

다항식형 전치왜곡기를 이용한 전력증폭기 선형화

Power Amplifier Linearization using the Polynomial Type Predistorter

민 이 규 · 이 상 설

Yiky Min · Sangseol Lee

요 약

다항식형 전치왜곡기를 이용한 적응 전치왜곡 선형화기의 새로운 구조를 제안한다. 제안된 선형화기에서는 전치왜곡을 포함한 대부분의 연산이 DSP(digital signal processor)로 수행된다. 전치왜곡기의 출력신호와 후처리기의 출력신호 사이의 오차를 최소화하기 위하여 RLS(recursive least squares) 알고리즘을 적용한다. 시뮬레이션 결과 ACPR(adjacent channel power ratio)이 대역 가장자리에서 40 dB 이상 개선된다. 선형화기의 수렴 및 재수렴 특성 역시 만족스러운 성능을 보인다.

Abstract

This paper presents the new architecture of an adaptive predistortion linearizer using the polynomial type predistorter. In the proposed linearizer, most of the processes, including the predistortion, are performed with a digital signal processor(DSP). The recursive least squares(RLS) algorithm is employed for the optimization process to minimize the errors between the predistorter and postdistorter output signals. Simulation results demonstrate that the adjacent channel power ratio(ACPR) is improved by greater than 40 dB at the band edge with linearization. The convergence and reconvergence performance of the linearizer is also satisfactory.

I. 서 론

직교 진폭 변조(QAM)나 4위상 편이 변조(QPSK)와 같은 선형 변조 방식은 진폭과 위상을 동시에 변조하므로 전력증폭기의 비선형성(nonlinearity)에 의해 많은 영향을 받는다. 씬벌 레벨(symbol level)이 많아질수록 PAR(Peak to Average power Ratio)이 커지고 증폭기의 비선형성에 의한 영향은 더욱 커진다. 또한 변조에 의해 입력신호의 전력이 변하는 경우 증폭기의 비선형성에 의해 상호변조 왜곡(intermodulation distortion) 성분이 발생되어 입력신호 채널성분을 왜곡시킬 뿐 아니라 인접채널에 간섭을 일으킨다. 비선형성은 입력신호 전력의 증가에 따른 출력신호 전력의 감소를 나타내는 AM/AM 특

성과 출력신호의 위상변화를 나타내는 AM/PM 특성으로 나타난다. 이러한 비선형성의 영향을 줄이기 위해서 증폭기의 출력레벨을 선형영역으로 백오프(back-off)하거나 선형화기를 사용한다. 증폭기를 선형영역으로 백오프하여 사용하면 선형성은 보장되나 출력전력과 효율이 떨어지므로 선형화기를 도입하는 방식이 연구되어 왔다^{[1]-[8]}.

선형화 방식으로 포락선 휘드백(envelope feedback), 카테시안 루프(cartesian loop), 폴라루프(polar loop), 전치왜곡(predistortion), 휘드워드(feedforward) 기법 등이 제안되었다. 그 중 전치왜곡 방식은 구조가 간단하여 구현이 쉽고 선형화 능력이 비교적 우수하여 많이 이용되어 왔다. 전치왜곡 방식은 DSP에 기초한 룩업 테이블(look-up table)을 사용

한양대학교 전자전기공학부(Division of Electronic & Computer Engineering, Hanyang University)

· 논문 번호 : 20010814-108

· 수정완료일자 : 2001년 9월 29일

하는 방식이 주로 연구되어 왔다^{[1],[2],[5]}. 하지만 이 방식은 많은 기억용량이 필요하고 시스템의 변화에 잘 적응하지 못하는 단점을 가진다. 최근 M. Ghaderi^[8]는 선형화 소자의 변화나 주변 환경변화에 잘 적응하는 새로운 전치왜곡기(predistorter)를 제안하였다. 또한 후처리기(postdistorter)를 도입하여 RLS 알고리즘의 뛰어난 최적화 특성을 이용함으로써 성능을 개선하였다. 하지만 IF(intermediate frequency) 단에서 동위상(Inphase) 성분과 직교위상(Quadrature) 성분을 전치왜곡하기 때문에 곱셈기, 덧셈기 및 직교변조기(quadrature modulator)가 필요하다. 또한 IF 신호의 진폭을 검출하기 위해 포락선 검파기(envelope detector)가 필요하고, 이 모든 것을 애널로그 회로로 구성해야 한다. 그러므로 알고리즘에서 정확한 수렴계수가 산출되어도 애널로그 회로의 불완전성에 의해 I, Q 신호의 전치왜곡이 부정확해질 수 있다.

이 논문에서는 M. Ghaderi가 제안한 전치왜곡기의 단점을 극복하기 위해 애널로그 전치왜곡기와 포락선 검파기를 사용하지 않고, 모든 과정을 DSP에 의해서 처리하는 방식을 제안한다. 이 논문에서 제안된 방식은 DSP에서 직접 연산된 I 와 Q 를 베이스밴드(baseband)에서 전치왜곡한다. RLS 알고리즘^[9]으로 시뮬레이션하여 제안된 시스템의 선형화 성능을 평가한다.

II. 선형화기 구조

그림 1은 전치왜곡 선형화기를 이용한 대전력 증폭 시스템을 나타낸 것이다. 변조된 입력신호의 진폭이 $r(t)$ 이고 위상이 $\theta(t)$ 일 때 증폭기의 비선형 출력은 다음과 같다.

$$v_o(t) = A(r(t)) \cos(\omega_{RF}t + \theta(t) + \Psi(r(t))) \tag{1}$$

여기서 ω_{RF} 는 캐리어 주파수이고 $A(\cdot), \Psi(\cdot)$ 는 각각 증폭기의 진폭 및 위상 전달함수이다. 그림 1에서 I_i, Q_i 는 베이스밴드 QAM 신호의 I, Q 성분을 IF로 변조하기 전에 A/D 변환한 것이다. I_o, Q_o 는 전력증폭기의 출력을 직교복조(QDM: quadrature demodulation)한 I, Q 신호를 A/D 변환한 것이다. 이

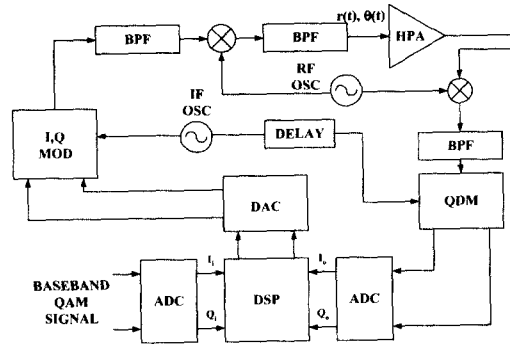


그림 1. 다항식형 전치왜곡기를 이용한 전력증폭기 출력도

Fig. 1. Block diagram of the power amplifier with a polynomial type predistorter.

신호들이 DSP로 들어가서 RLS 알고리즘을 이용하여 최적화되고 그로부터 전치왜곡 다항식의 계수를 추출한다.

그림 2는 RLS 알고리즘을 구현하기 위한 DSP 연산과정을 설명하고 있다. DSP에 입력된 l 번째 연산구간의 표본값 $I_i(l)$ 과 $Q_i(l)$ 을 비선형 함수 $G_{I_i}(r_i(l)), G_{Q_i}(r_i(l))$ 과 복소연산한 뒤 IF 변조한다. 여기서 $I_i(l)$ 과 $Q_i(l)$ 은 l 번째 연산구간에서의 $I_i(t)$ 와 $Q_i(t)$ 의 절대치이다. $G_{I_i}(r_i(l)), G_{Q_i}(r_i(l))$ 은 l 번째 연산구간에서의 전치왜곡기의 이득을 나타내는 다항식으로 전력증폭기 비선형성의 역함수 특성을 갖는다. $r_i(l)$ 과

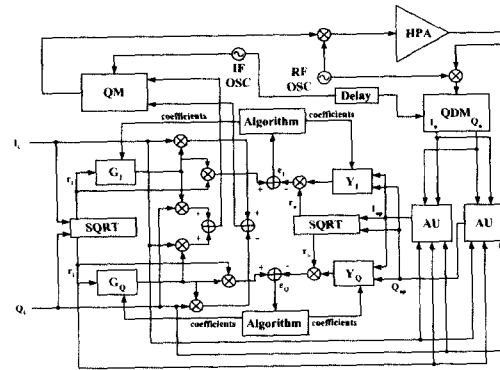


그림 2. 전치왜곡기와 후처리기가 있는 DSP 연산과정의 설명도

Fig. 2. Schematic diagram of the DSP process with the predistorter and postdistorter.

$r_o(l)$ 은 그림 2의 SQRT(square root)에서 연산한 값들이다. 후처리기 연산다항식은 $I_{op}(l)$ 과 $Q_{op}(l)$ 로 구성한다. $I_{op}(l)$ 과 $Q_{op}(l)$ 은 그림 2의 AU(arithmetic unit)에서 연산되며 다음과 같다.

$$I_{op}(l) = r_o(l) \cos(\theta_o(l) - \theta_i(l) + \phi) \quad (2)$$

$$Q_{op}(l) = r_o(l) \sin(\theta_o(l) - \theta_i(l) + \phi) \quad (3)$$

여기서 $\theta_o(l)$ 과 $\theta_i(l)$ 은 각각 증폭기 출력신호와 전치왜곡기 입력신호의 위상이다. 또한 ϕ 는 위상변위 상수이다.

Ⅲ. 선형화 과정과 적응 앨거리즘

RLS 최적화 앨거리즘의 목적함수는 그림 2의 e_I 와 e_Q 의 제곱으로 이루어지고 이에 대하여 후처리기 다항식의 계수에 관한 그래디언트(gradient)가 계산된다⁹⁾. 이로써 후처리기 다항식의 계수에 대한 글로벌 최적화가 가능하고 안정하게 된다.

l 번째 연산구간에서 전치왜곡 다항식과 n 번째 연산구간에서 후처리기 다항식은 다음과 같다.

$$G_{I,l}(r_i(l)) = \sum_{k=1}^M a_{i,k,l} r_i^{k-1}(l) \quad (4)$$

$$G_{Q,l}(r_i(l)) = \sum_{k=1}^M a_{q,k,l} r_i^{k-1}(l) \quad (5)$$

$$Y_{I,n}(I_{op}(l), Q_{op}(l)) = \sum_{k=1}^M w_{i,k,n} I_{op}^{k-1}(l) + \sum_{k=1}^M w_{i,M+k,n} Q_{op}^{k-1}(l) \quad (6)$$

$$Y_{Q,n}(I_{op}(l), Q_{op}(l)) = \sum_{k=1}^M w_{q,k,n} I_{op}^{k-1}(l) + \sum_{k=1}^M w_{q,M+k,n} Q_{op}^{k-1}(l) \quad (7)$$

여기서 $l=1,2,\dots, n$ 이다. n 번째 연산구간에서 l 번째 연산구간의 표본으로 구성된 RLS 앨거리즘 오차함수는 다음과 같다.

$$e_I(l) = r_i(l) G_{I,l}(r_i(l)) - r_o(l) Y_{I,n}(I_{op}(l), Q_{op}(l)) \quad (8)$$

$$e_Q(l) = r_i(l) G_{Q,l}(r_i(l)) - r_o(l) Y_{Q,n}(I_{op}(l), Q_{op}(l)) \quad (9)$$

여기서 $l=1,2,\dots, n$ 이다. 만일 $l=n_c$ 의 연산구간에서

후처리기 다항식의 계수가 최적값으로 수렴되면, $n > n_c$ 에서 두 오차함수는 0이므로 다음 식이 성립된다.

$$r_i(n) G_{I,n}(r_i(n)) = r_o(n) Y_{I,n}(I_{op}(n), Q_{op}(n)) \quad (10)$$

$$r_i(n) G_{Q,n}(r_i(n)) = r_o(n) Y_{Q,n}(I_{op}(n), Q_{op}(n)) \quad (11)$$

수렴 이후, 즉 $n > n_c$ 일 때 다음 식이 성립한다고 가정한다.

$$G_{I,n}(r_i(n)) = Y_{I,n}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) \quad (12)$$

$$G_{Q,n}(r_i(n)) = Y_{Q,n}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) \quad (13)$$

가정에 의해 식 (12)와 식 (13)을 식 (10)과 식 (11)에 대입하면 다음 식이 성립한다.

$$r_i(n) Y_{I,n}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) = r_o(n) Y_{I,n}(I_{op}(n), Q_{op}(n)) \quad (14)$$

$$r_i(n) Y_{Q,n}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) = r_o(n) Y_{Q,n}(I_{op}(n), Q_{op}(n)) \quad (15)$$

증폭기 왜곡출력함수의 진폭 $A(\cdot)$ 와 위상 $\Psi(\cdot)$ 는 단가함수(single valued function)이므로 I_{op} 와 Q_{op} 역시 단가함수이다. 따라서 다음 식이 성립한다.

$$r_i(n) \cos(\phi) = I_{op}(n) = r_o(n) \cos(\theta_o(n) - \theta_i(n) + \phi) \quad (16)$$

$$r_i(n) \sin(\phi) = Q_{op}(n) = r_o(n) \sin(\theta_o(n) - \theta_i(n) + \phi) \quad (17)$$

여기서 $r_o(n) = \sqrt{I_{op}^2(n) + Q_{op}^2(n)}$ 이다. 이에 따라 수렴 이후 $r_i(n) = r_o(n)$ 이고 $\theta_i(n) = \theta_o(n)$ 이 된다. 즉 전력증폭기의 특성이 선형화 된다. 수렴 이후 후처리기 다항식의 계수는 이전 연산구간에서의 계수와 같으므로 $Y_{I,n} = Y_{I,n-1}$ 이고 $Y_{Q,n} = Y_{Q,n-1}$ 이 된다. 따라서

$$G_{I,n}(r_i(n)) = Y_{I,n-1}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) \quad (18)$$

$$G_{Q,n}(r_i(n)) = Y_{Q,n-1}(r_i(n) \cos(\phi), r_i(n) \sin(\phi)) \quad (19)$$

로 된다. 식 (4)~식 (7)을 식 (18)과 식 (19)에 대입하면 다음 관계식을 얻는다.

$$a_{i,k,n} = w_{i,k,n-1} \cos^{k-1}(\phi) + w_{i,M+k,n-1} \sin^{k-1}(\phi) \quad (20)$$

$$a_{q,k,n} = w_{q,k,n-1} \cos^{k-1}(\phi) + w_{q,M+k,n-1} \sin^{k-1}(\phi) \quad (21)$$

여기서 $k=1,2,\dots,M$ 이다. 이 관계식으로 전치왜곡 다항식의 계수를 갱신할 수 있다. n 번째 연산구간에 서의 목적함수는 다음 식으로 주어진다.

$$J_I(n) = \sum_{l=1}^n e_I^2(l) = \sum_{l=1}^n \{r_i(l) G_{I,l}(r_i(l)) - r_o(l) [\sum_{k=1}^M w_{i,k,n} I_{op}^{k-1}(l) + \sum_{k=1}^M w_{i,k+M,n} Q_{op}^{k-1}(l)] \}^2 \quad (22)$$

$$J_Q(n) = \sum_{l=1}^n e_Q^2(l) = \sum_{l=1}^n \{r_i(l) G_{Q,l}(r_i(l)) - r_o(l) [\sum_{k=1}^M w_{q,k,n} I_{op}^{k-1}(l) + \sum_{k=1}^M w_{q,k+M,n} Q_{op}^{k-1}(l)] \}^2 \quad (23)$$

식 (22)와 식 (23)을 다시 쓰면

$$J_I(n) = \sum_{l=1}^n \{d_I(l) - \mathbf{w}_i^T(n) \mathbf{u}_{i_q}(l)\}^2 \quad (24)$$

$$J_Q(n) = \sum_{l=1}^n \{d_Q(l) - \mathbf{w}_q^T(n) \mathbf{u}_{i_q}(l)\}^2 \quad (25)$$

으로 된다. 여기서

$$d_I(l) = r_i(l) G_{I,l}(r_i(l)) : 1 \times 1 \text{ 기준왜곡 동위상 신호} \quad (26)$$

$$d_Q(l) = r_i(l) G_{Q,l}(r_i(l)) : 1 \times 1 \text{ 기준왜곡 직교위상 신호} \quad (27)$$

$$\mathbf{u}_{i_q}(l) = r_o(l) [1, I_{op}(l), \dots, I_{op}^{M-1}(l), 1, Q_{op}(l), \dots, Q_{op}^{M-1}(l)]^T : 2M \times 1 \text{ 데이터 벡터} \quad (28)$$

$$\mathbf{w}_i(n) = [w_{i,1,n}, w_{i,2,n}, \dots, w_{i,M,n}, w_{i,M+1,n}, w_{i,M+2,n}, \dots, w_{i,2M,n}]^T : 2M \times 1 \text{ 후처리기 다항식의 계수 벡터} \quad (29)$$

$$\mathbf{w}_q(n) = [w_{q,1,n}, w_{q,2,n}, \dots, w_{q,M,n}, w_{q,M+1,n}, w_{q,M+2,n}, \dots, w_{q,2M,n}]^T : 2M \times 1 \text{ 후처리기 다항식의 계수 벡터} \quad (30)$$

이고 T 는 전치행렬을 뜻한다. $J_I(n)$ 과 $J_Q(n)$ 을 각각 $\omega_{i,j,n}$ 과 $\omega_{q,j,n}$ ($j=1,2,\dots,2M$)으로 편미분하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{\partial J_I(n)}{\partial w_{i,j,n}} = \sum_{l=1}^n \{-2d_I(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) + 2 \mathbf{u}_{i_q}(l) \mathbf{u}_{i_q}^T(l) \mathbf{w}_i(n)\} \quad (31)$$

$$\frac{\partial J_Q(n)}{\partial w_{q,j,n}} = \sum_{l=1}^n \{-2d_Q(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) + 2 \mathbf{u}_{i_q}(l) \mathbf{u}_{i_q}^T(l) \mathbf{w}_q(n)\} \quad (32)$$

식 (31)과 식 (32)가 각각 0이 될 때 $\mathbf{w}_i(n)=\mathbf{w}_{i_0}(n)$, $\mathbf{w}_q(n)=\mathbf{w}_{q_0}(n)$ 이라 하면

$$\sum_{l=1}^n \mathbf{u}_{i_q}(l) \mathbf{u}_{i_q}^T(l) \mathbf{w}_{i_0}(n) = \sum_{l=1}^n d_I(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) \quad (33)$$

$$\sum_{l=1}^n \mathbf{u}_{i_q}(l) \mathbf{u}_{i_q}^T(l) \mathbf{w}_{q_0}(n) = \sum_{l=1}^n d_Q(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) \quad (34)$$

이다. 여기서

$$\Phi_{i_q}(n) = \sum_{l=1}^n \mathbf{u}_{i_q}(l) \mathbf{u}_{i_q}^T(l) \quad (35)$$

$$\mathbf{z}_i(n) = \sum_{l=1}^n d_I(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) \quad (36)$$

$$\mathbf{z}_q(n) = \sum_{l=1}^n d_Q(l) \mathbf{u}_{i_q}(l) \quad (37)$$

로 치환하면 식 (33)과 식 (34)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Phi_{i_q}(n) \mathbf{w}_{i_0}(n) = \mathbf{z}_i(n) \quad (38)$$

$$\Phi_{i_q}(n) \mathbf{w}_{q_0}(n) = \mathbf{z}_q(n) \quad (39)$$

치환된 $2M \times 2M$ 행렬 $\Phi_{i_q}(n)$ 이 특이행렬이 아니면 $\mathbf{P}_{i_q}(n) = \Phi_{i_q}^{-1}(n)$ 이라 할 수 있고 후처리기 다항식의 계수는 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{i_0}(n) = \mathbf{P}_{i_q}(n) \mathbf{z}_i(n) \quad (40)$$

$$\mathbf{w}_{q_0}(n) = \mathbf{P}_{i_q}(n) \mathbf{z}_q(n) \quad (41)$$

이로부터 다음의 RLS 엘저리즘 관계식을 얻는다.

$$k_{iq}(n) = \frac{P_{iq}(n-1) u_{iq}(n)}{1 + u_{iq}^T(n) P_{iq}(n-1) u_{iq}(n)} \quad (42)$$

$$\varepsilon_I(n) = d_I(n) - u_{iq}^T(n) w_{io}(n-1) \quad (43)$$

$$\varepsilon_Q(n) = d_Q(n) - u_{iq}^T(n) w_{qo}(n-1) \quad (44)$$

$$w_{io}(n) = w_{io}(n-1) + k_{iq}(n) \varepsilon_I(n) \quad (45)$$

$$w_{qo}(n) = w_{qo}(n-1) + k_{iq}(n) \varepsilon_Q(n) \quad (46)$$

$$P_{iq}(n) = P_{iq}(n-1) - k_{iq}(n) u_{iq}^T(n) P_{iq}(n-1) \quad (47)$$

여기서 k_{iq} 는 이득벡터(gain vector), $\varepsilon_I, \varepsilon_Q$ 는 추정오차(estimation error)이고 $P_{iq}(0) = \delta^{-1} I$, $w_{io}(0) = w_{qo}(0) = \mathbf{0}$ 이다. δ 는 매우 작은 상수이고 $\mathbf{0}$ 은 $2M \times 1$ 영 벡터이다.

IV. 시뮬레이션 결과

그림 3은 시뮬레이션에 이용한 TWTA(traveling wave tube amplifier)의 입출력 AM/AM 및 AM/PM 특성을 도시한 것이다^{[8],[10]}. 이 증폭기는 SSPA(solid state power amplifier)보다 비선형성이 크다. 입력 변조신호는 25 % 레이드즈 코사인 필터(raised cosine filter)를 거친 16 QAM 랜덤(random) 변조신호를 사용하였고, QDM은 완벽하다고 가정하였다^[11]. 또한 I, Q 피크(peak) 신호 전력에 대해 포화점(saturation point)에서 각각 2 dB의 입력 백오프를 가정하였다. 전치왜곡기를 거친 증폭기의 입력진폭을 $r_d(n)$

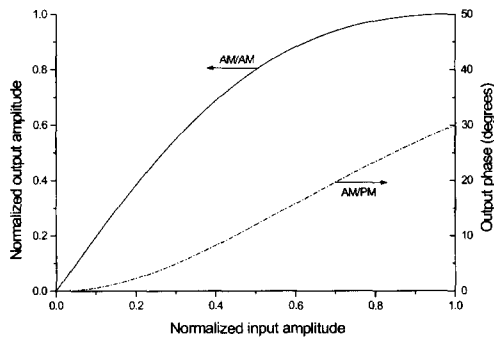


그림 3. TWT 대전력 증폭기의 AM/AM 및 AM/PM 특성

Fig. 3. AM/AM and AM/PM characteristics of the TWT high power amplifier.

이라 하면 정규화된 증폭기의 진폭 및 위상 함수 $A(r_d(n))$, $\Psi(r_d(n))$ 은 다음과 같다.

$$A(r_d(n)) = \frac{2r_d(n)}{1 + r_d^2(n)} \quad (48)$$

$$\Psi(r_d(n)) = \frac{\pi}{3} \frac{r_d^2(n)}{1 + r_d^2(n)} \quad (49)$$

시뮬레이션에 사용된 7차 전치왜곡 다항식은 다음과 같다.

$$G_{I,n}(r_i(n)) = a_{i,1,n} + a_{i,3,n} r_i^2(n) + a_{i,5,n} r_i^4(n) + a_{i,7,n} r_i^6(n) \quad (50)$$

$$G_{Q,n}(r_i(n)) = a_{q,1,n} + a_{q,3,n} r_i^2(n) + a_{q,5,n} r_i^4(n) + a_{q,7,n} r_i^6(n) \quad (51)$$

전치왜곡 다항식의 계수와 후처리 다항식의 계수 벡터는 각각 다음과 같이 초기화한다.

$$\begin{aligned} a_{i,1,0} &= 1, \quad a_{i,3,0} = 0, \quad a_{i,5,0} = 0, \quad a_{i,7,0} = 0 \\ a_{q,1,0} &= 0, \quad a_{q,3,0} = 0.1, \quad a_{q,5,0} = 0, \quad a_{q,7,0} = 0 \\ w_{io}(0) &= w_{qo}(0) = \mathbf{0} \end{aligned} \quad (52)$$

이 엘거리즘에서 사용한 위상변위 상수 (ϕ)는 45° 이고 전치왜곡기의 수렴 후 다항식의 계수들과 P_{iq} 행렬의 초기치 계수를 표 1에 제시한다.

선형화된 증폭기의 AM/AM 특성과 AM/PM 특성을 그림 4와 그림 5에 제시한다. 그림에서 보듯이 제안한 전치왜곡기가 진폭 및 위상에 대해 증폭기 비선형성의 역함수를 구현함에 있어 매우 효과적임을 알 수 있다. 이 결과 선형성이 매우 높은 전력증폭기 시스템을 구현할 수 있다.

정규화된 입,출력 진폭 및 위상오차를 그림 6에 제시한다. 정규화는 각각의 오차들에 대한 최대값들로 이루어지고 연산구간 10번째마다 초기치 P_{iq} 로 초기화한다. 제안된 증폭기에서 출력의 진폭오차는

표 1. 수렴 후 전치왜곡 다항식의 계수들

Table 1. Coefficients of the predistorter gain polynomial after the convergence.

k	1	3	5	7	δ^{-1}
$\alpha_{i,k,n}$	0.5000	0.1250	0.0440	0.0402	10^{11}
$\alpha_{q,k,n}$	0.0000	-0.1311	-0.0628	-0.0608	

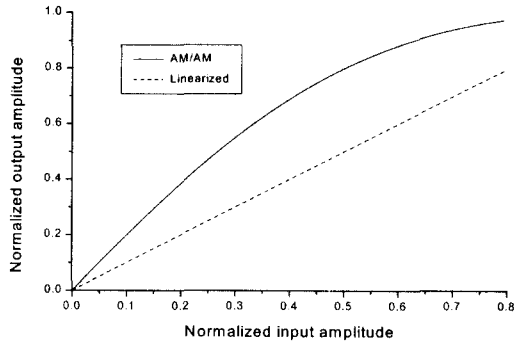


그림 4. 선형화된 TWT 대전력 증폭기의 AM/AM 특성

Fig. 4. AM/AM characteristics of the TWT high power amplifier with linearization.

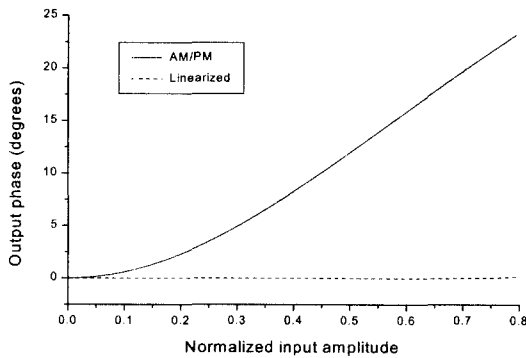


그림 5. 선형화된 TWT 대전력 증폭기의 AM/PM 특성

Fig. 5. AM/PM characteristics of the TWT high power amplifier with linearization.

5번째 연산구간에서, 위상오차는 24번째 연산구간에서 각각 2% 이내로 수렴한다.

그림 7은 증폭기의 특성이 주변 영향이나 다른 인자에 의해 변할 때 전치왜곡 선형화기의 재수렴성에 대한 시뮬레이션 결과이다. 수렴된 후 증폭기에 15%의 이득변화와 15°의 위상변화가 발생한다고 가정한다. 증폭기가 선형화 된 후 다시 오차가 발생하였을 때, 오차발생 연산구간으로부터 진폭오차 및 위상오차는 6번째 연산구간에서 2% 이내로 재수렴한다. 따라서 어떤 환경변화에 의하여 증폭기의 특성이 바뀌더라도 빠른 속도로 선형화 됨을 알 수 있다.

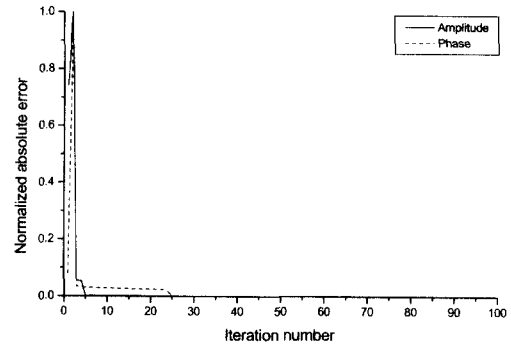


그림 6. 증폭기 출력에서의 진폭 및 위상의 정규화된 절대오차

Fig. 6. Normalized absolute amplitude and phase errors of the amplifier output.

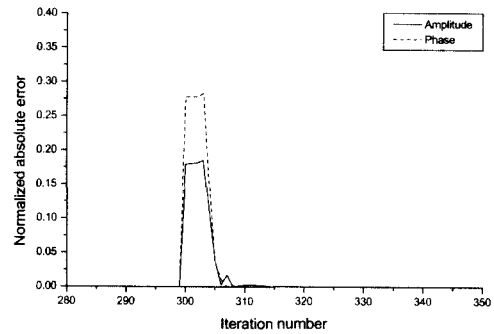


그림 7. 증폭기의 15% 이득변화와 15°의 위상변화에 따른 오차 재수렴 특성

Fig. 7. Error reconvergence characteristics for the amplifier with 15% gain and 15° phase change.

한 연산구간에서 곱셈의 회수는 900번이다. 167 MIPS(million instructions per second)의 속도를 가진 TMS320C67x DSP를 사용한다면 6번의 연산구간에서 재수렴할 때 걸리는 시간은 32.4 μsec이다. 따라서 뮤트(mute) 시간이 200 μsec인 주파수도약(frequency hopping) 시스템에 적용하여도 빠르게 선형화 시킬 수 있을 것이다.

그림 8은 25% 레이드드 코사인 필터를 거친 16 QAM 입력신호의 정규화된 PSD(power spectral density)이고, 그림 9는 전치왜곡기의 유무에 따른 증폭기 출력 PSD이다. 증폭기 출력 스펙트럼에서 보면 대역의 가장자리에서 약 40 dB 이상의 개선효

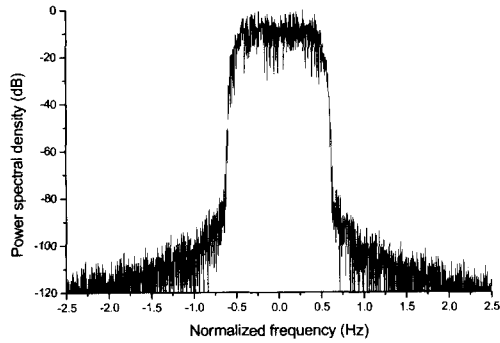


그림 8. 여과된 16 QAM 신호의 정규화된 PSD
Fig. 8. Normalized PSD of the filtered 16 QAM data signal.

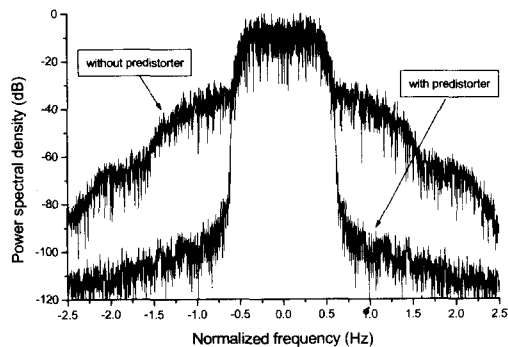


그림 9. 전치왜곡기 유무에 따른 증폭기 출력의 정규화된 PSD
Fig. 9. Normalized PSD of the amplifier output with and without the predistorter.

과가 있음을 알 수 있다. 제안된 구조의 출력 PSD는 베이스밴드 I, Q 입력신호 PSD를 거의 원상태로 복원한다.

V. 결 론

전력증폭기의 비선형성에 의한 왜곡을 최소화하기 위하여 다항식형 전치왜곡기를 이용한 적응 전치왜곡 선형화기의 새로운 구조를 제안하였다. IF로 변조된 QAM 신호를 애널로그 소자를 사용하여 전치왜곡 하는 방식이 아닌 베이스밴드 QAM 신호의 동위상 성분과 직교위상 성분을 DSP 연산을 통하여 전치왜곡한 뒤 변조하는 방식을 채택하였다. 애

널로그 전치왜곡기와 포락선 검파기를 가진 회로는 제작과 튜닝에 어려움이 있고 이로 인한 부정확성이 생기게 된다. 제안한 선형화기에서는 전치왜곡을 포함한 대부분의 연산이 DSP로 이루어지므로 씨스팀의 구현이 보다 간단하고 선형성이 향상된다. 하지만 베이스밴드에서 전치왜곡 하는 방식은 대역폭이 제한된다는 문제점은 가진다.

제안된 선형화기의 씨뮬레이션 결과는 우수한 성능을 나타내었다. 주변영향에 의한 증폭기 특성 변화에 대해서도 적응성이 우수하다.

참 고 문 헌

- [1] P. B. Kenington, *High-linearity RF amplifier design*, Artech House, 2000.
- [2] James K. Cavers, "Amplifier linearization by adaptive predistortion", *United States Patent*, no. 5,049,832, Sep. 1991.
- [3] A. A .M. Saleh and J. Salz, "Adaptive linearization of power amplifiers in digital radio systems", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 62, no. 4, pp. 1019-1033, 1983.
- [4] Majid Bolorian, "The frequency-hopped cartesian feedback linear transmitter", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 45, no. 4, pp. 688-706, Nov. 1996.
- [5] James K. Cavers, "The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, pp. 456-466, May 1997.
- [6] Jean-Serge Cardinal, "New adaptive double envelope feedback (ADEF) linearizer for solid state power amplifier", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, July 1995.
- [7] P. B. Kenington and D. W. Benett, "Linear distortion correction using a feedforward system", *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 95, pp. 74-81, Feb. 1996.
- [8] M. Ghaderi, S. Kumar and D. E. Dodds, "Fast adaptive polynomial I and Q predistorter with

global optimisation”, *IEE. Proc.-Commun.*, vol. 143, no. 2, pp. 78-86, Apr. 1996.

[9] S. Hakin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, pp. 483-506, pp. 563-587, 1996.

[10] A. A. M. Saleh, “Frequency-independent and

다항식형 전치왜곡기를 이용한 전력증폭기 선형화

frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers”, *IEEE Trans. COM-29*, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[11] S. Hakin, *Communication system*, John Wiley & Sons, pp. 427-434, 1994.

민 이 규

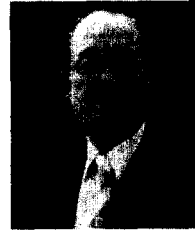


1966년 10월 1일생
 1990년 2월: 한양대학교 전자통신
 공학과 (공학사)
 1992년 2월: 한양대학교 대학원 전
 자통신공학과 (공학석사)
 1992년 2월~1998년 7월: 삼성전
 기 종합연구소 무선통신팀

1998년 8월~현재: 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정

[주 관심분야] RF 회로설계 및 무선통신 시스템

이 상 설



1937년 5월 30일생
 1961년: 한양대학교 전기공학과
 (공학사)
 1966년: 한양대학교 전자공학과
 (공학석사)
 1974년: 연세대학교 전자공학과
 (공학박사)

1977년: 프랑스 그로노블대학교 (공학박사)

1995년~1997년: 한양대학교 공과대학 학장

1996년~1997년: 대한전자공학회 회장

현재: 한양대학교 전자전기공학부 교수

[주 관심분야] 안테나 및 전자파 이론