誤差追従式PWMをマイナーループとする 単相UPS用インバータ

正員 大島正明 (東京電力)
 正員 中村文則 (三菱電機)
 正員 玉井伸三 (三菱電機)
 正員 山本融真 (三菱電機)
 正員 森治義 (三菱電機)

A Novel Single-Phase UPS Inverter by Error-Tracking Mode PWM Scheme.

Masaaki OHSHIMA, Member (Tokyo Electric Power Co., Inc.)
 Fuminori NAKAMURA, Member, Shinzo TAMAI, Member, Yuushin YAMAMOTO, Member and
 Haruyoshi MORI, Member (Mitsubishi Electric Corp.)

This paper proposes a novel single-phase UPS inverter modulated by Error-Tracking Mode PWM scheme. An ac voltage regulation scheme which matches the PWM scheme is newly developed in a theoretical way. Since Error-tracking Mode PWM is based on constantly-sampled data, the controller is suited to be digitally implemented. The equivalent circuit of the UPS inverter controlled by the schemes is derived. The output impedance is found to be composed mainly of resistance differently from general ac apparatus.

According to the newly-developed schemes, a 3 kVA, 100 V, 50 Hz UPS inverter is experimentally fabricated in which the sample period is $10\mu\text{s}$ and the average switching frequency is 6 kHz. No load, linear load and non-linear load characteristics are measured. The output voltage remains almost sinusoidal even for the rated non-linear load. The output impedances are also measured and well agreed with the intended values.

キーワード: UPS, インバータ, 定サンプル型, 誤差追従式PWM, 電圧制御, ac-AVR

1. はじめに

UPSの必要性は、コンピュータ技術および情報伝送技術の急速な進歩と発展に伴い、休むことのない現代社会を支える基盤技術として年と共に高まりつつある。その制御方法として、電流制御型PWMをマイナーループとし、上位に設けた電圧制御ループにより出力電圧瞬時値(出力電圧波形)を制御する方式が提案され、現在までにマイナーループにキャリア比較方式を適用した装置が実用化されている。^{(1)~(3)}

誤差追従式PWMはキャリア波を用いない電流制御型のPWM方式である。⁽⁴⁾定サンプル型であるので、DDC(直

接ディジタル制御)に適すると共に、PWMに起因する電流誤差の大きさを理論的に保証するので、PWM制御の精度を向上できる可能性がある。

本論文は、誤差追従式PWMを電流マイナーループとするUPS用単相インバータに対して、誤差追従式に適した出力電圧波形制御法(以降では、ac-AVRとも呼ぶ)の新たな考案と、その特性に関する理論的な解析および実験の結果とを述べるものである。ここに提案する方式ではインバータの出力側から見た内部インピーダンスを解析的に同定することができるので、その実測値との比較も実施した。以上の結果に基づいて、単相UPS用インバータとしての性能を評価した。

2. a c - A V R 方式

システム全体の構成を図1に示す。 L_p は PWM の電流制御用インダクタンス、 C_F と R_F は PWM に伴う高周波成分を吸収するためのフィルタ、 L_s は高周波成分の外部放出を防止するためのブロッティングコイルである。UPS 運転のみであればフィルタのダンパ抵抗 R_F は不要と考えられるが、別途、常時は系統連系運転、停電時には自立電源として機能する交直変換装置の開発が進められおり、⁽⁵⁾⁽⁶⁾ そのような装置への適用も視野に入れるため、フィルタには R_F を入れて一般化の上、検討する。

負荷 Z_L には線型、非線型のいずれの特性も考慮する。 L_p を流れる電流を $i_p(t)$ [A]、負荷電流を $i(t)$ [A]、フィルタにかかる電圧を $V_c(t)$ [V] と定める。誤差追従式 PWM⁽⁴⁾ のサンプル周期を T_s [s]、制御遅れ時間（無駄時間）を T_c [s] とする。PWM の役割は、与えられた電流指令 $j(t)$ [A] に対して L_p 電流 $i_p(t)$ が $j(t)$ にできるだけ等しくなるようにスイッチング制御することである。

点線で囲まれた範囲が今回新たに提案する a c - A V R の部分である。A V R の役割は、フィルタ電圧 $V_c(t)$ が電圧指令 $V(t)$ に追従するように PWM 指令 $j(t)$ を作成す

ることである。 $j(t)$ は次の4要素から構成される。

- ・フィルタ電圧のフィードバック制御項
- ・負荷電流のフィードフォワード制御項
- ・フィルタコンデンサ基本波電流供給項
- ・PWM に伴う電流誤差の補正項

ここで、電圧誤差 $\Delta V(t)$ を次式のように定める。

$$\Delta V(t) \equiv V(t) - V_c(t) \quad [V] \quad (1)$$

フィードバック制御のゲインを α [S] ($\alpha > 0$) とする。なお、起動時の出力電圧のオーバーシュートを防止するために、 ΔV リミッタを挿入している。

負荷電流のフィードフォワードゲインを β とする。

インバータを電流アンプと考えると、フィルタコンデンサが消費する基本波電流を予め、電流指令に追加することにより、電圧制御精度が向上すると考えられる。そのゲインを γ ($\gamma > 0$) とする。 γ の最適値を求めるために、ここでは変数として扱う。

一般に、PWM インバータの電流アンプとしてのゲイン（電流指令の大きさに対する L_p 電流の大きさの比）は1になるとは限らない。誤差追従式 PWM では、整流器運転側に偏差を有する図2のような直線関係となる⁽⁷⁾理由は、電流誤差が連系点電圧に同期し、比例する波形となるため

図1. システム全体の構成

Fig. 1. The whole system conformation.

図2. 誤差追従式PWMの入出力特性
Fig. 2. Input-output characteristics of ETM-PWM.

である。直線の傾きを G_{PWM} , 0 指令において発生する電流誤差を $-G_{PWM}D(t)$ (インバータ側を正とする) とすると、インバータ電流の入出力関係は次式で表わされる。

$$i_P(t) = G_{PWM} \{ j(t) - D(t) \} \quad [A] \quad (2)$$

$D(t)$ は電流マイナーループに固有で電圧制御信号に関わらずに発生するので、予め、PWM指令に追加しておく必要がある。

以上により、 a c-AVRの出力は次式となる。

$$j(t) = a \{ V(t) - V_c(t) \} + \beta i(t) + \gamma C_F \frac{dV}{dt} + D(t) \quad (3)$$

上記のAVR出力に上下限を設けた信号をPWM指令とする。スイッチング素子を流れる最大電流値は、リミッタ値に目標電流誤差幅を加えた値以内となることが理論的に保証される⁽⁴⁾。

本方式を適用したUPS用インバータの特性は、次のように解析される。各変数をラプラス変換して表現すると、以下の連立方程式が成り立つ。

$$\begin{cases} \hat{i}_P(s) = G_{PWM} \{ \hat{j}(s) - \hat{D}(s) \} \\ \hat{i}_P(s) = \hat{i}(s) + \frac{C_F s}{1 + C_F R_F s} \hat{V}_c(s) \\ \hat{V}_c(s) = Z_{LL}(s) \cdot \hat{i}(s) \\ \hat{j}(s) = a \{ \hat{V}(s) - \hat{V}_c(s) \} + \beta \hat{i}(s) + \gamma C_F s \hat{V}(s) + \hat{D}(s) \end{cases} \quad (4)$$

ただし、 $Z_{LL}(s) \equiv Z_L(s) + L_s s$

(4)式を解くと、フィルタ電圧が以下のように求まる。

$$\hat{V}_c(s) = \frac{a + \gamma C_F s}{a + \frac{1 - \beta G_{PWM}}{Z_{LL}(s) G_{PWM}} + \frac{C_F s}{(1 + C_F R_F s) G_{PWM}}} \hat{V}(s) \quad (5)$$

フィルタ電圧は、電圧指令に比例することが分かる。この式で $Z_{LL} \rightarrow \infty$ とすれば、無負荷起電圧 $V_o(t)$ が求まる。

$$\hat{V}_o(s) = \frac{a + \gamma C_F s}{a + \frac{C_F s}{(1 + C_F R_F s) G_{PWM}}} \hat{V}(s) \quad (6)$$

(6)式は次のように変形される。

$$\begin{aligned} \hat{V}_o(s) = & \left(1 + \frac{\gamma R_F G_{PWM}}{1 + a R_F G_{PWM}} C_F s \right) \hat{V}(s) \\ & + \frac{\gamma G_{PWM} - 1 - a R_F G_{PWM}}{G_{PWM} (1 + a R_F G_{PWM})^2} \\ & \times \frac{C_F s G_{PWM} (1 + a R_F G_{PWM})}{a G_{PWM} + (1 + a R_F G_{PWM}) C_F s} \hat{V}(s) \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式より、

$$\gamma = \frac{1}{G_{PWM}} + a R_F \quad (8)$$

とすれば、無負荷起電圧は次のように簡単になる。

$$V_o(t) = V(t) + R_F C_F \frac{dV}{dt}(t) \quad (9)$$

もし、 γ が (8) 式の値に等しくないと (7) 式の第2項は0にならない。第2項のブロック図は次のとおりである。

図3. (7)式第2項の制御ブロック図
Fig. 3. Control block for the 2nd term of Eq. (7).

γ に誤差があっても起電圧が発振しないためには、図3のフィードバックループが安定でなければならない。即ち、その時定数がPWMの制御周期 T_s よりも長い必要がある。ここではフィードバックゲインに以下の条件を設定する。この式は a に上限を与える。

$$\frac{(1 + a R_F G_{PWM}) C_F}{a} \geq 2 T_s \quad (10)$$

さて、フィルタ設置点から見たインバータの等価内部インピーダンス $X(s)$ は次式である。

$$\begin{aligned} X(s) &= \frac{\hat{V}_o(s) - \hat{V}(s)}{\hat{i}(s)} \\ &= \frac{1 - \beta G_{PWM}}{1 + a R_F G_{PWM}} \\ &\quad \times \left\{ R_F + \frac{1}{a G_{PWM} + (1 + a R_F G_{PWM}) C_F s} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

(11)式は次のように変形される。

$$\begin{aligned} X(s) &= \frac{1 - \beta G_{PWM}}{1 + a R_F G_{PWM}} R_F \\ &\quad + \frac{1}{\frac{a G_{PWM} (1 + a R_F G_{PWM})}{1 - \beta G_{PWM}} + \frac{(1 + a R_F G_{PWM})^2}{1 - \beta G_{PWM}} C_F s} \end{aligned} \quad (12)$$

(9), (12)式から等価回路は、図4のように表されること

$$R_1 = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{1 + \alpha R_F G_{PWM}} R_F \quad [\Omega]$$

$$R_2 = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{\alpha G_{PWM} (1 + \alpha R_F G_{PWM})} \quad [\Omega]$$

$$C = \frac{(1 + \alpha R_F G_{PWM})^2}{1 - \beta G_{PWM}} C_F \quad [F]$$

図4. 本制御方式を適用したインバータの内部等価回路
Fig. 4. Inverter equivalent circuit by the scheme.

になる。 R_1 と R_2 の合計値 R は

$$R = \frac{1 - \beta G_{PWM}}{\alpha G_{PWM}} \quad [\Omega] \quad (13)$$

である。また、 C と R_2 による時定数 T は

$$T = \frac{(1 + \alpha R_F G_{PWM}) C_F}{\alpha G_{PWM}} \quad [s] \quad (14)$$

である。

以上の検討から、次の結論が得られる。

- 本制御方式を適用する場合、フィルタ設置点から見たインバータの内部等価インピーダンスは抵抗とキャパシタンスにより構成される。
- 合計抵抗値 R はフィードフォワードゲイン β の増加に対して直線的に減少し、フィードバックゲイン α には反比例する。
- 多くの場合、 C と R_2 による時定数は短いので、内部等価インピーダンスはほぼ抵抗成分のみと考えられる。
- フィルタダンパ抵抗 R_F が 0Ω の場合は、 R_1 は 0Ω となり、無負荷起電圧は指令電圧に等しくなる。
- フィードバックゲイン α 、フィードフォワードゲイン β は共に、インバータの電流ゲイン G_{PWM} との積で効果を発生する。

回転機械である交流発電機の内部インピーダンスはインダクタンス成分が主体であるが、本制御方式を適用したインバータでは抵抗成分が主体となる点で相違がある。この抵抗成分は制御回路により作成されるので、当然のことながら、電力損失は発生しない。

内部抵抗の値は制御パラメータ α 、 β により、(13)式を用いて自由に設定することが可能である。

なお、フィルタと出力端子との間にはPWM成分の外部流出を防止するためのインダクタンス L_s が挿入されるので、出力端子から見た場合には図4の回路に直列に L_s が追加されることに留意する必要がある。

3. 実験機の設計

出力100V、50Hz、容量3kVAの単相UPS用インバータを設計・試作した。直流電源には標準の鉛蓄電池を想定し、直流電圧 E_B の定格を240V、変動範囲を204~270Vとした。 L_p と L_s はリアクトルとし、インダクタンス値は各々、このクラスに標準の5% (0.53 mH)、2% (0.21 mH)とした。

PWMで制御可能な電流指令の最大変化率は、誤差追従式での L_p に関する設計条件(文献4の設計基準③)から

$$\frac{204 - 100\sqrt{2}}{0.53 + 0.21} > \left| \frac{di}{dt} \right| \quad [A/ms] \quad (15)$$

となり、84.5 A/msが上限になる。

PWMに関する目標電流誤差幅を j_e [A]とすると、そのサンプル周期 T_s と制御遅れ時間(無駄時間) T_c は、同様に、誤差追従式の設計条件(文献4の設計基準④)から(16)式を満たせばよい。スイッチング成分は、原則として

$$\frac{j_e \times 0.53}{2 \times 270} > T_s + T_c \quad [ms] \quad (16)$$

C_F を流れ、 L_s には流れないので、上式でのインダクタンスとしては L_p のみを考慮した。

制御回路はPWM、 ac -AVRともDDC構成とし、アナログデバイス社製のDSPを使用した。データサンプル指令からPWM出力までの処理には $6 \mu s$ 弱の時間を要することが分かったので、 $T_c = 6 \mu s$ 、 $T_s = 10.4 \mu s$ とした。サンプル周波数は約96 kHzである。 j_e の値は(16)式から、19 Aとした。これは定格出力電流波高値の45%に相当し、比較的大きな値である。スイッチング素子にはIPM(PM100CSA-60, 600V, 100A)を使用し、 $4 \mu s$ のデッドタイムを挿入した。

上記のPWM定数におけるインバータの電流ゲインの測定結果を図5に示す。縦軸、横軸とも基本波の実効値表示である。この直線の傾きから G_{PWM} が0.94、 L_p 電流が0となる点の電流指令から $D(t)$ の大きさが5.25 Aであることが分かる。

ac -AVRのパラメータについては、以下のように決定した。まず、インバータの等価内部抵抗値を装置容量ベ

図5. インバータの電流ゲインの測定結果
Fig. 5. Measured current gain of the inverter.

ースで6.8%(0.227Ω)と決める。フィードフォワードゲイン β を0.95とすると、(13)式からフィードバックゲイン α は0.50 Sとなる。本実験機では商用電力系統との連系運転を行わないので、フィルタのダンピング抵抗 R_F は不要である。キャパシタンス C_F には(10)式から、次の下限値がある。

$$C_F \geq 2 \times 0.5 \times 10.4 \quad [\mu F] \quad (17)$$

(17)式はa c-AVRとPWMとの干渉を防ぐ条件であるが、PWMとフィルタとの共振を防ぐ条件は下式である⁽⁸⁾

$$C_F \geq 10 \left(\frac{1}{L_p} + \frac{1}{L_s} \right) T_s^2 \quad (18)$$

C_F の値は(17)、(18)式を共に満足する必要がある。両式から10.4 μF 以上であれば問題ないことになるが、無負荷運転時の出力電圧のTHDが3%以内となる値をシミュレーションにより予測し、29 μF (装置容量の3%)と決めた。出力電圧に含まれるPWM成分は C_F の大きさに反比例して少なくなるが(波形がきれいになる)、ここでは提案する制御方式を評価することを第一の目的とし、比較的小さな値とした。

γ の値は(8)式から1.06となるが、制御の安定性を確認する目的で1.00とした。

等価内部インピーダンスの確認のため、フィードフォワードゲイン β を0.833に変更した試験も実施した。この場合の抵抗値は、約2倍の13.8%(0.46Ω)となる。

以上の検討から得られた試作機的设计定数を、表1にまとめて示す。

表1. 試作機的设计定数

Table 1. Design parameters of the set-up.

L_p	0.53 mH (5%)	α	0.5 S
L_s	0.21 mH (2%)	β	0.950 (R=6.8%)
T_s	10.4 μs		0.833 (R=13.8%)
T_c	6.0 μs	γ	1.00
j_e	19 A	G_{PWM}	0.94
R_F	0 Ω	$D(t)$	5.25 A _{rms}
C_F	29 μF (3%)		

本試作機はフィルタ設置点から見た場合、図6の等価回路を持つと考えられる。

(a) β が0.95の場合

(b) β が0.833の場合

図6. 実験機の内部等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit of the set-up.

試作した実験機の外観を図7に示す。PWMとa c-AVRを同時に司るDDC基板は右上のケースに収められている。ゲートドライバ回路とIPMは中央右側に取り付けられている。リアクトルは左下に設置され、フィルタ用のフィルムコンデンサが同じ区画の上部に配置されている。中央下に見えるオイルコンデンサは、性能を比較した既存方式の場合に用いたもので、本論文の実験には使用していない。左上に見えるのは、制御電源と外部との接点入出力回路である。評価用の装置であるため、内部のスペースには余裕を設けた。

図7. 実験機の外観

Fig. 7. Outlook of the set-up.

4. 実験結果

使用した測定器は波形記録がメモリハイコード8825 (HIOKI), 高調波解析がHM3400 (SHIZUKI), デジタルパワーメータがWT2030 (YOKOGAWA), ゲート周波数測定がTR5824A (TAKEDARIKEN)である。

無負荷特性の測定結果を図8に示す。電圧指令波形は、100 V, 50 Hzの正弦波である。フィルタ電圧 V_c (R_F は0 Ω なので、以降ではコンデンサ電圧と呼ぶ)はほぼ、指令どおりの波形である。総合ひずみ率(THD)は2.6%である。コンデンサ容量が小さいため、PWM電流指令 $j(t)$ は電圧指令に同期した、ほぼ力率1の波形となっている。誤差電流 $\Delta(t)$ の大きさの最大値は11.7 Aとなり、 j_e (19 A)以内である。ゲート指令波形は誤差電流の向きに応じて、ほぼ半周期毎に休止する形となっている。平均スイッチング周波数(1秒間での平均スイッチング回数)は6.2 kHzであった。

図9に定格LR負荷(3 kVA, 0.8 PF)に対する測定結果を示す。コンデンサ電圧の実効値は95.8 V, THDは2.6%である。図6の等価回路から計算される実効値は94.8 Vであり、ほぼ等しい。誤差電流の大きさの最大値は12.7 Aとなり、 j_e 以内である。平均スイッチング周波数は6.0 kHzであった。負荷電流のTHDは2.0%である。

図10は同じLR負荷において、 β を0.833に変更した

(a) 電圧指令, コンデンサ電圧とPWM指令

(b) 誤差電流とゲート指令

図8. 無負荷特性

Fig. 8. No load characteristics.

(a) 電圧指令, コンデンサ電圧とPWM指令

(a) 電圧指令, コンデンサ電圧とPWM指令

(b) 誤差電流とゲート指令

(b) 誤差電流とゲート指令

(c) 負荷電圧と負荷電流

(c) 電圧誤差波形

図9. 線型遅れ負荷時の特性 ($\beta=0.95$)Fig. 9. Linear lagging load characteristics. ($\beta=0.95$)図10. 線型遅れ負荷時の特性 ($\beta=0.833$)Fig. 10. Linear lagging load characteristics. ($\beta=0.833$)

測定結果である。コンデンサ電圧の実効値は91.2 V, THDは2.8%となった。図6の等価回路から計算した実効値は89.8 Vであり、ほぼ等しいと言える。平均スイッチング周波数は6.0 kHz, 負荷電流のTHDは2.5%である。(c) 図は電圧誤差 $\Delta V(t)$ を求め、グラフ化したものである。比較のために、負荷電流に $R=0.46 \Omega$ を乗じた値も併記した。電圧誤差に含まれるPWM成分を除いて考えると、電圧誤差は負荷電流と位相がずれることなく、大きさも比例していると言える。このことは、主たる内部インピーダンスが抵抗成分であることを示している。

図11は3 kW, クレストファクタ2.3のコンデンサ入力型整流器負荷に対する特性の測定結果である。 β は0.95である。負荷電流のTHDは約50%と大きい、コンデンサ

(a) 電圧指令, コンデンサ電圧とPWM指令

(b) 誤差電流とゲート指令

(c) 電圧誤差波形

図11. 非線型負荷時の特性 ($\beta=0.95$)

Fig. 11. Non-linear load characteristics. ($\beta=0.95$)

図12. コンデンサ電圧の計算値と測定結果

Fig. 12. Measured and calculated capacitor voltage.

電圧は電圧指令にほぼ追従している。誤差電流の大きさの最大値は13.0 Aであり、 j_e 以内である。平均スイッチング周波数は5.8 kHzであった。(c) 図から、この場合も電圧誤差は瞬時値として負荷電流に比例していることが見られる。

図12に、LR負荷の容量を25%ずつ増加させた場合におけるコンデンサ電圧の測定値を計算値と比較して示す。負荷の大きい時に若干、測定値の低下が少なくなる傾向が見られるが、両者はほぼ一致していると思なすことができる。以上の結果から、図6の等価回路は正しいものと考えられる。

表2は、LR負荷に対する変換効率と平均スイッチング周波数の測定結果である。誤差追従式PWMにおいて、スイッチング周波数の変化が少ないのは、誤差電流波形がほぼ同じなためと考えられる。

表2. 効率と平均スイッチング周波数の測定結果

Table 2. Efficiency & average switching frequency.

負荷容量	効 率	平均スイッチング周波数
25 %	93.3 %	5.99 kHz
50 %	94.2 %	5.99 kHz
75 %	94.1 %	5.98 kHz
100 %	93.8 %	5.97 kHz

5. まとめ

誤差追従式PWMを電流マイナーループに用いたUPS用インバータの電圧制御方式を考案し、実験により動作を確認した。その結果、ほぼ設計どおりの性能を検証することができた。本制御方式を適用した場合、フィルタ部から見たインバータの内部インピーダンスの主成分はインダクタンスではなく抵抗となり、その大きさは制御パラメータにより決定することができる。

フィードフォワードゲイン β を増やしてゆくと、内部抵抗の値は小さくなり、さらに増やすと負となる。この場合の制御の安定性については、今後、検討する必要がある。

負荷容量が大きい場合や冗長度を必要とする場合には、複数台のUPSを並列運転することが求められる。その場合、現状では何等かの信号が共有されて運転される。しかし、近年、回転機から成る電力ネットワークと同様に、半導体電力変換装置から成るネットワークにおいても信号線を共有しない並列運転の可能性が議論されるようになりつつある。^{(10)~(12)} 本論は、その実現のための1つの糸口を提供すると考えられ、今後、その面の研究も進めてゆきたい。

本研究の実施においては、東京理科大学正田英介教授よりご指導をいただきました。ここに、厚く感謝の意を表します。

(平成11年4月20日受付, 同年7月15日再受付)

文 献

- (1) 川畑隆夫, 宮下武司, 山本融真: 「高性能電流マイナーループによる多機能インバータ」, 昭和62電学D部門大会, No. 96, pp. 463-468.
- (2) 山本融真, 河井譲二, 川畑隆夫, 佐志田伸夫, 森治義: 「電流マイナーループを設けた大容量IGBT並列運転UPS」, 平成3年電学D部門大会, No. 108, pp. 476-479.
- (3) 「無停電電源システム(UPS)の動向」, 電気学会技術報告, No. 596, 1996年7月.
- (4) 大島正明: 「単相自励式電圧型交直変換装置における誤差追従式交流電流波形制御方式」, 電学D論文誌, Vol. 114-D, No. 3, pp. 289-298, 1994.
- (5) S. MIYAZAKI, M. OHSHIMA, S. TAMAI, Y. YAMAMOTO, F. NAKAMURA, N. SASHIDA, "Novel Power Conversion System for Uninterruptible Secondary Battery System", Proc. of the 7th ICHQP/IEEE, pp. 655-660, 1996.
- (6) M. OHSHIMA, S. MIYAZAKI, K. INAGAKI, H. KIKUCHI, H. NIRASAWA, "Development of Uninterruptible Secondary Battery System", Proc. of PCC-NAGAOKA, pp. 707-710, 1997.
- (7) 大島正明, 清水正明, 清水雅彦, 山岸政章, 岡村勉夫: 「誤差追従式PWMと電気二重層コンデンサによる系統連系型蓄電装置」, 電学D論文誌, Vol. 118-D, No. 12, pp. 1417-1426, 1998.
- (8) M. OHSHIMA & E. MASADA, "AC FILTER DESIGN PROCEDURE FOR ERROR TRACKING MODE SINGLE PHASE PCS'S", IPEC-Yokohama'95, pp. 1464-1469, Apr. 1995.
- (9) 西方正司, 松村毅, 片岡昭雄: 「電圧降下補償を用いた単相UPSのデジタル制御法」, 電学D論文誌, Vol. 118-D, No. 7/8, pp. 957-958, 1998.
- (10) M. C. Chandorkar, D. M. Divan & B. Banerjee, "CONTROL OF DISTRIBUTED UPS SYSTEMS", PESC/IEEE, pp. 197-204, 1994.
- (11) 河村篤男, 中嶋泰孝: 「複数台無停電電源の自律分散

制御による高信頼化の一提案」, 平成8年電学全大, No. 805.

- (12) 柳修二, 近藤正示: 「並列UPSの即応性と動揺抑制を考慮した有効/無効電力制御の比較」, 電学研資SPC-96-126, 1996年12月.

大島正明 (正員) 1975年3月東京大学工学部電気工学科卒業。同年4月東京電力(株)入社。1986年から1994年まで電力用蓄電システムの研究開発に従事。この間、1989年から川崎実証試験場の電気主任技術者を務める。現在、電力技術研究所パワーエレクトロニクスグループ主管研究員。PWM方式とPWM変換装置が主たる研究対象。米 Who's who in science and engineering に名前掲載。IEEE, EPE会員。工学博士。

中村文則 (正員) 1991年3月大阪大学大学院理学研究科修士課程修了。同年4月三菱電機(株)入社。同社産業システム研究所にて、主として電力系統用パワーエレクトロニクス機器の研究開発に従事。

玉井伸三 (正員) 1981年3月東京工業大学電機電子工学科卒業。1983年同大学院修士課程修了。同年4月三菱電機(株)入社。同社産業システム研究所にて、インバータによる誘導電動機制御、電力系統用パワーエレクトロニクス機器の開発などに従事。1989年電気学会論文賞受賞。計測自動制御学会, IEEE会員。

山本融真 (正員) 1984年3月北海道大学工学部電気工学科卒業。同年4月三菱電機(株)入社。同社電力・産業システム事業所にて、無停電電源装置の開発、設計に従事。

森治義 (正員) 1981年3月名古屋工業大学大学院電気工学科修士課程修了。同年4月三菱電機(株)入社。同社電力・産業システム事業所にて、無停電電源装置の開発、設計に従事。