Advanced High Power DC-DC Converter using A Novel Type Voltage Source Full-Bridge Soft Switching PWM Inverter with High Frequency Transformer Link for Arc Welding Applications

Keiki Morimoto, Member, Toshimitsu Doi, Member, Haruhiko Manabe, Member (DAIHEN Corporation)
Tarek Ahmed, Student Member, Eiji Hiraki, Member (Yamaguchi University)
Hyun-Woo Lee, Member, Mutsuo Nakaoka, Member (Kyungnam University)

Keywords: DC-DC power converter, high frequency transformer link, soft switching PWM arc welding machine

1. Circuit Operation

Figure 1 shows the proposed soft switching PWM dc-dc power converter using a novel type full-bridge soft switching PWM inverter with high frequency transformer, which is based upon auxiliary active resonant dc link snubber assisted typical full-bridge inverter with a series switch in dc busline and a lossless capacitor in parallel with dc busline.

Figure 2 shows timing pattern sequences of switching gate driving pulses. The gate voltage pulse signals for the switches Q_1 and Q_4 or Q_2 and Q_3 in voltage source full-bridge inverter arms are the same as PWM signal sequences of conventional full-bridge inverter. The turn-on gate voltage pulse signal to the dc busline side series switch Q_5 is applied to Q_5 at the same timing as the turn-on signals to Q_1 and Q_4 or Q_2 and Q_3 . The turn-off signal to Q_5 is delivered to Q_5 before the predetermined length t_a with respect to the time when the turn-off signals are applied to Q_1 and Q_4 or Q_2 and Q_3 .

The switches $Q_1(S_1/D_1)$ and $Q_4(S_4/D_4)$ or $Q_2(S_2/D_2)$ and $Q_3(S_3/D_3)$ in the inverter arms can perform ZVS turn-off due to the existence of the PWM switch $Q_5(S_5/D_5)$ and the quasi resonant capacitor C which is completely discharged before the switches Q_1

and Q_4 or Q_2 and Q_3 in the inverter arms are turned off. In addition, the inverter switches can also perform ZCS at a turn-on with the aid of inductance L_1 , as a parasitic leakage inductance of high frequency transformer.

As for the PWM switch Q_5 in series with the dc busline, the controlled switch can achieve ZVS at turn-off due to quasi resonant capacitor C . This switch Q_5 can also achieve ZVS/ZCS at turn-on due to L_1 and C , which has been charged up to the same voltage as the dc supply by the energy storage in the L_1 after the inverter switches are turned off completely.

2. Experimental Results

In comparative power loss analysis illustrated in Fig. 3, the total power loss of all the bridge arm switches including dc busline switch in this soft switching dc-dc power converter circuit is compared with that of all the switches in conventional hard switching PWM converter under the condition of 32 V 300 A (= 9.6 kW) output power. The switching frequency of inverter power stage using IGBTs is designed for more than about 10 kHz. The more the switching frequency of inverter increases, the more this new dc-dc converter circuit has remarkable advantages as for efficiency and power density as compared with the conventional hard switching one.

Since the conduction power loss of additional dc busline switch in the primary circuit of transformer is increased under the newly-developed dc-dc converter, this new circuit topology of full-bridge soft switching PWM inverter with high frequency transformer is acceptable for low voltage and large current dc-dc power supplies such as arc welding power source from a practical point of view.

Fig. 1. Soft switching PWM high frequency inverter fed dc-dc converter circuit

Fig. 2. Pattern sequences of switching gate driving pulses

Fig. 3. Comparative power loss analysis between newly-developed soft switching PWM converter and conventional hard switching PWM dc-dc power converters

新方式電圧給電フルブリッジ形ソフトスイッチングPWM高周波インバータを用いたアーク溶接機用高出力DC-DC変換器

正員 森本 慶樹* 正員 土井 敏光*
 正員 真鍋 陽彦* 学生員 Tarek Ahmed**
 正員 平木 英治** 正員 李 鉉雨***
 正員 中岡 睦雄***

Advanced High Power DC-DC Converter using A Novel Type Voltage Source Full-Bridge Soft-Switching PWM Inverter with High Frequency Transformer Link for Arc Welding Applications

Keiki Morimoto*, Member, Toshimitsu Doi*, Member, Haruhiko Manabe*, Member, Tarek Ahmed**, Student Member, Eiji Hiraki**, Member, Hyun-Woo Lee***, Member, Mutsuo Nakaoka***, Member

This paper presents a new circuit topology of full-bridge soft-switching PWM inverter linked DC-DC power converter composed of conventional full-bridge high frequency PWM inverter with high frequency transformer and an active quasi-resonant snubber consisting of an additional power switching device in series with DC busline and a lossless capacitor in parallel with DC busline. Under this proposed high frequency soft-switching PWM inverter linked DC-DC converter, four power switches in the full-bridge arms and DC busline series switch can achieve ZVS at turn-off commutation. By developing the advanced soft-switching PWM high frequency inverter type DC-DC converter, although the conduction power loss of DC busline series power switch increases a little, the total turn-off switching loss of full-bridge high frequency inverter power modules can be sufficiently lowered more and more in the higher frequency range of 60 kHz. As a result, when the switching frequency of high frequency inverter power stage using IGBT power modules is designed so as to be more than about 10 kHz, the more the switching frequency of inverter increases, the more this high frequency soft-switching DC-DC converter has remarkable advantage as for the power conversion efficiency as compared with the conventional hard-switching PWM inverter DC-DC converter. Its practical effectiveness of high power density and high performance is actually proved for TIG arc welding equipment in industry.

キーワード：フルブリッジインバータ，DC-DC コンバータ，高周波トランスリンク，直流バスライン並列追加コンデンサ，直流バスライン直列追加スイッチ，ソフトスイッチングPWM，TIG アーク溶接機

Keywords: full-bridge inverter, DC-DC converter, high frequency transformer link, additional DC busline series switch and parallel capacitor snubber, soft-switching PWM, TIG arc welding

* (株) ダイヘン 溶接メカトロカンパニー 溶接機事業部
 〒566-0021 摂津市南千里丘5番1号
 Welding Engineering Department, Welding & Mechatronics Company,
 DAIHEN Corporation

5-1, Minamisenrioka, Settsu 566-0021

** 山口大学工学部・電気電子工学科
 〒755-8611 宇部市常盤台
 Faculty of Engineering Department of Electrical and Electronics
 Engineering, Yamaguchi University
 Tokiwadai, Ube 755-8611

*** Electric Energy Saving Research Center, Kyungnam University,
 Masan, Korea

1. まえがき

近年，IGBTで代表されるMOSゲート制御パワー半導体デバイスを用いた高周波パルス変調スイッチングモード半導体電力変換装置（インバータ／DC-DCコンバータなど）の高周波スイッチング技術が，その応用機器の小型軽量化，高性能化の実現に不可欠となっている。高周波トランスを含む並列共振，直列共振，直並列共振といった共振タンク方式，アクティブ補助部分共振スナバ方式，これらの組合せになる複合共振方式によるソフトスイッチング転流モードを取り入れたパルス幅変調高周波スイッチング電力

変換応用技術開発が一段と進んでいる⁽⁴⁾。なかでも、TIG・CO₂/MAG アーク溶接機用高周波絶縁型直列共振タンクインバータを用いたソフトスイッチング DC-DC コンバータが一部実用化されている。出力 3.9kW 使用率 30%条件下の直列共振タンク方式では、質量 2.6kg といった軽量化が図られている。目下、溶接機用直流電源装置の小型軽量化をターゲットとした製品開発の競争が繰り広げられている。一方、5kW~10kW 程度の溶接機用補助部分共振スナバ方式高周波インバータを用いたソフトスイッチング DC-DC コンバータの検討が注目される。

さらに、10kW 程度以上の中・大容量の溶接機用直流電源として、電圧給電フルブリッジハードスイッチング PWM インバータを用いた DC-DC コンバータ電源が一般的に使用されている。直流出力側で 300A 程度以上の大電流を制御処理する溶接機用高周波絶縁型ハードスイッチング PWM DC-DC コンバータが実用化されている。しかし、ハードスイッチング PWM 方式であるため、使用するパワーデバイス IGBT のスイッチング損失が大きく、スイッチングサージ抑制用スナバ回路による損失も現れる上に、高い dv/dt に伴う対地高周波漏れ電流によるコモンモード電磁ノイズも増加する。この他、従来からの回路トポロジーでは、高い di/dt による高周波トランス巻線の絶縁破壊の問題も顕在化している⁽⁵⁾。フルブリッジ形高周波インバータの更なる高周波スイッチング動作の実現において、アクティブ補助部分共振スナバによるソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータとして、共振 DC リンクスナバ、共振 AC リンクスナバ、共振ブリッジレッグリンクスナバといったいくつか考えられる。しかし、これらのアクティブ補助部分共振スナバによる追加回路構成の損失増加、コスト高、高電力密度化の困難、センサーを含む制御系の複雑化などといった問題があり⁽³⁾⁻⁽⁵⁾、共振 DC リンクスナバ、共振 AC リンクスナバ、共振ブリッジレッグリンクスナバといったアクティブ補助共振スナバ方式はほとんど実用化されていない。目下 10kHz~20kHz 程度のスイッチング周波数ではハードスイッチング PWM 方式高周波インバータ絶縁型 DC-DC コンバータが使用されているのが現実である。

このハードスイッチング PWM 高周波絶縁型 DC-DC コンバータのスイッチング動作周波数を高周波化するため、数 kW 以上を電力制御するのに適した高周波可飽和リアクトルによるパワーマグネチックスイッチを用いたソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ⁽⁶⁾や 2 次側にパワー半導体スイッチを挿入した 2 次側位相シフトソフトスイッチング PWM 高周波絶縁型部分共振 DC-DC コンバータ⁽⁷⁾⁻⁽¹¹⁾が研究開発されている。しかし、溶接機のように高周波トランス 2 次側出力条件が低電圧・大電流の直流電源対応では、その 2 次側に可飽和リアクトルスイッチやパワー半導体スイッチを挿入するとその導通損失が大きくなり、ソフトスイッチングにより低減されるスイッチング損失よりも、追加した 2 次側の可飽和リアクトルスイッチやパワー半導体スイッチの導通損失が大きくなる。従って、溶接機のように

な低電圧・大電流直流出力を必要とする直流電源では、高周波トランス 1 次側でのソフトスイッチングを実現する方法が適している。

そこで、筆者らは高周波トランス絶縁リンク DC-DC コンバータの高周波トランス 1 次側において、電圧形フルブリッジインバータに 1 つの直流バスライン直列追加スイッチと直流バスライン並列追加ロスレススナバコンデンサを用いた極めて簡単な部分共振 DC リンクスナバを用いた溶接機用新方式部分共振ソフトスイッチング PWM 高周波インバータ絶縁型 DC-DC コンバータを提案し、その回路動作原理と特徴を述べている。次に本回路の動作特性をシミュレーションと試作試験により図説して評価検討を行った結果について述べている。IGBT パワーモジュールを用いた提案高周波ソフトスイッチング方式 TIG 溶接機用電源（低電圧 5-32 V、大電流 300 A）の実用化開発を行っており、その有効性を明らかにしている。

2. 新方式溶接機用電源

〈2・1〉 回路構成 図 1 に新方式電圧形フルブリッジソフトスイッチング PWM 高周波インバータを用いた高周波トランス絶縁型 DC-DC コンバータ回路を示す。一般的な電圧形単相フルブリッジインバータ左側ブリッジレッグスイッチ $Q_1(S_1/D_1)/Q_2(S_2/D_2)$ 、右側ブリッジレッグスイッチ $Q_3(S_3/D_3)/Q_4(S_4/D_4)$ の DC バスラインと直列に追加スイッチ $Q_5(S_5/D_5)$ と DC バスライン間の追加一括ロスレススナバコンデンサ C からなるアクティブ補助部分共振スナバを付加した構成となっている。溶接機の低電圧・大電流直流出力形式では、高周波トランス 2 次巻線はセンタータップ構造をとり 2 つの高速整流ダイオード D_6, D_7 を持つ構成である。溶接機用高周波センタータップトランス整流回路の出力フィルタとして直流リアクトルを用いている。フルブリッジインバータ部のスイッチング周波数を約 10 kHz~100 kHz（本論文の試作実験回路では 60 kHz として設計）とすることにより高周波トランスとフィルタ用直流リアクトルの小型軽量化を図っている。

電圧形フルブリッジインバータのスイッチ Q_1, Q_4 及び Q_2, Q_3 がブリッジアーム内に対角的にそれぞれ接続されている。 Q_1, Q_2 及び Q_3, Q_4 には 2in1 の IGBT パワーモジュールを用いている。フルブリッジインバータ部の出力側にはセンタータップ 2 次巻線付高周波トランス T と直列インダクタ L_1 が接続されている。なお直列インダクタ L_1 は高周波トランスの漏れインダクタンスと等価的なインダクタンスを利用する。センタータップ 2 次巻線付高周波トランスの 2 次回路部は、ダイオード D_6, D_7 によるセンタータップ全波整流回路が用いられ、直流リアクトル (DCL) フィルタ L_2 を通して負荷 R (TIG アーク溶接トーチ) が接続されている。

本新方式高周波絶縁型ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路では、DC バスライン直列追加スイッチ $Q_5(S_5/D_5)$ が直流電源 E とフルブリッジインバータブリッ

図1 新方式電圧形フルブリッジソフトスイッチング PWM インバータを用いた DC-DC コンバータ回路
Fig. 1. Advanced high power DC-DC converter circuit using a novel type full-bridge soft-switching PWM inverter with high frequency transformer link.

ジレック間に直列挿入される。また DC バスラインと並列に追加コンデンサ C が DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 (S_5/D_5) とフルブリッジインバータ間に接続されている。

〈2・2〉 本 DC-DC コンバータのスイッチ動作モード

フルブリッジインバータのスイッチ (Q_1, Q_4) 又は (Q_2, Q_3) をそれぞれ同時にオフする時より少し前に DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 をオフする。そこで一旦直流電源 E からフルブリッジインバータへの電力供給がカットオフされる。 Q_5 の導通期間中に E に充電された DC バスライン並列追加ロスレススナバコンデンサ C の電荷が高周波トランスの 1 次巻線ループを含む回路を通して放電し、C の電圧がゼロになった後に、ブリッジ対角アーム内スイッチ (Q_1, Q_4) 又はスイッチ (Q_2, Q_3) をオフすることで、スイッチ Q_1, Q_4 又はスイッチ Q_2, Q_3 のゼロ電圧ソフトスイッチング (ZVS) ターンオフ動作が可能である。スイッチ Q_1, Q_4 又はスイッチ Q_2, Q_3 のターンオン時、フルブリッジ高周波インバータの出力高周波 AC 側の直列インダクタ L_1 により、ブリジアーム内の各スイッチ電流はゼロからの立ち上がりとなる。従って、ブリジアーム内の各スイッチは、ゼロ電流ソフトスイッチング (ZCS) ターンオン動作となる。

一方、DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 のターンオフは、DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の効果により ZVS ターンオフができる。 Q_5 のターンオン時、フルブリジアーム内のスイッチ Q_1, Q_4 又はスイッチ Q_2, Q_3 のターンオフ後に部分共振用としてのインダクタ L_1 に蓄えられた電磁エネルギーが DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C に帰還されコンデンサ C は直流電源電圧 E まで充電されるため、 Q_5 は ZVS でターンオン動作する。その上、 Q_5 はインダクタ L_1 の存在のため、 Q_1, Q_4 並びに Q_2, Q_3 と同様 ZCS ターンオン動作となる。

3. 回路動作

〈3・1〉 ゲートパルスタイミングシーケンス 図2に

図2 本 DC-DC コンバータのゲートパルスパターン タイミングシーケンス

Fig. 2. Pattern sequences of switching gate driving pulses for the switches.

本 DC-DC コンバータ (図1 参照) の各スイッチのゲート信号パターンの動作タイミングシーケンスを示す。ブリジアーム内のスイッチ Q_1, Q_4 並びにスイッチ Q_2, Q_3 は従来のハードスイッチング PWM 制御高周波インバータと同様デッドタイム t_b をもって一定周期で交互にオン、オフ動作を繰り返す。DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 は、スイッチ Q_1, Q_4 並びにスイッチ Q_2, Q_3 とそれぞれ同時にオンする。 Q_5 のオフ時は、スイッチ Q_1, Q_4 並びにスイッチ Q_2, Q_3 がオフする微小時間 t_a 前にオフするようにゲート信号が与えられる。言い換えれば、DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 がオフしてから t_a 後に、スイッチ Q_1, Q_4 並びにスイッチ Q_2, Q_3 がターンオフするようにゲート信号が与えられる。なお、図2における t_b は、いわゆるブリッジ高周波インバータ内のスイッチ Q_1, Q_2 又は Q_3, Q_4 のデッドタイムに相当する。従って、 Q_5 の導通パルス幅 T_{on5} は、 $(1/2)T_s - (t_a + t_b)$ の範囲でパルス幅変調されることとなる。また、デューティファクターは、 $T_{on5}/T_h = 2T_{on5}/T_s$ で求められる。

〈3・2〉 回路動作 図3にゲートパルスパターンタイミングに対する本 DC-DC コンバータ回路の各部動作波形を示す。また本回路のスイッチング半周期 T_h の動作パルスタイミング時点 ($t_0 \sim t_6$) で区分される Mode0~Mode6 のモード遷移に対する動作等価回路を図4に示す。以下本 DC-DC コンバータの動作等価回路と対応させながら前半周期 T_h 内の Mode0~Mode6 について順次説明する。

■ Mode0: $\sim t_0$ (パワー伝達モード) 時刻 t_0 以前の期間においては、ブリッジインバータ対角アーム内のスイッチ Q_1, Q_4 と DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 にゲート信号が印加されている。高周波トランス T の 1 次電流 i_{l1} が流れている。 Q_1, Q_4 と Q_5 にもそれぞれ i_{l1} と同一 ($i_{Q1} = i_{Q5}$) 電流が流れている。このとき DC バスライン並列コンデンサ C は、直流電源電圧 E まで充電されていることになる。高周波トランス T の 2 次側 (センタータップ巻線) 回路のダイオード D_6 が導通し、 $D_6 \rightarrow$ 直流リアクトル $L_2 \rightarrow$ 負荷 $R \rightarrow$ 高周波トランス 2 次巻線の経路で電流が流れる。

■ Mode1: $t_0 \sim t_1$ (Q_5 ターンオフと C 放電モード) 時

図 3 ゲートパターン動作タイミングと定常動作波形

Fig. 3. Steady state operating waveforms under the pulse pattern of switching gate drive timing sequences.

図 4 ゲートパルスタイミングシーケンスにおける動作モード遷移と動作等価回路

Fig. 4. Equivalent circuits for the seven operational modes and mode transitions.

刻 t_0 の時点で、DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 に印加されているゲート信号を除去し Q_5 をターンオフする。高周波トランスの 1 次電流 i_{l1} は直流電源電圧 E に充電された DC バスライン並列コンデンサ C の放電電流となり、 Q_5 は ZVS で転流動作をする。C の電圧は高周波トランスの L_1 と C の部分共振 1 次電流 i_{l1} によって放電していくこととなる。高周波トランスの 2 次側は、Mode0 同様に高速整流ダイオード D_6 の導通状態が続いている。高周波トランス T の 2 次電圧 V_d が負荷 R の電圧以下になると直流フィルタリアクトル L_2 がエネルギーを放出するフライホイールモードに入る。すなわち、 D_6 、 D_7 が同時に導通状態となる。

この動作モードにおける DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の電圧は、近似的に $i_{l1}(t_0)$ をほぼ一定とすると、

$$V_c(t) = E - (i_{l1}(t_0)/C)t \cdots \cdots \cdots (1)$$

(1) 式に従って C の電圧が放電を始めてこれがゼロになるまでの時間 t_x は、(1) 式より (2) 式として与えられる。

$$t_x = E \cdot C / i_{l1}(t_0) \cdots \cdots \cdots (2)$$

(2) 式より、高周波トランスの 1 次電流 $i_{l1}(t_0)$ つまり L_1 の電流が大きいほど DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の放電時間 t_x は実質上短いことがわかる。逆に、 $i_{l1}(t_0)$ が小さければ長くなることは言うまでもない。本 DC-DC コンバータでは、DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 がターンオフしてから、対角的ブリッジアーム内のスイッチ Q_1 、 Q_4 並びに Q_2 、 Q_3 がターンオフするまでの時間である t_a は高周波トランスの 1 次電流 $i_{l1}(t_0)$ の最大条件をもとに、上式に示される時間 t_x 以上に設定される。従って、この場合、最大負荷電流で決まる重負荷領域ではスイッチ Q_1 、 Q_4 並びに Q_2 、 Q_3 は完全な ZVS でターンオフしている。この ZVS ターンオフ領域を広げる場合は、 $i_{l1}(t_0)$ の電流値に応じて t_a を変化させる工夫が必要である。高周波トランスの励磁インダクタンスが小さい時にはこの限りではない。

■ Mode2: $t_1 \sim t_2$ (還流モード) 時刻 t_1 において DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の電圧はゼロとなる。時刻 $t_1 \sim$ 時刻 t_2 の期間は、 Q_2 の D_2 、 Q_3 の D_3 がそれぞれオンしている。高周波トランスの 1 次電流 i_{l1} の還流電流は、 $D_3(Q_3) \rightarrow S_1(Q_1) \rightarrow T$ と $S_4(Q_4) \rightarrow D_2(Q_2) \rightarrow T$ の 2 つの経路に分流する。高周波トランスの 2 次側は、高速整流ダイオード D_6 、 D_7 が同時に導通するフライホイールモードが継続している。

■ Mode3: $t_2 \sim t_3$ (Q_1 、 Q_4 ターンオフと C 充電モード) 時刻 t_2 においてブリッジ対角アーム内のスイッチ Q_1 、 Q_4 に印加されていたゲート信号を除去することにより、 Q_1 、 Q_4 をターンオフする。このとき、DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の電圧は既にゼロとなっており、 Q_2 の D_2 、 Q_3 の D_3 が直ちに自然ターンオンする。そこで、

ブリッジ対角アームスイッチ Q_1 、 Q_4 は ZVS できる。その後、高周波トランスの直列インダクタ L_1 に蓄えられた電磁エネルギーで DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C が直流電源電圧 E まで充電される。高周波トランス 2 次側は、高速整流ダイオード D_6 、 D_7 が同時に導通しているフライホイールモードが継続している。

このとき、DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C が直流電源電圧 E まで充電される条件は (3) 式で求められる。すなわち、

$$(1/2)CE^2 = (1/2)L_1(i_{l1}(t_0))^2 \cdots \cdots \cdots (3)$$

しかし、通常は後述する Mode6 での DC バスライン直列追加スイッチ Q_5 がターンオンする時の ZVS 転流を実現するために、 $(1/2)CE^2 \leq (1/2)L_1(i_{l1}(t_0))^2$ となるように回路定数 C、 L_1 (高周波トランスの漏れインダクタンスで決定) が決定されなければならない。

■ Mode4: $t_3 \sim t_4$ (L_1 の電磁エネルギーの直流電源電圧への帰還モード) $(1/2)CE^2 < (1/2)L_1(i_{l1}(t_0))^2$ を満たす回路定数 C が使用されている場合は、DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の電圧が直流電源電圧 E 以上になると Q_5 の D_5 がターンオンして、 L_1 に蓄えられた電磁エネルギーは直流電源側 E に戻る。DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C の電圧は直流電源電圧 E にクランプされる。高周波トランス 2 次側は、高速ダイオード D_6 、 D_7 が同時に導通するフライホイールモードが更に継続する。

■ Mode5: $t_4 \sim t_5$ (高周波トランス 1 次回路の動作停止モード) フルブリッジ高周波インバータ部の回路動作が停止している状態である。時刻 t_4 でスイッチ Q_1 、 Q_4 に印加されていた直流電源電圧 E が、ブリッジアーム内の全てのスイッチ IGBTs; Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 のオフ時コレクターエミッタ間の寄生容量によりバランスし、約 $1/2E$ の電圧が Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 の各スイッチに印加される動作状態となる。高周波トランス 2 次側は、高速整流ダイオード D_6 、 D_7 が同時に導通するフライホイールモードがいまなお継続している。

■ Mode6: $t_5 \sim t_6$ (パワー伝達モード) 時刻 t_5 にてブリッジ対角アームスイッチ Q_2 、 Q_3 及びスイッチ Q_5 が同時にオンとなる。フルブリッジ高周波インバータの出力側には直列インダクタ L_1 が存在するため、 Q_2 、 Q_3 は ZCS できる。また、 Q_5 に関しては、 Q_2 、 Q_3 と同様に直列インダクタ L_1 の存在と、DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサ C が直流電源電圧 E に充電されているために ZVS かつ ZCS の混合でターンオンする。高周波トランス 2 次側は、高速整流ダイオード D_7 のみの単流導通状態に代わり、高周波トランスの 1 次側の電磁エネルギーが、 $D_7 \rightarrow$ 直流リアクトル $L_2 \rightarrow$ 負荷 R $\rightarrow$ 高周波トランス 2 次巻線の経路で負荷 R に供給される。

これ以降の回路動作 (Mode7~Mode12) は、ブリッジ対角アームスイッチ Q_1 、 Q_4 が Q_2 、 Q_3 に置き換わるだけで、

図5 $Q_1 \sim Q_4$ と Q_5 のシミュレーション電圧と電流波形

Fig. 5. Simulated switching voltage and current waveforms for the switches $Q_1 \sim Q_4$ and Q_5 .

表1 シミュレーションの設計仕様と回路定数

Table 1. Design specification and circuit parameters for simulation.

Leakage Inductance of High Frequency Transformer	L_1	2[μ H]
Capacitance of Quasi Resonant Condenser	C	0.1[μ F]
DC Reactor in Load Side	L_2	100[μ H]
Load Resistance	R	0.07[Ω]
Average Maximum Load Current	I_o	300[A]
Turns Ratio of High Frequency Transformer T	$N_1:N_2:N_2$	5:1:1
Switches and circuit components are ideal.		

Model~Mode6 と同様の動作となる。

〈3・3〉 シミュレーション波形 図5(a), (b)にスイッチ $Q_1 \sim Q_4$ のターンオン時・ターンオフ時の電圧と電流のシミュレーション波形を示す。図5(c), (d)にスイッチ Q_5 のターンオン時, ターンオフ時の電圧と電流のシミュレーション波形を示す。本DC-DCコンバータ(図1参照)のシミュレーションは, 表1に示す設計仕様と各回路定数で行っている。

図5に示すシミュレーション波形より, スイッチ $Q_1 \sim Q_4$ はZCSでターンオンし, ZVSでターンオフしていることが分かる。また, DCバスライン直列追加スイッチ Q_5 はZVS&ZCSの理想的なソフトスイッチング転流モードでターンオンし, しかも, ZVSでターンオフしているのが分かる。

4. 試作実験結果と評価検討

〈4・1〉 試作実験機 図6に新方式高周波絶縁型ソフト

図6 新方式ソフトスイッチングPWM高周波絶縁型DC-DCコンバータの実験回路

Fig. 6. Experimental setup for newly-developed soft-switching PWM DC-DC converter with a high frequency transformer link and center-tapped high frequency rectifier.

表2 設計仕様と回路定数

Table 2. Design specification and circuit parameters.

Item	Symbol	Value
DC Busline Voltage	E	280[V]
Switching Frequency	f_s	60[kHz]
Switching Period	T_s	16.7[μ S]
Leakage Inductance of High Frequency Transformer	L_1	2[μ H]
Capacitance of DC Voltage Smoothing Filter	C_1	3760[μ F]
Capacitance of Quasi Resonant Condenser	C_2	0.1[μ F]
DC Reactor in Load Side	L_2	100[μ H]
Load Resistance	R	0.07[Ω]
Average Maximum Load Current	I_o	300[A]
IGBTs	S1-S4	CM100DUS-12F
	D1-D4	$V_{ces}=600V, I_c=100A(T_c=25^\circ C)$
Diodes	S5-S6	CM75DU-12H
	D5-D6	$V_{ces}=600V, I_c=75A(T_c=25^\circ C)$
Three Phase Rectifier Diode	BD	DFA75BA80
High Speed Diodes	D7,D8	$V_{RPM}=800V, I_D=75A(T_c=101^\circ C)$
		DBA200UA60
		$V_{RPM}=600V, I_F=100A(T_c=89^\circ C)$

スイッチングPWM DC-DCコンバータの試作実験回路を示す。主回路は, 直流電源Eは三相ブリッジ整流コンバータの平滑フィルタコンデンサ出力として得られる。表2に本DC-DCコンバータの設計仕様と回路定数を示す。スイッチ Q_1, Q_2 とスイッチ Q_3, Q_4 は2in1 シリーズパスIGBTパワーモジュール(三菱電機社製CM100DUS-12F)を使用している。また, DCバスライン直列追加スイッチ Q_5 とスイッチ Q_6 には2in1 シリーズパスIGBTパワーモジュール(三菱電機社製CM75DU-12H; 2個の内1個未使用)を使用している。DCバスライン直列追加スイッチとしては, 図1の Q_5 のみでよいが, スwitchング周期を同一にするため Q_5, Q_6 の並列接続をとり入れブリッジアームスイッ

図7 フラット高周波トランスの外観

Fig. 7. Exterior appearance for flat high frequency transformer with center-tapped secondary winding.

図8 新方式ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータの高周波トランスの1次側主回路部品のアセンブリボード外観

Fig. 8. Appearance for assembled circuit board in high frequency transformer primary side circuit of newly-developed soft-switching PWM DC-DC power converter with high frequency link.

チと同一時比率となるように時分割動作をさせている。

図7に、図6の実験回路に使用されている高周波フラットトランスTの外観写真を示す。この高周波トランスの巻線は、この高周波トランス専用に製作された金型で1ターン状に打ち抜かれた銅板を積み重ね、銅板間をリベットでフラットに接続された構造であるため、高周波トランスの高さが非常に低くなっている。

図8に、フルブリッジソフトスイッチング高周波絶縁型インバータ部のアセンブリ外観を示す。4つのIGBTスイッチ(Q_1, Q_2), (Q_3, Q_4), DCバスライン直列追加スイッチ Q_5 と Q_6 は、冷却用のヒートシンクに取り付けられており、プリント基板で接続されている。プリント基板の表面には、コンデンサ C_1 及び $C_2 = C$ が実装されており、各IGBTスイッチ間や各IGBTとDCバスライン間の配装ストレイインダクタンスが最小限に抑えられている。この実装技術は、本高周波絶縁型ソフトスイッチングDC-DCコンバータ回路内の全スイッチのソフトスイッチング転流実現において極めて重要となっている。

〈4・2〉スイッチング動作波形の検証 図9(a)(b)に、スイッチ Q_1 のターンオン時、ターンオフ時における電圧と電流の実測波形をそれぞれ示す。 Q_1 はZCSでターンオンし、ZVSでターンオフしているのが図9(a)(b)から分かる。図9(c)(d)に、DCバスライン直列追加スイッチ Q_5 のター

図9 スイッチ Q_1 、 Q_5 のスイッチング波形

Fig. 9. Switching waveforms for the switches; Q_1 , Q_5 .

ンオン時、ターンオフ時における電圧と電流の実測波形をそれぞれ示す。 Q_5 はZVSとZCSの混合転流でターンオンし、ZVSでターンオフしていることが図9(c)(d)から分かる。これらの波形は、図3の V_{Q1} 、 i_{Q1} と V_{Q5} 、 i_{Q5} と対応している。しかし、 Q_1 、 Q_5 のターンオフ時には、IGBT特有のテール電流特性の影響により、ソフトスイッチング転流時でも若干のターンオフ損失が存在していることはやむを得ない。

〈4・3〉スイッチ部損失比較 図10は、同一出力電力条件下で、従来のハードスイッチング方式と本提案方式のソフトスイッチング方式での損失を、スイッチング周波数を変化させた条件下で比較したものである。図10の(a)は本提案方式のソフトスイッチングPWMブリッジ高周波インバータのDCバスライン直列追加スイッチ Q_5 、 Q_6 を含むブリッジ高周波インバータの全スイッチ損失の実測値(スイッチング損失と導通損失)、(b)は図6・表2で構成される試作実験機においてDCバスライン直列追加スイッチ Q_5 、 Q_6 及びDCバスライン並列ロスレススナバコンデンサを取り除きハードスイッチングPWMで動作させた時のインバータスイッチ部の損失、(c)は従来溶接機のPWMブリッジ高周波インバータ部のスナバ回路損失を含む全スイッチ

図 10 従来方式ハードスイッチング回路と新方式ソフトスイッチング回路のスイッチ部損失比較
Fig.10. Comparative power loss analysis between newly-developed soft-switching PWM and conventional hard-switching PWM DC-DC power converters.

損失の実測値（スイッチング損失／導通損失）をそれぞれ示す。スイッチング周波数が約 10 kHz で従来方式と提案方式の両者のスイッチ部全損失が等しくなり、それ以上の高いスイッチング周波数帯になればなるほど、ソフトスイッチング効果のため新方式高周波絶縁型 DC-DC コンバータ回路が総合効率の面で有利となるといえる。

例えばフルブリッジ高周波インバータのスイッチング周波数が 60 kHz では図 10 の (a) で示す新方式ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路の全スイッチの損失は 280 W と算出される。図 10 の (b) で示す同じ試作実験回路でのハードスイッチング方式 DC-DC コンバータの全スイッチの損失（スイッチング損失・導通損失）は 670 W となる。60 kHz ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータのスイッチの損失（スイッチング損失・導通損失）はハードスイッチング PWM DC-DC コンバータのその約 42% 程度になっており、極めて新提案ソフトスイッチング転流回路方式 DC-DC コンバータの効果が高いといえる。

更に、従来機のハードスイッチング PWM DC-DC コンバータでは、各スイッチに対して最も簡素な RC スナバ回路の損失を加えると全トータル損失が 900 W を超える。新方式ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータを 60 kHz のスイッチング周波数で動作させる場合、その全損失は従来機のハードスイッチング PWM DC-DC コンバータに比べ損失が 620 W 低減されていることになる。

5. アーク溶接用電源への適用

〈5・1〉 TIG 溶接の概要 TIG (Tungsten Inert Gas) 溶接の原理及び TIG 溶接のアーク直流電圧-直流電流特性を図 11 と図 12 にそれぞれ示す。不活性ガス（アルゴンやヘリウム）の雰囲気中で、タングステン電極と被溶接物の間

図 11 TIG 溶接の原理⁽¹³⁾
Fig. 11. Principle of TIG welding⁽¹³⁾.

図 12 TIG 溶接のアーク電圧・電流特性⁽¹⁴⁾
Fig.12. Arc voltage-current characteristics for TIG welding under arc length conditions⁽¹⁴⁾.

でアーク放電を発生させ、そのアーク熱で金属を溶融させ溶接を行う溶接法である。タングステン電極は非消耗電極であり、溶接部への肉盛りが必要な場合は、フィラワイヤ（添加棒）が挿入され溶接される。

図 12 のアーク特性からわかるように、アーク電流（溶接電流）が約 30 A～40 A 以下の領域では、アーク電流が増加するとアーク電圧が低下する負性抵抗特性を示す。一方アーク電流 30 A～40 A での定電圧特性領域を経た後、アーク電流が増加するほどアーク電圧も増加する正抵抗特性を示す。TIG 溶接のアーク負荷は、小電流範囲での負性特性があるものの、一般的には抵抗負荷として近似される。TIG 溶接電源用高周波絶縁型 DC-DC コンバータを議論するときアーク負荷は抵抗 R として取扱ってもよい。また、TIG 溶接機では、アーク特性を安定に維持させるために、アーク電流を一定に制御する定電流フィードバック制御が使われる。

〈5・2〉 新世代ソフトスイッチング PWM 高周波インバータ方式 TIG 溶接機 図 13 は図 6 に示す本新方式高周波絶縁型ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータを用いた最大出力 300 A の TIG 溶接機の外観を示す。また、図 14 に TIG 溶接機用の新方式高周波絶縁型ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ電源システムのブロック図を示す。図 14 において、三相の商用電源の代わりに、バッテリーやエンジン発電機が使用されることもある。将来は燃

図 13 新方式ソフトスイッチング PWM 高周波絶縁型 DC-DC コンバータを利用した TIG 溶接機
Fig. 13. Schematic whole appearance of TIG arc welding power supply equipment using newly-developed soft-switching PWM DC-DC power converter with a high frequency transformer.

図 14 TIG 溶接機用の新提案方式スイッチング電源システムのブロック図

Fig. 14. Block diagram for TIG welding power supply system using proposed soft-switching DC-DC converter.

料電池やスーパーキャパシタの導入も期待される。TIG 溶接機は出力電流一定制御の特性が必要なため出力電流を CT (ホール電流検出器: HA400S3EH) やシャント抵抗で検出して負帰還をかけて PWM 信号を生成し、パワーデバイスドライブ回路を経由してフルブリッジ高周波ソフトスイッチング PWM インバータ内のスイッチ $Q_1 \sim Q_4$ 及び DC バスライン直列追加スイッチ Q_5, Q_6 をそれぞれ駆動している。PWM 制御回路はスイッチングレギュレータ用 PWM 制御 IC (μPC494) を使用し、PWM 制御回路の出力信号が DC バスライン直列追加スイッチ Q_5, Q_6 のゲート駆動回路 1 に直接与えられる。電圧給電フルブリッジ高周波ソフトスイッチング PWM インバータのブリッジアーム内スイッチ $Q_1 \sim Q_4$ のゲート駆動回路 2 には、DC バスライン直列追加スイッチ Q_5, Q_6 のオフからスイッチ Q_1, Q_4 又は Q_2, Q_3 のオフを遅延時間 t_a (図 2 参照) だけ遅らせる信号を生成するための遅延回路を通して与えられている。結合コイル (Coupling coil) は、アークスタート時に周波数 2 MHz で電圧約 5 kV の高周波高電圧を電極-被溶接物間に瞬時印加し、アーク電極を被溶接物に短絡接触させること

なくアークを起動させるために用いられているものである。

この TIG アーク溶接機は 300 A, 32 V から 4 A, 5 V までの広範囲な直流出力を高速制御する必要がある。DC バスライン直列追加スイッチ Q_5, Q_6 のオフからスイッチ Q_1, Q_4 又は Q_2, Q_3 のオフまでの遅延時間 t_a が固定の場合は、ブリッジアーム内スイッチ $Q_1 \sim Q_4$ の最小パルス幅が t_a となり、アーク電流が数 A から数十 A 程度の低電流で安定なアークを高速制御することが難しい。本ソフトスイッチング DC-DC コンバータの製品適用に際して、PWM のパルス幅が狭まると t_a もおのずと短くなる制御を採用している。従って、小出力ではフルブリッジ高周波インバータはハードスイッチング PWM に近い状態で動作している。

図 13 の 300 A 出力 TIG アーク溶接用直流電源は IGBT のスイッチング周波数が 60 kHz となっており、従来ハードスイッチング PWM 高周波絶縁型方式 DC-DC コンバータ電源に比べ、その容積で 50%, かつ質量で 48% 低減され、大幅な小型軽量化が図られている。また、ゼロ電圧ソフトスイッチング方式のためスイッチング周波数の高周波数化が実現され、出力サイド直流リアクトルの自己インダクタンス L_2 を小さくできるため、TIG アークスタート性が大幅に改善されると共に、スイッチング周波数の高周波数化に伴う制御速度の向上によりアークの安定性が増すなど、溶接性能が大幅に向上している。

6. あとがき

以上、本論文では入力サイド DC バスライン直列追加スイッチと DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサからなる極めて簡単なアクティブ補助共振スナバを付加した電圧給電フルブリッジソフトスイッチング PWM 高周波インバータを用いた高周波絶縁型 DC-DC コンバータ回路トポロジーを提案し、その回路動作原理とその特徴を述べた。本 DC-DC コンバータの試作実験での性能評価及び TIG アーク溶接機用高性能電源の実用化開発を行った。

本新方式高周波トランス絶縁・電流変換型ソフトスイッチング DC-DC コンバータ回路のユニークな特徴をまとめると以下のとおりである。

(1) DC バスライン直列追加スイッチと DC バスライン並列ロスレススナバコンデンサからなるアクティブ補助共振 DC リンクスナバを追加するだけのシンプルなフルブリッジ高周波インバータを用いた高周波トランス絶縁型 DC-DC コンバータの全てのアクティブスイッチはソフトスイッチングが可能であり、スイッチング周波数が約 10 kHz を超えると、スイッチング損失低減効果があることを実験データで定量的に明らかにした。

(2) 新方式ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路は、高周波トランスの 1 次側低電流サイドの主回路に挿入する DC バスライン直列追加スイッチの導通損失がわずかに発生する。実用的観点からは、高周波トランス 1 次側回路に流れる電流が 2 次側回路の電流よりも小さくなる低電圧・大電流直流出力対応の電源システムに適している。

(3) 新方式ソフトスイッチング DC-DC コンバータの制御回路は、従来の PWM 信号生成回路を若干修正するだけでよく、一般に市販されているスイッチングレギュレータ PWM 制御 IC (μ PC494) も使用可能であり制御回路が簡便である。

(4) 電圧給電フルブリッジ高周波ソフトスイッチング PWM インバータのスイッチング周波数を高めても、高周波インバータ回路部つまりパワーデバイス部 (インバータブリッジアームスイッチと DC バスライン直列追加スイッチ) のスイッチング損失が、10 kHz 以上のスイッチング周波数域では従来型ハードスイッチング高周波インバータに比べ減少する。一方、スイッチング周波数の高周波数化により高周波トランスや直流リアクトルが小型化でき、応用機器の小型軽量化が可能となっている。また、スイッチング周波数の高周波数化に伴いスイッチング DC-DC コンバータの制御速度が向上し、電源応用機器の性能が改善できる。TIG アーク溶接機においても、大幅な小型軽量化が図れると共に、アークスタート性とアーク安定性などの溶接性能が大幅に改善された。

今後は、高周波用 IGBT, IEGT スーパージャンクション MOSFET, ESBT 新構造パワーデバイスや、次世代新素材高周波半導体パワーデバイスであるカスコード SiC-JFET や SiC-SBD の本新方式 DC-DC コンバータ回路への適用及び低電圧・大電流に適した高周波同期整流回路の開発を行っていききたい。さらに、三相アクティブ PWM 整流回路いわゆる三相 PFC コンバータとの組み合わせによる高調波ライン電流の低減と総合力率向上を図った TIG 溶接機用ソフトスイッチング DC-DC コンバータシステム開発にも取り組んでいく所存である。

(平成 16 年 11 月 29 日受付, 平成 17 年 9 月 29 日再受付)

文 献

- (1) 電気学会編:「高周波共振形スイッチング電源方式と応用技術の動向」, 電気学会技術報告, (II 部), 第 443 号 (1992-11)
- (2) 電気学会編:「パワーエレクトロニクス機器の電磁波ノイズ」, 電気学会技術報告, 第 545 号 (1995-5)
- (3) S. Hamada, S. Moiseev, O. Koudriavtsev, and M. Nakaoka: "Double Two Switch Forward Soft Switching PWM DC-DC Converter", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.2, pp.121-130 (2003-2) (in Japanese)
浜田 聡・Moiseev Serguei・Koudriavtsev Oleg・中岡睦雄:「ダブル 2 石フォワードソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ」, 電学論 D, **123**, 2, pp.121-130 (2003-2)
- (4) S. Nagai, S. Sato, M. Yamamoto, E. Hiraki, and M. Nakaoka: "Effective Improvement of DC Busline Voltage Utilization Factor in Two Switch-Auxiliary Quasi-Resonant DC Link Snubber Assisted Three Phase Voltage Source Type Soft-Switching PWM Inverter", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.6, pp.710-716 (2003-6) (in Japanese)
長井伸一郎・佐藤伸二・山本真義・平木英治・中岡睦雄:「2 石補助共振 DC リンクスナバを用いた三相電圧形ソフトスイッチング PWM インバータの直流電圧利用率改善」, 電学論 D, **123**, 6, pp.710-716 (2003-6)
- (5) N. Hoshi and K. Oguchi: "Control Schemes for Auxiliary Switches of Three-Phase PWM Resonant Snubber Inverters", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.4, pp.343-351 (2004-4) (in Japanese)
星 伸一・大口國臣, 「三相 PWM 共振スナバインバータの補助スイッチ制御法」, 電学論 D, **124**, 4, pp.343-351 (2004-4)
- (6) S. Hamada and M. Nakaoka: "Saturable Inductor-Assisted ZVS-PWM Full-Bridge High-Frequency Link DC-DC Power Converter Operating and Conduction Losses", *Proc. IEEE-UK International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp.483-488 (1994-10)
- (7) O.D. Patterson and D.M. Divan: "Pseudo-Resonant Full Bridge DC/DC Converter", *Proc. IEEE-PESC (Power Electronics Specialist Conference)*, Vol.2, pp.424-430 (1987)
- (8) M. Michihira and M. Nakaoka: "A Novel Quasi-Resonant DC-DC Converter using Phase-Shifted Modulation in Secondary-Side of High-Frequency Transformer", *Proc. IEEE-PELS (Power Electronics Specialists Conference)*, Vol.1, pp.100-105 (1996-6)
- (9) M. Michihira, T. Funaki, M. Nakaoka, and K. Matsu-ura: "A Novel quasi-resonant DC-DC converter using phase-shift PWM control at secondary side of high-frequency transformer", *JSPE Trans.*, Vol.21, No.2, pp.78-87 (1996-12) (in Japanese)
道平雅一・舟木 剛・中岡睦雄・松浦慶士:「2 次側位相シフト PWM 制御を行う新しい部分共振形 DC-DC コンバータ」, JSPE 論文誌, **21**, 2, pp.78-87 (1996-12)
- (10) S. Sato, S. Moiseev, M. Ishitobi, E. Hiraki, and M. Nakaoka: "High-Efficient High Frequency Linked Zero Voltage Soft Switching PWM DC/DC Power Converter with ON/OFF-Assisted Synchronous Rectifier Scheme", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.12, pp.1414-1421 (2003-12) (in Japanese)
佐藤伸二・モイセエフセルゲイ・石飛 学・平木英治・中岡睦雄:「2 次側アシストソフトスイッチ高周波リンク PWM DC-DC コンバータ」, 電学論 D, **123**, 12, pp.1414-1421 (2003-12)
- (11) S. Moiseev, S. Harada, and M. Nakaoka: "Novel Soft-Switching Phase-Shift PWM DC-DC Converter", *JSPE Trans.*, Vol.28, pp.107-116 (2003-3) (in Japanese)
モイセエフセルゲイ・浜田 聡・中岡睦雄:「新しいソフトスイッチング位相シフト PWM DC-DC コンバータ」, JSPE 論文誌, **28**, pp.107-116 (2003-3)
- (12) K. Morimoto, T. Doi, H. Manabe, M. Nakaoka, N.A. Ahmed, H.W. Lee, E. Hiraki, and T. Ahmed, "Next Generation High Efficiency High Power DC-DC Converter incorporating Active Switch and Snubbing Capacitor Assisted Full-Bridge Soft-Switching PWM Inverter with High Frequency Transformer for Large Current Output", *Proc. IEEE-APEC*, pp.1549-1555, Austin, USA (2005-3)
- (13) Japan Welding Society: "Fundamentals of Welding Engineering", p.25, Tokyo (1962) (in Japanese)
日本溶接協会編:「溶接技術の基礎」, p.25 (1962)
- (14) J.F. Lancaster: "The Physics of Welding", p.136, Oxford (1984)

森 本 慶 樹 (正員) 1982 年姫路工業大学電気工学科卒業 (現在 兵庫県立大学工学部)。同年大阪変圧器 (株) (現在 (株) ダイヘン) に入社。現在, 溶接機事業部第一技術部部長。主に, アーク溶接機用スイッチング電源の開発に従事。2005 IEEE-IAS IATC (International Appliance Technical Conference) Paper Award 受賞。Kyungnam University の EESRC の研究協力, パワーエレクトロニクス学会評議員歴任, パワーエレクトロニクス学会会員。

土 井 敏 光 (正員) 1985 年同志社大学電気工学科卒業。同年大阪変圧器 (株) (現 (株) ダイヘン) に入社。現在, 溶接機事業部第一技術部インバータ電源開発グループ長。主に, アーク溶接機用スイッチング電源の開発に従事。2005 IEEE-IAS IATC (International Appliance Technical Conference) Paper Award 受賞。パワーエレクトロニクス学会会員。

真 鍋 陽 彦 (正員) 1997 年 3 月徳島大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年(株)ダイヘン入社, 現在に至る。主に, アーク溶接機用スイッチング電源の開発に従事。2004 年電気関係学会関西支部連合大会電気学会優秀論文発表賞, 2005 IEEE-IAS IATC (International Appliance Technical Conference) Paper Award など受賞。

Tarek Ahmed (Student Member) He received his M.Sc. degree in electrical engineering from the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, Assiut University, Assiut, Egypt in 1998. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Power Electronic System and Control Engineering Laboratory, the Division of Electrical and Electronic Systems Engineering, the Graduate School of Science and Engineering, Yamaguchi University, Yamaguchi, Japan. He is an Assistant Lecturer in the Electrical Engineering Department, Faculty of Engineering, Assiut University, Egypt. His research interests are in the new applications of advanced high frequency resonant circuits and systems with the renewable energy related soft switching PWM rectifier and sinewave PWM inverter power conditioner. He is a student-member of the Institute of Electrical and Electronics Engineers of USA (IEEE-USA), the Institute of Electrical Engineering and Installation of Engineers (IEIE-Japan), the Institute of Electrical Engineers (IEE-Japan) and Japan Institute of Power Electronics (JIPE). He was the recipient of prize paper awards from Kansai Branch Institute of Electrical Engineers of Japan (IEE-J) in 2003, 2005 and in 2004 and the student award from IECON 2004.

平 木 英 治 (正員) 1990 年 3 月大阪大学大学院基礎工学研究科博士前期課程電気工学専攻修了。同年マツダ(株)技術研究所。1995 年山口大学電気電子工学科助手。工学博士。電気学会新型ソフトスイッチング電力変換回路と応用機器技術調査専門委員会幹事補佐。ソフトスイッチング電力変換システムを中心とするパワーエレクトロニクスに関する研究・教育に従事。2005 IEEE-IAS IATC Paper Award 受賞。IEEE, パワーエレクトロニクス学会 (JIPE) の各正会員。

李 鉉 雨 (Member) He received the B.E. degree in Electrical Engineering from Dong-A University, Pusan, Korea in 1979 and received the M.S. degree in Electrical Engineering from Yuing-Nam University, Kyungbook, Korea in 1984 and the Ph.D. (Dr-Eng) degree in Electrical Engineering from Dong-A University, Pusan, Korea in 1992. Since 1985 he has been with the Division of Electrical Electronics Engineering, Head director and supervisor of The Electrical Energy Saving Research Center and Innovation Technology Center of Automation Production, Kyungnam University, Masan, Korea, Professor. He got 2004 KIPE-ICPE, 2004 ICGMS, 2005 IEEE-IAS IATC Paper Award. He is interested in the area of power electronics and new energy related power generation and power storage system. He is a member of the KIEE, KIPE, JIEE,JIPE and IEEE.

中 岡 睦 雄 (正員) 大阪大学大学院工学研究科・博士課程電気工学専攻修了。神戸大学工学部, 電気電子工学科/大学院自然科学研究科・博士後期課程・生産システム科学専攻勤務を経て, 山口大学工学部, 電気電子工学科/大学院理工学研究科電気システム工学専攻名誉教授, 慶南大学大学院 EE, SRC (Kyungnam University) 教授。アドバンスト・パワーエレクトロニクスとエネルギーエレクトロニクスに関する教育と研究に従事。工学博士。兵庫県科学技術井植賞, 医科学技術賞, 2001 IEE-UK. Premium Paper Award, 2003 IEEE-IAS James Melcher Paper Prize Award, 2004, 2005 年電気設備学会論文賞, 2004 KIPE-ICPE and 2004 ICEMS Best Paper Awards など受賞。IEEE-IES Japan Chapter Chairman, 電気通信エネルギー技術専門委員, 電子情報通信学会, 電気設備学会, 日本太陽エネルギー学会, JIPE, KIPE, IEE-Korea, IEEE などの各正会員。