

# 저주파 혼변조 신호의 크기 조절에 의한 전치 왜곡 선형화기 설계

## A Design of Predistorter for Controlling the Amplitude of Low-Frequency IM Signals

장미애 · 김영

Mi-Ae Jang · Young Kim

### 요약

본 논문에서는 저주파 혼변조 신호의 크기만을 조절하여 혼변조 신호를 제어하는 새로운 전치 왜곡 선형화기를 제안하였다. 이 방법은 고조파 발생기 출력에서 생성된 저주파 혼변조 신호를 주 신호와 진폭 변조시켜 혼변조 신호를 만들었으며, 저주파 가변 이득 조절기를 이용하여 혼변조 신호의 크기와 위상을 조절하였다. 제안한 전치 왜곡 선형화기는 국내 셀룰러 기지국 송신 주파수(869~894 MHz) 반송파 2 톤 신호를 전력 증폭기에 인가하여 입력 신호 레벨을 변화시켰을 때, 3차 혼변조 신호는 20 dB 이상 개선되었으며, IS-95 CDMA 1FA 신호 입력 시에는 중심 주파수에서  $\pm 885$  kHz 및  $\pm 1.25$  MHz 이격 지점에서 인접 채널 전력 비(ACPR: Adjacent Channel Power Ratio)를 10 dB 이상 개선시켰다.

### Abstract

In this paper, a new predistortion linearizer for controlling the amplitude of low frequency intermodulation distortion signals is proposed. The low frequency intermodulation distortion(IMD) components are generated by harmonic generator. A vector modulator, modulate fundamental signal with low frequency IMD signals, generates predistortion IMD signals and controls amplitude and phase of them with modulation factors. As a result, this predistorter is suppressed IMD signals of power amplifier effectively. The predistortion linearizer has been manufactured to operate in cellular base-station transmitting band(869~894 MHz). The experimental results show that IMD3 of power amplifier are improved more than 20 dB for CW two-tone signals. Also, it's improved the adjacent channel power ratio(ACPR) more than 10 dB for IS-95 CDMA 1FA signals.

Key words : Predistorter, Variable Gain Amplifier, Delay, AM-modulator, Power Amplifier

### I. 서론

일반적으로 통신 시스템을 구성할 때 대 전력 증폭기(High Power Amplifier: HPA)는 최대 효율과 최대 출력을 얻기 위해 포화 영역에서 동작시키게 되며, 이 때 증폭기 출력 단에서는 증폭된 신호와 함께 고조파 신호와 혼변조 왜곡 신호가 발생하게 되는데

이렇게 생성된 고조파 신호나 혼변조 왜곡 신호는 데이터의 비트 에러율을 증가시키고, 인접 채널 신호간의 간섭을 일으키며, 증폭기의 효율과 선형성을 동시에 떨어뜨리게 된다.

이는 현대 통신 시스템의 요구에 반대되는 동작으로 효율과 선형성을 동시에 만족시키는 전력 증폭기의 설계가 요구된다. 이러한 설계 요구 사항 중에

금요공과대학교 전자공학부(School of Electronics Engineering, Kumoh National Institute of Technology)

· 논문 번호 : 20051114-127

· 수정완료일자 : 2006년 1월 11일

서 전력 증폭기를 선형화하기 위한 대표적인 방법은 피드포워드, 피드백, 전치 왜곡 선형화 방법 등이 사용되었고<sup>[1],[2]</sup>, 최근에는 고조파 피드백, 고조파 피드포워드 그리고 기저 대역 피드포워드 방식 등이 제안되었다<sup>[3]~[8]</sup>. 그러나 이러한 방법은 각각의 안정도나 회로의 복잡성 그리고 개선 정도를 고려하여 사용하여야 한다.

이 중 전력 증폭기의 선형화에 가장 널리 쓰이는 기법이 전치 왜곡 선형화 방법으로 피드포워드 방법을 사용했을 때보다 선형화 정도는 덜하지만, 소형으로 구현이 가능하고 광 대역 동작이 가능하므로 널리 쓰이고 있다.

본 논문에서는 고조파 발생기에서 저주파 혼변조 신호를 추출한 다음, 벡터 모듈레이터(vector modulator)에서 동 위상(in-phase)과 직각 위상(quadrature phase)으로 나누어진 주 신호와 저주파 혼변조 신호를 진폭 변조(Amplitude Modulation: AM) 시킨다<sup>[9]</sup>. 이렇게 만들어진 3차 혼변조 신호는 보조 경로와 결합하여 주 신호를 제거하고, 주 경로의 신호와 역 위상으로 결합하여 전력 증폭기의 혼변조 신호와 역이 되는 전치 왜곡 신호를 만드는 것이다. 또한, 전치 왜곡 신호는 저주파 가변 이득 조절기의 크기만을 조절하여 크기와 위상이 동시에 제어가 가능하여 회로의 소형화를 위한 장점을 갖고 있다. 이 구조에서 사용되는 보조 경로의 지연 선로를 이용하여 고조파 발생기의 시간 지연을 쉽게 맞출 수 있다는 점에서 매우 유용하다.

## II. 설계 이론

### 2-1 이론적 배경

전력 증폭기의 비선형 전달 특성은 일반적으로 입력 신호가  $V_i(t)$ 이고, 출력 신호가  $V_o(t)$ 일 때 식 (1)과 같이 파워 시리즈를 이용하여 나타낼 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$V_o(t) = k_1 V_i(t) + k_2 V_i(t)^2 + k_3 V_i(t)^3 + \dots \quad (1)$$

만약 입력에  $V_i(t) = A[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]$ 인 반송파 2톤 신호가 인가되면 출력에서는 기본 주파수 신호와 함께 고차 고조파 신호 성분과 혼변조 왜곡 신호들이 출력되는데 우리에게 필요로 하는  $(\omega_2 - \omega_1)$  성분은 다음과 같은 계산에 의해서 얻을 수 있다.

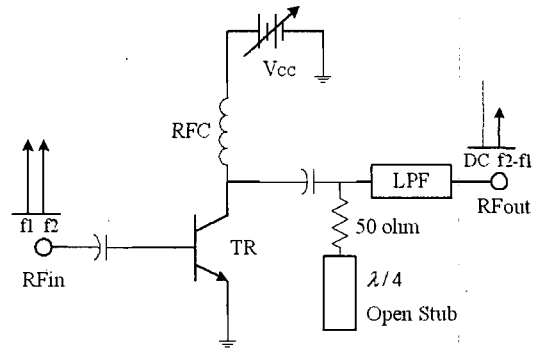


그림 1. 저주파 혼변조 왜곡 신호 발생기 블럭도  
Fig. 1. Block diagram of the low frequency intermodulation distortion signal generator.

$$\begin{aligned} C_2 &= k_2 V_i(t)^2 \\ &= k_2 A^2 + 1/2 k_2 A^2 [\cos^2 \omega_1 t + \cos^2 \omega_2 t \\ &\quad + 2\cos(\omega_2 - \omega_1)t + 2\cos(\omega_1 + \omega_2)t] \end{aligned} \quad (2)$$

이렇게 얻어진 저주파 혼변조 성분  $(\omega_2 - \omega_1)$ 은 식 (2)에서 만들어진 하나의 성분이다.

그림 1은 저주파 혼변조 왜곡 신호 발생기의 회로도를 나타낸 것이다. 이 회로는 트랜지스터의 바이어스를 적절히 조절하면 증폭기의 비 선형성을 적절히 조절할 수 있다는 점을 이용하여 트랜지스터의 바이어스를 조절하여 저주파 혼변조 왜곡 신호를 추출하였다. 또한, 고조파 발생기 출력단에 50 옴과  $\lambda/4$  오픈 스텐브를 사용하여 주 신호는 50 옴으로 종단시키고, 저주파 신호는 통과시키는 역할을 하도록 하였다.

고조파 발생기의 시뮬레이션은 앤질럼트사의 ADS-2003을 이용하여 수행하였다. 그림 2는 2톤 신호가 입력될 때 트랜지스터 MSA-0386의 바이어스에 의한 고조파 발생기의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 그림 3(a)는 주파수가 879 MHz, 881 MHz인 반송파 2톤 신호가 고조파 발생기에 입력되었을 때 만들어진 파형이다. 그림 2와 그림 3(a)의 파형 차이는 사용한 트랜지스터와 바이어스 조건이 다르므로 인해서 나타난 것이다. 또한, 그림 3(b)는 CDMA 2FA 신호 입력 시 만들어진 저주파 혼변조 신호의 파형을 나타낸 것이다.

결과적으로 2톤 조건에서 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 유사함을 알 수 있다. 이것은 위의 고조파 발생기의 유용함을 나타낸 것이다.

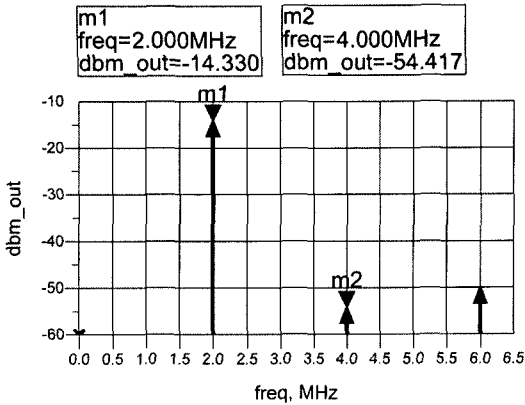
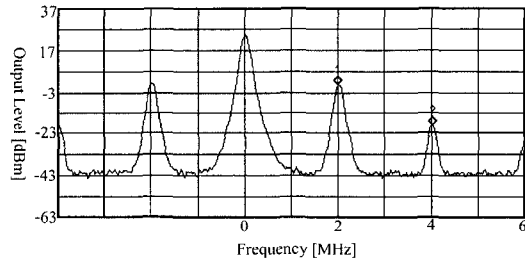
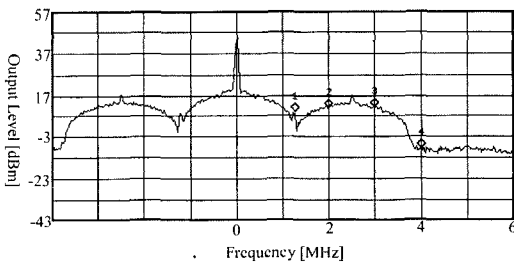


그림 2. 트랜지스터 바이어스 전압 제어 후 하모닉 발생기의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 2. A simulation result of harmonic generator after transistor bias voltage controlling.



(a) 반송파 2톤 신호 입력 시  
 (a) In case of the 2-tone signal input



(b) CDMA 2FA 신호 입력 시  
 (b) In case of the CDMA 2FA signal input

그림 3. 저주파 혼변조 신호 발생기의 출력 특성  
 Fig. 3. Output characteristics of the low frequency intermodulation distortion signal generator.

2-2 제안된 선형화기의 동작 원리

그림 4는 본 논문에서 제안한 전치 왜곡 선형화기의 블럭도이다. 제안된 전치 왜곡 선형화기는 전력

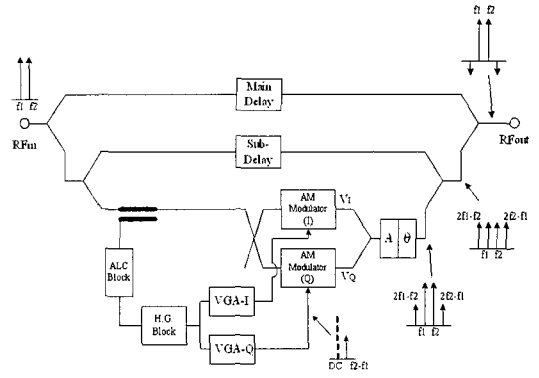


그림 4. 제안된 전치 왜곡 선형화기의 블럭도  
 Fig. 4. Block diagram of the proposed predistortion linearizer.

분배기, 자동 레벨 조정기(Automatic Level Controller: ALC) 회로, 고조파 신호 발생기, 저주파 가변 이득 조절기(Variable Gain Amplifier: VGA), 진폭 변조기, 가변 감쇠기, 가변 위상 변환기 그리고 지연 선로로 이루어진다.

입력 신호는 먼저 전력 분배기를 이용하여 주 경로와 보조 경로로 나누어지고, 보조 경로의 신호는 전력 분배기로 분배되어 다시 지연 경로와 ALC 경로로 나뉘게 된다. 먼저, ALC 경로로 인가된 신호는 곱셈기를 이용하여 하나는 진폭 변조 경로로, 나머지는 ALC 경로로 나뉘어지며, 이때 ALC 경로로 입력되는 신호는 입력 신호 레벨의 변화에 관계없이 입력 다이내믹 영역에서 일정한 출력 신호 레벨을 유지하게 해주며, 이 신호는 저주파 혼변조 신호 발생기에 인가되어 안정된 저주파 혼변조 신호를 발생하게 한다. 이렇게 만들어진 신호는 가변 이득 조절기를 통하여 주 신호의 동 위상과 직각 위상 신호와 진폭 변조되어 혼변조 왜곡 신호를 만들어낸다. 이렇게 만들어진 왜곡 신호의 크기와 위상은 가변 이득 조절기의 크기만을 조절하여 혼변조 왜곡 성분 신호의 크기와 위상을 조절할 수 있다.

이렇게 진폭 변조된 동 위상 성분( $V_I$ )과 직각 위상 성분( $V_Q$ )의 전압은 수학적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

동 위상 성분은 다음과 같이 표현된다.

$$V_I = A(1 + a \cos \omega_{LM} t) \cdot (\cos \omega_{c1} t + \cos \omega_{c2} t)$$

$$\begin{aligned}
 &= A \cos \omega_{c1}t + 0.5A \cos(\omega_{c1} + \omega_{LIM})t \\
 &\quad + 0.5A \cos(\omega_{c1}t - \omega_{LIM})t \\
 &\quad + A \cos \omega_{c2}t + 0.5A \cos(\omega_{c2} + \omega_{LIM})t \\
 &\quad + 0.5A \cos(\omega_{c2}t - \omega_{LIM})t \quad (3)
 \end{aligned}$$

또, 직각 위상 성분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_Q &= A(1 + a \cos \omega_{LIM}t) \\
 &\quad \cdot (\sin \omega_{c1}t + \sin \omega_{c2}t) \\
 &= A \sin \omega_{c1}t + 0.5A a \sin(\omega_{c1} + \omega_{LIM})t \\
 &\quad + 0.5A a \sin(\omega_{c1}t - \omega_{LIM})t \\
 &\quad + A \sin \omega_{c2}t + 0.5A a \sin(\omega_{c2} + \omega_{LIM})t \\
 &\quad + 0.5A a \sin(\omega_{c2}t - \omega_{LIM})t \quad (4)
 \end{aligned}$$

여기서  $A, \omega_{c1}, \omega_{c2}$ 는 2 톤 신호의 진폭과 주파수를,  $a, \omega_{LIM}$ 은 저주파 혼변조 신호의 진폭과 주파수를 나타낸다.

위의 두 식에서 보면 저주파 혼변조 신호가 주 신호와 결합하여 3차 혼변조 신호 성분을 생성함을 알 수 있다. 결국 저주파 혼변조 성분의 크기를 적당히 조절하면 전력 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호와 역의 특성을 갖는 신호를 만들어 낼 수 있는 것이다.

또, 보조 경로의 지연 경로와 ALC 경로의 시간 지연을 맞추어 주 신호 성분을 제거하고 혼변조 신호 성분만을 만들기 위해서 동축 케이블로 지연 선로를 사용하였으며, 정밀한 조정을 위하여 가변 감

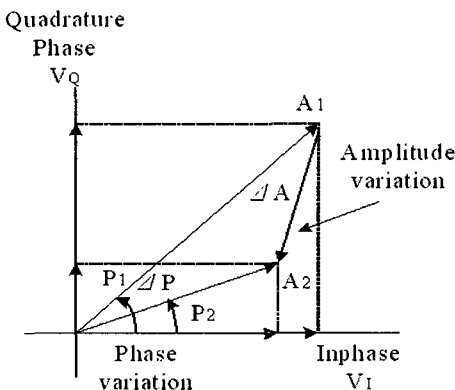


그림 5. 변조된 신호의 진폭과 위상 변화  
Fig. 5. Amplitude and phase variation of modulated signals.

쇠기와 가변 위상 변환기를 사용하였다. 이때 ALC 경로의 지연 시간은 주 신호가 저주파 신호로 변환되어 진폭 변조기로 입력될 때까지의 지연 시간을 맞추어야 하는데 먼저, 주 신호가 저주파로 변환될 때까지 시간과 저주파 신호가 진폭 변조될 때까지의 시간을 각각 측정하여 이 두 가지 시간을 더한 값을 보조 경로의 지연 시간과 동일하게 맞춘다.

이렇게 만들어진 혼변조 신호 성분이 전력 증폭기의 혼변조 신호와 역의 위상이 되도록, 주 경로의 시간 지연을 맞춘 다음 전력 분배기로 두 신호를 결합하면 전력 증폭기를 선형화 할 수 있는 전치 왜곡 신호가 되는 것이다.

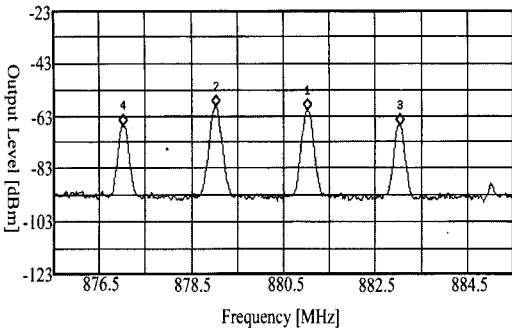
보통의 전치 왜곡 선형화 방식은 전력 증폭기의 전단에 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기를 두어 전치 왜곡 신호의 크기와 위상을 조절하여 전력 증폭기를 선형화 하는 방식이었으나, 본 논문에서는 저주파 가변 이득 조절기(VGA)의 크기만을 조절하여 혼변조 신호의 크기와 위상을 조절하여 전력 증폭기를 선형화 하는 방법을 사용하였다.

### III. 실험 및 결과

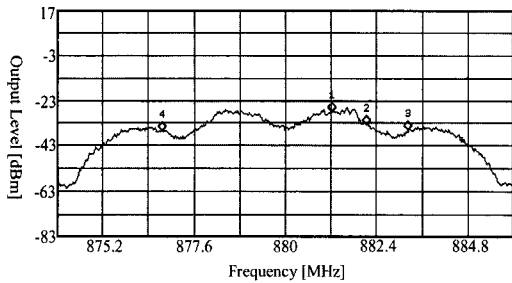
본 논문에서 제안한 선형화기의 실제 개선 정도를 확인하기 위하여 전치 왜곡 선형화기와 전력 증폭기를 제작하였다.

전력 증폭기는 왓킨 존슨사의 AH1과 모토로라사의 MHL9838을 직렬 연결하여 국내 셀룰라 기지국 주파수 대역인 869~894 MHz 대역에서 37 dBm의 출력을 내도록 설계하였다. 또, 고조파 발생기는 왓킨 존슨사의 AH1을 사용하였고, 혼변조 신호를 만드는 데 사용된 진폭 변조기는 3 dB 하이브리드 결합기와 바랙터 다이오드를 사용하여 구성하였다. 사용된 저주파 가변 이득 조절기는 아날로그 디바이스사의 AD602를 사용하였다.

그림 6은 저주파 혼변조 신호와 주 신호를 진폭 변조한 다음 시간 지연을 맞추어 주고, 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기를 제어하여 주 신호 성분을 억압한 출력 특성을 나타내었다. 이 신호가 혼변조 왜곡 신호로 전력 증폭기의 혼변조 왜곡 성분을 조절하게 된다. 이때 사용한 보조경로의 지연시간은 7.5 nsec이다.



(a) 반송파 2 톤 신호 입력시  
(a) In case of the 2-tone signal input



(b) CDMA 2FA 신호 입력시  
(b) In case of the CDMA 2FA signal input

그림 6. 생성된 혼변조 왜곡 신호  
Fig. 6. Generating intermodulation distortion signal.

그림 7은 입력 레벨을  $-15$  dBm에서  $0$  dBm까지 변화시켰을 때, 전력 증폭기의 선형화 전·후의 특성을 나타낸 것으로 전체 대역에서 약  $15$  dB 이상의 개선 특성을 얻을 수 있음을 보인다.

그림 8은 전치 왜곡 선형화기를 사용한 선형화 전·후의 전력 증폭기의 출력 특성을 비교한 것이다. 중심 주파수가  $880$  MHz이고, 간격이  $1$  MHz인 반송파 2 톤 신호를 인가하여  $P_o = 28.3$  dBm/tone에서 전치 왜곡 선형화기가 없을 때는 3차 혼변조 신호(C/I)비가  $34.7$  dBc에서 전치 왜곡 선형화기가 존재할 때  $55.8$  dBc로  $21.1$  dB 개선되었음을 볼 수 있다. 이때 사용된 주 경로의 지연시간은  $9.2$  nsec이다.

그림 9는 IS-95 CDMA 1 FA 신호를 인가하여 출력 레벨을  $21.7 \sim 27.8$  dBm으로 변화시켰을 때, 출력 레벨에 따른 ACPR의 개선량을 나타냈다. 그림 10은 중심 주파수가  $880$  MHz인 IS-95 CDMA 3 FA 신호를 인가하여  $P_o = 21.6$  dBm/FA일 때, 선형화 전·후

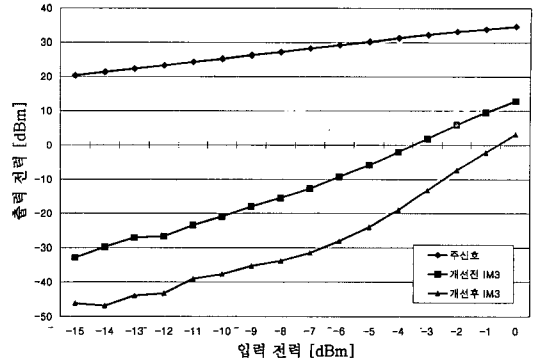


그림 7. 입력 레벨 변화에 따른 전치 왜곡기 사용 전·후의 전력 증폭기의 비선형 특성 비교  
Fig. 7. The nonlinear characteristics comparison of HPA before/after using the proposed predistorter according to input level variation.

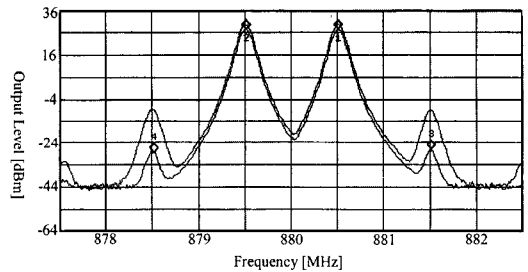


그림 8. 전치 왜곡기 사용 전·후의 전력 증폭기 비선형 특성 비교( $@P_o = 28.3$  dBm/tone)  
Fig. 8. Nonlinear characteristics comparison of HPA before/after using the proposed predistorter in case of 2-tone( $@P_o = 28.3$  dBm/tone).

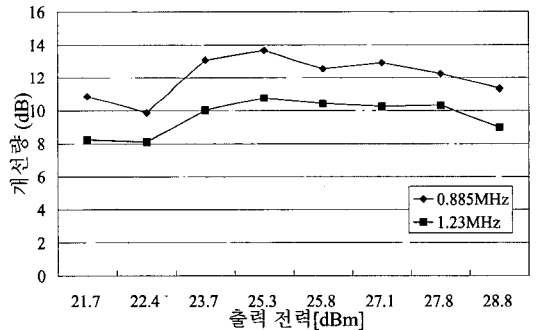


그림 9. CDMA 신호 입력시 출력 변화에 따른 전력 증폭기의 ACPR 개선 특성  
Fig. 9. The ACPR improvements of HPA according to output power variation in case of CDMA signal.

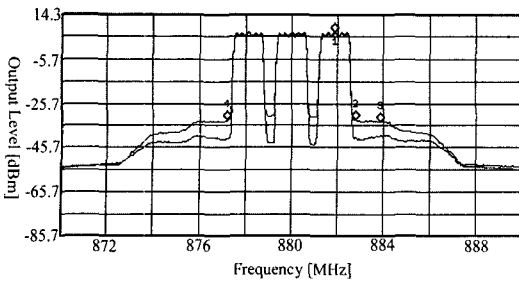


그림 10. CDMA 3FA 신호 입력 시 전치 왜곡기 사용 전·후의 전력 증폭기 비선형 특성 비교(@ $P_o=21.6$  dBm/FA)

Fig. 10. Nonlinear characteristics comparison of HPA before/after using the proposed predistorter in case of CDMA 3FA signal(@ $P_o=21.6$  dBm/FA).

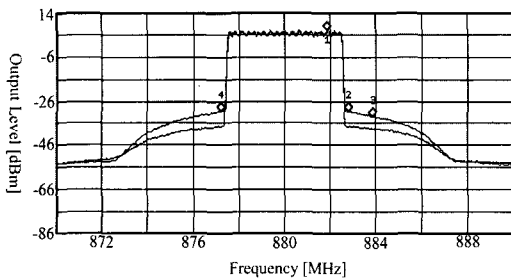


그림 11. CDMA 4FA 신호 입력 시 전치 왜곡기 사용 전·후의 전력 증폭기 비선형 특성 비교(@ $P_o=21.5$  dBm/FA)

Fig. 11. Nonlinear characteristics comparison of HPA before/after using the proposed predistorter in case of CDMA 4FA signal(@ $P_o=21.5$  dBm/FA).

의 출력 특성을 비교한 것이다. 885 kHz 이격 지점에서 ACPR을 살펴보면, 8.5 dB 개선되었음을 볼 수 있다.

또, 그림 11은 중심 주파수가 880 MHz인 IS-95 CDMA 4FA 신호를 인가하여 21.5 dBm/FA일 때, 선형화 전·후의 출력 특성을 비교한 것이다. 885 kHz 이격 지점에서 ACPR을 살펴보면 8.0 dB 개선되었음을 볼 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문은 고조파 발생기를 이용하여 저주파 혼변조 신호를 생성하고, 주 신호를 동 위상과 직각 위

상으로 나누어 각각 저주파 혼변조 신호와 진폭 변조를 하여 혼변조 신호를 만들어 낸다. 여기서 저주파 혼변조 신호의 크기는 가변 이득 조절기를 사용하여 조절함으로써, 진폭 변조된 혼변조 신호의 크기와 위상을 동시에 조절하여 전력증폭기를 선형화하는 방법을 제안하였다.

제안된 전치 왜곡 선형화 방법을 통해서 시간 지연 문제는, 보조 경로의 주 신호를 제거하기 위한 시간 지연을 기준으로 주 경로의 전력 증폭기의 혼변조 왜곡 신호와 역의 위상이 되도록 시간 지연을 맞추었기 때문에 지연 선로의 조정이 쉬운 장점을 가진다. 또한 기존에는 전력 증폭기의 혼변조 신호와 전치 왜곡 선형화기에서 생성된 혼변조 신호의 크기와 위상을 조절하기 위하여 전력 증폭기의 전단에 가변 감쇄기와 가변 위상 변환기를 두었으나, 제안된 전치 왜곡 선형화기는 저주파 가변 이득 조절기만을 이용하여 저주파 혼변조 신호의 크기를 조절함으로써 이 신호가 진폭 변조된 혼변조 신호의 크기와 위상이 동시에 변화시키는 특성을 이용하여 전력 증폭기를 선형화하였기 때문에 회로 구성을 간단하게 할 수 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] P. B. Kenington, *High-linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2000.
- [2] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2002.
- [3] C. W. Fan, K. K. M. Cheng, "Amplifier linearization using simultaneous harmonic and baseband injection", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, no. 10, pp. 404-406, Oct. 2001.
- [4] Y. Yang, B. Kim, "A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 419-421, Oct. 1999.
- [5] K. J. Cho, D. H. Hang, S. H. Kim, J. H. Kim, B. J. Lee, N. Y. Kim, J. C. Lee, and S. P. Stapleton,

- "Multi-order predistortion of power amplifiers using a second harmonic based technique", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 10, pp. 452-454, Oct. 2003.
- [6] C. W. Fan, K. K. M. Cheng, "Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 7, pp. 1801-1806, Jul. 2002.
- [7] Y. Hu, J. C. Mollier, and J. Obregon, "A new method of third-order intermodulation reduction in nonlinear microwave systems", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-34, no. 2, pp. 245-250, Feb. 1986.
- [8] W. Huang, R. E. Saad, "Novel third-order distortion generator with residual IM2 suppression capabilities", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2372-2382, Dec. 1998.
- [9] Y. Kim, H. S. Jang, S. U. Kim, I. S. Chang, and Y. C. Jeong, "A new predistorter using low frequency intermodulation signals injection of a harmonic generator", *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E86-C, no. 8, pp. 1709-1714, Aug. 2003.
- [10] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifiers Design*, John Wiley, 1981.

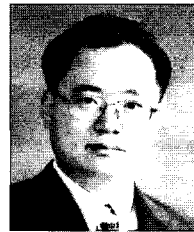
장 미 애



2003년 2월: 금오공과대학교 전자공학부 전파통신공학전공 (공학사)  
 2005년 2월: 금오공과대학교 전파통신공학과 (공학석사)  
 2005년 2월~현재: 삼성전자(주) 정보통신총괄 무선사업부

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, Linear Power Amplifier 설계, 단말기 H/W 설계

김 영



1988년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1988년 1월~1993년 5월: 이즈텔시스템즈(주) 연구소 선임연구원  
 1993년 6월~1998년 2월: 삼성전자

(주) 정보통신사업본부 선임연구원  
 1998년 3월~2003년 2월: 두원공과대학 정보통신과 조교수

2003년 3월~현재: 금오공과대학교 전자공학부 조교수  
 [주 관심분야] RF 및 Microwave 회로해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계