

비선형 HPA 환경에서 DFT Spreading 기반 5세대 후보변조기술의 BER 성능 비교와 평가

안창영*, 유흥균^o

BER Performance Comparison and Evaluation of 5G Candidate Waveforms Based on DFT Spreading under the Nonlinear HPA

Changyoung An*, Heung-Gyoon Ryu^o

요약

높은 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)은 HPA(High Power Amplifier) 비선형성에 의해 시스템의 성능을 열화시키고, 스펙트럼의 OOB(Out-of-Band) 전력을 향상시키는 문제의 원인이 된다. 5세대 이동통신 시스템을 위한 후보변조기술로 UFMC(Universal Filtered Multi-Carrier) 및 FBMC(Filter Bank Multi-Carrier) 시스템이 있다. 본 논문에서는 PAPR 저감 기법으로 잘 알려진 DFT-s(Discrete Fourier Transform Spreading) 기법을 각 시스템에 적용하고, 비선형 HPA 환경에서 각각의 성능에 대하여 비교분석하였다. 우선, 본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), UFMC, FBMC 시스템에 대해서 설명을 하며, 각 시스템에 DFT spreading 기법을 적용한 DFT-s-OFDM, DFT-s-UFMC, DFT-s-FBMC 시스템에 대해 설명한다. 본 논문에서는 비선형 모델로 Saleh 모델을 사용하였으며, 다양한 강도의 HPA 비선형성을 고려하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 결과, OFDM 및 UFMC 시스템의 경우 PAPR을 효과적으로 저감시킬 수 있으며, FBMC의 경우 PAPR 저감은 이루어지나 그 효과가 크지 않음을 확인하였다.

Key Words : DFT spreading, DFT-s-OFDM, DFT-s-FBMC, DFT-s-UFMC, HPA nonlinearity

ABSTRACT

High PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) characteristic causes some problems like system performance degradation and OOB (Out-of-Band) power increasement under the HPA (High Power Amplifier) nonlinearity condition. UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier) and FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) are regarded as 5G(Generation) candidate waveforms. In this paper, we evaluate and analyze performance of these systems with DFT-s (Discrete Fourier Transform Spreading) technique under the nonlinear HPA environment. In this paper, we describe OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), UFMC, FBMC, DFT-s-OFDM, DFT-s-UFMC, and DFT-s-FBMC system, and evaluate BER (Bit Error Rate) performance of these systems. As simulation results, BER performance degradation by HPA nonlinearity of DFT-s-OFDM and DFT-s-UFMC is greatly overcome by DFT spreading technique. However, BER performance degradation by HPA nonlinearity of DFT-s-FBMC system is little overcome.

* 이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No.2013R1A2A2A01005849).

◆ First Author : Department of electronic engineering, Chungbuk National University, acy890217@naver.com, 학생회원

○ Corresponding Author : Department of electronic engineering, Chungbuk National University, ecomm@cbu.ac.kr, 정회원
논문번호 : KICS2015-10-340, Received October 22, 2015; Revised March 21, 2016; Accepted April 8, 2016

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 4세대 이동통신의 핵심 기술이다. 4세대 이동통신 시스템에서는 OFDM 기반의 WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)와 LTE(Long Term Evolution)가 주요 후보 기술이었지만 최종적으로 LTE 기술이 핵심 기술로 선정되었다. LTE 기술의 선정에는 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio) 문제가 연관되어 있다. WiMAX와 달리 LTE 기술은 상향링크에서 OFDM에 DFT-s(Discrete Fourier Transform Spreading) 기법을 추가하여 PAPR을 낮추었다. 높은 PAPR 신호는 HPA(High Power Amplifier)의 비선형성에 의해 성좌도 왜곡 및 OOB(Out-of-Band) 전력 상승 문제를 야기한다. 이러한 HPA 비선형성에 의해 발생하는 문제를 줄이기 위해서는 HPA의 선형 동작 범위를 증가시켜야 하는데 이러한 방법은 HPA의 전력 소모를 증가시키게 된다. 이러한 통신 전력소모의 증가는 전력이 제한적인 모바일 단말기에 매우 큰 문제점으로 작용한다. 따라서 모바일 단말기에서 기지국으로 데이터를 전송하는 상향링크에서 DFT spreading 기법을 통해 PAPR을 저감시킨 LTE 기술이 4세대 핵심 기술로 선정되게 되었다.

현재 더욱 많은 모바일 단말기 및 서비스가 증가하고 있으며^[1], 이로 인하여 차세대 이동통신 시스템은 더욱 더 진보된 통신 환경 및 높은 스펙트럼 효율을 요구하게 되었다. 이러한 차세대 이동 통신을 위한 KPI(Key Performance Indicator)를 만족시키기 위해 기본적인 OFDM 기술로는 한계가 있다는 연구 결과가 많이 발표되었다^[2]. 따라서 차세대 이동통신을 위해 UFMC(Universal Filtered Multi-Carrier) 및 FBMC(Filter Bank Multi-Carrier)와 같은 새로운 변조기술들이 연구되어지고 있다^[3,4]. UFMC와 FBMC 기술은 OFDM에 비하여 스펙트럼 효율을 더욱 향상시킬 수 있는 장점을 가지고 있으나, OFDM과 같이 다수의 부반송파를 사용하기 때문에 다수 부반송파의 신호 중첩에 따른 높은 PAPR 특성을 갖는 문제점이 존재한다^[5]. 높은 PAPR을 갖는 신호는 실제 시스템의 송신기에서 발생할 수 있는 HPA 비선형성과 만나게 되면 성좌도 왜곡에 의한 성능 열화 및 OOB 전력의 상승 문제를 야기할 수 있다. UFMC 및 FBMC 시스템은 각각 부반송파의 그룹별 필터링 및 개별 필터링 기법을 사용하여 OOB 전력의 크기를 획기적으로 저감시킬 수 있지만^[6,9], 높은 PAPR은 HPA 비선형성과

함께 이러한 장점을 약화시키게 된다^[10-12].

이러한 문제점을 해결하기 위하여 LTE 기술의 상향링크와 같이 DFT spreading 기법을 5세대 이동통신을 위한 후보변조기술에 적용해 볼 수 있다. 즉, DFT spreading 기법을 적용한 OFDM인 DFT-s-OFDM과 같은 기법을 적용하는^[13,14], DFT-s-UFMC, DFT-s-FBMC 시스템을 고려해 볼 수 있다.

본 논문에서는 이러한 DFT spreading을 사용한 DFT-s-OFDM, DFT-s-UFMC, DFT-s-FBMC 기술들이 기존의 OFDM, UFMC, FBMC 기술들에 비하여 HPA 비선형 왜곡에 대한 영향을 줄일 수 있는지 확인한다. 본 논문에서는 우선 기존의 OFDM 및 DFT-s-OFDM 시스템을 시작으로 UFMC, DFT-s-UFMC 시스템과 FBMC, DFT-s-FBMC 시스템의 구조에 대하여 알아보고 그 다음 각 시스템에 적용할 HPA 비선형 모델에 대하여 설명한다. 그 다음 전체적인 시스템을 설계하고 다양한 HPA 비선형 모델을 적용한 후 각 시스템의 성능을 평가하고 분석한다.

II. 시스템 모델

2.1 OFDM & DFT-s-OFDM

그림 1과 그림 2는 각각 OFDM 송신기와 수신기를 나타낸다. OFDM 시스템은 주파수 영역의 데이터 심볼을 iDFT 연산을 통해 직교부반송파에 맵핑하여 시간영역 신호로 변환시킨다. 이후 다중경로에 의한 영향을 저감시키기 위하여 CP를 추가하고 디지털 신호를 기저대역 아날로그 신호로 변환한다^[12]. 생성된

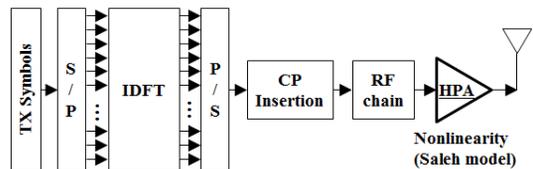


그림 1. OFDM 송신기의 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM transmitter.

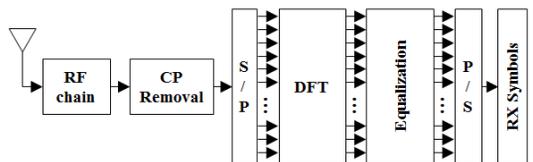


그림 2. OFDM 수신기의 구성도
Fig. 2. Block diagram of OFDM receiver.

OFDM 기저대역 신호는 RF 체인을 통과하여 전송에 적합한 주파수 대역으로 천이되며, HPA를 통하여 증폭된다. 여기에서 RF 체인 및 HPA를 실제 회로로 구현하게 될 경우 각 소자들이 이론치와 오차가 있는 Non-ideal 특성을 갖게 된다. 이러한 현상으로 인하여 HPA 또한 비선형 특성을 갖게 되고, 이러한 HPA 비선형 특성으로 인하여 PAPR이 높은 OFDM 신호는 왜곡되고, 전송 채널 외부인 OOB의 전력이 상승하여 인접대역 간섭을 일으킬 수 있다.

그림 3과 그림 4는 DFT spreading 기법이 적용된 OFDM 시스템인 DFT-s-OFDM 송신기 및 DFT-s-OFDM 수신기의 구조를 나타낸다. 이와 같은 DFT-s-OFDM 시스템이 PAPR을 효과적으로 저감시킬 수 있다는 것은 많은 연구를 통해 잘 알려져 있다. 따라서 이러한 DFT spreading 기법을 5세대 후보변조기술인 UFMC 시스템 및 FBMC 시스템에 적용하여, HPA 비선형 왜곡에 대한 강인성을 향상을 기대할 수 있다.

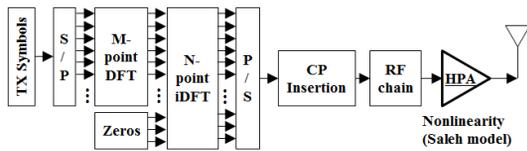


그림 3. DFT-s-OFDM 송신기의 구성도
Fig. 3. Block diagram of DFT-s-OFDM transmitter.

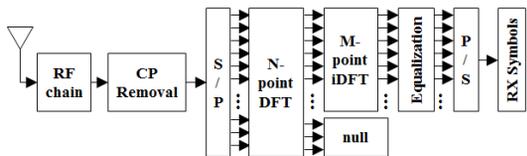


그림 4. DFT-s-OFDM 수신기의 구성도
Fig. 4. Block diagram of DFT-s-OFDM receiver.

2.2 UFMC & DFT-s-UFMC

UFMC 시스템은 다수의 부반송파를 사용하는 시스템이며, 다수의 부반송파를 서브밴드로 묶어 필터링한다. 이러한 방법으로 채널 외부 대역인 OOB의 전력을 저감시킬 수 있다⁶⁾.

그림 5와 그림 6은 각각 UFMC 송신기 및 UFMC 수신기의 구조도를 나타낸다. UFMC 시스템은 각 서브밴드별로 iDFT를 수행한 후 필터링한다. 최종적으로 각 서브밴드로부터 생성된 시간영역의 신호를 모두 더한다. 생성된 UFMC 송신 신호는 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다⁶⁾.

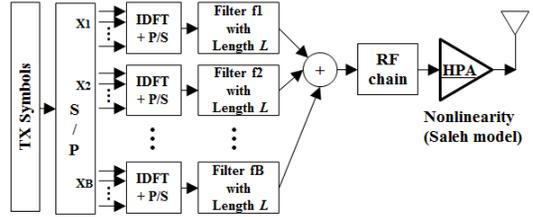


그림 5. UFMC 송신기의 구성도
Fig. 5. Block diagram of UFMC transmitter.

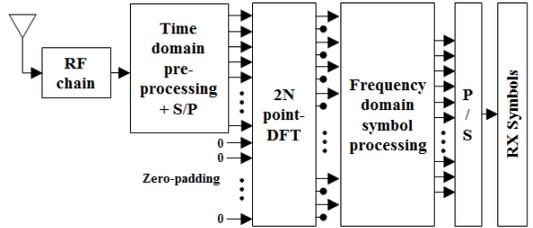


그림 6. UFMC 수신기의 구성도
Fig. 6. Block diagram of UFMC receiver.

$$X_{UFMC}(k) = \sum_{i=1}^B (x_i * f_i)(k) \quad (1)$$

여기에서 B 는 전체 서브밴드의 수를 나타내며, x_i 는 각 서브밴드의 iDFT 후의 출력을 나타낸다. f_i 는 각각의 서브밴드에 수행되는 필터링을 나타내며, FIR 필터의 응답을 나타낸다.

이렇게 만들어진 UFMC 신호는 RF 체인을 통과하여 전송을 위한 채널 대역으로 천이되며, HPA에 의해 증폭된다. UFMC 시스템을 실제적으로 구현할 경우 HPA 비선형성이 시스템의 신호 특성에 영향을 줄 수 있다. UFMC 시스템은 다수의 부반송파 신호가 중첩되므로 OFDM 시스템과 같이 높은 PAPR 특성을 갖는다. 따라서 높은 PAPR 특성으로 인하여 비선형 HPA를 통과하며 심볼의 성좌도 왜곡으로 인한 성능 열화와 OOB 전력의 상승 문제를 야기할 수 있다. 이러한 문제점은 UFMC의 장점을 약화시킨다.

그림 7과 그림 8은 각각 DFT spreading 기술이 적용된 DFT-s-UFMC 송신기와 수신기를 나타낸다. 우선 송신기에서 서브밴드로 데이터가 나누어지기 전 전체적인 데이터 심볼을 대상으로 M-point DFT 신호 처리가 이루어진다. 그 다음 각 서브밴드별로 spreading된 심볼들이 분배되고, iDFT 처리를 통해 서브밴드의 데이터 심볼을 시간영역 신호로 변환한다. 시간영역으로 변환된 서브밴드의 신호들은 필터링을 거친 후 모두 더해져 최종적인 DFT-s-UFMC 신호를

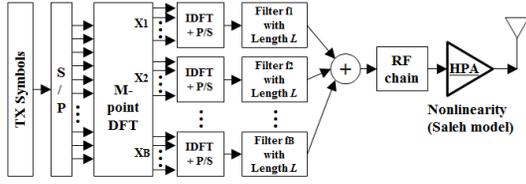


그림 7. DFT-s-UFMC 송신기의 구성도
Fig. 7. Block diagram of DFT-s-UFMC transmitter.

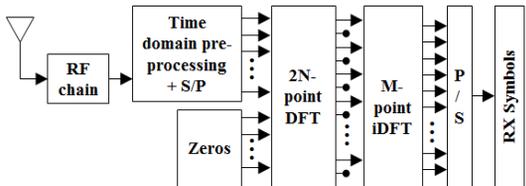


그림 8. DFT-s-UFMC 수신기의 구성도
Fig. 8. Block diagram of DFT-s-UFMC receiver.

생성하게 된다. 이렇게 생성된 DFT-s-UFMC 시스템의 송신 신호의 경우 기존의 UFMC 시스템에 비하여 DFT spreading 기법으로 인하여 PAPR이 저감된다. 따라서 HPA 비선형성에 기존의 UFMC 신호보다 강인함을 갖게 된다.

2.3 FBMC & DFT-s-FBMC

그림 9와 그림 10은 각각 FBMC 송신기와 FBMC 수신기의 구성도를 나타낸다. FBMC 시스템은 다수의 부반송파들에 대하여 개별적인 필터링을 수행하여 OOB 전력의 크기를 획기적으로 감소시킨다. 그러나 OFDM이나 UFMC에 비하여 그 복잡도가 높은 특성이 있다. FBMC 시스템은 우선 데이터 심볼을

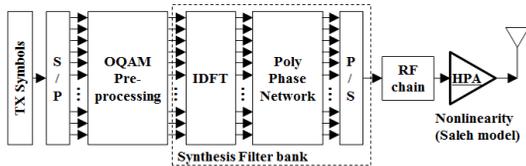


그림 9. FBMC 송신기의 구성도
Fig. 9. Block diagram of FBMC transmitter.

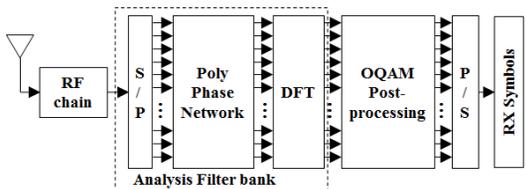


그림 10. FBMC 수신기의 구성도
Fig. 10. Block diagram of FBMC receiver.

OQAM(Offset Quadrature Amplitude Modulation) 방식으로 다시 처리 한 후 iDFT 및 Poly Phase Network 신호처리를 통해 각 부반송파를 개별 필터링한다. 이 때 iDFT에 의하여 데이터 심볼은 시간영역의 신호로 변환되게 된다. FBMC 시스템의 송신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[7].

$$X_{FBMC}[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbf{Z}} d_{(r)k,n} p[m - nM/2] e^{j\frac{2\pi}{M}(m - \frac{D}{2})} e^{j\phi_{k,n}} \quad (2)$$

여기에서 $d_{(r)k,n}$ 은 OQAM 심볼을 나타내며, $p[m]$ 은 각각의 부반송파를 필터링하는 Prototype 필터를 나타낸다. M 은 부반송파의 수를 나타낸다. D 는 필터의 지연을 나타내며, $\phi_{k,n}$ 은 추가적인 위상을 나타낸다. 그리고 k 는 부반송파의 번호, n 은 순시치(Time instant)를 나타낸다. 식 (2)는 다음과 같이 다시 정리될 수 있다.

$$X_{FBMC}[m] = \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n \in \mathbf{Z}} d_{(r)k,n} p_{k,n}[m] \quad (3)$$

FBMC 시스템도 OFDM 시스템과 같이 다수의 부반송파 신호가 중첩되기 때문에 높은 PAPR 특성을 갖는다. 이러한 높은 PAPR 신호는 HPA 비선형에 의해 데이터 심볼의 성좌도 왜곡이 발생하여 전체적인 시스템의 성능이 열화될 수 있고, OOB 전력의 증가를 야기시킬 수 있다. 이러한 HPA 비선형 및 높은 PAPR에 의한 문제점은 FBMC의 장점을 약화시킬 수 있다.

그림 11과 그림 12는 각각 DFT spreading 기법이 적용된 DFT-s-FBMC 송신기와 수신기의 구조도를 나타낸다. 우선 송신기에서 M-point DFT 신호처리가 추가적으로 수행되고, 수신기에서는 이와 반대로 M-point iDFT 신호처리가 추가적으로 수행된다. 이 때, M-point DFT는 OQAM 전처리 전에 수행된다. DFT spreading 기법을 적용할 때 iDFT의 크기와 DFT의 크기가 같으면 다시 원래의 데이터 심볼이 복원되기 때문에 iDFT 크기와 DFT 크기가 서로 달라야 한다. 따라서 DFT 이후에 0을 추가하여 iDFT 신호처리를 위한 크기 N을 맞추어 준다. 수신기는 이와 반대의 과정으로 OQAM 후처리 이후에 송신기에서 추가된 0를 제거하고, iDFT 신호처리를 하여 원하는 데이터 심볼을 수신하게 된다.

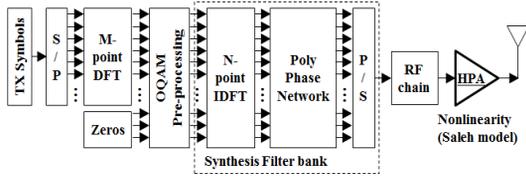


그림 11. DFT-s-FBMC 송신기의 구성도
Fig. 11. Block diagram of DFT-s-FBMC transmitter.

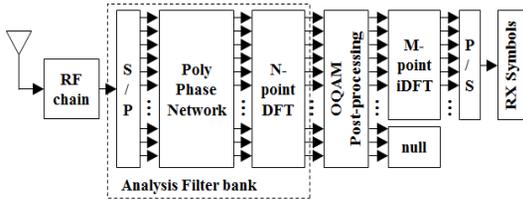


그림 12. DFT-s-FBMC 수신기의 구성도
Fig. 12. Block diagram of DFT-s-FBMC receiver.

III. HPA 비선형 모델

본 논문에서는 OFDM, DFT-s-OFDM, UPMC, DFT-s-UPMC, FBMC, DFT-s-FBMC 시스템들의 비선형 왜곡에 대한 전체적인 시스템의 성능을 평가하고 분석하기 위하여 HPA 비선형 모델을 설계하여 각 시스템에 적용한다. 여기에서 HPA 비선형 모델은 Saleh 모델을 사용하며, 각 파라미터를 변경하여 다양한 강도의 비선형을 갖는 비선형 HPA 모델을 생성한다.

HPA 비선형 모델인 Saleh 모델은 4개의 파라미터를 통하여 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호 크기 특성(AM-AM), 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호 위상 특성(AM-PM)을 조절한다. Saleh 모델의 AM-AM 및 AM-PM 특성은 다음과 같이 나타낼 수 있다^[15].

$$G[A(t)] = \frac{\alpha_A A(t)}{1 + \beta_A A^2(t)} \quad (4)$$

$$\Phi[A(t)] = \frac{\alpha_\Phi A(t)^2}{1 + \beta_\Phi A(t)^2} \quad (5)$$

식 (4)에서 A는 입력 신호를 나타내며, α_A 와 β_A 는 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호의 크기 특성을 조절하는 계수로, α_A 가 1이고 β_A 가 0일 경우 입력 신호가 변화 없이 출력되는 선형 시스템을 나타내게 된다. 즉, 식 (4)는 입력 신호 A를 HPA에 인가하였을

경우 나오게 되는 출력신호 G의 크기를 나타낸다. 일반적인 선형 HPA를 고려하게 될 경우 HPA의 출력 신호는 입력 신호 A에 상수 값이 곱해진 형태로 출력되어 전체적으로 신호의 크기만 증가된다. 즉, 선형 조건에서는 증폭기의 이득이 고정되어 있으며 입력 신호 성좌도 구성의 크기 왜곡은 일어나지 않는다. 그러나 비선형 조건에서는 식 (4)와 같이 α_A 와 β_A 로 구성된 파라미터에 따라 HPA의 이득이 변화하게 된다. 입력 신호의 크기가 작은 부분에서는 선형 증폭을 하게 되지만, 입력 신호의 크기가 클 수록 이득이 감소하여 비선형 증폭을 하게 된다.

식 (5)에서 A는 입력 신호의 크기를 나타내고, α_Φ 와 β_Φ 는 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호의 위상을 변화시키는 계수를 나타낸다. 식 (5)는 입력 신호의 크기에 따른 출력 신호의 위상 변화를 나타낸다. 일반적인 선형 조건에서는 입력 신호의 위상과 출력 신호의 위상이 동일하다. 그러나 비선형 HPA에서는 출력 신호의 위상이 비선형적으로 회전되어 출력되게 된다. 이 때, 출력 신호의 위상 회전 수치는 파라미터 α_Φ 와 β_Φ 에 의해 결정된다.

표 1은 각 시스템에 적용된 Saleh 모델의 다양한 비선형 세기를 갖는 특성을 생성하기 위한 Saleh 모델의 파라미터를 나타낸 것이다. Condition 0은 선형 HPA를 나타낸다. Condition 1이 가장 약한 비선형 특성을 갖으며, Condition 4가 가장 강한 비선형 특성을 갖는다. 비선형 HPA의 특성을 나타낸다.

표 1. HPA 비선형 조건
Table 1. Condition of HPA nonlinearity

Condition	AM-AM	AM-PM
0 (Linear)	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\Phi = 0$
	$\beta_A = 0$	$\beta_\Phi = 0.01$
1	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\Phi = 0.01$
	$\beta_A = 0.01$	$\beta_\Phi = 0.01$
2	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\Phi = 0.03$
	$\beta_A = 0.02$	$\beta_\Phi = 0.01$
3	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\Phi = 0.05$
	$\beta_A = 0.03$	$\beta_\Phi = 0.01$
4	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\Phi = 0.07$
	$\beta_A = 0.04$	$\beta_\Phi = 0.01$

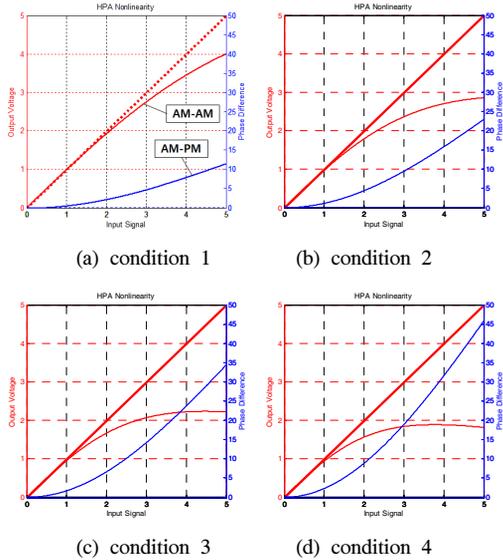


그림 13. HPA 비선형 조건에 대한 AM-AM 및 AM-PM 특성
 Fig. 13. Characteristics of AM-AM and AM-PM according to nonlinear HPA conditions.

IV. 시뮬레이션 및 분석

시스템의 성능 평가를 위해 MATLAB Simulink 툴을 이용하여 각 시스템을 설계하고 성능을 평가하였다. 시뮬레이션을 위한 각 파라미터는 표 2와 같다. 모든 시스템은 QAM 변조를 사용하였으며 전체 부반송파의 개수는 64개로 동일하다.

본 논문에서는 그림 1에서 그림 12에 이르는 OFDM, DFT-s-OFDM, UFMC, DFT-s-UFMC,

FBMC, DFT-s-FBMC 시스템의 송신 신호와 수신 신호를 기저대역에서 처리하였다. 즉, 송신기에서 각각의 변조 방식으로 변조를 한 후, 이 신호를 선형 및 비선형 HPA에 통과 시켰다. 여기에서 기저대역처리를 할 경우 신호는 실수와 허수가 결합된 복소수 형태로 생성이 된다. 이 복소수는 신호의 크기와 위상 특성을 가지고 있다. 본 논문에서는 이 생성된 복소수 형태의 송신 신호에 HPA 비선형 왜곡을 적용하기 위하여 우선 복소수를 크기와 위상 정보로 나타낼 수 있는 Phasor 변환을 수행하였다. 변환 후, 신호의 크기 정보를 AM-AM 특성과 AM-PM 특성을 나타내는 식 (4)과 식 (5)에 대입하여, 입력 신호의 크기에 따른 출력 신호의 크기와 위상 변화를 계산하였다. 그 다음, 계산된 출력 신호에 계산된 위상 변화만큼 위상을 회전시킨 후, 이 Phasor 값을 다시 복소수 값으로 변환 한 후 전송하였다. 본 논문에서 채널은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널을 고려하였으며, 각 시스템의 수신기는 모두 기저대역에서 신호처리하여 데이터를 수신하였다.

그림 14와 그림 15는 각각 OFDM 시스템 및 DFT-s-OFDM 시스템의 선형 및 비선형 조건에서의 성능을 평가한 것이다. 두 시스템 모두 HPA 비선형성이 증가할수록 시스템의 성능이 점차적으로 열화되는 것을 확인할 수 있다. 그러나 OFDM 시스템은 비선형 조건이 가장 강한 Condition 4일 때 SNR 10dB에서 3×10^{-5} 의 BER 성능을 갖는 반면, DFT-s-OFDM 시스템은 SNR 10dB에서 4×10^{-6} 의 BER 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다. 즉, DFT spreading 기법이 적용될 경우 PAPR이 저감되어 HPA 비선형 특성에

표 2. 시뮬레이션 환경
 Table 2. Simulation parameters

Parameter	Value
Modulation	QAM
# of total subcarrier	64
# of used subcarrier	32
Filter for FBMC & DFT-s-FBMC	Phydias prototype $H_0 = 1$ $H_1 = 0.97196$ $H_2 = 0.7071$ $H_3 = 0.235147$
Filter for UFMC & DFT-s-UFMC	Chebyshev Attenuation = 60dB Length = 10
# of sub-band in UFMC & DFT-s-UFMC	64/8

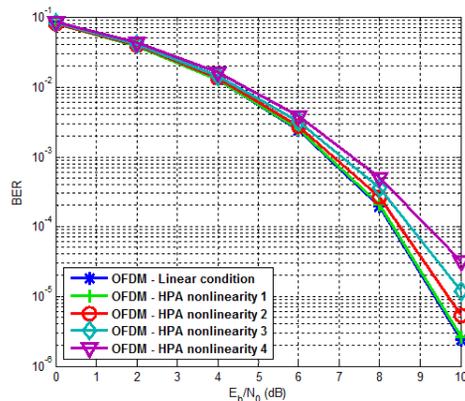


그림 14. 비선형 조건에 대한 OFDM 시스템의 BER 성능
 Fig. 14. BER performance of OFDM system according to nonlinear HPA conditions.

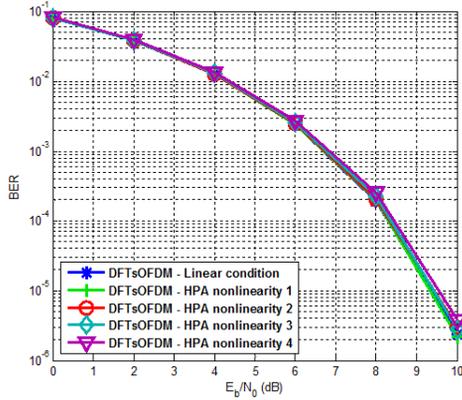


그림 15. 비선형 조건에 대한 DFT-s-OFDM 시스템의 BER 성능
 Fig. 15. BER performance of DFT-s-OFDM system according to nonlinear HPA conditions.

대한 강인성이 향상됨을 확인할 수 있다.

그림 16과 그림 17은 각각 UFMC 시스템 및 DFT-s-UFMC 시스템의 선형 및 비선형 조건에서의 성능을 평가한 것이다. 두 시스템 모두 HPA 비선형성이 증가할수록 성능이 점차적으로 열화되는 것을 확인할 수 있다. 그러나 UFMC 시스템은 비선형 조건이 가장 강한 Condition 4일 때 SNR 10dB에서 3×10^{-5} 의 BER 성능을 갖는 반면, DFT-s-UFMC 시스템은 SNR 10dB에서 4×10^{-6} 의 BER 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다. 즉, DFT spreading 기법이 적용될 경우 PAPR이 저감되어 HPA 비선형 특성에 대한 강인성이 향상된다.

그림 18과 그림 19는 각각 FBMC 시스템 및 DFT-s-FBMC 시스템의 선형 및 비선형 조건에서의

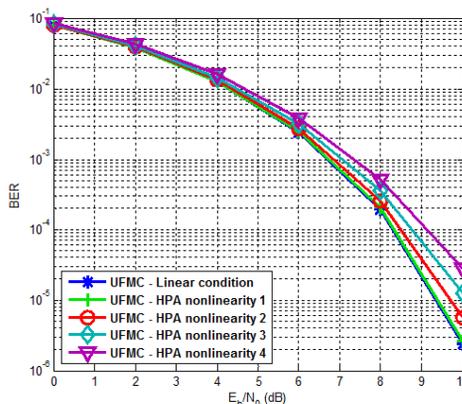


그림 16. 비선형 조건에 대한 UFMC 시스템의 BER 성능
 Fig. 16. BER performance of UFMC system according to nonlinear HPA conditions.

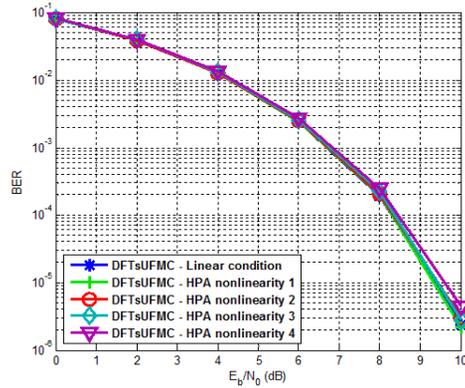


그림 17. 비선형 조건에 대한 DFT-s-UFMC 시스템의 BER 성능
 Fig. 17. BER performance of DFT-s-UFMC system according to nonlinear HPA conditions.

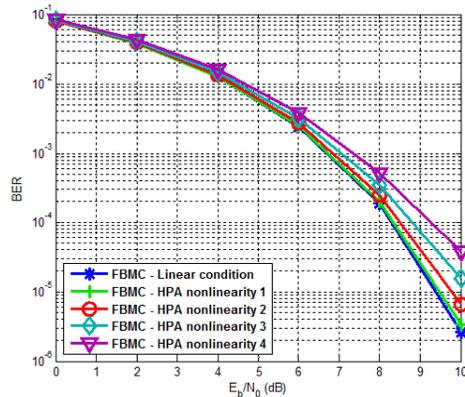


그림 18. 비선형 조건에 대한 FBMC 시스템의 BER 성능
 Fig. 18. BER performance of FBMC system according to nonlinear HPA conditions.

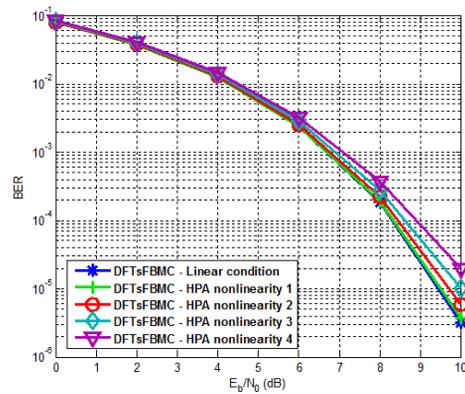


그림 19. 비선형 조건에 대한 DFT-s-FBMC 시스템의 BER 성능
 Fig. 19. BER performance of DFT-s-FBMC system according to nonlinear HPA conditions.

성능을 평가한 것이다. 두 시스템 모두 HPA 비선형성이 증가할수록 성능이 점차적으로 열화되는 것을 확인할 수 있다. 그러나 FBMC 시스템은 비선형 조건이 가장 강한 Condition 4일 때 SNR 10dB에서 4×10^{-5} 의 BER 성능을 갖고, DFT-s-UFMC 시스템은 SNR 10dB에서 2×10^{-5} 의 BER 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다. 즉, PAPR 저감을 위하여 DFT spreading을 사용할 경우 OFDM 및 UFMC와는 다르게 FBMC의 경우 PAPR 저감 효과가 크지 않음을 확인할 수 있다. 이로 인해 FBMC의 PAPR 저감을 위해서는 새로운 신호처리 기술이 요구됨을 확인할 수 있다.

시뮬레이션 결과를 통해 UFMC 시스템의 경우 기존의 OFDM과 같이 DFT spreading이 효과적으로 PAPR을 저감시킬 수 있음을 확인하였으며, FBMC 시스템의 경우, 일부 PAPR의 저감 효과는 존재하지만, 그 효과가 크지 않음을 확인할 수 있다. 높은 PAPR을 갖는 신호를 선형으로 증폭시키기 위해서는 선형성이 높은 HPA를 사용해야 하며, 이 때 동작영역이 매우 넓기 때문에, HPA의 비용이나, 신호 증폭시 사용되는 전력이 매우 크게 소비된다. 따라서 전력이 한정적인 모바일 단말기와 같은 시스템에서는 이러한 DFT spreading 기법을 사용하여, PAPR을 효과적으로 저감시키는 것이 중요하다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM, UFMC, FBMC 시스템 및 PAPR 저감을 위한 DFT-s-OFDM, DFT-s-UFMC, DFT-s-FBMC 시스템에 실제 시스템 구현에서 발생할 수 있는 HPA 비선형 모델을 적용한 후, HPA 비선형성에 대한 성능을 평가하고 분석하였다.

시뮬레이션의 결과로 OFDM 및 UFMC 시스템은 DFT spreading 기법을 적용하였을 때, 높은 HPA 비선형 조건에서 성능 열화정도가 개선되는 것을 확인할 수 있었다. 그러나 FBMC의 경우 DFT spreading을 사용하면 부분적으로 HPA 비선형성에 대한 성능이 개선되지만, HPA 비선형성에 의한 성능 열화정도를 크게 개선하지 못하는 것을 확인하였다. 따라서 UFMC는 OFDM과 같이 DFT spreading 기법을 사용하여 PAPR을 저감시키는 것이 효과적이며, FBMC의 경우 새로운 PAPR 저감을 위한 신호처리 기술이 필요함을 확인하였다.

References

- [1] Q. C. Li, H. Niu, A. T. Papathanassiou, and G. Wu, "5G network capacity: Key elements and technologies," in *Veh. Technol. Mag., IEEE*, vol. 9, no. 1, pp. 71-78, Mar. 2014.
- [2] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What Will 5G Be?," in *IEEE J. Sel. Area. in Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, Jun. 2014.
- [3] G. Wunder, et al., "5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 97-105, Feb. 2014.
- [4] P. Banelli, S. Buzzi, G. Colavolpe, A. Modenini, F. Rusek, and A. Ugolini, "Modulation formats and waveforms for 5G networks: Who will be the heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency," in *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 31, no. 6, pp. 80-93, Nov. 2014.
- [5] F.; Schaich and T. Wild, "Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMC," *ISCCSP*, pp. 457-460, May 2014.
- [6] V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S. ten Brink, and J.-F. Frigon, "Universal-filtered multicarrier technique for wireless systems beyond LTE," in *2013 IEEE, Globecom Workshops (GC Wkshps)*, pp. 223-228, Dec. 2013.
- [7] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," in *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [8] W. Chung, B. Kim, M. Choi, H. Nam, H. Yu, S. Choi, and D. Hong, "Synchronization error in QAM-Based FBMC system," in *IEEE MILCOM*, pp. 699-705, Oct. 2014.
- [9] M. Mukherjee, L. Shu, V. Kumar, P. Kumar, and R. Matam, "Reduced out-of-band radiation-based filter optimization for UFMC systems in 5G," in *IWCMC*, pp. 1150-1155, Dubrovnik, Croatia, Aug. 2015.
- [10] Z. Kollar, L. Varga, and K. Czimer, "Clipping-based iterative PAPR-Reduction

- techniques for FBMC,” in *Proc. OFDM 2012*, pp. 1-7, Essen, Germany, Aug. 2012.
- [11] M. Chafii, J. Palicot, and R. Gribonval, “Closed-form approximations of the PAPR distribution for Multi-Carrier Modulation systems,” in *EUSIPCO*, pp. 1920-1924, Lisbon, Portugal, Sept. 2014.
- [12] H. Mahmoud, T. Yucek, and H. Arslan, “OFDM for cognitive radio: merits and challenges,” in *IEEE Wirel. Commun.*, vol. 16, no. 2, pp. 6-15, Apr. 2009.
- [13] H. G. Myung, et al., “Peak-to-average power ratio of single carrier FDMA singles with pulse shaping,” in *Proc. PIMRC 2006*, Helsinki, Finland, Sept. 2006.
- [14] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, “Single carrier FDMA for uplink wireless transmission,” in *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sept. 2006.
- [15] M. M. Shammasi and S. M. Safavi, “Performance of a predistorter based on Saleh model for OFDM systems in HPA nonlinearity,” in *ICACT*, pp. 148-152, PyeongChang, Korea, Feb. 2012.

안 창 영 (Changyoung An)



2013년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학사)
 2015년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학석사)
 2015년 3월~현재 : 충북대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> 차세대 이동통신시스템, 무선통신시스템, 디지털신호처리

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)



1988년~현재 : 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월 : 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재 : IEEE, IET 논문심사위원

2002년 : 한국전자과학회 학술상 수상
 2008년 : ICWMC 2008 국제학술대회 “Best Paper Award” 수상
 2009년 : SPACOMM 2009 국제학술대회 “Best Paper Award” 수상
 <관심분야> 무선통신시스템, 위성통신, B5G/6G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호처리