フィルム型太陽電池を用いた可搬型太陽光発電システムにおける PV モジュール用昇圧チョッパへの SiC MOSFET の適用

渡辺 拓実* 柿ヶ野 浩明*

Application of SiC MOSFET to a Boost Chopper for Each PV Module for a Mobile PV System using Thin Film Solar Cell

Takumi Watanabe*, Hiroaki Kakigano*

Abstract - A mobile PV (photovoltaic) system using thin film solar cell is proposed at the first part of this paper. The system is suitable for an emergent power supply at shelters because of the lightweight and portability. At the second part, the efficiency of a boost chopper for each PV module using SiC MOSFET was measured and compared with the converters with Si MOSFET. Finally, prototypes of the boost chopper for each PV module using Si/SiC MOSFET demonstrated the operation with a PV simulator, which shows the converter with SiC MOSFET has an advantage when the irradiation is set to be relatively low.

キーワード : 非常用電源, 太陽光発電システム, 昇圧チョッパ, SiC MOSFET

Keywords : emergent power supply, PV System, boost chopper, SiC MOSFET

1. はじめに

東日本大震災以降, 災害などによる停電時にも電力を供給できるシステムへの関心が高まっている。しかし, 住宅やビルなどの建造物に固定設置するシステムでは, 一般に設置箇所以外への電力供給は想定されていない。また, システムが直接被災した場合, 正常に機能しない可能性もある。そこで本稿では, 軽量で持ち運びが容易なフィルム型太陽電池に着目し, 平常時は自転車置場など公共施設の屋根に設置して特定の負荷(照明など)に電力供給を行い, 非常時にはそれらを避難所に集めることで, 災害時の非常電源として用いることができるシステムを提案する。

フィルム型太陽電池を用いた非常用の発電機は市販されているが(例えば[1]), これらの定格容量は 100 W 程度であり, 携帯電話の充電など消費電力の低い用途を対象としている。一方, 災害時に必要な電力として, 文献[2]では, 避難者数 600 人に対して必要な瞬間発電電力が 110~300 kW となると試算している。そこで, 数枚から数十枚のフィルム型太陽電池を直流 380 V の配線に接続することによって, システム全体の定格容量を数 kW 以上とすることができるシステム構成を考案した[3]。本稿では, まず提案するシステムの概要と特長について述べる。

次に, フィルム型太陽電池から家電などの負荷へ電力供給するためには, DC-DC コンバータやインバータなどの変換器が必要となり, これらの変換器についても小型・軽量化が課題となる。この解決策として, SiC パワーデバイスを適用し, スイッチング周波数を高周波化することによってコイルや変圧器の小型・軽量化を図ることとした。先行研究にて SiC MOSFET と Si IGBT との比較や, シリコンダイオードと SiC ショットキーバリアダイオード(SiC SBD)との比較がされており[4][5], SiC パワーデバイスを用いた方が高効率となることが報告されている。そのため本稿では, 各太陽電池モジュールに接続する昇圧チョッパについて, ダイオードは SiC SBD を採用し, シリコンと SiC の比較を MOSFET に焦点を当て, SiC の優位性の検証を行った。最後に, MPPT 制御を含めた PV モジュール用昇圧チョッパの試作器を製作し, 模擬太陽電池を用いた検証結果について報告する。

2. 提案するシステム

提案するシステムを Fig. 1 に示す。フィルム型太陽電池モジュールそれぞれに DC-DC コンバータを接続し, DC 380 V の配線に接続する。これにより, モジュール毎に MPPT 制御を行うことが可能となり, 部分影などの影響を回避できるとともに, モジュール毎に異常を検知できる。

システムには, 二次電池が DC-DC コンバータを介して DC 380 V の配線に接続している。二次電池の DC-DC コンバータで, 配線電圧を 380 V に制御するとともに, 太陽電池の出力変動を補償する。二次電池には, 電気自動車や燃料電池自

* 立命館大学
〒525-8577 滋賀県草津市野路東 1-1-1
Ritsumeikan University
1-1-1 Noji-higashi, Kusatsu, Shiga, 525-8577

Fig. 1. System configuration.

自動車などのバッテリーを適用することを想定している。また、家電などの負荷への電力供給は、インバータで DC 380 V を単相 AC 100 V に変換して行う。

一般に利用される可搬型発電機として、ディーゼルやガソリン、カセットボンベを用いた発電機があるが、これらの発電機は、発電時に燃料を必要とすることと、定期的な試運転・オイル交換などのメンテナンスが必要であり、発電時に騒音が生じる。これに対して太陽電池の場合、可動部分がないため定期的なメンテナンスの必要がなく、燃料も不要で、発電時の騒音が無いことが特長である。

現在市販されているフィルム型太陽電池のほとんどはアモルファスシリコンであるが、本研究では化合物系の CIGS (Cu(InGa)Se₂) 薄膜太陽電池を想定している。CIGS 太陽電池は、薄膜太陽電池の中で最も変換効率が高く、研究レベルで 21.7% を達成している[6]。結晶シリコンに対して、①製造コストが低いこと、②高温時の出力低下が少ないこと、③モジュールの部分影の影響が少ないこと、などの特長があり、さらなる変換効率の向上が進めば、結晶シリコンに置き換わる可能性がある。

フィルム型 CIGS 太陽電池の 1 モジュールあたりの仕様を決めるにあたり、同じ化合物系の CIS 太陽電池の市販品を参考とした[7]。ソーラーフロンティア社の CIS 太陽電池モジュール SF170-S の定格容量は 170 W、開放電圧は 112 V、変換効率は 13.8% である。これより、想定するフィルム型 CIGS 太陽電池モジュールの単体の定格電力を 300 W (変換効率約 24% を想定) とし、動作電圧を 100 V とした。この場合、モジュールを 30 枚 (5 枚×6 枚) 並べるとシステムの電力容量は 9 kW となる。配線の直流電圧としては、通信機器などで 48 V が採用されているが、万一電流が集中した場合は約 180 A となり、配電線の断面積を大きくする必要があるので現実的でない。そこでデータセンタを中心に標準化が進んでいる 380 V を採用することとした[8][9]。接地についても、データセンタと同様に DC380 V の配線を高抵抗中点接地することを想定した。

3. フィルム型 PV モジュール用 DC-DC コンバータ

2 章で述べた通り、提案する可搬型太陽光発電システムの変換器は、①太陽電池モジュール用 DC-DC コンバータ、②二次電池用 DC-DC コンバータ、③負荷への電力供給用インバータ、の 3 種類から構成されている。本研究では、まず、最も定格容量の小さい①について検討を行った。

〈3・1〉 仕様と回路構成

2 章で述べたフィルム型 CIGS 太陽電池の 1 モジュールあたりの仕様より、DC-DC コンバータの仕様については、定格電力 300 W、入力電圧 100 V、出力電圧 380 V とした。

太陽電池の接地については、DC380 V の配線が高抵抗中点接地されることから、非絶縁型の変換器を採用することで、フィルム型太陽電池も高抵抗接地された状態となる。本研究では、非絶縁型の変換器として昇圧チョップパを採用した。住宅用の太陽光発電用パワーコンディショナは、一般に DC-DC コンバータ部と単相インバータ部で構成されている。この DC-DC コンバータ部では、昇圧チョップパを多重化したインターリーブ方式が採用されていることが多い。しかし、今回はインターリーブ方式を採用せず、パワーデバイスに SiC MOSFET を用いて 100 kHz 以上の高周波スイッチングを行うことで、①コイルのインダクタンスの低減、②コイル電流のリプル低減による鉄損の低減、③多重化しないことによる部品点数の低減、を狙った。

〈3・2〉 Si MOSFET と SiC MOSFET との比較

MPPT 制御を含めた PV モジュール用 DC-DC コンバータを作成する前に、まず昇圧チョップパの主回路のみを作成し、SiC パワーデバイスの評価および主回路の効率測定を行った。昇圧チョップパの回路を Fig. 2 に、パラメータを Table 1

Fig. 2. Circuit of boost chopper.

Table 1. Circuit parameters.

V_{in}	100 V	L	515 μ H
C_1	470 μ F	C_2	1 μ F
C_3	1 μ F	C_4	470 μ F
SiC Diode (ROHM, SCS206AG)			
Rated Current	6 A	Rated Voltage	650 V
Total Capacitive Charge	9 nC	Forward Voltage	1.35 V (25°C)

Table 2. Specifications of MOSFETs (from datasheets).

Package	TO-220		TO-247		
Classification	SiC MOSFET	Si MOSFET	SiC MOSFET		Si MOSFET
Maker, Parts number	ROHM SCT2120AF	STMicroelectronics STP34NM60N	CREE C2M0160120D	ROHM SCT2160KE	TOSHIBA TK20N60W
Drain-Source Voltage	650 V	600 V	1200 V	1200 V	600 V
Continuous Drain Current	29 A	31.5 A	17.7 A	22 A	20 A
Drain-Source On-State Resistance	120 mΩ	105 mΩ	160 mΩ	160 mΩ	130 mΩ
Internal Gate Resistance	13.8 Ω	2.9 Ω	6.5 Ω	13.7Ω	1.5 Ω
Input Capacitance (C_{iss})	1200 pF ($V_{DS} = 400$ V) 19000 pF ($V_{DS} = 1$ V)	2722 pF ($V_{DS} = 400$ V) 5000pF ($V_{DS} = 1$ V)	525 pF ($V_{DS} = 400$ V) 610 pF ($V_{DS} = 1$ V)	1200 pF ($V_{DS} = 400$ V) 1900 pF ($V_{DS} = 1$ V)	1680 pF ($V_{DS} = 400$ V) 3000 pF ($V_{DS} = 1$ V)
Output Capacitance (C_{oss})	90 pF ($V_{DS} = 400$ V) 1400pF ($V_{DS} = 1$ V)	173 pF ($V_{DS} = 400$ V) 12000 pf ($V_{DS} = 1$ V)	47 pF ($V_{DS} = 400$ V) 650 pF ($V_{DS} = 1$ V)	60 pF ($V_{DS} = 400$ V) 1200 pF ($V_{DS} = 1$ V)	40 pF ($V_{DS} = 400$ V) 15000 pF ($V_{DS} = 1$ V)
Reverse Transfer Capacitance (C_{rss})	13 pF ($V_{DS} = 400$ V)	1.75 pF ($V_{DS} = 400$ V)	4 pF ($V_{DS} = 400$ V)	8.5 pF ($V_{DS} = 400$ V)	7 pF ($V_{DS} = 400$ V)

に示す。コイルは、トロイダル形状のギャップレスアモルファスチョークコイル GLA-05-0515 (TAMURA) を使用した。鉄系アモルファスは、高周波での鉄損が少なく、フェライトコアに比べ小型・軽量となる特長がある。入力には 100 V の直流電源を接続した。負荷は、電子負荷を定抵抗モードで動作させ、消費電力が 300 W となるように抵抗値を調整した。ゲート信号は、ファンクションジェネレータで生成し、出力電圧が 380 V となるようにファンクションジェネレータの通流率を調整した。変換器効率は、パワーアナライザ WT1800 (YOKOGAWA) を用いて測定した。

Fig. 2 において、SiC パワーデバイスを適用できる素子はダイオードと MOSFET である。このうちダイオードについては、一章で述べた通り、シリコンと SiC SBD との比較が報告されており、逆回復損失の大幅な低減により SiC SBD を用いた変換器の方が高効率となることが明らかとなっている。そのため、本研究ではダイオードについては、シリコンとの比較を行わず SiC SBD を用いることとし、MOSFET に焦点を当ててシリコンと SiC との比較を行うこととした。SiC SBD には、SCS206AG (ROHM) を用いた (パラメータを Table 1 に示す)。

次に MOSFET の選定について述べる。Fig. 2 に示した回路において、MOSFET の定格電圧は 600 V 程度が妥当であるが、市販されている SiC MOSFET の定格電圧は 1200 V のものが多い。よって、まず定格電圧の観点から 600 V クラスの SiC MOSFET で入手可能な SCT2120AF (ROHM) を選んだ。これと比較するシリコンの MOSFET としては、パッケージ (TO-220) が同一で、定格電圧・電流が同程度の STP34NM60N (ST Microelectronics) を選択した。

加えて、定格電圧 1200 V の SiC MOSFET についても、定格電流がなるべく低く、オン抵抗の低い C2M0160120D (CREE) と SCT2160KE (ROHM) を選定した。これらと比較するシリコンの MOSFET について、定格電圧を SiC MOSFET と同じ 1200 V とすると、変換器の仕様に対しオーバースペックとなるため、定格電圧は 600 V とし、パッケージ (TO-247) が同一で、定格電流が同程度の TK20N60W (TOSHIBA)

を選択した。これらの MOSFET の主な仕様を Table 2 に示す。

ゲート駆動回路には SiC MOSFET ゲート駆動用 IC の ACPL-W345 (AVAGO) を使用し、ゲート抵抗は全て 2.2 Ω とした。ゲート電圧に関しては SiC MOSFET は高いゲート電圧ほど低いオン抵抗が得られることが知られている。そのためメーカの推奨値を参考に、TO-220 では 18 V を、TO-247 では 20 V を採用した (シリコンもパッケージごとに SiC と同じゲート電圧を与えた)。

4. スイッチング波形と変換効率

昇圧チョップパをスイッチング周波数 100～500 kHz で動作させ、スイッチング時の MOSFET の電圧・電流波形、および回路の変換効率を測定した。オシロスコープは、Tektronix 社の DPO4104B (周波数帯域 1 GHz) を使い、電流プローブ、差動プローブは、それぞれ TCP0030A (周波数帯域 120 MHz)、TMDP0200 (周波数帯域 100 MHz) を用いた。またデスキューにより、各プローブの遅延時間補正も行った。スイッチング損失は 0.2 ns 毎にサンプリングした CSV 形式のファイルより算出した。スイッチング損失の算出期間は、ターンオン時は電流が 0 A より立ち上がり始めた点から電圧が 0 V まで下がった点までの区間とし、ターンオフ時は、電圧が 0 V より立ち上がり始めた点から、電流が 0 A まで下がった点までの区間とした。

〈4・1〉 パッケージ TO-220

パッケージ TO-220 の SiC MOSFET (SCT2120AF) と Si MOSFET (STP34NM60N) のターンオン時、ターンオフ時のドレインソース間電圧およびドレイン電流をそれぞれ Fig. 5, Fig. 6 に示す。点線は、SiC MOSFET の波形を示している。

まずターンオン時について比較する。Fig. 5 の波形より、シリコンの MOSFET のターンオン時間は 5.4 ns、ピーク電流は 10.6 A、スイッチング損失は 0.20 W となった。これに対し、SiC MOSFET のターンオン時間は 23.4 ns、ピーク電

Fig. 5. Voltage and current waveforms during turn-on (TO-220).

Fig. 6. Voltage and current waveforms during turn-off (TO-220).

流は 6.18 A、スイッチング損失は 1.27 W となり、SiC MOSFET の損失の方が大きい結果となった。この理由として、今回用いた SiC MOSFET は、Table 2 に示すように、入力容量(C_{iss})がシリコンの約半分の値であるものの、パッケージ内部のゲート抵抗が $13.8\ \Omega$ とシリコンの $2.9\ \Omega$ に対して約 4.8 倍であるため CR の時定数が大きく、ターンオンに時間がかかったことが大きな要因であると考えられる。

次にターンオフ時について比較する。Fig. 6 の波形より、シリコンの MOSFET のターンオフ時間は 77.0 ns、ピーク電圧は 466 V、スイッチング損失は 1.55 W であった。これに対し、SiC MOSFET のターンオフ時間は 54.4 ns、ピーク電圧は 468 V、スイッチング損失は 2.02 W となり、ターンオフも SiC MOSFET の損失の方が大きい結果となった。これについても、パッケージ内部のゲート抵抗が大きいことが要因であると考えられる。

Fig. 7, Fig. 8 に、スイッチング周波数を変化させた場合の昇圧チョップの変換効率と損失を測定した結果を示す。シリコンの MOSFET を用いた場合、スイッチング周波数が 100 kHz 時、最高効率 97.87% となった。これに対し SiC MOSFET

Fig. 7. Power loss and efficiency. (Si MOSFET, STP34NM60N).

Fig. 8. Power loss and efficiency (SiC MOSFET, SCT2120AF).

の場合、スイッチング周波数が 93 kHz の時、最高効率 97.08% となった。Fig. 7, Fig. 8 とともに、スイッチング周波数が高くなるにつれて、スイッチング損失が増加し効率が低下している。一方、90 kHz での効率の低下は、リップル電流が大きくなったことに伴うコイル L の鉄損の増加が要因である。

以上の結果より、パッケージ TO-220 では、シリコンの MOSFET の方が、スイッチング損失が少なく変換効率が高い結果となった。また、ゲート駆動回路での損失は SiC MOSFET・シリコン MOSFET とともに約 0.36 W 程度であった。

〈4・2〉 パッケージ TO-247

前述の通り、パッケージ TO-247 の SiC MOSFET として、①C2M0160120 (CREE)と②SCT2160KE (ROHM)を選定した。②の内部ゲート抵抗および入力容量を①と比較すると、Table 2 より、②は両方ともに①の約 2 倍の値である。これより、TO-220 の結果と同様に①のスイッチング損失の方が②より小さいと考えられる。実測した所、①のスイッチング損失の方が②より小さかったため、本稿では SiC MOSFET として①C2M0160120(CREE)の測定結果のみ示す。

Fig. 9. Voltage and current waveforms during turn-on (TO-247).

Fig. 10. Voltage and current waveforms during turn-off (TO-247).

SiC MOSFET (C2M0160120)と Si MOSFET (STP34NM60N)のターンオン時、ターンオフ時のドレインソース間電圧およびドレイン電流をそれぞれ Fig. 9, Fig. 10 に示す。点線は、SiC MOSFET の波形を示している。

まずターンオン時について比較する。Fig. 9 の波形より、シリコンの MOSFET のターンオン時間は 7 ns、ピーク電流は 10.3 A、スイッチング損失は 0.20 W となった。これに対し、SiC MOSFET のターンオン時間は 12 ns、ピーク電流は 9.8 A、スイッチング損失は 0.48 W となり、この場合も SiC MOSFET の損失の方が大きい結果となった。この理由として、TO-220 と同様に、SiC MOSFET の内部ゲート抵抗と入力容量の積が、シリコンのそれより約 1.3 倍大きいことが要因として考えられる。

次にターンオフ時について比較する。Fig. 10 の波形より、シリコンの MOSFET のターンオフ時間は 57 ns、ピーク電圧は 500 V、スイッチング損失は 1.1 W であった。これに対し、SiC MOSFET のターンオフ時間は 27 ns、ピーク電圧は 470 V、スイッチング損失は 1.0 W となり、ターンオフでは SiC MOSFET の損失の方が小さい結果となった。この要因として、ドレインソース間電圧が低い時の入力容量が考えら

Fig. 11. Power loss and efficiency (Si MOSFET, TK20N60W).

Fig. 12. Power loss and efficiency (SiC MOSFET, C2M0160120).

れる。データシートより、ドレインソース間電圧が 1 V の時の入力容量(C_{iss})は、シリコンの MOSFET が約 2800 pF であるのに対し、SiC MOSFET は約 600 pF である。これより、内部ゲート抵抗と入力容量の積はターンオフの場合は SiC MOSFET の方が小さくなることから、ターンオフ時間が短くなり、スイッチング損失が小さくなったと考えられる。

Fig. 11, Fig. 12 に、SiC MOSFET とシリコンの MOSFET について、昇圧チョップのスイッチング周波数を変化させた場合の変換効率と損失を測定した結果を示す。シリコンの MOSFET を用いた時、スイッチング周波数が 100 kHz 時、最高効率 98.10% となった。これに対し、SiC MOSFET を用いた場合、スイッチング周波数が 100 kHz 時、最高効率 98.06% となった。これよりパッケージ TO-247 では、シリコンと SiC の効率は同程度であることが分かった。

5. 制御器を含んだ PV モジュール用昇圧チョップの試作

〈5・1〉 試作器の概要

フィルム PV モジュールに接続する MPPT 制御を含めた昇圧チョップの試作器を製作し、太陽電池模擬電源を用い

Fig. 13. Prototype of boost chopper for PV module.

Table 3. Electrical characteristics
at standard test condition (SF165-S).

Nominal Power	165 W
Voltage at nominal power	85.5 V
Current at nominal power	1.93 A
Open circuit voltage	110 V
Short circuit current	2.19 A

て日射強度を変えた場合の効率測定を行った。試作器の外観を Fig. 13 に示す。試作器に用いる SiC MOSFET については、前節の結果より TO-247 の方が総じて効率が高かったため C2M0160120 (TO-247) を用いる事とした。比較するシリコンの MOSFET については、同じくパッケージ TO-247 の TK20N60W を選択した。

ゲート駆動回路は前節の回路と異なり、基板設計の時点で選定していた MOSFET 用ゲートドライバ MIC4452ZT (MICREL) を使用し、ゲート電圧 18 V、ゲート抵抗 2.2 Ω の条件で測定した。

制御器には、TI 社の TMS320F28335 を使用した。また、制御やゲート駆動回路に必要な電源は、太陽電池の出力電圧 (約 100 V) を 24 V に変換し、24 V から 5 V や 18 V 等に変換して供給した。

〈5・2〉 太陽電池模擬電源と MPPT 制御

実験では、太陽電池に代わり太陽電池模擬電源 PVU01403 (Kernel) を使用した。これにより、季節や天候、時刻の制約を受けることなく実験を行うことができ、シリコンと SiC との比較も同条件で行うことができる。PVU1403 は、多種の太陽光パネルのモデルが登録されており、パネルメーカーおよび型番を選択し、モジュールの直列数、並列数を設定することで、電源定格の範囲内で種々の条件を模擬できる。また、日射強度や部分影も調整できる。今回、太陽パネルのモデルとして、CIGS 太陽電池と同じ化合物系の CIS 太陽電池 SF165-S (ソーラーフロンティア) を設定した。このモジュールの定格電力は 165 W であるので、並列に 2 枚

Fig. 14. Efficiency of the prototype dc-dc converter.

接続することで想定する CIGS 太陽電池を模擬した。SF165-S のパラメータを Table 3 に示す。部分影無しとして、日射強度を変更して効率の測定を行った。MPPT 制御には、増分コンダクタンス法を採用した。出力は電子負荷を接続し、380 V の定電圧モードで使用した。

〈5・3〉 試作器の実験結果

まず、電源を含めた制御回路の全体の損失を求めるために、昇圧チョップのコイルを外した状態で入力電力を測定した。結果、スイッチング周波数 (100~500 kHz) によらず約 9 W の損失であった。

次に、日射強度を 0.2~1 kW/m² の範囲で変化させたときの制御回路全体の損失を含めた効率を Fig. 14 に示す。スイッチング周波数は 100 kHz とした。日射強度が 1 kW/m² では、前節と同じくシリコンの MOSFET と SiC MOSFET とで同程度の効率だったが、1 kW/m² 以下では SiC MOSFET のほうが高効率となる結果が得られた。日射強度が下がった際のシリコン MOSFET の効率の低下の要因について調べるため、MOSFET の電圧波形を測定した。ターンオン時・ターンオフ時のドレイン-ソース間電圧波形 (D-S) とゲート-ソース間電圧波形 (G-S) を測定したところ、ターンオン時の波形には日射強度の変化によってターンオン時間の変化は見られなかったが、ターンオフ時の波形には日射強度の変化によりターンオフ時間が大幅に変化することが確認できた。その為、ターンオフ波形について比較を行った。Fig. 15, Fig. 16 に日射強度がそれぞれ 1 kW/m², 0.2 kW/m² の時の MOSFET のターンオフ時のドレイン-ソース間電圧波形 (D-S) とゲート-ソース間電圧波形 (G-S) を示す。ターンオフ時間は SiC で日射強度が 1 kW/m² のとき 48ns, 0.2 のとき 169ns。シリコンで 1 kW/m² のとき 82ns, 0.2 kW/m² のとき 363ns となった。1 kW/m² と 0.2 kW/m² でターンオフ時間を比較した場合、SiC MOSFET, シリコン MOSFET 共に、日射強度が下がるとターンオフ時間が長くなることが確認できた。

日射強度によってターンオフ時間が増加した要因とし

Fig. 15. Voltage waveform during turn-off (1 kW/m²)

Fig. 16. Voltage waveform during turn-off (0.2 kW/m²)

て、MOSFET の出力容量(C_{oss})への充電時間の増加が考えられる。太陽電池模擬電源からの入力電流は日射強度が 1 kW/m² で約 4 A、0.2 kW/m² で約 1 A であった。出力容量への充電時間は電流値に反比例するため、電流値の低下に伴いターンオフ時間が増えたと考えられる。実際、日射強度を 1 kW/m² から 0.2 kW/m² へ変化させたときのターンオフ時間は、SiC MOSFET でターンオフ時間 48 ns→169 ns、シリコン MOSFET でターンオフ時間 82 ns→362 ns であり、それぞれ電流値の変化(約 4 A→約 1 A)とおおよそ反比例の関係にあることが確認できる。

前節で述べた様に、シリコン MOSFET は、SiC MOSFET と比べてターンオフ損失が大きい。またデータシートより、ドレインソース間電圧が約 10 V の時の出力容量(C_{oss})は、シリコンの MOSFET が約 6000 pF であるのに対し、SiC MOSFET は約 350 pF である。日射強度が下がるにつれてターンオフ時間が長くなったことにより、ドレインソース間電圧が低い時間が増え、結果シリコンの MOSFET の出力容量損失が増加し、SiC MOSFET の効率が高くなったと考えられる。

以上の結果より、本試作器において日射強度が 0.2~0.8 kW/m² の範囲では SiC MOSFET が優位であることが確認できた。

6. まとめ

本稿では、可搬型太陽光発電システムを提案し、フィルム型太陽電池に接続する昇圧チョップに SiC MOSFET を適用した場合の優位性について、シリコンの MOSFET と比較して検証を行った。結果、パッケージ TO-220 ではシリコンの MOSFET の方が高効率であったが、パッケージ TO-247 ではシリコン MOSFET と SiC MOSFET で同程度の効率であることが確認できた。その際、ターンオン損失はシリコン MOSFET の方が小さいが、ターンオフ損失は SiC MOSFET の方が小さいことも確認できた。

次に、MPPT 制御を含んだ PV モジュール用昇圧チョップの試作器を製作し、太陽電池模擬電源を用いた実験を行った。日射強度が低下するにつれ、太陽電池模擬電源からの入力電流が低下したことにより、ターンオフ時間が長くなり、MOSFET の寄生容量への充電容量が増加した。これによりシリコン MOSFET に比べ、SiC MOSFET を用いた変換器の方が高効率となる結果が得られた。

今回の回路方式・定格容量での得られた結果では、MOSFET におけるシリコンに対する SiC の優位性は大きくはなかった。しかし、ターンオン損失はシリコン MOSFET の方が小さいが、ターンオフ損失は SiC MOSFET の方が小さいことが確認できた。今後は、この結果をもとに、ターンオン時にソフトスイッチングが可能な回路方式を導入し、更なる小型化・高効率化を図っていく。

本研究は京都地域研究成果展開事業（スーパークラスタープログラム）の助成を受けた。ここに謝意を表す。

(2015 年 6 月 20 日発表)

文 献

- [1] モバイルソーラーユニット「GSR-191B」リーフレット
http://jp.os-worldwide.com/solution/solar/leaflet/images/gsr191b/gsr-191b_leaflet.pdf
- [2] 「長野県防災拠点公園内の電力確保の可能性に係る調査」
<http://www.mlit.go.jp/common/000994768.pdf>
- [3] 渡辺拓実, 中畑優介, 柿ヶ野浩明: 「可搬型太陽光発電システムにおける DC-DC コンバータの効率評価」, パワーエレクトロニクス学会 第 206 回 定例研究会 講演資料, 2014-12.
- [4] C. N. Ho, H. Breninger, S. Pettersson, G. Escobar, and F. Canales, "A Comparative Performance Study of an Interleaved Boost Converter Using Commercial Si and SiC Diodes for PV Applications," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 28, No. 1, pp. 289-299, January 2013.
- [5] Jimmy Liu, Kin Lap Wong, Scott Allen, John Mookken. "Performance Evaluations of Hard-Switching Interleaved DC/DC Boost Converter with New Generation Silicon Carbide MOSFETs"
- [6] NREL: 「Best Research-Cell Efficiency」
http://www.nrel.gov/ncpv/images/efficiency_chart.jpg
- [7] ソーラーフロンティア Website
<http://www.solar-frontier.com/jpn/index.html>
- [8] 廣瀬圭一: 「直流技術と応用の動向」, 電学論 B, vol. 131, No. 4, pp. 358-361, 2011.
- [9] 「グリーンネットワーク・システム技術研究開発プロジェクト (グリーン IT プロジェクト) / エネルギー利用最適化データセンタ基盤技術の研究開発 / データセンタの電源システムと最適直流化技術の開発」, NEDO 成果報告書, February 2013.

【質 疑】

株式会社G S ユアサ・栗坂昌克氏

【質問 1】 TO-220 パッケージで SiC MOSFET が Si MOSFET より、損失が大きかった理由を「内部ゲート抵抗が大きいため」としていたが、TO-247 も SiC MOSFET のほうが内部ゲート抵抗は大きい。TO-247 では C_{iss} とゲート抵抗の積を比較して SiC MOSFET のほうが、損失は小さいことを説明していたが、その比較を TO-220 にも適用するとどうなるのか。

【回答 1】 TO-220 パッケージについてドレインソース間電圧が 1 V の時の入力容量(C_{iss})をデータシートから求めると、シリコンの MOSFET が約 4700 pF であるのに対し、SiC MOSFET は約 1800 pF です。この入力容量と内部ゲート抵抗（シリコン 2.8 Ω 、SiC 13.8 Ω ）の積を比較すると、TO-220 では SiC MOSFET の方が 1.8 倍大きい結果となります。

株式会社G S ユアサ・山口雅英氏

【質問 1】 ゲート駆動電圧は何 V か。

【回答 1】 4 章の実験では SiC MOSFET の推奨値を採用し、TO-220 パッケージで 18 V、TO-247 パッケージで 20 V としました。5 章の試作器では、基板設計の際に TO-220 を用いることを想定していたため 18 V としました。

【質問 2】 SiC のゲート抵抗 13.8 Ω と容量 1200 pF の時定数は 17 ns 弱であり V_{th} に達する時間はもっと早いと考えられる。ターンオン時間 23.4 ns はこの時定数だけでは説明できないのではないのか。

【回答 2】 ターンオン時間は MOSFET の周辺回路（寄生インダクタンス等含む）によっても変化するため、ゲート抵抗と入力容量の時定数からのみターンオン時間を説明することはできません。ただ、図 5 のターンオン波形はシリコンと SiC の MOSFET で同じ回路を用いて測定を行っており、周辺回路の条件は同じです。そのため、MOSFET のパッケージ内部に要因があると判断しデータシートを比較した所、特に内部ゲート抵抗に大きな差があることから、これが主たる要因であると考えました。

【質問 3】 ROHM SCT2120AF のゲート寄生抵抗 13.8 Ω は意図的に入れているものなのか。

【回答 3】 意図的に値を調整したものではなく、製造過程で生じたものとのことです。SiC MOSFET はシリコン MOSFET に比べ構造上ゲート寄生抵抗が大きくなってしまいうことが知られており、さらにゲート抵抗はチップサイズにはほぼ反比例する傾向があるため、結果として TO-220 パッケージサイズではゲート抵抗が大きくなったとのことです。

【質問 4】 選択した SiC MOSFET は用途として適切であったか。

【回答】 CT2120AF (TO-220 パッケージ) のデータシートには、用途として太陽光発電、DC/DC コンバータ、スイッチング電源が挙げられており、昇圧チョッパへの適用も適切であると考えます。

University of Malaya・中岡睦雄先生

【質問 1】 Si MOSFET と SiC MOSFET との駆動回路の形式と駆動電力の大きさはいくらか。

【回答 1】 4 章の実験では、ゲート駆動用 IC に ACPL-W345 (AVAGO) を使用し、ゲート抵抗は全て 2.2 Ω としました。駆動電力を測定した所、SiC MOSFET・シリコン MOSFET 両方とも約 0.36 W でした。

【質問 2】 SiC MOSFET のターンオフ損失は詳しく検討されているが、ターンオン損失、導通損失は検討しているのか。

【回答 2】 4 章の実験では、ターンオン損失・ターンオフ損失・導通損失を測定し比較を行っており、導通損失に比べスイッチング損失が支配的であることが分かりました。5 章の試作器については、ターンオン時の電圧波形を測定した所、日射強度の変化に対してほとんど変化しませんでした。対して、ターンオフ波形は日射強度に対する変化が大きいため、ターンオフ損失に焦点を当てました。

【質問 3】 スwitching 周波数はいくらか。

【回答 3】 5 章の試作器の実験では 100 kHz です。

【質問 4】 昇圧用インダクタの損失はシリコン MOSFET と SiC MOSFET で異なっているか。

【回答 4】 本稿では MOSFET のスイッチング損失に焦点を当てていたため、昇圧用インダクタの損失測定は行いませんでした。インダクタ損失は、スイッチング損失と並び全損失に対する割合が大きいため、今後インダクタ損失を含めた比較も行いたいと思います。

【質問 5】 フィルム型太陽電池アレイは他のタイプと違い漏れ電流が大きい。絶縁型 DC-DC コンバータが必要ではないのか。

【回答 5】 CIGS フィルム型 PV モジュールはまだ製品になっていないため、他タイプと比べて対地漏洩電流が大きいかどうか分かりませんが、将来フィルム型 PV モジュールを用いた実験を行う際に検討の対象としたいと思います。