

OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡 보상을 위한 적용 데이터 사전 보상기

正會員 전 원 기*, 장 경 회**, 조 용 수*

An Adaptive Data Precompensator for Compensation of Nonlinear Distortion in OFDM Systems

Won Gi Jeon*, Kyung Hi Chang**, Yong Soo Cho* *Regular Members*

※이 논문은 95년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과임(과제번호: 95-0100-03-05-3)

요 약

OFDM을 사용하는 지상 중계 시스템은 단일 반송파를 사용하는 중계 시스템보다 고출력 증폭기에서 발생하는 비선형 왜곡에 매우 민감한 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 이러한 OFDM 시스템의 고출력 증폭기에서 발생하는 비선형 왜곡의 영향을 보상할 수 있는 적용 사전 보상기를 제안한다. 제안된 사전 보상기는 메모리(RAM)에 의해 구현되는 보상 테이블과 "broadcasting" 기법을 사용하여 효율적으로 보상 테이블의 값을 갱신하는 적용 알고리즘으로 구성되어 있다. 제안된 훈련 신호를 사용하여 제안된 적용 사전 보상기의 수렴 속도를 향상시킬 수 있음을 보이고, 고출력 증폭기의 비선형 왜곡 영향을 받는 OFDM 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 컴퓨터 모의 실험을 통해서 확인한다.

ABSTRACT

It has been known that the OFDM-based terrestrial broadcasting systems are significantly more sensitive to nonlinear distortion in high-power amplifiers (HPA's) than the broadcasting systems using single-carrier modulation technique. In this paper, an adaptive precompensator which can compensate the nonlinear effect of the HPA for OFDM systems is proposed. The proposed precompensator consists of a compensation table, realized by memory (RAM), and an adaptive algorithm which can update the values of the compensation table more efficiently using a

*중앙대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Engineering, Chung-Ang University, Seoul,
Korea

**한국전자통신연구소 선임연구원
Electronics and Telecommunications Research Institute, Taejon,
Korea

論文番號: 96255-0820

接受日字: 1996年 8月 20日

I. 서 론

무선 통신 채널을 통해 신호를 전송할 경우에 수신 신호는 다중 경로 페이딩에 의해 심볼간 간섭을 받게 된다. 특히 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송시에 심볼간 간섭은 더욱 심해지기 때문에 심볼간 간섭에 의한 왜곡을 보상하여 송신 신호를 정확히 복원하기 위해서는 복잡한 구조의 수신기가 필요하게 된다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 이와같은 문제점을 해결할 수 있는 방식으로 단일 반송파를 이용한 전송 방식과는 달리 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파(subcarrier)를 이용하여 데이터를 전송하게 된다[1][2][3]. 즉, OFDM 방식에서는 일련의 데이터 시퀀스를 변조에 사용되는 부반송파의 수만큼 병렬화하고 각 병렬 데이터로 해당 부반송파를 변조시킴으로써 전체 데이터 전송 속도는 원래의 높은 전송 속도를 유지하면서 각 부반송파를 포함하는 부채널(subchannel)에서의 심볼 주기를 부반송파의 수만큼 길어지게 한다. 따라서 주파수 선택적인 다중 경로 페이딩 채널이 각 부채널의 관점에서는 주파수 비선택적인 채널로 근사화되므로 이에 의해 발생한 왜곡은 수신단에서 간단한 수신기 구조를 사용하여 쉽게 보상할 수 있게 된다. 송·수신단에서 다수의 부반송파를 변·복조하는 과정은 각각 IDFT와 DFT를 수행한 것과 같은 결과가 되며 이는 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있다. 최근 유럽에서는 디지털 오디오 방송(DAB: Digital Audio Broadcasting)의 전송 방식으로 OFDM 방식을 채택하였고[4], 디지털 지상 텔레비전 방송(DTTB: Digital Terrestrial Television Broadcasting)의 전송 방식으로도 검토중에 있다[4][5]. 또한 디지털 이동 통신 방식인 CDMA와 OFDM 방식을 결합하여 차세대 이동 통신 방식으로 사용하려는 연구도 현재 활발히 진행중에 있다[6].

한편, 이처럼 고속 데이터 전송 방식에 유리한 OFDM 방식은 다수의 부반송파를 사용하기 때문에 단일 반송파를 사용하는 방식보다 비선형 왜곡과 반송파 offset에 더욱 민감한 특성을 가지고 있다[5][7]. 위성 통신 시스템과 같은 고출력을 필요로 하는 송신 시스템은 비선형 특성을 갖는 고출력 증폭기(HPA: High-Power Amplifier)를 사용하여 송신 신호를 증폭시키는데 여기에 OFDM 방식을 사용하게 되면 심각

한 비선형 왜곡이 발생하게 되어 단일 반송파 전송 방식에 비해 시스템의 성능이 크게 저하되는 결과를 낳는다. 이러한 고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 backing-off 시킴으로써 선형화시킬 수 있지만 이 경우 전송 신호 전력을 감소시켜 fading margin을 감소시키는 결과를 초래한다. 따라서 OFDM 방식의 시스템에서 고출력 증폭기를 사용하는 경우에는 고출력 증폭기의 비선형성에 의한 영향을 보상해야만 다중 경로 페이딩에 강한 OFDM 방식의 장점을 효과적으로 이용할 수 있다.

고출력 증폭기에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로는 수신단에서 비선형 왜곡을 추정하여 이를 보상하는 방법이 있지만 비선형 왜곡의 근원이 송신단에 존재하며 송신단에서는 입력 데이터를 쉽게 이용할 수 있기 때문에 송신단에서 비선형 왜곡을 보상하는 것이 더욱 효과적이다. 송신단에서의 보상은 고출력 증폭기의 전단에 사전 왜곡기(Predistorter)를 설치하여 사전 왜곡기와 고출력 증폭기의 전체 특성이 선형이 되도록 하는 적응 사전 보상 방법이 단일 반송파 전송 방식에서 제안되었다[8][9]. OFDM 시스템의 경우에는 고출력 증폭기의 특성을 정확히 알고 있다는 가정하에서 해석적인 방법으로 사전 보상을 구성하는 방법이 제안되었으나[7] 일반적으로 고출력 증폭기의 특성은 시변이므로 실제의 경우에는 적응적 방식으로 적응 사전 보상을 구성하는 것이 필요하다. 그러나 OFDM 방식에서 전송 신호는 단일 반송파 방식과는 달리 신호가 가질 수 있는 크기가 많이 존재하게 되며 따라서 사전 보상값을 저장하는 메모리의 수가 증가하게 된다. 그 결과 적응적 방식에 의해 갱신해야할 메모리의 수가 증가하여 수렴 속도가 매우 느려지게 된다.

본 논문에서는 고출력 증폭기를 사용하여 QAM-OFDM 신호를 전송하는 경우 비선형 왜곡을 보상할 수 있는 적응 사전 보상기를 제안한다. 제안하는 구조는 적응 알고리즘과 메모리(RAM)으로 구성되며 메모리가 많은 경우의 느린 수렴 속도를 개선하기 위해 훈련 과정에서 "broadcasting" 방법을 사용한다. 또한 고출력 증폭기의 입력 신호의 특성을 고려한 훈련 신호를 사용하여 사전 보상기의 수렴 속도를 개선할 수 있는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 OFDM

시스템의 기본적인 구조와 동작을 설명하고 고풍력 증폭기의 일종인 TWT(traveling wave tube)의 비선형 특성에 대해서 설명한다. III절에서는 TWT에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 적응 사전 보상 방법을 제안한다. 적응 알고리즘이 빠르게 수렴하도록 하는 broadcasting 방법과 OFDM 시스템에 적합한 훈련 신호에 대하여 설명한다. IV절에서는 모의 실험 결과에 대하여 논하고 V절에서는 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템과 TWT

OFDM 방식은 할당된 주파수 대역을 여러 개의 부채널로 나누어 데이터를 전송하는 일종의 주파수 분할 다중화 방식(FDM)이다. 그러나 일반적인 FDM 방식과는 달리 주파수 대역을 보다 효율적으로 사용하기 위해 부채널들의 스펙트럼을 겹치도록 하는데, 이 때 부채널간에 간섭이 발생하지 않도록 부채널들의 스펙트럼이 다른 부채널의 반송파에서 0이 되도록 하며, 이를 위해서 부채널들의 반송파의 간격이 부채

널에서의 심볼 주기(블록 주기)의 역수만큼 되도록 분리하여 주파수를 할당하게 된다[1]. 즉, OFDM 방식으로 부채널들의 반송파들을 서로 직교하도록 하면 할당된 주파수 대역내에서 대역폭을 효율적으로 사용하면서 주파수 분할 다중화를 이룰 수 있다. 이러한 OFDM 방식은 특히 다중 경로 페이딩을 갖는 무선 채널에 적합한 것으로 알려져 있다. 그림 1에 OFDM 방식의 송·수신 시스템에 대한 블록도를 나타내었다.

입력 데이터 비트들은 QAM 인코더에 의해 주기 T_s 를 갖는 QAM 심볼 X_k 로 변환된 후 직·병렬 변환기를 통해 N개의 심볼들로 구성된 하나의 블록을 형성하게 된다. N개의 QAM 심볼은 각각의 부반송파를 변조시키며 변조된 부반송파들은 직·병렬 변환기와 D/A 변환기를 거쳐 TWT에 입력된다. m번째 블록에서의 OFDM 신호는 다음과 같은 수식으로 표현된다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j2\pi f_k t} \quad (1)$$

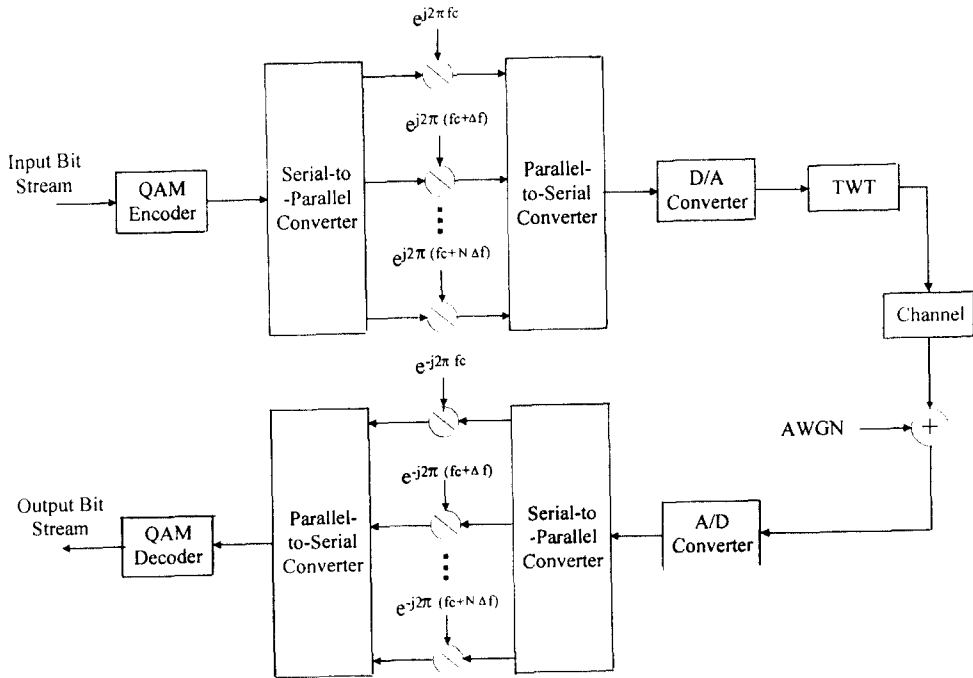


그림 1. OFDM 시스템 블록도
Fig. 1 A block diagram of an OFDM system

여기에서 $X_{m,k}$ 는 m번째 블록에서 k번째 반송파를 변조시키는 데이터 심볼이며 유한 크기 알파벳중에서 값을 갖는다. 또한 f_k 는 k ($0 \leq k \leq N-1$)번째의 반송파로 $f_k = k \cdot \Delta f = k \cdot \frac{1}{NT_s}$ 의 값을 갖고, 이때 N은 반송파의 수를 나타낸다. 식(1)을 시간 영역에서 이산화하면 다음과 같다.

$$x_n = x(nT_s) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} e^{j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

식(2)는 결국 신호 $X_{m,k}$ 를 IDFT한 결과와 같게 되며 블록의 크기 N이 2의 정수승일 때 IFFT로 고속 연산을 할 수 있다. 이산화된 신호는 DAC와 TWT를 거쳐 고출력 신호로 증폭이 되어 무선 채널로 전송이 된다. 수신단에서는 송신단과 반대의 과정을 수행하여 송신 데이터 비트를 검출하게 되는데 복조를 위해 송신단에서의 IDFT(IFFT)의 역 연산인 DFT(FFT)를 수행하게 된다. 이러한 OFDM 방식은 주파수 선택적인 페이딩 채널에 적합한 방식으로 각 블록 사이에 추정된 채널의 임펄스 응답의 길이보다 길거나 같은 길이의 cyclic prefix로 구성된 보호 구간(Guard Interval)을 삽입하여 블록간의 심볼간 간섭을 제거할 수 있다[2][3].

위성국에서 송신한 OFDM 신호가 지구국에서 낮은 비트 에러율로 수신되기 위해서는 전송 신호의 출력을 높여야 하며 이 경우 TWT는 포화 영역에서 동작하게 된다. 즉, 고출력의 신호를 발생하기 위해서는 포화 영역에서의 비선형 왜곡을 피할 수 없게 되는데 이러한 TWT의 비선형 특성은 다음과 같이 메모리 없는 비선형 시스템으로 모델링 된다[10].

$$A(\gamma) = \frac{2\gamma}{1+\gamma^2} \quad (3)$$

$$\Phi(\gamma) = \frac{\pi}{3} \frac{\gamma^2}{1+\gamma^2} \quad (4)$$

위 식은 입력 신호의 정규화된 크기 γ 에 대한 크기와 위상 응답으로 각각 1과 $\pi/6$ 로 정규화되었다. 그림 2는 위식을 도시한 것이다.

TWT의 크기 출력 $A(\gamma)$ 은 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 더욱 비선형적으로 왜곡됨을 그림 2를 통하여 알 수 있다. 이러한 TWT에 의한 비선형 왜곡을 줄이기 위해서는 입력 신호의 레벨을 선형 영역에서

동작하도록 제한하는 back-off 방법이 있으나 이 경우 전력 이용의 효율성과 fade margin이 저하된다. 따라서 TWT의 출력을 최대한 이용하면서 비선형 왜곡을 감소시킬 수 있는 사전 보상기가 필요하며 이의 설계에 대하여 다음 절에서 논한다.

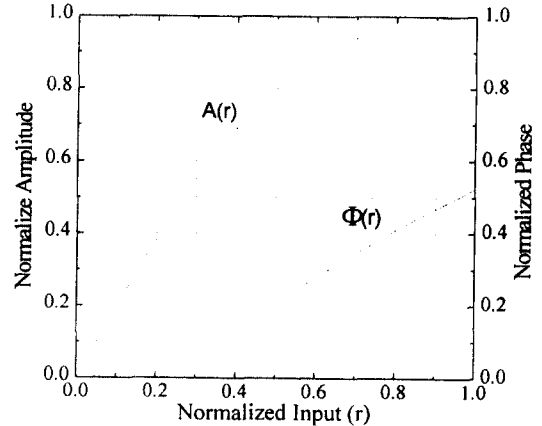


그림 2 정규화된 TWT의 특성
Fig. 2 Normalized characteristics of a TWT

III. 적응 사전 보상기

본 절에서는 TWT에 의한 비선형 왜곡을 감소시키기 위해 TWT의 전단에 사전 왜곡기를 설치하여 TWT의 비선형 특성을 선형화하는 사전 보상 방법에 대하여 기술한다. OFDM의 송신단은 디지털 영역에서 처리되므로 디지털 방식으로 구현할 수 있는 데이터 사전 왜곡 방식에 대하여 살펴본다.

TWT의 특성이 고정되어 있는 경우에는 TWT의 역 모델을 해석적으로 구하고 이를 이용하여 TWT의 전단에 사전 보상기를 설치할 수 있다[7]. 즉, TWT의 왜곡 특성이 식 (3), (4)와 같이 주어지면 직렬 연결된 사전 보상기와 역 모델의 전체 응답이 선형이 되도록 하는 역 모델을 구하면 되는데 이 때 구한 역 함수는 연속 시간에 대한 함수이므로 실제로 구현하기 어렵다. 그러나 $x(t)$ 를 이산화하고 이를 양자화하면 TWT의 입력 신호 레벨은 양자화 레벨에서 유한 크기를 갖게 되므로 그 크기에 해당하는 값들을 역 모델에 대입하여 미리 구할 수 있다. 그리고 그 값을 RAM에 저

장한 후 입력 신호의 크기에 해당하는 RAM의 번지를 계산하여 해당 메모리로부터 값을 읽어내어 TWT의 입력 신호로 사용하게 되면 비선형 왜곡이 없는 신호를 만들어 낼 수 있다. 그러나 이와 같은 해석적인 방법은 TWT의 특성이 고정된 경우에만 가능하며 실제의 경우에 있어서는 적응적인 방법에 의해 사전 보상값을 구해야 한다. OFDM 시스템에서 적응적인 방법에 의한 사전 왜곡 방법의 원리는 문헌[7]에 기술되어 있으나 수렴 속도가 느리기 때문에 실제 사용하기는 쉽지 않다. 본 절에서는 이의 수렴 속도를 향상시킬 수 있는 적응 알고리즘과 혼련 신호를 제안한다.

그림 3에 제안된 방식에 대한 블록도를 나타내었다. 여기에서 TWT의 입력 신호와 출력 신호의 크기와 위상은 모두 q 비트로 양자화한 것으로 가정한다. 직·병렬 변환기를 통과한 신호 x_n 은 다음과 같은 형태로 표현 된다.

$$x_n = \rho_n e^{j\phi_n} \quad (5)$$

여기에서 ρ_n 은 x_n 의 크기 성분을 ϕ_n 은 위상 성분을 나타낸다. RAM의 주소 i_n 은 크기 성분 ρ_n 으로 결정한다.

$$0 \leq i_n = \sum_{j=0}^{q-1} b_{n,j} 2^j \leq 2^q - 1 \quad (6)$$

여기에서 $b_{n,j}$ 는 양자화된 ρ_n 의 j 번째 비트로 0과 1중에서 값을 갖는다.

RAM의 주소가 결정되면 사전 보상된 신호 $y_n = \rho_n \cdot r_n e^{j(\phi_n + \theta_n)}$ 가 출력되며 여기에서 r_n 과 θ_n 은 각각 RAM에 저장된 사전 왜곡값의 크기와 위상을 나타낸다. 이 신호는 D/A 변환기를 거쳐 $y(t)$ 가 되고 TWT에 의해 증폭이 되어 $z(t)$ 가 되며 그 출력은 다시 A/D 변환기를 통해 디지털 데이터 $z_n = R_n e^{j\psi_n}$ 으로 변환된 후 x_n 과 비교되어 오차 신호 e_n 을 발생시킨다. 적응 알고리즘은 오차 신호 e_n 의 평균 자승이 최소가 되는 방향으로 RAM의 값을 갱신시켜 최적의 값으로 수렴하도록 동작하며 이는 다음의 수식으로 표현된다.

$$r_{n+1} = r_n + \mu \times |e_n| \quad (7)$$

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \mu \times \angle e_n \quad (8)$$

여기에서 $|e_n| = \rho_n - R_n$, $\angle e_n = \phi_n - \psi_n$ 이다.

TWT의 크기와 위상의 왜곡 특성을 알고 있을 경우 크기와 위상으로 구성된 RAM의 초기값은 TWT의 역함수를 구함으로써 결정되고 이를 메모리에 저장시킨 후 시스템을 적응적으로 동작 시킨다. TWT의 특성을 알지 못하는 경우에는 크기는 선형의 값으로 위상은 0의 값으로 메모리를 초기화시킨 후 시스템을 동작시킨다[7]. 동작 과정에서 RAM의 수렴 속도는 적응 수렴 상수와 각 메모리가 갱신되는 회수에 따라 결정되는데, 수렴 상수 μ 크기가 커지고 메모리 접근 회수가 많아질수록 수렴 속도는 향상된다. 여기에서 주목할 점은 메모리에 대한 접근 회수이다. 단일 반

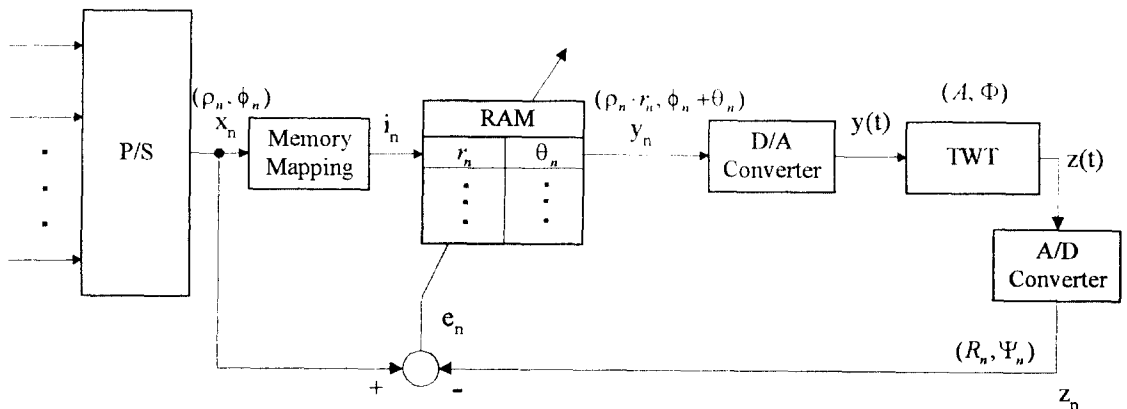


그림 3. 적응 사전 보상의 블록도
Fig. 3 A block diagram of an adaptive precompensator

송파를 사용한다면 메모리의 크기는 사용되는 심볼의 종류와 동일하지만 OFDM을 사용할 경우에는 양자화의 레벨에 의해 메모리의 크기가 정해진다. 따라서 양자화의 레벨이 q 이면 메모리의 크기는 2^q 이 되고, 블록의 크기가 $N(\geq 2^q)$ 이며 양자화 후 신호의 크기

분포가 균일하다면 1 블록당 평균적으로 $\frac{N}{2^q}$ 번 메모

리가 갱신될 것이다. 따라서 적응 방식을 사용하는 OFDM의 사전 왜곡기가 최적의 값으로 수렴하기 위해서는 상당히 많은 양의 훈련 데이터가 필요하게 되어 수렴 시간이 느려지게 된다.

이러한 점을 극복하기 위해서 broadcasting 방법을 사전 보상기의 훈련 방식으로 채택하였다. 이 방법은 자기 기록 시스템의 재생단에 사용되는 적응 RAM-DFE 구조에서 비선형 테이블인 RAM의 값을 빠르게 수렴시키기 위해 사용된 적이 있다[11]. 이 방식이 TWT를 위한 사전 보상기의 적응 알고리즘으로 적합한 이유는 다음과 같다. TWT의 특성 곡선을 포화 영역까지 살펴보면 전체적으로는 비선형 모양을 하고 있으나 이 곡선을 여러개의 구간으로 나눌 경우 그 구간내에서는 선형으로 근사화 할 수 있다. 따라서 구간내에 포함된 메모리의 내용은 서로 선형적인 관계에 있다고 볼 수 있으므로 해당 갱신 번지 외에 선형 관계에 있는 인접 번지의 메모리 내용도 함께 갱신시킴으로써 전체 메모리를 빠르게 수렴시킬 수 있는 것이다. TWT의 입력 신호 크기 ρ_n 에 의해 RAM

의 번지 i_n 이 결정되면 첫 단계의 broadcasting에서 일정 시간($N1$)동안 2^q 개의 메모리를 같은 기율기로 갱신한다. 이 때 동시에 갱신되는 메모리의 번지를 벡터 형태로 표현하면 $i_n - 2^{q-1} : i_n + 2^{q-1} - 1$ 이다. 메모리의 값이 어느 정도 수렴한 후 일정 시간 ($N2$)동안 2번째 단계의 broadcasting을 수행한다. 이 때 동시에 갱신하는 메모리의 수는 $2^{q'}(q' < q)$ 가 되고 갱신되는 번지는 $i_n - 2^{q'-1} : i_n + 2^{q'-1} - 1$ 가 된다. 이러한 단계를 동시에 갱신하는 메모리의 수를 점차 줄여가며 수행하고 마지막 단계에서는 해당 메모리 i_n 만을 갱신하게 되면 모든 메모리의 값을 빠른 시간안에 갱신시킬 수 있다. 여기에서 broadcasting의 길이($N1, N2, \dots$)와 동시에 갱신하는 메모리의 수(q', q'', \dots)를 구하기 위한 정량화된 형태가 없기 때문에 경험적인 방법에 의존해야 한다. 다만, TWT의 비선형 정도를 고려하여 비선형성이 큰 경우에는 broadcasting의 길이를 길게 하고 메모리의 수를 적게하며, 작은 경우에는 반대로 결정하는 것이 적합하다.

적용 사전 보상기에서 또 하나의 중요한 문제는 적절한 훈련 신호의 선택이다. 복소수로 표현되는 QAM 심볼이 랜덤한 신호일 경우 i.i.d. 성질을 가지게 된다. 이 때 실수, 허수 성분은 평균이 0이며 분산은 각각 σ_r^2, σ_i^2 가 된다. 복소수 형태인 OFDM 신호는 IDFT의 길이 N 이 클 경우 실수, 허수 성분은 서로 독립적인 가우시안 분포를 갖게 되므로 TWT의 입력 신호인 $x(t)$ 의 크기는 레일레이 분포를 갖게 된다[12]. 그림 4에 OFDM

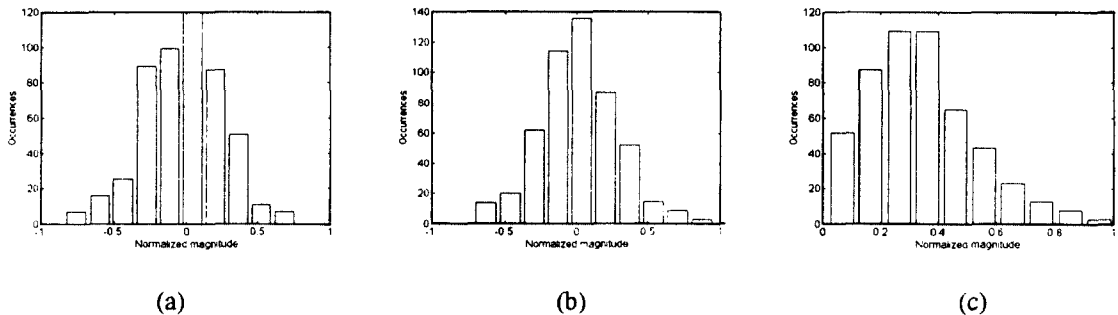


그림 4. TWT 입력 신호의 크기 분포도 (1블럭)

(a) 실수부 (b) 허수부 (c) 크기

Fig. 4 Histogram of input signals for TWT (1 block)

(a) real part (b) imaginary part

(c) magnitude of complex signal

신호의 실수, 허수, 복소수 크기에 대한 분포도를 나타내었다. TWT의 입력 신호는 그림 4(c)에서와 같이 레일레이 분포를 갖기 때문에 TWT의 포화 영역 부근의 크기에 해당하는 메모리의 갱신 회수는 적은 크기의 입력 신호에 해당하는 메모리에의 값에 비해 상대적으로 적은 회수로 갱신되므로 많은 시간이 경과해도 최적 값으로 수렴하지 못하게 된다. 그 결과 입력 신호의 레벨이 큰 경우에는 비선형 왜곡을 보상하기 힘들며 수신단에서의 대부분의 오류가 이러한 원인에 의해 발생된다. 따라서 빠른 시간내에 모든 메모리의 내용을 충분한 회수로 갱신시켜 최적의 값으로 수렴하도록 해야 할 필요가 있으며 이를 위해서는 적절한 훈련 신호를 사용해야 한다. 다음에는 이러한 훈련 신호를 만드는 방법에 대해 설명한다.

첫 번째 방법으로는 TWT의 입력 신호의 크기가 양자화 한 후 균일한 분포가 되도록 하는 훈련 신호를 구하는 것으로 구해진 훈련 신호를 별도의 메모리에 저장한 후 이를 훈련 시간 동안에 사용한다. TWT의 입력 신호가 양자화 된 후 크기에서 균일한 분포를 갖는 신호는 다음 식에 의해 발생시킬 수 있다.

i) $2^q = N$ 인 경우,

$$x_n = \frac{n}{2^q}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (9)$$

ii) $2^q = \frac{N}{2}$ 인 경우,

$$x_n = \begin{cases} \frac{n}{2^q}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \\ \frac{N-n}{2^q}, & \frac{N}{2} \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (10)$$

iii) $2^q = \frac{N}{4}$ 인 경우,

$$x_n = \begin{cases} \frac{n}{2^q}, & 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1 \\ \frac{N/2-n}{2^q}, & \frac{N}{4} \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \\ \frac{n-N/2}{2^q}, & \frac{N}{2} \leq n \leq \frac{3N}{4} - 1 \\ \frac{N-n}{2^q}, & \frac{3N}{4} \leq n \leq N-1 \end{cases} \quad (11)$$

다른 경우($2^q = \frac{N}{8}, 2^q = \frac{N}{16}, \dots$)에 대한 훈련 신호도

유사한 방법으로 구할 수 있다. 이러한 훈련 신호를 만들게 되는 입력 신호는 식 (9)-(11)에서의 x_n 을 DFT 하여 얻을 수 있다. 즉,

$$X_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi nk/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (12)$$

위 식에 의해 구한 복소수 값을 메모리에 저장하여 훈련 신호로 사용하면 되는데 X_k 는 복소수 신호이므로 이 때 필요한 메모리의 크기는 부반송파수 N 의 2배가 된다. 부반송파의 수가 증가할수록 훈련 신호를 저장하기 위한 메모리의 크기가 커지게 되어 하드웨어 구현상 불리하게 된다.

두 번째 방법은 별도의 메모리를 사용하지 않으면서 크기의 분포가 근사적으로 균일 분포를 갖는 훈련 신호를 만드는 방법으로 OFDM 신호의 특성을 이용한다. 입력 데이터인 QAM 심볼은 실수부와 허수부로 구성된 복소수로 실수부와 허수부는 각각 통계적으로 독립적인 신호이며 균일한 분포를 갖는다. 따라서 IFFT후의 신호는 실수부와 허수부가 각각 가우시안 분포를 갖게 되며 크기는 레일레이 분포를 갖게 된다. 한편 OFDM 신호는 블록 주기의 k 배 ($0 \leq k \leq N-1$)의 주파수를 갖는 N 개의 사인파로 이루어져 있으므로 이 중 특정한 톤의 신호만을 발생시켜 훈련

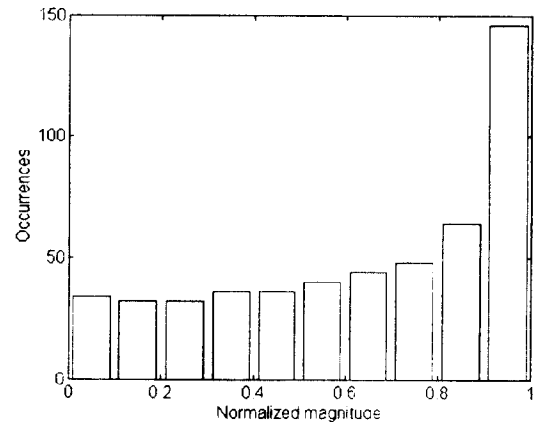
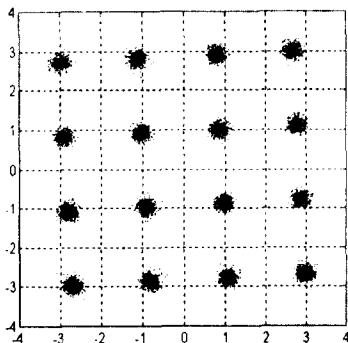


그림 5. 2-tone 입력 신호의 크기 분포도
Fig. 5 Histogram of 2-tone input signals

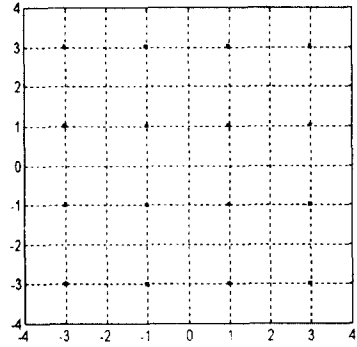
신호로 사용할 수 있다. 사인파는 크기의 분포가 큰 값에 집중되어 있기 때문에 이를 훈련 신호로 사용할 경우에는 고출력에 해당하는 메모리의 갱신 회수가 상당히 많아지게 된다. 따라서 레일레이 분포를 갖는 훈련 신호와 사인파를 이용한 훈련 신호를 적절히 혼용하게 되면 근사적으로 균일 분포를 갖는 훈련 신호를 생성할 수 있다. 그림 5에 2톤으로 만들어진 사인파의 크기 분포를 나타내었다. 이 방법은 별도의 메모리를 사용하지 않으면서 입력 데이터만을 사용하여 크기 분포가 근사적으로 균일한 훈련 신호를 만들 수 있다.

IV. 모의 실험

본 절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안하는 적응 사전 보상기의 성능을 평가한다. 모의 실험을 위한 OFDM 시스템은 그림 1에 주어져 있다. 입력 비트는 인코더에 의해 QAM 심볼로 변환되며 N개의 심볼이 직·병렬 변환기를 거쳐 크기 N을 갖는 블록을 형성하게 된다. 이렇게 형성된 블록은 크기 N의 IFFT단을 통하여 시간 영역의 복소수 신호가 된 후 반송 주파수를 변조시켜 전송된다. 전송 채널은 TWT의 비선형 왜곡과 제안된 적응 사전 보상기의 성능을 자세히 살펴보기 위하여 다중 경로 페이딩이 존재하지 않는 이상적인 채널로 가산성 백색 가우시안 잡음만이 존재하는 것으로 가정하였다. 블록 크기 N은 512로 하였으며 QAM 심볼은 16개의 크기를 갖는 16-QAM을 사용하였고 양자화는 8비트로 하였다.



(a)



(b)

그림 6. 수신 심볼의 정상도 비교

(a) 사전 보상을 하지 않은 경우(Back-off: 9.81 dB)

(b) 사전 보상을 한 경우(Back-off: 9.89 dB)

Fig. 6 A comparison of constellation for received symbols.

(a) without precompensation(Back-off: 9.81 dB)

(b) with precompensation(Back-off: 9.89 dB)

TWT에 의해 왜곡된 OFDM 신호가 사전 보상에 의해 얼마나 보상되는지 알아보기 위해 잡음이 없는 경우의 수신단에서의 정상도와 잡음이 있는 경우의 전체 성능 열화를 비교하였다. 그림 6에 수신 심볼들의 정상도를 나타내었는데 사전 보상을 하는 경우에는 RAM의 사전 보상값이 어느 정도 수렴해야 하기 때문에 훈련 신호를 사용하여 broadcasting을 하는 8개의 블록을 제외하고 8번째 블록 이후부터의 심볼을 수신하여 비교하였다. 그림 6(a)는 사전 보상을 하지 않았을 때 8번째 블록 이후의 수신 심볼의 정상도로서 이 때의 출력 back-off는 9.81 dB이며 (b)는 사전 보상을 한 경우로 출력 back-off가 9.89 dB일 때의 정상도이다. (b)의 경우에는 broadcasting 크기를 첫 단계에서는 32, 두 번째 단계에서는 10개의 메모리를 동시에 갱신시켰으며 이 때 훈련 시간은 8 블록 동안으로 첫 단계에서 5 블록, 두 번째 단계에서 3 블록을 사용하였다. 훈련 신호는 식 (12)의 이상적인 신호를 사용하였다. 그림으로부터 사전 보상을 할 경우에 TWT에 의한 왜곡을 크게 감소시킬 수 있음을 알 수 있다. 여기에서 출력 back-off의 정의는 다음과 같으며

$$Backoff = \frac{P_{sat}}{P_{out}} \quad (13)$$

P_{sat} 는 TWT의 출력단에서 측정된 최대 출력, P_{out} 은 평균 출력이다. 또한 TWT의 출력 특성이 최대 크기가 1로 정규화 되었기 때문에 P_{sat} 는 1이 된다.

일반적으로 TWT에 의한 왜곡은 전체 성능 열화(TD: Total Degradation)에 의해 주어지며 이 때 TD의 정의는 다음과 같이 주어진다.

$$Total\ Degradation = SNR_{TWT} - SNR_{AWGN} + Output\ Backoff\ (dB) \quad (14)$$

여기에서 SNR_{TWT} 는 TWT에 의해 증폭된 신호가 가우시안 채널을 통해 전송된 후 수신단에서의 BER이 10^{-4} 의 경우 채널의 입력 SNR을 나타내며, SNR_{AWGN} 은 TWT가 없는 가우시안 채널하에서 BER이 10^{-4} 일 때의 입력 SNR을 나타낸다. 따라서 TWT의 왜곡이 완전히 보상된 경우에는 TD가 출력 back-off와 같게 되지만 보상하지 못한 경우에는 이보다 큰 값을 갖게 된다. 그림 7에 사전 보상을 하지 않은 경우와 사전 보상을 한 경우의 TD를 비교하였는데 사전 보상을 한 경우의 성능이 훨씬 우수함을 알 수 있다. 또한 이 그림으로부터 출력 back-off가 5.43 dB일 때 최적의 성능을 나타냄을 알 수 있다.

다음은 적응 사전 보상기의 수렴 특성을 MSE를 기

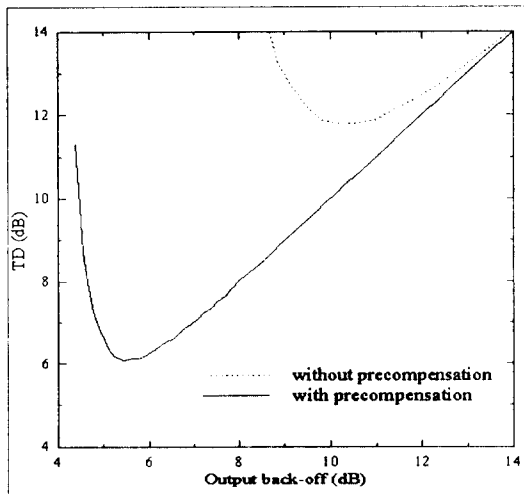


그림 7. 전체 성능 열화 비교
Fig. 7 A comparison of total degradations

준으로 알아보았다. MSE를 구하기 위해 100번의 독립 수행을 한 후 평균을 하였으며 시간축으로 50개의 데이터를 평균하였다. 각 방식을 사이에 공정한 성능 비교를 하기 위하여 출력 back-off는 모두 8.14 dB로 고정시켰으며 이는 랜덤 신호를 훈련 신호로 사용하면서 broadcasting 방법을 사용하지 않은 경우에 입력 신호의 최대 크기를 1.0으로 제한한 경우의 출력 back-off에 해당한다.

일반적인 방법을 사용하여 메모리의 값을 갱신할 경우에는 메모리의 크기가 크기 때문에 모든 메모리를 충분히 갱신시키기 위해서는 많은 훈련 데이터가 필요하게 되어 수렴 시간이 길어지게 된다. 또한 TWT에 입력되는 신호의 크기가 균일 분포를 갖지 않고 레일 레이 분포를 갖기 때문에 입력 신호의 크기가 큰 곳에 해당하는 메모리는 갱신 회수가 상대적으로 적게 되어 수렴 시간이 길어지게 된다. 그림 8은 랜덤 16-QAM 신호를 훈련 신호로 사용한 경우에 broadcasting 방법을 사용하지 않은 경우와 broadcasting 방법을 사용한 경우의 MSE의 수렴 성능을 비교하였다. broadcasting 방법을 사용하지 않은 경우는 MSE가 10^{-3} 이 되기 위해서 약 20K 데이터가 필요하였으며 10^{-4} 이 되기 위해서는 100K개의 데이터가 요구되었다. broadcasting 방법을 사용한 경우는 MSE가 10^{-3} 에 도달하는데 약 4K의 데이터가 사용되었다. 따라서 broadcasting 방법을 사용할 경우 수렴 속도가 크게 향상됨을 알 수

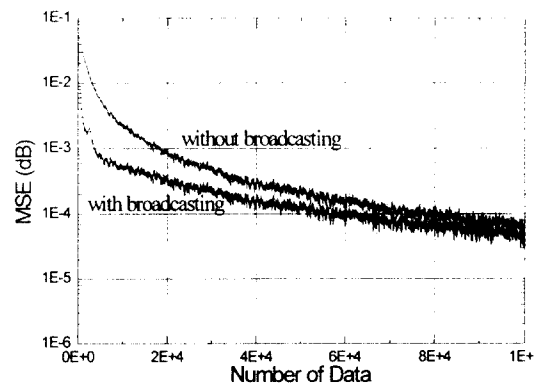


그림 8. 데이터 수에 따른 학습 곡선 (훈련 신호: 16-QAM, back-off: 8.14 dB)
Fig. 8 Learning curve vs. number of data (training signal: 16-QAM, back-off: 8.14 dB)

있으나, 많은 데이터를 사용하고도 MSE가 10^{-4} 에 불과한 점으로부터 개선의 여지가 있음을 알 수 있다. 이는 broadcasting 방법을 사용하여도 훈련 신호가 랜덤 신호인 경우에는 TWT에 입력되는 신호의 크기가 레일레이 분포를 갖기 때문에 큰 크기의 값이 나올 확률이 여전히 적기 때문이다. 여기에서 사용한 broadcasting 레벨은 첫 단계(5 블록)에서는 32, 두 번째 단계(3 블록)에서는 8을 사용하였다.

그림 9는 이러한 랜덤 신호를 사용할 경우의 단점을 보완하기 위하여 식 (12)의 X_k 를 훈련 신호로 사용하여 구한 학습 곡선을 나타내었다. 초기의 갱신 단계(8 블록)에서는 항상 일정한 신호 X_k 를 사용하기 때문에 이 때의 MSE는 의미가 없다. 따라서 이 부분은 그림에서 제외시키고 8 블록 이후의 값만을 나타내었다. broadcasting을 사용하지 않은 경우는 그림 8의 broadcasting을 사용하지 않은 경우에 비해 10^{-4} 의 MSE에 도달하는데 약 60K개의 데이터가 사용되었으나 여전히 초기 수렴 속도는 느린 것을 알 수 있다. 반면에 broadcasting을 사용한 경우는 매우 우수한 초기 수렴 특성을 보이고 있다. 훈련 데이터를 8 블록의 데이터를 사용한 경우에 약 5×10^{-3} 의 MSE를 나타내고 있으며 40K개의 데이터에서 약 2×10^{-5} 의 MSE를 보여주고 있다. 따라서 크기의 분포가 균일한 훈련 신호와 broadcasting 방법을 함께 사용할 경우에 매우 우수한 수렴 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

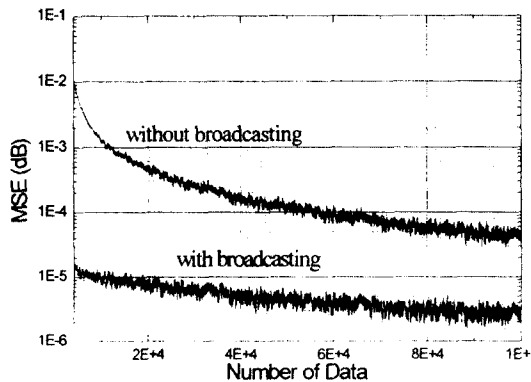


그림 9. 데이터 수에 따른 학습 곡선 (훈련 신호: 이상적인 신호, back-off: 8.14 dB)

Fig. 9 Learning curve vs. number of data (training signal: ideal signal, back-off: 8.14 dB)

그러나 전 절에서 기술한 바와 같이 이러한 훈련 데이터를 사용하기 위해서는 훈련 데이터의 저장을 위한 별도의 메모리가 필요하게 된다. 그러므로 수렴 특성을 향상시키면서도 추가 메모리를 사용하지 않기 위해서는 다른 방법이 필요하다. 이를 위하여 2톤 신호와 랜덤 신호의 통계적 특성을 이용한 훈련 데이터를 사용할 수 있다.

그림 10은 이 경우의 성능을 나타낸다. broadcasting 방법을 사용하지 않은 경우에 3 블록까지는 2톤 신호를 사용하였고 나머지는 모두 랜덤 신호를 사용하였는데 그림 8과 유사한 결과를 보이고 있다. broadcasting을 사용한 경우는 첫 단계에서는 32(5 블록), 두 번째 단계는 8(3 블록)의 레벨을 사용하였으며 이 동안의 훈련 데이터로는 3 블록의 2톤 신호를 이용하였고 나머지는 랜덤 데이터를 사용하였다. 그 결과 8 블록의 데이터를 사용하여 약 5×10^{-4} 의 MSE를 얻었으며 10만개의 데이터에서 3×10^{-6} 의 MSE를 얻었다. 따라서 훈련 방법으로 broadcasting 방법을 사용하고 2톤 신호와 랜덤 신호를 훈련 신호로 사용하는 경우에는 추가의 메모리 없이 단순히 OFDM 신호의 특성을 이용하여 빠른 수렴 속도로 TWT의 비선형 왜곡을 보상할 수 있다.

그림 11은 2톤 신호와 랜덤 신호를 혼용하여 broadcasting의 훈련 데이터로 사용하는 경우에 두 신호의 길이에 따른 수렴 성능을 보여준다. 3 블록의 2톤 신호

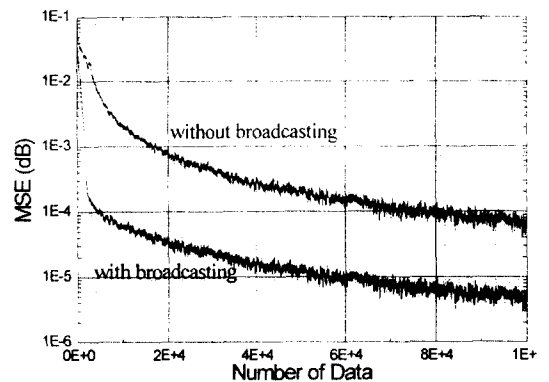


그림 10. 데이터 수에 따른 학습 곡선 (훈련 신호: 2톤 + 16-QAM, back-off: 8.14 dB)

Fig. 10 Learning curve vs. number of data (training signal: 2-tone + 16-QAM, back-off: 8.14 dB)

와 5 블록의 랜덤 신호를 사용하는 경우(3-5)에 MSE가 10^{-5} 에 도달하는데 약 60K의 데이터가 사용되었으나 5 블록의 2톤 신호와 3 블록의 랜덤 신호를 사용한 경우(5-3)에는 약 12K의 훈련 데이터가 사용되었다. 8블록을 전부 2톤 신호로 사용한 경우(8-0)는 약 8K의 데이터가 사용되었다. 5-3과 8-0의 경우에는 그림 9의 이상적인 훈련 신호를 사용한 경우보다 MSE 성능이 우수하게 된다. 이는 2톤 신호의 크기 분포가 최대 크기에서 가장 크고 나머지 크기에서는 거의 균일한 분포를 하고 있기 때문에 TWT의 비선형성이 큰 고출력 부근에 해당하는 메모리의 갱신 회수가 많아지고 나머지 메모리는 거의 균일하게 갱신되기 때문에 나온 결과이다. 즉, 대부분의 오차가 비선형성이 큰 고출력 부근에서 발생하므로 이에 해당하는 메모리를 broadcasting의 초기 단계에서 많이 갱신하여 MSE를 크게 감소시킬 수 있는 것이다.

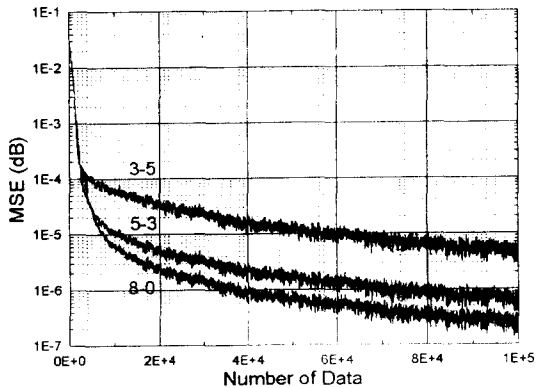


그림 11. 2톤 신호의 수에 따른 학습 곡선 (back-off: 8.14 dB)
Fig. 11 Learning curve vs. number of 2-tone signal (back-off: 8.14 dB)

그림 12는 broadcasting 방법을 사용할 경우에 broadcasting 단계에 따른 수렴 성능을 보여주고 있다. 사용한 훈련 신호는 그림 10에 사용한 신호와 같으며 broadcasting 크기를 첫 단계와 두 번째 단계에서 각각 16-8, 32-16, 32-8, 64-16, 64-8로 설정하여 실험을 하였다. 첫 단계의 데이터는 5블록을 사용하였고, 두 번째 단계에서는 3 블록을 사용하였다. 이 때 2톤 신호는 5 블록, 랜덤 신호는 3 블록을 사용하였다. broadcasting 크기는 TWT의 비선형 정도에 관련이 있는데 64-8,

64-16을 32-8, 32-16과 비교하면 초기 수렴 상태인 10K의 데이터에서 약 2×10^{-1} 의 MSE 성능이 우수하며 16-8에 비해 약 10^{-2} 의 MSE 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이 경우에는 두 번째 단계에서의 broadcasting 크기보다 첫 단계에서의 크기가 성능에 중요한 영향을 주는 것을 볼 수 있다.

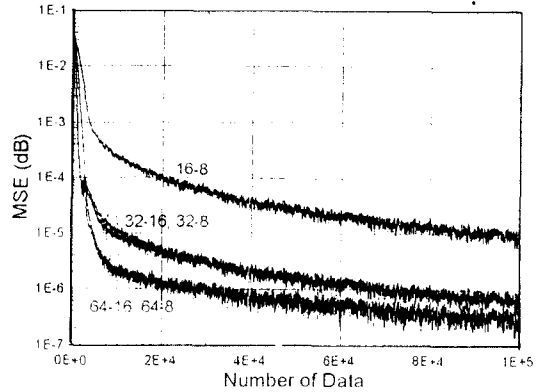


그림 12. broadcasting 단계에 따른 수렴 곡선 (훈련 신호: 2톤 + 16-QAM, back-off: 8.14 dB)

Fig. 12 Learning curve vs. broadcasting level (training signal: 2-tone + 16-QAM, back-off: 8.14 dB)

V. 결 론

본 논문에서는 고출력 증폭기를 사용하는 OFDM 시스템에서 발생하는 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 사전 왜곡값을 저장하는 메모리(RAM)와 적응 알고리즘으로 구성된 적응 사전 보상을 제안하였다. 훈련 초기 과정에 broadcasting 방법을 사용하여 갱신되는 메모리의 수를 증가시켜 수렴 속도를 향상시킬 수 있는 적응 알고리즘과 OFDM 신호의 특성을 고려하여 모든 메모리의 값이 균일한 회수로 갱신될 수 있도록 하는 훈련 신호를 제안하였다. 고출력 증폭기의 일종인 TWT를 사용하는 16QAM-OFDM 시스템에 제안된 적응 사전 보상을 사용하여 비선형 왜곡을 보상할 수 있음을 모의 실험을 통해 확인하였으며, 학습 곡선을 통해 broadcasting 방법과 적절한 훈련 신호를 사용하여 수렴 속도를 증가시킬 수 있음을 확인하였다. 제안된 적응 사전 보상은 OFDM 방식

또는 CDMA와 OFDM의 결합 방식 등을 사용하는 통신 시스템에서 임의의 특성을 갖는 고출력 증폭기의 비선형 왜곡 영향을 감소시키는데 효과적으로 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

1. L. C. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, July 1985.
2. M. Alard and R. Lassale, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Tech. Review*, no. 224, pp. 3-25, Aug. 1987.
3. J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
4. Y. Wn and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 32, pp. 46-52, May 1994.
5. H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
6. N. Yee, J. Linnartz, and G. Fettweis, "Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks," in *Proc. IEEE Int. Symp. on PIMRC (PIMRC'93)*, pp. 109-113, Sep. 1993.
7. A. Brajal and A. Chouly, "Compensation of nonlinear distortions for orthogonal multicarrier schemes using predistortion," in *Proc. GLOBECOM*, San Francisco, vol. 3, pp. 1909-1914, Nov. 1994.
8. A. A. M. Saleh and Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 62, no. 4, pp. 1019-1033, Apr. 1983.
9. G. Karam and H. Sari, "A data predistortion technique with memory for QAM radio systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 2, pp. 336-343.

Feb. 1991.

10. A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
11. K. Fisher, J. Cioffi, W. Abbott, P. Bednartz, and C. Melas, "An adaptive RAM-DFE for storage channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 11, pp. 1559-1568, Nov. 1991.
12. J. Rinne and M. Renfors, "The behavior of orthogonal frequency division multiplexing signals in an amplitude limiting channel," in *Proc. ICC*, New Orleans, vol. 1, pp. 381-385, May 1994.



全元奇(Won Gi Jeon) 正會員

1969年 5月 25日生

1994年 2月: 中央大學校 電子工學科 卒業(工學士)

1996年 2月: 中央大學校 電子工學科 大學院 卒業(工學碩士)

1996年 3月~現在: 中央大學校 電子工學科 大學院 博士課程

※주관심분야: 디지털 통신 시스템, 적응신호처리, 디지털 recording

張慶熙(Kyung Hi Chang)

正會員

1962年 6月 20日生

1985年 2月: 延世大學校 工科大学 電子工學科(工學士)

1987年 2月: 延世大學校 工科大学 電子工學科(工學碩士)

1992年 8月: Texas A&M University 電氣工學科(工學博士)

1989年 10月~1990年 3月: 三星綜合技術院 主任研究員

1992年 9月~現在: 韓國電子通信研究所 先任研究員

※주관심분야: 디지털 이동통신 시스템, 스마트 안테나, 고속디지털필터 설계와 성능분석



趙 鎬 洙(Yong Soo Cho) 正會員

1959年 9月 15日生

1984年 2月:中央大學校 電子工學
科 卒業(工學士)

1987年 8月:延世大學校 電子工學
科 大學院 卒業(工學
碩士)

1991年 5月:The University of
Texas at Austin, Department of Electrical and Com-
puter Engineering(Ph.D)

1984年 1月~1984年 7月:金星電氣(株) 研究員

1992年 3月~現在:中央大學校 電子工學科 副教授

※주관심분야: 디지털 통신 시스템, 디지털 recording,
비선형 필터, 적응 신호 처리, 고차 스
펙트럼