

# PV インバータのデジタル制御

## ~ワンチップマイコンによる制御技術~

学生員 山下智幸 (東京農工大学)

会員 黒川浩助 (東京農工大学)

### Digital control for the PV inverters. (With only a 1-chip micro controller)

Tomoyuki Yamashita\*, Kousuke Kurokawa\*

\*Tokyo University of Agriculture & Technology

2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo, 184-8588 Japan

E-mail: yamashi-@cc.tuat.ac.jp

### ABSTRACT

This proposes presents a digital controller for the PV inverter s consisting of the two components: digitalization and utilization of a 1-chip micro controller. This is expected to make practicable for AC modules (MIC: Module Integrated Converter) and the distribution system. So, we investigate a control of the inverter with sole micro controller. We mentioned about fundamental behavior of the inverter and deliberated of the grid-connected.

## 1. はじめに

デジタル制御技術が急速に進む昨今、太陽光発電 (PV) 業界においても分散電源の同時制御技術や、AC モジュールのように小型で高精度かつ系統連系保護装置等を組み込んだインバータ(MIC)の実用化が期待されている。将来的にはインバータインサイドモジュールが求められ、より小型でデジタル制御されたインバータが必要になる。また制御機器本体としてはここ数年、DSP(Digital Signal Processor)と CPU を内蔵したチップや、いくつかのチップを統合したマルチチップ方式が登場し機器は小型、高性能になってきた。しかし未だアナログ回路や外付けのデジタル回路に頼る部分もあり、これらができるだけ無くすることが今後の課題になる<sup>[1][3]</sup>。そこで本研究では豊富な周辺機能を内蔵したマイコンを用い、PV インバータの全デジタル制御を目指している。使用しているデジタルデバイスはマイコン1つだけである。

制御項目としてはインバータの基本動作に加え、MOSFET 等による高周波 PWM(Pulse Width Modulation)方式、高調波抑制、系統連系保護、単独運転防止機能<sup>[5]</sup>などが挙げられ、PC 上プログラム変更のみで制御可能なソフト技術が焦点になる<sup>[7][8]</sup>。本論文では基本動作、高調波解析、系統との同期、定電圧制御を検討している。

## 2. 制御様式

制御ボードの心臓部としては SuperH(日立製)<sup>[4][10]</sup>を用いた。SH RISC engine ファミリはアキュムレータ 32 ビットのタイプであり、以下3つの点において優れている。

面積に対する処理速度が高いというコストパフォーマンスの点。処理速度に対する消費電力が少ない点。命令長を16ビットに固定しているためにプログラム効率が良いという点である。その他 A/DC、メモリ、I/O、DSP などが搭載されており、その中のタイマ (MTU: Multi Function Timer Pulse Unit) には PWM カウンタによるインバータ制御ができ、キャリア周波数、Duty 比、出力周波数などリアルタイムで変更が可能である。

制御の流れについての概略図を図1に示す。ここでは PV を DC 電源で模擬し、メインスイッチには 100W 耐圧 MOSFET を使用している。出力には 30/100VA トランスをつけ、負荷としては抵抗を用いた。2次側と系統の電圧を検出するために電圧センサを付け加えた<sup>[2]</sup>。

流れとしては PWM 信号を生成しゲートへ送りスイッチングさせる。同時に出力電圧と系統電圧との位相差をサンプリングし、キャリア等の変更により同期させる。また外部より入力される信号に応じて起動、停止、出力周波数の変更も可能である。

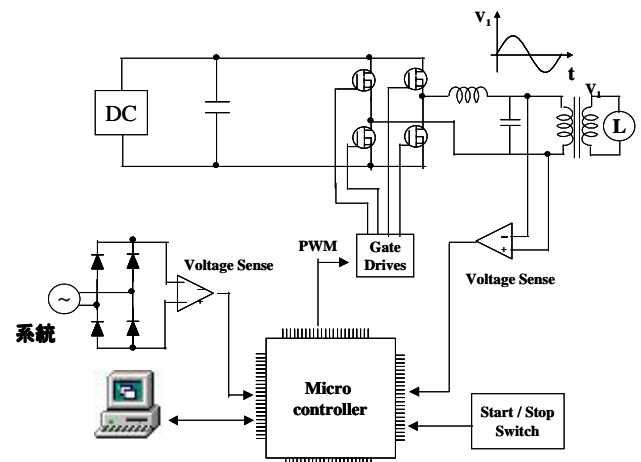


Fig.1 Control schematic of the PV inverter.

## 3. PWM 作成方法

### 3.1 PWM 作成

インバータのスイッチング方式として正弦波 PWM 方式が挙げられるがマイコンで生成する場合も一般に回路で作成する際と基本概念は同じである。マイコンではタイマカウンタを使用しキャリア、Duty 等を設定する。キャリア周期決定を式(1)に示す。タイマカウンタ周期に任意の数値を掛けることでキャリアが決定される。

$$\frac{1}{f_{CPU}} \cdot x = y$$

... (1)

1/ : カウンタ周期, f は CPU 動作周波数

x : レジスタに設定する値, 任意数  
y : キャリア周波数の周期

Fig.3 Specific of PWM.

次にカウンタとパルスとの関係を図 2 に示す。ここではカウント時のパルス立ち上がり, 立下りを表しており, 0 ~ x までが 1 カウント時における有効なパルス指令値決定区間になる。ここで, キャリア設定レジスタとは別のレジスタに  $T_2$  というレジスタ値を設定する。すると,  $T_2$  の値が指令された時に, パルスは立ち上がり ( $high=T_{on}$ ) 次のカウント値まで待機する。次のカウント初期値(0)が来ると立下る。 ( $low=T_{off}$ )パルスのデッドタイムは1カウントにおいて  $T_{off}$  の部分になる。このとき Duty 比 D は  $D=T_{on}/T$  となる。出力周波数の周期決定を式(2)に示す。

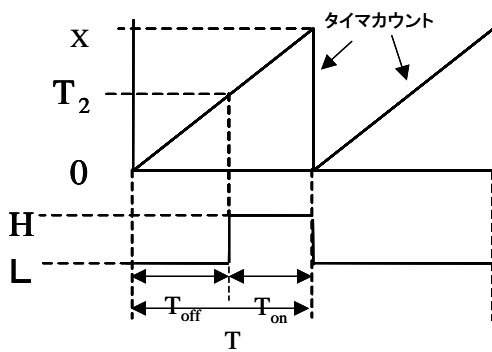


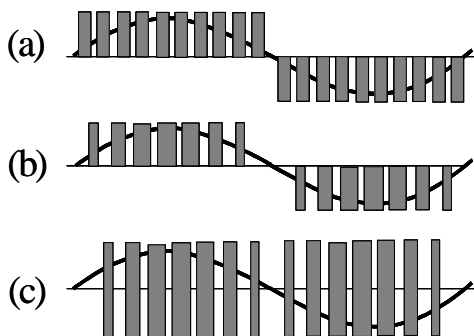
Fig.2 Illustration of the duty ratio and the pulse determination.

$$y \cdot T_2 = Z \quad \dots (2)$$

Z : 出力周波数の周期

### 3.2 PWMの種類

パルス変調としては PAM(パルス振幅変調), PPM(位相変調), PFM(周波数変調)などに分けられ, さらに PWM においては図 3 のように(a)等パルス幅ハーフブリッジ, (b)不等パルスハーフブリッジ, (c)フルブリッジに分けられる<sup>[9]</sup>。(a)よりも(b), (c)の方が高調波成分を多く取り除くことができるが, スイッチング回数の増大により損失の問題が生じる。本研究においてはまず, (b)の波形で実験を試みたが, スイッチ切替わり点の動作が不安定であったため(c)の不等パルスフルブリッジ波形で実験を進めている。また 1 周期パルス数は 400 であり, 高調波を抑制するためにパルス列をフーリエ級数展開している<sup>[6]</sup>。



### 3.3 A/D 変換器

A/D 変換器の変換精度は 10 ビットであり, 変換方式は逐次変換方式である。入力は 8 チャンネルあり, スキャンモードを用いれば, 最大 8 チャンネルの繰り返し変換が可能になる。変換時間は 266 ステートで, 外部トリガによる開始が可能である。割り込み要求はできるが, レジスタで許可をし, かつフラグのセットでクリアをしないと割り込み要求は停止しない。

本研究では, 系統電圧, 出力電圧, 起動/停止, 50/60Hz 可変のために 4 チャンネル使用した。制御条件はマイコンに入力される信号の大小に応じる。

## 4. 出力波形の品質

### 4.1 高調波解析

インバータ出力波形を図 4 に示す。出力電圧は 100v, 50Hz であり, 系統の波形や回路で作成した波形よりも良好な波形である。また右図が各高調波における電圧のひずみ率 (THD : Total Harmonic distortion) になる。一般に, 系統の交流電力を直流電力に変換する過程で高調波は生まれ, 第 3, 5, 7 調波が発生する。また厳密に波形が左右対象ではないため第 2, 4, 6 偶数高調波も発生している。

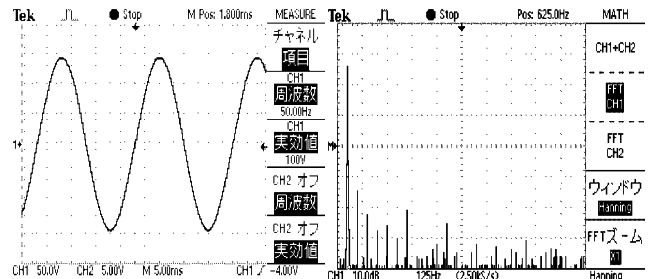


Fig.4 Out-put sin wave and harmonization

式(5)より  $THD=0.0288$  が得られ高調波はガイドライン規定以下であることが確かめられた。各次高調波も 3%未満に成り, 60Hz についても同様に THD は 5%未満になることが確かめられた。

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} \quad \dots (3)$$

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots} \quad \dots (4)$$

$$THD = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_1^2}}{V_1} \quad \dots (5)$$

### 4.2 変換効率

作成したインバータの変換効率を図 5 に示す。制御電

源を別に取りている。電圧、電流のフィードバック制御をしていないが平均して 87%前後の効率になった。

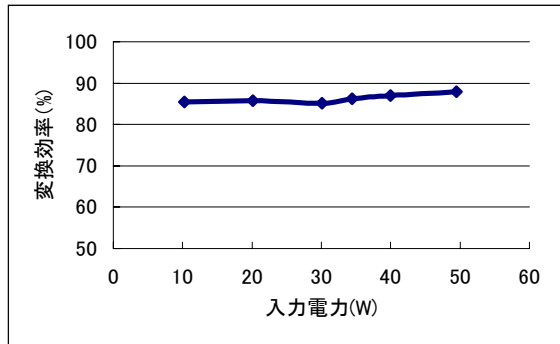


Fig.5 Effect of conversion efficiency.

## 5. 系統との同期

### 5.1 連系時におけるインバータの役割

系統連系時におけるインバータの役割は、最大電力追従制御 (Pmax 制御) 内部保護として過電流、過電圧制御など PV システム自身の目的の制御だけでなく、連系された電力系統への出力品質制御、単独運転防止対策、災害発生時の自立運転機能なども有している。そこで本研究ではまず、連系させるための基本制御となる位相の同期を試みた。従来ならば PLL (Phase lock loop) 回路を用いて位相を同期させるが、PLL 回路を用いずデジタル(マイコンのみ)で同期を実現させている。

### 5.2 同期調整方法

図 6 に同期調整図を表し、以下検出手順を示す。

電圧センサ波形を A/D 変換し配列に格納する。しかしサンプリング点は点 1, 2, 3 (点 4, 5, 6) の順で格納されるとは限らないので、点 4 と点 2 もしくは点 3 が同期する場合がある。そのため、点 1 と点 4 を制御対象に絞り込む。

点 1 と点 4 を検出したら、点 4 に対して点 1 が進んでいるか遅れているかを判断する。

ここで、位相を急変し同期させようとするとき、sin テーブル値も急変するためにスイッチング不動作が生じる。(不定なデッドビート制御になる。)

点 4 に点 1 を近づけるためにキャリア、出力周波数と Duty を変更する。位相が進んでいる場合も同様にして点 4 と点 1 を一致させるように制御する。

例えば、C 点での同期を目指した場合、E 区間では波形を速く接近させ、D 区間では徐々に接近させてゆく。つまり点 4 と点 1 の位相差(絶対値)の大小に応じてパラメータを変更する。A, B 区間においても同様である。

問題点として同期成立後も常時サンプリングをしているために同期点付近でわずかに左右に揺れる

傾向が見られる。

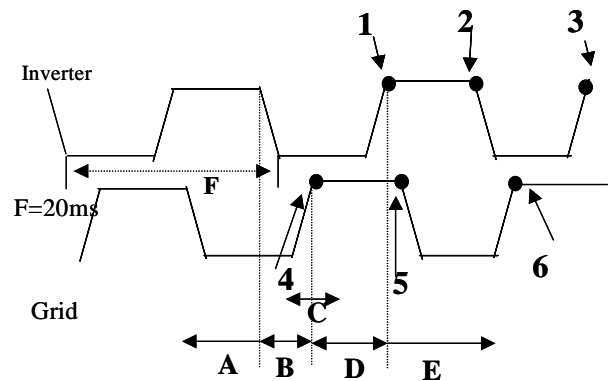


Fig.6 Method of synchronous.

## 5.3 実験結果

同期成立後の波形を図 7 に示す。波形上部はインバータ、下部は系統を示し、共に電圧センサ後の波形である。図 6 の点(1, 2, 3...)が図 7 のそれに対応する。ここでは図 6 の点に示すように電圧センサのピーク値でサンプリングした。またインバータ、系統共に周期を測定した結果、両方とも同じ値になることが確かめられた。

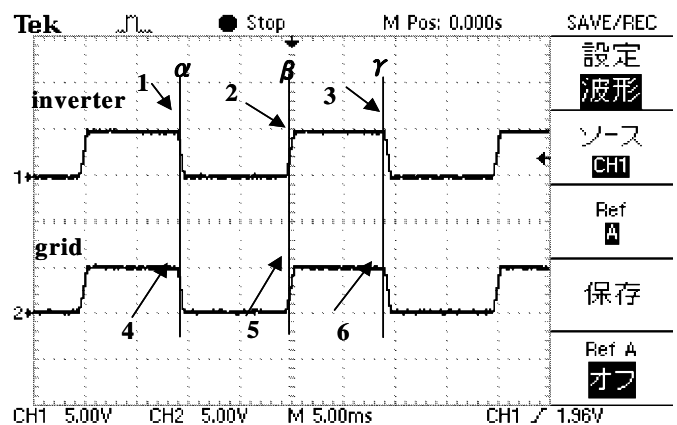


Fig.7 Synchronous between the inverter and the grid.

## 6. 定電圧制御

独立型の場合、出力の電圧一定が必要になりインバータの多くは回路を組み込んで制御している。本研究では全章同様、外部回路を作成せず、マイコンのみで制御を可能にした。フローチャートを図 8 に示す。X<sub>1</sub> が基本波 PWM である。ここで Duty の設定値は任意。X<sub>2</sub> が変更後 PWM Duty 値になる。以下、検出手順を示す。

基本となる PWM 信号を送りインバータ動作させる。出力電圧を A/D 変換し、目標値(ここで 100V と過程する。)に到達するまでは基本波 PWM を送る。

100V 超えた場合、指令値と A/D 検出値の差を計算し差分に応じて Duty 比を変更、PWM 波形を出力する。

定電圧状態になったら 求めた PWM を維持す

る。

電圧が 100V より小さくなり始めたら同様な方法で Duty 比を上げ電圧を上げる。

また実際の Duty 変更過程を表 1 に示す。基本レジスタはキャリア周波数設定を意味し(ここでは 20kHz), またデッドタイム設定レジスタの値を変更することで Duty 可変ができる。Duty 比は徐々に変化しているのがわかる。

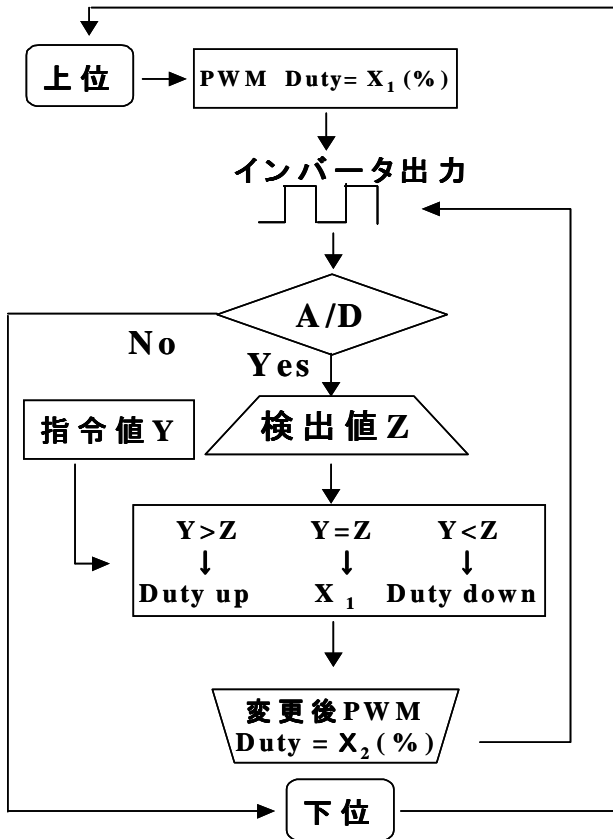


Fig.8 Flowchart of constant voltage.

Table 1 State of duty ratio and register numbers.

R	DTR	DT	Duty (%)
1431	693	23	48.42
1431	688	28	48.07
1431	683	33	47.72
1431	678	38	47.37
1431	673	43	47.03
1431	668	48	46.68
1431	663	53	46.33

R:基本レジスタ

DTR: デッドタイム設定レジスタ

DT: デッドタイム

## 7. まとめ

本研究では, 将来, 実用化するであろう AC モジュール制御や分散電源の同時制御などに向け PV インバータがすべてデジタルで制御ができるよう検討している。その

ためのソフト技術として本論文では, インバータの基本動作, 高調波解析, 系統との同期, 定電圧制御などを解析した。その結果, アナログ回路やデジタルデバイス, PLL 回路などを使用せず マイコン 1 つで制御することに成功した。

メリットとしてはコスト削減, システム変更が容易, 省電力で高精度な制御が可能, リアルタイム処理が可能などが挙げられる。しかしその反面, いくつかの制御ボードを集約したマイコンを使用しているためにそれぞれの周辺機能の能力は落ち, またノイズ対策も必要になる。ノイズ対策としては最近ではマイコン内にバイパスコンデンサを設置し, またクロストーク防止回路の設計も進んでいる。

今後の課題として, 電流のフィードバック制御を行い, MPPT 制御ができるように目指す。さらに単独運転防止や系統連系保護など複雑な制御ループを検討し, マクロ制御と PWM ループの共存を目指す。

## 参考文献

- [1] S. de Pablo, et al. (1997) A new strategy for real-time control of inverters. 14<sup>th</sup> European photovoltaic solar conference (EUPV-14) Barcelona Spain
- [2] Ljubisav Stamenic, et al. (2000) Novel microprocessor controlled real time MPPT for photovoltaic charging applications, VD1.2 16<sup>th</sup> European photovoltaic solar conference (EUPV-16) Glasgow
- [3] Jaecho CHOI, et al. (2000) Full digital control algorithm for a high quality cvcf inverter. International power electronics conference (IPEC-2000) Tokyo
- [4] Shouichi Hisada, et al. (2000) Hitachi's new generation traction inverter system for small size and high reliability. (IPEC-2000) Tokyo
- [5] Weidong He, et al. (1998) Islanding of grid-connected pv generators : Experimental results. 2<sup>nd</sup> World conference on photovoltaic solar energy conversion.(WCPEC-2), Vienna
- [6] 牛島和文, 他「太陽光発電におけるインバータシステム」Sanyo technical review Vol.17 No.1 Feb.1985
- [7] 黒川浩助, 若松清司共著「太陽光発電システム設計ガイドブック」オーム社
- [8] 黒川浩助, 「太陽光発電の課題と将来展望」平成 11 年度 日本太陽・風力エネルギー学会 基調講演
- [9] 電気書院編集部, 「汎用インバータ活用ガイドブック」
- [10] CQ 出版, 「SuperH プロセッサ」「デジタル信号処理と DSP」

