

論文2002-39SD-4-8

FDTD를 이용한 TWPD의 마이크로파 특성 분석

(Microwave Characteristics Analysis of TWPD's Using the FDTD Method)

孔淳哲*, 李丞鎮*, 李政勳*, 玉成海*, 崔永完*

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

요약

본 논문에서는 FDTD(시간영역 유한차분법)를 사용하여 TWPD(진행파형 광검출기)의 마이크로파 특성을 분석하였다. FDTD를 적용하여 전류와 전압을 시간 영역에서 계산하였다. 또한, 이 시간 영역의 데이터를 이용하여 주파수 영역에서의 특성 임피던스와 전파 상수를 구하였다. 진성 영역의 두께가 두꺼울수록, 도파관의 폭이 좁을수록 마이크로파 손실이 적고 위상속도가 빠르게 됨을 확인하였다. 100 GHz에서 도파관의 폭을 2.4 μm , 진성 영역의 두께를 1.2 μm 정도로 할 경우 50 Ω 임피던스 정합이 가능한 구조를 설계할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present microwave characteristics of traveling-wave photodetectors (TWPD) using the finite-difference time-domain method (FDTD). Current and voltage in the time domain are calculated by the FDTD. Also, characteristic impedance and propagation constant in frequency domain are obtained from the time-domain data. As the thickness of i-layer gets thicker and the waveguide width gets narrower, TWPD's show less microwave loss and higher velocity. The 50 Ω impedance matching design is achieved for 2.4 μm waveguide width and 1.2 μm thickness of i-layer at 100 GHz.

Key words : TWPD, FDTD, Microwave-photonics.

I. 서론

Microwave-photonics 분야의 연구는 유무선 통합형 통신 서비스에서 중요한 역할을 한다. 특히 이러한 통합 시스템에서 광 송신부의 laser diode나 외부변조기, 수신부의 TWPD와 같은 초광대역 photodetector는 핵

심 소자이다.

진행파형 소자의 개념은 1981년 처음으로 제안되었으며^[1], 이후에 집중형 광검출기의(lumped type photodetector) bandwidth-efficiency의 한계를 극복하기 위해 TWPD(traveling-wave photodetectors)가 제안되었다^[2]. TWPD는 다른 광 도파관 소자와 함께 사용할 수 있는 장점을 가지며^[3], 특히 반도체 광 증폭기와도 같이 집적화시킬 수 있다^[4]. 일반적으로 TWPD의 특성 임피던스는 출력단과 정합을 시키므로 소자 내부에서는 반사파는 거의 없고, 진행파만 존재하게 된다. 진행파형 광검출기의 독특한 특성은 대역폭이 RC 시정수에

* 正會員, 中央大學校 光電子 光通信 研究室
(Lab. of Optoelectronics and Optical Communication (LOOC))

接受日字:2001年10月11日, 수정완료일:2002年1月16日

의해서가 아니라, 광흡수 계수, 광의 군속도와 마이크로파의 위상 속도간의 부정합에 의하여 제약을 받는다는 사실이다^[5]. 40 GHz에서 약 86%($n_{\text{RF}}=3.7$, $n_{\text{OPT}}=3.2$) 속도 정합이 된 pin TWPD가 1995년 Hietala에 의해 발표된 바 있다^[5]. 다른 논문들도 입력단을 open시키거나 임피던스 정합을 시킨 상태에서 속도 부정합에 의한 임펄스 응답을 보였으나, 마이크로파의 손실을 함께 고려하지는 못 하였다^[5,7]. TWPD 내의 여러 층이 high-doping 되어 있으면 마이크로파가 'slow-wave' 모드에서 전파(propagation)되는 경우가 있는데, 이런 경우에는 소자의 길이가 매우 길지 않더라도 마이크로파 특성이 소자의 성능에 매우 중요한 영향을 미치게 된다.

광통신 시스템에서 LD의 slope efficiency와 PD의 responsivity의 곱은 광 케이블 및 다른 수동 소자의 삽입 손실과 더불어 전체 시스템의 파워 손실을 결정하는 중요한 요소이다. 그러므로, TWPD의 경우에는 마이크로파 손실을 적게 설계하여 responsivity가 큰 값을 갖도록 해주는 것이 매우 중요하다.

TWPD에 관한 대부분의 연구가 등가회로 모델을 이용하였는데, 이 방법은 ridge-type coplanar (hybrid coplanar) waveguide의 인덕턴스 값을 planar CPW의 값으로 사용하였다. 하지만, 이러한 계산은 geometrical factor를 사용하기 때문에 정확한 시뮬레이션을 할 수 있는 소자 형태에 제약이 따를 수밖에 없다. 특히, 신호 전극(signal electrode)과 접지 전극(ground electrode) 사이의 거리가 멀어질수록 fringing field를 고려하기 어렵다.

본 논문에서는 FDTD(finite-difference time-domain) 방법을 사용하여 해석하였다^[8]. 이 방법은 맥스웰 방정식을 차분화하여 사용하는 수치해석 방법이다. 물질을 구성하는 파라미터가 매질의 특성을 반영해 주고 디바이스의 모양도 맥스웰 방정식에서 모두 고려되므로, 어떤 복잡한 구조를 시뮬레이션 하더라도 매질에 대한 특별한 경계조건 없이 쉽게 해석이 가능하다. 이러한 이유로 multi-layer의 ridge-type CPW TWPD를 마이크로파의 손실 및 분산 속도 부정합 등을 고려하여 FDTD로 분석이 가능하다.

II. 디바이스 구조 및 FDTD의 적용

1.55 μm 에서 동작하는 TW CPW photodetector (bulk 형태) 단면 구조가 그림 1에 있다. 진성 활성 영

역($\text{In}_{0.62}\text{Ga}_{0.38}\text{As}_{0.83}\text{P}_{0.17}$; $\lambda_g=1.485 \mu\text{m}$)의 위와 아래에 도핑되지 않은 InGaAsP(1.3Q)가 위치한다. 그리고, InP가 p와 n형 contact layer에 사용된다.

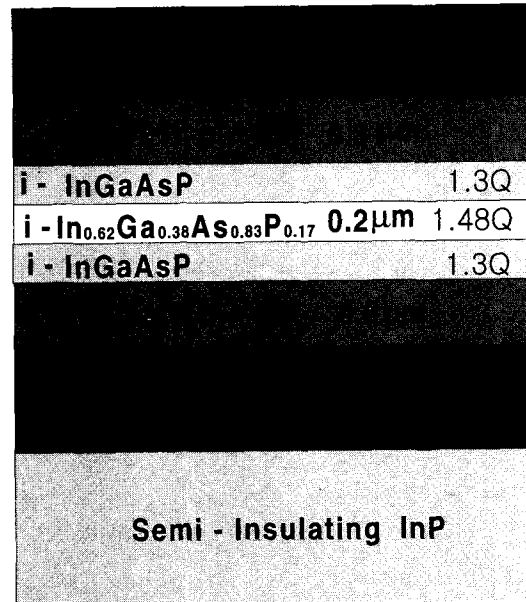


그림 1. 도파관의 층 구조

Fig. 1. The layer structure of TWPD.

FDTD 방법에서는 맥스웰의 컬 방정식(curl equations)을 직접 풀게 되는데, 소자 구조의 세부 모양을 모두 고려할 수 있도록 Yee의 메쉬(mesh)를^[8] 사용한다. 다이버전스 방정식은 컬 방정식으로부터 independent하지 않기 때문에 다음의 2개의 방정식만을 이용한다.

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

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2)$$

위의 미분방정식을 시뮬레이션 코딩에 적용하기 위하여 이산화 시키고, 전계와 자계를 시간영역과 메모리가 확보된 공간상에서 계산한다. 각각의 필드 성분들은 맥스웰 방정식에 따른 상호 관계에 있으며 multi-layer의 구조는 매질을 표현하는 파라미터(permittivity, permeability, conductivity)에 의해 고려되면서 계산이 수행된다. FDTD 알고리즘의 안정도를 위하여 Courant 조건을^[9] 적용하였고, 그림 2에서처럼 최외각 경계에서 마이크로파의 전파(propagation)를 반영해주기 위하여

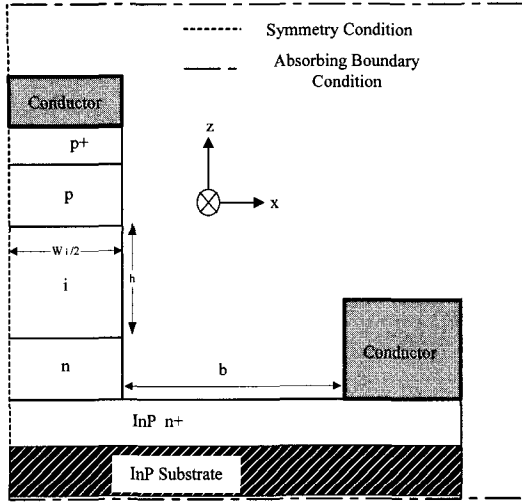


그림 2. TWPD의 xz 평면상에서의 단면도
Fig. 2. Cross section of TWPD in the xz-plane.

Mur의 흡수경계조건을^[10] 사용하였다. 그림 2는 xz 평면상에서의 TWPD의 단면도이다. 실제로 광파와 마이크로파 모두 y축 방향으로 진행한다. 소자의 단면을 보면 좌우 대칭인 모양을 하고있으며, 이러한 대칭성을 활용하면 수치해석 시에 메모리를 반으로 줄이고 계산 시간을 단축시킬 수 있다. 대칭 조건으로 yz 평면에 magnetic wall을 적용하면 된다.

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

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

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

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

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

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

여기서, i, j, k는 각각 x축, y축, z축에 대한 index이고, 시뮬레이션에서 $\Delta x = 0.3 \mu\text{m}$, $\Delta y = 3 \mu\text{m}$, $\Delta z = 0.1 \mu\text{m}$, $\Delta t = 0.2 \text{fs}$ 로 하였다. 넓은 주파수 대역에서 파이크로파 특성을 얻기 위해서 가우시안 펄스를 입력 신호로 여기하고, 시간 영역에서 얻은 데이터를 푸리에 변환하여 주파수 영역에서 여러 가지 파라미터 값들을 계산한다. 또한, 다음 식을 적용하여 특성 임피던스와 전파 상수(propagation constant)를 계산한다.

$$Z_c(f, y_i) = \sqrt{Z_o(f, y_i) \cdot Z_s(f, y_i)} \quad (9)$$

$$\gamma(f, y_i) = \frac{1}{\ell} \tanh^{-1} \sqrt{\frac{Z_s(f, y_i)}{Z_o(f, y_i)}} \quad (10)$$

여기서, Z_o 와 Z_s 는 부하에 각각 open과 short termination 했을 때의 입력 임피던스이며, ℓ 은 필드를 관측하는 위치와 부하 사이의 거리이고, $30 \mu\text{m}$ 로 놓고 시뮬레이션을 수행하였다. 부하 임피던스를 open으로 구현하기 위해서는 $H_{x \text{ ij=device_end,k}} = -H_{x \text{ ij=device_end-1,k}}$, $H_{z \text{ ij=device_end,k}} = -H_{z \text{ ij=device_end-1,k}}$ 을, short로 해주기 위해서 $E_{x \text{ ij=device_end,k}} = 0$, $E_{z \text{ ij=device_end,k}} = 0$ 을 모든 계산시간 동안 적용한다.

III. 시뮬레이션 결과 및 토론

FDTD를 이용하여 마이크로파의 손실과 분산 특성을 구하였다. 모든 시뮬레이션에서 진성 활성 영역 (intrinsic active region)의 두께는 $0.2 \mu\text{m}$, 신호 전극과 접지 전극과의 x방향으로의 거리(그림 2에서 b)는 5.7

μm 으로 하였다. 소자의 설계 파라미터를 i-layer의 두께와 도파관의 폭(그림 2에서 h 와 W_i)으로 설정하여 시뮬레이션이후 결과를 분석하였다. 식 (10)으로부터 전파상수를 구하고, 이 값의 실수부와 허수부로부터 소자의 마이크로파의 손실과 분산을 각각 얻을 수 있었다.

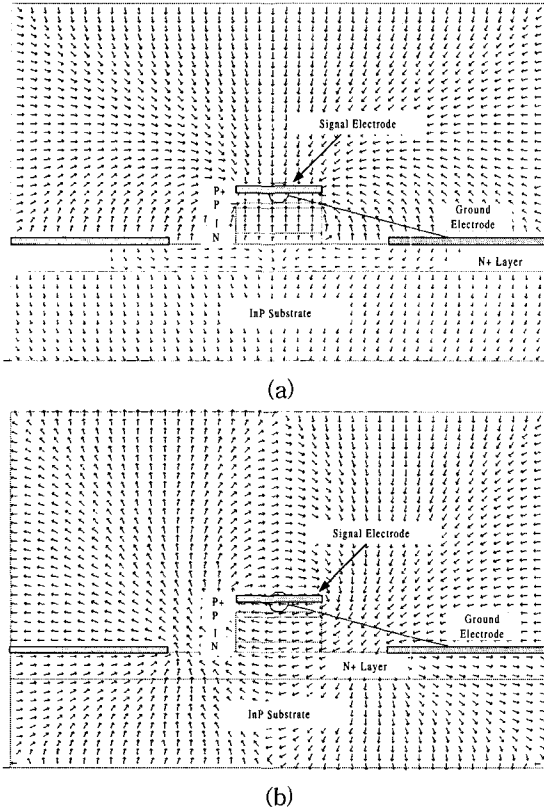


그림 3. 단면에서의 마이크로파의 분포 (a) 전계 분포 (b) 자계 분포
 Fig. 3. Fields distribution of microwave on cross section. (a) Electric field distribution. (b) Magnetic field distribution.

그림 3은 단면에서의 전계와 자계 분포를 각각 나타낸다. 이 시뮬레이션은 Agilent Technologies사의 HFSS (version 5.6)으로 계산한 결과이며, 이 software tool은 수치해석 방법으로 FEM(finite element method)을 사용한다. 여기서 화살표의 길이는 log scale로 그렸다. 그림 3을 보면 n+ 영역에서 전계는 거의 차단시키지만 자계는 통과시키는 현상을 볼 수 있다.

표 1에는 실제 시뮬레이션 할 때 실제 계산에 사용된 비유전율(relative permittivity) 값과 전기전도도(conductivity) 값이다. 이 값들은 FDTD 계산과 HFSS 계산에서 모두 공통으로 적용된 값이다.

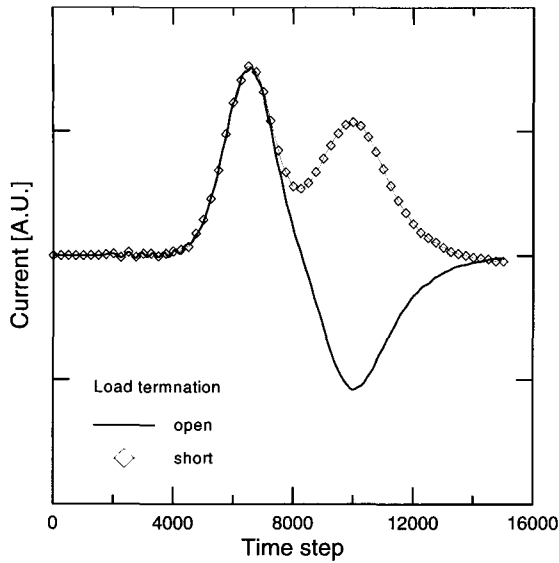
표 1. 시뮬레이션에 사용된 물질 구성 파라미터

Table 1. The constitutive parameters that are used in simulations.

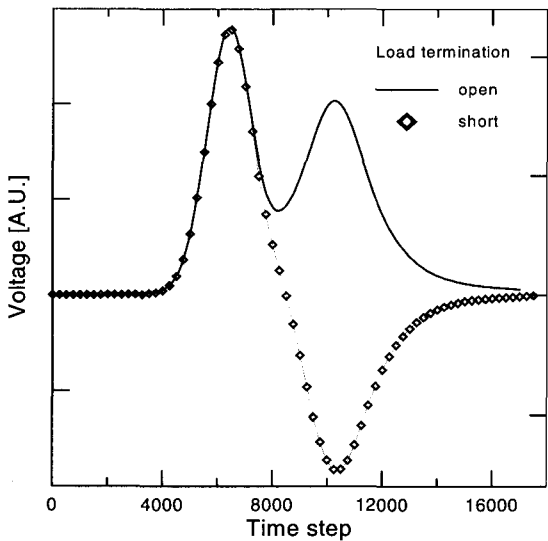
Parameter Layer	비유전율(ϵ_r)	전기전도도(σ) [S/m]
Center conductor (gold)	1.0	4.1×10^7
P ⁺	12.4	20000
P	13.26	1980
I	Active region	0
	Cladding region	
N	13.26	24000
N ⁺	12.4	560000
Substrate	12.4	0

그림 4에서는 TWPD의(도파관의 폭이 $1.0 \mu\text{m}$ 이고 진성 영역의 두께가 $3.0 \mu\text{m}$ 인 경우) 마이크로파 특성을 얻기 위해 FDTD 시뮬레이션으로 시간 영역에서 전류와 전압을 계산한 것이다. 디바이스의 종단에 각각 open과 short 조건을 주고 계산한 결과를 보이는데, 부하가 open인 경우의 전류값과 short인 경우의 전압값을 보면 부하에서 신호의 위상이 반전되는 것을 확인할 수 있다. 전압은 그림 3의 signal electrode와 ground electrode 사이의 전계를 적분하여 계산했고, 전류는 signal electrode를 감싸는 적분 경로를 설정하여 자계를 적분하여 구하였다($I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l}$). 식 (9)와 (10)에서 Z_0 와 Z_s 를 계산하기 위해서는 위에서 전류와 전압의 데이터를 푸리에 변환하여 임피던스를 계산한다. 이처럼 HFSS와는 달리 FDTD를 사용하면, 주파수 영역뿐만 아니라 시간 영역에서도 임의의 위치에서 필드 분포를 구할 수 있고 이를 이용해서 전류나 전압을 관찰할 수 있는 장점이 있다. 그리고, 마이크로파 특성 외에 광의 입력을 고려하여 소스 모델링을 해주면 TWPD의 임펄스 응답을 구할 수 있다^[11].

그림 5에는 FDTD와 HFSS로 계산한 특성 임피던스의 실수부를 나타낸다. 허수부(reactance)는 상대적으로 매우 작은 값을 갖아서 실수부(resistance)만 보였다. 100 GHz에서 도파관의 폭이 $1.2 \mu\text{m}$, $2.4 \mu\text{m}$, 그리고 $3.0 \mu\text{m}$ 인 경우에 대한 결과이고, 진성 영역의 두께를 변화



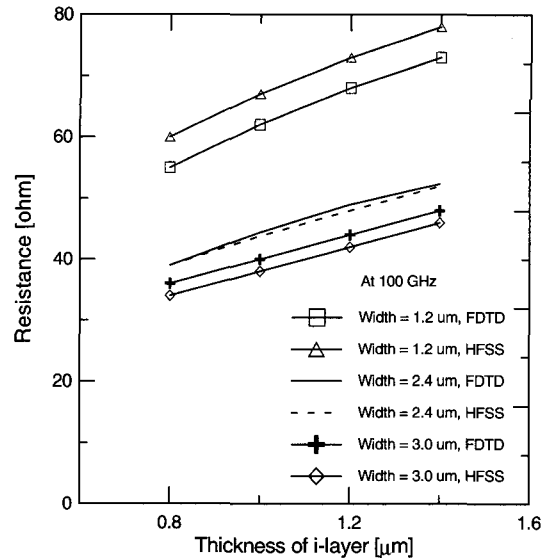
(a)



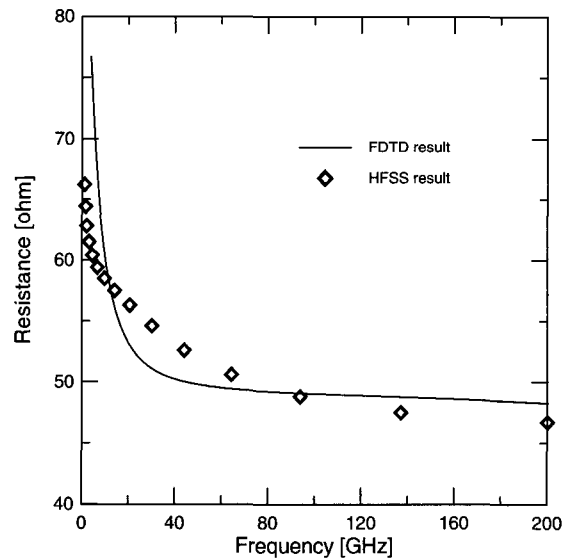
(b)

그림 4. 도파관의 폭이 $3.0\ \mu\text{m}$ 와 진성 영역의 두께가 $1.0\ \mu\text{m}$ 인 경우에 FDTD로 계산한 시간 영역에서의 신호 (a) 부하를 open과 short로 놓고 시뮬레이션 한 전류 (b) 부하를 open과 short로 놓고 시뮬레이션 한 전압 (소자의 길이 = $120\ \mu\text{m}$, time step = $0.2\ \text{fs}$)

Fig. 4. Simulated signal by the FDTD method in time domain in case that the waveguide width is $3.0\ \mu\text{m}$ and the thickness of i-layer is $1.0\ \mu\text{m}$. (a) current with open and short load termination (b) voltage with open and short load termination. (device length = $120\ \mu\text{m}$, time step = $0.2\ \text{fs}$)



(a)



(b)

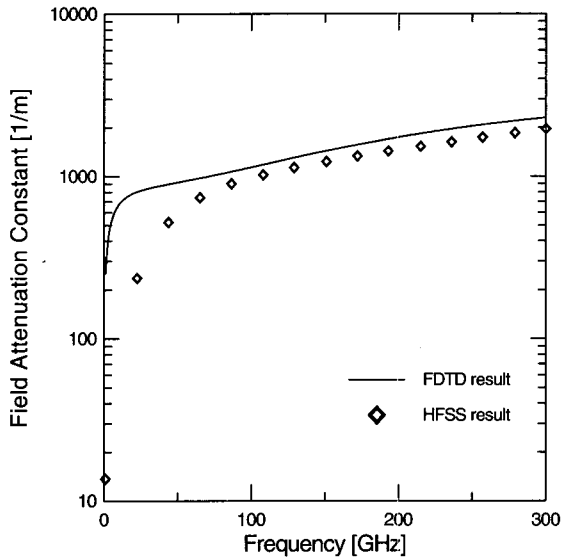
그림 5. 특성 임피던스의 실수부 (a) 100 GHz에서 도파관의 폭이 1.2, 2.4, 그리고 $3.0\ \mu\text{m}$ 인 경우에 진성 영역의 두께에 따른 변화 (b) 도파관의 폭이 $2.4\ \mu\text{m}$ 이고 진성 영역의 두께가 $1.2\ \mu\text{m}$ 인 경우이며 주파수에 관한 함수로 표현

Fig. 5. Rear part of characteristic impedance (a) variation at 100 GHz with waveguide width of 1.2, 2.4, and $3.0\ \mu\text{m}$ according to the thickness of i-layer. (b) with waveguide width of $2.4\ \mu\text{m}$ and thickness of i-layer of $1.2\ \mu\text{m}$ as a function of frequency.

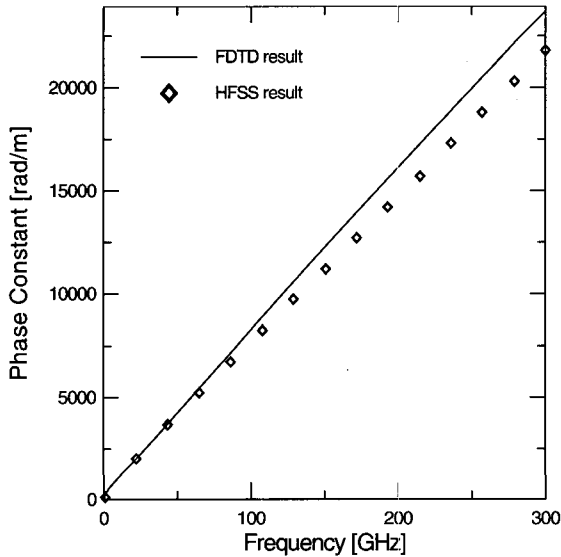
시키면서 시뮬레이션 하였다. 두 방법에 의한 결과가 유사하므로 이는 FDTD의 해석 방법이 정확함을 입증

해준다. 그림 5. (a)를 보면 도파관의 폭을 좁게 하거나 i-layer의 두께를 두껍게 하면 큰 값의 특성 임피던스를 얻을 수 있다. 이 두 가지 설계 파라미터를 적절히 조합하면 50 [Ω] 임피던스 매칭을 할 수 있다. 결과를 보면 도파관의 폭을 1.2 μm 이상 3.0 μm 이하에서 두께

를 조절하면 가능하다. 그림 5. (b)는 도파관의 폭이 2.4 μm 이고 진성 영역의 두께가 1.2 μm 인 경우에 두 방법에 의한 특성 임피던스의 실수부를 그린 것인데 결과가 거의 일치하는 것을 볼 수 있으며, 100 GHz에서 HFSS로 계산한 결과를 비교하여 보여준다. 소자의 구조는 도파관의 폭이 3.0 μm 이고 진성 영역의 두께가 1.0 μm 인 경우이며, dc 근방부터 300 GHz까지 보인 결과가



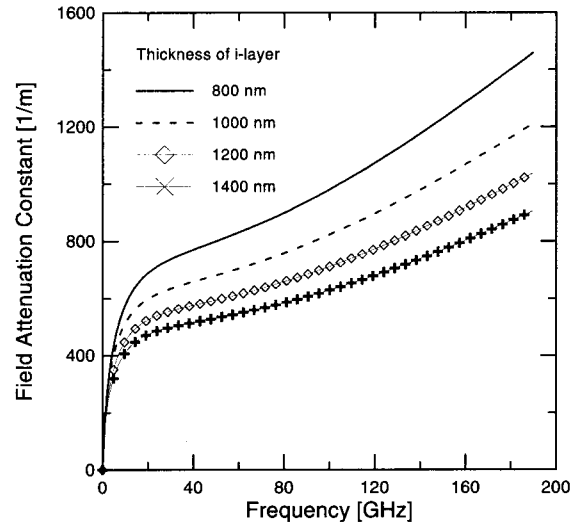
(a)



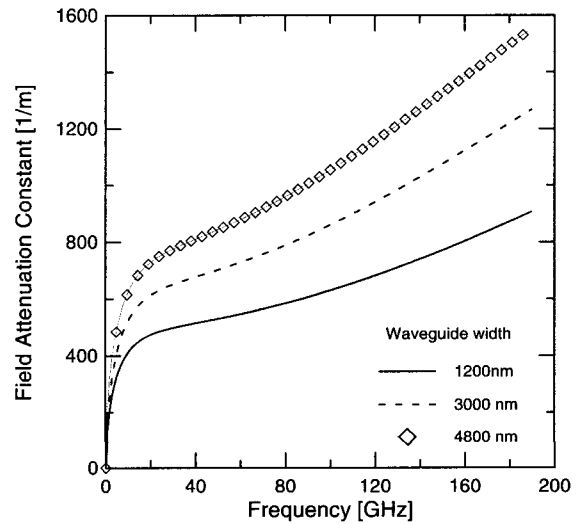
(b)

그림 6. FDTD와 HFSS의 시뮬레이션 결과 비교 (a) 감쇠 상수 (b) 위상 상수 ($h = 1.0 \mu\text{m}$, $W_i = 3.0 \mu\text{m}$)

Fig. 6. Comparison of the FDTD and HFSS simulation results (a) field attenuation constant (b) phase constant ($h = 1.0 \mu\text{m}$, $W_i = 3.0 \mu\text{m}$).



(a)

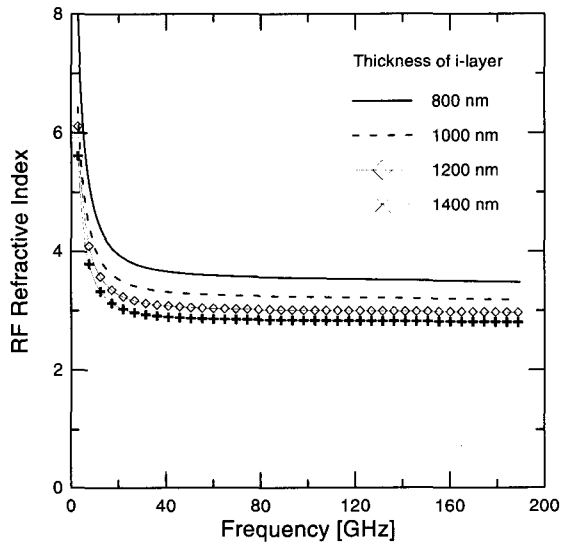


(b)

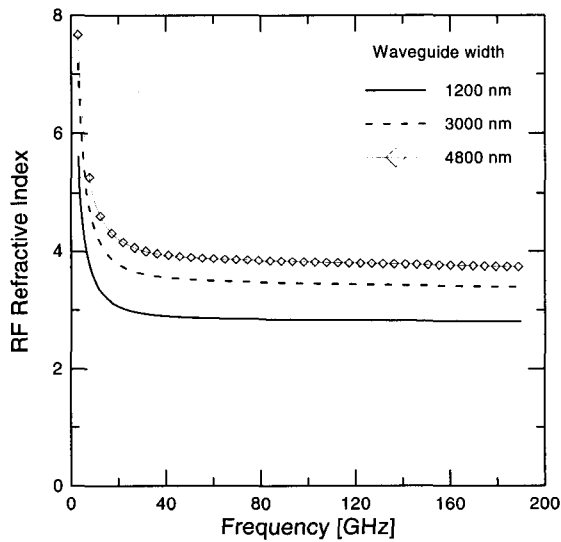
그림 7. 감쇠 상수 (a) 진성 영역의 두께에 따른 변화 ($W_i = 1.2 \mu\text{m}$) (b) 도파관의 폭에 따른 변화($h = 1.4 \mu\text{m}$)

Fig. 7. Field attenuation constant (a) variation with the thickness of i-layer($W_i = 1.2 \mu\text{m}$). (b) variation with the waveguide width($h = 1.4 \mu\text{m}$).

50 [Ω]에 근접한 값을 갖는다. 그림 6에는 전파상수의 실수부(감쇠 상수)와 허수부(위상 상수)를 FDTD와 서로 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 두 방법 모두 저주파에서 수치해석 상에 한계가 있으므로^[12] 결과가 정확히 같지 않고, 고주파에 대한 한계는 셀의 크기에 의해 결정된다.



(a)



(b)

그림 8. RF의 굴절률 (a) 진성 영역의 두께에 따른 변화($W_i = 1.2 \mu\text{m}$) (b) 도파관의 폭에 따른 변화 ($h = 1.4 \mu\text{m}$)

Fig. 8. RF refractive index (a) variation with the thickness of i-layer($W_i = 1.2 \mu\text{m}$). (b) variation with the waveguide width($h = 1.4 \mu\text{m}$).

그림 7 (a), 8 (a)에서는 도파관의 폭을 $1.2 \mu\text{m}$, 그림 7 (b), 8 (b)에서는 진성 영역의 두께를 $1.4 \mu\text{m}$ 로 놓고 시뮬레이션 하였다. 그림 7은 주파수에 대한 감쇠 상수를 나타낸다. 진성 영역의 두께를 두껍게 하거나 도파관의 폭을 좁게 만들면, 마이크로웨이브 손실을 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다. 그림 8에는 굴절률을 보인다. 이것은 전파 상수($\gamma = \alpha + j\beta$)를 식 (10)을 이용하여 주파수 영역에서 구한 다음에 다음 관계식에 따라 유효 유전율을 계산하면 얻을 수 있다.

$$\epsilon_{eff} \equiv \frac{\beta^2(f)}{\omega^2 \mu_o} \quad (11)$$

$$n_{eff}(f) \equiv \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(f) \mu_r}{\epsilon_o}} \quad (12)$$

그림 8의 결과를 보면 저주파 대에서는 마이크로파의 속도가 매우 늦지만, 주파수가 높아질수록 어떤 값에 수렴한다. 진성 영역의 두께가 두꺼워지거나 도파관의 폭이 좁아지면 RF의 굴절률(refractive index)이 작아져 마이크로파 위상 속도가 빨라진다. 등가회로 이론에 따르면 단면에서의 캐패시턴스(transverse capacitance)가(W_i/h 에 비례함) 커질수록 위상 속도가 늦어지는데 그림 8의 결과와 일치한다. 하지만 도파관의 폭을 좁게 만들기 어렵고 i-layer의 core 부분이 두꺼우면 time-delay가 커지므로, 실제 응용에 있어서는 이 파라미터 값들에 trade-off가 존재한다.

IV. Conclusion

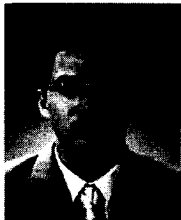
FDTD를 사용하여 TWPD를 full wave 분석하였다. 진성 영역의 두께와 도파관의 폭이 디자인 파라미터로 사용되었고, 이들이 마이크로파 특성에 영향을 미치는 정도를 분석하였으며, 이 특성은 소자의 3-dB 대역폭과 직접 관련되므로 중요하다. 본 논문에서의 분석은 다음과 같은 의미를 갖는다. 첫째, 수치해석을 통하여 소자의 모양과 매질의 특성이 정확히 모두 고려되었다. 둘째, 실제 광통신 시스템에 TWPD의 responsivity와 마이크로파의 손실은 전체 시스템의 손실을 결정하는 파라미터중 하나이다. 그러므로, 설계 파라미터에 대한 마이크로파 손실 특성을 분석하여 적은 손실을 갖는 TWPD를 설계할 수 있도록 데이터를 제시하였다. 셋째로 2개의 설계 파라미터의 조합으로 임피던스 정합이 가능함을 보였고, 이는 실제 광통신 시스템에서 전력

손실을 줄이는 역할을 한다.

참 고 문 헌

- [1] J. Soohoo, S. K. Yao, J. E. Miller, R. R. Shurtz, II, Y. Taur, and R. A. Gudmundsen, "A laser-induced traveling-wave device for generating millimeter waves," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-29, pp. 1174~1182, 1981.
- [2] H. F. Taylor, O. Eknpyan, C. S. Park, K. N. Choi, and K. Chang, "Traveling-wave photodetectors," Proc. SPIE-Int. Soc. Opt. Eng., Vol. 1217, pp. 59~63, 1990.
- [3] R. J. Deri, "Monolithic integration of optical waveguide circuitry with photodetectors for advanced lightwave receivers," J. Lightwave Technol., Vol. 11, pp. 1296~1313, Aug. 1993.
- [4] D. Wake, "A 1550-nm millimeter-wave photodetector with a bandwidth-efficiency product of 2.4 THz," J. Lightwave Technol., Vol. 10, pp. 908~912, July 1992.
- [5] K. S. Giboney, M. J. W. Rodwell, and J. E. Bowers, "Traveling-wave photodetectors," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 4, pp. 1363~1365, December 1992.
- [6] V. M. Hietala, G. A. Vawter, "Traveling-wave photodetectors for high-power, large-bandwidth applications," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 43, pp. 2291~2298, September 1995.
- [7] K. S. Giboney, M. J. W. Rodwell, and J. E. Bowers, "Traveling-wave photodetector theory," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 45, pp. 1310~1319, August 1997.
- [8] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 14, pp. 302~307, 1966.
- [9] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-23, pp. 623~630, 1975.
- [10] 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.
- [11] S. C. Kong, S. H. Ok, J. H. Lee, S. J. Lee, Y. S. Yun, and Y. W. Choi, "Analysis of bandwidth of traveling-wave photodetectors using the FDTD method," The 2nd Korea-Japan Joint Workshop on Microwave-Photonics, pp. 157~160, Feb., 2001.
- [12] Agilent Technologies Inc., Agilent HFSS 5.6. Palo Alto, CA : 2000.

저 자 소 개



孔 淳 哲(正會員)

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

Microwave-Photonics, TWPD, 안테나 설계 및 해석>



李 丞 鎭(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>



李 政 勳(正會員)

1999년 2월 : 중앙대학교 공과대학 전자공학과 (공학사). 2001년 2월 : 중앙대학교 첨단영상대학원 영상공학과 (공학석사). 2001년 2월~현재 : (주)BSW 연구원. <주관심분야: TWPD, 광증계기 시스템>



玉 成 海(學生會員)

1999년 2월 : 중앙대 전자공학과 (공학사). 2002년 2월 : 중앙대 영상공학과 (공학석사). 2002년 2월~현재 : 중앙대 전자공학과 박사과정 재학중. <주관심분야: 진행파형 전계흡수 변조기 설계>



崔 永 完(正會員)

1985년 서강대학교 전자공학과(공학사). 1987년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo), 전기 미 컴퓨터공학과(공학석사). 1992년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo), 전기 미 컴퓨터공학과(공학박사). 1992년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI), 선임연구원. 1995년~현재 중앙대학교 전자공학과 부교수. <주관심분야: 광전자, 광통신, 광스위칭 시스템 및 소자, Microwave-Photonics, Optical-CDMA>