
다중 대역 전송 시스템을 위한 전치왜곡 알고리즘

최성호* · 이병환** · 이철수*** · 정의림****

Digital Predistortion for Multi-band/Multi-mode Transmission Systems

Sungho Choi* · Byung Hwan Lee** · Chul-Soo Lee*** · Eui-Rim Jeong****

요 약

본 논문에서는 다중 대역 전송 시스템에서 광대역 전력 증폭기의 선형화를 위한 새로운 전치왜곡 기법을 제안한다. 특히, 한 시스템에서 동시에 다중대역/다중모드 신호를 전송함에 있어 다중대역 신호가 하나의 전력 증폭기에 의해 증폭되어 전송되는 시스템을 고려한다. 상호 대역 간 비선형 왜곡을 포함한 비선형 특성을 보상하기 위하여, 본 논문에서는 다중 전치왜곡기 블록을 갖는 새로운 전치왜곡 구조를 제안하며, 다중 전치왜곡기의 계수를 동시에 갱신하는 적응 알고리즘을 제안한다. 제안하는 다중 대역 모델을 검증하기 위하여 상용 증폭기를 사용하여 증폭기 모델을 추출하였으며, 추출된 모델을 기반으로 제안한 알고리즘을 모의실험을 통해 검증하였다. 모의실험 결과는 제안 알고리즘이 효과적으로 다중 전치왜곡기의 계수를 구할 수 있으며, 다중 대역을 효과적으로 선형화 할 수 있음을 보여준다.

ABSTRACT

New digital predistortion technique is proposed for power amplifier linearization in multi-band transmission systems. We consider a system where multi-band signals are combined and amplified by a single power amplifier (PA). In this system, the PA output is distorted by the nonlinear cross-products between different band signals as well as their own nonlinear self-products. To compensate these nonlinear effects, we propose a multiple PD structure. Each PD removes the nonlinear cross-products and self-products to mitigate the spectral regrowth for the corresponding band. Since the PD parameters for different bands are linked together, it is difficult to find the PD parameters separately. Thus, we propose an iterative method for finding the PD parameters jointly. For demonstration of the proposed method, multi-band characteristics of PA are extracted from a commercial power amplifier. Computer simulation was executed based on the PA parameters. The simulation results show that the proposed method can effectively linearize the PA and remove spectral regrowth at each signal band.

키워드

전치왜곡, 전력 증폭기, polynomial, 직접 학습 방식, 다중대역/다중모드

Key word

Predistortion, power amplifier, polynomial, direct learning, multi-band/multi-mode

* 정회원: 국방과학연구소
** 정회원: LIG 넥스원 (주)
*** 정회원: LIG 넥스원 (주)
**** 종신회원: 한밭대학교 (교신저자, erjeong@hanbat.ac.kr)

접수일자 : 2011. 10. 19
심사완료일자 : 2011. 11. 16

I. 서 론

이동 통신 시스템은 매우 빠른 속도로 진화하고 있으며, 통신 소비자의 다양한 요구를 만족시키기 위한 새로운 무선 통신 시스템들이 지속적으로 등장하고 있다. 현재 4세대 이동 통신 규격이 상용화되어 서비스되고 있다. 동시에 2세대 및 3세대 이동통신도 없어지지 않고 신규 시스템과 공존하며 동시에 서비스되고 있다. 이러한 상황으로 인해 한 개의 기지국이 다양한 세대의 이동통신 규격을 지원해야 하는 상황이 발생하고 있다.

다중대역 및 다중모드 시스템의 구현을 위해서 현재 상용화되고 있는 시스템에서는 그림 1과 같이 RF (radio frequency) 유닛 및 기저대역 프로세싱 유닛을 모두 각 대역 별로 독립해서 운용하고 있다. 즉, 각 대역 별로 독립적인 시스템이 하나씩 설치된다. 하지만, 이 경우 설치 공간의 문제, 전력소모 문제 등으로 어려움이 발생한다 [1]-[4]. 이와 같은 다중 대역/다중 모드 시스템을 보다 효율적으로 설계하기 위하여 본 논문에서는 그림 2와 같이 안테나 및 전력 증폭기를 다중 대역이 공유하는 시스템을 고려한다. 안테나는 원하는 다중 대역을 모두 지원하는 광대역 소자를 사용하여 공유하며, 전력 증폭기 역시 서비스 하는 규격을 모두 지원하는 광대역 특성을 갖는 증폭기를 사용한다. 이렇게 다중 대역을 하나의 전력 증폭기 및 안테나를 공유하여 구현할 경우, 향후 새로운 통신 규격에 대한 추가가 요청될 때 기저대역 및 RF 유닛의 추가로 쉽게 구현이 가능하므로 유연한 통신 시스템의 설계가 가능해지며, 추후 새로운 통신 시스템으로 각광받는 인지 통신 (CR: cognitive radio) 시스템으로의 확장도 용이하게 이루어질 수 있다.

하지만 기존 단일 대역 증폭 시스템과 비교할 때 하나의 증폭기를 통해 다중 대역을 증폭할 경우 증폭기 출력은 각 대역 자체의 비선형 왜곡뿐만 아니라 대역 상호간 비선형 왜곡에 의해 크게 훼손된다. 본 논문에서는 전치왜곡 알고리즘을 통하여 다중대역 전력증폭기를 선형화하고자 한다. 기존 전치왜곡 기법 [5]-[10]은 단일 대역의 선형화만을 고려했기 때문에 본 논문에서 고려하는 다중 대역 송신기에서는 기존 방식이 직접 적용되기 어렵다.

이러한 다중대역 간 간섭을 포함한 비선형 왜곡을 제거하기 위하여 본 논문에서는 병렬구조를 갖는 새로운 전치왜곡 구조 및 그 적용 알고리즘을 제시한다. 제안하는 다중대역 증폭기 모델 및 그 전치왜곡기 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 상용화된 GaN (Gallium Nitride) 타입의 광대역 전력 증폭기를 사용하여 증폭기 모델을 얻었다. 구체적으로 1GHz와 2GHz를 중심 주파수로 하는 두 대역을 하나의 증폭기를 통해 증폭하는 시스템을 고려하여 증폭기의 모델을 추출하였다. 제안된 전치왜곡 방식은 추정된 증폭기 모델을 기반으로 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능을 검증하였다. 이 결과에 따르면 제안 알고리즘을 통해 상당한 이격 주파수를 갖는 다중 대역 시스템에 대한 광대역 시스템에서 우수한 선형화 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

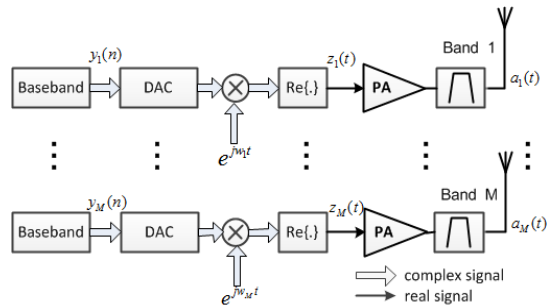


그림 1. 기존 다중대역/다중모드 시스템 구성 블록도 (M개의 대역 전송 경우)

Fig. 1 Block diagram of conventional multi-band/multi-mode systems

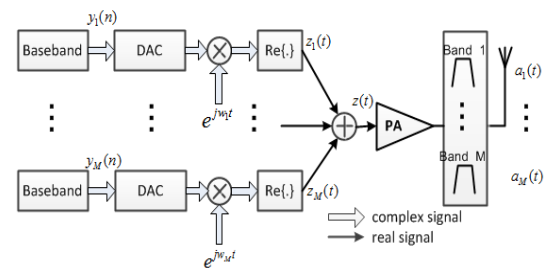


그림 2. 증폭기 및 안테나를 공유하는 다중대역/다중모드 시스템 구성도 (M개의 대역 전송 경우)

Fig. 2 System structure of multi-band/multi-mode systems sharing PAs and antennas

II. 다중 대역 송신 시스템 모델

본 절에서는 다중 대역 송신 시스템 모델에 대하여 기술한다. 그림 2는 본 논문에서 고려하는 송신기의 블록도를 보여준다. 이때 송신기는 M 개의 다중 대역을 통해서 서로 다른 종류의 서비스를 지원한다고 가정한다. 즉 기저대역에서 생성된 서로 다른 M 개의 신호가 각각 서로 다른 M 개의 중심주파수 ($\omega_1, \dots, \omega_M$)를 갖는 주파수 대역을 통해 전송된다. 기저 대역에서 생성된 디지털 전송 신호인 $y_1(n), \dots, y_M(n)$ 은 DAC (digital-to-analog converter)에 의해 아날로그 신호로 변환된 후 믹서 (mixer)에 의해 각 전송 주파수 대역, $\omega_1, \dots, \omega_M$ 으로 주파수 변환된다. 이렇게 주파수 변환된 신호는 합성기 (combiner)에 의해 더해진 후 하나의 전력 증폭기에 의해 증폭된다. 전력 증폭기 출력 이후 단에는 전송 대역별로 필터가 설치되어 M 개의 전송 대역 신호만이 안테나를 통해 전송된다. 전력 증폭기의 비선형 특성이 3차의 다항식으로 표현된다고 가정하면 전력 증폭기의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$a(t) = \alpha_1 z(t) + \alpha_2 z^2(t) + \alpha_3 z^3(t) \quad (1)$$

여기서 $\{\alpha_i\}$ 는 전력 증폭기의 특성을 표현하는 상수이다. 수식 (1)에서 $\alpha_1 z(t)$ 는 선형 부분인 반면, $\alpha_2 z^2(t)$ 과 $\alpha_3 z^3(t)$ 은 각각 2차와 3차의 비선형 항이다. 증폭기의 입력 $z(t) = Re\{y_1(n)e^{j\omega_1 t}\} + \dots + Re\{y_M(n)e^{j\omega_M t}\}$ 를 수식 (1)에 대입한 후 정리하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$a(t) = Re\{G_1(y_1(n), \dots, y_M(n))e^{j\omega_1 t}\} + Re\{G_2(y_1(n), \dots, y_M(n))e^{j\omega_2 t}\} + \dots + Re\{G_M(y_1(n), \dots, y_M(n))e^{j\omega_M t}\}. \quad (2)$$

여기서 $G_1(\cdot), \dots, G_M(\cdot)$ 함수는 각 주파수 대역의 증폭기 출력 특성을 나타내는 함수이다. 이와 같은 사실을 바탕으로 전력 증폭기 출력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$a(t) = \sum_{k=-K}^K \sum_{l=-L}^L Re\{G_{k,l}(y_1(t), y_2(t))e^{j(k\omega_1 + l\omega_2)t}\} \quad (3)$$

여기서 $G_{k,l}(y_1(t), y_2(t))$ 은 $y_1(t), y_2(t)$ 의 기저대역 비선형 함수이며, K 와 L 값은 수식 (1)에서의 다항식 최대 차수 (여기서는 $K=L=3$) 이며, k 와 l은 $k\omega_1 + l\omega_2 \geq 0$ 값을 만족하는 조합이다. 예를 들어 3차의 전력 증폭기 모델에서 $G_{k,l}(y_1(t), y_2(t))$ 함수를 표 1에 정리하였다. 수식 (3)에서, $e^{j\omega_1 t}$ 와 $e^{j\omega_2 t}$ 항과 관련된 ω_1 및 ω_2 주파수 대역 이외의 신호는 증폭기 출력 단에서 필터에 의해 제거되므로, ω_1 및 ω_2 주파수 관련 항을 정리하면 (2) 식과 비교하여 $G_1(y_1(t), y_2(t))$ 및 $G_2(y_1(t), y_2(t))$ 의 관계식을 얻을 수 있다. 이때 증폭기 출력 식은 전송 주파수 ω_1 과 ω_2 의 관계에 의해 달라진다. 즉, 1) ω_2 와 ω_1 이 정수배 관계인 경우, 2) ω_2 와 ω_1 이 정수배가 아니며 ω_1 을 정수배한 신호 대역이 ω_2 의 신호 대역과 일부 겹치는 경우, 3) ω_2 와 ω_1 이 정수배가 아니며 ω_1 을 정수배한 신호대역이 ω_2 의 신호대역과 겹치지 않는 경우의 세 가지로 나누어 생각할 수 있다.

1) $\omega_2 = m\omega_1$ (ω_2 가 ω_1 과 정수배 관계)

예를 들어 $m=2$ 인 경우, $\omega_2 = 2\omega_1$ 와 $\omega_1 = \omega_2 - \omega_1$ 의 두 관계식을 만족한다. 즉, 수식 (3)에서 ω_2 신호와 $2\omega_1$ 신호가 일치하므로 겹치게 되며, ω_1 신호와 $\omega_2 - \omega_1$ 신호가 겹친다. 따라서 이 경우에 $G_1(y_1(t), y_2(t))$ 과 $G_2(y_1(t), y_2(t))$ 의 관계식은 다음과 같다.

$$G_1(y_1, y_2) = \alpha_1 y_1 + \frac{\alpha_2}{2^2} 2y_1^* y_2 + \left(\frac{3\alpha_3}{2^2} y_1 |y_1|^2 + \frac{6\alpha_3}{2^2} y_1 |y_2|^2 \right), \quad (4)$$

$$G_2(y_1, y_2) = \alpha_1 y_2 + \frac{\alpha_2}{2^2} 2y_1^2 + \left(\frac{3\alpha_3}{2^2} y_2 |y_2|^2 + \frac{6\alpha_3}{2^2} y_2 |y_1|^2 \right). \quad (5)$$

여기서 편의상 시간 색인 t는 생략하였다.

표 1. 제 3차 전력증폭기 모델의 다중 대역 신호모델 $G_{k,i}(y_1(t), y_2(t))$ ($K=L=3$ 그리고 $w_2 \geq w_1$)
Table. 1 Multi-band signal model for 3rd order PA model ($K=L=3$ and $w_2 \geq w_1$)

Function, Frequency	Expression
$G_{0,0}(\cdot), DC$	$\frac{\alpha_2}{2^2} (2 y_1 ^2 + 2 y_2 ^2)$
$G_{1,0}(\cdot), w_1$	$\frac{\alpha_1}{2} y_1 + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_1 y_1 ^2 + 6y_1 y_2 ^2)$
$G_{2,0}(\cdot), 2w_1$	$\frac{\alpha_2}{2^2} y_1^2$
$G_{3,0}(\cdot), 3w_1$	$\frac{\alpha_3}{2^3} y_1^3$
$G_{0,1}(\cdot), w_2$	$\frac{\alpha_1}{2} y_2 + \frac{\alpha_3}{2^3} (3y_2 y_2 ^2 + 6y_2 y_1 ^2)$
$G_{0,2}(\cdot), 2w_2$	$\frac{\alpha_2}{2^2} y_2^2$
$G_{0,3}(\cdot), 3w_2$	$\frac{\alpha_3}{2^3} y_2^3$
$G_{1,1}(\cdot), w_1 + w_2$	$\frac{\alpha_2}{2^2} 2y_1 y_2$
$G_{-1,1}(\cdot), -w_1 + w_2$	$\frac{\alpha_2}{2^2} 2y_1^* y_2$
$G_{2,1}(\cdot), 2w_1 + w_2$	$\frac{\alpha_3}{2^3} 3y_1^2 y_2$
$G_{-2,1}(\cdot), -2w_1 + w_2$ (if $w_2 \geq 2w_1$)	$\frac{\alpha_3}{2^3} 3y_1^{2*} y_2$
$G_{1,2}(\cdot), w_1 + 2w_2$	$\frac{\alpha_3}{2^3} 3y_1 y_2^2$
$G_{-1,2}(\cdot), -w_1 + 2w_2$	$\frac{\alpha_3}{2^3} 3y_1^* y_2^2$

2) w_2 와 w_1 이 정수배가 아니며 w_1 을 정수배한 신호 대역이 w_2 의 신호 대역과 일부 겹치는 경우

w_2 와 w_1 이 정수배는 아니지만 w_1 을 정수배한 신호 대역이 w_2 의 신호 대역과 일부 겹치는 경우에는 두 신호 중 하나의 신호 대역을 가상으로 확장하여 1)의 경우와 동일한 모델로 고려할 수 있다.

3) w_2 와 w_1 이 정수배가 아니며 w_1 을 정수배한 신호 대역이 w_2 의 신호대역과 겹치지 않는 경우

이 경우에는 신호간의 조합에서 겹치는 경우가 발

생하지 않으므로, (3) 식으로부터 다음과 같은 $G_1(y_1(t), y_2(t))$ 와 $G_2(y_1(t), y_2(t))$ 의 관계식을 얻는다.

$$G_1(y_1, y_2) = \alpha_1 y_1 + \left(\frac{3\alpha_3}{2^2} y_1 |y_1|^2 + \frac{6\alpha_3}{2^2} y_1 |y_2|^2 \right), \quad (6)$$

$$G_2(y_1, y_2) = \alpha_1 y_2 + \left(\frac{3\alpha_3}{2^2} y_2 |y_2|^2 + \frac{6\alpha_3}{2^2} y_2 |y_1|^2 \right). \quad (7)$$

여기서 편의상 시간 인덱스 t 는 생략하였다.

이상에서 기술한 방식으로 (1) 식을 3차 이상으로도 확장할 수 있다. 본 절에서 유도한 듀얼 대역 증폭기 모델에서 $y_2(t)$ 신호를 '0'으로 놓고, w_1 주파수 대역 신호인 $G_1(y_1(t), 0)$ 식을 정리하면 일반적인 단일 대역 증폭기 모델을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$a(t) = \sum_{k=1}^K a_k y_1(t) |y_1(t)|^{2(k-1)} \quad (8)$$

여기서 a_k 는 증폭기 특성을 나타내는 상수이다. 기존 단일 대역 전력 증폭기 모델 (8)식과 다중 대역 증폭기 모델 (2)식을 비교하면, 다중 대역의 경우 증폭기의 비선형 특성에 의하여 각 대역이 상호간에 영향을 주는 것을 알 수 있다. 따라서 전력 증폭기에 의한 비선형 특성을 보상하기 위해서는 단일 대역 신호만 고려한 기존 전치왜곡기술과 달리, 모든 대역의 입력을 고려하여 동시에 보상해야 함을 알 수 있다. 본 논문에서는 다중 전력 증폭기의 비선형 특성을 보상하기 위하여 기저 대역에서의 디지털 신호처리를 통한 전치왜곡 보상을 고려한다. 수식 (2)에서 $G_i(y_1(t), \dots, y_M(t))$ 은 각각 i 번째 주파수 대역에서의 기저대역 특성을 나타낸다.

T 를 시스템의 샘플링 주기라고 가정할 경우 연속 시간 기저대역 특성 $G_i(y_1(t), \dots, y_M(t))$ 은 이산시간에서 $G_i(y_1(nT), \dots, y_M(nT))$ 로 표현가능하다. 이후에는 표기의 편의성을 위하여 T 를 제거하고 $G_i(y_1(n), \dots, y_M(n))$ 으로 표현하기로 한다. 다음 절에

서는 이러한 이산시간 기저대역 전력 증폭기 모델에 기반 하여 증폭기에서 발생한 비선형 특성을 기저대역에서 디지털 신호처리를 통해 보상하는 전치왜곡 구조 및 전치왜곡 계수 갱신 알고리즘을 제안한다.

III. 다중 대역 송신 시스템을 위한 전치왜곡기 설계

3.1. 제안하는 전치왜곡 구조의 송신 시스템

그림 3은 제안하는 전치왜곡 구조를 보이고 있다. M 개의 중심주파수 $\omega_1, \dots, \omega_M$ 를 갖는 다중 대역 전송 시스템을 고려할 때, 앞 절에서 고려한 다중 증폭기 출력 모델에서와 같이 하나의 전력 증폭기를 통해 증폭된 출력은 상호간의 간섭으로 서로 독립적이지 않다. 이때 M 개의 증폭기 입력에 따른 M 개의 증폭기 출력 관계식은 수식 (2)에서 $G_i(y_1(n), \dots, y_M(n))$ 에 의해 결정되며, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} a_1(n) &= G_1(y_1(n), \dots, y_M(n)) \\ a_2(n) &= G_2(y_1(n), \dots, y_M(n)) \\ &\vdots = \vdots \\ a_M(n) &= G_M(y_1(n), \dots, y_M(n)) \end{aligned}$$

$F_i(x_1(n), \dots, x_M(n))$ 를 증폭기 비선형 보상 함수라고 하면, 전치왜곡기는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= F_1(x_1(n), \dots, x_M(n)) \\ y_2(n) &= F_2(x_1(n), \dots, x_M(n)) \\ &\vdots = \vdots \\ y_M(n) &= F_M(x_1(n), \dots, x_M(n)) \end{aligned}$$

여기서 $x_1(n), \dots, x_M(n)$ 은 각 전송 대역에서 전송하고자 하는 데이터이다. $x_1(n), \dots, x_M(n)$ 이 전치왜곡기 $F_i(x_1(n), \dots, x_M(n))$ 를 거친 후 나온 출력 $y_1(n), \dots, y_M(n)$ 은 다음 관계식들을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} G_1(y_1(n), \dots, y_M(n)) &= K_o x_1(n) \\ G_2(y_1(n), \dots, y_M(n)) &= K_o x_2(n) \\ &\vdots = \vdots \\ G_M(y_1(n), \dots, y_M(n)) &= K_o x_M(n) \end{aligned}$$

여기서, K_o 는 전력 증폭기의 이상적인 이득이다. 이를 바탕으로 제안하는 전치왜곡기를 포함하는 다중 대역 전송 시스템은 그림 3과 같다. 전송하고자 하는 각 대역 전송데이터 $x_1(n), \dots, x_M(n)$ 은 M 개의 다중 전치왜곡기 (PD 1, ..., PD M)를 거치며, $y_1(n), \dots, y_M(n)$ 을 출력한다. 이때 각 전치왜곡기의 입력으로 모든 입력 $x_1(n), \dots, x_M(n)$ 이 들어가게 된다. 전치왜곡기를 거쳐 보상이 이루어진 신호는 DAC에 의해 아날로그 신호로 변환된 후, 믹서에 의해 전송하고자 하는 각 대역별 중심 주파수에 따라 주파수 변환된다. 주파수 변환된 신호는 합성기에 의해 합쳐진 후 전력 증폭기에 의해 증폭된다.

증폭된 신호는 증폭기 출력단 필터에 의해 필터링 된다. 필터링이 이루어진 신호는 전치왜곡기의 계수 갱신을 위해 되먹임되는데 이때 증폭기의 출력을 줄이는 감쇄기를 이용하여 $1/K_o$ 만큼의 이득을 줄이게 된다. 되먹임 루프에서는 각각의 전송 대역에 해당하는 중심주파수로 믹서를 통해 주파수 변환을 한 후 필터링을 수행하고 ADC를 거쳐 기저 대역 디지털 신호로 변환한다. 기저대역 디지털 신호 처리 블록에서는 전송하고자 하는 신호와 되먹임된 증폭기의 출력 신호를 이용하여 전력 증폭기의 다중 대역 전송 모델을 추출하며, 추출된 증폭기 모델에 기반하여 전치왜곡기들의 계수를 갱신한다.

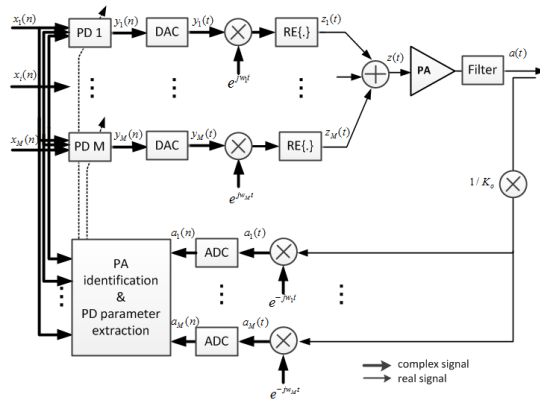


그림 3. 제안 전치왜곡 구조의 시스템 모델
Fig. 3 System model for proposed PD

3.2. 전치왜곡기 함수의 유도

다음으로 전치왜곡기를 구성하는 $F_i(\cdot)$ 함수에 대하여 기술한다. 증폭기 특성 함수 $G_i(\cdot)$ 은 비선형 함수이기 때문에, 일반적으로 $G_i(\cdot)$ 의 완벽한 역함수 특성 $F_i(\cdot) = G_i^{-1}(\cdot)$ 를 구하는 것은 매우 어렵다. 따라서 그 대안 방안으로 역함수 특성을 근사할 수 있는 $F_i(\cdot)$ 함수 모델을 다항식으로 모델링 한 후 그 모델을 $G_i(\cdot)$ 의 역함수 특성에 최대한 근접하도록, 즉 최소자승 오차를 최소화하도록 fitting하여 역함수 특성을 구할 수 있다.

따라서 전치왜곡기를 구하는 문제는 다음과 같이 요약된다. 만약 $G_i(\cdot)$ 가 미리 알려져 있다고 가정하면, $F_i(\cdot)$ 을 구하는 문제는 다음과 같은 최소자승에러 (least mean squares) 기반 비용 함수를 최소로 하는 $F_i(\cdot)$ 의 계수를 구하는 것이다.

$$\epsilon = \sum_{i=1}^M \|e_i\|^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N |e_i(n)|^2 \quad (9)$$

여기서 $\epsilon = K_o x_i(n) - a_i(n)$, $i=1, \dots, M$ 이고 N 은 총 관측 데이터의 개수이다. 위 문제를 해결하기 위해서 $G_i(\cdot)$ 의 역함수에 해당하는 $F_i(\cdot)$ 를 모델링하여야 한다. $F_i(\cdot)$ 를 모델링하기 위하여 다음과 같은 사실을 이용한다. $M=2$ 인 경우의 듀얼 대역 전송 시스템에서 w_2 가 w_1 의 정수배가 아니며 w_1 을 정수배한 신호대역이 w_2 의 신호대역과 겹치지 않는 경우를 고려해보자. 증폭기 출력식을 표 1에 따라 다시 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_1(n) &= G_1(y_1(n), y_2(n)) \\ &= a_{10}y_1(n) + a_{11}y_1(n)|y_1(n)|^2 \\ &\quad + a_{12}y_1(n)|y_2(n)|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} a_2(n) &= G_2(y_1(n), y_2(n)) \\ &= a_{20}y_2(n) + a_{21}y_2(n)|y_1(n)|^2 \\ &\quad + a_{22}y_2(n)|y_2(n)|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $\{a_{i,j}\}$ 는 전력 증폭기의 특성을 나타내는

상수이다. 위식을 관찰하면 첫 번째 식은 $\{y_1(n)e^{jw_1n}, y_1^*(n)e^{-jw_1n}, y_2(n)e^{jw_2n}, y_2^*(n)e^{-jw_2n}\}$ 의 비선형 조합 중 e^{jw_1n} 항을 갖는 조합이며, 두 번째 식은 e^{jw_2n} 항을 갖는 조합임을 알 수 있다. 따라서, 첫 번째 전치왜곡기는 w_1 주파수 대역을 보상해야 하므로 $\{x_1(n)e^{jw_1n}, x_1^*(n)e^{-jw_1n}, x_2(n)e^{jw_2n}, x_2^*(n)e^{-jw_2n}\}$ 의 조합 중 e^{jw_1n} 항을 갖는 조합이 w_1 대역에 영향을 줄 수 있음을 알 수 있다. 같은 방식으로 e^{jw_2n} 항을 갖는 조합이 w_2 대역에 영향을 줄 수 있다. 따라서, 다음과 같이 전치왜곡기를 전력 증폭기와 동일한 모델로 가정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= F_1(x_1(n), x_2(n)) \\ &= p_{10}x_1(n) + p_{11}x_1(n)|x_1(n)|^2 \\ &\quad + p_{12}x_1(n)|x_2(n)|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} y_2(n) &= F_2(x_1(n), x_2(n)) \\ &= p_{20}x_1(n) + p_{21}x_2(n)|x_1(n)|^2 \\ &\quad + p_{22}x_2(n)|x_2(n)|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\{p_{i,j}\}$ 는 전치왜곡기를 나타내는 전치왜곡 계수들이며, 전력 증폭기와 같은 차수의 비선형 조합만을 고려하였다. $y_1(n)$ 과 $y_2(n)$ 식을 (10) 및 (11)식에 대입하여 정리하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} a_1 &= a_{10}p_{10}x_1 + (a_{10}p_{11} + a_{11}p_{10}|p_{10}|^2)x_1|x_1|^2 \\ &\quad + (a_{10}p_{12} + a_{12}p_{10}|p_{20}|^2)x_1|x_2|^2 + O_1(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} a_2 &= a_{20}p_{20}x_2 + (a_{20}p_{21} + a_{21}p_{20}|p_{10}|^2)x_2|x_1|^2 \\ &\quad + (a_{20}p_{22} + a_{22}p_{20}|p_{20}|^2)x_2|x_2|^2 + O_2(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $O_1(x_1, x_2)$ 및 $O_2(x_1, x_2)$ 는 4차 이상의 고차 비선형 조합 항들이다. (14)와 (15) 두 식을 관찰하면, p_{10}, p_{11}, p_{12} 및 p_{20}, p_{21}, p_{22} 를 비선형 항의 값이 작도록 설계하면 $x_1|x_1|^2$, $x_1|x_2|^2$ 및 $x_2|x_1|^2$, $x_2|x_2|^2$ 항의 영향을 최소화할 수 있으며, 이를 통해 각 대역에서 비선형 특성을 보상할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 만약 $O_1(x_1, x_2)$ 및 $O_2(x_1, x_2)$ 항들의 값이 충분히 작다면,

$a_1 \approx K_o x_1$ 및 $a_2 \approx K_o x_2$ 를 만족할 수 있다. 이를 일반화하여 듀얼 대역 전송 시스템에서 w_1 주파수 대역 신호를 선형화하기 위해서는 w_1 주파수 대역에 영향을 주는 신호를 생성하는 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 의 비선형 조합을 고려해야 하며, w_2 주파수 대역은 w_2 주파수 대역에 영향을 주는 신호를 생성하는 $x_1(n)$ 과 $x_2(n)$ 의 비선형 조합을 고려해야 하며, 다음과 같이 표현 가능하다.

$$F_1(x_1(n), x_2(n)) = \mathbf{p}_1^H \mathbf{v}_1(n)$$

$$F_2(x_1(n), x_2(n)) = \mathbf{p}_2^H \mathbf{v}_2(n)$$

여기서 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 는 추정해야 할 전치왜곡 계수 벡터이며, $\mathbf{v}_1(n)$ 과 $\mathbf{v}_2(n)$ 는 각각 w_1 및 w_2 에 영향을 주는 $x_1(n)$, $x_2(n)$ 의 조합 벡터이다. 예를 들어, 5차의 비선형 전치왜곡 모델을 고려할 때 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 는 각각 5×1 의 계수 벡터들이며,

$$\mathbf{v}_1(n) = \begin{bmatrix} x_1(n), x_1(n)|x_1(n)|^2, x_1(n)|x_2(n)|^2, \\ x_1(n)|x_1(n)|^4, x_1(n)|x_2(n)|^4 \end{bmatrix}^T$$

그리고

$$\mathbf{v}_2(n) = \begin{bmatrix} x_2(n), x_2(n)|x_2(n)|^2, x_2(n)|x_1(n)|^2, \\ x_2(n)|x_2(n)|^4, x_2(n)|x_1(n)|^4 \end{bmatrix}^T$$

이다. 일반적으로 3차의 비선형 증폭기 특성을 보상하기 위해서는 더 높은 차수의 전치왜곡 모델이 요구된다. 이와 같은 내용을 바탕으로 $M=2$ 이상인 경우로의 확장도 가능하다.

앞서 설명한 전치왜곡기의 계수 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 는 두 단계를 거쳐 구할 수 있다. 첫 번째는 전력 증폭기 특성 $G_i(\cdot)$ 을 추정하는 과정이고, 두 번째는 앞서 추정한 $G_i(\cdot)$ 을 이용하여 전치왜곡기 $F_i(\cdot)$ 의 계수를 구하는 과정이다. 전치왜곡기의 계수를 구하는 문제를 고려할 때 전력 증폭기에서 두 입력이 서로 상호 비선형 왜곡을 통해 영향을 주고 있으므로 독립적으로 구해내기는 어렵다. 따라서 각 전치왜곡기는 동시에 그 계수가 갱신되며 구해져야 한다. 자세한 제안 알고리즘은 다음과 같다.

3.3. 전력 증폭기 특성 추정

전치왜곡 계수의 추정을 위하여 우선 기저대역 디지털 전력 증폭기 모델 $G_i(\cdot)$, $i=1, \dots, M$ 이 추정된다. 여기서는 앞서 기술한 $M=2$ 인 듀얼 전송 시스템 상황을 예로 기술한다. 표 1에서 $G_1(y_1(n), y_2(n))$ 은 벡터 형태로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$G_1(y_1(n), y_2(n)) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{u}_1(n) \quad (16)$$

여기서 \mathbf{w}_1 은 추정해야 할 증폭기 특성을 나타내는 3×1 벡터이고, $\mathbf{u}_1(n) = [y_1(n), y_1(n)|y_1(n)|^2, y_1(n)|y_2(n)|^2]^T$ 이다. 유사하게, $G_2(\cdot)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$G_2(y_1(n), y_2(n)) = \mathbf{w}_2^H \mathbf{u}_2(n)$$

여기서 \mathbf{w}_2 은 추정해야 할 증폭기 특성을 나타내는 3×1 벡터이고, $\mathbf{u}_2(n) = [y_2(n), y_2(n)|y_2(n)|^2, y_2(n)|y_1(n)|^2]^T$ 이다. 증폭기 특성 벡터 \mathbf{w}_i , $i=1, 2$ 은 적응적으로 구해낼 수 있다. 증폭기 특성 추정 단계에서 전치왜곡기는 바이패스 모드라고 가정한다, 즉 $x_i(n) = y_i(n)$ 이다. 적응 전치왜곡 계수 갱신 알고리즘의 유도를 위하여 다음과 같은 최소자승에러에 기반한 비용함수를 고려한다.

$$\epsilon_{\mathbf{w}_i} = \|e_{\mathbf{w}_i}\|^2 = \sum_{n=1}^N |e_{\mathbf{w}_i}(n)|^2 \quad \text{for } i=1, 2$$

여기서 $e_{\mathbf{w}_i}(n) = a_i(n) - \mathbf{w}_i^H(n) \mathbf{u}_i(n)$ 이고, $a_i(n)$ 는 그림 3에서 i -번째 주파수 대역에서 feedback 되어 들어온 신호이다. 앞서 정의한 비용함수를 최소화하는 LMS (least mean squares) 알고리즘에 의해 구할 수 있으며, 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_i(n+1) = \mathbf{w}_i(n) + \mu_i e_{\mathbf{w}_i}^*(n) \mathbf{u}_i \quad \text{for } i=1, 2$$

여기서 $\{\mu_i\}$ 는 스텝 사이즈이다. 일반적으로 전력증폭기는 포화영역점에서 back-off 시켜 사용하므로, 증폭기 비선형 특성은 부드러우며, 대략적인 특성은 미리 알려져 있다.

따라서 대략적인 초기값 설정이 가능하며, 근접한 초기값 설정으로 매우 빠른 수렴이 가능하다.

3.4. 전치왜곡 계수 추정

전력 증폭기 특성 추정 후, 전치왜곡기의 계수는 (9) 문제를 풀어서 구할 수 있다. (9)식을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\epsilon = \sum_{i=1}^2 \|e_i\|^2 = \|K_o \mathbf{x}_1 - \mathbf{a}_1(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2)\|^2 + \|K_o \mathbf{x}_2 - \mathbf{a}_2(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2)\|^2 \quad (17)$$

여기서 $\mathbf{x}_i = [x_i(1), \dots, x_i(N)]^T$ 이고,

$$\mathbf{a}_i(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2) = [a_i(1), \dots, a_i(N)],$$

$$a_i(n) = G_i(\mathbf{p}_1^H \mathbf{v}_1(n), \mathbf{p}_2^H \mathbf{v}_2(n)), i = 1, 2$$

이다. $\mathbf{p} = [\mathbf{p}_1^T, \mathbf{p}_2^T]^T$ 를 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 을 하나로 결합한 벡터라고 하자. 그러면 기울기 감소 방식에 기반하여 전치왜곡 비용 함수를 최소화 하는 적응 알고리즘을 유도할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}}(n+1) &= \hat{\mathbf{p}}(n) - \frac{1}{2} \mu_p \frac{\partial \epsilon}{\partial \mathbf{p}} = \hat{\mathbf{p}}(n) + \\ &+ \mu_p \left[\mathbf{J}_{11}^T(K_o \mathbf{x}_1 - \mathbf{a}_1(\mathbf{p})) + \mathbf{J}_{12}^T(K_o \mathbf{x}_1 - \mathbf{a}_1(\mathbf{p}))^* \right] \\ &+ \mu_p \left[\mathbf{J}_{21}^T(K_o \mathbf{x}_2 - \mathbf{a}_2(\mathbf{p})) + \mathbf{J}_{22}^T(K_o \mathbf{x}_2 - \mathbf{a}_2(\mathbf{p}))^* \right] \end{aligned} \quad (18)$$

여기서 μ_p 는 스텝 사이즈이며, $\{K_{ki}\}$ 은 $\mathbf{K}_{k1} = \left[\frac{\partial \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2)}{\partial \mathbf{p}_1} \right]^*$ 과 $\mathbf{K}_{k2} = \left[\frac{\partial \mathbf{a}_k(\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2)}{\partial \mathbf{p}_2} \right]^*$ 으로 표현되는 $N \times (L_1 + \dots + L_N)$ 자코비언 (Jacobian) 행렬이다. $N=1$ 일 때, 수식 (18)은 기존 LMS (least mean square) 알고리즘으로 표현되며, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}}(n+1) &= \hat{\mathbf{p}}(n) \\ &+ \mu_p \left[\frac{\partial a_1(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} e_1(n) + \frac{\partial a_1(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} e_1(n)^* \right] \\ &+ \mu_p \left[\frac{\partial a_2(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} e_2(n) + \frac{\partial a_2(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} e_2(n)^* \right] \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $e_1(n) = K_o x_1(n) - a_1(n)$ 이고 $e_2(n) = K_o x_2(n) - a_2(n)$ 이다. 또한,

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}}(n+1) &= \hat{\mathbf{p}}(n) \\ &+ \mu_p \left[\begin{aligned} &\left[\begin{aligned} &(a_{10} + 2a_{11}|y_1|^2 + a_{12}|y_2|^2)e_1(n) \\ &+ a_{11}^* y_1^{*2} e_1^*(n) \\ &+ a_{21} y_1 y_2^* e_2(n) + a_{21}^* y_2 y_1^* e_2^*(n) \end{aligned} \right] \mathbf{v}_1^T, \\ &\left[\begin{aligned} &a_{12} y_1 y_2^* e_1(n) + a_{12}^* y_1 y_2^* e_1^*(n) \\ &+ a_{22} y_2^2 e_2(n) \\ &+ (a_{20} + 2a_{22}|y_2|^2 + a_{21}|y_1|^2)e_2^*(n) \end{aligned} \right] \mathbf{v}_2^T \end{aligned} \right]^T \end{aligned}$$

이다.

IV. 모의 실험 결과

4.1. 증폭기 특성 추정을 실험 구성

본 논문에서 제안한 다중 대역 전력 증폭기의 특성 모델을 추출하기 위하여 그림 4와 같은 테스트베드를 구성하였다. 제 2절에서 제안한 다중 대역 전력 증폭기 모델 추출을 위하여 1과 2 GHz의 중심 주파수를 갖는 듀얼 대역 전송 상황을 가정하였으며, 각 전송 주파수에서의 전송 대역은 동일한 것으로 가정하였다.

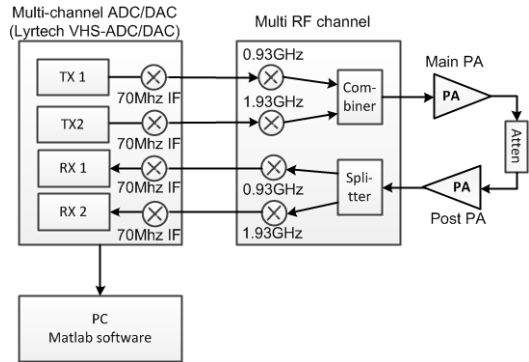


그림 4. 실험 구성 블록도
Fig. 4 Configuration of experiment

다중 대역 전송을 위한 다중 디지털 신호 생성 및 전력 증폭기를 통해 증폭된 신호의 되먹임 채널에서의 디지털 신호 수신을 위하여 Lyrtech VHS-ADC/DAC 플랫폼을 사용하였다. Lyrtech 장비에서 두 개의 독립적인 비

트 신호열이 생성되며, 이 신호들은 16-QAM (quadrature amplitude modulation) 으로 변조되었으며, 각각 1.6MHz 의 신호 대역을 갖도록 하였다. 전력 증폭기는 GaN (Gallium Nitride) 타입 전력 증폭기로 500 ~ 2500MHz의 광대역을 지원하며, 40 W 피크 전력을 보이는 RFHIC사의 RUM15040-R1 모델이다.

4.2. 다중 대역 전력 증폭기 특성 추정

앞서 기술된 실험 구성에서 듀얼 대역 신호 생성 후, 두 대역을 하나의 증폭기를 통해 증폭한 후 그 출력을 되먹임 하여 디지털 신호로 추출하였다. 이때 추출된 데이터를 이용하여 PC의 Matlab 소프트웨어에서 증폭기의 계수를 계산한다. 전력 증폭기 모델링을 위하여 5 차의 비선형 모델을 고려하였다. 1 과 2 GHz의 중심 주파수를 갖는 듀얼 밴드 시스템을 고려할 때, 1 과 2 GHz 대역 주변에서 각각의 전력 증폭기 모델은 다음과 같다.

$$a_1(n) = G_1(y_1(n), y_2(n)) = \mathbf{w}_1^H \mathbf{u}_1(n)$$

$$a_2(n) = G_2(y_1(n), y_2(n)) = \mathbf{w}_2^H \mathbf{u}_2(n)$$

여기서 \mathbf{w}_1 과 \mathbf{w}_2 은 각각 11×1 계수 벡터이며, $\mathbf{u}_1(n)$ 과 $\mathbf{u}_2(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} y_1, y_1^* y_2, y_1 |y_1|^2, y_1 |y_2|^2, y_1^* y_2 |y_1|^2, y_1^* y_2 |y_2|^2, \\ y_1^3 y_2^*, y_1 |y_1|^4, y_1 |y_2|^4, y_2^2 y_1^* y_2, y_1 |y_1|^2 |y_2|^2 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{u}_2 = \begin{bmatrix} y_2, y_1^2 y_2, y_2 |y_1|^2, y_2 |y_2|^2, y_1^2 |y_1|^2, y_1^2 |y_2|^2, \\ y_1^2 y_2^2, y_2 |y_1|^4, y_2 |y_2|^4, y_2 y_1^4, y_2 y_1 |y_1|^2 |y_2|^2 \end{bmatrix}^T$$

여기서 인덱스 n 은 표기의 편의를 위해 표시하지 않았다.

본 논문에서 제시한 다중 대역 증폭기 모델과 실제 모델과의 정확도를 비교하기 위하여, 추정된 증폭기 모델과 실제 모델의 스펙트럼을 그림 5에서 보였다. 그림 5는 2GHz에서의 전력증폭기 특성인데 1GHz의 결과는 비슷하여 편의상 생략하였다. 실제 측정된 값의 증폭기 출력과 모델링된 출력과 비교해 보면 비교적 일치하는 결과를 얻을 수 있다. -43 dB 이하는 노이즈 레벨로 해당 레벨 이하에서는 실제 측정 결과와 모델링된 출력 결과에 차이가 있었다. 결과 그림으로부터 제안한 다중 대역 모델 결과가 관심 대역에서 실제 증폭기 출력을 잘 나타냄을

알 수 있다.

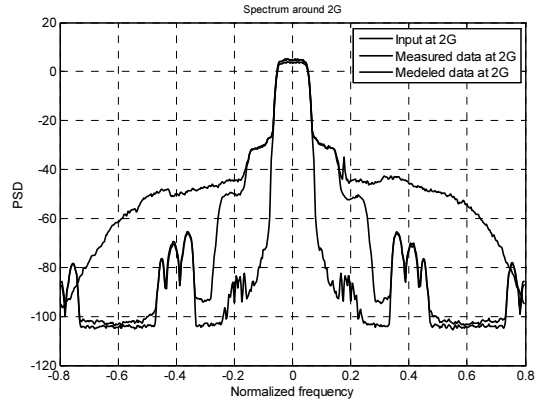


그림 5. 2 GHz 대역에서 실제 증폭기 출력과 모델링된 증폭기 출력의 비교
Fig. 5 Comparison of PA output and PA model output at 2GHz

4.3. 다중 대역 전치왜곡기 성능 결과

앞서 추출한 다중 대역 증폭기 모델 계수를 바탕으로, 제 III절에서 제시한 다중 대역 동시 선형 적응 계수 알고리즘을 적용하여 전치왜곡 계수를 구할 수 있다. 모의 실험에서는 다음과 같은 전치왜곡 모델을 사용하였다.

$$y_1(n) = F_1(x_1(n), x_2(n)) = \mathbf{p}_1^H \mathbf{v}_1(n)$$

$$y_2(n) = F_2(x_1(n), x_2(n)) = \mathbf{p}_2^H \mathbf{v}_2(n)$$

여기서 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 는 각각 11×1 의 전치왜곡 계수 벡터이며, $\mathbf{v}_1(n)$ 과 $\mathbf{v}_2(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{v}_1 = \begin{bmatrix} x_1, x_1^* x_2, x_1 |x_1|^2, x_1 |x_2|^2, x_1^* x_2 |x_1|^2, x_1^* x_2 |x_2|^2, \\ x_1^3 x_2^*, x_1 |x_1|^4, x_1 |x_2|^4, x_2^2 x_1^* x_2, x_1 |x_1|^2 |x_2|^2 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{v}_2 = \begin{bmatrix} x_2, x_1^2 x_2, x_2 |x_1|^2, x_2 |x_2|^2, x_1^2 |x_1|^2, x_1^2 |x_2|^2, \\ x_1^2 x_2^2, x_2 |x_1|^4, x_2 |x_2|^4, x_2 x_1^4, x_2 x_1 |x_1|^2 |x_2|^2 \end{bmatrix}^T$$

여기서 인덱스 n 은 편의를 위해 표기하지 않았고, 전치왜곡 모델로 5차까지의 다항식 모델을 고려하였다. 수식 (19)의 전치왜곡 계수 적응 알고리즘에서 스텝사이즈는 0.2를 사용하였다. 제안하는 적응 알고리즘은 약 10,000 샘플 시간 후에 수렴하였으며, $|e_1(n)|^2$ 과 $|e_2(n)|^2$

은 각각 약 10^{-6} 이하의 값을 갖는다. 제안 알고리즘이 수렴한 후의 전치왜곡 계수를 이용하여, 전치왜곡을 적용한 증폭기 출력 결과를 그림. 6-7에 보였다.

저 BER (bit error rate)의 성능이 크게 떨어진다. 제안 방식을 사용하면 약 -50 dB 까지 스펙트럼 왜곡을 줄일 수 있음을 확인할 수 있으며, 내 신호대역 간섭을 최소화 하여 SNR을 향상시킨다.

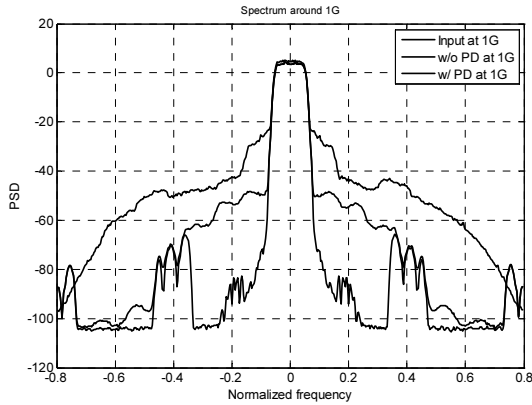


그림 6. 1 GHz 대역에서 제안 전치왜곡 적용에 따른 스펙트럼 성능
Fig. 6 Spectrum of PA output at 1GHz for proposed PD

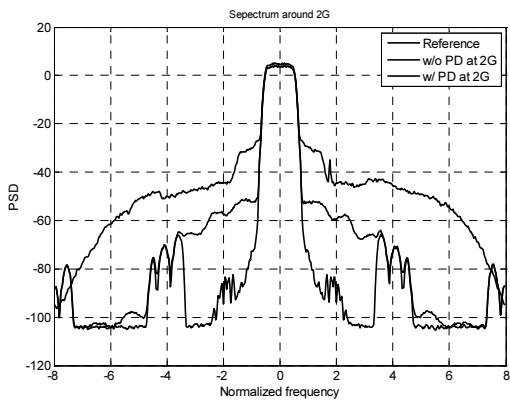


그림 7. 2 GHz 대역에서 제안 전치왜곡 적용에 따른 스펙트럼 성능
Fig. 7 Spectrum of PA output at 2GHz for proposed PD

전치왜곡을 적용하기 전 인접대역으로 약 -22 dB 크기의 스펙트럼 왜곡이 발생한 것을 확인할 수 있다. 이러한 스펙트럼 왜곡을 보상되지 않는다면, 인접 대역을 사용하는 다른 서비스에 간섭을 주게 되며, 내 신호대역 내에서의 간섭으로 SNR (signal to noise ratio)이 크게 떨어

V. 결 론

다중 대역을 하나의 전력 증폭기를 사용하여 증폭, 전송하는 시스템을 위한 새로운 전치왜곡 알고리즘을 제안하였다. 다중 대역을 하나의 증폭기로 증폭하는 경우 각 전송 대역 신호는 증폭기의 비선형 특성에 의해 각 대역 자체의 비선형 왜곡뿐만 아니라 상호 대역간 비선형 왜곡을 동시에 겪게 된다. 본 논문에서는 이러한 상호 대역간 간섭을 고려한 비선형 왜곡을 보상하기 위하여 각 대역마다 전치왜곡기를 갖는 새로운 전치왜곡 방식을 제안하였다.

참고문헌

- [1] S. C. Cripps, *RF power amplifiers for wireless communications, Second edition*. Artech House Microwave Library, 2006
- [2] B. Razavi, "A 900-MHz/1.8GHz CMOS transmitter for dual-band applications", *IEEEJ. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, pp. 573-579, May 1999
- [3] M. Tiebout, "A CMOS fully integrated 1GHz and 2GHz dual band VCO with a voltage controlled inductor," in Proc. *IEEE Europe Solid-State Conf.*, 2002, pp. 799-802
- [4] A katz, R. Gray, and R. Dorval, "Wide/Multiband linearization of TWTAs using predistortion," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 56, no. 5, May 2009
- [5] H.-J. Choi, H.-Y. Jeong, Y. Kim, J.-S. Lim, C.-D. Kim, and Y.-C. Jeong, "Dual-band predistortion power amplifier for digital cellular and IMT-2000 base-station application," *IEEE Asia-Pacific Microwave Conf.*, 2007.

- [6] D. Zhou and V. E. DeBrunner, "Novel Adaptive Nonlinear Predistorters Based on the Direct Learning Algorithm," IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 1, pp. 120 - 133, Jan. 2007.
- [7] S. Choi, E.- R.- Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive predistortion with direct learning based on piecewise linear approximation of amplifier nonlinearity," IEEE J. Select. Topics in Signal Process., vol. 3, no. 3, pp. 397-404, June 2009.
- [8] Y. Qian and T. Yao, "Structure for Adaptive Predistortion Suitable for Efficient Adaptive Algorithm Application," Electronics Letters, vol. 38, no. 21, pp. 1282 - 1283, Oct. 2002.
- [9] J. K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirements," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 39, no. 4, pp. 374 - 382, Nov. 1990.
- [10] R. Marsalek, P. Jardin, and G. Baudoin, "From Post-distortion to Predistortion for Power Amplifiers Linearization," IEEE Commun. Letters, vol. 7, no. 7, pp. 308 - 310, July 2003.
- [11] S. Haykin, Adaptive filter theory, Prentice Hall, 2003

저자소개



최성호 (Sungho Choi)

2000년: POSTECH 전기및전자
공학과 학사
2000년 ~ 2002년: (주)육성전자
주임연구원

2002년 ~ 2005년: (주)코어세스 주임연구원
2011년 8월: KAIST 전기및전자공학전공 박사
2011년 12월 ~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원
※관심분야: 통신 신호 처리, 통신 이론, 디지털
전치왜곡



이병환(Byung Hwan Lee)

2002년 2월: 인하대학교 전기전자
컴퓨터공학부 학사
2011년 2월: KAIST 전기및전자
공학전공 석사

2002년 ~ 현재: LIG 넥스원 선임연구원
※관심분야: 통신 신호 처리, Mobile Ad-hoc 네트워크
시스템, 디지털 전치왜곡



이철수(Chul-Soo Lee)

2000년 2월: 한양대학교
전자공학과 학사
2002년 8월: KAIST 전기및전자
공학과 석사

2010년 8월: 충남대학교 전자전파정보통신공학과
박사

2002년 ~ 2006년: 한국전자통신연구소 선임연구원
2007년 ~ 2010년: 국방과학연구소 선임연구원
2010년 ~ 현재: LIG넥스원(주) 선임연구원
※관심분야: 디지털 통신, 모뎀설계, 수신 동기



정의림(Eui-Rim Jeong)

1995년 : KAIST 전기및전자공학과
학사
1997년 : KAIST 전기및전자공학
전공 석사

2001년 : KAIST 전자전산학과 박사
2001년 ~ 2005년: 현대시스콤 선임연구원
2005년 ~ 2008년: KAIST 초빙 교수
2009년 ~ 현재: 한밭대학교 정보통신컴퓨터공학부
교수
※관심분야: 통신 신호 처리, 통신 이론, 군 통신 모뎀