sic MOSFET 800V3상 출력 LLCDC/DC 공진 컨버터 회로

실리콘 카바이드 (SiC) MOSFET를 스위칭 소자로 채용하고, 절연 트랜스를 사용한 3상 출력 5kW LLC 공진 타입의 DC/DC 컨버터에 대해 소개하겠습니다. SiC MOSFET 가 지닌 1200V 의 내압 특성을 통해, 입력전압을 800V 까지 높이고, 트랜지스터의 스위칭 주파수는 600V에서 약 200kHz, 800V에서 160kHz로 조정함으로써, 절연 트랜스 및 입출력 콘덴서의 크기를 대폭 저감하였습니다. 그리고, 실리콘 (Si) MOSFET 만큼 충분히 작지 않은 ON 저항 R_{DS(on})의 도통 손실을 개선하기 위해, 3 상 회로 토폴로지를 채용함으로써, 각 상의 전류를 저감하여 출력전력을 최대 5kW 까지 높였습니다. 또한, 3 상간 전류 밸런스 기능을 지닌 변압기를 채용함으로써, 각 상 사이에 발생하는 최대 피크 전류의 차이를 효과적으로 억제하여, 입출력 콘덴서의 정전용량을 최소화하는 기술도 도입하였습니다. 이러한 기술을 통해 5kW 일 때 97.6%의 변환 효율을 달성한 참신한 LLC 컨버터 사례에 대해 소개하겠습니다.

본 인버터 회로는 Power Assist Technology 주식회사 (<u>https://www.power-assist-tech.co.jp/</u> / 링크 일본어) 와 공동 개발하였습니다 [29].

LLC 공진 컨버터의 특징과 3상 출력 회로 토폴로지

LLC 공진 DC/DC 컨버터 (이후, LLC DC/DC)는 제로 전압 스위칭 (이후, ZVS) 펄스폭 변조 (이후, PWM) 기술을 통해, 스위칭 전원 특유의 스위칭 손실 문제를 회피하기 위해 유효한 회로 설계 예 [1]-[7]입니다. ZVS를 탑재한 LLC DC/DC는 인덕터와 콘덴서의 직렬 접속으로 발생하는 자발적인 공진을 이용하여, 공진을 통해 생성되는 의사 (疑似) 정현파 상태의 전류는 예기치 못한 전압 스파이크를 방지합니다. 즉, ZVS와 제로 전류 스위칭 (ZCS)을 구비한 LLC DC/DC는 추가 회로가 필요하지 않아, ZVS PWM 컨버터 [8]에서의 과제인 정류 다이오드의 역회복 전류로 인한 전압 스파이크 등을 해결하여, 회로 설계가 간단해집니다.

그러나, 자연적으로 발생하는 전류 공진은 스위칭 디바이스의 동작 범위를 제한합니다. LLC DC/DC의 트랜지스터는 고주파수에 의한 스위칭 동작으로 높은 공진 주파수를 생성하고, 출력전압의 적용 가능 범위를 확대할 수 있어 [9], 한층 더 수동 부품을 소형화할 수 있습니다. 따라서, SiC MOSFET, GaN 디바이스 및 Si MOSFET 등의 고주파 스위칭 디바이스가 LLC DC/DC에 적합하다고 할 수 있습니다 [10].

또한, 고성능 LLC DC/DC를 위해서는 가능한 높은 전력 변환 효율을 달성해야 합니다. 저전압 및 고전류의 전력 변환은 일반적으로 Joule 열 손실로 인해 변환 효율이 저하됩니다. 따라서, 출력 회로를 병렬화하여 높은 입력전압을 채용함으로써, 대전류를 분산시켜 Joule 열 손실을 저감하였습니다. 이번에 채용한 3상 출력 회로 토폴로지를 통해 단상 회로의 전류는 총 전류의 1/3로 감소됩니다. 따라서, 입력과 출력의 전류 리플은 콘덴서에서 흡수할 수 있지만, ZVS PWM은 전류 리플을 감소시키는 LC 필터가 필요합니다 [11].

한편, 높은 입력전압에 관해서는 Si MOSFET 또는 GaN 디바이스의 경우 스위칭 디바이스로서는 적합하지 않습니다. 스위칭 특성은 IGBT보다 우수하지만, 전압 허용 범위는 IGBT보다 낮기 때문입니다. 양산화되어 있는 Si MOSFET 및 GaN 디바이스의 브레이크 다운 전압 (BV)은 일반적으로 650V 미만이며, 650V를 초과하는 BV를 지닌 디바이스는 통상적으로 수백 mΩ [21]을 초과하는 R_{DS(on})을 지니고 있습니다 [12]-[13]. 그리고, 전원 시스템의 안전한 동작을 위해서 전원의 전압 허용 범위는 입력전압보다도 커야 합니다. 따라서, 600V를 초과하는 입력전압은 Si MOSFET 또는 GaN 디바이스의 일반적인 전압 허용 범위를 만족하지 않습니다. 이러한 디바이스로 높은 입력전압을 실현하기 위해서는 멀티 레벨 컨버터를 선택해야 하지만, 많은 스위칭 디바이스가 필요하게 되어 제어 시스템이 복잡해지고 제조 비용이 대폭 증가 [14]-[18]합니다.

그러나, SiC MOSFET는 높은 스위칭 속도와 높은 BV [19]의 요건을 동시에 만족할 수 있습니다. SiC MOSFET의 이러한 디바이스 특성은 높은 스위칭 속도와 높은 BV를 통해 실현되는 높은 입력전압의 적용에 의해 결과적으로 더 작은 전력 변압기를 사용하여 전력 변환 효율이 높은 LLC DC/DC를 효과적으로 소형화할 수 있습니다.

본 어플리케이션 노트에서는, 절연 변압기를 구비한 3상 출력 회로 LLC DC/DC를 구성하여 (Figure 1), 1200V의 BV를 지닌 SiC MOSFET를 채용하는 이점에 대해 설명하겠습니다. 최대 200kHz를 초과하는 스위칭 주파수를 통해, 일반적으로 전원의 큰 용량을 차지하는 절연 변압기의 사이즈가 대폭 소형화되고, 높은 BV로 600V~800V의 높은 입력전압을 가능하게 하여, 3상 출력 회로 구성 시 회로의 최대 전류를 감소시킴으로써 전력 변환 효율을 개선할 수 있습니다. 또한, 변압기는 이러한 3상 회로 전류를 균형있게 하는 기술을 추가하여, 회로의 최대 피크 전류를 억제합니다. 이에 따라 입출력 콘덴서를 소형화할 수 있습니다. 그럼, 회로 동작의 상세한 설명과 실제 기기에서의 검증 결과에 대해 소개하겠습니다.



Figure 1. A view of the 5-kW LLC DC/DC using SiC MOSFETs





동작 원리와 회로 구성

그림 2 (a)는 LLC DC/DC의 기본 회로입니다. LLC 회로는 기본적으로 2개의 스위치 Q1과 Q2를 지닌 Half-bridge로 구성되어 있습니다. 이러한 스위치는 공진 인덕턴스 Lr, 절연 변압기의 Excitation (励磁) 인덕턴스 Lm, 및 공진 콘덴서 Cr이 직렬로 접속되어, 이러한 수동 부품이 공진 탱크로 구성된 인터리브 타입의 회로 구성도를 나타냅니다.

Q1과 Q2는 약 50% 듀티 사이클에 따라 교대로 스위칭하고, Q1과 Q2가 모두 Turn-off일 때의 데드 타임은 Q1과 Q2의 단락을 피하기 위해 설정되어 있으며, 이러한 데드 타임 구간에 소프트 스위칭 동작을 합니다.

LLC DC/DC의 Q1과 Q2의 전압 및 전류 파형은 Figure 3을 참조하여 주십시오. QK (K=1, 2)의 게이트 - 소스 전압 Vgk, 드레인 - 소스 전압 VQk, 드레인 전류 IQk, 그리고 2차측 다이오드 Dok의 순방향 전류 IDok를 나타냅니다.



Figure 3. Q₁, Q₂의 전압 · 전류 파형

회로의 동작 방법은 하기와 같습니다.

- Term1 (to t₁): Q₂=OFF 후 시작되는 구간. V_{Q2}는 (Lm+Lr)과 Cr의 공진에 따라 증가하고, V_{Q1}이 0에 도달할 때까지 지속됩니다.
- Term2 (t₁ t₂): V_{Q1}이 0에 도달하면, 이 구간이 시작됩니다. 역전류가 Q₁의 Body 다이오드 D₀1에 흐르기 시작합니다. ZVS는 이러한 역전류가 흐르는 동안, Q1이 ON으로 변하면 실현됩니다. (Lm+Lr)과 Cr의 공진은 D₀1이 순방향으로 전압 인가되도록 Lm에서 전압을 발생시킵니다.
- Term 3 (t₂ t₃) : I_{Do1}은 L_r과 Cr 사이에서 공진하도록 흐르기 시작합니다. 이러한 공진은 I_{Do1}을 증가시켜, 전력을 공급합니다.
- Term 4 (t₃ t₄): 구간 4는 l₀₁이 마이너스 측에서 플러스 측이 되었을 때 시작됩니다. 이 구간 중, l_{D01}은 L--Cr 공명에 의해 자발적으로 감소하고, l_{D01}이 0이 될 때까지 지속됩니다.
- Term 5 (t₄ t₅) : 이 구간에서는 공진이 (Lm+Lr)과 Cr 사이에서 계속되어, Q1이 OFF될 때까지 지속됩니다.
- Term6 (t₆ t₁₀): Q₁과 Q₂가 회로 내부에서의 역할을 변경하여, 구간 1에서 구간 5가 반복됩니다.

효율을 향상시키기 위해 그림 2 (b)가 나타내는 3상 LLC 구성을 채용하고, 각 상은 각각 120도의 위상차를 가지고 스위칭합니다 [20]-[22]. 이러한 3상 LLC DC/DC는 Q_i, D_{oi}, L_{mi} (j=1-6), 및 L_{ri}, C_{ri} (i =1-3)는 그림 2 (a)와 같이 동작합니다.

모두 동일한 특성을 지닌 변압기는 실제로 제작 불가능하기 때문에 언밸런스한 변압기에 의한 각 상의 전류는 결과적으로 불균형해지게 되고, 출력 콘덴서의 전류 리플이 커지게 됩니다. 이러한 불균형 문제를 경감하는 방법은, 예를 들어 [21] 및 [22]로 나타낼 수 있지만, 추가 부품이 필요합니다. 따라서, 부품 추가를 피하기 위해 그림 2 (b)와 같이 병렬 접속된 변압기에 Lmbi를 인접시킵니다. 이렇게 추가한 변압기를 본 자료에서는 전류 밸런스 변압기라고 하겠습니다. 이 전류 밸런스 변압기는 각 상의 전류를 균등화하기 위해 작용하여, 입출력 콘덴서 Cink, Cok의 소형화에 기여합니다. 또한, 피크 전류의 억제는 출력 콘덴서의 신뢰성 열화를 피할 수 있는 방법 [23]을 제공합니다.



Figure 4.3상 전류 밸런스 토폴로지

각 상 120도의 위상 시프트는 그림 4와 같이 모든 전류가 항상 zero인 것을 의미하며, 그 결과, Lmbi는 유효한 자속을 생성할 수 없습니다. 따라서, Lmbi는 Lmj, Lri, 및 Cri가 어떻게 공명하는지에 영향을 미치지 않습니다.

그림 2의 다이오드 Dr은 출력전력을 입력 측에 피드백하고, 입력전원은 시스템의 전력 손실에 상당하는 전력만을 공급하여, 전력 변환 효율의 정확한 측정으로 연결됩니다 [24].

이번 설계 사례는 출력전압 Vo와 입력전압 Vin은 거의 동일하므로, Vo / Vin으로 정의되는 게인은 약 1입니다. 게인=1인 경우, 2차 누설 인덕턴스와 저항 성분을 고려한 LLC DC/DC의 게인 방정식에 따라, 원하는 출력전력을 얻기 위해 스위칭 주파수 (fsw)로 조정할 수 있으므로, Qi의 fsw을 조정하여 출력전압을 설정하였습니다.

변압기의 설계

가능한 작은 변압기를 설계하기 위해, 다음과 같은 항목에 주의해야 합니다.

- •포화 자속 밀도 이하로 동작시킨다.
- ·코어 손실 Pcore를 최소한으로 억제하기 위해, 동작 시의 최대 자속 밀도를 가능한 낮춘다.
- •전원 유닛을 소형화하기 위해, 1차측 권선수 Np와 2차측 권선수 Ns, 유효 코어 면적 Ae를 작게 한다.

동작 중의 자속 밀도는 코어 손실 Pcore로 직결되므로, 적절한 트랜스의 설계를 실시하기 위해서는 작게 해야 합니다. 듀티 50%에서의 최대 자속 밀도 Bm은 일반적으로 식 (1)로 나타낼 수 있습니다 [25].

$$B_{\rm m} = \frac{V_{in}}{8f_{sw}N_pA_e} \tag{1}$$

식 (1)에 따르면, 일정한 Vin 하에서 Bm을 줄이기 위해서는 적어도 fsw, Np, Ae 중 하나를 크게 해야 합니다. 그러나, Np 또는 Ae를 크게 하면 변압기의 사이즈가 커지게 되므로, 전원을 소형화하기 위해서는 적절한 선택지라고 할 수 없습니다. 즉, fsw을 증가시킴으로써 변압기의 사이즈를 크게 하지 않고 Bm을 작게 할 수 있습니다. 따라서, SiC MOSFET는 이러한 요구에 대응 가능합니다.

이번에, Si IGBT로 실현할 수 없었던 약 200kHz의 fsw을 600V일 때로 설정하고, 800V일 때는 160kHz로 설정하였습니다. 그리고, 변압기의 코어 재료로서 저항률이 높고 과전류 손실이 작은 고주파 fsw에 적합한 파워 페라이트 PC40 (TDK 제품)[35]을 선택하였습니다. 이 PC40 코어 재료의 포화 유속 밀도 Bs는 100°C일 때 380mT이며, 200kHz 동작 시에 Pcore를 저감하여, Bs에 도달하지 않도록 Bm을 150mT로 하였습니다. 그 결과, 선택한 코어 부품 PC40EER28L-Z (TDK 제품)의 실효 체적 Ve는 6.15cm³가 되었습니다.

600V일 때의 변압기 설계에 대해 구체적으로 설명하겠습니다. 설계에 필요한 파라미터는 하기와 같습니다.

1) V_{in} = 600 V 2) V_o = 600 V 3) 최대 B_m = 150 mT 4) f_{sw} = 200 kHz 5) A_e = 0.814 cm²

이러한 지표를 식 (1)에 대입하면, N_p= 30.71turn이 됩니다. 코어 재료의 발열을 분산시키기 위해, 2가지 트랜스를 직렬로 접속하고, 각각의 N_p를 16turn으로 하였습니다. N_s/N_p는 V_o/V_{in} (=1)과 같으므로, N_s는 N_P와 같은 16turn이 됩니다. Cri의 값은 콘덴서의 사이즈를 작게 유지하기 위해 100nF 미만으로 하였습니다. 따라서, f_{sw}을 약 200kHz로 설정하면, L_{ri} 값은 6µH 이상으로 충분해집니다. 변압기를 제작한 후, Lr 값을 측정한 결과 약 12µH였습니다. 따라서 Cr로 필요한 값은

800V 3 상 출력 LLC DC/DC 공진 컨버터 회로

200kHz의 공진 fsw을 작성하기 위해 약 60nF으로 계산됩니다. Lr/Lm으로 정의되는 S는 0.1로 설정하였습니다 [26]. 따라서, 직렬 접속되는 2개의 Lmj 값을 약 120µH로 설정하였습니다.

Si IGBT는 최대 50kHz에서 동작한다고 제시되어 있습니다 [27]. 50kHz의 fsw은 지금까지 검토한 코어 재료 (PC40EEE57 / 47-Z)를 사용하면, 변압기 Ae와 Ve는 각각 3.44cm²와 35.1cm³가 되어, 200kHz의 스위칭 주파수에서는 Ve를 82% 작게 할 수 있습니다.

표 1에 600V일 때와 800V일 때의 LLC DC/DC의 설계 지표를 정리하였습니다.

Table 1. L	LC DC/DC	의 설계	지표
------------	----------	------	----

ltem	Condition		
Input Voltage	600 V	800.1/	
(V _{in})		800 V	
Input capacitances	2200 uE	150 µF	
(C_{in1}, C_{in2})			
Switching transistors	SIC MOSFET (SCT2080KE)	<u>~</u>	
(Q _i i=1~6)	(BV=1200 V, Ron=80 mΩ)		
Magnetic	55 6 JH 55 1 JH 64 3 JH		
inductances	51.8 µH, 56.2 µH, 57.5 µH	94.0 µH, 93.1 µH, 95.4 µH	
(L _{mi} i=1~6)		- · · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
Resonant		19.4 μH, 21.2 μH, 20.2 μH	
inductances	12.0 μH, 11.6 μH, 11.6 μH		
(L _{ri} i=1~3)			
Resonant		30 nF	
capacitances	60 nF		
(C _{ri} i=1~3)			
Secondary diodes	SIC SBD (SCS210KG)	←	
(D _{oi} <i>i</i> =1~6)	(BV=1200 V)		
Output capacitances	070 5	4505	
(C _{oi} <i>i</i> =1,2)		150 μ-	
Output Voltage	600.1/	800 V	
(<i>V</i> _o)			

효율과 손실

그림 5는 600V 설계 시의 LLC DC/DC의 출력전력 별 전력 변환 효율입니다. 전력 변환 효율은 입력전원이 동작 중에 공급하는 에너지량의 사용을 통해 산출되지만, 이번에 제안하는 회로 방식은 출력전력을 그대로 입력 측으로 회생시키므로 (그림 2의 다이오드 Dr 경유) Vo는 Vin과 동일하게 공급하고 있는 에너지량이 LLC DC/DC의 전력 손실로 볼 수 있기 때문입니다.

전력 변환 효율의 최대치는 5kW일 때 97.6%를 달성했습니다. 스위칭 주파수 fsw은 SiC MOSFET의 고속 스위칭 특성으로, 182kHz~217kHz에 도달합니다.



Figure 5. 600V 설계 시의 효율과 스위칭 주파수

그림 6 (a)와 (b)는 800V 설계 시, 각각 Vin을 변화시키면서 출력전력에 따른 전력 손실 (Ploss)과 전력 변환 효율 ηp를 나타냅니다. 그림 6 (a)와 같이 높은 Vin은 Ploss의 증가율을 억제하고 있으며, Ploss는 Vin=600V일 때 3kW 이상, Vin=700V일 때 4kW 이상의 동작에서는 전력 공급이 불가능할 정도로 커집니다.

그림 6 (b)와 같이, 변환 효율도 600V일 때 97% 달성이 곤란한 상황에서 3kW까지였지만, 800V일 때는 5kW 출력에서 변환 효율 98.1%를 달성하여, 현실적인 전력 손실이라고 할 수 있습니다.

또한, 여기에서 나타낸 600V 시의 변환 효율은 800V 조건으로 설계한 변압기를 사용한 경우로, 600V 조건으로 설계한 변압기를 사용한 경우의 전력 변환 효율은 5kW에서 97.6%였습니다.



Figure 6. 800V 설계 시의 효율 특성

각 부의 스위칭 파형

그림 7은 SiC MOSFET Q1의 드레인 - 소스 전압 VDs와 드레인 전류 ID의 측정 파형입니다. (a)는 600V 설계 시, (b)는 800V 설계 시입니다. 스위칭 주파수는 (a)가 약 200kHz, (b)가 약 160kHz입니다. 또한, VDs는 ID가 마이너스 측에 흐르는 매우 짧은 구간에 변화를 완료하여, 모든 파형에서 ZVS 동작하고 있음을 알 수 있습니다.





800V 3 상 출력 LLC DC/DC 공진 컨버터 회로

그림 8, 그림 9는 전류 밸런스 회로의 유무에 따른 출력 다이오드 전류의 차이를 나타낸 것입니다. 그림 8은 600V 설계 시의 파형으로, (a), (b)는 각 상의 2차측 다이오드의 전류를 나타낸 것입니다. (a)는 전류 밸런스 회로가 없는 경우, (b)는 전류 밸런스 회로를 탑재한 경우입니다. (c), (d)는 각 상의 다이오드를 합산한 총 전류이며, 출력 콘덴서 Co1, Co2에 흐르는 리플 전류입니다. 그림 9는 800V 설계 시의 파형으로, 그림 8과 동일한 내용입니다.

결론적으로 전류 밸런스 회로가 없는 경우에는, 한 개의 상만 전류가 작아지거나 커져, 전류의 공급이 불균형하다는 것을 알 수 있습니다. 반면에, 전류 밸런스 회로를 탑재함으로써, 모든 상에서 거의 균등한 전류가 흐릅니다. 리플 전류 peak-to-peak 값 Δlripple은 불균형한 그림 8 (c)에서 최대 6.45Ap-p, 그림 9 (c)에서 최대 6.46Ap-p이지만, 전류 밸런스 회로를 탑재한 그림 8 (d)에서는 4.31Ap-p, 그림 9 (d)에서는 3.75Ap-p로, 모든 전압에서 2/3 이하로 저감되었습니다.

Cm으로 정의한 입력 정전용량 Cin 또는 출력 정전용량 Co의 최소치를 (2)로 나타내었습니다. 이 식에서도 Δlripple이 작을수록 Cin 또는 Co를 더 작게 할 수 있어, 결과적으로 소형화로 연결된다는 것을 알 수 있습니다.

$$C_{\rm m} = \frac{\Delta I_{ripple} \times T_{on}}{\Delta V_{ripple}} \tag{2}$$

식 (2)의 ΔV_{ripple}은 콘덴서 전압의 peak-to-peak 값의 최대치이며, T_{on}은 Qi의 ON 시간을 나타냅니다. ΔV_{ripple}은 통상 인가 전압에 따라 설정됩니다. 예를 들어 0.1%로 설정한 경우, 600V일 때는 0.6V, 800V일 때는 0.8V가 되지만, ΔI_{ripple} 값으로 C_m을 계산하면, 전류 불균형 시에는 600V일 때 29.5µF, 800V일 때 25.5µF이 되고, 균등한 전류의 경우 600V일 때 19.7µF, 800V일 때 14.8µF으로, 모든 전압에서 전류가 균등해짐에 따라 출력 콘덴서의 정전용량은 반감됩니다.



Figure 8. 출력 리플 전류 파형 (600V일 때)



(c) 2차측 다이오드 총 전류 (불균형)

(d) 2차측 다이오드 총 전류 (균형)

Figure 9. 출력 리플 전류 파형 (800V일 때)

손실 분석

그림 10은 5kW 출력전력일 때의 SiC MOSFET를 사용한 LLC DC/DC의 손실 내역으로, (a)는 600V일 때, (b)는 800V일 때입니다.

먼저, 트랜지스터의 도통 손실 (lp²* R_{DS (ON)})의 경우, 사용한 SiC MOSFET의 ON 저항 R_{DS(ON})은 Junction 온도 T_i에 따라 변화합니다. 이번 평가에서는 MOSFET에 히트싱크를 부착하여 냉각 팬으로 강력하게 방열시켰기 때문에 T_i는 50℃ 정도로 억제되었습니다. 여기에서 T_j=50℃일 때의 R_{DS(ON})이 약 90mΩ [28]이며, V_{in}=600V일 때의 SiC MOSFET의 드레인 전류 I_D는 4.5A, V_{in}=800V일 때의 I_D는 3.75A이므로, 트랜지스터의 도통 손실 (lp²*R_{DS(ON}))에 사용 수량 (6개)을 곱하여 구합니다. 사용한 SiC MOSFET 총 손실은 600V일 때 10.9W, 800V일 때 7.59W가 됩니다. 2차측 다이오드의 도통 손실은 평균 전류가 600V일 때 2.94A로 순방향 전압은 1.1V, 800V일 때 2.62A로 1.05V가 되므로, 사용 수량 (6개)을 곱하여 총 손실을 구하면, 600V일 때 19.4W, 800V일 때 16.5W로 계산됩니다.



Figure 10. 손실 분석 (전력치)

다음으로 사용된 변압기의 도통 손실 (동손)의 경우, 권선동의 총저항은 주파수 특성을 지니고 있어, 600V일 때 스위칭 주파수 183kHz에 대해 1.66Ω, 800V일 때 160kHz에 대해 1.21Ω이 됩니다. 변압기에 흐르는 전류의 실효치가 600V일 때 6.08Arms, 800V일 때 4.83Arms이므로, 변압기의 동손은 600V일 때 61.4W, 800V일 때 28.2W가 됩니다. 800V일 때의 동손이 크게 감소한 것은, 동일한 출력전력에 대해 출력전압이 높은 800V일 때 출력전류가 작아지기 때문입니다.

그리고, 변압기에서 또 한가지 큰 손실인 코어 손실은 다음과 같이 계산합니다. 먼저, 600V일 때, 식 (1)에서 Ae=0.814cm³, Np=16turn, fsw=182.9kHz 및 직렬 접속된 변압기 각각의 입력전압은 300V이므로, Bm은 157mT로 계산됩니다. 이 Bm에서 TDK의 PC40EER28L-Z 데이터시트에 기재된 Bm-코어 손실 특성에서 22.2W를 구할 수 있습니다. 마찬가지로 800V일 때를 계산하면, Bm은 181mT가 되어, 코어 손실 29.5W가 됩니다.

이러한 손실과 실측을 통한 총 손실과의 차이는 600V일 때 3.2W, 800V일 때 12.2W입니다. 이러한 손실은 주로 SiC MOSFET의 스위칭 손실 및 전류 밸런스 변압기의 코어 손실, 입출력 콘덴서의 ESR 손실 등이 포함됩니다.

마지막으로 그림 11은 600V와 800V일 때의 손실 구성비입니다. SiC MOSFET를 사용함으로써 도통 손실은 전체의 10% 정도로 작아졌지만, 변압기의 총손실 (동손+코어 손실)은 600V일 때 전체의 약 58%, 800V일 때 약 83%를 점유하고 있어, 변압기의 손실을 얼마나 저감할 수 있는지가 앞으로의 과제라고 할 수 있습니다.



Figure 11. 손실 분석 (비율)

정리

SiC MOSFET를 사용한 3상 5kW LLC DC/DC 컨버터의 경우 스위칭 주파수는 600V일 때 약 200kHz이므로, Si IGBT에서는 실현할 수 없었던 절연 트랜스의 체적 삭감을 실현할 수 있습니다. SiC MOSFET의 높은 BV는 800V까지의 Vin을 가능하게 하였습니다.

그리고, 3상 구성을 통해 1상 당 전류가 감소하여 LLC DC/DC는 높은 전력 변환 효율을 유지하면서, 고주파로 인한 스위칭 손실의 증가를 피할 수 있습니다. 또한, 각 상간 전류 밸런스를 위해 추가한 전류 밸런스 변압기가 회로의 피크 전류를 억제함으로써 전류 리플을 억제하여, Cin과 Co를 최소화할 수 있는 회로 방식도 제안할 수 있습니다.

이러한 회로 사례를 참고하여 주십시오.

■회로도 (Schematics)



(a) Power Switching (SW) PCB



(b) Mother (MB) PCB



(c) Control (CC) PCB

참고 자료 :

[1] R. S. Yang, L. K. Chang, and H. C. Chen "An isolated full-bridge dc-dc converter with 1-MHz bidirectional communication channel," IEEE Trans. Power Electron., vol. 58, no. 9, pp. 4407-4413, Sep. 2011.

[2] M. D. Seeman, "GaN devices in resonant LLC converter," IEEE Power Electron. Mag., vol. 2, no. 1, pp. 36-41, Mar. 2015.

[3] J. Y. Lee, Y. S. Jeong, and B. M. Han "An isolated dc/dc converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 7, pp. 2926–2934, Jul. 2011.

[4] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Maximum efficiency point tracking technique for LLC-based PEV chargers through variable dc link control," IEEE *Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 6041–6049, Nov. 2014. [5] S. Zong, H. Luo, W. Li, and C. Xia, "Theoretical evaluation of stability improvement brought by resonant current loop for paralleled LLC converters," *IEEE*

Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 7, pp. 4170-4180, Jul. 2015.

[6] M. H. Ryu, H. S. Kim, J. W. Baek, H. G. Kim, and J. H. Jung, "Effective test bed of 380-V dc distribution system using isolated power converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 7, pp. 4525-4536, Jul. 2015.

[7] Z. Hu, Y. Qiu, L. Wang, and Y. F. Liu, "An interleaved LLC resonant converter operating at constant switching frequency," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 6, pp. 2931-2943, Jun. 2014.

[8] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS-PWM dc-to-dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 4, pp. 486-492, Oct.1993.

[9] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wideadjustable-range LLC resonant converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 2, pp. 462-472, Feb. 2011.

[10] M. D. Seeman, S. R. Bahl, D. I. Anderson, and G. A. Shah, "Advantages of GaN in a high-voltage resonant LLC converter," in Proc. 29th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), Mar. 2014, pp. 476-483.

[11] X. Ruan, B. Li, J. Wang, and J. Li, "Zero-voltages-switching PWM three-level converter with current-doubler-rectifier," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1523-1532, Nov. 2004.

[12] CoolMOSTM Selection Guide, "Common CoolMOSTM Applications and Topologies," Infineon Technologies Co. [Online]. Available: http://www. infine on. com/dgdl/Infine on +-++ Product + Brochures +-+ Selection + Guide +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a30432f91014f012f95fc7c24399d +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a30432f91014f012f95fc7c2439f +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a3043f9104ff +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a3043ff +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a30ff +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a30ff +-+ CoolMOS.pdf? fileId = db3a30ff +-+ CoolMOS.p

[13] "600-V GaN Devices Are Offered In PQFNs Plus TO-220 s For Low-Power Designs," Transphorm's TPH3002LD, TPH TPH3002PS, 600-V GaN HEMT devices, How2Power Today, Apr. 2014 [Online]. Available: http://www.how2power.com/newsletters/1404/products/ H2PToday 1404_products_Transphorm.pdf?NOREDIR=1

[14] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant dc/dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 4, pp. 781-789, Jul. 2005.

[15] I. O. Lee and G. W. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, Jun. 2012.

[16] B. M. Song, R. McDowell, and A. Bushnell, "A three-level dc-dc converter with wide-input voltage operations for ship-electric-power distribution systems," IEEE Trans. Plasma Sci., vol. 32, no. 5, pp. 1856-1863, Oct. 2004.

[17] R. T. H. Li, M. Vancu, F. Canales, and D. Aggeler, "High performance dc-dc converter for wide voltage range operation," in Proc. 7th Int. IEEE Power Electron. Motion Control Conf., Jun. 2012, pp. 1151-1158.

[18] S. Saravanan, J. Mohan, and V. Kumar, "Analysis of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," J. Eng. Res. Appl., vol. 4, no. 4, pp. 79-84, Apr. 2014.

[19] "SiC power devices and modules Rev.03," Application Note, Rohm Co., Nov. 2020

[Online]. Available: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/sic/common/sic_appli-e.pdf

[20] M. Kobayashi and M. Yamamoto, "Current balance performance evaluations for transformer-linked three phase dc-dc LLC resonant converter," in Proc. Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. (ICRERA), Nov. 2012, pp. 1-3.

[21] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE'09), Sep. 2009, pp 1145-1152.

[22] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, and G. Gattavari, "Analysis of multi-phase LLC resonant converters," in Proc. IEEE Power Electron. Conf. (COBEP'09), 2009, pp. 464-471.

[23] "General descriptions of aluminum electrolytic capacitors," Nichicon Co., Tech. Note 8101E [Online].

Available: http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf

[24] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 535-542, Mar. 2007.

[25] R. Stuler, J. Uherek, and L. Seifert, "Implementing a 12 V/240 W power supply with the NCP4303B, NCP1605, and NCP1397B," On Semiconductor Co., AND8460/D, Jun. 2012 [Online]. Available: http://www.onsemi.jp/pub_link/Collateral/AND8460-D.PDF

[26] H. Ding, "Design of resonant half-bridge converter using IRS2795(1,2) control IC," International Rectifier Co., AN-1160 [Online]. Available: http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1160.pdf.

[27] B. Rubino, G. Catalisano, L. Abbatelli, and S. Buonomo, "Comparative analysis of driving approach and performance of 1.2 kV SiC MOSFETs, Si IGBTs, and normally-off SiC JFETs," STMicroelectronics Co., Tech. Art. TA0349

[Online]. Available: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/technical_article/DM00087447.pdf

[28] Datasheet, SCT2080KE, Rohm Co., Mar. 2021 [Online]. Available: https://www.rohm.co.jp/products/sic-power-devices/sic-mosfet/sct2080ke-product [29] Y. Nakakohara, H. Otake, T. M. Evans, T. Yoshida, M. Tsuruya, and K. Nakahara, "Three phase LLC series resonant DC/DC converter using SiC MOSFETs to realize high-voltage and high-frequency operation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 63, no. 4, pp. 2103–2110, Apr. 2016.

Notes				
1)	The information contained herein is subject to change without notice.			
2)	Before you use our Products, please contact our sales representative and verify the latest specifica- tions :			
3)	Although ROHM is continuously working to improve product reliability and quality, semicon- ductors can break down and malfunction due to various factors. Therefore, in order to prevent personal injury or fire arising from failure, please take safety measures such as complying with the derating characteristics, implementing redundant and fire prevention designs, and utilizing backups and fail-safe procedures. ROHM shall have no responsibility for any damages arising out of the use of our Poducts beyond the rating specified by ROHM.			
4)	Examples of application circuits, circuit constants and any other information contained herein are provided only to illustrate the standard usage and operations of the Products. The peripheral conditions must be taken into account when designing circuits for mass production.			
5)	The technical information specified herein is intended only to show the typical functions of and examples of application circuits for the Products. ROHM does not grant you, explicitly or implicitly, any license to use or exercise intellectual property or other rights held by ROHM or any other parties. ROHM shall have no responsibility whatsoever for any dispute arising out of the use of such technical information.			
6)	The Products specified in this document are not designed to be radiation tolerant.			
7)	For use of our Products in applications requiring a high degree of reliability (as exemplified below), please contact and consult with a ROHM representative : transportation equipment (i.e. cars, ships, trains), primary communication equipment, traffic lights, fire/crime prevention, safety equipment, medical systems, servers, solar cells, and power transmission systems.			
8)	Do not use our Products in applications requiring extremely high reliability, such as aerospace equipment, nuclear power control systems, and submarine repeaters.			
9)	ROHM shall have no responsibility for any damages or injury arising from non-compliance with the recommended usage conditions and specifications contained herein.			
10)	ROHM has used reasonable care to ensure the accuracy of the information contained in this document. However, ROHM does not warrants that such information is error-free, and ROHM shall have no responsibility for any damages arising from any inaccuracy or misprint of such information.			
11)	Please use the Products in accordance with any applicable environmental laws and regulations, such as the RoHS Directive. For more details, including RoHS compatibility, please contact a ROHM sales office. ROHM shall have no responsibility for any damages or losses resulting non-compliance with any applicable laws or regulations.			
12)	When providing our Products and technologies contained in this document to other countries, you must abide by the procedures and provisions stipulated in all applicable export laws and regulations, including without limitation the US Export Administration Regulations and the Foreign Exchange and Foreign Trade Act.			
13)	This document, in part or in whole, may not be reprinted or reproduced without prior consent of ROHM.			



Thank you for your accessing to ROHM product informations. More detail product informations and catalogs are available, please contact us.

ROHM Customer Support System

https://www.rohm.co.kr/contactus/