Operating Voltage and Loss Analysis of a Bi-Directional Isolated DC/DC Converter

Shigenori Inoue Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: bi-directional power flow, dc/dc converters, galvanic isolation, high-frequency transformers

This paper describes the bi-directional isolated dc/dc converter shown in Fig. 1 having a high-frequency transformer with a unity turn ratio, where the input and output dc voltages are different from each other. Few technical papers have dealt with the dc/dc converter under different dc voltages. Besides, no technical paper has demonstrated the operation of the dc/dc converter rated around 10 kW under different dc voltages. However, voltage-adjusting capability may bring about a significant expansion of the application fields of the dc/dc converter. Thus, this paper analyzes the relationship between operating dc voltages, transferred power, and power loss to determine how different the two dc voltages can be from each other without excessively increasing power loss. Then, experiments are conducted on the dc/dc converter rated at 360 V, 10 kW, and 20 kHz, demonstrating bi-directional power flow under different dc voltages stably. The effect of the so-called “dead time” on the operating performance is also discussed in this paper.

Fig. 2 shows the calculated relationship between transferred power P_{DC} and the theoretical loss when one dc voltage is fixed at 320 V and the other is adjusted between 180 V and 360 V. Note that Fig. 2 assumes the power transfer P_{DC} to be positive, and the theoretical loss consists of a snubber loss and an IGBT conducting loss excluding an IGBT switching loss and magnetic-component losses. The calculation was carried out under the condition where the snubber capacitor $C_{snub} = 0.01 \mu\text{F}$ and the voltage drop across each IGBT and diode is 1.5 V regardless of the current. Difference between E_1 and E_2 narrows the range of transferred power where ZVS (zero-voltage switching) operation is possible, resulting in an increased snubber loss. The lower E_2 becomes, the higher current is needed to transfer a given power, causing larger power loss than that at $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$.

Thermal limit of 212 W is drawn as a dashed line in Fig. 2 based on the theoretical loss at $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$. When $E_1 = 320 \text{ V}$ and $E_2 = 180 \text{ V}$, the theoretical loss reaches the thermal limit at $P_{DC} = 5.6 \text{ kW}$. The power loss or the thermal design of the dc/dc converter determines the possible range of power transfer and the difference between the two dc voltages. As is mentioned in this paper, the peak value of the current i_1 also imposes limitation on the possible voltage difference. Despite the above-mentioned increased power loss, the operation under different dc voltages is useful and may expand the application field of the dc/dc converter.

Experiments were conducted with E_1 fixed to 320 V and E_2 changed to be 320 V, 360 V, 260 V, and 180 V. Fig. 3 shows experimental waveforms of the dc/dc converter when a power of 5 kW is transferred from Bridge 2 to Bridge 1 ($P_{DC} = -5 \text{ kW}$) at $E_1 = 320 \text{ V}$ and $E_2 = 180 \text{ V}$. The peak value of i_1 was 60 A while its theoretical value was 66 A. Although Bridge 2 was operated in hard switching

Fig. 1. A bi-directional isolated DC/DC converter

Fig. 2. Sum of theoretical conducting and snubber losses $P_{theory} = P_{cond} + P_{snub}$ when P_{DC} is positive

Fig. 3. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 180 \text{ V}$, $\delta = -41^\circ$, and $P_{DC} = -5 \text{ kW}$

manner, the dc/dc converter stably delivered 5 kW.

The theoretical analysis and the experimental result in this paper suggests that the bi-directional isolated dc/dc converter may have wide-spread applications such as energy storage systems and hybrid vehicles because it can stably operate with its input and output dc voltage different from each other.

双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作電圧と損失解析

学生員 井上 重徳* 正員 赤木 泰文*

Operating Voltage and Loss Analysis of a Bi-Directional Isolated DC/DC Converter

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

This paper describes a bi-directional isolated dc/dc converter having a high-frequency transformer with a unity turn ratio, where the input and output dc voltages are different from each other. Theoretical analysis reveals that power loss in the dc/dc converter, as well as peak current flowing in the high-frequency transformer and auxiliary inductors, imposes limitations on the maximum transferable power. The 10-kW, 20-kHz dc/dc converter designed and constructed in this paper is operated with one dc voltage fixed to 320 V and the other ranging between 180 V and 360 V without excessively increased power loss. The effect of the so-called “dead time” on the operating performance is also discussed in this paper. Such wide range of dc voltage may bring about a various application fields to the dc/dc converter.

キーワード：双方向電力フロー，DC/DC コンバータ，電氣的絶縁，高周波変圧器

Keywords: bi-directional power flow, dc/dc converters, galvanic isolation, high-frequency transformers

1. まえがき

入出力間の電氣的絶縁を確保しつつ，双方向に電力を送ることができる DC/DC コンバータが注目されている。中でも，図 1 に示す DC/DC コンバータ⁽¹⁾⁽²⁾は，2 台の単相フルブリッジコンバータ（Bridge 1, Bridge 2）を外付けインダクタ L_a と高周波変圧器を介して結合し，入出力回路が高周波変圧器を中心に左右対称である点に特長がある。同様に，ハーフブリッジコンバータを用いる回路方式⁽³⁾⁽⁴⁾や，ソフトスイッチング回路を追加した方式⁽⁵⁾⁽⁶⁾が発表されている。文献(7)は 2 kW 級の双方向絶縁形 DC/DC コンバータに関して，図 1 の回路を含む 4 種類の回路方式を比較・検討しているが，実験検証は行っていない。

1991 年に発表された図 1 の DC/DC コンバータ⁽¹⁾は第 1 世代 IGBT を使用し，フェライトコアを用いた高周波変圧器で構成されていた。このことを考慮すると，直流入出力間 ($E_1 \rightarrow E_2$) の電力変換効率は 90~92% と推定できる。このため，図 1 の DC/DC コンバータはパワーエレクトロニクス研究者・技術者にはほとんど注目されず，応用も検討されなかった。しかし，パワーデバイス技術と磁性材料技術の進歩によって，実用レベルまで効率を改善できる可能性がある。著者らは，最新のトレンチゲート IGBT とナノ結晶軟

図 1 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ

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

磁性材料（日立金属・ファインメット）を用いた DC/DC コンバータ（350 V, 10 kW, 20 kHz）を設計・製作し，97% という高効率動作を実証した。さらに，SiC-MOSFET/JFET などの次世代パワーデバイスの使用を前提として，図 1 の DC/DC コンバータをコア回路とする 3.3 kV/6.6 kV 電力変換システムを検討した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

図 1 の DC/DC コンバータは直流電圧が異なる ($E_1 \neq E_2$) 場合にも双方向電力伝送が可能である。しかし，動作電圧の範囲や，動作電圧と電力損失の関係を詳細に検討し，実証した論文は発表されていない。そこで本論文では，双方向絶縁形 DC/DC コンバータ（10 kW, 20 kHz）の一方の直流電圧 $E_1 = 320$ V 一定に維持し，他方の直流電圧 E_2 を可変パラメータとして電力損失とピーク電流を解析する。これにより，直流電圧 E_2 の下限を明らかにする。なお， E_2 の上限はパワーデバイスの耐圧や高周波変圧器の鉄心の磁気飽和によって制限されることは明らかであるため，本論文では E_2 の下限を検討する。また，理論解析と同様に，

* 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

$E_1 = 320\text{ V}$ 一定に維持した状態で、 $E_2 = 180\text{ V} \sim 360\text{ V}$ に変化させる電力伝送試験を行い、理論解析結果と実験結果の比較を行う。さらに、デッドタイムが伝送電力及ぼす影響を考察する。

図 1 では高周波変圧器の巻数比を 1 : 1 としているが、直流定格電圧に応じて巻数比を設定できる。さらに、50 ~ 100% の動作電圧範囲を実現できれば、図 1 の DC/DC コンバータの応用範囲は大きく拡大するものとする。

2. 双方向絶縁形 DC/DC コンバータの動作原理と近似理論波形

図 2 は、図 1 において直流電圧 $E_1 < E_2$ の場合の理論波形の概念図である。ただし、図 2 では IGBT と還流ダイオードを理想素子とし、デッドタイム、配線抵抗、変圧器の鉄損・銅損を無視している。直流電圧 E_2 の下限を理論的に検討するにあたり、簡単のために図 2 の波形を用いる。2 台の単相フルブリッジコンバータは 20 kHz かつ 180° 通電の方形波電圧 v_1 と v_2 を発生させる。伝送電力 P_{DC} は v_1 と v_2 の位相差 δ [rad] で決定され、次式で表される。

$$P_{\text{DC}} = \frac{E_1 E_2}{\omega L} \left(\delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right) \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$ であり、 f はスイッチング周波数 (v_1 , v_2 の周波数) である。また、 L は高周波変圧器の漏れインダクタンス L_{trans} と外付けインダクタのインダクタンス L_a の和 ($L_{\text{trans}} + L_a$) である。

以下、スイッチングの瞬間における電流 i_1 の瞬時値 I_{11} と I_{12} を図 2 のように定義する。 I_{11} , I_{12} は次式で表われ、以降のスナバ損失の計算に用いる。

$$I_{11} = -\frac{(E_1 + E_2)\delta + (E_1 - E_2)(\pi - \delta)}{2\omega L} \dots\dots\dots (2)$$

$$I_{12} = \frac{(E_1 + E_2)\delta - (E_1 - E_2)(\pi - \delta)}{2\omega L} \dots\dots\dots (3)$$

I_{11} は Bridge 1 の交流端電圧 v_1 が負から正に変化する瞬間の電流 i_1 の瞬時値であり、 I_{12} は Bridge 2 の交流端電圧 v_2 が負から正に変化する瞬間の電流 i_1 の瞬時値である。本論文では I_{11} と I_{12} を「スイッチング時の電流」と呼ぶ。また、

図 2 損失解析に用いる近似理論波形 ($E_1 < E_2$)

Fig. 2. Simplified theoretical waveforms used to analyze the power losses when $E_1 < E_2$.

i_1 の実効値を I_1 , 絶対値の平均値を $\langle |i_1| \rangle$ と表記する。

上記の無視した要因によって、実際の回路の v_1 , v_2 , i_1 の波形は、厳密には図 2 の波形とは異なる。また、本論文における電力損失の理論解析では、 $\delta > 0$ の場合の解析のみを行う。図 1 の双方向絶縁形 DC/DC コンバータは高周波変圧器を中心に対称回路であるため、 $\delta > 0$ として解析しても一般性を失わない。 $\delta < 0$ の場合、電力は Bridge 2 から Bridge 1 へ伝送される。この場合、 δ , E_1 , E_2 をそれぞれ $-\delta$, E_2 , E_1 に置き換えることで解析できる。以下では、スナバ損失、IGBT の導通損失、高周波変圧器・外付けインダクタの銅損を計算する。また、 i_1 のピーク値 $I_{1\text{peak}}$ と伝送電力の関係性を考察する。これにより、直流電圧 $E_1 = 320\text{ V}$ 一定に維持した場合の E_2 の下限を明らかにする。

3. スナバ損失の解析

〈3・1〉 回路の動作点と ZVS 条件 図 1 では、スイッチング損失低減とサージ電圧抑制を目的として各 IGBT と並列にスナバキャパシタ C_{snub} を接続している。IGBT ターンオン時の C_{snub} の蓄積電荷は電力損失となる。本論文ではこの損失をスナバ損失と呼ぶ。

直流電圧 $E_1 = E_2$ で、かつ、伝送電力 P_{DC} が定格付近である場合、各 IGBT は ZVS (zero-voltage switching) 動作するため、スナバ損失は発生しない。しかし、 P_{DC} が小さい場合や $E_1 \neq E_2$ である場合には、ZVS が実現できない動作条件が存在する⁽¹⁾⁽²⁾。図 3 に Bridge 2 がハードスイッチング動作する場合の理論波形の概念図を示す。図 3 は、図 2 と同じく $E_1 < E_2$ の場合であるが、伝送電力 P_{DC} が小さい場合の波形である。Bridge 1 のスイッチング時の電流 $I_{11} > 0$ であり、このような条件では、Bridge 1 で還流ダイオードの逆回復が起こる。したがって、ハードスイッチング動作となる。

2 台の単相フルブリッジコンバータの IGBT ターンオン時の動作は、直流電圧 E_1 , E_2 , 位相差 δ , デッドタイム T_D から、(1)ハードスイッチング、(2)不完全 ZVS 動作、(3) ZVS 動作、に分類できる。以下では、主に Bridge 1 を対象とするが、Bridge 2 に関しても同様である。

図 3 $I_{11} > 0$ となり、Bridge 1 がハードスイッチングとなる場合の動作波形

Fig. 3. Waveforms when a positive I_{11} forces Bridge 1 to operate in hard-switching manner.

図 4 Bridge 1 のレグに着目したハードスイッチング
Fig. 4. Hard switching on one leg in Bridge 1.

〈3・2〉 スナバ損失の計算

〈3・2・1〉 ハードスイッチング 図 4 に Bridge 1 がハードスイッチング動作をする場合の 1 レグ (S_1, S_2) の回路モードを示す。直流電圧 $E_1 < E_2$ であり、かつ位相差 δ に関する次式を満足する場合、スイッチング時の電流 $I_{11} \geq 0$ となり Bridge 1 はハードスイッチング動作となる⁽¹⁾。

$$\delta \leq \frac{E_2 - E_1}{2E_2} \pi \dots \dots \dots (4)$$

上式を満足する場合、低圧側の単相フルブリッジコンバータがハードスイッチング動作する。

図 4 は、 S_2 をターンオフした後、 S_1 をターンオンするまでのデッドタイムとその後の回路動作を示している。デッドタイム終了直前、 S_1 のスナバキャパシタ C_{snub1} は直流電圧 E_1 に充電されている (図 4(a))。 S_1 がターンオンすると、 S_2 の還流ダイオード D_2 は逆回復し、 C_{snub1} は E_1 から零まで放電し、 C_{snub2} は零から E_1 まで充電する (図 4(b))。このとき、 S_1 の等価的な抵抗が C_{snub1} と C_{snub2} の充放電電流を制限する。ジュール損失 $W_{snub1} = C_{snub} E_1^2$ が発生する[†]。単相フルブリッジコンバータではレグが 2 個あり、20kHz 動作の 1 周期中に上記の動作が 2 回行われる。したがって、Bridge 1 におけるスナバ損失 (ワット損失) P_{snub1} は次式で表わされる。

$$P_{snub1} = 4 W_{snub1} f = 4 C_{snub} E_1^2 f \dots \dots \dots (5)$$

Bridge 2 がハードスイッチング動作となる条件は、 $E_1 > E_2$ かつ、(4) 式の E_1 と E_2 を入れ替えた式が成立することである。

〈3・2・2〉 ZVS 動作 図 5 に Bridge 1 が ZVS 動作する場合の 1 レグ (S_1 と S_2) の回路モードを示す。スイッチング時の電流 $I_{11} < 0$ である場合、 I_{11} の大きさに応じて ZVS 動作か不完全 ZVS 動作かが決定する。

図 5(a) はデッドタイム開始直前の回路モードであり、大きさ $|I_{11}|$ の電流が S_2 を流れている。 S_2 がターンオフしてデッドタイムが始まると、電流は C_{snub1} と C_{snub2} に分流

[†] W_{snub1} はスイッチング 1 回あたり、1 レグあたりのジュール損失を表わす。また、 $C_{snub} = C_{snub1} = C_{snub2}$ である。

図 5 Bridge 1 のレグに着目した ZVS 動作
Fig. 5. ZVS on one leg in Bridge 1.

し、 C_{snub1} 、 C_{snub2} とインダクタンス L (図 1 を参照) の共振が始まる (図 5(b))。この電流は C_{snub1} を放電し、 C_{snub2} を充電する。 C_{snub2} が直流電圧 E_1 まで充電され、 C_{snub1} が零まで放電されると、 S_1 の還流ダイオード D_1 が導通し、共振モードが終了する (図 5(c))。図 5(c) の期間中に S_1 のゲート信号を与えれば、ZVS でターンオンできる。この場合、スナバ損失は発生しない ($P_{snub1} = 0$)。

〈3・2・3〉 不完全 ZVS 動作 スwitching 時の電流 $I_{11} < 0$ かつ $|I_{11}| < I_{min}$ である場合、 C_{snub2} は E_1 まで充電されず、 C_{snub1} は零まで放電されない。ただし、 I_{min} は ZVS 動作に必要な最小電流であり、次式で表わされる⁽²⁾。

$$I_{min} = \frac{2\sqrt{E_1 E_2}}{Z_{ZVS}} \dots \dots \dots (6)$$

$$Z_{ZVS} = \sqrt{\frac{L}{C_{snub}}} \dots \dots \dots (7)$$

この場合、回路の動作は図 5(c) を経由することなく、図 5(b) から図 5(d) に移る。したがって、 C_{snub1} に電荷が蓄積されている状態で S_1 がターンオンするため、スナバ損失が発生する。本論文ではこれを不完全 ZVS 動作と呼ぶ。

不完全 ZVS 動作に伴うスナバ損失は、以下のように求められる。図 5(b) における S_1 のコレクタ・エミッタ間電圧 $v_{CE1}(t)$ は、回路の過渡解析から次式で計算できる。

$$v_{CE1}(t) = \frac{(E_1 + E_2) + (E_1 - E_2) \cos \omega_{ZVS} t}{2} - \frac{Z_{ZVS} |I_{11}| \sin \omega_{ZVS} t}{2} \dots \dots \dots (8)$$

ただし、上式中の t はデッドタイム開始の瞬間を零とする時刻であり、 ω_{ZVS} は C_{snub} と L の共振角周波数である。

$$\omega_{ZVS} = \frac{1}{\sqrt{LC_{snub}}} \dots\dots\dots (9)$$

スナバ損失 P_{snub1} はデッドタイム開始時 ($t = 0$) から終了時までの時間、すなわちデッドタイム T_D に依存する。スイッチング 1 回、1 レグあたり、ジュール損失 W_{snub1} が発生する。

$$\begin{aligned} W_{snub1} &= \frac{1}{2} C_{snub} \{v_{CE1}(T_D)\}^2 \\ &\quad + \frac{1}{2} C_{snub} \{E_1 - v_{CE2}(T_D)\}^2 \\ &= C_{snub} \{v_{CE1}(T_D)\}^2 \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

したがって、スナバ損失 (ワット損失) P_{snub1} は次式で表される。

$$P_{snub1} = 4fC_{snub}\{v_{CE1}(T_D)\}^2 \dots\dots\dots (11)$$

Bridge 2 では、(8) 式の v_{CE1} , E_1 , E_2 , I_{11} を、 v_{CE5} , E_2 , $-E_1$, I_{12} に置き換えることで、 v_{CE5} を求めることで、最終的には (11) 式からスナバ損失 P_{snub2} を計算できる。

(5), (11) 式から明らかのように、スナバ損失は C_{snub} に比例する。したがって、単相フルブリッジコンバータは浮遊インダクタンスを最小化する実装を行い、 C_{snub} はサージ電圧を許容値以下に抑制する最小値を採用する必要がある。

4. IGBT の導通損失と高周波変圧器、外付けインダクタの銅損の解析

本論文では IGBT のオン電圧 $V_{CE(sat)}$ とその還流ダイオードの電圧降下 V_F を、電流に無関係に $V_{CE(sat)} = V_F = 1.5 \text{ V}$ と近似する⁹⁾。電流 i_1 の絶対値の平均値 $\langle |i_1| \rangle$ から IGBT と還流ダイオードの導通損失 P_{cond} を求め、実効値 I_1 から高周波変圧器、外付けインダクタの銅損 P_{copp} を求める。

〈4・1〉 電流 i_1 の絶対値の平均値 $\langle |i_1| \rangle$ と導通損失

Bridge 1 または Bridge 2 がハードスイッチング動作である場合、図 3 から電流 i_1 の絶対値の平均値 $\langle |i_1| \rangle = 1/\pi \int_0^\pi |i_1(\theta)| d\theta$ は次式で表される。

$$\langle |i_1| \rangle = \frac{1}{\omega L} \left\{ \frac{E_1 E_2}{|E_1 - E_2|} \frac{\delta^2}{\pi} + |E_1 - E_2| \frac{\pi}{4} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

また、Bridge 1, 2 が ZVS 動作または不完全 ZVS 動作である場合、 $\langle |i_1| \rangle$ は次式で表される。

$$\langle |i_1| \rangle = \frac{E_1 E_2}{\omega L(E_1 + E_2)} \left\{ -\frac{\delta^2}{\pi} + 2\delta + \frac{(E_1 - E_2)^2 \pi}{E_1 E_2} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

直流電圧 E_1 , E_2 , 位相差 δ から I_{11} , I_{12} を計算し、どちらかの単相フルブリッジコンバータがハードスイッチング動作の場合は (12) 式を適用し、ZVS 動作または不完全 ZVS 動作の場合は (13) 式を適用して導通損失 P_{cond} を次式のよう求める。

$$P_{cond} = 2(V_{CE(sat)} + V_F) \cdot \langle |i_1| \rangle \dots\dots\dots (14)$$

なお、 P_{cond} は Bridge 1 と Bridge 2 の導通損失の和である。

〈4・2〉 電流 i_1 の実効値 I_1 電流 i_1 の実効値 I_1 は、ハードスイッチング動作の場合も、ZVS 動作または不完全 ZVS 動作の場合も同一の式で表わされる。

$$I_1 = \frac{\sqrt{E_1 E_2}}{\omega L} \sqrt{-\frac{4}{3\pi} \delta^3 + \delta^2 + \frac{\pi^2}{12} \frac{(E_1 - E_2)^2}{E_1 E_2}} \dots\dots\dots (15)$$

上式に基づき、高周波変圧器と外付けインダクタの銅損 P_{copp} を求める。

$$P_{copp} = (R_{trans} + R_a) \cdot I_1^2 \dots\dots\dots (16)$$

ここで、 $R_{trans} = 17 \text{ m}\Omega$ は高周波変圧器の巻線抵抗、 $R_a = 10 \text{ m}\Omega$ は外付けインダクタの巻線抵抗である。

5. 電力損失 (熱設計) と E_2 の下限

〈5・1〉 解析結果と実験結果の比較 以上の解析結果と実験回路 (10 kW, 20 kHz) での測定結果を比較・検討する。図 6 に全電力損失を測定するための実験回路を示す。また、表 1 に図 6 の回路定数を示す。なお、本節では $E_1 = E_2 = 350 \text{ V}$ として電力損失の解析と測定を行った。図 6 の E は直流電源装置である。伝送電力 P_{DC} は Bridge 1 と 2 を間を循環し、直流電源装置 E の出力電力は DC/DC コンバータの全損失 P_{loss} に等しく、 P_{loss} を高精度かつ容易に測定できる。フェライトコア (PC44) とリッツ線で構成した外付けインダクタ $L_a = 40 \mu\text{H}$ を、高周波変圧器の漏れインダクタンス $L_{trans} = 1.6 \mu\text{H}$ と直列に接続している[†]。

図 7 は、電力損失の理論値と実験結果の比較である。実線は各損失の理論値の和であり、理論的な全損失 P_{theory} である。ただし、IGBT のスイッチング損失 P_{sw} 、高周波変圧器の鉄損 $P_{core(tr)}$ 、外付けインダクタ L_a の鉄損 $P_{core(ind)}$ を含まない。破線は導通損失 P_{cond} の理論値、点線はスナバ損失 P_{snub} の理論値である。

定格電力 $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ 送電時、導通損失 P_{cond} の理論値は 189 W、スナバ損失 P_{snub} の理論値は零、銅損 P_{copp} の理論値は 50 W であり、理論的な全損失 $P_{theory} = 239 \text{ W}$ である。これに対して、実験回路における全損失 $P_{loss} = 400 \text{ W}$ であった。その差 $P_{loss} - P_{theory} = 161 \text{ W}$ は、IGBT のスイッチング損失 P_{sw} 、高周波変圧器の鉄損 $P_{core(tr)}$ 、外付けインダクタ L_a の鉄損 $P_{core(tr)}$ の和に相当すると考えられる。著者の前論文⁹⁾では、定格 $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ 送電時、 $P_{sw} = 90 \text{ W}$ 、 $P_{core(tr)} = 20 \text{ W}$ 、 $P_{core(ind)} = 9 \text{ W}$ であると結論した。本論文の実験回路では、外付けインダクタ L_a のインダクタンスを倍増 ($20 \mu\text{H} \rightarrow 40 \mu\text{H}$) したことにより、外付けインダクタの鉄損も倍増し $P_{core(ind)} = 18 \text{ W}$ であると考えられる^{††}。したがって、前章までに解析していない損失の和は

$$P_{sw} + P_{core(tr)} + P_{core(tr)} = 128 \text{ W} \dots\dots\dots (17)$$

[†] 文献 (9) では $L_a = 20 \mu\text{H}$ であった。本論文では $E_1 \neq E_2$ の条件下で i_1 のピーク値増加を抑制するために $L_a = 40 \mu\text{H}$ とした。

^{††} 文献 (9) では、 $10 \mu\text{H}$ のインダクタを 2 個直列に接続しており、本論文では 4 個直列に接続している。

図6 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ
($E_1 = E_2 = E$) の全電力損失測定のための実験回路

Fig.6. Experimental circuit to measure the overall power loss of the dc/dc converter in case of $E_1 = E_2 = E$.

表1 DC/DC コンバータの回路定数

Table 1. Circuit parameters of the dc/dc converter.

Rated power	P	10 kW
Rated DC voltage	E_1, E_2	360 V
DC capacitor	C_D	7,100 μ F
Unit capacitance constant	H	46 ms
Transformer core material		Finemet FT-3M
Transformer turn ratio		1 : 1
Transformer leakage inductance	L_{trans}	1.6 μ H (1.6%)
Transformer winding resistance	R_{trans}	17 m Ω (0.13%)
Auxiliary inductor	$L_a/2$	20 μ H (19%)
Auxiliary inductor core material		Ferrite (PC44)
Inductor winding resistance	$R_a/2$	10 m Ω (0.077%)
Snubber Capacitor	C_{snub}	0.01 μ F (1.6%)
Switching Frequency	f	20 kHz

Based on single-phase 360 V, 10 kW, and 20 kHz.

図7 $E_1 = E_2 = 350$ V における電力損失の解析結果と実験結果の比較

Fig.7. Comparison between calculated and experimental power losses at $E_1 = E_2 = 350$ V.

であり、上述の 161 W に対する誤差は $161 \text{ W} - 128 \text{ W} = 33 \text{ W}$ となる。これは、伝送電力 $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ に比較して 0.33%、全損失 $P_{loss} = 400 \text{ W}$ に対して 8.3%であり、許容誤差と考える。

〈5・2〉 熱設計限界と E_2 の下限 図8に、伝送電力 $P_{DC} > 0$ の場合における電力損失の理論解析結果 $P_{theory} = P_{cond} + P_{snub}$ を示す。ただし、図8では $E_1 = 320 \text{ V}$ 一定に維持し、可変パラメータとして $E_2 = 180 \text{ V} \sim 360 \text{ V}$ に変化させている。また、高周波変圧器と外付けインダクタの銅損 P_{copp} を含まない。 $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$ の場合に比較して、

図8 導通損失 P_{cond} とスナバ損失 P_{snub} の理論値の和 P_{theory} ($P_{DC} > 0$ の場合)

Fig.8. Sum of theoretical conducting and snubber losses $P_{theory} = P_{cond} + P_{snub}$ when P_{DC} is positive.

図9 導通損失 P_{cond} とスナバ損失 P_{snub} の理論値の和 P_{theory} ($P_{DC} < 0$ の場合)

Fig.9. Sum of theoretical conducting and snubber losses $P_{theory} = P_{cond} + P_{snub}$ when P_{DC} is negative.

$E_1 \neq E_2$ の場合には、ZVS 動作領域が狭くなり、スナバ損失が増加する。また、 $E_2 = 180 \text{ V}$ 、 260 V の場合、電力伝送に必要な電流が増加し、これに伴って導通損失が増加する。 $E_2 = 360 \text{ V}$ の場合、同様の理由で $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ 付近の電力損失が $E_2 = 320 \text{ V}$ の場合よりも小さくなる。

図8では直流電圧 $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$ 、伝送電力 $P_{DC} = 10 \text{ kW}$ における $P_{cond} + P_{snub} = 212 \text{ W}$ を熱設計限界 (Thermal Limit) として規定している[†]。この理由は以下の通りである。本論文の DC/DC コンバータでは IGBT の損失が支配的である⁽⁹⁾。実験回路では、4 個の IGBT モジュール (two-in-one) を 1 台の放熱器に実装し、IGBT モジュールと変圧器・外付けインダクタの間の熱的な結合は無視できる。したがって、電力損失の増加に伴って IGBT モジュール (正確には半導体チップ) の温度上昇が最大伝送電力を決定すると考えられるので、本論文では IGBT の損失のみを熱設計限界として考慮する。図8から明らかなように、 $E_2 = 180 \text{ V}$ の場合、 $P_{DC} > 5.6 \text{ kW}$ で熱設計限界を超えるため、DC/DC コンバータを $P_{DC} \leq 5.6 \text{ kW}$ で運転する必要

[†] この熱設計限界では、高周波変圧器や外付けインダクタの損失を考慮していない。

がある。また、 $E_2 = 260 \text{ V}$ の場合、 $P_{\text{DC}} > 8.6 \text{ kW}$ で熱設計限界を超えるため、DC/DC コンバータを $P_{\text{DC}} \leq 8.6 \text{ kW}$ で運転する必要がある。このように、電力損失（熱設計）と伝送電力が E_2 の下限を決定する。

図 9 に、伝送電力 $P_{\text{DC}} < 0$ の場合における電力損失の理論解析結果 $P_{\text{theory}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{snub}}$ を示す。ただし、図 9 では横軸を絶対値 $|P_{\text{DC}}|$ で表わしている。 $E_2 = 180 \text{ V}$ の場合、 $|P_{\text{DC}}| > 5.5 \text{ kW}$ で熱設計限界を超え、 $E_2 = 260 \text{ V}$ の場合、 $|P_{\text{DC}}| > 8.7 \text{ kW}$ で熱設計限界を超える。

6. 外付けインダクタ L_a の電流量と E_2 の下限

外付けインダクタ L_a にはフェライトコア (PC44) を用いている。鉄心の磁気飽和防止のため、電流 i_1 のピーク値を L_a の定格電流以下に制限する必要がある。 E_2 の低下に伴って i_1 のピーク値が増加し、 L_a の定格電流が E_2 の下限を決定する。 i_1 のピーク値 $I_{1\text{peak}}$ は、 $E_1 > E_2$ の場合には I_{11} に等しく、 $E_1 < E_2$ の場合には I_{12} と等しい。 L_a の許容最大電流を 60 A とすると、DC/DC コンバータを $I_{1\text{peak}} \leq 60 \text{ A}$ で運転する必要がある。

図 10 に $I_{1\text{peak}} \leq 60 \text{ A}$ に制限した場合に送電可能な電力を示す。ただし、実線は送電可能な電力を表わし、点 (●印) は次章に示す実験波形の動作点である。 $E_2 = 180 \text{ V}$ の場合、 $P_{\text{DC}} > 5.1 \text{ kW}$ で $I_{1\text{peak}} > 60 \text{ A}$ となる。また、 $E_2 = 260 \text{ V}$

図 10 電流 i_1 のピーク値を $I_{1\text{peak}} \leq 60 \text{ A}$ に制限した場合の送電可能電力と実験波形の動作点
Fig. 10. Transferable powers when limiting the peak value of current i_1 under 60 A , and their operating points in experiments.

図 11 双方向絶縁形 DC/DC コンバータ ($E_1 \neq E_2$) の双方向電力伝送試験装置
Fig. 11. Test bed of bi-directional power transfer of the dc/dc converter in case of $E_1 \neq E_2$.

の場合、 $P_{\text{DC}} > 9.4 \text{ kW}$ で $I_{1\text{peak}} > 60 \text{ A}$ となる。

7. 実験結果

実験では $E_1 \neq E_2$ である場合における双方向絶縁形 DC/DC コンバータの電力伝送試験を行う。この場合、図 6 のように Bridge 1 と 2 の直流リンクを接続できないので、全損失の高精度な測定は困難である。本章の実験では、 $E_1 = 320 \text{ V}$ 一定に維持し、 E_2 を 320 V , 360 V , 260 V , 180 V に変化させて DC/DC コンバータの双方向電力伝送を検証し、損失解析の前提である (2), (3), (4) 式の妥当性を確認する。

〈7・1〉 実験回路 図 11 に DC/DC コンバータ ($E_1 \neq E_2$) の双方向電力伝送試験装置を、表 1 に双方向絶縁形 DC/DC コンバータの回路定数を示す。DC/DC コンバータの直流入出力端に 2 台の系統連系 PWM コンバータ (200 V , 10 kW) を接続し、それらの交流端は PCC (Point of Common Coupling) に接続されている。したがって、 $P_{\text{DC}} > 0$ である場合、電力は $\text{PCC} \rightarrow \text{PWM コンバータ 1} \rightarrow \text{Bridge 1} \rightarrow \text{Bridge 2} \rightarrow \text{PWM コンバータ 2} \rightarrow \text{PCC}$ を循環する。なお、PWM コンバータのキャリア周波数は 10 kHz である。伝送電力 P_{DC} は、Bridge 2 側の直流電力 $E_2 \cdot I_{\text{DC2}}$ として求めた。PWM コンバータ 2 の直流電圧 E_2 は $320 \text{ V} \sim 360 \text{ V}$ の範囲で調整できる。

〈7・2〉 $E_2 \geq 320 \text{ V}$ における電力伝送試験 図 12 に

図 12 $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$, $\delta = 40^\circ$, $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$ における実験波形
Fig. 12. Experimental waveforms when $E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$, $\delta = 40^\circ$, and $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$.

図 13 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 35^\circ$, $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 13. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 35^\circ$, and $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$.

図 14 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = -31^\circ$, $P_{\text{DC}} = -10 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 14. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = -31^\circ$, and $P_{\text{DC}} = -10 \text{ kW}$.

図 15 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 6.5^\circ$, $P_{\text{DC}} = 0 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 15. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 6.5^\circ$, and $P_{\text{DC}} = 0 \text{ kW}$.

図 16 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 18^\circ$, $P_{\text{DC}} = 3.8 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 16. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$, $\delta = 18^\circ$, and $P_{\text{DC}} = 3.8 \text{ kW}$.

$E_1 = E_2 = 320 \text{ V}$ の場合の実験波形を示す。位相差 $\delta = 40^\circ$, $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$ の電力を伝送している。 $E_1 = E_2$ であるため、電流 i_1 の波形は台形波となる。

図 13, 図 14 に, $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$ で, 10 kW の電力を伝送している場合の実験波形を示す。ただし, 図 13 は $P_{\text{DC}} = 10 \text{ kW}$ ($E_1 \rightarrow E_2$) の場合であり, 図 14 は $P_{\text{DC}} = -10 \text{ kW}$ ($E_1 \leftarrow E_2$) の場合の波形である。これより, $E_1 \neq E_2$ における 10 kW の双方向電力伝送を実証した。

図 15 に $P_{\text{DC}} = 0 \text{ kW}$ における実験波形を示す。制御回路では $\delta = 6.5^\circ$ に設定しているが, デッドタイムの影響のため, v_1 と v_2 の位相差は実質的にほぼ零になる。この場合の i_1 は三角波となり, 低圧側単相フルブリッジコンバータ (Bridge 1) はハードスイッチング動作となる。図 16 は $I_{11} = 0 \text{ A}$ となる場合の実験波形であり, (4) 式で等号が成立する場合の波形である。このとき, $\delta = 18^\circ$ であり, (4) 式から計算される値 ($= 10^\circ$) と比較して誤差が大きい, これは理論解析で無視したデッドタイム $T_D = 600 \text{ ns}$ の影響によるものと考えられる。デッドタイムの影響は〈7・4〉節で述べる。

〈7・3〉 $E_2 < 320 \text{ V}$ における電力伝送試験 系統連系 PWM コンバータでは $E_2 < 320 \text{ V}$ の電力伝送試験は不可能

である。そこで, 図 11 の点線部の回路を単巻変圧器と三相ダイオード整流器に置き換えた。この場合, 双方向電力伝送試験は不可能であるため, 伝送電力 $P_{\text{DC}} < 0$ の場合のみの実験を行った。単巻変圧器の巻数比を調整し, 直流電圧 E_2 を 260 V または 180 V に設定した。

図 17 は $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 260 \text{ V}$ の場合の実験波形である。このとき, $\delta = -45^\circ$ であり, E_2 から E_1 へ 8.6 kW の電力が伝送されている ($P_{\text{DC}} = -8.6 \text{ kW}$)。また, $I_{11} = -26 \text{ A}$, $I_{12} = 53 \text{ A}$ は, (2), (3) 式から得られる値 -30 A , 57 A にほぼ一致した[†]。なお, $E_2 = 260 \text{ V}$ の場合に伝送可能な電力は, 図 9 から 8.7 kW となり, 図 10 からは 9.6 kW となる。したがって, より厳しい条件である 8.7 kW が伝送可能な最大電力となる。

図 18 は $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 180 \text{ V}$ の場合の実験波形である。このとき, $\delta = -41^\circ$ であり, E_2 から E_1 へ 5 kW の電力が伝送されている ($P_{\text{DC}} = -5 \text{ kW}$)。図 18 から, Bridge 2 がハードスイッチング動作していることがわかる。ここで, Bridge 1 のスイッチング時の電流 $I_{12} = 60 \text{ A}$ は (3) 式から得られる理論値 66 A に良く一致している。一方, Bridge 2

[†] $\delta < 0$ であるため, E_1 と E_2 を入れ替え, i_1 の極性を反転して考える。

図 17 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 260 \text{ V}$, $\delta = -45^\circ$, $P_{\text{DC}} = -8.6 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 17. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 260 \text{ V}$, $\delta = -45^\circ$, and $P_{\text{DC}} = -8.6 \text{ kW}$.

図 18 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 180 \text{ V}$, $\delta = -41^\circ$, $P_{\text{DC}} = -5 \text{ kW}$ における実験波形

Fig. 18. Experimental waveforms when $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 180 \text{ V}$, $\delta = -41^\circ$, and $P_{\text{DC}} = -5 \text{ kW}$.

のスイッチング時の電流 $I_{11} = 9 \text{ A}$ と理論値 -1.7 A は一致していない。この誤差は、次節で述べるデッドタイムの影響によるものと考えられる。

〈7・4〉 デッドタイムによる位相差の誤差 図 19 に、デッドタイム T_D が位相差 δ に誤差を生じる原理を示す。図 19 は図 3 の拡大波形である。直流電圧 $E_1 < E_2$ で Bridge 1 がハードスイッチング動作している。図 19 より、Bridge 1 の交流端電圧 v_1 はデッドタイム期間を通じて変化せず、デッドタイム終了時に $-E_1$ から E_1 に変化する。これに対して ZVS 動作している Bridge 2 の交流端電圧 v_2 は、デッドタイム期間中に $-E_2$ から E_2 に変化する。したがって、 v_1 と v_2 の実質的な位相差は $\delta - \omega T_D$ に近い値となる。

実験回路ではデッドタイム $T_D = 600 \text{ ns}$ に設定している。 T_D は、1 周期 $T = 50 \mu\text{s}$ の場合、 $\omega T_D = 0.0754 \text{ rad} = 4.3^\circ$ に相当する。直流電圧 $E_1 = 320 \text{ V}$, $E_2 = 360 \text{ V}$ では、(3), (4), (6) 式より、 $2.6^\circ \leq \delta \leq 10^\circ$ で Bridge 1 がハードスイッチング動作する。このような $\delta = 2.6^\circ \sim 10^\circ$ に対して、デッドタイム 4.3° は誤差の要因として無視できない。図 15, 図 16 では、制御回路で設定した位相差 δ と、 v_1 , v_2 の実質的な位相差の間で誤差を生じたと考えられる。

図 18 では、スイッチング時の電流 I_{11} の理論値が -1.7 A

図 19 デッドタイム T_D による位相差 δ の誤差 (Bridge 1 ハードスイッチング動作時)

Fig. 19. Error on the phase shift δ by the dead time T_D when Bridge 1 operates in hard-switching manner.

であるのに対し、実験値は 9 A であった。デッドタイム T_D の影響を考慮するために、 δ を $\delta - \omega T_D$ に置き換えて計算した理論値は $I_{11} = 2.8 \text{ A}$ となる。実験値 9 A に比較して誤差が大きいが、電力損失やゲート駆動回路の遅延など、解析で無視した要因が複合的に作用していると考えられる。

8. まとめ

双方向絶縁形 DC/DC コンバータ (10 kW , 20 kHz) の一方の直流電圧 $E_1 = 320 \text{ V}$ 一定に維持し、他方の直流電圧 E_2 を可変パラメータとして電力損失とピーク電流を理論的に解析した。次に、 10 kW , 20 kHz の実験回路を用いて、 $E_1 = 320 \text{ V}$ 一定に維持しつつ、 $E_2 = 180 \text{ V} \sim 360 \text{ V}$ の範囲に変化させた場合の電力伝送試験を行った。安定した電力伝送を実証し、理論解析結果と実験結果を比較した。さらに、デッドタイムが伝送電力に誤差を生じる現象を考察した。直流電圧 $50 \sim 100\%$ の動作範囲を実現した DC/DC コンバータは電氣的絶縁を必要とするエネルギー蓄積システムなどに応用できる。

(平成 18 年 5 月 11 日受付, 平成 18 年 9 月 5 日再受付)

文 献

- (1) 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. IA*, Vol.27, No.1, pp.63-73 (1991)
- (2) 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. IA*, Vol.28, No.6, pp.1294-1301 (1992)
- (3) H. Li, F.Z. Peng, and J.S. Lawler: "A natural ZVS medium-power bi-directional DC-DC converter with minimum number of devices", *IEEE Trans. IA*, Vol.39, No.2, pp.525-535 (2003)
- (4) F.Z. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J.S. Lawler: "A new ZVS bi-directional DC-DC converter for fuel cell and battery application", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.19, No.1, pp.54-65 (2004)
- (5) L. Zhu: "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.21, No.2, pp.422-429 (2006)
- (6) M. Pavlovsky, S.W.H. de Haan, and J.A. Ferreira: "Concept of 50 kW dc/dc converter based on ZVS, quasi-ZCS topology and integrated thermal and electromagnetic design", *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, CD-ROM (2005)
- (7) F. Krismer, J. Biela, and J.W. Kolar: "A comparative evaluation of isolated bi-directional dc/dc converters with wide input and output voltage range",

IEEE IAS Annual Meeting 2005, Vol.1, pp.599–606 (2005)

- (8) 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 電学産業応用部門大, Vol.1, pp.183–186 (2003)
- (9) S. Inoue and H. Akagi: “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”, *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.3, pp.211–217 (2006) (in Japanese)
井上重徳・赤木泰文：「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」, 電学論 D, **126**, 3, pp.211–217 (2006)

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博士後期課程入学, 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。日本学術振興会特別研究員 DC。

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。2006 年文部科学大臣表彰・科学技術賞 (研究部門) 受賞。