

회로 특성 파라미터에 근거한 전력 증폭기의 비선형 응답 특성

Analysis of Power Amplifier Nonlinear Response Based on Practical Circuit Parameters

박 용 국* · 김 형 석†
(Yong-Kuk Park · Hyeong-Seok Kim)

Abstract - In this paper, a novel analysis on the nonlinear response of a power amplifier (PA) with the intermodulation distortion (IMD) asymmetry is proposed based on the mutislice behavioral model. The coefficients of the odd-order and even-order polynomial of that model are represented with the PA practical circuit parameters such as intercept points, gain and amplitudes of excitation inputs. We also develop the analytic expressions to distinguish baseband frequency effect from second harmonic effect on the IMD asymmetry. We also validate the derived analytic expressions through measurements.

Key Words : Nonlinear response, Intermodulation distortion asymmetry, Odd-order and even-order polynomial, Practical circuit parameters

1. 서 론

무선 통신 시스템의 송신기에서 사용되고 있는 전력 증폭기의 비선형 특성을 분석하는 것은 전력 증폭기의 혼변조 특성(intermodulation distortion : IMD) 혹은 인접 채널 전력비(adjacent channel power ratio : ACPR)를 추정하기 위해 반드시 필요하다[1]-[2]. 따라서 이에 대한 연구들이 진행되어 왔으며 특별히 다층 슬라이스 모델(multi-slice behavioral model)을 기반으로 IMD 비대칭 특성을 가지고 있는 전력 증폭기의 비선형 특성에 대해 많은 연구가 이루어져왔다[3]-[5]. 이러한 다층 슬라이스 모델을 기반으로 IMD 비대칭 특성을 설명하기 위해 이중 슬라이스 모델(two-slice behavioral model)이 제시된 바 있다[3]. 또한 이중 슬라이스 모델 내부의 기수(odd-order) 다항식과 우수(even-order) 다항식의 계수들을 실제 전력 증폭기로부터 측정하여 추출하고 이를 근사화 하는 방법 또한 제시되었다[4]. 최근에는 이러한 결과를 이용하여 전력 증폭기의 멀티톤 입력에 대한 응답 특성을 유도해내는 것으로 확대된 바 있다[5]. 그러나 이러한 논문들에서 제시한 기수 다항식과 우수 다항식의 계수들을 추출하는 방법들은 매우 복잡하고, 비용이 많이 들며 시간을 많이 소비하는 것은 물론 모든 전력 증폭기마다 반복해서 측정해야만 하는 어려움을 가지고 있다. 따라서 이러한 복잡한 측정 과정을 대신하고 전력 증폭기를 설계하는 과정에서 IMD 혹은 ACPR를 추정할 수 있도록 하기 위해 이러한 기수 및 우수 다항식의 계수들을

전력 증폭기의 회로 특성 파라미터, 즉 인터셉트 포인트(intercept point), 이득(gain) 및 입력 신호의 크기의 함수로 유도하고자 한다.

2. 본 론

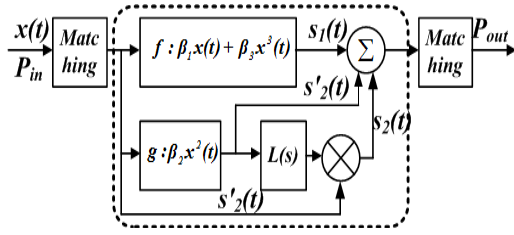
높은 레벨의 가변 포락선(envelope) 변조를 사용하는 무선 통신 방식에서 전력 증폭기는 선형성과 효율사이의 트레이드 오프(tradeoff)를 고려해야 하기 때문에 일반적으로 낮은 수준의 비선형성 영역에서 동작하게 된다. 따라서 이때의 비선형성은 일반적으로 3차의 급수로 모델링될 수 있다. 본 논문에서는 다층 슬라이스 모델[5]에서 $f(x)$ 와 $g(x)$ 로 나타내어지는 기수 다항식과 우수 다항식으로 구성된 메모리 없는(memoryless) 비선형 블록의 계수들을 유도하는데 초점이 맞추어져 있다. 왜냐하면 이러한 메모리 없는 비선형 블록이 전력 증폭기의 전반적인 주요 응답 특성을 나타내기 때문이다. 다층 슬라이스 모델[5]에 제시되어 있는 매칭 회로 및 바이어스 회로와 관련되어 있는 선형 네트워크인 $H(s)$ 와 $K(s)$ 는 입력 톤 간격에 따라 3차 혼변조 신호(3rd order intermodulation distortion : IM3)의 위상과 크기가 달라지는 현상, 즉 매크로 레벨의 메모리 효과를 나타내고 있기 때문에 본 논문에서의 고려대상에서 제외하였다. 다만, 이상적인 믹서를 통하여 상향 주파수 대역으로 주파수 변환되는 신호들을 제한하는 기능을 가지고 있는 선형 네트워크인 $L(s)$ 는 IMD 비대칭 특성을 설명하기 위해 본 논문에서는 이를 포함하여 다루기로 한다. 그림 1(a)는 단순화된 이중 슬라이스 모델을 제시하고 있는데 이 모델에서는 2차 혼변조 신호(2nd order intermodulation distortion : IM2)에 대한 응답 구조를 제시된 모델 내에 도식화 하였으며 그림 1(b)는 N=4인 경우를 고려한 멀티톤 입력에 대한 전력 증폭기의 출력 특성을 나타내고 있다.

* 정 회 원 : 전자부품연구원 임베디드융합연구센터
중앙대 전자전기공학부 박사과정

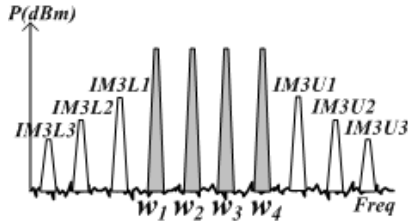
† 교신저자, 시니어회원 : 중앙대 전자전기공학부 교수
E-mail : kimcaf2@cau.ac.kr

접수일자 : 2012년 4월 4일

최종완료 : 2012년 4월 23일



(a) 전력 증폭기의 이중 슬라이스 모델



(b) 멀티톤(N=4) 입력에 대한 출력 스펙트럼

그림 1 이중 슬라이스 모델의 전력 증폭기 구조와 멀티톤(N=4) 응답 스펙트럼

Fig. 1 Two-slice PA model and multitone(N=4) response spectrum

3. 전력 증폭기의 응답 특성 분석

$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos \omega_i t$ 으로 표현되는 N개의 멀티톤 입력에 의한 그림 1(a)의 첫 번째 슬라이스의 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s_1(t) = \beta_1 x(t) + \beta_3 x^3(t) \quad (1)$$

여기서 β_1 과 β_3 는 1차와 3차 급수 계수들을 나타내고 있으며 A_i 와 ω_i 는 i번째 정현파 입력의 크기와 주파수를 나타낸다. 여기서 $x(t)$ 를 식 (1)에 입력하면 기본 주파수 성분에 대한 전력 증폭기 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$\left(\beta_1 A_i + \frac{3}{4} \beta_3 A_i^3 + \frac{3}{2} \beta_3 \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N A_j A_j^2 \right) \cos \omega_i t \quad 1 \leq (i, j) \leq N \quad (2)$$

식 (1)로 부터의 3차 혼변조 신호는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\left(\frac{3}{4} \beta_3 A_i^2 A_j \right) \cos(2\omega_i - \omega_j)t \quad 1 \leq (i, j) \leq N \quad (3)$$

또한 식 $s_2(t) = \beta_2 x^2(t)$ 으로부터 2차 혼변조 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$(\beta_2 A_i A_j) \cos(\omega_i \pm \omega_j)t \quad 1 \leq (i, j) \leq N \quad (4)$$

위의 식 (2), (3), (4)에서 나타내었듯이 만일 β_1 , β_2 및 β_3 를 알 수 있다면 개개 주파수 성분의 출력 응답 특성을 간단하게 추정할 수 있다.

3.1 기수 다항식 및 우수 다항식의 계수 유도

우선 N=2의 경우를 고려하여 β_1 과 β_3 를 유도하게 되는데 이것은 N을 3 또는 4등의 구체적인 값으로 반복시켜 가면

서 임의의 N에 대한 관련 식을 쉽게 유도할 수 있기 때문이다. $A_1 = A_{IIP3}$, $A_2 = kA_1$ 로 가정하고 식 (2)와 (3) 그리고 3차의 입력 인터셉트 포인트(IIP3)[6]의 개념을 사용하여 ω_1 주파수 측의 출력 성분들을 가지고 식을 전개하면 다음과 같은 식이 얻어질 수 있다.

$$\beta_1 A_1 + \frac{3}{4} \beta_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \beta_3 A_1 A_2^2 = \frac{3}{4} \beta_3 A_1^2 A_2 \quad (5)$$

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{\beta_1}{\frac{3}{4}(k-1)\beta_3 - \frac{3}{2}k^2\beta_3}} \quad (6)$$

여기서 $P_{A_{IIP3}}(dBm) = IIP_3 = 10 \log(V_{rms}^2/50) + 30$, $OIP_3(dBm) = IIP_3 + gain$ 이고 $V_{rms} = A_{IIP2}/\sqrt{2}$ 이기 때문에 식 (6)을 사용하면 β_1 과 β_3 사이의 관계식은 다음과 같이 나타내어 질 수 있다.

$$\beta_3^{\omega_1} = \frac{\beta_1^{\omega_1}/2}{\left\{ \frac{3}{4}(k-1) - \frac{3}{2}k^2 \right\} \left\{ 50 \times 10^{\frac{OIP_3 - gain - 30}{10}} \right\}} = m^{\omega_1} \beta_1^{\omega_1} \quad (7)$$

식 (2)에서 기본 주파수 ω_1 의 출력 성분은 입력 파워에 전력 증폭기의 이득을 더한 값과 동일하기 때문에 식 (7)을 사용하여 β_1 을 구하기 위한 식의 전개와 최종 식은 다음과 같이 주어진다.

$$10 \log \frac{\left(\beta_1 A_1 + \frac{3}{4} \beta_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \beta_3 A_1 A_2^2 \right)^2}{100} = 10 \log \frac{A_1^2}{100} + gain \quad (8)$$

$$\beta_1^{\omega_1} = \frac{\sqrt{10^{\frac{gain}{10}}}}{1 + \frac{3}{4}(A_1^2 + 2A_2^2)m^{\omega_1}} \quad (9)$$

한편, ω_2 주파수 측의 출력 성분들로부터 유도될 수 있는 $\beta_1^{\omega_2}$ 와 $\beta_3^{\omega_2}$ 은 식 (7)과 (9)와 동일한 응답 특성을 나타내기 때문에 본 논문에서는 고려하지 않는다. 식 (2)에서 $\beta_1 A_1$ 가 나머지 다른 항에 비해 매우 큰 값을 가지고 있기 때문에 [7], 식 (2)와 (4) 그리고 2차 입력 인터셉트 포인트(IIP2)의 개념[6]을 이용하고 앞의 경우에서처럼 $A_1 = A_{IIP2}$ 로 가정하면 식 (2)와 (4)로부터 $\beta_1 A_2 = \beta_2 A_1 A_2$ 가 되고 결국 $A_{IIP2} = \beta_1/\beta_2$ 가 된다. 따라서 식 (7)을 구하기 위한 전개 과정과 동일한 수식 전개를 통해 β_1 와 β_2 의 관계식은 다음과 같이 유도된다.

$$\beta_2 = \frac{\beta_1}{\sqrt{100 \times 10^{\frac{OIP_2 - gain - 30}{10}}}} \quad (10)$$

또한 N개의 멀티톤 입력에 대한 관련 식을 유도하기 위해서는 식 (5)으로부터 (9)번까지의 동일한 전개 과정을 이용하고 $A_1 = A$, $A_2 = k_1 A_1$, ..., $A_N = k_{N-1} A_1$ 으로 가정한다. 결과적으로 임의의 ω_i 와 ω_j ($\omega_i < \omega_j$) 주파수 출력 가운데 ω_i 주파수 측의 출력 성분들을 가지고 β_1 과 β_3 의 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$\beta_3^{\omega_i} = \frac{\beta_1^{\omega_i}/2}{\left\{ \frac{3}{4}(k_{j-1} - 1) - \frac{3}{2}(k_1^2 + k_2^2 + \dots + k_{N-1}^2) \right\} \left\{ 50 \times 10^{\frac{OIP_3 - gain - 30}{10}} \right\}} = n^{\omega_i} \beta_1^{\omega_i} \quad (11)$$

$$\beta_1^{\omega_i} = \frac{\sqrt{10^{\frac{gain}{10}}}}{1 + \frac{3}{4}(A_i^2 + 2A_{i+1}^2 + \dots + 2A_N^2)n^{\omega_i}} \quad (12)$$

식 (7)에서 (12)에서 나타내어 진 것과 같이 기수와 우수 다항식의 계수들인 β_1 과 β_2 및 β_3 는 전력 증폭기의 회로 특성 파라미터들인 인터셉트 포인트, 이득 및 입력 신호의 크기들의 함수로 표현될 수 있음을 알 수 있다.

3.2 IMD 비대칭 특성 분석

전력 증폭기의 IMD 비대칭 특성은 그림 1(a)의 첫 번째 슬라이스에서 발생하는 3차 혼변조 신호에 대해 두 번째 슬라이스에서 발생하는 3차 혼변조 신호가 벡터적으로 기여함으로써 인해 발생한다[5]. 따라서 이러한 현상을 수식적으로 분석하기 위해서 그림 1(a)의 두 번째 슬라이스의 출력을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_2(t) = \{s_2(t) * h(t)\}x(t) = \{\beta_2 x^2(t) * h(t)\}x(t) \quad (13)$$

여기서 $h(t)$ 는 선형 네트워크 $L(s)$ 의 임펄스 응답을 나타내며 *은 컨볼루션을 나타낸다. 우선, N=2의 경우에 대해 $x^2(t)$ 항에서 발생하는 DC 성분들을 배제하면 $s_2(t)$ 는 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$s_2(t) = \beta_2 \left\{ \left[\frac{A_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{A_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \right] * h(t) \right\} x(t) \quad (14)$$

기저대역 주파수(baseband frequency), $\omega_d = \omega_1 - \omega_2$ 가 IMD 비대칭 특성을 만들어내는 원인으로 알려져 있기 때문에[5], 식 (14)에서 해당 주파인 ω_d 성분을 가진 항만을 고려한다. 따라서 위의 식 (14)에 대하여 정현파신호에 대한 Fourier transform의 시간-주파수 변환 특성을 적용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$s_2^{\omega_d}(t) = |H(\omega_d)| \{ \beta_2 A_1 A_2 \cos(\omega_d + \angle H(\omega_d)) \} x(t) \quad (15)$$

여기서 $H(\omega)$ 는 $h(t)$ 의 Fourier transform을 나타낸다. N=2의 경우에 해당하는 $x(t)$ 를 식 (15)에 입력하게 되면 기저대역 주파수에 의한 3차의 혼변조 신호를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_2^{\omega_d}(t) = \beta_2 \frac{A_1 A_2}{2} |H(\omega_d)| \{ \cos(\omega_d t + \angle H(\omega_d)) + \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t - \angle H(\omega_d)] \} + \beta_2 \frac{A_1 A_2}{2} |H(\omega_d)| \{ \cos(\omega_1 t - \angle H(\omega_d)) + \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \angle H(\omega_d)] \} \quad (16)$$

식 (16)에 나타나 있는 것과 같이 $2\omega_1 - \omega_2$ 주파수에서 음의 위상 부호를 가지고 있는 3차 혼변조 신호와 $2\omega_2 - \omega_1$ 주파수에서 양의 위상 부호를 가지고 있는 3차 혼변조 신호들은 첫 번째 슬라이스에서 발생한 3차의 혼변조 신호들에 180도 위상차를 가지고 각각 반대 방향으로 벡터적으로 더해짐으로써 IMD 비대칭 특성이 나타나게 된다. 식 (14)의 이차 고조파 항들로부터 발생한 3차 혼변조 신호는 다음의 식에서

알 수 있듯이 첫 번째 슬라이스에서 발생한 3차의 혼변조 신호에는 기여하지만 IMD 비대칭 특성에는 영향을 주지 못하는 것을 쉽게 알 수 있다.

$$s_2^{2\omega}(t) = \beta_2 \frac{A_1^2 A_2}{2} |H(2\omega_1)| \{ \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \angle H(2\omega_1)] \} + \beta_2 \frac{A_1 A_2^2}{2} |H(2\omega_2)| \{ \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \angle H(2\omega_2)] \} \quad (17)$$

한편, 임의의 N개의 멀티톤 입력의 경우에 대해서는 그림 1(a)로부터 $s_2(t)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s_2(t) = \left\{ \beta_2 \left[\sum_{i=1}^N A_i \cos \omega_i t \right]^2 * h(t) \right\} x(t) \quad (18)$$

앞에서 언급되어진 대로 기저대역 주파수 $\omega_i - \omega_j$ 가 IMD 비대칭 특성의 원인이며 임의의 N개의 멀티톤 입력에 대한 기저대역 주파수 항목의 총 수는 $N(N-1)/2$ 와 같다. 따라서 식 (1)의 $x(t)$ 와 식 (13)을 이용하여 전개하면 임의의 N개의 멀티톤 입력에 대해 기저대역 주파수, ω_d 항만을 가지고 있는 $s_2(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_2^N(t) = \left\{ \beta_2 \left[\sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N A_i A_j - \sum_{i=1}^{N-2} \sum_{j=i+1}^{N-2} A_{i+1} A_j \right] \cos(\omega_i - \omega_j)t * h(t) \right\} x(t) \quad (19)$$

또한 식 (17)과 (19)를 고려하면 임의의 N개의 멀티톤 입력에 대해 IMD 비대칭 특성에 기여하는 기저대역 주파수에 대한 분석이 가능해진다.

4. 시뮬레이션 및 측정 결과

본 논문에서는 MATLAB과 ADS(Advanced Design System)를 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 2는 Vpc=3.0V와 Vcc=5.0V을 조건으로 2.45GHz에서 약 10dB의 이득을 가지고 동작하는 RF2126 전력 증폭기를 사용하여 멀티톤에 대한 응답 특성을 측정하기 위한 구성과 측정을 위해 구현된 DUT를 나타내었다. 우선 RF2126의 데이터 시트에 나와 있는 동일한 조건하에 2차의 출력 인터셉트 포인트(OIP2)와 3차의 출력 인터셉트 포인트(OIP3) 및 이득을 측정하기 위해 2.45GHz와 100KHz offset의 두 톤을 가지고 테스트를 실행하였다. 그 결과 OIP3=40dBm, OIP2=62dBm, gain=10dB의 특성을 얻을 수 있었다. 이렇게 측정된 회로 특성 파라미터들을 앞서 유도된 식들과 ADS시뮬레이터에 적용하였다. 그림 3(a)는 기본 주파수 성분의 전력 증폭기 출력에 관하여 식 (7)과 (9)를 이용한 식 (2)의 결과가 ADS 시뮬레이션 및 측정 결과와 매우 잘 일치하고 있음을 보여주고 있다. 그림 3(b)는 IMD 비대칭 특성을 발생시키는 입력 신호 크기의 임계치 이하에서는 식 (3)과 (7) 및 (9)를 이용한 3차의 혼변조 신호의 크기가 ADS 시뮬레이션 및 측정 결과와 일치하고 있음을 보여주고 있다. 이에 반해, IMD 비대칭 특성을 발생시키는 입력 신호 크기의 임계치 이상에서는 식 (3)과 (7) 및 (9)를 이용하여 수식적으로 얻어지는 결과와 측정치간의 차가 점점 크게 발생하게 되는데 이것은 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 그림 1(a)의 두 번째 슬라이스에서 발생하는 기저대역 주파수 및 이차 고조파 항들에

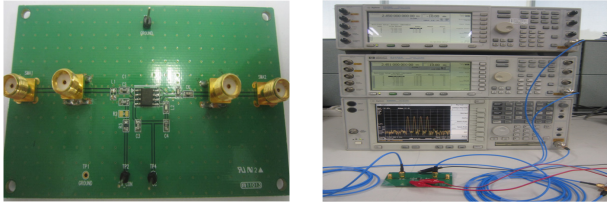
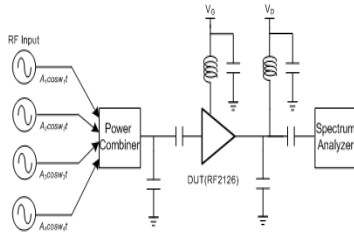
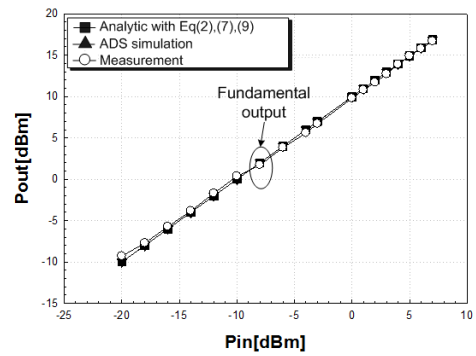


그림 2 테스트를 위한 DUT 측정 셋업
Fig. 2 Measurement setup of DUT for test

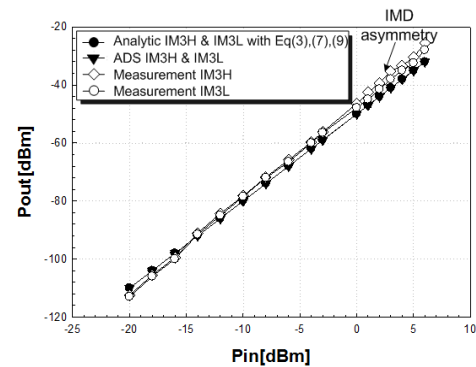
의한 첫번째 슬라이스의 3차 혼변조 신호에 대한 기여가 점점 커지고 있기 때문임을 알 수 있다. 그림 3(c)를 통해 식 (4)와 (10)을 이용한 2차의 혼변조 신호에 대한 수식적인 근사값이 ADS 시뮬레이션 및 측정 결과와 일치되고 있음을 알 수 있다. 한편, 멀티톤 입력의 경우에는 입력되는 두 톤의 주파수 간격에 따라 전력 증폭기 출력에서의 3차 혼변조 신호의 크기와 위상이 달라지는 매크로레벨 메모리 효과를 배제할 수 있도록 충분히 작은 협대역내의 4개의 멀티톤 입력력을 고려한다. 따라서 그림 1(b)에서와 같이 2.45GHz에서 10KHz씩 이격되어 있는 4개의 톤을 선택한다. 그림 3(d)는 멀티톤의 경우에도 IMD 비대칭 특성이 발생하는 입력 신호 크기 영역 아래에서는 유도된 식에 의한 결과와 측정치간의 근사가 잘 이루어지고 있다는 것을 보여주고 있다. 이에 반해, IMD 비대칭 특성이 발생하는 입력 신호 크기 영역 이상에서는 식에 의한 근사치 결과와 측정치간의 차이가 점점 크게 발생되고 있다. 이것은 두 톤만을 이용한 그림 2(b)의 경우에서처럼 멀티톤 입력 신호 크기가 증가함에 따라 두 번째 슬라이스에서 발생하는 3차 혼변조 신호가 첫 번째 슬라이스에 발생하는 3차 혼변조 신호에 대한 기여가 점점 커지고 있음을 의미한다.

5. 결론

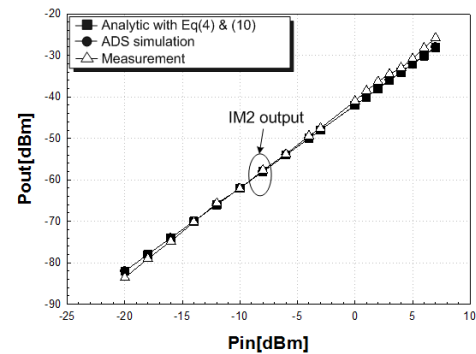
본 논문에서는 다층 슬라이스 모델을 근간으로 하여 IMD 비대칭 특성을 가지고 있는 전력 증폭기의 비선형 특성에 대한 간단하고 새로운 분석을 제안하였다. 따라서 다층 슬라이스 모델내의 기수와 우수 다항식의 계수들이 전력 증폭기의 인터셉트 포인트, 이득 및 입력 신호 크기와 같은 회로 특성 파라미터로 나타낼 수 있음이 증명되었다. 또한 기저대역 주파수에 의해 발생하는 IMD 비대칭 특성과 이차 고조파에 의한 3차 혼변조 신호의 왜곡 현상을 구분하고 이를 수학적으로 설명할 수 있는 수식 또한 제시되었다. 따라서 본 논문에서 제시한 회로 특성 파라미터에 근거한 전력 증폭기의 응답 특성 분석은 전력 증폭기의 주요 응답 특성을 나타내고 있는 다층 슬라이스 모델의 메모리 없는 비선형 블록의 계수들을 전력 증폭기의 회로 특성 파라미터의



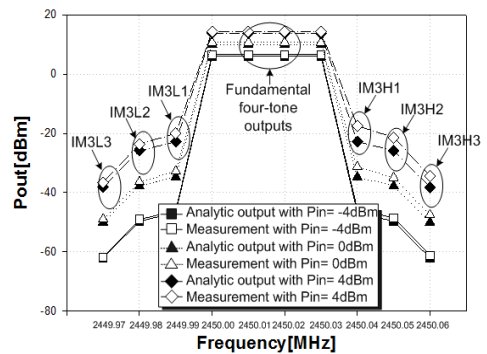
(a) 기본 주파수 응답 특성 비교(N=2)



(b) 3차 혼변조 신호 응답 특성 비교(N=2)



(c) 2차 혼변조 신호 응답 특성 비교(N=2)



(d) 멀티톤 입력 응답 특성 비교(N=4)

그림 3 수식 시뮬레이션 및 측정을 통한 비선형 응답 비교
Fig. 3 Comparison between simulation and measurement

함수로 표현함으로써 해당 계수들을 근사화하기 위한 복잡한 측정 과정에 대한 부담을 덜고 전력 증폭기를 설계하면서 IMD와 ACPR 특성을 미리 파악할 수 있도록 할 수 있는 장점을 가지고 있다.

감사의 글

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구임 (No. 2011201010012A)

참 고 문 헌

[1] J. C. Pedro and N. B. De Carvalho, On the use of multitone technique for assessing RF components' intermodulation distortion," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 45, no. 12, pp. 2393-2402, December, 1999.

[2] J. H. K Vuolevi, T. Rahkonen, and J. P. A Manninen, "Measurement technique for characterizing memory effects in RF power amplifiers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 49, no. 8, pp. 1383-1389, August, 2001.

[3] Walker, M. Steer, K. Gard, and K. Gharaibeh, "Multi-slice behavioral model of RF systems and devices," Proc. Radio and Wireless Conference, pp.71-74, September. 2004.

[4] Walker, M. Steer, and K. Gard, "Capturing asymmetry in distortion of an RF system using a multislice behavioral model," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 4. pp. 212-214, April, 2006.

[5] Walker, M. Steer, and K. G. Gard, "A Vector intermodulation analyzer applied to behavioral modeling of nonlinear amplifiers with memory," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 54, no. 5, pp. 1991-1999, May, 2006.

[6] Peter Vizmuller, RF Design Guide, Artech House, Boston, 1995.

[7] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice-Hall, New Jersey, 1998.

저 자 소 개



박 용 국 (朴 鎔 國)

1994년 중앙대학교 전자공학 공학사, 1996년 중앙대학교 전자공학 공학석사, 2008년 중앙대학교 전자공학과 (박사수료), 2001~현재 전자부품연구원 [주 관심분야] 무선통신, 임베디드, 센서 네트워크



김 형 석 (金 炯 碩)

1985년 서울대학교 전기공학 공학사, 1987년 서울대학교 전기공학 공학석사, 1990년 서울대학교 전기공학 공학박사, 1990~2002년 순천향대학교 정보기술공학부 교수, 1997~1998년 R.P.I ECSE, USA 방문교수, 2002년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수 [주 관심분야] 전자장수치해석, 전기기기 및 소자 해석 및 설계, 전력설비 모니터링 시스템, SoC 응용회로, EMI/EMC, RFID 응용 기술