

Feedforward 방식을 이용한 Predistortor에 관한 연구

(A Study on Predistortor using the Feedforward type)

李沅雨*, 朴光亮**, 鄭龍采***, 尹相元****, 張益洙****

(Won Woo Lee, Kwang Ryang Park, Yong Chae Jeong,
Sang Won Yun and Ik Soo Jang)

要約

고출력 증폭기의 비직선 특성을 보상해 주기 위해 본 논문에서는 Feedforward 방식을 이용한 Predistortor를 설계 제작하였다. 일반적으로 다수 반송파 TDMA와 같은 디지털 통신 방식에서는 선형 고출력 증폭기가 필수적으로 요구되어진다. 고출력 증폭기 자체의 비직선 성분을 추출하여 그 출력에 다시 역으로 결합시키는 Feedforward 방식과는 달리, 구동 증폭기에서 추출한 비직선 성분을 가지고 주 증폭기의 입력에 역으로 결합시켜서 주 증폭기의 비직선 성분을 제거한다. 대역폭이 넓고 가변 특성이 우수한 보조 경로의 가변 감쇄기, 위상 변환기와 보조 증폭기들로서 IM 성분의 레벨과 위상을 조정하여 고출력 증폭기의 C/I를 개선시켰다.

Abstract

A new Predistortor that is designed using Feedforward type is proposed to overcome the nonlinearity of HPA(High Power Amplifier). HPA has the nonlinearity of the gain compression and phase distortion, so digital communication system of multi-carrier TDMA needs the linear RF transmitter. Using IMD(Intermodulation Distortion) of drive amplifier, as Feedforward type, the inverse IMD is coupled to the main loop with variable attenuators, phase shifters, and sub-amplifiers well designed. At the input of main amplifier, the over-coupled IMD suppresses the main amplifier's IMD. Adjusting the level and phase of IMD at the sub loop, C/I of HPA is better than before correction.

* 準會員, 陸軍士官學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Korea Military Academy)

** 正會員, 韓國電子通信研究所 衛星通信技術研究團
(Satellite Communications Division, ETRI)

*** 正會員, 三星電子 情報通信事業本部 通信研究所

(Communication Systems R&D Center,
Information Systems Business, Samsung Elec. Co.)

**** 正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

接受日字 : 1993年 5月 23日

I. 서론

능동 소자들을 이용한 RF 회로에서는 전력 레벨의 변화에 따라 원하지 않는 왜곡 성분들을 많이 발생시킨다. 특히 고출력 증폭기는 최대 전력을 얻기 위해 포화 영역 부근에서 동작시킨다. 그러나 고출력 증폭기가 포화 영역 부근에서 동작하게 되면 비직선 현상이 현저하게 나타나게 되어 출력의 크기와 위상이 왜곡되고, 또 2개 이상의 반송파가 고출력 증폭기에 인가되어 공동 증폭될 경우 혼변조 성분들이 발생하여 인접 채널에 큰 영향을 미친다.^[1] 이러한 영향을 줄이기 위해 입력 레벨을 낮추면 잡음원을 줄일 수는 있으나 출력 레벨이 너무 낮아지는 단점이 있으므로 비직선 영역에서 동작하는 고출력 증폭기를 선형화하게 되면 혼변조 성분을 줄이면서 원하는 출력 전력을 얻을 수 있다.

일반적으로 고출력 증폭기는 마지막 단의 증폭기를 구동시키기 위해 구동 증폭기를 여러단 쓰게 되는데 이러한 구동 증폭기도 비직선 영역에서 동작하게 된다. 이 특성을 이용하여 구동 증폭기에서 발생한 왜곡 성분만을 추출하여 역의 왜곡 성분으로 만들어 주 증폭기에 인가해 줌으로써 주 증폭기의 선형성을 얻을 수 있는 선형화기(Linearizer)를 본 논문에서 제시하고자 한다. 앞으로 무선 통신의 수요가 급증함에 따라 통신 시스템의 변조 방식은 디지털 변조 방식으로 전환되어질 것이다. 특히 다수 반송파를 전송하는 TDMA 방식에서 전송품질을 저하시키고 효율을 떨어뜨리는 혼변조 성분들에 의한 C/I 비의 개선이 불가피하며, QPSK와 같은 위상 변조방식에서도 위상의 왜곡을 줄일 수 있는 송신단의 증폭기가 필요하다.^[2,3] 이에 본 연구를 통해 앞에서 언급되었던 통신 시스템의 RF 송신단 선형화에 대한 실현 가능성을 확인하고자 한다.

II. 고출력 증폭기의 비직선 특성

고출력 증폭기의 일반적인 현상 중의 하나는 입력 레벨의 증가에 따라 출력의 상대 이득이 감소하는 것이다. 이것은 고전력 트랜지스터가 가지고 있는 비직선 소자들에 의한 현상으로서^[4], 비직선 전달 특성을 입력 전압의 크기에 대한 함수로 나타낼 수 있다. 즉 출력 전압 v_o 를 입력 전압 v_i 의 power series로 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.^[11]

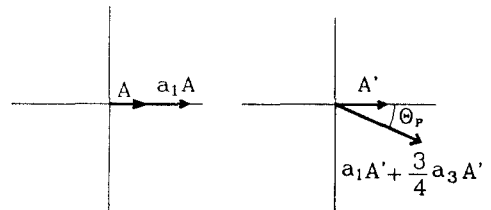
$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + \dots \quad (1)$$

먼저 단일 반송파가 입력된 경우, 입력 전압을 $v_i = A \cos \omega_c t$ 라 하고 식 (1)의 4차항 이상을 무시하면 출력 전압의 기본 주파수인 ω_c 의 진폭은 $a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3$ 이 되고, 만약 $a_3 < 0$ 이면 선형 2 단자 회로망에서의 진폭 $a_1 A$ 보다 적은 값이 된다. 이것을 이득 감소 (gain compression) 현상이라고 한다. 여기서 a_3 는 증폭기 전체의 비직선 특성에 의해 결정되고, 입력 전압의 진폭 A 가 작을 때는 출력 전압의 2차항 이상을 무시할 수 있으나 입력 레벨이 점점 커짐에 따라 상대 이득이 줄어든다는 것을 의미한다.

또, 고출력 증폭기에서 출력 전압의 진폭뿐만 아니라 상대 위상도 지연되어 나타나는데 이것을 AM-to-PM Conversion이라고 하고 다음과 같이 정의되어진다.^[5]

$$\alpha = \frac{180}{\pi} \cdot \frac{d\theta_p}{d(10 \log P_m)} \quad (\text{degree/dB}) \quad (2)$$

즉 α 는 입력 전력에 대한 출력 상대 위상의 slope를 의미하며, 입력 레벨이 낮을 때는 상대 위상 Q_p 가 일정하나 입력 레벨이 커지면 상대 위상은 음(-)으로 점점 증가되어진다. 따라서 단일 반송파가 입력될 때 이득과 위상의 왜곡을 나타내면 그림 1과 같이 입력 레벨이 증가함에 따라 이득이 감소하면서 vector diagram상의 시계방향으로 돌아가는 출력 신호를 얻게 된다.



(a) low power level (b) high Power level

그림 1. 고출력 증폭기의 이득과 위상의 왜곡에 대한 vector diagram

Fig. 1. Vector diagram of the HPA's gain and phase distortion.

한편 두개 이상의 반송파가 고출력 증폭기에 인가되면 기본 주파수와 harmonics들이 발생하고, 이러한 harmonics들은 입력 레벨이 커짐에 따라 인접 채널에 영향을 미쳐 신호의 일그러짐이 발생^[5]하며 이것을 IMD(InterModulation Distortion)라고 한다. 특히 3차 harmonics의 영향이 가장 크기 때문에 기본 주파수와 3rd order IMD 레벨 크기의 비로

써 왜곡 정도를 판가름할 수 있고 이것을 C/I (Carrier to Intermodulation ratio)라고 한다. 예로써 두개의 반송파가 인가될 경우에 입력 전압 $v_i = A(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$ 를 식 (1)에 대입하여 출력 전압을 구하면, 기본 주파수(ω_1, ω_2)의 진폭 크기는 $a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3$ 이 되고 인접 채널에 가장 크게 영향을 미치는 $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1$ 의 진폭 크기는 각각 $\frac{3}{4} a_3 A^3$ 이 된다. 따라서 입력레벨이 증가함에 따라 인접 채널에 생기는 IM성분 들이 잠음원이 됨을 알 수 있다. 결국 이득과 위상의 왜곡 현상과 IMD는 같은 맥락으로 생각할 수 있다. 즉, 입력레벨이 증가함에 따라 고출력 증폭기의 비직선 소자들에 의해 harmonics성분들이 점점 커져서 인가되어진 반송파의 출력은 상대적으로 줄어들게 되는 것이다.

III. Feedforward를 이용한 Predistortor

지금까지 연구되어진 선형화 방식으로는 크게 Feedforward방식, Negative-feedback방식, Predistortion방식이 있다. Feedforward방식은 선형화하고자 하는 고출력 증폭기의 출력에서 추출되어진 반송파와 IM성분 중에서 순수한 반송파를 제거한 IM성분만을 다시 그 출력에 결합시킨다. 이 때 원래의 출력과 추출되어진 IM성분이 역의 위상을 갖도록 함으로써 출력의 IM성분을 제거하는 방식이다. 이것은 타방식에 비해 개선효과는 뛰어나지만 큰 용적과 용량을 필요로 하는 단점이 있다. 또, Predistortion 방식은 고출력 증폭기의 예상되어지는 출력의 왜곡 특성에 대해 역이 되는 입력 신호, 즉 입력레벨이 증가함에 따라 상대 이득은 증가하고 상대위상을 앞서게 하여 vector diagram상의 반시계 방향으로 돌아가는 신호를 증폭기 전단에 입력함으로써 선형화하는 방식이다. 이 방식은 광대역 특성을 갖고 회로 구성이 간단하여 소형, 경량으로 구현할 수 있으나, 개선효과가 뛰어나지 않다는 단점이 있다.

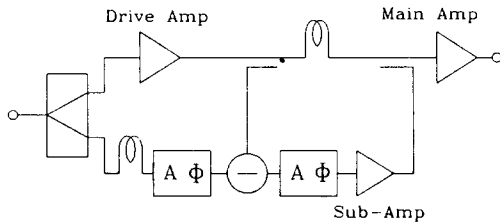


그림 2. Feedforward를 이용한 Predistortor의 단순한 회로도

Fig. 2. Simple circuit of Predistortor using the Feedforward.

본 논문에서는 Feedforward 방식을 응용한 것으로서 구동 증폭기를 혼변조성분 발생기(IM Generator)로 사용하여 이로부터 얻어진 IM성분의 크기와 위상을 적절히 변화시켜 주 증폭기에 대한 Predistortor로 동작하게끔 함으로써 주 증폭기의 IM 성분을 제거하고자 하는 것이다.

일반적으로 고출력 증폭기의 입력 전력에 대한 출력 특성은 상대 이득과 위상이 감소하고 많은 IMD를 발생시키는데 구동 증폭기도 비교적 높은 레벨에서 동작함으로써 표 1(a)와 같은 출력 스펙트럼을 얻을 수 있다. 이러한 구동 증폭기의 출력이 주 증폭기의 입력으로 인가되면, (a)의 반송파와 IM이 같이 증폭이 되면서 주 증폭기에 의한 IM이 부가되어져 비직선 현상이 더 심각하게 된다. 그러나 Feedforward방식과 같이 구동 증폭기의 출력에서 IM성분만을 추출하여 다시 역으로 결합시키면 결과적으로 구동 증폭기의 출력이 선형화되면서 주 증폭기의 입력신호에는 거의 순수한 반송파만이 인가된다. 그리고 주 증폭기의 입력단에서 결합되어지는 그 IM성분을 더 많이 발생시키도록 보조경로의 출력레벨을 표 1(b)와 같이 되도록 하면 주 증폭기의 출력은 표 1(c)와 같이 선형화될 수가 있다.

표 1. 본 논문에서 제시한 Predistortor의 vector diagram과 스펙트럼

Table 1. Vector diagram and Spectrum of this Predistortor.

	(a) Drive Amp Output	(b) Main Amp Input	(c) Main Amp Output
Relative Gain Variation			
Vector Diagram			
Spectrum			

2개의 반송파 $v_i = A(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t)$ 가 입력된다 고 할 때, 구동 증폭기의 전달 함수를

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 \tag{3}$$

라 하고, 선형화 대상 고출력 증폭기의 전달 함수를

$$\vartheta'_0 = b_1 \vartheta'_1 + b_2 \vartheta'^2 + b_3 \vartheta'^3 \quad (4)$$

$$\frac{3}{4} b_3 \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right)^3 = b_1 X + \frac{9}{4} b_3 X^3 \quad (10)$$

라고 하자. 이 때, a_m 과 b_m ($m=1, 2, 3$)은 비직선 parameters이고, 4차항 이상은 무시한다. $\vartheta_0 = \vartheta'_0$ 이므로 반송파와 인접한 3rd IM 만 고려한다면,

$$\begin{aligned} \vartheta'_1 \equiv & \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} a_3 A^3 \{ \cos(2\omega_1 - \omega_2) t + \cos(2\omega_2 - \omega_1) t \}. \end{aligned} \quad (5)$$

가 되고, 선형화를 하지 않은 출력의 반송파와 IM 의 진폭을 각각

$$|\vartheta'_0|_{\omega_1, \omega_2} = b_1 \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right) + \frac{9}{4} b_3 \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right)^3 \quad (6)$$

$$\begin{aligned} |\vartheta'_0|_{2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1} &= \frac{3}{4} b_3 \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right)^3 \\ &+ \frac{3}{4} b_3 a_3 A^3 + \frac{27}{16} b_3 a_3 A^3 \end{aligned} \quad (7)$$

으로 나타낼 수 있다. 만약, ϑ'_0 의 IM 성분이 없으면 식 (7)은

$$|\vartheta'_0|_{2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1} = \frac{3}{4} b_3 \left(a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3 \right)^3 \quad (8)$$

이 된다. 여기에 각 주파수 성분들 중에서 IM만 X라는 임의의 진폭을 갖는 신호를 ϑ'_0 에 강제로 합성시키면 그 IM은 반송파와 같이 증폭되어 그 외부 성분 X에 의한 IM의 출력 진폭은

$$|\vartheta'_0|_{3rd} = b_1 X + \frac{3}{4} b_3 X^3 \quad (9)$$

과 같이 된다. Predistortor를 동작시키기 위해서는 식 (8)과 식 (9)가 같도록 임의의 성분 X를 만들어 주어야 하므로 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

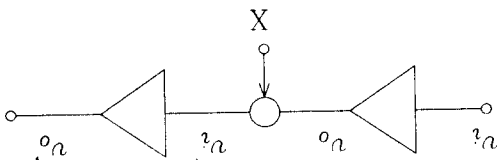


그림 3. 전달 함수를 이용한 역의 IM 레벨 산출 모델
Fig. 3. The model of Inverse IM level using transfer function.

따라서, 각 전력 증폭기의 비직선 parameter들만 안다면 역의 IM 레벨을 어느 정도로 만들어 주어야 하는가를 알 수 있다. 그러나 각 증폭기에서 비직선 parameter들을 정확히 알기는 어려우므로 선형화하지 않은 고풍력 증폭기의 IM 레벨을 측정하여 predistortor의 IM 레벨을 결정할 수 있다.

IV. 부분별 회로 설계 및 제작

Predistortor를 동작시키기 위한 주요 구성품으로는 전력 분리기, 소신호 증폭기, 가변 감쇄기, 가변 위상 변환기, 빼기 회로가 있고, 지연 회로와 10dB, 20dB coupler를 부분적으로 사용하였다.

전력 분리기는 wilkinson 전력 분리기로 제작하였고, 주 경로와 보조 경로의 group delay를 맞추기 위한 지연 회로는 50Ω coaxial cable 또는 비교적 큰 지연 시간이 요구되는 곳에서는 delay filter (10ns, 20ns)를 이용하였다. 비교적 낮은 레벨에서는 Avantek사, mini circuit사의 실리콘 MMIC 증폭기와 Motorola사의 MRF581을 이용하여 소신호 증폭기를 제작하였고^[6], 높은 전력 레벨에서는 MRF581로 제작되어진 한 단 증폭기를 이용한 balanced amplifier^[7]를 설계 제작하였다. 각 회로 제작에 사용되어진 기판은 유전율 4.8, 두께는 1.6mm인 에폭시 기판이다

가변 감쇄기와 가변 위상 변환기는 3dB coupler를 이용하여 그림 4와 같은 balanced type의 반사형으로 제작하였다. 가변 감쇄기는 빼기 회로에서 반송파를 제거하기 위한 보조 경로의 레벨 크기와 역의 IM 성분을 주 증폭기에 결합시키기 위한 IM 레벨 크기를 미세 조정하기 위한 것으로서 부하 임피던스 Z_L 의 실수부만을 변화시킬 수 있어야 한다. 이를 위해 Hewlett Packard사의 5082-3077 PIN 다이오드를 직렬로 사용하였으며, 그 결과 약 12dB의 감쇄 변화량을 얻을 수 있었다. 가변 위상 변환기도 가변 감쇄기와 인접한 위치에서 위상에 대한 미세 조정하기 위한 것으로서 Z_L 의 허수부만을 변화시켜야 한다. 따라서 Sony사 1T32-T8 Varactor 다이오드를 사용하여 각 부하에 2개의 다이오드를 병렬로 접지시키고 그 2개의 다이오드 사이에는 위상의 변화를 극대화하기 위해 60°의 전기적 길이를 갖는 전송선로를 삽입하였다. 그 결과 약 360°의 변화 범위를 갖는 위상 변환기를 제작할 수 있었다.

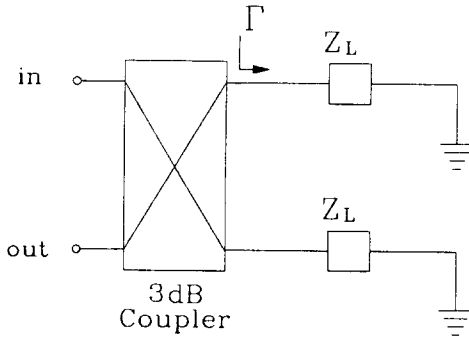


그림 4. 3dB coupler를 이용한 반사형 회로도
Fig. 4. Reflection type circuit by 3dB coupler.

한편, 빼기 회로는 Feedforward 과정에서 가장 중요한 회로다. 그 이유는 비교적 낮은 레벨에서 동작하는 빼기 회로에서 순수한 반송파만을 얼마나 빼느냐에 따라 다시 주 경로에 결합시킬 때 반송파에는 영향을 주지 않으면서 IM 성분만을 제거하느냐가 결정되기 때문이다.

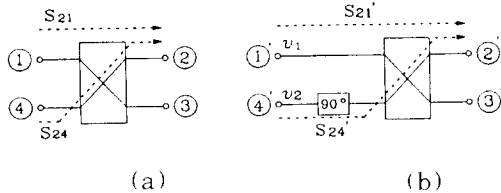
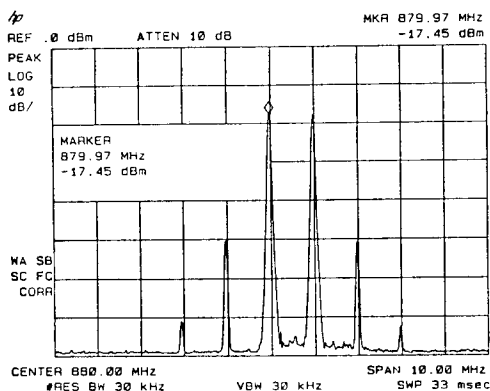
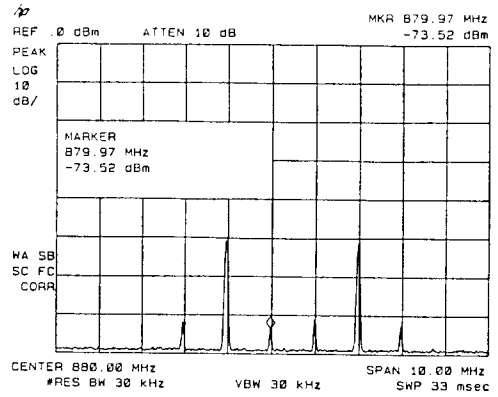


그림 5. 빼기 회로의 두 신호에 대한 위상 관계
Fig. 5. Phase relation of minus input signals.



(a) 빼기 전



(b) 빼기 후

그림 6. 빼기 회로의 출력 스펙트럼
Fig. 6. Output spectrum of minus circuit.

그림 5(a)와 같이 이상적인 3dB 방향성 결합기에서 S_{21} 과 S_{24} 의 위상차는 90° 이나 단자 ④에 90° 의 위상 지연 회로를 삽입하면, 그림 5(b)에서 θ_1 과 θ_2 의 위상이 같을 때 S_{21}' 과 S_{24}' 의 위상차는 180° 가 된다. 따라서 단자 ③'을 50Ω 종단하면 단자 ②'의 출력 전압은 $\theta_1 - \theta_2$ 가 되어 빼기가 이루어진다. 그림 6은 실험 결과 빼기 전과 후의 각 성분 스펙트럼이다. 미세 조정 결과 반송파는 약 50dB 이상 빼지고 IM 성분은 그대로 있음을 알 수 있다.

V. 실험 결과

본 논문에서 제시한 방식의 타당성을 확인하기 위한 선형화 대상 증폭기로는 Milcom사의 50W급을 사용하였고, 실험은 2-tone($f_1 = 880\text{MHz}$, $f_2 = 881\text{MHz}$)에 대한 C/I를 측정하였으며, 계측기 보호를 위해 각 단계별 측정에서 20dB coupler를 사용하였기 때문에 실험 결과의 데이터들은 모두 20dBm이 낮은 값들로 표기되어 있다. 부분별로 실험되어졌던 회로들을 필요한 갯수만큼 제작하여 그림 7과 같은 전체 회로도를 구성하였다.

그림 7에 보인 것처럼 20W HPA(High Power Amplifier)에 순수한 반송파만을 입력시키기 위해 우선 5W HPA에 대하여 Feedforward를 적용시켰다. 2개 반송파를 갖는 입력신호의 반은 주 경로의 5W HPA에 인가하고 나머지 반은 보조 경로의 반송파를 제거하기 위한 빼기 회로로 전달된다. 또, 빼기 회로에서 추출되어진 5W HPA의 IM 성분들을 전력 분리기 2에서 받은 5W HPA 출력에 Feedforward

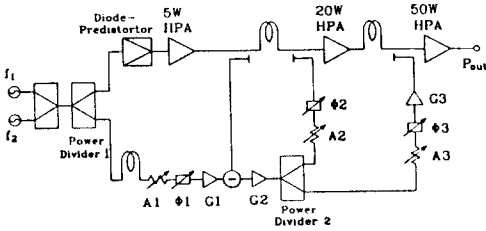


그림 7. 본 논문에서 제시한 Predistorter의 전체 회로도

Fig. 7. Full circuit of this Predistorter.

를 걸고, 받은 Predistorter를 동작시키기 위해 50W HPA의 입력에 결합시켰다. 5W 출력의 반송파와 IM 성분은 20dB coupler로 추출하여 빼기 회로에 보낸다. 소신호 증폭기 G1과 G2는 각각의 단계에서 각 반송파와 IM레벨을 어느 정도 비슷한 레벨을 맞춘다. 그 다음에 가변 감쇄기 A1과 가변 위상변환기 $\phi 1$ 원래의 입력신호의 크기와 위상을 미세 조정하여 빼기회로의 출력에서 반송파를 제거하기 위한 것이고, A2, $\phi 2$ 와 A3, $\phi 3$ 은 Feedforward를 걸 때, IM레벨의 크기와 위상을 미세 조정하기 위한 것이다. 지연 시간에 대한 측정은 먼저 빼기 회로 출력에서 주 경로의 지연시간과 보조 경로의 지연 시간을 측정하여 그 차이만큼의 지연 회로를 보조 경로의 A1, $\phi 1$ 앞에 삽입한다. 또, G2와 A2, $\phi 2$ 에서 생긴 지연 시간만큼 주 경로에 보상해야 한다. 이렇게 하여 5W HPA 출력에 대해 Feedforward를 적용시킨 결과 C/I가 60dBc 이상이 되어 그 개선효과가 뛰어난 것을 확인하였다. 다음으로 5W HPA를 IM Generator로 간주하고 50W HPA에 대한 Predistorter를 동작시켜 보았다. 앞에서 언급되어진 대로 50W HPA에서 생길 IM성분을 없애기 위해 20W HPA출력에서 생길 IM 레벨보다 보조 경로에서 증폭시킨 IM 레벨이 초과되도록 결합해야 한다. 선형화 대상 증폭기인 50W HPA의 개선 전의 출력 스펙트럼은 그림 8에 나타나 있고 이 때의 C/I가 약 25dBc 정도이다. 이때 50W HPA 입력단의 Feedforward되어진 IM 레벨은 -16.66dBm으로 측정되어졌고, 이것이 50W HPA에서 증폭되면서 그림 8의 IM 레벨 -14.9dBm을 상쇄시키게 되는 것이다.

Predistorter를 동작시킨 후의 50W HPA의 출력 스펙트럼은 그림 9와 같으며 이 때의 C/I는 약 39dBc로써 A3와 $\phi 3$ 회로의 bias 전압을 미세 조정하여 14dB를 개선시켰다. 추가적으로, 5W HPA에 대한 Feedforward는 생략하고 고출력 증폭기에서

20W HPA와 50W HPA를 하나의 주 증폭기로 간주하고 20W HPA 입력에서 Predistorter를 동작시켰을 때, C/I는 개선 전 22dBc에서 개선 후 40dBc로 18dB를 개선시킬 수가 있었다.

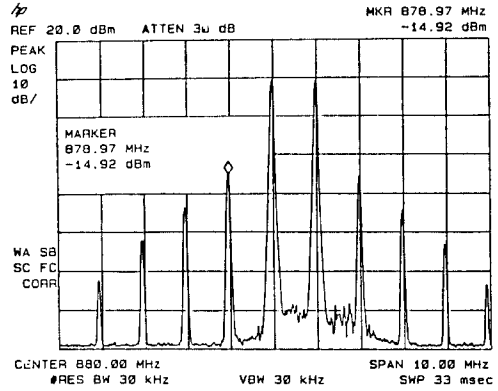


그림 8. 50W HPA의 개선 전 출력 스펙트럼
Fig. 8. Output spectrum before 50W HPA's correction.

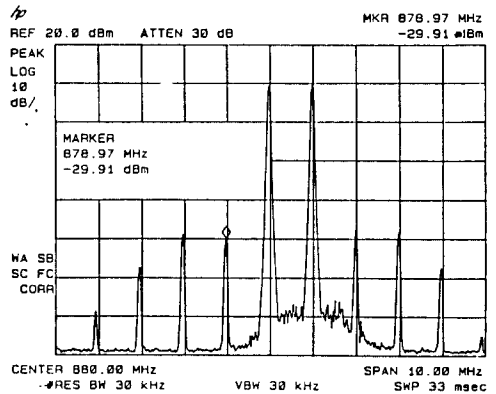


그림 9. Predistorter 동작 후의 출력 스펙트럼
Fig. 9. Output spectrum after Predistorter operation.

VI. 결론

고출력 증폭기의 비직선 특성을 보상해 주기 위해 Feedforward 방식을 이용한 Predistorter를 UHF 대역에서 설계 제작하여 50W급 증폭기에 대해 개선 효과를 확인했다.

일반적으로, Feedforward 방식과는 달리 Predistortion 방식에서는 선형화 대상 증폭기의 비직선

특성을 직접 이용하는 것이 아니라 그 증폭기의 입력 레벨에 따른 이득의 감소량과 상대 위상의 왜곡에 반대되는 특성을 가진 다른 소자들의 비직선 성분을 이용하여 주 증폭기를 선형화하는 간접적인 방법이기 때문에 C/I비의 개선되는 양이 약 10dB 이내로 그 효과는 타 방식에 비해 좋은 편이 아니다. 그리고 기존의 predistortion 방식은 선형화 대상 증폭기의 비직선 특성에 역의 특성을 갖는 부품들을 잘 선택하여야 하는 어려움이 있다. 그러나 본 논문에서는 비교적 주 증폭기와 유사한 비직선 특성을 갖고 있는 구동 증폭기에서 비직선 특성을 추출하여 각각 20W와 50W 증폭기 입력단에서 Feedforward 방식보다 더 많이 IM 성분을 발생시켜서 Predistortor로써 동작시켜 보았다. 그 결과 14dB~18dB의 C/I 개선 효과를 확인하여 본 논문에서 제시한 Predistortion 방식이 기존의 방식에 비해 우수한 성능을 보여줌을 알았다.

이동 통신 및 위성 통신 시스템에서 선형 전력 증폭기(Linear Power Amplifier) 제작시에 본 연구의 Predistortion 방식을 부분적으로 혹은 다른 방식과 복합적으로 사용하게 되면 보조 증폭기(Sub-Amplifier)의 전력 부담을 줄일 수도 있고 더 많은 개선 효과도 얻을 수 있다. 그리고 본 연구는 UHF 대역에서 50W 전력 증폭기에 대한 것이므로 앞으로 높은 주파수 대역 혹은 더 큰 출력에 대한 연구가 계속되어져야 할 것이다.

參 考 文 獻

- [1] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*, (John Wiley and Sons, 1981) pp.119 - 195.
- [2] Roger Belcher, et al, *Mobile Radio Servicing Handbook*, (Heinemann Newnes, 1989) pp.26 - 59.
- [3] Bruce R. Elbert, *Introduction Satellite Communication*, (Artech House, 1987) pp.133 - 148.
- [4] Robert A. Minasian, "Intermodulation Distortion Analysis of MESFET Amplifiers using the Voterra Series Representation," *IEEE Trans.* Vol. MTT-28, No. 1, pp.1 - 8, 1980.
- [5] Rodney S. Tucker, "Third-Order Intermodulation Distortion and Gain Compression in GaAs FET's," *IEEE Trans.* Vol. MTT-27, No. 5, pp.400 - 407, May, 1979.
- [6] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, (Addison-Wesley Publishing Company, Inc.: U.S.A., 1990) pp. 610 - 633
- [7] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, (New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1984) pp. 174 - 188
- [8] P. B. Kenington, R. J. Wilkinson, J. D. Marvill, "Broadband Linear Amplifier Design for a PCN Base-Station," *International Mobile Satellite Conference*, pp.155 - 159, 1991

著 者 紹 介



李沅雨(準會員)

1966年 5月 14日生. 1989年 3月 육군사관학교 전자공학과 졸업. 1993年 2月 서강대학교 대학원 전자공학과 석사. 현재 육군사관학교 전자공학과 근무중. 주관심 분야는 Microwave 회로 해석 및 설계

등임.



朴光亮(正會員)

1956年 8月 14日生. 1980년 2月 한양대학교 전자통신학과 졸업. 1982年 2月 서강대학교 대학원 전자공학과 석사. 1994年 5月 현재 서강대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 현재 한국전자통신연구소 위성통신기술연구단 탑재장치 연구실 선임연구원.



鄭龍采(正會員)

1963年 7月 15日生. 1989年 2月 서강대학교 전자공학과 졸업. 1991年 2月 서강대학교 대학원 전자공학과 석사. 현재 서강대학교 박사과정. 삼성전자 정보통신사업 본부 통신연구소 디바이스팀 근무

중. 주관심 분야는 Microwave 회로 해석 및 설계 등임.

尹相元(正會員) 第 30卷 A編 第 4號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수

張益洙(正會員) 第 30卷 A編 第 3號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수