

LCC-S 공진 방식을 갖는 무선 충전 시스템의 출력전압에 따른 손실분석 연구

조철희, 김승민, 설대중, 김동희[†]
 전남대학교 전기공학과

Loss Analysis of Inductive Power Transfer System considering Output Voltage Variation based on LCC-S Compensation Topology

Cheol-Hee Jo, Seung-Min Kim, Dae-Jung Seol, Dong-Hee Kim[†]
 Department of Electrical Engineering, Chonnam National University

ABSTRACT

본 논문은 LCC-S 보상회로를 적용한 무선충전시스템의 출력전압 크기에 따른 송신부와 수신부 시스템의 손실을 비교하여 출력전압 설계 기준을 제시한다. 출력전압에 따라 풀 브리지 인버터와 송수신 PAD 및 보상회로, 정류기의 손실을 분석한다. 출력전압에 따른 송수신 시스템의 손실을 비교하여 LCC-S 공진 방식을 적용한 무선충전 시스템의 출력전압을 설계하는 기준을 제시한다. 출력전압에 따른 3.3kW 급 프로토타입을 제작하여 실험을 통해 제안된 분석의 타당성을 검증한다.

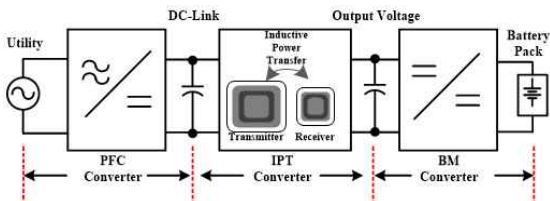
1. 서론

최근 소비자의 편의성 요구사항이 증대됨에 따라 휴대용 기기 및 전기자동차 충전기 등의 분야에서 무선전력전송을 위해 자기유도방식 (Inductive Power Transfer, IPT)의 무선전력전송 기술이 연구되고 있다.^[1] 무선충전시스템은 일반적인 변압기와 달리 송수신측 코일의 누설 인덕턴스가 매우 크므로 다양한 보상회로가 적용된다.

배터리의 부하특성과 일정전압 충전특성을 고려하여 LCC-S 보상 토폴로지를 적용한 IPT 시스템은 널리 이용된다. IPT 컨버터의 출력전압은 보편적으로 IPT 컨버터에 대한 고려 없이 배터리 관리 (Battery Management, BM) 컨버터의 입력전압 범위에 맞추어 설계된다.

따라서 본 논문은 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 송수신 시스템의 손실을 분석하여 경부하, 중간 부하, 중부하 시 최대 효율을 갖는 출력전압을 각각 도출하였다. 또한, 출력전압과 충전전압을 고려하여 BM 컨버터를 선정하고 출력전압에 따라 IPT 및 BM 컨버터 3.3kW급 하드웨어를 제작하여 본 논문의 타당성을 검증했다.

2. IPT 시스템의 송수신부 분석



1 무선전력전송 시스템

Fig. 1 Wireless Power Transfer System

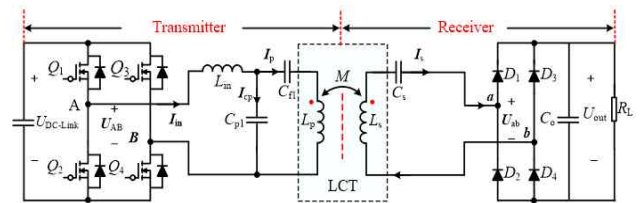


그림 2 LCC-S 보상회로가 적용된 IPT 컨버터

Fig. 2 IPT Converter with LCC-S compensated topology

2.1 LCC-S 보상회로가 적용된 IPT 컨버터

그림 1과 같이 무선충전 시스템은 역률개선 (Power Factor Converter, PFC)을 위한 PFC 컨버터와 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하기 위한 IPT 컨버터, 배터리의 잔존용량 (State of Charge, SOC)에 따라 출력을 제어하는 BM 컨버터로 구성된다. LCC-S 보상회로가 적용된 IPT 컨버터는 입력 DC-link 및 출력전압에 따라 보상회로가 설계되어진다. 따라서 일정한 DC-link 전압에서 보상회로를 다르게 설계하여 다양한 출력전압 특성을 가질 수 있다. BM 컨버터는 송수신 코일의 결합계수 ()에 비례하는 IPT 컨버터 출력전압범위와 배터리 충전 프로파일에 따른 배터리 전압범위를 고려하여 설계되어진다. 따라서, 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 효율 및 성능을 고려하여 IPT 컨버터의 보상회로를 설계하고 IPT 컨버터의 출력전압과 배터리 전압을 고려하여 BM 컨버터를 설계할 수 있다.

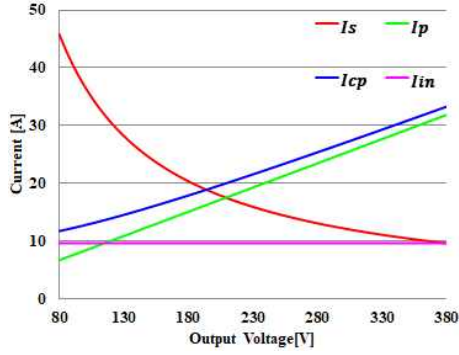
출력전압에 따른 IPT 컨버터의 송수신측 전류는 다음 식과 그림 3과 같이 각각 반비례하는 특징을 갖는다. 따라서 송수신측의 손실을 계산하고 비교하여 출력전력에 따른 최적의 출력전압 설계가 가능하다.

$$n = \frac{P_{out}}{U_{C-link}} \quad (1)$$

$$I_{cp} = \frac{P_{out}}{U_{DC-link}} + j \frac{U_{ab}}{\omega M} \quad (2)$$

$$I_p = \frac{U_{ab}}{j\omega M} \quad (3)$$

$$I_s = \frac{P_{out}}{U_{ab}} \quad (4)$$



3 출력전압에 따른 LCC-S 보상회로 전류

Fig. 3 LCC-S compensated circuit current according to output voltage [$3.3kW, M=20\mu H, f=85kHz$]

2.2 IPT 컨버터의 송수신부 손실 분석

IPT 컨버터의 송신부는 풀 브리지 인버터와 송신측 보상회로 및 송신 PAD로 구성된다. 풀 브리지 인버터의 손실은 도통 손실과 스위칭 손실, 기생 커패시터, 다이오드 손실 등으로 구성된다. I_{in} 에 비례하는 도통 손실과 스위칭 손실은 인버터 손실에 가장 큰 부분을 차지한다. I_{in} 의 경우 ZPA(Zero Phase Angle)에서 동작 시 출력전압과 상관없이 출력전력에 비례한다. 따라서 인버터의 손실은 출력전압과 무관한 것을 알 수 있다.

송신측 보상회로는 L_{in} 과 C_p , C_f 로 구성된다. 인덕터의 손실은 동손과 철손으로 구분된다. 동일한 litz wire와 코어를 통해 인덕터를 설계할 시 인덕턴스의 값에 비례하여 인덕터의 손실이 결정된다. 출력전압에 반비례하여 인덕턴스의 값이 결정되므로 인덕터의 손실은 출력전압에 반비례한다. 하지만, 출력전압에 상관없이 I_{in} 이 일정하고 다른 보상회로 전류에 비해 크기가 작은 것을 고려하면 인덕터 손실은 출력전압에 크게 상관이 없는 것을 알 수 있다. 커패시터의 손실은 커패시터에 의한 리액턴스(X_c) 성분과 등가 직렬 저항의 비율인 Dissipation Factor를 통해 계산할 수 있다. 따라서 C_p , C_f 의 손실은 각각 I_p , I_{cp} 의 제곱에 비례하여 증가하므로 보상 Capacitor의 손실은 출력전압에 비례하여 증가하는 것을 알 수 있다.

송신측 PAD의 손실은 동손과 철손으로 구분된다. 먼저 코일의 저항은 고주파수 동작으로 인한 DC 저항과 AC 저항으로 구분된다. DC 저항의 경우 코일의 단면적과 길이에 의해 도출될 수 있고 AC 저항은 표피효과와 근접효과를 고려하여 도출될 수 있다.

송신측 PAD의 철손은 Steinmetz Equation(SE) 식을 통해 표현될 수 있다. σ_{ore} 와 α , β 의 경우 실험적으로 구해지는 값이며, 통상 제조사에서 데이터를 제공한다. 본 논문은 PC95를 사용했으므로 철손 계수는 각각 0.074, 1.43과 2.85이다. 송신 코어의 자속은 누설자속과 상호자속으로 구분되며 자기인덕턴스와 상호인덕턴스, 턴 수 및 코일전류를 통해 식 (9)와 같이 도출될 수 있다. 그림 4는 간략화 된 송수신 패드의 자속 분포를 보여준다. 송신측 PAD의 코어 손실 또한, 송신측 코일 전류 I_p 에 비례하여 자속밀도가 생성되므로 출력전압에 비례하는 것을 알 수 있다.

$$\sigma_{core} = k_{core} f^\alpha B_{peak}^\beta \quad (7)$$

$$\Phi_{p,total} = \Phi_{p,leakage} + \Phi_{p,mutual} \quad (8)$$

$$\Phi_{p,total} = \frac{L_p I_p}{N_p} \quad (9)$$

$$\Phi_{p,mutual} = \frac{M I_p}{N_s} \quad (10)$$

$$\Phi_{p,leakage} = \Phi_{p,total} - \Phi_{p,mutual} \quad (11)$$

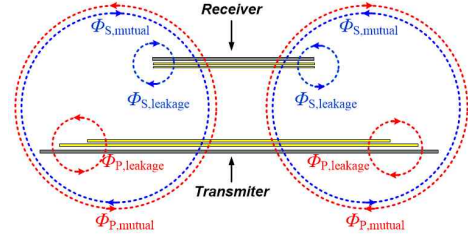


그림 4 송수신 코일 패드의 단순화된 자속 분포도

Fig. 4 Simplified magnetic flux distribution of PAD

IPT 컨버터의 수신부는 수신코일 PAD와 보상회로 C_s 및 정류기로 구성된다. 수신측 PAD와 C_s 의 손실은 송신부 손실 분석과 동일한 방법으로 계산될 수 있다. 다이오드 정류회로의 손실은 도통 손실과 역회복 손실로 구분되어진다. 하지만, 본 논문에서는 쇼트키 다이오드를 사용했으므로 역회복 손실이 발생하지 않아 식 (12)와 같이 도통 손실만 고려한다. 수신 PAD 및 정류기의 손실은 I_s 에 비례하여 증가하므로 송신부와 달리 출력전압에 반비례하는 것을 알 수 있다.

$$P_{iode,cond} = V_{TH} I_{s,avg} + R_D I_s^2 \quad (12)$$

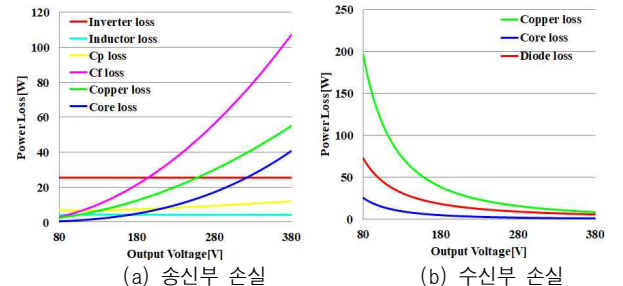


그림 5 3.3kW 시 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 송수신부 손실

Fig. 5 Tx,Rx loss of IPT converter according to output voltage [$P_o = 3.3kW, M=20\mu H, f=85kHz$]

2.4 IPT 컨버터의 송수신부 손실 비교 분석 및 BM 컨버터 선정

위의 분석과 같이 IPT 컨버터의 손실은 해당 부분의 전류에 비례하는 것을 알 수 있고 모든 전류는 식 (1) - (4)와 같이 출력전력과 전압으로 표현이 가능하다. 따라서 IPT 컨버터의 송수신 손실은 출력전력 및 전압에 따라 계산이 가능하다. 이 식을 이용하여 주된 운전영역에 맞추어 최적의 출력전압이 도출될 수 있다. 표 1과 같이 최적의 효율을 갖는 출력전력을 설정하여 출력전압을 도출하고 이에 따라 IPT 컨버터 및 BM 컨버터를 설계할 수 있다.

$$P_{IPT,loss}(I_{in}, I_{cp}, I_p, I_s) = P_{IPT,loss}(P_{out}, U_{ab}) \quad (13)$$

$$\frac{\partial P_{IPT,loss}}{\partial U_{ab}} = 0 \quad (14)$$

1 출력전압 설정에 따른 IPT 컨버터 및 BM 컨버터

Table 1 IPT Converter and BM Converter according to Output Voltage

	Case1	Case2	Case3
최적 운전점	800[W]	1400[W]	2400[W]
출력전압 범위 [V]	130 - 220	170 - 275	220 - 350
LCC-S 공진 파라미터	$n = 58\mu H$ $C_p = 59nF$ $C_f = 22nF$ $C_s = 14nF$	$L_{in} = 44\mu H$ $C_p = 77nF$ $C_f = 20nF$ $C_s = 14nF$	$L_{in} = 34\mu H$ $C_p = 100nF$ $C_f = 19nF$ $C_s = 14nF$
BM 컨버터	Boost Converter	Buck Boost Converter	Buck Boost Converter
송수신 PAD 파라미터	$L_p = 216\mu H, L_s = 237\mu H, k = 0.08 - 0.14$ $N_p = 15, R_{p, cop} = 54m\Omega$ $N_s = 22, R_{s, cop} = 93m\Omega$ 송신 패드 크기 : 600 X 440 X 22 mm ³ 수신패드 크기 : 240 X 240 X 38 mm ³		
이격거리	수직 이격거리 : 100mm 수평 이격거리 : ±150mm		
충전전압 범위[V]	240 - 410		
MOSFET 및 다이오드	MOSFET : C3M0030090K 다이오드 : IDW20G120C5B		

그림 6과 같이 출력전압이 높게 설계될수록 송신부의 손실은 증가하며 수신부의 손실은 출력전력에 따라 더욱 완만하게 증가하는 것을 알 수 있다. 또한, 모든 경우에 송신부와 수신부의 손실이 같아지는 지점에서 출력전력 대비 손실이 가장 적은 것을 알 수 있다.

JMAG 시뮬레이션을 이용하여 송수신측의 자속밀도를 확인할 수 있으며 그림 7과 같이 출력전압이 높게 설계될수록 송신측의 자속밀도가 증가하고 반대로 낮게 설계될수록 수신측의 자속밀도가 증가하는 것을 알 수 있다.

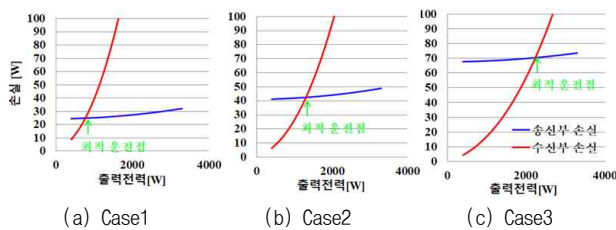


그림 6 k_min에서 Case 별 최적 운전점
Fig. 6 Optimal Operating Point according to Cases

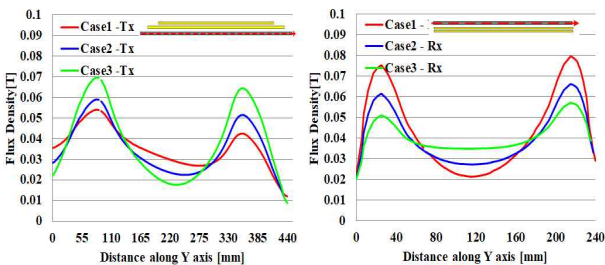


그림 7 k_min 지점에서 Case 별 송수신 PAD의 자속밀도
Fig. 7 Magnetic flux density according to Cases in k_min

2.5 실험결과

최소결합계수를 기준으로 Case에 따라 정격 3.3kW의 IPT 컨버터를 제작하고 BM 컨버터의 경우 Case1만 Boost 컨버터, Case 2, 3는 최대 결합계수의 출력전압을 고려하여 Buck-Boost 컨버터를 제작하였다. 그림 8는 각각 최소 결합계수 및 최대 결합계수에서 IPT 컨버터와 BM 컨버터의 전체 효율 및 출력전압을 나타낸다.

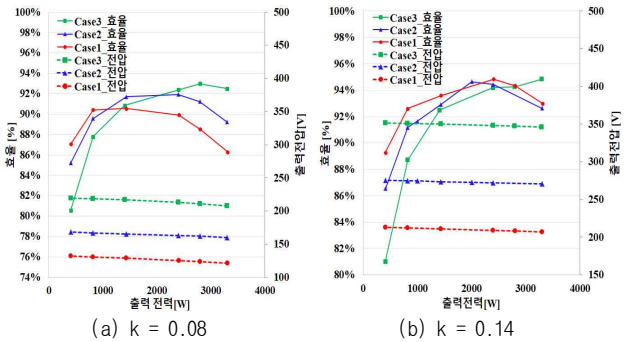


그림 8 Case 별 효율 및 출력전압
Fig. 8 Efficiency and Output Voltage according to Cases

실험결과, 최소결합계수에서 예상과 동일하게 Case1의 경우 출력 0.82kW에서 최대 90%의 효율을 가지며, Case 2의 경우 1.43kW에서 92%, Case3의 경우 2.8kW에서 93%의 효율을 가지는 것을 확인하였다. 그림 9는 3.3kW 시 Case에 따른 IPT 및 BM 컨버터의 손실을 나타내며 출력전압 크기에 따라 송수신 시스템의 손실이 각각 반비례하는 특징을 갖는 것을 알 수 있다.

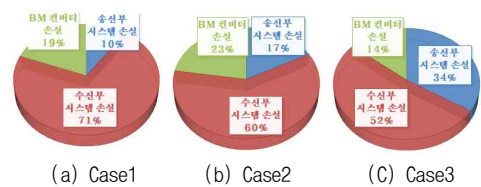


그림 9 Case 별 IPT 컨버터의 송수신 손실 및 BM 컨버터 손실
Fig. 9 Loss of IPT Converter and BM Converter according to Cases 3.3kW, k = 0.08

3. 결론

본 논문은 출력전압에 따라 IPT 컨버터의 송수신 측 손실을 비교하여 최적 운전점을 도출하고, IPT 컨버터의 출력전압 범위에 따라 BM 컨버터를 설계하여 전체 시스템의 손실을 분석하였다. 실험결과, 출력전압의 크기에 비례하여 IPT 컨버터 송신부의 손실이 증가하고 수신부의 손실은 감소하는 것을 확인하였다. 따라서 본 논문은 무선충전 및 전기자동차와 같은 무선충전 시스템의 최적 설계를 위한 출력전압 선정 시 적용될 수 있을 것이다.

본 연구는 한국전력공사의 2018년 착수 에너지 거점대학 클러스터 사업에 의해 지원되었음 (과제번호:R18XA04)

참고 문헌

[1] 김성민, 김상원, 문정익, 조인귀 . (2016). 무선충전 기술동향과 발전방향. [ETRI] 전자통신동향분석, 31(3), 0-0.