phi_j$ 는  $\phi_j(x_i, y_i) = \delta_{ij}$ 의 특성을 가지는 선형 보간(형상)함수이다. 식 (1)은 FEM에 의하여 다음과 같은 지역 유한요소 행렬식으로 표현된다.

$$[K^{(e)}] \{V^{(e)}\} = \{F^{(e)}\} \quad (3)$$

여기서,

$$[K_{ij}^{(e)}] = \sum_{j=1}^6 \left\{ \int_{\Omega^e} \left[ \epsilon_x \frac{\partial \phi_i}{\partial x} \frac{\partial \phi_j}{\partial x} + \epsilon_y \frac{\partial \phi_i}{\partial y} \frac{\partial \phi_j}{\partial y} \right] dx dy \right\} \quad (i=1,2,\dots,6) \quad (4a)$$

$$\{F_i^{(e)}\} = \oint_{\Gamma^e} \epsilon_n \frac{\partial V}{\partial n} \phi_i dl = - \oint_{\Gamma^e} \epsilon_n E_n \phi_i dl \quad (4b)$$

$\Omega^e$ 는 요소분할 영역을,  $\Gamma^e$ 는 요소분할 영역의 둘레를 의미한다. 첨자  $n$ 는 요소간 경계면에 대하여 수직인 방향을 나타낸다. 공기에 대해서  $\epsilon_x = \epsilon_y = 1$ 이고 나머지 영역에 대해서는 해당 유전률을 적용한다.  $\{V^{(e)}\}$ 에는 Dirichlet B.C,  $\{F^{(e)}\}$ 에는 Neumann B.C를 적용한후 요소행렬(local matrices)식을 전역행렬(global matrices)식으로 합성한다. 이렇게 합성된 행렬식을 반복법(iterative method)에 의해서 전위분포를 구하였다.

그림 2는 CPW 전극구조에 대하여 요소분할 한 것이다. 메모리와 계산의 효율성을 고려하여 해석평면을 반으로 나누었고 비균일하게 분할하였다. 설계시 해석의 정확성을 위해서 8,000개이상의 노드점을 확보하였고 전극과 SiO<sub>2</sub> 완충박막 및 패키징(packaging)했을 때 실제 치수를 고려하여 해석하였다.

그림 3은 전극두께 5 $\mu$ m, 전극폭 8 $\mu$ m, 전극간격 15 $\mu$ m, 버퍼층 두께 1 $\mu$ m인 CPW 전극구조의 등전위분포를 나타낸 것이다.

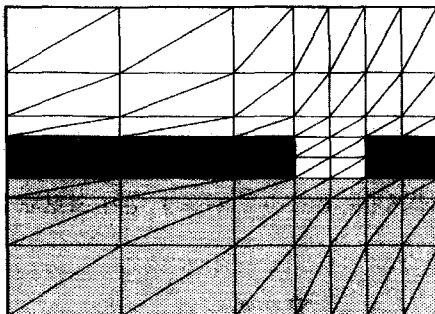


그림 2. CPW 전극구조의 요소분할  
Fig. 2. Finite-element discretization of an CPW.

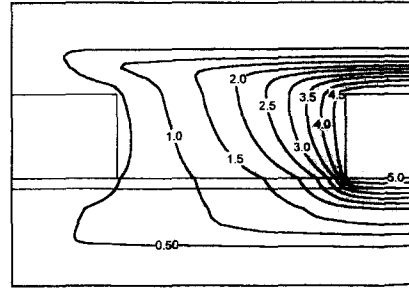


그림 3. FEM으로 계산된 CPW 구조의 등전위 분포  
Fig. 3. Equi-potential distribution evaluated by the FEM for the CPW.

### 2. MW 특성임피던스 및 유효굴절률

구하여진 전위분포로부터 발산정리(divergence theorem)을 이용하면 다음과 같이 정전용량을 구할 수가 있다.

$$C = \frac{Q}{V_0} = \frac{\int_v \nabla \cdot D dv}{V_0} = \frac{\oint_s \epsilon_n E \cdot dl}{V_0} = \frac{1}{V_0} \oint_s \epsilon_n \frac{dV}{dn} dl \quad (5a)$$

$$V(x, y) = \sum_{i=1}^s V_i \phi_i \quad (5b)$$

$V_0$ 는 인가전압이고  $s$ 는 중앙전극을 둘러싼 임의의 적분경로이다. 식 (5b)에서처럼 구해진 전위값들에 대하여 사각형 보간함수  $\phi_i$ 를 이용하여 전위분포를 표현한후 정전용량  $C_0, C_m$ 을 구하였다. 여기서  $C_0, C_m$ 은 각각 공기 및 유전체에서의 단위길이당 전송선로의 정전용량이다.

$C_m = \epsilon_{re} C_0$ ,  $v_m = \frac{w}{\beta} = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}$ 를 이용하면 MW 특성임피던스  $Z_0$  및 유효굴절률  $N_{eff}$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$Z_0 = \frac{1}{v_0 \sqrt{C_0 C_m}}, N_{eff} = \sqrt{\frac{C_m}{C_0}} \quad (6)$$

여기서  $v_0$ 는 진공중에서의 광속이다.

## III. 모의전산

1. 입·출력단 bonding pads에서 전극해석  
MW가 Taper영역 및 변조영역까지 신호의 왜곡

및 반사손실 없이 전달되기 위해서는 광변조기의 피딩 부분인 입·출력단 본딩패드에서 특성임피던스 정합이 반드시 필요하다. 입·출력단 본딩패드의 중앙전극의 폭은 RF 포트(port)와 결합을 쉽게 하기위해서 대체로 약 300 $\mu\text{m}$  이상이 되어야 한다. 중앙전극폭(W) 및 전극간격(S)은 전극두께 및 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께에 비해 대단히 크므로 FEM 적용시 방대한 양의 메모리와 계산시간이 소요되고 그 정확성도 신뢰할 수가 없게 된다. 본 논문에서는 입·출력단 본딩에서 등각사상법을 이용하여 특성임피던스를 계산하였다. 이것은 입·출력단 본딩패드에서 전극두께 및 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께가 전극폭 및 전극간격에 비해 무시할 수 있을 정도로 얇기 때문에 가능하다.

그림 4는 SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께를 무시하고 전극폭(W)과 전극두께( $t_e$ )를 각각 300 $\mu\text{m}$ , 5 $\mu\text{m}$ 로 고정된 상태에서 전극간격(S)을 변화시켜가면서 특성임피던스를 계산한 것이다. 전극간격이 약 915 $\mu\text{m}$ 부분에서 50을 만족하고 있는것을 알수가 있었다.

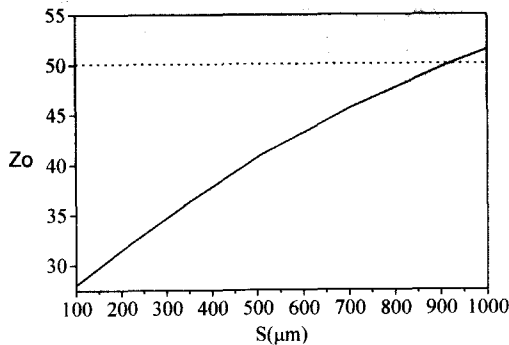


그림 4. 전극간격(S)에 따른 입·출력단 bonding pads 에서 특성임피던스

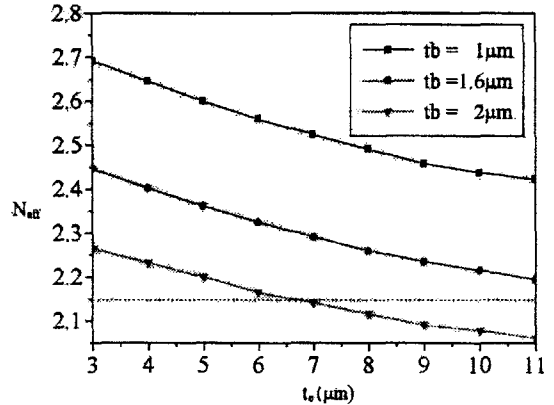
Fig. 4.  $Z_o$  v.s S in the input/output bonding pads.

2. 변조영역(interaction region)에서 전극해석  
 변조영역은 MW와 광파의 변조가 이루어지는 영역 이므로 고속변조 및 광(broad)변조대역폭을 얻기 위해서는 MW와 광파간에 위상속도 정합과 특성임피던스 정합이 필요하다. 해석평면을 비균일하게 분할하고 2 차 삼각형요소를 이용한 FEM을 이용하여 변조영역 단면에 대한 해석을 수행하였다.

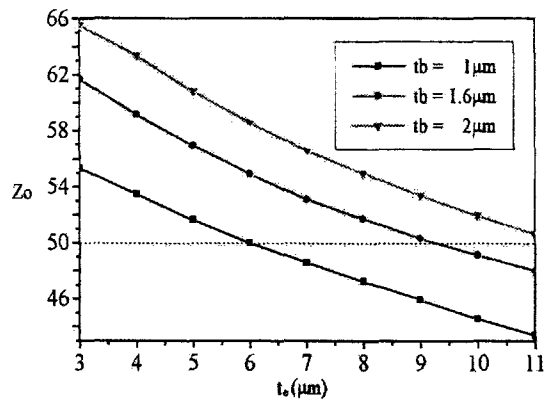
그림 5는 전극폭(W)과 전극간격(S)을 각각 8 $\mu\text{m}$ , 15  $\mu\text{m}$ 로 고정하고 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께( $t_b$ )와 전극두께 ( $t_e$ )를 변화시켜가면서 MW 유효굴절률 및 특성임피

던스를 계산한 것이다.

그림 5에서처럼 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께가 높아질수록 MW 특성임피던스는 높아지고 유효굴절률은 낮아 졌으며 전극의 두께가 증가할수록 MW 특성임피던스 및 유효굴절률이 낮아지는 것을 알 수가 있었다. SiO<sub>2</sub> 완충박막의 두께가 2 $\mu\text{m}$ 일 때 MW특성임피던스 및 유효굴절률을 각각 ~50, ~2.15 정도로 정합시킬 수 있는 설계치를 찾을 수 있었다.



(a)



(b)

그림 5. 전극두께에 따른  $N_{eff}$ ,  $Z_o$ ( $W=4\mu\text{m}$ ,  $S=15\mu\text{m}$ ) (a) 유효굴절률( $N_{eff}$ )(b) 특성임피던스( $Z_o$ )

Fig. 5.  $N_{eff}$ ,  $Z_o$  v.s electrode thickness( $W=4\mu\text{m}$ ,  $S=15\mu\text{m}$ ) (a) Effective index ( $N_{eff}$ ) (b) Characteristic impedance ( $Z_o$ )

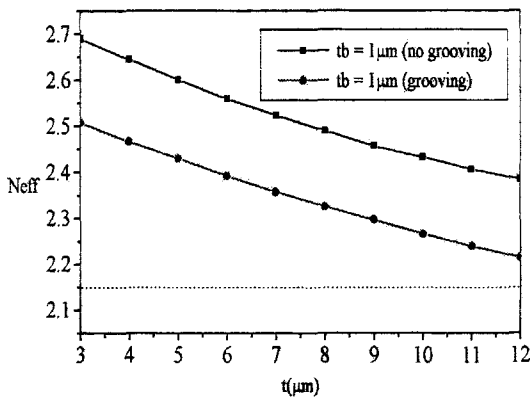
### 3. SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 전극해석

SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께를 증가시키면 구동전압이 높아 지고 유전손실(dielectric loss)로 인해 전파손실이 커 지므로 SiO<sub>2</sub> 완충박막층을 1 $\mu\text{m}$ 로 고정하였다. 구동전압을 낮춘상태에서 MW 특성임피던스와 유효굴절률의

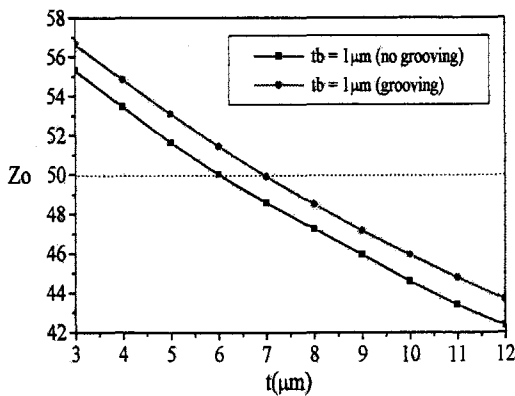
정합여부를 알아보기 위해서 중앙전극과 접지전극사이의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하여 해석을 수행하였다.

그림 6은 전극폭, 전극간격, SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께를 각각 8 $\mu$ m, 15 $\mu$ m, 1 $\mu$ m로 고정하고 중앙전극과 접지전극사이의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 경우와 식각한 경우를 각각 계산한 것이다.

그림 6에서 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 경우, MW 특성임피던스를 높이고 유효굴절률은 낮추는 효과를 나타내고 있다. 이것은 SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께를 증가시켰을 때와 유사한 결과를 보이고있어 구동전압을 낮춘 상태에서 MW 특성임피던스 및 유효굴절률을 정합시킬 수 있고 또한 유전손실을 줄일 수 있는 가능성을 보여주고 있다.



(a)



(b)

그림 6. SiO<sub>2</sub> 완충박막 식각과 전극두께에 따른 N<sub>eff</sub>, Z<sub>0</sub>. (a) 유효굴절률 (N<sub>eff</sub>)(b) 특성임피던스 (Z<sub>0</sub>)

Fig. 6. N<sub>eff</sub>, Z<sub>0</sub> v.s electrode thickness, grooved SiO<sub>2</sub> buffer layer. (a) Effective index (N<sub>eff</sub>)(b) Characteristic impedance (Z<sub>0</sub>)

#### IV. 실험결과

광도파로 제작을 위하여 E-beam 증착, 표준사진식판(Standard Photolithography), Ti 내부확산 공법 등이 사용되었고 SiO<sub>2</sub>완충박막과 진행파 전극의 성장을 위해서 각각 PECVD와 전기분해 공법이 사용되었다. 그림 7은 변조영역의 길이 (l)이 25,000 $\mu$ m 이고 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 1 $\mu$ m로 증착한 테스트전극 패턴을 나타낸 것이다. 전극폭, 전극간격, SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께를 각각 8 $\mu$ m, 15 $\mu$ m, 1 $\mu$ m로 고정하고 입·출력단 접촉영역(contact region)의 중앙전극과 접지전극 사이의 폭의 변화를 주었다. 전극높이를 변화시키면서 i) SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 경우와 ii) 식각한 경우에 대해서 전극을 제작하였다.

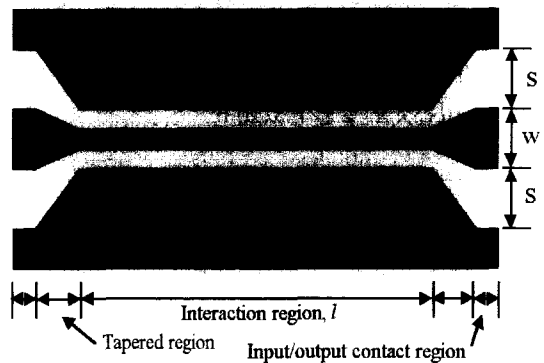


그림 7. 1 $\mu$ m의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 가진 테스트전극 패턴 Fig. 7. test-electrode pattern with a 1 $\mu$ m SiO<sub>2</sub> buffer layer

RF 특성 측정을 용이하게 하기위해서 입·출력단 접촉영역을 마주보도록 설계하였다. GSG(ground-signal-ground) 마이크로탐침(microprobe)과 HP 5810C Network Analyzer를 이용하여 주파수 영역과 시간영역에서 S파라미터와 반사계수  $\Gamma$ 를 측정하였다. 측정된 S 파라미터와 반사계수  $\Gamma$ 로부터 MW 특성임피던스 (Z<sub>0</sub>), 유효굴절률 (N<sub>eff</sub>) 그리고 감쇄상수 ( $\alpha_0$ )를 계산하였다.

그림 8은 테이퍼 영역의 입·출력단 bonding pads에서 전극간격(S)에 따른 MW 특성임피던스 변화를 나타낸 것이다. SiO<sub>2</sub> 완충박막 두께와 전극높이를 각각 1 $\mu$ m, 5 $\mu$ m하고 전극간격을 200 $\mu$ m에서 915 $\mu$ m로 증가시키에 따라서 입력단 MW 특성임피던스는 40.1 $\Omega$ 에서 46.3 $\Omega$ 까지 증가하였다. 측정결과는 이론치와 경향

면에서 유사하지만 약간의 차이를 보이고 있는데 이는 수치해석시 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 무시하였고 공정 및 측정상의 오차에 기인한 것으로 사료된다. 변조영역에서의 MW 특성임피던스는 46Ω에서 50Ω 근처로 근접하였지만 유효굴절률과 감쇄상수( $\alpha_0$ )는 각각 2.7과 0.71dB/cm·√GHz로 큰값을 나타내었다. 유효굴절률을 낮추기 위해서 전극두께를 11μm까지 증가시켰지만  $N_{eff}$ 와  $\alpha_0$ 는 각각 2.54, 0.62 dB/cm·√GHz로 여전히 큰 값을 나타내었다.

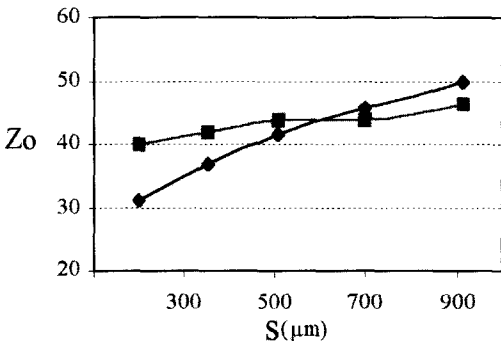


그림 8. 전극간격(S)에 따른 입·출력 bonding pads에서 임피던스 ◆: 모의전산, ■: 측정결과  
Fig. 8. Characteristic impedance in the input/output bonding pads v.s S. ◆: simulation, ■: measurement

그림 9(a)는 식각되지 않은 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 가리키고 있으며, 그림 9(b)는 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 전극을 나타낸 것이다. 표 1은 입력단 전극간격과 SiO<sub>2</sub> 완충박막이 각각 915μm, 1μm인 전극에 대하여 9GHz 대역에서 RF 특성을 측정된 결과와 이론치를 비교한

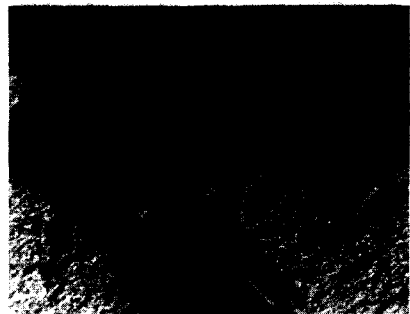
표 1. 테스트전극의 RF 특성 이론치 및 측정 결과

Table 1. Simulation and measurement results of test-electrodes' RF characteristic.

$t_e$ (μm)	trenching	Simulation(S)/Experiment(E)	$Z_o$ (Ω)	$N_{eff}$	$\alpha_0$
5	No	S	51	2.6	·
		E	46	2.7	0.71
5	Yes	S	53	2.42	·
		E	51	2.4	0.59
11	No	S	43.5	2.45	·
		E	44	2.5	0.62
11	Yes	S	45	2.21	·
		E	49	2.0	0.46



(a)



(b)

그림 9. 테이퍼 영역과 변조영역을 연결하는 부분에서의 SEM(Scanning Electron Microscopy) 사진 (a) SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 경우 (b) SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 경우

Fig. 9. SEM photographs of areas where tapered regions are connected to interaction regions. (a) Not-etched SiO<sub>2</sub> buffer layer (b) Etched SiO<sub>2</sub> buffer layer

것이다. 측정된 결과는 이론치와 유사한 결과를 보이고 있다. SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 경우 MW 특성임피던스는 증가하고 유효굴절률은 감소하였다. 전극을 6 μm정도 높인 것보다 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 것이 더 좋은 결과를 보였다. 특히 전극높이를 11μm로 올린 후 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 샘플은 특성임피던스 및 유효굴절률이 50Ω 및 2.15에 근접하였다. 또한, SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각함으로써 감쇄 상수( $\alpha_0$ )를 현저하게 줄일 수가 있었는데, 이것은 SiO<sub>2</sub> 완충박막의 유전손실이 줄어들었기 때문이라 추정된다.

그림 10은 0.045에서 18GHz까지의 주파수 영역에서 전극높이가 11μm이고 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 샘플의 전달특성( $S_{21}$ )과 반사특성( $S_{11}$ ) 나타낸 것이다. 9GHz대역에서  $S_{21}$ 은 -3dB,  $S_{11}$ 은 -10dB이하의 특성을 보였다.

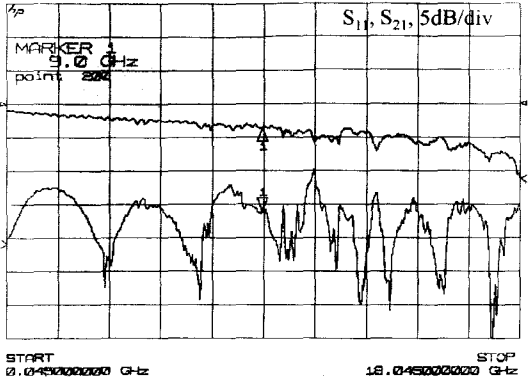


그림 10. SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 샘플의 전달특성 (S<sub>21</sub>) 및 반사특성 (S<sub>11</sub>)  
 Fig. 10. Transmission and reflection characteristic of a sample etched SiO<sub>2</sub> buffer layer.

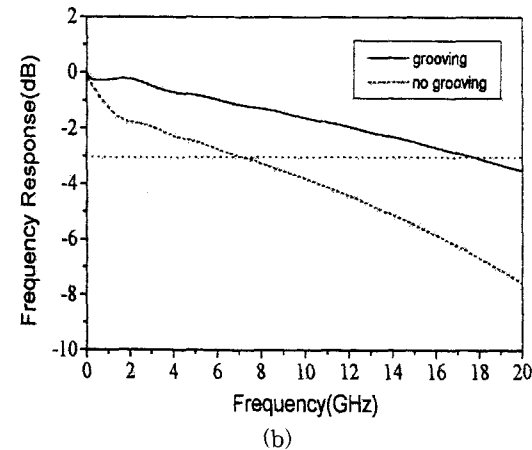
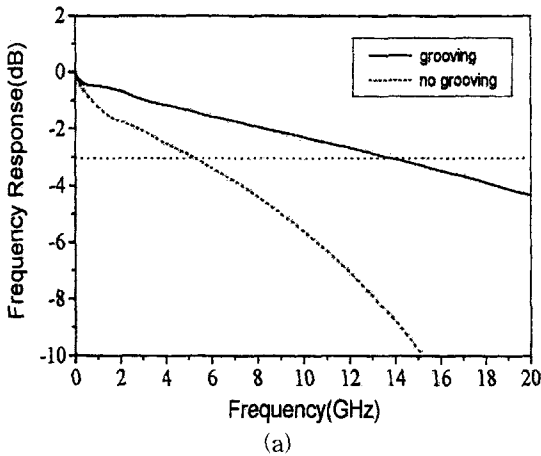


그림 11. 주파수 응답곡선. (a) t<sub>e</sub> = 5 μm (b) t<sub>e</sub> = 11 μm  
 Fig. 11. Curves of frequency response. (a) t<sub>e</sub> = 5 μm (b) t<sub>e</sub> = 11 μm.

측정된 결과를 바탕으로 광응답의 주파수 의존성을 계산하여 보았다<sup>[21,22]</sup>. 그림 11은 전극두께가 5 μm, 11 μm 인 샘플에 대하여 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 경우와 식각한 경우에 대하여 주파수 의존성을 계산한 것이다. 전극두께가 5 μm, 11 μm 이고 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 샘플의 3dB 변조대역폭은 각각 5GHz, 7GHz로 계산되었고 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 샘플의 경우는 각각 14GHz, 18GHz로 계산되었다. 3dB 변조대역폭은 테이퍼 영역의 입·출력단 본딩패드에서 전극간격을 늘려 MW 특성임피던스를 50Ω에 근접시키고 전극두께를 조절함으로써 보다 증가될 것으로 기대된다.

V. 결론

LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder 광 변조기의 진행과 전극을 입·출력 단 중앙전극과 접지전극 사이의 크기를 변화시키면서 최적의 설계치를 추출하였고, 제작된 전극의 RF 특성을 측정하여 설계치와 비교하여 보았다. 중앙전극과 접지전극 사이의 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각함으로써 전극의 RF 특성이 향상됨을 확인할 수 있었다. 전극 두께가 11 μm인 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 샘플의 변조영역 특성임피던스는 49Ω, 유효굴절률은 2.0, 감쇄계수는 0.46dB/cm·√GHz로 측정되었다. 전극의 RF 측정결과로 계산된 3dB 광(optical) 변조대역폭은 i) SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각하지 않은 경우 7GHz, ii) SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 경우는 18GHz로 나타나고 있다. 그 이유는 SiO<sub>2</sub> 완충박막을 식각한 경우 MW 특성임피던스 (Z<sub>0</sub>), 유효굴절률 (N<sub>eff</sub>) 그리고 감쇄상수 (α<sub>0</sub>)가 식각하지 않은 경우에 비해 향상되었기 때문이다.

참고 문헌

[ 1 ] D.W. Dolfi et al., "50GHz velocity-matched, boad wavelength LiNbO<sub>3</sub> modulator with multimode active section," *Integrated Photonics Research*, Pd2, 1992.  
 [ 2 ] R. A. Becker, "Traveling-wave electro-optic modulator with maximum bandwidth-length product," *Appl. Phys. Lett.*, 45(11), 1168-

- 1170(1984).
- [3] M. Rangaraj, T. Hosoi, and M. Kondo, "A wide-band Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a conventional coplanar waveguide type electrode," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 9, pp. 1020-1022, 1992.
- [4] Xiang Zhang and Tanroku Miyoshi, "Optimum design of coplanar waveguide for LiNbO<sub>3</sub> optical modulator," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 3, pp. 523-528, 1995.
- [5] Kwok Wah Hui, Kim Seng Chiang, Boyu Wu, and Z. H. Zhang, "Electrode optimization for high-speed traveling-wave integrated optic modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 2, pp. 232-238, 1998.
- [6] Shih-Jung Chang, Ching-Ling Tsai, Yih-bin Lin, Ju-Feng Liu, and Way-Seen Wang, "Improved electrooptic modulator with ridge structure in X-cut LiNbO<sub>3</sub>," *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 843-847, 1999.
- [7] Kazuto Noguchi Osamu Mitomi, and Hiroshi Miyazawa, "Millimeter-wave Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 16, no. 4, pp. 615-619, 1998.
- [8] W. K. Burns, M. M. Howerton, R. P. Moeller, A. S. Greenblatt, and R. W. McElhanon, "Broad-band reflection traveling-wave LiNbO<sub>3</sub> modulator," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 6, pp. 805-806, 1998.
- [9] Kazuto Noguchi, Osamu Mitomi, Hiroshi Miyazawa, and Shunji Seki, "A broadband Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical modulator with a ridge structure," *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, no. 6, pp. 1164-1168, 1995.
- [10] Kazuhiko Atsuki and Eikichi Yamashita, "Transmission line aspects of the design of broad-band electrooptic traveling-wave modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, no. 3, pp. 316-319, 1987.
- [11] Osamu Mitomi, Kazuto Noguchi, and Hiroshi Miyazawa, "Design of ultra-broad-band LiNbO<sub>3</sub> optical modulators with ridge structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2203-2207, 1995.
- [12] Jong Chang Yi, Sun Ho Kim, and Sang Sam Choi, "Finite-Element Method for the Impedance Analysis of Traveling-Wave Modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 8, no. 6, pp. 817-822, 1990.
- [13] Tadasi Sueta, and Masayukiizutsu, "Integrated Optic Devices for Microwave Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 477-481, 1990.
- [14] Kenji Kawano, "High-Speed Shielded Velocity-Matched Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 2466-2475, 1993.
- [15] Hiroshi Miyamoto, Hitoshi Ohta, Kazuhiko Tabuse, Hideto Iwaoka, and Yoshihide Miyagawa, "A broad-band traveling-wave Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical phase modulator," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 30, no. 3A, pp. L383-L385, 1991.
- [16] 정석원, 김창민, 진행파 광변조기의 테이퍼 영역 전극 설계: SOR기법, 한국광학회지, 제7권, 제2호, pp. 77-86, 1996
- [17] K. C. Gupta et al., *Microstrip lines and Slotlines*, Artech House, pp. 257-301, 1979.
- [18] 김창민, 한상필, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> 진행파 광변조기의 FEM 전극해석 및 대역폭 예측," 대한전자공학 회논문지, 제32권, A편, 제2호, pp. 96-110, 1995
- [19] J. N. Reddy, *An Introduction to the Finite Element Method*, McGraw-Hill Book Company, 1985.
- [20] Jianming Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc, pp. 72-135, 1993.
- [21] S. Uehara, "Calibration of Optical Modulator Frequency Response with Application to Signal Level Control," *Appl. Opt.*, vol. 17, pp. 68-71, 1981.



[22] R. A. Becker, "Broad-Band Guided-Wave Electrooptic Modulators," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-20, no. 7, pp. 723-727, 1984.

---

저 자 소 개

韓榮鐸, 金昌敏(정회원)

電子工學會 論文誌 第32卷 A編 第2號 pp.96-110,  
1995 參照

尹炯導, 具暻煥(正會員)

電子工學會 論文誌 1998年 6月 第35卷 D編 第6號  
參照

林相圭, 安哲(正會員)

현재 서강대학교 전자공학과