

## 자기 유도 통신 시스템 구현

주문도\*, 김관수\*, 신요안°

## Implementation of a Magnetic Induction Communication System

Wentao Zhou\*, Kwan-Soo Kim\*, Yoan Shin°

## 요약

자기장은 전파 시 거의 도전률에 의해서만 영향을 받기 때문에 자기 유도 통신은 음파, 광파, 전자파 등이 잘 전달되지 않는 복잡한 통신 환경에서 우수한 성능을 가진다. 하지만 자기 유도 통신 시스템에 대한 대부분의 연구 결과가 이론 위주로 제시된 바 실제 자기 유도 통신 시스템의 구현이 중요한 이슈가 되고 있다. 본 논문에서는 범용 소프트웨어 정의 라디오 모듈과 GNU Radio를 사용하여 BPSK 방식의 자기 유도 통신 시스템 테스트베드를 구축하는 모델을 소개한다. 그 후 이론적인 수신 전력과 실제 실험의 수신 전력 값을 비교하고, 공중 환경에서 실제 구현된 시스템의 패킷오율 측정 결과를 제시한다.

**키워드** : 자기 유도 통신, BPSK 변조, 소프트웨어 정의 라디오, USRP, GNU Radio, 패킷오율

**Key Words** : Magnetic Induction Communication, BPSK Modulation, Software-Defined Radio, USRP, GNU Radio, Packet Error Rate

## ABSTRACT

Since the magnetic field is almost only affected by the conductivity in propagation environments, the magnetic induction communication has an excellent performance in some complex communication environments where acoustic, optical, and electromagnetic waves cannot propagate well. However, a large part of research on the magnetic induction communication systems was rather theoretical, thus the implantation of the magnetic induction communication systems has become an important issue. In this paper, we introduce a model which uses the universal software-defined radio peripheral and GNU radio to build a testbed for a BPSK magnetic induction communication system. Then, a comparison between theoretical and experimental received signal powers is shown. Finally, we test the packet error rate of this implemented system in the air.

## 1. 서론

자기 유도 (Magnetic Induction; MI) 통신의 주요 원리는 송신기 코일 및 수신기 코일 사이의 상호 인덕턴스 (Mutual Inductance) 효과를 이용하는 것이다. MI 통신에서는 통신 목적을 달성하기 위해 송신기 코

일의 전류를 변조해서 수신기 코일의 전류가 동시에 변화하게 만든다. 한편 MI 통신은 대역폭과 스텔스 운용 측면에서 유리한 점이 있어 군사 분야에서도 적극 활용될 수 있다. MI 통신 방식은 참고문헌 [1]에서 처음 제안되었으며, 여기서는 자기장의 물리적 특성상 어떠한 매질에서도 크게 왜곡되지 않고 전파 가능하

※ 본 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구결과임 (2016R1A2B2014497).

• First Author : School of Electronic Engineering, Soongsil University, wtzhou@korea.ac.kr 학생회원

° Corresponding Author : School of Electronic Engineering, Soongsil University, yashin@ssu.ac.kr, 중신회원

\* School of Electronic Engineering, Soongsil University, kwansk93@soongsil.ac.kr, 학생회원

논문번호 : 202004-090-D-RE, Received April 17, 2020; Revised May 15, 2020; Accepted May 18, 2020

다는 측면 때문에 수중 환경에 적합하다고 논의된 바 있다. 일반적으로 수중 환경에서는 음파 (Acoustic Wave) 통신이 널리 사용되어 왔으나, 이 방식은 온도, 다중 경로 페이딩, 환경 소음, 도플러 효과 등 많은 성능 저하 요인에 민감하게 영향을 받는 단점이 있다. 한편 광파 (Optical Wave), 즉 빛을 이용하는 광통신 또한 수중 환경에서 많이 시도되었으나, 바위와 다른 장애물 등이 빛의 전파를 막아 통신 안정성을 보장할 수 없다는 치명적인 단점이 있다. 한편 전자파 (Electromagnetic Wave) 통신은 공기 중에서 성능이 매우 우수하나 수중 환경에서는 경로 손실이 너무 크다는 단점이 있다. 반면 수중 환경에서는 MI 통신의 유효 통신 범위가 전자파 통신보다 우수하여<sup>2)</sup>, 이에 수중 통신 시스템을 위해 최근 MI 통신에 대한 관심이 크게 높아지고 있다.

MI 통신 시스템은 통신 링크 상의 송신기 및 수신기 수에 따라 직접 (Direct) 구조 또는 도파관 (Waveguide) 구조로 구분할 수 있다<sup>3)</sup>. 직접 구조 MI 통신 시스템에서 송신기 코일은 변조 신호에 따라 변화하는 자기장을 생성하고 만약 수신기 코일이 자기장의 전달 영역에 있으면 상호 인덕턴스 효과에 의해 통신이 이루어진다. 반면 수신기 코일이 이 전달 영역 내에 없으면 도파관 구조 MI 통신 시스템을 적용 가능하며, 여기서는 별도 에너지 공급이 필요 없는 수동형 중계기 (Passive Relay) 코일을 도파관으로 사용하여 통신 영역을 확장하고 자기장 분포를 바꿀 수 있다. 도파관 역할을 하는 중계기는 송신기와 수신기 사이에 위치하며, 이러한 도파관 구조에 의해 통신 영역을 넓힐 수 있지만 직접 구조와 비교해 대역폭 측면에서 단점을 갖게 된다.

전자파 기반의 여타 무선 통신 시스템과 유사하게, MI 통신용 안테나에도 단방향 (Unidirectional) 코일 안테나 및 전방향 (Omnidirectional) 코일 안테나로 구분 가능하다<sup>4)</sup>. MI 통신 초기 연구 단계에서는 주로 단방향 MI 안테나 구조가 주로 연구되었으나, 안테나 구성 회로의 대역폭이 좁아 대역폭, 즉 데이터 속도를 향상시키는 방법이 시급한 과제가 되었다. 한편, 참고 문헌 [5]에서는 주파수 분할 이론 (Frequency Splitting Theory)을 사용하여 다중 입력 다중 출력 (Multi-Input Multi-Output; MIMO) MI 통신 시스템을 구현하고 송신기와 수신기 사이의 혼신 (Crosstalk)을 제거하는 연구 결과를 제시한 바 있다. 하지만 MI 통신은 주로 전도성이 매우 높고 자기장의 분포가 영향을 받는 복잡한 통신 환경에서 운용되므로, 높은 작동 주파수 때문에 위의 구조를 채택하기 어렵다. 참고

문헌 [6]에서는 동일 평면 내 코일 간 혼신을 상쇄하기 위해 반대 전류를 갖는 단방향 MIMO MI 구조를 적용하였으며, 이 방법은 앞서 언급한 주파수 분할 방식의 기존 MI 구조보다 더 나은 성능을 보여주었다. 하지만 여전히 새로운 방식도 통신 대역폭을 향상시키지는 못했다. 이를 해결하기 위해 참고문헌 [7]에서는 참고문헌 [5]의 MI 통신 시스템 구조와 동일하나 메타물질 (Meta-Material) 강화 코일 안테나와 코일 안테나 쌍별 다른 공진 주파수를 사용하여 복사 효율과 대역폭을 개선하는 방법을 제안하였으나, 여전히 송신기와 수신기 사이 혼신 문제는 해결되지 못했다.

송신기와 수신기 코일 안테나 간 각도와 이에 따른 자기장 방향은 상호 인덕턴스에 심각한 영향을 미칠 수 있는데 이러한 현상을 편광화 (Polarization)라 한다<sup>8)</sup>. 송신기 코일과 수신기 코일이 평행하고 코일의 중심점이 정렬된 경우 (즉, 오프셋이 0), 상호 인덕턴스는 최대값이 된다. 따라서 전방향 MI 안테나 구조는 단방향 MI 안테나 구조보다 더 나은 성능을 보여준다. 전방향 MI 안테나 구조에는 세 개의 상호 직교하는 코일이 있고 이러한 코일에 의해 생성된 자기장은 서로 직교하기 때문에 간섭이 없다.

한편, 소프트웨어 정의 라디오 (Software-Defined Radio; SDR)는 통신 목적에 맞게 잘 제작된 안테나 하드웨어와 소프트웨어적으로 제어되는 흐름 그래프를 통해 무선 통신 시스템을 유연하고 신속하게 구현할 수 있는 시스템이다. SDR 방식이 아닌 일반적인 통신 시스템의 회로는 해당 통신 방식만이 이미 구현되어 있어, 변조 방식이나 일부 통신 파라미터가 변경될 경우 수신기가 더 이상 신호를 복구할 수 없어 운용 유연성이 매우 떨어진다. 하지만 SDR은 컴퓨터나 임베디드 시스템의 소프트웨어로 기존 하드웨어를 대체할 수 있는 통신 시스템이므로, 하드웨어 설계 대신 통신 프로세스에만 집중할 수 있게 해준다. SDR 시스템에는 소프트웨어와 하드웨어 두 부분이 있는데, 최근에는 Universal Software Radio Peripheral (USRP) 하드웨어를 사용하여 저렴한 비용으로 우수한 성능을 내는 SDR 시스템의 구현이 가능하게 되었다. 또한 SDR 시스템 설계에는 MATLAB, LabVIEW, GNU Radio 등 다양한 개발 소프트웨어 도구들을 사용할 수 있어, 이러한 소프트웨어와 USRP 장비를 이용해 유연하고 저렴한 MI 기반 SDR 통신 시스템을 구축할 수 있다. 이러한 접근 방식으로서 참고문헌 [9]에서는 GNU 라디오와 USRP를 사용해서 지하 (Underground) 환경을 위한 MI 통신 시스템 테스트 베드를 구현하였으나, 성능 평가를 위한 패킷오울

(Packet Error Rate; PER) 테스트에 대한 흐름 그래프를 제시하지 않는 등 실제적인 구현 결과로 부족한 점이 있다.

이에 본 논문에서는 MI 기반 SDR 통신 시스템을 논의하고, MI 통신에서 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 디지털 변조 방식을 구현하기 위한 적절한 흐름 그래프를 제안하며, 실제 구현된 시스템의 성능을 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MI 통신 시스템을 간략히 소개하고, 3장에서는 MI 기반 SDR 시스템을 설명후 BPSK 변복조에 대한 흐름 그래프를 제안한다. 4장에서는 구현된 시스템을 이용한 공중에서의 실험 결과를 제시하며, 5장에서 결론을 맺는다.

## II. MI 시스템 모델링

### 2.1 편광화 (Polarization)

MI 통신 시스템은 일반적으로 복잡한 환경, 예를 들어 지하, 수중, 파이프라인 등에서의 사용이 주로 고려되기 때문에, 표면에서 깊어질수록 자기장의 전파 크기는 감소되며 이러한 감쇄는 동작 주파수가 높아짐에 따라 증가한다. 따라서 MI 통신에서는 동작 주파수가 낮고, 통신 거리  $d$ 는 자기장의 파장인  $\lambda$ 보다 작아  $d \ll \lambda/2\pi$ 의 관계를 만족하게 된다. 따라서 전파 축 방향의 자기장 강도는 다른 방향보다 훨씬 강한 방향성을 나타내게 되며, 특정 반지름  $R$  내의 자기장은 준정적 영역 (Quasi-Static Region)으로 간주될 수 있다<sup>[10]</sup>. 그림 1은 전원이 공급된 코일 안테나에 의해 생성된 자기장의 방향을 보여준다. 전형적으로 우리는 동일한 형식의 코일 안테나를 사용하여 MI 통신 시스템을 구축하게 되고, 이 경우 코일의 상호 인덕턴스는 다음과 같이 표현된다.

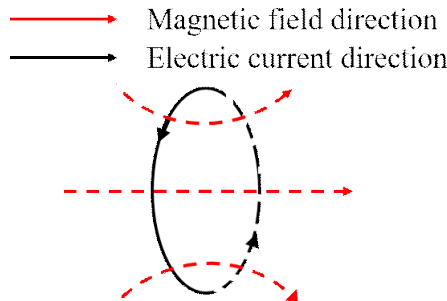


그림 1. 동력 공급된 코일 안테나에 의해 생성되는 자기장 방향  
Fig. 1. Direction of magnetic field generated by the energized coil antenna

$$M = \mu\pi N^2 \frac{a^4}{4r^3} (2\sin(\theta_t)\sin(\theta_r) + \cos(\theta_t)\cos(\theta_r)), \quad (1)$$

여기서  $\mu$ 는 통신 환경의 자기 투과율 (Magnetic Permeability)이고  $N$ 과  $a$ 는 각각 코일 안테나의 회전수와 반지름이다. 또한  $r$ 은 두 코일 안테나의 거리이고  $\theta_t$ 과  $\theta_r$ 은 자기장 방향과 송수신기 코일을 연결하는 라인 사이의 각도로서 그림 2에서와 같이 정의된다.

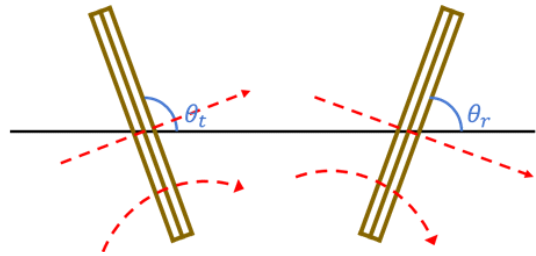


그림 2. 식 (1)에서 필요한 각도의 정의  
Fig. 2. The angles required in Eq. (1)

### 2.2 MI 통신 채널 특성

MI 통신은 전파시 거의 도전률 (Conductivity)에 의해서만 영향을 받기 때문에, 송수신기가 고정되어 있으면 다중 경로 효과나 반사가 없으며 이는 MI 통신 채널이 상당히 양호하다는 것을 의미한다. 이런 환경에서 주된 감쇄와 잡음 요인은 각각 경로 손실 (Path Loss)과 열잡음 (Thermal Noise)이라 볼 수 있다.

일반적인 직접 구조 MI 통신 시스템의 구성은 그림 3과 같다. 여기서 코일 안테나를 제작후 멀티미터와 LC미터를 이용해 저항  $R$ 과 인덕턴스  $L$ 을 측정할 수 있다. 그림 3에서  $M$ 은 식 (1)의 두 코일 사이의 상호 인덕턴스,  $U_s$ 는 전원,  $L_t$ 과  $L_r$ 는 각각 송신기 코일과 수신기 코일의 인덕턴스,  $R_t$ 과  $R_r$ 는 각각 송신기 코일과 수신기 코일의 저항, 그리고  $R_L$ 는 회로의 부하 저항이다. 이 MI 통신 시스템이 작동할 때 상호 유도를 통해 송신기에서 수신기에 의해 유도 저항  $R_{rt}$ 가 생성되고 마찬가지로 수신기에도  $R_{tr}$ 가 생성된다. 만약 이 시스템에  $I_t = I_o \cdot e^{-j\omega t}$ 과 같은 교류 전원이 인가되면, 송신기와 수신기의 전력은 다음과 같이 표현된다.

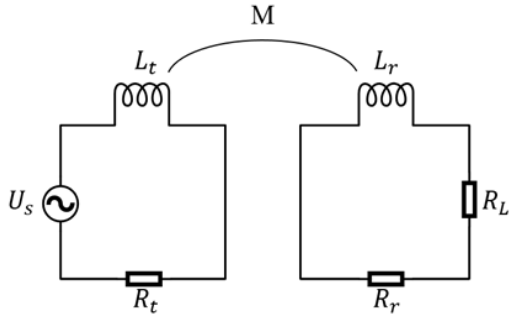


그림 3. 일반적인 직접 구조 MI 통신 시스템의 구성  
Fig. 3. General structure of a direct type MI communication system

$$P_t = \text{Re}\{I_t^2 \cdot R_{t,t}\}, \quad (2)$$

$$P_r = \text{Re}\{I_r^2 \cdot Z_L\}, \quad (3)$$

여기서,  $\text{Re}\{\cdot\}$ 는 실수부 연산,  $R_{t,t} = R_t + R_r$ 는 송신기의 총 저항,  $Z_L = \frac{Z_L}{Z_L + Z_L'}$ 는 부하 저항, 그리고  $I_t$ 와  $I_r$ 은 각각 송신기와 수신기의 전류를 나타낸다. 이 때 MI 통신 시스템의 경로 손실은 다음과 같이 정의된다.

$$PL = 10\log_{10} \frac{P_t}{P_r} \text{ [dB]}. \quad (4)$$

교류 전력은 자기장을 생성하는데, 신호 주파수와 환경의 전도도 (Conductivity)에 의해 결정되는 부정적 영향이 이 자기장을 방해할 수 있다. 이러한 부정적 영향은 참고문헌 [11]에서 정의한 표면 깊이  $\delta$ 의 역 (Inverse of Skin Depth)으로 나타난다.

$$\alpha = \frac{1}{\delta} = \sqrt{\pi f \mu \sigma}, \quad (5)$$

여기서  $f$ 는 동작 주파수,  $\sigma$ 는 통신 환경의 전도도이다. 따라서 이러한 부정적인 영향은 손실로 간주되고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PL_\alpha = 20\log_{10} e^{\alpha r} \text{ [dB]}. \quad (6)$$

코일 안테나는 구리선으로 만들어지기 때문에 구리선 내의 저항을 고려해야 하는데, 이는 MI 통신 시스템에서 고려해야 할 주요 잡음이 열잡음이라는 것을

의미한다. 이 때 열잡음의 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_n = 10\log_{10}(1000k_B T f) \text{ [dBm]}, \quad (7)$$

여기서  $k_B = 1.38 \times 10^{-23} \text{ [J} \cdot \text{K}^{-1}]$ 는 Boltzmann 상수이고  $T$ 는 환경 온도이다. 따라서 송신 전력을  $P_t$  [dBm]이라 하면 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)는 다음과 같이 표현된다.

$$SNR = P_t - PL - PL_\alpha - P_n. \quad (8)$$

### III. MI 기반 SDR 시스템

#### 3.1 소프트웨어 정의 라디오 (SDR)

SDR 시스템을 구현하기 위해 우리는 마더보드 (Motherboard)와 도터보드 (Daughter-board)를 포함하는 USRP를 채택했다. 그림 4는 본 연구에서 구현한 SDR 기반 통신 시스템의 구조를 보여준다. 개인용 컴퓨터 (Personal Computer; PC)에서는 흐름 그래프 (Flow Graph)를 통해 동기화, 변조, 복조를 소프트웨어적으로 제어할 수 있다. 마더보드에서는 데이터 전송을 변환 및 타이밍을 관리하고, 도터보드는 중간 주파수 신호의 동작을 관리한다. 서로 다른 도터보드는 동작 주파수가 다르기 때문에 우리는 올바른 도터보드를 선택해야 한다. MI 통신 시스템에서는 식 (5)와 같은 표면 깊이 효과 때문에 높은 동작 주파수를 사용할 수 없어, LFTX (Low Frequency Transmitter)와 LFRX (Low Frequency Receiver)의 동작 주파수를 DC~30MHz로 선택했다.

그림 5는 일반적인 USRP 아키텍처를 보여준다. 여기서 하단의 수신부를 살펴보면, 주로 RF (Radio Frequency) 신호 또는 IF (Intermediate Frequency) 신호와 복소 기저대역 (Baseband) 신호의 변환에 필요한 RF Frontend, 믹서 (Mixer) 및 증폭기 (Amplifier) 등으로 구성된다. 한편 아날로그-디지털 변환기 (Analog-to-Digital Converter; ADC)는 RF/IF

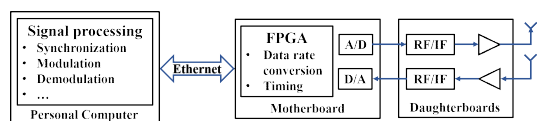


그림 4. SDR 기반 통신 시스템의 구조  
Fig. 4. SDR based communication system structure

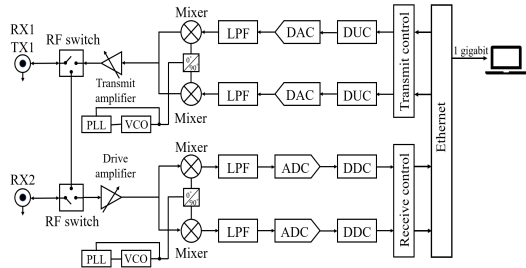


그림 5. 일반적인 USRP 아키텍처  
Fig. 5. General USRP architecture

신호로부터 변환된 기저대역 샘플을 디지털 샘플로 변환하고, 이 샘플들은 디지털 하향 변환 (Digital Down Conversion; DDC) 기능을 제공하는 FPGA (Field Programmable Gate Array)로 입력된다. 이후 디지털 샘플과 다른 데이터는 호스트 인터페이스를 통해 PC로 스트리밍 된다. 송신부의 경우, 위에서 설명한 절차의 역과정이 작용된다.

3.2 SDR 소프트웨어 설계 틀

앞서 언급한 바와 같이, SDR 시스템 설계를 위해 MATLAB, LabVIEW, GNU Radio 등 많은 소프트웨어 설계 틀들이 존재하는데, 이러한 SDR 설계 틀을 사용하기 전에 USRP 장치를 제어하기 위해 USRP Hardware Driver (UHD)를 설치해야 한다. GNU Radio는 우수한 유연성과 효율성으로 인해 SDR 시스템 구현에 널리 사용되고 있으며, 특히 하드웨어로 구현할 부분들을 소프트웨어로 구현할 수 있는 다양한 모듈이 존재한다. GNU Radio의 이런 모듈은 C++ 언어로 작성되어 있으며 모듈 사이의 연결은 Python 언어를 통해 이루어진다. 이 모듈들은 소프트웨어를 기반으로 하기 때문에, 실제 사용 시 문제를 발견하기 쉽고 원하는 기능을 구현하기 위해 우리가 직접 모듈을 제작할 수도 있다. GNU Radio에는 UHD 싱크 및 UHD 소스와 같은 UHD가 지원하는 USRP 관련 모듈들이 있고, 이것을 이용해 동작 (중심) 주파수, 안테나 이득, 신호 대역폭 등을 제어할 수 있다. 변조 후 전송 신호는 다양한 진폭을 가질 수 있으나, 본 연구에서 사용된 USRP는 내부에서 정의된 상대 진폭이 1 이내인 신호만 전송할 수 있다. 즉, 실제 사용된 USRP의 최대 출력 전력은 15 dBm이며, 0부터 15dBm 전력이 해당되는 신호 진폭을 0부터 1의 상대적인 값으로 대응한다. 따라서 다양한 크기의 변조 신호를 USRP를 통해 전송하고 수신기에서 원래의 전송 신호를 복구하기 위해서는, 전송 신호의 최대 진폭을

1 이하로 조정하는 곱셈기를 송신기에 추가할 필요가 있다.

3.3 MI 기반 SDR 시스템

대부분 이론적인 MI 모델에서는 공명 주파수 제어를 위해 코일 안테나와 함께 콘덴서를 사용하나 이 시스템은 대역폭이 너무 좁아 신호를 전송하기 어렵다. 따라서 우리는 경로 손실은 기존 모델보다 조금 커지나 좀 더 평탄한 스펙트럼 형태 및 넓은 대역폭을 얻기 위해 콘덴서를 제거하였다.

우리는 MI 통신을 위해 반경 0.5mm의 구리선을 40회 감아서 직경 27cm의 코일 안테나를 직접 제작하였다. 멀티미터와 LC미터를 이용해 측정된 결과, 각 코일 안테나의 저항 (그림 3의  $R_t$  또는  $R_r$ )은 3.1  $\Omega$ 이고 인덕턴스 (그림 3의  $L_t$  또는  $L_r$ )는 1.1255mH를 얻었다. 그림 6은 이렇게 직접 제작한 코일 안테나의 형상을 보여준다. 모든 코일 안테나에는 2개의 핀이 있어서 이들을 SMAP(M)-SMAP(M) 커넥터에 납땀할 수 있고, 그림 7과 같이 이 커넥터를 통해 USRP에 연결할 수 있다.

그림 7은 MI 기반 SDR 시스템의 실제 구성을 도

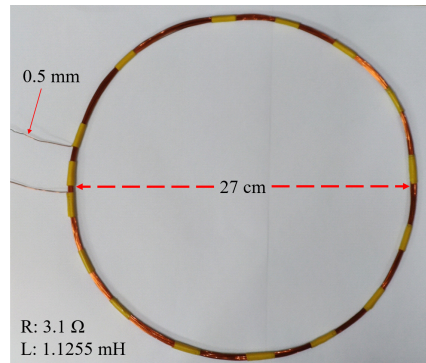


그림 6. 제작된 코일 안테나  
Fig. 6. Manufactured coil antenna

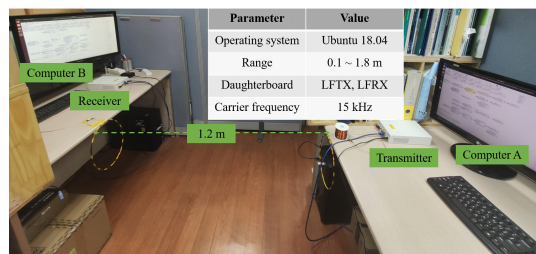


그림 7. MI 기반 SDR 통신 시스템의 구성  
Fig. 7. Actual structure of MI based SDR system

표 1. 통신에 사용한 하드웨어 규격  
Table 1. Hardware specification used for communication

USRP model	Ettus Research N210
Daughterboard for transmitter	LFTX
Daughterboard for receiver	LFRX
Connector	Male-to-Male

시하는데, 우측 컴퓨터 A는 송신기 역할을 수행하여 전송 신호를 생성하고 생성된 신호는 송신용 코일 안테나를 통해 자기 신호로 변환된다. 이 때 수신용 코일 안테나가 이 자기장 범위 내에 있다면 수신 코일 안테나의 전류가 동시에 변화하여 수신기 역할을 수행하는 좌측 컴퓨터 B의 USRP를 통해 원래 신호로 복구할 수 있다.

### 3.4 MI 기반 BPSK SDR 시스템의 흐름 그래프

MI 통신에서 신호를 전송하고 복구하려면 SDR 시스템을 제어하기 위한 흐름 그래프를 설계해야 하고, MI 통신 시스템은 대개 전도도가 높은 복잡한 환경에서 활용되기 때문에, 높은 동작 주파수를 선택할 수 없어 통신 대역폭도 협소하다. 따라서 전송 신호 대역폭을 적절히 조절해야 하며, 그림 8과 9는 이러한 신호 조절을 위한 BPSK 송신기와 수신기의 흐름 그래프를 각각 도시한다.

그림 8의 송신기 흐름 그래프를 보면, 우선 SDR 시스템은 보통 패킷 단위로 통신 과정을 수행하므로 패킷 인코더를 자동 페이로드 길이로 설정하였다. 그 후 신호는 BPSK 변조기에 의해 변조되고 USRP 싱크에 의해 전송된다. 신호 전송시 과표본화 인자 (Upsampling Factor)를 30으로 설정하여 변조 신호의 갯수를 줄였다. 동작 주파수는 15kHz로 설정하였는데, 이는 앞서 논의한 바와 같이 복잡한 통신 환경에서의 전송에 적합한 수준의 낮은 수치이다.

한편 그림 9의 수신기 흐름 그래프에서, 우선 복조를 위해 저역 통과 필터를 이용하며 수신 신호 증폭을 위한 전방향 자동 이득 제어기 (Feedforward

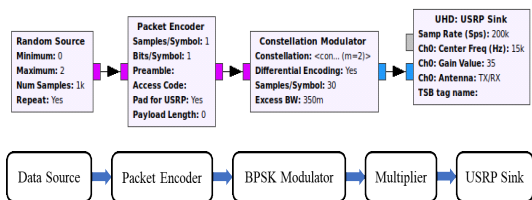


그림 8. MI 기반 BPSK SDR 시스템 송신기 흐름 그래프  
Fig. 8. Transmitter flow graph of MI based SDR system

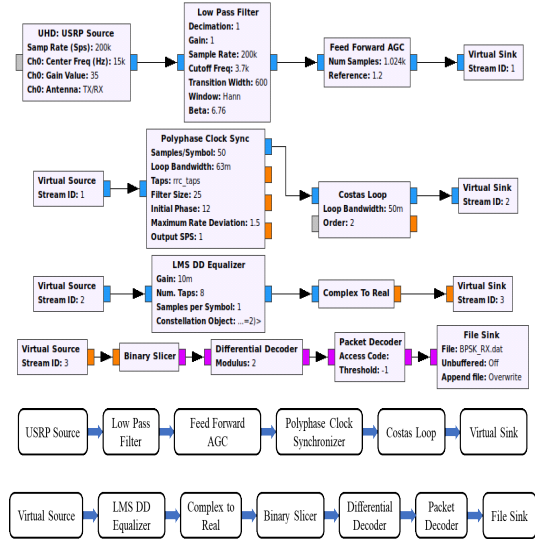


그림 9. MI 기반 BPSK SDR 시스템 수신기 흐름 그래프  
Fig. 9. Receiver flow graph of MI based SDR system

Automatic Gain Controller)를 고려했다. 각 샘플의 SNR을 극대화하고 심벌간 간섭 (Inter-Symbol Interference) 영향을 줄이기 위해 다상 클럭 동기화 (Polyphase Clock Synchronization) 모듈을 채택하여 수신 신호의 샘플링에 가장 적합한 시간을 찾았다.

## IV. 실험 결과

그림 10은 시뮬레이션 및 실제 구현된 시스템을 이용한 실제 실험에서 측정된 송수신기 간 통신 거리에 따른 수신 신호 전력을 비교 도시한다. 실험 결과가 모의실험 결과보다 약간 작지만 유사한 결과와 추세를 보인다고 할 수 있다. 특히, 송수신기 간 통신 거리

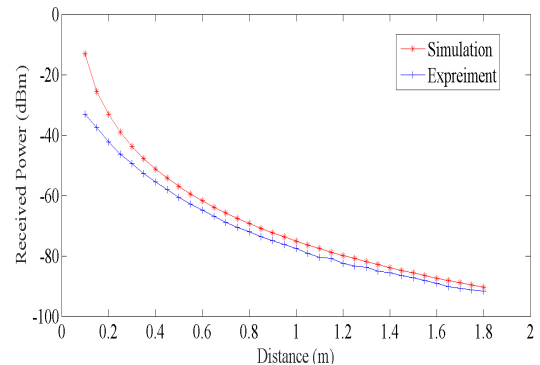


그림 10. 시뮬레이션과 및 실험에서 측정된 송수신기 간 거리에 따른 수신 신호 전력 비교  
Fig. 10. Comparison of received power vs. distance for both simulation and experiment

가 늘어나면 두 결과의 차이가 점차 줄어들어 실제 구현된 MI 기반 SDR 시스템이 잘 작동한다는 것을 나타낸다 할 수 있다.

이전 장에서 언급된 바와 같이, 우리가 이용한 SDR 시스템은 패킷 단위로 신호가 전송되기 때문에 본 논문에서 MI 기반 BPSK SDR 시스템의 성능 지표로서 다음과 같이 정의되는 PER을 사용했다.

$$PER = \frac{P_L + P_E}{P_T}, \quad (9)$$

여기서,  $P_T$ 는 총 전송 패킷 수,  $P_L$ 은 손실된 패킷 수, 그리고  $P_E$ 은 오류 패킷 수이다. 그림 11은 실제 구현된 MI 기반 BPSK SDR 시스템의 송수신기 간 통신 거리에 따른 PER을 보여준다. 패킷 인코더 모듈에서는 페이로드 길이 파라미터를 설정할 수 있어 이를 통해 모든 패킷의 유효 페이로드 길이를 제어할 수 있다. 페이로드의 단위는 바이트이고, 이 파라미터를 증가시키면 전송 속도도 높아지게 된다. 우리는 패킷 길이를 10으로 설정하였고, 약 5천개의 패킷을 이용하여 PER을 계산하였다. 송수신기 간 통신 거리가 1.6m에서 1.65m로 바뀔 때 PER이 갑자기 증가하게 되는데, 이는 이 통신 시스템이 통신할 수 있는 제한 범위에 근접했다는 것을 의미한다. 덧붙여, 이 시스템은 송수신기 간 통신 거리가 1.8m에 이르면 수신기에서 아무 신호도 수신할 수 없었다.

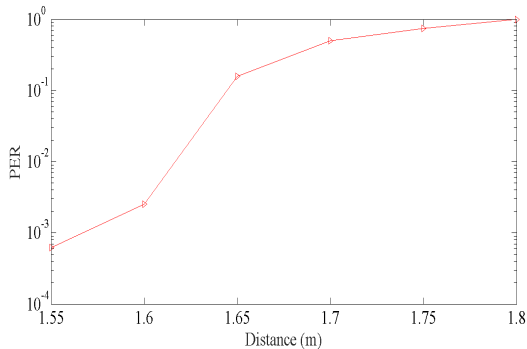


그림 11. 구현된 MI 기반 BPSK SDR 통신 시스템의 PER 성능  
 Fig. 11. PER performance of the implemented MI based BPSK SDR communication system

### V. 결론

본 논문에서는 직접 구조 MI 통신 시스템 모델 및

MI 기반 SDR 시스템을 고려하고, SDR 시스템에서 BPSK 변복조를 달성하기 위한 MI 기반 SDR 시스템을 구현하고 송수신기 기능 흐름 그래프를 제안했다. 시뮬레이션 및 실험에서 제시된 수신 전력 비교 그래프는 송수신기 간 통신 거리가 증가함에 따라 실험 결과와 이론적인 결과가 근접함을 보여주었다. 또한 구현된 MI 기반 SDR 시스템이 송수신기 간 통신 거리가 1.6m 이내에서 우수한 PER 성능을 가지고 있음을 역시 보여주어, 추후 복잡한 통신 환경에서 사용될 MI 통신 시스템의 구현 가능성을 제시하였다.

### References

- [1] J. J. Sojodehei, P. N. Wrathall, and D. F. Dinn, "Magneto-inductive (MI) communications," in *Proc. IEEE OCEANS2001*, Honolulu, USA, Aug. 2001.
- [2] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Magnetic induction communications for wireless underground sensor networks," *IEEE Trans. Ant. & Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2426-2435, Jul. 2010.
- [3] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Underground wireless communication using magnetic induction," in *Proc. IEEE ICC2009*, Dresden, Germany, Jun. 2009.
- [4] I. F. Akyildiz, P. Wang, and Z. Sun, "Realizing underwater communication through magnetic induction," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 11, pp. 42-48, Nov. 2015.
- [5] H. Nguyen, J. I. Agbinya, and J. Devlin, "FPGA-based implementation of multiple modes in near field inductive communication using frequency splitting and MIMO configuration," *IEEE Trans. Cir. & Syst.*, vol. 62, no. 1, pp. 302-310, Jan. 2015.
- [6] H. Kim, J. Park, K. Oh, J. Choi, J. E. Jang, and J. Choi, "Near-field magnetic induction MIMO communication using heterogeneous multipole loop antenna array for higher data rate transmission," *IEEE Trans. Ant. & Propag.*, vol. 64, no. 5, pp. 1952-1962, Mar. 2016.
- [7] H. Guo and Z. Sun, "Increasing the capacity of magnetic induction communication using

MIMO coil-array,” in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Washington DC, USA, Dec. 2016.

[8] S. Kisseleff, I. F. Akyildiz, and W. Gerstaecker, “Interference polarization in magnetic induction based wireless underground sensor networks,” in *Proc. IEEE PIMRC2013*, London, UK, Sep. 2013.

[9] X. Tan, Z. Sun, and I. F. Akyildiz, “Wireless underground sensor networks: MI-based communication systems for underground applications,” *IEEE Trans. Ant. & Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 74-87, Aug. 2015.

[10] N. Ahmed, A. Radchenko, D. Pommerenke, and Y. R. Zheng, “Design and evaluation of low-cost and energy-efficient magneto-inductive sensor nodes for wireless sensor networks,” *IEEE Syst. J.*, pp. 1-10, Aug. 2018.

[11] M. C. Domingo, “Magnetic induction for underwater wireless communication networks,” *IEEE Trans. Ant. & Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2929-3939, Apr. 2012.

주 문 도 (Wentao Zhou)



2017년 7월 : Guilin University of Electronic Technology  
전기전자공학과 학사  
2020년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 석사  
2020년 3월~현재 : 고려대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 이동통신, 자기유도통신

[ORCID:0000-0001-9959-0415]

김 관 수 (Kwan-Soo Kim)



2020년 2월 : 숭실대학교 컴퓨터공학 학사  
2020년 2월~현재 : 숭실대학교 정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> 이동통신, 인공지능

[ORCID:0000-0003-2376-3636]

신 요 안 (Yoan Shin)

한국통신학회논문지 Vol. 34, No. 1 참조

[ORCID:0000-0002-4722-6387]