

논문 2006-43SD-5-3

# 시스템적 접근을 통한 피드포워드 아날로그 광 송신기의 회로 파라미터 최적화와 W-CDMA 신호의 ACPR 개선

( Circuit Parameter Optimization and Significantly Enhanced ACPR of  
W-CDMA Signals of Feedforward Analog Optical Transmitter through  
Systemetic Approach )

이 준 재\*, 박 상 현\*\*, 윤 영 설\*\*\*, 문 연 태\*, 최 영 완\*\*

( Joon-Jae Lee, Sang-Hyun Park, Young-Seol Yun, Yon-Tae Moon, and Young-Wan Choi )

## 요 약

광 피드포워드 방식은 높은 선형성을 가졌지만 시스템 구성이 매우 복잡한 기법으로 알려져 왔다. 본 논문에서는 최적의 효율을 위해 시스템적으로 접근하여 피드포워드 회로 파라미터들을 최적화하였고, 이 시스템적인 접근 방식을 통해 2.1 GHz 투톤 실험에서 3차 상호변조왜곡 성분이 38 dB 개선됨을 확인하였다. W-CDMA 입력신호에 대한 ACPR 측정 실험에서 중심주파수가 2.14 GHz인 1 carrier W-CDMA 신호를 입력하였을 때 20 dB, 3 carriers W-CDMA 신호의 입력에서는 16 dB가 각각 개선되었다. 또한 주 신호와 왜곡 신호가 정확히 정합되었을 때, 2.09 ~ 2.26 GHz의 주파수 영역에서 최대 7 dB의 잡음레벨이 상승됨을 확인하였다.

## Abstract

The optical feedforward is known as a complicated technique in spite of its superior linearization. Here we optimized the feedforward circuit parameters using a systematic approach for optimum efficiency. A systematic approach was verified by transmission experiments of 2.14 GHz two tones. The compared third order IMD was enhanced by 38 dB for two-tone case. The experimental results for transmission of W-CDMA signals were described. The ACPR was enhanced by 20 dB for 1 W-CDMA carrier and by 16 dB for 3 W-CDMA carriers. Also, noise level was reduced by 7 dB.

**Keywords :** 3차 상호변조왜곡 성분, 광 송신기, 시스템적 접근, 피드포워드, ACPR

## I. 서 론

시스템의 선형성을 개선하기 위한 방법으로 백오프(back-off), 전치왜곡(pre-distortion), 그리고 피드포워드(feedforward)같은 다양한 방식들이 사용되었다. 이들 방식 중에서, 피드포워드 보상 기법은 피드백(feedback)

경로가 없기 때문에 더 좋은 선형성과 더 안정된 광대역 동작특성을 보인다. 피드포워드의 형태는 하이(high) 파워 증폭기와 함께 발전해왔고, 광 피드포워드 기법은 이미 여러 문헌에서 소개된 바 있다<sup>[1-3]</sup>. 과거의 연구에서 CATV 시스템의 선형성을 개선하였고, F-P 레이저 다이오드의 잡음을 줄였다. 하지만 광 피드포워드 기법의 발전은 조정의 어려움과 시스템의 복잡성 때문에 제한을 받아왔다. 현재의 좁은 대역폭과 단거리의 광 파이버 마이크로 셀룰라 시스템은 높은 선형성을 요구하고<sup>[4]</sup>, 이러한 선형성 개선을 위해, 광 피드포워드 방식이 요구된다. 본 논문에서는, 전기 신호의 완벽한 제어와 정확한 광신호의 모델링을 피드포워드 방식에 적용

\* 학생회원, \*\* 정회원, 중앙대학교 전자전기공학부  
(Microwave and Lightwave Telecommunication  
Lab., Chung-ang Univ.)

\*\*\* 평생회원, (주)삼천리  
(Samchully Co.,Ltd)

※ 이 논문은 2005년도 중앙대학교 학술연구비(일반연구비) 지원에 의한 것임.

접수일자: 2006년3월3일, 수정완료일: 2006년5월10일

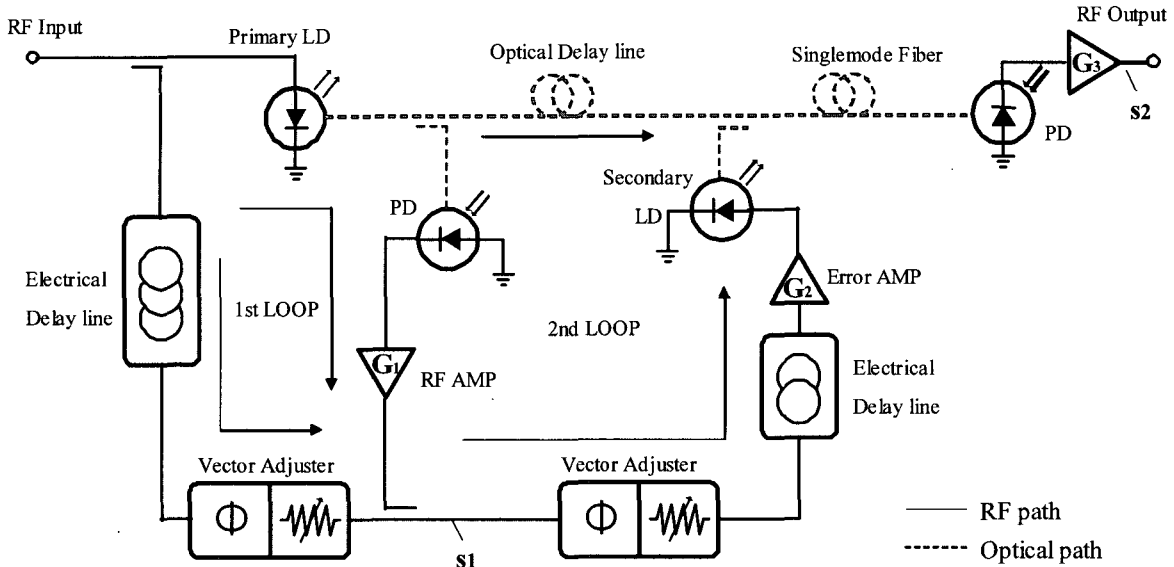


그림 1. 제안된 피드포워드 선형화 보상기법을 적용한 광 송신기의 블록도  
 Fig. 1. Block diagram for feedforward linearized optical transmitter.

하였고, 또한 볼테라 시리즈(Volterra series)를 사용하여 레이저 다이오드의 3차 상호변조왜곡 성분을 예상하였다<sup>[5-6]</sup>. 모바일 마이크로 셀룰라 통신 네트워크에서 파이버 광시스템을 고려해볼 때, 좁은 대역폭에 존재하는 다수의 반송파(carrier)들과 입력 신호의 높은 파워 레벨은 추가적인 왜곡 신호를 만들어낸다<sup>[4]</sup>. 신호 주파수 대역에서 발생한 3차 상호변조왜곡 성분은 시스템의 동작에 영향을 미치게 되고 또한, 그 왜곡 성분들은 피드포워드 보상기법을 이용한 아날로그 광 송신기에서조차 반도체 레이저 다이오드의 잠음강도보다 상대적으로 크다<sup>[1]</sup>. 그러므로 반도체 레이저 다이오드의 비선형성에 대한 쉽고 정확한 모델링이 필요하다. 볼테라 시리즈는 전기적 신호를 광신호로 변환하는 반도체 레이저 다이오드의 3차 상호변조왜곡 성분의 예측과 계산에 유용하다<sup>[6]</sup>. 시스템적으로 접근하여 최적화된 회로 파라미터 값들을 통해 각각의 루프에서 신호의 상쇄 조건의 허용오차를 알 수 있다. 본 논문에서는 허용오차를 가진 개선된 피드포워드 광 송신기를 제작하고 2.1 GHz 투톤의 경우와 W-CDMA신호에 대해서 시스템적인 접근을 하였다.

## II. 파라미터 추출

광 피드포워드 선형화 기법의 주된 관심은 다른 경로 사이에서의 신호 지연이 동일하지 않다는 것과 각각의

크기와 위상의 불균형이 존재한다는 것에 있다. 그림 1 과 2는 각각 제안된 광 피드포워드 송신기의 블록도와 하우징 후의 사진이다. 광 피드포워드 송신기는 두 가지의 루프, 즉 신호상쇄 루프와 에러상쇄 루프로 구성되어 있다. 광 송신기에서 광 피드포워드 회로를 적용하지 않는다면, 전송된 광 출력,  $P_{OR}$ 는 아래와 같이 나타난다.

$$P_{OR} = (1 - \eta_1) \times (1 - \eta_2) \times (P_{T1} + IMD^{2nd} + IMD^{3rd} + \dots) \tag{1}$$

식 (1)의 IMD 성분은 식 (2)와 같이 볼테라 시리즈를 통해 나타낼 수 있다<sup>[2],[5-6]</sup>.

$$\frac{IMD^{3rd}}{C} = 20 \log_{10} \left\{ \frac{3}{4} m^2 (I_{dc} - I_{th})^2 \right\} \times \left\{ \frac{|H_3(w_1, w_1, -w_2)| \cdot |H_1(0)|^2}{|H_1(w_1)|^3} \right\}, @2w_1 - w_2 \tag{2}$$

표 1에 나와 있는 반도체 레이저 다이오드의 파라미터들을 이용하면, 3차 상호변조왜곡 성분의 크기는 볼테라 시리즈를 사용하여 쉽게 예측이 가능하지만, 바이어스 전류에 따른 레이저 다이오드의 위상성분을 정확히 계산해낼 수가 없다. 신호상쇄 루프에서는 주 발광부에서 발생한 3차 상호변조왜곡 성분들을 포함한 왜곡

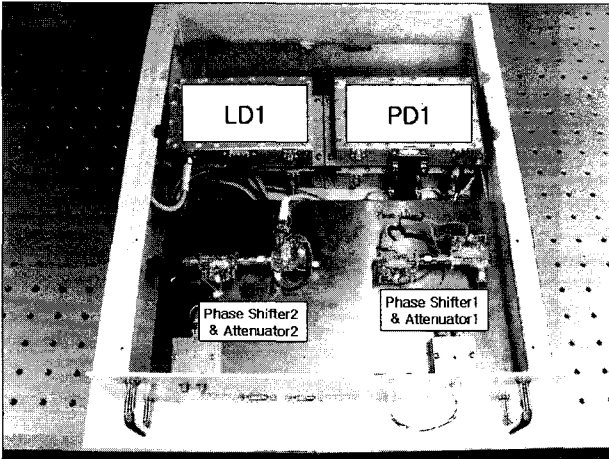


그림 2. 제작된 피드포워드 선형화 아날로그 광 송신기의 하우징 사진

Fig. 2. Housing picture of optical transmitter using feedforward compensation.

신호와 원래의 주신호가 얻어지고 제 1 커플링부(RF combiner)에서 합쳐진다. 제 1 커플링부를 통과한 S1의 에러 신호는 주 발광부의 출력 신호와 적절히 지연된 입력신호가 합쳐진 결과이다. 따라서 RF 입력 신호는 상쇄된다. 신호상쇄 루프의 주 신호에 대한 출력, Ps1은 아래 식 3, 왜곡 신호에 관한 출력은 식 4와 같이 표현 된다.

$$P_{s1} = 10 \times \log(i_{r1}^2 \times R_L \times G_1 - 10^{P_{RF}/10}) \quad (3)$$

$$P_{IMD3,s1} = 10 \times \log(i_{r1}^2 \times R_L \times G_1) + \frac{IMD^{3rd}}{C} \quad (4)$$

$$i_{r1} = m_1 \times R_1 \times \eta_1 \times P_t \quad (5)$$

여기서,  $P_{RF}$ 은 입력된 RF 신호의 파워,  $m_1$ 은 광 변조 지수이고,  $R_1$ 은 신호상쇄 루프에서의 포토 다이오드의 반응도,  $\eta_1$ 은 광 커플러의 결합률,  $R_L$ 은 임피던스,  $i_{r1}$ 은 신호상쇄 루프에서의 포토 다이오드의 출력,  $P_t$ 는 주발 광부의 광 출력이다.

위상과 시간, 크기가 완벽하게 정합되었다면, 완벽한 상쇄를 위한 RF 증폭기의 이득은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_1 [dB] = P_{RF} - 10 \times \log(i_{r1}^2 \times R_L) \quad (6)$$

에러상쇄 루프에서는, 이전 루프에서 발생한 왜곡 신호는 증폭되고 주 발광부에서 발생한 3차 상호변조왜곡 성분을 상쇄하기 위해 출력에 반대되는 위상을 가지게

표 1. 반도체 레이저 다이오드의 파라미터  
Table 1. Parameters of semiconductor laser diode.

Cavity Length	300 um
Active region width	1.2 um
Active layer thickness	0.2 um
Confinement factor	0.05
Line-width enhancement factor	152
Carrier life time	2.2 ns
Photon life time	2 ps
Carrier density at transparency	$10^{18} \text{ cm}^{-3}$
Optical gain factor	$2.8 \times 10^{-12}$
Gain compression parameter	$3.8 \times 10^{-23}$
Threshold current	7.2 mA
Relative Intensity Noise	-140 dB/Hz

된다. 두 신호가 결합되기 전에, 주 발광부의 출력은 각각의 경로에서의 지연을 보상하기 위해 적당한 광 지연을 필요로 한다. 그리고 왜곡 성분과 레이저 다이오드의 출력의 결합은 대개 광 방향성 커플러로 한다. 에러상쇄 루프의 왜곡 성분에 관한 출력은 아래 식 7과 같다.

$$P_{IMD3,s2} = 10 \times \log(i_{r1}^2 \times R_L) + \frac{IMD^{3rd}}{C} + G_1 + G_2 \quad (7)$$

위상과 지연이 완벽하게 정합되면, 2차 RF 증폭기에서의 이득은 아래 식 8과 같이 표현 된다.

$$G_2 = \left[ 10 \times \log((m_1 \times R_2 \times P_{r2})^2 \times R_L) + \frac{IMD^{3rd}}{C} \right] - \left[ 10 \times \log(i_{r1}^2 \times R_L) + G_1 + \frac{IMD^{3rd}}{C} + 10 \log(\eta_2) \right] \quad (8)$$

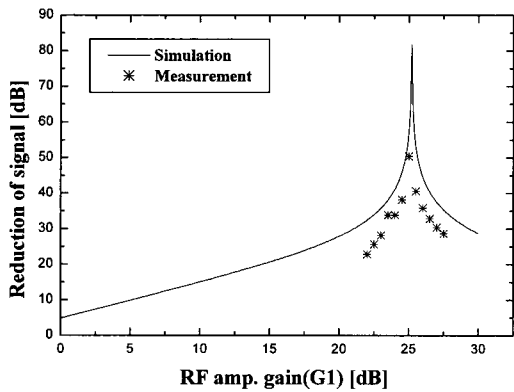
마지막으로, 광 피드포워드의 3차 상호변조왜곡 성분은 다음과 같다.

$$P_{IMD3}^T, dB = \left[ \begin{aligned} & 10 \times \log((m_1 \cdot R_2 \cdot (1 - \eta_1) \cdot (1 - \eta_2) \cdot P_t)^2 \cdot R_L) \\ & + \frac{IMD^{3rd}}{C} \\ & - \left[ 10 \times \log((m_1 \cdot R_1 \cdot \eta_1 \cdot P_t)^2 \cdot R_L) + \frac{IMD^{3rd}}{C} + G_1 \right] \\ & + 10 \log(\eta_2) + G_2 \end{aligned} \right] \quad (9)$$

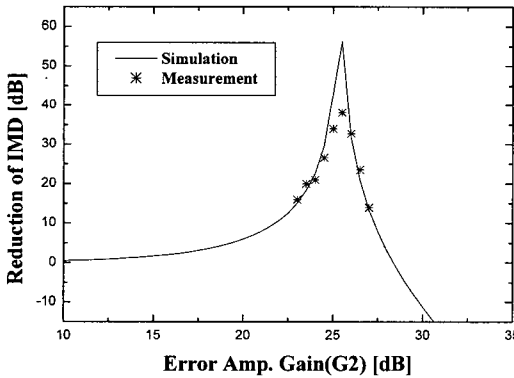
### III. 최적화

그림 3은 증폭기의 이득에 따른 각각의 상쇄 루프에서의 주 신호와 3차 상호변조왜곡 성분의 감소량을 모의실험과 비교하여 보여주고 있다. 주 반송파에 대한 신호상쇄 루프의 출력이 신호증폭기의 이득이 25.1 dB 일때 51 dB만큼 줄어듦을 알 수 있고, 3차 상호변조왜

곡 성분에 대한 에러상쇄 루프의 출력은 에러 증폭기의 이득이 26.2 dB 일때 38 dB 줄어든다. 측정된 3차 상호 변조왜곡 성분값은 모의실험을 통해 최적화된 완전한 신호 상쇄에 대한 3차 상호변조왜곡 성분값과 꽤 차이가 있다. 완벽한 신호의 상쇄를 위해서는 특별한 위상과 크기를 요구하게 되는데 이를 위해선 신호의 크기 정합과 위상 정합이 각각 0.1 dB 그리고 1도보다 작아야 한다.



(a)



(b)

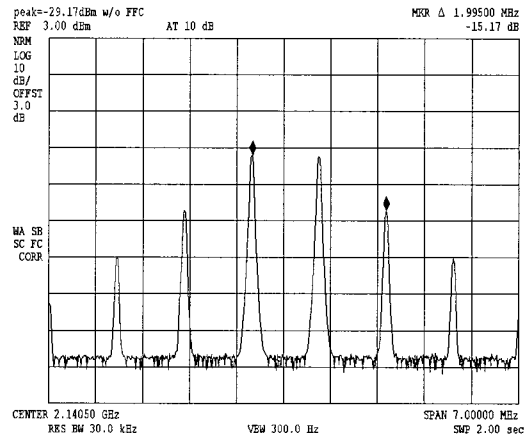
그림 3. 증폭기의 이득에 따른 각각의 상쇄 루프에서의 시뮬레이션 결과 비교 (RF 신호 파워: 0 dBm/tone, 주 발광부 LD의 광파워: 1.2 mW) (a) 신호상쇄 루프에서의 RF 신호의 상쇄, (b) 에러상쇄 루프에서의 에러의 상쇄.

Fig. 3. Comparison simulation results with experimental results on each cancellation loop in according to the gain of amplifier (RF signal power: 0 dBm/tone, optical power of primary LD: 1.2 mW) (a) cancellation of RF signal on signal cancellation loop, (b) cancellation of error on error cancellation loop.

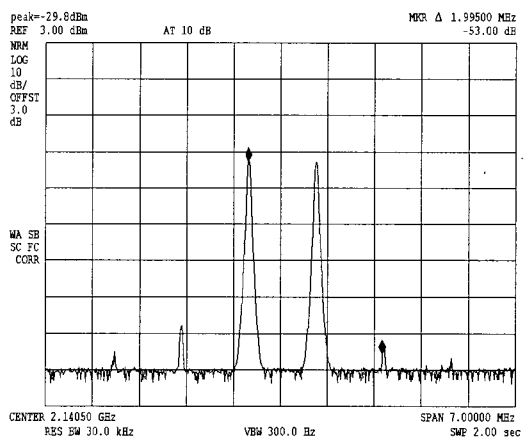
이 실험에서 주 발광부는 0.83 mW의 광 파워와 1553.25 nm 의 파장 그리고 -140 dB/Hz의 평균 RIN을 가진 반도체 DFB 레이저(Mitsubishi, FU-636SDF)이고, 부 발광부는 3 mW의 광 파워와 1551.83 nm 의 파장 그리고 -140 dB/Hz의 평균 RIN을 가진 반도체 DFB 레이저(Mitsubishi, FU-636SDF)를 사용하였다.

#### IV. 실험 및 측정

그림 4는 피드포워드 회로를 적용하지 않았을 때의 출력된 3차 상호변조왜곡 성분을 포함한 스펙트럼값과 피드포워드 회로를 적용하였을 때의 출력된 3차 상호변조왜곡 성분을 포함한 신호의 스펙트럼



(a)



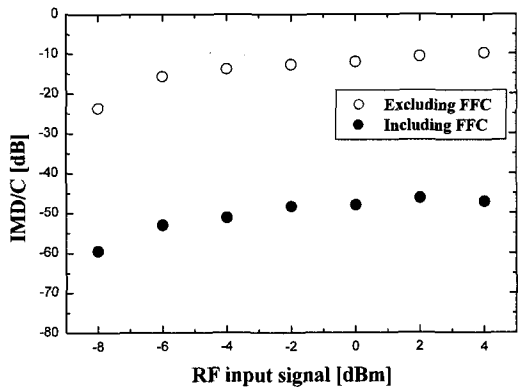
(b)

그림 4. 레이저 다이오드의 출력신호 파형 비교 (중심 주파수: 2.14 GHz, 입력 파워: -6 dBm/tone) (a) 피드포워드 선형화 회로를 적용하지 않은 출력 신호 파형, (b) 피드포워드 선형화 회로를 적용한 레이저 다이오드 출력 신호 파형

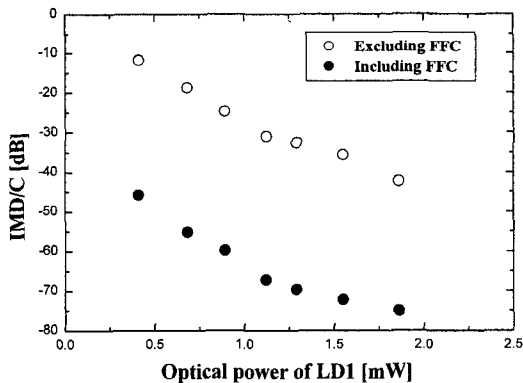
Fig. 4. Measurement results of laser diode output (a) without feedforward (b) with feedforward.

값을 측정된 결과이다. 이 때 입력신호의 중심 주파수 2.14 GHz에서 각 톤당 -6 dBm이고 두 입력의 주파수 간격은 1 MHz이다.

그림 4를 살펴보면, 피드포워드 보상 회로의 적용으로 인해 주 신호는 약 0.7 dB의 감소가 있었지만, 3차 상호변조왜곡 성분의 값은 약 15 dBc에서 약 53 dBc로 38 dB개선됨을 알 수 있다. 또한 5차, 7차 상호변조왜곡 성분도 상쇄되었고, 주 신호 주변의 잡음성분 역시



(a)



(b)

그림 5. 입력 신호의 파워와 주발광부의 광 파워의 변화에 따른 투 톤 실험 결과. (주발광부 LD의 광 출력파워는 2.44 dBm, 입력 중심 주파수는 2.14 GHz이다.) (a) 주 발광부 LD의 광 파워가 0.34 dBm 인 경우 RF 입력 신호에 따른 투 톤의 3차 상호변조왜곡 성분의 비교. (b) 입력 RF 신호의 파워가 0 dBm인 경우 주발광부의 파워에 따른 투 톤의 3차 상호변조왜곡 성분의 비교.

Fig. 5. Experimental results according to RF signal power and primary LD power (RF signal frequency: 2.14 GHz, optical power of primary LD: 2.44 dBm) (a) RF signal power (b) Optical power of primary LD.

약 3 dB의 개선이 있음을 알 수 있다.

그림 5는 각각 구현된 피드포워드 광 송신기에서 RF 입력신호의 변화와 주 발광부 파워의 변화에 따른 3차 상호변조왜곡을 측정하기 위한 투 톤 실험결과이다. 이 때 실험조건은 주 발광부의 출력 광파워는 0.34 mW이고, 보조 발광부의 출력 광파워는 2.4 mW이다. RF 입력신호는 중심주파수 2.14 GHz 에서 주 신호의 주파수 간격이 1 MHz이고, RF 입력신호가 -8 dBm에서 4 dBm까지 변할 때 광수신기에서 수신된 RF 신호의 3차 상호변조왜곡 값을 측정하였다. 주 발광부의 바이어스 전류 조절을 통해 출력 광 파워가 0.3 mW에서 1.8 mW까지 변할 때 광 수신기에서 수신된 RF 신호의 3차 상호변조왜곡 성분 값을 측정하였다. 그림 5에서 흰 점은 피드포워드 회로를 적용하지 않은 광 송신기에서 출력된 3차 상호변조왜곡의 값이고, 검은 점은 피드포워드 회로를 적용한 광 송신기에서의 출력된 값이다. 평균적으로 약 33 dBc~38 dBc의 개선을 보이고 있는데, 이 결과는 최적화된 값을 바탕으로 피드포워드 회로에서 RF입력신호의 증폭기 이득을 전압가변 감쇄기를 재조정하였고, 에러상쇄루프에서 위상천이기 역시 최적의 상황을 위하여 재조정된 결과이다.

### V. W-CDMA 신호에 대한 ACPR 개선

본 연구에서 제작된 피드포워드 아날로그 광 송신기는 2.1 GHz 대역의 W-CDMA 광 파이버 마이크로 셀룰라 시스템에 적용을 목표로 설계되었다. 따라서 제작된 피드포워드 광 송신기에 입력신호를 투 톤 신호가 아닌 W-CDMA 웨이브 신호를 인가하여 인접채널대역비(ACPR: Adjacent Channel Power Ratio)의 성능 향상 역시 이루어 졌을 때 그 실제적인 목적을 이루었다고 볼 수 있다. 이 때 실험조건은 주 발광부의 출력 광 파워는 1.34 mW이고, 보조 발광부의 출력 광 파워는 2.4 mW이다. RF 입력신호는 중심주파수 2.14 GHz 에서 3.64 MHz의 대역을 갖는 W-CDMA신호를 인가하였다. 그림 6은 RF 입력신호가 -4 dBm일 때 수신된 RF 신호의 스펙트럼 마스크(spectrum mask)을 W-CDMA 신호가 각각 1개일 때와 3개일 때로 보여주고 있다. 피드포워드 회로가 적용되지 않았을 때 약 -20 dBc이던 인접채널대역비의 값이 피드포워드 보상회로를 적용한 후에는 그림 6에서 약 -40 dBc로 약 20 dB의 개선이 됨을 알 수 있다. 또한 W-CDMA 신호가 3개일 경우에도 역시 인접채널대역비의 값은 약 -14 dBc 에서 -30 dBc로 약

16 dB 개선되었다. 각각의 대역폭을 고려하여 아래 식 10의 환산식을 통해 비교하면, 그림 4의 30 kHz를 기준으로 측정된 투톤 입력에 대한 실험결과에서 38 dBc의 3차 상호변조왜곡 신호의 개선과 비슷한 값을 알 수 있다.

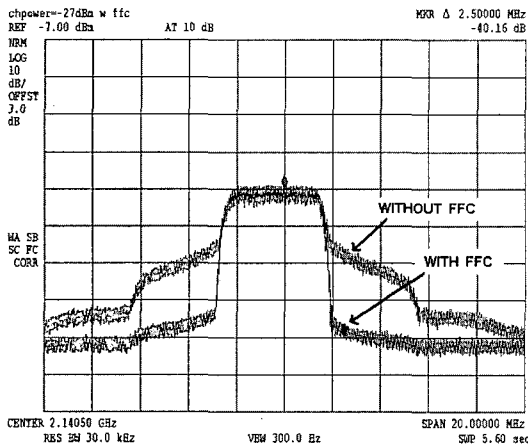
$$10\log(1.23\text{MHz}/30\text{kHz}) + 20\text{dBc} = 36.13\text{dB}$$

$$10\log(3.84\text{MHz}/30\text{kHz}) + 16\text{dBc} = 37.07\text{dB} \quad (10)$$

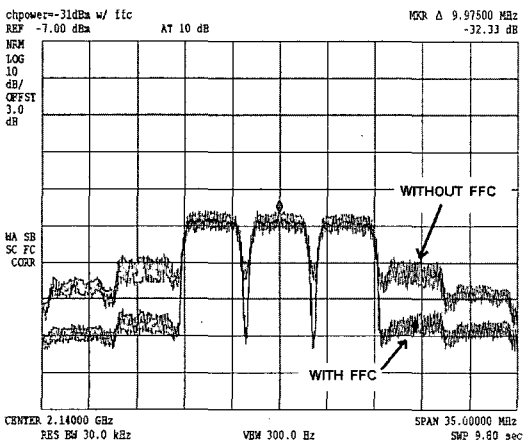
### VI. 잡음레벨의 개선

피드포워드 보상회로를 적용한 아날로그 광 송신기의 잡음은 레이저 다이오드, PD 그리고 RF 증폭기에 의한 발생으로 크게 세가지로 구분할 수 있다.

일반적인 레이저 다이오드의 잡음은 자연 방출 (Spontaneous emission)과 외부 소자들에 의한 빛의 재 반사(Backreflection)로 인해 생성되고, 주로 상대 강도 잡음(RIN: Relative Intensity Noise)으로 나타낼 수 있다. 그리고 광 신호에 대응하여 나타나는 포토 다이오드에서의 전류밀도에 의한 산탄 잡음(Shot Noise) 성분



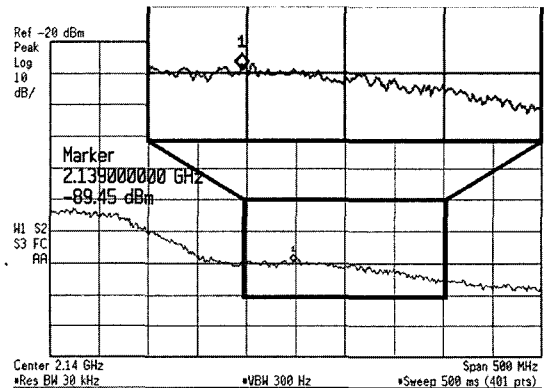
(a)



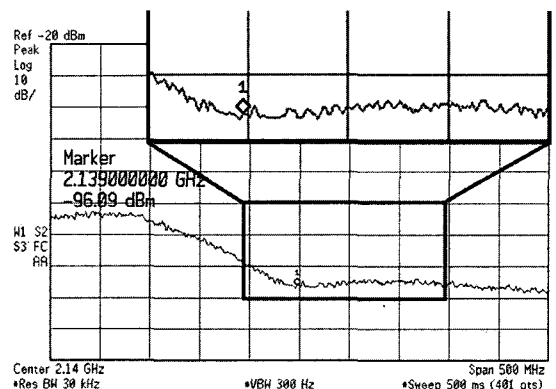
(b)

그림 6. 피드포워드 선형화 보상 회로의 적용 유무에 따른 W-CDMA 신호의 주파수 대역에서의 측정 결과. (중심주파수 2.14 GHz, 주 발광부의 광 파워: 1.34 dBm, 부 발광부의 광 파워: 2.4 dBm, RF 입력신호의 파워: -4 dBm) (a) W-CDMA 1개 신호의 주파수 대역에서의 측정결과, (b) W-CDMA 3개 신호의 주파수 대역에서의 측정 결과.

Fig. 6. Experimental results for CDMA signal. The center frequency is 2.14 GHz and carrier bandwidth is 3.84 MHz. The optical output power of secondary LD is 3.87 dBm. The comparison of ACPR of W-CDMA signals for RF input signal when optical power of primary LD is -4.7 dBm and power of input RF signal is 0 dBm. (a) Spectral shape of 1 W-CDMA signal, (b) Spectral shape of 3 W-CDMA signals.



(a)



(b)

그림 7. 피드포워드 보상회로의 적용에 따른 잡음 레벨의 측정 결과. (a) 보상회로 적용 전의 잡음 레벨 (b) 보상회로 적용후의 잡음 레벨

Fig. 7. Noise level without feedforward and with feedforward.

과 RF 증폭기에서는 입력 임피던스에 의해서 발생하는 열잡음 성분으로 존재한다.

결과적으로 주발광부의 RIN 성분이 광 커플러를 통해 직접 최종 수신기로 흐르는 경로와 피드포워드 보상 회로를 통해 흐르는 경로로 전달되는데, 두 경로로 흐르는 주발광부의 RIN 성분은 서로 상관관계를 가지기 때문에 이 두 개의 잡음 성분이 최종 수신기에서 서로 반대의 위상을 가지고 정확히 정합될 때 잡음 성분의 상쇄가 나타날 수 있다<sup>[1]</sup>.

그림 7의 (a)와 (b)는 각각 RF 신호를 입력하지 않고 피드포워드 보상회로를 적용하였을 때와 적용하지 않았을 때의 잡음 레벨을 측정된 것이다. 측정 결과, 2.14 GHz에서 주 신호와 에러 신호의 위상과 크기가 정합된 경우 2.09 GHz~2.26 GHz의 주파수 영역에서 잡음 레벨이 최대 7 dB 감소함을 확인하였다. 이때 스펙트럼 분석기(Spectrum Analyzer)의 RBW는 30 kHz로 하였다.

## VII. 결 론

본 논문에서는 최적화된 회로 파라미터를 통해 피드포워드 광 송신기를 제작하였다. 제작된 광 송신기의 투 투 실험에서 3차 상호변조왜곡 성분이 약 38 dB 개선되었고, 또한 W-CDMA 실험에서는 입력 캐리어의 수에 따라서 W-CDMA의 ACPR은 약 16 dB ~ 20 dB가 개선되었다. 그리고 잡음레벨도 넓은 영역에서 감소하였다. 결과적으로, 본 논문의 시스템적 접근이 최적화된 효율의 피드포워드 광 송신기를 제작하는데 용이하였음을 알 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] L. S. Fock, A. Kwan, and R.S.Tucker, "Reduction of Semiconductor Laser Intensity Noise by Feedforward Compensation: Experimental and Theory," *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol.10, No.12, pp.1919-1925, DEC. 1992.
- [2] D. Hassin and R. Vahldieck, "Feedforward Linearization of Analog Modulated LDs-Theoretical Analysis and Experimental Verification," *IEEE Trans. On MTT*, Vol.14, No.12, pp. 2376-2382, DEC. 1993.
- [3] B. Buxton and R. Vahldieck, "Noise and Intermodulation Distortion Reduction in an optical feedforward Transmitter," *IEEE MTT-S*, pp. 1105-1108, 1997.
- [4] J. C. Daly, "Fiber Optic Intermodulation Distortion," *IEEE Trans. On Communications*, Vol. COM-30, No. 8, pp.1954-1958, Aug. 1982.
- [5] T.K.Biswas and W.F.McGee, "Volterra Series Analysis of semiconductor LD," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 3, No. 8, pp. 706-708, AUG. 1991.
- [6] H.M.Salgado and J.J.O'Reilly, "Volterra Series analysis of distortion in Semiconductor LDs," *IEE Proceedings-J*, Vol. 138, No.6, pp. 379-382, Dec. 1991.

저 자 소 개



**이 준 재**(학생회원)  
 2004년 중앙대학교 전자전기  
 공학부 졸업  
 2006년 중앙대학교 대학원 전자전  
 기공학부 졸업(공학석사)

<주관심분야 : Microwave-Photonics, 광통신,  
 RF시스템 설계>



**박 상 현**(정회원)  
 1995년 홍익대학교  
 전자공학과 졸업  
 1997년 홍익대학교 대학원  
 전자공학과 졸업(공학석사)  
 2004년 중앙대학교 대학원 전자전  
 기공학부 졸업(공학박사)

2004년~현재 특허청 전기전자심사국 심사관,  
 공학박사

<주관심분야 : Microwave 능동소자 설계 및 해  
 석, 이동통신용 RF시스템 설계, Microwave-  
 Photonics>



**윤 영 설**(평생회원)  
 1998년 중앙대학교  
 전자공학과 졸업  
 2000년 중앙대학교 첨단영상  
 대학원 졸업(공학석사)  
 2005년 중앙대학교 전자전기  
 공학부 졸업(공학박사)

2005년~현재 (주)삼천리 선임 연구원  
 <주관심분야 : Microwave-Photonics, FDTD,  
 Numerical analysis>



**문 연 태**(학생회원)  
 2003년 중앙대학교 전자전기  
 공학부 졸업  
 2005년 중앙대학교 전자전기  
 공학부 졸업(공학석사)  
 2005년~현재 중앙대학교 전자전  
 기공학부 박사과정

<주관심분야 : 진행파형 광검출기, FDTD>



**최 영 완**(정회원)  
 1985년 서강대학교  
 전자공학과 석사졸업.  
 1987년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY  
 at Buffalo), 전기 및 컴퓨  
 터공학과 석사졸업.  
 1992년 버팔로 뉴욕주립대(SUNY  
 at Buffalo), 전기 및 컴퓨  
 터공학과 박사 졸업.

1992년~1995년 한국전자통신연구원(ETRI)  
 선임연구원,  
 1995년~현재 중앙대학교 전자공학과 부교수.  
 <주관심분야 : 광전자, 광통신, 광스위칭 시스템  
 및 소자, Microwave Photonics, Optical CDMA>