

論文2001-38TC-1-3

Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 혼변조 신호 감쇠에 관한 연구

(A Study on the IMD Cancellation by Signal combining
of Predistorter type)

朴雄熙*, 趙漢裕**, 張益洙***

(Ung Hee Park, Han You Cho, and Ik Soo Chang)

요 약

고출력 증폭기의 선형화 방법 중 Predistorter^{[1][2]} 방식은 크기가 작고 전력 효율이 좋아 고출력 증폭기의 선형화에 많이 이용된다. 본 논문에서는 새로운 측정 방법을 이용하여 고출력 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호와 Predistorter의 혼변조 신호가 결합하는 경우에 Predistorter의 혼변조 신호의 세기와 위상 변화에 따른 고출력 증폭기에서의 혼변조 신호 감쇠량을 실험적 방법을 통해 측정하였다. 결과적으로 동일한 혼변조 신호 결합 조건(세기와 위상)의 Predistorter의 선형화 방법은 서로 다른 경로의 신호 결합을 하는 Feedforward 선형화 방법보다 5dB에서 10dB 정도의 혼변조 신호 감쇠량이 낮음을 확인하였다

Abstract

Predistorter linearizer having small size and good efficiency is frequently used in High Power Amplifier linearizer system. In this paper, the amount of IMD signal cancellation according to amplitude and phase of predistorter in predistorter type linearizer is investigated by new experiment method. In the combining method of predistorter type, IMD signal is combined at the amplifier input port, the magnitude and phase of combining signals cannot be easily expected due to different magnitude and phase of incoming signals. By experiment, it is measured that Predistorter linearizer has lower amount of IMD signal cancellation than those of Feedforward linearizer at the same condition (amplitude and phase).

I. 서론

초고주파 증폭기는 비선형 소자로 입력전력에 따른

출력전력의 위상 및 세기변화 뿐 만 아니라 많은 혼변조 성분이 출력에 존재하게 된다. 이러한 입력신호의 세기 및 위상의 변화, 혼변조 신호 등은 전달 신호를 왜곡시키거나 다른 전달 신호의 잡음으로 작용하게 되어 무선 통신 성능을 감쇠 시킨다. 특히 혼변조 신호는 증폭기 설계에 중요한 설계 조건으로 존재한다.

고출력 증폭기에서는 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호를 줄이기 위하여 여러 가지 선형화 방법을 사용하는 데, 그 중 대표적인 방법이 Predistortion 방식과 Feedforward 방식이다. Predistortion 방식의 선형화기란 증폭기 전단에 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호 특성과 반대되는 혼변조 신호 특성을 가진 비선형 소

* 正會員, 韓國電子通信研究院 RF技術研究팀

(Radio Technology Department, ETRI)

** 正會員, 東洋工業專門大 電子科

(Electrical Engineering Dongyang Technical College)

*** 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Electronic Eng. Sogang University)

接受日字:2000年8月8日, 수정완료일:2000年11月15日

자를 위치시켜 비선형 소자와 증폭기를 통한 출력에서 혼변조 신호가 감쇠되어 나타나게 하는 방식을 말한다. Predistortion 방식의 선형화기는 크기가 작고 전력 효율이 우수하며 혼변조 신호 감쇠량이 좋아 자주 이용된다. 또 다른 대표적 선형화 방법인 Feedforward 방식 선형화기의 경우는 증폭기에서 발생한 혼변조 신호만을 추출하여 증폭 후 증폭기 출력에서 역 위상으로 재결합하여 혼변조 신호를 감쇠하는 것을 말한다. 혼변조 감쇠 특성은 매우 우수하나 복잡하고 크기가 크며, 제작 비용이 비싸다는 단점을 가지고 있다.

Feedforward 방식의 선형화기의 서로 다른 경로의 신호 결합에 의한 출력신호의 세기와 위상은 계산 또는 실험을 통해 쉽게 구할 수 있다. 하지만 Predistortion 방식의 신호 결합에 의한 출력신호의 세기와 위상은 트랜지스터의 동작 전압과 구동 전력, 비선형성 정도 등 많은 문제가 존재하여 체계적인 계산을 통하여 구할 수 없다. Predistorter를 사용하는 선형화기 설계 시, Predistorter에서 발생하는 혼변조 신호의 위상과 세기의 변화량에 대한 증폭기 출력의 혼변조 감쇠에 대한 아무런 정보 없이 막연하게 반복적인 실험 결과에 의존 하였다. 본 논문에서는 실험을 통하여 Predistortion 방식의 신호 결합에서의 Predistorter에서 발생하는 혼변조 신호의 세기 및 위상 특성에 따른 증폭기에서의 혼변조 신호 감쇠량을 살펴보고 Feedforward 방식의 신호 결합과의 관계를 살펴보고자 한다.

II. Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 혼변조 신호 감쇠량 측정 방법⁽³⁾⁽⁴⁾

증폭기에서 출력전압 $v_o(t)$ 은 식 (1)처럼 입력전압 $v_i(t)$ 의 파워 시리즈(power series)로 표현할 수 있다. 증폭기의 입력신호가 $v_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$ 이라 하면 출력신호는 식 (2)와 같이 입력 기본 주파수 ω_1, ω_2 의 dc, 2차 하모닉 주파수 $2\omega_1 \pm \omega_2$ 와 3차 하모닉 주파수 $3\omega_1 \pm \omega_2$ 와 2차 혼변조 주파수 $\omega_1 \pm \omega_2$ 와 3차 혼변조 주파수 $2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1$ 등으로 나타낸다. 식 (2)에서 기본 주파수 ω_1, ω_2 의 출력신호 진폭은 $k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3$ 로 $k_3 < 0$ 에 의해 입력 신호 증가에 대한 이득의 감소가 일어남을 볼 수 있다.

$$v_o = k_1 v_i + k_2 v_i^2 + k_3 v_i^3 \tag{1}$$

$$\begin{aligned} v_o &= k_1 A (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + k_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 \\ &+ k_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 \\ &+ \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \\ &+ k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_2 t \\ &+ \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\ &+ \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_2 t + \dots \end{aligned} \tag{2}$$

출력 주파수에 존재하는 혼변조 신호($2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1$ 주파수 성분)를 감쇠 시키기 위하여 Predistorter 형태로 신호를 결합시키는 선형화 방법이 고출력 증폭기에서 자주 사용된다. 이러한 predistorter 형태의 신호 결합에 의하여 혼변조 신호를 감쇠 시키는 경우, 입력하는 혼변조 신호의 세기와 위상에 따른 증폭기 출력에서의 혼변조 신호 감쇠량 측정 방법을 간단하게 설명하면 다음과 같다. 식 (2)에 존재하는 혼변조 신호를 제거하기 위하여 증폭기의 입력으로 주신호와 3차 혼변조 신호의 세기와 위상을 제어 가능하게 만들어 증폭기에 입력시킨다. 단순히 주신호만 입력되었을 때의 증폭기의 출력 값을 확인한 뒤, 3차 혼변조 신호를 증폭기에 입력으로 연결하여, 3차 혼변조 신호의 세기와 위상을 변화 시키며 증폭기의 출력에서 혼변조 신호의 감쇠를 스펙트럼 어날라이저를 이용하여 측정하게 된다. 그림 1은 증폭기에서 입력 혼변조 신호와 출력 혼변조 신호와의 관계를 살펴보기 위한 실험 블록도 이다. 그림 1의 실험을 수식적으로 살펴보면 회로의 최초 입력 V_{in} 을 식 (3)에서 보는 것처럼 세기가 같은 두개의 신호로 가정할 때, 그림 1의 증폭기 입력에 해당하는 V_{s1}, V_{s3} 의 값은 식 (4)와 식 (5)과 같다. 는 소자에 의한 위상 지연 값이다. V_{s1} 의 신호가 입력할 경우에 증폭기의 출력을 $V_{out, s1}$ 이라 할 때, 증폭기가 비선형 영역에서 동작하여 혼변조 신호를 발생하게 되면 입력하는 주신호 근방의 3차 혼변조 신호 값은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 본 논문에서는 3차 혼변조 신호의 값만을 고려하고자 한다. β 는 증폭기의 위상 지연 값이다.

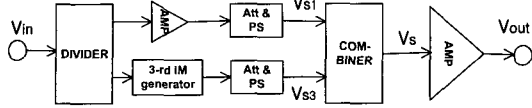


그림 1. 증폭기의 출력 혼변조 신호와 입력 혼변조 신호 관계 실험 블록도

Fig. 1. Test circuit block diagram between input IMD signal and output IMD signal of the amplifier.

$$V_i = A \cos(\omega_1 t + \phi_1) + A \cos(\omega_2 t + \phi_2) \quad (3)$$

$$V_{s1} = K_{s1} A \cos(\omega_1 t + \phi_{1s}) + K_{s1} A \cos(\omega_2 t + \phi_2 + \alpha_1) \quad (4)$$

$$V_{s3} = K_{s3} A_3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + 2\phi_1 + \phi_2 + \alpha_3) + K_{s3} A_3 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi_2 - \phi_1 + \alpha_3) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} V_{out,s1} &= K_1 V_{s1} + K_3 V_{s3} + K_5 V_{s5}^6 \\ &= K_1 K_{s1} A \cos(\omega_1 t + \alpha_1 + \beta_1) \\ &\quad + K_1 K_{s1} A \cos(\omega_2 t + \phi_2 + \alpha_1 + \beta_1) \\ &\quad + K_3 K_{s3}^3 A_3' \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + 2\phi_1 - \phi_2 + \alpha_1 + \beta_3) \\ &\quad + K_3 K_{s3}^3 A_3' \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi_2 - \phi_1 + \alpha_1 + \beta_3) \end{aligned} \quad (6)$$

V_{s1} 의 입력에 의해 증폭기는 비선형 구간에서 동작하게 되어, 입력 신호 V_{s3} 에 대해서도 비선형 동작을 하게 된다. 하지만 그 입력세기가 작아 V_{s3} 의 입력에 대해 증폭기가 선형 동작한다고 가정하면, V_{s3} 입력에 대한 증폭기 출력은 식 (7)이 된다. 증폭기의 최종 출력 V_{out} 은 식 (8)처럼 발생하게 된다. $K_3 K_{s3}^3 A_3' = K_1 K_{s3} A_3$, $(\alpha_1 + \beta_3) = (\alpha_3 + \beta_1 + 180^\circ)$ 조건을 증폭기의 최종 출력 V_{out} 에서 충족한다면, 증폭기의 최종 출력에서 입력신호 근처에서 발생하는 3차 혼변조 신호의 값은 감쇠될 것이다.

$$\begin{aligned} V_{out,s3} &= K_1 V_{s3} = K_1 K_{s3} A_3 \cos \\ &\quad ((2\omega_1 - \omega_2)t + 2\phi_1 - \phi_2 + \alpha_3 + \beta_1) \\ &\quad + K_1 K_{s3} A_3 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi_2 - \phi_1 + \alpha_3 + \beta_1) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{out,s1} + V_{out,s3} \\ &= K_1 K_{s1} A \cos(\omega_1 t + \phi_{1s} + \beta_1) \\ &\quad + K_1 K_{s1} A \cos(\omega_2 t + \phi_2 + \alpha_2 + \beta_1) \\ &\quad + [K_3 K_{s3}^3 A_3' \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + 2\phi_1 - \phi_2 + \alpha_1 + \beta_3) \\ &\quad + K_1 K_{s3} A_3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t + 2\phi_1 - \phi_2 + \alpha_1 + \beta_1)] \\ &\quad + [K_3 K_{s3}^3 A_3' \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi_1 - \phi_2 + \alpha_1 + \beta_3) \\ &\quad + K_1 K_{s3} A_3 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi_2 - \phi_1 + \alpha_1 + \beta_1)] \end{aligned} \quad (8)$$

III. 서로 다른 경로의 신호 결합 시 출력 신호의 세기 및 위상

그림 2와 같이 월킨슨 전력 결합기를 이용한 Feedforward방식의 서로 다른 경로의 신호를 결합하는 경우에 입력하는 신호의 세기와 위상차에 의해 출력하는 신호의 세기와 위상은 수식적으로 계산 가능하다. 수식을 통해 계산된 출력 신호의 세기와 위상은 실제 측정된 신호의 세기 및 위상과 동일하게 나타난다. 간략하게 서로 다른 경로의 신호가 결합하는 월킨슨 전력 결합기를 이용하여, 입력신호의 세기와 위상에 따른 출력신호의 세기와 위상을 살펴보면 다음과 같다. 그림 2의 월킨슨 전력 결합기는 A-port와 B-port를 입력단자로 하고 C-port를 출력단자로 하게 된다. 월킨슨 컴바이너의 결합 전력을 벡터 합성으로 볼 때 그림3.(b)와 같이 A는 A-port의 입력, D는 B-port의 입력, C는 C-port 출력으로 벡터 형태로 표현 가능하다. 출력 전압 C의 값은 식 (9)가 된다. 식 (9)를 각각의 전압으로 표현하면 식 (10)이 되고, 출력 전력은 식 (11)로 나타낼 수 있다. 식 (12)는 입력되는 전력이므로, 삽입 손실은 식 (13)이 된다. 식 (13)을 살펴보면 입력되는 두개의 경로의 전압의 세기가 같고, 위상이 180도 차이 나면 출력 전력은 없게 된다. 그림 4는 일반적인 경우의 입력되는 신호의 세기와 위상차의 차이 정도에 따른 감쇠량을 나타낸 것이다.

$$C^2 = A^2 + 2AD \cos \theta + D^2 \quad (9)$$

$$V_{out}^2 = \frac{V_A^2}{2} + \frac{V_B^2}{2} + 2 \frac{V_A V_B}{2} \cos \theta \quad (10)$$

$$P_{out} = \frac{\left(\frac{V_{out}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} = \frac{V_{out}^2}{2R_L} \quad (11)$$

$$P_{in} = P_A + P_B = \frac{\left(\frac{V_A}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} + \frac{\left(\frac{V_B}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} \quad (12)$$

$$I.L. = 10 \text{Log} \left(\frac{V_A^2 + V_B^2 + 2V_A V_B \cos \theta}{2(V_A^2 + V_B^2)} \right) \quad (13)$$

두개의 경로에서 입력하는 신호가 위상 차이를 가지는 경우에 출력 신호의 위상은 입력 신호 V_A 를 기준으로 상대적인 값으로 계산할 수 있다. 그림3.(b)에서 식 (14)가 유도됨을 알 수 있다. 이를 결합 전압으로 표시하면 식 (15)가 된다.

$$\tan \phi = \frac{B}{A+E} \quad (14)$$

$$\tan \phi = \frac{\frac{V_B}{\sqrt{2}} \sin \theta}{\frac{V_A}{\sqrt{2}} + V_B \sqrt{2} \cos \theta} = \frac{V_B \sin \theta}{V_A + V_B \cos \theta} \quad (15)$$

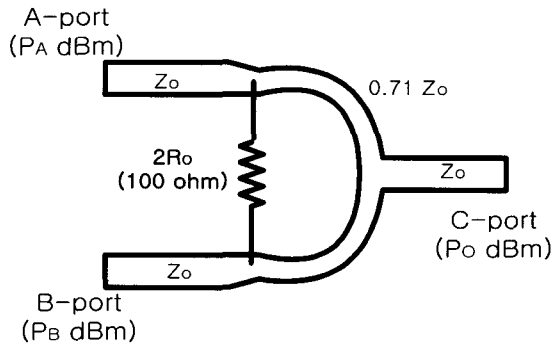


그림 2. 윌킨슨 콤바이너 구조
Fig. 2. Figure of Wilkinson power combiner.

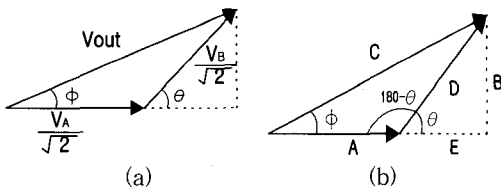


그림 3. 윌킨슨 콤바이너에서의 서로 다른 경로 신호의 결합 (a) 신호 합성 예 (b) 신호 합성의 벡터 표현

Fig. 3. Combining of the difference signal paths in Wilkinson power combiner (a) signal combining (b) vector

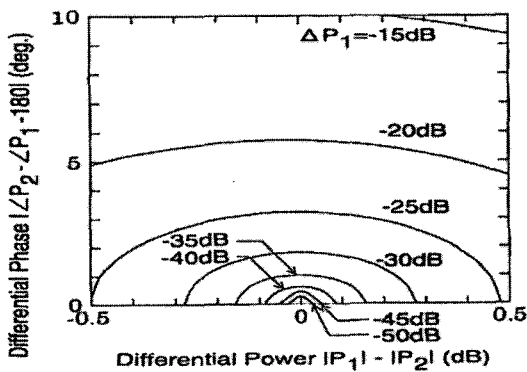


그림 4. 서로 다른 경로의 신호 결합 시 위상 및 세기 차에 의한 감쇠량 차트

Fig. 4. Cancellation chart of the difference signal paths combining by phase and magnitude.

IV. Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 혼변조 신호 상쇄 실험 결과

Predistorter 방식의 신호 결합에 의한 혼변조 신호 감쇠량을 측정하기 위해서는 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호의 세기를 먼저 측정하고, 그림1의 실험 블록도에서 보는 것처럼 혼변조 신호를 증폭기에 입력시켜야 한다. 증폭기에 입력되는 혼변조 신호의 세기는 증폭 후의 세기 값이 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호와 세기가 같고 위상이 180° 차이 나면 증폭기 출력에서 혼변조 신호는 완전 감쇠하게 된다. Predistorter에서 발생하는 혼변조 신호의 세기와 위상을 변화 시키면 증폭기에서 발생한 혼변조 신호 감쇠의 정도를 실험적으로 측정할 수 있다. 본 실험에서는 그림1의 실험 블록도에서 증폭기를 거친 후 사용하는 감쇠기 대신에 커플러를 사용하였고 커플러와 혼변조 신호와의 결합 회로까지 연결 전송선로의 손실량이 27.3dB였다. 본 실험에 고효율 증폭기로 사용된 트랜지스터는 Motorola 사의 MRF-6401로서 AB급(인가전압 26V, 인가전류 80mA)으로 동작시켜 18.4dBm/t의 신호를 입력시켰다. 이 때 출력 전력이 23.5dBm/t이고 3차 혼변조 성분의 세기는 2.9dBm이었다. 표1은 MRF-6401 트랜지스터의 입력 혼변조 신호의 세기 및 위상 변화량에 따른 출력 혼변조 신호의 감쇠량을 나타낸 것으로 고효율 증폭기 MRF-6401의 3차 혼변조 신호의 세기인 24.4 dBm(=2.9 dBm+27.3 dB)과 위상인 156.0°인 값에 세기는 비슷하고 위상은 180° 차이 나는 신호를 입력하여 측정하였다. MRF-6401의 3차 혼변조 신호의 기준 세기와 위상은 결합하는 혼변조 신호의 값을 기준 세기와 위상 근처의 값에서 위상을 고정하고 세기만을 변화 시켜 최고의 감쇠를 가지는 값과 세기를 고정시키고 위상을 변화 시켜 최고의 감쇠를 가지는 지점의 180° 위상차를 가지는 지점으로 측정 할 수 있다. 측정된 자료를 그림 5와 같이 나타내면 입력 혼변조 신호의 세기와 위상에 따른 감쇠 정도를 구할 수 있게 되고, 측정 오차를 감안하여 감쇠 정도를 나타내는 원으로 표시하면 감쇠 정도에 대한 실험적 내용을 체계적으로 분석할 수 있게 된다. Predistorter에서의 입력 혼변조 신호에 따른 출력 혼변조 신호 감쇠량은 최적의 혼변조 신호 입력 위상에 대해 입력되는 혼변조 신호의 위상 오차는 위상

이 앞선 방향과 위상이 낮은 방향이 서로 대칭이 되고 입력 혼변조 신호의 낮은 쪽의 차이가 높은 쪽의 차이보다 더 큰 차이를 허용하고 있음을 그림5를 통하여 알 수 있다. 표 2는 같은 감쇠량을 가지는 Predistorter의 세기와 위상 상태와 동일한 상태의 세기와 위상을 가질 경우에 서로 다른 경로가 결합하는 Feedforward 방식의 신호 결합 시에 감쇠량에 대해 비교하였다. Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 증폭기 혼변조 감쇠량 25dB 값을 보면 동일한 조건의 경우에 Feedforward 방식의 경우는 31dB에서 35dB까지 혼변조 신호 감쇠가 가능함을 알 수 있다. 또한, Predistorter 방식의 혼변조 신호 감쇠량은 세기가 0dB의 오차이고 위상이 3° 오차인 경우와 위상이 0°의 오차이고 세기가 위로는 +0.3dB, 아래로는 0.25dB의 경우와 동일한 25dB 혼변조 신호 감쇠가 됨을 알 수 있다.

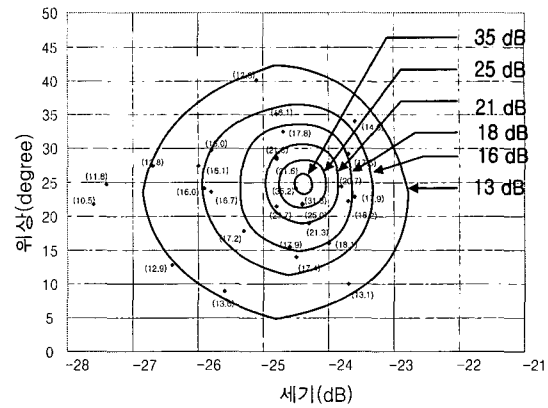


그림 5. 입력 혼변조 신호 변화에 의한 증폭기 혼변조 신호 감쇠 특성

Fig. 5. Amplifier IMD cancellation characteristic by the input IMD variation.

표 1. 입력 혼변조 신호에 따른 출력 혼변조 신호의 감쇠량

Table 1. Output IMD Cancellation value by the input IMD variation.

(측정 Tr. : MRF-6401, 입력전력: 18.4dBm/t, 출력전력: 23.5dBm/t, 출력 3차 혼변조 세기: 2.9dBm)

입력세기 (dB)	입력위상 (degree)	출력IM (dBm)	감쇠량 (dBc)	입력세기 (dB)	입력위상 (degree)	출력IM (dBm)	감쇠량 (dBc)
-25.3	17.9	-14.3	17.2	-24.4	21.8	-30.4	33.3
-24.8	21.5	-20.8	23.7	-24.8	28.5	-18.7	21.6
-24.8	56.9	-5.1	8	-23.6	34	-11.7	14.6
-24.6	15.4	-15	17.9	-23.7	22.2	-15.3	18.2
-25.6	8.9	-10.7	13.6	-23.7	29.2	-14.6	17.5
-26.4	12.8	-10	12.9	-26	27.4	-12.1	15
-24.3	19	-18.4	21.3	-25.9	24.1	-13.1	16
-27.4	24.7	-8.9	11.8	-25.8	23.6	-13.8	16.7
-23.8	24.4	-17.8	20.7	-26.7	27.4	-9.9	12.8
-23.7	10	-10.2	13.1	-27.6	21.8	-7.6	10.5
-23.6	22.9	-15	17.9	-25.1	40.2	-9.9	12.8
-24.5	14	-14.5	17.4	-24.8	35.1	-13.2	16.1
-24	16	-15.2	18.1	-25.8	29.8	-12.1	15
-24.7	32.5	-14.9	17.8	-24.4	21.9	-22.1	25
-24.8	28.7	-18.4	21.3	-24.5	24.1	-32.3	35.2

표 2. 서로 다른 경로의 결합에 의한 감쇠량과 Predistorter에 의한 감쇠량의 비교
 Table 2. Cancellation compare chart between power combining of the difference path and predistorter method.

(기준점: 세기 24.4dB, 위상 156.0°)

감쇠량 (dB)	서로 다른 경로에 의한 결합 시 상대 입력 (세기: dB, 위상: 도)	Predistorter 형태에 의한 결합 시 상대 입력 (세기: dB, 위상: 도)	Predistorter의 값이 서로 다른 경로에 입력 시 감쇠량 (dB)	감쇠차이
35dB	(-24.4, 26)	(-24.4, 25)	41dB	6dB
	(-24.4, 22)	(-24.4, 23)	41dB	6dB
	(-24.7, 24)	(-24.5, 24)	45dB	10dB
	(-24.1, 24)	(-24.3, 24)	45dB	10dB
25dB	(-24.4, 30.4)	(-24.4, 27)	31dB	6dB
	(-24.4, 17.6)	(-24.4, 21)	31dB	6dB
	(-25.4, 24)	(-24.75, 24)	34dB	9dB
	(-23.4, 24)	(-24.1, 24)	35dB	10dB
21dB	(-24.4, 34.2)	(-24.4, 29)	27dB	6dB
	(-24.4, 13.8)	(-24.4, 19)	27dB	6dB
	(-25.55, 24)	(-25.1, 24)	28dB	7dB
	(-22.85, 24)	(-23.8, 24)	29dB	8dB

V. 결 론

Motorola MRF-6401트랜지스터를 이용하여 Predistorter 형태의 신호 결합에서 혼변조 신호를 제거하기 위한 최적의 입력 세기와 위상에서 오차가 발생할 경우 어느 정도의 혼변조 신호 감쇠량을 가지는 지를 실험을 통해 살펴보았다. Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 신호 상쇄 효과는 최적의 감쇠를 가지는 입력 위상에 대하여 앞선 위상 오차와 뒤쳐진 위상 오차에 대해 서로 대칭적인 값을 가지고, 입력 세기에 대해서는 최적의 감쇠를 가지는 세기보다 낮은 전력은 높은 전력보다 동일한 오차 내에서 감쇠효과가 더 좋음을 실험을 통해 살펴볼 수 있었다. 또한, Predistorter 형태의 신호 결합에 의한 신호 상쇄 효과는 표 2에서 보는 바와 같이 다른 경로의 신호 결합에 의한 신호 상쇄 효과보다 위상과 세기 오차가 작아야 동일한 감쇠를 가지게 됨을 알 수 있었고, Predistorter의 입력되는 신호의 세기오차와 위상오차와 관계를 유추할 수 있었다.

이러한 특성 연구는 Predistorter를 이용한 선형화기를 제작하는 경우에 입력 혼변조 신호의 세기 및 위상 정보를 알고 있으면 증폭기 출력에서의 혼변조 신호 감쇠량을 예측할 수 있게 된다. 즉, 증폭기가 입력 전력

의 일정 범위에서 동작하는 경우에 혼변조 신호의 세기 및 위상 특성과 증폭기 혼변조 신호의 세기 및 위상 특성을 비교하여 전체적인 증폭기의 동작범위에서 혼변조 신호 감쇠량을 예측할 수 있을 것이라고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] N. Suematsu, Y.Iyama, O.Ishida, "Transfer Characteristic of IM3 Relative Phase for a GaAs FET Amplifier", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol.45, No.12, pp.2509-2513, Dec. 1997.
- [2] 정용채, 혼변조 신호의 개별 차수 조정 Predistortion 선형화기 설계, 박사 학위 논문, 서강대학교, 1995
- [3] Tri T. Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design, (John Wiley and Sons, 1981), pp.202-283.
- [4] Stephen A. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, (Artech House, 1988), pp.155-207.

저 자 소 개



朴 雄 熙(正會員)

1994년 2월 : 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1996년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2000년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(박사). 2000년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 무선

방송기술연구소, RF 기술팀 선임연구원. 주관심분야 : 전력증폭기 설계, 전력증폭기 선형화

趙 漢 裕(正會員)

1980년 2월 : 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1982년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1983년~1991년 : LG SW 근무(과장). 1991년~현재 : 동양공업전문대학 전자과 재직(부교수), 서강대학교 전자과 박사과정 수료. 주관심분야 : 초고주파회로 설계

張 益 洙(正會員) 第 37卷 TC編 第 2號 參照