

Raised Cosine 송신 필터와 고출력 증폭기를 사용하는 OFDM 시스템을 위한 사전왜곡기의 성능*

남충진, 신요안

숭실대학교 정보통신전자공학부

Performance of Predistorters for OFDM Systems with a Raised Cosine Transmit Filter and a High Power Amplifier

Choong-Jin Nam and Yoan Shin

School of Electronic Engineering, Soongsil University

sweety@amcs.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr

요약

본 논문에서는 고출력 증폭기와 송신 펄스 성형 필터로서 Raised Cosine Filter (RCF)를 사용하는 OFDM 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위한 고정점 반복 사전왜곡기를 제안하고 이의 성능을 검증하였다. 제안된 사전왜곡기는 RCF 전단에 위치하나 이의 Zero-Intersymbol Interference 성질을 이용하여 단지 고출력 증폭기에 의한 기억성이 없는 비선형 왜곡만을 보상하는 효율적인 구조이다. 또한 성능 검증을 위해 필터 전단에 위치하는 사전왜곡기와 증폭기 전단에 위치하여 증폭기의 비선형 왜곡만을 보상하는 사전왜곡기를 비교하여, 필터에서 ISI를 제거한 경우에는 사전왜곡기의 위치에 관계없이 비선형 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있다는 점을 모의실험을 통해 확인하였다.

1. 서론

최근 들어 고속 멀티미디어 데이터의 무선 전송 방식으로 다중 부반송파를 이용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템이 큰 관심을 받고 있다. OFDM 시스템은 QAM이나 PSK 등으로 변조된 신호들을 여러 개의 직교 부반송파를 이용해서 전송하는 방식으로, 단일 반송파를 사용하는 시스템에 비해 페이딩 채널 환경에 강인하다는 점 및 변복조를 FFT (Fast Fourier Transform) 알고리즘을 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다. 이러한 장점들 때문에, 최근 OFDM을 디지털 오디오 및 TV 방송, 무선 ATM 등의 무선 전송 기술로 활용하는 연구가 활발히 진행되고 있다 [1].

대부분의 무선 전송 시스템은 송신단에서 충분한 송신 전력을 얻기 위하여 고출력 증폭기를 사용하게 된다. 일반적으로 고출력 증폭기는 최대 출력 전력을 얻기 위하여 포화영역 근처에서 동작하게 되며, 이로 인하여 기억성이 없는 비선형 왜곡이 발생한다[2]. 이러한 고출력 증폭기의 비선형 특성은 전송 신호의 진폭 변화에 매우 민감하나, 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 전

송 신호의 진폭이 Rayleigh 분포를 따르는 매우 큰 변동을 보인다[3]. 이러한 이유로 OFDM 시스템의 성능은 고출력 증폭기의 비선형 특성으로 인하여 감소하게 된다. 또한 OFDM 시스템은 송신단에 펄스 성형 필터를 사용한다. 펄스 성형 필터는 기억성을 갖고 있으며, 펄스 성형 필터와 고출력 증폭기의 조합에 의하여 “기억성을 갖는 비선형 시스템” 이 되며 이로 인해 심각한 신호의 왜곡이 발생한다.

본 논문에서는 OFDM 시스템 송신기에서 고출력 증폭기와 펄스 성형 필터에 의해 유발된 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위한 효율적인 사전왜곡기를 제안하고자 한다. 펄스 성형 필터로서 Nyquist의 Zero-Intersymbol Interference (ISI) 조건[4]을 만족하는 Raised Cosine 펄스 성형 필터 (RCF)를 사용한다. 제안된 사전왜곡기는 RCF 전단에 위치하나 이의 Zero-ISI 성질을 이용하여 단지 고출력 증폭기에 의한 기억성이 없는 비선형 왜곡만을 보상하는 효율적인 구조이다. 또한 성능 검증을 위해 필터 전단에 위치하는 사전왜곡기와 증폭기 전단에 위치하여 증폭기의 비선형 왜곡만을 보상하는 사전왜곡기를 비교하여, 필터에서 ISI를 제거한 경우에는 사전왜곡기의 위치에 관계없이 비선형 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있다는 점을 확인하고자 한다. 본 논문에서 고려되는 사전왜곡 알고리즘은 우리가 참고문헌 [5]에서 이미 발표한 고정점 반복 (Fixed Point Iteration) 방법[6]에 기반을 둔다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 절에서는 본 논문에서 고려하는 기저대역 OFDM 시스템에 대해 기술하고, 3 절에서는 고정점과 Contraction Mapping 정리, 그리고 고정점 반복을 소개하며 제안된 사전왜곡기의 구조에 대해 기술한다. 4 절에서는 제안된 사전왜곡기의 성능을 모의 실험을 통해 분석하였고, 마지막으로 5 절에서 결론을 맺는다.

2. 기저대역 OFDM 시스템

그림 1은 부가성 백색 가우시안 (AWGN) 채널 환경에서 고출력 증폭기와 펄스 성형 필터로 RCF를 사용하고

* 본 논문은 2001년도 정보통신부 대학정보통신연구센터 (ITRC) 과제에 지원 결과임.

QAM 변조 방식 및 부반송파 변복조에 IFFT/FFT를 이용하는 OFDM 기저대역 시스템의 블록도를 도시한다.

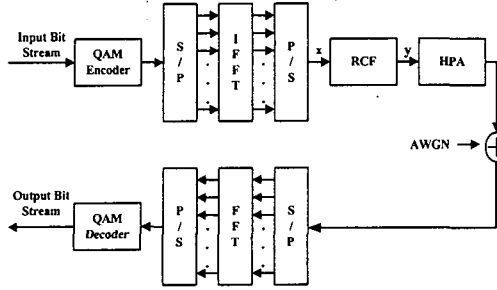


그림 1 : 고출력 증폭기와 송신 RCF를 사용하는 이산 시간 기저대역 OFDM 시스템.

OFDM 시스템의 송신단에서는 먼저 입력 비트들이 QAM 부호화기에 의해 L 비트씩 그룹을 형성하여 각 심벌 길이가 T_s (sec)인 N 개의 QAM 심벌 $X[l]$ ($l=0, \dots, N-1$)로 변환된다. 여기서, M -ary QAM 변조 방식을 고려할 경우 $L=N \cdot \log_2 M$ 이다. 이 N 개의 QAM 심벌들은 주파수 간격이 $\Delta f=1/NT_s$ (Hz)인 N 개의 직교 부반송파 $\{e^{j2\pi f_l t}, \dots, e^{j2\pi f_{N-1} t}\}$ 에 의해 변조된 후, 직렬-병렬 변환기를 통해 직렬 신호로 변환되어 고출력 증폭기의 입력이 된다. 따라서, N 개 QAM 심벌 길이인 NT_s (sec) 동안 OFDM 변조된 신호 $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 식 (1)과 같이 표현 할 수 있다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X[l] e^{j2\pi f_l t / NT_s} \quad (1)$$

여기서, $X[l]$ 는 l 번째 QAM 변조된 신호이고, f_l 는 l 번째 부반송파 주파수로서 $f_l = l\Delta f = l/NT_s$ (Hz)이다. $x(t)$ 를 $t = nT_s$ ($n=0, \dots, N-1$) (sec) 간격으로 표본화한 이산 시스템에서 식 (1)은 식 (2)와 같이 다시 표현 될 수 있다.

$$x[n] \equiv x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X[l] e^{j2\pi l \frac{n}{N}} \quad (2)$$

식 (2)는 QAM 변조된 N 개 심벌 $X[l]$ 의 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 및 병렬-직렬 변환과 동일하며, 따라서 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)를 이용하여 효과적으로 디지털 방식으로 구현할 수 있다. 시스템의 수신단에서는 송신단의 역과정의 수행하며, 특히 부반송파 복조를 N -point FFT로 구현한다.

그림 1과 같은 시스템에서 사전왜곡기는 필터의 전단에 위치하며, 필터와 고출력 증폭기의 결합 특성에 대한 역변환을 수행한다. 하지만 제안된 사전왜곡기는 RCF의 zero-ISI 조건에 의해 오직 고출력 증폭기에 의한 기억성이 없는 비선형 왜곡만을 보상한다. Roll-Off Factor가 β ($0 \leq \beta \leq 1$)인 RCF의 임펄스 응답은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$h(t) = \sin\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi \beta t}{T_s}\right)}{1 - 4\beta^2 t^2 / T_s^2} \quad (3)$$

모의 실험에서는 임펄스 응답을 적절히 truncation 하고, R 을 임의의 양의 정수라 할 때 $\delta = T_s/R$ (sec)마다 샘플링하여 이용한다.

본 논문에서는 고출력 증폭기로서 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)를 고려하였다. TWTA는 일반적으로 기억성이 없는 비선형 특성으로 표현되며, 널리 사용되

는 Saleh의 2-파라미터 모델을 적용할 경우 정규화된 입력 신호의 진폭 r 에 대해 식 (4)와 같은 진폭변조-진폭변조 변환 특성 $A(r)$ 과 식 (5)와 같은 진폭변조-위상변조 변환 특성 $\phi(r)$ 로 표현될 수 있다[2].

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2} \quad (4)$$

$$\phi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (5)$$

여기서 $\alpha_a=1.9638$, $\beta_a=0.9945$, $\alpha_\phi=2.5293$, $\beta_\phi=2.8168$, 그리고 정규화된 입력 신호의 진폭 r 는 $0 \leq r \leq 1$ 이다. $r \geq 1$ 일 경우 $A(1)$ 과 $\phi(1)$ 로 포화된다고 가정한다. 이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 Back-Off 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 Fade Margin을 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서 TWTA의 출력을 최대한 이용하기 위해서는 비선형성의 보상이 필요하게 된다. 여기서 TWTA 입력 신호를 $x = re^{j\theta}$ 이라 하면 출력 신호 \hat{x} 는 식 (6)과 같다.

$$\hat{x} = A(r)e^{j(\theta + \phi(r))} \quad (6)$$

3. 제안된 사전왜곡기

기저대역 OFDM 신호 $x[n]$ 이 δ 간격으로 R 배 오버샘플링된 신호를 $x[n, m]$ 이라고 하자. 즉 $x[n, m] \equiv x[n]$ ($m=0, \dots, R-1$)이다. 그림 1에서 $t = nT_s + m\delta$ 에 탭 간격이 δ 이고 필터 계수가 $h[i]$ ($i=0, \dots, L-1$)인 송신 RCF의 출력 $y[n, m]$ 은 식 (7)과 같다.

$$y[n, m] = \sum_{i=0}^{L-1} h[i] x[n, m-i] \quad (7)$$

따라서 TWTA 출력 $\hat{x}[n, m]$ 은 다음과 같다.

$$\hat{x}[n, m] = N(y[n, m]) \quad (8)$$

$$\equiv H(x[n, m], \dots, x[n, m-(L-1)])$$

여기서, $N(\cdot)$ 은 식 (4), (5)의 $A(\cdot)$ 와 $\phi(\cdot)$ 로 표현되는 TWTA의 비선형 특성을 나타내며, $H(\cdot)$ 는 M 개의 OFDM 변조 신호 $x[n, m], \dots, x[n, m-M+1]$ 에 대해 송신단 필터와 TWTA이 결합된 "기억성을 갖는 비선형 변환 특성"을 종합적으로 나타낸다. OFDM 신호 $x[n, m]$ 의 사전왜곡은 식 (9)의 조건을 만족하는 사전왜곡된 신호 $x_f[n, m]$ 를 찾는 문제로 고려된다.

$$\hat{x}[n, m] = H(x_f[n, m], \dots, x_f[n, m-(L-1)]) \quad (9)$$

$$\equiv g x[n, m]$$

여기서 g 는 출력 Back-Off 레벨에 의해 결정된 TWTA 동작점에서의 선형 이득이다.

우리는 이러한 사전왜곡기의 설계를 비선형 변환의 고정점 (Fixed Point)을 찾는 문제로 접근하고자 한다. Complete Metric Space의 부분집합을 S 라 할 때, 임의의 변환 $T(\cdot): S \rightarrow S$ 에 대해 $x_f = T(x_f)$ 의 조건을 만족하는 입력 x_f 를 고정점 (Fixed Point)이라 한다. 임의의 변환에 대해 고정점은 일반적으로 유일하지 않으며 또한 존재하지 않을 수 있다. 하지만 변환 $T(\cdot)$ 에 대해 식 (10)의 조건을 만족하는 상수 (Lipschitz 상수) γ ($0 \leq \gamma < 1$)가 존재하면 $T(\cdot)$ 를 Contraction Mapping이라 하고[5], 식 (11)의 "고정점 반복"에 의해 유일한 고정점 x_f 를 찾을 수 있다[5].

$$\|T(x) - T(x')\| \leq \gamma \|x - x'\|, \forall x, x' \in S \quad (10)$$

$$x_f \equiv \lim_{k \rightarrow \infty} x_k = \lim_{k \rightarrow \infty} T^k(x_0) \quad (11)$$

여기서, $x_{k+1} = T(x_k)$ ($k=0, 1, \dots$)이고 x_0 는 S 에 속하는 임의의 한 원소이다.

그림 2는 본 논문에서 제안된 사전왜곡기의 블록도를 보여준다. 그림에서 변환 $P(\cdot)$ 는 식 (12)에서처럼 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} x_{(k+1)}[n, m] &\equiv P(x_{(k)}[n, m]) \\ &\equiv x_{(k)}[n, m] + \alpha \{g x_{(0)}[n, m] - N(x_{(k)}[n, m])\} \\ &\quad (k=0, \dots, K-1) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 K 는 사전에 정해진 최대 반복횟수이며, $\alpha > 0$ 는 반복식의 수렴을 결정하는 상수이다. 식 (12)는 TWTA의 기억성이 없는 비선형성만을 고려하는 식이다. 이 식은 우리가 이미 발표한 참고문헌 [6]에서 사용되는 반복식과 동일하다. 하지만 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 송수신단에 RCF를 사용하지만 RCF의 zero-ISI 조건에 의해서, 사전왜곡기가 송신단 필터의 전단에 위치를 하여도 필터에 의한 기억성을 고려하지 않고 단지 고출력 증폭기 비선형성만 고려하는 효율적인 구조라는 점에서 큰 차이가 있다.

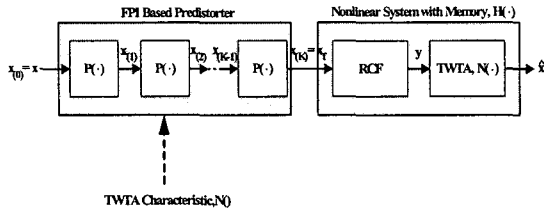


그림 2 : 고정점 반복을 사용하는 제안된 사전왜곡기의 블록도.

그림 3은 제안된 사전왜곡기의 성능을 검증하기 위해 고려하는 사전왜곡기의 구조를 나타낸다. 먼저 위 그림과 같이 사전왜곡기를 필터전단에 위치한 경우와 그림 3처럼 사전왜곡기가 필터의 전단에 위치하는 경우 각각에 대해 성능을 검증한다. 두 시스템은 모두 같은 사전왜곡 알고리즘을 사용한다.

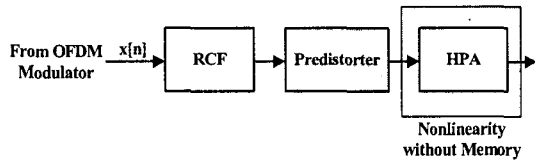


그림 3 : 사전왜곡기를 이용한 보상 방안.

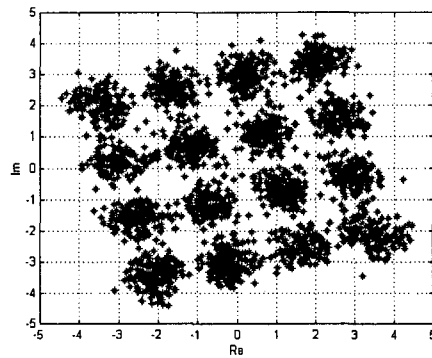
4. 모의 실험

TWTA에 의해서 야기되는 비선형 왜곡을 보상하기 위해, 제안된 사전왜곡기의 성능은 모의 실험을 통해 평가하였다. 모의 실험에서는 제안된 사전왜곡기가 얼마나 비선형 왜곡을 잘 보상하는가를 검증하기 위해서, 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN 채널을 가정하였다. OFDM 시스템에서는 최대 크기가 $3\sqrt{2}$ 인 16-QAM을 변조 방식으로서 고려하였고, 부반송파 변조 및 복조를 위해 256-point IFFT/FFT를 이용하였다. 제안된 사전왜곡기의 고정점 반복수 K 는 20으로 정하였고, 변환 $P(\cdot)$ 가 Contraction Mapping이 되도록 사전왜곡기의 상수 α 는 0.85로 선택하였다[6]. 펄스 성형 필터는 41-tap RCF를 사용하였고, Roll-Off Factor $\beta = 0.5$ 그리고 탭 간격 $\delta = T_s/10$ 이다.

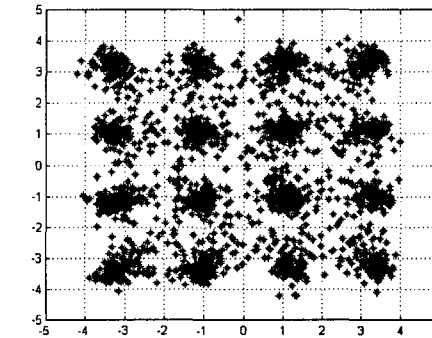
그림 4는 그림 2의 사전왜곡기 구조에 대해 (a) 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 (b) 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 5,120개 QAM 복조된 심벌에 대한 정상도(constellation)를 보여 주고 있다. 여기서 신호대잡음비는 $E_b/N_0 = 20$ dB이고 출력 Back-Off는 6.1dB이다. 이 때 출력 Back-Off (OBO)는 다음 같이 정의된다.

$$OBO \equiv 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sat}}{P_{out}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (13)$$

식 (13)에서 P_{sat} 와 P_{out} 는 증폭기 출력의 최대 전력과 평균 전력을 각각 나타낸다. 그림 4에서 보듯이 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 필터에 의한 기억성과 고출력 증폭기의 비선형성 결합으로 인해 진폭/위상 왜곡이 발생한다. 그러나 사전왜곡기를 사용한 경우에는 RCF의 zero-ISI 특성에 덧붙여 비선형 왜곡이 효과적으로 보상된다.



(a) 사전왜곡기가 없는 경우



(b) 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우

그림 4 : 수신 심벌의 정상도 ($E_b/N_0 = 20$ dB, OBO = 6.1 dB).

그림 5는 OBO가 9.5 dB인 경우 필터 전단에 사전왜곡기가 위치한 경우와 증폭기 전단에 사전왜곡기가 위치한 경우에 대해 성능을 비교한 실험 결과이다. 이 경우 큰 OBO 때문에 증폭기의 동작점이 거의 선형 영역에 위치하게 된다. 필터 전단에 사전왜곡기가 위치한 경우와 증폭기 전단에 사전왜곡기가 위치한 경우 모두 Zero-ISI 조건을 만족하는 필터의 사용에 의해 심벌들 간의 ISI의 영향을 필터에서 제거하므로써 제안된 사전왜곡기는 증폭기에 의

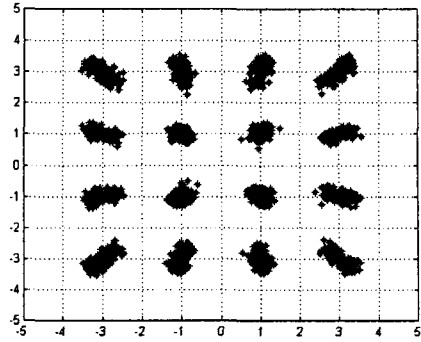
한 영향만을 보상하면 되므로서 위치에 상관없이 매우 비슷한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 그림 6은 다양한 OBO 상황에서, 필터 전단에 사전왜곡기를 위치한 경우와 증폭기 전단에 사전왜곡기를 위치한 경우에 대해 E_b/N_0 의 변화에 따른 비트오율 (BER)의 변화를 보여 주고 있다. 그림에서 "Linear Channel"은 TWTA가 없는 (즉, 비선형 왜곡이 없는) 이상적인 AWGN 채널에 대한 BER 성능을 나타낸다. 이 그림에서, 일정한 OBO 레벨에 대해 두 시스템 모두 고출력 증폭기에 의한 비선형 왜곡을 잘 보상함으로써 거의 유사한 성능을 보임을 알 수 있다. 또한, 사전왜곡기를 사용하는 경우와 사용하지 않는 경우 모두 E_b/N_0 의 증가에 따라 BER이 향상되나, 사전왜곡기를 사용함으로써 월등한 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 6 처럼 OBO가 충분하다면 사전왜곡기를 사용하므로써 거의 완벽하게 비선형 왜곡을 보상하여 이상적인 AWGN 채널의 성능에 근접한 매우 우수한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

5. 결론

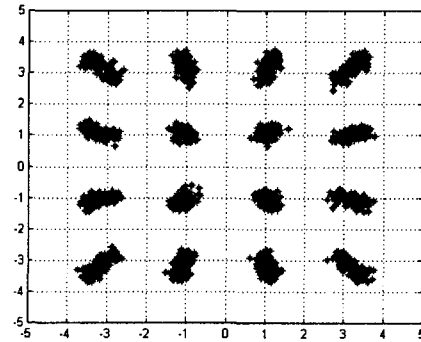
본 논문에서는 RCF와 TWTA를 사용하는 OFDM 시스템에서 송신 필터와 고출력 증폭기에 의한 기억성을 갖는 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 고정점 방법에 기반을 둔 효율적인 사전왜곡기를 제안하고 사전왜곡기를 필터 전단과 증폭기 전단에 각각 위치시켜 제안된 사전왜곡기의 성능을 검증하였다. 여기서 필터 전단 위치한 사전왜곡기와 증폭기 전단에 위치한 사전왜곡기 모두 RCF의 Zero-ISI 성질을 이용하여 TWTA에 의한 기억성이 없는 비선형 왜곡만을 보상하는 구조를 취하고 있다. 제안된 사전왜곡기의 성능은 AWGN 채널 하에서 16-QAM 변조 방식을 이용하고 256-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 통하여 확인하였다. 결국 Zero-ISI 조건을 만족하는 필터를 사용하여 심볼간섭을 제거한 경우에는 사전왜곡기가 증폭기에 의한 영향만을 보상함으로써 위치에 상관없이 효과적인 비선형성 보상에 따른 월등한 성능 향상이 있음을 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] J. A. C. Gingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [2] A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [3] M.-G. Benedetto and P. Mandarini, "An application of MMSE predistortion to OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1417-1420, Nov. 1996.
- [4] B. Sklar, *Digital Communications*, 2nd Ed., Prentice-Hall, 2001.
- [5] M. C. Kim, Y. Shin, and S. Im, "Compensation of nonlinear distortion using a predistorter based on the fixed point approach in OFDM systems," *Proc. VTC 98*, vol. 3, pp. 2145-2149, Ottawa, Sep. 1998.
- [6] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Method*, John Wiley & Sons, 1969.



a) 필터 전단에 위치한 사전왜곡기



(b) 증폭기 전단에 위치한 사전왜곡기

그림 5 : 수신 심벌의 정상도 ($E_b/N_0 = 20$ dB, OBO = 9.5 dB).

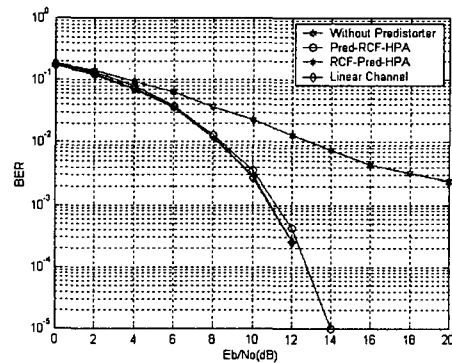


그림 6 : E_b/N_0 에 따른 BER 변화. (OBO = 9.5 dB).