昇降圧可能な高力率の PWM 制御整流回路

正 員 船 曳 繁 之 (岡山大)

正 員 問 田 憲 之 (岡山大)

A Step Up/Down Output Voltage PWM Controlled Rectifier with High Power Factor

Shigeyuki Funabiki, Member, Noriyuki Toita, Member (Okayama University)

The rectifier, that is an AC to DC converter, is desirable to have the characteristics of the fast response and the wide range of the output voltage control, and the sinusoidal source current waveform. In this paper, a step up/down output voltage PWM controlled rectifier is proposed. The features of the proposed rectifier are as follows.

(1) The calculation of pulse width is based on the geometrical technique and the source current can be in phase with the source voltage.

(2) The output voltage is controlled from about zero to more than the maximum value of the source voltage.

The above-mentioned features are clarified by simulation and the steady state characteristics are discussed. Further, these results are verified in experiment using the microprocessor-based control system.

キーワード：整流回路，パルス幅変調，昇降圧，入力力率

1. ま え が き

誘導電動機駆動時の振動，騒音を低減する目的のため，PAM 制御と PWM 制御を併用し，出力電圧波形の高調波の低減を目指した PAM+PWM インバータが提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。これを実現するには，可変の直流電圧源が必要であり，出力電圧を高速に制御でき，入力力率の良い整流回路を用いて PAM+PWM インバータシステムを構成すれば，非常に良い入出力特性をもつ AC/DC/AC 変換器が構成できる。

交流の商用電源から直流電圧を得る整流回路で，入力電流を正弦波とし，入力力率の良い PWM 制御整流回路が既に提案，検討されている⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし，この整流回路の出力電圧は交流電源電圧の最大値よりも高くなくてはならず，直流電圧の制御にはその出力段にチョップなどの回路が必要となる。そこで，著者らは，出力電圧を低電圧から交流電圧の最大値以上まで制御可能なスイッチ素子 4 個をもつ単相 PWM 制御

整流回路の制御法を提案し，その特性解析を報告した⁽⁵⁾。しかし，本質的には単相回路では 2 個のスイッチでも動作可能であり，回路構成の簡単化からも有利である。

そこで本論文では，スイッチ素子 2 個をもつ単相 PWM 制御整流回路⁽⁶⁾を提案すると共に動作解析について報告する。まず，幾何学的方法による PWM 制御法について述べ，続いてシミュレーションにより本回路の電圧-電流波形，電圧制御特性，入力特性について検討する。次に，マイクロプロセッサを用いた制御回路を製作し，提案回路および PWM 制御法の有効性を実験により確認した。

2. PWM 制御整流回路

<2・1> 入力フィルタをもつ PWM 制御整流回路

提案する PWM 制御整流回路を図 1 に示す。回路は二つのスイッチをもつブリッジ回路で，その直流側にリアクトルを接続し，それと並列にダイオードを通

してコンデンサを接続したものである。この二つのスイッチを電源の各半サイクルに動作させ、直流電圧を制御するものである。整流回路の入力側には、PWM制御に起因する電流の高調波成分を除去するフィルタが接続されている。電源電圧 e_s が正の半サイクルで、スイッチ S_{w1} がオン・オフ動作し、スイッチ S_{w2} はオフである。一方、負の半サイクルでは、スイッチ S_{w2} がオン・オフ動作し、スイッチ S_{w1} はオフである。

いま、図1のように電圧・電流を定義すると、整流回路の回路方程式は、次の五つの式となる。

$$e_s(t) = L_f \frac{di_s(t)}{dt} + R_f i_s(t) + v_{cf}(t) \quad \dots\dots (1)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_d(t)}{dt} + R i_d(t) \quad \dots\dots (2)$$

$$v_{cf}(t) = \frac{1}{C_f} \int \{i_s(t) - i_r(t)\} dt \quad \dots\dots (3)$$

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int \{i_r(t) - i_L(t)\} dt \quad \dots\dots (4)$$

図1 PWM制御整流回路
Fig. 1. PWM controlled rectifier.

$$v_c(t) = R_L i_L(t) + L_L \frac{di_L(t)}{dt} \quad \dots\dots (5)$$

ここで、 $e_s(t)$: 電源電圧、 $i_s(t)$: 電源電流、 $v_{cf}(t)$: フィルタコンデンサ電圧、 $v_L(t)$: リアクトル電圧、 $i_d(t)$: 直流リアクトル電流、 $v_c(t)$: 出力(直流)電圧、 $i_L(t)$: 負荷電流、 $i_r(t)$: ダイオード D_d を流れる電流、 L_f : フィルタリアクトルのインダクタンス、

図3 動作モードと電圧-電流波形
Fig. 3. Operating modes and waveforms of voltage and current.

図2 電源電圧が正の半サイクルでの動作モード

Fig. 2. Operating modes in positive half cycle of source voltage.

表 1 動作モードにおける回路方程式の条件
Table 1. Conditions of circuit equations in operation mode.

モード	条 件
I	$i_r(t)=0, i_d(t)=i_r(t), v_c(t)=v_{cf}(t)$
II	$i_s(t)=i_r(t), i_r(t)=0, v_{cf}(t)=0, v_c(t)=0$
III	$i_r(t)=0, i_r(t)=0, v_c(t)=0$
IV	$i_r(t)=0, v_c(t)=-v_{cf}(t), i_d(t)=i_r(t)$
V	$i_r(t)=0, i_d(t)=0, i_r(t)=0, v_c(t)=0$

R_f : フィルタリアクトルの抵抗, C_f : フィルタのキャパシタンス, L : 直流リアクトルのインダクタンス, R : 直流リアクトルの抵抗, C : 出力コンデンサのキャパシタンス, R_L : 負荷抵抗, L_L : 負荷のインダクタンス

図 2 に電源電圧が正での動作モード, 図 3 に各動作モードでの電圧-電流波形の概略を示す。各動作モードにおける回路方程式は, 上の五つの式に表 1 の条件を与えれば導出できる。以下, 各動作モードの回路動作と条件について説明する。

(1) モード I (S_{w1} : オン, $v_{cf} > 0$) このとき, 整流回路入力電流 i_r は直流リアクトルを循環し, リアクトルにエネルギーを蓄える。

(2) モード II (S_{w1} : オン, $v_{cf} = 0, i_d > 0$) スイッチ S_{w1} がオンのとき v_{cf} が零になると上アームのダイオードがともに導通し, i_r は i_s と等しくなる。そして, リアクトル電流は一定値を保ち, 電源側を循環する。この動作モードは, S_{w1} がオフになるまで続く。なお, 図 2, 図 3 の i_s は S_{w1} を含むアームの上側ダイオードを流れる電流である。

(3) モード III (S_{w1} : オン, $v_{cf} < 0, i_d > 0$) S_{w1} がオンで v_{cf} が負の場合, 直流リアクトルを流れる電流はダイオードと S_{w1} を通って循環する。

(4) モード IV (S_{w1} : オフ, $i_d > 0$) スイッチ S_{w1} がオフのとき, i_d はダイオード D_d を通って流れ, リアクトルに蓄えたエネルギーをコンデンサおよび負荷側に転送する。

(5) モード V (S_{w1} : オフ, $i_d = 0$ または S_{w1} : オン, $v_{cf} < 0, i_d = 0$) L が小さい場合, i_d の脈動が大きくなり, 零になることがある。このモードでは電源電流を正弦波にするようなパルス幅制御ができないため, 本論文ではこのモードが発生しないように L の値はある程度大きいものとする。

なお, モード II は出力が大きい (電流指令値が大きい) 場合, S_{w1} がオンの期間にフィルタコンデンサ電圧が零になる場合に現れる。モード III は出力が大きい

図 4 等価回路
Fig. 4. Equivalent circuit.

(電流指令値が大きい) 場合で, フィルタコンデンサ電圧が負, S_{w1} がオンの期間に現れる。

〈2・2〉 入力フィルタと回路動作 整流回路は高調波を含む電流源と考えることができ, 交流側の等価回路は図 4 のように表される。これより, 整流回路から電源へのフィルタの伝達関数は,

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + j\omega C_f R_f} \quad \cdots \cdots (6)$$

ここで, ω_0 : フィルタの共振角周波数 ($= 1/\sqrt{L_f C_f}$)

で与えられる。 ω_0 を電源電圧の角周波数 ω_s に比べて十分大きく選ぶと, ゲインは $20 \log |G(j\omega_s)| = 0 \text{ dB}$ となり, i_r の電源周波数成分はほとんどすべて電源に流れ込む。また, ω_0 を PWM の変調周波数に比べ小さく選ぶと, 発生する高調波電流成分に対するゲインは小さくなり, 高調波成分は電源へほとんど流れ込まない。

3. 制 御 法

〈3・1〉 パルス幅の計算 (6) 式より電源周波数成分に関しては, フィルタのゲインが 0 dB で位相遅れがほとんどないこと, 更に電源周波数に対するフィルタのインピーダンスを十分大きくすれば電源電流に含まれるフィルタ電流成分は非常に小さくなり, i_s と i_r の電源周波数成分の振幅および位相がほぼ等しいと考えられる。また, フィルタリアクトルにより v_{cf} と e_s は位相差があるが, 提案する方法ではパルス幅の計算ごとに電流を検出しているため, 誤差はあるもののその影響は小さい。従って, 提案する PWM 制御法は i_s の電源周波数成分を電源と同相とする制御であるため, パルス幅の決定は入力フィルタを除去した等価回路で考える。

スイッチのオン時間は, 図 5 より次のように決定される。電源の半サイクルを n_p 個の Δt ($= 1/(2n_p f_s)$, f_s : 電源の周波数) の区間に分け, 各区間でのスイッチのオン時間を決定する。動作上での主要なモードはモード I と IV であるため, パルス幅の計算ではこの二つのモードを用いる。いま, k 番目の区間におけるリ

図5 PWM制御(正の半サイクル)
Fig.5. PWM control strategy (positive half cycle).

アクトルを流れる電流の変化分を計算すると次式となる。なお、パルス幅の計算では直流リアクトルとして品質係数の高いものを使用するため、リアクトルに含まれる抵抗は無視する。

$$\Delta i_d(k) = \frac{1}{L} \bar{e}_s(k) t_w(k) - \frac{1}{L} \bar{v}_c(k) \{\Delta t - t_w(k)\} \quad \text{..... (7)}$$

ここで、 $\bar{e}_s(k)$: k 番目の区間での電源電圧の平均値、 $t_w(k)$: スイッチのオン時間、 $\bar{v}_c(k)$: k 番目の区間でのコンデンサ電圧の平均値

従って、 $(k-1)$ 時点で、 $i_d(k)$ の値は (7) 式より、

$$i_d(k) = i_d(k-1) + \frac{1}{L} [\bar{e}_s(k) t_w(k) - \bar{v}_c(k) \{\Delta t - t_w(k)\}] \quad \text{..... (8)}$$

ここで、 $i_d(k-1)$: $(k-1)$ 時点での電流の値と計算される。従って、図5の面積 S_2 は、

$$S_2 = \frac{i_d(k-1) + i_d(k)}{2} t_w(k) \quad \text{..... (9)}$$

となる。

また、電源電流指令値を、

$$i_s^*(t) = \sqrt{2} I_s^* \sin(2\pi f_s t) \quad \text{..... (10)}$$

ここで、 I_s^* : 電源電流指令値の実効値

とし、 k 番目の区間において図5に示される面積 S_1 を次式により計算する。

$$S_1 = \int_{(k-1)\Delta t}^{k\Delta t} i_s^*(t) dt = \bar{i}_s^*(k) \Delta t \quad \text{..... (11)}$$

ここで、 $\bar{i}_s^*(k)$: k 番目の区間での電源電流指令値の平均値

これより、 k 番目の区間でのスイッチのオン時間を面積 S_1 と S_2 が等しいとして決定する。従って、(9)、(11)式より次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2L} \{\bar{e}_s(k) + \bar{v}_c(k)\} t_w(k)^2 \\ & + \left\{ i_d(k-1) - \frac{\bar{v}_c(k) \Delta t}{2L} \right\} t_w(k) - \bar{i}_s^*(k) \Delta t \\ & = 0 \quad \text{..... (12)} \end{aligned}$$

上式は $t_w(k)$ に関する二次式であり、二つの根をもつ。しかし、パルス幅の制約条件 $(0 \leq t_w(k) \leq \Delta t)$ より、 $t_w(k)$ は次式で与えられる。

$$t_w(k) = \frac{-b + \sqrt{b^2 + 4ac}}{2a} \quad \text{..... (13)}$$

ここで、

$$a = \frac{1}{2L} \{\bar{e}_s(k) + \bar{v}_c(k)\}$$

$$b = i_d(k-1) - \frac{\bar{v}_c(k) \Delta t}{2L}$$

$$c = \bar{i}_s^*(k) \Delta t$$

また、パルスはその区間で対称に発生させる。

<3・2> 電圧・電流の予測 提案するパルス幅決定法においては、 k 番目の区間のパルス幅は一つ前の $(k-1)$ の区間で計算する。パルス幅の計算には、 $(k-1)$ 時点の $i_d(k-1)$ の値および k 番目の区間での $\bar{v}_c(k)$ が必要となる。しかし、この時点ではそれぞれの値は未知である。従って、それ以前の時点での値を用いてそれぞれの値を近似・予測しなければならない。ここでは、 $i_d(k-1)$ は一次近似によって次式で近似した。

$$i_d(k-1) = 2i_d(k-2) - i_d(k-3) \quad \text{..... (14)}$$

また、 $\bar{v}_c(k)$ は次式でホールド近似した。

$$\bar{v}_c(k) = v_c(k-2) \quad \text{..... (15)}$$

本論文では、 $\bar{e}_s(k)$ と $\bar{i}_s^*(k)$ を次のように仮定した。

$$\bar{e}_s(k) = \sqrt{2} E_s \sin\{2\pi f_s(k-0.5)\Delta t\} \quad \text{..... (16)}$$

$$\bar{i}_s^*(k) = \sqrt{2} I_s^* \sin\{2\pi f_s(k-0.5)\Delta t\} \quad \text{..... (17)}$$

ここで、 E_s : 電源電圧実効値

<3・3> 電圧制御法 本整流回路の出力電圧制御は、パルス幅の計算ごとに検出した n_p 個の出力電圧値より半サイクルの平均値を計算し、その値と電圧指令値から電流指令値を求め、パルス幅の計算を行う⁷⁾。すなわち、半サイクルごとに電流指令値を更新することにより、出力電圧の制御を行える。ただし、

本論文では定常状態について述べるため、以下のシミュレーションおよび実験では出力電圧のフィードバックを行わず、指令値として電流指令値を与えた。

4. シミュレーション

シミュレーションは第2章の各モードの回路方程式を状態変数法を用いて解くことにより行った。

〈4・1〉 電圧-電流波形 シミュレーションに用いた諸定数を表2に示す。ここで、フィルタは変調周波数(=120 n_p)を電源周波数の40倍としたため、 ω_0/ω_s =約9.27として選んだ。また、 L の大きさが小さくなると、 i_d が電源の1/2の周期で脈動し、その結果 i_d が零になる。表2の条件では、シミュレーションの結果、 i_d が連続となる L の値は約20 mH以上であり、ここでは50 mHを選んだ。図6に $I_s^*=7.0$ Aにおける電圧-電流波形を示す。電源電流はPWM動作およびフィルタの共振周波数に起因する脈動を含むものの、電源電圧波形とほぼ同相の疑似正弦波となっている。出力電圧の平均値は135.4 Vである。このとき、ひずみ率(=高調波電流実効値/基本波電流実効値)は0.0945と小さく、入力力率も0.995と非常に良くなっている(なお、ひずみ率、入力力率の式は〈4・3〉節で述べる)。電源電圧の零交点から最初の区間では、 v_{cf} が負の値となっているため i_r は零となっている(モードIII)。また、その次の数区間では、 v_{cf} が零となるためモードIIが現れている。出力電圧は整流動作に起因する120 Hzの脈動が重なった直流波形となっている。

電源電流のフーリエ級数展開は次式により表される。

$$i_s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn} \sin(n2\pi f_s t - \phi_n) \cdots \cdots (18)$$

表2 回路の諸定数
Table 2. Circuit constants and condition.

電源周波数	f_s	60 Hz
電源電圧	E_s	100 V
分割数	n_p	20
入力フィルタ		
リアクトル	L_f	8.4 mH
品質係数	Q_f	2.8
(= $\omega_s L / R_f$)		
コンデンサ	C_f	10 μ F
コンデンサ容量	C	1,000 μ F
直流リアクトル	L	50 mH
品質係数	Q_L	100
(= $\omega_s L / R$)		
負荷		
抵抗	R_L	30 Ω
リアクトル	L_L	10 mH

ここで、 I_{sn} : n 次調波の実効値、 ϕ_n : n 次調波の位相

図7に図6の電源電流波形の高調波解析結果を示す。電源電流の高調波はPWMに起因する $2n_p$ (=40)次付近と9次までの低次にわずかに発生するのがわか

図6 電圧-電流波形
Fig. 6. Voltage and current waveforms.

図7 電源電流高調波解析結果
Fig. 7. Harmonic analysis of source current.

る。なお、この九次高調波はフィルタの反共振に起因するものであるが、フィルタリアクトルの抵抗成分により抑制されている。反共振の対策には ω_0 におけるフィルタゲインを小さくするようフィルタの構成を修正する（例えば、 C_f に直列にリアクトルと抵抗の並列回路を挿入）ことにより可能である。また、それ以外の低次高調波は、モードIIとIIIの出現および電圧-電流の予測における誤差によるものと考えられる。

〈4・2〉 出力電圧特性 ここで、整流回路の出力特性として、出力電圧および出力電圧波形について検討する。図8は電流指令値 I_s^* に対する出力電圧平均値を示している。これより、電流指令値を変化させることによって、出力電圧を昇降圧制御できることがわかる（なお、同図中の×印は実験値であり、これにつ

図8 出力電圧特性
Fig. 8. Output voltage characteristics.

図9 電源電流特性
Fig. 9. Source current characteristics.

図10 出力電圧脈動率
Fig. 10. Ripple factor of output voltage.

いては後で述べる)。図中の破線は、出力電圧脈動がない、パルス幅の制約条件を満足する、損失がないなどの理想的な条件での特性である。

図9は出力電圧に対する電流指令値 I_s^* と電源電流基本波成分 I_{s1} を示している。出力電圧が50~145Vの範囲では両者はよく一致しているが、出力電圧の高い場合および低い場合では違っている。出力電圧が高い場合、モードIIおよびIIIが現れ、 I_{s1} が I_s^* より小さくなる。一方、出力電圧が低い場合、フィルタ電流の影響により I_{s1} は I_s^* より大きくなっている。

図10は $\overline{V_c}$ に対する出力電圧脈動率を示している。なお、出力電圧脈動率は次式で定義される。

$$\varepsilon_v = \frac{V_{cmax} - V_{cmin}}{\overline{V_c}} \times 100 \quad \dots\dots\dots (19)$$

ここで、 V_{cmax} : 出力電圧の最大値、 V_{cmin} : 出力電圧の最小値、 $\overline{V_c}$: 出力電圧の平均値
電圧脈動率は出力電圧の増加と共にわずかに増加する。

〈4・3〉 入力特性 交流側の特性としてひずみ率と入力率について検討する。電源電流のフーリエ級数展開が(18)式で表せると、ひずみ率DF、入力率PFは次のように定義される。

$$DF = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}}{I_1} \quad \dots\dots\dots (20)$$

(a) ひずみ率

(b) 入力率

図11 入力特性
Fig. 11. Input characteristics.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+DF^2}} \cos \phi_1 \dots\dots\dots (21)$$

ここで、 $\cos \phi_1$: 基本電力率

図 11 に表 2 に示す回路定数において得られた入力特性を示す。ひずみ率は、出力電圧が低い場合および高い場合には増加している。出力電圧が低い場合は、電流予測の誤差によってパルス幅の計算に誤差を生じ、これに起因して発生するフィルタ共振周波数成分の電源電流基本波成分に対する比が大きくなるため、ひずみ率が増加する。また、出力電圧が高い場合は、モード II と III の発生によりフィルタの共振周波数成分の電流が増加するためである。

出力電圧が高いとき、入力力率はほぼ 1.0 である。一方、出力電圧が低くなると、特に 50 V 以下で急激に低下する。これはフィルタを流れる電流が進み波形であり、出力電圧が低いときにはその電源電流に占める割合が大きいためである。この改善には i_r を電源電圧と同相とするように i_r を決定し、これをパルス幅の計算において i_r の代わりに用いればよいと考えられる。

5. 実 験

図 12 に実験回路の構成図を示す。実験回路は主回路、極性判別回路、駆動回路、保護回路、同期信号発生回路、カウンタ回路、AD 変換回路と 16 ビットマイクロコンピュータより構成されている。そして、割込みコントローラ PIC(8,259 A)により割込みプログラムを実行し、コンデンサ電圧およびリアクトル電流を絶縁アンプ、CT を通して A/D 変換器より入力する。(13)式を用いて、0.217 A ごとのリアクトル電流と 15.7 V ごとの出力電圧に対して作成した電流指令値のテーブルデータから、検出した値に対応したスイッチのオン幅を決定し、その値をカウンタ回路に出力することにより IGBT をオン・オフし、入力電流を制御する。なお、スイッチングの周波数は電源の半サイクルを 20 分割したもの (=2.4 kHz) である。

表 2 の値を用いた電流指令 $I_r^* = 7.0$ A のときの実験波形を図 13 に示す。これは図 5 のシミュレーションと同じ条件での波形である。モード II と III は図中の期間で現れている。また、実験より得られた出力電圧特性を図 8 に×印で示した。図 6 と図 13 の電圧-電流波形はよく一致している。更に、図 8 の出力電圧特性も電流指令値の大きなところで実験より得られた値が幾分小さいがほぼ一致している。なお、この誤差は IGBT のスイッチング損、IGBT のスナバ回路での損失および配線での損失によるものと考えられる。以上

図 12 実験回路

Fig. 12. Experimental circuit.

(b) i_r の拡大 横軸: 1 ms/div

図 13 電圧-電流波形

Fig. 13. Voltage and current waveforms.

より、前のシミュレーション結果の妥当性が明らかである。

6. ま と め

以上、提案した PWM 制御整流回路の定常特性解析および実験による考察を行った。その結果以下のこ

とが明らかとなった。

(1) 電源電流はPWM動作およびフィルタの共振周波数に起因する脈動を幾らか含むものの、ほぼ電源と同期した疑似正弦波にできた。

(2) 出力電圧は電流指令値を変えることにより、低い電圧から電源電圧の最大値以上の電圧まで出力できる。

(3) 出力電圧の高い範囲および低い範囲で、ひずみ率は増加する。また、入力力率は出力電圧の高いところでほぼ1.0であるが、出力電圧の低いところでは進みのフィルタ電流のため急激に低下する。

(4) マイクロプロセッサを用いた実験システムを構成し、本回路の特長を実験により確認した。

なお、フィルタ回路の修正によるひずみ率の改善、出力電圧制御方法を含めた出力電圧制御時の応答特性については別紙にて報告する予定である。

(平成2年8月6日受付)

文 献

- (1) I. Takahashi & H. Mochikawa: "Optimum PWM Waveforms of an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Applic.*, IA-22, 828 (1986)
- (2) Yoon-Jong Lee, Ki-Young Suh & Dong-Wha Chung: "Optimal PAWM strategy for variable speed drive of three phase induction motor", *Trans. Korean Inst. Electr. Eng. (South Korea)*, 36, 616 (1987)
- (3) 竹下・岩崎・松井: 「三相PWMコンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」, 電学論D, 107, 1339 (昭62-11)
- (4) 中西・三宅・井家・河村・R. G. Hoft: 「デッドビート制御による力率と波形ひずみを改善した整流回路」, 昭62電気学会産業応用全大, p. 126

- (5) S. Funabiki & S. Matsuo: "Analysis of a PWM Controlled AC to DC Converter with a Controllability of DC Voltage and a High Input Power Factor", 1990 IPEC Tokyo Conference Record, Vol. 1, p. 505
- (6) 松曳・問田: 「昇降圧出力可能な高入力力率整流回路—スイッチ素子2個の場合—」, 平2電気学会産業応用部門全大, p. 67
- (7) 松曳・問田・Mechi・高野: 「昇降圧出力可能な高入力力率整流回路の実験・検討」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-90-72 (平2)

松 曳 繁 之 (正員)

昭和28年8月生。54年3月岡山大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月同大学工学部電気工学科助手, 62年6月電気電子工学科講師, 現在に至る。工学博士。主として, パワーエレクトロニクスの研究に従事。IEEE, 計測自動制御学会, パワーエレクトロニクス研究会会員。

問 田 憲 之 (正員)

昭和42年3月生。平成3年3月岡山大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月三菱自動車工業(株)入社, 現在に至る。大学院において, 主としてPWM制御整流回路に関する研究に従事。