creative commons
COMMONS DEED

저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

공학석사 학위논문

확장된 REV 교정 방법을 사용한 전력 증폭기 선형화 기술

Power amplifier linearization technique

with extended REV calibration method

2023년 02월

서울대학교 대학원

전기 · 정보공학부

황 성 부

확장된 REV 교정 방법을 사용한 전력 증폭기 선형화 기술

지도 교수 남 상 욱

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함
2023년 02월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
황 성 부

황성부의 공학석사 학위논문을 인준함
2023년 02월

위 원 장 오 정 석 (인)

부위원장 남 상 욱 (인)

위 원 이 정 우 (인)

초 록

5G 모바일 통신 시스템은 빔 포밍 기술, 변조 및 다중 접속 기술, Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) 기술 등 표준에 따른 기술적 요구사항을 만족하도록 설계된다. 하지만 시스템 설계에 있어 기계적인 결함이나 전기적인 왜곡이 존재하여 빔 포밍 알고리즘의 최적화가 요구되고, 높은 Peak-to-Average Ratio (PAPR)와 광대역 특성을 가진 통신 신호가 전력 증폭기, Power Amplifier (PA)에 입력되어 발생하는 PA의 비선형성 및 메모리 효과로 인해 엄격한 통신 표준을 만족하는 데 어려움이 있다. 따라서 통신 시스템은 빔 패턴 교정이나 PA의 선형화 기술을 지원하도록 요구된다. 특히, 모바일 통신 시스템 선형화 기술로서 기저대역 모뎀에서 디지털 방식으로 사전 왜곡기를 낮은 비용으로 손쉽게 구현할 수 있는 Look-Up Table (LUT) 기반의 Digital Pre-Distortion (DPD) 기술을 적용하는 추세이다.

본 논문에서는 빔 패턴 교정 방법론 중에서 Rotating-Element Electric-Field Vector (REV) 기법을 응용하여 빔 포밍 알고리즘의 최적화 및 빔 패턴 측정으로 간접적인 개별 채널 PA에 대한 AM-AM, AM-PM 특성 추출이 가능한 방법론으로 확장하고 있다. 또한 추출한 AM-AM, AM-PM 특성을 가지고 아날로그 빔 포밍 구조에서 DPD 기술을 적용하기 위해 linear-in-parameter 형태의 PA 모델로 변환하는 과정을 제시하고 있다. 변환된 PA 모델은 메모리 효과를 포함하지 않는 memoryless 모델이지만, 메모리 효과를 FIR 필터 응답으로 연결하는 Hammerstein 모델을 통해 memory 모델로 표현할 수 있다. 시스템 시뮬레이션을 통해 추출한 PA 모델을 측정 결과와 비교하고 있으며, memoryless DPD 모델과 memory DPD 모델 기반의 사전 왜곡기를 각각 구현하여 DPD 기술 적용 전후의 이득 및 Error Vector Magnitude (EVM), Adjacent Channel Leakage Ratio

(ACLR)의 지표로 선형화 성능을 비교하고 있다.

소개하는 확장된 REV 교정 방법은 빔 패턴 측정을 통해 빔 패턴 최적화 및 DPD 계수 추출을 동시에 할 수 있는 기법이므로 사전 교정 과정이 줄어드는 효과가 있을 것으로 기대된다. 또한 빔 조향각에 따른 개별 PA 모델을 추출할 수 있으며, 안테나 커플링이 고려된 DPD 기술을 제공한다. 또 다른 장점으로는 PA 모델링이나 DPD 모델링 과정에서 일반적인 모델링과 다르게 PA의 출력 신호를 관찰할 필요가 없다는 점에서 피드백 구조가 요구되지 않는다. 마지막으로 LUT 운용 관점에서 제안하는 Hammerstein DPD 모델은 비선형성과 메모리 효과를 분리하여 필요한 DPD 계수의 개수가 memory polynomial (MP) DPD 모델 대비 적고, 5G 신호에 따라 적절한 FIR 필터 응답을 선택하여 LUT를 효과적으로 관리할 수 있음을 분석하였다.

주요어 : 빔 패턴 교정, REV, 전력 증폭기 선형화, DPD

학 번 : 2021-22749

목 차

제 1 장 서 론 1

제 2 장 REV 교정 방법의 기본 원리 4

제 1 절 빔 패턴 교정 방법 4

제 2 절 REV 빔 패턴 교정 방법 6

제 3 장 전력 증폭기의 모델링 및 선형화 기술 12

제 1 절 전력 증폭기의 모델링 12

제 2 절 전력 증폭기의 선형화 기술 19

제 4 장 확장된 REV 교정 방법을 통한 전력 증폭기 모델링 26

제 1 절 확장된 REV 교정 방법의 원리 26

제 2 절 확장된 REV 교정 방법의 검증 31

제 3 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 전력 증폭기 모델링 38

제 5 장 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술 46

제 1 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술 46

제 2 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술 성능 49

제 6 장 결 론 55

참고문헌 57

Abstract 60

표 목차

[표 1] 시뮬레이션에 사용된 소자 32
[표 2] memoryless DPD 성능 비교 - EVM 변화 50
[표 3] memory DPD 성능 비교 - EVM 변화 52
[표 4] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교- EVM 변화 53

그림 목차

[그림 1] 배열 안테나의 파면 형성 원리 4
[그림 2] 필드 벡터의 반복적 중첩 원리 6
[그림 3] 합성 필드 벡터 표현 및 REV 기법의 원리 7
[그림 4] REV 빔 패턴 교정 방법 실험 구성 10
[그림 5] 선형 시스템 및 비선형 시스템의 구조 12
[그림 6] Hammerstein 모델의 구조 17
[그림 7] PA 모델의 계수 추정 18
[그림 8] DPD 기술의 원리 20
[그림 9] DPD 기술의 적용 21
[그림 10] 복소 이득 LUT 기반 DPD 22
[그림 11] 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 23
[그림 12] 빔 패턴 최적화 후 필드 벡터 표현 27
[그림 13] 확장된 REV 기법의 필드 벡터 표현 27
[그림 14] 확장된 REV 기법의 알고리즘 28
[그림 15] 통신 시스템에 대한 시뮬레이션 구조 31
[그림 16] 시뮬레이션에 사용된 참조 PA 이득 측정값 32

[그림 17] 시뮬레이션에 사용된 참조 PA 이득 측정값 및 추정값 비교.....33
[그림 18] 시뮬레이션에 사용된 위상 천이기의 상태 에러.....34
[그림 19] 이상적인 빔 패턴 및 시뮬레이션 환경에서의 빔 패턴 비교.....34
[그림 20] 기존의 REV 기법 적용 후 필드 벡터 해석 결과.....35
[그림 21] 빔 패턴 최적화 후 필드 벡터 해석 결과.....35
[그림 22] REV 빔 패턴 교정방법 적용 전과 후의 빔 패턴 비교.....36
[그림 23] 확장된 REV 기법으로 추출한 개별 PA의 AM-PM 특성.....36
[그림 24] 확장된 REV 기법으로 추출한 개별 PA의 AM-AM 특성.....37
[그림 25] 보간 전과 후의 확장된 REV 기법으로 추출한 AM-AM 및 AM-PM 특성 비교.....39
[그림 26] 확장된 REV 기법으로 추출한 memoryless PA 모델.....40
[그림 27] 조향각에 따른 확장된 REV 기법으로 추출한 memoryless PA 모델.....41
[그림 28] 확장된 REV 기법의 memory PA 모델 구조.....41
[그림 29] 메모리 효과에 대한 FIR 필터 크기 응답.....42
[그림 30] 참조 PA에 대한 memoryless 및 memory 모델 시간 영역에서 비교.....43
[그림 31] 확장된 REV 기법으로 추출한 memory PA 모델.....44
[그림 32] 조향각에 따른 확장된 REV 기법으로 추출한 memory PA 모델.....44
[그림 33] 일반적인 적응형 DPD 구조.....46
[그림 34] 제안하는 memory DPD 구조.....47
[그림 35] Hammerstein 모델 기반 사전 왜곡기 구조.....48
[그림 36] memoryless DPD 성능 비교 - 이득.....49

[그림 37] memoryless DPD 성능 비교 – 스펙트럼 50
[그림 38] memoryless DPD 성능 비교 – constellation 변화.....50
[그림 39] memory DPD 성능 비교 – 이득 51
[그림 40] memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼.....51
[그림 41] memory DPD 성능 비교 – constellation 변화 52
[그림 42] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 이득 53
[그림 43] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼.....53
[그림 44] oversampling에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼 54

제 1 장 서 론

이동 통신 세대가 5G로 발전하면서 캐리어 주파수는 높아지고, mmWave 채널 특성에 따라 전파의 파장이 짧아져 무선 통신 시스템 설계에서 안테나의 물리적인 크기가 작아지고 있다. 이러한 물리적인 제약 조건과 더불어 채널의 열악한 전파 특성을 극복하기 위해 안테나 이득을 높이기 위한 노력이 이루어지고 있다. 또한, 5G NR 표준에 따라 데이터 전송량 및 전송 속도를 높이기 위해 고차 변조, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) 기술을 결합한 100 MHz 이상의 광대역 시스템 설계를 원칙으로 한다. 이때, 5G 송수신 신호는 높은 Peak-to-Average Ratio (PAPR) 특성을 갖기 때문에 전력 증폭기, Power Amplifier (PA) 효율을 확보하기가 어렵다. 예를 들어, 높은 효율을 위해 compression 영역이나 saturation 영역에서 PA를 동작시키게 되면 비선형성에 따른 인접한 채널의 전력 누설 및 constellation 에러가 발생한다. 즉, 신호의 intermodulation으로 인해 out-of-band 뿐만 아니라 in-band에도 상당한 왜곡이 발생하게 된다.

최근, 모바일 환경에서는 배열 안테나 기술을 활용한 빔 포밍 기술을 사용하여 안테나 이득을 높이고 있으며, 비선형성에 따른 왜곡 없이 PA 효율을 높이기 위해 Digital Pre-Distortion (DPD) 기술을 적용하고 있다. 특히, DPD 기술은 기저대역에서 효율적으로 5G 표준에 따른 엄격한 Error Vector Magnitude (EVM) 및 Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR)의 선형성 요구 사항을 만족시킬 수 있는 기술로 널리 알려져 있다.

일반적으로 모바일 환경에서는 아날로그 빔 포밍 구조를 사용하는데, 배열 안테나로 송수신되는 신호의 크기 및 위상을 RF 단에서 제어하는 방식을 일컫는다. 안테나 여러 개를 배열하여 안테나 패턴을 겹치게 한

상태에서 각 채널에 위치한 위상 천이기의 위상 및 Variable Gain Amplifier (VGA)의 이득을 조절하여 마치 하나의 안테나처럼 특정한 방향으로는 신호가 세게, 다른 방향으로는 신호가 약하게 송수신되도록 빔을 형성한다. 아날로그 빔 포밍 구조는 빔 형성이 기저대역 모뎀에서 구현에 되는 디지털 빔 포밍 대비 필요한 하드웨어 자원이 적고 프로세싱이 간단하여 모바일 통신 시스템에 적합하다.

하지만 실제 통신 시스템에는 기계적인 결함이나 전기적인 왜곡과 같은 다양한 요소들이 존재하여 빔 포밍 알고리즘으로 계산된 빔 패턴과 실제 형성되는 빔 패턴 사이에 차이가 발생한다. 특히, 전기적인 왜곡에는 위상 천이기의 상태 에러, PA의 비선형 특성 등이 존재하는데, 이는 신호의 크기 및 위상 전달 특성을 변화시킨다. 따라서 위상 배열 안테나 시스템의 각 채널에 대한 초기 크기 및 위상 전달 특성을 교정하여 원하는 패턴 형성을 위한 최적의 빔 포밍 가중치를 재구성해야 한다.

또한, 아날로그 빔 포밍 구조에서 DPD 기술을 적용하기 위해서는 각 채널의 PA에 대한 병렬적인 비선형 요소를 포괄하는 단일 DPD 모델에 대한 계수를 추정해야 하며, 이 DPD 계수를 적용하는 기저대역 사전 왜곡기를 구현해야 한다. 일반적인 단일 안테나 시스템에서는 단일 PA에 대한 입출력 샘플들을 linear-in-parameter 형태로 결합한 behavioral DPD 모델로서 구현하지만 다중 안테나 시스템에서는 하나의 입력 샘플에 대해 각 채널에서 여러 출력 샘플들이 존재하기 때문에 단일 DPD 모델을 어떻게 구성할 것인지에 대한 논의가 필요하다. 즉, 각 경로의 PA 마다 빔 조향각, cross-talk, 유한한 안테나 격리로 인한 인접 요소로부터의 활성 부하 풀링, 안테나 임피던스 변동, 안테나 커플링 등에 따라 서로 다른 비선형성을 가지므로 이를 포괄하는 모델이 필요하다. 하지만 실제 모바일 환경에서 DPD 기술을 구현한다는 관점에서 볼 때 이와 같은 복잡한 요소를 모두 고려한다는 것은 피드백 Rx, 고성능 ADC 등을 모바일 기기에 내장해야 한다는 점에서 경제적이지 못하다. 따라서 본 논문에서는 far-field 빔

패턴 교정 방법론 중 Rotating-Element Electric-Field Vector (REV) 기법을 확장하여 빔 패턴 형성 과정에서 실제 시스템에서 발생할 수 있는 오차를 교정하면서 동시에 빔 패턴 측정을 통해 간접적으로 각 경로의 PA 모델을 추정하고 DPD 기술을 구현함으로써 피드백 Rx가 필요 없는 PA 선형화 기술을 제안한다.

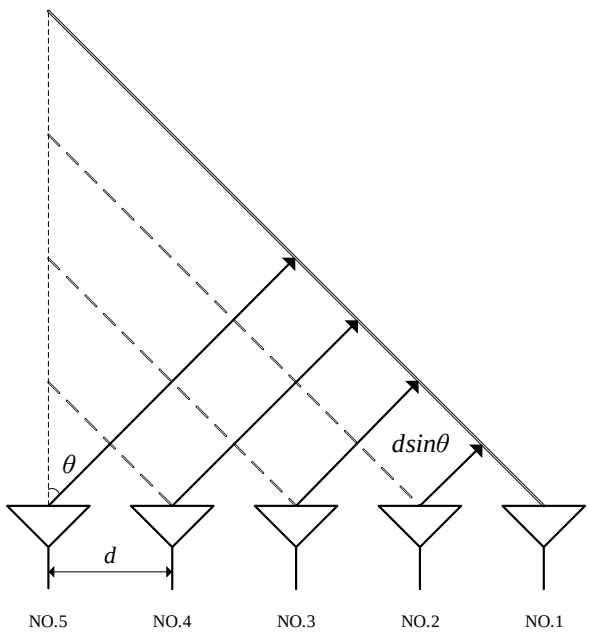
2장에서는 빔 패턴 교정 방법 중 REV 기법의 기본 원리에 대해 소개하고, 이를 적용하여 다중 안테나 시스템의 각 채널에서 방사하는 필드 벡터의 크기 및 위상을 계산하는 과정에 대해 설명한다. 3장에서는 일반적인 PA 모델링 및 선형화 기술을 소개하면서 대표적인 behavioral 모델 기반의 PA 모델 및 DPD 모델을 보여준다. 4장에서는 제안하는 확장된 REV 기법을 통해 PA의 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성을 각 채널마다 추정할 수 있음을 보이고 있으며, 단순한 정적 이득 특성을 memory PA 모델로 변환하는 과정을 시뮬레이션을 통해 보여준다. 마지막 5장에서는 Hammerstein 모델 기반의 memory DPD 구현의 장점 및 확장된 REV 기법으로 구현한 사전 왜곡기의 성능을 EVM 및 ACLR 등의 지표로 평가한다.

제 2 장 REV 교정 방법의 기본 원리

제 1 절 빔 패턴 교정 방법

빔 포밍은 다중 안테나를 사용하여 급전하는 개별 안테나 신호의 크기 및 위상에 적절한 가중치를 부여함으로써 파면의 방향을 제어하는 것을 의미한다. 즉, 빔 조향각에 따라 배열 이득이 최대인 빔 패턴을 형성할 수 있다.

배열 안테나에서 전파를 송수신할 때, 파면이 형성되는 원리는 다음과 같다 [1].



[그림 1] 배열 안테나의 파면 형성 원리

[그림 1]에서 d 는 배열 안테나의 안테나 간격, θ 는 빔 조향각을 의미한다. 기준 안테나 대비 다음 안테나 신호는 $d\sin\theta$ 의 추가적인 경로를 진행해야 한다. 빛의 속도 c 를 이용하여 안테나 신호 사이의 시간 지연 τ 을 계산하면 식 (1)과 같다.

$$\tau_i = \frac{(i-1)d\sin\theta}{c} \tag{1}$$

중심 주파수 ω 에서 기준 안테나 신호를 $s(t)$ 라고 할 때, 시간 지연된 안테나 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$s_i(t) = s(t-\tau_i) \approx s(t)e^{-j\omega\tau_i} \tag{2}$$

위 식 (2)에서 시간 지연된 안테나 신호는 $e^{-j\omega\tau_i}$ 의 위상 변이를 갖는다. 즉, 각 안테나 신호가 θ 의 방향으로 동위상의 파면을 형성하기 위해서는 시간 지연으로 발생하는 위상 변이에 대한 보상이 필요함을 알 수 있다.

아날로그 빔 포밍 시스템에서 신호를 송수신할 때, Tx chain의 개별 채널에서 위상 천이기의 위상 조절을 통해 빔 조향각에 따른 빔 포밍을 구현한다. N 개의 경로를 가지는 빔 포밍 구조에서 θ 의 빔 조향각에 대한 빔 포밍 신호 $s_b(t,\theta)$ 는 식 (3)과 같다 [2].

$$s_b(t,\theta) = \sum_{i=1}^{N} s(t)e^{j\phi_i}e^{-j\omega\tau_i} \tag{3}$$

$$\phi_i = \omega\tau_i \tag{4}$$

ϕ_i 는 개별 채널에 대한 위상 천이기의 위상 조절을 의미하며 이때 빔 포밍 조건은 식 (4)와 같다.

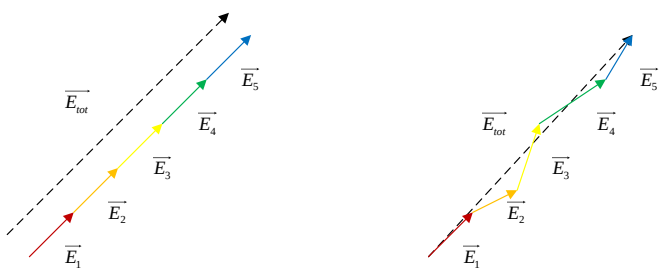
하지만 실제 아날로그 빔 포밍 시스템에는 기계적인 왜곡 및 전송 선로, 디지털 위상 천이기의 상태 에러, 안테나 커플링에 대한 cross-talk의 전기적 에러를 비롯한 복잡한 요소들이 원하는 빔 패턴 형성에 영향을 미친다 [3], [4]. 따라서 왜곡된 크기 및 위상 응답에 대한 정확한 보정이 필요하며 빔 패턴 교정이 필요하다.

대표적인 빔 패턴 교정 방법으로는 near-field와 far-field 교정으로 나눌 수 있는데, 이는 패턴 측정을 위한 probe 안테나의 위치에 따라 구분된다 [5]. 즉, near-field 기반 빔 패턴 교정 방법은 배열 안테나의 각 element 근처에 probe 안테나를 두어 커플링되는 방사 특성을 측정하므로 built-in 시스템 구현할 수 있다는 장점을 가지지만 실제 환경에서 적용이 힘들다는 단점을 가진다. 반면, far-field 기반 빔 패턴 교정 방법은 배열 안테나를 포함하는 송신기에서 일정 거리만큼 떨어진 고정된 위치에 probe 안테나를 두는 Over-The-Air (OTA) 환경에서 방사 특성을 측정하므로 패턴 교정을 위한 시스템이 간단하다는 특징을 갖는다.

REV 기법은 far-field 빔 패턴 교정 방법 중 하나로 Tx chain의 개별 채널에서 방사하는 필드 벡터의 크기 및 위상을 위상 천이기의 상태 조절을 통해서 알아낼 수 있는 빔 패턴 교정 방법이다. OTA 실험 시, 수신기에 수신되는 필드의 크기 및 위상 특성이 위상 천이기의 조절을 통해 변화한다는 특징을 이용한다. 자세한 설명은 다음 2 절에 나타난다.

제 2 절 REV 빔 패턴 교정 방법

빔 조향시 각 안테나 element에서 방사되는 개별 채널의 필드를 벡터 평면 상에 나타내면 다음과 같다.

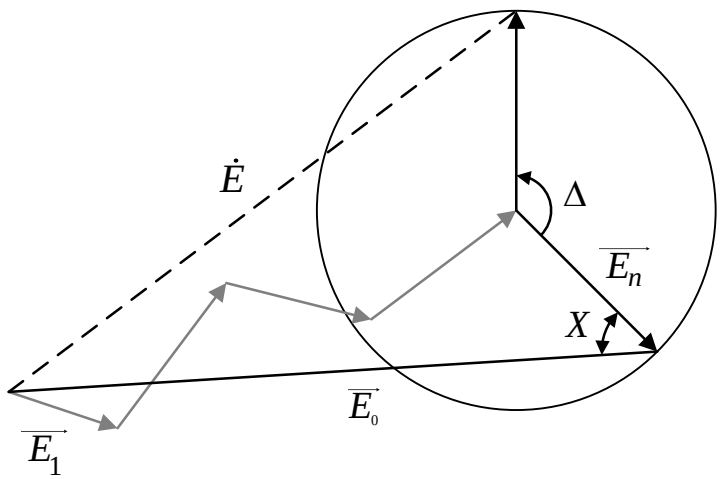


[그림 2] 필드 벡터의 반복적 중첩 원리

이상적인 빔 조향 시 전체 필드 벡터는 반복적 중첩 원리에 따라 개별 채널의 필드 벡터에 대한 동위상의 합으로 나타낼 수 있지만 실제 빔 조향 시 전체 벡터 필드는 각 채널의 왜곡으로 인해 동위상의 합으로 나타낼 수 없으며 이는 전체 필드 벡터의 크기 및 위상이 왜곡됨을 의미한다 [6]. 즉, 왜곡된 필드 벡터의 크기가 수신단에서 작게 나타나게 되면서 Maximum Ratio Transmission (MRT)의 빔 조향 상태에서 벗어나게 된다.

REV 교정 방법은 필드 벡터의 반복적 중첩 원리를 이용하여 빔 포밍 알고리즘에 따른 실제 빔 패턴 형성을 개별 채널의 필드 벡터를 알아냄으로써 원하는 패턴으로 교정하는 기법이다. 다시 말해 왜곡된 필드 벡터의 위상을 조절하여 동위상으로 합성하기 위해 현재 상태를 알아내기 위한 방법론이다. 빔 포밍 시스템에서 REV 교정 방법은 개별 채널의 위상 천이기의 위상을 조절함에 따라 필드 벡터가 벡터 평면 상에서 rotation하는 특징으로부터 시작한다.

n 번째 채널의 위상 천이기의 상태 조절을 Δ 라고 할 때, 초기 합성 필드 벡터 E_0 에서 rotation된 합성 필드 벡터 $\dot{E}$ 는 다음과 같이 나타난다 [7].



[그림 3] 합성 필드 벡터 표현 및 REV 기법의 원리

즉, rotation된 합성 벡터 필드 $\dot{E}$ 는 초기 상태에서 n 번째 채널의 위상 변이 $e^{j\Delta}$ 가 추가된 형태로 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\overrightarrow{E_n} = E_n e^{j\phi_n} \tag{5}$$

$$\dot{E} = (E_0 e^{j\phi_0} - E_n e^{j\phi_n}) + E_n e^{j(\phi_n+\Delta)} \tag{6}$$

이때, n 번째 채널에 대한 개별 필드 벡터의 상대적인 크기 및 위상을 각각 $k = \frac{E_n}{E_0}$, $X = \phi_n - \phi_0$ 라고 정의한다.

REV 기법을 적용하여 구하려는 해는 k 와 X 이며 해를 도출하는 과정은 아래에 상세히 나타난다 [7].

k 와 X 의 해를 구하는 과정은 식 (6)을 상대적인 파워 Q 에 대한 표현식으로 변형하는 것으로 시작된다.

$$Q \equiv \frac{\left|\dot{E}\right|^2}{E_0{}^2} = (Y^2 + k^2) + 2kY\cos\left(\Delta + \Delta_0\right) \tag{7}$$

식 (7)에서 Y 와 Δ_0 는

$$Y^2 = (\cos X - k)^2 + \sin^2\left(X\right) \tag{8}$$

$$\tan\Delta_0 = \frac{\sin X}{\cos X - k} \tag{9}$$

이다.

식 (7)의 꼴을 보면 Q 는 주기를 갖는 정현파 함수이므로 $\Delta = -\Delta_0$ 일 때 최댓값을 가지는 것을 알 수 있다. 이때, Q 의 최댓값과 최솟값의 비를 표현하면 식 (10)과 같이 정의할 수 있으며 식 (11)로 변형할 수 있다.

$$r^2 = \frac{Q_{\max}}{Q_{\min}} = \frac{(Y+k)^2}{(Y-k)^2}, \quad r \equiv \frac{(Y+k)}{(Y-k)} \tag{10}$$

$$Y = \left(\frac{r+1}{r-1}\right)k \tag{11}$$

다음으로 식 (8), (9), (11)으로부터 Y 을 소거하면 두 표현식을 얻을 수 있다.

$$\sin X = \left(\frac{r+1}{r-1}\right)k \sin \Delta_0 \tag{12}$$

$$\cos X = k\left(1+\left(\frac{r+1}{r-1}\right)\cos \Delta_0\right) \tag{13}$$

$\Gamma \equiv \frac{r+1}{r-1}$ 이라 정의하고 식 (12)와 식 (13)을 연립하면

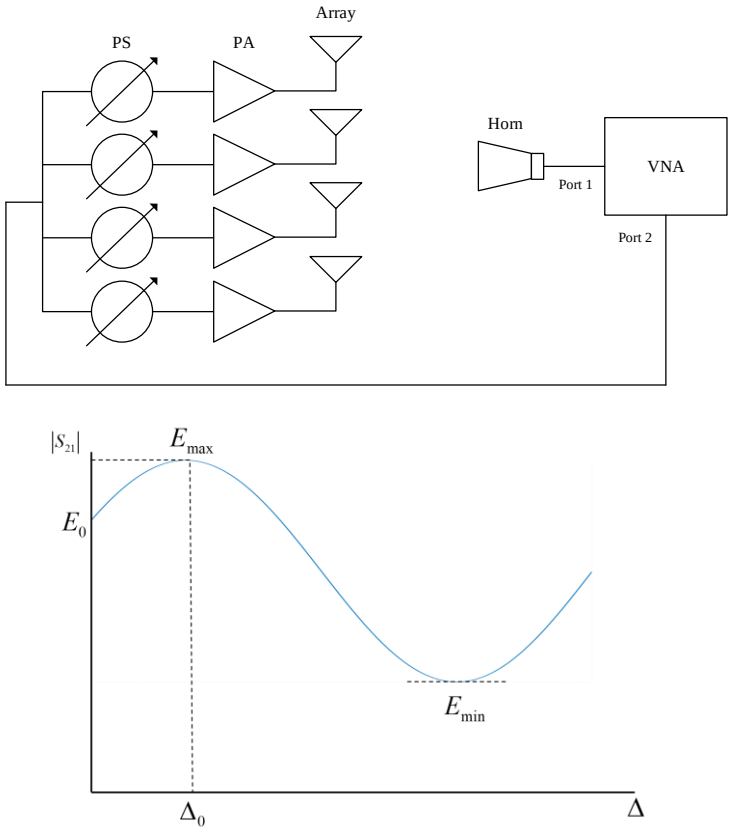
$$k = \frac{\Gamma}{\sqrt{1+2\Gamma\cos\Delta_0+\Gamma^2}}, \tag{14}$$

$$X = \tan^{-1}\left(\frac{\sin\Delta_0}{\cos\Delta_0+\Gamma}\right) \tag{15}$$

의 REV 기법에 대한 해를 구할 수 있다.

따라서 n 번째 채널의 위상 천이기의 위상 변이를 조절하면서 far-field에 위치한 probe 안테나를 통해 합성 필드 파워 Q 의 변화를 측정함으로써 Δ_0 와 Γ 을 구하고 빔 포밍 알고리즘 상 왜곡된 방사 필드를 알아낼 수 있다.

예를 들어, Vector Network Analyzer (VNA) 장비를 이용하여 REV 기법을 적용하기 위한 측정 실험 구성은 다음과 같다 [8].



[그림 4] REV 빔 패턴 교정 방법 실험 구성

[그림 4]와 같이 아날로그 빔 포밍 구조의 위상 배열 안테나 시스템과 Horn 안테나를 VNA에 물려 위상 천이기의 상태를 조절하면서 S21의 크기를 측정하는데 이때, S21의 크기를 최대로 만드는 위상 변이 Δ_0을 구하고 S21의 크기가 최대 및 최소가 될 때 Γ을 계산하여 식 (14) 및 (15)에 대입하면 각 채널에 대한 k와 X을 얻을 수 있다 [9].

$$\Gamma = \frac{r+1}{r-1} = \frac{\sqrt{Q_{max}/Q_{min}}+1}{\sqrt{Q_{max}/Q_{min}}-1} = \frac{E_{max}/E_{min}+1}{E_{max}/E_{min}-1} = \frac{E_{max}+E_{min}}{E_{max}-E_{min}} = \frac{|S_{21}|_{max}+|S_{21}|_{min}}{|S_{21}|_{max}-|S_{21}|_{min}} \quad (16)$$

이와 같이 REV 기법은 VNA를 사용하여 간단한 실험 구성으로 크기에 대한 S-파라미터만 측정하여 빔 패턴을 알아낼 수 있다는 장점을 가진다. 또한 계산된 k 와 X 을 사용하여 MRT의 빔 조향을 위해 각 채널의 필드 벡터가 동위상이 되도록 위상 천이기의 상태를 조정하면서 원하는 빔 패턴을 형성시킬 수 있다.

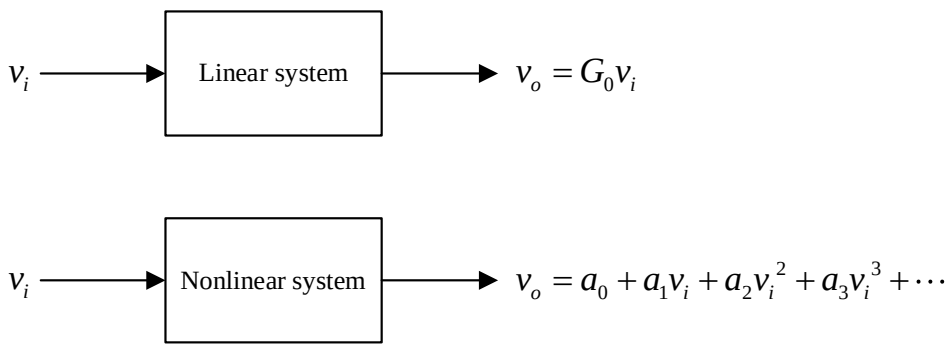
REV 빔 패턴 교정 방법의 시뮬레이션 및 검증은 4장에서 다룬다.

제 3 장 전력 증폭기의 모델링 및 선형화 기술

제 1 절 전력 증폭기의 모델링

증폭, 감지, 주파수 변환과 같은 기능을 수행하는 RF 소자는 비선형성을 가진다. 특히, 5G 모바일 통신 시스템에서 PA는 가장 많은 부분의 전력을 소비하는 소자로 높은 효율로 동작시킬 것을 요구받는데 이는 PA의 비선형성에 대한 이해 및 정확한 모델링이 선행되야 한다.

선형 소자와 다르게 비선형 소자는 신호의 이득 compression과 스퓨리어스 주파수 성분과 같은 불필요한 요소들을 생성한다. 즉, 입력 신호가 PA를 통과할 때 기본 주파수 성분 외에 고조파 성분 생성 및 intermodulation 왜곡, 입력 전력에 따라 이득이 감소되는 saturation 등이 출력으로 나타난다 [10]. 다음은 선형시스템과 비선형 시스템에서 입력 신호 v_i가 출력 신호 v_0로 어떻게 결합되는 지를 나타낸다.



[그림 5] 선형 시스템 및 비선형 시스템의 구조

[그림 5]에서 단일 주파수 성분 ω_0 에 대한 입력 신호 $v_i = V_0 \cos \omega_0 t$ 을 적용하면 비선형 시스템 출력은 다음 식과 같다 [10].

$$
\begin{aligned}
v_0 &= a_0 + a_1 V_0 \cos\omega_0 t + a_2 {V_0}^2 \cos^2 \omega_0 t + a_3 {V_0}^3 \cos^3 \omega_0 t + \cdots \\
&= \left(a_0 + \frac{1}{2} a_2 {V_0}^2 \right) + \left(a_1 V_0 + \frac{3}{4} a_3 {V_0}^3 \right) \cos\omega_0 t + \cdots
\end{aligned} \tag{17}
$$

식 (17)에서 ω_0 의 주파수 성분에 대한 이득을 구하면 다음 식과 같다.

$$
G_0 = \frac{a_1 V_0 + \frac{3}{4} a_3 {V_0}^3}{V_0} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 {V_0}^2 \tag{18}
$$

식 (18)을 보면 PA 이득은 a_1 의 선형 계수에 입력 신호의 크기 V_0 의 제곱에 따라 이득이 변화하는 a_3 의 비선형 계수가 추가된 형태로 나타남을 알 수 있다. 즉, V_0 가 커짐에 따라 PA 이득이 작아지는데 이를 PA의 compression이라 한다. 또한 PA의 compression 영역에서 더 높은 전력의 신호를 입력할 때, 이득이 saturation되는 현상이 나타난다.

식 (18)은 입력 신호의 크기 변화가 출력 신호의 크기 변화로 나타나는 AM-AM 전달 특성을 의미하며 AM-AM 전달 특성과 입력 신호의 크기 변화가 출력 신호의 위상 변화로 나타나는 AM-PM 전달 특성을 더해 PA 모델을 완성할 수 있다.

하지만 AM-AM 및 AM-PM 표현에 대한 PA 모델은 비선형 정적 모델이기 때문에 기본적으로 주파수 독립적이며 협대역 입력 신호에 대한 PA 특성만을 합리적으로 나타낼 수 있다. 이는 100 MHz 이상의 대역폭을 가지는 신호를 지원하는 5G 통신에 적합한 모델이라 할 수 없다. 즉, 다루는 신호의 대역폭이 PA의 고유 대역폭과 비교할 수 있는 정도의 광대역 신호일 경우 PA 모델에서 주파수 종속된 특성을 반영해야만 한다. 따라서 주파수 종속 특성 및 비선형 동적 모델은 메모리 효과로 설명할 수 있다 [11].

메모리 효과는 선형 메모리 효과 및 비선형 메모리 효과로 구분할 수 있는데 선형 메모리 효과는 소자나 회로, 매칭 네트워크에서 일어나는 시간 지연, 위상 지연으로 발생하며 비선형 메모리 효과는 트래핑 효과, 바이어스 네트워크의 리액턴스, 온도에 대한 변화 등을 의미한다.

메모리 효과를 표현할 수 있는 PA 모델은 AM-AM 및 AM-PM 표현의 주파수 영역 해석 기반이 아닌 동적 효과를 고려할 수 있는 시간 영역 해석 기반 behavioral 모델로 기능할 것을 요구받는다 [12]. 즉, 현재 신호의 값에 대한 이전 순간의 신호에 대한 영향인 메모리 효과를 설명할 수 있어야한다. Behavioral 모델은 출력 샘플과 입력 샘플을 연결하는 시스템 모델로서 입출력 관계가 시스템 내부에서 발생하는 물리적 현상과 전혀 관련이 없어도 의미를 갖는다. 메모리 효과를 가지는 비선형 시스템을 모델링하는 가장 일반적인 behavioral 모델은 Volterra series 모델이다.

Volterra series 모델은 구조적으로 다항식 기반 모델의 특징인 linear-in-parameter 형태로써 구조적 장점을 흡수하면서 메모리 효과를 표현할 수 있는 견고한 모델이다. Linear-in-parameter 모델이란 비선형 항에 대한 매개변수 또는 계수를 선형적으로 분리할 수 있고 최소 제곱 최소화 기법, Least Squares (LS) minimization과 같은 선형 기술을 사용하여 계수를 찾을 수 있는 모델을 의미한다. 다음은 일반적인 Volterra series 모델의 표현식이다 [13].

$$y(n)=\sum_{p=1}^{P}\sum_{i_1=0}^{M_1}\cdots\sum_{i_p=0}^{M_p}h_p(i_1,\cdots,i_p)\prod_{j=1}^{p}x(n-i_j) \tag{19}$$

식 (19)에서 $x(n)$와 $y(n)$은 각각 이산 시간에 대한 입력과 출력을 의미하며 $h_p(i_1,\cdots,i_p)$은 p 차에 대한 Volterra 커널, P와 M은 최대 비선형 차수, 메모리 탭의 개수를 의미한다.

Volterra series 모델은 PA의 비선형성이나 선형 메모리 효과 및 비선형 메모리 효과를 정확하게 표현할 수 있는 모델이지만 필요한 모델의 계수가 지수 함수적으로 증가하기 때문에 모델의 복잡도가 매우 높다. 따라서 모델의 복잡도를 줄이는 방향으로 간단한 구조의 모델이 선호된다. 그중 Memory Polynomial (MP) 모델은 Volterra series 모델에서 Volterra 커널의 대각 항만 포함시키는 모델로서 활용도가 높다. MP 모델은 다음과 같이 표현된다.

$$y(n) = \sum_{p=1}^{P} \sum_{m=0}^{M} a_{pm} x^{p}(n-m) \tag{20}$$

식 (20)에서 a_{pm} 은 MP 모델의 계수를 의미한다. Volterra series 모델에서 계수의 개수는 대략 $M + \cdots + M^{P}$ 으로 P 와 M 에 따라 지수 함수적으로 증가하는데 반해 MP 모델에서 계수의 개수는 $P \times M$ 로 줄어듦을 알 수 있다.

식 (19) 및 (20)은 PA 모델의 통과 대역 표현식이다. 3장 2절에서 다룰 PA 선형화 기술 중 기저대역에서 DPD를 적용하기 위해서는 기저대역에서의 PA 모델이 어떻게 달라지는지 알아야한다. 기저 대역 MP 모델은 다음과 같이 표현된다 [14].

$$\tilde{y}_{MP}(n) = \sum_{p=1}^{P} \sum_{m=0}^{M} \tilde{a}_{pm} \tilde{x}(n-m) \left| \tilde{x}(n-m) \right|^{p-1} \tag{21}$$

식 (21)에서 $\tilde{x}(n)$ 와 $\tilde{y}(n)$ 은 각각 이산 시간에 대한 기저대역 입력과 출력을 의미하며 $\tilde{a}_{pm}$ 은 MP 모델의 계수를 의미한다.

식 (20)과 (21)을 비교했을 때, 통과 대역에서는 $x^{p}(n)$ 의 항에 대한 조합으로 기저대역에서는 $\tilde{x}(n)\left|\tilde{x}(n)\right|^{p-1}$ 의 항에 대한 조합으로 표현식이 달라지게 된다 [15]. 이는 실제 PA 모델이 동작 주파수

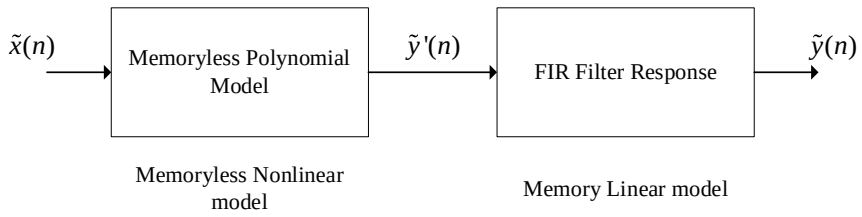
근처에서만 의미를 가진다는 점에서 기저대역 표현 시 음의 주파수 성분 개수를 i, 양의 주파수 성분 개수를 $p-i$ 이라 할 때, $i=(p-1)/2$ 의 조건을 만족하는 $\left[\tilde{x}^*(n)\right]^i\left[\tilde{x}(n)\right]^{p-i}=\tilde{x}(n)\left|\tilde{x}(n)\right|^{p-1}$ 의 항만 남는다는 내용을 담고 있다.

MP 모델은 $\tilde{x}(n)\tilde{x}(n-1)\tilde{x}(n-2)$ 와 같은 cross 항을 가지지 않는다. 즉, 선형적인 지연 탭을 가지는 구조로 선형 메모리 효과만을 반영한다. 이에 MP 모델에서 비선형 메모리 효과를 나타내기 위해 양 및 음의 지연에 대한 cross 항을 추가한 Generalized Memory Polynomial (GMP) 모델은 다음과 같다 [16].

$$\begin{aligned}\tilde{y}(n)=&\sum_{p=1}^{P_1}\sum_{m=0}^{M_1}\tilde{a}_{pm}\tilde{x}(n-m)\left|\tilde{x}(n-m)\right|^{p-1}\\&+\sum_{p=1}^{P_2}\sum_{m=0}^{M_2}\sum_{l=0}^{L_1}\tilde{b}_{pml}\tilde{x}(n-m)\left|\tilde{x}(n-m-l)\right|^{p-1}\\&+\sum_{p=1}^{P_3}\sum_{m=0}^{M_3}\sum_{l=0}^{L_2}\tilde{c}_{pml}\tilde{x}(n-m)\left|\tilde{x}(n-m+l)\right|^{p-1}\end{aligned}\qquad(22)$$

식 (22)에서 l 은 cross 항을 만들어 내기 위한 추가 지연이며 $\tilde{a}_{pm}$ 은 MP 모델의 계수와 동일한 형태로 GMP 모델의 선형 메모리 효과에 대한 항의 계수, $\tilde{b}_{pm}$ 와 $\tilde{c}_{pm}$ 은 GMP 모델의 비선형 메모리 효과에 대한 항의 계수, L 은 비선형 메모리 탭의 개수를 의미한다. GMP 모델은 PA 모델의 정확도가 높아지는 대신 모델의 계수의 개수가 $P_1\times M_1+P_2\times M_2\times L_1+P_3\times M_3\times L_2\approx P\times M\times(2L+1)$ 로 증가하여 복잡도가 높아진다.

또한 수학적으로 MP 모델은 정적 비선형 응답과 동적 선형 응답으로 분리할 수 있다. Two-box 모델 기반의 Hammerstein 모델은 memoryless 모델과 메모리 효과를 FIR 필터 응답으로 분리하여 cascade로 연결시키는 모델로서 다음 그림과 같이 표현된다 [17].



[그림 6] Hammerstein 모델의 구조

[그림 6]에서 memoryless 비선형 모델 부분은 memoryless polynomial 모델, memory 선형 모델 부분은 FIR 필터 응답으로 나타냈는데 memoryless polynomial 모델은 식 (23)으로 표현할 수 있고, FIR 필터 응답은 $h(n)$로 표현할 수 있으며 Hammerstein 모델은 다음과 같이 정리된다.

$$\tilde{y}'(n) = \sum_{p=1}^{P} \tilde{b}_{pm} \tilde{x}(n) \left| \tilde{x}(n) \right|^{p-1} \tag{23}$$

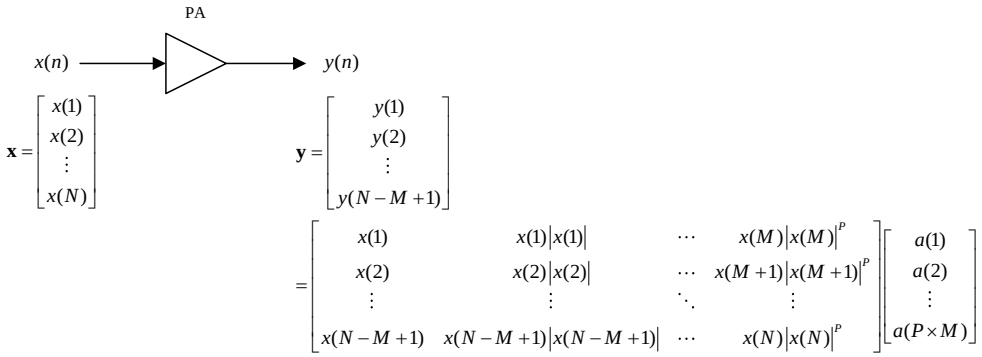
$$\begin{aligned} \tilde{y}_{Hammerstein}(n) &= h(n) * \tilde{y}'(n) = \sum_{m=0}^{M} h(m) \tilde{y}'(n-m) \\ &= \sum_{m=0}^{M} h(m) \left[\sum_{p=1}^{P} \tilde{b}_{pm} \tilde{x}(n-m) \left| \tilde{x}(n-m) \right|^{p-1} \right] \\ &= \sum_{p=1}^{P} \sum_{m=0}^{M} \tilde{a}_{pm} \tilde{x}(n-m) \left| \tilde{x}(n-m) \right|^{p-1} \\ &= \tilde{y}_{MP}(n) \end{aligned} \tag{24}$$

식 (23)에서 $\tilde{b}_{pm}$ 은 memoryless polynomial 모델의 계수를 의미한다.

따라서 식 (24)에서 Hammerstein 모델과 MP 모델이 수학적으로 동일하다는 것을 알 수 있다.

다음은 PA 모델의 계수를 LS 최소화 기법을 사용하여 추정하는

방법에 대해 설명하고 있다. PA 모델은 MP 모델 기반이며 기저 대역 표현식을 기본으로 입력을 $x(n)$, 출력을 $y(n)$로 표기하였으며, N은 입력 샘플의 개수를 의미한다. 참고로 $x(n)$와 $y(n)$의 기준 시간은 다르게 본다.



[그림 7] PA 모델의 계수 추정

[그림 7]에서 입력 샘플과 출력 샘플을 행렬식으로 표현하고 있으며, 입력 샘플에 대한 MP 모델의 비선형 기저 함수 행렬 $\mathbf{X}$과 계수 행렬 $\mathbf{a}$이 서로 linear-in-parameter 관계에 있음을 알 수 있다.

$$\mathbf{X}=\begin{bmatrix} x(1) & x(1)|x(1)| & \cdots & x(M)|x(M)|^{P} \\ x(2) & x(2)|x(2)| & \cdots & x(M+1)|x(M+1)|^{P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N-M+1) & x(N-M+1)|x(N-M+1)| & \cdots & x(N)|x(N)|^{P} \end{bmatrix} \tag{25}$$

$$=\begin{bmatrix} \phi_1(1) & \phi_2(1) & \cdots & \phi_{P\times M}(1) \\ \phi_1(2) & \phi_2(2) & \cdots & \phi_{P\times M}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_1(N-M+1) & \phi_2(N-M+1) & \cdots & \phi_{P\times M}(N-M+1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{a}=\begin{bmatrix} a(1) \\ a(2) \\ \vdots \\ a(P\times M) \end{bmatrix} \tag{26}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Xa} \tag{27}$$

$$\mathbf{a} = (\mathbf{X}^{H}\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^{H}\mathbf{y} \tag{28}$$

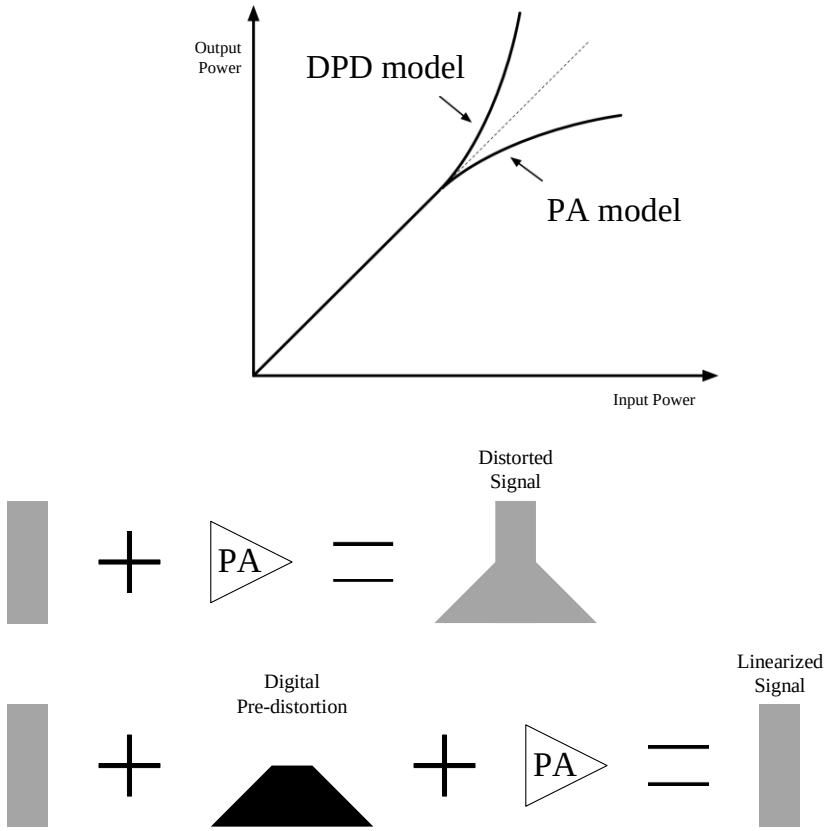
식 (27)은 PA 모델의 행렬 표현식이며 식(28)에 따라 LS 최소화 기법의 해를 구할 수 있으며 손쉽게 PA 모델의 계수를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

일반적으로 PA는 compression 영역이나 saturation 영역에서 최대 효율을 가지는데 이 영역에서 PA를 동작 시키게 되면 비선형성에 따른 불필요한 효과들이 나타나며 이는 무선 통신 성능의 약화로 이어진다. 특히, 수신단에서의 constellation 에러로 인한 EVM 감소 및 신호의 spectral regrowth로 인한 ACLR 감소가 통신 성능에 악영향을 미친다. 즉, 효율을 높이기 위해 높은 파워 레벨에서 PA를 동작시키면 선형성이 나빠지므로 PA 효율과 선형성은 trade-off 관계에 놓여있다. 따라서 PA의 선형화 기술이 5G 통신 시스템에 반드시 수반되어야 하며 이는 정확하고 효율적인 PA 모델의 필요성을 야기한다.

제 2 절 전력 증폭기의 선형화 기술

허용되는 PA의 비선형 왜곡 수준은 3rd Generation Partnership Project (3GPP), Federal Communications Commission (FCC), International Telecommunications Union Standardization Sector (ITU-T)와 같은 국제 및 연방 통신 기관으로부터 규제된다. 모바일 사업자는 비선형 왜곡 수준에 대한 규약을 이행하고 통신 성능을 높이기 위해 PA 선형화 기술로서 기저대역에서 비선형 왜곡을 보상하는 DPD 기술을 가장 널리 사용한다. DPD 기술은 통신 신호를 통과 대역으로 믹싱하기 전에 사전 왜곡기를 구성하여 디지털 방식으로 PA의 출력 신호의 선형성을 높일 수 있는 효율적이고 실용적인 PA 선형화

기술이다. 다음 그림은 DPD 기술의 원리를 나타낸다 [11].



[그림 8] DPD 기술의 원리

[그림 8]을 보면 DPD 모델과 PA 모델은 역함수의 관계를 가지며, 사전 왜곡기에서 생성하는 신호는 PA 출력의 왜곡된 성분에 대한 'anti-phase' 성분이다. 즉, DPD 기술은 통신 신호와 사전 왜곡된 신호를 더하여 PA 출력에 대한 비선형 효과를 제거하는 것을 의미한다.

PA 모델에 대한 3장 1절의 식 (27)와 같이, DPD 모델 또한 linear-in-parameter 형태로 표현할 수 있다. PA 모델에서 입력 샘플에 대한 MP 모델의 비선형 기저 함수 행렬 $\mathbf{X}$ 과 PA 모델 계수 행렬 $\mathbf{a}$ 을 서로 linear-in-parameter의 관계로 나타낸 것과 비교했을 때, DPD 모델에서는 출력 샘플에 대한 MP 모델의 비선형 기저 함수

행렬 $\mathbf{Y}$ 과 DPD 모델 계수 행렬 $\mathbf{d}$ 을 서로 linear-in-parameter의 관계로 나타낸다.

$$\mathbf{Y}=\begin{bmatrix} y(1) & y(1)|y(1)| & \cdots & y(M)|y(M)|^{P} \\ y(2) & y(2)|y(2)| & \cdots & y(M+1)|y(M+1)|^{P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-M+1) & y(N-M+1)|y(N-M+1)| & \cdots & y(N)|y(N)|^{P} \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$=\begin{bmatrix} \phi_1(1) & \phi_2(1) & \cdots & \phi_{P\times M}(1) \\ \phi_1(2) & \phi_2(2) & \cdots & \phi_{P\times M}(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_1(N-M+1) & \phi_2(N-M+1) & \cdots & \phi_{P\times M}(N-M+1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{d}=\begin{bmatrix} d(1) \\ d(2) \\ \vdots \\ d(P\times M) \end{bmatrix} \tag{30}$$

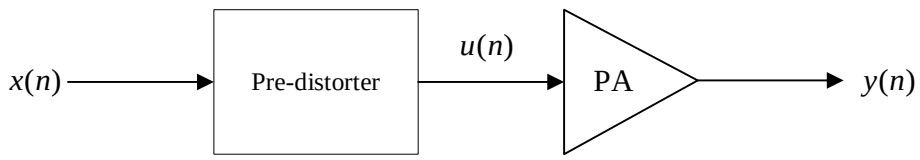
$$\hat{\mathbf{y}}=\mathbf{Y}\mathbf{d} \tag{31}$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{norm}=\mathbf{x} \tag{32}$$

$$\mathbf{d}=(\mathbf{Y}^{\mathbf{H}}\mathbf{Y})^{-1}\mathbf{Y}^{\mathbf{H}}\mathbf{x} \tag{33}$$

위 식에서 DPD 모델은 MP 모델 기반이며 PA 출력을 $y(n)$, 목적이 되는 선형화된 출력을 $\hat{y}(n)$ 로 표기하였으며, N 은 출력 샘플의 개수를 의미한다. 또한 식 (32)와 같이 선형화된 출력 $\hat{\mathbf{y}}$ 을 정규화하여 $\mathbf{x}$ 로 표현할 수 있다. 그 결과, 식 (33)에 따라 LS 최소화 기법을 적용하여 DPD 모델의 계수를 추정할 수 있다.

실제 통신 시스템에서 DPD 기술의 적용을 시스템 블록도로 나타내면 다음 그림과 같다.



[그림 9] DPD 기술의 적용

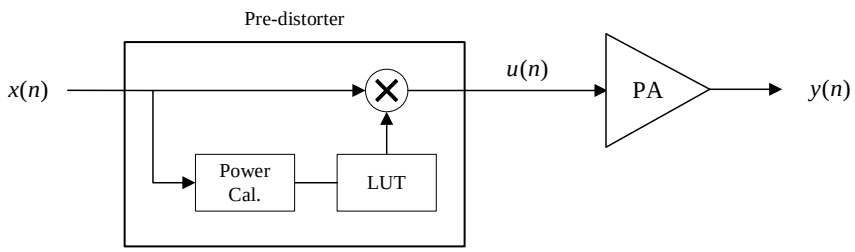
즉, 사전 왜곡기 출력 신호 $u(n)$은 통신 신호 $x(n)$를 비선형 기저 함수에 대입하여 추정한 DPD 모델의 계수와 linear-in-parameter 조합으로 연산하는 방법으로 구현된다. 그 표현식은 다음과 같다.

$$\mathbf{u = Xd} \tag{34}$$

따라서, DPD 기술을 실제 통신 시스템에 적용할 때, DPD 모델의 복잡도가 시스템 부하에 큰 영향을 미친다. 부하의 제약이 큰 모바일 환경에서는 미리 계산된 값을 저장하는 LUT를 활용하면 사전 왜곡기 구현 시 쉽게 DPD 기술을 적용할 수 있다. LUT 기반 DPD 방식은 크게 두 가지로 나눌 수 있는데, 첫째는 PA의 복소 이득에 대한 inversion table 형식의 LUT 활용이고, 둘째는 비선형 기저 함수 형성을 위한 DPD 계수 형식 (DPD 모델)의 LUT 활용이다 [11].

3장 1절에서 설명했듯이 PA는 입력 신호의 크기에 따라 AM-AM compression 및 AM-PM 전달 특성이 나타나고, 이를 복소 이득으로 표현할 수 있다. 즉, 복소 이득에 대한 보상을 제공하는 사전 왜곡기 구현을 위해서 순간적인 입력 신호의 크기에 따른 복소 LUT 방식 또는 이득 및 위상에 대한 실수 LUT 방식을 사용한다.

복소 이득 LUT 기반 DPD 방식은 메모리 효과를 반영하지 않는 memoryless 모델을 기반으로 하며 단순한 이득 및 위상에 대한 보상을 진행하는 아날로그 사전 왜곡의 성격을 갖는다. 사전 왜곡기 출력 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

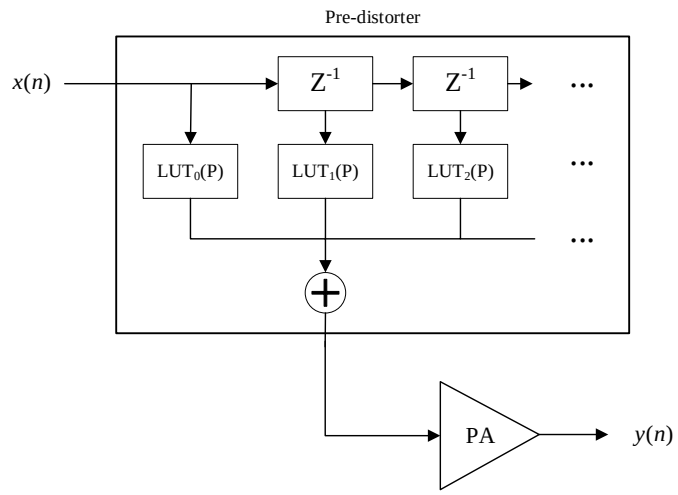


[그림 10] 복소 이득 LUT 기반 DPD

$$u(n) = x(n) \times LUT(|x(n)|) \quad (35)$$

DPD 구현 시, 입력 신호의 크기에 따라 LUT의 index가 결정되고, index에 따라 LUT에 저장되어 있는 복소 이득 값을 읽어와 통신 신호에 곱셈 연산을 적용한다. Index의 개수, 즉 LUT의 크기는 입력 신호의 범위를 어떤 간격으로 나누는 지에 따라 결정되는 데 보통 128이나 256의 크기로 나누며, 몇몇 응용에서는 그 이상의 크기로 LUT을 구성한다. 따라서 복소 이득 LUT 기반 DPD 방식은 입력 신호의 크기에 따라 서로 다른 LUT을 필요로 하기에 LUT의 크기가 매우 크고, 효율적인 LUT 관리가 어렵다는 점에서 모바일 환경 DPD 적용에는 적합하지 않다. 추가로 지연 탭을 추가하여 복소 이득 LUT 기반 DPD를 구현하면 메모리 효과를 반영할 수 있지만 이는 더 큰 크기의 LUT를 요구한다.

비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 방식은 DPD 모델을 이용하여 입력 신호의 샘플에 대한 비선형 기저 함수 값과 DPD 계수를 linear-in-parameter 방식으로 결합하여 사전 왜곡기를 구현하는 방식으로 식 (34)에서 DPD 계수 **d**가 LUT에 저장되어 있다는 점을 제외하면 구현 방식이 동일하다.



[그림 11] 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD

DPD 모델을 기반으로 사전 왜곡기를 구현하면 모델의 자유도가 높고 메모리 효과를 반영할 수 있다는 장점을 가진다. 또한 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 방식은 LUT의 크기가 DPD 모델의 계수의 개수에 따라 정해지기 때문에 입력 신호의 크기로 LUT의 크기가 정해지는 복소 이득 LUT 기반 DPD 방식 대비 LUT를 절약할 수 있다. 즉, DPD 구현 방식에서 단순하고 연산 집약적인 기저대역 프로세싱으로 사전 왜곡기를 쉽게 구현할 수 있고, 필요한 LUT의 크기가 작다는 장점을 가진다.

다음은 메모리 효과를 반영하는 MP 모델을 기반으로 구현한 사전 왜곡기 구조의 예시이다. 입력 신호의 현재 시간 샘플과 이전 시간 샘플을 가지고 비선형 기저 함수에 따른 연산 및 LUT에 저장되어 있는 DPD 계수 적용을 통해 사전 왜곡기를 구현하고 있다. 예를 들어 최대 비선형 차수 5, 메모리 탭 개수 3인 모델에서 DPD 계수는 15 개이며 필요한 LUT의 크기는 총 30 (실수: 15, 허수: 15) 이다.

$$
\begin{aligned}
u(n) = &\left[\, x(n) \quad \cdots \quad x(n)\left|x(n)\right|^{P-1} \right] LUT_0 \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ P-1 \end{bmatrix} \\
&+ \left[\, x(n-1) \quad \cdots \quad x(n-1)\left|x(n-1)\right|^{P-1} \right] LUT_1 \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ P-1 \end{bmatrix} \\
&+ \left[\, x(n-M) \quad \cdots \quad x(n-M)\left|x(n-M)\right|^{P-1} \right] LUT_M \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ P-1 \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{36}
$$

PA의 메모리 효과는 주파수 의존적 특성이기 때문에 실제 모바일 단말에서 DPD 기술을 구현할 때, 5G 신호의 특성에 따라 서로 다른 DPD 계수를 적용한 사전 왜곡기의 구성이 요구될 것으로 예상된다. 즉, 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 방식을 적용할 때, 5G 신호의 특성에 따라 서로 다른 LUT를 각각 관리하고 DPD에 적용해야 견고한 선형화

성능을 기대할 수 있다. 따라서 DPD 모델을 선정할 때, DPD 계수를 줄이는 것과 동시에 모델의 주파수 의존적 특성을 분리할 필요가 있다.

제 4 장 확장된 REV 교정 방법을 통한 전력 증폭기 모델링

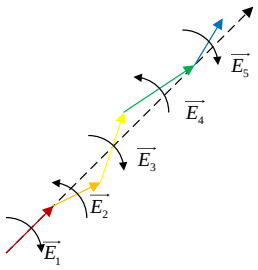
제 1 절 확장된 REV 교정 방법의 원리

모바일 통신 시스템의 아날로그 빔 포밍 구조는 Tx chain에서 각 경로로 분할되는 신호의 크기 및 위상을 개별로 조절하여 빔을 조향 및 빔 패턴을 합성한다. 이때, 빔 패턴은 의도된 빔 방향으로 보강적으로, interferer가 존재하는 방향으로는 상쇄적으로 합성될 수 있도록 빔 포밍 가중치를 부여하는 방식으로 형성한다. 즉, 빔 패턴의 주엽, main lobe는 배열 이득이 커지는 방향으로, 빔 패턴의 측엽, side lobe는 배열 이득이 작아지는 방향으로 위상천이기에서 위상을 조절하는 것뿐만 아니라 크기에 대한 가중치도 함께 조절해야 한다. 따라서 아날로그 빔 포밍 구조에서 개별 경로로 분할되는 신호의 크기를 조절할 수 있도록 VGA 또는 디지털 감쇠기, Digital Step Attenuator (DSA)를 흔히 볼 수 있다.

이 장에서는 VGA와 위상천이기를 포함하는 모바일 통신 시스템에서 기존의 REV 교정 방법론을 확장하여 PA 특성을 추출할 수 있는 방법론을 제안한다.

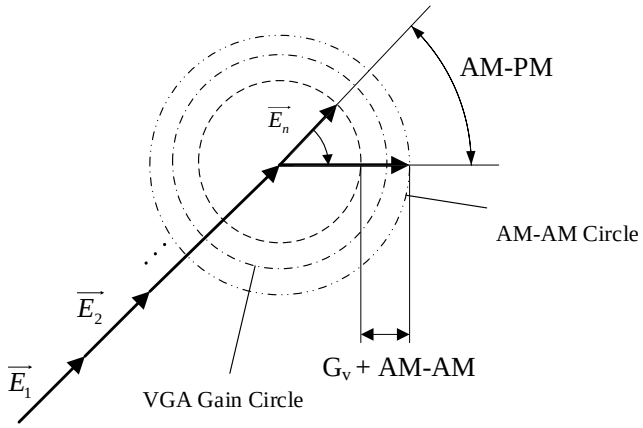
2장 2절에 따라 기존의 REV 기법을 적용하면 빔 포밍 알고리즘에 따른 빔 포밍 가중치에 대한 실제 시스템의 오차를 찾아낼 수 있다. 즉, 빔 포밍 가중치에 대한 교정이 가능하며 이는 빔 조향각에 따른 빔 패턴 최적화로 이어진다. REV 빔 패턴 교정 후, 다중 안테나 개별 채널에서 방사하는 필드 벡터는 수신단에서 동위상으로 나타나는 특징을 갖는다.

다음 그림은 빔 배턴 최적화 후 따른 필드 벡터의 표현을 나타낸다.



[그림 12] 빔 패턴 최적화 후 필드 벡터 표현

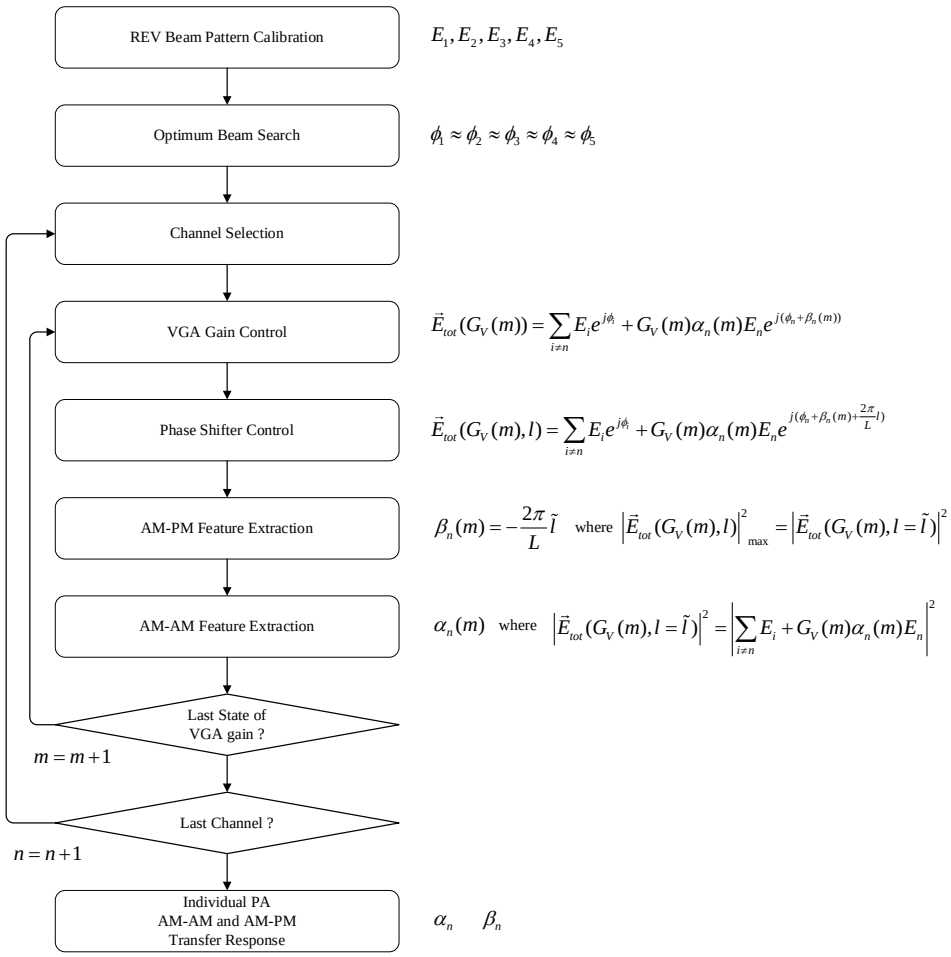
빔 패턴을 개선한 후, REV 기법을 확장하여 개별 채널의 VGA 이득을 조절했을 때, 나타나는 PA의 특성을 알아낼 수 있다. VGA는 Tx chain에서 PA의 앞 단에 보통 위치하는데, VGA 이득에 따라 PA의 입력 파워가 달라져 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성이 다르게 나타난다. 즉, 제안하는 확장된 REV 기법은 기존의 REV 빔 패턴 교정 후에 개별 채널의 필드 벡터가 동위상이 되며, 개별 채널의 VGA 이득 조절 동작을 추가함에 따라 같은 경로에 위치한 PA의 특성이 변화한다는 두가지 특징을 이용한다. 다음은 n 번째 채널 VGA 이득 G_V 을 조절했을 때, 나타나는 n 번째 채널 PA의 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성 변화를 필드 벡터 평면에서 나타내고 있다. 이때, VGA의 비선형은 매우 작고 단순한 선형 이득 G_V 이 더해진다고 가정한다.



[그림 13] 확장된 REV 기법의 필드 벡터 표현

[그림 13]을 해석하면 G_V 의 변화에 따라 n 번째 채널에서 방사하는 필드 벡터 $\overrightarrow{E_n}$ 는 G_V 에 따라 그 크기가 증폭되고, PA 입장에서 입력 파워가 증가하는 것이기 때문에 AM-AM 및 AM-PM 특성이 나타나 $\overrightarrow{E_n}$ 의 크기 및 위상이 변화하는 것을 알 수 있다. 이와 같이 단순한 VGA의 조절 동작을 추가함으로써 REV 기법의 확장을 제안한다.

다음은 제안하는 확장된 REV 기법을 이용한 PA의 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성 추출 알고리즘이다.



[그림 14] 확장된 REV 기법의 알고리즘

확장된 REV 기법의 알고리즘의 초기 조건은 VGA 이득의 초기 상태가 전체 채널의 PA가 선형 영역에서 모두 동작할 수 있도록 낮은 레벨에서 동작한다는 것이다. 즉, VGA 이득을 높이면서 선형 영역, compression 및 saturation 영역에서 PA의 특성 변화를 측정 및 계산을 통해 추출할 수 알고리즘이다. 제안하는 알고리즘에 대한 자세한 설명은 다음과 같다.

먼저, 기존의 REV 기법을 이용하여 n 번째 채널에 대한 개별 필드 벡터의 상대적인 크기 k_n 및 위상 X_n 을 계산할 수 있다. 이때, probe 안테나로 수신되는 파워를 측정하면 개별 필드 벡터의 크기 E_n 를 구할 수 있는데, 확장된 REV 기법은 기본적으로 신호 발생기로부터 단일 주파수 신호를 통신 시스템에 입력하여 방사되는 신호를 probe 안테나로 수신하여 신호 분석기를 통해 수신되는 파워를 측정하는 방식을 사용한다. 이에 개별 필드 벡터의 크기 E_n 을 모두 알 수 있다. 빔 패턴의 최적화 후, 개별 필드 벡터의 위상 ϕ_n 은 동위상이 되므로 일정하다고 할 수 있다. 또한 이 상태에서 n 번째 채널에 대한 VGA 이득을 조절하는데, 가변할 수 있는 이득 상태는 총 M 개로 $\log_2 M$ bits 디지털 VGA라고 생각한다. 다음은 VGA 이득 조절 후 합성 필드 벡터에 대한 표현식이다.

$$\vec{E}_{tot}(G_V(m)) = \sum_{i \neq n} E_i e^{j\phi_i} + G_V(m)\alpha_n(m)E_n e^{j(\phi_n + \beta_n(m))} \quad (37)$$

식 (37)에서 $G_V(m)$ 은 n 번째 채널 VGA의 m 번째 상태 이득, $\alpha_n(m)$ 와 $\beta_n(m)$ 는 각각 $G_V(m)$ 에서의 AM-AM과 AM-PM 변화를 의미한다.

AM-PM 특징을 추출하기 위해서 n 번째 채널 위상 천이기의 상태를 변화시키는데, 개별 채널의 필드 벡터가 다시 동위상이 되는, 합성 필드에 대한 수신 파워가 최대가 되는 상태에서의 위상 변화를

AM-PM이라 할 수 있다.

$$\vec{E}_{tot}(G_V(m),l)=\sum_{i\neq n}E_i e^{j\phi_i}+G_V(m)\alpha_n(m)E_n e^{j(\phi_n+\beta_n(m)+\frac{2\pi}{L}l)} \quad (38)$$

$$\beta_n(m)=-\frac{2\pi}{L}\tilde{l}\ ,$$

$$\text{where } \left|\vec{E}_{tot}(G_V(m),l)\right|^2_{\max}=\left|\vec{E}_{tot}(G_V(m),l=\tilde{l})\right|^2 \quad (39)$$

식 (38)에서 $\log_2 L$ bits 디지털 위상 천이기에 대한 상태 개수를 L로 표현했으며 식 (39)에서 $\tilde{l}$은 수신 파워가 최대가 되는 상태이다.

AM-AM 특징은 $\left|\vec{E}_{tot}(G_V(m),l=\tilde{l})\right|^2$일 때 수신 파워에 대한 측정 값과 계산 식을 통해 얻을 수 있는데 다음과 같다.

$$\left|\vec{E}_{tot}(G_V(m),l=\tilde{l})\right|^2=\left|\sum_{i\neq n}E_i+G_V(m)\alpha_n(m)E_n\right|^2 \quad (40)$$

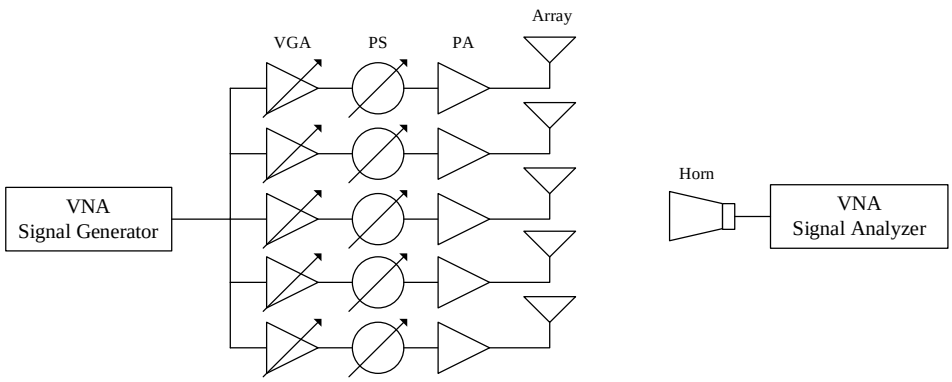
식 (40)에서 좌변은 신호 분석기를 통해 측정하는 값이고, 우변은 기존의 REV 기법의 해인 E_n, $G_V(m)$의 알고 있는 값들로 구성된 파워 표현 식이기 때문에 계산을 통해 AM-AM 특성이 얻어진다.

이 과정은 VGA 이득 값과 조사하는 채널에 따라 반복된다.

이와 같이 본 논문에서는 기존의 REV 빔 패턴 교정 방법에서 간단한 조작을 추가하여 빔 포밍 시스템에서 개별 채널 PA의 특성을 각각 추출할 수 있음을 제안한다. 이 장의 남은 절에서는 확장된 REV 기법을 검증하기 위한 시뮬레이션 결과 및 확장된 REV 기법을 통해 추출할 수 있는 PA 모델을 제시한다.

제 2 절 확장된 REV 교정 방법의 검증

확장된 REV 기법을 검증하기 위한 통신 시스템의 시뮬레이션 구조는 다음과 같다. 시뮬레이션에 사용된 통신 시스템은 5 채널의 다중 안테나 시스템이며 모바일 환경에 맞게 아날로그 빔 포밍 구조를 가진다. 또한 시스템에서 크기 및 위상에 대한 빔 포밍 가중치를 조절하여 빔을 조향할 수 있도록 크기 조절을 위한 디지털 VGA, 위상 조절을 위한 디지털 위상 천이기를 포함한다. 중심 주파수는 3.7 GHz이며 배열 안테나의 간격은 파장 대비 0.37의 길이를 가진다. 이 절에서는 단일 주파수 신호가 PA의 입력으로 작용하여 기존의 REV 기법 및 확장된 REV 기법을 통해 PA의 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성을 추출할 수 있음을 검증하고 있지만 이 장의 3절에서는 기본적으로 5G NR의 신호에 대한 PA 모델을 확장된 REV 기법을 통해 추정하는 방법론을 제시하는 점에서 큰 차이가 있다.



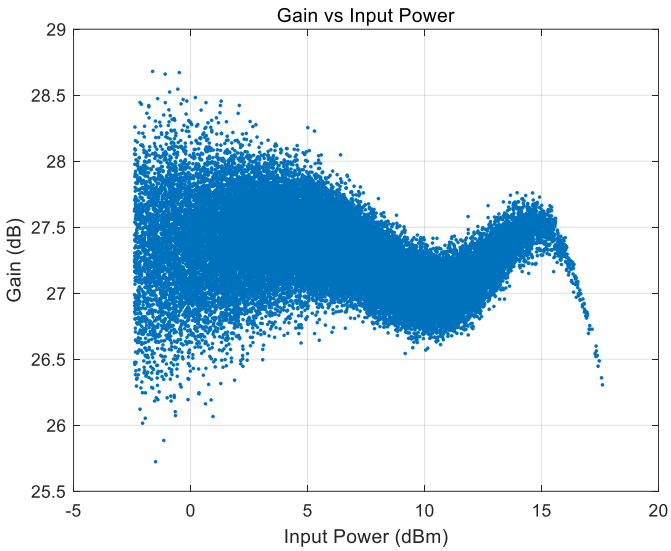
[그림 15] 통신 시스템에 대한 시뮬레이션 구조

시뮬레이션에서 사용된 디지털 위상 천이기 및 PA는 실제 소자의 측정된 데이터셋을 기반으로 모델링하였고, 사용된 소자는 다음 표에 제시된다.

기능	소자 명	제조사	특징
Power Amp.	Airfast LDMOS Doherty PA	NXP	– Freq. : 3.6 ~ 3.8 GHz – Linear Gain : 27.4 dB
Phase Shifter	HMC648ALP6E	Analog Device	– Freq. : 2.9 – 3.9 GHz, – Digital Bit : 6 bits

[표 1] 시뮬레이션에 사용된 소자

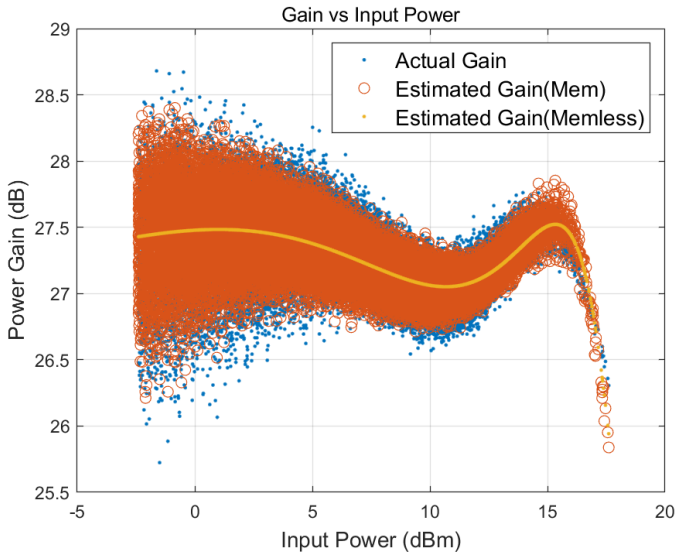
사용된 참조 PA는 27.4 dB의 선형 이득을 가지며 [그림 16]와 같은 메모리 효과가 포함된 이득 전달 특성을 갖는다.



[그림 16] 시뮬레이션에 사용된 참조 PA 이득 측정값

참조 PA의 입력과 출력 데이터셋으로부터 3장에서 다룬 PA 모델의 계수 추정법을 이용하여 behavioral 모델 형태로 시간 영역에서의 시뮬레이션 구현을 위한 참조 PA 블록을 구성하였다. Memoryless polynomial 모델 및 MP 모델을 기반으로 추정한 참조 PA 모델과 측정된 참조 PA의 이득 전달 특성을 비교하면 다음과 같다. 이때, memoryless polynomial 모델 기반 참조 PA 모델의 $P=5$이고,

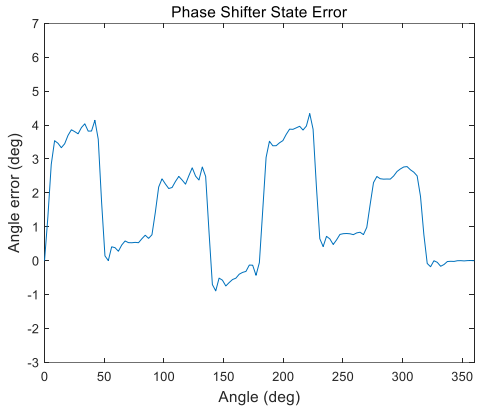
MP 모델 기반 참조 PA 모델의 $P=5$, $M=3$으로 추정하였다.



[그림 17] 시뮬레이션에 사용된 참조 PA 이득 측정값 및 추정값 비교

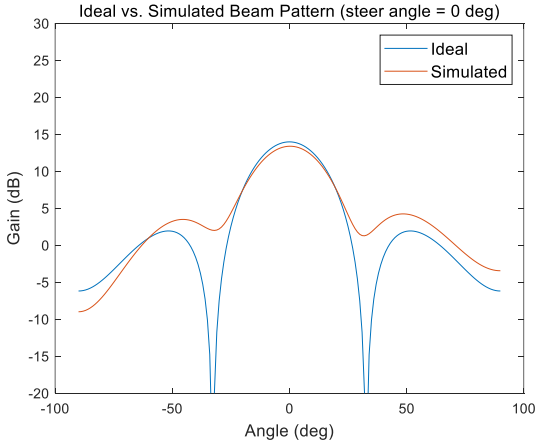
[그림 17]를 보면 MP 모델 기반으로 추정된 참조 PA 모델은 참조 PA의 메모리 효과 특성을 잘 드러내며 측정값과 거의 유사한 분포를 갖는 것으로 확인할 수 있으며, memoryless polynomial 모델 기반으로 추정된 참조 PA 모델은 참조 PA의 정적 이득만을 표현 가능하다는 것을 알 수 있다. 따라서 추정한 참조 PA 모델을 사용하여 각 경로에 동일한 PA 블록을 위치시켜 시뮬레이션을 진행하였다.

또한 사용된 참조 디지털 위상천이기는 6 bits, 즉, 64 개의 위상 변이를 가지며 다음과 같은 상태 에러를 갖는다. 이런 상태 에러가 기준 위상 변이에 더해서 나타날 수 있도록 위상천이기 블록을 모델링하였으며, 각 경로에 동일한 위상천이기 블록을 위치시켰다. 한편, VGA 블록은 6 bits, 64 개의 이득 상태를 가지는 이상적인 소자로 모델링하여 각 경로에 위치시켰다. 따라서 시뮬레이션에서 크기 및 위상에 대한 빔 포밍 가중치를 자유롭게 조절하여 빔 패턴을 합성할 수 있다.



[그림 18] 시뮬레이션에 사용된 위상 천이기의 상태 에러

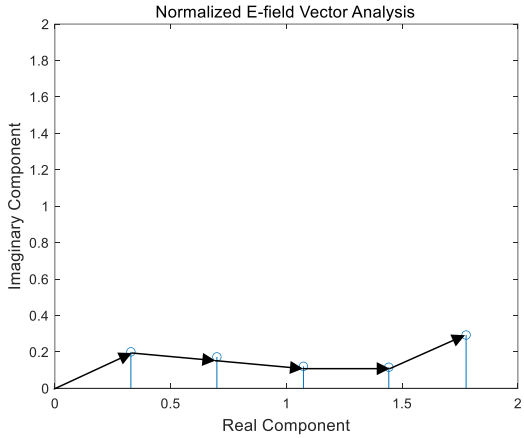
다음으로 boresight, 0 도의 빔 조향각에서 이상적인 빔 패턴 및 시뮬레이션 환경에서의 빔 패턴을 비교한 것이다. 시뮬레이션 환경에서 빔 패턴은 위상천이기의 상태 에러, 전송 선로의 위상 에러, PA의 비선형성이 추가로 반영되기 때문에 단순 array factor로 계산된 이상적인 빔 패턴과 차이를 보인다.



[그림 19] 이상적인 빔 패턴 및 시뮬레이션 환경에서의 빔 패턴 비교

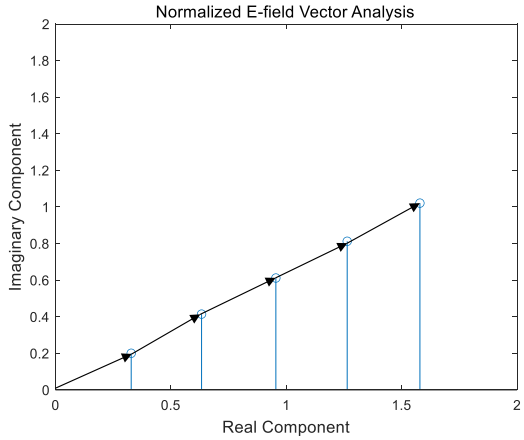
다양한 시스템 에러를 보상하고 원하는 빔 패턴을 합성하기 위해서 기존의 REV 빔 패턴 교정 방법을 적용한 결과는 다음과 같다. 또한

REV 기법 적용 후, 개별 채널에서 방사하는 필드 벡터의 크기 및 위상에 대한 해석 결과를 다음 그림에서 제시하고 있다.



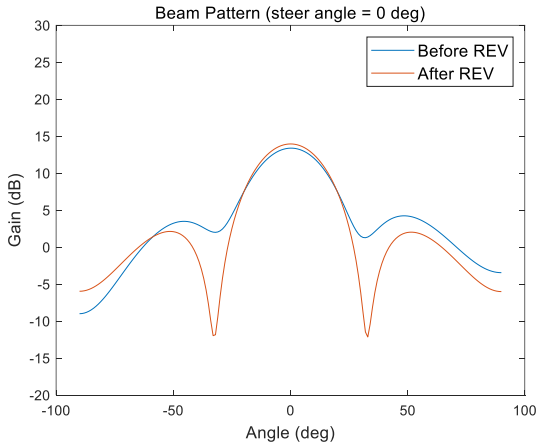
[그림 20] 기존의 REV 기법 적용 후 필드 벡터 해석 결과

[그림 20]에서 시스템의 에러로 인해 개별 채널의 필드 벡터가 각각 동위상으로 관찰되지 않음을 확인할 수 있다. 따라서 필드 벡터들이 동위상이 되는 최적의 빔을 형성할 수 있도록 각 채널에 대한 위상 천이기를 조절하게 되면 다음과 같은 수정된 필드 벡터 해석 결과를 얻을 수 있다.



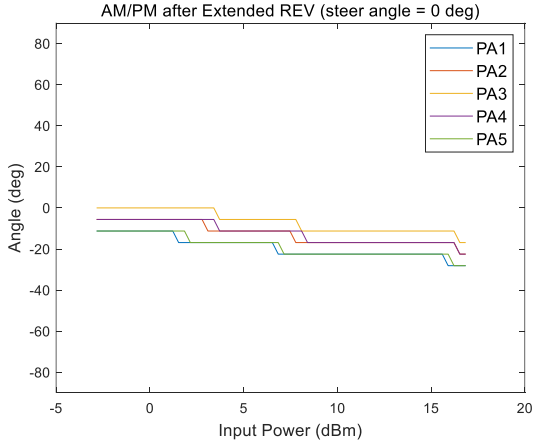
[그림 21] 빔 패턴 최적화 후 필드 벡터 해석 결과

기존의 REV 빔 패턴 교정 방법을 적용 전과 후를 비교하여 시뮬레이션 환경에서의 빔 패턴 변화는 다음 그림에 나타난다. 0 도의 빔 조향각에서 이득의 향상 및 부엽 감소가 그 효과이다.

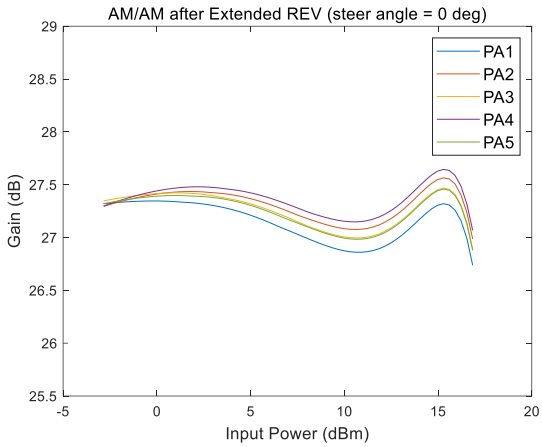


[그림 22] REV 빔 패턴 교정방법 적용 전과 후의 빔 패턴 비교

기존의 REV 빔 패턴 교정 방법에 대한 응용으로 [그림 14]의 확장된 REV 기법의 알고리즘을 순차적으로 적용했을 때, 추출할 수 있는 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성은 시뮬레이터 상에서 다음과 같이 나타난다.



[그림 23] 확장된 REV 기법으로 추출한 개별 PA의 AM-PM 특성



[그림 24] 확장된 REV 기법으로 추출한 개별 PA의 AM-AM 특성

따라서, 확장된 REV 기법을 이용하면 빔 조향각에 따라 빔 패턴을 측정하면서 개별 채널의 PA에 대한 AM-AM 및 AM-PM 특성을 추출할 수 있음을 검증하였다. 하지만 모바일 환경의 아날로그 빔 포밍 구조에서 DPD 기술을 구현하기 위해서는 대표적인 DPD 모델이 필요하며 서로 다른 채널의 개별 PA 모델이 아닌 적당한 하나의 시스템에 대한 합성 PA 모델이 필요하다 [18]. 즉, 각 PA 모델은 빔 조향각, 비선형 cross-talk, 활성 부하 풀링, 안테나 임피던스 변동, 안테나 커플링 등의 요소로 서로 다른 모델을 가지기 때문에 합성 PA 모델로서 대표할 때에도 그 현상을 이해하고 적용할 필요가 있다 [19], [20].

또한 확장된 REV 기법을 통해 추출한 AM-AM 및 AM-PM 특성을 가지고 복소 이득 LUT 기반 DPD 기술은 곧바로 적용할 수 있지만 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 기술을 구현하기 위해서는 AM-AM 및 AM-PM 특성이 아닌 memoryless polynomial 모델과 같은 linear-in-parameter 형태의 behavioral 모델이 필요하다.

제 3 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 전력 증폭기 모델링

다음 식과 같이 확장된 REV 기법으로 추출한 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성에 대한 평균 값을 대표 특성을 보고, AM-AM 및 AM-PM 특성을 복소 이득으로 표현하면 LS 최소화 기법을 통해 memoryless polynomial PA 모델 계수를 추정할 수 있다. 즉, 빔 패턴에 대한 확장된 REV 교정 방법을 통해 간접적으로 behavioral 모델 형태의 PA 모델을 추출할 수 있다.

$$\text{AM-AM},\ \alpha = \frac{\sum_{n=1}^{N} \alpha_n}{N} \tag{41}$$

$$\text{AM-PM},\ \beta = \frac{\sum_{n=1}^{N} \beta_n}{N} \tag{42}$$

$$y(n) = \alpha\left(|x(n)|\right) \mathrm{e}^{j\beta\left(|x(n)|\right)} |x(n)| = G_{complex}\left(|x(n)|\right)|x(n)| \tag{43}$$

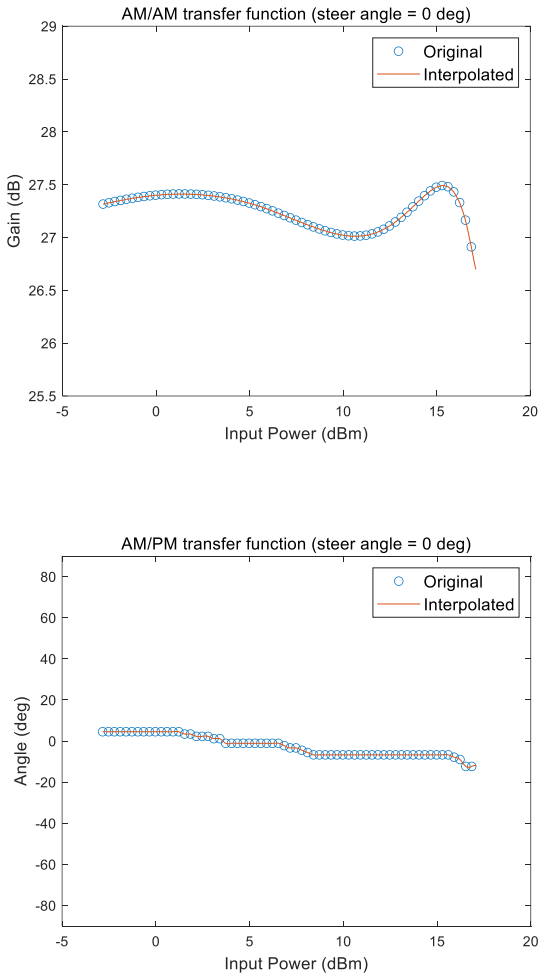
$$y(n) = \sum_{p=1}^{P} a_p x(n)|x(n)|^{p-1} = G_{complex}\left(|x(n)|\right)|x(n)| \tag{44}$$

$$\mathbf{Xa} = \mathbf{G}_{\mathbf{complex}}\mathbf{r} \quad \text{where} \quad r_n = |x(n)| \tag{45}$$

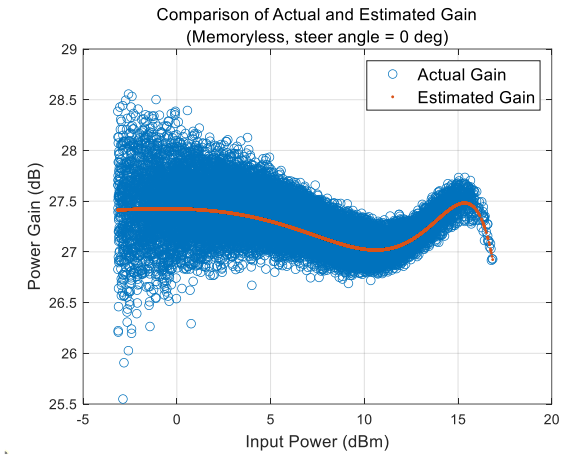
$$\mathbf{a} = (\mathbf{X}^{\mathbf{H}}\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X}^{\mathbf{H}}\left(\mathbf{G}_{\mathbf{complex}}\mathbf{r}\right) \tag{46}$$

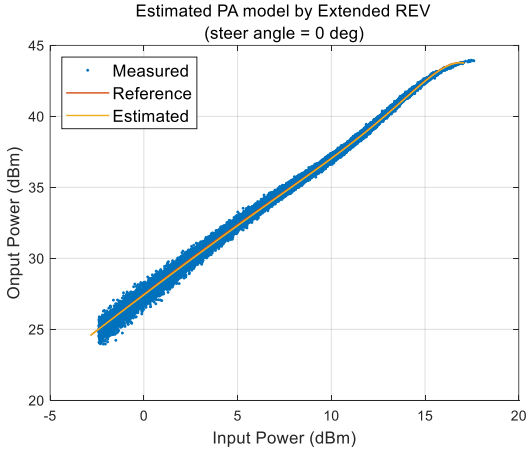
식 (44)에서 좌변의 behavioral PA 모델과 우변의 AM-AM 및 AM-PM 특성에 대한 복소 이득 표현식은 memoryless polynomial 모델 기반의 PA 모델 계수 **a** 에 대해 linear-in-parameter 형태를 가지므로 식 (46)와 같이 그 계수가 쉽게 추정된다. 하지만 시뮬레이션에서 사용한 VGA 블록의 이득 상태가 64 개이므로 PA 모델의 계수가 수렴하기까지 샘플 수가 적어 추가적인 보간이 필요하다.

다시 말하자면 확장된 REV 기법으로 추출한 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성은 VGA의 이득 상태에 따른 표본만이 존재하기 때문에 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성을 보간하여 표본의 개수를 늘려야한다. [그림 25]은 5 배 보간했을 때, 그 결과를 나타낸다. AM-AM 및 AM-PM 전달 특성에 대한 보간 후, 추정한 memoryless PA 모델은 다음의 [그림 26]와 같다.



[그림 25] 보간 전과 후의 확장된 REV 기법으로 추출한 AM-AM 및 AM-PM 특성 비교

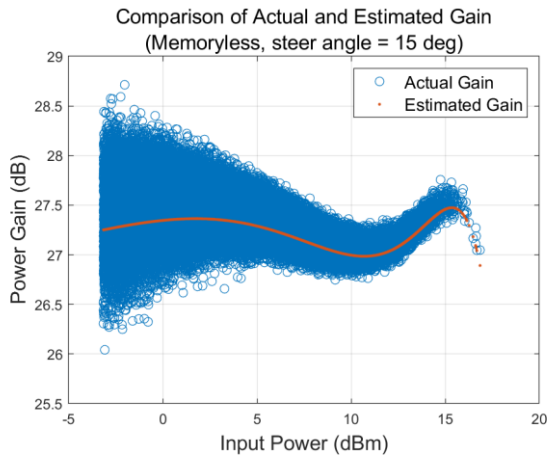




[그림 26] 확장된 REV 기법으로 추출한 memoryless PA 모델

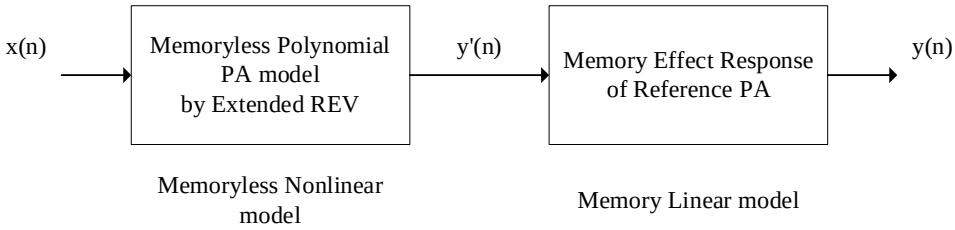
[그림 26]에서 첫번째 그림은 이득 전달 특성이며 측정된 이득과 확장된 REV 기법으로 추출한 memoryless PA 모델의 이득을 비교하고 있고 두번째 그림은 입력 파워 대비 출력 파워 특성이며 측정값과, 참조 PA 모델, 추정한 PA 모델을 비교한다.

빔 조향각을 기준 0 도에서 15 도로 변화시켰을 때에도 추출한 memoryless PA 모델의 이득 추정 결과는 유사한 정적 이득 특성을 가진다. 이는 다음 [그림 27]에 나타난다.



[그림 27] 조향각에 따른 확장된 REV 기법으로 추출한 memoryless PA 모델

따라서 확장된 REV 기법을 적용하여 behavioral 모델 형태의 memoryless PA 모델을 추정할 수 있음을 보였다. 이어서 추출한 memoryless PA 모델은 3장 1절의 Hammerstein 모델을 활용하여 메모리 효과를 표현하는 memory PA 모델로 확장할 수 있다. 다음 그림은 확장된 REV 기법으로 추정한 memory PA 모델의 구조를 나타낸다.



[그림 28] 확장된 REV 기법의 memory PA 모델 구조

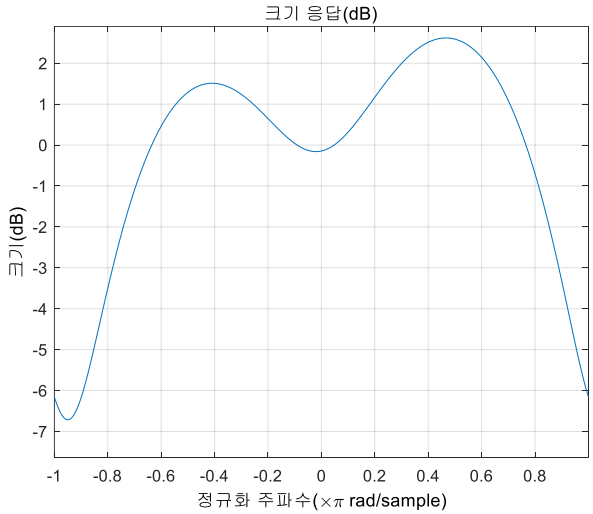
[그림 28]에서 memoryless 비선형 모델 부분은 확장된 REV 기법으로 추정한 memoryless polynomial PA 모델, memory 선형 모델 부분은 참조 PA의 메모리 효과에 대한 FIR 필터 응답으로 나타냈는데, FIR 필터 응답 $h(n)$은 다음과 같은 방법으로 추정할 수 잇다.

같은 PA 입력에 대해 참조 PA 모델을 memoryless polynomial 모델 $y'(n)$ 과 MP 모델 $y(n)$ 로 각각 모델링했을 때, MP 모델은 memoryless polynomial 모델과 메모리 효과를 나타내는 FIR 필터의 응답 $h(n)$ 에 대한 컨볼루션으로 결합된다.

$$\begin{aligned} y(n) &= h(n) * y'(n) \\ &= h_0 y'(n) + h_1 y'(n-1) + \cdots + h_{M-1} y'(n-M+1) \end{aligned} \tag{47}$$

$$\mathbf{h} = (\mathbf{y'}^{\mathbf{H}}\mathbf{y'})^{-1}\mathbf{y'}^{\mathbf{H}}\mathbf{y} \tag{48}$$

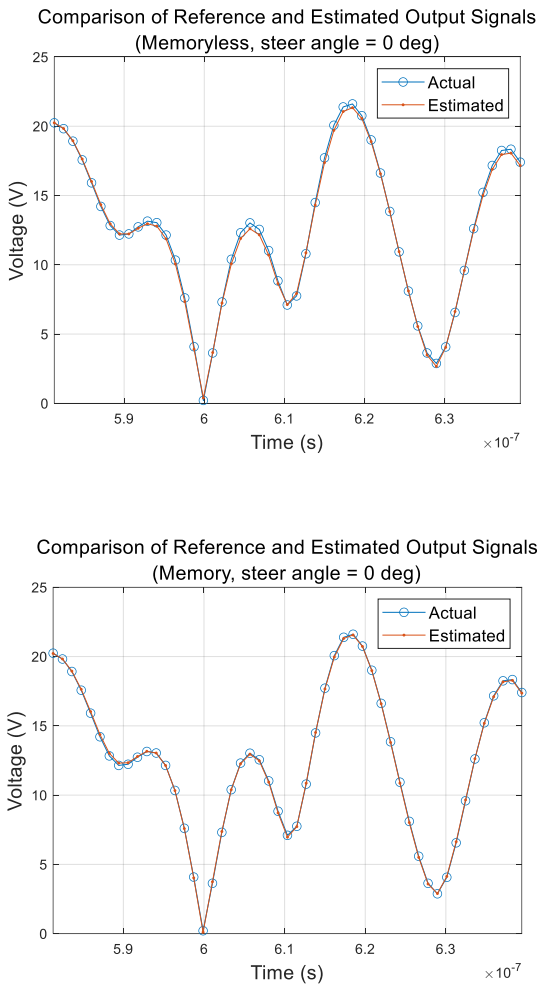
식 (48)을 보면 참조 PA에 대한 memoryless PA 모델 및 memory PA 모델을 모두 알고 있을 때, FIR 필터의 계수 $\mathbf{h}$ 를 LS 최소화 기법을 적용하여 알아낼 수 있음을 확인할 수 있다. 다음 그림은 식 (48)에 따라 추정한 FIR 필터의 크기 응답이다. 주파수에 따라 서로 다른 크기 응답이 나타나는 것을 보아 메모리 효과의 주파수 의존적인 특성이 잘 드러난다.



[그림 29] 메모리 효과에 대한 FIR 필터 크기 응답

다음은 참조 PA에 대한 memoryless PA 모델 및 memory PA

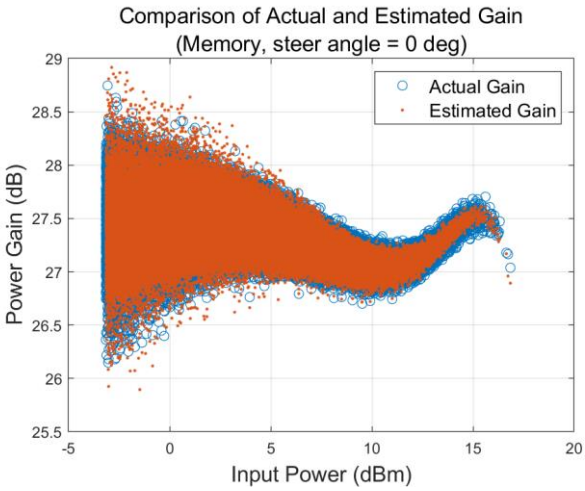
모델과 참조 PA에 대한 측정값을 시간 영역에서 비교한 그래프이다.



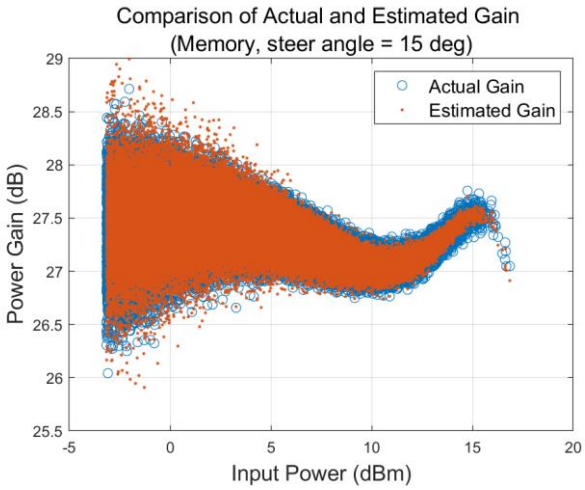
[그림 30] 참조 PA에 대한 memoryless 및 memory 모델 시간 영역에서 비교

[그림 30]에서 참조 PA에 대한 memoryless 모델의 경우, 높은 주파수 성분을 가진 신호에서 실제 측정값과 오차가 발생하는 것을 보아 추정한 메모리 효과에 대한 FIR 필터 응답과 결합해 주파수 의존적 특성을 보상해야 PA 모델의 정확도가 향상됨을 알 수 있다.

다음은 확장된 REV 기법으로 추출한 memory PA 모델의 성능을 제시한다.



[그림 31] 확장된 REV 기법으로 추출한 memory PA 모델



[그림 32] 조향각에 따른 확장된 REV 기법으로 추출한 memory PA 모델

[그림 31]에서 정적 이득뿐만 아니라 메모리 효과에 따른 이득 분산이 나타나며 실제 이득과 비교했을 때 유사한 분포를를 보이는 것이 확인된다. 또한 [그림 32]에서 조향각을 0 도에서 15 도로 다르게 설정했을 때도 같은 경향을 보이는 것이 관찰된다.

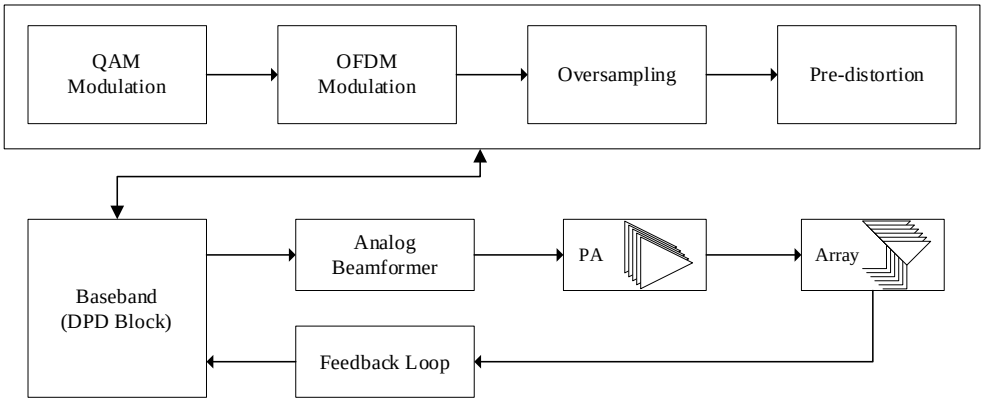
따라서 이 장에서는 확장된 REV 기법을 통해 AM-AM 및 AM-PM 특성을 추출할 수 있으며, 이를 memoryless PA 모델 및

Hammerstein 모델 기반의 memory PA 모델로서 변환할 수 있음을 보였다. 다음 5장에서는 추출한 PA 모델을 활용하여 DPD 기술을 적용하는 방법에 대해 의논하고 검증한 내용을 담고 있다.

제 5 장 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술

제 1 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술

일반적인 적응형 DPD 구조는 다음과 같다. 아날로그 빔 포밍 구조에서 각 경로마다 PA 출력단에 피드백 Rx가 존재하여 입력 신호에 따른 PA 응답을 모니터링하여 DPD 계수를 추정하고 경우에 따라 실시간으로 DPD 계수를 트레이닝할 수 있다 [21].



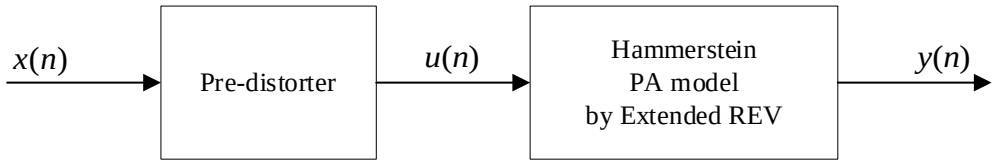
[그림 33] 일반적인 적응형 DPD 구조

모바일 환경에서 다중 안테나의 각 경로마다 피드백 Rx의 존재는 실제 시스템에 고성능 ADC, 방향성 커플러 등을 추가하여 설계해야 한다는 문제점을 가지는 동시에 실시간 DPD 계수 트레이닝은 5G 기능 포화로 모바일 기기에서 현실적이지 못하다.

하지만 확장된 REV 교정 방법을 통해 추정한 PA 모델을 기반으로 DPD 기술을 적용하는 것은 피드백 Rx 구조없이 간접적인 빔 패턴 측정으로 비선형 기저 함수 LUT 기반의 사전 왜곡기를 구성하는 것이기 때문에 시스템의 추가적인 부하가 필요 없다는 장점을 가진다.

또한 OTA 측정 환경이 갖춰져 있다면 피드백 Rx 구조 없이도 DPD 계수에 대한 업데이트가 가능하다.

제안하는 확장된 REV 기법을 통한 memory DPD 구조는 다음과 같다.



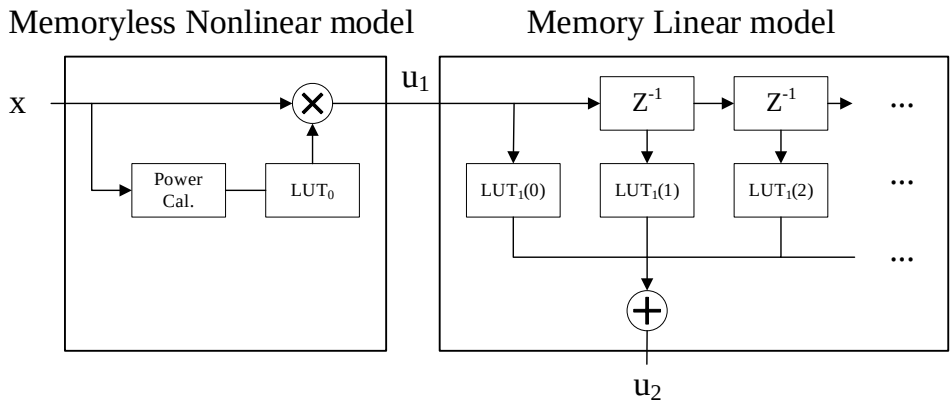
[그림 34] 제안하는 memory DPD 구조

기본적으로 memory DPD 구조는 Hammerstein 모델을 기반으로 구현된다. Hammerstein 모델을 기반으로 사전 왜곡기를 구성할 경우, 비선형성과 메모리 효과를 독립적으로 분리하기 때문에 필요한 DPD 계수가 분리되어 필요한 LUT의 크기 감소 및 관리의 효율성을 높일 수 있다. 다음은 Hammerstein 모델 기반으로 구현한 사전 왜곡기 구조의 예시이다. MP 모델에 대한 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 방식은 최대 비선형 차수 P 와 메모리 탭의 개수 M 의 곱에 대한 $P \times M$ 크기의 LUT가 필요한데에 반해 Hammerstein 모델에 대한 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 방식은 $P + M$ 크기의 LUT가 필요하다. 예를 들어 최대 비선형 차수 5, 메모리 탭 개수 3인 Hammerstein 모델에서 DPD 계수는 8 개이며 필요한 LUT의 크기는 총 16 (실수: 8, 허수: 8) 이다.

[그림 35]에서 LUT_0는 memoryless DPD를 위한 LUT이며 LUT_1는 메모리 효과에 대한 FIR 필터 응답을 상쇄하기 위한 이퀄라이저 필터의 LUT이다.

$$u_1(n) = \begin{bmatrix} x(n) & \cdots & x(n)|x(n)|^{P-1} \end{bmatrix} LUT_0 \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ P-1 \end{bmatrix} \tag{49}$$

$$\begin{aligned} u_2(n) &= u_1(n) * LUT_1 \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ M-1 \end{bmatrix} \\ &= u_1(n)LUT_1[0] + u_1(n-1)LUT_1[1] + \cdots + u_1(n-M+1)LUT_1[M-1] \end{aligned} \tag{50}$$



[그림 35] Hammerstein 모델 기반 사전 왜곡기 구조

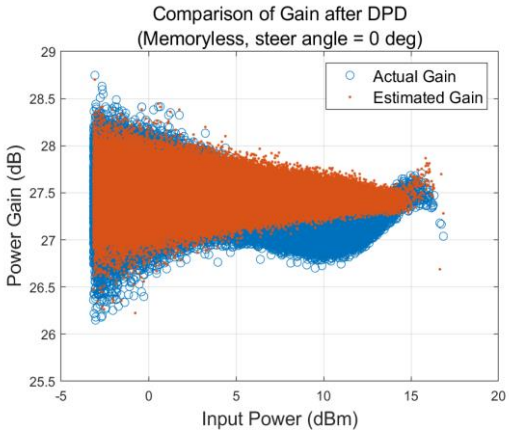
식 (49)에서 $u_1(n)$은 memoryless DPD 적용 후 출력 신호이며 식 (50)에서 $u_2(n)$은 이퀄라이저 필터 적용 후 출력 신호로 Hammerstein 모델 기반 memory DPD 적용 후 출력 신호를 의미한다. 추가로 메모리 효과에 대한 이퀄라이저 필터는 5G NR의 신호 특성에 따라 서로 다른 LUT를 제공할 수 있다는 점에서 LUT의 관리 효율성을 높일 수 있다.

제 2 절 확장된 REV 교정 방법을 통한 선형화 기술 성능

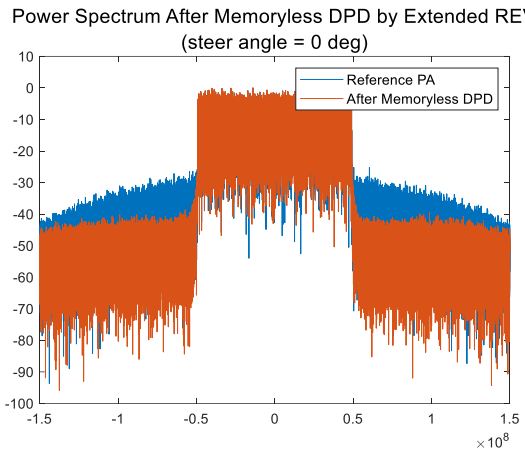
4장에서 확장된 REV 기법을 통해 PA의 AM-AM 및 AM-PM 효과를 추정할 수 있으며 이를 Hammerstein 모델 기반 memory PA 모델로 변환할 수 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 보였다. 또한 추출한 PA 모델로부터 비선형 기저 함수 LUT 기반 memoryless 및 memory 사전 왜곡기를 구성하고 DPD 계수를 추정할 수 있으며, DPD 기술을 적용했을 때 나타나는 PA의 선형화 성능은 이 절에서 확인할 수 있다. Memoryless 사전 왜곡기는 memoryless polynomial 모델 기반으로 구현했으며 memory 사전 왜곡기는 Hammerstein 모델 기반으로 구현하였고, DPD 기술을 각각 적용하여 ACPR과 EVM 등의 선형화 지표로써 DPD 성능을 비교한다.

시뮬레이션에서 사용된 5G NR 신호는 64 QAM, 100 MHz의 대역폭, 30 kHz의 Sub-Carrier Spacing (SCS)의 OFDM 파라미터를 가진 신호로써 기본적으로 7배의 oversampling을 한 뒤 사전 왜곡기에서 DPD 기술을 적용하였다.

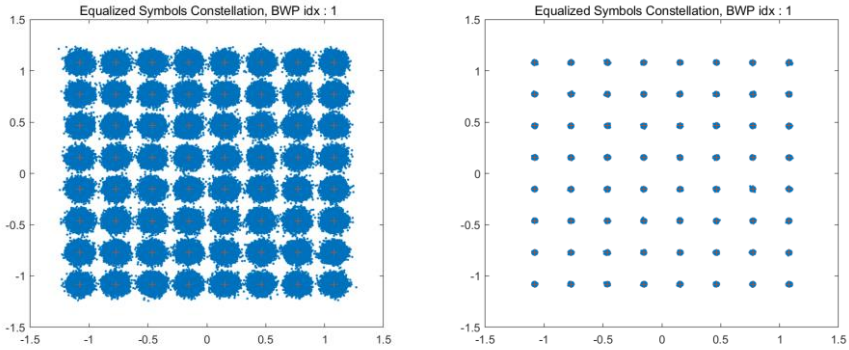
먼저, 0 도의 빔 조향각에서 확장된 REV 교정 방법을 이용한 memoryless DPD 성능 검증 결과는 다음과 같다.



[그림 36] memoryless DPD 성능 비교 - 이득



[그림 37] memoryless DPD 성능 비교 – 스펙트럼



[그림 38] memoryless DPD 성능 비교 – constellation 변화

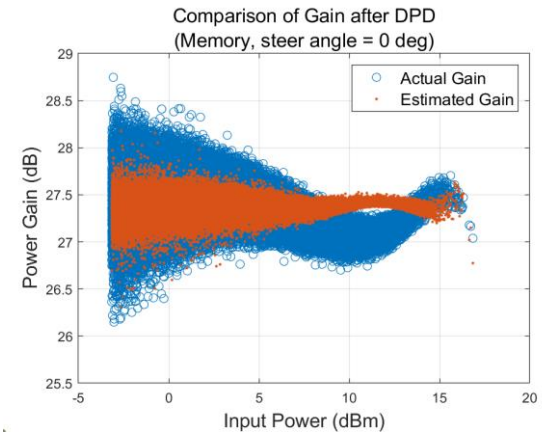
구분	Averaged overall RMS EVM	Overall Peak EVM
No DPD	5.473%	22.1357%
Memoryless DPD	0.806%	3.5839%

[표 2] memoryless DPD 성능 비교 – EVM 변화

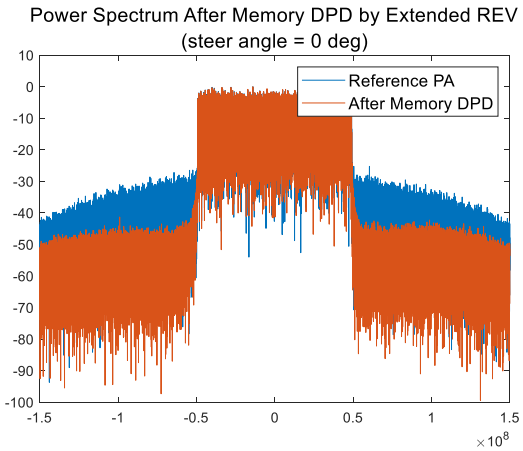
[그림 36]에서 memoryless DPD 적용 후, 참조 PA의 선형 이득인 27.4 dB 중심으로 이득이 평평해진 것을 확인할 수 있으며 [그림 37]에서 memoryless DPD 적용 후 ACLR이 −34 dB에서 −44 dB로

10 dB 개선되었음이 확인된다. 또한 [표 2]에 따라 또한 peak EVM은 DPD 적용 전 22.14 %, memoryless DPD 적용 후 3.58 %로 향상되었고, 평균 RMS EVM은 DPD 적용 전 5.47 %, memoryless DPD 적용 후 0.80 %로 향상되었다. 단, 시뮬레이션에서 수신기에서 발생하는 노이즈는 고려하지 않았으며 PA의 비선형성에 대한 영향만 반영하였다.

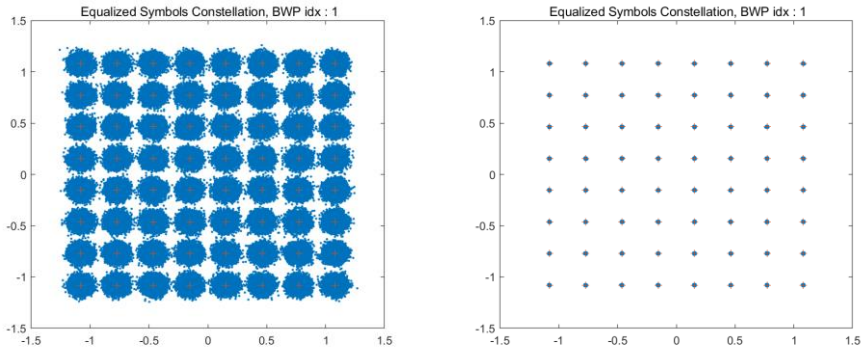
다음은 0 도의 빔 조향각에서 확장된 REV 교정 방법을 이용한 memory DPD 성능 검증 결과이다.



[그림 39] memory DPD 성능 비교 – 이득



[그림 40] memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼



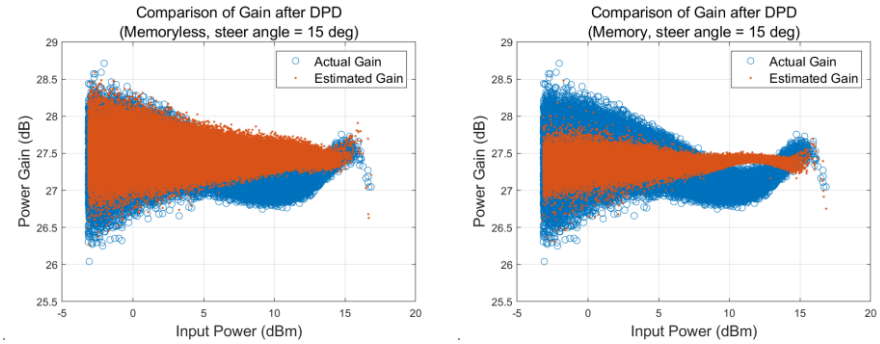
[그림 41] memory DPD 성능 비교 – constellation 변화

구분	Averaged overall RMS EVM	Overall Peak EVM
No DPD	5.473%	22.1357%
Memory DPD	0.399%	1.5963%

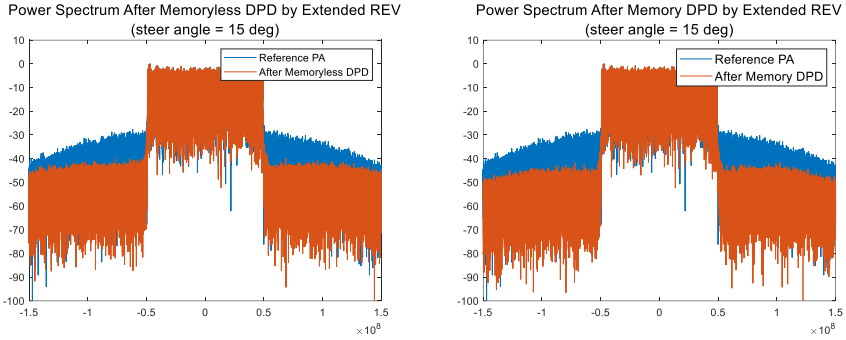
[표 3] memory DPD 성능 비교 – EVM 변화

[그림 39]에서 memory DPD 적용 후 참조 PA의 선형 이득인 27.4 dB 중심으로 이득이 평평해진 것만 아니라 메모리 효과가 일부분 보정되어 분산이 적은 형태로 이득이 나타나는 것을 확인할 수 있으며 [그림 40]에서 memory DPD 적용 후 ACLR이 −34 dB에서 −48 dB로 14 dB 개선되었음이 확인된다. 또한 [표 3]에 따라 또한 peak EVM은 DPD 적용 전 22.14 %에서 memory DPD 적용 후 1.60 %로 향상되었으며, 평균 RMS EVM은 DPD 적용 전 5.47 %에서 memory DPD 적용 후 0.40 %로 향상되었다.

다음은 같은 시뮬레이션 조건에서 빔 조향각만 0 도에서 15 도로 변화시켰을 때, 나타나는 DPD 성능 검증 결과를 제시한다. 이득, ACLR 및 EVM 지표는 0 도의 빔 조향각일 때 결과와 비교했을 때 선형성 향상의 경향이 동일하게 나타난다.



[그림 42] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 이득

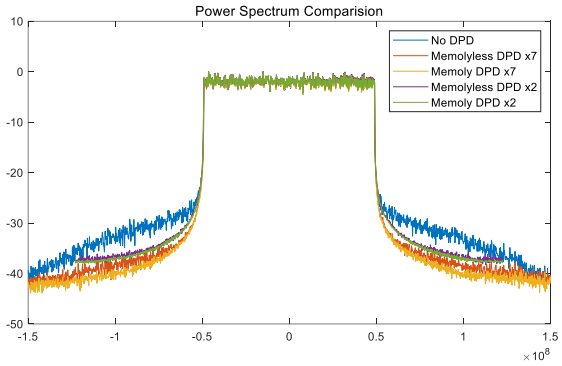


[그림 43] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼

구분	Averaged overall RMS EVM	Overall Peak EVM
No DPD	5.473%	22.1357%
Memoryless DPD	0.817%	3.6996%
Memory DPD	0.400%	1.6286%

[표 4] 조향각에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – EVM 변화

마지막으로 [그림 44]는 사전 왜곡기의 oversampling에 따른 DPD 성능을 비교한 결과를 제시하고 있다.



[그림 44] oversampling에 따른 memoryless 및 memory DPD 성능 비교 – 스펙트럼

5 G 신호를 7 배 oversampling하여 DPD 모델을 적용했을 때와 2 배로 oversampling하여 DPD 모델을 적용했을 때, spectral regrowth를 분석하면 oversampling rate이 낮을수록 선형화를 위한 사전 왜곡 신호가 aliasing으로 제대로 형성되지 않아 DPD 성능이 나빠지는 현상을 확인할 수 있다 [22]. 즉, DPD 기술 적용 전에 신호를 충분히 oversampling 해줘야 함을 알 수 있다. 그러나 모바일 환경에서 oversampling rate을 높이는 것은 고속 클럭 동작, 필터링 등을 야기하기 때문에 기피되며 이에 낮은 oversampling 조건에서 DPD 성능의 확보는 추가 연구가 필요할 것으로 예상된다.

이 장을 정리하면 Tx chain의 각 경로로 분할되는 신호의 크기 및 위상을 개별로 조절할 수 있는 환경에서 REV 기법을 확장하여 빔 조향각에 따른 빔 패턴 교정 및 PA 모델링을 동시에 할 수 있으며, 간접적인 빔 패턴 측정을 통해 안테나 커플링에 대한 정보가 반영된 사전 왜곡기를 구현하여 선형성에 대한 지표의 향상을 가져올 수 있음을 보이고 있다.

제 6 장 결론

본 논문에서는 빔 패턴 교정 방법 중 REV 기법을 확장하여 확장된 REV 기법을 통해 빔 패턴 교정과 동시에 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성을 추출할 수 있음을 제안한다. 이에 모바일 환경에서 시스템에 대한 사전 교정에 대한 프로세스가 줄어들 것으로 예상된다. 확장된 REV 기법으로 추정한 AM-AM 및 AM-PM 전달 특성은 memoryless 및 Hammerstein 기반 memory PA 모델로 변환할 수 있으며 사전 왜곡기를 구성하여 DPD 기술을 적용할 수 있다. Hammerstein PA 모델에서 비선형 정적 모델은 확장된 REV 기법으로 추정한 memory polynomial 모델을 사용했으며, 선형 메모리 모델은 참조 PA의 FIR 필터 응답을 사용하였다. 또한 Hammerstein 모델 기반 사전 왜곡기를 구현하여 MP 모델 기반 사전 왜곡기에서 필요한 DPD 계수가 $P \times M$ 개인데 반해 Hammerstein 모델 기반 사전 왜곡기에서는 DPD 계수가 $P + M$ 임을 보이면서 DPD 모델의 복잡도를 줄일 수 있음을 확인하였다. 비선형 기저 함수 LUT 기반 DPD 기술을 적용할 때, 다양한 5G NR 신호 스케줄링에 따라 확장된 REV 기법으로 추정한 memoryless DPD 모델은 고정하고 참조 PA의 적절한 이퀄라이저 필터 응답을 병렬적인 LUT에 저장하면 전체 LUT의 크기 감소 및 관리의 효율성 증가 효과를 기대할 수 있다. 기본적으로 확장된 REV 기법은 기존의 PA 모델 및 DPD 모델을 추정하기 위한 피드백 Rx의 존재 없이도 PA의 특성을 추출하는 방법론이므로 실제 모바일 통신 시스템을 구현하는 관점에서 부하를 절약하는 효과를 가지며 기기의 소형화에 적합한 선형화 기술이라 할 수 있다. 여러 빔 조향각에 따른 DPD 모델을 추정할 수 있으며 빔 패턴 측정을 통해 간접적으로 사전 왜곡기를 구현하는 것이기 때문에 이는 안테나 커플링 효과를 고려한 선형화 기법 솔루션이다. 본 연구는 시스템 시뮬레이션을 통해 검증하였으며 시뮬레이션 구성에는 위상 천이기의 상태 에러 및 전송 선로의 위상 에러, PA의 비선형성에

대한 모델링이 포함되어 있다.

향후, 시스템 제작을 통해 실험으로 확장된 REV 교정 방법을 검증할 예정이며 Hammerstein 모델에서 비선형 메모리 효과 및 cross 항에 대한 효과를 반영하지 못한다는 단점을 극복하는 모델에 대한 연구가 필요할 것으로 예상된다.

참고 문헌

[1] Balanis, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. John wiley & sons, 2015.

[2] D. M. Pozar, "The active element pattern," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, no. 8, pp. 1176-1178, Aug. 1994.

[3] M. A. Salas-Natera, R. M. Rodriguez-Osorio and L. de Haro, "Procedure for Measurement, Characterization, and Calibration of Active Antenna Arrays," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 2, pp. 377-391, Feb. 2013.

[4] G. He, X. Gao and R. Zhang, "Impact Analysis and Calibration Methods of Excitation Errors for Phased Array Antennas," in IEEE Access, vol. 9, pp. 59010-59026, 2021.

[5] H. Koo et al., "Retroreflective Transceiver Array Using a Novel Calibration Method Based on Optimum Phase Searching," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 3, pp. 2510-2520, March 2021.

[6] X. Zhu, K. Jin, Q. Hui, W. Gong and D. Mao, "Long-Range Wireless Microwave Power Transmission: A Review of Recent Progress," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 4, pp. 4932-4946, Aug. 2021.

[7] Mano, Seiji, and Takashi Katagi. "A method for measuring amplitude and phase of each radiating element of a phased array antenna." Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications) 65.5 (1982).

[8] T. Takahashi, Y. Konishi and I. Chiba, "A Novel Amplitude-Only Measurement Method to Determine Element Fields in Phased

Arrays," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 7, pp. 3222-3230, July 2012.
[9] H. -J. Yoon and B. -W. Min, "Improved Rotating-Element Electric-Field Vector Method for Fast Far-Field Phased Array Calibration," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 11, pp. 8021-8026, Nov. 2021.
[10] Pozar, David M. Microwave engineering. John wiley & sons, 2011.
[11] Wood, John. Behavioral modeling and linearization of RF power amplifiers. Artech House, 2014.
[12] SCHREURS, Dominique. RF power amplifier behavioral modeling. New York, NY, USA:: Cambridge university press, 2008.
[13] A. Zhu, J. C. Pedro and T. J. Brazil, "Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 12, pp. 4323-4332, Dec. 2006.
[14] Lei Ding et al., "A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials," in IEEE Transactions on Communications, vol. 52, no. 1, pp. 159-165, Jan. 2004.
[15] L. Ding and G. T. Zhou, "Effects of even-order nonlinear terms on power amplifier modeling and predistortion linearization," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 53, no. 1, pp. 156-162, Jan. 2004.
[16] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
[17] Taijun Liu, S. Boumaiza and F. M. Ghannouchi, "Augmented hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless

transmitters," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 4, pp. 1340-1349, June 2006.
[18] E. Ng, Y. Beltagy, G. Scarlato, A. Ben Ayed, P. Mitran and S. Boumaiza, "Digital Predistortion of Millimeter-Wave RF Beamforming Arrays Using Low Number of Steering Angle-Dependent Coefficient Sets," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 67, no. 11, pp. 4479-4492, Nov. 2019.
[19] K. Hausmair et al., "Prediction of Nonlinear Distortion in Wideband Active Antenna Arrays," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 65, no. 11, pp. 4550-4563, Nov. 2017.
[20] X. Wang, Y. Li and A. Zhu, "Digital Predistortion Using Extended Magnitude- Selective Affine Functions for 5G Handset Power Amplifiers With Load Mismatch," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 70, no. 5, pp. 2825-2834, May 2022.
[21] N. Tervo et al., "Digital Predistortion of Phased-Array Transmitter With Shared Feedback and Far-Field Calibration," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 69, no. 1, pp. 1000-1015, Jan. 2021.
[22] Y. Li, X. Wang and A. Zhu, "Sampling Rate Reduction for Digital Predistortion of Broadband RF Power Amplifiers," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 3, pp. 1054-1064, March 2020.

Abstract

Power amplifier linearization technique with extended REV calibration method

Seong-Bu Hwang

Department of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

5G mobile communication system is designed to satisfy technical requirements according to standards such as beamforming technology, modulation and multiple access technology, and multiple-input and multiple-output (MIMO) technology. However, there are mechanical defects and electrical distortions in the system design, that is, an optimization of the beamforming algorithm is required. 5G communication signals with high Peak-to-Average Ratio (PAPR) and broadband characteristics enter a power amplifier (PA) as an input. Due to the non-linearity and memory effect of PA caused by the input signals, it is difficult to satisfy strict regulation. Therefore, the communication system is required to support beam pattern calibration and PA linearization techniques. In particular, as a linearization technology in mobile communication system, there is a trend to apply a Look-Up Table (LUT) based Digital Pre-Distortion (DPD) technique, which can easily implement a digital

pre-distorter processed in a baseband modem at low cost.

In this paper, Rotating-Element Electric-Field Vector (REV) method, that is, one of the beam pattern calibration methods can be applied to expand the methodology to not only optimize the beamforming algorithm, but also to indirectly extract AM-AM and AM-PM characteristics for individual channel PAs by measuring beam patterns. In addition, in order to apply the DPD technique to the analog beamforming structure, the process of converting the extracted AM-AM and AM-PM characteristics into a linear-in-parameter PA model is presented. The converted PA model can be expressed as a memoryless model that does not include the memory effect or a memory model as Hammerstein model that show the memory effect to the FIR filter response. Through system simulation, estimated PA models are compared with the measurements, and the linearization performance is compared through the indicators of gain, Error Vector Magnitude (EVM), and Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR) before and after applying the DPD, which has different implementations depending on whether it is a memoryless pre-distorter or a memory pre-distorter, respectively.

The extended REV method is a novel technology that can simultaneously optimize the beam pattern and extract DPD coefficients through beam pattern measurement, so it is expected to have an effect of reducing the pre-calibration process. In addition, individual PA models can be extracted according to the beam steering angle, and the estimated DPD coefficient takes antenna coupling into account. Another advantage is that a feedback structure is not required in the process of PA modeling or DPD modeling in that the output signal of the PA does not need to be

monitored, unlike general modeling. Finally, from the perspective of LUT management, the proposed Hammerstein DPD model can be separated nonlinearity and memory effect of PA, which means that fewer DPD coefficient are required than memory polynomial DPD model, and LUT can be effectively managed with an appropriate FIR filter response according to the 5G signal.

Keywords : Beam pattern calibration, REV, PA Linearization, DPD
Student Number : 2021-22749