

2차 고조파 신호를 이용한 전치 왜곡 선형화기 설계

A Design of Predistortion Linearizer Using Second Harmonic Signals

김 성 용 · 김 영

Sung-Yong Kim · Young Kim

요 약

본 논문에서는 2차 고조파 성분들의 feedforwarding에 의한 전치 왜곡 선형화기를 제안하였다. 제안된 선형화기의 고조파 발생기는 2차 고조파 신호를 추출할 수 있는 소 신호 증폭기로 구성되어 있으며, 2차 고조파 신호는 벡터 모듈레이터에서 주 신호와 진폭 변조되어 3차 혼변조 신호를 생성하고 이것의 크기와 위상을 조절할 수 있다. 이러한 전치 왜곡 선형화기의 특성은 전력 증폭기의 혼변조 왜곡 신호들을 효율적으로 억압할 수 있으며, 반송파 2-톤 신호를 인가했을 때 3차 혼변조 왜곡 특성의 비(C/I)는 20 dB 이상의 개선 효과를 얻었고, CDMA(IS-95) 4FA 신호를 인가했을 때 인접 채널 전력비는 5 dB 이상 개선시켰다.

Abstract

In this paper, a new predistortion linearizer using second harmonic components feedforwarding is proposed. The harmonic generator of the proposed predistorter that consists of a small signal amplifier extracts second harmonic signals. A vector modulator that modulate fundamental signal with second harmonic signals, generates the inverse third order intermodulation distortion signals and controls amplitude/phase of them with modulation factors. As a result, this linearizer is suppressed IMD3 signals of power amplifier effectively. The test results show that the third order IMD of power amplifier is suppressed more than 20 dB for CW two-tone signals. Also, it's improved the adjacent channel power ratio(ACPR) more than 5 dB for CDMA(IS-95) 4FA signals.

Key words : Predistorter, Second Harmonic, Amplitude Modulator, Harmonic Generator, Power Amplifier

I. 서 론

최근 사용되고 있는 디지털 변조 방식인 QPSK, QAM과 같은 변조 기법은 실시간적으로 캐리어 신호의 진폭과 위상이 모두 변하는데 전력 증폭기의 비선형 증폭 특성에 의해 상대적 진폭과 위상의 왜곡이 발생하게 되고, 여러 신호들을 공동 증폭 시에는 혼변조 신호(intermodulation distortion)가 발생하게 되고 이는 인접 통신 채널에 간섭으로 작용하게 된다. 그러므로, 통신 시스템에서 전력 증폭기는 좋은 선형성을 가져야 한다. 이러한 선형성의 지표로

는 3차 혼변조 성분(Intermodulation Distortion: IMD-3)의 레벨, 또는 인접 채널 전력비(Adjacent Channel Power Ratio: ACPR) 등이 있다. 전력 증폭기의 비선형 특성을 개선하기 위해서 여러 가지 선형화 기법들이 제안되었다. 대표적으로 피드포워드, 피드백, 그리고 전치 왜곡 선형화 방식 등이 있다^{[1],[2]}. 최근에는 고조파 피드백, 고조파 피드포워드 그리고 기저 대역 피드포워드 방식 등이 제안되었다^{[3]~[8]}.

본 논문에서는 고조파 발생기에서 2차 고조파 신호를 추출한 다음, 벡터 모듈레이터(vector modulator)^[9]에서 동 위상(in-phase)과 직각 위상(quadra-

「본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문입니다.」

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

· 논문 번호 : 20051027-121

· 수정완료일자 : 2005년 11월 30일

ture)으로 나누어진 주 신호와 2차 고조파 신호를 진폭 변조(Amplitude Modulation: AM)시킨다. 이렇게 진폭 변조된 신호는 3차 혼변조 신호를 만들게 되며, 변조된 동 위상과 직각 위상 신호는 결합기를 통해 결합된다. 이러한 직교(cartesian) 형태의 전치 왜곡 선형화기는 2차 고조파 신호의 크기만을 조절하여 전력 증폭기에서 생성되는 3차 혼변조 신호의 역 특성을 갖는 전치 왜곡 신호를 만들어내는 것이다. 이러한 2차 고조파 신호를 이용한 선형화기는 피드백을 이용한 방법보다 넓은 대역폭을 갖고 있으며, 단지 2차 고조파 신호의 크기만을 조절하여 혼변조 신호의 크기와 위상을 동시에 조절할 수 있는 장점을 갖고 있다.

II. 설계 이론

2-1 이론적 해석

일반적으로 능동 회로의 비선형 전달 특성은 파워 시리즈로 나타낼 수 있다^[10]. 입력 신호가 $v_i(t)$ 이고, 출력 신호가 $v_o(t)$ 일 때, $v_o(t)$ 는 식 (1)과 같이 파워 시리즈의 3차 항까지 만을 고려한 근사적인 식을 사용할 수 있다.

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

이때 계수 a_1, a_2, a_3 는 상수이다.

아래와 같이 진폭이 같은 2-톤 신호가 비선형 능동 회로에 입력된 경우를 가정할 수 있다.

$$v_i(t) = A (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (2)$$

이때, 식 (2)를 식 (1)에 대입할 경우 파워 시리즈 식의 두 번째 항에 의해 식 (3)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} H &= a_2 [v_i(t)]^2 \\ &= a_2 A^2 + 1/2 a_2 A^2 [\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 2 \cos (\omega_1 + \omega_2)t + 2\cos(\omega_2 - \omega_1)t] \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서 얻어진 2차 고조파 신호 $2\omega_1, 2\omega_2, (\omega_1 + \omega_2)$ 는 트랜지스터의 바이어스 전압을 제어함으로써 고조파 발생기의 출력에서 얻은 신호를 나타낸 것이다.

3차 혼변조 신호를 만들기 위해서 벡터 모듈레이

터에서 동 위상과 직각 위상으로 나누어진 주 신호는 진폭 변조기에서 2차 고조파 성분과 진폭 변조시킨다. 이렇게 진폭 변조된 동 위상 성분(V_I)과 직각 위상 성분(V_Q)의 전압은 수학적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다. 이때 식 (3)에서의 $2\omega_1$ 와 $2\omega_2$ 의 진폭은 같고, $(\omega_1 + \omega_2)$ 진폭은 $2\omega_1$ 의 2배가 됨을 알 수 있다.

동 위상 성분

$$\begin{aligned} V_I &= A[1 + A' \cos 2\omega_1 t + A' \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 2A' \cos (\omega_1 + \omega_2)t \\ &\quad \cdot (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ &= \left(A + \frac{3AA'}{2}\right) \cos \omega_1 t \\ &\quad + \left(A + \frac{3AA'}{2}\right) \cos \omega_2 t \\ &\quad + \frac{AA'}{2} \cos (2\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad + \frac{AA'}{2} \cos (2\omega_2 - \omega_1)t \\ &\quad + \frac{3AA'}{2} \cos (2\omega_1 + \omega_2)t \\ &\quad + \frac{3AA'}{2} \cos (2\omega_2 + \omega_1)t \\ &\quad + \frac{AA'}{2} \cos 3\omega_1 t + \frac{AA'}{2} \cos 3\omega_2 t \end{aligned} \quad (4)$$

직각 위상 성분

$$\begin{aligned} V_Q &= A[1 + A' \cos 2\omega_1 t + A' \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 2A' \cos (\omega_1 + \omega_2)t \\ &\quad \cdot (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \\ &= \left(A - \frac{3AA'}{2}\right) \sin \omega_1 t \\ &\quad + \left(A - \frac{3AA'}{2}\right) \sin \omega_2 t \\ &\quad - \frac{AA'}{2} \sin (2\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad - \frac{AA'}{2} \sin (2\omega_2 - \omega_1)t \\ &\quad + \frac{3AA'}{2} \sin (2\omega_1 + \omega_2)t \\ &\quad + \frac{3AA'}{2} \sin (2\omega_2 + \omega_1)t \\ &\quad + \frac{AA'}{2} \sin 3\omega_1 t + \frac{AA'}{2} \sin 3\omega_2 t \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 A: 2-톤 신호의 진폭, A'는 2차 고조파 성분

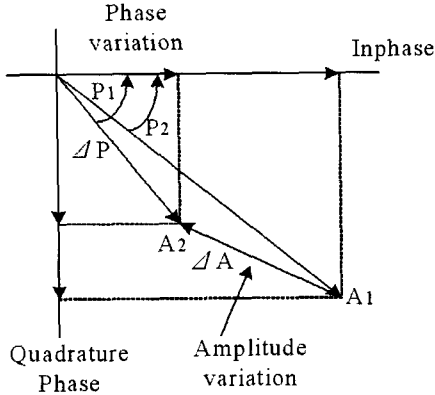


그림 1. 변조된 신호의 진폭과 위상 변화
Fig. 1. Amplitude and phase variation of modulated signals.

인 $2\omega_1$, $2\omega_2$ 신호의 진폭을 나타낸다.

식 (4), (5)에서 보면 2차 고조파 신호가 주 신호와 결합하여 3차 혼변조 신호를 생성함을 알 수 있다. 결국 2차 고조파 신호의 크기를 적당히 조절하면 전력 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호와 역의 특성을 갖는 신호를 만들어 낼 수 있는 것이다.

변조된 신호의 진폭과 위상 변화를 그림 1에서 나타냈으며, 식 (4), (5)에서 생성된 동 위상과 직각 위상 신호의 진폭을 변화시키면 전력 증폭기에서 발생하는 AM-AM, AM-PM 신호 왜곡 특성을 상쇄할 수 있는 AM-AM, AM-PM 역 왜곡 특성을 그림과 같이 생성시켜줌으로써 전력 증폭기를 선형화 할 수 있다.

2-2 선형화기의 동작 원리

그림 2는 본 논문에서 제안된 선형화기의 블록 다이어그램이다. 제안된 선형화기는 10 dB 방향성 결합기, 3 dB 하이브리드 분배기, 지연 선로, 가변 이득 조정기(Variable Gain Amplifier: VGA), 자동 레벨 조정기(Automatic Level Control: ALC), 하모닉 발생기(Harmonic Generator: HG), 전력 분배기 등으로 이루어져 있다. 동작 원리를 설명하면, 입력된 2-톤 신호는 방향성 결합기를 통해 주 신호 경로와 고조파 발생기 경로로 나누어진다. 주 신호는 지연 선로와 3 dB 하이브리드 분배기를 거쳐 90° 만큼의 위상 차이를 갖는 동 위상, 직각 위상 신호로 나누어지고 다시 진폭 변조 회로에 입력된다.

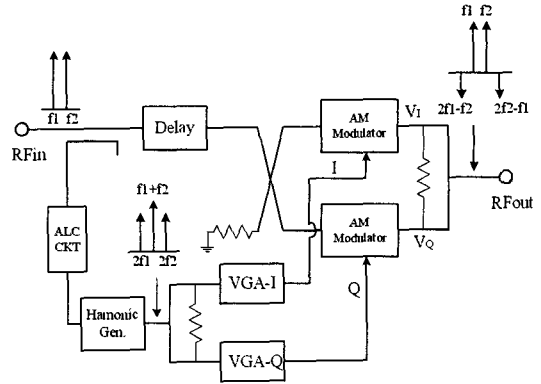


그림 2. 제안된 선형화기의 블록 다이어그램
Fig. 2. A block diagram of the proposed linearizer.

그리고, 고조파 발생기 경로의 2-톤 신호는 10 dB 방향성 결합기를 통과하여 ALC 회로로 입력된다. ALC 회로의 역할은 가입자의 사용 정도에 따라 전력 레벨이 변화되므로, 고조파 발생기의 출력 신호들은 입력 신호 레벨에 따라 출력 특성과 정합 조건이 달라지므로, 입력 신호 레벨 변화에 무관하게 고조파 발생기가 일정한 2차 고조파 신호를 발생되도록 하기 위한 것이다. ALC 회로를 거쳐 고조파 발생기에서 2차 고조파 신호들을 추출한 다음, 전력 분배기에 입력된다.

여기서 그림 3은 고조파 발생기의 블록 다이어그램을 나타낸 것이다. 이것은 ALC 회로를 통과한 일정한 2-톤 신호가 소신호 증폭기의 입력으로 들어오면, 트랜지스터의 바이어스 전압을 가변시켜 출력에서 2차 고조파 신호 성분이 원하는 형태로 만들어 지도록 하는 회로이다.

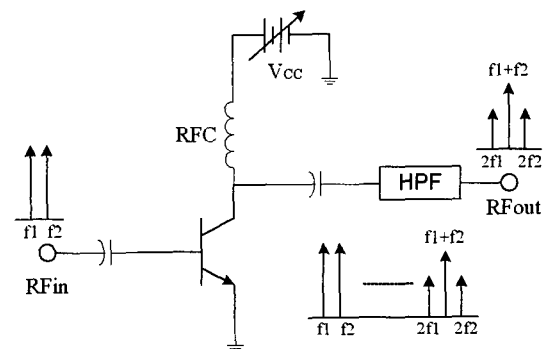
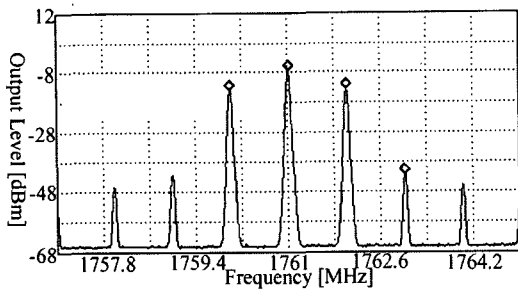


그림 3. 고조파 발생기의 블록 다이어그램
Fig. 3. A block diagram of harmonic generator.

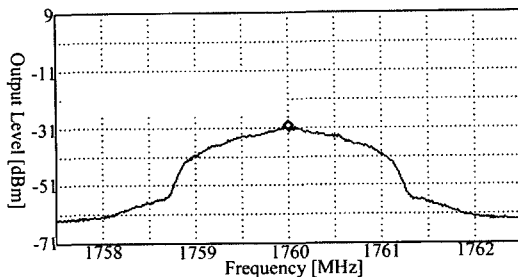
여기서는 트랜지스터 출력에 고역 통과 여파기 (High Pass Filter: HPF)를 사용하여 2차 고조파 신호만을 추출한다. 이렇게 고조파 발생기에서 추출한 2차 고조파 신호는 전력 분배기에서 분배되어 동 위상과 직각 위상 경로의 가변 이득 조절기에 입력된다. 가변 이득 조절기에서는 가변 감쇠기와 증폭기로 구성되어 있으며, 가변 감쇠기의 전압을 제어하여 2차 고조파 혼변조 신호의 크기를 조절한다. 즉, 가변 이득 조절기는 식 (4), (5)에서 알 수 있듯이 2차 고조파 혼변조 신호 성분들의 크기를 조절해줌으로써, 진폭 변조에 의해서 만들어진 3차 혼변조 신호의 크기와 위상을 조절할 수 있다. 이것은 그림 1에서 나타난 것처럼 진폭 변조된 동 위상과 직각 위상 신호로 전력 증폭기의 3차 혼변조 신호의 역의 성분을 벡터적으로 생성하여 AM-AM과 AM-PM 현상을 선형화 시키는 것이다.

III. 실험 및 결과

제안된 선형화 방법의 타당성을 입증하기 위해



(a) 2-톤 경우
(a) 2-tone case

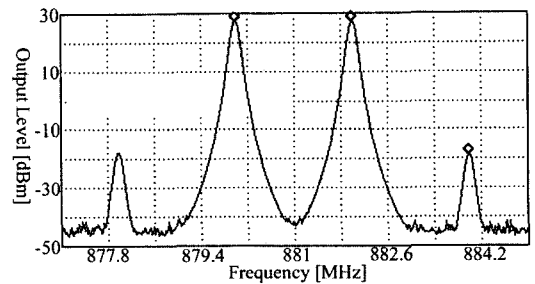


(b) CDMA 1FA 경우
(b) CDMA 1FA case

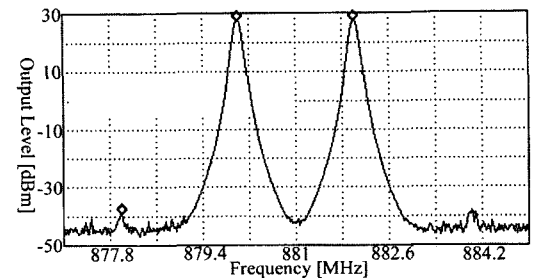
그림 4. 고조파 발생기 출력파형
Fig. 4. The harmonic generator output waveform.

선형화기와 전력 증폭기를 제작하였다. 실제 선형화하기 위해 사용된 전력 증폭기는 와킨 존슨사의 AH1과 모토롤라사의 MHL9838을 직렬로 연결하여 그 선형성 정도를 확인하였다. 와킨 존슨사의 AH1은 입력 구동 증폭기로 사용하였고, 모토롤라사의 MHL9838 전력 증폭기의 이득과 P1 dB는 각각 31 dB과 39 dBm/ton이다. 또한 사용된 진폭 변조기는 3 dB 하이브리드 결합기와 소니사의 1T362 바랙터 다이오드로 구성하였다. 그리고, 고조파 발생기의 트랜지스터는 와킨 존슨사의 AH1을 사용하였다. 2차 고조파 신호를 만들어 주기 위해서 고조파 발생기는 드레인의 바이어스 전압을 적절하게 조절하였다.

그림 4는 고조파 발생기 출력에서 측정된 파형이며, 그림 4(a)는 주파수 880 MHz, 881 MHz의 2-톤 신호 경우에, 그림 4(b)는 중심 주파수가 880 MHz CDMA 1FA 신호에 대한 2차 고조파 신호를 나타낸 것이다. 또, 그림 5는 2-톤 입력 조건에서 입력 주파수가 880 MHz, 882 MHz이고 출력 전력이 $P_o=30$



(a) 선형화 전
(a) Before linearizing



(b) 선형화 후
(b) After linearizing

그림 5. 2-톤 입력시 전력 증폭기 출력 특성($P_o=30$ dBm/ton, $\Delta f=2$ MHz)
Fig. 5. Power amplifier output characteristic in case of 2-tone signal (@ $P_o=30$ dBm/ton, $\Delta f=2$ MHz).

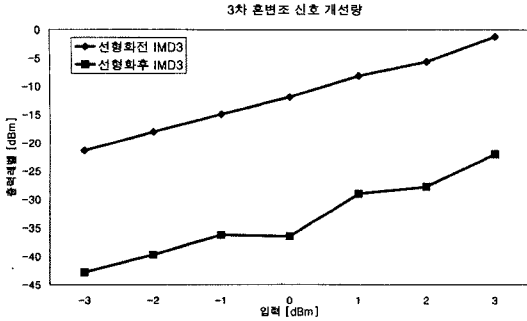


그림 6. 입력 변화에 따른 선형화 전후의 3차 혼변조 신호 변화량($\Delta f=2$ MHz)

Fig. 6. IMD3 improvement characteristics before and after linearizing for input power variation($\Delta f=2$ MHz).

dBm/tone일 때 선형화 전·후의 특성이다. 측정된 파형을 관찰하면 3차 혼변조의 신호가 22 dB 개선되었음을 알 수 있다.

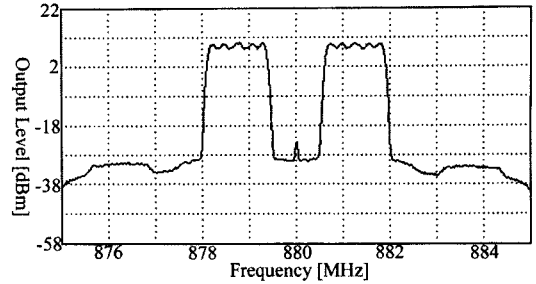
그림 6은 주파수 간격이 2 MHz의 2-톤 신호 레벨 변화에 따른 선형화 전과 후의 3차 혼변조 신호의 전력 변화량을 그래프로 나타낸 것이다. 전력 증폭기의 3차 혼변조 왜곡 신호가 입력 변화에 따라 20 dB 이상 개선됨을 알 수 있다.

이와 같은 특성은 대역폭이 넓은 신호에 대해서도 선형화 특성이 좋음을 보여주는 데이터이다.

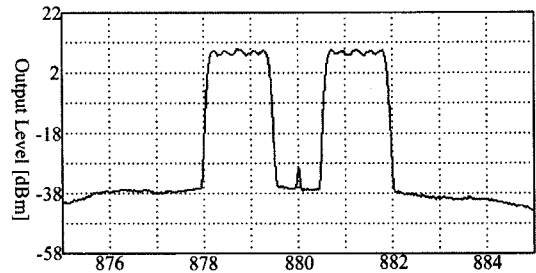
선형화기의 넓은 대역폭을 갖는 전기적 특성을 확인하기 위하여 IS-95 CDMA 신호를 인하여 다음과 같이 실험하였다.

그림 7은 CDMA 2FA 신호를 인가했을 때 전력 증폭기의 선형화 전·후 특성을 보인 것으로, 두 신호의 중심 주파수는 878.75 MHz, 881.25 MHz이고 출력 전력 레벨이 26 dBm/FA인 상태에서 인접 채널 전력비(ACPR)가 9 dB 개선되었다.

또, 그림 8은 CDMA 4FA 신호를 인가했을 때 전력 증폭기의 선형화 전후 특성을 보인 것으로, 신호의 중심 주파수가 876.25 MHz, 878.75 MHz, 881.25 MHz, 883.75 MHz이고 출력 전력 레벨이 22.3 dBm/FA인 상태에서 인접 채널 전력비가 5 dB 개선되었다. 그리고, 주 신호 경로의 지연 선로는 2차 고조파 신호가 주 신호와 시간적으로 같은 시간만큼 지연을 시켜 변조될 수 있도록 하기 위한 것으로 12.4 nsec의 동축 케이블을 사용하여 지연 선로로 사용하였다.



(a) 선형화 전
(a) Before linearizing



(b) 선형화 후
(b) After linearizing

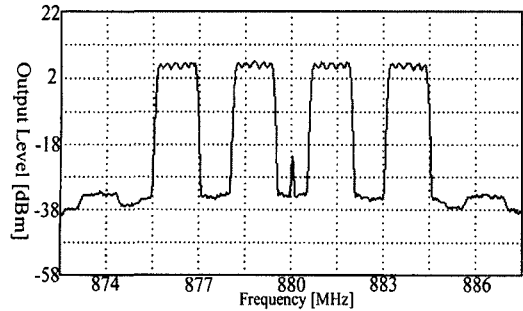
그림 7. CDMA 2FA 신호 입력시 전력 증폭기 출력 특성($P_o=26$ dBm/FA)

Fig. 7. Power amplifier output characteristic in case of CDMA 2FA($P_o=26$ dBm/FA)

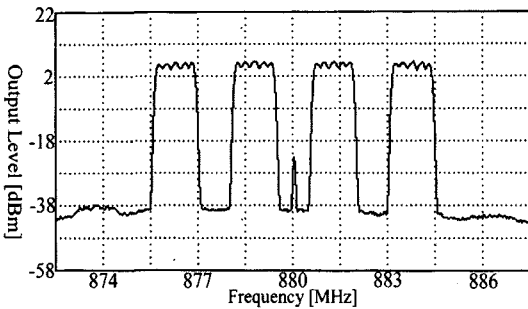
IV. 결 론

본 논문에서는 입력 신호의 일부를 고조파 발생기에 인가하여 2차 고조파 성분을 추출하고, 그것을 벡터 모듈레이터에서 원 신호와 진폭 변조시켜 전력 증폭기에서 발생하는 혼변조 신호와 크기는 같고 역 위상을 갖는 신호를 만들어 혼변조 신호를 억제하는 전치 왜곡 선형화기 설계 방법을 제시하였다. 여기서 2차 고조파 혼변조 신호의 크기를 변화시켜주는 것은 벡터 모듈레이터에서 주 신호와 진폭 변조시켜 혼변조 신호의 크기와 위상을 함께 변화되는 것을 의미하는 것이다. 또한, 추출된 고조파 혼변조 신호의 크기를 조절하여 입력 전력 변화에 따라 변하는 전력 증폭기의 비선형 특성을 억압할 수 있음을 아울러 보였다.

본 논문에서 제시한 2차 고조파 신호 성분을 이용한 전치 왜곡 선형화기 특성은 반송파 2-톤 입력 신호의 경우 3차 혼변조 왜곡 신호는 20 dB 이상, IS-95



(a) 선형화 전
(a) Before linearizing



(b) 선형화 후
(b) After linearizing

그림 8. CDMA 4FA 신호 입력시 전력 증폭기 출력 특성($P_o=22.3$ dBm/FA)
Fig. 8 Power amplifier output characteristic in case of CDMA 4FA($P_o=22.3$ dBm/FA).

CDMA 2FA 신호는 9 dB, CDMA 4FA 신호는 5 dB 이상의 인접 채널 전력비를 개선시켰다.

이와 같이 고조파 발생기에서 만들어진 2차 고조파 신호를 처리하여 혼변조 신호를 억제하는 방법은 기존의 피드백에 의한 방법보다 넓은 대역폭에서 선형화 시킬 수 있다. 또한, 다중 입력 신호로부터도 쉽게 2차 고조파 신호를 얻으므로 인하여 다중 신호에 대한 선형화기 제작을 가능케 하였으며, 이러한 선형화기를 집적 회로 등으로 제작한다면 손쉽게 선형화된 전력 증폭기를 만들 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Norwood, MA, Artech House, 1999.
- [2] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA, 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, 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] D. Jing, W. S. Chan, S. M. Li, and C. W. Li, "New linearization method using interstage second harmonic enhancement", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 9, pp. 402-404, Nov. 1998.
- [6] Y. Yang, B. Kim, "A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 9, pp. 419-421, Oct. 1999.
- [7] K. Horikawa, H. Ogawa, "Even-order distortion enveloping method to linearize saturated high power amplifiers", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 1, pp. 79-82, 1997.
- [8] T. Kaho, Y. Nakasuga, H. Okazaki, K. Araki, and K. Horikawa, "A distortion control technique for achieving high power efficiency in an HPA array", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 11, pp. 2505-2512, Nov. 2002.
- [9] 정용채, 장익수, "백터 감쇄기의 설계", 전자공학회 논문집, 35(11), pp. 1067-1073, 1998년 11월.
- [10] Tri T. Ha, *Solid-State Microwave Amplifier Design*, Wiley-Interscience, pp. 202-209, 1981.

김 성 용



2002년 8월: 금오공과대학교 전자공학부 전자통신공학 (공학사)
2005년 2월: 금오공과대학교 전자통신공학과 (공학석사)
2005년 2월~현재: (주)지에스인스트루먼트 RF 연구소
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, High Power Amplifier 설계, Linear Power Amplifier 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, 전력증폭기 및 선형화기 설계