

비선형 고전력 증폭기의 디지털 전치 보상기 설계 및 비교

정회원 임 선 민*, 종신회원 은 창 수**

Design and Comparison of Digital Predistorters for High Power Amplifiers

Sun-min Lim* *Regular Member*, Chang-soo Eun** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR과 전력 증폭기의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위한 전치 보상기의 설계 기법으로 디지털 영역에서 구현 가능한 p 차 역필터를 이용한 방법, 간접 학습 구조를 이용한 방법 그리고 룩업 테이블을 이용한 방법 등 3가지 방식을 설명하고 각각의 성능을 비교·분석하였다. 앞의 두 방법은 다항식을 이용한 방법으로, 계수의 개수가 적어 많은 메모리가 필요 없고 수렴 속도가 빠르고, 진폭과 위상의 보상을 나누어서 구성하므로 복소 계산이 필요 없어 계산도 간단하다. 룩업 테이블 방법은 연산 과정이 간단하기 때문에 구현이 가장 쉬운 장점을 가지지만 위의 두 방식에 비해 많은 메모리를 필요로 하는 단점을 가진다. 모의 실험 결과 간접 학습 구조가 가장 좋은 성능을 가지지만 64QAM 변조 방식을 기준으로 BER=10⁻⁴에서 최대 SNR 1 dB 정도의 차이를 가지므로 거의 같은 성능을 가진다고 볼 수 있다. 위의 세가지 전치보상기는 증폭기의 에이징(aging)과 환경 변화에 적응적으로 동작하며 구현 상의 요구에 따라 선택될 수 있다.

Key Words : high power amplifier; predistorter; p -th order inverse; indirect learning algorithm; look up table

ABSTRACT

We compare three predistortion methods to prevent signal distortion and spectral re-growth due to the high PAPR (peak-to-average ratio) of OFDM signal and the non-linearity of high-power amplifiers. The three predistortion methods are p th order inverse, indirect learning architecture and look up table. The p th order inverse and indirect learning architecture methods requires less memory and has a fast convergence because these methods use a polynomial model that has a small number of coefficients. Nevertheless the convergence is fast due to the small number of coefficients and the simple computation that excludes manipulation of complex numbers by separate compensation for the magnitude and phase. The look up table method is easy to implement due to simple computation but has the disadvantage that large memory is required. Computer simulation result reveals that indirect learning architecture shows the best performance though the gain is less than 1 dB at BER = 10⁻⁴ for 64-QAM. The three predistorters are adaptive to the amplifier aging and environmental changes, and can be selected to the requirements for implementation.

* 한국전자통신연구원 인지무선연구팀(smlim@etri.re.kr)

** 충남대학교 전기정보통신공학부 교수

논문번호 : KICS2008-06-292, 접수일자 : 2008년 6월 30일, 최종논문접수일자 : 2009년 3월 6일

I. 서 론

최근 이동통신의 급속한 발달과 함께 멀티미디어에 대한 수요가 급격하게 늘어나게 됨에 따라 무선 고속 데이터 전송 방식에 관한 관심이 높아지고 있다. OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)은 이러한 고속의 데이터 전송을 위한 기술로 유럽, 일본 및 호주의 디지털 TV 표준으로 채택될 것으로 기대되는 4세대(4G) 변조 기술이다. OFDM 방식의 가장 큰 문제점으로 지적되고 있는 것은 고전력 증폭기의 비선형 특성으로 인한 송신 신호 왜곡이다. OFDM 신호는 일반적으로 높은 PAPR(peak-to-average power ratio)을 갖는데 이는 고전력 증폭기가 포화 영역에서 동작하게 됨으로써 진폭 변조 왜곡(amplitude amplitude conversion)과/또는 위상 변조 왜곡(amplitude phase conversion)을 발생 시킴에 기인한다. 이러한 효과는 신호 대역 내외에 원하지 않는 신호를 발생시킨다. 신호 대역폭 내의 에너지는 전송 신호의 왜곡을 발생시키고 인접 대역내의 전력은 이웃 채널에 간섭으로 작용한다. 이 논문에서는 고전력 증폭기의 비선형성을 디지털 영역에서 보상할 수 있는 3가지 구조의 전치 보상기 설계방법을 살펴보고 그 성능과 장단점 등을 비교·분석한다.

II. 비선형 고전력 증폭기

고전력 증폭기는 일반적으로 TWT(traveling wave tube) 증폭기와 SSP(solid state power) 증폭기 두 가지 종류로 나눌 수 있다. TWT 증폭기의 비선형성 특성은 살레(Saleh)에 의해 모델링되었으며, 진폭 변조는 다음의 식 (1)로 위상 변조는 식 (2)로 표현된다¹⁾.

$$g[r(t)] = \frac{\alpha_a r(t)}{1 + \beta_a r^2(t)} \quad (1)$$

$$\phi[r(t)] = \frac{\alpha_p r^2(t)}{1 + \beta_p r^2(t)} \quad (2)$$

SSP 증폭기의 비선형 특성은 래프(Rapp)에 의해 진폭 변조는 다음의 식 (3)으로 위상 변조는 식 (4)로 모델링 되었다²⁾.

$$g[r(t)] = \frac{\nu_s r(t)}{[1 + (\nu_s r(t)/r_0)^{2k}]^{1/2k}} \quad (3)$$

$$\phi[r(t)] \cong 0 \quad (4)$$

여기서 $r_0 \geq 0$ 는 포화점에서의 출력 진폭이고 ν_s 는 소신호 이득을 나타내며 k 는 포화영역에서 곡선의 기울기를 조절할 때 사용되며 정수 값을 가진다. 그림 1, 2는 비선형 증폭기의 진폭과 위상 특성을 나타낸 것으로 사용된 파라미터는 TWT 증폭기의 경우 $\alpha_a=1.96, \beta_a=0.99, \alpha_p=2.53, \beta_p=2.82$ 를 사용하여 진폭 변조 특성을 보여주는데 입력 진폭이 증가할수록 출력 이득은 감소하는 특성을 나타낸다. 그림 2는 TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 위상 변조 특성을 보여주는데 TWT 증폭기의 경우 입력 진폭이 커질수록 출력 위상이 커지는 특성을 가지는 반면에 SSP 증폭기의 위상 변조는 0의 특성을 가진다. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 차이는 진폭 변조에서는 매우 작은 차이를 가지지만 위상 변조에서는 SSP 증폭기의 경우 위상 변조가 거의 없기 때문에 매우 큰 차이를 가진다. 따라서 TWT 증폭기는 진폭과 위상 모두에 보상이 필요하지만 SSP 증폭기의 경우는 진폭에 대한 보상만 필요하게 된다. 그림 1, 2에서 살펴본 것과 같이 고전력 증폭기가 큰 입력 신호에 대해 비선형 특성을 가지므로, 기존에는 비선형성에 의한 왜곡을 줄이는 방법으로 입출력의 관계가 선형 특성을 가지는 크기까지 입력의 범위를 제한하는 백 오프(back off)방법을 사용해 왔다. 그러나 이 방법은 효율이 낮아 전력 소모가 많고 원하는 출력보다 더 큰 출력 용량을 가지는 전력 증폭기를 필요로 하는 등 비용 면에서도 단점을 가지고 있다.

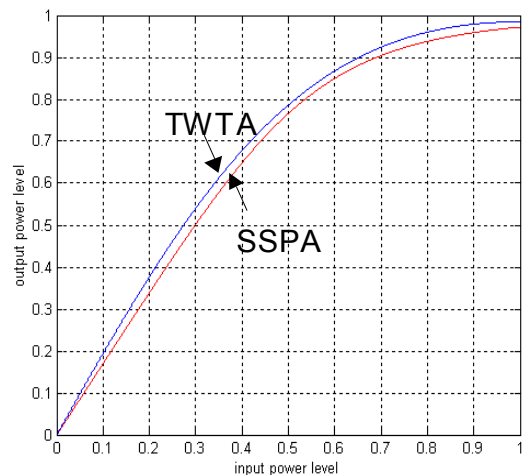


그림 1. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 진폭 변조

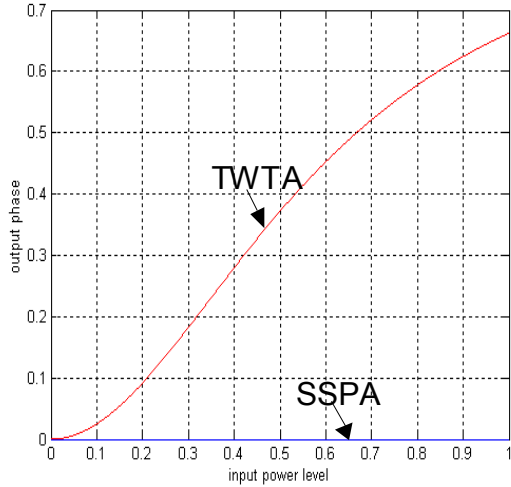


그림 2. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 위상 변조

III. 전치 보상기

고전력 증폭기의 선형화 기법으로는 피드 포워드 (feed-forward) 방법, 피드 백 (feed-back) 방법, 전치 보상(predistortion) 방법 등이 있다. 본 논문에서 살펴보고자 하는 기법은 전치 보상 기법으로 전력 증폭기의 비선형 특성을 고려하여 전력 증폭기의 입력 신호에 미리 왜곡을 주어 비선형 고전력 증폭기를 통과하면 비선형의 영향이 상쇄 되도록 하는 것이다. 이 방법은 위의 다른 두 방법에 비해 선형화기 제작도 간단하며 비교적 좋은 성능을 얻을 수 있어서 많이 연구되고 있다. 전치 보상 방법은 두 가지로 구분 되는데 하나는 기저대역에서 디지털 신호 처리를 이용하여 미리 왜곡을 주는 방법과 RF 대역에서 전력 증폭기의 RF 특성과 반대가 되는 비선형 특성을 갖는 RF 전력 증폭기를 증폭기 앞에 연결하여 입력 신호를 미리 왜곡 시키는 방법이 있다. 디지털 신호 처리를 이용하는 방법의 경우 구현이 쉽고 비교적 정확하게 비선형성을 보상할 수 있어 본 논문에서도 이 방식을 살펴보고 비교·검토 하기로 한다.

그림 3에 전치 보상기를 채용한 송신 시스템의 개략도를 보였다. 복소수 기저대역 신호는 다음과 같은 표현 방식으로 나타낼 수 있다.

$$I(t) + jQ(t) = r(t)\cos[\phi(t)] + jr(t)\sin[\phi(t)] \quad (5)$$

$$r(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (6)$$

$$\phi(t) = -\arctan[Q(t)/I(t)] \quad (7)$$

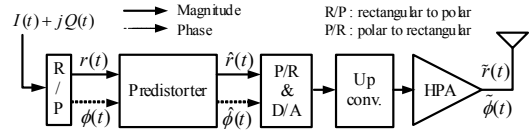


그림 3. 전치 보상기를 가진 송신 시스템

여기서 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 신호의 실수와 허수 성분을, $r(t)$ 와 $\phi(t)$ 는 크기와 위상을 나타낸다. 고전력 증폭기의 입력을 다음과 같이 가정한다.

$$\hat{r}(t)\cos(\omega_c t + \hat{\phi}(t)) \quad (8)$$

식 (8)의 신호가 고전력 증폭기를 통과하면 출력 신호는 진폭 변조 왜곡과 위상 변조 왜곡을 발생시키며 이는 아래 식으로 표현된다.

$$g[\hat{r}(t)]\cos(\omega_c t + \hat{\phi}(t) + \psi[\hat{r}(t)]) \quad (9)$$

위 식에서 $g[\cdot]$ 는 신호의 진폭 변조 왜곡을 $\psi[\cdot]$ 는 위상 변조 왜곡을 나타낸다. 이 두 왜곡은 증폭기 입력 신호의 진폭에 의해서 결정되며 두 왜곡들은 서로 독립적이어서 이 성질을 이용하면 진폭 변조 왜곡과 위상 변조 왜곡에 대한 보상 또한 독립적으로 수행할 수 있다. 복조된 기저대역 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{I}(t) = g[\hat{r}(t)]\cos(\hat{\phi}(t) + \psi[\hat{r}(t)]) \quad (10)$$

$$\tilde{Q}(t) = g[\hat{r}(t)]\sin(\hat{\phi}(t) + \psi[\hat{r}(t)]) \quad (11)$$

전치 보상기의 역할은 복조된 신호 $\tilde{I}(t), \tilde{Q}(t)$ 가 $I(t), Q(t)$ 와 같아지도록 전치 보상기의 출력값 $\hat{I}(t)$ 와 $\hat{Q}(t)$ 를 만들어 내는 것이다. 진폭 전치 보상을 통과한 신호가 고전력 증폭기를 거친 후 수신기에서 복조되면 진폭은 식 (12)와 같아진다.

$$g[\hat{r}(t)] = \tilde{r}(t) = r(t) \quad (12)$$

$\hat{r}(t)$ 로 진폭이 전치 왜곡된 신호가 고전력 증폭기를 통과하면, 증폭기 출력 신호의 위상은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\phi}(t) + \psi[\hat{r}(t)] = \tilde{\phi}(t) \quad (13)$$

진폭이 $\hat{r}(t)$ 로 표현된 전치 보상기의 출력 신호가 비선형 증폭기를 통과하면 신호의 진폭에 의해 따라 위상이 $\psi[\hat{r}(t)]$ 만큼 변하지만 위상 전치 보

상기를 통해 $\hat{\phi}(t)$ 만큼 보상해, 증폭기를 통과한 후에 위상이 $\phi(t)$ 가 되도록 한다. 즉,

$$\hat{\phi}(t) = \phi(t) - \psi[\hat{r}(t)] \quad (14)$$

만큼 위상 전치 보상기에서 보상을 한다.

IV. P차 역필터를 이용한 전치 보상기

기존의 p 차 역필터 기법^[3]은 볼테라 모델로 표현되는, 메모리를 가진 비선형 시스템을 보상하기 위한 방법으로 사용되어왔다. 그러한 비선형 모델의 경우 볼테라 시스템의 차수가 높아질수록 너무 복잡하여 p 차 역필터 방법을 이용하여 보상 시스템을 구성한다는 것은 매우 비현실적이다. 그러나 만약 비선형 시스템이 메모리가 없는 시스템이라면 다항식으로 모델링 할 수 있으며, p 차 역필터 방법을 이용하여 증폭기의 역 시스템을 추정하는 것이 간단해 진다^[4].

그림 4에 p 차 역필터를 이용하여 비선형을 보상하는 개념도를 보였다. 만약 비선형 증폭기가 다항식 F 로 표현된다면 증폭기 출력의 크기 $\tilde{r}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{r}(t) = F[\hat{r}(t)] = \sum_{m=1}^{\infty} F_m \hat{r}^m(t) \quad (15)$$

위 식에서 $\hat{r}(t)$ 는 전력 증폭기 입력 신호의 크기를 나타내고 F_m 은 $\hat{r}(t)$ 의 m 차항의 계수를 나타낸다. 만약 전치 p 차 역필터를 $G^{(p)}$ 로 표현한다면 전체 시스템 H 는 식 (13)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= H[r(t)] = F\{G^{(p)}[r(t)]\} \\ &= F[\hat{r}(t)] = \sum_{m=1}^{\infty} H_m r^m(t) \end{aligned} \quad (16)$$

보상된 증폭기의 출력이 단지 p 차까지는 비선형 항이 없어야 하므로 계수 H_m 은 다음 식을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} H_1 &= 1 \\ H_2 &= 0 \\ &\vdots \\ H_p &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

만약 고전력 증폭기의 진폭 왜곡 다항식과 역필터 다항식의 차수가 9라고 하면 역필터와 증폭기의

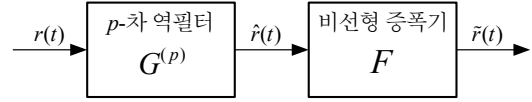


그림 4. p차 역필터를 이용한 비선형 보상 기법의 개념도

출력은 식 (18)로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= G_1^{(9)}r(t) + G_3^{(9)}r^3(t) + G_5^{(9)}r^5(t) + G_7^{(9)}r^7(t) \\ &\quad + G_9^{(9)}r^9(t), \\ \tilde{r}(t) &= F_1\hat{r}(t) + F_3\hat{r}^3(t) + F_5\hat{r}^5(t) + F_7\hat{r}^7(t) + F_9\hat{r}^9(t) \end{aligned} \quad (18)$$

식 (16), (17)와 식 (18)의 계수를 비교하여 $G_i^{(9)}$ 를 구해보면,

$$\begin{aligned} G_1^{(9)} &= 1/F_1, \\ G_3^{(9)} &= -\left(\left[G_1^{(9)}\right]^3 F_3\right)/F_1, \end{aligned} \quad (19)$$

$$G_5^{(9)} = -\left(3\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_3^{(9)} F_3 + \left[G_1^{(9)}\right]^5 F_5\right)/F_1,$$

$$G_7^{(9)} = -\left(\begin{aligned} &3G_1^{(9)}\left[G_3^{(9)}\right]^2 F_3 + 2\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_5^{(9)} F_3 \\ &+ 5\left[G_1^{(9)}\right]^4 G_3^{(9)} F_5 + \left[G_1^{(9)}\right]^7 F_7 \end{aligned}\right)/F_1,$$

$$G_9^{(9)} = -\left(\begin{aligned} &4G_1^{(9)}G_3^{(9)}G_5^{(9)} F_3 + 3\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_7^{(9)} F_3 + \left[G_3^{(9)}\right]^3 F_3 \\ &+ 9\left[G_1^{(9)}\right]^3 \left[G_3^{(9)}\right]^2 F_5 + 2\left[G_1^{(9)}\right]^4 G_5^{(9)} F_5 \\ &+ 7\left[G_1^{(9)}\right]^6 G_3^{(9)} F_7 + \left[G_1^{(9)}\right]^9 F_9 \end{aligned}\right)/F_1$$

가 된다. 위의 p 차 역필터 구조를 하드웨어로 구현할 경우 다항식의 형태로 구현되므로 볼테라 모델을 이용한 경우보다는 훨씬 적은 연산 복잡도와 적은 메모리 공간을 사용한다. 그러나 p 차 역필터를 이용한 보상 시스템의 경우 비선형성을 p 차까지만 고려하여 다항식을 구성하였으므로 그 이상의 차수에 대한 비선형 성분은 남아있을 수 있으며 만약 시스템의 고차 비선형 성분이 큰 값을 가지는 경우에는 보상 효과가 작을 것이다. 따라서 p 차 역필터가 보상 시스템으로 효과적으로 동작하려면 p 차 이상의 차수에 대해서는 작은 값을 가져야만 큰 보상 효과를 가질 수 있다. 보통의 비선형 시스템은 5차 이상의 계수는 무시할 수 있을 정도로 작은 경우가 많다. 그러므로 p 차 역필터의 기법을 효율적으로 적용할 수 있다.

P 차 역필터를 사용하여 진폭 왜곡을 보상하는

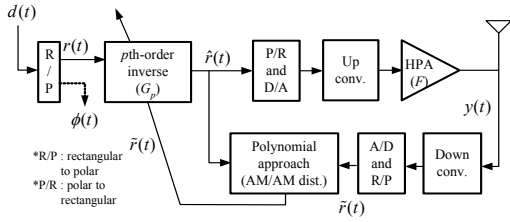


그림 5. p 차 역필터를 이용한 진폭 변조 왜곡 보상 시스템

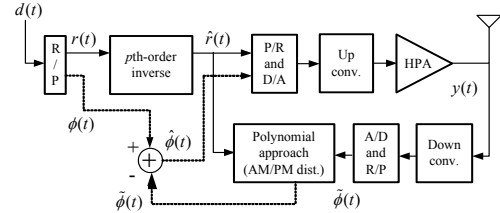


그림 6. 위상 변조 왜곡 성분의 모델링을 통한 위상 보상 시스템

방법을 살펴보면, 증폭기의 입·출력 진폭 특성을 시스템 인식 기법을 이용해서 다항식으로 모델링 한 후, 이 다항식을 이용해 p 차 역필터인 전치 보상기를 구한다. 그림 5은 진폭 왜곡을 보상하기 위한 시스템의 블록도를 나타낸 것이다. 그림에서 r(t)과 phi(t)는 전송하고자 하는 신호의 진폭과 위상을 나타내고, r-hat(t)과 phi-hat(t)는 전치 보상기 출력 신호의 진폭과 위상을 나타낸다. 만약 고전력 증폭기가 다항식으로 모델링 된다면 증폭기의 출력의 비선형 왜곡은 p 차까지 보상된다.

그림 6은 위상 왜곡을 보상하기 위한 시스템의 블록도를 나타낸 것으로 점선은 신호의 위상 성분의 흐름을 나타낸다. 이 시스템은 증폭기 출력 신호의 위상이 입력 신호의 진폭에만 의존하므로 입력 신호의 진폭과 출력 신호의 위상의 관계를 추정할 수 있다면 증폭기의 입력에서 미리 변화될 위상만큼 보상해 주어 결과적으로 위상의 변화가 없도록 한다. 여기서 입력 신호의 진폭과 출력 신호의 위상의 관계도 다항식으로 모델링할 수 있으며 이 다항식을 고전력 증폭기의 위상 보상 시스템으로 사용한다. 위상의 변화가 입력 신호의 진폭에만 의존하므로 위상에 대한 전치 왜곡은 증폭기를 통과하여도 위상의 변화에는 영향을 끼치지 않는다.

입력신호 $d(t) = r(t)e^{j\phi(t)}$ 에 대해 진폭 전치 보상기의 출력 $\hat{r}(t)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{r}(t) = G^{(p)}[r(t)] \quad (20)$$

고전력 증폭기의 입력 진폭이 $\hat{r}(t)$ 일 경우, 고전력 증폭기로 인한 위상 변조 왜곡 특성은 $\psi[\hat{r}(t)]$ 로 표현된다. 증폭기의 입력 신호 진폭과 출력 신호 위상과의 관계에서 왜곡될 위상의 양을 미리 알 수 있으므로 위상 전치 보상기의 출력은 $\hat{\phi}(t) = \phi(t) - \psi[\hat{r}(t)]$ 가 된다. 따라서 보상된 전치 증폭기의 출력 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = F\{G^{(p)}[r(t)]\}e^{j\{\hat{\phi}(t) - \psi(G^{(p)}[r(t)])\}} \quad (21)$$

$$= \tilde{r}(t)e^{j\hat{\phi}(t)} = d(t)$$

결과적으로 전치 증폭기 출력 신호의 진폭과 위상은 $\tilde{r}(t) = r(t), \tilde{\phi}(t) = \phi(t)$ 가 된다.

V. 간접 학습 구조를 이용한 전치 보상기

전치 보상기 시스템의 파라미터들을 갱신하기 위해서는 전치 보상기의 출력 값과 원하는 출력 값(전치 왜곡된 값)을 비교해야 되는데, 원하는 전치 보상기의 출력 값을 미리 알기가 어렵다. 이를 극복하기 위해 간접 학습 구조를 사용한다⁵⁻⁷⁾.

그림 7은 전치 증폭기의 비선형 보상을 위한 간접 학습 구조의 블록도를 나타낸 것이다. 전치 보상기 간접 학습 구조를 살펴보면 크게 전치 보상기 블록, 증폭기 블록, 간접 학습 블록(indirect learning block)으로 나눌 수가 있다. 이때 전치 보상기와 간접 학습 블록은 증폭기와 반대되는 특성을 지닌 비선형 시스템이며 학습의 최종 목표는 비선형을 정확하게 보상하는 전치 보상기의 파라미터를 구하는 것이다. d(t)은 전치 보상기의 입력 신호를 나타내고 v(t)은 전치 보상기를 통과한 신호로 증폭기의 입력 신호를 의미한다. v(t)은 비선형 증폭기 시스템에서 발생하는 왜곡을 전치 보상기의 보상 과정

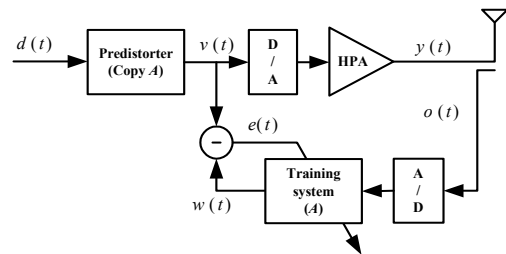


그림 7. 간접 학습 구조

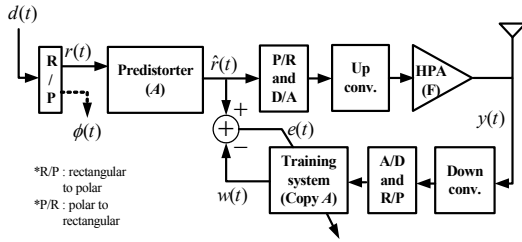


그림 8. 진폭 변조 보상을 위한 전치 보상기 구조

을 통해 왜곡과 반대되는 방향으로 미리 왜곡 시킨 것이다. 비선형 전치 보상기의 간접 학습 구조를 살펴보면 전치 보상기를 통과한 신호 $v(t)$ 와 간접 학습 블록을 통과한 신호 $w(t)$ 의 차로부터 얻은 오차 신호 $e(t)$ 을 이용하여 간접 학습 블록의 계수를 조정하면 $v(t)$ 과 $w(t)$ 값이 근접하게 됨으로써 오차 $e(t)$ 이 0에 수렴하게 되는 학습이 이루어진다. 결과적으로 입력 $d(t)$ 와 증폭기 출력 $y(t)$ 는 근사적으로 동일하다. 학습 시스템과 전치 보상기 블록은 동일한 구조를 가지며 간접 학습 블록의 계수가 갱신되면 자동으로 전치 보상기의 계수가 동일하게 갱신된다. 이 방식 또한 진폭 특성과 위상 특성으로 나누어 보상하는 방식을 적용할 수 있다. 먼저 진폭 특성을 보상하는 방법을 살펴보자.

그림 8에서 전치 보상기 블록을 통과한 신호 $\hat{r}(t)$ 와 간접 학습 블록을 통과한 신호 $w(t)$ 의 차로부터 얻은 $e(t)$ 을 이용하여 LMS 알고리즘 등을 통해 간접 학습 블록의 계수를 조정하면 $\hat{r}(t)$ 과 $w(t)$ 값이 근접하게 됨으로써 학습이 이루어진다. $e(t)$ 이 0에 가까워지면 학습이 이뤄진 것이고 결과적으로 입력 신호의 크기 $r(t)$ 과 증폭기 출력 신호의 크기 $y(t)$ 는 근사적으로 동일해진다. 간접 학습 블록과 전치 보상기는 동일한 구조를 가지며 위상 왜곡에 대한 보상은 p 차 역필터에서 사용된 기법을 동일하게 적용할 수 있다.

VI. 룩업 테이블을 이용한 전치 보상기

그림 9에 룩업테이블을 이용한 전치 보상기의 구조를 보였다. 룩업 테이블을 이용한 전치 보상기는 비선형 증폭기의 입출력 특성을 메모리에 저장해놓고 입력에 대해 원하는 출력을 가지도록 증폭기의 입력을 변경해주는 방법으로서 가장 구현하기 간단한 방법이다^[8]. 우선 증폭기 특성을 저장하기 위해 다음과 같은 방법을 이용하는데 입력 신호가 0~1 범위

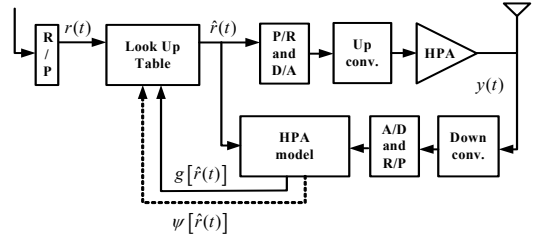


그림 9. 룩업 테이블 구조

내의 신호라고 가정하고 일정 간격으로 신호의 레벨을 나눈다. 각 레벨의 증폭기 입력 신호 $\hat{r}(t)$ 와 증폭기를 통과한 신호 $y(t)$ 에 대한 입출력 관계를 룩업 테이블에 저장한다. $g[\hat{r}(t)], \psi[\hat{r}(t)]$ 는 순수하게 전력 증폭기의 진폭 왜곡, 위상 왜곡 특성을 나타내므로 이 값들의 평균을 취하여 룩업 테이블에 저장하면 증폭기의 특성을 모델링 한 것과 같게 된다. 위의 방법으로 룩업 테이블을 전력 증폭기의 특성을 가지도록 구성하면 전력 증폭기의 특성이 변화기 전까지는 룩업 테이블에 저장된 값을 이용하여 전치 보상기의 역할을 수행할 수 있다. 룩업 테이블을 이용한 증폭기의 선형화 방법은 다음과 같다. 우선 그림 9의 블록도를 통해 룩업 테이블을 구성한 결과 표 1과 같은 자료를 얻었다고 가정하자.

증폭기의 이득이 1이라고 가정했을 때 입력 전압이 0.5이고 입출력 관계가 선형성을 갖는다고 하면 기대되는 출력 전압은 0.5이다. 우선 표 1에서 기대 출력 전압 0.5와 다른 출력들과 차를 비교하여 가장 작은 값을 가지는 것을 찾으면 인덱스 4일 때이다. 이는 전력 증폭기 입력이 0.3인 경우로 전력 증폭기의 입력 신호를 0.5에서 0.3으로 바꿔주면 증폭기의 출력은 0.5399가 되고 선형에 가깝게 된다. 이와 같은 알고리즘을 적용할 경우에는 룩업 테이블의 크기가 커질수록 입력에 대한 출력의 정보가 더

표 1. TWT 증폭기의 특성.

인덱스	입력 전압	출력 전압	출력 위상
1	0	0	0
2	0.1	0.1941	0.0246
3	0.2	0.3771	0.0909
4	0.3	0.5399	0.1816
5	0.4	0.6768	0.2789
6	0.5	0.7856	0.3710
7	0.6	0.8670	0.4520
8	0.7	0.9238	0.5205
9	0.8	0.9598	0.5773
10	0.9	0.9790	0.6240
11	1.0	0.9840	0.6623

세분화 되어 구성되므로 더 좋은 선형성을 얻을 수 있다. 출력 위상 변조의 경우는 전력 증폭기의 입력 신호가 록업 테이블에 의해 0.3으로 바뀌므로 출력 위상은 0.1816만큼 천이 된다. 따라서 전치 보상기 출력 신호를 미리 $\exp(-j0.1816)$ 만큼 변화시켜주면 위상 변조는 발생하지 않는다.

VII. 전산 모의 실험

세가지 종류의 QPSK, 16QAM, 64QAM 변조 방식에 따른 전력 증폭기의 비선형성에 의한 영향을 살펴보고, 이를 보상하기 위해 앞에서 기술된 3 가지 종류의 전치 보상 기법을 전산 모의 실험을 통해 성능 평가하고, 방법들 간의 장·단점을 살펴본다. 그림 10은 고전력 증폭기의 비선형 특성으로 인한 영향을 살펴보기 위한 시스템 블록도이다. 입력 신호는 OFDM심볼 당 2048개의 변조 심볼로 구성되며 2048개의 주파수로 이루어진 역 푸리에 변환기를 통과한 후 증폭기를 통해 전송된다. 그림 11은 각각의 변조 방식에 대한 증폭기 입력 신호의 성상도를 나타낸 것이다.

이와 같은 신호가 TWT 증폭기를 통과하면 그림 12 (a)와 같이 왜곡되고 SSP 증폭기를 통과하면 그림 12 (b)와 같이 왜곡된다. TWT 증폭기의 경우에는 진폭 변조와 위상 변조가 함께 발생되어 성상도가 많이 변형된 반면에 SSP 증폭기의 경우에는 진폭 변조만 발생하여 TWT증폭기의 경우보다는 덜 분산 된 것을 확인 할 수 있으며, 다중 레벨로 갈 수록 왜곡의 정도가 매우 심한 것을 볼 수 있다. 그림 12를 살펴보면 12 (a)에서 TWT 증폭기의 경

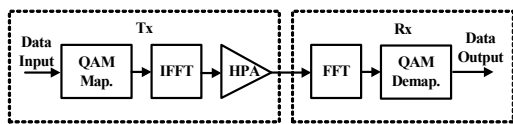


그림 10. 증폭기의 비선형 특성 측정을 위한 블록도

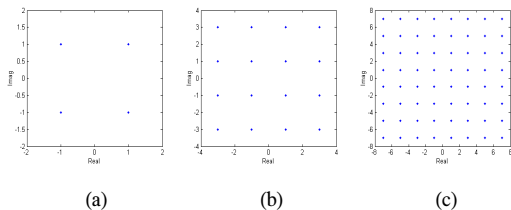


그림 11. 입력 신호의 성상도 (a) QPSK (b)16QAM (c) 64QAM

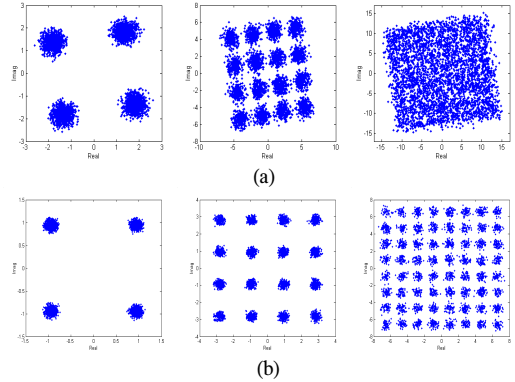


그림 12. 비선형 증폭기를 통과한 신호의 성상도 (a) TWT 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도 (b) SSP 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도

우 위상 왜곡 성분으로 인해 12 (b)보다 훨씬 큰 왜곡 분산 형태를 나타내고 한쪽으로 일정한 위상만큼 이동된 것과 같은 특이한 형태를 나타내는데 이는 아래와 같이 설명할 수 있다. 식(2)로 표현된 증폭기의 위상 변조 특성을 살펴보면 DC 성분과 시간에 따라 변하는 성분으로 나눌 수 있는데 이는 $\psi[\hat{r}(t)] = \psi_0 + \hat{\psi}[\hat{r}(t)]$ 로 표현할 수 있다. 신호 성상도의 왜곡을 살펴보기 위해 수신 신호를 푸리에 변환기를 통과시키면 식(22)로 표현된다.

$$\begin{aligned}
 y(\omega) &= \int g[\hat{r}(t)] e^{j(\hat{\phi}(t) + \psi[\hat{r}(t)])} e^{-j\omega t} dt \quad (22) \\
 &= \int g[\hat{r}(t)] e^{j(\hat{\phi}(t) + \psi_0 + \hat{\psi}[\hat{r}(t)])} e^{-j\omega t} dt \\
 &= e^{j\psi_0} \int g[\hat{r}(t)] e^{j(\hat{\phi}(t) + \hat{\psi}[\hat{r}(t)])} e^{-j\omega t} dt \\
 &= e^{j\psi_0} \hat{y}(\omega)
 \end{aligned}$$

위 식을 통해 그림 12 (a)에서 시간에 따라 변하는 진폭, 위상 왜곡 성분은 $\hat{y}(\omega)$ 로 성상도가 큰 분산 형태를 나타내고, DC 성분은 $e^{j\psi_0}$ 로 일정한 위상만큼 치우친 형태를 나타낸다.

우선 p차 역필터 전치 보상기를 가진 시스템의 경우를 살펴보자. 식(23)은 TWT 증폭기에 대한 진폭 변조 특성을 VSS-LMS(variable step size least mean square)알고리즘[9]을 통해 다항식으로 모델링한 것을 나타낸 것이고, 식 (24)는 SSP 증폭기에 대해 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{r}(t) &= 1.9589\hat{r}(t) - 1.9073r^3(t) + 1.6688r^5(t) \quad (23) \\
 &\quad - 1.0502r^7(t) + 0.3181r^9(t)
 \end{aligned}$$

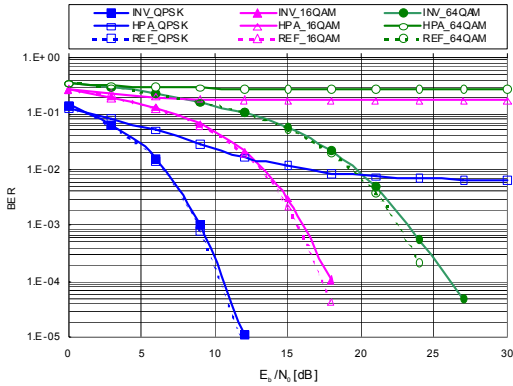


그림 13. p차 역필터를 이용한 전치 보상을 가진 TWT 증폭기 시스템의 성능 곡선

$$\tilde{r}(t) = 1.9342\hat{r}(t) - 1.8469\hat{r}^3(t) + 1.3379\hat{r}^5(t) - 0.5494\hat{r}^7(t) + 0.0963\hat{r}^9(t) \quad (24)$$

식 (25)는 역필터의 정의로부터 식(19)을 이용해 TWT 증폭기의 진폭 왜곡에 대한 9차 역필터를 구한 것이고, 식 (26)은 SSP 증폭기에 대한 역필터를 구한 것이다.

$$\hat{r}(t) = 0.5105r(t) + 0.1295r^3(t) + 0.0691r^5(t) + 0.0274r^7(t) + 0.0239r^9(t) \quad (25)$$

$$\hat{r}(t) = 0.5171r(t) + 0.1322r^3(t) + 0.0755r^5(t) + 0.0345r^7(t) + 0.0307r^9(t) \quad (26)$$

위상 변조에 대한 전치 보상은 그림 6의 시스템 구조를 이용하여 구성되었다. 식 (27)는 TWT 증폭기의 위상 변조를 보상하기 위해 모델링된 다항식을 나타낸 것으로서 신호 $\tilde{\phi}(t)$ 은 보상해야 할 위상 왜곡을 나타낸다.

$$\tilde{\phi}(t) = 0.0041 - 0.0089\hat{r}(t) + 3.0945\hat{r}^2(t) - 3.9449\hat{r}^3(t) + 1.5256\hat{r}^4(t) \quad (27)$$

그림 13, 14는 3가지 변조 방식에 대한 p차 역필터 전치 보상 시스템의 BER 성능을 나타낸 것이다. 여기서 3가지 변조 방식은 QPSK, 16QAM, 64QAM이며 비교하는 3가지 시스템은 비선형 특성이 없는 기준 시스템 REF_XXX와 비선형 증폭기가 있는 시스템 HPA_XXX 그리고 p 차 역필터를 이용하여 보상을 한 시스템 INV_XXX이다. 그림 13은 TWT 증폭기를 가진 시스템의 경우를 나타낸 것으로서 비선형 증폭기만 있는 시스템의 경우에는 높은 SNR에서도 신호의 왜곡으로 인해 낮은 성능을

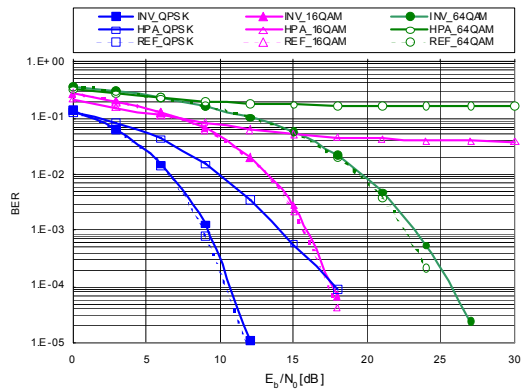


그림 14. p차 역필터를 이용한 전치 보상을 가진 SSP 증폭기 시스템의 성능 곡선

나타났다. 보상 시스템의 경우에는 신호 정상도의 밀도가 높아 질수록 성능의 저하가 발생하는데 이는 정상도의 밀도가 높아질수록 피크 진폭 근처에서의 오차가 더 많은 영향을 미치기 때문인 것으로 생각된다. 그림 14는 SSP 증폭기 시스템의 성능을 비교한 것으로 비선형 시스템의 경우 위상 왜곡이 존재하지 않기 때문에 그림 13의 비선형 시스템보다는 좋은 BER 성능을 보이며 보상 시스템을 적용했을 경우는 그림 13과 거의 같은 성능을 보이는 것으로 나타났다. 모의 실험에서는 홀수 9 차 역필터를 이용하여 전치 보상을 구성하였으므로 9 차의 이상의 비선형 왜곡의 영향은 전치 보상을 적용한 후에도 남아있게 된다. 여기서는 그 영향이 그다지 크게 작용하지 않는 것으로 보인다.

다음은 간접 학습 구조를 이용한 전치보상기 시스템의 경우를 살펴보자. 그림 15는 그림 13, 14와 같이 3가지 변조 방식에 대한 3가지 시스템의 BER 성능을 나타낸 것으로서 간접 학습 구조를 이용한 보상 시스템의 성능은 IDL_XXX로 표기한다. TWT 증폭기의 경우 진폭 변조 왜곡과 위상 변조 왜곡을 다 가지는 일반적인 경우이므로 이 경우에 대해서만 전산모의 실험을 수행하였다. 식 (25)는 그림 8의 구조로부터 전치 보상 다항식을 구한 것이다.

$$\hat{r}(t) = 0.5355r(t) + 0.004r^3(t) + 0.0384r^5(t) + 0.165r^7(t) + 0.2908r^9(t) \quad (28)$$

그림 15는 식 (28)으로 구성된 전치 보상기 시스템을 가진 경우를 모의 실험한 것이다. 그림 에서 BER=10⁻⁴를 기준으로 기준 시스템과 비교해 보았을 때 겹치는 형태를 보이므로 거의 완벽한 보상이

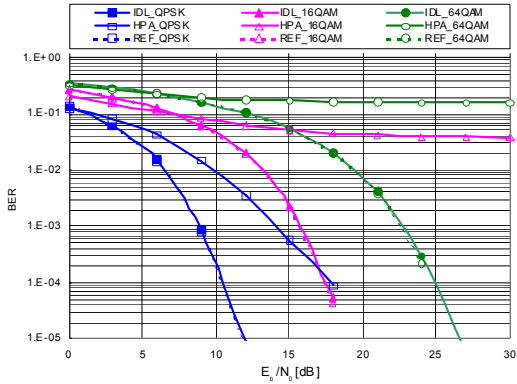


그림 15. 간접 학습 구조를 이용한 전치 보상기를 가진 TWT 증폭기 시스템의 성능 곡선

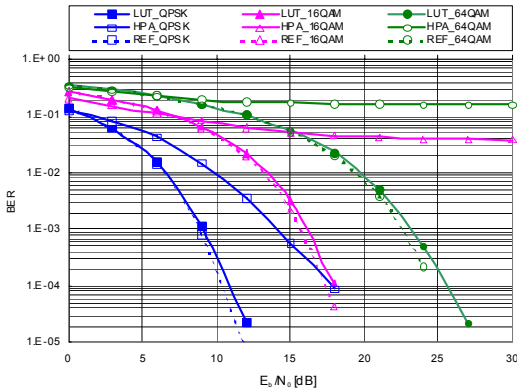


그림 16. 룩업 테이블을 이용한 전치 보상기를 가진 TWT 증폭기 시스템의 성능 곡선

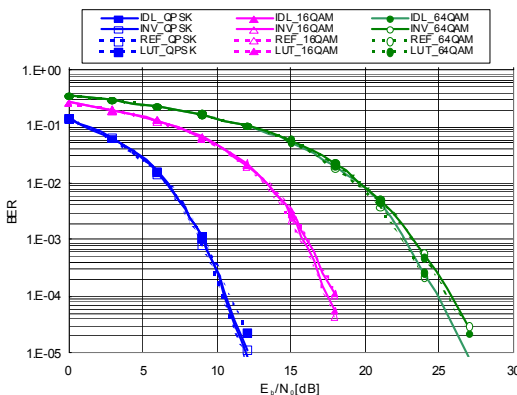


그림 17. 전치 보상기의 성능 비교

이뤄진 것으로 생각할 수 있다.

다음은 룩업 테이블 이용하여 전치보상기 시스템을 구성한 경우를 살펴보자. 이 모의 실험에서도

TWT 증폭기의 경우만을 고려하여 전산 모의 실험을 수행하였으며 그림 16에서 룩업 테이블 이용 한 보상 시스템의 성능은 LUT_XXX로 표기한다. 룩업 테이블의 경우 특성상 메모리의 용량에 비례하여 보상 성능이 결정되므로 위에서 제안한 두 전치 보상 시스템들과 비슷한 성능을 나타내는 메모리 용량을 선택하여 비교하도록 하였다. 여기서는 주소, 입력 크기, 출력 크기, 출력 위상, 주소 선택 등 5 가지에 대해 각 10비트씩의 용량으로 메모리를 제한하였다. 그림 16을 통해 정해진 메모리로 인해 모든 변조 방식에 대해 SNR이 높아짐에도 불구하고 기준 시스템과 약 1dB 정도의 성능 차이를 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 17은 세가지 전치 보상 시스템과 기준 시스템을 비교한 것으로 가장 좋은 성능을 가지는 시스템은 간접 학습 구조를 이용한 경우로써 거의 완벽한 보상을 나타내었고 p 차 역필터를 이용한 경우는 QPSK, 16QAM의 경우 룩업 테이블보다 좋은 성능을 가지지만 64QAM의 경우 거의 같은 성능을 나타내는 것으로 나타났다.

위의 세가지 방식에 대한 계산량과 메모리 사용량을 비교하면 다음과 같다. 우선 p 차 역필터 방식을 살펴보면 진폭 변조 왜곡에 대해 LMS 알고리즘을 통해 9 차 다항식으로 모델링하므로 이에 대한 연산량을 계산하고 마지막에 역필터 계산을 하므로 그 연산량을 더해주면 된다. 식 (26)에서 등호 오른쪽의 첫번째 항은 9 차 모델링에 사용된 연산량이며, 두번째 항은 p 차 역필터를 구성하기 위해 사용된 연산량을 나타낸다. 여기서 N 은 적절한 계수를 구현하기 위해 사용된 심볼의 개수를 의미한다.

$$\begin{aligned} Sum_INV1 &= 10 \times N + 10 \\ Mul_INV1 &= 11 \times N + 87 \\ Div_INV1 &= 0 \times N + 5 \end{aligned} \quad (26)$$

위상 왜곡에 대한 전치 보상기의 연산의 수는 모델에 대해서만 계산해 주면 되므로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Sum_INV2 &= 10 \times N \\ Mul_INV2 &= 11 \times N \end{aligned} \quad (27)$$

식 (28)은 간접학습 구조를 구성할 때 사용되는 연산의 수를 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} Sum_IDL1 &= 14 \times N \\ Mul_IDL1 &= 16 \times N \end{aligned} \quad (28)$$

표 2. 전치 보상 시스템에 따른 계산량 비교

	p 차 역필터	간접 학습	록업 테이블
나눗셈	5	0	0
곱셈	22×N+87	27×N	0
덧셈	20×N	24×N	N

간접 학습 구조에서 위상 보상에 대한 구조는 역필터 방식과 같으므로 식 (27)과 같은 계산량을 가진다. 위의 두 방식에 대한 연산량들을 살펴보면 N의 값이 커질수록 계산량은 비례적으로 증가하는 것을 볼 수 있다. 표 2는 전체 연산량에 대해 표로 정리해 놓은 것이다. 록업 테이블의 경우 데이터를 저장하는 형태이므로 기존 저장된 데이터와 비교해서 차이가 나는 경우에만 갱신하는 형태이므로 덧셈만 필요하게 된다.

표 3은 위의 세가지 전치 보상 시스템에서 사용된 메모리 용량을 나타낸 것이다. 간접 학습 구조의 경우 진폭 변조 왜곡에서 전치 보상기와 같은 구조의 훈련 시스템이 존재하므로 5개의 메모리가 더 필요하게 된다. 따라서 전체 메모리 사용량을 계산하면 다음과 같다.

위에서 제시된 3가지 시스템의 경우 BER=10⁻⁴에서 64QAM의 경우 최대 SNR 약 1 dB정도 차이를 가지므로 성능이 거의 비슷하다고 볼 수 있다. 따라서 세가지 전치 보상기 구조가 비슷한 성능을 가진다고 가정하고 이들 방식을 비교하면 계산량은 간접 학습 구조를 이용한 전치 보상기가 가장 많으며, 메모리 사용량의 경우 록업 테이블 이용 방식이 가장 많다. 그러나 성능 비교에서는 간접 학습 구조를 이용한 전치 보상기가 가장 나은 성능을 나타내며, 구현시에는 록업 테이블을 이용한 전치 보상기가 가장 간단하기 때문에 구현하기가 쉬운 특징을 가진다. 그러나 DSP 전용칩을 사용하여 전치 보상을 구현하는 경우에는 소요되는 메모리의 양이 문제가 될 수 있으며 이럴 경우 다른 기법을 사용하는 것이 유리할 수 있다.

VIII. 결 론

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR과 전력 증폭기의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 위하여 디지털 영역에서 보상 시키는 방법 3 가지를 제시하고 비교·분석하였다. 모의 실험에 사용된 시스템은 IEEE 802.16 OFDMA를 기반으로 구성하였고, 전력 증폭기 모델로 TWT 증

폭기와 SSP 증폭기 모델을 사용하였다. 비교·검토하는 전치 보상기의 3 가지 기법으로는 p 차 역필터를 이용한 방법, 간접 학습 구조를 이용한 방법 그리고 록업 테이블을 이용한 방법이다. 이 3 가지 기법을 비교하면 64QAM 변조 방식의 경우 간접

표 3. 전치 보상 시스템에 따른 사용된 메모리 비교

연산	p 차 역필터	간접 학습	록업 테이블
합계	10	15	5120

학습 구조를 이용한 전치 보상 방법이 기존 시스템과 비교했을 경우 가장 좋은 성능을 가졌으나 BER=10⁻⁴를 기준으로 SNR을 비교할 경우 약 1dB 정도 차이를 가지므로 큰 성능 차이를 나타내는 것은 아니었다. 이 방법들 중 p 차 역필터와 간접 학습 구조를 이용한 전치 보상은 다항식으로 구현되기 때문에 다항식의 계수를 구하는 방식으로 접근하여 필요한 메모리가 적다는 장점이 있었지만 계산량은 많은 단점이 있었다. 그에 비해 록업 테이블을 이용한 방식은 많은 메모리를 사용하지만 계산량은 적은 장점을 가진다. 다항식으로 모델링하는 방식의 경우 진폭 변조와 위상 변조를 나누어 보상해주는 형태의 보상을 사용하므로 복소 계산이 필요없다. 위의 세가지 방식은 증폭기의 특성이 변화하더라도 적응적으로 전치 보상을 변화시킬 수 있다.

본 논문에서 제시된 3가지 방식의 전치 보상기의 경우 비선형 고전력 증폭기의 전치 보상은 사용된 증폭기의 종류에 관계없이 기저대역에서 디지털 신호 처리로 왜곡 신호를 보상할 수 있으므로 고전력 증폭기를 사용하는 모든 디지털 통신 시스템에 활용이 가능할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 29, No. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [2] C. Rapp, "Effects of HPA non-linearity on 4-DPSK-OFDM signal for a Digital Sound Broadcasting System," *Proc. Of 2nd European Conference on Satellite Communications*, ESA-SP-332 Luik, Belgium, Oct. 22-24, 1991.
- [3] M. Schetzen, "Theory of pth-Order Inverse of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on*

- Circuits and Systems*, Vol. CAS23, No.5, pp. 285-291, May 1976.
- [4] 은창수, 임선민, “ p 차 역필터 기법을 이용한 OFDM 시스템의 메모리가 없는 비선형 고전력 증폭기의 전치 보상기 설계,” *한국 통신학회 논문지*, vol. 31, No. 2C, pp.191-199, Feb. 2006.
- [5] M. Ghaderi, “Adaptive predistortion lineariser using polynom -ial functions,” *IEEE Proc. on Comm.*, Vol. 141, No.2, April 1994, pp. 49-55.
- [6] Changsoo Eun, *Design and Comparison of Nonlinear Compensators*, Ph. D. Dissertation, The University of Texas at Austin, 1995.
- [7] Changsoo Eun and E. J. Powers, “A New Volterra Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture,” *IEEE Trans. on Sig. Process.*, Vol. 45, No. 1, pp. 223-227, Jan. 1997.
- [8] W. G. Jeon, K. H. Chang, Y. S. Cho, “An adaptive data predistorter for compensation of nonlinear distortion in OFDM systems,” *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 45, No. 10, pp. 1167-1171, Oct. 1997.
- [9] Simon Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice-Hall, 1991.

임 선 민 (Sun-min Lim)

정회원



2000년 2월 충남대학교 정보통신공학과 졸업
 2002년 2월 충남대학교 정보통신공학과 석사
 2005년 2월 충남대학교 정보통신공학과 박사과정 수료
 2006년 9월~현재 한국전자통신

연구원 인지무선연구팀

<관심분야> 통신 신호 처리, 인지 무선 시스템

은 창 수 (Chang-soo Eun)

종신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 학사졸업
 1987년 2월 서울대학교 전자공학과 석사졸업
 1995년 2월 텍사스 오스틴 대학교 전기공학과 박사졸업
 1997년~현재 충남대학교 전기

정보통신공학부 교수

<관심분야> 통신 신호 처리, 이동 통신 시스템