

SDR 기반 자기 유도 OFDM 통신 시스템 구현

주 문 도*, 이 문 빈*, 김 관 수*, 신 요 안°

Implementation of a Magnetic Induction OFDM Communication System Based on SDR

Wentao Zhou*, Wenbin Li*, Kwan-Soo Kim*, Yoan Shin°

요 약

자기 유도 통신은 환경에 따른 영향에 민감하지 않아서 음파, 광파, 전자파 등이 잘 전달되지 않는 수중, 지하, 파이프라인 등의 복잡한 환경에서의 통신을 위해 최근 들어 큰 관심을 받고 있다. 하지만 자기 유도 통신 시스템은 코일 안테나 회로로 구성되어 대역폭이 좁아 해당 시스템의 스펙트럼 효율을 높이는 방법은 자기 유도 통신의 매우 중요한 이슈 중 하나이다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 대역폭 자원을 효율적으로 사용하는 OFDM 전송 방식을 고려하여 범용 소프트웨어 정의 라디오 모듈과 GNU Radio를 이용한 자기 유도 OFDM 통신 시스템을 구현하고 이의 성능을 공중에서의 실험을 통해 검증하였다.

키워드 : 자기 유도 통신, OFDM, 소프트웨어 정의 라디오, GNU 라디오, USRP

Key Words : Magnetic Induction Communication, OFDM, Software Defined Radio, GNU Radio, USRP

ABSTRACT

Recently, magnetic induction (MI) communication has drawn much attention because it is less affected by environmental factors in complex environments such as underwater, underground, and pipeline channels where acoustic, optical and electromagnetic waves are not appropriate. Since the MI communication system is composed of the circuits with coil antennas, the bandwidth of this system is narrow, and thus enhancement in spectral efficiency of the MI communication system becomes a critical issue. Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is effective to increase the spectral efficiency, and we propose in this paper an implementation of an OFDM-based magnetic induction communication system through a universal software defined radio peripheral and GNU radio. The performance of the implemented system is evaluated by extensive experiments in the air.

I. 서 론

자기 유도 (Magnetic Induction: MI) 통신 시스템은 도전율 (Conductivity)에 의해서만 주로 영향을 받기 때문에 수중, 지하, 파이프라인 등 복잡한 환경에서 우수한 성능을 발휘하는 반면, 전자기파

(Electromagnetic Wave) 통신은 주로 진공, 공중 환경 등 복잡하지 않은 환경에서 잘 동작한다. MI 통신은 도전율에 의해 발생하는 높은 경로 손실 때문에 통신 가능 범위가 짧은 단점이 있으나[1], 송신기에서 높은 전력을 소비하지 않는 장점이 있다. 특히 수중 환경에서는 음파, 전자파, 광통신 방식과 비교해 MI 통신 시

※ 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, lwb930317@soongsil.ac.kr, 학생회원; kwansk93@soongsil.ac.kr, 학생회원
논문번호 : 202007-159-D-RU, Received July 17, 2020; Revised July 20, 2020; Accepted July 20, 2020

시스템은 훨씬 안정적이며 통신 전력을 효율적으로 사용할 수 있다.

MI 통신 시스템은 통신 링크 상의 송신기와 수신기 수에 따라 직접 (Direct) 구조 또는 도파관 (Waveguide) 구조로 구분할 수 있다²⁾. 직접 구조 MI 통신 시스템에서, 송신기 코일은 변조 신호에 따라 변화하는 자기장을 생성하고 만약 수신기 코일이 자기장의 전달 영역에 있으면 상호 인덕턴스 (Mutual Inductance) 효과에 의해 통신이 이루어진다. 반면 수신기 코일이 이 전달 영역 내에 없으면 도파관 구조 MI 통신 시스템을 적용 가능하며, 여기서는 별도로 에너지 공급이 필요 없는 수동형 중계기 (Passive Relay) 코일을 도파관으로 사용하여 통신 영역을 확장하고 자기장 분포를 바꿀 수 있다³⁾. 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. 한편, MI 통신 시스템을 코일 안테나 구조에 따라 단방향 (Unidirectional) MI 구조와 전방향 (Omnidirectional) MI 구조로 나눌 수 있다. 단방향 MI 구조에서는 송신기와 수신기에 각각 코일 안테나를 가지고 있고, 전방향 MI 구조에서는 모든 안테나가 3개의 직교 코일을 가지고 있는데 코일에서 생성되는 자기장은 정확히 직교하기 때문에 코일 사이의 간섭은 없다⁴⁾.

초기 MI 통신은 단방향 MI 구조가 주로 연구되었으나, RLC 공진 회로의 대역폭이 매우 협소해서 대역폭, 즉 전송율을 향상하는 방법이 시급한 과제였다. 일반적으로 다중 입력 다중 출력 (Multi-Input Multi-Output; MIMO) 방식을 통해 스펙트럼 자원과 안테나 전송 전력을 증가하지 않으면서도 공간 자원을 충분히 활용해서 MI 시스템 채널 용량을 향상할 수 있지만, 두 개의 평행 정렬된 코일에 의해 생성된 자기장은 서로에게 혼선 (Crosstalk)을 준다. 참고문헌 [5]에서는 주파수 분할 이론 (Frequency Splitting Theory)를 사용하여 MIMO MI 통신 시스템을 구현하고 혼선을 제거하는 방안을 제시하였으나, MI 통신은 주로 전도성이 매우 높고 자기장의 분포가 영향을 받는 복잡한 환경에서 운용되므로 동작 주파수가 높은 이 구조는 사용하기가 어렵다. 참고문헌 [6]에서는 동일 평면 내 코일 간 혼선을 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 향상하지는 못했다. 이

를 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 혼선 문제는 해결되지 못했다.

MI 통신에서 전류가 흐른 송신기 코일은 코일의 수직인 자기장을 생성하고 수신기 코일이 해당 자기장 안에 있으면 위치마다 서로 다른 신호 강도를 가지게 된다. 그리고 송신기와 수신기 코일 안테나 간 각도와 이에 따른 자기장 방향은 상호 인덕턴스에 심각한 영향을 미칠 수 있는데, 이런 현상을 편광화 (Polarization)라 한다⁸⁾. 참고문헌 [9]에서는 경로 손실 (Path Loss)이 있는 경우 단방향 MI 구조보다 전방향 MI 구조가 더 우수함을 보였다. 참고문헌 [10]에서는 공중 환경에서 실험을 통해 세 개의 스위치를 가진 전방향 MI 구조를 사용하여 스위치의 서로 다른 모드에서의 수신 전압과 기기 수명을 보여주었다. 참고문헌 [11]에서는 수중 MI 통신의 모델링과 채널을 소개했고, 참고문헌 [12]에서는 원거리 MI 통신 시스템의 최대 통신 거리를 계산하는 방법을 제안했으나 이는 근거리 MI 통신에는 적용할 수 없어 재고할 필요가 있다¹²⁾. 수동형 중계기를 사용해 통신 범위를 늘리는 일반적인 도파관 MI 통신 시스템과는 다르게, 참고문헌 [13]에서는 능동형 중계기 (Active Relay)를 사용하여 수신기 성능을 향상했으나 대역폭 문제는 여전히 존재한다.

MI 통신은 참고문헌 [14]에서 처음 제안되었으며, 자기장의 물리적 특성상 다양한 매체와 매체 경계에서 잘 전달되므로 해안 환경에서도 잘 동작할 것으로 예상되었다. 참고문헌 [5]에서는 근거리 MIMO MI 통신 시스템을 구현하기 위해 FPGA (Field Programmable Gate Array)를 사용하였고, 참고문헌 [6]에서는 MIMO 방식을 통한 혼선 제거를 제안했으나 비트 오류율 (Bit Error Rate: BER) 등의 통신 성능을 평가하지는 않았다. 한편, 참고문헌 [15]에서는 지하 (Underground) 환경을 위해 USRP (Universal Software Radio Peripheral)와 GNU Radio를 사용하여 소프트웨어 정의 라디오 (Software Defined Radio; SDR) 방식의 테스트베드를 구현하였으나, 성능평가를 위한 패킷오류율 (Packet Error Rate)과 테스트에 대한 흐름 그래프 (Flow Graph)를 제시하지 않는 등 실제적인 구현 결과로 부족한 점이 있었다. 참고문헌 [16]에서는 직교 주파수 분할 다중화 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 기반의 직

접 MI 구조를 제안하였는데, 순환 접두 (Cyclic Prefix; CP)를 추가한 후에 채널 임펄스 응답이 10,000 탭 이상 지속되기 때문에 전송률이 저하되는 문제점이 있다고 제시되었다. 참고문헌 [17]에서는 주파수 분할 기술을 사용해 OFDM 기반 MI 통신 시스템을 제안하였고, MATLAB Simulink로 시스템을 구현해 성능을 제시하였다. 한편, 우리는 참고문헌 [18]에서 USRP와 GNU Radio 기반의 MI 통신 시스템을 구현하였고 참고문헌 [15]와는 달리 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조 방식에 대한 흐름 그래프를 제시한 바 있다.

본 논문에서는 참고문헌 [18]에서 제시된 우리의 기존 결과를 확장하여, MI 통신 시스템의 스펙트럼 효율을 향상하기 위한 OFDM 시스템의 설계 방안을 제시하고 이를 구현하여 성능을 평가한다. 이를 위해, 코일 안테나를 실제 제작하고 SDR 통신 시스템을 USRP와 GNU Radio를 통해 구현하며 GNU Radio에서는 흐름 그래프를 설계한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MI 통신 시스템과 전파 채널 모델을 소개하고, 3장에서는 SDR 기반 MI 통신 시스템을 소개한다. 4장에서는 MI OFDM 시스템의 구현 방안과 이를 위한 흐름 그래프를 제안하고, 5장에서 공중에서의 실험을 통한 구현 시스템의 성능을 제시한다. 마지막 6장에서는 결론 및 향후 연구 방향을 논의한다.

II. MI 통신 시스템

2.1 편광화 (Polarization)

MI 통신 시스템에서 송신기 및 수신기 코일 안테나 사이의 상호 인덕턴스는 다음과 같이 표현된다.

$$M = \mu\pi N_t N_r \frac{a_t^2 a_r^2}{2r^3} \cdot J, \quad (1)$$

여기서, $\mu [H/m]$ 는 자기 투과율 (Magnetic Permeability), N_t 와 N_r 는 각각 송신기와 수신기 코일 안테나의 회전수, a_t 와 a_r 는 각각 송신기와 수신기 코일 안테나의 반지름, r 는 두 코일 안테나의 중심점 사이의 거리, J 는 편광화 인자이다. 수중 환경에서는 자기장의 전파 속도가 $3.33 \times 10^7 [m/sec]$ 이고 동작 주파수가 낮아서 통신 거리 d 는 자기장 파장 λ 보다 작아 $d \ll \lambda/2\pi$ 의 관계를 만족시켜^[9], 이 경우

통신 범위 내의 자기장은 준정적 (Quasi-Static)으로 간주할 수 있다^[10]. 이 시나리오에서는 전파 축 방향의 자기장 강도는 다른 방향보다 훨씬 강한 방향성을 나타낸다. 그림 1은 전원이 공급된 코일 안테나에 의해 생성된 자기장의 방향을 보여주며, 이런 특성으로 인해 MI 통신 시스템에서 편광화 현상이 일어난다. 그림 2는 2차원 및 3차원 공간의 편광화 인자 공식에 필요한 각도를 나타내고, 이를 바탕으로 2차원 공간에서 편광화 인자는 다음과 같이 표현된다^[8].

$$J_{2D} = \frac{1}{2}(\sin\alpha_t \sin\alpha_r + \cos\alpha_t \cos\alpha_r), \quad (2)$$

여기서 α_t 는 송신기 코일 및 수신기 코일 중심을 연결하는 선과 송신기 코일에 의한 평면의 자기장 진행 방향에서 측정된 각도이며, α_r 는 유사한 방법으로 수신기 코일에서 측정된 각도이다. 한편 3차원 공간에서 송신기 코일과 수신기 코일에 의해 생성된 자기장이 한 평면상에 위치하지 않을 때, β 를 송신기 코일 축 및 수신기 코일 축 사이의 각도 차이라 하면 3차원 편광화 인자는 다음과 같이 표현된다^[8].

$$J_{3D} = \frac{1}{2}(\sin\alpha_t \sin\alpha_r + \cos\alpha_t \cos\alpha_r \cos\beta), \quad (3)$$

그림 3은 단방향 MI 구조의 상호 인덕턴스를 보여주며, 상호 인덕턴스 값이 0° 와 180° 에서 최대이기 때문에 편광화 인자 또한 두 위치에서 최대인 것을 알 수 있다.

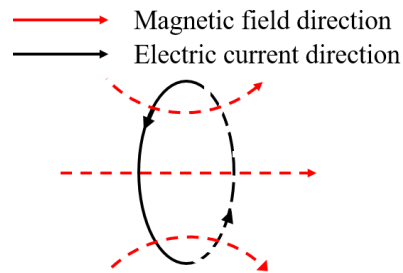


그림 1. 동력 공급된 코일 안테나의 전류 방향과 자기장 방향 사이의 관계
Fig. 1. Relationship between electric current direction and magnetic field direction by an energized coil antenna

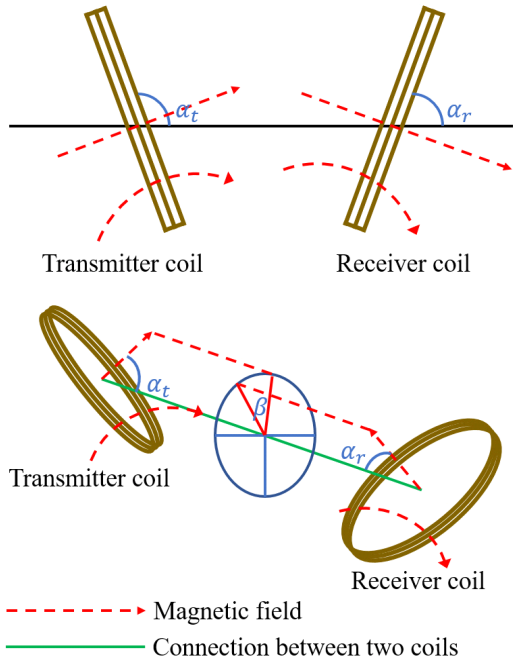


그림 2. 2차원 및 3차원 공간의 편광 인자 수식에 필요한 각도들에 대한 정의
 Fig. 2. The angles needed for the polarization factor formulae in 2-D and 3-D spaces

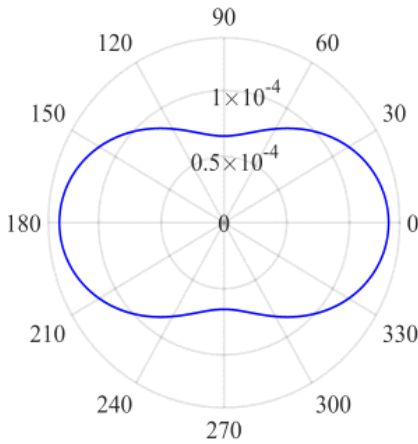


그림 3. 단방향 MI 구조의 상호 인덕턴스
 Fig. 3. Mutual inductance of unidirectional MI structure

2.2 MI 통신 시스템 등가 회로 모델

MI 통신 시스템에 관한 대부분의 연구에서는 경로 손실에 의한 영향을 줄이기 위해 공명 주파수 제어용 콘덴서를 송수신기 회로에 추가한다. 하지만 이러한 구조는 대역폭이 좁고 수신기에서 신호가 왜곡될 수 있는 단점이 있다. 따라서, 본 논문의 실험에서는 콘

덴서를 제거하는 구조를 고려하였고, 콘덴서가 있는 구조보다 공명 주파수에서 경로 손실에 의한 영향이 크지만 스펙트럼 왜곡을 줄이는 효과를 기대하였다. 하지만 경로 손실이 증가함에 따라 통신 거리는 콘덴서가 있는 구조보다 짧아진다.

그림 4는 일반적인 직접 구조 MI 통신 시스템의 등가 회로이며, 여기서 L_t 와 L_r 는 각각 송신기 코일과 수신기 코일의 인덕턴스, R_t 와 R_r 는 각각 송신기 코일과 수신기 코일의 저항으로서 LC미터 또는 멀티미터를 사용하여 측정할 수 있다. R_L 을 부하 저항이라 할 때, 키르히호프의 법칙에 따라 회로의 등가 공식은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_t I_t + j\omega M I_r = U_s, \tag{4}$$

$$(Z_r + R_L) I_r + j\omega M I_t = 0, \tag{5}$$

여기서 $Z_t = R_t + j\omega L_t$ 및 $Z_r = R_r + j\omega L_r$ 는 각각 송신기 회로와 수신기 회로의 임피던스, I_t 와 I_r 는 송신기 회로와 수신기 회로의 전류, M 는 상호 인덕턴스, U_s 는 전원, ω [rad/sec]는 각 주파수 (Angular Frequency)로 표현된 동작 주파수이다. 식 (4)와 (5)를 통해 다음의 관계식을 구할 수 있다.

$$I_r = - \frac{j\omega M I_t}{Z_r + R_L}, \tag{6}$$

따라서 송신기 전압은 식 (7), 송신기 총 임피던스는 식 (8)로 구해진다.

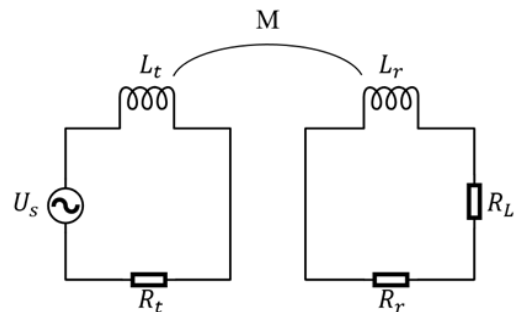


그림 4. 일반적인 직접 구조 MI 통신 시스템의 등가 회로
 Fig. 4. Equivalent circuit of a general direct type MI communication system

$$U_s = I_t \left(Z_t + \frac{\omega^2 M^2}{Z_r + R_L} \right), \quad (7)$$

$$Z_{t-all} = Z_t + \frac{\omega^2 M^2}{Z_r + R_L}. \quad (8)$$

변화하는 부하 저항은 반사 전력을 통해 송신기 측에 손실을 줄 수 있다²⁰⁾. 따라서 이러한 손실을 줄이기 위해서는 다음 식과 같이 수신기 회로 임피던스의 복소 켈레 (Conjugate)로 부하 저항을 설정해야 한다³¹⁾.

$$R_L = \overline{Z_r + Z_r}, \quad (9)$$

전원으로 $I_t = I_0 \cdot e^{-j\omega t}$ 을 인가하면 송신 전력과 부하 저항의 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_t = \text{Re}\{I_t^2 \cdot Z_{t-all}\}, \quad (10)$$

$$P_r = \text{Re}\{I_r^2 \cdot Z_L\}. \quad (11)$$

2.3 MI 전파 감쇄

일반적인 무선통신 시스템에서 감쇄 (Attenuation)는 주로 경로 손실 때문에 발생하며, MI 통신 시스템의 경우 경로 손실은 다음과 같이 표현된다.

$$PL = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = 10 \log_{10} \text{Re} \left\{ - \frac{(Z_r + R_L)(Z_t(Z_r + R_L) + \omega^2 M^2)}{\omega^2 M^2 Z_L} \right\}. \quad (12)$$

MI 통신 시스템은 자기장의 변화를 이용해 통신을 수행하며, 복잡한 환경에서 자기장 분포를 변화할 때의 도전율에 의한 부정적인 영향인 감쇄 또는 손실 (Loss)을 피할 수 없다. 일반적으로 동작 주파수가 증가하면 이러한 감쇄도 증가하게 되며, 이러한 감쇄 α 는 아래 식과 같이 표면 깊이 δ 의 역수 (Inverse of Skin Depth)로 표현된다.

$$\alpha = \frac{1}{\delta} = \sqrt{\pi f \mu \sigma}, \quad (13)$$

여기서 σ 는 통신 환경의 도전율이다. 따라서 이에 의한 경로 손실은 식 (14)와 같으며, 결과적으로 총 경로 손실 및 수신기의 수신 전력은 식 (15)와 (16)으로 나

타난다.

$$PL_\alpha = 20 \log_{10}(e^{\alpha r}), \quad (14)$$

$$PL_{total} = PL + PL_\alpha, \quad (15)$$

$$P_r = P_t - PL_{total}. \quad (16)$$

2.4 MI 전파 채널

MI 통신 채널에서는 암석, 생명체 등 대부분의 사물이 자기장 분포를 바꿀 수 없어 다중 경로 페이딩 (Fading) 없이 깨끗하다고 볼 수 있다. 따라서, 이러한 외부 영향이 없다면 고속 페이딩, 섀도잉 (Shadowing) 페이딩을 고려하지 않아도 되고, 오직 MI 통신 시스템의 저항에서 발생하는 다음 식과 같이 표현되는 열 잡음 (Thermal Noise)의 영향만 고려하면 된다.

$$P_{dBm} = 10 \log_{10}(1000 k_B T f), \quad (17)$$

여기서, $k_B = 1.38 \times 10^{-23} [J \cdot K^{-1}]$ 는 Boltzmann 상수이고 $T [K]$ 는 통신 환경의 온도이다. 따라서 식 (15)와 (17)로부터 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)는 다음과 같이 구해진다^{3,21)}.

$$SNR = P_t - PL_{total} - P_{dBm}, \quad (18)$$

여기서, P_t [dBm]는 송신 전력이다.

III. SDR 기반 MI 통신 시스템

3.1 소프트웨어 정의 라디오

대부분의 무선통신 시스템은 사용되는 변조 방식에 맞춘 고정적인 회로 구조로 인해 송신기에서 변조 방식을 변화시키면 수신기에서 변경된 신호를 복조하지 못하는 구조였다. 하지만 SDR은 대부분의 변조 및 복조 기능을 컴퓨터 또는 임베디드 시스템에서에서 소프트웨어로 동작하여, 기존의 하드웨어적인 요소에 의존하는 통신 시스템과 다르게 유연한 구조를 갖는다¹⁵⁾. SDR의 장점은 하드웨어 설계 대신 통신 프로세스에만 집중할 수 있게 해주고, 최근 들어 인공지능의 발달과 더불어 SDR 기반의 인지 라디오 (Cognitive Radio)도 빠르게 발전하고 있다.

SDR 통신 시스템은 일반적으로 소프트웨어 부하

하드웨어 부로 구성된다. 그림 5는 이러한 SDR 기반 통신 시스템의 구조를 도시하며, 최근 들어 SDR의 하드웨어 부로서 저렴한 가격과 우수한 성능 때문에 범용 소프트웨어 정의 라디오 모듈 (Universal Software Radio Peripheral; USRP)이 널리 사용되고 있다. 이 구조에서 개인용 컴퓨터 (Personal Computer; PC)는 흐름 그래프를 통해서 동기화, 변조, 채널 추정 등을 소프트웨어로 제어할 수 있다. 한편, 마더보드 (Motherboard)와 PC는 이더넷으로 연결되고 FPGA를 사용해 데이터 속도를 변경하거나 타이밍과 관련된 부분을 제어할 수 있다. 그림 6은 일반적인 USRP 아키텍처를 도시한다. 마더보드에서 아날로그-디지털 변환 (Analog-to-Digital Conversion; A/D) 또는 디지털-아날로그 변환 (Analog-to-Digital Conversion; D/A)된 신호는 도터보드 (Daughterboard)와 교환된다. 도터보드에서는 주로 중간 주파수 (Intermediate Frequency; IF) 연산을 위한 IQ 변조 기능이 수행되며, 동작 주파수에 따라 올바른 도터보드의 선택이 필요하다. 앞서 2절에서 설명한 바와 같이 MI 통신 시스템에서는 표면 깊이 효과 때문에 높은 동작 주파수를 사용할 수 없어, 본 논문에서는 LFTX (Low Frequency Transmitter)와 LFRX (Low Frequency Receiver)의 동작 주파수를 DC~30MHz로 선택했다.

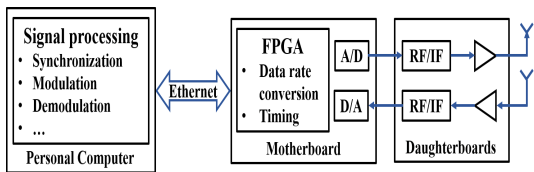


그림 5. SDR 기반 통신 시스템의 구조
Fig. 5. SDR based communication system structure

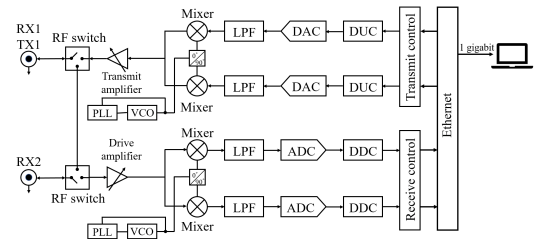


그림 6. 일반적인 USRP 아키텍처
Fig. 6. General USRP architecture

3.2 SDR 소프트웨어 설계 도구

SDR 시스템은 MATLAB, LabVIEW, GNU Radio 등 다양한 소프트웨어를 사용해서 설계할 수 있다.

MATLAB은 알고리즘 구현, 시스템 모델링 및 다른 언어로 구현된 프로그램과의 인터페이스로 활용될 수 있고, 무선통신 분야에서는 통신 시스템을 모의실험하거나 검증하는데 널리 사용된다. MATLAB으로 SDR 시스템을 구현하기 위해서는, USRP Hardware Driver (UHD) 설치후 MATLAB을 통해 USRP와 PC를 연결하고, M-file 또는 Simulink를 사용하여 필요 기능들을 구현할 수 있다. Simulink에서는 변복조, 코딩과 같은 통신 프로세스를 처리할 수 있고, 송신기에서 무작위 데이터를 생성하고 수신기에서 복구하면서 통신 시스템의 BER을 계산해 다른 시나리오와의 성능을 비교할 수 있는 기능을 제공한다.

LabVIEW는 그래픽 프로그램 컴파일 플랫폼으로서, 다양한 통신 알고리즘들이 이미 모듈화 되어 있어 별도 프로그래밍 없이 흐름 그래프로 이 모듈들을 연결해 사용하면 된다. LabVIEW의 프로그램 및 하위 프로그램을 VI (Virtual Instruments)라고 하는데, 모든 VI에는 블록 다이어그램, 전면 패널 및 커넥터 세 가지의 구성 요소를 가지고 있고 파라미터를 변경하여 통신 프로세스를 제어한다. LabView는 SDR 시스템을 설계할 때 USRP의 마더보드와 도터보드 구성 지원 및 PC-to-FPGA 흐름 그래프 디자인 프로세스도 지원한다.

GNU Radio는 통신과 네트워크 프로세스에 초점을 맞춘 무료 오픈소스 소프트웨어 개발 도구로서, Simulink, LabVIEW와 유사점을 가지고 있으며 하드웨어적으로 구현할 부분을 소프트웨어적으로 구현할 수 있게 해주는 다양한 모듈들이 있다. 이 모듈들은 C++로 작성되어 있고 모듈 사이의 연결은 Python 언어를 통해 이루어진다. 이 모듈들은 소프트웨어를 기반으로 하므로, 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, 이들을 이용해 동작 (중심) 주파수, 안테나 이득, 신호 대역폭 등을 제어할 수 있다. UHD 모듈의 중심 주파수는 송신 신호 스펙트럼의 중심 값인데, 간혹 수신기의 중심 주파수가 반송파 주파수와 같지 않으면 스펙트럼 중심을 0으로 맞추기 위한 적절한 값을 설정해야 한다.

변조후 전송 신호는 다양한 진폭을 가질 수 있으나, 본 논문에서 사용된 USRP는 내부에서 정의된 상대 진폭이 1 이내인 신호만 전송할 수 있다. 즉, 실제 사용된 USRP의 최대 출력 전력은 15 dBm이며, 0부터 15 dBm 전력에 해당되는 신호 진폭을 0부터 1의 상

대적인 값으로 대응한다. 따라서 다양한 크기의 변조 신호를 USRP를 통해 전송하고 수신기에서 원래의 전송 신호로 복구하기 위해서는, 전송 신호의 최대 진폭을 1 이하로 조정하는 곱셈기를 송신기에 추가할 필요가 있다¹⁸⁾.

3.3 SDR 기반 MI 통신 시스템 구현

본 논문에서는 MI 통신을 위해 반경 0.5 mm의 구리선을 40회 감아 그림 7과 같이 지름 27 cm인 코일 안테나를 제작하였고, 멀티미터와 LC미터를 이용하여 측정된 결과 저항은 3.1 Ω, 인덕턴스는 1.1255 mH를 얻었다. 각 코일 안테나에는 2개의 핀이 있어서 이들을 SMAP(M)-SMAP(M) 커넥터에 납땜할 수 있고, 그림 8과 같이 이 커넥터를 통해 USRP에 연결할 수 있다.

코일 안테나와 PC가 USRP에 연결된 후에 MI 통신 시스템에 대한 OFDM 흐름 그래프를 설계하고 실행시킬 수 있다. 코일을 USRP에 직접 연결하기 때문에 코일 또한 작은 저항이라 간주해야 하고, 회로의 전류를 증가시킬수록 USRP에 손상이 갈 수 있어서 해당 사항에 유의해야 한다. 그림 9는 구현된 SDR 기반 MI 통신 시스템의 실제 구성 및 통신에 사용된 하드웨어 규격을 요약해 도시한다.

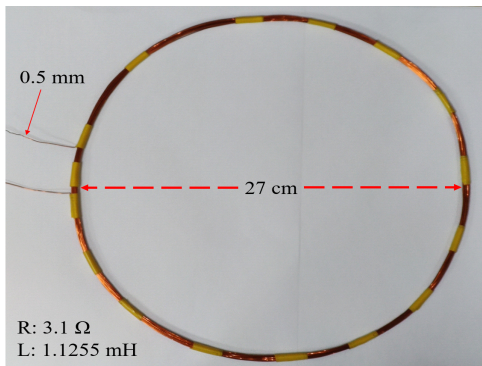


그림 7. 제작된 코일 안테나
Fig. 7. Manufactured coil antenna

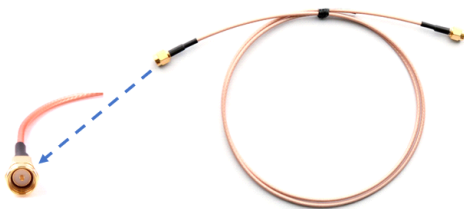


그림 8. SMAP(M)-SMAP(M) 커넥터
Fig. 8. SMAP(M)-SMAP(M) connector

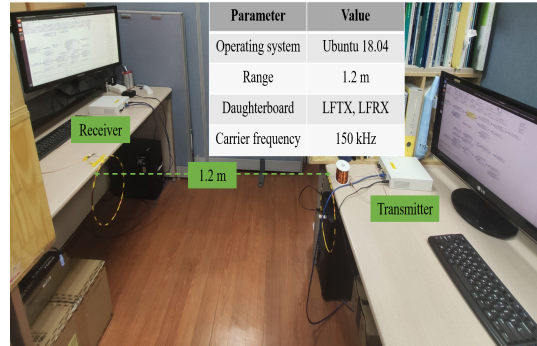


그림 9. SDR 기반 MI 통신 시스템의 구성
Fig. 9. Structure of SDR based MI communication system

IV. MI OFDM 통신 시스템

4.1 OFDM 변조

OFDM^[22]은 고속 데이터 스트림을 다수의 저속 직교 부반송파들 (Orthogonal Sub-carriers)에 실어 동시 전송하므로써 높은 데이터 전송률을 구현할 수 있고, 특히 이 부채널들 (Sub-channels)이 중첩되므로 대역폭을 효율적으로 사용할 수 있는 점에서 널리 사용되고 있다. 각 부채널 대역폭이 원 신호의 대역폭보다 작아 각 부채널이 플랫 페이딩 (Flat Fading) 채널로 근사될 수 있어, 각 부채널 별로 간단한 단일 탭 등화기 (Single Tap Equalizer)를 통해 채널 왜곡을 쉽게 보상할 수 있다. 한편, 다중경로 페이딩 채널에 의해 발생하는 심벌간 간섭 (Inter-Symbol Interference; ISI) 및 부반송파 간 직교성이 깨져 발생하는 반송파 간 간섭 (Inter-Carrier Interference; ISI)은 전송 신호에 CP를 추가하여 모두 피할 수 있다.

그림 10은 전형적인 OFDM 구조를 도시한다. 변복조를 위해 PSK, QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 등 다양한 방식을 사용할 수 있으며, 이렇게 만들어진 주파수 영역 신호를 역 이산 푸리에 변환 (Inverse Discrete Fourier Transform; IDFT) 또는

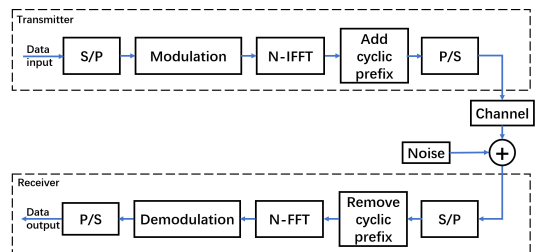


그림 10. OFDM 방식의 전형적인 구조
Fig. 10. A typical structure of OFDM scheme

이의 고속 구현인 역 고속 푸리에 변환 (Inverse Fast Fourier Transform; IFFT)을 사용해 시간 영역 신호로 변환한다. 수신기에서는 이의 역과정을 거쳐 신호를 복조하며, 특별히 DFT 또는 FFT를 통해 전송된 시간 영역 신호를 주파수 영역 심벌들로 변환하며, 이는 직교 부반송파들에 대한 상관기 뱅크 (Correlator Bank)를 사용하는 것과 등가적으로 동일하다.

4.2 OFDM 프레임 및 심벌 구조

OFDM 심벌들은 프레임을 통해 전송되는데 그림 11은 이러한 OFDM 통신 시스템의 전형적인 프레임 구조를 보여준다. OFDM 프레임은 프리앰블 (Preamble), 헤더 (Header), 페이로드 (Payload) 등으로 구성된다. 프리앰블은 송신기와 수신기에서 동일하게 약속된 데이터를 사용하여 동기화 (Synchronization) 및 채널 추정하는 데 사용한다. 헤더에는 페이로드 길이와 데이터 전송률과 같은 정보가 포함되며, 헤더 길이는 데이터 전송율과 페이로드 길이에 따라 결정된다. 실제 전송되는 데이터는 페이로드에 실린다. 프리앰블, 헤더, 페이로드로 구성된 패킷의 총 길이는 한정되어 있기 때문에, 프리앰블과 헤더의 길이가 길어지면 통신 시스템은 안정적이지만 실제 데이터를 실어야 하는 페이로드가 짧아져 통신 시스템의 안정성과 전송 효율을 고려한 조절이 필요하다.

그림 12는 OFDM 신호 구조의 예시를 도시한다. 파란색은 실제 데이터 부반송파, 빨간색은 채널 추정

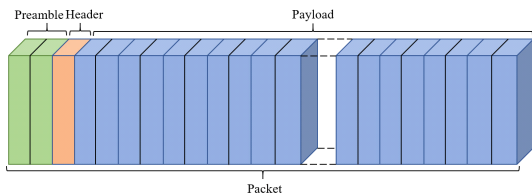


그림 11. OFDM 프레임 구조
Fig. 11. OFDM frame structure

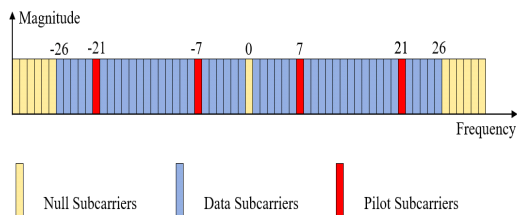


그림 12. OFDM 신호 구조
Fig. 12. OFDM signal structure

을 위한 파일럿 부반송파이고 파일럿 유형은 Comb 방식을 보여준다. 노란색은 간섭 영향을 피하려고 비워둔 (Null) 부반송파이다. 모든 부반송파들이 OFDM 심벌을 구성하고 각 심벌은 OFDM 시스템이 사용하는 전체 대역폭을 통해 전송되기 때문에, 통신 시스템의 전체 대역폭은 부반송파 대역폭에도 영향을 미치는 중요한 요소이다.

4.3 OFDM 흐름 그래프

통신 시스템 파라미터를 결정한 후 GNU Radio 흐름 그래프를 사용하여 통신 프로세스를 제어할 수 있는데, 그림 13은 MI OFDM 시스템에 대한 송신기와 수신기의 흐름 그래프를 보여준다. 전체 통신 시스템의 표본화율은 200 kHz로 설정하였고, 그림 13(a)의 송신기에서 무작위 신호 데이터를 길이 80의 패킷으로 설정하여 생성하였다. 헤더 생성기는 BPSK 변조로 데이터 스트림을 생성하였고, 다중화기 (Multiplexer)에서는 데이터와 헤더 메시지를 결합하고 파일럿과 프리앰블을 추가하여 OFDM 프레임을 구성하였다. 송신기에서는 64-Point IFFT 연산을 수행 후 길이 16의 CP를 추가하였고, 대역의 스펙트럼 감소를 위한 윈도우 (Window)의 롤오프율 (Roll-off Factor)은 0으로 설정하였다. 실험에 사용한 USRP N210에서는 3절에서 설명한 바와 같이 진폭 1이 넘지 않아야 하는 조건을 충족시키기 위해 진폭 제어기에서 해당 부분에 대해 설정을 하였고, 반송파 주파수, 전송 이득은 각각 150 kHz와 40 dB로 설정하였다.

OFDM 수신기의 흐름 그래프는 그림 13(b)에 도시되었다. 여기서 USRP 소스는 송신기 출력인 USRP 싱크의 동일한 파라미터를 통해 수신기로 입력되며, 동기화는 Schmid-Cox 동기 알고리즘²³⁾을 이용하였다. 그 뒤 신호는 역다중화기 (Demultiplexer)로 전송되어 헤더와 페이로드 두 개의 스트림으로 분리된 후, FFT 연산을 거쳐 헤더 스트림을 활용한 채널 추정기, 프레임 등화기, OFDM 직렬화기, 패킷 헤더 파서 (Parser) 등의 모듈을 거친다. 앞서 2절에서 언급하였듯이 일반적으로 MI 통신 채널은 다중 경로 페이딩 없이 깨끗하고 안정적이라고 생각할 수 있다. 따라서, 헤더와 페이로드를 모두 안정적으로 동일한 성능으로 수신하여 등화와 복호 후 원래 신호로 얻을 수 있다.

V. 실험 결과

5.1 수신 전력

구현된 SDR 기반 MI OFDM 시스템의 성능을 공

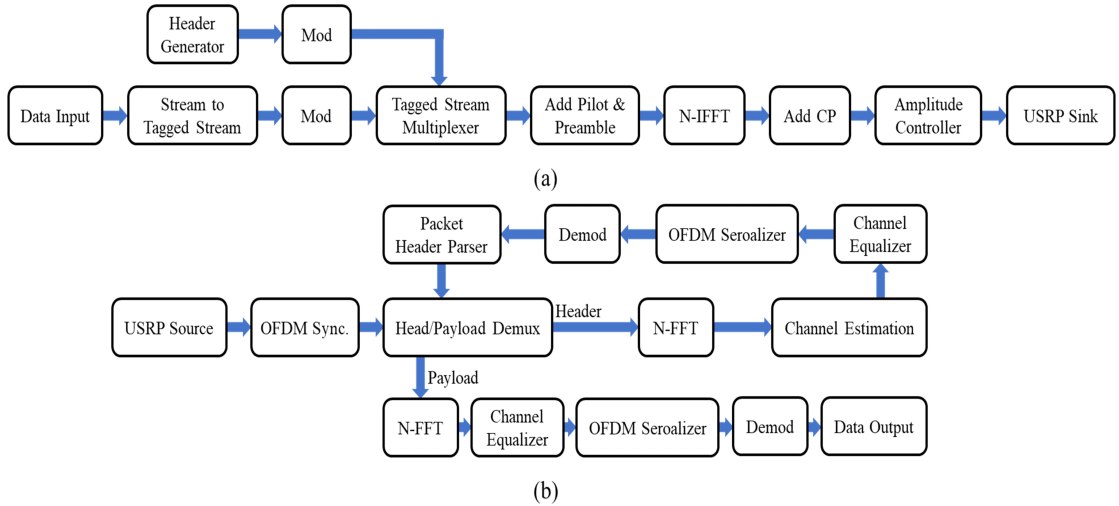


그림 13. MI OFDM 시스템의 흐름 그래프. (a) 송신기 흐름 그래프, (b) 수신기 흐름 그래프
 Fig. 13. MI OFDM system flow graphs. (a) Transmitter flow graph, (b) receiver flow graph

중에서 검증하기 위해, 우선 송신기와 수신기 코일 안테나 거리 r 에 따른 수신기에서의 수신 전력을 측정 후 모의실험 결과와 비교하였다. 실제 실험 결과와 모의실험 결과는 모두 같은 조건에서 측정되었으며, 그림 14는 이러한 수신 전력 비교 결과를 보여준다. 두 경우 모두 경로 손실의 영향을 보여주는 동일한 변화 추세를 가지며, 실제 실험 결과가 조금 더 작은 값을 보이는데 이는 실험 장소에서 다른 기기의 영향이라 판단되나 전체적으로 볼 때 구현된 MI 시스템이 잘 동작한다고 볼 수 있다.

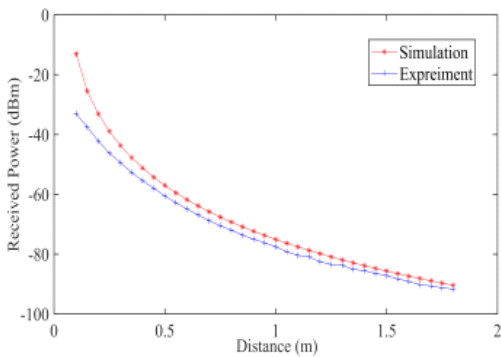


그림 14. 실제 실험과 모의실험의 수신 전력 비교
 Fig. 14. Comparison of the received power in real experiment and simulation

5.2 BER

실제 실험에서 수신 전력을 측정 후, 구현된 MI

OFDM 시스템의 BER을 QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM 등의 여러 변조방식에 대해 측정하였다. MI 통신에서 송신기와 수신기 코일 안테나들이 중심점이 정렬되면 수신기가 신호를 수신하기 가장 좋은 조건을 가지게 되나, 중심점이 일치하지 않으면 수신이 어려워지고 이 현상을 오프셋 (Offset)이라 한다. 본 논문에서는 코일 안테나의 오프셋이 없는 경우와 오프셋이 있는 경우 두 가지 시나리오에서의 BER을 측정하였고, 그림 15는 이러한 두 시나리오를 도시한다. 그림 16은 오프셋 없이 코일이 평행한 시나리오의 송신기와 수신기 코일 안테나 거리 r 에 따른 BER을 도시하며, 예상대로 QPSK 변조 방식을 이용하는 OFDM 시스템이 가장 우수한 성능을 보임을 알 수

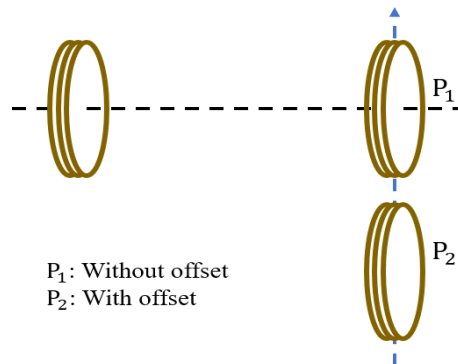


그림 15. 송신기와 수신기 코일 안테나 오프셋에 따른 실험 시나리오
 Fig. 15. Scenarios in which coil antennas are aligned with and without an offset

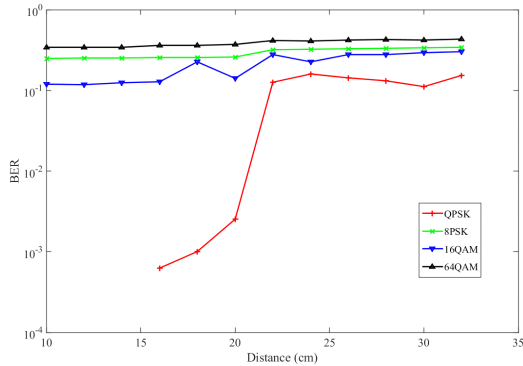


그림 16. 송신기와 수신기 코일 안테나 정렬시 오프셋이 없을 경우의 변조 방식별 BER 성능
 Fig. 16. BER performance of various modulations when coil antennas are aligned without an offset

있다. 특별히 QPSK 변조에서는 16 cm 이하의 거리에서는 비트 오류가 전혀 없었으나, 20 cm 정도의 거리에서부터 오류가 급격히 증가하였다. 또한, 22 cm 거리부터는 모든 변조 방식이 통신 범위의 한계점에 도달해 급격한 BER 악화가 발생함을 관찰할 수 있다.

그림 17은 QPSK 방식에 대해 3 가지 송수신기 거리 r 에서 코일 정렬 오프셋에 따른 BER 결과를 제시한다. 송수신기 거리 $r = 10$ cm 에서는 오프셋이 14 cm까지는 비트 오류가 전혀 발생하지 않는 우수한 성능을 보인다. 유사하게, $r = 13$ cm 에서는 오프셋이 12 cm까지는 비트 오류가 발생하지 않았다. 하지만, 위 두 경우에서 각각 오프셋이 14 cm와 12 cm에서는 BER이 급격히 증가해 0.1보다 커져 통신이 제대로 되지 않았다. 한편, $r = 16$ cm 에서는, 오프셋이 0일 때는 비트 오류가 전혀 없지만 그 이외에는 BER이

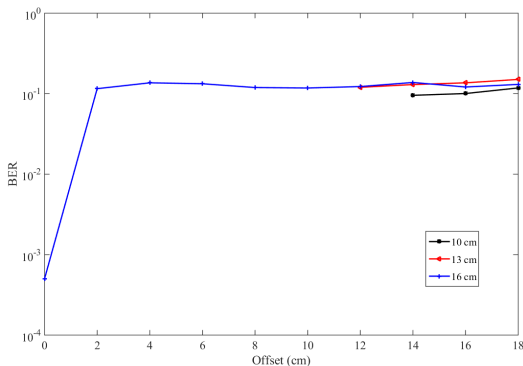


그림 17. QPSK 적용시 송수신과 수신기 코일 안테나 정렬 오프셋에 따른 BER 성능
 Fig. 17. BER performance according to coil antenna alignment offset for QPSK

0.1 이상이 되어 오프셋의 영향을 크게 받음을 확인할 수 있다. 이러한 현상은 Schmidl-Cox 동기화기가 패킷 경계를 늦게 감지하여 발생하는 결과로 보인다. 즉, 거리가 멀어 송신기와 수신기 코일들이 제대로 연결되지 못할 경우 채널 잡음의 영향이 상대적으로 커지고, Schmidl-Cox 동기화기 내 상관기 (Correlator)의 피크 검출 시간이 늦춰져 성능 열화를 미치게 하는 것으로 판단된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 MI OFDM 통신 시스템을 SDR 기반으로 구현하였으며, 공중에서 다양한 변조 방식에 따른 성능을 검증하여 QPSK 이외의 고차 변조 방식을 적용할 경우 통신이 용이하지 않음을 확인하였다. 그리고 실험 조건 내에서는 16cm 이내 통신 거리에서 성능이 우수하였으나, 그 이후에는 BER이 급격히 악화됨을 역시 확인하였다. 향후 본 논문에서 구현된 MI 통신 시스템을 지하, 수중, 파이프라인 등의 복잡한 환경에서 검증할 예정이며, 특별히 얇은 수중 채널에서 반사 경로를 활용한 통신 범위 개선 방안 에 관한 연구를 추가로 수행하고자 한다.

References

- [1] M. Mostafa, H. Esmail, and E. M. Mohamed, "A comparative study on underwater communications for enabling C/U plane splitting based hybrid UWSNs," in *Proc. IEEE WCNC 2018*, Barcelona, Spain, Apr. 2018.
- [2] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Underground wireless communication using magnetic induction," in *Proc. IEEE ICC 2009*, Dresden, Germany, Jun. 2009.
- [3] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Magnetic induction communications for wireless underground sensor networks," *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, vol. 58, pp. 2426-2435, Jul. 2010.
- [4] N. Ahmed, Y. R. Zheng, and D. Pommerenke, "Theoretical modeling of multi-coil channels in near field magneto-inductive communication," in *Proc. IEEE VTC 2015-Fall*, Boston, USA, Sep. 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. Circuits & 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. Antennas and 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 2016*, Washington DC, USA, Dec. 2016.
- [8] S. Kisseleff, I. F. Akyildiz, and W. Gerstacker, “Interference polarization in magnetic induction based wireless underground sensor networks,” in *Proc. IEEE PIMRC 2013*, London, UK, Sep. 2013.
- [9] 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.
- [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] B. Gulbahar and O. B. Akan, “A communication theoretical modeling and analysis of underwater magneto-inductive wireless channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 9, pp. 3326-3334, Sep. 2012.
- [12] J. Zhou and J. Chen, “Maximum distance estimation of far-field model for underwater magnetic field communication,” in *Proc. IEEE CCWC 2017*, Las Vegas, USA, Mar. 2017.
- [13] S. Kisseleff, B. Sackenreuter, I. F. Akyildiz, and W. Gerstacker, “On capacity of active relaying in magnetic induction based wireless underground sensor networks,” in *Proc. IEEE ICC 2015*, London, UK, Sep. 2015.
- [14] J. J. Sojdehei, P. N. Wrathall, and D. F. Dinn, “Magneto-inductive (MI) communications,” in *Proc. IEEE OCEANS 2001*, Honolulu, USA, Aug. 2001.
- [15] X. Tan, Z. Sun, and I. F. Akyildiz, “Wireless underground sensor networks: MI-based communication systems for underground applications,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 74-87, Aug. 2015.
- [16] S. Kisseleff, I. F. Akyildiz, and W. H. Gerstacker, “Digital signal transmission in magnetic induction based wireless underground sensor networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 6, pp. 2300-2311, Jun. 2015.
- [17] D. T. Hoa, “OFDM in Near Field Magnetic Induction Communication,” Ph.D. Dissertation, La Trobe Univ., Melbourne, Australia, 2016.
- [18] W. Zhou, K.-S. Kim, and Y. Shin, “Implementation of a magnetic induction communication system,” *J. KICS*, vol. 45, no. 7, Jul. 2020, to appear.
- [19] L. Liu, S. Zhou, and J. Cui, “Prospects and problems of wireless communication for underwater sensor networks,” *Wirel. Commun. & Mobile Comp.*, vol. 8, no. 8, pp. 977-994, Jul. 2008.
- [20] K. Sugeno, S. Noguchi, M. Inamori, and Y. Sanada, “Effect of load fluctuation in data transmission for wireless power transfer,” in *Proc. IEEE PIMRC 2012*, Sydney, Australia, Sep. 2012.
- [21] W. Zhou, S. Wang, and Y. Shin, “Dynamic channel modeling for underwater magnetic induction communication,” in *Proc. IEEE APWCS 2019*, Singapore, Aug. 2019.
- [22] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004.
- [23] T. M. Schmidl and D. C. Cox, “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

주 문 도 (Wentao Zhou)



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

<관심분야> 이동통신, 자기유도통신
[ORCID:0000-0001-9959-0415]

김 관 수 (Kwan-Soo Kim)



2020년 2월 : 숭실대학교 컴퓨
터공학 학사
2020년 2월~현재 : 숭실대학교
정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, 인공지
능
[ORCID:0000-0003-2376-3636]

이 문 빈 (Wenbin Li)



2016년 7월 : Hu Bei Minzu
University 전기공학과 학사
2020년 2월~현재 : 숭실대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, 자기유
도통신
[ORCID:0000-0002-8070-431X]

신 요 안 (Yoan Shin)

한국통신학회논문지 Vol. 34, No. 1 참조
[ORCID:0000-0002-4722-6387]