

SiC MOSFET

5kW 고효율 Fan-less 인버터 회로

실리콘 카바이드 (SiC) MOSFET 의 고주파 스위칭 특성을 활용한 트랜스링크 방식 인터리브 타입 회로 ⁽¹⁾를 인버터 회로에 채용하여, 5kW 시의 전력 변환 효율 99% 이상을 달성하였습니다. 이번 회로 토폴로지에서는, 평활 리액터의 인덕턴스를 작게 억제할 수 있어, 리액터의 권선수를 줄여 동손 (copper loss)을 극적으로 삭감함으로써 고효율을 실현했습니다. 본 자료에서는 이러한 참신한 인버터 설계 사례에 대해 소개하고자 합니다.

본 인버터 회로는 파워 어시스트 테크놀로지 주식회사 (<https://www.power-assist-tech.co.jp/>)와 공동으로 개발하였습니다.

기존 회로와의 비교

그림 1은 기존 회로 구성인 Full-bridge 타입 (기존 타입)과 본 자료에서 소개하고자 하는 트랜스링크 방식 인터리브 타입 (인터리브 타입)을 비교한 것입니다. 출력은 모두 5kW입니다.

기존 타입은 스위칭 디바이스로서 IGBT (STGW60H65DFB)를 2개 병렬로 구성하였지만, 5kW 시 효율 97.4% (토탈 손실 133W)로 냉각용 팬이 필요한 반면, SiC MOSFET (SCT3017AL, SCT3030AL)를 사용한 인터리브 타입은 효율 99.0% (토탈 손실 51W)로 발열을 억제할 수 있습니다. 따라서, 냉각 팬이 필요하지 않아 소형화된 방열 Fin으로 냉각이 가능합니다. 또한, 인터리브 타입이므로, 스위칭 주파수가 배증되어, 평활 필터의 소형화가 가능하므로, 사이즈 및 중량이 감소됩니다.



(a) 트랜스링크 방식 인터리브 타입

(b) Full-bridge 타입 (기존 타입)

그림 1. 기존 회로 구성과의 비교

회로 구성

그림 2는 인터리브 타입의 회로 구성도입니다.

이 인버터 회로는 3개의 Half-bridge (B1, B2, B3)를 구비하였으며, 각각 2개의 트랜지스터 (Q_{Hk} 및 Q_{Lk})를 포함하고 있습니다 ($k=1, 2, 3$). 쇼트키 배리어 다이오드 (SBD)는 각 트랜지스터와 병렬로, 프리휠 다이오드로서 접속되어 있습니다. B2와 B3은 180° 위상을 반전시켜 PWM 모드로 동작하고, B1은 Q_{H1} 과 Q_{L1} 을 50Hz로 교대로 스위칭하여, 저주파 스위칭 브릿지로서 동작합니다. B2와 B3의 출력 라인, 결합 리액터 (L_c)를 통해 상호 작용하여, L_c 를 거친 후에 전류가 합산됩니다. B2와 B3의 출력 라인과 B1의 중점은 출력 콘덴서 (C_o)에 접속됩니다.

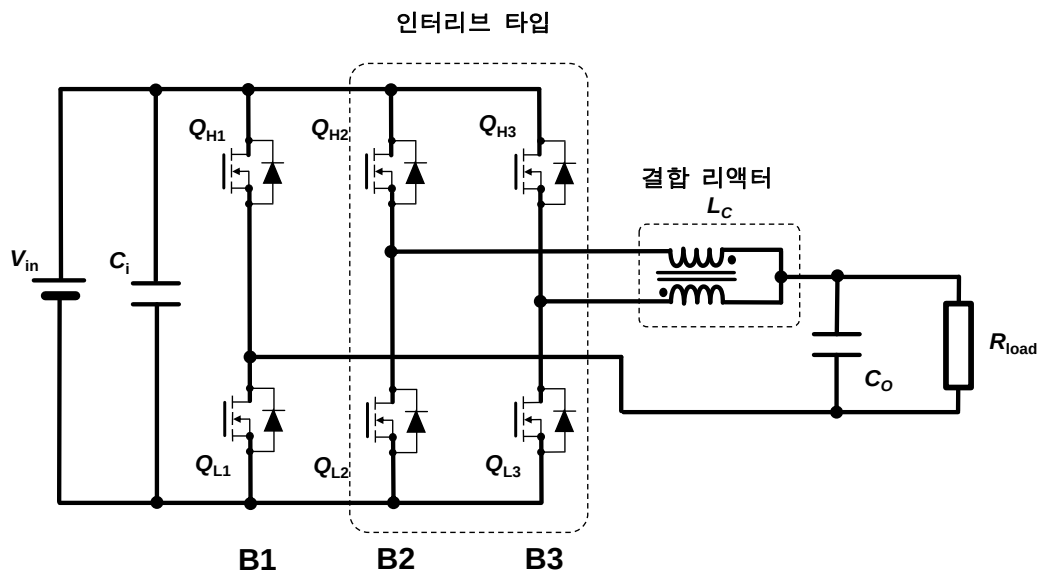


그림 2. 트랜스링크 방식 인터리브 타입 인버터 회로

그림 3은 결합 리액터의 등가 회로입니다.

2개의 누설 인덕턴스 (L_1 및 L_2), 여자 (勵磁 / Excitation) 인덕턴스 (L_m), 및 이상적인 반전 극성 트랜스로 나눌 수 있습니다. V_{L1} , V_{L2} , V_1 , 및 V_2 는 그림 3과 같이 각각 인덕턴스의 자기 유도 기전력을 나타내고 있으며, i_{L1} , i_{L2} , i_1 , i_2 , 및 i_m 은 그림 3에서 정의된 전류입니다. 여기에서 PWM부는 $Q_{H2}=ON$ 일 때의 듀티 사이클 d 로 동작하고 있다고 할 수 있습니다. 인버터 동작이므로, d 는 시간에 따라 변화합니다. L_1 과 L_2 는 간단하므로 L 로 나타나는 동일한 인덕턴스를 지닌다고 가정합니다. 인버터는 데드 타임 구간을 제외하고, 인버터 내의 모든 Half-bridge가 동기정류로 동작합니다.

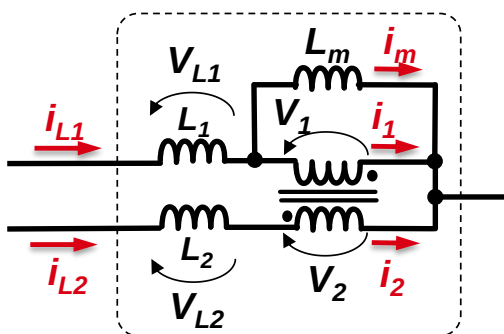


그림 3. 결합 리액터 (L_c)의 등가 회로

V_{in} 과 V_{out} 의 관계는 일반적인 buck 컨버터의 관계와 동일한 식 (1)으로 나타낼 수 있습니다.

$$V_{out} = dV_{in} \quad (1)$$

인터리브 타입 buck 컨버터의 이론 해석은 이미 다양한 문헌 (*4)~(*6)에 게재되어 있으며, 이번 트랜스링크 방식에 있어서도 동일한 계산을 실시하였습니다.

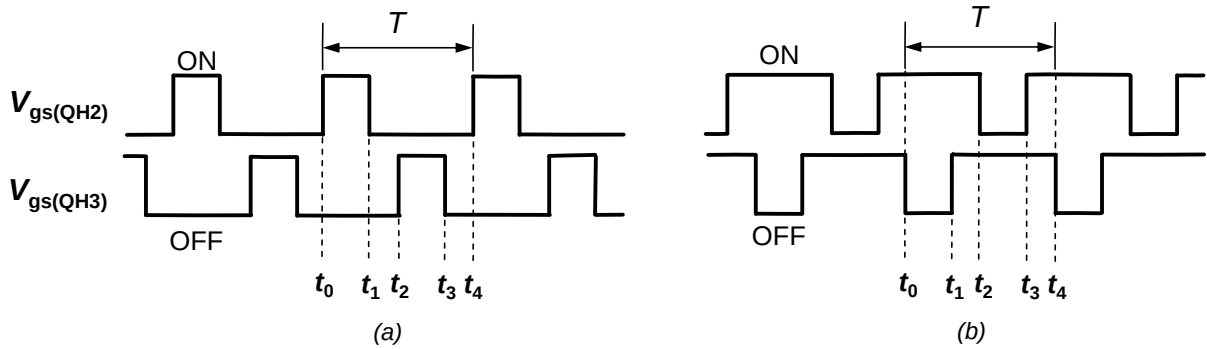


그림 4. QH2와 QH3의 타이밍 차트

(a) $d < 0.5$ (b) $d \geq 0.5$

그림 4는 QH2와 QH3의 타이밍 차트입니다. 게이트 - 소스 전압 $V_{gs(QH2)}$ 와 $V_{gs(QH3)}$ 은 ON과 OFF의 상태를 나타내고, t_j ($j = 0 \sim 4$)는 트랜지스터가 스위칭하는 시간을 나타냅니다. 그림 4와 같이, (a) $d < 0.5$ 경우에는 QH2와 QH3이 동시에 OFF되는 상태가 있는 반면, (b) $d \geq 0.5$ 경우에는 동시에 OFF 상태가 없습니다. 따라서, 회로 동작은 (a) $d < 0.5$ 와 (b) $d \geq 0.5$ 각각의 경우에 따라 분석이 필요합니다.

(a) $d < 0.5$ 경우, 구간 1, 2, 3, 및 4의 시퀀스는 다음과 같이 정의됩니다.

- 구간 1 ($t_0 \sim t_1$): QH2는 t_0 에서 ON으로 전환되고, QH3은 OFF 유지
- 구간 2 ($t_1 \sim t_2$): QH2는 t_1 에서 OFF로 전환되고, QH3은 OFF 유지
- 구간 3 ($t_2 \sim t_3$): QH2는 OFF 유지, QH3은 t_2 에서 ON으로 전환
- 구간 4 ($t_3 \sim t_4$): QH2는 OFF 유지, QH3은 t_3 에서 OFF로 전환

1주기는 시간 T 이므로, 구간 1과 구간 3은 $d \cdot T$ 이며, 구간 2 및 구간 4는 $(0.5 - d) \cdot T$ 입니다.

(b) $d \geq 0.5$ 경우, 시퀀스는 다음과 같이 정의됩니다.

- 구간 1 ($t_0 \sim t_1$): QH2는 ON 유지, QH3은 t_0 에서 OFF로 전환
- 구간 2 ($t_1 \sim t_2$): QH2는 ON 유지, QH3은 t_1 에서 ON으로 전환
- 구간 3 ($t_2 \sim t_3$): QH2는 t_2 에서 OFF로 전환되고, QH3은 ON 유지
- 구간 4 ($t_3 \sim t_4$): QH2는 t_3 에서 ON으로 전환되고, QH3은 ON 유지

따라서, 구간 1과 구간 3은 $(1 - d) \cdot T$, 구간 2 및 구간 4는 $(d - 0.5) \cdot T$ 가 됩니다.

(a) $d < 0.5$ 경우와 (b) $d \geq 0.5$ 경우 모두 Q_{L2} 와 Q_{L3} 은 각각 QH2와 QH3으로 대체되어 하기의 관계식이 성립합니다.

$$V_1 = -V_2 \quad (2)$$

$$i_{L1} = i_m + i_1 \quad (3)$$

$$i_{L2} = i_2 \quad (4)$$

$$i_1 = i_2 \quad (5)$$

식 (2)~(5)에서, i_m 과 리플 성분 Δi_m 을 다음 식으로 구할 수 있습니다.

$$i_m = i_{L1} - i_{L2} \quad (6)$$

$$\Delta i_m = \Delta i_{L1} - \Delta i_{L2} \quad (7)$$

$V = -L di / dt$ 의 유도 기전력의 기본식에서, 표 1과 같이 Δi_{L1} 과 Δi_{L2} 의 식이 산출됩니다. 식 (8)~(9)와 같이 i_{L1} 과 i_{L2} 의 합계는 출력전류 i_{out} 과 같고, Δi_{L1} 과 Δi_{L2} 의 합계는 출력전류 리플 i_{out_pp} 와 같아집니다.

$$I_{out} = i_{L1} + i_{L2} \quad (8)$$

$$I_{out_pp} = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} \quad (9)$$

표 1. 각 구간 (1~4)의 Δi_{L1} 과 Δi_{L2} (a) $d < 0.5$

Term	Δi_{L1}	Δi_{L2}
1	$\frac{dV_{in}}{L} \left(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$	$\frac{dV_{in}}{L} \left(\frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$
2	$-\frac{(0.5 - d)dV_{in}}{L} T$	$-\frac{(0.5 - d)dV_{in}}{L} T$
3	$\frac{dV_{in}}{L} \left(\frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$	$\frac{dV_{in}}{L} \left(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$
4	$-\frac{(0.5 - d)dV_{in}}{L} T$	$-\frac{(0.5 - d)dV_{in}}{L} T$

(b) $d \geq 0.5$

Term	Δi_{L1}	Δi_{L2}
1	$\frac{(1 - d)V_{in}}{L} \left(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$	$\frac{(1 - d)V_{in}}{L} \left(\frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$
2	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$
3	$\frac{(1 - d)V_{in}}{L} \left(\frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$	$\frac{(1 - d)V_{in}}{L} \left(1 - \frac{L_m}{L + 2L_m} - d \right) T$
4	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$

트랜스링크 방식의 이점

트랜스링크 방식은 출력 라인에 접속한 결합 리액터에 의해 리액터의 동손을 대폭 삭감할 수 있습니다. (*2)~(*3)

- 출력전류가 2상으로 분할되므로, Joule 손실이 50% 감소한다.
- 평활을 위해 필요한 인덕턴스를 작게 할 수 있다.

리액터 내의 전류 리플의 1주기는 역상 (逆相)으로 동작하고, 전류가 2분할되도록 설계된 트랜스링크부에 의해 1/2로 축소됩니다. 또한, 이러한 역상 전류가 교대로 결합 리액터를 자화 (磁化)하여, 자기 포화를 방지합니다. 따라서, 높은 포화 자속 밀도 (B_s)를 지닌 재료가 필요 없어, 페리이트와 같은 높은 투자율 (Low B_s) 재료를 채용할 수 있기 때문에 리액터의 권선수 (N)가 적어지고, 이에 따라 동손도 적어지게 됩니다.

결합 리액터의 설계

결합 리액터는 그림 5와 같이 「outer leg」와 「center leg」라고 하는 2개의 자성 소자로 구성됩니다. 리액터는 역극성 트랜스이므로, i_{L1} 과 i_{L2} 로 인해 발생하는 자속은 outer leg에서 서로 상쇄됩니다. 이는 outer leg의 자성 재료가 높은 B_s 를 지닐 필요가 없다는 것을 의미합니다

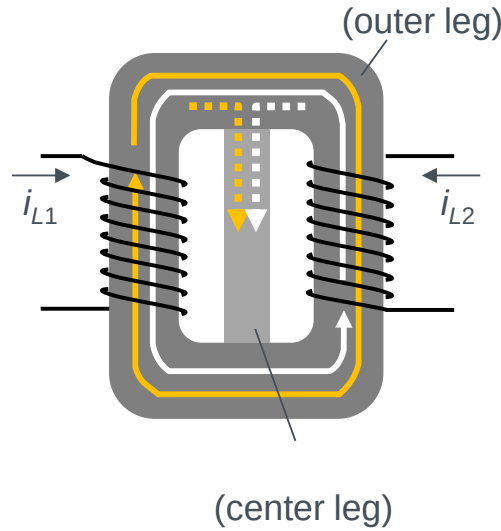


그림 5. 결합 리액터 개념도

반면에 center leg에서의 자속은 동일한 방향으로 흐르기 때문에 강해지게 됩니다. 동시에 i_{L1} 과 i_{L2} 의 위상에 180도 편차가 있으므로, 합쳐진 자속 진동의 주파수는 2배로 증가합니다. 따라서, center leg에 사용되는 자성 재료는 높은 B_s 와 양호한 고주파 동작의 특성을 지닌 재료를 사용해야 합니다. 여기에서는 outer leg용 재료로서 페라이트 MB3 (JFE 페라이트 (*8))를 채용하고, liquialloy (ALPS 전기 (*9), (*10) : 현 Alps Alpine)를 center leg에 채용하였습니다.

결합 리액터 설계 시 고려해야 할 가장 중요한 사항은 L 과 L_m 이며, 이 두가지 파라미터로 I_{out_pp} 의 리플 파형과 자속 밀도가 결정됩니다. 최대 $|I_{out_pp}|$ 는 하기와 같이 L 로 결정됩니다. 표 1 및 식 (9)로부터 $|I_{out_pp}|$ 는 각 구간에서 식 (10)과 같이 나타낼 수 있습니다.

$$|I_{out_pp}| = \begin{cases} \frac{d(1-2d)V_{in}T}{L} & (for\ d < 0.5) \\ \frac{(1-d)(2d-1)V_{in}T}{L} & (for\ d \geq 0.5) \end{cases} \quad (10)$$

$d = 0.25$ 및 0.75 에서 $|I_{out_pp}|$ 는 최대가 되고, 그 값 $|I_{out_pp}|_{max}$ 는 식 (11)과 같아집니다.

$$|I_{out_pp}|_{max} = \frac{V_{in}T}{8L} \quad (11)$$

표 1에서, 구간 1 및 구간 3의 Δi_m 은 식 (7)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있습니다.

$$\Delta i_m = \begin{cases} \pm \frac{dV_{in}T}{L+2L_m} & (for\ d < 0.5) \\ \pm \frac{(1-d)V_{in}T}{L+2L_m} & (for\ d \geq 0.5) \end{cases} \quad (12)$$

Δi_m 은 구간 1에서 플러스, 구간 3에서 마이너스가 되고, 구간 2 및 구간 4에서는 0이 됩니다. 회로가 대칭 구성이므로, 1주기 T 에서 i_{L1} 과 i_{L2} 의 평균치가 식 (8)에서 구해지는 $I_{out}/2$ 가 되며, 그 결과, 식 (6)과 같은 i_m 의 평균치는 zero여야 합니다. 이러한 내용과 식 (12)를 이용하여 $d < 0.5$ 일 때 다음 식이 성립됩니다.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m1} - i_{m0} = \frac{dV_{in}T}{L+2L_m} \\ i_{m2} - i_{m1} = 0 \\ i_{m3} - i_{m2} = -\frac{dV_{in}T}{L+2L_m} \\ i_{m4} - i_{m3} = 0 \\ \frac{i_{m0}+i_{m1}}{2}d + i_{m1}(0.5-d) + \frac{i_{m2}+i_{m3}}{2}d + i_{m3}(0.5-d) = 0 \end{array} \right. \quad (13)$$

여기에서 i_{mj} ($j = 0-4$)는 t_j 에서의 i_m 을 나타냅니다. (13)의 제 5 식의 왼쪽 항은 i_m 의 평균치를 나타냅니다. 식 (13)에서, 다음과 같이 i_{mj} 를 구할 수 있습니다.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m0} = i_{m3} = i_{m4} = -\frac{dV_{in}T}{2(L+2L_m)} \\ i_{m1} = i_{m2} = \frac{dV_{in}T}{2(L+2L_m)} \end{array} \right. \quad (14)$$

$d \geq 0.5$ 일 때도 동일한 계산 방법으로 i_{mj} 를 구할 수 있습니다.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m0} = i_{m3} = i_{m4} = -\frac{(1-d)V_{in}T}{2(L+2L_m)} \\ i_{m1} = i_{m2} = \frac{(1-d)V_{in}T}{2(L+2L_m)} \end{array} \right. \quad (15)$$

따라서, $|i_m|$ 의 최대치 $|i_m|_{\max}$ 는 $d=0.5$ 일 때 하기와 같아집니다.

$$|i_m|_{\max} = \frac{V_{in}T}{4(L+2L_m)} \quad (16)$$

또한, outer leg의 자속 밀도 B_m 은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

$$B_m = \frac{i_m L_m}{NA_e} \quad (17)$$

A_e 는 outer leg의 페라이트 코어 유효 면적입니다.

인버터 입출력 사양

이번에 설계한 인버터의 입출력 파라미터는 하기와 같습니다.

- $V_{in} = 320\text{ V}$
- $V_{out} = \text{AC}200\text{ V}$
- $I_{out} = \text{AC } 25\text{ A}$
- $f_{sw} = 40\text{ kHz}$
- $I_{out\text{ pp}}/I_{out\text{ peak}} < 0.2$
- $B_{m\text{ max}} < 0.15\text{ T}$

$I_{out\text{ pp}}/I_{out\text{ peak}}$ 는 C_o 의 손실을 낮추는 설정이며, $B_{m\text{ max}}$ 는 자기 포화의 리스크를 회피하기 위한 조건 (MB3 (*8) B_s 의 약 3분의 1 이하)입니다.

식 (11)과 $I_{out\text{ pp}}/I_{out\text{ peak}}$ 와 L 의 관계로부터, L 은 $100\sqrt{2}\mu\text{H}$ 를 넘어야 하며, 이 코어에 대해 $N=19$ 일 때 $170\mu\text{H}$ 가 되었습니다. 여기에서 채용한 L_m 은 2.2mH 이며, outer leg의 A_e 는 378mm^2 입니다. 이러한 파라미터는 식 (16) 및 식 (17)에서 $B_{m\text{ max}} < 0.15\text{T}$ 를 만족하는 것을 알 수 있습니다.

그림 6은 직경 0.35mm의 40개 리츠선으로 구성된 구리선을 포함한 결합 리액터의 외관입니다. 측정한 구리선 저항은 $18\text{m}\Omega$ 입니다. 자속 밀도 B_s 0.45T 및 투과율 2500의 페라이트 코어 (*8)를 채용하여, 권선수 N 을 저감시킴으로써 구리선 저항을 저감시켰습니다. B_s 가 높은 재료는 center leg에 꼭 필요하고, liqualloy (*9)가 center leg 재료로서 적합하므로, 1.3T라는 높은 B_s 값으로 Gapless 구성을 실현하였습니다.

표 2. 각 구간 (1~4)의 Δi_{L1} 과 Δi_{L2}

	트랜스링크 방식 인터리브 타입	Full-bridge 타입
치수	6.5 cm x 4.8 cm x 6.2 cm	$\phi 8\text{ cm} \times \text{L4 cm} \times 4\text{직렬}$
체적	193 cm^3	905 cm^3
체적비	1	4.68



(a) 트랜스링크 방식 리액터

(b) 기존 리액터

그림 6. 개발한 결합 리액터와 기존 리액터

효율 평가

SiC MOSFET를 사용한 트랜스링크 방식 인터리브 타입 인버터 (인버터 A)와, Si-IGBT를 사용한 기존형 Full-Bridge 인버터 (인버터 B), SiC MOSFET를 사용한 기존형 Full-Bridge 인버터 (인버터 C)의 성능을 비교하였습니다.

그림 7은 인버터 B와 인버터 C의 회로도이며, 표 3은 각 인버터의 회로 정수를 정리한 것입니다.

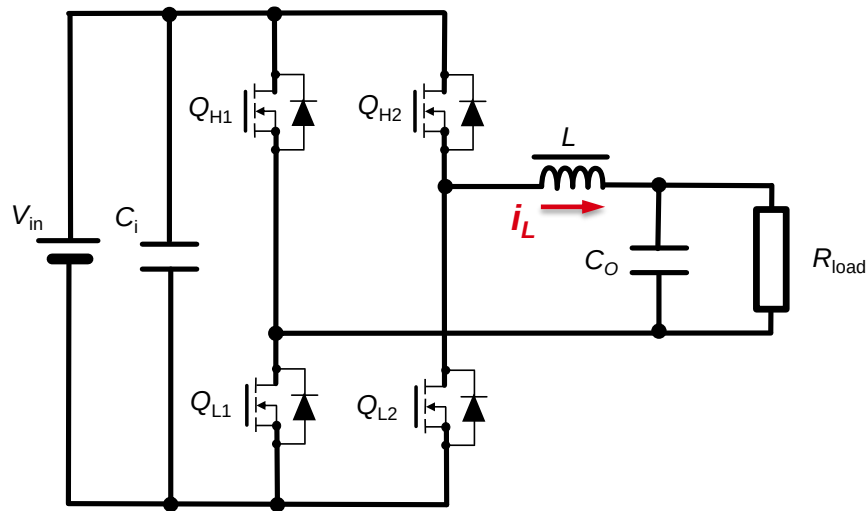


그림 7. 기존 인버터 회로 (인버터 B, C) 블록도

여기에서 i_L 은 인버터 B 및 C의 평할 리액터를 흐르는 전류이며, 표 3과 같이 트랜스링크 방식은 MOSFET를 통과하는 전류를 50%로 억제하였습니다. 또한, 전류 리플의 주파수가 증가함에 따라 필요한 정전 용량치를 삭감할 수 있어, 결과적으로 트랜지스터 및 콘덴서 수를 줄일 수 있습니다.

표 3. 각 인버터 회로의 사용 부품 정수

	Inverter A	Inverter B	Inverter C
Input voltage (V_{in})	DC 320 V		
Input capacitance (C_i)	560 μ F $\times$ 3	560 μ F $\times$ 4	
Low frequency switches	SiC MOSFET (SCT3017AL)	-	
High frequency switches	SiC MOSFET (SCT3030AL)	Si IGBT $\times$ 2pcs/arm (STGW60H65DFB)	SiC MOSFET $\times$ 2pcs/arm (SCT3030AL)
Switching frequency (f_{sw})	40 kHz	20 kHz	
Free wheeling diode (D)	SiC SBD (SCS212AM)	-	
Magnetizing inductance (L_m)	2.2 mH	-	
Leakage / Smoothing inductance (L)	170 μ H	300 μ H $\times$ 4 (BCH61-35150)	
Copper wire resistance of the reactor	18 m Ω	20 m Ω $\times$ 4	
Output capacitance (C_o)	1 μ F $\times$ 4	1 μ F $\times$ 8	
Output voltage (V_{out})	AC 200 V		

그림 8은 출력전력 P_{out} 을 가로축으로 하여 인버터 A, B, C의 효율 η 를 나타낸 것입니다. 여기에서 효율 η 는 입력전력 P_{in} 에 대한 P_{out} 의 비율로 산출했습니다. 단, 전력의 총 손실 ($P_{total} = P_{in} - P_{out}$)은 MOSFET의 게이트 구동 손실을 포함하지 않습니다.

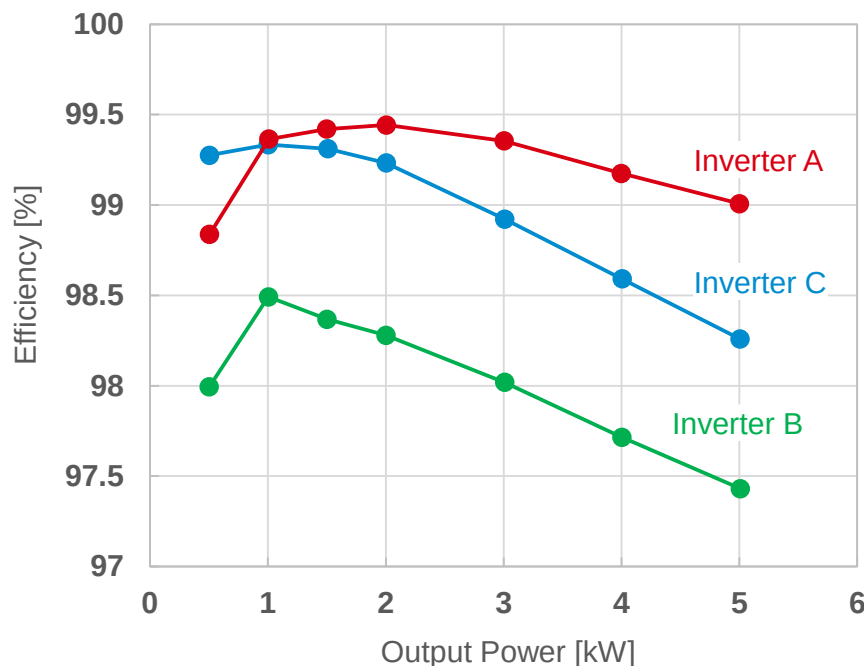


그림 8. P_{out} 을 지표로 한 인버터 A, B, C의 효율

Si IGBT를 SiC MOSFET (인버터 B에서 C)로 대체하면, P_{out} 은 모든 범위에서 효율 η 가 향상되지만, 효율 η 는 1kW 이상의 P_{out} 범위에서는 단조 감소하고, 주로 트랜지스터의 도통 손실과 배선 동손의 증가로 인해 3kW 이상의 P_{out} 범위에서 99%에 못미치는 결과를 얻었습니다. 대조적으로 인버터 A는 1~5kW의 P_{out} 전체 범위에서 효율 η 가 99%를 넘고, 2kW에서 99.4%로 높은 효율을 보입니다.

손실 분석

그림 9의 원 그래프는 $P_{out}=5kW$ 에서 동작할 때, 인버터 A (트랜스링크 방식)의 총 손실 전력 (P_{total})의 내역을 나타낸 것입니다. 이 손실 분석 계산은 125°C에서의 ON 저항 (R_{ON})을 바탕으로 실시하였습니다.

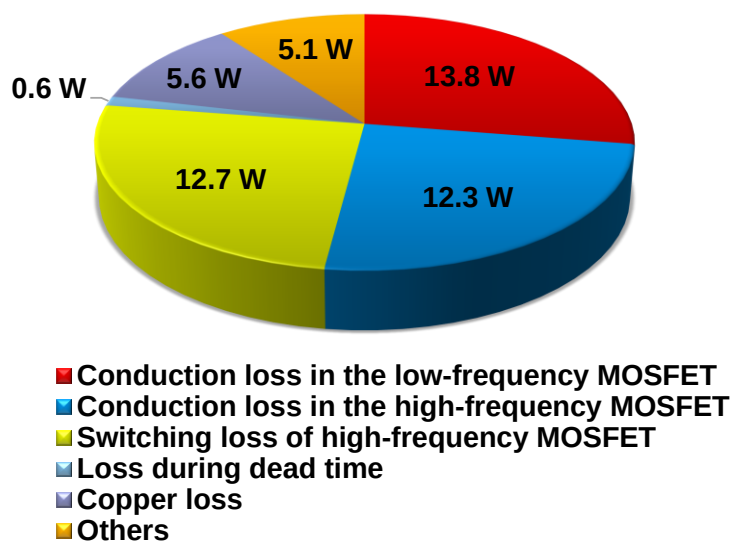


그림 9. 인버터 A, 5kW일 때의 P_{total} 분석

1) Half-Bridge B1에서의 MOSFET 도통 손실

B1 (SCT3017AL, 로옴)의 각 MOSFET는 125°C에서 $R_{DS(on)}=22\text{m}\Omega$ 입니다. 실효 전류는 25Arms로, MOSFET의 총 도통 손실은 $(25\text{Arms})^2 \cdot 22\text{m}\Omega = 13.8\text{W}$ 가 됩니다. B1의 f_{sw} 는 50Hz이므로, MOSFET의 데드 타임 손실과 스위칭 손실 E_{loss_sw} 은 무시할 수 있습니다.

2) Half-Bridge B2, B3 (PWM부)에서의 MOSFET 도통 손실

B2 및 B3 (SCT3030AL, 로옴)의 각 MOSFET는 125°C에서 $R_{DS(on)}=40\text{m}\Omega$ 입니다. 결합 리액터의 각 상을 흐르는 실효 전류는 12.5Arms입니다. High-side MOSFET (Q_{H2} 및 Q_{H3})와 Low-side MOSFET (Q_{L2} 및 Q_{L3})는 동기정류로 동작하므로, High-side 또는 Low-side MOSFET는 220ns의 데드 타임 (DT) 구간을 제외하고 어느 한쪽이 ON인 상태를 유지합니다. MOSFET의 1주기는 25 μs 이므로, PWM부의 MOSFET 도통 손실은 $(12.5\text{Arms})^2 \cdot 40\text{m}\Omega \cdot (1 - (220\text{ns} \cdot 2) / 25\mu\text{s}) \cdot 2\text{phases} = 12.3\text{W}$ 입니다.

3) Half-Bridge B2, B3 (PWM부)에서의 MOSFET 스위칭 손실

PWM부에서 사용되는 SiC MOSFET의 E_{loss_sw} 곡선은 드레인 전류 I_d 의 함수로서 그림 10으로 나타낼 수 있습니다.

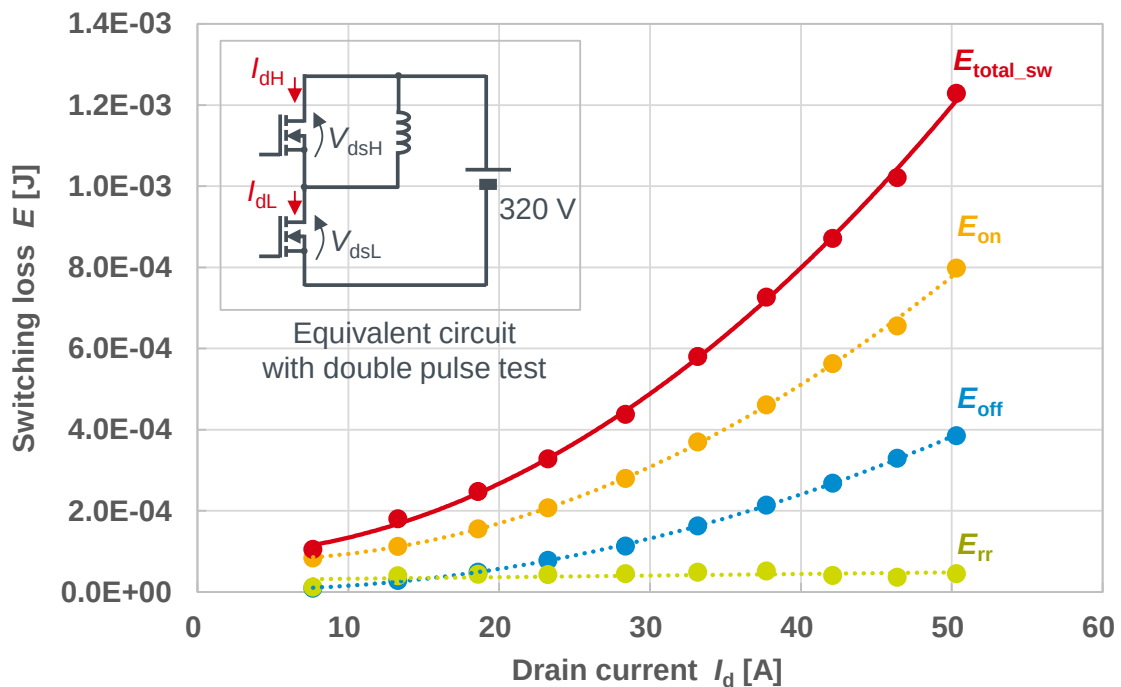
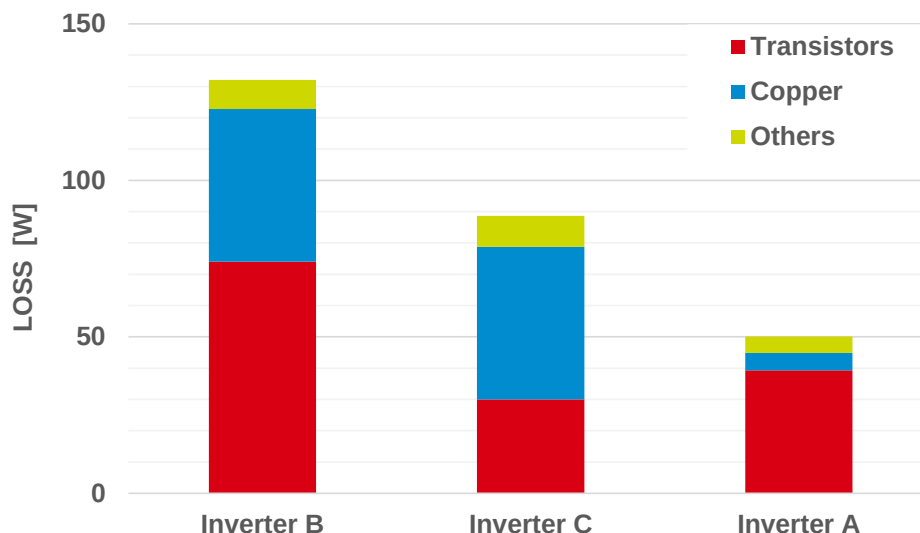


그림 10. SCT3030AL의 E_{total_sw} , E_{on} , E_{off} , E_{rr} 과 더블 펄스 시험 회로

MOSFET의 총 스위칭 손실 에너지 (E_{total_sw})는 주로 Turn-ON 손실 에너지 (E_{on}), Turn-OFF 손실 에너지 (E_{off}), 및 역회복 손실 에너지 (E_{rr})로 구성되어 있습니다. 이러한 손실 에너지는 더블 펄스 시험 (*11)으로 측정하였으며, 사용 측정 회로는 그림 10에 기재되어 있습니다. V_{dsH} 와 I_{dH} 는 High-side MOSFET의 드레인 - 소스 전압과 드레인 전류이며, V_{dsL} 과 I_{dL} 은 Low-side 측을 나타냅니다. E_{on} 과 E_{off} 는 각각 Low-side MOSFET의 Turn-ON 및 Turn-OFF의 각 스위칭 과도 구간에서의 V_{dsL} 과 I_{dL} 의 곱셈으로 구할 수 있습니다. E_{rr} 은 Low-side MOSFET의 Turn-ON 스위칭 과도 구간의 V_{dsH} 및 I_{dH} 로 계산할 수 있습니다. 위상각 θ 지점에서 L_1 또는 L_2 를 흐르는 평균 전류는 식 (20)으로 나타낼 수 있습니다. PWM부 MOSFET의 평균 P_{sw} 는 구간 전체에서의 $E_{total_sw} \cdot f_{sw}$ 의 적분치이며, 이 적분을 평균화하는 식 (21)로 구할 수 있습니다.

$$I = \sqrt{2} \cdot 12.5 \cdot \sin \theta \quad (\text{A}) \quad (20)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \int_0^T E_{total_sw} f_{sw} dt \cdot 2\text{phase} = 12.7\text{W} \quad (21)$$

그림 11. 5kW 시의 각 인버터 P_{total} 내역 비교

4) DT 구간에서의 전력 손실

인버터 A에서 DT는 220ns로 설정되어 있으며, 해당 구간동안 전류는 프리휠링 SBD (SCS212AM, ROHM)에 흐릅니다. 다이오드를 흐르는 평균 전류도 식 (20)으로 나타낼 수 있습니다. P_{sw} 와 마찬가지로 DT 구간에서의 손실 전력 P_{DT} 는 다음 식에 따라 계산할 수 있습니다.

$$P_{DT} = \frac{1}{T} \int_0^T V_F I_F f_{sw} \cdot 2DT dt \cdot 2pcs. \quad (22)$$

V_F 와 I_F 는 각각 SBD의 순방향 전압과 순방향 전류입니다. 사용한 SCS212AM의 데이터시트 (*12)에 게재된 V_F - I_F 특성을 바탕으로 계산하면, $P_{DT}=0.3W \cdot 2pcs=0.6W$ 가 됩니다.

5) 동손

outer leg의 한쪽 주변에 감겨진 구리선의 측정 저항은 18mΩ입니다. 실효 전류는 12.5Arms이므로, 총 동손은 $(12.5Arms)^2 \cdot 18m\Omega \cdot 2wire=5.6W$ 가 됩니다.

6) 기타

상기 항목 이외의 손실 전력은 약 5.1W로, 결합 리액터의 코어 손실, G , C_o , 회로 기판의 배선 부품 도통 손실이 포함되어 있습니다. 이 인버터의 총 코어 손실 전력은 페라이트 MB3 (*8)와 liqualloy (*9)에서의 코어 손실 데이터를 바탕으로 약 2.5W로 계산됩니다.

이러한 손실 분석을 바탕으로 Q_{H2} , Q_{H3} , Q_{L2} , Q_{L3} 의 전력 손실 합계는 약 25W입니다.

이렇게 손실이 작기 때문에, 냉각 시스템은 간소화됩니다. 인버터 A에서는 모든 SiC MOSFET에 열 저항 (R_{th}) 5°C/W의 히트싱크를, R_{th} 1.7°C/W의 서멀 시트를 통해 부착하였습니다. SiC MOSFET의 접촉면에서의 Fin 온도는 약 80°C로 낮고, Junction 온도 (T_j)는 130°C보다 낮을 것으로 추정되므로, 사용한 SiC MOSFET의 T_j 최대 정격 이하이며, 이는 Fan-less 냉각이 가능한 레벨입니다.

5kW에서의 인버터 B와 인버터 C의 P_{total} 도 동일한 방법으로 내역을 계산하여, 그림 11에서 인버터 A, B, C의 P_{total} 을 비교하였습니다. 트랜지스터의 손실은 Si IGBT를 SiC MOSFET로 대체함으로써 절반 이하로 감소하였으며, 인버터 C에서도 Fan-less 동작이 가능한 레벨입니다. 실제로 5kW 동작 시 인버터 C에서는 냉각 Fin의 표면 온도도 80°C이므로, Fan-less 동작이 가능합니다. 그러나, 인버터 C는 평활 리액터의 동손으로 인해 5kW에서 99%의 효율 η 를 달성하지 못합니다. 인버터 A의 경우 결합 리액터의 동손은 인버터 C에 비해 대폭 작아졌습니다. 그 이유는 결합 리액터를 사용함으로써 권선수가 적어져, 동손을 효과적으로 감소시켰기 때문입니다.

인버터 A, B, C의 성능을 표 4에 정리하였습니다. 인버터 B 대신에 인버터 A를 채용하는 경우, 효율 η 는 1.6% 개선되고, P_{total} 은 62% 감소, 사이즈와 중량은 각각 56%와 50%로 감소되었습니다. 또한, 인버터 A는 인버터 C에 비해 효율 η 가 0.7% 우수하고, P_{total} 도 41% 개선되었습니다. 인버터 A와 인버터 B 또는 C의 차이점은 그림 1에서도 명확하게 나타납니다.

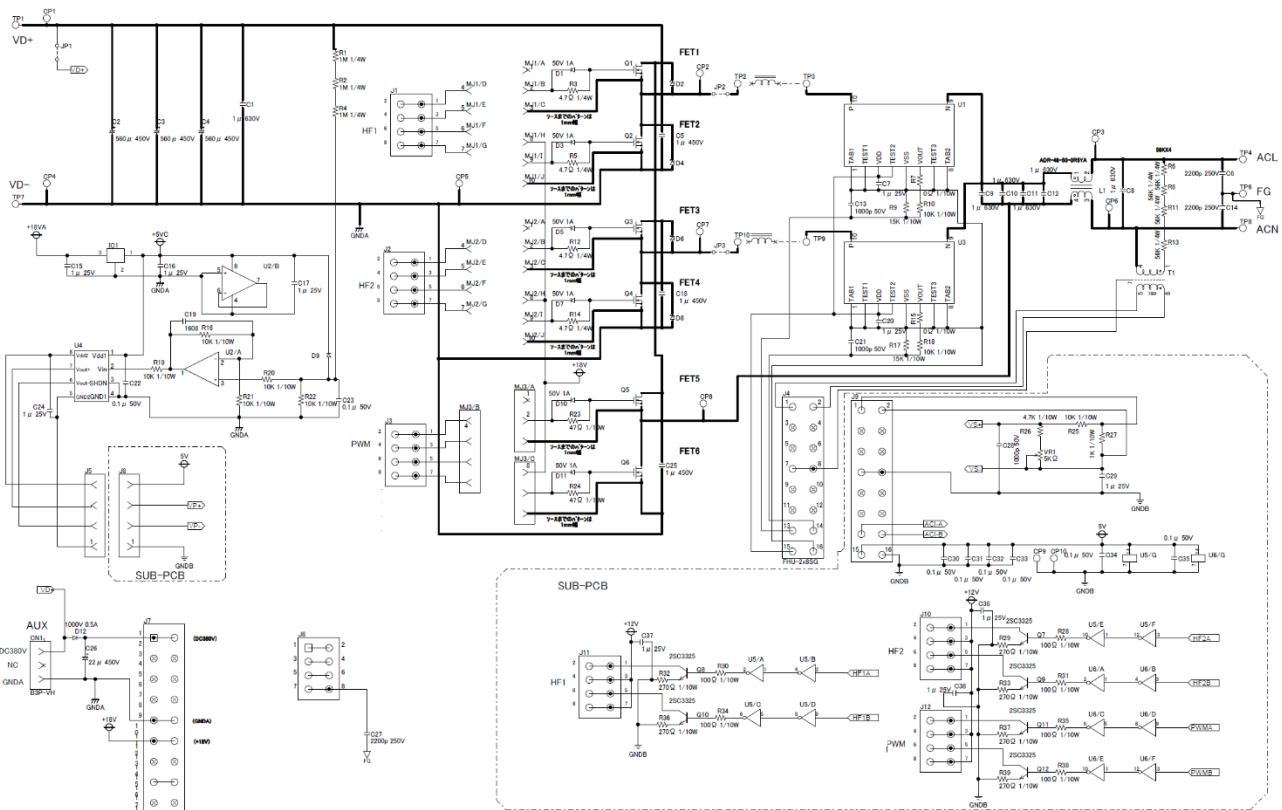
표 4. 각 인버터 회로의 성능 비교

	Inverter A	Inverter B	Inverter C
Switching transistors	SiC MOSFETs	Si IGBTs	SiC MOSFETs
Conversion efficiency (@5 kW)	99.0%	97.4%	98.3%
Total loss (@5 kW)	51 W	133 W	85 W
Size	4180 cm ³	9480 cm ³	
Weight	2.5 kg	5.0 kg	

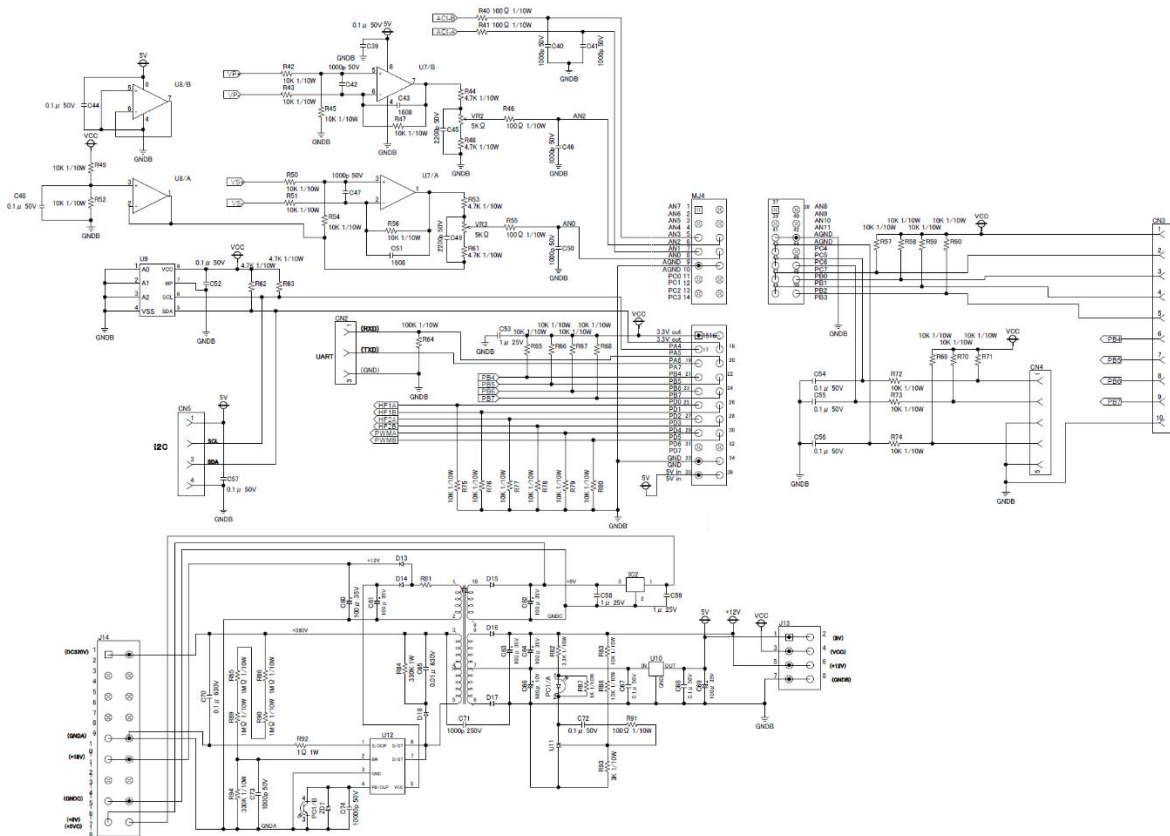
정리

SiC MOSFET를 스위칭 디바이스로 사용하는 트랜스링크 방식 인터리브 타입 5kW 인버터를 개발하였습니다. SiC MOSFET의 우수한 스위칭 성능은 Si IGBT에 비해, 고속 스위칭 동작이 가능하며, 시스템 전체의 소형화를 실현합니다. 또한, 역극성 결합 리액터를 채용한 트랜스링크 방식 인터리브 회로 토폴로지를 스위칭 주파수 40kHz로 동작시킴으로써, 권선수를 줄여 동손을 대폭 저감하였습니다. 이에 따라 5kW의 출력전력으로 Fan-less 동작을 가능하게 하는 99.0%의 높은 효율을 실현하였습니다.

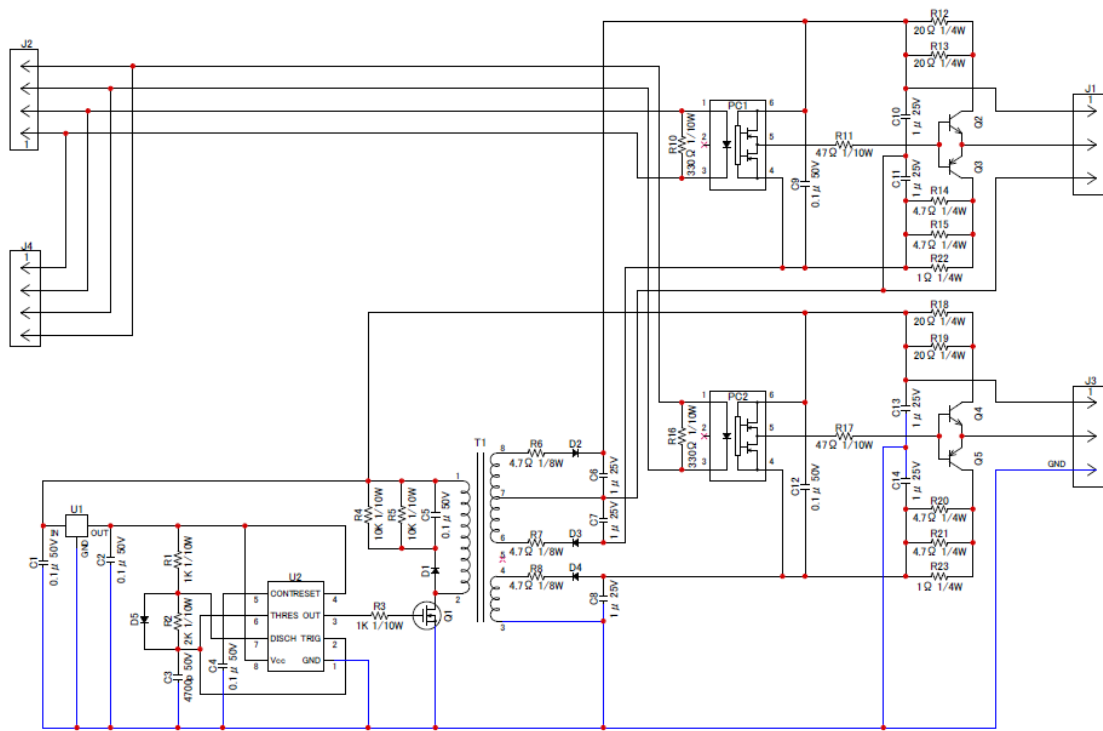
■ Inverter A 회로도 (Schematics)



(a) Power PCB and Sub PCB



(b) Control PCB



(c) driver PCB

■ Inverter A 부품표 (BOM List)

(a), (b) Power PCB, Sub PCB, Control PCB (Continued)

Device	Symbol	Parts Number	Values	Manufacture	Package Size [mm]
Film Capacitor	C1,C8,C9,C10,C11,C12	BFC233920105	1μF, 630V ±20%	Vishay	26x10x19.5
Al-E Capacitor	C2,C3,C4	ELXS451VSN561MA50S	560μF, 450V ±20%	Nippon chemi-con	D35x50
Film Capacitor	C5,C18,C25	450MPH105J	1μF, 450V ±5%	RUBYCON	18.5x15x23
Capacitor	C6,C14,C27	DE1E3KX222MA4BN01	2200pF, 250Vac±20%	MURATA	9x7x12
Capacitor	C7,C20,C29,C36,C37,C38	GRM188R71E105KA12	1μF, 25V ±10%	MURATA	1608
Capacitor	C15,C16,C17,C24,C53,C58,C59	GRM185B31E105MA12	1μF, 25V ±20%	MURATA	1608
Capacitor	C13,C21,C28,C40,C41,C42,C46,C47,C50,C73	GRM188B11H102KA01	1000pF, 50V ±10%	MURATA	1608
Capacitor	C22, C30,C31,C32,C33,C34,C35,C39,C44,C48,C52,C54,C55,C56,C57	GRM188B31H104KA92	0.1μF, 50V ±10%	MURATA	1608
Capacitor	C67,C68,C72	GRM188R71E104KA01	0.1μF, 25V ±10%	MURATA	1608
Capacitor	C23	GRM188R11H104KA93	0.1μF, 50V ±10%	MURATA	1608
AL-E Capacitor	C26	UCS2W220MHD	22μF, 450V ±20%	Nichicon	D16x20
Capacitor	C45,C49	GRM1851X1H222JA44	2200pF, 50V ±5%	MURATA	1608
Capacitor	C19,C43,C51	TBD	TBD	MURATA	1608
AL-E Capacitor	C60,C61,C62,C63,C64,C69	ELXZ350ELL101MF15D	100μF, 35V ±20%	Nippon chemi-con	D6.3x15
AL-E Capacitor	C66	ELXZ100ELL681MF15D	680μF, 10V ±20%	Nippon chemi-con	D8x11.5
Film Capacitor	C65	ECQE6103KF	0.01μF, 630V ±10%	Panasonic	12x4.5x7.5
Film Capacitor	C70	ECQE6104KF	0.1μF, 630V ±10%	Panasonic	18.5x6.3x14
Capacitor	C71	DE1E3KX102MA4BN01	1000pF, 250Vac ±20%	MURATA	6x4x9
Capacitor	C74	GRM188B11H103KA01	1000pF, 50V ±10%	MURATA	1608
Diode	D1,D3,D5,D7,D10,D11	ES1A	50V, 1A	Fairchild	DO-214AC
Diode	D2,D4,D6,D8	SCS212AM	650V 12A	ROHM	10.16x4.7x19
Diode	D9	1SS355	90V 225mA	ROHM	2.5x1.25x0.7
Diode	D12,D18	EG01C	1000V, 0.5A	SANKEN	φ 2.7x5L
Diode	D13,D14,D15,D16,D17	SBR1U150SA-13	150V, 1A	DIODES	4.3x2.6x2.2
Zener Diode	ZD1	UDZS5.1B	5.1V, 5mA	ROHM	SC-90
Photocoupler	PC1	PS2501L-1	1ch, 80V, 50mA	NEC	6.5x4.6x3.6
Transistor	Q1,Q2,Q3,Q4	SCT3030AL	Nch, 650V, 30mΩ	ROHM	TO-247N
Transistor	Q5,Q6	SCT3017AL	Nch, 650V, 17mΩ	ROHM	TO-247N
Transistor	Q7,Q8,Q9,Q110,Q11,Q12	2SC3325	50V, 0.5A	TOSHIBA	SC-59
Potentiometer	VR1,VR2,VR3	CT-6E-P5KΩ	5kΩ, 1/2W ±1%	COPAL	7x7x.8
Resistor	R1,R2,R4	RK73B2BTTD105J	1MΩ, 1/4W ±5%	KOA	3216
Resistor	R85,R86,R89,R90	MCR10E2PJ105	1MΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R3,R5,R12,R14	RK73B2BTTD4R7J	4.7Ω, 1/4W ±5%	KOA	3216
Resistor	R6,R8,R11,R13	RK73B2BTTD563J	56kΩ, 1/4W ±5%	KOA	3216
Resistor	R7,R15	RK73B1JTTD000J	0Ω	KOA	1608
Resistor	R9,R17	RK73B1JTTD153J	15kΩ, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R10,R16,R18,R19,R20,R21,R22,R25,R42,R43,R45,R47,R49,R50,R51,R52,R54,R56,R57,R58,R59,R60,R65,R66,R67,R68,R69,R70,R71,R72,R73,'74,R75,R76,R77,R78,R79,R80	RK73B1JTTD103J	10kΩ, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R23,R24	RK73B1JTTD470J	47Ω, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R26,R44,R48,R53,R61,R62,R63	RK73B1JTTD472J	4.7kΩ, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R27	RK73B1JTTD102J	1kΩ, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R28,R30,R31,R34,R35,R38,R40,R41,R46,R55	RK73B1JTTD101J	100Ω, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R29,R32,R33,R36,R37,R39	RK73B1JTTD271J	270Ω, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R64	RK73B1JTTD104J	100kΩ, 1/10W ±5%	KOA	1608
Resistor	R82	MCR03EZPJ332	3.3kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R93	MCR03ERTJ302	3kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R88	MCR03EZPJ152	1.5kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R81,R92	MOSX1C1R0J	1Ω, 1W ±1%	KOA	φ 3x9L
Resistor	R84	MOSX1C334J	330kΩ, 1W ±5%	KOA	φ 3x9L
Resistor	R83	MCR03EZPJ103	10kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R87	MCR03EZPJ102	1kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R91	MCR03EZPJ101	100Ω, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R94	MCR03EZPJ334	330kΩ, 1/10W ±5%	ROHM	1608
Transformer	T1	VDCT	6mA, 67:1	NIHON PULSE	24.5x21x22
Transformer	T2	TR10P	--	PAT	---
Line filter	L1	ADR-48-50-0R5YA	0.5mH, 50A	UENO	65x60x40
Current Sensor	U1,U3	CQ-3303	±20A 60mV/A	AsahiKASEI	7.9x5.6x1.3
IC	U2,U7,U8	NJM2732M	Dual RtoR OP-amp	NJRC	SOP-8
IC	U4	ACPL-C87AT	Isolation AMP	AVAGO	5.85x6.8x3.2
IC	U5,U6	TC4069UBF	6 CMOS Inverter	TOSHIBA	DIP-14
IC	IC1,IC2	NJM78L05UA	5V 500mA	NJRC	SOT-89
IC	U9	24LC64SN	EEPROM	MICROCHIP	SOP-8
IC	U10	TA48M05F	5V, 0.5A LDO	TOSHIBA	6.5x9.5x2.3
IC	U11	NJM431U	150mA Shunt regulator	NJRC	SOT-89
IC	U12	STR-A6079M	Flybuck controller 800V, 1.2A	SANKEN	DIP-8

(a), (b) Power PCB, Sub PCB, Control PCB (Continued)

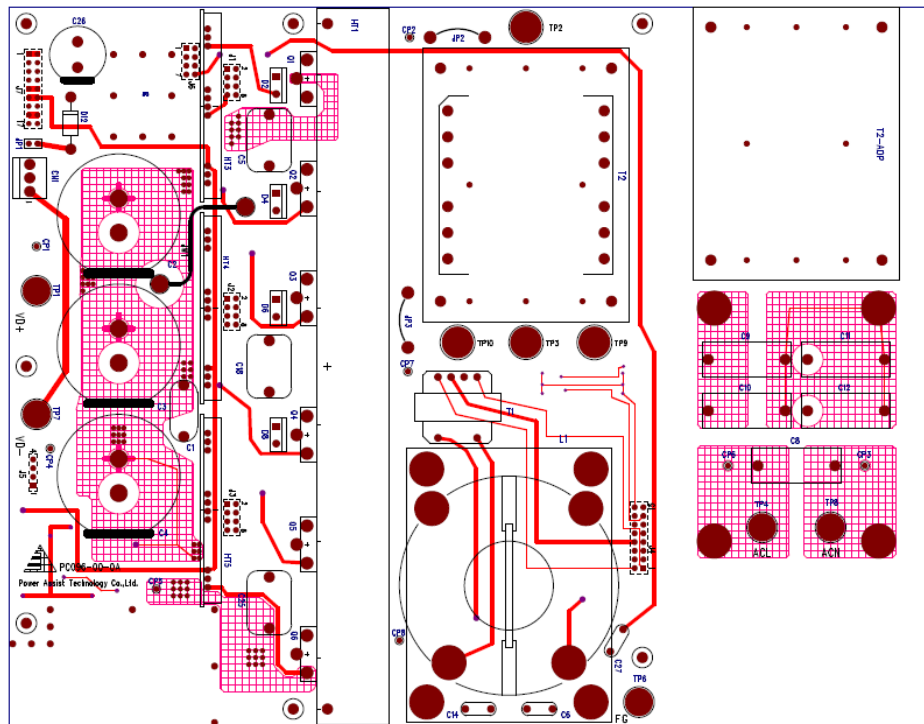
Device	Symbol	Parts Number	Values	Manufacture	Package Size [mm]
Connector	J1,J2,J3,J6,J10,J11,J12	FHU-2×4SG	3A, 8pin,female	Useconn	10.16x5.08x8.5
Connector	J4	FHU-2x8SG	3A, 16pin, female	Useconn	20.8x5x8.5
Connector	J5,J8	PH-1x04SG	Pin header 1x4P	Useconn	10.16x2.54x8.5
Connector	J7	FHU-2x9SG	3A, 18pin, female	Useconn	23.4x5x8.5
Connector	J9	PH-2x08SG	Pin header 2x8P	Useconn	20.8x5x8.5
Connector	J13	PH-2x04SG	Pin header 2x4P	Useconn	10.16x5.08x8.5
Connector	J14	PH-2x09SG	Pin header 2x9P	Useconn	22.86x5.08x8.5
Connector	CN1	B3P-VH	10A, 3pin	JST	13.8x9.7x11
Connector	CN2	S3B-EH	3A, 3pin	JST	10x3.8x6
Connector	CN3	PH-1x10RG2	10pin, Side	Useconn	25.4x10.61x2.54
Connector	CN4	B5B-PH-K-S	5pin	JST	11.9x4.5x6
Connector	CN5	S4B-EH	4pin	JST	12.5x3.8x6
FET-2 Module	MJ1,MJ2	PC092-01-00	10pin	PAT	56x13x38
FET Module	MJ3	PC045-00-00	10pin	PAT	---
CPU Module	MJ4	PC089-01-00-50P	36pin	PAT	28x40x28
Test Point	TP1,TP2,TP3,TP4,TP6,TP7,TP8,TP9,TP10	KRB-408	Screw, internal	HIROSUGI	φ 8x8
Check Pin	CP1,CP2,CP3,CP4,CP5,CP6,CP7,CP8CP9,CP10,CP11,CP12	HOT-2608B	Black	HIROSUGI	2.5x1.75

(c) Driver PCB

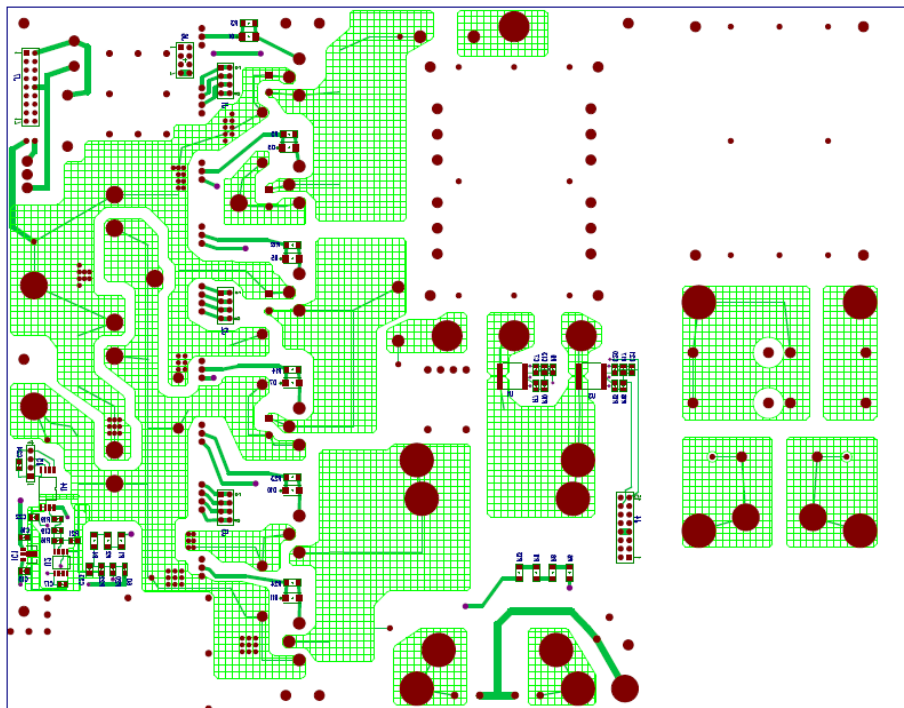
Device	Symbol	Parts Number	Values	Manufacture	Package Size [mm]
Capacitor	C1,C2,C4,C5,C9,C12	GRM188B31H104KA92	0.1μF 50V ±10%	MURATA	1608
Capacitor	C3	GRM1851X1H472JA44	4700pF 50V ±20%	MURATA	1608
Capacitor	C6,C7,C8,C10,C11,C13,C14	GRM21BR71E105KA99	1μF 25V ±10%	MURATA	2012
Diode	D1,D2,D3,D4	1SS355	90V 225mA	ROHM	2.5x1.25x0.7
Diode	D5	RB751S-40	30V 30mA	ROHM	1608
Connector	J1,J3	MB3P-90	250V 3A	JST	7.5x2.4x5.3
Connector	J2	MB4P-90	250V 3A	JST	10x2.4x5.3
Connector	J4	B4B-XH-A	250V 3A	JST	12.4x5.75x7
Photocoupler	PC1,PC2	TLP700A	35V 3mA	TOSHIBA	4.6x6.8x4
Transistor	Q1	SSM3K318T	60V 2.5A	TOSHIBA	2.9x1.6x0.7
Transistor	Q2,Q4	2SCR542P	30V 5A	ROHM	4.6x2.6x1.5
Transistor	Q3,Q5	2SAR542P	30V 5A	ROHM	4.6x2.6x1.5
Resistor	R1,R3	MCR03ERTJ102	1kΩ 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R2	MCR03ERTJ202	10Ω 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R4,R5	MCR03ERTJ103	10kΩ 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R6,R7,R8	MCR10ERTJ4R7	4.7Ω 1/8W ±5%	ROHM	2012
Resistor	R10,R16	MCR03ERTJ331	330Ω 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R11,R17	MCR03ERTJ470	47Ω 1/10W ±5%	ROHM	1608
Resistor	R12,R13,R18,R19	MCR18ERTJ200	20Ω 1/4W ±5%	ROHM	3216
Resistor	R14,R15,R20,R21	MCR18ERTJ4R7	4.7Ω 1/4W ±5%	ROHM	3216
Resistor	R22,R23	MCR18ERTJ1R0	1Ω 1/4W ±5%	ROHM	3216
Transformer	T1	TR008A	---	Shinsei denki	8x13x8
IC	U1	NJM78L05UA	5V 20mA	JRC	4.5x2.5x1.5
IC	U2	NE555D	18V 225mA	TI	DIP-8

■ Inverter A PCB Layout

(1) Power PCB

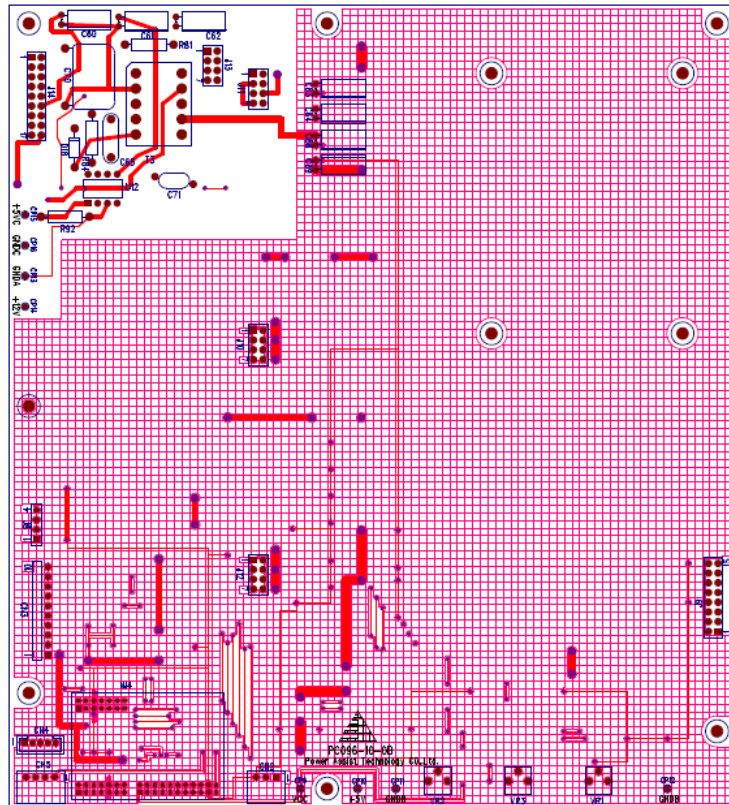


(a) top

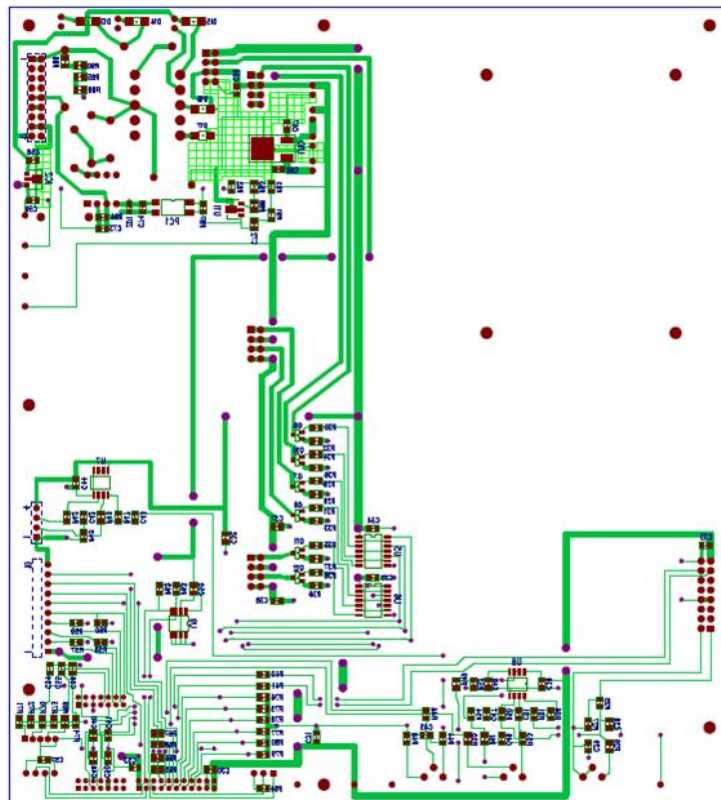


(b) bottom

(2) Control PCB

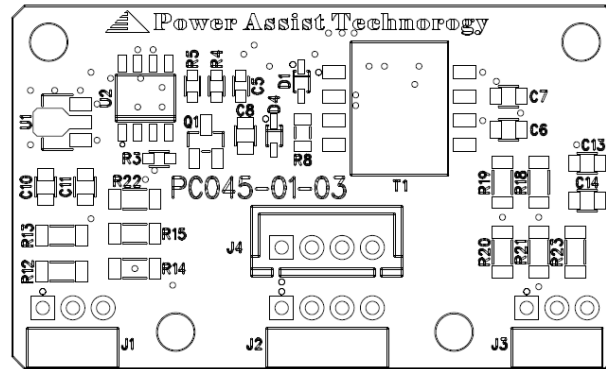


(a) top

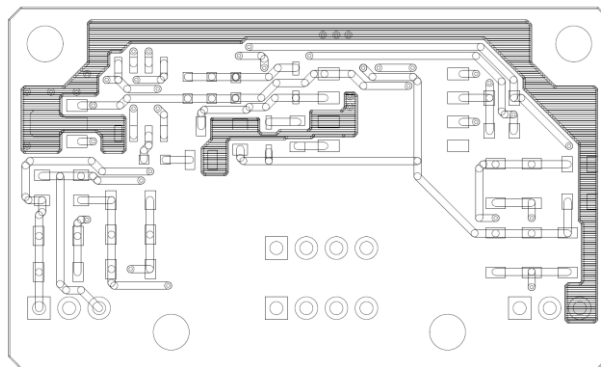


(b) bottom

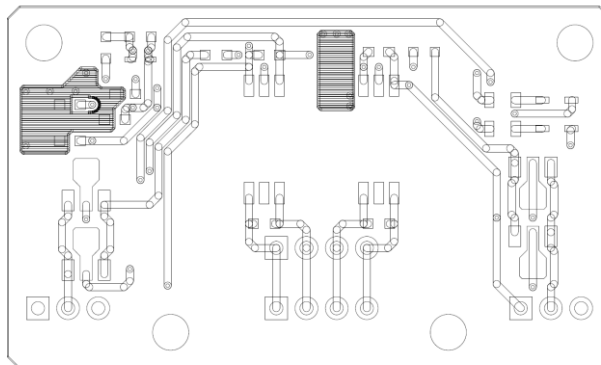
(3) Driver PCB



(a) Top Silk



(b) top



(c) bottom

참고 자료 :

- *1 P. L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, Jul. 2001.
- *2 T. Kawashima, S. Funabiki, M. Yamamoto, H. Asuke, H. Terui, and S. Takano, "Characteristic analysis and evaluation about mutual coupling inductor of multi-phase trans-linked boost chopper circuit," *J. Jpn. Inst. Power Electron.*, vol. 35, pp. 136–145, 2010.
- *3 M. Yamamoto and H. Horii, "Trans-linked single phase interleaved PFC converter," *IEEJ Trans. Ind. Appl.*, vol. 130, no. 6, pp. 828–829, 2010.
- *4 P. S. Krishna, E. P. Jubin, and K. R. Hari, "Study and analysis of conventional and modified interleaved buck converter," *Int. J. Eng. Res. Gen.Sci.*, vol. 3, no. 6, pp. 957–964, 2015.
- *5 I. O. Lee, S. Y. Cho, and G.W. Moon, "Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3664–3675, Aug. 2012.
- *6 M. Esteki, B. Poorali, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Interleaved buck converter with continuous input current, extremely low output current ripple, low switching losses and improved step-down conversion ratio," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4769–4776, Aug. 2015.
- *7 J. Imaoka, S. Kimura, W. Martinez, and M. Yamamoto, "A novel integrated magnetic core structure suitable for transformer-linked interleaved boost chopper circuit," *IEEJ J. Ind. Appl.*, vol. 3, no. 5, pp. 395–404, 2014.
- *8 "Ferrite materials for power supply," *Datasheet*, JFE Ferrite Corporation, 2007.
[Online]. Available: <http://www.jfe-frt.com/products/pdf/003.pdf>
- *9 "Liquialloy toroidal coil technical data sheet," *Datasheet*, ALPS Electric Co. Ltd., 2017.
[Online]. Available: http://www.alps.com/prod/info/J/HTML/Toroidal/Toroidal/GLT1/datasheet_GL1.pdf
- *10 H. Koshiba, Y. Naito, T. Mizushima, and A. Inoue, "Development of the Fe-based glassy alloy "Liquialloy" and its application to powder core," *Materia Japan*, vol. 47, no. 1, pp. 39–41, 2008.
- *11 F. Krismer and J. W. Kolar, "Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 881–891, Mar. 2010.
- *12 "SCS212AM SiC Schottky barrier diode," *Datasheet*, Rohm Co. Ltd., 2015.
[Online]. Available: <http://www.rohm.co.jp/web/japan/datasheet/SCS212AM/scs212am-e>
- *13 T. Miyazaki, H. Otake, Y. Nakahara, M. Tsuruya, and K. Nakahara, "A fanless operating trans-linked interleaved 5 kW inverter using SiC MOSFETs to achieve 99% power conversion efficiency" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 12, pp. 9429–9437, Dec. 2018.

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 specifications :
- 3) Although ROHM is continuously working to improve product reliability and quality, semiconductors 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 Products 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 from 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/>