

자기유도 전력전달 시스템 기반 양방향 자기장 무선통신 시스템

최병국, 이은수, 임춘택
카이스트 원자력 및 양자공학과

Bidirectional Magnetic Wireless Communication System based on Inductive Power Transfer System

Byeung G. Choi, Eun S. Lee, and Chun T. Rim
Dept. of Nuclear and Quantum Engineering, KAIST

ABSTRACT

본 논문은 자기유도 무선전력 전송하에 송수신부간 양방향 자기장 무선통신 시스템을 제안한다. 송수신부의 무선전력전송 중 양방향 무선통신은 수신부가 장착된 전자기기의 무선충전시 수신부의 안정적인 전력공급 측면에서 필수적이다. 제안하는 양방향 자기장 무선통신 시스템은 송수신부간 복잡한 IC 회로 또는 추가적인 무선통신회로 없이 단순 공진 필터 및 통신용 변압기만을 이용하여 외부환경에 강인하면서도 경제적인 무선통신이 가능하다. 본 논문에서는 제안하는 자기장 무선통신 시스템의 전력선 및 통신선 등가회로를 각각 분석하였고 실험 및 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였다.

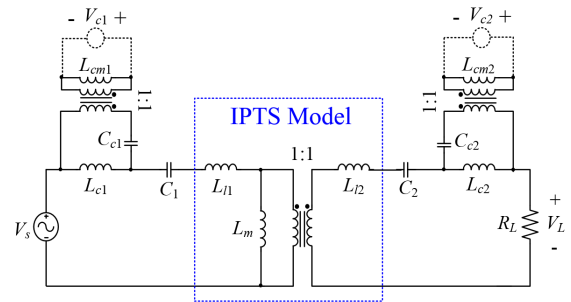


그림 1 제안하는 양방향 자기장 무선통신이 가능한 무선전력전송 시스템 회로도

1. 서론

최근 모바일 기기, 사물 인터넷, 웨어러블 디바이스 등 차세대 전자기기에 전력을 안정적으로 공급할 수 있는 기술 중 무선전력전송이 새로운 대안으로 부상하고 있다. 수신부가 장착된 전자기기에 무선으로 전력전송시 발생할 수 있는 문제점으로 송수신 코일간 정렬 불량(Misalignment), 송수신부간 거리 변화 및 장애물 존재, 부하변동 등이 있다. 위 문제를 해결하기 위해서 송수신부간의 무선통신은 필수적이며, 적용 가능한 무선통신 기술로 ZigBee, RFID, Bluetooth 등이 있다.^{[1] [2]} 그러나, 상기 무선통신 기술 구현을 위해서는 MCU, 제어 IC 및 다수의 능동소자, 무선통신회로용 전력공급장치 등의 부가적인 회로가 필요하므로 시스템이 복잡해지고, 무선전력전송간 자기장으로 인한 EMI 문제, 온습도 등 외부환경에 취약하며, 가격이 비싸지는 문제점이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 자기유도 무선전력 시스템(IPTS, Inductive Power Transfer System)의 송수신부에 단순 공진 필터 및 통신 변압기만을 추가한 회로를 제안하였다. 제안하는 회로는 무선전력전송과 동시에 자기장 통신이 가능하며, 실험 및 시뮬레이션을 통해 그 타당성을 검증하였다.

2. 제안하는 무선전력전송 기반 자기장 통신회로

제안하는 무선전력 기반 자기장 통신 회로는 그림 1과 같이 기존 다이폴 공진 코일 시스템 (DCRS, Dipole Coil Resonant System)^{[3] [5]}에 동일한 자기장 통신용 회로가 각 송수신단에 추가되었다. V_s 는 전력선 입력전압의 기본파 성분, V_{e1} 과 V_{e2} 는 각각 통신선 입력 또는 출력전압, V_L 은 전력선 출력전압이고,

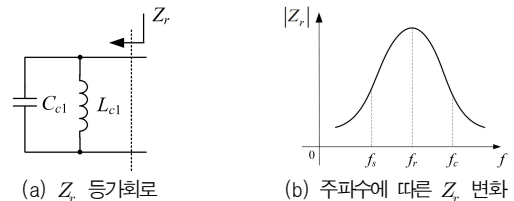


그림 2 통신선 병렬공진 등가회로 및 주파수 특성

C_1 은 송신부 전력선 공진 커패시터, L_{e1} 과 C_{e1} 은 각각 통신선 공진회로용 인덕터 및 커패시터, L_m 은 전력선 송수신단의 상호인덕턴스, L_{cm1} 은 통신선 변압기 상호인덕턴스다. 본 논문에서는 IPTS 모델 변압기와 통신용 변압기의 변압비를 1:1로 설계하였고, 송수신부의 공진소자 구성 및 크기가 동일하게 설계되므로 송신부 및 수신부의 공진 조건은 동일하다고 가정하였다.

그림 2와 같이 전력선 및 통신선 회로 모델링을 위해 L_{e1} 과 C_{e1} 의 등가 임피던스 Z_r 및 병렬공진 주파수 f_r 를 아래와 같이 정의하였다.

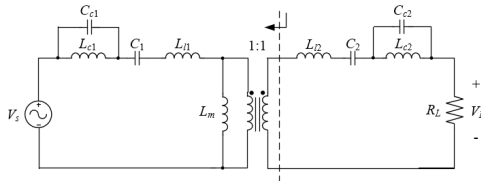
$$Z_r \equiv j\omega_r L_{e1} \parallel \frac{1}{j\omega_r C_{e1}} = \frac{j\omega_r L_{e1}}{1 - \omega_r^2 L_{e1} C_{e1}} \quad (1a)$$

$$f_r \equiv \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{e1} C_{e1}}} \quad (1b)$$

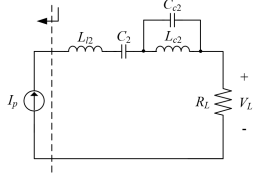
그림 2(b)의 f_s 와 f_c 는 각각 전력선 동작 주파수 및 통신 주파수이며, 공진 주파수 f_r 는 아래 조건에 따라 설계된다.

$$f_s < f_r < f_c \quad (2a)$$

$$k_1 f_s \equiv f_r, \quad k_2 f_r \equiv f_c \quad (2b)$$



(a) 전력선 등가회로



(b) 최종 전력선 노튼 등가회로
그림 3 전력선 등가회로 모델링

2.1 전력선 등가회로 분석

전력선 등가회로 분석을 위한 회로는 그림 3과 같이 통신선 전압원이 단락된 조건이며, 전력선 공진조건은 식 (3a)와 같이 정의된다. L_{e1} 과 C_{e1} 의 병렬회로는 식 (3b)를 통해 L_{e1} 으로 등가 변환된다.

$$j\omega_s(L_{e1} + L_{l1} + L_m) + \frac{1}{j\omega_s C_1} = 0 \quad (3a)$$

$$\therefore L_{e1} \equiv \frac{k_1^2}{k_1^2 - 1} L_{c1} \quad (3b)$$

그림 3(b)와 같이 전력선 노튼 최종 등가회로의 전류 및 전력선 전압이득은 식 (4)와 같이 결정된다.

$$I_p = \frac{V_s}{j\omega_s(L_{e1} + L_{l1}) + \frac{1}{j\omega_s C_1}} = \frac{V_s}{-j\omega_s L_m} = \frac{jV_s}{\omega_s L_m} \quad (4a)$$

$$V_L = I_p R_L = \frac{jV_s}{\omega_s L_m} R_L \quad (4b)$$

$$\therefore |G_{V_s}| \equiv \left| \frac{V_L}{V_s} \right| = \frac{R_L}{\omega_s L_m} \quad (4c)$$

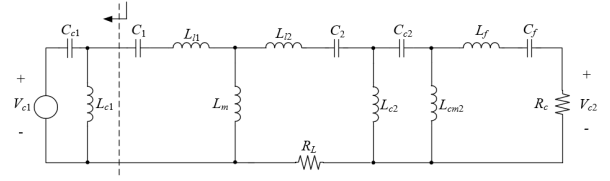
2.2 통신선 등가회로 분석

본 논문에서는 송신부에 통신선 입력전압 V_{e1} , 수신부에 통신선 출력전압 V_{e2} 의 경우를 분석하였다. 통신선 등가회로 분석을 위한 회로는 그림 4(a)와 같이 전력선 전압원이 단락된 조건이며, 테브낭의 정리에 의해 그림4(b)와 같이 변환 가능하다. 등가 변환된 전압원 V_{e1} 와 커패시턴스 C_{e1} 은 식 (5)와 같다.

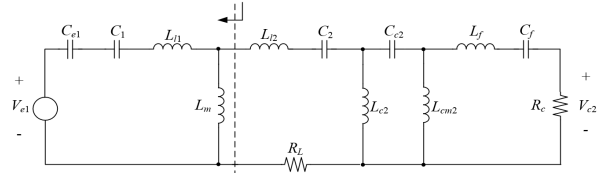
$$V_{e1} \equiv \frac{k_2^2}{k_2^2 - 1} V_{c1}, \quad C_{e1} \equiv \frac{k_2^2 - 1}{k_2^2} C_{c1} \quad (5)$$

테브낭 등가회로를 적용한 통신선의 공진조건 및 통신선 전력 수신용 LC 직렬필터의 공진조건은 식 (6)과 같이 정의된다.

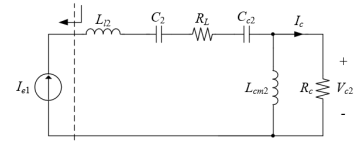
$$j\omega_c(L_{l1} + L_m) + \frac{C_{e1} + C_1}{j\omega_c C_{e1} C_1} = 0 \quad (6a)$$



(a) 통신선 등가회로



(b) 테브낭 등가회로를 적용한 통신선 등가회로



(c) 최종 통신선 노튼 등가회로
그림 4 통신선 등가회로 모델링

$$j\omega_c L_f + \frac{1}{j\omega_c C_f} = 0 \quad (6b)$$

통신선 주파수에 해당하는 기본파 성분전압만 수신하기 위해 식 (6b)의 L_f 및 C_f 로 구성된 LC 직렬필터가 적용되었다. 본 논문에서는 그림 4(b)의 통신선 공진회로용 인덕터 L_{e2} 의 임피던스가 이와 병렬로 연결된 출력측 임피던스보다 크게 설계되므로 식 (7)이 성립한다.

$$j\omega_c L_{e2} \gg \left(\frac{1}{j\omega_c C_2} + j\omega_c L_{cm2} \parallel R_c \right) \quad (7)$$

식 (6), (7)을 적용하여 그림 4(c)의 노튼 최종 등가 회로의 전류 I_{e1} 을 구하면 식 (8)과 같다.

$$I_{e1} = \frac{V_{e1}}{j\omega_c L_{l1} + \frac{C_{e1} + C_1}{j\omega_c C_{e1} C_1}} = \frac{jV_{e1}}{\omega_c L_m} \quad (8)$$

식 (5), (8)을 통해 통신선 전압이득을 구하면 아래와 같다.

$$V_{e2} \approx I_c R_c = \frac{j\omega_c L_{cm2}}{j\omega_c L_{cm2} + R_c} I_{e1} R_c = \frac{-L_{cm2} k_2^2 V_{c1} R_c}{L_m (j\omega_c L_{cm2} + R_c)(k_2^2 - 1)} \quad (9a)$$

$$\therefore |G_{V_c}| \equiv \left| \frac{V_{e2}}{V_{c1}} \right| = \frac{L_{cm2} k_2^2 R_c}{L_m (k_2^2 - 1) \sqrt{\omega_c^2 L_{cm2}^2 + R_c^2}} \quad (9b)$$

3. 실험을 통한 검증

제안하는 IPTS 기반 양방향 자기장 통신회로 실험세트를 그림 5와 같이 구성하였으며, 그림 1에 제시된 파라미터값을 표 1에 나타내었다. 그림 1의 전력선 입력전압 V_s 는 고주파 등

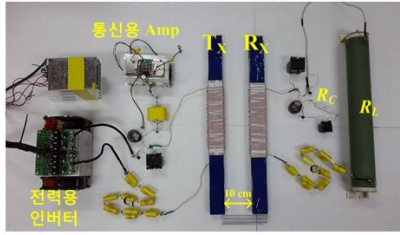


그림 5 IPTS 기반 자기장 통신회로 실험세트

표 1 IPTS 기반 자기장 통신회로 소자 값 선정

L_{c1}, L_{c2}	4.34 mH	C_f	77.2 pF
L_{l1}, L_{l2}	835 μ H	R_{c1}, R_{c2}	100 Ω
L_{cm1}, L_{cm2}	28 μ H	f_s	20 kHz
L_m	216 μ H	f_r	240 kHz
L_f	1.36 mH	f_c	500 kHz
C_{c1}, C_{c2}	100.3 pF	N_1, N_2	50 turns
C_1, C_2	11.72 nF	N_{c1}, N_{c2}	18 turns

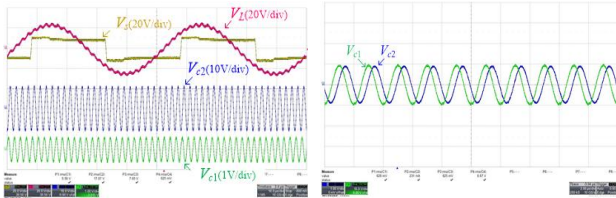


그림 6 전력선 및 통신선 입력전압, 출력전압 실험 파형 (Source to Load)

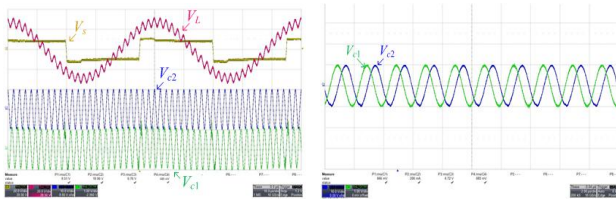
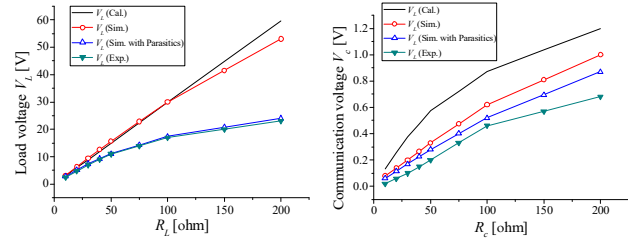


그림 7 전력선 및 통신선 입력전압, 출력전압 실험 파형 (Load to Source)

작 폴 브리지 인버터를 통해 구현하였고, 통신선 전압 V_{c1} 및 V_{c2} 는 함수발생기와 전력증폭기를 통해 구현하였다. 무선통신용 송수신부 변압기는 지름 3cm, 너비 1.5cm 수준의 소형 고주파 동작 원형 코어를 사용하였고, Tx 및 Rx 코어는 삼화전 자사의 PL F2 페라이트 코어를 사용하였다. 전력선 및 통신선 동작 주파수 f_s 와 f_c 는 각각 20kHz, 500kHz이며, 공진 주파수 f_r 은 식 (2)에 따라 240 kHz로 선정하였다.

송신부의 통신선 입력전압 V_{c1} 및 수신부의 통신선 출력전압 V_{c2} 의 실험 결과를 그림 6에 나타내었다. 전력선의 무선전력전송하에 통신선의 통신신호를 $V_{c1} = 6.67V$ 으로 송신하면, $V_{c2} = 0.65V$ 로 수신됨을 확인하였다. 이와 반대로 수신부의 통신선 입력전압 V_{c2} 및 송신부의 통신선 출력전압 V_{c1} 의 실험 결과를 그림 7에 나타내었다. 동일한 상황하에 통신신호를 $V_{c2} = 6.72V$ 으로 송신하면, $V_{c1} = 0.68V$ 로 수신됨을 확인하였다.

전력선 및 통신선의 부하저항 R_L, R_c 변화에 따른 출력전압 V_L, V_c 를 그림 8(a) 및 그림 8(b)에 각각 나타내었다. 식 (4c)와 식 (9b)에 나타난 전력선 및 통신선의 전압이득은 코어, 인덕터, 커패시터 등의 소자 내부저항 성분을 고려하지 않아 실험 결과와 다소 차이가 있으나, 소자 내부저항 성분 고려시 실험 결과와 유사한 경향을 보이는 것을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 제안하는 무선전력 기반 자기장 통신회로를 이용하여



(a) 전력선 출력전압 V_L

(b) 통신선 출력전압 V_c (Source to Load)

그림 8 부하 저항에 따른 전력선 및 통신선 출력전압 V_L, V_c

$R_L = R_c = 100\Omega$ 조건시 약 2의 전력선 전압이득으로 전력을 전달함과 동시에 약 0.1의 통신선 전압이득으로 통신신호가 양방향으로 전달됨을 실험적으로 확인하였다.

4. 결론

본 논문에서는 일반적인 무선통신에 필요한 MCU, 통신용 IC 등의 추가적인 능동소자 없이 단순 공진 필터 및 통신용 소형 변압기만을 이용하여 양방향 자기장 무선통신을 구현하였다. 제안하는 IPTS 기반 양방향 무선통신 기술을 통해 송수신부간 안정적인 무선전력공급 외에 온도도 변화, 고주파 자기장 등의 환경에 강인한 무선통신 시스템을 경제적으로 구현할 수 있을 것으로 전망된다. 실험 결과, 약 2의 전력선 전압이득으로 무선전력전송시, 약 0.1의 통신선 전압이득으로 송수신부간 양방향 자기장 무선통신이 가능함을 실험적으로 확인하였다. 향후, 송수신부간 정렬 불량, 거리 변화 및 장애물 존재, 부하변동 등의 환경 하에서도 제안하는 시스템의 통신신호에 ASK (Amplitude Shift Keying) 통신기술을 적용한 제어기술을 통해 송수신부의 안정적인 전력전달을 구현하고자 한다.

참고 문헌

- [1] N. Y. Kim et al., "Adaptive frequency with power level tracking system for efficient magnetic resonance wireless power transfer," *IEEE Electronics Letters*, vol. 48, no. 8, pp. 452-454, Apr. 2012.
- [2] Thomas Loewel, Christian Lange, and Ferenc Noack, "Identification and positioning system for inductive charging systems," *IEEE Electric Drives Production Conference (EDPC)*, Oct. 2013, pp. 1-5.
- [3] 최보환, 이은수, 김지훈, 임춘택, "7m 원격 무선전력전송 개발 사례," *전력전자학회 2014년도 하계학술대회 논문집*, pp. 7-8.
- [4] C. Park, S. Lee, G. Cho, and Chun T. Rim, "Innovative 5m off distance inductive power transfer systems with optimally shaped dipole coils," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 2, pp. 817-827, Feb. 2015.
- [5] B. Choi, E. Lee, Y. Sohn, G. Jang, and Chun T. Rim, "Six degrees of freedom mobile inductive power transfer by crossed dipole Tx and Rx coils," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1, June 2015. (Rapid post article)