

論文2003-40SD-8-7

# 마이크로파 특성에 따른 진행파형 전계흡수 변조기의 비선형 모델

## (Novel Model for Nonlinearity of Traveling-Wave Electroabsorption Modulator according to Microwave Characteristics)

尹榮高\*, 李政勳\*, 崔永完\*

(Young-Seol Yun, Jung-Hoon Lee, and Young-Wan Choi)

### 요약

본 논문에서는 진행파형 전계흡수 변조기 (TW-EAM: traveling-wave electroabsorption modulator)의 선형성을 분석하기 위한 새로운 모델을 제시한다. TW-EAM은 소자의 길이, 마이크로파 손실 (microwave loss, ML), 그리고 임피던스 부정합에 의한 내부반사(internal reflection, IR) 등이 소자의 선형성에 영향을 미친다. 소자의 길이의 증가는 혼변조 왜곡 (intermodulation distortion, IMD)이 최소가 되는 전원전압의 크기를 감소시킨다. ML의 증가는 3차 혼변조 왜곡 (third-order IMD, IMD3)의 감소와 동시에 출력신호의 전력도 감소시킨다. IR은 입력주파수의 파장과 소자의 길이에 따라 각기 다른 IMD 특성을 나타낸다. ML 또는 IR에 의한 SFDR (spurious-free dynamic-range)의 변화는 거의 없었으며, TW-EAM의 IR을 이용하면 ML에 의한 신호 전력의 감쇄를 보상해 줄 수 있음도 알 수 있었다. 결과적으로 50 GHz 대역의 RF-광통신용 TW-EAM은 길이가 0.8 mm이고 출력단의 임피던스 부정합을 이용하면서 최소의 손실을 가지는 구조가 적당함을 알 수 있었다

### Abstract

In this paper, we introduce a novel model to analyze the linearity of a TW-EAM (traveling-wave electroabsorption modulator). The device length, microwave loss (ML), and internal reflection (IR) due to impedance mismatch have effect on the linearity of a TW-EAM. The longer devices have characteristics of lower biases with minimum IMDs (intermodulation distortions). ML decreases the output power as well as the IMD value. Internal reflection has different nonlinear characteristics according to the wavelength of the input frequency and the device length. There is little change in SFDR (spurious-free dynamic range) due to ML or IR. As a result, for a 50 GHz band RF-optical communication system, a 0.8 mm-long TW-EAM with the lowest ML would have better properties by using IR, which is caused by impedance mismatch at the output port.

**Keyword** : Microwave-Photonics, Nonlinearity, Millimeter-wave-Photonic

\* 正會員, 中央大學校 光電子 및 光通信 研究室  
(Optoelectronics and Optical Communication Lab.,  
Chung-Ang Univ.)

※ 본 논문은 2003학년도 중앙대학교 학술연구비 지원에 의한 것임.

接受日字:2002年6月14日, 수정완료일:2003年7月15日

### I. 서론

밀리미터파 대역을 이용한 통신은 광대역화 되어가는 무선 통신 시스템에서 아주 유용한 통신 방식이다. 밀리미터파 대역 신호의 높은 손실을 때문에, 밀리미터파 대역 신호의 장거리 전송을 위해서 신호를 광파에

실어서 보내는 방법이 널리 연구되어 왔다. 광소자는 광대역성, 낮은 손실, 강한 전자과 내성, 경량 등 많은 장점을 가지고 있기 때문에, 광대역 신호의 장거리 전송을 위해서는 아주 효율적인 전송수단이다.

이러한 RF-광 전송을 위해서는 광대역성을 가진 변조기는 필수적인 소자이다. LD를 이용한 직접 변조 방식은 대역폭이 수 GHz 이내로 제한되므로, 수십 GHz 대역을 이용하는 밀리미터파 통신을 하기 위해서 외부 변조 방식에 사용되는 변조기에 대한 연구가 진행되어 왔다<sup>[1]</sup>. 이러한 외부 변조기 중에서 전계흡수 변조기(electroabsorption modulator, EAM)는 낮은 전원전압, 높은 변조 지수, 그리고 레이저와의 집적가능성 때문에 매우 유용한 소자이다<sup>[2]</sup>. 집중형 구조의 EAM의 대역폭 제한 요소는 RC 시정수이다. 그러나 진행파형 전계흡수 변조기(traveling-wave EAM, TW-EAM)에서는 정전용량이 소자의 길이에 대해 분포형을 가짐으로써 RC 시정수에 의한 영향이 아니라, 마이크로파 손실(microwave loss, ML [dB/mm])이나 광파와 마이크로파의 속도 부정합(velocity mismatch, VM [%]) 또는 임피던스 부정합 등이 주된 대역폭 제한 요소가 된다. InGaAsP에서 Franz-Keldysh 효과(FKE)를 이용하여 40GHz 이상의 대역폭을 갖는 높은 포화 전력의 InGaAsP TW-EAM이 발표되었고<sup>[3]</sup>, 50 GHz 이상의 대역폭을 가지는 TW-EAM이 이론적 분석 방법을 통해 발표된 바 있다<sup>[4]</sup>.

EAM은 입력 전원에 대해 비선형적인 광출력을 가지는 소자이다<sup>[5]</sup>. EAM의 선형성을 향상시키기 위한 연구는 집중형 구조(lumped-type)에 대해 이루어져왔다<sup>[5-7]</sup>. Iwai 등은 42 채널 AM-SCM 신호 전송을 위해 사용된 다중양자우물(multiple quantum well, MQW) EAM의 선형성을 향상시키기 위해 전치왜곡(predistortion) 방법을 사용하였으며<sup>[5]</sup>, 또한 feedforward 방법을 이용하여 EAM의 선형성을 향상시킨 바 있다<sup>[6]</sup>. Welstand 등은 InGaAsP-InP FKE 도파관 변조기의 SFDR(spurious-free dynamic range)에 대해 연구하였으며, 저 전원에서 3dB의 광손실을 가지지만, SFDR을 22dB 향상시켰다<sup>[7]</sup>. 그러나 현재까지 EAM의 선형성에 대한 연구는 집중형 소자에 대해서만 이루어졌고, 아직까지 TW-EAM의 선형성에 대한 연구결과는 발표되지 않은 것으로 사료된다.

TW-EAM의 선형성에 영향을 미치는 요소로는 크게 광파 특성과 마이크로파 특성으로 나눌 수 있다. 광파

특성으로는 광 흡수계수(absorption coefficient)와 광 구속인자(confinement factor)가 있고, 마이크로파 특성으로는 소자의 길이(L [mm]), ML, 그리고 임피던스 부정합에 의한 내부반사(internal reflection, IR)등으로 나눌 수 있다.

TW-EAM을 아날로그 RF-광통신에 사용하기 위해서는 원하는 신호의 주파수에 인접하여 발생하는 3차 혼변조 왜곡(third-order intermodulation distortion, IMD3 [dB])을 최대한 억제하는 것이 중요하다. 따라서 본 논문에서는 TW-EAM의 마이크로파 특성이 신호 전력과 3차 왜곡 신호의 전력에 미치는 영향을 분석하기 위한 새로운 모델을 제시한다. 이 영향을 분석하기 위한 전원전압으로써 2차 혼변조 왜곡(second-order IMD, IMD2 [dB])이 최소가 되는 전원 전압( $V_{th}$ )을 ML과 IR이 없는 소자에 대해 전달함수로부터 구한다. 그리고 2-tone입력에 의한 3차 왜곡 신호의 전력과 신호 전력을 이용하여 구해진 SFDR을 통해 TW-EAM의 비선형성을 나타낸다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 1장에는 TW-EAM에 대한 설명을 하고, 2장에서는 소자의 길이가 선형성에 미치는 영향을 분석하였다. 그리고 3장에서는 마이크로파 손실과 내부반사에 의한 영향을 분석하기 위한 모델을 제시하고, 이론적인 해석 방법을 제시하였다. 4장에서는 이 해석 방법을 토대로 각 요소에 의한 비선형 결과를 분석하였다. 마지막으로 5장에서 결론을 내렸다.

## II. 진행파형 전계흡수 변조기

TW-EAM는 <그림 1>과 같은 구조를 가진다.

<그림 1(a)>는 변조기의 단면도를 보여주며, <그림 1(b)>는 입체도를 나타낸다. TW-EAM에서 광파와 마이크로파는 대부분 I-영역에 집중되어 진행하게 된다. 여기서 I-영역은 MQW 구조를 가지는 것으로 가정하였으며, 광파특성은 양자우물을 구성하는 물질과 양자우물의 폭, 높이, 우물과 장벽층의 수에 따라서 결정된다. 본 논문에서는 집중형 MQW-EAM에 대해 분석한 참고논문 [5]의 광파특성 결과를 활용하였다.

마이크로파 특성은 ML와 임피던스 부정합에 의한 IR 등으로 구성되며, 소자를 구성하는 물질과 구조에 의해 결정된다. 본 논문에서는 유한차분 시간영역(finite-difference time-domain, FDTD)법을 이용하여 도파로의 구조에 대해 구해진 마이크로파 특성<sup>[8]</sup> 결과

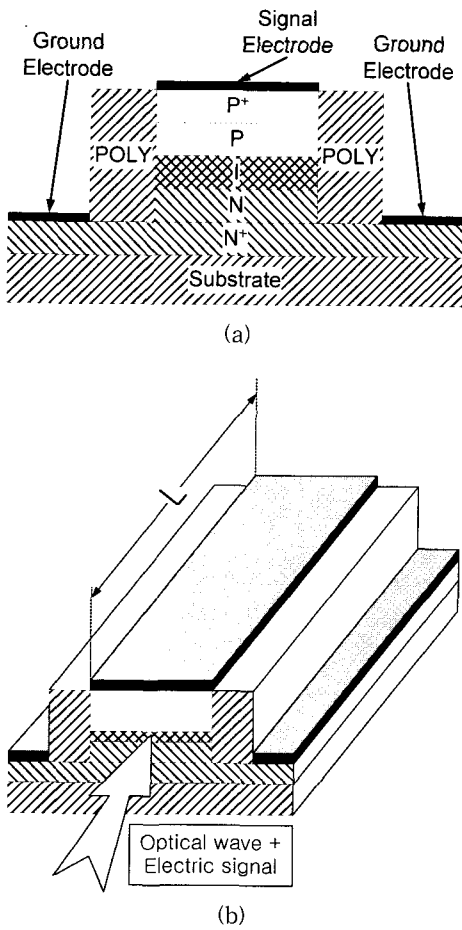


그림 1. TW-EAM의 구조 (a) 단면도, (b) 입체도  
 Fig. 1. Structure of a TW-EAM. (a) cross-section, and (b) 3-D view

를 참고하여, 마이크로파 특성의 각 요소들이 선형성에 미치는 영향을 분석하였다.

1. 소자의 길이에 따른 선형성 비교

TW-EAM은 집중형 EAM과는 달리 광파와 마이크로파가 도파로를 따라서 진행되는 구조를 가진다. 여기서 소자의 길이가 길어질수록 낮은 전원전압에서도 광파의 흡수가 많이 일어나게 되지만, 반도체 소자의 높은 도핑농도로 인해서 마이크로파의 삽입손실 또한 증가한다.

이 장에서는 소자의 길이만을 고려하여 광전달 특성을 구한 후에, 전원전압에 따른 IMD2와 IMD3를 분석하였다. 소자의 길이 L에 따른 광전달 특성을 <그림 2>에 보이고 있다. 여기서는 L이 0.2, 0.4, 그리고 0.8 mm인 TW-EAM에 대한 결과로, ML=0.0 dB/mm이고

임피던스 정합이 이루어진 경우에 대한 전달 특성을 나타낸다. 이 그림에서 알 수 있듯이, 동일한 전원전압에서 소자의 길이가 길어질수록 광파의 흡수량이 증가한다. 이를 통해 IMD2나 IMD3가 최소가 되는 전원전압이 낮아짐을 예상할 수 있다.

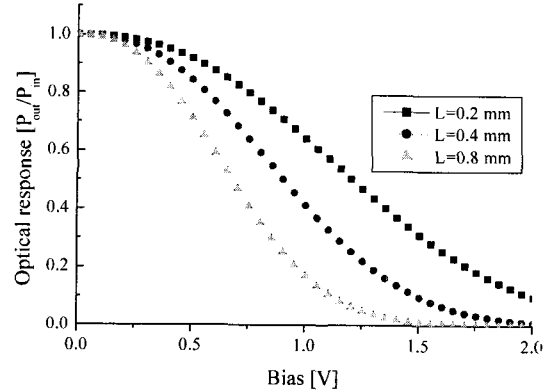


그림 2. 소자의 길이에 따른 광전달 특성 비교  
 Fig. 2. Optical responses of TW-EAMs according to the device length.

IMD2와 IMD3 값을 얻기 위해서는, 구해진 전달 특성을 이용하여 전달 함수를 구해야 한다. 구해진 전달 함수를 Taylor's series로 전개하면 전달함수의 고차항 계수를 식 (1)과 같이 구할 수 있다.

$$T(V) = K_0 + K_1(V - V_b) + K_2(V - V_b)^2 + K_3(V - V_b)^3 + O(V - V_b)^4 \tag{1}$$

여기서  $K_0 = T(V_b)$ ,  $K_1 = \frac{\partial T}{\partial V} \Big|_{V=V_b}$ ,  $K_2 = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 T}{\partial V^2} \Big|_{V=V_b}$  이

고,  $K_3 = \frac{1}{6} \frac{\partial^3 T}{\partial V^3} \Big|_{V=V_b}$  이다. 그리고  $V_b$ 는 전원전압을 가리킨다.

IMD2와 IMD3는 식 (1)에서 구해진 계수를 이용하여 식 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$IMD2 = 10 \log \left( \frac{(|IMC2|_{max})^2}{IMC1^2} \right), [dB]$$

$$IMD3 = 10 \log \left( \frac{(|IMC3|_{max})^2}{IMC1^2} \right), [dB] \tag{2}$$

여기서  $IMC1 = K_1 A$ ,  $IMC2 = K_2 A^2$  이고,  $IMC3 =$

$\frac{3}{4}K_3A^3$ 이다. 그리고 two-tone의 입력에서 입력 신호의 크기는  $A_1 = A_2 = A = m_0V_b$ 로 설정하였으며,  $m_0$ 는 변조깊이이다.

위 방법으로 분석한 EAM의 길이에 따른 비선형 특성은 <그림 3>에 나타내었다. 본 연구에서 사용된  $m_0$ 는 참고논문 [5]에서 얻어진 3.04 %로 설정되었다. 예상한 바와 같이, 길이가 길어질수록 혼변조 왜곡이 최소가 되는 전원전압이 낮아지는 결과를 얻는다. <그림 3(a)>는 IMD2에 대한 결과이고, <그림 3(b)>는 IMD3에 대한 결과이다. 전원전압을 아주 세밀하게 조절한다면, IMD2 혹은 IMD3가 <그림 3>의 결과보다 양호해지는 전원전압을 구할 수 있으나, 본 연구에서는 전원전압의 최소 단위를 조절이 가능하다고 판단되는 1 mV로 하여 분석하였다.

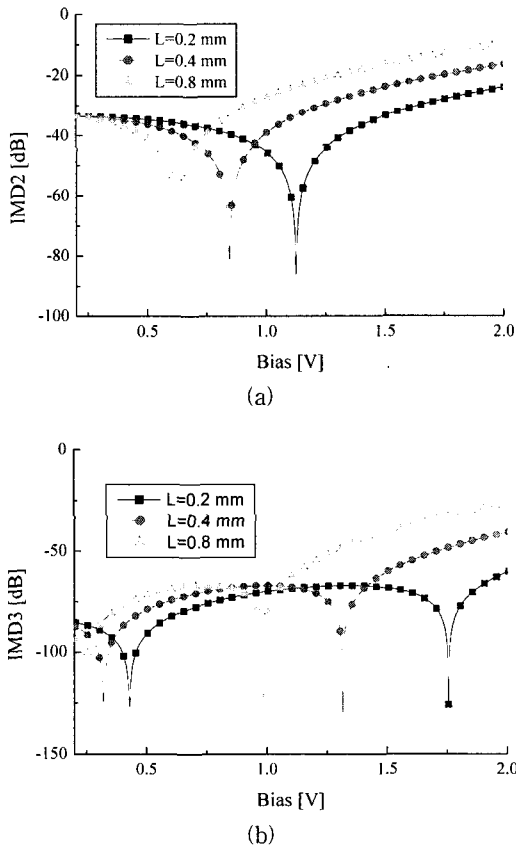


그림 3. 소자의 길이에 따른 혼변조 왜곡의 비교 (a) IMD2, (b) IMD3  
 Fig. 3. Comparison of IMDs according to the device length. (a) IMD2, and (b) IMD3

<그림 3(a)>에서 구해진  $V_{b2}$ 를 <그림 3(b)>에 적용할 경우, 각  $V_{b2}$ 에서 IMD3는 각각의 길이에 대해 유사한 값을 가짐을 보여준다. <그림 3(b)>에서 구해진 IMD3가 최소가 되는 전원전압을 <그림 3(a)>에 적용할 경우 또한 IMD2가 각 길이에 대해 유사한 값을 가짐을 알 수 있다. 여기서의 각 결과들은 동일한 변조깊이를 갖는 신호가 입력되었을 때의 결과이며, 단위길이당 동일한 광전달 특성을 가지면서 길이만 다른 소자에 대한 결과이다. 따라서 위 결과는 소자의 길이에 따른 전원전압을 결정할 때에 도움을 줄 수 있을 것으로 사료된다.

### III. TW-EAM의 비선형성 분석을 위한 새로운 모델

본 장에서는 마이크로파 특성을 구성하는 요소들에 의한 TW-EAM의 비선형성 분석을 위해 새로운 분석 모델을 제시한다.

#### 1. ML을 고려한 모델

TW-EAM에서 ML은 높게 도핑된 N'와 P'층의 유한한 전도도에 의해서 주로 발생한다. 이러한 ML을 고려하기 위하여, 본 논문에서는 <그림 4>와 같이 소자의 길이를 N개의 미소길이로 나누고, 각 미소영역에서의 ML이 적용된 전압을 구하였다. 각 미소영역에서의 전압은 그 미소영역에서의 광전달 특성을 결정짓게 된다.

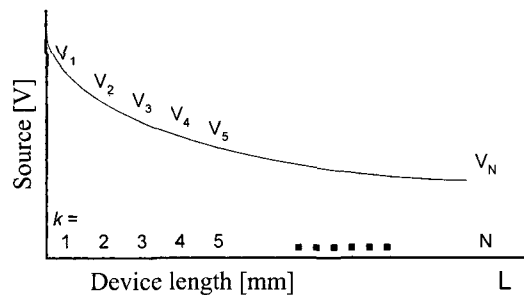


그림 4. ML을 고려한 소자의 분할과 전압분포  
 Fig. 4. Device segmentation and voltage distribution considering ML.

입력의 미소영역에서, 광 입력은 전단의 미소영역의 광 출력으로 설정되며, 입력된 광파는 미소영역에서의 전압에 의해 일부 흡수되고, 남은 광파는 다음 단의 광

입력이 된다.

본 논문에서는 정밀한 측정을 위하여 소자의 미소길이를 1  $\mu\text{m}$  미만으로 설정하였으며, ML을 참고논문 [4]의 결과를 토대로 50 GHz 대역에서 10 dB/mm로 두고 분석하였다. 10 dB/mm는 최악의 상태를 가정한 것으로서, 이 값 이하의 ML에서는 소자의 특성에 미치는 영향이 줄어들음을 본 연구과정에서 알 수 있었다.

## 2. IR을 고려한 모델

일반적인 마이크로파 소자에서 임피던스 부정합은 반사를 일으킨다. TW-EAM의 경우에 완벽한 임피던스 정합을 시키기는 매우 어려우며<sup>[4]</sup>, 단위 길이당 매우 큰 정전용량(capacitance)은 속도정합과 동시에 50W 전송로를 만드는 것을 어렵게 한다<sup>[1]</sup>. 특성임피던스가 25 W인 TW-EAM이 발표되기도 하였다<sup>[1]</sup>. 따라서 본 논문에서는 TW-EAM의 특성임피던스를 25 W에서 일반적인 마이크로파 소자의 특성임피던스인 50 W사이의 값으로 가정하고 임피던스 부정합에 의한 영향을 분석하였다. TW-EAM 내부의 반사는, 소자의 길이와 ML을 함께 고려하여, 앞 절에서 설정한 미소구간에서의 전압을 변화시키게 되며, 결과적으로 TW-EAM의 광출력에 영향을 미치게 된다.

이러한 내부 반사를 고려하기 위해 본 논문에서는 <그림 5>와 같은 모델을 새로이 제시한다.

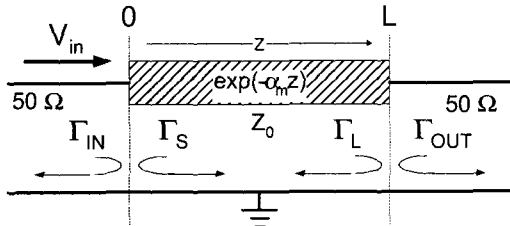


그림 5. IR를 고려한 TW-EAM 모델

Fig. 5. Novel model for a TW-EAM considering IR.

여기서 벗금친 부분은 TW-EAM을 나타낸다. 그리고  $\Gamma_{in}$ 과  $\Gamma_{out}$ 은 신호원이나 부하로 되돌아가서 재반사가 존재하지 않을 것으로 가정하여 계산 과정에서는 적용되지 않았다.

각 미소영역에서의 내부반사를 고려한 전압은, 식 (3)과 같이, 주어진 전원전압, +z방향으로 진행하는 파, 그리고 z방향으로 진행하는 파의 합으로 계산된다.

$$V(z) = V_b + [V_1^+ + V_2^+ + V_3^+ + \dots] + [V_1^- + V_2^- + V_3^- + \dots] \quad (3)$$

+z 방향으로 진행하는 파는 입사파 그리고 반사가 짝수번인 파들의 합으로 이루어진다. 이를 식 (4)에 나타낸다.

$$\begin{aligned} & V_1^+ + V_2^+ + V_3^+ + \dots \\ & = A \Gamma_L \exp\{j(\omega z / v_p - 2H_2)\} \exp(-\alpha_m(2L - z)) \cdot \\ & \quad \left\{ \frac{1 - H_1 \cos H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2} - j \frac{H_1 \sin H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2} \right\} \\ & \quad \cdot \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서  $H_1 = \Gamma_L \Gamma_S \exp(-\alpha_m L)$ ,  $H_2 = \omega L / v_m = KL$  이고,  $K = \omega / v_m$ 이다. 입사파와 반사파는 소자내부에서 손실을 겪게 되므로 ML을 함께 고려하였으며, 이 수식에서 사용된  $\alpha_m$ 은 ML과 같은 개념으로써 계산식에 적용하기 위해 단위를 [Np/mm]로 설정한 값이다. 그리고 -z 방향으로 진행하는 파는 출력단에서 입력단으로 되돌아가는, 즉 흡수변의 반사를 겪은 파들의 합으로 이루어진다. 이를 식 (5)에 나타낸다.

$$\begin{aligned} & V_1^- + V_2^- + V_3^- + \dots \\ & = A \exp(-j\omega z / v_m) \exp(-\alpha_m z) \cdot [1 + \Gamma_L \Gamma_S \\ & \quad \exp(-j2A_2) \exp(-2\alpha_m L) \cdot \\ & \quad \left. \frac{1 - H_1 \cos H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2} - j \frac{H_1 \sin H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2} \right] \\ & \quad \cdot \exp(j\omega t) \end{aligned} \quad (5)$$

위 식들을 시간과 공간에 대한 미소구간에서의 전압으로 나타내면 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} V(k, n) = & V_b \\ & + A \cos(Kk\Delta z) \exp\{-\alpha_m(2L + k\Delta z)\} \cdot [\exp(2\alpha_m L) \\ & + \Gamma_L \Gamma_S \{\cos(2H_2) \cdot C - \sin(2H_2) \cdot S\}] \cdot \cos(\omega n \Delta t) \\ & - A \sin(Kk\Delta z) \exp\{-\alpha_m(2L + k\Delta z)\} \cdot \Gamma_L \Gamma_S \\ & \{\cos(2H_2) \cdot S + \sin(2H_2) \cdot C\} \cdot \cos(\omega n \Delta t) \\ & + A \Gamma_L \exp\{-\alpha_m(2L - k\Delta z)\} \cdot \{\cos(Kk\Delta z - 2H_2) \cdot C \\ & - \sin(Kk\Delta z - 2H_2) \cdot S\} \cdot \cos(\omega n \Delta t) \\ & + A \cos(Kk\Delta z) \exp(-\alpha_m(2L + k\Delta z)) \cdot \Gamma_L \Gamma_S \{\cos(2H_2) \\ & \cdot S + \sin(2H_2) \cdot C\} \cdot \sin(\omega n \Delta t) \\ & + A \sin(Kk\Delta z) \exp\{-\alpha_m(2L + k\Delta z)\} \cdot [\exp(2\alpha_m L) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned}
 &+ \Gamma_L \Gamma_S \{ \cos(2H_2) \cdot C - \sin(2H_2) \cdot S \} \cdot \sin(\omega n \Delta t) \\
 &+ A \Gamma_L \exp\{-\alpha_m(2L - k\Delta z)\} \cdot \{ \cos(Kk\Delta z - 2H_2) \cdot S \\
 &+ \sin(Kk\Delta z - 2H_2) \cdot C \} \cdot \sin(\omega n \Delta t)
 \end{aligned}$$

$$\text{여기서 } C = \frac{1 - H_1 \cos H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2}, \quad S = \frac{H_1 \sin H_2}{1 - 2H_1 \cos H_2 + H_1^2}$$

이고,  $u_m$ 는 마이크로파의 위상속도이다. 그리고  $k$ 와  $n$ 은 각각 공간과 시간에 대한 정수 값을 나타낸다.

#### IV. 분석결과

TW-EAM의 비선형성을 분석하기 위해 <그림 5>와 같이 소자의 입력단인 50 Ω 전송선로에 연결되어 있는 구조를 가정하였으므로  $IR = \Gamma_L = \Gamma_S$ 이다. 그리고  $m_0$ 를 3.04 %로 설정하였다. 입력 광파장은 1550 nm로 가정하였으며, MQW-InGaAsP 물질의 유효굴절율을 3.5로 설정하여 분석하였다. 또한  $L=0.2, 0.4$ , 그리고 0.8 mm인 경우에 대해 계산하여 마이크로파 특성에 따른 영향을 분석한다. 여기서 구해진 신호전력(signal power,  $P_S$  [dBm])과 IM3 전력(third-order intermodulation power,  $P_{IM3}$  [dBm])은, 0 dBm 광입력을 가진 TW-EAM의 광출력이 양자효율이 1인 이상적인 광검출기를 통해 추출된 것으로 가정하여, 검출된 전류값으로부터 구하였으며, 광검출기의 부하저항을 50 Ω으로 가정하였다.

<그림 6>은 IR이 TW-EAM의 선형성에 미치는 영향을 나타낸다. 여기서 소자의 특성임피던스는 주파수에 상관없이 일정한 값 즉 25 Ω을 가질 것으로 가정하였으며, 임·출력 양단의 임피던스 50 Ω을 고려하였을 때 IR은 1/3이 된다. 그리고  $ML=0.0$  dB/mm로 설정하였다. 각 길이에 대한 전원전압은 <그림 3>으로부터 구해진  $V_{b2}$ 를 이용하였다.

IR은 소자의 길이와 RF 입력주파수에 따라 각기 다른 결과를 가져옴을 볼 수 있다.  $IR=1/3$ 일 때, 입력주파수가 10 GHz대역인 경우에 길이에 상관없이  $P_S$ 와  $P_{IM3}$ 가 증가하였다. 이는 소자 내부에서 일어나는 RF의 동위상 반사에 의해 유효 변조깊이가 커지는 효과 때문이라고 사료된다. 그러나 입력주파수가 50 GHz대역인 경우에  $L=0.4$  mm인 소자에 대해서는  $P_S$ 와  $P_{IM3}$ 가 각각 4.8 dB와 14.4 dB 감소함을 볼 수 있다. 이는 소자 내에서 50 GHz 대역의 1/4 파장이 약 0.4 mm가 되어,

그 길이에서는 IR에 의해 유효 변조깊이가 감소하는 효과가 일어나기 때문이라고 사료된다. 이와 유사한 결과가  $L=0.8$  mm이고 입력주파수가 25GHz인 경우에 발생하였으며, 이 경우도  $P_S$ 와  $P_{IM3}$ 가 각각 4.7 dB와 14.5 dB정도 감소하였다. 위 결과를 분석하면, 소자의 길이가 입력주파수의 1/4파장과 같을 때, IR에 의해 유효 변조깊이가 감소하는 현상이 일어나는 것을 알 수 있다.  $L=0.2$  mm인 경우에 대해서도 유사한 결과가 나타남을 <그림 6>을 통해 알 수 있다. 그리고 각 길이에 대해 소자의 길이와 입력주파수의 1/2 파장이 같을 경우는  $P_S$ 와  $P_{IM3}$ 가 각각 2.6 dB와 8 dB정도 증가하는 결과를 보였다. 결론적으로 IR이 있는 TW-EAM의 길이는 효율적인 아날로그 RF-광통신을 위해 사용주파수의 1/2 파장에 해당하는 것이 적당할 것으로 사료되며, 50 GHz 대역의 RF-광통신을 위해서 소자의 길이가 0.8 mm일 때 동일한 변조깊이에 대해 변조효율이 좋은 특성을 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 이는 입사파와 동위상 반사파에 의한 광 변조가 변조효율을 높

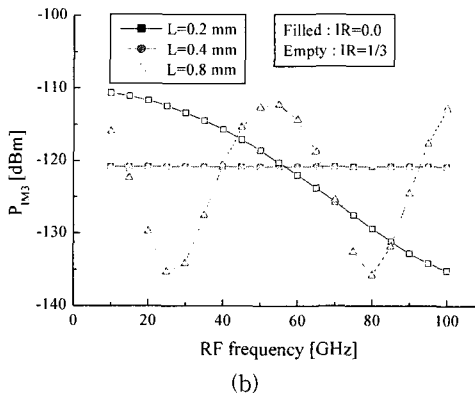
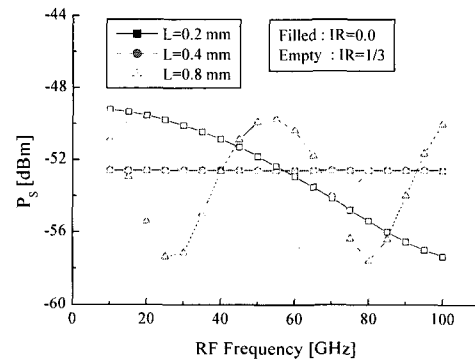


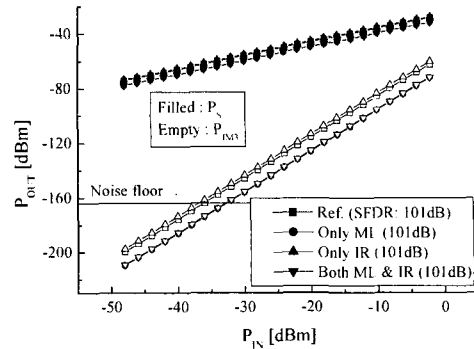
그림 6. IR에 의한 PS(a)와 PIM3(b)  
Fig. 6. PS (a) and PIM3 (b) due to IR.

이는 효과를 나타낸다고 볼 수 있다. 그리고 입력단은 소자의 대역폭을 넓히기 위해 임피던스를 정합시키고, 출력단은 변조효율을 높이기 위해 임피던스를 부정합시키는 구조를 가지는 소자의 개발이 필요할 것으로 사료된다.

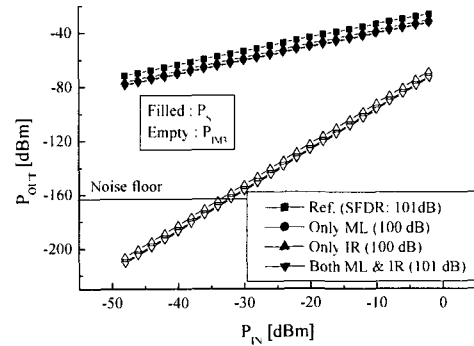
<그림 7>은 IR과 ML에 의한 출력 전력(output power,  $P_{OUT}$  [dBm])을 입력 전력(Input power,  $P_{IN}$  [dBm])에 대해 나타낸다. 여기서 입력 신호의 주파수는 50 GHz이다. 이 그림으로부터 SFDR을 구하기 위해, 검출된 전류의 평균값이 2 mA가 되도록 광입력 전력을 조절한 후<sup>7)</sup> RF 입력 전력에 대해  $P_{OUT}$ 을 분석하였으며, 신호의 대역폭은 1 Hz로 설정하였다. 평균 전류값이 2 mA이고 대역폭이 1 Hz인 신호의 경우에, noise floor는 열적잡음보다는 산탄잡음에 의해 주로 결정되며, 계산된 결과는 163 dBm이었다.

<그림 7>을 분석하면 SFDR 값은 소자의 길이와 IR의 유무에 관계없이 101 dB 정도로 거의 일정하였다. 그러나 ML에 의한 영향은 소자의 길이에 따라 달랐다.  $L=0.2$  mm인 경우에 ML의 유무에 상관없이 SFDR은 101 dB 정도로 거의 변화가 없었으나 (<그림 7(a)>),  $L=0.8$  mm인 경우는  $ML=0.0$  dB/mm일 때 101 dB였고,  $ML=10$  dB/mm일 때 99 dB로써 2 dB 정도 열화되었다 (<그림 7(c)>). 한편 입력주파수가 50 GHz일 때, 동일한 PIN에 대해 IR의 유무에 따라 각기 다른  $P_{OUT}$ 을 가지는 것을 볼 수 있다.  $IR=0.0$ 일 때와 비교하여,  $IR=1/3$ 인 경우에  $L=0.8$  mm일 때는 동일한  $P_{IN}$ 에 대해 변환 손실이 3 dB 정도 개선되었으나 (<그림 7(c)>),  $L=0.4$  mm일 때는 5 dB 정도 열화되었다 (<그림 7(b)>). 또한 IMD3의 변화 없이 동일한  $P_{OUT}$ 을 갖는 PIN도  $L=0.8$  mm일 때는 3 dB 정도 낮출 수 있음을 알 수 있다. 이는, 이동통신 시스템에서 CS (central station)에서 원격지에 있는 BS (base station)와 50 GHz 대역의 RF-광통신을 하는 경우에,  $L=0.8$  mm인 TW-EAM의 특성임피던스를 조절한다면 CS에 동일한 RF 전력을 보내기 위한 BS의 부하가 경감될 수 있음을 나타낸다. 하지만  $L=0.4$  mm일 때는 동일한  $P_{OUT}$ 과 IMD3를 위해 더 높은  $P_{IN}$ 을 요구하게 된다.

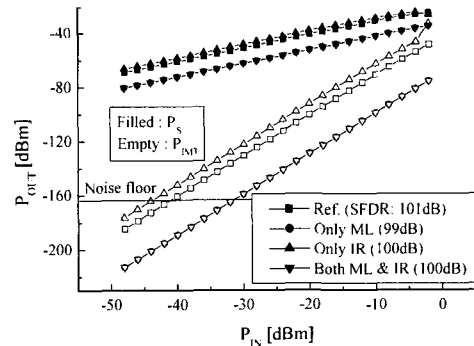
ML과 IR이 동시에 존재하는 경우에,  $L=0.8$  mm일 때는 ML에 의한 변환 손실의 증가를 IR에 의해 보상해 줄 수 있으나, 10 dB/mm인 ML에 의해 변환 손실이 11.5 dB 정도 증가함으로써 IR에 의한 보상은 크지 않다. 그리고  $L=0.4$  mm일 때의 변환 손실은 ML과 IR 각각에



(a)



(b)



(c)

그림 7. ML과 IR에 의한  $P_{OUT}$ 의 변화. 여기서 Reference는 ML과 IR이 각각 0.0 dB/mm와 0.0일 때이고, 나머지는  $ML=10$  dB/mm 또는  $IR=1/3$  경우의 결과이다. (a)  $L=0.2$  mm, (b)  $L=0.4$  mm, (c)  $L=0.8$  mm

Fig. 7. Change of  $P_{OUT}$  due to ML and IR, where reference is results in the case of  $ML=0.0$  dB/mm and  $IR=0.0$ , and others are results in the case of  $ML=10$  dB/mm or  $IR=1/3$ . (a)  $L=0.2$  mm, (b)  $L=0.4$  mm, and (c)  $L=0.8$  mm

의한 변환 손실의 증가가 더해져서 7.3 dB 정도 증가하였다. 결론적으로 본 연구결과를 토대로 ML은 최소한

으로 줄이면서, 소자의 길이를 사용주파수의 1/2 파장에 맞추고 출력단의 임피던스를 조정한다면 동일한 선형성을 유지하면서 변환손실을 줄일 수 있는 최적의 TW-EAM을 만들 수 있을 것이다.

## V. 결론 및 토의

본 논문에서는 다중양자우물 구조를 가진 TW-EAM의 선형성을 분석하기 위한 새로운 모델을 제시하였다. TW-EAM은 소자의 길이, ML, 그리고 광파와 임피던스 부정합에 의한 IR 등이 소자의 선형성에 영향을 미친다. 본 연구에서 제안된 모델을 이용하여 각 요소에 의한 영향을 분석하였다.

소자의 길이는 혼변조 왜곡이 최소가 되는 전원전압의 크기를 변화시키며, 소자의 길이가 길수록 혼변조 왜곡이 최소가 되는 전원전압이 낮아짐을 알 수 있었다. ML에 의해 IMD는 개선되지만,  $P_3$ 가 동시에 감소되기 때문에 변조 효율면에서는 좋지 않음을 알 수 있었다. IR은 입력 신호의 주파수와 소자의 길이에 따라 다른 혼변조 왜곡 특성을 나타냈으며, 소자의 길이가 입력주파수의 1/2 파장과 일치하는 경우에 변환손실이 개선됨을 알 수 있었다. 그리고 50 GHz대역의 RF 입력주파수에서는 ML=10 dB/mm, IR=1/3인 경우에, ML과 IR이 없는 경우에 비해서, 길이가 0.8 mm인 TW-EAM은 2 dB정도의 SFDR의 열화를 겪었으며, 소자가 짧을수록 SFDR의 열화는 줄어들었다. 결론적으로 50 GHz 대역의 RF-광통신을 위한 외부변조기로는 ML을 최소한으로 줄이면서 RF의 반사손실을 줄이기 위해 입력단은 임피던스 정합시키고 IR을 이용하기 위해 출력단을 부정합시키는 구조를 가진 길이 0.8 mm인 TW-EAM이 적당할 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Nadir Dagli, "Wide-Bandwidth Lasers and Modulators for RF photonics," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 7, July 1999, pp. 1151~1171.
- [2] Sheng Z. Zhang, Yi-Jen Chiu, Patrick Abraham, and John E. Bowers, "Polarization-insensitive multiple-quantum-well traveling-wave electroabsorption modulators with 18GHz bandwidth and 1.2V driving voltage at 1.55  $\mu\text{m}$ ," in Proc. IEEE Int. Topical Meeting Microwave Photon., pp. 33~36, 1998.
- [3] G. L. Li, S. A. Pappert, P. Mages, C. K. Sun, W. S. C. Chang, and P. K. L. Yu, "High-Saturation High-Speed Traveling-Wave InGaAsP-InP Electroabsorption Modulator," IEEE Photon. Tech. Lett., vol. 13, No. 10, pp. 1076~1078, Oct. 2001.
- [4] G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, and P. K. L. Yu, "Ultrahigh-Speed Traveling-Wave Electroabsorption Modulator Design and Analysis," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, No. 7, pp. 1177~1183, July 1999.
- [5] Takanori Iwai, Kenji Sato, and Ko-ichi Suto, "Reduction of Dispersion-Induced Distortion in SCM Transmission Systems by Using Predistortion-Linearized MQW-EA Modulators," J. Lightwave Tech., Vol. 15, No. 2, pp. 169~178, Feb., 1997.
- [6] Takanori Iwai, Kenji Sato, and Ko-ichi Suto, "Signal Distortion and Noise in AM-SCM Transmission Systems Employing the Feed-forward Linearized MQW-EA External Modulator," J. Lightwave Tech. Vol. 13, No. 8, pp. 1606~1612, Aug 1995.
- [7] R. B. Welstand, C. K. Sun, S. A. Pappert, Y. Z. Liu, J. M. Chen, J.T. Zhu, A. L. Kellner, and P. K. L. Yu, "Enhanced Linear Dynamic Range Property of Franz-Keldysh Effect Waveguide Modulator," IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 7, No. 7, pp. 751~753, July 1995.
- [8] S. J. Lee, S. C. Kong, S. J. Lee, and Y. W. Choi, "Microwave Characteristics of Traveling-wave MQW Electro-absorption modulators using the FDTD and the Fourier Transform," in Proc. SPIE, vol. 3944, pp. 725~736, Jan. 200.



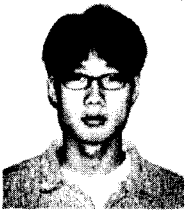
## 저 자 소 개



尹榮高(正會員)

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

FDTD, Numerical analysis>



李政勳(正會員)

1999년 2월 : 중앙대학교 전자공학과(공학사). 2001년 2월 : 중앙대학교 전자공학과(공학석사). <주관심 분야 : Microwave-Photonics, FDTD>



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 부교수. <주관심분야 : 광전자, 광통신, 광스위칭 시스템 및 소자, Microwave-Photonics, Optical-CDMA>