

밀리미터파 광전송용 선형 광변조 기술

한상국 · 전덕호

연세대학교 전기전자공학과

skhan@yonsei.ac.kr

1. 서론

이제까지의 무선통신 기술은 Personal Communication System(PCS)과 같은 이동 통신 시스템 등의 형태로 발전해 왔으며, 정보 요구량이 많아짐에 따라 점점 더 큰 radio frequency를 요구하게 되었다. 동시에 1970년대 활성화된 광통신 관련 연구는 저 손실 광대역을 특징으로 하는 광섬유와 반도체 레이저의 개발을 통해 고속 디지털 전송 링크, 액세스 망, 가입자 루프 등의 통신 시스템에 적용되어 전자식 유선통신의 한계를 해소하며 초고속 정보 서비스의 핵심 기술이 되기에 이르렀다. 이와 같은 광대역 고품질의 서비스를 제공하는 광통신과 이동성과 점 대 다중(point to multipoint) 정보분배를 동시에 만족시킬 수 있는 무선기술은 현대의 통신시스템에서 독자적인 영역과 발전을 이루었지만 초고속, 광대역의 무선 멀티미디어 서비스를 요구하는 차세대 통신시스템에 있어서는 광통신과 무선통신기술의 상호적인 융합을 통한 유무선 통합 통신망이 요구되고 있다.

이러한 광-무선 기술의 융합을 위한 노력은 1970년대의 광전송 연구초기 단계부터 광 CATV와 아날로그형 B-ISDN시스템을 개발하기 위해 연구되면서 시작되어, 최근에는 무선 CATV, 이동통신시스템과 위성배열 안테나와 같은 분야로 확대되고 있다. 이러한 시스템에서 무선신호는 다중화 된 부반송파(sub carrier)신호로서 전광(E/O)변환을 통해 광신호의 세기를 변조하게 된다. 이러한 다중 무선신호의 광전송기술을 sub-carrier multiplexing(SCM) 기법이라고 한다. 부가적으로 SCM기술은 동작 대역폭을 확장하기 위해 광섬유를 통한 초고주파 및 30GHz이상의 밀리미터 신호전송에 응용되게 되었다. 이러한 초고주파 및 밀리미터 무선신호의 광섬유를 통한 신호전송기술을 MWP/MMWP(micro/millimeter wave Photonics)라고 명명한다^[1]. 지금까지의 아날로그 광통신기술은 CATV(cable television) 네트워크에 주로 적용된 기술로 그림 1과 같은 아날로그 SCM 광전송링크를 갖는 시스템으로 구성된다. 예를 들어, CATV 방송국에서는 다채널의 방송정보를 각

가입자에게 전송하기 위해 Hybrid Fiber-Coax(HFC) 네트워크가 이용된다. 즉 전송손실을 최소화하고 전송거리를 증대시키기 위한 방안으로 주요 광노드까지는 아날로그 광전송을 하며, 각 광노드에서는 각 가입자에게 CATV를 제공하기 위해서 동축케이블을 사용한다. 그림 1에서 보는 바와 같이 SCM 방식은 각 영상채널을 전기적으로 구분된 특정 부 반송파(f_1, f_2, \dots, f_N)에 실어 합성기(multiplexer)를 거쳐 레이저 다이오드 또는 광변조기를 이용한 전광변환(intensity modulation)을 통해 광신호로 전송하게 된다. 수신단에서는 전송된 광신호를 광검출기(PD)를 통해 직접 검파(DD: Direct Detection)하여 다중 부반송파로 복원하고 이를 복호 과정과 믹서를 통해 원하는 방송채널을 선택할 수 있게 된다.

이와 같은 시스템의 성능을 결정짓는 요소는 여러 가지가 있을 수 있다. 그중 소자의 비선형성은 전체 시스템의 신호 대 잡음비(SNR)를 감소시키고, 동적 영역(Dynamic range)을 좁게 하여 전체적인 시스템의 성능을 저해하는 요인으로 작용한다. 때문에 이러한 비선형성을 개선하는 기술, 즉 소자의 선형화 기술은 시스템의 성능을 향상시키는 핵심이 된다고 할 수 있다. 이러한 시스템을 구성하는 광학소자는 크게 transmitter와 receiver로 나눌 수 있으며 각부의 소자들에게서 모두 비선형성이 발견된다. 또한 RF Amplifier 등과 같은 RF 소자들에게서도 비선형성이 발생한다. 그러나 결과적으로 광송신단에서 발생하는 비선형 성분이 시스템에 매우 큰 영향을 미치므로 이러한 전광(E/O)변환링크 시스템에서의 선형화 작업은 주로 transmitter, 즉 광변조기의 선형화 작업에 주력하고 있는 실정이다. 이러한 사실을 바탕으로 본고에서는 광변조기의 선형화

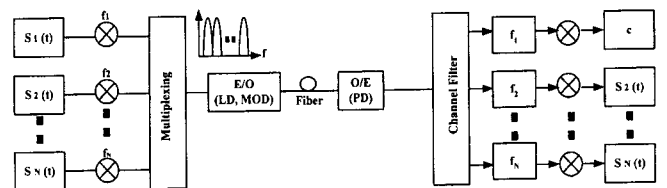


그림 1. 아날로그 SCM 광전송링크.

방법을 중점적으로 다루려고 한다. 우선, 전광(E/O) 변환을 위한 여러 가지 광변조기법에 대한 기술을 하고, 각 경우에 적용하기 위하여 제안된 선형화 기법에 대해 소개를 하겠다. 마지막으로 이러한 선형화 기법에 대한 전망을 제시하는 것으로 논의를 마치려 한다.

2. 광변조기법 및 비선형 성분의 발생

2.1 전광(E/O)변조기법

2.1.1 LD에 의한 직접변조

그림 2는 LD에 의한 직접변조 방식을 나타낸다. 직접 변조 방식의 경우, 광 변환링크는 레이저 다이오드, 광검출기(photo detector), 광섬유로 구성되며 전송 대역폭은 레이저 다이오드의 주파수 응답특성에 따라 결정된다. 이러한 직접 변조방식 광변환 링크의 잇점은 최소한의 광변환구조를 통한 경제적이고 간결한 송신단의 구현이 가능하다는 점에 있다. 그러나 다양한 정보 포맷과 무선 반송파의 주파수 대역폭 증가에 따라 요구되는 레이저 다이오드의 변조응답은 다양한 구조변화의 노력^[2]에도 불구하고 광변조시의 레이저 다이오드의 전자와 광자밀도의 과도현상에 따른 이완 진동주파수(relaxation oscillation frequency)에 의해 이보다 작은 주파수로의 변조응답 제한을 받게 된다.

2.1.2 외부변조기에 의한 간접변조

앞에서 말한 직접변조방식의 문제점을 해결하기 위해 간접 변조 방식이 사용된다. 그림 3은 이러한 간접 변조 방식을 나타낸 것이다. LD는 연속파(CW)를 방출시키도록 하고 외부 변조기를 이용하여 전기신호를 변조하는 방식이다. 이렇게 하여 LD 직접 변조시 발생하는 문제점들을 보완 할 수 있다는 장점을 가지고 있으며 변조기의 성능 향상으로 고속의 변조 또한 가능하게 된다.

2.2 외부 변조기의 종류

이제 전광 변환을 수행하는 변조기의 종류에 대해서 알아보도록 하자. 우선 직접변조 방식의 경우 LD가 변조기의 역할을 수행한다. 그러나 외부변조 방식의 경우에는 LD는 단지 CW 광원 생성기로서의 역할만을 수행하고 변조는 각기 특징이 있

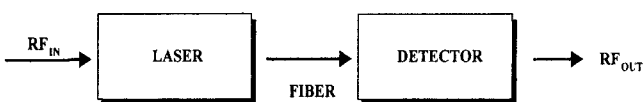


그림 2. LD에 의한 직접 변조.

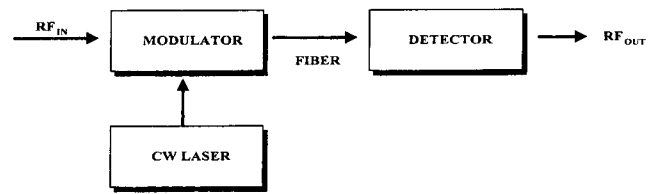


그림 3. 외부 변조기에 의한 간접 변조.

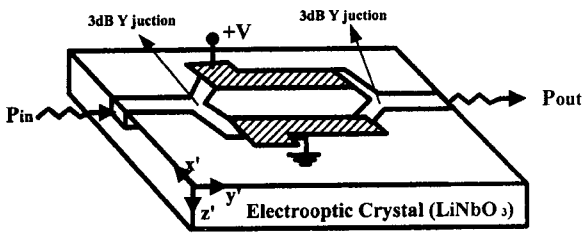
는 다양한 외부 변조기를 통해 이루어지게 된다. 이 장에서는 이렇듯 다양한 외부 변조기의 종류를 소개한다.

2.2.1 Electro-optic 효과를 이용한 광변조기

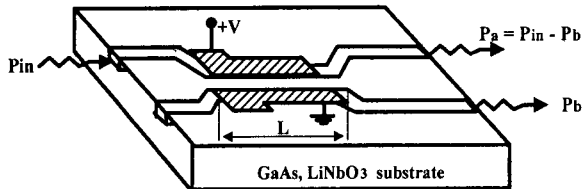
외부 광변조기의 일종으로 전광효과(electro-optic effect)를 이용하여 광크기변조를 유발하는 광도파로 구조의 MZI(Mach-Zender Interferometer)형태^[3]의 변조기와 방향성 결합기(directional coupler)구조^[4]의 광변조기가 있다. 전광효과관 1890년경에 Pockel에 의해 발견된 외부전계에 의해 단결정(crystal)의 굴절률의 변화가 선형적으로 변화하는 특성을 가리키며 Pockel 효과라고도 한다. 그림 4의(a)와(b)는 전광효과를 이용한 두 가지의 대표적인 전광(electro optic) 광변조기의 구조를 나타낸다. Mach-Zender 간섭계 구조의 전광변조기는 LiNbO₃ 결정 기판과 간섭계 구조의 광도파로 구조를 갖는다. 3dB Y-coupler를 통해 나누어진 광파는 외부 전계(V)의 무인가시에는 상, 하위 도파로 간의 굴절률의 차이가 발생하지 않으므로 보강간섭(constructive interference)을 통해 출력단에 최대 광출력이 나온다. 반면, 상위 경로에 외부 전계의 인가시 전광(electro optic)효과에 의한 굴절률의 변화가 생기면 상, 하위 경로의 위상차이에 의한 간섭조건의 변화가 발생한다. 따라서 외부 전계의 변화에 대한 광출력의 변화를 통해 광세기변조를 이루게 된다.

방향성 결합기 구조의 경우는 GaAs 또는 LiNbO₃ 기판 위에 동일한 두 개의 도파로가 구간 L에서 인접한 구조로 구성된다. 외부 전계의 무인가시에는 각 도파로에 진행되는 광파의 모드는 동일한 유효 굴절률을 갖게되고 상, 하위의 모드 필드는 결합(mode coupling)되어 출력 양단에 모두 광출력이 발생한다. 이때의 광파의 모드간의 결합은 도파로의 굴절률, 입사파장, 두 도파로 간의 거리의 함수가 된다. 따라서 외부 전계의 인가시 전광효과에 의한 상위 경로의 굴절률의 변화는 각 도파로의 유효굴절률의 변화와 모드간 결합의 불균형을 초래한다. 따라서 외부 전계 변화에 대하여 하나의 출력단은 광출력의 변화를 갖게 되어 세기 변조 효과를 얻게 된다.

2.2.2 Electroabsorption효과를 이용한 광변조기



(a) Mach-Zehnder 간섭계 구조



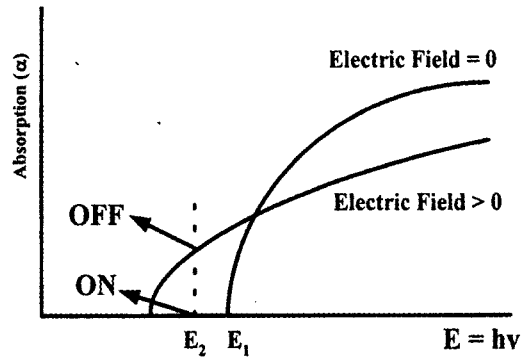
(b) 방향성 결합기 구조

그림 4. 전광(Electro-optic)효과를 이용한 광기기 변조기.

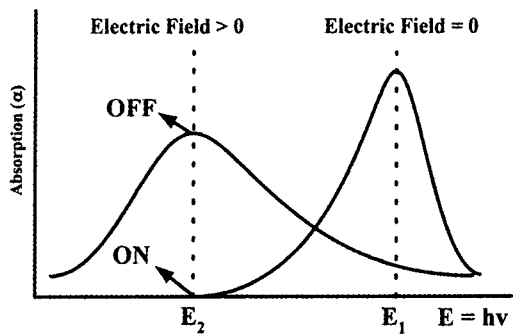
앞서 언급한 electro-optic 광변조기는 상대적으로 큰 구동전압(10V)과 결정물질의 불안정성과 소자의 물리적 크기가 크므로 인하여 소형화와 집적화된 광송신단의 구현에 단점을 지닌다. 따라서 넓은 대역폭과 작은 구동전압을 갖는 외부 변조기의 구현을 위해 III-V족 화합물 반도체를 이용한 광변조기의 구현연구가 활발히 진행중이다. 화합물 반도체를 이용한 광소자의 구현의 잇점으로는 광집적회로의 구현이 가능하며, 소자의 소형화를 통해 작은 구동전압으로 운영, 대역폭의 증가에 따른 고속동작이 가능하게 된다⁵⁾.

III-V족 화합물 반도체를 이용한 광변조기 중 반도체 물질의 전계흡수 현상을 이용한 전계흡수 광변조기(electroabsorption modulator)가 대표적이라고 할 수 있다. 전계흡수 광변조기는 PIN 구조를 가지며 흡수층에 해당하는 전성층(intrinsic layer)의 구조 설계에 따라서 Bulk 또는 다중 양자우물(Multiple Quantum Well)구조의 전계흡수 광변조기로 구분하게 된다. 이와 같은 전계흡수 광변조기의 광변조의 원리는 그림 5의 외부 전계에 따른 반도체 물질의 전계흡수 현상을 통해 설명할 수 있다.

그림 5(a)는 흡수층의 구조가 Bulk 형태의 반도체 물질구성을 갖는 전계흡수 광변조기의 외부 전계의 인가에 따른 전계흡수 현상을 나타낸다. Bulk 반도체 물질에 역방향의 외부 전계가 인가되면 전위장벽이 기울어지게 되어 흡수층의 밴드갭은 줄어들게 된다. 따라서 금지대역(forbidden band)내에 밴드꼬리(band tail)에 의한 전도대가 존재하게 되어 고정된 입사파장의 광에너지가 흡수되는 정도가 달라지게 된다. 이를 Franz-Keldysh 효과라고 일컫는다⁶⁾. 또한, 다중 양자우물구조의 흡수층을 갖는 MQW 전계흡수 광변조기의 경우는 그림 5의(b)에



(a) Franz-Keldysh Effect



(b) QCSE Effect

그림 5. Franz-Keldysh Effect 와 QCSE Effect.

서 보는 바와 같이 양자 우물구조에서의 전자와 정공의 2차원적 공유결합에 의한 엑시톤(exciton)의 형성에 의해 급격한 흡수 edge가 밴드구조에 형성되어 흡수계수 곡선에 첨점을 유발한다. 이와 함께 양자우물 구조의 흡수층에 역방향 전계가 인가되면 전위 장벽이 기울어지게 되어 밴드갭이 작아지게 된다. 따라서 흡수 edge는 더 큰 파장대역으로 흡수 첨점이 천이하는 현상을 보이게 된다. 이를 QCSE(Quantum Confined Stark Effect)효과라고 한다⁶⁾. 각각의 전계흡수 현상을 이용한 광변조 메카니즘은 밴드갭 에너지(E_1) 보다 조금 작은 에너지(E_2)의 입사파장의 빛을 CW파 형태로 변조기에 입사시, 바이어스 전압이 없을 때는 흡수정도는 최소로 되고(ON), 적당한 역 바이어스 전압에서는 상당량의 광에너지가 흡수되어 광출력이 작아지게 된다(OFF). 즉, 변조신호를 외부전압으로 인가하고 출력되는 빛의 강도는 인가전압의 함수로 나타나는 크기변조(intensity modulation)방식을 가지게 된다. 이와 같은 전계흡수 광변조기는 외부 변조기의 구성에 따른 삽입손실을 줄이고 소형화된 광송신단의 구성을 위해 레이저 다이오드와의 단일집적의 형태로 사용되어진다. 이와 같은 전계흡수 광변조기를 EML(Electroabsorption Modulated Laser)이라고 일컫는다.

2.3 비선형 성분의 발생 및 선형화 개념

일반적으로 광변조기의 경우 전달 특성이 비선형적이기 때문에 전기신호 변조시 원하는 신호 성분 이외에 원치 않는 신호 성분이 동시에 발생하게 된다. 보통 하나의 채널이 인가되었을 때 기준 주파수 성분의 정수배가 되는 주파수 성분이 발생하게 되는데 이를 Harmonic distortion(HMD)이라 하고, 두 채널 이상 인가시 각 채널의 상호 작용에 의해 발생하는 주파수 성분을 Intermodulation distortion(IMD)이라 한다. 앞에서 열거한 변조기들의 경우 그 전달 특성은 각기 다르지만 모두 비선형적인 전달 특성을 갖는다는 공통점을 지니므로 비선형 성분들(HMD, IMD)을 발생시키는 원리는 기본적으로 같다. 본 장에서는 모든 변조기에 적용 가능한 일반적인 비선형 성분 발생 과정과 이런 비선형 성분을 억제하여 선형화를 이룬다는 개념에 대해서 알아보도록 하겠다.

2.3.1 비선형 성분의 발생

우선 MZI 구조를 예로 들어보자. MZI 변조기의 전압에 대한 광출력의 전달특성은 다음과 같이 표현된다.

$$T(V) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} [1 + \cos(\phi_T)] \quad (1)$$

$$\phi_T = \phi_o + \Delta\phi \quad (2)$$

$$T(V) = \frac{1}{2} [1 + \cos(\phi_o + \frac{\pi}{V_\pi} V)] \quad (3)$$

$$= \cos^2[\frac{\phi_o}{2} - \frac{1}{2} \frac{\pi}{V_\pi} V]$$

여기에서 ϕ_o 는 MZI 광변조기의 DC 바이어스 전압에 의해 발생하는 위상변화를 의미하며, $\Delta\phi$ 는 변조신호의 크기에 따라 변화하는 위상을 나타낸다. 또한, V_π 는 상, 하위경로를 지난 광파의 위상이 180°(OFF) 차이를 갖도록 하는 외부 전압을 의미한다. 그림 6에서 보는 바와 같이 MZI 광변조기의 전달특성은 입력신호에 대하여 2차 정현함수의 비선형 전달특성을 나타냄을 알 수 있다.

이와 같은 단순한 2차 정현함수 특성의 MZI 외부 광변조기와는 달리 III-V족 화합물 반도체의 전계흡수 현상을 이용한 EAM의 전달특성은 다음과 같은 지수함수 형태의 전달함수로 표현된다.

$$P_{out}(V) = P_{in} \exp(-\alpha(V)\Gamma L) \quad (4)$$

$$T(V) = \exp(-\alpha(V)\Gamma L) \quad (5)$$

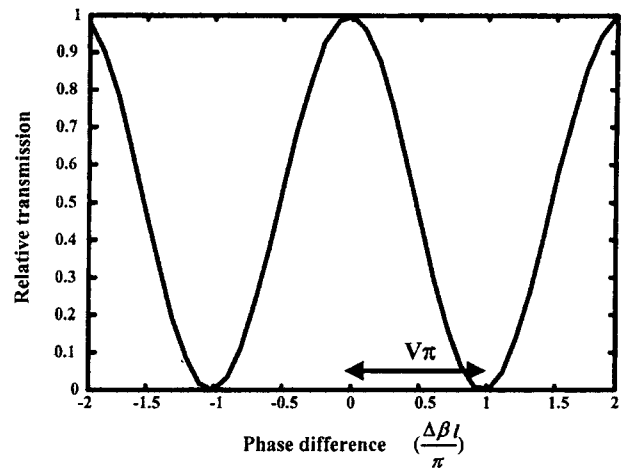


그림 6. MZI 광변조기의 비선형 전달특성

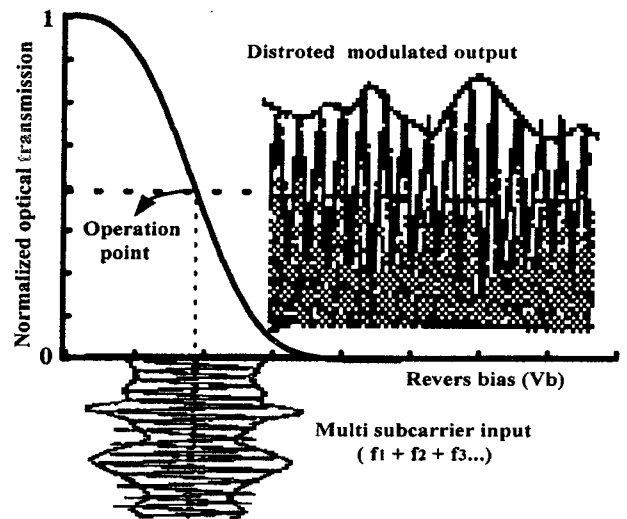


그림 7. 전계흡수 광변조기의 비선형 왜곡 출력.

여기에서 α 는 인가 전압에 변화하는 흡수계수, Γ 는 광변조기의 구조에 따라 결정되는 광구속계수(confinement factor)를 의미하며 L 은 변조기의 길이를 나타낸다. 따라서 MZI 광변조기, EAM의 비선형 전달특성은 무선 반송파 신호의 세기 변조를 통한 광변환시 광출력 신호의 비선형 왜곡을 일으키게 된다. 그림 7은 전계흡수 광변조기를 이용한 다중 무선 반송파(f_1, f_2, \dots)의 광변환시의 전계흡수 광변조기의 비선형 전달특성에 따른 변조된 광출력의 왜곡을 나타낸다. 따라서 이러한 외부 광변조기의 비선형 전달특성은 아날로그 광전송링크의 신뢰성 있는 신호전송과 시스템의 성능을 좌우하는 신호 대 잡음비(S/N)의 열화를 초래하게 된다.

그림 8은 이와 같은 비선형 전달 특성 때문에 발생한 비선형 성분들을 나타낸 것이다. 광변조기의 비선형 전달특성에 따른 비선형 출력은 2채널(f_1, f_2)이상의 무선 반송파가 광변조기

에 인가시 소자의 비선형 전달특성에 따른 각 기준 채널 주파수의 harmonic 성분과 인접 채널 주파수와의 상호변조(intermodulation) 신호가 기준 채널 주파수(f_1, f_2)와 더불어 발생하게 됨을 의미한다. 그림 8은 2채널 입력시의 광변조기의 비선형 전달특성에 따른 주파수 영역에서의 비선형신호의 출력 스펙트럼이다. 그림 8에서와 같이 $2w_1 - w_2$ 와 $2w_2 - w_1$ 의 Intermodulation 성분이 기준채널 주파수(f_1, f_2)와 가장 근접한 비선형 출력성분임을 알 수 있으며 주파수 대역폭이 1 octave 미만인 일반적인 협대역 응용시스템의 주된 비선형 성분으로 작용한다. 또한, 1 octave 이상인 광대역 응용시스템의 경우에는 $w_1 \pm w_2$ 에 해당하는 Intermodulation 성분이 가장 큰 비선형 왜곡성분이 된다.

이와 같은 HMD(harmonic distortion)과 IMD(intermodulation distortion)성분의 해석은 일반적으로 입력에 대하여 동시에 출력특성을 갖는 정적(static) 또는 비 메모리(memoryless) 시스템의 경우 Taylor 전개를 통해 가능하며 외부 전계에 따라 광출력이 변화하는 수동 외부 광변조기가 이에 해당한다. 이와는 달리 레이저 다이오드와 같은 능동(active)소자의 경우 비선형 해석은 Volterra 해석을 기반으로 한다⁷⁾. 따라서 외부 광변조기의 비선형 전달특성에 따른 비선형 출력은 다음과 같은 소신호 입력에 대한 전달함수의 Taylor series의 적용을 통해 전개 가능하다⁸⁾. 임의의 주파수 간격을 갖는 두 채널 주파수(f_1, f_2)의 입력신호가 V_b 의 바이어스 전압을 통해 광변조기에 인가시 전체 인가전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V = V_b[1 + m_i(\cos w_1 t + \cos w_2 t)] \quad (6)$$

$$V_m = V - V_b = V_b m_i[\cos w_1 t + \cos w_2 t] \quad (7)$$

여기에서 V_b 는 바이어스 전압이고, m_i 는 바이어스 전압에 대한 입력 신호의 크기를 나타내는 변조깊이(modulation depth)를 의미한다. 또한, ω 는 입력신호의 각 주파수를 나타낸다. 따라서 인가전압에 대한 광변조기의 전달함수가 $T(V)$ 이라면 일정한 변조깊이에 대하여 다음과 같은 3차이상의 Taylor series로 표현된다.

$$T(V) = T(V_b) + \frac{dT}{dV} \Big|_{V_b} V_m + \frac{1}{2!} \frac{dT^2}{d^2V} \Big|_{V_b} V_m^2 + \frac{1}{3!} \frac{dT^3}{d^3V} \Big|_{V_b} V_m^3 + \dots \quad (8)$$

식(7)을 식(8)에 대입하여 전개하면 입력 신호에 대한 각각의 HMD와 IMD성분의 크기 성분의 유도를 통해 비선형 출력의 신호전력을 산출하게 된다. 따라서 각각의 비선형 출력성분

은 Taylor 전개를 통한 전달함수의 각 차수 항과 관련을 갖으며 $2w_1, 2w_2$ 와 $w_1 \pm w_2$ 는 2차 항에 의한 2차 비선형 성분이고, $3w_1, 3w_2$ 와 $2w_1 - w_2, 2w_2 - w_1$ 는 3차 비선형 성분이 된다.

일반적으로 소자의 선형성을 판단하는 지수로서 CSO(composite second order)와 CTB(composite triple beat)가 이용된다. 이는 비선형 출력성분 중 응용 대역 내에서 가장 주된 비선형 성분으로 작용하는 $w_1 \pm w_2, 2w_1 - w_2$ 와 $2w_2 - w_1$ 의 IMD 전력을 기준 채널 주파수(f_1, f_2)의 전력의 비로 나눈 것으로 다음과 같이 나타낸다.

$$CSO = 20 \log_{10} \left[\frac{w_1 \pm w_2 \Big|_{amplitude}}{w_1 \text{ or } w_2 \Big|_{amplitude}} \right] \quad (9)$$

$$CTB = 20 \log_{10} \left[\frac{2w_1 - w_2 \text{ or } 2w_2 - w_1 \Big|_{amplitude}}{w_1 \text{ or } w_2 \Big|_{amplitude}} \right] \quad (10)$$

따라서 이와 같은 CSO와 CTB의 값을 통해서 광변조기의 비선형 전달특성에 따른 비선형 출력성분의 정도를 알 수 있으며 실제의 응용시스템에서 CSO와 CTB의 값을 통해서 시스템이 요구하는 소자의 선형성을 알 수 있다.

2.3.2 동작영역(SFDR)

CSO와 CTB가 소자 자체의 비선형 출력성분의 정도를 알려주는 선형성 판단지수라 한다면 SFDR(spurious free dynamic range)은 변조 신호가 비선형 출력의 유발 없이 광 변환되기 위한 입력 신호의 가용 인가전력의 범위를 나타낸다. 광변환링크의 비선형성분은 링크를 모든 구성요소들에 의해서 발생할 수 있다. 그러나 대부분의 상황에서는 송신단의 비선형성분이 광변환링크의 주된 비선형 성분으로 작용한다. 따라서 앞 절에서 언급하였듯이 광변환링크의 주된 비선형 성분은 $IMD2(w_1 \pm w_2)$ 와 $IMD3(2w_1 - w_2, 2w_2 - w_1)$ 성분이 된다. 그러나 적절한 동작점 조정(광출력의 50%)을 통해서 2차 비선형 성분을 발생시키는 식(8)의 2차 항의 소거가 가능하다⁹⁾. 이와 같은 동작 조건하에서는 $IMD3$ 가 주된 광변환링크의 비선형성분으로 남게된다. 그러므로 광변환링크의 시스템 잡음이라고 할 수 있는 광전변환 과정에서 발생하는 산탄잡음(shot noise)과 광전(O/E) 변환된 기준 채널 주파수의 신호전력, $IMD3$ 신호전력이 시스템의 SFDR을 규정하는 변수가 된다. 그림 9은 임의의 고정된 바이어스 전압에서 전광변환 되어진 입력 신호의 크기에 대한 광전(O/E)변환된 출력신호의 기준 주파수 전력과 3차 비선형 성분의 전력으로서 나타낸 SFDR을 나타낸다.

전기적 변조깊이를 높여 입력 신호레벨을 증가시키면 신호성분과 비선형성분의 증가폭은 비례차수에 따라 다르게 증가된다.

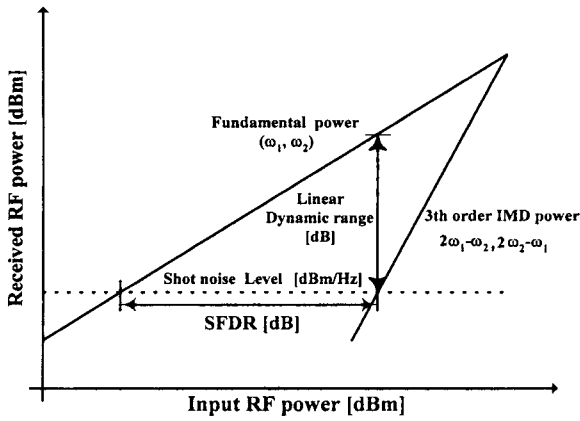


그림 9. Spurious Free Dynamic Range.

이는 식(8)의 비선형성분을 유발하는 전달함수의 각 차수 항과 관계를 갖음을 의미하며 기준 채널 주파수는 1차 기울기를 3차 비선형 성분은 3차 기울기의 변화율을 갖는다. 따라서 SFDR의 최소 입력신호의 인가전력은 기준 채널 주파수의 신호전력이 시스템의 잡음수준(noise level)인 산탄잡음의 전력보다 커지기 시작하는 전력이며 광검출기(photo detector)가 신호를 인식할 수 있는 최소 전력이다. 또한 SFDR의 최대 입력신호 전력은 3차 비선형성분의 전력이 산탄잡음 전력보다 커지기 시작하여 광변환링크의 S/N을 감소시키는 역할을 하게됨을 의미한다. 따라서 광변조기의 선형성의 증가는 최소 입력 신호전력과 최대 입력 신호전력 차의 커짐을 의미하며 충분한 입력신호의 인가시에도 비선형 성분의 발생이 없이 광변환이 이루어짐을 나타낸다. 이러한 SFDR은 인가전력의 관점에서의 본 소자의 동작영역을 의미하며 Linear Dynamic Range는 광변환링크의 출력신호의 관점에서 본 소자의 동작영역을 나타낸다.

3. 선형화 기법의 소개

정리하면 선형화란 결국 사용하고자 하는 대역내에서 기준 주파수 근처에 발생하는 불필요한 주파수 성분들을 억제시키는 것을 말한다. 그러므로 선형화를 이루는 기법은 여러 가지가 있을 수 있으며, 실제로 제안된 기법도 매우 다양하다. 이 장에서는 이미 제안된 여러 선형화를 위한 기법 중 가장 대표적인 것들을 소개한다. 단, 앞서 밝혔듯이 일반적으로 MZI 변조기와 EAM은 전달함수의 특성만 다를 뿐 비선형 성분이 발생과정과 이를 해석하는 과정이 같으므로 앞으로 소개될 선형화 기법 중 특별한 언급이 없는 것은 두 변조기에 모두 적용될 수 있다.

3.1 선 왜곡(predistortion) 방법

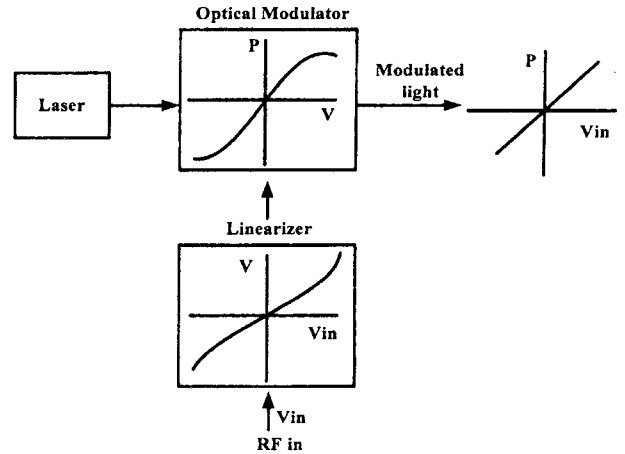


그림 10. Predistortion 방법을 이용한 MZI 광변조기의 선형화 방법.

그림 10은 MZI 외부 광변조기의 전달함수의 선형화를 위해 적용된 전기적 소자를 이용한 선 왜곡(predistortion) 선형화 방법^[10]을 도식적으로 표현한 것이다^[11]. MZI 광변조기의 전달특성은 식(3)에서와 같이 DC 바이어스 전압에 의한 위상변화를 $\pi/2$ 로 조정하면 식(11)과 같은 기함수 대칭(odd symmetry)의 특성을 갖는 전달특성을 갖게 되며 출력의 50%되는 동작점에서 광 변조를 하게된다.

$$T(V) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin\left(-\frac{\pi}{V_\pi} V\right) \right] \quad (11)$$

또한, 식(11)은 전달함수의 Taylor 전개를 통해 다음과 같이 표현되며

$$T(V) = \frac{1}{2} \left[1 - \left(-\frac{\pi}{V_\pi} V - \frac{1}{3!} \frac{\pi}{V_\pi} V + \frac{1}{5!} \frac{\pi}{V_\pi} V \dots \right) \right] \quad (12)$$

광변조기의 비선형출력은 2차, 4차와 같은 짝수차 비선형 성분은 억제되고 홀수차 비선형성분이 주된 비선형 성분으로 남게된다. 그러므로 기함수 대칭의 전달특성을 보상하기 위한 $V=f(V_m)$ 의 비선형 전달특성을 갖는 선형화 회로가 광변조기의 입력단에 인가되며 광변조기의 입력 전압에 대한 광출력특성(L-V)은

$$T(V) = \frac{1}{2} \left[1 - \sin\left(-\frac{\pi}{V_\pi} f(V_{in})\right) \right] \quad (13)$$

과 같이 되고

$$f(V_{in}) = \frac{V_\pi}{\pi} \arcsin\left(-\frac{\pi}{V_\pi} \alpha V_{in}\right) \quad (14)$$

의 비선형 전달특성을 선형화 회로가 갖는다면 광변조기의 전

달특성은 다음과 같이 선형화 되어진다.

$$T(V) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\pi}{V_{\pi}} a V_{in} \right] \quad (15)$$

여기에서 a 는 선형화 회로의 소 신호이득(small signal gain)을 의미한다. 이와 같이 광변조기의 비선형 전달특성을 선형화 하기 위해 반대의 비선형 전달특성을 갖는 외부 선형화 회로로써 전달함수의 선형화를 이루는 것을 선 왜곡(predistortion) 선형화기법이라고 한다^[11]. 이 장에서는 MZI 변조기를 예로 들어 선왜곡 방법을 설명하였으나, 위의 해석에서 전달함수만 바뀌면 EAM에서 역시 적용 가능한 기법이다.

3.2 전방유도(feedforward) 방법

전방유도 선형화 방법 70년대 말에 제안되었던 기술로써 두 개의 광변조기를 이용하는 방법으로 첫번째 광변조기에서 발생하는 비선형 성분을 광검출기를 이용하여 수신한 후 변조된 신호를 위상반전 시킨 후 변조되는 무선신호와 더한 후 다시 광변조한 후 첫 번째 광변조기에서 변조된 신호와 더하여 비선형 성분을 억압시키는 방법을 말한다. 그림 11은 이러한 전방유도 방법의 개략도를 나타내었다.

단, 이 방법은 두 광변조기의 전달특성이 동일하여야 하고 변조된 신호(s+DELTA)와 변조할 신호(s)의 time delay 차이를 정확하게 맞추어야 하는 제약이 있다.

지금까지 살펴 본 선왜곡 방법과 전방 유도 방법은 이러한 선 왜곡 선형화기법은 전기적 소자를 이용한 선형화 회로의 비선형 전달특성을 제공하므로 마이크로파 및 밀리파의 광변환 링크에 있어서 주파수 응답특성의 한계성을 내포하고 있다

3.3 Current modulation 방법

이는 1995년 AT&T에서 제안한 기술이다^[12]. 이상적으로 EAM에서 빛이 흡수될 때 발생하는 photocurrent는 빛의 흡수량에 비례하기 때문에, EAM의 light output은 current에 liner하다는 개념으로부터 연구가 시작되었다. 그림 12는 실제로 역바이어스 전압 형태로 변조 시켰을 때와 current 형태로 변조 시켰을 때의 optical output power를 비교한 그래프이다.

그림에서와 같이 current로 변조 시켰을 때의 그래프가 역

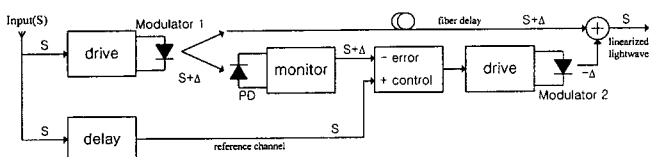


그림 11. 전방유도 방법.

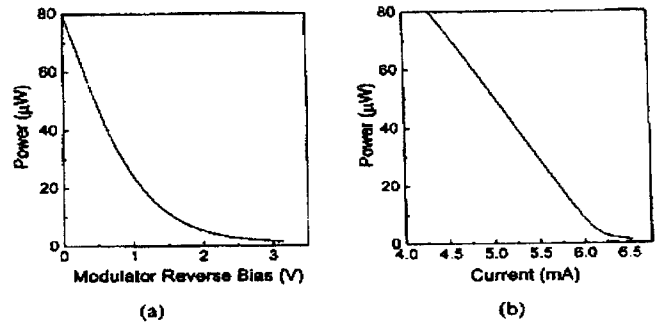


그림 12. 역바이어스 전압 변조와 current 변조의 전달 특성 비교.

전압 변조의 경우보다 훨씬 더 linear하다는 것을 알 수 있다. 그러므로 이 개념은 일반적으로 EAM에 적용되는 역바이어스 전압에 의한 변조 방식을 벗어나 그림 13에서 볼 수 있는 OTA circuit 이라는 전기회로를 이용하여 current에 의한 변조방식을 사용하여 EAM의 비선형성을 줄이자는 것이다.

여기서 OTA circuit이란 변조기에 DC reverse bias voltage 와 ac modulation current를 동시에 제공해주는 역할을 한다. 실제로 똑같은 바이어스 조건에서는 current modulation을 수행할 때의 IMD성분 억제 정도가 10~20dB 정도 더 커짐을 알 수 있다.

이러한 current modulation 방법은 EAM 고유의 특성을 이용한 것이므로 EAM에서만 적용될 수 있는 방법이며, 이 역시 current driving 자체가 OTA라는 전기회로에 의해 수행되므로, 앞선 선왜곡 보상법이나 전방유도 방법과 같이 high-frequency performance에서는 동작에 제한을 받게 된다.

3.4 Hybrid circuit 이용

지난해 본 연구실에서 발표한 선형화 기법으로 RF hybrid circuit을 사용하여 비선형 성분을 억제하는 구조로 되어있다^[13].

그림 14는 제안된 구조를 나타낸다. 두 개의 EML을 병렬로 연결하고 각각의 optical signal은 PD를 통해 광전(O/E)변환된 후 180° RF hybrid circuit에 들어가게 된다. Hybrid circuit은 마이크로파 회로의 일종으로 2개의 출력포트의 위상이 180° 차이가 나게 하거나 동위상으로 되게 하는 4포트망이다. 위 그림에서 Δ포트에서는 두 입력의 차가 형성되고, Σ포트에서는 합이 형성된다. 본 구조는 이 중 Δ포트를 이용하여 비선형 성

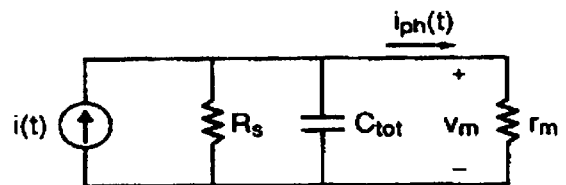


그림 13. OTA circuit의 회로도.

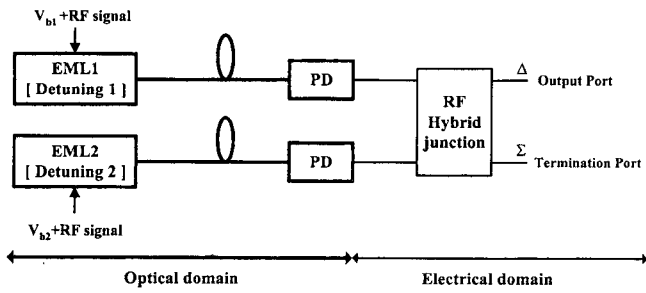


그림 14. Hybrid circuit을 이용한 선형화 구조.

분을 억제시키는 구조로 되어있다. 이는 직/간접 변조에 모두 적용될 수 있는 방법이다.

선형화 과정은 그림 15과 같다. 우선 각각의 광변조기에서 발생하는 IMD2 성분을 각기 다른 bias voltage 조절을 통해서 억제시킨다(optical domain). 그리고 IMD3는 180° RF hybrid circuit에서 서로의 위상을 반전시켜 억제시키게 된다(electrical domain).

물론 이 과정에서 두 광변조기의 특성이 같다면 원하고자 하는 시준 주파수 성분 역시 동시에 억제될 것이다. 그러나 서로 다른 입사 광전력이 인가되기 때문에 이를 조절하여 IMD3의 크기를 같게 조절한다. 물론 그렇다 하더라도 서로의 위상이 뒤집혔으므로, 기준주파수 성분은 어느 정도 억제될 것이다. 그러나 상대적으로 IMD3의 크기 성분이 억제되는 정도가 더욱 커져서 시스템의 SFDR을 향상시키는 역할을 한다. 실제 시스템에 이러한 방법을 적용하게 될 경우 가장 중요한 2개의 요소가 있다. 하나는 각각의 전계흡수 광변조기에 인가되는 광전력비를 정확히 맞추어야만 IMD3의 억제 효과를 볼 수 있다는 것이며 다음으로 RF Hybrid circuit의 대역폭 문제이다. RF hybrid circuit이 원하는 기준 주파수에서 동작할 수 있어야만

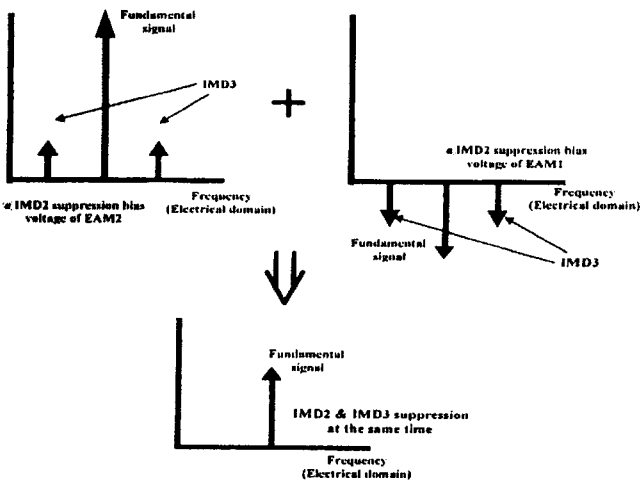


그림 15. Hybrid circuit을 이용한 선형화 개념도.

한다. 그러나 링 구조의 하이브리드 회로는 20-30%의 대역폭을 가지게 되고 테이퍼형 결합선로의 구조를 사용하게 될 경우 링 구조 보다 훨씬 더 큰 대역폭을 가지게 되므로 이러한 문제점들을 해결할 수 있게 한다.

지금까지 언급한 방법들은 외부의 전기회로를 이용하는 것들이어서 frequency가 높아지면 전기회로의 동작이 이를 따라가지 못한다는 문제점이 있다. 또한 전기회로 자체에 존재하는 비선형 성분도 영향을 주는 것이 사실이다. 만일 MMWP용 송신에 쓰일 소자를 선형화 한다면 외부 전기회로를 사용하지 않는 all-optical 방법으로 선택되어야 한다. 다음에 제시되는 것이 이제까지 제안된 all-optical 선형화 방법의 일부이다.

3.5 Dual wavelength scheme

이는 1998년에 UCSD에서 발표된 것으로^[14] 그 구조가 그림 16에 제시되었다.

가장 큰 특징이라고 할 수 있는 것은 외부의 전기회로를 따로 사용하지 않았다는 점이며 동일한 EAM에 두 개의 LD를 사용하여 광원으로써 사용하였다는 점이다. 만일 두 광원의 파장이 서로 다르다면 EAM에서 겪게 되는 QCSE effect는 서로 독립적인 것이 되며, 이는 결국 광원 각각에 대해 변조기가 서로 다른 optical carrier로 간주하게 된다. 즉, 각각의 파장에 대한 전달함수를 갖는 두 개의 변조기로 해석 가능하게 되는 것이다. 이 때 가해지는 DC 바이어스는 하나이므로 동일 DC 바이어스에 대한 서로 다른 비선형 성분을 발생하게 된다. 그러므로 바이어스 전압의 조절을 통해서 광원1에 의해 발생하는 IMD2를 줄이고, tunable laser인 광원2의 특성을 살려서 광원2와 EAM 사이의 detuning 조절을 통해 전달 함수에 변화를 주어 광원 1에 의해 발생하는 IMD3와 위상이 반전된 IMD3 성분을 발생시키는 것이다. 이를 통해 위상을 반전시킨 후 광원2의 Power Controlling으로 IMD3의 크기를 서로 같게끔 조절하여 IMD3의 억제를 이룰 수 있다. 이 방법은 단지 bias 조정만으로 IMD2를 억제시키고 광원 2의 파장과 출력 power 만으

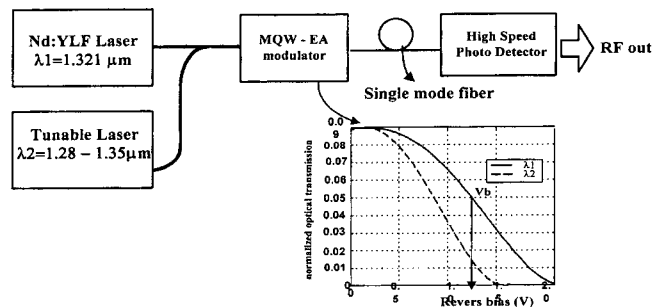


그림 16. Dual wavelength를 사용한 선형화 방법.

로 IMD3를 억제시켜 Broadband 동작에 적합한 조건을 만들어 내는 방법이며, 이렇듯 조절하는 factor가 단순하다는 장점이 있다. 또한 비선형 성분의 억제를 위한 부가적 전기적 디바이스의 적용이 불필요하므로 30GHz이상의 High Frequency대역으로의 확장도 용이하다. 그러나 IMD3를 억제시키는 과정에서 광원2에 의해서 발생하는 IMD2 성분이 문제가 되며 tunable LD를 사용하여 detuning을 조절해야 하므로 비용 면에서 부담이 될 수 있다,

3.6 Dual-parallel modulation scheme

1999년에 본 연구실에서 발표한 개념이다^[15]. 두 개의 광변조기를 병렬 구조로 구성하고 각 변조기의 광출력 신호를 3dB coupler로 연결하여 PD로 수신하는 구조이다. 본 논문에서는 EAM의 선형화를 이루기 위한 구조를 제안하였기 때문에 이를 기준으로 설명하겠다. 구조의 개념도는 그림 17과 같다.

사실 이 구조는 조절할 수 있는 parameter가 많다는 특징이 있다. 기본적으로 선형화를 이루기 위해서는 비선형 성분의 위상을 반전시키고 억제시키고자 하는 성분들의 크기를 조절할 수 있는 parameter가 필요한데, 이 구조는 각 광변조기의 DC 바이어스 전압, detuning, 변조깊이, DFB-LD의 optical output power를 조절할 수 있으므로, 이들의 적절한 조절을 통해서 Broad/Narrow band operation을 위한 다양한 선형화를 이룰 수 있다. 이 구조를 통한 간략한 선형화의 개념도를 그림 18에 나타내었다. 이 그림은 전계흡수 광변조기의 선형화를 위한 기본원리를 도식적으로 표현한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 (a)는 임의의 전계흡수 광변조기의 광 변조후의 출력성분을 주파수 성분으로 표현한 것으로 기준 채널 주파수와 전달함수의 비선형성에 의해 발생한 비선형 출력성분을 나타낸다. 이와 같은 비선형 성분의 완전한 억제를 위해서는 기준 채널 주파수의 출력성분의 변화 없이 비선형 성분의 위상성분만을 180° 반전(out of phase)시켜주는 그림 18의(b)와 같은 출력특성을 가지

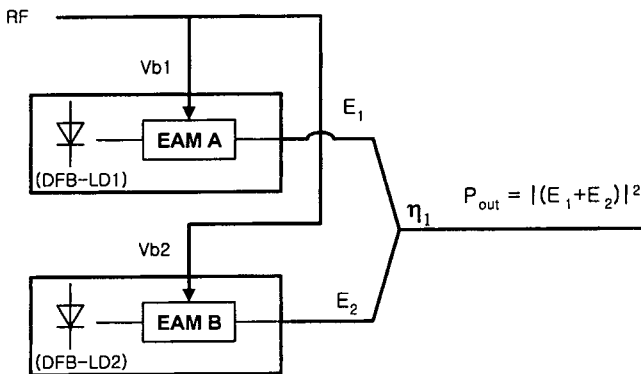


그림 17. Dual-parallel 구조의 개념도.

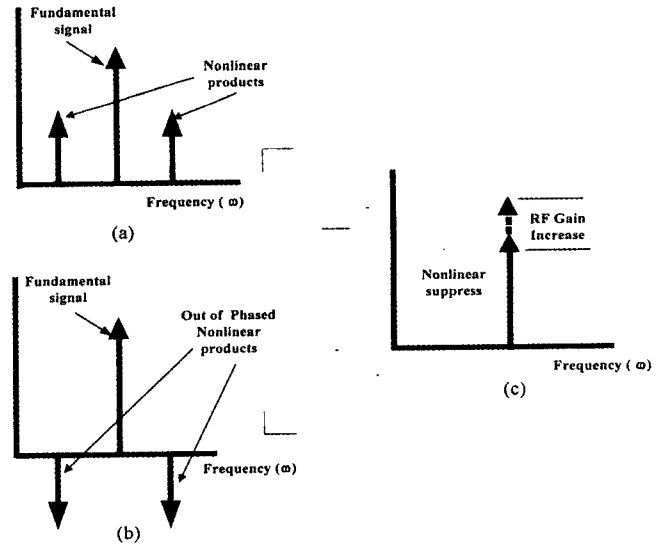


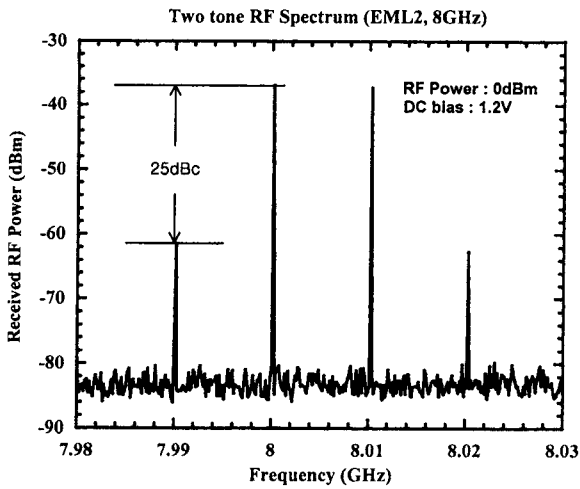
그림 18. Dual-parallel 방식의 선형화 개념.

는 다른 하나의 광변조기의 전달특성이 요구된다. 따라서 이와 같은 반전된 비선형 출력성분과 기준 채널 주파수성분을 원래의 전계흡수 광변조기의 출력성분과 더해줌으로써 그림 18의 (c)의 결과와 같이 기준 주파수성분의 출력은 증가하고 비선형 출력성분의 억제를 이룰 수 있게 된다. 따라서 이와 같은 선형화 개념을 이용한 광 변환링크에서는 변조신호의 이득(RF gain) 증가와 비선형 출력성분의 억제를 동시에 이룰 수 있게 된다.

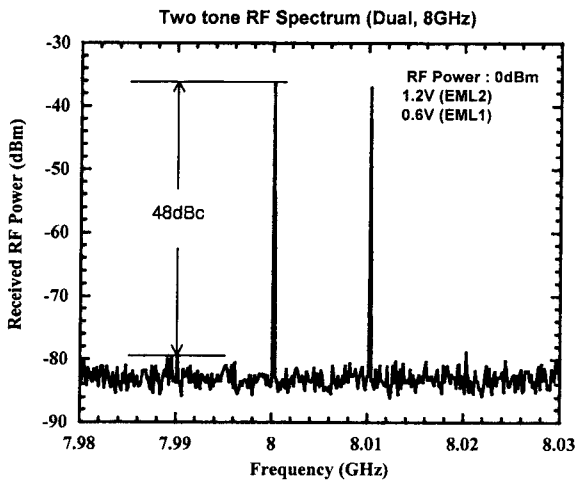
본 연구에서는 이 구조에 대한 실험적 검증도 수행하였는데, 다른 parameter를 조절하지 않고, 단지 DC 바이어스 전압 조절만으로도 IMD3를 23dB 억제 시켰으며, 또한 SFDR을 19.6dB 증가시키는 결과를 얻을 수 있었다. 그림 19의 RF 스펙트럼 분석은 바이어스 조절만으로 IMD3이 억제되는 실험 결과를 나타낸 것이다.

4. 결론 및 전망

지금까지 광변조기에 적용하기 위해 제안된 선형화 구조를 설명하였다. 이들은 크게 외부 전기회로를 이용하거나 구조적인 방법으로 비선형 성분들을 억제하는 개념이었다. 다만, LD에 의한 직접변조 방식은 일반적으로 낮은 RF 대역(수 GHz 이하)용 통신 시스템에 적용되기 때문에 millimeter wave 전송을 위한 광변조기의 선형화라는 본고의 주제와 일치하지 않아 중점적으로 다루지 않았다. 그러나 앞서도 밝혔듯이 LD 역시 비선형 성분을 억제시키는 방법은 같으며 단지 그 성분을 해석하는 방법의 차이만이 있을 뿐이기 때문에 위에서 소개한 선형화 방법 중 EAM에서만 적용될 수 있는 Current modulation 방



(a) Single EML의 경우



(b) Dual EML의 경우

그림 19. Dual-parallel modulation 방법을 이용한 IMD3 억제 결과(실험).

법과 Dual wavelength 방법을 제외하고 원칙적으로 모두 LD에 적용 가능하다. 실제로 앞의 feed-forward를 이용한 방법의 예는 70년대 말에 LD에 적용하기 위해 제안된 것이었으며, Dual-parallel scheme을 이용한 방법^[16] 또한 제시되었다.

지금까지 제시된 여러 가지 선형화 방법들은 나름대로의 특징을 지니고 있으며 사용되는 광변조기의 종류, 동작시키고자 하는 대역, 이를 포함하는 시스템의 구성 등에 의해 적절히 선택되어질 수 있는 것이다. 지금까지는 주로 predistortion 회로를 이용한 선형화 방식이 실제 시스템에 적용되어 왔으며 비교적 low speed인 현재의 변조 시스템에서는 그 역할을 충분히 하였다. 그러나 정보량이 폭발적으로 증가하게 되고, 궁극적으로 사용되는 주파수가 수십GHz대에 이르게 되는 미래의 통신 시스템에 적용되기 위해서는 더 이상 이러한 외부 전기회로를

이용하는 선형화 방법은 적용될 수가 없다. 그러므로 앞으로의 선형화 방법에 관한 연구는 all-optical control을 기반으로 하는 방법으로 그 초점을 두어야 할 것이며 아울러 비용 절감, 시스템 구성의 용이성 또한 함께 고려하여 진행되어야 할 것이다.

참고문헌

1. R. Olshansky, V. A. Labziera, and D. M. Hill, "Subcarrier multiplexed lightwave systems for broadband distribution", Journal of Lightwave Technology, Vol. 17, No. 9, pp. 1328-1340, 1989
2. N. Dagli, "Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 7, pp. 1151-1171, 1999
3. O. Mitomi and K. Noguchi, "Design of Ultra-Broad-Band LiNbO₃ Optical Modulators with Ridge Structure", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, pp. 2203-2207, 1995
4. M. Yu and A. Gopinath, "Seventeen-GHz Directional Coupler Optical Modulator", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, pp. 2198-2202, 1995
5. R. G. Walker, "High-speed III - V semiconductor intensity modulator", IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 27, pp. 654-667, 1991
6. M. K. Chin, "Comparative analysis of the performance limit of Franz-Keldysh effect and quantum-confined stark effect electroabsorption waveguide modulators", IEE Proc. Optoelectron., Vol. 142, No. 2, pp. 109-114, 1995
7. S. Hunziker, "Volterra analysis of second and third-order intermodulation of InGaAsP/InP laser diode: theory and experiment", Optical Engineering, Vol. 134, No. 7, pp. 2037-2043, 1995
8. G. E. Betts, L. M. Walpita, W. S. C. Chang and R. F. Mathis, "On the linear dynamic range of integrated electro-optical modulators", IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 22, No. 7, pp. 1009-1011, 1986
9. M. L. Farwell, W. S. C. Chang and R. F. Mathis, "Increased linear dynamic range by low biasing the Mach-Zender modulator", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 15, No. 7, pp. 779-782, 1993
10. R. B. Childs and V. A. O'byrne, "Predistortion linearization directly modulated DFB laser and external modulator for AM video transmission", WH6, OFC'90, 1990
11. M. Nazarathy, J. Berger, A. J. Ley, I. M. Levi, and Y. Kagan "Progress in externally modulated AM CATV transmission systems", Journal of Lightwave Technology, Vol. 11, No. 1, pp. 82-105, 1993
12. G. C. Wilson, T. H. Wood, U. Koren, "Integrated electroabsorption modulator/DBR laser linearized by RF current modulation", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 7, No. 10, pp. 1154-1156, 1995
13. 손성일, 한상국, "직렬연결 병조 방법 및 전기회로를 이용한 전계흡수 광 변조기의 선형화 방법에 대한 연구", 석사학위 논문, 연세대학교

2000

14. K. K. Loi, "Linearization of 1.3- μ m MQW electroabsorption modulators using an all-optical frequency-insensitive technique", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 10, No. 7, 1998
15. G.W. Lee, S. K. Han, "Intergrated dual electroabsorption modulator for narrowband optical link", IEEE Microwave Photonics '99, W-2.4, pp. 21-24, 1999
16. H. D. Jung, S. K. Han, "Nonlinear distortion suppression in dual parallel analog modulation of DFB-LD", IEEE Microwave Photonics 2000, WE2.11, pp. 190-193, 2000

저자약력

성 명 : 한상국
근 무 처 : 연세대학교 전기전자공학과
최종 학력 : 1986년 연세대학교 전자공학과 졸업
1994년 University of Florida 전기공학과 박사
주요경력 : 1994 ~ 1996년 현대전자 선임연구원
1996 ~ 현재 연세대학교 전기전자공학과 부교수
E-mail : skhan@yonsei.ac.kr

성 명 : 전덕호
근 무 처 : 연세대학교 전기전자공학과
최종 학력 : 2000년 연세대학교 전자공학과 졸업
E-mail : skilt@hanmail.net