

# OFDM 시스템에서 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위한 참조 테이블 기반의 사전왜곡기

정회원 김 윤 식\*, 신 요 안\*\*, 임 성 빈\*\*, 문 용\*\*

## A Predistorter Based on Look Up Tables for the Compensation of Nonlinear Distortion with Memory in OFDM Systems

Youn-Sik Kim\*, Yoan Shin\*\*, Sungbin Im\*\*, and Yong Moon\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템의 송신기에서 사용되는 선형 필터와 고출력 증폭기의 결합에 의한 “기억성을 갖는 비선형 왜곡”을 실제 하드웨어 구현에 적합하게 적은 계산량으로 보상할 수 있는 참조 테이블 (look up table; LUT) 기반의 사전왜곡기를 제안한다. LUT를 이용하는 사전왜곡기들은 이미 많이 연구되었으나, 본 논문에서는 다중 입력/단일 출력 형태의 기억성을 갖는 비선형 왜곡을 작은 크기의 LUT를 이용하여 효율적으로 보상한다는 점에서 큰 차이가 있다. 제안 방법에서는 먼저 기억성이 없는 고출력 증폭기만이 존재할 때의 사전왜곡기를 우리가 이미 제안한 고정점 반복 사전왜곡기 알고리즘에 기반하여 LUT로 구현하고, 여기에 선형 역 시스템을 결합하여 기억성을 갖는 비선형 왜곡을 보상한다. 실제 구현 가능성 검토를 위해 제안된 사전왜곡기와 16-QAM, 256-IFFT/FFT OFDM 시스템 기저대역 모뎀을 TMS320C30 DSP를 이용하여 구현하였으며, 실험 결과 작은 크기의 LUT를 이용하여도 원래의 고정점 반복 사전왜곡기에 비해 매우 적은 계산량을 요구하면서 동일한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

### ABSTRACT

A look up table (LUT) based computationally efficient predistorter suitable for actual hardware implementation, is proposed to compensate for “nonlinear distortion with memory” induced by a combination of a linear filter and a high power amplifier (HPA) in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system transmitters. Although the predistorters utilizing the LUTs have been widely studied, the proposed predistorter is different from previous approaches in that it exploits a small-sized LUT to compensate for nonlinear distortion with memory in the form of a multi-input/single-output nonlinear system. For the compensation of nonlinear distortion with memory, the proposed scheme consists of a predistorter for memoryless nonlinear HPA using a small-sized LUT based on the fixed point iteration (FPI) algorithm we have presented in other study, followed by a linear inverse system. To demonstrate the efficacy of the proposed scheme for hardware implementation, we have implemented a 16-QAM, 256-subcarrier baseband OFDM modem and the proposed predistorter on a Texas Instruments’ TMS320C30 digital signal processor. Experimental results show that the proposed predistorter achieves a very close performance of that based on the FPI even with a small LUT, while drastically reducing the computational complexity.

\* Telecommun. Group, College of Eng., Univ. of Technology, Sidney    \*\* 숭실대학교 정보통신전자공학부  
 논문번호: K01029-0118, 접수일자: 2001년 1월 18일

※ 본 논문은 1999년도 숭실대학교 교내 연구 과제의 지원 결과임

## I. 서론

최근 들어 고속 멀티미디어 데이터의 무선 전송 방식으로서 다중 부반송파를 이용하는 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) 시스템이 큰 관심을 받고 있다. OFDM 시스템은 QAM 혹은 PSK 등으로 변조된 신호들을 병렬화한 후 여러 개의 직교 부반송파를 이용해서 전송하는 방식으로서, 데이터의 병렬화를 통해 수십 Mbps 급 고속 전송이 가능하고 단일 반송파를 사용하는 시스템과 비교할 때 심한 다중 경로 페이딩 채널 환경에 강인하다는 점 및 부반송파 변복조를 FFT (fast Fourier transform) 알고리즘을 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다<sup>[1-3]</sup>. 이런 장점들로 인하여 OFDM 방식은 최근 6~54 Mbps 급 IEEE 802.11a 무선 LAN<sup>[4]</sup>, 6~54 Mbps 급 HIPERLAN/2 무선 ATM<sup>[5]</sup>, 유럽의 DAB (digital audio broadcasting) 및 DTTB (digital terrestrial television broadcasting) 등의 전송 규격으로 채택되었다<sup>[6,7]</sup>. 하지만 OFDM 시스템에서는 심벌들을 다중 반송파를 이용하여 변조 후 더하여 전송함으로써 전송 신호 진폭의 변화가 매우 심한, 즉 큰 PAPR (peak-to-average power ratio)의 다중 레벨 특성을 보인다<sup>[8]</sup>. 이러한 신호 진폭의 큰 변동과 무선 통신 환경에서 송신기 내에 사용되는 고출력 증폭기 (high power amplifier)의 비선형 특성으로 인해, 시스템의 송신 신호는 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡을 겪게되고 이는 결국 시스템의 성능을 크게 악화시키는 요인으로 작용한다<sup>[8]</sup>.

증폭기에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로서 최근에는 범용 디지털 신호처리 소자들의 발전으로 인해 디지털적으로 처리 가능한 기저대역 (baseband) 기법들이 활발히 연구되고 있다. 특히 송신기에서 사전왜곡기 (predistorter)를 사용하는 방법은 비선형 왜곡의 근원이 있는 송신기에서 입력 데이터를 쉽게 사용하여 보상을 한다는 점 때문에 매우 효과적이라 할 수 있다. 사전왜곡기는 고출력 증폭기의 전단에 위치하며, 증폭기에 의해 신호가 왜곡되는 것을 미리 보상하는 방향으로 신호를 사전에 왜곡하여 증폭기에 가하여 줌으로써 사전왜곡기와 증폭기를 결합한 시스템의 출력이 변조 신호가 선형적으로 증폭된 신호와 같아지도록 동작하게 된다. 이러한 사전왜곡기의 기본 동작은 증폭기를

표현하는 비선형 변환의 역변환을 구하는 문제로 이해할 수 있으며, 이에 기반하여 다양한 형태의 사전왜곡기들이 연구되었다<sup>[8-14]</sup>. 이러한 사전왜곡기 알고리즘으로서 우리는 고정점 반복 (fixed point iteration; FPI)<sup>[15]</sup>에 기반한 방법 (이하 "FPI 사전왜곡기"라 칭함)을 제안하였다<sup>[16,17]</sup>. 이 방법은 직접적인 역변환 계산 대신 반복식을 이용하여 사전왜곡을 수행한다는 점에서 여타의 사전왜곡기 알고리즘과 차이를 갖는다.

기저대역 사전왜곡기를 실제 하드웨어로 구현하는 경우 계산 복잡도, 처리 속도 등의 측면에서 많은 기술적인 제약이 따른다. 예를 들어, 고출력 증폭기에 대한 역변환이 존재하지 않을 수도 있으며 이런 경우에는 구간별로 근사화된 (piecewise-approximated) 비선형 변환에 대하여 역변환을 구하며 이 때 많은 계산량 및 구현 복잡도가 발생한다. 또한 역변환을 구할 수 있는 경우라 하더라도 구해진 역변환이 하드웨어로 처리하기에는 매우 복잡한 비선형 함수 형태일 경우가 흔히 발생한다. 따라서 대부분의 사전왜곡기 구현에서는 다양한 진폭 레벨의 입력 신호와 이에 대한 사전왜곡기 출력 신호 사이의 매핑을 참조 테이블 (look up table; LUT) 형태로 오프라인에서 소프트웨어적으로 미리 구한 후 이를 하드웨어 메모리에 저장하여 이용하는 방식을 이용한다<sup>[18-21]</sup>. 우리가 참고문헌 [16,17]에서 제안한 FPI 사전왜곡기에서는 직접적인 역변환 계산 대신 반복식을 이용하여 사전왜곡을 수행함으로써 앞서의 일반적인 사전왜곡기에서 발생하는 문제점을 피할 수 있으나, 하드웨어로 구현하고자 할 때 비선형 식을 반복적으로 적용하기에는 역시 어려움이 따른다. 따라서 이 사전왜곡기도 하드웨어 구현을 위해서는 역시 LUT를 이용하는 것이 효과적이며, 이미 우리는 이러한 구조에 근거하여 FPI 사전왜곡기를 DSP와 FPGA로 구현한 결과를 발표하였다<sup>[22,23]</sup>. 여기서 주의해야 될 점은 LUT를 이용하여 사전왜곡기 하드웨어를 구현하는 경우, LUT의 생성이 오프라인에서 소프트웨어적으로 처리되기 때문에 동일한 하드웨어 구성을 기반으로 다양한 사전왜곡기 알고리즘을 LUT 내용의 변경만으로 구현 가능하다는 점이다.

일반적으로 고출력 증폭기는 기억성이 없는 (memoryless) 비선형 특성으로 표현된다. 여기서 기억성이 없다는 것은 현재 시간의 증폭기 출력이 현

재 시간의 증폭기 입력에만 의존하는 단일 입력/단일 출력 형태로 표현됨을 의미한다. 앞서 살펴본 사전왜곡기들은 이러한 기억성이 없는 고풍출력 증폭기의 비선형 특성에 대한 보상을 목적으로 하는 것이 대부분이다. 하지만 사전왜곡기는 기저대역 시스템이고 증폭기는 RF 소자이므로 실제 구현시 사전왜곡기의 출력 신호를 증폭기의 RF 동작 주파수까지 상향 변조하여야 하며 이 과정에서 이미지 신호의 제거를 위한 대역 통과 필터링이 필요하다. 따라서 이러한 선형 필터와 고풍출력 증폭기의 결합은 기저대역에서 등가적으로 다중 입력/단일 출력 형태의 “기억성을 갖는 비선형 특성 (nonlinear characteristic with memory)”으로 모델링 될 수 있다. OFDM 시스템에서 기억성을 갖는 비선형 왜곡을 보상하기 위한 사전왜곡기 구조가 참고문헌 [24,25] 등에서 제안되었으며, 우리는 기억성이 없는 경우의 PFI 사전왜곡기의 반복식을 변형하여 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상에 적용 가능한 새로운 사전왜곡기를 참고문헌 [26]에서 고려하였다. 하지만 선형 필터와 고풍출력 증폭기 결합의 다중 입력/단일 출력 특성은 이러한 사전왜곡기들을 LUT를 이용하여 구현할 경우 큰 문제가 되며, 본 논문에서는 이러한 상황에 적용 가능한 LUT 기반의 사전왜곡기 알고리즘 (이하 “LUT 사전왜곡기”라 칭함)을 제안하고자 한다. 또한 실제 구현 가능성 검토를 위해 제안된 사전왜곡기와 OFDM 시스템 기저대역 모델을 Texas Instruments 사의 TMS320C30 DSP를 이용하여 구현하고 이의 성능을 평가하고자 한다.

이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 절에서는 OFDM 시스템의 구성과 고풍출력 증폭기의 비선형 특성에 대하여 정리하고, 3 절에서는 LUT 생성을 위해 본 연구에서 사용되는 알고리즘으로서 PFI 사전왜곡기의 원리에 대해 설명한다. 4 절에서는 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위해 본 논문에서 제안하는 LUT 사전왜곡기 구성과 TMS320C30 DSP를 이용한 구현에 대해 서술한다. 5 절에서는 제안된 사전왜곡기의 성능을 검증하기 위해 Host PC와 TMS320C30 DSP를 이용한 실험 결과를 기술하고, 마지막 6 절에서 결론을 맺는다.

## II. 고풍출력 증폭기를 사용하는 OFDM 시스템

OFDM 시스템은 한 사용자의 신호를  $M$ -ary QAM이나 PSK 등으로 변조하고 이들 변조된 신호

를 여러 개의 직교 부반송파를 이용해서 전송하는 방식이다. OFDM은 주파수를 분할한다는 측면에서 일반적인 FDM과 유사하나, FDM 방식에서는 각각의 부채널이 겹치지 않도록 전송하는데 반해 OFDM 방식은 각 부채널 간격을 심벌 주기의 역수만큼 분리함으로써 이들이 중첩되거나 서로 직교성을 유지하도록 전송한다<sup>[1,2]</sup>. 이런 방법을 통하여 주어진 대역폭을 효과적으로 분할하여 사용할 수 있으며, 다중경로 페이딩 채널 하에서 우수한 성능을 얻을 수 있다.

OFDM 시스템의 송신기에서는, 먼저  $L$ 개 입력 비트들을 하나의 그룹으로 하여 QAM 혹은 PSK 부호기에서 심벌 간격이  $T_s$  (sec)인  $N$ 개의 심벌  $X[k]$  ( $k = 0, \dots, N-1$ )로 변환한다. 여기서,  $M$ -ary QAM 변조 방식을 고려할 경우  $L = N \log_2 M$ 이다. 심벌 간격이  $T_s$ 인  $N$ 개 QAM 심벌들은 직렬-병렬 변환기를 거쳐 심벌 간격이  $NT_s$ 인  $N$ 개의 병렬 신호로 변환되며, 이들 각각이 주파수 간격  $\Delta f = \frac{1}{NT_s}$  (Hz)인  $N$ 개의 직교 부반송파에 의해 변조된 후 더해져서 OFDM 복소 기저대역 변조 신호  $x(t)$ 를 생성한다. 따라서,  $N$ 개의 QAM 심벌 간격인  $NT_s$ , 동안 OFDM 변조 신호  $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 식 (1)과 같이 표현된다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{+j2\pi f_k t} \quad (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

여기서  $X[k]$ 는  $k$ 번째 QAM 심벌이고,  $f_k$ 는  $k$ 번째 부반송파 주파수로서  $f_k = k\Delta f = \frac{k}{NT_s}$  (Hz)이며, 실제 전송시  $x(t)$ 는 주반송파에 의해 상향 변조되고 고풍출력 증폭기에 의해 증폭되어 전송된다. 이 때 기저대역 신호  $x(t)$ 를  $T_s$  간격으로 표본화한 이산 시간 시스템을 고려하면, 식 (1)은 식 (2)와 같이 다시 표현 될 수 있다.

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

식 (2)는  $N$ 개의 QAM 심벌  $X[k]$ 에 대한 IDFT (inverse discrete Fourier transform) 결과를 직렬화한 형태와 동일하며, 따라서 IFFT (inverse fast Fourier transform)와 병렬-직렬 변환기를 이용하여

효과적으로 디지털 방식으로 구현할 수 있다. 한편 OFDM 시스템의 수신단에서는 송신기의 역과정을 수행하여 데이터를 검출하게 되는데, 특히 송신기에서 부반송파 변조를 위해 사용된 IFFT의 역연산인 FFT를 수행하여 부반송파 복조를 수행한다.

그림 1은 부가성 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise; AWGN) 채널에서 앞서 살펴본 OFDM 이산 시간 기저대역 시스템의 블록도를 도시한다. 여기서, 변조 방식으로는 QAM을 고려하였고, 기저대역 신호의 상향 변조 시 사용되는 대역 통과 필터에 대한 기저대역 등가 모델로서 선형 저역 통과 필터를 고려하였으며, 고출력 증폭기의 경우도 기저대역 등가 모델을 가정하였다. 그림 1에서 살펴본 것과 같은 구성 이외에 OFDM 시스템에서는 다중 경로에 의한 delay spread의 영향을 최소화하기 위해, 추정된 채널 임펄스 응답의 길이와 같거나 이보다 긴 cyclic prefix로 구성된 보호구간 (guard interval)을 부반송파 변조 후에 각 심벌 블록 사이에 첨가함으로써 블록간 간섭을 제거할 수 있다<sup>1-3)</sup>. 이러한 보호구간을 사용할 경우, 수신기에서 FFT를 이용하여 부반송파 복조를 수행하기 전에 이의 제거가 필요하다. 또한 주파수 선택적 페이딩의 영향을 보상하기 위해, 수신기에서는 FFT를 이용한 부반송파 복조 후에 추정된 채널 전달 함수로부터 구해진 간단한 단일 탭 등화기를 이용하여 주파수 선택적 페이딩을 보상할 수 있다<sup>1)</sup>. 이러한 기능들은 채널에서 발생하는 부가성 잡음 이외의 성능 열화 요인들에 대한 보상책이라 할 수 있다. 하지만 본 논문에서는 송신기 내의 선형 필터와 증폭기에 의한 왜곡을 송신기에서 사전왜곡기를 이용하여 전송 전에 미리 보상하는데 초점을 맞추고 있

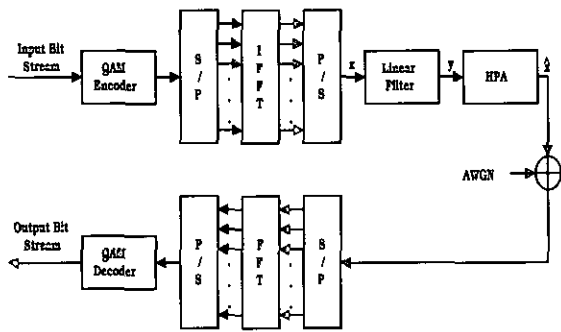


그림 1. AWGN 채널에서, 선형 필터와 고출력 증폭기를 사용하고 QAM 방식과 부반송파 변복조에 IFFT/FFT를 이용하는 OFDM 이산 시간 기저대역 시스템 블록도

으며, 따라서 사전왜곡기를 통한 성능 향상을 관찰하기 위해 AWGN 채널을 가정하였다.

본 논문에서는 고출력 증폭기 모델로서 traveling wave tube amplifier (TWTA)를 고려한다<sup>27)</sup>. TWTA를 고려하는 첫 번째 이유로서, 위상에 대한 비선형 왜곡이 거의 없는 일반적인 반도체 소자 증폭기와는 달리 TWTA는 입력 신호의 진폭 및 위상 모두에 큰 비선형 왜곡이 발생한다는 점을 들 수 있다. 따라서 이러한 심각한 비선형 왜곡의 영향 및 사전왜곡기를 이용한 성능 향상을 관찰하기 위해 TWTA가 더욱 적합하다고 할 수 있다. 다음 이유로서, TWTA의 경우 이의 비선형 특성에 대한 정교한 수학적 모델이 존재하며 이를 용이하게 모의실험에 이용할 수 있다는 점이다. 이러한 TWTA의 특성은 일반적으로 기억성이 없는 단일 입력/단일 출력 비선형 변환으로 표현된다. 특히 널리 사용되는 Saleh의 2-파라미터 모델<sup>27)</sup>에 따르면, TWTA의 등가 기저대역 모델은 복소 기저대역 입력 신호  $y = re^{j\theta}$ 의 정규화된 진폭  $r$  ( $0 \leq r \leq 1$ )에 대해 다음 식 (3)과 같이 비선형 진폭 변환 특성  $A(r)$ 과 위상 변환 특성  $\phi(r)$  각각을 두 개의 파라미터를 이용하여 표현할 수 있다.

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2}, \quad \phi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (3)$$

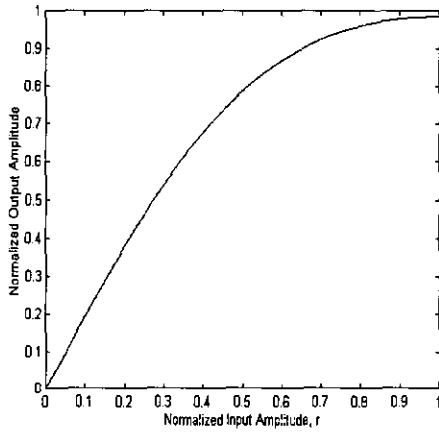
본 논문에서는 이들 파라미터로서 전형적인 값들인  $\alpha_a = 1.9638$ ,  $\beta_a = 0.9945$ ,  $\alpha_\phi = 2.5293$ ,  $\beta_\phi = 2.8168$ 을 이용하였다<sup>27)</sup>. 그림 2는 이러한 파라미터 값들을 사용할 경우의 TWTA의 비선형 특성  $A(r)$ 과  $\phi(r)$ 을 도시하고 있다. 한편 입력 신호의 진폭이  $r > 1$ 인 경우 이들 특성은  $A(1)$ 과  $\phi(1)$ 로 포화된다고 가정한다. 식 (3)의 특성을 사용할 때 TWTA의 복소 기저대역 출력 신호  $\hat{x}$ 은 아래와 같이 표현된다.

$$\hat{x} = A(r) e^{j(\theta + \phi(r))} \quad (4)$$

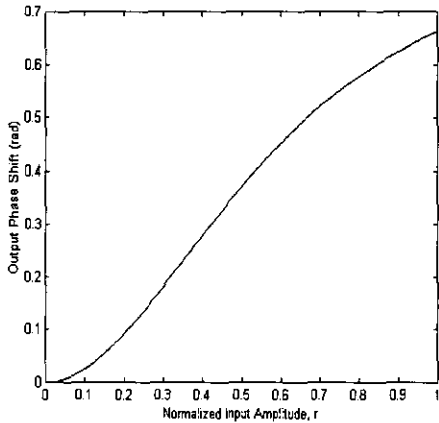
결국 이러한 TWTA의 비선형 특성은 입력 신호 진폭에 따라 출력 신호 진폭을 비균일하게 증폭하고 위상에 상이한 전이를 야기하여 전체 시스템의 성능을 크게 저하시킨다.

고출력 증폭기의 비선형성은 출력 신호 레벨을 증폭기의 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. 특히 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 변조 신호의 진폭이 Rayleigh 분포의 큰 PAPR을 갖는 다중 레벨 특성을 갖기 때문에<sup>[8]</sup>, 입력 신호의 진폭에 따라 비선형 변환이 발생하는 TWTA의 특성에 더욱 심각하게 영향을 받게 된다.



(a)



(b)

그림 2. TWTA의 비선형 (a) 진폭 변환 특성  $A(r)$ , (b) 위상 변환 특성  $\phi(r)$ .

우리가 고려하는 그림 1의 OFDM 시스템 구성에서 OFDM 변조 신호는 선형 필터를 통과 후 증폭기에 입력된다. 따라서 선형 필터의 기억성, 즉 다중 입력/단일 출력 특성에 의해 필터와 증폭기의 결합은 “기억성을 갖는 비선형 시스템 (nonlinear

system with memory)”이 되어 증폭기만이 존재할 때보다 더욱 심각하게 신호를 왜곡하게 된다.

### III. 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위한 고정점 반복 기반의 사전왜곡기

본 절에서는 본 논문에서 OFDM 시스템의 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위해 고려하는 LUT 사전왜곡기의 LUT 생성을 위해 사용되는 고정점 반복 (fixed point iteration; FPI) 기반의 사전왜곡기 (“FPI 사전왜곡기”) 알고리즘<sup>[16,17,26]</sup>에 대해 간단히 정리하도록 한다.

그림 1의 OFDM 기저대역 시스템에서 이산 시간  $t = nT_s$ 에 표본화된 OFDM 변조 신호 (즉, 선형 필터의 입력 신호)를 식 (2)에서처럼  $x[n]$ 이라 하자. 또한, 선형 필터는 기저대역에서 등가적으로 탭 간격이  $T_s$ 이고 필터 계수가  $h[i]$  ( $i = 0, \dots, L - 1$ )인  $L$  탭 FIR 필터로 모델링된다고 하자. 이 때, 필터의 출력 신호  $y[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$y[n] = \sum_{i=0}^{L-1} h[i] x[n-i] \equiv r[n] e^{j\theta[n]} \quad (5)$$

필터 출력 신호  $y[n]$ 은 TWTA의 입력이 되고, TWTA의 출력  $\hat{x}[n]$ 은 식 (3)과 (4)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}[n] &\equiv N(y[n]) = A(r[n]) e^{j(\theta[n] + \phi(r[n]))} \\ &\equiv H(x[n], \dots, x[n-L+1]) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,  $N(\cdot)$ 은 식 (3)의  $A(\cdot)$ 와  $\phi(\cdot)$ 로 표현되는 TWTA의 비선형 특성을 나타내며,  $H(\cdot)$ 은  $L$ 개의 OFDM 변조 신호  $x[n], \dots, x[n-L+1]$ 에 대해 선형 필터와 TWTA이 결합된 “기억성을 갖는 비선형 변환 특성”을 종합적으로 나타낸다. 입력 신호의 진폭과 무관하게 일정한 증폭기 이득을 유지하기 위해서, 필터의 전단에 위치하는 사전왜곡기는 미리 왜곡된 신호를 필터에 가함으로써 필터와 증폭기를 통과한 신호가 원래 신호와 선형 이득 특성을 유지하도록 하여야 한다. 결국, “사전왜곡기, 필터, 그리고 TWTA의 결합”에 의하여 TWTA 출력이 다음 식 (7)과 같은 형태가 되도록 사전왜곡기가 설계되어야 한다.

$$\hat{x}[n] = H(z[n], \dots, z[n-L+1]) \quad (7)$$

$$\equiv gx[n]$$

위 식에서  $z[n-i]$  ( $i=0, \dots, L-1$ )는 이산 시간  $t=(n-i)T_s$ 의 OFDM 변조 신호  $x[n-i]$ 에 대한 사전왜곡기의 출력 신호이며,  $g$ 는 output back-off (OBO) 레벨에 의해 결정된 TWTA 동작점에서의 선형 이득이다. 여기서 증폭기의 포화 최대 출력 전력과 평균 출력 전력을 각각  $P_{sat}$ 와  $P_{avg}$ 라 할 때, OBO는 아래와 같이 정의된다.

$$OBO \equiv 10 \log_{10} \left( \frac{P_{sat}}{P_{avg}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (8)$$

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  $z = T(z)$ 의 조건을 만족하는 입력  $z$ 를 고정점이라 한다. 임의의 변환에 대해 고정점은 다수가 존재할 수 있으며 또한 존재하지 않을 수 있다. 하지만 변환  $T(\cdot)$ 에 대해 아래의 식 (9)의 조건을 만족하는 상수 (Lipschitz 상수)  $\gamma$ 가  $0 \leq \gamma < 1$ 이면  $T(\cdot)$ 를 contraction mapping이라 하고, 식 (10)의 “고정점 반복 (fixed point iteration; FPI)”에 의해 유일한 고정점  $z$ 를 찾을 수 있다<sup>[15]</sup>.

$$\|T(x) - T(x')\| \leq \gamma \|x - x'\|, \quad \forall x, x' \in S \quad (9)$$

$$z \equiv \lim_{k \rightarrow \infty} x^{(k)} = \lim_{k \rightarrow \infty} T^k(x^{(0)}) \quad (10)$$

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

위에서 살펴본 고정점 반복의 개념을 이용하여 OFDM 시스템에서 기억성을 갖는 비선형 왜곡의

보상을 위한 사전왜곡기를 다음과 같이 설계할 수 있다. 그림 3은 본 논문에서 고려하는 FPI 사전왜곡기의 구조를 보여 준다<sup>[26]</sup>. 이 그림에서 변환  $P(\cdot)$ 는 다음 식 (11)과 같이 정의된다.

$$x^{(k+1)}[n] \equiv P(x^{(k)}[n], z[n-1], \dots, z[n-L+1])$$

$$\equiv x^{(k)}[n] + c(gx^{(k)}[n] - H(x^{(k)}[n], z[n-1], \dots, z[n-L+1]))$$

$$(k=0, \dots, K-1) \quad (11)$$

여기서  $c > 0$ 는 반복식의 수렴을 결정하는 상수,  $g$ 는 TWTA 동작점에서의 선형 이득,  $H(\cdot)$ 는 식 (6)에서 정의된 필터와 증폭기가 결합된 변환이며,  $x^{(0)}[n] \equiv x[n]$ 은  $t=nT_s$ 에서의 OFDM 변조 신호,  $x^{(k)}[n]$ 은  $x^{(0)}[n]$ 을 이용하여 식 (11)을  $k$ 번 반복한 후의 신호, 그리고  $K$ 는 미리 정해진 최대 반복 횟수이다. 또한 앞서 언급된 대로,  $z[n-i]$  ( $i=1, \dots, L-1$ )는  $t=(n-i)T_s$ 일 때 OFDM 변조 신호  $x[n-i]$ 에 대해 식 (11)의 사전왜곡기 반복 연산을 마친 후의 사전왜곡기 출력 신호이다. 즉

$$z[n-i] = x^{(K)}[n-i] \quad (i=1, \dots, L-1) \quad (12)$$

이 되고, 이들 신호는 현재 시간  $t=nT_s$ 에 이미 우리가 알고 있는 신호이다.

그림 3의 사전왜곡기를 위한 식 (11)에서는  $L$ 개의 신호  $x[n], z[n-1], \dots, z[n-L+1]$ 를 입력으로 하는 비선형 변환  $H(\cdot)$ 을 반복적으로 이용한다. 따라서 이 사전왜곡기를 LUT를 이용하여 구현할 경우 필터의 탭수에 따라 지수적으로 복잡도가 증가하게 되어, 실제 구현시 좀 더 효율적인 방법이 필요하다.

한편, 만약 고려하는 OFDM 시스템 송신기에서

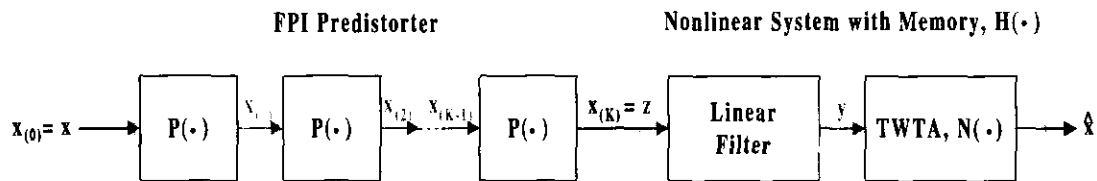


그림 3. 기억성을 갖는 비선형 왜곡 보상을 위한 FPI 사전왜곡기의 구조[26].

선형 필터가 없이 고표출 증폭기만이 존재할 때도 (즉, 기억성이 없는 비선형 특성) FPI 사전왜곡기를 설계 가능하다<sup>[16,17]</sup>. 이 경우에는 OFDM 변조 신호  $x[n]$ 이 증폭기의 입력이 되며, 증폭기의 출력  $\hat{x}[n]$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{x}[n] \equiv N(x[n]) \quad (12)$$

따라서 이 때 그림 3과 같은 FPI 사전왜곡기에서 사용되는 변환식  $P(\cdot)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x_{(k+1)}[n] &\equiv P(x_{(k)}[n]) \\ &\equiv x_{(k)}[n] + c(gx_{(0)}[n] - N(x_{(k)}[n])) \\ (k &= 0, \dots, K-1) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)은 기억성을 갖는 경우의 식 (11)과는 달리  $P(\cdot)$ 가 단일 입력/단일 출력 형태를 갖게 되어, 효율적인 LUT의 생성이 가능하다는 점을 특기할 만 하다.

#### IV. 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위해 제안하는 LUT 기반의 사전왜곡기

##### 4.1 제안된 사전왜곡기의 기본 구성

OFDM 시스템에서 TWTA만을 고려하는 경우, 즉 기억성이 없는 비선형 왜곡의 보상을 위해 우리는 LUT 사전왜곡기를 제안하고 이를 TMS320C30 DSP<sup>[22]</sup>와 FPGA<sup>[23]</sup>으로 구현한 결과를 이미 발표하였다. 여기서 LUT의 생성은 FPI 사전왜곡기 알고리즘을 이용하였다. 즉 이 LUT 사전왜곡기는 미리 적은 수의 데이터에 대해 식 (13)의 변환  $P(\cdot)$ 를 이용한 수차례 고정점 반복을 수행하고 최종적인 FPI 사전왜곡기의 입력-출력 관계를 LUT에 저장한

후, 실제 데이터 전송 시 단지 LUT의 탐색만을 수행하여 사전왜곡된 신호를 찾아내는 방법이다. 이 방법에서 LUT는 현재의 입력  $x[n]$ 에 대해 현재의 FPI 사전왜곡기 출력  $z[n]$ 을 1:1로 대응하여 생성된다. 하지만 본 논문에서처럼 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 경우, 앞서 논의된 대로 사전왜곡기의 현재 출력  $z[n]$ 이 현재 입력  $x[n]$ 뿐 아니라 과거  $(L-1)$ 개 사전왜곡기 출력  $z[n-i]$  ( $i=1, \dots, L-1$ )에 의해서도 영향을 받는다. 따라서 기억성을 갖는 경우에 대하여 LUT를 생성하기 위해서는  $L$ 개의 입력과 하나의 출력에 대한 대응 관계를 이용하여야 하므로, LUT의 크기가 기억성이 없는 경우의 LUT 크기에 비해  $L$ 의 지수승으로 증가하게 된다. 결국 이 경우는 적절한 크기의 LUT 생성이 불가능하다.

이러한 문제점의 해결을 위해, 본 논문에서는 과거  $(L-1)$ 개 사전왜곡기 출력  $z[n-i]$ 이 이미 결정되어  $t=nT_s$ 에서 알려진 값들이라는 사실을 이용한다. 즉, 이러한 사실을 이용하여 이들에 대한 필터의 영향은 따로 계산하고, LUT에는 현재 사전왜곡기의 입력  $x[n]$ 과 이에 대한 “기억성이 없는 경우”의 FPI 사전왜곡기의 출력을 저장함으로써, LUT의 크기를 기억성이 없는 경우와 동일하게 유지할 수 있다. 그림 4는 이러한 방법에 근거하여 본 논문에서 제안하는 LUT 사전왜곡기 구조를 도시한다. 이제 다음 소절에서는 제안된 사전왜곡기의 각 구성부를 설명하기로 한다.

##### 4.2 LUT의 생성 및 이용

제안된 사전왜곡기에서 LUT는 TWTA의 기억성이 없는 비선형 특성  $N(\cdot)$ 만을 이용하여 생성된다. 이를 위해 임의의 사전왜곡기 알고리즘이 사용

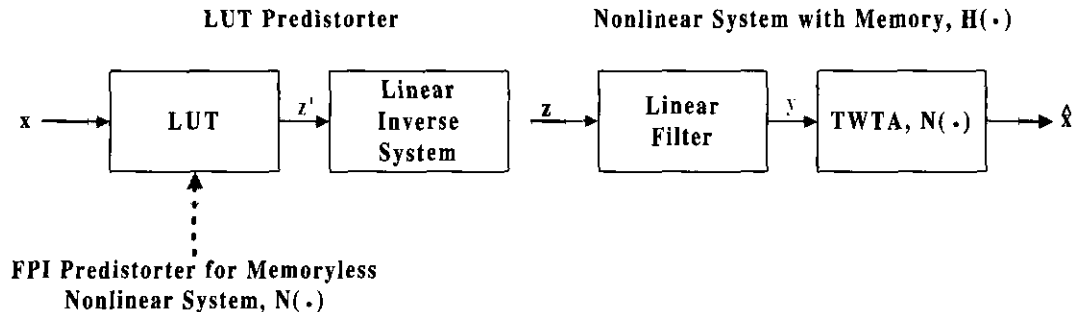


그림 4. 기억성을 갖는 비선형 왜곡 보상을 위해 제안하는 LUT 사전왜곡기의 구조.

될 수 있으나, 본 연구에서는 FPI 사전왜곡기 알고리즘을 이용한다.

크기가  $N_{LUT}$  인 LUT의 생성을 위해, 먼저 증폭기의 동작점이 OBO 레벨에 의해 결정되어 있다고 가정한다. 증폭기의 동작점이 결정되면 OBO에 따라 “정규화된” 서로 다른  $N_{LUT}$  개의 OFDM 변조 신호  $x_\ell = r_\ell e^{j\epsilon_\ell}$  ( $\ell = 0, \dots, N_{LUT} - 1$ )를 랜덤하게 생성한다. 다음으로, 이렇게 생성된 OFDM 변조 신호  $x_\ell$  ( $\ell = 0, \dots, N_{LUT} - 1$ ) 각각에 대해 식 (13)의 기억성이 없는 경우에 대한 반복식을 이용하여 사전왜곡된 신호  $z_\ell'$ 을 다음과 같이 생성한다. 단 이 식에서  $x_{(0), \ell} = x_\ell$ 이다.

$$\begin{aligned} x_{(k+1), \ell} &= P(x_{(k), \ell}) \\ &= x_{(k), \ell} + c\{g x_{(0), \ell} - N(x_{(k), \ell})\} \quad (14) \\ &\quad (k = 0, \dots, K-1) \end{aligned}$$

$$z_\ell' \equiv x_{(K), \ell} \quad (15)$$

편의상  $z_\ell' \equiv r_\ell' e^{j(\epsilon_\ell + \theta_\ell')}$ 이라 하자. 여기서  $r_\ell'$ 은 기억성이 없는 경우에 대한 FPI 사전왜곡기의 출력 신호 진폭, 그리고  $\theta_\ell'$ 은 이 사전왜곡기에 의한 위상 증감량이다. 이 결과를 이용하여  $N_{LUT}$  개의 LUT 데이터  $M_\ell$  ( $\ell = 0, \dots, N_{LUT} - 1$ )은 다음과 같이 저장된다.

$$M_\ell = [M_\ell(0), M_\ell(1), M_\ell(2)] = [r_\ell, r_\ell', \theta_\ell'] \quad (16)$$

이렇게 저장된 값들  $M_\ell$ 은 입력 신호의 진폭  $r_\ell$ 을 기준으로 식 (17)과 같이 모두 정렬된다.

$$M_0(0) < M_1(0) < M_2(0) < \dots < M_{N_{LUT}-1}(0) \quad (17)$$

정렬된 모든  $M_\ell$ 은 시스템 하드웨어 (본 연구에서는 DSP) 내 LUT 영역에 저장되며, 시스템에서는 이제 이러한 LUT와 부수 계산 정보 (OBO 레벨, 신호 진폭의 평균값 등)를 가지고 실제 OFDM 신호에 대하여 실시간으로 LUT 참조 방법을 통해 사전왜곡 과정을 수행한다. 이를 위해 실제 시스템의 동작시 이산 시간  $t = nT_s$ 에서의 OFDM 변조 신호  $x[n] = r[n] e^{j\epsilon[n]}$ 에 대해, 먼저 LUT에 저장된  $M_\ell(0) = r_\ell$  ( $\ell = 0, \dots, N_{LUT} - 1$ ) 가운데 진폭

$r[n]$ 과 가장 가까운 값  $M_m(0) = r_m$ 을 이진 탐색 등의 방법을 이용하여 결정한다. 즉,

$$m = \operatorname{argmin}_{\ell \in \{0, \dots, N_{LUT} - 1\}} |r[n] - M_\ell(0)| \quad (18)$$

이를 이용하여 OFDM 변조 신호  $x[n]$ 에 대한 기억성이 없는 경우의 사전왜곡기의 출력  $z'[n]$ 은 다음과 같이 실시간으로 구해진다.

$$z'[n] = r_m' e^{j(\epsilon[n] + \theta_m')} \quad (19)$$

### 4.3 선형 역 시스템

그림 4로부터, 제안된 사전왜곡기에서 사용되는 선형 역 시스템은 이산 시간  $t = nT_s$ 에서의 LUT 출력 (즉, 기억성이 없는 경우의 사전왜곡기 출력)  $z'[n]$ 을 입력으로 하여  $z[n]$ 을 출력한다. 이 신호는 기억성을 갖는 비선형 왜곡 보상을 위해 제안된 사전왜곡기의 출력 신호로서 선형 필터에 입력으로 인가되며, 따라서 선형 필터의 출력  $y[n]$ 은

$$y[n] = \sum_{i=0}^{L-1} h[i] z[n-i] \quad (20)$$

와 같다. 선형 역 시스템이 선형 필터의 영향을 완전히 보상하는 경우, 선형 필터의 출력은 이 역 시스템의 입력과 동일하여야 한다. 즉

$$y[n] = z'[n] \quad (21)$$

을 만족하여야 한다. 따라서 식 (20)과 (21)로부터

$$\begin{aligned} z'[n] &= y[n] \\ &= h[0] z[n] + \sum_{i=1}^{L-1} h[i] z[n-i] \end{aligned} \quad (22)$$

가 되고, 결국 선형 역 시스템의 출력 (즉 제안된 사전왜곡기의 출력)  $z[n]$ 은

$$z[n] = \frac{1}{h[0]} \left\{ z'[n] - \sum_{i=1}^{L-1} h[i] z[n-i] \right\} \quad (23)$$

이 된다. 여기서 주의해야할 점은 과거 시간  $t = (n-i)T_s$  ( $i = 0, \dots, L-1$ )에서의 제안된 사전왜곡기의 출력인  $z[n-i]$ 는 현재 시간인  $t = nT_s$ 에 이미 알려져 있으므로, 식 (23)에서와 같이 사용 가능하다는 점이다. 결국, 선형 역 시스템에서는 현재의 LUT 출력인  $z'[n]$ 과 이미 알고 있는 과거  $(L-1)$ 개 이산 시간의 사전왜곡기 출력  $z[n-i]$



를 이용하여 실시간으로 현재 시간을 위한 사전왜곡기 출력  $z[n]$ 을 계산 가능하다.

본 논문에서 고려하는 기억성을 갖는 비선형 왜곡은 기억성을 갖는 선형 시스템 (선형 필터)에 기억성이 없는 비선형 시스템 (고출력 증폭기)이 연결되어 생성된다. 이러한 구조의 비선형 시스템을 Wiener 시스템이라 하며, 참고문헌 [24]에서는 이러한 Wiener 시스템의 보상을 위한 사전왜곡기를 Hammerstein 시스템 형태로 구현하였다. Hammerstein 시스템은 Wiener 시스템의 역 구조 형태로서, 기억성이 없는 비선형 시스템에 기억성을 갖는 선형 시스템을 연결하여 구성된다. 다음 그림 5는 이러한 비선형 시스템의 보상 구조를 도시한다. 참고문헌 [24]에서는 Hammerstein 시스템 형태의 사전왜곡기에서 사용되는 비선형 시스템을 고차 다항식 필터로, 그리고 선형 시스템으로서 선형 역 필터를 이용하였다. 결국 본 논문에서 고려하는 방법은 Hammerstein 시스템 형태의 사전왜곡기를 하드웨어로 구현하기 위한 효율적인 방안의 하나로 이해 될 수 있다.

#### 4.4 제안된 사전왜곡기의 TMS320C30

##### DSP를 이용한 구현

성능 평가를 위해 제안된 사전왜곡기와 16-QAM, 256개 부반송파를 이용하는 OFDM 기저대역 모델을 Host PC와 인터페이스 가능한 Texas Instruments사의 TMS320C30 DSP Evaluation Module (EVM)을 이용하여 구현하였다. 그림 6은 Host PC와 TMS320C30 DSP EVM을 이용하여 구현된 시스템의 블록도를 도시한다.

그림 6에서 도시하는 OFDM 모델과 사전왜곡기의 동작을 살펴보면 다음과 같다. 먼저 시스템의 동작 이전에 Host PC에서는 4.2 절에서 설명된 방법에 의하여 “기억성이 없는 경우”에 대한  $N_{LUT}$  크

기의 LUT를 생성하여 DSP에 저장한다. 이를 위해 16-QAM 부호기에 의해 생성된 심벌들에 대해 256 심벌을 한 프레임으로 하여 radix-2 complex 256-point IFFT로 부반송파 변조를 수행하며, 4.2 절에서 이미 언급된 대로 서로 다른  $N_{LUT}$ 개의 OFDM 변조 신호의 정규화되지 않은 진폭을 정규화한 후 식 (14) - (17)을 통해 LUT에 저장되는 값들을 생성한다. 편의상 OFDM 변조 신호의 정규화되지 않은 진폭을  $a_\ell$  ( $\ell = 0, \dots, N_{LUT} - 1$ )이라 하고, 정규화된 진폭을  $r_\ell$ 이라 하면, 정규화는 다음 식 (24)와 같이 수행되고 정규화된 OFDM 변조 신호는  $x_\ell \equiv r_\ell e^{j\phi_\ell}$ 가 된다.

$$r_\ell = \frac{\lambda}{E(a)} a_\ell \quad (24)$$

여기서  $\lambda > 0$ 는 그림 2(a)에서 증폭기의 OBO에 의해 결정된 동작점에서의 입력 진폭값이고,

$$E(a) \equiv \frac{1}{N_{LUT}} \sum_0^{N_{LUT}-1} a_\ell \quad (25)$$

는 정규화 되지 않은 OFDM 변조 신호 진폭들의 평균값이다. Host PC에서는 DSP로 LUT와 함께  $\lambda$ ,  $E(a)$ 에 대한 정보 역시 전송하여 추후 DSP에서 생성된 데이터에 대한 정규화에 사용할 수 있도록 한다. 참고적으로 LUT에 저장되는  $N_{LUT}$ 개 진폭에 대한 PAPR은 다음과 같이 계산된다.

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{\max_{\ell=0, \dots, N_{LUT}-1} r_\ell}{\lambda} \quad [\text{dB}] \quad (26)$$

다음 실제 데이터의 전송 상황을 위해, DSP 내에서 구현된 OFDM 기저대역 변조기에서는 역시 DSP 내의 16-QAM 부호기에 의해 생성된 심벌들에 대해 256 심벌을 한 프레임으로 하여 radix-2 complex 256-point IFFT로 부반송파 변조를 수행한다. Complex IFFT를 위해 실수부 및 허수부 각각

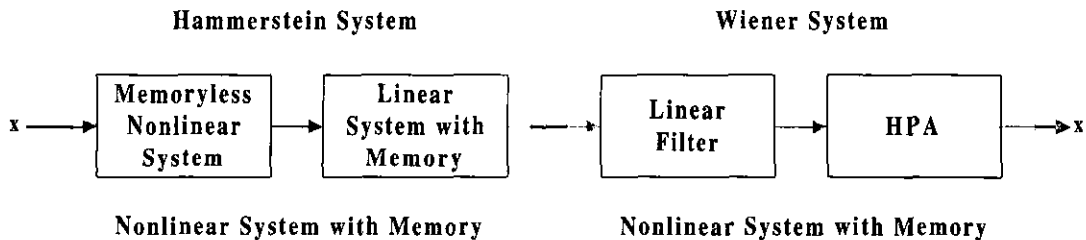


그림 5. Hammerstein 시스템을 이용한 Wiener 시스템의 역 시스템 구현.

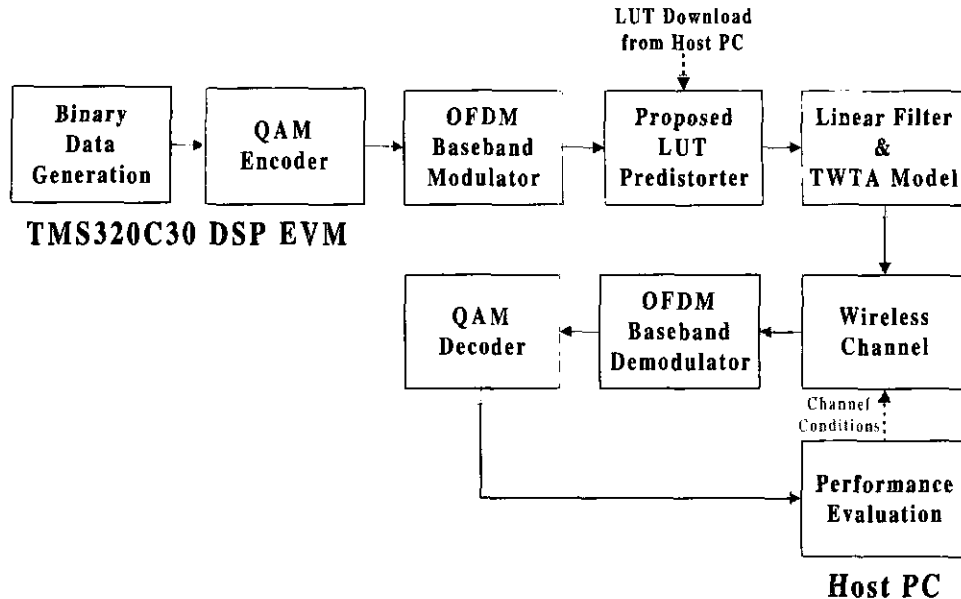


그림 6. Host PC와 TMS320C30 DSP EVM을 이용하여 구현된 OFDM 기저대역 모델과 제안된 사전왜곡기의 구성.

을 계산하여야 하며 여기서  $\sin(x)$  및  $\cos(x)$ 의 계산이 요구된다. TMS320C30 DSP에서는  $\sin(x)$ 의 계산을 위해 1차부터 6차까지의 고차항을 이용한 멱급수 (power seires)로 근사하며 이 근사식의 오차는  $10^{-6}$ 이다.  $\cos(x)$ 의 경우는  $\cos(x) = \sin\left(x + \frac{\pi}{2}\right)$ 를 이용한다.

다음으로, 이산 시간  $t = nT$ ,의 OFDM 변조 신호  $x[n]$ 에 대해 Host PC로부터 전송된  $\lambda, E_b/N_0$ 를 이용하여 식 (24), (25)와 같은 정규화 과정을 수행 후, 정규화된 진폭  $r[n]$ 을 이용하여 식 (18)과 같이 LUT를 이진 탐색 하여 기억성이 없는 경우에 대한 사전왜곡기 출력  $z'[n]$ 을 식 (19)와 같이 구한다. 이 과정에서 OFDM 변조 신호의 위상  $\xi[n]$ 의 계산을 위해  $\arctan(x)$  연산이 요구되는데, TMS320C30 DSP에서는 이를 1차부터 9차까지의 고차항을 이용한 멱급수로 근사하며 이 근사식의 오차 역시  $10^{-6}$ 이다. 이렇게 얻어진  $z'[n]$ 과 이미 구해져 저장되어 있는 이전  $(L-1)$  이산 시간의 사전왜곡기 출력  $z[n-i]$  ( $i = 1, \dots, L-1$ )를 이용하여 식 (23)으로부터  $x[n]$ 에 대해 우리가 원하는 “기억성을 갖는 비선형 왜곡”에 대한 제안된 사전왜곡기의 출력  $z[n]$ 을 얻는다.

이렇게 구해진 사전왜곡기 출력 신호  $z[n]$ 은

TMS320C30 DSP에서 역시 구현된  $L$ 탭 선형 필터를 거쳐 식 (3)으로 시뮬레이션되는 TWTA에 입력되고, 결국 TWTA의 출력이 OFDM 시스템의 송신 기저대역 신호가 된다. 채널 환경에 대한 시뮬레이션을 위해, TWTA의 출력 신호는 TMS320C30 DSP EVM에서 Host PC로 업로드 전송되며, Host PC에서 업로드된 신호에 미리 결정된 신호대잡음비 ( $E_b/N_0$ )에 해당하는 AWGN을 첨가하고, 이러한 첨가 신호를 다시 DSP로 다운로드 하게 된다. DSP 내의 OFDM 복조기에서는 이 신호를 radix-2 complex 256-point FFT를 통해 부반송파 복조를 수행하고, 16-QAM 복호기를 거친 후 이진 데이터로 판정됨으로써 OFDM 기저대역 복조를 모두 마친다. 결정된 이진 데이터는 성능 평가를 위해서 다시 Host PC로 업로드되고, Host PC는 에러 비트를 확인하여 주어진  $E_b/N_0$ 에 대한 비트오율 (bit error rate; BER) 성능을 계산한다.

위의 모든 과정에서 Host PC와 DSP 간의 데이터 인터페이스 포트 어드레스는 0x280이고, 데이터 송수신 과정은 인터럽트 서비스 루틴에서 handshaking 방식으로 처리된다. Host PC를 위한 제어용 프로그램은 C 언어로 구현되었고, DSP를 위한 프로그램은 ASM30으로 어셈블된 코드를 다운로드하여 실행된다. TMS320C30 DSP EVM에는 16 k-word SRAM의 외부 메모리와 2 k-word의 내부 메모리가

있으며, 본 시스템에서는 크기가  $N_{LUT}$  인 LUT를 SRAM에 저장하였고 총  $3 \cdot N_{LUT}$  word의 메모리를 사용하였다 (식 (16) 참고). 송수신 데이터 버퍼 메모리로 1 k-word 내부 메모리를 사용하였다. Host PC와 DSP의 소수 데이터 비트 구성은 그림 7과 같으며, 데이터 변환은 DSP에서 처리하도록 하였다. DSP의 1 클럭 사이클은 60 nsec이고 256-IFFT 또는 FFT를 처리하는데 1 msec가 요구되어, 본 구현 시스템의 최대 가능한 비트 전송율은 약 1 Mbps가 된다.

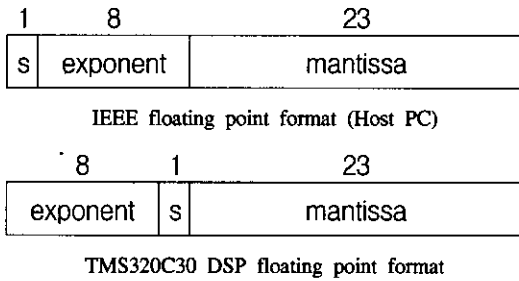


그림 7. Host PC와 TMS320C30에서 소수의 비트 구성.

기억성을 갖는 비선형 왜곡 보상을 위한 FPI 사전왜곡기와 제안된 LUT 사전왜곡기의 계산량을 비교해 보면 다음과 같다. 먼저 FPI 사전왜곡기에서 데이터 하나에 필요한 계산량  $C_{FPI}$ 는

$$C_{FPI} = K[11C_m + 2C_d + 6C_a + 2L(C_m + C_a)] \quad (27)$$

가 된다. 여기서  $C_m$ ,  $C_d$ ,  $C_a$ 는 실수 곱셈, 나눗셈, 덧셈 연산에서 요구되는 단위 시간이고,  $K$ 는 식 (11)에서 정의된 최대 고정점 반복 횟수이다. 한편, 제안된 LUT 사전왜곡기에서 필요한 계산량  $C_{LUT}$ 는 이전 탐색을 고려할 경우

$$C_{LUT} = C_a \log_2 N_{LUT} + 2L(C_m + C_a) + C_d \quad (28)$$

가 된다. 식 (28)에서는 LUT의 이전 탐색에 필요한 연산을 위해 2's complement 덧셈 연산을 이용한다고 가정하였다. 편의상 덧셈, 곱셈, 나눗셈에 소요되는 단위 시간이 모두 같다고 가정할 때, 하나의 입력 데이터에 대해 제안된 LUT 사전왜곡기가 계산량의 측면에서 FPI 사전왜곡기에 비해 더욱 효율적 이도록 하는 LUT의 최대 크기  $N_{LUT-max}$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$N_{LUT-max} = 2^{(19+4L)K-4L-1} \quad (29)$$

즉, LUT 사전왜곡기에서 식 (29)보다 작은 크기의 LUT를 사용할 경우, FPI 사전왜곡기보다 적은 계산량이 요구된다. 위의 계산량 비교에서 LUT 사전왜곡기를 위한 LUT 생성에 소요되는 계산량은 고려하지 않았다. 이는 모든 연산이 시스템 하드웨어 (우리의 경우 DSP)에서 처리되어야 하는 FPI 사전왜곡기와는 달리, LUT의 생성은 시스템 외부 (우리의 경우 Host PC)에서 초기에 생성되어 다운로드 되어 사용되기 때문이다. 실제 이러한 특성은 본 논문의 제안 방법과 같이 LUT를 이용하는 사전 왜곡기의 장점 가운데 하나라고 할 수 있다. 그림 8은 시스템의 선형 필터 탭수가  $L=3$ 이고, 제안된 사전왜곡기의 LUT 크기  $N_{LUT}$ 가 각각 1024, 102400일 때, FPI 사전왜곡기에서 정의된 고정점 반복수  $K$ 의 변화에 따른 두 사전왜곡기의 계산량 비인  $C_{LUT}/C_{FPI}$ 의 변화를 도시한다. 여기서는 앞서와 같이 편의상 덧셈, 곱셈, 나눗셈에 소요되는 단위 시간이 모두 같다고 가정하였다. 그림으로부터 제안된 사전왜곡기는 큰 LUT를 이용할 경우에도 FPI 사전왜곡기에 비해 월등히 적은 계산량을 필요로 함을 알 수 있다.

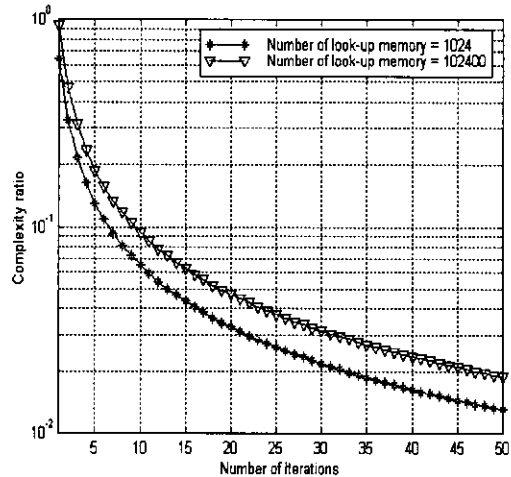


그림 8. FPI 사전왜곡기의 고정점 반복수  $K$ 의 변화에 따른 계산량 비  $C_{LUT}/C_{FPI}$ 의 변화 (선형 필터 탭수  $L=3$ ).

## V. 실험 결과

### 4.4 절에서 설명된 것과 같이 TMS320C30 DSP

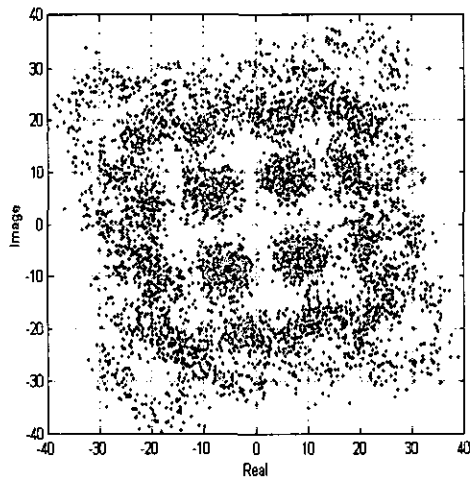
를 이용하여 구현된 제안 시스템에 대한 성능 평가를 위한 실험을 수행하였다. 실험에서 TWTA 모델로는 식 (3)과 같은 비선형 특성을 갖는 Saleh의 2-파라미터 모델을 이용하였으며, 채널로는 사전왜곡기의 보상 효과를 명확히 검증하기 위해 페이딩이 없는 AWGN 채널을 고려하였다. 비교를 위해 사용된 FPI 사전왜곡기의 고정점 반복수는  $K=20$ , 수렴 상수는  $c=0.85$ 를 이용하였으며[26], 선형 필터로서 전달 함수가

$$h[0] + h[1]z^{-1} + h[2]z^{-2} = 0.7692 + 0.1538z^{-1} + 0.0769z^{-2} \quad (30)$$

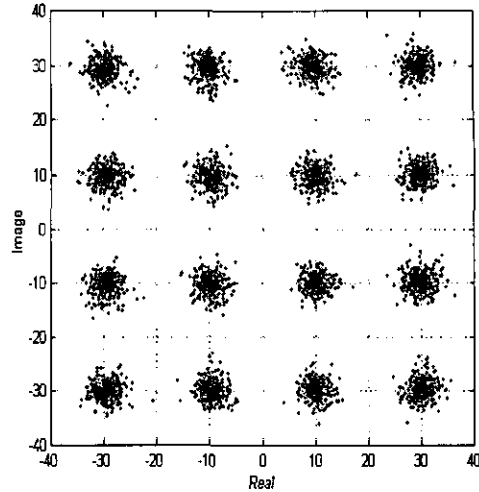
인  $L=3$  탭 FIR 필터를 사용하였다[27].

그림 9는  $E_b/N_0 = 20$  dB이고 TWTA의 OBO = 6.1 dB일 때, (a) 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우와 (b) 제안된 LUT 사전왜곡기를 사용한 경우 16-QAM 복호기 출력의 신호 성상도 (signal constellation)를 각각 도시한다. 제안된 사전왜곡기에서 LUT의 크기는  $N_{LUT} = 1024$ 이다. 그림 9 (a)로부터 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 심각한 진폭 왜곡과 위상의 틀어짐이 발생함을 알 수 있다. 하지만 그림 9 (b)의 결과로부터, 제안된 사전왜곡기를 이용함으로써 이러한 왜곡을 보상하여 원래의 신호 성상도를 복원하는 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 11과 11은 각각 OBO가 6.1 dB와 9.4 dB 일 때, FPI 사전왜곡기와  $N_{LUT} = 1024$ 인 제안된



(a)



(b)

그림 9. 16-QAM 복호기 출력의 신호 성상도 ( $E_b/N_0 = 20$  dB, OBO = 6.1 dB) (a) 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우, (b) 제안된 LUT 사전왜곡기를 사용하는 경우 ( $N_{LUT} = 1024$ ).

LUT 사전왜곡기의  $E_b/N_0$  변화에 따른 BER 성능 변화를 비교 도시하고 있다. 여기서는 비교를 위해, 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우의 성능과 완벽한 선형 특성을 갖는 증폭기를 사용하는 이상적인 AWGN 채널 ("Ideal AWGN Channel")에 대한 성능 역시 도시한다. 이들 결과로부터, 제안된 LUT 사전왜곡기는 작은 크기의 LUT를 이용하여도 FPI 사전왜곡기와 매우 유사한 성능을 보임을 알 수 있다. 또한 이들 사전왜곡기를 이용함으로써 시스템의 BER 성능을 크게 향상할 수 있으며, 특히 그림 10과 같은 충분하지 않은 OBO 상황에서 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우는 error floor가 발생하나, 제안된 사전왜곡기를 이용하여 이러한 현상을 피할 수 있다. 또한, 그림 11과 같은 충분한 OBO 상황에서는  $10^{-3}$ 의 BER에 대해 사전왜곡기를 사용하지 않은 경우에 비해 약 7 dB 가량의 큰 성능 향상이 가능하며, 이상적인 AWGN 채널의 성능에 근접하는 매우 우수한 성능을 갖게 됨을 알 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템의 송신기에서 사용되는 선형 필터와 고출력 증폭기의 결합에 의한 "기억성을 갖는 비선형 왜곡"을 보상하기 위한 LUT 사전왜곡기를 제안하였다. 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 다중 입력/단일 출력 특성은 적절한 크기

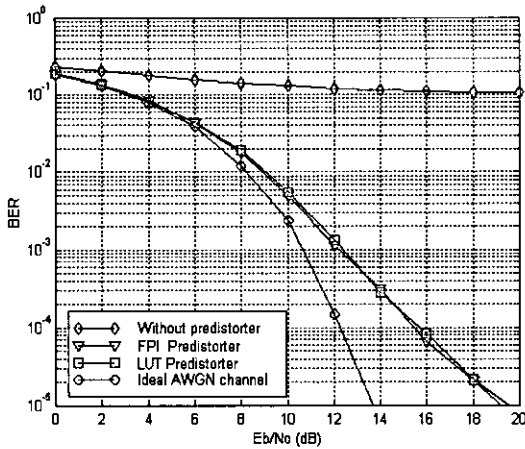


그림 10.  $K = 20$ 인 FPI 사전왜곡기와  $N_{LUT} = 1024$ 인 제안된 LUT 사전왜곡기의  $E_b/N_0$  변화에 따른 BER 성능 변화 비교 (OBO = 6.1 dB).

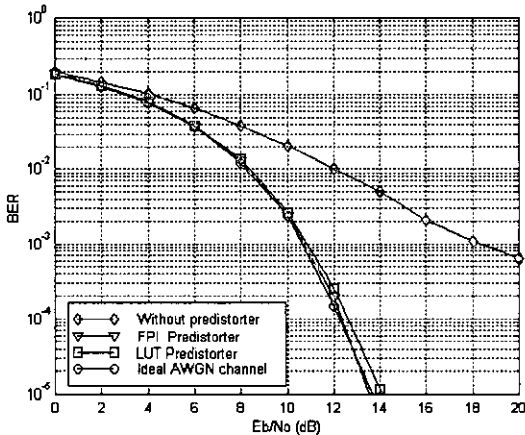


그림 11.  $K = 20$ 인 FPI 사전왜곡기와  $N_{LUT} = 1024$ 인 제안된 LUT 사전왜곡기의  $E_b/N_0$  변화에 따른 BER 성능 변화 비교 (OBO = 9.4 dB).

의 LUT 이용을 어렵게 하며, 제안된 사전왜곡기에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 기억성이 없는 고풍력 증폭기만이 존재할 때의 사전왜곡기를 LUT로 구현하고, 그 뒤에 선형 역 시스템을 결합하여 기억성을 갖는 비선형 왜곡을 보상한다. 기억성이 없는 경우에 대한 LUT의 생성은 임의의 사전왜곡기 알고리즘을 이용하여 구현될 수 있으나, 본 논문에서는 우리가 이미 제안한 FPI 사전왜곡기 알고리즘을 이용하였다. 또한 선형 역 시스템은 과거 시간의 사전 왜곡된 신호들이 현재 알려져 있다는 사실에 근거하여 효과적으로 구현 가능하다.

제안된 LUT 사전왜곡기의 실제 구현 가능성 검

토를 위해 16-QAM, 256-IFFT/FFT OFDM 시스템 기저대역 모델과 제안된 사전왜곡기를 Host PC와 인터페이스된 TMS320C30 DSP EVM을 이용하여 구현하였다. 비교를 위해 기억성을 갖는 비선형 왜곡의 보상을 위한 FPI 사전왜곡기를 고려하였으며, 실험 결과 제안 방법이 작은 크기의 LUT를 이용하더라도 FPI 사전왜곡기에 비해 매우 적은 계산량을 요구하면서 동일한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

제안된 사전왜곡기에서 사용되는 LUT에는 OFDM 변조 신호의 정규화된 진폭 역시 저장되어 있어 LUT를 위해  $3 \cdot N_{LUT}$  만큼의 저장 공간이 필요하나 (식 (16) 참고), 좀 더 효율적인 구현을 위해 입력 신호의 진폭을 어드레스로 이용하면 저장 공간을  $2 \cdot N_{LUT}$ 로 감소할 수 있으며 이진 탐색 등에 소요되는 계산 역시 감소 가능하다. 앞으로 본 연구의 결과를 바탕으로 하여 실제 하드웨어 구현 상황을 좀 더 고려한 여러 개선 방안에 대해 연구가 필요하리라 생각된다.

### 참고 문헌

- [1] L. J. 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] J. A. C. Gingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [3] M. Russell and G. L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. Vehicular Technol. Conf. (VTC '95)*, vol. 2, pp. 820-824, Chicago, USA, July 1995.
- [4] 정의석, 조용수 "IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 모델 기술," *한국통신학회지*, 제16권, 제10호, pp. 1144-1065, 1999년 10월.
- [5] A. Acampora, "Wireless ATM: A perspective on issues and prospects," *IEEE Personal Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 8-17, August 1996.
- [6] Y. Wn and B. Caron, "Digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Commun. Maga-*

- zine, vol. 32, no. 5, pp. 46-52, May 1994.
- [7] H. Sari, G. Karam, and I. Jeancluse, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Magazine*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, February 1995.
- [8] M.-G. Di Benedetto and P. Mandarini, "An application of MMSE predistortion to OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 11, pp. 1417-1420, November 1996.
- [9] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifier," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, pp. 1245-1253, December 1989.
- [10] A. N. D'Andrea, V. Lottici, and R. Reggiannini, "RF power amplifier linearization through amplitude and phase distortion," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 11, pp. 1477-1484, November 1996.
- [11] W. G. Jeon, K. H. Chang, and Y. S. Cho, "An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1167-1171, October 1997.
- [12] E. Biglieri, S. Barberis, and M. Catena, "Analysis and compensation of nonlinearities in digital transmission systems," *IEEE Jour. Sel. Areas Commun.*, vol. 6, no. 1, pp. 42-51, January 1988.
- [13] C. S. Eun and E. J. Powers, "A predistorter design for a memoryless nonlinearity preceded by a dynamic linear system," *Proc. GLOBECOM '95*, vol. 1, pp. 152-156, Singapore, November 1995.
- [14] H. W. Kang, Y. S. Cho, and D. H. Youn, "On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 4, pp. 522-526, April 1999.
- [15] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Method*, John Wiley and Sons, 1969.
- [16] 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. Vehicular Technol. Conf. (VTC '98)*, vol. 3, pp. 2145-2149, Ottawa, Canada, May 1998.
- [17] 김만제, 임성빈, 신요안, "고정점 방법 기반의 사전왜곡기를 이용한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 보상," *한국통신학회논문지*, 제24권, 제4A호, pp. 459-467, 1999년 4월.
- [18] J. K. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, vol. 39, no. 4, pp. 374-382, November 1990.
- [19] A. S. Wright and W. G. Durtler, "Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, vol. 41, no. 4, pp. 395-400, November 1992.
- [20] J. K. Carvers, "Optimum table spacing in predistorting amplifier linearizers," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, vol. 48, no. 5, pp. 1699-1705, September 1999.
- [21] J. de Mingo and A. Valdovinos, "Amplifier linearization using a new digital predistorter for digital mobile radio systems," *Proc. Vehicular Technol. Conf. (VTC '97)*, vol. 2-A, pp. 671-675, Phoenix, USA, May 1997.
- [22] 김윤식, 신요안, 임성빈, "OFDM 시스템에서 비선형 왜곡 보상을 위해 TMS320C30 DSP로 구현된 메모리 대응 사전왜곡기," *제11회 신호처리 합동 학술대회 논문집*, pp. 571-574, 1998년 10월.
- [23] 성시훈, 김형호, 최종희, 신요안, 임성빈, "OFDM 시스템을 위한 기저대역 사전왜곡기의 효율적인 구조 및 이의 구현," *한국통신학회논문지*, 제25권, 제12B호, pp. 2069-2084, 2000년 12월.
- [24] H. W. Kang, Y. S. Cho, and D. H. Youn, "On compensating nonlinear distortions of an OFDM system using an efficient adaptive predistorter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 4, pp. 522-526, April 1999.
- [25] A. Brajal and A. Chouly, "Compensation of nonlinear distortions for orthogonal multi-carrier schemes using predistortion," *Proc. GLOBECOM*, vol. 3, pp. 1909-1914, San Francisco, USA, November 1994.
- [26] 김만제, 신요안, 임성빈, "OFDM 시스템에서 사

전왜곡기를 이용한 심벌간 간섭과 비선형 왜곡의 보상," *Telecommunications Review*, 제9권, 제2호, pp. 246-259, 1999년 4월.

- [27] A. A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720, November 1981.

김 윤 식(Youn-Sik Kim)                          정회원

1997년 2월: 숭실대학교 전자공학과 졸업 (공학사)

1999년 2월: 숭실대학교 대학원 전자공학과 졸업  
(공학 석사)

현재: Telecommun. Group, College of Eng., Univ. of Technology, Sidney 박사 과정 재학중

<주관심 분야> 무선 통신, 통신 신호 처리

신 요 안(Yoan Shin)                              정회원

현재: 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수

<주관심 분야> CDMA 및 다중 반송파 모델, 통신  
신호 처리, Software Defined Radio

한국통신학회논문지 제23권 제7호 참조

임 성 빈(Sungbin Im)                            정회원

현재: 숭실대학교 정보통신전자공학부 조교수

<주관심 분야> 통신 신호 처리

한국통신학회논문지 제23권 제9B호 참조

문 응(Yong Moon)                                정회원



1990년 2월: 서울대학교 전자공  
학과 졸업 (공학사)

1992년 2월: 서울대학교 대학원  
전자공학과 졸업  
(공학 석사)

1997년 2월: 서울대학교 대학원  
전자공학과 졸업  
(공학 박사)

1997년 2월~1999년 8월: LG반도체 시스템 IC 사업  
부

현재: 숭실대학교 정보통신전자공학부 전임강사

<주관심 분야> 고속 통신 시스템, 혼성 신호 시스템