2次側アシストソフトスイッチング 高周波リンク PWM DC/DC コンバータ

正員 佐藤 伸二* 学生員 モイセエフ セルゲイ*
学生員 石飛 学* 正員 平木 英治*
正員 中岡 睦雄*

High-Efficient High Frequency Linked Zero Voltage Soft Switching PWM DC/DC Power Converter with ON/OFF-Assisted Synchronous Rectifier Scheme

Shinji Sato*, Member, Serguei Moiseev*, Student Member, Manabu Ishitobi*, Student Member,
Eiji Hiraki*, Member, Mutsuo Nakaoka*, Member

Advanced development of the high frequency pulse modulated DC/DC power converters are indispensable in order to achieve smaller size, higher performances of the power supplies. In recent years the problems of the electromagnetic noise generation caused by the hard-switching pulse width modulation (PWM)—based high frequency operation of the switching power devices have been significant, including switching losses and switching surges. As result a variety of soft-switching power conversion circuit technologies have been attracted special interests for reducing switching power losses and minimizing electromagnetic interference. The soft-switching pulse modulation of DC/DC power circuit topologies can be divided into continuous current mode resonant type and quasi-resonant voltage mode type. The soft-switching DC/DC converters, a continuous current mode zero current soft-switching (ZCS) DC/DC converter with pulse frequency modulation (PFM) has been already put into a practical use. In this sort of power converters soft-switching commutation can be achieved over wide load variation ranges and high stability can be also performed, but high current peak stress through power semiconductor devices arises, however, and it causes relatively large increase of conduction power losses in the power semiconductor devices, high frequency transformers as well as rectifier diodes. As a result, the problem of a high efficiency for DC/DC power converter could not still unsolved.

Thereupon, in this paper, quasi-resonant voltage mode based soft-switching PWM DC/DC power converter with a high frequency transformer link is presented, which has on/off assisted synchronous rectifier in its secondary side. The PWM operation of this converter is described in comparison with conventional one. Due to using power MOSFET as on/off assisted synchronous rectifier in the secondary side of the high frequency isolated transformer, it is possible to achieve stable zero voltage soft-switching (ZVS) conditions from no load to the rated load for minimum requirement of a magnetizing current. As result of a high value of the magnetizing inductance design, the power converter actual efficiency of this converter can be designed so as to above 97% in experiment. Moreover, results of a switching losses analysis are discussed from an experimental point of views in this paper. The effectiveness of the power converter treated here is proved from a practical point of view by using 32 kHz-2.5 kW breadboard setup.

キーワード：パルス幅変調 DC/DC コンバータ，高周波トランスリンク，零電圧ソフトスイッチング，オンオフ制御機能付き同期整流，パワー MOSFET

Keywords: pulse width modulation DC/DC converter, high-frequency transformer link, zero-voltage soft-switching, on-off assisted synchronous rectifier, power MOSFETs

* 山口大学大学院理工学研究科
〒755-8611 山口県宇部市常盤台 2-16-1
Dept. of E.&E. Engineering Yamaguchi-University
2-16-1, Tokiwadai Ube, Yamaguchi 755-8611

1. まえがき

パワー MOSFET, IGBT など MOS ゲートパワー半導体デバイスを用いたパルス変調スイッチングモード高周波

絶縁形 DC/DC コンバータの小型軽量化、高性能化・低騒音化には、そのスイッチング周波数の高周波化技術の導入が不可欠である。しかし、従来からのハードスイッチング高周波 PWM 方式絶縁形 DC/DC コンバータでは、パルス変調キャリア周波数の高周波化に伴い、パワー半導体デバイスのスイッチング損失の増大や、スイッチング過渡現象に伴う電圧サージや電流サージによる EMI ノイズの発生などの弊害が顕在化しており、スイッチング周波数の高周波化にも限界が現われてきている。これらの問題を効果的かつ同時に解決するために、スイッチングモード PWM DC/DC コンバータ内のパワー半導体デバイスを、高周波トランスを含む主 LC 共振タンク回路、補助 LC 共振スナバ回路などを利用して零電圧または零電流の状態遷移でオンオフさせるソフトスイッチング PWM 方式高周波絶縁形 DC/DC コンバータの回路技術や、それ独自の制御技術の導入が有望視され、これらの研究開発が活発になされてきている⁽¹⁾⁽²⁾。

一般に、これら共振転流モードを取り入れたパルス変調ソフトスイッチング DC/DC コンバータは、パワー半導体デバイスのスイッチングに対して L-C 共振現象を一周期に対して部分的または全体的に利用し、主スイッチを零電流モードまたは零電圧モードによるソフトスイッチングパルス転流方式によって連続共振電流転流方式と部分電圧共振転流方式に大別される。連続共振電流転流方式は、高周波トランスの寄生回路パラメータを利用した共振動作を取り入れた構成であるので、回路が単純になる特徴を持つ反面、波形が正弦波共振状になるため、パワー半導体デバイス、トランス、直列補償共振コンデンサにかかる電圧または電流のピーク値が大きくなるうえ、定周波 PWM を取り入れた出力制御法の導入が極めて困難であるため、一部実用化されているとはいえ改良すべき諸点を持っている。一方、部分共振電圧方式はスイッチングのモード遷移前後で共振回路を部分的に動作させる方式であり、いくつかの回路トポロジーが検討されている。この方式は、スイッチングポイント前後以外ではパワー半導体スイッチの端子電圧波形が矩形波、すなわちエッジ共振波形にできるため、高周波パルス幅変調方式で出力電圧制御が可能な方式である。この種のソフトスイッチング DC/DC コンバータの開発が高性能・高効率・低ノイズ電源方式として脚光を浴びており、目下活発に推進されているところである。

これまでにすでに高効率 DC/DC コンバータとして広いソフトスイッチング制御範囲と高い安定性が得られる連続共振電流転流方式 ZCS-PFM 制御 DC/DC コンバータが評価され実用化もされている⁽¹⁾⁽²⁾。しかし、この方式は前述したように、パワー半導体デバイスに流すピーク電流や高周波トランスの巻き線電流が大きく、それに伴う導通損失の増加や回路構成要素の電圧、電流ピークストレスが DC/DC コンバータの高効率化や回路部品定格の有効利用率に対して課題が顕在化してきた。新しい低飽和電圧タイプのトレンチゲートの IGBT や MOSFET の導入による解決手段も

期待されるが高出力用としての、パワー半導体デバイスのサンプル出荷が始まったところでもあり、この手法による実用化は即座には難しい。この他、部分電圧共振転流方式ソフトスイッチング PWM DC/DC コンバータとして高周波トランスの励磁電流を利用する方式や外部アクティブ補助共振スナバを利用する方式が主体となっているが、高周波絶縁リンク DC/DC コンバータの高効率化などの点でいくつかの改良すべき余地が残されたままとなっている。

そこで、本論文では、高周波トランスの励磁電流を利用せず漏れインダクタンスを利用する新部分共振電圧スイッチング PWM 制御高周波絶縁リンク形フルブリッジ DC/DC コンバータの回路トポロジーを取り上げ⁽³⁾⁽⁴⁾、その動作原理を従来方式と比較して述べており、試作実験器による性能について図説し実際応用上の見地から総合的に評価検討している。また、高周波絶縁トランス 2 次側に同期整流パワー MOSFET に新機能として導入したオンオフ制御を利用した方式であり、これまでにない広い負荷範囲にわたって安定した零電圧スイッチング (ZVS) 動作が実現することができる上に、試作実験器による損失分析結果から 97% 以上という高い実測変換効率が達成できている点を強調しており、表題のスイッチング電源の有効性を明らかにしている。

2. ソフトスイッチング PWM DC/DC コンバータ

〈2・1〉 回路構成 図 1 は従来のロスレススナバコンデンサによる高周波トランス 1 次側部分電圧共振 ZVS-PWM 方式 DC/DC コンバータの主回路構成である。高周波絶縁トランス 1 次側はロスレススナバコンデンサを主スイッチと並列に接続したフルブリッジで構成をしており、高周波トランス寄生回路パラメータとして漏れインダクタンス L_s と励磁インダクタンス L_p を利用して各主スイッチの ZVS を実現している。すなわちパワー半導体デバイスに並列に接続されたロスレススナバコンデンサと L_s および L_p による共振動作モードを取り入れて零電圧ソフトスイッチング (ZVS) を実現している。通常、 L_s と L_p は、高周波トランスを疎結合設計とすることで寄生回路パラメータとして利用することができるが、外部に外付けの別部品を取り入れることもあり得る。また、 L_s と補償コンデンサを用い

図 1 従来の部分共振形 ZVS PWM DC/DC コンバータ

Fig. 1. Conventional quasi-resonant ZVS PWM converter.

て直列共振させる方式もあるが、部品点数が増加し、共振による導通損や電流・電圧ピークストレスも増加するので、この方式は本論文では導入しないこととする。

図1の従回路方式の各スイッチのオンオフ電圧パルス信号シーケンスと動作モードを図2に示す。また、図3に動作モード遷移と各モードの等価回路を示す。三角波キャリアと基準信号 $\pm D_{REF}$ を瞬時比較し、これにデッドタイム T_d を付加したオンオフ信号を各パワー MOSFET のドライバ回路に供給する。基準 D_{REF} が零のとき、図1のDC/DCコンバータは最大出力を得る仕組みとなっている。

〈2・2〉 回路動作 以下に図1の回路動作を各モードの等価回路(図3参照)を用いて説明する。

• Mode1: パワー伝達モード ($t \leq t_1$)

Q_{11} と Q_{14} を介して、直流電源 V_{IN} から負荷側回路系に電力が供給される。同時に L_S および L_P に電流が流れ、これらに電磁エネルギーが蓄えられる。

• Mode2: Q_{11} の零電圧スイッチングモード ($t_1 < t \leq t_2$)

Q_{11} をその電流が残っている状態でターンオフする。 L_S の電磁エネルギーが Q_{11} に並列に接続されたコンデンサを充電し、この充電に伴い、 Q_{11} の端子電圧はロスレススナバコンデンサとターンオフ電流で決まる傾

図2 従来のソフトスイッチングPWM高周波リンクDC/DCコンバータ回路の動作波形

Fig.2. Operating voltage and current waveforms of conventional soft switching DC/DC converter.

図3 従回路の動作モード遷移と等価回路

Fig.3. Operating mode transitions and equivalent circuits of conventional converter.

斜をもって零から徐々に上昇し、同時に Q_{I2} の端子電圧が減少する。

- Mode3: 還流モード ($t_2 < t \leq t_3$)

Q_{I2} の端子電圧が零になると、 L_P の電流は Q_{I4} と Q_{I2} を還流する。この期間に Q_{I2} を零電圧ターンオンする。

- Mode4: Q_{I4} の零電圧スイッチングモード ($t_3 < t \leq t_4$)

Q_{I4} をターンオフする。 L_S の電磁エネルギーが Q_{I4} に並列に接続されたロスレススナバコンデンサを充電する。この充電に伴い、 Q_{I4} が端子電圧は、零から徐々に上昇し、同時に Q_{I3} の端子電圧が減少する。

- Mode5: Q_{I3} の零電圧ターンオンモード ($t_4 < t \leq t_5$)

Q_{I3} の端子電圧が零になると、 L_S の電流は Q_{I3} に並列に接続されたダイオードに転流する。この期間に Q_{I3} を零電圧ターンオンする。

- Mode6: ダイオードの転流モード ($t_5 < t \leq t_6$)

D_{O1} の電流が徐々に減少し、これに伴い D_{O2} の電流が増加する。

- Mode7: パワー伝達モード ($t_6 < t \leq t_7$)

Q_{I2} と Q_{I3} を介して、負荷側回路系に電力が供給される。同時に L_P に励磁電流が蓄えられる。

以上、電流経路 Q_{I1} – Q_{I4} から電流経路 Q_{I2} Q_{I3} への切り替わりのモード遷移動作を示したが、電流経路 Q_{I2} – Q_{I3} から電流経路 Q_{I1} Q_{I4} への切り替わり動作も同様であるので、ここではこの回路動作説明を省略する。

Q_{I1} – Q_{I4} のターンオフ時では、パワー半導体デバイスに印加される dv/dt はそれぞれのターンオフ時の $i_{Q_{I1}}$ ~ $i_{Q_{I4}}$ の値に依存して決まる。この電流は i_{LP} と i_O の和となる。特に軽負荷では i_O が不連続になるため $i_{Q_{I1}}$ ~ $i_{Q_{I4}}$ が小さくなる。したがって、ターンオフ時のパワー半導体デバイスにかかる dv/dt が小さくなる。このため、Mode2 および Mode4 でパワー半導体デバイスの端子電圧が上昇しきれずに Mode3 および Mode5 のターンオンがハードスイッチングになることもある。このとき、サージ電流とこれに伴うスイッチング損失およびノイズが発生する。

そこで、 L_P のインダクタンス値を小さく設計して、 i_{LP} に対して大きな電流を流し、ターンオフ電流の不足を防ぐ設計方式となっている。しかし、この i_{LP} は負荷側回路系に伝達されない無効循環電流成分であり、この電流により軽負荷のみならず重負荷域においても回路損失が増加することになる。この他、図 1 の回路に高周波トランス 1 次側に共振コンデンサを入れる部分共振とトランス共振を共に利用する方式 (Class DE 級) もあるが上記と同様の問題のみならず冒頭に述べた問題が現われる。

以下、本論文ではこれらを解決する簡単な新手法について議論することにする。

3. 改良形ソフトスイッチング PWM DC/DC コンバータ

〈3・1〉 回路構成 図 4 に、上記回路の問題点を改良した新提案高周波絶縁リンクソフトスイッチング PWM

DC/DC コンバータの主回路構成を示す。図 1 の従来の高周波絶縁リンクソフトスイッチング PWM DC/DC コンバータ回路に対して、本回路方式は高周波絶縁トランス 2 次側をパワー MOSFET Q_{O1} , Q_{O2} を用いて同期整流すると共に、これらの 2 次側のパワー MOSFET を 1 次側のパワー MOSFET のソフトスイッチング動作を実現するため新しくアクティブにオンオフ動作させるようにしている。また、高周波トランスに並列接続される等価励磁インダクタンス L_P (図 1 参照) を大きく設計し無効電流を少なくし、同時に出力フィルタインダクタ L_O の値を図 1 と比較して 5 分の 1 程度にした設計法を新規導入している。

高周波絶縁トランスの 2 次側整流ダイオードに対してパワー MOSFET を用いることは同期整流器として広く使われている技術である。従来同期整流方式ではダイオード D_{O1} , D_{O2} に電流が流れている期間に、 D_{O1} , D_{O2} に対応するパワー MOSFET を導通させる。パワー MOSFET とボディダイオードの両方に電流を流すことで、従来高速ダイオード整流方式では得られない低い電圧降下を得て、整流器部の変換損失が低減できる。さらに、本提案では、2 次側の同期整流用パワー MOSFET を 50% のデューティファクタ d でアクティブにオンオフさせる。これにより、無負荷を含む極めて広い負荷変化範囲で零電圧ソフトスイッチング動作を実現している。

〈3・2〉 回路動作 図 5 は提案制御方式におけるオンオフ信号の生成および動作波形である。 Q_{I1} から Q_{I4} のオンオフ信号は図 2 と同様のものを用いている。さらに Q_{O1} および Q_{O2} に対して、デューティファクタ $d=50\%$ のオンオフ信号を供給するように設計している。図 5 の出力電流波形のハッチングされた部分は、パワー MOSFET (Q_{O1} または Q_{O2}) とこれに並列に接続されたダイオードの両方に電流が流れている期間である。高周波絶縁トランス 2 次側電流が高速ダイオードとパワー MOSFET を並列に流れる点を除いて、図 2 とほぼ同様の波形が得られる。

図 6 に無負荷における提案 DC/DC コンバータ回路の定常動作波形を示す。図 7 に提案回路の無負荷における動作モード遷移と等価回路を示す。図 4 に示す提案回路では、図 1 における L_P を用いることなく L_O を限界設計し軽負荷時においても零電圧ソフトスイッチングを実現する。動

図 4 新提案の回路構成

Fig. 4. Newly proposed DC/DC converter circuit topology with on-off controlled synchronous rectifier.

作を図 7 の等価回路を参照しながら説明する。

• Mode1: パワー伝達モード

Q_{11} と Q_{14} を介して、直流電源電圧 V_{IN} から負荷側回路系に電力が供給される。 L_O の電流増加に伴い、 L_S に電流が蓄積される。

• Mode2: Q_{11} の零電圧スイッチングモード Q_{11} をターンオフする。 L_S の電磁エネルギーが Q_{11} に並列に接続されたコンデンサを充電し、これに伴い、 Q_{11} が端子電圧は零から徐々に上昇し、同時に Q_{12} の端子電圧が減少する。

• Mode3: 還流モード

Q_{12} の端子電圧が零になると、 L_S の電流は Q_{14} と Q_{12} に並列に接続されたダイオードを還流する。この期間に Q_{12} を零電圧ターンオンする。 Q_{11} と Q_{14} が導通することにより、 L_S を含めた高周波トランスの入力端子電圧が零になるので、 L_O の電流が減少する。

• Mode4: Q_{O1} のターンオフ/ Q_{O2} のターンオン

Q_{O1} は零電圧ターンオフし、一方 Q_{O2} は零電流ター

ンオンになる。 L_O の電流の減少に伴い、 $i_{D_{O1}}$ が減少し、 Q_{O2} に電流が流れるようになる。 L_S の端子電圧が零なので、 L_S の電流、すなわち Q_{14} の電流は保持される。

• Mode5: D_{O1} の逆回復モード

$i_{D_{O1}}$ が零になると、 D_{O1} が逆回復する。 L_O の電流の減少に伴い、 $I_{Q_{O2}}$ が負に増加する。これに伴い、 L_S の電流、すなわち Q_{14} の電流はブーストされる。

• Mode6: Q_{14} の零電圧スイッチングモード

Q_{14} をターンオフする。 L_S のエネルギーが Q_{14} に並列に接続されたコンデンサを充電する。これに伴い Q_{14} の端子電圧は零から徐々に上昇し、同時に Q_{13} の端子電圧が減少する。

• Mode7: Q_{13} の零電圧ターンオンモード

Q_{13} の端子電圧が零になると、 L_S の電流は Q_{13} に並列に接続されたダイオードを流れる。この期間に Q_{13} を零電圧ターンオンする。

• Mode8: パワー伝達モード

$i_{Q_{O2}}$ の極性が反転し、この電流は Q_{O2} と D_{O2} を並列

図 5 提案回路の動作波形

Fig. 5. Operating voltage and current waveforms of the proposed DC/DC converter.

図 6 軽負荷時の動作波形

Fig. 6. Operating voltage and current waveforms in case of light-load.

図7 無負荷時の動作遷移と等価回路

Fig. 7. Mode transition and equivalent circuits.

に流れ込む。

上述のように、本提案高周波絶縁リンク零電圧ソフトスイッチングPWM DC/DC コンバータ回路では、オンオフ機能付同期整流用アクティブスイッチ Q_{01} と Q_{02} のスイッチング作用により限界設計された出力フィルタインダクタ L_O に電流リップルを生じさせ、この電流を用いてスイッチ電流 $i_{Q11} \sim i_{Q14}$ をブーストする。これによって、従来のソフトスイッチング回路で電流のブーストに必要な L_p を省略した高周波トランス設計とすることができる。そのため、高周波トランス、パワー半導体デバイスの電流増大も大幅に低減できる。

4. 実験結果と検討

図4の試作 DC/DC コンバータ回路と制御系を含む構成を図8に示す。表1に本回路の設計仕様と回路パラメータを示す。出力電圧値 v_O を検出し、これと基準入力信号 V_{REF} の差を比例積分することで、パルス幅変調器の入力基準 D_{REF} を生成する。

D_{REF} と三角波キャリア信号 C を比較し、各パワー半導体デバイスのオンオフ信号を生成する。本 DC/DC コン

図8 実験試作回路

Fig. 8. Experimental converter setup.

表1 試験装置の回路仕様と回路パラメータ

Table 1. Design specifications of experimental setup and circuit parameters.

入力電圧 V_{IN}	350VDC
出力電圧 V_O	51V
動作周波数 f_s	32kHz
1 次側 MOSFET $Q_{11} \sim Q_{14}$	2SK1522×3 並列
2 次側 MOSFET Q_{01}, Q_{02}	2SK3158×6 並列
無損失スナバ $C_{11} \sim C_{14}$	4.7nF×2 並列
共振リアクトル L_S	20 μ H
平滑リアクトル L_O	6 μ H
平滑コンデンサ C_O	1000 μ F×6 並列
高周波トランスコア	PQ50/50 材質フェライト PC44
ダイオード	各 MOSFET のボディダイオードを使用

図9 実験結果 (50 A 負荷)

Fig.9. Measured voltage and current waveforms under condition of load current 50 A.

図10 実験結果 (無負荷)

Fig.10. Measured voltage and current waveforms under condition of no-load.

図11 電力変換効率と損失

Fig.11. Load current vs. Efficiency and power loss characteristics.

バータ回路の制御システムは DSP (TMS320F241) で構成し、本 DC/DC コンバータ回路のスイッチング周波数は 32 kHz としている。

図 9 は 50 A 負荷時、また、図 10 は無負荷における実験波形である。スイッチ端子電圧 v_{Q2} の dv/dt が抑えられ零電圧ソフトスイッチングが達成されていることがわかる。

図 11 に負荷電流に対する実測変換効率と変換損失の負

荷特性を示す。新提案回路の電力変換部の全損失は出力電力に対して単純増加となり、試作実験器としての DC/DC コンバータ部の最大効率は 97.5% を達成している。

5. むすび

以上、新しく提案したオンオフ機能付き同期整流方式高周波リンクフルブリッジ零電圧ソフトスイッチング PWM 制御 DC/DC コンバータに高周波絶縁トランスの 2 次側の同期整流用パワーアクティブスイッチのオンオフ作用によりフルブリッジ内の主 MOSFET のターンオフ電流をブーストし、ロスレスキャパシタの充放電動作を完全に行うことが可能となる回路トポロジーを具体的に示した。本 DC/DC コンバータ回路の動作原理と特徴を従来方式 DC/DC コンバータと比較して述べた。これにより、本提案 DC/DC コンバータ回路は、無負荷から定格負荷にわたる広い負荷範囲で零電圧ソフトスイッチング (ZVS) を実現できることを試作実験器 (定格入力直流 350 V、定格出力直流 51 V-50 A) で明らかにした。また、本提案 DC/DC コンバータ回路方式では、先に開発した連続共振電流転流方式の零電流ソフトスイッチング (ZCS) PFM 制御 DC/DC コンバータ方式と比較して、パワー半導体スイッチングデバイスや高周波トランス巻き線のピーク電流が少なくできるので、トータルとしての導通損失の低減、ならびにオンオフ機能付き同期整流効果やフィルタインダクタのインダクタンス低減効果も加わって高出力対応のもとにより、試作実験による評価では 97.5% のきわめて高い電力変換効率を得られた。

本提案 DC/DC コンバータ回路は、通信情報エネルギープラント、新エネルギー利用の電力インターフェースとしての分散電源、この他最近トピックスとなっている自動車用 42 V 電源化システムの電力インターフェース電源などとして有効に適用できる。

今後の技術課題として、提案 DC/DC コンバータ回路方式の伝導性および放射性的電磁ノイズ特性の検討に加えて低損失トレンチゲート構造のパワー MOSFET や超高速 IGBT の導入し、シミュレーションによる性能評価と最適回路設計法についても順次検討していく所存である。

(平成 14 年 6 月 24 日受付、平成 15 年 1 月 24 日再受付)

文 献

- (1) S. Asou, R. Furukoshi, and K. Tahata: "Current-Resonant Type (SMZ) Converter". Sanken Technical Report, Vol.26, No.1, pp.11-22 (1994-11) (in Japanese)
麻生真司・古越 隆一・田畑研一:「電流共振型 (SMZ 方式) 電源」, サンケン技報, 26, 1, pp.11-22 (1994-11)
- (2) N. Yokoyama: "Resonant Type Switching Power Supply for Telecommunications". Sanken Technical Report, Vol.27, No.1, pp.64-69 (1995-11) (in Japanese)
横山伸明:「通信機用共振型スイッチング電源」, サンケン技報, 27, 1, pp.64-69 (1995-11)
- (3) S. Sato: "Development of High Efficiency DC/DC Converter". Sanken Technical Report, Vol.32, No.1, pp.32-35 (2000-12) (in Japanese)
佐藤伸二:「高効率 DC/DC コンバータの開発」, サンケン技報, 32,

1, pp.32-35 (2000-12)

- (4) 佐藤伸二:「高効率部分共振形 DC/DC コンバータ」, JMA 第 11 次スイッチング電源テクニカルフォーラム, セッション 2, pp.1-10 (2001-11)
- (5) B.-H. Choo, D.-Y. Lee, S.-B. Yoo, and D.-S. Hyun: "A Novel Full-Bridge ZVZCS PWM DC/DC Converter with a Secondary Clamping Circuit", *Proc. of IEEE PESC*, Vol.2, pp.936-941 (1998-6)
- (6) K. Yoshida, N. Nagagata, T. Ishii, and H. Handa: "ZVS PWM Full-Bridge Converter using Active Current Clamping with Synchronous Rectifier", *Proc. of IEEE PESC*, Vol.1, pp.257-262 (1999-6)

佐藤伸二 (正員) 1965 年 12 月 19 日生。1984 年新潟東

工業高校機械科卒業。同年東芝入社。1998 年サンケン電気入社。現在に至る。ソフトスイッチング PFC 電流形コンバータ・ソフトスイッチング DC/DC コンバータ・ソフトスイッチング三相 NPC インバータなど半導体電力変換器の回路方式と制御方式に関する研究に従事。山口大学大学院・理工学研究科研究員。IEEE, 電子情報通信学会, システム制御情報学会, パワーエレクトロニクス研究会の各正会員。

モイセエフ セルゲイ (学生員) 1977 年 2 月 19 日生。2000 年 2

月極東国立海洋アカデミー・電気機械工学部 (ロシア) 卒業。2002 年 9 月山口大学大学院理工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻修了。同年 9 月同大学院・理工学研究科博士後期課程システム工学専攻入学。現在, 同大学院・理工学研究科・博士後期課程システム工学専攻。パワーエレクトロニクス研究会, IEIEJ, IEEE の各学生

会員。電気学会中国支部奨励賞の受賞。

石飛学 (学生員) 1974 年 10 月 24 日生。1998 年 3 月山

口大学工学部電気電子工学科卒業。2000 年 3 月同大学院理工学研究科博士前期課程電気電子工学専攻修了。同年 4 月同大学院理工学研究科博士後期課程システム工学専攻に入学。ソフトスイッチング半導体電力変換システムとその応用に関する研究に従事。電子情報通信学会, パワーエレクトロニクス学会, IEEE の学生会員。

平木英治 (正員) 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。工学修士。マツダ (株) 技術研究所を経て, 現在, 山口大学工学部電気電子工学科助手。国立宇部高専高等専門学校非常勤講師。主にソフトスイッチング半導体電力変換システムを含む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。パワーエレクトロニクス学会正会員。

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, 神戸大学工学部を経て, 現在, 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・教授。アドバンスト・パワーエレクトロニクスに関する教育・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 年 IEE-UK Premium Paper Award など受賞。電子情報通信学会, IEEE, 電気設備

学会, 日本太陽光エネルギー学会などの正会員。