

155Mbps ASK 복조기 설계 및
SOA-XGM 전광 원격 주파수
상향기를 사용한 RoF시스템의
155Mbps 데이터 전송 특성

연세대학교 대학원
전기전자공학과
안 정 환

155Mbps ASK 복조기 설계 및
SOA-XGM 전광 원격 주파수
상향기를 사용한 RoF시스템의
155Mbps 데이터 전송 특성

지도 최 우 영 교수

이 논문을 석사 학위논문으로 제출함

2004년 12월 일

연세대학교 대학원

전기전자공학과

안 정 환

안정환의 석사 학위논문을 인준함

심사위원 _____ 인

심사위원 _____ 인

심사위원 _____ 인

연세대학교 대학원

2004년 12월 일

차 례

그림 차례	iii
표 차례	v
국문 요약	vi
제1장 서론	1
제2장 연구 배경	3
제2.1절 여러 가지 전광 주파수 상향 방식	5
제2.1.1절 마흐-젠더 변조기를 이용한 주파수 상향 변환기	5
제2.1.2절 광 검출기의 비선형성을 이용한 주파수 상향 변환기	6
제2.1.3절 반도체 광 증폭기를 이용한 주파수 상향 변환기	6
제3장 Phase Locked Loop(PLL)와 복조기 설계	8
제3.1절 Phase Locked Loop	8
제3.1.1절 PLL 기본 구조	8
제3.1.2절 Active Loop Filter	10
제3.1.3절 잡음 특성	13
제3.1.4절 추적(Tracking) 특성	16
제3.1.5절 포착(Acquisition) 특성	17
제3.1.6절 회로 동작 특성의 최적화	19
제3.2절 ASK 복조기의 설계	20
제4장 SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향방식을 이용한 Radio-on-Fiber 시스템 분석	30

제4.1절 SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향방식	30
제4.2절 155Mbps ASK 신호 전송 실험 결과 및 고찰	33
제4.2.1절 실험 구성	33
제4.2.2절 광 LO 파워에 따른 BER 특성	34
제4.2.3절 광 IF 파워에 따른 BER 특성	36
제4.2.4절 광 IF 파장에 따른 BER 특성	38
제5장 잡음 변환 특성	40
제5.1절 이론	40
제5.2절 대신호 해석	43
제5.3절 BER 해석	45
제5.4절 잡음 분석 결과	49
제5.4.1절 광LO 파워에 따른 BER 특성	49
제5.4.2절 광 IF 파워에 따른 BER 특성	53
제5.4.3절 광 IF 파장에 따른 BER 특성	58
제6장 결론	60
참고 문헌	62
ABSTRACT	64

그림 차례

그림 2.1	기본 인버터 시스템	3
그림 2.2	색상 문제를 해결한 인버터 시스템	4
그림 2.3	미시센터 변조를 이용한 인버터 시스템	5
그림 2.4	광 검출기의 비선형 동작 특성(mixing)을 이용한 주파수 상향 방식	6
그림 2.5	반도체 광 증폭기를 이용한 주파수 상향 방식	6
그림 3.1	Passive 기본 블록 도해	8
그림 3.2	2차 능동 loop filter	10
그림 3.3	2차 low pass filter 전달함수의 주파수 응답(LPF 특성)	11
그림 3.4	2차 low pass filter 에러함수의 주파수 응답(HPF 특성)	12
그림 3.5	댐핑 계수에 따른 2차 능동 loop filter의 회로 잡음 대역폭 변화	15
그림 3.6	PM을 이용한 ASK 복조기 구성도	20
그림 3.7	Loop filter 전달 함수와 에러 함수의 주파수 응답	22
그림 3.8	QPSK를 이용한 ASK 복조기 시뮬레이션 구성도	23
그림 3.9	능동 2차 HPF의 선형 모델	23
그림 3.10	ASK 복조기 시뮬레이션 결과	24
그림 3.11	Or-CAD를 이용한 ASK 복조기 회로 구성도와 레이아웃, PM에 재정의된 ASK 복조기	27
그림 3.12	위상 잠금이 이루어진 ASK 복조기의 VCO 출력 주파수 성분	28
그림 3.13	복조된 클럭과 데이터 신호	28
그림 3.14	수신 신호의 예시	29
그림 4.1	출력 파워에 따른 반도체 광 증폭기의 이득 포화	30
그림 4.2	SOA의 XGM을 이용한 전광 원격 주파수 상향기 원리	31
그림 4.3	SOA 주파수 상향기와 WDM 방식의 데이터 신호를 적용한 인버터 시스템	32
그림 4.4	실용 구성도	33

그림 4.5	광IO 신호 파위에 따른 BER 곡선	35
그림 4.6	광IO 파위에 따른 XGM 데이터 변조	36
그림 4.7	광F 신호 파위에 따른 BER 곡선	37
그림 4.8	광F 파위에 따른 XGM 동작점에서의 변환 효율	37
그림 4.9	광F 신호의 파장에 따른 BER 곡선	38
그림 5.1	XGM 비선형 전달 함수와 가우시안 확률분포 입력 PDF의 변환	45
그림 5.2	입력 확률밀도 함수의 선형 전달함수	46
그림 5.3	LO 이득과 곡선	50
그림 5.4	LO 파워에 따른 SOA 주파수 상향기의 변환 효율(conversion efficiency)	50
그림 5.5	잡음과	51
그림 5.6	출력	51
그림 5.7	IO 파위에 대한 BER 곡선	52
그림 5.8	실험 데이터와 시뮬레이션 데이터 비교	53
그림 5.9	F 신호 파위에 따른 변환 효율	54
그림 5.10	광 검출기에 수신된 데이터 신호의 파워	55
그림 5.11	잡음과	55
그림 5.12	출력	56
그림 5.13	F 파위에 대한 BER 곡선	57
그림 5.14	실험 데이터와 시뮬레이션 데이터 비교	57
그림 5.15	F 신호 파장에 따른 변환 효율	58
그림 5.16	잡음과	58
그림 5.17	F 신호 파장에 따른 BER 곡선	59

표 차례

표 3.1 B보 판자	20
표 3.2 복층기재에 사용된 소자 판자	25
표 5.1 시공 전에 사용 판자값	49

국 문 요 약

155Mbps ASK 복조기 설계 및 SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향기를 사용한 RoF 시스템의 155Mbps 데이터 전송 특성

본 논문은 반도체 광 증폭기의 상호이득 변조 현상을 이용한 전광 원격 주파수 상향 변환기를 사용하여 Radio-on-Fiber 시스템을 구성하고 155Mbps 데이터를 전송하여 전송 특성을 연구하였다.

전송을 위하여 위상 잠금 회로(phase-locked loop, PLL)를 이용한 155Mbps 코히어런트 ASK 복조기를 PCB 보드에 설계 및 제작 하였고, 제작한 복조기를 사용하여 전송 실험을 수행하였다. 전송 후 데이터의 비트 에러율(Bit Error Rate, BER)을 측정하여 전송 성능을 분석하였으며, 반도체 광 증폭기로 구성된 주파수 상향 변환기 입력단의 LO, IF 광 신호의 파워 조건과 IF 파장 조건에 따라 BER 특성을 분석하였다.

반도체 광 증폭기 상호 이득 변조과정(XGM)에 의한 주파수 상향 변환 효율(conversion efficiency), 변환된 출력 extinction ratio를 계산하고 입력 잡음의 잡음 변환과 반도체 광 증폭기에 의한 자연방출의 증폭(amplification of spontaneous emission, ASE) 잡음, 온도잡음과 shot 잡음 등을 고려하여 Q값과 BER을 계산하여 시뮬레이션을 실행하고, 전송 실험에서 얻은 결과와 비교하였다.

전체 시스템의 잡음은 ASE에 의한 잡음이 주요 성분이 되며, 반도체 광 증폭기의 상호 이득 변조 과정이 주파수 상향기 성능에 가장 큰 영향을 미친다. LO, IF 광신호의 파워가 반도체 광 증폭기의 상호 이득 변조 조건을 결정하므로 실험 및 시뮬레이션을 통하여 최적화된 파워 조건을 찾을 수 있다. BER 10^{-9} 이하의 error free인 파워 조건을 얻을 수 있으며, 그 범위가 좁지 않아 SOA-XGM 주파수 상향기를 채택하여 신뢰성 있는 RoF 시스템을 구축할 수 있을 것으로 기대된다.

IF 신호의 파장에 따른 BER 특성은, 반도체 광 증폭기의 파장에 따른 이득 특

성에 의해 결정되며, 최적화된 LO, IF 파워 조건에서 C-band를 포함하는 넓은 파장대역(1520~1580nm)에서 BER 10^{-9} 이하인 error free 조건을 얻을 수 있다. 따라서, WDM 네트워크와 연동하여 사용할 수 있는 가능성을 보여준다.

핵심되는 말 : 반도체 광증폭기, Radio-on-Fiber 시스템, 주파수 상향 변환기,
상호이득변조, 155Mbps, PLL

제 1 장 서 론

개인 무선 통신의 보급에 따라 기존의 음성 자료에 더하여 그림 문서자료, 동영상 자료 등에 의한 데이터 전송 양이 증가하면서, 더욱 많은 데이터를 전송하기 위한 기술 개발이 절실해지고 있다. 반송파(carrier) 주파수 대역을 높이면 데이터를 보낼 수 있는 대역폭(Data bandwidth)을 크게 증가 시킬 수 있으므로 밀리미터 대역(Milli-meter wave, MMW)의 반송파를 사용하는 것이 효율적이다. 밀리미터 대역의 전자기파는 공기 중에서 매우 빠르게 감쇠하기 때문에 넓은 지역에 무선으로 신호를 보낼 수 없는 단점이 있지만, 서비스 지역이 협소한 개인 무선 통신 네트워크 구성에는 매우 적합하다. 따라서, 신호 감쇠가 매우 작아(0.2~0.5dB/Km) 멀리까지 전송할 수 있는 광섬유를 이용하여, 서비스 제공 지역까지는 밀리미터 대역의 전파를 광 신호에 변조시켜 광섬유로 전송하고 단말 지역에서는 MMW를 사용하여 무선 통신을 할 수 있는 Radio-on-Fiber 시스템이 많은 주목을 받고 있다.[1]

밀리미터 대역의 전자기파를 DSB(Double side-band)형태로 광섬유 전송을 하면 광섬유의 색 분산에 의해 주기적인 신호 소멸이 발생하는 문제점이 있다. 이 현상은 광 신호에 변조된 밀리미터 대역 신호가 광섬유를 통해 전송되는 거리에 따라 색 분산에 의하여 mirror image와 위상이 상쇄 되어 일어난다. 이러한 문제점은 데이터 신호를 기저 대역에서 전송하고 base station에서 MMW로 주파수 상향하는 방식을 통하여 극복할 수 있으나 각 base station에서 MMW 대역의 국부 발진기(Local oscillator, LO)가 필요하게 된다. Radio-on-Fiber 시스템은 사용자 단(cell 또는 base station)의 접속가능 구역의 크기가 매우 작기 때문에(수백m 이내) 동일한 주파수를 여러 base station에서 재사용 할 수 있는 장점을 갖지만, 그에 따라 많은 수의 base station이 필요하다. 따라서 값싸고 보다 작은 크기의 base station의 구현이 요구되며, 밀리미터 대역의 국부 발진기 제작과 설치에 많은 비용을 소요하기 때문에 base station의 가격을 올리게 되는 원인이 된다. 따라서, MMW 대역의 발진기를 central station에서 사용하며, base station에서 전광 원격 주파수 상향 방식(All-optical remote frequency up-conversion)을 사용하는 시스템이 제안되어 왔다.

전광 원격 주파수 상향 변환기로 마호-젠더 광변조기(MZM), 다이오드 광검출기(PD),

반도체 광증폭기(SOA)등의 비선형 현상을 이용한 방식이 제안된바 있다.[2]-[5] 특히, SOA를 이용한 전광 원격 주파수 상향변환 방식은 SOA에 의한 이득을 통하여 변환효율이 높으며 TE 또는 TM의 편광에 의존성이 없는 SOA를 사용하여 신호의 편광성에 대한 차이가 적고, SOA의 변환 속도가 MMW 대역이 아닌 데이터의 대역폭(bandwidth)에서 동작해도 상향 변환을 할 수 있는 장점을 갖고 있다.

본 논문에서는 광 헤테로다인 밀리미터 대역 신호원을 사용하여 SOA의 상호이득변조(XGM)를 이용한 광학적 원격 주파수 상향변환 방식의 Radio-on-Fiber 시스템에서 155Mbps 급의 데이터를 전송하고 그 특성을 분석하였다. 데이터 전송을 위하여 Phase-locked Loop(PLL)를 이용한 코히어런트 방식의 ASK 변조기를 설계, PCB 보드형태로 제작하였고, 제작한 수신기를 사용하여 25GHz의 밀리미터 대역 반송파를 사용한 전송 실험을 하였으며, 데이터 신호의 파장에 따른 BER 특성과 광 헤테로다인 LO, 광 데이터 신호의 파워에 따른 BER 특성을 분석하였다. 광 데이터 신호의 파장이 C-band 범위에서 error free (10^{-9} 이하의 BER)인 조건을 확인하여 WDM시스템에 적용 가능성을 보였다. SOA의 XGM에 의한 잡음 변환 특성을 simulation을 통하여 확인하고, 주파수 상향기의 성능을 변화시키는 주된 요인에 대하여 분석하였다.

2장에서는 RoF(Radio on Fiber system)에 대한 소개를 하며, 3장에서는 수신기 제작에 필요한 PLL의 이론에 대해서 설명하고 ASK 변조기의 설계와 시뮬레이션 결과, 특성을 보인다. 4장에서는 SOA-XGM을 이용한 Radio-on-Fiber 시스템의 구성과 전송실험 방법, 결과 분석을 하고, 5장에서는 SOA의 XGM에 의한 잡음 변환 특성을 simulation을 통하여 보이고 실험결과와 비교하며 성능 변화의 주된 요인을 분석한다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

제 2 장 연구 배경

Radio on Fiber 시스템은 무선 통신과 광통신의 장점을 융합한 차세대 개인·무선 통신 시스템이다. 밀리미터 대역(MMW)의 반송파를 사용함으로써 전송할 수 있는 데이터 대역폭이 넓고, 공기 중에서 빠르게 감쇠하기 때문에 개인 통신 네트워크(cell)를 구성하기에 적절하다. 원거리 전송은 광섬유를 통하여 이루어지기 때문에 손실이 적으며 사용자 단에서는 무선으로 통신이 이루어지기 때문에 사용하기 간편하다.

서비스 제공자(central station)와 이용자(base station)간에는 광섬유를 통하여 전송하고, base station에서는 MMW의 무선 네트워크를 구성하기 위해서는 양 단에 E/O (RF 무선-광) 혹은 O/E (광-RF 무선) 변환 과정이 필요하다. 보다 효율적인 Radio on Fiber 시스템을 구성하기 위하여 많은 제안이 이루어져왔다.[1]

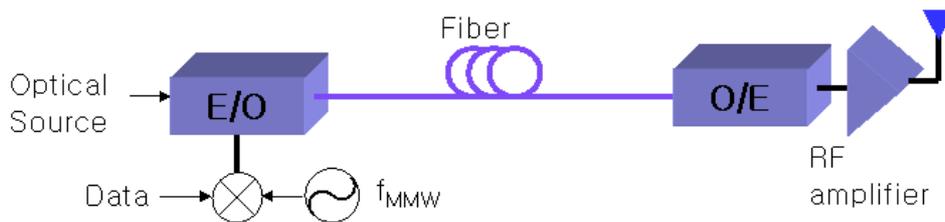
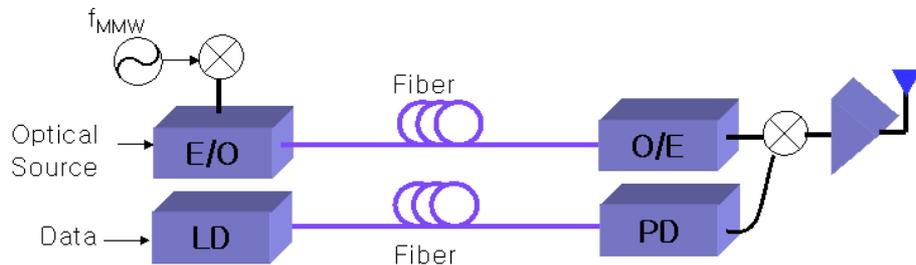


그림 2.1 기본적인 RoF 시스템

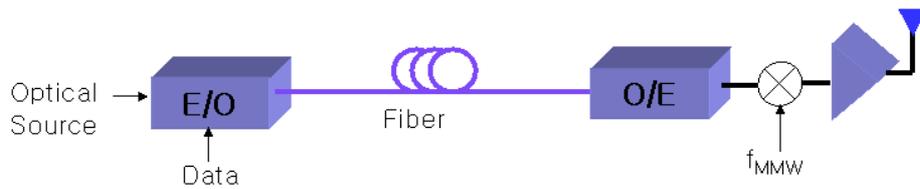
그림 2.1은 가장 간단한 Radio on Fiber 시스템의 구성을 보여준다. 데이터가 변조된 MMW를 광 변조를 통해 광섬유로 이용자에게 전송하고 광 복조를 통하여 MMW를 복원, 무선 네트워크 구성하게 된다. 그러나, 이 시스템 구성은 MMW를 광 변·복조 하기 위해서 MMW 대역까지의 고속 동작 특성을 갖는 E/O, O/E 부품이 필요하다는 단점과 함께, DSB(double side band)방식으로 변조된 신호가 광섬유를 통하여 전송되면서 광섬유의 색분산 특성에 의하여 주기적으로 소멸하는 문제점을 갖고 있다.

그림 2.2는 이러한 색분산 문제를 해결하기 위하여 제시된 RoF 시스템을 보여주고 있다. 그림 2.2(a)에서는 MMW와 데이터를 각각 다른 광섬유 링크를 통하여 전송한 뒤 사용

자단에서 믹서를 통하여 MMW 반송파에 데이터를 변조하는 방법을 사용하였고, 그림 2.2(b)에서는 사용자단에 MMW 국부 발진기를 설치하는 방법을 사용한다. 이와 같은 방법을 사용하여 색분산 문제는 해결할 수 있으나, 그림 2.2(a)는 하나의 네트워크 구성을 위하여 기존의 두배에 해당하는 광 네트워크 망을 필요로 하는 단점이 있으며 그림 2.2(b)는 사용자단(cell)의 수가 많은 RoF 시스템의 특성 때문에 MMW 국부 발진기의 비용이 문제가 된다.



(a) 광 LO 신호를 데이터 신호와 분리하여 전송하는 RoF



(b) RF 국부 발진기를 사용하여 주파수 상향을 하는 RoF

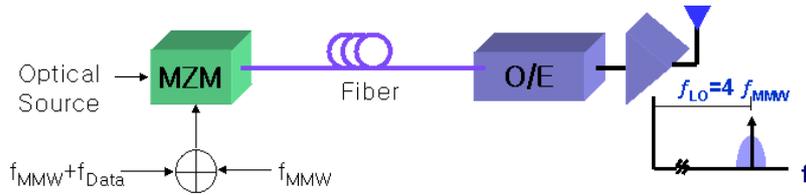
그림 2.2 색분산 문제를 해결한 RoF 시스템

색 분산 문제와 비용 문제를 모두 해결할 수 있는 대안으로 서비스 제공자단(central station)에서 광 MMW 주파수 원을 전송하며 사용자단에서는 전광 주파수 상향변환을 하는 RoF 시스템이 제안 되었다.

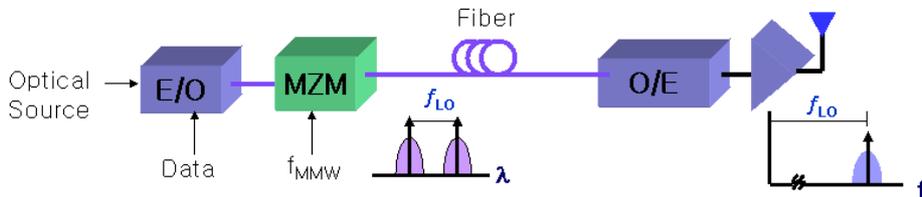
제 2.1 절 여러 가지 전광 주파수 상향 방식

제 2.1.1 절 마흐-젠더 변조기를 이용한 주파수 상향 변환기

그림 2.3은 마흐-젠더 변조기를 이용한 주파수 상향 변환기의 구조를 보여준다. 그림 2.3(a)는 LO 주파수와 LO+Data IF 주파수를 갖는 두개의 RF 신호를 더하여 마흐-젠더 변조기를 구동시킨다. 마흐-젠더 변조기의 비선형성에 의해 고조파(harmonic) 성분들이 발생하는데, 사용자단에서 고차(high-order) 고조파 성분을 걸러내 MMW 신호를 얻어내는 방식이다[2]. 그림 2.3(b)는 광원을 데이터 신호로 변조한 뒤 다시 마흐-젠더 변조기를 사용하여 MMW로 변조함으로써 데이터가 변조되어있는 헤테로다인 MMW 주파수 원을 만들고 광검출기를 통하여 MMW의 데이터를 얻어내는 방식이다[3].



(a) MZM의 비선형성에 의해 생성되는 고조파를 이용한 주파수 상향방식



(b) MZM 변조에 의해 생성되는 헤테로다인 광 LO 신호원을 이용한 주파수 상향방식

그림 2.3 마흐-젠더 변조기를 이용한 RoF 시스템

그러나, (a)는 고차 고조파를 사용하게 되어 신호 파워가 아주 작은 단점이 있으며, (b)는 MMW 대역에서 변조 특성을 보장 할 수 있는 고속 마흐-젠더 변조기가 필요하다는 단점을 갖고 있다.

제 2.1.2 절 광 검출기의 비선형성을 이용한 주파수 상향 변환기

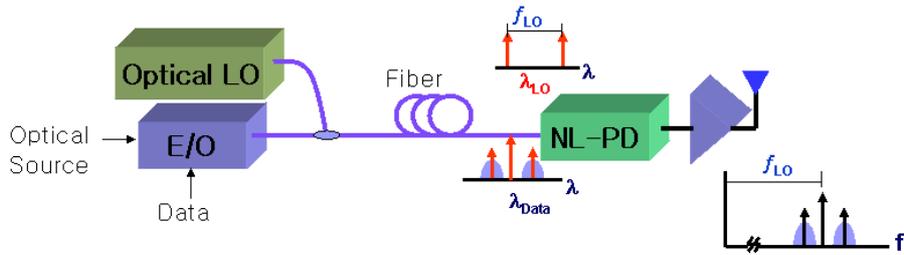


그림 2.4 광 검출기의 비선형 동작특성(mixing)을 이용한 주파수 상향 방식

그림 2.4는 광 검출기의 비선형성을 이용한 주파수 상향 변환기의 구조를 보여준다. 광 검출기에 헤테로다인 MMW 주파수 원과 데이터가 변조되어 있는 IF 파장을 함께 인가하고 광 검출기가 square-law 검출방식이 아니라, 비선형 특성에 의하여 Mixer로 동작하게 함으로써 MMW 주파수 대역에 주파수 상향된 데이터 신호를 얻어낸다. 이 방식은 주파수 상향 변환효율, 즉 상향 변환된 신호의 크기가 너무 작다는 단점을 갖는다.

제 2.1.3 절 반도체 광 증폭기를 이용한 주파수 상향 변환기

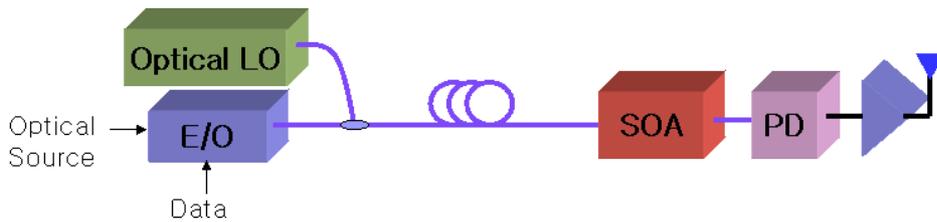


그림 2.5 반도체 광 증폭기를 이용한 주파수 상향 방식

그림 2.5는 반도체 광 증폭기(SOA)를 이용한 주파수 상향기의 구조를 보여준다. 역시 헤테로다인 MMW 주파수 원을 사용하며 데이터가 변조된 IF 파장과 동시에 전송, SOA에서 XGM에 의하여 헤테로다인 MMW에 데이터가 변조되게 한 뒤 광 검출기에서 square low detection을 통하여 MMW 데이터를 얻어내는 방식이다[5]. 이 방식은 SOA의 이득을 얻기 때문에 주파수 상향 변환효율이 크며 XGM이 데이터와 헤테로다인 MMW 주파수 원 파장 사이에 일어나기 때문에 MMW 대역에서 동작하는 고속의 SOA가 아니어도 MMW 데이터를 얻을 수 있다는 장점을 갖는다. 보다 자세한 동작 원리는 4.1절에서 다시 설명하며, 본 논문에서는 SOA 주파수 상향기를 사용하여 RoF 시스템을 구성하고, 데이터를 전송하여 SOA 주파수 상향기의 데이터 전송 특성 및 잡음 변환 특성을 살펴본다.

제 3 장 Phase Locked Loop(PLL)와 복조기 설계

데이터 전송 시에 송신단과 수신단 사이의 모든 매체를 채널이라 한다. 채널은 공기일 수도 있고 전송 선로나 도파관 일 수도 있다. 채널은 잡음을 야기하여 수신단의 데이터 복원을 어렵게 하는 원인이 된다. SOA 주파수 상향기를 사용한 RoF 시스템의 데이터 전송 특성 실험에서도 이러한 문제가 발생하였는데, 전송 채널인 광섬유가 주변의 공기 흐름 또는 온도의 변화에 따라 특성이 변화하여, 수신단에서 단순히 반송파 주파수를 곱하여 기저대역 신호를 복원하면 시간에 따라 신호가 사라지는 현상(eye closing)이 생겼다. 이를 해결하기 위하여 PLL 회로를 이용하여 송신단의 반송파와 일치하는 주파수 원을 복원하고, 수신된 신호에 곱하여 기저대역 데이터를 복원할 수 있는 복조기가 필요하다. RoF 시스템에 전송하려는 데이터 율(data rate)이 155Mbps로 매우 높기 때문에 아직 상용화 된 제품이 나와 있지 않아, 직접 PLL 회로를 이용한 복조기를 설계·제작하였다. 제 3.1 절에서는 PLL 회로의 이론을 설명하고, 설계 시에 고려해야 할 파라미터들을 찾는다. 제 3.2 절에서는 파라미터 값을 정하고 실제로 제작한 과정을 설명한다.

제 3.1 절 Phase Locked Loop

제 3.1.1 절 PLL 기본 구조

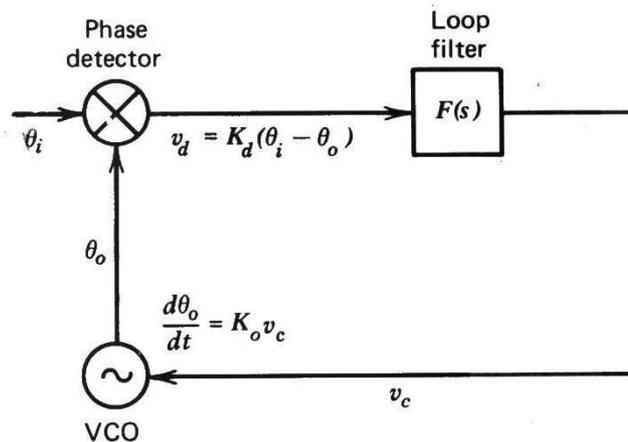


그림 3.1 Phase-locked loop 기본 블록 도해

위상 잠금 회로(Phase Locked Loop, PLL)는 그림 3.1과 같이, 위상 검출기(Phase Detector, PD)와 회로 여파기(Loop filter), 외부 인가 전압에 의해 발진 주파수가 제어되는 전압제어 발진기(Voltage-controlled Oscillator, VCO)의 세가지 기본 구성으로 이루어진다.

위상 검출기는 입력 신호와 VCO의 위상을 상호 비교하여 두 신호의 위상차이에 대한 정보를 출력으로 내보내며, 이 신호를 Loop Filter에서 여파(filtering)하여 VCO에 인가할 수 있는 전압신호로 변환, VCO의 발진 주파수를 조절함으로써 원하는 주파수에서 VCO가 발진하도록 해주는 역할을 하게 된다. PLL 회로는 주파수 합성(frequency synthesis), 캐리어 또는 클럭의 복원(carrier or clock recovery), 주파수나 위상 변·복조(frequency/phase modulation & demodulation)등에 사용된다.

입력 신호가 $\theta_i(t)$ 의 위상을 갖고 VCO로부터의 신호가 $\theta_o(t)$ 의 위상을 갖고 있을 때, 선형으로 동작하는 위상 검출기(Phase detector)는 다음과 같은 출력을 갖는다.

$$v_d = K_d(\theta_i - \theta_o) \quad (3.1)$$

이때, K_d 는 위상 검출기의 이득 계수(gain factor)이며 단위는 voltage/radian이다.

Loop Filter는 위상 검출기(PD)로부터의 신호에서 잡음과 원치 않는 고주파 신호성분을 제거해주며 회로의 동작특성(dynamic performance)을 결정짓는다. loop filter의 전달함수를 $F(s)$ 로 표현한다.

VCO의 발진 주파수는 제어전압(control voltage) v_c 에 의해 결정된다. 중심주파수에서의 주파수 편향(deviation)은 $\Delta\omega = K_o v_c$ 로 나타나며 이때 K_o 는 VCO의 이득 계수로서 단위는 radian/sec · V 이다. 주파수는 위상의 미분 값이므로 VCO의 위상 동작은 $d\theta_o/dt = K_o v_c$ 로 나타난다. 라플라스 변환 값 $L\left[\frac{d\theta_o(t)}{dt}\right] = s\theta_o(s) = K_o V_c(s)$ 을 이용하여 VCO 출력 위상을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_o(s) = \frac{K_o V_c(s)}{s} \quad (3.2)$$

위상 검출기 출력과 VCO 조절 전압도 라플라스 변환을 통하여 나타낸다.

$$V_d(s) = K_d[\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad (3.3)$$

$$V_c(s) = F(s)V_d(s) \quad (3.4)$$

식 (3.2)-(3.4)를 사용하여 다음과 같은 기본적인 공식을 얻는다.

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = H(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.5a)$$

$$\frac{\theta_i(s) - \theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s}{s + K_o K_d F(s)} = 1 - H(s) \quad (3.5b)$$

$$V_c(s) = \frac{s K_d F(s) \theta_i(s)}{s + K_o K_d F(s)} = \frac{s \theta_i(s)}{K_o} H(s) \quad (3.5c)$$

식 (3.5a)를 PLL 회로의 폐회로(closed loop) 전달 함수, 식 (3.5b)를 에러 함수라고 하며, 각 값을 결정하기 위해서는 loop filter의 전달 함수 $F(s)$ 를 정해야 한다.

제 3.1.2 절 Active Loop Filter

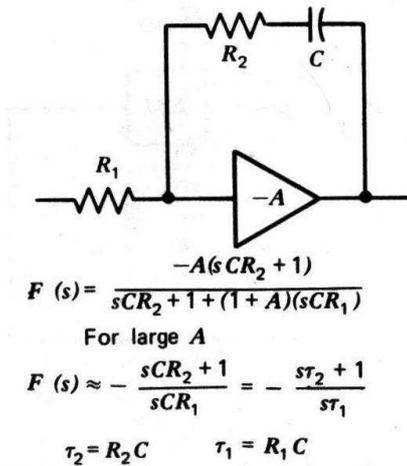


그림 3.2 2차(second order) 능동 loop filter

그림 3.2는 2차 능동 loop filter를 보여준다. 능동(active)이라는 이름은 loop filter구성 중에 이득(gain)을 주는 능동 소자가 포함되기 때문이다. 2차 능동 loop filter의 전달함수는

$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1}$ 이며, 식 (3.5a)의 PLL 폐회로 전달 함수는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{K_d K_o F(s)}{s + K_d K_o F(s)} = \frac{K_o K_d (s\tau_2 + 1) / \tau_1}{s^2 + s(K_o K_d \tau_2 / \tau_1) + K_o K_d / \tau_1} \\
 &= \frac{2\zeta w_n s + w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

이때, w_n 은 자연 주파수(natural frequency), ζ 는 댐핑 계수(damping factor)이다. loop filter의 전달 함수 $F(s)$ 는 그림 3.3과 같은 저주파 통과(low-pass) 특성을 갖고 있으며, VCO에서 발생하는 고주파의 위상 잡음을 제거하는 역할을 한다. 그림 3.3은 다양한 댐핑 계수 값에 따른 loop filter 전달함수를 보여준다.

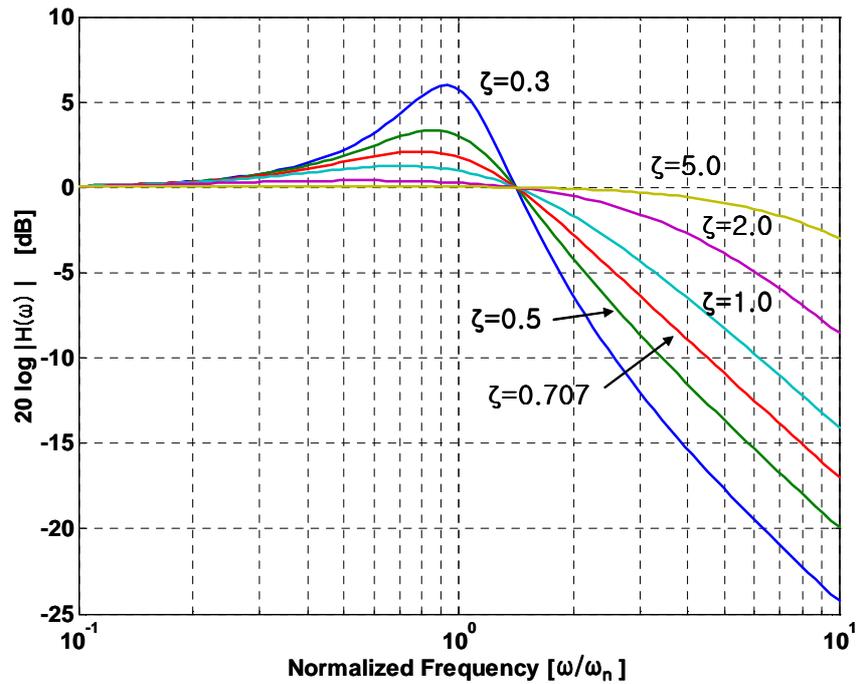


그림 3.3 2차 loop filter 전달함수의 주파수 응답 (LPF 특성)

자연 주파수, 댐핑 계수와 2차 능동 loop filter의 파라미터간의 관계식은 다음과 같다.

$$\zeta = \frac{\tau_2}{2} \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2} = \frac{\tau_2 w_n}{2} \quad (3.7a)$$

$$w_n = \left(\frac{K_o K_d}{\tau_1} \right)^{1/2} \quad (3.7b)$$

$$\tau_1 = R_1 C \quad (3.7c)$$

$$\tau_2 = R_2 C \quad (3.7d)$$

에러 응답(error response)은 아래 식으로 나타내며, 그림 3.4와 같이 고주파 통과(high pass) 특성을 보인다. 이것은 고주파 변화는 그대로 통과시켜 회로의 동작을 저해하기 때문에 위상의 저주파 변화는 따라갈 수 있으나 고주파 변화는 따라갈 수 없음을 보인다. 또한, 저주파를 걸러내기 때문에 입력 신호의 저주파 위상 잡음을 제거하는 효과를 갖는다.

$$\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (3.8)$$

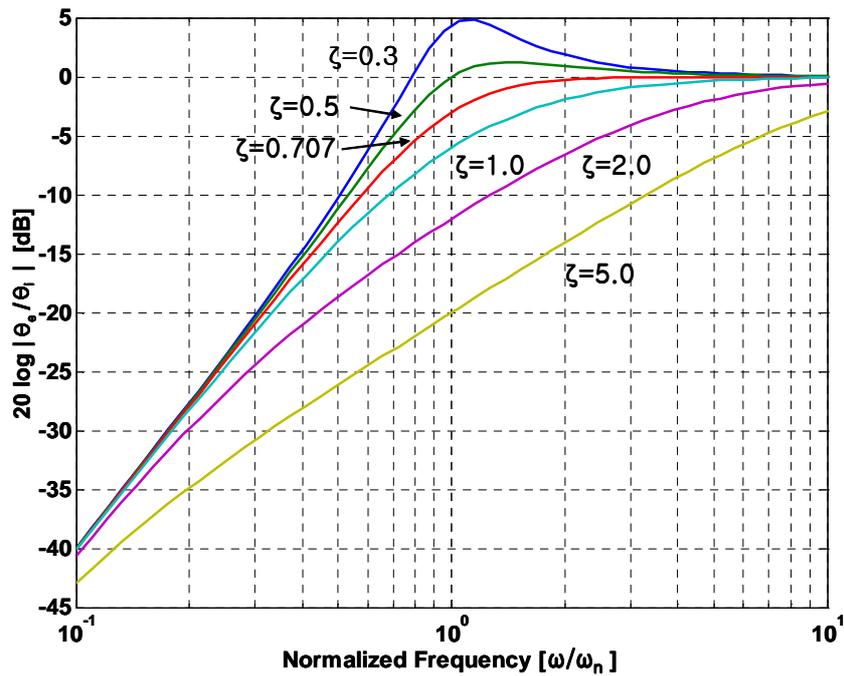


그림 3.4 2차 loop filter 에러 함수의 주파수 응답 (HPF 특성)

PLL의 개회로(open loop) 전달함수와 폐회로(closed-loop) 전달함수는 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{K_o K_d F(s)}{s} \quad (3.9)$$

$$H(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad (3.10)$$

DC 이득(gain)을 아래와 같이 정의한다.

$$K_v = K_o K_d F(0) \quad [1/\text{sec}] \quad (3.11)$$

회로 이득 $K = K_o K_d F(\infty)$ [radian/s]를 이용하여 2차 능동 loop filter의 전달함수를 나타내면 다음과 같다.

$$F(s) = \frac{s\tau_2 + 1}{s\tau_1} \quad (3.12a)$$

$$G(s) = \frac{K_o K_d \tau_2}{s\tau_1} \left(1 + \frac{1}{s\tau_2}\right) = \frac{K}{s} \left(1 + \frac{a_2}{s}\right) \quad : a_1 = 1, a_2 = \frac{1}{\tau_2} \quad (3.12b)$$

$$K = \frac{K_o K_d \tau_2}{\tau_1} \quad (3.12c)$$

$$w_n = \sqrt{K a_2} \quad (3.12d)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K}{a_2}} \quad (3.12e)$$

loop filter는 PLL 회로의 동작 특성을 결정짓는 중요 요소이며 위의 파라미터들이 PLL 회로 설계의 기본이 된다.

제 3.1.3 절 잡음 특성

입력 잡음을 고려한 입력 신호 $v_i(t) = V_s \sin(w_i t + \theta_i) + n(t)$ 와 VCO의 출력 신호 $v_o(t) = V_o \cos(w_o t + \theta_o)$ 를 사용하여, 개회로에서의 위상 검출기의 출력을 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned}
v_d(t) &= K_m v_i(t) v_o(t) \\
&= \frac{1}{2} K_m V_s V_o \sin(\theta_i - \theta_o) + \frac{1}{2} K_m n_c V_o \cos \theta_o + \frac{1}{2} K_m V_o n_s \sin \theta_o \\
&\quad + \frac{1}{2} K_m V_s V_o \sin(2w_i t + \theta_i + \theta_o) + \frac{1}{2} K_m n_c V_o \cos(2w_i t + \theta_o) \\
&\quad - \frac{1}{2} K_m V_o n_s \sin(2w_i t + \theta_o)
\end{aligned} \tag{3.13}$$

이때, $n(t) = n_c(t) \cos w_i t - n_s(t) \sin w_i t$ 이다. 위상 검출기 출력을 여파하여 고주파 성분을 제거하고 $K_d = \frac{1}{2} K_m V_s V_o$, $n'(t) = \frac{n_c(t)}{V_s} \cos \theta_o + \frac{n_s(t)}{V_s} \sin \theta_o$ 으로 정의하면 아래와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
v_d(t) &= K_d \sin(\theta_i - \theta_o) + \frac{K_d n_c}{V_s} \cos \theta_o + \frac{K_d n_s}{V_s} \sin \theta_o \\
&= K_d [\sin(\theta_i - \theta_o) + n'(t)]
\end{aligned} \tag{3.14}$$

$(\theta_i - \theta_o)$ 가 충분히 작으면 $v_d(t) = K_d(\theta_i - \theta_o) + K_d n'(t)$ 로 나타낼 수 있다.

θ_o 가 시불변성(time invariant)일때, n' 의 분산은 다음 식과 같이 표현된다.

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{V_s^2} \left(\overline{n_c^2} \cos^2 \theta_o + \overline{n_s^2} \sin^2 \theta_o + 2 \overline{n_c n_s} \sin \theta_o \cos \theta_o \right) = \frac{\sigma_n^2}{V_s^2} \tag{3.15}$$

백색 잡음(white noise), 즉 $\Phi(f) = N_o V^2 / \text{Hz}$ 인 경우에 위상 검출기의 출력 Power spectral density는 다음과 같다.

$$\Phi_{n'}(f) = \frac{2N_o}{V_s^2} \tag{3.16}$$

식 (3.16)의 위상 검출기 출력 잡음은 폐회로에서 VCO로 입력되어 VCO의 위상을 변이시키고 변이된 VCO의 출력 위상 θ_o 는 다시 위상 검출기로 입력되어 혼변조(intermodulation)를 일으키는 원인이 된다. 위상 검출기 출력 잡음에 의한 VCO의 출력 위상 잡음은 다음과 같다.

$$\Phi_{no}(f) = \Phi_{n'}(f) |H(jw)|^2 \tag{3.17a}$$

$$\overline{\theta_{no}^2} = \int_0^\infty \Phi_n(f) |H(j\omega)|^2 df \text{ [rad}^2] = \frac{2N_o}{V_s^2} \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \quad (3.17b)$$

잡음 대역폭(noise bandwidth)을 $B_L = \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \text{ [Hz]}$ 로 정의하면, 백색잡음

(white noise) 입력에 대한 VCO의 출력 잡음분산(noise variance)은 다음과 같다.

$$\overline{\theta_{no}^2} = \frac{2N_o B_L}{V_s^2} = \frac{W_i B_L}{P_s} \quad (3.18)$$

이때, W_i 는 입력 잡음의 파워, P_s 는 입력 신호의 파워이다.

2차 능동 loop filter를 사용하면 잡음대역폭(noise bandwidth)은 다음과 같다.

$$B_L = \frac{1}{4} K \left(1 + \frac{a_2}{K} \right) \text{ or } \frac{1}{2} w_n \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (3.19)$$

그림 3.5는 댐핑 계수 값에 따른 잡음 대역폭의 변화를 보여준다. 잡음 대역폭을 최소로 만드는 댐핑 계수 값은 0.5이며 0.25~1.0의 값이 PLL 회로의 설계에 일반적으로 사용된다.

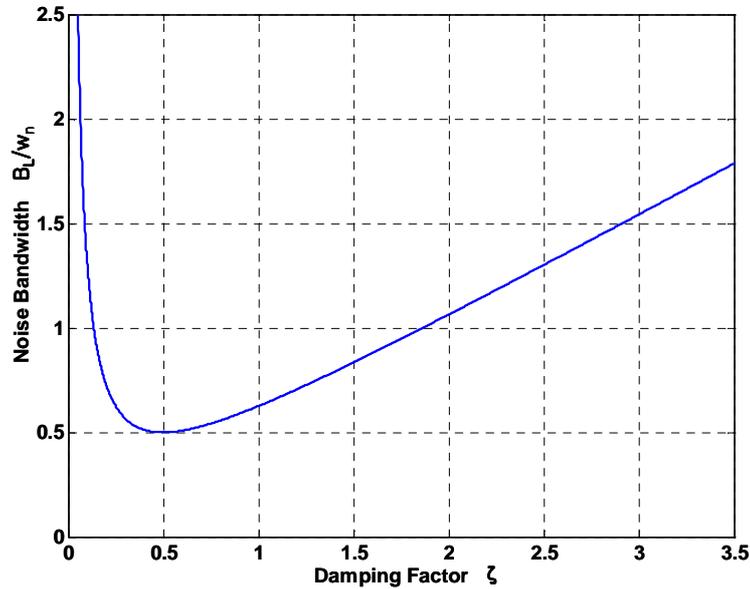


그림 3.5 댐핑 계수에 따른 2차 능동 loop filter의 회로 잡음대역폭 변화

제 3.1.4 절 추적(Tracking) 특성

추적(tracking)은 PLL 회로가 위상 잠금이 이루어진 상태에서 입력 신호의 위상 또는 주파수의 변화가 생겼을 경우에 VCO의 출력이 입력 신호와 같아지도록 변하는 현상을 말한다. 추적이 가능한 주파수 범위를 홀드-인 범위(hold-in range)라 한다. 위상 에러 신호 θ_e 가 작은 값이어야만 위상 또는 주파수 추적(tracking)이 가능하다. 에러가 커지면 VCO는 cycle skip을 일으키고, 위상 잠금이 깨진다.

위상 에러는 식 (3.5b)에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_e(s) = \frac{s\theta_i(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.20)$$

정상상태 에러(steady state error) 분석을 위해 라플라스 변환의 최종 값 이론(final value theorem, $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s)$)을 이용하여 과도 에러(transient error)가 없는 상태를 찾는다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^2 \theta_i(s)}{s + K_o K_d F(s)} \quad (3.21)$$

먼저, 입력 위상의 크기가 $\Delta\theta$ 만큼 변할 때의 정상상태 에러는, $\theta_i(s) = \Delta\theta/s$ 에서,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s\Delta\theta}{s + K_o K_d F(s)} = 0 \quad (3.22)$$

정상상태 에러가 0이므로 PLL은 위상 변화 추적(phase tracking)이 가능하다.

입력 주파수의 크기가 Δw 만큼 변할 때의 정상상태 에러는, $\theta_i(s) = \Delta w/s^2$ 에서,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta w}{s + K_o K_d F(s)} = \frac{\Delta w}{K_o K_d F(0)} = \theta_v \quad (3.23)$$

DC 회로 이득 K_v 를 사용하여 위 식은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\theta_v = \frac{\Delta w}{K_v} \quad (3.24)$$

DC 이득 값이 큰 능동 loop filter에서는 $\theta_v \approx 0$ 이 되어 주파수 변화 추적(frequency

tracking)도 가능하다. 또한, K_v 값이 클수록 추적 가능한 주파수 범위가 커진다. 따라서 loop filter에 사용할 OP-amp는 높은 DC 이득을 갖는 것으로 선택하는 것이 좋다.

한편, 사인과 출력을 갖는 위상 검출기에서는 $\sin\theta_v = \frac{\Delta w}{K_v}$ 이며, sin 함수의 값이 1을 넘을 수 없으므로 $\Delta w > K_v$ 인 경우에는 위상 잠금(phase locking)이 이루어지지 않으며 DC 전압이 아닌 신호의 맥놀이(beat note)가 출력되게 된다. 따라서 추적이 가능한 주파수 범위를 나타내는 홀드-인 범위(hold-in range)는 다음과 같이 정의된다.

$$\Delta w_H = \pm K_v \quad (3.25)$$

설계에 사용되는 위상 검출기는 double-balanced mixer(DBM)이며, DBM은 사인과 출력을 갖는 위상 검출기이다. 따라서 hold-in range는 loop filter에 사용되는 이득소자(OP-amp)의 DC 이득에 의해 결정된다. 넓은 홀드-인 범위를 갖기 위해서는 DC 이득이 큰 Op-amp를 사용하여야 한다.

제 3.1.5 절 포착(Acquisition) 특성

처음에 PLL에 입력 신호가 인가되었을 때, PLL 회로의 VCO는 입력신호에 위상 잠금이 이루어지지 않은 상태이다. 입력 신호 인가 후에 VCO가 입력신호 주파수 또는 위상에 도달하여 위상 잠금이 일어나는 것을 포착(aquisition)이라 하며, 포착이 가능한 주파수 범위를 lock-in range라고 한다.

입력 신호의 주파수를 w_i , VCO 출력 신호의 자연발진(free running) 주파수를 w_o 라 하면, VCO 출력 신호의 위상은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \theta_o &= w_o t + \int_0^t K_o v_d dt + \theta_o(0) \\ &= w_o t + \int_0^t K_o K_d \sin\theta_e dt + \theta_o(0) \end{aligned} \quad (3.26)$$

여러 신호는,

$$\theta_e = \theta_i - \theta_o = w_i t - w_o t - \int_0^t K \sin \theta_e dt + \theta_o(0) \quad (3.27)$$

$$\dot{\theta}_e = \Delta w - K \sin \theta_e \quad (3.28)$$

$\dot{\theta}_e = 0$ 일때 회로의 위상 잠금이 일어나며, sin값은 1을 넘을 수 없으므로,

$$\Delta w_L \simeq \pm K \quad (3.29)$$

가 되며, 이것을 lock-in range라고 한다.

1차 loop filter에서 hold-in range와 lock-in range는 같으나, 2차 이상의 loop filter에서 lock-in range는 hold-in range보다 더 좁다. ($K = K_o K_d F(\infty)$)

처음 신호가 인가되었을 때, 회로는 위상 잠금이 이루어지지 않았기 때문에 입력 신호와 VCO 출력 신호의 맥놀이(beat note)가 위상 검출기로부터 출력된다. 이 신호는 VCO를 주파수 변조(FM) 시킨다. VCO의 발진 중심 주파수를 w_o , 맥놀이(beat note)의 원천 주파수(fundamental frequency)를 Δw 라 하면, VCO출력의 주파수 변조된 sideband는 $w_k = w_o + k\Delta w$ 이며, 이때, k는 정수 값이다. 위상 검출기의 출력은 다시, $w_i - w_k = w_i - w_o - k\Delta w = (1 - k)(w_i - w_o)$ 가 된다. 맥놀이 주파수(beat note frequency)가 점차 줄어들어 lock-in range에 들어가면서 위상 잠금이 걸리기까지 걸리는 시간을 pull-in time, 줄어들지 않고 위상 잠금이 일어나지 못하는 주파수 한계를 pull-in limit이라 하며 2차 능동 loop filter를 사용한 PLL에서는 Richman의 근사값(approximation)에 따라 다음을 얻는다.

$$T_P \simeq \frac{(\Delta w)^2 \tau_2}{K^2} = \frac{(\Delta w)^2}{2\zeta w_n^3} \quad (3.30)$$

$$\Delta w_p \simeq \sqrt{2K_v K} \quad (3.31)$$

pull-in time은 고이득 회로에서 $\zeta = 0.707$ 인 경우에 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_p = \frac{27(\Delta w)^2}{256B_L^3} \simeq \frac{4.2(\Delta f)^2}{B_L^3} \text{sec} \quad (3.32)$$

제 3.1.6 절 회로 동작특성의 최적화

외부 잡음에 의한 출력 위상 지터(phase jitter)를 최소화하기 위해서는 회로 대역폭(loop bandwidth)을 가능한 좁게 만들어야 하며, 변조에 의한 과도 에러(transient error)나 내부 발진기 잡음에 의한 출력 지터(jitter)를 최소화하고 추적(tracking)과 포착(acquisition) 성능을 높이기 위해서는 회로 대역폭을 가능한 넓게 만들어야만 한다. 이 둘은 서로 상반되기 때문에 적절한 trade-off 관계상에서 회로 대역폭을 결정해야 한다.[6]

또한, 결정된 loop filter 특성 이외에도 사용된 double balanced mixer(DBM), OP-amp 등 회로 소자의 off-set에 의하여 특성이 조금씩 다르게 되므로, 설계된 값은 언제나 최적이라 아니라 그에 근접하거나 다만 기준이 되는 값이 됨에 주의해야 한다.

155Mbps ASK 복조기를 설계함에 있어서 기준 출발점은 다음과 같이 정한다.

(1) damping factor가 0.707일 때에 가장 빠른 추적 시간(aquisition time)을 갖게 되므로, 이 값을 기준으로 하되, 입력 신호의 크기에 따라 위상 검출기(phase detector)로 작용하는 믹서의 이득인자(gain factor)가 변하므로, under damping에 의한 진동(oscillation)을 막기 위하여 그 이상의 값(~5)으로 한다.

(2) 회로 대역폭은 좁을수록 입력 잡음에 강한 특성을 갖고, 넓을수록 추적(tracking), 포착(aquisition) 성능이 높아지며 VCO 위상 잡음에 강하므로, 최적의 대역폭을 결정하기 위해 정해진 유일한 규칙은 없다. 다만 일반적으로 반송파 대역폭의 1/10~1/50을 회로 대역폭으로 많이 사용하나, 설계하려는 복조기가 빠른 추적, 포착 특성을 요구하기 보다는 입력 잡음에 강한 특성을 필요로 하므로 작은 회로 대역폭(loop bandwidth)을 고려한다.

제 3.2 절 ASK 복조기의 설계

그림 3.6은 코히어런트(coherent) 방식의 ASK 수신기 구조를 보여준다. 입력된 신호의 파워는 반으로 나누어 한쪽은 PLL 회로의 입력으로 사용, 반송파를 복원한다. 복원된 반송파를 $\frac{\pi}{2}$ 만큼 위상 이동 시킨 후에 다른 한쪽의 신호에 곱하면 출력단에서 기저대역의 복조된 데이터가 나오게 된다.[6]

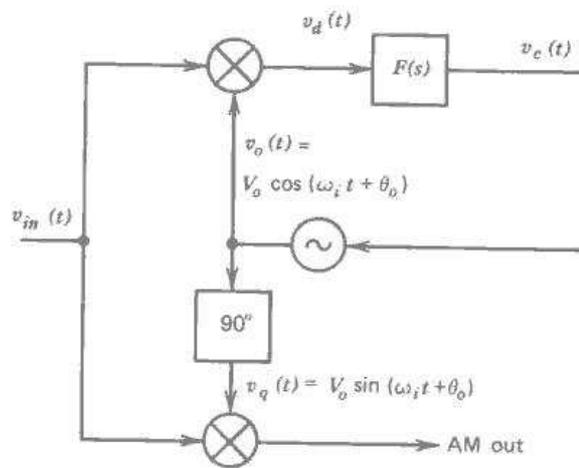


그림 3.6 PLL을 이용한 ASK 복조기의 구성도

칩(IC) 레벨 설계가 아닌 개별 소자를 PCB 보드 상에 조립하여 ASK 복조기를 만드는 방법을 목표로 하였다. 사용된 PCB 보드는 FR4 보드이며 표 3.1과 같은 특성을 지니고 있다. 도파선 이론에 따라 도선의 폭을 결정하였으며 약 73.1mil 이다.

Height	1 mm
Thickness	0.017 mm
Dielectric constant	4.5
Conductivity	5.88e7 S/m
Loss tangent	0.0019

표 3.1 PCB 보드 파라미터

반송파(carrier) 주파수는 VCO의 선택을 결정하는 요인이다. ASK 데이터 포맷이 주파수를 제한하지 않으므로 데이터 율(data rate)의 두 배 이상인 조건만을 만족하면 된다. 여기에서는 400~500MHz 대역으로 결정하였다.

수신기 입력 신호 파워는 DBM을 위상 검출기로 사용한 PLL 회로에서 위상 검출기의 이득 계수에 영향을 주는 파라미터가 된다. 수신기 입력 신호의 파워 변화에 의한 위상 검출기의 이득 계수 변화는 전체 PLL 회로의 동작 특성에 영향을 미친다. 따라서, 일반적인 PLL 회로에서는 입력단에 자동이득제어(auto gain control, AGC) 회로를 추가한다. AGC회로의 추가는 복잡하기 때문에 성능 저하를 감수하고 AGC 회로 없이 복조기를 설계하였으며, 예상되는 수신단 입력 파워 범위를 한정(0~-10dBm을 기준) 하였다.

믹서(mixer)는 더블 발란스 믹서(double balanced mixer type)를 사용하였고, 회로 여파기(loop filter)에 사용되는 증폭기로는 OP-249를 사용하였다.

전력 분배기(power splitter)에서 3dB의 전력이 감소하며 믹서(mixer)의 변환 손실(conversion loss)이 5dB 이므로 믹서의 출력단에서 전압은 $251.78mV_{pp} \sim 79.62mV_{pp}$ 가 되어 PD의 이득인자는 $K_d=0.25178 \sim 0.07962$ V/rad이며, 사용된 VCO의 이득 인자는 $K_o=25MHz/V=157Mrad/s \cdot V$ 의 값을 갖는다. OP-249의 DC 이득은 $1000000V/V$ 이다. 따라서 hold-in range $K_v=1.3 \sim 3.9 \times 10^{13}$ Hz이다. hold-in range는 능동 2차 필터에서 결국 위상 잠금(phase-lock)이 이루어 질수 있는지 없는지의 참조 값이 될 뿐이며, 사용된 OP-amp의 DC 이득이 매우 크기만 하다면 매우 넓은 범위의 값을 가질 수 있다.

이득 계수 $\zeta = 5$ 로 정하였다. 보통 추적이나 포착 속도가 가장 빠른 0.707의 값을 사용하나 고려하는 통신 네트워크에서는 응답 속도가 크게 문제가 되지 않으므로, 입력 신호에 의해서 이득 계수가 변하였을 때, under damping에 의한 진동(oscillation)을 방지하기 위함이다. 다음으로 loop bandwidth를 120KHz 정도로 매우 작게 결정 하였다. 두 값을 결정함에 따라, 식 (3.7)과 식 (3.19), 식 (3.12)을 이용하여 다음 값들을 얻는다.

$$B_L \approx K/4 = 30KHz \quad (\text{잡음 대역폭})$$

$$w_n = 2B_L / (\zeta + \frac{1}{4\zeta}) = 11.88 \times 10^3 \quad (\text{자연 주파수})$$

$$K = 2\zeta w_n = 118.8 \times 10^3 \quad (\text{Lock-in 범위})$$

$$\tau_2 = 1/a_2 = (2\zeta)^2/K = 0.842 \times 10^{-3}$$

$$\tau_1 = K_o K_d \tau_2 / K = 88.6 \times 10^{-3}$$

캐패시터 C 값을 1uF을 사용한다고 하면, R1=88.6Kohm, R2=841.7ohm이 된다.

실제 제작할 ASK 복조기의 loop filter에 사용되는 저항과 캐패시터는 일정한 값이 정해져 있으므로 R₁ = 100Kohm, R₂ = 1Kohm, C=0.99uF 의 근사값으로 결정하였으며, 이때의 loop characteristic은 다음과 같다.

$$\tau_1 = 0.099$$

$$\tau_2 = 0.00099$$

$$\zeta = 5.564$$

$$w_n = 11.24 \text{Krad/s}$$

$$B_L = 31.52 \text{KHz}$$

$$K = 125 \text{KHz}$$

$$T_p \approx 63.29 \text{ms for } \Delta w = 1 \text{MHz}, 632 \text{us for } \Delta w = 100 \text{KHz}$$

$$w_p \approx 11.76 \text{GHz}$$

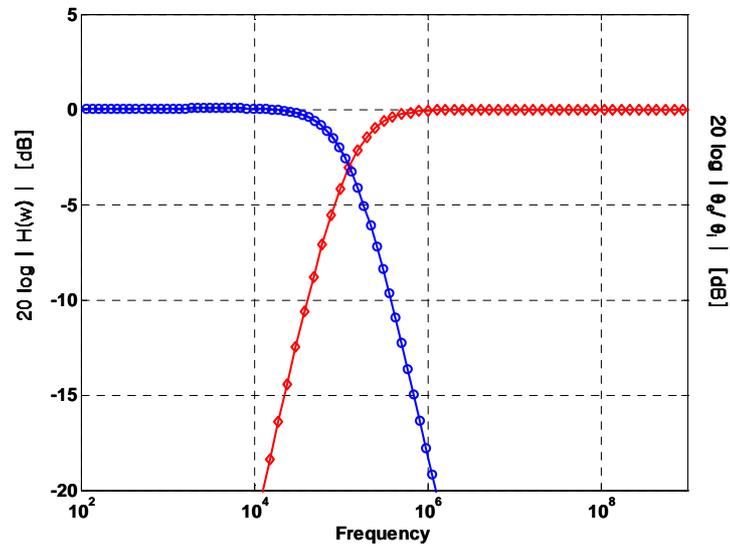


그림 3.7 Loop Filter 전달함수와 에러 함수의 주파수 응답

그림 3.7은 위에서 결정된 값들로 그려진 loop filter 전달함수와 에러 함수의 주파수 응

답을 보여준다. 설계된 pull-in limit은 11.76GHz, pull-in time은 ms 단위이며 회로 대역폭은 125KHz, 잡음 대역폭은 31.52KHz이다.

시뮬레이션은 CppSim 프로그램을 사용하여 수행하였으며, 그림 3.8은 시뮬레이션 구성도이다. 이것은 사용된 각 칩의 특성과 상관없이 이상적으로 고려된 회로 구조이다.

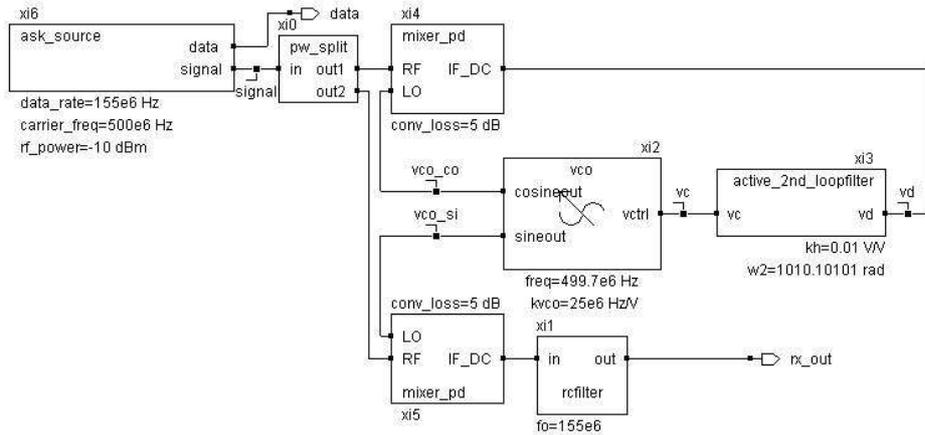


그림 3.8 Cpp-sim을 이용한 ASK 복조기 시뮬레이션 구성도

ASK 신호원은 1,0의 PRBS 데이터 신호를 각각 1.1V, 0.1V로 출력하여 반송파와 곱하도록 블록을 만들었으며 전력 분배기(pw_split), 믹서(mixer_pd)에는 변환손실(conversion loss)를 계산하여 신호크기를 줄이는 부분을 추가하였다. 능동 2차 필터는 선형 모델을 사용하여 블록을 만들었으며 그림 3.9과 같다.

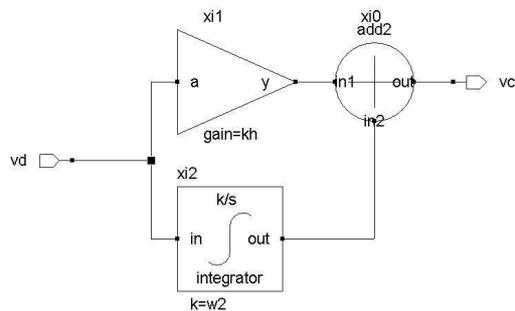
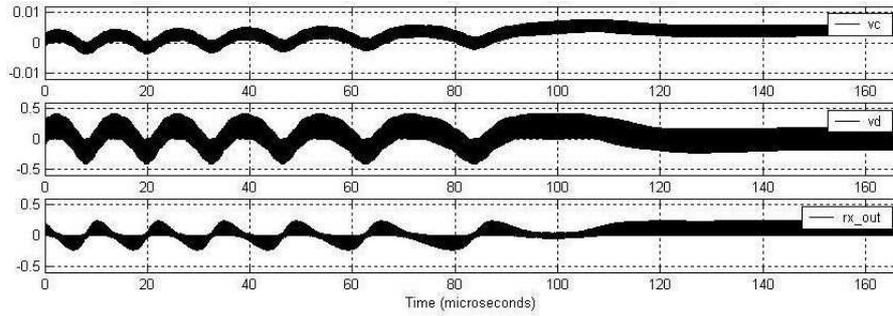
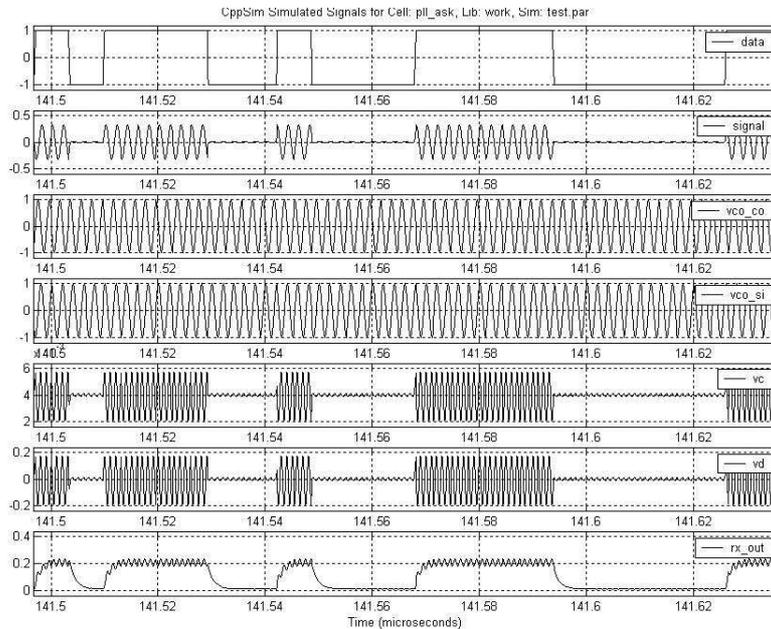


그림 3.9 능동 2차 loop filter의 선형 모델



(a) V_c : loop filter로 여파된 VCO 제어전압, V_d : 믹서(PD)로부터 출력되는 제어전압(loop filter 여파 전 신호), rx_out : 출력단의 복조된 데이터 신호



(b) phase-locking이 이루어진 후의 신호 확대 그림

그림 3.10 ASK 복조기 시뮬레이션 결과

그림 3.10은 시뮬레이션 결과를 보여준다. (a)에서 V_d 는 위상 검출기에서 출력되는, RF 신호와 VCO 출력 신호 사이의 위상차에 의한 전압신호이며, V_c 는 V_d 가 2차 능동 loop

filter를 통하여 여파된 출력전압으로써 VCO의 발진 주파수를 조절하게 된다. rx_out은 VCO가 발진하는 주파수 신호를 $\pi/2$ 위상천이 시킨후 데이터가 변조되어 있는 반송파 신호에 곱하고 저주파 통과 필터로 걸러낸 신호이다. RF 신호의 입력단 파워는 -10dBm이며 500Mhz 반송파에 155Mbps의 데이터가 ASK형식으로 변조되어 입력된다. VCO는 499.7Mhz에서 자연 발진(free running)하고 있을 때, 약 120us에서 위상 잠금(phase lock)이 이루어지고, 복조된 ASK 데이터 신호가 출력되고 있음을 확인할 수 있다. (b)는 위상 잠금이 이루어진 후를 확대하여 본 각 부분의 출력 그래프이며 data는 전송되는 데이터 신호, signal은 데이터가 변조된 500Mhz의 반송파를 나타낸다. VCO_co와 VCO_si는 각각 VCO의 발진 주파수 출력과 $\pi/2$ 위상천이된 출력을 나타낸다. rx_out과 data를 비교해보면 데이터가 복원되고 있음을 확인할 수 있다.

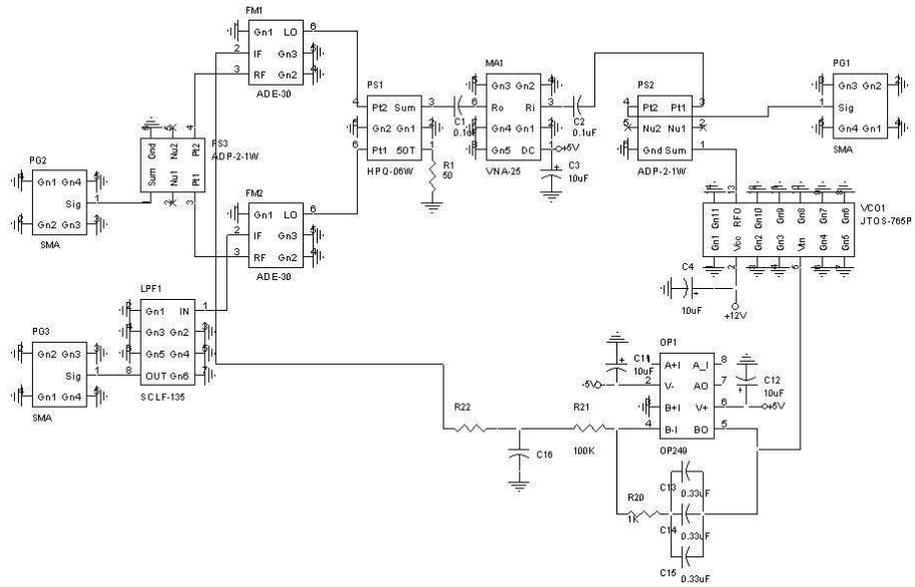
double balanced mixer(DBM)의 출력이 순수하게 국부 발진기(LO)와 RF 신호의 위상차에 의한 전압을 출력하기 위해서는 LO와 RF의 신호가 모두 DBM의 다이오드 브릿지를 동작시킬 수 있을 정도의 신호 크기를 가져야만 한다. 이렇게 되면, RF 신호를 증폭기를 사용하여 원하는 크기만큼 (여기서는 7dBm) 증폭하여야 하며 수신단에서 큰 부담이 된다. 따라서 비록 수신되는 RF 신호의 크기에 따라서 위상 검출기(PD)의 이득 계수가 변하는 단점이 있더라도, LO의 신호 크기만 7dBm 이상으로 유지해주고, RF 신호는 최대 1dBm으로 제한하는 방식을 고려하였다. 위상 검출기의 이득 인자 변화는 loop bandwidth K를 변하게 하며, 결국 댐핑 계수와 자연주파수도 모두 변하게 만든다. 따라서 실제 사용 시에는 어느 정도 제한된 입력 신호 크기를 유지하여야 하는 주의가 필요하다.

복조기 제작을 위하여 사용한 칩들은 표 3.2와 같다.

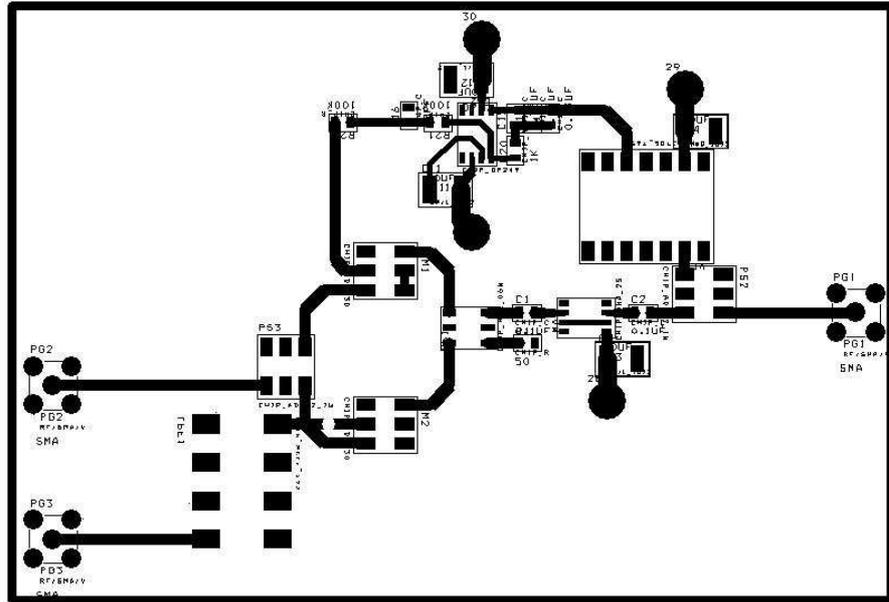
part name	part no	spec	quantity	
Power splitter	ADP-2-1W	1-650MHz	2	Mini-circuits
DBM	ADE-30	200-3000MHz	2	Mini-circuits
VCO	JTOS-765P	486-510MHz	1	Mini-circuits
LPF	SCLF-135	155MHz	2	Mini-circuits
Amp	VNA-25	450-2000MHz	1	Mini-circuits
Phase shifter	HPQ-06W	480-600MHz	1	Mini-circuits
OP-amp	OP249	GBP 2.7MHz	1	Analog Devices
lumped element	R, L, C			

표 3.2 복조기 제작에 사용된 소자 파라미터

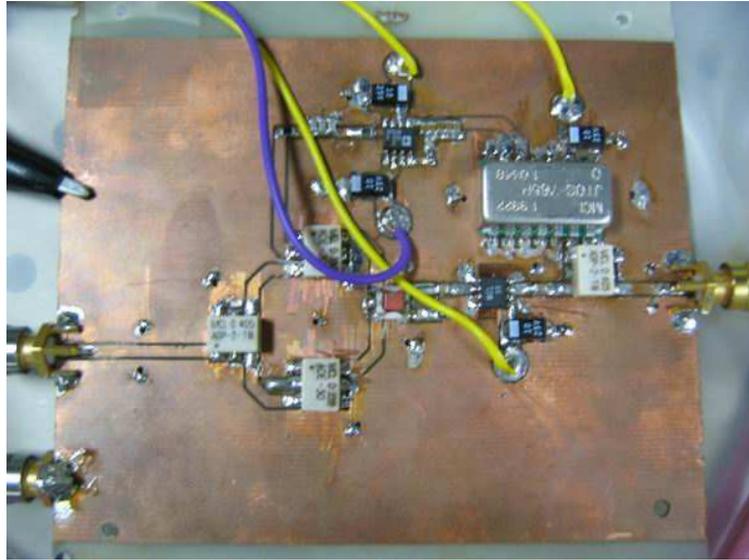
그림 3.11은 설계 프로그램으로 그린 회로도와 PCB 보드 레이아웃, 그리고 최종적으로 제작된 ASK 복조기를 보여준다.



(a) ASK 복조기의 회로 구성도



(b) ASK 복조기 레이아웃



(c) 제작된 ASK 복조기

그림 3.11 Or-CAD를 이용한 ASK 복조기 회로 구성도와 레이아웃, PCB상에 제작된 ASK 복조기

ASK 복조기의 성능을 테스트하기 위하여, 신호 생성기에서의 데이터를 500MHz 주파수원에 곱하여(mixing) 직접 ASK 복조기의 입력단에 인가하였다. 그림 3.12는 500MHz에서 위상 잠금(phase locking)이 이루어진 상태에서의 주파수 성분 모습이다. 그림 3.12(a)는 중심 주파수 500Mhz, 주파수 범위 10Khz로 본 ASK 복조기의 VCO 출력 주파수 성분이다. 500Mhz에서 발견하고 있음을 확인할 수 있다. 이 신호는 위상 잠금이 이루어졌기 때문에, 시간이 지나도 움직이지 않고 500Mhz를 유지한다. 그림 3.12(b)는 주파수 분석기(RF spectrum analyzer)로 중심 주파수 500Mhz의 신호의 위상잡음(phase noise) 파워를 보여준다. 100KHz 오프셋에서 -106.17 dBc/Hz로 위상잡음이 작아 데이터 복원을 위한 국부 발진기 신호원으로 사용 가능하다. 이 복조기의 PLL loop는 약 100KHz의 순간적인 주파수변환(step frequency sweep)도 추적(tracking)하였고, locking에 걸리는 시간은 수 ms 이하인 것으로 보인다.

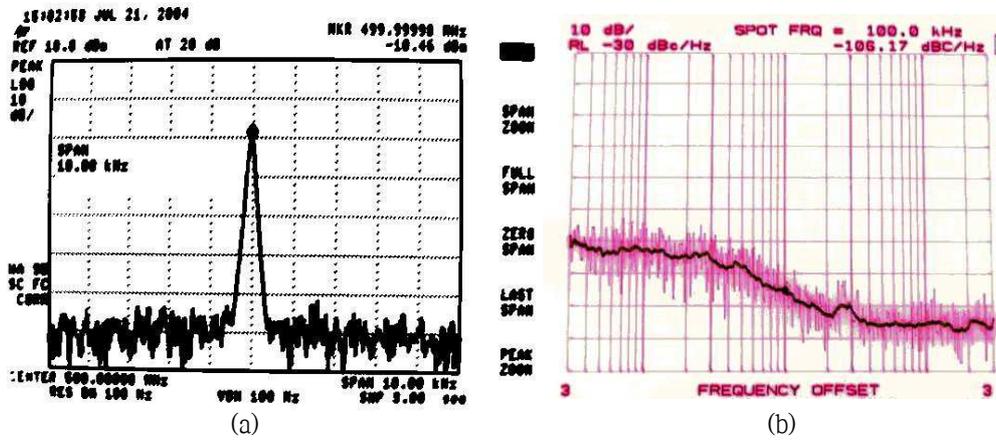


그림 3.12 위상 잠금이 이루어진 ASK 복조기의 VCO 출력 출력 주파수 성분. (a) 500MHz에서 위상 잠금된 VCO의 출력 신호, (b) 위상 잠금된 VCO 출력 신호의 위상잠음

그림 3.13는 ASK 복조기에서 복원된 데이터를 155MHz 전용 CDR (clock and data recovery circuit)을 이용하여 클럭을 복원하고 복원된 클럭에 데이터를 retiming시켜 오실로스코프로 본 것이다. 위의 신호가 복원된 클럭이며 아래의 신호는 복원된 데이터 신호이다. PRBS-31의 임의의 데이터가 보내어졌으므로 아이-다이어그램(eye diagram)이 나타난다.

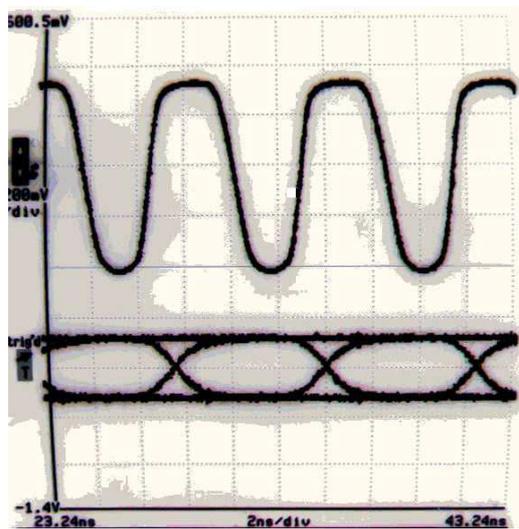


그림 3.13 복원된 클럭과 데이터 신호

그림 3.14는 실제 전송 링크를 통하여 전송되고 ASK 복조기로 복원된 데이터 신호의 아이-다이아그램(eye-diagram)을 보여준다. 위쪽의 eye는 전송 링크에서 수신된 신호에 반송파 주파수와 동일한 주파수 원을 곱하여 기저대역으로 변환시킨 데이터이며, 아래쪽 eye는 PLL을 이용한 복조기를 통하여 기저대역에 복원된 데이터이다. 그래프 누적 방식으로 30분 동안의 eye를 본 모습이며, 복조기를 사용하지 않은 데이터는 시간 축으로 eye의 위치가 변환되어 eye-closing이 일어났음을 확인 할 수 있다. 반면에 PLL을 이용한 복조기를 사용하였을 경우는 여전히 eye가 열려있다.

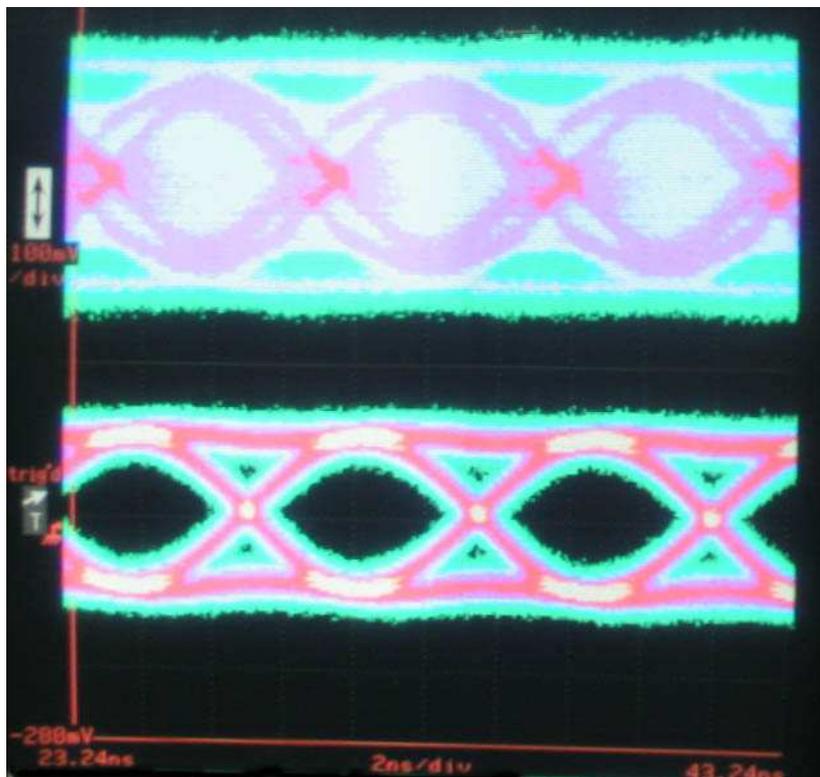


그림 3.14 수신된 신호의 eye diagram. PLL회로를 이용한 복조기로 복원된 데이터는 시간에 따라 eye가 닫히지 않는다(아래)

제 4 장 SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향방식을 이용한 Radio-on-Fiber 시스템 성능분석

제 4.1 절 SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향방식

반도체 광 증폭기(SOA)는 반도체 물질로 도파관 형태의 구조를 만들고 전류 바이어스를 가해 줌으로써 전자의 밀도반전 상태를 만들어, 입력된 광 에너지가 반도체 밴드-갭 에너지와 일치할 때 전자-전공 결합에 의한 광자(photon)생성으로(stimulated emission) 광의 세기가 증가하는 증폭장치이다. 가해진 전류가 클수록 더 많은 전자의 밀도 반전 상태를 야기하기 때문에 더 큰 증폭을 얻을 수 있으나, 전자-전공의 수에 한계가 있기 때문에 너무 강한 파워의 광 신호가 입력되면 충분한 이득을 얻지 못하는 이득포화(gain saturation)가 일어난다. 그림 4.1은 SOA 출력 파워에 따른 이득 특성을 보여준다.

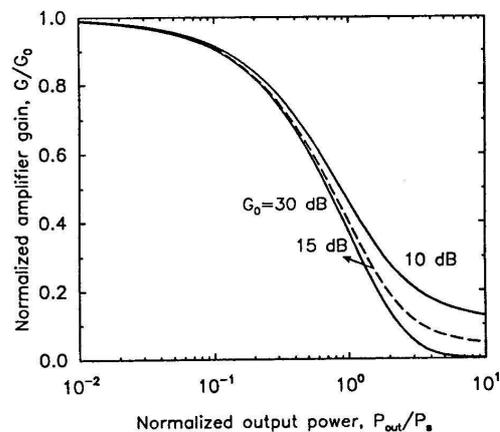


그림 4.1 출력 파워에 따른 반도체 광 증폭기의 이득포화

SOA에 파장이 서로 다른(λ_1, λ_2) 두 광 신호를 입력하게 되면 두 광 신호가 이득을 나누어 갖게 된다. λ_1 에 데이터 신호가 변조되어 있고 λ_2 는 지속파(continuous wave, CW)라

고 할 때, λ_1 의 파워가 이득포화를 일으킬 정도로 크면 λ_1 에 변조되어 있는 데이터 신호의 크기가 변함에 따라 SOA의 이득을 변화시키게 되고, λ_2 가 얻는 이득이 변하게 된다. 결과적으로 λ_2 는 λ_1 에 변조되어 있는 데이터의 반전 신호로 변조된 효과를 얻게 되며 이것을 상호 이득변조(Cross-gain modulation, XGM)라고 한다. 이때 λ_1 을 펌프(pump), λ_2 를 프로브(probe)라고 하며 보통 펌프의 파워가 프로브의 파워에 비하여 큰 파워 조건을 사용하기 때문에 펌프의 파워가 XGM이 일어나는 동작점을 결정한다. SOA-XGM에 사용되는 두 파장이 서로 다르기 때문에 광통신 네트워크에서 파장 변환기로 사용될 수 있다.

SOA-XGM을 이용한 전광 원격 주파수 상향방식은 헤테로다인 방식으로 생성한 광 LO 신호와, LO와 파장이 다르며 데이터가 변조된 광 IF 신호를 사용한다. 그림 4.2는 SOA-XGM을 이용한 주파수 상향기의 원리를 보여준다. 밀리미터 대역의 주파수만큼의 파장간격으로 떨어져 있는 두 광원이 광 검출기에서 검출되면 square law detection에 의하여 광원의 파장 간격인 MMW 신호를 생성한다. 두 광원이 코히어런트하지 않으면 MMW 신호는 위상잡음(phase noise)이 크지만, 서로 코히어런트하면 위상잡음이 적어서 RF 신호원으로 사용할 수 있다. 헤테로다인 광 LO 신호는 MMW 대역의 주파수만큼 떨어져 있으며 서로 코히어런트를 갖는 두 파장의 광원을 말한다. 헤테로다인 광 LO 신호와 데이터가 변조되어 있는 광 IF 신호가 함께 SOA로 입력되면 XGM에 의하여 헤테로다인 광 LO의 파장 각각에 데이터가 변조된다. 데이터가 변조된 광 LO 신호는 광 검출기에서 검출되어 MMW 대역의 RF신호를 생성하며, 동시에 기저대역과 MMW 대역에 변조된 데이터까지 생성하게 된다. 기저대역 신호를 여파하면, 결과적으로 원하는 MMW 대역의 데이터 신호를 얻게 된다.

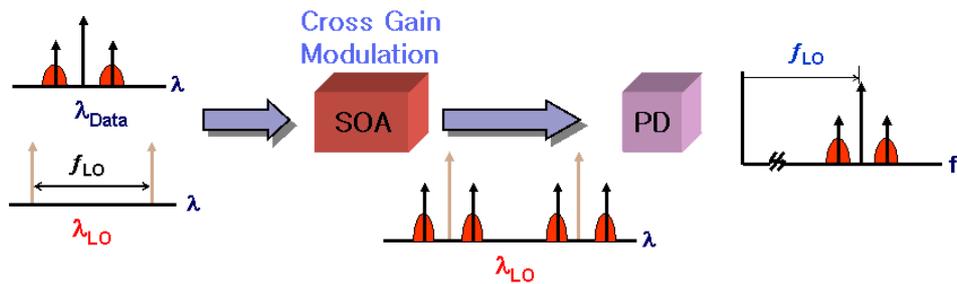


그림 4.2 SOA의 XGM을 이용한 전광 원격 주파수 상향기 원리

SOA-XGM을 이용한 전광 원격 주파수 상향기는 SOA의 이득을 이용하게 되어 변환 효율(conversion efficiency)이 뛰어난 장점이 있다. 이때 변환 효율이란, 주파수 상향기 입력단의 신호(IF)를 광 검출기로 검출하였을 때의 RF 데이터 신호 크기에 대한 주파수 상향기 출력단의 신호를 광 검출기로 검출하였을 때의 주파수 상향된 RF 신호의 크기 비를 나타낸다.[15] SOA-XGM을 이용한 주파수 상향기에서 데이터를 변조시켜 보내는 파장(λ_{IF})은 기존의 WDM(Wavelength Division Multiplexing) 시스템과 함께 사용할 수 있다는 장점이 있으며, 광학적으로 생성·전송하는 밀리미터 대역의 반송파(λ_{LO})를 각 base station에서 공유하여 사용할 수 있어 효율적이다.

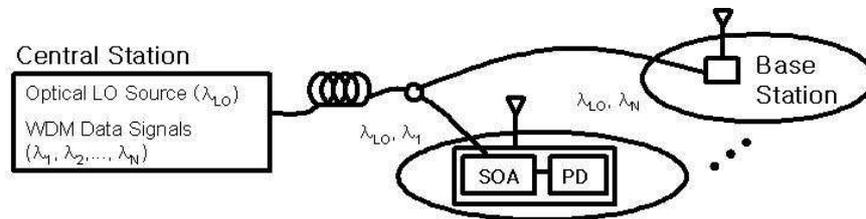


그림 4.3 SOA 주파수 상향기와 WDM 방식의 데이터 신호를 적용한 Radio-on-Fiber 시스템

제 4.2 절 155Mbps ASK 신호 전송 실험 결과 및 고찰

제 4.2.1 절 실험 구성

그림 4.4는 실험 구성을 보여주고 있다. 전송에 사용한 MMW 대역의 반송파는 25GHz이며 광 IF 신호에 155Mbps의 임의의(pseudo-random) 데이터를 ASK방식으로 변조한 뒤 25.2Km의 광섬유를 통해 전송시키고 SOA-PD로 구성된 주파수 상향기에 인가하였다. 검출된 RF 신호는 제작한 복조기의 동작 주파수 대역으로 하향 변환되고 복조기를 통하여 기저대역의 데이터 신호로 바뀐다. 이 신호는 클럭-데이터 복원기(CDR)을 통하여 데이터의 클럭과 클럭에 맞추어 retiming된 데이터로 복원된 후 에러 검출기로 인가되었다.

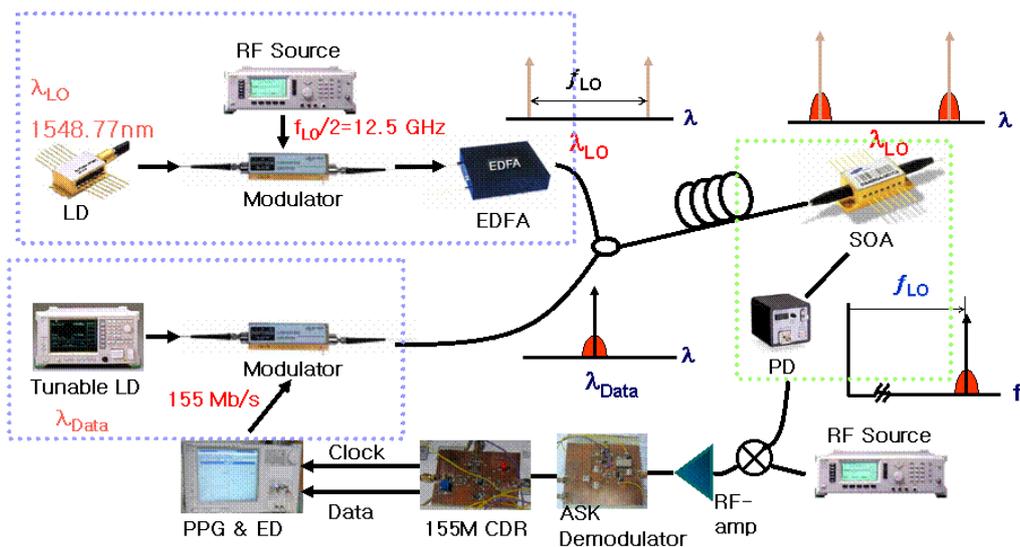


그림 4.4 실험 구성도

광학적 LO 신호는 DSB-SC(Double sideband - Suppressed Carrier) 변조 방식으로 생성하였다. 1548.77nm로 발진하는 레이저 출력을 V_{π} 로 바이어스된 마흐-젠더 변조기(MZM)에서 원하는 밀리미터 대역의 신호 $f_{LO} = 25GHz$ 의 절반 주파수 $f_{LO}/2 = 12.5GHz$ 로 변

조합으로써 중심 파장 λ_{LO} 에서 좌우로 각각 12.5GHz 떨어진 곳에 위치한 파장을 만들어 낸다(double sideband). 두 파장은 수신단에서 광 검출기(Photodiode)에서 검출되면서 square-law detection에 의하여 25GHz의 RF 반송파를 생성하게 된다. DSB-SC 변조 방식으로 생성한 광 신호는 그 파워가 매우 작기 때문에 광섬유 증폭기(EDFA)로 증폭한 뒤 광학적 대역통과 필터(OBPF)를 사용하여 잡음을 줄였다. 삽입된 광 감쇠기는 광 LO신호의 크기에 따른 전송 특성실험에서 파워를 조절하기 위하여 사용된다.

광 데이터 신호는 RF-IF 주파수를 사용하지 않고 기저대역에 데이터를 변조하는 방식을 사용하였으며, 가변 레이저 신호원(Tunable Laser Source, TLS)의 출력을 마흐-젠더 광 변조기(MZM)에서 155Mbps 랜덤 데이터 신호로 크기 변조(ASK)를 시켜줌으로써 생성하였다. 광 데이터 신호의 크기에 따른 전송 특성실험을 위해 파워를 조절해야 하지만, TLS에서 광 데이터 신호의 크기를 조절할 수 있으므로 광 감쇠기는 생략되었다.

각각의 광 신호는 하나로 합쳐져 광섬유를 통하여 25.2Km 전송 된 후에 base station의 반도체 광 증폭기(SOA)-광 검출기(PD)로 이루어진 전광 원격 주파수 상향기로 인가된다. SOA의 바이어스 전류는 150mA이다. SOA-XGM에 의하여 각각의 광 LO 신호에 광 IF 신호에 변조되어있는 데이터가 변조되고, PD에서 검출되면서 25GHz의 RF 반송파와 그에 변조된 데이터 신호가 나타나게 된다. 이 실험에서 무선 전송 링크는 구성하지 않았으며, 밀리미터 대역의 RF신호를 적절히 증폭한 후에 바로 ASK 복조기로 인가하였다. 한편, 앞서 제작하였던 ASK 복조기는 PLL 회로가 500MHz 대역에서 동작하기 때문에 실험상에서 또 다른 RF 신호원을 사용하여 25GHz의 반송파를 500MHz 대역으로 하향 변환하였다. ASK 복조기에서 PLL 회로에 의하여 500MHz의 반송파를 복원함으로써 기저대역의 데이터가 복조되며, 복조된 데이터 신호는 클럭을 복원하기 위하여 CDR로 인가되었고, CDR에서 복원된 클럭과 그에 따라 retiming된 데이터 신호를 ED(error detector)로 인가하여 BER을 측정하였다.

제 4.2.2 절 광 LO 파워에 따른 BER 특성

그림 4.5는 광 LO 신호의 파워에 따른 수신 데이터 신호의 BER을 보여주고 있다. 광

LO의 파장은 1548.77nm이고 파워는 -40dBm에서 -15dBm으로 조건을 달리해주었다. 광 IF의 파장은 1550nm이며 파워는 -15dBm으로 고정하였다. 이때, LO와 IF의 파워는 SOA 입력 단에서의 파워를 나타낸다. 전송에는 PRBS31의 임의 신호를 사용하였다.

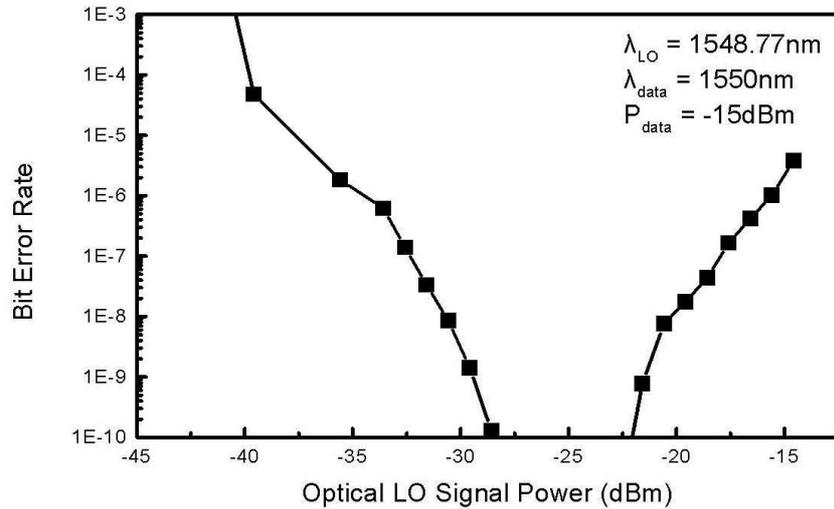


그림 4.5 광 LO 신호 파워에 따른 BER 곡선

광 검출기에서 신호 검출은 광 LO 신호의 두 파장과 각 파장 주위에 XGM으로 변조된 데이터 신호들이 square-law detection에 의해 이루어지게 된다. 헤테로다인 LO 광원사이 (LO_1 과 LO_2)의 beating은 25GHz의 MMW 대역 반송파를 생성하며 LO_1 과 LO_2 의 데이터 간의 beating, LO_2 와 LO_1 의 데이터 간의 beating은 25GHz MMW 반송파에 변조된 데이터 신호로 나타난다. LO_1 과 LO_1 의 데이터, LO_2 와 LO_2 의 데이터는 기저대역의 데이터로 나타나며 여파기를 통하여 제거해야 하지만, 이 실험에서는 MMW 대역의 데이터를 ASK 복조기로 인가하기 위해 RF 신호원을 곱해 하향변환하면 복조기에 영향을 주지 않기 때문에 여파기를 사용하지는 않았다.

LO 신호가 증가하게 되면 LO와 beating하여 생성되는 신호들의 파워가 증가하게 되며 상대적으로 변조된 신호의 파워가 커진다. 이에 따라 BER이 점차 감소하는 현상을 나타낸다. 그러나 SOA에 입력되는 광 LO 신호의 파워가 지나치게 커지면 광 이득 포화현상에 의하여 이득이 크게 변하지 않게 되고, 결과적으로 XGM에 의한 데이터 변환 효율이 떨어

지게 된다. SOA에 의한 광 IF에서 광 LO로의 데이터 신호 변환이 잘 이루어지지 않으면 변환된 데이터 신호의 파워가 작아지며 큰 파워의 LO신호와 beating을 하여 얻은 데이터 신호는 Extinction ratio가 작아져 BER을 증가시키게 된다. 그림4.6은 광 LO 파워에 따라 SOA-XGM으로 신호변환 과정을 보여준다.

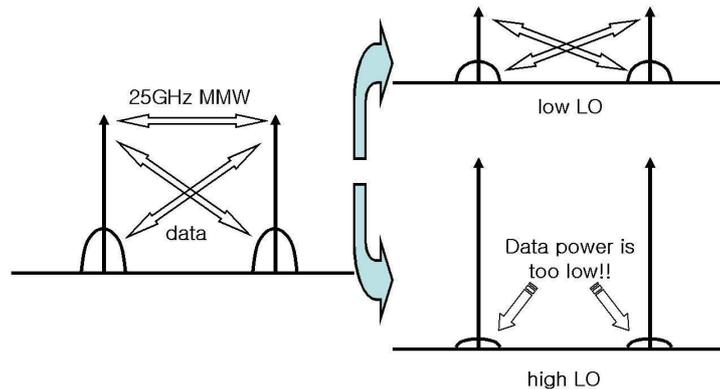


그림 4.6 광 LO 파워에 따른 XGM 데이터 변조

제 4.2.3 절 광 IF 파워에 따른 BER 특성

그림 4.7은 데이터 신호가 변조되어 있는 광 IF 신호의 파워에 따라 수신된 데이터의 BER 변화를 보여준다. 광 LO의 파장은 1550nm이고 파워는 -19dBm이다. 광 IF의 파장은 1552nm이며 파워는 -23dBm에서 -6dBm으로 변화시켰다. 앞과 동일하게 LO와 IF의 파워는 SOA 입력 단에서의 파워를 나타낸다. 전송에는 PRBS31의 임의 신호를 사용하였다.

반도체 광 증폭기(SOA)의 상호 이득 변조(XGM)는 이득 포화 현상에 의하여 일어나는 특성이다. 데이터가 변조된 광 IF 신호가 펌프(pump)의 역할을 하여 SOA를 이득 포화 상태로 만들고, 함께 입력된 지속파(CW) 광 LO 신호는 프로브(probe)로 작용하여 데이터가 변조된다. 광 IF 신호의 파워가 광 LO 신호의 파워에 비하여 크기 때문에, XGM의 효율은 광 IF 신호의 파워 변화에 따라 변하게 된다. 그림 4.8은 파워 조건에 따른 XGM 변환 효율의 변화를 보여준다. 광 IF 신호의 파워를 변화 시키면 XGM이 일어나는 이득 포화점이 달라진다. 이득 포화점에 따라 이득의 기울기가 다르기 때문에 광 LO 신호에 변환되는 데

이터의 파워변화가 함께 일어나며, 기울기가 가장 큰 파워조건에서 XGM 효율은 최대가 된다.

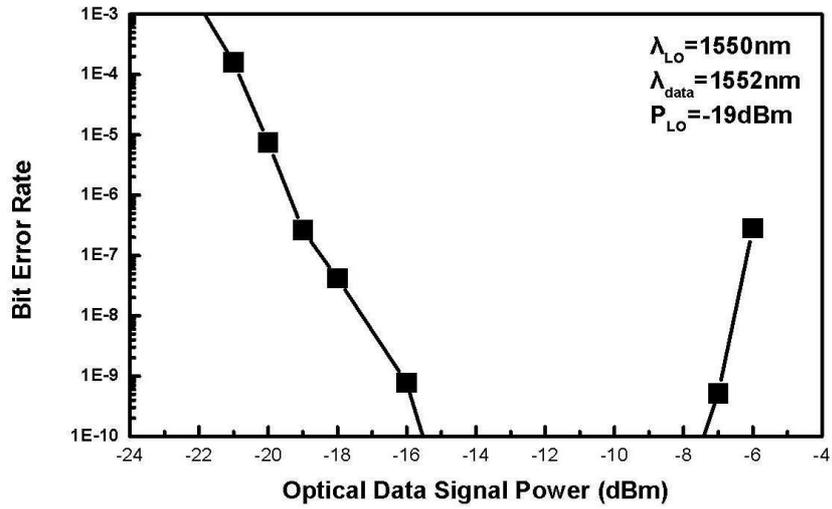


그림 4.7 광 IF 신호 파워에 따른 BER 곡선

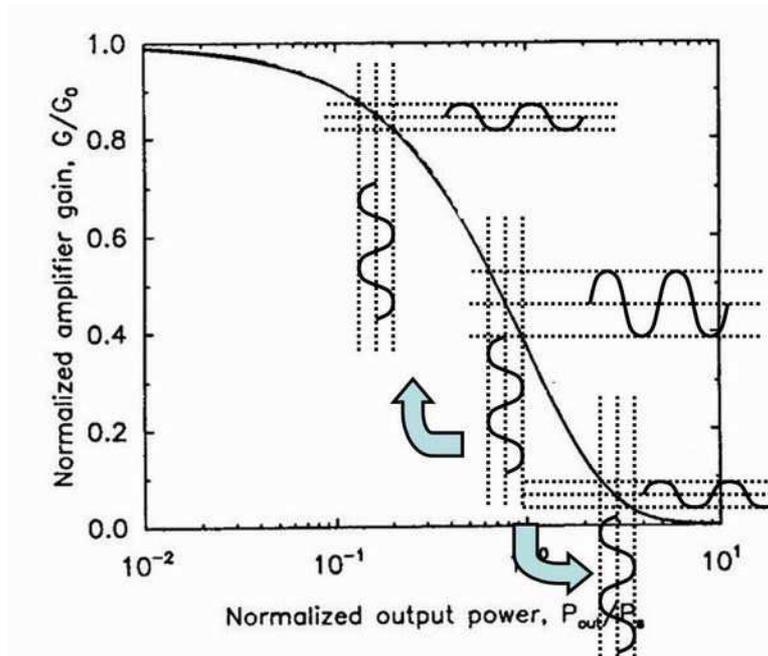


그림 4.8 광 IF 파워에 따른 XGM 동작점에서의 변환 효율

광 IF 신호의 파워가 SOA의 이득 포화를 일으키기에 충분치 않으면 XGM이 일어나지 않기 때문에 BER이 매우 크다. 파워가 증가하여 이득 포화가 일어나기 시작하면 XGM에 의한 데이터 변조가 이루어지고, 처음에는 기울기가 작기 때문에 변환 효율이 낮다가 점차로 증가하게 된다. 따라서 BER이 점차 작아지며 기울기가 가장 큰 파워 조건에서 BER이 가장 작게 된다. 파워가 더욱 증가하면 이득 곡선의 기울기는 다시 작아지고 XGM 변환 효율 역시 낮아진다. BER도 다시 증가하기 시작한다.

제 4.2.4 절 광 IF 파장에 따른 BER 특성

그림 4.9는 광 IF 신호의 파장에 따른 수신된 데이터의 BER 변화를 보여준다. 광 LO의 파장은 1548.77nm이고 파워는 -30dBm이다. 광 IF의 파장은 1510nm에서 1580nm까지 변화시켰으며 파워는 -15dBm으로 고정하였다. 전송에는 PRBS31의 임의 신호를 사용하였다.

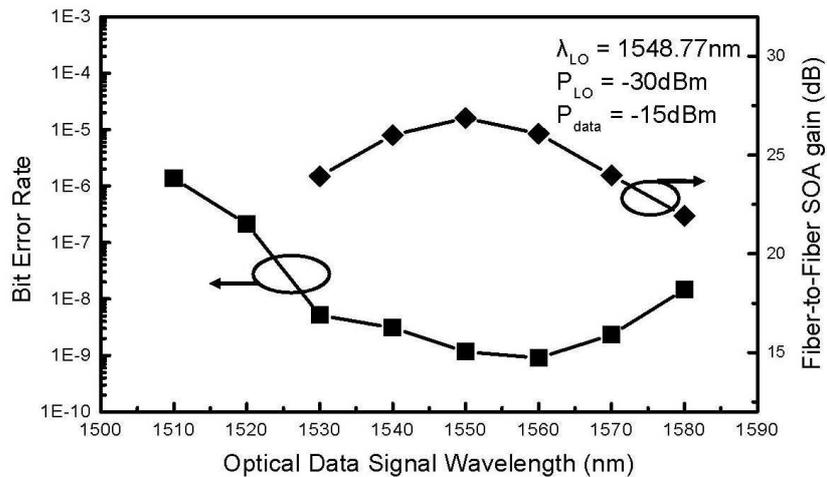


그림 4.9 광 데이터 신호의 파장에 따른 BER 곡선

SOA-XGM 전광 원격 주파수 상향기는 SOA의 이득에 의해 얻게 되는 높은 변환 효율을 장점으로 한다. 이러한 이득은 SOA에 입력되는 광의 파장에 따라 다른데, 본 실험에 사

용된 SOA는 1550nm의 파장에서 가장 큰 광 이득을 가지고 있으며 그림 3.9에 나타난 것과 같은 경향을 갖는다.

변환 효율은 입력단의 IF 신호를 광 검출기로 검출하여 얻은 데이터 신호의 RF 파워 대 출력단 LO 신호를 검출하여 얻는 데이터 신호의 RF 파워 비를 나타낸다. 변환 효율이 높을수록 더 큰 파워의 변환된 데이터 신호를 얻을 수 있고, 데이터 신호의 파워가 크면 BER이 낮아진다. 따라서 그림 4.9와 같이 이득이 높은 파장에서 낮은 BER을 얻게 된다. BER이 가장 낮은 파장과 이득이 가장 큰 파장이 일치하지 않는 것은 SOA에 광 신호가 입력되면 전자 밀도가 감소되어 SOA의 광 이득 특성이 긴 파장 쪽으로 이동하기 때문이다.

그림 4.9를 얻기 위한 실험에서는 파장에 따른 경향을 보이기 위하여 BER이 10^{-9} 이상인 조건을 의도적으로 설정하였기 때문에 error free인 결과가 나오지 않았다. 그러나, 앞의 실험에서 얻은 광 LO 신호와 광 IF 신호의 파워 조건을 고려하여 error free인 파워조건을 적용하였을 때에는 1520nm~1580nm의 파장대역(C-band)에서 모두 error free인 결과를 확인 하였다.

제 5 장 잡음 변환 특성

반도체 광 증폭기와 광 검출기를 사용한 전광 원격 주파수 상향 방식은 반도체 광 증폭기에 입력되는 헤테로다인 LO 신호 각각에 데이터 신호가 XGM을 통하여 변조되고, 광 검출기에서 square law detection으로 헤테로다인 LO 신호간의 beating에 의하여 MMW 대역의 신호를 얻게 된다. 따라서 SOA가 데이터 신호 속도만을 따라갈 수 있으면 MMW 대역의 주파수 상향기로 동작할 수 있으며, 가장 주된 동작 특성을 XGM에 의한 것으로 생각할 수 있다. 즉, XGM과정에 의한 잡음 변환 특성을 분석하고, PD의 특성을 고려하면 주파수 상향기의 잡음 특성을 해석할 수 있다.

그 외에, 주파수 상향기의 출력단에서 예러 측정 장비까지 여러 가지 RF 장치들이 사용되기는 했으나 ASK 복조기의 PLL 회로에 의하여 반송파를 정확히 복원, 데이터를 복조 하였으므로 가장 큰 잡음 변환 특성은 SOA-PD에 의한 것이라고 생각된다. 여기서는 SOA의 상호이득변조(XGM)에서의 잡음 특성을 해석하고 실험 결과와 비교하여 보았다.

제 5.1 절 이론

SOA의 상호 이득 변조(Cross-gain modulation, XGM)는 λ_1 의 파장과 P_{10} 의 평균 파워를 갖고 있는, 크기 변조된 입력 신호(signal, data 신호)가 SOA의 전자 밀도(carrier density)를 변조시킴으로써 이득(gain)도 함께 변조 시키게 되는 현상을 이용한다. λ_2 의 파장과 P_{20} 의 평균 파워를 갖고 있는 또 다른 입력 신호(probe, 광 LO 신호)는 변조 없이 CW(continuous wave)로 SOA에 인가되며, SOA의 이득이 변함에 따라 다른 이득을 갖고 출력되어 반전된 데이터 신호가 실리게 된다.

SOA에서의 펌프(pump 또는 signal, $i=1$)와 프로브(probe, $i=2$)의 진행파(propagation wave)는 다음과 같은 미분 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{v_g} \frac{\partial P_i}{\partial t} \pm \frac{\partial P_i}{\partial z} = [\Gamma g_i(N) - \alpha_s] P_i(z) \quad (5.1)$$

이때, v_g 는 군 속도(group velocity), $g_i(N)$ 은 파장 λ_i 와 전자밀도 N 에서의 이득계수이다. “+”와 “-”는 +z 또는 -z 방향의 전파 방향을 나타낸다. 실험에서 사용한 방식은 co-propagation 방식이므로 +를 사용한다.

전하 밀도의 비율 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{eV} - R(N) - S_{ASE}(N) - \sum_{i=1,2} \frac{\Gamma g_i(N)}{Ahc/\lambda_i} P_i(z) \quad (5.2)$$

이때, I 는 주입되는 전류, e 는 전자의 전하량, V 와 A 는 활성영역(active region)의 부피와 면적을 나타내며, hc/λ_i 는 λ_i 의 파장을 갖는 광자의 에너지, $R(N)$ 은 자연 발광과 비발광 재결합(spontaneous radiative and non-radiative recombination)에 의한 전하 소비를 뜻한다. $S_{ASE}(N)$ 은 증폭된 자연방출(amplification of spontaneous emission, ASE)에 의한 전하 고갈을 나타낸다.

XGM의 분석은 다음과 같은 가정을 바탕으로 한다.

1) SOA는 절단면 반사율이 0인 traveling-wave형을 고려한다.
 2) 이득 계수는 전자 밀도에 선형적 관계를 갖는다. 즉, $g_i(N) = g_M(N - N_{0i})$. 이때, differential gain g_M 와 투명 전자밀도(carrier density at transparency) N_{0i} 는 비포화 이득(unsaturated gain)과 이득의 비균등 포화(nonuniform saturation of the gain)의 주파수의존성에 의하여 λ_1 과 λ_2 의 파장에 따라 각각 다르다.

3) 자연 발광과 비 발광 재결합 비율은 전자 밀도에 선형적 관계를 갖는다. $R(N) = N/\tau_s$ 이며 이때, τ_s 는 자연 전자 수명(spontaneous carrier lifetime)이다.

4) 자연 방출의 증폭에 의한 전자 소비는 매우 작아서 무시할 수 있다. 즉, $S_{ASE}(N) \approx 0$

5) SOA의 변환 속도는 데이터 bit period보다 짧다. 즉, $v_g^{-1} |\partial P_i / \partial t| \ll |\partial P_i / \partial z|$

6) 신호 변조에 따른 전자밀도의 순간 변화율은 무시할 수 있다. 즉, $\partial N / \partial t = 0$

평균 전하 밀도(average carrier density)와 정규화된 파워(normalized power)를 다음과

같이 정의한다.

$$N_{av}(t) \equiv \frac{1}{L} \int_0^L N(t, z) dz \quad (5.3)$$

$$x_i(z) \equiv P_i(z)/P_i^{sat} \quad (5.4)$$

이때, $P_i^{sat} = Ahc/(\Gamma\tau_s g_{N_i} \lambda_i)$ 이며 증폭기의 내부 포화 파워를 나타낸다.

식(5.2)를 0에서 SOA 길이 L까지 적분하여 평균 전자 밀도의 비율 방정식을 얻는다.

$$\tau_s \frac{dN_{av}(t)}{dt} = \bar{N} - N_{av}(t) - \sum_{i=1,2} \frac{x_i(L) - x_i(0)}{\Gamma g_{N_i} L} \quad (5.5)$$

이때, $\bar{N} = I_s/(eV)$ 는 비포화 전자밀도를 나타낸다.

식(5.1)을 0에서 L까지 적분하여 다음을 얻는다.

$$\ln \left[\frac{x_i(L)}{x_i(0)} \right] = \Gamma g_{N_i} L [N_{av}(t) - N_{0i}] \quad i = 1, 2 \quad (5.6)$$

아래와 같이 평균 전자 밀도와 정규화 파워에 대한 식(5.7)~(5.9)를 식(5.5)~(5.6)에 대입하여 대신호(large signal)와 소신호(small signal)에 대한 해(stationary solution, oscillatory solution)를 구할 수 있다.[7]

$$N_{av}(t) = N_{av} + \tilde{N}_{av} e^{j\omega t} + c.c. \quad (5.7)$$

$$x_i(0) = x_{i0} + \tilde{x}_{i0} e^{j\omega t} + c.c. \quad (5.8)$$

$$x_i(L) = x_{iL} + \tilde{x}_{iL} e^{j\omega t} + c.c. \quad (5.9)$$

이때, $x_{i0} = P_{i0}/P_i^{sat}$, $x_{iL} = P_{iL}/P_i^{sat}$ 이다.

제 5.2 절 대신호 해석

식 (5.6)으로부터 다음을 얻는다.

$$\frac{\ln(x_{1L}/x_{10})}{g_M} + \Gamma L N_{01} = \Gamma L N_{av}(t) = \frac{\ln(x_{2L}/x_{20})}{g_{N2}} + \Gamma L N_{02} \quad (5.10)$$

좌변과 우변에서 $\Gamma L \bar{N}$ 를 빼다.

$$\frac{\ln(x_{1L}/x_{10})}{g_M} - \Gamma L(\bar{N} - N_{01}) = \frac{\ln(x_{2L}/x_{20})}{g_{N2}} - \Gamma L(\bar{N} - N_{02}) \quad (5.11)$$

$$\frac{1}{g_M} \left[\ln(x_{1L}/x_{10}) - \Gamma g_M L(\bar{N} - N_{01}) \right] = \frac{1}{g_{N2}} \left[\ln(x_{2L}/x_{20}) - \Gamma g_{N2} L(\bar{N} - N_{02}) \right] \quad (5.12)$$

$G_i = x_{iL}/x_{i0}$ 와 $\bar{G}_i = \exp(\Gamma g_i(\bar{N})L) = \exp(\Gamma g_{Ni}(\bar{N} - N_{0i})L)$ 을 이용하여 다음을 얻는다.

$$\ln\left(\frac{G_1}{G_2}\right) = \frac{g_M}{g_{N2}} \ln\left(\frac{\bar{G}_2}{\bar{G}_1}\right) \quad (5.13)$$

$$G_1 = \left(\frac{\bar{G}_2}{\bar{G}_1}\right)^{g_M/g_{N2}}, \quad G_2 = \left(\frac{\bar{G}_1}{\bar{G}_2}\right)^{g_{N2}/g_M} \quad (5.14)$$

식 (5.5)에서 시간에 의한 전자 밀도 변화가 없다고 하면(steady state),

$$0 = \bar{N} - N_{av}(t) - \frac{x_{1L} - x_{10}}{\Gamma g_M L} - \frac{x_{2L} - x_{20}}{\Gamma g_{N2} L} \quad (5.15)$$

식 (5.10)과 (5.15)에서,

$$\bar{N} - N_{01} = \frac{\ln(x_{1L}/x_{10})}{\Gamma g_M L} + \frac{x_{1L} - x_{10}}{\Gamma g_M L} + \frac{x_{2L} - x_{20}}{\Gamma g_{N2} L} \quad (5.16a)$$

$$\bar{N} - N_{02} = \frac{\ln(x_{2L}/x_{20})}{\Gamma g_{N2} L} + \frac{x_{1L} - x_{10}}{\Gamma g_M L} + \frac{x_{2L} - x_{20}}{\Gamma g_{N2} L} \quad (5.16b)$$

$$\Gamma g_M L(\bar{N} - N_{01}) = \ln(x_{1L}/x_{10}) + (x_{1L} - x_{10}) + \frac{g_M}{g_{N2}}(x_{2L} - x_{20}) \quad (5.17a)$$

$$\Gamma g_{N2} L (\bar{N} - N_{02}) = \ln(x_{2L}/x_{20}) + \frac{g_{N2}}{g_{M1}} (x_{1L} - x_{10}) + (x_{2L} - x_{20}) \quad (5.17b)$$

$$\ln \bar{G}_1 = \ln G_1 + x_{10} (G_1 - 1) + \frac{g_{M1}}{g_{N2}} x_{20} (G_2 - 1) \quad (5.18a)$$

$$\ln \bar{G}_2 = \ln G_2 + \frac{g_{N2}}{g_{M1}} x_{10} (G_1 - 1) + x_{20} (G_2 - 1) \quad (5.18b)$$

식 (5.14)와 (5.18)에서 다음과 같은 대신호 크기 x_{1L} 과 x_{2L} 에 대한 해를 음함수 관계로 얻는다.[7]

$$\left\{ \left(\frac{G_1}{\bar{G}_1} \right)^{\frac{g_{N2}}{g_{M1}}} \bar{G}_2 - 1 \right\} = \frac{g_{N2}}{g_{M1} x_{20}} \left\{ \ln \left(\frac{\bar{G}_1}{G_1} \right) - x_{10} (G_1 - 1) \right\} \quad (5.19)$$

$$\left\{ \left(\frac{G_2}{\bar{G}_2} \right)^{\frac{g_{M1}}{g_{N2}}} \bar{G}_1 - 1 \right\} = \frac{g_{M1}}{g_{N2} x_{10}} \left\{ \ln \left(\frac{\bar{G}_2}{G_2} \right) - x_{20} (G_2 - 1) \right\} \quad (5.20)$$

이때, $G_i = \frac{x_{iL}}{x_{i0}}$ 와 $\bar{G}_i = \exp(\Gamma g_i (\bar{N}) L)$ 는 파장 λ_i 에서의 포화 단일경로 이득과 비포화 단일경로 이득(saturated and unsaturated single-pass gain)을 나타낸다.

식(5.20)은 상호 이득 변조의 비선형 전달함수 $G_2 = f(x_{10})$ 을 나타내며, 데이터 신호가 $x_{10} = \{x_{10}^{on}; x_{10}^{off}\}$ 로 크기 변조되어 있으므로 프로브(probe) 역시 서로 다른 이득을 얻게

되어 변조된다. 따라서, 출력 extinction ratio는 $ER_{out} = \frac{x_{2L}^{on}}{x_{2L}^{off}} = \frac{G_2^{on}}{G_2^{off}}$ 이고,

$G_2^{on} = G_2(x_{10}^{off})$ 와 $G_2^{off} = G_2(x_{10}^{on})$ 을 식(5.20)에서 구함으로써 계산할 수 있다. 입력

extinction ratio(ER)은 $ER_{in} = x_{10}^{on}/x_{10}^{off}$ 이고 평균 입력 파워는 $\langle x_{in} \rangle = \frac{(x_{10}^{on} + x_{10}^{off})}{2}$ 이다.

제 5.3 절 BER 해석

입력 신호 잡음에 의한 출력잡음은, 출력 프로브(probe) 파워 x_{2L} 이 입력 신호 파워 x_{10} 에 비선형 함수관계에 있기 때문에, 크기 잡음 통계(intensity noise statistics)가 SOA에 의해 변하게 된다. $PDF_{2L}dx_{2L} = PDF_{10}dx_{10}$ 의 관계를 이용하여 출력단의 확률 밀도함수(PDF)는 다음과 같이 얻어진다.

$$PDF_{2L}(x_{2L}) = \left| dx_{2L}/dx_{10} \right|^{-1} PDF_{10}(x_{10}) \quad (5.21)$$

이때, PDF_{10} 은 입력 신호의 확률분포함수를 나타낸다. 그림 5.1은 XGM의 비선형 전달 함수를 linear scale로 보여주며, 가우시안 분포의 입력 확률분포함수의 변환을 보여준다. μ 는 각 신호의 평균값을 나타낸다. 입력 확률분포함수는 $x_{2L}(x_{10})$ 곡선의 기울기에 의해 출력 확률 밀도함수(PDF)로 변환되며, 입력 신호의 크기가 크면 PDF의 폭이 좁아지고 입력 신호의 크기가 작으면 PDF의 폭이 넓어지는 경향을 보인다. 이것은 실험적으로도 보여진바 있다.[8]

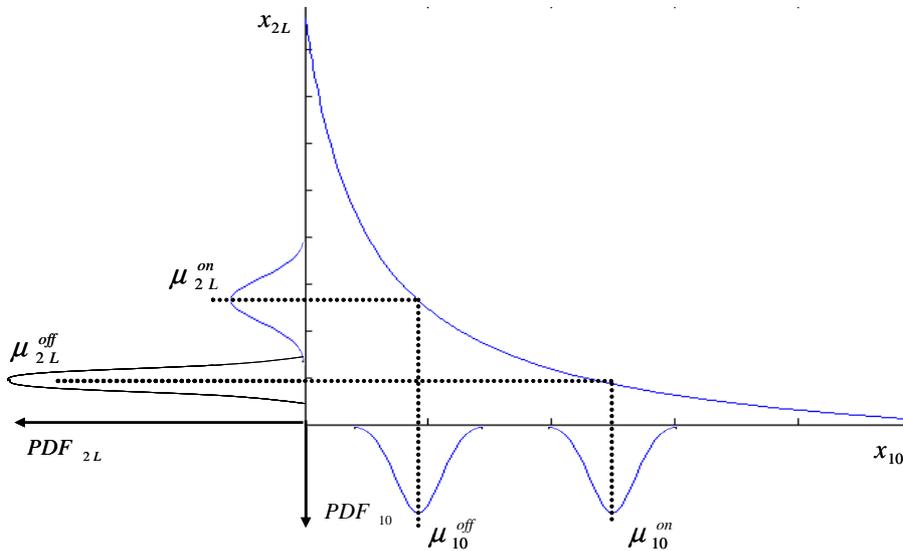
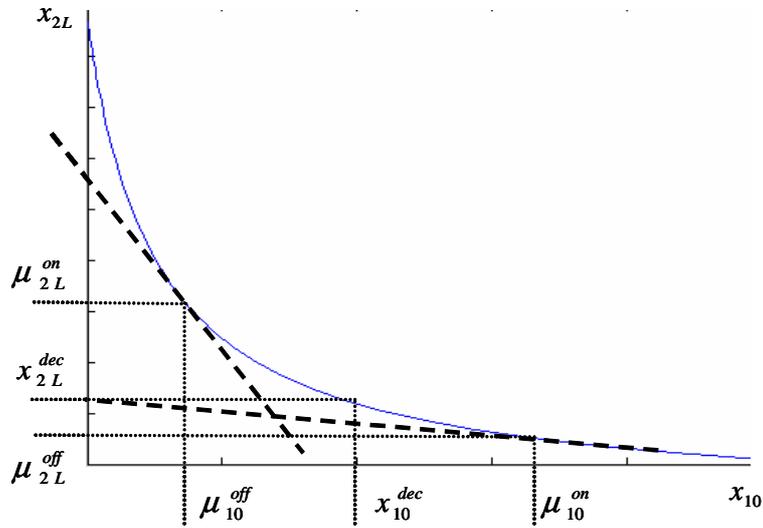
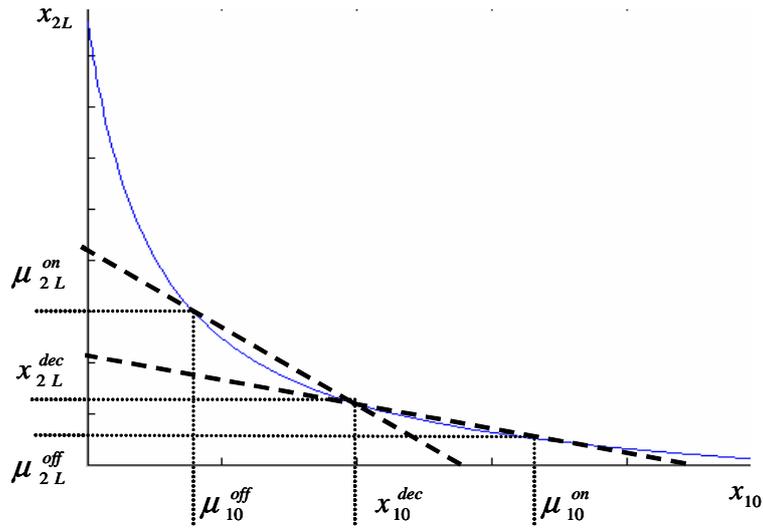


그림 5.1 XGM 비선형 전달함수와 가우시안 확률분포 입력 PDF의 변환



(a) Small signal analysis



(b) Equivalent linear transformation

그림 5.2 입력 확률밀도함수의 선형 전달함수

잡음에 대한 해석은 소신호에 대한 해로부터 얻을 수 있으나, BER을 계산하기 위해서는 소신호 해를 사용할 수 없다. 그림 5.2(a)와 같이 소신호 해석에 의한 잡음은 대신호 해

석에서 얻은 전달함수의 기울기를 사용하기 때문에, decision level보다 작은 “on” 신호 ($x_{10}^{on} < x_{10}^{dec}$)는 수신단에서 error를 발생해야 하지만, 소신호 해석에 의한 해는 x_{2L}^{dec} 보다 작은 값이 되기 때문에 error를 발생하지 않는 것으로 계산된다. 따라서 BER 계산에서는 소신호 해석에 의한 해를 사용하지 않고, decision level의 해와 대신호 해석의 해 사이의 기울기를 사용하여 그림 5.2(b)와 같은 선형적인 잡음 전달 함수를 결정하여 사용한다. 입력 확률분포 함수가 가우시안 분포이면 선형 전달 함수에 의하여 출력 확률 밀도 함수 역시 가우시안 분포를 갖는다. 선형 전달 함수의 x_{10}^{on} 과 x_{10}^{off} 에 따른 기울기는 각각 다음과 같다.

$$m_{21}(x_{10}^{on}) = (\mu_{2L}^{off} - x_{2L}^{dec}) / (\mu_{10}^{on} - x_{10}^{dec}) \quad (5.22a)$$

$$m_{21}(x_{10}^{off}) = (\mu_{2L}^{on} - x_{2L}^{dec}) / (\mu_{10}^{off} - x_{10}^{dec}) \quad (5.22b)$$

따라서, $RIN \propto |x - \mu|^2 / \mu^2$ 의 관계와 $(x_{2L}^{\bar{y}} - \mu_{2L}^{\bar{y}}) = m_{21}(x_{10}^y)(x_{10}^y - \mu_{10}^y)$ 의 선형 잡음 전달함수를 사용하여 다음을 얻는다.

$$RIN_{2L}^y = \frac{|1 - x_{2L}^{dec} / \mu_{2L}^y|^2}{|1 - x_{10}^{dec} / \mu_{10}^y|^2} RIN_{10}^{\bar{y}} \quad (5.23)$$

이때, $y = off$ 에 대하여 $\bar{y} = on$ 이며 $y = on$ 이면 $\bar{y} = off$ 이다.

입력 신호의 잡음 이외에 수신기에서 고려해야 할 또 다른 잡음은 광 검출기에서의 잡음과 SOA에 의한 잡음들로 shot noise와 온도 잡음(thermal noise), 신호와 자연 방출 잡음간(signal-ASE)의 beating noise, 자연 방출 잡음간(ASE-ASE)의 beating noise등이 있다. 증폭된 자연 방출 잡음(ASE)의 beating에 의한 잡음은 신호-자연 방출 잡음 간의 beating noise가 가장 크기 때문에 이것만을 고려하여, 다음과 같은 잡음 분산을 얻는다.

$$\sigma_{sh}^2 = 2eI\Delta v = 2eRP_{rec}\Delta v \quad (5.24a)$$

$$\sigma_{th}^2 = (4K_B T / R_L) \Delta v \quad (5.24b)$$

$$\sigma_{ASE}^2 = 4R^2 P_{rec} \rho_{ASE} \Delta v \quad (5.24c)$$

$$\sigma_{in}^2 = 2R^2 P_{rec}^2 RIN_{2L} \Delta v \quad (5.24d)$$

$$\sigma_{tot}^2 = \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 + \sigma_{ASE}^2 + \sigma_{in}^2 \quad (5.24e)$$

이때, e 는 전자의 전하량, I 는 주입된 전류, $\Delta\nu$ 는 광 검출기의 대역폭(bandwidth)이며, P_{rec} 는 수신된 광 파워, K_B 는 볼츠만 상수, T 는 절대온도, R_L 은 부하저항, R 은 광 검출기의 응답률(responsivity)이다. ASE 주파수 밀도 ρ_{ASE} 는 [9]에 따라 계산할 수 있다. “on” 과 “off” 에서의 입력 파워가 다르기 때문에 온도 잡음을 제외한 shot noise, RIN noise, ASE_{signal-spontaneous} noise는 “on” 과 “off” 에서 각각 다르게 된다.

대신호 분석의 해로 변환된 신호의 크기를 계산하고, 위와 같은 잡음 성분을 이용하여 Q값을 구한다. BER은 Q값으로부터 얻을 수 있다.[10]

$$\begin{aligned} Q &= \frac{(I_{ph}^{on} - I_{ph}^{off})}{(\sigma_{tot}^{on} + \sigma_{tot}^{off})} \\ &= \frac{(ER_{2L} - 1)/\sqrt{\Delta\nu}}{ER_{2L}\sqrt{\frac{hc}{\lambda_2} \frac{(1 + ER_{2L}^{-1})}{\langle P_{rec} \rangle} + \rho_{th} + 2RIN_{tot}^{on}} + \sqrt{\frac{hc}{\lambda_2} \frac{(1 + ER_{2L}^{-1})}{\langle P_{rec} \rangle} + \rho_{th} + 2RIN_{tot}^{off}}} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$BER = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^\infty e^{-y^2/2} dy = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (5.26)$$

이때, $\rho_{th} = \left(\frac{hc}{\lambda_2} \right)^2 \frac{4k_B T}{e^2 P_{rec}^2 R_L}$ 는 온도 잡음에 의한 성분이며 수신 파워가 들어간 것은

제공근 밖에서 ER_{2L} 로 묶기 위해서 이다. $RIN_{tot} = RIN_{2L} + 2\rho_{ASE}/P_{rec}$ 는 변환된 신호 잡음과 ASE의 총 합을 나타내며 평균 수신 파워 $\langle P_{rec} \rangle = aP_2^{sat} (x_{2L}^{on} + x_{2L}^{off})/2$ 는 SOA와 광 검출기 사이의 손실 a 를 고려한 것이다.

제 5.4 절 잡음 분석 결과

사용된 SOA의 파라미터 값은 표 5.1과 같다.[11]-[14]

Plank constant	$h = 6.63 \times 10^{-34} J \cdot s$
electron charge	$e = 1.6 \times 10^{-19} C$
transparent carrier density	$N_{tr} = 1.1 \times 10^{18} cm^{-3}$
wavelength at transparent carrier density	$\lambda_t = 1605nm$
SOA confinement factor	$\Gamma = 0.3$
Nonradiative recombination constant	$A = 1 \times 10^8 s^{-1}$
Bimolecular recombination constant	$B = 2.5 \times 10^{-11} cm^3/s$
Auger recombination constant	$C = 9.4 \times 10^{-29} cm^6/s$
Material gain constant	$a_0 = 2.5 \times 10^{-16} cm^2$ $a_1 = 0.074 \times 10^{14} cm^{-3}$ $a_2 = 3.0 \times 10^{-24} cm^4$ $a_3 = 3.155 \times 10^{17} cm^{-4}$
pole of the inversion parameter	$\lambda_f = 1512nm$
Boltzmann constant	$K_B = 1.3806 \times 10^{-23} J/K$

표 5.1 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값

제 5.4.1 절 광 LO 파워에 따른 BER 특성

그림 5.3은 시뮬레이션된 SOA의 이득 포화 곡선이다. 낮은 파워에서는 높은 이득을 얻지만 파워가 커지면서 이득포화가 일어나며 이득이 점차 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 그림 5.4는 변환효율을 보여준다. LO 신호의 파장은 1550nm이며 IF 신호의 파장은 1552nm이다. SOA 바이어스 전류는 150mA이며 (1)-(4)는 IF 신호의 파워가 각각 -20dBm, -15dBm, -12.5dBm, -10dBm인 경우를 나타내고 있다. 변환효율의 결과는 [15]와 비교해 볼

때 유사한 결과를 보이고 있다.

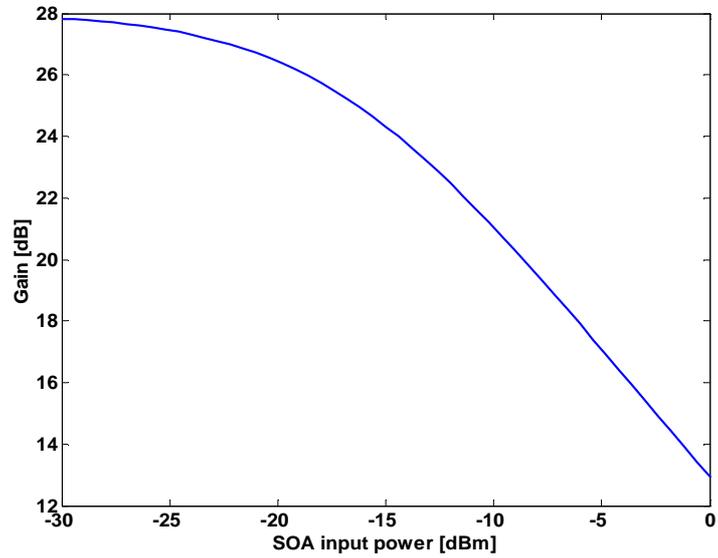


그림 5.3 SOA의 이득포화 곡선

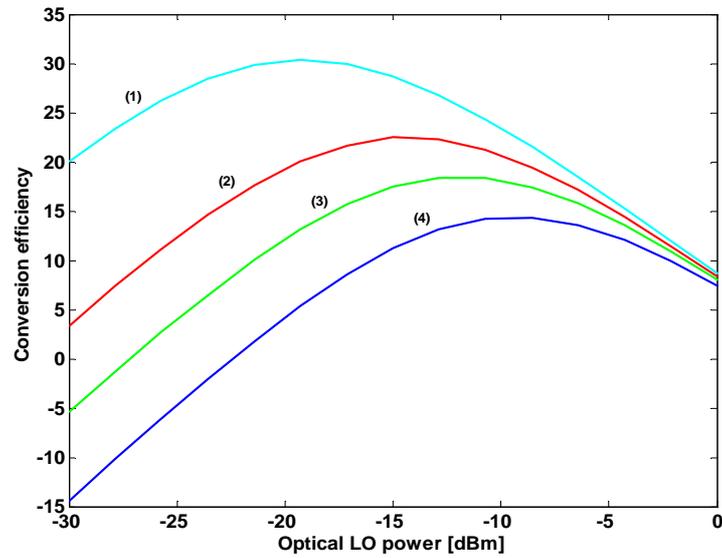


그림 5.4 LO 파워에 따른 SOA 주파수 상향기의 변환 효율(conversion efficiency)

IF 신호 파워가 각각 (1) -20dBm (2) -15dBm (3) -12.5dBm (4) -10dBm인 경우

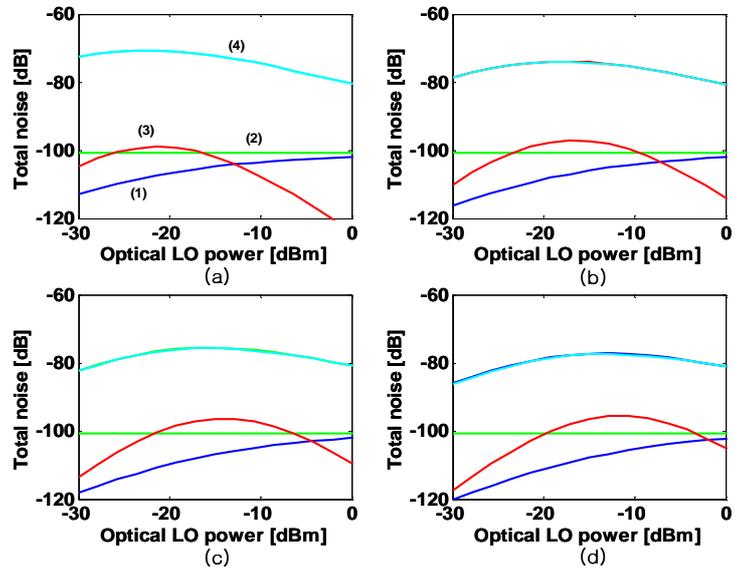


그림 5.5 잡음 파워 (1) shot 잡음 (2) 온도잡음 (3) RIN 잡음 (4) ASE 잡음
 IF 신호 파워가 각각 (a) -20dBm (b) -15dBm (c) -12.5dBm (d) -10dBm인 경우

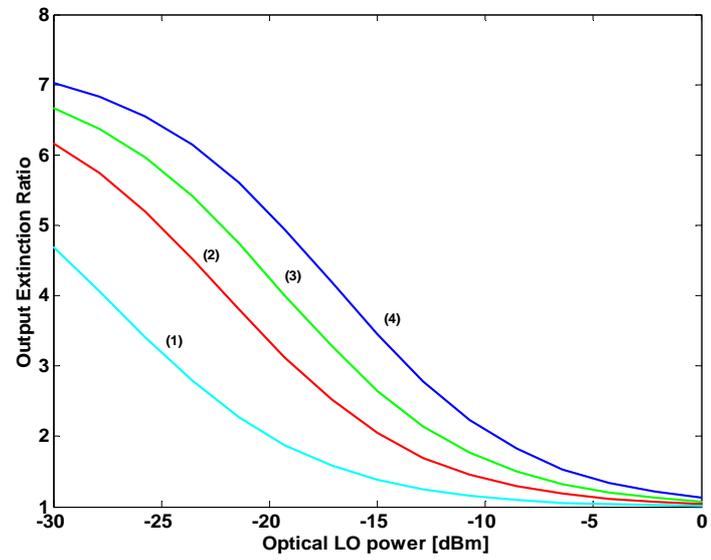


그림 5.6 출력 Extinction ratio
 IF 신호 파워가 각각 (1) -20dBm (2) -15dBm (3) -12.5dBm (4) -10dBm인 경우

그림 5.5는 각 잡음 성분들의 파워를 보여준다. 잡음 대역폭은 광 검출기의 대역폭인 10GHz이며 입력 extinction ratio는 10이다. 입력 RIN 잡음은 -140dB/hz로 시뮬레이션 하였다. 온도 잡음은 신호 파워와 상관없이 일정하며, shot 잡음과 RIN 잡음은 SOA의 입력 파워에 따라 조금씩 변하고 있다. 가장 우세한 잡음 성분은 입력 신호와 자연방출(spontaneous emission) 잡음간의 beating에 의한 $ASE_{\text{signal-spont}}$ 잡음이다. IF 파워와 LO 파워가 변하는 (a)-(d)의 모든 경우를 통하여 ASE에 의한 파워가 잡음 성분 파워의 총합과 거의 비등하다. 결국, ASE에 의한 잡음이 시스템 성능에 가장 큰 영향을 미치게 된다고 결론 내릴 수 있다. -20dBm (좌·상) -15dBm (우·상) -12.5dBm (좌·하) -10dBm (우·하)로 IF 파워가 증가함에 따라서는 총 잡음이 조금씩 감소하였다.

그림 5.6은 출력 extinction ratio(ER)를 보여주고 있다. extinction ratio는 “off”와 “on”에서의 파워의 비를 나타내며, 동일한 평균 파워에서도 ER이 크면 더 좋은 전송 성능을 기대할 수 있다. 이 결과는 입력 ER이 10으로 일정할 때 LO 신호의 파워가 커질수록 출력 ER이 감소하는 경향을 보여준다. LO 신호의 파워가 증가하게 되면 SOA의 이득 포화는 더욱 심화되고 “off”와 “on”의 파워 차이에 따른 이득의 차가 더욱 줄어들게 되어, 출력단의 두 신호 차이가 감소하게 된다. 따라서 두 신호의 비는 점차 감소하여 1로 접근하게 된다. 한가지 주의할 점은 ER 두 신호간의 비율이며 절대값이 아니라는 것이다.

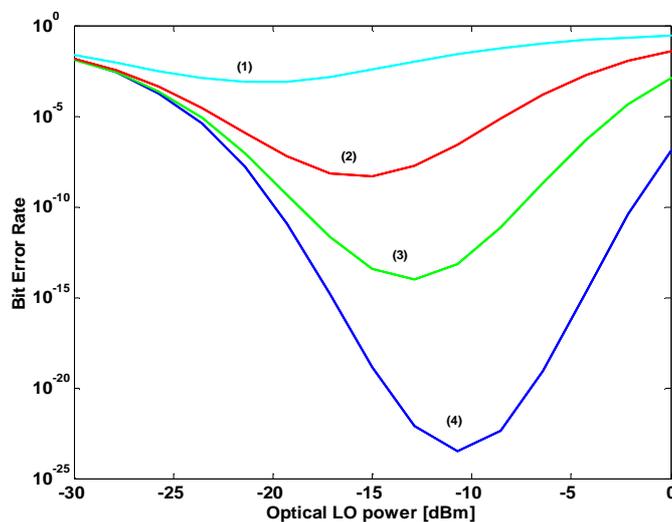
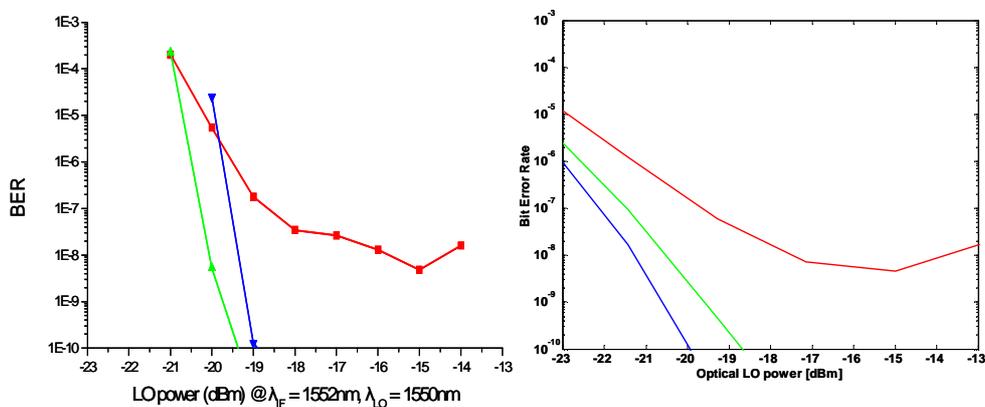


그림 5.7 LO 파워에 대한 BER 곡선 (1)-(4)는 앞과 동일한 IF 파워조건 IF 신호 파워가 각각 (1) -20dBm (2) -15dBm (3) -12.5dBm (4) -10dBm인 경우

그림 5.7은 LO 신호의 파워에 따른 BER 곡선을 보여준다. BER 특성은 변환 효율에 밀접하게 관계되어 있는 것으로 판단된다. 변환효율이 높은 조건에서 낮은 BER이 나타나며, IF 파워에 따라 변환효율의 최고점이 이동하는 것과 함께 BER의 최저점도 동일하게 이동한다. 다만, IF 파워 사이에서 IF 파워가 감소할 때 변환효율의 곡선은 전체적으로 위로 이동하였지만, BER은 아래로 이동하는 것이 아니라 오히려 위로 움직이고 있다. 이것은 IF 파워의 감소에 따라 잡음의 파워가 증가하는 것과 ER이 감소하는 것((4)→(1))으로 설명할 수 있으며, 또는 변환 효율이 단지 입력신호와 출력신호간의 비를 나타내고 있기 때문에 IF 파워 감소에 따라 얻을 수 있는 이득이 높아져 변환효율은 증가하였지만 XGM 효율이 감소하여 절대 파워가 감소하였기 때문으로 이해할 수 있다.



(a) 실험 데이터

(b) 시뮬레이션 데이터

그림 5.8 실험 데이터와 시뮬레이션 데이터 비교

그림 5.8은 그림 5.7을 BER 10^{-3} 에서 10^{-10} 까지만 본 그래프(우)와 실험 측정 값(좌)이다. 두 경우 모두 광 IF의 파장은 1552nm, 광 LO의 파장은 1550nm이고, 실험 측정 값은 IF 파워가 각각 -10, -12.5, -20dBm인 경우이며, 시뮬레이션 결과는 IF 파워가 각각 -10, -12.5, -15dBm인 경우이다.

제 5.4.2 절 광 IF 파워에 따른 BER 특성

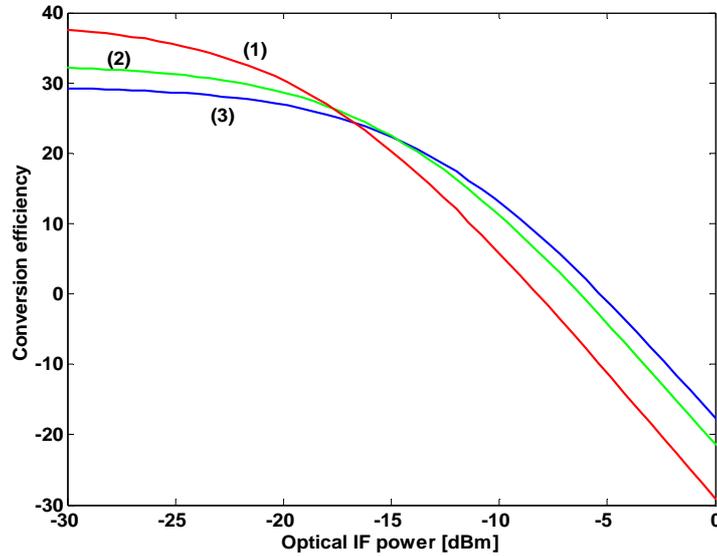


그림 5.9 IF 신호 파워에 따른 변환효율

LO 파워가 각각 (1) -19dBm (2) -15dBm (3) -13dBm 인 경우

그림 5.9는 광 IF 신호의 파워 변화에 따른 SOA-XGM 주파수 상향기의 변환효율을 나타낸다. SOA 바이어스 전류는 150mA이며 입력 extinction ratio는 10, LO 파워는 각각 (1) -19dBm 과 (2) -15dBm , (3) -13dBm의 세가지 경우를 시뮬레이션 하였다. LO의 파장은 1550nm, IF의 파장은 1552nm 이다. IF의 파워가 증가할수록 LO 신호가 얻는 이득은 작아지기 때문에 작은 이득 출력에 의해 변환효율은 점차로 감소한다. IF 파워가 작은 때에는 비록 변환효율이 매우 높게 나타나지만, SOA의 이득포화가 충분히 일어나지 않아 XGM 효율이 작고 절대적인 파워의 크기는 작다. 그림 5.10에서 신호의 파워를 보여준다.

그림 5.11은 각 잡음 성분의 파워를 나타내며, 앞의 경우와 마찬가지로 ASE에 의한 잡음이 가장 우세하고, 시스템의 성능에 영향을 가장 크게 미치는 것을 알 수 있다. LO 파워에 따라서는, IF 파워가 낮을 때에 LO가 작은 조건에서 잡음이 더 크지만 IF 파워가 커짐에 따라 ASE 잡음이 크게 감소하며 그 변화 폭은 LO 파워가 작을 때 더 큰 경향을 보인다. LO 파워는 각각 -19dBm (좌·상), -15dBm (우·상), -13dBm (좌·하)이다.

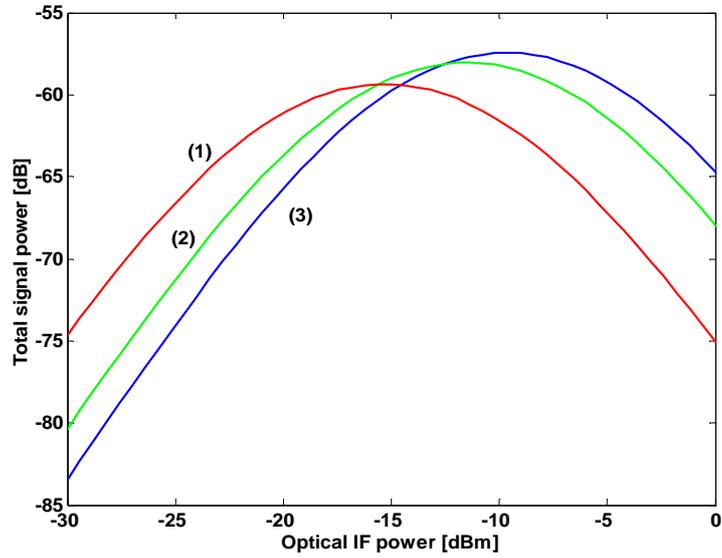


그림 5.10 광 검출기에 수신된 데이터 신호의 파워
LO 파워가 각각 (1) -19dBm (2) -15dBm (3) -13dBm 인 경우

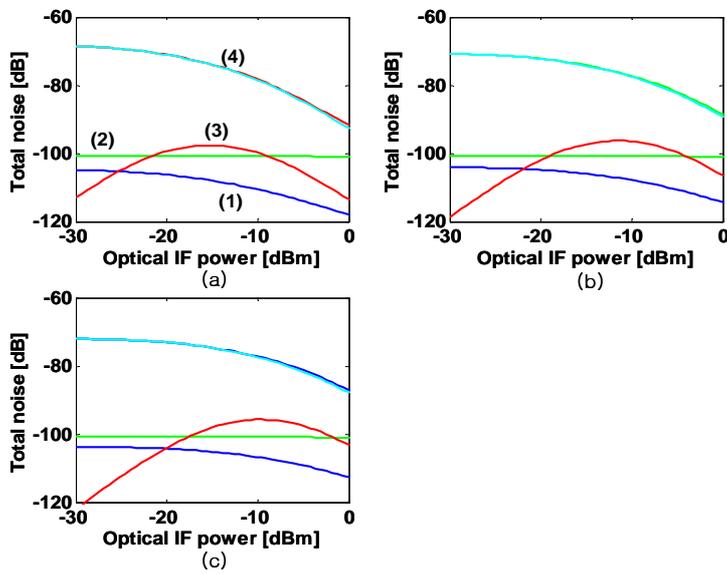


그림 5.11 잡음 파워 (1) shot 잡음 (2) 온도잡음 (3) RIN 잡음 (4) ASE 잡음
LO 파워가 각각 (a) -19dBm (b) -15dBm (c) -13dBm 인 경우

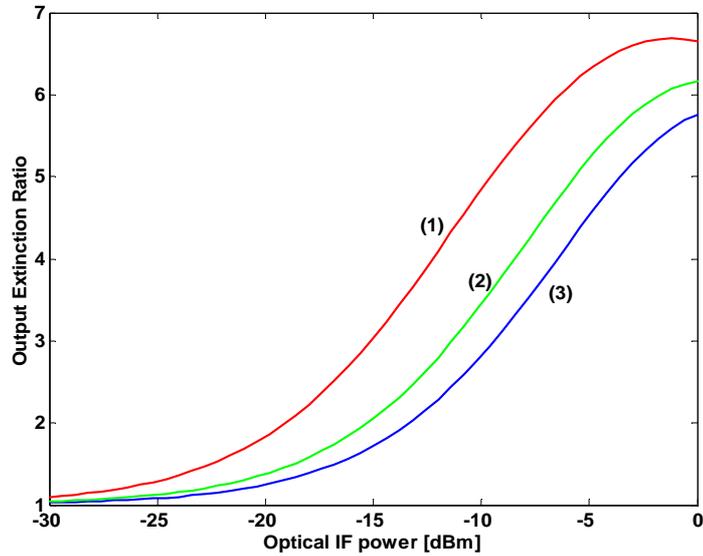


그림 5.12 출력 Extinction ratio

LO 파워가 각각 (1) -19dBm (2) -15dBm (3) -13dBm 인 경우

그림 5.12는 출력 extinction ratio를 보여준다. 잡음 대역폭은 10GHz, 입력 ER은 10으로 고정하였고, 입력 RIN 잡음은 -140dB/Hz이다. IF 신호의 파워가 증가할수록 출력 ER이 증가하는 것은 IF에 변조되어 있는 데이터의 파워도 함께 증가하며, XGM을 일어나게 하는 이득변화가 더욱 크게 일어나기 때문이다.

그림 5.13은 계산된 BER 결과를 보여준다. IF 파워가 작을 때는 SOA의 이득 포화가 일어나지 않기 때문에 XGM이 잘 일어나지 않아 BER이 매우 크다. 이 부분에서 변환효율은 크게 나타나지만 실제로는 XGM현상 자체가 거의 일어나지 않고 있기 때문에 BER은 변환 효율과 관련이 없는 것으로 판단된다. IF 파워의 증가에 따라 이득포화가 일어나는 시점부터 XGM이 원활하게 일어나서 BER은 크게 향상되는 모습을 보이며, 또 다른 BER 향상의 원인은 잡음 성분 파워의 급격한 감소와 출력 ER의 증가로 설명할 수 있다.

그림 5.14은 BER 결과를 10^{-3} 에서 10^{-10} 까지 다시 그래프로 나타낸 후 실험에서 얻은 값과 비교한 것이다. 광 IF의 파장은 1552nm, 광 LO의 파장은 1550nm이고, 세 곡선의 LO

파워는 양쪽 모두 -19dBm, -15dBm, -13dBm인 경우를 나타낸다.

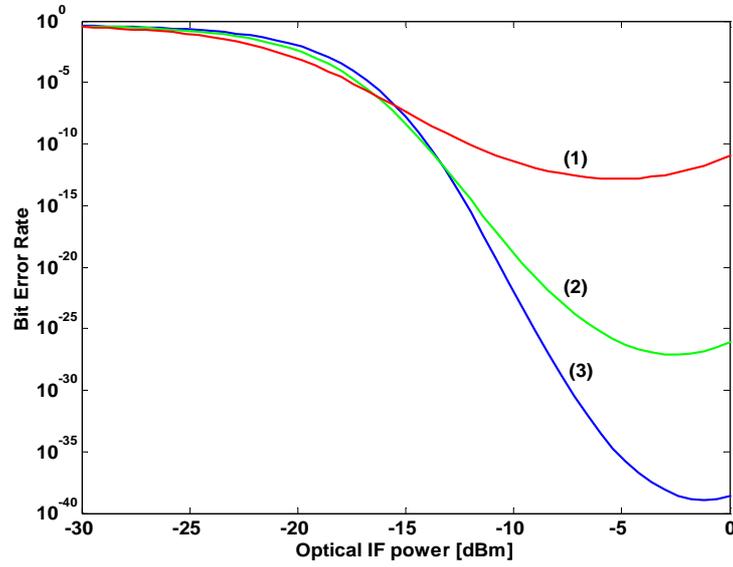
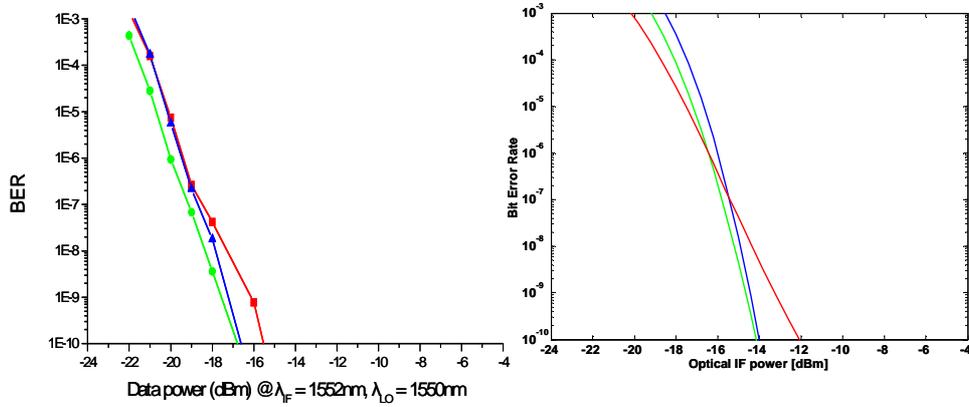


그림 5.13 IF 파워에 대한 BER 곡선

LO 파워가 각각 (1) -19dBm (2) -15dBm (3) -13dBm 인 경우



(a) 실험 데이터

(b) 시뮬레이션 데이터

그림 5.14 실험 데이터와 시뮬레이션 데이터 비교

제 5.4.3 절 광 IF 파장에 따른 BER 특성

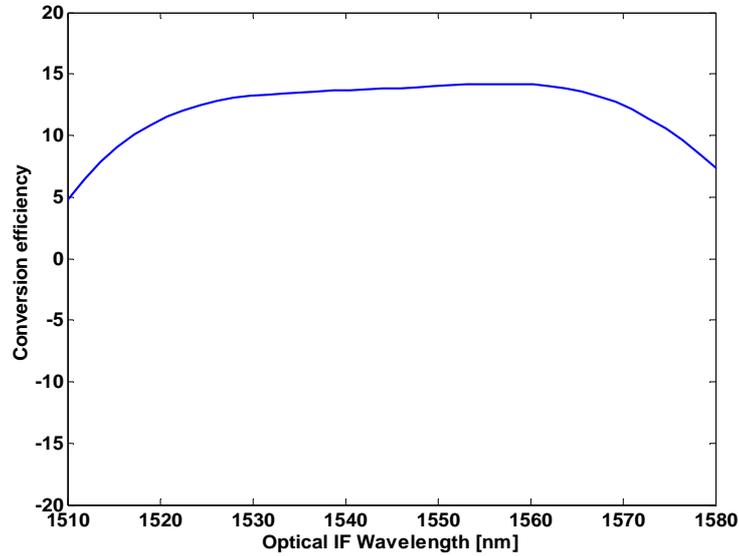


그림 5.15 IF 신호 파장에 따른 변환효율

그림 5.14는 IF 파장에 따른 변환효율 곡선이다. SOA 바이어스 전류는 150mA, IF 신호의 파워는 -10dBm이며 LO 신호의 파워는 -11dBm, 파장은 1550nm이다. 이 결과는 [15]의 결과와도 잘 맞는다.

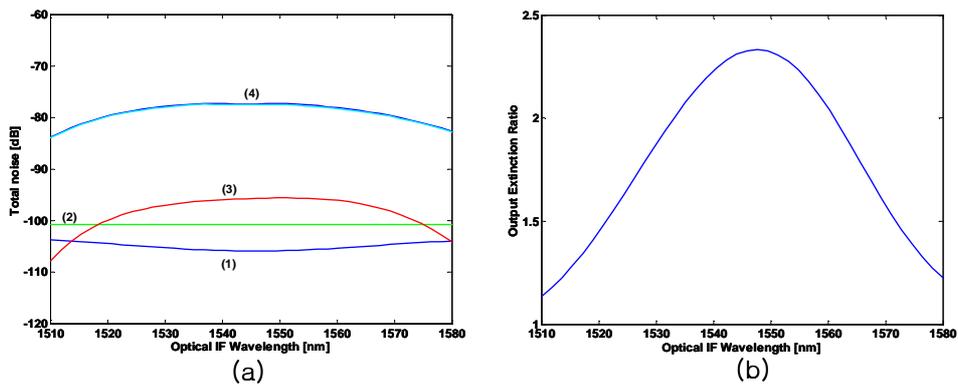


그림 5.16 (a) 잡음 파워 (b) 출력 ER 곡선

(1) shot 잡음 (2) 온도 잡음 (3) RIN 잡음 (4) ASE 잡음을 나타낸다.

그림 5.15는 IF 파장에 따른 잡음성분의 파워와 출력 ER의 경향을 나타낸다. 잡음 대역 폭은 10GHz이며 입력 ER은 10이다. 1550nm 근처에서 SOA의 이득이 가장 크기 때문에 잡음의 파워 역시 가장 큰 것을 확인할 수 있다. 그러나 변환효율이 높고 ER역시 1550nm 대역에서 크게 나타나므로 낮은 BER 값을 예상할 수 있다.

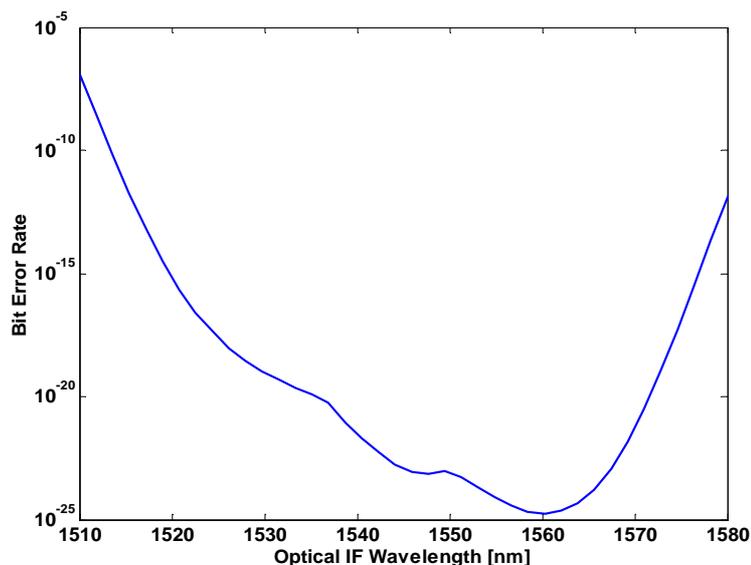


그림 5.17 IF 신호 파장에 따른 BER 곡선

그림 5.16은 IF 신호 파장에 대한 BER 곡선을 보여준다. 전 영역에서 10^{-9} 인 error free 조건을 만족하고 있음을 확인할 수 있다. SOA가 가장 큰 이득을 얻어 변환 효율도 높게 나타나는 1550nm 대역에서 BER이 가장 낮아야 하지만, 실험 결과에서도 설명한 바와 같이 입력 광 파워에 의한 전자 밀도 감소로 SOA의 이득 곡선에 긴 파장 쪽으로 이동하기 때문에 BER이 가장 낮은 파장 역시 긴 파장 쪽으로 이동하며, 전체적인 경향성이 일치함을 확인할 수 있다.

제 6 장 결론

본 논문에서는 높은 데이터 전송 요구량을 충족시킬 수 있는 Radio-on-Fiber 시스템 중에서 특히 반도체 광 증폭기(SOA)의 상호 이득변조(cross gain modulation, XGM)를 이용한 전광 원격 주파수 상향기를 채택한 시스템의 성능을 분석하였다.

155Mbps급의 데이터를 전송하기 위하여 PLL을 사용한 코히어런트 ASK 복조기를 설계·제작하였고, 무선망을 제외한 광섬유 전송 링크를 통하여 전송 실험을 수행하였다. 성능 분석은 base station의 수신단에서 반도체 광 증폭기와 광 검출기(photodiode)로 이루어진 전광 원격 주파수 상향기의 입력단에 도착하는 광 LO의 파워와 광 IF 신호의 파워, 광 IF 신호의 파장에 따른 BER 측정을 통하여 이루어졌다.

BER에 영향을 미치는 잡음 해석을 위해서 SOA의 XGM 과정에서의 잡음 변환 해석을 수행하였고, 실험결과와 비교 분석하였다.

고려된 전광 원격 주파수 상향기가 SOA의 XGM을 이용하기 때문에, 광 LO신호의 파워와 광 데이터 신호의 파워에 따른 XGM 효율, 입력 extinction ratio가 XGM을 통하여 변환된 출력 extinction ratio가 성능 변화에 주된 요인이 된다. SOA의 이득에 의해 생기는 데이터 신호의 높은 변환효율, SOA의 자연 방출 잡음과 데이터 신호간의 beating에 의해 생기는 ASE 잡음의 파워 역시 주파수 상향기의 성능에 큰 영향을 미친다. XGM 효율이 증가하면 변환된 신호의 크기가 커지므로 BER이 감소하고, extinction ratio가 커져도 BER은 감소한다. 주파수 상향 변환효율이 높으면 역시 신호 파워가 커지기 때문에 BER이 감소하며, ASE 잡음이 증가하면 BER은 증가한다. 이때, extinction ratio와 주파수 상향 변환 효율은 BER과 반드시 일치하는 요인은 아니며, XGM의 변환효율과 ASE 잡음의 크기가 가장 큰 영향을 미친다. 이러한 요인들이 서로 복합적으로 작용하여 반도체 광 증폭기와 광 검출기로 구성된 광 주파수 상향기의 최종 성능을 결정하게 되며, 실험과 시뮬레이션을 통하여 최적화 조건을 결정 할 수 있다.

실험 및 시뮬레이션을 통하여 얻은 최적화 조건에서 주파수 상향기를 사용하여 C-band 대역에서 모두 error free인 성능을 얻었으며, 이러한 장점을 사용하면 WDM 시스템과 연

동하여 우수한 Radio-on-Fiber 시스템을 구축할 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

- [1] H. Ogawa, "Millimeter-Wave Fiber Optics Systems for Personal Radio communication", IEEE. Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 12, 1992
- [2] T. Young, J. Conradi, "Generation and transmission of FM and $\pi/4$ DQPSK signals at microwave frequencies using harmonic generation and optoelectronic mixing in Mach-Zehnder modulators", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, March. 1996
- [3] G. H. Smith, D. Novak, "A millimeter-wave full-duplex fiber-radio star-tree architecture incorporating WDM and SCM", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 10, pp. 1650-1652, Nov. 1998
- [4] M. Tsuchiya, T. Hoshida, "Nonlinear photodetection scheme and its system application to fiber-optic millimeter-wave wireless down links", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 47, pp. 1342-1350, July 1999
- [5] Y.-K. Seo, C.-S. Choi, W.-Y. Choi, "All Optical Signal Up-Conversion for Radio-on-fiber Applications Using Cross-Gain Modulation in Semiconductor Optical Amplifiers", IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 14, No. 10, pp. 1448-1450, Oct. 2002
- [6] G. F. Martin, "Phaselock Techniques", 2nd edition, Wiley-Interscience
- [7] K. Obermann, S Kindt, "Performance Analysis of Wavelength Converters Based on Cross-Gain Modulation in Semiconductor-Optical Amplifiers", J. Lightwave Technol., Vol. 16 ,pp. 78-85, 1998
- [8] Inou, K. "Noise transfer characteristics in wavelength conversion based on cross-gain saturation in a semiconductor optical amplifier", IEEE Photonics Technol. Lett., Vol. 8 pp. 888-890, 1996
- [9] K. Obermann, I. Koltchanov, "Noise analysis of frequency converters utilizing semiconductor-laser amplifiers", IEEE J. Quantum Electron., Vol. 33, pp. 81-88, 1997

- [10] G. P. Agrawal, "Fiber-optic communication systems", 3rd Edition, Wiley series in Microwave and Optical Engineering, New York, 2002
- [11] M. Asghari, I. H. White, "Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers", J. Lightwave Technol., Vol. 15, pp. 1181-1190, 1997
- [12] K. Obermann, S. Kindt, "Noise Characteristics of Semiconductor-Optical Amplifiers Used for Wavelength Conversion via Cross-Gain and Cross-Phase Modulation" IEEE. Photonics Technol. Lett., Vol. 9, pp. 312-314, 1997
- [13] H. Lee, H. Yoon, Y. Kim, Jichai Jeong, "Theoretical Study of Frequency Chirping and Extinction Ratio of Wavelength-Converted Optical Signals by XGM and XPM Using SOA's", IEEE. J. Quantum Electron. Vol. 35, pp. 1213-1219, 1999
- [14] J. Wang, H. Olesen, K. E. Stubkjaer, "Recombination, Gain and Bandwidth Characteristics of 1.3 μ m Semiconductor Laser Amplifiers", J. Lightwave Technol. Vol. LT-5, No. 1, pp. 184-189, 1987
- [15] Y.-K. Seo, J.-H. Seo, W.-Y. Choi, "Photonic Frequency-Upconversion Efficiencies in Semiconductor Optical Amplifiers", IEEE. Photonics Technol. Lett., Vol. 15, No. 5, pp. 751-753, 2003
- [16] K. Obermann, K. Petermann, "Estimaion of BER performance and cascability of wavelength converters based on cross-gain modulation in semiconductor optical amplifiers", IEEE Proc. Optoelectron., Vol. 147, No.2, April 2000

ABSTRACT

Design of 155Mbps ASK Demodulator and 155Mbps data Transmission Characteristics of Radio-on-Fiber Systems Using SOA-XGM Optical Remote Frequency Up-converter

Ahn, Jeong Hwan
Dept. of Electrical and
Electronic Engineering
The Graduate School
Yonsei University

In this thesis, 155Mbps data transmission characteristics of Radio-on-Fiber systems using SOA-XGM optical frequency up-converter is described by experiment and noise analysis.

For the transmission experiment, 155Mbps coherent ASK demodulator is designed using phase-locked loop circuit on PCB board. BER is measured for the condition of LO, IF power and IF wavelength in experiment.

Noise analysis is focused on SOA-XGM process because it is a dominant process of frequency up-converter. Conversion efficiency, output extinction ratio, output RIN(relative intensity noise) and ASE(amplification of spontaneous emission) noise is calculated, and Q-value, BER is obtained. This analytical result is compared with experimental result.

Dominant noise component is ASE noise, and system performance is mostly influenced by SOA-XGM process. XGM efficiency is decided by Power condition of LO and IF, so that, optimum power condition for error free

(below 10^{-9} BER) transmission is obtained by experiment and BER analysis. RoF systems using SOA-XGM frequency up-converter have reliability for LO and IF power condition.

Error free transmission is confirmed for 1520~1580nm IF wavelength range in optimum power condition. This systems can be used with WDM network.

Keywords : SOA, XGM, Radio-on-Fiber system, frequency up-converter, PLL,
155Mbps,