

USRP 장치를 이용한 동일대역 전이중 무선통신 연구

In-Band Full-Duplex Wireless Communication Using USRP

박 하 은 · 윤 지 용 · 김 영 식

Haeun Park · Jiyong Yoon · Youngsik Kim

요 약

본 논문은 동일 대역 전이중 무선 통신 시스템의 구현에 관한 연구이다. 아날로그 RF 영역의 신호는 분리된 안테나를 이용하여 자기간섭 신호 크기를 줄이고, 디지털 영역은 SDR(Software Defined Radio)을 통해 자기간섭 신호를 제거하여 동일 대역 전이중 무선 통신 방식을 구현하였다. USRP X310 장치에 송신단의 안테나와 수신단의 안테나를 각각 사용하였으며, SDR 장치의 송수신단의 이득을 조절하여 수신단의 안테나로 들어오는 자기간섭 신호의 크기와 외부에서 수신하고자 하는 신호의 크기를 -64 dB으로 동일하게 설정하였다. 전이중 무선 통신 성능을 검증하기 위하여 소스테이터는 이미지를 사용하였으며 변조 방식은 OFDM 방식을 사용하였다. 반송파 주파수는 2.67 GHz, 대역폭은 20 MHz인 WiFi 표준 프레임틀을 사용하였다. 수신 신호에서 자기간섭 신호는 디지털 신호처리로 상쇄하였으며, 최대 34 dB까지 자기간섭 신호를 제거하였다. 자기간섭 신호를 제거하지 않았을 때는 OFDM 복조가 불가능하였다. 하지만 자기간섭 신호 제거량의 크기를 변화시켜가면서 BER을 측정한 결과, 자기간섭 신호를 34 dB 제거한 경우 BER이 2.63×10^{-5} 로 줄어들었고, 비터비 복호기(Viterbi decoder)를 통과한 결과, 100 Mbit data 송출량 동안 에러가 검출되지 않았다.

Abstract

The implementation of an in-band full-duplex wireless communication system is demonstrated in this study. In the analog/RF domain, the self-interference(SI) signal is reduced using a separate antenna for the transmitter and receiver paths, and most of the SI signal is canceled in the digital domain. A software defined radio(SDR) is used to implement the in-band full-duplex wireless communication system. The USRP X310 device uses transmitting and receiving antennas. By adjusting the gain of the transmitting and receiving ends of the SDR device, the magnitude of the SI signal entering the receiving antenna, and the size of the received signal from the outside, are both set to -64 dB. To verify the in-band full-duplex wireless communication performance, the source data is image and orthogonal frequency-division multiplexing is used for modulation. A WiFi standard frame with a carrier frequency of 2.67 GHz and bandwidth of 20 MHz is used. In the received signal, the SI signal is canceled by digital signal processing and the SI signal is attenuated by up to 34 dB. OFDM demodulation was impossible when the SI signal was not removed. However, the bit error rate is reduced to 2.63×10^{-5} when the SI signal is attenuated by 34 dB, and no error is detected in the 100 Mbit data output as a result of passing through the Viterbi decoder.

Key words: In-Band Full-Duplex, Self-Interference Signal Cancellation, OFDM, SDR, Wiener Filter

한동대학교 정보통신공학과(Department of Information Communication Engineering, Handong Global University)

· Manuscript received February 14, 2019 ; Revised March 12, 2019 ; Accepted March 20, 2019. (ID No. 20190214-020)

· Corresponding Author: Youngsik Kim (e-mail: young@handong.edu)

I. 서 론

Cisco에서 발표한 자료에 따르면 2017년에는 매달 11.51 EB의 모바일 데이터 트래픽이 발생하였고, 이것이 점차 증가하여 2022년에는 매달 77.49 EB의 모바일 데이터 트래픽이 발생할 것으로 예측하였다. 모바일 데이터 트래픽의 연성장률이 46 %로 이를 통해 매년 많은 양의 데이터 트래픽이 증가할 것으로 예상된다. 따라서 데이터 트래픽의 증가를 감당하기 위해서 좀 더 빠르고 효율적인 무선 통신 개발이 필요하다^[1].

기존의 통신 방식은 시간 또는 주파수를 나누어 통신하는 반이중 무선통신(Half-Duplex: HD) 방식을 사용한다. 하지만 시간과 주파수 자원이 한정되어 있기 때문에 반이중 무선통신 방식은 비용이 많이 든다. 따라서 동일 시간과 동일 주파수를 사용하여 송수신을 함으로써 이론적으로 기존에 비해 2배의 데이터를 사용할 수 있는 전이중 무선통신(in-band full-duplex: IFD) 방식을 구현하여 한정된 주파수 자원의 부족으로 인해 발생하는 문제를 개선할 수 있다^{[2]~[7]}.

그림 1은 동일 대역과 시간에서 두 개의 무선 노드가 송수신 동작을 하고 있는 경우를 그림으로 나타낸 것이다. IFD 방식을 통한 통신을 위해서는 송신하는 신호로 인한 자기간섭 신호의 세기가 수신하는 신호보다 작아야 한다. 왜냐하면 자기간섭 신호의 크기가 수신하고 싶은 신호의 크기보다 크다면 수신 회로의 자원이 자기간섭 신호 신호를 처리하는데 사용되고, 이로 인해 수신해야 하는 신호의 신호 대 간섭 또는 잡음비가 나빠져 제대로 수신을 할 수 없기 때문이다. 따라서 자기간섭 제거 기법(self-interference signal cancellation: SIC)을 통해 수신한 신

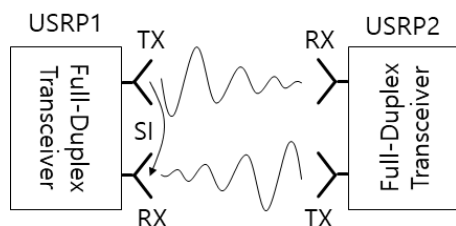


그림 1. IFD 통신 구조

Fig. 1. Structure of IFD communication.

호에서 자기가 보낸 신호를 제거하여, 수신해야 하는 신호의 크기가 자기간섭 신호보다 더 커지도록 해야 수신 이 가능해진다는^{[5]~[6]}.

본 논문에서는 회로를 설계하여 RF단이나 아날로그에서 자기간섭 신호를 제거하기보다는, Ettus사에서 제공하는 SDR(Software-Defined Radio) 장치를 이용하여 디지털 영역에서의 자기간섭 신호를 제거하는 기법을 연구하였다. SDR 장치를 구동하기 위한 프로그램인 GNURadio를 사용하여 IFD 동작 조건에서 신호를 추출하였다. GNURadio를 통해서 수신된 신호는 자기간섭 신호로 인해 복조가 불가능하다. 먼저 자기간섭 신호를 위너 필터(Wiener filter)로 제거한 후 복조를 수행하였다. 실험에 사용한 SDR 장치는 USRP X310 2대를 사용했고, 이 장비는 송신 안테나와 수신 안테나가 분리되어 송신과 수신을 동시에 할 수 있는 기능을 지원한다. 모듈에 근접한 송수신 안테나로 인한 근접장 현상이 무선 통신에 영향을 줄 수 있다. 하지만 실험 결과를 관측했을 때 분리되어 있는 송신 안테나와 수신 안테나의 근접장 현상으로 인한 영향은 기저대역에서 파일릿 신호를 통한 보정으로 나타나지 않았다. IFD 시험은 데이터 크기가 100 Mbit인 이미지 데이터를 소스로 사용하였으며, 송수신할 때 사용한 변복조 방식은 20 MHz 점유대역을 가지는 OFDM(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 변조방식의 WiFi 표준 프레임을 사용하였다.

본 논문에서 사용한 OFDM의 송신단에는 그림 2와 같이 스크램블러(scrambler)를 통과한 뒤 채널 오류 복구를 위해 콘볼루션 부호기(convolution encoder)와 블록 인터리버(block interleaver)를 사용하였다. 그 후 IFFT를 한 뒤 업샘플링을 하여 안테나로 신호를 보낸다. 수신단에는 그림 3과 같이 다운 샘플링을 하고, 이득 보정(gain correction)을 한 뒤 FFT를 하여 데이터를 직렬화한다. 그 뒤로 De-inter-

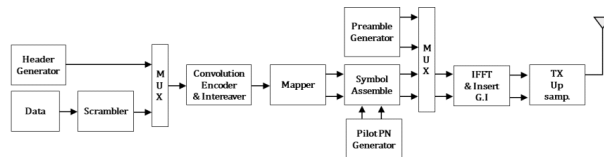


그림 2. OFDM 송신단

Fig. 2. OFDM transmitter.

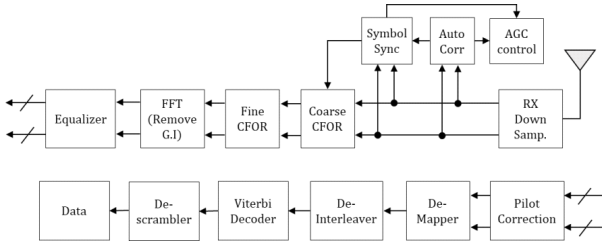


그림 3. OFDM 수신단
Fig. 3. OFDM receiver.

leaver와 비터비 복호기(viterbi decoder)를 통해 데이터를 얻게 된다.

II. 자기간섭 신호 제거 시스템

2-1 위너 필터

위너 필터는 신호와 잡음 간의 통계적인 특성을 이용하여 효과적으로 잡음을 줄일 수 있다. 디지털 영역에서는 신호와 잡음 간의 통계적 특성을 알아내기에 용이하므로 본 논문에서는 자기간섭 신호를 제거하기 위하여 위너 필터를 사용하였다^[8].

또한 OFDM 복조 과정에서 FFT 이후 자기간섭 신호를 제거하는 방식을 사용한 참고문헌 [5]에서와 다르게 위너 필터를 사용하게 되면 수신단의 다운 샘플링 전의 신호에서 자기간섭 신호 제거가 가능하다.

그림 4는 자기간섭 신호 제거를 위해 필요한 위너 필터의 구조를 나타낸 것이다. 그림 3의 OFDM 수신단에서 안테나로 신호를 받아 다운 샘플링하기 전에 그림 4의 위

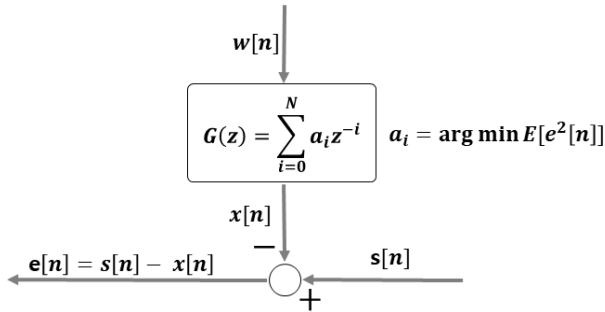


그림 4. 위너 필터 구조
Fig. 4. Structure of Wiener filter.

너 필터가 적용된다. 위너 필터는 입력 신호에 포함된 목표 신호를 추정하는 필터로 궁극적으로 위너 필터가 하는 일은 원하는 신호 $s[n]$ 과 필터를 거친 출력 신호 $x[n]$ 사이의 차이인 $e[n]$ 의 자승 크기가 최소가 되게 하는 것이다. $e[n]$ 의 자승 크기가 최소가 되도록 하는 필터 계수 a_i 를 찾으면 수신 안테나로 들어오는 데이터에서 자기간섭 신호를 추정하여 제거할 수 있다. 위너 필터로 자기간섭 신호를 제거한 $e[n]$ 과 $w[n]$ 은 서로 직교하게 된다.

필터 계수 a_i 를 찾기 위해서 MMSE Estimation(Minimum Mean Square Error Estimation)을 해야 한다. MMSE 방식은 MSE(Mean Square Error)를 최소화하는 방식이므로 MSE를 먼저 구해야 한다. MSE는 오차를 제곱해서 평균을 취함으로써 얻을 수 있다.

$$E[e^2[n]] = E[(x[n] - s[n])^2] = E[x^2[n]] + E[s^2[n]] - 2E[x[n]s[n]] \quad (1)$$

식 (1)에서 $x[n] = \sum_{i=0}^N a_i w[n-i]$ 을 대입하면 식 (2)와 같다.

$$E[e^2[n]] = E[(\sum_{i=0}^N a_i w[n-i])^2] + E[s^2[n]] - 2E[\sum_{i=0}^N a_i w[n-i]s[n]] \quad (2)$$

MSE를 최소화하기 위해서 필터 계수에 대해서 미분을 하면 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial a_i} E[e^2[n]] &= \frac{\partial}{\partial a_i} \left\{ E[(\sum_{i=0}^N a_i w[n-i])^2] + E[s^2[n]] - 2E[\sum_{i=0}^N a_i w[n-i]s[n]] \right\} \\ &= 2E \left[\left(\sum_{j=0}^N a_j w[n-j] \right) w[n-i] \right] - 2E[s[n]w[n-i]] \\ &= 2 \left(\sum_{j=0}^N E[w[n-j]w[n-i]] a_j \right) - 2E[w[n-i]s[n]] \end{aligned} \quad (3)$$

다음으로 correlation term으로 바꿔주면 식 (4)와 같이 자기 상관(auto correlation)과 상호 상관(cross correlation)으로 바뀐다.

$$\frac{\partial}{\partial a_i} E[e^2[n]] = 2 \left(\sum_{j=0}^N R_w[j-i] a_j \right) - 2 R_{sw}[i] \quad (4)$$

식 (4)의 값이 0이 될 때 MSE가 최소값이 되므로 0일 때의 필터 계수를 찾아보면 다음과 같다.

$$\sum_{j=0}^N R_w[j-i] a_j = R_{sw}[i] \quad i = 0, 1, \dots, N \quad (5)$$

식 (5)를 다음과 같이 행렬로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} R_w[0] & R_w[1] & \cdots & R_w[N] \\ R_w[1] & R_w[0] & \cdots & R_w[N-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_w[N] & R_w[N-1] & \cdots & R_w[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sw}[0] \\ R_{sw}[1] \\ \vdots \\ R_{sw}[N] \end{bmatrix} \quad (6)$$

구하고 싶은 것은 MSE를 최소가 되게 하는 필터 계수 a_i 이므로 필터 계수 앞에 곱해진 행렬의 역행렬을 구해서 양변에 곱해주면 필터 계수를 구할 수 있다^[8].

III. 실험 및 측정 결과

본 논문은 디지털 영역에서 자기간섭 신호를 제거하기 위해서 MATLAB와 GNURadio를 이용하였다.

표 1은 사용한 PC와 USRP X310의 사양을 나타낸다. 실험에는 두 대의 USRP X310 장치를 이용하였다. 각 SDR 장치의 송신 안테나와 수신 안테나는 분리되어 있다. 데이터를 송수신할 때 사용한 변복조 방식은 OFDM 방식을 선택하였다. 표 2와 같이 반송파 주파수는 2.67 GHz 대역을 사용하였고, 헤더(header) 변조 방식은 BPSK를 사용하였으며, 페이로드(payload) 변조 방식은 64 QAM를 사용하였다.

그림 6은 본 논문에서 선택한 OFDM 방식의 프리앰블 구조를 그림으로 나타낸 것으로 처음 8 us 동안 짧은 훈련(short training)을 하고, 다음 8 us 동안 채널 추정을 하게 된다. 채널 추정이 끝나고 나면 4 us마다 데이터가 전송되게 된다.

USRP의 수신단에서 신호가 포화되면 신호가 제대로 수신이 되지 않아 자기간섭 신호 제거가 힘들어진다. 그러므로 실험을 위해서 수신 신호가 포화되지 않도록 송신단의 이득과 수신단의 이득을 조절하여 그림 5에서

USRP 1의 자기간섭 신호 크기(H1)와 USRP 2에서부터

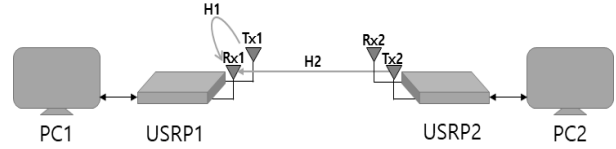


그림 5. 동일대역 전이중 무선 통신 시뮬레이션 블록도
Fig. 5. In-band full-duplex wireless communication simulation block diagram.

표 1. SDR 장치 사양

Table 1. The specifications for SDR equipment.

Host PC	
CPU	Core i9 2.8 GHz
Memory	32 GB
OS	Ubuntu 17.10
USRP X310	
Interface	10 Gigabit Ethernet
A/D converter	14-bit
D/A converter	16-bit

표 2. 시스템 변수

Table 2. The system parameters.

System parameters	Value
Carrier frequency	2.67 GHz
Sampling rate	20 Msamples/sec
Bandwidth	20 MHz
Header modulation	BPSK
Payload modulation	64 QAM
FFT size	64
GI length	16
Distance between each USRP device	0.5 m

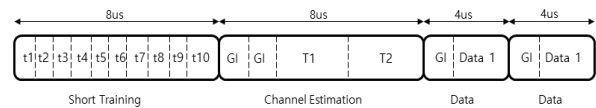


그림 6. OFDM 프리앰블 구조
Fig. 6. OFDM preamble structure.

USRP 1로 수신이 되는 신호(H2) 크기가 동일하게 -64.6 dB가 되는 조건에서 실험을 진행하였다.

자기간섭 신호 제거를 위해서 본 논문에서 사용한 위너 필터의 계수 값을 구하는 훈련 과정이 필요하다. 이 훈련 과정을 위해서 그림 5의 USRP 2에서 송신을 하지 않고 USRP 1에서만 송신을 하여 필터 계수 값을 구한다.

그림 7은 USRP 1의 송신 안테나로 나가는 신호의 스펙트럼을 측정한 것이다. 약 -54.2 dB의 크기를 가지고 있는 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 USRP 1의 수신 안테나로 들어오는 신호의 스

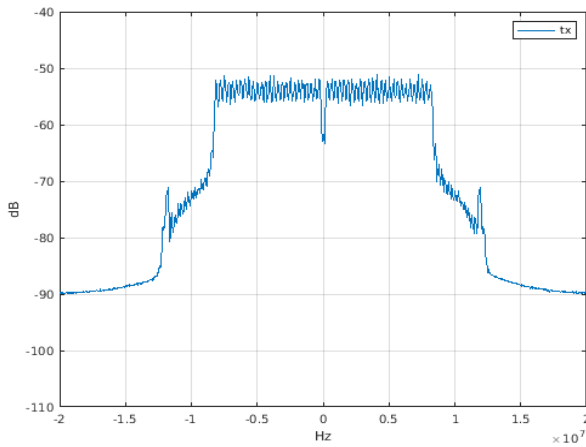


그림 7. USRP 1의 송신 신호 스펙트럼
Fig. 7. Transmission signal spectrum of USRP 1.

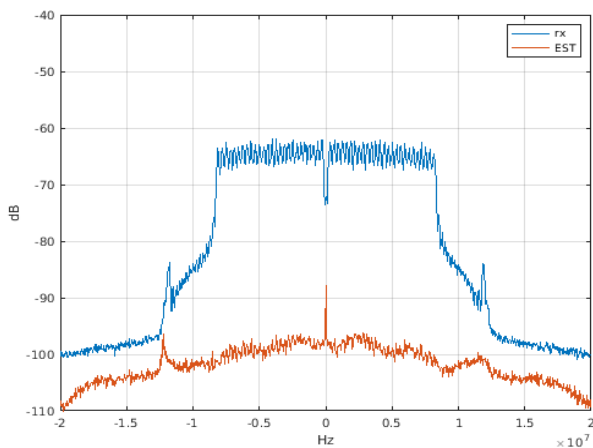


그림 8. USRP 1의 수신 신호, 자기간섭 제거 신호 스펙트럼
Fig. 8. Receive, cancelled signal spectrum of USRP 1.

펙트럼과 수신 신호에서 자기간섭 신호를 제거한 신호의 스펙트럼을 측정한 것이다. 수신 신호는 -64.6 dB 정도의 크기를 가지고 있으며 자기간섭 신호 제거를 통해서 33.6 dB의 신호를 제거하여 -98.2 dB으로 신호 크기를 줄인 것을 확인할 수 있다.

그림 9와 같이 자기간섭 신호가 존재하지 않은 상태인 반이중 통신을 한 경우에는 정상도를 보면 알 수 있듯이 채널 환경이 좋은 것을 알 수 있다. 하지만 자기간섭 신호가 존재하는 상황에서는 OFDM 신호의 짧은 부호(short code)와 긴 부호(long code)를 찾지 못해 복조가 불가능하였고 자기간섭 신호를 33.6 dB 제거를 했을 시에 그림 10과 같이 복조가 가능해졌다. 실험에서 100 Mbit을 전송한 경우 이 때 측정된 BER은 2.63×10^{-5} 로 측정이 되었고, 비터비 복호기를 통해 오류정정을 수행한 후에는 100 Mbit 전송에서 오류가 발견되지 않았다. 본 연구에서는 다운 샘플링하기 전에 자기간섭 신호를 제거했다. 그러므로 FFT 이후에 자기간섭 신호를 제거한 참고문헌 [5]의 자기간섭 제거량인 27 dB 보다 6.7 dB 더 제거할 수 있었으며, 비터비 복호기로 오류정정 단계를 추가하여 오류를 제거하였다.

또한 그림 11은 자기간섭 신호 제거 수준이 14 dB인 경우 정상도로 채널 환경이 더 나빠진 것을 확인할 수 있다. 동일한 데이터를 전송한 경우, BER은 6.58×10^{-4} 로 측

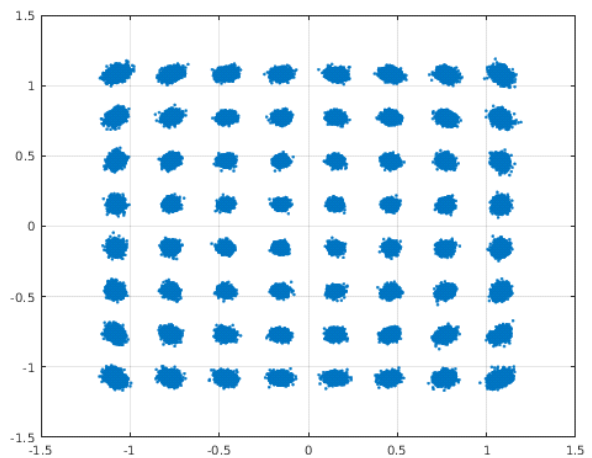


그림 9. 자기간섭 신호가 없을 시 정상도
Fig. 9. The constellation diagram without self interference signal.

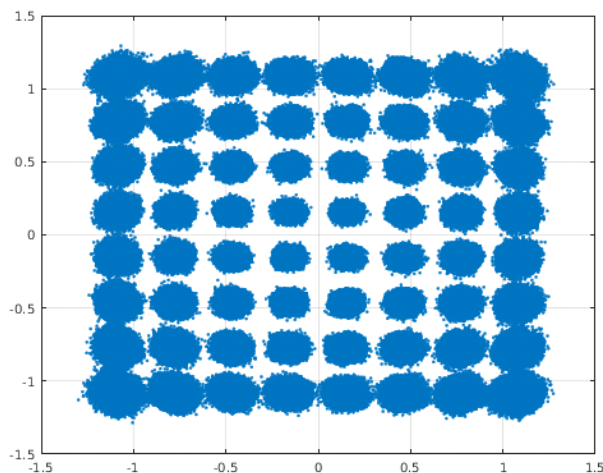


그림 10. 자기간섭 신호를 33.6 dB 제거했을 시 정상도
Fig. 10. The constellation diagram when the magnetic interference signal is removed by 33.6 dB.

표 3. 성능 비교표

Table 3. The comparison table of performance.

	This work	Ref. [5]
Modulation	OFDM	OFDM
Carrier frequency	2.67 GHz	2.15 GHz
SIC	33.7 dB	27 dB
BER	2.63×10^{-5}	1.00×10^{-5}

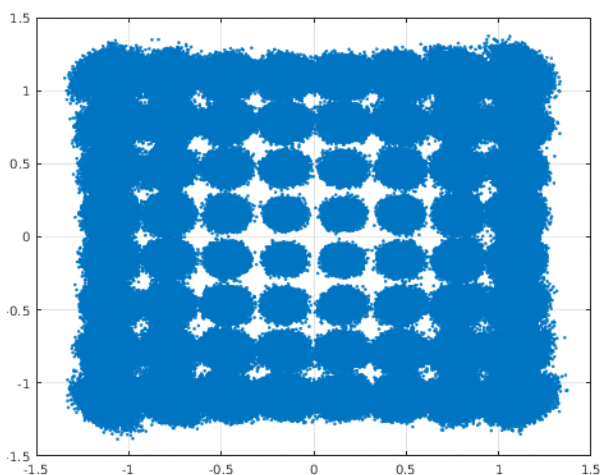


그림 11. 자기간섭 신호를 14 dB 제거했을 시 정상도
Fig. 11. The constellation diagram when the magnetic interference signal is removed by 14 dB.



그림 12. 자기간섭 신호 제거량에 따른 BER
Fig. 12. BER according to the amount of self interference cancellation.

정되었고, 비터비 복호기를 통해 오류를 복구할 수 있었다. 이 때 자기간섭 신호 제거량을 조절하기 위하여 구현된 필터 계수 값에 배율을 적용하여 자기간섭 수준을 조절하였다.

그림 12는 동일한 데이터 전송 조건에서 자기간섭 신호를 제거한 수준을 달리하며 측정한 BER을 나타낸 그림이다. 이 결과를 통해 자기간섭 신호와 BER 사이의 상관관계를 알 수 있으며, 제거한 양이 20 dB보다 적어지면 BER이 급격하게 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 디지털 영역에서 자기간섭 신호의 세기가 요구되는 수신 신호의 세기보다 20 dB 이상 작은 경우 복구가 가능함을 실험적으로 검증하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 SDR 장치인 USRP X310 보드를 이용하여 동일 대역 전이중 통신 방식을 디지털 영역에서 구현하였다.

동일대역 전이중 무선 통신 성능 검증을 위해 WiFi 표준의 OFDM 패킷과 SDR 장치를 이용하였다. 사용한 SDR 장치는 송신단과 수신단의 안테나가 분리되어 있으며, 두 대의 SDR 장치를 동일대역 전이중으로 구동하여 실험을 진행하였다. 자기간섭 신호와 수신 신호의 세기를 동일하게 맞추기 위해 두 대의 SDR 장치의 송수신 이득을 조절하였다. 디지털 영역에서 자기간섭 신호 제거는 MMSE 방식의 위너 필터를 이용하였다. 수신한 자기간섭

신호를 최대 33.6 dB 제거하였고, 100 Mbit의 이미지를 전송한 결과, BER이 2.63×10^{-5} 로 측정이 되었다. 또한 비터비 복호기로 오류 정정을 한 후에는 오류가 검출되지 않았다. 그리고 자기간섭 신호 제거 수준이 BER에 미치는 영향을 측정하였다. 자기간섭 신호를 20 dB 이상 제거한 경우, BER에 영향은 미미하고 오류정정으로 복구할 수 있음을 실험을 통해 검증하였다.

References

- [1] Cisco, "Cisco visual networking index: Forecast and trends, 2017~2022 white paper", 2019. Available: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-741490.html>. Accessed on: Nov. 1, 2018.
- [2] 김선애, 장갑석, 광병재, 이문식, 방승찬, "표준 · 시험 인증 기술 동향-동일대역 전이중(in-band full-duplex) 방식 송수신기 기술 및 표준화 동향," TTA 저널, 155, pp. 82-92, 2014년 9월.
- [3] 이지호, 장갑석, 김영식, "동일대역 전이중 통신을 위

한 RF/아날로그 영역에서의 자기간섭 신호 제거 시스템 구현," 한국전자과학회논문지, 27(3), pp. 277-283, 2016년 3월.

- [4] 김재훈, 광병재, 김영식, "동일대역 전이중 방식 FRS 대역 무전기 개발," 한국전자과학회논문지, 28(10), pp. 769-778, 2017년 10월.
- [5] W. Zhou, G. Villemaud, and T. Risset, "Full duplex prototype of OFDM on GNURadio and USRPs," in *IEEE Radio and Wireless Symposium*, Jan. 2014, pp. 217-219.
- [6] 안창영, 유흥균, "RF cancellation과 digital cancellation을 사용한 SSD(Simultaneous Single Band Duplex) 시스템," 한국통신학회논문지, 39A(2), pp. 100-108, 2014년.
- [7] 왕우완, 박현철, "동일대역 전이중 방식 통신 시스템에서 자기간섭 제거에 따른 성능 분석," 한국통신학회논문지, 41(3), pp. 331-337, 2016년 3월.
- [8] A. Shamsa, S. Ghorshi, and M. Joorabchi, "Noise reduction using multi-channel FIR warped wiener filter," in *2016 13th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices(SSD), Leipzig*, 2016, pp. 531-536.

박 하 은 [한동대학교/석사과정]



2018년 2월: 한동대학교 전산전자공학부 (공학사)
 2018년 3월~현재: 한동대학교 정보통신 공학과 석사과정
 [주 관심분야] 무선통신시스템, RF/Analog IC 설계, 초고주파 회로설계

김 영 식 [한동대학교/교수]



1993년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학 (공학사)
 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학 (공학석사)
 1999년 2월~현재: 포항공과대학교 전자 전기공학과 (공학박사)
 1999년 3월~현재: 한동대학교 전산전자

공학부 정교수

[주 관심분야] 센서네트워크 개발, RFID, 무선 송수신용 RF/Analog IC 설계, 무선통신용 모뎀 설계, RF 전력증폭기 개발

윤 지 용 [한동대학교/석사과정]



2018년 2월: 한동대학교 전산전자공학부 (공학사)
 2018년 3월~현재: 한동대학교 정보통신 공학과 석사과정
 [주 관심분야] 무선통신시스템, RF/Analog IC 설계, 초고주파 회로설계