

住宅用太陽光発電システム用インバータ

Utility Interactive Inverter for Residential Use

小玉 博一*¹ 覚前 勝*¹ 江口 政樹*²
 Hirokazu Kodama Masaru Kakumae Masaki Eguchi

竹林 司*¹ 中田 浩史*¹
 Tsukasa Takebayashi Hirofumi Nakata

要 旨

住宅用太陽光発電システム用インバータの開発において、主回路構成では小型軽量化、高効率化を実現する高周波リンク技術を確立し、制御回路にはDSPを用いて、PWM変調をソフトウェア演算で行うなど、デジタル化によるハードウェアの簡素化、省電力化を実現した。また、制御面ではインバータのデジタル制御を基盤とした新しい制御技術を開発した。第一には、太陽電池の直流出力から商用系統と同一周波数の正弦波交流出力を得るために、波形同期方式の電流フィードバック制御の開発を行い、低歪みで高品質な出力電流波形を実現(定格出力時: 1.0%以下)した。第二には日射強度、素子温度によって電源特性が変化する太陽電池から効率よく最大出力を得るために、従来とは異なる新しい最大電力追従制御の開発を行った。第三には歪み電流による周波数シフト方式の単独運転防止制御の開発を行い、従来方式では実現できなかった負荷平衡時にも不感帯のない保護動作を確立した。

In the development of the photovoltaic system for residential use, a high frequency transformer-link method has been established to realize small size, light weight, and high efficiency. Simple and reduced power control circuit has been realized by applying software implementation with DSP (Digital Signal Processor) for PWM (Pulse Waveform Modulation).

This paper presents newly developed methods of current feedback control, maximum power point tracking control, and active prevention of is landing operation.

The current feedback control implements an adaptive FIR (Finite Impulse Response) filter with improved synchronized filtered-X LMS (SFX) algorithm to produce

high quality AC output current waveform whose total harmonic distortion is less than 1.0% of the rated output power of the inverter.

The maximum power point tracking control uses the gate pulse width of power module instead of power comparison to attain efficient output from solar cells whose characteristics vary with sunlight intensity and cell temperature.

The active prevention of islanding operation detects the islanding by a frequency shift control using small distortion on the inverter output current.

This method has no dead-band of sensitivity in load balance conditions which was impossible for conventional methods.

まえがき

系統連系ガイドラインの施行、電力各社による余剰電力買電制度の開始、および平成6年度から開始された通産省による住宅用太陽光発電システム普及促進施策等によって、系統連系型太陽光発電システムに対する関心が高まっている。このような背景からシステムの主要構成要素機器であるインバータにおいては、その基本性能に加えて、光発電エネルギーの有効活用、及び単独運転防止などの連系保護機能の信頼性向上も重要な技術要素となっている。本稿では、昨年7月に商品化した住宅用太陽光発電システム用インバータJH40Fの回路構成、及びインバータの性能向上を実現するための制御技術について概説する。

1. インバータの基本機能

一般的に住宅用太陽光発電システム用インバータはその基本制御機能として、大きく次の3つを有している。

*¹ 電子部品事業本部 部品事業部 第3技術部

*² 技術本部 エネルギー変換研究所

(1) 太陽電池出力制御

太陽電池は定電圧、定電流特性を合わせもつ特殊な電源特性を有し、日射強度、素子温度によって電源特性が変化するため、インバータは一定のサンプリング周期で入力電力、または出力電流等を検出し、これらが常に最大となるように、あるいは所望の値が得られるように制御する。

(2) 系統連系制御

太陽電池の直流出力を商用系統と同一周波数（50 / 60Hz）の正弦波交流に変換すると共に、電流歪率を低減するための波形制御を行う。また系統電源との同期をとり、インバータ出力を力率1に制御する。

(3) 保護協調

インバータ自身や商用系統の安全を確保するために、過電圧保護、不足電圧保護、過周波数保護、不足周波数保護の各継電器機能、系統電源停電時にはインバータを商用系統から確実に切り離すための単独運転防止機能、及び系統電圧上昇抑制機能、短絡保護機能等の保護機能を有し、商用系統に異常が生じた際や、インバータ故障が発生した際にはインバータを商用系統から解列する。

2. 電流フィードバック制御

図1は住宅用太陽光発電システム用インバータJH40Fの主回路構成を示している。インバータ出力容量は4kWであり、高周波インバータ部において、波形生成に関わるPWM制御を行い、図1のA点の波形に示すような商用周波PWMパルスを発生させ、商用周波インバータ部においては、高周波トランスの2次側で整流および平滑化されたC点の波形に示すような全波整流波形を系統電圧の零クロス点で折返し制御することにより、D点の波形に示すような商用周波数の交流出力を得ることができる。

本インバータにおいて採用した波形同期方式の電流フィードバック制御の構成を図2に示す¹⁾。本インバータの主回路構成では、図1のC点における波形からも明らかのように、商用周波の半周期を1単位とする周期波形の生成を行い、系統電圧の零クロスに同期して出力すればよい。このような周期波形は商用周波の半周期分の電流誤差波形を順次積分していくことにより生成される。図2の制御構成図ではこのような制御を、適応FIR (Finite Impulse Response) デジタル

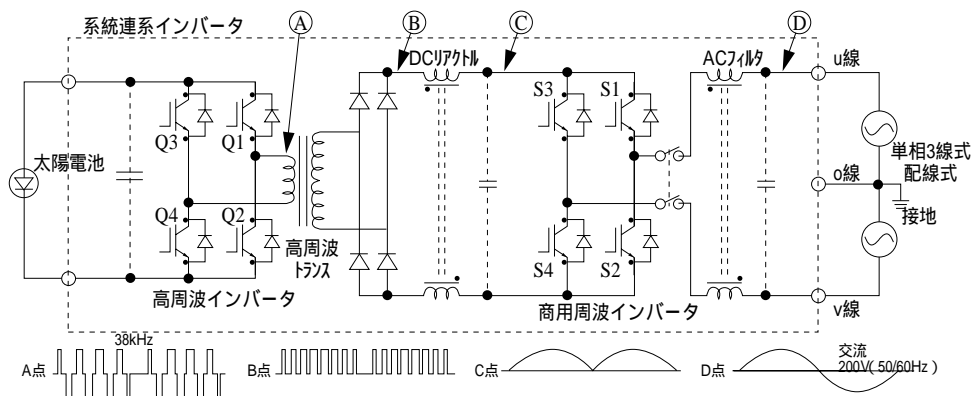


図1 高周波リンク型連系インバータ主回路構成
Fig. 1 Simplified schematic of high-frequency link inverter.

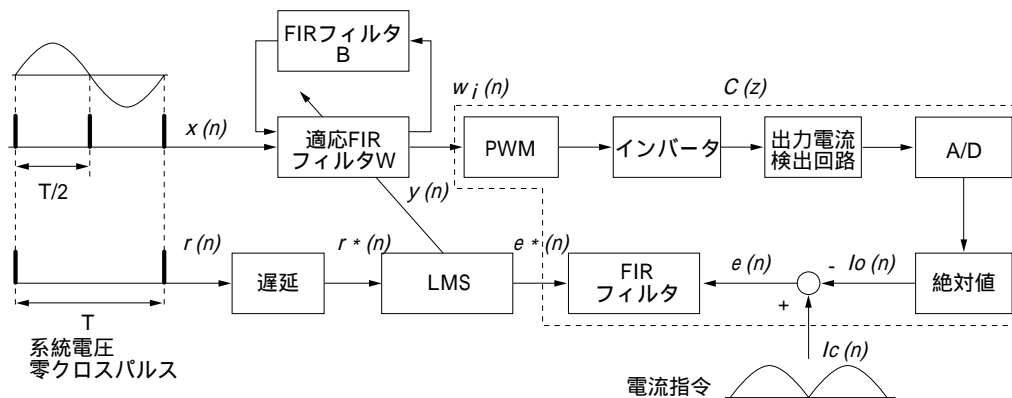


図2 電流フィードバック制御の構成図
Fig. 2 Block diagram of current-feedback control.

フィルタを用いた制御システムとして表記している。フィルタ係数の適応アルゴリズムは、基本的には同期式 Filtered-X LMS (SFX) アルゴリズム²⁾をインバータ制御用にアレンジした構成である。図2において、適応FIRフィルタWの入力信号 $x(n)$ は系統電圧の零クロスパルスであり、系統電圧の周期を T 、サンプリング周期を t 、サンプリング時間を n として次式で表される。

$$x(n) = \sum_{m=0}^{\infty} (n-mN) \quad (1)$$

ここで N は系統電圧の零クロス間のサンプリングデータ数 $T/(2t)$ である。このとき、フィルタWの出力 $y(n)$ は次式で表される。

$$y(n) = \sum_{i=0}^{l-1} w_i(n) \sum_{m=0}^{\infty} (n-mN-i) \quad (2)$$

ここで l はフィルタWのタップ数であり、 $l = N$ である。また、 $(n-mN-i)$ は $i = n-mN$ のときだけ1の値をとることを考慮すれば、出力 $y(n)$ は次のようになる。

$$y(n) = w_{n \bmod N}(n) \quad (3)$$

即ち、フィルタWの出力として、フィルタ係数 w_i が順番に出力されることを示している。この出力信号 $y(n)$ に基づいてPWM演算が行われ、インバータが駆動される。系統連系点のインバータ出力電流は、出力電流検出回路で検出された後、A/D変換されてDSPに取込まれ、その絶対値がとられる。この出力電流信号 $I_o(n)$ はDSP内で電流指令信号 $I_c(n)$ と比較され、誤差信号 $e(n) = I_c(n) - I_o(n)$ を得る。さらに出力電流信号に含まれているスイッチングノイズ等のアナログ系高周波ノイズの影響を除去するため、誤差信号をFIR型のローパスフィルタAでフィルタリングして、電流誤差信号 $e^*(n)$ を得る。ここで、フィルタWの出力からフィルタAの出力に到る経路の伝達関数 $C(z)$ を、時間 d の遅延であると仮定し、 $E(n) = \{e^*(n)\}^2$ を評価関数として勾配法による最小化を適用すれば、式(4)に示すフィルタ係数 $w(n)$ の更新式が得られる。

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) + \mu e^*(n) \sum_{m=0}^{\infty} (n-mN-i-d) \\ &= w(n) + \mu e^*(n) x(n-i-d) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 μ は収束係数であり正の小さな値である。さらに、図2の制御構成では次式の更新式を用いることにより、演算量をより削減している。

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) + \mu e^*(n) \sum_{m=0}^{\infty} (n-2mN-i-d) \\ &= w(n) + \mu e^*(n) x(n-i-d) \end{aligned} \quad (5)$$

この式(5)は、系統電圧の1周期のうちの半周期期間はフィルタ係数 w_i の適応演算を行い、残りの半周期期間は適応演算を行わないことを意味している。フィルタ係数の更新式の導出に際し、伝達関数 $\alpha(z)$ について、 $\alpha(z) = z^{-d}$ を仮定したことによる適応アルゴリズムの不安定性を回避するため、フィルタ係数列 w_i に対し、フィルタBによる高周波成分の除去を行っている。このフィルタBの演算は、上述の適応演算を行わない半周期の期間に実行している。

3. 最大電力追従制御

最大電力追従制御の方法として、電力比較による山登り法が現在最も一般的である。しかしながら、本系統連系インバータでは、電力検出用の回路を付加することなく最大電力追従制御を行うために、電力比較は行わずに太陽電池の最大電力点を判断する新しい手法を開発した。

本系統連系インバータの電流フィードバック制御は、図2に示したように出力電流基準とインバータ出力電流を一致させる方式である。このことから、図3において電流基準の振幅値が a の時、インバータの出力電流はフィードバック制御により電流基準に一致するように制御され、太陽電池の動作点は太陽電池の開放電圧から、振幅 a の出力電流を供給できるA点まで移動する。さらに、電流基準の振幅値が b ($a < b$)まで上昇した時は同様に太陽電池の動作点はA点からB点まで移動する。以上のように電流基準の振幅値を大きくすることで、太陽電池の動作点は開放電圧から最大点に向かって移動する。しかしながら、電流基準の振幅値が c ($b < c$)まで上昇すると、太陽電池出力が不足して、出力電流が電流基準に達することができなくなる。このように出力電流基準の振幅値が最大電力点以上の電流を要求すれば、電流誤差信号 $e(n) = I_c(n) - I_o(n)$ は常に正の値をとり、その結果IGBTのゲートオン幅は単調増加する。

そこで、電流基準を上昇させる際にゲートオン幅が単調増加しているかどうかを判断し、単調増加している場合には太陽電池の動作点が最大電力点を越えて、

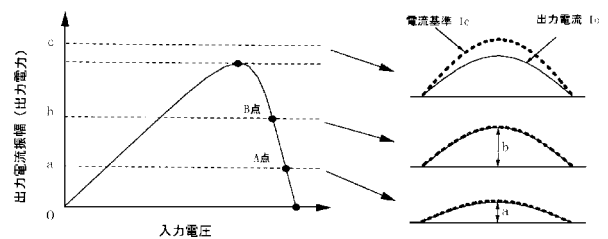


図3 最大電力追従制御

Fig. 3 Maximum power point tracking.

動作電圧が低下する方向に移動するため、動作点の電圧を上昇させる方向にゲートオン幅を制御して、最大電力点における電圧まで動作点を戻す操作を行う。この動作を繰り返すことでインバータは太陽電池の最大電力点を追従する。以上の制御の実現により電力検出を行う必要がなく、電流誤差信号という制御要素を直接監視してゲートオン幅の制御を行うため高速、高精度の最大電力追従が可能となる。

4. 単独運転防止保護

商用系統が停電した状態で系統連系インバータが配電線を充電しながら運転を継続する単独運転は、保守作業や設備の安全確保上、確実に防止しなければならない。通常、単独運転状態になると、インバータ出力電圧や周波数が基準値から外れるため、これらの異常検出によりインバータを停止させることができる。しかし、停電区間内における系統連系インバータの出力と負荷が平衡状態にある場合、上述のような受動的な手法では異常検出ができない。このため周波数シフト方式や有効/無効電力変動方式等の能動的な方式の併用により不感帯をなくす努力が払われている。

本インバータにおいては周波数シフト方式による単独運転防止技術の信頼性を高めるため、歪電流による周波数シフト方式の単独運転防止方法を開発した。図2に示したインバータの制御方式において、インバータ出力の周波数を変化させるためには、系統電圧のゼロクロスによる同期パルスの発生周期の変化が必要となる。そこで、本方式ではインバータ出力波形のゼロクロス付近を若干歪ませることにより単独運転時に同期パルスの発生タイミングを変化させている。図4はゼロクロス点で歪みを有するインバータ出力電流波形を示している。図4(a)に示すように、本来のゼロクロス点でなお電流を有している場合、単独運転時に系統側電圧のゼロクロスの検出を遅らせ、出力周波数を低下させる方向に動作する。図4(b)のように本来のゼロクロス点より前に電流をゼロにする場合、単独運転時に系統側電圧のゼロクロスの検出を早めて、出力の周波数を上昇させる方向に動作する。本インバータで使用した波形同期方式の電流制御において、図4に示したような出力電流波形は式(3)のフィルタ出力を次式に変更することで容易に得られる。

$$y(n) = w_{\text{int}} \{ (n \bmod N) \} (n) \quad (8)$$

ここで w はタイムスケールファクタで、 $w > 1$ のとき、図4におけるインバータの仮想出力周波数 F_{out} は上昇し、 $w < 1$ のときは低下する。本方式では、系統電圧ゼロクロスで発生する同期パルスの周期を検出し

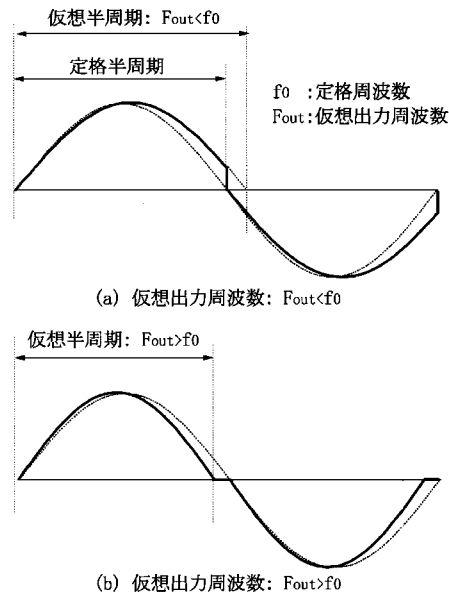


図4 連系時のインバータ出力電流波形
Fig. 4 Output current of inverter connected with utility.

て系統側電圧の周波数 F_{in} を判断し、定格周波数 f_0 からの周波数かい離が正帰還により増大するよう、インバータの仮想出力周波数 F_{out} をタイムスケールファクタによって変化させる。インバータの単独運転時に負荷とインバータの無効電力がバランスしていない場合、系統側電圧周波数 F_{in} は負荷による電流位相の進みや遅れに応じて自然に変動する。そして、図5における周波数異常領域に入るとインバータはさらに周波数変化を増大させるように仮想出力周波数 F_{out} を変化させる。さらに周波数異常領域の停留周期が5周期を越えると、入出力周波数特性の傾きを大きくしてさらに仮想出力周波数の変化を増大させる。これにより周波数バランスを崩して単独運転の検出をより確実なものにしている。

しかしながらこれだけでは、無効電力が平衡している場合、単独運転時に周波数変化が起こりにくい状態が生じる。このような状態を回避するため、図6に示すように定格周波数 f_0 でインバータが動作している場合においても、インバータの仮想出力周波数が一定周期で上下に f 変化するように、図4に示したような歪電流波形を出力している。これにより、単独運転時に必ず周波数が上下どちらかに変化するように動作する。

次に、上記単独運転防止保護の性能について報告する。図7は各インバータ出力時における、第49次までの総合電流歪率を示す。定格周波数時に仮想出力周波数を変化させた場合と、変化させない場合の電流歪率を比較しているが、本周波数シフト方式による系統連系時の出力電流歪率は、低出力時において若干の増加が見られるものの問題となるレベルではなく、1/2出

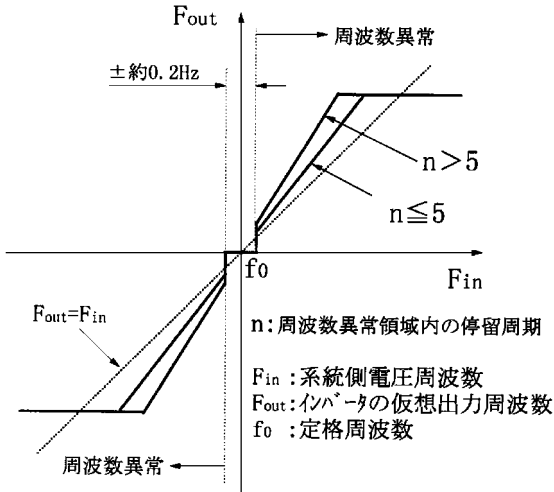


図5 周波数シフト時の入出力周波数の関係
Fig. 5 Relationship between input frequency and imaginary output frequency.

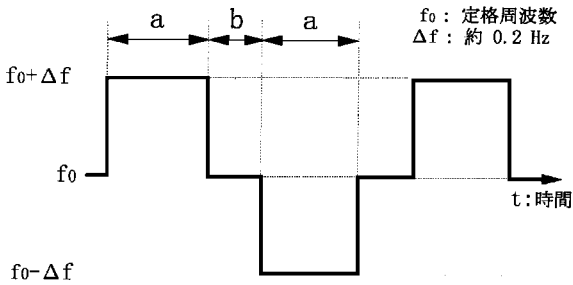


図6 定格周波数動作時の仮想出力周波数変化
Fig. 6 Fluctuation of imaginary output frequency.

力以上のところでは歪率の増加は極めて僅かなものになっている。

単独運転保護の実験はRLC負荷を使用し3 kWのインバータ定格出力で実施した。図8はこのインバータ出力に対し、負荷との電力バランスを $P = \pm 300W$, $Q = \pm 300Var$ の範囲で調整し、図中の各点について停電試験を行った。インバータが単独運転を開始してから動作を停止するまでに要した時間は何れの点においても0.7秒以内であり、負荷平衡状態やその近傍においても不感帯がなく確実に単独運転の検出が行われている。なお本試験では、単独運転の判断基準以上の周波数シフトが生じた場合においても、系統連系技術ガイドラインに沿って0.5秒間はインバータ動作を停止させないようにしている。

むすび

本稿では、DSPを用いた高周波リンク方式の系統連系インバータの開発を行い、同期式 filtered-x LMS ア

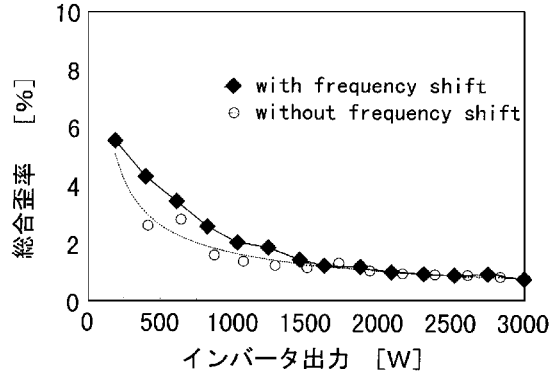


図7 インバータ総合出力電流歪率
Fig. 7 Total harmonic distortion for output current.

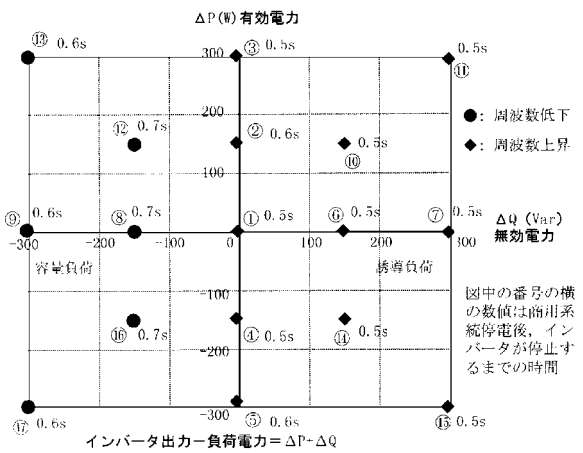


図8 単独運転防止試験結果
Fig. 8 Experimental results of islanding prevention.

ルゴリズムを応用した波形同期式の電流フィードバック制御を提案し、インバータのデジタル制御技術を確認した。さらに、連系インバータにおける主たる制御技術である出力電流フィードバック制御、最大電力追従制御、単独運転防止において、高性能化につながる新しい技術を開発するとともに、制御回路のソフトウェア依存度を高め、回路構成の簡素化、高密度化を実現した。今後、これらの技術を基に特徴ある太陽電池システムの開発を行っていく。

参考文献

- 1) 江口,小玉,竹林,中田 "DSPを用いた系統連系インバータのデジタル制御法",電気学会研究会資料, SPC-96-7 ,pp.61-68, (1996年1月)
- 2) H.Hamada, K.Ito, I.Miyasaka and S.Uto," Synchronized Filtered-X Algorithm and Its Application to Active Noise Control. ", JSME, No.920-78, pp. 116-118 (1992).

(1998年3月4日受理)