

고전력밀도 OBC 개발을 위한 LLC 공진형 컨버터 스위칭 주파수 설계

이재한, 손원진, 안상준, 변종은, 이병국[†]
 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과

Switching Frequency Design of LLC Resonant Converter for High Power Density On Board Charger

Jae Han Lee, Won-Jin Son, Sangjoon Ann, Jongeun Byun, and Byoung Kuk Lee[†]
 Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University

ABSTRACT

본 논문에서는 3.3 [kW] on board charger (OBC)의 고전력 밀도 달성을 위한 LLC 공진형 컨버터의 최적 스위칭 주파수를 설계한다. 스위칭 주파수에 따라 달라지는 손실 양상 및 전력 밀도를 분석하기 위해 각 스위칭 주파수 별 반도체 소자 손실을 계산하고, 각 주파수에 적합한 변압기를 설계하여 주파수 변화에 따른 시스템 손실과 부피를 비교한다. 비교 결과를 바탕으로 최적 스위칭 주파수를 설계한다.

1. 서론

전기 자동차 충전을 위한 on board charger (OBC)는 시스템 전체가 차량 내부에 설치되기 때문에 차량 설계 시 배터리와 함께 차량 내부에 큰 부피를 차지한다. 따라서 이러한 문제를 해결하고자 최근 OBC의 전력 밀도를 향상시키기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 전력밀도 향상을 위한 방법으로는 스위칭 주파수를 증가시켜 자성 소자의 부피를 저감하는 것이 일반적이는데, 스위칭 주파수가 증가하게 되면 반도체 소자의 스위칭 손실과 자성 소자의 철손이 증가하여 시스템 전반의 효율이 저하된다는 단점이 있다. 또한, 스위칭 주파수에 따른 부피 저감이 선형적으로 이루어지지 않고 설계 방식에 따라 다르게 나타나기 때문에 효율과 전력 밀도를 같이 고려한 최적 스위칭 주파수 설계가 요구된다.

따라서 본 논문에서는 고효율 및 고전력밀도 OBC를 위한 최적 스위칭 주파수를 설계한다. 이를 위해 각 주파수에 따른 회로 파라미터를 설계하고 설계된 회로의 파라미터를 토대로 변압기를 설계하여 각 조건에 따른 시스템 부피와 손실 양상의

변화를 분석한다. 분석 결과를 토대로 고효율 및 고전력밀도 OBC 구현을 위한 최적 스위칭 주파수를 설계한다.

2. 시스템 설계

2.1 LLC 공진형 컨버터 설계

일반적으로 OBC에 적용되는 토폴로지는 phase shift full bridge (PSFB) 컨버터와 LLC 공진형 컨버터이다.^[1] 이 중 PSFB 컨버터는 넓은 범위의 전압 제어에 용이하지만 출력 인덕터의 존재로 인해 손실 및 시스템 부피가 증가하는 반면 LLC 공진형 컨버터의 경우 자성 소자를 변압기 하나만 사용하여 효율 및 전력 밀도 면에서 큰 이득을 얻을 수 있기 때문에 고효율 고전력밀도 OBC 구현에 더 적합하여 본 논문에서는 그림 1과 같이 LLC 공진형 컨버터로 선정하여 설계를 진행하였다. 이 때 각 시스템 파라미터는 표 1에 나타난 시스템 사양을 고려하여 스위칭 주파수에 따라 설계하였고 그 결과를 표 1에 나타내었다. 이 때 스위치는 고주파 스위칭을 위해 스위칭 특성이 우수한 SiC MOSFET으로 선정하였다. 그러나 SiC MOSFET은 역병렬 다이오드의 V_f 가 커 다이오드에 의한 도통 손실이 크게 나타나기 때문에 V_f 가 작은 다이오드를 추가적으로 연결하여 도통 손실을 저감하였다. 공진 인덕터는 외부적으로 추가하지 않고 변압기의 누설 인덕턴스를 통해 구현하였고 이를 고려하여 LLC 공진형 컨버터의 $L_m : L_s$ 비를 설계하였다.

2.2 변압기 설계

변압기는 기본적으로 큰 부피로 인해 전력밀도에 큰 비중을

표 1 스위칭 주파수에 따른 시스템 파라미터
 Table 1 System parameters according to switching frequency

Parameter	Value				
V_{in} [V]	380				
V_o [V]	570				
f_{sw} [kHz]	100	150	200	250	300
$N_p : N_s$	2 : 3				
L_m [μH]	50.805	33.867	25.402	20.322	16.935
L_s [μH]	5.645	3.763	2.822	2.258	1.882
C_s [nC]	448.721	299.147	224.361	179.488	149.574
1차측 스위치	C3M0120090D (900V, 23A)				
1차측 다이오드	STBR3012WY (1200V, 30A)				
2차측 스위치	C2M0160120D (1200V, 19A)				

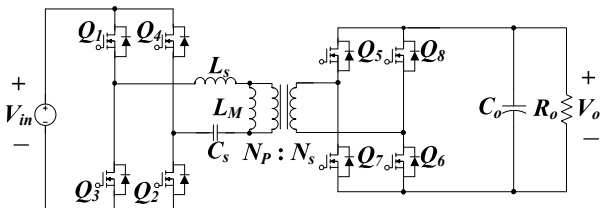


그림 1 3.3kW LLC 공진형 컨버터 회로도
 Fig. 1 Circuit diagram of 3.3kW LLC converter.

차지할 뿐만 아니라 스위칭 주파수가 증가함에 따라 변압기 철손 또한 증가하여 고주파 동작 시 효율에 큰 영향을 주기 때문에 스위칭 주파수에 따른 설계 시 가장 먼저 고려되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 스위칭 주파수에 따른 변압기의 크기와 손실을 고려한 변압기 설계를 진행한다. 먼저 변압기의 크기에 대한 설계식은 식 (1)과 같이 나타난다.

$$A_p = A_e A_{cw} = \frac{P_o D_{cma}}{10 \times K_f B_{peak} f} [cm^4] \quad (1)$$

위 수식에서 A_p 는 코어의 유효 단면적 A_e 와 유효 창면적 A_{cw} 의 곱으로 나타나고, K_f 는 사용 토폴로지에 따른 상수로 full-bridge inverter의 경우 0.0014가 된다. D_{cma} 는 전류밀도를 나타내는 것으로 단위는 [cir. mils/A]이고 본 논문에서는 500으로 선정하였다. 또한 B_{peak} 의 경우 교류 입력에 의한 자속 변화량을 나타내고 단위는 [mT]로 표기한다. 이 때 B_{peak} 의 크기와 주파수에 의해 변압기의 철손이 결정되기 때문에 본 논문에서는 코어의 크기와 손실을 모두 고려하기 위해 B_{peak} 가 50, 100, 150, 200, 250, 300 [mT]인 조건 각각에 대하여 코어 크기 선정을 진행하였다. 이때 코어의 형상은 일반적으로 A_p 값이 가장 크게 나타나는 PQ 코어로 선정하였고, 코어의 재질은 철손이 작은 PC95로 선정하였다. 그 결과, 50 [mT] 기준 설계를 진행하였을 때는 PQ 코어의 최대 규격을 초과한 값이 나타났고, 그 외 조건에 대해서는 적절한 코어의 선정이 가능했다. 그러나 실제 변압기의 설계를 위해서는 코어의 크기 외에도 자속 밀도 구현을 위한 턴 수와 그에 따른 L_m 값 또한 고려해야 하며, 이 때 L_m 의 크기는 식 (2)와 같이 나타난다.

$$L_m = N^2 A_L \times 10^{-3} [\mu H] \quad (2)$$

위의 식 (2)에서 A_L 의 크기는 코어의 air gap을 통해 조절할 수 있는데, air gap에 따른 A_L 의 크기는 식 (3)의 형태로 나타나며 그 코어의 datasheet에서 얻을 수 있다.

표 2 L_m 을 고려한 air gap 설계 및 코어 크기 선정
Table 2 Air gap design and core selection considering L_m

Flux density [mT]	Design parameter	Frequency [kHz]				
		100	150	200	250	300
50	Core size			5050	5050	5050
	gap [mm]			56.36	43.22	33.71
100	Core size	5050	5050	5050	5050	5050
	gap [mm]	23.41	14.00	9.72	8.13	5.82
150	Core size	5050	5050	5050	5050	5050
	gap [mm]	8.38	5.01	3.48	2.91	2.08
200	Core size	5050	5050	3535	3535	3230
	gap [mm]	4.04	2.42	2.73	2.07	2.68
250	Core size	5050	3535	3230	3230	3230
	gap [mm]	2.14	2.24	1.95	1.75	1.40
300	Core size	3535	3535	3230	3230	3220
	gap [mm]	2.36	1.61	1.33	1.12	0.79

표 3 자속 밀도 및 주파수에 따른 턴 수

Table 3 Number of turns according to flux density and switching frequency

Flux density [mT]	Design parameter	Frequency [kHz]				
		100	150	200	250	300
200	N_p	18	12	14	12	12
	N_s	27	18	21	18	18
250	N_p	14	16	14	12	10
	N_s	21	24	21	18	15
300	N_p	20	14	12	10	8
	N_s	30	21	18	15	12

$$A_L = k_1 \times \text{airgap length}^{-k_2} [nH/N^2] \quad (3)$$

단, 적절한 L_m 을 얻기 위해서는 air gap의 크기가 과도하게 커질 수 있는데 그 경우 외부로 누설되는 자속에 의해 추가적인 손실이 나타나게 되고 이는 전체 효율과 방열 설계에 악영향을 미치게 된다. 따라서 설계를 진행할 때 이러한 점을 감안하여 air gap이 지나치게 크게 나타나는 경우 코어의 크기를 증가시킴으로써 B_{peak} 조건 충족을 위한 턴 수를 감소시키는 방법으로 특정 L_m 구현을 위한 air gap의 크기를 최소화하였고 그 결과는 표 2와 같이 나타났다. 그러나 $B_{peak} = 50 - 150$ [mT] 조건에서는 코어의 크기가 가장 큰 PQ5050을 사용하더라도 L_m 구현을 위한 air gap의 크기가 전반적으로 크게 나타났기 때문에 사용이 어렵다. 따라서 이후 분석은 air gap의 크기가 작게 나타난 $B_{peak} = 200 - 300$ [mT] 조건에서 진행하였고 이때의 최종 설계 결과를 정리하면 표 3과 같이 나타난다. 표 3의 설계 결과에서 N_p 는 B_{peak} 구현을 위한 최소값이고, N_s 는 턴 비에 의해서 결정되었다. 또한 공진 인덕터 L_s 는 변압기의 L_k 로 대체되며 L_k 의 값이 변압기의 턴 수와 winding 방법에 따라 변화하기 때문에 본 논문에서는 표 3의 턴 수를 기준으로 winding 방법을 변화시켜 L_k 의 값을 조절하였다.^[2]

3. 효율 및 전력 밀도 비교

3.1 반도체 소자 및 변압기 철손 계산

반도체 소자의 손실 계산에서는 1차측 스위치가 ZVS로 동작하기 때문에 스위칭 손실에서 1차측 스위치의 OFF 손실만을 계산하였고 손실 계산을 위한 수식은 다음의 식 (4), (5)를 사용하였다.

$$P_{off} = f_{sw} V_{DD} I_{Doff} t_{off} \quad (4)$$

$$t_{off} = (V_{DD} - R_{DSon} I_{Don}) \times \frac{R_G (C_{GD1} + C_{GD2})}{V_{plateau}} \quad (5)$$

회로 설계 결과 LLC 공진형 컨버터에서 L_m 의 크기가 주파수 증가에 반비례하여 감소하기 때문에 주파수 설계에 따른 입출력 파형의 변화는 발생하지 않는다. 또한 입출력 전압이 일정한 조건이므로 입출력 전류의 크기가 바뀌지 않기 때문에, 각 주파수에서 1차측 스위치와 2차측 스위치에 흐르는 전류는

$I_m = 16.23 [A_{rms}]$, $I_o = 4.73 [A_{rms}]$ 로 일정하였다. 따라서 반도체 소자의 손실은 기본적으로 주파수 증가에 따라 1차측 스위치의 스위칭 손실이 증가하는 양상으로 나타났고, 이 때 2차측 스위치의 경우 동기 정류기로 동작하기 때문에 스위칭 손실이 발생하지 않아 도통 손실만 고려되었다. 또한 변압기의 손실은 코어에서 자속에 의해 발생하는 철손의 경우 제조사의 datasheet를 참조하여 자속 밀도, 주파수, 코어 부피에 따른 손실을 계산하였으며 동손의 경우 300 [kHz]에서 skin effect의

영향을 최소화할 수 있는 litz wire를 사용하여 별도의 skin effect를 고려하지 않고 변압기 입력 전류의 rms 값으로 계산하였다.

3.2 전력 밀도 계산 및 결과 비교

코어 부피 변화에 따른 전력 밀도를 계산할 때는 변압기를 제외한 회로의 경우 설계 방식에 따른 차이가 발생할 수는 있으나 기본적으로 주파수 변화에 따른 설계 결과에서 시스템 부피의 변화를 야기할만한 요소가 없기 때문에 해당 시스템 부피가 일정하다고 가정하고 변압기 부피의 변화만을 고려하였다. 이 때 변압기의 부피는 air gap을 고려하여 실제 변압기가 차지하는 공간을 기준으로 계산되었으며 이에 따라 $B_{peak} = 200 - 300 [mT]$ 조건에 따른 손실 및 시스템 부피의 양상을 그림 2와 같이 나타내었다.

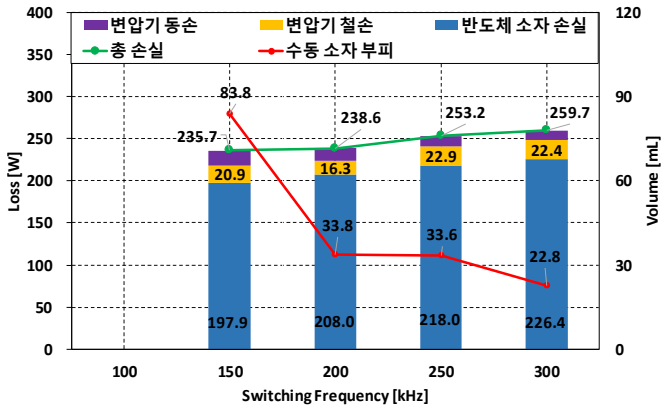
그림 2(a)에 나타난 200 [mT] 조건의 경우 스위칭 주파수가 150 [kHz]에서 200 [kHz] 증가할 때 변압기의 부피가 크게 감소하였지만 그 이후에는 변화량이 미미한 반면 시스템 손실은 주파수가 증가함에 따라 지속적으로 증가하였기 때문에 200 [mT] 기준 설계 시 스위칭 주파수를 200 [kHz]로 설계하는 것이 적합하다. 그림 2(b)에 나타난 250 [mT]의 경우에도 200 [mT]와 마찬가지로, 스위칭 주파수가 100 [kHz]에서 150 [kHz]로 증가하였을 때 변압기의 부피가 크게 감소하였고 그 이후 변화량이 미미한 상태에서 손실이 지속적으로 증가하였기 때문에 250 [mT] 설계 시 150 [kHz]에서 동작하는 것이 적합한 것으로 나타났다. 반면 그림 2(c)에서는 100 - 300 [kHz] 전 구간에서 변압기 부피의 변화가 크지 않았고, B_{peak} 가 커짐에 따라 주파수 상승에 따른 변압기 철손의 증가량이 커져 $B_{peak} = 300 [mT]$ 조건에서는 변압기 철손의 증가량이 반도체 소자 스위칭 손실의 증가량과 유사하게 나타났다. 이렇게 철손이 큰 경우 효율 저하뿐만 아니라 변압기의 발열로 인해 방열 설비의 부피를 증가시키기 때문에 $B_{peak} = 300 [mT]$ 조건에서는 100 [kHz] 보다 높은 주파수에서 동작 시 자성 소자의 부피 저감 효과보다 방열 설계에 따른 부피 증가가 더욱 클 것으로 예상되므로 100 [kHz] 기준 설계가 적합하다. 결과적으로, 각각의 조건에서 최적 설계 포인트인 200 [mT] 200 [kHz], 250 [mT] 150 [kHz], 300 [mT] 100 [kHz]를 비교하였을 때 각각의 시스템 부피가 모두 유사하므로 효율이 가장 높게 나타난 300 [mT] 100 [kHz] 조건이 최적 설계 조건으로 나타났다.

4. 결론

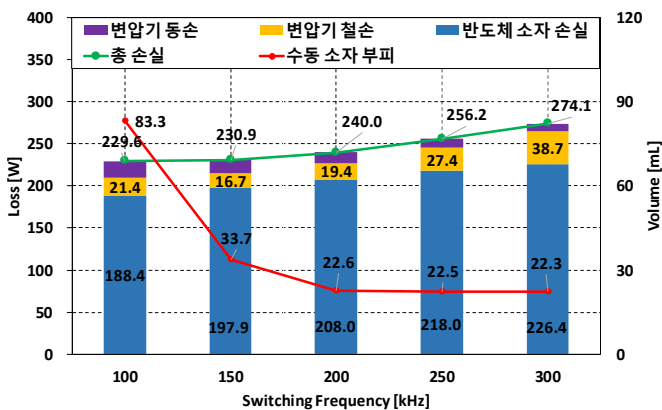
본 논문에서는 3.3 [kW] on board charger (OBC)의 고전력 밀도 달성을 위한 LLC 공진형 컨버터의 최적 스위칭 주파수 설계를 진행하였다. 스위칭 주파수에 따라 달라지는 손실 양상 및 전력 밀도를 분석하기 위해 각 스위칭 주파수 별 반도체 소자 손실을 계산하고, 각 주파수에 맞는 변압기를 설계하여 주파수 변화에 따른 시스템 손실과 부피를 비교하였고, 비교 결과를 바탕으로 각 조건 별 최적 스위칭 주파수를 설계하였다.

참고 문헌

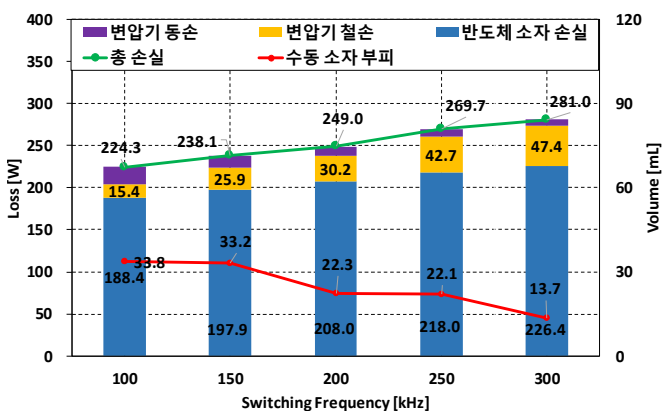
- [1] Hengshan Xu, Zhongdong Yin, Yushan Zhao, and Yongzhang Huang, "Accurate Design of High-Efficiency LLC Resonant Converter With Wide Output Voltage", *IEEE Access*, vol 5, pp. 26653 - 26665, Sept, 2017.
- [2] 박창수, 강병극, 신경구, 정세교. (2014). 토로이달 타입 플라이백 변압기의 누설 인덕턴스 해석. *전력전자학회논문지*, 19(2), 164-172.



(a) $B_{peak} = 200 [mT]$



(b) $B_{peak} = 250 [mT]$



(c) $B_{peak} = 300 [mT]$

그림 2 스위칭 주파수에 따른 손실 및 부피 변화
Fig. 2 Graphs of losses and volume variation according to switching frequency.