DBpia

*p*차 역필터 기법을 이용한 OFDM 시스템의 메모리가 없는 비선형 고전력 증폭기의 전치 보상기 설계

정회원 임 선 민*, 은 창 수*

Predistorter Design for a Memory-less Nonlinear High Power Amplifier Using the *p*th-Order Inverse Method for OFDM Systems

Sunmin Lim*, Changsoo Eun* ***Regular Members***

요 약

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR과 전력 증폭기의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위하여 *p*차 역필터 구조를 사용하는 전치 보상기를 구현하는 방안을 제시한다. 메모리가 없는 고전력 증폭기를 다항식으로 모델링 하고 전치 보상기로써 비선형 증폭기 특성의 역모델인 *p*차 역필터 구조를 이용한다. *p*차 역필터 구조는 비선형 시스템이 다항식으로 모델링 된다면 다항식의 계수만으로 구현될 수 있으므로 많은 메모리가 필요 없다. 비선형 전력 증폭기 모델의 계수 갱신을 위하여는 LMS, RLS 알고리듬을 모두 사용할 수 있으며 계수의 개수가 적어 수렴 속도가 빠르고 복소 계산이 필요 없으므로 계산도 간단하다.

Key Words : p-th order inverse method, predistorter, high-power amplifier, non-linearity

ABSTRACT

In this paper, we propose a method to implement a predistorter of the p-th order inverse filter structure to prevent signal distortion and spectral re-growth due to the high PAPR (peak-to-average ratio) of the OFDM signals and the non-linearity of high-power amplifiers. We model the memory-less non-linearity of the high-power amplifier with a polynomial model and utilize the inverse of the model, the p-th order inverse filter, for the predistorter. Once the non-linearity is modeled with a polynomial, since we can determine the p-th order inverse filter only with the coefficients of the polynomial, large memory is not required. To update the coefficients of the non-linear high-power amplifier model, we can use LMS or RLS algorithms. The convergence speed is high since the number of coefficients is small, and the computation is simple since manipulation of complex numbers is not necessary.

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)를 갖는데 이는 고전력 증폭기를 포화 영역에서 동작하게 함으로써 진폭 변조

* 충남대학교 정보통신공학과 이동통신연구실(eun@ieee.org)
논문번호 : KICS2005-12-488, 접수일자 : 2005년 12월 5일

www.dbpia.co.kr

왜곡과/또는 위상 변조 왜곡을 발생시킨다. 이러한 효과는 신호 대역내외에 원하지 않는 신호를 발생시킨다. 신호 대역 내의 전력은 전송 신호의 왜곡을 발생시키고 인접 대역에서의 에너지는 이웃 채널에 간섭으로 작용한다. 이 논문에서는 p차 역필터 구조를 이용한 전치 보상기를 설계하여 진폭과 위상 변조에 대한 비선형성을 보상하는 방법을 제안한다. 본 논문은 다음과 같은 형식으로 구성되어 있다. 서론에 이어 2장에서는 비선형 고전력 증폭기에 의한 신호의 왜곡 특성을 살펴보고, 3장에서는 메모리가 없는 비선형 증폭기를 보상하기 위한 기법으로 p차 역필터에 대해 설명하였다. 4장에서는 일반적인 전치 보상기의 기능에 대해 설명하고 5장에서는 2-4장에서 설명된 내용을 기반으로 전산 모의 실험을 통해 성능을 비교 분석하고, 6장에서 결론을 맺는다.

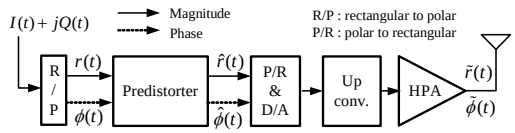


그림 1. 전치 보상기를 가진 송신 시스템

Ⅱ. 고전력 증폭기의 비선형 특성

그림 1에 전치 보상기를 채용한 송신 시스템의 개략도를 보였다. 입력되는 복소수 기저대역 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(t)+jQ(t)=r(t)\cos[\phi(t)]+jr(t)\sin[\phi(t)] \quad (1)$$

여기서 $I(t)$는 기저 대역 신호의 실수 성분, $Q(t)$는 허수 성분을 나타내며, $r(t)$와 $\phi(t)$는 아래의 식들과 같이 각각 크기와 위상을 나타낸다.

$$r(t)=\sqrt{I(t)^2+Q(t)^2},\phi(t)=\arctan(Q(t)/I(t))$$

고전력 증폭기의 입력을 다음과 같이 가정해보자

$$\hat{r}(t)\cos\left(w_c(t)+\hat{\phi}(t)\right) \quad (2)$$

식 (2)의 신호가 고전력 증폭기를 통과하면 출력 신호는 진폭 변조 왜곡과 위상 변조 왜곡으로 인하여 아래와 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}&\tilde{r}(t)\cos\left(w_c(t)+\tilde{\phi}(t)\right) \quad (3)\\ &=g[r(t)]\cos\left(w_c(t)+\hat{\phi}(t)+\psi[r(t)]\right)\end{aligned}$$

여기서 $\tilde{r}(t)=g[r(t)]$, $\tilde{\phi}(t)=\hat{\phi}(t)+\psi[r(t)]$이다. 위 식에서 $g[\bullet]$는 신호의 진폭 변조 왜곡을 $\psi[\bullet]$는 위상 변조 왜곡을 나타낸다. 이 두 왜곡은 증폭기 입력 신호의 진폭에만 의해 결정되며 이 왜곡들은 서로 독립적으로 발생한다. 이 성질을 이용하면 진폭 변조 왜곡과 위상 변조 왜곡에 대한 보상 또한 독립적으로 수행할 수 있다. 복조된 기저대역 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{I}(t)&=g[r(t)]\cos\left(\hat{\phi}(t)+\psi[\hat{r}(t)]\right), \quad (4)\\ \tilde{Q}(t)&=g[r(t)]\sin\left(\hat{\phi}(t)+\psi[\hat{r}(t)]\right)\end{aligned}$$

전치 보상기의 목적은 증폭기를 통과한 신호 $\tilde{I}(t)$와 $\tilde{Q}(t)$가 $I(t)$와 $Q(t)$와 같아지도록 전치 보상기의 출력값 $\hat{I}(t)$와 $\hat{Q}(t)$(또는 $\hat{r}(t),\hat{\phi}(t)$)를 만들어 내는 것이다. 신호가 진폭 전치 보상기를 통과하면 전치 보상기 출력 신호의 진폭은 아래식과 같이 전치 왜곡된다.

$$\hat{r}(t)=g^{-1}[r(t)] \quad (5)$$

위 식(5)와 같이 미리 왜곡된 신호가 전력 증폭기에 입력되면, 증폭기의 출력 신호의 진폭은 다음 식과 같이 된다.

$$\tilde{r}(t)=g[\hat{r}(t)]=g[g^{-1}[r(t)]]=r(t) \quad (6)$$

즉, 전치 보상기를 증폭기의 진폭 왜곡 특성과 역의 관계를 가지도록 구성하면 진폭 왜곡은 보상된다. 다음으로 위상 왜곡의 경우에 대해 살펴보자. 식 (5)의 진폭을 갖는 신호가 전력 증폭기에 입력되면, 증폭기 출력 위상은 다음과 같이 된다.

$$\tilde{\phi}(t)=\hat{\phi}(t)+\psi[\hat{r}(t)]=\phi(t) \quad (7)$$

식 (5)와 같은 진폭을 갖는 신호가 전력 증폭기를 통과하면 식 (7)과 같은 위상 변위가 발생하지만, 입력진폭에 대한 변위량을 예측할 수 있다면 전력 증폭기에 입력될 때 그 만큼의 위상을 미리 보상해 주면 출력에서는 위상 변위가 없게 된다. 즉, 그림 1에서 $\hat{\phi}(t)$를

$$\hat{\phi}(t)=\phi(t)-\psi[\hat{r}(t)] \quad (8)$$

와 같이 만들어 주면 된다. 본 논문에서는 이 위상 보상 문제를 시스템 모델링을 통해 해결하였다. 즉, 증폭기의 입력 진폭에 따른 출력 위상을 정확히 모델링 하여 증폭기 입력 신호의 위상에서 입력 진폭

www.dbpia.co.kr

에 따른 위상 변화만큼 미리 빼주는 것이다.

고전력 증폭기는 일반적으로 TWT(traveling wave tube) 증폭기와SSP(solid state power) 증폭기 두 가지 종류로 나눌 수 있다. TWT 증폭기의 비선형성 특성은 살레(Saleh)에 의해 모델링 되었으며, 진폭 변조와 위상 변조는 각각 아래의 식과 같이 표현된다[1].

$$g[r(t)] = \frac{\alpha_a r(t)}{1+\beta_a r^2(t)} \tag{9}$$

$$\phi[r(t)] = \frac{\alpha_a r^2(t)}{1+\beta_p r^2(t)} \tag{10}$$

여기서 $r(t)$는 입력 신호의 진폭이고, $\alpha_a, \beta_a, \alpha_p, \beta_p$는 증폭기의 특성에 따라 정해지는 상수이다.

SSP 증폭기의 비선형 특성은 래프(Rapp)에 의해 진폭 변조와 위상 변조가 각각 다음과 같이 모델링 되었다[2].

$$g[r(t)] = \frac{\nu_s r(t)}{\left[1+(\nu_s r/r_0)^{2k}\right]^{1/2k}} \tag{11}$$

$$\phi[r(t)] \cong 0 \tag{12}$$

여기서 $r_0 \geq 0$는 포화점에서의 출력 진폭이고 ν_s는 소신호 이득을 나타내며 k는 포화영역에서 곡선의 기울기를 조절할 때 사용되며 정수 값을 가진다. 그림 2은 TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 진폭 변조 특성을 보여주는데 입력 진폭이 증가할수록 출력 이득은 감소하는 특성을 나타낸다. 그림 3는 TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 위상 변조 특성을 보여주는데 TWT 증폭기의 경우 입력 진폭이 커질수록 출력 위상이 커지는 특성을 가지는 반면에 SSP 증폭기는 위상 변조가 없다. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 진폭 변조 특성은 매우 유사하지만 위상 변조는 큰 차이를 보인다. 따라서 TWT 증폭기는 진폭과 위상 모두에 보상이 필요하지만 SSP 증폭기의 경우는 진폭에 대한 보상만 필요하게 된다.

그림 2, 3에서 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 있어서 비선형을 보상할 수 있는 방법들이 연구되어 왔다[3-8].

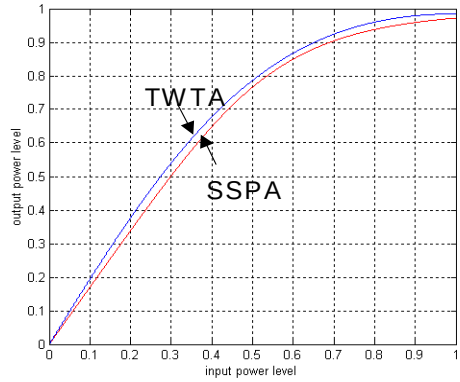


그림 2. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 진폭 변조

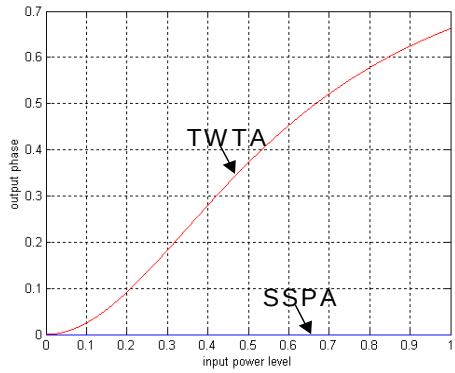


그림 3. TWT 증폭기와 SSP 증폭기의 위상 변조

Ⅲ. p차 역필터

기존의 p차 역필터 기법[9]은 볼테라 모델로 표현되는, 메모리를 가진 비선형 시스템을 보상하기 위한 방법으로 사용되어왔다. 그러한 비선형 모델의 경우 볼테라 시스템의 차수가 높아질수록 너무 복잡하며 p차 역필터 방법을 이용하여 보상 시스템을 구성한다는 것은 매우 비현실적이다. 그러나 만약 비선형 시스템이 메모리가 없는 시스템이라면 다항식으로 모델링 할 수 있으며, p차 역필터 방법을 이용하여 증폭기의 역 시스템을 추정하는 것이 간단해 진다.

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

www.dbpia.co.kr

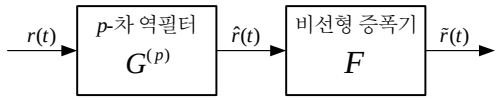


그림 4. p차 역필터를 이용한 비선형 보상 기법의 개념도

$$\tilde{r}(n) = F\left[\hat{r}(t)\right] = \sum_{m=1}^{\infty} F_m \hat{r}^m(t) \tag{13}$$

위 식에서 $\hat{r}(t)$는 전력 증폭기 입력 신호의 크기를 나타내고 F_m은 $\hat{r}(t)$의 m차항의 계수를 나타낸다. 만약 p차 역필터를 $G^{(P)}$로 표현한다면 전체 시스템 H는 식(14)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{r}(t) &= H[r(t)] = F\{G^{(p)}[r(t)]\} \\ &= F\left[\hat{r}(t)\right] = \sum_{m=1}^{\infty} H_m r^m(t)\end{aligned} \tag{14}$$

보상된 증폭기의 이상적인 출력은 단지 p 차까지 선형항만을 가져야 하므로 계수 H_m은 다음 식을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} H_1 &= 1 \\ H_2 &= 0 \\ &\vdots \\ H_p &= 0 \end{aligned} \tag{15}$$

만약 고전력 증폭기의 진폭 왜곡 다항식과 역필터 다항식의 차수가 9차로 제한되었다고 하면 역필터와 증폭기의 출력은 다음과 같이 각각 표현된다.

$$\begin{aligned}\hat{r}(t) &= G_1^{(9)} r(t) + G_3^{(9)} r^3(t) + G_5^{(9)} r^5(t) \\ &\quad + G_7^{(9)} r^7(t) + G_9^{(9)} r^9(t), \\ \tilde{r}(t) &= F_1 \hat{r}(t) + F_3 \hat{r}^3(t) + F_5 \hat{r}^5(t) \\ &\quad + F_7 \hat{r}^7(t) + F_9 \hat{r}^9(t)\end{aligned} \tag{16}$$

식 (14), (16)과 식 (15)에 의해 $G_i^{(9)}$의 계수를 구해보면

$$\begin{aligned}
G_1^{(9)} &= 1/F_1, \\
G_3^{(9)} &= -\left(\left[G_1^{(9)}\right]^3 F_3\right)/F_1, \\
G_5^{(9)} &= -\left(3\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_3^{(9)} F_3 + \left[G_1^{(9)}\right]^5 F_5\right)/F_1, \\
G_7^{(9)} &= -\begin{pmatrix} 3G_1^{(9)}\left[G_3^{(9)}\right]^2 F_3 + 2\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_5^{(9)} F_3 \\ +5\left[G_1^{(9)}\right]^4 G_3^{(9)} F_5 + \left[G_1^{(9)}\right]^7 F_7 \end{pmatrix}/F_1, \\
G_9^{(9)} &= -\begin{pmatrix} 4G_1^{(9)} G_3^{(9)} G_5^{(9)} F_3 + 3\left[G_1^{(9)}\right]^2 G_7^{(9)} F_3 \\ +\left[G_3^{(9)}\right]^3 F_3 + 9\left[G_1^{(9)}\right]^3 \left[G_3^{(9)}\right]^2 F_5 \\ +2\left[G_1^{(9)}\right]^4 G_5^{(9)} F_5 + 7\left[G_1^{(9)}\right] G_3^{(9)} F_7 \\ +\left[G_1^{(9)}\right]^9 F_9 \end{pmatrix}/F_1
\end{aligned} \tag{17}$$

가 된다. 위의 p차 역필터 구조를 하드웨어로 구현할 경우 다항식의 형태로 구현되므로 볼테라 모델을 이용한 경우보다는 훨씬 적은 연산 복잡도와 적은 메모리 공간을 사용한다. 그러나 p차 역필터를 이용한 보상 시스템의 경우 비선형성을 p차까지만 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 p차 역필터가 보상 시스템으로 효과적으로 동작하려면 p차 이상의 차수에 대해서는 작은 값을 가져야만 큰 보상 효과를 가질 수 있다.

Ⅳ. 전치 보상기

고전력 증폭기의 선형화 기법으로는 피드 포워드 (feed-forward) 방법[4], 피드 백 (feed-back) 방법[5], 전치 보상(predistortion) 방법[6-8] 등이 있다. 본 논문에서 이용되는 방법은 전치 보상 방법으로, 전력 증폭기의 비선형 특성을 고려하여 전력 증폭기의 입력 신호에 미리 왜곡을 주어 비선형성을 보상하는 방법이다. 이 방법은 위의 다른 두 방법에 비해 구현이 비교적 간단하며 비교적 좋은 성능을 얻을 수 있어서 많이 이용되는 선형화 기법중의 하나이다. 전치 보상 방법은 두 가지로 구분 되는데 하나는 기저대역에서 디지털 신호 처리를 이용하는 방법과 다른 하나는 RF 대역에서 전력 증폭기의 RF 특성과 반대가 되는 비선형 특성을 갖는 RF 전력 증폭기를 보상하고자 하는 증폭기의 앞 단에 연결하여 보상하는 방법이 있다. 디지털 신호 처리를 이용하는 방법의 경우 구현이 쉽고 비교적 정확하게 보상할 수 있어 본 논문에서도 이 방식을 이용한다.

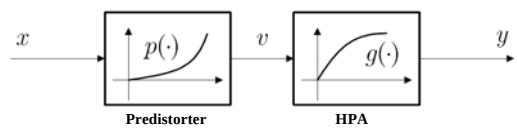


그림 5. 전치 보상기를 가진 송신 시스템

그림 5는 전치 보상기를 채용한 전송 시스템의 개념도이다. 만약 전치 보상기가 없는 경우 신호 x가 전력 증폭기에 직접 인가된다면 출력 신호는 다음과 같이 왜곡된다.

$$g(x) \neq x \tag{18}$$

증폭기의 비선형 왜곡을 보상하기 위해 전치 보

www.dbpia.co.kr

상기를 채용할 경우 보상된 출력은 아래식과 같이 원래의 신호와 같아진다.

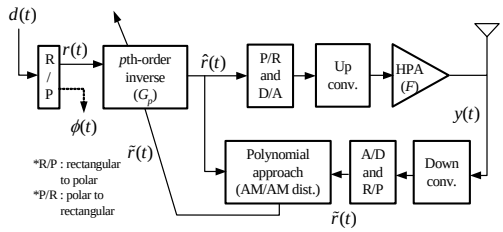


그림 6. p차 역필터를 이용한 진폭 변조 왜곡 보상 시스템

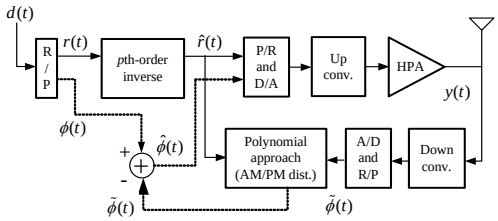


그림 7. 위상 변조 왜곡 성분의 모델링을 통한 위상 보상 시스템

$$y = g[p(x)] = x \tag{19}$$

p차 역필터를 사용하여 진폭 왜곡을 보상하는 방법을 살펴보면, 증폭기의 입·출력 진폭 특성을 시스템 인식 기법을 이용해서 다항식으로 모델링 한 후, 이 다항식을 이용해 p차 역필터인 전치 보상기를 구한다. 그림 6은 진폭 왜곡을 보상하기 위한 시스템의 블록도를 나타낸 것이다.

그림에서 $r[n]$과 $\phi[n]$는 전송하고자 하는 신호의 진폭과 위상을 나타내고, $\hat{r}[n]$과 $\hat{\phi}[n]$는 전치 보상기 출력 신호의 진폭과 위상을 나타낸다. 만약 고전력 증폭기가 다항식으로 모델링된다면 증폭기의 출력의 비선형 왜곡은 p차까지 보상된다.

그림 7은 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 위상 의 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.

$$\hat{r}(t) = G^{(P)}[r(t)] \tag{20}$$

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 전력 증폭기의 출력 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} y(t) &= F\{G^{(P)}[r(t)]\}e^{j\{\phi(t)-\hat{\phi}(t)+\psi(\hat{r}(t))\}} \\ &= \hat{r}(t)e^{j\tilde{\phi}(t)} = d(t) \end{aligned} \tag{21}$$

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

p차 역필터를 이용한 보상 시스템은 고전력 증폭기가 온도나 시간의 변화에 따라 특성이 변화더라도 적응적으로 파라미터를 갱신할 수 있다. 또 룩업 테이블을 이용한 전치 보상기는 시스템 메모리가 없는 시스템에만 적용이 가능하였지만 제안한 방식은 메모리가 있는 비선형 시스템에 대해서도 적용이 가능하다. 만약 비선형 시스템이 위너(Wiener) 모델로 표현가능하다면 전치 보상기는 해머스테인(Hammerstein) 모델을 사용하여 바꿔준다면 볼테라 모델을 이용할 때보다 훨씬 간단하게 p차 역필터를 이용하여 보상할 수 있다.

Ⅴ. 모의 실험

세가지 종류의 변조 방식에 따른 전력 증폭기의 비선형성에 의한 영향을 살펴보고, 이를 보상하기 위해 앞에서 기술한 p차 역필터를 이용한 전치 보상기를 모의 실험을 통해 보상 성능을 평가한다

그림 8은 입력 신호에 대한 고전력 증폭기의 비선형 특성의 영향을 살펴보기 위한 시스템 블록도

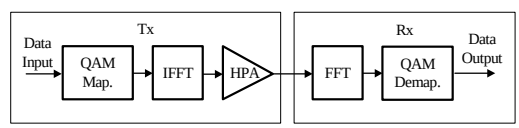
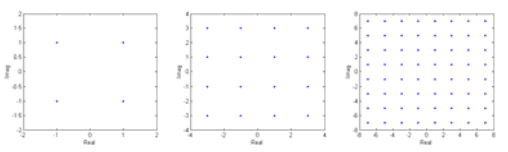


그림 8. 증폭기의 비선형 특성 측정을 위한 블록도

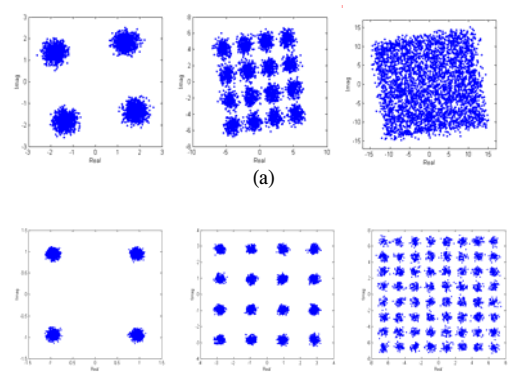
www.dbpia.co.kr



(a) (b) (c)

그림 9. 입력 신호의 성상도: (a) QPSK (b)16QAM (c) 64QAM

이다. 입력 신호는OFDM심볼 당 2048개의 변조 심볼로 구성되며 2048개의 주파수로 이루어진 역 푸리에 변환기를 통과한 후 증폭기를 통해 전송된다. 그림 9은 각각의 변조 방식에 대한 증폭기 입력신호의 성상도를 나타낸 것이다. 이 입력 신호가 TWT증폭기를 통과하면 그림10(a)와 같이 왜곡되고 SSP 증폭기를 통과하 면 그림10(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 확인할 수 있으며, 성상도가 복잡해질수록 왜곡이 심해지는 것을 볼 수 있다. 그림 10을 살펴보면, 10(a)의 TWT증폭기의 경우 위상 왜곡 성분으로 인해 10(b)의 SSP의 경우보다 훨씬 큰 왜곡을 보이 고 한쪽으로 일정한 위상만큼 이동된 것과 같은 형태를 나타내는데 이는 다음과 같이 설명할 수 있다. 식 (10)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 살펴 보기 위해 수신 신호를 퓨리에 변환기를 통과시키면 식(22)으로 표현할 수 있다.



(a)

(b)

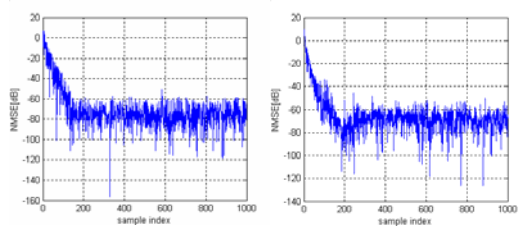
그림 10. 비선형 증폭기를 통과한 신호의 성상도: (a) TWT 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도, (b) SSP 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도

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

위 식을 통해 그림 10(a)에서 시간에 따라 변하는 진폭, 위상 왜곡 성분은 $\hat{y}(w)$로 성상도가 큰 분산 형태를 나타내고, DC 성분은 $e^{j\psi_0}$로 일정한 위상만큼 치우친 형태를 나타낸다. 위와 같은 왜곡을 보상하기 위해 앞에서 제안한 역필터를 이용한 보상 시스템을 통해 진폭 변조를 보상하며 그림 6의 구조로 구성한다. TWT 증폭기의 경우 비선형 파라미터로는 α_a= 1.96,β_a= 0.99, α_p= 2.53, β_p= 2.82를 사용하였고 SSP 증폭기의경우에는 v_s= 1.7, A_0 = 1, k = 2를 사용하였다. 우선 역필터를 구성하기 위해서 RLS알고리듬을 이용하여 진폭 변조에 대한 특성을 다항식으로 모델링한다. 그림 11은 9차 다항식으로 시스템을 모델링한 경우의 오류 수렴 특성을 나타낸 것이다. RLS알고리듬을 이용할 경우 오류 수렴 특성은 TWT 증폭기의 경우에는 NMSE (1000)=4.141210^{-8}이고 SSP 증폭기의 경우에는 NMSE (1000)=8.529410^{-8}의 값을 나타냄으로써 2048개의 FFT포인트를 가지는 OFDM심볼을 가정할 경우 한 심볼 정보만으로도 충분히 모델링이 가능한 것으로 나타났다. 식(23)은 TWT 증폭기 진폭 변조의 다항식 모델을 나타낸 것이고, 식(24)은 SSP 증폭기에 대한 것이다.

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

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



(a) (b)

그림 11. RLS 알고리듬을 이용한 오류 수렴 특성: (a) TWT 증폭기의 NMSE, (b) SSP 증폭기의 NMSE

그림 12는 역필터의 차수 변화에 대한 성능 곡선을 나타낸 것이다. 여기서는 역필터의 차수를 9차까

www.dbpia.co.kr

지 살펴보았는데 9차 이상의 경우 계산의 복잡도는 매우 높지만 그에 따른 성능 개선 효과가 작으므로 차수를 최대9차로 제한하고 모의 실험하였다. 역필터 차수를 3차부터 9차까지 증가시키면서 모의 실험한 결과 차수가 높아질수록 그 차수에 해당하는 비선형 왜곡이 보상되어 성능이 개 선되는 형태를 나타냈으며, 레벨이 많아질수록 필터 차수의 의존도가 큰 것을 확인했다. 그리고 64QAM을 기준으로 살펴보았을 때 5차부터 9차까지는 차수의 변화에 따른 성능 개선이 완만하게 이뤄졌으나 3에서 5차로 변할때는 급격한 차이를 나타냈다. 역필터 차수의 결정은 시스템의 성능 요구 조건에 맞춰 결정하면 되지만 5차 정도면 하드웨어 구현이나 성능 개선의 면에서 실용성이 있을 것으로 생각된다.

본 논문에서는 역필터의 차수를 5차로 정하고 모의 실험하였다. 식 (23)을 바탕으로 식 (25)는 식 (17)을 이용해 TWT 증폭기의 진폭 왜곡에 대한 5차 역필터를 구한 것이고, 식 (26)는 식 (24)을 바탕으로 SSP 증폭기에 대해 역필터를 구한 것이다.

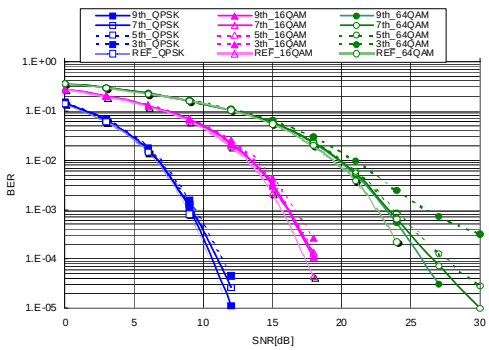
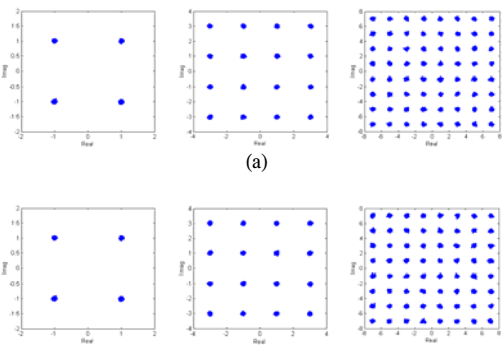


그림 12. 다양한 차수의 역필터에 대한 성능 곡선



(a)

(b)

그림 13. 전치 보상 시스템 가진 시스템의 성상도: (a) TWT 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도, (b) SSP 증폭기를 가진 시스템의 신호 성상도

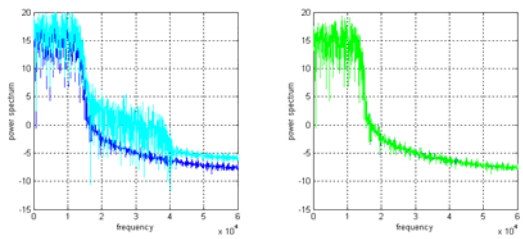
$$\hat{r}(t) = 0.5105r(t) + 0.1295r^3(t) + 0.0691r^5(t) \quad (25)$$

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

위상 변조에 대한 전치 보상기는 그림 7의 시스템 구조를 이용하여 구성되었다. 식 (27)은 TWT 증폭기에 대한위상 변조를 보상하기 위해 모델링된 다항식을 나타낸 것으로써 증폭기의 입력 신호 $\hat{r}(t)$와 증폭기의 출력 신호의 위상 $\tilde{\phi}(t)$의 관계를 타나낸다. 신호 $-\psi[\hat{r}(t)]$는 위상 왜곡을 보상하기 위한 전치 보상기의 위상 출력값 $\hat{\phi}(t)$이 된다.

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

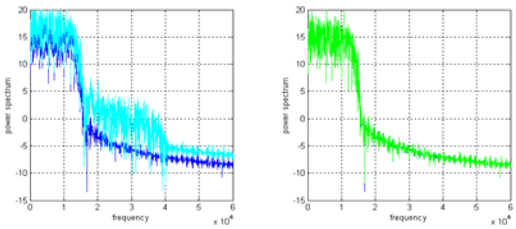
전치 보상기를 채용한 송신기의 출력 신호 성상도를 그림 13에 보였다. 13(a)는 TWT 증폭기가 사용된 경우를, 13(b)는 SSP 증폭기가 사용된 경우를 나타낸 것이다. 그림에서 보는 것처럼 전치 보상기를 채용한 경우, 출력은 5차보다 큰 비선형성에 의해 약간의 왜곡을 나타내긴하지만 그림 8의 입력과 거의 가깝게 보상되었음을 확인할 수 있다. 그림 14(a)는 TWT 증폭기의 입력 신호와 출력 신호의 주파수 분포를 나타낸 것으로써 흑색은 입력 신호이고 회색은 출력 신호를 나타내는데 출력 신호의 주파수 분포는 증폭기의 비선형성에 의해 인접 대역으로 확산된 것을 볼 수 있다. 그림 14(b)는 전치 보상기를 채용한 송신기일 경 우의 입력 신호와 출력 신호의 주파수 분포를 나타낸 것으로써 흑색은 입력 신호에 대해 회색은 출력 신호에 대해 나타낸 것이다. 여기서 (b)의 회색은 전치 보상기를 가진 시스템의 출력 스펙트럼을 나타내는데 전치 보상기로 인해 인접 대역의 왜곡 성분들이 6-7 dB정도 개선되어 입력과 거의 같은 분포를 가지는 것을 보여준다. 그림 15(a)는 SSP 증폭기의 입력과 출력을



(a) (b)

그림 14. TWT 증폭기 시스템의 스펙트럼: (a) 증폭기의 입력 신호와 출력신호, (b) 전치보상기를 채용한 회로의 입력 신호와 출력 신호

www.dbpia.co.kr



(a) (b)

그림 15. SSP 증폭기 시스템의 스펙트럼: (a) 증폭기의 입력 신호와 출력신호, (b) 전치보상기를 채용한 회로의 입력 신호와 출력 신호

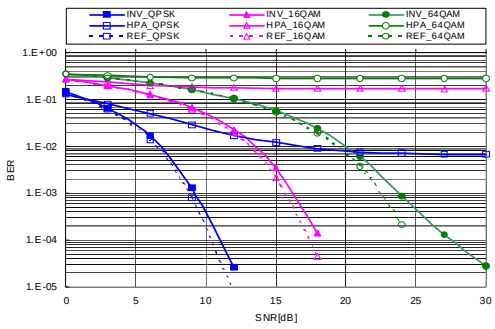


그림 16. TWT 증폭기 시스템의 성능 곡선

(b)는 전치 보상기를 가진 회로의 경우에서 입력과 출력신호의 주파수 분포를 나타낸 것으로 TWT 증폭기와 비슷한 결과를 보여준다. 그림 16, 17은 3가지 변조 방식에 대한 3가지 시스템의 BER성능을 나타낸 것이다. 여기서 3가지 변조 방식은 QPSK, 16QAM, 64QAM이며 3가지 시스템은 비선형 특성이 없는 기준 시스템 REF_XXX와 보상되지 않은 비선형 증폭기가 있는 통신 시스템 HPA_XXX 그리고 전치 보상기를 채용한 시스템 INV_XXX이다. XXX 는 각각의 변조 방식을 나타낸다. 그림 16은 TWT 증폭기를 가진 시스템의 경우를 나타낸 것으로써 비선형 증폭기를 가진 왜곡 시스템의 경우에는 높은 SNR에서도 신호의 왜곡으로 인해 통신이 불가능함을 보여준다. 전치 보상기를 채용한 시스템의 경우에는 신호 성상도의 밀도가 높아 질수록 보상 효과가 떨어지는데 이것은 성상도의 밀도가 높아질수록 피크 진폭 주위의 밀도 또한 높아져 상대적으로 보상의 효과가 떨어지기 때문이다. 그림 17는 SSP 증폭기 시스템의 성능을 비교한 것으로 비선형성을 보상하지 않은 경우 위상 왜곡이 존재하지 않기 때문에 QPSK의 경우 TWT 보다는 높은 성능을 나타내며 보상 시스템을 적용했을 경우는 그림 16과 거의 같은 성능을 보인다.

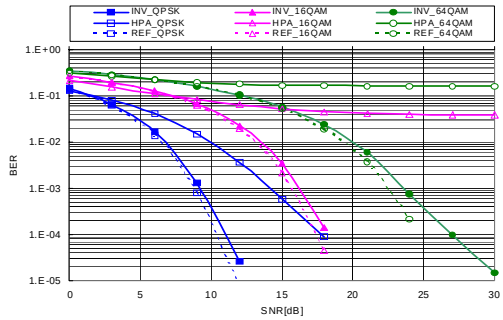


그림 17. SSP 증폭기 시스템의 성능 곡선

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 RF 고전력 증폭기의 비선형 보상 기법으로 기저대역에서 디지털 신호 처리 기술을 이용한 선형화 기법과 p차 역필터를 이용한 전치 보상기의 동작 원리를 설명하였으며 전력 증폭기 모델로 TWT 증폭기와 SSP 증폭기 모델을 선택하여 전산 모의 실험을 수행하였다. 모의 실험 결과 전치 보상 시스템의 경우 기준 시스템과 비교할 때 QPSK나 16QAM의 변조 방식일 경우에는 BER=10-3에서 약 1 dB미만의 SNR 차이를 나타냈고, 64QAM의 경우에는 약 2 dB미만의 SNR 차이를 나타냈다. 이는 5차까지만 비선형성을 보상하므로 보상시스템을 적 용한 후에도 5차 이상의 비선형성은 남게 되어 나타나는 현상이다. 본 논문에서 사용된 전치 보상기는 다항식으로 구현되기 때문에 다항식의 계수를 구하는 방식으로 접근하여 필요한 메모리가 적다는 장점이 있다. 또 이 방식은 증폭기의 특성이 변화하더라도 적응적으로 전치 보상기의 계수를 변화시킬 수 있으며, 복소 계산이 없어서 계산이 간단하다. 본 논문에서 제시된 비선형 고전력 증폭기의 전치 보상기는 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, Nov. 1981, pp. 1715-1720.

www.dbpia.co.kr

〔2〕 C. Rapp, “Effect of HPA non-linearity on 4-DPSK-OFDM signal for a Digital Sound Broadcasting System”, *Proc. Of 2nd European Conference on Satellite Communications*, Luik, Belgium, Oct. 1991.

〔3〕 Changsoo Eun, *Design and comparison of nonlinear compensators*, Ph. D. Dissertation, The University of Texas at Austin, 1995

〔4〕 James K. Cavers, “Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Lineariser,” *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 44, No. 1, pp. 31-40, Feb. 1995.

〔5〕 Maria Hofvendahl, “2.4GHz power amplifier with Cartesian feedback for WLAN,” *http://www.ep.liu.se/exjobb/isy/2002 /3254/exjobb.pdf*

〔6〕 L. R. Kahn. “Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration,” *Proceedings IRE,* Vol. 40, pp. 803-806, July 1952.

〔7〕 Fernando CASADEVALL, “On the behavior of the LINC transmitter,” *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, pp.29~34, May 1990.

〔8〕 James K. Cavers, “Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirements,” *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 39, No. 4, pp. 374-382, Nov. 1990.

〔9〕 M. Schetzen, “Theory of pth-Order Inverse of Nonlinear Systems,” *IEEE Trans. on C’iwuts and System,* Vol. CAS23, No.5, pp. 285-291, May 1976.

임 선 민 (Sunmin Lim) 정회원

2000년 2월 충남대학교 정보통신공학과 졸업

2002년 2월 충남대학교 정보통신공학과 석사

2002년 3월~현재 충남대학교 정보통신공학과 박사과정

<관심분야> 통신 신호 처리, 이동통신

은 창 수 (Changsoo Eun) 정회원

1985년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업

1987년 2월 서울대학교 전자공학과 석사

1995년 12월 텍사스 오스틴대학교 전기공학과 박사

1997년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 부교수

www.dbpia.co.kr