

다이오드 직렬 궤환을 이용한 개별 차수 혼변조 발생기 및 응용

Individual Order Intermodulation Distortion Generator Using Series Feedback of Diode and Its Application

손강호 · 김승환 · 김일규 · 김 영 · 윤영철*

Kang-Ho Son · Seung-Hwan Kim · Ell-Kou Kim · Young Kim · Young-Chul Yoon*

요 약

본 논문에서는 개별 차수 혼변조 신호 발생기를 이용한 전치 왜곡 선형화기 구조를 제안하였다. 혼변조 신호 발생기는 공통 에미터 증폭기의 에미터 단자에 쇼트키 다이오드를 삽입하여, 3차와 5차 혼변조 신호를 다이오드 바이어스 전압에 따라서 발생시킨다. 이렇게 만들어진 혼변조 신호는 다이오드의 직렬 궤환을 이용한 것으로, 다이오드 바이어스 제어에 따라서 혼변조 신호의 크기와 위상을 변화시킬 수 있다. 이러한 혼변조 발생기를 전치 왜곡 선형화기로 사용했을 때, 반송파 2톤 신호 인가 시 3차와 5차 혼변조 신호는 각각 13.5 dB, 0.9 dB의 개선을 보였고, 광 대역폭을 갖는 CDMA IS-95 2FA 신호를 인가하였을 경우, 중심 주파수로부터 ± 0.885 MHz, ± 1.23 MHz 떨어진 지점에서 ACLR이 각각 2.3 dB, 2.5 dB의 개선됨을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes an individual order predistortion linearizer using intermodulation distortion(IMD) generator for cancellation the third and the fifth IMD of power amplifier. The IMD generator for controlling the third and the fifth IMD consist of common Emitter amplifier and Schottky diode. These signals are generated by series feedback of Schottky diode to obtain the inverse AM/AM and AM/PM characteristics of power amplifier. The individual order predistorters are consisted of individual IMD generator, power splitter and combiner. The test results show that the third and the fifth IMD can be improved by a maximum 13.5 dB and 0.9 dB in case of CW 2-tone signals. Also, the Adjacent Channel Leakage Ratio(ACLR) can be improved 2.3 dB, 2.5 dB at ± 0.885 MHz, ± 1.23 MHz offset frequency for CDMA IS-95 2FA signals.

Key words : Power Amplifier, AM/AM, AM/PM, Predistorter, Individual Order, Intermodulation Distortion

I. 서 론

현재 우리나라 셀룰라 대역의 무선 통신 기술의 표준화로 인해 기지국과 사용자 간의 원활한 접속을 위한 통신 기술은 급속도로 발전하였다. 이러한 환경에서 음성 신호를 부호화 하고 QPSK, OQPSK와 같은 선형 변조 기법과 OFDM을 사용하여 송·수신 하는 이동 통신 시스템에서의 전력 증폭기의 출력

특성에 대한 선형성 및 효율성은 가장 중요한 성능 평가의 지표가 된다. 전력 증폭기의 효율을 높이기 위해서는 증폭기 내부의 전력 트랜지스터가 포화영역 부근에서 동작하게 하는데, 이때 발생하는 반송파 신호의 혼변조 신호에 의한 비선형성을 보상해 주기 위한 선형화기는 반드시 필요하게 된다.

전치 왜곡기를 사용하여 비선형성을 개선시켜 주는 선형화 방법은 캐스코드 FET 구조를 이용하여

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

*관동대학교 전자정보통신부(Electronics and Information Communication Engineering, Kwandong University)

· 논문 번호 : 20080610-074

· 수정완료일자 : 2008년 9월 17일

MMIC 형태로 구현하여 단말기에서는 3~5 dB, 기지국의 전력 증폭기에서는 10 dB의 비선형성 개선시키는 방법^[1], HJFET를 바탕으로 MMIC 형태로 단말기에 이용하여 WCDMA 신호의 ACLR을 5 dB 개선시키는 방법^[2], 그리고 병렬로 연결된 다이오드의 바이어스를 변화시켜서 저항값 변화에 따른 비선형성을 5 dB 개선시킨 방법^[3] 등은 입력단에 전력 증폭기의 비선형성과 반대되는 신호를 중첩시키는 아날로그 전치 왜곡 방식이다. 이러한 선형화 방법은 각각 안정성이나 구조의 복잡성, 개선 정도 등의 요구 사항에 따라서 선택되어야 한다^{[4],[5]}.

본 논문에서는 소형화 및 간단한 구조로 구현이 가능하고 기존 방법과는 다른 3차와 5차의 혼변조 신호를 개별적으로 제어할 수 있는 전치 왜곡 선형화기를 제안하였다. 이것은 공통 에미터 증폭기의 기본 구조를 갖는 일반적인 증폭기의 에미터 단에 인가되는 전압에 따라 내부 저항 성분이 변화되는 쇼트키 다이오드를 삽입한 직렬 피드백을 이용한 구조로 다이오드의 바이어스 전압 제어에 따라서 혼변조 신호가 발생되도록 만들었으며, 이것은 전치 왜곡 선형화기로 응용되어 전력 증폭기의 비선형 특성을 나타내는 이득 왜곡과 위상 왜곡 특성과 반대되는 신호를 만들어 전력 증폭기의 3차, 5차 혼변조 신호를 개선시키는데 사용하였다^{[6]~[9]}.

II. 전력 증폭기의 혼변조 특성

전력 증폭기의 일반적인 비선형 입출력 전압 특성은 식 (1)과 같이 파워 시리즈로 표현할 수 있으며, 식 (2)와 같은 반송파 2-톤 신호가 인가되었을 경우 주파수에 따른 전력 증폭기의 출력 특성을 스펙트럼상에 나타내면, 3차($2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$), 5차($3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$) 혼변조 신호들은 반송파 신호에 인접해 있는 것을 볼 수 있다^[1].

$$V_o = k_1 V_i + k_2 V_i^2 + k_3 V_i^3 + k_4 V_i^4 + \dots \quad (1)$$

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

이때 발생하는 DC 성분과 각 차수의 고조파 성분들은 특정한 대역폭을 갖는 대역 통과 여파기를 이용하여 제거할 수 있지만, 반송파 2-톤 신호에 인접한 혼변조 신호들은 전력 증폭기의 입력 전력이 증가함

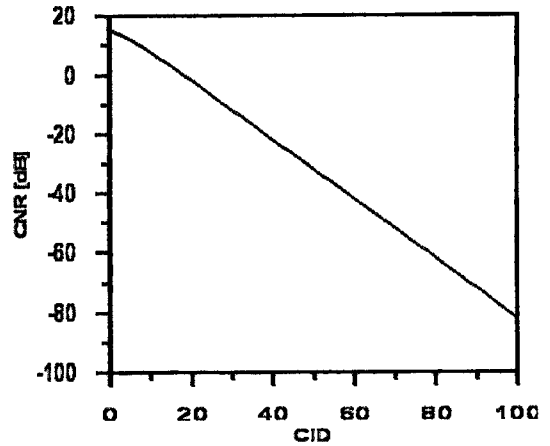


그림 1. C_{ID} 에 변화에 따른 반송파 대 잡음비
Fig. 1. Carrier-to-Noise ratio with C_{ID} variation.

에 따라 각 차수에 비례하여 증가하므로 전력 증폭기의 비선형성의 주된 원인이 된다. 또한, 잡음과 주변의 다른 기지국 및 사용자에게 의한 간섭도 혼변조 신호에 영향을 주게 되고, 이러한 영향은 전력 증폭기의 반송파 대 잡음비(Carrier-to-Noise Ratio: CNR)를 통해 확인할 수 있다.

$$CNR_{N \cdot IMD} = CNR_I - 10 \log(1 + 10^{C_{ID}/10}) \quad (3)$$

반송파 대 혼변조 신호와 잡음비($CNR_{N \cdot IMD}$)는 식 (3)과 같이 표현할 수 있고, 여기서 CNR_I 는 순수 반송파 대 잡음비이고, C_{ID} 는 반송파 대 간섭신호비와 순수 CNR 사이의 차를 나타낸다. 그림 1에서 식 (3)을 이용하여 C_{ID} 에 따른 반송파 대 잡음비를 보여 주고 있다^[4].

또한, 반송파 2-톤 신호 이상의 다중 반송파 신호가 인가될 경우, 전력 증폭기의 비선형성은 더욱 열화된다. 일반적으로 전력 증폭기의 비선형성을 평가하는 척도로써 반송파 신호 채널의 전력과 혼변조 채널의 전력 차이로 정의된 인접 채널 누설비(Adjacent Channel Leakage Ratio: ACLR)를 사용하고, 식 (4)와 같이 표현할 수 있다^[4]. 이 때, 반송파 신호의 차수에 따른 인접 채널 누설비를 구할 수 있고, 그 결과를 그림 2에 나타내었다. 그림 2에서 인접 채널 누설비는 반송파 신호의 차수와 2-톤 인가 시, 혼변조 신호의 크기(IMR)에 따라 반비례하는 것을 확인할 수 있다^[4].

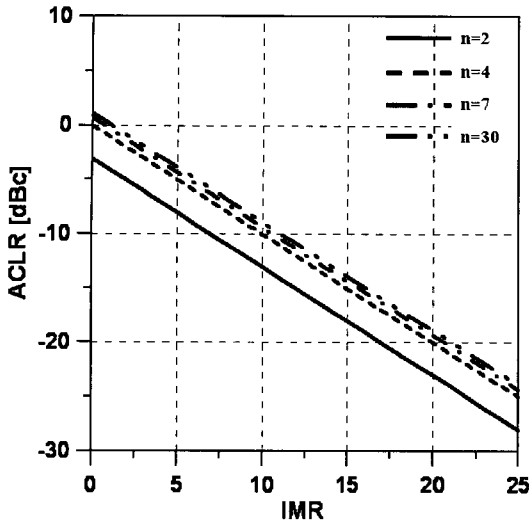


그림 2. 혼변조 차수와 IMD에 대한 인접 채널 누설비
 Fig. 2. ACLR characteristic with IMD signal order and intermodulation ratio(IMR).

$$ACLR_{abc} = IMR - 6 + 10 \log \left(\frac{n^3}{4A + B} \right)$$

$$A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\text{mod}(n, 2)}{8}$$

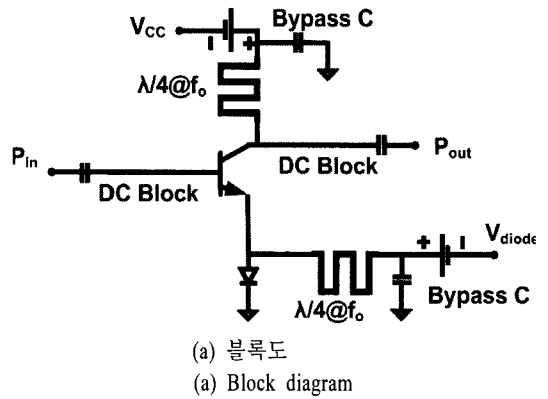
$$B = \frac{n^2 - \text{mod}(n, 2)}{4} \quad (4)$$

여기서, IMR 은 2-톤 인가 시 혼변조 비, n 은 혼변조 신호의 차수 그리고 $\text{mod}(n, 2)$ 은 n 을 2로 나눈 나머지를 나타낸다.

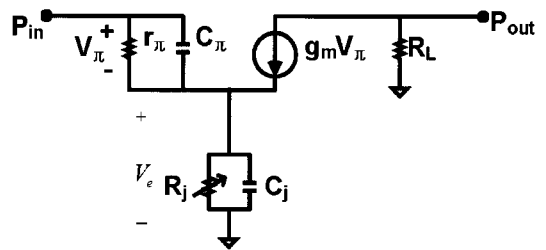
III. 개별 차수 혼변조 발생기의 동작 원리

3-1 혼변조 신호 발생기^[10]

본 논문에서 사용된 개별 혼변조 신호 발생기는 공통 에미터 증폭기와 에미터 단에 연결된 쇼트키 다이오드로 구성되어 있다. 다이오드의 순방향으로 인가되는 전압 값에 따라 내부 저항 성분이 감소하는 전기적인 특성을 이용하였다. 그림 3(a)에서는 혼변조 신호 발생기의 회로도를 나타내었고, 그림 3(b)에서 그것의 등가회로를 보여주고 있다. 이 등가 회로에서 키르히호프 전압 법칙과 전류 법칙을 이용하여 입력 전압과 출력 전압을 각각 구할 수 있고, 이것을 이용하여 전압 이득을 구할 수 있다.



(a) 블록도
 (a) Block diagram



(b) 등가회로
 (b) Equivalent circuit

그림 3. 혼변조 신호 발생기
 Fig. 3. Individual IMD generator.

$$Z_s = 1 / \left(\frac{1}{R_j} + j\omega C_j \right) \quad (5)$$

$$RF_{IN} = V_\pi + V_e$$

$$= V_\pi + Z_s \left(g_m V_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi} + V_\pi \cdot j\omega C_\pi \right) \quad (6)$$

$$RF_{OUT} = -g_m V_\pi R_L \quad (7)$$

$$V_G = \frac{RF_{OUT}}{RF_{IN}} = \frac{-g_m R_L}{\left(1 + R_j g_m + \frac{C_\pi}{C_j} \right) + j \left(\omega R_j C_\pi + \frac{g_m}{\omega C_j} \right)} \quad (8)$$

$$V_{G, amplitude} = \left| \frac{g_m R_L}{\sqrt{\left(1 + R_j g_m + \frac{C_\pi}{C_j} \right)^2 + \left(\omega R_j C_\pi + \frac{g_m}{\omega C_j} \right)^2}} \right| \quad (9)$$

$$V_{G, phase} = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{\omega R_j C_\pi + \frac{g_m}{\omega C_j}}{1 + R_j g_m + \frac{C_\pi}{C_j}} \right) \quad (10)$$

식 (8)의 전압 이득을 크기와 위상 성분으로 표현

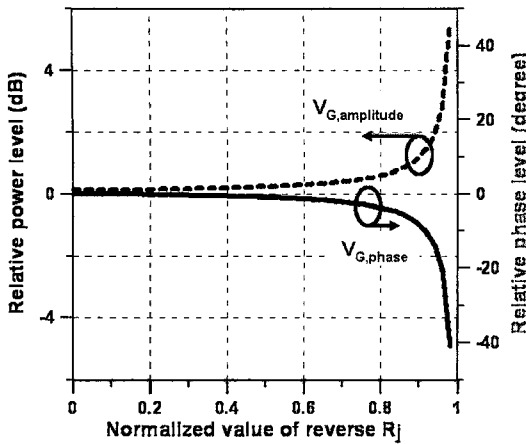


그림 4. 다이오드 저항 값 변화에 따른 혼변조 신호 발생기의 이득과 위상 왜곡 특성
Fig. 4. AM/AM and AM/PM characteristics of IMD generator with diode resistance value variation.

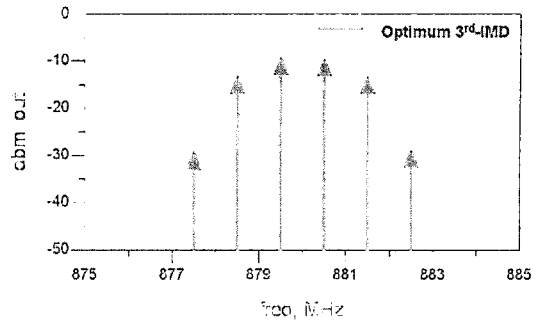
하면 식 (9) 및 식 (10)과 같이 표현되고, 여기서 다이오드 등가 저항(R_j)값이 변함에 따라 혼변조 신호 발생기의 이득 왜곡과 위상 왜곡이 변하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 다이오드 등가용량(C_j)값은 전압에 따라서 변화하지만 그 값은 무시할 수 있다.

그림 4에서 식 (9)와 (10)을 이용하여 혼변조 신호 발생기의 이득 왜곡과 위상 왜곡 특성을 나타내었다. 또한, 그림 5에서는 개별 혼변조 신호 발생기의 입력에 0 dBm과 879.5 MHz, 880.5 MHz 2톤 신호 조건에서 ADS 시뮬레이션 결과 파형을 보여주고 있다. 그림 5(a)에서는 3차 혼변조 신호, 즉 3차 혼변조 신호가 주 신호와 5차와 비교해 상대적으로 신호가 큰 상태에서 추출한 파형이고, 그림 5(b)는 5차 혼변조 신호를 나타내었다.

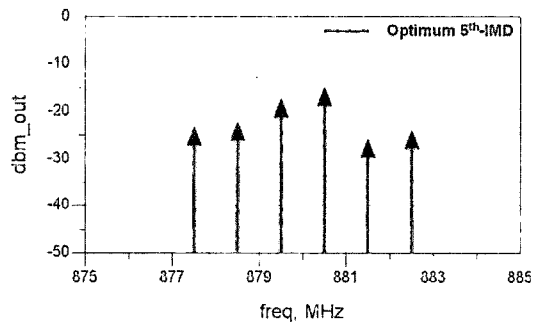
3-2 개별 차수 혼변조 발생기

본 논문에서 제안한 개별 차수 전치 왜곡 선형화기는 그림 6과 같이 각각 3차와 5차 개별 혼변조 신호 발생기와 전력 분배기와 합성기로 구성된다.

3차 혼변조 경로와 5차 혼변조 경로에서 각각 전력 증폭기의 특성과 반대되는 3차와 5차 혼변조 신호를 만들어 개별적으로 상쇄시킴으로 전력 증폭기의 선형성을 얻을 수 있다. 이 때, 3차와 5차 혼변조 신호 발생기 경로에서 나오는 출력 신호는 증폭기의



(a) 3차 혼변조 신호
(a) Third-IMD signals



(b) 5차 혼변조 신호
(b) Fifth-IMD signals

그림 5. 혼변조 신호 발생기의 스펙트럼 파형(ADS 시뮬레이션)

Fig. 5. Spectrum waveform of IMD generator(ADS simulation).

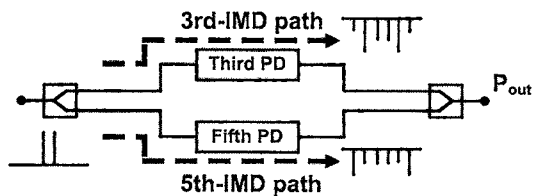


그림 6. 개별 차수 전치 왜곡 선형화기 블록도
Fig. 6. Block diagram of individual order predistorter linearizer.

비선형 특성을 나타내는 파워 시리즈에 2-톤 신호를 넣어 3차와 5차 혼변조 식을 유도하면 식 (11) 및 (12)와 같이 정리할 수 있다^[2].

$$V_{o,3rdPD} = \left(\alpha_1 + \frac{9}{4} \alpha_3 + \frac{25}{4} \alpha_5 \right) (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + \left(\frac{3}{4} \alpha_3 + \frac{25}{8} \alpha_5 \right) \{ \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \} + \frac{5}{8} \alpha_5 \{ \cos(3\omega_1 - 2\omega_2)t + \cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t \} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 V_{o,5thPD} = & \left(\beta_1 + \frac{9}{4} \beta_3 + \frac{25}{4} \beta_5 \right) (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\
 & + \left(\frac{3}{4} \beta_3 + \frac{25}{8} \beta_5 \right) (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t) \\
 & + \frac{5}{8} \beta_5 (\cos(3\omega_1 - 2\omega_2)t + \cos(3\omega_2 - 2\omega_1)t) \quad (12)
 \end{aligned}$$

여기서 $\alpha_1, \alpha_3, \alpha_5$ 와 $\beta_1, \beta_3, \beta_5$ 는 혼변조 신호 생기의 비선형 계수를 나타낸다.

식 (11)과 (12)에서 보듯이 각 경로에서의 신호는 혼변조 신호 발생기의 비선형 계수를 적절히 제어함으로써 원하는 3차, 5차 혼변조 출력 신호를 만들어 낼 수 있음을 보여주고 있다. 따라서, 증폭기의 혼변조 신호를 억압하기 위해서 개별적인 혼변조 신호를 만들어 선형성을 개선할 수 있다.

IV. 측정 결과

본 논문에서 제안한 혼변조 신호 발생기의 타당성을 입증하기 위하여 그림 7과 같은 환경 조건에서 혼변조 신호 발생기와 전력 증폭기를 제작하였다.

이때 사용한 전력 증폭기는 와킨 존슨사의 AH1을 2단 증속 연결하여 구성하였다. 중심 주파수와 대역폭은 880 MHz와 30 MHz이고, 25 dB의 이득과 21 dBm의 1 dB 압축점을 가진다.

개별 혼변조 신호 발생기는 Agilent사의 MSA-1120 증폭기 소자와 Avago사의 HSMS-2860 다이오

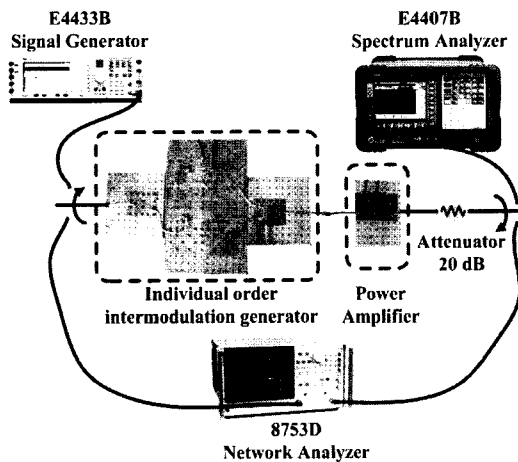
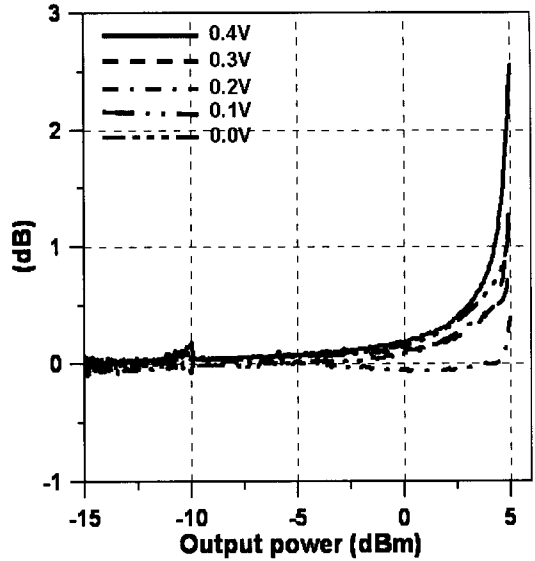


그림 7. 개별 차수 선형 증폭기 회로 사진과 측정 환경

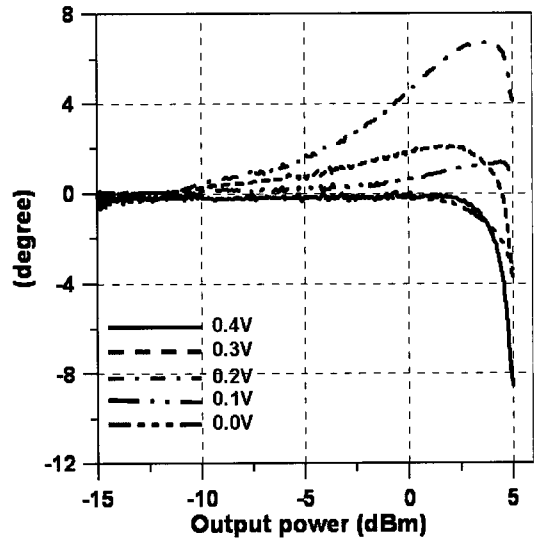
Fig. 7. Photograph of individual order linear amplifier and measured environment.

드로 구현하였고, 전력 분배기와 합성기는 윌킨슨 전력 분배기로 설계하였다.

먼저, 그림 3의 개별 혼변조 신호 발생기의 다이오드 전압, 즉, 다이오드 등가 저항값 변화에 따른 이



(a) 이득 왜곡 특성
(a) AM/AM



(b) 위상 왜곡 특성
(b) AM/PM

그림 8. 다이오드 전압에 따른 개별 혼변조 신호 발생기의 비선형 특성

Fig. 8. Nonlinear characteristics of individual IMD signals generator with diode voltage variation.

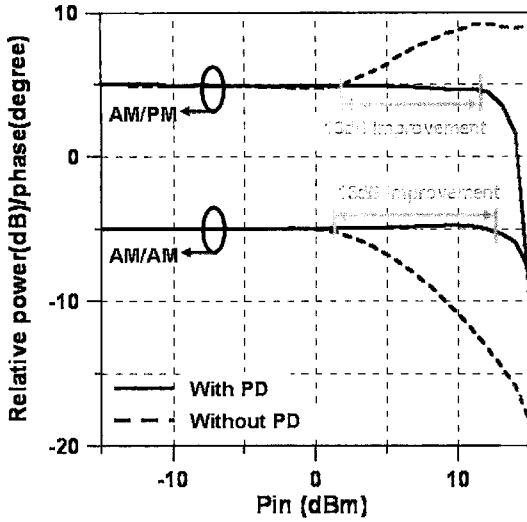
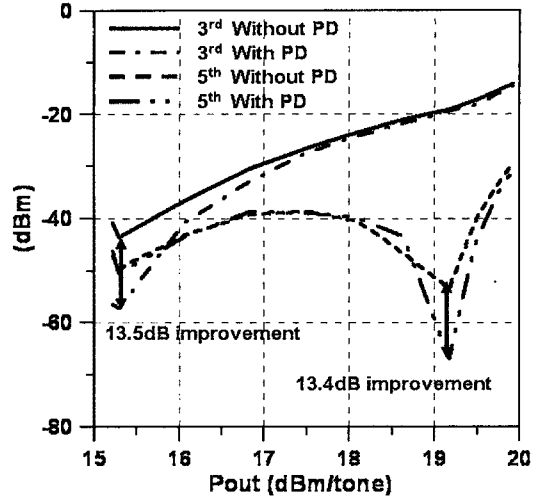


그림 9. 전력 증폭기의 비선형 특성 개선
Fig. 9. Improvement of nonlinear characteristics of power amplifier.

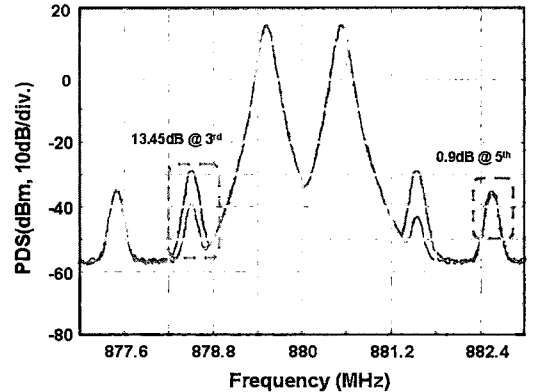
특 왜곡과 위상 왜곡의 특성이 조정되는 것을 그림 8에 나타내었다. 또, 그림 9에서 전력 증폭기의 비선형 특성 개선이 개별 전치 왜곡기에 의해 개선되는 것을 보여주고 있으며, 전력 증폭기의 13 dB 이득 왜곡과 10 dB의 위상 왜곡 특성이 개선되는 것을 확인하였다.

그림 10(a)는 반송파 2-톤 신호 인가 시, 전력 증폭기의 3차와 5차 혼변조 성분을 3차와 5차 개별 전치 왜곡기로 동시에 제어할 때, 출력 전력에 따른 개선량을 나타낸 것이다. 이 때, 3차는 최대 13.5 dB, 5차는 최대 13.4 dB의 개선량을 가짐을 알 수 있다. 그림 10(b)는 전력증폭기의 출력이 15.3 dBm/tone일 때 3차와 5차 혼변조 성분이 개선됨을 보여주는 그래프이다. 이것은 앞의 혼변조 발생기 신호의 식(11), (12)에서 보듯이 3차 혼변조 경로에서는 5차 혼변조 성분이 발생하고, 5차 혼변조 경로의 5차 혼변조 성분이 발생하여 이 두 신호 성분과 5차 혼변조 신호 경로의 3차 성분과 3차 혼변조 신호 성분의 3차 혼변조 신호 성분의 상호 결합으로 인하여 혼변조 신호 성분 상호 간섭에 의해서 개별적인 혼변조 성분을 단독으로 동작시켰을 경우보다 개선량이 작아지는 것을 나타내고 있다.

또, 그림 11은 CDMA IS-95 2FA 신호 인가 시, 출력이 14.8 dBm/FA일 때, 중심 주파수 880 MHz에서



(a) 출력 전력에 따른 3차와 5차 혼변조 신호 개선 그래프
(a) Graph of 3rd- and 5th-IMD improvements with output power variation



(b) $P_o=15.3$ dBm/tonne 출력 전력에서 3차와 5차 혼변조 신호 개선 파형
(b) Waveform of 3rd- and 5th-IMD improvements at $P_o=15.3$ dBm/tonne

그림 10. 측정 데이터(반송파 2-톤 신호 인가 시)
Fig. 10. Measurement datas(in case of CW 2-tone input signals).

이격 지점 0.885 MHz와 1.23 MHz에서 전력 증폭기의 인접 채널 누설비가 개별적으로 개선되는 것을 나타내었다. 이때, 최대 개선량은 각 이격 지점에서 2.3 dB, 2.5 dB 개선됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 3차와 5차 혼변조 신호 발생기를

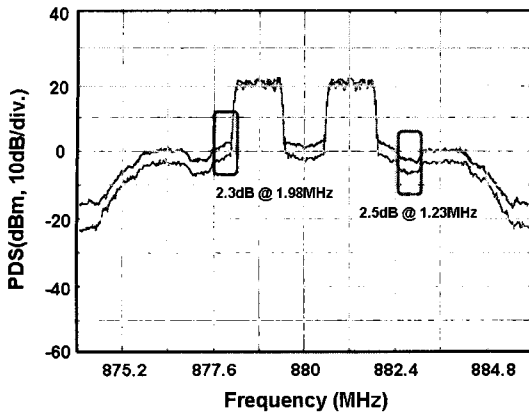


그림 11. $P_o=14.8$ dBm/FA 전력에서 인접 채널 누설 비 개선 파형(CDMA IS-95 2FA 신호 인가 시, 중심 주파수 $f_o=880$ MHz)

Fig. 11. Waveform of ACLR improvements at $P_o=14.8$ dBm/FA(in case of CDMA IS-95 2FA input signals, center frequency $f_o=880$ MHz).

만들었으며, 이것을 전치 왜곡기로 이용한 선형화기 구조를 제시하였다. 제안된 선형화기 회로는 공통 에미터 증폭기의 에미터 단에 쇼트키 다이오드를 배치하여 다이오드에 인가되는 전압에 따라 궤환되는 전압을 조절함으로써 3차와 5차 혼변조 신호를 독립적으로 발생시킬 수 있어 효율적으로 전력 증폭기의 비선형성을 개선시켰으며, 간단한 구조로 구현하였다.

전력 증폭기 비선형성을 개선하기 위해서 3차와 5차 전치 왜곡기를 함께 사용한 경우 3차 혼변조 신호는 13.5 dB, 5차 혼변조 신호는 0.9 dB의 개선 효과를 확인하였다. 또한, 광대역의 CDMA 2FA 신호에서도 ACLR이 2.5 dB 개선됨을 확인하였다.

위와 같이 같은 구조로 다이오드 전압만을 변경시켜 혼변조 신호를 만드는 회로는 MMIC 등의 방법으로 구현할 수 있으면 작은 공간에 다양한 혼변조 신호를 개선시킬 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] J. H. Kim, M. S. Jeon, J. Lee, and Y. W. Kwon,

"A new "active" predistorter with high gain and programmable gain and phase characteristics using cascode-FET structure", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 2159-2466, Nov. 2002.

[2] G. Hau, T. B. Nishimura, and N. Iwata, "A highly efficient linearized wide-band CDMA handset power amplifier based on predistortion under various bias conditions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1194-1201, Jun. 2001.

[3] K. Yamauchi, K. Mori, M. Nakayama, Y. Mitsui, and T. Takagi, "A microwave miniaturized linearizer using a parallel diode with a bias feed resistance", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2431-2435, Dec. 1997.

[4] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2000.

[5] Steve C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2002.

[6] Robert L. Boylestad, *Electronic Devices and Circuit Theory*, Ninth Edition, Prentice Hall, pp. 369-389, 2004.

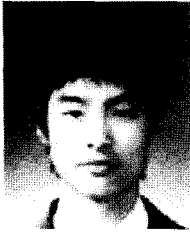
[7] Richard L. Anderson, *Fundamental of Semiconductor Devices*, McGraw Hill, pp. 689-780, 2005.

[8] S. Y. Kim, M. A. Jang, K. K. Jeon, Y. Kim, and Y. C. Jeong, "An analog linearizer using second harmonic signals feedforwarding", *35th EuMW Conference*, pp. 1599-1602, Paris, 2005.

[9] Reinhold Ludwig, Pavel Betchko, *RF Circuit Design Theory and Application*, Norwood, MA, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2000.

[10] E. -K. Kim, K. -K. Jeon, Y. Kim and Y. -C. Yoon, "A series feedback predistorter using junction resistance of Schottky diode", *APMC Conference*, pp. 1715-1718, Bangkok 2007.

손 강 호



2008년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2008년 3월~현재: 금오공과대학교 전파통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 광대역 증폭기 및 선형화기, 수동 필터 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 회로 해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계

김 승 환



2008년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2008년 3월~현재: 금오공과대학교 전파통신공학과 석사과정
[주 관심분야] RF 회로 설계, Metamaterial, 수동소자 회로 설계, 고 효율 전력 증폭기 설계

윤 영 철



1978년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1982년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
1987년 9월~현재: 관동대학교 전자정보통신공학부 교수
[주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 설계

김 일 규



2005년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2005년 3월~2007년 2월: 금오공과대학교 전파통신공학과 (공학석사)
2007년 3월~현재: 금오공과대학교 전파통신공학과 박사과정
[주 관심분야] RF 회로 설계, 고효율 전력 증폭기 및 선형화기 설계