

## SiC MOSFET

# 5kW 高效率无风扇逆变电路

采用了发挥碳化硅(SiC)MOSFET 高频特性的 Trans-link 交错型逆变电路<sup>(1)</sup>、实现了 5kW 时的功率转换效率达到 99%以上。在该电路拓扑中，平滑电抗器的电感量可以减小。由于电抗器的匝数减少、使铜损大幅度减少实现了高效率。在这份资料中，介绍这个全新的逆变器设计的例子。此外，这个全新的逆变电路是和 power-assist-tech 株式会社 (<https://www.power-assist-tech.co.jp/>) 共同开发。

## 与常规电路对比

图1是常规全桥型和本文档介绍的Trans-link交错型电路的比较，两个电路输出功率都是5kW。

尽管常规桥式并联2PCS IGBT(STGW60H65DGB)作为开关器件，5KW时的效率是97.4%(总损耗为133W),冷却风扇是必要的。交错式效率达到99%(一共损失51W)，因为抑制了发热、不使用冷却风扇的小型化散热器可以冷却。而且因为是交错型，显然开关频率可以倍增，平滑滤波器被小型化、尺寸和重量被减半。



(a)Trans-link 交错型

(b)全桥型 (常规)

图 1. 与常规电路的比较

## 电路组成

图2表示交错型电路的组成

逆变电路中有三个半桥，每个半桥包含两个晶体管( $Q_{Hk}$ 和 $Q_{Lk}$ ,  $k= 1、2、3$ )。肖特基二极管作为续流二极管和晶体管并联。B2和B3以 $180^\circ$ 反转相位PWM模式动作。B1 的 $Q_{H1}$ 和 $Q_{L1}$ 以 50 Hz 交替开关、作为低频率开关桥动作。B2和B3的输出通过耦合电抗器( $L_c$ )相互作用，电流流过 $L_c$ 后被相加。B2和B3的输出和B1的中心点连接输出电容( $C_o$ )。

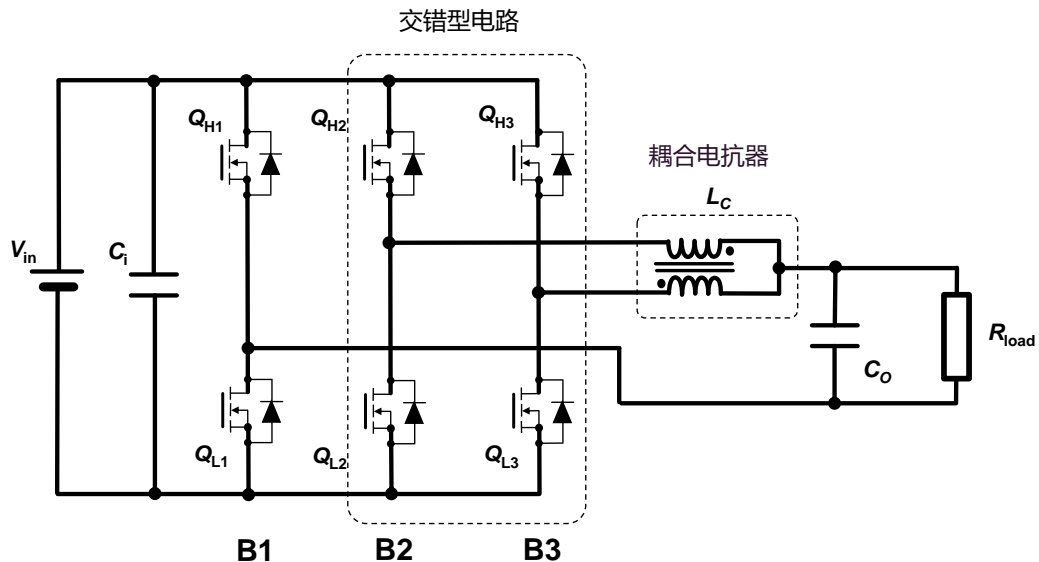


图 2. Trans-link 交错型逆变电路

耦合电抗器等效电路如图3所示。

能够分为两个漏感( $L_1$ 和 $L_2$ )、励磁电感( $L_m$ )、以及理想的反向变压器。如图3所示  $V_{L1}$ 、 $V_{L2}$ 、 $V_1$ 、以及  $V_2$  是各个电感的自感应电动势、图3中  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 、 $i_1$ 、 $i_2$ 、以及  $i_m$  是被定义的电流。因为这是PWM电路， $Q_{H2}$  开通时以占空比  $d$  动作。由于是逆变动作， $d$  根据时间变化。 $L_1$  和  $L_2$  的电感量相同，为了简单用  $L$  表示。在逆变过程中，除死区时间外、逆变电路中所有的半桥都按照同步整流的原理运行。

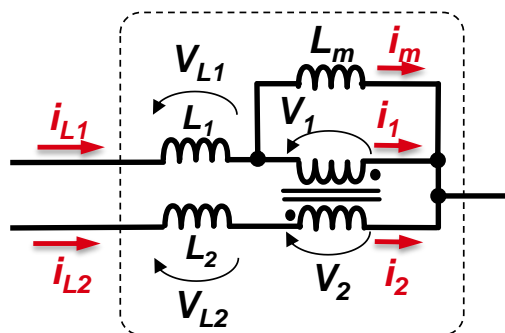


图 3. 耦合电抗器( $L_c$ )的等效电路

$V_{in}$ 和 $V_{out}$ 的关系用和普通buck变换器相同的关关系式(1)表示:

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

交叉式buck变换器理论分析已经在资料(\*4)~(\*6)被讨论, 这次关于Trans-link式也用同样的计算方式。

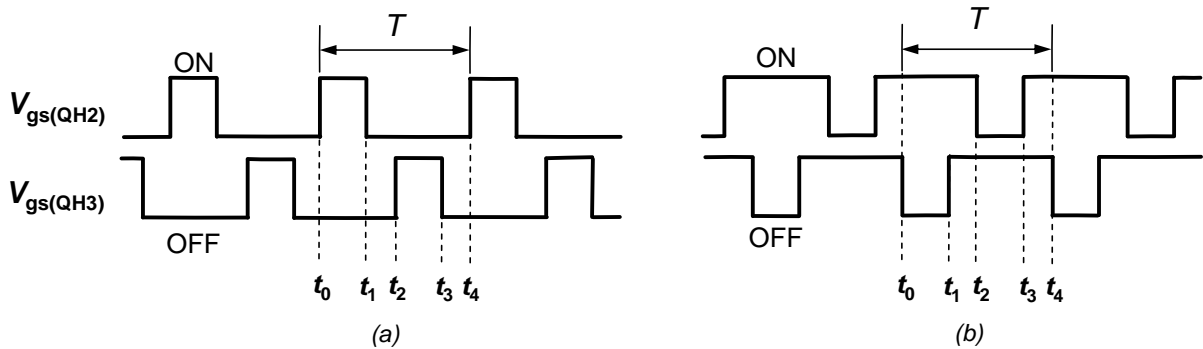


图 4. Q<sub>H2</sub> 和 Q<sub>H3</sub> の时序图

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

如图4中QH2和QH3的时序图所示, 栅极-源极电压 $V_{gs}(QH2)$ 和 $V_{gs}(QH3)$ 表示晶体管的开通和关断状态,  $t_j(j=0-4)$ 表示晶体管的开关时间。如图4所示, 虽然在(a)  $d < 0.5$ 时QH2和QH3会出现同时关断, 但当(b)  $d \geq 0.5$ 时不会出现同时关断。因此, 需要分别针对(a)  $d < 0.5$ 和(b)  $d \geq 0.5$ 分析电路的动作。

(a)  $d < 0.5$ 、时段1、2、3和4的时序定义如下:

时段 1 (从  $t_0$  到  $t_1$ ): Q<sub>H2</sub>在  $t_0$  时开通、Q<sub>H3</sub>保持关断

时段 2 (从  $t_1$  到  $t_2$ ): Q<sub>H2</sub>在  $t_1$  时关断、Q<sub>H3</sub>保持关断

时段 3 (从  $t_2$  到  $t_3$ ): Q<sub>H2</sub>保持关断、Q<sub>H3</sub>在  $t_2$  时开通

时段 4 (从  $t_3$  到  $t_4$ ): Q<sub>H2</sub>保持关断、Q<sub>H3</sub>在  $t_3$  时关断

因为定义一个周期是时间 $T$ 。时段1和时段3用 $d \cdot T$ 表示、时段2和时段4用 $(0.5 - d) \cdot T$ 表示。

(b)  $d \geq 0.5$ 、时序同样地按照如下定义:

时段 1 (从  $t_0$  到  $t_1$ ): Q<sub>H2</sub>保持开通、Q<sub>H3</sub>在  $t_0$  时关断

时段 2 (从  $t_1$  到  $t_2$ ): Q<sub>H2</sub>保持开通、Q<sub>H3</sub>在  $t_1$  时开通

时段 3 (从  $t_2$  到  $t_3$ ): Q<sub>H2</sub>在  $t_2$  时关断、Q<sub>H3</sub>保持开通

时段 4 (从  $t_3$  到  $t_4$ ): Q<sub>H2</sub>在  $t_3$  时开通、Q<sub>H3</sub>保持开通

由于时段1和时段3是用 $(1 - d) \cdot T$ 表示、时段2和时段4用 $(d - 0.5) \cdot T$ 表示。

(a) 无论 $d < 0.5$  还是 (b)  $d \geq 0.5$ 、Q<sub>L2</sub>、Q<sub>L3</sub>与Q<sub>H2</sub>、Q<sub>H3</sub>各自相互交替开关、构成以下等式:

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

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

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

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

通过等式 (2)~(5)、 $i_m$ 和纹波成分 $\Delta i_m$ 可以用下面的等式求得:

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

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

根据感应电动势的基本方程式 $V = -L di/dt$ 、如表1所示的 $\Delta i_{L1}$ 与 $\Delta i_{L2}$ 的方程式被推导出来。如等式(8)~(9)所示,  $i_{out}$ 等于 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 相加、输出纹波电流 $i_{out\_pp}$ 等于 $\Delta i_{L1}$ 和 $\Delta i_{L2}$ 相加:

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

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

表1 各时段(1~4)的 $\Delta i_{L1}$  和  $\Delta i_{L2}$ (a)  $d < 0.5$ 

Term	$\Delta i_{L1}$	$\Delta i_{L2}$
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	$\Delta i_{L1}$	$\Delta i_{L2}$
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	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$	$\frac{(d - 0.5)(1 - d)V_{in}}{L} T$

## Trans-link 式的优点

Trans-link式的输出连接耦合电抗器，由于以下的原因电抗器的铜损能被大幅度降低。(\*2)~(\*3)

- 输出电流被分为两相，热量损耗降低50%；
- 平滑用的电感能够减小。

电抗器的交流电流在一个周期内反相运行。根据Trans-link的设计电流被分为2部分，每部分电流为总电流的一半。另外，反相电流互相磁化耦合电抗器、防止电抗器磁饱和。所以不需要高磁感应强度 ( $B_s$ ) 的材料，而采用铁氧体等透磁率 (低 $B_s$ ) 高的材料。另外，由于电抗器匝数减少、使 (电抗器的) 铜损减少。

## 耦合电抗器的设计

耦合电抗器如图5所示，由被称为外脚和中央脚的磁芯构成。因为电抗器是反相变压器， $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 产生的磁场在外脚相互抵消。这意味着外脚的磁性材料不需要高磁感应强度 ( $B_s$ )。

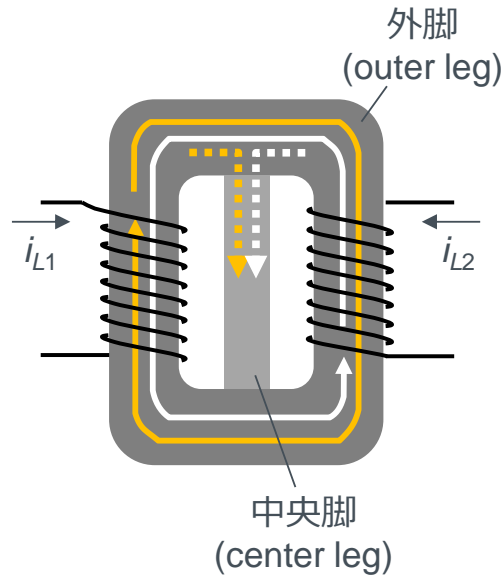


图 5. 耦合电抗器 概念图

另一方面，在中央引脚上、磁通量沿相同的方向流动并变得更强烈。同时，因为 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 的相位相差 $180^\circ$ 、总磁通量振动频率倍增。所以，中央脚使用的磁性材料具有高磁通量( $B_s$ )和良好的高频动作特性是必要的。因此，作为外脚用的材料采用铁氧体MB3(JFE铁氧体(\*8))，采用利库罗依™(ALPS电气(\*9)、(\*10)：现在阿尔卑斯 阿尔派)为中央引脚的材料。

耦合电抗器的设计最重要的考虑因素是L和 $L_m$ ，这两个参数的设计决定了 $i_{out}$ 的纹波和磁感应强度。根据以下的详细说明， $|i_{out\_pp}|$ 的最大值由L决定。从表1以及等式(9)中、 $|i_{out\_pp}|$ 在不同的占空比时的值如等式(10)所示：

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

$d = 0.25$  以及  $0.75$ 时， $|i_{out\_pp}|$ 的值最大。 $|i_{out\_pp}|_{max}$ 的最大值如等式(11)所示：

$$|i_{out\_pp}|_{max} = \frac{V_{in}T}{8L} \quad (11)$$

时段1和时段3的 $\Delta i_m$ 结合表1和等式(7)，如下所示：

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

$\Delta i_m$  在时段1是正、在时段3是负，而时段2以及时段4是0。由于电路为对称结构、一个周期T内 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 通过等式(8)求得是 $i_{out}/2$ 。如等式(6)所示 $i_m$ 的平均值必定是0。从这些和等式(12)开始、在 $d < 0.5$ 时可以成立以下的等式：

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

这里,  $i_{mj}$  ( $j = 0-4$ ) 表示  $t$  中的  $i_m$ 。等式(13)的第5式的左边表示  $i_m$  平均值。  
从等式(13)开始, 可以按以下方式求出  $i_{mj}$ :

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

$d \geq 0.5$  的情况下, 根据同样的计算方法表示  $i_{mj}$  :

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

所以  $d = 0.5$  时,  $|i_m|$  的最大值  $|i_m|_{max}$  如下所示:

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

另外, 外脚的磁感应强度  $B_m$  可以用下式计算:

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

$A_e$  是外铁氧体磁芯的有效面积。

## 逆变器输入输出规格

逆变器输入输出规格和电气参数，如下所示：

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

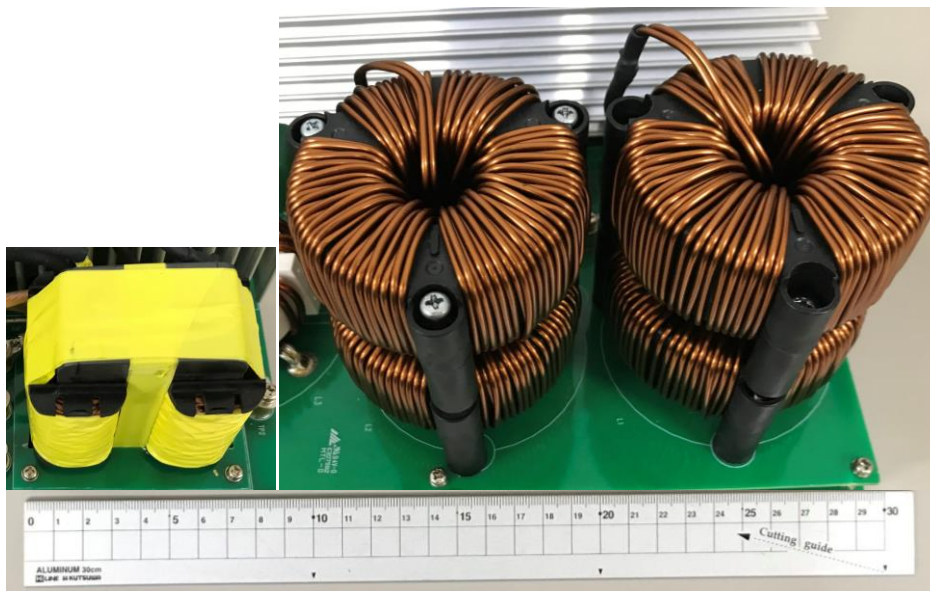
$I_{out pp}/I_{out peak}$ 是为了降低 $C_o$ 的损失而设定的。 $B_{m max}$ 是防止磁饱和风险的条件（MB3(\*8)的 $B_s$ 的约1/3以下）。

从等式(11)和 $I_{out pp}/I_{out peak}$ 和 $L$ 的关系、 $L$ 超过 $100\sqrt{2} \mu\text{H}$ 是必要的。对于该磁芯，线圈匝数 $N=19$ 、电感量是 $170\mu\text{H}$ 。在这个电感中， $L_m$ 是 $2.2 \text{ mH}$ 、外脚的面积 $A_e$ 是 $378\text{mm}^2$ 。从等式(16)以及等式(17)可以看出，这些参数满足 $B_{m max} < 0.15\text{T}$ 。

图6是表示包含直径 $0.35\text{mm}$ 的40根双绞绕制的铜线耦合电抗器外观。测量铜线的阻抗是 $18\text{m}\Omega$ 。采用磁感应强度 $B_s = 0.45\text{T}$ 且透磁率2500的铁氧体磁芯(\*8)。因为圈数 $M$ 被减少、铜线阻抗被减少。中央脚使用高 $B_s$ 材料是不可缺少的、利库罗依™(\*9)作为中央引脚的材料是合适的、 $1.3\text{T}$ 的高 $B_s$ 值实现了磁芯的无气隙结构。

表2 Trans-link型和全桥型电抗器对比

	Trans-link型	全桥型
尺寸	6.5 cm x 4.8 cm x 6.2 cm	φ8 cmx L4 cm x 4串联
体积	193 cm <sup>3</sup>	905 cm <sup>3</sup>
体积比	1	4.68



(a) Trans-link 式电抗器

(b)常规电抗器

图6 (开发的)耦合电抗器和常规电抗器

## 效率评估

使用SiC MOSFET的Trans-link交错型逆变器(逆变器A)、使用Si-IGBT的常规全桥逆变器(逆变器B)和使用SiC MOSFET的常规全桥逆变器(逆变器C)进行性能比较。

逆变器B和逆变器C的电路图如图(7)所示,这三种逆变电路的参数如表3所示:

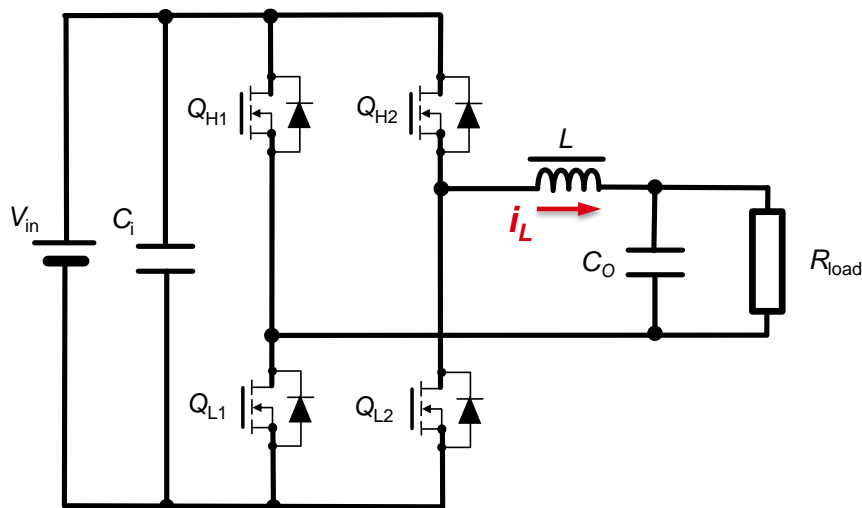


图7 常规逆变电路 (逆变器B,C) 拓扑图

$i_L$ 是在逆变器B以及逆变器C的平滑电抗器中流过的电流。如表3所示Trans-link式,流过MOSFET的电流被抑制一半。此外,因为电流纹波的频率增加,必要的电容值能够削减。因此可以减少晶体管和电容的数量。

表3 各逆变器电路使用器件数量和参数

	Inverter A	Inverter B	Inverter C
Input voltage ( $V_{in}$ )	DC 320 V		
Input capacitance ( $C_i$ )	560 $\mu$ F $\times$ 3	560 $\mu$ 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 $\mu$ H	300 $\mu$ H $\times$ 4 (BCH61-35150)	
Copper wire resistance of the reactor	18 m $\Omega$	20 m $\Omega$ $\times$ 4	
Output capacitance ( $C_o$ )	1 $\mu$ F $\times$ 4	1 $\mu$ F $\times$ 8	
Output voltage ( $V_{out}$ )	AC 200 V		



逆变器A,B,C的效率 $\eta$ , 如图8中输出功率 $P_{out}$ 的横轴所示。效率 $\eta$ 是输入功率 $P_{in}$ 对 $P_{out}$ 的比例算出来的。但是、功率的全部损耗( $P_{total} = P_{in} - P_{out}$ )不包含MOSFET栅极驱动损耗。

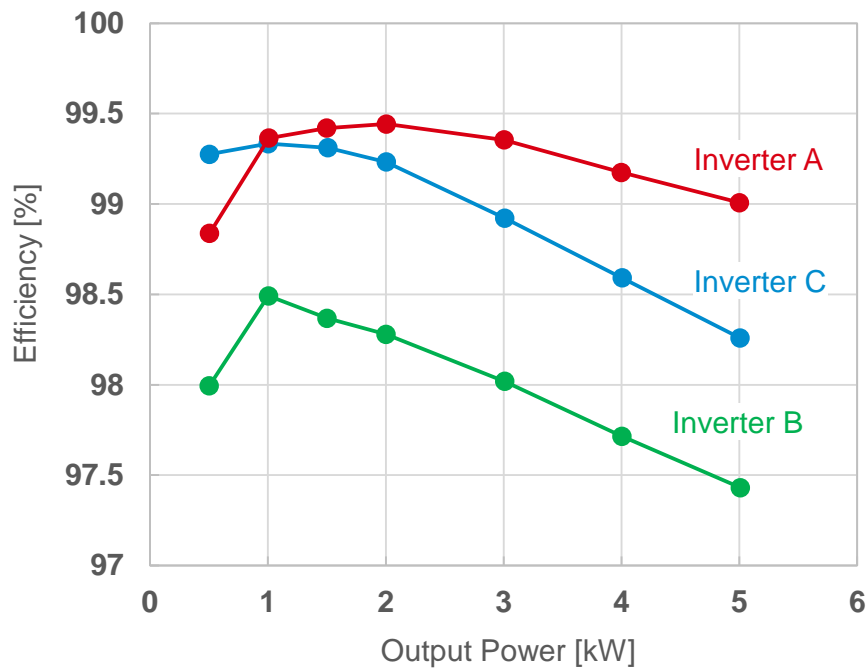


图8  $P_{out}$ 作为指标的逆变器A,B,C的效率

Si IGBT 替换成 SiC MOSFET (从逆变器 B 到 C)、逆变器的 $P_{out}$ 在全功率范围内效率 $\eta$ 提高。 $P_{out}$ 的功率在1kW以上时、逆变器的效率 $\eta$ 降低、主要是因为晶体管的导通损耗和配线的铜损增加。 $P_{out}$ 在3kW以上、逆变器C的输出效率低于99%。与之对应的逆变器A的 $P_{out}$ 在1~5kW的全功率范围内, 效率 $\eta$ 超过99%。其中 $P_{out}$ 为2kW时, 获得99.4%的高效率。

### 损耗分析

图9的饼图是表示逆变器A(Trans-link)输出功率 $P_{out} = 5 \text{ kW}$ 时全部功率损耗的详细组成。这个损耗的分析计算是基于 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 时的导通电阻( $R_{ON}$ )。

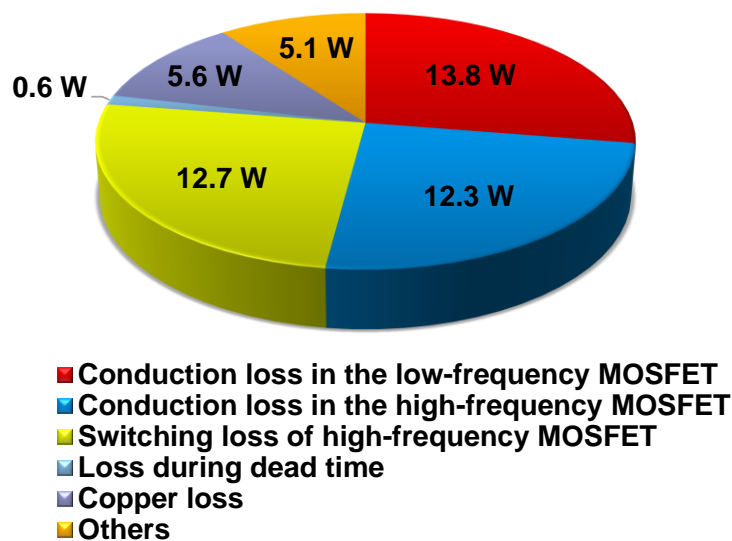


图9 逆变器A在5kW时的 $P_{total}$ 分析

### 1) 半桥B1的MOSFET导通损耗:

B1(SCT3017AL、ROHM)的各个MOSFET的结温为125°C时,  $R_{ON}$ 是22mΩ。有效电流是25Arms、这样MOSFET总的导通损耗是:  $(25Arms)^2 * 22m\Omega = 13.8W$ 。因为B1的 $f_{sw}$ 是50Hz、因此MOSFET的死区时间损耗和开关损耗 $E_{oss\_sw}$ 可以忽略不计。

### 2) 半桥B2,B3 (PWM部分) 的MOSFET导通损耗:

B2以及B3(SCT3030AL、ROHM)的各个MOSFET的结温为125°C时,  $R_{ON}$ 是40 mΩ。耦合电抗器的各相流过电流的有效值是12.5Arms。因为高边MOSFET( $Q_{H2}$  以及  $Q_{H3}$ )和低边MOSFET( $Q_{L2}$  以及  $Q_{L3}$ )以同步整流运行、高边和低边的MOSFET 除220ns的死区时间 (DT) 以外、任何一个MOSFET都维持导通状态。因为MOSFET的一个周期是25μs、PWM部分的MOSFET导通损耗是 $(12.5Arms)^2 * 40m\Omega * (1 - (220 ns * 2)/25\mu s) * 2phases = 12.3W$ 。

### 3) 半桥B2,B3 (PWM部分) 的MOSFET的开关损耗:

PWM部分使用的SIC MOSFET的 $E_{oss\_sw}$ 曲线, 作为漏极电流 $I_d$ 的函数、如图10所示:

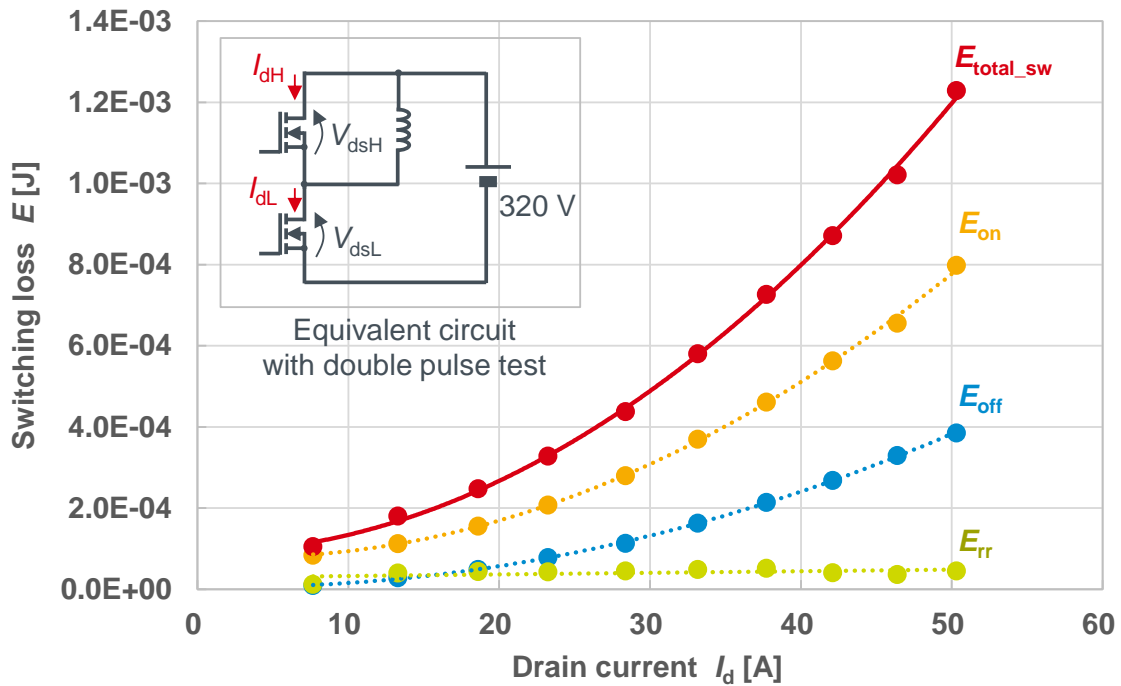
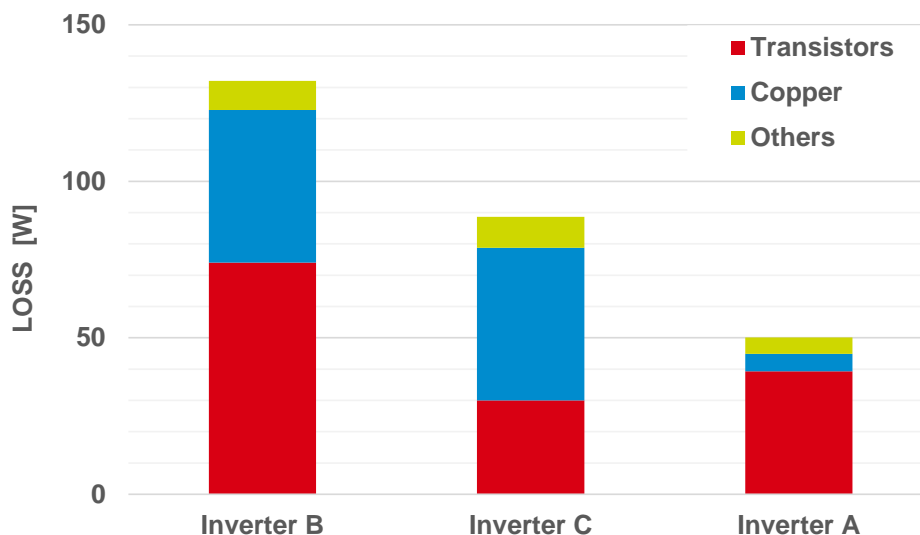


图10 SCT3030AL的 $E_{total\_sw}$ ,  $E_{on}$ ,  $E_{off}$ ,  $E_{rr}$  和双脉冲试验电路

MOSFET的全部开关损耗能量( $E_{total\_sw}$ )主要由开通损耗能量( $E_{on}$ )、关断损耗能量( $E_{off}$ )、以及反向恢复损耗能量( $E_{rr}$ )构成。这些损耗能量通过双脉冲试验(\*11)、这里使用的测量电路如图10所示。 $V_{dsH}$ 和 $I_{dH}$ 是高边MOSFET的漏极-源极的电压和漏极电流、 $V_{dsL}$ 和 $I_{dL}$ 表示低边。 $E_{on}$ 和 $E_{off}$ 是各个低边MOSFET开通以及关断的开关过度期间的 $V_{ds}$ 和 $I_{dL}$ 相乘求得。 $E_{rr}$ 是低边MOSFET的开关过度期间从 $V_{dsH}$ 以及 $I_{dH}$ 计算得来的。相位角为 $\theta$ ,  $L_1$ 或者 $L_2$ 流过的平均电流如方程式(20)所示、PWM部分的MOSFET的平均 $P_{sw}$ 是一个周期 $E_{total\_sw} * f_{sw}$ 的积分值、该积分可以通过平均化方程式(21)求得。

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

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

图11 5kW时各个逆变器  $P_{total}$  的组成比较

#### 4) 死区时间的功率损耗:

在逆变器A、死区时间设定为220ns、在这期间、电流流过反向SBD (SCS212AM、ROHM)。二极管流过的平均电流方程式(20)也能够表示。和 $P_{sw}$ 一样、死区期间的功率损耗 $P_{DT}$ 用下面的式子计算。

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

$V_F$ 和 $I_F$ 是SBD的正向电压和电流。根据SCS212AM的规格书(\*12)里面的 $V_F$ - $I_F$ 特性计算： $P_{DT}=0.3W \cdot 2 pcs = 0.6W$ 。

#### 5) 铜损:

测量电抗器外脚一侧周围铜线的阻抗是18mΩ。因为有效电流是12.5Arms、全部铜损是 $(12.5Arms)^2 \cdot 18m\Omega \cdot 2 wire = 5.6W$ 。

#### 6) 其他的损耗:

上面的损耗以外、其他的功率损耗大约5.1W。包含耦合电抗器的磁芯损耗、 $C_i$ 、 $C_o$ 、还有电路PCB的配线导通损耗。该逆变器的总磁芯损耗来自铁氧体MB3(\*8)和利库罗依™(\*9)磁芯的损耗数据、通过计算大约是2.5W。

通过分析这些损耗、 $Q_{H2}$ 、 $Q_{H3}$ 、 $Q_{L2}$ 、 $Q_{L3}$ 的全部功率损耗大约25W。

由于损耗小冷却系统被简化。在逆变器A中、所有的SiC MOSFET的热阻抗( $R_{th}$ )为5°C/W的散热器上安装热阻抗( $R_{th}$ )1.7°C/W的热敏片。SiC MOSFET接触面的散热片温度低至80°C左右、估计结温( $T_j$ )低于130°C、在(运行的)SiC MOSFET的 $T_j$ 的最大额定值以下、所以可以无风扇冷却。

5kW逆变器B和逆变器C的 $P_{total}$ 也用同样的方法计算各部分损耗。图11中将逆变器A、B、C的损耗作比较。将Si IGBT换成SiC MOSFET、晶体管的损耗减半、即使在逆变器C也可以无风扇运行。实际上逆变器C在5kW运行时、冷却散热器的表面温度是80°C、可以无风扇运行。可是、由于逆变器C的平滑电感的铜损、5kW是实现不了99%的效率 $\eta$ 。逆变器A的耦合电抗器铜损比逆变器C大幅度减小。其中的缘故是耦合电抗器的圈数大幅度减小、铜损被减少。

逆变器A、B、C的性能如表4所做的总结。用逆变器A代替逆变器B、效率改善1.6%、 $P_{total}$ 减少62%、尺寸和重量分别减少56%和50%。而且、逆变器A、相对于C效率 $\eta$ 优化0.7%、 $P_{total}$ 也改善41%。逆变器A和变器B以及C的不同在图1中也很清楚。

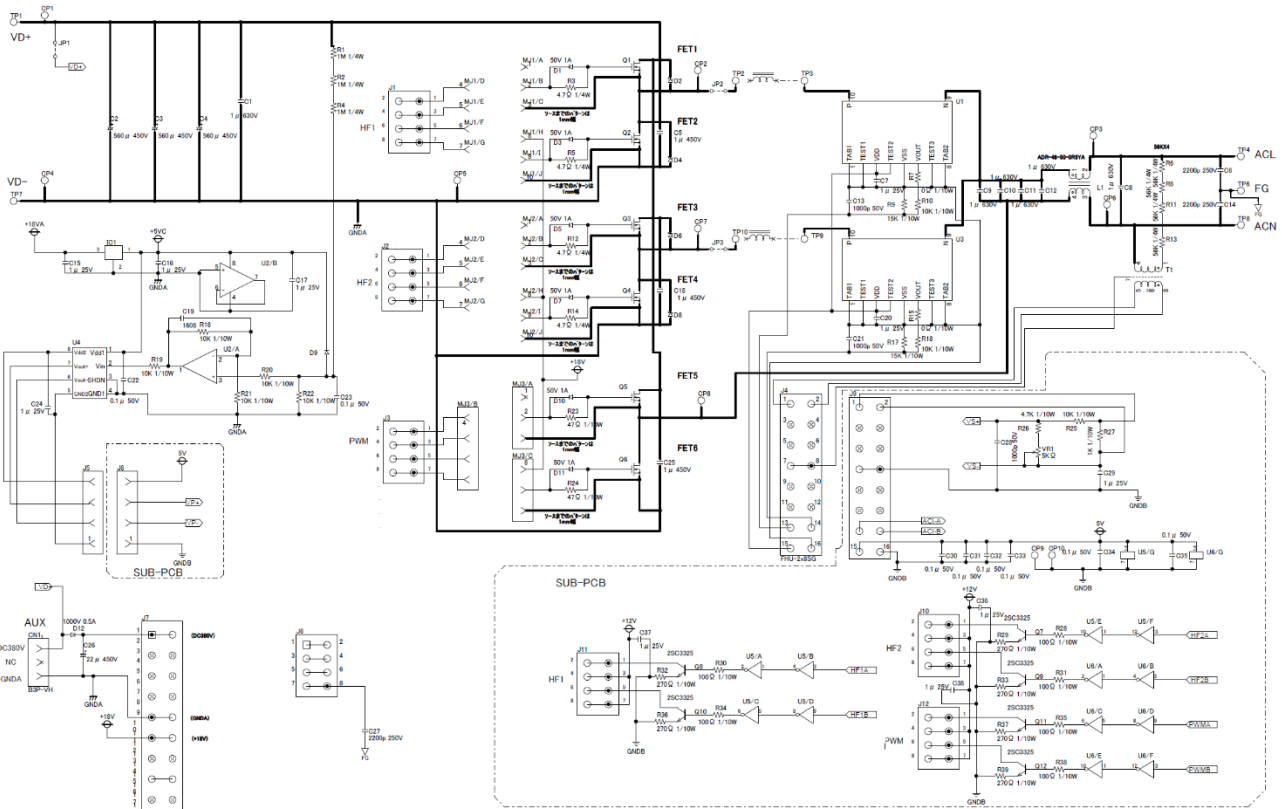
表4 各逆变电路的性能比较

	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 <sup>3</sup>	9480 cm <sup>3</sup>	
Weight	2.5 kg	5.0 kg	

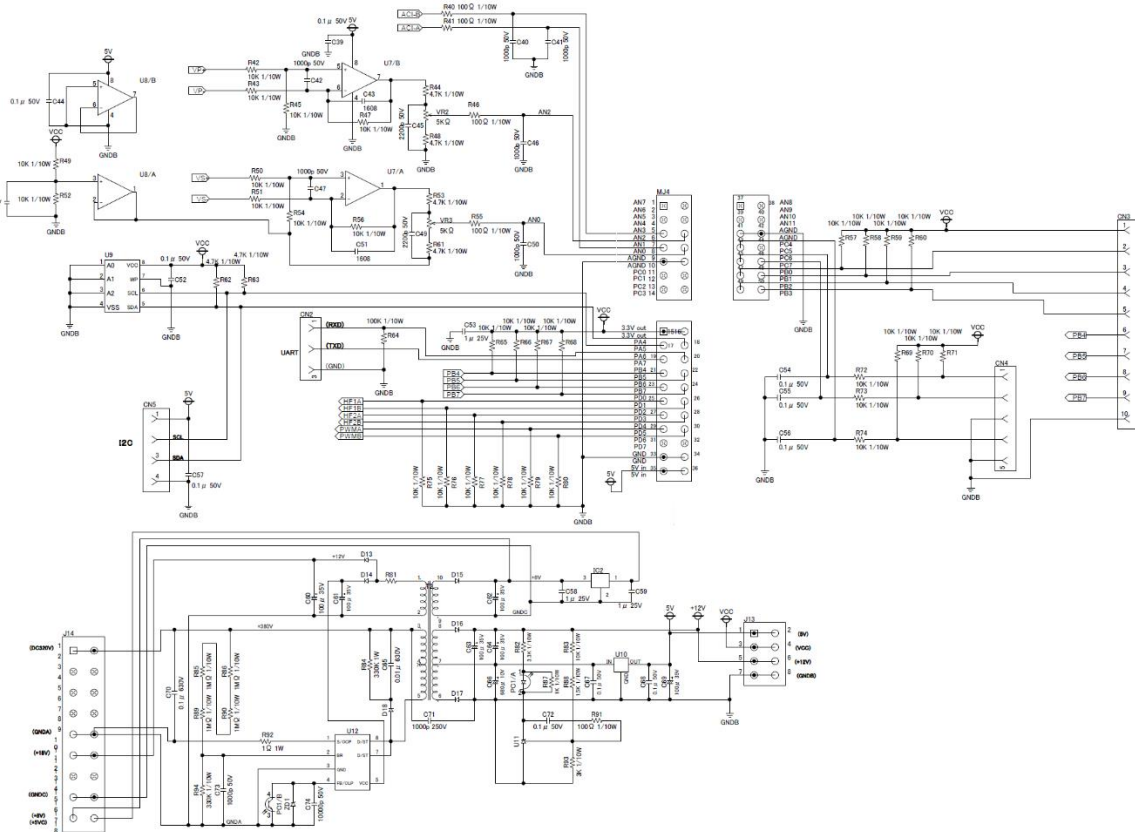
## 总结

用SiC MOSFET作为开关器件用于开发的5kW Trans-link交错型逆变器。SiC MOSFET优秀的开关性能，与Si IGBT相比较、可以更高的开关频率运行、实现系统整体小型化。而且、采用反极性耦合电抗器的Trans-link交错型电路拓扑以40kHz的频率运行。由于电抗器的匝数减少，铜损大幅度减少、输出功率5kW时可以无风扇运行能够获得99%的高效率。

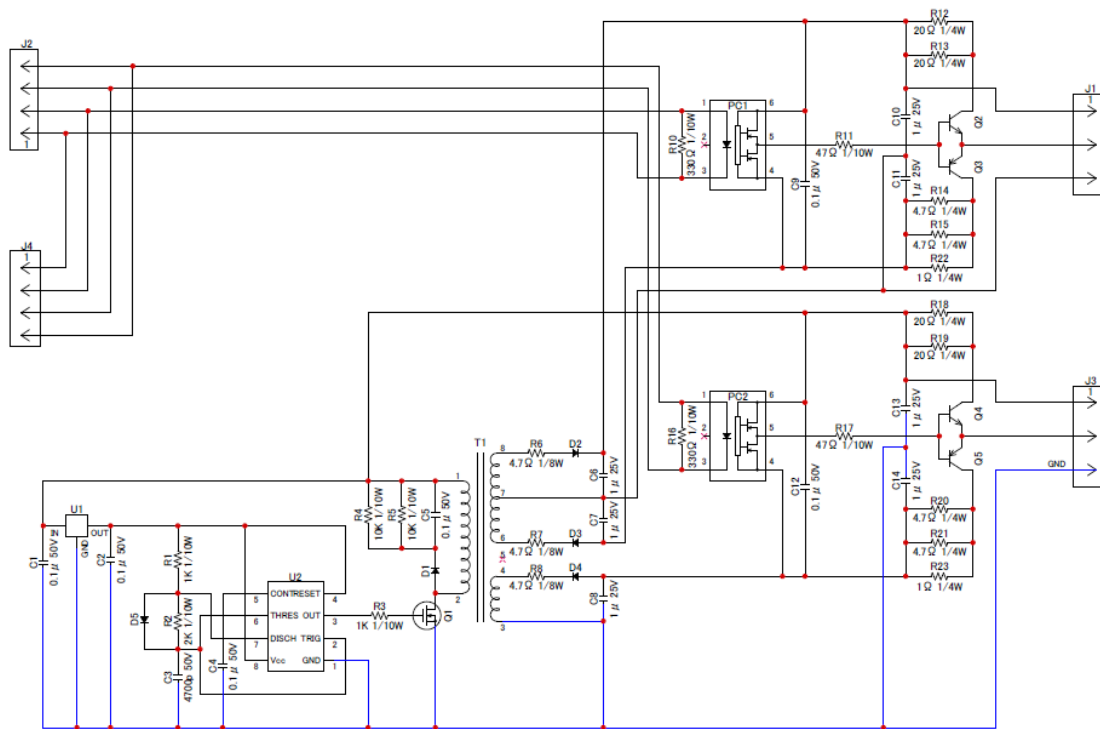
■ Inverter A 电路图(Schematics)



(a) Power PCB and Sub PCB



(b) Control PCB



(c) driver PCB

## ■ Inverter A 元器件表(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	1 $\mu$ F, 630V $\pm$ 20%	Vishay	26x10x19.5
AL-E Capacitor	C2,C3,C4	ELXS451VSN561MA50S	560 $\mu$ F, 450V $\pm$ 20%	Nippon chemi-con	D35x50
Film Capacitor	C5,C18,C25	450MPH105J	1 $\mu$ F, 450V $\pm$ 5%	RUBYCON	18.5x15x23
Capacitor	C6,C14,C27	DE1E3KX222MA4BN01	2200pF, 250Vac $\pm$ 20%	MURATA	9x7x12
Capacitor	C7,C20,C29,C36,C37,C38	GRM188R71E105KA12	1 $\mu$ F, 25V $\pm$ 10%	MURATA	1608
Capacitor	C15,C16,C17,C24,C53,C58,C59	GRM185B31E105MA12	1 $\mu$ F, 25V $\pm$ 20%	MURATA	1608
Capacitor	C13,C21,C28,C40,C41,C42,C46,C47,C50,C73,	GRM188B11H102KA01	1000pF, 50V $\pm$ 10%	MURATA	1608
Capacitor	C22,C30,C31,C32,C33,C34,C35,C39,C44,C48,C52,C54,C55,C56,C57	GRM188B31H104KA92	0.1 $\mu$ F, 50V $\pm$ 10%	MURATA	1608
Capacitor	C67,C68,C72	GRM188R71E104KA01	0.1 $\mu$ F, 25V $\pm$ 10%	MURATA	1608
Capacitor	C23	GRM188R11H104KA93	0.1 $\mu$ F, 50V $\pm$ 10%	MURATA	1608
AL-E Capacitor	C26	UCS2W220MHD	22 $\mu$ F, 450V $\pm$ 20%	Nichicon	D16x20
Capacitor	C45,C49	GRM1851X1H222JA44	2200pF, 50V $\pm$ 5%	MURATA	1608
Capacitor	C19,C43,C51	TBD	TBD	MURATA	1608
AL-E Capacitor	C60,C61,C62,C63,C64,C69	ELXZ350ELL101MF15D	100 $\mu$ F, 35V $\pm$ 20%	Nippon chemi-con	D6.3x15
AL-E Capacitor	C66	ELXZ100ELL681MF15D	680 $\mu$ F, 10V $\pm$ 20%	Nippon chemi-con	D8x11.5
Film Capacitor	C65	ECQE6103KF	0.01 $\mu$ F, 630V $\pm$ 10%	Panasonic	12x4.5x7.5
Film Capacitor	C70	ECQE6104KF	0.1 $\mu$ F, 630V $\pm$ 10%	Panasonic	18.5x6.3x14
Capacitor	C71	DE1E3KX102MA4BN01	1000pF, 250Vac $\pm$ 20%	MURATA	6x4x9
Capacitor	C74	GRM188B11H103KA01	1000pF, 50V $\pm$ 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	$\phi$ 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, 30m $\Omega$	ROHM	TO-247N
Transistor	Q5,Q6	SCT3017AL	Nch, 650V, 17m $\Omega$	ROHM	TO-247N
Transistor	Q7,Q8,Q9,Q110,Q11,Q12	2SC3325	50V,0.5A	TOSHIBA	SC-59
Potentiometer	VR1,VR2,VR3	CT-6E-P5K $\Omega$	5k $\Omega$ , 1/2W $\pm$ 1%	COPAL	7x7x.8
Resistor	R1,R2,R4	RK73B2BTDD105J	1M $\Omega$ , 1/4W $\pm$ 5%	KOA	3216
Resistor	R85,R86,R89,R90	MCR10EZPJ105	1M $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R3,R5,R12,R14	RK73B2BTDD4R7J	4.7 $\Omega$ , 1/4W $\pm$ 5%	KOA	3216
Resistor	R6,R8,R11,R13	RK73B2BTDD563J	56k $\Omega$ , 1/4W $\pm$ 5%	KOA	3216
Resistor	R7,R15	RK73B1JTDD000J	0 $\Omega$	KOA	1608
Resistor	R9,R17	RK73B1JTDD153J	15k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 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,R74,R75,R76,R77,R78,R79,R80	RK73B1JTDD103J	10k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R23,R24	RK73B1JTDD470J	47 $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R26,R44,R48,R53,R61,R62,R63	RK73B1JTDD472J	4.7k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R27	RK73B1JTDD102J	1k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R28,R30,R31,R34,R35,R38,R40,R41,R46,R55	RK73B1JTDD101J	100 $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R29,R32,R33,R36,R37,R39	RK73B1JTDD271J	270 $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R64	RK73B1JTDD104J	100k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	KOA	1608
Resistor	R82	MCR03EZPJ332	3.3k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R93	MCR03ERTJ302	3k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R88	MCR03EZPJ152	1.5k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R81,R92	MOSX1C1R0J	1 $\Omega$ , 1W $\pm$ 1%	KOA	$\phi$ 3x9L
Resistor	R84	MOSX1C334J	330k $\Omega$ , 1W $\pm$ 5%	KOA	$\phi$ 3x9L
Resistor	R83	MCR03EZPJ103	10k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R87	MCR03EZPJ102	1k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R91	MCR03EZPJ101	100 $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 5%	ROHM	1608
Resistor	R94	MCR03EZPJ334	330k $\Omega$ , 1/10W $\pm$ 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	$\pm$ 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-2x4SG	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	φ8x8
Check Pin	CP1,CP2,CP3,CP4,CP5,CP6,CP7, CP8CP9,CP10,CP11,CP12	HOT-2608B	Black	HIROSUGI	2.5x1.75

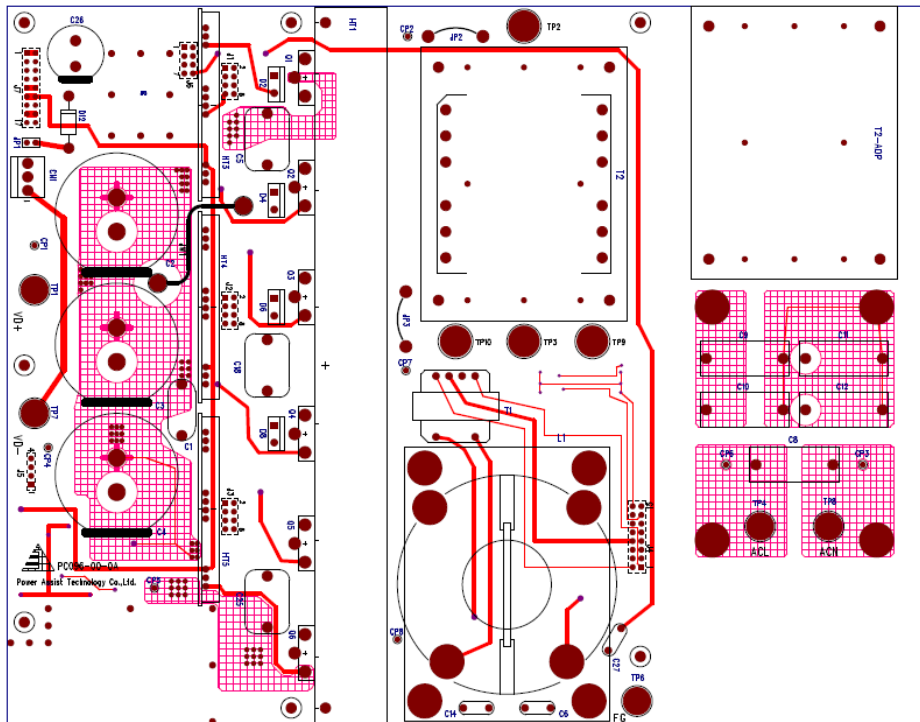
## (c) Driver PCB

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

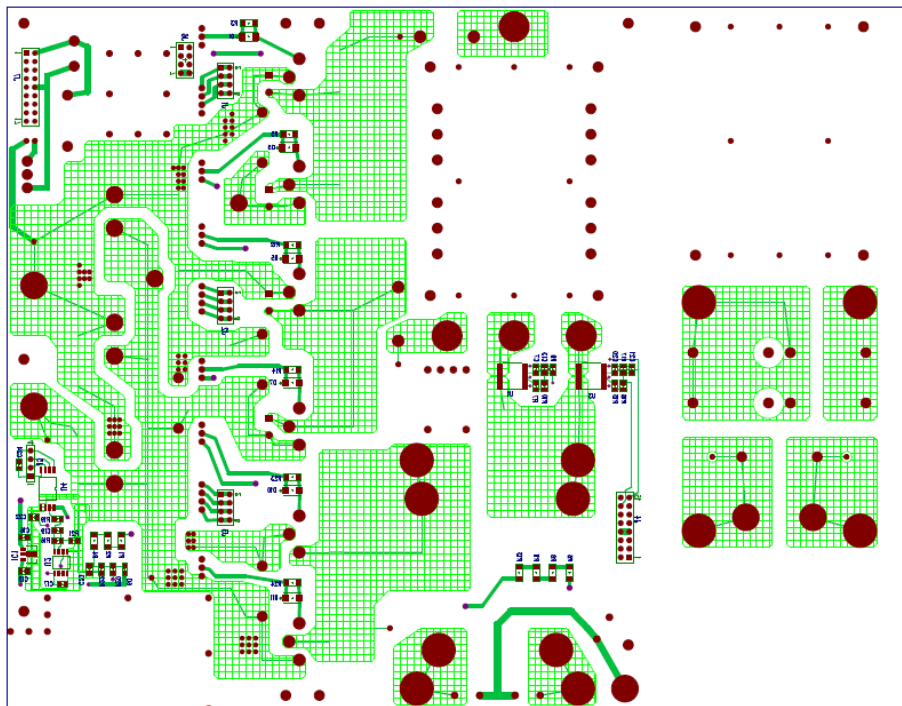


■ Inverter A PCB Layout

(1) Power PCB

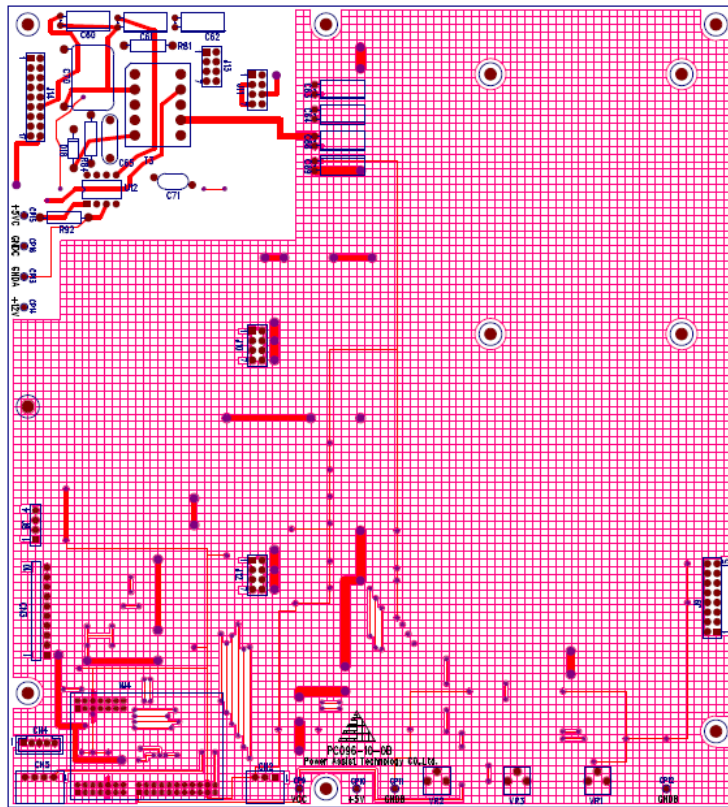


(a) top

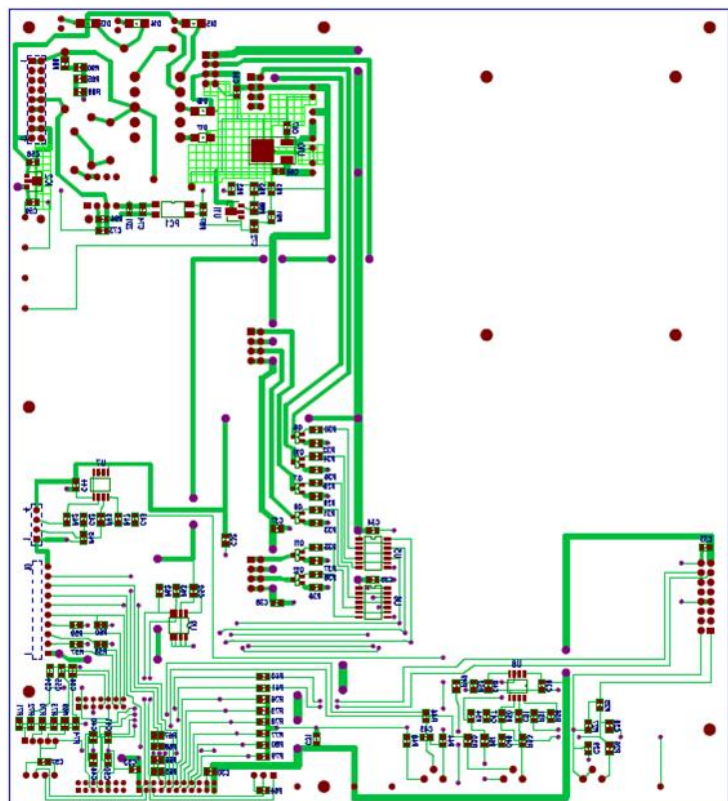


(b) bottom

(2) Control PCB

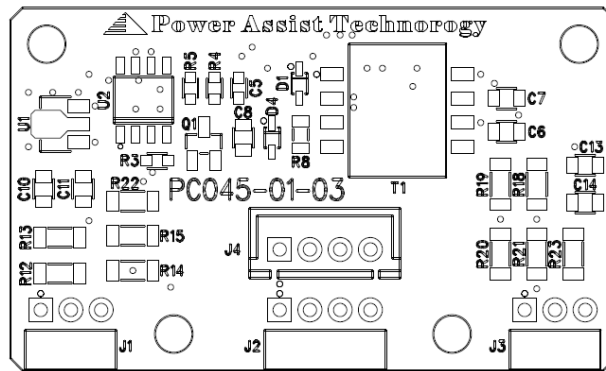


(a) top

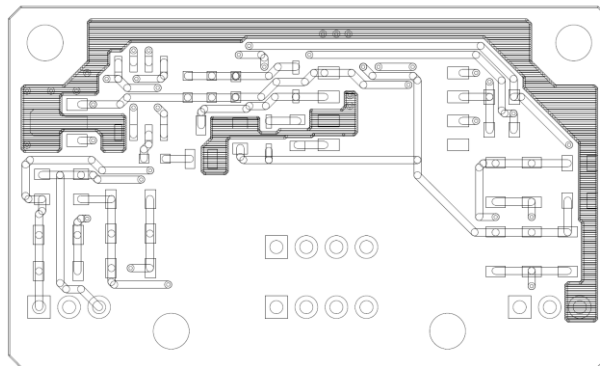


(b) bottom

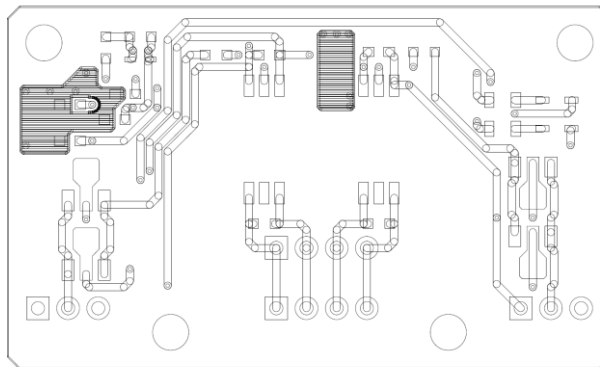
(3) Driver PCB



(a) Top Silk



(b) top



(c) bottom

## 参考资料：

- \*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\\_GLT1.pdf](http://www.alps.com/prod/info/J/HTML/Toroidal/Toroidal/GLT1/datasheet_GLT1.pdf)
- \*10 H. Koshihara, 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 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.com.cn/contactus>