

논문 2004-41SD-3-6

## 릿지 형태 CPW 진행파형 구조의 등가회로 분석

## (Analysis of Equivalent Circuit Approach for Ridge Type CPW Traveling-Wave Structure)

윤 상 준\*, 공 순 철\*, 옥 성 해\*, 윤 영 설\*, 구 민 주\*, 박 상 현\*, 최 영 완\*\*

(Sang-Jun Yoon, Soon-Cheol Kong, Seong-Hae Ok, Young Seol Yun, and Young-Wan Choi)

## 요 약

릿지 형태 CPW 진행파형 전계 흡수 광 변조기와 광 검출기의 구조에 있어서 마이크로파의 특성은 도파관을 형성하는 진성 영역의 폭, 두께, 신호전극과 접지 전극사이의 거리의 영향을 받게 된다. 이러한 요소들은 소자에 존재하는 캐패시턴스(C)와 인덕턴스(L)의 크기를 변화시키게 되며 마이크로파의 유효 굴절률과 특성 임피던스를 결정하게 된다. 하지만 기존의 논문들은 전계와 자계의 분포에 따라 마이크로스트립과 CPW로 각각 근사화하여 해석했다. 본 논문에서는 FDTD를 이용해 릿지 형태 CPW 진행파형 구조의 마이크로파 특성을 분석하고 C와 L의 정량적인 값을 구했으며 이를 등가회로의 회로 소자로써 적용 시켰다. 등가회로에서 구해진 마이크로파의 특성은 FDTD 결과와 거의 일치함을 보였다.

## Abstract

Microwave characteristics of ridge type CPW traveling-wave(TW) electroabsorption modulator and photodetector are affected by the thickness of intrinsic layer, width of guiding layer, and the separation of signal and ground electrodes. These factors are determined effective index of microwave and characteristic impedance due to changing of capacitance(C) and inductance(L) of device. However, conventional equivalent circuit of TW-structure is approximated to microstrip and CPW transmission line by distribution of electric and magnetic fields, respectively. In this paper, we analyzed microwave characteristics of TW-structure and found more accurate value of C and L by using finite difference time domain (FDTD) method. These values are adopted circuit element of equivalent circuit. Microwave characteristics obtained by the FDTD and equivalent circuit model show good agreement.

**Keywords :** 진행파형 전계 흡수 광 변조기(Traveling wave electro-absorption modulator), 광 검출기(Photodetector), 등가회로(Equivalent circuit), 시간 영역 유한 차분 방정식(Finite differential time domain method)

## I. 서 론

오늘날의 통신은 기존의 음성 위주의 통신에서 벗어나 음성, 영상, 문자를 동시에 포함하는 대용량의 멀티미디어형 데이터를 주고받는 형태로 발전하고 있다. 이를 뒷받침하기 위하여 초고속, 대용량의 정보통신 시스템의 구축이 요구되고 있다. 이러한 요구를 충족시킬 수 있는 통신형태로서 Microwave - photonics(MWP)는 유선의 광 전송 기술과 무선의 마이크로파 통신 기술이 결합한 유무선 통합 통신 구조를 가진다. MWP

시스템은 광원으로 사용될 LD(Laser Diode), 광변조기, 광 검출기, 그리고 장거리 전송을 위한 증폭기 등으로 구성된다. EDFA와 같은 전광(All-Optic) 증폭기의 상용화로 급속도로 발전된 광통신망에서는 초고속 데이터나 영상 등의 대용량 정보를 장거리로 전송하기 위해서 고속 동작이 가능한 광소자의 개발이 필요하다. 여기에서 핵심이 되는 소자로 마이크로파를 광 신호로 변환시키는 광변조기와 광 신호를 마이크로파로 변환시키는 광 검출기가 있다. 중요 소자의 하나인 광변조기는 우수한 소광비와 낮은 전력 소모로 넓은 대역폭을 확보할 수 있는 장점을 가지는 전계 흡수 광변조기(Electroabsorption modulator, EAM)가 차세대 광 통신망에 적합한 소자로써 활발한 연구가 진행되고 있다.

\* 학생회원, \*\* 정회원, 중앙대학교 전자공학과  
(Dept. of Electronics Eng. Chung Ang Univ.)  
접수일자 : 2003년3월13일, 수정완료일 : 2004년3월4일

특히 진행파형 전계 흡수 광변조기는 집중 전극 소자 (Lumped electrode EAM)의 단점으로 지적되는 RC (resistance-capacitance)-시정수에 의한 대역폭 제한을 극복할 수 있으며 긴 도파관을 확보하여 충분한 광 흡수를 얻을 수 있다. 또 하나의 중요 소자인 광검출기는 수직 입사 광 검출기 (Vertical illuminated photo-detector, VPD), 도파관 광 검출기 (Waveguide photo-detector, WGPL), 진행파형 광검출기 (Traveling-wave photodetector, TWPD) 등이 있으며 광신호의 흡수를 크게 하고 RC-시정수의 제한을 극복하기 위한 구조로써 TWPD가 주로 연구되고 있다<sup>[1]</sup>.

이 두 소자는 모두 그림 1과 같은 릿지 형태를 가지는 CPW 진행파형 구조로 연구되고 있으며 이에 대한 해석을 위해 CMM (Conformal mapping method), FEM (Finite element method), MOM (Momentum method), TRM (Transverse resonance method), 등가회로 분석, FDTD (Finite difference time domain) 등의 방법을 사용한다. 이러한 방법 중에 FDTD 방법은 임의의 구조에 대하여 시간 영역에서 마이크로파의 특성을 볼 수 있으며 간단한 푸리에 변환을 통하여 주파수 응답도 얻을 수 있는 장점을 가지고 있다. Kirk S. Giboney는 CMM과 TRM을 사용하여 등가회로 분석을 하였고, C와 L값에 대한 해석은 다음의 가정을 통해 구하였다<sup>[2]</sup>.

- ① C는 전계가 진성영역에 집중되므로 마이크로 스트립 전송로의 C로 가정한다.
- ② L은 전극의 분포가 planar CPW와 같으므로 planar CPW 전송로의 L로 가정한다.
- ③ C와 L의 값들은 주파수에 관계없이 일정한 것으로 가정한다.

하지만 위와 같은 가정을 통해 얻어지는 결과는 소자의 마이크로파 특성을 근사적으로 해석하는 것이므로 마이크로파의 유효 굴절률과 특성 임피던스를 결정하는 C와 L값에 대한 정확한 예측이 필요하다.

본 연구에서는 FDTD 방법을 사용하여 마이크로파의 특성을 파악하였다. 또한 계산 과정에서 C와 L값을 추출해 내는 방법을 추가하여 근사화 된 방법보다 정확한 값을 찾아내고 이를 등가회로에 적용하여 등가회로를 통한 소자의 해석을 하였다. 그리고 마이크로파 특성에 큰 영향을 주는 도파관의 폭과 두께, 신호전극과 접지 전극 사이의 거리를 변화시키면서 주파수에 따른 C와 L값의 변화를 분석하였다.

## II. 소자의 구조

그림 1은 진행파형 전계 흡수 광변조기와 광검출기의 단면을 나타낸다. 수직 단면에서 볼 수 있듯이 P-I-N 다이오드의 구조를 가지고 있으며 진성영역(I)은 광 도파관 역할을 한다. P-I-N 영역은 릿지 형태로 되어 있으며 릿지의 윗부분에 신호 전극이 분포한다. 진행파형 소자는 광파와 마이크로파 사이의 속도 정합이 대역폭에 영향을 미치기 때문에 속도 정합을 위하여 Slow wave mode<sup>[3]</sup>를 사용하게 되고 이를 위해 반 절연 기판 위에 높게 도핑 된 N+층을 가진다. 표 1은 소자를 구성하는 물질의 유전율과 전도도를 나타낸다. 표에서 보이는 바와 같이 P층과 N층은 I층에 비해 상대적으로 낮은 유전율을 가지게 하여 광파와 마이크로파가 도파할 수 있도록 하였다<sup>[4]</sup>.

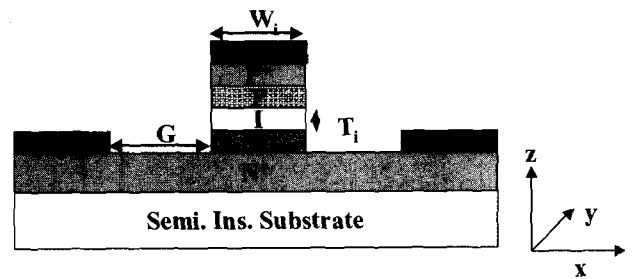


그림 1. 릿지 형태 CPW 진행 파형 광소자의 단면  
Fig. 1. Cross-section of ridge type CPW TW optical device structure.

표 1. 소자 구성 물질 파라미터  
Table 1. Material parameters of device.

Layers	Parameters	$\epsilon_r \cdot 10^{-12}$	$\sigma \cdot 10^{-12}$
P+		12.56	15800
P		13.4	2000
I		13.6471	0
N		13.4	40000
N+		12.56	400000
Semi. Ins. Substrate		12.56	0

## III. FDTD 방법과 회로소자 추출 방법

FDTD는 임의의 구조를 갖는 소자의 전자계 분포 분석을 위해 맥스웰 수식을 이용하여 수치 해석 하는 방법이다. 진행파형 전계 흡수 변조기와 광 검출기는 릿지 형태의 CPW 구조를 가지고 있으므로 3차원

FDTD 방법을 사용하면 전자계 분포를 해석할 수 있다.<sup>[5]</sup> 사용된 맥스웰의 킨 수식은 다음과 같다.

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} \quad (1)$$

$$\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} \quad (2)$$

3차원 FDTD 방법은 Yee의 격자를 사용하여 전계와 자계를 격자 노드에 엇갈리게 할당하여 계산하며, 수식 (1), (2)는 3차원 구조에 맞게 6개의 이산화 된 스칼라 차분 방정식으로 표현된다<sup>[5]</sup>.

마이크로파에 대한 해석은 그림2의 흐름도에 따라 계산 하게 된다. 이때 격자의 크기와 시간 단계의 크기는 최소한 다음의 안정도 조건에 만족해야 한다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left( \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right) \quad (3)$$

본 논문에서는  $x = 0.5 \mu\text{m}$ ,  $y = 2.5 \mu\text{m}$ ,  $z = 0.1 \mu\text{m}$ ,  $t = 3 \times 10^{-16}$  초의 조건으로 계산하였다. Gaussian 펄스를 도파관 전면에 인가했으며, 흡수경계조건은 Mur의 1차 경계조건을 적용하였다<sup>[6]</sup>.

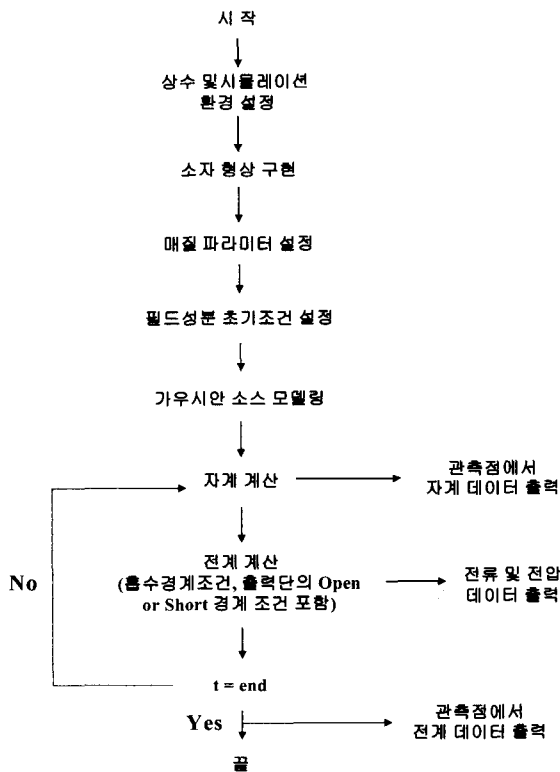
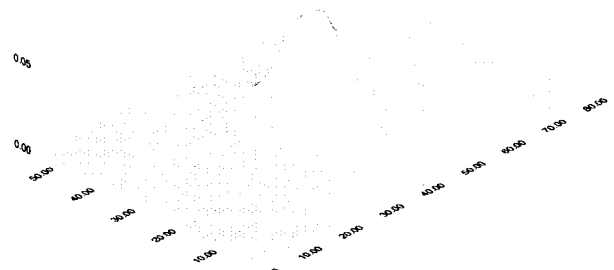
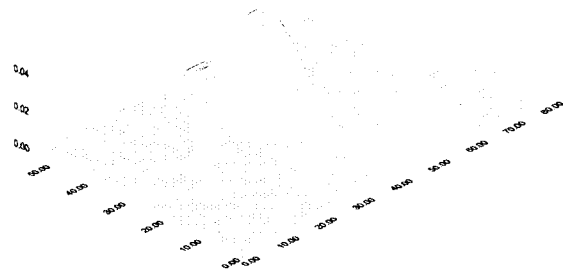


그림 2. FDTD 흐름도  
Fig. 2. Flow chart of FDTD.

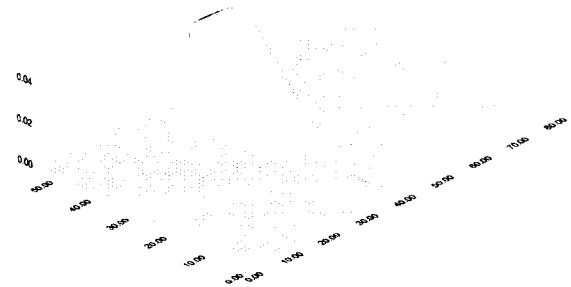
그림 3은 위의 방법을 사용하여 계산한 결과로 시간에 따른 마이크로파의 진행을 나타낸다. 소자의 끝단을 개방한 상태에서 인가한 Gaussian 펄스의 전계는  $t = 4000$  에서 소자의 중간부분을 지나고,  $t = 5000$  에서 파의 고주파 성분이 소자의 끝단에 도착하며,  $t = 6000$  에서 반사되어 정 위상으로 되돌아오는 모습을 나타낸다. 소자의 끝단을 단락 시켰을 경우 펄스의 전계는 역 위상으로 반사되며 본 논문에서는 마이크로파의 해석을 위해 소자의 종단부를 개방-단락 하여 해석하는 Open-Short Method를 사용하였다.



(a)  $\Delta t = 4000$



(b)  $\Delta t = 5000$



(c)  $\Delta t = 6000$

그림 3. 시간에 따른 도파관 안에서의 가우시안 펄스의 진행  
Fig. 3. Propagation of gaussian pulse in the waveguide.

그림 4는 앞에서 설명한 FDTD 방법에 등가회로에서 회로소자로 사용될 C와 L의 값을 계산하기 위한 방법을 도시한 것이다. 먼저 C의 값을 계산하기 위해 소자의 신호전극이 존재하는 곳에 그림과 같은 폐곡면을 설계하고 이곳에 존재하는 전계를 통해 전하량 Q를 계산한다. 이때 폐곡면은 신호전극의 폭과 두께를 모두 포함하여야 하며 진행 방향으로 단위 길이 dz로 설계하여 준정전계 해석하고 다음 수식을 통해 C를 구한다<sup>[7]</sup>

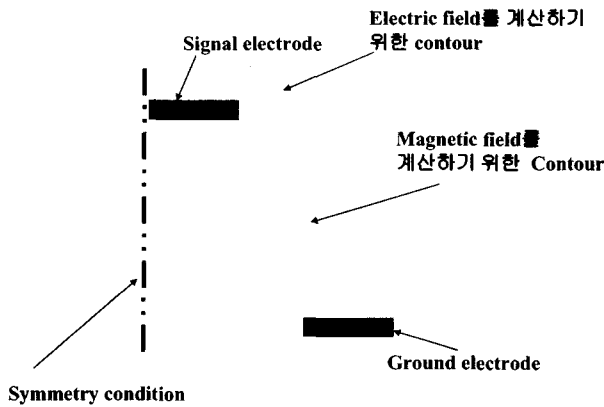


그림 4. C, L의 추출을 위한 폐곡면과 면의 설계  
Fig. 4. Contour for extraction of C and L.

$$V = \int \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (4)$$

$$Q = \int \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{a} \quad (5)$$

$$C(f) = \frac{Q(f)}{V(f) \cdot dz} \quad (6)$$

다음으로 L의 값을 계산하기 위해 자계 계산 면을 설계 하였으며 이는 신호 전극에 의한 자계뿐만 아니라 접지 전극에 의한 자계까지 고려하기 위함이다. 자계 계산 면은 소자에 존재하는 자계를 최대한 포함할 수 있도록 해야 하며 진행 방향으로 단위 길이 dz로 설계하여 준정전계 해석을 한다. L값을 구하기 위한 수식은 아래와 같다<sup>[7]</sup>.

$$I = \int \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (7)$$

$$\psi = \int \mu \vec{H} \cdot d\vec{a} \quad (8)$$

$$L(f) = \frac{\psi(f)}{I(f) \cdot dz} \quad (9)$$

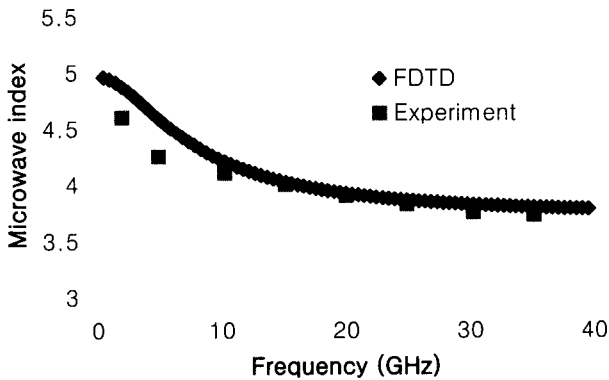
#### IV. 주파수 영역 해석

3차원 FDTD방법은 시간에 따라 전자계를 해석하며 소자의 입력단에 인가하는 마이크로파의 형태에 따라 이를 주파수 영역에서 해석 가능하다. Full-wave해석을 위해 Gaussian 펄스를 인가하고 시간영역에서 해석된 마이크로파의 특성은 푸리에 변환을 통해 주파수 영역으로 변환 가능하다. 개방-단락 방법을 이용하여 마이크로파의 전파상수와 특성 임피던스를 구하면 수식(10), (11)과 같다<sup>[8]</sup>. 여기에서  $\gamma(w, z_i)$ 와  $Z(w, z_i)$ 는  $z = z_i$ 일 때 전파상수와 특성 임피던스 이고 첨자 o와 s는 각각 개방과 단락을 의미한다.

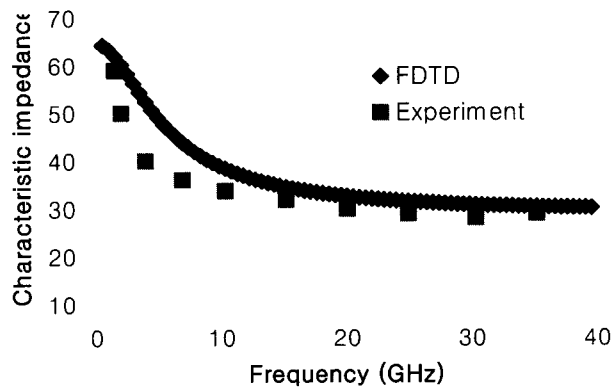
$$\gamma(w, z_i) = \frac{1}{2z_i} \cdot \ln \left[ \frac{\sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_o} + \sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_s}}{\sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_o} - \sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_s}} \right] \quad (10)$$

$$Z(w, z_i) = \sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_o} \cdot \sqrt{\left(\frac{V(w, z_i)}{I(w, z_i)}\right)_s} \quad (11)$$

그림 5는 앞에서 보인 소자와 비교했을 때, 소자를 이루는 물질의 구성과 구조에는 차이가 있지만 위에서 설명한 개념과 수식을 이용해 계산된 FDTD 결과의 검증 을 위해서 기존에 발표된 실험 결과<sup>[9]</sup>와 비교하였다. 그림 5 (a)는 마이크로파의 유효 굴절률을 나타내며 FDTD 방법을 통해 얻어진 결과와 거의 일치함을 알 수 있다. 10 GHz 이하에서 실험치와 계산결과 사이의 오차는 높은 전도성을 가지는 모델에 시변입력(time varying source)을 인가할 경우 발생하는 DC-offset 현상에 기인하는 계산상의 오류이다<sup>[10]</sup>. 그림 5 (b)는 소자의 특성 임피던스를 나타낸다. 그림 5 (a)에서와 마찬가지로 10 GHz 이상의 결과에서는 거의 일치함을 보인다. 그림 5 (a), (b)에서 실험 결과와 계산 결과 사이의 약간의 오차는 소자에 마이크로파를 인가하기 위한 PAD에 의한 것으로 사료된다. FDTD 계산 과정에서는 PAD를 설계하지 않았다. 이와 같은 결과를 토대로 FDTD 계산 결과가 실제 제작된 소자의 결과와 부합됨을 보여준다.



(a) 마이크로파 유효 굴절률



(b) 특성 임피던스

그림 5. FDTD 결과와 실험 결과의 비교  
 Fig. 5. The comparison experimental with simulated results.  
 (a) Microwave refractive index.  
 (b) Characteristic impedance.

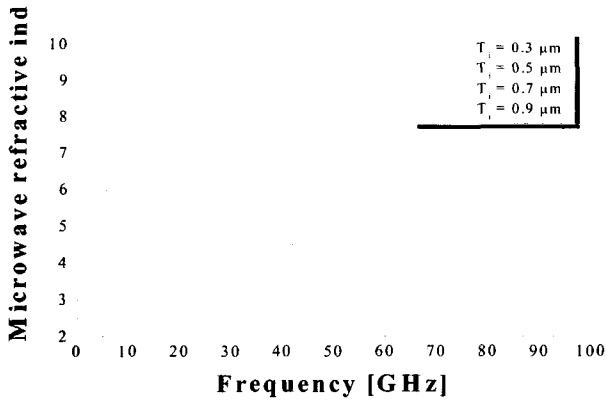
### V. 마이크로파 특성

그림 6과 그림 7은 앞에서 설명한 FDTD 방법을 사용해서 릿지 형태 CPW 진행파형 구조를 해석한 것이다. 이때 각각의 전극은 완전도체로 가정하였다. 그림 6 (a), (b)는 도파관의 폭( $W_i$ )을  $2 \mu\text{m}$ , 신호전극과 접지 전극 사이의 간격( $G$ )은  $10 \mu\text{m}$ 로 고정하였을 때, 두께 ( $T_i$ )변화에 따른 마이크로파의 유효 굴절률과 특성 임피던스를 분석한 결과를 보이고 있다.  $T_i$ 가 증가하면 소자 전체에 작용하는 C의 크기가 감소하고 따라서 마이크로파의 위상속도가 증가하게 된다. 특성 임피던스는 감소된 C에 의해 증가하는 모습을 보이고 있다.  $T_i$ 를  $0.3 \sim 0.9 \mu\text{m}$ 로 변화 시켰을 때 60 GHz에서 마이크

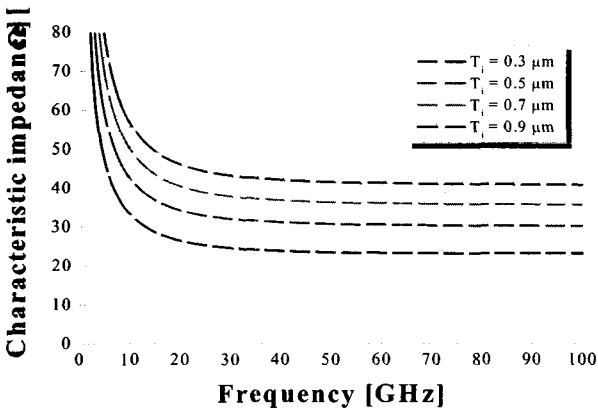
로파의 유효 굴절률은  $7.1 \sim 4.45$ 로 변화하고, 특성 임피던스는  $23 \sim 41 \Omega$ 으로 변화함을 알 수 있다. 광파와 마이크로파 사이의 속도 정합을 고려할 때, 그리고 외부 회로와의 임피던스 정합을 고려할 때  $T_i$ 가 두꺼워 질수록 유리한 것처럼 나타나지만 진성 영역의 두께가 너무 두꺼우면 변조기의 경우 변조효율이 나빠지고, 검출기의 경우 천이 시간이 증가하게 되어 대역폭을 감소시키는 요인이 된다. 그림 7은  $T_i$ 를  $0.7 \mu\text{m}$ ,  $G$ 는  $10 \mu\text{m}$  일 경우  $W_i$ 를 변화시키면서 소자의 마이크로파 특성을 보인다.  $W_i$ 가 증가될 경우 소자 전체에 작용하는 C의 크기는 커지며 이는 마이크로파의 위상속도를 감소시키고 특성 임피던스의 크기를 줄인다.  $2 \sim 7 \mu\text{m}$ 로 폭이 증가되는 동안 마이크로파의 유효 굴절률은  $4.9 \sim 6.59$ 로 증가하며 특성 임피던스는 36에서 17으로 감소됨을 보인다. 그러므로 모의실험 결과  $W_i$ 를 좁게 만들어 주는 것이 마이크로파와 광파 사이의 속도 정합에 있어서 더 유리하다는 것을 알 수 있다. 아래의 표 2에서는 소자의 구조 변화에 따른 소자의 마이크로파 특성을 정리하였다. 여기에서  $n_e$ 는 마이크로파의 유효 굴절률,  $Z_C$ 는 특성 임피던스, ML은 마이크로파의 손실을 의미한다.  $G$ 의 변화에 따른 마이크로파의 손실은  $G$ 를 증가함에 따라 증가하지만 그 변화는 매우 작았다.

### VI. 릿지형태 CPW 진행파형 구조의 등가회로

그림 8은 릿지 형태 CPW 진행파형 구조의 등가회로를 보인다. 소자의 진행방향으로 전류가 분포하고 마이크로파가 진행하게 되므로  $L_{total}$  성분과 저항 성분  $R_{total}$ 이 존재하게 된다. 수직방향으로는 진성 영역에서 전도도가 매우 낮으므로 전계의 집중이 일어나고  $C_i$  성분이 존재하게 되며 진성 영역을 제외한 나머지 층에서 전자의 이동을 고려하기 위한 저항 성분  $C_i$ 가 존재하게 된다. 위의 회로소자를 포함한 등가회로를 해석하기 위한 수식은 다음과 같다. 여기에서 각각의 도체에 대한 임피던스 성분이 포함되지 않은 이유는 완전도체로 가정하였기 때문이다.



(a) 도파관 두께에 따른 마이크로파 굴절률



(b) 도파관 두께에 따른 특성 임피던스

그림 6. 도파관의 두께에 따른 마이크로파 특성

Fig. 6. Microwave characteristics with the waveguide thickness variation.

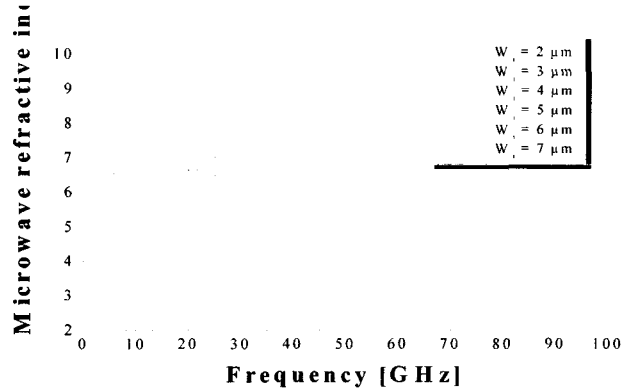
- (a) Microwave refractive index.
- (b) Characteristic impedance.

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R_{total}} + \frac{1}{j\omega L_{total}}} \quad (12)$$

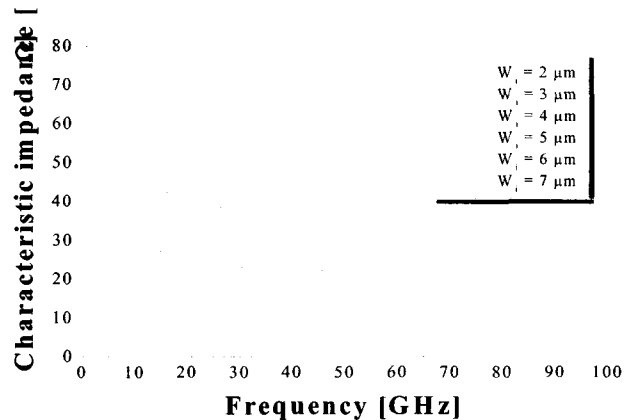
$$Y = \frac{1}{Z_t + \frac{1}{j\omega C_t}} \quad (13)$$

수식 (12), (13)에 포함된 회로소자 중  $R_{total}$  과  $Z_t$ 의 두께이고  $\sigma_{semi}$ 는 각 층의 전도도,  $W_s$ 는 각 층의 폭의 반이다. 각 층을 반으로 나누어 생각하는 이유는 전극의 분포가 CPW 이기에 CMM<sup>[11]</sup>을 적용시켜 해석하기 위함이고 반도체 층에 흐르는 전류의 분포를 함께 고려하기 위해  $R_{semi}$ 의 분모에 6이라는 인자를 사용했

다<sup>[2]</sup>. 소자의 수직방향으로의 저항  $Z_t$ 는 수식(16), (17)로 표현되며 반도체의 저항 성분과 반도체 층에서 나타나는 C 성분이 모두 고려된다. 여기에서  $\epsilon_{semi}$ 는 각 층의 상대 유전율이며  $\sigma_{semi}$ 는 반도체 층의 전도도이다.



(a) 도파관 폭 변화에 따른 마이크로파 유효 굴절률



(b) 도파관 폭 변화에 따른 특성 임피던스

그림 7. 도파관의 폭에 따른 마이크로파 특성

Fig. 7. Microwave characteristics with the waveguide width variation.

- (a) Microwave refractive index.
- (b) Characteristic impedance.

표 2. 소자의 구조에 따른 마이크로파 특성

Table 2. Microwave characteristics with the waveguide structure variation.

	$n_e$	$Z_c [\Omega]$	M L [dB/m m]
$T_i$ 증가	↓	↑	↓
$W_i$ 증가	↑	↓	↑
G 증가	↑	↓	↑

$$R_{scmi} = \frac{6}{(d_{scmi} \cdot \sigma_{scmi})} \quad (14)$$

$$R_{total} = \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_p} \quad (15)$$

$$Z_{scmi} = \frac{1}{\sigma_{scmi} + j\omega\epsilon_0\epsilon_{scmi}} \cdot \frac{2 \cdot d_{scmi}}{W_s} \quad (16)$$

$$Z_t = Z_{tn} + Z_{tp} + Z_{tp} + Z_{tp} \quad (17)$$

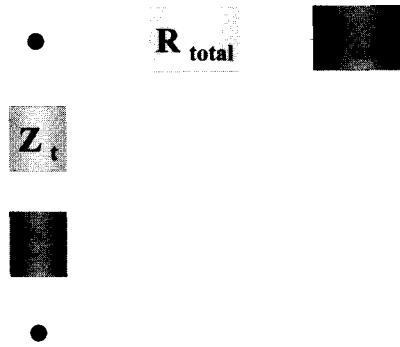
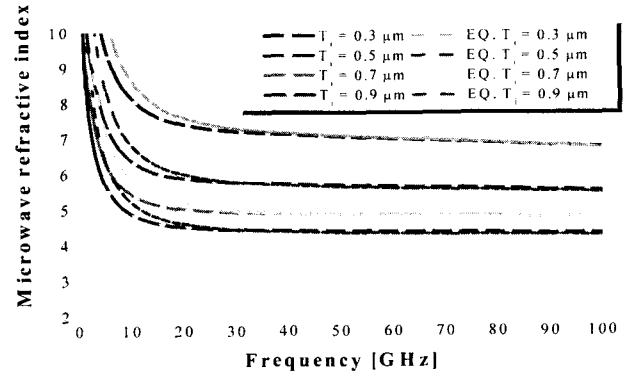


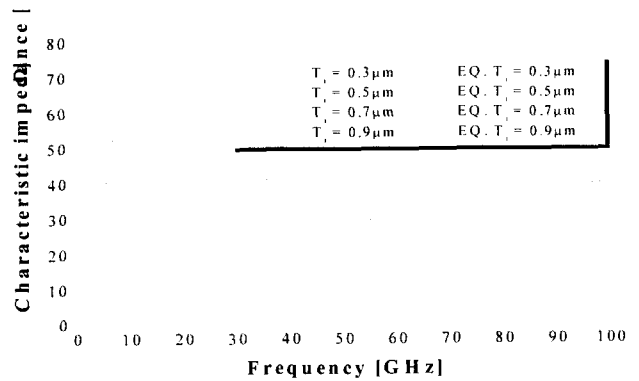
그림 8. 릿지 형태 CPW 진행파형 구조의 등가회로  
Fig. 8. Equivalent circuit model of Ridge type CPW TW-structure.

그림 9의 (a), (b), (c)는 그림 1의 구조와 표 1의 물질로 이루어진 릿지 형태 CPW 진행파형 소자의 마이크로파 특성을 앞에서 설명한 수식을 바탕으로 나타낸 것이다. 등가회로 해석에 사용된  $C_i$ 와  $L_{total}$ 는 FDTD 방법에 의해 구했고 그 값을 등가회로에 적용 시켰다. 여기에서  $T_i$ 는 FDTD 모의실험을 통한 결과이고 EQ.  $T_i$ 는 등가회로 해석의 결과이다. 그림 (a)는  $W_i = 2 \mu\text{m}$ ,  $G = 10 \mu\text{m}$ 로 고정한 상태에서  $T_i$ 의 변화에 따른 마이크로파 유효 굴절률의 변화를 비교한 것이다. 앞에서 설명한 것과 마찬가지로 도파관의 두께가 증가함에 따라 마이크로파 유효 굴절률은 낮아지는 경향을 잘 나타내고 있으며  $T_i$ 의 각각의 경우 주파수의 증가에 따른 변화의 경향이 거의 같음을 알 수 있었다. FDTD 결과와의 오차는 5% 이내로 보인다. 그림 9 (b)는 같은  $T_i$ 의 변화에 따른 특성 임피던스의 변화를 비교한 것이다. 도파관의 두께가 증가함에 따라 특성 임피던스는 증가하는 경향을 보이며 FDTD 결과와 거의 일치한다. 그림 9 (c)는 마이크로파의 손실을 나타낸 것이다. 마이크로파의 손실은 소자의 C와 L성분 보다는 저항성분에 더 민감하게 작용한다. 소자의 저항성분 모델링이 CMM을 사용하여 평판 도파관의 것으로 가정하였기

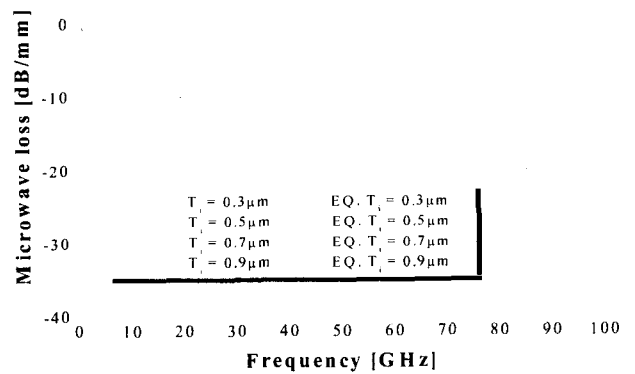
때문에 FDTD 결과와의 차이가 유효 굴절률이나 특성 임피던스 보다 크게 나타난다. 하지만 대체적으로 같은 경향을 나타냄을 보이고 있다



(a) 마이크로파 유효 굴절률 - 두께 변화

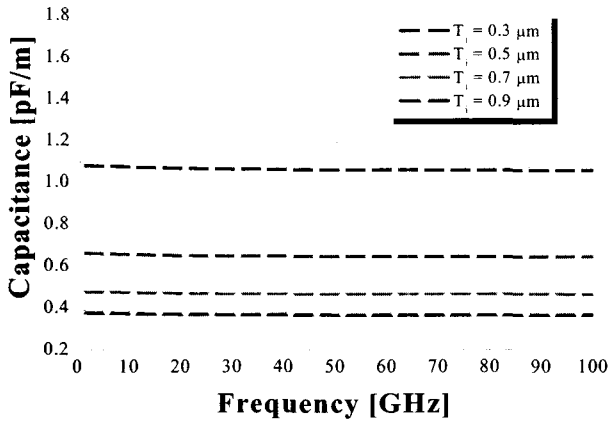


(b) 특성 임피던스 - 두께 변화

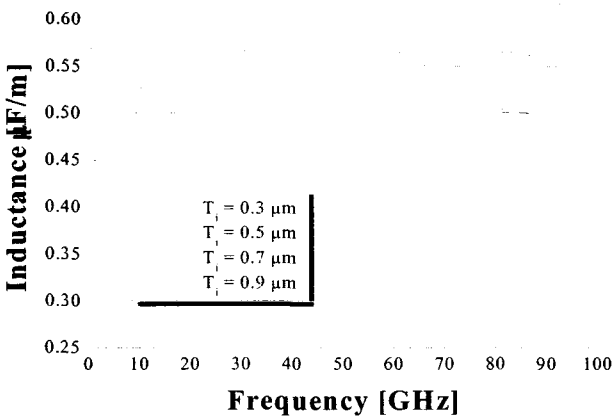


(c) 마이크로파 손실 - 두께 변화

그림 9. 두께 변화에 따른 등가회로와 FDTD 결과 비교  
Fig. 9. Microwave characteristics with thickness variation symboled line : FDTD results, dashed line : equivalent circuit analysis.  
(a) Microwave refractive index.  
(b) Characteristic impedance.  
(c) Microwave loss.



(a) 캐패시턴스 C - 두께 변화



(b) 인덕턴스 L - 두께 변화

그림 10. 두께 변화에 따른 C, L의 변화  
 Fig. 10. The value of C and L with waveguide thickness variation.  
 (a) Capacitance.  
 (b) Inductance.

그림 10의 (a), (b)는 그림 9의 경우에서 소자에 존재하게 되는  $C_t$ 와  $L_{total}$  값을 주파수 변화에 따라 각각 도시한 것이다. 그림 10 (a)에서 볼 수 있듯이  $C_t$ 는 도파관의 두께에 관계없이 주파수에 대해 거의 같은 값을 가지게 된다. 하지만 두께가 두꺼워 질수록 더 작은 값의 C가 존재하게 됨을 알 수 있고, 이는 일반적인 평판 도파관에서의  $C \propto \frac{W}{D}$  를 만족시킨다. 여기서 W는 도파관의 폭이고 D는 도파관의 두께이다. 그림 10 (b)에서는  $L_{total}$ 의 주파수에 따른 특성을 보인다. 도파관의 두께가 증가함에 따라 더 큰 값의 L을 가지게 되며 이는 평판 도파관에서의  $L \propto \frac{D}{W}$  를 만족시킨다. 또한 그림 9

(a)에서  $T_i = 0.3 \mu\text{m}$  경우 주파수가 0~100 GHz로 증가함에 따라 마이크로파의 유효 굴절률의 변화는 두께가 0.5, 0.7, 0.9  $\mu\text{m}$ 의 경우 보다 크게 나타남을 알 수 있다. 이는 그림 10의 (a), (b)의 결과로 볼 때  $C_t$  보다는  $L_{total}$ 의 주파수 변화에 따른 특성에 의한 영향임을 알 수 있다. 서론에서 논한 바와 같이 C와 L의 값들은 마이크로파의 유효 굴절률과 특성 임피던스를 결정하는 중요한 회로 소자의 값이 된다. 그러므로 기존의 방법과 같이 근사화 하여 해석하기 보다는 FDTD 방법을 통해 보다 정확한 값을 찾아 해석해야만 한다.

그림 11은 신호전극과 접지전극 사이의 거리변화에 따라 소자에 L값의 변화를 나타내었다. 이때 사용된 L값은 60 GHz에서 존재하는 정량적인  $L_{total}$  값이다. 접지전극이 신호전극과 가까운 거리에 있을 때에는 신호전극과 접지전극 사이에 존재하는 전계가 증가하며 이는 마치 CPW와 유사하게 작용하게 된다. 하지만 두 전극 사이의 거리가 멀어지면 전계의 크기가 줄어들게 되며 어느 한계 이상이 되면 마치 마이크로스트립 전송로와 같은 전계 분포를 가지게 된다. 그림에서와 같이 소자에 존재하는  $L_{total}$ 은 G가 증가할수록 커지지만  $G = 20 \mu\text{m}$  이상이 되면 마이크로스트립 전송로로 동작하여 더 이상 증가하지 못한다. 이는 릿지 형태 CPW 진행파형 구조가 마이크로스트립 전송로와 CPW의 Hybrid 형태로 동작함을 보여준다.

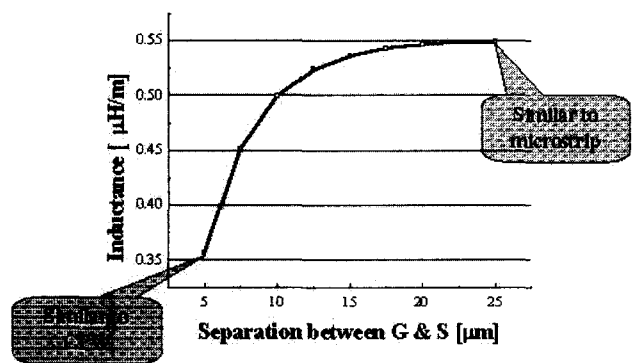


그림 11. 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리에 따른 L 값의 변화  
 Fig. 11. The value of L with signal and ground electrodes separation.

VII. 결 론

릿지 형태 CPW 진행파형 광변조기와 광 검출기는 구조적으로 마이크로스트립 전송로와 CPW 전송로의



중간 형태를 취하고 있다. 이러한 구조를 해석하기 위한 방법은 여러 가지 있으나 그 수행 시간 등으로 비추어 볼 때 등가회로 모델을 통한 해석이 가장 적합하다. 기존에 발표된 논문들은 C와 L값을 전계와 자계의 분포를 통해 근사화 하는 방법으로 모델링 하였으나 정확한 C, L값을 산출하기 어려웠다. 또 하나의 방법으로 실험치에 근거한 C, L값을 등가회로에 적용하기도 하였지만 실험에 사용된 소자가 가지는 하나의 구조에만 국한된다는 단점이 있었다. 이러한 점에 비추어볼 때 3차원 FDTD에 의한 수치해석 방법은 구조에 관계없이 마이크로파의 특성을 확인 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 또한 EM(electro-magnetic)모의 실험 과정을 거치므로 전계와 자계의 분포와 영향 등을 함께 나타낼 수 있는 장점을 가진다. 최근 FDTD의 장점을 이용하여 진행파형 구조의 마이크로파 해석 및 최적화와 광전류 모델링을 포함한 마이크로파 해석 등이 이루어지고 있다. 본 연구에서는 FDTD 모의실험을 통해 소자의 등가회로에 회로소자로서 사용될 C와 L값을 산출하는 과정을 포함시켜 등가회로 해석을 용이하게 하였다. 이 방법은 소자의 제작 이전에 정량적인 값의 형태로 C, L값을 추출해 낼 수 있게 했다. 실험 결과와 비교하여 정확성이 검증된 FDTD 방법을 사용하여 소자에 존재하는 C, L의 회로소자를 정량적인 값으로 구하였고, 이를 바탕으로 한 등가회로에서 유도한 마이크로파의 특성을 FDTD 결과와 비교하여 C, L 값의 정확성을 보였고 이때 두 결과 사이의 차이는 5% 이내에 존재하였다. 이와 함께 주파수에 따른 C, L의 변화를 보았으며 도파관의 두께가 얇을수록 L값의 영향이 큼을 보였다. 마지막으로 신호전극과 접지전극 사이의 거리에 따라 60 GHz에서의 L 값을 도시하여 릿지 형태 CPW 진행파형 구조가 마이크로스트립 전송로와 CPW 전송로의 Hybrid 형태임을 보였다. 이는 현재까지 어떠한 논문에서도 밝혀진 바 없는 것이다.

마이크로파 특성의 변화를 줄 수 있는 대상은 본 연구의 대상이 된 도파관의 두께, 폭, 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리뿐만 아니라 Slow-wave mode를 만드는 N+ 층의 두께와 도핑 농도, 각 층의 도핑 농도, 각 층의 두께 등과 같이 수 없이 많다. 본 연구에서 제시한 방법을 사용하여 위에서 밝힌 많은 경우를 모의실험하고 데이터가 축적되면 릿지 형태 CPW 진행파형 구조의 회로 소자인 C, L을 수식으로 모델링 할 수 있을 것이며, 이는 등가회로 해석에 정확성과 신속함을 부여할 것이다.

## 참고 문헌

- [1] K. S. Giboney, J. W. Rodwell, J. E. Bowers, "Traveling-wave photodetectors," *IEEE trans. PTL*, Vol 4, pp.1363-1365, 1992.
- [2] K. S. Giboney, J. W. Rodwell, J. E. Bowers, "Traveling-wave photodetector theory," *IEEE trans. MTT*, Vol 45, pp.1310-1319, 1997.
- [3] H. Hasegawa, M. Furukawa, H. Yanai, "Properties of microstrip line on Si-SiO<sub>2</sub> system," *IEEE trans. MTT*, No11, pp.869-881, 1971.
- [4] S. C. Kong, S. J. Yoon, Y. W. Choi, "Microwave Characteristics of Long TWPDs for High-Power Operation," *IEEE MOTL*, vol.35, No.1, pp.51-54, 2002.
- [5] S. H. Ok, S. J. Lee, S. C. Kong, Y. S. Yun, Y. W. Choi, "FDTD를 이용한 진행파형 전계 흡수 광 변조기 최적화", 대한전자공학회지, 제 32권 SD편 7호, pp.37-45, 2002
- [6] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the-time domain electromagnetic field equations," *IEEE trans. Electromagnetic compatibility*, Vol. EMC-23, pp.377-381, 1981.
- [7] L. L. Liou, "An equivalent circuit approach for microstrip component analysis using the FDTD method," *IEEE Microwave and guided wave Lett.* Vol 8, pp.330-332, 1998.
- [8] S. C. Kong, S. J. Lee, J. H. Lee, Y. W. Choi, "Numerical Analysis of Traveling-Wave Photodetectors' Bandwidth Using the Finite-Difference Time-Domain Method," *IEEE, MTT*. vol. 50, No.11, pp.2589-2597, 2002.
- [9] Mee K. Chin, P. K. L. Yu, and W. S. C. Chang, "Optimization of multiple quantum well structures for waveguide electroabsorption modulators," *IEEE, Quantum elec.* vol 27, Issue 3, pp.696-701, 1991.
- [10] C. M. Furse, D. H. Roper, D. N. Buechelr, D. A. Christensen, and C. H. Durney, "The problem and treatment of DC offset in FDTD simulations," *IEEE trans. Antennas Propag.* Vol 48, pp.1198-1201, 2000.
- [11] K. C. Gupta, "Microstrip line and slotlines," 2nd edition, Artech House INC., 1996, p.375-45

저 자 소 개



윤 상 준(학생회원)  
 2001년 2월 중앙대학교 전자전기공학  
 부(공학사)  
 2003년 2월 중앙대학교 전자전기공학  
 부(공학석사)  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics,  
 FDTD, Numerical analysis>

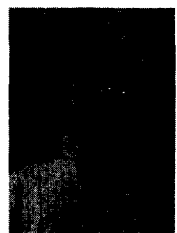


구 민 주(학생회원)  
 2002년 2월 중앙대학교 전자전기공학  
 부(공학사)  
 2004년 2월 중앙대학교 전자전기공학  
 부(공학석사)  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics,  
 FDTD, Feedline Design>



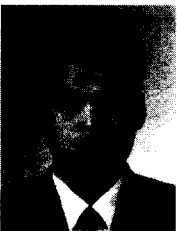
공 순 철(학생회원)  
 1995년 2월 중앙대학교 전자공학과(공  
 학사)  
 2002년 2월 중앙대학교 전자공학과(공  
 학석사)  
 2003년 2월 중앙대학교 첨단영상공학  
 과(공학박사)

2003년 3월~현재 삼성전기 책임연구원  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics, TWPD, 안테나설  
 계 및 해석>



박 상 현(학생회원)  
 1995년 2월 홍익대학교 전자공학과(공  
 학사)  
 1997년 2월 홍익대학교 전자공학과(공  
 학석사)  
 2004년 2월 중앙대학교 전자공학과(공  
 학박사)

2004년 3월 현재 에이스테크놀로지 책임연구원  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics, Microwave 능동  
 소자 설계 및 해석, 이동통신용 RF시스템 설계>



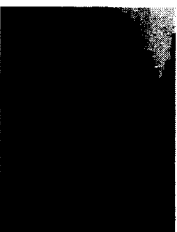
옥 성 해(학생회원)  
 1999년 2월 : 중앙대학교 전자공학과  
 (공학사)  
 2002년 2월 : 중앙대학교 첨단영상공  
 학과(공학석사)  
 2002년 3월~ 현재 : 중앙대학교 전자

전기공학부 박사과정  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics, 진행파형 전계 흡  
 수 변조기 및 광검출기>



최 영 완(정회원)  
 1985년 서강대학교 전자공학과(공학사)  
 1987년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at  
 Buffalo), 전기 및 컴퓨터공학  
 과(공학석사)  
 1992년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at  
 Buffalo), 전기 및 컴퓨터공학  
 과(공학박사)

1992년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI), 선임연구원  
 1995년~현재 중앙대학교 전자공학과 부교수.  
 <주관심분야 : 광전자, 광통신, 광스위칭 시스템 및 소자,  
 Microwave-Photonics, Optical-CDMA>



윤 영 설(학생회원)  
 1998년 2월 중앙대학교 전자공학과(공  
 학사)  
 2000년 2월 중앙대학교 첨단영상대학  
 원(공학석사)  
 2001년 3월~ 현재 중앙대학교 전자전  
 기공학부 박사과정

<주관심분야 : Microwave-Photonics, FDTD, Numerical  
 analysis>