A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit for 3.3-kV/6.6-kV Power Conversion Systems in the Next Generation

Shigenori Inoue Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: power conversion, high-frequency transformers, loss analysis, power semiconductor devices

The next-generation power switching device based on SiC and/or GaN is attractive as one of the most promising devices characterized by ultra-low conducting and switching losses. The SiC power switching devices will bring high power density to power conversion systems. However, a power conversion system requires a bulky and heavy line-frequency transformer to connect it to a medium-voltage industrial or utility grid. The transformer would be an obstacle to achieve high power density even if the SiC-based switching devices were employed.

Figure 1 shows a bi-directional isolated dc/dc converter, where electrical isolation is achieved by the 20-kHz transformer. When it was presented in 1991, the conducting and switching losses of the first-generation IGBTs were so large that no attention has been paid to the dc/dc converter as the core circuit of medium-voltage power conversion systems. However, the dc/dc converter is becoming a strong candidate of the core circuit due recent advances in power device technologies.

Fig. 1. The bi-directional isolated dc/dc converter

Fig. 2. A 3.3-kV direct motor drive system in the next generation

This paper proposes 3.3-V/6.6-kV power conversion systems using the dc/dc converter as the core circuit, and also designs and implements a 350-V, 10-kW bi-directional isolated dc/dc converter, using the fifth-generation 600-V Si-IGBTs, instead of the SiC power devices. Figure 2 depicts one of the proposed power conversion systems, which is a 3.3-kV motor drive system in the next generation. If the power rating of the 3.3-kV motor drive system is 270 kW and $N = 9$ in Fig. 2, the dc-link voltage of a single converter cell is 339 V, and its power rating is 10 kW. The efficiency from the dc input to the dc output of the dc/dc converter was accurately measured to be as high as 97%, excluding the losses of the gate-drive and control circuits. A unique experimental circuit, in which the dc output terminals are connected back to the dc input terminals, makes it possible to achieve accurate measurement of the overall loss of the dc/dc converter.

Loss analysis was carried out to estimate the effect of SiC power devices. The loss in the power devices was 279 W, which was dominant in the overall loss. A 1.05-kV SiC-MOSFET announced in March 2005 has the world's lowest specific on-state resistance of 6 mΩ. It can be expected that the use of SiC MOSFET reduces the conducting loss is reduced to one-fifth, and the switching loss to one-tenth, in comparison to the use of the Si-IGBTs. In this case, the efficiency of the dc/dc converter can be improved from 97% to 99% or higher.

Fig. 3. Relationships among the output power P_O , the system efficiency η and the overall loss P_{loss}

Fig. 4. Result of loss analysis in the experimental circuit

次世代 3.3 kV/6.6 kV 電力変換システムのコア回路としての 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ

学生員 井上 重徳* 正員 赤木 泰文*

A Bi-Directional Isolated DC/DC Converter as a Core Circuit for 3.3-kV/6.6-kV Power Conversion Systems in the Next Generation

Shigenori Inoue*, Student Member, Hirofumi Akagi*, Member

This paper describes a bi-directional isolated dc/dc converter considered as a core circuit of 3.3-kV/6.6-kV high-power-density power conversion systems in the next generation. The dc/dc converter is intended to use power switching devices based on SiC and/or GaN, which will be available on the market in the near future. A 350-V, 10-kW and 20 kHz dc/dc converter is designed, constructed and tested in this paper. It consists of two single-phase full-bridge converters with the latest trench-gate Si-IGBTs and a 20-kHz transformer with a nano-crystalline soft-magnetic material core and litz wires. The transformer plays an essential role in achieving galvanic isolation between the two full-bridge converters. The overall efficiency from the dc-input to dc-output terminals is accurately measured to be as high as 97%, excluding gate drive circuit and control circuit losses from the whole loss. Moreover, loss analysis is carried out to estimate effectiveness in using SiC-based power switching devices. The loss analysis clarifies that the use of SiC-based power devices may bring a significant reduction in conducting and switching losses to the dc/dc converter. As a result, the overall efficiency may reach 99% or higher.

キーワード：電力変換，高周波変圧器，損失分析，パワー半導体デバイス

Keywords: power conversion, high-frequency transformers, loss analysis, power semiconductor devices

1. まえがき

シリコンカーバイド (SiC) や窒化ガリウム (GaN) に代表されるワイドギャップ半導体は，シリコン (Si) に比較して優れた物性値を有しており，これらのワイドギャップ半導体を用いた次世代の低損失・高速パワーデバイスの研究・開発が活発に進められている^{(1)~(6)}。Infineon Technologies 社と Cree 社は 300/600/1,200 V の SiC-SBD (Schottky Barrier Diode) を既に市販しており，これを用いた電力変換装置の評価実験も行われている⁽⁷⁾。また，SiC を使用した JFET (Junction Field-Effect Transistor)/SIT (Static-Induction Transistor)⁽³⁾，MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)⁽⁴⁾ などのスイッチングデバイスの研究・開発についても，実験室レベルから製品化レベルへ移行しつつある。2004 年 12 月には三菱電機とロームが⁽⁸⁾，さらに，2005 年 3 月には産業技術総合研究所がチャンネル抵抗を低減した

1 kV クラスの SiC-MOSFET を相次いで発表し，製品化も期待されている^{(4)~(6)}。

SiC パワーデバイスは現行の Si パワーデバイスに比較して低損失であり，しかも高温動作が可能であるために放熱フィンやファンなどの冷却装置を大幅に小形化できる。そのため，SiC パワーデバイスは電力変換装置の電力密度向上に大きく寄与すると考えられている。

しかし，高圧電力システムに連系する電力変換装置においては，電気的絶縁を図るための商用周波数変圧器 (50/60 Hz) の占める体積・重量の割合が大きい。このため，SiC パワーデバイスを用いても電力密度の向上には限界がある。

図 1 に示す双方向絶縁形 DC/DC コンバータは，高周波変圧器を用いて入出力間の電気的絶縁と昇降圧を行うことのできる電力変換回路である。文献 (8)，(9) が発表された当時，第 1 世代 IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) の導通損失とスイッチング損失はともに大きく，高圧電力変換システムのコア回路としての応用はまったく考慮されていなかった。

本論文では，6.6 kV 配電システムに連系する電力変換装置として，図 1(a) に示す双方向絶縁形 DC/DC コンバータをコア回路として用いた回路方式を提案する⁽¹⁰⁾。また，3.3 kV，

* 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻

〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1, S3-17

Department of Electrical and Electronic Engineering, Tokyo Institute of Technology

S3-17, 2-12-1, O-okayama, Meguro, Tokyo, 152-8552 Japan

図 1 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ
Fig. 1. The bi-directional isolated dc/dc converter.

270 kW の高圧ダイレクトドライブシステムのコア回路として、第 5 世代 Si-IGBT を用いた双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (350 V, 10 kW, 20 kHz) を設計・製作する。実験回路 (図 6) では、直流出力端を直流入力端に接続し、出力電力を入力端に回生している。このような回路構成を採用することによって、双方向絶縁形 DC/DC コンバータの全損失を容易かつ正確に測定できる。この損失分析の結果から SiC パワーデバイスを導入した場合の損失を予測する。実験回路のシステム効率 (直流入力 → 直流出力) は定格 10 kW 出力時に 96.8%, 最大 97.4% ($P_O = 5.5$ kW の場合) であり、第 5 世代 Si-IGBT を SiC-MOSFET に置き換えた場合、定格時の効率は 99% に達する可能性を示す。

2. 現行の高圧電力変換回路とその技術課題

〈2・1〉 6.6 kV 配電系統用 BTB システム 図 2 に 6.6 kV 配電系統用 BTB (Back-to-Back) システム[†]の回路構成を示す⁽¹¹⁾。6.6 kV, 50/60 Hz の交流電圧を変圧器で降圧し、2 台の 2 レベルまたは 3 レベルの電圧形 PWM 変換器を背合わせ (=Back to Back) に接続して双方向電力変換装置を構成する。ここで、変圧器を設置する目的は

- 交流電圧の降圧・昇圧
- 変換器と配電系統との絶縁

である。変圧器を設置しているため、ループを構成する 2 つのフィード間を零相電流が循環することはない。しかし、6.6 kV, 1 MVA の変圧器 (50/60 Hz) は 3,000 ~ 4,000 kg もの重量がある。

最新のパワーデバイス (GCT, IEGT/IGBT) を使用し、トランスレス BTB システムを構成することは原理的には可能である。しかし、同一の配電変圧器から給電されるフィード間にトランスレス BTB システムを設置する場合、各相の連系リアクトルやフィードインピーダンスにアンバランスが存在すると、零相電流の基本波電流がフィード間を循環

[†] 文献 (11) では「ループコントローラ」と呼ばれている。

図 2 6.6 kV 配電系統用 BTB システム
Fig. 2. The present BTB system for the 6.6-kV power distribution system.

図 3 高圧ダイレクトドライブシステム⁽¹²⁾
Fig. 3. The present medium-voltage direct drive system⁽¹²⁾.

し、地絡保護リレーの誤動作を引き起こす恐れがある。日本の 6.6 kV 非接地配電系統では、フィードへ流出する零相電流を 0.2 A 以下に抑制する必要がある。

〈2・2〉 高圧ダイレクトドライブシステム 図 3 は、米国 Robicon 社が世界で初めて開発・実用化した高圧交流モータの可変速ドライブシステム⁽¹²⁾であり、Robicon 方式と呼ばれることもある。これは、多巻線変圧器 (50/60 Hz) の 2 次側絶縁巻線に三相ダイオード整流回路とインバータを接続し、3 台のインバータの交流出力端を直列に接続して高圧交流モータへの出力電圧の 1 相分とする回路構成に特徴がある。高圧交流モータの印加電圧波形のレベル数は 7 であり、高調波電圧を低減できる。さらに、多巻線変圧器の特殊な巻線構造によって高圧配電系統に流出する高調波電流を低減している。この方式は、高圧ダイレクトドライブシステム全体に占める多巻線変圧器の重量・体積が大きく、しかもモータ減速時のエネルギーを電源へ回生することはできない。

3. 提案する次世代高圧電力変換システム

本章では、高圧配電系統に接続される電力変換システムの小形・軽量化を目指して、双方向絶縁形 DC/DC コンバータをコア回路とする次世代高圧電力変換システムを提案する⁽¹⁰⁾。

図4 次世代 6.6 kV 配電システム用 BTB システム

Fig. 4. A 6.6-kV BTB system in the next generation.

表1 次世代 6.6 kV 配電システム用 BTB システムに使用するコンバータセルの設計例

Table 1. Design examples of the converter cell used for the next-generation BTB system for the 6.6-kV power distribution system.

N	Waveform	AC Input	DC Link	Device Rating
4	9 Level	952 V	1.52 kV	2.4 kV
5	11 Level	752 V	1.22 kV	2.0 kV
6	13 Level	635 V	1.02 kV	1.7 kV
7	15 Level	544 V	870 V	1.7 kV
8	17 Level	476 V	762 V	1.4 kV
9	19 Level	423 V	677 V	1.2 kV

〈3・1〉 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ 図1に双方向絶縁形 DC/DC コンバータの回路方式を示す。(a) は非共振形, (b) は共振形である。図1(b)の共振形の回路では, 双方向絶縁形 DC/DC コンバータのスイッチング周波数を共振周波数 ($= 1/2\pi\sqrt{LC}$) に設定することによって, 高周波変圧器の印加電圧と巻線電流がほぼ正弦波になる。このため, 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ中のパワーデバイス

は ZCS (Zero-Current Switching) 動作が可能となる。本研究は 6.6 kV 配電システムや 3.3 kV 需要家システムに連系する電力変換システムを対象としており, 後述するように双方向絶縁形 DC/DC コンバータの直流電圧は 1 kV 以下である。図1(a)と(b)を比較した場合, 図1(b)では直列共振コンデンサ C の体積・重量は無視できず, 非共振形である図1(a)を用いるのが有利である。以降, 図1(a)を用いた高圧電力変換システムについて述べる。

〈3・2〉 次世代 6.6 kV 配電システム用 BTB システム 図4に本研究で提案する次世代 6.6 kV 配電システム用 BTB システムを示す。各コンバータセルは, 双方向絶縁形 DC/DC コンバータとその入出力端に接続した单相フルブリッジ電圧形 PWM 変換器とから構成されている。1 相あたり N 台のコンバータセルをカスケード接続することによって, BTB システムを構成できる。

表1にコンバータセルの設計例を示す。コンバータセルの直流リンク電圧はそのカスケード接続数 N に依存する。

図5 次世代 3.3 kV ダイレクトドライブシステム

Fig. 5. A 3.3-kV direct motor drive system in the next generation.

$N = 9$ とすれば, コンバータセルの交流相電圧実効値は $6,600/9\sqrt{3} = 423$ V となる。コンバータセルの直流リンク電圧を 677 V[†] とすれば, 1.2 kV IGBT を使用できる。このとき, 9 台のコンバータセルの交流端電圧波形のレベル数は 19 となり, 電圧形 PWM 変換器のキャリア周波数を 1 kHz としても高調波の少ない良好な交流電圧波形を得られる。したがって, スイッチングリプルは連系リアクトルのみで完全に抑制でき, スイッチングリプル抑制フィルタを設置する必要がない。また, 電圧形 PWM 変換器のスイッチング周波数は 1 kHz であるため, スイッチング損失はほぼ無視できる。

〈3・3〉 次世代高圧ダイレクトドライブシステム 図5に提案する次世代 3.3 kV ダイレクトドライブシステムを示す。図4と同様に, コンバータセルをカスケード接続し, 交流出力端に高圧交流モータを接続している。

3.3 kV ダイレクトドライブシステムの定格電力を 270 kW とし, $N = 9$ とすれば, 各コンバータセルの定格電力は 10 kW, 直流リンク電圧は 339 V となり, 600 V の IGBT を使用できる。本論文では次章以降, 3.3 kV ダイレクトドライブシステムのコア回路として, 第5世代 Si-IGBT (600 V, 150 A) を用いた双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (350 V, 10 kW, 20 kHz) の設計・製作を行い, 損失分析の結果から SiC パワーデバイスによる損失低減効果を予測する。

4. コア回路の設計と特性

〈4・1〉 回路構成 図6に双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (350 V, 10 kW, 20 kHz) の実験回路構成を, 表2に回路定数を示す。また, 図7は使用した高周波変圧器の写真である。2 台の单相フルブリッジ電圧形変換器 (変換器 1, 2) が高周波変圧器を介して対称に接続されており, さらに出力電力 P_O を直流電源 E に再生している。このため, 回路の全損失 P_{loss} は直流電源 E の出力電力として容易かつ高精度に測定できる。実験では P_{loss} をデジタルパ

[†] $423\text{ V} \times 1.6 = 677\text{ V}$

図 6 実験回路

Fig. 6. The experimental circuit configuration.

表 2 図 6 の回路定数

Table 2. Circuit parameters in Fig. 6.

DC power supply voltage	E	350 V
Rated power	P	10 kW
DC capacitor	C_D	2,000 μ F
Snubber capacitor	C_S	0.01 μ F (1.5%)
Inductor	$L_a/2$	10.5 μ H (11%)
Inductor resistance	$R_a/2$	4.5 m Ω (0.037%)
Transformer core material		FT-3M
Transformer turn number		17 : 17
Transformer leakage inductance	L_{trans}	1.6 μ H (1.6%)
Transformer winding resistance	R_{trans}	17 m Ω (0.14%)

On a single-phase 350-V, 10-kW, 20-kHz base.

図 7 高周波変圧器 (350 V, 10 kVA, 20 kHz)

Fig. 7. The 350-V, 10-kVA and 20-kHz transformer.

ワームータ (横河電機 WT130) を用いて実測した。また、直流電流計 (横河電機 2011 37) を用いて出力直流電流 i_{DC2} の平均値 I_{DC2} を測定し、出力電力 $P_O = E \cdot I_{DC2}$ とした。

変換器 1, 2 には最新の第 5 世代 IGBT (三菱電機 CM200DY-12NF) を用いた。また、高周波変圧器の磁性材料は日立金属ファインメット FT-3M であり、巻線にはリッツ線を用いて表皮効果の影響を低減している。また、フェライトコア (TDK, PC44PQ50/50Z-12) とリッツ線 (6 turns) を用いた外付けのインダクタ 2 台 ($L_a = 21 \mu$ H) を接続し、電力伝送に関係するインダクタンス $L = L_{trans} + L_a = 22.6 \mu$ H となるように調整している。高周波変圧器と外付けインダクタの巻線抵抗 $R = R_{trans} + R_a = 26 \text{ m}\Omega$ である[†]。

パワーデバイスや高周波変圧器、外付けインダクタがすべて理想的である場合、変換器 1, 2 の交流端の電圧 v_1, v_2 は $f = 20 \text{ kHz}$, 180° 通流の矩形波電圧であり、出力電力 P_O

[†] LCR メータ (Aligent Technologies 4263B) を用いて 10 kHz における L_{trans} , L_a , R_{trans} , R_a を個別に測定した。

図 8 10 kW 伝送時の実験波形

Fig. 8. Experimental waveforms when a power of 10 kW is delivered.

図 9 図 8 の時間拡大波形

Fig. 9. Time-expanded waveforms of Fig. 8.

はその位相差 $\delta [\text{rad}]$ によって次式のように決定される⁽⁸⁾。ここで、 $\omega = 2\pi f$ である。

$$P = \frac{E^2}{\omega L} \left(\delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right) \dots \dots \dots (1)$$

図 6 では、IGBT と並列にスナバコンデンサ C_S を接続することによって、ZVS (Zero-Voltage Switching) を実現している。ZVS が可能となるスイッチング時の電流最小値 I_{min} は漏れインダクタンス L とスナバコンデンサ C_S で決定され、次式で表わされる⁽⁹⁾。

$$I_{min} = \frac{2E}{\sqrt{L/C_S}} \dots \dots \dots (2)$$

〈4・2〉 変換効率と損失 図 8 に出力電力 $P_O = 10 \text{ kW}$ における実験波形を、図 9 にその拡大波形を示す。この動作条件は位相差 $\delta = 17^\circ$ であり、電流 i_1 の実効値 $I_1 = 32.6 \text{ A}$ 、絶対値の平均値 $\langle |i_1| \rangle = 32.0 \text{ A}$ であった。また、回路の全損失 $P_{loss} = 335 \text{ W}$ であり、システム効率 $\eta = P_O / (P_O + P_{loss}) = 96.8\%$ であった^{††}。図 8, 図 9 中に示した di_1/dt の値は、後述する損失分析に用いるものである。

図 10 に出力電力 P_O とシステム効率 η , 全損失 P_{loss} の関係を示す。 P_{loss} は $P_O = 3.8 \text{ kW}$ 付近で最小値をとる。

^{††} このとき、8 個の IGBT を駆動するゲート駆動回路の損失は 8.9 W であった。これは主回路の全損失 $P_{loss} = 335 \text{ W}$ の 2.7% であり、本論文では主回路の損失・効率についてのみ考察する。

図 10 出力電力 P_O とシステム効率 η , 全損失 P_{loss} の関係

Fig. 10. Relationships among the output power P_O , the system efficiency η and the overall loss P_{loss} .

図 11 IGBT のコレクタ・エミッタ間電圧の波形
Fig. 11. Waveforms of the collector-emitter voltage of the IGBT.

$P_O < 3.8 \text{ kW}$ では ZVS が不完全となり、スナバ短絡が発生し、スイッチング損失が支配的となる。一方、 $P_O > 3.8 \text{ kW}$ では IGBT の導通損失が支配的となる。 $P_O = 5.5 \text{ kW}$ のとき、 $P_{loss} = 144 \text{ W}$ となり、システム効率 η は最大値 97.4% となった。

〈4・3〉 IGBT のサージ電圧 図 11 は、変換器 1 の下側 IGBT のコレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} のターンオフ時波形である。図 11(a) は出力電力 $P_O = 0 \text{ kW}$ における、また、(b) は出力電力 $P_O = 10 \text{ kW}$ における v_{CE} の波形である。スナバコンデンサ C_S を IGBT のコレクタとエミッタに最短に接続し、かつ IGBT のゲート抵抗を最適化することによって、 v_{CE} のサージ電圧最大値は、380 V ($P_O = 0 \text{ kW}$ の場合)、400 V ($P_O = 10 \text{ kW}$ の場合) に抑制できた。

〈4・4〉 $P_O = 0 \text{ kW}$ における損失 出力電力 $P_O = 0 \text{ kW}$ の場合、コンデンサ C_S の蓄積エネルギーは、すべて IGBT のターンオン時の損失となる。図 6 の C_S に関する全損失 P_{snub} は理論的に次式で表わされる。

$$\begin{aligned} P_{snub} &= 8C_S E^2 f \\ &= 8 \times 0.01 \mu\text{F} \times (350 \text{ V})^2 \times 20 \text{ kHz} \\ &= 196 \text{ W} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

〈5・2〉節で述べるように、高周波変圧器の鉄損は $P_{core, tr} = 20 \text{ W}$ と推定できる。したがって、 $P_O = 0 \text{ kW}$ における

図 12 変圧器と外付けインダクタの巻線抵抗 R とパワーデバイスの電圧降下を考慮した図 6 の等価回路

Fig. 12. Equivalent circuit of Fig. 6 where the winding resistance R of the transformer and the inductors, and the voltage drop across the power devices are taken into account.

DC/DC コンバータの全損失の理論値は $P_{snub} + P_{core, tr} = 216 \text{ W}$ となる。これは、図 10 における $P_O = 0 \text{ kW}$ での実測結果 $P_{loss} = 197 \text{ W}$ にほぼ一致する。

5. 損失分析

〈5・1〉 パワーデバイスの導通損失 図 8, 図 9 の di_1/dt の値から、 $P_O = 10 \text{ kW}$ の場合のパワーデバイス (IGBT $\times 2$, Diode $\times 2$) の電圧降下 $2(V_{CE(sat)} + V_F)$ を推定できる。図 9 において、 $v_1 = E$ かつ $v_2 = -E$ である区間での $di_1/dt = 30.4 \text{ A}/\mu\text{s}$ であり、次式が成立する。

$$L \frac{di_1}{dt} = 2E - Ri_1 \dots\dots\dots (4)$$

ここで、上式右辺第 2 項は第 1 項 (= 700 V) に比較して十分小さいために無視でき、 $L = 23.0 \mu\text{H}$ が得られる。以下の損失分析では、〈4・1〉節の $L = 22.6 \mu\text{H}$ ではなく、 $L = 23.0 \mu\text{H}$ を用いる。

図 8 において $v_1 = v_2 = E$ となる区間では、図 6 は図 12 に示す等価回路で表わすことができる。ただし、図 12 は高周波変圧器と外付けインダクタの巻線抵抗 R とパワーデバイスの電圧降下を考慮している。また、 $v_{1(\text{ideal})}$ と $v_{2(\text{ideal})}$ はパワーデバイスが理想的である場合の v_1 と v_2 である。図 8 において $di_1/dt = -0.293 \text{ A}/\mu\text{s}$ であり、これを用いてパワーデバイスの電圧降下の合計値 $2(V_{CE(sat)} + V_F)$ を次式のように推定できる。

$$2(V_{CE(sat)} + V_F) = -L \frac{di_1}{dt} - Ri_1 = 5.9 \text{ V} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、上式中の i_1 を絶対値の平均値 $\langle |i_1| \rangle$ で近似すると、パワーデバイスの導通損失を次式のように推定できる。

$$P_{cond} = 2(V_{CE(sat)} + V_F) \cdot \langle |i_1| \rangle = 189 \text{ W} \dots\dots\dots (6)$$

〈5・2〉 高周波変圧器と外付けインダクタの損失 表 3 に高周波変圧器と外付けインダクタの特性と鉄損、銅損 ($P_O = 10 \text{ kW}$ の場合) を示す。高周波変圧器の場合、鉄心の有効断面積 ($A_e = 300 \text{ mm}^2$)、巻数 (17 turns)、電圧 ($E = 350 \text{ V}$)、スイッチング周波数 ($f = 20 \text{ kHz}$) が既知であるために、鉄心内の最大磁束密度 $B_{max, tr} = 0.86 \text{ T}$ と計算できる。外付けインダクタの場合には電流 i_1 の実効値

表3 変圧器と外付けインダクタの特性と定格時
(10kW) の損失

Table 3. Characteristics and the loss of the transformer and the inductors at the rated power of 10kW.

Parameter	Transformer	Inductor
Core Material	Finemet FT-3M	Ferrite PC44
Effective Cross Section	300 mm ²	328 mm ²
Effective Volume	60.7 cm ³	37.2 cm ³
Turn Number	17 : 17	6
Maxium Flux Density	0.86 T	0.17 T
Winding Resistance	17 mΩ	4.5 mΩ
Core Loss P_{core}	20 W	4.5 W
Copper Loss P_{copp}	18 W	4.8 W

The core losses were calculated based on the datasheets.
Two inductors were used in the experimental circuit.

図13 損失分析結果

Fig. 13. Result of loss analysis in the experimental circuit.

$I_1 = 32.6$ A を使用して最大磁束密度 $B_{\max,ind} = 0.174$ T と計算した。最大磁束密度 $B_{\max}$ とスイッチング周波数 $f = 20$ kHz から、データシートを用いて鉄損を推定できる。表3に示すように、出力電力 $P_o = 10$ kW の場合、高周波変圧器の鉄損 $P_{core,tr} = 20$ W、外付けインダクタの鉄損 $P_{core,ind} = 4.5$ W $\times$ 2 台 = 9.0 W であった[†]。

高周波変圧器の巻線抵抗 $R_{trans} = 17$ mΩ であり、電流 i_1 の実効値は $I_1 = 32.6$ A であるために、高周波変圧器の銅損 $P_{cond,tr} = 17$ mΩ $\times$ (32.6 A)² = 18 W と計算できる。同様に、外付けインダクタの銅損は $P_{cond,ind} = 4.5$ mΩ $\times$ (32.6 A)² $\times$ 2 台 = 9.6 W である。

〈5・3〉 損失分析結果 図13に損失分析結果を示す。図中のスイッチング損失 P_{sw} は、全損失 $P_{loss} = 335$ W から、以上で得られたパワーデバイスの導通損失と変圧器とインダクタの損失を差し引いて求めた。したがって、図13中のスイッチング損失 P_{sw} はスイッチング損失以外の損失を含んでいる可能性があるが、スイッチング損失が支配的であると考えられる。

図13より、パワーデバイスの損失が279 Wであり、全損失335 Wに対して最も支配的である。したがって、本論文の実験回路に使用した第5世代 IGBT を SiC パワーデバイスに置き換えることによって、大幅な損失低減が期待できる。

[†] 高周波変圧器には矩形波電圧が印加されるために鉄心内の磁束密度は三角波となる。一方、外付けインダクタには台形波状の電流が流れるため、鉄心内の磁束密度も台形波状になる。簡単のため、20 kHz 基本波（正弦波）磁束密度による鉄損のみを考慮している。

6. SiC パワーデバイスによる損失低減効果

〈6・1〉 SiC パワーデバイスの研究・開発動向 SiC は絶縁破壊電界が Si の10倍であり、高耐圧・低損失・高速ユニポーラデバイスを実現できる。1.2 kV MOSFET のドリフト層のオン抵抗 (specific on-state resistance) [mΩcm²] の理論限界は、Si を用いた場合には135 mΩcm² となるが、SiC を用いれば0.248 mΩcm² まで低減される⁽⁴⁾。しかし、SiC-MOSFET の場合にはチャネル移動度が低いためにチャネル抵抗が支配的となる。このため、チャネル移動度がドリフト層の移動度と等しい JFET の研究も行われている。

文献(3)では、SiC-JFET (600 V, 25 A, 2.94 mΩcm²)^{††} と SiC-SBD を用いたモータ駆動用インバータを製作し、JFET のオン電圧が38 mΩ $\times$ 20 A = 0.76 Vであることを報告している。これは、本論文の実験に使用した Si-IGBT のオン電圧の1/2以下の値である。なお、この SiC-JFET はノーマリオン形のデバイスである。

文献(1)は600 V耐圧の Si-IGBT と SiC-MOSFET における導通損失とスイッチング損失を比較しており、SiC-MOSFET の導通損失とスイッチング損失が共に1/10に低減できると予測している。2004年12月には、チャネル抵抗を低減する最新技術を駆使して、三菱電機は1.2 kV, 12.9 mΩcm², ロームは1 kV, 7.15 mΩcm² の SiC-MOSFET を発表した⁽⁵⁾。さらに、2005年3月には産業技術総合研究所が1.1 kV, 4.3 mΩcm² の SiC-MOSFET を発表した⁽⁶⁾。1.2 kV Si-IGBT に比較して、導通損失を1/2～1/5程度に低減できる。

〈6・2〉 SiC-MOSFET と SiC-SBD を使用した場合の効率予測 図6の第5世代 Si-IGBT を SiC-MOSFET に置き換えることで、送電側の変換器の導通損失は1/2～1/5程度に低減できると予測できる。また、ダイオードに SiC-SBD を使用すれば、スイッチングデバイスとダイオードが共にユニポーラデバイスであるために、スイッチング損失を大幅に低減できると考えられる。

受電側変換器では、電流は主にダイオードを流れる。現在、Infineon Technologies 社が製品化した SiC-SBD (600 V, 6 A) の順電圧降下は1.5～2.1 Vであり、これは上述した SiC-MOSFET のオン時の電圧降下に比較してはるかに大きい。しかし、スイッチングデバイスに SiC-MOSFET を使用する場合には同期整流を採用できる可能性があり、受電側変換器の導通損失を送電側変換器と同程度まで低減できる。

以上の議論から、実験回路において導通損失 P_{cond} を1/5、スイッチング損失 P_{sw} を1/10に低減できると仮定すると、図13より、定格10 kW 伝送時において全損失 $P_{loss} = 104$ W、システム効率 $\eta = 99\%$ に達すると予測できる。図5の3.3 kVダイレクトドライブシステムでは、単相電圧形 PWM 変換器のスイッチング周波数は1 kHz 程度

^{††} 0.02 cm² のチップを4並列にして定格電流を25 Aとしている。

で十分であり、双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (20 kHz) に比較してスイッチング損失は無視できる。したがって、SiC-MOSFET/SiC-SBD を使用した単相電圧形 PWM 変換器の効率は 99.5% 以上に達すると予測できる。この場合、コンバータセルの効率、すなわち、3.3 kV ダイレクトドライブシステムの電力変換効率は、 $99.5\% \times 99\% \times 99.5\% = 98\%$ となる。

7. ま と め

本論文では、商用周波数変圧器を使用する現行の高圧電力変換システムにおける技術課題を明らかにし、SiC パワーデバイスの使用を前提とした次世代 3.3 kV/6.6 kV 電力変換システムを提案した。これは、双方向絶縁形 DC/DC コンバータを用いて電氣的絶縁を行う点に特長があり、現行の回路方式に比較して大幅な小形・軽量化が期待できる。さらに本論文では、3.3 kV、270 kW ダイレクトドライブシステムのコア回路として、双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (350 V, 10 kW, 20 kHz) を設計・製作し、損失分析を行った。さらに、損失分析の結果から、SiC パワーデバイスを使用した場合には、双方向絶縁形 DC/DC コンバータの効率は 99%、3.3 kV、270 kW ダイレクトドライブシステムの効率は 98% に達すると予測した。

(平成 16 年 8 月 23 日受付, 平成 17 年 10 月 4 日再受付)

文 献

- (1) 荒井和雄・吉田貞史: SiC 素子の基礎と応用, オーム社 (2003)
- (2) J.A. Cooper, JR. and A. Agarwal: "SiC power-switching devices—The second electronics revolution?", *Proc. of IEEE*, Vol.90, No.6, pp.956–968 (2002)
- (3) H.-R. Chang, E. Hanna, and A.V. Radun: "Development and demonstration of silicon carbide (SiC) motor drive inverter modules", *IEEE PESC'03*, Vol. 1, pp.211–216 (2003)
- (4) G. Majumdar: "The status quo and future trends of power devices", *The Paper of Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, IEEEJ*, SPC-05-01, pp.1–6 (2005)
- (5) M. Kawai and C. Horikiri: "The invisible strength of power control semiconductors", *Nikkei Electronics*, 2005.2.14, No.893, pp.79–97 (2005)
河合基伸・堀切近史: 「見えざる力 パワー半導体」, 日経エレクトロニクス, 2005 年 2 月 14 日号, No.893, pp.79–97 (2005)
- (6) S. Harada, M. Kato, M. Okamoto, T. Yatsuo, K. Fukuda, and K. Arai: "4.3 mΩcm², 1100 V normally-off IE-MOSFET on SiC", *The Paper of Joint Technical Meeting on Electron Devices and Semiconductor Power Converter, IEE Japan*, EDD-05-49/SPC-05-74, pp.27–31 (2005) (in Japanese)
原田信介・加藤 真・岡本光央・八尾 勉・福田憲司・荒井和雄: 「4.3 mΩcm², 1100 V ノーマリオフ SiC IE-MOSFET」, 電気学会電子デバイス・半導体電力変換合同研資, EDD-05-49/SPC-05-74, pp.27–31 (2005)
- (7) G. Spiazzi, S. Buso, M. Citron, M. Corradim, and R. Pierobon: "Performance evaluation of a schottky SiC power diode in a boost PFC application", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.18, No.6, pp.1249–1253 (2003)
- (8) R.W. De Doncker, D.M. Divan, and M.H. Kheraluwala: "A three-phase soft-switched high-power density dc/dc converter for high-power applications", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, No.1, pp.63–73 (1991)
- (9) M.H. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, and D.M. Divan: "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.28, No.6, pp.1294–1301 (1992)
- (10) H. Akagi: "The next-generation medium-voltage power conversion circuits using ultra-low loss, high-speed power switching devices", *JIASC 2003*, Vol.1, pp.183–186 (2003) (in Japanese)
赤木泰文: 「超低損失・高速パワーデバイスの使用を前提とした次世代高圧電力変換回路」, 平 15 電気学会産業応用部門大, Vol.1, pp.183–186

(2003)

- (11) N. Okada: "Control of loop distribution network and result", *The Paper of Technical Meeting on Power Systems Engineering, IEEEJ*, PSE-00-2, pp.2–12 (2000) (in Japanese)
岡田有功: 「ループ配電システムの制御と効果」, 電気学会電力系統技術研資, PSE-00-2, pp.2–12 (2000)
- (12) P.W. Hammond: "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, No.1, pp.202–208 (1997)

井 上 重 徳 (学生員) 1979 年 1 月 29 日生。2004 年 3 月東京都立大学大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月, 東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士後期課程入学, 現在に至る。次世代半導体電力変換回路に関する研究に従事。

赤 木 泰 文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。1979 年 3 月東京工業大学大学院電気工学専攻博士課程修了。工学博士。長岡技術科学大学助手・助教授, 岡山大学教授を経て, 2000 年 1 月東京工業大学教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を 4 回, IEEE IAS/PELS Transactions Prize Paper Award を 4 回, IEEE IAS Committee Prize Paper Award を 9 回受賞。1996 年 IEEE Fellow。1998 年 IEEE IAS/PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE IAS Outstanding Achievement Award。