

## 급격히 꺾인 Taper를 갖는 Traveling-wave Coplanar Waveguide형 LiNbO<sub>3</sub> 전기광학변조기 전송선로의 전기적 특성

### Electrical Properties of Traveling-wave Coplanar Waveguide Transmission Line with a Abruptly broken Input/Output-taper for LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator Electrode

정운조\*, 김성구\*\*

(Woon-Jo Jeong\*, Seong-Ku Kim\*\*)

#### Abstract

A traveling-wave CPW(coplanar waveguide) electrode with abruptly broken input/output-taper for LiNbO<sub>3</sub> optical modulator was designed and fabricated. The electrical characteristics of traveling-wave electrode on z-cut LiNbO<sub>3</sub> crystal with SiO<sub>2</sub> buffer layers were measured by network analyzer. To confirm the possibility of the electro-optic modulator electrode, detailed calculations of the impedance, microwave effective index and attenuation constants are presented as a function of the microwave electrode thickness, but the buffer layer thickness is fixed as 1 $\mu$ m. These characteristics are discussed from the viewpoint of the device optimization and are expected to be design guides for the LiNbO<sub>3</sub> modulator's electrodes.

**Key Words** : Optical Modulator, Traveling-wave CPW Electrode, Characteristic Impedance, LiNbO<sub>3</sub>(Lithium Niobate), Microwave Effective Index

#### 1. 서론

현재 상용화되어 있는 가장 일반적인 fiber-optic communication system은 광원으로서 레이저 다이오드를 사용한 transmitter, fiber link 및 photodiode receiver 등으로 구성되어 있다[1-3]. 이러한 시스템의 중요한 역할은 레이저 다이오드의 주입전류로 직접변조를 하거나 cw laser로 직접변조로 인한 광강도변조 형식으로 digital 또는 analog format으로 정보를 encoding 하고 변조된 광신호의 envelope detection으로 demodulating하는 기능으로 구성되어

있다. 정보는 형태상 아날로그 또는 디지털 포맷으로 부호화 되어야하는데, 마이크로파 주파수에서 short fiber link는 아날로그로 부호화 되지만, 대부분의 fiber link 시스템은 디지털로 부호화 되고 있다. 대부분의 시스템에서 광 신호는 마이크로파 주파수대역으로 변조되는데, 특별한 경우는 밀리미터파 대역으로 변조되기도 한다[4].

마이크로파 대역 아날로그시스템에서 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 또는 III-V 반도체 전기광학변조기를 사용한 cw-laser 광원의 외부변조방식은 레이저 다이오드에 의한 직접변조방식에 비해서 우수한 성능개선을 이룰 수 있다[5-7]. 마이크로파 대역변조는 두가지방법으로 달성될 수 있다. 첫째, 변조기전극을 capacitor로 취급하는 lumped element 근사를 사용하는 방법과 둘째, 전극을 전송선로(transmission line)로 취급하는 traveling-wave 근사를 사용하는 것이다.

\* : 한려대학교 정보통신학과

(전남 광양시 광양읍 덕레리 199-4, FAX : 061-761-6709 E-mail : jwjhnl@hlu.hanlyo.ac.kr)

\*\* : UCLA, Millimeter wave and Optoelectronics Lab.  
2000년 9월 30일 접수, 2000년 11월 24일 심사완료

문헌[1]에 따르면, 변조기 최적화에 관한 간단하고 실용적인 결과가 발표되었는데, 대역폭 요구조건 (bandwidth) 및 전극의 대상체인 CPW (coplanar waveguide), ACPS 및 CPS등을 만족하는 마이크로 파(microwave) 및 전극변수들의 범위를 1차적으로 결정하고, 다음으로 강한-광감금(tightest confinement)을 갖는 광 모드(optical mode)를 얻도록 전극 변수들을 변화시켜 마이크로파 구동전력(drive power)을 최소화시킴으로서 최적화가 가능하다는 것이다.

진행파형 변조기의 주파수응답(frequency response)은 광파(optical wave)와 마이크로파 방사(microwave radiation) 사이의 속도 부정합(velocity mismatch), 마이크로파 전송손실(microwave propagation loss) 및 전극길이 등에 크게 좌우된다는 점은 과거부터 잘 알려져 있다[8-9]. 변조기의 마이크로파구동전력은 또한 임피던스, 전송손실 및 전극길이 뿐만 아니라 소자 광학적 파라미터에 의해서 결정된다. 따라서 설계된 변조기의 성능을 분석하고, 개선하기 위해서는 마이크로파 전송선로로서 진행파형 전극을 간주하고 분석하는 것이 필수적이라 하겠다[10-11].

본 연구에서는 광 변조기용 z-LiNbO<sub>3</sub>를 사용하여 급격히 꺾인 진행파형 CPW 전극을 제작하고, 이를 회로분석기를 사용하여 TDR(time domain reflection) 및 S-파라미터 특성을 분석하여 광 변조기에 응용가능성 및 성능지수 등을 분석하고자 하였다.

## 2. 설계, 제작 및 측정

광 변조기 전극을 형성하는 CPW 전극구조 및 크기는 RF 신호를 인가하는 전극과 DC 바이어스 전압을 인가시키는 전극으로 분리하여 설계한 후 전기도금시켜 제작한 것으로 그림1(a), (b)에 설계조건과 도금사진을 나타내었다.

광 및 마이크로파가 교번 하는 전극 상호작용 길이는 18mm와 15mm로 하였고, 전극전체길이는 29071.08 $\mu$ m (15mm) 및 30828.4 $\mu$ m (18mm)로 제작하였다. 그림 1과 같이 광파와 RF 신호파가 상호 작용하는 영역으로부터 SMA(Screen Manufacturers Association) 커넥터가 연결되는 부분까지의 거리는 총 6,000 $\mu$ m이며, 상호작용부로부터 1차 테이퍼지게 하고 1,000 $\mu$ m를 연장한 후 다시 2차 테이퍼로 설계하여 SMA 커넥터와 연결하도록 고려하였다. 또한 SMA 커넥터와 연결되는 전극의 종단부분은 중앙전극/접지전극간격은 800 $\mu$ m/1600 $\mu$ m로 설계하였으며, 전

극설계 제원은 다음과 같다.

- (i) electrode center width/gap : 10 $\mu$ m/13 $\mu$ m
- (ii) chip size : 55,000 $\mu$ m  $\times$  8,000 $\mu$ m
- (iii) active region(interaction length) : 18mm, 15mm
- (iv) DC electrode : 17,900 $\mu$ m(15mm) 및 16,400 $\mu$ m(18mm)
- (v) length between input and output center : 20mm
- (vi) taper angle : 45 $^{\circ}$
- (vii) total electrode length  
30828.4 $\mu$ m for 18mm  
29071.1 $\mu$ m for 15mm

그림 1 광 변조기 전극설계 및 제작

Fig. 1 Electrode design and fabrication of optical modulator (a) taper structure of electrode, (b) photograph of electro-plating

금속전극은 광전계의 위상속도, 임피던스 부정합에 따른 손실을 발생시키므로 이를 감소시키기 위하여 전극을 제작하기 전에 도파로와 금속전극간에 low-index 유전 버퍼층을 형성하였다. 본 연구에서는 버퍼층 형성 방법으로 PECVD 증착법을 이용하고 PECVD 내에서  $N_2O$ ,  $SiH_4$ ,  $N_2$  를 사용하였으며, chamber pressure 800mTorr, 내부 챔버 온도  $310^\circ C$  에서  $155 \text{ \AA}/\text{min}$  속도로 63분 증착하여  $1 \mu m$  두께의 산화막을 형성하였다. 그림 2에 도금 후 제작된 전극의 최종형태를 나타내었다. 최종 패키징은 내부 칩을 외부패키지 안에 내장시킨 후 SMA 커넥터와 연결하고 임피던스 매칭을 위한 칩 저항을 부착시켜 외부패키지를 밀봉하였다. 최종특성 분석은 Hewlett Packard 社의 Network Analyzer 모델 HP83420A, Lightwave Test Set로 측정하였다.

### 3. 결과 및 고찰

z-cut  $LiNbO_3$  재질에서 마이크로파 진행파전극의 전극이 무한히 넓다고 가정할 때 굴절률  $n_{eff}$  는  $\sqrt{\{1 + \sqrt{(\epsilon_x \epsilon_y)}\}/2}$  이고, 여기서  $\epsilon_x=43$ ,  $\epsilon_y=28$ 으로 약 4.2 정도의 값을 갖는다. 따라서 광파에 의한 굴절률  $n_o=2.2$  에 상당한 차이를 보여, 초기에 위상속도정합이 어려운 것으로 알려졌으나, 최근에 기관 및 전극사이에 완충박막을 삽입하거나, 전극두께를  $30 \mu m$  가까이 형성하고, 기관 내에 구성된 도파로 사이에 격리층을 제작하여 특성임피던스  $Z_0$ 를  $50 \Omega$  근처로 유지하면서, 광파의 굴절률에 정합시키는 노력이 이루어져 왔다. 전극 마이크로파 특성에 전극 두께 및 버퍼층 두께가 크게 영향을 미침으로 여기서는 버퍼층을  $1 \mu m$ 로 고정하였다.

상품화되어 판매되는 광 변조기의 전극특성을 보면, 잡음 없이 전기광학변조를 성공적으로 얻기 위해서는 S-파라미터의 반사특성인  $S_{11}$ 이 요구되는 변조대역 전 범위에 대해서  $-10 \text{ dB}$  이하를 유지해야한다. 또한 이 점은 전달특성인  $S_{21}$ 의  $-6 \text{ dB}$  감소점과 일치하며, 임의의 전극을 설계하고 제작하여 제반특성을 분석하고자 할 때 성능지수로서 효과적으로 활용할 수 있다.

그림 2는 시편을 완전 패키징하지 않는 상태에서, SMA 커넥터로 접촉시켰을 때 전극의  $S_{21}$  특성을 측정된 것으로 전극두께에 따른 전극특성의 경향을 얻을 수 있다. 본 실험에서는 두께와 bandwidth 특성이 선형적인 관계가 있는 것으로 나타났으며, 이를 근거로 전극특성에 대한 두께의존성을 예측할 수 있었다. 완전 패키징 후 전기적 특성(bandwidth)은 약 25%~

50% 정도 개선되는데 그 이유는  $LiNbO_3$  내부 칩과 커넥터사이의 불 균일한 접촉으로 인한 임피던스 불일치 및 마이크로파의 비효율적인 방사원인이 제거되기 때문이다.

그림 3은 전극두께  $6.9 \mu m$ , 전극길이  $18 \text{ mm}$  인 시편에 대하여 종단저항으로 정합시켰을 때 임피던스 불일치 경향을 나타내었다. 칩 저항은  $100 \Omega \sim 51 \Omega$ 까지 값을 선정하여 전극종단 양단에 병렬로 본딩하여 고정하였다. 저주파수 대역이 종단저항에 민감하게 변화하였으며 칩 저항  $80.6 \Omega$  을 양단 병렬접속 하였을 때 가장 양호한  $S_{11}$  값을 나타내었고, 그때 특성임피던스는 순수 저항치로 환산했을 때  $40.3 \Omega$  이었다. 이 값은 뒤에서 회로분석기로 측정한 데이터와 거의 일치하는 수치로서, 전송선로와 테이퍼 영역을 고려한 등가저항으로 사료된다.

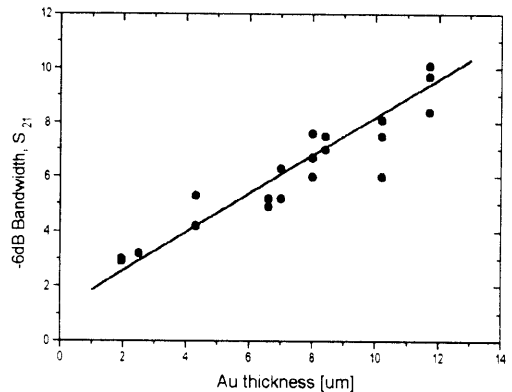


그림 2 전극두께에 따른  $S_{21}$  특성( $-6 \text{ dB}$ )변화

Fig. 2  $S_{21}$  properties as a function of electrode thickness( $-6 \text{ dB}$ )

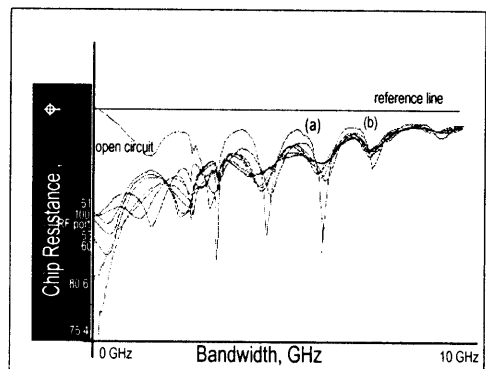


그림 3 칩 저항에 따른  $S_{11}$  특성

Fig. 3  $S_{11}$  as a function of chip resistance

벡터 회로망 분석기를 사용하여 2단자 전송선로 포트에 입사하는 전압파와 그 포트들로부터 반사하는 파를 연관시켜주는 산란 매트릭스의 직접 측정기가 가능하다.

2-단자 회로망에서 S-파라미터의 기준 특성 임피던스  $Z_0$  인 전송선로가 연결되어 있을 때, 부하 임피던스  $Z_L$  과 특성 임피던스  $Z_S$  인 공급원 단자에 연결되고, 일반적으로 종단된 2-단자 회로망의 입력은  $\Gamma_{in}$  으로 표현되는 반사계수와 정합 되어 있지 않다. 회로망에서 부하 쪽을 바라다 본 반사계수,  $\Gamma_L$  과 회로망으로부터 소스 쪽을 바라다본 반사계수,  $\Gamma_S$  는 다음과 같다[12-13].

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{및} \quad \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (1)$$

일반적으로 출력단은 부정합 되어 있으며, 입력단에서  $\Gamma_{in}$  은 S-파라미터 정의와  $V_2^- = \Gamma_L V_2^-$ 로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.  $Z_{in}$  은 종단된 회로망의 단자 1을 바라다 본 임피던스이다.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{11}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (3)$$

회로분석기에서 측정되는 반사계수  $S_{11}$  은 실질적으로  $\Gamma_{in}$  을 의미하며 측정장비 marker에 따른  $Z$  의 수치는  $Z_{in}$  을 의미한다. 진행파형 전극을 알루미늄 블럭에 장착하고 SMA 커넥터와 패키징한 후 반사특성을 고찰해 보면 일정한 주기의 peak와 dip이 반복적으로 측정된다. peak는 입력단에서 반사된 파와 출력단에서 반사된 파의 위상이 동일하여 겹쳐져 더해진 것이고, dip은 두 파의 위상이 반대가 되어 서로 상쇄가 일어난 것이다. 반사곡선은 일정 주파수마다 dip이 반복되고 있으므로, 이러한 dip 사이 간격으로부터 마이크로파의 유효굴절률  $n_{eff}$  을 유도할 수 있다. 선로상의 파장은  $\lambda = 2\pi/\beta$  이고, 위상속도는  $v_{ph} = \omega/\beta = \lambda f$  이다. 마이크로스트립의 전파상수는  $\beta = \omega/v_{ph} = 2\pi f/v_{ph} = 2\pi f\sqrt{\epsilon_{eff}}/c$  이다. 여기서  $c$  는  $3 \times 10^8$  m/sec로 자유공간에서의 빛의 속도이며,  $n_{m}^{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff}}$  이다. TEM 모드 마이크로파가 CPW 전극을 따라서 진행할 때 전극의 길이가  $L$  이면  $z$  방향 진행파  $e^{-j\beta L}$  로부터  $\beta 2L$  만큼 왕복 위상변위가 일어나며 다음 식이 표현된다.

$$\theta = \beta L = \frac{2\pi f}{v_{ph}} L = 2\pi f \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} L = \frac{2\pi f}{c} n_m^{eff} L \quad (4)$$

반사특성  $S_{11}$  의 측정결과 서로 다른 주파수  $f_1$  및  $f_2(f_2 > f_1)$  에서 간섭이 발생하면 소멸간섭 및 보강간섭이 발생한다. 따라서 반사특성 S-파라미터로부터 유효굴절률  $n_m^{eff}$  는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$n_m^{eff} = \frac{c}{2L\Delta f} = \frac{3 \times 10^8 [m/sec]}{2L [cm] \Delta f [GHz]} \quad (5)$$

$$= \frac{15cm 10^9 sec^{-1}}{L [cm] \Delta f [GHz]} = \frac{15 [cm] \cdot [GHz]}{L [cm] \cdot \Delta f [GHz]}$$

여기서  $\Delta f = f_2 - f_1$  이다. 그림 4의 시편(a)~(c)는 평균적으로 유효굴절률이 2.6~2.9 범위였으며, 이 값은 실리콘 산화막  $1.0\mu m$ , 전극두께  $10\mu m$  를 제원으로 conformal mapping을 사용하여 계산한 유효굴절률(약 2.5) 결과와 비교해보았을 때[14], 비교적 일치하는 것으로 분석되었다.

전극손실  $\alpha_m$  은  $\alpha_o \sqrt{f}$  (in GHz)  $cm^{-1} dB$  로 표시하며  $\alpha_o$  는 전극 손실량이다. 전극손실  $\alpha_m$  은 다음과 같이 정의된다. 이로부터  $S_{21}$  전달곡선으로부터 감쇠정수  $\alpha_o$  를 구할 수 있다.

$$\alpha_m [dB] = \frac{1}{L} 20 \log_{10} \frac{V(0)}{V(L)} \text{ dBcm}^{-1} \quad (6)$$

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \alpha_m \cdot L = \alpha_o \sqrt{f} \cdot L \left[ \frac{dB}{cm \sqrt{GHz}} \sqrt{GHz} \cdot cm \right] \quad (7)$$

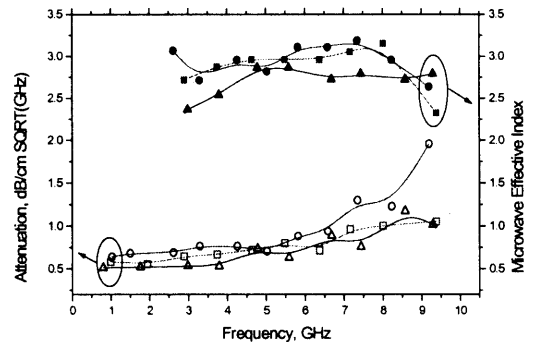


그림 4 감쇠정수와 마이크로파 유효굴절률  
Fig. 4 Attenuation and Microwave effective index of CPW electrode

- (a)  $\blacksquare \square$  : 15mm length,  $9.2\mu m$  thickness
- (b)  $\bullet \circ$  : 15mm length,  $10.3\mu m$  thickness
- (c)  $\blacktriangle \triangle$  : 15mm length,  $11.1\mu m$  thickness

그림 4는 CPW 전극의 마이크로파 감쇠정수 및 유효굴절률을 인가 주파수에 따라서 계산하였다. 두께  $10\mu\text{m} \sim 11\mu\text{m}$  근처에서 뚜렷한 변화를 보이지는 않았으나, 전극두께가 높은 시편일수록 감쇠정수가 낮았으며, 유효굴절률 또한 상대적으로 낮은 것으로 나타났다. 이러한 상황은 전극두께가 증가함에 따라서 감쇠정수 및 유효굴절률이 작아진다는 견해와 일치하고 있다고 볼 수 있다. 전극두께  $10\mu\text{m} \sim 11\mu\text{m}$  분포에서 감쇠정수는 주파수에 따라서  $0.519 \sim 1.016 \text{ dB/cm}\sqrt{\text{GHz}}$  분포였고, 마이크로파 유효굴절률,  $n_{\text{eff}}$ 은  $2.366 \sim 2.865$  정도 분포를 나타내고 있었다.

Network Analyzer의 time domain에서  $S_{11}$ 을 측정하면 전극에 입사된 파가 반사(reflection)되는 시간과,  $S_{21}$ 으로부터는 입사된 마이크로파가 전극을 통과하는 시간을 측정하여, 이를 근거로 마이크로파 유효굴절률을 구할 수도 있다. 즉 마이크로파가 서로 다른 길이의 전극을 진행할 때 다음과 같은 식으로부터 굴절률을 구할 수 있다.

$$v_{ph} = \frac{\text{주행거리}, \Delta L}{\text{시간}, t} \quad [m/\text{sec}] \quad (8)$$

그림 5의 반사특성에서 두 peak 사이는 전송선로를 의미한다. 즉,  $S_{11}$  time domain bandpass 측정결과 첫 번째 피크가 발생하는 곳과 두 번째 피크가 발생하는 곳의 간격은 전극의 상호작용 영역이다. 그림 5에서 marker 1은 모두 connector와 전극 taper region의 contact point를 지나, 급격히 꺾인 전극 입력부 taper 영역에서 발생하는 반사이다.  $S_{11}$  반사는 반사가 발생하는 위치까지 걸리는 시간과 되돌아오는 시간과의 합산임으로 실제 걸리는 시간은 관측시간의 1/2이다.  $S_{21}$ 은 단지 2에서 관측되어 실측시간이 된다. 그림 5(a), (b)의  $S_{11}$  marker 1은 100.0ps,  $S_{11}$  marker 2는 675.0ps였고,  $S_{21}$  marker 1은 500.0ps로서 신호가 마이크로 CPW 선로를 주행한 시간은 450ps이었다. 그리고  $S_{11}$  측정에서 나타난 마이크로스트립의 상호작용거리에서 특성임피던스는  $48.986\Omega$ 으로 측정되었고, 입출력 피크 사이에 급격한 요철이 없는 것으로 보아, 급격히 꺾인 이런 종류의 전극에서도 심각한 마이크로파반사는 없는 것으로 사료된다. 전극 end-to-end 저항은  $10.2\Omega$ 이었다. 그림 5(c), (d)의 S-변수 time domain bandpass 측정결과, 전송선로를 통과하는 시간은 445ps 이었다. CPW 전송선로의 임피던스는  $49.803\Omega$ 으로 일정하였다. 그리고 CPW 선로의 end-to-end 저항은  $9.9\Omega$ 이었다. 그림 5(e), (f)의 반사 및 투과특성 측정결과, 전극 입력부에서 전극을 통과하는 전체시간은 412.5ps 이고 신호가 전송선로를 지나는 초기는 선로임피던스가  $48.667\Omega$ 이었고, CPW 선로의 중앙전극간 저항은  $8.4\Omega$ 이었다.

마이크로 스트립의 주행시간 관점에서 보았을 때 전극두께가 증가함에 따라서 마이크로파 주행시간이 짧아지고 있는데, 이는 전극두께 증가로 인해서 마이크로파 유효굴절률이 낮아질 수 있음을 다음 식으로부터 유추할 수 있다. 동일길이에 대해서 주행속도가 증가함으로 인해 유효굴절률이 낮아지는 것이다. 여기서  $C/C_0$ 는 정전용량비율이며  $c$ 는 자유공간에서 빛의 속도이다[1].

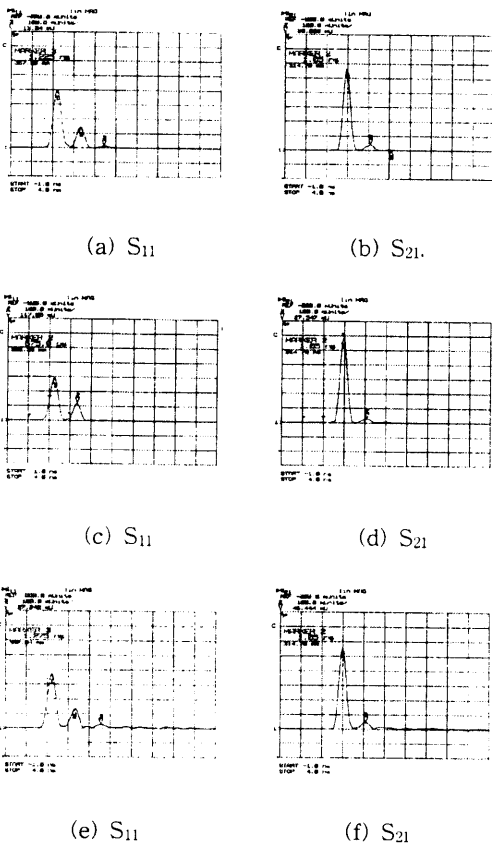


그림 5 전극의 시간영역 반사 측정  
 Fig. 5 Time domain reflection of electrodes  
 (a),(b) : 15mm length,  $9.2\mu\text{m}$  thickness  
 (c),(d) : 15mm length,  $10.3\mu\text{m}$  thickness  
 (e),(f) : 15mm length,  $11.1\mu\text{m}$  thickness

$$n_{eff} = \sqrt{\epsilon_{eff}} = \frac{C}{C_o} = \left| \frac{c}{v_m} \right| \quad (9)$$

입력 및 출력 taper 영역의 time low pass reflection을 측정된 결과 43.042Ω, 44.980Ω 및 45.321Ω에 분포하여 입출력단에서 taper 영역의 특성임피던스는 50Ω에 약간 부정합되어 있는 것으로 측정되었다. 즉 그림 1(a)의 taper arm(d)로 꺾이기 전에 전극폭/간격의 비율이 800/1600=0.5로써 입력공급원 저항 50Ω에 미치지 못하고 있어, 향후 전극 설계시 비율을 0.5배 이상 크게 설계한다면 좋은 결과가 있을 것으로 보인다. 그리고 SMA 단자가 광 변조기 내부 칩 끝단에 닿는 부분의 특성임피던스는 48.21Ω이었고 taper arm(d)를 지나는 동안은 거의 50Ω이었으며, taper arm(d)와 (c)를 지나면서 약 43~45Ω부근으로 mismatch 되는 것으로 측정되었다.

그림 6은 전극두께에 따른  $n_{eff}$ 의 변화를 선형 fitting한 것이다. 동일구조 및 조건에서 제작한 시편의 길이를 달리하여 time domain reflection으로 측정하였다. 전극길이 15mm인 경우, 전극을 따라 흐르는 마이크로파의 유효굴절률이 2.5~2.3까지 변화하는데 18mm인 경우 2.6~2.3까지 변화하였다. 실험결과 전극두께가 10μm가 넘어서면서 광파의 유효굴절률인 2.2에 근접하는 것으로 나타났으며 이는 지금까지 보고된 것보다 다소 높은 전극두께이다. 이유는 설계시 마이크로파의 입력단자에서 상호작용거리까지 테이퍼지는 부분을 매우 길게 하였고 또한 급격한 각도로 꺾음으로서 마이크로파 유효굴절률 저감에 기여하지 못한 것으로 판단된다.

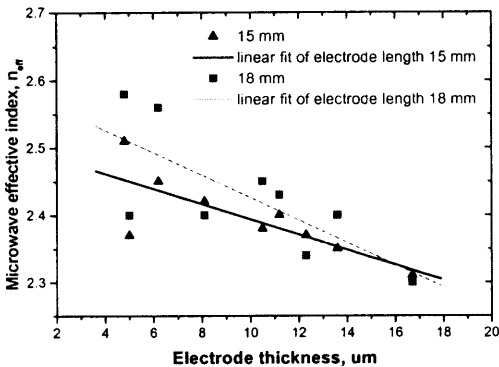


그림 6 마이크로파 유효굴절률 실측치  
Fig. 6 Experimental results for microwave effective index

전극특성 중에서 전극길이 15mm인 경우가 다소 낮은 굴절률 분포를 보였는데, 18mm와 차이는 테이퍼 부분이 상대적으로 짧아 마이크로파의 주행시간이 짧기 때문으로 사료된다. 이러한 결과로부터 전극 설계시 주의해야할 사항으로 마이크로파 입력부분의 테이퍼 영역이 매우 중요하며, 현재 설계된 전극으로 광 변조기에 응용할 경우, 전극두께는 16μm 이상 도금하는 것이 양호한 특성을 나타낼 것으로 판단되었다.

#### 4. 결론

본 연구에서는 광 변조기용 진행파형 전극으로서 급격히 꺾인 전극형태를 제작하여 제반성능을 조사하고 다음과 같은 결론을 얻었으며, 향후 광 변조기 설계에 중요한 데이터로 활용할 수 있을 것으로 보인다.

(1) 진행파형 CPW를 채용한 LiNbO<sub>3</sub> 변조기용 전극을 제작하였으며, 그 aspect ratio는 다음과 같다.

- electrode width/gap : 13μm/10μm
- interaction length : 15mm 및 18 mm
- taper angle : 45°

(2) 전극두께와 전기적 -6dB bandwidth는 선형적인 관계로 나타났고, 완전 패키징 후 그 특성은 개선될 것으로 보인다.

(3) 전극두께 10μm~11μm 분포에서 감쇠정수는 주파수에 따라서 0.519~1.016 dB/cm√GHz 분포였고, 마이크로파 유효굴절률,  $n_{eff}$ 는 2.366~2.865 정도 분포를 나타내고 있었다.

(4) 마이크로 스트립의 상호작용거리에서 특성임피던스는 48Ω~50Ω 사이에 존재하였고, 두께가 증가할수록 그 수치는 낮아졌다. 그리고 SMA 단자가 광 변조기 전극 입력부에 닿는 부분에서 임피던스는 약 48Ω, 테이퍼에서 aspect ratio는 0.5로서 특성임피던스는 약 43Ω~45Ω으로 측정되어(taper arm (d)), 향후 이 비율을 넓혀야 할 것으로 보인다.

(5) taper angle 45°로 꺾인 영역(taper arm (a),(b),(c))의 임피던스는 반사는 측정결과 거의 없는 것으로 나타났으며, 다만 커넥터 접촉점에서 taper 끝단까지 그리고 끝단에서 45° 각도 꺾이는 점까지의 임피던스 불일치가 있는 것으로 나타났다.

(6) 전극두께에 따른  $n_{eff}$ 의 변화를 선형 fitting하면, 전극길이 15mm인 경우, 유효굴절률이 2.5~2.3까지 변화하는데 18mm인 경우 2.6~2.3까지 변화하였다.

실험결과 전극두께가  $10\mu\text{m}$ 가 넘어서면서 광파의 유효굴절률인 2.2에 근접하는 것으로 나타났다.

### 참고문헌

- [1] H.Y.Chung, "Optimization of microwave frequency traveling-wave Lithium Niobate integrated optic modulators", Ph.D. paper, University of California, San Diego, 1990
- [2] W.E.Stephens and T.R.Joseph, "System characteristics of direct-modulated and external modulated RF fiber-optic links", IEEE J. Lightwave Technol., Vol.LT-5, pp.380-387, 1987.
- [3] G.E.Bodeep and T.E.Darcie, "Semiconductor lasers versus external modulators: A comparison of nonlinear distortion for lightwave subcarrier CATV applications", IEEE Photonics Technol. Vol.1, pp. 401-403, 1989.
- [4] H.Kawashhima, A.Toyohara, K.Nakaya, Y. Iseki, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> optical wave-guide switch and modulator." NEC 技報, Vol.45, pp.21-27, 1992
- [5] S.K.Korotky, G.Eisentein, R.S.Tuker, J.J. Veselka, and G.Raybon, "Optical intensity modulator to 40Ghz using a waveguide electrooptic switch", Appl. Phys. Lett., Vol.50, pp. 1631-1633, 1987.
- [6] D.W.Dolfi, M.Nazarathy, and R.L.Jungerman, "40GHz electro-optic modulators with 7.5 drive voltage", Electron. Lett., Vol.24, pp.528-529, 1988.
- [7] I.Kotaka, K.Wakita, O.Mitomi, H.Asai and Y.Kawamura, "High speed InGaAlAs/InAlAs multiple quantum well optical modulators with bandwidths in excess 20 Ghz at  $1.55\mu\text{m}$ ", IEEE Photonics Technol. Lett., Vol.1, pp.100-101, 1989.
- [8] R.C.Alferness, "Waveguide Electrooptic Modulators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, pp.1121-1137, 1982.
- [9] 김성구의 7명, "X-cut LiNbO<sub>3</sub> 광도파로 제작 및 Ti 두께에 따른 near-field 특성변화", 한국전기전자재료학회논문지, 11권 2호. pp.146-153, 1998.
- [10] 김성구의 5명, "Wet oxygen 분위기로 제작한 z-cut Ti:LiNbO<sub>3</sub> 도파로 광특성 및 두께에 따른 삽입손실", 한국전기전자재료학회논문지, 11권 10호, pp.903-910, 1998.
- [11] 김성구의 5명, "LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder 간섭기형 CPW(coplanar waveguide) 광변조기 제작 및 특성 비교", 한국전기전자재료학회논문지, 11권 10호, pp.924-930, 1998.
- [12] D.M.Pozar, "Microwave Theory", Addison-Wesley Press, 1990.
- [13] 정석원, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> 광변조기의 설계", 석사학위논문, 서울시립대학교 전자공학과, 1998.
- [14] 김성구, "광대역 광변조기용 LiNbO<sub>3</sub>:Ti 광도파로와 Coplanar 전극의 설계 및 제작에 관한 연구", 박사학위논문, 전남대학교 전기공학과, 1996.2