논문 2004-41SD-4-6

마이크로파 feedline을 고려한 진행파형 광변조기의 특성 분석

(Microwave characteristics of traveling-wave modulator considering the microwave feedline)

구 민 주*, 옥 성 해*, 윤 영 설*, 문 연 태*, 김 도 균*, 최 영 완**

(Min-Ju Koo, Seung-Hae Ok, Young-Seol Yun, Yon-Tae Moon, Do-Kyun Kim, and Young-Wan Choi)

요 약

본 논문에서는 마이크로파 feedline을 포함하고, 광도파관과 마이크로파 feedline간의 임피던스 부정합을 고려하여 전계 흡수 광변조기(traveling-wave electro-absorption modulator, TW-EAM)의 마이크로파 특성을 분석하였다. Co-planar waveguide (CPW)와 microstrip의 하이브리드 구조를 가지는 광도파관 부분은 등가회로를 통해 모델링 하였으며, 등가회로의 인덕턴스 (L)와 커패시턴스 (C)는 3차원 FDTD를 기반으로 한 수식화를 통하여 구하였다. CPW 구조의 마이크로파 feedline은 모멘텀 방식을 이용해 분석하였다. 이와 같은 분석을 통해 TW-EAM의 특성을 보다 정확하게 분석 할 수 있음을 제시한다.

Abstract

In this paper, we analyze the microwave characteristics of traveling-wave electro-absorption modulator (TW-EAM) considering the microwave feedline and the impedance mismatch. The TW-EAM is analyzed by using the equivalent circuit model. The capacitance and the inductance of the equivalent circuit are evaluated by using 3-dimensional finite difference time domain (FDTD) method, while the microwave feedline is analyzed by momentum method. In a viewpoint of microwave characteristics, we present the effect of the structure and the length of microwave feedline.

Keywords: traveling-wave, electroabsoption, modulator, feedline

I. 서 론

고도의 정보화 사회로 발전하면서 문자, 음성, 영상, 멀티미디어 정보 등 대용량의 정보 처리를 위한 초고속 광대역 통신망의 요구가 절실해지고 있다. 이를 해결하기 위한 광의 역할과 그 영역이 점차 넓어 지고 있다. 근래에 새롭게 등장한 microwave - photonics 시스템은 유선의 광 신호 전송과 무선의 마이크로파 통신 기술이 결합한 유무선 통합형 통신 형태로 활발히 연구되고 있다. 이 시스템은 광원인 LD (laser diode), 전광 변환을 수행하기 위한 광변조기, 광전 변환을 위한 광검출기 등의 소자로 구성된다. 이 중 광변조기는 10 GHz 이상의 마이크로파를 광 신호로 변환 시켜주는 데 있어 핵심이 되는 소자이다.[1]

일반적으로 사용되던 광변조기는 집중 전극 (lumped electrode) 소자형으로써, 현재는 2 V 구동 전압과 60 GHz 대역폭까지 보고되고 있으나[2], 집중 전극 소자는 그 소자의 전극 형태상 RC 시정수에 의한 대역폭 제한을 많이 받게 된다. 넓은 대역폭을 확보하기 위해서는 소자의 길이를 줄여 커패시턴스를 줄이는 방법이 있으나 소자 길이를 줄이게 되면 변조 효율이 나빠지는 단점이 있다. 이러한 물리적 제약은 진행파형 전계 흡수 광변조기(traveling wave electroabsorption modulator, TW-EAM)에 의해 극복될 수 있다. TW-EAM은 정전용량이 소자 전체에 분포하도록 전극을 설계하여 RC 시정수에 의한 대역폭 제한을 받지 않으면서 변조효율

* 학생회원, ** 정회원, 중앙대학교 전자전기공학부
(Lab. of Optoelectronics and Optical Communications, Chung-Ang University)
접수일자 : 2003년12월11일, 수정완료일: 2004년3월15일

을 높일 수 있는 장점을 지니고 있다. 그러나 도파관에서의 광파의 손실 때문에 길이가 제한될 수는 있다.[3]

TW-EAM의 변조 특성을 향상시키기 위해서는 소자 내에서의 마이크로파 특성이 중요하다. 마이크로파의 위상속도가 광파의 그룹속도와 정합되어야 하고, 소자의 임피던스가 외부 회로와 50 Ω으로 정합되어야 하며, 소자 내에서의 마이크로파 손실이 적어야 한다. 이러한 마이크로파 특성은 등가회로나 수치해석 방법에 의해 분석된다. 그러나 기존에는 마이크로파 특성 분석 시 마이크로파 feedline의 특성이나 영향은 고려되지 않고, 광도파관 자체의 마이크로파 특성만 분석 하였다. 소자를 구동 시킬 때나 패키징 할 때는 수 백 ㎛대의 feedline을 통해서 마이크로파를 급전하고 전송하기 때문에 feedline의 영향을 무시할 수 없다. 본 논문에서는 마이크로파 feedline의 특성을 살펴보고, feedline을 고려하여 TW-EAM의 마이크로파 특성을 분석하였다. 더 나아가 기존에 사용하였던 feedline을 최적화하여 더 향상된 결과를 도출하였다.

Ⅱ. 소자의 구조

TW-EAM은 광이 주입되어 변조가 일어나는 리지 형태의 광도파관과 마이크로파를 급전하고 전송하는 CPW (co-planar waveguide)형태의 feedline으로 구성되어 있다. Feedline의 패드영역이 광도파관 영역까지 테이퍼링 되어 있다. 광도파관 영역에서는 광파와 마이크로파가 같은 방향으로 진행하면서 변조된다.

그림 1은 광도파관 영역의 수직 단면 구조이다.

광도파관은 마이크로 스트립과 CPW의 하이브리드 구조이며, 마이크로 스트립은 P-I-N으로 구성되어 있다. 신호 전극과 접지 전극은 CPW형태로 분포한다. 진성 영역은 도핑 되지 않은 활성영역 InGaAsP (λg=1.49 ㎛)로 구성되어 있고, 아래 위로는 도핑 되지 않은 InGaAsP (1.24Q)가 위치한다.

InGaAsP (1.24Q) 층으로 인해 진성 영역의 두께를 증가시켜 커패시턴스를 감소시킬 뿐만 아니라 광의 주입 효율을 증가시킬 수 있다. 진성 영역은 p-클래딩이나 n-클래딩에 비해 상대적으로 높은 유전율 (εr=13.54)을 가지고 있어 광파의 도파관 역할을 한다. 소자의 단면에 입사한 광은 진성 영역을 통해 집속 되어 진행한다.

InGaAsP가 p와 n형 contact layer에 사용된다. 반 절연 기판 위에 높게 도핑 된 N+층을 쌓아 마이크로파를

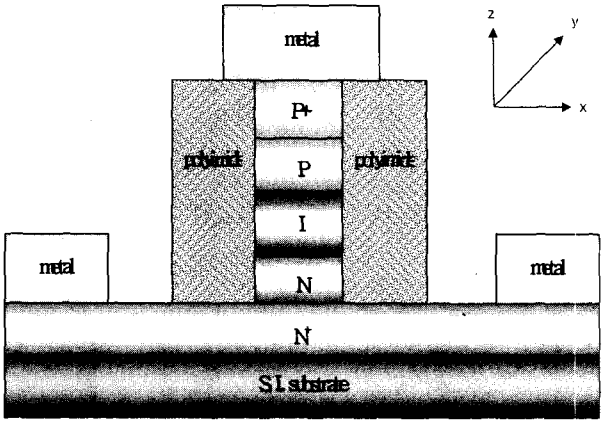


그림 1. TW-EAM의 단면
Fig. 1. Cross-section of the TW-EAM.

slow wave mode에서 동작하게 하여 속도 정합을 이루면서 손실을 최소화 하였다.[4]

여기서 진성 영역의 두께와 폭, N^+층의 도핑 농도, 신호 전극과 접지 전극 사이의 폭은 마이크로파 특성에 많은 영향을 미친다. 이들 값을 변화하여 유효 굴절 계수, 특성 임피던스, 마이크로파 손실 등의 마이크로파 특성을 변화시킬 수 있다. 본 논문에서 분석한 소자는 진성 영역 폭이 2 ㎛, 진성 영역의 두께는 0.3 ㎛, 신호 전극과 접지 전극 간의 간격은 6 ㎛이며, N^+층의 전도도는 34825 S/m 이다. 광도파관의 전체 길이는 100 ㎛ 이다. 이는 광파와 마이크로파의 손실을 최소화하면서 광파와 마이크로파와의 속도 정합을 이루고 외부회로와의 임피던스 정합을 이루기 위해 최적화 된 구조이다.

마이크로파 feedline은 InP 기판위에 신호전극과 접지전극으로 구성된 CPW 구조이다. 패드부분의 신호전극의 폭은 100 ㎛, 신호전극과 접지전극 사이의 간격은 50 ㎛로 외부 회로와 50 Ω으로 임피던스 정합을 이루었다. 패드부분에서 광도파관 부분까지는 테이퍼링 되어 있으며 전체 길이는 173 ㎛이다.

Ⅲ. 수치해석

TW-EAM의 광도파관 영역은 등가회로 모델링을 통해 분석하였다. 분석을 위한 등가회로 모델은 그림 2와 같다.[5]

길이 방향으로는 전류로 인한 인덕턴스 L, 반도체 소자에서의 손실을 의미하는 저항 Rl이 존재한다. 수직 방향으로는 전계에 의한 캐패시턴스 Ct와 저항 Rt로 구성되어 있다. 기존의 논문에서는 TW-EAM의 등가회로 모델링 시 C는 마이크로 스트립라인으로 근사화 하

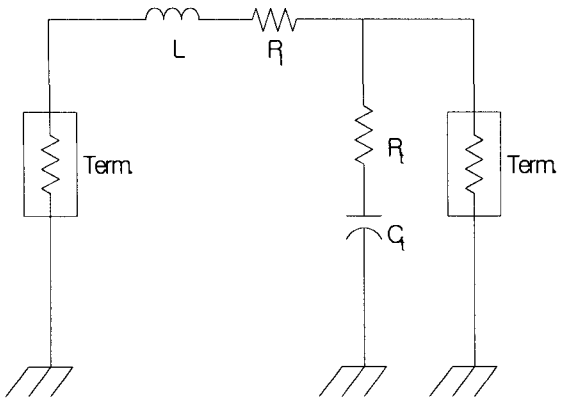


그림 2. TW-EAM의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit model of the TW-EAMvv

여구하고, L은 CPW의 구조로 근사화 하여 구하였다.[6] 또는 실험값으로 특정 주파수에서의 L, C값을 추출하여 모델링 하였다.[7] 그러나 이러한 방법들은 정확하고 정략적인 데이터를 산출하기 어려울 뿐만 아니라 주파수에 따라 변화되는 L, C를 표현하지 못한다. L과 C는 주파수가 높을수록 더 민감한 특성을 가지고 있기 때문에 높은 주파수로 갈수록 큰 오차가 발생한다. 본 논문에서는 FDTD (finite-difference time domain method) 수치 해석을 통해 주파수에 따라 변화하는 L, C로 등가회로를 구현하였다.

FDTD는 소자의 전자계 분포를 맥스웰 방정식을 이용하여 해석하는 방법이다. 맥스웰의 컬 방정식을 직접 풀었으며 Yee의 격자를 사용하여 전계와 자계를 노드에 엇갈리게 할당하여 계산하였다.[8] 전계에 의해 자계를 풀고 그 자계값을 이용해서 역으로 전계를 푸는 알고리즘이다. 맥스웰 컬 방정식은 다음과 같다.

$$\mu \frac{\partial H}{\partial t} = -\nabla \times E \tag{1}$$

$$\varepsilon \frac{\partial E}{\partial t} = \nabla \times H \tag{2}$$

이 때 메쉬는 x = 0.5 ㎛, y = 2.5 ㎛, z = 0.1 ㎛의 크기로 계산하였으며 FDTD 알고리즘의 안정도를 위하여 Courant조건을 적용하여 t = 3 * 10-16 s로 계산하였다. 소자의 최외각은 Mur의 1차 흡수경계조건을 적용하여 반사되는 파의 영향을 최소화 하였다.

소자의 C값은 신호전극에 구현된 폐곡면을 통해 전하량 Q를 구하여 아래 식의 준정전계 해석을 통해 구하였다.[9]

$$V = \int \vec{E} \cdot d\vec{l} \tag{3}$$

$$Q = \oint \varepsilon \vec{E} \cdot d\vec{a} \tag{4}$$

$$C(f) = \frac{Q(f)}{V(f) \cdot dz} \tag{5}$$

L값은 신호전극 뿐만 아니라 그라운드 전극까지 고려한 자계면을 통해 자속을 구하여 아래 식에 의해 계산하였다.

$$I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \tag{6}$$

$$\Psi = \int \mu \vec{H} \cdot d\vec{a} \tag{7}$$

$$L(f) = \frac{\Psi(f)}{I(f) \cdot dz} \tag{8}$$

광도파관 영역의 해석을 위해서 이와 같은 수치 해석에 의해 등가회로를 모델링 하였으며, 마이크로파 feedline의 특성은 일반적인 마이크로파 해석 방법인 모멘텀 방식을 이용하여 해석하였다. 각각의 수치 해석을 통해 구해진 각 영역의 특성을 이용해 전체적인 특성을 추출하여 분석하였다. 아울러 기존에는 고려되지 않았던 마이크로파 feedline의 분석을 통해 이 영역이 전체 소자의 특성에 미치는 영향을 살펴보고, feedline을 통해 소자의 마이크로파 특성 개선하였다.

Ⅳ. 시뮬레이션 결과 및 토론

위의 수치해석 방법으로 구한 S-parameter를 도시하면 그림 3과 같다.

광도파관 영역과 마이크로파 feedline을 개별적으로 계산하고, 두 영역을 모두 고려하여 전체적인 모의실험을 하였다. 광도파관 영역만 계산하였을 때의 결과보다 feedline까지 고려하였을 때 S-parameter특성이 현저히 나빠짐을 확인할 수 있었다. 특히 S_{11}은 최대 5dB 가량 차이를 보였다.

계산된 S-parameter에 의해 마이크로파 특성을 구하였다. 구한 S-parameter를 ABCD matrix로 변환하여 이 행렬 값에 의해 특성 임피던스와 마이크로파 손실, 굴절 계수를 구할 수 있다. 이 때 사용한 수식은 다음과 같다.[10]

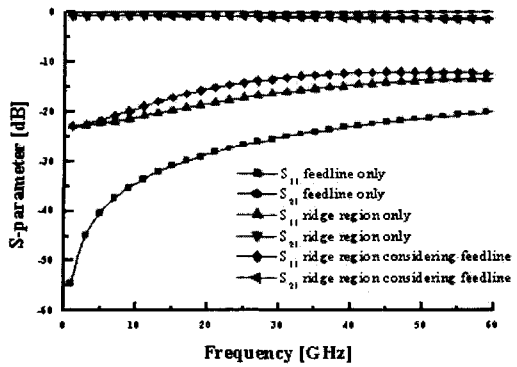


그림 3. 시뮬레이션 한 S-parameter
Fig. 3. S-parameter calculated as a function of frequency for different section.v

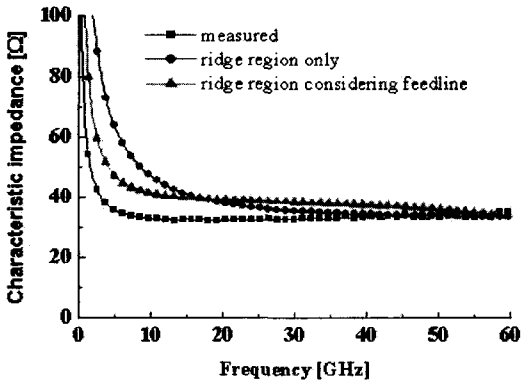


그림 4. 주파수에 따른 특성 임피던스
Fig. 4. Measured characteristic impedance (square). Together shown are simulated results with quivalent circuit model (circle) and equiva lent circuit considering feedline (triangle).

$$\begin{bmatrix} A & C \\ B & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & Z_{OR}\dfrac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \dfrac{1}{Z_{OR}}\dfrac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \dfrac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix} \tag{9}$$

Z_{OR}은 측정 장비의 기준 임피던스를 의미하며 일반적으로 50 Ω이다. 위의 수식으로부터 손실이 있는 전송선의 특성 임피던스와 전송계수를 구하는 수식은 다음과 같다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}}$$
$$\gamma = \frac{1}{l}\cosh\left(\frac{A+D}{2}\right) \tag{10}$$

소자의 임피던스를 주파수 영역에서 살펴보면 그림 4와 같다. 리지 형태의 광도파관만을 고려하여 등가회로로 구현하였을 때와 feedline까지 고려했을 때의 임피던스를 실험결과와 비교하였다.

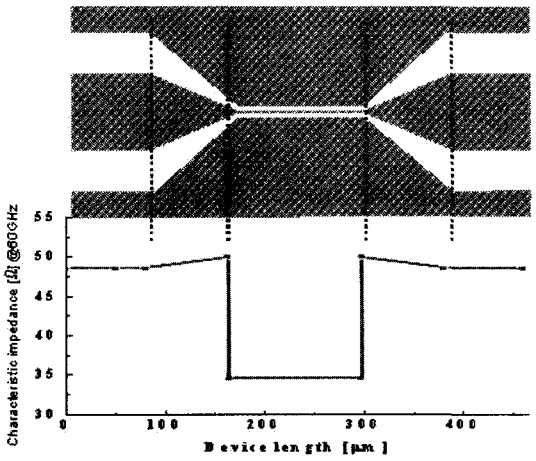


그림 5. 소자의 길이에 따른 임피던스
Fig. 5. Impedance calculated as a function of section

등가회로에 마이크로파 feedline을 고려한 결과 특히 저주파에서 실험 결과와 비슷한 경향을 보임을 확인 할 수 있었다. 결과값에 있어 약간의 차이를 보이는 이유는 실험결과는 feedline의 특정 부분에서 소자의 S-parameter를 측정하는데 반해 시뮬레이션 해석은 전체의 feedline을 고려하기 때문에 그에 따른 오차가 발생하였기 때문이다.

소자의 각 영역별로 60 GHz대역에서의 임피던스를 살펴보면 그림 5와 같다.

마이크로파 패드부분에서 테이퍼링 되는 부분까지는 50 Ω으로 유지되다가 광도파관 부분으로 오면서 33 Ω으로 급격히 감소됨을 알 수 있다. CPW형태의 feedline와 다층 구조의 리지형 광 도파관의 구조적 차이로 인해 큰 임피던스 차이를 보인다. 이러한 임피던스 불일치에 의해 다단 반사가 발생하고 이는 손실에 기여 하게 된다.[11]

마이크로파 손실을 주파수 영역에서 살펴보면 그림 6과 같다. 광도파관과 feedline 각 영역의 손실을 계산하고, 광도파관과 feedline을 모두 고려하였을 때의 손실을 계산하여 실험값과 비교하였다. Feedline을 고려하였을 때 실험값에 가까운 값을 얻을 수 있었으며 feedline과 리지영역의 임피던스 차이로 인한 손실을 정량적으로 구할 수 있었다. 먼저 각 영역별로 손실을 구해보면 60 GHz에서 광도파관 부분의 손실은 20.55 dB/mm이며 마이크로파 feedline의 손실은 0.16 dB/mm이다. 마이크로파가 진행할 때 feedline에서는 거의 손실이 발생하지 않고, 리지형 광도파관에서 큰 손실이 발생하였다. 다음으로 광도파관과 feedline을 모두 고려하였을 때의 손실

을 구해보면 60 GHz에서 25.42 dB/mm이며, 앞에서 구한 각 영역의 손실의 합보다 4.55 dB/mm 큰 값이다. 이는 광도파관 영역과 feedline의 임피던스 불일치로 인해 발생한 손실이다. 주파수가 높아질수록 손실 차이가 크게 나타나는 경향을 보이고 있으며, 두 그래프의 차이가 변조기의 광도파관 부분과 마이크로파 feedline의 결합에서 발생하는 임피던스 부정합에 의한 손실이다. 주파수가 높아질수록 손실이 크게 발생하는 것은 광도파관의 얇은 skin depth로 인한 컨덕터 손실과 반도체층에서의 저항 성분에 의한 손실 때문이다.

주파수에 따른 마이크로파의 유효 굴절 계수를 살펴보면 그림 7과 같다.

광도파관 영역과 마이크로파 feedline 영역에서의 마이크로파 굴절 계수와 두 영역을 모두 고려하였을 때의 마이크로파 굴절 계수를 실험치와 비교하였다. 마이크

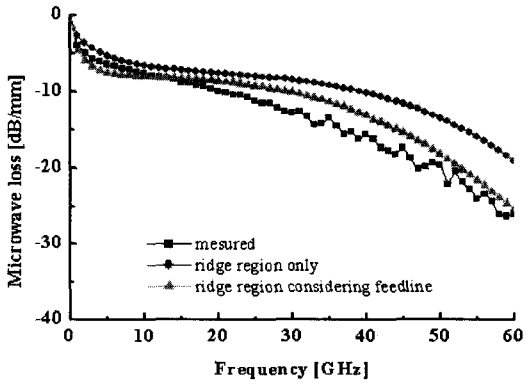


그림 6. 주파수에 따른 마이크로파의 손실

Fig. 6. IMeasured microwave loss (square). Together shown are simulated results with equivalent circuit model (circle) and equivalent circuit considering feedline (triangle).

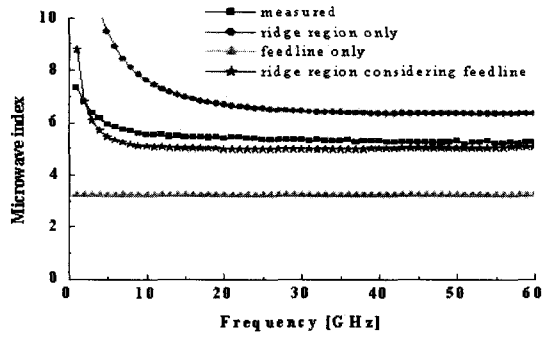


그림 7. 주파수에 따른 마이크로파 굴절 계수

Fig. 7. Measured microwave index (square). Together shown are calculated microwave index of ridge region(circle), feedline region (triangle) and ridge region considering feedline (star).

로파 feedline을 고려했을 때 실험치와 비슷한 경향을 보인다. 그러나 실제로 TW-EAM의 속도 정합에 있어 고려되어야 할 값은 feedline이 고려되지 않은 광도파관에서의 마이크로파 굴절 계수이다. 그 이유는 변조가 이루어지는 광도파관 영역에서의 마이크로파와 광파간의 속도정합이 중요하기 때문이다. 그러나 실험 결과상의 마이크로파 굴절 계수는 feedline이 포함된 결과로써 광도파관 영역에서의 마이크로파 속도를 실험적으로 규명하기는 쉽지 않으므로 본 논문에서는 이론적인 분석을 통해서 마이크로파 속도를 분석하였다.

소자의 영역에 따라서 마이크로파 굴절 계수를 살펴보면 60 GHz에서 마이크로파 feedline에서의 굴절 계수는 3.24이며, 광도파관 부분에서의 굴절 계수는 6.34이다. 파의 속도는 굴절 계수에 반비례하는 관계 ($v \propto \frac{1}{n}$)를 가지기 때문에 마이크로파 feedline에서는 빠른 속도로 이동하다가 광도파관 부분에 이르면 급격히 속도가 낮아짐을 알 수 있다. 광도파관 부분에서는 slow-wave mode로 동작하기 때문이다. 기판의 도핑농도와 주파수에 따라 skin effect mode, slow wave mode, dielectric mode로 분류된다.[4] 기판의 도핑 농도가 높으면 skin effect mode로 동작하여 전계와 자계가 모두 N^+기판을 통과 하지 못하고, 반면 도핑 농도가 낮아 저항 성분이 크면 dielectric mode에서 동작하여 마치 유전체와 같은 역할을 하게 되어 전계와 자계가 모두 N^+층을 통과 하게 된다. 이 두 mode의 중간 단계인 slow wave mode에서 동작을 하게 되면 전계는 통과하지 못하는 반면 자계는 자유롭게 통과하는 상태가 되고 마이크로파는 느린 속도로 진행을 하며 그 때의 손실은 최소가 된다.

마지막으로 마이크로파 feedline을 변형시켜 소자의 마이크로파 특성을 향상 시켰다. Feedline의 임피던스 정합 영역의 길이를 173 ㎛에서 200 ㎛로 늘였으며, 신호 전극과 접지 전극 간의 간격을 변화시키면서 마이크로파 특성에 변화를 주었다. 신호전극의 폭은 6 ㎛로 고정시키고 신호전극과 접지전극 간의 간격을 3, 6, 12, 18 ㎛로 변화시켰다. 이에 따라 TW-EAM의 전체 입력 임피던스가 41, 46, 49.5, 51 Ω으로 변하였고, 그때의 소자 전체의 S-parameter를 살펴보면 그림8과 같다.

임피던스가 50 Ω에 가까워짐에 따라 S_{11}의 값이 향상됨을 확인할 수 있다. 이때 S_{21}의 값은 거의 변화가 없었지만 S_{11}은 크게는 5 dB 가량 향상 되었다. 이 때 feedline의 구조 변화로 인한 굴절 계수나 마이크로파

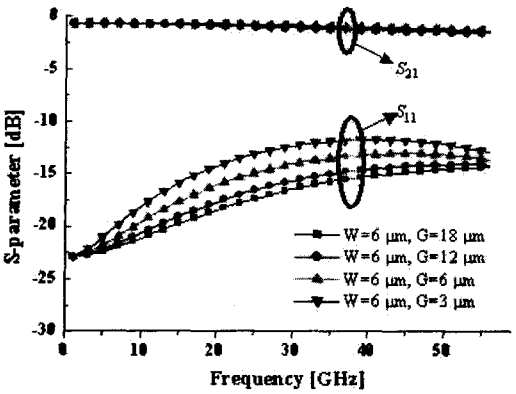


그림 8. feedline의 신호전극과 접지전극 사이의 간격에 따른 S-parameter

Fig. 8. Microwave port-to-port responses with different gap between the signal electrode and the ground electrode of feedline.

손실은 크게 고려하지 않아도 된다. Feedline에서의 마이크로파의 속도는 광도파관에서의 변조에 영향을 주지 않으며, feedline에서의 손실 변화는 고려하지 않아도 될 만큼 작은 값이기 때문이다.

기존에 고려하지 않았던 마이크로파 feedline의 변화로도 전체 소자의 성능을 향상시킬 수 있었으며, feedline의 구조 변화로도 S_{11}이 5 dB 향상될 수 있다는 것은 더 많은 가능성을 기대 할 수 있게 해 주는 결과이다.

V. 결 론

일반적으로 소자를 구동할 때나 패키징할 때는 마이크로파 feedline이 모두 포함되어 특성이 추출됨에도 불구하여 기존의 연구에서는 마이크로파 feedline의 특성을 무시하고 feedline의 구조도 크게 고려되지 않았었다. 본 논문에서는 TW-EAM의 마이크로파 feedline을 고려하여 feedline이 소자의 특성에 미치는 영향과 마이크로파 특성을 분석하였다.

Feedline의 굴절 계수는 3.24로 광도파관의 굴절 계수보다는 현저히 작은 값이지만 실제 광도파관에서 일어나는 변조에는 영향을 주지 않으므로 크게 고려하지 않아도 된다. Feedline의 임피던스는 50 Ω으로 광도파관의 33 Ω과는 큰 임피던스 부정합을 이뤘으며 이로 인한 다단 반사에 의해 손실이 발생하였다. 60 GHz에서는 약 5 dB/mm의 손실이 발생함을 확인하였다.

Feedline의 정합 영역의 길이를 늘이고, 신호전극과 접지전극 간의 간격을 변화시켜 feedline의 임피던스를 변화 시켰다. 간격이 18 ㎛일 때 feedline의 임피던스는 약 51 Ω으로 이때의 S_{11}을 보면 약 5 dB향상됨을 확인할 수 있었다. 광도파관 영역의 구조 변화로 인한 마이크로파 특성 변화는 여러 trade-off 현상을 가지고 있기 때문에 여러 제약 조건이 많다. 그러나 feedline의 구조 변화는 실제 변조가 일어나는 광도파관의 마이크로파 특성을 변화시키지 않으면서 전체 특성을 향상 시킬 수 있다는 것을 확인 하였다.

참 고 문 헌

[1] V. M. Heitala, et al., IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 43, pp. 2291-2298, 1996.

[2] N. Mineo, K. Yamada, K. Nakamura, S. Sakai, T. Ushikubo, OFC 98 Technical Dig., pp. 287-288

[3] G. L. Li, S. A. Pappert, C. K. Sun, W. S. C. Chang, P. K. L. Yu, IEEE MTT-S Digest, pp. 61-64, 2001

[4] Y. R. Kwon, Vincent M. Hietala, Keith S. Champlin, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, no. 6, pp.545-551, June 1987

[5] G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W.X. Chen, P.K. L. Yu, IEEE Trans., Vol. MTT-47, No. 7, pp. 1173-83, 1999

[6] Kirk S. Giboney, Mark J. W. Rodwell, John E. Bowers, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 2, no. 3, pp.622-629, Sep. 1996.

[7] S. Irmscher, R. Lewen, U. Eriksson, 13th IPRM, pp. 436-439, May 2001

[8] S. H. Ok, S. J. Yoon, M. J. Koo, Y. W. Choi, J. Y. Lim, S. Lee, D. H. Woo, Y. T. Byun, The 4th Korea-Japan joint Workshop on Microwave and Millimeter-wave Photonics, pp. 65-68, 2003

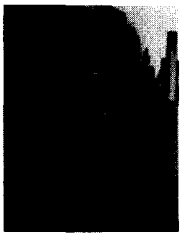
[9] L. L. Liou, IEEE Microwave and Guided Wave Lett. Vol. 8, 1998

[10] K. Kiziloglu, N. Dagli, G. L. Matthaei, S. I. Long, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, pp. 1361-1367, 1991

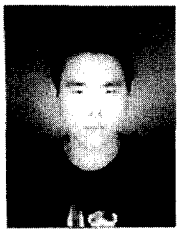
[11] David M. Pozar, Microwave Engineering, 1998.

저 자 소 개

구 민 주(학생회원)
2002년 중앙대학교 전자전기공학부 학사 졸업
2004년 중앙대학교 전자전기공학부 석사 졸업
<주관심분야: Microwave-Photonics, FDTD, Microwave feedline Design>



윤 영 설(학생회원)
1998년 중앙대학교 전자공학과 학사 졸업
2000년 중앙대학교 첨단영상대학원 석사 졸업
2001년 3월~ 현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<주관심분야: Microwave-Photonics, FDTD, Numerical analysis>



김 도 균(학생회원)
2003년 중앙대학교 전자전기공학부 학사 졸업
2003년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
<주관심분야: VCSEL array, Numerical analysis>

옥 성 해(학생회원)
1999년 중앙대학교 전자공학과 학사 졸업
2002년 중앙대학교 첨단영상공학과 석사 졸업.
2002년 3월~ 현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
<주관심분야: Microwave-Photonics, 진행파형 전계 흡수 변조기 및 광검출기>

문 연 태(학생회원)
2003년 중앙대학교 전자전기공학부 학사 졸업
2003년 3월~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
<주관심분야: 진행파형 광검출기, FDTD>

최 영 완(정회원)
1985년 서강대학교 전자공학과 석사졸업
1987년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo) 전기 및 컴퓨터공학과 석사졸업.
1992년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY at Buffalo), 전기 및 컴퓨터공학과 박사 졸업
1992년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI) 선임연구원
1995년~ 현재 중앙대학교 전자공학과 부교수.
<주관심분야: 광전자, 광통신, 광스위칭 시스템 및 소자, Microwave-Photonics, Optical-CDMA>