SIC MOSFET

5kW 高効率ファンレス インバータ回路

シリコンカーバイト(SiC)MOSFET の高周波スイッチング性能を活かしたトランスリンク方式インターリーブ型回路⁽¹⁾をインバータ回路に採用し、 5kW 時の電力変換効率 99%以上を達成しました。今回の回路トポロジでは、平滑リアクトルのインダクタンスを小さくすることが可能であり、リアク トルの巻き数を減らし、銅損を劇的に削減することで高効率を実現しました。このドキュメントでは、その斬新なインバータ設計事例を紹介します。 なお、この斬新なインバータ回路はパワーアシストテクノロジー株式会社様(https://www.power-assist-tech.co.jp/)と共同開発しまし た。

従来回路との比較

図1は従来回路構成であるフルブリッジ型(従来型)と、本ドキュメントで紹介するトランスリンク方式インターリーブ型(インターリーブ型)との 比較を示します。出力は共に5kWです。

従来型はスイッチングデバイスとしてIGBT(STGW60H65DFB)を2並列で構成しているにも関わらず、5kW時に効率97.4%(トータル 損失133W)であり、冷却用ファンを必要としているのに対し、SiC MOSFET(SCT3017AL,SCT3030AL)を使ったインターリーブ型は効率 99.0%(同51W)と発熱を抑えられているために、冷却ファンを備えることなく小型化された放熱フィンで冷却することが可能となっています。しか もインターリーブ型のため、見かけ上のスイッチング周波数が倍増しており、平滑フィルタが小型化され、サイズおよび重量が半減されています。



(a) トランスリンク方式インターリーブ型

(b) フルブリッジ型(従来型)

図 1. 従来回路構成との比較

回路構成

図2にインターリーブ型の回路構成図を示します。

このインバータ回路は、3つのハーフブリッジ(B1、B2、およびB3)を備え、各々は2つのトランジスタ(Q_{Hk}およびQ_{Lk})を含んでいます(k= 1、2、3)。 ショットキーバリアダイオード(SBD)は、各トランジスタと並列に、フリーホイールダイオードとして接続されています。B2 と B3 は180° 位相を反転さ せてPWM モードで動作し、B1 はQ_{H1} と Q_{L1} を 50 Hz で交互にスイッチングし、低周波スイッチングブリッジとして動作します。B2 と B3 の出 カラインは、結合リアクトル(*L*_c)を介して相互作用し、*L*_c を流れた後に電流が合算されます。B2とB3の出カラインとB1の中点は、出力コンデンサ (*C*_o)に接続されています。



図 2. トランスリンク方式インターリーブ型インバータ回路

結合リアクトルの等価回路を図3に示します。

2つの漏れインダクタンス(L1およびL2)、励磁インダクタンス(Lm)、および理想的な反転極性トランスに分けることができます。V_{L1}、V_{L2}、V₁、およびV₂は、図3に示しますそれぞれのインダクタンスの自己誘導起電力を示しており、i_{L1}、i_{L2}、i₁、i₂、およびi_mは図3で定義される電流です。ここで PWM部は、Q_{H2}がオンのときのデューティ比dで動作していると考えます。インバータ動作のため、dは時間によって変化します。L1とL2は、簡単のた めLで表される同じインダクタンスを有しているとします。インバータは、デッドタイム期間を除き、インバータ内のすべてのハーフブリッジが同期整流で動 作しています。



図 3. 結合リアクトル(Lc)の等価回路

VinとVoutの関係は、通常のbuckコンバータの関係と同じ式(1)で示されます。

$$V_{\rm out} = dV_{\rm in}$$

(1)

インターリーブ型buckコンバータの理論解析は既に様々な文献(*4)~(*6)で議論されていて、今回のトランスリンク方式についても同様の計算を行いました。



図 4. Q_{H2}と Q_{H3} のタイミングチャート (a) *d*<0.5 (b) *d*≥0.5

図4にQ_{H2}とQ_{H3}のタイミングチャートを示していますが、ゲート-ソース電圧V_{gs(QH2)}とV_{gs(QH3)}はONとOFFの状態を示し、t_j(j = 0-4)はトランジ スタがスイッチしている時間を示しています。図4に示しますように、(a)d<0.5時にはQ_{H2}とQ_{H3}が同時にOFFする状態があるのに対し、(b)d≥0.5 の場合には同時にOFF状態になることはありません。したがって、回路動作は、(a)d<0.5と(b)d≥0.5についてそれぞれ分析する必要があります。

(a) d<0.5の場合、期間 1、2、3、および 4 のシーケンスは次のように定義されます。

期間 1 (*t*₀ から *t*₁): Q_{H2}は *t*₀ でONに変わり、Q_{H3}はOFFのまま 期間 2 (*t*₁ から *t*₂): Q_{H2}は *t*₁ でOFFになり、Q_{H3}はOFFのまま 期間 3 (*t*₂ から *t*₃): Q_{H2}はOFFのまま、Q_{H3}は *t*₂ でONになる 期間 4 (*t*₃ から *t*₄): Q_{H2}はOFFのまま、Q_{H3}は *t*₃ でOFFになる

一周期は時間Tなので、期間1と期間3はd*Tであり、期間2および期間4は(0.5 - d)*Tです。

(b) *d*≥0.5 の場合、シーケンスは同様に次のように定義されます。

期間 1 (t_0 から t_1): Q_{H2}はONのまま、Q_{H3}は t_0 でOFFになる 期間 2 (t_1 から t_2): Q_{H2}はONのまま、Q_{H3}は t_1 でONになる 期間 3 (t_2 から t_3): Q_{H2}は t_2 でOFFにし、Q_{H3}はONのまま

期間 4 (t_3 から t_4): Q_{H2}は t_3 でONになり、Q_{H3}はONのまま

このため、期間1と期間3は(1- d)*T、期間2および期間4は(d - 0.5)*Tとなります。

(a) d < 0.5 と (b) $d \ge 0.5$ のどちらの場合も、QL2とQL3はそれぞれQH2とQH3に相互に切り替わり、以下の関係式が成り立ちます。

$V_1 = -V_2$	(2)
$i_{L1} = i_m + i_1$	(3)
$i_{L2} = i_2$	(4)
$i_1 = i_2$	(5)

式 (2)~(5) から、imとそのリップル成分Δimが次のように求められます。

$$i_m = i_{L1} - i_{L2}$$
 (6)
 $\Delta i_m = \Delta i_{L1} - \Delta i_{L2}$ (7)

V = -Ldi/dtの誘導起電力の基本式から、表1に示すように $\Delta i_{L1} \ge \Delta i_{L2}$ の式が導出されます。式(8)~(9)に示す通り、 $i_{L1} \ge i_{L2}$ の合計は出力 電流 I_{out} に等しく、 $\Delta i_{L1} \ge \Delta i_{L2}$ の合計は、出力電流リップル I_{out_pp} に等しくなります。

$$I_{out} = i_{L1} + i_{L2}$$
(8)
$$I_{out_pp} = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}$$
(9)

表1 各期間(1~4)におけるΔί_{L1} と Δί_{L2}

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

(a) *d* < 0.5

(b) (d≥	0.5
-------	----	-----

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

トランスリンク方式の利点

トランスリンク方式は、出力ラインに接続した結合リアクトルにより、リアクトルの銅損を以下の理由で大幅に削減できます。(*2)~(*3)

- 出力電流が2相に分割されるため、ジュール損失が50%減少する
- 平滑のための必要なインダクタンスを小さくできる

リアクトル内の電流リップルの一周期は、逆相で動作し、電流が2分割するように設計されたトランスリンク部によって1/2に縮小されます。また、この逆相電流が交互に結合リアクトルを磁化し、磁気飽和を防止しています。そのため、高い飽和磁束密度(B_S)を持つ材料は不要となり、フェライトなどの高い透磁率(低いB_S)材料を採用できるため、リアクトルの巻線数(N)が少なくなり銅損が少なくなるのです。

結合リアクトルの設計

結合リアクトルは、図5に示すように、「外脚」と「中央脚」と呼ばれる2つの磁性素子から構成されています。リアクトルは逆極性トランスであるため、*i*_{L1}と*i*_{L2}によって発生する磁束は外脚において互いに打ち消し合います。これは、外脚の磁性材料が高いBsを持つ必要がないことを意味しています。



図 5. 結合リアクトル 概念図

これに対し、中央脚では、同じ方向に磁束が流れ強まる方向となります。同時に、i_{L1}とi_{L2}の位相が180度ずれているため、合計された磁束振動の周波数は倍増します。したがって、中央脚に使用される磁性材料は、高いB_Sと良好な高周波動作の特性を有する必要があります。そこで、外脚用の材料としてフェライトMB3(JFEフェライト(*8))を採用し、リカロイ(ALPS電気(*9)、(*10):現アルプスアルパイン)を中央脚に採用しました。

結合リアクトルの設計において最も考慮すべき重要な因子は $L \ge L_m$ であり、これらの2つのパラメータから I_{out} のリップル波形と磁束密度が決定 されます。最大 | I_{out_pp} | は、以下詳細に説明するとおり、L によって決定されます。表1および式(9)から、 | I_{out_pp} | は、各期間において式(10)のように示されます。

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

d = 0.25 および 0.75 で $|I_{out_pp}|$ は最大となり、その値 $|I_{out_pp}|_{max}$ は、式(11)となります。

$$\left|I_{out_pp}\right|_{max} = \frac{V_{in}T}{8L} \tag{11}$$

表1から、期間1および期間3 の Δim は式(7)から次のように表されます。

$$\Delta i_{m} = \begin{cases} \pm \frac{dV_{\text{in}}T}{L+2L_{m}} & (for \ d < 0.5) \\ \pm \frac{(1-d)V_{\text{in}}T}{L+2L_{m}} & (for \ d \ge 0.5) \end{cases}$$
(12)

 Δi_m は期間1の間に正、期間3の間に負となり、一方、期間2および期間4の間は 0 となっています。回路が対称構成であることから、一周期 Tにおいて i_{L1} と i_{L2} の平均値が式(8)から求められる $I_{out}/2$ になり、その結果、式(6)で示される i_m の平均値はゼロでなければなりません。このこ とと式 (12)から、d < 0.5 において次の式が成り立ちます。

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

ここで i_{mj} (j = 0-4) は t_j における i_m を示します。(13)の第5の式の左項は i_m の平均値を示しています。 式(13)から、次のように i_{mj} を求めることができます。

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

 $d \ge 0.5$ の場合も、同じ計算手法によって i_{mj} が示されます。

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

したがって $|i_m|$ の最大値 $|i_m|_{max}$ は、d = 0.5において以下のようになります。

$$|i_{m}|_{max} = \frac{V_{\rm in}T}{4(L+2L_{m})}$$
(16)

また、外脚の磁束密度Bmは、次のように計算できます。

$$B_m = \frac{i_m L_m}{N A_e} \tag{17}$$

Aeは外脚のフェライトコアの有効面積です。

インバータ入出力仕様

今回設計したインバータの入出力諸元を、以下に示します。

- *V*_{in} = 320 V
- *V*_{out} = AC200 V
- *I*_{out} = AC 25A
- $f_{sw} = 40 \text{ kHz}$
- Iout pp/Iout peak < 0.2
- *Bm* max < 0.15 T

*I*_{out pp}/*I*_{out peak}はC_oの損失を下げる設定であり、*B_m* maxは磁気飽和のリスクを回避するための条件(MB3(*8)の*B*_Sの約3分の1以下)です。

式(11)と $I_{out pp}/I_{out peak}$ とLの関係から、Lは100 $\sqrt{2}$ µHを超える必要があり、このコアに対してN = 19とすると170µHとなりました。ここで採用 した L_m は2.2 mHであり、外脚の A_e は378mm²となっています。これらのパラメータは、式(16)および式(17)から B_m max <0.15Tを満たしているこ ともわかります。

図6は、直径0.35mmの40本のリッツ線でできた巻き銅線を含む結合リアクトルの外観を示しています。測定した銅線抵抗は18mΩでした。 磁束密度B₅ 0.45Tかつ透過率2500のフェライトコア(*8)を採用し、巻き数Nを低減させることで銅線抵抗を低減させています。高いB₅を持つ材 料は中央脚に不可欠で、リカロイ(*9)が中央脚材料としてとして適しており、1.3Tという高いB₅値によりギャップレス構成を実現しています。

	トランスリンク方式インターリーブ型	フルブリッジ型
寸法	6.5 cm x 4.8 cm x 6.2 cm	φ8 cmx L4 cm x 4直列
体積	193 cm ³	905 cm ³
体積比	1	4.68

表2 各期間(1~4)におけるΔi_{L1} と Δi_{L2}



(a) トランスリンク方式リアクトル

(b)従来リアクトル



効率評価

SiC MOSFETを使用したトランスリンク方式インターリーブ型インバータ(インバータA)と、Si-IGBTを使用した従来型フルブリッジインバータ(イン バータB)とSiC MOSFETを使用した従来型フルブリッジインバータ(インバータC)で性能比較を行いました。

インバータBとインバータCの回路図を図7に示し、これらの2種類のインバータの回路定数を表3に示します。



図7 従来インバータ回路(インバータB,C) ブロック図

ここでにはインバータB及びCにおける平滑リアクトルを流れる電流となっており、表3に示すようにトランスリンク方式は、MOSFETを通過する電流を 半分に抑え、また電流リップルの周波数が増加することで必要な静電容量値を削減できることから、結果としてトランジスタおよびコンデンサの数を減 らすことが可能となります。

	Inverter A	Inverter B	Inverter C	
Input voltage (Vin)		DC 320 V		
Input capacitance (Ci)	560 μ F $ imes$ 3	560	$0 \ \mu F \times 4$	
Low frequency switches	SiC MOSFET (SCT3017AL)		-	
High frequency switches	SiC MOSFET (SCT3030AL)	Si IGBT × 2pcs/arm (STGW60H65DFB) SiC MOSFET × 2pcs/ (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 μH	300 (BCF	0 μH × 4 l61-35150)	
Copper wire resistance of the reactor	18 mΩ	20 mΩ × 4		
Output capacitance (C_{\circ})	$1 \ \mu F \times 4$	1	μF × 8	
Output voltage (Vout)		AC 200 V		

インバータA,B,Cの効率ηを、図8に出力電力Poutを横軸として示します。ここでは、効率ηは入力電力Pinに対するPoutの比率として算出しました。ただし、電力の総損失(Ptolal = Pin - Pout)は、MOSFETのゲート駆動損失を含んでいません。



図8 Poutを指標としたインバータA,B,Cの効率

Si IGBT を SiC MOSFET (インバータ B から Cへ) に置き換えると、Poutは全範囲にわたって効率ηが向上しましたが、効率ηは1kW以上のPout範囲では単調に減少し、主にトランジスタの導通損と配線銅損の増加により、3kW以上のPout範囲で99%を下回る結果となりました。対照的に、インバータAは1~5kWのPout全体の範囲で効率ηが99%を越え、2kWで99.4%と高い効率となっています。

損失分析

図9の円グラフは、 $P_{out} = 5 \text{ kW}$ で動作させた時のインバータ A(トランスリンク方式)の総損失電力(P_{total})の内訳を示しています。この損失分析計算は、125°Cでのオン抵抗(R_{ON})に基づいています。以下、詳細を説明します。



1) ハーフブリッジB1におけるMOSFETの導通損失:

B1(SCT3017AL、ローム)の各MOSFETは125°Cで22m Ω の R_{ON} を有しています。 実効電流は25Armsで、これらのMOSFETの総 導通損は(25Arms)² *22m Ω = 13.8Wとなります。B1の f_{SW} は50Hzであるため、これらのMOSFETのデッドタイム損失とスイッチング損 失 E_{loss_SW} は無視できます。

2) ハーフブリッジB2,B3(PWM部)におけるMOSFETの導通損失:

B2およびB3(SCT3030AL、ローム)の各MOSFETは、125°Cで40 m Ω のR_{ON}であり、結合リアクトルの各相を流れる実効電流は 12.5Armsです。ハイサイド MOSFET (Q_{H2} および Q_{H3}) とローサイド MOSFET (Q_{L2} および Q_{L3}) は同期整流で動作するため、ハイ サイドまたはローサイド MOSFET は、220nsのデッドタイム (DT) の間を除いてどちらかがオン状態を維持しています。MOSFETの一周期 は25µsであるため、PWM部のMOSFETの導通損は(12.5Arms)²*40m Ω *(1 - (220 ns *2)/25µs)*2phases = 12.3Wとなりま す。

3) ハーフブリッジB2,B3 (PWM部) におけるMOSFETのスイッチング損失:

PWM部で使用されるSiC MOSFETの E_{lossSW} カーブは、ドレイン電流 I_d の関数として図10に示されています。



図10 SCT3030ALのE_{total_sw}, Eon, Eoff, Err とダブルパルス試験回路

MOSFETの総スイッチング損失エネルギー(E_{total_SW})は、ターンオン損失エネルギー(E_{on})、ターンOFF損失エネルギー(E_{off})、および逆回 復損失エネルギー(E_{rr})で主に構成されています。これらの損失エネルギーはダブルパルス試験(*11)で測定され、ここで使用される測定回路 は図10中に示されています。 V_{dsH} と I_{dH} はハイサイド MOSFET のドレイン-ソース電圧とドレイン電流であり、 V_{dsL} と I_{dL} はローサイド側 を表しています。 E_{on} と E_{off} は、それぞれローサイドMOSFETのターンオンおよびターンオフの各スイッチング過渡期間における V_{dsL} と I_{dL} の乗算で 求まります。 E_{rr} は、ローサイドMOSFETのターンオンスイッチング過渡期間の V_{dsH} および I_{dH} から計算できます。位相角 θ 地点で L_1 または L_2 を 流れる平均電流は式(20)で示されますので、PWM部のMOSFETの平均 P_{sw} は、期間全体での $E_{total_sw}*f_{sw}$ の積分値であり、その積分を 平均化する式(21)で求めることができます。

$$I = \sqrt{2} \cdot 12.5 \cdot \sin \theta \qquad (A) \tag{20}$$
$$P_{SW} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} E_{total_{SW}} f_{Sw} dt \cdot 2phase = 12.7W \tag{21}$$



図11 5kW時の各インバータ Ptotal 内訳比較

4) DT期間における電力損失:

インバータ A では、DT は 220 ns に設定されていて、その間、電流は還流SBD (SCS212AM、ROHM) に流れています。ダイオード を流れる平均電流も式(20)で表すことができます。P_{sw} と同様に、DT期間中の損失電力 P_{DT} は、次の式に従って計算されます。

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

 V_F と I_F はそれぞれ SBD の順方向電圧と電流です。使用したSCS212AMのデータシート(*12)にある V_F - I_F 特性に基づいて計算する と、 P_{DT} = 0.3W* 2 pcs = 0.6Wとなります。

5) 銅損:

外脚の片側の周りに巻かれた銅線の測定抵抗は18m Ω でした。実効電流は12.5Armsであるため、総銅損は(12.5Arms)² *18m Ω *2 wire = 5.6W となります。

6)その他:

上記以外の残りの損失電力は約5.1Wとなっており、結合リアクトルのコア損失、Ci、Co、それに回路基板の配線部品の導通損失が含まれています。このインバータの総コア損失電力は、フェライトMB3(*8)とリカロイ(*9)からのコア損失データから、約2.5Wと計算されます。 これらの損失分析から、Q_{H2}、Q_{H3}、Q_{L2}、Q_{L3}の合計電力損失は約25Wとなりました。

この小さな損失により冷却システムは簡素化されます。インバータAではすべてのSiC MOSFETに、熱抵抗(R_{th})5°C/Wのヒートシンクを、 R_{th}1.7°C/Wのサーマルシートを介して取り付けていますが、SiC MOSFETの接触面におけるフィンの温度は約80°Cと低く、ジャンクション温度(T_j)は130°Cより低いと推定されますので、使用されたSiC MOSFETの T_j 最大定格以下であり、これはファンレス冷却が可能なレベルとなっています。

5kWにおけるインバータBとインバータCのPtotalも同様の方法で内訳を計算し、図11にインバータA、B、C間でのPtotalの内訳を比較しました。トランジスタの損失は、Si IGBTをSiC MOSFETに置き換えることで半分以下に減少しており、インバータCでもファンレス動作が可能なレベルです。実際に5kW運転時のインバータCでは、冷却フィンの表面の温度も80°Cとなっていて、ファンレス動作が可能でした。しかしながら、インバータCは平滑リアクトルの銅損により、5kWで99%の効率ηを達成できていません。インバータAにおける結合リアクトルの銅損はインバータCに比べて大幅に小さくなっています。なぜなら、結合リアクトルによって巻数を少なくし、銅損を効果的に減少させているからです。

インバータA、B、Cの性能を表4にまとめました。インバータBの代わりにインバータAを採用した場合、効率ηは1.6%改善し、P_{total}は62% 減少、サイズと重量はそれぞれ56%と50%減少しています。また、インバータAは、インバータCに対して効率ηが0.7%優れており、P_{total}も 41%改善されています。インバータAとインバータBまたはCの違いは、図1でも明らかです。

	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	

表4 各インバータ回路の性能比較

まとめ

SiC MOSFETをスイッチングデバイスとして用いたトランスリンク方式インターリーブ型5kWインバータを開発しました。SiC MOSFETの優れたスイ ッチング性能は、Si IGBTのそれと比較して、より高いスイッチング動作を可能にし、システム全体の小型化を実現しました。さらに、逆極性の結合リ アクトルを採用したトランスリンク方式インターリーブ回路トポロジをスイッチング周波数40kHzで動作させることにより、巻線数を減らし銅損の大幅な 低減により、5kWの出力電力でファンレス動作を可能とする99.0%の高い効率を得ることができました。

■Inverter A 回路図(Schematics)



(a) Power PCB and Sub PCB



(b) Control PCB



(c) driver PCB

■Inverter A 部品表(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	1µF, 630V ±20%	Vishay	26x10x19.5
AI-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	U/4	GRM188B11H103KA01	10000pF, 50V ±10%	MURAIA	1608
Diode		SCS212AM	50V, IA		10 16v1 7v10
Diode	D2,D4,D0,D0	188355	90V 225mΔ	ROHM	2 5x1 25x0 7
Diode	D12 D18	EG01C	1000V 0.5A	SANKEN	d 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
Potemtiometer	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	MCR10EZPJ105	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	Ω	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	100k Ω , 1/10W ±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	1.5kΩ, 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
		NJM78L05UA	5V 500mA	NJRC	SOT-89
	09	Z4LC64SN		MICROCHIP	SOP-8
			150mA Shunt regulate		0.3X9.3X2.3
			Flybuck controller	NJILO	001-09
IC	U12	STR-A6079M	800V, 1.2A	SANKEN	DIP-8

5kW 高効率ファンレス インバータ回路

(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	19	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

参考資料:

- *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 "Liqualloy toroidal coil technical data sheet," Datasheet, ALPS Electric Co. Ltd., 2017. [Online]. Available: http://www.alps.com/prod/info/J/HTML/Toroidal/GLT1/datasheet_GLT1.pdf
- *10 H. Koshiba, Y. Naito, T. Mizushima, and A. Inoue, "Development of the Fe-based glassy alloy "Liqualloy" 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. Nakakohara, 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.

	ご 注 意
1)	本資料の記載内容は改良などのため予告なく変更することがあります。
2)	本資料に記載されている内容は製品のご紹介資料です。ご使用に際しては、別途最新の仕様書を必ず ご請求のうえ、ご確認ください。
3)	ロームは常に品質・信頼性の向上に取り組んでおりますが、半導体製品は種々の要因で故障・誤作動する 可能性があります。 万が一、本製品が故障・誤作動した場合であっても、その影響により人身事故、火災損害等が起こらない ようご使用機器でのディレーティング、冗長設計、延焼防止、バックアップ、フェイルセーフ等の安全確保 をお願いします。定格を超えたご使用や使用上の注意書が守られていない場合、いかなる責任もローム は負うものではありません。
4)	本資料に記載されております応用回路例やその定数などの情報につきましては、本製品の標準的な動作 や使い方を説明するものです。 したがいまして、量産設計をされる場合には、外部諸条件を考慮していただきますようお願いいたします。
5)	本資料に記載されております技術情報は、製品の代表的動作および応用回路例などを示したものであり、 ロームまたは他社の知的財産権その他のあらゆる権利について明示的にも黙示的にも、その実施また は利用を許諾するものではありません。上記技術情報の使用に起因して紛争が発生した場合、ロームは その責任を負うものではありません。
6)	本資料に掲載されております製品は、耐放射線設計はなされておりません。
7)	本製品を下記のような特に高い信頼性が要求される機器等に使用される際には、ロームへ必ずご連絡 の上、承諾を得てください。 ・輸送機器 (車載、船舶、鉄道など)、幹線用通信機器、交通信号機器、防災・防犯装置、安全確保のため の装置、医療機器、サーバー、太陽電池、送電システム
8)	本製品を極めて高い信頼性を要求される下記のような機器等には、使用しないでください。 ・航空宇宙機器、原子力制御機器、海底中継機器
9)	本資料の記載に従わないために生じたいかなる事故、損害もロームはその責任を負うものではありません。
10)	本資料に記載されております情報は、正確を期すため慎重に作成したものですが、万が一、当該情報の 誤り・誤植に起因する損害がお客様に生じた場合においても、ロームはその責任を負うものではありま せん。
11)	本製品のご使用に際しては、RoHS 指令など適用される環境関連法令を遵守の上ご使用ください。 お客様がかかる法令を順守しないことにより生じた損害に関して、ロームは一切の責任を負いません。 本製品の RoHS 適合性などの詳細につきましては、セールス・オフィスまでお問合せください。
12)	本製品および本資料に記載の技術を輸出又は国外へ提供する際には、「外国為替及び外国貿易法」、 「米国輸出管理規則」など適用される輸出関連法令を遵守し、それらの定めにしたがって必要な手続を 行ってください。
13)	本資料の一部または全部をロームの許可なく、転載・複写することを堅くお断りします。



ローム製品のご検討ありがとうございます。 より詳しい資料やカタログなどご用意しておりますので、お問合せください。

ROHM Customer Support System

https://www.rohm.co.jp/contact/