

論文97-34D-11-1

회드회워드 선형 전력 증폭기의 특성 개선

(Improvement of the Characteristics of a Feedforward Linear Power Amplifier)

朴 一 * , 李 相 高 **

(Yil Park and Sangseol Lee)

요 약

이 연구에서는 기존의 적응형 회드회워드(feedforward) 선형 전력 증폭기의 선형 특성 및 수렴 특성을 개선하기 위한 새로운 방법을 제안한다. 이 방식에서는 선형 신호 제거 부의 선형화 오차를 오차 제거 회로 부에서 보상할 수 있고 지터 특성 및 수렴 속도가 크게 개선된다. 또한, 기존의 방식에 비해 회로나 선형 증폭기의 신호 처리 과정의 복잡성(complexity)이 감소하고 동일한 회로 소자에 의해 광대역 선형 특성이 개선된다.

Abstract

In this paper, we propose a new method for the improvement of linearizing and adaptive convergence characteristics of the feedforward linear power amplifier. In this circuit, errors at the signal cancellation stage can be compensated at the error cancellation stage and the overall linearization and adaptation characteristics of the linear amplifier are improved. The broadband characteristics and linearizing capability are improved without increasing the complexity of circuits and the signal processing structure.

I. 서 론

최근 디지털 방식의 이동 통신 시스템이 확산되면서 주파수 대역의 사용 효율성을 높이기 위하여 선형 변조 방식의 이용이 필수적이다. QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식이나 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같은 선형 변조 방식을 이용한 통신 기술은 디지털 셀룰라 이동 통신, PCS(Personal Communication System), 디지털 케이블

통신, 디지털 위성통신, 등 거의 모든 통신 시스템에 광범위 하게 이용되고 있다. 선형 변조 방식은 정해진 출력 및 주파수, 온도 범위 내에서 선형 성을 보장하는 선형 전력 증폭기(LPA, Linearized Power Amplifier)를 필요로 한다.

A급 전력 증폭기는 일정한 범위 내에서 선형 성을 유지하지만 전력 효율이 매우 낮고 발열량이 과도할 뿐 아니라 고 출력 A급 증폭기는 가격이 고가이므로 이동 통신 기지국 등에 부적합하다.

따라서 전력 효율이 높은 C급이나 AB급 증폭기를 선형 화하는 방식에 대해 많은 연구가 이루어지고 있다.

전력 증폭기의 선형화 방식으로는 데이터 사전 왜곡(predistortion)에 의한 방식, 애너러그 사전 왜곡 방식, 회드회워드 방식 등이 주로 사용된다.

* 正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科
(Dept. of Electronic comm. Eng. Hanyang Univ.)

** 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部
(School of Electronic and Electrical Eng., Hanyang Univ.)

接受日字:1997年8月2日, 수정완료일:1997年10月13日

데이터 사전 왜곡 방식은 베이스 밴드 신호의 진폭 및 위상을 IF 또는 RF 변조 이전에 모뎀 내에서 디지털 신호 처리 방법으로 증폭기의 복소 이득 전달 함수의 역함수로 사전 왜곡하는 방식이다^[1-5]. 이 방법은 다양한 적응 신호 처리 방식에 있어서는 타 방식에 비해 상대적으로 용이하나 최종 출력 단의 다수의 캐리어의 변화에 대한 보상이 어렵다.

에너지 사전 왜곡에 의한 선형화 방식은 IF 또는 RF 단에서 비 선형 증폭기의 입력 신호를 사전 왜곡 시키므로써 선형화 특성을 구현하는 방식이다^[6,8]. 이 방법은 주 증폭기 이외의 부가 증폭기가 필요 없으므로 워드워드 방식에 비해 전력 효율은 높으나 소자 특성의 한계 및 회로의 복잡성으로 인하여 실용성이 감소한다.

워드워드 LPA는 비선형 전력 증폭기의 출력으로부터 비선형 신호만을 검출하여 출력 신호에서 이를 상쇄하는 방식으로써 1970년대 부터 마이크로와 통신이나 계측 시스템 등에 활용되어 왔다^[9]. 워드워드 증폭기는 주 신호에 비해 매우 작은 오차 신호를 처리해야 하고 그 구조가 개방 루프 형태이므로 각 소자의 특성 및 시간적 변화에 의한 시스템 특성의 변화가 민감하다. 따라서 적절한 적응 처리 방식이 필요하다^[10,13].

지금까지 제안된 워드워드 증폭기의 적응 신호 처리 방식은 선형 신호 제거 회로와 오차 제거 회로가 별도의 측정 신호에 의해 동작하므로 오차 제거 회로의 이득이 선형 신호 제거 회로의 오차와 결합하여 선형화 특성이 악화될 수 있다.

또한 지터 잡음이 증가하고 수렴 속도가 저하하는 문제점을 안고 있다.

따라서 오늘날의 이동 통신이나 위성 통신 시스템같이 주파수 대역 사용 효율성이 높은 통신 시스템에서는 많은 문제점을 발생시켰다.

이 연구에서는 LPA의 적응 처리 구조를 개선하여 기존 방식과 동일한 소자를 사용하면서 높은 선형화 특성과 수렴 특성을 갖는 새로운 워드워드 LPA 시스템을 제안한다.

이 방식에서는 출력 신호의 오차를 선형 신호 제거 회로의 오차 신호와 연계하여 처리한다. 따라서 기존의 방식에서는 불가능했던 선형 신호 제거 오차에 의한 성능 저하를 억제하므로써 전체의 선형화 특성이 크게 개선된다.

II. 적응형 워드워드 LPA

그림 1은 워드워드 LPA의 개념도이다. 그림1과 같이 워드워드 LPA는 선형 신호 제거 부(loop1)와 오차 신호 제거 부(loop2)로 구성된다. 루프 1에서는 주 증폭기의 출력 신호와 입력 신호의 차에 의하여 주 증폭기 출력의 비 선형 오차 신호 전압을 검출한다. 검출된 오차 신호는 루프 2의 오차 증폭기를 통해 증폭되어 주 증폭기의 출력 신호의 왜곡 신호를 방향성 결합기를 통해 상쇄하므로써 선형화 특성을 갖게 한다.

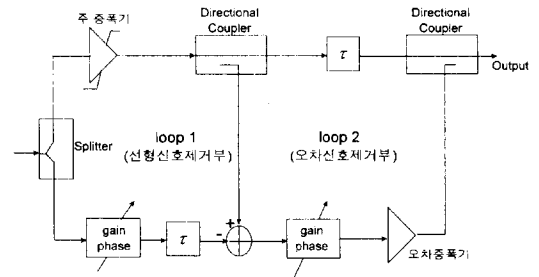


그림 1. 워드워드 증폭기의 개념도
Fig. 1. Blockdiagram of the feedforward amplifier.

선형 신호 제거 부의 복소 전압 이득은 주 증폭기의 선형 복소 전압 이득과 동일한 방향으로 적응 조절되고 오차 증폭기의 전압 이득은 증폭기의 최종 출력 전압 중 비 선형 신호 성분을 완전히 제거하는 방향으로 적응 조절된다.

주 증폭기의 진폭 및 위상 이득 특성은 온도 및 시간에 따라 변화한다. 또한 캐리어의 수에 의한 입력 전력의 변화나 전원 전압의 변화 등에 따라 급격하게 변할 수 있다. 따라서 루프 1의 수렴 속도는 루프 2에 비해 매우 빨라야 한다. 그러나 동일한 입력 전력의 백-오프(back-off) 조건에서 적응 처리 속도를 증가시키면 복소 이득 지터가 증가하므로 처리 속도의 한계가 발생한다. 기존의 워드워드 LPA 회로에서는 루프 1의 선형 신호 제거 오차는 오차 증폭 회로의 적응 신호 처리에 의해 보상되지 않는다. 따라서 선형화에 어떤 한계점이 존재한다.

한편, 오차 증폭 부의 복소 전압 이득을 적응 조절하기 위하여 출력 전력 P_0 를 최소화 시키는 방법과 출력 전압과 비 선형 신호 전압간의 코리레이션(correlation)을 최소화 시키는 방법이 사용되어 왔다. 이 방식에서는 선형화된 출력 신호 중 비 선형 신호가

차지하는 비중이 극히 작으므로 오차의 평균화 시간이 길어지고 따라서 수렴 속도가 매우 떨어진다.

Cavers^[10]는 이를 개선하기 위해 주 신호를 제거하는 필터를 사용하는 방법을 제안하였다. 그러나 다중 캐리어 통신에서는 캐리어의 수 및 위치에 따라 적응적으로 동작하는 여파기의 구현이 매우 어려울 뿐만 아니라 대역 내에 존재하는 왜곡 신호의 제거가 불가능하여 선형화 특성이 저하한다.

이 연구에서는 오차 증폭기 회로의 적응 신호 처리를 위하여 주 증폭기 출력 신호와 루프 1의 출력 신호간의 오차 신호 전압을 선형 신호 제거 회로의 오차와 연계하여 검출한다. 이를 이용하여 출력 신호 중 선형 신호 성분을 제거하여 적응 처리를 위한 오차 측정 신호로 사용하는 개선된 휘드휘워드 LPA 적응 신호 처리 방법을 제안한다.

III. 개선된 휘드휘워드 LPA 회로

1. 개선된 증폭기 모델

그림 2는 이 연구에서 제안한 휘드휘워드 증폭기 회로이다.

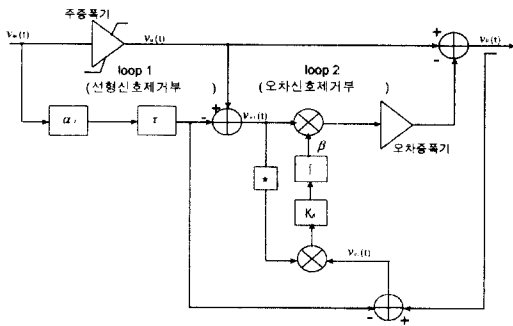


그림 2. 개선된 휘드휘워드 증폭기의 구조
Fig. 2. Structure of the improved feedforward amplifier.

주 증폭기의 선형 이득을 a_0 라 하고 비 선형 왜곡 전압을 v_d 라 할 때 각 신호는 다음과 같이 계산된다.

$$v_d(t) = a_0 v_m(t) + v_d(t) \tag{1}$$

$$v_0(t) = (a_0 - \beta e_{a_1}) v_m(t) + e_{\beta} v_d(t) \tag{2}$$

$$e_{a_1} = a_0 - a_1 \tag{3}$$

$$e_{\beta} = 1 - \beta \tag{4}$$

$$v_{e_2}(t) = v_0(t) - a_1 v_m(t) \tag{5}$$

$$v_{e_1}(t) = (a_0 - a_1) v_m(t) + v_d(t) \tag{6}$$

이 구조의 특징은 루프 2에서 오차 증폭기의 복소 전압 이득 β 를 제어하기 위하여 a_1 의 출력 신호를 사용하고 이 신호를 이용하여 출력 신호에서 선형 신호 성분을 제거하여 β 의 이득을 조정하기 위한 경도 신호의 추정치로 사용하는 것이다. 이 때 a_1 은 기존의 방법으로 제어될 수 있다. 즉, v_{e_1} 의 평균 전력을 최소화하거나 v_{e_1} 과 v_m 의 코리레이션을 0으로 수렴하도록 하는 방법이다. β 는 v_0 와 $a_1 v_m$ 과의 차인 v_{e_2} 와 v_{e_1} 의 곱을 경도 추정치(gradient estimation)로 이용하여 경도의 평균을 최소화하는 방식으로 적응 제어된다. 이 모든 적응 처리 과정은 일반적인 애너러그 소자에 의해 RF 또는 IF 대역에서 실현할 수 있고 개선된 선형 전력 증폭 특성을 얻을 수 있다.

성능 분석에서 모든 신호는 RF 신호의 복소 인베로프(complex envelope) 신호를 이용한다.

2. a_1 오차에 의한 선형화 성능 저하의 보상

그림 2의 루프 1에서는 주 증폭기의 출력 전압으로부터 선형 신호를 제거하여 비 선형 왜곡 신호 전압만을 추출하여 오차 증폭기의 입력 신호 $v_{e_1}(t)$ 를 생성시키는 기능을 수행한다. $a_1 = a_0$ 인 경우 $v_{e_1}(t)$ 는 주 증폭기의 비 선형 전압 $v_d(t)$ 와 일치한다. 다중 캐리어 통신의 경우 주 증폭기에 입력되는 순시 전력이 급격하게 변화하는 경우가 발생하므로 a_1 은 매우 빠른 적응 속도 특성이 요구된다. 만일 a_1 이 주 증폭기의 선형 이득 a_0 를 충분히 따라가지 못하거나 a_1 의 지터 등에 의해 e_{a_1} 의 오차가 발생하는 경우에는 $v_{e_1} \neq v_d$ 가 되어 씨스팀 선형화 성능이 떨어진다. 기존 방식과 같이 $v_0(t)$ 와 $v_{e_1}(t)$ 의 곱을 β 를 조정하기 위한 경도 추정치로 사용하는 경우 $v_m(t)$ 와 $v_d(t)$ 가 서로 독립적이라 가정할 때 다음 식이 성립된다.

$$v_0(t) \cdot v_{e_1}^*(t) = ((a_0 - \beta e_{a_1}) v_m(t) + e_{\beta} v_d(t)) \cdot (e_{a_1} v_m(t) + v_d(t))^* \tag{7}$$

$$E[v_0(t) \cdot v_{e_1}^*(t)] = (a_0 \cdot e_{a_1}^* - \beta |e_{a_1}|^2) P_m + e_{\beta} P_d \tag{8}$$

적응 처리 앨거리즘에 의해 $E[v_0 \cdot v_{e_1}^*]$ 은 0으로 수렴하므로 e_{a_1} 이 0인 경우 β 는 1로 수렴한다. 그러나 $e_{a_1} \neq 0$ 일 때 β 는 다음과 같이 된다.

$$\beta = \frac{P_d + \alpha_0 e_{a_1}^* \cdot P_m}{P_d + |e_{a_1}|^2 P_m} \quad (9)$$

$$|1 - \beta| \approx \frac{|\alpha_0 \cdot e_{a_1}^*| P_m}{P_d} \quad (10)$$

식 (9),(10)에서 P_m , P_d 는 각각 변조 신호 전력 및 IM 전력이다. 식(9)로부터 e_{a_1} 이 0이 아닌 경우에는 β 가 다른 값으로 수렴함을 알 수 있다. 이에 따라 증폭기 출력의 비선형 신호 전압은 식(10)의 비율로 제거되지 않는다.

β 의 오차에 의한 출력 신호 중 P_d 의 제거 오차는 $|1 - \beta|^2 P_d$ 이므로 출력 신호에서 선형 신호에 대한 IM전력의 비를 γ_0 라 하면 식(2),(9)로부터 γ_0 는 다음과 같다.

$$\gamma_0 = \frac{\left| 1 - \frac{P_d + \alpha_0 \cdot e_{a_1}^* \cdot P_m}{P_d + |e_{a_1}|^2 P_m} \right|^2 P_d}{\left| \alpha_0 - \frac{P_d + \alpha_0 \cdot e_{a_1}^* \cdot P_m}{P_d + |e_{a_1}|^2 P_m} \right|^2 P_m} \quad (11)$$

이 식은 $e_{a_1} \ll \alpha_0$ 일 때 근사적으로 다음과 같이 된다.

$$\gamma_0 = \frac{|\alpha_0|^2 |\varepsilon_{a_1}|^2 P_m}{P_d} \quad (12)$$

$$\varepsilon_{a_1} = \frac{e_{a_1}}{|\alpha_0|} \quad (13)$$

식 (12)에서 신호 전력에 대한 IM 전력의 비는 동일한 ε_{a_1} 에 대하여 $|\alpha_0|^2$ 과 P_m 의 크기에 비례함을 알 수 있다. 따라서 기존 증폭기의 입력 신호 전력의 크기가 커지면 증폭기의 선형화 성능이 저하하게 된다.

그림 2의 개선된 휘드휘워드 증폭기에서는 오차 증폭기의 복소 이득 β 를 적응 조절하기 위해 $v_{e_2}(t) \cdot v_{e_1}^*(t)$ 신호를 경도 추정치로 사용한다. $v_{e_2}(t)$ 는 $v_0(t)$ 와 $\alpha_1 v_m(t)$ 와의 차이이다. 식(5)로부터 $v_{e_2}(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{e_2}(t) &= \{(a_0 - \alpha_1) - \beta e_{a_1}\} v_m(t) + (1 - \beta) v_d(t) \\ &= (1 - \beta) e_{a_1} v_m(t) + (1 - \beta) v_d(t) \end{aligned} \quad (14)$$

따라서 경도 추정치 $D_\beta = v_{e_2} \cdot v_{e_1}^*$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$D_\beta = \{(1 - \beta) e_{a_1} v_m(t) + (1 - \beta) v_d(t)\} \{e_{a_1} v_m(t) + v_d(t)\}^* \quad (15)$$

D_β 의 평균을 ∇_β 라 하면 $v_m(t)$ 와 $v_d(t)$ 가 독립적일 때 ∇_β 는 다음과 같이 계산된다.

$$\nabla_\beta = (1 - \beta) \cdot |e_{a_1}|^2 P_m + (1 - \beta) P_d \quad (16)$$

적응 처리 회로에서 β 는 $\nabla_\beta = 0$ 이 되도록 수렴하므로 β 는 e_{a_1} 의 크기와 상관없이 언제나 1로 수렴한다. 이는 식(16)에서 보는 바와 같이 기존 구조와는 달리 IM 전력 P_d 와 선형 신호 제거 오차 전력 $|e_{a_1}|^2 P_m$ 이 모두 $(\beta - 1)$ 의 이득을 갖기 때문이다. 따라서 제안된 휘드휘워드 증폭기에서는 α_1 의 지터나 α_0 특성 변화 등에 의해 발생하는 e_{a_1} 의 오차와 무관하게 $v_d(t)$ 의 신호를 적응 적으로 완전히 제거할 수 있게 된다. 이 결과는 오차 증폭기의 출력 중 비선형 신호 전압의 크기가 언제나 주 증폭기의 비선형 신호 전압의 크기와 동일하게 유지될 수 있음을 의미한다. 또한 α_1 의 수렴 속도에 대한 조건이 완화될 수 있다. 즉, α_1 의 수렴 속도가 느려서 α_0 의 변화를 충분히 따라가지 못하는 동안에도 IM 전력은 β 에 의해 충분히 제거될 수 있다.

3. 오차 제거 회로의 적응 특성

휘드휘워드 증폭기에서는 오차 제거 증폭기 이득을 조절하여 $v_{e_1}(t)$ 를 증폭하고 그 출력에 180° 위상 변화를 주어 $v_d(t)$ 에 더함으로써 선형 신호 전압을 제거한다. β 가 최적 치로 수렴하기 위해 기존 방식에서는 최종 출력 전력 P_0 를 최소화 시키는 방식과 출력 전압 $v_0(t)$ 와 $v_{e_1}(t)$ 의 코리레이션을 0이 되게 하는 방식을 사용하였다. P_0 는 e_{a_1} 이 0으로 수렴하는 경우 다음과 같이 된다.

$$P_0 = |\alpha_0|^2 P_m + |e_{\beta}|^2 P_d \quad (17)$$

P_0 를 최소화 하는 방식에서는 P_0 중 비선형 신호 성분은 선형 신호 전력에 비해 극히 작으므로 β 의 변화에 따른 비선형 신호 전력을 검출하는데 매우 오랜 평균화 시간이 필요하며 P_m 의 변화에 의하여 오동작할 수도 있다.

두 번째 방식의 경우에도 $v_0(t)$ 신호 중 선형 신호 성분과 비선형 신호 성분 간의 차이가 매우 크므로 수렴 시간이 길어진다. 또한 2절에서 설명한 바와 같이 선형 신호 제거 회로의 오차에 의한 수렴 오차가 발생할 뿐 아니라 $v_0(t) \cdot v_{e_1}^*(t)$ 의 정도 추정치에 의한 적응 신호 처리 과정에서 추정치의 자체 잡음에 의한 β 의 지터가 발생하여 증폭기의 선형화 성능을 저하시킨다. 즉, $\alpha_1 = \alpha_0$, $\beta = 1$ 로 수렴한 정상 상태(steady-state)에서 $D_\beta(t) = \alpha_0 v_m(t) \cdot v_d^*(t)$ 이고 D_β 의 평균은 0이므로 D_β 의 분산을 $\sigma_{D_\beta}^2$ 라 할 때 다음과 같은 잡음 전력이 발생한다.

$$\begin{aligned} \sigma_{D_\beta}^2 &= |\alpha_0|^2 E[x_m x_m^*] \\ &= |\alpha_0|^2 \int_{-\infty}^{\infty} x_m^2 G(x_m) - \alpha_0^2 p_m(x_m) dx_m \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 x_m 은 $v_m(t)$ 의 순시 전력이고 $G(x_m)$ 은 주 증폭기의 복소 전압 이득, $p_m(x_m)$ 은 $v_m(t)$ 의 변조 방식에 따라 결정되는 x_m 의 확률 분포 함수이다. $\sigma_{D_\beta}^2$ 의 주파수 영역에서 $f=0$ 에서의 크기를 N_β 라 할 때 D_β 의 잡음 주파수 대역은 적응 처리 회로의 루프 대역 폭에 비해 매우 크므로 루프 대역 폭 내에서 그 크기가 일정하다고 가정할 수 있다. 따라서 적응 처리 회로의 루프 전달 함수를 $H_\beta(f)$, e_β 의 분산을 $\sigma_{e_\beta}^2$ 라 할 때 e_β 의 잡음 전력은 다음과 같이 계산된다.

$$\sigma_{e_\beta}^2 = N_\beta \int_{-\infty}^{\infty} |H_\beta(f)|^2 df \quad (19)$$

이 식으로부터 e_β 의 지터 σ_{e_β} 가 계산된다.

제안된 휘드휘드 LPA의 오차 제거 회로에서 오차 증폭 부의 복소 이득 β 는 $D_\beta = v_{e_2}(t) \cdot v_{e_1}^*(t)$ 를 정도 추정치로 사용하여 제어된다. D_β 는 식(15)에서와 같이 $\alpha_1 = \alpha_0$, $\beta = 1$ 로 수렴한 상태에서 D_β 의 평균과 D_β^2 의 평균은 모두 0이므로 $\sigma_{D_\beta}^2 = 0$ 이 된다. 따라서 개선된 증폭기의 오차 제거 회로에서는 이득의 적응 처리 과정에서 발생하는 β 의 지터는 정상 상태에서 존재하지 않는다. 기존 회로에서 β 의 지터의 크기는 적응 신호 처리 회로의 시 정수가 작을수록 증가한다.

식 (16)에서 e_{a_1} 이 0일 때 $e_\beta = 1 - \beta$ 는 P_d 의 이득을 가지므로 적응 처리 회로는 정상 상태에서 다

음과 같은 시 정수를 갖는다.

$$\tau = \frac{1}{P_d K_\beta} \quad (20)$$

여기서 K_β 는 적응 처리 상수이다. Cavers^[10]에 의한 기존의 회로에서 e_β 의 지터의 크기는 입력 신호가 W_m 의 대역 폭을 갖는 구형의 스펙트럼을 가질 때 다음과 같다.

$$\sigma_{e_\beta} = \frac{1}{P_d} \sqrt{\frac{\sigma_{D_\beta}^2}{3W_m \tau}} \quad (21)$$

따라서 e_β 의 지터를 감소시키기 위해서는 K_β 를 작게 해야 하므로 매우 긴 평균 시간이 필요하다. 제안된 방식에서는 지터의 크기에 상관없이 K_β 를 크게 하여 시 정수를 작게 할 수 있으므로 수렴 속도 특성이 현저하게 개선된다.

IV. 결과 분석

제안된 회로의 시뮬레이션에서는 다중 캐리어 통신을 가정하여 스펙트럼이 완전한 구형인 입력 신호를 사용하였다. 비 선형 증폭기의 모델은 일반적으로 사용되고 있는 Saleh^[11]의 모델을 이용하였다.

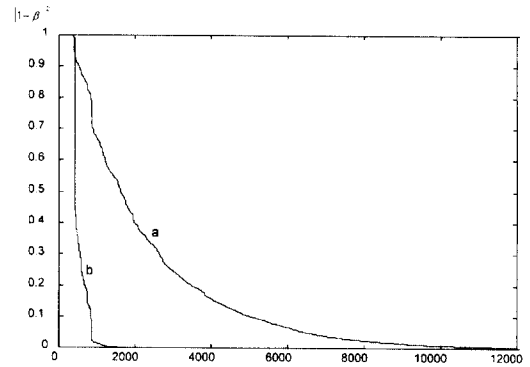


그림 3. β 의 수렴 특성 ($e_a = 0$): (a: 기존 방식 b: 개선 방식)

Fig. 3. Convergence characteristics of β ($e_a = 0$).

그림 3과 4는 각각 α_1 의 오차가 존재하지 않는 경우와 1%의 오차가 존재하는 경우에 대한 β 의 수렴 특성의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 시간 축은 심볼 당 4개의 샘플링을 하는 경우의 샘플 수를 의미

한다. 개선된 회로에서는 α_1 의 오차에 의한 영향이 없음을 알 수 있다. 그러나 기존의 방식은 α_1 의 오차에 의해 지터가 발생하고 속도 향상을 위해 40dB의 대역 제거 적응 필터를 사용하였음에도 불구하고 수렴 속도가 매우 느리다.

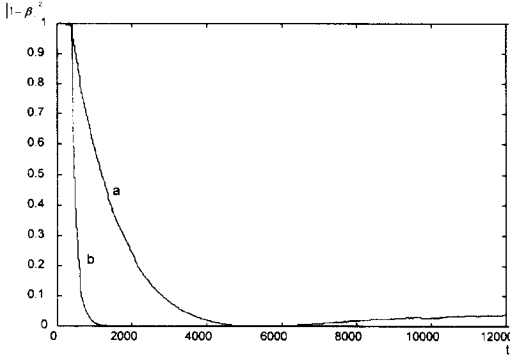


그림 4. β 의 수렴 특성 ($e_a \neq 0$) (a:기존 방식, b:제안 방식)

Fig. 4. Convergence characteristics of β ($e_a \neq 0$).

그림 5와 6은 α_1 에 1% 오차가 존재하는 경우 기존 방식과 제안한 방식의 출력 특성을 시뮬레이션한 결과이다.

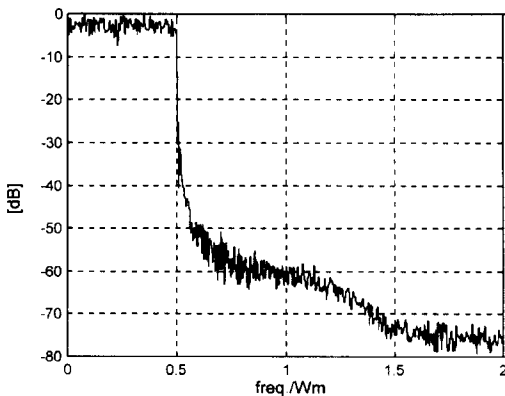


그림 5. 기존 방식의 전력 스펙트럼

Fig. 5. Output power spectrum density of the general amplifier.

제안된 회드회위드 LPA는 기존 구조에 비하여 신호 제거 회로의 오차와 무관하게 비선형 증폭기의 IM 전력을 완전하게 제거할 수 있다. 이와 같은 특성은 동일한 특성의 소자로 회로를 구성할 때 기존 시스템에 비하여 IM 전력 제거 비율을 높일 수 있음을 뜻한

다. 예를 들어 기존의 구조에서 α_1 의 정밀도가 α_0 의 약 10^{-4} 정도의 오차를 갖는다고 할 때 구현 가능한 IM 전력 제거율은 출력에 대한 IM 전력 비율이 20 dB인 비선형 증폭기를 사용하는 경우 식(12)로부터 최대 IM 전력 제거 비율은 40dB로 제한된다. 한편 제안된 구조에서는 IM 전력을 완전히 제거할 수 있다.

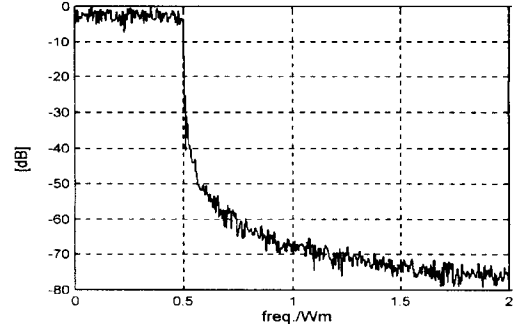


그림 6. 제안한 방식의 전력 스펙트럼

Fig. 6. Output power spectrum density of the new amplifier.

기존의 LPA에서는 α_1 의 정밀도가 매우 중요하다. α_1 의 정밀도는 캐리어 주파수가 높고 사용 대역 폭이 클수록 떨어진다. 이 연구에서 제안한 구조에서는 α_1 의 정밀도에 크게 영향을 받지 않으므로 W-CDMA 등과 같이 광대역 특성을 요구하는 차세대 이동 통신 방식의 기지국용으로 매우 적합하다.

또한, 기존의 구조에서는 이상에서 설명한 α_1 에 의한 오차 증가 특성 때문에 α_0 에 대한 α_1 의 빠른 수렴 속도가 요구되었다. 하지만 α_1 의 수렴 속도를 증가시키면 e_{α_1} 의 지터도 비례하여 증가하므로 수렴 속도의 한계를 갖는다. 그러나 제안된 구조는 이러한 오차에 무관하므로 α_1 의 수렴 속도에 대한 요구 조건이 완화될 수 있으므로 α_1 의 지터 특성을 개선할 수 있다.

식(2)로부터 증폭기의 출력 신호는 신호 대역 내에서 α_1 의 지터에 의한 영향을 받으므로 α_1 의 지터의 감소는 기존의 구조와 새로운 구조에서 모두 중요한 요소임을 알 수 있다. 제안된 구조는 기존의 구조에 비해 β 의 지터 특성도 개선 되므로 오차 제거 회로의 수렴 속도를 높일 수 있으며 β 의 오차에 의한 IM 전력의 증가를 방지할 수 있다.

V. 결 론

이 연구에서는 기존 휘드휘드 증폭기의 적응 특성 및 선형 특성을 개선하기 위해 오차 제거 회로의 적응 계수 β 를 선형 신호 제거 회로의 α 와 연계하여 처리하는 새로운 적응 처리 방식을 제안하였다.

제안된 LPA에서는 오차 제거 회로의 지터 특성과 수렴 특성을 개선할 수 있을 뿐 아니라 선형 신호 제거 회로의 지터도 감소시킬 수 있으며 수렴 속도와 특성과 IM 전력 제거 특성이 현저하게 개선될 수 있음을 보이고 있다.

이 시스템에서는 기존의 방식에서 속도 개선을 위해 필수적인 정밀 적응 필터가 필요하지 않으므로 회로의 복잡성이 감소하고 동일한 정밀도의 소자를 사용하여 선형화 특성을 개선할 수 있으므로 다중 캐리어 방식을 사용하는 차세대 광대역 이동 통신 시스템에 매우 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] A. A. M. Saleh and J. Salz, "Adaptive Linearization Amplifier in Digital Radio Systems," *The Bell System Technical Journal*, vol. 62, pp. 1019-1033, Apr. 1983.
- [2] G. Karam and H. Sari, "Data Pre-distortion Techniques Using Intersymbol Interpolation," *IEEE Trans. on Comm.* vol. 38, pp. 1716-1723, Oct. 1990.
- [3] J. K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistortion with Fast Adaptation and Low Memory Requirements," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 39, pp. 374-382, Nov. 1990.
- [4] G. Karam and H. Sari, "A Data Pre-distortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 39, pp. 336-344, Feb. 1991.
- [5] A. S. Wright and W. G. Durtler, "Experimental Performance of an Adaptive Linearized Power Amplifier," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 41, pp. 395-400, Nov. 1992.
- [6] M. Benedetto and P. Mandarinini, "A New Predistortion Criterion with Application to High Efficiency Digital Radio Links," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 43, pp. 2966-2974, Dec. 1995.
- [7] S. P. Stapleton, G. S. Kandola and J. K. Cavers, "Simulation and Analysis of an Adaptive Predistorter Utilizing a Complex convolution," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 41, pp. 387-394, Nov. 1992.
- [8] A. N. D' Andrea, V. Lottici and R. Reggiannini, "RF Power Amplifier Linearization Through Amplitude and Phase Predistortion," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 44, pp. 1477-1484, Nov. 1996.
- [9] H. Seidel, "A Microwave Feed-Forward Experiment," *The Bell System Tech. Journal*, vol. 50, pp. 2879-2916, Nov. 1971.
- [10] J. K. Cavers, "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 44, pp. 31-40, Feb. 1995.
- [11] A. K. Talwar, "Reduction of Noise and Distortion in Amplifiers Using Adaptive Cancellation," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 42, pp. 1086-1087, June 1994.
- [12] P. B. Kenington and D. W. Bennett, "Linear Distortion Correction Using a Feedforward System," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 45, pp. 74-81, Feb. 1996.
- [13] E. E. Eid and F. M. Ghannouchi, "Adaptive Nulling loop Control for 1.7GHz Feedforward Linearization Systems," *IEEE Trans. on Theory and Tech.*, vol. 45, pp. 83-86, Jan. 1997.

저 자 소 개



朴 一(正會員)

1980년 한양대학교 전자통신공학과 졸업(학사). 1982년 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(석사). 1991년 ~ 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 재학중. 1982년 ~ 현재 LG정보통신 연구소 책임연구원

李 相 高(正會員) 第 31卷 A編 第 11號 參照

현재 한양대학교 전자전기공학부 교수