DBpia

논문 17-42-05-06 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '17-05 Vol.42 No.05
https://doi.org/10.7840/kics.2017.42.5.985

자기 유도 기반 수중 통신 네트워크를 위한 통신 채널 분석

오 선 애◆, 신 요 안°

Analysis on Communication Channels for Magnetic Induction Based Underwater Wireless Communication Networks

Shanai Wu◆, Yoan Shin°

요 약

자기 유도 (Magnetic Induction; MI) 방식의 통신은 코일 안테나에 교류 전류를 가하면 생성되는 자기장 영역을 이용하여 정보를 전송하는 근거리 무선통신 기술 중의 하나이다. 본 논문에서는 수중 환경에서 코일 안테나의 이동 및 축 회전을 고려한 자기장 직접 전송과 자기장 도파로 전송의 경로 손실을 비교 및 분석한다.

Key Words : Magnetic induction (MI), MI waveguide, channel model, underwater, wireless communication

ABSTRACT

Magnetic induction (MI) based communication is one of the near-field communication techniques, which makes use of induced magnetic fields. In order to develop the MI based underwater communication networks, we evaluate and compare the loss performance between direct-MI and MI-waveguide in underwater environment.

Ⅰ. 자기장 통신

수중은 높은 수압과 예상치 못한 해저 활동, 광범위한 영역으로 인해 사람이 직접 탐사할 수 없기 때문에 수중 센서 네트워크를 이용하여 정보를 획득한다. 전자파를 이용하는 지상에서의 무선 통신 기술과 달리 수중 센서 네트워크를 위한 음파 기반의 수중 음향 통신에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 하지만 음파는 수온, 수압, 염도, 해류 등과 같은 열악한 채널 상태로 인해 신호의 왜곡 및 손실이 쉽게 발생한다[1]. 수중 채널 환경을 극복하고 기존의 수중 통신 기술들을 대처하기 위한 방안으로 자기장 통신의 적용 가능성이 제기되었다[2].

자기 유도 (Magnetic Induction; MI) 방식의 통신은 그림 1(I-a)에서 도시한 것과 같이 송신단 (Transmitter; Tx)의 코일 안테나에 교류 전류를 가하면 생성되는 자기장 영역을 이용하는 무선 통신 기술로서, 해당 자기장이 거리 d만큼 떨어진 수신단 (Receiver; Rx)의 코일 안테나에 전류를 유도하는 방식으로 데이터를 전송한다. 여기서 a_t와 a_r은 각각 Tx 코일 안테나와 Rx 코일 안테나의 반경을 의미한다. MI 송수신 모델은 그림 1(I-b)의 회로로 변환할 수 있으며, 여기서 R_t와 R_r은 각각 Tx 코일 안테나와 Rx 코일 안테나를 구성하는 와이어의 저항을 의미하고 Z_L은 Rx의 부하 임피던스이다. L_t와 L_r은 솔레노이드의 자체유도계수이며, 커패시턴스 C_t와 C_r은 송수신 회로가 동일한 공진 주파수 f_0을 갖게 한다. Rx 코일 안테나에 유도된 전압 U_r의 크기는 송수신 회로 사이의 상호유도계수 M에 의해 결정된다. 모든 코일 안테나들은 동일한 규격을 갖는다고 가정하였으며, 즉 $Z = R + j2\pi fL + 1/(j2\pi fC) = R(1 + j2\Delta fQ)$이 다. 여기서 $\Delta f = (f - f_0)/f_0$이며, $Q = 1/(2\pi f_0 CR)$은 송수신 회로의 직렬 공진 정도를 나타내는 파라미터이다. 궁극적으로 MI 송수신 모델은 다음의 값들을 가지는 임피던스로 구성된 그림 1(I-c)의 등가회로로 표현된다.

$$Z_{rt} = \frac{(2\pi f)^2 M^2}{Z + Z_L}, \quad Z_{tr} = \frac{(2\pi f)^2 M^2}{Z}, \tag{1}$$

※ 본 논문은 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구결과임 (2016R1A2B2014497).
◆ First Author : Soongsil University, School of Electronic Engineering, sunae0814@ssu.ac.kr, 학생회원
° Corresponding Author : Soongsil University, School of Electronic Engineering, yashin@ssu.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2017-04-116, Received April 19, 2017; Revised May 4, 2017; Accepted May 4, 2017

www.dbpia.co.kr

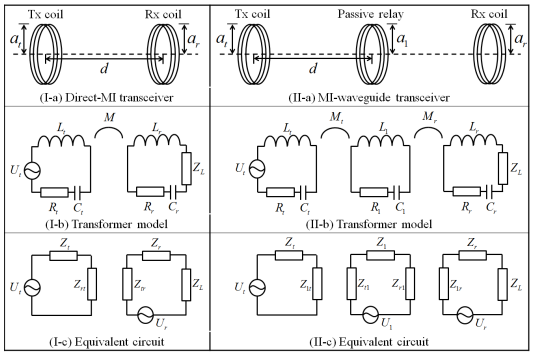

그림 1. MI 송수신 채널 모델[3]
Fig. 1. MI channel model[3]

$$U_r = j2\pi f M \frac{U_t}{Z}. \tag{2}$$

상호유도계수 M은 송수신단 사이의 거리가 멀어질수록 $1/d^3$에 비례하여 감소한다. 따라서 Tx와 Rx가 서로에게 주는 영향 Z_{tr}과 Z_{rt}가 모두 감소하기 때문에 에너지가 충분히 전달되지 못하는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 일반적으로 그림 1(II-a)에서 보여주는 것과 같이 송수신단 코일 안테나 사이에 단순 코일로 구성된 수동형 중계기를 추가하여 자기장 통신의 전송 거리를 확장하며, 이런 방식을 자기장 도파로 전송 (MI-waveguide)이라고 한다. 필요에 따라 다수의 수동형 중계기를 사용할 수 있지만 본 논문에서는 한 개의 수동형 중계기를 사용하는 시스템을 고려한다. 자기장 직접 전송과 마찬가지로 그림 1(II-b)의 회로로 변환할 수 있으며, 여기서 M_t과 M_r은 각각 중계기와 Tx, 중계기와 Rx 사이의 상호유도계수를 의미한다. 인접한 코일 안테나 사이의 상호영향은 각각 Z_{1t}, Z_{t1}, Z_{r1}, Z_{1r}이며, Tx와 Rx는 상대적으로 멀리 떨어져 있기 때문에 무시할 수 있으며, 등가회로의 파라미터들은 다음과 같다.

$$Z_{1t} = \frac{(2\pi f)^2 M_t}{Z+Z_{r1}},\ Z_{t1} = \frac{(2\pi f)^2 M_t^2}{Z}, \tag{3}$$

$$Z_{r1} = \frac{(2\pi f)^2 M_r^2}{Z+Z_L},\ Z_{1r} = \frac{(2\pi f)^2 M_r^2}{Z+Z_{t1}}, \tag{4}$$

$$U_1 = j2\pi f M_t \frac{U_t}{Z},\ U_r = j2\pi f M_r \frac{U_1}{Z+Z_{t1}}, \tag{5}$$

여기서 U_1은 수동형 중계기에 유도된 전압이다.

Rx 코일 안테나에서의 수신 전력은 부하 임피던스 Z_L에서 실제로 사용된 전력과 동일하므로 다음과 같게 된다.

$$P_{rx}(d,f) = \mathrm{Re}(Z_L)\frac{|U_r|^2}{(Z+Z_r'+Z_L)^2}, \tag{7}$$

여기서 Z_r'은 Rx 코일 안테나가 인접한 코일 안테나로부터 받는 영향으로서, 직접 전송인 경우에 Tx 코일 안테나로부터 받는 영향을 나타내며, 도파로 전송인 경우에 가장 근접한 중계기로부터 받는 영향이다. 수신 전력을 최대화하기 위해 부하 임피던스는 $Z_L = \overline{Z+Z_r'}$의 값을 가져야 한다[3]. 따라서 자기장 직접 전송(1)과 한 개의 수동형 중계기를 사용하는 자기장 도파로 전송(2)에서 Rx 코일 안테나의 수신 전력은 각각 다음과 같게 된다.

$$P_{rx}^{(1)}(d,f) = \frac{P_s}{4}\cdot\frac{\mathrm{Re}(Z_{tr})}{\mathrm{Re}(Z_L)}, \tag{8}$$

$$P_{rx}^{(2)}(d,f) = \frac{P_s}{4}\cdot\frac{\mathrm{Re}(Z_{t1})}{\mathrm{Re}(Z+Z_{t1})}\cdot\frac{\mathrm{Re}(Z_{1r})}{\mathrm{Re}(Z_L)}, \tag{9}$$

여기서 $P_s = U_t^2/R_t$은 전송 회로의 주파수가 공진주파수 f_0에 도달하였을 때의 송신 전력이며, d_0가 비교적 작은 값을 가질 때 $P_{tx}(d_0,f) \approx P_s$이다[3]. 따라서 MI 전파 경로 손실을 쉽게 도출할 수 있다.

Ⅱ. 수중 자기장 통신

앞서 언급한 바와 같이 Rx 코일 안테나에 유도된 전압의 크기는 다음과 같이 주어지는 상호유도계수에 의해 결정된다[4].

$$M = \mu\pi N^2 \frac{a^4}{4d^3}\cdot J\cdot G, \tag{10}$$

여기서 $\mu = \mu_0\cdot\mu_r$은 자기장의 투자율을 의미하며, 자기상수 μ_0는 $4\pi\times10^{-7}$H/m, 수중에서의 상대 투자율은 $\mu_r \approx 1$이다. N은 코일 안테나의 와이어 회전 횟수를 나타내며, a는 코일 안테나의 반경이다. J는 송수신 코일 안테나의 변위에 따른 분극 상수이며, G는 자기장이 전도도 (Conductivity)가 높은 매질에서 전

www.dbpia.co.kr

파될 때 발생하는 맴돌이 전류 (Eddy Current)에 의한 감쇠를 의미한다.

수중에서와 같이 시시각각 동적으로 변화하는 통신 환경에서 코일 안테나는 이동과 회전을 반복한다. 따라서 그림 2에서와 같이 송수신 코일 안테나의 동축 성질이 쉽게 파괴되며 3차원 공간에서 코일 안테나의 변위에 따른 분극 파라미터 J는 다음과 같이 주어진다[4].

$$J = 2\sin\theta_1 \sin\theta_2 + \cos\theta_1 \cos\theta_2 \cos\phi\,, \qquad (11)$$

여기서 θ_1과 θ_2는 각각 송수신 코일의 방사 방향이 두 코일의 중심을 연결한 선과 이루는 각도를 나타내며, ϕ는 전송 방향과 수직되는 평면에서 송수신 코일 축 각도의 차이이다.

전도도가 낮은 담수 ($\sigma = 0.01$ S/m)와 달리 해수는 상대적으로 높은 전도도를 가지며, 자기장이 전도성 매질에서 z의 방향으로 전파될 때 맴돌이 전류에 의한 감쇠 G는 다음과 같이 주어진다[5].

$$G = e^{-\alpha z}, \qquad (12)$$

여기서 α는 감쇠 상수이며, $\alpha = \sqrt{\pi f \mu \sigma}$ 이다[5].

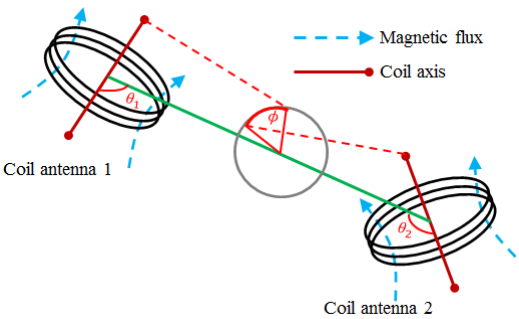

그림 2. 3차원 공간에서 코일 안테나의 이동 및 회전 예시[4]
Fig. 2. An example of coil displacements in 3D space[4]

Ⅲ. 모의실험 결과 및 결론

모의실험을 통해 수중 환경에서 직접 전송과 도파로 전송의 채널 모델을 비교하였으며, 표 1에 모의실험에서 사용된 주요 파라미터들을 정리하였다.

랜덤한 코일 안테나들의 변위를 고려하였으며, 자기장 도파로 전송은 송수신 코일 안테나 사이의 중앙에 1개의 수동형 중계기가 위치한 경우를 고려하였다.

표 1. 모의실험에서 사용된 주요 파라미터
Table 1. Simulation parameters

Parameter	Value
Number of turns, N	1000
Radius of coil, a	1 m
Transmission range, d	20 m
Resistance, R	65.598 Ω
Self-inductance, L	4.93 uH
Resonant frequency, f_0	1 MHz
Source voltage, U_t	5 V
Sea water conductivity, σ_s	4 S/m [6]

그림 3에 도시한 실험 결과로부터 코일 안테나들이 3차원 공간에서 이동 및 축 회전이 발생하면 수동형 중계기를 사용하는 자기장 도파로 전송 방식이 코일 안테나가 정렬된 직접 전송 방식보다 경로 손실이 더 크게 나타나는 경우가 존재함을 확인하였다. 또한 수중 환경에서는 본 논문에서 고려한 것과 같이 중계기가 항상 송수신 코일 안테나 사이의 중앙에 위치할 수 없게 되기 때문에 실제 환경에서 도파로 전송의 경로 손실은 수동형 중계기의 위치에 따라 크게 변화할 것으로 예측된다. 따라서 수중에서와 같이 시시각각 동적으로 변화하는 통신 환경에서 수동형 중계기만을 사용하여 개선할 수 있는 자기장 통신의 성능에는 한계가 있음을 알 수 있다.

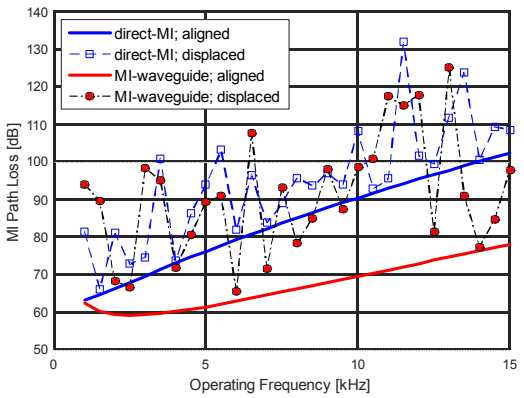

그림 3. 자기장 직접 전송 및 자기장 도파로 전송의 수중 경로 손실 비교
Fig. 3. Loss comparison between direct-MI and MI-waveguide in underwater environment

References

[1] T. Lim and H. Ko, “The technology of

www.dbpia.co.kr

physical layer for underwater acoustic communication," *KICS Inf. and Commun. Mag.*, vol. 33, no. 7, pp. 71-81, Jul. 2016.

[2] 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.

[3] Z. Sun and I. F. Akyildiz, "Magnetic induction communications for wireless underground sensor networks," *IEEE Trans. Ant. & Prop.*, vol. 58, no. 7, pp. 2426-2435, Jul. 2010.

[4] S. Kisseleff, I. F. Akyildiz, and W. Gerstacker, "Throughput of the magnetic induction based wireless underground sensor networks: Key optimization techniques," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 12, Dec. 2014.

[5] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics,* Wiley, 1989.

[6] M. C. Domingo, "Magnetic induction for underwater wireless communication networks," *IEEE Trans. Ant. & Prop.*, vol. 60, no. 6, pp. 2929-3929, Jun. 2012.

www.dbpia.co.kr