

SiC 素子を使用した 大形パワーコンディショナ

■ 吉井 誠
Makoto Yoshii

■ 鈴木 健司
Takeshi Suzuki

■ 土井 佑太
Yuta Doi

■ 杉浦 豊
Yutaka Sugiura

1 はじめに

1957年のサイリスタの発明以来、パワーエレクトロニクス用のスイッチング素子には、シリコン (Si) を材料とする半導体素子が使用されてきた。インバータに使用するスイッチング素子は、1990年代以降、Si製のMOSFET (金属-酸化物-半導体電界効果トランジスタ) とIGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) が主流となっている。Si製のMOSFETとIGBTの性能は、主にMOSゲートの微細化により向上が図られてきたが、Siの物性限界に近づきつつあり、大幅な性能向上が見込めなくなっている。

一方、炭化ケイ素 (SiC) や窒化ガリウム (GaN) などのワイドギャップ半導体を用いることで、Siの物性限界を超えるスイッチング素子が実現されている。実用化は、2000年代にSiC-SBD (ショットキーバリアダイオード) から始まった。2010年代に入るとSiC-MOSFETやGaN-JFET (接合形電界効果トランジスタ) が実用化され、複数素子を内蔵するパワーモジュールも製作されている。

東光高岳では、2009年からSiC-SBDを電気自動車用急速充電器に使用している。また、SiC-MOSFETモジュールを使用した30kW共振形交直双方向変換器も、開発している⁽¹⁾。

今回、開放電圧1,000Vの太陽電池と約800Vのリチウムイオン電池への適用を目的として、直流電圧範囲を550V~1,000Vとする500kW PCS (パワーコンディショニングシステム) を開発した。変換損失を低減するため、トランジスタにSi-IGBT、FWD (還流ダイオード) にSiC-SBDを内蔵するSiCハイブリッドIGBTモジュールを使用した。

さらに、ワイドギャップ半導体のみを用いた大容量のパワーモジュールの市販が始まり、東光高岳としてもこれらの実用化に備え、SiC-MOSFETとSiC-SBDを内蔵するフルSiC-MOSFETモジュールを使用する250kW PCSを開発した。

本稿では、SiCハイブリッドIGBTモジュールを使用した500kW PCSと、フルSiC-MOSFETモジュールを使用した250kW PCSについて紹介する。

2 SiCハイブリッドIGBTモジュールを使用した500kW PCS

2.1 SiCハイブリッドIGBTモジュールの特長

これまで大容量のPCSに使用してきたSi-IGBTモジュールは、トランジスタにSi-IGBT、FWDにSi-FRD (ファーストリカバリダイオード) を用いている。Si-FRDが順方向に導通しているとき、逆アームのSi-IGBT (正側のFWDが導通なら負側のIGBT、負側のFWDが導通なら正側のIGBT) をオンさせると、FWDの電流が0になった後に i_{rr} (逆回復電流) が流れる。この i_{rr} はSi-FRDに逆回復損失を発生させ、さらにSi-IGBTの E_{on} (ターンオンスイッチングエネルギー) を増加させるので、 f_{sw} (スイッチング周波数) を高周波化する妨げの一因となっている。

今回使用したSiCハイブリッドIGBTモジュールは、FWDにSiC-SBDを使用している。SiC-SBDは $I_{rr} \approx 0$ であることから逆回復損失がなく、さらにSi-IGBTの E_{on} を減少させ、モジュールの損失を低減できる特長がある。

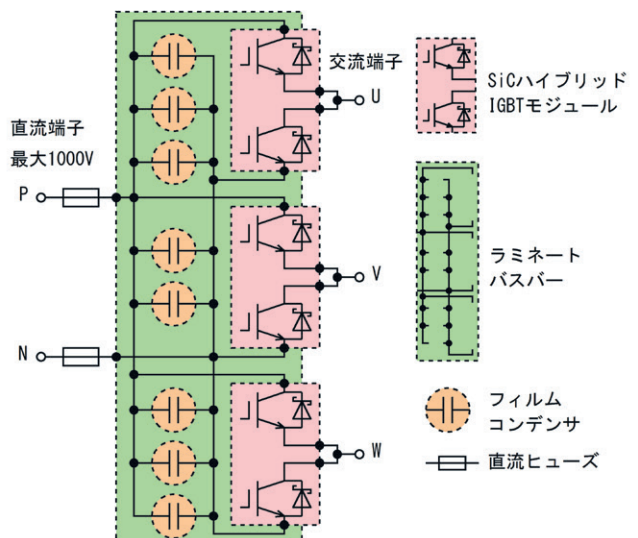


図1 SiCハイブリッドIGBTスタック回路図

2.2 SiCハイブリッドIGBTスタックの特長

製作したSiCハイブリッドIGBTスタックの部品構成と配置を反映させた回路図を、図1に示す。

特長を以下に示す。

- ・定格電圧1,700V、定格電流1,200Aで2in1構成のSiCハイブリッドIGBTモジュールを3個使用して、スタック1台で三相インバータを構成

- ・スタックの回路構成を2レベルインバータとして、3レベルインバータに比べ、回路構成を簡略化
- ・直流最高電圧1,000 Vで、定格交流電力を出力可能
- ・直流最低電圧740 V、三相交流電圧440 Vの仕様では、スタック3台で1 MWを出力可能
- ・直流フィルムコンデンサ使用により、期待寿命20年
- ・直流導体に低インダクタンスのラミネートバスバーを使用し、スナバレスを実現
- ・スイッチング周波数をSi-IGBTスタックの1.50 kHzから2.55 kHzに上げながら、損失は低減
- ・Si-IGBTスタックに対し体積を60%に低減（電力あたり）

2.3 500 kW PCSの特長

500 kW PCSの仕様を表1、単線結線図を図2に示す。

表1 500 kW PCS仕様

定格交流電力		
放電電力	500 kW	PCS 330 V 交流端
充電電力	500 kW	PCS 330 V 交流端
交流側仕様		
定格電圧	330 V	三相三線
電圧範囲	297 V~363 V	定常的な変動範囲
定格周波数	50 Hz	
周波数範囲	47.5 Hz~52.5 Hz	定常的な変動範囲
電流ひずみ率	各次3%以下、総合5%以下（40次以下）	
FRT要件（運転継続範囲）		
交流電圧低下	残存電圧0 V、0.3 s	電圧復帰後0.1 sで電力90%以上
周波数変化率	± 2 Hz/s	
周波数ステップ変化	± 0.8 Hz、40 ms	
直流側仕様		
定格電圧	750 V	
電圧範囲	550 V~1000 V	
電流範囲	放電 932 A~充電 886 A	
直流電力	放電 513 kW~充電 488 kW	
変換効率		
放電効率	97.5%以上	DC750 V、AC330 V、AC500 kW
	98.5%以上	DC550 V、AC330 Vでの最大効率
単独運転検出		
能動的方式	ステップ注入付周波数フィードバック方式（周波数変化率検出）	
受動的方式	位相跳躍検出	

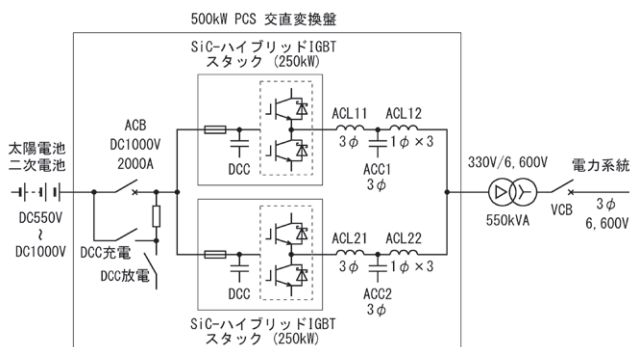


図2 500 kW PCS 単線結線図

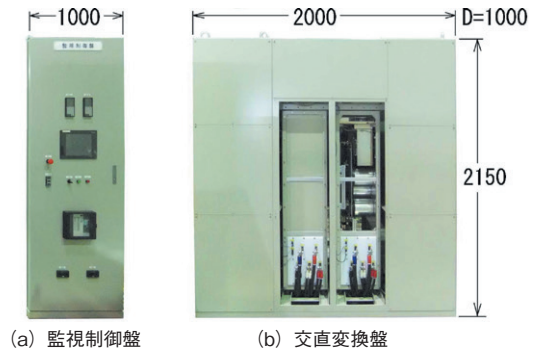


図3 500 kW PCS 外形

SiCハイブリッドスタックを2台使用して、定格交流電力は充放電500 kWである。交流側は、連系変圧器を介して三相6,600 Vに連系する。

500 kW PCS外形を図3に示す。(a) 監視制御盤は、シーケンサ、操作画面、系統連系保護リレーなどを収納する。(b) 交直変換盤は制御回路、開閉器、フィルタ回路と、中央にSiCハイブリッドIGBTスタックを2台収納する。

図4に、定格の直流電圧750 V、交流電圧330 Vにおける、充放電の変換効率を示す。250 kW放電（50%負荷）で98.3%、500 kW放電（100%負荷）では97.8%であり、表1の仕様を満たしている。交流電圧330 Vにおける最大変換効率は、直流電圧550 V、250 kW放電で98.8%である。

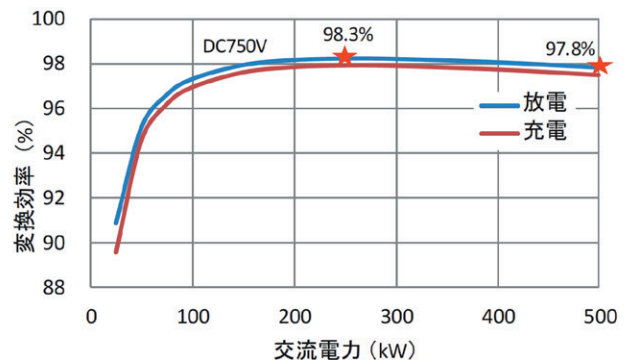


図4 500 kW PCS 変換効率

太陽光発電用PCSの変換効率の指標である部分負荷に重みを置く欧州効率（EURO-eta^{注1)}は、直流電圧750 Vの条件で97.6%である。

定格の直流電圧750 V、交流電圧330 V、500 kW放電時の交流電流波形を、図5に示す。測定時の交流電

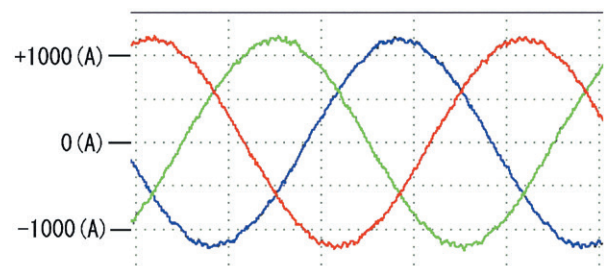


図5 500 kW PCS 交流電流波形

流のひずみ率は、総合 1.8% (40 次以下) であり、表 1 の仕様を満たしている。

3 フル SiC-MOSFET モジュールを使用した 250 kW PCS

3.1 フル SiC-MOSFET モジュールの特長

パワーモジュール内のトランジスタに SiC-MOSFET、FWD に SiC-SBD を使用し、すべての素子が SiC 製であることから、フル SiC-MOSFET モジュールと呼称されている。

SiC の絶縁破壊電界は Si に比べ約 10 倍高いので、SiC-MOSFET は同一の電圧定格の Si-MOSFET に対し、キャリア密度を 100 倍にして、オフ時に空乏層が広がる n-層の厚さを 1/10 にできる。n-層はオン時に MOSFET の電気抵抗の大部分を占めるドリフト領域となるので、SiC-MOSFET は同一の電圧定格、同一面積の Si-MOSFET に対し、オン抵抗を理想的には 1/1,000 に低減できる。(ただし、市販されている定格電圧 1,200 V の SiC-MOSFET は、定格電流時の D-S 間電圧が 2 V~3 V の例が多い。)

また、バイポーラ素子である Si-IGBT はターンオフ時にテール電流が流れるのに対し、モノキャリア素子である SiC-MOSFET は原理的にテール電流が流れないため、Si-IGBT に比べ E_{off} (ターンオフスイッチングエネルギー) が少ない特長がある。

さらに FWD として SiC-SBD をモジュールに内蔵することで、ゲートオフ状態と大電流時の逆方向電流に対するドレイン-ソース間電圧を低減している。

3.2 SiC-MOSFET スタックの特長

製作した SiC-MOSFET スタックの部品構成と配置を反映させた回路図を、図 6 に示す。

特長を以下に示す。

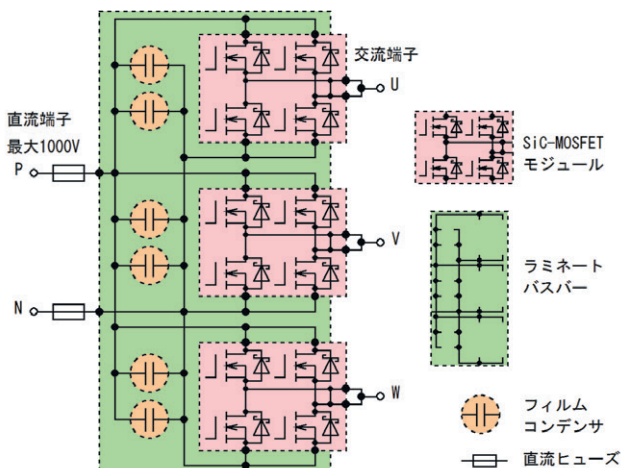


図 6 SiC-MOSFET スタック回路図

- ・定格電圧 1,200 V、定格電流 800 A、FWD に SiC-SBD を使用した 2in1 構成の SiC-MOSFET モジュールを 3 個使用して、スタック 1 台で三相インバータを構成
- ・スタックの回路構成を 2 レベルインバータにし、3 レベルインバータに比べ、回路構成を簡略化
- ・直流最高電圧 1,000 V に対応 (定格交流電力は直流電圧 900 V 以下で出力可能)
- ・直流最低電圧 740 V、三相交流電圧 440 V の仕様では、交流 300 kW (充放電) 出力可能
- ・直流フィルムコンデンサ使用により、期待寿命 20 年
- ・直流導体に低インダクタンスのラミネートバスバーを使用し、スナバレスを実現
- ・スイッチング周波数を SiC ハイブリッド IGBT スタックの 2.55 kHz から 12.35 kHz に上げながら、損失は低減
- ・体積を SiC ハイブリッド IGBT スタックに対し約 80%、Si-IGBT スタックに対し約 50% に低減 (電力あたり)

3.3 250 kW PCS の特長

フル SiC-MOSFET スタックを適用して開発した 250 kW PCS は、直流電圧範囲が 640 V~1,000 V、交流電圧は三相 380 V である。ただし定格交流電力、充放電 250 kW を出力可能な直流電圧は、900 V 以下である。

250 kW PCS の仕様を表 2、単線結線図を図 7、外形を図 8 に示す。

表 2 250 kW PCS 仕様

定格交流電力		
放電電力	250 kW	PCS 380 V 交流端
充電電力	250 kW	PCS 380 V 交流端
交流側仕様		
定格交流電圧	380 V	三相三線
電圧範囲	342 V~418 V	定常的な変動範囲
定格周波数	50 Hz	
周波数範囲	47.5 Hz~52.5 Hz	定常的な変動範囲
電流ひずみ率	各次 3% 以下、総合 5% 以下 (40 次以下)	
FRT 要件 (運転継続範囲)		
交流電圧低下	残存電圧 0 V, 0.3 s	電圧復帰後 0.1 s で電力 90% 以上
周波数変化率	± 2 Hz/s	
周波数ステップ変化	± 0.8 Hz, 40 ms	
直流側仕様		
定格直流電圧	750 V	
電圧範囲	640 V~1000 V	充放電 250 kW は 640 V~900 V
電流範囲	放電 399 A~充電 383 A	
直流電力	放電 255 kW~充電 245 kW	
変換効率 (設計値)		
放電効率	98.0% 以上	DC750 V, AC380 V, AC250 kW
	99.0% 以上	DC640 V, AC380 V での最大効率

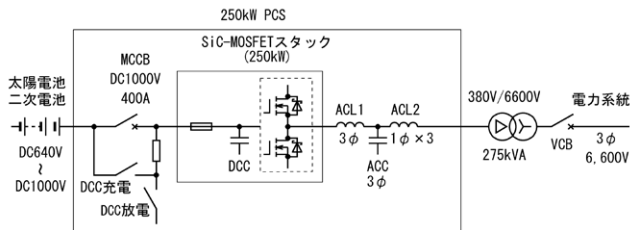


図7 250 kW PCS 単線結線図

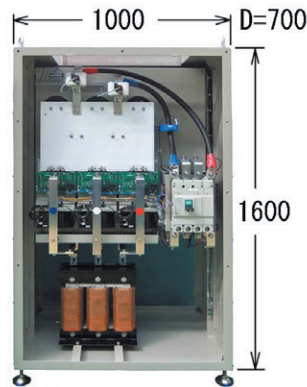


図8 250 kW PCS 外形

Si-IGBT モジュール、SiC ハイブリッド IGBT モジュール、フル SiC-MOSFET モジュールの各スイッチング素子を使用したときの、スイッチング周波数 f_{sw} とスイッチング素子の損失の関係を示す。損失を計算する回路構成は、2in1 モジュール 3 個で 250 kW PCS を構成し、直流電圧 750 V、三相交流電圧 380 V に統一した。

図9では、損失を表す直線の $f_{sw} = 0$ Hz の値が導通損失を、傾きがスイッチング損失の大きさを表わし、両者ともフル SiC-MOSFET モジュールを使用する場合が最小である。

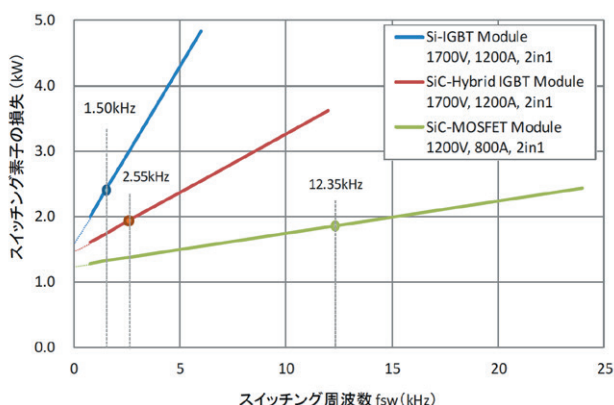


図9 スwitching周波数帯スイッチング素子の損失

今回、250 kW PCS にフル SiC-MOSFET モジュールを使用することで、SiC ハイブリッド IGBT モジュールを使用した 500 kW PCS に比べ、スイッチング素子の損失を増やさずに f_{sw} を 2.55 kHz から 12.35 kHz へ、

約 5 倍に高周波化した。 f_{sw} の高周波化により、フィルタリアクトル、コンデンサを含む部品を小形化、低損失化して、変換部を収納する盤の体積を 47% 縮小した。

4 おわりに

東光高岳では、本稿で紹介した SiC ハイブリッドモジュールを用いた 500 kW PCS をもとにして、太陽電池パネルと組み合わせた太陽光発電システムや、リチウムイオン電池などの二次電池と組み合わせた蓄電システムを開発し、提供していく所存である。

また、フル SiC-MOSFET モジュールを用いた 250 kW PCS の開発をとおして、ワイドギャップ半導体を用いたパワーモジュールを使用して電力変換装置を製造する、基礎的な技術を確認した。

今後も、SiC や GaN などのワイドギャップ半導体素子を積極的に使用していくとともに、リアクトルなどを含む装置全体の損失を低減し、高効率で小形化した電力変換装置を開発していく所存である。

■参考文献

(1) 土井、鈴木：「30 kW 共振形交直双方向変換器」, 東光高岳技報, No.2, pp.8-10, (2015)

■語句説明

注1) 欧州効率 (EURO-eta) : $x\%$ 出力時の変換効率を、 $\eta x\%$ とするとき、次の式で求める。

$$\eta_{EU} = 0.03 * \eta 5\% + 0.06 * \eta 10\% + 0.13 * \eta 20\% + 0.10 * \eta 30\% + 0.48 * \eta 50\% + 0.20 * \eta 100\%$$



吉井 誠

技術開発本部
技術研究所 次世代システム技術グループ 所属
パワーエレクトロニクス機器の開発に従事



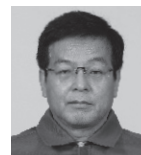
鈴木 健司

技術開発本部
技術研究所 次世代システム技術グループ 所属
パワーエレクトロニクス機器の開発に従事



土井 佑太

技術開発本部
技術研究所 次世代システム技術グループ 所属
パワーエレクトロニクス機器の開発に従事



杉浦 豊

技術開発本部
技術研究所 次世代システム技術グループ 所属
パワーエレクトロニクス機器の開発に従事