

# 単相系統連系太陽光発電三相電流形インバータ 誘導機駆動システムの定常特性\*

根 葉 保 彦\*\*  
江 崎 友 和\*\*\*

Steady State Characteristics of Current Source Inverter Induction Motor  
Drive System with Single-phase Utility Interactive Photovoltaic Generation

Yasuhiko NEBA and Tomokazu ESAKI

This paper deals with a three phase induction motor driven by PWM current source inverter with photovoltaic generation. The system is interacted to single phase utility using PWM converter, and the photovoltaic arrays are connected to the dc link of the system by employing a step down chopper. The chopper is operated on PWM switching, and contributes to maintain the maximum power of the arrays and to smooth the dc link current in the small dc reactor. The bidirectional power flow between the system and the utility can be achieved with a sinusoidal current in the ac side. The induction motor can be driven by sinusoidal current and voltage.

In this paper, the system configuration and the control methods are shown. The converter and the step down chopper achieve the control of the power flow in system. The PWM strategy of the chopper, which depends on the converter PWM operation, is explained in detail and the switching patterns are given. Next, the theoretical analysis by using state space methods is given. In the analysis, the single phase PWM converter is modeled by the voltage sources to avoid a complication of the calculations. The calculated results are compared with the experimental ones in the constant voltage per frequency drives of a motor. Moreover, the characteristics of the power, the current, and the control parameters are given for changing the motor operations. The results prove that the proposed system has good performances for the utilization of the photovoltaic power.

**Key Words:** Induction Motor, Photovoltaic Generation, Current Source Inverter, Step Down Chopper, Pulsewidth Modulation, Single-phase Utility

## 1. まえがき

太陽光から直接、電気エネルギーが得られる太陽電池はクリーンエネルギー源として注目されており、大規模発電システムに限らず、省エネルギーのニーズに対応して産業や離島の補助電力源から一般家庭への普及が拡大している。また、太陽光発電システムでは、多数の太陽

電池モジュールを設置するための広大な場所を必要とするため、より変換効率の高い太陽電池の開発が行われている<sup>(1)~(3)</sup>。

太陽電池は直流を出力するため、系統との連系あるいは交流負荷への電力供給を行うには、インバータが不可欠であり、前者は系統連系システム、後者は独立型システムである。このような太陽光発電システムにおいて、VVVF電圧形インバータによる家庭用空調機への適用が検討され<sup>(4)</sup>、ソーラエアコンシステムとして商品化されている。このシステムは系統と分担して太陽電池電力

\* 平成15年5月31日受付

\*\* 電気工学科

\*\*\* 電気工学専攻博士課程前期

を負荷へ供給し、冷暖房運転をしていない時は系統連系システムとして発電電力を系統へ回生するものである。

筆者らは、太陽光発電の系統連系 VVVF インバータへの応用として、連系制御が容易で正弦波電圧・電流を出力できる電流形システムを検討し、三相系統・三相インバータ誘導機のシステム構成と動作特性を報告した<sup>(5)~(8)</sup>。

本論文は、太陽光発電による三相電流形インバータ誘導機システムの単相系統連系運転<sup>(9)~(13)</sup>について検討したものである。単相系統連系では、波形改善のため直流部に大きな電流平滑リアクトルを必要とするが、本システムは、リアクトル低減のためにPWM降圧チョッパを適用している。まず、システム構成を示し、系統連系PWMコンバータ、降圧チョッパおよびPWMインバータの制御方法を説明する。つぎに、状態空間法による数値解析を行う。解析では系統とコンバータをモデル化して動作モードと状態方程式を導出し、各部動作波形をシミュレーションして実測波形と比較する。また、太陽電池出力や誘導機負荷変化に対する特性を示し、システムと系統との間で安定した双方向電力潮流が可能なることを明らかにする。

2. システム構成と制御方法

図1は単相系統連系太陽光発電による三相電流形インバータ駆動誘導機システム構成と制御ブロックを示す。システムはPWM単相コンバータで系統と連系し、直流を介して三相PWM電流形インバータで誘導機を駆動する。太陽電池PVは、スイッチSとダイオードおよびコンデンサCで構成する降圧チョッパを用いて、システム直流部の電流平滑リアクトル $L_d$ と直列に接続する。チョッパは光量によって変化するPV発電電力を制御しながら、インバータに供給する直流電流を確保する。PVに並列のコンデンサはスイッチのオンオフに伴うパル

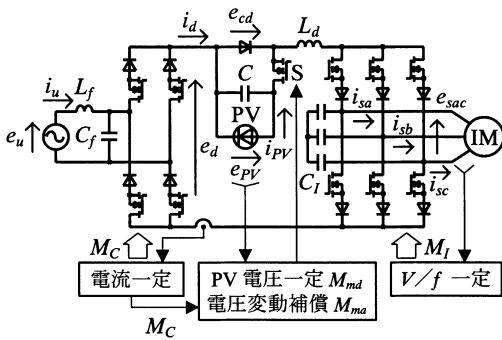


図1 系統連系太陽光発電インバータ誘導機システム

Fig.1 Inverter-induction motor system with utility interactive PV generation.

ス電流がPVへ流れ込むのを防ぐ目的で接続するが、以下に述べる交流瞬時電力変動分を吸収する機能も有する。

単相系統連系コンバータでは、交流瞬時電力が系統周波数の2倍で変動し、直流電圧が2倍周波数で変動する。このため、直流電流が同じ周波数変動を生じて交流波形の歪みを誘発するため、かなり大きな電流平滑リアクトルを接続して歪みを抑制する。本システムでは、直流電流を平滑化してリアクトル値の低減を図るために、コンバータ直流電圧変動を打ち消すようにチョッパでPWMスイッチングを行い、チョッパコンデンサで交流側の変動瞬時電力を処理する。

PWMコンバータは直流電流一定制御を行いながら正弦波電流を発生して系統とシステム間の電力潮流を行う。直流電流はインバータ誘導機負荷が必要とする大きさに設定する。チョッパはコンバータ動作に依存して直流電圧変動補償を行うとともに、PVが最大出力点で動作できるようにPV電圧を制御する。インバータはPWMパターンに対する変調率 $M_I$ を調整して、一定入力直流電流のもとで誘導機を $V/f$ 一定制御で駆動する。

図2はコンバータの整流器動作時のチョッパPWM法と直流部電圧関係を示したものである。単相コンバータを正弦波変調波による三角波比較方式PWMで動作する時、その直流電圧 $e_d$ は、PWMリップルを無視すると、次式で与えられる<sup>(14)</sup>。

$$e_d = E_d - E_d \cos 2\omega t \tag{1}$$

$$E_d = \frac{E_u M_C}{\sqrt{2}} \tag{2}$$

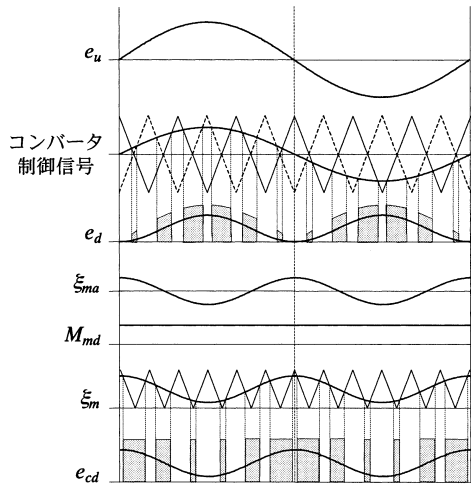


図2 コンバータとチョッパのPWM法と出力電圧関係 (コンバータの整流器動作時)

Fig.2 PWM method and output voltage relationship of converter and chopper.

ここで、 $\omega=2\pi f$ 、 $f$ は系統周波数、 $E_d$ は平均電圧、 $E_u$ は系統電圧実効値、また、 $M_C$ は搬送波振幅を1に規格化した時の変調波振幅を表すコンバータ変調率である。コンバータは変調率が正の時は整流器動作、負の場合は逆変換動作である。

チョッパは(1)式の2倍周波数変動電圧をキャンセルするために、一定PV電圧からこの変動電圧を含む直流を出力する。チョッパに三角波比較方式PWM法を採用する時、2倍周波数変調波

$$\xi_{ma} = M_{ma} \cos 2\omega t \tag{3}$$

と一定変調波  $M_{md}$  を用い、その合成変調波

$$\xi_m = M_{md} + \xi_{ma} \tag{4}$$

によってスイッチング時間を決定する。ここで、 $M_{md}$ と  $M_{ma}$ は搬送波振幅を1に規格化した時のチョッパ直流分変調率と交流分変調率である。チョッパPWMによって、一定PV電圧は変調波形の電圧に変換されるので、その出力電圧  $e_{cd}$  は

$$e_{cd} = E_{PV} M_{md} + E_{PV} M_{ma} \cos 2\omega t \tag{5}$$

となり、図示するように、コンバータ直流電圧変動と逆相の変動電圧を含む直流となる。PWMリップルを無視した三相インバータの直流部電圧は一定であるので、電流平滑リアクトルには常に一定の電圧が印加されることになり、直流電流の2倍周波数変動を生じないので、リアクトルの値を低減できる。

チョッパの交流変調率は(1)式と(5)式より

$$M_{ma} = \frac{E_u M_C}{\sqrt{2} E_{PV}} \tag{6}$$

に設定する。PV電圧は受動的であり、

$$E_{PV} = \frac{E_{cd}}{M_{md}} = \frac{1}{M_{md}} (E_I - E_d) \tag{7}$$

で与えられるので、チョッパ直流変調率の調整によってPV電圧を最大出力の最適電圧に維持することができる。コンバータによって直流電流一定制御される時、直流電流とPV電流は次式の関係となる。

$$M_{md} = \frac{I_{PV}}{I_d} \tag{8}$$

### 3. 定常解析

システム定常動作を状態空間法によって数値解析する際には、各変換器のスイッチ導通状態から動作モードを明確にする必要があるが、これらのPWM動作は独立して行うため、全ての導通状態を考慮すると非常に複雑化

する。そこで、解析では、図3に示すように、系統連系単相PWMコンバータを直流電圧源と2倍周波数交流電圧源にモデル化<sup>(14)</sup>し、また、太陽電池は最大発電時の最適電圧を出力する直流電圧源とした。チョッパを含むインバータの解析区間は、インバータ周波数によって異なるが、ここでは、チョッパPWM動作の効果を示すために、インバータ周波数  $f_i$  を30Hzに限定して状態方程式を導出する。

インバータの  $b$  相 (スイッチ S2) 転流開始時と系統電圧の零点が一致する場合を考えると、システム動作の周期性から、インバータ周期の半周期区間 ( $T=1/2f_i$ ) の解析が必要である。インバータを正弦波変調波による三角波比較方式PWMで動作する時、チョッパとインバータの各素子導通状態から、この区間において表1に示す10の動作モードが存在する。インバータアーム短絡はS1とS4、S2とS5、あるいはS3とS6の導通で形成されるが、いずれの回路も等価である。

コンバータ直流部の2倍周波数交流電圧を計算するための仮想二相電圧  $e_1, e_2$  を導入し、誘導機の静止  $d-q$  軸電圧方程式の変数を考慮して、システム状態変数を次のように選ぶ。

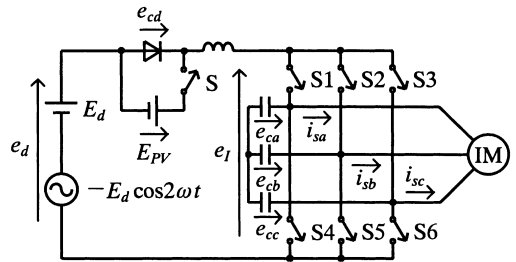


図3 システムの解析モデル

Fig.3 System model for numeric analysis.

表1 解析区間の動作モード

Table.1 Operational mode in analyzed period.

モード	インバータ導通素子	チョッパ素子の導通状態
1	S1, S6	オフ
2	S1, S6	オン
3	S2, S6	オフ
4	S2, S6	オン
5	S2, S4	オフ
6	S2, S4	オン
7	S3, S4	オフ
8	S3, S4	オン
9	アーム短絡	オフ
10	アーム短絡	オン

$$\mathbf{x} = \text{col}[e_1, e_2, E_d, i_d, i_{sd}, i_{sq}, e_{ca}, e_{cb}, e_{cc}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}, E_{PV}] \quad (9)$$

システムモデル図より、次の状態方程式が得られる。

$$e_d = -e_{cd} + L_d di_d + R_d i_d + e_l \quad (10)$$

$$e_{ca} - e_{cb} = e_{sa} - e_{sb} = e_{sab} \quad (11)$$

$$e_{cb} - e_{cc} = e_{sb} - e_{sc} = e_{sbc} \quad (12)$$

$$e_{cc} - e_{ca} = e_{sc} - e_{sa} = e_{sca} \quad (13)$$

$$e_{sa} + e_{sb} + e_{sc} = 0 \quad (14)$$

$$e_{ca} + e_{cb} + e_{cc} = 0 \quad (15)$$

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (16)$$

$$C_l p e_{ca} + C_l p e_{cb} + C_l p e_{cc} = 0 \quad (17)$$

$$p = d/dt$$

ここで  $R_d$  は電流平滑リアクトル  $L_d$  の抵抗分である。チョッパ出力電圧  $e_{cd}$  とインバータ直流電圧  $e_l$  は、各モードの等価回路から得られる関係式から状態変数によって表される。

各モードの状態方程式は12次元定係数行列  $A_n$  を用いて

$$p\mathbf{x}(t) = A_n \mathbf{x}(t), \quad (n=1\sim10) \quad (18)$$

のように表され、その解は遷移行列によって

$$\mathbf{x}(t) = \Phi_n(t - \tau_k) \mathbf{x}(\tau_k) \quad (19)$$

で求められる。ここで、 $\tau_k$  は  $k$  番目のモード遷移時間である。状態変数の初期値  $\mathbf{x}(0)$  は、システム動作の周期性から得られる接続行列  $B_c$  を用いて、次の方程式を解くことによって得られる。

$$[\Phi(T) - B_c] \mathbf{x}(0) = 0 \quad (20)$$

各状態変数の瞬時値は(19)式を順次計算して求められる。なお、方程式と行列は付録に記載した。

#### 4. 実験および解析結果

回路条件は、 $E_u = 100V$  ( $f = 60Hz$ )、 $L_f = 1mH$ 、 $C_f = 10\mu F$ 、 $C = 1000\mu F$ 、 $L_d = 20mH$  ( $R_d = 0.2\Omega$ )、 $C_l = 20\mu F$  である。また、単相コンバータとチョッパのスイッチング周波数は4.80kHzとし、インバータ周波数30Hz、電動機端子電圧100Vである。なお、誘導電動機定数は表2に示すとおりである。

##### 4.1 動作波形

図4は無負荷運転時の各部実測波形と計算波形を示す。なお、インバータPWMのスイッチング周波数は  $f_{si} = 1.89kHz$  で直流電流5A一定制御とし、PVはほぼ最大出力 (PV電圧  $E_{PV} = 130.1V$ 、PV電流  $I_{PV} = 2.75A$ )

で動作している。また、計算波形の系統電流  $i_u$  はフィルタコンデンサへの充電電流  $i_c$  を考慮して次の近似式で導出した。

$$i_u = M C i_d \sin \omega t + i_c \quad (21)$$

$$i_c = \sqrt{2} \omega C_f E_u \cos \omega t \quad (22)$$

チョッパPWM動作により、直流電流  $i_d$  における2倍周波数変動はほとんど抑制されており、系統電流  $i_u$ 、電動機電圧と各相電流は正弦波形となっていることがわかる。直流電流に現れているリップルはインバータPWMによるものであり、インバータのスイッチング周波数を高く設定することで減少できる。電動機無負荷運転時では、PV発電電力が誘導機に必要な駆動電力を上回るので、コンバータは逆変換動作を行って力率ほぼ-1で余剰電力を系統へ逆潮流している。計算波形は実測と非常によ

表2 電動機定数  
Table.2 Motor constants.

0.75kW
$P = 4$
$r_s = 3.141\Omega$
$r_r = 1.815\Omega$
$L_s = L_r = 0.1578mH$
$M = 0.15076mH$

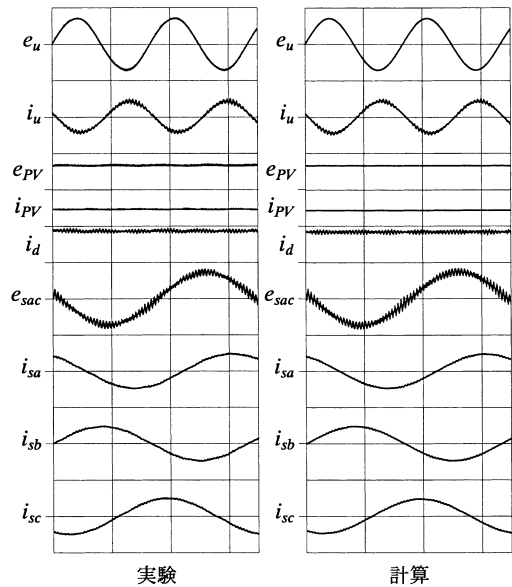


図4 誘導機無負荷時の各部波形  
(200V/div 6A/div 10ms/div)

Fig.4 Waveforms at no-load of motor.

く一致しており、理論からもチョップPWMによる波形改善の効果が確認できる。

図5はそれぞれ誘導機の力行負荷時 ( $s=0.077$ ,  $f_{si}=4.05\text{kHz}$ ,  $E_{PV}=123.0\text{V}$ ,  $I_{PV}=2.67\text{A}$ ) と回生負荷時 ( $s=-0.030$ ,  $f_{si}=4.05\text{kHz}$ ,  $E_{PV}=148.0\text{V}$ ,  $I_{PV}=2.19\text{A}$ ) の実測、計算波形を示す。力行負荷時には誘導機駆動電力がPV発電電力を上回り、系統から不足電力を供給するためにコンバータは整流器動作となる。回生負荷時はコンバータが逆変換動作を行い、PVと誘導機発電電力を系統へ逆潮流している。いずれの動作状態においても、2倍周波数変動のない一定直流電流となっており、良好な動作波形が得られている。PVは常に最適電圧に制御でき、PVのほぼ最大発電状態を維持して動作できることを確認した。

4.2 定常特性

図6は直流電流  $I_d=5\text{A}$ 、PV最適電圧  $E_{PV}=123.0\text{V}$  (最適電流  $I_{PV}=2.67\text{A}$ ) の条件で、誘導機負荷変化に対する変調率、電力、電流および系統力率  $PF$  の特性を示す。なお、電力は系統電力  $P_u$ 、コンバータ直流部出力電力  $P_C$ 、PV電力  $P_{PV}$ 、チョップ出力電力  $P_{Ch}$ 、インバータ直流部入力電力  $P_I$ 、誘導機入力電力  $P_{IM}$  を表す。PVおよびチョップ出力電力は一定であり、PVは最大出力を維持している。一方、系統とコンバータ電力は、インバータおよび誘導機負荷電力の変化に対応して変化する。

コンバータ変調率  $M_C$  が負の範囲ではコンバータは逆変換動作で余剰電力を系統へ逆潮流、 $M_C$  が正の範囲では順変換動作によって不足電力を系統から供給しており、システムと系統間で安定した電力潮流が行えることを確認できる。系統電流はコンバータ変調率が零の時に最小となり、系統力率は広範囲で1または-1となっていることがわかる。

図7は直流電流  $I_d=5\text{A}$  一定制御でのインバータ直流側電圧  $E_I$  の変化に対する各変調率の変化と制御範囲の理論結果を示したものである。なお、電圧  $E_I$  とインバータおよび誘導機動作との関係は次式で与えられる。

$$E_I = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{sac} M_I \cos \phi \tag{23}$$

ここで、 $\phi$  は誘導機力率角である。また、 $\xi_{max}$  (実線) は  $\xi_{min}$  (破線) はチョップ変調波  $\xi_m$  の最大値と最小値を表す。直流電流を平滑化するためのチョップPWM動作を確保する条件は、搬送波振幅を1として、

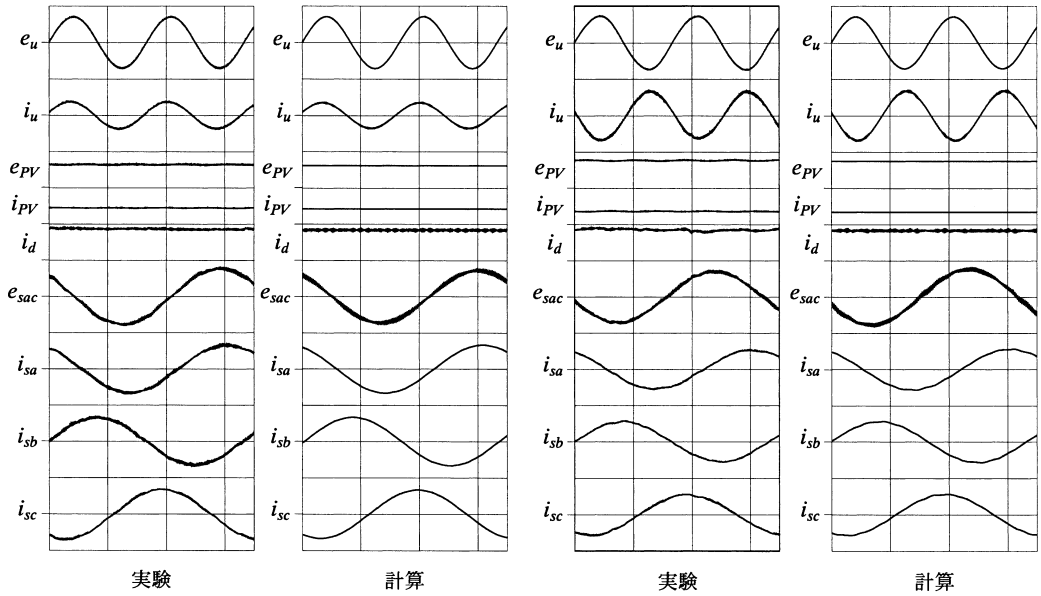
$$0 \leq \xi_m \leq 1 \tag{24}$$

であり、電圧  $E_I$  の範囲は、 $0.5 \leq M_{md}$  では

$$E_{PV}(2M_{md}-1) \leq E_I \leq E_{PV} \tag{25}$$

$M_{md} \leq 0.5$  では

$$0 \leq E_I \leq 2M_{md}E_{PV} \tag{26}$$



(a) 力行負荷 (b) 回生負荷

図5 誘導機負荷時の各部波形 (200V/div 6A/div 10ms/div)

Fig.5 Waveforms at load of motor.

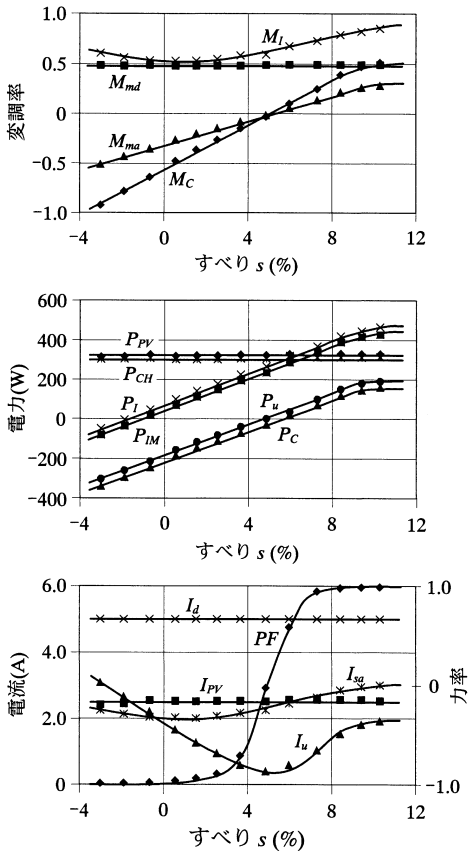


図6 誘導機負荷変化に対するシステム特性

Fig.6 Characteristics for changing motor loads.

となる. 直流電流一定制御でのシステム制御可能な範囲は

$$-1 \leq M_c \leq 1 \tag{27}$$

より

$$\left( M_{md} E_{PV} - \frac{E_u}{\sqrt{2}} \right) \leq E_l \leq \left( M_{md} E_{PV} + \frac{E_u}{\sqrt{2}} \right) \tag{28}$$

となる. 直流電流の2倍周波数変動を除去する平滑可能範囲およびシステム制御可能範囲は共に, PV電圧  $E_{PV}$  が高い, あるいはPV電流  $I_{PV}$  が大きいほど広がることわかる. これらの範囲を拡大するには, PVモジュールを直列接続してPV電圧を高く設定し, 単相系統電圧を変圧器等で昇圧する必要がある.

### 5. むすび

三相電流形インバータ駆動誘導機の直流電源の一部として太陽光発電を利用する場合において, 単相系統と連系するシステムの構成と定常特性を示した. 本システムでは, 太陽電池をシステムに接続するために降圧チョッパを適用し, 単相コンバータ動作に依存したPWMスイッチングを行うことにより, 直流電流平滑化, 交流波形歪みの抑制と直流電流平滑リアクトルの大幅な低減が実現できることを明らかにした. 状態空間法による計算結果は実測結果とよく一致することを示し, 理論からも降圧チョッパPWMの有効性を確認した. また, 誘導機負荷変化に対するシステム動作と電力潮流および太陽電池出力との関係を明らかにし, システムと系統との間で安定して連系動作ができることを検証した.

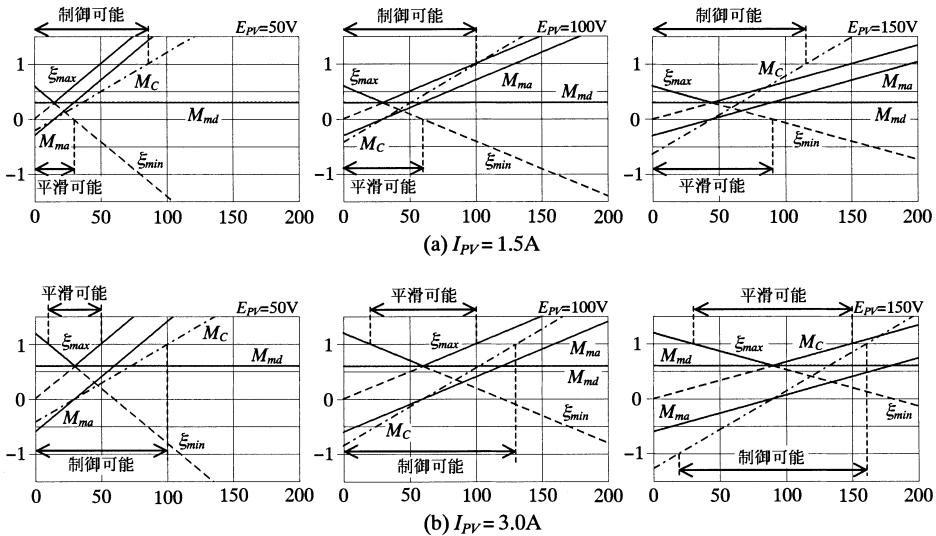


図7 インバータ直流電圧に対する変調率と制御範囲の変化

Fig.7 Modulation index and controllable regions for changing inverter dc voltage.

終りに、修士論文研究の一部として実験に協力頂いた石井孝徳君 (現、富士通ゼネラル) に謝意を表す。

### 参 考 文 献

- (1) 「次世代太陽光発電技術」, 平成10年電気学会全大シンポジウム, S.20
- (2) 「太陽光発電実用化技術」, 平成12年電気学会全大シンポジウム, S.21
- (3) 「太陽光発電システムの広域普及と今後の新展開」, 平成14年電気学会全大シンポジウム, S.19
- (4) 塚本・牛嶋・佐藤:「双方向電流制御形コンバータによる空調機器の新電源方式」, 電学論D, 109巻, 1号, 17 (平元-1)
- (5) 根葉・森:「系統連系太陽光発電によるPWM電流形インバータ誘導機システムの運転特性」, 電学論D, 116巻, 5号, 563, (平8-5)
- (6) 根葉・瀬戸:「太陽光発電を利用したPWM電流形インバータ誘導機システムの系統連系動作特性」, 電学論D, 119巻, 11号, 1409, (平11-11)
- (7) 加藤・上野・根葉:「太陽光発電誘導機駆動システムにおけるインバータ短絡時の動作特性」, 平成12年電気学会産業応用部門大, No.180
- (8) 上野・加藤・根葉:「系統連系太陽光発電によるPWM電流形インバータ駆動誘導機システムの起動特性」, 平成13年電気学会全大, No.4-068
- (9) 石井・上野・根葉:「太陽光発電三相インバータ誘導機の単相系統連系運転」, 平成13年電気関係学会九州支部連大, No.442
- (10) 石井・根葉:「単相系統連系太陽光発電インバータによる三相誘導機システムの降圧チョッパPWM制御」, 平成14年電気学会全大, No.4-071
- (11) 石井・江崎・根葉:「PWM降圧チョッパ太陽光発電による単相系統・三相誘導機システムの動作特性」, 平成14年電気学会産業応用部門大, No.68
- (12) 江崎・石井・根葉:「単相系統連系太陽光発電三相PWM電流形インバータ誘導機システムの定常解析」, 平成14年電気関係学会九州支部連大, No.456
- (13) 石井・江崎・根葉:「PWM降圧チョッパ太陽光発電による単相系統連系三相誘導機駆動システムの動作特性」, 平成14年電気関係学会九州支部連大, No.457
- (14) 根葉:「単相PWMコンバータモデルを用いた三相インバータ誘導機システム解析」, 電学論D, 117巻, 4号, 463, (平9-4)

### 付 録

- 1) 仮想二相電圧

$$e_1 = E_d \sin 2\omega t$$

$$e_2 = E_d \cos 2\omega t$$

- 2) 誘導機電圧方程式

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \sigma L_s p & Mp/L_r \\ -\sigma_r M & p + \sigma_r - j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \Psi_r \end{bmatrix}$$

$$\dot{e}_s = (e_{sd} + je_{sq})/\sqrt{2}, \dot{i}_s = (i_{sd} + ji_{sq})/\sqrt{2}$$

$$\dot{\Psi}_r = \Psi_{rd} + j\Psi_{rq} = Mi_s + L_r \dot{i}_r$$

$$\dot{i}_r = (i_{rd} + ji_{rq})/\sqrt{2}$$

$$\sigma = 1 - M^2/L_s L_r, \sigma_r = r_r/L_r$$

$$\omega_r = (1-s)\omega_s = (1-s)2\pi f_i$$

s: すべり

- 3) 三相成分と静止  $d$ - $q$  軸成分の関係

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{6} \\ 0 & \sqrt{2/3} \\ -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}$$

- 4) 回路方程式

- i) モード1, モード2

$$e_l = e_{ca} - e_{cc}$$

$$C_l p e_{ca} = i_d - i_{sa}$$

$$C_l p e_{cb} = -i_{sb}$$

$$C_l p e_{cc} = -i_d - i_{sc}$$

- ii) モード3, モード4

$$e_l = e_{cb} - e_{cc}$$

$$C_l p e_{ca} = -i_{sa}$$

$$C_l p e_{cb} = i_d - i_{sb}$$

$$C_l p e_{cc} = -i_d - i_{sc}$$

- iii) モード5, モード6

$$e_l = e_{cb} - e_{ca}$$

$$C_l p e_{ca} = -i_d - i_{sa}$$

$$C_l p e_{cb} = i_d - i_{sb}$$

$$C_l p e_{cc} = -i_{sc}$$

- iv) モード7, モード8

$$e_l = e_{cc} - e_{ca}$$

$$C_l p e_{ca} = -i_d - i_{sa}$$

$$C_l p e_{cb} = -i_{sb}$$

$$C_l p e_{cc} = i_d - i_{sc}$$

- v) モード9, モード10

$$e_l = 0$$

$$C_l p e_{ca} = -i_{sa}$$

$$C_l p e_{cb} = -i_{sb}$$

$$C_l p e_{cc} = -i_{sc}$$

- 5) チョッパ電圧

$$e_{cd} = \begin{cases} 0 & (\text{モード1, 3, 5, 7, 9}) \\ E_{PV} & (\text{モード2, 4, 6, 8, 10}) \end{cases}$$

- 6) 定係数行列

$$A_n = \begin{bmatrix} 0 & 2\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_d} & \frac{1}{L_d} & -\frac{R_d}{L_d} & 0 & 0 & a_{4,7} & a_{4,8} & a_{4,9} & 0 & 0 & a_{4,12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_{se}}{\sigma L_s} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}\sigma L_s} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{2}\sigma L_s} & \frac{\sqrt{2}M\sigma_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{\sqrt{2}M\omega_r}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{r_{se}}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sqrt{6}\sigma L_s} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}\sigma L_s} & -\frac{1}{\sqrt{6}\sigma L_s} & -\frac{\sqrt{2}M\omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{\sqrt{2}M\sigma_r}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{7,4} & -\frac{1}{\sqrt{2}C_l} & \frac{1}{\sqrt{6}C_l} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{8,4} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}C_l} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{9,4} & \frac{1}{\sqrt{2}C_l} & \frac{1}{\sqrt{6}C_l} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sigma_r M}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\sigma_r & -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sigma_r M}{\sqrt{2}} & 0 & 0 & 0 & \omega_r & -\sigma_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ただし、 $r_{se} = r_s + (1-\sigma)L_s\sigma_r$ 、行列要素は各モードに対して付表1で与えられる。

7) 接続行列

$$B_c = \begin{bmatrix} I_{(4 \times 4)} & 0 & 0 \\ 0 & -I_{(7 \times 7)} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

付表1 定係数行列の要素

App. Table.1 Elements of matrices.

モード	$a_{4,7}$	$a_{4,8}$	$a_{4,9}$	$a_{4,12}$	$a_{7,4}$	$a_{8,4}$	$a_{9,4}$
1	$-1/L_d$	0	$1/L_d$	0	$1/C_l$	0	$-1/C_l$
2	$-1/L_d$	0	$1/L_d$	$1/L_d$	$1/C_l$	0	$-1/C_l$
3	0	$-1/L_d$	$1/L_d$	0	0	$1/C_l$	$-1/C_l$
4	0	$-1/L_d$	$1/L_d$	$1/L_d$	0	$1/C_l$	$-1/C_l$
5	$1/L_d$	$-1/L_d$	0	0	$-1/C_l$	$1/C_l$	0
6	$1/L_d$	$-1/L_d$	0	$1/L_d$	$-1/C_l$	$1/C_l$	0
7	$1/L_d$	0	$-1/L_d$	0	$-1/C_l$	0	$1/C_l$
8	$1/L_d$	0	$-1/L_d$	$1/L_d$	$-1/C_l$	0	$1/C_l$
9	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	$1/L_d$	0	0	0