

진행파형 광변조기 기술

최영완 · 이종창*

중앙대학교 전자전기공학부, *홍익대학교 전자전기공학부

ychoi@cau.ac.kr

1. 서론

21세기 초고속 광대역 종합 통신망(B-ISDN) 구축에 있어 정보 전달의 고속성, 병렬성, 대용량을 보장하는 광통신 기술과 가입자의 이동성을 보장하여 주는 초고주파 무선통신 기술의 핵심적인 역할은 이론의 여지가 없다. 그러나 광통신 기술과 무선통신 기술은 최근까지 독립적인 기술로 all-optical 또는 all-wireless 시스템을 지향하며 발전되는 상호 경쟁적 기술 관계로 자리 매김하고 있었다. 그러던 것이 최근 들어 microcell 또는 picocell 등의 세분화된 base station(BS)과 antenna를 경제적으로 구현 할 수 있는 wireless access 시스템의 수요가 급증하고 optically-fed 무선통신 시스템의 경제적 중요성이 인식되면서 유무선 통합형 통신에 관한 사회적, 기술적 요구가 증대되고 있어 90년대 초반 microwave-photonics (MWP) 라는 새로운 연구 영역이 태동되었다. 기존 무선통신 시스템의 경우 현재 2GHz 대의 PCS 시스템에서의 데이터 전송은 32kbps로 무선 멀티미디어를 구현하기에는 매우 부족하다. 이와 관련하여 제 3세대 무선 통신인 최대 2Mbps의 데이터 전송 속도를 갖는 IMT-2000 관련 연구가 국내외에 걸쳐 매우 활발히 진행되고 있으며 실용화를 눈 앞에 두고 있다. 그러나 HDTV 등의 초고속 데이터 전송을 위한 차세대 무선 멀티미디어 시스템에서는 155Mbps 정도의 데이터 전송이 요구되고 있고, 이러한 시대적 요구에 따라 최근에는 30GHz 이상의 millimeterwave- photonics(MMWP)에 관한 연구가 시작되고 있다.

MMWP 기술은 이동통신망의 BS와 mobile service switching center 등의 central base station(CBS) 간의 연결을 기존의 동축케이블 망이나 초고주파 oscillator 및 modulator 등의 microwave(MW) 송수신 장치를 이용하는 all-wireless 무선통신망 대신에 그림 1(a)와 같이 광통신으로 대체하는 fiberoptic wireless 시스템을 목표로 하고 있다. 즉, BS와 CBS 간의 네트워크는 수십 Gbps에 달하는 광통신을 이용하고, 소형화된 BS와 가입자간의 point-to-multipoint 망은 무선통신을 이

용하는 시스템인 것이다. 그림 1(b)와 같이 MMWP는 무선통신을 위한 각 기지국의 전송과 신호를 SCM(sub-carrier multiplexing)을 통하여 millimeterwave(MMW)로 변조하고 이 MMW를 직접 광신호로 변조하여 전송함으로써 기지국의 설비 및 기지국간의 통신망을 보다 간단하게 할 수 있다. 이러한 MMWP 구현에 있어 반드시 극복되어야 하는 기술로 소형화된 광송수신기를 들 수 있다. 광송수신기는 MMW 대역 광신호의 안정성과 선형성이 보장하여야 하며 MMW 대역 무선신호에서 광신호로의 변환(E/O 변환)과 광신호에서 MMW 무선신호로의 변환(O/E 변환)이 간결한 단일 칩적 소자 내에서 직접 이루어져야 하는데, 이는 마이크로 셀 및 피코 셀의 크기가 소형화되면서 E/O 및 O/E 변환기의 막대한 수요가 예상되므로 간결한 구조로 경제성을 확보하며 이루어져야 하기 때문이다. 이를 위해서는 MMW와 광신호간 변복조를 위한 경제적인 초고속 광송수신기의 개발과 유무선 변환기술 개발이 필수적

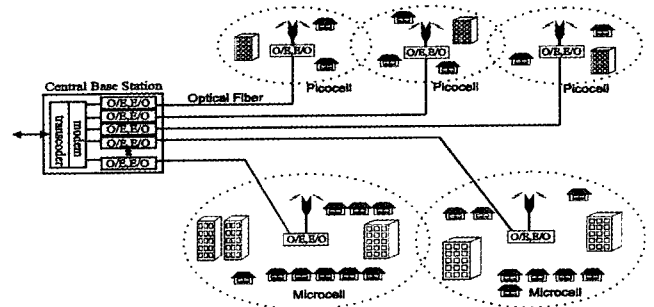


그림 1(a). MMWP 유무선 통합 통신 시스템의 개념도.

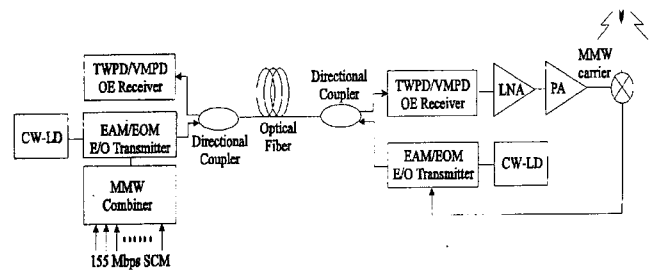


그림 1(b). 세기변복조를 이용한 SCM MMWP 통신 시스템 개념도.

인 기술로 대두되고 있다.

MMWP 송신기를 위한 MMW 광신호 생성은 LD를 직접 변조하는 방법과 CW LD를 MMW 외부 광변조기로 변조하는 방법으로 크게 구분된다. 직접 변조 방법으로 영국의 BT Lab에서는 dual mode DFB(distributed feedback) LD를 이용하여 고도의 spectral purity를 가진 60GHz의 MMW를 발생시킨 바 있고, 유럽의 RACE 및 ACTS project에서는 더욱 성능이 향상된 MMW 발생용 DFB LD 개발을 하고 있다. 그러나 이와 같은 방법에 의해 지금까지 보고된 MMW 광신호는 그 효율성과 안정성에 있어 개선되어야 할 점이 많이 남아 있다. 한편, MMW 광도파로 구조의 광변조기의 경우 전계흡수변조기(electro-absorption modulator; EAM), LiNbO₃ Mach-Zehnder interferometer(MZI) 진행파형(traveling-wave, TW) 전기광학 변조기(electro-optic modulator, EOM), 그리고 GaAs(또는 InP) MZI TW EOM으로 크게 구분할 수 있다^[1-14]. 보고된 최대 변조 대역폭은 EAM은 약 50GHz, LiNbO₃-EOM의 경우는 약 20GHz, 그리고 GaAs-EOM은 약 110GHz 정도이다. Franz-Keldysh 효과 또는 양자 속박 효과(quantum confined Stark effect, QCSE)에 의한 EAM의 경우 lumped 구조에서 약 60 GHz의 대역폭을 얻었는데, 이는 lumped EAM과 HBT(heterojunction bipolar transistor) 또는 HEMT(high electron mobility transistor) 등에 의한 구동 회로를 hybrid 형태로 결합시킨 결과로써 RC 시상수에 의해 밴드폭이 제한 받으나 소자의 크기가 매우 작기 때문에 가능한 것으로 변조 효율에서 많은 희생이 따르는 구조이다.

일본의 NTT, Hitachi, 동경대, 그리고 미국의 AT&T Bell Lab과 UCSB, UCSD, Cornell대 등에서 EAM의 전송특성에 대한 연구를 진행하고 있다. 그러나 lumped EAM은 현실적으로 40GHz 이상의 밴드 폭으로 확장하기 어렵고 antenna와 결합하여 MMW를 직접 수신하여 광신호로 변환하기에 적합치 않은 구조이다. 따라서, 최근 미국의 NRL, UCSD 등지에서는 TW EOM과 같이 RC 시상수에 의해 밴드 폭이 제한 받지 않고 MW와 광파의 속도 및 임피던스 정합에 의해 밴드폭이 제한 받게 되는 MMWP 광송신기 구현에 매우 적합한 TW EAM에 관한 연구가 시작되었다. EOM의 경우는 TW 전극구조를 이미 사용한 결과로서 LiNbO₃-EOM의 대역폭이 가장 작은 이유는 LiNbO₃의 굴절율이 광주파수 대역과 MMW 대역에서의 값이 10배 이상 차이가 나서 LiNbO₃-EOM을 통과하는 광파와 MW의 속도가 크게 차이가 나기 때문이다. 반면 GaAs-EOM은 전극을 굴절율이 반도체와 비슷한 유전체로 매립하여 광파와 MW의 속도 차이가 거의 없어지기 때문에 훨씬 큰 대역폭을 갖게된다. 그러나 GaAs-EOM은 동작 전압이 높다는

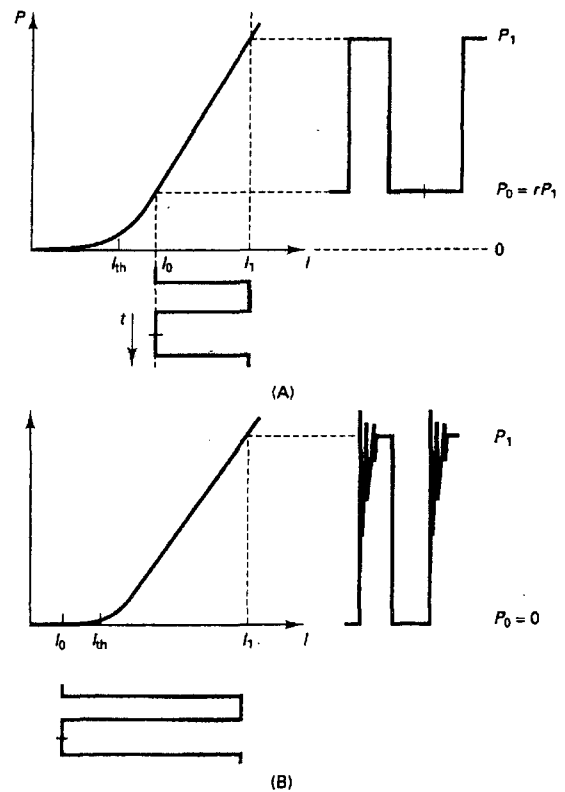


그림 2. 레이저 다이오드의 직접변조.(a) 변조전류가 항상 문턱전류 I_{th} 보다 큰 경우와(b) 변조전류가 I_{th} 보다 작은 값에서 큰 값으로 변할 때.(b)의 경우 chirping이 심하다.

단점을 갖고 있다. UCSB와 Hughes Lab 등에서 GaAs-EOM에 대하여 이른바 slow-wave corrugated electrode를 이용한 진행속도정합 TW 광변조기를 개발하고 있다. 이러한 연구에는 MW와 광파의 전파손실을 최소화하기 위한 여러 가지 도파로 구조 및 전극 구조에 대한 연구가 주를 이루고 있다.

광변조기는 전기적인 신호를 광신호로 바꾸는 소자이다. 광원을 직접변조(direct modulation)하는 경우에는 그림 2와 같이 별도의 광변조기가 필요 없이 광원 자체가 광변조기가 된다. 그러나 직접 변조할 경우에는 레이저 출력광의 파장폭(lineewidth)이 증가하는 이른바 chirping이 심각해진다. 위 그림에 직접변조시의 레이저 변조특성을 간단히 예시하였다. 그림 2는 디지털 변조 방식 중 진폭변조(Amplitude shift keying; ASK)에 해당한다. 만일 on-state와 off-state에 해당하는 전류 값이 둘 다 문턱전류(threshold current) I_{th} 보다 큰 경우에는 그림 2(a)와 같이 되어 인가전류에 비례하는 출력광이 생성된다. 그러나(b)와 같이 off-state에 해당하는 전류가 I_{th} 보다 작은 경우에는 레이저 출력광에 relaxation oscillation이 발생하여 파장폭(lineewidth)이 증가하는 chirping이 심각해짐을 볼 수 있다.

이러한 문제로 인해 직접 변조 방식의 대안으로 외부변조

(external modulation) 방식이 광범위하게 채택되었다. 한편 광 변조기의 chirping 특성은 광소자의 구조 및 변조방식에 따라 서로 좌우된다. 이러한 특성을 정량적으로 비교해줄 매개변수로서 linewidth enhancement factor 또는 α -parameter가 있다. 이 변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha = \frac{\partial n' / \partial N}{\partial n'' / \partial N}$$

여기서 n' 은 굴절률 변화치, n'' 은 광손실변화치, 그리고 N 은 전송자밀도(carrier density)의 변화치이다. 그러므로 이 α -parameter의 값은 주입전류에 의해 광소자 내의 전송자 밀도가 변화함에 따라 야기되는 굴절률의 변화치를 광손실의 변화치로 나눈 값을 의미한다. 이 α 의 값은 다음과 같이 spectral linewidth $\Delta\nu$ 와 중심 파장의 천이 $\Delta\lambda_s$ 의 크기를 결정한다.

$$\Delta\nu = \frac{C}{4\pi\tau_p(I/I_{th} - 1)} \cdot (1 + \alpha^2)$$

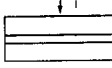

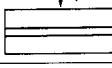



$$\Delta\lambda_s = -\frac{\alpha\lambda^2}{4\pi c} \cdot \left\{ \left(\frac{1}{S} \cdot \frac{dS}{dt} \right) + \epsilon S \right\}$$

단, 여기서 C 는 spontaneous emission factor이고, S 는 변조기내의 photon population이며 ϵ 은 비선형 광이득계수(nonlinear gain parameter)이다. 그리고 I 는 injection current, I_{th} 는 threshold current, τ_p 는 photon lifetime이다. 그러므로 $\Delta\nu$ 와 $\Delta\lambda_s$ 는 α 에 따라 크게 변화하게 되는데 이 값은 광도파로 및 변조방식에 따라 아래 표 1과 같이 주어진다.

한편 α 파라미터의 크기에 따라 spectral linewidth가 증가하면 파장폭(lineewidth)도 증가하게 되어 결국 광섬유의 dispersion에 의한 진행시차를 증가시켜 전체 통신시스템의 대역폭을 감소시키는 결과를 낳게 된다. 그러므로 표 1을 참고하여 볼 때 마이크로파 영역의 초고속 변조를 얻기 위해서는 Gain/Loss 변조방식보다는 선형 광전효과(linear electro-optic effect)를 활용하는 변조방식이 훨씬 더 유리하다고 볼 수 있다. 그럼에도 불구하고 Gain/Loss 변조방식은 단거리 광가입자망이나 단거리 광통신 시스템에 많이 활용되고 있는데 그 이유는 구성이 간단하여 가격이 비교적 싸고, chirping이 MMWP 등의 단거리 광통신에서는 크게 문제가 되질 않기 때문이다.

표 1에 정리되어 있는 바와 같이 외부변조 방식 중 광집적 회로(photonic integrated circuits; PIC)를 이용한 변조기는 전자회로를 이용한 변조기에 비해 수 백 배 내지 수 천 배에 달하는 고속 변조특성을 보여 줄 수 있다. 이러한 장점은 초고속 광대역 통신 시스템의 핵심소자에서 뿐만 아니라 고속 대용량 신호처리를 요하는 첨단 영상신호 처리시스템에서도 각광을 받아왔다. 이러한 광 변조기는 광전효과(electro-optic effect)를 갖는 물질에 광도파로 및 마이크로파 회로를 집적함으로써 신호처리속도를 광속의 한계까지 증가시킬 수 있으며 그 정보용량을 마이크로파의 한계 대역폭까지 확대시킬 수 있다. 그러나 실제의 광변조소자는 광전효과를 갖는 매질, 광도파로의 구조, 그리고 마이크로파회로의 구조에 따라 신호처리속도나 대역폭이 이론적인 한계 치에 훨씬 못 미치게 된다. 그 이유를 먼저 변조대역폭을 결정짓는 마이크로파 회로에서 찾는다면 마이크로파를 인가하는 전극의 유한한 정전용량을 들 수 있다. 이를

표 1. 도파로 광변조 방식과 α -parameter

	Type	Diagram	line-enhancement factor, α
Semiconductor Laser	Direct Modulation		2-7 QW : 1 - 1.7
	Electro-Absorption		Bulk : 1 - 2 QW : 1
Loss Modulator	Carrier Injection		2 - 7
	Directional Coupler		1 for waveguide : 1 0 for waveguide : 2
Electro-optic Modulator	Mach-Zehnder Interferometer		0
	Total Internal Reflector		0

(by Koyama, Iga:1988)

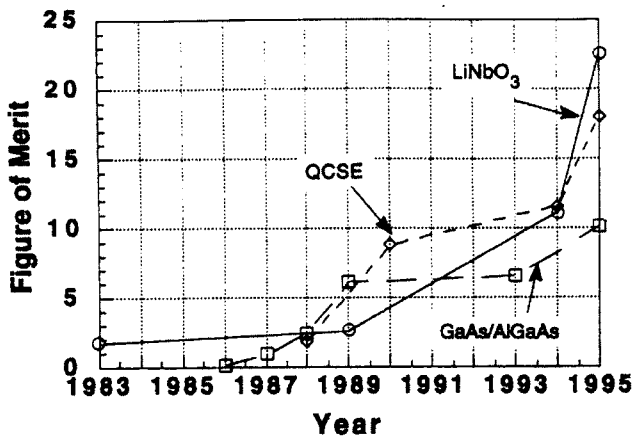


그림 3. Modulator figure of merit histogram.

줄여 주기 위해서는 전극을 작게하여야 하나 이는 역으로 인가 전압이 상대적으로 증가하여야 하므로 고출력 마이크로파 발생장치를 요하게 된다. 이러한 RC 시정수문제를 해결할 수 있는 방법이 바로 TW 전극구조이다. 이 구조에서는 전극자체가 마이크로파의 도파로 구조를 갖기 때문에 skin-effect의 영향을 무시하게 되면 그 대역폭이 거의 수십 내지 수백 GHz가 된다. 이와 같이 변조대역폭, 스위칭전압, 전극의 임피던스, 동작 파장 등을 종합적으로 고려하여 figure of merit을 도시하면 위 그림과 같다¹¹⁾.

이 그림에서 LiNbO₃는 LiNbO₃ 기판을 이용한 EOM의 성능을 연도별로 도시한 것이며 QCSE는 EAM의 성능을, GaAs/AlGaAs는 반도체 기판에서의 EOM의 성능을 연도별로 나타낸 것이다. 아직까지는 LiNbO₃를 이용한 광변조기의 성능이 가장 앞서 있으나 현재 EML(electro-absorption modulator laser diode)등과 같이 전계흡수변조기를 이용한 구조와 InGaAsP 기판에서의 전계광학 변조기의 성능도 급격히 향상되고 있다.

본 논문에서는 장거리 디지털 광통신 망에서 뿐 만 아니라 MMWP에서 활용성이 매우 크게 인식되고 있는 진행파형의 EAM 및 EOM 외부변조기의 연구 동향, 문제점, 연구 방법, 그리고 앞으로 극복되어야 할 주요 연구 주제 등에 관해 소개하고자 한다.

2. 본론

2.1 진행파형 광변조기

진행파형 구조란 광도파로 구조의 광변조기를 구동하는 전극을 lumped 구조와 달리 광파의 진행 방향과 동일한 방향으로 전계를 진행시킬 수 있게 하는 전송선로(transmission line) 형태의 전극 구조를 갖는 것을 의미한다. 따라서, 전파와 광파

표 2. 광변조기의 대역폭과 길이의 곱 $f_{3dB} \cdot L$

	ω_r	n_m	n_o	$f_{3dB} \cdot L$
LiNbO ₃	35.1	4.25	2.2	6.5GHz · cm
GaAs	12.0	2.55	3.6	12.7GHz · cm

의 속도정합과 임피던스 정합 기술이 핵심 사항이 된다. 예를 들어, 기존의 TW-MZI EOM의 경우 MZI형 광도파로 위에 특성 임피던스가 50Ω인 uniform stripline 형태의 MW 도파로를 조성하여 RF신호를 인가하였다. 이때 전극의 길이는 L, 광파의 진행 속도는 c/n_o , MW의 진행속도는 c/n_m 이면 광변조기의 3dB 대역폭은 $f_{3dB} = 1.4c / \{ \pi | n_o - n_m | L \}$ 와 같다. 여기서 n_o 는 광도파로의 유효 굴절율이며 n_m 은 TW 전극의 MW 대역에서의 유효 굴절율이다. 한편 MW 전송로인 stripline은 기판의 표면에 조성되어 있기 때문에 그 유효 굴절율은 $n_m = \sqrt{(1 + \epsilon_r)/2}$ 이 된다. 이를 통하여 LiNbO₃와 GaAs 기판의 n_o 와 n_m 의 크기를 비교해보면 위의 표 2와 같이 30GHz 이상의 대역폭을 갖는 광변조기는 통상적인 TW 구조로는 한계가 있다. 따라서 속도정합을 위해 n_m 을 증가시켜 n_o 와 같게 하는 새로운 구조를 이용하여 대역폭을 MMW로 증가시켜야 하는 것이 반드시 필요하다.

EAM의 경우 CPW TW 구조에 의한 30GHz 이상의 MMW 광송신기 연구가 본 연구실에서 진행되고 있다. CPW 구조를 이용하면 광도파로 주위에 형성되는 자계에 의해 CPW의 인덕턴스 값이 영향을 받으므로 유효 굴절율이 3.6에서 4.5정도가 되어 기존의 간단한 stripline의 경우보다 큰 값을 갖게 되어 slow-waveguide를 구성할 수 있게된다. 즉, CPW 구조를 최적화 시켜 전파와 광파의 속도 정합을 시킬 수 있는 것이다. 또한 기존의 N+ 기판을 이용하지 않고 반절연(semi-insulating) 기판을 이용하여 마이크로파 손실과 dispersion을 감소시키는 구조가 될 수 있다. CPW 구조의 분석 방법으로는 FDTD (finite difference time domain) 방법을 이용하면 단순한 분석에 그치는 것이 아니라 시간에 따른 전계 변화와 이에 따른 MQW로 이루어진 광흡수 매질의 carrier 분포를 양자 역학적 분석을 통해 구하여 상호 self-consistent한 방법을 이용하여 체계적으로 분석할 수 있다.

EOM을 이용한 광송신기 연구는 광도파로 core 내의 광파의 분포와 인가 MMW에 의한 전계의 분포가 일치하여 광파와 전계의 중첩도를 증가시키는 PPpinNN 구조의 저손실 광도파로를 채택할 수 있다. 이를 활용하여 반도체 EOM의 최대 약점인 구동전압의 크기를 감소시킬 수 있다. 또한 EOM을 따라 진행하는 광파와 MMW의 진행속도를 정합하기 위하여 slow-wave CSE를 채택한다. 이러한 구조는 대역폭 80GHz의 매우

우수한 성능이 보고된 바 있으나 그 설계 제작 과정이 실험을 통한 시행착오에 의존한 방법으로 그 제작효율이 현저히 떨어지고 있다. 뿐만 아니라 실험적으로 측정할 수 없는 group velocity와 기타 등가회로 요소를 알 수 없어서 정확한 임피던스 정합과 진행속도 정합에 이르지 못하고 있다. 현재 본 연구실에서는 여러 가지 bias 조건에서의 EOM 성능을 조사하여 최적의 EOM 구조와 구동조건에 관한 연구가 진행되고 있다. 이러한 기술은 광변조소자 개발 뿐 아니라 기타의 다른 TW 반도체 광소자에까지 활용될 수 있는 것이기도 하다.

진행파형 광송신기의 동작속도를 제한하는 가장 주된 요인은 마이크로파와 광파의 진행속도의 부정합, 마이크로파의 손실, 임피던스의 부정합 등이다. 일례로 대역폭 30GHz를 갖는 광변조기 구현을 위하여서는 마이크로파와 광파의 전파 시차가 1cm 당 0.3ns 이내여야 한다. TW EAM의 경우 전성영역을 두께 조절을 통하여, 반도체를 이용한 EOM의 경우 doped substrate를 이용한 slow-wave 도파로 구조와 CSE를 이용하여 속도 정합의 문제를 극복하고자 하는 노력이 진행 중에 있다.

2.2 Co-Planar Waveguide(CPW) TW-EAM

EAM 외부 광변조기는 전계 변화에 따른 광흡수에 의해 변조되는 동작원리를 갖기 때문에 초고주파 신호를 직접 광신호로 변환시키기에 매우 적합하다. 특히 EAM은 반도체 LD와의 집적이 용이하므로 광자집적회로가 현실적으로 가능하여 소형화하기에 매우 적합한 구조이므로 MMWP 광송신기 구현에 있어 핵심적인 역할이 기대되고 있다. EAM를 이용한 MMWP 송신기의 경우 기존의 lumped 구조를 이용하면 변조 효율이 떨어지며 MMW 신호에 의한 직접 변조가 어렵게 되므로 slow-wave CPW 구조의 EAM 구조를 활용하고 있다. 현재 외국에서 발표된 TW 형태의 MMWP EAM은 변조효율이 최적화 되지 않은 초고주파 신호에서 광신호로의 직접 변화만을 보인 초기 단계의 연구이며 그 해석 방법이 구체적으로 정립되어 있지 않다. 손실이 있는 매질 분석에 적합한 FDTD(finite difference time domain) 방법에 기초하여 시간에 따른 전계 변화와 이에 따른 광흡수 매질의 carrier 분포를 Poisson's equation solver를 통한 self-consistent한 방법에 의한 체계적인 분석이 중용하다.

고속 EAM은 디지털 및 아날로그 광통신 링크에서의 역할이 더욱 중요하게 되어가고 있다. 50GHz의 밴드 폭을 갖는 lumped EAM(L-EAM)이 active 도파관 길이를 $63\mu\text{m}$ 로 줄여서 제작된 것이 보고된 바 있다^[2]. 그러나 도파관의 길이를 줄였으므로, 변조 길이의 감소와 소화할 수 있는 파워 용량의 감소에 따른 변조 효율의 감소가 불가피하게 된다. 이러한 RC 시

상수에 의한 밴드 폭 제한을 극복하기 위해 변조 효율의 심각한 희생 없이 구현할 수 있는 진행파형 전계흡수 광변조기(traveling-wave electroabsorption modulator, TW-EAM)이 제시되었고, 여러 연구자들에 의해 실험이 이뤄지기도 하였다^[3-5].

TW-EAM은 전체 소자 길이에 걸쳐 캐패시턴스를 분포시키기 위한 전송선로 형태의 전극 구조를 지니므로 큰 밴드 폭을 유지하면서 변조 효율 증가를 위한 간 도파관 길이를 가능하게 한다. 최적의 변조기 성능을 위해서는 마이크로파의 위상 속도와 광파의 군 속도의 정합^[6,7]과 임피던스 정합, 무반사 입힘 등이 이뤄져야하며, 마이크로파의 손실과 광파의 진행 손실이 최소화되어야 한다.

광변조기를 이용한 MMWP 광송신기 구현에 있어 가장 중요한 제한 요소는 밴드 폭과 변조효율이다. 기존의 L-EAM과는 달리 TW-EAM은 상수의 임피던스를 갖는 전송선로로 해석될 수 있으며 RC 시상수에 제한을 받지 않게 되므로 최적화된 변조효율을 위해서 EAM의 길이를 충분히 길게 하여도 밴드폭의 감소는 무시될 정도가 될 수 있다. 따라서, impedance 정합, low MW loss, low dispersion, 전파와 광파 사이의 속도정합 등이 매우 중요한 설계 지침이 된다. 특히 MMW 전파와 광파 사이에 존재하는 속도부정합의 보상이 매우 중요한데 이를 위해 EAM 구조를 전송선로 형태의 CPW 형태가 도입되고 있다. 반절연 기판 위에 형성된 ridge-type의 CPW 구조의 TW-EAM을 아래 그림 4(a), (b)와 같은 구조로 설계할 수 있다. 이와 같은 구조에서 속도정합을 위해서는 도파관 내의 광파의 유효굴절율(~ 3.5)과 일치하는 MMW 유효 굴절율을 앞서 기술한 바와 같이 구현할 수 있게된다.

일반적인 L-EAM은 현재 2V 구동 전압과 60GHz 대역폭까지 보고되어지고 있으나^[15], 소자 길이에 의한 RC 시상수에 의해 거의 한계에 이르고 있다. 반면에 TW-EAM은 앞서 기술한 바와 같이 캐패시턴스가 소자 전체에 분포하도록 전극이 전송선로가 되도록 설계되어 있으므로 긴 도파관을 확보할 수 있고 따라서 충분한 흡수가 일어날 수 있으므로 변조 효율을 희생시키지 않으면서 RC 시상수에 의한 제한을 극복할 수 있다. 그러나 TW-EAM은 길이가 길면 길어질수록 변조 효율은 좋아지나 광파의 진행 손실로 인하여 대역폭을 제한 받게 되므로 도파관 길이를 적절히 조절하여야 한다. 현재 최적화된 길이는

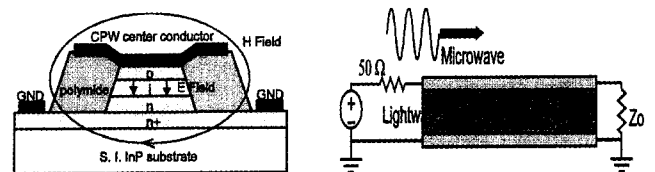


그림 4. Ridge-type CPW 구조의 EAM 광송신기.

광파의 진행 손실이 10 ~ 20dB/mm일 때 약 0.2 ~ 0.3mm로 알려져 있다¹⁶⁾.

EAM의 대역폭을 최대한 확보하기 위해서는 진행하는 마이크로파의 위상속도와 광파의 그룹속도가 정확히 정합 되어야 하고 소자의 임피던스가 정합 되어야 한다. 리지 형의 진행파형 광 변조기는 여러 가지 층으로 구성된 복잡한 구조를 갖고 있으므로 정확한 분석을 위해서는 대략의 등가회로보다 수치 해석 방법을 사용하여야 한다. FDTD에 의한 수치해석은 시간 영역에서의 마이크로파의 진행상태를 보여줄 뿐만 아니라 간단한 푸리에변환에 의한 주파수 응답도 얻을 수 있다는 장점이 있다. 본 연구실에서는 TW-EAM의 구조를 변화시키면서 전계와 자계의 분포를 구하여 구조와 마이크로파의 특성과의 관계를 정립한 바 있다^{17,18)}.

광 변조기에 있어서 광파의 속도는 물질을 고려한 도파관 해석에 의해 결정되어지고 구조에는 크게 영향을 받지 않는 반면에 마이크로파는 도파관의 구조, 신호전극과 접지전극의 위치에 따라 크게 영향을 받게 된다. 따라서 속도정합을 위해선 도파관의 두께와 넓이 그리고 전극들의 위치가 고려되어야 한다. 마이크로파의 손실을 줄이고 파의 효과적인 진행을 위해 임피던스 정합은 필수적이다. 임피던스 또한 도파관의 구조에 크게 영향을 받는다.

FDTD는 맥스웰 수식을 이용한 수치해석 방법이다. 이 방법은 임의의 구조를 갖는 소자의 시간에 따른 전자계 분포 분석에 유리하다. TW-EAM은 리지 형 구조를 가지고 있으므로 3차원 FDTD 방법을 사용하면 전자계 분포를 해석할 수 있다. FDTD 방법은 맥스웰 수식을 시간 평면 위에 중간 차분 방정식으로 근사하여 순차적으로 계산해 나가는 것이다. 특히 3차원 FDTD 방법은 그림 5와 같은 Yee¹⁹⁾의 unit cell을 사용하여 전계와 자계를 격자 노드에 엇갈리게 할당시켜 계산을 한다.

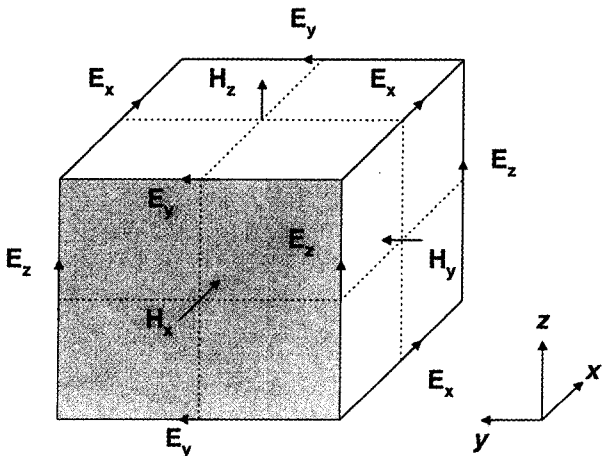


그림 5. Yee's Unit Cell.

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. 맥스웰의 컬 수식은 다음과 같다.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

소스는 도파관 전면에 인가했으며, 흡수경계조건은 Mur의 1차 경계조건 등을 적용하면 된다.

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

위의 식은 Mur의 1차 경계조건 식으로써 여기서 E_0 는 메쉬 밖 위의 수평 전계 성분이며 E_1 은 그보다 한 노드 안 쪽의 수평 전계 성분이다.

그림 6은 ridge-type CPW TW-EAM 소자의 epilayer층 구

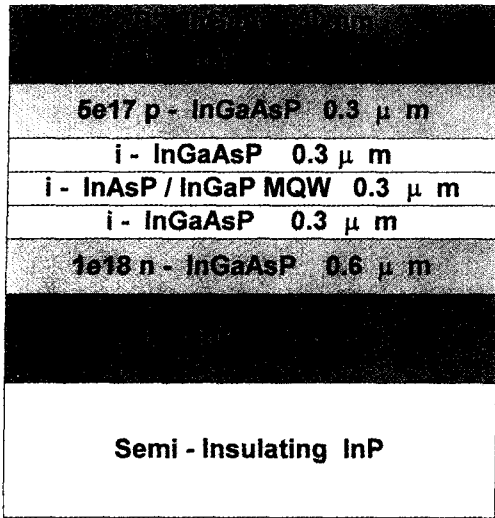


그림 6. TW-EAM epilayer 구조의 일례.

구조의 일례를 보이고 있다. 이 구조는 1.3m파장 광 변조를 위한 MQW 구조이다. 양자우물과 장벽층의 두께가 매우 얇기 때문에 마이크로파 해석에 있어서 큰 영향을 미치지 않으므로 모의 실험에서는 도핑 되지 않은 진성 영역은 상대 유전률을 평균을 내어 하나의 층으로 간주하여도 된다. MQW의 위층과 아래층의 InGaAsP는 진성 영역의 클래딩 층으로 광파를 속박할 뿐만 아니라 진성 영역의 두께를 증가시켜 캐패시턴스를 줄이는 역할을 한다. 도핑된 P형과 N형 층은 자유 운송자로부터의 광 진

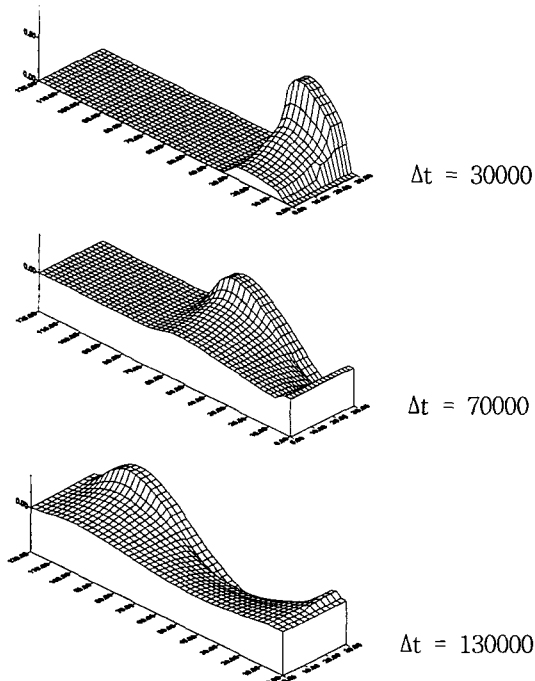


그림 7. CPW MQW TW-EAM에서의 sine파의 시간에 따른 진행. ($\Delta x = 0.2\mu\text{m}$, $y = 20\mu\text{m}$, $\Delta z = 0.1\mu\text{m}$, $\Delta t = 2 \times 10^{-16}$ sec)

행 손실을 막기 위한 층이다.

3차원 FDTD방법은 시간에 따라 파의 진행상황을 볼 수 있다. 그림 7은 인가되는 MMW가 도파관을 통해 전극을 따라 진행하고 있음을 보여주고 있다. 입력파를 가우시안 펄스로 하면 시간 영역의 가우시안 펄스는 주파수 영역에서도 가우시안 펄스가 되므로 직류부터 cut-off 주파수까지 적절한 펄스 폭에 의해 분석이 가능하게 된다.

전파상수 $\nu(\omega)$ 와 특성 임피던스 $Z(\omega)$ 는 단락과 개방 회로를 이용하여 구할 수 있다. 단락회로 일 경우 끝단을 전계 벽 (electric wall)으로 처리하였고, 개방 회로일 경우는 자계 벽 (magnetic wall)으로 처리하여 계산하면 된다.

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

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

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

그림 8에서 볼 수 있듯이 진행파형 리지 CPW 구조는 실제로는 마이크로 스트립과 유사하게 전계가 형성되므로 일반적인 평판 CPW 보다 마이크로파의 속도가 느리다. 평판 CPW는 파가 진행할 때 상당 부분이 공기를 통하여 진행하므로 상대적

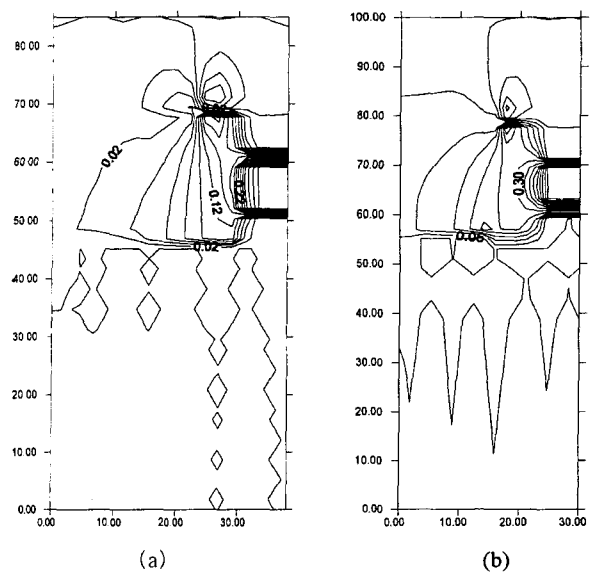


그림 8. 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리에 따른 TW-EAM의 단면에서의 전계 분포. (a) $4\mu\text{m}$, (b) $2\mu\text{m}$.

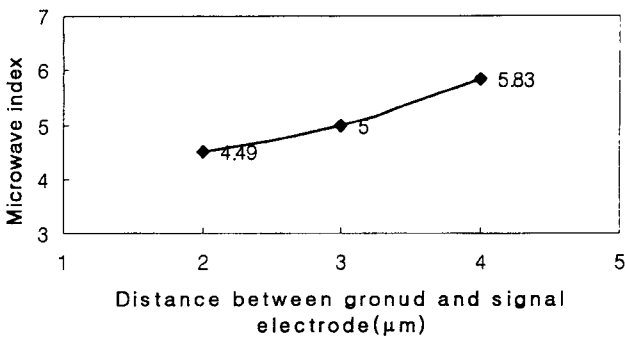


그림 9. 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리에 따른 마이크로파 유효 굴절률.

으로 낮은 유효 유전율을 갖게 되나 마이크로 스트립구조에서는 전계가 수직으로 도파관에 국한되므로 높은 유효 유전율을 갖게 된다. 속도와 유전을 반비례 관계에 있으므로 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 8(a)는 4μm이고 그림 8(b)는 2μm 간격으로 전계가 전극 간격이 작을수록 더욱 잘 속박 되어있는 것을 볼 수 있다. 도파관 이외에 공기 층으로 분포한 전계는 유효 유전율을 낮출 수 있다. 이러한 현상은 평판 CPW에서 나타나는 현상과 유사하며 이를 이용한 새로운 소자 설계의 가능성을 보여준다.

그림 9는 전극 사이의 거리에 따른 마이크로 파의 유효 굴절률 계수 변화를 나타내고 있다. 신호전극과 접지 전극의 거리가 가까워짐에 따라 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 왔었다. 때문에 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 이용하여 효율적인 마이크로 파의 속

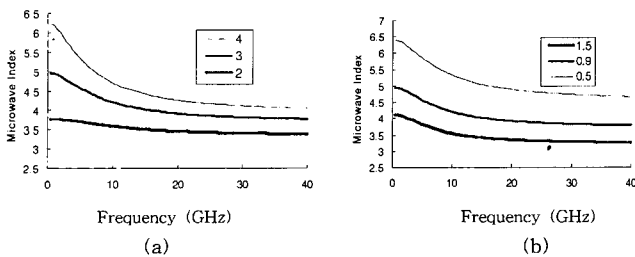


그림 10. 도파관 구조의 변화에 따른 마이크로파 유효굴절률. (a) 두께변화, width = 4μm, (b) 넓이 변화, thickness = 0.9μm

도 향상을 가져오기 위해서는 신호 전극과 가능한 가까운 거리를 유지함은 물론 구조 또한 전계가 잘 분포할 수 있는 구조를 가져야 할 것이다.

그림 10(a)는 도파관의 진성 영역 두께를 변화시켜가면서 마이크로파 유효 굴절률을 측정해 본 것이다. 이 때 도파관의 넓이는 3m이고 신호전극과 접지전극의 사이는 2.5m인 경우이다. 두께가 0.5 ~ 1.5m로 증가함에 따라 유효 굴절 계수가 4.5 ~ 3.3까지 감소함을 알 수 있는데, 이것은 두께가 증가함에 따라 캐패시턴스가 감소하고 따라서 마이크로파의 위상속도가 증가했음을 나타낸다. 도파관의 두께를 증가시킬수록 마이크로파의 속도를 향상시킬 수 있으나, 상대적으로 변조 효율은 낮아지게 되므로 설계 시 이를 고려하여야 한다. 그림 10(b)는 도파관의 넓이를 증가에 따른 마이크로파의 유효 굴절률 변화를 보이고 있다. 도파관이 2 ~ 4μm로 넓어지면 이에 따른 캐패시턴스 증가로 굴절 계수가 3.4 ~ 4로 증가한다. 따라서 가능한 도파관의 폭을 줄이는 것이 마이크로파 속도 향상에 도움이 됨을 알 수 있다. 현재 도파관 폭은 2μm까지 제작되고 있다.

그림 11은 이 소자가 slow-wave mode에서 동작하고 있음을 보여주고 있다. 기판이 도핑 된 층으로 형성되어 있는 소자는 skin effect, slow wave, dielectric 3가지 모드가 형성된다. 주파수와 기판의 저항이 충분히 크면 도핑된 기판은 마치 유전체처럼 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 선로를 따라 느리게 진행하게 되며 손실이 최소가 되는 지점을 갖게 된다.

TW-EAM은 도파관의 구조를 변화시키면 특성 임피던스의 조정이 가능하다. TW-EAM에서의 특성 임피던스는 도파관의

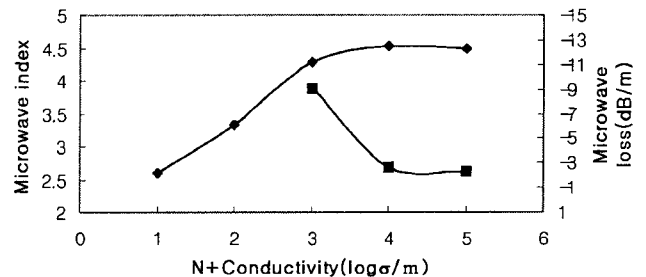


그림 11. 도핑 층의 전도도 변화에 따른 마이크로파 유효굴절률 및 마이크로파 손실.

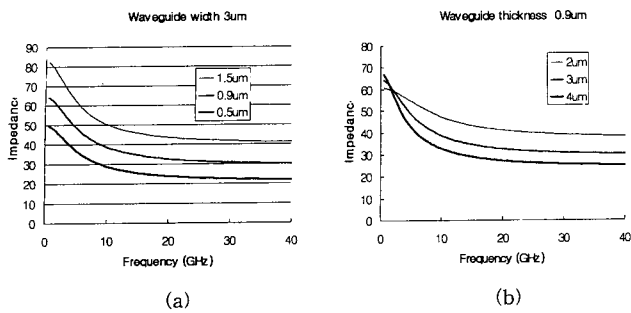


그림 12. 도파관 구조 변화에 따른 특성 임피던스 (a) 두께 변화, (b) 넓이 변화.

두께가 두꺼워질수록, 넓이가 좁아질수록 증가한다. 그림 12는 도파관의 두께와 넓이에 따른 특성 임피던스의 실수부를 나타낸 것이다. 특성 임피던스의 허수부는 0으로 수렴하므로 임피던스에 큰 영향을 주지 못한다. 그림 12(a)는 도파관의 두께가 0.9 μm 일 때 폭의 변화에 따른 것이고, 그림 12(b)는 폭을 2 μm 로 고정하고 두께를 변화시킨 것이다. 그림 12(a)에서 주파수 30GHz를 기준으로 볼 때, 도파관의 두께가 1.5 ~ 0.5 μm 감소하면서 40 ~ 20 Ω 까지 감소하는 것을 볼 수 있다. 두께가 2.0 μm 일 때 50 Ω 정합이 가능하다. 그림 12(b)는 도파관의 넓이가 2 ~ 4 μm 까지 증가시켰을 때, 도파관의 저항이 감소함을 보이고 있다. 넓이가 4 μm 일 때 도파관 저항이 25 Ω 이므로 shunt 저

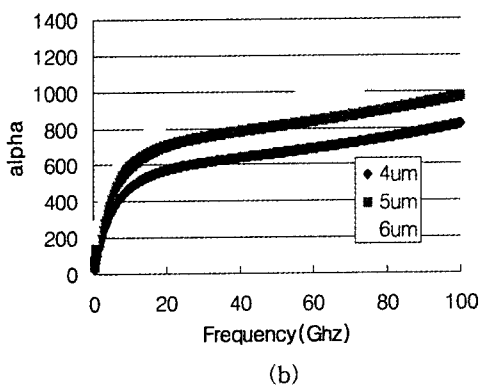
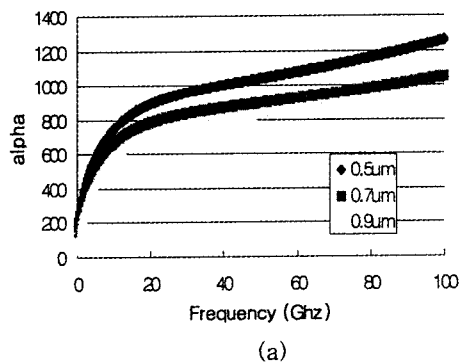


그림 13. 도파관 구조 변화에 따른 마이크로파 손실 계수. (a) 넓이 4 μm 일 때 두께변화, (b) 두께 0.9 μm 일 때 넓이변화.

항을 이용하여 임피던스 정합을 용이하게 할 수 있다.

그림 13은 구조 변화에 따른 마이크로파 손실을 나타내고 있다. 그림 13(a)는 두께에 따른 마이크로파 손실 계수로서 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 13(b)는 도파관 넓이의 변화에 따른 손실 계수를 보이고 있으며, 넓이가 넓어질수록 도핑된 영역이 증가하므로 손실 계수 역시 증가함을 알 수 있다.

2.3 Corrugated stripline electrode(CSE) EOM

EOM에서는 micro-stripline에 주기적인 요철을 가하여 MW의 진행속도를 감소시켜 광파와 속도 정합 시킬 수 있는 slow-wave 전극구조인 CSE 구조를 핵심 요소로 접근할 수 있다. 이를 위해서는 EAM과 마찬가지로 먼저 전극의 특성 임피던스가 50에 정합되어야 하며 속도 정합이 이루어져야 한다. CSE EOM을 체계적으로 설계하기 위한 CAD tool은 거의 전무하며 단지 실험적 시행착오를 거쳐서 최적의 구조를 조사하는 정도이다. 그 이유는 기존의 MW CAD tool로는 이러한 주기적인 요철형 전극구조를 해석할 수 없으며 3D 해석을 하여야 하므로 막대한 양의 컴퓨터 메모리와 시간을 요하게 되기 때문이다. slow-wave CSE 해석을 3차원 유한요소법(Finite-element method; FEM)를 이용하여 최적 구조를 설계하는 연구가 현재 진행 중에 있다. 3차원 FEM의 메모리와 계산량을 줄여주기 위하여 Floquet theorem을 활용한 주기적인 경계치 조건을 적용하여 요철 구조의 한 주기에 대한 정보만을 저장 계산한다. 그리고 추가적으로 FEM 계산 시 발생하는 대용량 행렬식 계산의 효율을 증진을 위해 SOR(strategic over relaxation)이나 Lanczos 방법을 활용하여 궁극적으로 PC나 work station에서 실행할 수 있도록 개발되고 있다. 한편 self-consistent Poisson equation solver와 광파 모드 해석 subroutine을 접목하여 반도체 내의 carrier effect와 bias effect 등을 고려할 수 있게 하는 보다 실용적인 설계 tool도 개발되고 있다.

GaAs/AlGaAs EOM의 최대 단점인 매우 큰 구동전압($V_{\pi} = 10 \sim 40\text{V}$)을 극복하기 위해 먼저 광도파로 core 내부의 광파 모드의 중심과 MMW에 의한 전계 분포의 중심이 일치하여 중첩되도록 설계하는 것이 필요하다. 그러나 이러한 의도는 종종 반도체 내의 잔류 전송자와 표면전하에 의한 전계 screening 현상으로 인하여 무산될 수 있다. 이를 극복하기 위하여 광도파로를 아래 그림 14와 같이 PPpinNN형으로 구현하여 전계가 도파로 core인 i 영역에 집중되게 하는 구조가 연구되고 있다.

두께 (um)	조성물질	도핑 (cm ⁻³)	굴절율
	Air		1
0.2	p-GaAs	2E18	3.411
1.3	P-Al _{0.05} GaAs	3E17	3.384
0.24	P-Al _{0.4} GaAs	3E17	3.200
0.2	p-GaAs	3E17	3.411
1.5	i-GaAs	7E15(n)	3.411
0.24	n-GaAs	3E17	3.411
0.2	N-Al _{0.4} GaAs	3E17	3.200
3.5	N-Al _{0.05} GaAs	3E17	3.384
	n-GaAs	2E18	3.411

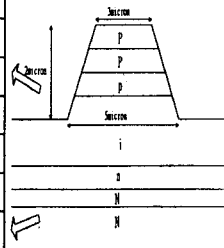


그림 14. PPpinNN epilayer structure 및 rib-waveguide 구조.

그리고 이 core 영역에 잔류 전송자가 없어지도록 충분한 역방향 bias를 인가하여 core 영역을 전하 공핍시킨다. 이러한 설계로도 구동전압을 더 이상 줄일 수 없으면 EOM 소자의 전체 길이를 증가시켜 구동전압을 감소시킬 수 있을 것이다.

10GHz 대역폭 이상의 대역폭을 요하는 초고속 광통신 시스템에서의 광변조소자로서는 chirping이 작고 잠재 대역폭이 무한대인 진행속도 및 임피던스 정합 진행파형 광변조기가 우선적으로 채택될 것이다. 현재 고속 광변조기 설계의 요체는, 작은 손실을 갖는 광도파로와 microstripline을 어떻게 설계제작하느냐와, 어떻게 광도파로를 따라 진행되는 광파의 속도와 microstripline을 따라 진행되는 마이크로파의 진행속도의 차이를 줄이느냐는 것이다. 따라서 마이크로파의 진행속도를 감소시키기 위해서 microstripline에 주기적인 요철을 구성하여 slow-wave 전극구조를 만드는 방법이 있다.

이러한 관점에서 수십GHz 이상의 대역폭을 얻기 위한 진행파형 광변조기를 얻기 위해서는 먼저 microstripline의 초고주

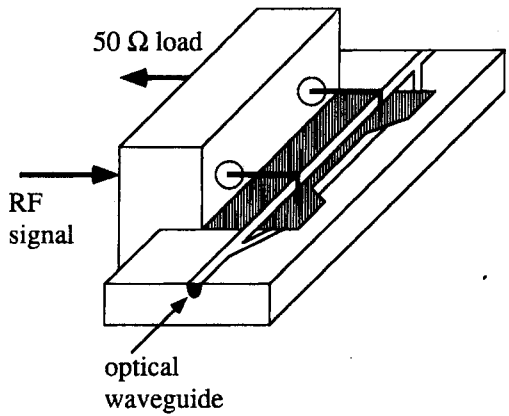


그림 15. 진행파형 도파로광변조기의 구조.

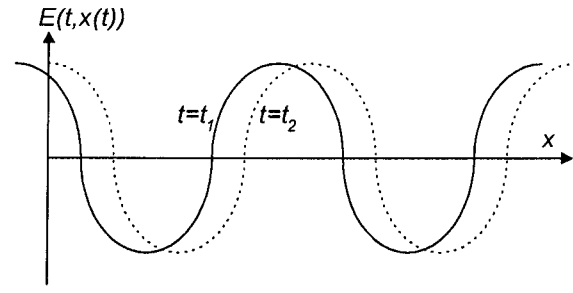


그림 16. Modulation electric field at time t(Traveling-wave type).

파 특성 임피던스를 50Ω으로 하고 다음으로 저손실 광도파로를 얻어야 하며 마이크로파의 진행속도가 이 광파의 진행속도와 같아지도록 하여야 한다. 마지막으로 작은 인가전압(V_π)로 큰 동작 대역폭을 얻기 위한 최적의 구조를 얻어야 한다. 아래 그림 15에서는 진행파형 전극을 갖는 EOM 구조의 개략도가 그려져 있다. 이 그림에서 광도파로는 Mach-Zehnder 간섭계 구조를 갖고 있으며 전기신호가 진행되는 전극은 planar microstripline의 구조를 갖으며 그 특성 임피던스가 50ohm이 되도록 한다.

위의 구조에서는 전극상의 각 점의 위치에 따라 인가전압의 크기가 달라지게 된다. 이러한 전압이 광변조기에 가해졌을 때 두 도파로를 통과한 빛은 전계광학효과(electro-optic effect)에 의해 두 도파로의 광학적 경로차에 해당하는 만큼의 위상차를 얻게된다. 변조기의 성능을 결정하는 중요한 항목은 이러한 위상차이가 π가 되는데 필요한 전압의 크기 V_π와 변조대역폭이라고 할 수 있다. 이를 해석하기 위해서는 먼저 각 전계광학물질의 전계광학계수와 전계분포를 결정하고 이에 따른 누적 위상천이를 계산하면 된다. 아래 그림은 TW type 전극에서의 시간 t 에서 위치에 따른 Modulation electric field의 분포이다. 위치 x에 따라 변화하는 전계 E의 분포를 식으로 나타내면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 E(t, x(t)) &= E_p \exp \left[j\omega_m \left\{ t - \frac{x(t)}{v_m} \right\} \right] \\
 &= E_p \exp \left[j\omega_m \left\{ t - \frac{c}{nv_m} (t - t_o) \right\} \right]
 \end{aligned}$$

x(t)는 position of the optical wavefront at time t, ω_m는 modulating angular frequency, t_o는 광파면의 입사시간이다. 그리고 v_m = c/n_m은 modulation field group velocity, v_o = c/n_o는 optical wave group velocity이다. 그러므로 전극을 통과하면서 전계광학 효과에 의해 Electro-optic Phase Retardation은 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta\phi = \Phi \frac{c}{n} \int_{t_0}^{t_0+t_i} E(t, x(t)) dt$$

단, $\Phi = 2\pi n_{0ij}^3 / \lambda$ 이며 r_{ij} 는 물질 고유의 전계광학계수 (electrooptic coefficient)이고, total optical transit time $t_i = L/v_o = nL/c$ 이다. 이 식에 traveling-wave type에서의 전계분포 식을 대입하면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{travel} &= (\Delta\phi)_o \frac{e^{j\omega_m t_0} [e^{j\omega_m t_i [1 - (v_o/v_m)]} - 1]}{j\omega_m t_i (1 - \frac{v_o}{v_m})} \\ &= \frac{\pi L r_{ij} n_o^3 \Gamma E_m}{\lambda} \cdot \frac{\sin[\omega_m (n_o - n_m)L/v]}{\omega_m (n_o - n_m)L/v} \\ &= \frac{\pi L r_{ij} n_o^3 \Gamma E_m}{\lambda} \cdot m(f) \end{aligned}$$

여기서 $m(f)$ 는 modulation index로 정의된다. 단 L 은 광변조기의 변조길이이며, ω_m 은 변조신호의 각주파수, n_o 와 n_m 은 각각 광파와 마이크로파의 유효굴절률, Γ 는 광도파로의 광집속계수(optical confinement factor)이다. 한편 stripline의 microwave 손실까지 고려한 modulation index $m(f)$ 는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} m(f) &= \left| \frac{1 - S_1 S_2}{(1 + S_2) [\exp(j 2u_+) - S_1 S_2 \exp(-j 2u_-)]} \right. \\ &\quad \left. \times \left[\exp(ju_+) \frac{\sin u_+}{u_+} + S_2 \exp(-ju_-) \frac{\sin u_-}{u_-} \right] \right| \\ (u_{\pm} &= \pi f l (n_m \mp n_{eff}) / c - j\alpha_m l / 2, \quad S_{1,2} = \frac{Z_o - Z_{1,2}}{Z_o + Z_{1,2}}) \end{aligned}$$

S_1, S_2 : input, output reflection coefficient,

l : optical-electrical interaction length

f : microwave frequency

n_{eff} : $v_{opt} = \frac{c}{n_{eff}}$ optical effective index

n_m : microwave effective index

α_m : attenuation constant with conductor loss

아래 그림 17에 n_m, Z_o, α_m 에 따른 modulation index의 변화가 나타나 있다. 먼저 그림 17(a)에서 n_m 에 따른 변화를 살펴보면 n_m 과 n_{eff} 가 같으면 마이크로파의 속도와 optical signal의 속도가 같아지게 되는데 이때 대역폭이 거의 무한대에 이르는 것을 볼 수 있고 마이크로파와 optical signal의 속도가 차이가 생기면 대역폭이 줄어들고 30% 정도 차이가 나면 3dB bandwidth가 거의 10GHz에도 미치지 못하게 나타난다. 그림 17(b)에서 보면 신호전달특성이 3dB 감소하는 3dB 주파수 대역폭은 전

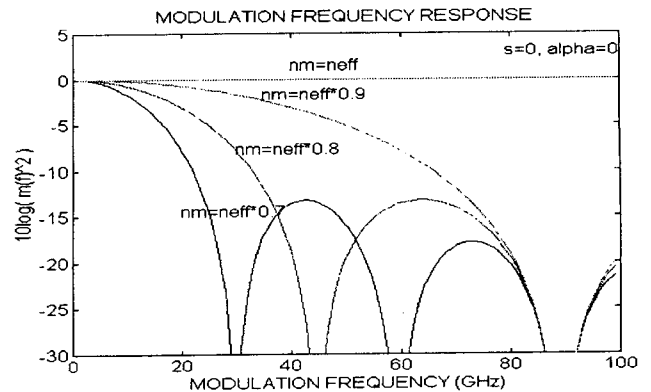


그림 17.(a) Effect of n_m on modulation characteristics.

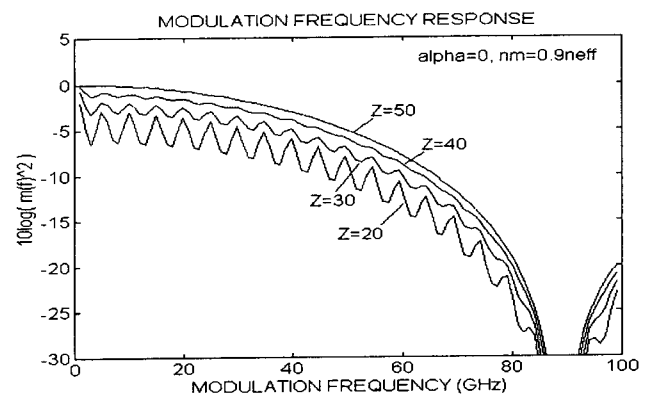


그림 17.(b) Effect of Z_o on modulation characteristics.

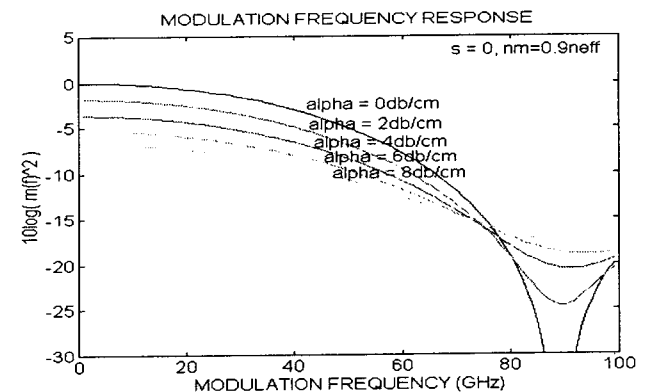


그림 17.(c) Effect of α_m on modulation characteristics.

송선의 특성임피던스에 의해 변하게 되며 전반적으로 가장 균 일한 신호전달 특성을 보이는 것은 특성임피던스가 50ohm에 정합 되었을 때이다. 그러므로 특성임피던스가 50ohm에 정합 되도록 그 구조를 적정화하는데 주안점을 두어야 할 것이다. 한편 microstrip-line의 손실에 따른 변화는 그림 17(c)에 나타나 있다. α_m 이 증가하면 전체적으로 변조특성이 감소하나 spectrum은 평탄하므로 α_m 의 영향은 그다지 크지 않다고 볼 수 있다. 이를 이용해 directional coupler나 Mach-Zehnder interferometer 형태의 변조지수(modulation index)를 구하여

그 주파수에 따른 변조특성을 알 수 있다. 즉,

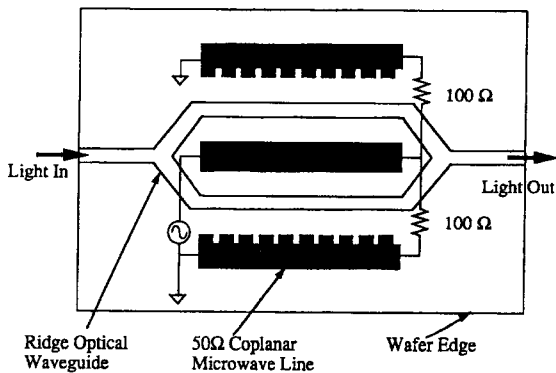
$$m(f) = \frac{\Delta\phi_o(V_\pi, f)}{\Delta\phi_o(V_\pi, 0)}$$

여기서 $V_\pi \approx \frac{\lambda D}{n^3 r_{ij} \Gamma L}$ 이며 D는 전극과 전극 사이의 간격이다.

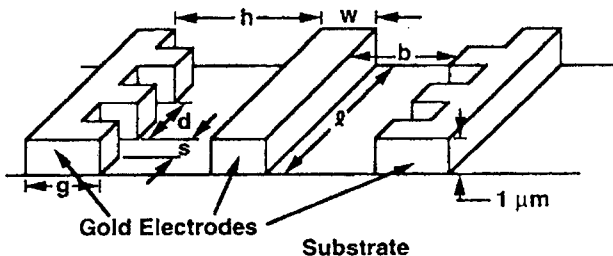
앞의 표 2에서 살펴 본 것과 같이 광도파로를 따라 진행하는 광파와 microstripline을 따라 진행하는 마이크로파의 진행속도의 차이를 어떻게 줄여 주느냐가 현재 고속 광변조기 설계의 요체라 할 수 있겠다. 현재 알려진 방법으로는 LiNbO₃와 같은 유전체 매질에서는 마이크로파의 진행속도를 증가시키기 위해서 광도파로 주위에 V-groove를 식각하거나 전극과 LiNbO₃ 기판 사이에 SiO₂ 박막을 삽입하는 방법등이 있고, InP와 같은 화합물 반도체에서는 마이크로파의 진행속도를 감소시키기 위해서 microstripline에 주기적인 요철을 구성하여 Bragg 반사기 구조를 만드는 방법등이 있다. 그림 18에 이러한 구조를 갖는 이른바 Slow-wave 진행파형 전극을 이용한 Mach-Zehnder 형 간섭계 광변조기가 있다. 이러한 구조의 기본원리는 주기가 Λ 인 격자구조를 갖는 전극에서 다음과 같은 Bragg frequency에서는 전반사가 일어나 전파속도가 "0"이 된다.

$$f_{cutoff} = \frac{v_{ph}}{2\Lambda} \approx \frac{c}{2n_o\Lambda}$$

그러므로 Λ 을 조절하게 되면 Bragg frequency 보다 훨씬 작은 주파수 대역에서 임의대로 마이크로파의 진행속도를 늦춰줄 수 있다. 예를 들어 $\Lambda = 50\mu\text{m}$ 일 때 Bragg frequency = 890GHz가 된다. 그러므로 수 백 GHz 대역에서 microstripline의 dispersion을 이용하게 되면 마이크로파의 위상속도 v_{ph} 를 광파의 진행속도로 줄여줄 수 있게 된다. 실제 이러한 주기적인 요철을 가진 slow-wave traveling-wave electrode 구조의 개략도가 아래에 있다. 광도파로는 Mach-Zehnder interferometer를 이용한 진폭변조기 구조를 갖고 있으며 전극은 그 자체로 50ohm 전송선을 구성하고 있으며 그 끝에는 50ohm terminator가 연결되어 있다. 그리고 그 마이크로파의 진행속도 정합을 위한 주기적인 요철구조가 대칭적으로 형성되어 있다. 이제 이 구조의 여러 모양을 바꾸어 가면서 실제 특성 임피던스가 50ohm이 되며 동시에 마이크로파의 진행속도도 광파의 진행속도와 같은 조건을 찾을 수다. 이를 위해서 조절할

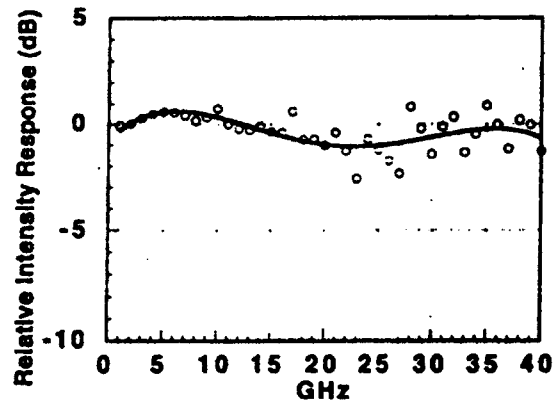


(a) 전체 평면도

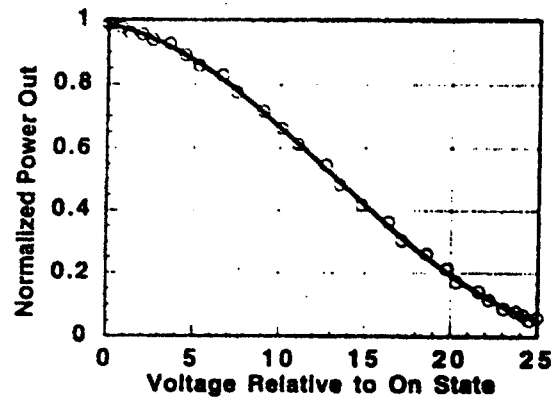


(b) 격자구조의 확대그림

그림 18. Slow-wave traveling-wave 전극구조를 이용한 진행속도 정합 Mach-Zehnder 광변조기의 구조. 기판은 GaAs/AlGaAs heterostructure이며 전극 주위 매질은 공기이다.



(a) 주파수특성



(b) DC 특성

그림 19. slow-wave traveling-wave electrooptic modulator의 특성.

수 있는 변수는 그림 18.(b)에서 보듯이 w , b , g , h , s , 그리고 d 등이 있다. 먼저 요철의 주기 d 는 $50\mu\text{m}$ 으로 고정되었다. 이 값은 Bragg frequency가 890GHz로 신호 대역폭의 10배 이상이 되는 적당한 값이라 할 수 있겠다. 다음으로 w , b , g 와 s 의 크기를 조정하여 마이크로파의 속도가 광파의 속도와 정합이 되며 microstripline의 임피던스도 50ohm이 되는 조건을 찾을 수 있다. 그리고 그 변조특성이 그림 19에 나타나 있다. 대략적인 변조대역폭은 약 80GHz로 추산되며 V_{π} 는 25V 정도로 매우 큰 값을 갖고 있다.

3. 결론

MMWP 기술은 미래 무선통신 및 멀티미디어 분야에 획기적인 대역 폭의 증대를 가져다 줄 수 있으므로 앞으로 무한히 큰 경제적 잠재 가치가 있다고 볼 수 있다. 즉, 기존 시스템의 한계를 극복 할 수 있는 MMWP 기술은 미래 정보통신에 있어 필수적인 기술이 되어 가고 있으며 핵심 기술 개발이 절실히 요청되고 있다. 향후 MMWP 관련 기술은 MMW 대역 신호와 광신호간의 변환 기술에 기반하게 될 것이다. MMW 대역의 광송수신기는 기존의 lumped 구조로는 구현하기 매우 어렵기 때문에 TW 전극 구조를 갖는 전혀 다른 소자 개념이 적용 될 것이 예상된다. 이러한 기술들은 기존의 무선통신 시스템과의 용이한 호환성, 큰 dynamic range, harmonic distortion, modulation depth, 광출력, 전송자 주파수, 복잡성, 편광의존성 등의 사항을 고려하며 연구가 되어지고 있다.

리지형 TW-EAM의 경우 전계는 마이크로스트립 구조와 같이 수직으로 분포하는 한편 자계는 planar CPW와 유사하게 분포하는 구조로, 앞서 살펴본 바와 같이 구조의 변화를 통하여 마이크로파의 속도와 광파의 속도 정합이 가능하다는 것과 50, 25 임피던스 정합 및 신호전극과 접지전극 간격이 마이크로파에 미치는 영향 등의 분석을 소개하였다. 그러나 마이크로파 손실을 최소화하며 속도 정합과 임피던스 정합을 동시에 얻는 것은 매우 어렵기도 하다. 따라서 TW-EAM은 매우 체계적인 설계를 통하여 보다 넓은 대역폭을 확보해 나가야 한다. 이론적으로 TW-EAM이 L-EAM보다 우수함에도 불구하고 현재 보고되고 있는 대부분의 TW-EAM이 정확한 속도정합과 임피던스 정합을 이루지 못한 채 제작되고 있으므로 L-EAM 보다 성능을 그다지 향상시키지 못하고 있는 실정이다. 속도 정합과 임피던스 정합은 도파관 구조와 밀접한 관계를 가지므로 이를 포함한 모든 경우를 고려한 최적화된 광 변조기 구조 설계가 FDTD를 이용한 모의 실험으로 가능하게 됨으로써 최적화된 진행파형 광 변조기 설계가 가능하리라 기대된다. 또한 현재까

지 고려되어 오지 않은 설계 요소로서, 신호 전극과 접지 전극 사이의 거리가 마이크로파에 영향을 줄 수 있음을 규명되었으므로, 이를 이용한 설계는 다른 요소들에 크게 영향 없이 마이크로파의 속도를 향상할 수 있을 것으로 기대된다.

현재 전계광학 광변조기는 전극의 임피던스 정합과 진행파 속도정합을 통하여 대역폭은 100GHz 대역에까지 이르고 있으나 스위칭 전압 V_{π} 가 큰 점이 단점으로 대두되고 있다. 그러나 Millimeterwave photonics에서는 analog 변조방식을 택하는 경우가 많으므로 On-off switching을 하지 않고서도 사용할 수 있으므로 이 단점을 피해갈 수 있다. 이외에 P-i-N 구조를 택하거나 wafer bonding을 통해 스위칭 전압을 축소하는 방법이 제안되고 있으므로 전계광학변조기는 유망한 차세대 밀리미터파 광변조기로 대두되고 있다.

참고문헌

1. Nadir Dagli, "Wide-Bandwidth Lasers and Modulators for RF Photonics", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol. 47, No. 7, pp.1151-1171, 1999
2. T. Ido, S. Tanaka, M. Suzuki, M. Koizumi, H. Sano, and H. Inoue, "Ultra-high-speed multiple quantum well electro-absorption modulators with integrated waveguides", J. Lightwave Technol., vol. 14, pp.2026-2034, 1996
3. K. Kawano, M. Kohtoku, M. Ueki, T. Ito, S. Kondoh, Y. Noguchi, and Y. Hasumi, "Polarization-insensitive traveling-wave electrode electroabsorption(TW-EA) modulator with bandwidth over 50 GHz and driving voltage less than 2V", Electron Lett., vol. 33, pp. 1580-1581, 1997
4. H. H. Liao, X. B. Mei, K. K. Loi, C. W. Tu, P. M. Asbec, and W. S. C. Chang, "Microwave structures for traveling-wave MQW electroabsorption modulators for wide band 1.3 μm photonic links", in Proc. SPIE, Optoelectronic Integrated Circuits, 1997, vol. 3006, pp. 291-300.
5. S. Z. Zhang, Y. J. Chiu, P. Abraham, and J. E. Bowers, "25-GHz polarization-insensitive electroabsorption modulators with traveling wave electrodes", IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 11, pp. 191-193, 1999
6. W. W. Rigrod and I. P. Kaminow, "Wide-band microwave light modulation", Proc. IEEE, vol. 51, pp. 137-140, 1963.
7. R. Spickermann, S. R. Sakamoto, and N. Dagli, "GaAs-AlGaAs traveling wave electro-optic modulators", in Proc. SPIE, Optoelectronic Integrated Circuits, 1997, vol. 3006, pp.272-279.
8. M. M. Milhailidi, J. E. Zucker, M. D. Feuer, M. N. Khan, T. Y. Chang, and N. J. Sauer, "Microwave properties of traveling-wave InGaAs/InGaAlAs quantum-well optical waveguide modulators", Microwave Opt. Technol. Lett. vol. 10, pp. 204-207, 1995.
9. K. K. Loi, X. B. Mei, J. H. Hodiak, C. W. Tu, and W. S. C. Chang, "38GHz bandwidth 1.3 μm MQW electroabsorption

- modulators of RF photonic links”, Electron. Lett., vol. 34, pp. 1018-1019, 1998.
10. G. L. Li, R. B. Welstand, W. X. Chen, J. T. Zhu, S. A. Pappert, C. K. Sun, Y. Z., Liu, and P. K. L. YU, “Novel bias control of electroabsorption waveguide modulator,; IEEE Photon. Technol. Lett. vol. 10, pp. 672-674, 1998.
 11. R. B. Welstand, S. A. Pappert, D. T. Nichols, L. J. Lembo, Y. Z. Liu, and P. K. L. Yu, “Enhancement in electroabsorption waveguide modulator slope efficiency at high optical power”, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 10, pp. 961-963, 1998.
 12. K. Yamada, H. Murai, I. Nakamura, Y. Matsui, and I. Ogawa, “Low polarization dependence(<0.3 dB) in and EA modulator using a polyimide-buried high-mesa ridge structure with and InGaAsP bulk absorption layer” Electron. Lett., vol. 31, pp. 237-238, 1995.
 13. K. K. Loi, X. B. Mei, J. H. Hondiak, K. N. Cheng, L. Shen, H. H. Wieder, C. W. Tu. and W. S. C. Chang, “Experimental study of efficiency-bandwidth tradeoff of electroabsorption waveguide modulators for microwave photonic links”, In Proc. IEEE LEOS, 1997, vol. 1, pp. 142-143.
 14. R. G. Walker, “High-speed III -V semiconductor intensity modulators”, IEEE J. Quantum Electron., vol. 27, pp. 654-667, 1991.
 15. N. Mineo, K. Yamadk, K. Nakamura, S. Sakai, T. Ushikubo, OFC '98 Technical Digest pp. 287-288, 1998.
 16. G. L. Li, C. K. Sun, S. A. Pappert, W. X. Chen, and P. K. Lee, IEEE MTT, vol. 47. NO. 7, JULY 1999, pp1177-1181
 17. S. C. Kong, J. H. Lee, S. J. Lee, Y. W. Choi, “Analysis and design of TWPD for RF optical link communication using the FDTD method”, SPIE Proceeding vol. 3948, pp. 179-189, 2000
 18. S. J. Lee and Y. W. Choi, “Microwave characteristics of TW MQW EAMs using the FDTD and the Fourier transform”, SPIE Proceeding, vol. 3948, 2000.

저자약력

성 명 : 최영완
 근 무 처 : 중앙대학교 전자전기공학부 부교수
 최종 학력 : 1992 State University of New York at Buffalo, Ph.D.
 1987 State University of New York at Buffalo, M.S.
 1985 서강대학교 전자공학과, B.S.
 주요경력 : 1995 - 현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 부교수
 1992 - 1995 : 한국전자통신연구소 선임연구원
 E-mail : ychoi@cau.ac.kr

성 명 : 이종창
 근 무 처 : 홍익대학교 전자전기공학부 조교수
 최종 학력 : 1994 University of California, Santa Barbara, Ph.D
 1985 KAIST 전기 및 전자공학과, M.S.
 1983 서울대학교 전자공학과, B.S.
 주요경력 : 1994 - 현재 : 홍익대학교 전자공학과 조교수
 1985 - 1989 : KIST 응용광학실 연구원
 E-mail : wave@hongik.ac.kr