

直流インダクタ電圧-時間バランススイッチングによる 単相系統連系太陽光発電インバータシステムの定常特性*

根 葉 保 彦**
和 田 浩 司***

Steady State Characteristics of Utility Interactive PV-Inverter system
with Switching Strategy for DC Inductor Volt-second Balance

Yasuhiko NEBA and Hiroshi WADA

This paper presents with the utility interactive photovoltaic generation system with a PWM current source inverter. The photovoltaic arrays are connected, by employing a step-down chopper, to the dc link of the system. The on and off times of the switching device in the chopper circuit are determined by utilizing the principle of the dc inductor volt-second balance. The chopper contributes to the elimination of the double frequency component in the dc current and allows the utility current to shape sinusoidal wave. The sinusoidal current is formed by the PWM inverter with fixed switching pattern. In this paper, the system configuration is shown and the switching strategy of the step-down chopper is explained. The experimental waveforms at the steady state operations are given, and the harmonic components in the dc current and the ac current are measured. The results prove that the smoothing dc current and the sinusoidal utility current can be achieved in the system with the small dc inductance.

Key Words: Current Source Inverter, Step-down Chopper, Volt-Second Balance, PWM, Photovoltaic Generation, Single-Phase System

1. まえがき

単相PWM電流形インバータでは、デバイスのスイッチングによって系統電圧をチョッピングしたパルス列電圧が直流部に現れるため、直流電圧は系統の2倍周波数で変動する。この変動電圧は直流側に接続した電流平滑インダクタに印加され、インダクタを流れる直流電流もまた同一周波数で変動する。この時、交流側の系統電流は、インバータで直流電流をパルス列交流に変換して正

弦波化されるが、直流電流の2倍周波数変動成分は系統電流に第3次高調波を誘発して波形歪みを生じる。これは直流インダクタの値を大きく選定することで抑制可能であるが、サイズと重量の点で経済的ではなく、またインダクタの抵抗分による損失も問題となる。

PWM電流形インバータによる単相系統連系太陽光発電システムにおいて、直流インダクタ低減の一方法として、PWMスイッチングを行う降圧チョッパの適用が提案され、系統電流の正弦波化が可能なが示されている⁽¹⁾⁽²⁾。筆者らは、この回路方式において直流電流の平滑化と系統電流の低次高調波低減を図るために、スイッチングパルスに直流成分を重畳するチョッパPWM法を検討し、動作特性を報告した⁽³⁾⁽⁴⁾。しかしながら、これ

* 平成17年5月31日受付

** 電気工学科

*** 電気工学専攻博士課程前期

らの方法は系統電圧が完全な正弦波形、太陽電池出力電圧が一定の理想的な条件のもとでチョップパのPWMパターンを作成しているため、実システムにおいて波形歪みや電圧変動がある場合には、十分な平滑直流電流と正弦波系統電流が得られない。

本論文では、降圧チョップパを適用した単相系統連系PWM電流形インバータ太陽光発電システムにおいて、直流インダクタの電圧-時間バランスの原理を利用して直流電流の平滑化を行うチョップスイッチング法⁽⁵⁾⁽⁶⁾を提案し、定常特性を検討する。本方法によれば、系統電圧が歪んでいる時や太陽電池出力電圧が変動する場合でも、直流電流の2倍周波数変動を抑制することが可能である。種々の動作条件に対する波形と電流高調波を示し、本方法が系統電流の正弦波化に有効であることを明らかにする。

2. システム構成とチョップスイッチング法

図1は単相系統連系PWM電流形インバータ太陽光発電システムの構成を示し、太陽電池PVは降圧チョップパを介して直流リンクの電流平滑インダクタ L_d と直列に接続する。インバータの直流部にはPWM動作に依存して系統電圧 e の波形が現れるので、チョップパは電圧 e_d に対応する電圧 e_{dc} を出力するようにスイッチングを行い、インダクタに印加される電圧-時間バランスを維持して直流電流を平滑化する。インバータは平滑直流電流のもとで正弦波系統電流を得るために、正弦波変調波を採用した三角波比較方式PWMを行い、PV発電電力を系統へ逆潮流する。なお、実験で使用するオンオフデバイス IGBT は逆電圧阻止能力を有しないので、インバータデバイスには直列にダイオードを接続している。

図2はインバータとチョップパのスイッチングパルス、直流部電圧 e_d と e_{dc} および直流電流 i_d の電源半周期における理論波形を示す。なお、波形 ξ はインバータPWMの変調波であり、三角波搬送波との交点がインバータデバイスのスイッチング時間となる。直流インダクタ L_d には、電圧 e_d と e_{dc} の差が印加されるので、直流電流 i_d の増減はこれらの大きさと印加時間に依存する。インバータ直流電圧 e_d は、搬送波一周期毎にスイッチングパルスと同じ時間で系統電圧 e をチョッピングしたパルス列電圧である。この電圧の基本波は系統の2倍周波数で変動するので、直流電流も同一周波数の変動を生じるが、搬送波周期 T_c において、直流電流が同じ値、すなわち

$$i_d(T_c) = i_d(0) \tag{1}$$

を満足するようにチョップパ電圧 e_{dc} を出力すれば、電流 i_d を平滑化できる。この時、インダクタ L_d の電圧と電

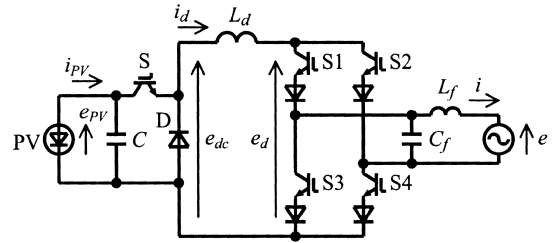


図1 降圧チョップパ・PWM電流形インバータ太陽光発電システム

Fig.1 PWM current source inverter-PV system with step-down chopper.

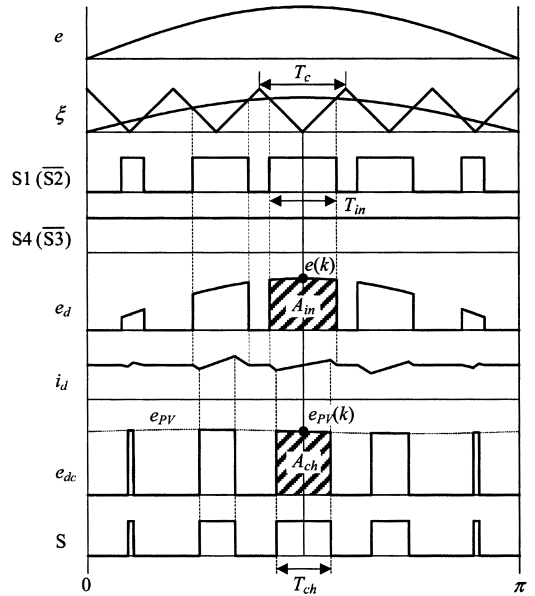


図2 スイッチングパルスと電圧・電流の関係

Fig.2 Relationship between switching pulse and voltage/current.

流関係

$$e_{dc}(t) - e_d(t) = L_d \frac{di_d(t)}{dt} \tag{2}$$

から、上式を周期 T_c で積分して、

$$\int_0^{T_c} (e_{dc}(t) - e_d(t)) dt = L_d (i_d(T_c) - i_d(0)) \tag{3}$$

である。したがって、(1)と(3)式から、直流インダクタに印加される電圧と時間の積、すなわち

$$\int_0^{T_c} e_{dc}(t) dt = \int_0^{T_c} e_d(t) dt \tag{4}$$

の条件が得られる。これは図2において斜線で示すよう

に、 e_{dc} 電圧パルスの面積 A_{ch} が e_d 電圧パルスの面積 A_{in} と等しいことを意味している。

直流電圧 e_d と e_{dc} がパルス電圧であることを考慮し、比較的高い搬送波周波数において、検出する系統電圧 e と PV 電圧 e_{PV} が搬送波周期で一定とすれば、 k 番目のチョップスイッチングパルス幅の理論値は次式で表される。

$$T_{ch}(k) = T_{in}(k) \frac{e(k)}{e_{PV}(k)} \quad (5)$$

実際のシステムでは、導通素子の順方向電圧降下と直流インダクタの抵抗分による電圧降下があるため、電圧パルスの面積 A_{ch} と A_{in} は等しくならない。すなわち、搬送波周期 T_c におけるチョップ直流電圧平均値はインバータ直流電圧平均値より、これらの電圧降下分 ΔV_D だけ高く設定する必要があるため、実際のチョップパルス幅は次式で与えられる。

$$T_{ch}(k) = \frac{T_{in}(k)e(k) + T_c \Delta V_D}{e_{PV}(k)} \quad (6)$$

系統電圧と PV 電圧が一定の時、電流形システムの直流平均電流はインバータおよびチョップ動作によって決まるが、インバータの PWM パターンを固定して動作した場合には、平均電流はチョップすなわち ΔV_D に依存して変化する。この時、出力が受動的な PV の電圧も ΔV_D によって変化するのて、

$$X = T_c \Delta V_D \quad (7)$$

とにおいて、これをシステム制御パラメータとすることで、定常動作において PV の出力が最大となる最適電圧に調整可能となる。

周期 T_c において(6)式より得られるチョップパルス幅 T_{ch} から実際のスイッチオン T_{con} およびオフ T_{coff} のタイミング決定は種々考えられるが、直流電流 i_d のスイッチングリプルが電圧 e_d と e_{dc} のパルスタイミングに左右されるので、ここでは、リプル最小化を図るためにオンオフスイッチングは搬送波谷点を中心として均等に分配し、次式で設定する。

$$T_{con}(k) = T_c/2 - T_{ch}(k)/2 \quad (8)$$

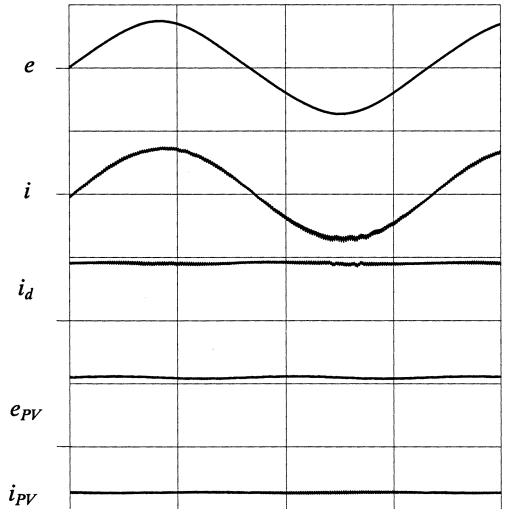
$$T_{coff}(k) = T_c/2 + T_{ch}(k)/2 \quad (9)$$

ここで、 $T_{con}(k)$ および $T_{coff}(k)$ は搬送波周期の開始点 (頂点) を時間基準とした k 番目パルスのオン時間、オフ時間である。なお、実際のパルスはコンピュータの割込み処理によるソフトウェアで作成しているため、 k 番目の出力パルス演算に用いる系統電圧および PV 電圧は、 $(k-1)$ および $(k-2)$ の割込みで検出した電圧値による線形近似で推定した。

3. 実験結果

実験条件は、 $L_f = 1\text{mH}$, $C_f = 10\mu\text{F}$, $L_d = 10\text{mH}$, $C = 1000\mu\text{F}$ 、搬送波周波数 (チョップスイッチング周波数) を 9.60kHz 、インバータ PWM パターン変調率を 0.8 に設定し、測定時において、PV がほぼ最大出力電力の最適電圧となるように制御パラメータ X を調整した。

図 3 は定常動作時の系統電圧 e 、系統電流 i 、直流電流 i_d 、PV 電圧 e_{PV} および PV 電流 i_{PV} の実測波形と数値データを示す。なお、THD は PWM リプルを除く総合歪み率、 E_3 と I_3 は系統電圧および電流に含有する第 3 次高調波 RMS、 I_{159} と I_{161} は系統電流の PWM リプル高調波 RMS、 PF は系統力率、 I_{p3} はインバータが系統側へ出力する PWM パルス列交流に含まれる第 3 次高調波 RMS である。また、 ΔI_{d2} と ΔI_{d160} は直流電流の 2 倍周波数および PWM リプル成分の変動幅 (p-p 間)、 ΔE_{PV2} と ΔI_{PV2} は PV 電圧および PV 電流の 2 倍周波数成分の変動幅 (p-p 間) である。実システムでは、系統電圧が若干歪んでおり、また PV 電圧も一定ではないが、チョップによるインダクタ電圧-時間バランススイッチ



$E = 100.2\text{V}$ (THD:3.18%)	$I_d = 8.99\text{A}$
$E_3 = 3.17\text{V}$	$\Delta I_{d2} = 0.27\text{A}$
$I = 5.05\text{A}$ (THD:0.56%)	$\Delta I_{d160} = 0.19\text{A}$
$I_3 = 0.017\text{A}$	$E_{PV} = 219.6\text{V}$
$I_{159} = 0.060\text{A}$	$\Delta E_{PV2} = 6.96\text{V}$
$I_{161} = 0.057\text{A}$	$I_{PV} = 2.77\text{A}$
$PF = 0.995$	$\Delta I_{PV2} = 0.11\text{A}$
$I_{p3} = 0.028\text{A}$	

図3 実測波形 (200V/div, 10A/div, 5ms/div)

Fig.3 Experimental waveforms.

ングによって、直流電流は2倍周波数変動をほとんど含まない平滑電流となり、ほぼ力率1の正弦波電流でPV発電電力を系統へ逆潮流していることがわかる。

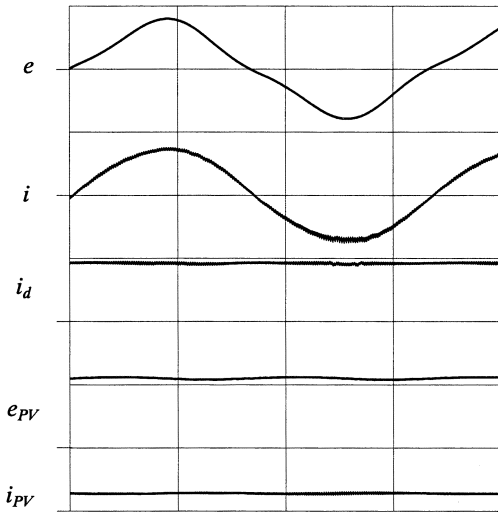
図4は系統にインダクタを介してコンデンサインプット形ダイオード整流器を接続し、系統電圧を歪ませて動作した場合を示す。チョッパは系統電圧瞬時値の変化に対応してスイッチングを行うので、この条件でも良好な波形が得られている。直流電流の2倍周波数成分はほぼ除去され、その結果、インバータのPWMパルス列交流電流には第3次高調波成分 I_{p3} をほとんど含まないことが確認できる。図3の結果と比べて系統電流のTHDが増加するのは、第3次高調波電流によるものであり、これは系統電圧から直接、フィルタコンデンサ C_f へ流れる充電電流の第3次高調波成分である。

本システムでは、直流電流平滑化により交流瞬時電力の変動分はチョッパコンデンサで吸収するため、コンデンサ電圧すなわちPV電圧の変動を生じる。図5はチョッパコンデンサ容量 C を $500\mu\text{F}$ とした場合の結果を示す。PV発電電力が不変の時、コンデンサ電圧の変動幅は容

量に反比例するので、図3、4と比べて変動幅は約2倍となっているが、十分に平滑化された直流電流と正弦波系統電流が得られている。PV出力の変動は、わずかではあるがその平均出力の低下となるため、コンデンサ容量 C は最大発電電力時の電圧変動を考慮して選定する必要がある。

図3から5の結果より、系統電圧が歪む場合やPV電圧が変動する時でも平滑直流電流を維持できており、チョッパによるインダクタ電圧-時間バランススイッチングが波形改善に有効であることが確認できる。また、系統電流および直流電流のPWMリップル成分は、電圧変動の影響をほとんど受けないことがわかる。

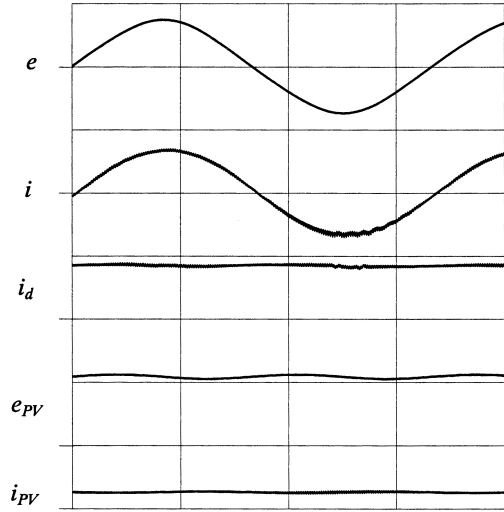
スイッチングによる電流のPWMリップルの大きさは、系統電流では LC フィルタ定数、直流電流ではインダクタ L_d に依存し、搬送波周波数にも関係する。図6はほぼ同一のPV出力条件で搬送波周波数を変化した場合の系統電流 i のTHD、基本波に対する第3次高調波含有率 I_3/I_1 とPWMリップル成分含有率 I_{k-1}/I_1 、直流電流の平均値に対する2倍周波数変動幅の割合 $\Delta I_{d2}/I_d$ および



$E = 100.2\text{V}$ (THD:12.31%)	$I_d = 9.02\text{A}$
$E_3 = 12.31\text{V}$	$\Delta I_{d2} = 0.19\text{A}$
$I = 5.07\text{A}$ (THD:2.77%)	$\Delta I_{d160} = 0.18\text{A}$
$I_3 = 0.138\text{A}$	$E_{PV} = 218.0\text{V}$
$I_{159} = 0.073\text{A}$	$\Delta E_{PV2} = 7.52\text{V}$
$I_{161} = 0.052\text{A}$	$I_{PV} = 2.78\text{A}$
$PF = 0.992$	$\Delta I_{PV2} = 0.13\text{A}$
$I_{p3} = 0.017\text{A}$	

図4 歪み系統電圧時の実測波形
(200V/div, 10A/div, 5ms/div)

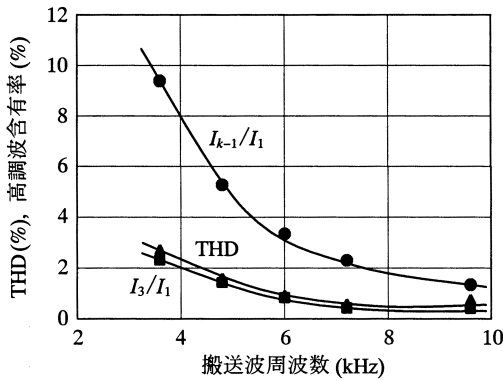
Fig.4 Waveforms with distorted utility voltage.



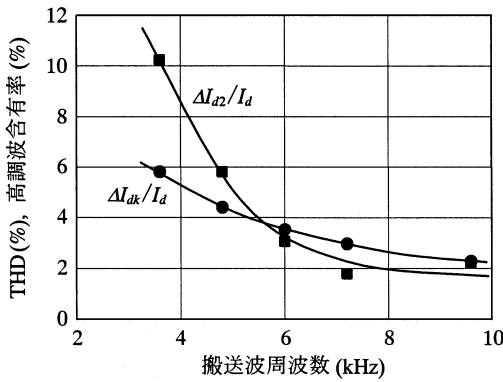
$E = 100.5\text{V}$ (THD:3.05%)	$I_d = 8.44\text{A}$
$E_3 = 3.04\text{V}$	$\Delta I_{d2} = 0.27\text{A}$
$I = 4.77\text{A}$ (THD:0.78%)	$\Delta I_{d160} = 0.20\text{A}$
$I_3 = 0.023\text{A}$	$E_{PV} = 223.9\text{V}$
$I_{159} = 0.064\text{A}$	$\Delta E_{PV2} = 12.93\text{V}$
$I_{161} = 0.055\text{A}$	$I_{PV} = 2.55\text{A}$
$PF = 0.996$	$\Delta I_{PV2} = 0.22\text{A}$
$I_{p3} = 0.040\text{A}$	

図5 $C=500\mu\text{F}$ 時の実測波形
(200V/div, 10A/div, 5ms/div)

Fig.5 Waveforms at $C=1000\mu\text{F}$.



(a) 系統電流



(b) 直流電流

図6 THDと高調波電流含有率

Fig.6 THD and harmonics of current.

PWMリップル変動幅の割合 $\Delta I_{ak}/I_a$ を示す。なお、本システムの搬送波周波数 f_c は系統周波数 f の偶数倍に設定し、PWMリップルに対応する高調波次数は

$$k = f_c / f \quad (10)$$

である。系統電流のPWMリップルは $(k-1)$ 次および $(k+1)$ 次高調波で含有するが、これらはほぼ同じ値となるので、同図では $(k-1)$ 次高調波含有率を示す。系統電流および直流電流のPWMリップルとも、搬送波周波数を高く設定することにより減少する。直流電流の2倍周波数成分は、 f_c の低下とともに増加しているが、これは搬送波周期の系統電圧とPV電圧を一定としてチョッパパルス演算を行っているために誤差を生じ、直流インダクタに印加される電圧時間積がバランスされていないためであると考えられる。系統電流の第3次高調波は直流電流の2倍周波数変動に依存するので、 f_c の変化に対して $\Delta I_{d2}/I_d$ と同様な特性となっている。また、系統電流

のTHDは第3次高調波が支配的なことが確認できる。同図の結果から、今回採用した電圧推定とチョッパパルス演算法では、搬送波周波数を約7kHz以上に設定すれば、直流電流平滑化によって系統電流のTHDを十分に低く抑えられることがわかる。

なお、システム効率(PV出力電力に対する系統逆潮流電力)は搬送波周波数 $f_c = 9.6\text{kHz}$ 時が83.0%、3.6kHz時が84.6%であった。損失の大部分は逆耐圧用直列ダイオードを含む導通デバイスの順方向電圧降下によるものであると考えられ、システム効率向上のためには逆耐圧を有するオンオフデバイスの利用が不可欠である。

4. むすび

以上、単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータに降圧チョッパを適用したシステムにおいて、直流インダクタ電圧-時間バランスによるスイッチング法と定常特性を示した。本方法では、系統電圧と太陽電池出力電圧からチョッパスイッチのオンオフ時間を決定するため、これらの電圧が変動する場合でも直流電流の2倍周波数変動を抑制して正弦波形の系統電流が得られることを確認した。また、スイッチング周波数変化に対する電流の低次高調波およびPWMリップル成分の変化を定量的に明らかにした。

参考文献

- (1) 阿南・山崎・松田・山中・星野：「単相PWM電流形インバータのチョッパ回路付加による直流リアクトル低減について」, 平成5年電気関係学会九州支部連大, No.417 (1993-10)
- (2) 門田・榊川・飯田：「電流形インバータとDC-DCコンバータを用いた太陽光発電系統連系システム」, 電学論D, 116, 6, pp.718-719 (1996-6)
- (3) 下津浦・根葉：「PWM降圧チョッパ制御単相系統連系太陽光発電インバータシステムの特性改善」, 平成14年電気関係学会九州支部連大, No.454 (2002-9)
- (4) 下津浦・根葉：「PWM降圧チョッパ制御による単相系統連系太陽光発電インバータの定常特性」, 平成15年電気学会全大, No.4-024 (2003-3)
- (5) 竹田・和田・根葉：「単相系統連系太陽光発電PWM電流形インバータにおける直流電流平滑化のための降圧チョッパスイッチング法」, 平成16年電気関係学会九州支部連大, No.03-2A-12 (2004-9)
- (6) 根葉・竹田・和田：「単相PWM電流形インバータ太陽光発電システムの直流インダクタ電圧-時間バランスによる降圧チョッパスイッチング法」, 電学論D, 125, 3, pp.299-300 (2005-3)

