

磁気エネルギー回生スイッチを用いた電力変換システム

特集

高久 拓 (たかく たく)

五十嵐 征輝 (いがらし せいき)

岩室 憲幸 (いわむろ のりゆき)

1 まえがき

効率向上や力率改善のためにPWM (Pulse Width Modulation) 変換器などの電力変換方式が普及している。しかしPWM変換器は高機能ではあるが、高周波動作であるためスイッチング損失が大きく、高コストである。この課題の対策として、直列制御の電力変換に着目した磁気エネルギー回生スイッチ (MERS: Magnetic Energy Recovery Switch) による効率向上、力率改善を提案している。

近年注目されている風力発電システムは、誘導発電機を用いたダブルフェッド方式〔図1(a)〕が多く用いられているが、今後は図1(b)に示すような同期発電機とAC-DC変換器とDC-AC変換器を組み合わせたダイレクトドライブ方式が普及すると考えられている。同期発電機を用いる理由として、今後は数MW級の洋上風力発電など、発電容量の大型化に伴い、多極化が容易でギヤレス化が可能であり信頼性が向上すること、誘導機に比べ小型で効率がよいことが挙げられる。一方で、同期発電機は内部の同期リアクタンスによる出力電圧の低下、励磁用変換器容量の増大

などの課題がある。

本稿では、同期発電機を用いた風力発電システムにMERSを適用し、回路構成に合わせてデバイスを最適設計することで、電力変換システムの効率を向上させる技術について紹介する。

2 MERS

MERSは、図2に示すように四つのIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) チップとDCコンデンサにより構成されたスイッチであり、電源と負荷との間に直列に挿入する。図3に示すように、S1とS3、S2とS4をそれぞれ組にして電源周期と同期してスイッチング制御を行う。スイッチングを繰り返すことで、リアクタンス X_s の磁気エネルギーがMERSのコンデンサCに吸収され、電圧 V_c が自動的に発生する。したがって、S1、S3をオンにした場合には、MERSの両端に図2中で正方向の電圧 V_c が発生し、S2、S4をオンにした場合には逆に負方向の電圧が生じる。そのため、電源電圧 V と交流電圧 V_{mers} の和が負荷に印加される。このようにして X_s に生じる電圧をMERSによって直列に補償することで回路の力率が改善され、負荷の抵抗分にかかる電圧は電源電圧と等しくなるので線路を流れる有効電力を増加できる⁽¹⁾。

このときの電流・電圧波形は図3に示すようになる。 V_c

図1 ダイレクトドライブ方式風力発電システム

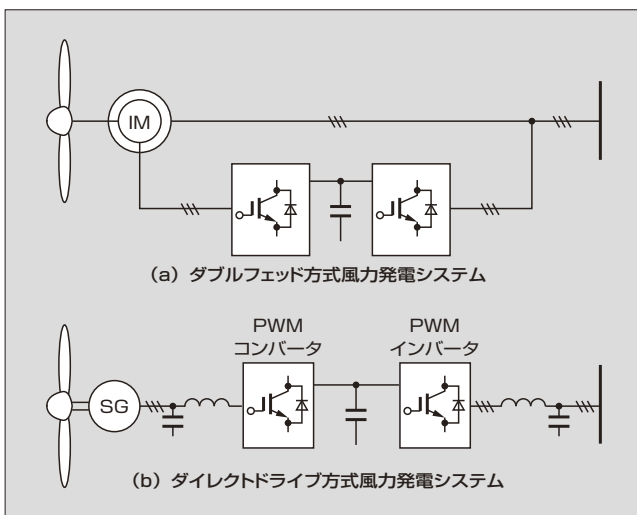
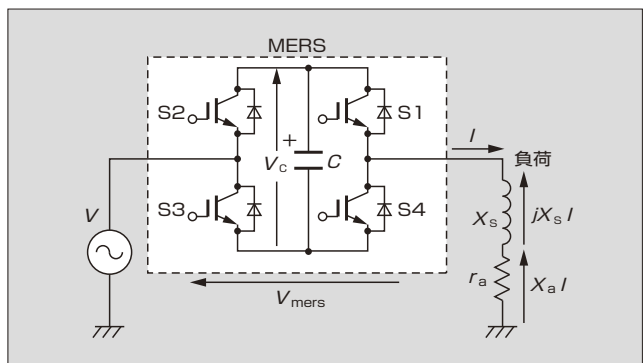


図2 単相交流回路とMERS



高久 拓

パワーエレクトロニクス、風力発電システムの研究に従事。富士電機デバイステクノロジー株式会社半導体事業本部産業事業部技術部。博士(工学)。電気学会会員。



五十嵐 征輝

パワーデバイスおよびパワーエレクトロニクス変換技術の開発設計に従事。現在、富士電機デバイステクノロジー株式会社半導体事業本部産業事業部技術部。工学博士。電気学会上級会員。



岩室 憲幸

パワー半導体の研究開発に従事。現在、富士電機デバイステクノロジー株式会社電子デバイス研究所。博士(工学)。電気学会会員。IEEE Senior Member。

図3 MERS 単相回路での電流電圧波形

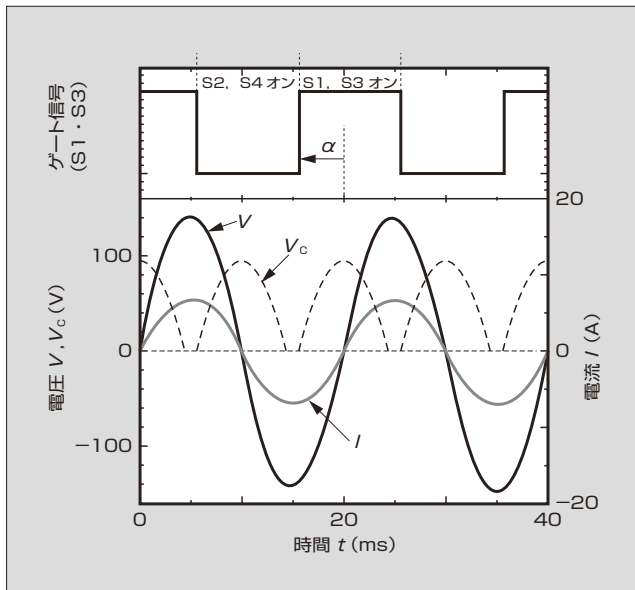
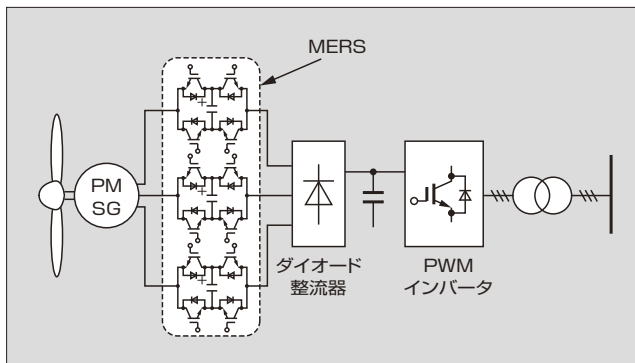


図4 MERS を用いた風力発電システム



波形はリアクタンスとの共振によりほぼ正弦波になるため、電流波形にほとんどひずみは生じない。したがって、PWM コンバータのように数 kHz でスイッチングする必要がないため、デバイスのスイッチング損失が大幅に低減する。

③ MERS を用いた風力発電システム

図4 は提案している MERS を用いた風力発電システムである。MERS を風力発電機（同期発電機）とダイオード整流器の間に直列に挿入する。系統連系側のインバータは従来のもと同じである。

図5 に PWM コンバータの 1 相あたりの等価回路とフェーザ図を示す。発電機の巻線抵抗 r_a は十分小さいのでここでは無視すると、発電機は誘導起電力 E と内部の同期リアクタンス X_s の直列回路として表される。PWM コンバータでは、コンバータ電圧 V_{conv} を昇圧することで発電機内部の同期リアクタンスによる電圧降下を補償している。したがって、 $E < V_{conv}$ となる。

図6 は MERS を用いた場合の等価回路とフェーザ図である。出力端 A に抵抗負荷が接続されている場合は、こ

図5 PWM コンバータの等価回路とフェーザ図

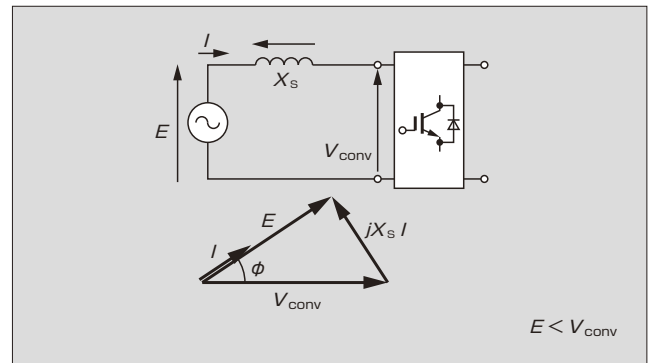
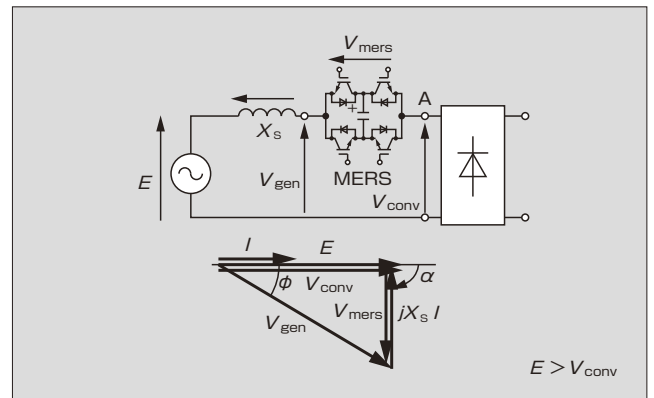


図6 MERS 方式の等価回路とフェーザ図



の回路は図2 と等価になる。MERS の各デバイスを誘導起電力 E と同期してスイッチングすることで X_s に生じる電圧と逆位相の電圧が MERS 両端に発生する。そして E に対して力率 1 となるような電流 I が流れ、 $E = V_{conv}$ となる。したがって、 V_{conv} が PWM コンバータと同じである場合（変換器容量が同じ場合）には、MERS を用いた風力発電システムでは、PWM コンバータよりも発電機の誘導起電力 E を高くすることが可能となる。それにより、発電機の出力量を低減できるので、同じ出力を得る場合でも発電機と変換器の損失の低減、小型化を実現できる。

④ MERS 用 IGBT モジュールの試作

IGBT は、オン電圧特性、高速スイッチング特性と負荷短絡耐量特性がトレードオフ関係にあるため、これらの特性を同時に改善することは困難である。しかし、MERS に適用される IGBT モジュールは、そのスイッチング周波数が風力発電機の出力量周波数（～数十 Hz）であり、PWM 制御コンバータでのスイッチング周波数（～数 kHz）に比べ、きわめて低い周波数で動作する。一方で MERS は直列接続の電力変換であるため、半導体素子数が増え、また全電流が素子に流れるため導通損失の増加が問題となる。したがって、MERS に用いる素子は、スイッチング速度は低速でよいが低オン電圧特性に特化した素子設計がきわめて重要となる。これは、IGBT モジュールに搭載される FWD (Free Wheeling Diode) も同様のこと

が出来る。また、MERSでは負荷が短絡するモードがないため、IGBTは負荷短絡耐量を必要としない。しかしゼロアンペア近傍のきわめて低電流領域から素子定格電流の2倍程度の大電流領域まで、幅広い電流領域でターンオフ動作からすることが求められる。

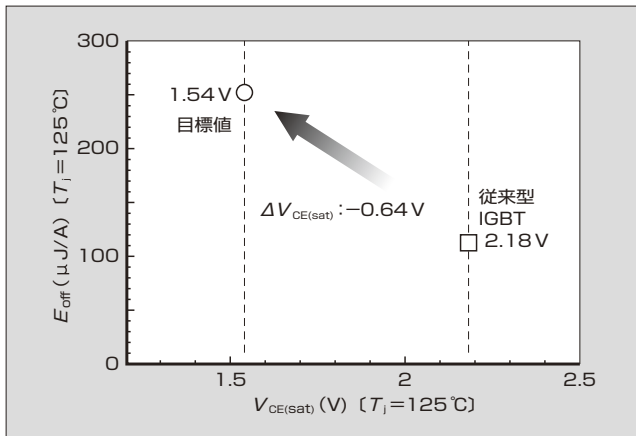
以上の設計指針に従って、MERS用IGBTならびにFWDを1,200VクラスのトレンチFS(Field Stop)-IGBTモジュール⁽⁴⁾に搭載されているものを基に最適設計し、試作を行った。今回MERS用のためさらなるIGBTの低オン電圧化に向けて、①裏面pコレクタ層からの少数キャリア注入効率を上げることによるバイポーラ特性の強化、②表面構造改良に伴うn⁻層低抵抗化を図った。具体的には、裏面pコレクタ層の不純物活性化を工夫することでコレクタ濃度を従来よりも高濃度にした。さらに、表面エミッタ電極配置を改良することで、n⁻層に電荷がたまりやすくなった。またFWDに関してはライフタイム制御を弱めることで低オン電圧化を図った。低オン電圧化のためにはIGBT、FWDのn⁻層の厚さをさらに薄くすることが効果的であるが、上述したようにターンオフ時や逆回復時の破壊耐量を十分確保する必要があるため、今回はIGBT、FWDともn⁻層のさらなる薄層化は行っていない。

図7に現行IGBT(U4シリーズ)と、今回試作したIGBTとの $V_{CE(sat)} - E_{off}$ トレードオフ関係を比較したグラフを示す。MERS用IGBTでは、現行IGBTに比べ、定格電流150Aで0.64Vのオン電圧低減を達成できた。ただし、スイッチング損失は約2倍となっている。

5 MERSを用いた風力発電システムの損失

MERS方式とPWMコンバータ方式での風力発電システムの損失比較を行った。発電機の定格出力は1MWとし、系統電圧は690V、DCリンク電圧は690V連系に必要な1,100Vとする。一方、発電機の定格電圧(無負荷時の誘導起電力)は、PWMコンバータシステムでは、コンバータの昇圧動作により系統連系を行うので系統電圧と同じ690Vとする。MERS方式ではDCリンク電圧1,100Vを出力するために必要な850V(20%増)とする。同期リ

図7 $V_{CE(sat)} - E_{off}$ 特性の比較



アクタンスの大きさはどちらも同じ1.0puとした。

図8に風力発電機の損失の計算値を比較したグラフを示す。1MWの発電機の損失は37kWであり、銅損5に対して鉄損1の比率である。MERS方式では、発電機を最適化することによって出力電流が80%に減少するため、銅損(巻線抵抗損)は従来の64%になる。一方、電圧が高くなるため鉄損は従来の1.5倍になるが、発電機全体での損失は28kWとなり、PWM方式に比べ25%減少する。

図9に定格出力1MWの三相PWMコンバータシステムとコンバータ部にMERSとダイオード整流器を適用したときの損失比較を示す。またMERSに最適化したIGBTモジュール($V_{CE} = 1.54V$, $V_F = 1.20V$)と従来のモジュール($V_{CE} = 2.18V$, $V_F = 1.74V$)を適用した場合の損失比較も合わせて示した。MERSを用いた変換器では、電流の通過する半導体素子数が増加するために導通損失が大幅に増加するが、スイッチング周波数が極端に低いためにスイッチング損失は無視できるほど小さい。その結果、変換器の損失の合計はMERSを適用することにより、従来のPWMコンバータシステムに比べ21%の低減

図8 発電機の損失比較

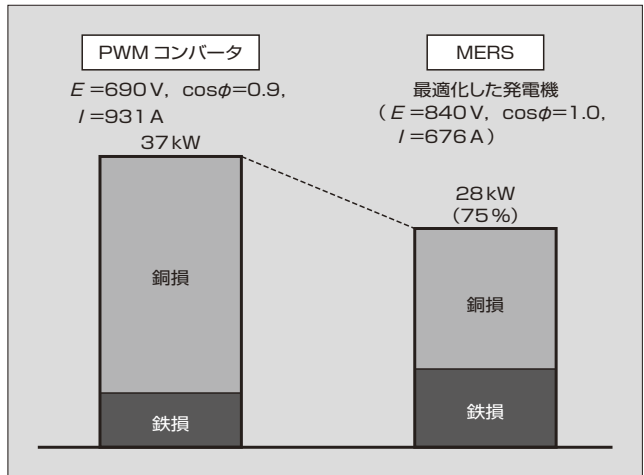
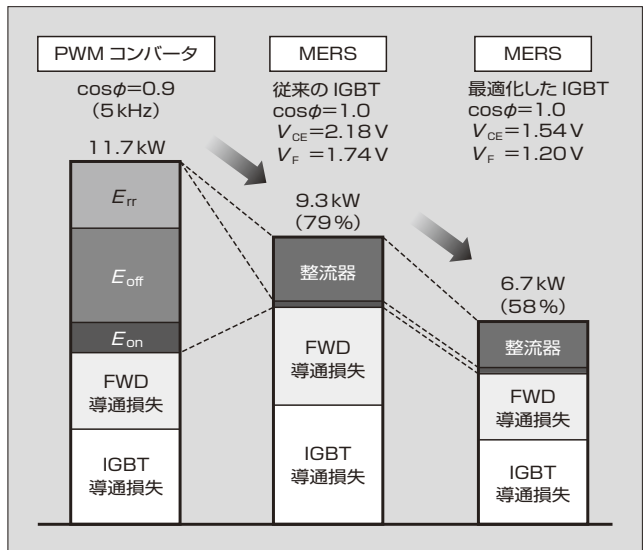


図9 変換器の損失比較



が図れることが分かった。さらに、MERS に最適化したモジュールを適用すると導通損失をさらに 28% 低減できるため、全体で 42% の低損失化が図れる。

以上のことから、系統連系インバータも含めた電力変換システム全体での損失は、MERS 方式では約 20% の損失低減となる。

⑥ あとがき

直列型の電力変換スイッチである MERS の動作原理とその特徴について示し、MERS を風力発電システムに適用することでシステムの効率化が図れることを述べた。また、MERS 用に最適化した IGBT モジュールを開発することにより、さらに損失を低減できることを示した。近年の環境問題、エネルギー問題の高まりから風力発電は欧州、北米、アジアを中心に積極的に導入されており、2006 年の年間導入量は約 15GW である。今後も導入量は毎年平均 20% 伸びると予想されており、MERS を適用したシステムが風力発電のより一層の普及促進に貢献すると期待している。

また、MERS は風力発電機への応用のほかに誘導電動機^{(2), (3)}や電力系統などへの適用も検討されており、さまざまな

分野での変換器容量の低減、効率化も期待できる。

これまで半導体デバイスは、回路構成の進展に合わせて大容量化・高性能化し、また新しいデバイスの登場は回路技術の進歩を促した。今後とも、高効率を実現する新しい回路構成と、それに最適な素子の組合せにより、電力変換技術の発展に貢献していく所存である。

参考文献

- (1) 高久拓ほか. 磁気エネルギーを蓄積回生するスイッチによる力率改善. 電気学会論文誌 D, vol.125-D, no.4, 2005, p.372-377.
- (2) Isobe, T. et al. Improved Performance of Induction Motor Using Magnetic Energy Recovery Switch. PCC Nagoya 2007. 2-5 April 2007, Nagoya Congress Center, Japan.
- (3) Wiik, J. et al. Series Connected Power Flow Control Using Magnetic Energy Recovery Switch (MERS). PCC Nagoya 2007, 2-5 April 2007, Nagoya Congress Center, Japan.
- (4) Onozawa, Y. et al. 1,200 V super low loss IGBT with low noise characteristics and high dI/dt controllability. IEEE IAS Annual Meeting. 2005, p.222.

