

SIC MOSFET

第4世代 SiC MOSFET を用いた 5kW インバータ

回路

アプリケーションノート「5kW 高効率ファンレスインバータ回路」(64AN084J Rev.001) (*1)で、第3世代 SiC MOSFET を使った高効率な インバータ回路を解説しましたが、スイッチングデバイスを第4世代 SiC MOSFET に置き換え、その性能改善の効果を確認しましたので紹介しま す。

なお、この評価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/)と共同で実施しました。

フルブリッジ型インバータ回路での置き換え評価

今回評価しましたフルブリッジ型インバータ回路を採用したプラットフォームの外観を図1に、基本回路構成を図2に示します。



図 1. 評価したプラットフォーム

5kWを出力させるためにスイッチングデバイスを並列接続して使用しており、アーム数は2つですが、使用しているスイッチングデバイスは計8個で す。今回はこの8個のスイッチングデバイスを第3世代と第4世代SiC MOSFETでインバータの効率を測定し比較しました。

なお、元々IGBTをベースに基本設計している(*1)ため、発振周波数を20kHz設定で設計しており、使用するリアクトルが大きくなっています が、今回はSiC MOSFET同士の比較であったため、周波数を40kHzに設定し、デバイス間の性能差を見極め易くしました。

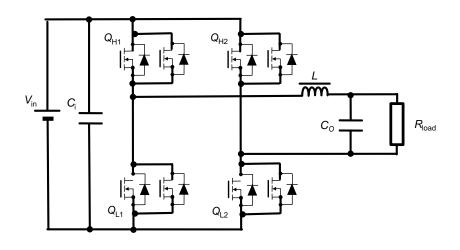


図2 回路構成図

効率評価

アプリケーションノート「5kW 高効率ファンレスインバータ回路」(*1)での性能比較は、入出力変換効率を用いてIGBTとの違いを説明しま したが、このアプリケーションノートではフルブリッジ型インバータ回路において、第3世代SiC MOSFETと第4世代SiC MOSFETを、まったく同じ条件 で動作させ変換効率を測定しています。

表1に評価条件や回路定数を示します。

表1 評価条件と使用部品

Items	第3世代 第4世代		
Switching Devices	650V, 30mΩ (SCT3030AL)	750V, 26mΩ (SCT4026DE)	
Input voltage (Vin)	DC 320 V		
Input capacitance (Ci)	$560~\mu\text{F}\times4$		
Switching frequency (f _{sw})	40kHz		
Leakage / Smoothing inductance (L)	300 μH × 4 (BCH61-35150)		
Copper wire resistance of the reactor	20 mΩ × 4		
Output capacitance (C ₀)	1 μF × 8		
Output voltage (Vout)	AC 200 V		

図3に出力電力 P_{out} を横軸としたインバータの効率を示します。効率 η は入力電力 P_{in} と P_{out} の比 $P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$ として算出しました。ただし、電力の総損失 $(P_{\text{tolal}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}})$ には、MOSFETのゲート駆動電力は含まれていません。

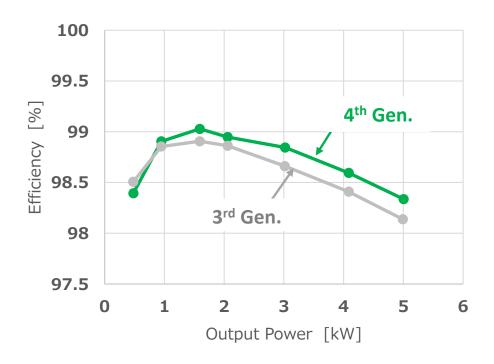


図3 Poutを指標とした効率

第4世代SiC MOSFETを使用した場合、効率がほぼ全負荷範囲において改善されており、5kW時に損失10.13Wが第3世代SiC MOSFETに比べて削減されています。そして、この損失低減により効率が0.20%改善しています。 また、最高効率も98.91%から99.03%と0.12%改善し99%を超える効率を実現しています。

次に損失の分析を詳しく見ていきます。

損失分析

図4の円グラフは、 $P_{\text{out}} = 5 \text{ kW}$ で動作させた時のインバータの総損失電力(P_{total})の内訳を示しています。(a)が第3世代SiC MOSFETを使用した場合で、(b)が第4世代SiC MOSFETの場合です。損失の内訳は、MOSFETの導通損とスイッチング損、上下アームのデッドタイム期間におけるボディダイオードでの導通損、リアクトルの銅損とコア損、入出力コンデンサでのESR損とその他になっています。

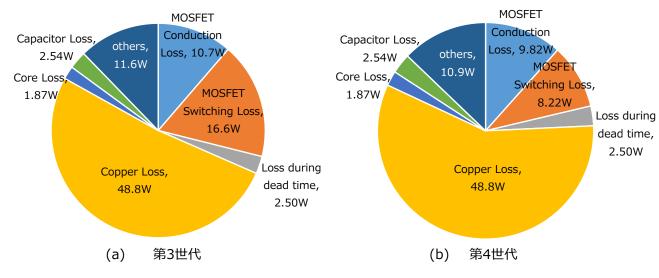


図4 5kW時のPtotal 分析

MOSFETの特性は温度によって変化しますが、この損失分析計算は、冷却ファンによる十分な冷却条件を有しており、温度上昇50°C程度だ ったため、約50℃上昇時のオン抵抗(RoN)に基づいています。以下、詳細を説明します。

1) MOSFETの導通損失:

第4世代SiC MOSFETのR_{DS(ON)}は、上昇温度50°Cで約32mΩであり、1つのMOSFETを流れる実効電流は12.5Armsです。上アー Δ MOSFET (Q_{H1} および Q_{H2}) と下アームMOSFET (Q_{L1} および Q_{L2}) は同期整流モードで動作しており、上アームまたは下アーム 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*32m Ω *(1 - (220 ns *2)/25 μ s)*2pcs = 9.82Wとなります。

同様にして第3世代SiC MOSFETを計算すると、 $R_{DS(ON)}$ は約35m Ω なので10.7Wとなります。

2) MOSFETのスイッチング損失:

PWM部で使用される第4世代SiC MOSFET(SCT4026DE)の R_G - E_{SW} 、 R_G -dI/dt特性を図5と図6に示します。図5で は、横軸をドレイン電流 I_D とし、図6では横軸を外付けゲート抵抗 R_G でグラフ化しています。これらの特性は一般的によく知られているダブルパ ルス試験で測定しました。

 R_{G} を小さくするほどスイッチング速度は速くなり、 E_{SW} は小さくなり、dV/dtやdI/dtは大きくなっています。今回評価しましたTO-247Nパッケ ージはdI/dtが大きくなると、ゲート容量への充放電電流を抑制するソース端子の寄生インダクタンスによる起電が大きくなります。そのため、 $R_{\rm G}$ が4.7 Ω 以下では、ほとんどスイッチング損失に変化が無いことがわかります。そこで、今回は、 $R_{\rm G}$ が4.7 Ω 時のEon、Eoffを使用して総スイ ッチング損失を計算します。

MOSFETのスイッチング損失エネルギー(E_{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(Err)で主に構成されています。

位相角 θ 地点で1つのMOSFETを流れる平均電流は式(1)で示されますので、PWM部のMOSFETの平均 P_{sw} は、期間全体での $E_{\text{total sw}} * f_{\text{sw}}$ の積分値であり、その積分を平均化する式(2)で求めることができます。

$$I = \sqrt{2 \cdot 12.5 \cdot \sin \theta} \qquad (A) \tag{1}$$

$$P_{SW} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} E_{total_sw} f_{sw} dt \cdot 4pcs = 8.22 W$$
 (2)

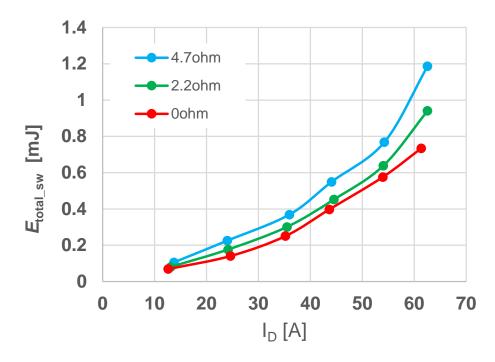


図5 I_D を横軸としたSCT 4026DE スイッチング特性

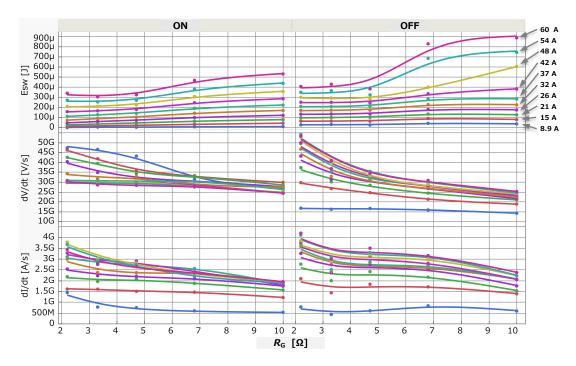


図6 R_Gを横軸とした SCT4026DE スイッチング特性

3) DT期間における電力損失:

今回のインバータはDTを220nsに設定されていて、その間、電流はMOSFETのボディダイオードに流れています。ボディダイオードを流れる 平均電流も式(1)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。

$$P_{DT} = \frac{1}{T} \int_0^T |V_{DS}| \cdot |I_D| \cdot f_{sw} \cdot 2DT dt \cdot 2pcs. \tag{3}$$

 $V_{\rm DS}$ と $I_{\rm D}$ はそれぞれMOSFETのソース-ドレイン間電圧と電流です。MOSFETの第3象限V-I特性に基づいて計算すると、 $P_{\rm DT}$ = $1.25W*\ 2\ pcs = 2.50\ Websites$

4) 銅損:

リアクトルは4直列の構成となっていますが、20kHz動作のためひとつのリアクトルの励磁インダクタンスを300μH以上で設計しており、巻き 数は40ターン以上になっています。そのため、ひとつのリアクトルにおける巻き線の銅線抵抗値は19.53mΩとなり、実効電流25Armsにおけ る総銅損は(25Arms)² *19.53mΩ = 12.21W となり、4直列となるため、12.21W*4=48.83Wとなります。これは基本的にキャリア 周波数に依存しません。

5) 鉄損:

リアクトルのコア損失は、式(4)で求まるリアクトルのリップル電流Δi_の最大値から求めることができます。リアクトルは一定の直流重畳特性を 持っており電流値とデューティ比dにより変化しますが、dが0.5の時に最大値となり、 Δi_L =2.58Aとなります。

$$\Delta i_L = \frac{d(1-d)V_{in}T}{L} \tag{4}$$

使用したコア材(FeNi系ハイフラックスコア)のコア損失特性から、コア損失を1.87Wと見積もりました。

6) コンデンサの等価直列抵抗(ESR)損失:

入出カコンデンサに流れるリップル電流はコンデンサの等価直列抵抗(ESR)によって損失を発生させます。出カコンデンサのリップル電流はリ アクトルの Δi_L と同じになります。一方、入力コンデンサのリップル電流 i_{Cin} は式(5)で計算することができます。

$$i_{Cin} = \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}}} i_{OUT}^2 \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}}\right) + \frac{1}{12} \Delta i_L^2$$
 (5)

これらの計算式を用いて計算すると、入出カコンデンサにおける損失は2.54 Wとなりましたが、ほぼ入カコンデンサにおける損失となってい ます。

5)その他:

上記以外の残りの損失電力は、第3世代で約11.6 W、第4世代で約10.9 Wとなっており、回路基板の配線部品の導通損失等が含 まれています。第4世代が約0.7 W減少していますが、スイッチング速度の高速化の要因のひとつとして考えられるMOSFETの駆動電力の差 等が考えられます。

5kWにおける損失内訳の比較を図7に示します。トランジスタの損失差が、損失全体の差に大きく影響していることが分かり、スイッチング周波数 を2倍に高めても、Si IGBTを第3世代SiC MOSFETに置き換えただけで37W (28%) も低減し、第4世代SiC MOSFETでは更に 10W(11%)低減しています。第3世代と第4世代で比較すると、スイッチング損失の低減が全体の損失差になっていることも分かります。

各スイッチングデバイスを用いたインバータ回路の性能を表2にまとめました。今回は同じプラットフォームで評価したため、サイズ的なメリットは比較 できませんでしたが、スイッチング周波数の高周波化にも関わらず、第4世代SiC MOSFETにより36%もの損失削減を達成しており、冷却構造の 簡略化やリアクトルの小型化など、大幅な性能改善を期待できることは明白です。

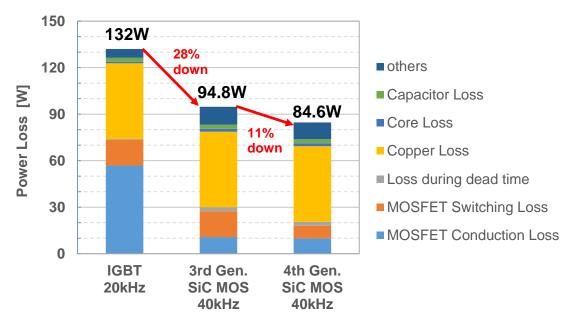


図7 5kW時の各インバータ Ptotal 内訳比較

表2 各インバータ回路の性能比較

	IGBT	第3世代 SiC MOSFET	第4世代 SiC MOSFET
Switching transistors	STGW60H65DFB 650V, 60A	SCT3030AL 650V, 30mΩ	SCT4026DE 750V, 26mΩ
Switching frequency	20 kHz	40 kHz	40 kHz
Conversion efficiency (@5 kW)	97.43%	98.14%	98.33%
Total loss (@5 kW)	132 W	94.8 W	84.6 W

まとめ

フルブリッジ方式のインバータ回路にSiC MOSFETをスイッチングデバイスとして用いたことで、Si IGBTに比べ高いスイッチング動作にも関わらず、変換効率を大幅に高めることが出来ました。さらに、第3世代から第4世代のSiC MOSFETに置き換えることで、大幅なスイッチング特性を改善していることから、更なる効率向上を実現しました。

第4世代SiC MOSFETは、あらゆる電源システムの小型化および省エネ化に大きく貢献することが期待出来ます。

参考資料:

*1. 5 kW High-Efficiency Fan-less Inverter
Application Note (No. 64AN084JRev.001), ROHM Co., Ltd. September 2021

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

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