

# コンバータにおける SiC-FET 温度測定と効率測定

電子技術部 生産システムチーム 三 岩 幸 夫

パワー半導体はパワエレ機器のなかで動作しているので、パワエレ機器の主回路であるコンバータで動作している状態でのパワー半導体の評価をすることにした。測定対象のパワー半導体は 2016 年時点において量産レベルで最先端を行くトレンチ型 SiC-FET とプレーナー型 SiC-FET とした。市場ではパワエレ機器の小型・軽量化のニーズがあるので、コンバータは既存のものを使用せず新規に徹底的に小型・軽量化したものを開発した。測定はコンバータのスイッチング周波数をスイープして SiC-FET の温度とコンバータの効率を測定した。

キーワード：SiC-FET、プレーナー型、トレンチ型、寄生容量、オン抵抗、温度測定

## 1. はじめに

主にインバータ・コンバータ等で使われるパワー半導体は、2015 年時点で世界市場規模が約 148 億 2,000 万ドルの見込みであり、2020 年は 231 億ドルに伸張し、2025 年は 339 億 1,000 万ドルに拡大すると予測され<sup>1)</sup>、市場ニーズが高く取り組む分野としては非常に有望である。

パワー半導体を使用したパワエレ機器の応用分野としては、産業インフラ、交通インフラ、電力・社会インフラ、ICT、再生可能エネルギー、EV などがあり、その基盤技術としては、電力変換、デジタル・アナログ回路技術、制御技術、パワー半導体がある。

パワー半導体としては現在主流である Si 半導体の IGBT と飛躍的な特性改善をもたらす SiC 半導体があり<sup>2)</sup>、現在は SiC 半導体を含めた次世代半導体の市場規模は Si 半導体の 1%以下であるが、2025 年予測で約 22 倍に急拡大が見込める将来有望な分野である<sup>1)</sup>。

IGBT は大半のパワエレ機器をカバーしているが、現行のパンチスルー構造の IGBT は、定常的な損失であるオン電圧( $V_{ce(sat)}$ )損失やスイッチング時に生じる過渡的な損失であるターンオン損失が大きい問題<sup>3)</sup>を抱えており、それらの問題を解決するための取り組みがなされている<sup>3)</sup>が、大電流で製品として入手できるものは旧来構造となる。

将来有望な SiC 半導体としての SiC-FET は、プレーナー型とトレンチ型のものが存在するが、SiC-FET として市販されているものは、プレーナー型のみである。

プレーナー型は、半導体表面で動作するため、トラブルの要因となる寄生容量が少なく、電流密度や電界のばらつきも少なく、特性的には安定していて使いやすいが、一方で表面しか電流が流れないためにオン抵抗が高いことによる定常損失が大きく、少ない電流密度をカバーするために半導体チップの面積を多くすることによるコストアップが

課題となっており、そのための改良の研究が進んでいる<sup>4)</sup>。

トレンチ型は半導体内部に溝を入れて、半導体全体に電流を流す方式のため、電流密度を多くとれて定常損失が小さくなった一方、寄生容量の増大、電流密度や電界のばらつきによる不安定さやゲート酸化膜の破壊の問題がある<sup>5)</sup>ことから、ほとんどのメーカーが製品化の手前で足踏みしているのが現状であるが、ローム社ではトレンチ型採用の SiC-FET を開発して<sup>6)</sup>2015 年 6 月より量産を開始し、特定ユーザー向けに供給し、一般向けの供給は 2016 年末には開始が見込める状況である。

市場では、要素技術を有機的に統合したパワエレ製品が市場に展開されている<sup>2)</sup>ので、パワー半導体単体の評価ではなく、パワエレ機器における評価をすることにした。

市場規模の大きいパワエレ機器<sup>1)</sup>の市場ニーズと技術トレンドとしては、小型・軽量化、省エネルギー・高効率化<sup>2)</sup>の 2 つが挙げられる。

小型・軽量化に関しては、パワエレ機器のなかでパワー半導体が扱える電力を多くすることとリアクタを小型化することがポイントとなる。

パワー半導体の電力損失が小さいほど多くの電力を扱うことができ、それが小型化につながる。

単体でのパワー半導体の電力損失を測定<sup>8)</sup>した事例やコンバータで動作しているパワー半導体の電力損失に関する詳細な解析<sup>9)</sup>の事例がある等、コンバータにおけるパワー半導体の電力損失を測定することは重要である。

リアクタを小型化するにはパワー半導体のスイッチング周波数を上げることがポイントで、スイッチング周波数が増えるほどリアクタのサイズを低減でき、小型・軽量化に寄与する<sup>7)</sup>ので、スイッチング周波数別に温度測定することより、温度上昇の小ささがパワー半導体の小型化、スイッチング周波数の大きさがリアクタの小型化となり、小型・軽量化の評価をすることができる。

パワエレ機器で効率を測定した事例<sup>9, 10)</sup>があり、効率を測定することは重要であるので、パワエレ機器の電力損失をパワーメータ等で測定することにより、省エネルギー・高効率化の評価をすることができる。

今回は、パワエレ機器の市場ニーズと技術トレンドである小型・軽量化、省エネルギー・高効率化<sup>2)</sup>の評価する手段として、パワエレ機器の主回路であるコンバータにおけるパワー半導体の温度測定とコンバータ全体の効率測定を行うこととした。

過去には SiC 半導体を使ったパワエレ機器に関する電力損失や効率に関する論文<sup>8-10)</sup>があり、これらの手法は評価技法として標準的なものとなっているが、ここでは、それらとは別の視点で電力損失や効率を測定することとした。

パワエレ機器で動作している状態での電力損失はそのまま熱になるため、温度測定でパワー半導体の電力損失を知ることができ、温度測定による温度上昇の小ささにより、パワー半導体の小型化の指標を間接的に知ることができる。

今回はスイッチング周波数を軸にして、2016 年末時点において量産品で最先端の異なるタイプの SiC-FET の温度測定や効率測定をして比較することにした。

## 2. 測定対象の SiC-FET

SiC-FET は多くの半導体メーカーで開発されているが、Si 半導体に近いコストで量産品が一般入手できる最先端の SiC-FET を市販しているのは Wolfspeed 製のみである。

ここでは、Wolfspeed 製 C3M0065090D と国内製のトレンチ型 SiC-FET を選択した。

トレンチ型の FET は半導体の全体に電流を流すのでパワー半導体に向いており、プレーナー型と比べ根本的な構造上、寄生容量が大きくなってしまいが、同社の既存のプレーナー型を比べ、逆に入力容量を低減するための取り組みがなされている。

2016 年 9 月時点で市販されている SiC-FET は全てプレーナー型で半導体表面しか電流が流れないため、構造上でパワー半導体では不利だが、Wolfspeed 社は、プレーナー型でトレンチ型の性能に匹敵するものを開発し、徹底的に寄生容量の低減を追求した結果 C3M0065090D の寄生容量による合計電荷が 30.4 nC と格段に低い寄生容量を達成した点で最先端のパワー半導体である。

国内各社は、できるだけトレンチ型に移行することによって徹底的にオン抵抗低減を追求する一方、Wolfspeed 社は既存のプレーナー型に留まって徹底的に寄生容量低減を追求するという異なる志向なので、単純に比較することはできないので、両者の長所と短所を浮き彫りにする測定方法が必要となってくる。

## 3. コンバータの仕様と構成

パワエレ機器の主回路であるコンバータの仕様は、入力 DC210 V、出力 DC350 V、定格電力 4 kW とし、コンバータの回路は、過去にコンバータの評価を実施した論文<sup>9, 10)</sup>の回路機能に準拠し、回路図は図 1 のとおりにした。

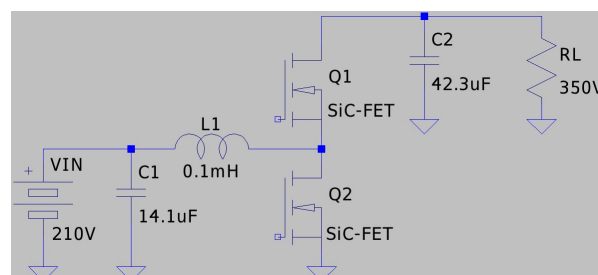


図 1 評価に使用したコンバータの回路図

4 kW 級のコンバータの場合、ヒートシンク容量は従来の Si 半導体の場合では 3.6 リットル、SiC のような次世代半導体では 1.8 リットルが標準的な容量とされ、DC リアクタ容量は従来の Si 半導体の場合では 0.87 リットル、SiC のような次世代半導体では 0.44 リットルが標準的な容量<sup>10)</sup>とされる。

ただし、市場ニーズが小型・軽量化<sup>2)</sup>であるのでヒートシンク容量を 0.058 リットルとして、更に 1/31 に減らし、DC リアクタ容量を 0.077 リットルとして、更に約 1/6 に減らした。

ヒートシンクはパワー半導体の電力損失による熱を逃がす役割をしており、電力損失の大きさとヒートシンク容量は比例するので単に 1/31 にしただけでは熱暴走を抑えることができない。

ヒートシンク容量を減らすために 3 つの点を取り組んだ。40mm 角の小型ファンを追加しファンで空冷するようにし放熱効率を上昇させる。

一般的にパワー半導体のゲートドライバ IC の出力電流定格は概ね 1 A 級<sup>11)</sup>であるが、ゲートドライバ IC の定格電流を 12 A に引き上げることでよりスイッチング時間を減らし、そのことによりスイッチング損失を低減させる。

既存の SiC 半導体に対応せず、損失が低減された最先端の SiC 半導体のみに対応させる。

そのような工夫を総合的にすることによりヒートシンク容量を減らす見込みができた。

4 kW 級のコンバータの標準的なリアクタのインダクタンスを 1 mH 以上<sup>10)</sup>であるが、今回は、リアクタのインダクタンスを 0.1 mH と 1/10 にすることにより、リアクタ容量も約 1/6 に低減することにした。

既存の SiC-FET では、4 kW 級のコンバータでインダク

タンスが 0.1 mH という値は、スイッチング周波数が 50 kHz 以下では非常に厳しいが、今後、更に寄生容量やオン抵抗が低い SiC-FET が出てくることを見越してスイッチング周波数 100 kHz 以上で標準運用することを前提としてインダクタンスを 0.1 mH とした。

インダクタンスを 1/10 に減らしたことにより、コンバータのリップル電流が 10 倍になり、コンデンサに流れるリップル電流も 10 倍になり、コンデンサの負担が大きくなるため、静電容量が大きくパワエレ機器に使われている電解コンデンサはリップル電流の定格が非常に低く今回のコンバータでは使用することができない。

そのため、電解コンデンサは使用せずにすべてリップル電流定格が大きいフィルムコンデンサをコンバータ回路の前後に配置した。

既存の 4 kW 級のコンバータでの重量は 30 kg で業界最小レベル<sup>9)</sup>であったが、ヒートシンク容量とリアクタ容量を激減させることによって、4 kW 級のコンバータで 0.553 kg を達成し、重量を約 1/55 に減らすことができた。

## 4. 温度と効率の測定

測定ではスイッチング周波数 10 kHz を下限としたかったが、コンバータの小型化のためスイッチング周波数が 100 kHz で標準運用する仕様にしたため、スイッチング周波数を 30 kHz から 100 kHz にして、周波数のステップは概ね 8~10 kHz 程度にして、それぞれのスイッチング周波数における測定を実施し、インフィニテグラ製の小型サーマルカメラ OWLIFT を使用し、効率測定は横河製のパワーメータ WT320 を使用した。

温度測定結果は、温度の絶対値は周囲温度に左右されるので、評価は温度上昇分で行わなければならないが、根拠となる生データも併せて掲載をし、また、サーマルカメラの性質上 1~2 °C 程度の誤差が発生する。

オン抵抗が低いトレンチ型 SiC-FET のスイッチング周波数別の FET とリアクタの温度上昇は表 1 で根拠となる温度測定データは表 2 となり、効率測定結果は表 3 のとおりとなった。

オン抵抗 65 mΩ、合計電荷が 30.4 nC の wolfspeed 製 C3M0065090D のスイッチング周波数別の FET とリアクタの温度上昇は表 4 で根拠となる温度測定データは表 5 となり、効率測定結果は表 6 のとおりとなった。

また、SiC-FET の比較をするために、FET(Q1)の温度上昇結果を図 2、FET(Q2)の温度上昇結果を図 3、リアクタの温度上昇結果を図 4、コンバータの効率を図 5 に示した。

表 1 トレンチ型 SiC-FET 使用時の温度上昇

周波数	FET(Q1)	FET(Q2)	リアクタ
30 kHz	23 °C	34 °C	48 °C
37.5 kHz	23 °C	36 °C	41 °C
42.9 kHz	22 °C	38 °C	42 °C
50 kHz	22 °C	41 °C	36 °C
60 kHz	22 °C	45 °C	31 °C
75 kHz	23 °C	55 °C	30 °C
85.2 kHz	25 °C	63 °C	29 °C
100kHz	25 °C	71 °C	26 °C

表 2 トレンチ型 SiC-FET 使用時の温度測定結果

周波数	FET(Q1)	FET(Q2)	リアクタ	周囲温度
30 kHz	50 °C	61 °C	75 °C	27 °C
37.5 kHz	51 °C	64 °C	69 °C	28 °C
42.9 kHz	50 °C	66 °C	70 °C	28 °C
50 kHz	50 °C	69 °C	64 °C	28 °C
60 kHz	50 °C	73 °C	59 °C	28 °C
75 kHz	51 °C	83 °C	58 °C	28 °C
85.2 kHz	53 °C	91 °C	57 °C	28 °C
100kHz	53 °C	99 °C	54 °C	28 °C

表 3 トレンチ型 SiC-FET 使用時のコンバータの効率

周波数	入力電力	出力電力	効率
30 kHz	4000 W	3900 W	97.5%
37.5 kHz	4000 W	3910 W	97.8%
42.9 kHz	4000 W	3920 W	98.0%
50 kHz	4000 W	3910 W	97.8%
60 kHz	4000 W	3935 W	98.4%
75 kHz	4000 W	3925 W	98.1%
85.2 kHz	4000 W	3940 W	98.5%
100kHz	4000 W	3935 W	98.4%

表 4 C3M0065090D 使用時の温度上昇

周波数	FET(Q1)	FET(Q2)	リアクタ
30 kHz	39 °C	40 °C	48 °C
37.5 kHz	37 °C	38 °C	34 °C
42.9 kHz	38 °C	40 °C	34 °C
50 kHz	38 °C	42 °C	35 °C
60 kHz	39 °C	42 °C	29 °C
75 kHz	39 °C	49 °C	27 °C
85.2 kHz	39 °C	51 °C	23 °C
100kHz	40 °C	55 °C	21 °C

表 5 C3M0065090D 使用時の温度測定結果

周波数	FET(Q1)	FET(Q2)	リアクタ	周囲温度
30 kHz	68 °C	69 °C	77 °C	29 °C
37.5 kHz	68 °C	69 °C	65 °C	31 °C
42.9 kHz	65 °C	67 °C	61 °C	27 °C
50 kHz	66 °C	70 °C	63 °C	28 °C
60 kHz	68 °C	71 °C	58 °C	29 °C
75 kHz	68 °C	78 °C	56 °C	29 °C
85.2 kHz	67 °C	79 °C	51 °C	28 °C
100kHz	68 °C	83 °C	49 °C	28 °C

表6 C3M0065090D 使用時のコンバータの効率

周波数	入力電力	出力電力	効率
30 kHz	4000 W	3880 W	97.0%
37.5 kHz	4000 W	3900 W	97.5%
42.9 kHz	4000 W	3900 W	97.5%
50 kHz	4000 W	3900 W	97.5%
60 kHz	4000 W	3920 W	98.0%
75 kHz	4000 W	3930 W	98.3%
85.2 kHz	4000 W	3935 W	98.4%
100kHz	4000 W	3925 W	98.1%

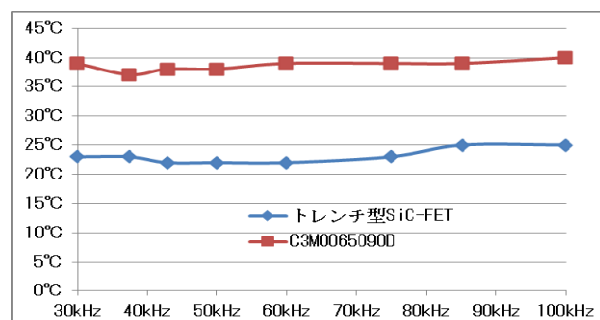


図2 FET(Q1)の温度上昇

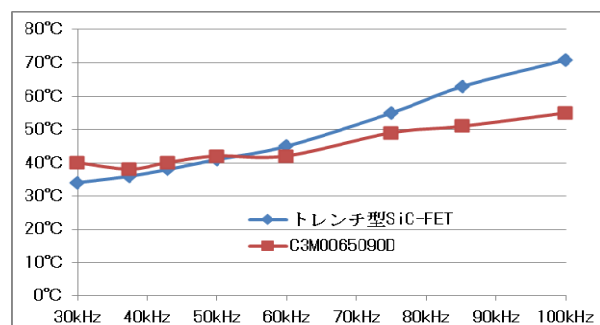


図3 FET(Q2)の温度上昇

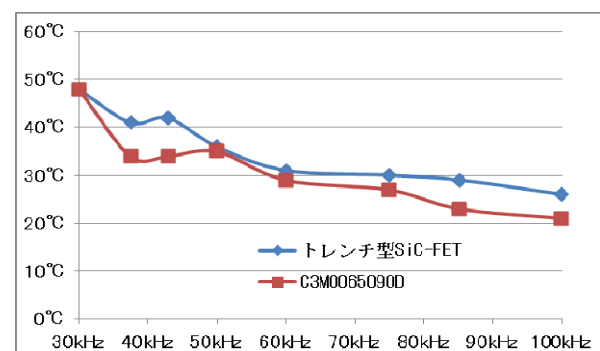


図4 リアクタの温度上昇

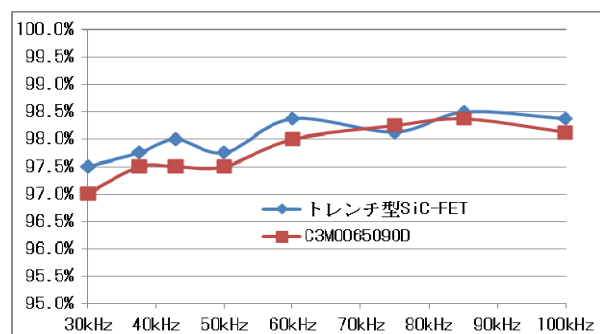


図5 コンバータの効率

FET のうち Q2 がメインで動作をするため、Q1 より Q2 の温度が高い結果となった。

FET(Q1)はメインで動作をせず相対的に負担が少ないので、オン抵抗が低いトレンチ型 SiC-FET の発熱が低い結果となり、FET(Q2)はメインで動作をして相対的に負担が大きいので、低いスイッチング周波数では、オン抵抗が低いトレンチ型 SiC-FET の発熱が低く、高いスイッチング周波数では寄生容量が低い C3M0065090D の発熱が低い結果となった。

リアクタに関しては、両方の FET においてスイッチング周波数と発熱が反比例する結果となり、スイッチング周波数を上げるほどリアクタの負担が減るので、それだけ小型・軽量化できることが確認できた。

コンバータの効率に関しては、FET とリアクタがスイッチング周波数で相反する発熱となっているが、リアクタの電力損失の効果が優位のため、高い周波数で効率が高くなる結果となったが、リアクタのインダクタンスを高くして大型化・重量化をすれば、リアクタの負担が減り損失も減り、FET の電力損失の効果が優位になるため、低い周波数で効率が高くなる結果になると予想される。

それぞれの FET は、条件によって優位性が異なった結果となり、単純にパワー半導体素子単体での評価ができないことがわかり、また、総合評価で両者は匹敵する結果となった。

## 5. おわりに

今回、評価をしたコンバータでは、リアクタ容量を多く確保できる場合には、その分スイッチング周波数を低くできるので、オン抵抗の低いトレンチ型 SiC-FET が有利となり、リアクタ容量が確保できない場合は、スイッチング周波数を低くできないので、寄生容量が低いプレーナ型 の C3M0065090D が有利となり、更に小型化し、リアクタ容量を削減しないといけない場合は、FET の放熱効率をより高める処置をするか、FET(Q2)を並列化するか、より寄生容量の低い SiC-FET の登場を待つかのいずれかの処置が必要となる。

パワー半導体では、個別の性能に着目されるが、実際にはパワーエレクトロニクス機器のなかでパワー半導体が動作するため、使われ方や動作条件によって、結果的なパワー半導体の性能が大きく左右される。

確かに個別素子の性能も重要になってくるが、最終的にはコンバータ等のなかで、スイッチング周波数をスイープする等して評価をすることが大切であることがわかった。

## 文献

- 1) “パワー半導体の世界市場に関する調査結果 2015”, 矢野経済研究所 2016 年 2 月 12 日  
<http://www.yano.co.jp/press/pdf/1499.pdf>
- 2) 友高正嗣, “[現状と展望] パワーエレクトロニクス機器の現状と展望”, 富士電機技報 2015 vol.88 no.1, 7-12.
- 3) 山崎智幸, “進化するシリコンパワーデバイス”, エネルギー・資源 Vol.36 No.4 (2015), 211-214
- 4) 谷岡寿一, 海老池勇史, 折附泰典, 日野史朗, 海老原洪平, “プレーナー型 SiC-MOSFET のオン抵抗低減化技術”, 三菱電機技報 Vol.90 No.5 2016, 275-278
- 5) 菅原勝俊, 福井 裕, 香川泰宏, 足立亘平, 藤原伸夫, “トレンチ型 SiC-MOSFET” 三菱電機技報 Vol.90 No.5 2016, 279-282
- 6) 中原健, 中村孝, “SiC パワーデバイスの特長と応用”, エネルギー・資源 Vol.36 No.4 (2015), 224-228
- 7) Tech Web “スイッチング周波数の考慮点”, ローム株式会社 2014 年 05 月 27 日  
<http://micro.rohm.com/jp/techweb/knowledge/dcdc/s-dcdc/02-s-dcdc/101>
- 8) 佐藤宣夫, 山本秀和, “SiC パワー MOSFET の静特性／動特性評価”, 千葉工業大学研究報告 No.62 2015, 23-27
- 9) 大間亮介, 譲原逸男, 高柳敦, “配電系統を考慮した SiC 搭載 DC-DC コンバータ及びその制御回路”, 社団法人電子情報通信学会 信学技報 EE2011-7(2011-07), 8-11
- 10) 阿部淑人 他, “パワコンへの次世代デバイス採用による高周波化”, 新潟県工業技術総合研究所 工業技術研究報告書 No.44 平成 26 年度, 3-10
- 11) 羽生 洋, 山本雅裕, “高信頼性 1,200V HVIC M81738FP”, 三菱電機技報 Vol.88 No.5 2014, 289-292