パルス電流回生パッシブ共振スナバを用いた 2石フライバック形 ZVS PWM DC-DC コンバータ

学生員 Claudio Y. Inaba* 正員 小西 義弘*
正員 中岡 睦雄*

Pulse Current Regenerative Resonant Snubber-Assisted
Two-Switch Flyback Type ZVS PWM DC-DC Converter

Claudio Y. Inaba*, Student Member, Yoshihiro Konishi*, Member, Mutsuo Nakaoka*, Member

In this paper, a two-switch high frequency flyback transformer type zero voltage soft switching PWM DC-DC converter using IGBTs is proposed. Effective applications for this power converter can be found in auxiliary power supplies of rolling stock transportation and electric vehicles. This power converter is basically composed of two active power switches and a flyback high frequency transformer. In addition to these, two passive lossless snubbers with power regeneration loops for energy recovery, consisting of a three winding auxiliary high frequency transformer, auxiliary capacitors and diodes are introduced to achieve zero voltage soft switching from light to full load conditions. Furthermore, this power converter has some advantages such as low cost circuit configuration, simple control scheme and high efficiency.

Its operating principle is described and to determine circuit parameters, some practical design considerations are discussed. The effectiveness of the proposed power converter is evaluated and compared with the hard switching PWM DC-DC converter from an experimental point of view and the comparative electromagnetic conduction and radiation noise characteristics of both DC-DC power converter circuits are also depicted.

キーワード：パッシブスナバ，フライバック形 DC-DC コンバータ，電流回生，ソフトスイッチング

Keywords: Passive snubbers, flyback type DC-DC converter, current regeneration, soft switching

1. まえがき

近年，パワーエレクトロニクスのキーテクノロジーとしてのパワー半導体スイッチングデバイス及び最適駆動回路技術は著しく進歩している。最近の MOS ゲート駆動バイポーラワートランジスタで代表される IGBT や MOS-FET の特性改善は積極的に進められており，半導体電力変換装置への応用技術開発が注目されはじめています。車両用補助電源装置⁽¹⁾，太陽光発電⁽²⁾をはじめとする新エネルギー利用，UPS などではパワー半導体スイッチングデバイスの高周波スイッチング動作により，高速制御応答性の改善による高性能化，ローパス LC フィルタ，高周波トランスの小型軽量化が期待されている。

しかし，半導体電力変換装置の高周波スイッチング化を実現する上で，パワー半導体スイッチングデバイスの高速スイッチング動作に伴う dv/dt や di/dt のストレスやスイッチング損失の増大といった問題が大きく顕在化しはじめてきている。そのため，半導体電力変換装置におけるスイッチング周波数の高周波化限界に直面している。

そこで，これらの問題を効果的に解決するために，スイッチング時の電圧と電流の変化を緩和したり，スイッチング遷移時点での電圧と電流の軌跡を非干渉化する，ゼロ電圧スイッチング (ZVS) またはゼロ電流スイッチング (ZCS) を行わせるソフトスイッチング PWM 電力変換回路トポロジーの開発が活発に進められている。その中，アクティブパワー半導体スイッチングデバイス (アクティブスイッチと略称) を用いた補助共振スナバ方式ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータがいくつか発表されている。しかし，アクティブスイッチを用いた共振スナバによるソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータは制御回路が複雑になる。

* 山口大学大学院 理工学研究科 電気システム工学専攻
〒755-8611 宇部市常盤台 2 丁目 16-1

Division of Electrical Systems Engineering, The Graduate
School of Science and Engineering, Yamaguchi University
2-16-1, Tokiwadai, Ube City, Yamaguchi 755-8611

上記の問題を改善するため、筆者らはアクティブスイッチを用いた補助共振スナバ方式⁽³⁾⁽⁴⁾と異なって、ダイオード、キャパシタとインダクタによる電流再生機能付パッシブ共振スナバ⁽⁵⁾⁽⁶⁾を用いた2石フライバック形ソフトスイッチングPWM DC-DCコンバータを提案している。このパッシブ共振スナバはフォワード形コンバータ⁽⁷⁾⁽⁸⁾にも適用できるものの、出力側に平滑インダクタとフリーホイーリングダイオードを追加する必要になるため、コスト及び装置サイズの面では不利となる。

従来の2石フライバック形ハードスイッチングPWM DC-DCコンバータでは、フライバックトランスの漏れインダクタンスを適切に設計すれば、アクティブスイッチのターンオンはゼロ電流スイッチング(ZCS)となるが、ターンオフ側のソフトスイッチング化が課題となる。本論文では、2石フライバック形DC-DCコンバータに適用したスナバエネルギー電流再生回路を提案し、本コンバータのスイッチのターンオフをZVSとするソフトスイッチング化が実現できることを示している。次に、本コンバータのスイッチング時の回路動作原理を明らかにすると共に、電流再生スナバ回路の数値設計例を示す。また定常特性の解析と試作実験器による評価を行い、本提案回路の有効性を検証している。更に、本提案電流再生機能付パッシブ共振スナバを用いた2石フライバック形ソフトスイッチングPWM DC-DCコンバータは従来の2石フライバック形ハードスイッチングPWM DC-DCコンバータとの比較のもとに、その有効性が明らかにされている。

2. 回路構成と動作原理

2.1 2石フライバック形ハードスイッチングPWM DC-DCコンバータ 図1に従来の2石フライバック形DC-DCコンバータ回路を示す。このコンバータ回路の動作において、アクティブスイッチ S_1 と S_2 を同時にターンオンさせ、フライバックトランスの1次側から励磁回路にエネルギーを蓄積する。両アクティブスイッチ S_1 、 S_2

図1 従来の2石フライバック形ハードスイッチングPWM DC-DCコンバータ
Fig.1. Conventional flyback type hard switching PWM DC-DC converter circuit using two switches.

をターンオフすると、蓄積したエネルギーを2次側から放出し、電流はダイオード D_o を通して出力側の電解キャパシタ C_o に供給する。またアクティブスイッチのターンオン・ターンオフの直後は高周波トランス T_m の漏れインダクタンス L_1 、 L_2 の影響で1次、2次側に重なり電流が流れ、転流期間が生じる。この転流期間に流れる電流はダイオード D_3 と D_4 を通過し、直流電源 V_s に回生する。その結果、アクティブスイッチの端子間電圧は V_s でクランプされる。漏れインダクタンス L_1 、 L_2 を適切に大きくすることで、アクティブスイッチのターンオン時の電流上昇率を抑制し、ゼロ電流スイッチング(ZCS)ターンオンとすることができる。

2.2 2石フライバック形ソフトスイッチングPWM DC-DCコンバータ 図1の2石フライバックハードスイッチングPWM DC-DCコンバータ回路において、さらなる損失低減を図るには、アクティブスイッチがターンオフする時に発生するスイッチング損失を抑制するZVS技術を導入する必要がある。図2にZVSターンオフを実現する電流再生スナバ回路を付加した2石フライバック形ZVS-PWM DC-DCコンバータの回路構成を示す。本ソフトスイッチングコンバータは図1の回路と同様に、アクティブスイッチ S_1 、 S_2 の2石式で、各アクティブスイッチをダイオード D_3 、 D_4 で直流電源電圧 V_s にクランプする構成となっている。パルス電流再生パッシブスナバ回路においては、各アクティブスイッチと並列に設けたダイオード D_{s1} 、 D_{s3} とスナバキャパシタ C_{s1} 、 C_{s2} で構成したスナバ回路のエネルギーを、 S_1 と S_2 がターンオンした時点で、補助ダイオード D_{s2} 、 D_{s4} と補助3巻トランス T_a を用い、共振インダクタ L_{s1} 、 L_{s2} とスナバキャパシタで共振させ、スナバエネルギーを直流電源側に回生させる方式となっている。ここで、 L_{s1} と L_{s2} は補助3巻トランスの漏れインダクタンスを利用することも可能である。 m はフライバックトランスの巻数比であり、 n_1 と n_2 は補助3巻線

図2 提案の電流再生機能付2石フライバック形ソフトスイッチングPWM DC-DCコンバータ
Fig.2. Proposed two-switch flyback type soft switching PWM DC-DC converter with current regeneration.

トランスの1次側に対する2次側と3次側の巻数比である。また、この回生動作により、スナバキャパシタ電圧をゼロまで放電させることで、アクティブスイッチのターンオフはZVSとなる。ターンオン動作時は、フライバックトランス T_m の漏れインダクタンス L_1, L_2 によりアクティブスイッチを流れる電流の立ち上がりが抑制され、ZCSターンオンとなる。このようにアクティブスイッチ S_1, S_2 はソフトスイッチング動作が実現される。更に、 S_1 と S_2 は軽負荷での動作時においても、ソフトスイッチング動作ができることを付言しておきたい。

2.3 回路動作 図3に本提案ソフトスイッチング2石フライバック形 DC-DC コンバータの回路動作を説明するための代表的な各部動作波形と駆動信号を示している。図4に各動作モードに対応する本コンバータの動作等価回路を示す。ここで、回路動作の説明を簡潔にするために以下のように仮定する。

- (i) 全てのアクティブ及びパッシブのパワー半導体スイッチングデバイスは理想である。
- (ii) スナバキャパシタ C_{s1}, C_{s2} の静電容量は $C_{s1} = C_{s2} = C_s$ とする。
- (iii) 補助3巻トランス T_a の巻数比は $n_1 = n_2 = n$ とする。また、共振インダクタは L_s ($L_{s1} = L_{s2} = L_s$) で表す。

(iv) 出力側電解キャパシタ C_o の電圧はそのリップル成分が十分小さく、直流電圧 V_o で表されるものとする。

これらの仮定のもとで回路動作は以下になる。

(a) Mode 0 ($t_0 \sim t_1$): t_0 時に、 S_1 と S_2 を同時にターンオンすると、フライバックトランスの漏れインダクタンス L_1, L_2 により、 S_1, S_2 を流れる電流の立ち上がりが抑制され、ZCSターンオンとなる。また、3巻線補助ト

ランス T_a の2次側と3次側に発生する電圧 nV_s を用いて、スナバキャパシタ C_s と漏れインダクタンス L_s とで共振を行わせ、スナバキャパシタのエネルギーをパルス電流として電源に回生させる。このモードのパルス電流回生スナバ回路についての状態方程式は次のようになる。

$$V_s = -L_s \frac{di_{ls}}{dt} + v_{cs} + nV_s, \quad \frac{dv_{cs}}{dt} = -\frac{1}{C_s} i_{ls} \quad \dots\dots\dots (1)$$

また $t = t_0 = 0$ で、電圧及び電流をそれぞれ $v_{cs} = V_{s0}$, $i_{ls} = 0$ とすると、スナバキャパシタの電圧 v_{cs} と回生電流 i_{ls} は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_{ls} &= \frac{V_{s0} - (1-n)V_s}{Z_s} \sin \omega_s t \\ v_{cs} &= \{V_{s0} - (1-n)V_s\} \cos \omega_s t + (1-n)V_s \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $Z_s = \sqrt{L_s/C_s}$: 特性インピーダンス、
 $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$: 共振角周波数

スナバキャパシタを完全に放電させるためには、 $\omega_s t = \pi$ の時点で、スナバキャパシタの電圧をゼロ以下とする条件となる、従って、 $1 - V_{s0}/2V_s < n$ が得られる。一方、ターンオン時にアクティブスイッチを流れる電流は、フライバックトランスの2次側からの転流電流 i_1 とスナバ回生電流 i_{ls} が3巻線補助トランスの変圧作用で流れる電流の合成となる。従って、アクティブスイッチのターンオン時における電流上昇率の最大 di/dt は次式となる。

$$\frac{di}{dt} = 2 \frac{nV_{s0} - n(1-n)V_s}{L_s} + \frac{V_s + mV_o}{L_1 + m^2 L_2} \quad \dots\dots (3)$$

(b) Mode 1 ($t_1 \sim t_2$): C_s が完全放電した後、 D_{s1} と D_{s3} は導通する。 L_s に蓄積している残留エネルギーは D_{s1}, D_{s3} を通過して放出する。このモードで回生電流 i_{ls} が流れ続けられないためには、 $n < 1$ の条件を追加する必要がある。従って、3巻線補助トランスの巻数比を適切に設計するには下記の条件を満たさなければならない。

$$1 - V_{s0}/2V_s < n < 1 \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 V_{s0} は t_0 時の C_s の端子間電圧である。

(c) Mode 2 ($t_2 \sim t_3$): t_2 時に回生電流はゼロとなる。 S_1, S_2 はオンしており、フライバックトランス T_m の励磁回路に1次側からエネルギーを蓄積する。

(d) Mode 3 ($t_3 \sim t_4$): デューティファクタ $d = t_{on}/T$ (図3を参照) の設定により決められた S_1 と S_2 のオン時間の後 t_3 時に S_1 と S_2 をターンオフすると、 S_1, S_2 に流れていた電流は D_{s1}, D_{s3} を通過して、 C_s に流れ込むので、 S_1, S_2 はZVSターンオフする。 S_1, S_2 の電圧上昇率は、

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{1}{C_s} i_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

図3 提案ソフトスイッチング方式フライバック形 DC-DC コンバータの代表的な動作波形

Fig. 3. Theoretical typical waveforms of the proposed soft switching flyback type DC-DC converter.

図 4 回路のモード遷移と等価回路

Fig. 4. Equivalent circuits for each commutation stage.

ただし, v_s と i_s はそれぞれ S_1/S_2 の電圧と電流である。

(e) Mode 4 ($t_4 \sim t_5$): t_4 時に D_{s1} , D_{s3} はターンオフする。励磁回路のエネルギーは 2 次側から放出し始め, 出力側の電解キャパシタ C_o に供給する。またフライバックトランス T_m の漏れインダクタンスの影響で 1 次側, 2 次側ともに電流が流れる。この転流期間に流れる電流はダイオード D_3 と D_4 を通過し, S_1 , S_2 は V_s でクランプされる。

(f) Mode 4 ($t_5 \sim t_0$): t_5 時にフライバックトランスの 1 次側を流れる電流はゼロとなる。また, 2 次側の電流はダイオード D_o を通して出力側の電解キャパシタ C_o に供給する。

3. パルス電流回生パッシブスナバ回路の設計と数値例

パルス電流回生パッシブスナバ回路を用い, 図 2 の提案 DC-DC コンバータのアクティブスイッチをゼロ電圧 (ZVS) ターンオフするためには, 補助 3 巻線トランス T_a の巻数比 $n_1 = n_2 = n$ を (4) 式から決定しなければならない。なお, フライバックトランス T_m の漏れインダクタンスを利用することにより, ZCS ターンオンが実現される。

図 2 の 2 石フライバック形ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路の有効性を検証するために, スwitching 周波数 $f = 25 \text{ kHz}$ で試作実験器による評価と検討を行うことにする。

パッシブスナバに対する条件を満たす回路パラメータ決定法を以下のステップで行う。

(i) スナバキャパシタ C_s が完全放電するまでの一連の転

流期間 t_s を短く設計する。 t_s が最大でスイッチング周期 T ($= 1/f$) の 3% ~ 5% という条件を考える。従って,

$$t_s = \pi \sqrt{L_s C_s}, \quad 0.03 < t_s \cdot f < 0.05 \dots \dots \dots (6)$$

(ii) アクティブスイッチのターンオフ時における最大電圧上昇率を決定し, (5) 式を用いて C_s を決定する。この結果, (6) 式より, L_s の範囲を決定する。ここでは最大 $dv/dt = 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$ 以下とする。

(iii) 3 巻線補助トランスの巻数比 n の設定において, V_{s0} は最低でも $V_{s0} = V_s$ であり, この条件で巻数比を決定することになる。従って, (4) 式より, $0.5 < n < 1$ の領域で設定すれば, スナバキャパシタ C_s は完全放電するようになる。

(iv) アクティブスイッチのターンオン時における最大電流上昇率を決定し, (3) 式を用いて, (ii) の L_s の範囲, (iii) の n の範囲およびフライバックトランスの巻数比 m から, フライバックトランスの漏れインダクタンス L_1 , L_2 を決定する。ここでは最大 $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ 以下とする。

4. 試作実験器の評価と検討

4.1 回路設計パラメータ 提案ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路方式の有効性を検証するために, 実験を行う。試作実験器に用いた主な回路構成要素の定数を以下に示す。なお, 出力定格 P_{out} は 1 kW である。

$V_s = 300 \text{ V}$, $V_o = 100 \text{ V}$, $C_{s1} = C_{s2} = C_s = 0.015 \mu\text{F}$
 S_1/D_3 , S_2/D_4 : CM75DY-12H, $V_{ces} = 600 \text{ V}$, $I_c = 75 \text{ A}$

$D_{s1} \sim D_{s4}$: 30JL2C41, $V_{RRM} = 600 \text{ V}$, $I_F = 30 \text{ A}$

図5 アクティブスイッチ S_1 の電圧と電流の実測波形

Fig.5. Experimental voltage and current waveforms of active switch S_1 ($P_{out} = 1\text{ kW}$).

図6 アクティブスイッチ S_2 の電圧と電流の実測波形

Fig.6. Experimental voltage and current waveforms of active switch S_2 ($P_{out} = 1\text{ kW}$).

T_m : 1次側漏れインダクタンス $L_1 = 19.5\ \mu\text{H}$,
2次側漏れインダクタンス $L_2 = 11.8\ \mu\text{H}$,
励磁インダクタンス (1次側換算値): $2.63\ \text{mH}$
巻数比 $m = 1.285$

T_a : $n_1 = n_2 = n = 0.67$

$L_{s1} = L_{s2} = L_s = 16\ \mu\text{H}$

4.2 実験結果と検討 図5と図6にそれぞれ出力 $P_{out} = 1\text{ kW}$ 時における S_1 と S_2 の電圧と電流の実測波形を示す。ターンオン時のスイッチ電流には、回生トランスの1次電流の回生電流が重畳しており、またターンオフ直後のスイッチ電圧は、電源電圧にクランプされ、フライバックトランスの漏れインダクタンスのエネルギーが電源

図7 スナバキャパシタ電圧と回生電流の実測波形

Fig.7. Experimental waveforms of snubber capacitor voltage and snubber regeneration current.

図8 ターンオンとターンオフ時のスイッチング波形

Fig.8. Turn on and turn off switching waveforms ($P_{out} = 1\text{ kW}$).

に回生されているのが分かる。

図7にスナバキャパシタ C_s の電圧 v_{cs} と回生電流 i_{ls} を示す。この波形より、回生電流はアクティブスイッチのターンオン時にしか流れないことが確認できる。また、回生動作により、 C_s の電圧は V_{s0} からゼロまで放電していることが分かる。図8に S_1 におけるターンオン、ターンオフ時の時間軸を拡大した波形を示している。アクティブスイッチの電圧と電流の波形を見ると、電圧と電流との過渡交差が見られず、それぞれ ZCS, ZVS でターンオン・ターンオフしている。ターンオフ時に IGBT の特性によるテール電流が流れているが、電圧上昇率 $dv/dt \cong 700\text{ V}/\mu\text{s}$ の ZVS ターンオフが確認できる。また、ターンオン時の電流上昇率は $di/dt \cong 25\text{ A}/\mu\text{s}$ となっていることが分かる。

図9に軽負荷時 ($P_{out} = 150\text{ W}$) の動作波形実測値を示す。軽負荷時においても S_1, S_2 は ZVS 及び ZCS で動作していることが分かる。

5. 電力変換効率と電磁ノイズ比較

図10にハードスイッチング PWM 方式2石フライバック

(a) S_1

(b) S_2

図 9 アクティブスイッチ S_1 と S_2 の電圧と電流の実測波形

Fig.9. Experimental voltage and current waveforms of active switches S_1 and S_2 ($P_{out} = 150$ W).

図 10 電力変換の実測効率特性

Fig. 10. Actual efficiency vs. output power.

図 11 コモンモード伝導性ノイズ特性

Fig.11. Common mode electromagnetic conductive noise spectra.

図 12 放射性電磁ノイズ特性

Fig. 12. Electromagnetic radiation noise spectra.

ク形 DC-DC コンバータ (図 1 参照) 及び本提案のパルス電流再生パッシブ共振スナバを用いたソフトスイッチング PWM 方式 2 石フライバック形 DC-DC コンバータ (図 2 参照) の出力に対する電力変換効率特性を表している。ソフトスイッチング PWM DC-DC コンバータ回路において、93.3% の高効率を得られている。また 550 W 以上の領域では電力変換効率はハードスイッチング方式コンバータより、1.3% ~ 3% 高くなっている。

次に雑音端子電圧を比較評価するにあたり、まず試作実験器と直流電源の間に、対地の伝導性ノイズを示すコモンモードノイズ測定するために擬似電源回路網を接続し、0.1 MHz から 30 MHz の周波数範囲で比較評価を行っている。また放射性ノイズにおいて、電界プローブを利用して 30 MHz から 1000 MHz の領域で測定を行っている。

図 11 に伝導性ノイズの測定結果を示す。17 MHz 前後の範囲ではソフトスイッチング PWM 方式の伝導性ノイズレベルはハードスイッチング方式の回路に比べ、10 dB 程度の低減効果が確認されている。図 12 に放射性ノイズの測定結果を示す。この特性より、53 MHz から 100 MHz の

領域では、ソフトスイッチング方式はハードスイッチング方式に比べ、10 dB 程度の低減効果が確認されている。

6. ま と め

本論文では、パルス電流再生機能をもつパッシブ共振スナバを用いた2石フライバック形ソフトスイッチングPWM DC-DC コンバータを提案し、その回路の動作原理と特徴を明らかにした。更に、このコンバータ回路を1 kW の試作実験器により検証すると同時に電力変換の効率、電磁ノイズを中心に従来の2石フライバック形ハードスイッチングPWM DC-DC コンバータ回路と比較評価検討を行った。

その結果、本DC-DC コンバータ回路方式は以下の特徴をもつことを確認した。

(i) 本ソフトスイッチングPWM方式DC-DC コンバータはパッシブ共振スナバを導入しているため、制御は従来のハードスイッチングPWM 2石DC-DC コンバータと変わらない。

(ii) アクティブスイッチのターンオン時及びターンオフ時ともに、軽負荷から全負荷までの広い領域でソフトスイッチング動作が可能である。

(iii) スwitchング周波数が一定で、PWM 制御により出力制御が可能である。

(iv) パッシブ共振スナバ回路の動作による再生電流は、アクティブスイッチのターンオン時にしか流れず、パッシブ共振スナバ回路に伴う導通損失は極めて小さいため、電力変換効率が改善している。

以上、本提案のパッシブ共振スナバを用いたソフトスイッチングPWM 2石フライバック形DC-DC コンバータは多くの利点をもち、スイッチング電源システムの小型軽量化、高効率化及び低電磁ノイズに有効な回路方式であると考えられる。

今後、さらなる高周波化や新型バッテリー、新エネルギー利用、系統連系電力利用インターフェースといったシステムとしての検討などを行い、高信頼化や低電磁ノイズ化に対する評価検討も深く推進していく所存である。また、本提案のパッシブ共振スナバによるソフトスイッチングPWM フォワード形コンバータやチョッパ回路への適用に対して、評価検討を進めていきたい。

(平成15年6月13日受付、平成15年9月17日再受付)

文 献

- (1) S. Hase, T. Konishi, and A. Okui, et al.: "Control Methods and Characteristics of Power Converter with Large Capacity for Electric Railway System", *Proc. of Power Conversion Conf., IEEJ PCC—Osaka*, Vol.3, pp.1039–1044 (2002-4)
- (2) K. Matsui, I. Yamamoto, S. Hirose, K. Ando, and T. Kobayashi: "Utility—Interactive Photovoltaic Power Conditioning Systems with Forward Converter for Domestic Applications", *IEE-UK Proc. on Electric Power Appl.*, Vol.147, No.3, pp.199–205 (2000-5)
- (3) A. Elasser and D.A. Torrey: "Soft Switching Active Snubbers for DC/DC Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*,

Vol.11, No.5, pp.710–722 (1996-9)

- (4) R. Watson, F.C. Lee, and G.C. Hua: "Utilization of an Active—Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.11, No.1, pp.162–169 (1996-1)
- (5) M. Shimada, S. Sato, and M. Nakamura: "Forward Converter with Lossless Snubber", *Proc. of IEEJ National Convention*, No.828, pp.4–161 (1999-3) (in Japanese)
嶋田雅章・佐藤伸二・中村萬太郎:「無損失スナバによるフォワードコンバータ回路」, 平11電学大全, No.828, pp.4–161 (1999-3)
- (6) S. Sato and S. Nagai: "Analysis of DC/DC Converter using Loss-Less Snubber", *Proc. of IEEJ National Convention*, No.829, pp.4–162 (1999-3) (in Japanese)
佐藤伸二・長井真一郎:「ロスレススナバを用いたDC/DCコンバータの解析」, 平11電学大全, No.829, pp.4–162 (1999-3)
- (7) S. Hamada and M. Nakaoka: "A Novel Zero—Voltage and Zero—Current Switching PWM DC-DC Converter with Reduced Conduction Losses", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.17, No.3, pp.413–419 (2002-5)
- (8) E.S. Kim, K.Y. Joe, M.H. Kye, Y.H. Kim, and B.D. Yoon: "An Improved Soft Switching PWM FB DC/DC Converter for reducing Conduction Losses", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.14, No.2, pp.258–264 (1999-3)

Claudio Y. Inaba (学生員) 1975年8月23日ブラジル・サンパウロ生。

1998年3月国立宇都宮工業高等専門学校・電気工学科卒業。2000年3月山口大学工学部・電気電子工学科卒業。2002年3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4月山口大学・大学院理工学研究科・博士後期課程入学。現在、山口大学・大学院理工学研究科・博士後期課程・電気システム工学専攻。パワーエレクトロニクス応用の特殊産業用電源装置に関する研究開発に従事。2002年IEEE-IECON Best Paper Award受賞。パワーエレクトロニクス学会(JIPE), IEEEの各学生会員。

小西 義弘 (正員) 1955年1月13日生。1979年大阪市立

大学大学院工学研究科修士課程修了。同年富士電機(株)入社。工学博士。山口大学工学部/大学院理工学研究科・非常勤講師(パワーエレクトロニクス特論II担当・電気機器学担当)。パワーエレクトロニクス応用の産業用電源装置に関する研究開発と設計に従事。IEEE, 計測自動制御学会, パワーエレクトロニクス学会(JIPE)各会員。

中岡 睦雄 (正員) 1974年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/大学院自然科学研究科・電気電子工学科勤務を経て、現在、山口大学工学部/大学院理工学研究科・電気電子工学科・教授。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, 2003年IEEE-IAS James Melcher Prize Paper Awardなど各受賞。IEEE, IEE-

Korea, EPE Association, 電気設備学会, 日本太陽エネルギー学会, パワーエレクトロニクス学会(JIPE)などの各会員。