

HPA 비선형 특성을 고려한 SSD(Simultaneous Single Band Duplex) 시스템의 설계와 성능 분석

금 흥 식*, 안 창 영*, 유 흥 균^o

Design and Performance Evaluation of SSD (Simultaneous Single Band Duplex) System with HPA Nonlinearity

Hong-Sik Keum*, Changyoung An*, Heung-Gyoon Ryu^o

요 약

본 논문에서는 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용하는 SSD(simultaneous single band duplex) 시스템을 설계하고 여기에서 HPA의 비선형 특성이 고려될 경우의 자기 간섭 신호 제거 성능 및 시스템의 전체적인 성능을 분석한다. 또한 일반적으로 잘 알려져 있는 전치 왜곡기를 사용하여 HPA 비선형 특성을 보상할 경우에 자기 간섭 신호 제거 성능 및 전체적인 시스템의 성능을 분석한다. 선형적인 조건에서는 Digital Cancellation에서 잔류 자기 간섭 신호 성분 약 40dB가 모두 제거 되어 좋은 성능이 나오지만 HPA 비선형 특성이 존재할 경우 이를 보상하지 않으면 자기 간섭 신호가 상대국에서 보낸 목표신호에 비하여 월등히 커지기 때문에 상대국에서 보낸 목표 신호를 수신할 수 없다. 그러나 여기에 전치 왜곡기를 사용하면 HPA 비선형성을 대부분 보완하여 상대국에서 보낸 신호를 수신할 수 있는 것을 확인하였다. 또한 전치왜곡기를 사용한다고 하더라도 HPA 비선형 특성을 완전하게 보완할 수 없기 때문에 HPA 비선형성이 증가함에 따라 Digital Cancellation의 자기 간섭 신호 감쇄 성능이 감소되는 것을 확인하였다.

Key Words : SSD, full-duplex, HPA nonlinearity, predistortion

ABSTRACT

In this paper, we design a SSD(simultaneous single band duplex) system using RF cancellation and digital cancellation. And then, we analyze performance of the SSD system using pre-distorter with HPA non-linearity. Also, we analyze digital cancellation performance of the SSD system using pre-distorter with HPA non-linearity. Additionally, digital cancellation cancels residual self-interference. In linear conditions, digital cancellation can cancel self-interference of 40dB. Therefore, the SSD system has good BER performance because most of self-interference is canceled. But, in HPA non-linearity conditions, digital cancellation cancels residual self-interference of 25dB. In this conditions, self-interference is greater than desired signal. Therefore, bit informations of distant station can not be received. But, we confirm that if the proposed system uses pre-distorter then bit information of distant station can be received by HPA non-linearity compensation. Also, we confirm that

※ 이 논문은 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음.(14-000-04-001, 고집적 Compact MIMO 안테나 개발), 또한 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No.2013R1A2A2A01005849).

♦ First Author : ElectroMagnetic wave Technology Institute, RAPA, hskeum@rapa.or.kr, 정희원

o Corresponding Author : Department of electronic engineering, Chungbuk National University, ecomm@cbu.ac.kr, 정희원

* Department of electronic engineering, Chungbuk National University, acy890217@naver.com, 학생회원

논문번호 : KICS2014-09-355, Received September 18, 2014; Revised December 18, 2014; Accepted December 18, 2014

even though the proposed system uses pre-distorter, if HPA non-linearity increases then digital cancellation performance is degraded by imperfect compensation of HPA non-linearity.

I. 서 론

최근 무선 단말을 사용하는 사용자들의 증가와 대용량을 요구하는 멀티미디어의 증가로 인하여 더욱 속도가 빠른 서비스가 필요하게 되었다. 또한 기지국에서 모바일로 전송되는 하향 링크를 주로 사용하는 환경에서 점차적으로 모바일 사용자들의 멀티미디어 생성과 이를 공유하기 위해 상향 하향 링크를 모두 많이 사용하는 환경으로 변하고 있다. 그러나 이러한 상향 링크와 하향 링크를 지원하기 위한 주파수 자원은 점차적으로 고갈되고 있으며 그에 따라 주파수 자원의 가치가 매우 높아지고 있다. 이러한 상향 링크와 하향 링크의 이중 통신 방식에는 TDD(time division duplex) 방식과 FDD(frequency division duplex) 방식이 주로 사용되고 있다^{1,2)}. 이러한 방식은 정해진 주파수 자원을 효율적으로 사용하지 못한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에는 단일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 하는 SSD(simultaneous single band duplex) 방식에 대한 연구가 이루어지고 있다³⁻⁸⁾.

SSD 시스템은 단일 대역에서 동시에 송신 신호와 수신 신호가 존재하기 때문에 자국의 송신 신호가 자국의 수신기에 간섭을 일으킨다. 자국의 송신 신호는 상대국에서 보낸 목표 신호에 비하여 그 크기가 매우 크기 때문에 자기 간섭 신호가 존재하는 환경에서는 상대국에서 보낸 신호를 수신하는 것이 불가능하다. 이러한 이유로 SSD 시스템에서 핵심 기술은 자국의 송신 신호에 의하여 발생하는 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거하는 것이다. 기존의 연구에서 SSD 시스템에서 자기 간섭 신호를 제거하는 방법으로 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용하는 방법이 있다^{9,10)}. 여기에서 사용하는 Digital Cancellation 방법에는 선형 연산을 하는 LMS 알고리즘을 사용하여 자기 간섭 신호를 제거 하게 된다.

이러한 단일 반송파를 사용하는 SSD 시스템에는 실제적으로 구현함에 있어서 이득 확장 등에 의하여 HPA를 통과할 때 비선형 구간으로 증폭이 발생할 수 있다^{11,12)}. 이러한 비선형 구간의 증폭으로 인하여 자국의 송신기에 의한 자기 간섭 신호 및 상대국에서 보낸 목표 신호가 비선형적으로 왜곡이 발생할 수 있다. HPA 비선형 특성에 의한 왜곡 문제는 기존의 단일

방향으로 송신 및 수신을 하는 시스템에서도 성능을 열화시킬 수 있다. 따라서 상대국에서 보낸 목표 신호를 수신하는 것 뿐만아니라 자기 간섭 신호를 제거 해야 하는 SSD 시스템에 HPA 비선형 특성이 발생하였을 경우 자기 간섭 신호 제거의 성능을 감소시켜 전체적인 시스템의 성능을 열화시킬 수 있다.

따라서 본 논문에서는 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용하는 SSD 시스템을 설계하고 여기에서 HPA의 비선형 특성이 고려될 경우의 자기 간섭 신호 제거 성능 및 시스템의 전체적인 성능을 분석한다. 또한 일반적으로 잘 알려져 있는 전치 왜곡기를 사용하여 HPA 비선형 특성을 보상할 경우에 자기 간섭 신호 제거 성능 및 전체적인 시스템의 성능을 분석한다.

II. 제안하는 SSD 시스템

SSD 시스템은 단일 대역에서 동시에 송수신을 하기 위한 시스템이다. SSD 시스템은 단일 대역에서 동시에 전 이중통신을 할 수 있기 때문에 스펙트럼 효율이 크게 향상된다. SSD 시스템은 단일 대역에서 송신 신호와 수신 신호가 동시에 존재하게 된다. 따라서 송신 신호와 수신 신호는 서로 간섭을 일으키게 된다. 자국의 송신 신호의 크기는 상대국에서 보낸 수신 신호의 크기에 비하여 크기가 매우 크다. 상대국에서 보낸 수신 신호는 공간을 통과하면서 감쇄가 일어나며 자국 수신기에 도달할 때에는 그 크기가 매우 감소하게 된다. 일반적으로 자유 공간 신호 감쇄는 다음과 같이 표현된다¹³⁾.

$$PL = 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 \quad (1)$$

여기에서 PL은 Path Loss를 나타내며 거리에 따른 신호의 감쇄량을 나타낸다. R은 신호가 이동한 거리를 나타낸다. $\lambda_0 = c/f$ 이며, c는 빛의 속도이고 f는 신호의 주파수이다. 식 (1)에서 R이 100m 이고 신호의 주파수가 2.45GHz 일 때, 공간의 신호 감쇄는 80dB인 것을 확인할 수 있다. 같은 조건에서 10m 일 경우에는 60dB가 감쇄된다. 즉, 상대국에서 보낸 신

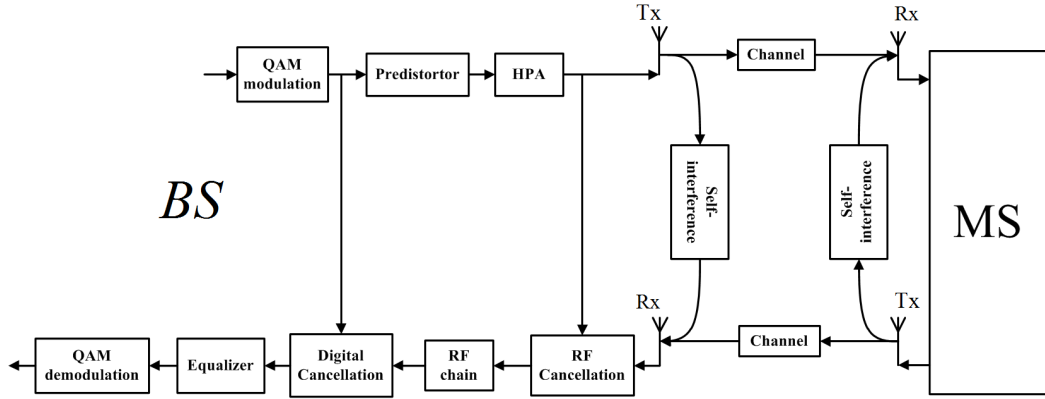


그림 1. 제안하는 단일 대역 동시 통신 시스템의 구성도
 Fig. 1. Block diagram of proposed simultaneous single-band full-duplex system

호와 자국의 송신 신호는 자국과 상대국간의 거리가 멀수록 크게 차이가 나게 된다. SSD 시스템은 단일 대역에서 동시에 송수신 하기 때문에, 자국 수신기로 자국의 송신 신호와 상대국에서 보낸 수신 신호가 모두 수신 될 수 있다. 여기에서 자국의 송신 신호의 크기는 매우 크기 때문에 상대국에서 보낸 수신 신호를 완전히 왜곡시킨다. 이러한 상황에서는 상대국에서 보낸 수신 신호를 정상적으로 수신할 수 없다. 자국 수신기에 간섭을 일으키는 자국의 송신 신호는 자기 간섭 신호라고 한다. 자기 간섭 신호에는 자국 송신 안테나에서 자국 수신 안테나로 최단 거리를 거쳐 간섭을 일으키는 직접 자기 간섭 신호와 자국 송신 안테나에서 다중 경로를 거쳐 자국 수신기로 되돌아오는 다중 경로 자기 간섭 신호가 있다. 따라서 상대국에서 보낸 수신 신호를 수신하기 위해서는 자기 간섭 신호를 효과적으로 제거해야 한다. 본 논문에서 제안하는 단일 대역 동시 통신을 위한 SSD 시스템 모델은 다음과 같다.

2.1 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 제안하는 단일 대역 동시 통신 시스템의 구성도이다. 여기에서 BS와 MS는 각각 base station과 mobile station을 의미한다. 본 논문에서 제안하는 시스템은 분리된 2개의 안테나를 사용한다. 각각의 안테나는 송신 안테나와 수신 안테나로 사용한다. 본 논문에서는 HPA에서 비선형 특성을 고려하였을 경우 SSD 시스템의 성능을 분석한다. 제안하는 시스템은 QAM 변조를 사용하며 HPA 비선형 특성을 보상하기 위한 Predistorter가 있다. 그 다음 RF Chain을 통과하고 최종적으로 HPA에 의해 증폭되어 송신 안테나를 통해 송신된다. 본 논문에서 제안하는

시스템은 단일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 하기 때문에 자국의 송신 신호가 자국의 수신 안테나를 통해 수신되고 상대국에서 보낸 목표 신호를 왜곡하게 된다. 제안하는 시스템은 이러한 자기 간섭 신호를 제거하기 위하여 RF Cancellation과 Digital Cancellation을 사용한다. 상대국에서 보낸 목표 신호는 자기 간섭 신호에 의하여 왜곡되어 자국 수신기에 수신된다. RF 영역에서 수신된 신호가 LNA를 통과하기 전에 1차적으로 RF Cancellation을 통하여 자기 간섭 신호를 제거 한다. 그 다음 RF chain을 통과하고 수신된 신호는 디지털 신호로 전환된다. 수신된 Digital 영역의 신호는 2차적으로 Digital Cancellation을 통하여 자기 간섭 신호를 추가적으로 제거한다. 자기 간섭 신호를 2단계에 걸쳐 제거 한 뒤에 수신 신호를 등화하고 상대국에서 보낸 정보를 수신하게 된다. 제안하는 시스템은 등화기로 적응 알고리즘을 사용한 적응 등화기를 사용하였다. 본 논문에서는 BS와 MS에서 동일한 시스템 구조를 사용하여 전체적인 단일 대역 동시 전 이중통신 시스템을 구성하였다.

2.2 RF Cancellation

RF Cancellation은 수신기의 LNA 앞단 RF 영역에서 자기 간섭 신호를 제거하는 방법이다^[10]. 수신기에 크기가 큰 자기 간섭 신호가 인가될 경우 LNA가 포화되어 어떠한 수신 신호도 LNA를 통과할 수 없다. 이러한 상황을 방지하지 위해 LNA 앞에서 RF Cancellation을 통해 1차적으로 자기 간섭 신호를 감쇄시킨다. 일반적으로 송신 안테나와 수신 안테나가 이격되어 있을 경우에 자국의 송신 안테나에서 자국의 수신 안테나로 최단 거리를 거쳐 간섭을 일으키는 직접 자기 간섭 신호가 존재하게 된다. 또한 자국 송

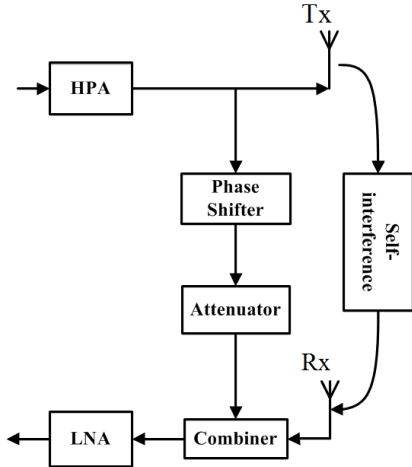


그림 2. RF Cancellation의 구성도
Fig. 2. Block diagram of RF cancellation

신 안테나에서 다중 경로를 거쳐 수신되는 다중 경로 자기 간섭 신호가 존재한다. RF Cancellation에서는 크기가 큰 직접 자기 간섭 신호를 감쇄시킨다.

그림 2는 RF Cancellation의 구성도를 나타낸다. RF Cancellation은 위상 천이기와 감쇄기를 이용한다. RF Cancellation은 크기가 같고 위상이 180° 차이나는 두 신호가 합쳐졌을 때 서로 상쇄되는 원리를 이용한다. 자기 간섭 신호는 자국의 송신기의 신호에 의한 간섭이기 때문에 직접 자기 간섭 신호를 감쇄시키기 위해서 자국 송신기의 RF 영역 신호를 이용한다. 직접 자기 간섭 신호와 크기가 같고 위상이 반대인 신호를 만들기 위하여 자국 송신기의 RF 영역 신호를 위상 천이기를 이용하여 위상을 180° 천이시킨다. 그다음 직접 자기 간섭 신호와 크기가 같도록 만들기 위하여 감쇄기를 이용하여 그 크기를 조절한다. 이러한 방법을 이용하여 직접 자기 간섭 신호와 크기는 같고 위상이 반대인 신호를 만들고 이 신호를 자국 수신기의 LNA앞에 Combiner를 이용하여 결합해 준다.

2.3 Digital Cancellation

Digital Cancellation은 수신기의 ADC 이후의 Digital 영역에서 이루어지는 자기 간섭 제거 방법이 다¹⁰⁾. RF Cancellation 이후의 잔류 자기 간섭 신호 성분은 상대방에서 보낸 수신 신호에 비하여 그 크기가 크며 다중경로 자기 간섭 신호 역시 그 크기가 상대방에서 보낸 수신 신호에 비하여 크다. 따라서 추가적으로 자기 간섭 신호 제거를 하지 않을 경우 상대방에서 보낸 수신 신호를 수신할 수 없다. 따라서 Digital Cancellation을 이용하여 RF Cancellation에서

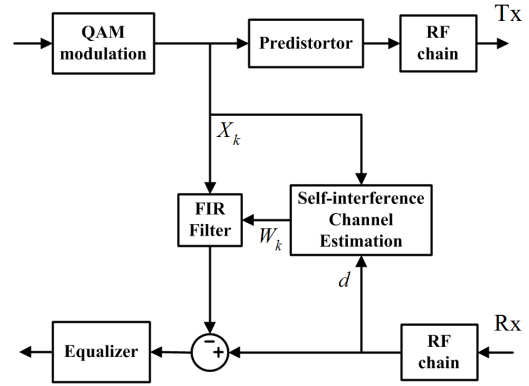


그림 3. Digital Cancellation의 구성도
Fig. 3. Block diagram of digital cancellation

감쇄되지 않은 잔류 자기 간섭 신호 성분과 다중 경로에 의한 자기 간섭 신호 성분을 감쇄시킨다.

그림 3은 Digital Cancellation의 구성도를 나타낸다. Digital Cancellation에서는 가장 먼저 자기 간섭 채널을 추정한다. 자기 간섭 채널의 추정은 적응 알고리즘을 사용하여 추정한다. 여기에서 적응 알고리즘의 입력은 자국 송신기의 Digital 영역의 신호를 사용하고, 목표 신호는 자기 간섭 신호가 포함된 수신 신호를 사용한다. 입력 신호와 목표 신호로 자기 간섭 채널을 추정한다. 자기 간섭 채널 추정이 완료되면 추정된 계수를 FIR filter에 적용시킨 후 자국 송신기의 Digital 영역의 신호를 통과시켜 자기 간섭 신호를 제거하기 위한 신호를 만든다. 그리고 생성된 신호를 수신 신호에서 빼줌으로써 자기 간섭 신호를 제거 한다. 본 논문에서는 자기 간섭 채널 추정을 위한 적응 알고리즘으로 LMS 알고리즘을 사용하였다.

본 논문에서는 자기 간섭 신호 제거를 효과적으로 제거하기 위하여 시간 영역의 프레임 구조를 이용한다. Digital Cancellation에서 자기 간섭 채널 추정을 할 때, 상대방에서 보낸 수신 신호와 자기 간섭 신호가 함께 수신되면 자기 간섭 채널을 명확하게 추정하기가 어렵다. 따라서 그림 4와 같은 프레임 구조를 사용하여 자기 간섭 채널을 추정한다¹¹⁾.

그림 4는 제안하는 시스템에 사용되는 시간 영역 프레임 구조를 나타낸다. BS와 MS는 각각 base station과 mobile station을 나타낸다. T는 송신 구간을 나타내며 R은 수신 구간을 나타낸다. E는 자기 간섭 채널 추정 구간을 나타낸다. 제안하는 시스템은 BS에서 최초로 송신을 하고 자기 간섭 채널을 추정한다. 이때 MS에서는 신호를 송신하지 않고 수신만 한다. 그 다음 프레임 구간에서는 MS에서 송신을 하고 자

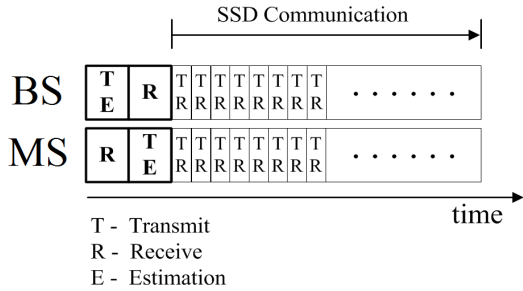


그림 4. 제안하는 시스템의 프레임 구조
Fig. 4. Frame structure of the proposed system

기 간섭 채널을 추정한다. 이때 BS는 수신만 한다. 이렇게 BS와 MS가 각각의 프레임 구간에서 자기 간섭 채널 추정을 완료하면 그 이후부터 BS와 MS가 서로 SSD 방식으로 동시에 송수신을 하며 통신을 한다. 이러한 시간 영역 프레임 구조를 사용할 경우 자기 간섭 채널을 추정할 때 상대국의 신호가 없는 상황에서 자기 간섭 신호만이 수신되기 때문에 보다 명확하게 자기 간섭 채널을 추정할 수 있다.

III. HPA 및 전치왜곡기 모델

3.1 HPA 비선형 모델

본 논문에서는 단일 대역 동시 송수신 시스템인 SSD시스템에서 HPA 비선형에 의한 성능 특성을 분석한다. HPA는 무선 통신 시스템의 송신기에서 RF 신호를 고출력 증폭하는 역할을 한다. 이러한 HPA는 비선형 특성을 갖을 수 있으며 이러한 비선형 특성은 무선 통신 시스템의 성능에 열화를 가져온다. 일반적으로 HPA의 비선형 특성은 PAPR이 높은 OFDM 시스템에서 시스템 성능을 열화시키는 중요한 요인으로 이를 해결하기 위한 연구가 진행되고 있다. 그러나 본 논문에서는 단일 반송파를 사용하는 SSD 시스템에서 의도하지 않은 증폭기의 이득 확장 현상으로 인하여 신호가 선형 증폭 구간을 벗어나 비선형 증폭 구간으로 이동되었을 경우의 시스템 성능 특성을 분석한다. 본 논문에서는 HPA 비선형 모델로 Saleh 모델을 사용하였다. HPA의 출력 특성은 입력 신호와 출력 신호의 크기 특성을 나타내는 AM-AM 특성과 입력 신호의 크기와 출력 신호의 위상 특성을 나타내는 AM-PM 특성을 사용하여 모델의 비선형 특성을 나타낸다. HPA의 AM-AM 특성과 AM-PM 특성을 식으로 나타내면 다음과 같다¹⁴⁾.

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

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

식 (1)은 HPA의 AM-AM 특성을 나타낸다. 여기에서 A는 입력 신호이고, α_A 와 β_A 는 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호의 크기 변화를 조절하는 HPA의 특성을 나타내는 계수이다. 즉, 식 (1)은 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호의 크기를 나타낸다. 식 (2)는 HPA의 AM-PM 특성을 나타낸다. 여기에서 α_ϕ 와 β_ϕ 는 입력 신호의 크기에 대한 위상 변화를 조절하는 HPA의 특성을 나타내는 계수이다.

3.2 전치 왜곡기

본 논문에서는 HPA의 비선형성을 보완하기 위하여 디지털 전치 왜곡기 모델을 사용한다. 전치 왜곡기는 송신기의 HPA 전 DAC 이전에 디지털 영역에 위치하게 된다. 이러한 전치 왜곡기는 HPA 출력 신호를 케환하여 ADC를 이용하여 디지털 영역으로 가져 온다. 그 다음 케환된 신호에서 비선형 특성을 추정한다. 본 논문에서는 비선형 특성을 추정하기 위한 알고리즘으로 MLSE 알고리즘을 사용하였다¹⁵⁾. 비선형 특성을 추정한 뒤 전치 왜곡기에서는 추정된 비선형 특성을 기반으로 신호를 전치 왜곡시킨다. 전치 왜곡된 신호는 DAC를 거쳐 HPA로 진행하고 HPA에 의한 비선형 특성을 통과 하더라도 최종 적으로는 선형 증폭이 된 것 같은 효과를 낼 수 있다. 본 논문에서는 HPA의 비선형성을 보상하기 위한 전치 왜곡기를 사용하였을 경우 제안하는 SSD시스템의 성능을 확인한다.

IV. 시뮬레이션 및 분석

본 논문에서는 제안하는 SSD 시스템이 HPA에 비선형 특성을 갖을 경우와 이를 전치 왜곡기를 이용하여 보상했을 경우의 성능을 분석하기 위하여 Simulink 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 제안하는 모델을 설계하였다. 시뮬레이션의 세부 사항은 표 1과 같다. 본 논문에서는 자기 간섭 채널 추정을 위하여 LMS 알고리즘을 사용하였다. 자기 간섭 채널 추정은 600 프레임에 걸쳐 추정한다. 한 프레임은 200개의 심볼로 구성된다. 추정 프레임이 끝난 후에 SSD 방식으로 동일 대역에서 동시에 전 이중 통신을 한다. 본

논문에서는 SSD 시스템의 비선형 특성에 대한 분석을 하기 위하여 AM-AM 특성과 AM-PM 특성을 갖는 HPA 비선형 모델을 사용하였다. 또한 HPA의 비선형성을 보완하기 위하여 전치 왜곡기 모델을 사용하였다.

그림 5는 본 논문에서 사용하는 HPA가 갖는 비선형 특성 그래프를 나타낸다. 여기에서 $\alpha_A=1$, $\beta_A=0.25$ 이고 $\alpha_\phi=0.26$, $\beta_\phi=0.34$ 이다. 본 논문에서는 입력 신호의 크기에 대하여 출력 신호의 크기가 비선형적으로 증폭되는 AM-AM 특성과 입력 신호의 크기에 대한 출력 신호의 위상이 비선형적으로 증가하는 AM-PM 특성을 갖는 HPA를 고려하였다. 그림 5에서 AM-AM 비선형 특성으로 인하여 0.8의 신호가 입력되었을 경우 정규화된 출력 신호의 크기가 0.8에 못 미치는 0.7을 나타낸다. 입력신호의 크기가 1일 경우 정규화된 출력 신호의 크기가 0.8이 된다. 즉 신호의 크기가 증가함에 따라 출력 신호의 크기가 비선형적으로 감소하게 된다. 또한 AM-PM 특성에 의하여 입력 신호의 크기가 0.8일 경우 출력 신호의 위상 회전이 약 9도 정도 발생하게 되며 입력 신호의 크기가 커질수록 출력 신호의 위상 회전량이 비선형적으로 증가하게 된다. 이러한 비선형 특성은 식 (1)과 식 (2)의 α 와 β 값을 조절하여 변경할 수 있다.

그림 6은 제안하는 시스템의 송신 신호 특성을 나타낸다. 제안하는 시스템은 0.4에서 0.6사이의 입력 신호가 인가되었을 경우 출력 신호의 크기가 비선형적으로 증폭되며 입력 신호의 크기가 커질수록 비선형적으로 위상 회전이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 그림 6과 같은 HPA 비선형 특성이 발생하였을 경우 송신 신호의 스펙트럼 특성을 나타낸다.

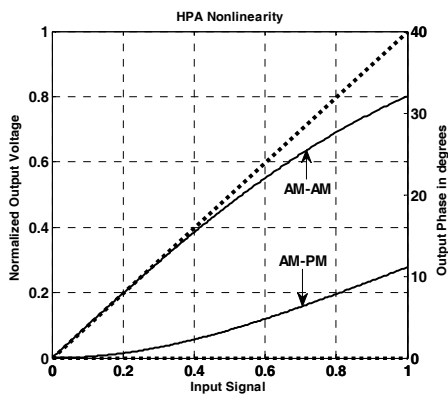


그림 5. HPA 특성 그래프
Fig. 5. Graph of HPA's characteristic

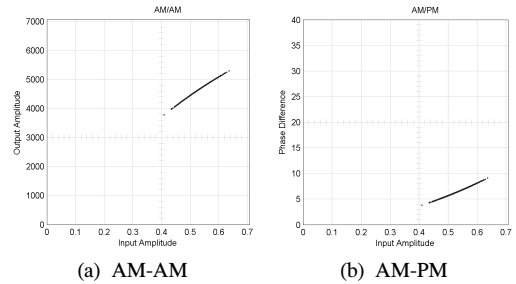


그림 6. 송신 신호의 특성
Fig. 6. Characteristic of transmit signal

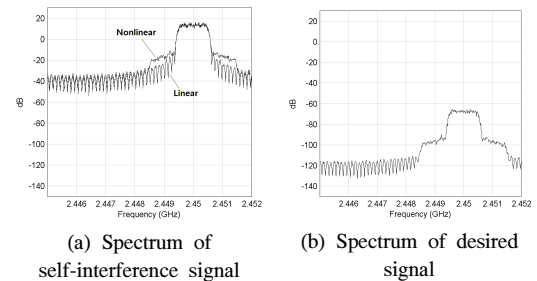


그림 7. 송신 신호의 스펙트럼
Fig. 7. Spectrum of transmit signal

HPA의 비선형 특성으로 인하여 원래의 송신 신호의 대역폭 외부 OOB(out of band)에 혼변조 성분으로 인하여 비선형 왜곡이 발생하였음을 확인할 수 있다. OOB에 발생하는 비선형 왜곡에 의한 신호 성분은 HPA의 비선형성이 증가할수록 더욱 크게 발생하게 된다. 또한 자국 송신기에서 출력되는 신호의 크기는 약 15dB의 크기를 갖고, 상대국에서 보낸 목표 신호의 경우 약 -75dB의 신호 크기를 갖는 것을 확인할 수 있다. 즉 본 논문에서는 자기 간섭 신호 성분과 상

표 1. 시뮬레이션 환경
Table 1. Simulation parameters

Modulation	QAM
Center frequency	2.45GHz
Bandwidth	1MHz
Channel	AWGN
Path loss	80dB
Self-interference signal	15dB
Desired signal	-75dB
Adaptive algorithm	LMS
Number of taps	30
Step size	0.001
Estimation frame	600
SSD frame	5000

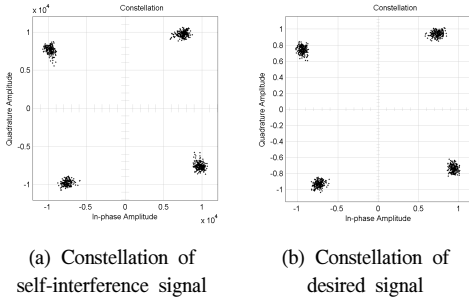


그림 8. 자기 간섭 신호와 목표 신호의 정상도
Fig. 8. Constellation of self-interference and desired signal

대국에서 보낸 목표 신호와의 차이가 약 80dB인 상황을 고려하였다.

그림 8은 그림 6과 같은 HPA 비선형 특성이 발생하였을 경우 송신 신호의 정상도를 나타낸다. 본 논문에서는 제안하는 시스템의 변조 방식으로 4-QAM 신호를 사용하였다. 그러나 HPA 비선형 특성으로 인하여 비선형적인 출력 신호 크기 변화와 위상 회전이 발생하였음을 확인할 수 있다. 여기에서는 신호의 크기가 약 4000~6000되는 자기 간섭 신호와 크기가 작은 0.6~0.9에 이르는 상대국에서 보낸 목표 신호에 모두 HPA 비선형 특성이 적용되었음을 확인할 수 있다.

그림 9는 제안하는 시스템에서 자기 간섭 신호를 RF 영역에서 1차적으로 제거하기 위하여 RF Cancellation을 수행하였을 때의 신호 정상도 및 스펙트럼을 나타낸다. 자기 간섭 신호의 크기가 약 15dB의 크기로 감쇄를 일으키는 조건에서 RF Cancellation 이후 스펙트럼 크기가 약 -18dB를 나타낸다. 이는 약 35dB~40dB의 자기 간섭 신호 감쇄 효과를 나타낸다.

그림 10은 HPA 비선형 특성이 있을 경우 자기 간섭 신호를 감쇄하기 위한 Digital Cancellation 이후의 신호 스펙트럼을 나타낸다. 그림 10의 (a)는 HPA 비선형 특성이 없을 경우를 나타내며 (b)는 HPA 비선형

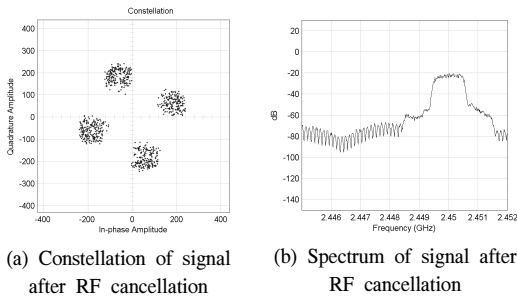


그림 9. RF Cancellation 이후의 신호 특성
Fig. 9. Characteristics of signal after RF cancellation

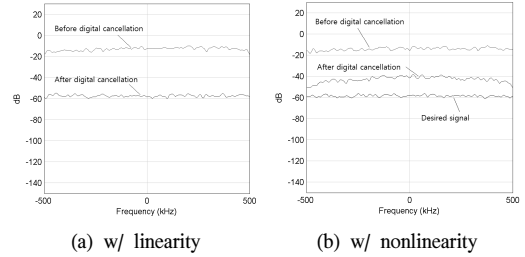


그림 10. Digital cancellation 이후의 신호 스펙트럼
Fig. 10. Spectrum of signal after digital cancellation

특성이 존재할 경우를 나타낸다. HPA의 비선형 특성이 존재할 경우 Digital Cancellation을 통해 -18dB에서 -40dB로 약 22dB의 자기 간섭 신호가 감쇄된 것을 확인할 수 있다. 그러나 상대국에서 보낸 목표 신호의 크기는 약 -60dB로 자기 간섭 신호 성분이 약 20dB 더 크기 때문에 상대국에서 보낸 정보를 수신할 수 없다. 즉, HPA에 비선형 특성이 존재할 경우 Digital Cancellation의 자기 간섭 신호 감쇄 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 표 2의 비선형성 조건에 따른 제안하는 시스템의 BER 성능을 나타낸다. 본 논문에서 제안하는 단일 대역 동시 전 이중통신을 위한 SSD 시스템의 경우 HPA 비선형 특성이 없을 경우 가장 좋은 성능을 나타내며 10dB에서 약 10^{-5} 의 성능을 낸다. 여기에서 HPA 비선형 특성이 있고 이를 전치 왜곡기를 통하여 보상하지 않을 경우 자기 간섭 신호를 제거하지 못하여 상대국에서 보낸 정보를 수신하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 그러나 전치 왜곡기가 있을 경우 비선형성이 증가함에 따라 성능열화가 발생하지만

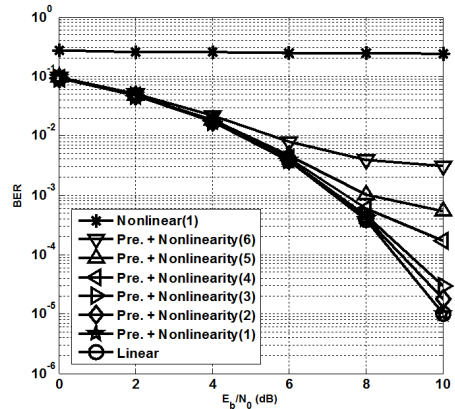


그림 11. HPA 비선형성에 따른 제안하는 시스템의 BER 성능
Fig. 11. BER performance of the proposed system according to HPA nonlinearity

표 2. HPA 비선형 조건
Table 2. HPA nonlinearity conditions

Condition	AM-AM	AM-PM
1	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.05$	$\beta_\phi = 4.361$
2	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.099$	$\beta_\phi = 2.574$
3	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.104$	$\beta_\phi = 2.459$
4	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.114$	$\beta_\phi = 2.351$
5	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.124$	$\beta_\phi = 2.154$
6	$\alpha_A = 1$	$\alpha_\phi = 0.26$
	$\beta_A = 0.149$	$\beta_\phi = 1.681$

상대국의 정보를 수신할 수 있는 것을 확인할 수 있다. HPA 비선형성이 존재할 경우 HPA의 비선형성이 가장 낮은 조건 1에서 성능이 가장 좋으며 비선형성이 점점 증가할수록 시스템의 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 전치 왜곡기로 HPA 비선형성을 일부 보완할 수 있지만 완전하게 선형적으로 보완할 수 없기 때문에 발생하는 현상이다. 즉, 시스템에 비선형성이 발생하게 되면 자기 간섭 제거 성능을 감소시키게 되고 결국 전체적인 시스템의 성능을 열화 시키는 요인이 된다. 이러한 비선형 특성으로 인하여 발생하는 성능 열화를 보완하기 위하여 기존의 전치 왜곡기 및 Digital cancellation이 보완되어야 함을 확인할 수 있다. 여기에서 Digital cancellation은 비선형 특성까지 효과적으로 추정하는 Digital cancellation 알고리즘이 요구되는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 단일 대역 동시 송수신을 위한 SSD 시스템을 설계하고 HPA 비선형성이 존재할 경우의 신호 특성 및 성능을 분석하였다. 본 논문에서 설계한 SSD 시스템의 경우 송수신을 위한 분리된 2개의 안테나를 가지고 있다. 그리고 단일 대역에서 동시에 송수신을 하기 때문에 발생하는 자기 간섭 신호를 감쇄시키기 위한 RF Cancellation과 Digital Cancellation이 추가적으로 결합되어 있다. 본 논문에서는 자기 간섭 신호와 상대국에서 보낸 목표신호와의 크기 차이를 약 80dB로 고려하였다. 자기 간섭 신호는 RF Cancellation에서 약 35dB~40dB가 감쇄되고 남은 잔류 자기 간섭 신호의 경우 Digital Cancellation에서

추가적으로 제거 된다. 선형적인 조건에서는 Digital Cancellation에서 잔류 자기 간섭 신호 성분 약 40dB가 모두 제거 되어 좋은 성능이 나오지만 HPA 비선형 특성이 존재할 경우 이를 보상하지 않으면 자기 간섭 신호가 상대국에서 보낸 목표신호에 비하여 월등히 커지기 때문에 상대국에서 보낸 목표 신호를 수신할 수 없다. 그러나 여기에 전치 왜곡기를 사용하면 HPA 비선형성을 대부분 보완하여 상대국에서 보낸 신호를 수신할 수 있는 것을 확인하였다. 또한 전치 왜곡기를 사용한다고 하더라도 HPA 비선형 특성을 완전하게 보완할 수 없기 때문에 HPA 비선형성이 증가함에 따라 Digital Cancellation의 자기 간섭 신호 감쇄 성능이 감소되는 것을 확인하였다.

References

- [1] P. W. C. Chan, E. S. Lo, R. R. Wang, E. K. S. Au, V. K. N. Lau, R. S. Cheng, W. H. Mow, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "The evolution path of 4G networks: FDD or TDD?," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 44, no. 12, pp. 42-50, Dec. 2006.
- [2] P. Zhang, X. Tao, J. Zhang, Y. Wang, L. Li, and Y. Wang, "A vision from the future: beyond 3G TDD," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 1, pp. 38-44, Jan. 2005.
- [3] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results," *44th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput. (ASILOMAR)*, pp. 1558-1562, Nov. 2010.
- [4] B. Radunovic, D. Gunawardena, P. Key, A. Proutiere, N. Singh, V. Balan, and G. Dejean, "Rethinking indoor wireless mesh design: Low power, low frequency, full-duplex," *Fifth IEEE Workshop Wirel. Mesh Netw.*, pp. 1-6, Jun. 2010.
- [5] J. I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," *The 16th Annu. Int. Conf. Mob. Comput. Netw. (MobiCom)*, Sept. 2010.
- [6] A. Khojastepour, K. Sundaresan, S. Rangarajan, X. Zhang, and S. Barghi, "The case for antenna cancellation for scalable full

duplex communications,” in *Proc. ACM Workshop on Hot Topics in Netw. (HotNets)*, Nov. 2011.

[7] T. Snow, C. Fulton, and W. J. Chappell, “Transmit-receive duplexing using digital beamforming system to cancel self-interference,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, part 2, pp. 3494-3503, Nov. 2011.

[8] M. Jain, J. I. Choi, T. M. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha, “Practical, real-time, full duplex wireless,” *The 17th Annu. Int. Conf. Mob. Comput. Netw. (MobiCom)*, Sept. 2011.

[9] C. An and H.-G. Ryu, “Simultaneous single band duplex system for the spectrum efficiency improvement,” *J. KICS*, vol. 38, no. 9, pp. 810-816, Sept. 2013.

[10] C. An and H.-G. Ryu, “Design and performance improvement of simultaneous single band duplex system using turbo equalizer,” *J. KICS*, vol. 39, no. 1, pp. 28-35, Jan. 2014.

[11] T. Hirayama, Y. Suzuki, N. Matsuno, and N. Yoshida, “Effect of gain expansion on power HBTs,” *30th European Microwave Conf., 2000*, pp. 1-4, Oct. 2000.

[12] H. T. Jeong, I.-S. Chang, and C.-D. Kim, “Compensation method for a nonlinear amplifier using the gain expansion phenomenon in a doherthy amplifier,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1425-1430, Jun. 2006.

[13] M. Jung, J. H. Kim, and Y.-K. Yoon, “Measurements of path loss in MM-wave for indoor environments,” *Asia Pacific Microwave Conf. (APMC 2009)*, pp. 1068-1071, Singapore, Dec. 2009.

[14] P. Drotar, J. Gazda, D. Kocur, and P. Galajda, “MC-CDMA performance analysis for different spreading codes at HPA Saleh model,” *18th Int. Conf. Radioelektronika*, pp. 1-4, Prague, Apr. 2008.

[15] H. Yoshimi and T. Ohtsuki, “An OFDM system with modified predistorter and MLS,” *IEEE VTS 54th Veh. Technol. Conf., 2001*

(*VTC 2001 Fall*), vol. 3, pp. 1677-1681, Atlantic City, NJ, 2001.

금 흥 식 (Hong-Sik Keum)



1994년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학석사)
2009년 3월~현재 : 한국전파진흥협회 전자과학기술원
<관심분야> 디지털 통신 시스템, EMC, 기술 기준 및 표준화

안 창 영 (Changyoung An)



2013년 2월 : 충북대학교 전자공학과(공학사)
2013년 3월~현재 : 충북대학교 전자공학과 석사과정
<관심분야> 무선통신시스템, 신호처리

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, B4G/5G 이동통신시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리