

동 위상 변조기를 이용한 전치왜곡 선형화기

A Predistortion Linearizer Using the In-phase Modulator

김일규*, 전기경*, 김영*, 윤영철**

Eel-Kou Kim*, Ki-Kyung Jeon*, Young Kim* and Young-Chul Youn**

요 약

본 논문에서는 2차 고조파 발생기에서 발생하는 2차 고조파 성분을 추출하여, 그 신호와 주 신호를 동 위상 변조시키는 전치 왜곡 선형화 방법을 제시하였다. 고조파 발생기에서 추출한 고조파 성분의 동 위상과 직각 위상 성분 신호로 분리하여 그것의 크기만을 제어하여 전력증폭기의 혼변조 신호를 제거하는 방법으로 셀룰라 대역에서 동작하는 회로를 구현하였으며, 그 결과 전력증폭기의 혼변조 신호 억압 특성을 확인하였다. 반송파 2톤 신호를 인가하였을 때, 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 에서 3차 혼변조 신호는 20dB 개선되었고, IS-95 CDMA 1FA 신호에서는 인접채널 전력비가 7dB 개선됨을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a predistortion linearizer using the in-phase modulator is proposed. The harmonic generator of the proposed predistorter extracts a second harmonic signals. These signals are divided in-phase and quadrature-phase signals, and then amplifying each signals using variable gain amplifier. An in-phase modulator, modulate fundamental signal with second harmonic signals, generates the predistortion intermodulation distortion (IM) signals and controls amplitude and phase of them with modulation factors. As a result, this predistorter is suppressed intermodulation distortion signals of power amplifier effectively. The proposed linearizer has been implemented to operate in Cellular-band. The test results show that the third order IM is cancelled more than 20dB in case of CW 2-tone signals with $\Delta f=1\text{MHz}$. Also, it's improved the adjacent channel power ratio (ACPR) more than 7dB for IS-95 CDMA 1FA signals.

Key words : Predistortion, Linearizer, Power Amplifier, Second Harmonic, AM modulator

I. 서 론

현재 사용되고 있는 이동 통신 시스템에서 주파수 자원의 효율적 사용을 위해 QPSK, O-QPSK, QAM 등과 같은 디지털 변조 기법을 사용하고 있는데, 이런 방식의 신호들은 최대 전력 대 평균 전력의 비가 크고, 포락선 변동이 심하여 이러한 시스템에서는 선

형성이 좋은 전력증폭기가 요구된다. 일반적으로 전력 증폭기는 고출력과 효율을 위해서 포화 영역 근처에서 동작을 하게 되어 입력 신호 진폭 대비 출력의 진폭과 위상이 비선형적인 특성을 가지게 된다. 그래서 전력증폭기의 비선형적인 특성을 개선하기 위하여 일반적으로 선형화기가 필요하게 된다. 선형화의 대표적인 방법으로 입력 전력 Back-off,

* 금오공과대학교 전파통신과 RF회로설계연구실 (Radio Communication Eng., Kumoh National Institute of Technology)

** 관동대학교 전자정보통신공학부 (Electronics and Information Communication Eng., Kwandong University)

· 제1저자 (First Author) : 김일규

· 접수일자 : 2005년 12월 23일

Feedforward, Feedback, 그리고 전치 왜곡 (Predistortion) 방법 등이 있다[1],[2]. 기존의 고조파 성분을 이용한 전치왜곡 선형화기는 피드백에 의한 방법[3],[4]과 주 신호의 벡터 모듈레이터에 고조파 신호를 변조시키는 방법[5],[6]들이 제안되었다.

본 논문은 전력증폭기에서 발생하는 혼변조 왜곡 성분의 역 왜곡 특성을 갖는 회로를 전력 증폭기의 앞에 두어 왜곡 성분을 상쇄시키는 전치 왜곡 방법을 사용하였다. 고조파 발생기에서는 공급되는 바이어스의 조절에 의해 2차 고조파 성분만을 추출하며, 이 고조파 성분은 동 위상(In-phase) 과 직각 위상(Quadrature -phase) 성분으로 분리되어 가변 이득 증폭기에 인가된다. 이러한 신호들은 동 위상 변조기에 입력되어 주 신호와 진폭 변조된다. 이렇게 해서 만들어진 신호의 벡터적 결합에 의하여 전력 증폭기의 3차 혼변조 신호와 크기는 같고 역 위상을 가지는 전치 왜곡을 발생시킴으로서 전력 증폭기의 선형성을 개선하는 회로를 설계하였다.

이 방법은 고조파 신호를 동 위상과 직각 위상으로 나누어 두개의 진폭 변조기를 이용하여 전치왜곡 신호의 동 위상과 직각 위상 성분을 각각 만들어 이 신호를 벡터적으로 결합한 방법으로 주 신호를 동 위상으로 분리하여 전치 왜곡 신호를 동 위상과 직각 위상 변조 시키는 방법이 기존의 방법과 차이점을 갖는다.

II. 회로의 동작 설명

그림 1은 제안한 전치왜곡 선형화기의 기본 구조이다. 제안한 전치왜곡 선형화기는 3dB 전력 분배기, 3dB 하이브리드 결합기, 자동 레벨 조절기 (Automatic Level Control: ALC), 고조파 발생기 (Harmonic Generator), 가변 이득 증폭기(Variable Gain Amplifier: VGA), 그리고 진폭 변조기로 구성된다.

이것은 동작은 다음과 같다. 입력된 신호는 주 경로 신호와 이 신호를 10dB 방향성 결합기에 의해 일부 신호를 추출한 보조 경로 신호로 나뉘어진다. 주 신호는 주 경로를 거쳐 3dB 전력 분배기에 입력되어

동 위상 변조기에 전달된다.

보조 경로에는 고조파 신호가 잘 발생되도록 적당한 레벨을 유지시켜주는 자동 레벨 조절기를 두었으며, 이것을 통해서 일정한 레벨을 공급해주면 고조파 발생기에서 2차 고조파 성분을 발생시킨다. 발생한 2차 고조파 성분은 3dB 하이브리드 결합기를 통해서 동 위상과 직각 위상 성분으로 나누어지며, 각각의 신호를 가변 이득 조절기를 통해 신호의 크기를 조절하여 주 경로의 주 신호와 함께 진폭 변조시킨다. 진폭 변조기를 통해서 만들어진 신호는 전치 왜곡 신호로서 전력 증폭기를 통해 3차 혼변조 신호를 낮추어 주어 전력 증폭기의 선형성을 개선시키는 역할을 한다. 주 경로와 보조 경로의 지연을 맞추기 위해 시간 지연 선로를 부가했으며, 보조 경로의 신호가 주 경로로 인가되는 것을 막기 위해 주 경로에 아이슬레이터를 설치하였다.

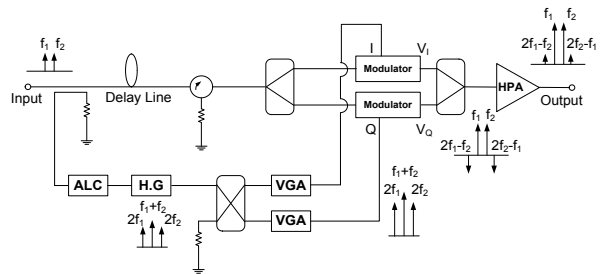


그림 1. 제안한 전치왜곡 선형화기의 구조
Fig. 1. Block diagram of the proposed predistortion linearizer.

고조파 발생기는 그림 2와 같이 트랜지스터를 이용하여 바이어스를 조절하는 방법으로 구성하였다. 여기서 2단자망의 비선형 전달 특성을 파워 시리즈로 3차 항까지 고려하여 표현하면 다음과 같다[7].

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 \tag{1}$$

여기서 입력 신호를 반송파 2 톤 신호로 다음과 같이 표현한다.

$$v_i(t) = A \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t) \tag{2}$$

이 신호를 식 (1)에 대입하면 다음과 같은 출력 신호를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 v_o(t) = & a_2 A^2 + a_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3) \\
 & (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \frac{3}{4} a_3 A^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \\
 & \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \cos(2\omega_1 + \omega_2) + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t] \\
 & + a_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} a_2 A^2 (\cos 2\omega_1 t \\
 & + \cos 2\omega_2 t) + \frac{1}{4} a_3 A^3 (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t)
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

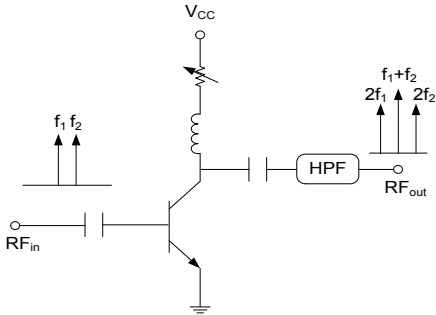


그림 2. 고조파 발생기의 기본구조
Fig. 2. Block diagram of harmonic generator.

고조파 발생기는 트랜지스터의 바이어스를 조절하여 고조파를 발생시키며, 이 신호의 여러 성분 중에서 고역 통과 필터를 거쳐 2차 고조파 $2\omega_1$, $\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2$ 성분만을 추출하였다. 이렇게 추출된 신호는 3dB 하이브리드 결합기를 거쳐 동 위상과 직각 위상 신호로 나누어진다. 이들 신호는 그림 3의 구조를 갖는 반사형 저 위상 변화 감쇠기와 와킨 존슨사 AM1과 모토롤라사 MHL19338로 이루어진 가변 이득 증폭기에 인가된다. 가변 이득 증폭기에서 증폭된 2차 고조파 성분은 주 경로의 주 신호와 그림 4의 동 위상 변조기에서 동 위상과 직각 위상의 신호와 각각 진폭 변조되어 벡터적으로 결합되며 이것을 수식적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

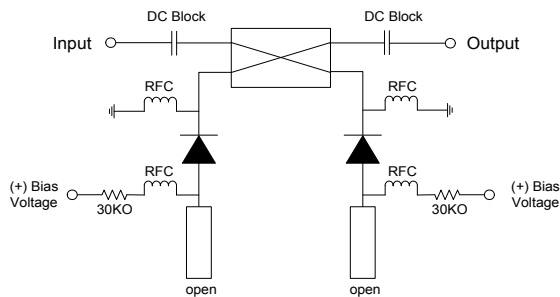


그림 3. 반사형 저위상 변화 감쇠기의 기본구조
Fig. 3. Block diagram of reflection type low phase shift attenuator.

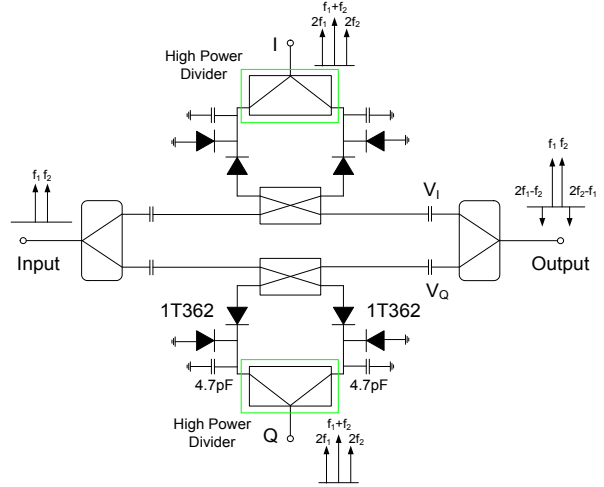


그림 4. 동 위상 변조기의 구조
Fig. 4. Block diagram of in-phase modulator.

동 위상 성분과 진폭 변조 시킨 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_I = & A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \cdot [1 + A' \cos 2\omega_1 t + \\
 & B' \cos 2\omega_2 t + C' \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \\
 = & (A + \frac{AA'}{2} + \frac{AC'}{2}) \cos \omega_1 t + (A + \frac{AB'}{2} \\
 & + \frac{AC'}{2}) \cos \omega_2 t + \frac{AA'}{2} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \\
 & + \frac{AB'}{2} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + (\frac{AA'}{2} + \frac{AC'}{2}) \\
 & \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + (\frac{AB'}{2} + \frac{AC'}{2}) \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \\
 & + \frac{AA'}{2} \cos 3\omega_1 t + \frac{AB'}{2} \cos 3\omega_2 t
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

또, 직각 위상 성분과 진폭 변조 시킨 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_Q = & A(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \cdot [1 + A' \cos 2\omega_1 t + \\
 & B' \cos 2\omega_2 t + C' \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \\
 = & (A - \frac{AA'}{2} - \frac{AC'}{2}) \sin \omega_1 t + (A - \frac{AB'}{2} \\
 & - \frac{AC'}{2}) \sin \omega_2 t + \frac{AA'}{2} \sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \\
 & \frac{AB'}{2} \sin(2\omega_2 - \omega_1)t + (\frac{AA'}{2} + \frac{AC'}{2}) \\
 & \sin(2\omega_1 + \omega_2)t + (\frac{AB'}{2} + \frac{AC'}{2}) \sin(2\omega_2 + \omega_1)t \\
 & + \frac{AA'}{2} \sin 3\omega_1 t + \frac{AB'}{2} \sin 3\omega_2 t
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

식 (4), (5)에서 고조파 성분과 주 신호의 진폭변조에 의해서 만들어진 3차 혼변조 신호는 주 경로의 지연선로와 보조경로의 시간지연을 동일하게 하고 위상을 180° 가 되도록 조절하면 전력증폭기의 3차

혼변조 신호의 전치왜곡 신호로서 동작하게 된다. 그림 5는 동 위상과 직각 위상 경로에 있는 가변 이득 조절기에서 2차 고조파 성분의 크기를 조절함으로써 진폭 변조 시킨 신호를 결합하여 만든 3차 혼변조 신호의 크기와 위상을 변화시킬 수 있음을 보여 주고 있다.

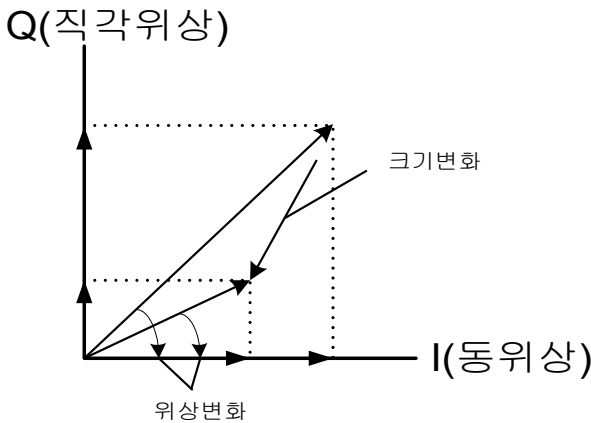


그림 5. 변조 신호의 크기와 위상 변화
Fig. 5. Amplitude and phase variation of modulated signal.

III. 실험결과

제안한 전치 왜곡 선형화 방법을 이용하여 개선을 보기 위하여 와킨 존슨사의 AH1과 모토롤라사의 MHL9838 로 구성된 전력 증폭기를 선형화하기 위해서 그림 1과 같은 전치 왜곡 선형화기를 제작하였다.

AH1과 MHL9838으로 이루어진 전력 증폭기는 800-925MHz의 주파수 범위를 갖고, 45dB의 이득과 P_{1dB} 가 39dBm인 특성을 가진다.

이러한 특성을 가지는 전력 증폭기에 대하여 제안한 전치 왜곡 선형화기를 설계하여 880MHz의 중심 주파수를 갖는 셀룰라 대역으로부터 고조파 발생기에서 2차 고조파 신호만을 추출하였다. 그림 6은 반송파 2 톤 입력 시 중심주파수가 880MHz이고 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 경우의 2차 고조파 신호 추출 신호를 나타낸 것이다.

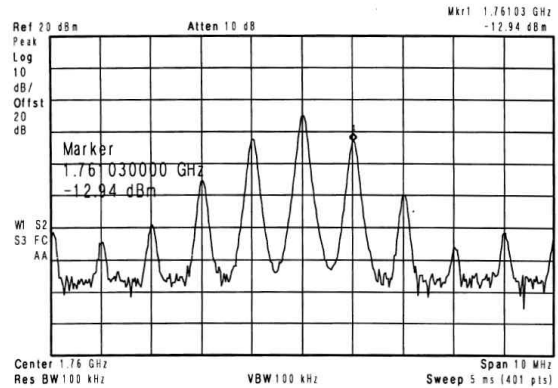


그림 6. 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 에서의 2 톤 입력 시 2차 고조파 신호
Fig. 6. The second harmonic signal in case of 2-tone signals with $\Delta f=1\text{MHz}$.

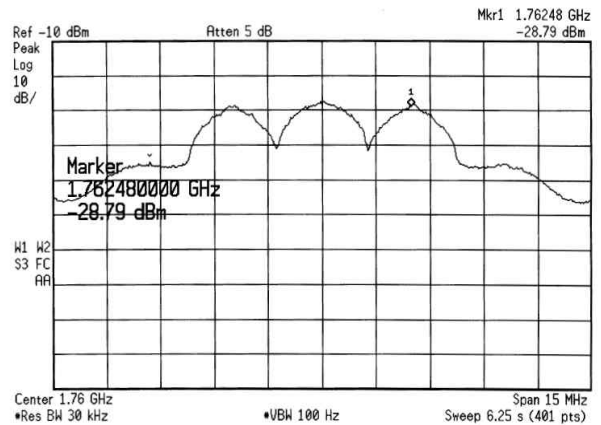
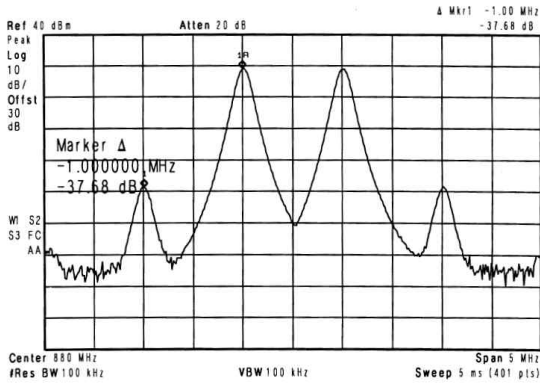


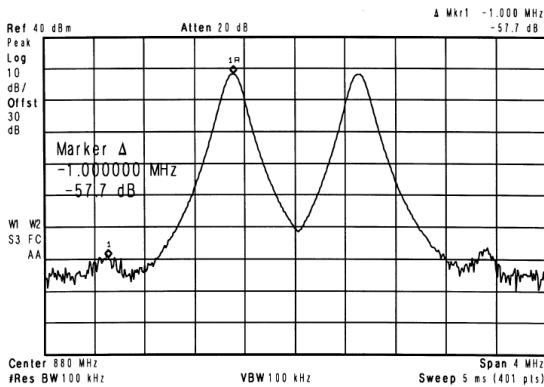
그림 7. CDMA 2FA신호 입력 시 2차 고조파 신호
Fig. 7. The second harmonic signal in case of CDMA 2FA signals.

그림 7은 IS-95 CDMA 신호 입력 시 중심주파수가 880MHz이고 주파수 이격이 1.23MHz 인 2FA에서의 2차 고조파 신호를 나타내었다. 발생한 2차 고조파 신호를 주 경로의 주 신호와 진폭 변조시켜 전력 증폭기를 선형화하기 위해서 사용한 주 경로 지연 선로는 동축케이블을 사용하였으며 12.5nsec의 시간지연을 가지고 있다. 그림 8에서 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 인 주파수는 879.5MHz, 880.5MHz 반송파 2 톤 신호를 인가하였을 때, 출력 전력은 $P_o=31.8\text{dBm}$ 에서 3차 혼변조 신호는 20dB 개선됨을 보여주고 있다. 또, 그림 9에서는 중심 주파수가 880MHz인 IS-95 CDMA 1FA 신호를 인가하였을

때, 출력 전력 $P_o=29.8\text{dBm}$ 에서 이격 지점 885KHz 에서 인접 채널 비(Adjacent Channel Power Ratio : ACPR)가 7.0dB 의 개선량을 보여주고 있다. 그림 10은 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 인 2톤 신호와 CDMA 1FA에서의 출력 신호의 크기 변화에 따른 3차 혼변조 신호 와 ACPR의 개선 정도를 보여주고 있다.

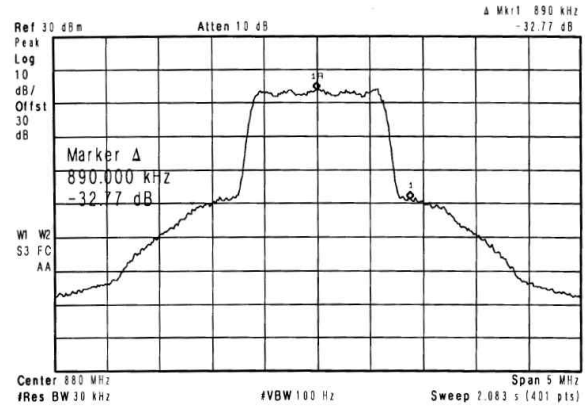


(a)

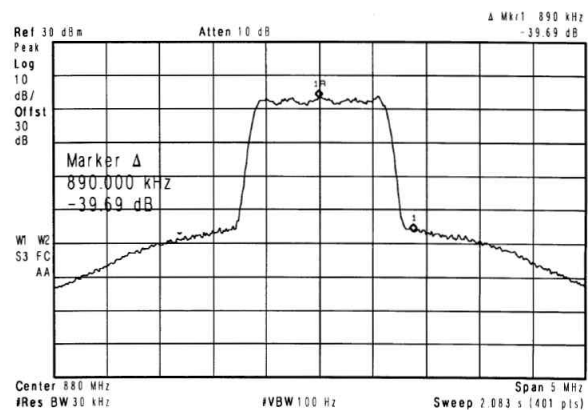


(b)

그림 8. 반송파 2 톤 신호 입력 시 전력증폭기의 비선형 특성 비교 (a)선형화 전 (b)선형화 후 ($\Delta f=1\text{MHz}$, $P_o=31.8\text{dBm}$)
 Fig. 8. HPA nonlinear characteristics comparison in case of CW 2-tone signals (a) without linearizer (b) with linearizer ($\Delta f=1\text{MHz}$, $P_o=31.8\text{dBm}$).

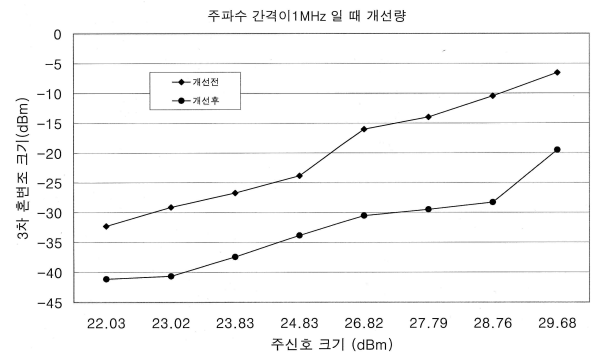


(a)



(b)

그림 9. CDMA 1FA 신호 입력 시 전력 증폭기의 비선형 특성 비교 (a) 선형화 전 (b) 선형화 후 ($P_o=29.8\text{dBm}$)
 Fig. 9. HPA nonlinear characteristics comparison in case of CDMA 1FA signals (a) without linearizer (b) with linearizer ($P_o=29.8\text{dBm}$).



(a)

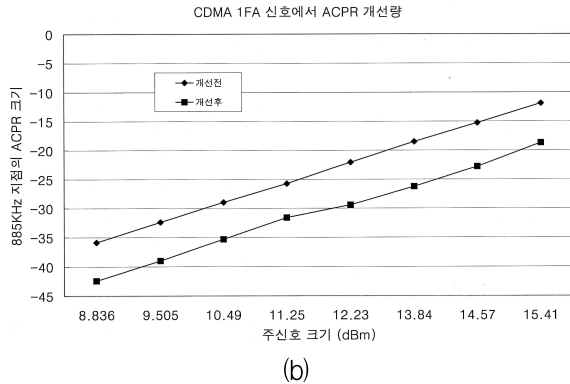


그림 10. 출력레벨 변화에 따른 혼변조 신호 개선량
 (a) 2 톤 신호 (b) CDMA 신호
 Fig. 10. Improvements for power variation
 (a) 2-tone signals (b) CDMA 1FA signals.

IV. 결 론

본 논문에서는 입력 신호의 일부를 고조파 발생기에 인가하여 2차 고조파 성분을 추출하고, 그 것을 동 위상과 직각 위상으로 분리하여 각각 주 신호와 진폭 변조하여 전력 증폭기의 혼변조 신호의 전치 왜곡 신호를 만드는 방법을 제시하였다. 이 때 고조파 신호의 이득을 조절하기 위한 가변 이득 조절기는 2차 고조파 신호의 크기를 조절함으로써 전치 왜곡된 3차 혼변조 신호의 크기와 위상을 조절하였다.

이러한 개념의 선형화기의 타당성을 보기위해서 전력증폭기와 결합하여 선형화 정도를 측정 한 결과, 반송파 2 톤 신호에서는 주파수 간격이 $\Delta f=1\text{MHz}$ 에서는 20dB 이상의 개선 효과를 보였다. 또한, IS-95 CDMA 1FA 신호에서 이격지점 885KHz에서의 인접 채널 비는 7dB 이상의 개선 효과를 보였다.

제안한 전치 왜곡 선형화기의 출력 모니터링 기능과 가변 이득 조절기 제어를 마이크로프로세서와 결합하면 입력 신호와 온도 변화에 따라 혼변조 신호의 크기를 좀 더 효율적으로 조절할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] Steve C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications*, Artech House, 1999.
 [2] Peter B. Kenington, *High-linearity RF amplifiers*

design, Artech House, 2000.

[3] C. S. Aitchison, "The current status of RF and microwave amplifier intermodulation performance," *IEEE Radio Freq. Integrated Circuits Symp.*, Boston, MA, pp.113-116, Jun. 2000.
 [4] M. R. Mozzam and C. S. Aitchison, "A low third order intermodulation amplifier with harmonic feedback circuitry," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 827-830, Jun. 1996.
 [5] 김 영, 장익수, 장형순, "Harmonic Generator의 저주파 혼변조 신호 성분을 이용한 전치왜곡 선형화기 설계," *전자공학회 논문지*, 제39권 TC편, 제 9호, 398~403, 2002년 9월
 [6] S.-Y. Kim, M.-A. Jang, K.-K. Jeon, Y. Kim, and Y.-C. Jeong, "An analog linearizer using second harmonic signals feedforwarding," *European Microwave Conference 2005*, Sep. 2005.
 [7] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*, John Wiley, 1981.

김 일 규



2006년 2월 : 금오공과대학교 전자공학부 전자공학전공(공학사)
 2006년 2월~현재 : 금오공과대학교 대학원 전파통신공학과 재학중
 관심분야 : RF 및 microwave 회로 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계

전 기 경



2005년 2월 : 금오공과대학교 전자공학부 전파통신공학전공(공학사)
 2005년 2월~현재 : 금오공과대학교 대학원 전파통신공학과 재학중
 관심분야 : RF 및 microwave 회로 설계, 전력증폭기 및 선형화기 설계

김 영



1988년 2월 : 서강대학교 대학원
전자공학과 (공학석사)

2002년 8월 : 서강대학교 대학원
전자공학과 (공학박사)

1988년 1월~1993년 5월 : 이즈텔
시스템즈(주) 연구소 선임연구원

1993년 6월~1998년 2월: 삼성전자
(주) 정보통신사업본부 선임연구원

1998년 3월~2003년 2월 : 두원공과대학 정보통신과 조
교수

2003년 3월~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 조교수

관심분야 : RF 및 Microwave 회로해석 및 설계, 전력
증폭기 및 선형화기 설계

윤 영 철



1978년 2월 : 서강대학교 전자공
학과 (공학사)

1982년 2월 : 서강대학교 대학원
전자공학과 (공학석사)

1989년 2월 : 서강대학교 대학원
전자공학과 (공학박사)

1987년 9월~현재 관동대학교 전
자정보통신공학부 교수

관심분야 : RF 및 Microwave 회로설계