https://doi.org/10.6113/TKPE.2022.27.3.228

전기자동차용 유·무선 통합 충전을 고려한 무선 충전 시스템의 두 가지 제어 방식에 따른 효율 비교·분석

허훈[1], 이주아[1], 심동현[1], 손원진[1], 이병국†

Comparison of Efficiency According to the Two Control Method of the Wireless Charging System Considering Wired/Wireless Integrated Charging System for EV

Hun Heo[1], Ju-A Lee[1], Dong-Hyun Sim[1], Won-Jin Son[1], and Byoung-Kuk Lee†

Abstract

The charging methods of electric vehicles are divided into wired charging and wireless charging. Restrictions on the use of charging infrastructure for wireless charging vehicles currently exist because most charging infrastructure uses the wired charging method. Thus, wired and wireless integrated charging system has been studied. In this system, a wireless charging system especially requires a control method for high-efficiency operation in consideration of a change in a coupling coefficient. Therefore, this paper introduces two control methods for the high-efficiency operation of wireless charging that can be applied to wired and wireless integrated charging systems. In addition, loss analysis is performed through PSIM simulation to select a more advantageous method for high-efficiency operation among the two control methods. To verify the simulation-based loss analysis result, the two control methods are applied to the actual wireless charging system, and the efficiency is compared through the experiments Based on the experimental results, a control method suitable for high-efficiency operation of the wireless charging method is selected.

Key words: IPT converter, LLC converter, Wireless charging system

1. 서 론

현재 전기자동차(Electric Vehicle, EV)의 충전 방식은 사용자가 충전 케이블을 차량에 연결하는 방식인 유선 충전 방식과 자기유도 무선전력 전송(Inductive Power Transfer, IPT) 시스템을 이용한 무선 충전 방식으로 구분된다. 두 충전 방식 중 유선 충전 방식이 먼저 상용화 됨에 따라 대부분의 충전 인프라는 유선 충전 방식을 사용하고 있다. 하지만 최근 무선 충전 기능을 탑재한 'GV60'과 같은 차량이 출시되면서 무선 충전 차량 사용자는 부족한 충전 인프라로 인하여 차량 충전에 제약이 발생한다. 이때, 유선 충전 인프라와 비슷한 수준으로 무선 충전 인프라를 구축하기 위해서는 많은 시간이 소요될 것으로 예상되기 때문에 유선 및 무선 충전이 모두 가능한 유·무선 통합 충전 시스템을 차량에 탑재하는 방법이 고안되었으며, 이에 관한 연구가 진행되고 있다[1].

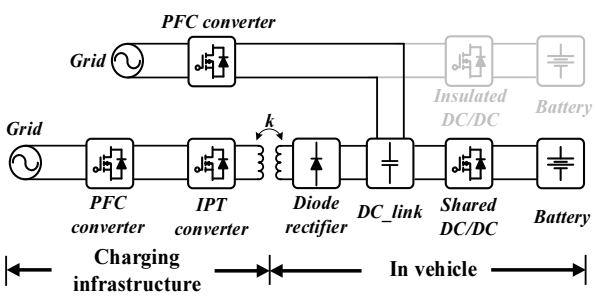


Fig. 1. Circuit diagram of wired/wireless integrated charger system.

유·무선 통합 충전 시스템 구성을 위하여 유선 충전 시스템의 절연형 DC/DC 컨버터와 무선 충전 시스템의

Paper number: TKPE-2022-27-3-8
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: bklee@skku.edu, Dept. of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University, Korea
Tel: +82-31-299-4581 Fax: +82-31-299-4612
[1] Dept. of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University, Korea
Manuscript received Oct. 11, 2021; revised Nov. 8, 2021; accepted Nov. 8, 2021
— 본 논문은 2021년 전력전자학술대회 우수추천 논문임

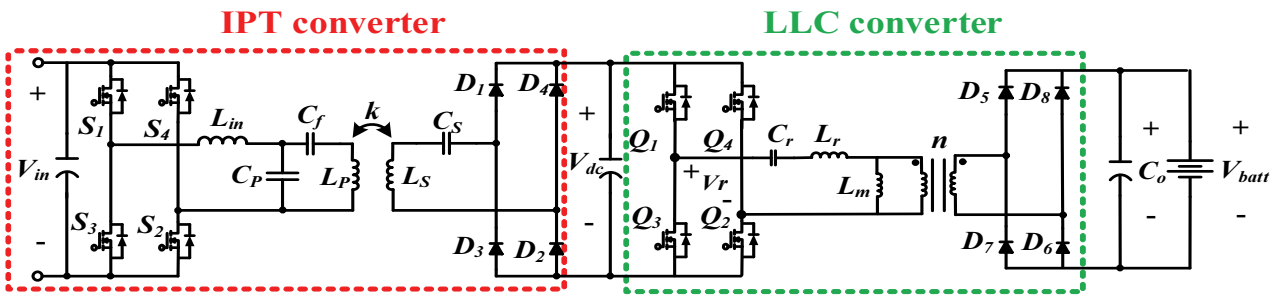


Fig. 2. Circuit diagram of wireless charging system.

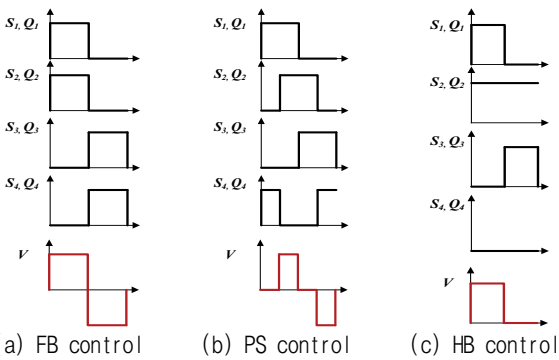


Fig. 3. Switching operation according to the control method.

수신 패드, 비절연형 DC/DC 컨버터 등 유·무선 충전에 필요한 전력변환장치가 차량에 모두 탑재될 경우 차량 내 충전 시스템의 부피 증가 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 그림 1과 같이 두 가지 충전 시스템의 DC/DC 컨버터를 공유하는 공유형 유·무선 통합 충전 시스템이 제안되었다[2]. 공유형 유·무선 통합 충전 시스템을 구성하는 DC/DC 컨버터의 경우 유선 충전 시스템의 절연 확보를 고려하여 절연형 토폴로지 사용이 필수적이다. 따라서 본 논문에서는 기존 유선 충전 시스템에서 사용되고 있는 통합형 충전기(On-board Charger, OBC)에 적용된 절연형 토폴로지로 회로의 안정성 확보에 이점이 있으며 ZVS(Zero Voltage Switching) 동작으로 스위칭 손실이 적은 LLC 컨버터를 사용하였다. 이때, LLC 컨버터는 일반 듀티 제어 방식과 달리 주파수 제어를 사용하기 때문에 승·강압비가 증가할수록 동작 주파수 변동 폭이 넓어지는 특징이 있다. 이러한 특성을 가지는 LLC 컨버터는 유선 충전 동작 시 입력전압이 일정하므로 최대 승·강압비가 고정되어 공진 탱크 설계를 통해 주파수 변동 폭을 일정 수준 이내로 제한하는 것이 가능하다. 하지만 무선 충전 동작 시 IPT 컨버터의 출력이 LLC 컨버터의 입력이 되므로 LLC 컨버터 입력전압은 고정되지 않고 결합계수 k에 따라 변화하게 된다. 이때, 결합계수 k는 송·수신 패드의 상대적 위치에 의존하는 값으로 차량 주차 시 달라지는 패드의 수평 이격 거리와 차종에 따라 달라지는 수직거리에 의해 변동된다[3].

이러한 이유로 무선 충전 시스템에서 동작하는 LLC 컨버터는 입력전압 변동 범위가 넓어짐에 따라 유선 충전 방식에 비해 승·강압비가 증가하게 된다. 특히, 최대 결합계수 조건에서 가장 많은 강압이 이루어져야 하며, 이때 고주파수 스위칭 동작이 요구됨에 따라 스위칭 손실 증가에 의한 전력 전달 효율 감소와 하드웨어 온도 상승에 따른 냉각기기 부피 증가, 도통 손실 및 자성체 손실 증가 문제가 발생한다. 이러한 이유로 LLC 컨버터 스위칭 주파수의 과도한 증가를 막기 위한 두 가지 제어 방식이 제안되었다[4]-[6]. 두 가지 제어 방식 모두 스위칭 주파수를 500[kHz] 이내로 제한하고 있으며, 이는 실험을 통해 검증된 최대 주파수로 이 범위 내에서는 하드웨어가 안정적으로 동작함을 확인하였다.

첫 번째 제어 방식은 IPT 컨버터에서 FB(Full Bridge) 제어를 실시하여 결합계수에 비례한 출력전압을 가지며, IPT 컨버터의 출력과 연결된 LLC 컨버터는 입력 전압조건에 따라 FB, PS(Phase-Shift), HB(Half Bridge) 제어를 수행하여 고주파수 스위칭 동작을 방지하는 제어 방식이다. 두 번째 제어 방식은 IPT 컨버터에서 결합계수 조건에 따라 FB, PS, HB 제어를 수행하여 출력전압을 일정 수준 이상으로 증가하는 것을 방지하며, 이를 입력으로 하는 LLC 컨버터는 FB 제어만으로 스위칭 주파수가 500[kHz]를 초과하지 않고 최대 승·강압 조건을 만족할 수 있는 제어 방식이다. IPT 컨버터와 LLC 컨버터에 적용된 FB, PS, HB 제어 방식의 스위칭 동작은 그림 3과 같다. 이러한 두 가지 제어 방식을 무선 충전 시스템에 적용할 경우 동작 조건에 따른 효율 양상이 상이할 것으로 예상된다. 이러한 이유로 본 논문에서는 두 가지 제어 방식에 따른 IPT 컨버터 손실과 LLC 컨버터 손실을 비교·분석하여 고효율 설계에 더욱 적합한 제어 방식을 선정한다. 손실 분석을 위하여 JMAG 시뮬레이션을 통해 송·수신 패드 간 이격 거리에 따른 결합계수를 도출하고, 이를 기반으로 PSIM 시뮬레이션을 통해 7.2[kW]급 무선 충전 시스템을 구현한다. 이를 통해 두 가지 제어 방식에 대하여 결합계수 조건에 따른 손실 및 효율 양상을 비교·분석한다. 다음으로 두 가지 제어 방식을 실제 무선 충전 시스템에 적용시켜 제어 방식에 대한 동작 검증과 효율 측정을 실시한다. 실험 결과를 기반으로 유·무선 통합 충전을 고려한 무선 충전 시스템의 고효율 동작에 유리한 제어 방식을 선정한다.

TABLE I
JMAG SIMULATION CONDITIONS

Offset Direction	Value [Unit]
$\triangle x$	±75 [mm]
$\triangle y$	±100 [mm]
$\triangle z$	100 - 170 [mm]

TABLE II
SPECIFICATIONS OF IPT/LLC CONVERTER

Parameter		Value [Unit]
IPT converter input voltage, V_{in}		600 [V]
DC_link voltage, V_{DC}		400 - 1200 [V]
Output power, P_O		7200 [W]
Voltage of battery, V_{batt}		440 - 820 [V]
Coupling coefficient, k		0.099 - 0.286
IPT resonance frequency f_{r_IPT}		85 [kHz]
IPT resonance inductor, L_{in}		22.837 [uH]
IPT resonance capacitor	C_p	106.54 [nF]
	C_f	10.24 [nF]
	C_s	23.48 [nF]
DC_link capacitor		960 [uF]
LLC Transformer turns		10.5
LLC Transformer turns ratio		1:1
LLC resonance frequency f_{r_LLC}		300 [kHz]
LLC resonance inductor, L_r		10.452 [uH]
LLC magnetized inductor, L_m		52.259 [uH]
LLC resonance capacitor, C_r		26.927 [nF]
LLC output capacitor, C_o		5 [uF]

2. 시스템 구성

그림 2는 무선 충전 시스템 회로도를 나타낸다. DC_link를 기준으로 1차 측은 IPT 컨버터로 full bridge 인버터와 보상네트워크, 다이오드 정류기로 구성되며 2차 측은 LLC 컨버터와 배터리 부로 구성된다[2]. IPT 컨버터에서 사용되는 보상네트워크는 ZPA(Zero-Phase Angle) 주파수가 일정하며, 출력전압이 부하 변동에 무관하고 결합계수에 비례하는 특징을 가지는 LCCL-S 토폴로지로 선정하였다[3],[4]. 송·수신 패드의 경우 표 1의 SAE J2954 규격을 참고하여 WPT2 조건의 CP-CP 코일을 사용하였다. 이때 송·수신 패드 간 이격 거리에 따른 결합계수 도출을 위하여 그림 4와 같이 JMAG 시뮬레이션을 진행하였으며, 시뮬레이션 결과 최소 결합계수는 0.099, 최대 결합계수는 0.286으로 확인되었다. 이에 따라 결합계수에 의한 IPT 컨버터의 출력전압은 그림 5의 파란색 선으로 표시된 것과 같이 최소 결합계수에서 400[V], 최대 결합계수에서 1200[V]로 나타났으며 IPT

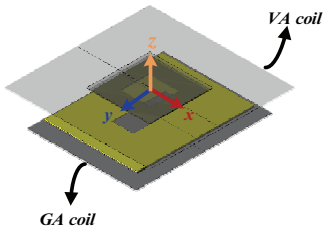


Fig. 4. Design of CP-CP coil using JMAG simulation.

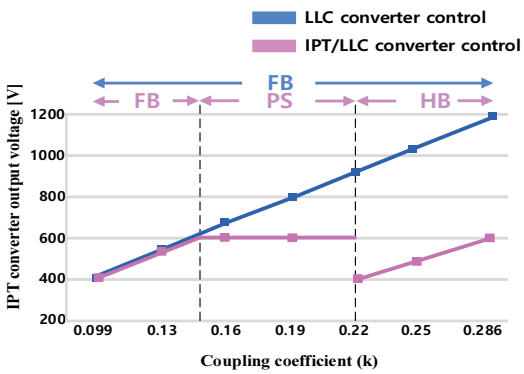


Fig. 5. DC_link voltage according to coupling coefficient.

컨버터의 공진 주파수는 SAE J2954 규격에서 제시하고 있는 주파수인 85[kHz]로 선정하였다. 다음으로 LLC 컨버터를 구성하는 변압기는 PQ50/50 형상의 Todaisu 社의 PM16을 사용하였으며, 권선비는 1:1, 권선 수는 10.5턴으로 설계하였다. 변압기 제작 후 누설 인덕턴스를 측정한 결과 설계 조건의 공진 인덕턴스 값을 만족하지 못하여 외부에 인덕터를 추가적으로 구성하였다. 공진 인덕터에 사용된 코어는 변압기에서 사용한 코어와 같으며, 공진 인덕턴스는 10.452[uH]로 구성하였다. 또한, LLC 컨버터의 공진 주파수는 300[kHz]로 설계하였으며, 최대 효율을 내는 디자인 포인트는 입·출력전압 600[V] 조건으로 설계하였다. 최종적으로 본 논문에서 사용한 IPT/ LLC 컨버터 설계 사양은 표 2와 같다.

3. 제어 방식에 따른 특성 비교

3.1 LLC 컨버터 제어

본 논문에서 비교할 두 가지 제어 방식 중 첫 번째는 LLC 컨버터 제어 방식이다. LLC 컨버터 제어 방식은 1차 측인 IPT 컨버터에서 FB 동작 외에 추가적인 제어 기법이 요구되지 않으며, 2차 측인 LLC 컨버터의 DC_link 전압 V_{DC} 조건에 따라 FB, PS, HB 제어를 진행하는 방식으로 그림 6과 같이 제어된다. IPT 컨버터의 출력전압은 결합계수에 비례하여 최소 결합계수에서 400[V] 최대결합계수에서 1200[V]가 출력된다. 이에 따라 LLC 컨버터는 배터리 충전전압을 만족하기 위하여 최대 2.05배의 승압, 0.36배의 강압 동작이 요구된다. 따라서 최대 승압 조건을 만족하는 LLC 컨버터 공진 탱크

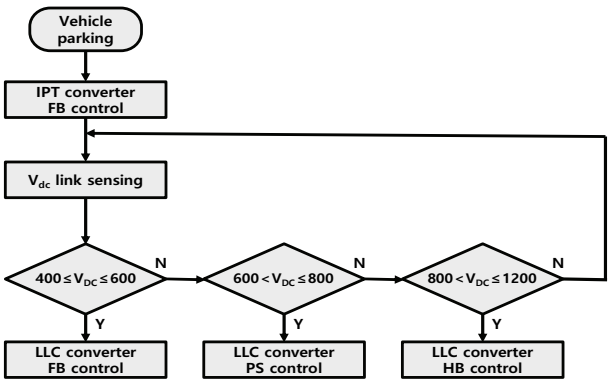


Fig. 6. flow chart of LLC converter control.

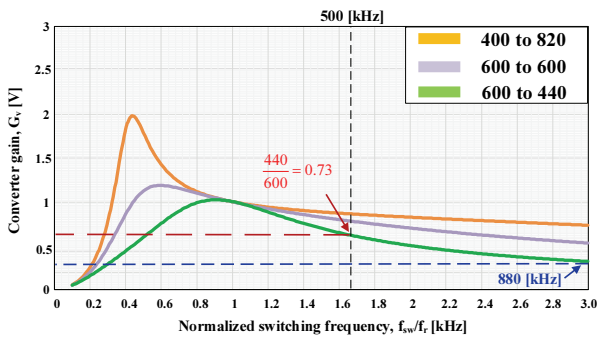


Fig. 7. Resonance curve of designed LLC converter.

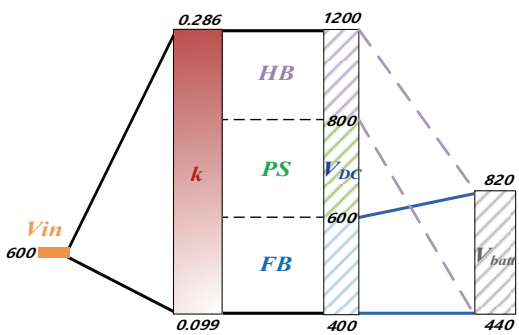


Fig. 8. Operating characteristics of the LLC converter control.

파라미터를 설계하여 그림 7과 같은 공진 곡선을 도출하였다. 이때, 0.36배의 강압 동작을 고려하면 그림 7의 초록색 그래프와 같이 스위칭 주파수가 약 880[kHz]까지 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 고주파수 동작을 방지하기 위하여 최대 스위칭 주파수를 500[kHz]로 제한하고, 이를 초과하는 경우 PS, HB 제어를 실시하였다. 이에 따라 스위칭 주파수 500[kHz] 조건에서 FB 제어를 실시한 경우 최대 강압비는 0.73배이며, 입력전압 600[V]에서 440[V] 출력을 확인하였다. 그림 8은 V_{DC} 조건에 따른 LLC 컨버터 제어 방식을 나타낸 그림이다. V_{DC}가 400 - 600[V] 조건에서 FB 제어를 실시하며, 800 - 1200[V] 조건에서는 폴전압이 1/2배가 되는 HB 제어를 실시한다. 이를 제외한 나머지 구간 600 - 800[V]에서

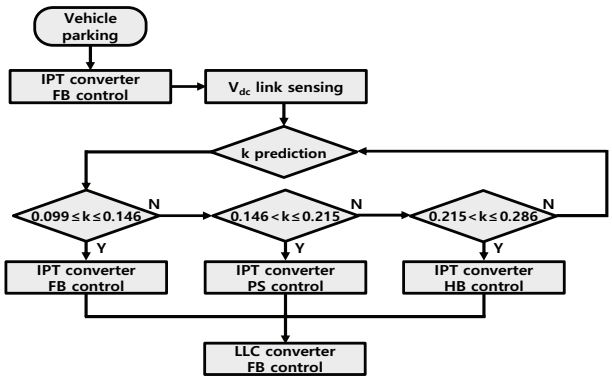


Fig. 9. flow chart of IPT/LLC converter control.

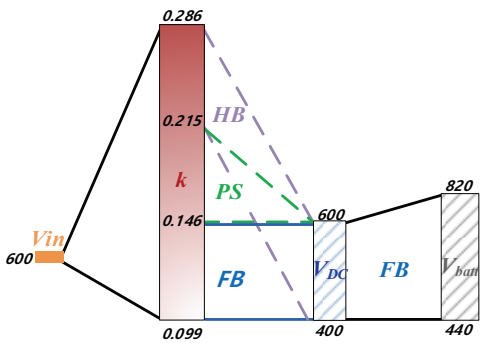


Fig. 10. Operating characteristics of the IPT/LLC converter control.

는 LLC 컨버터의 두 leg 간 위상 각을 조절하여 스위칭 주파수가 500[kHz] 이내로 제한되도록 PS 제어를 실시한다. 이러한 방식으로 LLC 컨버터를 제어할 경우 스위칭 주파수가 최대 500[kHz]를 초과하지 않으면서 배터리 충전을 위한 최대 승·강압비를 모두 만족할 수 있다. 또한 송·수신패드의 정렬 오차가 발생하는 전 구간에 대하여 LLC 컨버터에서 모든 제어를 담당하므로 전체 시스템의 제어 부담이 적다. 하지만 V_{DC}가 최대 결합계수 조건에 따라 1200[V]까지 증가할 수 있기 때문에 높은 정격을 가지는 IPT 컨버터 2차 측 다이오드와 LLC 컨버터 스위치 사용이 필수적으로 요구된다.

3.2 IPT/LLC 컨버터 제어

IPT/LLC 컨버터 제어는 IPT 컨버터에서 FB, PS, HB 제어를 통해 V_{DC} 전압 변동 범위를 축소시킴으로써 LLC 컨버터에서는 FB 주파수 제어만을 수행하는 방식으로 그림 9와 같이 제어된다. 이때, LLC 컨버터가 FB 제어만으로 스위칭 주파수를 500[kHz] 이내로 만족하기 위해서는 V_{DC} 최대전압을 앞서 제시된 LLC 컨버터 제어 방식과 동일하게 600[V]로 제한해야 한다. 따라서 IPT 컨버터는 그림 5의 분홍색 그래프와 같이 결합계수 k에 따라 제어 방식이 결정되며, 전체 시스템은 그림 10과 같이 동작한다. 따라서 결합계수 0.099 - 0.146 조건에서는 FB 제어를 수행하며, 0.215 - 0.286 조건에서는 HB

TABLE Ⅲ
DESIGN PARAMETERS OF IPT CONVERTER

Component	Parameter
IPT converter switch	C3M0120090D
On resistance	120 [mΩ]
Diode forward voltage	4.8 [V]
IPT converter diode	C5D25170H
Forward voltage	1.5 [V]

TABLE Ⅳ
DESIGN PARAMETERS OF LLC CONVERTER

Component	Parameter
LLC converter switch	C2M0080170D
On resistance	80 [mΩ]
Diode forward voltage	1.35 [V]
LLC converter diode	C5D25170H
Forward voltage	1.5 [V]

제어를 통해 V_{DC} 전압 변동 폭을 400 - 600[V]로 제한한다. 또한, FB, HB 제어 영역을 제외한 결합계수 0.146 - 0.215 조건에서는 PS 제어를 통해 V_{DC} 전압을 600[V]로 고정한다. 이러한 방식으로 IPT 컨버터에서 FB, PS, HB 제어를 수행함으로써 LLC 컨버터의 입력전압 범위가 감소하여 LLC 컨버터는 FB 제어만으로 배터리 충전을 위한 승·강압 조건을 모두 만족할 수 있다. 이러한 제어 방식은 V_{DC} 변동 범위가 축소됨에 따라 IPT 컨버터 2차 측 다이오드와 LLC 컨버터 스위치 소자의 요구 정격을 낮출 수 있지만, 결합계수에 의해 IPT 컨버터 제어 방식이 결정되므로 결합계수를 예측하기 위하여 충전 시작 전 FB 제어 동작을 수행하여 V_{DC} 전압 센싱 후 측정된 값을 기반으로 결합계수 도출을 진행한다. 따라서 결합계수 예측을 위한 선행 작업이 필요하다는 점과 V_{DC} 전압에 대한 결합계수 데이터를 보유해야 하는 점, 제어 방식이 결정되는 경계점에서 센싱값의 미세한 오차로 인한 동작 오류 발생 가능성이 존재한다.

4. 제어 방식에 따른 효율 비교

4.1 시뮬레이션을 통한 손실 분석 방법

본 절에서는 제어 방식에 따른 IPT 및 LLC 컨버터의 손실 비교·분석을 진행한다. PSIM 시뮬레이션 및 데이터 시트 기반으로 손실을 계산하였으며 IPT 컨버터와 LLC 컨버터에서 사용되는 스위칭 소자는 표 3, 표 4와 같다. IPT 컨버터의 경우 전력용 반도체 손실과 인덕터에서 발생하는 손실, 보상 네트워크를 구성하는 커패시터의 ESR(Equivalent Series Resistance)에 의해 발생하는 손실을 분석하였다. IPT 컨버터의 송·수신 패드는 코어가 없는 공심 코어 구조로 매우 작은 값의 동손만 존재하므로 손실 분석에서 제외하였으며, DC_link 커패시터의 ESR 성분 또한 매우 작은 값으로 가정하여 손실 분석에서 제외하였다. LLC 컨버터의 경우 전력용 반도체 손실과 변압기 및 인덕터에서 발생하는 손실을 분석하였다. LLC 컨버터의 공진 탱크를 구성하는 커패시터와 출력 커패시터의 ESR 성분은 매우 작은 값으로 가정하여 손실 분석에서 제외하였다.

첫 번째로 IPT 컨버터와 LLC 컨버터에서 사용된 전력용 반도체 소자인 MOSFET에서 발생하는 손실 분석을 진행하였다. 크게 도통 손실과 스위칭 손실, 역 병렬 다이오드에서 발생하는 손실로 나타내며 손실 계산은 식 (1)-(4)를 이용하였다.

$$P_{MOSFET.loss} = P_{MOSFET.cond} + P_{MOSFET.sw} + P_{MOSFET.diode} \quad (1)$$

$$P_{MOSFET.cond} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (2)$$

$$P_{MOSFET.sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (3)$$

$$P_{MOSFET.diode} = V_f \cdot I_{avg} \quad (4)$$

두 번째는 다이오드에서 발생하는 손실을 분석하였다. 다이오드 손실은 크게 도통 손실과 역 회복 손실로 나타난다. 본 논문에서는 역 회복 손실이 거의 없는 Schottky 다이오드를 사용하였으며 다이오드 손실은 식 (5)를 통해 계산하였다.

$$P_{Diode} = V_f \cdot I_{avg} \quad (5)$$

다음으로 인덕터 및 변압기에서 발생하는 손실을 분석하였다. IPT 컨버터의 공진 인덕터와 LLC 컨버터의 변압기 및 인덕터에서 발생하는 손실로 도선에서 발생하는 동손과 코어에서 발생하는 철손으로 나누어 분석하였다. 변압기와 인덕터 코어에서 발생하는 손실은 제조사의 datasheet를 참고하여 계산하였으며, 동손은 식 (6), (7)을 통해 계산하였다.

$$P_{copper.T} = I_{pri_rms}^2 \cdot R_{pri_winding} + I_{\mathrm{sec_rms}}^2 \cdot R_{\mathrm{sec_winding}} \quad (6)$$

$$P_{copper.L} = I_{rms}^2 \cdot R_{winding} \quad (7)$$

마지막으로 IPT 컨버터 보상 네트워크를 구성하는 커패시터의 ESR에 의해 발생하는 손실을 분석하였다. 본 논문에서 사용된 보상 네트워크는 LCCL-S 토폴로지로 C_P, C_f, C_S 에서 발생하는 손실을 각각 계산하였다. 이때, C_P는 2직렬 9병렬, C_f는 16직렬 7병렬로 구성되며, C_S는 8직렬 8병렬로 구성된다. 입력전압 600[V]기준으로 각 커패시터에 흐르는 전류에 따라 식 (8)을 통해 손실을 계산하였다.

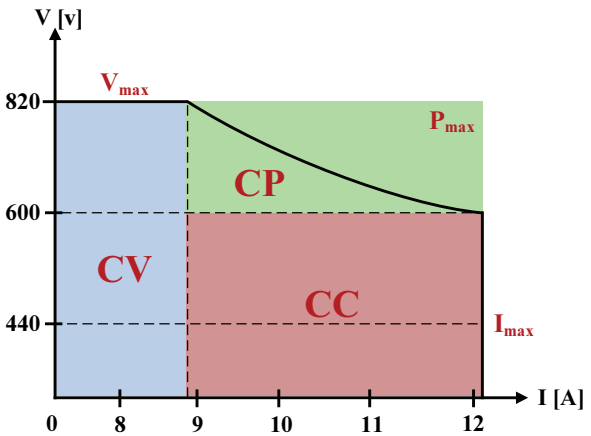


Fig. 11. CC-CP-CV battery charging profile.

TABLE V
LOSS ANALYSIS CONDITIONS ACCORDING TO THE COUPLING COEFFICIENT

Coupling Coefficient	Separation Distance [x, y, z]	IPT Input Voltage [V]	LLC Output Voltage [V]	Output Power [kW]
k_{min}	[75, 100, 170]	600 (FB)	440 (FB)	2.6, 5.3
			600 (FB)	3.6, 7.2
			820 (FB)	
k_{mid}	[0, 0, 155]	600 (FB)	440 (PS)	2.6, 5.3
			600 (PS)	3.6, 7.2
			820 (PS)	
		600 (PS)	440 (FB)	2.6, 5.3
			600 (FB)	3.6, 7.2
			820 (FB)	
k_{max}	[0, 0, 100]	600 (FB)	440 (HB)	2.6, 5.3
			600 (HB)	3.6, 7.2
			820 (HB)	
		600 (HB)	440 (FB)	2.6, 5.3
			600 (FB)	3.6, 7.2
			820 (FB)	

$$P_{ESR,C} = I_{rms}^2 \cdot R_{ESR} \quad (8)$$

4.2 시뮬레이션을 통한 손실 분석 결과

본 논문에서는 그림 11과 같이 CC-CP-CV 제어로 배터리 충전이 진행된다고 가정하며, 결합계수 k_{min}, k_{mid}, k_{max}조건에 따라 LLC 컨버터의 출력이 440[V], 600[V], 820[V]인 경우에 대하여 최대 출력이 7.2[kW]와 3.6[kW]인 조건에서 손실 분석을 진행하였다. 손실 분석 조건은 표 5와 같다. 그림 12는 7.2[kW]급 무선 충전 시스템에서 결합계수 k_{min} = 0.099, k_{mid} = 0.189, k_{max} = 0.286 조건에 대하여 LLC 컨버터 출력인 440[V]와 600[V], 820[V]로 나누어 총 9가지 조건에서 손실 분석을 진행한 결과이다. 먼저 그림 12(a)의 경우 IPT 컨버터는 LCCL-S 토폴로지 특성으로 결합계수가 증가할수록 출력전압이 증가하여 스위치 전류 증가로 인한 MOSFET 도통 손실이 증가하는 양상을 확인할 수 있다. 또한, 결합계수가 증가할수록 다이오드 정류기에 흐르는 전류는 감소하여 다이오드 손실이 감소하는 양상을 확인할 수 있다. 다음으로 LLC 컨버터가 7.2[kW] 출력을 내는 출력전압 600[V]와 820[V]인 경우를 비교하면 출력전압 600[V]일 때 전류가 가장 크므로 손실 총합이 가장 크게 나타났다. 다음으로 그림 12(b)의 경우 IPT 컨버터는 PS 제어 시 스위치의 역 병렬 다이오드 도통 손실이 크게 발생하여 총 손실이 가장 큰 것을 확인할 수 있으며, HB 제어하는 k_{max} 조건에서 full turn on 되는 스위치로 인하여 MOSFET 도통 손실이 증가함을 확인할 수 있

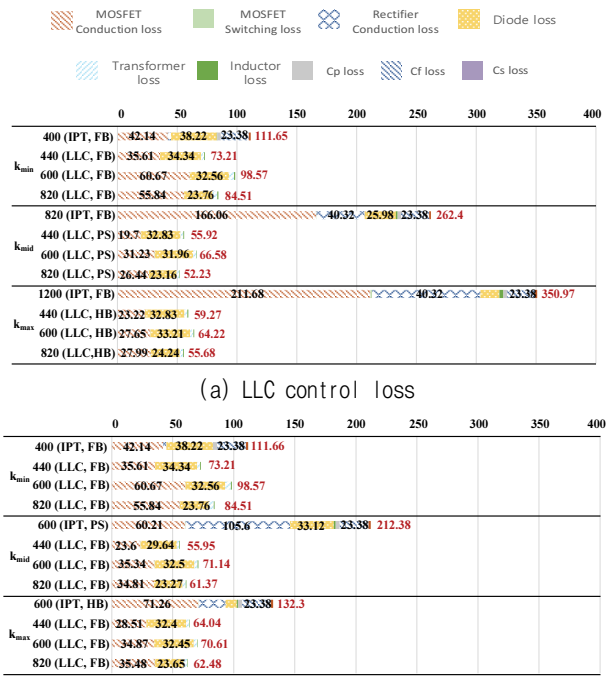


Fig. 12. Loss comparison according to control method under 7.2 [kW] output condition.

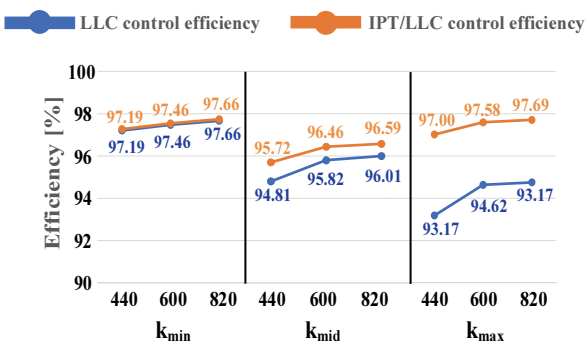


Fig. 13. Efficiency comparison according to control method under 7.2 [kW] output condition.

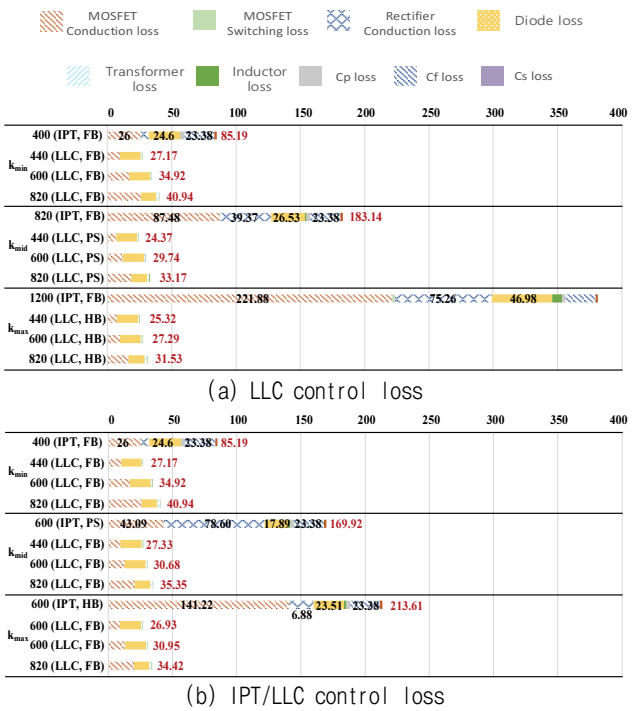


Fig. 14. Loss comparison according to control method under 3.6 [kW] output condition.

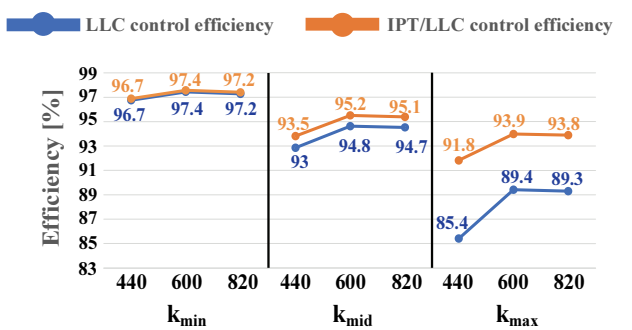


Fig. 15. Efficiency comparison according to control method under 3.6 [kW] output condition.

다. LLC 컨버터는 모든 결합계수 조건에서 항상 FB 제어를 수행하기 때문에 손실 양상에서 큰 변화가 없는 것을 확인하였다. 그림 13은 7.2[kW] 조건의 LLC 컨버터 제어 방식과 IPT/LLC 컨버터 제어 방식의 효율 그래프를 나타낸다. $k_{\min}$구간에서는 동일한 제어를 진행하므로 효율이 같은 것을 확인할 수 있으며, k_{mid}구간에서는 최대 0.91%, $k_{\max}$구간에서는 최대 4%의 효율 차이가 발생함을 확인할 수 있다. 따라서, 결합계수 변화에 대한 효율을 분석한 결과 IPT/LLC 컨버터 제어 방식의 효율이 더 우수한 것을 확인하였다. 그림 14는 출력을 3.6[kW]로 낮추어 손실 분석을 실시한 결과이며 그림 15는 이에 따른 LLC 컨버터 제어 방식과 IPT/LLC 컨버터 제어 방식의 효율 그래프를 나타낸다. 이를 통해 3.6[kW] 출력 및 7.2[kW] 출력 조건에서 모두 IPT/LLC 컨버터 제어 방식의 효율이 더 우수함을 확인하였다.

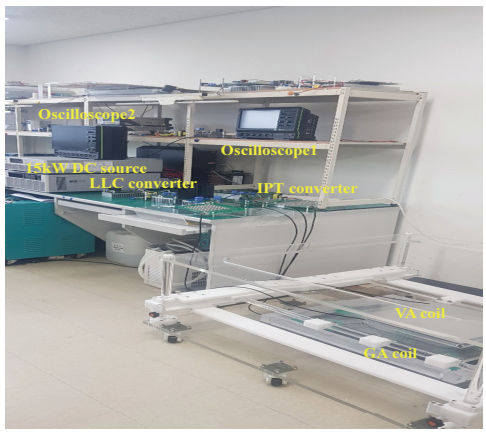


Fig. 16. Wireless charging system test pad.

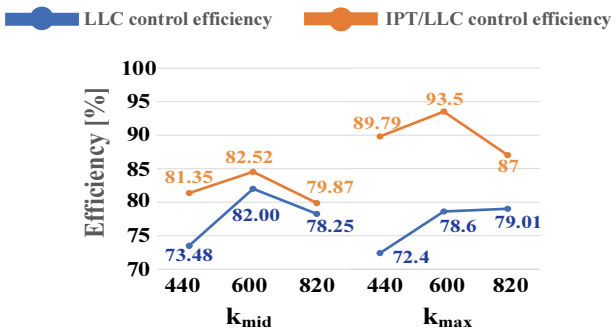


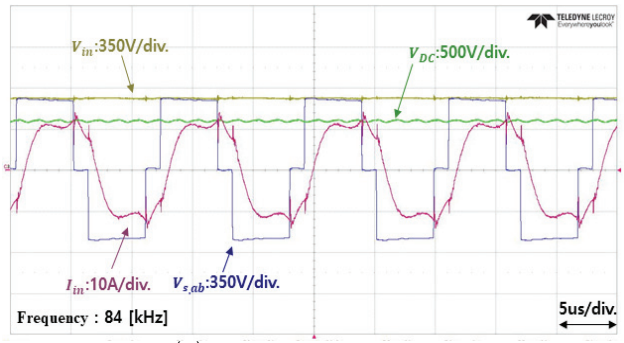
Fig. 17. Efficiency analysis of wireless charging system through experiment under 3.6 [kW] output condition.

4.3 실험을 통한 효율 비교

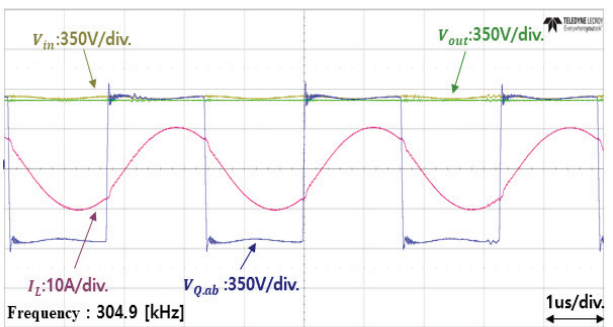
본 절에서는 실제 실험을 통해 두 가지 제어 방식의 손실을 비교·분석한다. 앞선 시뮬레이션 분석 결과 3.6 [kW] 출력과 7.2[kW] 출력 조건의 효율 양상이 동일함을 확인하였으므로 본 논문에서는 3.6[kW] 출력 조건으로 실험을 진행하였으며 실험 환경은 그림 16과 같다. 두 가지 제어 방식에 대하여 결합계수 $k_{\min}$ 조건에서는 제어가 동일하므로 효율 역시 동일하기 때문에 표 5에 명시되어 있는 k_{mid}, $k_{\max}$ 조건에서 효율 비교를 실시하였다. 3.6[kW] 제어 방식에 따른 실험 결과 각 제어 방식에 대한 효율은 그림 17과 같이 도출되었으며 시뮬레이션 결과와 동일한 양상으로 k_{mid} 조건에서는 최대 7.8%, $k_{\max}$ 조건에서는 최대 17.4%의 효율 차이가 발생함을 확인할 수 있다. 따라서 유·무선 통합 충전 시스템을 구성하는 무선 충전 시스템의 고효율 동작을 위하여 IPT/ LLC 컨버터 제어 방식의 효율이 더욱 우수함을 확인하였다.

4.4 실험 결과

그림 18과 그림 19는 k_{mid}와 $k_{\max}$조건에서 최대 효율을 내는 IPT 컨버터 및 LLC 컨버터 동작 파형이다. k_{mid} 조건에서 IPT 컨버터는 PS 제어를 수행하여 V_{DC}를 600[V]로 제한하며 LLC 컨버터에서 FB 제어를 통해

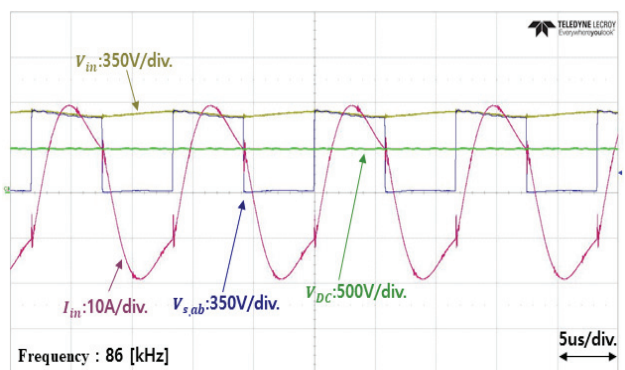


(a) IPT converter waveform

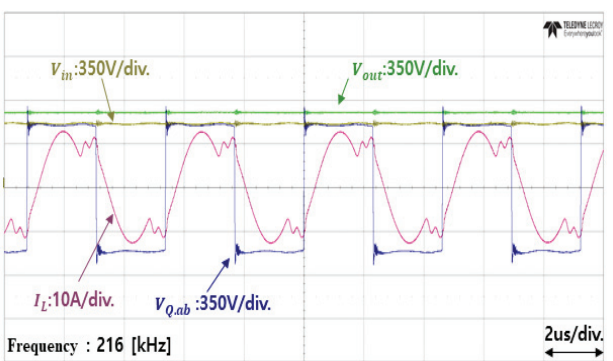


(b) LLC converter waveform

Fig. 18. Experimental waveforms with maximum efficiency under k_{mid} condition.



(a) IPT converter waveform



(b) LLC converter waveform

Fig. 19. Experimental waveforms with maximum efficiency under $k_{\max}$ condition.

출력전압을 600[V]로 제어함을 확인할 수 있다. $k_{\max}$ 조건에서 IPT 컨버터는 HB 제어를 수행하여 V_{DC} 전압을 600[V] 이내로 제한하며 LLC 컨버터는 FB 제어를 통한 600[V]의 출력전압을 확인할 수 있다. 이때, IPT 컨버터는 turn-off 전류가 5 - 10[A] 이내가 되도록 주파수 제어를 수행하였다. 이에 따라, k_{mid}에서는 84[kHz], $k_{\max}$에서는 86[kHz]로 제어하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 유·무선 통합 충전 시스템을 고려한 무선 충전 시스템의 고효율 설계를 위한 두 가지 제어 방식을 소개하였으며, 제어 방식에 따른 효율 비교를 통해 고효율 동작에 더욱 유리한 제어 방식을 선정하였다. 제어 방식에 따른 효율 비교를 위하여 PSIM 시뮬레이션을 통해 무선 충전 시스템을 구현하고 결합계수 조건에 따라 손실 분석을 실시하였다. 시뮬레이션을 통한 손실 분석 결과 결합계수가 증가함에 따라 IPT 컨버터에서 FB, PS, HB로 동작하고 LLC 컨버터에서 FB 제어만을 수행하는 IPT/LLC 컨버터 제어 방식의 효율이 더욱 우수한 것을 확인하였다. 다음으로 시뮬레이션 결과를 검증하기 위하여 두 가지 제어 방식을 실제 무선 충전 시스템에 적용하고, 시뮬레이션과 동일한 조건에서 효율 비교를 실시하였다. 실험 결과를 통해 IPT/ LLC 컨버터 제어 방식의 효율이 LLC 컨버터 제어 방식과 비교하면 최대 17.4% 높게 나타나며 무선 충전 시스템의 고효율 동작에 더욱 유리함을 확인하였다.

이 연구는 2020년도 산업통상자원부 및 산업기술평가관리원(KEIT) 연구비 지원에 의한 연구임. ('20011656')

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 2020R1A2C2003445)

References

[1] M. Chinthavali, O. C. Onar, S. L. Campbell, and L. M. Tolbert, "Isolated wired and wireless battery charger with integrated boost converter for PEV applications," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition,* Oct. 2015.

[2] D. Sim, J. Lee, W. Son, S. Ann, J. Byun, and B. K. Lee, "Design of DC-link voltage for high efficiency of wired/wireless integrated EV charger sharing DC-DC converter," *Power Electron. Conf.*, pp. 184 - 186, Aug. 2020.

[3] D. G. Woo, "Optimal design and control strategy of inductive power transfer charging system for electric vehicles," Ph.D. dissertation, Dept. Electron., Elect. &

Comput. Eng., Sungkyunkwan Univ., Suwon, Korea, 2016.
[4] S. J Ann, D. M Joo, M. K Kim, and B. K. Lee "High efficiency operation of the IPT converter with full and half bridge control for electric vehicles," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics* Vol. 22, No. 5, pp 423 - 430, Oct. 2017.
[5] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, "Asymmetrical voltage-cancellation control for full-bridge series resonant inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 2, pp. 461 - 469, Mar. 2004.
[6] J. W. Seo, H. S. Lee, S. Ann, J. Byun, M. Kim, and B. K. Lee "Loss analysis of inductive power transfer converter with phase-shift control," in *Proceedings of the Power Electronics Annual Autumn Conference*, pp. 157 - 158, Nov. 2016.

허훈(許訓)
1995년 7월 27일생. 2021년 안양대 정보전기전자공학과 졸업. 2021년~현재 성균관대 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정.

이주아(李周娥)
1996년 8월 7일생. 2020년 광운대 전기공학과 졸업. 2020년~현재 성균관대 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정.

심동현(沈東鉉)
1995년 3월 10일생. 2020년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2020년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정.

손원진(孫愿瑨)
1993년 12월 20일생. 2018년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정.

이병국(李秉國)
1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공박). 2002년~2003년 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장). 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member 및 IEEE VPPC 2012 조직위원장. 2016년~현재 국제전기기술위원회(IEC) 적합성평가위원회(CAB) 이사. 당 학회 학술위원장.