ソフトスイッチング三相一石昇圧形コンバータ

学生員 徳島 大己* 正員 石川 裕記*

正員 王 道洪* 正員 内藤 治夫*

Soft Switched Three-Phase Single Switch Boost-Type Rectifier

Daiki Tokushima*, Student Member, Hiroki Ishikawa*, Member, Daohong Wang*, Member,
Haruo Naitoh*, Member

In most power electronic applications, the AC power input provided by the electric utility needs to be first converted to a DC voltage. Such conversion is usually accomplished by a diode rectifier due to its circuit simplicity and low cost. However, since diode rectifiers have some intrinsic problems such as low power factor and high harmonic distortion, a wide use of such rectifiers may cause noises, malfunction and heat damage in both electrical power systems and electrical machinery systems.

This paper proposes a soft switched three-phase single switch boost-type rectifier. The proposed circuit can perform zero-voltage-switching (ZVS) without using any current and voltage sensors. For this circuit, both simulation and experiments have been performed. The results not only confirmed the zero-voltage-switching (ZVS) but also indicated that, compared to the conventional hard-switched rectifier, the proposed circuit can improve the efficiency as much as 1.7 to 4.7pt while keeping the same high power factor and small harmonic distortion in their AC input.

キーワード：ソフトスイッチング、ゼロ電圧スイッチング (ZVS)、ゼロ電流スイッチング (ZCS)、入力力率、高調波成分

Keywords: soft switching, zero voltage switching (ZVS), zero current switching (ZCS), power factor, harmonic distortion

1. はじめに

直流電源は、産業用、家庭用の電気機器等に広く使用されている。これまで直流電源には、回路構成が容易であることと安価なことからダイオード整流器が多く用いられてきた。ダイオード整流器は、入力インピーダンスが非線形であるため、入力電圧が正弦波でも多くの高調波成分を含む入力電流をとる。このように発生した高調波電流は、電力系統や他の電気機器等に流出し、機器の騒音、焼損、誤動作などを招く。

入力電流に含まれる高調波成分を低減するための基本的な対策として、入力側にリアクトルを挿入する方法がある。この方法では、高調波成分を十分に低減させるために非常に大きなリアクトルを使用しなければならない。そのため、コストがかかり、装置全体の重量が大きくなるうえ入力電源力率も悪い。

入力電流に含まれる高調波の抑制と、入力電源力率を改

善する一つの方法として、高力率コンバータが多く用いられている。高力率コンバータは、インバータの回路構成をそのまま利用したものと、ダイオード整流回路にチョッパを接続したものがある。後者回路は高力率整流回路とも呼ばれ、チョッパの分類と同様に、昇圧形、降圧形、昇降圧形の三種類がある。本論文ではスイッチ素子を一つしか使わない昇圧形高力率整流回路を検討する。これを一石昇圧形コンバータと称する。一石昇圧形コンバータは、電圧、電流センサなどを使用することなく入力電流の波形改善および高入力力率を達成できる⁽¹⁾。このコンバータでは従来、回路構成が簡単であるということから、スイッチング時に電力損失を生じるハードスイッチング方式が用いられてきた。そのため、入力電流に含まれる高調波成分の低減、入力力率の改善などのためにスイッチング周波数を上昇させると、スイッチング損失が増大し、変換効率の低下や電磁誘導障害 (EMI) をもたらす。

筆者らは、スイッチング損失の少ないソフトスイッチングのコンバータを提案し研究を行ってきた。本論文では考案した回路の動作モードを明らかにし、考案回路のパラメータ設計の一例を示す。シミュレーションと実験により考案回路の入力電流の高調波成分、入力力率および変換効率に

* 岐阜大学

〒501-1112 岐阜市柳戸 1-1

Gifu University

1-1, Yanagido, Gifu city, 501-1112

図1 三相一石昇圧形コンバータ

Fig. 1. Single switch boost type three-phase rectifier circuit.

ついて、従来の昇圧形ハードスイッチングコンバータとの比較を行う。

2. 三相一石昇圧形コンバータ

従来の三相一石昇圧形コンバータの概要を簡単に述べる。図1に回路図を示す。このコンバータは、

- 回路構成が比較的簡単
- スイッチのデューティ比が一定でも入力電流の高調波成分を低減でき、力率を改善することが出来る
- さらに、スイッチングの高周波化により
- フィルタの容量を小さく出来る
- よりいっそうの入力電流の高調波成分低減、入力力率の改善が可能

といった特長をもっている。

この回路は、スイッチングによる電流リップルを除去するためのフィルタ L_f , C_f , 昇圧用リアクトル L_e , ダイオード整流器, スイッチ S , 平滑コンデンサと逆電流を防ぐダイオードで構成される。

三相一石昇圧形コンバータの回路動作を簡単に述べる。スイッチ S のオン期間では、昇圧用リアクトル L_e にエネルギーを蓄える。次にスイッチ S をターンオフすることで、昇圧用リアクトルに蓄えられたエネルギーを出力側に放出する。これにより、入力電圧より高い直流電圧を負荷側に与えることが出来る。昇圧用リアクトル L_e の電流は、スイッチ S をオフにするたびにゼロになるように動作させる。これを、リアクトル電流不連続モード (DCM) 動作という。この回路を DCM で動作させると、 L_e の誘導性によりスイッチ S のターンオン時はゼロ電流スイッチング (ZCS) である。また、この回路は DCM で動作させることにより、入力電流の高調波成分低減、入力力率の改善が可能となる⁽¹⁾。

三相一石昇圧形コンバータは、スイッチがターンオン時は ZCS であるが、ターンオフ時はハードスイッチングである。そのため、入力電流の高調波成分の抑制および入力力率改善のためにスイッチング周波数を上昇させるとスイッチング損失が増大し、変換効率が下がる。

3. ソフトスイッチング三相一石昇圧形コンバータ

〈3・1〉 回路構成と動作概要 図2に本論文で考案した

図2 ソフトスイッチング三相一石昇圧形コンバータ

Fig. 2. Proposed soft switching three-phase single switch boost type rectifier circuit.

ソフトスイッチング三相一石昇圧形コンバータを示す。本回路は、フィルタ L_f , C_f , 昇圧用リアクトル L_e , ダイオード整流器, スイッチ S , ソフトスイッチングを行うためのコンデンサ C_1 , リアクトル L_1 , L_2 , 平滑コンデンサ C_2 , 逆電流を防ぐダイオード D_7 , D_8 , D_9 で構成される。平滑コンデンサ C_2 は、 C_1 と比べ、容量の非常に大きいものを使用する。

本コンバータは、DCM で動作するため、従来回路と同じく ZCS が達成できる。従来回路では平滑コンデンサの電圧が直接スイッチ S のコレクタに印加される。これに対し、考案回路ではこの電圧を C_1 によりキャンセルできるので、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) が達成できる。

〈3・2〉 動作解析 考案回路の基本動作は、従来の三相一石昇圧形コンバータと同じで、スイッチ S をオンにしている間、入力側の昇圧リアクトル L_e にエネルギーを蓄え、スイッチ S をオフしているときに蓄えられたエネルギーを出力側に放出する。この回路の動作を各モードに分け、以下に述べる。説明の簡略化のため図2のAの部分等を等価的に直流電源と L_e であらわす。ここで説明する動作は定常状態におけるもので、平滑コンデンサ C_2 には入力電圧より高い電圧が既に印加されており、コンデンサ C_1 の左側に正電荷 q_1 が蓄えられているとする。負荷は抵抗 R のみとする。

• モード1 ($0 \leq t \leq t_1$)

図3(a)にモード1における電流の経路を示す。このモードは、スイッチ S が OFF から ON になる状態である。このとき、スイッチに流れる電流は電源からの電流 i_1 と、 C_1 , L_1 の共振電流 i_2 の和である。考案回路は DCM で動作しているため、 i_1 の初期電流はゼロで、 i_2 の初期電流もゼロである。 i_1 と i_2 の経路にそれぞれ L_e , L_1 があるため電流は徐々に増加し ZCS が達成できる。このとき、コンデンサ C_1 の初期電荷は q_1 で、電流 i_1 , i_2 は以下の式で表せる。

$$i_1(t) = \frac{E}{L_e} t \dots\dots\dots (1)$$

$$i_2(t) = -\omega q_1 \sin \omega t \dots\dots\dots (2)$$

このモードは、 C_1 と C_2 の電位が等しくなるまで続く。

図3 回路状態のモード図

Fig. 3. Circuit states.

$$\frac{q_1(t)}{C_1} = -V_{C2} \quad (3)$$

式(3)が満たされる時刻 t を t_1 とする。コンデンサ C_1 の電圧が C_2 より大きくなるとダイオード D_8 が導通し、モード2に移行する。

●モード2 ($t_1 < t \leq t_2$)

図3(b)にモード2における電流の経路を示す。スイッチ S はオンのままで、電源からの電流 i_1 は流れている。コンデンサ C_1 の電圧が C_2 の電圧より大きくなったことによってダイオード D_8 がオンになり、 C_1 と L_1 の共振電流 i_2 は、 C_2 と L_1 の共振電流 i_3 に切り替わる。 $t=t_1$ における L_1 に流れる電流を I_2 とすると、 i_3 は以下の式で示される。

$$i_3(t) = I_2 - \frac{V_{C2}}{L_1}(t - t_1) \quad (4)$$

平滑コンデンサ C_2 は C_1 に比べ容量が非常に大きいので、 C_2 の電圧 V_{C2} は一定であるとみなすと、共振電流 i_3 はほぼ直線的にゼロまで減少する。ゼロに達すると、ダイオード D_8 はオフとなり、モード3に移行する。このときの時刻 t を t_2 とする。

●モード3 ($t_2 < t \leq t_3 = t_{OFF}$)

スイッチ S がオンの状態で、図3(c)に示す経路で電流が流れる。モード1, 2で行われた共振現象は完了し、電流は電源から L_e , S を通る経路のみとなる。このモードは、スイッチ S をオフにするまで続く。このときの電流 i_1 は、モード1, 2と同様、式(1)で与えられる。スイッチをオフにした時の時刻 t_{OFF} を t_3 とする。

●モード4 ($t_3 = t_{OFF} < t \leq t_4$)

スイッチ S をオフにする。図3(d)に示すように、電流 i_4 はコンデンサ C_1 , C_2 を通る経路で流れる。このとき、 C_1 と C_2 の電圧はほぼ等しく、逆の極性で充電されている。そのため、スイッチ S の両端の電圧はゼロとなり、ZVSが達成できる。電流は次式で表される。

$$i_4(t') = \frac{1}{2}V_d C_1 (\omega e^{\omega t'} - \omega e^{-\omega t'}) - Q_{m4} \omega \sin \omega t' + I_3 \cos \omega t' \quad (5)$$

ここで、

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_e C_1}}$$

V_d : E と V_{C2} の電位差 ($=E - V_{C2}$)

t' : モード4での経過時間

Q_{m4} : C_1 の初期電荷 ($=C_1 V_{C2}$)

I_3 : モード3終了時における i_1 の値

電流 i_4 は、 C_1 の電圧を上昇すると共に徐々に減少し、 C_1 の電圧がゼロに達するとモード5に移行する。モード4終了時の電流を I_4 、時刻を t_4 とする。

●モード5 ($t_4 < t \leq t_5$)

スイッチ S はオフの状態である。 C_1 の電圧がゼロに達すると、図3(e)に示す i_5 と i_6 の経路に電流が流れ始める。 i_5 と i_6 の電流は次式で示される。

$$i_5(t'') = -B + e^{-At''} \left(-1 + e^{At''} \right) B - e^{At''} \left(-1 + e^{At''} \right) \frac{\left(\frac{e^{At''} I_4 A^2}{C_1 L_2 L_e} + \frac{e^{At''} A V_d}{L_e} \right)}{2(L_2 + L_e)} \quad (6)$$

$$i_6(t'') = \frac{1}{2C_1 L_2 L_e (L_2 + L_e) A} \left(e^{At''} (-A I_4 L_e + 2A I_4 C_1 L_2 L_e^2 e^{At''} - A I_4 C_1 L_2 L_e^2 e^{At''} + \frac{C_1 L_2^2 L_e V_d}{L_2 + L_e} - \frac{C_1 L_2^2 L_e V_d e^{2At''}}{L_2 + L_e} + C_1 L_2 L_e^2 V_d - \frac{C_1 L_2 L_e V_d e^{2At''}}{L_2 + L_e} + 2A C_1 L_2 L_e V_d e^{At''} t'') \right) \quad (7)$$

ただし

$$A = \frac{\sqrt{-C_1 L_2^2 L_e - C_1 L_2 L_e^2}}{C_1}$$

表 1 考案回路のシミュレーション定数

Table 1. Simulation parameters of the proposed circuit.

Line voltage	100V
Source frequency	60Hz
Filter inductor L_f	1mH
Filter inductor C_f	5 μ F
Boost inductor L_e	60 μ H
Balancing capacitor C_2	1800 μ F
Resonant inductor L_1	120 μ H
Inductor L_2	60 μ H
Resonant capacitor C_1	0.1 μ F
Switching frequency	20kHz
Duty ratio	0.4

$$B = \frac{A(I_4 A + e^{At''} I_4 A - C_1 L_2 V_d + C_1 e^{At''} L_2 V_d)}{2(L_2 + L_e)}$$

I_4 : モード 4 終了時の電流

V_d : E と V_{C2} の電位差 ($=E - V_{C2}$)

t'' : モード 5 での経過時間

i_6 の経路にはリアクトル L_2 が含まれているため、徐々に増加する。 i_5 の経路の電流は、 C_1 の左側を正の状態に充電するため徐々に減少し、やがてゼロになりモード 6 が始まる。モード 5 終了時における i_6 の電流値を I_6 、時刻を t_5 とする。

- モード 6 ($t_5 < t <= t_6$)

電流の経路を図 3(f) に示す。ここでは、昇圧用リアクトル L_e とリアクトル L_2 に蓄えられたエネルギーを出力側に放出する。電流は C_2 を充電すると共に、負荷に流れる。電流 i は減少し、やがてゼロとなる。この電流 i は、次式で示される。

$$i(t''') = I_6 + \frac{E - V_{C2}}{L_e + L_2} t''' \dots \dots \dots (8)$$

t''' : モード 6 での経過時間

$i(t''')$ がゼロになるとモード 7 に移行する。このときの時刻を t_6 とする。

- モード 7 ($t_6 < t <= t_7$)

図 3(g) に示すように、電源から電流は流れない。負荷への電流は平滑コンデンサから流れるのみである。電流の式は、次式で表される。

$$i(t) = \frac{V_{C2}}{R} \dots \dots \dots (9)$$

このモードは次にスイッチをオンするときまで続き、その時の時刻を t_7 とする。

〈3・3〉シミュレーションによる動作確認 谷澤が製作した回路シミュレータ⁽²⁾を使用し、前節に示した各モードの動作を確認した。シミュレーションにおける回路定数を表 1 に示す。考案回路におけるスイッチ S および各素子の

図 4 提案回路におけるシミュレーション波形

Fig. 4. Simulated waveforms of the proposed circuit

電流、電圧波形を図 4 に示す。前節の各モードで説明したとおり回路が動作し、スイッチが OFF から ON の時は ZCS、ON から OFF の時は ZVS が行われていることが確認できる。

4. 回路設計

本論文で考察する回路は、ソフトスイッチングを実現するために、 L_1 、 L_2 と C_1 を付加した。ここではこれらの素子の値を決める設計例を示す。

〈4・1〉昇圧用リアクトル L_e このコンバータの出力電圧、スイッチング周波数、使用するスイッチの電流量、デューティ比の最大値を決める。

- 入力電圧 100 V
- 出力電圧 300 V
- スwitching 周波数 20 kHz
- スwitch の最大電流 100 A
- 最大デューティ比 0.5

とする。

スイッチング周波数、スイッチの最大電流、最大デューティ比から、昇圧用リアクトル L_e のインダクタンス値を決める。三相 100 V における全波整流電圧の最大値は約 141.4 V であるので、

$$V = L \frac{di}{dt} \dots \dots \dots (10)$$

より、

$$141.4(V) < L_e \frac{100(A)}{\frac{1}{20(kHz)} \times 0.5} \dots \dots \dots (11)$$

$$L_e > 35.4 \mu H \dots \dots \dots (12)$$

図5 L_2 による C_1 の電圧変化Fig. 5. V_{c1} versus L_2 .

式 (11) より L_e は $35.4(\mu\text{H})$ より大きければよいこととなる。スイッチの電流定格に少し余裕を持たせるには、これを少々大きくすればよい。ここでは L_e を $50(\mu\text{H})$ とした。

〈4・2〉ソフトスイッチング用コンデンサ C_1 C_1 の容量を決める。この値は、スイッチのターンオフ時における dv/dt に影響する。ターンオフ時は、モード4の式 (5) から、 L_e と C_1 の共振現象である事がわかる。 C_1 のキャパシタンスが小さすぎると dv/dt が大きくなりすぎ、スイッチング期間中の電圧が上昇し、ソフトスイッチングが出来なくなる恐れが出てくる。これを考慮して、 C_1 の値は dv/dt が $300(\text{V})/5(\mu\text{s})$ となる $0.1(\mu\text{F})$ とした。

〈4・3〉ソフトスイッチング用リアクトル L_1 オン期間内にモード1が終わるように、動作させるデューティ比の最小値を決め、その値とスイッチング周波数と C_1 の値から L_1 を決定する。

- 最小デューティ比 0.25
- スwitchング周波数 20 (kHz)
- C_1 は $0.1 (\mu\text{F})$

モード1の期間は共振周期の半分は必要であるので、

$$\frac{1}{20(\text{kHz})} \times 0.25 > \frac{1}{2} \times 2\pi \sqrt{L_1 \times 0.1(\mu\text{F})} \cdots (13)$$

$$L_1 < 158(\mu\text{H})$$

L_1 は $158(\mu\text{H})$ より小さくしなければならない。ここでも少し余裕を持たせるため L_1 は $100(\mu\text{H})$ とした。

〈4・4〉ソフトスイッチング用リアクトル L_2 モード5では C_1 の左側に正電荷が蓄えられる。この時、 C_1 の電圧は最低でも出力電圧と同じ値 $300(\text{V})$ でなければ、ターンオフ時のZVSを達成できない。これは、ターンオフ時における L_e の電流と L_2 のインダクタンス値に大きく寄与する。 L_e の値は、既に $50(\mu\text{H})$ と決定済みである。そのため、 L_2 のみで C_1 に充電される電圧を調整しなければならない。そこで、これまでの回路定数を使用し、回路シミュレータにおいて、 L_2 と C_1 の最大電圧値を調べた。その結果を図5に示す。この結果から、 L_2 は、約 $41(\mu\text{H})$ 以上のものでなければならないことが分かる。ここでは、 $L_2=50(\mu\text{H})$ とした。

以上の決定したパラメータを実験で使用した。

表2 実験回路定数

Table 2. Experimental parameters.

	Proposed	Conventional
Line voltage	100V	100V
Source frequency	60Hz	60Hz
Filter inductor L_f	1mH	1mH
Filter capacitor C_f	$5 \mu\text{F}$	$5 \mu\text{F}$
Boost reactor L_e	$50 \mu\text{H}$	$50 \mu\text{H}$
Balancing capacitor C_2	$1800 \mu\text{F}$	$1800 \mu\text{F}$
Resonant inductor L_1	$100 \mu\text{H}$	
Inductor L_2	$50 \mu\text{H}$	
Resonant capacitor C_1	$0.1 \mu\text{F}$	
Snubber resistor		20Ω
Snubber capacitor		$0.05 \mu\text{F}$
Switching frequency	20kHz	20kHz
Duty ratio	0.4	0.4

Conventional circuit

図6 実験回路 (従来)

Fig. 6. Experimental circuits.

5. 実験結果

〈5・1〉実験回路と回路定数 実験により考案回路の動作を確認し、従来回路との比較により考案回路の効果を示す。なお従来回路では素子保護のためスナバ回路が不可欠であるので、図6の回路を用いた。考案回路は図2と同一である。フィルタリアクトル L_f は、ケイ素鋼板のUU型の鉄心を使用し、昇圧用リアクトル L_e 、 L_1 、 L_2 は、タムラ精工製のコイルを使用した。フィルタコンデンサ C_f は電力用コンデンサを使い、共振コンデンサ C_1 は、耐圧 1000V のフィルムコンデンサを使用した。

〈5・2〉実験結果 図7にスイッチSの電流と電圧の波形を示す。ターンオン時はZCSが、ターンオフ時はZVSが確認でき、ソフトスイッチングが達成されていることが分かる。

図8に、考案回路におけるa相の入力電流 i_a と相電圧 v_a の波形を示す。デューティ比は0.35である。 i_a と v_a はほぼ同位相であることが確認できた。この時の力率は99.7%で、高い力率を達成できた。入力電流における30次までの周波数解析結果を図9に示す。考案回路は、3次、7次、11次の低次高調波を従来回路よりも低減でき、それより高次

図7 スイッチにおける電流、電圧波形

Fig. 7. Experimental waveforms of the switch current and voltage of the proposed circuit.

図8 考案回路における入力電流と電圧波形

Fig. 8. Measured waveforms of the input current and input voltage of the proposed circuit.

の高調波成分も従来回路と同程度に低減できている。

変換効率は、入力のフィルタも含めて測定を行った。各デューティ比に対する変換効率を図10に示す。考案回路はどのデューティ比においても、従来回路の変換効率を上回っており、変換効率を1.7~4.7ポイント改善できた。

これらの結果から、ソフトスイッチングを導入することにより、入力電力の高力率化と入力電流の高調波成分低減の機能を維持したまま、変換効率を向上することが出来た。

6. まとめ

本論文では、スイッチング損失の少ないソフトスイッチング方式を三相一石昇圧形コンバータに導入できた。

この回路の動作モードを明らかにし、各モードでの回路方程式を導いた。回路シミュレータにより、上記モード解析を検証した。この解析に基づきソフトスイッチング回路の設計指針を示した。実験により動作の確認を行い、従来回路との比較の結果、従来回路と同様の高入力力率化および入力電流の高調波成分低減機能を維持したまま、変換効率を最大4.7ポイント向上することができた。

(平成14年7月29日受付、平成14年10月30日再受付)

図9 入力電流の高調波成分

Fig. 9. Comparison of the harmonic distortions.

図10 デューティ比による変換効率

Fig. 10. Duty ratio versus efficiency.

文 献

- (1) H. Nakano: "Improvement Effect of Input Current of Boost Type One Main Switching Element Rectifier without Using Feed Back Control", *T. IEE*, Vol.115-D, No.5, pp.562-569 (1995-5) (in Japanese)
中野博民・佐藤祐樹・難波江章:「フィードバック制御を行わない一石昇圧形整流回路の入力波形改善効果」, 電学論 D, **115**, 5, pp.562-569 (1995-5)
- (2) Y. Tanizawa and H. Ishikawa: "Development of Circuit Simulator for Power Electronics", National Convention I.E.E. Japan, Vol.4, p.76, Tokyo, Japan (2002-3) (in Japanese)
谷澤之彦・石川祐記:「電力変換器の解析に向けた回路シミュレータの開発」, 電気学会全国大会, **4**, p.76 (2002-3)
- (3) M. Matsubara: "Study on AC Line LC Filter in Boost Type Rectifier with Single Switching Device", *T. IEE*, Vol.120-D, No.7, pp.870-876 (2000-7) (in Japanese)
松原 勝・鳥井昭弘・植田明照:「一石昇圧形整流回路における交流側 LC フィルタの設計に関する一考察」, 電学論 D, **120**, 7, pp.870-876 (2000-7)
- (4) N. Kimura: "Analysis of PFC Boost Converter with Soft-switching Configuration", *T. IEE*, Vol.119-D, No.5, pp.617-627 (1999-5) (in Japanese)
木村紀之・森實俊充・谷口勝則:「ソフトスイッチング単相昇圧形力率改善コンバータの特性解析と高調波抑制」, 電学論 D, **119**, 5, pp.617-627 (1999-5)
- (5) K. Taniguchi: "Soft-Switching Circuit for Three-Phase Converter with Unity Power Factor", *T. IEE*, Vol.117-D, No.2, pp.142-149 (1997-2) (in Japanese)
谷口勝則・平地克也・入江寿一:「三相高力率コンバータのソフトスイッチング回路」, 電学論 D, **117**, 2, pp.142-149 (1997-2)
- (6) Y. Jang and Robert, et al.: "A New Single-Switch Three-Phase High-Power-Factor Rectifiers Using Multiresonant Zero-Current Switching", *IEEE Trans. On Power Electronics*, PE-12, No.1, pp.194-201 (1998)
- (7) I.-D. Kim and B.K. Bose: "A New ZCS Turn-on and ZVX Turn-off Unity Power Factor PWM Rectifier with Reduced Conduction Loss and No Auxiliary Switches", *Tecord of the*

29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.1344-1350 (1998)

- (8) H. Ishikawa: "A New Soft-Switched PWM Inverter with simple Control", *T. IEE*, Vol.120-D, No.7, pp.905-915 (2000-7) (in Japanese)

石川祐記・足立一和:「制御の簡単なソフトスイッチング PWM インバータ」, 電学論 D, 120, 7, pp.905-915 (2000-7)

徳島大己 (学生員) 1977年1月22日生まれ。1997年3月福井工業高等専門学校電気工学科卒業。1999年3月岐阜工業高等専門学校専攻科電子システム工学専攻修了。2001年3月岐阜大学大学院博士前期課程電子情報工学専攻修了。同年4月より同大学大学院博士後期課程電子情報システム工学専攻入学。

石川裕記 (正員) 1970年7月15日生まれ。1995年岐阜大学大学院工学研究科博士前期課程電子情報工学科専攻修了。同年岐阜大学助手。現在に至る。主として電流共振変換器, 誘導電動機の特性解析, SRM のトルク制御に関する研究に従事。IEEE 会員。

王道洪 (正員) 1964年9月12日生まれ。1987年7月中国科学院蘭州大気物理研究所修士修了。同年7月同研究所勤務。1995年3月大阪大学工学部電気工学専攻博士後期課程修了。岐阜大学工学部助教授。工学博士。大気電気, 雷放電物理, パワーエレクトロニクスに関する研究に従事。

内藤治夫 (正員) 1952年6月17日生まれ。1980年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了, 工学博士。同年4月(株)東芝入社。(株)東芝より派遣され, 1984年10月から1985年6月まで, 米国カリフォルニア工科大学で客員研究員, 同年7月から1986年4月まで, バージニア州立工科大学で客員助教授。2000年4月より岐阜大学工学部教授。