

DC-DC 컨버터 공유형 고효율 전기자동차 유·무선 통합 충전 시스템의 DC-link 전압 설계

심동현, 이주아, 손원진, 안상준, 변종은, 이병국[†]
 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과

Design of DC-link Voltage for High Efficiency of Wired/Wireless Integrated EV Charger Sharing DC-DC converter

Dong Hyeon Sim, Ju-A Lee, Won-Jin Son, Sangjoon Ann, Jongeun Byun, and Byoung Kuk Lee[†]

Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University

ABSTRACT

본 논문은 전기 자동차의 DC-DC 컨버터 공유형 유·무선 통합 충전 시스템의 고효율 동작을 고려한 최적의 DC-link 전압을 설계한다. DC-DC 컨버터의 입력 DC-link 전압 크기에 따라 유·무선 충전 방식 간 효율 특성이 상이하므로 DC-link 전압 크기별 유·무선 충전 시스템의 손실 분석을 진행한다. 손실 분석 결과를 바탕으로 유·무선 통합 충전 시스템의 고효율 동작을 위한 최적 DC-link 전압을 제안한다.

1. 서 론

현재 전기자동차 (electric vehicle, EV)의 충전 방식은 유선 충전 방식 및 무선 충전 방식 (inductive power transfer, IPT)으로 구분된다. 유선 충전 방식의 탑재형 충전기 (on-board charger, OBC)는 일반적으로 PFC (power factor correction) 컨버터와 DC-DC 컨버터로 구성된다. 이와 달리 IPT는 충전 스테이션에서 송신패드에 전력을 공급하고 제어하는 전력변환 회로가 구성되어 있고, 수신패드를 통해 전달된 전력을 배터리 프로파일에 맞는 전력으로 변환하는 전력변환회로가 차내에 탑재된다. 따라서 IPT 시스템은 PFC 컨버터, IPT 컨버터, 그리고 DC-DC 컨버터의 3-stage 구조로 구성된다^[1]. 이와 같이 두 충전 방식 간 충전 인프라와 전력변환회로의 구성이 상이하여 상호 간 호환이 불가능한 문제를 갖고 있다. 이를 해결하기 위해 두 가지 충전 방식을 결합하여 유선 충전과 무선 충전을 하나의 전력변환회로로 구현한 유·무선 통합 충전기에 대한 연구가 진행되고 있다. 유·무선 통합 충전기의 통합 회로는 두 가지 충전 방식의 회로를 결합하여 구성하게 되는데, DC-DC 컨버터를 공유할 경우 차내 탑재 시 차지하는 부피를 저감할 수 있다. 이러한 DC-DC 컨버터를 공유하는 유·무선 통합 충전기를 설계할 때, DC-DC 컨버터의 입력 DC-link 전압의 크기에 따라 전체 시스템의 효율 특성 차이가 나타나기 때문에, 고효율 동작을 고려한 최적의 DC-link 전압 설계가 필요하다.

따라서 본 논문에서는 DC-DC 컨버터 공유형 충전 시스템의 고효율 달성을 위해 최적의 DC-link 전압을 선정한다. 이를 위해 DC-link 전압별 각 시스템을 설계하고, 설계된 시스템의 유·무선 방식별 손실을 각각 시뮬레이션 및 데이터시트를 이용하여 분석한다. 손실 분석을 통해 유·무선 통합 충전 시스템의 고효율 동작을 위한 최적의 DC-link 전압을 도출한다.

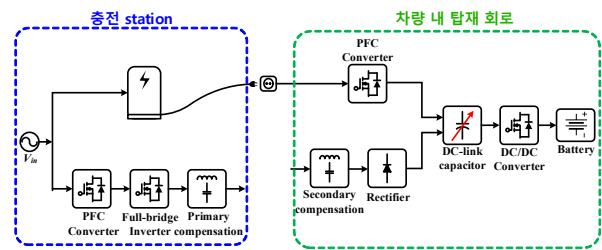


그림 1 유·무선 통합 충전 시스템의 개념도
 Fig. 1 Block diagram of wired/wireless integrated charger.

표 1 유·무선 통합 충전시스템의 설계 사양
 Table 1 Design specifications for wired/wireless charger

Parameter	Value	[Unit]
입력 전압, V_{in}	220	[V _{rms}]
입력 주파수, f_{in}	60	[Hz]
LLC dc-link 전압, V_{dc}	400-650	[V]
출력 전압, V_{out}	600	[V]
출력 전력, P_{out}	3.3	[kW]
LLC 공진 주파수, $f_{o,LLC}$	300	[kHz]
IPT 공진 주파수, $f_{o,IPT}$	85	[kHz]

2. 시스템 구성 및 손실 분석

2.1 토폴로지 선정

본 논문에서 제안하는 유·무선 통합 충전 시스템은 기존의 유선 및 무선 충전 시스템 구성을 토대로 DC-DC 컨버터를 공유하는 형태로서 그림 1과 같다. 유선 충전 방식의 경우 PFC 컨버터와 DC-DC 컨버터의 2-stage 구조로 구성된다. 무선 충전 방식의 경우 충전 스테이션에 포함되는 PFC, IPT 컨버터의 송신부, 그리고 차량에 탑재되는 IPT 컨버터의 수신부분과 DC-DC 컨버터로 구성한다. 표 1은 본 논문에서 구성한 유·무선 통합 충전 시스템의 설계 사양을 나타낸다.

그림 2 (a)는 유선 충전 회로의 세부 회로도들을 나타낸다. 유선 충전의 PFC 컨버터의 토폴로지는 boost PFC에 비해 도통 손실 및 사용 소자 수가 적고, bridgeless PFC에 비해 CM (common mode) noise가 적은 totem-pole PFC 컨버터로 선정하였다^[2]. DC-DC 컨버터의 토폴로지는 LLC 컨버터로 선정하였으며, LLC 컨버터는 높은 스위칭 주파수로 인한 전력밀도 증가 및 ZVS 동작을 통한 고효율 동작 등의 이점을 갖는

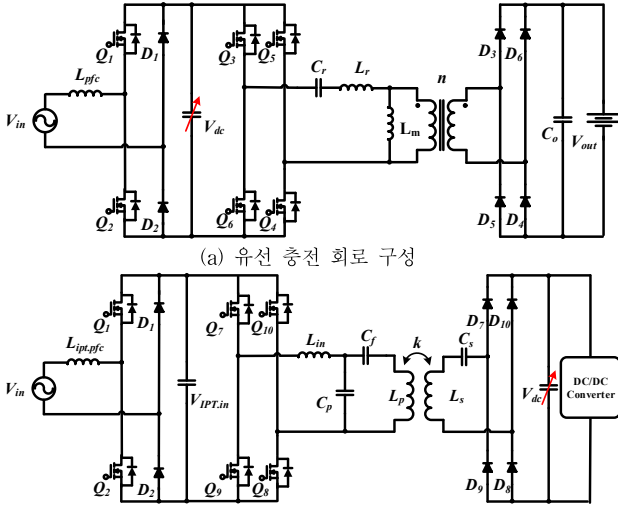


그림 2 전기자동차용 유·무선 통합 충전기의 세부 회로도
Fig. 2 Circuit diagram of wired/wireless charger for EV.

표 2 유·무선 통합 충전시스템의 파라미터
Table 2 System parameter of wired/wireless charger

DC-link	400V	450V	500V	550V	600V	650V
L_{pfc} [uH]	50.00	55.56	60.00	63.64	66.67	69.23
L_m [uH]	40.66	51.46	63.53	76.87	91.48	107.36
L_r [uH]	13.55	17.15	21.18	25.62	30.49	35.79
C_r [nF]	20.77	16.41	13.29	10.99	9.23	7.87
L_{in} [uH]	37.89	33.68	30.31	27.55	25.26	23.32
C_p [nF]	92.54	104.10	115.67	127.24	138.81	150.37
C_f [nF]	8.40	8.32	8.25	8.20	8.16	8.12
L_p [uH]			455.19			
L_s [uH]			75.58			
C_s [nF]			46.38			

다. DC-DC 컨버터의 입력 DC-link 전압은 유선 충전 방식의 경우 OBC의 PFC 컨버터 출력 전압, 무선 충전 방식의 경우 IPT 컨버터의 출력 전압과 동일하다.

무선 충전 회로의 세부 회로도도 그림 2 (b)와 같다. 무선 충전 방식에 적용한 PFC 컨버터의 토폴로지는 유선 충전 방식과 동일한 totem-pole PFC 컨버터로 선정했다. 무선 충전 PFC 컨버터의 출력 전압은 380 [V]로 일정하며, PFC 컨버터의 입력 인덕터 크기는 80 [uH]이다. IPT 컨버터는 그림 2 (b)와 같이 풀브릿지 인버터, 보상 네트워크, 다이오드 정류기로 구성된다. 전기 자동차용 무선 충전 시스템의 보상 네트워크는 DC-DC 컨버터의 출력 제어를 위해 정전압 특성을 갖는 토폴로지가 적합하다. 따라서 정전압 특성을 가지며 ZPA 주파수가 부하에 상관없이 일정하고, bifurcation 현상 발생 가능성이 적은 LCCL-S 토폴로지를 보상 네트워크로 선정하였다^[3].

2.2 시스템 설계

본 절에서는 DC-link 가변에 따른 유·무선 통합 충전 방식의 효율 비교를 위한 시스템을 설계한다. 각 컨버터의 설계 파라미터는 표 1의 사양을 고려하여 DC-DC 컨버터 입력 DC-link 전압의 크기를 출력 승압비를 고려하여 400~650 [V]까지 50 [V] 단위로 설계하였으며, 설계한 파라미터는 표 2와 같다.

표 3 손실 분석에 사용한 소자

Table 3 Devices used for loss analysis

Component	Parameter
PFC converter switch, Q_1-Q_2	C3M0120090D (900V/23A)
LLC converter switch, Q_3-Q_6	
On resistance, $R_{ds(on)}$	160 [mΩ]
Output capacitance, C_{oss}	40 [nF]
fall time, t_f	8 [ns]
PFC converter diode, D_1-D_2	STPSC15H12 (1200V/15A)
LLC converter diode, D_3-D_6	
Forward voltage	1.4 [V]
IPT converter switch, Q_7-Q_{10}	IPW65R080CFD (700V/43.3A)
On resistance, $R_{ds(on)}$	72 [mΩ]
Output capacitance, C_{oss}	0.215 [nF]
fall time, t_f	6 [ns]
IPT converter diode, D_7-D_{10}	APT15DQ100BCT (1000V/15A)
Forward voltage, V_f	2.5 [V]

2.3 시스템 손실 계산

본 절에서는 DC-link 전압 크기에 따른 유·무선 통합 충전 방식의 효율 비교를 위해 시뮬레이션 및 데이터시트를 기반으로 손실을 계산한다. 손실 분석에 사용된 소자의 정보는 표 3에 명시 하였다. 손실 계산 시 고려한 손실의 종류는 스위치 손실, 다이오드 손실, 인덕터 및 변압기의 자성 소자의 손실, 커패시터 손실이며 각 손실에 대한 계산 과정은 아래와 같다.

2.3.1 스위치 손실

통합 충전기 구성을 위해 사용된 전력 반도체 소자인 MOSFET에서 발생하는 손실은 도통 손실 ($P_{MOSFET,cond}$)과 스위칭 손실 ($P_{MOSFET,sw}$) 및 드레인-소스 사이의 출력 기생 커패시터에 의한 손실 ($P_{MOSFET,Coss}$)로 나타낼 수 있다. 스위칭 손실은 식 (1)-(4)와 같이 계산할 수 있다.

$$P_{MOSFET,loss} = P_{MOSFET,cond} + P_{MOSFET,sw} + P_{MOSFET,Coss} \quad (1)$$

$$P_{MOSFET,cond} = R_{DS(on)} \times I_{D,rms}^2 \quad (2)$$

$$P_{MOSFET,sw} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot (t_{d(off)} + t_f) \cdot f_s \quad (3)$$

$$P_{MOSFET,Coss} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{DS}^2 \cdot f_s \quad (4)$$

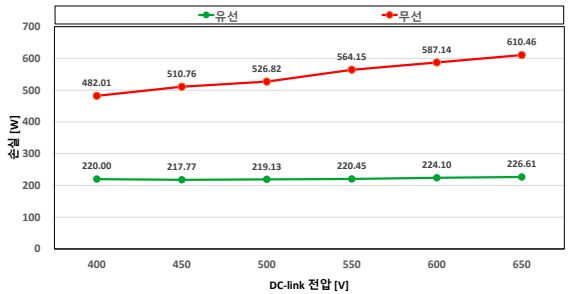
2.3.2 다이오드 손실

다이오드의 손실은 도통 손실과 역 회복 손실로 나타낼 수 있다. 그러나 본 논문에서는 역 회복 손실이 없는 Schottky diode를 사용하였으므로 다이오드 손실 (P_{diode})은 도통 손실만 계산하였다. 계산한 손실은 다이오드의 순방향 전압 (V_f)과 다이오드 전류의 평균 값 ($I_{D,avg}$)의 곱이며, 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

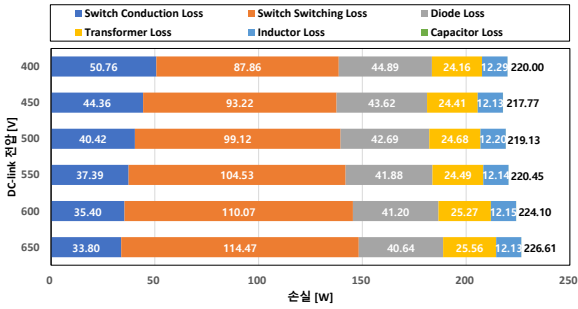
$$P_{diode} = V_f \cdot I_{D,avg} \quad (5)$$

2.3.3 자성소자 손실

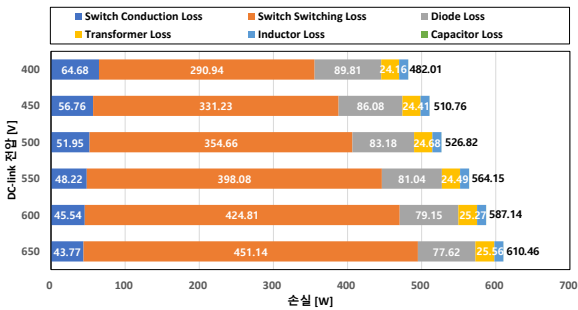
인덕터 및 변압기에서 발생하는 손실은 코어에서 발생하는 철손 ($P_{M,core}$)과 권선에 의한 동손 ($P_{M,copper}$)으로 나타낼 수 있다. 자성 소자의 철손은 코어의 데이터시트를 기반으로 구할



(a) DC-link 전압에 따른 전체 손실 분포



(b) 유선 충전 방식의 각 손실 분포



(c) 무선 충전 방식의 각 손실 분포

그림 3 전기자동차용 유·무선 통합 충전기 손실 분포

Fig. 3 Loss distribution of wired/wireless charger for EV.

수 있으며, 동손은 권선 직렬 저항 (R_{dc})와 자성 소자에 흐르는 전류의 실효치 ($I_{M,rms}$)를 통해 식 (7)과 같이 계산할 수 있다.

$$P_M = P_{Mcore} + P_{Mopper} \quad (6)$$

$$P_{Mopper} = I_{M,rms}^2 \cdot R_{dc} \quad (7)$$

2.3.4 커패시터 손실

커패시터의 손실은 직렬 등가 저항 성분 (equivalent series resistance, ESR)에 의해 발생한다. ESR은 DF (dissipation factor)로 도출할 수 있으며, DF는 식 (8)로 표현할 수 있다. 도출한 ESR 및 커패시터 전류의 실효값 ($I_{C,rms}$)을 바탕으로 커패시터 손실은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$DF = \tan \delta = (ESR) \times 2\pi f_{sw} C \quad (8)$$

$$P_C = ESR \times I_{C,rms}^2 \quad (9)$$

2.4 손실 분석 결과

그림 3 (a)는 DC-link 전압 크기에 따른 전체 시스템의 손실을 나타낸다. 또한, 충전 방식별 손실 변화의 원인을 분석하기 위해 각 소자별 손실의 크기를 분석하였다. 유선 충전 시 각 소자별 손실은 그림 3 (b)와 같고 무선 충전 시 각 소자별

손실은 그림 3 (c)와 같다. 두 충전 방식의 공통된 손실은 LLC 컨버터의 손실이며, DC-link 전압이 증가함에 따라 동일 전력에서 스위치에 흐르는 전류가 감소하여 도통 손실은 감소하고 스위칭 손실은 증가하게 된다. 반면, 유선 충전 방식의 PFC 컨버터는 출력 전압이 증가할수록 역병렬 다이오드 도통 구간이 감소하여 스위치에 흐르는 전류는 증가한다. LLC 컨버터의 전류 감소에 따른 손실 감소량이 PFC 컨버터의 전류 증가에 따른 손실 증가량보다 크기 때문에 스위치의 전체 도통 손실은 DC-link 전압이 클수록 감소한다. 하지만, 스위칭 손실은 LLC 컨버터와 PFC 컨버터 모두 증가하여 유선 충전 방식의 경우 DC-link 전압이 커질수록 전체 손실은 증가하는 양상을 갖는다. 무선 충전 방식의 경우 PFC 컨버터는 동일 전압 제어로 동일한 손실을 가지며, IPT 컨버터의 송·수신 패드 인덕턴스는 동일한 것에 비해 나머지 토폴로지의 파라미터들이 변동되어 DC-link 전압이 증가함에 따라 1차측 보상 네트워크에 흐르는 전류의 크기가 증가하게 된다. 따라서 DC-link 전압이 증가할수록 스위치의 도통 및 스위칭 손실이 증가하여 전체적인 손실이 증가하게 된다. 결과적으로 고효율 동작을 위한 DC-DC 컨버터 입력 DC-link 전압의 크기는 400 [V]일 때 가장 효율이 좋은 것을 확인하였다.

3. 결론

본 논문에서는 DC-DC 컨버터 공유형 전기자동차용 유·무선 통합 충전 시스템의 DC-link 전압 크기에 따른 손실을 비교·분석하였다. 이를 위해 DC-link 별 각 충전 방식에 맞는 전력 변환 회로를 설계하였으며, 설계된 시스템을 바탕으로 시뮬레이션과 데이터 시트를 활용하여 손실을 계산하였다. 그 결과 DC-DC 컨버터의 입력 DC-link 전압이 400 [V]일 때 손실이 최소임을 확인하였다.

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

참고 문헌

- [1] Chwei-Sen Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, Oct. 2005.
- [2] B. Su and Z. Lu, "An Interleaved Totem-Pole Boost Bridgeless Rectifier With Reduced Reverse-Recovery Problems For Power Factor Correction," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1406-1415, June 2010.
- [3] M. Kim, D. Joo, B. K. Lee, and D. Woo, "Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient," *IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo. (APEC)*, Tampa, FL, pp. 3648-3653, Mar. 2017.