논문 2004-41 TC-2-8

평형 구조 혼변조 발생기를 이용한 전치왜곡 선형화기 설계

(A Novel Predistorter design using a Balanced Type IM3 Generator)

정 형 태*, 김 상 원*, 김 철 동***, 장 익 수**

(HyeongTae Jeong, SangWon Kim, ChulDong Kim, and IkSoo Chang)

요 약

본 논문에서는 비선형 RF(Radio Frequency) 증폭기의 선형화를 위한 새로운 구조의 전치왜곡 선형화기를 제안한다. 전치왜곡에 이용되는 3차 비선형 성분은 RF 신호의 포락선(envelope) 전력을 이용하여 발생시킨다. 3차 왜곡 성분 발생기(3rd order distortion generator)는 FET로 구성되었고, 왜곡 신호 발생 후 남아 있는 주 신호 성분 제거를 위해 평형 결합 구조를 제시하였다. 발생된 3차 혼변조 신호는 RF 대역에서 진폭과 위상을 조절함으로써 최적의 선형화 조건을 만족시킨다. 2-tone 실험결과 증폭기의3차 혼변조특성이 30~40dB 개선되었다. IS-95 CDMA 신호 실험 결과 인접 채널 전력 비(ACPR)가 약 10dB이상 개선됨을 확인하였다

Abstract

This paper presents a novel linearization scheme for a nonlinear RF amplifier. It is based on the amplitude modulation with envelope signal. The 3rd order distortion generator is composed of two FETs and it adopts a balanced structure for the purpose of main carrier cancellation. The amplitude and phase of the IM3 component can be controlled at RF band. This predistorter is implemented and tested at the KOREA PCS Tx. band (1840~1870MHz). Experimental results of two-tone test show that the IM3 cancellation is achieved about 30-40 dB for the wide dynamic range. The adjacent channel power ratio is improved by over 10 dB at the broad-band CDMA signal with a peak to average power ratio of 10dB, and this improvement is maintained through a wide range of output power levels.

Keywords: linearization, predistortion,power amplifier,envelope signal

I. 서 론

이동통신 시스템의 경우 제한된 주파수의 효율적인 활용을 위해 직교진폭변조(QAM) 및 직교위상편이 변조(QPSK) 등의 변조방식 등이 널리 사용된다. 상기와 같은 통신 방식에 사용되는 대 전력 증폭기는 인접 채널 간섭을 막기 위해 높은 선형 특성이 요구된다.※

이로 인해 다양한 선형화 방식이 제안되었다. 그 중 피드포워드(feedforward) 방식은 대표적인 선형화 방식 중 하나이다. 피드포워드 방식은 최적의 선형 특성을 가지고 있으며 기지국의 선형화 방식으로 널리 사용된다. 그러나 선형화를 위해 여분의 증폭기와, 복잡한 제어 회로가 추가되는 단점을 갖는다. 또 다른 방법으로 전치왜곡 선형화 방식이 있다. 전치왜곡 선형화 방식은 증폭기의 비선형특성을 보상할 수 있는 왜곡 성분을 증폭기의 입력 단에 인가함으로써 출력 증폭기의 비선형 특성을 개선시키는 방

* 학생회원, ** 정회원, 서강대학교
(Sogang University)
*** 정회원, 세원텔레텍(주)
(SEWON TELETECH, INC)
※ 이 연구는 2003년도 서강대학교 교내 연구비 지원에 의하여 이루어졌음
접수일자: 2003년4월24일, 수정완료일: 2004년2월16일

식이다. 전치왜곡 방식은 피드포워드 방식에 비해 비선형성에 대한 개선양은 작지만 시스템을 간단하게 구현할 수 있는 장점을 갖는다.

다양한 전치왜곡 방식 가운데 포락선 전력 또는 하모닉 성분과 소자의2차 비선형 성분을 이용하는 방식이 있다.[1,2,3] 포락선 전력을 증폭기에 인가하는 경우 최적의 선형화 조건을 얻기 위해 낮은 주파수의 포락선 신호에 대한 위상과 크기를 제어해야 하지만 낮은 주파수 대역에서의 광 대역 포락선 신호 위상제어는 대역폭 제한으로 인해 회로 구현이 어려운 문제점을 가지고 있다. 포락선 전력 신호 대신 2차 하모닉 성분을 주입하는 방식의 경우 증폭기에 대한 광 대역 정합 회로 구현이 어렵다는 단점이 있다. 더불어 이들 방법의 경우 소 신호 증폭기의 선형화에 제한되어 적용되는 한계점을 가지고 있다.

본 논문에서는 새로운 구조의 3차 혼변조 신호 발생기를 사용하는 전치왜곡 선형화기를 제시하였다. 제안된 방식은 포락선(envelope) 전력 신호를 추출한 후 FET의 2차 비선형 특성을 이용하여 3차 비선형 성분을 발생시킨다. 또한 3차 비선형 신호와 함께 발생하는 주 신호를 효과적으로 제거하기 위해 빼기회로가 필요 없는 평형 구조의 결합 방식을 제시하였다.

II. 구조

그림1은 본 논문에서 제안하는 전치왜곡 선형화기의 전체 블록도이다.

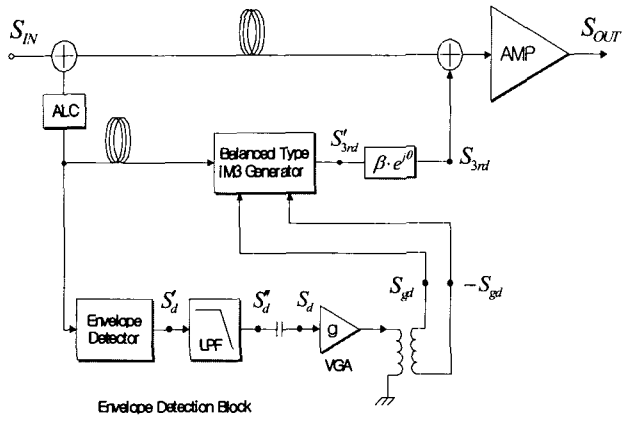


그림 1. 전체 블록 다이어 그램
Fig. 1. Block Diagram.

입력 신호 각기 나뉘어 주 경로, 3차 혼변조 발생기 블록, 포락선 검파기로 각각 인가된다. 3차 혼변조 발생기와 포락선 검파기에 대해 입력 레벨을 일정하게 유지시키는 자동 레벨 제어(Automatic Level Control: ALC)회로를 사용하였다.

포락선 검파기(Envelope Detector)는 주파수 ω_1 과 ω_2인 RF 2-tone 신호로부터 주파수 성분 $|\omega_1 - \omega_2|$ 을 갖는 포락선 전력을 검출한다 회로는 반사형 구조로4개의 Schottky diode로 구성되었다. Schottky diode의 바이어스를 조절하여 포락선 전력신호를 검출하기 위한 최적의 조건을 만든다. 검출된 신호의 크기는 VGA (Variable Gain Amplifier) 에 의해 조정되고, 트랜스포머 (transformer)에 의해 0° 와 180°위상이 구분되어 분배된다.

평형 구조의 혼변조 신호 발생기(Balanced Type IM3 Generator)는 2개의 왜곡 신호 발생기가 평형 결합되는 구조이다. 서로의 위상이 0°,180°로 구분된 포락선 전력 신호는 평형 구조의 혼변조 신호 발생기로 각각 인가된다. 내부의 왜곡 신호 발생기는 주 신호를 포락선 신호로 진폭 변조하여 RF 대역의3차 혼변조 신호를 발생시킨다. 발생된 혼변조 신호의 위상과 크기는 그림 1의 가변 감쇠기β 와 가변 위상기 θ 를 통해 제어된다. 위상과 크기가 조정된3차 혼변조 신호는 주 신호와 결합되어 대 전력 증폭기의 입력 신호에 인가됨으로써 대 전력 증폭기의 비선형 전달특성을 보상하는 전치왜곡 신호로 이용된다.

왜곡 신호 발생기를 통해 생성된 출력신호에는 주 신호가 포함되어 있으므로 효과적인 선형화를 위해 남아있는 주 신호를 제거해야 한다. 본 논문에서 제안한 평형 구조의 결합방식은 추가적인 주 신호 빼기 회로를 필요로 하지 않는 장점이 있다. 또한 포락선신호를 이용한 기존의 방법과는 달리 혼변조 성분의 별도로 추출한 후 진폭과 위상을 RF 대역에서 조절함으로써 저주파 신호처리에서 어려운 위상제어 문제를 해결하였다.

A. 포락선 검파기(Envelope Detector)

그림2는 4개의 Schottky diode를 사용한 반사형 구조의 포락선 검파기 회로이다 Schottky diode의

바이어스를 각기 조절하여 포락선 전력 신호를 검출할 수 있는 최적의 전달함수를 갖도록 하였다.[4]

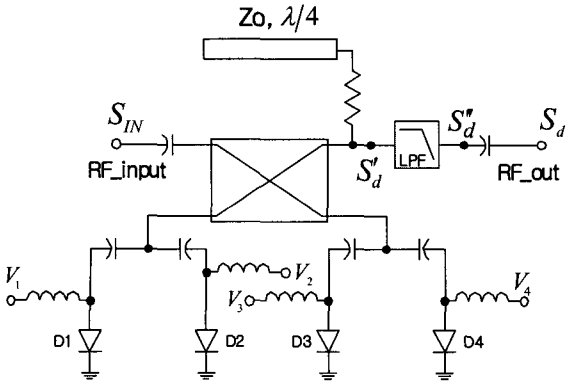


그림 2. 포락선 검파기의 다이어 그램

Fig. 2. A diagram of an envelope detector.

출력에서는, $\lambda/4$ 개방 전송 선로와 50Ω 저항을 사용하여 RF 신호의 부하를 구현하였다. 이로 인해 RF 신호와 저주파 신호의 경로를 분리하였다. 검출된 전력신호는 저역 통과 필터링을 통해 포락선 신호만 통과한다.

2-tone 신호의 경우

$$S_{IN} = \cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t = \frac{1}{2}A(t)\cos\omega_c t \quad (1)$$

$$\left(A(t) = \cos\omega_m t, \omega_m = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}, \omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$$

과 같이 나타낼 수 있으며, 출력 신호 S_d'는 Schottky diode의 비선형성 중 2차 전달함수를 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$S_d' = k(S_{IN})^2$$
$$= \frac{k}{4}\left[A^2(t)\cdot\cos^2\omega_c t\right]$$
$$= k'\cdot A^2(t)\left[1+\cos 2\omega_c t\right] \quad (2)$$

또한, 저역 통과 필터링을 이용하여 낮은 주파수 성분만 통과시키면 출력 S_d'' 다음과 같다.

$$S_d'' = k'\cdot A^2(t)$$
$$= k''\left[1+\cos 2\omega_m t\right] \quad (3)$$

식(3)의 DC 성분은 커패시터에 의해 차단되므로, 최종 출력은 식(4)와 같다.

$$S_d = k''\cdot\cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (4)$$

출력 S_d'의 진폭은 그림 1의 VGA에 의해 제어되며 그 값은 다음의(식5)와 같다. (g는 VGA의 이득이다.)

$$S_{gd} = g\cdot S_d = gk''\cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (5)$$

B. 3차 왜곡 신호발생기

그림3은 제시된 3차 왜곡 신호 발생기의 블록 다이어 그램이다. 왜곡 신호 발생기는 그림 4의 평형 혼변조 신호 발생기를 구성하는 블록 중 일부이다.

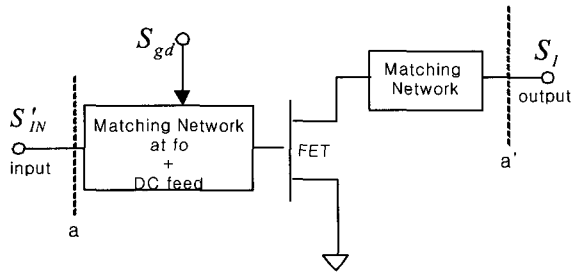


그림 3. 게이트 변조를 사용한 3차 왜곡기

Fig. 3. 3^{rd} order distorter using gate modulation.

그림 4의 2-tone 신호 은 식(6)으로 표현된다. S'_{IN}는 식 (5)의 포락선 신호 S_{gd}와 동시에 FET의 게이트 바이어스단으로 인가된다. g_f 를 FET의 이득이라 할 때 출력 신호는 식(7)과 같다.

$$S'_{IN} = \frac{1}{\sqrt{2}}S_{IN} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \quad (6)$$

$$S_I = g_f\cdot S'_{IN} + S'_{IN}\cdot S_{gd} \quad (7)$$
$$= g_f\cdot S'_{IN} + \frac{gk''}{\sqrt{2}}S_{IN}\cdot\cos(\omega_1 - \omega_2)t$$
$$= g_f\cdot S'_{IN} + \frac{gk''}{2\sqrt{2}}\left[\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t\right]$$

식 (7) 과 같이 포락선 신호의 게이트 변조에 의해 FET의 출력에서는 3차 혼변조 신호가 발생된다. 이때 왜곡 신호 발생기의 출력에는 3차 혼변조 신호 성분뿐만 아니라 주 신호 $g_f\cdot S'_{IN}$도 포함되어 있음을 확인할 수 있다. 별도의 빼기회로와 딜

레이 선로를 이용하여 주 신호를 제거하는 방법과는 달리 본 논문에서는 평형구조의 결합방식을 이용하여 이 문제를 해결하였다.

평형 구조의 3차 혼변조 신호 발생기는 2개의 3차 왜곡 신호 발생기로 구성되어 있다 그림 4는 평형 형태의 3차 혼변조 신호 발생기를 나타낸다.

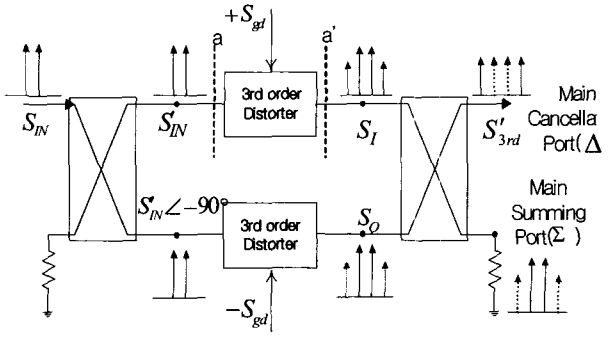


그림 4. 주 반송파 신호를 제거하기 위한 평형형태의 3차 혼변조 신호 발생기

Fig. 4. Balanced type of IM3 generator for main carrier cancellation.

식(7)에서 동 위상(in-phase)성분인 S_I는: 식(9)와 같다.

$$S_I = g_f \cdot S'_{IN} + \frac{gk''}{2\sqrt{2}}[\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \quad (9)$$

직각 위상(quadrature)성분 S_Q는 다음과 같다.

$$S_Q = g_f \cdot S'_{IN}\angle -90° + S'_{IN}\angle -90° \cdot (-S_{gd})$$

$$= g_f \cdot S'_{IN}\angle -90°$$

$$+\frac{-gk''}{\sqrt{2}}[\cos(\omega_1 t - 90°) + \cos(\omega_2 t - 90°)] \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

$$= g_f \cdot S'_{IN}\angle -90°$$

$$+\frac{-gk''}{2\sqrt{2}}\{\cos[(2\omega_1 - \omega_2)t - 90°] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t - 90°]\}$$

S_I와 S_Q는 출력 단의 90도 하이브리드에 의해 결합된다. 2개의 출력 포트는 위상의 조합에 의해 결합 포트(∑)와 제거 포트로 구분된다. 식(10)에서 알 수 있듯이 제거 포트 출력에는 3차 혼변조 신호 성분만 남게 된다.

$$S'_{3rd} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_{I_{3rd}} + S_{Q_{3rd}}) \quad (10)$$

$$-\frac{gk''}{4}\{\cos[(2\omega_1 - \omega_2)t - 180°] + \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t - 180°]\}$$

$$= \frac{gk''}{2}[\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t]$$

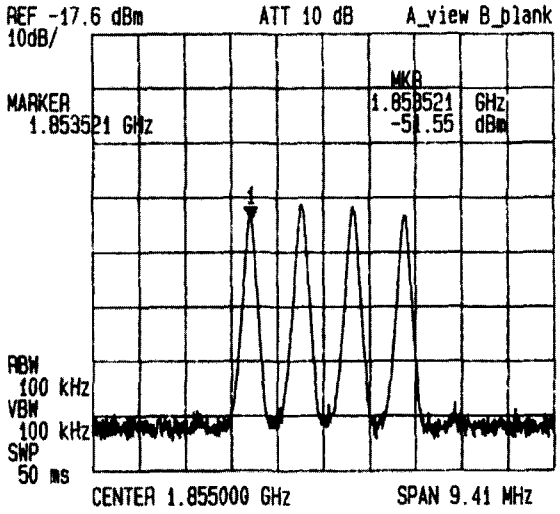


그림 6. 평형구조 혼변조 발생기 출력 결과

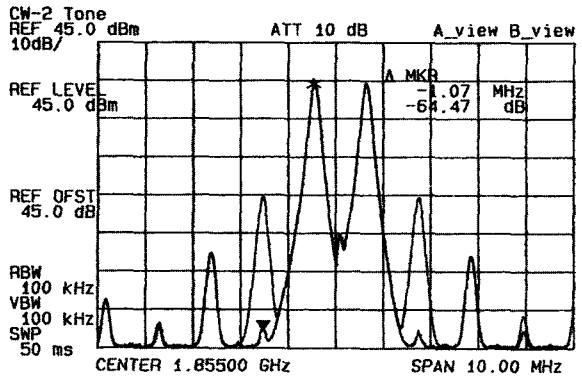
Fig. 6. Output spectrum of 3rd order distortion generator.

III. 실험 결과

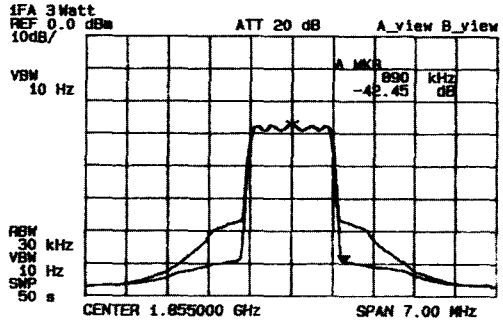
실험은 국내 PCS 송신 대역인 1840~1870MHz의10W급 Class AB 증폭기를 사용하였다.

그림6은 평형 구조의 혼변조 신호 발생기를 사용하여 3차 혼변조 신호를 발생시킨 결과이다. 주 신호의 제거량은 약 35dB이다.

그림 7 (a)는 제시한 전치왜곡 선형화기의2 tone 실험 결과이다. 출력 P1dB 출력레벨에서 30dBc 이상의 개선 효과를 확인하였다 그림 7(b)는 CDMA 1FA 신호에 대한 인접 채널 전력비(ACPR)의 개선효과를 확인한 결과이다. 사용된 신호의 peak-to-average 전력 비율은 10dB이며 이 때의 개선 량은 offset 주파수 885kHz에서 12dB의 ACPR이 개선되었다.



(a) 출력 전력이 5W일 때 2-tone test
(a) For a two-tone test at output power=5W.



(b) 출력 전력이 3W일 때 IS-95 CDMA test
(b) For a IS-95 CDMA test at output power=3W.

그림 7. Predistorter의 선형화 결과
Fig. 7. Linearization results of the predistorter.

그림 8은 출력전력의 변화에 대한 선형화기의 개선효과를 나타낸 그림이다.

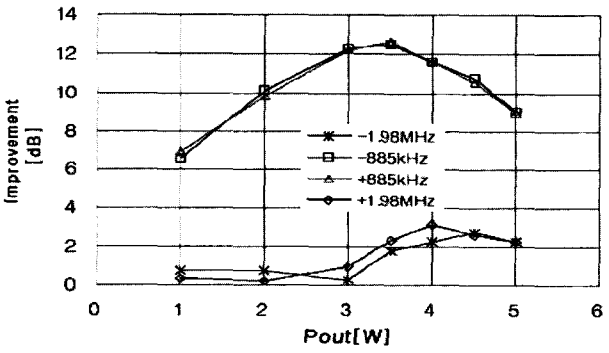


그림 8. Peak-to-average 전력비가 10dB일 때, IS-95 CDMA 1FA의 혼변조 신호의 개선량 대 평균채널 출력
Fig. 8. For improvement of IMD versus average hannel output power of IS-95 CDMA 1FA signal at peak-to-average power ratio =10dB.

VI. 결 론

본 논문에서는 새로운 방식의 평형 구조 3차 혼변조 신호 발생기를 제시하였다. 평형 구조의 3차 혼변조 신호 발생기는 2개의 3차 왜곡 신호 발생기로 구성되어 있으며, 왜곡 신호 발생기는 FET로 구성되어 있다. 왜곡 신호 발생기는 포락선 전력 신호를 이용한 게이트 변조에 의해 3차 비선형 성분을 발생시킨다. 제안된 혼변조 신호 발생기의 평형구조 결합 방식은 별도의 빼기 회로를 필요로 하지 않는다. 또한 일반적인 2차 하모닉 주입 방법과 달리, 3차 혼변조 성분인 진폭과 위상을 RF 대역에서 제어함으로써 저주파 대역에서 문제가 되는 위상제어 문제를 해결하였다.

참 고 문 헌

[1] J. G. Mc Rory, R. H. Johnson, "An RF Amplifier for Low IM Distortion," 1994 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1741-1744, 1994.

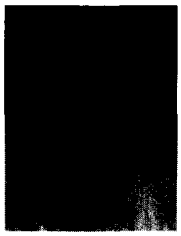
[2] M. R. Moazzam, C. S. Aitchison, "A low third order intermodulation amplifier with harmonic feedback circuitry," 1996 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol.2, pp. 827-830, June 1999.

[3] C. W. Fan, K. M. Cheng, "Theoretical and Experimental Study of Amplifier Linearization Based on Harmonic and Base band Signal Injection Technique," IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.,vol. 50, no. 7, pp. 1801-1806, July 2002.

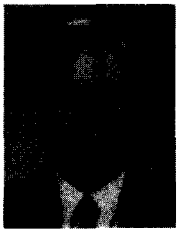
[4] H. S. Jang, Y. Kim, S. W. Kim, I. S. Chang, Y. C. Jeong, "Design of a new pre-distorter using low frequency second order intermodulations of a harmonic generator," Proceedings of International Conference APMC'02, vol. 1, pp.149-152. 2002.

저 자 소 개

정 형 태(학생회원)
1995년 서강대학교 전자공학과 공학사
1997년 동 대학원 석사
1997년 2월~2002년 7월 삼성전자 정보 통신 본부 책임 연구원
2002년 8월~현재 서강대학교 전자공학과 박사과정 재학
<주관심분야: 초고주파회로 해석 및 회로설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계>



김 상 원(학생회원)
2001년 2월 서강대학교 전자공학과 공학사
2003년 2월 동 대학원 전공 석사
<주 관심분야: 초고주파 회로해석 및 설계>



김 철 동(정회원)
1971년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
1985년 5월 미국Wisconsin Madison 전기 공학과 공학 박사
1985년~1990년 미국 AT&T Bell Labs. MTS
1990년 2월~1997년 11월 삼성전자 정보통신사업본부 상무이사
1997년~현재 세원텔레텍(주)대표이사
<주관심분야: 선형증폭기 설계, 초고주파 회로설계, 이동 통신 시스템 기술>

장 익 수(정회원)
1967년 서울대학교 전자공학과 공학사
1970년 동 대학원 마이크로파공학 전공 석사
1979년 동 대학원 마이크로파공학 전공 박사
1982년 9월 Univ. of Wisconsin at Madison 방문교수
1977년~현재 서강대학교 전자공학과 교수 재임
<주 관심분야: 초고주파 부품설계 및 회로설계>