

論文99-36D-6-11

협대역 마이크로파 광전송을 위한 전광 이중 전계흡수 광변조기의 선형특성

(Linearity of All Optical Dual EA Modulator for Narrow-band Microwave Optical Transmissions)

李圭雄*, 韓相國*

(Gyu-Woong Lee and Sang-Kook Han)

요 약

협대역 마이크로파 아날로그 광전송을 위한, 이중 변조구조를 이용한 새로운 전광 전계흡수 광변조기의 선형화 방법이 제안되었으며, 이론적으로 고찰되었다. 주 변조기와 소자 길이, 흡수층의 밴드갭 파장 그리고 DC 바이어스 전압을 달리하는 부 변조기의 주 변조기와와의 이중 변조구조를 적용하여, 주 변조기의 3차 비선형 왜곡 성분인 CTB(composite triple beat distortion)를 최소화하는 동작점이 작은 바이어스전압으로 이동함과 더불어 ~30dB의 CTB의 억제효과를 얻을 수 있었다. CTB의 억제에 따라 협대역 채널 대역에서의 ~20dB 동작영역의 향상을 이룰 수 있었다.

Abstract

For analog optical transmission of narrow-band microwave signal, a novel all-optical linearization technique of electro-absorption (EA) optical modulator by using dual modulation scheme is proposed and theoretically investigated. By using the dual modulation scheme where the sub-modulator has a different length, DC bias and band-gap wavelength, the DC bias operation point where the third-order intermodulation products become the smallest moved to low bias voltage. Reductions of the third-order intermodulation products of ~30dB and the following increase of spurious free dynamic range (SFDR) of ~20dB were achieved in sub-octave narrow band operation.

I. 서론

초고속 데이터 전송을 위한 차세대 멀티 미디어 시스템에서는 최소한 155Mbps의 데이터 전송이 요구되며, 이러한 유무선 통신망의 초고속화와 광대역화의 일환으로 현재 통신시장의 선두가 되는 무선통신분야

에서, 기존의 cellular 또는 PCS 통신망 사용자의 coverage의 향상과 주파수 재사용의 효율증대를 위한 방법으로 기존의 macrocell 개념에서 microcell 개념의 협대역 마이크로파 신호의 photonic device를 이용한 RF 광변환 네트워크가 강하게 부각되고 있다. RF 광변환 네트워크는 사용자의 coverage를 높이기 위해 기하급수적으로 증가되는 base station과 remote antenna수의 집적화와 각 base station에서 RF 변환을 위한 부가적인 하드웨어 변환모듈이 불필요하게 된다. 또한, 집적화를 통하여 집중화된 시스템 구성으로 인한 유지보수가 편리해지게 되며, 광변환/다중화 방식에 의한 집중화된 시스템에서의 RF carrier의 동적할당을 가능하게 함으로써 기존의 PSTN망을

* 正會員, 延世大學 電氣·컴퓨터工學科

(Dept. of Electrical and Computer Engineering, The graduate school, Yonsei University)

※ 본 연구는 1998년 정통부 국책과제(98-036)의 지원에 의해 수행되었음

接受日字:1999年2月5日, 수정완료일:1999年4月23日

이용한 유무선 통합망과 비교하여 고속의 광대역, 정보전송이 가능하다는 장점을 지닌다. 이러한 광변환 기술의 가장 중요한 부분으로서 RF 신호의 광변조 방법에 대한 노력이 수년 전부터 집중적으로 연구되고 있으며, remote antenna에 수신되는 RF신호를 광 subcarrier로 변환하는 광변환 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 광대역 아날로그 광 전송시에는 각 채널기준 주파수(f_1, f_2, \dots)에 대하여 다중 채널 입력에 따른 intermodulation 성분인 $f_1 \pm f_2$ 의 CSO (composite second order distortion)와 $2f_1 \pm f_2$ 인 CTB(composite triple beat distortion)이 중요하지만, 협대역 마이크로파 신호를 이용한 아날로그 광전송에 있어서는 기준 채널대역이 sub-octave 대역을 넘지 않으므로 각 채널기준 주파수에 대하여 대역필터로도 제거되지 않는 비선형 출력인 CTB의 억제에 중요하게 된다. 따라서 이러한 비선형출력을 최소화하기 위한 소자의 선형성 확보가 아날로그 SCM 분배망의 광변환 시스템에서는 가장 중요한 부분을 차지하고 있다.

레이저 다이오드를 이용한 직접변조시 발생하는 처핑(chirping)으로 인한 비선형 왜곡은 아날로그 광변환 링크의 성능을 열화시키는 문제점으로 지적되어 왔다. 이러한 직접변조시의 문제점을 최소화하기 위하여, 외부변조방식을 이용한 광변환기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 10GHz 이상의 고속 광변조시 처핑에 의한 문제점을 해결할 수 있게 되었다. 이러한 배경에서 변조기의 L-V(light power versus voltage) 전달특성이 비교적 단순한 정현함수(raised cosine function)의 전달특성을 갖는 LiNbO₃ MZI (Mach-Zender Interferometer) 외부변조기가 AM-SCM 광전송장치로서 적용될 수 있음이 보고되었다^[1]. 그러나, 이러한 LiNbO₃ MZI변조기는 전력소비가 크고, 고비용이며, 삽입손실을 줄이기 위한 레이저와의 단일 집적이 어렵다는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 화합물 반도체를 이용한 전계흡수 광변조기가 광변환 링크에서의 변조기로서의 역할이 증대되고 있다. 반면, 전계흡수 광변조기는 MZI 변조기와는 달리 복잡한 지수 함수적인 L-V 전달특성을 지니기 때문에 이러한 비선형 전달함수 특성을 선형화는 아날로그 광변환 시스템의 성능에 직결되는 중요한 연구분야의 하나로 부각되고 있는 실정이다. 아날로그 SCM 광전송 링크에서 전계흡수 변조기의 선형성 향상을 위해 시도되었던 구조^[2-5]는 전계흡수 광변조기의 비선형적인

출력을 보상하기 위한 부분적 또는 전적으로 전기적 소자의 구성에 의한 외부적 선형화방법^[3-4]과, 입력 광파장에 따른 전계흡수 광변조기의 출력특성 변화를 이용한 2차 광원인가에 의한 비선형 출력성분의 위상반전을 유도하는 전광(all-optical) 선형화 방법^[5]이 실험적으로 제시되어, CATV 대역에서 8~30dB의 비선형 억제치가 있음이 발표된 바 있다.^[2-5] 그러나, 이러한 외부적 선형화 방법을 통한, 전계흡수 광변조기의 선형화 방법은 RF 주파수가 높아짐에 따라 전기적 소자구성에 따른 주파수 응답의 한계성과 부가적인 2차 광원을 통한 선형화 방법은 2차 광 파장의 안정성과 실제적 광변환 링크적용의 복잡성과 같은 문제점을 지니고 있다.

본 논문에서는 협대역 RF 주파수 채널 대역에서의 아날로그 광변조시 비선형성을 줄이는 새로운 구조의 전광(all-optical) 이중 변조방식의 선형 광 변조기술을 제안하고, 이론적으로 고찰하였다. 제안된 본 구조는 Korotky^[6] 등에 의해서 제시되었던 전광효과(electro-optic effect)를 이용한 MZI 광변조기의 이중 병렬구조와 비교하여 다음과 같은 차별성을 두고 있다. 기존에 제시되었던, 이중 병렬구조의 MZI 광변조기의 선형화 방법은 비선형 출력신호를 상쇄하기 위한 방법으로 MZI 광변조기의 바이어스 전압에 따른 전달특성이 위상반전 출력신호 특성을 갖도록 바이어스 전압을 각각의 전달특성곡선의 반대 슬롯에 위치시켜야하며, 이를 위한 바이어스 전압의 정확한 조정과 부가적인 위상 천이기가 요구된다. 또한, 정확한 비선형 성분을 상쇄하기 위하여 주, 부-변조기의 입력 광전력 분배비율과 인가되는 RF 전력의 분배비율 정확하게 조정하여야 한다^[6]. 반면, 본 논문에서 제안한 구조에서의 선형화 방법은 전계흡수 광변조기를 이용한 비교적 간단한 선형화 방법을 제공한다. 전계흡수 광변조기의 밴드갭 또는 소자길이 차이에 따른 흡수계수와 위상변화의 차이에 의한 전달특성의 변화를 이용하여, 두 전계흡수 광변조기의 출력된 광전계의 위상과 크기를 각 바이어스 전압의 조정을 통해 동시에 조정할 수 있으며, 이를 통한 주-변조기의 비선형전달함수의 선형화를 통해 비선형 출력의 억제를 이룰 수 있다. 또한, 반전된 특성을 이용한 병렬구조의 MZI 광변조기에서의 주 신호(fundamental signal)의 감쇄에 의한 RF 링크이득의 감소가 불가피한데 비하여, 제안된 본 구조에서의 전달특성을 이용한 선형화 방법을 통해 RF 링크이득의 증가를 이룰 수 있다.

본 논문에서는 제안된 광변조기의 비선형출력 억제 효과와 동작영역의 증대효과를 비교 검증하기 위하여 기존의 InGaAsP/InP 구조 단일 전계흡수 광변조기와 비선형 전달특성을 논하고, 제안된 이중변조 방식의 구조의 선형화 방법으로 제시된 부-변조기의 밴드갭 파장과 소자길이를 변화를 이용한 전달특성곡선의 변화를 통해 비선형 출력특성의 변화를 단일 전계흡수 광변조기와 비교 모의실험을 수행하여 협대역 마이크로파 신호의 인가에 따른 비선형 출력신호의 억제효과와 협대역 아날로그 광전송링크에서의 동작영역의 증가를 알아본다.

II. 전계흡수 광변조기의 비선형 전달특성

1. 전계흡수 광변조기의 흡수계수 변화

본 논문에서 적용된 전계흡수 광변조기는 InGaAsP/InP Bulk 흡수층을 지닌 deep ridge의 P-i-N 다이오드의 구조를 지닌다. 흡수층은 벌크 InGaAsP를 사용하고, 변조기 길이 L 은 $200\mu\text{m}$, 흡수층 두께 d 와 폭은 각각 $0.25\mu\text{m}$, $3\mu\text{m}$ 로 하였으며, 기타 자세한 광도파로 특성은 참고문헌^[7]을 참조하였다.

전계흡수효과는 반도체 물질에 역바이어스의 전압 인가시 밴드갭이 줄어들게 되어, 고정된 파장의 광 에너지가 흡수되는 정도가 달라지는 현상이다. 이는 역바이어스 전압에 의한 금지대역(forbidden band)내에 밴드꼬리(band tail)에 의한 전도대가 존재하게 되어, 밴드갭 에너지(E_g) 보다 조금 작은 에너지의 빛을 CW파 형태로 변조기에 입사시, 변조기를 역바이어스로 동작시키면 바이어스 전압이 없을 때는 흡수정도는 최소로 되고, 대부분의 광에너지가 외부로 출력된다. 그러나, 적당한 역바이어스 전압에서는 상당량의 광 에너지가 흡수되어 광출력이 작아지게 된다. 따라서, 흡수층의 전계분포에 따른 광 에너지의 흡수량의 변화가 변조기의 출력특성을 결정하게 된다.

그림 1은 본 논문의 모의실험에 적용된 InGaAsP/InP 전계흡수 광변조기의 구조와 전계분포에 따른 흡수계수의 변화를 나타낸 것이다. 흡수층의 밴드갭 파장과 입사 광파장의 차이로 정의되는 파장 detuning에 대하여, 역방향 바이어스가 증가할수록 absorption edge는 장파장쪽으로 이동하게 되며 $1.55\mu\text{m}$ 의 입사광 파장에 해당되는 흡수계수는 증가하게 되므로 변조기를 진행하는 빛의 크기는 줄어들게 된다. 일정한 입사

광 파장에 대한 전계흡수 광변조기의 흡수층의 밴드갭 파장의 변화는 흡수계수의 변화를 야기함을 위의 결과를 통해서 알 수 있다.

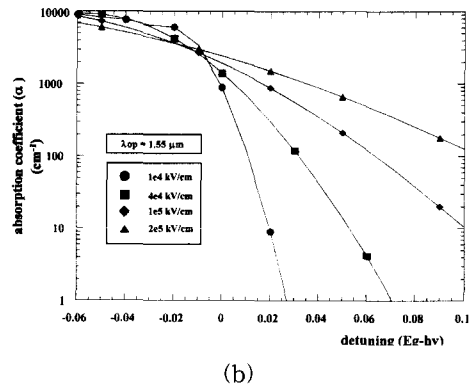
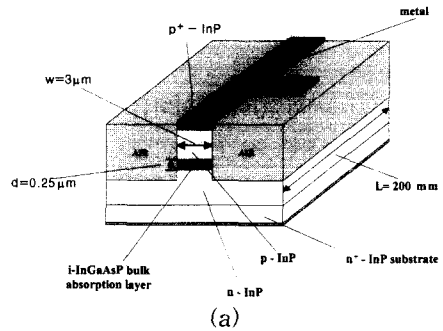


그림 1. 전계흡수 광변조기의 구조와 파장 detuning과 전계에 따른 흡수계수 변화 (a) 전계흡수 광변조기의 구조 (b) 파장 detuning과 전계에 따른 흡수계수 변화

Fig. 1. The schematic of electroabsorption modulator and the variations of the absorption coefficient as functions of wavelength detuning and electric fields. (a) Schematic of an electroabsorption modulator. (b) The absorption coefficient vs. wavelength detuning and electric field.

2. 흡수계수 변화에 따른 광출력의 위상과 크기 변화
광변조기에 입사하는 광전계의 평면파 가정하고, 변조기 단면의 무반사막 형성에 따른 캐비티 모드(cavity mode)는 없다고 가정하였을 때, 전계흡수 광변조기 내에서의 진행하는 전계는 도파모드를 형성하여 진행하지만 변조기 단면에서의 도파모드 분포를 하나의 변수로 취급하면 식 (1), (2)와 같은 평면파로의 표현이 가능하다.

$$E_{out} = E_i \exp(j \Gamma \bar{n} L), \quad \bar{n} = n' + jn'' \quad (1)$$

$$\bar{\beta} = \bar{n} k_o = (n' + jn'')k_o = n'k_o + j\frac{\alpha}{2} \quad (2)$$

각각의 E_i , E_{out} 은 입, 출력되는 광전계를, k_o 는 공기중의 전파상수, Γ 는 광구속계수(confinement factor), n' , n'' 은 굴절률의 실수부와 허수부를 의미한다.

$\bar{\beta}$ 는 식 (2)에서와 같이 정의되는 복소 전파상수이다. 흡수층의 굴절률은 식 (1)의 $\bar{n} = n' + jn''$ 과 같이 복소 유전율을 지니게 된다. 광크기 변조를 위해 변화된 흡수계수 α 은 굴절률의 허수부에 해당하므로 Kramers-Kronig 관계를 이용하면 굴절률의 실수부의 변화를 구할 수 있다. Kramers-Kronig 관계는 식 (3)과 같이 정의된다^[8].

$$\Delta n'(\omega, F) = \frac{c}{\pi} \int_0^\infty \frac{\Delta \alpha(\omega', F)}{\omega'^2 - \omega^2} d\omega' \quad (3)$$

여기서 c 는 빛의 속도이고, ω 는 흡수층의 밴드갭 에너지에 해당하는 주파수이다. 따라서, 각각의 밴드갭 파장의 변화에 따른 흡수계수의 변화는 위의 관계를 통해서 굴절률의 변화를 계산할 수 있으며, 이를 통해 전계 흡수 광변조기의 광출력의 위상과 크기가 결정되게 된다.

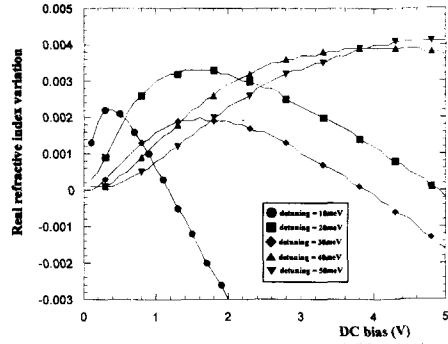
그림 2의 (a)와 (b)는 각각의 파장 detuning의 변화에 따른 굴절률의 실수부와 허수부의 변화를 바이어스 전압에 대하여 나타낸 것이다. 식 (3)에서 흡수계수 변화에 따른 굴절률 변화를 이용하여, 입사 광파장 (λ_{op})에 대한 전계흡수 광변조기의 출력단에서의 광전계의 위상과 크기변화를 식 (4)를 통해 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$E_{out} = E_i \exp(j\Gamma \bar{\beta} L) = E_i \exp(j\Gamma n' k_o L - \frac{\alpha}{2} \Gamma L) \quad (4)$$

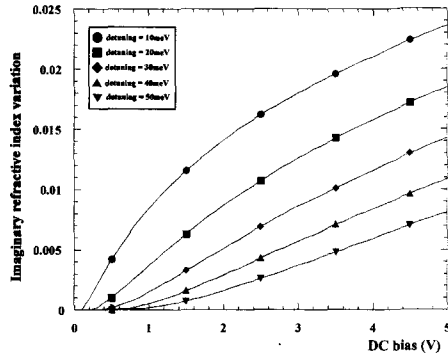
$$\begin{aligned} I_{intensity} &= |E_i|^2 \exp(-\alpha \Gamma L) \\ &= \exp(-\Gamma \frac{4\pi}{\lambda_{op}} n'' L) \end{aligned} \quad (5)$$

$$Phase(\psi) = \Gamma n' k_o L = \Gamma n' \frac{2\pi}{\lambda_{op}} L \quad (6)$$

그림 3은 1.55 μ m의 입사 광파장에 대한 밴드갭 파장의 변화에 대한 흡수계수 변화가 바이어스 전압에 대하여 변화하면서 나타나는 전계흡수 광변조기의 광출력을 나타낸다. 그림 3의 DC 바이어스 전압에 대한 광출력 특성곡선을 통해서, 1.55 μ m의 입사 광파장에 대한 광변조기의 흡수층의 밴드갭 파장이 변할시, 밴드갭 파장에 따른 광출력특성이 변화함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 2. 파장 detuning과 DC 바이어스전압에 따른 굴절률의 실수부, 허수부변화 (a) 굴절률의 실수부 변화 (b) 굴절률의 허수부 변화

Fig. 2. The real and the imaginary part variations of the refractive index for several wavelength detuning as function of DC bias voltage. (a) The real part variation of the refractive index (b) The imaginary part variation of the refractive index.

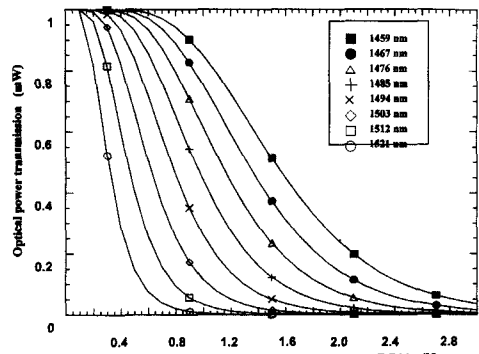


그림 3. 밴드갭 파장변화와 DC 바이어스전압에 대한 전계흡수 광변조기의 광출력

Fig. 3. The optical power transmission of EA modulator for different band-gap wavelength as a function of DC bias voltage.

또한, 광변조기의 광출력의 위상과 크기는 식 (5)와 (6)에서의 같이 밴드갭 파장변화에 따른 흡수계수의 변화를 통해 얻어진 굴절률의 변화와 더불어 소자길이 L에 대하여 변화함을 알 수 있다. 그러므로 전계흡수 광변조기의 출력특성을 변화시킬 수 있는 변수로서 일정 입사 광파장에 대한 흡수층의 밴드갭 파장의 변화와 소자의 길이가 출력특성을 변화시킬 수 있음을 알 수 있다.

III. 이중변조방식 전계흡수 광변조기의 모델링

주 변조기의 비선형 전달특성을 보상하기 위하여, 모의 실험되어진 전광 이중변조 방식 전계흡수 광변조기와 모델링 되어진 광변환 링크의 구조는 그림 4와 같다. 모의실험에 적용된 주, 부 변조기의 기본 구조 변수는 2절에서 적용한 광변조기의 구조변수와 동일하다. 선형성 비교를 위한 단일 전계흡수 광변조기의 흡수층의 밴드갭 파장은 1485nm, 소자길이는 200 μ m를 기준으로 하였다. 1.55 μ m의 광파장을 갖는 입사 광은 2mW의 광전력을 갖고 레이저 다이오드를 통해, 2 \times 1 광섬유 분배기에 의해 동비율로 각 변조기에 인가되어진다. 모델링된 이중변조방식 광변조기의 선형화 정도를 판단하기 위한 광변환 링크로서 단일모드 광섬유를 거친 링크의 종단은 이상적인 광 검출기로 가정하여 광변조기를 거친 광출력의 비선형 출력성분의 모의 측정실험을 위한 광변환 링크를 구성하였다. 각각의 주, 부 변조기를 거친 광전계는 최종 출력단에서 각각의 전계의 위상과 크기가 합해진 성분으로 식(7)과 같이 표현되어진다.

$$P_{out} = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos(\text{phase}_1 - \text{phase}_2) \quad (7)$$

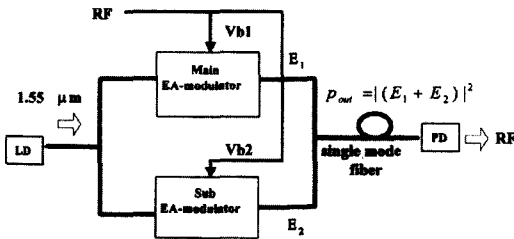


그림 4. 이중 전계흡수 광변조기를 이용한 전광 선형 RF 광변환링크의 구조
Fig. 4. Schematic diagram of all-optically linearized RF photonic links using a dual EA modulator.

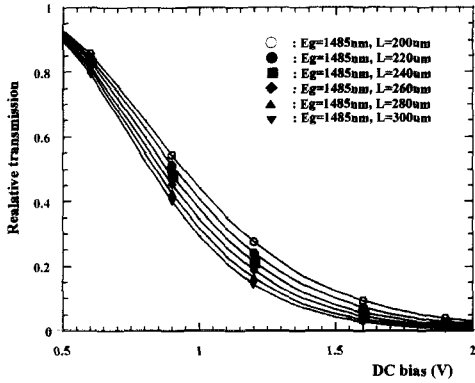
제안된 구조에서 적용한 주 변조기의 전달함수의 선형성을 향상기 위한 방법은 식 (5)와 (6)에서의 같이 광변조기의 전달함수의 변수로서 각각의 주, 부 변조기의 바이어스 전압에 따른 위상과 크기가 전달함수 변화의 요인으로서 작용하게된다. 따라서, 주 변조기의 전달함수특성을 길이, 밴드갭 변화에 따른 바이어스 전압에 대한 위상변화와 크기변화를 통해 유도되어지는 부 변조기의 전달특성곡선과 임의로 선택된 주 변조기의 전달특성곡선의 반대 슬롭경향을 갖는 특성곡선 구간을 DC 바이어스 조정을 통해 합치시킴으로써 선형화된 전달함수로 변화시키고자함이 본 제안된 구조의 선형화 개념이다.

IV. 모의 실험 결과 및 고찰

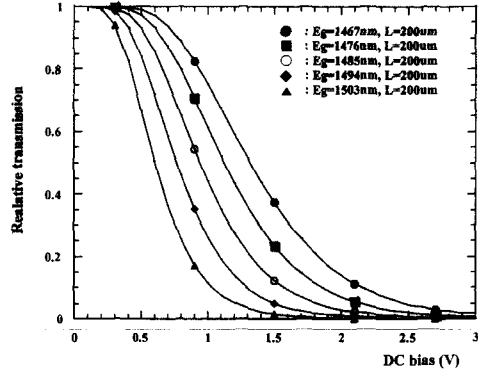
1. 부 변조기 길이 또는 밴드갭 변화에 대한 전달특성 변화

주 변조기의 전달함수 변화를 위한 첫 번째 적용개념으로 부 변조기의 일정 밴드갭 파장에 대한 소자의 길이변화로 광흡수의 증가를 통해 광출력의 세기와 위상변화를 유도하였다. 각 변조기의 밴드갭은 1485nm로 고정하였으며, 부 변조기의 길이변화를 200 μ m에서 300 μ m까지 20 μ m씩 변화시키면서 전계흡수 광변조기의 광출력의 크기와 위상의 변화를 유도하였다. 길이변화에 따른 부 변조기의 광출력과 위상변화는 그림 5의 (a), (b)와 같다.

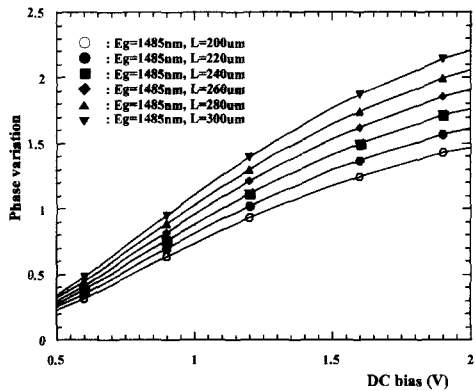
그림 5의 (a),(b)의 결과를 통해서 알 수 있듯이, 일정 밴드갭 파장에 대한 길이변화는 광 흡수량의 증가와 더불어 위상의 일정한 변화를 수반하는 결과를 가짐을 알 수 있다. 또한, 소자길이를 200 μ m로 고정하고, 흡수층의 밴드갭 파장을 1485nm를 기준으로 1459nm에서 1503nm로 변화를 통해 흡수계수 변화에 따른 광출력의 세기와 위상변화를 유도하였다. 그림 6의 (a)와 (b)는 부 변조기의 밴드갭 변화에 대한 전계 흡수 광변조기의 광출력과 위상변화를 나타낸다. 1485nm의 밴드갭 파장을 기준으로, 단파장과 장파장의 밴드갭 파장으로 변화시 1485nm보다 작은 밴드갭 파장을 가질 경우 동일한 광 흡수효과를 얻기 위한 큰 DC 바이어스 전압이 요구됨을 알 수 있으며, 장파장으로의 밴드갭 변화시 길이변화에 비하여 큰 위상 변화를 갖는 전달특성 변화를 얻을 수 있었다. 일반적인



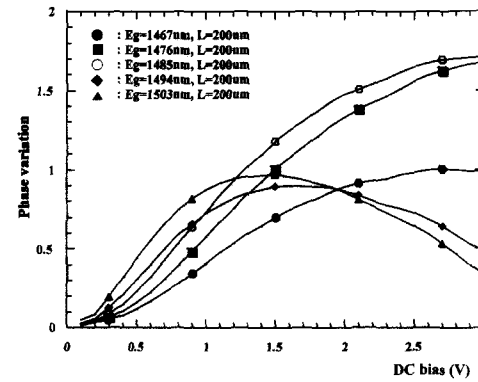
(a) 길이변화에 따른 광출력의 세기변화



(a) 밴드갭 파장 변화에 따른 광출력의 크기변화



(b) 길이변화에 따른 광출력의 위상변화



(b) 밴드갭 파장 변화에 따른 광출력의 위상변화

그림 5. 소자 길이 및 DC 바이어스 전압변화에 따른 광출력의 크기(a)와 위상변화(b)

Fig. 5. Relative power transmission.(a) and phase variation(b) of output optical signal vs. DC bias voltage for different modulator length.

그림 6. 밴드갭 파장 변화와 DC 바이어스 전압에 대한 광출력의 크기(a)와 위상변화(b)

Fig. 6. Relative power transmission.(a) and phase variation(b) for different band-gap wavelength of EA modulator.

로, 전계흡수 광변조기의 전달함수는 광변조기의 출력된 광전력(P_{out})에 대한 입력된 광전력(P_{in})의 비로써 식 (5)를 이용하여 (8)과 같이 정의할 수 있다.

$$\frac{P_{out}}{P_i} = \exp(-\alpha \Gamma L) = f(v_b) \quad (8)$$

따라서, 광변조기의 동작점은 비교적 선형구간에 가까운 전달특성 곡선의 50% 광출력의 지점인 굴곡점 (inflection point)을 RF 신호를 인가하는 동작점으로 규정하게 된다. 본 논문에서 적용한 주 변조기의 선형화 구간은 주 변조기의 굴곡점을 기준으로 0.5~1.5 V의 DC 바이어스 전압에 대한 전달특성곡선의 슬롭

변화 구간을 길이 또는 밴드갭 변화에 대하여 얻어지는 전달특성곡선의 반대 슬롭변화 구간과 합치시키는 것으로서 모의 실험의 비교기준을 선정하였다. 따라서 전달함수의 변화를 위해 주 변조기의 슬롭과 결합되어지는 부 변조기의 구간은 20um씩 변화된 소자길이에 대한 전달특성곡선이 동일 슬롭 변화경향을 갖는 부 변조기의 1~2.0V의 DC 바이어스 전압에 대한 전달 특성곡선의 슬롭구간이 결합되어지도록 부 변조기의 바이어스 구간을 조정하였고, 각각의 변조기 길이변화에 대한 전달함수의 변화를 유도하였다. 밴드갭 파장의 변화에 대한 주 변조기와 합치되는 부 변조기의 전달특성곡선의 슬롭구간은 각 밴드갭 파장에 대한

0.75~2.66V사이의 동일 슬로프 변화경향을 갖는 전달 특성곡선의 슬로프구간을 1V로 하여 주-변조기의 전달 특성곡선과의 결합되도록 부-변조기의 DC 바이어스 전압을 조정하였다. 부-변조기의 길이 또는 밴드갭 파장변화와 각 변조기의 DC 바이어스 전압의 조정을 통해 주, 부-변조기를 거쳐 출력된 이중변조 방식을 적용하여 변화된 전달특성곡선의 결과는 그림 7과 같다.

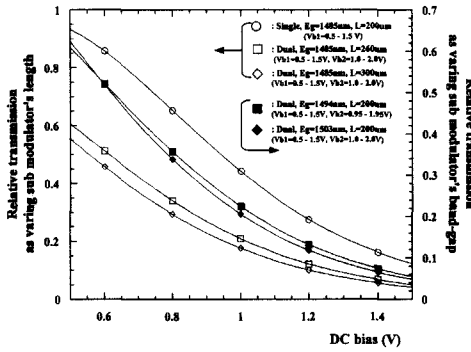


그림 7. 부-변조기의 길이·밴드갭 파장 변화에 따른 이중 전계흡수 광변조기의 전달특성곡선의 변화
 Fig. 7. The transmission characteristics variations of dual EA modulator as function of sub-modulator and band-gap wavelength.

그림 7의 결과는 제안된 구조에서의 전달함수변화는 길이 변화에 대해서는 전달함수의 최대변화를 보이는 260, 300 μ m의 부-변조기 길이변화와 1494nm, 1503 nm의 밴드갭 파장의 변화에 대한 전달함수의 결과를 나타낸 것이다. 길이와 밴드갭 파장의 변화에 대해서 각각 단일 광변조기와 비교하여 비교적 선형적인 전달 함수를 가짐을 알 수 있으며, 밴드갭 파장의 변화에 따른 위상변화의 차이의 유발을 통해서 길이 변화에 비하여 큰 슬로프변화를 갖는 전달함수의 변화를 보임을 알 수 있다.

2. Intermodulation 특성 비교

부-변조기의 길이, 밴드갭 변화에 따른 변화된 전달 함수의 선형특성을 RF신호의 Two-tone 인가에 의한 비선형 출력을 단일 광변조기와 비교하였다. 소신호 근사방법에 의해 전계흡수 변조기의 전달함수를 5차이상의 Taylor식을 이용한 고차 다항식으로 표현 할 수 있으며, 이러한 입력전압에 대한 출력은 식 (9)와 같이 표현된다.^[9]

$$\frac{p_{out}}{p_{in}} = f(V_b) + \frac{df}{dV} \Big|_{V_b} V_m + \frac{1}{2!} \frac{d^2f}{d^2V} \Big|_{V_b} V_m^2$$

$$+ \frac{1}{3!} \frac{d^3f}{d^3V} \Big|_{V_b} V_m^3 + \dots \tag{9}$$

$$= C_0 + C_1 V_m + C_2 V_m^2 + C_3 V_m^3 \dots$$

각각의 C₀, C₁, C₂, C₃ 는 입력에 대한 2차, 3차의 비선형 출력계수를 의미한다. V_m은 Taylor식에서 전 체전압 (V)에 대한 바이어스 전압 (V_b)에서의 변조신 호를 의미한다. 식 (9)에서와 같이 각각의 비선형 출 력계수는 전달함수의 바이어스 전압에 대한 미분계수 에 의존함을 알 수 있으며, 전달함수의 변화에 따른 슬로프의 변화는 각 비선형 출력의 변화를 의미함을 알 수 있다. 단일 입력신호에 대한 V_m은 다음과 같이 표 현된다.

$$V = V_b[1 + m_i \cos(\omega t)] = V_b + V_b m_i \cos(\omega t) \tag{10}$$

$$V_m = V - V_b = V_b m_i \cos(\omega t) \tag{11}$$

여기에서 V_b는 바이어스 전압이고, m_i는 바이어스 전압에 대한 입력 신호의 크기를 나타내는 변조깊이 (modulation depth)를 의미한다. 또한, ω 는 변조 각 주파수를 나타낸다. 모의실험에 있어서 적용된 인가되 는 RF 신호의 전기적 변조깊이는 3%로 규정하였고 각각의 f₁, f₂의 주파수 차이는 5MHz의 채널간격을 적용하여, two-tone 입력에 대한 CSO와 CTB를 유 도하였다. two-tone RF 입력시의 입력 신호는 아래 와 같이 정의한다

$$V_i = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \tag{12}$$

위의 (12)식을 식 (9)의 Taylor 전개식을 통해서 얻은 각각의 계수를 비교하여, 각각의 기준 신호(f₁,f₂)에 대한 2차 비선형 출력의 크기를 비로 나타낸 것이 CSO이며, 3차 비선형출력과의 비를 CTB로 정의한다. CSO와 CTB의 계산은 식 (8), (9)와 참고문헌^[10]의 linear method를 이용하여 수치해석 방법으로 유 도하였으며, 이러한 과정을 통해서 얻은 CSO와 CTB 는 다음과 같이 나타낸다.

$$CSO = \left[\frac{IMC_2}{fund_c} \right]^2, \tag{13}$$

$$IMC_2 = C_2(m_i V_b)^2 = C_0 f''(V_b)(m_i V_b)^2$$

$$CTB = \left[\frac{IMC_3}{fund_c} \right]^2, \tag{14}$$

$$IMC_3 = C_3(m_i V_b)^3 = C_0 f'''(V_b)(m_i V_b)^3$$

식 (13)과 (14)에서 $fund_c$ 는 각 채널기준 주파수의 크기성분을, IMC_2 , IMC_3 는 Taylor 전개를 통해서 구해진 $f1 \pm f2$ 과 $2f1 \pm f2$ 의 주파수 성분의 크기를 나타내며, 변조되는 RF 신호의 크기성분인 $miVb$ 를 포함한다. 따라서 식 (13)과 (14)를 이용하여 광변조기의 전달함수의 인가전압에 따른 비선형성분의 변화를 알 수 있으며, 전달함수의 2차, 3차 미분변화율을 통해 CSO와 CTB의 억제를 위한 동작점을 산출할 수 있다. DC 바이어스에 대한 two-tone 신호의 인가시 CSO와 CTB는 대역폭에 따라서 광대역 아날로그 전송시에는 각 채널기준 주파수($f1, f2, \dots$)에 대하여 전달함수의 짝수항 성분에 기인한 $f1 \pm f2$ 와 같은 CSO성분과 홀수항 성분에 기인한 $2f1 \pm f2$ 의 CTB성분이 중요하지만, 협대역 마이크로파 신호를 이용한 아날로그 광 전송시에는 각 채널기준 주파수에 대한 CTB의 비선형 출력의 억제가 중요하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 CTB를 식 (14)를 이용한 부-변조기의 길이와 밴드갭 변화를 통해 변화되어진 제안된 구조에서의 전달특성곡선의 선형성을 단일 변조기의 비선형 출력인 CTB와 비교·모의실험 하였다. 그림 9는 부-변조기의 길이 또는 밴드갭 변화에 따른 CTB의 억제효과를 단일 광변조기와 비교한 결과이다.

그림 8의 결과에서와 같이 부-변조기의 길이와 밴드갭 변화를 통해서 얻어진 전달함수의 변화를 통해서, sub-octave 밴드의 시스템 성능 열화의 주된 성분인 CTB가 단일 광변조기와 비교하여 ~30dB의 억제효과를 가짐과 동시에 CTB가 최소화되는 DC 바이어스 전압이 작은 구동바이어스 전압으로 천이함을 볼 수 있다. 이는 CTB가 전달함수의 3차 미분에 의존하는 특성에 비추어 볼 때, 주, 부-변조기의 바이어스 조정을 통해 결합되어지는 각 전달특성곡선의 슬롯구간은 3차 미분변화율이 각각 반대의 경향을 갖고 결합되어 지게 된다. 따라서, 주-변조기의 CTB의 변화가 반대의 미분변화율을 갖는 부-변조기의 전달특성곡선의 슬롯변화를 통해 보상됨을 결과를 통해서 알 수 있으며, 길이 또는 밴드갭 파장의 변화에 따른 변화된 전달함수의 경사효율이 부-변조기의 길이와 밴드갭 파장이 증가함에 따라서 큰 경사효율을 갖는 전달함수로 변화가 됨으로써 CTB의 억제를 위한 전달함수의 3차 미분의 영 지점 또한 작은 DC 바이어스 지점으로 변화하게 됨을 알 수 있다. 따라서, 단일 광변조기의 전달함수에 비해 선형적 특성과 큰 경사효율을 갖는 전달

함수의 특성을 갖음을 알 수 있다.

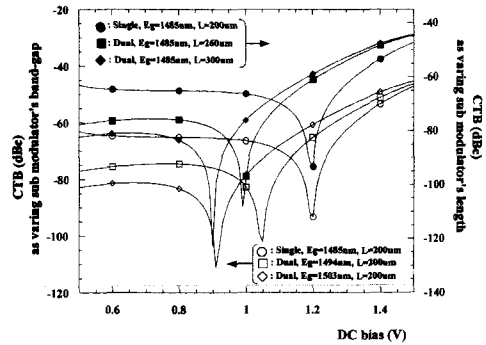


그림 8. 부-변조기의 길이·밴드갭 파장 변화에 따른 CTB 전력의 변화

Fig. 8. The variation of received CTB power as function of the length the sub-modulator an band-gap wavelength.

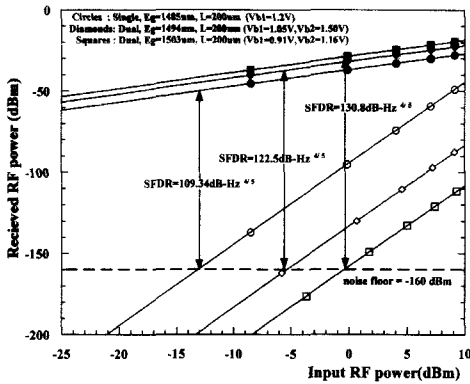
부-변조기를 이용한 이중 변조방식의 제안된 구조에서의 3차 비선형 억제효과와 CTB가 최소화되는 DC 바이어스 전압의 천이점을 통해, sub-octave 밴드에서의 아날로그 광전송에서의 제안된 구조의 동작 영역을 선형화 변수인, 부-변조기의 길이와 밴드갭 파장의 변화에 대하여 고찰하였다. sub-octave 밴드에서의 동작점은 3차 비선형성분인 CTB를 최소화하는 DC 바이어스 지점을 동작점으로 규정하게 된다.

3. Spurious Free Dynamic Range 특성 비교

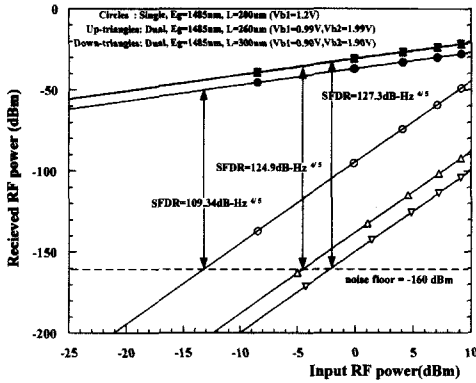
일반적으로, 소자의 선형성을 표현하는 척도로서 SFDR이 사용되어진다. SFDR은 시스템의 잡음수준 이상의 최저 RF 입력전압(V_{min}) 인가시의 광 검출단에서 전기적 신호로 변환하기 위한 RF 신호의 최소전력과 RF 신호 전력의 증가와 더불어 발생하는 소자의 전달함수 비선형성에 기인한 비선형성분이 잡음수준이상으로 증가시 시스템의 성능열화에 기여하게 된다. 이때의 비선형성분의 전력에 대응하는 최대 RF 입력 전압(V_{max})에 의한 RF 신호의 최대전력의 관계를 통해 SFDR을 규정할 수 있다.^[11]

DC 바이어스 전압에 따른 CTB의 길이와 밴드갭 파장의 변화에 대한 결과를 통해서 규정된 3차 비선형 억제점을 동작점으로 규정한다면, 광변조기의 비선형 출력성분은 3차 비선형성분인 $2f1 \pm f2$ 이 아닌 $3f1 \pm 2f2$ 에 해당하는 5차 비선형성분이 동작영역을 좌우하게 된다. 따라서, 부-변조기의 길이와 밴드갭 파장 변화에 따른 CTB이 억제점을 동작점으로 하여 5차 비

선형성분에 의한 동작영역을 단일 광변조기와 비교하여 3차 비선형억제에 따른 동작영역의 변화를 고찰하였다.



(a)



(b)

그림 9. 길이, 밴드갭 파장 변화에 따른 입력 RF 전력에 대한 수신된 기준 RF 신호(●,◆,■)와 5차 비선형 전력(○,◇,□)의 변화

Fig. 9. The received fundamental RF signal(●,◆,■) and fifth-order intermodulation power(○,◇,□) for different length of the sub-modulator and band-gap wavelength as a function of input RF power.

5차 비선형성분에 의한 동작영역의 모의 실험을 위한 모델링된 광변환 링크의 시스템 변수는 다음과 규정하였다. 광 검출기의 평균 광 전류는 1mA로, shot noise에 의한 시스템의 잡음전력을 -160dBm, 부하저항을 50Ω으로 하였으며, 광 검출기의 1Hz의 대역폭에 대한 각각의 길이변화와 밴드갭 변화시의 SFDR을 산출하였다. 부 변조기의 구조변화에 따른 5차 비선형성분에 의한 동작영역의 모의 실험결과는 그림 9의 (a), (b)와 같다.

전달함수 변화와 Two-tone 인가에 의한 비선형 출력 특성결과를 토대로 부 변조기의 길이와 밴드갭 변화에 따른 5차 비선형성분에 대한 동작영역을 CTB가 최소화되는 DC 바이어스전압을 주 변조기의 동작점(Vb1)으로 규정하였고, 주 변조기의 DC 바이어스 전압에 대한 부 변조기의 동작점(Vb2)는 길이와 밴드갭 파장의 변화에 따른 전달함수의 변화를 위해 적용한 주 변조기의 DC 바이어스 전압의 차를 적용하여 인가하였다. 각각의 SFDR의 결과는 그림 9와 같이 단일 광변조기의 동작영역과 비교하여 CTB의 억제에 의한 비선형성분의 감소와 전달함수의 선형화에 따른 RF 신호의 이득의 증가를 통해 길이와 밴드갭 파장의 변화에 대해서 ~20dB 이상의 증가를 보임을 알 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 아날로그 광전송을 위한 광변조기의 새로운 선형화 개념으로 전광 이중 변조방식 전계흡수 광변조기의 구조를 제안하였다. 제안된 구조는 주 변조기의 비선형성을 보상하는 방식으로 부 변조기의 길이변화와 밴드갭 변화에 의한 전계흡수 광변조기의 전달특성의 변화를 이용하여, 주, 부 변조기의 DC 바이어스 전압의 조절을 통해, 주 변조기의 비선형 전달특성에 의해 발생하는 3차 비선형성분을 보상하는 전달함수의 변화를 보였으며, 이를 통한 CTB의 억제와 더불어, CTB 억제를 위한 작은 구동바이어스 전압으로의 천이 경향을 볼 수 있었다. 이러한 선형화 방법을 통해 부 변조기의 길이변화에 따라 16~30dB의 CTB의 억제효과와 15~18dB의 SFDR의 증가를 볼 수 있었으며, 밴드갭 변화에 대해서는 9~18dB의 CTB 감소 효과와 13~21dB의 SFDR의 증가폭을 얻을 수 있었다. 따라서, 제안된 이중 변조방식 전계흡수 광변조기는 아날로그 광전송을 위한 전계흡수 광변조기의 비선형 전달특성을 부가적 고속회로의 구성없이, 광변조기의 구조변수에 대한 전달특성을 달리하는 부 변조기를 통한 이중 변조개념과 DC 바이어스 전압의 조절을 통해서 선형성을 향상시킬 수 있는 새로운 구조로서 향후의 유무선 통합 시스템에 유용하리라 기대한다.

참 고 문 헌

- [1] R. Olshansky, "Optimal design of subcarrier multiplexed lightwave systems employing linearized external modulator", *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, No. 3, pp. 378-382, 1992.
- [2] T. Iwai and K. Sato, "Dispersion-induced distortion in AM-SCM transmission systems employing linearized MQW-EA modulator", *Electronics Lett.*, vol. 31, No. 15, pp.1272-1273, 1995.
- [3] T. Iwai. and K. Sato, "Signal distortion and noise in AM-SCM transmission systems employing the feedforward linearized MQW EA modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, pp. 1606-1612, 1995.
- [4] J. Yu and T. Y. Chang, "Linearization of 1.55 μm electroabsorption modulated laser by distortion and reversal for 77 channel CATV transmission", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol.10, pp. 433-435, 1998.
- [5] K. K. Loi and J. H. Holidiak, "Linearization of 1.3 μm MQW electroabsorption modulators using an all-optical frequency-intensivity technique", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 10, No. 7, pp. 964-966, 1998.
- [6] S. K. Krotky and R. M. DeRidder, "Dual parallel modulation schemes for low-distortion analogue optical transmission" *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 8, pp. 1377-1381, 1990.
- [7] 한 섭, 한상국, "InGaAsP 전계흡수 광변조기 최적설계에 관한 연구," 대한전자공학회 논문지, 제 34권, D편, 제11호, 83-89쪽, 1997년 11월
- [8] B. O. Seraphin and N. Bottka, "Franz-Keldysh Effect of the Refractive Index in Semiconductor," *Phys. Rev.*, vol. 139, pp. A560-A565, 1965.
- [9] G. C. Wilson and T. H. Wood, "Predistortion of electroabsorption modulators for analog CATV systems at 1.55 μm ," *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, No. 9, pp. 1654-1662, 1997.
- [10] T. Iwai. and K. Sato, "Reduction of dispersion-induced distortion in SCM transmission systems by using predistortion-linearized MQW EA modulators", *J. Lightwave Technol.*, vol. 15, No. 2, pp. 169-178, 1997.
- [11] T. R. Heleman and S. K. Krotky, "Distortion and Characteristics of optical directional coupler modulators", *IEEE Trans. Microwave Theory and Technol.*, vol. 38, No. 5 pp. 669-673, 1990.

저 자 소 개



李圭雄(正會員)

1971년 7월 9일생. 1998년 2월 경희대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 3월~현재 연세대학교 대학원 전기 및 컴퓨터공학과 재학중. 주관심 분야는 유무선 통합통신망을 위한 RF 광 변환소자 및

광통신 시스템

韓相國(正會員) 第 34卷 D編, 11號 參照

현재 연세대학교 대학원 전기 및 컴퓨터공학과 조교수