

# 10kW PVインバータの開発

## The Development of 10kW Photovoltaic Inverter

神部 晃<sup>※1</sup>  
Akira Kanbe  
桑原 祐<sup>※1</sup>  
Tasuku Kuwahara  
有川清二<sup>※1</sup>  
Seiji Arikawa  
戸松均治<sup>※1</sup>  
Kinji Tomatsu  
佐藤 徹<sup>※1</sup>  
Toru Satoh

We have developed a new photovoltaic (PV) inverter with the capacity of 10kW for three-phase by enlarging the single-phase 3kW PV inverter which had been developed. Two degrees of freedom robust control which had applied to the current control in the single-phase PV inverter is expanded into three-phase instantaneous current control. We have obtained a satisfactory performance on its control. In addition this PV inverter has two new functions to prevent islanding. The one is frequency shift method that is a kind of active method and another is voltage phase monitoring method that is a kind of passive measure. We have confirmed that this inverter can stop certainly and quickly in the case of the grid failure.

This paper describes new technology and features for enlarging the capacity, and explains the design of three-phase instantaneous current control using robust control. This paper also presents the principles of frequency shift method and voltage phase monitoring method.

## 1 はじめに

近年の環境問題への関心の高まりから、無公害の太陽光発電システムの導入が加速的に進んでいる。その理由として、助成金制度の制定、太陽電池の高効率化とコスト低減、周辺装置のコスト低減、系統連系技術要件ガイドラインで低圧連系と高圧連系の両方に逆潮流が認められたことなどが挙げられる。

こうした状況を踏まえ、わが社でもPVインバータの開発を平成3年より進めており、すでに小容量単相3kW PVインバータ<sup>①</sup> (旧ガイドライン対応品) は開発済である。これに引き続き、大容量化の開発を進め、このたび公共施設向け用の3相10kW PVインバータを開発した。このインバータでは、ロバスト瞬時電流制御<sup>②</sup>、Pmax制御および保護リレーなどを3相用に拡張し、さらに数々の新技術を採用した。

本論文では、本機に採用されている3相ロバスト瞬時電流制御<sup>③</sup>と単独運転検出機能を中心に、その概要・構成・試験結果などについて述べる。

## 2 仕様と回路構成

### 2.1 仕様

表1に本機の仕様を示す。

本機の出力は、3相10kWと大容量なので、通常の連系保護リレーに加えて直流地絡検出リレー、IGBT過電流リ

レーなど故障保護リレーも充実させ安全性を高めている。またガイドラインに対応するため単独運転防止機能(能動・受動各1方式)が設けてある。これについては4章で詳しく述べる。変換効率は、構成部品の見直しと高効率化設計により、93%を達成している。

表1/PVインバータの仕様

Tab.1/Specifications of the 10kW PVI

	項目	仕様	備考	
直 流 入 力	定格電圧	300V		
	運転電圧範囲	240~350V		
	許容最大電圧	450V		
交 流 出 力	定格容量	10kW		
	定格電圧	210V		
	定格周波数	50/60Hz		
	電気方式	3相・3線式		
	変換効率	93%以上	定格出力時	
	電 流 歪 み 率	総合	5%以下	定格出力時
			各次	
	力	出力力率	0.95以上	1/8~定格出力時
		運転追従 範囲	電圧	±10%
			周波数	±0.5%
過負荷耐量		110% 3時間		
総 合	主回路方式	電圧型電流制御 インバータ 商用周波トランス絶縁		
	単独運転 防止機能	能動方式	周波数シフト方式	
		受動方式	位相跳躍検出方式	
	寸法	600(W)×1200(H)×510(D)		
	質量	260kg		
設置場所	屋内			
周囲温度	-10~40℃			
冷却方式	強制風冷			

※1 技術開発本部 開発部

## 2.2 回路構成

図1に本機の全体構成を、また図2に本機の外観を示す。

回路方式は、一般的な商用周波トランス絶縁方式を採用している。電圧・電流共に3kWより大きいため、高周波ノイズの低減対策を十分考慮して、フィルタや絶縁トランスを新設計した。

直流入力側の電圧／電流制御には、太陽電池の発電電力を最大限引き出すPmax制御を採用している。また、交流出力側の電圧／電流制御には、単相機に適用した電流制御を3相用に拡張した、3相ロバスト瞬時電流制御を採用している。これについては3章で詳しく述べる。

以下に10kWと大容量化したことによる特徴と留意点を述べる。

### (1) インバータ方式

インバータ制御方式として電圧型電流制御方式を採用した。またスイッチング方式として正弦波PWM制御方式を用い、スイッチング素子には高速かつ低損失の第3世代IGBTを採用した。PWM周波数を40kHz（スイッチング周波数20kHz）とすることで、制御性能の向上、スイッチング音の除去、装置の小型化を図っている。

### (2) 直流回路

平滑用コンデンサは小容量品を多数並列接続して、高周波インピーダンスを低減させ、高周波許容リプル電流を増加させている。

IGBTと平滑用コンデンサ間のインダクタンスを極小化する導体設計と、IGBT専用のスナバモジュールを用いることなどにより、IGBTのサージ電圧を効果的に抑制している。

### (3) IGBTドライバ

スイッチング周波数が20kHzと非常に高いのでIGBTのターンオン損失、ターンオフ損失、サージ電圧などのスイッチング特性を詳細に測定・検討した上でドライバ回路を設計した。またアーム短絡事故に対応するため、IGBTに流れる過電流をドライバ自身で高速検出・保護する機能も付加し安全性を高めている。

### (4) フィルタとトランス

ノーマルモードフィルタには、板厚50 $\mu$ mの高周波用珪素鋼板鉄心を用いた新規開発の3相リアクトルと、低



図2 / PVインバータ外観  
Fig.2/Appearance of the 10kW PVI

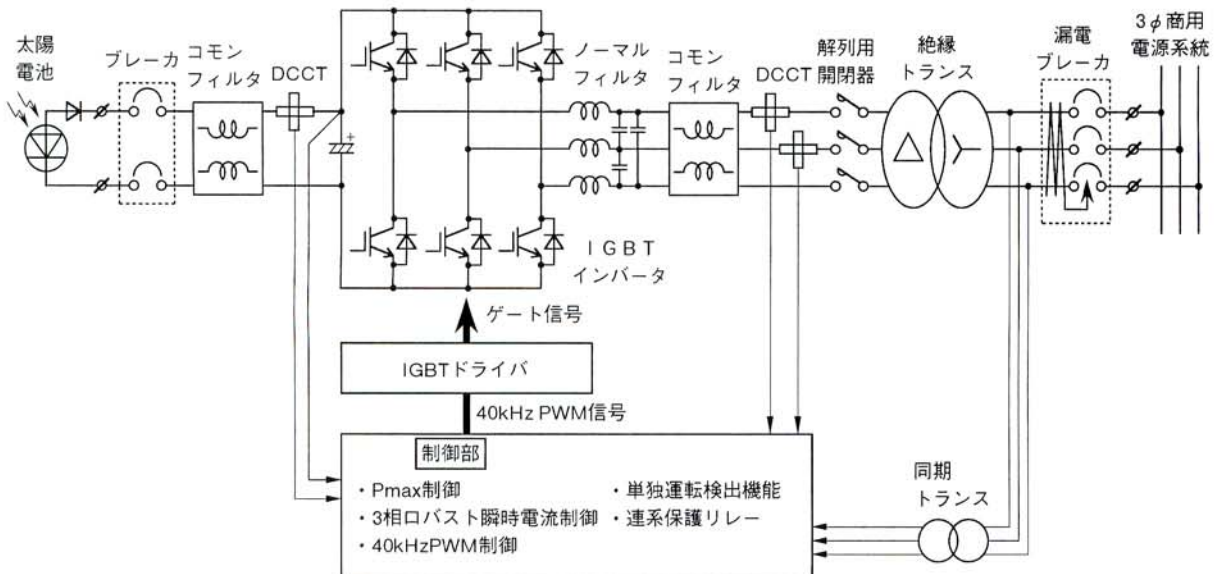


図1 / PVインバータの全体構成図  
Fig.1/Overall block diagram of the 10kW PVI

損失コンデンサを採用し、フィルタの小型化と効率の向上を図っている。コモンモードフィルタは入力側と出力側の両方に配置すると同時に、装置内部の部品配置と配線に細心の注意を払い、太陽電池と系統へコモンモードノイズが流出するのを防いでいる。

インバータの出力電圧と商用系統の電圧レベルを合わせ、かつそれらを絶縁する目的の絶縁変圧器は、その損失が全体の効率に与える影響が大きいので、励磁損が小さくかつ負荷損も小さい高効率変圧器を使用している。

(5) 制御部

制御部は4枚のプリント基板で構成されている。低速制御のPmax制御やシーケンス制御および連系保護リレーは汎用マイコンを使ったデジタル回路で、高速制御の3相ロバスト瞬時電流制御はアナログ回路で構成している。アナログ回路は調整箇所を2カ所と極限まで減少させ、調整工数を低減した。

インバータ部、制御部はそれぞれユニット化して組立工数の低減と小型化を図り、大容量品への対応を容易にした。

### 3 ロバスト電流制御

#### 3.1 ロバスト電流制御の概要

PVインバータの出力端子は商用電圧系統に直接接続される。そのため、PVインバータが商用系統間のどの点で接続されるかにより、連系インピーダンスに違いが生じる。また太陽電池電圧も日射量によって変動する。

さらにPVインバータの瞬時電流制御系には、定格電圧に等しい外乱が常時加えられている。しかもプラント(制御対象となる系)の定数が大きく変動する特殊な制御系であるので、PIコントローラ(比例・積分型調節器)だけで補償した場合には、その性能に限界があった。

同様の特徴を持つ制御系に、モーションコントロールがあるが、近年、2自由度ロバスト制御によりこの制御系でめざましい性能向上が進んでいる。

そこでPVインバータの瞬時電流制御に、新しく2自由度ロバスト制御を適用することにより、良好な制御性能を得ることができた。

(1) 古典制御

一般的な1自由度制御系の制御ブロックを図3に示す。

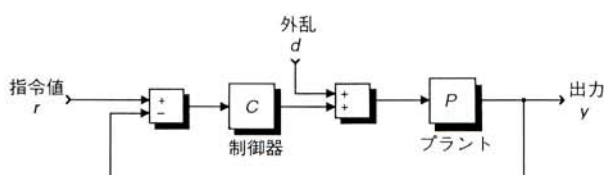


図3 / 1自由度制御  
Fig.3/One degree of freedom control

ここで、Cは制御器で、通常はPI補償器が用いられる。Pは制御対象プラントである。それぞれの要素の伝達関数をP、Cとして、指令値rおよび外乱dから、出力yを伝達関数を用いて表現すると、

$$y = \frac{PC}{1+PC} r + \frac{P}{1+PC} d \quad \dots\dots\dots (1)$$

となる。この式から開ループ伝達関数PCのゲインを大きくするほど出力が指令値に一致し(第1項より)、外乱が出力に与える影響も小さくなり(第2項より)、制御性能が向上することがわかる。しかし、PCのゲインを高くしすぎると、ゲイン余裕や位相余裕が小さくなるので、プラントのモデル誤差やわずかの定数変動などによって安定性が悪化し、最悪の場合、発振してしまう危険性がある。そのためPCのゲインを高く設定できずに、必要な外乱抑圧度が得られない場合がある。この制御系は、1つの制御器で指令値応答と外乱応答が決まるので1自由度制御系と呼ばれている。

(2) 2自由度ロバスト制御

2自由度ロバスト制御のブロック図を図4に示す。ここでPnはノミナル(公称)プラントと呼ばれ、Pにできるかぎり一致するように設計される。1/Pnは、出力から定数変動や外乱を観測するオブザーバとなる。ロバストフィルタQは1次または2次のゲイン1のローパスフィルタで、ロバスト性(外乱や定数変動の抑圧特性)の帯域を決定する。それぞれの要素の伝達関数をP、C、Pn、Qとして、指令値rおよび外乱dから、出力yを伝達関数を用いて表現すると、

$$y = \frac{P'C}{1+P'C} r + (1-Q) \frac{P'}{1+P'C} d \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。ただし、

$$P' = \frac{PnP}{(1-Q)Pn+QP} \quad \dots\dots\dots (3)$$

である。式(3)より、Qの遮断周波数より低い周波数ではP'=Pnとなるので、低周波領域で式(2)は、

$$y = \frac{PnC}{1+PnC} r + (1-Q) \frac{Pn}{1+PnC} d \quad \dots\dots\dots (4)$$

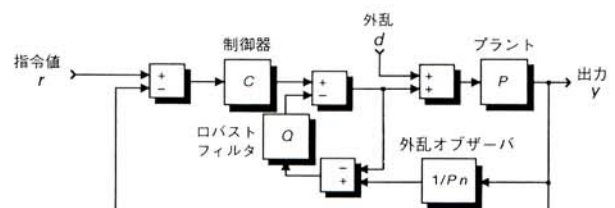


図4 / 2自由度制御  
Fig.4/Two degrees of freedom control

となる。式(1)と式(4)を比較すると、

- ① 外乱 $d$ の影響が $(1-Q)$ 倍に抑圧される、
  - ② 変動するプラント $P$ がノミナルな $Pn$ に固定される、
- ことになるので、外乱や定数変動に対して出力変動の少ないロバスト(頑健)な制御系となっていることがわかる。 $Q$ の遮断周波数より高い周波数では $Q=0$ なので $P'=P$ となり、高周波領域では、式(2)と式(1)は一致する。

制御器 $C$ は開ループ伝達関数 $P'C$ に対して、指令値応答のみを考慮して設計すればよい。ロバストフィルタ $Q$ は外乱の持つ周波数成分を考慮し、十分な抑圧特性が得られるように遮断周波数を決定する。

この制御系は、指令値応答は $C$ で、外乱抑圧特性は $Q$ でそれぞれ独立に制御性能を設計することができるため、2自由度制御系と呼ばれている。

### 3.2 3相ロバスト瞬時電流制御

PVインバータの出力電流制御は、電流瞬時値をフィードバック制御するので高速性が要求され、3相の場合には各相ごとに制御する必要がある。各相独立に制御を行った場合は、制御回路内のオフセットが増幅されインバータは零相電圧を発生する。しかし、主回路には零相電流が流れないので、インバータは零相電圧を零にすることができない。したがって出力電流が大きく歪んだり、制御不能に陥るといった問題が発生する。

そこでU相とV相の電流は独立に制御し、図5に示すようにU相とV相の電圧指令値を加算してW相の電圧指令値を作る従属電圧制御を行うことで、零相電圧の発生を防ぐと同時に、U相とV相の制御系の非干渉化を図っている。

また、IGBTをほぼ限界周波数である20kHzでスイッチングさせ、PWM周波数を40kHzとしたため、高周波除去出力フィルタの遮断周波数を5kHzにまで上げることが可能となった。そして、瞬時電流制御系の応答限界周波数を1kHz以上とすることができた。

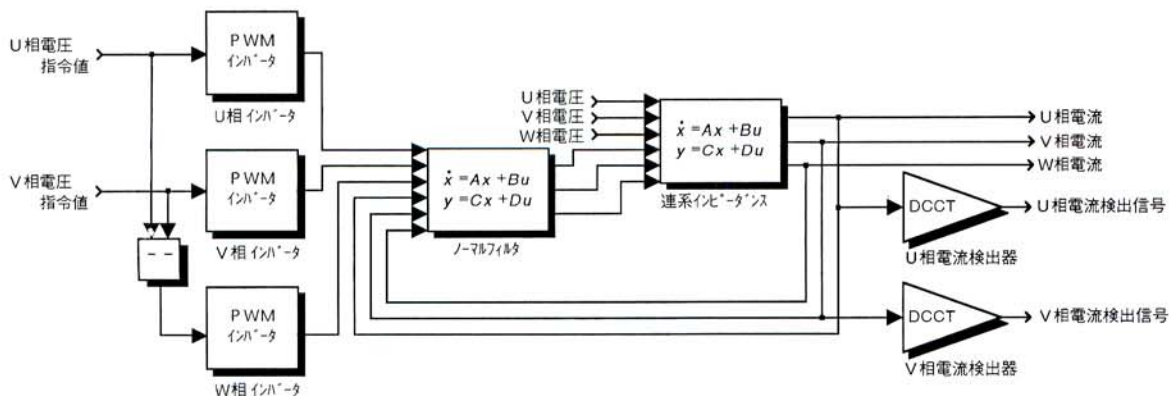


図5/プラントのブロック図  
Fig.5/Block diagram of the plant

2自由度ロバスト制御は、図6のブロック図に示すようにU相とV相に対して行っている。U相とV相はそれぞれ独立なので、単相インバータのロバスト電流制御と等価である。ノミナルプラント $Pn$ とロバストフィルタ $Q$ とPI補償器を次のように決定する。

#### ① ノミナルプラント $Pn$

電流制御の制御対象であるプラントの特性は、連系インピーダンスや太陽電池電圧の変動によって図7のように変動する。 $P1$ が最大ゲイン特性で、 $P2$ が最小ゲイン特性である。 $Pn$ を、前節で述べたようにプラント $P$ になるべく一致させるように決定する。今回は、低周波領域では $P1$ と $P2$ の中間を通るようにし、高周波領域では $P1$ と $P2$ の特性に急峻なピークがあることや回路の簡素化を考慮して図7に示すような特性としている。

#### ② ロバストフィルタ $Q$

ロバスト性の帯域を決定する $Q$ の遮断周波数を高くすると、広い周波数領域で外乱抑圧度を大きくできるが、観測雑音に敏感になるのでかえって性能が低下してしまう。

また、 $P$ と $Pn$ に大きな差がある周波数領域までロバスト性を持たせると、外乱推定値( $Q$ の入力)と、実際の外乱がかけ離れたものになり、正常に制御できなくなる。

以上のことを考慮して、 $Q$ は遮断周波数2.2kHzの1次フィルタとしている。

#### ③ PI調節器

ロバスト制御により外乱と定数変動が補償されるので、指令値応答のみを考慮すればよい。対象となるプラントは、式(3)であらわされる $P'$ である。ここでは、十分なゲイン余裕と位相余裕を確保し、安定性の高い制御となるように設計している。

### 3.3 試験結果

図8に定格出力電流波形を示す。従属制御されているW相も歪みの少ない正弦波電流となっている。系統連系

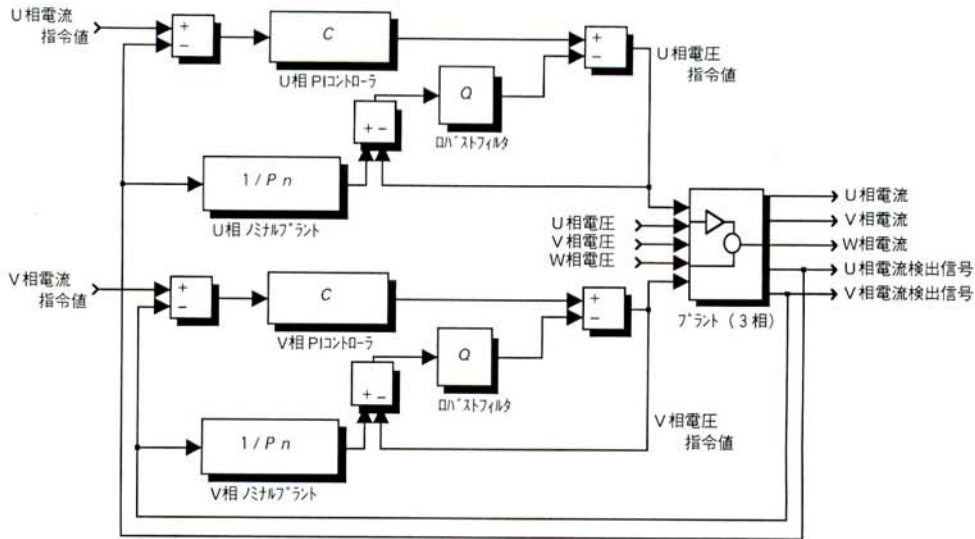


図6 / 3相ロバスト瞬時電流制御  
Fig.6/3-phase instantaneous current control using robust control

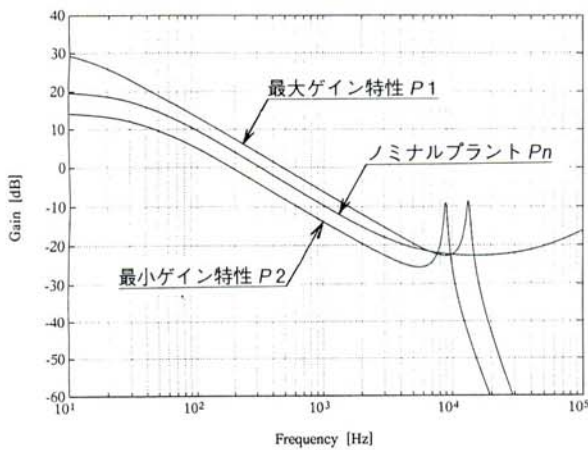


図7 / プラントとノミナルプラントの特性  
Fig.7/Frequency characteristics of the plant and the nominal plant

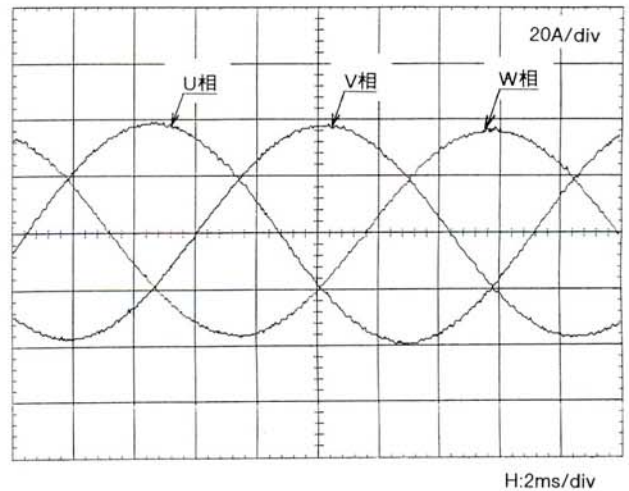


図8 / 出力電流波形  
Fig.8/Waveforms of the output current

時の総合電流歪み率は、各相とも1%以下にすることができた。また、直流電圧や連系インピーダンスが変動しても、歪み率は変化せず、定数変動に対するロバスト性が確認された。

外乱（系統電圧）に対するロバスト性をみるため、60 Hz 210 Vの系統電圧に300Hz 10 Vの高調波を重畳させて電流制御試験を行った。電流指令値をゼロにした場合の出力電流波形を図9に示す。PI調節器のみの場合には、60Hzの電流がピーク値で2.5 A、300Hzの電流がピーク値で2 Aほど流れてしまう。一方、同じ設定のPI調節器と前節で述べたPnとQによる2自由度ロバスト制御を用いた場合には、60Hzの電流がほぼ0 A、300Hzの電流がピーク値で0.5 Aにまで減少しており、大幅な外乱抑圧特性の向上が確認できた。

## 4 単独運転検出機能

### 4.1 概要

保守作業や事故などで商用系統が停電したとき、PVインバータは速やかに停止しなければならない。これはPVインバータが商用系統を逆充電するのを防止して、作業員の安全や電力の供給信頼性を確保するためである。しかしながら発電量と負荷量がバランスしているようなときには、PVインバータは系統側の変化を認識することが困難なため、停止せずに単独で運転を継続する必要がある。このためこれを検出して防止する機能が必要になってくるが、100%確実に検出する技術については未だ確立されていない。

系統連系技術要件ガイドラインでは、単独運転をより確実に検出するために受動方式と能動方式の二種類の検出機能を設けるように定められている。受動方式は、系統連系点の電圧波形などの急激な状態変化を検出する方式で、主なものとして電圧位相跳躍検出方式、3次高調波急増検出方式、周波数急変検出方式がある。能動方式は、インバータ自身に、系統停電時にその出力が急変するような特性を持たせて検出する方式で、主なものに出力電力変動方式、周波数シフト方式、負荷変動方式がある。

本機では、受動方式として電圧位相跳躍方式を、能動方式として周波数シフト方式を採用している。

## 4.2 周波数シフト方式

### (1) 動作原理

図10に示すように、本機では、出力電流を、双峰型BPF（バンドパスフィルタ）を介した出力電圧と同位相になるように制御している。このフィルタには図11に示す周波数特性を持たせてあるので、系統が正常な場合には系統電圧と同位相（力率1）の電流を出力する。一方、系統停電時には、この位相特性のためインバータ出力周波数は $f_0$ よりシフトしていき、周波数リレーがこのズレを検出してインバータは停止する。また周波数がシフトすると、このゲイン特性によってインバータ出力電圧が増大するので、過電圧リレーでの検出も可能となる。

これらの様子を簡単に説明する。いま、図10におけるPVインバータを単相機、負荷をRLCの並列負荷とし、系統周波数 $f_0$ においてインバータ出力と負荷電力がバランスしているものとする。そして、このときスイッチSWが開放されてPVインバータが系統から切離され、周波数 $f_0$ で単独運転を開始したとする。

#### ① 位相特性による動作

負荷の位相特性 $\psi_z$ は図11に示されるような特性で、

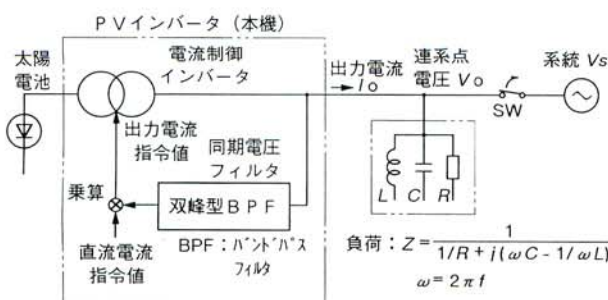
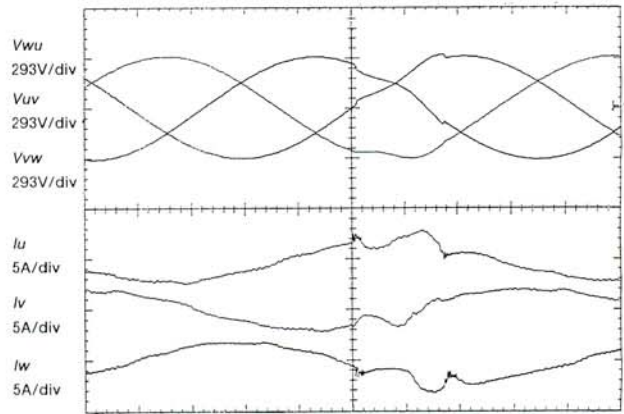
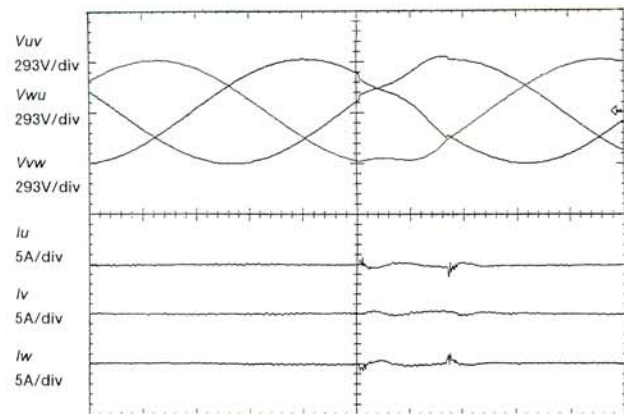


図10 周波数シフト方式の原理図  
Fig.10/Principle of the frequency shift method



(a) 1自由度制御(Pi補償のみ) H:2ms/div



(b) 2自由度ロバスト制御 H:2ms/div

図9 電流指令値ゼロ時電流波形

Fig.9/Output current waveforms in the case that reference currents are 0

これは今、 $I_0$ 基準の電圧 $V_0$ の位相特性でもある。また図中の双峰型BPFの位相特性 $\psi_F$ は、 $V_0$ 基準の電流 $I_0$ の位相特性 $\psi_I$ でもある（インバータ出力電流とBPF出力電圧とは同位相であるため）。 $\psi_I$ の時間変化は $I_0$ の周波数変動となって現れる。例えば、 $\Delta t$ の間に $\psi_I$ が $\Delta \psi_I$ だけ変化したとすると、 $I_0$ の周波数 $f_i$ は、

$$\Delta f_i = \Delta \psi_I / \Delta t \dots\dots\dots (5)$$

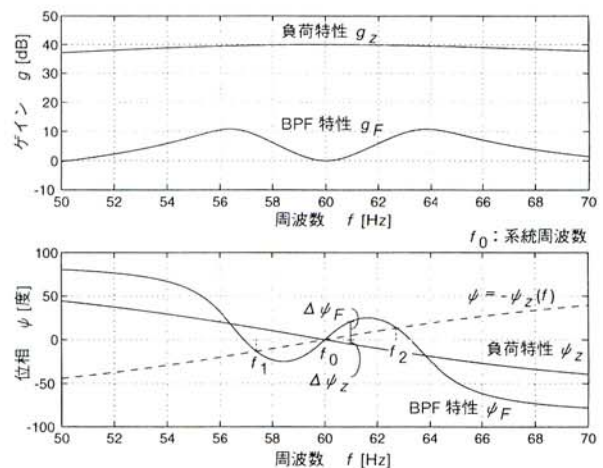


図11 双峰形BPFと負荷の周波数特性

Fig.11/Frequency characteristics of the double peaked BPF and a load

だけ変化する。

今、何らかの外乱によって $f_1$ が $f_0$ よりほんの少しだけ高くなったとする。すると $\psi_2$ 特性により $V_0$ の位相は $\Delta\psi_2$ だけ遅れる。一方 $\psi_F$ 特性により $I_0$ の位相は $V_0$ より $\Delta\psi_F$ だけ進む。結局 $I_0$ の位相は、

$$\Delta\psi_1 = \Delta\psi_F - \Delta\psi_2$$

だけ変化する。(5)式による分だけ $f_1$ はさらに高くなる。このように $\Delta\psi_1 > 0$ の間は高い周波数にシフトしていくが、図中の $f_2$ を越えると $\Delta\psi_1 < 0$ となるので $f_1$ は $f_2$ 側に戻されることになる。こうしてPVインバータの出力周波数は $f_2$ で安定する。

同様の考えに基づいて、 $f_1$ が $f_0$ よりほんの少しだけ低くなった場合には、周波数は低いほうにシフトしていったり $f_1$ で安定する。

この説明からわかるように本方式では、 $-\psi_2$ が $f_0$ のみで $\psi_F$ と交差し、かつ $f_0$ における $-\psi_2$ の傾きが $\psi_F$ の傾きより大きくなるような負荷に対しては、 $f_0$ は安定な周波数となり周波数シフトは起きない。したがって、予想される負荷に対して $\psi_F$ の傾きが $-\psi_2$ の傾きよりも大きくなるように、BPFのQをできるだけ大きく設計する必要がある。また、 $f_1$ と $f_2$ が周波数リレーで十分検出できるような周波数になるように、BPFの中心周波数を設定する必要がある。

本機では双峰型BPFをマイコンプログラムで実現している。そのため、中心周波数やQの設定が容易にでき、特性の経年変化もないので高精度のフィルタとなっている。

## ② ゲイン特性による動作

図10から、単独運転時の制御系は、インバータと負荷とBPFから構成される系である。インバータ出力と負荷電力がバランスしている場合、負荷のゲイン特性は、図11に示されているように周波数 $f_1 \sim f_2$ の範囲ではほとんど変化しない。インバータのゲインもこの範囲では一定なので、単独運転時の制御系の開ループゲイン特性は、ほぼBPFのゲイン特性に等しくなる。

図11のBPFのゲイン特性からわかるように、周波数が $f_0$ からずれると、制御系の開ループゲインは0 dBより大きくなる。したがって位相特性により周波数がシフトす

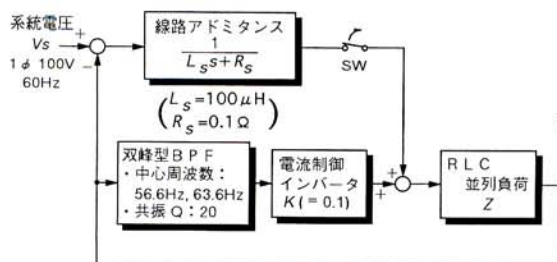


図12/シミュレーションブロック図  
Fig.12/Simulation block diagram

ると、インバータの出力電圧は徐々に大きくなっていき、最終的には太陽電池の電圧に等しいピーク値をもつ矩形波状の電圧を出力する。この電圧は過電圧として検出できるので、インバータの単独運転を防ぐことができる。本機では、電圧検出リレーに瞬時要素を設けて、系統停電時に発生する過電圧を速やかに検出するようにしている。

## (2) シミュレーション

本方式の動作原理を確認するためにシミュレーションを行った。シミュレーションのブロック図を図12に示す。系統は単相100V 60Hzで、PVインバータはゲイン一定(0.1)のアンプとし、線路と双峰型BPFのパラメータは図のようにした。シミュレーションは、最初スイッチSWで系統と接続しておき、途中でSWを開放して系統と切離すようにした。そして、その時の電圧 $V_0$ 波形と周波数( $V_0$ の零クロス時間長の逆数)を求めた。

前項での説明のように、周波数シフトのきっかけとなる周波数変動を与えるのは困難なので、インバータ出力と負荷がほんの少しだけアンバランスになる条件に置き換えて行った。すなわち、次のような二種類の負荷に対してシミュレーションを行った。

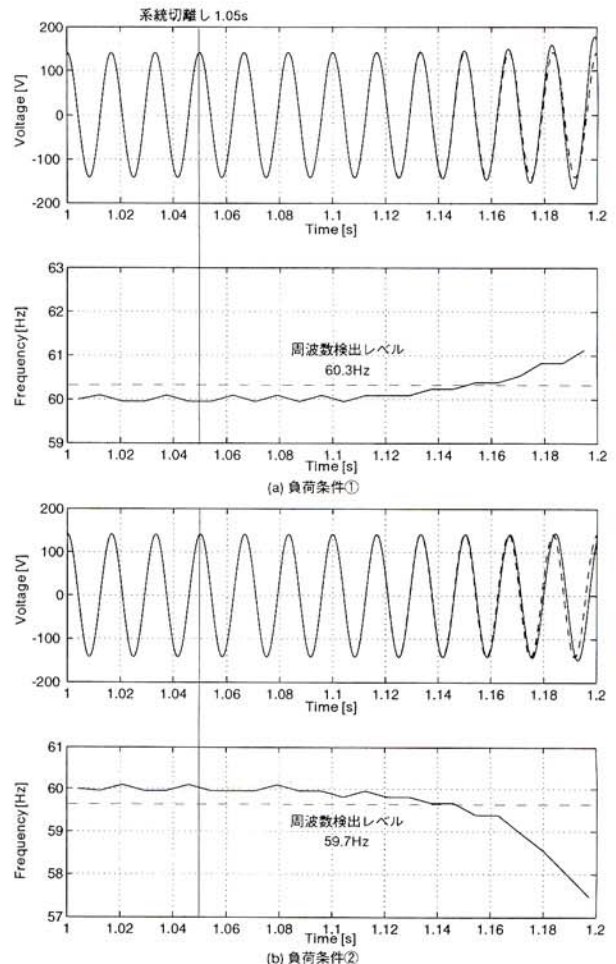


図13/シミュレーション結果  
Fig.13/Simulation results

負荷条件①：

$$R = 10\Omega, L = 100\text{mH}, C = 70.1\mu\text{F}$$

$$\text{共振周波数 } f_r = 1 / (2\pi\sqrt{LC}) = 60.11\text{Hz}$$

$$Z = 10 + j9.87 \times 10^{-3}\Omega \quad (\text{at } 60\text{Hz})$$

前項の説明にでてきた、 $f_0$ に相当する、 $\phi_F$ と $-\phi_Z$ が交差する周波数が60Hzより小さくなるので、この条件は周波数が高くなる場合に相当する。

負荷条件②：

$$R = 10\Omega, L = 100\text{mH}, C = 70.63\mu\text{F}$$

$$\text{共振周波数 } f_r = 59.89\text{Hz}$$

$$Z = 10 - j10.1 \times 10^{-3}\Omega \quad (\text{at } 60\text{Hz})$$

$f_0$ に相当する周波数が60Hzより大きくなるので、この条件は周波数が低くなる場合に相当する。

これらの負荷が系統とつながっている時には、負荷①に対しては1Varの無効電力が、負荷②に対しては-1Varの無効電力が系統から供給され、インバータからは1kWの有効電力が供給される。

シミュレーション結果を図13に示す。負荷①に対しては周波数が高い方にシフトしていき、負荷②に対しては周波数が低い方にシフトしていている。この結果は前項の説明に合致する。また、ほぼ0.1秒以内で周波数がリレーの検出レベル（60Hz±0.5%）を越えている。

### 4.3 電圧位相跳躍検出方式

前節での議論からもわかるように、インバータ出力と負荷がアンバランスで、無効電力が系統から供給されている場合に停電すると、負荷位相 $\phi_Z$ 分だけ電圧 $V_0$ の位相が変化する。この変化を検出して単独運転を防ぐのが本方式である。したがって完全平衡状態では位相変化が生じず、検出はできなくなる。一般的に受動方式では、このように単独運転を検出できなくなる場合があるが、能動方式と組み合わせることにより検出できない範囲を大幅に狭めることができる。

本機の電圧位相跳躍検出リレーはマイコンプログラムで実現している。その構成を図14のブロック図で示す。一般に位相は周波数を積分することで求められるので、

本機では、電圧波形の零クロス時間長から計算される周波数を1次フィルタに通し、その積分特性を利用して電圧位相を求めている。そしてブロック図に示したように、時定数の短い（ $T_I=0.5$ 秒）フィルタから得られる瞬時位相と、時定数の長い（ $T_{AV}=1$ 秒）フィルタから得られる平均位相の差をとることにより電圧位相変化 $\Delta\theta$ を求めている。電圧位相は大容量負荷の投入などによっても急変するので、誤動作防止のため0.2秒の動作時限を設定した。また通常の系統周波数変動を検出しないように、具体的には、5秒間に0.05Hz程度変動しても十分追従できるようにフィルタの時定数を設定している。検出レベル（5°）も、周波数換算で0.05Hz程度の不感帯に相当するように設定している。

### 4.4 試験結果

本機を3相の商用系統に連系し、太陽電池シミュレータを用いて運転させて、単独運転検出機能の確認試験を行った。負荷として誘導モータを接続したり、太陽電池の発電電力と負荷電力をいろいろ変えて、本機を商用系統から切離したときにインバータが停止するかどうかを確認した。どの場合においてもインバータは速やかに停

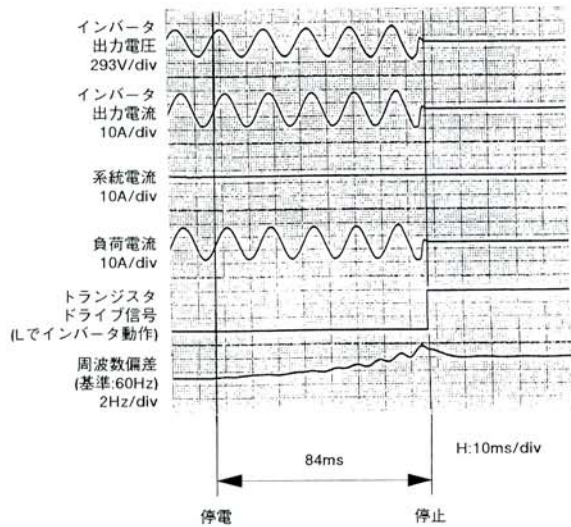


図15／単独運転検出機能の試験結果  
Fig.15/Test result of the islanding prevention methods

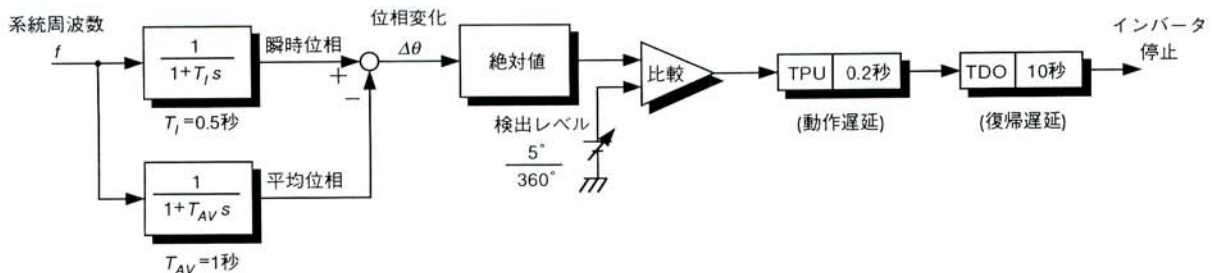


図14／電圧位相跳躍検出リレーのブロック図  
Fig.14/Block diagram of the voltage phase monitoring method

止しており、両方式による検出機能の有効性が確認できた。

試験結果の1例を図15のオシログラムに示す。同図に示した周波数偏差は、当社で独自開発したPLL回路を用いて測定したもので、系統周波数60Hzからの偏差を表している。負荷は3kWの抵抗負荷で、インバータ出力と負荷は平衡状態にあり、単独運転の発生しやすい条件になっている。図から読み取れるように約80msでインバータは停止している。また周波数が高い方にシフトしているので、周波数シフト方式が有効に作用していることが確認できる。このように周波数が急激に変化すれば電圧位相も急変し検出レベルに達する。しかし、動作時限を0.2秒一定に設定しているため、試験では電圧位相跳躍検出リレーが働く前に過周波数検出リレーが働き、PVインバータは停止している。

## 5 あとがき

大容量二次電池を用いた電力貯蔵システムや、燃料電池や太陽電池などの新エネルギーによる分散型電源システムの研究・開発は、現在各方面で積極的に行われている。これらのシステムに用いられる系統連系用インバータは、ここ数年で機能の充実化、性能の向上、システムの安全性向上といった面でめざましい進歩を遂げている。

今後はIGBTの高耐圧・大電流化により数kWから数百kWまでの幅広い範囲の容量品の開発が進み、高速計算が可能なデジタルシグナルプロセッサの登場によってより一層の性能向上が進むと思われる。

わが社でもこの波に乗り遅れないよう、PVインバータだけでなく各種系統連系用インバータの大容量化・高性能化に取り組み、顧客の要求にあった製品を開発するよう努力していく所存である。

## 参考文献

- (1)佐藤，他：「太陽光発電用インバータ（PVI）の開発」愛知電機技報，No.14（1993）
- (2)佐藤，他：「ロバスト電流制御を用いたPVインバータ」平成5年電気学会全国大会，No.534（1993）
- (3)桑原，他：「ロバスト電流制御を用いた3相PVインバータ」平成6年電気学会全国大会，No.1672（1994）