系統連系太陽光発電用三相電流形インバータの一制御方式

正員 大内 隆 行 (東京電機大学)

正員 藤 川 広 之 (東京電機大学)

正員 枡 川 重 男 (東京電機大学)

正員 飯 田 祥 二 (東京電機大学)

A Control Scheme for Three-Phase Current Source Inverter in Interactive Photovoltaic System
Takayuki Ouchi, Member, Hiroyuki Fujikawa, Member, Shigeo Masukawa, Member
and Shoji Iida, Member (Tokyo Denki University)

A novel PWM control scheme for the three-phase current source inverter in the photovoltaic power system interconnected to the utility is proposed. The PV-array output power can be adjusted by the modulation factor in the proposed PWM pattern. The harmonic components in the output currents can be decreased sufficiently in order to satisfy the conditions of the Interactive Guideline. Furthermore, a new Maximum Power Point Tracking control is proposed. The inverter output current should be detected and the modulation factor may be controlled so as to obtain the maximum effective current. The inverter output power can be maintained on the Maximum Power Point for the fluctuations of panel temperatures, insolation levels and system voltages.

キーワード：太陽光発電、系統連系、電流形インバータ、三相回路、高調波低減、最大電力点追従制御

1. まえがき

電流形インバータを用いた太陽光発電システムは、独立運転には不向きであるが、原理的に系統連系運転に適しており^(1,2)、分散電源としての役割から種々検討されている^(2-6,12-14)。この場合、連系する系統が単相か三相かによって、その問題点は大きく異なる。

単相系統に連系する場合には、その瞬時交流電力が系統の2倍の周波数で変動するため、直流電流が脈動し、出力電流のひずみを増大する。このため、脈動を抑制し、しかも平滑リアクトルを小型にできる様々な方策が提案されている⁽³⁻⁶⁾。これに対して三相の場合は、対称回路である限りその瞬時交流電力の合計は一定であるため、平滑リアクトルの小容量化は容易である。

しかし、単相の場合には比較的自由に作成できる制御パターンが、三相の場合には多くの制約のために大きな課題となり、様々な工夫を必要とする^(7,8)。特に、太陽光発電システムでは、限られた太陽電池出力を有効に利用するために、最大電力点追従制御 (MPPT: Maximum Power Point Tracking) は不可欠であり^(9,10)、これをできるだけ簡潔な手法によって実現できることが望まれる。さらに、系統連系時には、力率や高調波流出電流が系統連系要件ガイドライン⁽¹¹⁾に定められた条件を満たす様に、制御パターンを作成しなければならない。

この様な状況の下で、本論文では、太陽光発電システム

を三相系統に連系するための三相電流形インバータを対象として、その制御方式を検討する。まず、変調率を調整するだけで太陽電池出力を任意に制御できる PWM パターンを提案する⁽¹²⁾。この出力電流の高調波成分を検討し、小容量のフィルタでこれを除去できることを実測により示す。

さらに、電流形インバータの特徴を活かした MPPT 制御を提案する⁽¹³⁾。従来から様々な MPPT 制御が提案されており、一般には、太陽電池の電圧と電流を検出してその出力 P_{pv} を演算し、この P_{pv} を最大値に追従する⁽¹⁰⁾。しかし、 P_{pv} が最大になっても、システム内の損失のため、システムから系統への出力 P_o が最大になるとは限らない。 P_{pv} よりむしろ P_o を MPPT 制御する方が、システムとしてエネルギーの有効利用につながるため、これを指向した制御方法が検討されている^(14,15)。

論文(14)では、太陽電池電流 I_{pv} を検出し、これにインバータの変調率 M を乗算し、 MI_{pv} が最大となる様に M を調整して、 P_o の MPPT 制御を実現する。一方、論文(15)では、インバータから系統への出力電流 I_o と太陽電池電圧 V_{pv} を検出して、前回サンプリングとの変化分の積の符号を判定して、 P_o の MPPT 制御を行う。いずれの方法も乗算が必要である。これに対して、本論文で提案する方式は、 I_o のみを検出し、これが最大となる様に変調率 M を調整すれば、 P_o を常に最大に維持できる。本方式によれば演算回路は不要であるため、制御回路の簡略化が進められる上、低出力時に問題となる演算誤差の心配も少ない。

なお、変調率 M を変えて I_o の最大点を追従するには、従来の山登り法⁽¹⁶⁾でも実現できるが、本論文では微分系を用いた制御方式を提案する。 P_{pv} を I_{pv} で微分して P_{pv} のMPPT制御を実行する方式が提案されているが⁽¹⁷⁾、本方式は I_o を時間で微分する方法で、簡潔な制御回路でこれを実現できる。この方法によれば、パネル温度、日射量、系統電圧などが変動しても、安定したMPPT制御が実行できることを実験により確認する。

2. 三相電流形インバータの制御パターン

<2.1> 主回路構成

検討の対象とする主回路構成を図1に示す。DC-AC変換装置として、6個の一方向性スイッチング素子をグレッツ結線した通常の三相電流形インバータを用いる。その直流入力側は、平滑リアクトル L_d を通して、逆阻止ダイオード D_b を並列接続した太陽電池PVに接続される。交流出力側は、 L_f 、 C_f から成る交流フィルタを通して、三相系統に連系される。

<2.2> PWMパターンの作成

三相電流形インバータでは制御パターンを作成する際に、開放期間は厳禁であり、対称三相電流の出力が要求される上、制御パルスの重なり回避など、多くの制約がある。さらに、太陽光発電システム用ではMPPT制御を欠かせない上、系統連系用としては、ガイドラインに定められた要件を満たさなければならない。これらの要求を満足する三相電流形インバータの制御方法として、本論文では図2に示すPWMパターンを提案する。

系統相電圧に同期した正弦波形を全波整流し、これを信号波とすることにより、インバータのブリッジ回路から出力される電流（これをブリッジ出力電流と呼ぶ）を系統相電圧と同相に維持できる。搬送波としては、系統電圧に同期し、次項で述べるように信号パルスの重なりを避けるために、系統電圧の1/4周期ごとに反転する三角波を用いる。系統周波数 f_o に対して、搬送波周波数 f_c は次式の関係に選ぶ。ただし、 m は正整数である。

$$f_c = 6mf_o \quad \dots\dots\dots (1)$$

図2に、スイッチング素子 $S1 \sim S6$ に対する制御信号を示す。各信号は位相差が $\pi/3$ の同一パターンであり、変調パルス（図中の白抜きのパルス）と、短絡パルス（黒塗りのパルス）の2種類のパルスで構成される。前者は、信号波と搬送波を比較して得られる通常のPWMパルスに、中央部 $\pi/3$ 期間を常時オンとする $\pi/3$ 幅の一定パルスを加える⁽⁷⁾。しかし、この変調パルスだけでは開放期間を生じるため、開放防止用の短絡パルスを追加する。

一例として、図2の $0 \sim \pi/3$ 期間における短絡パルスの作成手順を図3に示す。この期間、インバータの下部アームは $S5$ が常にオン状態である。上部アームは $S1$ と $S3$ が交互にオン状態となるが、一方のターンオフと他方のターンオンが同時には行われなため、この間、開放期間を生じる。従って、図3に示す様に、この開放期間を埋めるパ

図1 主回路構成

Fig.1. Circuit configuration.

図2 PWMパターン

Fig.2. Proposed PWM scheme.

図3 短絡パルスの作成法

Fig.3. Composing procedure for short-circuit pulses.

スを $S2$ に与えれば、 $S2$ と $S5$ によって直流側の短絡回路が形成される。他の期間も同様に、変調パルスの開放期間を埋める様に短絡パルスを追加すると、図2のPWMパターンを得ることができる。

ここで、制御パラメータとして、次式で定義される変調率 M を導入する。

$$M = \text{信号波の振幅} / \text{搬送波の振幅} \quad \dots\dots\dots (2)$$

図2から明らかなように、変調率を設定すれば変調パルスは一義的に定まり、この変調パルスの開放区間を埋めるように短絡パルスも自動的に求められる。

<2.3> 変調パルスの重なり回避

図2の搬送波に代わって、1/2 周期毎に反転する三角波を搬送波とする制御パターンでも、本システムは動作できる。しかし、この場合、搬送波周波数 f_c の選定によっては同極性側2素子の変調パルスに重なりを生じ、系統への出力電流が激しく歪む結果を招くこととなる⁽¹²⁾。

例えば、 $f_c=50\text{Hz}$ に対して $f_c=6.05\text{kHz}$ の場合は問題が無いが、 7.05kHz に上げると素子 S1 と S3 の変調パルスが重複する。同極性側の2素子に同時にパルスを与えても、系統線間電圧によって、一方の素子（例えば S3）は逆阻止状態となる。この結果、S3 は信号が与えられているにもかかわらずオンできず、S1 に信号が入っている期間だけ S3 の電流は遮断される。

この様に、変調パルスに重なりを生じた場合は、制御パターンと異なったパルス列のブリッジ出力電流となって、ひずみが増大する。これを防ぐために、図2の様に1/4 周期毎に反転し、(1)式を満足する f_c に選定する。これにより、例えば U 相の搬送波に対して W 相の搬送波は同期した反転波形となるため、S1 と S3 の変調パルスは交互に加えられ、変調率が1を越えない限り重複することはない⁽¹²⁾。

3. 太陽電池の出力調整

<3.1> 回路モード

前節の PWM パターンによって制御した場合、電流形インバータは下記の回路モードを交互に繰り返す。

(a) 連系モード

例えば、図2の $0 \sim \pi/3$ 期間においては、スイッチング

素子 S5 は常にオン状態である。従って、S1 がオンすれば、UV 相を通じて太陽電池の出力は系統へ送られる。この間、インバータ入力電圧 e_i としては系統の線間電圧 e_{uv} が現れる。同様に、S3 がオンすれば WV 相を通して系統と連系され、 $e_i = e_{wv}$ となる。これらを連系モードと呼ぶ。

(b) 短絡モード

S5 が常時オン状態の $0 \sim \pi/3$ 期間では、S2 がオンすればインバータ入力側が短絡される。この間、 $e_i = 0$ で、太陽電池電力は L_d に蓄積される。これを短絡モードと呼ぶ。

この短絡モードを加えることにより、電流形インバータは昇圧チョップと類似の動作が可能となる。すなわち、インバータの入力電圧より高い出力電圧が得られ、短絡モードの期間を変えればその電圧比を調整できる。出力電圧は系統電圧に拘束されており、入力電圧 e_i の平均値は太陽電池電圧 V_{pv} に等しい。従って、変調率 M を調整して短絡モード期間を変えれば太陽電池電圧を調節できる。

以上の様に、短絡パルスの追加は電流形インバータの開放防止だけでなく、太陽電池電圧の調整さらには太陽電池の出力の調整を可能とする。

<3.2> 太陽電池電圧

上記の回路モードより、 V_{pv} は次式によって求められる。

$$V_{pv} = V_i = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left\{ M \sin \theta \times \sqrt{2} V_o \sin \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) + M \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \times \sqrt{2} V_o \sin \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right\} d\theta$$

$$= \sqrt{\frac{3}{2}} \times M \times V_o \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 V_o は系統線間電圧の実効値で、系統を無限大母線と見なせば、 V_o は一定である。従って、変調率 M を調整するだけで V_{pv} を可変にできる。M に対する V_{pv} の実測値と、上式による計算値を図4に示す。系統電圧は $V_o = 40\text{V}$ とし、他の回路定数は表1の通りである。なお、同図には太陽電池電流 I_{pv} および太陽電池出力 P_{pv} の実測値も示す。

上式に示されるように V_{pv} は M に比例するが、図4の実測値は計算値より約4V程高めとなっている。これは、主としてスイッチング素子の電圧降下のためである。試作装置では市販の逆並列ダイオード内蔵の素子を使用したため、これに直列にダイオードを挿入しなければならない。このため、常に4素子が直列接続され、その電圧降下分を加算した V_{pv} が太陽電池から出力されることとなる。

M を増加させるほど V_{pv} は高くなるが、太陽電池固有の特性に従って、その出力電流 I_{pv} は図4に示されるように減少する。この結果、太陽電池の出力 P_{pv} は M に対して最大値を有する特性となる。同図では $M = 0.84$ 、 $V_{pv} = 46.8\text{V}$ において最大出力 $P_{pv\max} = 59.0\text{W}$ を得る。すなわち、本方式によれば、変調率 M を適切に調整することにより、MPPT 制御が可能となる。

表1 回路定数

Table 1. Circuit parameters.

直流リアクトル	9[mH]
交流フィルタコンデンサ	2.2[μ F]
交流フィルタリアクトル	10[mH]
系統周波数	50[Hz]
搬送波周波数	6[kHz]

図4 太陽電池の出力特性

Fig.4. Output characteristics of PV-array.

4. 出力電流のひずみ率

系統に連系された太陽光発電システムでは、ガイドラインに従って高調波流出電流を抑制しなければならない。本システムは電流形インバータを用いているため、その出力電流波形を直接制御できる。

<4.1> 高調波成分

図2に示された様に、提案方式のPWMパターンは中央部 $\pi/3$ が常時オンとなる制御信号である。しかし、短絡モードではブリッジ出力電流が零となるから、短絡パルスによって中央部 $\pi/3$ の期間も二次的に変調される。従って、図5に示される様に、各相のブリッジ出力電流は全区間に渡って変調され、半周期のパルス数が $4m$ (m は(1)式の値に同じ) から成るパルス列となる。

図5の電流波形をフーリエ級数に展開すれば、これに含まれる高調波成分を算出できる。この結果を基本波成分に対する比率として、図6に示す。なお、同図は $f_0=50\text{Hz}$ 、 $f_c=6\text{kHz}$ の場合であるが、これらの特性は f_0 や f_c によらずほぼ同じ値を示す。

同図より、含有高調波の主成分は、搬送波周波数の側帯波 $gf_0 \pm f_c$ および $gf_0 \pm 5f_c$ (g は正整数) で、 $g=1$ が最も大

きい。変調率 M を上げるに伴って、これらの側帯波は単調に減少するので、できるだけ大きな M で動作させる事が好ましい。一方、 $f_c - 5f_0$ 未満の高調波はほとんど発生せず、5次、7次等の低次調波はごくわずかである。

図2のPWMパターンでは、変調パルスの他に、開放防止と太陽電池電圧調整用に短絡パルスが付加される。しかし、この短絡パルスの追加によってブリッジ出力電流の高調波成分が大幅に増大することはない、通常のPWMパターンの場合と同様に、高次の側帯波が主で、低次調波は僅かである。従って、 $f_c - 5f_0$ 以上の側帯波を除去できる交流フィルタを用いれば、系統へ出力される電流のひずみを抑制することは可能である。

<4.2> 最大電力点におけるひずみ率

(3)式に示した様に、太陽電池電圧 V_{pv} は変調率 M と系統電圧 V_0 の関数である。そこで、任意の M においてインバータ出力 P_0 が最大電力となる様に V_0 を調整すると、表1の回路定数のもとでは図7の関係を得た。同図には、それぞれの最大電力点における太陽電池出力 P_{pv} 、インバータ出力 P_0 、インバータ効率および力率TPFの実測値も示す。なお、装置の都合で、 $M < 0.3$ では必要な V_0 まで上げられなかった。

さらに図8は、上記の最大電力点におけるブリッジ出力電流の高調波含有率を示す。この数値例の場合、側帯波 $f_c \pm f_0$ および $f_c \pm 5f_0$ は115調波から125調波であり、図6の理論値とほぼ同量の側帯波がブリッジ回路から出力されている。従って、ガイドラインを満たすためには、交流フィルタによってこれらの高調波を除去しなければならない。一例として、図1に示す簡単な構成のLCフィルタで、表1の数値を用いた場合、このフィルタを通して系統に出力される電流（これをインバータ出力電流と呼ぶ）の高調波含有率と総合ひずみ率THDを図9に示す。

図8のブリッジ出力電流に含まれていた側帯波はこのフィルタによってほとんど除去され、図9のインバータ出力電流では全て2%以下に抑制されている。この数値例のフ

図5 ブリッジ出力電流波形

Fig.5. Waveforms of bridge output currents.

図6 ブリッジ出力電流の理論高調波含有率

Fig.6. Calculated harmonics involved in bridge output currents.

図7 最大電力点における出力特性

Fig.7. Output characteristics on the maximum power points.

フィルタは低次調波には作用しないが、もともとこれらは低く、いずれも3%以下である。この結果、 $M \geq 0.7$ に設定すれば $THD < 5\%$ となり、ガイドラインの要件を満たすことができる。さらに、図7より、総合力率 TPF はほぼ全域に渡って99%以上を維持できる。

以上のように、本方式ではブリッジ出力電流に側帯波が含まれており、これを除去するために交流フィルタは不可欠である。系統へ流出する高調波の含有率やひずみ率がガイドラインの要件を満たすためには、どのようなフィルタにすべきであるか、その構成や定数の設定が重要である。これらの詳細な理論展開は今後の検討を必要とするが、提案方式のPWMパターンによれば、ブリッジ出力電流の低次高調波は僅かであり、高次の側帯波が主であるため、上記例のように、簡単な構成で、比較的小さな容量(5.1節にて検討)のフィルタでも、容易に側帯波を除去することが可能である。

図10は、系統相電圧 e_o とインバータ出力電流 i_o の実測

図8 最大電力点におけるブリッジ出力電流の高調波含有率

Fig.8. Harmonics in bridge output currents on the maximum power points.

図9 最大電力点におけるインバータ出力電流の高調波含有率と総合ひずみ率

Fig.9. Harmonics and distortion factor in inverter output currents on the maximum power points.

図10 系統電圧波形とインバータ出力電流波形
Fig.10. Oscillograms of system voltage and inverter output current.

波形を示す。 $V_o=35V$ 、 $M=0.96$ で、他は表1の条件下である。出力電流のひずみ率は $THD = 2.4\%$ であり、ほぼ正弦波と見なせ、力率もほぼ1である。

<4.3> 太陽電池電圧と系統電圧の関係

3.1節で述べた短絡モードによって、インバータは昇圧チョップと同様の働きをするので、本システムでは太陽電池電圧 V_{pv} よりも高い電圧の系統にも連系できる。図7の場合、 $V_{pv}=46.8V$ にもかかわらず、 $V_o=100V$ の系統でも連系でき、最大電力点の追従も可能である。

しかしながら、このためには変調率 M を下げなければならない。図9によると、 M を下げるとひずみ率は急増し、図7から、 P_{pv} は一定でも P_o と効率はわずかながら減少する。さらに、狭幅パルスの発生を避けるため、変調率をある程度まで下げたら固定して、むしろ制御パターンの位相角を調整する併用方式の採用が必要となる⁽¹⁴⁾。

これらを勘案すると、本システムは $V_o > V_{pv}$ も可能ではあるが、むしろ $V_o < V_{pv}$ に選定して、できるだけ高い M で動作させる方が好ましい。これにより、低ひずみで高効率な特性が得られる上に、制御パターンの上記併用方式も不要となり、制御回路の複雑化を避けることもできる。

5. インバータ出力の最大電力点追従制御

3.2節で述べた様に、本方式では変調率 M の調整により、太陽電池出力 P_{pv} が変化する。 M に対する P_{pv} の特性と、さらにインバータ出力 P_o およびインバータ出力電流実効値 I_o の変化を、図11に改めて示す。ただし、系統電圧は $V_o=60V$ で、その他の回路定数は表1による。

ここで、 P_{pv} が最大となる変調率を M_{pvm} 、 P_o が最大となる変調率を M_{om} とすると、以下の理由により、これらは必ずしも一致しない。

図1に示した電流形インバータでは、主として、スイッチング素子の電圧降下による損失と、直流リアクトルの巻線抵抗による損失を生じる。前者は、直流電流すなわち太陽電池電流 I_{pv} に比例し、後者は I_{pv} の二乗に比例する。もしも、 M を変えても I_{pv} が一定であれば、 M に対してこれらの損失も一定であるから、 $M_{pvm} = M_{om}$ となる。しかし、実際は図4に示したように、 M に比例して太陽電池電圧

V_{pv} は増加するので、太陽電池固有の特性に従うと、 I_{pv} はむしろ逆に減少する。この結果、 M を増すほどインバータ内部の損失も減少し、 P_{pv} と P_o の差は縮まるため、 $M_{pvm} < M_{om}$ となる。

試作装置の直流リアクトルは小容量のため、その巻線抵抗は小さく、 I_{pv} も低電流である上に M に対するその減少率も低い。このため、 $M_{pvm}=0.52$ に対して $M_{om}=0.54$ となり、 M_{pvm} と M_{om} の差は僅かである。しかし、単相インバータの様に、脈動抑制のために大きな直流リアクトルを挿入する場合には、その巻線抵抗の損失が I_{pv} の二乗で影響するため、 M_{pvm} と M_{om} の差は大きい⁽¹⁴⁾。また、 M_{pvm} 付近において、 M に対する P_{pv} の変化は小さいが I_{pv} の減少率が大きい場合には、 M_{pvm} と M_{om} の差は広がる⁽¹⁵⁾。回路条件や太陽電池固有の特性によって M_{pvm} と M_{om} の差は様々ではないが、 M_{pvm} 付近で M の増加に対して I_{pv} が減少する限り、必ず $M_{pvm} < M_{om}$ となる。

このように、 M に対する P_{pv} と P_o の最大電力点が異なる以上、 P_{pv} よりむしろ P_o を対象として MPPT 制御する方がエネルギーの有効利用と言えよう。そこで以下では、 P_o を最大電力 P_{omax} に追従させる方式を検討する。なお、この P_{omax} を与える変調率を、以下では最適変調率 M_a と呼ぶ。

<5.1> インバータ出力電流の最大化

系統電圧とインバータ出力電流を正弦波形と見なせるならば、インバータ出力 P_o は次式で求められる。

$$P_o = \sqrt{3} V_o I_o \cos \phi_1 \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $\cos \phi_1$ はインバータ出力電流の基本波力率であり、以下のように交流フィルタの容量が十分小さい場合には、これをほぼ 1 と見なすことができる。

フィルタの一例として表 1 の数値例を対象に、それぞれの容量と $\cos \phi_1$ を検討する。まず、図 11 の最大電力点 ($V_o=60V$ 、 $I_o=0.5A$) における容量を求めると、フィルタ

リアクトルは 4.534%、フィルタコンデンサは 4.793% と、比較的小さい。この結果、コンデンサ電流 I_c も I_o の 4.793% と僅かな値であるため、ブリッジ出力電流の基本波実効値は I_o の 1.001 倍であり、両者の位相差は 2.744° にすぎない。従って、インバータ出力電流はブリッジ出力電流の基本波とほぼ同じ実効値を有し、ほぼ同相の電流と見なすことができる。

2.2 節の PWM パターンは、ブリッジ出力電流を系統相電圧と同相となるように制御する。これに上記の結果を適用すれば、インバータ出力電流も系統相電圧と同相に見なすことができる。従って、インバータ出力電流の基本波力率である $\cos \phi_1$ は、ほぼ 1 と置くことができる。

一方、系統線間電圧 V_o は一般に一定に維持されるため、(4) 式より、 P_o は I_o に比例することとなる。従って、 P_o を最大にするためには、インバータ出力電流の実効値 I_o を最大にすればよい。図 11 でも、 I_o が最大となる変調率は、 P_o を最大とする M_a に一致する。

以上より、 P_o の MPPT 制御を行うためには、 I_o が最大となる様に M を調整すればよい。この結果、従来の P_{pv} の MPPT 制御に比べて、検出回路を大幅に簡単化できる。すなわち、 I_o の検出と、基本波力率を 1 に保つために系統相電圧の零点検出のみですむ。さらに、同じ様に P_o の MPPT 制御を指向した方式^(14,15)と比べても、電力算出の演算が不要なため演算回路が省略でき、低出力時に問題となる演算誤差も少ないと予想される。

<5.2> 微分法

変調率 M を調整して I_o を最大点に追従させる制御法には、様々な方式が考えられる。例えば、従来から P_{pv} の MPPT 制御に用いられる山登り法⁽¹⁶⁾も適用できるが、ここでは簡潔な制御回路でこれを実現できる一例として、 I_o の微分を用いる方式⁽¹³⁾を提案する。これを微分法と呼ぶ。

図 11 に示す様に I_o が最大値 I_{omax} となる最適変調率 M_a を境に、 $M < M_a$ を領域 A、 $M > M_a$ を領域 B とする。 I_o は M の関数であり、さらに M を時間 t の一次関数とすると

$$M = Ct \quad \dots\dots\dots (5)$$

と表わされる。ここで、比例定数 C は領域 A で正を、領域 B で負を選択する。これにより、 dI_o/dM は

$$dI_o/dM = 1/C \times dI_o/dt \quad \dots\dots\dots (6)$$

と表わされる。従って、全領域に渡って常に $dI_o/dt > 0$ となるように、図 11 の矢印の方向に M を増減すれば、 I_o は最大値 I_{omax} に到達できる。

これを実行するには dI_o/dt を検出する。 $dI_o/dt > 0$ である限り、前の状態を維持する。すなわち、動作点が領域 A にあれば $C > 0$ を保ち、 M は増加し続ける。領域 B では $C < 0$ で、 M は減少し続ける。いずれの領域にあって、図 11 の矢印の方向に動作点は移動し、 I_o は増大する。

しかし、上記の状態を維持し続ける限り、いずれ動作点は M_a を越えて反対の領域に入り、 I_o は減少し始める。この結果、 $dI_o/dt < 0$ と検出されるので、比例定数 C の符号

図 11 出力特性と制御領域
Fig.11. Output characteristics and control domains.

を変え、 M の増減の向きを反転させる。

以上の手順により、 M は M_a の近傍を振動することによって、 I_o の最大点追従制御が実現できる。

<5.3> 制御回路

上記の微分法を実行できる制御回路の一例を図 12 に示す。インバータ出力電流の瞬時値 i_o を検出し、RMS/DC コンバータによってその実効値 I_o を得る。次に、 I_o を微分して I_o' とする。この I_o' はその正負のみが制御の判断基準であり、量は必ずしも重要ではない。 I_o' を J-K F.F. に入れて、 M の増減の判定をする。すなわち、 $I_o' > 0$ ならば M の増減方向は前の状態を保持し、 $I_o' < 0$ ならば M の増減の向きを反転する。積分回路はこの J-K F.F. の出力を受けて、 M を増加または減少させる。なお、 M の増減の速さは積分系の時定数によって決まる。

従来の山登り法は、サンプリングされた 2 つの値を比較してはじめて M の増減が判定できるのに対し、本方式は、ある測定点における一つの I_o のみで、 M の増減は決まる。従って、検出値保持用の記憶装置やホールド回路は不要であり、図 12 のように制御回路を大幅に簡略化できる。また、同じ制御をマイコン適用のデジタル制御に変更するにしても、そのプログラムの簡単化が容易となる。

一方、本方式では微分系を用いているため、入力 of 急峻な変化に対して制御が発散したり、検出値の高周波ノイズによる影響が懸念される。しかし、本方式では微分値の正負のみが制御の判断材料であり、また遅れ要素として作用する積分系が配置されているため、一般の微分系で問題となる上記の心配は低い。また、制御系入力へのフィルタの設置、微分回路の周波数別増幅度の設定、制御定数の適切な選定などにより、高周波ノイズの影響を低減できる。

6. MPPT 制御の実測結果

前節で提案した MPPT 制御の効果を、実測により確認する。表 1 の回路定数を適用し、制御回路のクロック周波数は 50Hz、積分時定数は 0.05/sec とする。

<6.1> 一定条件下における安定性

システムの周囲条件が変わらなければ、変調率は最適値 M_a に保持され、システムは最大出力を系統に送り続ける。

図 13 は、MPPT 制御を行わない場合の M に対する P_o と I_o の変化を示す。ただし、系統電圧 40V、日射量 621W/m²、パネル温度 50℃ に一定である。 $M=0.84$ の時に I_o は最大値 0.692A となり、同時に P_o も最大値 48.25W を得る。す

図 12 制御回路

Fig.12. Control circuit.

なわち、この状態の最適変調率は $M_a=0.84$ である。

同じ条件下で提案方式の MPPT 制御を適用した場合、時間の経過に対する変調率 M の変化を図 14 に示す。変調率は最適値 $M_a=0.84$ 付近に安定しており、発散することなく、最大電力点を維持していることを示している。

<6.2> パネル温度変化に対する追従性

太陽電池の出力はパネル温度によって大きく変化する。パネル温度は、季節、天候、気温、風力等によって大幅に変わるため、十分に追従できる MPPT 制御が求められる。

図 15 は、MPPT 制御を行わず、日射量 621W/m²、系統電圧 40V に一定とし、異なるパネル温度における出力特性を示す。45℃ から 100℃ へ上昇すると、インバータの最大出力 P_{omax} は 56.12W から 45.61W へ減少するのみならず、最適変調率 M_a も 0.84 から 0.68 へと低下する。

図 16 は時間に伴ってパネル温度が上昇した場合の実測結果を示す。室温から加熱して一度 45℃ で平衡させ (期間 I)、さらに高温で加熱して 100℃ 以上へと上昇させる (期間 II)。この温度変化に対して、提案の MPPT 制御を適用した場合の変調率 M (MPPT) とインバータ出力 P_o (MPPT) の変化を図中に実線で示す。さらに比較のため、MPPT 制御をはずし、45℃ における最適変調率 $M_a=0.84$ に固定した

図 13 一定条件下における出力特性

Fig.13. Output characteristics under constant conditions.

図 14 一定条件下における MPPT 制御の安定性

Fig.14. Stability of MPPT control under constant conditions.

場合のインバータ出力 P_o ($M=0.84$) を破線で示す。

MPPT 制御を行わずに $M_a=0.84$ に固定した場合、 45°C に平衡した場合のみ最大出力を維持できる。しかし、期間 II では最大電力点から大きく外れるため、温度上昇に伴って出力は急速に減少し、 100°C においては出力 15.83W と、最大電力のわずか $1/3$ 程度しか出力できない。

これに対して、MPPT 制御を適用した場合は、温度が上昇すると変調率 M は自動的に減少し、それぞれの温度における最適変調率をたどって最大電力点を追従する。この結果、例えば 45°C 平衡時には平均 55.24W を出力して、最大電力点追従率は 98.4% となる。さらに、 100°C になっても 45.54W を出力して、最大電力点追従率は 99.8% に達する。

以上により、パネル温度の変化に対して、提案方式の MPPT 制御は有効に動作することが確認された。

図 15 種々なるパネル温度における出力特性
Fig.15. Output characteristics on various panel temperatures.

図 16 パネル温度上昇に対する MPPT 制御の追従特性
Fig.16. Tracking characteristics of MPPT control for panel temperature rising.

<6.3> 日射量変化に対する安定性

図 17 は、パネル温度 45°C 、系統電圧 40V 一定で、日射量のみが変化した場合の M に対する P_o の特性を示す。日射量が減れば太陽電池出力が下がるので、 P_o も I_o も減少する。しかし、パネル温度が一定である限り、最適変調率 M_a はほぼ一定である。

日射量は雲などにより瞬時に変わり得る。そこで、日射量を急減、急増させた時のインバータ出力電流波形 i_o と M の変化を図 18 に示す。この時、制御回路の入力となる i_o も日射量に応じて急減あるいは急増するが、同図に示されるように、いずれの場合でも、最適変調率 $M_a=0.84$ 付近で安定した MPPT 制御が行われている。

<6.4> 系統電圧変動に対する応答性

図 7 に示した様に、インバータ出力 P_o を最大とする最適変調率 M_a は、系統電圧 V_o によって異なる。例えば、 $V_o=40\text{V}$ では $M_a=0.84$ であるが、 $V_o=50\text{V}$ に上昇すると $M_a=0.64$ に下がり、さらに $V_o=60\text{V}$ では $M_a=0.52$ となる。従って、系統電圧が変動した場合でも、常に最大電力を系統に出力で

図 17 種々なる日射量における出力特性
Fig.17. Output characteristics on various insolation levels.

図 18 日射量変化に対する MPPT 制御の安定性
Fig.18. Stability of MPPT control for insolation level fluctuation.

図 19 系統電圧変動に対する MPPT 制御の追従性

Fig. 19. Tracking characteristics of MPPT control for system voltage fluctuation.

きる MPPT 制御が求められる。

図 19 は、系統電圧 V_0 を 50V から 40V へ下げ、約 10 秒後に再び 50V に戻した時の MPPT 制御による M の変化を示す。 V_0 の変化に伴って、 M は 0.64 付近から 0.84 付近へ、そして再び 0.64 付近へと自動的に増減し、それぞれの電圧における最大電力点を追従する。

図 12 の制御回路では微分系を用いているが、系統電圧が急変しても、制御が逸脱することなく、 M の値はそれぞれの系統電圧における最適変調率へと着実に移行していく。制御系の定数を変更すれば、 M の推移に要する時間を短縮できる。なお、図 19 においては M がそれぞれの最適変調率に移行後、微小な脈動を繰り返している。これは、微分回路に用いたオペアンプのオフセット電圧調整が不適切であったため、 dI_0/dt の正負判定に対して不感帯が広がったためと思われる。オフセット電圧を適切に調整することにより、この脈動幅を抑制できる。

7. あとがき

本論文では、太陽光発電システムを三相系統に連系するための三相電流形インバータの制御方式を検討した。提案された PWM パターンでは、搬送波と信号波の比較によって得られる通常の変調パルスに加え、開放防止と太陽電池電圧を調整するために、短絡パルスが付加される。しかし、この短絡パルスの追加によってブリッジ出力電流の高調波成分が大幅に増大することはなく、通常の PWM パターンの場合と同様に、高次の側帯波が主であり、低次調波は僅かである。このため、比較的小さな容量のフィルタによってこれを除去でき、ひずみの少ない電流を系統へと流出することができる。本論文ではフィルタの一例として、簡単な構成の LC フィルタでも系統連系のガイドラインを満足できることを示したが、適切なフィルタの選定に関しては、今後さらなる検討が必要である。

本方式は変調率の調整だけで太陽電池出力を任意に制御できるので、これを用いた MPPT 制御を提案した。この方式では、出力電流のみを検出し、その実効値が最大となる

ように変調率を調整すれば、インバータから系統へ出力される電力を常に最大に維持できる。多くの MPPT 制御では乗算回路を必要とするのに対し、提案方式はこれが不要であり、制御回路を大幅に簡略化できる。なお、太陽電池の出力が低くなると、検出された出力電流の中にコンデンサ充電電流の占める割合が増大する問題を生じるが⁽¹⁴⁾、上記のフィルタ定数の検討に際しては、この影響が小さくなるような考慮も必要であろう。今回の実測では、装置の都合で小出力しか得られなかったが、この充電電流が問題となる事はなかった。

さらに本論文では、この MPPT 制御を実現するために、微分系を用いた簡潔な構成の制御回路を提案した。一般に、パネル温度や系統電圧の変化に対して最大電力点は大幅に変動するため、確実な MPPT 制御が求められる。本制御回路は微分系を用いているが、入力急変にも発散することなく、着実にこれらの要求に十分応えられることを実測により確認した。

なお、本論文では、簡単のために、ブリッジ出力電流を系統相電圧と同相に維持する PWM パターンを提案したが、今後、フィルタのコンデンサ充電電流やリアクトルの電圧降下を考慮して、インバータ出力電流の基本波力率を 1 に維持できる制御方式に改善することが望まれる。さらに、電流形インバータは系統連系運転が前提であるため、停電時の単独運転防止対策⁽¹⁹⁾が必要である。また、システムの小形化のために出力変圧器を省略する際には、出力電流から直流分の除去⁽²⁰⁾が不可欠である。これらの対策にはインバータ出力電流の検出が有利であり、これらを考慮した制御方式への改善が今後の課題である。

本研究は、東京電機大学総合研究所の研究の一環として遂行された。関係各位に深謝致します。また、本研究にご協力頂いたパワーエレクトロニクス研究室の皆様にも深く謝意を表する。

(平成 11 年 4 月 5 日受付、平成 11 年 8 月 6 日再受付)

文 献

- (1) 岡土：「太陽光発電用インバータ技術」，電学論 C，115 巻 1 号，34 (平 7-1)
- (2) 野中、袈裟丸、山崎：「単相 PWM 電流形インバータによる太陽光発電連系システム」，電学論 B，112 巻 5 号，439 (平 4-5)
- (3) 野中：「系統連系太陽光発電システムに適した単相 PWM 電流形インバータ」，電学論 D，114 巻 6 号，6 (平 6-6)
- (4) 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 巻 6 号，718 (平 8-6)
- (5) 平地、西田、中岡：「単相電流形 PWM インバータの新しい制御方式」，電学論 D，117 巻 12 号，1535 (平 9-12)
- (6) 西園、須永、榊川、飯田：「太陽光発電単相電流形インバータの系統電圧に対する検討」，平 10 電気学会全国大会，No.738
- (7) M.Hombu, S.Ueda, A.Ueda: "A New Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Output Voltage and Current", Conf.

Record of IEEE IAS Annual Meeting, 807, 1984

- (8)根葉、瀬戸：「三相PWM電流形コンバータのパルス分配法」，電学論D，117巻10号，1290（平9-10）
- (9)太陽エネルギー新発電方式調査専門委員会：「太陽エネルギー新発電技術の現状と将来」，電気学会技術報告No.476，1993
- (10)新エネルギー用半導体電力変換装置調査専門委員会：「新エネルギー用半導体電力変換技術の現状と動向」，電気学会技術報告No.551，1995
- (11)日本電気協会：「分散型電源系統連系技術指針」，JEGA，9701（平6-1）
- (12)藤川、樹川、飯田：「太陽光発電三相PWM電流形インバータ制御の検討」，平9電気学会全国大会，No.1926
- (13)大内、樹川、飯田：「太陽光発電システムにおける最大電力点追従制御の一方式」，平10電気関係学会四国支部連合大会，No.5-14
- (14)根葉、古山：「PWM電流形インバータによる系統連系太陽光発電システムの最大電力演算法」，電学論D，117巻9号，1092（平9-9）
- (15)成毛、青木、鷹野、澤田：「系統連系太陽光発電システムにおけるインバータ損失を考慮したMPPT制御法」，電学論D，118巻7/8号，953（平10-7/8）
- (16)小川、林：「ソーラーカー用昇圧形MPPTの検討」，平9電気学会全国大会，No.928
- (17)塙、杉本、西尾：「電力の電圧微分に基づく太陽光発電システムの最大電力制御法」，電学論D，118巻12号，1435（平10-12）
- (18)小木、小松、山田、平沼：「太陽電池の温度補償型最適動作点追尾」，平9電気学会全国大会，No.909
- (19)根葉、古山、坂口：「PWM電流形インバータ系統連系太陽光発電システムにおける単独運転防止の一方法」，電学論D，117巻11号，1404（平9-11）
- (20)杉本、塙：「系統連系太陽光発電システムのインバータの一制御法」，電学論D，118巻11号，1332（平10-11）

大内隆行

（正員）1975年2月生。1997年3月東京電機大学工学部電気工学科卒業。1999年3月同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、東京電力（株）入社。現在に至る。

藤川広之

（正員）1971年6月生。1995年3月東京電機大学工学部電気工学科卒業。1997年3月同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、（株）京三製作所入社。現在に至る。

栢川重男

（正員）1954年3月生。1979年3月東京電機大学工学部電気工学科卒業、1992年同大学大学院修士課程修了。同大学嘱託助手、同大学助手を経て、1996年同大学講師、現在に至る。この間、半導体電力変換装置に関する研究に従事。IEEE会員。

飯田祥二

（正員）1943年1月生。1971年3月東京電機大学大学院博士課程満了。同大学助手、同講師、同助教授を経て、1987年同教授、現在に至る。工学博士。半導体電力変換装置に関する研究に従事。IEEE会員。