

# 500 W 급 무선전력전송 컨버터의 고효율 설계 방법

김민아<sup>1</sup>, 박화평<sup>1</sup>, 정지훈<sup>†</sup>

## Design Methodology of 500 W Wireless Power Transfer Converter for High Power Transfer Efficiency

Mina Kim<sup>1</sup>, Hwapyeong Park<sup>1</sup>, and Jee-Hoon Jung<sup>†</sup>

### Abstract

The design methodology of an adequate input voltage and magnetizing inductance to minimize reactive power is suggested to design a wireless power transfer (WPT) converter for high-power transfer efficiency. To increase the magnetizing inductance, the turn number of the WPT coil is increased, thus causing high parasitic resistance in the WPT coil. Moreover, the high coil resistance produces high conduction loss in the transfer and receive coils. Therefore, the analysis of conduction loss is used in the design of the WPT coil and the operating point of the WPT converter. To verify the proposed design methodology, the mathematical analysis of the conduction loss is presented by experimental results.

**Key words:** WPT(Wireless Power Transfer), SS topology, High efficiency, Loosely coupled coil

### 1. 서 론

최근 산업계에서 사용자 편의 기반의 제품이 중요시 되면서, 모바일 기기의 충전 편의성에 높은 향상성을 가져올 수 있는 무선 전력 전송 (Wireless Power Transfer; WPT) 기술에 대한 연구가 활발해 지고 있다. 무선 전력 전송은 충전을 위한 와이어의 직접 연결을 제거하여, 제품의 이용을 보다 편리하게 하고, 제품의 직관적인 사용을 가능하게 한다. 또한 이 기술은 사용자 이용 편의의 장점뿐만 아니라 무선전력전송 기술은 추위, 바람 및 그에 따른 전기 에너지 누설로 인해 충전 케이블의 수명이나 안전을 보장하지 못하는 동작 상황에서 안전하게 쓰일 수 있다. 이러한 무선 전력 전송 기술의 장점으로 인하여 휴대폰, 전기차 및 생체 이식 의료기의 충전 등에 널리 사용되고 있다<sup>[1-3]</sup>.

무선 전력 전송 시스템을 구성하는 여러 전력 변환 단계를 그림 1에 나타내었다. 이때 무선 전력 전송 컨버

터는 DC-AC 고주파 인버터, 전력 전송 코일 및 공진 회로, AC-DC 정류기를 포함하는 범위로 제한한다. 안정적이고 고효율의 무선 전력 전송 시스템을 구현하기 위해서는 무선 전력 전송 컨버터의 적절한 토폴로지 선정과 최적 설계가 중요하다. 현재까지의 무선 전력 전송 연구에 따르면 기본적인 직렬 혹은 병렬 공진을 이용한 토폴로지뿐만 아니라, 다수의 공진을 이용한 복합 공진 토폴로지(Multi-Resonant topology)의 분석 및 성능 평가가 많다. 하지만 이러한 연구 결과에 따르면 대부분의 도통 손실을 차지하는 코일 저항에 대한 분석 결과는 고려하지 않고 있다. 또한 무선 전력 전송 컨버터의 낮은 역률로 인한 큰 무효전력은 컨버터의 앞단에서 DC 전압을 만들어주는 Power Factor Correction (PFC) 회로의 전류 부담을 높여 무선 전력 전송 시스템 전체의 효율을 감소시키며 PFC 회로의 전력 용량 증가를 야기한다. 따라서 본 논문에서는 높은 전력 전송 효율과 낮은 무효 전력을 갖는 컨버터를 디자인하기 위해 코일 저항을 고려한 설계 방법을 제안하는 바이다.

무선 전력 전송용 공진형 컨버터는 종래의 공진형 컨버터와는 달리 변압기의 코어가 없는 낮은 결합 조건으로 코일간의 거리가 매우 다양하다. 이는 컨버터의 어플리케이션에 따라 수 mm에서 수 십 cm에 달하는 경우가 많다. 코일 사이의 큰 공극으로 인하여 무선 전력 전송 코일은 낮은 자화 인덕턴스를 가지게 된다. 이는 컨버터에 높은 입력 전압 인가 시 자화 전류의 증가로

Paper number: TKPE-2016-21-4-11

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

<sup>†</sup>Corresponding author: jhjung@unist.ac.kr, School of Electrical & Computer Eng., UNIST

Tel: +82-52-217-2140 Fax: +82-52-217-2109

<sup>1</sup>School of Electrical & Computer Eng., UNIST

Manuscript received Jan. 30, 2016; revised Feb. 26, 2016;

accepted Jun. 18, 2016

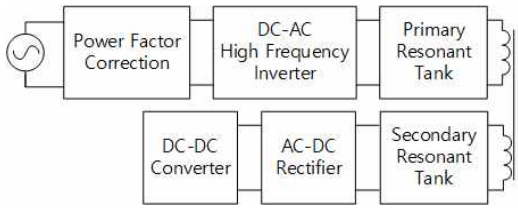


Fig. 1. Wireless power transfer system including several power stages.

인해 무효 전력의 증가로 이어지며 무선 전력 전송 컨버터의 역률 감소를 야기하게 된다. 높은 무효 전력으로 인한 1차 측 전류 증가는 PFC 회로 및 무선 전력 전송 컨버터의 용량을 증가시킬 뿐만 아니라 1차 측 전류와 비례하는 높은 입력 전류가 1차 측 코일 저항의 도통 손실을 증가시키게 된다. 따라서 입력 전압을 적절히 선정하여 역률을 향상시켜야 한다. 이외에도 코일의 턴 수를 증가시켜 자화 인덕턴스를 증가시키는 방법이 있다. 하지만 이러한 방법은 턴 수에 따라 비례하여 증가하는 코일 저항으로 인해 코일에 의한 도통 손실의 증가를 야기하며 이는 컨버터 효율을 감소시킨다. 따라서 각 입력 전압에 따른 적절한 턴 수와 자화 인덕턴스 선정이 무선 전력 전송 컨버터 설계의 중요한 요인이 된다.

본 논문에서는 컨버터의 높은 역률과 높은 전력 전송 효율을 갖는 무선 전력 전송용 컨버터를 설계하기 위하여 입력 전압과 자화 인덕턴스 선정 방법을 제안하고, 이를 500 W의 컨버터 시작품을 이용한 시뮬레이션과 실험으로 검증하였다.

## 2. 토폴로지 선정 및 코일 분석

### 2.1 무선 전력 전송 컨버터의 토폴로지 선정

무선 전력 전송 코일은 1, 2차 코일 간의 공극이 길어 낮은 결합 계수를 가지고, 이는 낮은 자화 인덕턴스와 높은 누설 인덕턴스를 야기한다. 누설 인덕턴스에 의한 전압 감소를 피하기 위해 직병렬 커패시터를 통한 공진 효과를 이용하여 임피던스를 보상 할 수 있다. 무선 전력 전송 컨버터는 커패시터의 연결 방법에 따라 네 가지의 기본적인 토폴로지인 Series-Series (SS), Series-Parallel (SP), Parallel-Series (PS), Parallel-Parallel (PP)가 존재하게 되는데 이를 그림 1에 나타내었다.

SS 토폴로지의 경우 낮은 자화 인덕턴스에 의한 높은 무효 전력이 발생하나, 분석이 간단하고 이용하기 쉽다. 또한 선형 제어를 적용할 수 있기 때문에 제어가 용이하다. SP 토폴로지의 경우 무효 전력이 낮은 장점이 있으나 동작점이 부하에 따라 크게 변화하는 특징이 있기 때문에 제어가 어려운 단점이 있다. PS, PP 토폴로지의 경우에는 1차 측 전류가 안정적이지 않으며 이를 감쇄시키기 위한 외부의 인덕터가 필요하게 된다. 외부의 인덕터는 Electromagnetic Compatibility

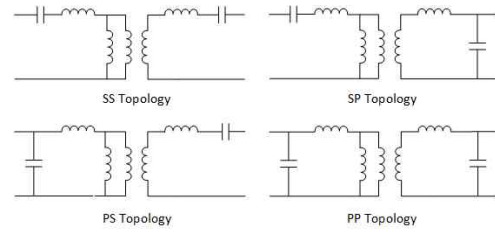


Fig. 2. Basic topology of wireless power transfer using resonance.

(EMC)의 문제를 일으킬 수 있고, 컨버터의 전력 밀도를 낮추게 된다. 따라서 본 논문에서는 무선 전력 전송 컨버터의 회로로 SS 토폴로지를 선정하였다<sup>[5]</sup>.

### 2.2 무선 전력 전송 코일 분석

무선 전력 전송 코일의 커플링 계수와 자화 인덕턴스를 증가시키기 위해서는 턴 수를 높이는 방법, 코일의 면적을 증가시키는 방법과 코일의 와이어 두께를 조절하는 방법이 있다. 하지만 응용 분야에 따라 무선 전력 전송 코일의 면적이 제한되어 있고, 와이어 두께를 조절하는 것은 공간, 무게, 비용적 문제가 있으므로 턴 수를 증가시키는 방법이 보다 효율적이다. 본 논문에의 코일은 직경 4 mm, 720 심선의 Litz wire를 이용하며, 전기 차량용 배터리 충전 응용을 가정하여 면적을 50 cm × 50 cm로 제한하였다. 코일의 턴 수에 따른 자화 인덕턴스와 코일 저항을 수학적 계산으로 얻을 수 있다<sup>[4-5]</sup>. 하지만 턴 수를 매개 변수로 코일의 커플링 계수와 자화 인덕턴스 및 누설 인덕턴스는 그 정보를 직접 이용하기 어렵다. 따라서 턴 수에 대한 코일 정보 및 매개 변수를 제외한 자화 인덕턴스와 코일 저항간의 관계를 함수로 나타내기 위하여 실제로 코일을 감을 수 있는 35턴 미만의 코일 파라미터를 계산하고 이를 회귀 분석을 통해 그림 3과 식 (1)-(3)에 나타내었다.

$$L_m = 3 \times 10^{-11} n^4 - 6 \times 10^{-9} n^3 + 3 \times 10^{-17} n^2 - 2 \times 10^{-7} n + 5 \times 10^{-7} \quad (1)$$

$$R_{coil} = -1 \times 10^{-10} n^2 + 1 \times 10^{-8} n + 2 \times 10^{-21} \quad (2)$$

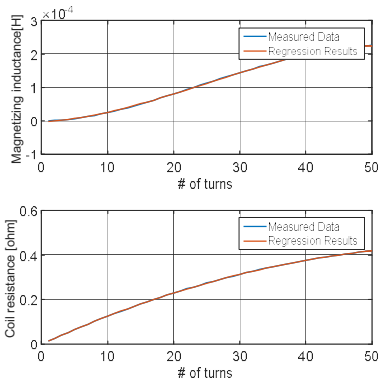
$$R_{coil} = 26 \sqrt{L_m} \quad (3)$$

이 때,  $L_m$ 은 자화 인덕턴스,  $R_{coil}$ 은 코일 저항,  $n$ 은 코일 턴 수로 정의한다.

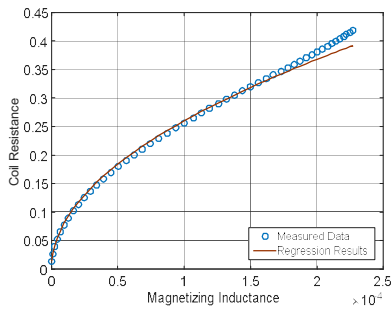
## 3. 전압 이득과 임피던스 분석을 이용한 최적 동작점 설계

### 3.1 전압 이득 분석 및 동작 주파수 설정

무선 전력 전송 컨버터의 기본적인 토폴로지인 Full Bridge Inverter를 이용한 SS 토폴로지의 기본 회로도들



(a) Coil parameters expressed by the number of coil turns



(b) Relationship of magnetizing inductance and coil resistance

Fig. 3. Parameter regression results of coil parameters.

그림 4에 나타내었다. SS 토폴로지의 이용한 입력 전압 대비 출력 전압의 이득을 식 (4)와 같이 나타내고, 커플링 계수에 따른 전압 이득의 그래프를 그림 5에 나타내었다<sup>[5]</sup>.

$$G_v = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1-k}{k} \left(1 - \frac{1}{\omega^2}\right)\right)^2 + Q^2 \frac{\omega^2 - 1}{\omega} \left(1 + \frac{1-k}{2k} \left(1 - \frac{1}{\omega^2}\right)\right)^2}} \quad (4)$$

이 때, 첨예도  $Q$ 는  $Q = \frac{\omega(L_{lk1} + L_{lk2})}{R_{res}}$ 로 정의된다.

SS 토폴로지의 전압 이득은 코일의 자화 인덕턴스와 공진 커패시터의 공진 주파수  $f_{r1}$ 과 코일의 누설 인덕턴스와 공진 커패시터의 공진 주파수  $f_{r2}$ 의 함수의 형태를 갖는다. 이에 따르면 종래의 Series Resonant Converter (SRC)의 최대 전압 이득이 항상 공진점에서 1의 값을 가지는 것과는 달리 SS 토폴로지의 최대 전압 이득은 공진 주파수  $f_{r1}$  부근에서 부하에 따라 그 값이 변동하는 특징을 가진다. 공진 주파수  $f_{r1}$ 에서의 전압 이득은 커플링 계수와 부하에 따라 변동이 심하고 그로 인해 정확한 전압 이득 값을 예측하기 어려운 단점이 있다. 공진 주파수  $f_{r2}$ 에서의 전압 이득은 부하의 변동에 관계없이 1의 값을 가지는 특징이 있다. 또한  $f_{r2}$ 의 주변에서 선형적인 전압 이득을 가지므로 선형 제어가 가능한 장점이 있다. 따라서 본 논문에서는  $f_{r2}$ 를 동작 주파수

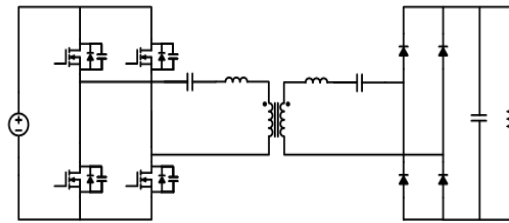


Fig. 4. Schematic of WPT converter using SS topology.

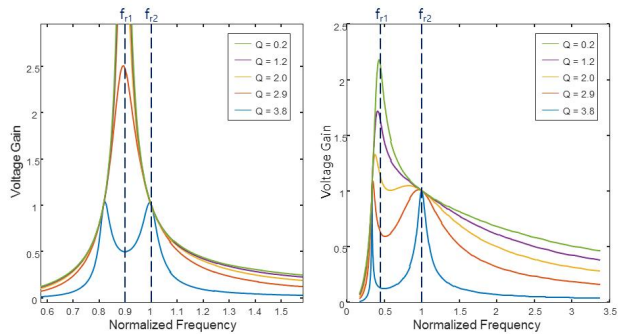


Fig. 5. Voltage gain of SS topology according to normalized operating frequency (when  $k = 0.2$ , and  $k = 0.8$ )

로 설정하였다<sup>[6-8]</sup>.

### 3.2 SS 토폴로지의 임피던스 분석

무선 전력 전송 코일은 주로 자화 인덕턴스를 최대화 하기 위하여 1:1 턴비의 코일을 사용한다<sup>[4]</sup>. 따라서 본 논문에서는 동일한 크기와 형태를 가지는 1:1 턴비의 코일 사용을 가정하고, First Harmonic Approximation (FHA) 방법을 이용하면 SS 토폴로지 컨버터를 그림 6와 같은 간단한 등가회로로 나타낼 수 있다. 전압 이득 분석에서 유도한 공진 주파수를 식 (5)와 같이 나타내고 이를 동작 주파수로 가정한다. 컨버터의 동작 주파수를 코일의 누설 인덕턴스와 커패시터의 공진 주파수( $f_{r2}$ )로 고정하였을 때의 주파수에 대한 등가 회로의 임피던스를 식 (6)-(9)와 같이 나타내고 이를 이용하여 입력 전압 대비 출력 전압의 전압 이득을 식 (10)으로 나타내었다. 무선 전력 전송 컨버터의 개방 루프 동작 시 출력 전력을 원하는 값으로 제한하는 출력 저항은 코일 저항을 고려한 식 (11)-(12)로 나타내었다.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{lk1} C_{r1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{lk2} C_{r2}}} = 2\pi f_o \quad (5)$$

$$Z_1 = j\omega L_{lk2} + R_{coil} + \frac{1}{j\omega C_{r2}} + R_L \quad (6)$$

$$Z_2 = \frac{j\omega L_m Z_1}{j\omega L_m + Z_1} \quad (7)$$

$$Z_3 = j\omega L_{lk1} + \frac{1}{j\omega C_{r1}} + R_{coil} + Z_2 \quad (8)$$

$$|Z_{in}| = |Z_3| = R_{coil} \sqrt{\frac{1 + (Q_{m1} + Q_{m2})^2}{1 + Q_{m2}^2}} \quad (9)$$

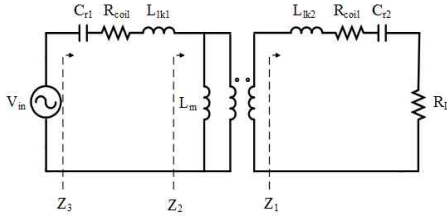


Fig. 6. The simplified circuit model for first harmonics.

$$G_v = \frac{R_L}{\sqrt{(R_L + 2R_{coil})^2 + \frac{1}{Q_{m1}}(R_{coil} + R_L)^2}} \quad (10)$$

이 때,  $Q_{m1} = \frac{\omega L_m}{R_{coil}}$ ,  $Q_{m2} = \frac{\omega L_m}{R_L + R_{coil}}$  로 정의한다.

$$P_{out} = \frac{V_{in,rms}^2 |G_v|^2}{R_L} = \frac{V_{in,rms}^2 R_L}{(R_L + 2R_{coil})^2 + [\frac{1}{Q_{m1}}(R_{coil} + R_L)]^2} \quad (11)$$

$$R_L = \frac{1}{2P_{out}A} [V_{in}^2 - 2B(\frac{1}{Q_{m1}^2} + 2) + \sqrt{(\frac{2B}{Q_{m1}^2} + 4B - V_{in}^2)^2 - 4P_{out}A(4P_{out}R_{coil}^2 + \frac{P_{out}R_{coil}^2}{Q_{m1}^2})}] \quad (12)$$

이 때,  $A = 1 + \frac{1}{Q_{m1}^2}$ ,  $B = P_{out}R_{coil}$  로 정의한다.

식 (5)-(12)의 결과로부터 1차 측 전류 및 2차 측 전류를 식 (13)-(14)로 계산할 수 있다. 무선 전력 전송 컨버터에서의 손실은 스위칭 손실과 코일 저항에 의한 도통 손실로 나눌 수 있는데 대부분의 손실은 코일의 도통 손실에 의한 것이므로 무선 전력 전송 컨버터의 손실을 코일의 도통 손실로 대표할 수 있다. 이를 1차 측 전류 및 2차 측 전류의 계산 결과를 이용하여 식 (15)와 같이 나타내었다. 입력 유효 전력과 입력 피상 전력을 식 (16)-(17)로 표현하고 무선 전력 전송 컨버터의 역률을 식 (18)로 나타내었다. 또한 무선 전력 전송 컨버터의 코일에 의한 도통 손실을 고려한 전력 전달 효율을 식 (19)와 같이 나타내었다.

$$I_{pri} = \frac{V_{in}}{|Z_{in}|} \quad (13)$$

$$I_{sec} = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{|G_v|V_{in}}{R_L} = \frac{1}{|G_v|V_{in}} P_{out} \quad (14)$$

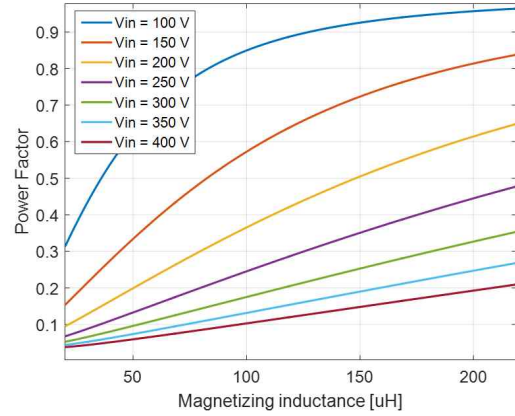
$$P_{loss} \approx P_{CL} = |I_{pri}|^2 R_{coil} + |I_{sec}|^2 R_{coil} \quad (15)$$

$$P_{in} \approx P_{out} + P_{loss} = P_{out} + |I_{pri}|^2 R_{coil} + |I_{sec}|^2 R_{coil} \quad (16)$$

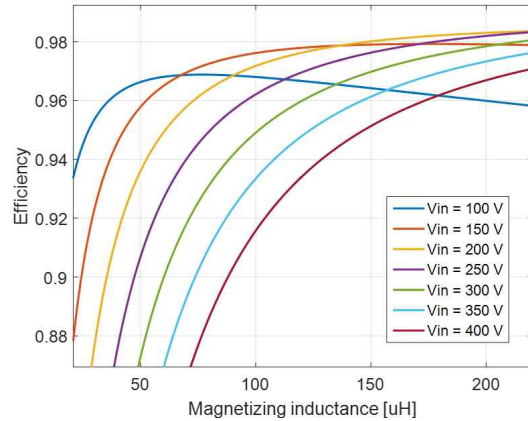
$$S_{in} = P_{in} + jQ_{in} = |V_{in} I_{pri}^*| = |V_{in}| |I_{pri}| \quad (17)$$

$$pf = \frac{P_{in}}{S_{in}} = \frac{P_{out} + |I_{pri}|^2 R_{coil} + |I_{sec}|^2 R_{coil}}{|V_{in}| |I_{pri}|} \quad (18)$$

$$E = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + |I_{pri}|^2 R_{coil} + |I_{sec}|^2 R_{coil}} \quad (19)$$



(a) Power factor variation according to magnetizing inductance

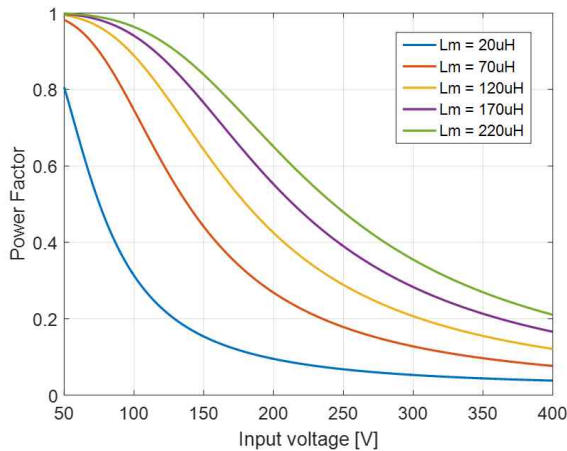


(b) Efficiency of WPT converter according to magnetizing inductance

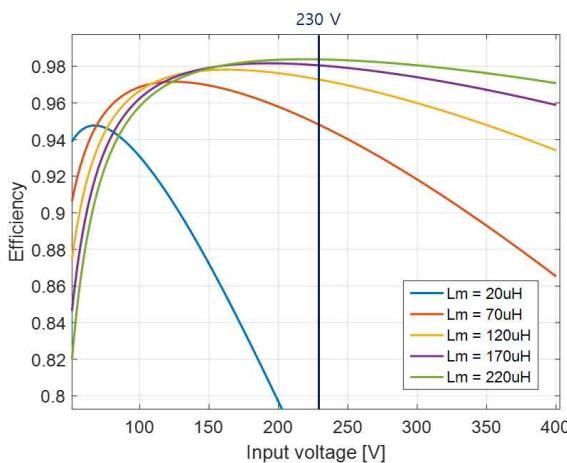
Fig. 7. Calculation results of parameters according to magnetizing inductance.

여기서,  $I_{pri}$  및  $I_{sec}$ 는 각각 1차 측 전류와 2차 측 전류를 의미하고  $S$ 는 피상전력,  $P$ 는 유효전력,  $Q$ 는 무효전력을 의미하며  $P_{loss}$ 는 1차 측의 코일에 의한 도통 손실로 대표되는 무선 전력 전송 컨버터의 손실을 의미한다.

그림 7는 무선 전력 전송 컨버터의 500 W 출력 전력 도달 시 자화 인덕턴스 변화에 따른 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율을 나타낸 것이다. 자화 인덕턴스는 면적이  $50\text{cm} \times 50\text{cm}$ 으로 한정된 코일에서 실제로 감을 수 있는 약 35턴의 코일에서 얻을 수 있는 자화 인덕턴스의 크기로 분석 범위를 한정하였다. 결과에 따르면 자화 인덕턴스가 증가함에 따라 자화 전류가 낮아져 1차 측 전류의 감소를 가져오고 이로 인해 무선 전력 전송 컨버터의 역률은 자화 인덕턴스에 비례하는 그래프를 가진다. 또한 1차 측 전류의 감소로 인하여 입력 전류 100 V 이상의 동작 상황에서 무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율 역시 자화 인덕턴스에 비례하여 증가하게 된다. 100 V 이하의 입력 전압에서는 500 W의 출력 전력을 달성하기 위해 1차 측 전류가 높아져 도통 손실이 증가하고 이로 인해 효율이 감소하는 것으로 보인다.



(a) Power factor variation according to input voltage



(b) Efficiency of WPT converter according to input voltage

Fig. 8. Calculation results of parameters according to input voltage.

그림 8은 무선 전력 전송 컨버터의 500 W 출력 전력 도달을 가정하여 입력 전압 변화에 따른 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율을 나타내었다. 입력 전압이 낮을수록 자화 전류가 낮아져 1차 측 전류가 감소하기 때문에 무선 전력 전송 컨버터의 역률은 입력 전압에 반비례하여 증가하는 양상을 띠는 것을 알 수 있다. 따라서 약 50 V의 입력 전압 상황에서 1에 가까운 역률을 가지고 약 400 V의 입력 전압 상황에서는 0.3 미만의 낮은 역률을 가지는 것을 확인할 수 있다. 무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율은 입력 전압이 증가할수록 출력 전력 500 W를 전달하기 위한 입력 전류는 감소하지만 자화 전류가 입력 전압에 비례하여 증가하기 때문에 높은 입력 전압 상황에서 전력 전달 효율이 감소한다. 따라서 자화 인덕턴스의 값에 따라 최대 효율을 가지는 입력 전압이 다르지만 220 uH의 자화 인덕턴스의 무선 전력 전송 컨버터의 경우 약 230 V의 입력전압일 때 최대 전력 전달 효율을 갖음을 그림 8로부터 확인할 수 있다.

그림 7와 8의 분석 결과에 따르면 무선 전력 전송 컨버터의 역률은 입력 전압이 낮고, 자화 인덕턴스가 클수록 높은 값을 갖는 것을 알 수 있다. 하지만 무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율은 자화 인덕턴스에 비례하고 입력 전압의 최적점은 자화 인덕턴스의 값에 따라 결정되는 것을 알 수 있다. 따라서 무선 전력 전송 컨버터의 성능 평가 기준에 따라 최적 설계 및 동작점이 변하게 된다.

### 3.3 SS 토폴로지의 최적 동작점 설계

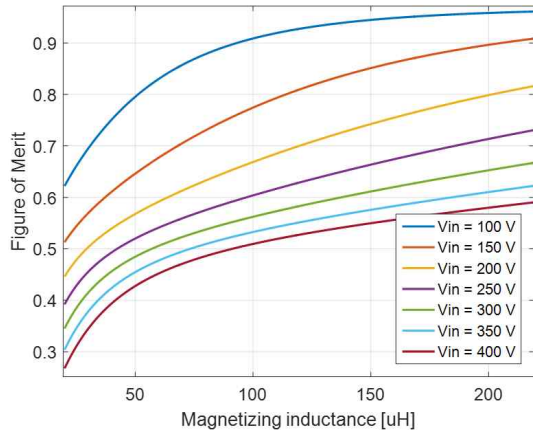
무선 전력 전송 시스템 전체에서 컨버터의 낮은 역률은 PFC 회로의 전류 부담을 일으켜 시스템의 효율 감소를 일으키고, 컨버터의 낮은 전력 전달 효율은 부가적인 방열 대책이 필요하게 되고 시스템의 신뢰성을 감소시킨다. 하지만 임피던스 분석 결과에 따르면 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율의 최적 동작점이 같지 않다. 따라서 무선 전력 전송 컨버터의 두 가지 성능 평가 기준을 적절히 안배하여 역률 및 전력 전달 효율을 개선할 수 있는 최적 동작점에 대한 설계 방법이 필요하다. 본 논문에서는 무선전력전송 컨버터의 최적 동작점 설계를 위한 성능 상수(Figure of Merit; FOM)을 식 (20)와 같이 제안하는 바이다.

$$FOM = pf \cdot I + (1 - I) \cdot E \quad (20)$$

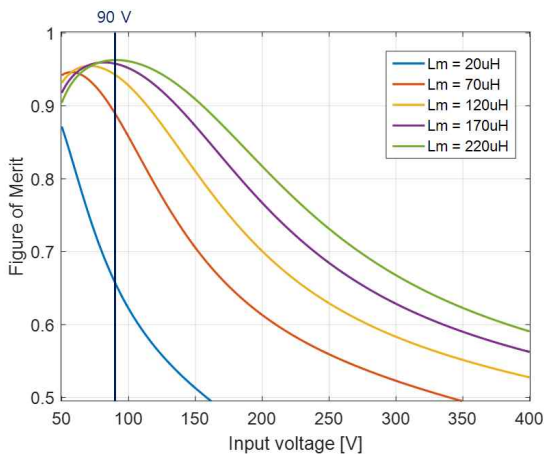
이 때,  $FOM$ 은 성능 상수를 의미하며, 각 성능 평가 기준의 중요도를  $I$ 로 나타내고 그 값을  $0 < I < 0.3$ 의 범위로 제한하였다.

제안된 성능 상수의 정의에 따르면 성능 상수에 의한 최적 동작점은 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율의 최적 동작점 사이에서 각 성능의 중요도( $I$ )에 따라 결정된다. 그림 8에 따르면 무선 전력 전송 컨버터의 역률은 입력 전압에 반비례하는 단조 감소 곡선을 가지므로 최적 동작점이 최저 입력 전압에서 발생한다. 그에 반해 무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율은 최댓값을 가지는 최적 동작점이 입력 전압 범위 내에 존재하므로 각 성능 평가 기준에서 적절한 동작점을 찾기 위하여 성능의 중요도( $I$ )를 0.3 미만으로 제한하였다.

무선 전력 전송 컨버터 설계 시 무선 전력 전송 시스템의 신뢰성 및 효율과 PFC 회로 설계를 고려하여 컨버터를 설계한다면  $I$ 의 값을 높게 선정하여 무선 전력 전송 컨버터의 역률을 높임으로써 피상전력을 낮추어 설계할 수 있다. 무선 전력 전송 컨버터의 효율을 상대적으로 높게 고려하여 설계한다면  $I$ 의 값을 낮게 선정하여 무선 전력 전송 컨버터의 효율을 증가시키는 설계를 할 수 있다. 이 때 중요도  $I$ 는 디자인 고려 사항의 상대적인 비율이며 시스템에 사용되는 PFC 회로 설계 방법이나 PFC 전력 용량에 따라 절대적인 값이 달라질



(a) FOM according to magnetizing inductance



(b) FOM according to input voltage

Fig. 9. Calculation results of FOM according to parameters.

수 있다. 따라서 사용되는 어플리케이션에 따라 적절한  $I$ 를 사용하여 무선 전력 전송 컨버터를 디자인하여야 한다. 그림 9은  $I$ 를 0.15로 설정한 성능 상수의 그래프 예시를 나타내었다.

## 4. 실험

### 4.1 피상전력 및 도통손실 실험 결과

실험에 사용된 무선전력전송 컨버터의 각 소자 및 20턴의 턴 수를 가지는 무선전력전송 코일의 측정 결과를 표 1에 나타내었다. 그림 10과 11는 실험에 사용된 컨버터 및 500 W 정상상태의 동작 파형이다. 이를 통하여 3.2절에서 계산된 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율을 실험치와 비교하였다. 그림 12은 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율의 계산 결과와 실험 결과를 나타낸 그래프이다. 무선 전력 전송 컨버터의 역률은 예측치와 측정치가 매우 유사한 양상을 보이며 최대 7.45%의 오차를 가진다. 이는 분석에 사용된 FHA 방법의 오차에서 기인한 것이며 전력 계산을 통해 오차가 증폭된 것으로 보인다.

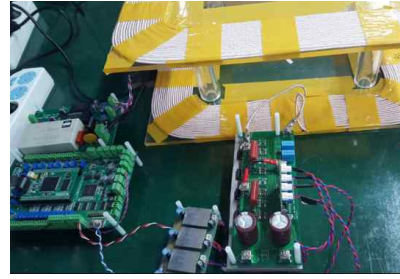


Fig. 10. Implementation of WPT converter with WPT coils.

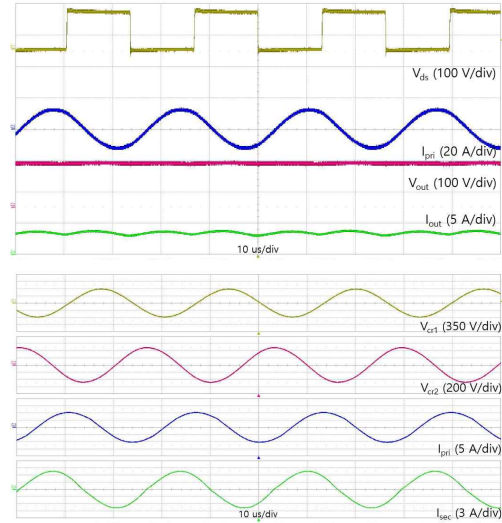


Fig. 11. Operational waveforms of WPT converter.

TABLE I  
PARAMETERS OF SS TOPOLOGY FOR WPT  
USED IN EXPERIMENTS

Parameters	Value
Turn number	20
Coupling coefficient	0.232
Magnetizing inductance	75.4 [uH]
Primary leakage inductance	249.6 [uH]
Secondary leakage inductance	248.64 [uH]
Primary and secondary resonant capacitor	67.4 [nF]
Operating(Resonant) frequency	38.7 [kHz]
Input Voltage	100 [V]
Target output power	500 [W]

무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율은 계산 결과와 실험 결과가 모두 볼록 함수의 양상을 보이고 최대치가 입력 전압 110 V-120 V에서 나타난다. 하지만

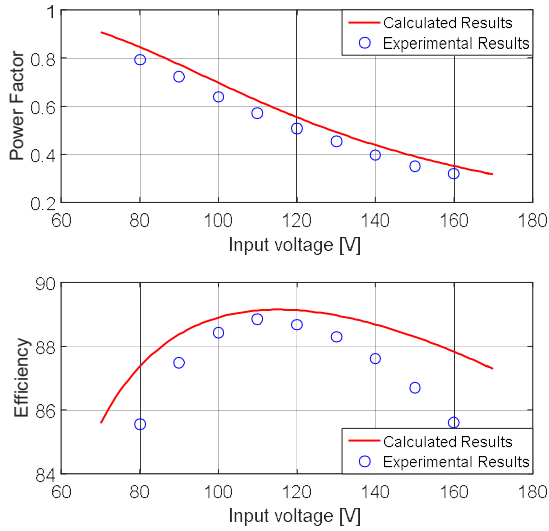


Fig. 12. Calculated and experimental results of power factor and power transfer efficiency of WPT converter.

측정치가 예측치에 비해 최대 6% 낮은 수치를 기록하였다. 이는 전력 전달 효율의 계산 과정에서 그림 4와 같은 단순화된 회로를 사용하고 컨버터의 스위칭 손실을 고려하지 않았기 때문이다. 따라서 무선 전력 전송 컨버터의 전력 전달 효율을 보다 정확하게 예측하기 위해서는 무선 전력 전송 컨버터의 임피던스 모델을 실제 회로와 가깝게 모델링하고 실험에 사용된 능동 소자들의 스위칭 손실을 정확하게 계산해야 할 것이다.

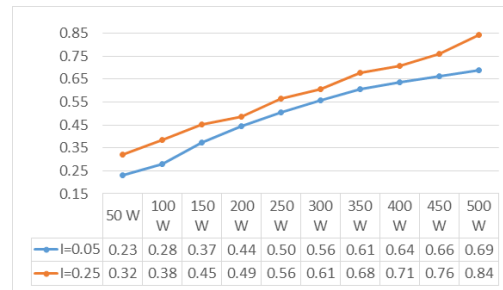
4.2 성능 상수의 변화에 따른 컨버터 성능 변화

표 1과 같은 20턴의 턴 수를 가진 무선전력전송 코일을 이용하여 성능 상수의 변화에 따른 컨버터의 역할 및 전력 전달 효율을 측정하였다. 무선 전력 전송 컨버터의 높은 효율이 요구되는 응용 분야를 가정하여  $I$ 가 0.05인 성능상수의 최적 동작점과 무선 전력 전송 컨버터의 낮은 역할과 낮은 피상 전력이 요구되는 대용량의 전력 응용 분야를 가정하여 성능의 중요도  $I$ 가 0.25인 성능상수의 최적 동작점을 계산하였다. 계산 결과에 따르면 20턴의 코일에서  $I$ 가 0.05일 때 최적 입력 전압은 100 V이며  $I$ 가 0.25일 때 최적 입력 전압은 73 V로 나타났다.

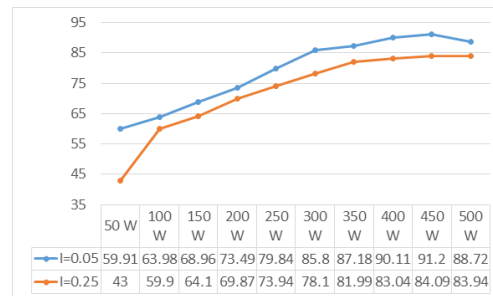
성능 측정 변화에 따른 500 W 최적 동작점 실험 결과를 표 2 및 그림 13에 나타내었다. 중요도  $I$ 가 0.05인 경우  $I$ 가 0.25일 때 보다 효율이 4.78% 증가하였다. 또한 중요도  $I$ 가 0.25인 경우  $I$ 가 0.05일 때 보다 역률이 0.15 증가하였다. 따라서 중요도  $I$ 가 낮을수록 성능 상수의 최적 동작점이 전력 전달 효율의 최적점에 가까워 높은 효율을 나타내지만 역률이 낮아지게 된다. 그에 반해 중요도  $I$ 가 높을수록 성능 상수의 최적 동작점이 역률의 최적점에 가까워 높은 역률을 가지며 낮은 효율을 갖게 된다. 따라서 중요도  $I$ 를 적절히 조절함으로써 컨

TABLE II  
EXPERIMENTAL RESULTS ACCORDING TO WEIGHTED COEFFICIENT

	Parameters	Value
$I = 0.05$	Input Voltage	100 [V]
	Efficiency @ 500 W	88.72%
	Power Factor @ 500 W	0.69
$I = 0.25$	Input Voltage	73 [V]
	Efficiency @ 500 W	83.94%
	Power Factor @ 500 W	0.84



(a) Comparison of power transfer efficiency curves of WPT converter



(b) Comparison of power factor curves of WPT converter

Fig. 13. Power factor and efficiency curves of WPT converter according to output power and  $I$

버터의 성능인 역률 및 효율의 관계를 목표로 하는 응용 분야의 요구에 따라 조절할 수 있는 설계 데이터를 확보할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 무선전력전송 시스템의 효율을 높이기 위한 컨버터 설계 방법을 제안하였다. 무선전력전송 컨버터는 낮은 자화 인덕턴스에 의한 높은 피상전력 및 무효전력을 가지며 코일 저항에 의한 도통손실로 효율이 감소한다. 따라서 낮은 자화인덕턴스로 인해 증가하

는 무효전력 및 피상전력을 최소화하고 코일 저항에 의한 도통손실을 최소화할 수 있는 동작점을 찾기 위해 컨버터의 임피던스를 분석하였다. 이를 통해 피상전력 및 도통손실을 계산하였고 무선 전력 전송 컨버터의 역률과 전력 전달 효율을 예측하고 무선 전력 전송 컨버터의 적절한 동작점을 찾기 위한 성능 상수를 제안하였다. 임피던스 분석을 통한 계산 결과와 성능 상수에 의한 예측 결과의 적합도를 실험을 통하여 검증하였다. 결과적으로 적절한 성능 상수의 선정을 통하여 목표로 하는 응용 분야에 적합한 무선전력 전송용 컨버터의 최적 동작점과 설계 데이터를 얻을 수 있었다.

이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2013R1A1A1009632)

## References

- [1] M. Khan, A. Ahmed, and M. R. Islam, "Wireless power transfer: An application to cell phone battery recharging," *2012 15th International Conference on Computer and Information Technology (ICIT)*, pp. 305-309, Dec. 2012.
- [2] I. S. Suh and J. D. Kim. "Electric vehicle on-road dynamic charging system with wireless power transfer technology," *2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 234-240, May 2013.
- [3] Xiao, Zhiming, et al. "Non-contact human machine interface based on bio-interaction with wireless power transfer features," *2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, pp. 167-168, 2015.
- [4] Y. Cheng and Y. Shu, "A new analytical calculation of the mutual inductance of the coaxial spiral rectangular coils," *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 50, No. 4, pp. 1-6, Apr. 2014.
- [5] J. P. K. Sampath, A. Alphones, and D. M. Vilathgamuwa, "Optimization of double spiral metamaterial for wireless power transfer," *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on. IEEE*, 2015.
- [6] A. Moradewicz and M. Kazmierkowski, "High frequency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter," *Bulletin of the Polish Academy of Science: Technical Sciences*, Vol. 57, No. 4, pp. 375-381, Dec. 2010.
- [7] J. Jung, H. Kim, M. Rye, and J. Back, "Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 4, pp. 1741-1755, Apr. 2013.
- [8] T. Duc-Hung, V.-B. Vu, and W. J. Choi. "Design of the high efficiency wireless on-board charger for electric vehicles," *2015 Power Electronics Annual Conference*, 27-28.



### 김민아(金旻娥)

1992년 9월 22일생. 2015년 울산과학기술원 (UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2015년~현재 울산과학기술원(UNIST) 대학원 전기전자컴퓨터공학부 석박 통합 과정.



### 박화평(朴晔平)

1991년 2월 23일생. 2014년 한국기술교육대 전기공학과 졸업. 2016년 울산과학기술원 (UNIST) 대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 박사과정.



### 정지훈(鄭智勳)

1977년 3월 2일생. 2000년 포항공과대 전자전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2006년~2009년 삼성 전자 프린팅사업부 책임연구원. 2009년~2010년 Texas A&M University at Qatar 박사후연구원. 2011년~2012년 한국전기연구원 선임연구원. 2013년~현재 울산과학기술원 (UNIST) 전기전자컴퓨터공학부 조교수. 당 학회 편집위원.