

모바일 로봇 적용을 위한 4판 병렬 용량성 동적 무선전력전송 커플러 설계

Design of a 4-Plate Parallel Dynamic Capacitive Wireless Power Transfer Coupler for Mobile Robot Applications

배 홍 국 · 박 상 욱*

Hong-Guk Bae · Sang-Wook Park*

요 약

본 논문에서는 모바일 로봇 수준에 적용 가능한 4판 병렬 용량성 동적 무선전력전송 커플러 설계를 제안한다. 실용 등가 회로 모델은 전자기 시뮬레이션과 높은 일치율을 얻기 위해 커플러 손실 저항을 포함한다. 각 회로망의 S -파라미터 곱을 통해 커플러의 전체 S -파라미터를 산출하였다. 실용 등가회로모델과 전자기 시뮬레이션에서 도출된 전송계수를 비교했을 때, 최댓값은 6.35 MHz에서 0.86으로 높은 정확도로 일치하였다. 또한, 송신부와 수신부의 비정렬로 인해 전송계수가 0으로 급감하는 음영 지역이 관찰되었으며, 이는 상호 커패시턴스가 0으로 수렴하는 위치와 일치함을 확인하였다. 본 연구 결과를 통해 향후 모바일 로봇에 적용하기 위한 무선전력전송 시스템 설계에서 간섭 및 기생성분 분석에 기여할 것으로 기대한다.

Abstract

This study proposed a design of a 4-plate parallel capacitive dynamic wireless power transfer (WPT) coupler applicable to mobile robots. The practical equivalent circuit model incorporated the loss resistance of the coupler to achieve good agreement with the electromagnetic simulations. The overall S -parameter of the coupler was calculated as the product of the S -parameter of each network. When comparing the transmission coefficients derived from the practical equivalent circuit model and electromagnetic simulations, the maximum value exhibited excellent agreement at 6.35 MHz with a value of 0.86. Additionally, null-power points where the transmission coefficient decreased to zero owing to transmitter-receiver misalignment were observed, corresponding to locations where the mutual capacitance converged to zero. These findings contribute to the design of wireless power transfer systems for mobile robots, particularly for analyzing interference and parasitic components.

Key words: Wireless Power Transfer (WPT), Dynamic WPT, Capacitive wireless Power Transfer (CPT), Practical Equivalent Circuit (PEC), Mutual Capacitance

I. 서 론

무선전력전송(WPT, wireless power transfer) 기술은 전

력을 소모하는 모든 IoT 디바이스의 지속적인 전력 공급을 위해 필수적인 기술로 여겨지고 있다. 스마트 홈, 스마트 시티, 산업 자동화, 자율주행차 등 다양한 환경에서

「본 과제(결과물)는 2024년도 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 지자체-대학 협력기반 지역혁신 사업의 결과입니다(2021RIS-004).」
순천향대학교 ICT융합학과(Department of ICT Convergence, Soonchunhyang University)

*순천향대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Soonchunhyang University)

· Manuscript received December 25, 2024 ; Revised December 27, 2024 ; Accepted January 18, 2025. (ID No. 20241225-138)

· Corresponding Author: Sang-Wook Park (e-mail: wave@sch.ac.kr)

WPT는 충전 시간과 장소에 대한 제한을 극복하며, 지속적인 전력 공급으로 디바이스들의 지능화를 위한 필수 요건이라고 할 수 있다^{[1][2]}.

특히 동적 무선전력전송(DWPT, dynamic wireless power transfer) 기술은 이동중 지속적인 충전 환경을 제공하며, 배터리 용량 및 충전 인프라 문제를 해결할 수 있어 전기차 무선충전을 위한 응용으로 활발히 연구되고 있다^{[3][4]}. 이는 산업용 로봇, 장비, 스마트 가전 및 IoT 디바이스 등 전력을 소모하는 모든 분야에 지속적인 전력 공급을 위해 요구되는 기술이다.

DWPT 기술은 대체로 코일의 자기유도 및 자기공진을 이용한 IPT(inductive wireless power transfer) 방식이다. 동적 무선충전 환경을 위해 코일이 배열된다. 반면, 전기공진방식을 이용하는 CPT(capacitive wireless power transfer)는 송신부와 수신부 금속판 사이 전기장 결합을 통해 전력전송이 이루어져^[5] 비교적 간단한 구조로 응용할 수 있다^[6]. 하지만 전기공진방식의 용량성 동적 무선전력전송(DCPT, dynamic capacitive wireless power transfer) 커플러의 전자기 특성을 파악하기 위한 등가회로의 분석은 다소 부족하다.

또한 많은 연구가 전기차 무선충전의 응용에 국한되지만, 충전 방식에 따라 작업 효율이 크게 개선될 수 있는 모바일 로봇 응용을 위한 연구가 필요하다. 향후 전자기 특성의 변화를 유도하는 외부 객체와 커플러의 구조적 특성에 따른 전력전송효율 변화에 안정적인 성능을 가질 수 있는 커플러 연구가 필수적이다.

따라서 본 연구에서는 모바일 로봇 수준에 적용하기 위한 4판 병렬 DCPT 커플러를 이론적으로 설계하고자 한다. 커플러의 손실을 고려한 실용 등가회로(PEC, practical equivalent circuit)모델과 세부 회로망에 대한 S-파라미터의 해석을 제공한다. 등가회로를 구성하는 각 파라미터는 3D full wave 시뮬레이션인 ANSYS HFSS^[7]로 설계된 모델을 기반으로 자기 및 상호 커패시턴스를 계산한다. 이론적으로 해석된 PEC 모델과 3차원 전자기 시뮬레이션 해석 결과를 비교한다. 또한 PEC를 통해 이론적으로 계산된 상호 커패시턴스와 전력전송효율의 상관관계를 분석함으로써 4판 병렬 DCPT 구조의 상세한 특성을 제공하고자 한다.

II. 4판 병렬 DCPT 모델

2-1 PEC 모델을 이용한 연구 방법

전기공진 방식을 이용하는 4판 구조의 CPT 시스템은 일반적으로 그림 1과 같이 구성된다. 전력을 무선으로 전송하는 4개의 금속판과 양 측에 송신부 및 수신부 회로와 전기적으로 연결된다. DC 전압소스는 송신부에서 AC 전압으로 변환되어 임피던스 정합회로를 통과한다. 4판의 금속판 사이 전기장 결합이 발생하여 전력을 전송한다.

그림 1에서 상호 결합이 발생하는 커플러 구조의 등가회로는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2(a)를 참고하면, 송신부 측 2개의 금속판 사이 자기 커패시턴스 C_1 , 수신부 측 2개의 금속판 사이 자기 커패시턴스 C_2 가 형성된다. 송신부와 수신부 사이는 상호 커패시턴스 C_M 가 형성된다. 이 등가회로를 T모델로 변환하였을 때 그림 2(b)와 같이 C_M 은 C_1 C_2 와 병렬관계로 나타낼 수 있다. 따라서 그림 2(c)와 같이 T형 등가회로로 나타낼 수 있다.

이 등가회로에 공진 인덕터와 임피던스 정합회로를 포함하는 PEC를 이론적으로 분석하고자 한다. 각 회로망에 대한 ABCD-파라미터의 변환으로 S-파라미터 행렬을 도출한다. 등가회로를 구성하는 파라미터 중 자기 커패시턴스인 C_1 과 C_2 는 HFSS에서 설계된 커플러의 임피던스를 통해 계산하고, 상호 커패시턴스인 C_M 은 Keysight ADS^[8]의 최적화를 통해 구한다. 각 파라미터를 적용한 등가회로의 계산과 시뮬레이션 결과를 비교하기 위해 ADS를 이용하고, HFSS를 이용하여 전력전송효율을 비교한다. 선행연구에 따르면 등가회로모델의 해석과 시뮬레이션 검증만으로 실측과 일치함을 입증하였다^[9]. 따라서 본 연구에서는 PEC와 시뮬레이션의 비교로 검증하고자 한다.

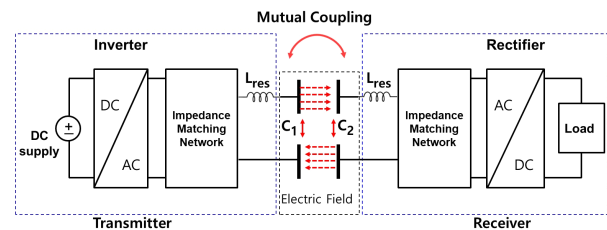


그림 1. CPT 시스템의 구성
Fig. 1. Configuration of CPT system.

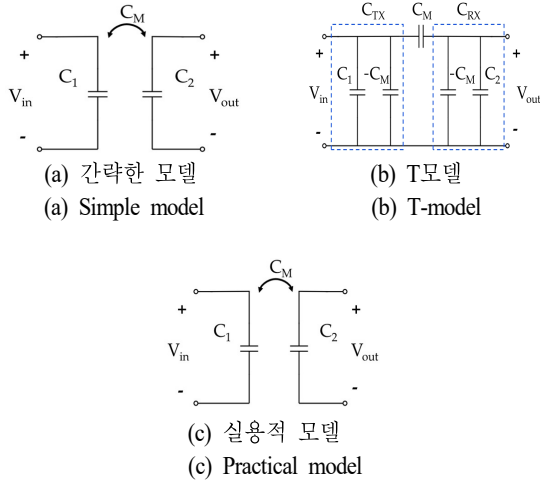


그림 2. CPT 커플러의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of CPT coupler.

2-2 4판 병렬 DCPT 모델

모바일 로봇 수준의 커플러 크기는 대체로 0.2 m 이내의 폭을 가져야 한다^[10]. 본 연구에서는 그림 3과 같이 폭이 90 mm인 4판 병렬 DCPT 모델을 설계한다. 송신부는 P1, P2 플레이트이며 수신부는 P3, P4 플레이트이다. PCB 기판 상 설계될 것을 고려하여 0.035 mm 두께의 구리 시트와 1.52 mm 두께와 3.5의 유전율의 유전체 기판을 갖는다. 그림 3의 파라미터는 표 1에 나타내었다. 선로의 폭은 1 mm이고, 수동소자의 실제 크기가 고려된 소자의 위치가 표시되어 있다. 좌측은 송신부의 회로를 위에서 바라본 모습이고, 우측은 수신부의 회로이기 때문에 아래에서 위로 본 모습이다. 실제 설계가 고려되었기 때문에 SMA 커넥터의 고정을 위한 구리 동박의 패턴을 포함한다.

2-3 PEC 모델의 이론적 설계

그림 4는 임피던스 정합회로를 포함하는 등가회로로, 소자의 기생성분과 커플러 고유의 손실 저항을 반영한다. 소자의 손실 저항과 커패시턴스는 매우 작은 값이므로, 커플러 손실 저항에 합산하여 계산된다. 송신부와 수신부는 물리적 구조의 차이로 인해 임피던스 정합회로 형태에 차이가 있다. 송신부 및 수신부의 고유 임피던스의 차이로 인한 특징이다. 물리적 구조를 변형할 경우 임피던스 정합회로의 형태는 변동될 수 있다.

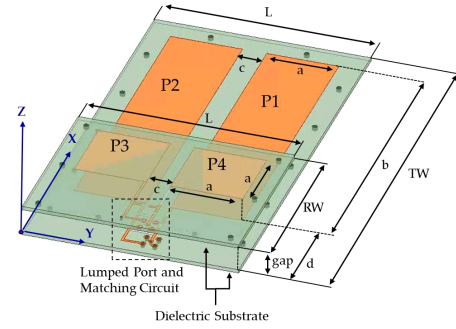


그림 3. 4판 병렬 DCPT 전체 모델
Fig. 3. The overall structure of the 4-plate parallel DCPT.

표 1. 4판 병렬 DCPT 커플러의 설계 사양
Table 1. Design specifications of 4-plate parallel DCPT coupler.

Component	Notatino	Value
Width of the Tx and Rx board	L	90 mm
Length of the Tx	TW	165 mm
Length of the Rx	RW	75 mm
width of the Tx and Rx metal plate	a	30 mm
length of Rx metal plate	b	120 mm
Distance between two metal plates	c	10 mm
Distance between transmitter and receiver	gap	10 mm

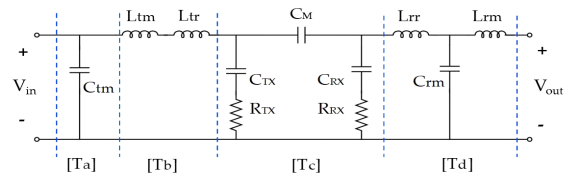


그림 4. 실용 등가회로(PEC) 모델
Fig. 4. Practical equivalent circuit model.

4판 병렬 CPT의 자기 커패시턴스 C_{TX} , C_{RX} 및 상호 커패시턴스 C_M 는 식 (1)로 계산할 수 있다^[11]. 그림 4의 각 파라미터에 대한 설명과 값은 표 2에 나타냈다. 공진 인덕터 및 정합회로 소자의 값은 한가지 값으로 고정하여 전자기 해석에 사용한다. 표 2의 값은 그림 3에서 수신부가 원위치일 때 정합한 결과이다. 이는 상호 커패시턴스의 영향을 포함하기 때문에 식 (1)의 계산과 같이 상호 커패시턴스를 별도로 제거하는 과정이 필요하다. R_{TX} , R_{RX} 는 PEC 모델과 전자기 시뮬레이션의 전력전송효율을 비교

표 2. PEC 파라미터 요약

Table 2 .PEC parameter summary.

Component	Notatino	Value
Coupler intrinsic capacitance of Tx	C_{TX}	3.504 pF
Coupler intrinsic capacitance of Rx	C_{RX}	1.292 pF
Coupler intrinsic resistance	R_{TX}, R_{RX}	1 Ω
Tx's Lumped L	L_{lr}	56 uH
Rx's Lumped L	L_{rr}	350 uH
Tx's Impedance matching L	L_{lm}	4.3 uH
Rx's Impedance matching L	L_{rm}	650 nH
Tx's Impedance matching C	C_{lm}	100 pF
Rx's Impedance matching C	C_{rm}	750 pF
Mutual capacitance	C_M	0.43 pF

하여 회로 시뮬레이션의 최적화 과정으로 도출된다.

$$\begin{aligned}
 C_M &= \frac{C_{24}C_{13} - C_{14}C_{23}}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\
 C_{TX} &= C_1 - C_M = \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23}C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} - C_M \\
 C_{RX} &= C_2 - C_M = \frac{(C_{13} + C_{23})(C_{14}C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} - C_M
 \end{aligned} \quad (1)$$

PEC의 S -파라미터는 ABCD-파라미터의 변환으로 계산할 수 있다. S -파라미터는 각 회로망에 대한 ABCD-파라미터의 곱으로 구할 수 있다. PEC의 각 회로망에 대한 ABCD-파라미터를 임피던스 형태로 표현하면 식 (2)로 나타낼 수 있다. 2×2 의 ABCD-파라미터의 항을 t 로 표현하고, 변환된 S -파라미터의 각 항을 단순화 하기 위해 식 (3)의 관계식을 사용하면 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [T]_a &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_{lm} & 1 \end{bmatrix} \\
 [T]_b &= \begin{bmatrix} 1 & j\omega(L_{lm} + L_{lr}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 [T]_c &= \begin{bmatrix} -\frac{C_2}{C_M} & -\frac{1}{j\omega C_{lm}} \\ j\omega(3C_M + 2(C_1 + C_2) + \frac{C_1 C_2}{C_M} + R_{TX} + R_{RX}) & 2 + \frac{C_1}{C_M} \end{bmatrix} \\
 [T]_d &= \begin{bmatrix} 1 - \omega^2 L_{rr} C_{RX} & j\omega(L_{rm} + L_{rr} - \omega^2(L_{rr} L_{rm} C_{RX})) \\ j\omega C_{RX} & 1 - \omega^2 L_{rm} C_{RX} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned}
 t_n &= t_{11} - t_{22}, & t_m &= t_{11} + t_{22}, \\
 t_i &= \frac{t_{12}}{Z_0} - t_{21}Z_0, & t_j &= \frac{t_{12}}{Z_0} + t_{21}Z_0
 \end{aligned} \quad (3)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} \frac{t_n + t_i}{t_m + t_j} & \frac{2(t_{11}t_{22} - t_{12}t_{21})}{t_m + t_j} \\ \frac{2}{t_m + t_j} & \frac{t_i - t_n}{t_m + t_j} \end{bmatrix} \quad (4)$$

이를 임피던스 형태로 풀이하면 식 (5)으로 정리할 수 있다. 결론적으로 식 (6)과 같이, PEC 전체의 S -파라미터는 각 회로망의 S -파라미터의 곱으로 계산된다.

$$\begin{aligned}
 [S]_a &= \begin{cases} t_n = 0 \\ t_m = 2 \\ t_i = -j\omega C_{lm} Z_0 \\ t_j = j\omega C_{lm} Z_0 \end{cases} \\
 [S]_b &= \begin{cases} t_n = 0 \\ t_m = 2 \\ t_i = \frac{j\omega(L_{lm} + L_{lr})}{Z_0} \\ t_j = \frac{j\omega(L_{lm} + L_{lr})}{Z_0} \end{cases} \\
 [S]_c &= \begin{cases} t_n = -\frac{C_1 + C_2}{C_M} - 2 \\ t_m = \frac{C_1 + C_2}{C_M} + 2 \\ t_i = -\frac{1}{j\omega C_M Z_0} - Z_0(j\omega C_M((\frac{C_1}{C_M} + 2)(\frac{C_2}{C_M} + 2) - 1) + R_{TX} + R_{RX}) \\ t_j = -\frac{1}{j\omega C_M Z_0} + Z_0(j\omega C_M((\frac{C_1}{C_M} + 2)(\frac{C_2}{C_M} + 2) - 1) + R_{TX} + R_{RX}) \end{cases} \\
 [S]_d &= \begin{cases} t_n = \omega^2 C_{RX}(L_{rm} - L_{rr}) \\ t_m = 2 - \omega^2 C_{RX}(L_{rm} + L_{rr}) \\ t_i = \frac{j\omega(L_{rm} + L_{rr} - \omega^2 L_{rm} L_{rr} C_{RX})}{Z_0} - j\omega C_{RX} Z_0 \\ t_j = \frac{j\omega(L_{rm} + L_{rr} - \omega^2 L_{rm} L_{rr} C_{RX})}{Z_0} + j\omega C_{RX} Z_0 \end{cases}
 \end{aligned} \quad (5)$$

$$[S]_{TOTAL} = [S]_a \times [S]_b \times [S]_c \times [S]_d \quad (6)$$

III. PEC 모델과 전자기 시뮬레이션 결과 분석

그림 5는 수신부의 이동 거리가 0 mm일 때 PEC와 HFSS의 S_{21} 그래프를 비교한 것이다. 임피던스 정합 전과 후로 나누어 비교하였다. 임피던스 정합 전 S_{21} 은 0에 가까웠으며, PEC의 결과도 동일하다. 임피던스 정합 후 PEC와 전자기 시뮬레이션의 공진주파수와 S_{21} 의 최댓값은 각각 6.35 MHz, 0.86으로 동일한 결과를 얻었다. 회로 시뮬레이션의 최적화 과정을 통해 C_M 이 조정되었다. 또

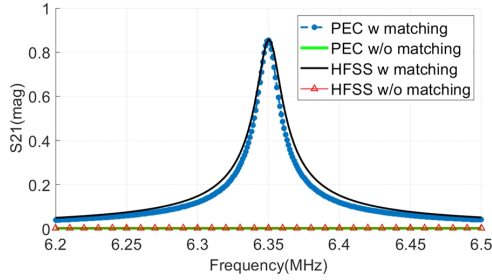


그림 5. PEC와 시뮬레이션의 정합 결과 비교
Fig. 5. Comparison of matching results between PEC and simulation.

한 커플러 손실 저항인 R_{TX} , R_{RX} 또한 튜닝을 통해 정확한 그래프를 얻을 수 있었다.

그림 6은 수신부가 x축 방향으로 -30 mm 부터 120 mm 까지 이동함에 따른 S_{21} 최대치와 자기 및 상호 커패시턴스를 나타낸 것이다. 수신부가 송신부의 금속판 영역인 $0\sim 90\text{ mm}$ 사이에서 자기 및 상호 커패시턴스가 일정하게 유지되는 경향을 보였다. 그 외의 영역에서는 상호 커패시턴스가 감소할수록 자기 커패시턴스가 증가하는 경향을 확인할 수 있다. 또한 S_{21} 최대치와 비교했을 때 송신부의 금속판 영역 내에서는 상호 커패시턴스와 유사한 경향을 보인다. 하지만 송신부의 금속판 영역을 초과하는 $-30\text{ mm}\sim 0\text{ mm}$ 와 $90\sim 120\text{ mm}$ 사이에서 S_{21} 의 최대치가 급격히 감소하는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 수신부가 y축 방향으로 $-50\sim 50\text{ mm}$ 사이에서 이동하며 S_{21} 의 최대치와 상호 커패시턴스를 관찰한 결과이다. 상호 커패시턴스가 0에 근접함에 따라 S_{21} 은 유사한 기울기를 가지며 감소하였다. S_{21} 이 0에 근접한 지점을 음영지역(null-power point)으로 구분할 수 있다^[9]. 음영

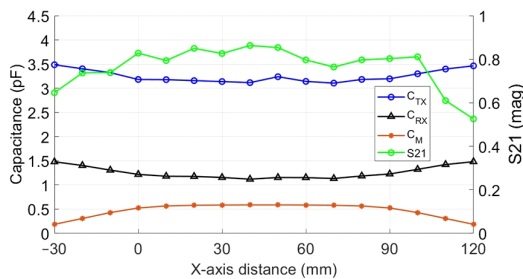


그림 6. 커플러의 커패시턴스와 S_{21} 의 비교
Fig. 6. Comparison of the capacitance of the coupler and S_{21} .

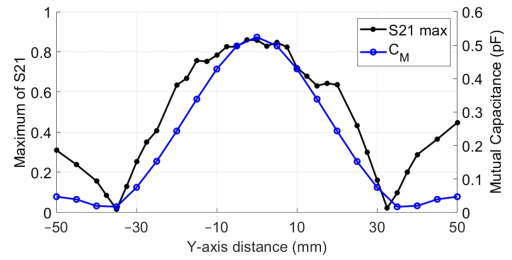


그림 7. 비정렬 거리에 따른 S_{21} 및 C_M 비교
Fig. 7. Comparison of S_{21} and C_M by misalignment.

지역이 발생한 위치는 -35 와 32.5 mm 이며, 이후 S_{21} 의 값이 회복되는 것을 확인되었다. 표 2에 y축 상 수신부의 주요 위치에 대한 S_{21} 의 최대치와 커패시턴스 값을 요약하였다. 선행 연구된 바와 같이^[9], 음영지역은 상호 커패시턴스가 0에 근접할 경우 발생하는 경향을 보인다. 하지만 본 연구에서 제시된 결과에 따르면, 상호 커패시턴스가 0.1 이하의 영역에서도 감소되었던 S_{21} 의 값이 회복되는 특징이 관찰되었다. 해당 영역에서는 S_{21} 의 그래프와 상호 커패시턴스는 다른 경향을 갖는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

모바일 로봇 수준의 무선충전에 적용할 수 있는 4판 병렬 DCPT 커플러에 대한 이론적 분석이 제공되었다. 각 회로망에 대한 S-파라미터의 값을 임피던스 형태로 표현하고, 수식의 단순화를 통해 제시된 PEC의 전체 S-파라미터를 정의할 수 있었다. PEC의 이론적 해석을 통해 PEC의 S-파라미터가 계산되고, 유효한 상호 커패시턴스 값이 도출되었다. 이는 3D full wave 시뮬레이션 결과와 비교하여 높은 정확도로 일치하는 결과를 얻었다.

또한 송수신부 비정렬에 대한 전자기 특성 변화가 관찰되었다. 수신부가 y축으로 -35 mm , 32.5 mm 이동했을 때 음영지역이 발생한다. 본 연구로 인해 향후 4판 병렬 DCPT 구조에서 발생하는 음영지역에 대해 면밀히 분석하고 개선하기 위한 구조적 대안을 연구할 필요성이 있다고 판단된다.

References

- [1] W. Liu, K. T. Chau, X. Tian, H. Wang, and Z. Hua, "Smart

- wireless power transfer-opportunities and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 180, p. 113298, Jul. 2023.
- [2] L. Meile, A. Ulrich, and M. Magno. "Wireless power transmission powering miniaturized low power IoT devices: A Review," in *2019 IEEE 8th International Workshop on Advances in Sensors and Interfaces(IWASI)*, Otranto, Jun. 2019. pp. 312-317.
- [3] Z. Deng, H. Hu, Y. Su, F. Chen, J. Xiao, and C. Tang, et al., "Design of a 60-kW EV dynamic wireless power transfer system with dual transmitters and dual receivers," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 316-327, Feb. 2024.
- [4] T. Fujita, T. Yasuda, and H. Akagi, "A Dynamic Wireless Power Transfer System Applicable to a Stationary System," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3748-3757, Jul. 2017.
- [5] Y. Wang, H. Zhang, and F. Lu, "Review, analysis, and design of four basic CPT topologies and the application of high-order compensation networks," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 6181-6193, May 2022.
- [6] J. Zhang, S. Yao, L. Pan, Y. Liu, and C. Zhu. "A review

- of capacitive power transfer technology for electric vehicle applications," *Electronics*, vol. 12, no. 16, p. 3534, Aug. 2023.
- [7] ANSYS HFSS, "Ansys HFSS 2023 R2 unleashes an array of improvements," Available: <https://www.ansys.com/ko-kr/blog/hfss-2023-r2>
- [8] Keysight, "Keysight Advanced Design System(ADS): Version 2023.1," 2023. Available: <https://www.keysight.com/kr/ko/lib/software-detail/computer-software/pathwave-advanced-design-system-ads-software-2212036/ads-2023-windows.html>
- [9] K. Bang, H. Bae, and S. Park, "Resonant-based wireless power transfer system using electric coupling for transparent wearable devices and null power points," *Sensors*, vol. 23, no. 3, p. 1535, Jan. 2023.
- [10] H. Liu, X. Huang, L. Tan, J. Guo, W. Wang, and C. Yan, et al., "Dynamic wireless charging for inspection robots based on decentralized energy pickup structure," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 1786-1797, Apr. 2018.
- [11] B. Luo, R. Mai, L. Guo, D. Wu, and Z. He, "LC-CLC compensation topology for capacitive power transfer system to improve misalignment performance," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 10, pp. 2626-2633, Aug. 2019.

배 홍 국 [순천향대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-0040-6831>



2022년 2월: 대구대학교 전자공학과 (공학사)
 2024년 2월: 대구대학교 전자공학과 (공학석사)
 2024년 3월~현재: 순천향대학교 ICT융합학과 박사과정
 [주 관심분야] WPT, EMF, Artificial Retina

등

박 상 욱 [순천향대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0001-6996-5853>



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
 2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
 2008년 3월: The University of Electro- Communications 정보통신공학과 (공학박사)
 2008년 4월~2009년 8월: The University of Electro Communication- ns (조교수)
 2009년 9월~2013년 4월: National Institute of Information and Communications Technology (연구원)
 2013년 6월~2018년 2월: 자동차부품연구원 전자기파연구센터 (선임연구원)
 2019년 3월~2023년 2월: 대구대학교 전자전기공학부 (조교수)
 2023년 3월~현재: 순천향대학교 전자공학과 (조교수)
 [주 관심분야] EMI/EMC, Microwave Transmission Circuits, Numerical Analysis, Biomedical EMC, WPT 등