

# 자기유도 무선전력전송시 진폭편이변조 제어가 가능한 양방향 자기장 무선통신 시스템

최병국<sup>1</sup>, 이은수<sup>1</sup>, 임춘택<sup>†</sup>

## Bidirectional Magnetic Wireless Communication System under Inductive Power Transfer capable of Amplitude-Shift Keying(ASK) Modulation Control

Byeung-Guk Choi<sup>1</sup>, Eun-Soo Lee<sup>1</sup>, and Chun-Taek Rim<sup>†</sup>

### Abstract

A novel bidirectional magnetic wireless communication system is proposed in this study. This system provides the communication capability between the source and load sides by high-frequency signal while wireless power is transferred. Contrary to the conventional wireless communication systems using complex IC circuit and active components, the proposed system is simply composed of passive components. It is practical and beneficial for environmental robustness, cost effectiveness, and simple implementation. The detailed static analysis of the proposed system for power and communication lines is established. The proposed system is experimentally verified, and results show that a 0.1 voltage gain for communication line is obtained while a 2.0 voltage gain for the power line is achieved. The proposed system is adequate for practical applications as it allows the inductive power transfer system to wirelessly and easily communicate between the source and load sides.

**Key words:** WPTS(Wireless Power Transfer System), IPTS(Inductive Power Transfer System), Magnetic wireless communication, ASK(Amplitude-Shift Keying) modulation

### 1. 서 론

최근 모바일 기기, 사물 인터넷, 웨어러블 디바이스 등 다양한 차세대 전자기기가 시장에 활발히 출시되고 있다. 소형 배터리가 장착된 전자기기에 안정적으로 전력을 공급할 수 있는 기술 중 무선전력전송이 새로운 대안으로 부상하고 있으며, 무선전력전송 기술은 근본적으로 배터리 무게 감소, 다수의 수신기의 동시 전력공급, 유선케이블을 통한 사용자의 안전 확보, 사용자의 편의성 증대 등의 장점이 있다<sup>[1]-[2]</sup>.

그러나 송수신부의 무선전력시, 송수신 코일간 정렬 불

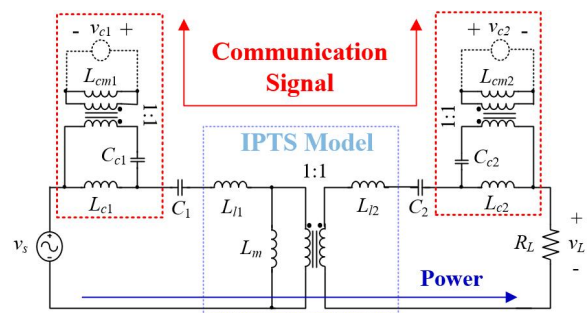


Fig. 1. The proposed bidirectional magnetic wireless communication system.

량(Misalignment), 송수신 코일간 거리 변화, 송수신부 사이의 장애물 존재시 송수신부의 공진주파수가 변하여 전력이 정상적으로 전달되지 않을 수 있다<sup>[3]-[5]</sup>. 또한, 부하 변동시 출력특성이 변하므로, 원하는 출력전압 또는 출력전력을 얻을 수 없다. 그러므로, 위와 같은 상황하에서도 송수신부간 원하는 출력특성을 구현하기 위해서는 송수신부간 무선통신을 통한 정보 전달이 필수적이다<sup>[6]-[7]</sup>.

Paper number: TKPE-2016-21-3-12

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: [ctrim@kaist.ac.kr](mailto:ctrim@kaist.ac.kr), Dept. of Nuclear and Quantum Eng., KAIST

Tel: +82-42-350-3827 Fax: +82-42-350-5861

<sup>1</sup> Dept. of Nuclear and Quantum Eng., KAIST

Manuscript received Feb. 15, 2016; revised Mar. 18, 2016; accepted Apr. 28, 2016

— 본 논문은 2015년 추계학술대회 외부장학금 수혜논문임

송수신부간 정보전달을 위한 무선통신 기술은 대표적으로 ZigBee, RFID, Bluetooth 등의 근거리 무선통신 기술<sup>[8]-[10]</sup> 또는 Radio-Frequency(RF) 신호를 이용한 무선통신 기술<sup>[11]-[13]</sup> 등이 있다. 그러나 위 기술들은 900MHz 또는 2.4GHz 대역 등의 높은 주파수를 사용하므로 흙, 물, 콘크리트와 같은 장애물에 의한 신호 감쇠, 무선통신을 위한 추가적인 고주파 통신장치가 필요하다는 단점이 있다. 이러한 고주파수 대역의 무선통신에 대한 단점을 극복하고자 능동소자, MCU 및 IC를 이용하여 저주파에서도 작동 가능한 무선통신 기술이 개발되었다<sup>[14]</sup>. 그러나 이 기술 또한 MCU, 제어 IC, 무선통신 회로용 전력공급장치 및 다수의 능동소자 사용으로 인해 시스템이 복잡해지고 가격이 비싸며, 무선전력전송간 자기장으로 인한 EMI 문제, 온습도 등 외부환경에 취약해지는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 단순 수동소자만을 사용하여 자기유도 무선전력 시스템(IPTS, Inductive Power Transfer System) 동작하에서도 송수신부간 양방향으로 무선통신이 가능한 자기장 무선통신 시스템을 제안하였다. 제안하는 자기장 통신용 회로는 기존 IPTS에 광범위하게 적용 가능하며, 단순 수동소자만을 사용하여 온습도 등 외부환경에 강인하면서도 경제적으로 구현이 가능하다.

## 2. 제안하는 무선전력전송 기반 자기장 통신회로

제안하는 무선전력전송 기반 자기장 통신 회로는 그림 1과 같이 일반적인 IPTS에 통신용 변압기, 공진 커패시터, 인덕터 등이 추가된 구조이며, 본 논문에서는 송수신부 전압원 구동에 송수신부 LC 직렬 공진회로를 적용하였다. 송신부의 전력선 입력인  $V_s$ 에서 수신부의 전력선 출력인  $V_L$ 로 전력이 전달되는 상황하, 통신선 입출력 ( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ )을 통해 송수신부간 자기장 통신이 가능하다. 그림 1에서  $V_s$ 는 전력선 입력전압,  $V_{c1}$ 과  $V_{c2}$ 는 각각 통신선 입력 또는 출력전압,  $V_L$ 은 전력선 출력전압,  $C_1$ 은 송신부 전력선 공진 커패시터,  $L_{c1}$ 과  $C_{c1}$ 은 각각 통신선 공진 회로용 인덕터 및 커패시터,  $L_m$ 은 전력선 송수신단의 자화 인덕턴스,  $L_{cm1}$ 은 통신선 변압기 자화 인덕턴스다. 수신부의 전력선 및 통신선 공진소자도 송신부 공진소자와 동일하게 구성되었다. 본 논문에서는 설계의 간편화를 위해 IPTS 모델 변압기와 통신용 변압기의 변압비를 1:1로 가정하였고, 송수신부의 공진소자가 서로 대칭으로 설계되므로 송신부 및 수신부의 공진 조건은 동일하다. 또한 본 논문에서는 IPTS의 송수신부측 공진 조건에 의해 전력선에서 발생할 수 있는 모든 고조파 성분은 제거되므로 회로 해석시 기본파 성분만 고려하는 것으로 가정한다.

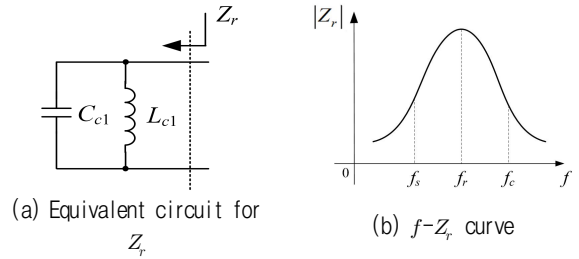


Fig. 2. Definition of parallel impedance of LC circuit  $Z_r$ .

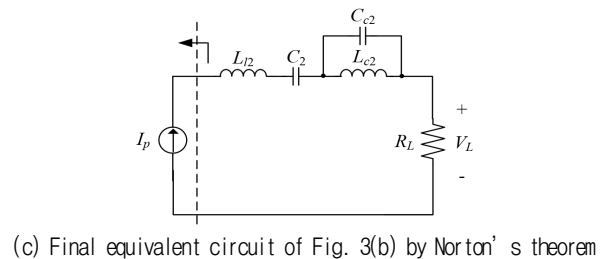
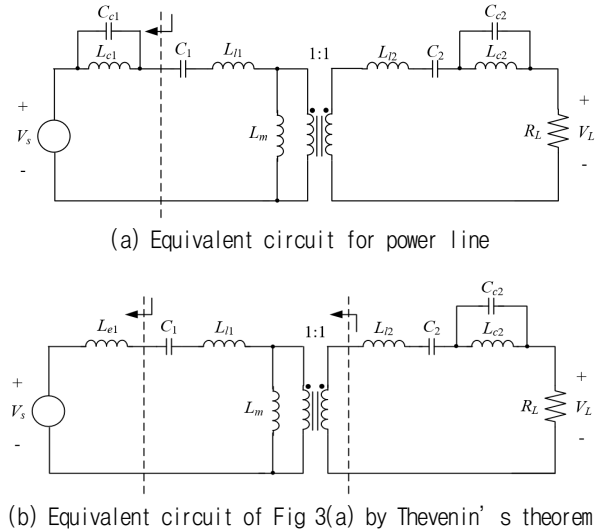


Fig. 3. The equivalent circuit of the proposed system for power line.

그림 1과 같이 기존 IPTS에 추가로 연결된  $L_{c1}$ 과  $C_{c1}$ 의 등가 임피던스  $Z_r$  및 병렬 공진 주파수  $f_r$ 의 특성은 그림 2에 나타내었으며, 아래와 같이 정의하였다.

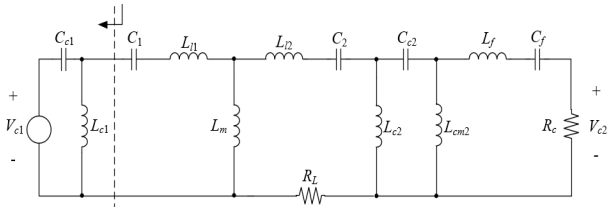
$$Z_r \equiv j\omega_r L_{c1} / \frac{1}{j\omega_r C_{c1}} = \frac{j\omega_r L_{c1}}{1 - \omega_r^2 L_{c1} C_{c1}} \quad (1a)$$

$$f_r \equiv \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{c1} C_{c1}}} \quad (1b)$$

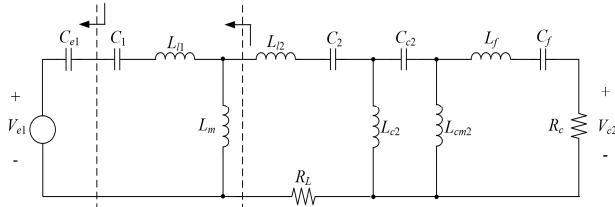
그림 2(b)의  $f_s$ 와  $f_c$ 는 각각 전력선 동작 주파수 및 통신선 동작 주파수이며, 병렬 공진 주파수  $f_r$ 는 아래 조건에 따라 설계된다.

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

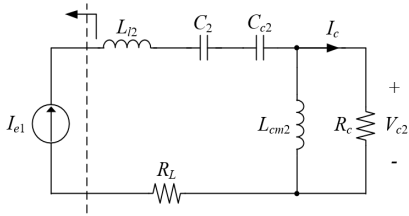
$$k_1 f_s \equiv f_r, \quad k_2 f_r \equiv f_c \quad (2b)$$



(a) Equivalent circuit for communication line



(b) Equivalent circuit of Fig. 4(a) by Thevenin's theorem



(c) Final equivalent circuit of Fig. 4(b) by Norton's theorem

Fig. 4. The equivalent circuit of the proposed system for communication line.

식 (2b)에서 정의된  $k_1$ ,  $k_2$ 는 전력선 및 통신선 등가 회로 분석시 그림 2(a)의 임피던스  $Z_r$ 를 Inductive 또는 Capacitive로 등가변환시 사용되는 상수이다. 즉, 그림 2(b)와 같이, 통신선 동작주파수  $f_c$ 는  $f_r$ 보다 크므로 통신선에서  $Z_r$ 은 인덕턴스로, 전력선 동작주파수  $f_s$ 는  $Z_r$ 보다 작으므로 통신선에서  $Z_r$ 은 커패시턴스로 보인다.

### 2.1 전력선 등가회로 분석

전력선 등가회로 분석을 위한 회로는 그림 3(a)와 같이 통신선 전압원( $V_{c1}$ ,  $V_{c2}$ )이 단락된 조건이다. 식 (2b)에 정의된 것과 같이,  $L_{e1}$ 과  $C_{e1}$ 의 병렬회로는 그림 3(b)와 같이  $L_{e1}$ 로 변환되며, 전력선 송신부 공진조건 및 등가 인덕턴스  $L_{e1}$ 은 식 (3)과 같이 정의된다.

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

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

최종적으로 그림 3(b)는 노튼 등가회로를 통해 그림 3(c)와 같이 등가 변환되며, 최종적으로 노튼 등가회로 전류 및 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

통신선의 경우, 그림 1에 나타난 것과 같이  $V_{c1}$  및  $V_{c2}$ 가 각각 통신선 입력 및 출력이거나 출력 및 입력이 될 수 있으며, 본 논문에서는  $V_{c1}$ 이 통신선 입력전압,  $V_{c2}$ 가 통신선 출력전압인 경우만을 분석하였다. 전력선 등가회로와 동일하게, 통신선 등가회로 회로는 그림 4(a)와 같이 전력선 전압원이 단락된 조건이며, 테브낭의 등가회로 변환을 통해 그림 4(b)와 같이 변환 가능하다. 식 (2b)를 통해 테브낭 등가 변환된  $V_{e1}$ 와 커패시턴스  $C_{e1}$ 은 식 (5)와 같이 정의된다.

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

테브낭 등가회로를 적용한 그림 4(b)의 통신선 공진 조건 및 통신신호 수신용 LC 직렬필터의 공진조건은 식 (6)과 같이 정의된다.

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

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

여기서 통신선 주파수  $f_c$ 에 해당하는 기본파 성분전압만 수신하기 위해 식 (6b)의  $L_f$  및  $C_f$ 로 구성된 LC 직렬필터가 사용되었다.

본 논문에서는 그림 4(b)의 통신선 공진회로용 인덕터  $L_{l2}$ 의 임피던스가 이와 병렬로 연결된 출력측 임피던스보다 크게 설계되므로 식 (7)과 같은 근사가 가능하다.

$$\omega_c L_{l2} \gg \left| \frac{1}{j\omega_c C_2} + j\omega_c L_{cm2} // R_c \right| \quad (7)$$

즉, 본 논문에서는 임피던스  $\omega_c L_{l2}$ 가 크게 설계되므로, 병렬연결 특성으로 인해  $L_{l2}$ 는 무시된다.

최종적으로 식 (6a)를 이용한 통신선 노튼 최종 등가회로는 그림 4(c)와 같으며, 노튼 등가회로 전류 식 (8)과 같다.

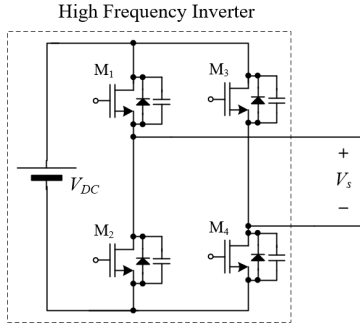


Fig. 5. Full bridge inverter circuit for generating source voltage of power line  $V_s$ .

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

식 (5), (8)을 통해 통신선 전압이득은 식 (9)과 같이 결정된다.

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

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

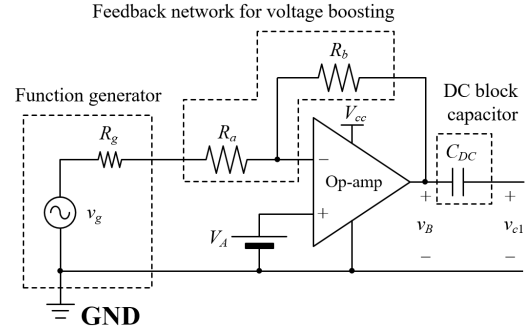
### 2.3 전력선 및 통신선 전압원 발생회로

본 논문에서 사용된 전압원 발생회로는 전력선 입력전압  $V_s$  발생 회로와 통신선 입력전압  $V_{c1}$  (또는  $V_{e2}$ ) 발생 회로로 구성된다. 전력선 입력전압  $V_s$ 는 그림 5와 같이 고주파 동작 풀 브리지 인버터를 통해 구현되었으며, M1-M4 스위치, M2-M3 스위치가 교차로 Turn-on & off 된다. 그러므로,  $V_{DC}$  크기를 가지는 사각파 전압의 기본파 성분이 전력선 입력전압  $V_s$  ( $\approx 0.9V_{DC}$ )으로 인가된다<sup>[15]-[17]</sup>. 통신선 입력전압  $v_{c1}$ 은 그림 6(a)와 같이 Op-amp를 통해 신호가 증폭되므로 전력선에서 구현된 인버터 대비 고주파 노이즈가 발생하지 않고, 부하조건에 관계없이 소프트 스위칭 문제가 없는 장점이 있다. 그림 6에서  $v_g(t)$ 는 함수발생기의 출력전압,  $v_B(t)$ 는 증폭기의 출력전압이다.  $R_a$ 와  $R_b$ 는 전압이득용 증폭 저항이며,  $R_g$ 는 함수발생기 내의 내부저항이다.

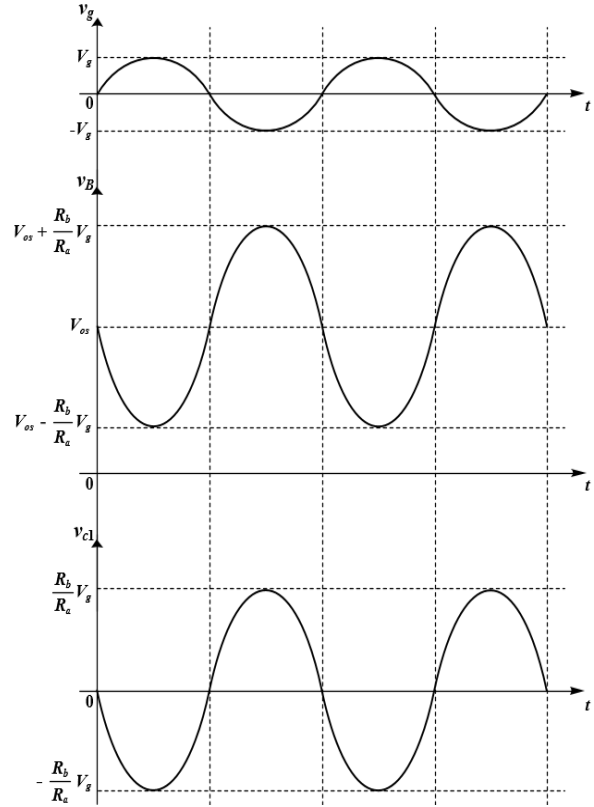
본 논문에서 사용된 Op-amp는 negative DC bias 성분이 없으므로,  $v_B(t)$  파형의 전압 최소치가 0보다 크도록 Op-amp의 +단자에  $V_A$ 의 Offset 전압을 인가하였다. 증폭기 출력  $v_B(t)$ 는 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$v_B(t) \cong (1 + \frac{R_b}{R_a})V_A - \frac{R_b}{R_a}v_g(t) = V_{os} - \frac{R_b}{R_a}v_g(t) \quad (10a)$$

$$\therefore V_{os} \cong (1 + \frac{R_b}{R_a})V_A, \quad v_g(t) = V_g \sin \omega_c t \quad (10b)$$



(a) Amplifier circuit for generating communication signal  $v_{c1}$



(b) Waveforms of  $v_g(t)$ ,  $v_B(t)$ , and  $v_{c1}(t)$

Fig. 6. Amplifier circuit and its waveforms for communication line.

증폭기 출력 뒷단 DC 필터 커패시터  $C_{DC}$ 를 통해 DC 전압성분을 제거할 경우, 최종 통신선 입력전압  $v_{c1}$ 은 식 (11)와 같이 결정된다.

$$v_{c1}(t) = -\frac{R_b}{R_a} V_g \sin \omega_c t \quad (11)$$

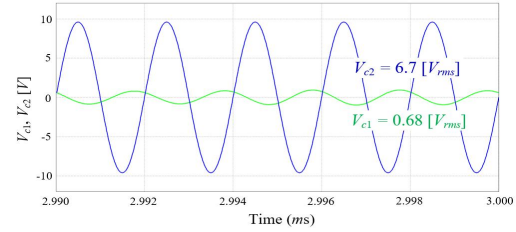
그림 6(b)에  $v_g(t)$ ,  $v_B(t)$ 와  $v_{c1}(t)$  파형을 나타내었으며, 표 1에 본 논문에서 사용된 통신선 전압원 발생회로에 대한 소자 값들을 정리하였다.

TABLE I  
CIRCUIT PARAMETERS FOR THE AMPLIFIER  
CIRCUIT

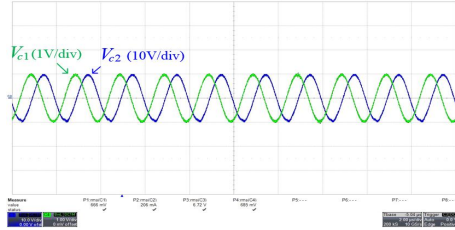
Parameter	Value
$R_g$	50 [ $\Omega$ ]
$R_a$	8 [ $k\Omega$ ]
$R_b$	68 [ $k\Omega$ ]
$C_{DC}$	1 [ $\mu F$ ]

TABLE II  
EXPERIMENT & SIMULATION PARAMETERS OF  
THE PROPOSED SYSTEM

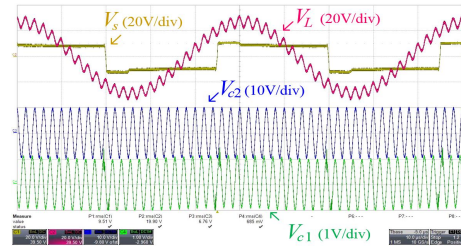
Parameter	Value	Parameter	Value
$L_{c1}, L_{c2}$	4.34 mH	$C_f$	77.2 pF
$L_{l1}, L_{l2}$	835.0 $\mu H$	$R_c, R_L$	100 $\Omega$
$L_{cm1}, L_{cm2}$	28.0 $\mu H$	$f_s$	20 kHz
$L_m$	216.0 $\mu H$	$f_r$	240 kHz
$L_f$	1.36 mH	$f_c$	500 kHz
$C_{c1}, C_{c2}$	100.3 pF	$N_1, N_2$	50 Turns
$C_1, C_2$	11.72 nF	$N_{c1}, N_{c2}$	18 Turns
Internal resistance of $L_f$	30.0 $\Omega$	Internal resistance of $L_1, L_2$	3.5 $\Omega$
Internal resistance of $L_{c1}, L_{c2}$	2.0 $\Omega$		



(a) Simulation waveforms of  $V_{c1}$  and  $V_{c2}$



(b) Experimental waveforms of  $V_{c1}$  and  $V_{c2}$



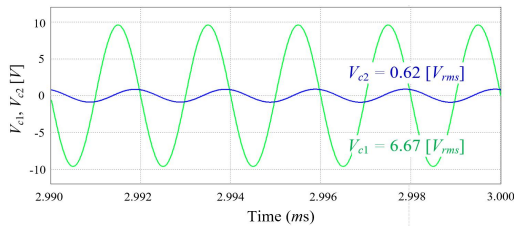
(c) Experimental waveforms of  $V_s, V_L, V_{c1}$ , and  $V_{c2}$   
Fig. 9. Simulation and experimental waveforms (Load to Source).

### 3. 실험을 통한 검증

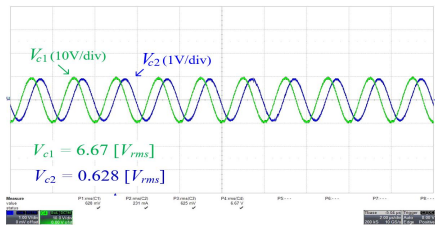
제안하는 IPTS 기반 양방향 자기장 통신회로 실험세트를 그림 7와 같이 구성하였다. IPTS의 경우 다이폴 공진 코일 시스템 (DCRS, Dipole Coil Resonant System) [18]-[20]을 적용하였으며, 그림 1에 제시된 파라미터값을 표 2에 정리하였다. 본 논문에서 캐패시터의 등가직렬저항(Equivalent Series Resistance, ESR)은 인덕터 내부저항에 비해 매우 작으므로 무시하였다. 전력선의 동작 주파수  $f_s$ 는 전기자동차 무선충전에 현재 적용되고 있는 20kHz를 동작 주파수로 선정하였으며 [21]-[22], 통신선 주파수  $f_c$ 는 500kHz로 선정하였다. 공진 주파수  $f_r$ 은 식 (2)에 따라 240 kHz로 선정하였다. 통신회로의 수신부를 구성하는 LC 직렬필터( $L_f$  및  $C_f$ )의 Quality Factor는 142 수준으로 크게 선정되어 전력회로의 스위칭 노이즈 및 기타 고조파 성분들이 통신선 출력신호에 영향을 주지 않도록 설계하였다.

무선통신용 송수신부 변압기는 지름 3cm, 너비 1.5cm 수준의 소형 고주파 동작 원형 코어를 사용하였고, 송수신부 코어는 삼화전자사의 PL-F2 고주파 페라이트 코어를 사용하였다.

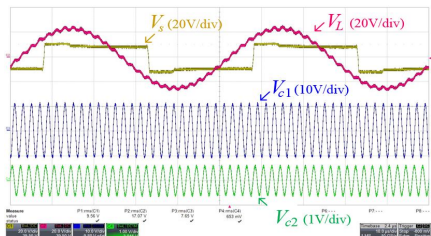
송수신부의 통신선 입력전압  $V_{c1}$  및 수신부의 통신선 출력전압  $V_{c2}$ 의 시뮬레이션 및 실험 결과를 그림 8에 나타



(a) Simulation waveforms of  $V_{c1}$  and  $V_{c2}$



(b) Experimental waveforms of  $V_{c1}$  and  $V_{c2}$



(c) Experimental waveforms of  $V_s, V_L, V_{c1}$ , and  $V_{c2}$   
Fig. 8. Simulation and experimental waveforms (Source to Load)



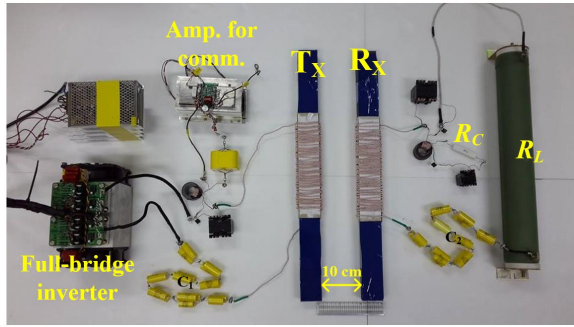


Fig. 7. Experimental kit of the proposed system.

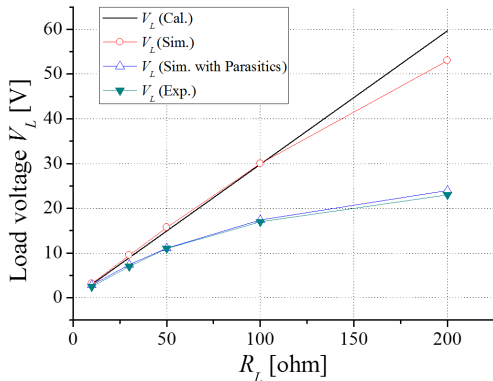
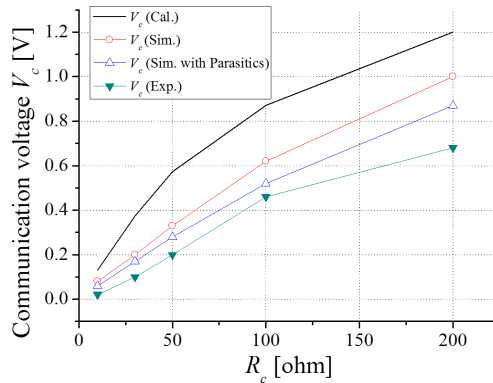
(a)  $V_L$  w.r.t.  $R_L$  for power line(b)  $V_c$  w.r.t.  $R_c$  for communication line (Source to Load)

Fig. 10. Comparison of calculation, simulation, and Experiment results for power and communication lines

내었다. 전력선의 무선전력 전송하 통신선의 통신신호를  $V_{c1}=6.67V$ 으로 송신할 경우,  $V_{c2}=0.65V$ 로 수신됨을 확인하였다. 이와 반대로 수신부의 통신선 입력전압  $V_{c2}$  및 송신부의 통신선 출력전압  $V_{c1}$ 의 시뮬레이션 및 실험 결과를 그림 9에 나타내었다. 동일한 상황하 통신신호를  $V_{c2}=6.72V$ 로 송신할 경우,  $V_{c1}=0.68V$ 로 수신됨을 확인하였다.

전력선 및 통신선의 부하저항  $R_L$  및  $R_c$  변화에 따른 출력전압  $V_L$  및  $V_c$ 를 그림 10(a) 및 그림 10(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 차이

가 있으나, 소자 내부저항 성분을 고려한 시뮬레이션 결과는 실험 결과와 유사한 경향을 보이는 것을 확인하였다. 제안하는 IPTS 기반 자기장 통신회로를 이용하여  $R_L=R_c=100\Omega$  조건시 약 2.0의 전력선 전압이득으로 전력을 전달함과 동시에 약 0.1의 통신선 전압이득으로 통신신호가 양방향으로 전달됨을 실험적으로 확인하였다. 제안하는 자기장 통신 IPTS의 전력선 전송효율은  $R_L=R_c=50\Omega$  조건하 57.0%이며, 통신회로가 없는 기존 IPTS 회로의 전송효율인 57.3%와 비교시 큰 차이가 없음을 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 온도 변화, 고주파 자기장 등의 환경에 강인한 무선통신 시스템을 경제적으로 구현할 수 있을 것으로 전망된다. 실험 결과, 약 2.0의 전력선 전압이득으로 무선전력전송시, 약 0.1의 통신선 전압이득으로 송수신부간 양방향 자기장 무선통신이 가능함을 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하였다. 제안하는 자기장 통신회로는 송수신부간 매우 낮은 자기결합 조건 또는 코어를 사용하지 않는 IPTS에 적용시, 송수신부간 거리 변동에도 전력선 및 통신선의 공진조건 만족이 보장되므로, 전력 및 통신신호는 안정적으로 전달될 것으로 예상된다. 추후, 송수신부간 정렬 불량, 거리 변화 및 장애물 존재 등의 환경 하에서 제안하는 시스템의 안정적인 전력전달 및 통신 전송특성에 대해 분석할 예정이다. 제안하는 시스템을 ASK (Amplitude-Shift Keying) 통신기술에 적용한 제어기술을 통해 송수신부의 안정적인 신호전달이 가능할 것으로 전망된다.

#### References

- [1] C. T. Rim, "Technical difficulties of wireless power transfer," *Transactions of the KIPE*, Vol. 15, No. 6, pp. 32-39, Dec. 2010.
- [2] Y. J. Won and S. O. Im, "Industry trends and international standards of wireless power transfer," *Journal of Korean Institute of Communication and Information Sciences (J-KICS)*, Vol. 30, No. 11, pp. 52-59, Oct. 2013.
- [3] E. Waffenschmidt, "Free positioning for inductive wireless power system," in *2011 ECCE conf.*, pp. 3481-3487.
- [4] W. Zhong, X. Liu, and S. Hui, "A novel single-layer winding array and receiver coil structure for contactless

- battery charging systems with free-positioning and localized charging features," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 9, pp. 4136-4143, Sep. 2011.
- [5] C. Park, S. Lee, G. Cho, S. Choi, and C. T. Rim, "Two-dimensional inductive power transfer system for mobile robots using evenly displaced multiple pickups," *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 1, pp. 558-565, Jan. 2014.
- [6] A. Gil, P. Sauras-Perez, and J. Taiber, "Communication requirements for dynamic wireless power transfer for battery electric vehicles," in *2014 Electric Vehicle Conference (IEVC)*, pp. 1-7.
- [7] J. M. Miller, P. T. Jones, J. M. Li, and O. C. Onar, "ORNL experience and challenges facing dynamic wireless power charging of EV's," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, pp. 40-53, Apr. 2015.
- [8] S. Asheer, A. Al-Marawani, T. Khattab, and A. Massoud, "Inductive power transfer with wireless communication system for electric vehicles," in *2013 GCC Conference and Exhibition*, pp. 517-522.
- [9] 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.
- [10] T. Loewel, C. Lange, and F. Noack, "Identification and positioning system for inductive charging systems," in *2013 IEEE Electric Drives Production Conference (EDPC)*, pp. 1-5.
- [11] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 12, No. 5, pp. 1989-2001, May. 2013.
- [12] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 61, No. 11, pp. 4754-4767, Oct. 2013.
- [13] I. Krikidis, S. Timotheou, S. Nikolaou, G. Zheng, D. W. K. Ng, and R. Schober, "Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 52, No. 11, pp. 104-110, Nov. 2014.
- [14] V. Boheemen. E. L., J. T. Boys, and G. A. Covic. , "Near-field coupled antennas for use in inductive power transfer communication systems," in *2008 Industrial Electronics conf.*, pp. 1504-1509.
- [15] C. T. Rim and G. H. Cho, "Phasor transformation and its application to the DC/AC analyses of frequency phase-controlled series resonant converters (SRC)," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 2, pp. 201-211, Apr. 1990.
- [16] C. T. Rim, D. Y. Hu, and G. H. Cho, "Transformers as equivalent circuits for switches: General proofs and D-Q transformation-based analyses," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, No. 4, pp. 777-785, Jul./Aug. 1990.
- [17] C. T. Rim, "Unified general phasor transformation for AC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, no. 9, pp. 2465-2475, Sep. 2011.
- [18] B. Choi, E. Lee, J. Kim, and C. T. Rim, "Development of 7m-off-long-distance wireless power transfer system," in *2014 summer KIPE conference*, pp. 7-8.
- [19] C. Park, S. Lee, G. Cho, and C. 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.
- [20] B. Choi, E. Lee, Y. Sohn, G. Jang, and C. T. Rim, "Six degrees of freedom mobile inductive power transfer by crossed dipole Tx and Rx coils," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 4, pp. 3252-3272, June 2015.
- [21] C. Park, S. Lee, S. Y. Jeong, G. H. Cho, and C. T. Rim, "Uniform Power I-Type Inductive Power Transfer System With DQ-Power Supply Rails for On-Line Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 11, pp. 6446-6455, Apr. 2015.
- [22] J. Huh, S. W. Lee, W. Y. Lee, G. H. Cho, and C. T. Rim, "Narrow-Width Inductive Power Transfer System for Online Electrical Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 12, pp. 3666-3679, Jun, 2011.



#### 최병국(崔炳國)

1990년 9월 8일생. 2015년 부산대 기계공학부 졸업. 2016년~현재 KAIST 원자력 및 양자공학과 석/박사 통합과정.



#### 이은수(李恩受)

1986년 12월 20일생. 2012년 인하대 전기공학과 졸업. 2014년 KAIST 원자력 및 양자공학과 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 원자력 및 양자공학과 박사과정.



#### 임춘택(林春澤)

1963년 2월 11일생. 1984년 기술고등고시 합격. 1985년 KIT(국립) 전자공학과 졸업. 1987년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1989년~1995년 ROTC 장교 국방부/육군 근무. 1995년~2003년 국방과학연구소 선임연구원. 2003년~2007년 청와대 안보실 행정관(국방정책). 2007년~2009년 KAIST 항공우주공학과 전문교수. 2010년~2015년 KIPE 무선전력전달전문위원. 2009년~현재 KAIST 원자력 및 양자공학과 부교수.