

# 전력 증폭기의 메모리 효과 모델링을 위한 메모리 다항식을 이용한 향상된 Three-Box 모델

## Modeling of Memory Effects in Power Amplifiers Using Advanced Three-Box Model with Memory Polynomial

구현철 · 이강윤 · 허정

Hyunchul Ku · Kang-Yoon Lee · Jeong Hur

### 요약

본 논문에서는 RF 전력 증폭기의 메모리 효과를 모델링하기 위한 향상된 시스템 레벨의 모델을 제안하고, 사전 왜곡 선형화기를 적용한 전력 증폭기의 출력 신호의 스펙트럼 밀도를 분석하여 제안한 모델을 검증하였다. 기존의 Three-Box(Wiener-Hammerstein) 모델은 전력 증폭기의 RF 주파수 특성을 입출력 선형 필터를 사용하여 모델링한 것으로, Hammerstein 구조의 사전 왜곡 선형화기를 사용하면 이론적으로 인접 채널 간섭을 모두 제거할 수 있다. 그러나, 실제 전력 증폭기의 경우 RF 주파수 특성 외의 메모리 현상에 의해 주파수 특성만을 보정한 Hammerstein 사전 왜곡기에 의한 인접 채널 간섭비의 향상 정도가 제한적이다. 이러한 출력 스펙트럼 특성은 Three-Box 모델의 메모리 성분을 가지지 않는 비선형 블록을 메모리 다항식으로 바꾸어 준 모델을 사용하여 정확히 예측될 수 있다. IEEE 802.11 g 무선 랜 전력 증폭기에 Hammerstein 구조의 사전 왜곡이 적용된 경우 측정된 인접 채널 스펙트럼 밀도값을 제안된 모델은  $\pm 30$  MHz의 인접 채널 범위에서 2 dB 이하의 오차로 예측하였다.

### Abstract

This paper suggests an improved system-level model of RF power amplifiers(PAs) including memory effects, and validates the suggested model by analyzing the power spectral density of the output signal with a predistortion linearizer. The original three-box(Wiener-Hammerstein) model uses input and output filters to capture RF frequency response of PAs. The adjacent spectral regrowth that occurs in three-box model can be perfectly removed by Hammerstein structure predistorter. However, the predistorter based on Hammerstein structure achieves limited performance in real PA applications due to other memory effects except RF frequency response. The spectrum of the output signal can be predicted accurately using the suggested model that changes a memoryless block in a three-box model with a memory polynomial. The proposed model accurately predicts the output spectrum density of PA with Hammerstein structure predistorter with less than 2 dB errors over  $\pm 30$  MHz adjacent channel ranges for IEEE 802.11 g WLAN signal.

Key words : Hammerstein, Memory Effects, Memory Polynomial, Three-Box, Predistortion, Power Amplifier

### I. 서론

사전 왜곡(predistortion)을 이용한 선형화 기법은

전력 증폭기의 전단에 전력 증폭기의 비선형 특성의 역함수에 해당하는 블록을 삽입하여 전체(사전 왜곡기+전력 증폭기) 특성 함수를 선형화시킴으로써, 비

건국대학교 전자공학부(Department of Electronic Engineering, Konkuk University)

· 논문 번호 : 20060215-007

· 수정완료일자 : 2006년 5월 12일

선형성에 의해서 발생하는 인접 채널 간섭 성분의 증가를 감소시켜 선형성을 향상시키는 방법이다<sup>[1]~[3]</sup>. 사전 왜곡 방식은 피드포워드(feedforward) 방식에 비해서 경제성이나 전력 효율 면에서 장점을 가지고 있다. 특히 디지털 사전 왜곡기를 이용하는 경우에는 CMOS 칩 등으로 기저 대역에서 사전 왜곡기를 구현함으로써 저렴하게 선형화기를 구축할 수 있다. 하지만 일반적으로 사전 왜곡기를 이용한 경우 선형성 향상이 피드포워드 방식에 비해서 떨어진 다<sup>[1],[4]</sup>. 피드포워드 방식은 비선형 성분과 선형 성분의 오차 값을 오차 증폭기에서 증폭하여 출력단에서 왜곡된 신호에서 차감함으로써 비선형성을 보정해주는 방식을 사용하므로 전력 증폭기의 비선형 모델에 대한 정보를 알지 못하더라도 비선형 오차를 제거할 수 있다. 사전 왜곡기에서는 피드포워드 방식에서 필요한 오차 증폭기, 지연선(delay line), 결합기 등의 주변 회로를 없애는 대신 전력 증폭기의 정확한 비선형 모델에 대한 정보를 미리 획득하고 있어야 한다. 비선형 모델이 실제 전력 증폭기의 특성과 오차를 가지고 있을 시에는 사전 왜곡기의 선형화 성능이 저하된다. 전력 증폭기 모델에서 주요한 오차의 원인은 전력 증폭기의 메모리 효과이다. 전력 증폭기의 메모리 효과는 디바이스 내부 또는 외부 회로에서 발생하는 RF 주파수 특성, 소자의 열 특성, 직류 바이어스 회로 특성 등에 의해서 발생한다<sup>[2]~[4]</sup>. 다양한 메모리 효과를 포함하는 정확한 전력 증폭기의 비선형 모델은 사전 왜곡기의 설계의 핵심이 된다. 기존의 Three-Box 모델은 RF 주파수 특성을 선형 필터로 모델링하여 메모리 효과를 포함하는 모델이지만, 비선형 모델 블록에서 메모리 성분을 고려하지 않음으로써 실제 전력 증폭기의 메모리 효과를 모델링하는데 제약이 있다. 본 논문에서는 정확한 메모리 효과의 모델링을 위하여 Three-Box의 메모리 성분이 없는 비선형 모델을 메모리 다항식(memory polynomial)으로 대체한 모델을 제안하였다. 제안한 모델의 정확성을 검증하기 위해 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용하고 모델의 출력 스펙트럼 밀도를 측정값과 비교 분석하였다. Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용시킨 이유는 메모리 성분이 없는 비선형성과 RF 주파수 특성의 메모리 효과를 제거한 후의 출력 스펙트럼을 비교하여 제안한 모델의

성능을 확인하기 위함이다.

본 논문의 2장에서는 RF 주파수 특성을 포함하는 Three-Box 모델에 대해서 살펴보고, 3장에서는 RF 주파수 특성과 메모리 성분이 없는 비선형성을 보완하는 Hammerstein 구조를 가지는 사전 왜곡기에 대해서 살펴본다. 4장에서는 향상된 Three-Box 모델을 제안하고, Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용한 경우의 출력 신호의 스펙트럼 밀도를 예측하고 이 값을 측정값과 비교하여 제안한 모델의 정확성을 확인하였다.

## II. Three-Box 전력 증폭기 모델

입력과 출력 신호를 이용한 시스템 레벨 모델링 기법은 효과적으로 전력 증폭기의 비선형성을 모델링할 수 있는 방법이다<sup>[5]~[8]</sup>. 고조파에서 발생하는 비선형 성분은 반송파 근처의 대역 통과 필터에 의해서 쉽게 제거될 수 있는 점을 고려하면, 전력 증폭기의 비선형성은 대역 통과 신호의 복소 포락선(complex envelope) 신호와 홀수차 비선형 성분을 이용하여 모델링될 수 있다.

전력 증폭기의 입력 신호는 식 (1)과 같은 대역 통과 신호로 표시된다.

$$x_{RF}(t) = \text{Re}\{x(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \quad (1)$$

여기서  $x(t)$ 는 입력 대역 통과 신호의 기저 대역의 복소 포락선 신호이며  $f_c$ 는 반송파의 주파수이다. 전력 증폭기의 대역 통과 출력 신호는 식 (2)와 같이 표현되며,  $y(t)$ 는 출력 신호의 복소 포락선 신호이다.

$$y_{RF}(t) = \text{Re}\{y(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2)$$

협대역 신호에 대해서 출력 복소 포락선 신호는 입력 복소 포락선 신호의 주파수에 독립이며, 현재의 입력 신호의 크기에 의해서 비선형 왜곡이 결정되는 다음 식과 같은 정적인 비선형 함수로 표현될 수 있다.

$$y(t) = G(|x(t)|) \cdot x(t) \quad (3)$$

식 (3)에서  $G(\cdot)$ 는 복소수 계수를 가지는 테일러 급수 등의 형태를 가지는 메모리 성분이 없는 비선형 함수로써, 크기와 위상 특성이 각각 AM/AM과 AM/PM을 나타낸다. 식 (3)의 비선형 함수는 변

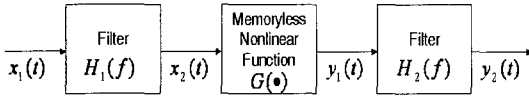


그림 1. RF 주파수 특성을 고려한 전력 증폭기 Three-Box 모델(Wiener-Hammerstein 모델)  
 Fig. 1. A nonlinear RF PA model considering RF frequency response: three-box model(Wiener-Hammerstein model).

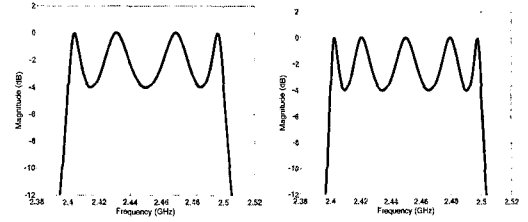
조 신호의 주파수 성분에 독립적으로 현재 신호의 크기에 의해서만 비선형 왜곡이 결정되는 모델이다. 하지만 신호가 광대역화 함에 따라 이와 같은 주파수 독립성은 성립하지 않고 입력단 및 출력단의 정합 회로에 의해서 RF 주파수 특성의 변화가 발생한다. 이 경우 입, 출력단의 주파수 특성을 선형 필터로 모델링하여 전력 증폭기의 특성은 선형 필터와 그 사이의 메모리를 고려하지 않는 비선형 함수의 조합으로 표현될 수 있다<sup>[7],[8]</sup>. 이와 같이 세 개의 블록으로 구성되는 것을 Three-Box 모델(Wiener-Hammerstein 모델)이라고 하며, 그 구성은 그림 1과 같다.

그림 1에서 도시된 블록과 신호는 대역 통과 신호 및 시스템을 동등한 저대역의 복소 신호 및 시스템으로 변환한 것이다. 그러므로 그림 1에서 입출력 필터  $H_1(f)$ 와  $H_2(f)$ 는 RF 대역 통과 필터를 Hilbert 변환을 이용하여 반송파의 주파수가 0으로 이동된 저대역 필터의 특성을 가진다.

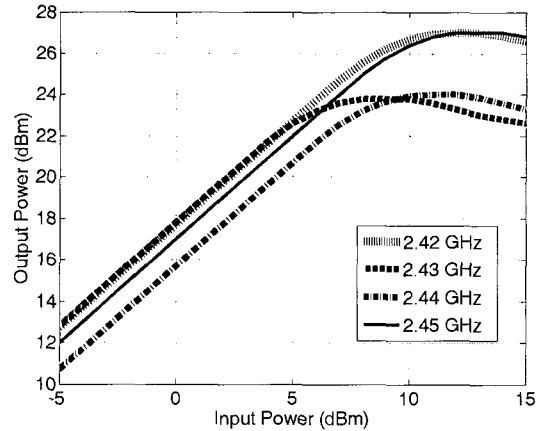
그림 1의 Three-Box 모델은 메모리 성분이 없는 비선형 특성을 양단의 필터를 이용하여 주파수 성분에 따라서 그 입력값 및 출력값을 이동시킴으로써, 주파수 성분에 따라 다른 특성을 가지는 비선형 시스템을 나타낼 수 있다. 그림 2에서는 모의실험을 통하여 2.4 GHz~2.5 GHz 대역에서 도시된 입력과 출력단 필터의 특성을 고려하였을 시에 반송파 주파수 변화에 따른 비선형 특성의 변화를 도시하였다. 그림 2에서와 같은 Three-Box 모델의 비선형 특성 함수를 유도하기 위하여 RF 주파수  $f_c + f_m$  ( $|f_m| \ll f_c$ )에서 크기  $A$ 와 위상  $\phi$ 를 가지는 단일 톤 신호를 고려한다.

$$x_{RF}(t) = \text{Re}\{Ae^{j\phi} \exp(j2\pi(f_c + f_m)t)\} \quad (4)$$

식 (4)의 신호를 Three-Box 모델에 인가한 경우



(a) 입력 필터 특성 (a) Input filter response  
 (b) 출력 필터 특성 (b) Output filter response



(c) Three-Box 모델의 입출력 특성  
 (c) Input and output characteristics of three-box model

그림 2. Three-Box 모델에서의 입출력 필터 특성에 의해 발생하는 주파수에 따른 비선형 특성  
 Fig. 2. A nonlinear characteristics of three-box model considering RF input/output frequency responses.

출력 신호의 복소 출력 신호는 식 (5)와 같다.

$$y_2(t) = H_2(f_m)H_1(f_m)G(A|H_1(f_m)|)Ae^{j\phi} \quad (5)$$

주파수 특성에 의한 혼변조 왜곡 특성을 조사하기 위해서는 Three-Box 모델에 식 (6)과 같은 두 톤 신호를 인가한다.

$$x_{RF}(t) = \text{Re}\{Ae^{j2\pi(f_c - f_m)t} + Ae^{j2\pi(f_c + f_m)t}\} \quad (6)$$

이 경우, 입력 필터  $H_1(f)$ 를 통과한 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_2(t) = A[H_1(f_m) \exp(j2\pi f_m t) + H_1(-f_m) \exp(-j2\pi f_m t)] \quad (7)$$

메모리 성분을 가지지 않는 비선형 함수  $G(\cdot)$

는 복소수 계수  $a_{2k-1}$ 를 가지는 다항식을 통해서 모델링 할 수 있다. 대역 통과 특성에 의하여 식 (8)과 같이  $y_1(t)$ 는  $x_2(t)$ 의 홀수 차 항 성분으로 표현된다. 즉,  $G(\cdot)$ 는  $|x_2(t)|^2$ 에 의존하는 함수가 된다.

$$y_1(t) = \sum_{k=1}^n a_{2k-1} |x_2(t)|^{2(k-1)} \cdot x_2(t) \quad (8)$$

위의 식을 이용하여 출력 필터를 통과한 투톤 신호 출력 신호  $y_2(t)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$y_2(t) = AH_1(-f_m)e^{-j2\pi f_m t} + \sum_{k=1}^n \sum_{q=0}^{k-1} \sum_{r=0}^q H_2(-[2(q-2r)+1]f_m) T_{k,q,r} + AH_1(f_m)e^{j2\pi f_m t} + \sum_{k=1}^n \sum_{q=0}^{k-1} \sum_{r=0}^q H_2(-[2(q-2r)-1]f_m) T_{k,q,r} \quad (9)$$

위의 식 (9)에서  $T_{k,q,r}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$T_{k,q,r} = a_{2k-1} \cdot {}_{k-1}C_q \cdot {}_qC_r \cdot (U)^{k-1-q} (V)^{q-r} (V^*)^r \quad (10)$$

여기서

$$U = A^2(|H_1(f_m)|^2 + |H_1(-f_m)|^2) \quad (11)$$

$$V = A^2 H_1(-f_m) H_1^*(f_m) \exp(-j4\pi f_m t). \quad (12)$$

식 (9)는 입력과 출력 RF 주파수 특성을 포함하는 투톤 신호에 대한 출력값을 수식화 한 것으로서, 입력과 출력 필터의 특성에 따라서 비대칭적인 혼변조 왜곡 특성을 포함한 다양한 투톤 혼변조 왜곡 특성을 모델링할 수 있다.

### III. Hammerstein 구조를 이용한 Three-Box 모델의 사전 왜곡 선형화기

그림 3에서는 사전 왜곡기를 사용하는 전력 증폭기의 블록 다이어그램을 간단히 도시하였다. 사전 왜곡기의 설계 목적은 출력값  $y_p(t)$ 를 최대한 선형화 시킬 수 있는 사전 왜곡기의 구조를 정하고 설계하는 것이다.

그림 1에서의 Three-Box 모델에 대해서는 그림 4와 같은 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 구성함

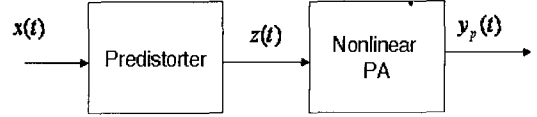


그림 3. 기본적인 사전 왜곡 선형화기를 가지는 전력 증폭기의 블록 다이어그램

Fig. 3. A simple block diagram of RF PA with a predistortion linearizer.

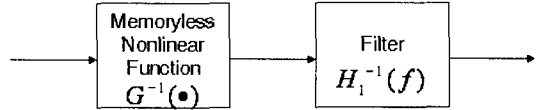


그림 4. Hammerstein 구조를 가지는 사전 왜곡기  
Fig. 4. A block diagram of predistortion linearizer that has Hammerstein structure.

으로써 선형화를 이룰 수 있다<sup>[9],[10]</sup>. 본 논문에서는 Three-Box 모델에서 출력 필터의 특성은 비선형 블록의 출력단에 있으므로 사전 왜곡기의 구성에서는 고려하지 않는다.

그림 4에서  $G^{-1}(\cdot)$  블록은 전력 증폭기의 비선형 블록을 상쇄시키는 블록으로서 다음과 같은 특성을 가진다.

$$G^{-1}(G(|x(t)|)) = 1 \quad (13)$$

위의 경우에 선형 이득값은 1로 표준화하였다. 일반적으로  $G^{-1}(\cdot)$  블록은 식 (8)과 같은 테일러 급수 등의 형태로 구성이 가능하나, 항수의 증가에 따른 함수의 안정성 등의 문제 등을 고려하여 look-up table(LUT)을 사용하여 구성해 주는 것이 일반적이다. LUT 구성시, 입력 신호의 크기에 따른 동위상과 직각 위상 신호에 대한 2개의 1차 LUT 또는 크기와 위상에 대한 2개의 1차 LUT를 이용하여 구현한다.  $H_1^{-1}(\cdot)$  블록은 그림 1의 전력 증폭기의 입력 필터의 특성  $H_1(\cdot)$ 에 대하여 역함수의 성질을 가지는 필터로서 다음과 같은 주파수 특성을 가지도록 설계된다.

$$H_1^{-1}(f_m) = \frac{1}{H_1(f_m)} \quad (14)$$

$G^{-1}(\cdot)$  블록에 의해서 생성되는 사전 왜곡 신호의 주파수 대역은 입력 신호의 주파수 폭에 비해서 사전 왜곡기의 비선형 차수만큼 증가하게 되므

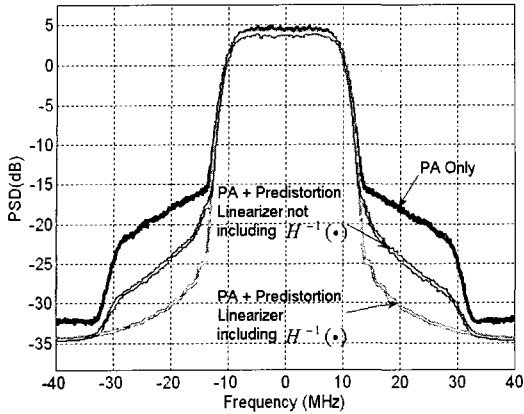


그림 5. Three-Box 모델에 입력 필터 특성을 고려한 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기 적용시 스펙트럼 특성

Fig. 5. Power spectrum density of three-box model with Hammerstein structure predistortion linearizer.

로,  $H_1^{-1}(\cdot)$  블록은 입력 신호의 주파수 범위보다 광대역에서 설계되어야 한다. 입력 주파수 특성을 정확히 예측하고 보상해 주는 것은 전체 사전 왜곡기의 성능을 결정한다. 입력 주파수 특성이 사전 왜곡기에 미치는 영향을 살펴본 모의실험 결과를 그림 5에 도시하였다. 그림 5의 예에서는 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 Three-Box 전력 증폭기 모델에 적용하였으며, 입력 신호로 20 MHz의 대역폭을 가지는 16-QAM 신호를 사용하였다.  $H_1(\cdot)$ 을  $\pm 15$  MHz에서 3 dB 감쇄와  $\pm 30$  MHz에서 60 dB 감쇄를 가지는 butterworth 형태의 필터로 가정하고 모의 실험을 하였다.

그림 5의 결과에서와 같이  $H_1^{-1}(\cdot)$ 를 고려하지 않는 경우에는 RF 주파수 특성을 보상하지 못하므로 인접 채널 간섭의 감소가 제한적이지만,  $H_1^{-1}(\cdot)$ 을 고려하는 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용하는 경우, 인접 채널의 비선형 왜곡에 의한 스펙트럼 증가를 모두 제거하여 입력 신호와 동일한 형태를 가지는 출력 스펙트럼을 달성할 수 있다. Three-Box 모델에서 다양한 입력 필터의 특성과 비선형 함수에 대해서도 Hammerstein 구조의 선형 왜곡기가 완벽한 선형화 성능을 보임을 확인할 수 있었다.

#### IV. 메모리 다항식을 이용한 Three-Box 모델의 확장 및 검증

앞 장에서 기술한 바와 같이 Three-Box 모델로 전력 증폭기를 모델링하고, Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용한 경우 비선형 왜곡을 이론적으로 완전히 제거할 수 있다. 그러나 실제 전력 증폭기에 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용한 경우 선형화 성능 향상은 제한적이다. 이는 기존 Three-Box 모델의 경우 두 개의 선형 필터와 그 사이의 메모리 성분을 가지지 않는 비선형 블록을 이용하여 입력 및 출력부의 주파수 응답 특성을 모델링하는 방식이므로, 전력 증폭기의 전력 소자에서 발생하는 피드백, 열 특성 등에 의한 메모리 효과를 표현하는데 제약이 있기 때문이다. Three-Box 모델에 단일 톤 신호를 인가한 경우 전체 모델의 비선형 특성 곡선은 입, 출력 필터의 RF 주파수 특성 함수의 크기에 따라서 비선형 함수  $G(\cdot)$ 의 곡선을 그림 2에서와 같이 x축과 y축을 따라 이동시키는 효과 또는 축에 따라 비례 축소시키는 효과를 만든다<sup>[6],[8]</sup>. 이와 같은 방식으로 표현할 수 없는 비선형 특성 곡선을 가지는 경우에는 Three-Box 모델로서 표현할 수 없다. 이러한 문제는 Volterra 급수를 사용하여 해결할 수 있다. Volterra 급수는 메모리를 갖는 비선형 시스템을 나타내는 일반적인 방법이지만, 고차의 Kernel들로 표현되어 Kernel의 복잡도가 비선형 차수와 고려하는 메모리의 깊이가 증가함에 따라 기하급수적으로 증가하게 된다<sup>[11]</sup>. 이러한 문제점을 극복하기 위하여 일반적인 Volterra 급수를 간략화해서 나타내는 Simplified Volterra 급수 방법들이 전력 증폭기의 모델링에 사용될 수 있다. 메모리 다항식은 Simplified Volterra 급수의 한 형태로 아래 식과 같이 메모리 성분을 가지는 항들을 이용한 테일러 급수의 합의 형태를 가진다<sup>[12]</sup>.

$$y(t) = G_2(x(t), x(t-\tau_1), x(t-\tau_2), \dots) \\ = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^n a_{2k-1,q} |x(t-\tau_q)|^{2(k-1)} x(t-\tau_q) \quad (15)$$

여기서  $\tau_q$ 는  $t-\tau_q$ 에서의 입력 신호가 시간  $t$ 의 출력 값에 끼치는 영향을 나타내기 위한 시간 지연 값이다.  $\tau_0$ 는 0으로 정의한다. 이산 신호에 대해서

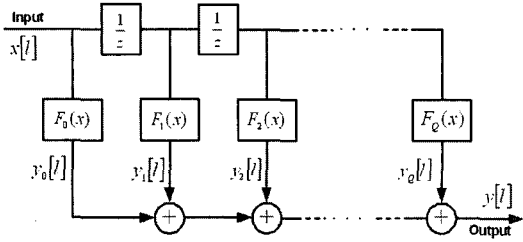


그림 6. 메모리 다항식 기법을 이용한 전력 증폭기 모델링 기법의 블록 다이어그램

Fig. 6. Block diagram of RF PA model using memory polynomial.

시간 지연 단계를 샘플링 시간의 배수로 정의하는 경우 메모리 다항식은 그림 6과 같은 블록 다이어그램으로 표시된다.

이 구조는 FIR(Finite Impulse Response) 필터의 구조와 유사하지만, 차이점은 FIR 구조의 선형 이득 값 대신 비선형 이득 값인  $F_q(x)$ 가 사용된 것이다.

$$F_q(x) = \sum_{k=1}^n a_{2k-1,q} |x|^{2(k-1)} \cdot x \quad (16)$$

입출력 RF 주파수 특성의 모델링을 유지하면서, 기술한 Three-Box 모델의 단점을 극복하기 위해서 기존의 Three-Box 모델의 메모리 성분을 가지지 않는 비선형 블록  $G(\cdot)$ 을 식 (15)에서 표시한 메모리 다항식  $G_2(\cdot)$ 로 대체한다.

실제 전력 증폭기에 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용하였을 때 제거할 수 없는 인접 채널의 비선형 왜곡 주파수 성분은 메모리 다항식을 포함하는 Three-Box 모델을 사용하여 정확히 예측될 수 있다. 이러한 제거되지 않는 스펙트럼 특성을 예측하기 위하여 다음과 같이 오차 값을 정의한다.

$$e(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (17)$$

여기서  $y(t)$ 는 식 (15)의 메모리 다항식으로 유도되는 출력 값이며,  $\hat{y}(t)$ 는 메모리 성분이 없는 모델로 예측되는 출력 값이다.  $\hat{y}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{y}(t) = \sum_{k=1}^{N_1} a_{2k-1} |x(t)|^{2(k-1)} \cdot x(t) \quad (18)$$

위 식에서  $N_1$ 은 비선형 모델의 항의 개수를 나타낸다. 식 (17)에서의 오차 성분은 다음 식과 같이

메모리 다항식과 동일한 형태로 표현된다.

$$e(t) = \sum_{q=0}^Q \sum_{k=1}^{N_2} b_{2k-1,q} |x(t-\tau_q)|^{2(k-1)} x(t-\tau_q) \quad (19)$$

$z(t)$ 를 입력 값  $x(t)$ 에 대한 사전 왜곡기의 출력 값이라고 하면, 전체 시스템의 출력 값  $y_p(t)$ 에 대한 전력 스펙트럼 밀도는 상관 함수를 사용하여 아래와 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \Psi_{y_p y_p}(f) &= \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M a_{2l-1} a_{2m-1}^* \Psi_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(f) \\ &+ \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M \sum_{q=0}^Q a_{2l-1} b_{2m-1,q}^* e^{-j2\pi f \tau_q} \Psi_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(f) \\ &+ \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M \sum_{q=0}^Q a_{2m-1}^* b_{2l-1,q} e^{j2\pi f \tau_q} \Psi_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(f) \\ &+ \sum_{l=1}^M \sum_{m=1}^M \sum_{q=0}^Q \sum_{r=0}^Q b_{2l-1,q} b_{2m-1,r}^* e^{j2\pi f(\tau_q - \tau_r)} \Psi_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(f) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서,

$$\Psi_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (21)$$

$$R_{z_{2l-1}, z_{2m-1}}(\tau) = E[z_1^*(z_1^*)^{l-1} z_2^{m-1} (z_2^*)^m] \quad (22)$$

이며

$$z_1 = z(t), z_2 = z(t + \tau) \quad (23)$$

를 나타낸다.

위의 식 (20)에서 첫 번째 항은 선형화된 출력 성분을 나타낸다. 즉, 모델의 오차가 0으로 수렴할 경우 첫 번째 항을 제외한 항들은 모두 0으로 가며, 그 결과 값으로 완전한 선형 출력을 얻을 수 있다. 그러나 모델의 오차가 발생하는 경우에는 오차의 크기가 사전 왜곡기에 의해서 증대되어 전력 증폭기 선형화에 한계값으로 동작한다.

제안한 모델의 성능을 검증하기 위해서 사전 왜곡기를 적용한 전력 증폭기의 인접 채널 스펙트럼 밀도를 예측하고 이 값을 측정 값과 비교하였다. 그림 7에서 보여지는 것은 802.11 g 무선 랜 시스템의 한 채널 신호에 대해서 2.4 GHz 대역의 SiGe 전력 증폭기의 출력 값과 이 전력 증폭기에 Hammerstein 모델의 사전 왜곡기를 사용한 경우의 측정된 출력 스펙트럼이다. 입력 주파수 특성을 보완하였지만, 다른 메모리 효과에 의한 동적인 AM/AM, AM/PM 함수에 의해서 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기는 그림 7과 같이 선형화 성능의 한계 값을 가진다. 중

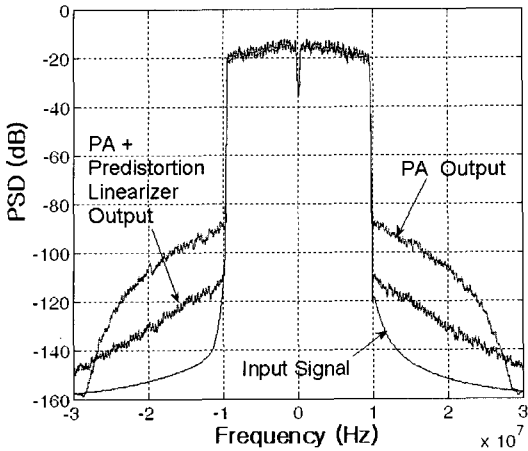


그림 7. 802.11 g 입력 신호에 대한 전력 증폭기의 출력 스펙트럼과 Hammerstein 구조의 사전 왜곡을 적용한 경우의 출력 스펙트럼 측정 값  
 Fig. 7. Measured power spectrum density for RF PA only and RF PA with Hammerstein predistortion linearizer for 802.11 g signal.

십 주파수에서 15 MHz 떨어진 곳에서의 선형성 향상은 대략 21 dB였다. 이 값은 입력 신호의 스펙트럼과 비교시 30 dB 정도의 저하가 발생한 것이다. 동적인 AM/AM, AM/PM 특성을 포함하는 모델

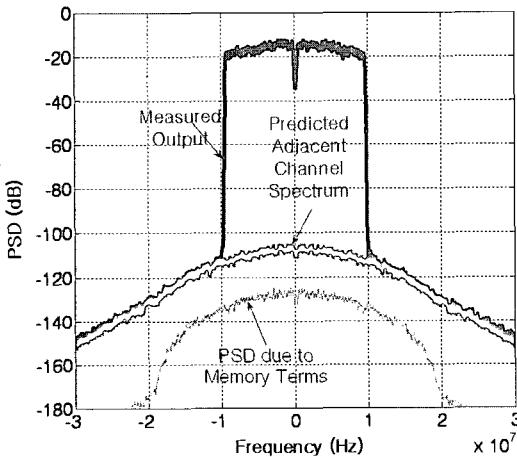


그림 8. Hammerstein 사전 선형화기가 적용된 전력 증폭기 출력 신호의 인접 채널 스펙트럼 예측과 실험값과의 비교  
 Fig. 8. Analytical extraction of spectrum of output signal of PA with Hammerstein structure predistortion linearizer and its comparison with the measured results.

링을 위하여, 우선 일반 Three-Box 모델의 메모리 성분을 가지지 않는 비선형 함수와 측정치의 오차를 구하였다. 이 오차는 메모리 효과에 의하여 기인하는 것으로서 스펙트럼 분포를 그림 8에 도시하였다. 식 (17), (19)를 이용하여 메모리 효과에 의한 오차를 포함하는 메모리 다항식 형태의 전력 증폭기 모델을 추출하였다. 추출한 모델의 파라미터로부터 식 (20)을 이용하여 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기를 적용한 경우에 오차 성분에 의한 스펙트럼 밀도를 구하고 이를 그림 7에서의 측정 값과 비교하여 그림 8에 도시하였다.

그림 8에서와 같이 제안된 모델을 사용하여 예측한 인접 채널 간섭의 스펙트럼 밀도 예측 값은 중심 주파수로부터  $\pm 30$  MHz 대역 범위에서 측정된 인접 채널 스펙트럼 밀도 측정 값과 2 dB 이하의 오차로 일치하였다.

### V. 결 론

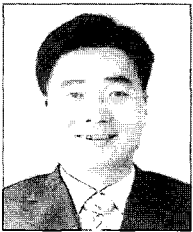
본 논문에서는 실제 전력 증폭기를 정확히 모델링하기 위하여 기존 Three-Box 모델의 주파수 특성 모델링 방법을 유지하면서, 메모리 성분이 없는 비선형 블록을 메모리 다항식으로 대체하여 모델링하는 향상된 Three-Box 모델을 제시하였다. 이 모델의 정확성을 검증하기 위하여 제안된 모델에 Hammerstein 구조의 사전 왜곡기 적용시의 출력 스펙트럼을 상관 함수로써 예측하고, 이 값을 측정 값과 비교하여 검증하였다. 본 논문에서 제안한 전력 증폭기의 비선형 모델은 메모리 효과에 의해 발생하는 인접 채널 간섭비 선형화 성능의 한계 값을 예측하고, 이 한계 값을 개선하는 사전 왜곡 선형화기의 설계에 적용될 수 있을 것으로 판단된다.

### 참 고 문 헌

[1] 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.  
 [2] B. Kenington, *High-linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA: Artech House, 2000.

- [3] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA: Artech House, 2002.
- [4] J. S. Kenney, W. Woo, M. D. McKinley, H. Ku, and Y. Park, "Practical limitations of predistortion linearization systems for RF power amplifiers", in *Asia-Pacific Microwave Conference*, Nov. 2003.
- [5] S. L. Loyka, J. R. Mosig, "New behavioral-level simulation technique for RF/microwave applications. Part I: Basic Concepts", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 10, no. 4, pp. 221-237, Jul. 2000.
- [6] R. Blum, M. C. Jeruchim, "Modeling nonlinear amplifiers for communication simulation", *IEEE International Conference on Communications*, vol. 3, BOSTON 11-14, pp. 1468-1472, Jun. 1989.
- [7] A. A. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [8] C. J. Clark, C. P. Silva, A. A. Moulthrop, and M. S. Muha, "Power-amplifier characterization using a two-tone measurement technique", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 6, pp. 1590-1602, Jun. 2002.
- [9] T. Wang, J. Ilow, "Compensation of nonlinear distortions with memory effects in OFDM transmitters", *IEEE GLOBECOM*, vol. 4, pp. 2398-2403, Nov.-Dec. 2004.
- [10] L. Ding, R. Raich, and G. T. Zhou, "A Hammerstein predistortion linearization design based on the indirect learning architecture", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 3, pp. III-2689-III-2692, May 2002.
- [11] V. J. Mathews, G. L. Sicuranza, *Polynomial Signal Processing*, John and Wiley & Sons. Inc., 2000.
- [12] H. Ku, J. S. Kenney, "Behavioral modeling of nonlinear RF power amplifiers considering memory effects", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, pp. 2495-2504, Dec. 2003.

### 구 현 철



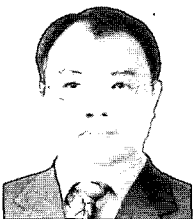
2003년: 미국 Georgia 공과대학교 전기전자공학과 (공학박사)  
 2004년~2005년: 삼성전자 정보통신총괄 책임연구원  
 2005년~현재: 건국대학교 전자공학부 조교수  
 [주 관심분야] 비선형 분석, RF 및 Microwave 회로 설계 및 모델링

### 허 정



1983년: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1991년: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1991년~현재: 건국대학교 전자공학부 교수  
 [주 관심분야] 안테나, RF 및 Microwave 회로

### 이 강 윤



2003년: 서울대학교 전기공학부 (공학박사)  
 2003년~2005년: (주)지씨티리씨치 책임연구원  
 2005년~현재: 건국대학교 전자공학부 조교수  
 [주 관심분야] 아날로그 집적회로, RF 회로 설계, 아날로그/디지털 Mixed Mode 설계