

단일 권선 FEM 시뮬레이션을 통한 자기유도형 무선전력전송 코일의 효율 최적화 설계

류승하¹, 쩡탄딘¹, 최성진[†]

Coil Design Scheme using Single-Turn FEM Simulation for Efficiency Optimization of Inductive Power Transfer System

Seung-Ha Ryu¹, Chanh-Tin Truong¹, and Sung-Jin Choi[†]

Abstract

Inductive power transfer (IPT) is an attractive power transmission solution that is already used in many applications. In the IPT system, optimal coil design is essential to achieve high power efficiency, but the effective design method is yet to be investigated. The inductance formula and finite element method (FEM) are popular means to link the coil geometric parameters and circuit parameters; however, the former lacks generality and accuracy, and the latter consumes much computation time. This study proposes a novel coil design method to achieve speed and generality without much loss of accuracy. By introducing one-turn permeance simulation in each FEM phase combined with curve fitting and optimization by MATLAB in the efficiency calculation phase, the iteration number of FEM can be considerably reduced, and the generality can be retained. The proposed method is verified through a 100 W IPT system experiment.

Key words: Wireless power transfer, Inductive power transfer, FEM(Finite Elements Method), FEA(Finite Elements Analysis), Curve fitting technique, Coil design optimization

1. 서 론

최근 무선전력전송 기술이 활발하게 연구가 진행되고 있다. 특히 무선전력전송 기술 중 자기유도형 무선전력전송은 전기자동차(EVs), 의료기기, 휴대용 기기 등 많은 분야에 적용되고 있다^[1]. 자기유도형 무선전력전송(IPT)은 변압기와 같이 자기장을 이용하여 전력을 전송하는 기술이다. 하지만 두 코일 간 자기장을 보내는 매개체는 공기이고 전력 전송 거리는 변압기보다 전송 거리가 길어 낮은 결합계수를 가지는 특성이 있어 두 코

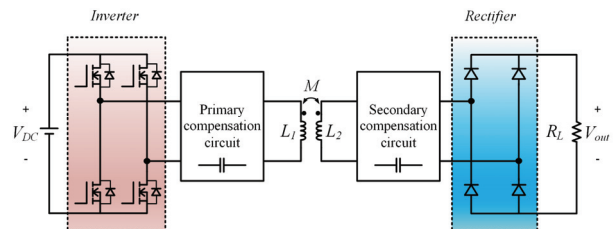


Fig. 1. Basic Inductive Power Transfer (IPT) configuration

일만으로는 전력을 보낼 때 효율이 낮아져 큰 전력을 보내기가 힘들다^[2]. 하지만 이러한 문제점을 해결하기 위해 수신부 및 송신부 코일 각각에 커패시터를 연결하여 보상회로를 구성함으로써 리액턴스 성분을 없애고 저항 성분만 남겨 역률을 개선시켜 효율을 높인다^[3].

그림 1은 기본적인 자기유도형 무선전력전송 회로로서 전력단은 인버터, 코일 및 보상회로, 그리고 정류기로 구성되어 있다. 높은 효율을 내기 위해서는 적절한 보상회로를 선정하는 것이 중요하나 효율을 높이기 위한 중요한 과제 중 하나는 코일설계에 있다.

자기유도형 무선전력전송 시스템을 설계할 시 코일의 인덕턴스 및 상호 인덕턴스 계산을 위해 Neumann 공

Paper number: TKPE-2022-27-6-3

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

[†] Corresponding author: sjchoi@ulsan.ac.kr, Dept. of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Ulsan, Korea

Tel: +82-52-259-2716

¹ Dept. of Electrical, Electronic and Computer Engineering, University of Ulsan, Korea

Manuscript received May 20, 2022; revised Jun. 18, 2022; accepted Jul. 30, 2022

— 본 논문은 2021년 추계학술대회 우수추천 논문임

— 본 논문은 2021년 추계학술대회 우수논문상 수상 논문임

식, Wheeler 공식 등 특정 코일에 대한 인덕턴스 공식을 이용하게 되는데 코일 형상이 바뀌게 되면 공식도 그에 따라 변경되고 수식이 복잡하게 되어 일반적으로 적용하기 힘들다. 또한 코일에 페라이트 코어를 결합한 경우 코어가 코일에 미치는 영향까지 수식으로 해석하기 어렵다^{[4]-[5]}. 문헌 [6]에서는 실험 데이터를 가지고 곡선 근사 방법을 통해 코일 외경 반지름에 대한 최적 권선 간 거리와 최적 권선 수의 근사식 그리고 수신부 반지름과 전력전송거리에 대한 최적 수신부 반지름의 근사식을 도출하여 단층 원형 코일에 대한 일반화된 코일 설계 지침을 제시한 바 있다. 하지만 송수신부의 내경 반지름 변화에 대한 영향을 고려하지 않았고 코일 형상이 달라지거나 페라이트 코어가 결합하면 해당 방법을 적용하기 어려운 단점이 있다.

위의 단점들을 극복하기 위해 유한요소법(FEM)을 이용하여 코일을 설계하는 방법이 좀 더 일반적이다. FEM을 이용하게 되면 수식의 복잡함을 덜게 되고 수식으로 구한 값보다 정확한 인덕턴스 및 결합계수를 구할 수 있다. 또한 다양한 코일 형상 또는 페라이트 코어를 결합했을 경우의 코일 해석도 쉽게 가능하다. 문헌 [7], [8]에서 FEM 시뮬레이션 툴을 이용하여 코일의 외경 및 내경 반지름을 스weep하여 코일 효율이 최대가 되는 코일 형상 파라미터를 찾아 코일을 설계하고 있다. 그리고 문헌 [9], [10]은 효율뿐만 아니라 전력 밀도 또는 전력 손실과 누설 자기장 등 다중 목표 조건들을 가지고 Pareto front를 통해 다목적 최적화를 진행하여 목표 조건들 사이의 적절한 최적 지점을 선택하여 코일을 설계하고 있다.

하지만 문헌 [7]-[10]에서의 공통된 단점으로 FEM 시뮬레이션을 모든 코일 형상 파라미터 변화시켜가며 최적의 파라미터 값을 찾는 방법은 시뮬레이션 수가 많아져 코일설계가 매우 오래 걸린다는 단점이 있다. 문헌 [11]에서도 이러한 단점을 지적하였고 집중 루프 모델(Lumped-Loop Model)을 도입하여 FEM 시뮬레이션 시간을 단축하여 빠른 코일설계 방법을 제시하였다. 이를 통해 코일설계를 위해 FEM 시뮬레이션 시간을 줄이는 연구가 진행되고 있고 본 논문에서도 FEM 시뮬레이션 시간을 단축하는 방법을 제시하는 바이다.

코일설계를 위한 FEM 시뮬레이션 시간을 줄이기 위해서 FEM 시뮬레이션 의존도를 줄이고 수식 기반 계산을 동반한다면 수식은 Malab과 같은 수치해석 프로그램으로 빠른 계산이 가능하기에 코일 형상 파라미터를 구하기 위한 시간을 단축할 수 있을 것이다. 본 논문에서는 코일설계 방법 증명을 위해 목표 조건으로 효율만 고려하였고 설계제약조건에 커패시턴스를 추가로 제약 조건을 걸어 최종적으로 구한 커패시턴스가 일정 기준 이상으로 커지는 것을 방지해 줄 수 있다. 즉, 본 논문에서는 제안하는 코일설계 방법으로 FEM 시뮬레이션 시간을 단축하기 위해 곡선 근사(Curve Fitting)를 이용

TABLE I
PROPER COMBINATION CONDITIONS

$P_2(N_1, N_2) = P_{Load}$
$V_2(N_1, N_2) = V_{Load}$
$f_0(N_1, N_2) \leq f_{0,max}$
$Q_p(N_1, N_2) \geq Q_s(N_1, N_2)$
$\delta_1(N_1, N_2) \leq \delta_{1max}(N_1, N_2)$
$\delta_2(N_1, N_2) \leq \delta_{2max}(N_1, N_2)$

하여 코일 형상 파라미터에 대한 효율 근사식을 도출 후 최적화 기법을 통해 효율이 최대가 되는 코일 형상 파라미터를 추출하는 방식으로 코일설계 시간을 단축하는 방법을 제안하는 바이다. 제안하는 설계 방법은 100W 무선전력전송 코일의 설계예시를 통해 향상된 시뮬레이션 시간을 보이고, 제안 방법의 타당함을 하드웨어 검증한다.

본 논문은 2장에서 기존 코일설계 방법을 설명하고 3장에서 제안하는 코일설계 방법을 설명한다. 4장에서 제안하는 설계 방법의 예시를 들고 하드웨어 검증을 거쳐 5장에서 결론을 내린다.

2. 기존 코일설계 방법

2.1 수식 기반 코일설계 방법

2.1.1 Neumann 공식을 이용한 코일설계 방법

문헌 [4]에서는 사각형 코일을 설계하기 위해 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 식 (1), (2)와 같이 Neumann 공식을 이용하여 코일을 설계하였다.

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} N^2 \oint_{\gamma_1} \oint_{\gamma_2} \frac{dl \cdot dl'}{r} \quad (1)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} N_1 N_2 \oint_{\gamma_1} \oint_{\gamma_2} \frac{dl \cdot dl'}{r} \quad (2)$$

이 문헌에서는 먼저 초기 설계 제약조건으로 초기 코일 형상 파라미터, 초기 송신부 및 수신부의 권선 면적 $S_{1,0}$ 및 $S_{2,0}$, 최대 동작 주파수 $f_{0,max}$, 공급 전압 V_1 , 부하에 전달되는 최대 전력 P_{Load} , 그리고 목표 부하 전압 V_{Load} 최대 송신부 및 수신부의 최대 권선 N_{1max} , N_{2max} 등을 먼저 선정한다. 그 다음 초기 코일 형상 파라미터를 통해 식 (1), (2)을 가지고 한 턴으로 감은 코일에 대한 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 계산한다. 그리고 앞에서 구한 회로 파라미터를 통해 각 보상회로에 대한 부하에 전달되는 전력 P_2 를 계산하게 되고 $P_2 > P_{Load}$ 가 되면 $P_2 \leq P_{Load}$ 가 될 때까지 동작 주파수 f_0 를 증가시킨다. 또한 전류가 코일에 안전하게 흐를 수 있는지 확인하기 위해 권선에 대한 송신부 및 수신부의 전류 밀도 δ_1 , δ_2

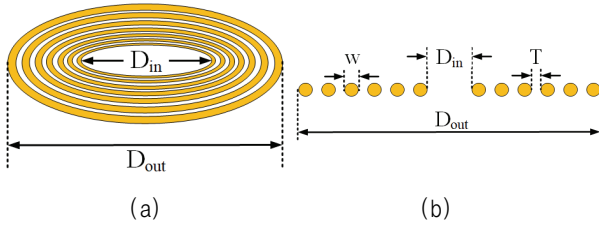


Fig. 2. Single layer circular coil. (a) Full-view. (b) Cross-section view.

를 고려하였는데 이때 δ_1, δ_2 가 초기 권선 면적에 대한 최대 전류 밀도 $\delta_{1max}, \delta_{2max}$ 를 넘게 되면 권선 면적을 증가시킨다. 만약 적절한 동작 주파수 및 권선 면적을 찾게 되면 정의한 N_{1max}, N_{2max} 까지 설계 과정을 반복한다. 그리고 효율 최적화를 위해 표 1과 같은 조건들을 제시했고 이를 만족시키면 효율 최적화가 되었다고 보고 설계를 완료한다. 그러나 이 조건들에 맞지 않으면 형상 파라미터를 변경하여 다시 설계 과정을 반복한다.

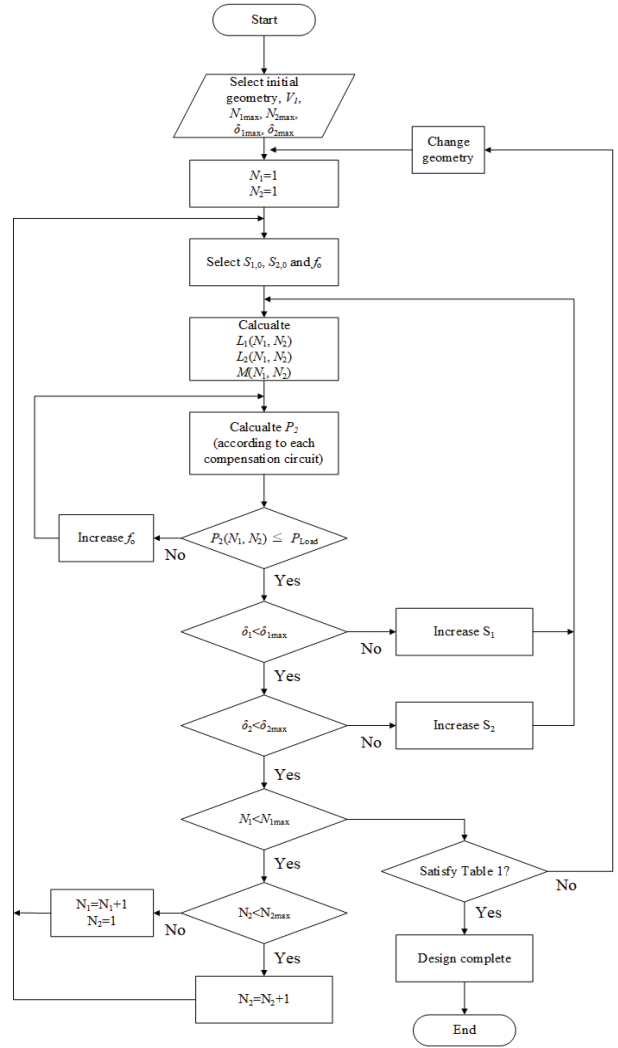
하지만 이렇게 코일을 설계할 시 복잡한 식을 이용해야 하고 만약 초기 설정한 코일 형상 파라미터가 표 1에 부합하지 않을 시 최적 형상 파라미터를 찾기 위해 임의로 다시 파라미터를 변경해야 하므로 최적의 코일 형상 파라미터를 찾기 힘들 수 있는 단점이 있다.

2.1.2 Wheeler 공식을 이용한 코일설계 방법

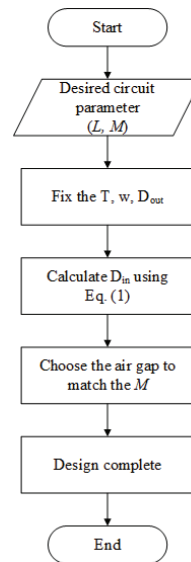
문헌 [5]에서는 코일설계를 위해 그림 2에 대한 단층 원형 코일에 대한 인덕턴스를 식 (3)과 같이 Wheeler 공식을 이용하여 코일을 설계하였다. Wheeler 공식은 Neumann 공식과 달리 경험적으로 구한 공식이기 때문에 단층 원형 코일이 아닌 이상 적용할 수 없는 단점이 있다.

$$L = \frac{N^2(D_{out} + D_{in})^2}{8(15D_{out} - 7D_{in})2.54} \quad (3)$$

이 문헌에서는 적용 시스템에 대한 인덕턴스 및 상호 인덕턴스 등 최적의 회로 파라미터를 미리 구하여 권선 사이의 길이 T, 권선 직경 w, 그리고 코일 직경 D_{out} 이 값이 정해져 있으면 식 (3)으로부터 코일의 내부 직경 D_{in} 을 결정하여 회로 형상 파라미터를 구하였다. 이때 D_{out} 은 주어진 공극 범위에 대한 공칭 공극 길이의 4배의 값을 선정하였다. 또한 목표 상호 인덕턴스를 맞추기 위해 공극을 직접 조절해가면서 LCR 미터로 측정하여 목표 상호 인덕턴스와 근접한 값을 가지는 공극을 정하여 설계를 완료한다. 하지만 이렇게 코일을 설계하게 되면 D_{in} 이 구현 가능한 길이가 나올지 예측이 힘들고 상호 인덕턴스도 직접 감은 코일로 공극을 손수 바꿔가며 측정해야 하므로 설계의 번거로움과 주어진 공극 범위 내에 원하는 값을 얻을 수 있을지 확인이 힘든 단점이 존재한다.



(a)



(b)

Fig. 3. Equation-based coil design flowchart. (a) Neumann formula based coil design. (b) Wheeler formula based coil design.

상기에 언급한 수식 기반 코일설계 방법은 공통된 단점으로 코일 형상이 바뀌면 해당 형상에 대한 수식을 다시 찾거나 도출해야 하고 페라이트 코어를 결합하게 되면 수식으로 코일 해석이 힘들어지는 단점이 있다. 위의 수식 기반 코일설계 방법들을 그림 3 (a), (b)에 도시한 설계 흐름도에 정리해두었다.

2.2 FEM 기반 코일 시뮬레이션

FEM을 이용하게 되면 다양한 코일 형상에 대해 일반적인 인덕턴스를 도출할 수 있고 페라이트 코어를 포함한 코일 분석도 가능하다는 장점이 있다. 문헌 [8]에서 단일 권선 코일을 가지고 FEM을 이용한 코일설계 방법을 자세하게 설명하고 있다. 문헌 [8]에 따르면 단일 권선 인덕턴스 즉 퍼미언스를 구하고 코일의 턴 수를 구할 수 있으면 식 (4), (5)를 통해서 턴 수를 고려한 총 인덕턴스를 구할 수 있다. 또한 상호 인덕턴스도 식 (6)을 가지고 구할 수 있다.

$$L_{Tx} = N_{Tx}^2 L_{Tx0} \quad (4)$$

$$L_{Rx} = N_{Rx}^2 L_{Rx0} \quad (5)$$

$$M = N_{Tx} N_{Rx} M_0 \quad (6)$$

여기서 N_{Tx} 와 N_{Rx} 는 송신부 및 수신부 코일의 턴 수, 그리고 L_{Tx0} 와 L_{Rx0} 는 송신부 및 수신부의 단일 권선에 대한 인덕턴스(퍼미언스), L_{Tx} 와 L_{Rx} 는 턴 수를 고려한 총 인덕턴스, M_0 는 단일 권선에 대한 상호 인덕턴스, M 은 턴 수를 고려한 총 상호 인덕턴스이다. 그리고 식 (7)을 통해 식 (4)-(6)을 대입하면 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$M = k \sqrt{L_{Tx} L_{Rx}} \quad (7)$$

$$k = \frac{N_{Tx} N_{Rx} M_0}{N_{Tx} N_{Rx} \sqrt{L_{Tx0} L_{Rx0}}} = \frac{M_0}{\sqrt{L_{Tx0} L_{Rx0}}} \quad (8)$$

이를 통해 단일 권선 FEM으로 구한 결합계수는 턴 수를 고려한 결합계수와 같다는 것을 알 수 있다. 그리고 문제를 간단하게 하기 위해 포피효과 및 근접효과가 없다는 가정하에 턴 수에 대한 내부저항 식을 세우게 되면 권선의 내부저항은 식 (9), (10)과 같이 구할 수 있다^[12].

$$R_{Tx} = N_{Tx}^2 R_{Tx0} \quad (9)$$

$$R_{Rx} = N_{Rx}^2 R_{Rx0} \quad (10)$$

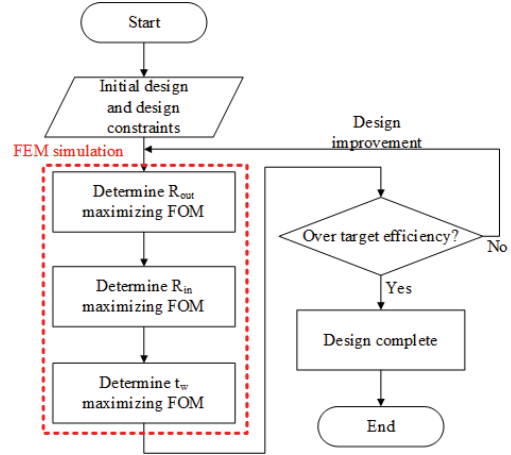


Fig. 4. Simplified FEM-based coil design flowchart in [8].

여기서 R_{Tx0} , R_{Rx0} 는 송신부 및 수신부의 단일 권선에 대한 내부저항이고 R_{Tx} , R_{Rx} 은 송신부 및 수신부의 턴 수를 고려한 총 내부저항이다. 식 (4), (5), (9), (10)을 가지고 송신부 양호도 Q_1 수신부 양호도 Q_2 를 식 (11), (12)와 같이 구할 수 있다.

$$Q_1 = \frac{\omega_o L_{Tx}}{R_{Tx}} = \frac{\omega_o N_{Tx}^2 L_{Tx0}}{N_{Tx}^2 R_{Tx0}} = \frac{\omega_o L_{Tx0}}{R_{Tx0}} \quad (11)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L_{Rx}}{R_{Rx}} = \frac{\omega_o N_{Rx}^2 L_{Rx0}}{N_{Rx}^2 R_{Rx0}} = \frac{\omega_o L_{Rx0}}{R_{Rx0}} \quad (12)$$

이후에 결합계수 k 와 식 (11), (12)를 가지고 높은 효율을 가지는 지점을 찾기 위해 문헌 [8]에서는 식 (13)으로 정의한 FOM (Figure of Merit)이 최대가 되는 지점을 찾는다.

$$FOM \equiv kQ = k^2 Q_1 Q_2 \quad (13)$$

설계 방법을 요약하자면 1) 코일의 외경 반지름 R_{out} 을 변화시키며 성능 지수 FOM이 최대가 되는 지점을 찾는다. 2) 코일의 내경 반지름 R_{in} 을 변화시키며 FOM이 최대가 되는 지점을 찾는다. 이때 최적의 FOM을 찾기 힘들다면 k 가 최대가 되는 R_{in} 을 결정한다. 3) 두께 t_w 를 변화시키며 FOM이 최대가 되는 길이를 결정한다. 이를 요약하여 그림 4에 간략화한 코일설계 흐름도를 정리해두었다.

문헌 [11]에서 언급한 바와 같이 이러한 FEM 기반 코일설계 방법은 스텝 사이스를 작게 두고 파라미터 스윙을 하여야 하므로 시뮬레이션할 경우의 수가 많아져 시뮬레이션 시간이 오래 걸리는 단점이 존재하게 된다. 따라서 본 논문에서는 FEM 기반 코일설계 단점을 해결하기 위해 스윙 횟수 감소를 통해 FEM 시뮬레이션 시간을 단축할 수 있는 코일설계 방법을 제안한다.

3. 제안하는 코일설계 방법

제안하는 코일설계 흐름도는 그림 5와 같고 자세한 설계 과정은 아래와 같이 설명하였다.

Step 1) 목표 무선전력전송 시스템 선정

코일설계의 방향성을 잡기 위해 목표 무선전력전송 시스템을 선정해야 한다. 첫 번째로 보상회로를 선택한다. 보상회로에 따라서 코일 효율 및 시스템 해석 등 시스템에 미치는 영향 및 해석 복잡도가 달라 각 보상회로의 특성을 파악하고 적용 분야에 알맞은 보상회로를 선택한다. 연구에 많이 사용되는 직렬-직렬, 직렬-병렬 보상회로를 예로 들자면 직렬-직렬 보상회로는 다른 보상회로보다 높은 효율을 가질 수 있고 회로 해석하는데 있어 간단하다는 장점이 있지만 전압이득은 부하에 의존하게 되어 부하 변동 시 전압이득이 변하게 되는 단점이 있다. 직렬-병렬은 수신부 코일의 크기를 작게 만들 수 있어 의료용 기기에 쓰일 수 있는 장점이 있지만 직렬-직렬 보상회로보다 효율이 낮을 수 있다^{[3],[13]}.

두 번째로 코일 형상을 선정해야한다. 코일 형상에 따라서 결합 계수 및 비정렬 효과 등 다른 특징을 나타낸다. 대표적으로 원형 코일은 높은 효율과 결합 계수를 달성할 수 있다^[14]. 그리고 정사각형 또는 직사각형 코일은 비정렬에 대해서 강한 특성을 가진다^[15].

이러한 각기 다른 보상회로 및 코일 형상의 특징들을 잘 파악하여 설계자 본인이 설계할 분야 특성에 따라 알맞은 무선전력전송 시스템을 선정한다.

Step 2) 목표 조건 및 초기 설계 제약조건 선정

목표 조건 및 설계 제약조건을 주게 되면 고려해야 할 파라미터가 줄어들기 때문에 무선전력시스템 설계 시 문제를 더욱 쉽고 방향성 있게 설계할 수 있다. 목표 조건은 설계자가 시스템 설계를 위해 달성해야 하는 조건으로서 본 논문에서는 효율을 어떤 목표값 이상으로 달성해야 하므로 효율이 목표 조건이 된다. 또한 본 논문에서는 다루지 않았지만, 누설 자기장을 목표값 이하로 최소화하고 싶다면 이 또한 목표 조건이 된다. 초기 설계 제약조건으로는 시스템의 크기(송수신부의 반지름, 공극, 권선 지름 등), 출력 전력, 출력 전압, 그리고 스위칭 주파수 등 시스템 스펙 또는 설계 요청자가 제약을 주는 파라미터 값을 말한다. 이를 통해 설계 시 회로 제약조건을 둘 수 있다. 본 논문에서는 보상회로의 커패시턴스도 제약조건으로 걸었는데 최종적으로 구한 커패시턴스가 지나치게 커지는 것을 방지해줄 수 있다.

Step 3) 단일 권선 FEM 시뮬레이션

FEM 시뮬레이션을 위해 설계 제약조건대로 단일 권

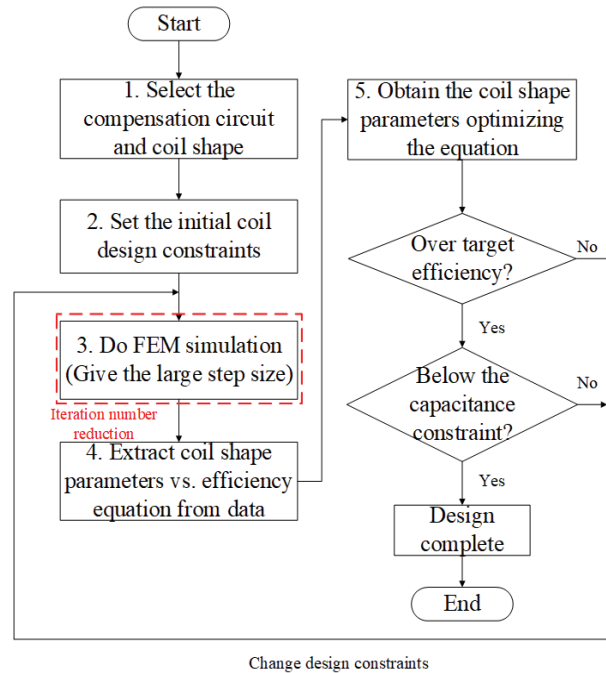


Fig. 5. The proposed FEM-based coil design flowchart.

선 코일 및 페라이트 코어를 구성한다. 그리고 스위칭 코일 형상 파라미터들을 선정하여 동시에 스위칭한다. 단, 이때 FEM 시뮬레이션 의존도를 줄이기 위해 코일 형상 파라미터에 대한 효율 근사식을 얻을 수 있으므로 파라미터 스위칭 시 다음 단계의 곡선 근사 과정에 필요한 만큼만 최소한으로 스위칭 횟수를 줄여 FEM 시뮬레이션 시간을 단축한다. 이를 통해 단일 권선에 대한 인덕턴스 및 내부저항 그리고 결합계수의 데이터를 얻어낸다.

Step 4) 코일 형상 파라미터에 대한 효율 근사식 도출

보상회로에 따라 회로 파라미터에 대한 효율 식을 구할 수 있는데 Step 3에서 얻은 데이터 값들을 가지고 식 (4), (5), (9)-(12) 및 턴 수를 이용하여 보상회로 효율 식으로부터 효율 데이터를 구한다. 추출한 코일 형상 파라미터에 대한 효율 데이터를 가지고 곡선 근사 과정을 통해 형상 파라미터에 대한 효율의 곡선 근사식을 도출한다.

Step 5) 효율이 최대가 되는 지점 탐색 및 목표 조건 및 설계 제약조건 검사

Step 4에서 도출한 효율 관계식을 가지고 효율이 최대가 되는 지점을 탐색하기 위해 최적화 기법을 통해 효율이 최대가 되는 지점을 찾는다. 만약 목표 조건인 효율이 원하는 값에 도달하지 못하였거나 커패시턴스의 제약조건을 만족하지 못하면 설계 제약조건에서 코일의 외경 반지름을 증가시키거나 공극을 줄여 목표 효율 값과 제약조건을 만족시키게 한다.

4. 성능 비교 및 검증

본 장에서는 3장에서 제안한 코일설계와 기존 FEM을 이용한 코일설계 방법 성능 비교를 위해 설계 예시를 보여주고 그 다음 하드웨어 검증을 하였다.

4.1 설계 예시

목표 무선전력전송 시스템 선정으로 그림 6의 보상회로 중 해석이 간단하고 높은 효율을 낼 수 있는 직렬-직렬 보상회로를 선택하였다^[12]. 그리고 그림 7과 같이 정적 무선전력전송에서 흔히 쓰이는 단층 원형 코일을 선택하였고 송신부 및 수신부 코일 크기 및 회로 파라미터 값이 대칭인 경우를 고려하였다. 이러한 경우 코일 형상 파라미터는 코일의 외경 반지름 R_{out} 과 내경 반지름 R_{in} 두 파라미터만 고려하면 된다.

그리고 직렬-직렬 보상회로에서 회로 파라미터 값이 대칭일 경우 공진점에서의 효율 및 전압이득은 식 (14), (15)와 같이 구할 수 있다^[16].

$$\eta = \frac{FOM^2 \cdot r_d}{(1+r_d)^2 + FOM^2 \cdot (1+r_d)} \quad (14)$$

$$M_{V,AC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{FOM \cdot r_d}{FOM^2 + (1+r_d)} \quad (15)$$

$$FOM = kQ = k\omega_o L/R \quad r_d = R_{eq}/R \quad (16)$$

여기서 FOM은 성능 지표(Figure of Merit)를 뜻하고 r_d 는 정규화된 부하저항을 뜻한다. 그리고 k 는 결합계수, Q 는 양호도(Quality factor), ω_o 는 공진 각주파수이고 식은 $\omega_o = 2\pi f_o$ 와 같다. R_{eq} 은 ac 등가 부하저항, R 은 회로의 총 내부저항을 뜻한다.

목표 조건으로 목표 효율을 95% 이상으로 설정하고 설계 제약조건으로 100W 무선전력전송 시스템을 구성하기 위해 동작 주파수는 100kHz, 출력 전압은 45V로 선정하였다. 코일을 만드는 데 사용한 권선 직경은 약 3.4mm, 500 심선의 Litz 권선을 사용하였다. 그 외 조건들은 표 2에 정리해두었다.

단일 권선 FEM 시뮬레이션을 위해 Ansys Maxwell을 이용하였다. 그림 8과 같이 Ansys Maxwell 상에 표 2에 나와 있는 설계 제약대로 단일 권선 코일 및 페라이트 코어를 구성한다. 그리고 R_{in} 과 R_{out} 의 파라미터 스윙을 식 (17)과 같은 조건으로 스윙 횟수 감소와 FEM 시뮬레이션을 통해 단일 권선에 대한 인덕턴스 및 내부저항 그리고 결합계수의 데이터 값들을 추출한다.

Matlab을 통해 식 (4), (5), (9)-(12) 및 턴 수 N 에 대한 식 (18)을 가지고 식 (14)를 통해 효율을 계산하였고 그림 9와 같이 코일의 내경 및 외경에 대한 효율의 관

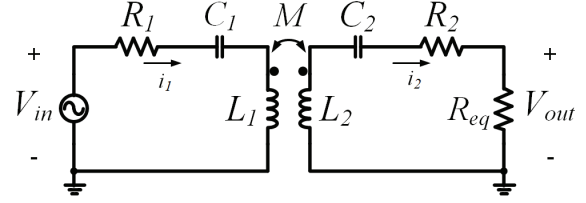


Fig. 6. Series-Series compensation circuit in IPT.

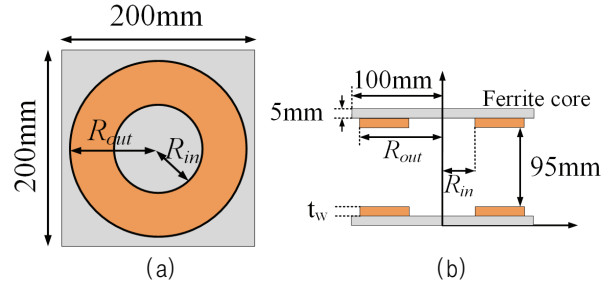


Fig. 7. Single layer circular coil structure. (a) Top-down view. (b) Side view.

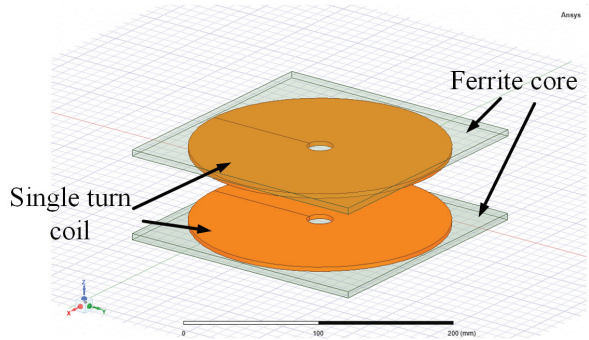


Fig. 8. Single turn coil modeling in Ansys Maxwell.

TABLE II
DESIGN CONSTRAINTS

Parameter	Values
Output Power (P_{out})	100W
Operating frequency (f_o)	100kHz
Output voltage (V_{out})	45V
Input voltage (V_{in})	< 45V
Load resistance (R_L)	20.25 Ω
Inner radius (R_{in})	10mm \leq R_{in} \leq 100mm
Outer radius (R_{out})	10mm \leq R_{out} \leq 100mm
Air gap (g)	95mm
Wire diameter (d_w)	3.4mm
Coil thickness (t_w)	3.4mm
Ferrite W-D-H	200mm x 200mm x 5mm

계 그래프를 플롯할 수 있다.

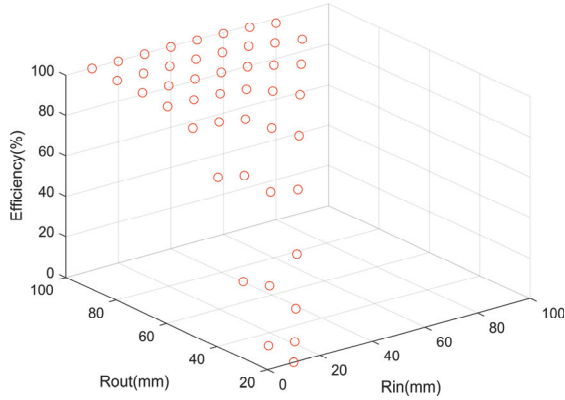


Fig. 9. 3D plot of the efficiency as the function of Rin and Rout

TABLE III
COIL GEOMETRY PARAMETERS AND
TURN RATIO

Paramters	Values
R _{out}	98.4mm
R _{in}	10mm
Turn Ratio	26

TABLE IV
CIRCUIT PARAMETERS OF SINGLE
TURN COIL

Paramters	Values
L ₀	0.151μH
R ₀	0.02mΩ
k	0.168

TABLE V
CIRCUIT PARAMETERS
CONSIDERING TURN RATIO

Paramters	Values
L	102.076μH
R	13.52mΩ

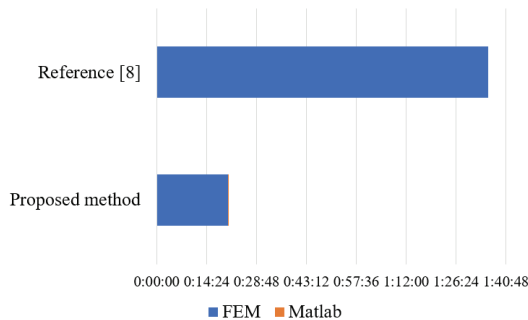


Fig. 10. Comparison graph of coil design time between reference [8] and proposed method.

$$\begin{cases} 10mm \leq R_{in} \leq 100mm \\ 10mm \leq R_{out} \leq 100mm \\ R_{in} < R_{out} \\ step\ size : 10mm \end{cases} \quad (17)$$

$$N = \frac{R_{out} - R_{in}}{t_w} \quad (18)$$

R_{in} 및 R_{out}에 대한 효율 관계식을 도출하기 위해서 곡선 근사 방법을 이용하였다. 2차원 다항식 곡선 근사를 통해 효율 근사식은 식 (19)와 같이 구하였다.

$$\eta(x, y) = p_{00} + p_{10}x + p_{01}y + p_{20}x^2 + p_{11}xy + p_{02}y^2 + p_{30}x^3 + p_{21}x^2y + p_{12}xy^2 + p_{03}y^3 \quad (19)$$

(x : R_{in}, y : R_{out}, η : Efficiency)

여기서 p₀₀ = -259.4, p₁₀ = -6.698, p₀₁ = 14.64, p₂₀ = -0.09059, p₁₁ = 0.2311, p₀₂ = -0.2075, p₃₀ = -0.0003347, p₂₁ = 0.00142, p₁₂ = -0.001885, p₀₃ = 0.001003이다.

그 다음 최적화 기법을 적용하기 위해 목표 함수 및 제한 조건을 식 (20)과 같이 정의하고 최적화를 진행한다. 이때 내경 및 외경 반지름의 최대값을 98.4mm로 둔 이유는 권선 직경이 3.4mm이고 코일 반지름은 한 턴당 3.4mm씩 증가하여 100mm 이하의 최대 반지름 길이는 98.4mm이기 때문이다.

$$\begin{aligned} & \text{maximize} && \eta(R_{in}, R_{out}) \\ & \text{subject to} && R_{out} - R_{in} \geq 3.4mm \\ & && 10mm \leq R_{in} \leq 98.4mm \\ & && 10mm \leq R_{out} \leq 98.4mm \end{aligned} \quad (20)$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \quad (21)$$

그 결과 표 3과 같이 효율이 최대가 되는 코일 형상 파라미터 값 및 식 (18)을 이용해 턴 수를 구할 수 있게 된다. 해당 코일 형상 파라미터에 대한 단일 권선 회로 파라미터는 표 4과 같고 식 (4), (5), (9), (10)을 이용하면 표 5와 같이 턴 수를 고려한 회로 파라미터를 구할 수 있다. 이때 커패시터는 식 (21)를 통해 구할 수 있고 구한 회로 파라미터들을 가지고 식 (14)를 이용하여 효율을 계산하면 99.7%가 나오게 되고 커패시턴스가 24.82nF이 나와 목표 조건 및 커패시턴스 설계제약 조건을 만족하므로 설계를 완료한다.

4.2 기존 FEM을 이용한 코일설계 및 제안하는 코일설계 비교

기존 FEM을 이용한 코일설계 및 제안하는 FEM을 이용한 코일설계 시뮬레이션 시간을 비교하였고 그 결

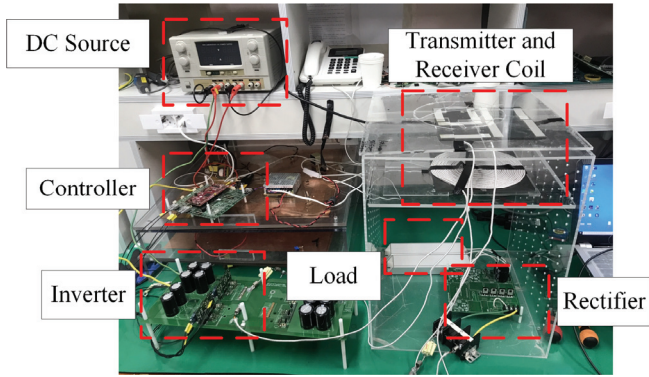


Fig. 11. Hardware experiment setup.

TABLE VI
EXPERIMENT PARAMETERS

Parameters	Experiment values
L_1, L_2	102.82 μ H, 104 μ H
C_1, C_2	22.79nF, 22.77nF
R_1, R_2	97m Ω , 99.7m Ω
k	0.158
R_L	19.8 Ω
V_{out}	45.8V
P_{out}	96W
f_o	104.5kHz
Voltage gain	1.39
Efficiency	97.4%

과를 그림 10에 나타내었다. 본 논문의 제약조건을 이용하여 기존 FEM 코일설계 방법으로 설계하게 되면 파라미터 스윙 경우의 수는 180가지가 나오게 되고 총 FEM 시뮬레이션 시간은 1시간 35분 34초가 걸린다.

제안하는 FEM 코일설계 방법을 이용하게 되면 효율 근사식을 도출하기 위한 데이터 추출을 위해 FEM 시뮬레이션을 위한 파라미터 스윙 경우의 수는 스텝 사이즈 10mm 기준 45개의 경우의 수면 FEM 시뮬레이션을 이용할 때 시간은 20분 36초가 나왔다. 그 이후 FEM 시뮬레이션을 통해 얻은 데이터를 통해 효율 관계식 도출 및 최적화 기법 적용을 위해 Matlab 코드 및 툴 박스를 이용하였다. 그 결과 FEM 시뮬레이션에서 코일설계 시간을 많이 절약하였고 제안하는 방법이 기존 방법보다 약 3.6배 더 빨리 코일 형상 파라미터를 구할 수 있었다.

4.3 하드웨어 검증

4.1절에서 구한 코일 형상 파라미터를 검증하기 위해 그림 11과 같이 100W 자기유도형 무선전력전송 하드웨어를 구성하였다. 주파수 응답에 대한 전압이득을 측정하기 위해 AP Instruments 사의 AP300 주파수 응답 분

석기를 가지고 전압이득을 측정하였고 전력 및 효율을 측정하기 위해 Yokogawa 사의 WT1800 전력 분석기를 이용하여 측정하였다. 실제 하드웨어 측정값은 표 6에 정리해두었다. 이때 실제 코일의 내부저항과 효율 그리고 표 4의 시뮬레이션으로 구한 코일 내부저항과 효율 사이의 오차는 실제 코일 내부저항은 표피효과 및 근접 효과 영향을 받기 때문에 발생한 것으로 보인다.

그림 12(a), (b)는 주파수 응답에 대한 전압이득 및 효율에 대한 그래프이다. 측정한 하드웨어 파라미터를 가지고 LTspice를 통해 시뮬레이션한 결과는 파란색 실선으로 하드웨어 실험 결과는 빨간색 점, 그리고 식 (14)과 (15)를 통해 계산한 값을 검은색 별 모양으로 그래프에 나타내었다. 결과를 보면 공진점이 약 104.5kHz로 옮겨진 것을 볼 수 있는데 그 이유는 커패시터 설계시 동작 주파수 100kHz를 위한 커패시터 값의 근사값을 가지는 커패시터를 사용하였기에 공진점이 옮겨진 것이다. 그림 12 (a), (b)의 결과들을 보면 유사한 양상을 보이고 있지만 동작 주파수 104.5kHz 지점에서 시뮬레이션으로 구한 전압이득은 1.47 그리고 측정 전압이득은 1.39가 나오게 된다. 그리고 그림 12(c)는 동작 주파수 104.5kHz에서 100W 시스템의 시간 응답에 대한 정상상태 측정 파형으로 입력 전압은 29.83V 그리고 출력 전압은 45.8V가 나와 전압이득이 1.53 정도 나오게 된다. 이렇게 전압이득에서 오차가 나온 이유는 주파수 응답 분석기를 사용할 때 그림 6과 같이 간단하게 한 등가회로를 가지고 측정하게 되는데 이때 부하저항은 식 (22)를 통해 정류기 영향을 반영한 등가저항을 이용하게 되었고 또한 근사값을 가지는 저항을 이용하여 측정하였기에 오차가 나온 것으로 보인다.

$$R_{eq} \approx \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (22)$$

마지막으로 그림 12 (b)을 보게 되면 동작 주파수에서의 시뮬레이션으로 구한 효율은 98% 그리고 측정값은 97.4%로 나오게 되면서 유사한 값을 보여주었고 설계한 코일 파라미터에서 높은 효율을 보여주고 있음을 확인할 수 있었다.

5. 결론

본 논문은 FEM 시뮬레이션 의존도를 줄이고 수식 기반 계산을 동반하여 기존 FEM을 이용한 코일설계 방법보다 신속하게 코일 형상 파라미터를 추출하는 코일설계 방법을 제시한다. 형상 파라미터로부터 회로 파라미터 도출 시에는 단일 권선 퍼미언스 법을 사용하고, 효율 최적화 시에는 곡선 근사 및 최적화 기법을 병행하여, FEM 반복 계산 수를 최대한 줄임으로써 기존 FEM을 이용한 코일설계 방식보다 코일 형상 파라미터를 더

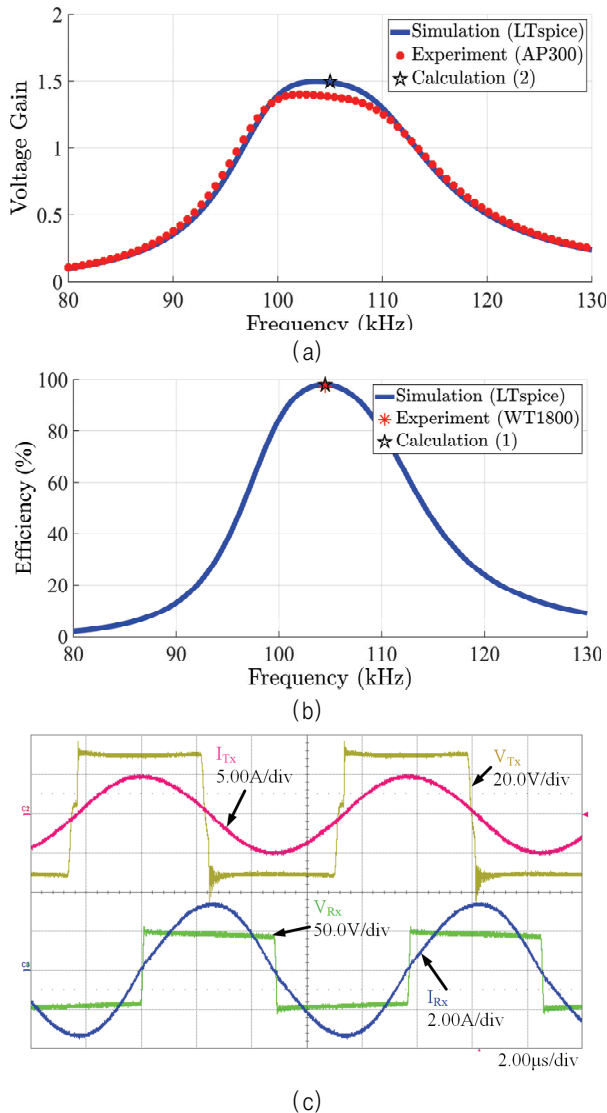


Fig. 12. Experiment results. (a) Voltage gain in frequency domain. (b) Efficiency in frequency domain. (c) Experimental waveforms in time domain.

빨리 추출할 수 있다. 제안하는 코일설계 방법을 증명하기 위해 100W 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 예시를 들고 하드웨어를 구성하여 검증하였다. 그 결과 기존 FEM 코일설계 방식보다 약 3.6배 더 빠른 설계가 가능하였다. 후속 연구로 송신부 코일과 수신부 코일의 정렬이 틀어진 편차조건을 고려한 코일설계 방법과 시스템의 크기, 무게, 부피 또는 가격 등을 함께 고려한 다목적 최적화 코일설계로 확장하여 연구를 진행할 것이다.

이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (NRF-2020R1A2C2009303)

References

- [1] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis and C. Cecati, "Wireless power transfer—an overview," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 2, pp. 1044–1058, Feb. 2019.
- [2] K. A. Grajski, R. Tseng and C. Wheatley, "Loosely-coupled wireless power transfer: physics, circuits, standards," *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, pp. 9–14, 2012.
- [3] K. N. Mude and K. Aditya, "Comprehensive review and analysis of two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, Vol. 5, No. 2, pp. 14–31, June. 2019.
- [4] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart and J. F. Sanz, "Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, pp. 2140–2149, June. 2009.
- [5] K. Aditya and S. S. Williamson, "Design guidelines to avoid bifurcation in a series-series compensated inductive power transfer system," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 5, pp. 3973–3982, May. 2019.
- [6] J. P. K. Sampath, A. Alphones and H. Shimasaki, "Coil design guidelines for high efficiency of wireless power transfer(WPT)," *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 726–729, 2016.
- [7] J. Cho, J. Sun, H. Kim, J. Fan, Y. Lu and S. Pan, "Coil design for 100 KHz and 6.78 MHz WPT system :litz and solid wires and winding methods," *2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*, pp. 803–806, 2017.
- [8] H. Kim, C. Song, D. Kim, D. H. Jung, I. Kim, Y. Kim, J. Kim, S. Ahn, and J. Kim, "Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 64, No. 2, pp. 383–400, Feb. 2016.
- [9] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch and F. Canales, "Modeling and η - α -pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 3, No. 1, pp. 50–64, March. 2015.
- [10] R. Bosshard and J. W. Kolar, "Multi-objective optimization of 50 kW/85 kHz IPT system for public transport," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 4, No. 4, pp.

1370-1382, Dec. 2016.

- [11] M. Lu and K. D. T. Ngo, "A fast method to optimize efficiency and stray magnetic field for inductive-power-transfer coils using lumped-loops model," in *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 33, No. 4, pp. 3065-3075, April. 2018.
- [12] B. Lenaerts and R. Puers, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, 1st ed. Delft, The Netherlands: Springer, pp. 39-42, 2009.
- [13] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov and N. Strzelecka, "Compensation topologies in IPT systems: standards, requirements, classification, analysis, comparison and application," in *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 120559-120580, 2019.
- [14] S. Bandyopadhyay, P. Venugopal, J. Dong and P. Bauer, "Comparison of magnetic couplers for IPT-based EV charging using multi-objective optimization," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 68, No. 6, pp. 5416-5429, June. 2019.
- [15] Y. Zhang, S. Chen, X. Li and Y. Tang, "Design of high-power static wireless power transfer via magnetic induction: an overview," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Vol. 6, No. 4, pp. 281-297, Dec. 2021.
- [16] C.-H. Jeong and S.-J. Choi, "Graphical design plane analysis for series-compensated resonant energy links of inductive wireless power transfer systems," *Journal of Power Electronics*, Vol. 19, No. 6, pp. 1440 - 1448, Nov. 2019.



류승하(柳勝賀)

2021년 울산대 전기공학부 졸업. 2021년 ~ 현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학과 석사 과정.



쑹탄틴(Chanh-Tin Truong)

2015년 다낭대 전기공학과 졸업. 2018년 ~ 현재 울산대 전기전자컴퓨터공학과 석박통합과정.



최성진(崔城振)

1996년 서울대 전기공학부 졸업. 1998년 서울대 전기공학부(석사). 2006년 서울대 전기컴퓨터공학부(공박). 2008년 ~ 2011년 삼성전자 영상디스플레이 사업부 책임 및 수석연구원. 2011년 ~ 현재 울산대 전기공학부 교수. 2017년 ~ 2018년 샌디에이고주립대 방문교수. 2022년 콜로라도대 방문교수. 당 학회 JPE 편집이사.