

# 모바일 WiMax용 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기의 선형성 개선에 관한 연구

## A Study on Linearity Improvement of Cartesian Vector Modulator Predistorter for WiMax Applications

전 상 현\*  
(Sang-Hyun Chun)

김 지 연\*\*  
(Ji-Yeon Kim)

김 중 현\*\*\*  
(Jong-Heon Kim)

### 요 약

본 논문에서는 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기의 선형성 개선을 극대화하기 위해서 전치왜곡기 설계시 고려해야할 파라미터들을 제시하였으며 비선형시작점 조정회로를 사용한 개선된 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기를 제안하였다. 전치왜곡기의 성능을 확인하기 위해서 2.5 GHz 대역 모바일 WiMax 1FA 신호를 입력으로 하는 15 W 전력 증폭기에 제안한 전치왜곡기를 적용하였다. 측정결과, -45.3 dBc의 ACLR을 얻었으며 기존의 다이오드를 사용한 전치왜곡기에 비해서 선형성 개선 구간이 넓어졌을 뿐만 아니라 기존의 전치왜곡기에 비해 약 4 dB 개선된 결과를 얻었다.

### Abstract

In this paper, we represent considering parameters for design of a Cartesian vector modulator predistorter to maximize linearity improvement of the predistorter and propose an advanced Cartesian vector modulator predistorter with nonlinear starting point control circuit. In order to confirm the performance of the proposed predistorter, the predistorter is applied to power amplifier with 15 W output power for 2.5 GHz band mobile WiMax 1-FA signal. From the measured results, ACLR of -45.3 dBc with 4 dB improvement of ACLR compared with the previous predistorter is obtained and linearity improvement range is also extended.

**Key words:** Predistorter, linearity, cartesian vector modulator, AMtoAM, AMtoPM

## I. 서 론

현재 무선통신 시스템은 넓은 대역폭과 높은 피크 대 평균전력 비 (Peak to Average Ratio : PAR)를 갖는 디지털 변조 신호들을 사용하고 있다. W-CDMA, WiBro, WiMax와 같은 3G 디지털 통신은 8 dB이상

의 높은 PAR을 갖기 때문에 통신서비스의 신뢰도를 높이기 위해서 높은 선형성을 갖는 전력증폭기가 요구된다. 전력증폭기의 비선형성에 의하여 입력 주파수와 다른 주파수 대역으로 의도되지 않은 전력이 전달되는데 이는 인접대역에 간섭으로 작용하여 통신시스템의 성능을 저하시키기 때문에 포화 영역에

† 이 논문은 2010년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

\* 주저자 : 광운대학교 전파공학과 박사과정

\*\* 공저자 : 광운대학교 RFIC센터 연구교수

\*\*\* 공저자 및 교신저자 : 광운대학교 전파공학과 교수

† 논문접수일 : 2010년 5월 26일

† 논문심사일 : 2010년 6월 26일

† 게재확정일 : 2010년 6월 28일

서 동작하여 선형성이 감소하는 고효율 고출력 전력 증폭기를 위해서는 선형화 기술의 적용이 필수적이다. 전력증폭기의 이러한 선형화 기술은 크게 궤환 (feedback) 방식과 피드포워드 (feedforward) 방식 그리고 전치왜곡 (predistortion) 방식으로 나눌 수 있다. 일반적으로 궤환 방식은 증폭이득이 감소하고 협대역을 갖는 단점이 있기 때문에 피드포워드 방식이 많이 사용되고 있다. 피드포워드 방식은 다중캐리어 신호의 고풍력 전력증폭기에서 혼변조 개선효과가 매우 뛰어나다. 하지만 회로에 부가적으로 들어가는 요소들이 많아 복잡하고 큰 용적과 용량을 필요로 하며 효율이 낮은 단점을 갖고 있다 [1, 2].

전치왜곡 방식에는 고전적인 RF 아날로그 방식과 디지털 전치왜곡 방식들이 있다[3, 4]. 최근에는 피드포워드를 대체할 수 있는 디지털 전치왜곡 방식이 주목 받고 있다. 디지털 전치왜곡 방식은 디지털 신호처리 프로세서에 의한 방식이기 때문에 상황에 맞게 변형이 가능하고 정확하게 전력증폭기의 비선형성을 보상할 수 있다. 그러나 디지털 전치왜곡 방식은 아직 가격이 비싸고 넓은 대역폭의 다중캐리어 신호는 디지털 신호처리 시 전력소모가 커서 효율이 감소되는 문제를 갖고 있다 [5].

RF 아날로그 전치왜곡 방식은 값이 싸고 그 구현이 간단하며 소형으로 구현할 수 있다는 장점을 갖고 있기 때문에 전력증폭기의 선형성 개선을 위해 여전히 사용되고 있다. 이와 같은 전치왜곡 기술 중에서 혼변조 발생기로 사용되는 다이오드에 공급되는 바이어스를 조절함으로써 간단하게 전치왜곡 신호의 이득 및 위상특성을 각각 조절하는 Cartesian vector modulator (CVM) 구조를 사용한 전치왜곡기가 본 연구팀에 의해 제안되었고 약 5 dBc의 선형성 개선효과를 나타내었다 [6].

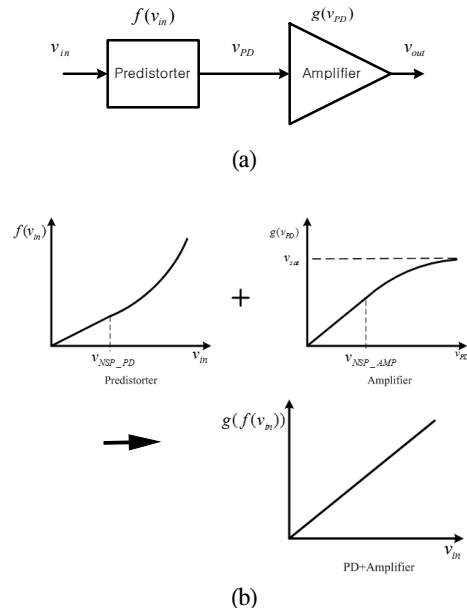
일반적으로 전력증폭기의 선형성 개선량을 최대화하기 위해서는 증폭기의 비선형 특성과 정확히 역함수의 특성을 갖는 아날로그 전치왜곡기를 적용해야 하고 이때에 결과적으로 소자의 포화전력까지 선형적인 특성이 유지되도록 하여야 한다. 그러나 기존의 CVM 전치왜곡기의 벡터적 해석은 입력신호 전반에 관한 출력 변화의 해석이 미흡하였다. 그

서 아날로그 전치왜곡기를 사용한 비선형성의 개선량도 최적화 되지 못하였다 (5 dBc 내외).

본 논문에서는 아날로그 전치왜곡기의 실제적인 해석에 있어서 선형성 극대화를 위해 요구되는 파라미터를 제시하고 이를 적용한 개선된 아날로그 CVM 전치왜곡기 (Predistorter : PD)를 제안하였으며 실제 아날로그 전치왜곡기에 사용되는 임피던스 변환 소자(다이오드)에 대한 실질적 한계를 고려하여 임피던스 최적화를 위한 구조를 제안하였다.

## II. 제안된 전치왜곡기 해석 및 구조

전력증폭기의 비선형성을 개선하기 위해서 증폭기의 비선형 특성과 역함수의 특성을 갖는 아날로그 전치왜곡기를 적용하는데 이때에 결과적으로 소자의 포화전력까지 선형적인 특성이 유지되도록 하여야 한다. <그림 1>은 선형성 개선을 극대화하기 위해서 요구되는 선형화기와 전력증폭기의 입출력 결과 그래프이다.



<그림 1> 전치왜곡 선형 전력증폭기의 (a) 블록도, (b) 동작 원리.

<Fig. 1> (a) Block diagram and (b) operation principle of predistortion linearized power amplifier.

<그림 1>에서 보이는 것처럼 비선형 소자의 선형성 개선을 극대화하기 위해서는 입력에 대한 출력의 특성변화에 대한 해석이 중요하다. <그림 1>은 전력증폭기의 선형화기 구성도 및 동작원리를 나타낸 그림이다.

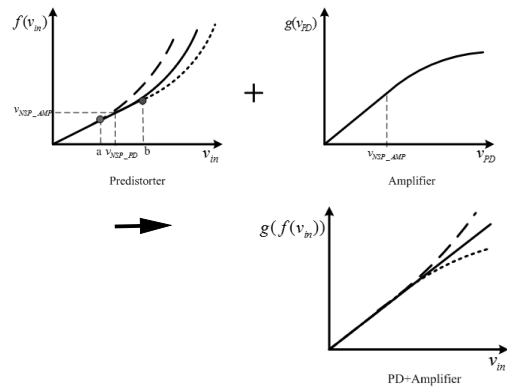
그림 1(a)를 수식으로 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{PD} &= f(v_{in}) \\ v_{out} &= g(v_{PD}) = g(f(v_{in})) = kv_{in} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $v_{in}$ 인 PD의 입력이고  $v_{PD}$ 는 PD의 출력 그리고  $v_{out}$ 는 전력증폭기의 출력을 의미한다.

<그림 1>과 같이 비선형 소자의 선형성 개선을 극대화하기 위해서는 소자의 포화전력까지 입출력관계의 선형적인 특성이 유지되어야 하기 때문에 가장 적합한 선형화기의 입출력 특성은 전력증폭기의 비선형특성함수와 역함수의 모습을 가져야 한다. 실제 선형화기의 제작에서 이러한 역함수가 한번에 만족되지 않기 때문에 2가지 포인트를 개별적으로 고려하여야 한다. 첫 번째는 선형화기가 전력증폭기 비선형 특성에 역함수인 입출력 그래프의 기울기를 갖도록 하는 것이다 [4]. 전력증폭기의 경우 선형화기는 이득특성을 증가하게 하고 위상 특성을 감소 또는 증가하게 해야 한다. 두 번째는 첫 번째와 같이 만들어진 아날로그 전치왜곡기의 비선형 특성 시작지점 ( $v_{NSP\_PD}$ )이 전력 증폭기의 비선형 특성이 시작하는 지점 ( $v_{NSP\_AMP}$ )과 일치하도록 하는 것이다.

<그림 2>는 첫 번째 조건이 정확하게 부합한다 하여도 두 번째 조건이 적합하지 않게 된다면 포화전력까지 선형적인 특성을 나타낼 수 없고 오히려 비선형 특성이 생성되는 문제가 생긴다는 것을 보여준다. 여기에서 첫 번째 함수  $f(v_{in})$ 은 CVM 전치왜곡기의 입출력 그래프이고 두 번째 함수  $g(v_{PD})$ 는 전력증폭기의 입출력 그래프이다. 그리고 마지막 그래프  $g(f(v_{in}))$ 은 전력증폭기에 선형화기를 장착하였을 때의 전체 회로의 입출력 그래프이다. 함수에서 긴 점선은 전치왜곡기의 비선형 특성 시작지점이 원하는 값보다 작은 경우를 나타낸다. 이때에 함수  $g(f(v_{in}))$ 은 선형적으로 나오지 않고 점점 증가하게 된다. 실선은 CVMPD의 비선형 시작지점 (Nonlinear Starting



<그림 2> 비선형 시작점이 일치하지 않는 경우에 전치왜곡기 특성에 따른 전력증폭기의 입출력 특성 변화

<Fig. 2> Input/output characteristics changes of power amplifier in the case of non-identified nonlinear starting point.

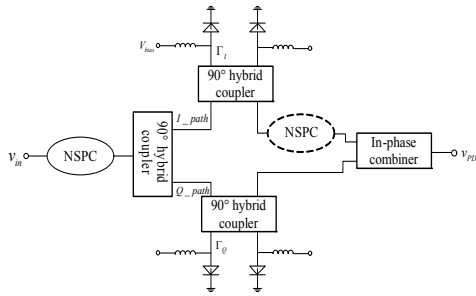
Point : NSP)과 증폭기의 비선형 시작지점의 관계가 정확할 때의 경우이다. 이때 함수  $g(f(v_{in}))$ 은 원하는 선형적 그래프를 갖는다. 함수  $f(v_{in})$ 에서 실선 아래에 짧은 점선은 전치왜곡기의 비선형 특성 시작지점이 원하는 값보다 큰 경우를 나타낸다. 결국 전체출력에서 원하는 선형그래프를 얻지 못하게 되고 원하지 않게 점점 감소하는 비선형 그래프를 얻게 된다.

기존의 아날로그 PD들은 1번째 조건을 부합하도록 다양한 이득특성과 위상특성 제공에 관심을 기울였지만 2번째 조건에 대한 고려가 부족하였다. Cartesian vector modulator 전치왜곡기는 다양한 기울기의 AMtoAM과 AMtoPM특성이 가능하기 때문에 1번째 조건은 부합하게 할 수 있다 [1]. 그러나 2번째 조건을 만족시키기 위해서 아래 식(2)를 만족하여야 한다.

$$f(v_{NSP\_PD}) = v_{NSP\_AMP} \quad (2)$$

여기서  $v_{NSP\_PD}$ 는 전치왜곡기의 비선형특성시작지점이고  $v_{NSP\_AMP}$ 는 증폭기의 비선형특성시작지점이다.

그러나 식 (2)를 만족하지 않을 경우에 앞서 제시된 전치왜곡기의 2번째 조건의 고려를 위해서 기존의 CVMPD에 비선형성 시작지점 조절 회로 (Nonlinear Starting Point Control circuit: NSPC)를 부

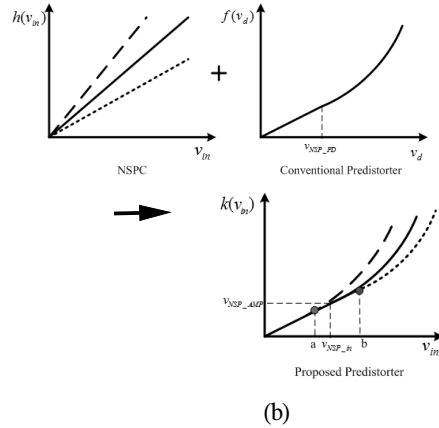
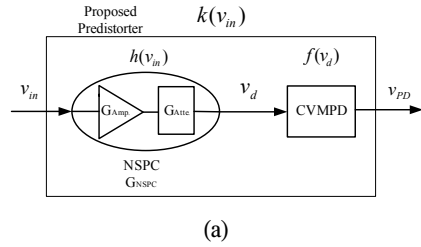


<그림 3> 비선형 시작점 조절을 위해서 제안된 전치왜곡기 구조  
 <Fig. 3> Proposed predistorter for nonlinear starting point control

가하여 식 (2)를 만족하도록 하여야 선형성 개선효과를 극대화할 수 있다. <그림 3>은 NSPC 조절을 위해서 제안된 전치왜곡기를 나타낸 그림이다. NSPC는 아날로그 벡터 모듈레이터 전치왜곡기의 입력이나 I, Q 중 하나의 경로에 삽입될 수 있다.

<그림 4>는 NSPC가 적용된 전치왜곡기 회로의 구성도와 동작원리를 나타내었다. 그림 4(a) 구성도에서 NSPC는 CVMPD의 NSP를 조절하기 위해서 선형증폭기를 사용하여 이득을 주거나 감쇄기를 사용하여 감쇄를 주는 회로이다. 그림 4(b)에서  $h(v_{in})$  은 NSPC의 입출력 함수이고  $f(v_d)$  는 기존의 CVMPD의 입출력 함수이다.  $h(v_{in})$  에서 긴 점선은  $G_{NSPC}$  (NSPC의 이득)가 1보다 큰 경우를 나타내고 실선은  $G_{NSPC}$ 가 1인 경우, 짧은 점선은  $G_{NSPC}$ 가 1보다 작은 경우를 나타낸다. NSPC를 포함한 CVMPD의 입출력 함수는  $k(v_{in})$  과 같이 나타난다. NSPC가 이득을 가질 경우  $G_{NSPC}$ 가 1보다 큰 값이 되어 함수  $h(v_{in})$  의 긴 점선과 같이 나타난다. 이때 최종출력함수  $k(v_{in})$  에서 비선형시작점  $v_{NSP\_in}$  은 기존의 전치왜곡기의 비선형시작점보다 낮은 입력전압 a로 이동된다. 반대로 NSPC가 감쇄를 가질 경우  $G_{NSPC}$ 가 1보다 작은 값이 되어 함수  $h(v_{in})$  의 짧은 점선과 같이 나타난다. 이때 최종출력함수  $k(v_{in})$  에서 비선형시작점  $v_{NSP\_in}$  은 기존의 전치왜곡기의 비선형시작점보다 높은 입력전압 b로 이동된다.

<그림 4(a)>를 기본으로 NSPC삽입으로 인한 회로적 영향은 아래와 같다.



<그림 4> (a) 비선형시작점 조정회로를 갖는 전치왜곡기 구성도 및 (b) 동작원리  
 <Fig. 4> (a) Block diagram and (b) operation principle of the predistorter with non-linear starting point control circuit.

NSPC의 이득  $G_{NSPC}$ 은 아래 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$G_{NSPC} = G_{Amp} \cdot G_{Atte} = v_d / v_{in} \quad (3)$$

여기서  $G_{Amp}$ 는 NSPC회로의 증가되는 이득이고  $G_{Amp} > 1$  이며  $G_{Atte}$ 는 NSPC회로의 감쇄를 나타내고  $0 < G_{Atte} < 1$  이며  $v_{in}$  은 NSPC의 입력이고  $v_d$  는 NSPC의 출력으로 CVMPD의 입력이다.

식(3)에서  $v_{in}$  과  $v_d$  의 관계는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있고

$$v_{in} = v_d / G_{NSPC} \quad (4)$$

<그림 4(b)>의 동작원리를 보면 아래 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$v_{PD} = f(v_d) = f(h(v_{in})) = k(v_{in}) \quad (5)$$

만일  $v_{in}$ 이  $v_{NSP\_in}$  와 같다면, 식 (4)는 식 (6)과 같이 되고

$$v_{NSP\_in} = v_{NSP\_PD} / G_{NSPC} \quad (6)$$

여기서  $v_{NSP\_in}$  은 제안한 전치왜곡기의 비선형 특성구간 시작지점이다.

따라서 식 (5)와 식 (6)의 관계에서 식 (7)을 얻을 수 있다.

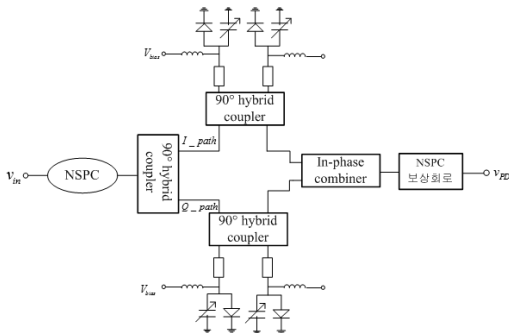
$$v_{PD} = k(v_{NSC\_in}) = k(v_{NSP\_PD} / G_{NSPC}) = v_{NSP\_Amp} \quad (7)$$

따라서  $G_{NSPC}$ 의 값을 조절함으로써  $v_{NSP\_in}$  을 바꾸어 줄 수 있다. 따라서 식 (7)을 만족하는  $G_{NSPC}$  를 적용함으로 최적화된 선형화기를 제작할 수 있다.

### III. 설계 및 제작

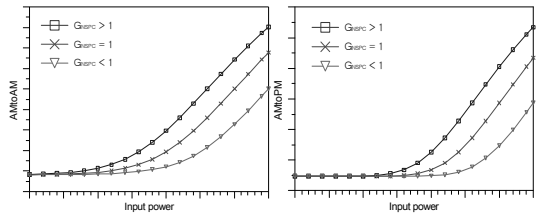
제안된 CVMPD 는 Agilent 사의Advanced Design System을 이용하여 설계하였으며, 구성도는 <그림 5>와 같다. 설계시 전치왜곡기의 다이오드는 shorttky diode SMS7621의 모델을 사용하였다.

<그림 6>은 NSPC의 이득조정 변화에 따라 비선형 시작점 조정된 CVMPD의 동작특성을 나타낸다. CVMPD는 비선형 발생소자의 바이어스 변화에 따라 4가지 AMtoAM, AMtoPM 특성곡선이 나타난다. 그

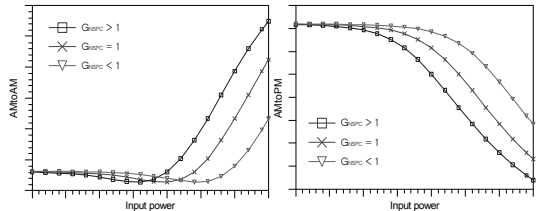


<그림 5> 비선형시작점 조정된 CVMPD의 구성도  
<Fig. 5> Structure of the nonlinear starting point controlled CVMPD.

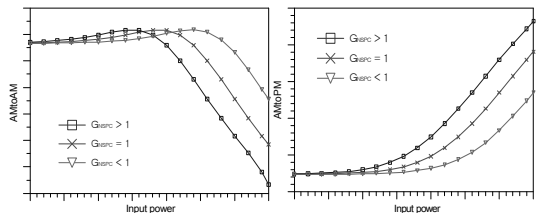
리고 NSPC의 이득조정에 따라 전치왜곡기의 비선형 특성 시작점이 입력에 대하여 이동하게 된다. NSPC에서의 이득 값이 커질수록 전체 전치왜곡기에서 비선형특성 시작지점이 낮은 값에서 나타난다. NSPC의 이득값 ( $G_{NSPC}$ )을 조절함으로써 전치왜곡기의 AMtoAM과 AMtoPM 특성곡선이 기울기의 변화 없



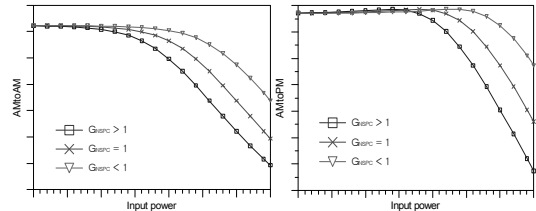
(a) AMtoAM 증가 및 AMtoPM 증가



(b) AMtoAM 증가 및 AMtoPM 감소



(c) AMtoAM 감소 및 AMtoPM 증가



(d) AMtoAM 감소 및 AMtoPM 감소

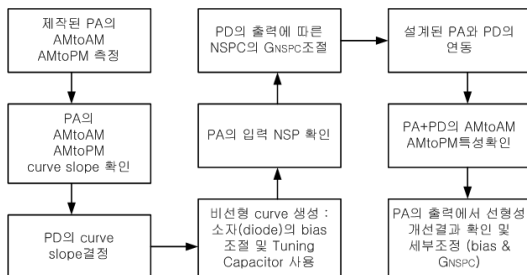
<그림 6> 비선형 발생 소자의 바이어스 변화에 따른 전치왜곡기의 AMtoAM과 AMtoPM 특성

<Fig. 6> AMtoAM and AMtoPM characteristics of the proposed predistorter according to bias variations of a nonlinear generating device

이 이동하는 것을 알 수 있다.

비선형시작점이 조정되는 제안된 CVMPD의 선형성 개선을 확인하기 위해서 160 W급 전력증폭기를 사용하였다. 이때 사용된 전력증폭기를 위해서 freescale 사의 MW7IC2750N 과 MRF6P27160H가 사용되었고 중심주파수 2.55 GHz에서 10 MHz 대역폭의 입력 신호를 사용하여 설계하였다. 설계된 전력증폭기는 평균출력 42.5 dBm에서 -35 dBc의 선형성을 갖는다.

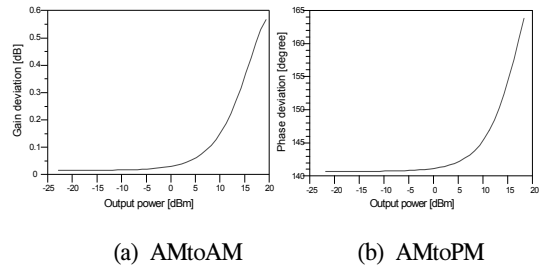
제안된 CVMPD를 사용하는 선형 전력증폭기의 설계 절차는 <그림 7>의 흐름도와 같다. 먼저, 증폭기의 AMtoAM 및 AMtoPM 특성 곡선을 확인하고 각 특성곡선의 기울기를 확인한 후 이에 역의 특성이 나오도록 전치왜곡기의 AMtoAM 과 AMtoPM 특성곡선의 기울기를 결정한다. 이때 증폭기의 특성곡선은 입력에 관한 기울기를 확인하며 전치왜곡기의 출력이 증폭기의 입력으로 들어가기 때문에 전치왜곡기에 적용할 때에는 전치왜곡기의 출력에 관한 기울기를 비교한다. 전치왜곡기의 기울기는 비선형 소자 (다이오드)의 바이어스와 튜닝 캐패시터를 사용하여 조절한다. 원하는 곡선 기울기를 얻은 후에 증폭기의 입력에 따른 비선형 시작점을 다시 확인하고 이에 맞추어서 이득  $G_{NSPC}$  를 조절하여 전치왜곡기의 출력에 따른 비선형 시작점을 맞추어준다. 이렇게 제작된 전치왜곡기를 증폭기와 연동하여 AMtoAM 과 AMtoPM 특성을 확인하고 선형성 개선결과를 확인한다.



<그림 7> 제안된 전치왜곡기를 사용하는 선형 전력증폭기의 설계 절차.

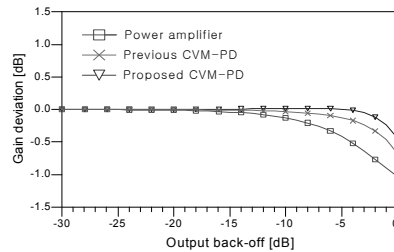
<Fig. 7> Design procedure of linearized amplifier using the proposed predistorter.

설계된 전치왜곡기의 출력에 관한 AMtoAM 과 AMtoPM 특성은 <그림 8>과 같다. 증폭기의 AMtoAM 과 AMtoPM 특성곡선이 모두 감소하기 때문에 전치왜곡기의 AMtoAM과 AMtoPM 특성은 모두 증가하도록 설계하였다. 제작된 증폭기의 입력 약 5 dBm에서 이득의 감소가 시작되기 때문에 제안된 CVMPD의  $G_{NSPC}$ 를 19로 설정하여 <그림 8>과 같이 제안된 PD의 출력 5 dBm에서 이득 증가가 시작되도록

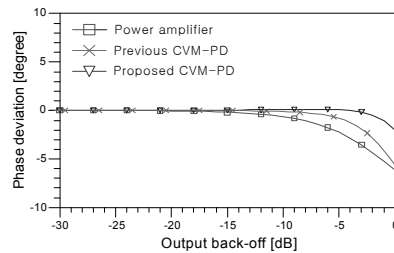


<그림 8> 비선형시작점 조정된 CVMPD의 AMtoAM과 AMtoPM 시뮬레이션 결과

<Fig. 8> Simulated AMtoAM and AMtoPM results of NSP\_CVMPD.



(a) AMtoAM



(b) AMtoPM

<그림 9> 제안된 NSP-CVMPD가 적용된 전력증폭기의 (a)AMtoAM 및 (b)AMtoPM 특성

<Fig. 9> (a) AMtoAM and (b) AMtoPM characteristic of power amplifier with the proposed NSP-CVMPD.

록 하였다. 따라서 이론의 <그림 2>에서 설명하였던 것과 같이 전력증폭기의 선형 동작 구간을 확장하여 전력증폭기의 AMtoAM 특성과 AMtoPM 특성이 <그림 9>처럼 개선되기 때문에 출력 스펙트럼에서 선형성이 개선된다.

<그림 9>는 제안된 CVMPD를 전력증폭기에 적용한 경우와 기존의 CVMPD를 적용한 경우 그리고 전력증폭기의 AMtoAM과 AMtoPM 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것이다.

<그림 9(a)>에서는 제안된 NSP-CVMPD를 적용하였을 때 기존 17 dB 출력 백-오프 (OutPut Back-Off: OPBO) 지점부터 비선형적인 동작을 시작하던 것을 약 5 dB OPBO 지점까지 선형적으로 동작하도록 전력증폭기의 선형성을 개선할 수 있었다. 따라서 신호크기에서 약 12 dB의 선형동작구간을 확보함으로써, 전력증폭기의 선형성을 개선할 수 있음을 알 수 있다. 기존 전치왜곡기는 선형 동작 범위를 7 dB 개선하였지만 제안된 전치왜곡 선형화기는 선형 동작 범위를 12 dB 개선하였다. 즉, 기존 구조 대비 5 dB의 개선효과를 얻었다. <그림 9(b)>에서 보듯이 전력증폭기의 AMtoPM 특성을 살펴보면 위상 비선형 동작 OPBO 지점은 16 dB 이며 기존 전치왜곡기를 적용한 결과, 위상 비선형 동작 OPBO 지점은 10 dB 이고 제안된 전치왜곡 선형화기를 적용한 결과 위상 비선형 동작 OPBO 지점은 5 dB 이다. 기존 전치왜곡 선형화기는 선형 동작 범위를 6 dB를 개선하였고

제안된 전치왜곡기는 선형 동작 범위를 11 dB를 개선하였다. 결국 기존 구조 대비 5 dB의 개선효과를 얻었다.

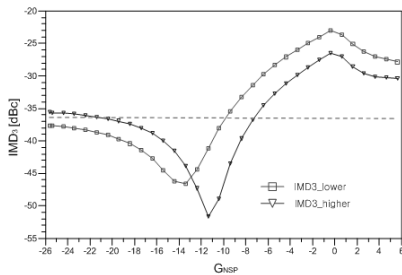
전력 증폭기의 선형화 이전과 이후의 혼변조 특성을 확인하기 위해서 입력에  $f_1 = 2545 \text{ MHz}$ 와  $f_2 = 2555 \text{ MHz}$ 의 신호를 사용하여 시뮬레이션을 하였다.

<그림 10>은 NSPC의 이득조정에 따른 증폭기의 선형성 변화 그래프이다. 이득  $G_{NSPC}$ 의 변화에 따라서 원하는 출력에서 좌우의 3차 비선형성이 변하는 것을 알 수 있다. 이득  $G_{NSPC}$ 의 값이 변함에 따라서 선형성이 본래 증폭기의 선형성인 -36.7 dBc보다 더 나빠지기도 하고 더 개선되기도 하는 것을 알 수 있다. 본 증폭기의 경우 이득  $G_{NSPC}$ 가 -7 dB에서 -20 dB 구간에서 선형성이 개선되는 것을 볼 수 있고 -12.5 dB일 때 선형성이 -45.5 dBc까지 개선되는 것을 알 수 있다.

<그림 11>은 전력 증폭기의 3차 혼변조 특성과 기존 CVMPD를 적용한 결과와 제안된 CVMPD를 적용한 결과를 나타낸다.

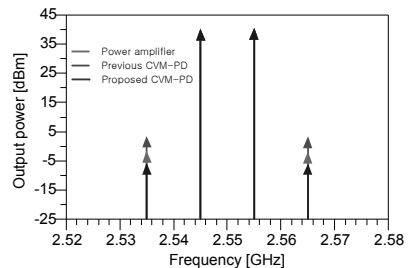
전력증폭기 평균출력 42.5 dBm에서 IMD3는 -36.7 dBc이고 기존 CVMPD 적용시 -41.9 dBc, 그리고 제안된 전치왜곡기 적용시에 -45.5 dBc의 결과를 얻었다. 기존 전치왜곡 선형화기는 5.2 dB의 선형성 개선을 하였고 제안된 전치왜곡 선형화기는 8.8 dB의 선형성 개선 결과를 얻어 기존 구조 대비 3.6 dB가 개선되었다.

<그림 12>는 출력 백-오프에 따른 선형성 시뮬레



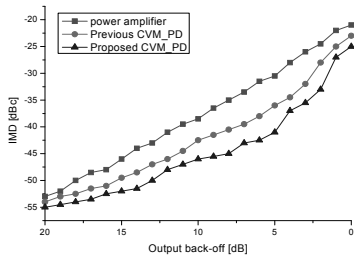
<그림 10> 비선형시작점 조정회로의 이득 조정에 의한 증폭기의 IMD 변화.

<Fig. 10> IMD variations of the amplifier by gain control of nonlinear starting point control circuit.

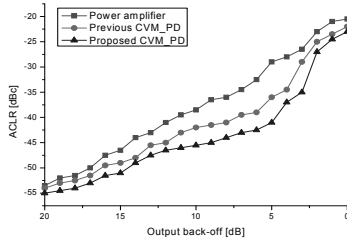


<그림 11> NSP-CVMPD를 적용한 전력증폭기의 2-tone 시뮬레이션 결과

<Fig. 11> Two-tone simulated results of the amplifier with NSP-CVMPD.



(a)



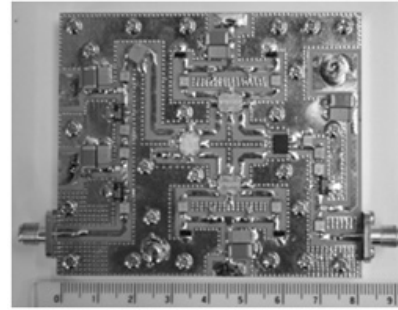
(b)

<그림 12> 백-오프 량에 따른 선형화 전후의 혼변조 시뮬레이션 결과, (a) 10 MHz 대역폭의 2-tone 시, (b) 10 MHz 대역폭 1FA WiMax 신호 시.

<Fig. 12> Simulated results before and after linearization with output back-off, (a) intermodulation for 2-tone signal with 10 MHz bandwidth, (b) ACLR for 1FA WiMax signal with 10 MHz bandwidth.

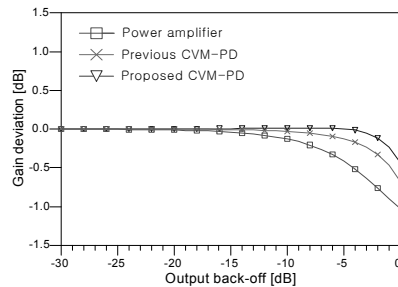
이전 결과를 나타내었다. <그림 12(a)>는 입력에 중심주파수 2.55 GHz 에서 10 MHz 대역폭의 2-톤 신호를 사용한 경우이고 <그림 12(b)>는 중심주파수 2.55 GHz 에서 10 MHz 대역폭의 Mobile WiMax 신호를 사용한 경우이다. 그림에서 보는 것처럼 출력의 전체 구간에서 기존의 CVMPD에 의한 결과보다 제안된 NSP-CVMPD를 사용한 경우 선형성이 더 개선되는 것을 알 수 있다. 2-톤 입력을 사용한 경우 출력 백-오프 5 dB에서 10 dB구간에서 3.5 dB이상 선형성이 개선되었고 입력에 WiMax신호를 사용한 경우 전력증폭기 출력 백-오프 7 dB에서 10 dB 사이의 구간에서 선형성이 3.5 dB이상 개선되었다.

제안된 NSP-CVMPD를 실제 제작 및 측정하였다. 이득제어회로에서 TriQuint사의 AH1과 pi형 감쇄기를 사용하였다. 전치왜곡기에서 사용된 90° 하이브

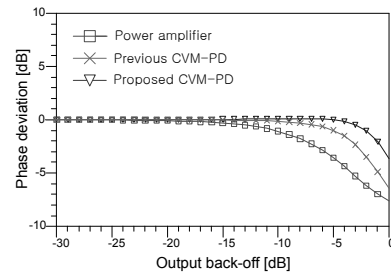


<그림 13> 제안된 전치 왜곡 선형화기 실물도  
<Fig. 13> Photograph of the proposed CVMPD

리드 커플러는 Soshin사의 1P603을 사용하였다. 혼변조 발생기로 사용된 쇼트키 다이오드는 Skyworks사의 SMS 7621을 사용하였고 동위상 결합기는 RFHIC사의 PD26C2를 사용하였다. 제안된 전치왜곡 선형화기의 성능을 평가하기 위해 최대출력 50 W급 구동 증폭기와 최대출력 160 W급 전력 증폭기를 연동하여 측정하였다. <그림 13>은 실제 제작된 제안된 전치왜곡 선형화기의 사진을 보여준다.



(a)



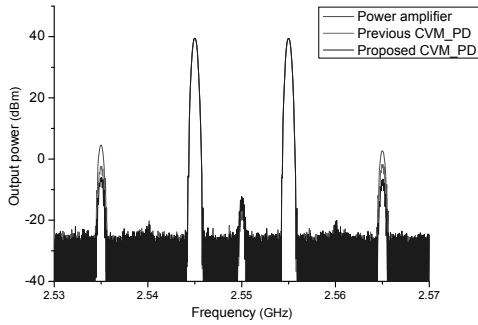
(b)

<그림 14> 측정결과, (a) AMtoAM, (b) AMtoPM  
<Fig. 14> Measured results, (a) AMtoAM and (b) AMtoPM

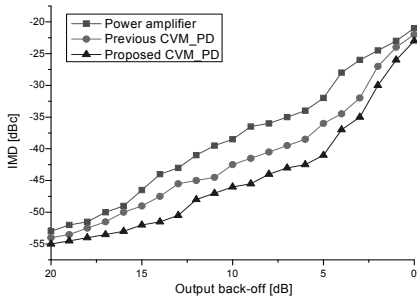


<그림 14>는 NSP-CVMPD의 AMtoAM과 AMtoPM 측정결과이다. <그림 14(a)>에서 보여지는 것과 같이 전력증폭기 자체의 AMtoAM 특성보다 10 dB 그리고 기존의 CVMPD 특성보다 4 dB 선형출력 구간이 확장된 것을 알 수 있다. 그리고 <그림 14(b)> AMtoPM 특성은 선형출력 구간이 증폭기 자체 특성보다 9 dB 그리고 기존 CVMPD가 적용된 PA특성보다 4 dB 확장된 것을 볼 수 있다.

<그림 15>는 전력 증폭기의 입력에 2-톤 신호를 사용하였을 때 출력의 3차 혼변조 성분의 측정결과이다. 기존 CVMPD 전치왜곡기를 적용한 결과와 제안된 NSP-CVMPD를 적용한 측정결과를 비교한 그래프이다. 전력 증폭기 평균출력전력 42.5 dBm에서



(a)



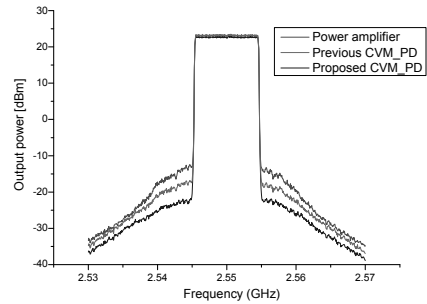
(b)

<그림 15> 선형화 전후의 혼변조 특성 측정결과, (a) 2-톤시, (b) 백-오프량 변화시.

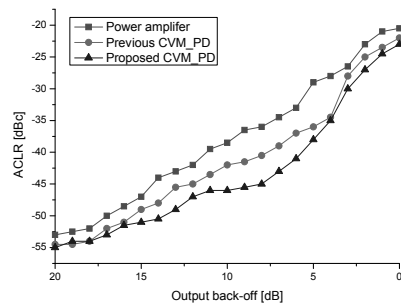
<Fig. 15> Measured intermodulation characteristics before and after linearization, (a) for two-tone signal, (b) for output back-off variations.

IMD3는 -36.3 dBc이고 기존 CVMPD 적용시 IMD3는 -41.7 dBc, 그리고 제안된 NSP-CVMPD를 적용하였을 때 IMD3는 -45.5 dBc를 얻어 기존 CVMPD 구조에 비하여 3.8 dB의 선형성 개선효과를 얻었다.

<그림 16(a)>는 중심 주파수 2.55 GHz의 10 MHz 대역폭 Mobile WiMax 신호를 사용하여 전력 증폭기 평균출력전력 42.5 dBm에서 전력 증폭기의 선형화 이전과 이후의 스펙트럼을 측정한 결과이고 <그림 16(b)>는 선형화 전후의 출력 백-오프에 따른 ACLR를 측정한 결과이다. <그림 16 (a)>의 측정 결과, 전력증폭기 평균출력 42.5 dBm에서 -36.5 dBc의 ACLR을 얻었고 기존 전치왜곡 선형화기 적용시에 -41.4 dBc의 ACLR을 얻었으며 제안된 전치왜곡 선형화기 적용시에 -45.3 dBc의 ACLR을 얻었다. 기존 CVMPD 적용시에 4.9 dB의 ACLR을 개선하였고 제



(a)



(b)

<그림 16> 선형화 전후의 ACLR 측정결과, (a) (b) 백-오프에 따른 ACLR측정결과

<Fig. 16> Measured linearization results, (a) for WiMax 1Fa signal, (b) for output back-off variations.

안된 전치왜곡 선형화기 적용 시에는 8.8 dB의 ACLR을 개선하였다. 기존 구조 대비 3.9 dB의 개선효과를 얻어 설계값과 측정값이 유사함을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 AMtoAM과 AMtoPM의 개선에 필요한 다양한 기술기 곡선을 제공하는 기존의 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기에 비선형시작점 조정회로를 적용하여 전치왜곡기의 비선형 시작점을 자유롭게 조정함으로써 기존 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기에 비해서 전력증폭기의 비선형성의 역함수적 특성을 더 정확하게 구현하였다.

2.5 GHz 대역 Mobile WiMax 1-FA 신호를 사용한 15 W급 전력증폭기에 제안된 전치왜곡기를 적용한 결과, 평균출력전력 42.5 dBm에서 -45.3 dBc의 ACLR을 얻었으며 8.8 dB의 ACLR 개선 효과를 나타낸다. 제안된 NSP-CVMPD의 적용으로 전력증폭기의 AMtoAM 선형 구간과 AMtoPM 선형 구간을 각각 4 dB 씩 확장하였으며 이는 기존 전치왜곡기를 사용한 경우에 비해 약 4 dB의 ACLR 개선을 나타낸다.

제안된 카르테시안 벡터 모듈레이터 전치왜곡기는 기존의 다른 선형성 개선 기술에 비해서 비교적 간단한 구조를 가질 뿐 아니라 넓은 대역폭의 높은 PAR을 갖는 입력신호를 사용하는 전력증폭기에 적용이 용이하기 때문에 여러 통신에 응용할 수 있는 장점이 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] J. S. Kenney and A. Leke, "Design consideration for multicarrier CDMA base station power amplifiers," *Microwave Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 76-86, Feb. 1999.
- [2] Y. Yang, Y. Woo, and B. Kim, "Optimization for error-cancelling loop of the feedforward amplifier using a new system-level mathematical model," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 475-482, Feb. 2003.
- [3] P. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, ArtechHouse, chap. 6, 2000.
- [4] G. Hau, T. Nishimura and M. Iwata, "A highly efficient linearized wide-band CDMA handset power amplifier based on predistortion under various bias control", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 6, pp.1194-1201, June 2001.
- [5] K. H. Lim, G. Ahn, S. Jung, H. C. Park, M. S. Kim, J. H. Van, H. Cho, J. H. Jeong, C. S. Park, and Y. Yang, "A 60W multicarrier WCDMA power amplifier using an RF predistorter," *IEEE Trans. Circuit and systems*, vol. 56, no.4, April 2009.
- [6] D. H. Jang, K. J. Cho, S. H. Kim, J. Y. Kim, J. H. Kim, and S. P. Stapleton, "Analog predistorter using a cartesian vector modulator structure," *Microwave and Optical technology Lett.*, vol. 43, no.4, pp. 343-348, Nov. 2004.

저자소개



전 상 현 (Chun, Sang-Hyun)

2007년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정  
2007년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학석사  
2005년 2월 : 광운대학교 전자공학부 공학사



김 지 연 (Kim, Ji-Yeon)

2008년 9월 ~ 현재 : 광운대학교 RFIC센터 연구교수  
2008년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학박사  
2004년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학석사  
2002년 2월 : 광운대학교 전자공학부 공학사



김 중 현 (Kim, Jong-Heon)

2009년 6월 ~ 현재 : 미국 Dali Systems Technical Advisory  
1995년 4월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수  
2005년 3월 ~ 2008년 12월 : IT 국제 표준화 전문가  
2002년 1월 ~ 2007년 4월 : 캐나다 SFU Research Associate  
1994년 8월 : 독일 Dortmund Univ. 전자공학과 공학박사  
1990년 6월 : 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학과 공학석사  
1984년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 공학사