

## 근접한 이중대역 신호에 대한 디지털 전치왜곡 기법

정의림<sup>1\*</sup> · 오주현<sup>2</sup> · 김도경<sup>2</sup>

### Digital Predistortion for Closely Spaced Dual-Band Signals

Eui-Rim Jeong<sup>1\*</sup> · Joo-Hyun Oh<sup>2</sup> · Do-Kyoung Kim<sup>2</sup>

<sup>1\*</sup>Department of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Daejeon, 34158, Korea

<sup>2</sup>Research Center of Communication and Electronic Warfare, LIG Nex1, Yongin-Si, Gyeonggi-do, 16911, Korea

#### 요약

근접한 이중대역 신호에 대한 새로운 디지털 전치왜곡 기법을 제안한다. 본 논문에서 고려하는 시스템은 이중대역 신호를 한 개의 전력증폭기로 증폭하는 송신기이다. 이 경우 전력증폭기 출력신호는 두 대역 신호의 교차변조 및 상호변조에 의해 왜곡이 발생한다. 특히 두 대역이 가까울 때에는 각 대역에서 상호변조에 의해 발행한 스펙트럼이 서로 겹칠 수 있고 이는 전치왜곡 성능을 저하시킨다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 제안하는 기법은 먼저 전력증폭기 특성을 추정하고 이렇듯 추정한 전력증폭기 특성을 바탕으로 전치왜곡 계수를 추출한다. 이러한 두 단계를 통해 전치왜곡 계수를 구하면 근접한 이중대역 신호에 대해서도 서로 간섭 없이 전치왜곡이 동작할 수 있다. 제안하는 기법은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증하는데, 모의실험 결과에 따르면 제안하는 기법이 기존의 이중대역 전치왜곡 방법보다 우수한 성능을 보인다.

#### ABSTRACT

A new digital pre-distortion (DPD) technique for closely spaced dual-band signals is proposed. In the system under consideration, dual-band signals are amplified by a single broadband power amplifier (PA) at a transmitter. The PA output is distorted by cross-modulation between the two bands as well as their own inter-modulation distortion. Especially, if the two bands are placed in close proximity to each other, their spectral regrowths due to in-band intermodulation overlap with each other, which degrades DPD performance. To solve this problem, we propose a new DPD technique where the dual-band PA characteristics are estimated first, and then the DPD parameters are obtained from the estimated PA characteristics. By finding the DPD parameters through two steps, pre-distortion can perform well for the closely-spaced dual band signals. The proposed technique is verified through computer simulation. Simulation result shows that the proposed method performs better than the conventional method for closely-spaced dual band signals.

**키워드** : 근접대역 이중대역, 디지털 전치왜곡, 전력증폭기, 다항식

**Key word** : Closely spaced dual-band, Digital pre-distortion, Power amplifier identification, Polynomial

Received 25 October 2018, Revised 31 October 2018, Accepted 5 November 2018

\* Corresponding Author Eui-Rim Jeong(E-mail:erjeong@hanbat.ac.kr, Tel:+82-42-821-1752)

Department of Information and Communication Engineering, Hanbat National University, Daejeon 34158, Korea

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkiice.2018.22.12.1684>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.  
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

## I. 서 론

무선 통신 시스템은 적은 비용의 효율적인 솔루션으로 사용자가 원하는 고속 전송속도나 주파수 사용에 대한 유연성을 제공하는 방향으로 발전하고 있다. 이러한 기술 중 4세대 이상의 이동통신에서 채택하고 있는 CA (carrier aggregation) 기법은 두 개 이상의 주파수 대역의 신호를 묶어서 한 사용자에게 서비스하여 고속의 전송속도를 지원할 수 있는 기술이다 [1-2]. CA 기술을 구현하는 방법 중에서 각 대역 별로 독립적인 경로를 구성하는 방법도 있지만 비용을 줄이기 위해 한 개의 광대역 경로를 이용하여 구현하는 방법도 연구되고 있다 [3]. 송신기에서 이 기법을 구현하는 경우 광대역 전력증폭기가 두 개 대역 이상의 신호를 증폭하여 전송하게 된다. 전력증폭기는 비선형 특성으로 인해 신호를 왜곡할 수 있기 때문에 이를 보완할 수 있는 선형화 기술이 연구되어 왔다. 이 중 디지털 전치왜곡 기법은 효과적이면서 비용 효율적인 방법으로 알려져 있다 [4-9].

하지만 이러한 디지털 전치왜곡 기법을 다중 대역 신호를 한 개의 전력증폭기로 증폭하는 상황에 적용하면 선형화 성능을 제대로 얻을 수 없다. 왜냐하면 다중대역 신호를 한 개의 전력증폭기로 증폭하는 경우 상호변조 왜곡 외에 두 대역 신호 사이의 교차왜곡이 발생하는데 단일대역에서 개발된 디지털 전치왜곡 기법은 상호변조 왜곡은 보상할 수는 있지만 교차왜곡을 보상할 수 없기 때문이다. 이에 따라 최근에는 다중대역 신호 환경에서 교차왜곡까지 보상하기 위한 이중대역 전치왜곡 기법에 대한 연구가 이루어져 왔다 [10-12]. 이러한 이중대역 전치왜곡 기법은 각 대역에서 전력증폭기 출력신호를 분리, 관찰하여 상호변조 왜곡 성분과 교차왜곡 성분을 분석하여 이를 보상하는 방향으로 제안되었다. 전력증폭기 출력에서 각 대역 신호를 분리하기 위해서는 대역통과필터가 필요하다. 그런데 두 대역이 가까운 경우 대역통과필터를 이용하여 각 대역 신호를 완벽하게 분리하는 것이 어려워진다[13]. 이렇게 제대로 신호를 분리하지 못하는 경우 전치왜곡기의 선형화 성능이 저하되는 문제가 발생한다.

본 논문에서는 이와 같이 근접 이중대역 신호를 한 개의 전력증폭기로 증폭하는 상황에서 전력증폭기를 선형화 하는 새로운 디지털 전치왜곡 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 전력증폭기 출력신호의 되먹임 신호로

부터 곧바로 전치왜곡 특성을 구하는 대신에 두 단계를 통해 구한다. 첫 번째 단계에서 각 대역에서 전력증폭기 특성 추정을 수행한다. 두 대역의 스펙트럼이 가까워 대역통과 필터를 이용해서 완벽한 분리가 어려운 상황에서도 전력증폭기 추정은 잘 수행함을 보인다. 이후 두 번째 단계에서 추정된 전력증폭기 특성으로부터 전치왜곡기 특성을 구한다. 제안하는 기법의 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 검증하는데 모의실험 결과에 따르면 근접한 이중 대역 신호에 대해 제안하는 방법이 기존 방법에 비해 전력증폭기 선형화 성능이 더 우수하다.

## II. 제안하는 전치왜곡

### 2.1. 이중대역 전치왜곡 시스템 구조

그림 1은 제안하는 전치왜곡기의 구조를 보이고 있다. 본 논문에서는 이중대역 신호에 대한 전치왜곡만을 다루고 있으나 세 개 이상의 대역으로 확장하는 것은 이중대역 기법을 확장하여 쉽게 유도할 수 있다.

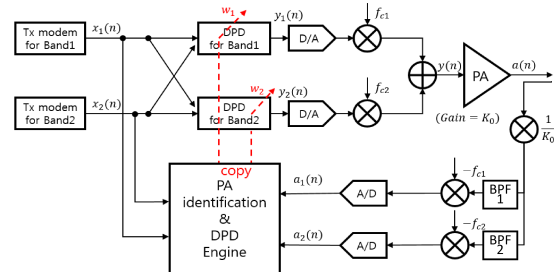


Fig. 1 architecture of proposed DPD for closely spaced dual-band signals

전력증폭기의 출력은 비선형 함수  $A_i(\cdot), i=1, 2$ 를 이용하여 나타낼 수 있는데  $i$  번째 대역의 전력증폭기 입력이  $y_i(n)$ 이라면 각 대역의 전력증폭기 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} a_1(n) &= A_1(y_1(n), y_2(n)) \\ a_2(n) &= A_2(y_1(n), y_2(n)) \end{aligned} \quad (1)$$

상호 교차변조 왜곡이 존재하기 때문에 각 대역에서 전력증폭기 출력은 두 대역 신호의 함수로 나타난다.  $D_i(\cdot)$ 를  $i$  번째 대역에 적용할 전치왜곡 특성이라고 정의하고 송신할 신호(전치왜곡기 입력)가  $x_i(n)$ 이라면 각 대역에서 전치왜곡기 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1(n) &= D_1(x_1(n), x_1(n)) \\ y_2(n) &= D_2(x_1(n), x_1(n)) \end{aligned} \quad (2)$$

이상적인 전력증폭기의 이득을  $K_0$ 라고 하면 전치왜곡기는 다음의 식을 만족하도록 동작해야 한다.

$$\begin{aligned} A_1(y_1(n), y_2(n)) &= K_0 x_1(n) \\ A_2(y_1(n), y_2(n)) &= K_0 x_2(n) \end{aligned} \quad (3)$$

이중대역 전치왜곡 기술은 이미 널리 알려진 기술이지만 근접 이중대역 신호에 대해 기존 기술을 곧바로 적용하기에는 문제가 있다. 그림 1에서 이중대역 전치왜곡을 위해서는 두 개의 되먹임 경로가 필요하며 이 되먹임 신호는 각 대역에서 전력증폭기 출력을 나타낸다. 전치왜곡에는 자기대역의 신호만이 필요하므로 대역통과 필터를 이용하여 각 대역의 신호만을 선택하여 되먹임해야 한다. 하지만 두 개 대역이 너무 가까운 경우 필터를 이용해서 두 대역 신호를 완벽히 분리하기 어려울 수 있다. 본 논문에서는 이와 같이 두 대역 신호가 아주 가까운 근접 이중대역 신호에 대한 전치왜곡 기술을 제안한다. 제안하는 기술은 되먹임 신호로부터 전치왜곡 계수를 곧바로 찾는 대신 두 단계를 거쳐 전치왜곡 계수를 추정한다. 첫 번째 단계에서는 각 대역에서 전력증폭기 특성을 추정한다. 이 단계에서는 두 개 대역신호의 분리가 필요하지만 완벽하게 분리되지 않은 경우에도 전력증폭기 추정이 가능하다. 두 번째 단계에서는 추정한 전력증폭기 특성으로부터 전치왜곡기 특성을 찾는다.

### 2.2. 전력증폭기 특성 추정

첫 번째 단계에서는  $A_i(\cdot)$ 를 추정한다. 표현을 간단하게 하기 위해  $K_0 = 1$ 이라고 가정한다. 또한 비선형 함수인  $A_i(\cdot)$ 를 메모리 다항식으로 가정한다. 두 대역의 전력증폭기 출력은 다음과 같이 모델링된다.

$$\begin{aligned} a_1(n) &= A_1(y_1(n), y_2(n)) \\ &= \sum_{m=0}^M \sum_{v=1}^V \sum_{l=1}^v c_{m,v,l,1}^* y_1(n-m) |y_1(n-m)|^{2(v-l)} |y_2(n-m)|^{2(l-1)} \\ &= \mathbf{c}_1^H \mathbf{p}_1(n) \\ a_2(n) &= A_2(y_1(n), y_2(n)) \\ &= \sum_{m=0}^M \sum_{v=1}^V \sum_{l=1}^v c_{m,v,l,2}^* y_2(n-m) |y_2(n-m)|^{2(v-l)} |y_1(n-m)|^{2(l-1)} \\ &= \mathbf{c}_2^H \mathbf{p}_2(n) \end{aligned} \quad (4)$$

(4)에서  $(\cdot)^*$ 는 켈레복소수를 나타내고  $(\cdot)^T$ 는 전치행렬을  $(\cdot)^H$ 는 전치행렬과 켈레복소수를 모두 적용함

을 의미한다. 본 모델에서  $2V-1$ 은 최대 다항식 차수를 나타내며  $M$ 은 메모리 길이를  $\mathbf{c}_i$ 는 전력증폭기 특성 계수 벡터를 나타낸다. 그리고  $\mathbf{p}_i(n)$ 은 신호벡터를 나타낸다. 예를 들어  $V=3$ 이고  $M=0$ 이라면,  $\mathbf{c}_i$ 는  $6 \times 1$  벡터가 되고  $\mathbf{p}_i(n)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_1(n) &= [x_1(n), x_1(n)|x_1(n)|^2, x_1(n)|x_2(n)|^2, x_1(n)|x_1(n)|^4, \\ & \quad x_1(n)|x_1(n)|^2|x_2(n)|^2, x_1(n)|x_2(n)|^4]^T \\ \mathbf{p}_2(n) &= [x_2(n), x_2(n)|x_2(n)|^2, x_2(n)|x_1(n)|^2, x_2(n)|x_2(n)|^4, \\ & \quad x_2(n)|x_2(n)|^2|x_1(n)|^2, x_2(n)|x_1(n)|^4]^T \end{aligned} \quad (5)$$

$i$ 번째 전력증폭기 특성을 추정하기 위해서는  $\mathbf{c}_i$ 를 찾아야 하는데 본 논문에서는 최소 자승 기법을 이용한다.  $i$ 번째 전력증폭기에 대한 최소 자승 비용함수는 다음과 같다.

$$\epsilon_i(\mathbf{c}_i) = \sum_{n=1}^N |a_i(n) - \mathbf{c}_i^H \mathbf{p}_i(n)|^2, \quad i=1,2 \quad (6)$$

비용함수를 최소화 하는  $\mathbf{c}_i$ 를 구하는 방법으로 본 논문은 역행렬을 구하는 대신 순환 최소 자승 (recursive least squares) 기법을 사용한다 [14]. 표 1은 순환 최소 자승 기법으로  $\mathbf{c}_i$ 를 구하는 방법을 요약하고 있다.

전력증폭기 특성을 추정하는데 두 개 대역을 완벽하게 분리 하지 않으면  $a_i(n)$ 에 타 대역 신호가 섞일 수 있고 이는 성능을 저하할 수 있다. 하지만 (4)의 모델을 참조하면 타 대역 신호가 일부 존재하더라도 타 대역 신호의 평균이 0이면 잡음과 같이 그 크기 혹은 전력이 크지 않다면 큰 영향은 없을 것으로 예상할 수 있다. 반면 기존의 전치왜곡 방식은 상당히 큰 타 대역 신호가 남아있는 상황에서 전력증폭기 추정 과정 없이 곧바로  $a_i(n)$ 에서 전치왜곡계수를 찾기 때문에 타 대역 신호의 영향을 크게 받는다.

**Table. 1** Summary of recursive least squares for PA identification

<p><i>Initialization:</i></p> $\mathbf{c}_i = \mathbf{0}_{M+1}$ $\mathbf{Q} = \delta^{-1} \mathbf{I}_{M+1}$
<p>for each samples, <math>n = 1, 2, \dots, N</math>, compute</p> $\mathbf{g} = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{p}_i(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{p}_i^H(n) \mathbf{Q} \mathbf{p}_i(n)}$ $e(n) = a_i(n) - \mathbf{c}_i^H \mathbf{p}_i(n)$ $\mathbf{c}_i = \mathbf{c}_i + \mathbf{g} e^*(n)$ $\mathbf{P} = \lambda^{-1} \mathbf{P} - \lambda^{-1} \mathbf{g} \mathbf{g}^H(n) \mathbf{P}$

### 2.3. 전치왜곡기 계수 추출

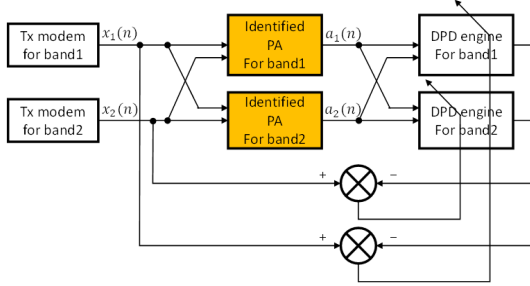


Fig. 2 DPD coefficient extraction from identified PA characteristics

전력증폭기 모델의 계수  $c_1, c_2$ 를 찾은 후에는 다음 단계로 전치왜곡기의 계수를 추출한다(그림 2). 전력증폭기의 모델(4)에는 상호 변조 왜곡 및 교차 변조 왜곡까지 포함하고 있으므로 이러한 전력증폭기를 선형화 하는 전치왜곡기를 설계하면 이중대역 신호에 대한 전치왜곡기를 설계할 수 있다.

$D_i(\cdot)$ 는 앞서 설명했듯이  $i$ 번째 대역의 전치왜곡 함수이며, 이 함수도 전력증폭기 모델과 유사하게 다항식으로 모델링한다. 상호 변조 왜곡 및 교차 변조 왜곡을 보상하는 전치왜곡기 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 y_1(n) &= D_1(x_1(n), x_2(n)) \\
 &= \sum_{m=0}^M \sum_{l=1}^B \sum_{t=1}^b w_{m,b,t,1}^* x_1(n-m) |x_1(n-m)|^{2(b-t)} |x_2(n-m)|^{2(t-1)} \\
 &= \mathbf{w}_1^H \mathbf{r}_1(n) \\
 y_2(n) &= D_2(x_1(n), x_2(n)) \\
 &= \sum_{m=0}^M \sum_{l=1}^B \sum_{t=1}^b w_{m,b,t,2}^* x_2(n-m) |x_2(n-m)|^{2(b-t)} |x_1(n-m)|^{2(t-1)} \\
 &= \mathbf{w}_2^H \mathbf{r}_2(n)
 \end{aligned} \tag{7}$$

(7)에서  $2B-1$ 은 전치왜곡기의 최대 비선형 차수를 나타내고  $M$ 은 메모리 길이를 나타낸다. 만약  $B=3$ 이고  $M=0$ 이라고 가정하면,  $\mathbf{w}_1$ 과  $\mathbf{w}_2$ 는 각각  $6 \times 1$ 의 벡터가 되고  $\mathbf{r}_1(n)$ 과  $\mathbf{r}_2(n)$ 은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}_1(n) &= [a_1(n), a_1(n)|a_1(n)|^2, a_1(n)|a_2(n)|^2, a_1(n)|a_1(n)|^4, \\
 & a_1(n)|a_1(n)|^2|a_2(n)|^2, a_1(n)|a_2(n)|^4]^T \\
 \mathbf{r}_2(n) &= [a_2(n), a_2(n)|a_2(n)|^2, a_2(n)|a_1(n)|^2, a_2(n)|a_2(n)|^4, \\
 & a_2(n)|a_2(n)|^2|a_1(n)|^2, a_2(n)|a_1(n)|^4]^T
 \end{aligned} \tag{8}$$

(4)의 전력증폭기 모델과 (7)의 전치왜곡기를 비교하면 입력변수만 차이가 있고 나머지 수식은 거의 동일하다. 이중대역 신호에 대한 전력증폭기 모델은 상호 변조 왜곡과 교차 변조 왜곡을 포함해야 하듯이 이러한 왜곡을 보상하는 이중대역 전치왜곡기도 역시 상호 변조 전치왜곡 및 교차 변조 전치왜곡 특성을 가져야 하기 때문이다. 전치왜곡 특성은  $\mathbf{w}_1$ 과  $\mathbf{w}_2$ 에 의해서 결정되며 이 두 계수는 전력증폭기 추정과 마찬가지로 최소자승 비용함수를 통해 찾는다.

$$\eta_i(\mathbf{w}_i) = \sum_{n=1}^N |x_i(n) - \mathbf{w}_i^H \mathbf{r}_i(n)|^2, \quad i = 1, 2 \tag{9}$$

비용함수  $\eta_i(\mathbf{w}_i)$ 를 최소화 하는  $\mathbf{w}_1$ 과  $\mathbf{w}_2$ 는 전력증폭기 추정 때와 마찬가지로 순환 최소 자승 기법을 통해 얻는다.

## III. 모의실험

### 3.1. 모의실험 환경

제안하는 전치왜곡 기법의 성능을 평가하기 위해 MATLAB을 이용한 모의실험을 수행하였다. 송신신호로는 LTE 하향링크 신호를 이용하였으며 대역폭 10MHz 신호 3개를 붙여서 총 30MHz 대역폭이 되도록 하였다. 이렇게 대역폭 30MHz 신호를 두 개 생성하여 한 신호는 중심주파수 1,400MHz로 다른 한 신호는 중심주파수 1,585MHz로 변환하였다. 1,400MHz 신호는 Band1 신호 1,585MHz 신호는 Band2 신호라고 부른다. 비선형 전력증폭기 모델로는 그림 3과 같이 FIR (finite impulse response) 필터 + Saleh 모델 [15]를 사용하였다. FIR 필터는 메모리 효과를 담당하고 Saleh 모델은 비선형 특성을 담당하여 전체적으로 메모리 효과와 비선형 왜곡 특성을 가지는 광대역 전력증폭기를 모델링 한다.

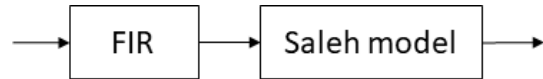


Fig. 3 Memory PA model for simulation

비선형 특성을 담당하는 Saleh 모델은 다음과 같다.

$$A(y(n)) = y(n) \times \frac{K_1}{1 + K_2|y(n)|^2} \times \exp \frac{K_3|y(n)|^2}{1 + K_4|y(n)|^2} \quad (10)$$

$K_1 = 1.1, K_2 = 0.7, K_3 = 1, K_4 = 1$

전력증폭기의 메모리 효과를 발생하기 위해 사용한 FIR 필터는 [0.7692, 0.1538, 0.0769]의 계수를 가지는 길이 3의 필터를 사용하였다.

전력증폭기와 전치왜곡기의 최대 다항식 차수는 5로 설정하였으며 메모리는 2로 설정하였다 (V=3, B=3, M=2). 순환 최소 자승 기법의 잊음계수는 0.9999를 사용하였다 ( $\lambda = 0.9999$ ).

### 3.2. 모의실험 결과

그림 4는 각 대역 별 되먹임 신호의 스펙트럼과 이 신호를 통해 추정한 각 대역별 전력증폭기 출력 스펙트럼을 보인다. 두 스펙트럼 모두 기저대역으로 변환한 후 관찰한 결과이다. 되먹임 신호를 보면 그림 1의 되먹임 경로에 사용한 대역통과필터의 특성이 이상적이지 않아서 타 대역 신호가 제거되지 않고 존재하는 것을 확인할 수 있다. 두 대역의 신호가 가까우면 이상적인 대역 필터의 설계가 어려워지므로 이러한 문제가 발생할 수 있다. 실험결과에 따르면 제안한 전력증폭기 특성 추정 알고리즘은 간섭의 영향 없이 자기대역의 전력증폭기 특성을 제대로 추정하는 것을 확인할 수 있다. 추정한 전력증폭기 출력 스펙트럼을 보면 자기대역의 신호의 스펙트럼 확산은 잘 따라가면서 나타나지만 타 대역 신호

호 성분은 전혀 존재하지 않는 것을 보인다. 이를 통해 타 대역 간섭이 사라진 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 제안하는 전치왜곡 및 기존의 전치왜곡 알고리즘을 적용했을 때 전력증폭기 출력 스펙트럼을 보인다. 가장 위의 스펙트럼이 전치왜곡을 적용하지 않은 경우이고 그 다음이 기존의 전치왜곡기법을 적용했을 때, 제일 아래 스펙트럼이 제안한 전치왜곡기법을 적용했을 때 이다. 기존의 전치왜곡 기법은 제대로 제거되지 않은 인접대역 신호로 인해 전치왜곡 성능이 제대로 얻어지지 않은 것으로 보이며 제안하는 기법은 훨씬 우수한 선형화 특성을 확인할 수 있다.

Table. 2 Improvement of spectral regrowth

	Band1	Band2
Conventional	3 dB	5 dB
Proposed	22 dB	22 dB

표 2는 전치왜곡 알고리즘에 의한 인접대역 스펙트럼 확산 감소의 정도를 정리하였다. 전력증폭기의 비선형 왜곡은 스펙트럼 확산을 유발하며 이는 전력증폭기 선형화로 개선할 수 있다. 기존의 기법은 서로 상대대역의 간섭에 의해 약 3~5 dB 정도 개선되는 반면 제안기법은 Band1, Band2에서 모두 최대 약 22dB의 개선을 얻을 수 있었다.

이와 같은 결과로부터 제안하는 기법은 이중대역 신호가 가까워 대역통과 필터로 타 대역신호를 충분히 제거하기 어려운 환경에서 기존의 방식보다 잘 동작함을 확인할 수 있다.

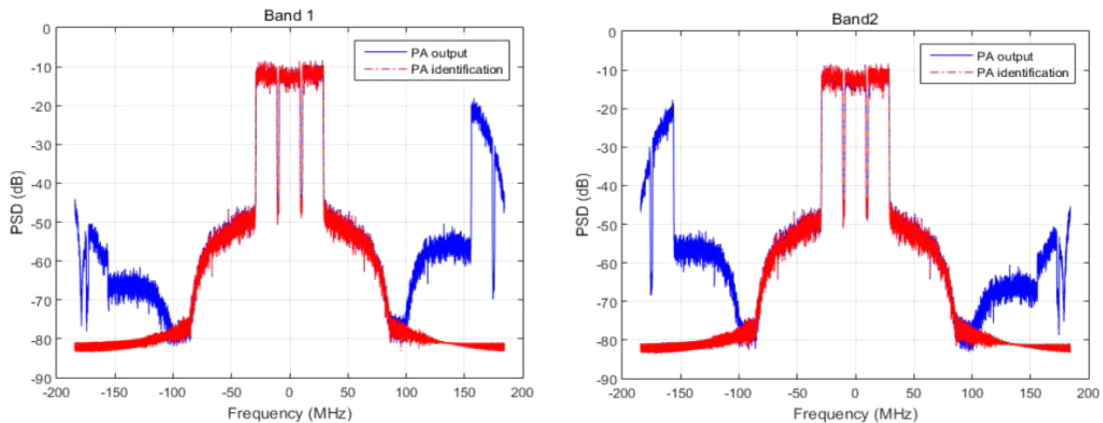


Fig. 4 Spectrums of feedback signal and identified PA output for Band1(up) and Band2(down).

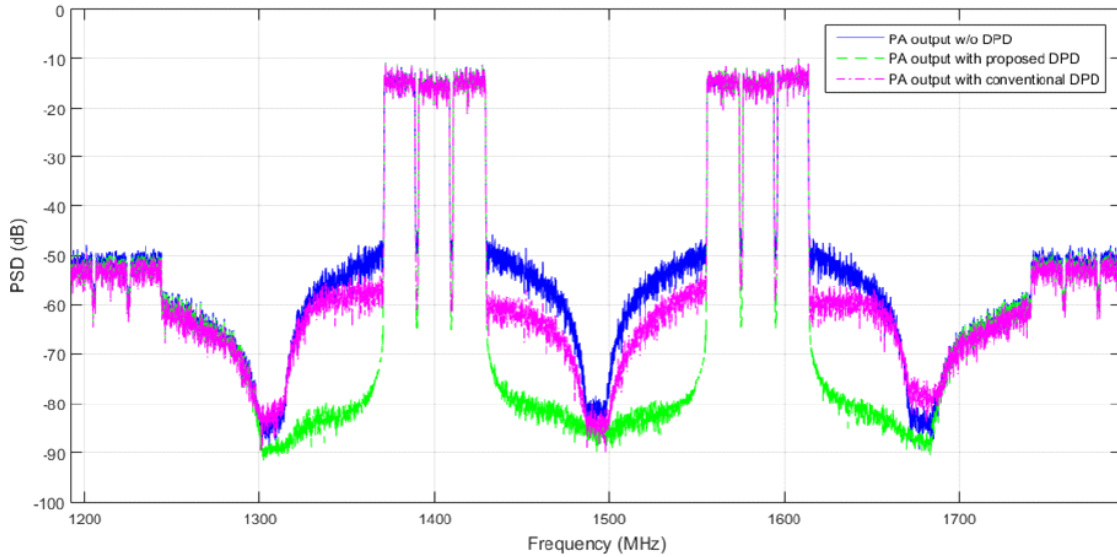


Fig. 5 PA output spectrum after applying DPD.

#### IV. 결론

본 논문에서는 근접한 이중대역 신호에 대한 전치왜곡 기법을 제안하였다. 각 대역의 되먹임 된 신호에서 곧바로 전치왜곡 특성을 찾는 기존방식과 다르게 제안하는 방식에서는 전력증폭기 특성을 먼저 찾고 이렇게 찾은 특성을 이용하여 전치왜곡 특성을 찾는 두 단계로 이루어진다. 모의실험에 따르면 제안하는 방식이 근접 이중대역 신호에 대해서는 더 좋은 선형화 특성을 보였다.

#### REFERENCES

- [ 1 ] Y. Liu, J. J. Yan, and P. M. Asbeck, "Concurrent dual-band digital predistortion with a single feedback loop," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 5, pp. 1556-1568, May 2015.
- [ 2 ] S. A. Bassam, W. Chen, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "Transmitter architecture for CA," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 5, pp. 78-86, March 2013.
- [ 3 ] S. Amin, Z. A. Khan, M. Isaksson, P. Händel, and D. Rönnow, "Concurrent dual-band power amplifier model modification using dual two-tone test," *Proceeding of European Microwave Conference*, London, UK, pp. 186-189, 2016.
- [ 4 ] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang, and B. Kim, "Analog predistortion linearizer for high-power RF amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2709-2713, Dec. 2000.
- [ 5 ] A. Katz, J. Wood, and D. Chokola, "The evolution of PA linearization," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 17, no. 2, pp. 32-40, Feb. 2016.
- [ 6 ] X. Feng, B. Feuvrie, A. S. Descamps, and Y. Yang, "Digital predistortion method combining memory polynomial and feed-forward neural network," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 12, pp. 943-945, June 2015.
- [ 7 ] S. Choi ; E. -R. Jeong, and Y. H. Lee, "A direct learning structure for adaptive polynomial-based predistortion for power amplifier linearization," *2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, Dublin, Ireland, pp. 1791-1795, 2007.
- [ 8 ] J. H. Kim, and R. S. Reddy, "Implementation of Mobile Apps Across Globe and Challenge to Software Engineering," *Asia-pacific Journal of Convergent Research Interchange, HSST*, vol. 1, no. 3, pp. 1-16, Sept. 2015.
- [ 9 ] S. -M. Kim, "Nonlinearity detection and compensation in radio over fiber systems using a monitoring channel," *Journal of information and communication convergence engineering*, vol. 13, no. 3, pp. 167-171, Mar. 2015.
- [ 10 ] P. Roblin, "Concurrent linearization: The state of the art for modeling and linearization of multiband power amplifiers," *IEEE Microwave magazine*, vol. 14, no. 7, pp. 75-91, July 2013.



- [11] S. A. Bassam, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, "2-D digital predistortion (2-D-DPD) architecture for concurrent dual-band transmitters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 10, pp. 2547-2553, Oct. 2011.
- [12] K. P. Lee, M. S. Yun, B. M. Jeong, and E. R. Jeong, "Digital Predistortion for Concurrent Dual-Band Transmitter Based on a Single Feedback Path," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 21, no. 3, pp. 499-508, Mar. 2017.
- [13] Y. Liu, "Novel multiband linearization technique for closely-spaced dual-band signals of wide bandwidth," *Proceeding of International Microwave Symposium (IMS)*, Phoenix, AZ, pp. 1-4, 2015.
- [14] S. S. Haykin, *Adaptive filter theory*, 5-th ed. New Jersey, Pearson, 2013.
- [15] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Transactions on communications*, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.



**정의림(Eui-Rim Jeong)**

한국과학기술원 전기및전자공학과 학사 (1995)  
한국과학기술원 전기및전자공학과 석사 (1997)  
한국과학기술원 전기및전자공학과 박사 (2001)  
한밭대학교 정보통신공학과 교수 (현재)  
※관심분야: 통신신호처리, 디지털신호처리



**오주현(Joohyeon Oh)**

광운대학교 전자통신공학과 석사  
LIG넥스원 C41 연구소 선임연구원 (현재)  
※관심분야: 무선통신, 통신신호처리, 군통신시스템



**김도경(Do-Kyoung Kim)**

한국항공대 통신정보공학과 학사 (1996)  
고려대학교 국방기술경영학과 석사 (2016)  
LIG넥스원 C41 연구소 수석연구원 (현재)  
※관심분야: 통신공학, 무선이동통신