

論文2002-39SD-7-5

FDTD를 이용한 진행파형 전계 흡수 광 변조기 최적화

(Optimization of traveling-wave electroabsorption modulator using FDTD method)

玉成海*, 李丞鎭*, 孔淳哲*, 尹榮高*, 崔永完*

(Seong-Hae Ok, Seung-Jin Lee, Soon-Cheol Kong, Young-Seol Yun, and Young-Wan Choi)

요약

본 논문에서는 3차원 FDTD를 이용하여 진행파형 전계 흡수 CPW(Coplanar waveguide) 광 변조기의 마이크로파 특성을 분석하여 최적화 설계하였다. 진행파형 구조에 있어서 마이크로파의 특성은 진성 영역의 두께와 폭에 영향을 받게 되고 신호전극과 접지전극의 위치와 신호전극의 폭에도 영향을 받게 된다. 진성 영역이 InAsP/InGaP (1.3Q)의 양자우물로 구성되었을 때, 도파관의 폭이 $2\mu\text{m}$, 진성영역의 두께가 $0.9\mu\text{m}$, 신호전극과 접지전극 사이의 간격이 $3\mu\text{m}$ 일 때 마이크로파 손실을 최소화 하며 광파와의 속도정합을 이루었으며 이때의 임피던스는 약 50Ω 으로 광 변조기의 최적화를 이룰 수 있었다. FDTD를 이용하여 다양한 구조의 변화가 마이크로파에 미치는 영향을 분석 하였으며 이를 이용한 보다 정확한 소자 설계가 가능함을 보였다.

Abstract

In this paper, the microwave characteristics of traveling-wave electroabsorption coplanar waveguide modulator have been analyzed and optimized precisely by using the 3-dimensional finite-difference time-domain method (FDTD). Microwave characteristics are affected by the thickness of intrinsic layer, the width of mesa, and the distance between signal electrode and ground electrode on traveling-wave type structure. In case that intrinsic layers are composed of InAsP/InGaP (1.3Q), the optimized distance between signal electrode and ground electrode, the optimized intrinsic region thickness and the width of waveguide are founded to be $3\mu\text{m}$, $0.9\mu\text{m}$ and $2\mu\text{m}$, respectively, to minimize microwave loss and to obtain velocity and impedance matched structure. By using the FDTD, we could design the traveling-wave electroabsorption modulator more precisely.

Key Words : Traveling-wave, Electroabsorption, Modulator, FDTD

I. 서론

오늘날의 통신은 점점 초고속 대용량으로 가는 추세

* 正會員, 中央大學校 光電子 및 光通信 研究室

(Lab. of Optoelectronics and Optical Communication, Chung-Ang Univ.)

* 본 연구는 중앙대학교 2001년도 학술연구비지원을 받은 것임.

接受日字:2001年8月30日, 수정완료일:2002年4月12日

에 있으며, 그에 따른 광의 역할과 영역 또한 넓어지고 있다. 근래에 초고속 통신망으로써 새롭게 등장한 Microwave-Photonics는 광과 무선이 결합한 유무선 통합형 통신 형태로서 일정 거점까지는 광으로 전송하고 그 이후 최종 끝 단까지는 무선으로 통신하는 구조를 가지고 있다. 여기에 핵심이 되는 소자 중 하나가 마이크로파를 광 신호로 변환시키는 광 변조기이다. 전계 흡수 광 변조기(Electroabsorption modulator, EAM)는 우수한 소광비와 낮은 전력 소모로 넓은 대역폭을 확보할 수 있으므로, 광통신뿐만 아니라

Microwave Photonics 시스템에도 매우 적합한 소자로써 근래에 활발한 연구가 진행되어지고 있다.

일반적인 광 변조기는 집중 전극 소자(lumped electrode EAM)형으로써, 현재 2V 구동 전압과 60GHz 대역폭까지 보고되어지고 있으나,^[1] 소자 길이에 의한 RC(resistance-capacitance)시정수에 의해 대역폭의 확장이 거의 한계에 이르고 있다. 반면에 진행파형 전계 흡수 광 변조기는 캐패시턴스가 소자 전체에 분포하도록 전극이 전송 선로가 되도록 설계되어 있으므로 긴 도파관을 확보할 수 있고 따라서 도파관을 따라 진행하는 광파의 충분한 흡수가 일어날 수 있으므로 변조 효율을 희생시키지 않으면서 RC(resistance-capacitance)시정수에 의한 제한을 극복할 수 있다. 그러나 진행파형 전계 흡수 광 변조기는 길이가 증가할수록 변조 효율은 좋아지나 광파의 진행 손실로 인하여 대역폭이 제한을 받게 되므로 도파관 길이를 적절히 조절하여야 한다. 현재 최적화된 길이는 광파의 진행 손실이 10~20 dB/mm일 때 약 0.2 mm~0.3 mm로 알려져 있다.^[2]

전계 흡수 광 변조기의 대역폭을 최대한 확보하기 위해서는 진행하는 마이크로파의 위상속도와 광파의 그룹속도가 정확히 정합 되어야 하고 소자의 임피던스가 정합 되어야 한다. 리지 형의 진행파형 광 변조기는 등가회로를 이용하여 분석하기에 어려움이 있는 복잡한 구조를 갖고 있으므로 정확한 분석을 위해서는 수치해석 방법을 사용하여야 한다. FDTD에 의한 수치해석은 FEM 과 같은 주파수영역의 분석 방법과 달리 구조의 모델링이 쉽고, 복잡한 구조도 쉽게 분석 할 수 있으며, 시간 영역에서의 마이크로파의 진행상태를 보여줄 뿐만 아니라 간단한 푸리에 변환에 의한 주파수 응답도 얻을 수 있다는 장점이 있다. 본 연구에서는 광 변조기의 구조를 변화시키면서 전계와 자계의 분포를 구하여 마이크로파의 특성과 구조와의 관계를 분석하였다.

광 변조기에 있어서 광파의 속도는 도파관 해석에 의해 결정되어지고 도파관의 폭과 두께의 변화에 따른 영향은 거의 무시할 수 있는 정도인 반면에 마이크로파는 도파관의 폭과 진성영역 두께의 변화, 신호전극과 접지전극의 위치에 따라 크게 영향을 받게 된다. 따라서 속도정합을 위해선 도파관의 두께와 진성영역의 폭 그리고 전극들의 위치가 고려되어야 한다. 마이크로파의 손실을 줄이고 파의 효과적인 진행을 위해 임피던스

정합은 필수적이다. 임피던스 또한 도파관의 구조에 크게 영향을 받는다. 구조에 따른 유효굴절률의 변화와 임피던스 정합과 마이크로파 손실은 결과 및 토의 에서 다루었다.

II. FDTD 방법에 의한 수치해석

FDTD는 맥스웰 수식을 이용한 수치해석 방법이다. 이 방법은 임의의 구조를 갖는 소자의 전자계 분포 분석에 유리하다. 진행파형 전계흡수변조기는 리지 구조를 가지고 있으므로 3차원 FDTD 방법을 사용하면 전자계 분포를 면밀히 해석할 수 있다.

FDTD 방법은 맥스웰 수식을 시간 평면 위에 중간 차분 방정식으로 근사하여 순차적으로 계산해 나가는 것이다. 특히 3차원 FDTD 방법은 Yee^[3]의 격자를 사용하여 전계와 자계를 격자 노드에 엇갈리게 할당시켜 계산을 한다. 자계는 그 주변을 둘러싸고 있는 전계에 의해 계산되며 전계는 그 역으로 계산된다. 이러한 방식으로 얻은 FDTD의 데이터는 간단히 푸리에 변환에 의하여 주파수 응답을 구할 수도 있다.^[4-6] 맥스웰의 컬 수식은 다음과 같다.

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

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

위 수식은 3차원 구조에 맞게 6개의 스칼라 수식으로 나타낼 수 있고 다시 이것을 차분 방정식으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{x,j,k}^{n+1/2} = H_{x,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{y,j,k}^n - E_{y,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{z,j,k}^n - E_{z,j-1,k}^n) \quad (3)$$

$$H_{y,j,k}^{n+1/2} = H_{y,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{z,j,k}^n - E_{z,j-1,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_{x,j,k}^n - E_{x,j,k-1}^n) \quad (4)$$

$$H_{z,j,k}^{n+1/2} = H_{z,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_{x,j,k}^n - E_{x,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_{y,j,k}^n - E_{y,j-1,k}^n) \quad (5)$$

$$E_{x,j,k}^{n+1} = \left[\frac{1 - \frac{\sigma_{x,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{x,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{x,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{x,j,k}}} \right] E_{x,j,k}^n + \left[\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{x,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{x,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{x,j,k}}} \right] \left(\frac{H_{z,j,k+1}^{n+1/2} - H_{z,j,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_{y,j,k+1}^{n+1/2} - H_{y,j,k}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (6)$$

$$E_{y,j,k}^{n+1} = \left[\frac{1 - \frac{\sigma_{y,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{y,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{y,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{y,j,k}}} \right] E_{y,j,k}^n + \left[\frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{y,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{y,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{y,j,k}}} \right] \left(\frac{H_{z,j,k+1}^{n+1/2} - H_{z,j,k}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_{x,j,k+1}^{n+1/2} - H_{x,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (7)$$

$$E_{i,j,k}^{n+1} = \left[\frac{1 - \sigma_{i,j,k} \Delta t}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}} \right] E_{i,j,k}^n + \left[\frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}} \right] \left(\frac{H_{x,i,j,k}^{n+1/2} - H_{x,i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta x} - \frac{H_{y,i,j,k}^{n+1/2} - H_{y,i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta y} \right) \quad (8)$$

격자의 크기와 시간 단계의 크기는 최소한 다음의 안정도 조건에 만족해야 한다.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \quad (9)$$

$\Delta x = 0.5 \mu\text{m}$, $\Delta y = 2.5 \mu\text{m}$, $\Delta z = 0.1 \mu\text{m}$, $\Delta t = 2 \times 10^{-16} \text{s}$ 의 조건으로 계산하였다. Gaussian 펄스를 도파관 전면에 인가했으며, 흡수경계조건은 Mur의 1차 경계조건을 적용하였다.

$$E_0^{n+1} = E_1^n + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (10)$$

식 10은 Mur의 1차 경계조건 식으로써 여기서 E_0 는 매쉬 벽 위의 수평 전계 성분이며 E_1 은 그보다 한 노드 안 쪽의 수평 전계 성분이다.

III. 소자의 구조

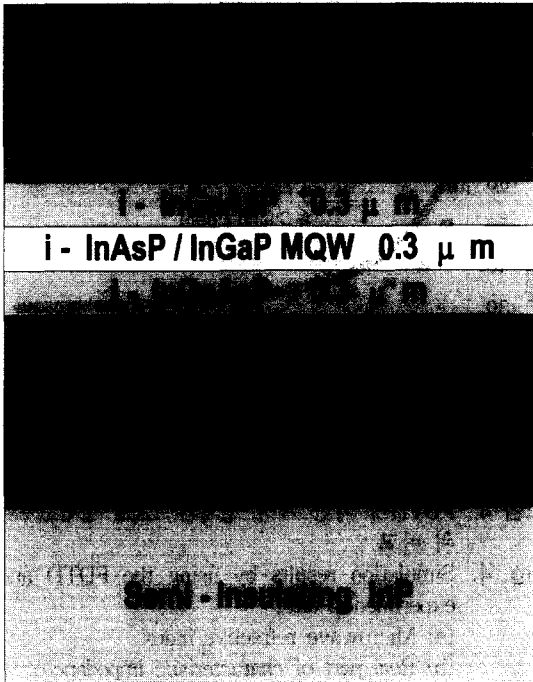


그림 1. 소자의 층 구조
Fig. 1. Epi-structure of TWEAM.

그림 1은 진행파형 전계흡수변조기의 에피 층 구조이다. 이 구조는 1.3 파장 광 변조를 위한 다중양자우물 구조이다. 다층 양자우물 부분은 두께가 매우 얇기 때문에 마이크로 파 해석에 있어서 큰 영향을 미치지 않으므로 본 논문에서는 도핑되지 않은 진성 영역은 각 영역의 상대 유전률을 평균을 내어 하나의 층으로 계산하였다. 다중양자우물 층의 위층과 아래층의 InGaAsP는 클래딩 층으로서 도핑되지 않은 클래딩 층은 광파를 속박할 뿐만 아니라 진성 영역의 두께를 증가시켜 캐패시턴스를 줄이는 역할을 한다. 도핑된 P형과 N형 층은 자유 운송자로부터의 광 진행 손실을 막기 위한 층이다.

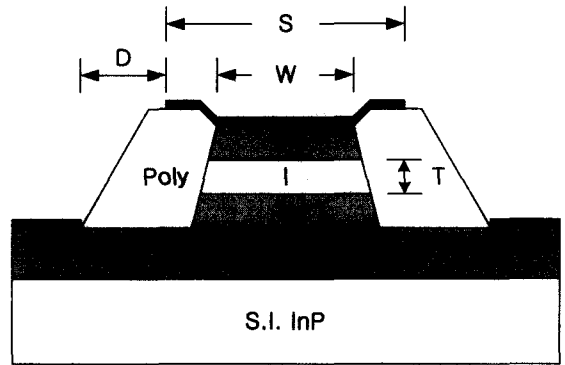


그림 2. 진행파형 전계 흡수 광 변조기의 단면
Fig. 2. Cross-section of traveling-wave electro-absorption modulator.

그림 2는 진행파형 전계 흡수 광 변조기의 단면을 나타내고 있다. 신호전극의 폭이 도파관의 폭보다 넓게 설계하여 신호전극이 도파관 밖으로 나오게 됨으로써 상대 유전률을 낮추고 신호전극의 저항을 줄였다.

IV. 주파수 영역 해석

3차원 FDTD방법은 시간에 따라 파의 진행상황을 볼 수 있다. 그림 3은 가우시안 펄스가 시간에 따라 도파관을 통해 전극을 따라 진행하고 있음을 보여주고 있다. 시간 영역의 가우시안 펄스는 주파수 영역에서도 가우시안 펄스가 되므로 직류부터 cutoff 주파수까지 적절한 펄스 폭에 의해 분석이 가능하게 된다. 본 연구에서는 FDTD의 안정적 계산을 위해 전극의 수평 전계를 제로로 함으로써 두께가 없는 완전 도체로 가정하였다.

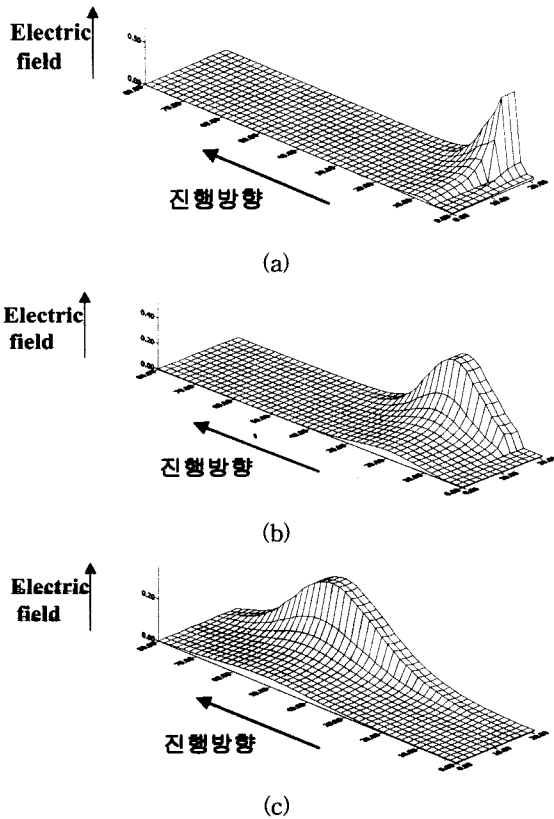


그림 3. 시간에 따른 도파관 안에서의 가우시안 펄스
Fig. 3. Propagation of Gaussian wave in the waveguide.
(a) $t=1000 \Delta t$ (b) $t=2000 \Delta t$ (c) $t=4000 \Delta t$

전파상수 $\gamma(\omega)$ 와 특성 임피던스 $Z(\omega)$ 는 단락과 개방 회로를 이용하여 구하였다. 단락회로 일 경우 끝단을 전계 벽(electric wall)으로 처리하였고, 개방 회로일 경우는 자계 벽(magnetic wall)으로 처리하여 계산하였다.

$$\gamma(\omega, z_i) = \frac{1}{2z_i} \ln \left[\frac{\sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_o} + \sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_s}}{\sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_o} - \sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_s}} \right] \quad (11)$$

$$Z(\omega, z_i) = \sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_o} \cdot \sqrt{\frac{V(\omega, z_i)}{I(\omega, z_i)}_s} \quad (12)$$

$\gamma(\omega, z_i)$ 와 $Z(\omega, z_i)$ 는 $z = z_i$ 일 때 전파상수와 특성 임피던스 이고 첨자 o 와 s 는 각각 개방과 단락을 의미한다.

검증을 위해 FDTD에 의해 계산된 결과를 기존에 발표된 바 있는 실험값^[8]과 비교하였다.

그림 4(a)는 $1.3\mu\text{m}$ 파장을 갖는 실험치^[8]의 마이크로파 유효 굴절 계수와 비교한 것이다. 시간영역에서 얻은 데이터를 주파수영역의 데이터로 변환하는 과정에서 생기는 오차로 인해 10GHz 이하에서 실험치와 계산결과와 차이를 갖지만 10 GHz 이상의 주파수 영역에서 두 데이터가 잘 일치하고 있으며 도파관 해석을 통한 광파의 굴절률은 3.62 이므로 광파와 마이크로파는 90%이상의 속도 정합을 이루고 있다. 그림 4(b)는 특성 임피던스의 실수부를 실험치^[8]와 비교한 것이다. 고주파수 영역으로 갈수록 특성임피던스가 $30\mu\text{m}$ 으로 수렴하면서 실험값과 일치하는 것을 볼 수 있다. 본 논문에서는 광파와 마이크로파의 속도 정합과 특성임피던스를 $50\mu\text{m}$ 에 정합하기 위하여 진성영역의 폭과 두께, 신호전극과 접지전극사이의 거리를 최적화하였다.

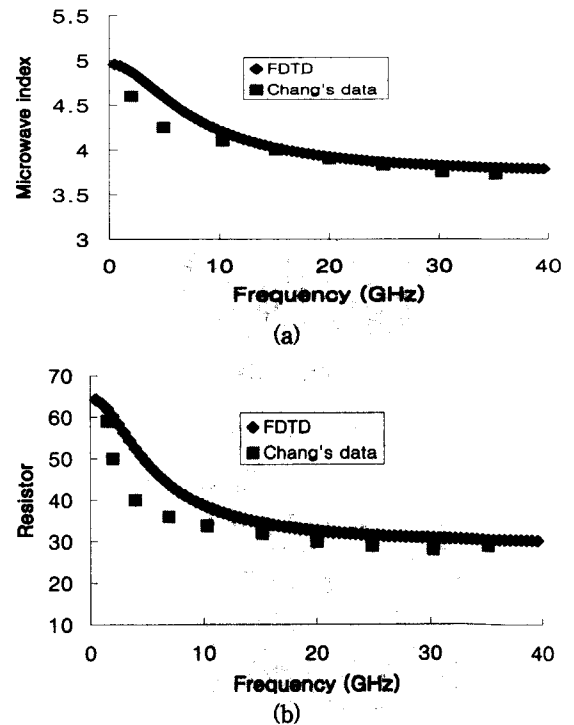


그림 4. FDTD에 의한 계산 결과와 $1.3\mu\text{m}$ 실험치^[8]과의 비교
Fig. 4. Simulation results by using the FDTD and experimental data^[8]
(a) Microwave refractive index
(b) Real part of characteristic impedance

V. 결과 및 토의

그림 5에서 볼 수 있듯이 진행파형 리지 CPW 구조는 실제로는 마이크로 스트립과 유사하게 전계가 형성

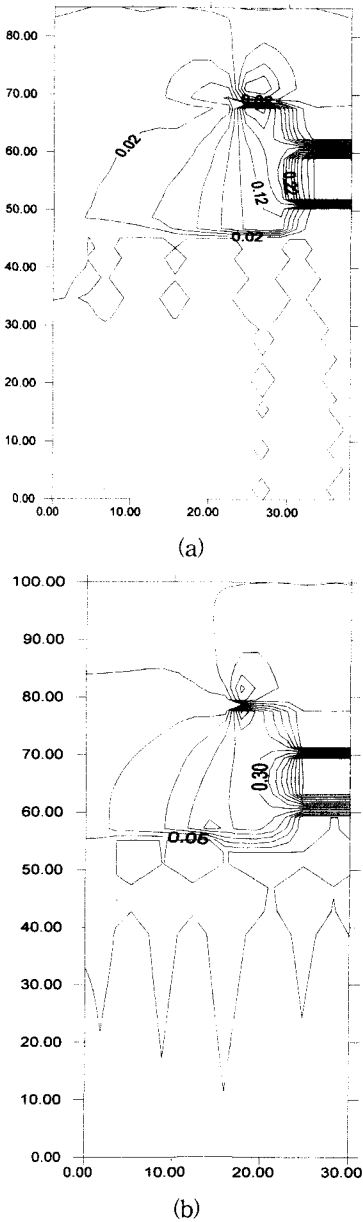


그림 5. 신호전극과 접지전극 사이의 거리에 따른 진행파형 전계 흡수 광 변조기의 단면에서의 전계 분포 (a) 4μm (b) 2μm

Fig. 5. Field distributions in the device cross-section of TWEAM. The distance between signal and ground electrode of (a) 4μm (b) 2μm.

되므로 일반적인 평판 CPW보다 마이크로웨이브 속도가 느리다. 평판 CPW는 파가 진행할 때 상당 부분이 공기를 통하여 진행하므로 상대적으로 낮은 유효 유전율을 갖게 되나 마이크로 스트립구조에서는 전계가 수직으로 도파관에 국한되므로 높은 유효 유전율을 갖게 된다. 속도와 유전율의 관계는 $v \propto \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$ 이므로 계산된 결과로부터 구조의 특성을 분석하면 마이크로웨이브의 위상속도와 광파의 그룹속도를 일치시킬 수 있다.

일정 거리 미만에서 신호 전극과 접지 전극과의 거리에 따른 소자 단면에서의 전계 분포는 다소 차이가 나타난다. 그림 5(a)는 신호전극과 접지전극사이의 간격이 4μm이고 그림 5(b)는 신호전극과 접지전극 사이의 간격이 2μm인 경우의 전계 분포이다. 전계가 전극 간격이 작을수록 더욱 잘 속박 되어있는 것을 볼 수 있다. 도파관 이외에 공기 중으로 분포한 전계는 유효 유전율을 낮출 수 있으며 이러한 현상은 평판 CPW에서 나타나는 현상과 유사하다.

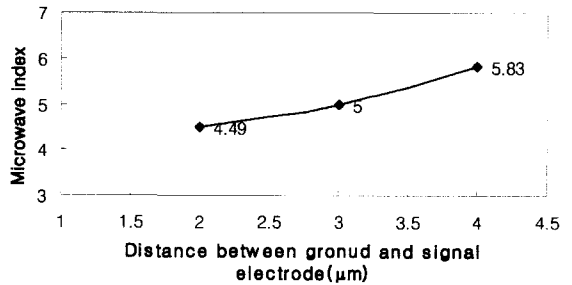
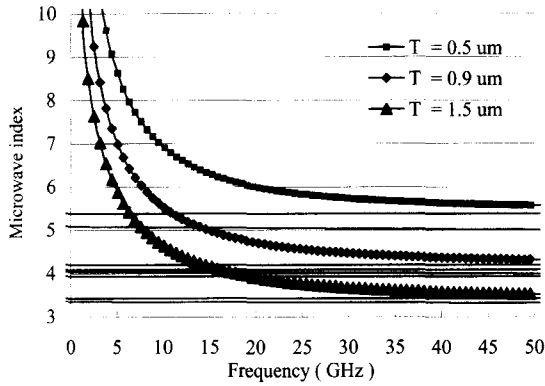


그림 6. 신호전극과 접지 전극 사이의 거리에 따른 마이크로파 유효 굴절 계수

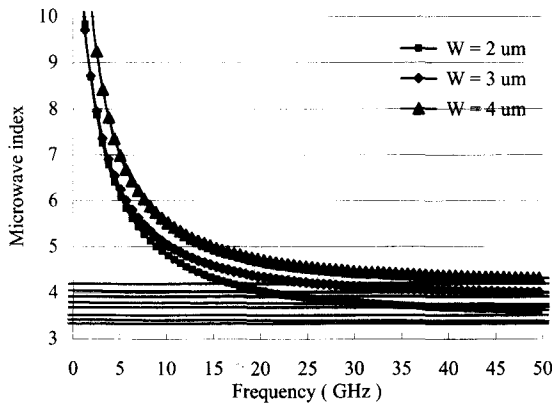
Fig. 6. Microwave refractive index with the variation of the distance between signal electrode and ground electrode.

그림 6은 참고문헌^[8]의 도파관구조에서 신호전극과 접지전극 사이의 거리에 따른 마이크로 파의 유효 굴절 계수 변화를 나타내었다. 신호전극과 접지 전극의 거리가 가까워 짐에 따라 유효 굴절 계수가 감소하므로 속도가 증가됨을 볼 수 있다. 이것은 전극사이의 전계 분포가 더 촘촘해 짐을 의미한다. 기존의 리지 형 CPW에서의 접지 전극의 역할은 단지 N+층의 접지를 위해 사용해 왔었으므로 접지 전극의 위치는 고려되지 않았다. 실질적으로 접지 전극이 일정 거리 이상 신호 전극과 거리를 두게 되면 더 이상 직접적으로 마이크로 파의 속도에 영향을 주지 못한다. 접지 전극을 이용

하여 효율적인 마이크로 파의 속도 향상을 가져오기 위해서는 신호 전극과 가능한 가까운 거리를 유지함은 물론 구조 또한 전계가 잘 분포할 수 있는 구조를 가져야 할 것이다. 본 논문에 사용된 신호 전극은 접지 전극과의 사이에 효율적으로 전계가 분포케 하기 위해 도파관의 폭 보다 다소 넓게 설계하였다. 도파관 보다 넓은 신호 전극은 그에 따른 기생 캐패시턴스가 형성되는 단점이 있으나 기생 캐패시턴스에 의한 손실보다도 마이크로파의 굴절률을 낮추는 효과가 더 크기 때문에 도파관의 폭은 $4\mu\text{m}$ 인데 반해 신호전극의 폭은 $5\mu\text{m}$ 으로 설정하였다.



(a)



(b)

그림 7. 도파관 구조의 변화에 따른 마이크로파 유효 굴절계수

Fig. 7. The microwave refractive index with the variation of waveguide structure.

(a) width = $4\mu\text{m}$, thickness variation

(b) thickness = $0.9\mu\text{m}$, width variation

그림 7(a)은 도파관의 진성 영역 두께를 변화시켜가면서 마이크로웨이브의 인덱스를 측정 한 것이다. 이 때

도파관의 폭은 4 이고 신호전극과 접지전극의 사이는 $3\mu\text{m}$ 이다. 두께가 $0.5\sim 1.5\mu\text{m}$ 로 증가함에 따라 유효 굴절 계수가 $5.62\sim 3.58$ 까지 감소함을 알 수 있는데, 이것은 진성영역의 두께가 증가함에 따라 캐패시턴스가 감소하고 따라서 마이크로웨이브의 위상속도가 증가했음을 나타낸다. 진성영역의 두께를 증가시킬수록 마이크로 파의 속도를 향상시킬 수 있으나, 상대적으로 변조 효율은 낮아지게 되므로 설계 시 이를 고려하여야 한다. 그림 7(b)는 진성영역의 두께가 $0.9\mu\text{m}$ 일 때, 도파관의 폭을 증가시켜가면서 마이크로파의 굴절률을 관찰한 것이다. 도파관이 $2\sim 4\mu\text{m}$ 로 넓어지면 이에 따른 캐패시턴스 증가로 굴절 계수가 $3.58\sim 4.36$ 으로 증가한다. 따라서 가능한 도파관의 폭을 줄이는 것이 마이크로파 속도 향상에 도움이 된다. 현재 도파관 폭은 2 까지 제작되고 있다.^[8]

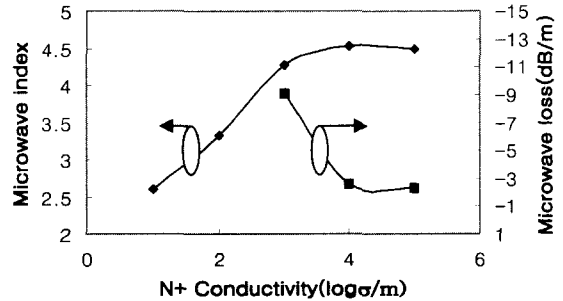


그림 8. 도핑 층의 전도도의 변화에 따른 마이크로파 유효 굴절 계수

Fig. 8. Microwave refractive index with the variation of N+ layer conductivity.

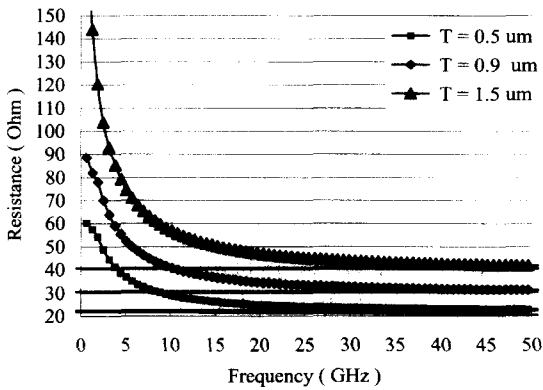
그림 8은 이 소자가 slow-wave mode에서 동작하고 있음을 보여주고 있다. 본 논문의 소자와 같이 기판이 도핑된 층으로 형성되어 있는 소자는 skin effect, slow wave, dielectric 3가지 모드가 형성된다.^[8] 주파수와 기판의 저항이 충분히 크면 도핑된 기판은 마치 유전체 처럼 동작하며 전계와 자계 모두 기판을 자유롭게 통과하게 되며 dielectric 모드가 형성된다. 반면 주파수와 도핑된 기판의 conductivity가 충분히 크게 되면 skin effect 모드가 형성되며 전계 자계 모두가 높게 도핑된 기판을 통과하지 못하게 된다. 앞의 두 모드의 중간 단계로서 주파수와 기판의 저항이 적정 값을 가질 때 slow wave 모드가 형성되게 된다. Slow wave 모드가 형성되면 전계는 기판을 투과하지 못하는 반면 자계는 자유롭게 통과하게 된다. 또한 이 때 마이크로 파가 선

로를 따라 느리게 진행하게 되며 손실이 최소가 되는 지점을 갖게 된다.

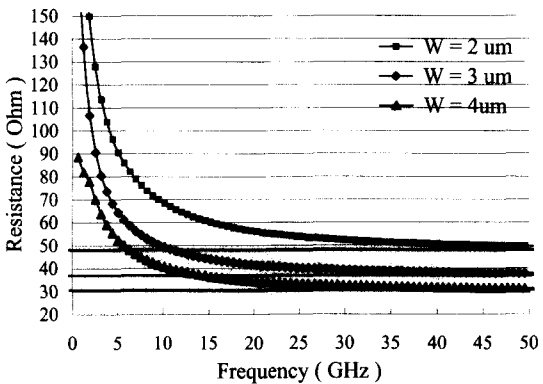
TW-EAM은 도파관의 구조를 변화시키면 특성 임피던스의 조정이 가능하다. TW-EAM에서의 특성 임피던스는 도파관의 두께가 두꺼워질수록, 폭이 좁아질수록 증가한다. 그림9는 도파관의 두께와 폭에 따른 특성 임피던스의 실수부를 나타낸 것이다. 10 GHz 이상의 주파수에서 특성 임피던스의 허수부는 0으로 수렴하므로 임피던스에 큰 영향을 주지 못한다. 그림 9(a)는 진성영역의 두께 T가 0.9 μm 일 때 도파관의 폭 W의 변화에 따른 것이다. 도파관의 폭 W를 2~4 μm 까지 증가시켰을 때, 도파관의 저항이 감소함을 보이고 있다. 도파관의 폭이 2 μm 일 때 50 Ω 정합이 가능하며 도파관의 폭이 4 μm 일 때 도파관 저항이 28 Ω 이므로 신호전극과 접지전극 사이의 거리를 조절함으로써 임피던스를 25

Ω 으로 정합할 수 있다. 그림 9(b)는 도파관의 폭 W를 4 μm 로 고정하고 진성영역의 두께 T를 변화시킨 것이다. 주파수 50 GHz를 기준으로 볼 때, 진성영역의 두께 T가 0.5~1.5 μm 증가시키면 피던스가 22 Ω ~41 Ω 까지 증가하는 것을 볼 수 있다.

그림 10은 구조 변화에 따른 마이크로파 손실계수를 나타내고 있다. 그림 10(a)는 두께에 따른 마이크로파 손실계수로서 두께가 두꺼워질수록 손실이 적어짐을 볼 수 있다. 이는 도파관의 진성 영역의 두께가 두꺼워짐에 따라 임피던스가 증가하고 상대적으로 전압이 이곳에 많이 분포하게 되므로 도핑된 클래딩 영역에서의 손실을 줄일 수 있기 때문이다. 그림 10(b)는 도파관 폭의 변화에 따른 마이크로파 손실계수를 보이고 있으며, 도파관의 폭이 넓어질수록 도핑된 영역이 증가하므로 마이크로파 손실 역시 증가함을 알 수 있다.



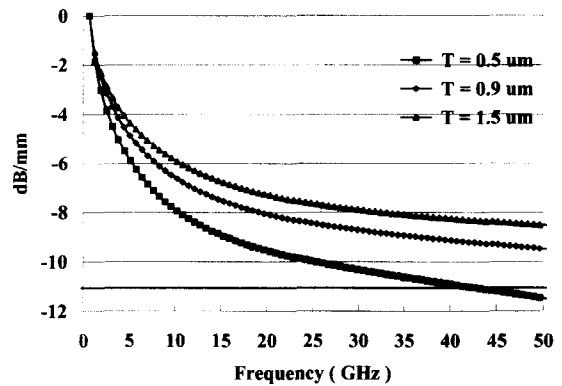
(a)



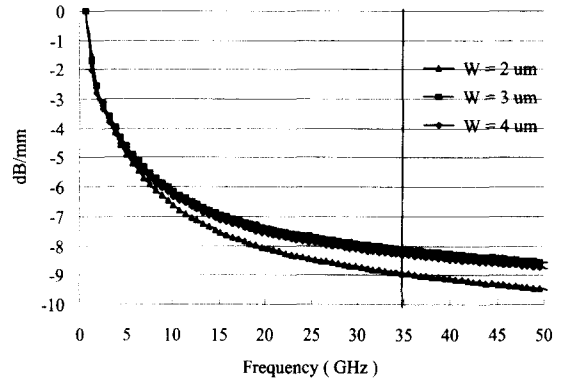
(b)

그림 9. 도파관의 구조 변화에 따른 특성 임피던스 실수부

Fig. 9. The real part of characteristic impedance with the variation of waveguide structure. (a) thickness variation (b) width variation.



(a)



(b)

그림 10. 도파관의 구조 변화에 따른 마이크로파 손실 Fig. 10. The microwave loss with the variation of waveguide structure.

(a) thickness variation(waveguide width=4 μm) (b) width variation(waveguide thickness=0.9 μm)

VI. 결 론

리지형 진행파형 광 변조기의 전계는 마이크로스트립 구조와 같이 수직으로 분포 하는 한편 자계는 코플래너 도파관(coplanar waveguide)과 유사하게 분포한다. 따라서 기존의 등가회로의 문제점은 리지형 CPW의 정확한 L(inductance)값과 C(capacitance)값을 산출할 수 없으므로 마이크로스트립과 코플래너를 혼합한 형태로서 근사하거나 실험치에 근거한 L값과 C값으로 광 변조기를 모델링 하였다.^[2] 이러한 기존의 등가회로 모델은 그 수행 시간이 빠른 장점이 있긴 하나 구조를 변화시키면서 정확하고 정량적인 데이터를 산출하기에는 어려움이 있었다. 반면에 3차원 FDTD에 의한 수치 해석 방법은 시간에 따른 순차적 계산으로 구조에 관계없이 마이크로파 특성을 계산하는데 용이하므로 진행파형 광 변조기 설계에 효과적인 데이터를 제공할 수 있다. 본 연구를 통하여 이전에 근사에 의한 등가회로로써 하기 어려웠던 도파관 구조 변형에 따른 다양한 효과를 볼 수 있었다. 구조의 변화를 통하여 마이크로 파의 속도와 광 파의 완전 속도 정합을 이루었으며, 50Ω 임피던스 정합 및 신호전극과 접지전극 간격이 마이크로파에 미치는 영향을 분석하였다. 도파관의 폭이 2 μm 두께가 0.9 μm , 신호전극과 접지전극사이의 간격이 3 μm 일 때 광파와 마이크로파의 완벽한 속도 정합이 가능하며 이를 통해 보다 넓은 대역폭을 확보 할 수 있다.

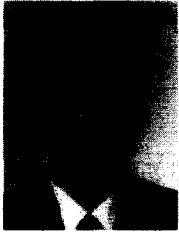
이론적으로 진행파형 광 변조기가 집중 전극형 광 변조기보다 우수함에도 불구하고 현재 제작되어 보고되고 있는 대부분의 진행파형 광 변조기는 정확한 속도정합과 임피던스 정합을 이루지 못한 채 제작되고 있으므로 집중 전극형보다 성능을 그다지 향상시키지 못하고 있다.

속도 정합과 임피던스 정합은 도파관 구조와 밀접한 관계를 가지므로 이를 포함한 모든 경우를 고려한 최적화된 광 변조기 구조 설계가 FDTD를 이용하여 가능하게 됨으로써 최적화된 진행파형 광 변조기 설계가 가능하리라 기대된다. 또한 현재까지 고려되어 오지 않은 설계 요소로서, 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리가 마이크로 파에 영향을 줄 수 있음을 밝혔고, 이를 이용한 설계는 광파에는 크게 영향을 주지 않으면서 마이크로 파의 속도를 향상할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] N. Mineo, K. Yamada, K. Nakamura, S. Sakai, T. Ushikubo, *OFC '98 Technical Dig.*, pp. 287~288.
- [2] G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W. X. Chen, and P. K. L. *IEEE Trans. MTT*, Vol. 47, pp. 1177~1183, JULY 1999.
- [3] K. S. Yee, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-14, pp. 302~307, May 1966.
- [4] N. Suzuki, and T. Ozeki, *J. Lightwave Technol.*, Vol. LT-11, pp. 1486~1494, 1993.
- [5] S. H. Ok, S. J. Lee, S. C. Kong, and Y. W. Choi, *SPIE Proceeding*, Vol. 4292, pp. 182~189, Jan., 2001.
- [6] S. J. Lee, S.C. Kong, J. H. Lee, and Y. W. Choi, *SPIE Proceeding*, Vol. 3944, pp. 725~736, Jan., 2000.
- [7] S. C. Kong, S. J. Lee, J. H. Lee, and Y. W. Choi, *SPIE Proceeding*, Vol. 3944, pp. 910~918, Jan., 2000.
- [8] H. H. Liao, X. B. Mei, K. K. Loi, C. W. Tu, P. M. Asbeck and W. S. C. Chang, *SPIE Proceeding*, Vol. 3006, pp. 291~300, 1997.
- [9] H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, *IEEE Trans. MTT*, pp. 869~881, 1971.

저 자 소 개



玉 成 海(正會員)

1999년 2월 : 중앙대 전자공학과 (공학사). 2002년 2월 : 중앙대 영상공학과 (공학석사). 2002년 3월~현재 : 중앙대 전자공학과 박사과정 재학중. <주관심분야: Microwave photonics, 진행파형 전계 흡수 변조

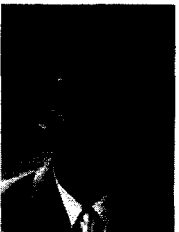
기 및 광검출기>

가 마이크로 파에 영향을 줄 수 있음을 밝혔고, 이를 이용한 설비는 광파에는 크게 영향을 주지 않으면서 마이크로 파의 속도를 향상할 수 있을 것으로 기대된다.



李 丞 嶺(正會員)

1999년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 (공학사). 2001년 2월 : 중앙대학교 첨단영상전문대학원 영상공학과 (공학석사). 2001년 2월~현재 : (주)삼성전자 통신연구소 연구원. <주관심분야: 광 네트워크 시스템>



孔 淳 賢(正會員)

1995년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 (공학사). 1997년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 (공학석사). 1997년 3월~현재 : 중앙대학교 박사과정. 2000년 9월~현재 : LG전자 정보통신 주임연구원. <주관심분야:

Microwave-Photonics, TWPD, 안테나 설계 및 해석>



尹 榮 高(正會員)

1998년 2월 : 중앙대학교 전자공학과 (공학사). 2000년 2월 : 중앙대학교 첨단영상대학원 (공학석사). 2001년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정. <주관심분야: Microwave-Photonics, FDTD,

Numerical analysis>



崔 永 完(正會員)

1985년 서강대학교 전자공학과(공학사). 1987년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo), 전기 및 컴퓨터공학과(공학석사). 1992년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo), 전기

및 컴퓨터공학과(공학박사). 1992년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI), 선임연구원. 1995년~현재 중앙대학교 전자공학과 교수. <주관심분야 : Microwave-Photonics, Optical interconnection, 광스위칭 시스템 및 소자>