

RF 전치 왜곡된 전력 증폭기의 변조 주파수가 혼변조 개선량에 미치는 영향

Effect of Modulation Frequency of Power Amplifier on IMD Cancellation Performance of Predistortion Linearizer

최진철 · 조경준 · 김상희 · 김종현 · 이병제 · 김남영 · 이종철

Jin-Chul Choi · Kyoung-Joon Cho · Sang-Hee Kim · Jong-Heon Kim · Byungje Lee · Nam-Young Kim · Jong-Chul Lee

요 약

본 논문에서는 RF 전력 증폭기에 전치왜곡 선형화기 적용을 위해 변조 주파수가 전력 증폭기 3차 혼변조 성분의 비대칭성과 이로 인한 혼변조 개선량에 미치는 영향을 연구하였다. 3차 혼변조 성분의 위상 왜곡에 의한 비대칭 정도를 알기 위한 위상 추출 회로를 제안하고, 3차 혼변조 상·하측 성분에서 추출한 위상차를 보상하기 위한 회로를 설계 및 제작하였다. 본 논문에서 제안한 위상 보상 회로를 PCS 주파수 대역 5 W급 RF 전력 증폭기에 적용한 결과, 1.5 MHz의 변조 주파수(10° 이내의 위상차) 까지에서 최대의 혼변조 개선 효과를 얻었다.

Abstract

In this paper, we studied the effect of asymmetrical 3rd order IMD of power amplifier due to changes in modulation frequency on IMD cancellation performance. The phase extraction method for determining asymmetric rate for phase distortion of IMD is proposed and the phase difference between lower and upper 3rd order IMD is measured by this method. The phase compensation circuit to decrease the phase difference is also designed and fabricated. From the measurement results using the phase compensation circuit applied to 5 W RF power amplifier for PCS applications, the 3rd order IMD cancellation performance can be achieved up to 2-tone spacing 1.5 MHz (phase difference within 10°).

Key words : Modulation Frequency, Intermodulation, Phase Distortion, Predistortion

I. 서 론

디지털 이동통신 시스템에서는 고효율과 높은 선형성을 가진 전력 증폭기를 요구하고 있다. 전력 증폭기의 고효율과 높은 선형성을 동시에 얻기 위해서는 효과적인 선형화 기술이 필수적이다. 그러나 선형화기의 사용은 광대역 신호 전송시에 여러 가지 제약이 따른다. 특히, RF 전치왜곡 방식을 적용

하여 광대역 선형화기를 구현할 때 어려운 점은 전력 증폭기의 AM-to-AM 왜곡, AM-to-PM 왜곡, 3차 이상의 차수에 대한 혼변조 성분의 영향, Memory effect에 의한 혼변조 성분들이 비대칭 현상을 갖기 때문이다^{[1],[2]}. Memory effect는 변조 주파수 (Modulation frequency) 성분이 전력 증폭기의 바이어스 회로의 임피던스 영향을 받아서 3차 혼변조 성분의 위상 왜곡을 초래하는 특성을 말한다. 이러한 3차

「본 연구는 Agilent Technology사의 HP EEsof Design Software인 ADS의 기증과 정보통신부의 대학정보통신 연구센터(ITRC) 지원 사업으로 수행되었습니다.」

광운대학교 RFIC 센터(RFIC Center, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20021127-165

· 수정완료일자 : 2003년 3월 18일

혼변조 성분의 위상 왜곡은 3차 혼변조 성분의 비대칭 특성을 야기시키고 전치왜곡 선형화기의 개선량을 저하시키는 원인이 된다^{[1]~[3]}.

본 논문에서는 변조 주파수가 RF 전치왜곡기의 3차 혼변조 개선량에 미치는 영향에 대해서 변조 주파수의 변화를 가져오는 2-tone 신호 주파수 간격을 조절하여 전력 증폭기의 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상을 추출하기 위한 회로를 제안하였다^{[4],[5]}. 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상차를 추출하여 비대칭 정도를 측정하고 RF 전치 왜곡기의 혼변조 개선량 관계를 나타냈다. 또한 변조 주파수에 의한 전력 증폭기의 Memory effect를 줄이기 위하여 변조 주파수 성분과 동일한 차주파수(Difference frequency)신호를 증폭기에 인가하는 방법을 통해 2-tone 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 성분의 비대칭성을 줄이므로 RF 전치왜곡기의 혼변조 개선량이 더욱 증가하였고, 결국 변조 주파수가 전력 증폭기의 3차 혼변조 성분에 영향을 미침을 확인하였다^{[6]~[9]}.

II. 변조 주파수에 따른 혼변조 성분의 크기와 위상 왜곡 해석

Memory effect는 변조 주파수성분이 전력 증폭기 바이어스 회로의 임피던스 영향을 받아서 증폭기의 출력 상·하측 혼변조 성분의 위상차를 발생시켜서 혼변조 성분의 비대칭을 야기시킨다. 이러한 시스템은 AM-to-AM이나 AM-to-PM 왜곡의 해석 방법으로는 해석이 불가능하고, Volterra series 해석을 통해서 분석이 가능하다^[10]. 그림 1은 Volterra series 해석을 위한 Large memory 비선형 시스템 모델을 나타낸다^[11].

$$S(t) = \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^Q V_{s,q} \cdot \exp(jw_q t) \quad (1)$$

여기서 q 는 입력 신호의 수를 나타낸다.

$$W(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^n} \sum_{q_1=-Q}^Q \sum_{q_2=-Q}^Q \sum_{q_3=-Q}^Q \dots \sum_{q_n=-Q}^Q V_{s,q_1} V_{s,q_2} \dots \cdot V_{s,q_n} \cdot H_n(w_{q_1}, w_{q_2}, \dots, w_{q_n}) \cdot \exp[j(w_{q_1} + w_{q_2} + \dots + w_{q_n})t] \quad (2)$$

여기서 H_n 은 n 차 비선형 전달 함수를 나타낸다. 입력 신호를 식 (3)과 같이 표현하자.

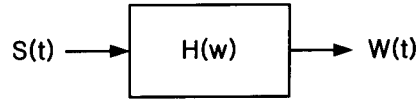


그림 1. Large memory 비선형 시스템 모델
Fig. 1. Large memory nonlinear system model.

$$S(t) = V_i(t) = V[\cos(w_1 t) + \cos(w_2 t)] \\ = \frac{V}{2} [\exp(jw_1 t) + \exp(-jw_1 t) + \exp(jw_2 t) + \exp(-jw_2 t)] \quad (3)$$

식 (2)에서 $W(t) = I_o(t)$ 라 놓고 이 식에 식 (3)을 대입하여 3차 혼변조 성분의 특성을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$I_o(2w_2 - w_1)t = \frac{3V^3}{8} H_3(w_2, w_2, -w_1) \cdot \exp j(2w_2 - w_1)t \quad (4)$$

$$I_o(2w_2 - w_2)t = \frac{3V^3}{8} H_3(w_1, w_1, -w_2) \cdot \exp j(2w_1 - w_2)t \quad (5)$$

$I_o(t)$ 의 구성 요소 중 상측 3차 혼변조 성분에 포함된 비선형 전달 함수 형태로 나타내면 식 (6)과 같다.

$$H_3(2w_2 - w_1) = \frac{1}{6 + 6G_{ds}Z_L(2w_2 - w_1)} \cdot (6G_{m3} + 2G_{md}Z_L(2w_2) \cdot H_2(w_2, w_2) + 4G_{md}Z_L(w_2 - w_1)H_2(w_2, -w_1)) \quad (6)$$

같은 방식으로 하측 3차 혼변조 성분에 포함된 비선형 전달 함수의 형태는 식 (7)과 같다.

$$H_3(2w_1 - w_2) = \frac{1}{6 + 6G_{ds}Z_L(2w_1 - w_2)} \cdot (6G_{m3} + 2G_{md}Z_L(2w_1) \cdot H_2(w_1, w_1) + 4G_{md}Z_L(w_1 - w_2)H_2(w_1, -w_2)) \quad (7)$$

식 (6)에서 임피던스 $Z_L(w_2 - w_1)$ 과 $Z_L(2w_2)$ 의 변화와 식 (7)에서 $Z_L(w_1 - w_2)$ 과 $Z_L(2w_1)$ 의 변화에 따라 증폭기의 비선형 전달 함수인 $H_3(2w_2 - w_1)$ 와 $H_3(2w_1 - w_2)$ 의 위상 변화가 발생한다. 여기에서, $Z_L(2w_2)$ 와 $Z_L(2w_1)$ 을 같다고 가정하면 결국 변조 주파수의 임피던스 영향으로 식 (4)와 (5)의 3차 혼변

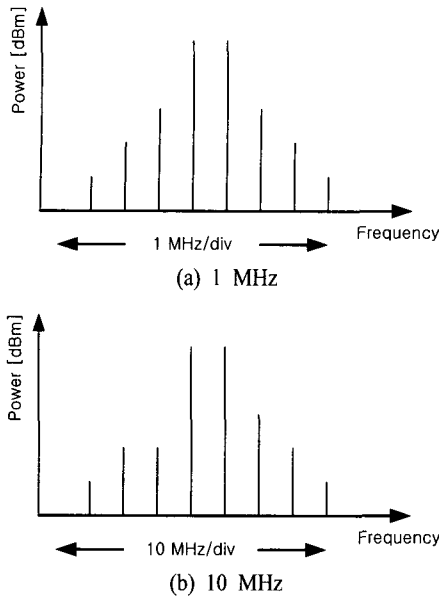


그림 2. 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 특성
Fig. 2. IMD characteristics for 2-tone spacing.

조 성분의 위상이 변화되며, 결국 3차 혼변조 성분의 비대칭성을 야기시킬 것이다^[11]. 그림 2 (a)와 (b)는 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 성분의 특성을 보여주고 있다. 그림 2 (b)의 주파수 간격에 따른 혼변조 성분의 비대칭은 RF 전치왜곡 선형화기의 성능을 저하시키는 주요 원인이다^[3]. 그 이유는 전력 증폭기의 3차 혼변조 성분은 크기와 위상이 상이하게 변하는 특성을 갖지만 전치왜곡기의 3차 혼변조 성분은 전력 증폭기의 3차 혼변조 성분과 같은 크기와 고정된 반대 위상을 갖기 때문이다.

Ⅲ. 위상 추출 및 보상 회로의 설계

3-1 위상 추출 회로의 설계

두 개 이상의 반송파 신호가 증폭기에 입력되는 경우 발생하는 혼변조 성분들의 출력 세기는 스펙트럼 분석기로 측정이 가능하지만, 위상 변화량은 계측기로는 측정이 복잡하여 어렵다^{[4],[5]}.

본 논문에서는 2-tone 신호를 증폭기에 입력하여 출력되는 혼변조 성분들의 위상차를 측정하고자 그림 3과 같이 회로를 구성하였다. 측정 원리는 1번 경로로 2-tone 신호를 입력하여 증폭기를 거쳐 출력된 각각의 혼변조 성분 크기를 측정한 후, 2번 경로

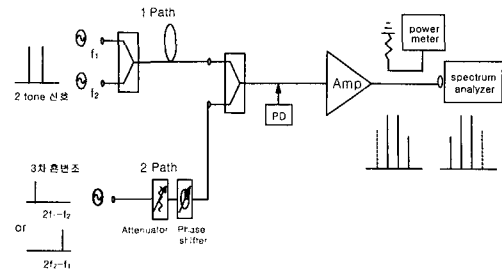


그림 3. 위상 추출 회로의 구성도
Fig. 3. Schematic of the phase extraction circuit.

로 각 출력 혼변조 성분과 동일한 주파수 신호를 입력하여 1번 경로에서 측정된 혼변조 성분의 크기와 같은 출력을 갖도록 입력 크기를 조절한다. 1번 경로에서 2-tone 신호를, 2번 경로에서 측정된 혼변조 성분의 크기에 해당하는 신호를 동시에 입력하고 2번 경로의 위상 변환기를 조절하여 측정하고자 하는 한쪽의 3차 혼변조 성분이 동위상이 되도록 한다. 측정하고자 하는 한쪽의 3차 혼변조 성분의 크기가 동위상으로 될 때 3 dB 증가하게 되고 이때의 위상 변환기의 위상값을 기준으로 위상 변환기를 재조정하면 180°의 역 위상차에 의하여 각각의 혼변조 신호들이 제거된다. 따라서 동위상에서의 위상 변환기의 값에서 역 위상을 가질 때의 위상 변환기 값의 변화량으로 3차 혼변조 상·하측 성분 각각의 위상 추출이 가능하다.

3-2 위상 보상 회로의 설계

3차 혼변조 성분의 위상차를 보상하고 비대칭현상을 줄이기 위해서는 위상 왜곡을 가져오는 변조 주파수 성분의 영향을 줄여야 한다. 따라서 변조 주파수 성분과 같은 주파수 성분에 해당하는 차주파수 (Difference frequency) 신호를 인가하여 변조 주파수의 영향을 줄이고 위상 보상에 의한 비대칭성을 줄여 결국 전치 왜곡기의 혼변조 개선량을 향상시킬 수 있다^[8]. 그림 4는 3차 혼변조 성분의 위상보상을 하기 위한 회로 구성도를 보여준다. 동작 원리는 아래 경로에서 포락선 검파기와 저역 통과 필터를 통하여 변조 주파수와 같은 성분인 차주파수 성분을 만들어 내고, 위 경로에서 입력되는 주 신호와 결합하여 증폭기 입력단으로 들어간다. 2-tone 입력 신호의 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 성분의

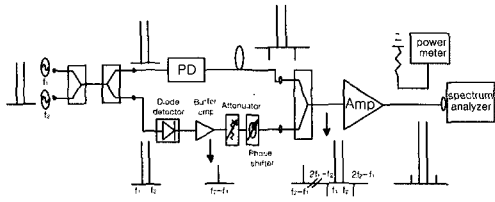


그림 4. 위상 보상 회로의 구성도
Fig. 4. Schematic of the phase compensation circuit.

비대칭 현상을 차 주파수 생성 경로에서 위상 변환기와 가변 감쇄기를 통해 대칭이 되도록 조절한다. 이때 전치왜곡기를 동작 시켜서 증폭기의 3차 혼변조 성분을 감소시킨다.

IV. 제작 및 측정 결과

4-1 위상 추출 회로의 제작 및 측정

제안된 위상 추출 회로는 2-tone 신호 경로와 한쪽의 3차 혼변조 성분이 인가되는 경로의 정확한 지연 시간을 갖게 하는 지연 선로가 구성되었을 때 위상 변환기의 전압 조절에 따른 혼변조 성분의 크기 변화에 의한 위상 변화량 측정 방법이다. 그림 5는 전력 증폭기의 2-tone 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상을 추출한 결과이다. 2-tone 주파수 간격 1.5 MHz 이후부터 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상차가 10° 이상으로 증가함을 볼 수 있다.

4-2 위상 보상 회로의 제작 및 측정

전력 증폭기의 위상 왜곡에 의한 혼변조 성분의 비대칭 현상을 줄이기 위해 차주파수 신호를 인가하여 변조 주파수의 영향을 줄이는 방법으로 위상 보상 회로를 제작하였다. 차주파수 신호는 쇼트키다이오드를 이용한 검파기와 저역 통과 필터를 통해 발생되고, 위상 가변기, 가변 감쇄기를 사용하여 크기와 위상이 조절된다.

그림 6 (a)는 2-tone 주파수 간격 1.23 MHz에서의 선형화 전의 전력 증폭기의 출력 스펙트럼을 나타낸 것으로 3차 혼변조 성분이 -37.67 dBc를 나타내었다. 그림 6 (b)는 전치왜곡기를 적용한 선형화 후의 출력 스펙트럼으로 3차 혼변조 성분이 -59.67 dBc

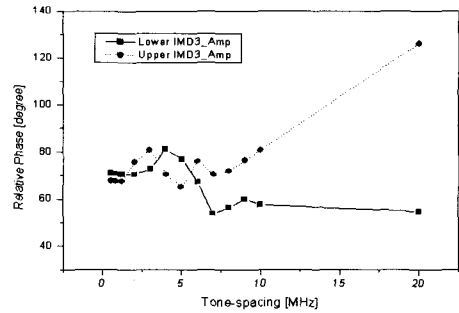


그림 5. 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 성분의 위상 측정 결과
Fig. 5. Measured result of phase difference of IMD at variable 2-tone spacing.

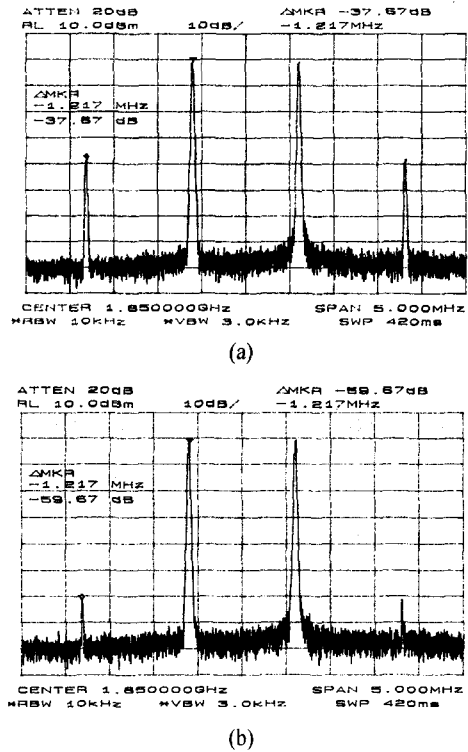


그림 6. 2-tone 주파수 간격 1.23 MHz에서 혼변조 특성
(a) 선형화 이전, (b) 선형화 이후
Fig. 6. Measured result of IMD at 2-tone spacing of 1.23 MHz.
(a) before linearization, (b) after linearization

로 약 22 dB의 혼변조 개선량을 가졌다. 그림 7 (a)는 2-tone 주파수 간격 10 MHz에서 선형화 전의 출력 결과이다. 3차 혼변조 상·하측 성분이 각각

-37.00 dBc, -40.83 dBc로 약 4 dB의 비대칭성을 보였다. 그림 7 (b)는 선형화 후의 출력 스펙트럼으로 3차 혼변조 성분이 -46.67 dBc로 약 9 dB 정도 개선되었으나 그림 6 (b)의 2-tone 주파수 간격 1.23 MHz에서의 혼변조 개선량에 비해서 약 13 dB 저하됨을 알 수 있다. 그림 8 (a)는 2-tone 주파수 간격 10 MHz 에서 위상 보상 후의 측정 결과이다. 그림 7 (a)의 결과에 비해 3차 혼변조 상·하측 성분이 각각 -38.83 dBc, -36.84 dBc로 비대칭성이 약 2 dB 정도 감소했다. 따라서 인가하는 차주파수 신호에 의해 변조 주파수가 3차 혼변조 성분에 영향을 미치는 관계를 확인할 수 있다. 그림 8 (b)는 2-tone 주파수 간격 10 MHz에서 위상 보상 회로를 적용한 선형화 후의 혼변조 개선량으로 -51.33 dBc의 개선을 얻었다. 그림 7 (b)의 전치왜곡기만 적용했을 경우 보다 개선량이 약 5 dB 증가했다.

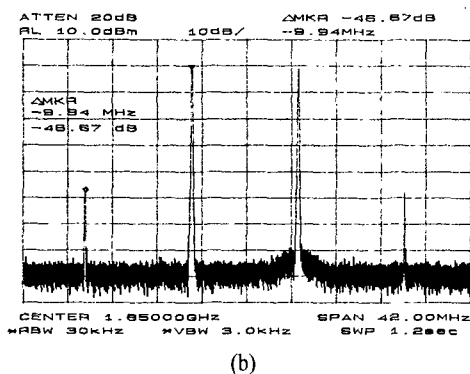
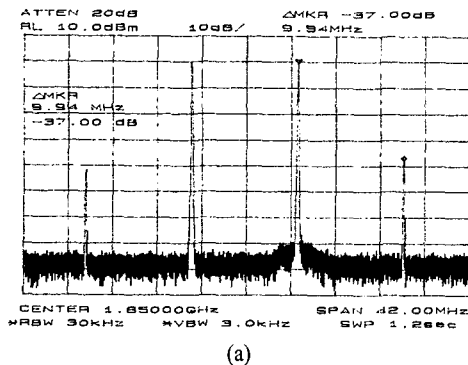


그림 7. 2-tone 주파수 간격 10 MHz에서 혼변조 특성
(a) 선형화 이전, (b) 선형화 이후
Fig. 7. Measured result of IMD at 2-tone spacing of 10 MHz.
(a) before linearization, (b) after linearization

그림 9는 위상 보상 후의 2-tone 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 상·하측 성분의 크기 변화를 보여 준다. 전체적으로 비대칭성이 감소함을 알 수 있다.

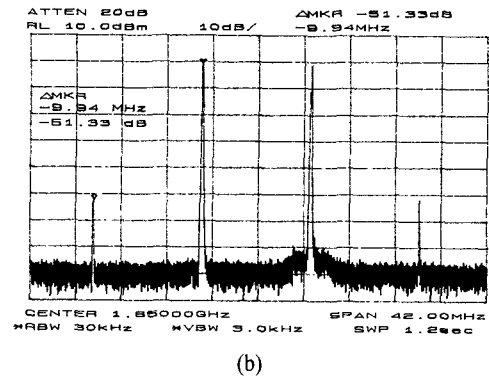
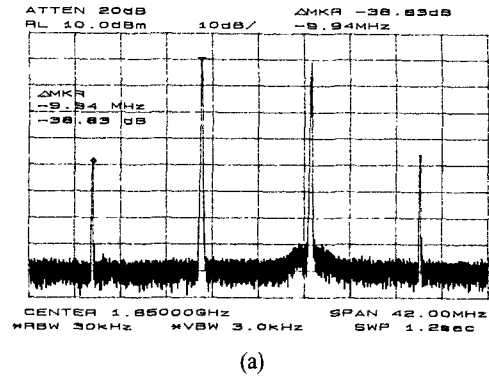


그림 8. 위상 보상 후의 2-tone 주파수 간격 10 MHz에서 혼변조 특성
(a) 선형화 이전, (b) 선형화 이후
Fig. 8. Measured result of IMD at 2-tone spacing of 10 MHz after phase compensation.
(a) before linearization, (b) after linearization

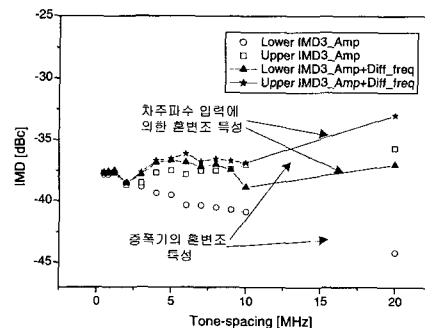


그림 9. 위상 보상 후의 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 특성
Fig. 9. IMD characteristic for variable 2-tone spacing after phase compensation.

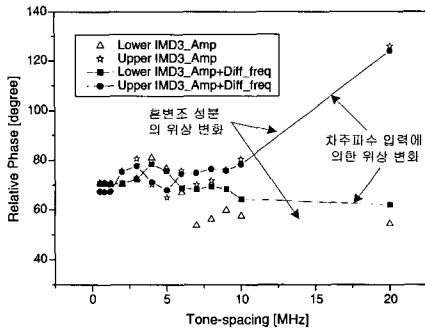


그림 10. 위상 보상 후의 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 성분의 위상차
Fig. 10. Phase difference of IMD for variable 2-tone spacing after phase compensation.

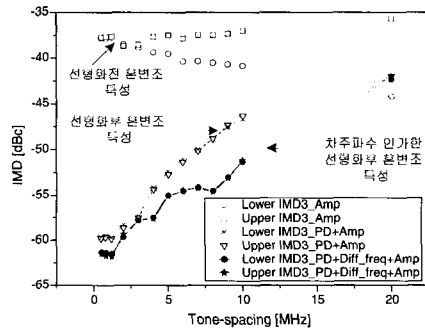


그림 11. 위상 보상 후의 2-tone 주파수 간격에 따른 혼변조 개선량 관계
Fig. 11. Relation to IMD cancellation at variable 2-tone spacing after phase compensation.

그림 10은 2-tone 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상을 추출 결과로 위상차가 감소함을 보였다.

그림 11은 위상 보상 회로를 적용했을 때 전치왜곡기에 의한 선형화 후의 3차 혼변조 개선량을 나타낸 것이다. 2-tone 주파수 간격이 증가함에 따라 3차 혼변조 성분의 개선량은 전치왜곡기만 적용했을 경우보다 증가했음을 알 수 있다. 측정 결과에서 보듯이 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상차 10° 이내인 2-tone 주파수 간격 1.5 MHz 까지에서 최적의 개선량을 가졌다.

V. 결론

본 논문에서는 PCS 주파수 대역 5 W RF 전력

증폭기에 전치왜곡 선형화기 적용을 위해 변조 주파수가 전력 증폭기의 3차 혼변조 상·하측 성분의 비대칭성에 미치는 영향을 연구하였다. 전력 증폭기의 3차 혼변조 상·하측 성분의 비대칭성은 변조 주파수가 3차 혼변조 성분의 위상 왜곡을 가져오기 때문에 발생한다. 따라서 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상을 추출하고, 추출한 위상차를 보상하기 위한 회로를 설계 및 제작하여 변조 주파수가 3차 혼변조 성분에 영향을 미치는 영향을 확인하였다.

제안된 위상 추출 회로는 위상 변환기의 전압 변화에 따른 위상의 변화를 측정하도록 하였다. 위상 보상 회로는 3차 혼변조 성분에 영향을 미치는 변조 주파수의 영향을 줄이기 위해서 변조 주파수와 같은 주파수 성분인 차주파수를 인가하여 크기와 위상을 조절하여 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상 보상에 의한 비대칭성을 줄이도록 하였다. 이러한 위상 추출 회로와 위상 보상 회로는 기존의 논문에서 제시한 위상 추출 방법에 비해 측정하기 쉽고 구조가 간단하며 측정하려는 위상의 흔들림이 적다는 장점이 있고, 전치 왜곡기와 위상 보상 방법을 통한 실험으로 3차 혼변조의 비대칭성을 줄이고 전치 왜곡기의 혼변조 개선량을 높일 수 있는 장점이 있다. 측정 결과, 3차 혼변조 상·하측 성분이 10° 이내인 2-tone 주파수 간격 1.5 MHz 까지 최적의 혼변조 개선 효과를 얻었다. 또한 제안된 위상 보상 회로에 의해서 2-tone 주파수 간격에 따른 3차 혼변조 상·하측 성분의 위상차를 줄여 변조 주파수가 3차 혼변조 성분의 위상 왜곡에 미치는 영향을 확인하였고, 전체적인 전치왜곡기의 혼변조 개선량이 증가함을 보였다. 결국 혼변조 성분의 위상차에 따라 전치왜곡기의 성능이 비례함을 알 수 있다. 따라서 광대역을 요구하는 시스템의 전력 증폭기에 전치왜곡 방식을 적용하여 최대의 혼변조 개선량을 얻고자 할 시에는 변조 주파수에 의한 혼변조 성분 비대칭 분석은 필수적이라 예상된다.

참고 문헌

[1] P. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.
[2] Y. G. Yang, Y. Y. Woo and B. Kim, "New predi-

- stortion linearizer using low-frequency even-order inter-modulation components", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 2, pp. 446-452, Feb. 2002.
- [3] S. Cripps, *Advanced Techniques in Power Amplifier Design*, Artech House, 2002.
- [4] Y. G. Yang, J. H. Yi, B. Kim and M. K. Park, "Measurement of two-tone transfer characteristics of high-power amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 3, pp. 568-571, March 2001.
- [5] 박응희, 장익수, 허준원, "초고주파 트랜지스터의 출력 신호 특성에 관한 연구", 한국전자과학회 논문지, 11(3), pp. 492-498, 2000년 4월.
- [6] W. Bosch, G. Gatti, "Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1885-1890, Dec. 1989.
- [7] J. Voulevi, T. Rahkonen and J. Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1383-1389, Aug. 2001.
- [8] J. Voulevi, J. Manninen and T. Rahkonen, "Memory effects compensation in RF power amplifiers by using envelope injection technique", *IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 257-260, 2001.
- [9] N. Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Artech House, 1999.
- [10] S. A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, 1997.
- [11] N. B. De Carvalho, J. C. Pedro, "Large-and small IMD behavior of microwave power amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2509-2513, Dec. 1997.
- [12] K. J. Cho, J. S. Park, J. H. Kim, J. C. Lee, B. J. Lee, N. Y. Kim and S. P. Stapleton, "RF predistortion of power amplifiers using 2nd harmonic based technique for optimization of intermodulation products", *IEEE Vehicular Technology Conference*, 56 th, pp. 621-624, 2002.

최진철



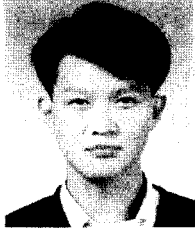
2001년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)
 2003년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2003년 3월~현재: (주) 삼성전자 [주 관심분야] RF Power Amplifier Design and Linearization

조경준



1998년 2월: 안양대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2000년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2000년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정 [주 관심분야] RF Power Amplifier and Linearization Techniques, Microwave Sensor

김 상 희



1999년 2월: 광운대학교 전자통신 공학과 (공학사)
 2001년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] Digital Signal Processing and Linearization Techniques

김 남 영



1987년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: New York 주립대 전자공학과 (공학석사)
 1994년 2월: New York 주립대 전자공학과 (공학박사)
 1994년 9월: 광운대학교 전자공학과 조교수

2000년 2월: 광운대학교 전자공학과 부교수
 [주 관심분야] 초고주파 집적회로, MMIC, ASIC

김 중 헌



1984년 2월: 광운대학교 전자통신 공학과 (공학사)
 1990년 6월: 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학과 (공학석사)
 1994년 8월: 독일 Dortmund Univ. 전자공학과 (공학박사)
 1995년 4월: 광운대학교 전파공학과 조교수

1999년 4월: 광운대학교 전파공학과 부교수
 2002년 2월: Simon-Fraser University, Canada, Research Associate
 [주 관심분야] Integrated RF/DSP design, Smart Power Amplifier and High Efficiency RF Power Amplifier

이 중 철



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 2월: 한양대학교 대학원 전자공학 (공학석사)
 1989년 12월: 미국 Arizona State University 전자공학 (공학석사)
 1994년 5월: 미국 Texas A&M University 전자공학 (공학박사)

1998년 4월: 광운대학교 전파공학과 조교수
 2002년 4월: 광운대학교 전파공학과 부교수
 [주 관심분야] 초고주파 및 광전자 공학, RF MEMS, 밀리미터파 능동 및 수동 소자

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 12월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학석사)
 1997년 5월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학박사)

2000년 4월~현재: 광운대학교 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 마이크로스트립 안테나