多機能高品質単相PWM制御電源

正員 大西 徳生 (徳島大学)

Multi-functional High Quality Single Phase PWM Controlled Power Supply

Tokuo Ohnishi, Member (The University of Tokushima)

Recently, many apparatus have been used for residential applications by the remarkable progress of the power electronics technology. So, harmonics and power factor problems have become important. This paper proposes the multi-functional high quality single phase power converter with a simple circuit configuration using a power module for three phase inverters. The basic operation of the proposed power converter is almost the same as the double converter by the inverter and the converter circuit. Many functions about the AC power line, the DC power source line with loads and the AC output load can be obtained by using the proposed circuit configuration. The converter also has the useful functions of the direct connecting the AC load to the AC power line and the line interrupting at the AC power line failer.

In this paper, I describe the circuit configuration, the control principle, the obtainable functions and the control methods. Then I confirm the feasibility of the system by the simulations and the experiments.

キーワード： 多機能インバータ、連系運転、交流安定化電源、無停電電源、波形改善、太陽光発電システム

1. まえがき

近年の半導体電力変換機器の著しい普及に伴い、配電系統における家電機器から発生する高調波の増加や力率の低下問題がクローズアップしてきた。特に、容量の比較的大きなインバータエアコンから、テレビ受像器に至るまでコンデンサインプット形の整流回路が用いられている。このため単機容量が小さくても電流が電源電圧のピーク値付近で集中して流れるので、全体として配電系統の電圧歪みとなり、種々の問題を引き起こすことが懸念されている¹⁾。また、情報関連の事務用機器等においては瞬時停電の問題は深刻となり電源品質、信頼性の確保に対する要求は一段と高まっている²⁾。

こうした状況から、電源機器自身の改善化に加えて、アクティブフィルタ等のひずみ波補償装置の研究開発が活発化してきた。また、電源品質の管理評価基準のため、わが国でもIECに準じた電源ひずみの規制管理基準が設けられるようになってきた³⁾。

一方、近年一般家庭での導入を前提とした小規模分散形太陽光発電システムとしての系統連系用インバータ⁴⁾のトータルコストの低減化を図るため、付加価値の高い多機能化システムの研究開発が行われている⁵⁾。

本稿では、これら問題点を同時に解決することのできる家庭用、事務用電源として、また太陽光発電システム用電源としても有用な多機能電源について検討を加える。

この主回路は、コンバータ回路とインバータ回路を1個の三相インバータモジュールだけで構成できる極めて簡単な構成であるが、表1に示すような多機能、高品質の交流および直流電源を得ることができ、種々な分野へ適用が期待できる⁶⁾。

本論文では、この多機能電源制御システムを提案し、その基本特性、設計基準および試作装置による実験結果について報告する⁶⁾。なお、より忠実な波形制御を行わせるPWMスイッチング制御手法についても提案することとする⁷⁾。

2. 主回路構成と機能

多機能電源で要求される仕様としては、1) 交流出力、2) 直流出力および3) 交流電源側電流の3つに関する各制御量が同時に満たされることが必要である。

表1 多機能電源の主な機能

Table 1. Main functions of proposed supply system.

(1)	瞬時値制御交流安定化電源
(2)	系統連系運転電源装置
(3)	電力用アクティブフィルタ
(4)	無効電力補償装置
(5)	無瞬断無停電電源
(6)	蓄電池浮動充電装置
(7)	交流負荷の交流電源への直接接続運転

図1 ダブルコンバータシステム
Fig.1 Double converter system.

<2・1> ダブルコンバータシステムと問題点

これらの要求を同時に満たすことのできる電力変換回路として、図1に示すPWMコンバータとPWMインバータを用いたダブルコンバータシステムが考えられる。

本回路方式において、1) 交流出力に対する制御事項としては、直流電圧源からPWM制御により基準信号に忠実に一致した交流出力電圧を得ることである。これは、高周波スイッチングが可能になったのでフィルタ回路の設計も比較的容易になり、特別な問題はないと思われる。次に2) 直流出力制御に関しては、直流交流電源間で双方向の電力変換が可能なPWMコンバータ回路により、PWMインバータ負荷と直流回路負荷で消費される電力と直流回路に接続された太陽電池、燃料電池等からの発生電力との偏差分の電力授受を行わせることができる。そして同時に蓄電池への充電装置としても働かせることができる。ダブルコンバータ方式では、交流出力回路における負荷の高調波電流や無効電流は直流回路コンデンサで吸収され平滑化されるので、交流電源回路への直接的な影響を避けることができる利点がある。なお、太陽電池を直流回路に接続する場合は、太陽電池から最大出力が得られる最適な動作電圧に制御することも可能である。そして、3) 交流電源電流に関しては、交流出力電流波形とは直接関わり無く、消費電力に応じた電流波形をPWM制御により任意に制御でき、基本的に力率1の正弦波電流を流すことができる。

しかし、本電力変換回路はコンバータとインバータを別々に設けるため主回路構成が複雑化し、経済的でないと共に、本システムでは常に2つのコンバータ回路を経て交流負荷に給電されるため、交流負荷を交流電源へ直接接続することはできない。また、本ダブルコンバータ回路では、直列回路素子数が多く運転効率の低下を招くなどの問題点がある。

この他にPWMコンバータの双方向電力授受機能に着目し、交流電源ラインに負荷を接続する方式の無停電電源装置があり常時は交流負荷を交流電源に接続できる無停電電源なども報告されているが⁽⁸⁾、停電時の配電系統ラインからの開放スイッチが必要とされると共にその切り替え制御は一般に困難を伴う。

図2 三相パワーモジュールによる多機能電力変換回路
Fig.2 Multi-functional power converter circuit using three phase power module.

<2・2> 提案する主回路構成と基本制御法

図2に図1のダブルコンバータを単純化した多機能電源の主回路構成を示す。同図において、スイッチS1、S2、S4、S5をPWMコンバータ回路として、スイッチS2、S3、S5、S6でPWMインバータ回路として働かせるもので、スイッチS2とS5を両PWM回路で併用制御させている点が本提案回路の特徴となっている。これにより、主回路は三相インバータモジュール1個で構成でき、主回路構成の簡単化と図1に示すダブルコンバータでは得られない制御機能も付加することができる。なお、図中 ℓ_a はPWMコンバータの結合リアクトルとして、 ℓ_b はPWMインバータ出力に対するフィルタリアクトルとしてキャパシタ C_b と共に用いられる。

3. スイッチング制御法

さて、図3は図2に示した三相ブリッジ回路で構成される多機能電源が連系運転とインバータ運転が同時になされているときの各スイッチの基本的なPWMスイッチング制御動作波形である。

図3 PWMスイッチング基本動作波形
Fig.3 PWM switching basic waveforms.

図4 多機能電力変換回路の基本動作

Fig.4 Basic functions of proposed power converter.

ここでは両PWM制御回路のスイッチング周波数を高く選ぶことにより、必要な結合リアクトルを小さくし、PWM制御出力とフィルタ後の電圧の基本波の位相差は極めて小さいと仮定する。このとき、本回路は図1のダブルコンバータ回路と同様に、図4に示される2つの基本等価回路動作ができ、表1に示した多くの制御機能を有することができる。

ここで、表1に示した各機能を得るために1) 連系運転動作、2) 停電時運転動作および3) 単独運転動作の3つの基本動作モードに分けて説明する。

各動作モードにおいて、S1-S6の各スイッチング素子は、トランジスタ、IGBT等のスイッチング素子(Q1-Q6)に逆並列にダイオード(D1-D6)が接続されていることに留意して、通電すべき素子を選択制御することが必要である。

<3・1> 連系運転動作 図2において、スイッチS2とS5は電源電圧の極性に同期して選択通電しないと、S1あるいはS4のスイッチング素子間で電源短絡モードを生じることとなる。従って、電源電圧の極性に応じて半周期毎にスイッチング切り替え制御が必要がある。図5に電源電圧の極性を図示している方向を正とし、スイッチS5がオンしているときの回路状態を示す。このとき、スイッチS2はオフでダイオードD2には常に逆電圧がかかるので、このアームは回路電流の如何にかかわらずオフ状態となる。

このとき、PWMコンバータは図示するようにスイッチS4がオン、オフすることによって動作する。力率1運転においては、交流電源電圧と同位相の基準正弦波電流 i_{ar} に交流電流 i_a が一致するようにPWMコンバータにより瞬時値制御される。電流基準値の大きさ I_{ar} はシステムとして電力バランスがとれるように直流電圧 e_d をフィードバックしてその基準値 E_{dr} との比較により決定される。これにより、インバータ負荷を含め任意の直流負荷が接続されても自動的に双方向電力変換授受がなされる。

なお、この直流電圧は直流側に太陽電池が接続されたとき、太陽電池の動作電圧を決めるので、この基準値により太陽電池の最大出力制御をかけることも可能である。

図5 PWMコンバータ/インバータ動作モード

Fig.5 Operating mode as PWM converter/inverter.

一方、インバータ回路では、このとき図5に示すようにスイッチS3(S6)のオン、オフ制御により交流出力電圧が制御される。制御システムとしては、フィルタ回路を通した負荷端の電圧 e_b が基準正弦波電圧と一致するようにPWM回路により瞬時値制御され交流安定化電源として働かせることができる。このため、コンデンサインプット形整流回路等の歪波電流負荷や誘導性負荷が接続されても常に波形歪みの少ない出力電圧波形を得ることができる。

なお、交流電源電流 i_a は、インバータ出力に流れる負荷電流 i_b によるのではなく、負荷で消費される平均電力に比例した正弦波電流が流れるように制御される。このため、遅れや歪み波成分電流は直流回路の平滑コンデンサ回路で吸収され、電源電流波形はこれらに全く依存しない力率1の正弦波電流を容易に得ることができる。

また、直流回路にコンデンサの他に何も接続されていない状態で、交流出力に抵抗負荷が接続されたとき、基本波負荷電流 i_b は、図6に示すように交流電源電流 i_a とほぼ一致した電流が流れることとなり、このときの電流経路のスイッチ回路は2組と、図1のダブルブリッジコンバータ回路に比べ半減することができる。

さらに、直流回路に蓄電池が接続された場合は給電時に他の動作と平行して蓄電池はPWMコンバータ回路により、浮動充電をさせることができる。

図6 抵抗負荷時の基本波電流経路

Fig.6 Current flowing loop for resistive load.

図7 停電時の動作回路状態

Fig.7 Operating circuit at power line failure.

なお、このときは直流電圧が基本的に蓄電池電圧に固定されるため、上述した制御システムを組むとき、電圧検出の代わりに直流電流の平均値量を検出してPWMコンバータの制御をかけるなどの変更が必要となる。

<3・2> 停電運転動作 停電時には、交流電源ラインの電圧が確立していないため、PWMコンバータ動作を続けると、交流ラインに接続されていた負荷が接続されることとなる。このため、コンバータ動作はもちろんインバータ運転動作ができなくなるので、システムを電源系統から切り離すことが必要となる。本回路では単にスイッチS1とS4をオフするだけで、インバータ回路に接続された交流負荷には何の過渡変化を伴うことなく、蓄電池から安定した交流出力を得ることができる。これにより、給電時の浮動充電と併せて無停電電源としての動作をさせることができる。

停電検出によりスイッチS1、S4を共にオフすると、結合リアクトルに流れていた電流が零になった時点でダイオード回路もオフする。このときの回路状態は図7となり、インバータは給電時と同じ動作をする。

<3・3> 交流電源の直接負荷接続動作 本回路は、PWMコンバータ、インバータ制御動作によらず、交流電源ラインに交流負荷を直接接続することができる。

図8 交流負荷直接接続時の回路状態

Fig.8 Operating circuit at direct connection mode.

図8に電源電圧が正のときの回路状態を示す。この場合は、電源電圧波形が直接負荷にかかるので、特別な波形制御、補償等はなされないが、PWMスイッチング制御を必要としないので、図6の場合と比べてもさらに高効率で運転させることができる。なお、電源直接接続回路は、下側でも図示する回路と同様の閉ループ回路により形成されるが、中央アームのダイオードD2あるいはD5とスイッチS1あるいはS4を通して電源短絡回路が生じないように、交流電源電圧の極性に依じて、これら2つの閉ループ回路を切り換える必要がある。

4. 基本制御式

ここで、交流電源電圧 e_a の実効値を E_{ar} 、電源角周波数を ω として次式で表し

$$e_a = \sqrt{2} E_{ar} \sin(\omega t) \quad (1)$$

瞬時値制御された交流出力電圧 e_b および高調波を含む負荷電流 i_b は $E_{br} I_{b1}, I_{br}$ を各電圧、電流の各実効値とすると、それぞれ次式で示される。

$$e_b = \sqrt{2} E_{br} \sin(\omega t - \phi_b) \quad (2)$$

$$i_b = \sqrt{2} I_{b1} \sin[(\omega t - \phi_b) - \phi_1]$$

$$+ \sqrt{2} \sum I_{bn} \sin[n(\omega t - \phi_b) - \phi_n] \quad (3)$$

ここで、 ϕ_b は電源電圧に対する任意の出力電圧位相、 ϕ_1 、 ϕ_n は基本波および n 次高調波電流の遅れ角である。

このとき、負荷での消費電力 P_b は次式となる。

$$P_b = E_{br} I_{b1} \cos \phi_1 \quad (4)$$

さて、交流電源電圧の公称値が E_{ar} であるとき、負荷電力 P_b は全て交流電源から給電 ($P_a = P_b$) されるものとすると、力率1動作における交流電源電流 i_a の基準値 i_{ar} は次式で求められる。

$$i_{ar} = \sqrt{2} I_{ar} \sin(\omega t) \quad (5)$$

$$I_{ar} = P_b / E_{ar} = (E_{br} / E_{ar}) I_{b1} \cos \phi_1 \quad (6)$$

そして、出力電圧の基準値 E_{br} と交流電源電圧 E_{ar} が等しく、負荷力率も1であるとき $I_{ar} = I_{b1}$ となり、図6で示したように交流電源からの電流 i_a は負荷電流 i_{b1} と一致する。また、負荷電流 i_b と交流電流 i_a の差電流 i_c は高調波電流と無効電流からなり次式で示される。

$$i_c = i_b - i_a$$

$$= \sqrt{2} I_{b1} \sin \phi_1 \cos(\omega t - \phi_b)$$

$$+ \sqrt{2} \sum I_{bn} \sin[n(\omega t - \phi_b) - \phi_n] \quad (7)$$

この電流は直流回路に流れるため、本装置は無効電力補償装置やアクティブフィルタと等価な動作をさせることができる。このとき、有効電力脈動は交流電源からインバータ負荷へ送られるため、直流回路での低次の電力脈動は(2)、(7)式より次式で与えられる。

$$p_d = E_{br} I_{b1} \sin \phi_1 \sin 2(\omega t - \phi_b) \quad (8)$$

したがって連系運転時における直流回路の電力脈動はほとんど負荷の無効電流成分のみによるものとなるので、平滑コンデンサ容量も小さな値で済む。

5. 制御システム

上述の多機能電源の制御システムを図9に、表2に3つの制御モードに対するスイッチング動作を示す。S1とS4、S2とS5そしてS3とS6の3組のスイッチに対して3つの制御系で構成される。なお、表中での $\text{Sgn}(x)$ は、 $x > 0$ で1(ON)、 $x < 0$ で0(OFF)を表わす。

<5・1> 電圧瞬時値制御PWM PWMインバータの制御信号として、その基準入力 e_{br} と、フィルタ出力電圧 e_b が一致するように偏差信号 Δe_b によりスイッチS3とS6が制御される。なお、基準電圧 e_{br} は、連系運転時には電源電圧に同期し、停電時には発振回路出力と同期し、その大きさは設定入力として与えられる。

<5・2> 電流瞬時値制御PWM 連系運転時に力率1の正弦波電流 i_a が流れるように、電源電圧と同相の基準正弦波 i_{ar} を発生させている。そして、その振幅 I_{ar} は交流回路負荷と直流回路負荷を合わせた消費電力に見合う電力を交流電源から給電できるように直流電圧 e_d がその基準値 E_{dr} に一致するように制御ループが設けられている。そして、直流回路に太陽電池を接続した場合は、最大出力が得られる動作電圧 V_{opt} に基準電圧 E_{dr} を追従制御する制御システムを構成することができる。

なお、停電時には上述したようにスイッチS1とS4を共にオフ状態で運転させる。

<5・3> 交流電源極性切り換え制御 交流電源電圧に同期して、スイッチS2とS5を半周期毎にオン、オフさせる。なお、停電時におけるスイッチング信号は出力周波数を決める発振回路出力に同期させる。

ここで、各スイッチのオン、オフ制御状態を各運転動作モード別にまとめたのが表2である。

図9 多機能PWM電源の制御システム

Fig.9 Control system of multi-functional PWM converter.

表2 運転モードとスイッチング動作

Table 2 Switching operation for each mode.

動作モード	S1 (S4)	S2 (S5)	S3 (S6)
連系モード	$\text{Sgn}(\Delta i_a)$	$\text{Sgn}(e_a)$	$\text{Sgn}(\Delta e_b)$
停電モード	OFF	$\text{Sgn}(e_a)$	$\text{Sgn}(\Delta e_b)$
接続モード	$\text{Sgn}(e_a)$	OFF	$\text{Sgn}(e_a)$
$\text{Sgn}(x) : x > 0 \text{ then } 1 \text{ (ON)}, x < 0 \text{ then } 0 \text{ (OFF)}$			

6. 位相推移による制御不能と波形補償

<6・1> 位相推移による波形歪み 本制御システムは、スイッチS2とS5を電源電圧 e_a あるいは制御基準電圧 e_{ar} の零点位相と一致させてPWMコンバータ動作とPWMインバータ動作をさせているため、結合リアクトルによる位相差に起因する制御不能領域を生じ、波形歪みを招く。

図10にスイッチング調波成分を除いた両PWM回路の動作波形を示す。図示するように、PWMコンバータ回路の波形 e_{ao} は、コンバータ動作のため e_a より δ_a だけ遅れ、PWMインバータ回路の波形 e_{bo} はインバータ動作のため、一般的に δ_b だけ進む必要がある。しかし、スイッチS2とS5の状態との関係で、各PWM制御可能な範囲は点線枠内部となり、波形制御できない区間ができ、波形歪みを生じる。これは結合リアクトル部でのリアクタンス降下に起因しているため、 ℓ_a 、 ℓ_b をできるだけ小さな値に選ぶことが望まれる。

一方、 ℓ_a 、 ℓ_b はスイッチング調波成分に対するフィルタ作用をさせているので、PWM制御をかけるスイッチング周波数により決定される。

図10 結合リアクトルによる位相推移と波形歪み

Fig.10 Phase shift and wave distortion.

<6・2> 波形改善法 図10に示した波形歪みは、スイッチS2とS5のオン期間を固定しているためである。このため、スイッチング周波数を十分に上げることにより波形歪みを押さえることはできても、制御できない区間は残るため多少の波形歪みは避けられない。

そこで、交流電圧 e_a あるいは e_{ar} が零近辺のとき、S2,S5のスイッチング信号をS1,S4あるいはS3,S6に追従して制御するスイッチング制御動作期間を付加することにより、こうした制御不能領域を除くことができ、波形改善を図ることができる。図11にこの波形改善モードを加えたPWMコンバータの制御動作波形を示す。

なお、 $(-\delta_b < \theta < 0)$ においてS2がオンするスイッチング動作および $(0 < \theta < \delta_a)$ においてS5がオンするスイッチング動作は、上述した電源短絡モードとなるが、この区間は出力すべき平均電圧が小さいため、スイッチされる期間は小さく、かつ電流の瞬時値制御が基準値と一致するようにスイッチ切り換えが行われるので特別な問題は生じない。

しかし、この動作区間を大きくするとPWM出力電圧の変化幅が $\pm E_d$ となり、スイッチング損失の増大等を招くので、必要最小限度に押さえることが必要である。波形歪みを防ぐためこのスイッチング制御モードが必要とされる区間は、 $+\delta_a$ 、 $-\delta_b$ である。

PWMコンバータ動作を例に補償が必要な位相角 δ_a は次式で与えられる。

$$\omega l_a I_a = E_a \tan \delta_a \approx E_a \delta_a \quad (9)$$

$$\therefore \delta_a = (\omega l_a I_a) / E_a \\ = (\omega l_a P_a) / E_a^2 \quad (10)$$

いま、スイッチング周波数を数kHzとして、結合リアクトル l_a を1mHに選んだとき、電源電圧 $E_a=100$ V、周波数 $f=60$ Hzで、装置容量 P_a を5kVAとすると、(10)式より $\delta_a=0.19$ [rad] = 11 [deg] となる。これより、 ± 15 [deg] 程度の区間この波形改善モードを入れればよい。

図11 波形歪みを補償するスイッチング制御法
Fig.11 Wave distortion compensation switching method.

図12 PWM制御動作波形の比較
Fig.12 Comparison of PWM control method.

7. シミュレーション解析による比較

ここでは、多機能電力変換制御回路のPWM制御動作波形として、交流出力にR-L誘導性負荷が接続されたときの結果例を図12に示す。同図(a)は、波形歪み補償をかけていないとき、同図(b)は ± 15 [deg]の区間波形改善モードを入れたときの動作波形である。なお、回路定数は両者の波形改善効果を明確するため少し大きめの結合リアクトル $l_a=l_b=7$ mHとした。また電圧は $E_a=E_b=100$ V、容量は約500VAである。非補償の場合は、零電圧近辺で制御不能領域がみられ、波形歪みを生じているが、補償制御の場合は、波形歪みを伴うことなく、力率1の正弦波電流波形が得られており、波形改善の有効性が顕著に示されている。

8. 実験結果

試作装置の主回路には、三相IGBTモジュールを用いて構成した。結合リアクトルは $l_a=l_b=2.5$ mHとした。また、平滑コンデンサは $C_d=2200\mu$ F、 $C_b=10\mu$ Fである。

さて、図13はインバータ交流出力に平滑回路を含む整流回路負荷が接続されたときの動作波形であり、歪み波負荷電流に関わらず、電源電流としては正弦波波形となっており、基本制御動作が確認できる。

図13 平滑リアクトル付き整流回路負荷時の動作波形
Fig.13 Operating waveforms for rectifier load.

(a) 非補償時の動作波形

(b) 補償時の動作波形

図14 PWM制御波形の比較

Fig.14 Comparison of PWM waveforms.

図14は、交流電圧波形の零電圧近辺における波形改善対策を入れた場合の制御効果を、入れていない場合と比較して示している。ここで、 e_{bo} はPWMインバータの交流端子波形であり、補償時の負荷端子電圧電流波形 e_b 、 i_b は著しく改善されていることが分かる。

この他に、コンデンサインプット形整流回路負荷等の種々の負荷に対しても何ら支障なく動作させることが確認されている。また、電源電圧変動や負荷変動に対する静特性からも、本装置は交流安定化電源、アクティブフィルタ等の多機能特性が確認された。

9. むすび

本論文では、三相インバータモジュールだけの簡単な主回路構成で、直流回路側、交流負荷側および交流電源側で要求される仕様を同時に満たすことのできる多機能PWM制御電力変換装置の提案とその基本システムと特性について検討を加えた。

すなわち、交流負荷に対しては、

- 1) 交流安定化電源動作による電源の高品質化
- 2) 交流電源の直接接続による正常運転時の高効率化、
- 3) 無停電電源

として機能させることができた。

また直流回路と交流電源との連系運転により

- 4) 直流負荷へのPWM制御整流回路
 - 5) 無停電電源のための浮動充電装置
 - 6) 直流電力の交流電源への回生作用
- 等々の動作をさせることができることが確認された。

一方、交流電源側に対しては、直流側電力のバランス制御だけで等価的に

- 7) 電力用アクティブフィルタ
- 8) 無効電力補償装置

等、多くの機能が同時に付加できることを示した。

本装置は、電源品質を改善する単独の多機能電力変換装置としての用途の他に、太陽光発電等の直流電力源を系統と連系運転し電力を交流電源に回生する多機能インバータ電源としても大変有用といえる。太陽電池を接続したときの詳細な検討は別の機会に譲る。

(平成6年7月4日受付)

文 献

- (1) 正田：「パワーエレクトロニクスと高調波問題」、第7回パワーエレクトロニクス研究会、pp361-368,1987.
- (2) 橋本：「家電機器の電氣的技術課題」、電気学会 雑 Vol.109, No.3, pp.214-217, 1989.
- (3) 井上：「高調波管理基準規制の動き」、平3電気学会産業応用部門シンポジウム、S7-4, pp.S162-, S165, 1991.
- (4) 浜田他：「住宅用系統連系逆潮流あり太陽光発電システム」、平5電気学会産業応用部門シンポジウム、S2-5, pp.S46-49, 1993.
- (5) T.Ohnishi and H.Okitsu: "Multi-functional Solar Power Generation System using PWM Converter", Proc. of IEEE International Workshop on Control System in New Energy Applications, Madrid, Spain, pp173-182,1987.
- (6) 大西：「多機能高品質単相PWM制御電源」、電気学会研究会資料、SPC-89-24, pp.39-46,1989.
- (7) 大西：「単相多機能PWM制御電源の波形改善」、平4電気関係学会四国支部連合大会、No.916, pp.313-314, 1992.
- (8) 安富、大西・沖津：「無効電力補償形三相無瞬断無停電電源」、電気学会研究会資料、SPC-87-3, pp.19-28, 1987.

大西 徳生 (正員) 1947年9月30日生。1972年3月徳島

大学大学院修士課程電気工学専攻修了。同年4月徳島大学工業短期大学部助手、同講師、同助教授を経て、平成2年徳島大学工学部電気電子工学科助教授、現在に至る。工学博士。主として、パワーエレクトロニクスと電動機制御

および太陽光発電電力変換制御システムに関する研究に従事。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。