

MMWP 아날로그 광송수신기의 설계

최영완

중앙대학교 전자전기공학부 광전자 및 광통신 연구실

요약

밀리미터파 대역의 아날로그 광전송을 위한 진행파형(traveling wave, TW) 전계흡수 광변조기(electroabsorption modulator, EAM)와 광수신기의 설계에 대해 발표하고자 한다. TW EAM 및 TW 광수신기의 일반적인 형태인 ridge-type의 co-planar waveguide(CPW)구조에서의 마이크로파의 전송특성을 3차원 FDTD로 분석하여 광파와 전파의 속도 정합 등을 이루는 최적화 구조를 설계하였다. TW EAM의 경우 광세기 변조의 비선형 응답특성에 있어서 마이크로파 손실과 소자길이 RF 신호의 혼변조 왜곡(intermodulation distortion)과 SFDR(spurious free dynamic range)성능에 미치는 영향도 이론적으로 조사하였다. TW PIN 광수신기의 경우 광파와 마이크로파의 속도정합의 영향과 이전에는 고려되지 않았던 photo-generated 전송자의 진성 영역에서의 transit time이 광수신기의 밴드 폭에 미치는 영향을 분석하여 최적화 설계하였다.

아날로그 신호의 광전송은 초고속 안테나 리모팅, 위상 배열 안테나(phase-array antenna), RF 분배 시스템, 케이블 TV 등과 같은 분야에서 광범위한 응용을 가진다. 최근에 광 대역의 마이크로파(microwave, MW) 광 변환 네트워크에서 전망 있는 외부 변조기 구조로써 프란츠-켈디쉬 효과(Franz-Keldish effect, FKE)나 양자 구속 스타크 효과(quantum confined stark effect, QCSE)에 기초한 전계 흡수 변조기(electro-absorption modulator, EAM)에 관한 많은 연구들이 보고되어왔다. 그러나 대부분의 연구들은 변조기의 실제 동작에 있어서 RC 시정수에 의한 대역폭 제한을 갖는 lumped 구조에 관련된 것이었다.

수십 GHz 이상의 MW 신호 주파수의 응용에 있어서 MW의 변조 전압은 변조기를 통하여 광파가 전송되는 시간에 걸쳐서 상수의 값을 가지는 것으로 가정될 수 없다. 그러므로 이러한 조건하에서 가장 효율적인 광 변조의 수행을 위한 구조로써 진행파형(traveling wave, TW) 전극 구조를 가진 변조기가 제안되었는데 이러한 TW 변조기 구조는 광도파관으로 뿐만 아니라 MW의 전송선 역할을 동시에 수행하고 위의 두 파가 도파관을 통하여 동시에 전송되면서 MW에 의한 광파의 세기변조가 이루어지게 된다. 최근에 Liao 등에 의하여 설계된 TW CPW(co-planar waveguide) 다중양자우물(multiple quantum wells, MQW) EAM은 소자 길이 500 μm 기준에서 80 GHz 이상의 대역폭을 갖는 것으로 보고되었다. 이는 진행파형 구조의 대역폭을 제한하는 주원인이 RC 시정수에 의한 것이라기 보다는 MW 손실(microwave loss)과 광파와 MW의 위상속도 부정합(phase velocity mismatch)에 의한 것으로 최적화 된 소자의 디자인을 통하여 위의 제한요소를 어느 정도 완화 시켜 줄 수 있기 때문이다.

다중양자우물(multiple quantum well, MQW) EAM은 낮은 구동 전력과 높은 소광비, 고주파 응답 특성 등의 장점으로 고속 대용량의 정보 처리를 요구하는 통신 시스템에 있어서 필수적인 광전 소자로 각광 받고 있다. 최근에 III-V 반도체상의 TW 광변조기의 제조와 디자인을 위한 많은 연구들이 보고되어 왔다[1],[2]. 그러나 그 대부분은 electro-optic modulator에 관련된 것이며 이러한 구조에서는 비교적 큰 구동 전압이 필요하다는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 새로운 TW CPW MQW EAM에 있어서의 MW 전송 특성을 3D FDTD(finite difference time domain)을 이용하여 분석하고 MW loss와 phase velocity

mismatching과 같은 밴드폭 제한 요소의 극복을 위한 구조의 최적화를 수행하였다.

광파와 MW의 위상속도 부정합은 기본적으로 변조된 광신호의 광도파관을 통한 전송에 있어서 연속적인 위상 천이를 초래하고 이에 따른 전송 손실은 변조 주파수와 전송 거리에 비례하여 증가하게 된다. Bandwidth/half wave voltage로 표현되는 광변조기의 일반적인 figure-of-merit을 개선하기 위하여 낮은 구동 전압을 갖는 EAM 구조가 이상적인 구조이며 bandwidth를 확장시키기 위하여 광파와 MW의 위상속도정합이 요구되며, 반도체의 유전 손실(dielectric loss)에 의한 MW loss가 최소화되어야만 한다. Semi-Insulating (SI) 기판 상에 P-I(MQW)-N구조를 가지는 TW CPW MQW EAM의 구조적 최적화는 광도파관 분석, 도핑된 layer의 두께와 conductivity의 조정, impedance matching, 그리고 MW attenuation 특성 분석 등에 의하여 이루어진다.

그림1은 TW CPW MQW EAM의 layer structure이다. 1.3 μm에서의 동작을 위하여 디자인된 TW CPW MQW EAM은 strain compensation된 11주기의 MQW(InAsP/InGaP)로 구성되어 있다. 광도파관 분석 결과, 약 3.6의 optical index를 갖는 것을 알 수 있었다. 진성 영역(intrinsic-region의 두께와 metal 너비가 고정된 MW 전송선 구조에 있어서 위상속도 정합과 MW attenuation 특성은 SI 기판 위의 n+ 층의 conductivity와 두께의 조정에 의하여 분석될 수 있다.

시뮬레이션은 3D FDTD를 이용하였다 [3]. 기본적인 맥스웰 방정식을 시간 영역에서 유한 차분 방식으로 풀어주는 FDTD 방식은 컴퓨터의 발달과 더불어 상당히 유용하게 쓰여질 수 있는 전자장 해석 방식이다. 그림 2와 같이 각 layer는 일정한 grid수로 구성된다. Grid 크기에 따른 안정도 조건으로부터 Δt가 정해지고 일정 시간 간격으로 모의 실험을 통해 MW의 진행 속도를 측정하였다. n+ layer의 전도도와 두께를 변화시켜가며 모의 실험한 결과 n+ layer의 전도도 값의 일정 범위에서 slow wave mode 특성이 존재하였으며 이 범위에서 n+ 층의 두께를 1.5 μm 하였을 때 위상속도 정합 조

건이 얻어졌다. 그림 3은 이러한 조건하에서 30 GHz 사인파의 시간에 따른 마이크로파 전송 특성을 보여 주고 있다

TW 광수신기의 대역폭은 RC 시정수에 의해 대역폭이 제한되기보다는 광 흡수계수와 광파 MW 사이의 진행속도 차에 의해 제한된다. 대역폭을 제한하는 요소로 우선 시 생각할 수 있는 것들은 광파와 MW 사이의 속도 부정합, 전송자 drift 시간, 기생 RC 시정수 이다. TW 광수신기의 광파와 MW 사이의 속도 부정합을 고려한 임펄스 반응은 Kirk S. Giboney에 의해 이미 제시된바 있다.[4]. 그러나 초고주파 영역에서의 동작에 큰 영향을 미칠 것이 예상되는 진성 흡수 영역에서의 전송자 drift 시간은 아직 구체적으로 고려되지 않았다. 본 논문에서는 transit time을 고려한 임펄스 반응을 제시하고, transit time이 대역폭에 미치는 영향을 고려하여 TW 광수신기의 특성을 분석하여 최적화 설계에 이용하였다.

광도파관 해석을 통해 진성 흡수영역에서의 광세기의 분포로부터 발생하는 전송자의 분포를 구하였다. 진성 흡수영역에서의 transit time을 고려하기 위한 구조는 그림4와 같다. 해석을 간단히 하기 위해, 폭을 무한하다고 가정하고 slab 광 도파로 해석을 하면 위치에 따른 광 분포를 알 수 있고 진성 흡수 영역을 분할하면, 각 분할영역에의 광 세기는 각 분할영역에 대해 적분을 취해 구할 수 있다. 각 분할 영역에서 발생된 전송자가 일정하다고 가정할 수 있고, 발생된 전송자는 도핑 영역까지 drift에 의해 이동된다. 따라서 각 분할 영역은 위치에 따른 지연 성분을 갖는 전류원으로 생각할 수 있다. Kirk S. Giboney에 의해 유도된 임펄스 반응에 대한 식은 다음 식(1)과 같다.

$$i(l,t) = \frac{\eta q}{h\nu} E_0 \left\{ \frac{\Gamma\alpha}{2} \frac{v_o v_e}{v_o - v_e} \text{Exp}\left(\Gamma\alpha \frac{v_o v_e}{v_o - v_e} \left(t - \frac{l}{v_e}\right)\right) u\left(\frac{l}{v_e} - t\right) + \gamma \frac{\Gamma\alpha}{2} \frac{v_o v_e}{v_o + v_e} \text{Exp}\left(-\Gamma\alpha \frac{v_o v_e}{v_o + v_e} \left(t - \frac{l}{v_e}\right)\right) u\left(t - \frac{l}{v_e}\right) \right\} \quad (\text{식1})$$

$$\text{for } \frac{l}{v_o} \leq t \leq \frac{l}{v_o} + 2\frac{l}{v_e}$$

η_i 는 내부 양자 효율, Γ 는 광 구속인자, α 는 광 흡수계수, E_0 는 광 임펄스의 총 세기, ν 는 입력 단에서의 반사계수, v_e, v_o 는 각각 마이크로

파와 광파의 진행 속도를 나타낸다. 식(1)의 임펄스 반응에 transit time을 고려한 새로운 수식을 다음 식(2)와 같이 구하였다.

$$trans_i(l,t) = \sum_{n=1}^N I_n Current_n(l,t)$$

$$Current_n(l,t) = \frac{\eta_i q}{h\nu} E_0 \left\{ \frac{\Gamma\alpha}{2} \frac{v_o v_e t}{v_o t - v_e(t - \frac{(2n-1)\tau}{2})} \times \right.$$

$$\left. \frac{Exp(\Gamma\alpha \frac{v_o v_e t}{v_o t - v_e(t - \frac{(2n-1)\tau}{2})}) (t - \frac{(2n-1)\tau}{2} - \frac{l}{v_e}) (\frac{l}{v_e} + \frac{(2n-1)\tau}{2} - t)}{v_o t + v_e t - v_e \frac{(2n-1)\tau}{2}} \right.$$

$$\left. + \frac{\Gamma\alpha}{2} \frac{v_o v_e t}{v_o t + v_e t - v_e \frac{(2n-1)\tau}{2}} \frac{Exp(-\Gamma\alpha \frac{v_o v_e t}{v_o t + v_e t - v_e \frac{(2n-1)\tau}{2}})}{v_o t + v_e t - v_e \frac{(2n-1)\tau}{2}} \right.$$

$$\left. (t - \frac{(2n-1)\tau}{2} - \frac{l}{v_e}) u(t - \frac{(2n-1)\tau}{2} - \frac{l}{v_e}) \right\} \quad (식2)$$

for $\frac{l}{v_o} + \frac{(2n-1)\tau}{2} \leq t \leq \frac{l}{v_o} + 2\frac{l}{v_e} + \frac{(2n-1)\tau}{2}$

여기서 N은 진성 영역의 분할한 수, D는 진성 영역 두께, vsat는 포화속도, I₁, I₂, I_N는 정규화 된 광 세기를 나타낸다. 식 (1),(2)의 비교를 위한 도시 조건은 다음과 같다. Γ=1, α=0.1/mm, E₀=1, η_i=1, v_e/v_o = 1/3, D = 1 μm, vsat = 10⁷cm/s, N = 1000, 클래딩 영역의 유전율 3.615, 진성 영역의 유전율 3.633로 하였다. 그림5는 transit time으로 인한 지연을 갖는 전류원을 도시한 것이다. 그림 6은 각 임펄스 반응이며, transit time을 고려하지 않은 경우 6 ps이고, transit 사드를 고려한 경우 14 ps로 transit time의 고려로 신호가 크게 왜곡이되었다. 그림 7,8에서 transit time을 고려하지 않은 경우 3dB 대역폭은 250 GHz이고, transit time을 고려하였을 경우 90 GHz로 급격히 감소함을 알수 있었다.

P+ InGaAs 30 nm
P+ InP 0.5 μm
5e17 p InGaAsP 0.3 μm
i InGaAsP 0.3 μm
i InAsP/InGaP MQW 0.3 μm
i InGaAsP 0.3 μm
1e18n InGaAsP 0.6 μm
n+ InP 1.5 μm
Semi-insulating InP

Fig. 1. TW CPW MQW EAM의 layer 구조

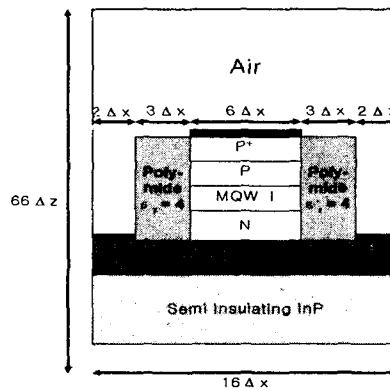


Fig. 2. FDTD 분석을 위한 TW구조의 그리드

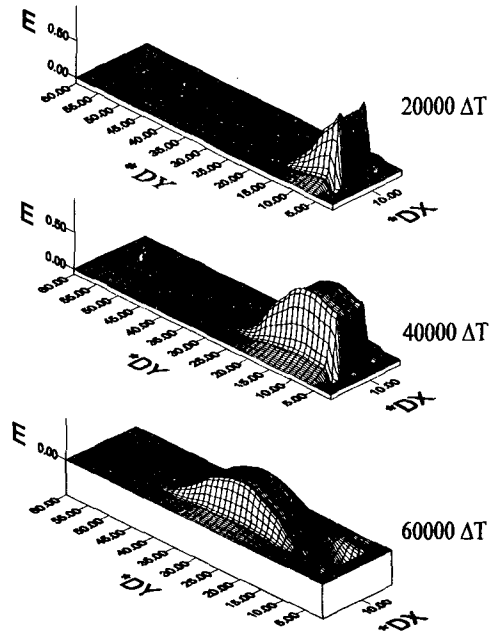


Fig. 3. 20000, 40000, 60000 타임스텝에서의 30 GHz 마이크로파의 전송

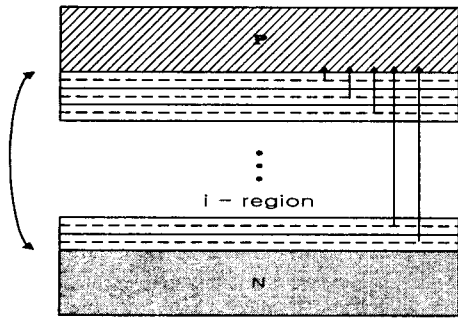


Fig.4. I-Region Segmentation scheme

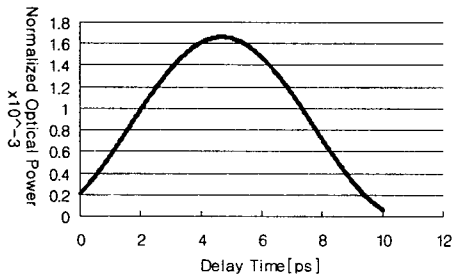


Fig.5. Delay time vs. Normalized Optical Power

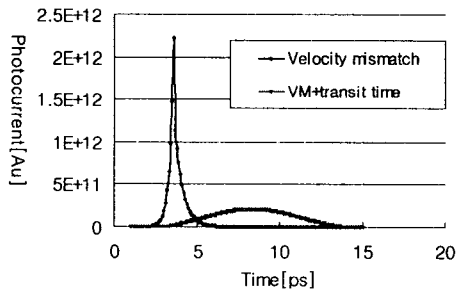


Fig.6. Impulse response

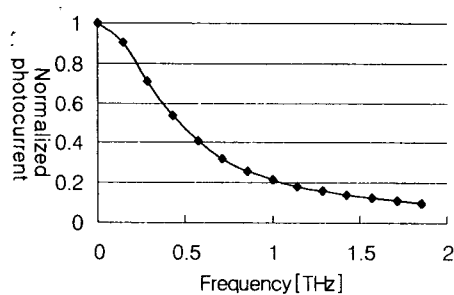


Fig.7. Velocity mismatch frequency response

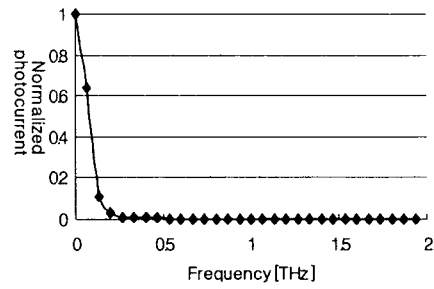


Fig.8. Frequency response considering transit time

본 논문은 정보통신부의 지원과 정보통신우수 시범학교 지원사업에 의해 수행되었음

참고문헌

1. H.H. Liao, X.B.Mei, K.K.Lo, C.W.Tu, P.M. Asbeck and W. S. C. Chang SPIE. Proc. pp. 291-300, 1997
2. Inho Kim, Michael R.T. Tan and Shin - Yuan Wang , JLT. Vol. 8, pp. 728-737, 1990
3. David M. Sheen, Sami M. Ali, Mohamed D. Abouzahra and Jin Au Kong IEEE MTT. vol.38, PP. 849-857, 1990