昇降圧PWM電力形インバータを用いた 太陽光発電システム

正 員 長 尾 道 彦 (大分大)

准 員 堀 川 英 雄 (大分大)

正 員 原 田 耕 介 (熊本工大)

Photovoltaic system using Buck-Boost PWM Power Inverter

Michihiko Nagao, Member (Oita University) , Hideo Horikawa, Senior member (Oita University)

Koosuke Harada, Member (Kumamoto Institute of Technology)

This paper presents a buck-boost PWM power inverter and its application for residential photovoltaic system. The PWM power inverter is realized by driving a inverter constructed with a high frequency buck-boost chopper in the discontinuous conduction mode (DCM). Photovoltaic system with the power inverter has the following advantages: (1) The power generated by the photovoltaic array can be transferred to the load and the utility line under any array voltage, (2) Isolation between the photovoltaic array and the utility line is performed by a small high frequency reactor operating as energy storage element, (3) There is no need of a reactor to link the utility line, (4) Unity power factor operation is provided, (5) So the system configuration is very simple. The input-output characteristics of the system is analyzed. As the result, the ripple component of the array current and the power flow between the interface and the utility line are derived, and verified experimentally.

キーワード：フライバックコンバータ，PWM電力形インバータ，太陽光発電システム，太陽電池，電力系統

1. まえがき

太陽エネルギーの有効利用が省エネルギーや環境問題の改善から重要な検討課題となっている。このうち太陽光発電システム（以下、PVシステムと略記）は個人住宅用小規模分散システムとしての実用化が強く望まれ、中でも太陽電池と系統間のインタフェース回路がコスト低減の期待される部分となっている^{(1)~(3)}。このインタフェース回路としては、従来、電圧形インバータが主に検討され、電流形インバータも最近検討され始めた⁽⁴⁾。これらインバータにはそれぞれ一長一短があるが、本稿ではこれらと異なる方式、即ち電力形インバータをPVシステムのインタフェース回路に用いることを提案する。この電力形インバータを用いたPVシステムは以下の特徴を持つ。

- (1) 太陽電池の発電電圧の大小に関わらず、任意の電力を負荷や系統に送出できる、
- (2) 系統と同相の信号で制御することにより、常に高力率が得られる、
- (3) 高周波リンク方式のように2段方式⁽⁵⁾とすることなく、小形の磁心で絶縁ができる、
- (4) 系統との連系用リアクトルを必要としない、
- (5) 上記のことから、回路構成が極めて簡単となり、コス

トの低減が期待できる。

ここで提案する電力形インバータは、昇降圧形チョップを基本にインバータを構成し^{(6)~(12)}、これをリアクトル電流不連続モード(DCM)で動作させることにより実現される^{(8)~(12)}。昇降圧形インバータをPVシステムに用いることはすでに文献⁽⁶⁾及び⁽⁷⁾で提案されているが、そこではインバータを通常よく用いられているリアクトル電流連続モードで動作させており、DCMで動作させる電力形インバータとしての観点からは検討されていない。

従って、本論文ではまず、昇降圧PWM電力形インバータ回路を示し、その等価回路や基本微分方程式を導出し、本回路の基本特性を明らかにする。この場合、入力直流電源として太陽電池を考え、太陽電池出力電流のリプル電流と太陽電池出力抵抗及び回路パラメータとの関係を定量的に明確にする。次に、本インバータを系統と連系した場合の電力フロー特性を明らかにし、上記の特長を持つPVシステムが構成できることを示す。

2. 回路構成

昇降圧形インバータの回路構成はいくつか考えられる^{(6)~(12)}が、本稿では巻線数が少なく、サージ電圧が低いなどの特徴を持つブリッジ方式昇降圧PWM電力形インバータ

(以下、PWM電力形インバータと略記)^{(10),(12)}を検討対象とする。図1にPWM電力形インバータを用いたPVシステムの基本構成図を示す⁽¹²⁾。ここでPVは太陽電池、 e_{ac} は系統電圧、 Z_L は負荷とし、主スイッチ素子としてIGBTを使用している。破線で囲まれた部分がPWM電力形インバータで、昇降圧チョップを2組ブリッジ形に組み合わせ、スイッチ Q_1' 及び Q_2' で同期整流を行うことにより交流出力電圧 v_o を得る。なお、絶縁の必要がなければ2次巻線を省き、uv端子から直接出力を取り出せばよい。

図2(a)はPWM電力形インバータを駆動するための各部信号波形、インバータ入力電流 i_D 、2次側リアクトル電流 i_L 及び出力電圧 v_o の波形を示したものである。図に示すように、入力信号 v_i の正の半周期に主スイッチング素子 Q_1 のゲート G_1 にPWM信号 v_{G1} を、 Q_1' のゲート G_1' に矩形波信号 v_{G1}' をそれぞれ加え、また負の半周期にスイッチ Q_2 、 Q_2' のゲート G_2 、 G_2' にPWM信号 v_{G2} 、矩形波信号 v_{G2}' をそれぞれ加え、DCM動作させることにより、PV出力電圧 e_s を昇降圧した交流出力電力 P_o を得ることができる。図2(b)は図2(a)の波形の一部を拡大し、動作状態を示したものであり、スイッチ素子の状態により基本的に3つの動作状態を取る。即ち、主スイッチ素子 Q_1 がオンで Q_2 がオフである期間 T_1^k にインダクタ L にエネルギーを蓄積し、負荷 Z_L にはコンデンサ C よりエネルギーが供給される状態Ⅰ、次に Q_1 が全てオフになり、 L の蓄積エネルギーが Q_1' を通じて負荷側に転送される期間 T_2^k の状態Ⅱ、そして一次側の主スイッチ素子が全てオフで L の蓄積エネルギーが消失し、負荷には C からのみのエネルギーが供給される期間 T_3^k の状態Ⅲの3つである。このようにリアクトル X に流れる電流を常に不連続にするDCM動作を繰り返すことで、PWM電力形インバータを得ることができる。さらに、 X に流れる電流はキャリア周期 T_c 内で必ず0となるため、 X を小形の磁心で構成することができる。この場合、 L に流れる電流 i_D が不連続となるため、インダクタ L_F 及びキャパシタ C_F からなるフィルタをPVとインバータ間に設け、PV出力電流 i_s を連続にしている。また C_F の値は、PVから常時最大電力を得るため、入力信号 v_i の

周波数 f_i (=系統周波数)成分のリプル分を十分抑制する大きさが必要である。

系統と連系する場合には、入力信号 v_i の位相を系統電圧 e_{ac} と同相にすれば、インバータ出力電圧 v_o は e_{ac} にロック($v_o=e_{ac}$)され、変調率 a を変えることによってインバータの出力電力 P_o を制御し、PVから負荷 Z_L や系統へ任意の電力を転送することが可能となる。

3. PWM電力形インバータの基本特性

PV出力電流 i_s のリプル電流を抑制するため、通常はPVの出力端に適当な値のコンデンサを接続してリプルを吸収しており、定量的な裏付けのもとにコンデンサの値は決定されていないようである。このため、まずPWM電力形インバータの入力側よりみた等価回路を求め、PV出力電流の低周波リプルと回路パラメータとの関係を明らかにする。次に本インバータの出力方程式及び出力電圧を求める。以上の解析結果を実験により検証する。

解析にあたり以下の仮定を設ける。

- (1)入力信号周波数 f_i とキャリア周波数 $f_c(=1/T_c)$ との間には、 $f_i \ll f_c$ なる関係がある。
- (2)スイッチ素子のスイッチング特性は理想的である。
- (3)IGBT及びダイオードは順方向抵抗は0、逆方向抵抗は ∞ 、しきい値電圧は V_{CESat} 及び V_F をそれぞれ有する。

(a) For input signal period T_i .

(b) For carrier period T_c .

図2 回路各部信号、電圧、電流波形

Fig. 2. Waveforms of signals, currents and output voltage.

図1 PWM電力形インバータを用いた太陽光発電システムの基本構成図

Fig. 1. Basic circuit of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter.

(4) 回路素子及び線路の寄生成分は無視する。

(5) インバータ入力電圧 e_c のリップル分は十分小さく、 $e_c \approx E_c$ の直流一定電圧とする

(6) 負荷 Z_L は純抵抗 R_L とする。

<3・1> 動作状態と微分方程式 前述のように、PWM 電力形インバータは基本的に3つの動作状態をとる。系統 e_{ac} と接続していない場合、入力信号 v_i の正の半周期についてこれら各状態の等価回路を求めると図3が得られる。なお図中の V_{Di} 及び V_{Do} は導通時のスイッチ素子のしきい値電圧からなり、次式で与えられる。

$$V_{Di} = 2V_{CESat} + V_F, \quad V_{Do} = V_{CESat} + V_F \quad (1)$$

図からインバータの入力電圧 e_c 、入力電流 i_D 、出力電圧 v_o 、及びリアクトル電流 i_L について以下の微分方程式を得る。

[State I]

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_D(t)}{dt} &= \frac{E_c - V_{Di}}{L} \\ \frac{dv_o(t)}{dt} &= -\frac{v_o(t)}{CR_L} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

[State II]

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{v_o(t) + V_{Do}}{n^2 L} \\ \frac{dv_o(t)}{dt} &= \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_o(t)}{CR_L} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

[State III]

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{CR_L} \quad (4)$$

<3・2> システムの入力特性 図2の波形図から分かるように、本回路の PWM 信号は入力信号 $v_i = V_{im} |\sin(\omega_i t)|$ と三角波キャリア信号 $v_c = V_{cm} \text{tri}(\omega_c t)$ とを比較して得られるため、期間 $T_1^k (k=1, 2, \dots)$ は各期間で v_i による変調を受け、次式で与えられる。

$$T_1^k = a T_c |\sin(\omega_i t_1^k)| \quad (5)$$

また、インバータ入力電流 i_D は(2)式より $E_c - V_{Di}$ に比例するのこぎり波となる。従って、 i_D 及びそのピーク値 $i_{DP}(t_2^k) \equiv I_{DP}^k$ は(2),(5)式から次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} i_D(t) &= \frac{E_c - V_{Di}}{L} (t - t_1^k) \quad (t_1^k \leq t \leq t_2^k) \\ I_{DP}^k &= \frac{a T_c}{L} (E_c - V_{Di}) \sin \omega_i t_1^k \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

但し、 a は変調率であり、 $a = V_{im} / V_{cm}$ である。

このように i_D はパルス幅と振幅が変化し、 $\omega_c t$ と $\omega_i t$ との間

図3 入力信号の正の半周期における各状態別等価回路

Fig. 3. Equivalent circuits for input signal v_i ($0 < t < T_i / 2$).

数になるため、二重フーリエ級数により展開される^{(13),(14)}。これを複素表示すれば次式を得る。

$$i_D(\theta, \varphi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\theta + n\varphi)} \quad (7)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} K_{mn} &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{\theta_1^k}^{\theta_2^k} i_D e^{-j(m\theta + n\varphi)} d\theta d\varphi \\ \theta &= \omega_c t, \varphi = \omega_i t, \theta_1^k = \omega_c t_1^k, \theta_2^k = \omega_c t_2^k \\ m, n &= 0, 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

(8)式より i_D の直流成分 K_{00} 、入力信号周波数 f_i の高調波成分 K_{0n} 及びキャリア周波数 f_c の高調波成分 $K_{mn} (m \geq 1)$ が求められ、(7)式より i_D は次式で表すことができる (付録)。

$$i_D = \frac{E_c - V_{Di}}{Z_{Cac}} + i_{cl} + i_{ch} \quad (9)$$

但し、

$$Z_{Cac} = \frac{4f_c L}{a^2} \quad (10)$$

$$i_{cl} = \frac{E_c - V_{Di}}{Z_{Cac}} \sin(2\omega_i t - \frac{\pi}{2}) \quad (11)$$

$$i_{ch} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{mn} e^{j(m\theta + n\varphi)} \quad (12)$$

(9)式から入力側等価回路はPVの等価回路と共に描けば図4で表される。ここで E_{SO} 、 r_S 、 C_S はそれぞれPVの発電電圧、等価出力抵抗、等価容量である。図4あるいは(9)~(12)式よりPWM電力形インバータの入力側等価回路は、入力インピーダンス Z_{Cac} 、 f_i の第2高調波成分の低周波リップル電流源 i_{cl} 及び f_c による高周波リップル電流源 i_{ch} で構成されることが分かる。

(10)式から Z_{Cac} は変調率 a の2乗に反比例し、 f_c 及びインダクタ L に比例する純抵抗であること、(11)式からPV出力電流 i_S は f_i の第2高調波成分のみであること、 a を大きくすれば Z_{Cac} が小さくなり、低周波リップル電流 i_{cl} が大きくなること等が分かる。

図4において低周波 $2\omega_i$ 成分に対し $r_S \ll 1/2\omega_i C_S$ 、高周波成分に対して $1/\omega_c C_F \ll \omega_c L_F$ 及び仮定(1)を考慮すれば、直流分、 $2\omega_i$ 成分及び高周波成分に対する定常状態の等価回路は図5(a),(b),(c)でそれぞれ表される。キャリア信号 v_c により発生するリップル電流 i_{ch} はその周波数が十分高く C_F でバイパスされるため、 C_F の電圧 $e_{ch} \approx 0$ となりPVへの影響はほぼ無視できる。このためここでは直流分と低周波成分について解析を行う。特に後者はPV出力電流 i_S にリップルを生じさせ、常時PVから最大電力を得る妨げの原因となる。従って、このリップル分を回路パラメータとの関係で定量的に明確にする。

なお、 E_{SO} 、 r_S は本来日射量や温度等によって変動する非線形素子である⁽¹⁵⁾が、通常これら条件変化は系統周波数 f_i に比べ緩慢であり、またPVを最大電力近傍で動作させることから、これらパラメータは一定として以下の解析を行う。

図5(a)から、PV出力端での電圧 e_S の平均値を E_S とすれば $E_c = E_S$ であり、PV平均出力電流 I_S は次式で与えられる。

図4 システムの入力側等価回路

Fig. 4. Equivalent circuit for Fig. 1.

図5 各成分に対する入力側等価回路

Fig. 5. Equivalent circuits for each component.

$$I_S = I_D = \frac{E_S - V_{Di}}{Z_{Cac}} = \frac{a^2}{4 f_c L} (E_S - V_{Di}) \quad (13)$$

また図5(b)から電流源 i_{Cl} によるリプル電圧 e_{cl} , e_{sl} 及びリプル電流 i_{sl} , i_{Cl} はフェーザ表示すれば次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} e_{cl} &\triangleq E_{cl} = Z_{Cl} e^{j\pi} = \frac{Z I_S}{\sqrt{2}} e^{j\pi/2} \\ e_{sl} &\triangleq E_{sl} = \frac{r_S}{r_S + j2\omega_i L_F} E_{cl} = \frac{Z r_S}{r_S + j2\omega_i L_F} \frac{I_S}{\sqrt{2}} e^{j\pi/2} \\ i_{sl} &\triangleq I_{sl} = \frac{E_{cl} e^{j\pi}}{r_S + j2\omega_i L_F} = \frac{Z}{r_S + j2\omega_i L_F} \frac{I_S}{\sqrt{2}} e^{-j\pi/2} \\ i_{Cl} &\triangleq 2\omega_i C_F E_{cl} e^{-j\pi/2} = \sqrt{2} \omega_i C_F Z I_S e^{j\pi} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} I_{cl} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_S - V_{Di}}{Z_{Cac}} e^{-j\pi/2} \triangleq \frac{I_S}{\sqrt{2}} e^{-j\pi/2} \\ \frac{1}{Z} &= \frac{1}{Z_{Cac}} + j2\omega_i C_F + \frac{1}{r_S + j2\omega_i L_F} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

(12)~(14)式よりPV出力電流 i_S , リプル幅 ΔI_{Spp} 及びリプル率 γ_{isl} は次式で与えられる。

$$i_S = I_S + \sqrt{2} I_{sl} \sin(2\omega_i t - \frac{\pi}{2}) \quad (16)$$

$$\Delta I_{Spp} = 2\sqrt{2} I_{sl} = \left| \frac{2Z I_S}{r_S + j2\omega_i L_F} \right| \quad (17)$$

$$\gamma_{isl} = \frac{\Delta I_{Spp}}{I_S} = \left| \frac{2Z}{r_S + j2\omega_i L_F} \right| \quad (18)$$

ここで、PVが最大出力電力点 P_{Sopt} 動作時には、インバータの入力インピーダンス Z_{Cac} はPVの出力抵抗 r_{Sopt} に等しく、 P_{Sopt} が数kW(100V, 数A)程度であれば r_{Sopt} は数 Ω と考えられること、また常時 P_{Sopt} を得るには i_{sl} を十分小さくする必要があることなどから、 $r_{Sopt} \gg 2\omega_i L_F$, $1/2\omega_i C_F$ となり、

表1 PWM電力形インバータの回路定数

Table 1. Circuit parameters of PWM power source inverter.

E_{ac} (V _{RMS})	f_i (Hz)	f_c (kHz)	L (μ H)	C (μ F)	L_F (μ H)	V_{CEsat} (V)	V_F (V)
100	60.0	50.0	31.0	10.0	44.0	3.0	1.0

図6 入力インピーダンス Z_{Cac} 特性

Fig. 6. Characteristic of input impedance Z_{Cac} .

(17),(18)式は次式で近似できる。

$$\Delta I_{Spp} \triangleq \frac{E_S - V_{Di}}{\omega_i C_F r_{Sopt}} \quad (19)$$

$$\gamma_{isl} \triangleq \frac{1}{\omega_i C_F r_{Sopt}} \quad (20)$$

上式から系統周波数 f_i の第2高調波成分で変動するリプル分 ΔI_{Spp} は、 C_F 及びPV出力抵抗 r_S の2乗に反比例することが分かる。小容量のPVは r_S が数 Ω ~数十 Ω と考えられるため、リプル分はある程度の大きさの C_F によって抑制することができるが、さらにPVの容量が増加して r_S が小さくなると、 C_F のみによるリプル分の抑制よりも $2f_i$ に共振する直列LCフィルタを C_F と並列に接続することが、装置の体積・重量の点から有効と考えられる(16), (17)。この場合LCフィルタの設計に際し、リプル電流 i_{cl} の(11)式は有用なものとなる。

以上得られた結果を実験により検証する。実験では、PVの代わりに定電圧電源 E_{SO} と純抵抗 r_S を用いている。また、負荷 Z_L は抵抗 R_L であり、系統とは連系していない。なお、実験で用いた回路定数は表1に示す。

図6は変調率 a に対するPWM電力形インバータの入力インピーダンス Z_{Cac} 特性を示したものである。図より Z_{Cac} は R_L に依存せず、 a の2乗に反比例していることが分かる。

図7は入力信号 v_i とPV出力電流 i_S の波形を、同図(a)は実測波形を、同図(b)は(16)式より導出した計算波形をそれぞれ示したものである。これら波形図より i_S は v_i の第2高調波成分のみのリプル分があることが分かる。

図8は i_S のリプル ΔI_{Spp} 特性を示したものである。同図(a)は r_S に対し C_F をパラメータに、同図(b)は C_F に対し r_S をパラメータに、同図(c)は a に対し、 C_F をパラメータとしている。図8にはPV平均出力電流 I_S も併記している。図8より ΔI_{Spp} は r_S , C_F が大きくなると減少し、 a が大きくなると増加していることが分かる。特に r_S が小さくなると C_F によるリプルの抑制効果は小さくなる。常時、最大出力電力 P_{Sopt} を得るに

$E_{SO}=100V$, $r_s=2.2\Omega$, $L_F=44\mu H$, $C_F=1500\mu F$,
 $f_i=60Hz$, $f_c=50kHz$, $a=0.5$, $L=31\mu H$,
 $v_i: 2V/div$, $i_s: 2A/div$, Time: 5msec/div

(a) Experimental waveforms. (b) Calculated waveforms.

図7 太陽電池出力電流 i_s 波形

Fig. 7. Waveforms of solar cell output current i_s .

は可能な限り ΔI_{Spp} が小さくなるように C_F を設定する必要があるが、容量の大きいPVを設置する場合には、前述の直列LCフィルタの使用が効果的と考えられる。

<3・3> 出力特性 図2に示す期間 T_1^k 及び T_2^k に対し、(2)~(4)式から i_D, v_o, i_L の2次近似解を求め、 v_o に対する差分方程式を導出すれば、入力信号 v_i の正の半周期に対して次式を得る(18)。

$$\frac{v_o(t_1^{k+1}) - v_o(t_1^k)}{dt} = -\frac{1}{CR_L} v_o(t_1^k) + \frac{T_1^k T_2^k}{2nLC_T^k} (E_C - V_{Di}) \quad (21)$$

但し、

$$T_2^k = n \frac{E_C - V_{Di}}{v_o(t_1^k) + V_{Do}} T_1^k \quad (22)$$

仮定(1)及び(5)、(22)式を考慮し、(21)式を微分近似すれば次式を得る。

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = -\frac{1}{CR_L} v_o(t) + \frac{1}{Z_{Cac} C} \frac{\{\sqrt{2}(E_C - V_{Di}) \sin \omega t\}^2}{v_o(t) + V_{Do}} \quad (23)$$

ここで簡単のため、 $v_o \gg V_{Do}$ とすれば、(23)式より出力電圧 v_o の定常解 v_{os} は次式で与えられる。

$$v_{os}(t) = V_o \sqrt{1 - \frac{\cos(2\omega t - \theta_0)}{\sqrt{1 + (\omega_0 CR_L)^2}}} \quad (24)$$

但し、

$$\left. \begin{aligned} V_o &= \sqrt{\frac{R_L}{Z_{Cac}}} (E_C - V_{Di}) = a \sqrt{\frac{R_L}{4f_c L}} (E_C - V_{Di}) \\ \theta_0 &= \tan^{-1}(\omega_0 CR_L) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

入力信号 v_i の負の半周期に対しても同様な結果が得られ、本インバータがスイッチ素子 Q_1' , Q_2' で同期整流を行って交流出力を得ていることから、 v_i の全周期にわたって(24)式は成立する。(24)式で $\omega_0 CR_L \ll 1$ であれば(24)式は次式で近似される。

$$v_o(t) \equiv V_o \sqrt{1 - \cos 2\omega t} = \sqrt{2} V_o \sin \omega t \quad (26)$$

このことから出力電圧 v_o の波形が v_i と同相の正弦波となるには、キャリア周波数 f_c を十分高くし、出力コンデンサ C

(a) Solar cell output resistance r_s ($a=0.5$).

(b) Input filter capacitance C_F ($a=0.5$)

(c) Modulation ratio a ($r_s=2.2\Omega$)

図8 リプル ΔI_{Spp} 特性

Fig. 8. Characteristics of ripple ΔI_{Spp} .

と負荷抵抗 R_L による時定数 CR_L を入力信号角周波数 ω_i に対し十分小さく設定する必要があることが理解できる。

(25)式で与えられる出力電圧 V_o を出力電流 $I_o = V_o/R_L$ で表すと次式が求められる。

$$V_o = \frac{(E_S - V_{Di})^2}{Z_{Cac} I_o} = \frac{\{a(E_S - V_{Di})\}^2}{4f_c L I_o} \quad (27)$$

(27)式から出力電力 P_o は、

$$P_o = \frac{(E_S - V_{Di})^2}{Z_{Cac}} = \frac{\{a(E_S - V_{Di})\}^2}{4f_c L} \quad (28)$$

で与えられ、負荷抵抗 R_L に依存せず定電力特性を示すことが分かる。また(28)式で与えられる P_o は、PWM電力形インバータの入力抵抗が Z_{Cac} であることから、インバータの入力電力 P_s と等しいことが分かる。従って、PWM電力形インバータをDCM動作させれば、インバータの入力電力 P_s を全て負荷へ転送することが可能となる。

(a) Modulation ratio a .

(b) Output current I_o .

図9 出力電圧 V_o 特性

Fig. 9. Characteristics of output voltage V_o .

(a) Modulation ratio a .

(b) Output current I_o .

図10 出力電力 P_o 特性

Fig. 10. Characteristics of output power P_o .

本インバータがDCM動作を維持するには、次式を満足する必要がある。

$$T_1^k + T_2^k < T_c \quad (29)$$

上式と(5), (22), (26)式より出力電圧 V_o 及び変調率 a について整理すれば次式を得る。

$$V_o > \frac{n(E_S - V_{Di})}{\sqrt{2}(a^{-1} - 1)} \quad (30)$$

また(25)式の V_o を(30)式に代入し、 a について整理すれば次式を得る。

$$a < 1 - n \sqrt{\frac{2f_c L}{R_L}} \quad (31)$$

これから、軽負荷ほど DCM 動作領域が大きいことが分かる。

V_o に対する出力電流 I_o の DCM 動作条件は、(27), (30) 式より次式で与えられる。

$$I_o < \frac{V_o(E_S - V_{Di})^2}{2f_c L \{\sqrt{2}V_o + n(E_S - V_{Di})\}^2} \quad (32)$$

式(32)の右辺を出力電力 $P_o = V_o I_o$ で表わせば次式を得る。

$$I_o < \frac{1}{n(E_C - V_{Di})} \left\{ -\sqrt{2P_o} + \sqrt{\frac{(E_C - V_{Di})^2}{2f_c L} P_o} \right\} \quad (33)$$

(32), (33) 式の右辺が最大となる出力電流 $I_{o\max}$ 及びその時の $a = a_{I\max}$ は次式で与えられる。

$$I_{o\max} = \frac{\sqrt{2}(E_S - V_{Di})}{16nf_c L}, \quad a_{I\max} = 0.5 \quad (34)$$

従って、この時の出力電圧 $V_{oI\max}$ 及び出力電力 $P_{oI\max}$ は(27),

図11 効率 η 特性

Fig. 11. Characteristic of efficiency η .

(28), (34) 式より次式を得る。

$$V_{oI\max} = \frac{\sqrt{2}n(E_S - V_{Di})}{2}, \quad P_{oI\max} = \frac{(E_S - V_{Di})^2}{16f_c L} \quad (35)$$

図9は出力電圧 V_o の特性を、図(a)は変調率 a に対して負荷抵抗 R_L をパラメータとして、図(b)は出力電流 I_o に対して a をパラメータとしてそれぞれ示している。また、破線で示す特性はDCM動作の境界線を表したもので、破線左側はDCM動作を、右側はリアクトル電流連続モード動作を行う領域である。これら図から V_o は a に比例し I_o に反比例していること、またDCM動作は軽負荷ほど領域が広く、 $a_{I\max} = 0.5$ で最大負荷電流 $I_{o\max}$ がとれることが分かる。

図10は出力電力 P_o の特性を、図(a)は変調率 a に対して負荷抵抗 R_L をパラメータとして、図(b)は出力電流 I_o に対して a をパラメータとしてそれぞれ示している。これら図から P_o は a

に対して2乗特性を示し、 R_L に依存せず定電力特性が得られていることが分かる。

図11は変調率 a に対する効率 η の特性を負荷抵抗 R_L をパラメータとして示している。本インバータの効率は最大80%程度であり、さらに効率の改善が必要である。効率の低下は、特にDCM動作のためスイッチ素子に流れる電流のピーク値が高いため生じるスナバ損及びリアクトル X による鉄損等が主な原因と考えられる。これら損失や効率の定量的解析には、積分近似^{(19),(20)}が有力な解析法と考えられるが、これについては本回路の効率の改善策と共に今後の検討課題としたい。

4. 系統連系時の特性

前章で説明したように、PWM電力形インバータは入力電力を全て負荷に転送する機能があるため系統と連系し、系統電圧 e_{ac} と同相の入力信号 v_i でPWM電力形インバータを駆動すれば、その出力電圧 v_o は $e_{ac}=\sqrt{2}E_{ac}\sin\omega_i t$ でロックされ、発電電力 P_g を負荷や系統側へスムーズに転送することができる。この場合、本インバータは電流源として機能し、インバータの出力電力 P_o は $P_o=E_{ac}I_o$ で与えられ、(28)式の電力 P_o と等しくなる。この結果、出力電流の瞬時値 $i_o(t)$ は次式で与えられる。

$$i_o(t) = \frac{\sqrt{2}\{a(E_g - V_{Di})^2\}}{4f_c L E_{ac}} \sin \omega_i t \quad \dots\dots\dots (36)$$

これから、系統電圧 e_{ac} と同相の信号 v_i で電力形PWMインバータを制御すれば、 e_{ac} と同相の電流 i_o が得られる。即ち、力率1で負荷や系統に電力転送が可能であることが分かる。

図12は系統電圧 e_{ac} 、インバータ出力電流 i_o 及び系統電流 i_{ac} の実測波形を、(a)は抵抗25 Ω 負荷、(b)は無負荷状態の200Wコンデンサモータと50 Ω 抵抗を並列接続した誘導性負荷についてそれぞれ示したものである。系統電圧 E_{ac} は100Vに設定している。図から負荷の種類に関わらず e_{ac} とはほぼ同

相の電流 i_o が流れ、高力率でPV発電電力 P_g を負荷や系統に転送していることが分かる。なお、 e_{ac} と i_o 間のわずかの位相差は、インバータの出力コンデンサ C に流れる無効分が系統 e_{ac} から供給されるため生じている。

図13は電力フロー特性を、同図(a)は変調率 a に対してPV発電電圧 E_{SO} をパラメータとして、同図(b)は E_{SO} に対して a をパラメータとしてそれぞれ示している。図から負荷 R_L に出力電力 P_o を供給し、系統からの電力 P_{ac} がその分減少していること、 P_o は a により制御され、 E_{SO} や r_s の大小に関わらず P_o を負荷に供給できること等がわかる。なお、計算値の P_{ac} は $P_{ac}=P_L-P_o$ ($P_L=E_{ac}^2/R_L$)より求めている。

以上、3章から4章において計算値と実験値とは良好な結果を得ている。両者の差異の主な原因は、スイッチング素子及びインダクタの抵抗分による損失等を見逃したためと考えられる。

5. むすび

以上、昇降圧PWM電力形インバータを太陽光発電システムに用いた場合の基本的な特性について検討を行なった。これにより極めて簡単な回路構成で定電力特性が得られ、太陽電池発電電力の供給がその発電電圧に関わらずスムーズに、高力率で転送できることが明らかになった。また、太陽電池の出力電流のリプル分を明確にすることができ、入力フィルタの設計指針を得ることができた。

本方式を実用化するには、効率の改善、系統の短絡、開放に対する安全対策等の検討事項が残っているが、太陽光発電システムのインタフェース回路として有用な方式と

Fig. 13. Characteristics of power flow.

考えられる。上記の検討事項は今後の課題としたい。

(平成5年11月25日受付)

文 献

- (1) 小林広武:「小型分散太陽光発電の系統連系上の課題と効果」, 平4電気学会全大, S.15-2
- (2) 天野隆彦:「太陽光発電技術開発の歩み」, 電学誌, 112, 12, 941~944(平4-12)
- (3) 森貞夫・地福順人:「新エネルギー発電及び電力貯蔵におけるパワーエレクトロニクス」, 平5電気学会全大, S.8-1
- (4) 野中作太郎・袈裟丸勝巳・山崎清美:「単相PWMインバータによる太陽光発電連系システム」, 電学論B, 112, 5, 439~447(平4-5)
- (5) 佐々木敏博:「太陽光発電用インバータの現状と課題」, 電学誌, 112, 12, 950~953(平4-12)
- (6) M.F.Schlecht: "A Line Interfaced Inverter with Active Control of the Output Current Waveform", PESC 1980 Record, 234~241
- (7) 松尾博文・黒川不二雄・西良次:「エネルギー蓄積方式正弦波PWMインバータの基本特性について」, 昭59電気関係九州連大, No.737
- (8) 長尾道彦・井上勝博:「昇降圧形PWMインバータの基本特性」, 電気学会研資, SPC-90-101, 51~60(平3-11)
- (9) 長尾道彦・堀川英雄・原田耕介:「不連続モード動作定電力コンバータと太陽光発電システムへの応用」, 平4電気学会産業応用部門全大, No.133
- (10) 長尾道彦・長友一則・原田耕介:「ブリッジ方式昇降圧形PWMインバータと高効率UPSへの応用」, 電気学会研資, SPC-92-41, 29~36(平4-10)
- (11) 長尾道彦・堀川英雄・原田耕介:「不連続モード動作昇降圧形コンバータの定電力特性と太陽光発電システムへの応用について」, 信学技報, PE92-22, 9~16(平4-7)
- (12) 長尾道彦・堀川英雄・原田耕介:「昇降圧形定電力PWMインバータを用いた太陽光発電システム」, 信学技報, PE92-74, 35~41(平5-2)
- (13) 角修吉・源末光・宮越一雄:「サイリスタ増幅器による波形変換」, 電学誌, 87, 8, 947, 1556(昭42-8)
- (14) 谷口勝則・入江寿一・石崎長光:「サイリスタインバータによるPWM電力増幅器」, 電学論B, 93, 9, 385~390(昭48-9)
- (15) 長尾道彦, Harun-UR-Rashid, 中野忠夫:「太陽電池の回路パラメータの一推定法」, 昭62電気関係九州連大, No.725
- (16) 竹下隆晴・松井信行・外山浩司:「単相PWMコンバータの直流電圧脈動の一抑制策」, 電学論D, 113, 9, 1106~1107(平5-9)
- (17) 野中作太郎:「単相正弦波PWM電圧形インバータ」, 電気学会研資, SPC-93-75, 9~21(平5-10)
- (18) 長尾道彦・森川竜一・原田耕介:「不連続モード動作高効率AC-DCコンバータの特性解析」, 信学論C-II, J75-C-II, 11, 686~695(平4-11)
- (19) 長尾道彦・町谷洋一・中野忠夫:「高キャリア周波数MOS-FET PWMインバータの動作特性」, 信学論C, J71-C, 4, 510~519(昭63-4)
- (20) 逸見次郎・船渡寛人・池田吉亮:「PWMインバータの短絡電流抑制と損失評価」, 電学論D, 111, 9, 741~750(平3-9)

付 録

- i) 直流成分 K_{00} ($m=n=0$);
- (5), (6), (8)式より,

$$K_{00} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi a |\sin \varphi|} \frac{E_C - V_{Di}}{\omega_c L} \theta d\theta d\varphi \\ = \frac{a^2}{4f_c L} (E_C - V_{Di}) \quad \dots\dots\dots (付1)$$

となり, (9)式の第1項を得る。

- ii) f_i の高調波成分 K_{0n} ($m=0, n \geq 1$);

同様に次式を得る。

$$K_{0n} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi a |\sin \varphi|} \frac{E_C - V_{Di}}{\omega_c L} \theta e^{-jn\varphi} d\theta d\varphi$$

この式は $n \geq 3$ では $K_{0n} = 0$ となり, $n=2$ のときのみ,

$$K_{02} = -\frac{a^2}{8f_c L} (E_C - V_{Di}) \quad \dots\dots\dots (付2)$$

を持つ。従って,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} K_{0n} e^{jn\omega t} = K_{02} e^{j2\omega t} \equiv i_{cl}$$

となり, (11)式を得る。

- iii) f_c の高調波成分 K_{mn} ($m \geq 1, n \geq 1$);

K_{mn} は同様にして求めることができるが, この成分は L_F, C_F によりカットされ, i_S, e_C にはほとんど影響を与えない。従って, K_{mn} を求めることは割合し, K_{mn} による高調波電流源を総括して i_{ch} とする。

長尾 道彦 (正員) 68年3月中央大学電気工学科卒業。同年長崎大学電気工学科助手。84年大分大学電子工学科助教授。主として応用磁気, スイッチング電源などの研究に従事。工博

堀川 英雄 (准員) 92年3月大分大学電子工学科卒業。現在, 同大学院修士課程在学中。スイッチング電源に関する研究に従事。

原田 耕介 (正員) 53年3月九州大学電気工学科卒業。58年同大学院博士課程修了。68年同大学電子工学科教授。93年熊本工業大学電子工学科教授。主としてスイッチング電源, 磁気センサ, 信頼性工学, バイオマグネティックスなどの研究に従事。井上春成賞, IEEE 1988 William E. Newell 賞など受賞。1988 IEEE PESC組織委員長。IEEE Fellow。工博。