

다중 대역 송신을 위한 디지털 사전 왜곡 기법을 이용한 비선형 전력 증폭기의 고조파 신호 선형화

Harmonic Signal Linearization of Nonlinear Power Amplifier Using Digital Predistortion for Multiband Wireless Transmitter

오경태 · 구현철 · 김동수* · 한철구*

Kyungtae Oh · Hyunchul Ku · Dongsu Kim* · Cheol-Koo Hahn*

요약

본 논문에서는 입력 복소 포락선 신호와 m 차 고조파 대역의 출력 복소 포락선 신호 사이의 비선형성 관계를 이론적으로 분석하고, 이를 모델링하기 위하여 AM/AM_m, AM/PM_m을 정의하였다. 제안된 모델을 측정 데이터로부터 추출하는 방안을 제안하였고, InGaP 전력 증폭기에 대하여 기본 주파수 대역과 3차 고조파 대역에서의 신호를 측정하여 제안된 모델 및 기법의 유효성을 검증하였다. 또한, 제안된 고조파 신호 대역에 대한 모델을 기반으로 고조파 대역 신호의 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡 기법을 제안하였다. 디지털 사전 왜곡기에서 비선형 역함수 구현을 위해 수치 해석적인 방법과 Look-Up Table(LUT) 방식을 이용하였다. 고조파 신호 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡기를 포함하는 송신기를 구현하고 16-QAM과 64-QAM의 입력 신호에 대해서 3차 고조파 출력 신호의 스펙트럼과 I/Q 신호 성상도를 측정하였다. 고조파 대역에서 비선형 왜곡에 의해서 의미 없는 신호는 제안된 기법으로 구성된 송신기에 의해 선형화되었으며, 그 결과 각 신호에 대한 Error-Vector Magnitudes(EVM)이 6.4 %와 6.5 %로 측정되었다. 제안된 기법은 향후 SDR과 CR 등의 차세대 다중 대역 송신 시스템에 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

Abstract

In this paper, a nonlinear relationship between an input complex envelope and an output complex envelope of m -th harmonic zone is theoretically analyzed, and AM/AM_m and AM/PM_m are defined. A scheme to extract these characteristics from measured in-phase and quadrature-phase data is suggested. The proposed analysis is verified with a fundamental-fundamental and fundamental-third harmonic measurements for a InGaP power amplifier(PA). Based on the harmonic-band nonlinear analysis and extraction scheme, a new technique to send a signal in m -th harmonic band with a harmonic signal Linearization Digital Predistortion(DPD) scheme is presented. A numerical analysis and a Look-Up Table(LUT) based DPD algorithms to linearize output signal on m -th harmonic zone are developed. For a 16- and a 64-QAM input signals, a DPD for third harmonic signal linearization is implemented, and output spectrum and signal constellation are measured. The wholly distorted signals are linearized, and thus the measured Error Vector Magnitudes (EVM) are 6.4 % and 6.5 % respectively. The results show that a proposed scheme linearizes a nonlinearly distorted harmonic band signals. The proposed nonlinear analysis and predistortion scheme can be applied to multiband transmitter in next generation software defined radio(SDR)/cognitive radio(CR) wireless system.

Key words : Cognitive Radio, Digital Predistortion, Harmonic, Nonlinearity, Power Amplifiers, Software Defined Radio

건국대학교 전자공학부(Department of Electronic Engineering, Konkuk University)

*전자부품연구원(Korea Electronics Technology Institute)

· 논문 번호 : 20080808-104

· 수정완료일자 : 2008년 9월 30일

I. 서 론

무선 통신 시스템과 서비스의 급격한 발전에 따라 하드웨어의 비용을 감소시키고, 무선 주파수를 효과적으로 활용하기 위하여 Software Defined Radio (SDR), Cognitive Radio(CR)와 같은 새로운 개념의 무선 통신 시스템이 최근 발전하고 있다^{[1]~[3]}. SDR은 다양한 다중 모드, 다중 대역 서비스를 지원하기 위해서 하드웨어의 변경 없이 소프트웨어적으로 재구성하여 사용하는 시스템이며, 인지 무선 시스템인 CR은 주파수의 이용 효율을 향상시키기 위해 스펙트럼 센싱 기술 및 인지 알고리즘을 활용하여 주파수를 동적으로 할당하고 사용하는 시스템이다.

일반적으로 고조파(harmonic) 대역 신호는 RF 전력 증폭기(PA)의 비선형성 등에 의해서 기본(fundamental) 주파수의 배수인 주파수 대역에서 발생하는 신호로서 송신기에서 제거되어야 하는 의미가 없는 간섭 신호이다. 그러나 디지털 사전 왜곡 기법(DPD: Digital Predistortion)을 활용하면 고조파 신호에서 발생하는 비선형 왜곡을 보상하여 하드웨어의 변경 없이 소프트웨어적인 변경을 통하여 고조파 대역에서 신호를 전송할 수 있는 다중 모드, 다중 대역 시스템을 구성할 수 있으며, 이를 SDR/CR 등의 시스템에 활용 가능하다^[4].

디지털 사전 왜곡 기법은 전송 주파수 대역의 비선형 왜곡을 감소시키기 위한 경제적인 선형화 방법으로서 SDR 시스템 등 차세대 무선 통신 시스템의 핵심 기술 중 하나이다^{[5][6]}. 동일한 디지털 사전 왜곡기 하드웨어를 이용하여 전송 주파수 대역의 입력 신호와 고조파 출력 신호의 비선형 특성을 이용하면 전력 증폭기의 출력 신호 중 고조파 대역의 신호를 선형화 할 수 있다. 전형적인 사전 왜곡기와 고조파 신호의 선형화를 위한 사전 왜곡기를 구분하기 위해서 이러한 경우를 고조파 신호 선형화용 디지털 사전 왜곡기라고 일컫는다. 이 구조를 적용하면 2/3 G 신호인 800 MHz 주파수 대역의 시스템을 이용하여 2.4 GHz 대역에서의 WPAN 신호 및 2.5 GHz 대역의 WiMAX 신호를 발생하는 다중 모드, 다중 대역 시스템을 구성할 수 있다.

고조파 대역의 신호 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡기 설계를 위해서 기본 주파수 대역 입력 복소

포락선 신호와 m 차 고조파 대역 출력 복소 포락선 신호의 상호 비선형 관계를 추출하여야 한다. 본 논문에서는 이러한 관계를 표현하기 위하여 RF 전력 증폭기 비선형 특성의 기본적인 표현 방법인 AM/AM과 AM/PM 함수를 고조파 대역 출력 복소 포락선 신호와의 관계식인 AM/AM_m 과 AM/PM_m 함수로 확장한다. 또한, RF 전력 증폭기의 AM/AM_m 과 AM/PM_m 을 추출하기 위한 측정 방안 및 신호 처리 기법을 제시한다. m 차 고조파 대역 신호의 선형화를 위해서 추출된 AM/AM_m 과 AM/PM_m 함수를 이용하는 수치 해석적 방법과 Look-Up-Table(LUT) 방법을 사용하여 m 차 고조파 신호 선형화 디지털 사전 왜곡기(DPD_m)를 구성하였다. 본 논문은 기존 참고문헌 [4]에서 수행된 개념 위주의 관련 연구를 확장하여 고조파 대역 비선형 특성 측정 방법을 제시하고, DPD_m 에 따른 AM/AM_m 과 AM/PM_m 의 변화를 분석 및 측정하였으며, 또한 다양한 신호에 대하여 제안한 기법의 정확성 및 성능을 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 AM/AM_m 과 AM/PM_m 을 정의한 후 이를 측정하는 방안을 제시하고, InGaP 전력 증폭기에 대하여 제시된 모델링 기법을 검증한다. 3장에서는 DPD_m 을 구현하기 위한 방식을 제안하고, DPD_m 에 따른 AM/AM_m 과 AM/PM_m 특성 변화를 분석한다. 4장에서는 기본 주파수 대역과 3차 고조파 대역의 신호를 보낼 수 있는 시스템을 설계하고 검증한다. 16-QAM 신호와 64-QAM 신호의 고조파 출력 신호를 주파수 영역과 복소 좌표 영역에서 측정 및 비교 분석하고, Signal-to Noise Ratio(SNR)와 Error-Vector Magnitudes(EVM)을 이용하여 제안된 기법의 성능을 확인한다.

II. 고조파 대역 비선형성 모델링

2-1 기본 주파수·고조파 대역 비선형 모델

입력 대역 신호와 고조파 출력 대역 신호에 대한 관계의 비선형성을 고려하기 위해서 N. M. Blackman이 그림 1과 같은 모델에 대하여 분석을 처음 시도하였다^[7]. 그림 1의 블록은 비메모리 비선형 특성과 m 차 고조파 필터가 순차적으로 연결된 구조이다.

그림 1에서 통과 대역의 입력 신호 $x(t)$ 와 m 차 고조파 성분 신호 $y_m(t)$ 를 포함한 광대역의 출력 신호

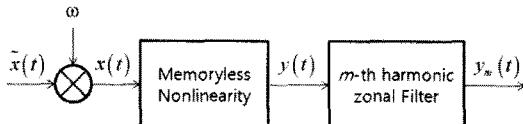


그림 1. 통과 대역의 비선형성과 고조파 필터를 순차적으로 연결한 블록도

Fig. 1. Block diagram that is cascade connection of bandpass nonlinearity and harmonic filter.

$y(t)$ 를 고려한다.

$$x(t) = \operatorname{Re}[\tilde{x}(t)e^{j\omega t}] = \operatorname{Re}[r(t)e^{j\theta(t)}e^{j\omega t}] \quad (1)$$

$$y(t) = \sum_{m=0}^n y_m(t) \quad (2)$$

여기서 $y_m(t)$ 은

$$y_m(t) = \operatorname{Re}[\tilde{y}_m(t)e^{jm\omega t}] \quad (3)$$

$\tilde{x}(t)$ 와 $\tilde{y}_m(t)$ 는 $x(t)$ 와 $y_m(t)$ 에 대한 각각의 복소 포락선 신호이다. $r(t)$ 와 $\theta(t)$ 는 입력 신호 포락선의 크기와 위상을 나타내는 실수 신호이다. 식 (2)에서 n 은 비선형성의 최대 차수를 나타낸다. 메모리 특성이 없는 시스템의 비선형 특성을 표현하는 간단한 방법은 실계수 테일러(Taylor) 급수이다. AM/AM과 AM/ PM 특성을 함께 나타내기 위해 실계수 테일러 시리즈는 복소 계수를 가진 복소 테일러 시리즈로 확장할 수 있다. 그림 1의 비메모리 함수는 다음과 같은 복소 계수를 가진 테일러 시리즈 형태로 표현 한다^[8].

$$y(t) = \sum_{k=0}^n a_k x^k(t) \quad (4)$$

식 (4)에서 $x^k(t)$ 는 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} x^k(t) &= \left(\frac{\tilde{x}(t)e^{j\omega t} + \tilde{x}^*(t)e^{-j\omega t}}{2} \right)^k \\ &= \frac{1}{2^k} \sum_{s=0}^k {}_k C_s \left(\tilde{x}(t) \right)^s \left(\tilde{x}^*(t) \right)^{k-s} e^{j(2s-k)\omega t}. \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)를 식 (4)에 대입해 정리하면 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{k=0}^n \frac{a_k}{2^k} \sum_{s=0}^k {}_k C_s \left(\tilde{x}(t) \right)^s \left(\tilde{x}^*(t) \right)^{k-s} e^{j(2s-k)\omega t} \quad (6)$$

식 (2)와 식 (6)을 비교함으로 $y_m(t)$ 를 m 의 짹수,

홀수인 경우에 대하여 다음과 같이 각각 추출할 수 있다.

짝수형: $m=2p$ ($p=0, 1, 2, 3, \dots$),

$$\begin{aligned} y_{2p}(t) &= \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{\substack{k=2p \\ even}}^n \frac{a_k}{2^k} {}_k C_{\frac{p+k}{2}} \left| \tilde{x}(t) \right|^k \right) \left(\frac{\tilde{x}(t)}{x^*(t)} \right)^p e^{j2p\omega t} \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[\left(\left(\sum_{\substack{k=2p \\ even}}^n \frac{a_k}{2^k} {}_k C_{\frac{p+k}{2}} r(t)^k \right) e^{j2p\theta(t)} \right) e^{j2p\omega t} \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

홀수형: $m=2p+1$ ($p=0, 1, 2, 3, \dots$)

$$\begin{aligned} y_{2p+1}(t) &= \operatorname{Re} \left[\left(\sum_{\substack{k=2p+1 \\ odd}}^n \frac{a_k}{2^k} {}_k C_{\frac{p+k+1}{2}} \left| \tilde{x}(t) \right|^k \right) \left(\frac{\tilde{x}(t)}{x^*(t)} \right)^{\frac{2p+1}{2}} e^{j(2p+1)\omega t} \right] \\ &= \operatorname{Re} \left[\left(\left(\sum_{\substack{k=2p+1 \\ odd}}^n \frac{a_k}{2^k} {}_k C_{\frac{p+k+1}{2}} r(t)^k \right) e^{j(2p+1)\theta(t)} \right) e^{j(2p+1)\omega t} \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

식 (7)과 (8)로부터 입력 복소 포락선 신호와 m 차 고조파 대역의 출력 포락선 신호의 관계는 다음과 같다.

$$\tilde{y}_m(t) = \left(\sum_{k=0}^{n'} a'_{m,2k} r(t)^{2k} \right) (\tilde{x}(t))^m \quad (9)$$

여기서 n' 은 $(n-m)$ 을 2로 나눈 몫을 나타내고

$$a'_{m,2k} = \frac{a_{m+2k}}{2^{m+2k}} {}_{m+2k} C_{m+k} \quad (10)$$

식 (9)에서 고조파 대역의 진폭 왜곡과 위상 왜곡을 표현하기 위하여 다음과 같이 AM/AM_m과 AM/PM_m 함수를 정의한다.

$$AM / AM_m = \sum_{k=0}^{n'} \left| a'_{m,2k} r(t)^{2k} \right| \quad (11)$$

$$AM / PM_m = \arctan \left(\frac{\sum_{k=0}^{n'} \operatorname{Re}(a'_{m,2k}) r(t)^{2k}}{\sum_{k=0}^{n'} \operatorname{Im}(a'_{m,2k}) r(t)^{2k}} \right) \quad (12)$$

AM/AM_m과 AM/PM_m은 입력 신호 $\tilde{x}(t)^m$ 과 출력 신호 $\tilde{y}_m(t)$ 의 AM/AM과 AM/PM 특성을 의미한다. 만약 낮은 차수의 짹수/홀수 고조파 특성이 추출된다면, 식 (10)에서 유도되는 다음의 관계를 이용하여 높은 차수의 짹수/홀수 고조파 특성을 추출할 수 있다.

$$a'_{m+2,2k} = \frac{k+1}{m+2+k} a'_{m,2(k+1)}. \quad (13)$$

예를 들어, AM/AM₁과 AM/PM₁ 특성으로부터 AM/AM₃과 AM/PM₃ 및 AM/AM₅와 AM/PM₅ 등을 구할 수 있다.

2-2 AM/AM_m과 AM/PM_m의 측정 기법

AM/AM_m과 AM/PM_m을 측정하기 위해서 기본 주파수 대역의 입력 신호와 m 차 고조파 대역 출력 신호의 In-phase(I)와 Quadrature-Phase(Q) 신호를 사용한다. 측정된 입력 신호와 출력 고조파 신호 사이에는 시간 지연과 위상 변화가 발생하므로 다음과 같은 과정을 통해서 그 값을 보정하여준다. 첫째, 입력 신호와 출력 신호의 지연은 $\tilde{x}(t-\tau)^m$ 와 $\tilde{y}_m(t)$ 의 크기나 복소 신호(I/Q) 사이의 상관도를 사용하여 조절한다. 여기서 τ 는 입력의 시간 지연을 나타내며, $\tilde{\tau}$ 는 시간 지연의 상관성이 가장 높은 값을 나타낸다. 입력 신호와 출력 신호의 시간 보정 후 AM/AM_m을 추출할 수 있다. 둘째, 복소 신호(I/Q)를 사용하여 위상을 보정한다. 측정된 $\tilde{y}_m(t)$ 의 위상을 ϕ 만큼 변경하면서 $\tilde{x}(t)^m$ 과 $\tilde{y}_m(t)$ 의 I/Q 신호의 상관성이 가장 높게 만드는 위상 보정 값 $\tilde{\phi}$ 를 결정한다. 시간 지연값 및 위상의 상관도를 비교하는 경우에 계산 시간을 줄이기 위해서 τ 와 ϕ 를 순차적으로 변경하지 않고 단계별로 변화하는 방법을 사용하여 그 값을 찾아준다. 먼저 큰 값의 변이를 이용하여 그 중 상관성이 가장 큰 값을 채택하고, 그 값 주변에서 작은 변이를 주어 높은 상관도를 가지는 값을 찾아가는 과정을 거친다. 예를 들어 360°에 전체에 대해서 1°씩 변경시키는 것은 360번의 과정을 거쳐야 하나, 15°씩 할 경우 24번의 과정을 거친 후 상관성이 가장 높은 값을 찾아 앞 뒤의 위상의 15°를 설정하여 30번의 과정을 거치면 총 54번의 과정으로 줄어든다. 이러한 전체적인 AM/AM_m과 AM/PM_m 추출 과정을 그림 2의 순서도에 요약하였다.

2-3 모델 검증

앞에서 기술된 고조파 대역의 비선형 특성 모델을 검증하기 위하여 실제 전력증폭기의 AM/AM₃과 AM/PM₃을 예측하고, 이 값을 측정된 값과 비교하였다. 검증을 위해서 이득이 20 dB이며, P1dB가 0.9

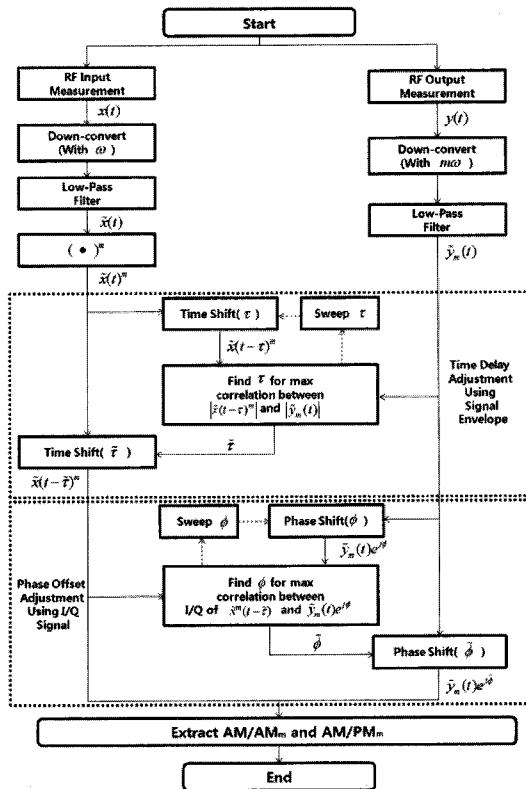


그림 2. AM/AM_m과 AM/PM_m의 추출 과정

Fig. 2. An AM/AM_m and AM/PM_m extraction procedure.

GHz에서 19 dBm의 특성을 가진 Pwell사의 InGaP HBT 전력 증폭기 PW410을 사용하였다. 먼저 입력 신호는 중심 주파수가 816 MHz이며, 톤의 간격이 500 kHz를 가진 two-tone 신호를 사용하였다.

입력 신호는 National Instrument(NI) RF PXI 5441를 사용하여 생성하고 PXI 5610 up-converter로 주파수를 816 MHz로 상향 변환하였다. 출력 I/Q 데이터는 NI RF 벡터 신호 분석기(VSA)인 PXI 5620을 사용하였다. 측정된 I/Q로부터 AM/AM₁과 AM/PM₁을 계산하고 $a'_{1,2k}$ 를 추출한다. $a'_{3,2k}$ 는 식 (13)에 의해서 결정되며, AM/AM₃과 AM/PM₃은 식 (11)과 식 (12)로 예측될 수 있다. 이와 같이 추출된 예측값을 그림 3에 각각 도시하였다. 실제 측정된 기본 주파수 대역 및 3차 고조파 대역의 I/Q 데이터를 이용하여 측정된 결과를 예측된 값과 비교하였다. 3차 고조파 대역 신호는 2,448 MHz 대역의 중심 주파수에 대하여 벡터 신호 분석기에서 주파수가 하향된 후 추출

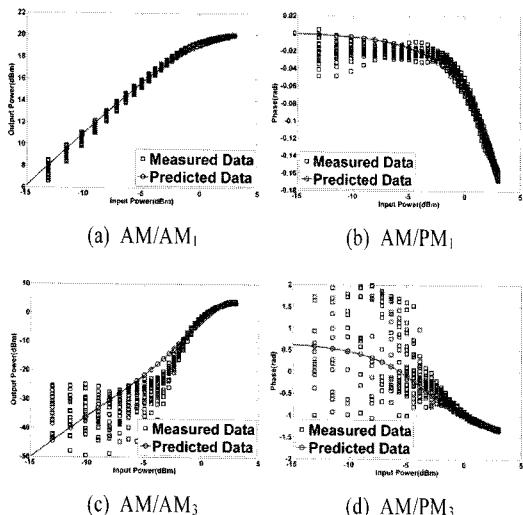


그림 3. 기본 주파수와 3차 고조파 대역에서 RF 전력 증폭기 출력 신호의 AM/AM과 AM/PM 측정과 예측 데이터

Fig. 3. Measured and predicted AM/AM and AM/PM of a RF PA for output signals in fundamental and third harmonic zones.

된 신호다. 그림 3에서 예측된 AM/AM₃과 AM/PM₃은 측정 결과와 유사함을 확인할 수 있다.

그림 3에서 기본 주파수 대역의 출력 특성인 (a)와 비교하면 3차 고조파의 출력 특성인 (c)는 잡음 성분이 증가됨을 알 수 있다. 3차 고조파 대역의 출력 신호는 입력 신호의 전력이 -3 dBm 이하일 경우 AM/AM₃과 AM/PM₃에서 가우시안(Gaussian) 형태의 잡음이 분포함을 확인할 수 있다. 식 (9)와 추출된 파라미터를 사용하여 기본 주파수 대역과 3차 고조파 대역에서의 출력 I/Q 신호를 예측하고, 이 결과를 측정된 데이터와 그림 4의 복소 좌표계에서 비교하였다. 복소 좌표계에서도 측정 데이터와 예상된 데이터가 잘 일치하는 것이 확인된다. 그림 4에서 3차 고조파 대역의 복소 좌표계에서 보이는 비선형 왜곡이 기본 주파수 복소 좌표계에서의 왜곡에 비해 심한 것을 확인할 수 있다.

16-QAM과 64-QAM 신호에 대해서도 그림 2의 추출 과정을 통해서 AM/AM₃과 AM/PM₃를 측정하여 고조파 대역 비선형 모델을 검증한다. 그림 5는 16-QAM 신호의 입출력 I/Q 신호를 보여준다. 그림 6은 그림 2에서 기술한 시간 지연 및 위상 조정 과정 후의 $\tilde{x}^3(t)$ 와 $\tilde{y}_3(t)$ 에 대한 출력 I/Q 신호를 보여준다.

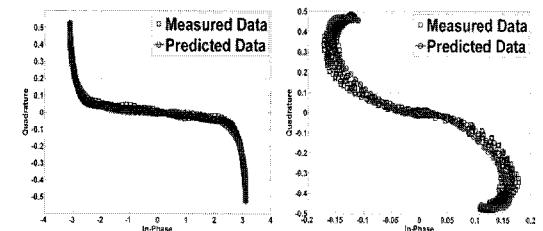


그림 4. 복소 좌표계에서 Two-tone 신호의 측정 및 예측값

Fig. 4. Measured two-tone trajectories in complex domain.

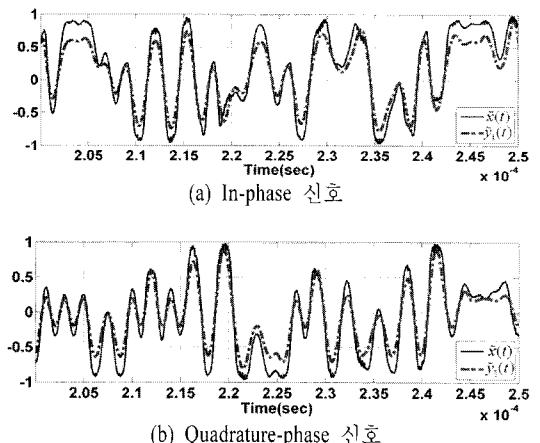


그림 5. 16-QAM 신호에 대한 $\tilde{x}(t)$ 와 $\tilde{y}_1(t)$ 의 시간 영역 I/Q 측정 데이터

Fig. 5. Measured I/Q time domain data of $\tilde{x}(t)$ and $\tilde{y}_1(t)$ for 16-QAM signal.

논문에서 도시하지는 않았지만, 64-QAM 신호에 대한 측정도 동일하게 수행하였다. 16-QAM 신호와 64-QAM 신호에 대한 AM/AM₃과 AM/PM₃ 특성을 측정한 결과, 그 특성도 그림 3에서 도시된 특성과 유사함을 확인하였다.

III. 고조파 신호 선형화용 디지털 사전 왜곡기

이 장에서는 2장의 분석을 기반으로 고조파 대역 신호의 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡기를 설계하고, 그 특성을 확인하기 위해 설계된 디지털 선형 사전 왜곡기를 포함하는 송신기의 AM/AM₃과 AM/PM₃의 특성을 조사하였다.

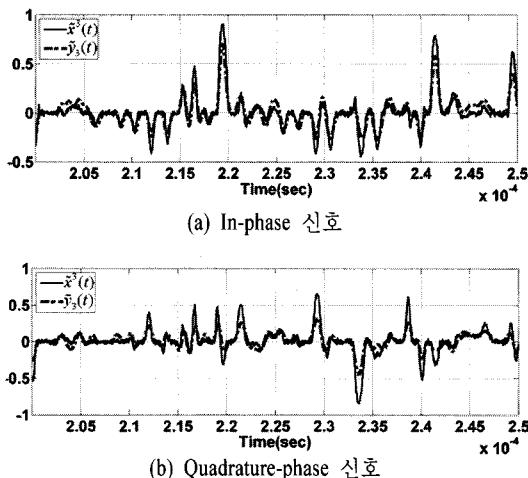


그림 6. 16-QAM 신호에 대한 $\tilde{x}^3(t)$ 와 $\tilde{y}_3(t)$ 의 시간 영역 I/Q 측정 데이터

Fig. 6. Measured I/Q time domain data of $\tilde{x}^3(t)$ and $\tilde{y}_3(t)$ for 16-QAM signal.

3-1 고조파용 디지털 사전 왜곡기(DPD_m) 설계

m 차 고조파 대역의 신호 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡기 구조는 그림 7에 도시하였다. 전력 증폭기의 출력 신호를 감지하여 DSP 부로 전달하는 경로에서 고조파 대역의 신호를 감지하기 위해 다중 대역을 지원하는 필터와 주파수 하향기를 필요로 한 것을 제외하면 일반적인 디지털 사전 왜곡기와 하드웨어적으로 동일하다. 이와 같이 고조파 대역 신호 전송은 송신 경로에서 추가의 하드웨어 없이 DPD부의 알고리듬 변경으로 가능하다.

그림 7에서 디지털 사전 왜곡기 블록의 출력 복소 포락선 신호는 $\tilde{z}(t)$ 이며, 이를 상향 주파수 변조한 통과 대역 신호는 다음과 같다.

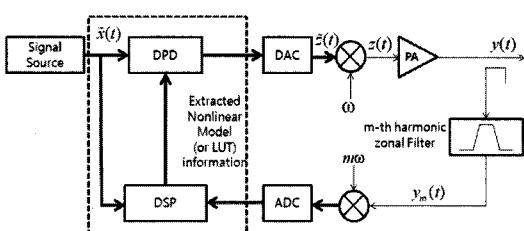


그림 7. m 차 고조파 출력 신호 선형화를 위한 디지털 사전 왜곡기

Fig. 7. Digital predistortion block for m -th harmonic output signal linearization.

$$z(t) = \operatorname{Re}[\tilde{z}(t)e^{j\omega t}] = \operatorname{Re}[b(t)e^{jd(t)}e^{j\omega t}]. \quad (14)$$

식 (14)에서 $b(t)$ 와 $d(t)$ 는 $\tilde{z}(t)$ 의 크기와 위상을 나타내는 실수 신호이다. 그럼 7에서 디지털 사전 왜곡기 블록을 삽입함으로써 m 차 고조파 대역의 출력 복소 포락선을 $G\tilde{z}(t)$ 와 같게 되도록 한다. 여기서 G 는 선형적 이득을 나타낸다. 고조파 신호 선형화 디지털 사전 왜곡기를 설계한다는 것은 다음 관계를 만족시키는 $b(t)e^{jd(t)}$ 를 찾는 것이다.

$$Gr(t)e^{j\theta(t)} = \left(\sum_{k=0}^{n'} a'_{m,2k} b^{m+2k}(t) e^{jmd(t)} \right). \quad (15)$$

식 (15)를 만족하는 디지털 사전 왜곡기 블록을 설계하기 위해서 본 논문에서는 수치 해석적 방법과 LUT를 사용하는 두 가지 방식으로 접근한다. m 차 고조파 대역 신호를 선형화시키는 디지털 사전 왜곡기를 DPD_m으로 표기한다. 예를 들어, DPD₂는 2차 고조파 대역의 출력 신호를 선형화 시키는 것이며, DPD₃는 3차 고조파 대역의 출력 신호를 선형화 시키는 것이다. DPD₁은 일반적인 디지털 사전 왜곡기를 이용하여 기본 주파수 대역의 출력 신호를 선형화하는 것을 의미한다.

3-1-1 수치 해석적 방법

식 (15)를 해석하기 위하여 다음과 같이 $b(t)$ 에 대한 다항식을 정의한다.

$$p_1(b(t)) = \sum_{k=0}^{n'} \operatorname{Re}[a'_{m,2k}] b^{m+2k}(t) \quad (16)$$

$$p_2(b(t)) = \sum_{k=0}^{n'} \operatorname{Im}[a'_{m,2k}] b^{m+2k}(t). \quad (17)$$

이 경우 식 (15)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \cos(md) & -\sin(md) \\ \sin(md) & \cos(md) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1(b(t)) \\ p_2(b(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gr(t)\cos\theta \\ Gr(t)\sin\theta \end{bmatrix} \quad (18)$$

식 (18)에서 좌변에 있는 행렬의 역행렬을 양변에 곱하면 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} p_1(b) \\ p_2(b) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gr(t)\cos(\theta-md) \\ Gr(t)\sin(\theta-md) \end{bmatrix}. \quad (19)$$

식 (19)에서 $b(t)$ 는 다음 식을 만족해야 한다.

$$(p_1(b))^2 + (p_2(b))^2 = (Gr)^2. \quad (20)$$

식 (20)의 다항식에서 $b(t)$ 를 Newton 방식, Secant 방식 등의 수치 해석 방식을 사용해서 구할 수 있다. 식 (20)에서 추출되는 $b(t)$ 를 이용하여 $d(t)$ 는 다음과 같이 유도된다.

$$d(t) = \frac{1}{m} \left(\theta(t) - \arctan \left(\frac{p_2(b)}{p_1(b)} \right) \right). \quad (21)$$

3-1-2 LUT를 이용하는 방법

해석적 방법은 디지털 사전 왜곡기의 구성에서 요구하는 시스템의 메모리 요구량이 적은 반면 사전 왜곡기의 함수를 찾는 계산량이 증가한다. 이러한 문제점은 LUT 구조를 사용하여 개선될 수 있다. 고조파 대역 신호의 선형화를 위해 LUT를 구성하는 경우에는 AM/AM_m과 AM/PM_m 함수를 이용하며, $\tilde{x}(t)$ 를 $\tilde{x}(t)^{1/m}$ 로 변환하는 블록이 필요하다. 이 블록은 그림 8에서 1/m으로 나타낸 부분이다. LUT 기반의 고조파 대역 디지털 사전 왜곡 블록은 그림 8과 같이 구성할 수 있다. LUT_AM_m과 LUT_PM_m은 AM/AM_m과 AM/PM_m의 역함수의 특성을 가지는 1차원 LUT이다. 본 논문에서 기술한 고조파 신호 선형화용 디지털 사전 왜곡기의 구현을 위해 요구되는 디지털 시스템의 계산 속도와 메모리 크기 등은 메모리리스 비선형 모델에 기반하는 일반 디지털 사전 왜곡기를 구현시 필요로 하는 사양과 유사하다.

3-2 DPD_m을 가진 송신기의 특성 모의 실험

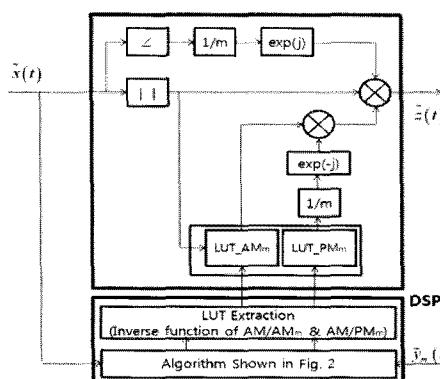


그림 8. LUT 방식의 고조파 신호 선형화용 디지털 사전 왜곡기

Fig. 8. LUT based harmonic signal linearization digital predistorter.

DPD_m의 성능을 확인하기 위하여 송신기에서 DPD_m을 포함한 경우와 포함하지 않는 경우의 AM/AM_m과 AM/PM_m을 3차의 고조파에 대하여 분석하였다. 그림 3에서 유도된 비선형 모델에 기반하여 DPD₁과 DPD₃을 구성하고, 이를 송신 시스템에 적용하여 AM/AM₃과 AM/PM₃을 예측하고, 이를 그림 9와 그림 10에 각각 표현하였다. 그림 9와 10에서 보듯이 3차 고조파 대역에서 왜곡이 심한 신호는 DPD₃을 통하여 선형화 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 9, 10에서 일반적인 디지털 사전 왜곡 기법인 DPD₁을 적용하였을 경우, 고조파 대역의 신호의 특성 변화를 함께 도시하고 비교하였다. DPD₁의 적

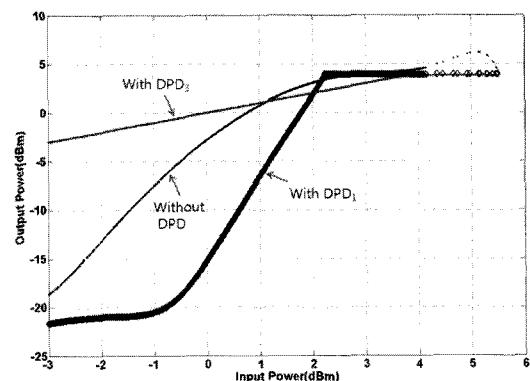


그림 9. DPD 미적용, DPD₁ 적용, DPD₃ 적용한 경우의 AM/AM₃

Fig. 9. AM/AM₃ curves without DPD, with DPD₁, and with DPD₃.

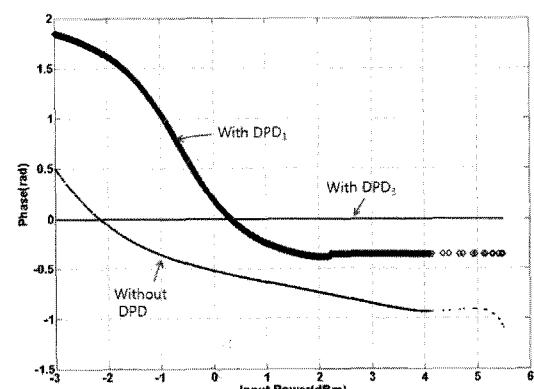


그림 10. DPD 미적용, DPD₁ 적용, DPD₃ 적용한 경우의 AM/PM₃

Fig. 10. AM/PM₃ curves without DPD, with DPD₁, and with DPD₃.

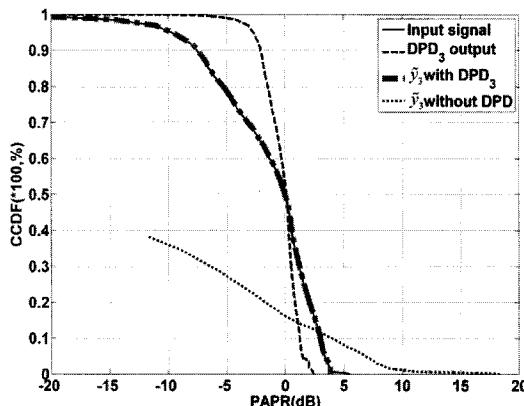


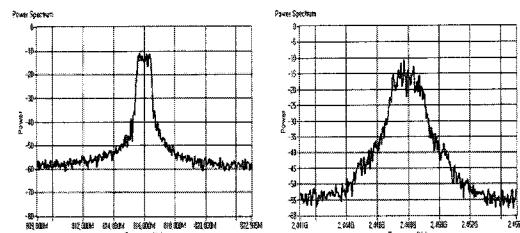
그림 11. DPD₃ 미적용/적용시 16-QAM 신호의 입출력 CCDF

Fig. 11. CCDF of 16-QAM input and output signals with/without DPD₃.

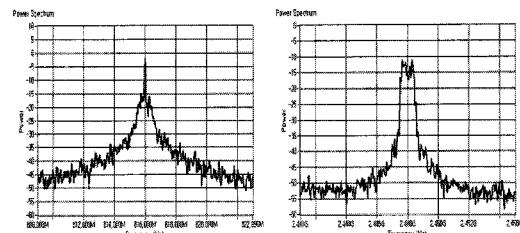
용시 비선형 특성의 감소로 3차 고조파 대역의 출력 신호 레벨 및 AM/PM₃이 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 신호의 확률적 분포면에서 살펴보기 위해 DPD₃을 사용한 신호와 사용하지 않은 16-QAM 신호의 입력 신호 $\tilde{x}(t)$ 와 출력 신호 $\tilde{y}_3(t)$ 의 Complementary Cumulative Distribution Function(CCDF)을 그림 11에 도시하였다. 그림 11에서 DPD₃은 $\tilde{y}_3(t)$ 의 확률적 분포 특성을 입력 신호의 특성과 동일하게 만드는 것을 확인할 수 있다.

IV. 실험 및 검증

앞에서 기술한 DPD_m을 실제 전력 증폭기에 적용하고 측정하여 제안한 고조파 선형 기법을 검증한다. 그림 8에서 디지털 신호 처리부(DSP) 블록은 컴퓨터의 MATLAB으로 구현하였으며, 사전 왜곡 입력 신호를 생성하기 위해서 컴퓨터는 임의 신호 발생기(Arbitrary Waveform Generator: AWG)로 연결된다. RF 신호를 생성하기 위해 임의 신호 발생기는 RF 신호 발생기로 연결되었다. 앞에서 기술한 PW-410 전력 증폭기를 송신기에 사용하였다. 입력 신호는 중심 주파수가 816 MHz이며, 신호 대역이 1 MHz 인 16-QAM과 64-QAM을 사용하였다. 그림 12에서 (a)와 (b)는 16-QAM 입력 신호에 대한 기본 주파수 대역의 출력 신호와 3차 고조파 대역의 출력 신호를 나타낸다. (c)는 사전 왜곡 신호 $z(t)$ 이며, (d)는 DPD₃ 을 적용한 경우의 3차 고조파 대역의 출력 신호이다.



(a) 입력 신호 @ 816 MHz (b) 출력 신호 @ 2.448 GHz
(a) Input signal @ 816 MHz (b) Output signal @ 2.448 GHz



(c) 입력 신호@ 816 MHz (d) 출력 신호@ 2.448 GHz with DPD₃
(c) Input signal @ 816 MHz (d) Output signal @ 2.448 GHz with DPD₃

그림 12. 16-QAM 신호에 대한 DPD₃ 미적용/적용에 대한 입출력 스펙트럼

Fig. 12. Spectrums of fundamental zone input signal and third-harmonic zone output signal with-/without DPD₃ for 16-QAM signal.

입력 신호 (a)와 출력 신호 (b), (d)를 비교하면 DPD₃이 고조파 출력 신호를 선형화시킨 것을 확인 할 수 있다. 그러나 잡음 성분의 증가로 인하여 3차 고조파 신호 대역의 신호 대 잡음 비율(SNR)이 3 dB 가량 감소하는 것을 확인할 수 있다. 816 MHz 대역의 16-QAM 입력 신호의 신호 대 잡음 비율은 (a)에서 43 dB 그리고 DPD₃ 방법을 적용한 경우 (c)에서 40 dB이다. 기본 주파수 대역에서 0 dBm 입력 평균 전력에 대해서 측정된 출력 신호의 채널 전력은 20 dBm이다. 그리고 3차 고조파 대역에서 0 dBm이다. 실제 측정된 AM/AM₃과 AM/PM₃은 그림 13과 14에 각각 도시하였다. 이 결과는 그림 9와 그림 10의 모의실험 결과와 유사하다. 측정된 신호가 퍼져 있는 것은 전력 증폭기에서 존재하는 메모리 효과와 잡음 성분 때문이다.

그림 15는 16-QAM과 64-QAM 입력 신호에 대해 DPD₃을 적용하지 않은 경우와 DPD₃을 적용한 경우

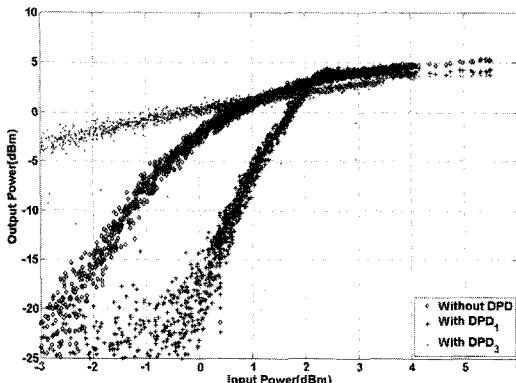


그림 13. 16-QAM 신호에 대한 DPD 미적용, DPD₁ 적용, DPD₃ 적용시 측정된 AM/AM₃

Fig. 13. Measured AM/AM₃ curves without DPD, with DPD₁, and with DPD₃ for 16-QAM signal.

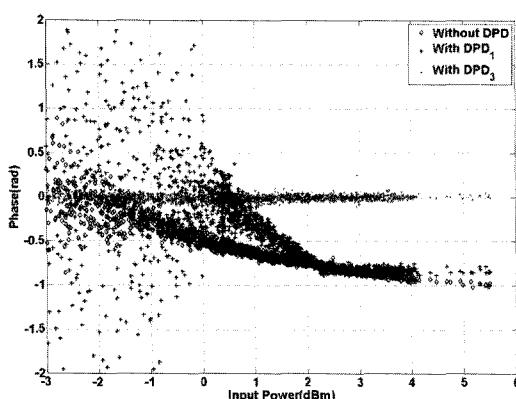
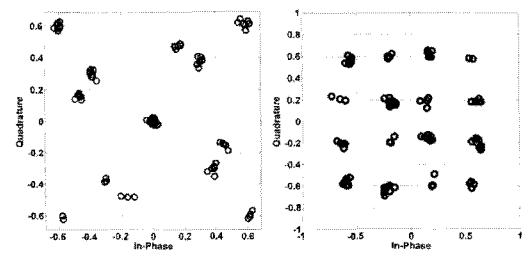


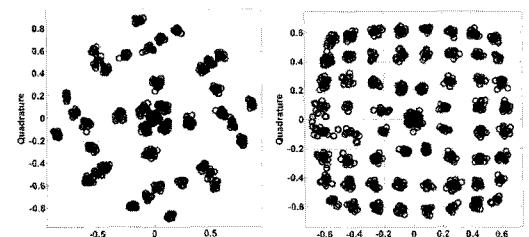
그림 14. 16-QAM 신호에 대한 DPD 미적용, DPD₁ 적용, DPD₃ 적용시 측정된 AM/PM₃

Fig. 14. Measured AM/PM₃ curves without DPD, with DPD₁, and with DPD₃ for 16-QAM signal.

3차 고조파 신호 대역 출력 복소 포락선 신호의 성상도를 복소 좌표계에 도시한 것이다. DPD₃을 적용하지 않은 경우 3차 고조파 신호는 그림 15의 (a)와 (c)에서와 같이 비선형 왜곡이 심해서 의미 없는 잡음 신호의 형태이다. 그러나 DPD₃을 적용한 경우는 그림 (b) 및 (d)와 같이 3차 고조파 신호가 선형화된다. 이 경우 16-QAM 신호에 대해서 측정된 EVM의 실효치(rms)는 DPD₃ 미적용시 93 %이며, DPD₃ 적용시 6.4 %이다. 64-QAM 신호에 대해서 EVM의 실효치는 DPD₃ 미적용시 88 %이며, DPD₃ 적용시 6.5 %



(a) DPD₃ 미적용시(16-QAM) (b) DPD₃ 적용시(16-QAM)
(a) Without DPD₃ for 16-QAM (b) With DPD₃ for 16-QAM



(c) DPD₃ 미적용시(64-QAM) (d) DPD₃ 적용시(64-QAM)
(c) Without DPD₃ for 64-QAM (d) With DPD₃ for 64-QAM

그림 15. DPD₃ 미적용/적용시 16-QAM/64-QAM 신호의 3차 고조파 대역의 신호 성상도

Fig. 15. Third-harmonic zone constellation points for 16-QAM and 64-QAM without/with DPD₃.

이다. 향후 본 논문에서 제안한 디지털 사전 왜곡기 구조를 메모리 효과를 고려한 Wiener-Hammerstein 모델, Voterra 모델 등에 기반한 구조로 확장한다면 더욱 향상된 EVM 특성을 구할 수 있을 것으로 사료된다.

V. 결 론

본 논문에서는 입력 복소 포락선 신호와 m 차 고조파 영역에서 발생하는 복소 포락선 신호 사이의 비선형 관계를 복소 테일러 급수를 이용한 AM/AM _{m} , AM/PM _{m} 으로 표현하는 모델링 기법을 제시하였다. 또한, 이러한 함수를 측정값으로부터 추출하기 위한 방안을 제시하였으며, InGaP HBT 전력 증폭기에 대하여 제안한 모델을 검증하였다. 제안된 고조파 신호 대역의 모델링 기법에 기반하여 m 차의 고조파 신호를 선형화하기 위한 디지털 사전 왜곡 기법인 DPD _{m} 이 제시되었다. DPD _{m} 을 구현하기 위해 수치 해석적인 방법과 LUT에 기반한 방식이 제안되었다. 제안된 고조파 신호 선형화 디지털 사전 왜곡

기법은 모의 실험과 실험을 통하여 검증하였다. 16-QAM, 64-QAM 신호를 이용하여 주파수 도메인에서의 스펙트럼 특성과 신호 성상도에서 EVM을 비교함으로써 본 논문에서 기술한 디지털 사전 왜곡 기법의 유효성을 검증하였다.

제안된 방식은 일반적 디지털 사전 왜곡 기법이 적용된 송신기에서 소프트웨어적인 변경만을 통하여 고조파 대역에서 신호를 전송할 수 있는 다중 모드/다중 대역을 가능하게 함으로써 향후 SDR/CR 등에 활용될 수 있다. 메모리 효과를 고려한 DPD_m의 설계를 통한 선형화 성능 향상 및 적응적 출력 매칭/바이어스 조정 등을 통한 고조파 신호 전송시 전력 증폭기의 효율 향상 등이 향후 추가로 연구되어야 할 부분이다.

참 고 문 헌

- [1] J. Mitola III, G. Q. Maguire, "Cognitive radio: making software radios more personal", *IEEE Personal Communications*, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [2] J. Walko, "Cognitive radio", *IEE Review*, pp. 34-37, May 2005.
- [3] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications", in *IEEE JSAC*, vol. 23, no.

- 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [4] K. Oh, Y. Lee, and H. Ku, "Multiband wireless transmitter using nonlinear characteristics of power amplifier and harmonic-tuning predistorter", will be published in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Jun. 2008.
- [5] P. B. Kenington, "Linearized transmitters: an enabling technology for software defined radio", *IEEE Commun. Magazine*, vol. 40, no. 2, pp. 156-162, Feb. 2002.
- [6] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar. 2002.
- [7] N. M. Blackman, "Detectors, bandpass nonlinearities, and their optimization: Inversion of the Chebyshev transform", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-17, pp. 398-404, Jul. 1971.
- [8] Y. Park, J. S. Kenney, "Adaptive digital predistortion linearization of frequency multipliers", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 12, pp. 2516-2522, Dec. 2003.

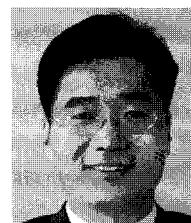
오 경 태



기의 선형화, SDR, CR

2007년 2월: 건국대학교 전자공학부 (공학사)
2007년 3월~현재: 건국대학교 전자정보통신공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, 마이크로파 전력증폭기 회로 설계, 전력증폭기의 모델 해석 및 분석, 전력증폭

구 현 철



1995년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1997년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
2003년 12월: Dept. ECE, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA (공학박사)
1997년 2월~1999년 7월: KT 연구개발본부 전임연구원
2004년 1월~2005년 2월: 삼성전자 무선사업부 책임연구원
2005년 3월~현재: 건국대학교 전자공학부 조교수
[주 관심분야] RF 전력증폭기, 중계기, 비선형 시스템 해석, Cognitive Radio, SDR

김 동 수



1997년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1999년: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
2001년: 미국 Georgia Institute of Tech. ECE (공학석사)
2004년: 미국 Georgia Institute of Tech. ECE (공학박사)
2004년~현재: 전자부품연구원 전자소재패키징연구센터 선임연구원
[주 관심분야] RF 수동 소자, 안테나, System on Package, Ferroelectric Tunable Device 등

한 철 구



1991년: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1993년: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
1998년: 고려대학교 전자공학과 (공학박사)
1998년~2001년: RCIQE, Hokkaido Univ., Japan (연구원)
2001년~2003년: AIST, Japan (연구원)
2003년~현재: 전자부품연구원 선임/책임연구원
[주 관심분야] 화합물 반도체 RF, Power Device