

# 동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서 자기간섭 제거에 따른 성능 분석

왕 우 완\*, 박 현 철<sup>o</sup>

## Performance Analysis of In-Band Full-duplex Communication Systems with Self-Interference Cancellation

Woowan Wang\*, Hyuncheol Park<sup>o</sup>

### 요 약

본 논문은 자기간섭 (self-interference, SI) 신호가 존재하는 환경에서 동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 성능과 SI 제거 기법에 대해서 분석하였다. 동일대역 전이중 방식 통신 시스템이 원하는 오류 성능을 달성하기 위해서는 SI 신호를 제거해야 하며, 이는 전파 영역과 아날로그 영역, 디지털 영역에서 차례로 수행되어야 한다. 전파 영역에서 안테나의 송수신 빔을 물리적으로 분리시켜서 신호 감쇄를 달성할 수 있다. 아날로그 영역과 디지털 영역에서는 SI 신호의 채널 추정값과 송신 신호를 기반으로 SI 신호를 재생한 후에 원하는 수신 신호로부터 제거할 수 있다. 본 논문에서는 전파 영역에서의 SI 신호를 충분히 감쇄시킬 수 있다고 가정하고, Least squares 방식으로 SI 신호의 채널을 추정하고 그 추정값을 기반으로 아날로그 영역과 디지털 영역에서 SI 신호를 순차적으로 제거하여 동일대역 전이중 방식 통신 시스템이 원하는 오류 성능을 달성할 수 있음을 확인하였다.

**Key Words** : In-band full-duplex, Self-interference, Self-interference cancellation, Channel estimation, Error rate

### ABSTRACT

In this paper, we analyze performances of in-band full-duplex communication system and self-interference (SI) suppression methods in environment where there exists the SI signal. The SI has to be removed to achieve required error rate performance of the system in order - propagation domain, analog domain and digital domain. In propagation domain, the SI signal is attenuated by separating transmitted and received beams physically. In analog and digital domain, after reconstruction of the SI signal using channel estimates and transmit signal, the SI signal can be cancelled from the desired signal. In this paper, assuming that the SI signal can be sufficiently reduced in propagation domain, we demonstrate that the in-band full-duplex communication system can achieve the target error rate by suppressing the SI signal in order - analog and digital domain, based on channel estimates that can be obtained by the method of Least squares.

\* 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음. [B0101-15-1369, LTE-A 기반 단일 RF 다중 스트림 지원 소형 지국기 기술 개발]

◆ First Author : Korea Advanced Institute of Science and Technology, www.wang@kaist.ac.kr, 학생회원

○ Corresponding Author : Korea Advanced Institute of Science and Technology, parkhc@kaist.ac.kr, 중신회원

논문번호 : KICS2015-10-344, Received October 29, 2015; Revised December 23, 2015; Accepted March 11, 2016

## I. 서론

최근의 무선 통신 시스템에서 데이터 트래픽에 대한 수요가 증가함에 따라 전송 용량 증대에 대한 필요성이 매우 커졌다. 이를 충족시키기 위한 다양한 무선 통신 응용 시스템이 있지만 거의 모든 시스템이 반이중 방식을 이용하는 시스템으로써 전송 용량 증대와 같은 사용자 요구를 충족시키는데 한계가 있다. 즉 무선 통신 시스템의 성능을 개선시키기 위한 전송 기술이 필요하며 동일한 주파수 자원을 활용해서 신호의 송수신 과정을 동시에 수행할 수 있는 동일대역 전이중 전송 기술이 주요 기술 중에 하나로 인식되고 있다. 이와 관련해서 셀룰라 시스템의 상향 링크 / 하향 링크 공존 하에서 자유도 분석<sup>[1]</sup> 및 동일대역 전이중 방식 다중 입력 다중 출력 시스템에서의 빔포밍<sup>[2]</sup>, 무선랜에서의 전이중 통신을 위한 미디어 접근 제어 프로토콜<sup>[3]</sup> 등에 대해서 다양한 연구가 진행되고 있다.

동일대역 전이중 방식 전송 기술은 기존의 시분할/주파수 분할 전송 (time division multiplexing /frequency division multiplexing) 기술과 달리 시간과 주파수 자원을 동시에 공유하여 이론적으로 기존 기술 보다 2배의 처리량을 달성하는 것으로 알려져 있다. 하지만 이를 달성하기 위해서 단말이 신호의 송수신 과정을 동시에 수행해야 하는데, 이때 단말의 송신 신호가 수신 안테나에 그대로 수신되기 때문에 다른 단말로부터 원하는 신호를 수신하기 위해서 간섭에 해당하는 송신 신호를 충분히 제거해야 하는 문제점이 발생한다. 예를 들어 무선랜의 경우에는 단말의 송신 신호와 다른 단말로부터의 원하는 수신 신호의 전력 차이가 110 dB인 것으로 알려져 있으며, 응용 시스템에 따라 차이는 있다<sup>[4]</sup>. 이렇듯 원하는 수신 신호 보다 크기가 매우 큰 간섭으로써 존재하는 송신 신호를 자기간섭 (self-interference, SI) 신호라고 하며 이를 효과적으로 제거하기 위한 SI 제거 기법이 필요하다.

일반적으로 SI 제거 기법은 통신 시스템을 전파 (propagation) 영역과 아날로그 영역, 디지털 영역으로 나누어 수신 과정에서 순차적으로 SI 제거 기법을 적용한다<sup>[5]</sup>. 전파 영역은 송수신 안테나의 빔을 제어하는 영역으로써 단말의 송수신 빔을 물리적으로 분리시켜서 SI 신호를 감쇄시킬 수 있다. 아날로그 영역과 디지털 영역은 신호를 수신한 후에 신호 처리 영역으로써 SI 신호를 제거하기 위해서는 SI 신호를 추정할 수 있어야 하는데, 근본적으로 단말은 송신하는 신호 정보를 이미 알고 있기 때문에 신호의 송신 과정에서

발생하는 왜곡과 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널을 추정할 수 있다면 SI를 충분히 제거 할 수 있다.

본 논문에서는 동일대역 전이중 방식 통신시스템의 송신단에서 발생하는 왜곡과 Least squares (LS)를 통해서 추정한 SI의 채널을 반영하여 SI를 제거한 후에, 동일대역 전이중 방식 통신시스템이 원하는 수준의 오율 성능을 달성할 수 있는 것을 확인하였다. 그리고 본 논문에서는 기본적으로 Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 통신 시스템을 가정한다.

본 논문은 I 장의 서론에 이어 II장에서 시스템 모델에 대해서 설명하고, III장에서는 SI 신호의 채널 추정에 대해서 설명한다. IV장에서 SI 신호 제거에 대해서 설명하고, V장에서는 모의 실험 결과를 제시하고, VI장에서 결론을 낸다. 그리고 수식에서 소문자는 스칼라 변수를 의미하고, 볼드체는 벡터를 의미하고, \* 는 convolution 연산을 나타낸다.

## II. 시스템 모델

본 장에서는 채널 모델 및 신호 모델, 동일대역 전이중 방식 통신 시스템에 대해서 알아본다.

### 2.1 채널 모델

동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 경우 기존의 point-to-point 통신과 같이 통신 단말 사이에 존재하는 무선 채널뿐만 아니라 각 통신 단말의 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 존재하는 SI 신호에 대한 채널이 있다. 모든 단말이 단일 안테나를 이용한다고 가정했을 때 채널의 입출력 신호 모델은 아래와 같다.

$$\begin{cases} \mathbf{u}_1 = \mathbf{h}_{12} * \mathbf{s}_2 + \mathbf{h}_{11} * \mathbf{s}_1 + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{u}_2 = \mathbf{h}_{21} * \mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_{22} * \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_2 \end{cases} \quad (1)$$

그림 1에서  $\mathbf{s}_1$ 과  $\mathbf{s}_2$ ,  $\mathbf{u}_1$ ,  $\mathbf{u}_2$ 는 각각 modem 1과

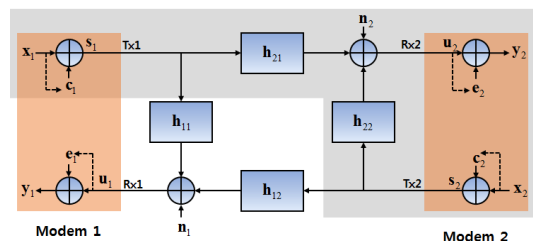


그림 1. 동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 채널 모델  
Fig. 1. Channel model of in-band full-duplex communication system

modem 2의 송신 신호와 무왜곡 수신 신호를 의미하고,  $\mathbf{h}_{12}$ 과  $\mathbf{h}_{21}$ 은 modem 1과 modem 2 사이의 원하는 신호에 대한 채널을 의미하고  $\mathbf{h}_{11}$ 과  $\mathbf{h}_{22}$ 는 각각 modem 1과 modem 2의 SI 신호 채널을 의미한다.  $\mathbf{n}_1$ 과  $\mathbf{n}_2$ 는 각 modem의 가산성 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN) 이다.

### 2.2 신호 모델

실제적인 시스템의 특성을 반영하기 위해서 채널의 입출력 신호 모델에 송수신 단에서 발생하는 신호 왜곡을 반영하면 아래의 수식 과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \mathbf{s}_i = \mathbf{x}_i + \mathbf{c}_i \\ \mathbf{y}_j = \mathbf{u}_j + \mathbf{e}_j \end{cases} \quad (2)$$

수식 (2)는  $\mathbf{x}_i$ 와  $\mathbf{c}_i$ 는 modem  $i$  ( $=1,2$ ) 의 의도한 송신 신호와 송신단의 왜곡 신호, 그 합인  $\mathbf{s}_i$ 는 modem  $i$ 의 송신 신호이다.  $\mathbf{u}_j$ 와  $\mathbf{e}_j$ 는 modem  $j$  ( $=1,2$ ) 의 무왜곡 수신 신호와 수신단의 왜곡 신호이고, 그 합인  $\mathbf{y}_j$ 는 modem  $j$ 의 수신 신호이다.

송신단의 왜곡 신호는 전력 증폭기에 가장 크게 영향을 받으며 송신 신호의 3차 고조파 신호와 증폭기 잡음으로 구성되며 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{c}_i = \sqrt{a_i^{(3)}} \mathbf{x}_i^{(3)} + \sqrt{\kappa} \mathbf{g}_i \quad (3)$$

$\mathbf{x}_i^{(3)}$ 와  $\mathbf{g}_i$ 는 modem  $i$ 의  $\mathbf{x}_i$ 에 대한 3차 고조파 신호와 증폭기 잡음이고  $a_i^{(3)}$ 와  $\kappa$ 는 그 신호들의 전력을 의미하며, 본 논문에서는 각각  $\mathbf{x}_i$ 의 신호 전력의 -30 dB와 -40 dB로 가정한다. 그리고 수신단 왜곡 신호  $\mathbf{e}_j$ 도  $\mathbf{c}_i$ 와 동일한 방식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{e}_j = \sqrt{b_j^{(3)}} \mathbf{u}_j^{(3)} + \sqrt{\beta} \mathbf{d}_j \quad (4)$$

$\mathbf{u}_j^{(3)}$ 와  $\mathbf{d}_j$ 는 modem  $j$ 의  $\mathbf{u}_j$ 에 대한 3차 고조파 신호와 수신기 잡음이고  $b_j^{(3)}$ 와  $\beta$ 는 그 신호들의 전력을 의미하며, 본 논문에서는 각각  $\mathbf{u}_j$ 의 신호 전력의 -30 dB와 -40 dB로 가정한다. 또한  $\mathbf{g}_i$ 와  $\mathbf{d}_j$ 의 각 성분들은  $CN(1,0)$ 을 따른다고 가정한다.

Modem 1에서 modem 2로 신호를 송신한다고 했을 때, 동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서 modem 2의 수신 신호 모델은 수식 (1)과 (2)로부터 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2 &= \mathbf{h}_{21} * \mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_{22} * \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \\ &= \mathbf{h}_{21} * (\mathbf{x}_1 + \mathbf{c}_1) + \mathbf{h}_{22} * (\mathbf{x}_2 + \mathbf{c}_2) + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $\mathbf{h}_{12}$ 과  $\mathbf{h}_{22}$ 는 modem 2의 원하는 신호  $\mathbf{s}_1$ 과 SI 신호  $\mathbf{s}_2$ 의 채널을 의미한다.

### 2.3 동일대역 전이중 방식 통신 시스템

본 논문에서는 그림 2와 같이 OFDM 시스템 기반의 동일대역 전이중 방식 통신 시스템을 고려한다. 그림 2에서 기존의 OFDM 시스템에서와 같은 원하는 신호뿐만 아니라 SI 신호에 대한 경로가 존재하며 SI 신호를 제거하지 않는다면 시스템의 오율 성능이 크게 저하될 수 있다.

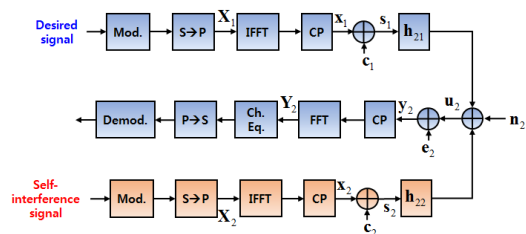


그림 2. Modem 2에 대한 동일대역 전이중 방식 통신 시스템 블록도  
Fig. 2. Block diagram of in-band full-duplex communication system for modem 2

### III. SI 신호의 채널 추정

동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서 데이터를 송수신할 때에는 전이중 방식으로 통신을 수행한다. 하지만 채널을 추정할 때에는 간섭 신호를 제외시키기 위해서 반이중 방식으로 통신을 수행해야 하며 송수신기가 미리 알고 있는 파일럿 신호를 기반으로 채널 추정을 수행해야 한다. 또한 modem 1에서 modem 2로 신호를 송신한다고 가정한다.

#### 3.1 아날로그 영역을 위한 SI 신호의 채널 추정

Modem 2의 SI 신호 채널을 추정하기 위해서 파일럿 신호  $\mathbf{x}_2$ 를 송신하면 시간 영역의 파일럿 수신 신호  $\mathbf{y}_2$ 는 아래의 수식과 같다. 여기서 주파수 영역 신호의 곱은 벡터의 element-wise 곱을 의미한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_2 &= \mathbf{h}_{22} * (\mathbf{x}_2 + \mathbf{c}_2) + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \\ &= \mathbf{h}_{22} * \left( \mathbf{x}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{x}_2^{(3)} + \sqrt{\kappa} \mathbf{g}_2 \right) + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \end{aligned} \quad (6)$$

SI 신호의 채널 추정은 주파수 영역으로 변환한 후에 LS로 추정하면 아래의 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_2 &= H_{22}(X_2 + C_2) + N_2 + E_2 \\ &= H_{22}(X_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}X_2^{(3)} + \sqrt{\kappa}G_2) + N_2 + E_2 \end{aligned} \quad (7)$$

$$\hat{H}_{22} = Y_2 / (X_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}X_2^{(3)}) \quad (8)$$

아날로그 영역의 시간 영역에서 재생된 SI 신호를 아래의 수식과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{y} = \hat{h}_{22} * s_2 \quad (9)$$

### 3.2 디지털 영역을 위한 SI 신호 채널 추정

디지털 영역을 위한 SI 신호의 채널을 추정하기 위해서 아래의 수식과 같이 파일럿 수신 신호로부터 아날로그 영역의 시간 영역 재생 SI 신호를 제거하여  $y_2^a$ 를 구한다.

$$\begin{aligned} y_2^a &= y_2 - \hat{h}_{22} * s_2 \\ &= (\mathbf{h}_{22} - \hat{\mathbf{h}}_{22}) * (\mathbf{x}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}\mathbf{x}_2^{(3)} + \sqrt{\kappa}\mathbf{g}_2) + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \end{aligned} \quad (10)$$

디지털 영역의 SI 신호의 채널을 추정하기 위해서 주파수 영역으로 변환한 후에 LS로 추정하면 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$Y_2^a = (H_{22} - \hat{H}_{22})(X_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}X_2^{(3)} + \sqrt{\kappa}G_2) + N_2 + E_2 \quad (11)$$

$$\hat{H}_{22} = Y_2^a / (X_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}X_2^{(3)}) \quad (12)$$

디지털 영역의 주파수 영역에서 재생된 SI 신호를 아래의 수식과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{H}_{22}(X_2 + \sqrt{a_2^{(3)}}X_2^{(3)}) \quad (13)$$

## IV. SI 신호 제거

SI 신호를 제거 할 때 아날로그 영역과 디지털 영역은 수신기의 아날로그 디지털 컨버터 (analog-to

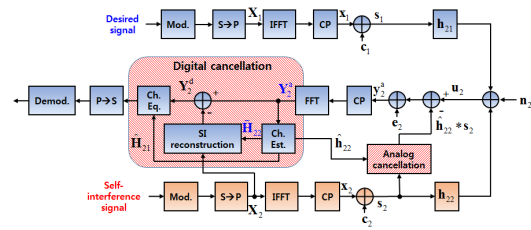


그림 3. SI 신호 제거 기법을 반영한 modem 2에 대한 동일대역 전이중 방식 통신 시스템 블록도  
Fig. 3. Block diagram of in-band full-duplex communication system applying SI signal cancellation methods for modem 2

-digital converter, ADC) 를 기준으로 구분된다. 아날로그 영역에 해당하는 ADC의 입력 신호로부터 SI 신호를 제거하는 것은 양자화 과정에서 매우 큰 SI 신호에 의해서 발생하는 원하는 신호의 양자화 왜곡을 줄이기 위해서 수행한다. 디지털 영역에서는 아날로그 영역 SI 신호 제거 후에 남아 있는 SI 신호를 제거하기 위해서 수행한다. 수신기에서 SI 신호 제거 과정은 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 사용되는 신호 ( $s_1, s_2, x_1, x_2$ ) 는 데이터 신호를 의미한다.

### 4.1 아날로그 영역 SI 신호 제거

데이터 통신을 수행할 때 modem 2의 수신 신호는 수식 (5)와 같다. 이때 수식 (6)-(9)로부터 구한 아날로그 영역의 재생된 SI 신호를 modem 2의 수신 신호로부터 제거하면 아래의 수식과 같다.

$$\begin{aligned} y_2^a &= y_2 - \hat{h}_{22} * s_2 \\ &= \mathbf{h}_{21} * \mathbf{s}_1 + (\mathbf{h}_{22} - \hat{\mathbf{h}}_{22}) * \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_2 + \mathbf{e}_2 \end{aligned} \quad (14)$$

아날로그 영역의 SI 신호 제거 후에는 남아 있는 SI 신호는 채널 추정 오차에 의한 것이며 아래의 수식과 같고, 디지털 영역에서는 채널 추정 오차에 의해 남아 있는 SI 신호를 제거해야 한다.

$$(\mathbf{h}_{22} - \hat{\mathbf{h}}_{22}) * \mathbf{s}_2 \quad (15)$$

### 4.2 디지털 영역 SI 신호 제거

아날로그 영역의 SI 신호 제거 후에 남아 있는 SI 신호를 제거하기 위해서  $y_2^a$ 의 주파수 영역 신호  $Y_2^a$ 로부터 수식 (11)-(13)에서 구한 디지털 영역의 재생된 SI 신호를 제거하면 아래의 수식과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y}_2^d &= \mathbf{Y}_2^a - \tilde{\mathbf{H}}_{22} \left( \mathbf{X}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{X}_2^{(3)} \right) \\
 &= \left( \mathbf{H}_{21} \mathbf{S}_1 + \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} \right) \mathbf{S}_2 + \mathbf{N}_2 + \mathbf{E}_2 \right) - \tilde{\mathbf{H}}_{22} \left( \mathbf{X}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{X}_2^{(3)} \right) \\
 &= \mathbf{H}_{21} \mathbf{S}_1 + \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} \right) \left( \mathbf{X}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{X}_2^{(3)} + \sqrt{\kappa} \mathbf{G}_2 \right) \\
 &\quad + \mathbf{N}_2 + \mathbf{E}_2 - \tilde{\mathbf{H}}_{22} \left( \mathbf{X}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{X}_2^{(3)} \right) \\
 &= \mathbf{H}_{21} \mathbf{S}_1 + \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} - \tilde{\mathbf{H}}_{22} \right) \left( \mathbf{X}_2 + \sqrt{a_2^{(3)}} \mathbf{X}_2^{(3)} \right) \\
 &\quad + \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} \right) \sqrt{\kappa} \mathbf{G}_2 + \mathbf{N}_2 + \mathbf{E}_2
 \end{aligned} \tag{16}$$

디지털 영역에서 SI 신호를 제거한  $\mathbf{Y}_2^d$ 는 그림 3과 같이 채널 등화기의 입력으로 전달되며, LS를 이용해서 추정된 원하는 신호의 채널과 수신 신호를 이용해서 등화를 수행한 후에 최종적으로 신호를 복원한다.

### 4.3 SI 신호 제거량

동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서는 SI 신호를 충분히 제거해야 하는데 이를 측정하기 위해서 SI 신호 제거량을 아래와 같이 정의한다.

$$\Gamma = \frac{\text{Average power of SI before SI cancellation}}{\text{Average power of SI after SI cancellation}} \tag{17}$$

수식 (17)의 정의를 아날로그 영역과 디지털 영역에 적용하면 아날로그 영역의 SI 신호 제거량  $\Gamma_a$ 과 디지털 영역의 SI 신호 제거량  $\Gamma_d$ 은 아래와 같다.

$$\Gamma_a = \frac{E \left\{ \left| \mathbf{h}_{22} * \mathbf{s}_2 \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \left( \mathbf{h}_{22} - \hat{\mathbf{h}}_{22} \right) * \mathbf{s}_2 \right|^2 \right\}} \tag{18}$$

$$\Gamma_d = \frac{E \left\{ \left| \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} \right) \mathbf{S}_2 \right|^2 \right\}}{E \left\{ \left| \left( \mathbf{H}_{22} - \hat{\mathbf{H}}_{22} - \tilde{\mathbf{H}}_{22} \right) \mathbf{S}_2 \right|^2 \right\}} \tag{19}$$

## V. 모의 실험 결과

모의 실험에서는 동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 SI 신호 제거 성능과 오율 성능에 대해서 확인한다. 또한 802.11ac 단일 사용자를 가정하였고<sup>[6]</sup>, 수신 단 왜곡  $\mathbf{e}_j$ 는 없는 것으로 가정하였다. 모의 실험 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 모의 실험 파라미터

Table 1. Simulation parameters

패킷 길이	1024bytes
채널 코드	Convolutional code
부반송파 개수	64
MCS level	7 (64-QAM, code rate=5/6)
채널 등화	Zero-forcing (ZF)
원하는 신호 채널	TGac model B
SI 채널	1-tap, CN(0,1)
SI 신호 전력	110 dB (in comparison with desired signal)

### 5.1 SI 신호 제거 성능

아날로그 영역의 SI 신호 제거 성능과 디지털 영역의 SI 신호 제거 성능은 그림 4와 그림 5와 같다. 그림 4는 아날로그 영역의 SI 신호 제거 성능으로서 시스템의 오율 성능을 충분히 달성할 수 있는 신호 대 잡음비 (signal-to-noise ratio, SNR) 범위에서 SI 신호 제

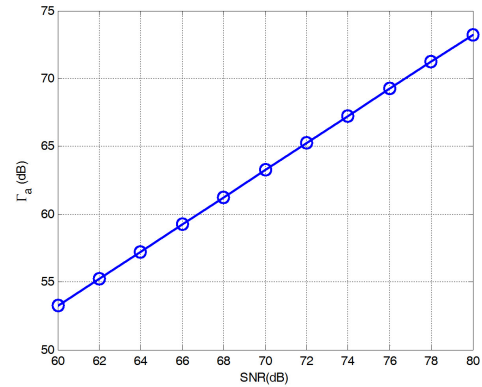


그림 4. 아날로그 영역의 SI 신호 제거 성능  
Fig. 4. Performance of SI cancellation in analog domain

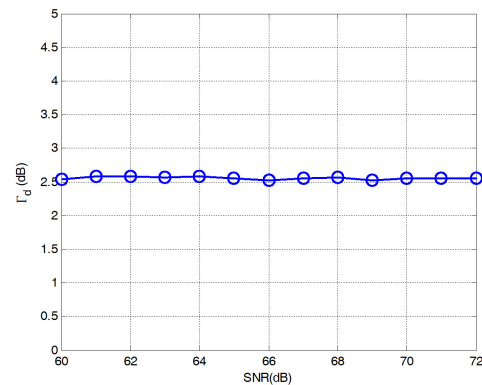


그림 5. 디지털 영역의 SI 신호 제거 성능  
Fig. 5. Performance of SI cancellation in digital domain



거 성능을 나타내었다. 즉 SNR이 70 dB를 달성할 때 약 63 dB의 SI 신호를 제거할 수 있음을 의미하며, 아날로그 영역의 SI 신호 제거 성능은 SNR에 비례함을 확인할 수 있다. 디지털 영역에서는 아날로그 영역의 SI 신호 제거 후에 남아 있는 SI 신호를 제거한다. SI 신호 제거 성능은 약 2.5dB를 달성하며 SNR에 관계 없이 일정한 성능을 달성하는 것은 [7]과 동일한 경향으로 나타난다.

### 5.2 시스템 오율 성능

동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 비트 오율 성능은 그림 6과 같다. 아날로그와 디지털 영역에서 SI 신호를 제거했을 때 SNR=71 dB에서  $10^{-5}$ 의 비트 오율 성능을 달성할 수 있다. 하지만  $10^{-5}$ 의 비트 오율 성능을 달성하기 위해서 SI 신호가 없을 때 (No SI) 보다 SNR이 약 32 dB 저하되었다. 즉 아날로그와 디지털 영역에서만 SI 신호를 제거한다면 충분한 오율 성능을 달성할 수 없다. 추가적으로 전파 영역에서의 충분한 신호 감쇄를 필요로 한다.

전파 영역에서의 신호 감쇄는 SI 신호의 전력을 감소시키는 것으로 적용하였으며 그림 6에서처럼 SI 신호 전력을 70 dB 감쇄시키면 No SI인 경우의 성능에 1 dB 이내의 성능 저하만 발생하는 것을 확인할 수 있다. 즉 동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서 충분한 오율 성능을 달성하기 위해서는 전파 영역과 아날로그, 디지털 영역에서 SI 신호를 제거해야 한다.

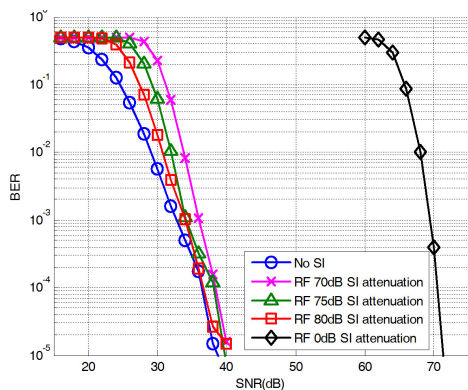


그림 6. 동일대역 전이중 방식 통신 시스템의 비트 오율 성능  
Fig. 6. Bit error rate of in-band full duplex communication system

## VI. 결 론

본 논문에서는 동일대역 전이중 방식 통신 시스템

과 SI 신호 제거 기법에 대해서 알아보았다. 동일대역 전이중 방식 통신 시스템에 SI 신호 제거 기법을 적용했을 때, SI 신호 제거 성능을 확인하였고, 또한 SI 신호 제거를 통해서 원하는 오율 성능을 달성할 수 있음을 확인하였다. SI 신호를 효율적으로 제거하기 위해서 순차적으로 전파, 아날로그, 디지털 영역에서 SI 신호 제거를 수행해야 한다. 전파 영역에서 SI 신호를 충분히 감쇄시키고, 아날로그 영역과 디지털 영역에서 LS 기반으로 채널을 추정하고 송신 신호의 정보를 이용해서 SI 신호를 추정하여 제거함으로써 원하는 시스템 성능을 달성할 수 있다.

## References

- [1] S. Jeon, "Recent study on interference management for full-duplex cellular systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 7, pp. 1266-1275, Jul. 2015.
- [2] H. Yang, "Survey on MIMO full-duplex," *J. KICS*, vol. 40, no. 7, pp. 1286-1292, Jul. 2015.
- [3] W. Kim, T. Song, T. Kim, and S. Pack, "Medium access control protocols for full-duplex communications in WLAN systems: Approaches and challenges," *J. KICS*, vol. 40, no. 7, pp. 1276-1285, Jul. 2015.
- [4] D. Bharadia, E. McMilin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *Proc. ACM SIGCOMM*, pp. 375 - 386, Hong Kong, China, Aug. 2013.
- [5] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 9, pp. 1637-1652, Sept. 2014.
- [6] G. R. Hiertz, D. Denteneer, L. Stibor, Y. Zhang, X. P. Costa, and B. Walke, "The IEEE 802.11 universe," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 1, pp. 62-70, Jan. 2010.
- [7] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results," in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst., Comput.*, pp. 1558-1562, Nov. 2010.

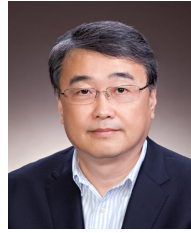
**왕 우 완 (Woowan Wang)**



2011년 2월 : 경북대학교 전자  
공학과 학사  
2013년 2월 : 포항공과대학교 정  
보전자융합공학부 석사  
2014년 2월~현재 : 한국과학기술  
술원 전기및전자공학과 박사  
과정

<관심분야> 다중 접속 기술, 이동통신 물리 계층

**박 현 철 (Hyuncheol Park)**



1983년 2월 : 연세대학교 전자공  
학과 학사  
1985년 2월 : 연세대학교 전자공  
학과 석사  
1997년 8월 : Georgia Institute  
of Technology Electrical  
Eng. 박사

1984년 12월~2002년 1월 : 삼성전자 수석연구원  
2002년 2월~2009년 2월 : 한국정보통신대학교(ICU)  
부교수

2009년 3월~현재 : 한국과학기술원 정교수

2014년 11월~현재 : 정보통신기술진흥센터 (IITP) 이  
동통신 CP

<관심분야> 이동통신 시스템