

論文95-32A-12-9

COPLANAR WAVEGUIDE-형 LiNbO<sub>3</sub> 광변조기 전극설계 및 분석(Electrode Analysis and Design of LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator with Coplanar Waveguide-type)

金成求\*, 尹炯導\*, 尹大源\*, 柳龍澤\*\*

(Seong Ku Kim, Hyung Do Yoon, Dae Won Yoon, and Yong Tek Yoo)

## 요 약

본 연구에서는 CPW(coplanar waveguide) 진행파형 전극구조를 설계하고, 제반특성에 관해서 서술하였다. 특히 버퍼층 두께가 마이크로파특성에 미치는 영향에 관해서 논의하였으며 그 trade-off 관계도 명확히 하였다. 이 연구를 통하여 제시된 전극구조 parameter는 마이크로파특성과 구동전압등을 어느정도 개선시킬 수 있음을 보였다. 그리고 이러한 분석 결과는 향후 연구진행에 있어 많은 시간과 노력의 낭비를 줄일 수 있을 것으로 사료되며, 특히 본 전극구조에 대한 정확한 해석모델을 제시하고자 하였다.

## Abstract

In this paper, methods of designing CPW(coplanar waveguide) traveling-wave electrodes are described and their properties are discussed. Especially, the effect of buffer layer thickness to the microwave characteristics of the CPW electrodes are studied in detail. The trade-off relationship between buffer layer thickness and electro-optical properties of the devices are clearly revealed. The microwave characteristics and driving voltage can be further improved by using selected parameters suggested in this paper. To reduce time and effort in designing CPW electrode structure, exact analytical models are proposed.

## I. 서 론

전기광학변조기의 가장 중요한 특성은 변조대역폭과 구동전압이다<sup>[1]</sup>. 그러나 두 factor간 trade-off 조건을 모두 만족하는 전극구조 설계하기란 쉽지 않으며, 광대역화 및 저구동전압화를 이룩하기 위해서는 고려해야 할 설계 및 공정변수가 대단히 많다.

지금까지, Lithium Niobate에 CPW(coplanar waveguide) 진행파형 전극을 채용한 전극구조에 대해서 다양한 분석방법이 제시되고 있으며, 그 중 몇몇 보고는 실측 변조대역폭과 이론값이 잘 일치하는 것으로 보아<sup>[1,2,3,4]</sup> 신뢰성이 있는 것으로 생각된다. 또한 변조기 구조를 변경함으로써 효율을 개선하려는 연구가 지속적으로 진행중에 있으며, 특히 변조대역폭이 50GHz를 넘는 변조기 구조가 보고되고 있을 정도로 선진각국에서는 기술경쟁이 치열하나, 현재 국내 연구환경은 성숙되어 있지 않다.

고속, 광대역 동작을 위해서는 전극을 전파하는 마이크로파 전극특성이 매우 중요하다. 일반적으로 잘 알려진 사실로 변조대역폭은 주로 전극전도손실과 광파 및

\* 正會員, 電子部品綜合技術研究所 光電部品研究팀  
(Korea Elec. Technology Institute, KETI)

\*\* 正會員, 全南大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec., Chonnam National Univ.)

接受日字: 1994年11月14日, 수정완료일: 1995年12月2日

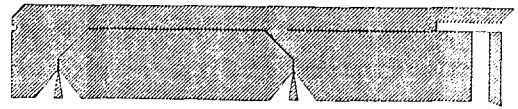
마이크로파간 속도부정합이 진행파형 전극구조인 전기 광학변조기를 제작하는데 있어 광대역화에 최대 제한 요소이다. 이와같은 제약요인을 극복하고자 노력으로, 금속전극에 의한 광파의 손실을 막기위해서, 전극층과 기판사이에 버퍼층을 사용하며, 마이크로파 유효굴절률을 낮추기 위해서 두꺼운전극을 이용한다. 그러나 버퍼층을 이용함으로써 구동전압이 상승하지만 높은 특성 임피던스를 유지할 수 있어 그 손실을 보상하게 된다. 본 연구에서는 이와같은 trade-off 관계를 정성적으로 설명하고자 하였다.

무엇보다도, 전극구조 동작 최적화를 위해서는 전극 구조에 대한 정확한 분석이 선행되어야만 한다. 이러한 관점에서, 본 연구에서는 진행파형 CPW 전극구조를 설계하고 그 전극특성에 관해서 논의하였으며, 특히 본 전극구조의 해석모델을 제시하고자 하였다. 이 결과를 앞으로 연구진행에 이용하면 많은 시간과 노력의 낭비를 줄일 수 있을 것으로 사료된다.

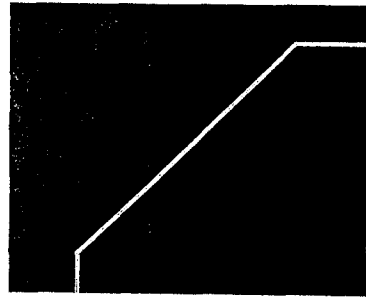
II. 전극 설계

본 연구에서 설계한 진행파형 전극구조는 그림 1과 같은 CPW 형태로서 3 inch× 0.090 inch 웨이퍼안에 그림 1(a)과 같은 구조의 전극 마스크에 같은 전극이 6개 집적되는 구조로 구성되어 있다. 각 전극은 상호작용길이를 2 종류로하여 설계하였다. 이러한 구조의 전극설계 목적은 제작하고 있는 광도파로와 정열을 고려하여 설계한 것이다. 또한 이 진행파형 전극의 특징은 광도파로와 중첩되는 부분, 즉 SMA R.F. connector를 통해서 변조될 마이크로파가 흐르는 도체부분과 D.C. bias 전압을 인가시키는 전극부분을 분리하여 설계하였다. 그리고 전극의 상호작용길이 변화에 따른 전극특성등을 조사하기 위해서 설계시 그 길이는 15mm(15,000 $\mu$ m)와 18mm(18,000 $\mu$ m)로 변화를 주어 설계하였으며 이때 D.C bias 길이는 각각 17900 $\mu$ m 및 16400 $\mu$ m로 조정하였다. 중앙도체(또는 hot electrode)는 전극바로 밑의 도파로 크기를 고려하여 중앙전극폭은 10 $\mu$ m, 전극간격은 13 $\mu$ m로 설계하였다.

SMA connector를 도체와 직접연결하기 위해서 전극끝 부분을 설계할때 그림 1(d)에서와 같이 넓혀 설계함으로써 connector와 접촉을 용이하게 하였으며, 또한 마이크로파가 인가될때 확장된곳의 전극간격의



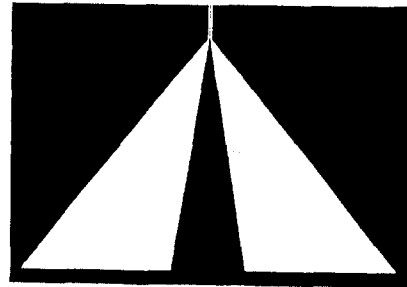
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 1. 설계한 traveling-wave coplanar waveguide 전극구조

- (a) 진행파형전극
- (b) 중앙도체와 접지도체
- (c) 바이어스 전극
- (d) 마이크로파 인가단자

Fig. 1. Design of traveling-wave coplanar waveguide electrode.

- (a) travelling-wave electrode
- (b) center and ground electrode
- (c) bias electrode
- (d) R.F. port

불균형으로인하여 특성임피던스가 변화하는 마이크로파 특성저항을 방지하기 위해서 전극간격과 전극폭의 비율을

일정하게 유지시키면서 taper 되도록 설계하였다.

임피던스정합을 위해서 외부 패키지를 설계할때, 외부장착형과 내부장착형을 고려하도록 전극설계시 배려하였다. 또한 전극좌우에 전극과 도파로간의 정렬 및 polishing을 고려한 설계를 하였다. 일반적으로 Mach-Zehnder Modulator는 열확산된 titanium waveguide로 형성된 lithium niobate 위에 제작되고 있다. 이러한 소자들은 가장큰  $r_{33}$  electro-optic coefficient를 이용하도록 설계된다. microwave transmission을 극대화하기 위해서 전극물질 Au는 증착 및 전기도금법을 사용하며, 금속전극에 의한 광흡수손실(optical absorption loss)를 최소화하기 위해서 silicon oxide buffer 층을 전면적 혹은 부분면적에 적당한 두께로 코팅한 후, push-pull 구조위에 두꺼운 전극을 형성한다.

제작되고 있는 변조기의 전극구조를 살펴보면, R.F. return loss를 최소화하기 위해서 변조기 내부에 impedance taper 회로를 포함시켜 적절한 임피던스정합을 제공하고 있으며(E-TEK社), 입력단자에 편광조정이 불필요한 초소형 편광자(LAMIPOL)를 조합하여 패키징하거나(Sumimoto Cement 社), 바이어스 전극과 R.F. 입력전극을 분리하고(Pirelli 社) 동작과장 대역을 변화시켜도 훌륭한 소자기능을 수행할 수 있도록 설계되고 있다. 또한 변조효율을 높이기 위한 전극구조변경과 더불어 변조기 구조를 변경함으로써 우수한 소자모델이 보고되고 있다<sup>[1]-[10]</sup>. 이러한 상품화추세와 응용분야의 확대로 광통신 시스템, CATV, Remote Sensing, Digital/Analog Processing등에서 각광 받고 있다. 이와같은 목적에 부응하기 위해서는 넓은 대역폭을 갖는 전극구조, 낮은 삽입손실, 낮은 Return ratio, 저구동전압, 외부구동원과의 임피던스정합등이 이루어지는 효율적인 전극구조 설계가 선행되어야 한다.

### III. 결과 및 고찰

진행파형 전극구조와 광변조기에 대한 특성은 Hybrid mode<sup>[5,6]</sup>, Spectral-Domain Approach (SDA)<sup>[7]</sup>, FEM<sup>[8]</sup> 등으로 광범위하게 모델링되었지만, 본 연구에서는 Quasi-TEM 분석을 가정한 등각사상법 및 Image Method를 이용하였다.

여기서 고려한 광변조기의 단면구조를 그림 2에 나타내었다. 이는 CPW(coplanar waveguide) TW

(travelling-wave) Electrode Mach-Zehnder Modulator로서 버퍼층과 평행하게 x축을 설정하고 사용될 기판은 z-cut LiNbO<sub>3</sub>로서 이 기판에 수직하게 y축을 취하여 기판의 인쪽을 정방향으로하여 모델링하였다. 또한 전극폭은 2W, 전극간격은 2G로 버퍼층의 두께는  $t_b$ 로 전극두께는  $t$ 로 표시하였다.

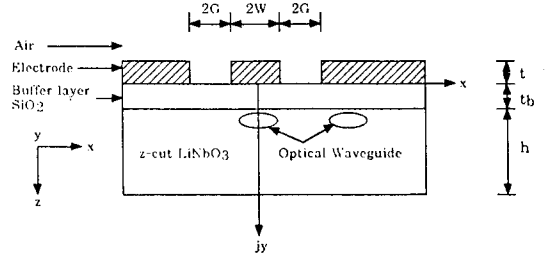


그림 2. 광변조기 단면도

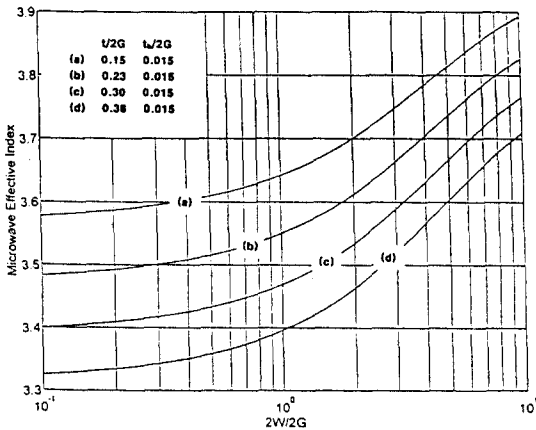
Fig. 2. Cross-sectional configuration for optical modulator.

진행파형 전극을 따라 흐르는 마이크로파는 엄밀하게 말하면 hybrid 모델이지만, 그림 2에 표시한 전극 치수는 마이크로파의 실효과장에 비해 충분히 작아 그 주파수 의존성은 무시할 수 있다<sup>[9]</sup>. 그렇기 때문에 quasi-TEM mode, 다시 말하면 2차원 정전계 문제로 취급이 가능하다<sup>[10]</sup>. 광변조기에서는 버퍼층의 영향이 매우 중요하며, 여기서는 간편한 등각사상법을 이용하였다. CPW 전극은 변환합수등을 사용하여 z 평면에서 w 평면으로 사상된 후 해석된다.

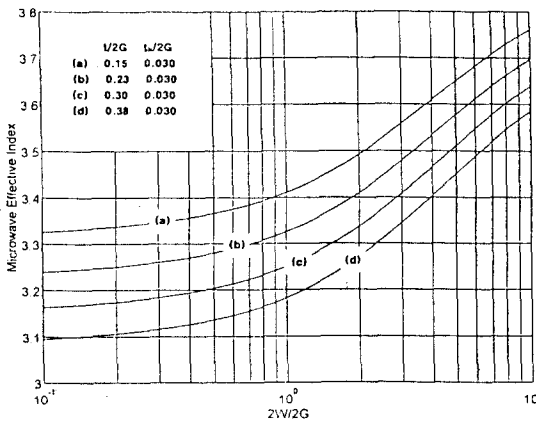
전극두께에 기인하는 정전용량 및 버퍼층으로 사용하는 실리콘산화막 두께로 인한 정전용량 등을 고려하여 Haeyangjung et al.<sup>[4]</sup>은 특성임피던스와 변조파유효굴절율을 해석모델을 제시하였다. 그림 3은 이 모델을 근거로하여 전극두께 및 버퍼층두께를 변화시켰을때 변조파 유효굴절율과 특성임피던스에 미치는 영향에 관해서 표시하였다. 여기서 전극간격은 13 $\mu$ m, 중앙도체전극폭은 10 $\mu$ m이다. 그림3(a)는 버퍼층 두께를 0.2 $\mu$ m 증착했을때, 전극폭, 전극간격 및 전극두께 관계를 나타냈다. 이때 전극두께는 2, 3, 4, 5 $\mu$ m로 변화시켰고, 전극두께가 증가함에 따라서 전극에 인가되는 마이크로파의 유효굴절율은 상당히 큰폭으로 감소됨을 확인하였다. 또한 버퍼층두께가 유효굴절율에 미치는 영향을 고려하기 위해서 전극변화와 함께 그 두께도 0.2, 0.4, 1.2 $\mu$ m까지 변화를 주었다. 버퍼층의 두께가 증가할수록 유효굴절율이 또한 감소하여, 이러한 제

작조건이 실제로 광파와 마이크로파간의 속도부정합을 개선시킬 수 있을 것으로 생각되며, 보고된 문헌에서도 잘 일치하고 있다. 문헌 [3]에 의하면 전극두께를 5  $\mu\text{m}$  이상 12  $\mu\text{m}$ 까지 증가시켜 그 광범위한 특성을 조사하였으며, 실제로 제작하였을때에도 25GHz상의 변조대역을 보고함으로써, 본 연구에서 결과가 타당함을 확인하였다. 전극두께를 10  $\mu\text{m}$  이상 증대시키면 본 해석모델에서도 광파의 유효굴절율에 거의 근접하여 속도부정합이 확실히 개선됨을 예측할 수 있었다. 그리고 마이크로파 유효굴절율  $n_m$ 이 광파의 유효굴절율  $n_o$ 에 가까울수록 대역폭은 급격히 증가하리라는 것을 알 수 있는데, 변조대역폭의 변수는 오로지 진행파형 전극을 따라 인가되는 마이크로파의 유효굴절율 함수로만 나타난다는 점이 매우 흥미롭다. 일반적으로 변조대역폭은 다음식으로 나타낼 수 있다.

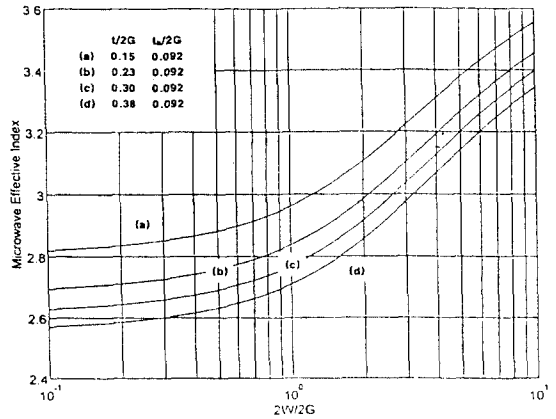
$$\Delta f = 1.9 \frac{c}{\pi |n_m - n_o| L} \quad (1)$$



(a)



(b)



(c)

그림 3. 마이크로파 유효굴절율,  $n_m$

- (a) 버퍼층 두께  $t_b = 0.2 \mu\text{m}$
- (b) 버퍼층 두께  $t_b = 0.4 \mu\text{m}$
- (c) 버퍼층 두께  $t_b = 1.2 \mu\text{m}$

Fig. 3. Microwave effective index  $n_m$ .

- (a) buffer layer thickness  $t_b = 0.2 \mu\text{m}$
- (b) buffer layer thickness  $t_b = 0.4 \mu\text{m}$
- (c) buffer layer thickness  $t_b = 1.2 \mu\text{m}$

마이크로파의 유효굴절율이 전극두께 10  $\mu\text{m}$ 에서는 2.4 이하로 되어 대역폭관점에서 보았을때 상당한 증가가 예상된다. 또한 문헌 [2]에 의하면 버퍼층을 제작할때 2층으로 제작하였는데 첫번째 층은 DC drift를 방지하기위해서 고저항물의 실리콘산화막을 코팅하였고, 두번째층은 thermal drift를 방지하기 위해서 저저항물의 실리콘 산화막을 형성하는 2층구조로 하였으며 이와 같은 구조를 제작공정시 응용할 경우, 마이크로파 전극특성이 더욱 향상될 것으로 생각된다.

특성임피던스에 관한 근사적인 표현은 Gupta<sup>[11]</sup>에 의해서 연구된바 있지만,  $t/2G \geq 0.1$ 인 경우는 진행파형 전극에 그 결과를 적용할 수 없다<sup>[4]</sup>. 본 연구에서 설계한 CPW 전극은  $t/2G$ 가 0.1539 이상으로 Gupta등이 제안한 모델로는 정확한 해석이 어렵다.

단위길이당 정전용량을  $C$  [F/m], 전송선로를 공기로 대체했을때 정전용량을  $C_0$ , 특성임피던스를  $Z_0$ , TEM 전송선로 특성임피던스를  $Z$ 라하면, 이 특성임피던스는 단위길이당 정전용량을 고려하여 아래와 같이 쉽게 얻을 수 있다.

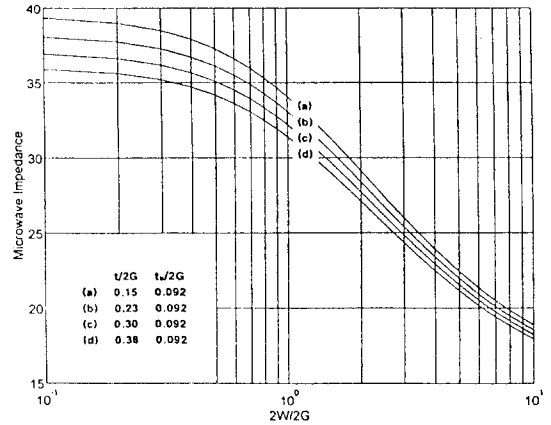
$$Z = \frac{1}{c\sqrt{CC_o}} \quad (2)$$

$$C_o = 4\epsilon_o \frac{K(k)}{K(k')} + 2C_t \quad (3)$$

$$C = 2\epsilon_o(1 + \epsilon_r) \frac{K(k)}{K(k')} - C_b + 2C_t \quad (4)$$

여기서  $c$ 는 자유공간에서 광속도이다. 여기서 전송선로의 특성임피던스는 전극구조 단위길이당 정전용량에 관계하는 점에 주의를 기울일 필요가 있다. 상세한 변수설정 및 그 유도과정에 대해서는 문헌 [4]을 참고하면 된다.

그림 4는 그림 3과 같은 조건으로 해석한 전극구조 특성임피던스 변화를 관찰하였다. 예측한 바와 같이 버퍼층 증가로 인하여 특성임피던스는 증가하였고, 전극 두께가 증가하면서 전극의 마이크로파 감쇠정수 감소로, 특성임피던스는 그에따라 감소하여 실제소자 제작 시에는 외부구동원 특성임피던스 50Ω에 대한 임피던



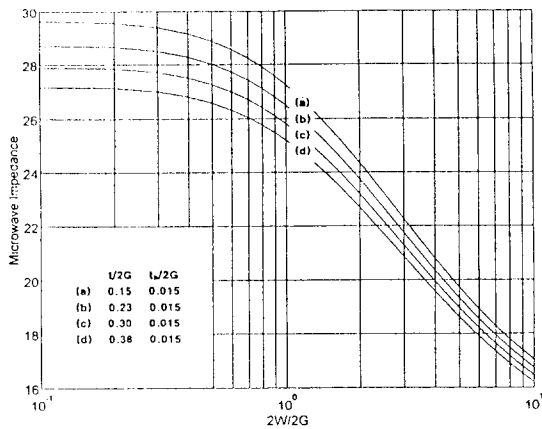
(c)

그림 4. 전극 특성임피던스, Z<sub>0</sub>

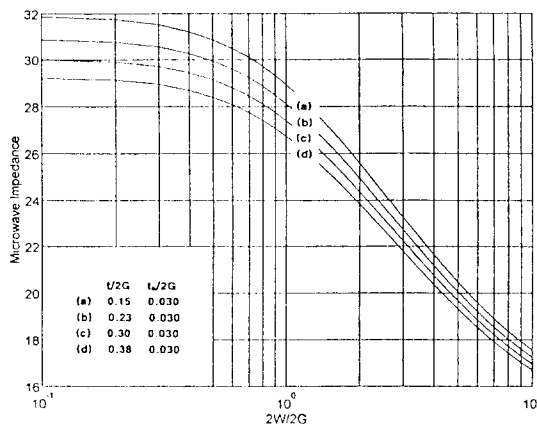
- (a) 버퍼층 두께 t<sub>b</sub>=0.2 μm
- (b) 버퍼층 두께 t<sub>b</sub>=0.4 μm
- (c) 버퍼층 두께 t<sub>b</sub>=1.2 μm

Fig. 4. Electrode characteristic impedance, Z<sub>0</sub>.

- (a) buffer layer thickness t<sub>b</sub>=0.2 μm
- (b) buffer layer thickness t<sub>b</sub>=0.4 μm
- (c) buffer layer thickness t<sub>b</sub>=1.2 μm



(a)



(b)

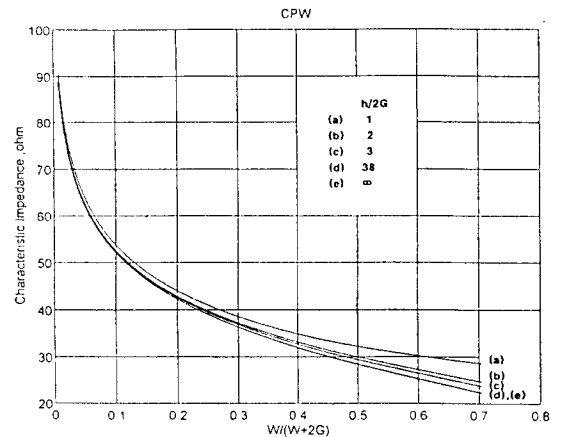


그림 5. 문헌 [11]에서 보고된 방법으로 계산한 특성임피던스 비교 h/2G는 각각, (a) 1, (b) 2, (c) 3, (d) 38, (e) ∞

Fig. 5. Comparison of between reference [11] values(a, b, c, e) and our model(d) of impedance for CPW no buffer layer. Respectively, h/2G is (a) 1, (b) 2, (c) 3, (d) 38, (e) ∞

스정합을 제공하기 위해서는 변조기에 임피던스 정합용 저항이 요구되는 것으로 분석되었다. 본 연구에서 설계한 변조기의 전극폭대 전극간격은 0.7692로서 26~33Ω를 나타내고 있다.

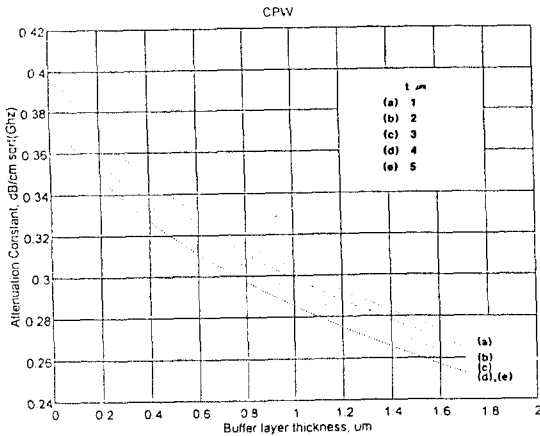


그림 6. 버퍼층두께 함수로 계산한 마이크로파 감쇠정수  $\alpha$  (a) 1  $\mu\text{m}$ , (b) 2  $\mu\text{m}$ , (c) 3  $\mu\text{m}$ , (d) 4  $\mu\text{m}$ , (e) 5  $\mu\text{m}$

Fig. 6. Calculated microwave attenuation constant  $\alpha$  as a function of buffer layer thickness (a) 1  $\mu\text{m}$ , (b) 2  $\mu\text{m}$ , (c) 3  $\mu\text{m}$ , (d) 4  $\mu\text{m}$ , (e) 5  $\mu\text{m}$

문헌 [11]에 의한 특성임피던스를 계산한 결과를 그림 5에 비교하였다. 여기서  $h$ 는 기판두께이다. 이 방법은 버퍼층이 존재하지 않는 경우임으로 본 모델에 적용할 수는 없지만, 좋은 비교자료라고 생각된다. 여기서 특성임피던스 계산식은 다음과 같고, 앞에서 계산한 방법으로 버퍼층이 존재하지 않는 경우에 특성임피던스와 비교해보면 이 문헌에서 계산한 값이 상당히 크게 나타나는 것을 발견하였다. 이는 앞서 지적한 바와 같이,  $t/2G > 0.1$  보다 큰 것에 연유하는 것으로 생각된다.

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (5)$$

그림 6은 버퍼층의 두께와 감쇄정수와 관계를 전극 두께 함수로 나타내었다. 전극두께가 증가할 수록 전극감쇄정수가 감소됨을 알 수 있다. 감쇄정수에 관한 관련식은 문헌<sup>[11]</sup>을 참고하거나 일반적으로 알려진  $\alpha = \alpha_0 \sqrt{f}$  를 사용하여 계산한다. 그리고 감쇄정수와 변조기의 변조깊이등에 관련된 연구는 김창민<sup>[16]</sup> 등에 의해서 보고된 문헌에 자세히 기록된 바 있다.

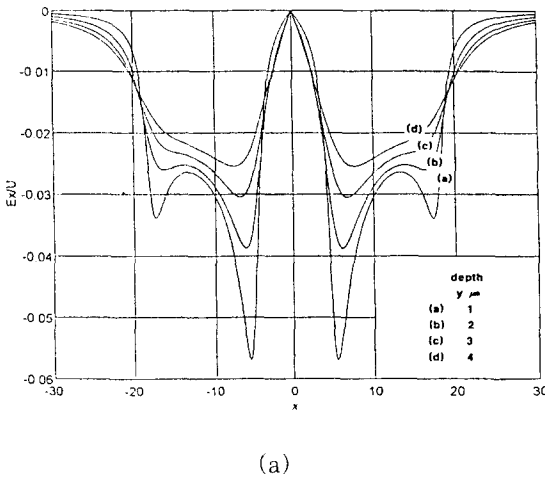
Mach-Zehnder 간섭기와 같은 광학소자는 인가된 정전계 즉 전기광학효과로 인한 유도굴절률 변화에 기초한다. 따라서 전극을 매개로 발생하는 전계분포를 정확하게 분석하는 것은 매우 중요하며, 이를 바탕으로 광-전계간의 중첩정도를 계산할 수 있다. 설계한 전극 전계분포를 버퍼층 유무에 따라 구분하고, 이로부터 중첩적분 인자를 유도하였다. 현재까지, 변조기효율을 증대시키기 위한 연구는 z-cut LiNbO<sub>3</sub>에 초점이 맞추어져 왔으며<sup>[12]</sup>, 근래 x-cut LiNbO<sub>3</sub> 광변조기로 확장되어 마이크로파전극 아래(z-cut) 및 좌우(x-cut) 광도파로 최적위치에 대한 논의가 활발하다. z-cut인 경우, 수직방향의 전계성분이 중요하며, 도파로 깊이방향에 따라서 인가전계의 크기가 달라짐으로 광도파로 설계시에도 정확한 공정제어 기술이 요구되고 있다. 즉 구동전압을 낮추고 중첩도를 높이기 위해서, 광도파로를 진행하는 광 mode size를 가장작게 만드는 확산기술이 필요하다. 문헌 [2]에 의하면 강금이 강한 Ti 확산도파로를 제작하기 위해서는 확산길이를 짧게하고, 굴절률변화를 크게하는 방법을 제시하였다. 그 결과, 구동전압과 도파광에 관계를 명확히하여, 광의 횡방향 및 깊이방향의 굽이 가장작을때 가장 낮은 구동전압을 얻어 가장 좋은 중첩정도를 나타냄을 알 수 있었다.

버퍼층이 존재하지 않는 경우에대한 전계분포는 많이 보고되고 있으며<sup>[12,13]</sup> 이러한 분석방법들은 전극에 등각사상법을 적용하여 라플라스방정식을 해석하는 것으로 구성되어 있다.

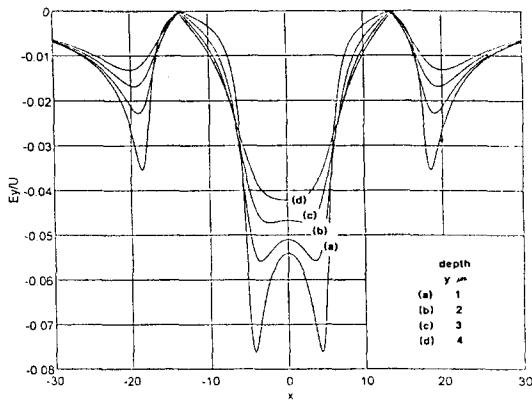
그림 7은 버퍼층이 존재하지 않는 경우에 도파로와 전극간 경계를  $y=0$ 로 놓고 중앙도체 중앙에서  $x$ 축을 설정하여 해석한 결과이다.

유전체기판 방향으로 깊이가 증가할 수록 전계의  $x$  (그림 7(a)),  $y$ (그림 7(b)) 성분은 크게 감소하게 된다. 여기서 나타내지 않았으나  $y=0$ 인 경우는 중앙도체 양끝에서 굉장히 큰 peak electric field를 보여 전극끝부분에 전계가 강하게 분포함을 알 수 있었다. 따라서 이러한 곳에 광도파로가 위치하면 광과 전계간에 중첩도가 향상될 것으로 사료된다. 그러나 본 연구에서는 광도파로의 중심을 중앙전극 가운데에 위치시켜 해석하였다.

전극과 유전체기판사이에 버퍼층이 존재하는 경우의 해석은 기존 등각사상법에 기초한 Image method<sup>[14]</sup>를 이용한 2차원 해석법을 적용하였다. 이 해석법은 기존 FEM분석법등으로 해석한 결과와 잘 일치하여



(a)



(b)

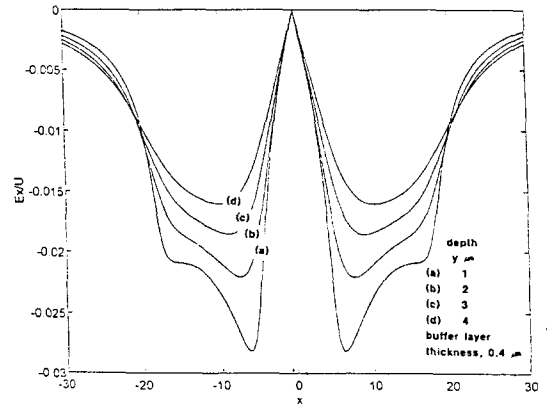
그림 7. 버퍼층이 없는 경우, CPW 전극구조 전계 분포 (a)  $E_x/U$  (b)  $E_y/U$

Fig. 7. Electric field distribution of coplanar waveguide electrode without buffer layer. (a)  $E_x/U$  (b)  $E_y/U$

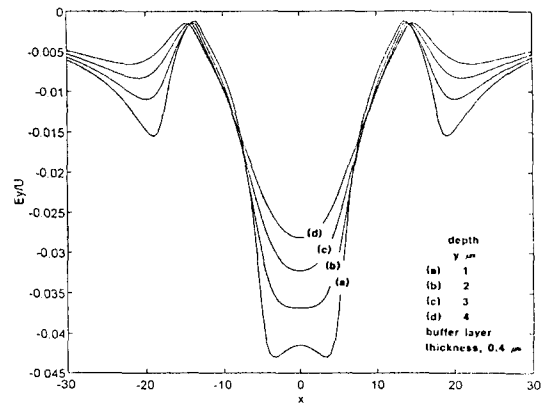
신뢰성이 있는것으로 생각되며, 무엇보다도 계산복잡함과 시간을 절약할 수 있다.

버퍼층이 존재하는 경우는 전계분포가 달라지게 된다는 점은 앞서 결과로부터 추론할 수 있다. 여기서 사용한 유전체기판의 상대유전율  $\epsilon$ 은  $\epsilon_x=43$ ,  $\epsilon_y=28$ , 버퍼층으로 이용하는 실리콘산화막의 유전율은 3.9를 이용하였다. 본 연구에서 유도한 CPW 형 전계분포 최종식은 다음과 같고, 유전체기판 내부 Ti확산에 의해서 유기되는 유전상수변화(dielectric constant change)는 매우 작다고 가정하고, 계산을 수행하였다. 자세한 유도과정 및 변수설정에 관해서는 문헌 [13]

을 참고하면 된다.



(a)



(b)

그림 8. 버퍼층이 존재하는 경우, CPW 전극구조 전계분포

(a)  $E_x/U$  (b)  $E_y/U$

Fig. 8. Electric field distribution of coplanar waveguide electrode with buffer layer.

(a)  $E_x/U$  (b)  $E_y/U$

$$E_x(x, y) = (1-r) \sum r^n \frac{\partial \Psi}{\partial x} \left( x, \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} y + 2dn + d \left( 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} \right) \right) \quad (6)$$

$$E_y(x, y) = (1-r) \sum r^n \frac{\partial \Psi}{\partial y} \left( x, \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} y + 2dn + d \left( 1 - \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} \right) \right) \quad (7)$$

$$\frac{\partial \Psi}{\partial y} = -\sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} \frac{U}{2K'} \text{Re} \left[ \frac{dw}{dz} \right] \quad (8)$$

$$\frac{\partial \Psi}{\partial x} = -\frac{U}{2K'} \text{Im} \left[ \frac{dw}{dz} \right] \quad (9)$$

그림 8은 버퍼층을 고려한 전계분포를 나타내었다. 여기서 사용한 버퍼층의 두께는  $0.4\mu\text{m}$ 인 경우에 나타

내었지만, 버퍼층이  $1.0\mu\text{m}$  이상 증가할때에는 더욱더 전계성분은 감소하리라는 것을 알 수 있다.

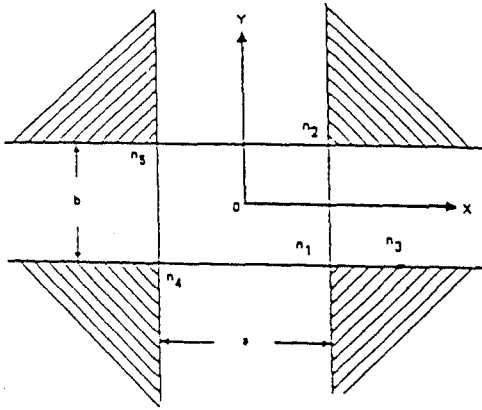


그림 9. 근사적인 유전체도파로 분석구조  
Fig. 9. Geometry of rectangular dielectric waveguide.

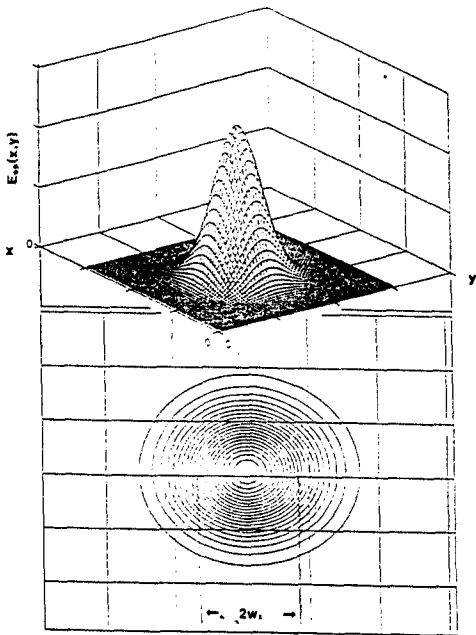


그림 10.  $w_x=3.3$ ,  $w_y=3.7$  인 경우 Hermite-gaussian profile  
Fig. 10. Hermite-gaussian profile for  $w_x=3.3$ ,  $w_y=3.7$ .

광 및 전계간 중첩정도를 최적화하기 위해서는 먼저 정확한 전계분포에 대한 논의가 있어야함은 앞에서 논의하였다. 이제 제작될 변조기의 구동전압을 알기 위해

서는 전극위치에 대한 도파로 최적위치를 설정하고 이 도파로를 따라 분포하는 광전계에 대한 정확한 지식이 필요하다. 광과 전계의 상호작용정도는 Overlap Factor 라하고 섭동이론으로부터 유추가능하다<sup>[13]</sup>.

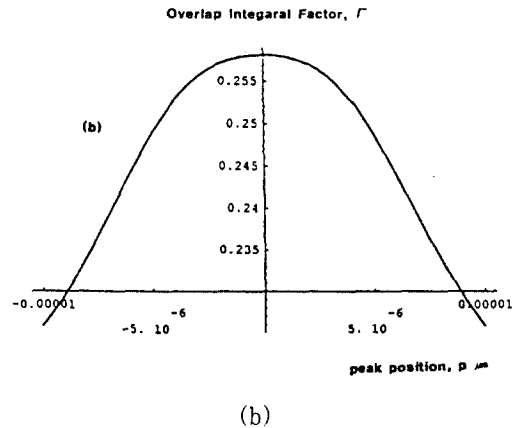
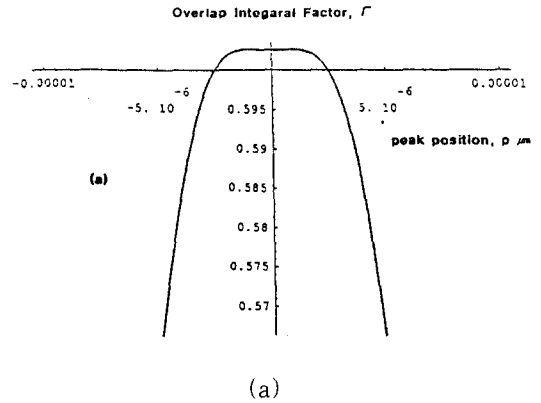


그림 11. 광과 침투위치(p)에 따른 중첩적분인자 그래프  
(a) buffer layer  $0\mu\text{m}$ , (b) buffer layer  $1.2\mu\text{m}$

Fig. 11. Overlap Integral Factor as a function of peak position of optical field.  
(a) buffer layer  $0\mu\text{m}$ , (b) buffer layer  $1.2\mu\text{m}$

도파모드에 대한 정확해는 불가능하지만 근사해법은 Marcattili<sup>[15]</sup>에 의해 해석된 바 있다. 이 분석에서는 그림 9에서와 같이 여러형태의 확산으로 나타나는데, 그림에서와 같이 폭 a와 높이 b를 갖는 구조만을 취하였고, 빔금친 부분으로 통과하는 power는 무시하여



근사적인 해법을 취하였다. 도파로를 따라 흐르는 광파의 전계는 기본적으로 Hermite-gaussian 함수로 표시되며, 여기서 해석에 이용한 횡방향확산길이 및 깊이 방향확산길이는 문헌 [17]에서 제시된 값을 채용하였고 그 값은  $w_x=3.3\mu\text{m}$ ,  $w_y=3.7\mu\text{m}$ 이며 이에 대한 광전계분포를 그림 10에 나타내었다.

그림 11은 버퍼층이 존재하지 않는 경우의 광전계와 인가전계간 중첩적분을 나타내었다. 이때 적분구간은 깊이 방향인  $y$ 는  $-5\mu\text{m}$ 에서  $0\mu\text{m}$ 까지, 중앙전극을 기준으로  $x$ 방향은  $-10\mu\text{m}$ 에서  $10\mu\text{m}$ 까지, 광의 최대위치를 나타내는 peak position은  $-7\mu\text{m}$ 에서  $7\mu\text{m}$ 까지 변화시켜 분석하였다. 이 분석방법은 전극위치를 고정하고 광파가 흐르는 도파로 위치를 변경시켰으나, 실제 공정시에는 광도파로 위치를 고정하고 전극폭과 간격을 변화시키는 것이 효과적이라고 생각된다. 버퍼층이 없는 경우 중첩인자는 0.603, 즉 버퍼층 두께를  $1.2\mu\text{m}$ 로 하였을때 적분인자는 0.261 정도까지 감소하여 버퍼층의 두께 증가로 인한 trade-off가 존재함을 알 수 있었다. 즉 버퍼층 두께증가는 특성임피던스 및 유효굴절율을 개선하는 반면 중첩적분인자를 낮추어 결국 구동전압 증가를 초래해, 이러한 변수사이에 적절한 타협점이 있어야할 것 같다.

$$V_\pi = \frac{\lambda(2G)}{2(n_o^2 r_{33} LI)} \quad (10)$$

CPW형 전극구조에서 변조기를 ON 상태에서 OFF 상태로 동작시키는데 요구되는 전압을 구동전압이라고 한다. x-cut 구조에서 전극간격내에 도파로위치가 전기광학효과에 미치는 영향에 관해서는 문헌 [12]에서 상세히 논의한 바 있으며, 일반적으로 도파로 최적위치가 중앙전극과 접지전극 중앙이라는 종래관점에서 벗어난 실험결과를 보고하였다.

따라서, z-cut에서도 도파로 위치를 옮김에따라 이러한 결과가 나올여지를 남겨 놓았다. 일반적으로 전극간격이 증가함에 따라서 구동전압은 선형적인 변화를 보이게 되며 식(10)을 참고하면, 그 관계는 그림 12에 나타낸 바와 같다. 또한 중첩적분인자가 구동전압에 미치는 영향에 관해서 상호작용길이를  $15\text{mm}$ 와  $18\text{mm}$ 로 했을때 관계를 그림 13에 나타내었다. 버퍼층이 존재하지 않는 경우 구동전압은 3 volts 근방이었으나, 버퍼층이  $1\mu\text{m}$ 인 경우는  $5.5\sim 7$  volts까지 상승하게 됨을 알 수 있었다.

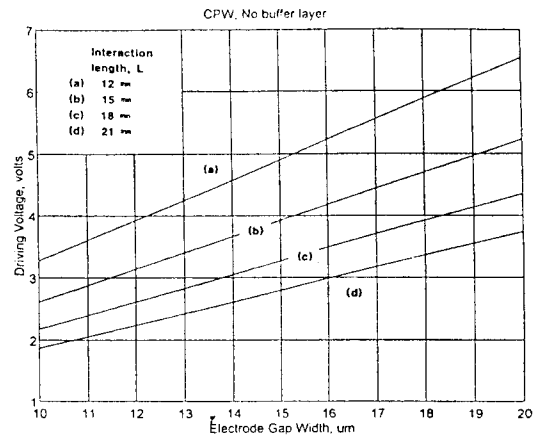


그림 12. 전극간격변화에 따른 구동전압의 변화  
Fig. 12. Plot of driving voltage as a function of electrode gap.

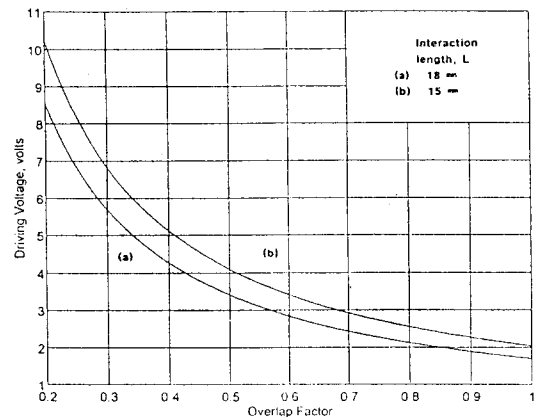


그림 13. 중첩적분인자변화가 구동전압에 미치는 영향  
Fig. 13. Effects on driving voltage with overlap integral factor.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 Ti:LiNbO<sub>3</sub> 광변조기에 채용될 CPW(coplanar waveguide) 전극을 설계하고 그 특성에 관해서 논의하였다. 특히 버퍼층이 특성임피던스, 유효굴절율, 전계분포 및 구동전압에 관한 관계를 명확히 하였다. 버퍼층의 증가는 감쇄정수를 낮추는 잇점도 있으나, 광파와 전계간의 중첩도를 낮추어 결과적으로 구동전압을 상승시키는 요인으로 작용하는 trade-off

관계가 있어, 적절한 타협점이 필요함을 밝혔다. 본 연구에서 고려한 분석법은 변조기 제작에 있어, 많은 노력과 시간적인 낭비를 줄일 수 있으리라 생각되며, 차후 변조대역에 미치는 전극손실과 버퍼층 및 구동전압 관계를 보완하여 광대역 광학변조기 분석에 이용할 계획이다. 아울러 설계된 전극 dimension과 지금까지 논의된 결과를 아래에 기술하였다.

- (1) Substrate : z-cut LiNbO<sub>3</sub> y-propagation
- (2) Wavelength : 1.55 $\mu$ m
- (3) SiO<sub>2</sub> Buffer Layer : 0~1.0 $\mu$ m
- (4) Electrode Length : 15, 18mm
- (5) Electrode Width : 10 $\mu$ m  
Gap : 13 $\mu$ m  
thickness : 2, 3, 4, 5 $\mu$ m
- (6) Characteristic Impedance : 35~40 $\Omega$
- (7) Attenuation Constant : 0.3~0.4dB/(GHz)<sup>1/2</sup>cm
- (8) Overlap Factor :  $t_b = 0\mu$ m, 약 0.603  
 $t_b = 1.0\mu$ m, 약 0.277
- (9) Driving Voltage :  $t_b=0$ , 3.4~3.9 volts  
 $t_b=1.0\mu$ m, 5.5~6.0 volts

### 감사의 글

본 연구는 전자부품종합기술연구소의 정보통신용 핵심부품개발사업 일환으로 수행되었으며, 지금까지 본 논문작성에 조언을 주신 분들께 감사드립니다.

### 참고 문헌

- [1] K.Noguchi, O.Mitomi, K.Kawano, and M. Yanagibashi, "Highly Efficient 40-GHz Bandwidth Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator Employing Ridge Structure", IEEE Photonics Technology Letters, VOL.5, NO. 1, 1993.
- [2] Kazuto Noguchi, Toshio Suzuki, Mitsuaki Yanagibashi, Hiroshi Miyazawa, Osamu Mitomi, "Shielded Velocity-matched LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator", NTT R&D VOL.41, NO.9, 1992.
- [3] M.Rangaraj, T.Hosoi and M.Kodo, "A Wide-band Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator

- with a Conventional Couplanar Waveguide type Electrode", IEEE Photonics Technology Letters, VOL.4, NO.9, 1992.
- [4] Haeyang Chung, William S.C.Chang, and Eric L.Adler, "Modelling and Optimization of Traveling-wave LiNbO<sub>3</sub> Interferometric Modulators", IEEE Journal of Quantum Electronics, VOL.27, NO.3, 1991.
- [5] D.W.Dolfi, M.Nazarathy, and R.I.Jungerman, "40 GHz Electro-optic modulator with 7.5 V drive voltage", Electron. Lett., VOL.24, NO.9, PP.528-529, 1988.
- [6] R.A.Becker, "Traveling-wave electro-optic modulator with maximum bandwidth-length product", Appl. Phys. Lett., VOL. 45, NO.11, PP.1168-1170, 1984.
- [7] K.Kawano, T.Kitoh, H.Jumonji, T. Nozawa, M.Yanagibashi, and T.Suzuki, "Spectral-Domain Analysis of Colplanar Waveguide Traveling-wave Electrodes and Their Applications to Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder Optical Modulators", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, VOL.39, NO.9, 1991.
- [8] K.Kawano, K.Noguchi, T.Kitoh, and H. Miyazawa, "A Finite Element Method (FEM) Analysis of a Shielded Velocity-Matched Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator", IEEE Photonics Technology Letters, VOL.3, NO.10, 1991.
- [9] K.Kawano, T.Kitoh, O.Mitomi, T. Nozawa, AND h.Jumonji, "High-speed and low-driving-power Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator at 1.5 $\mu$ m wavelength", in Proceedings 1988 IEEE LEOS Annual Meeting, pp.96-97, 1988.
- [10] T.Kitoh, and K.Kawano, "Modeling and Design of Ti:LiNbO<sub>3</sub> Optical Modulator Electrodes with a buffer layer", 電子情報通信學會誌 '92.9, VOL.J75-C-I NO.6, 1992.
- [11] K.C.Gupta, R.Garg, and I.J.Buhl, MICROSTRIP LINES and SLOT LINES, 1979, CH.7.
- [12] D.Marcuse, "Optimal electrode design for integrated optics modulators", IEEE

J.Quantum Electron., VOL.QE-18, PP. 393,1982.

[13] O.G.Ramer, "Integrated electrooptic modulator electrode analysis", IEEE J. Quantum Electron., VOL.QE-18, pp.386-392, 1982.

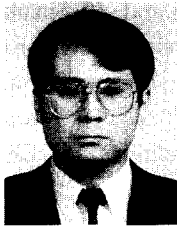
[14] H.W.Hannemann and L.J.M.Esser, "Field and potential distribution in charged-transfer devices", Philips Res. Rept., NO.30, pp.56-72,1975.

[15] E.A.J.Marcatili, "Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics", Bell Syst.Tech.J. VOL.48,1969.

[16] 김창민, 한상필, "Ti:LiNbO<sub>3</sub> 진행파 광변조기의 FEM 전극해석 및 대역폭 예측", 대한전자공학회논문지, 제32권, A편, 제 2호, pp.96-110

[17] T.Kitoh, K.Kawano, T.Nozawa and H.Jumonji, "A Study on design of high speed and low-loss Ti:LiNbO<sub>3</sub> Mach-Zehnder optical modulator", 電子情報學會論文誌, C-I, Vol.J73-C-I, No.5, pp.332-339, 1990.

저 자 소 개



金 成 求(正會員)

1966年 1月 10日生. 1993年 2月 전남대학교 전기공학과 박사과정 수료. 현재 전자부품종합기술연구소 광전부품연구실 연구원. 주관심 분야는 Integrated Optics 및 Passive Optical Device.



尹 焜 導(正會員)

1966年 5月 7日生. 1993年 2月 명지대학교 전자공학과 석사학위 취득. 현재 전자부품종합기술연구소 광전부품연구실 연구원. 주관심 분야는 Integrated Optics 및 Passive Optical Device.



尹 大 源(正會員)

1949年 10月 7日生. 1971年 2月 한양대학교 전자공학과 졸업. 1984년 8월 Texas A & M 대학교 전기공학과 석사학위 취득. 1988年 12月 Texas A & M 대학교 전기공학과 박사학위취득.

1973年-1982年 금성정밀공업(주) 중앙연구소근무.  
1989年-1991年 현대전자산업(주) 반도체연구소근무.  
1991年-1994年 현재 전자부품종합기술연구소광전부품연구실 수석연구원. 주관심분야는 Integrated Optics 및 Passive Optical Device.

柳 龍 澤(正會員) 第12卷 6號 參照.

주관심분야는 전장발광, 광전자증배관, Integrated Optics 및 Passive Optical Device.