

太陽光発電システムの新方式 MPPT 制御および
変換器構成の改良による効率向上

Efficiency improvement in PV systems by new MPPT control and
novel converter configurations

平成 16 年 1 月

学位論文：博士(工学)甲225

岐阜大学大学院工学研究科
電子情報システム工学専攻

徳島大己

太陽光発電システムの新方式 MPPT 制御および

変換器構成の改良による効率の向上

目 次

第 1 章 緒言

1. 1	研究背景	1
1. 2	研究目的と論文概要	1

第 2 章 太陽光発電システム

2. 1	太陽光発電システムの構成と種類	4
2. 2	太陽電池セル・モジュール・アレイ	9
2. 3	太陽電池アレイの回路構成	11
2. 4	系統連系インバータ	14
2. 5	蓄電装置	19
2. 6	システムシミュレータと太陽電池モデル	22

第 3 章 最大電力点追従制御 瞬時最大電力追従法

3. 1	太陽電池の基本特性と最大電力点追従制御の必要性	29
3. 2	MPPT 制御 従来制御法	32
3. 3	瞬時最大電力追従法による MPPT 制御の原理	40
3. 4	動作点電圧指令値の算定課程と動作電圧制御系	42
3. 5	実験結果と考察	44
3. 6	まとめ	54

第 4 章 ソフトスイッチング昇圧チョッパを用いた太陽光発電システム

4. 1	ハードスイッチングとソフトスイッチング	56
4. 2	従来回路と考案回路の構成および動作概要	61
4. 3	考案回路の動作解析	64

4. 4	シミュレーション結果	72
4. 5	実験結果	76
4. 6	まとめ	76
第5章 電流形インバータによるチョップレス太陽光発電システム		
5. 1	電流形インバータシステムにおける長所・特長	81
5. 2	システム構成	84
5. 3	電流形インバータの原理	84
5. 4	系統連系における力率制御とPV出力制御	92
5. 5	シミュレーション	107
5. 6	実験	113
5. 7	まとめ	117
第6章 結言		
6. 1	まえがき	119
6. 2	研究成果	119
謝辞		122
研究成果		123

第1章 緒言

1. 1 研究背景

人類が使用するエネルギーは、18世紀の産業革命を契機として、化石燃料の大量消費が始まり、利用する化石燃料は石炭から石油、天然ガスへと対象を広げ、その消費量は飛躍的に増大してきた。現在、世界的な石油や石炭などの化石燃料の大量消費により、これらエネルギー資源の枯渇が懸念されている一方、エネルギーの消費により排出される大量の二酸化炭素などが原因と考えられる、地球温暖化や砂漠化などの様々な環境問題がある。

現在、このような「エネルギー問題」と「地球環境問題」を同時に解決していくことが求められている。そのなかの重要な取り組みとして、エネルギー消費の削減と非化石エネルギー導入がある。すなわち、省エネルギー技術と並び、自然エネルギー等の新エネルギー活用技術の開発・向上が重要な施策の一つである。

化石燃料に対する代替エネルギーとしては、太陽・地熱・風力・波力・水力などの再生可能エネルギーが期待されている。この中でも太陽光発電は設置制限が少なく、最も普及が見込まれる発電システムである。太陽光発電は、太陽光という半恒久的な資源を直接電気エネルギーに変換し、二酸化炭素を一切排出しないため、環境に対する負荷が非常に小さい。また、発電システムの構成が自由であり、小さいものではWオーダーから、大規模なものではMWオーダーのシステムまである。したがって、個人向け・家庭用から、産業用まで幅広く利用することができる。

太陽光発電の技術開発要素は、太陽電池（Photovoltaic, 以下、PVと略記）の材料関連と、太陽光発電システム技術関連に大別できる。太陽電池材料開発では、PVの材料コストの低減と並んで、変換効率の高い材料の開発が必須の課題である。太陽光発電システム技術開発においても、効率の向上は不可欠である。

1. 2 研究目的と論文概要

本研究では、太陽光発電システム技術開発の中で、最も効率向上に寄与すると考

えられる最大電力点追従制御とシステムの回路方式を新しく考案し、太陽光発電システムの効率の向上を図る。その制御法や回路構成について、シミュレーションや実験によって検討を行い、その有用性を明らかにすることを目的とする。

本論文は6章から構成されており、以下にその概要を述べる。

第1章は緒言であり、本論文の研究背景として、近年のエネルギー問題や化石燃料に対する代替エネルギー、なかでも、太陽光発電、その技術開発要素について述べ、本論文の内容、概要をまとめる。

第2章では、太陽光発電システムに関する一般的な概要を述べる。まず、現状での太陽光発電システムの構成と種類、太陽電池アレイの回路構成、系統連携や負荷への電力供給を行なうインバータシステム、蓄電装置について述べる。また、本研究のシミュレーションを行なうにあたって使用した太陽電池のモデルと、システムシミュレータを示す。

第3章では、まず、太陽電池の基本特性と最大電力追従制御の必要性について述べる。最大電力点追従 (MPPT Maximum Power Point Tracking, 以下, MPPT と略記) 制御は、PV をその出力電力が最大になる動作点で常に稼働させる制御法である。これは太陽電池から最大限の電力を取り出す技術である。従来の MPPT 制御法をいくつか紹介し、その問題点を示す。そして、新方式 MPPT 制御の、瞬時最大電力追従法について述べる。瞬時最大電力追従法は、動作点を最大電力点へ接近させる方向の特定に、PV に接続される変換器のスイッチング動作に起因する瞬時電力変動を利用する。動作点の最大電力点への追従制御には動作点電圧の平均値を用いる。瞬時値と平均値を適切に使い分けることにより、出力電力の迅速な過渡応答と最大電力点近傍での脈動が極めて小さい収束性を実現できる。この制御法を使用した実験において、一定照度における定常特性、照度変化時における最大電力点の追従性を、山登り法との比較により実証した。

第4章は、太陽光発電システムの昇圧チョッパ部をソフトスイッチング化することにより、効率の向上を図る。ソフトスイッチングとハードスイッチングについて述べ、考案したソフトスイッチング昇圧チョッパの回路動作について説明する。シ

シミュレーションにより、太陽光発電システムの昇圧チョッパ部で発生する損失を、ソフトスイッチングとハードスイッチングとで比較し、スイッチング損失を大幅に改善できることを示す。さらに実験により効率を比較し、チョッパ部のソフトスイッチングの導入は太陽光発電システムの効率向上に有効な手段であることを示す。

第5章においては、電流形インバータのみのチョッパレス太陽光発電システムについて述べる。まず、このシステムにおける長所と特長、システム構成について述べる。次に、系統連系における力率制御および、PV の出力制御をインバータの変調率によって行なうことができることを導く。シミュレーションにより、チョッパ部を省いた電流形インバータのみのシステムにおいて、逆潮流が行なえることを検証した。また、実験によるシステムの動作確認を行なった。これらのことから、太陽光発電システムがチョッパ部を省略した構成でも系統連系でき、さらにチョッパ部の損失分、システムの効率を向上することができる。

第6章では、本論文を総括する。

第2章 太陽光発電システム

2. 1 太陽光発電システムの構成と種類⁽¹⁾

太陽光発電システム（Photovoltaic Power Generating System, 以下PVシステムと略記）には、後述するように多くの種類がある。ここではPVシステムの構成を、住宅用PVシステムを例にとって説明する。

住宅用PVシステムは、図2. 1に示すように、屋根の上などに配置した太陽電池、屋内外に取り付けたインバータ（系統連係保護装置などを含む）、これらを接続する配線・接続箱、交流側に設置する電力量計で構成される。発電する太陽電池が出力するのは直流であるため、これをインバータで交流に変換し、負荷および電力系統に出力している。この方式は系統連系形PVシステムと呼ばれる。

PVシステムは、システム構成や負荷の種類などによって分類される。図2. 2に大まかな分類を示す。まず、系統連系形と独立型に大きく分けられ、負荷の要求する形態（直流・交流）や蓄電池の有無などに応じて分類される。PVシステムを導入する場合にはその用途に応じて適したシステム構成をこれらのなかから選択する。以下、代表的なシステムの構成を説明する。

（1）独立型システム

独立型システムは、電力会社の配電線と連系しないシステムで、携帯型機器用電源とする場合や山岳地・離島など既存の電力系統から離れた遠隔地に設置する場合に用いられる。また、小さいものでは電卓用などの1W未満のものから道路情報表示板や道路警告灯などのような数十Wのシステム、遠隔地用の数十kWのシステムまで、多種多様なシステムが実用になっている。

独立型システムの一般的な構成を図2. 3に示す。ここに示すシステムの出力負荷は任意の交流負荷である。この場合、使用可能な電力量はPVシステムの発電電力量以下に制限され、夜間や雨天時におけるPVの発電不足に備えて蓄電池を接続し、電力を蓄えておく必要がある。

（2）系統連系システム

系統連系システムは、PV の発電不足時に電力系統からのバックアップがあり、独立型システムのような蓄電池を備える必要がない。系統連系システムは図 2. 4 に示すように、逆潮流ありと逆潮流なしのシステムの二つに分けられる。

逆潮流ありのシステムは、PV システムに余剰電力が生じた場合、電力会社に電力を買い取ってもらう。PV システムは、その出力が天候に左右されるので、住宅・工場などで安定した電気を使用するためには、電力会社の電力系統と連系して運転する必要がある。太陽電池の出力が構内の需要に対して不足する場合は不足分が電力会社の配電線から流れ込み、逆に太陽電池の出力に余剰があれば電力会社の配電線へ逆潮流し、買い取ってもらう。現在、住宅用 PV システムで用いられている方式のほとんどが逆潮流ありのシステムである。

逆潮流なしのシステムは、構内の電力需要がつねに PV システムの出力より大きく、逆潮流電力を生ずる可能性がない場合や、逆潮流が認められていない特殊な電力系統に接続する場合に採用される。このシステムでは、電力会社の配電線へ PV システムの余剰電力を逆潮流させることは認められていない。そのため、逆潮流が少しでも発生した場合は PV の出力を下げたり、運転を停止したりする機能を付加する必要がある。

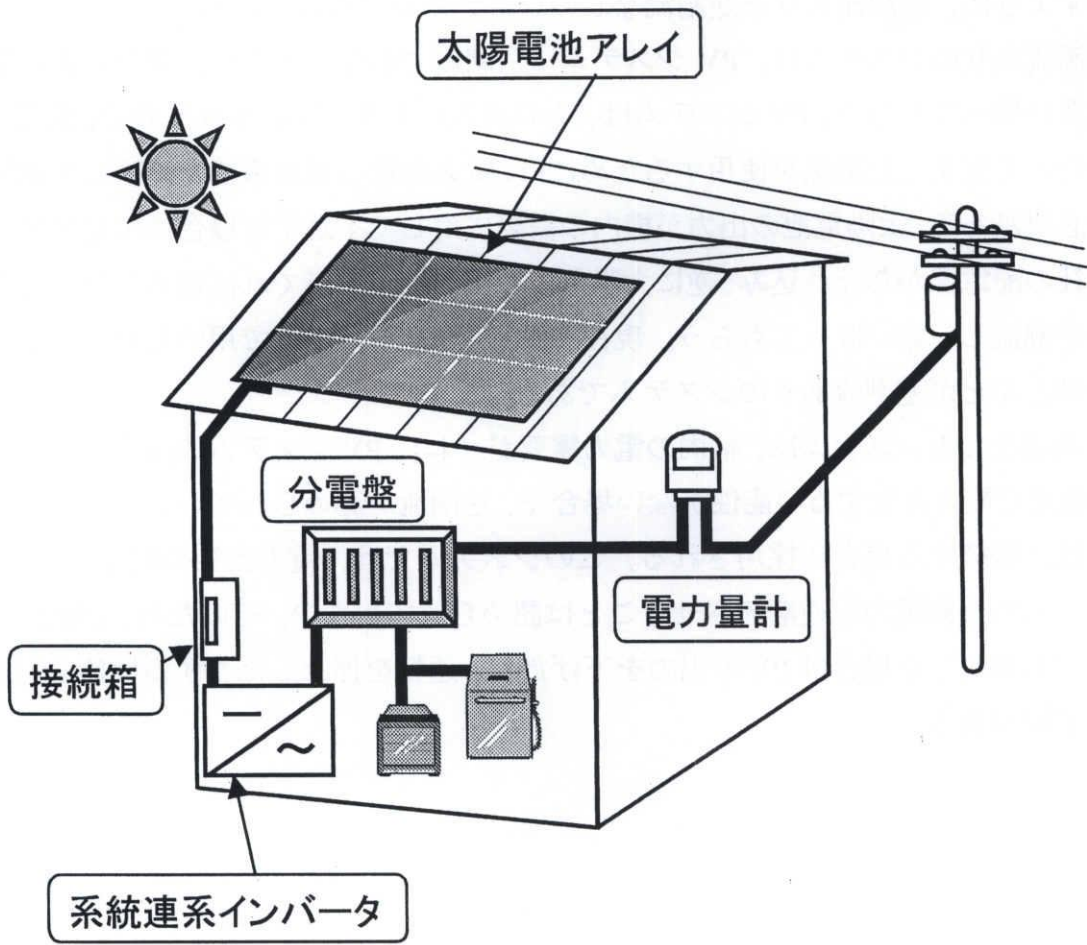


図2.1 住宅用PVシステム

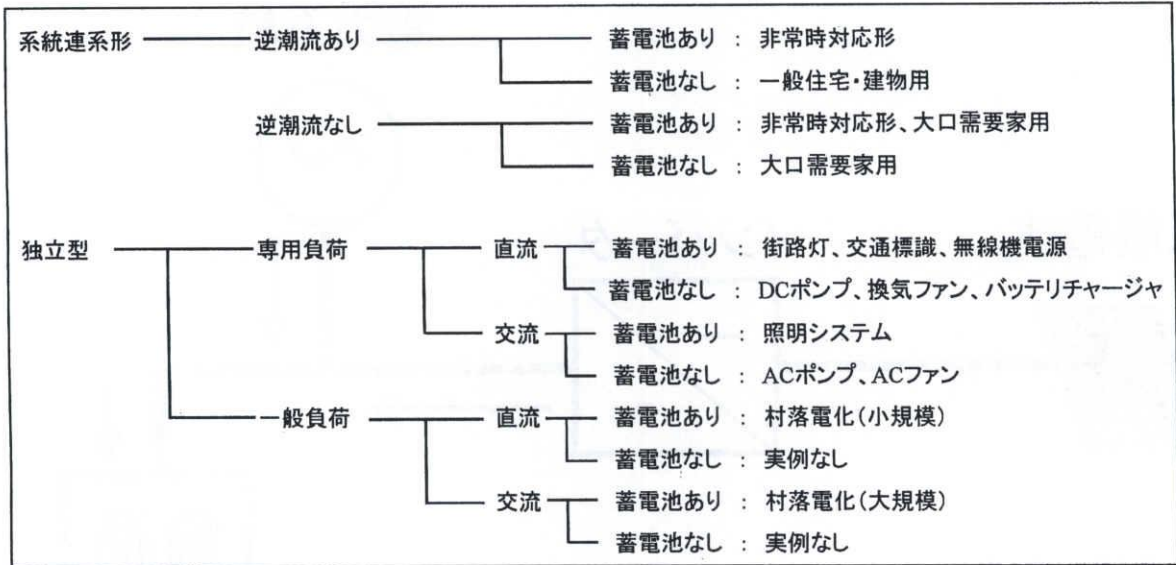


図2.2 太陽光発電システムの分類例

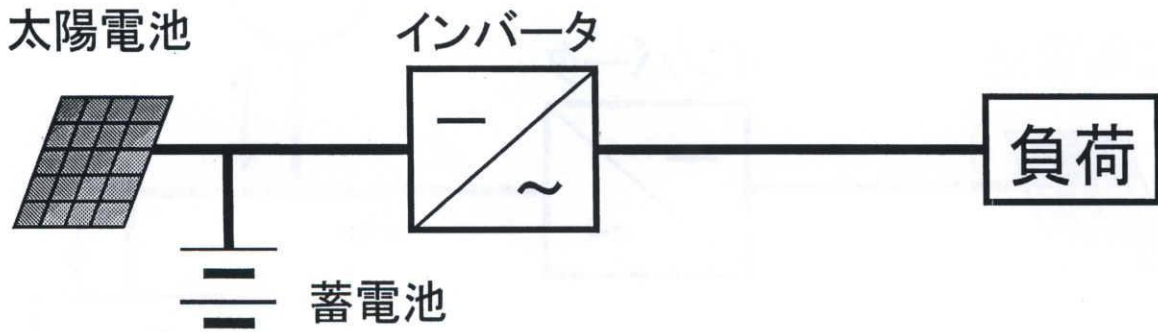


図2.3 独立型PVシステムの構成

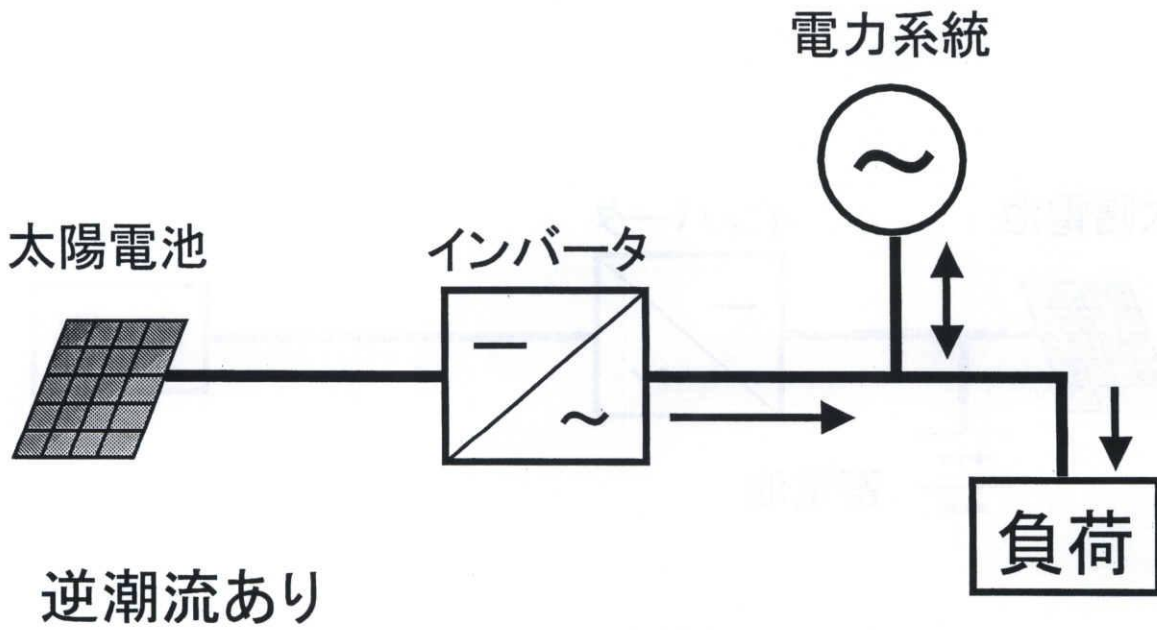
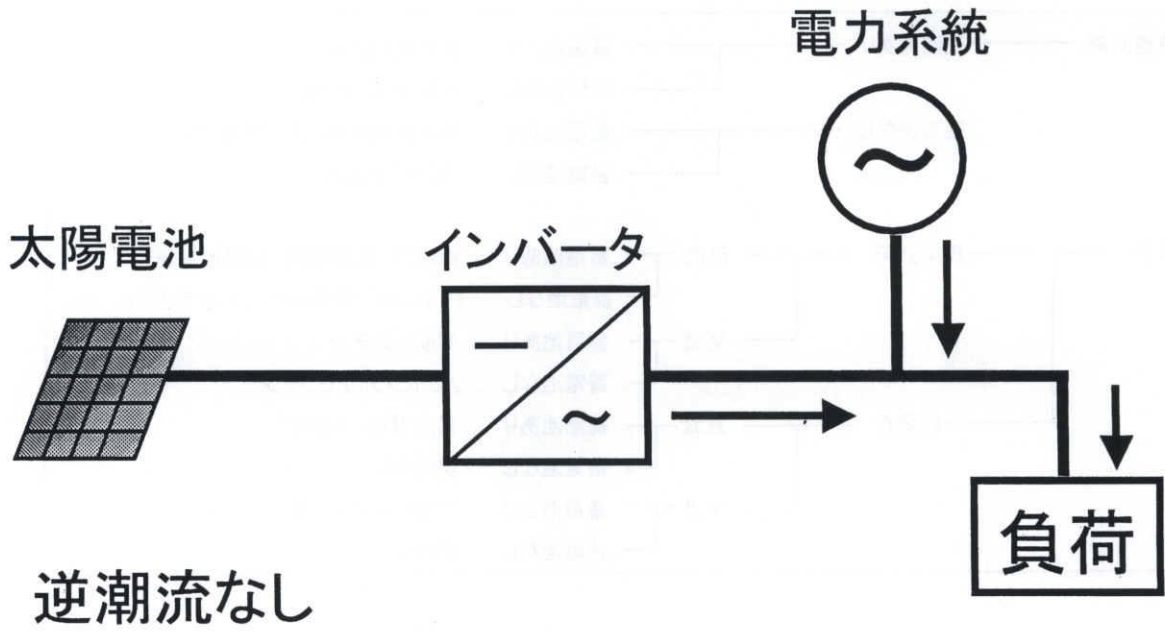


図2.4 系統連系PVシステムの構成

2. 2 太陽電池セル・モジュール・アレイ⁽¹⁾

(1) 太陽電池セル

太陽電池は、光エネルギーを直接電気エネルギーに変換する機能を持つもので、最小単位は「太陽電池セル」と呼ばれる。太陽電池セルは 10~15cm 角の板状のシリコンに pn 接合を形成した半導体の一種である。太陽電池セルはそのままでは発生電圧が約 0.5V と低いため、複数直列に接続しモジュールとして用いられる。

(2) 太陽電池モジュール

数十枚の太陽電池セルを耐候性パッケージに納めて構成されている。太陽電池モジュールの中でセルを直列・並列接続し、所定の電圧、出力を得られるようにする。出力は小さなものでは数 mW のものから大きなものは数百 W までさまざまである。太陽電池モジュールの変換効率は、単結晶シリコンが 14~17%、多結晶シリコンが 12~15%、アモルファスシリコンや化合物半導体 (Cds, CdTe など) は 8~11% である。

(3) 太陽電池アレイ

太陽電池モジュールを組み合わせて屋根や地上に設置した太陽電池全体をアレイと呼ぶ。図 2. 5 に太陽電池セル、モジュール、アレイの関係を示す。太陽電池アレイは、複数枚の太陽電池モジュールを直列・並列に接続し所望の電圧値と発電電力が得られるように構成する。

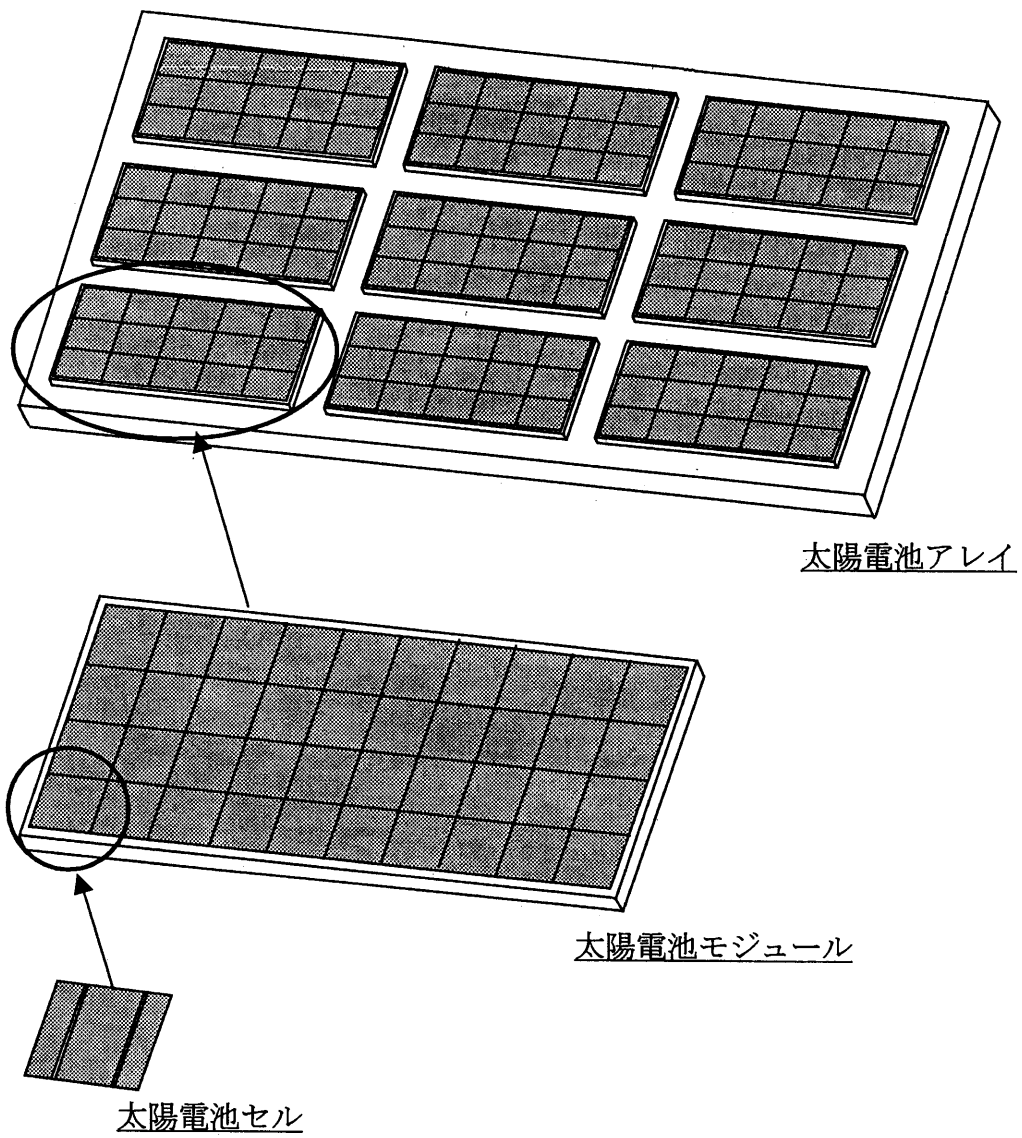


図2.5 太陽電池のセル・モジュール・アレイ

2. 3 太陽電池アレイの回路構成^{(1), (2)}

太陽電池アレイの回路構成を図 2. 6 に示す。太陽電池モジュールの集合体であるストリング、バイパス素子、逆流防止素子、接続箱などで構成されている。ここでストリングとは、太陽電池アレイが所定の出力電圧を満足するように太陽電池モジュールを直列接続したものである。各ストリングは逆防止素子を介して並列接続する。また、太陽電池アレイの直流回路は接地しないのが国内では通例である。

(1) バイパス素子

太陽電池モジュールの中で、その一部の太陽電池セル（以下セルと略記）が木の葉や建築物の影になると、その部分のセルは発電量が極端に低下する。太陽電池は発電をしていないと単にダイオードとしてみなすことができ、このセルには、直列接続されている太陽電池すべての電圧が印加される。この電圧が素子を破壊する恐れがある。そうでなくとも、高抵抗となったセルに電流が流れ発熱し、セルが高温になると、セルおよびその周辺の充填樹脂が変色・変形する。さらにこれが続くと熱よりセルおよびモジュールの破損にいたる。これを防ぐために、発電量が極端に低下したセルもしくはモジュールに流れる電流を迂回させるバイパス素子を接続する。

一般的には、太陽電池アレイを構成する太陽電池モジュールごとにバイパス素子を接続するのが一般的である。ほとんどの場合、バイパス素子にはダイオードが使用される。図 2. 6 に示すように、太陽電池の正極側をカソード、負極側をアノードに接続する。太陽電池メーカーによっても異なるが、モジュールにバイパス素子を内蔵させて出荷している場合が多い。

(2) 逆流防止素子

太陽電池モジュールに、他の太陽電池や蓄電装置からの電流が回り込むのを阻止するために接続するもので、一般にダイオードが使用される。この逆流防止ダイオードは、接続箱内に設置するのが通例であるが、太陽電池モジュールの端子箱内に設置する場合もある。

太陽電池モジュールは、木の葉などの付着や近接する建造物などの陰になると、ほとんど発電しなくなる。このとき、太陽電池アレイやストリングが並列回路を構成しているとすると、太陽電池アレイのストリング間に出力電圧の差が生じる。こ

の出力電圧の差が一定の値以上になると、他のストリングから電流の供給を受け本来とは逆向きの電流が流れる。この逆電流を防止するために、ストリングごとに逆流防止ダイオードを接続する。

また、太陽電池アレイの直流出力回路に蓄電池が接続してある場合、夜間などの太陽電池が発電しない時間帯には、太陽電池は蓄電池にとって負荷となってしまう。この蓄電池からの放電は、日射が回復するか蓄電池の容量がなくなるまで続き、蓄電池に蓄えた電力がむだに消費される。これを防止するのも逆流防止ダイオードの役目である。

(3) 接続箱

接続箱は、

- 複数の太陽電池モジュールの接続を整然と行なう
- 保守・点検時に回路を分離し点検作業を容易にする
- 太陽電池アレイに故障が発生しても停止範囲を極力少なくする

などの目的で設ける。接続箱には、直流出力開閉器、避雷阻止、逆流防止ダイオード、端子台などを設置する。また、絶縁抵抗測定や定期的な短絡電流確認のために、出力短絡用開閉器を設置する場合がある。

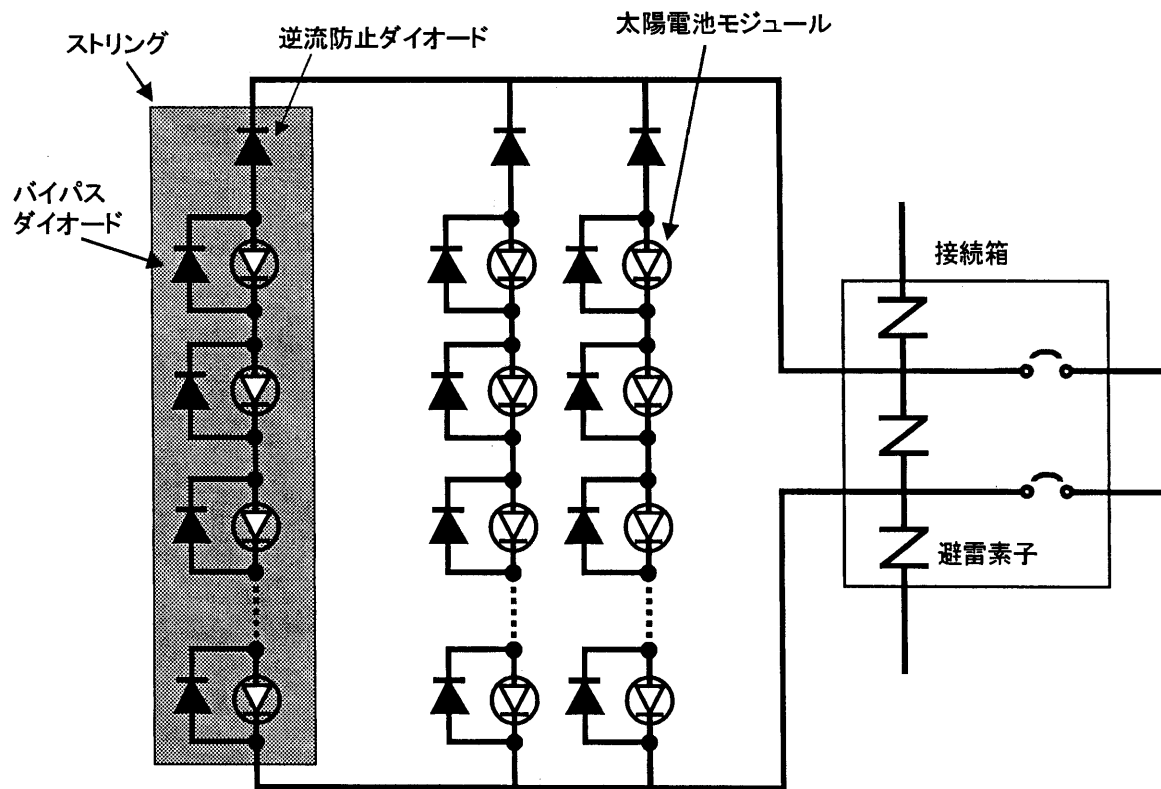


図2.6 太陽電池アレイの回路構成

2. 4 系統連系インバータ^{(1)~(3)}

(1) 系統連系インバータの概要

系統連系インバータは太陽電池から出力される直流電力を交流電力に変換し、交流系統に接続された負荷設備に電力を供給すると同時に、余剰電力を系統に逆潮流する装置である。系統連系インバータは連携する系統の電気方式により異なり、系統の電気方式は単相2線、単相3線、三相3線（ Δ およびY結線）式などがあり、系統連系インバータも単相用と三相用とで区別される。

系統連系インバータの回路方式には図2. 7と以下に示すように、大別して3種類ある。

- 商用周波変圧器絶縁方式
- 高周波変圧器絶縁方式
- トランスレス方式

商用周波変圧器絶縁方式は、PWMインバータを用いて商用周波数の交流を作り、商用周波数の変圧器を用いて絶縁と電圧変換を行なう。耐雷性やノイズカット性に優れているが、商用周波変圧器を用いるため重量が重い。高周波変圧器絶縁方式は、小型・軽量であるが、回路が複雑になる。トランスレス方式は、小型・軽量でコストも安くできるが、商用電源との間は非絶縁である。商用周波変圧器絶縁方式以外は、直流電流流出の検出機能を設けて安全性を高めている。

この系統連系インバータは、PVシステムの中核であり、この系統連系インバータの構成がPVシステムの構成であるといっても過言ではない。本論文では、系統連系インバータ内部の回路構成や、制御方式について取り扱う。

(2) トランスレス方式の回路構成

トランスレス方式の回路概略図を図2. 8に示す。この方式は、コスト、寸法、重量、および効率の面において優位であり、系統連系インバータの主流方式である。図2. 8に示すように、この方式は、太陽電池の直流電圧を系統連系するインバータの必要とする電圧まで昇圧するコンバータと、直流を交流に変換するインバータ、および、系統連系保護、単独運転検出、MPPT制御、力率制御などの機能を持つ制御回路で構成される。これらの機能については次節で述べる。さらに、系統と連系するための機械的開閉器を設けてあり、異常時には系統からインバータを電氣的に切り離しできる。

	回路図	説明
1 商用周波変圧器 絶縁方式	<p>DC⇒AC PV インバータ 商用周波変圧器</p>	太陽電池の直流出力を商用周波の交流に変換したあと、変圧器で絶縁する。
2 高周波変圧器 絶縁方式	<p>DC⇒AC AC⇒DC DC⇒AC PV 高周波インバータ 高周波変圧器 商用周波インバータ</p>	太陽電池の直流出力を高周波の交流に変換したあと、小型の高周波変圧器で絶縁を取り、その後いったん直流に変換し、再び商用周波の交流に変換する
3 トランスレス方式	<p>PV コンバータ インバータ</p>	太陽電池の直流出力をDC-DCコンバータで昇圧し、インバータで商用周波の交流に変換する

図2.7 系統連系インバータの回路方式

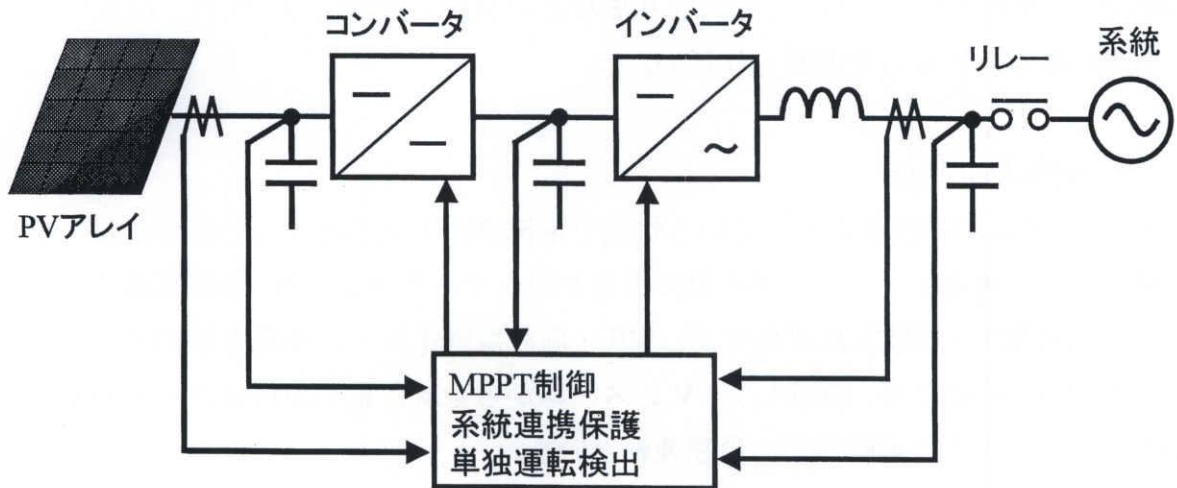


図2.8 トランスレス方式系統連系インバータの回路構成

(3) 系統連系インバータの機能

系統連系インバータは直流を交流に変換するだけでなく、以下に示すように太陽電池の性能を最大に引き出すために機能、異常時や故障時のための保護機能などを備えている。ここでは、主要な機能について説明する。

- 自動運転停止機能

系統連系インバータは、早朝、日の出と共に日射強度が増大して出力が取り出せる条件になると、自動的に運転を開始する。一旦運転をはじめると、太陽電池の出力を監視し、自動的に運転する。日の入り時には、出力が取り出せる限り運転を継続し、日没時に運転を停止する。曇りの日や雨に日でも運転を継続することができるが、太陽電池の出力が小さくなり系統連系インバータ出力がほぼゼロになると待機状態になる。

- 最大電力点追従制御

太陽電池の出力は日射強度や太陽電池表面温度によって変動する。これらの変動に対して太陽電池の動作点が常に最大出力点を追従するように変化させ、太陽電池から最大の出力を取り出す制御を最大電力点追従制御 (Maximum Power Point Tracking 制御 : 以下 MPPT 制御と略記) という。この MPPT 制御は、図 2. 8 中の太陽電池と直接接続されるコンバータによって行なわれる。MPPT 制御の方式はこれまでに種々の方式が提案されているが、主に山登り法 (Perturb and Observe method) が使用されている。この山登り法などの MPPT 制御については、次章で詳しく述べるのでそちらを参照されたい。

- 単独運転防止機能

PV システムが系統連系されている状態で系統側に停電が発生した場合において、負荷電力が系統連系インバータの出力電力と同一である場合には、系統連系インバータの出力電圧・周波数は変化せず、電圧・周波数継電器では停電を検出することができない。そのため、継続して PV システムから系統に電力が供給される可能性がある。このような運転状態を単独運転という。

単独運転が発生すると、電力会社の配電網から電氣的に切れている配電線に PV システムから電力が供給され、保守点検者に危害を及ぼす恐れがある。このため PV システムの運転を停止する必要があるが、単独運転状態では、前述のように電

圧計電器、周波数継電器では保護できない。その対策として、単独運転防止機設けられ、安全に停止できるようになっている。

単独運転防止機能の方式は、受動的方式と能動的方式の2種類あり、系統連系インバータはこの2種類を備えている。受動的方式とは、連系運転から単独運転へ移行したときの電圧波形や位相などの変化を捉えて単独運転を検出しようとするものであり、能動的方式とは、常にインバータに変動要因を与えておき連系運転時にはその変動要因が出力に現れず、単独運転時には現れるようにして異常を検出しようとするものである。表2. 1および表2. 2に各方式の概要を示す。

表2. 1 単独運転防止機能 受動的方式

種 別	概 要
1. 電圧位相跳躍検出方式	単独運転移行時のインバータ出力が力率1運転から負荷の力率に変化する瞬間の電圧位相の跳躍を検出する。 単独運転移行時に位相変化が発生しない時は検出できない。 誤動作が少なく実用的である。
2. 第三次高調波電圧急増検出方式	単独運転移行時の変圧器の励磁電流供給に伴う電圧歪みの急増を検出する。 負荷となる変圧器との組み合わせのため誤動作の確率が比較的高い。
3. 周波数変化率検出方式	主として単独運転移行時に発電電力と負荷の不均衡による周波数の急変を検出する。

表2. 2 単独運転防止機能 能動的方式

種 別	概 要
1 周波数シフト	インバータの内部発信機に周波数バイアスを与えておき、単独運転時に現れる周波数変動を検出する。
2 有効電力変動方式	インバータ出力に周期的な有効電力変動を与えておき、単独運転時に現れる電圧、電流、あるいは周波数変動を検出する。 常時出力が変動する可能性がある
3 無効電力変動方式	インバータ出力に周期的な無効電力変動を与えておき、単独運転時に現れる周波数変動などを検出する。
4 負荷変動方式	インバータの出力と並列にインピーダンスを瞬時的勝周期的に挿入し、電圧または電流の急変を検出する。

- 自動電圧検出機能

PVシステムを系統に接続して逆潮流運転を行なった場合、電力の逆送のため受電点の電圧が上昇し、電力会社の運用範囲を超える可能性がある。これを避けるために自動電圧調整機能を設けて、電圧の上昇を防止している自動電圧調整機能には次の二つの方法がある。ただし、小容量のものは電圧上昇の可能性が極めて少ないため本機能を省略することができる。

「進相無効電力制御」 系統連系する場合、通常は力率1で運転を行なっている。連系点の電圧が上昇し設定電圧以上になると、力率1の制御を解消し、インバータの電流位相を系統電圧より進める。それにもない系統側から流入する電流が遅れ電流となり、連系点の電圧を下げる方向に作用する。これにより電圧上昇を抑制する。

「出力制御」 進相無効電力制御による電圧抑制が限界に達し、それでも系統電圧が上昇する場合には、PVシステムの出力量そのものを制限して連系点の電圧の上昇を防止する。

- 直流検出機能

系統連系インバータは、半導体スイッチを高周波でスイッチング制御をしているため、素子のバラツキなどによりその出力にはわずかながら直流分が重畳する。商用周波絶縁変圧器を内蔵しているものでは、この直流分は絶縁変圧器により阻止されるので、系統側に流出することはないが、高周波変圧器絶縁方式やトランスレス方式では、出力が直接系統に接続されるため、直流分が存在すると柱上変圧器の磁気飽和など系統側に悪影響を与えることになる。

これを避けるために、高周波変圧器絶縁方式やトランスレス方式の系統連系インバータでは、出力電流に重畳する直流分が定格交流出力電流の1%以下であることが要求されており、直流分を抑制する直流制御機能とともに、万一この機能に障害が生じた場合に運転を停止させる保護機能がある。

- 直流地絡検出機能

トランスレス方式の系統連系インバータは、太陽電池と系統側が絶縁されていな

いため、太陽電池の地絡に対する安全対策が必要である。通常、受電点には、漏電遮断器が設置されており、屋内の配線や負荷機器の地絡を監視しているが、太陽電池の地絡が発生すると、地絡電流に直流成分が重畳し、通常の漏電遮断器では保護できない恐れがある。よって、系統連系インバータ内部に直流の地絡検出器を設置し、これを検出・保護することが必要である。検出レベルは、通常 100mA 程度に設定されることが多い。

2. 5 蓄電装置

本論文では、蓄電装置のない系統連系システムを想定しているが、ここでは、蓄電装置を付加した PV システムについて簡単に述べる。

系統連系の PV システムに蓄電池を負荷することにより、災害時の電力供給、発電電力急変時のバッファ、電力貯蔵、ピークシフトなどシステムの適用範囲を拡大することができる。将来、多数の PV システムが系統に連系された時の系統電圧安定化のためにも、蓄電池の活用が期待されている。

海上や、山間部などの商用電源のないところで活用される独立型システムについては、ほぼすべてのシステムに蓄電池が接続されており、発電不足時や夜間・不日照時の負荷への電力供給をまかなっている。また、独立型システムにおいては、通常の運転時においても PV システムの出力電圧安定化のために蓄電池を活用することが多い。

蓄電池には、鉛蓄電池、ニッケルカドミウム蓄電池、ニッケル水素電池、リチウム蓄電池などが実用化されている。

蓄電池付き系統連系システムの概要

系統連系システムに蓄電池を用いれば、通常の系統連系システムに比べて機能の向上を図ることができる。蓄電池付き系統連系システムは、停電時に非常用の負荷に電力を供給する防災対応型、電力付加のピークを制御する負荷平準化対応形などに分類される。

負荷平準化対応形は、設置される蓄電池の大きさにより、日射急変に対して系統への負荷急変の影響を少なくするための日射急変保証形、発電電力のピークと需要のピークを数時間補償するためのピークシフト形、太陽光発電と夜間に充電した蓄

電池の放電の双方より昼間の負荷をまかなう夜間電力貯蔵形などに分類できる。

(1) 防災対応形

防災対応形システムを図2.9に示す。本システムは、通常、系統連系システムとして動作し、災害時などの停電時にはインバータを自立運転に切り替えるとともに特定の防災対応負荷に電力を供給するものである。

(2) 負荷平準対応形（ピークシフト形、夜間電力貯蔵形）

図2.10に示すように、太陽電池出力と蓄電池出力を併用して負荷のピーク時にインバータを必要な出力で運転し、受電電力の増大を抑制し基本電力料金を節減しようとするものである。このシステムが普及すれば需要者は電力料金の節減、電力会社はピーク電力対応の設備投資を削減できるなどのメリットがある。

ピーク電力を2～4時間程度ずらせる蓄電池を備えたものをピークシフト形といい、夜間電力で充電し、昼間のピーク時に放電して昼間電力を蓄電池から供給しようとするものを夜間電力貯蔵形という。

(3) 系統安定化対応形

太陽電池と蓄電池を並列運転し、天候急変や系統不可急変時に蓄電池を放電し、太陽電池の出力が増大して系統電圧が上昇しようとする時には蓄電池を充電して逆潮流を減らし電圧の上昇を防止するものである。

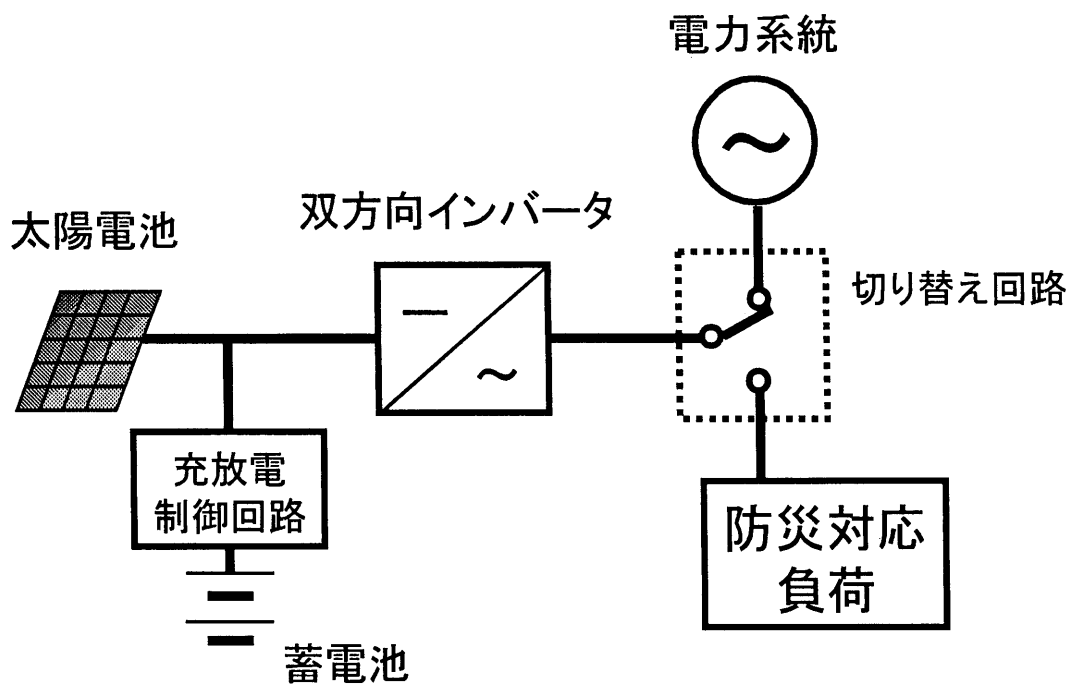


図2.9 防災対応形システム

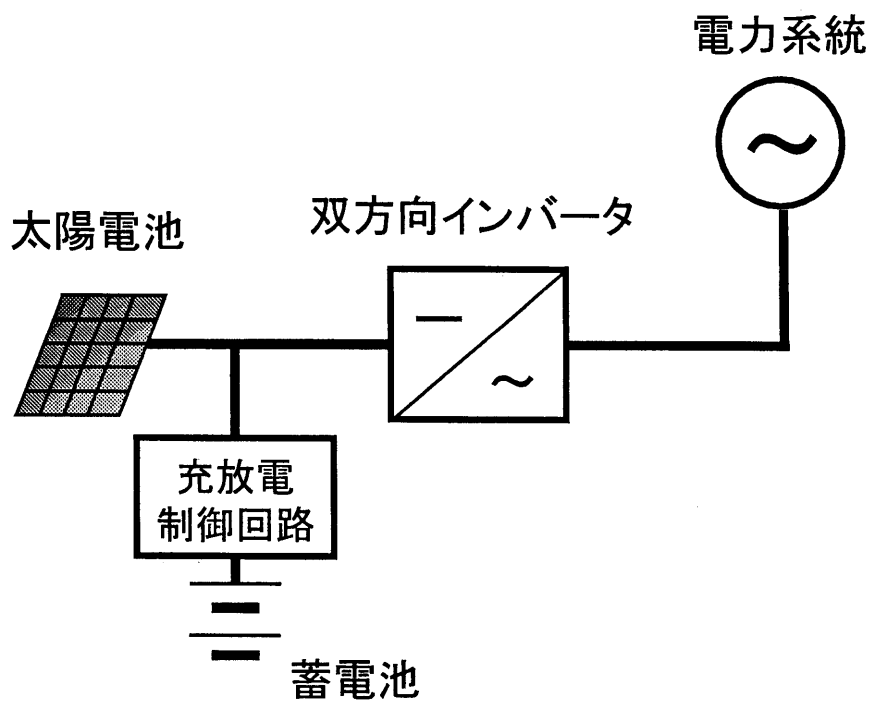


図2.10 負荷平準化対応形システム

2. 6 システムシミュレータと太陽電池モデル

この節では、本論文で PV システムシミュレータとして使用した、回路シミュレータおよび太陽電池モデルについて述べる。

(1) 回路シミュレータ回路解く蔵のアルゴリズム⁽⁴⁾

回路解く蔵 (Transient Analysis Programs “Tokuzo” 以下 TAP-T) のアルゴリズムについて述べる。解析フローチャートを図 2. 1 1 に示す。微小な計算刻み幅 Δt 毎に回路方程式を解いて回路の電流・電圧を得る。これを解析終了時間まで繰り返す。

定式化法・積分法

定式化は、SPICE をはじめとして多くの解析プログラムで採用されている接点解析法で行なう。積分法はオイラー法を用いる。オイラー法の解析精度は、トラペゾイド法 (TR 法) やルンゲ・クッタ法などに比べると劣るが、TR 法ではスイッチングの際に、電圧・電流が振動的になる要因であることが知られている。正確なスイッチングの解析には振動問題がなく、演算時間を短くできるオイラー法が最も適している。

スイッチング素子モデル

汎用のシミュレータでは、ダイオードやトランジスタ等の半導体スイッチング素子は、関数近似による特性 (図 2. 1 2 (a)) を計算している。そのため、スイッチング時には細かな計算刻み幅で反復演算をする必要がある。パワーエレクトロニクス回路では、スイッチングの状態が頻繁に変化するため、計算時間が膨大となる。特に、複数のスイッチが変化する場合は、収束性の問題により解析が出来ないこともある。

「TAP-T」では、スイッチング素子はオン抵抗・オフ抵抗を持つ理想スイッチとして扱う。これにより、関数近似のための反復演算が不要で高速に演算ができる。スイッチング素子の V-I 特性は図 2. 1 2 (b) に示すとおりであり、回路開発や制御系設計のためにはこのモデリングで十分である。

スイッチング理論の処理法

スイッチのオン・オフ状態の妥当性は、図2. 11の解析フローチャート内の点線枠部にて決定する。図2. 11中⑤のブロックで、制御部の演算を行い、これをふまえて図2. 11中②のブロックで回路方程式を解く。得られた解に基づいて③のブロックでスイッチング状態の妥当性を判断する。表2. 2にスイッチのオン・オフ状態とスイッチの両端電圧との関係を示す。③のブロックで、表2. 2に対し矛盾すると判断した場合、スイッチの論理エラーとみなしてスイッチング状態を④のブロックで修正し、回路計算を再度行なう。これをスイッチング論理にエラーが無くなるまで繰り返すことで、スイッチング論理の矛盾を回避し、正当なスイッチング状態を選択する。

この「TAP-T」は電力変換器における回路動作モード、スイッチング論理の妥当性の検証、回路定数および制御系の設計を目的としている。さらに、数値振動抑制のためのダミー抵抗などが不要である。スイッチング素子はオン抵抗・オフ抵抗を持つ理想スイッチとし、スイッチング処理には簡単な選択アルゴリズムを用いているため高速な演算が行なえる。スイッチングの整合性に関して、同一計算ステップで判断・補正を施しているため、インダクタンスの開放などに伴う異常電圧の発生を防ぐことができる。といった特徴を持つ。

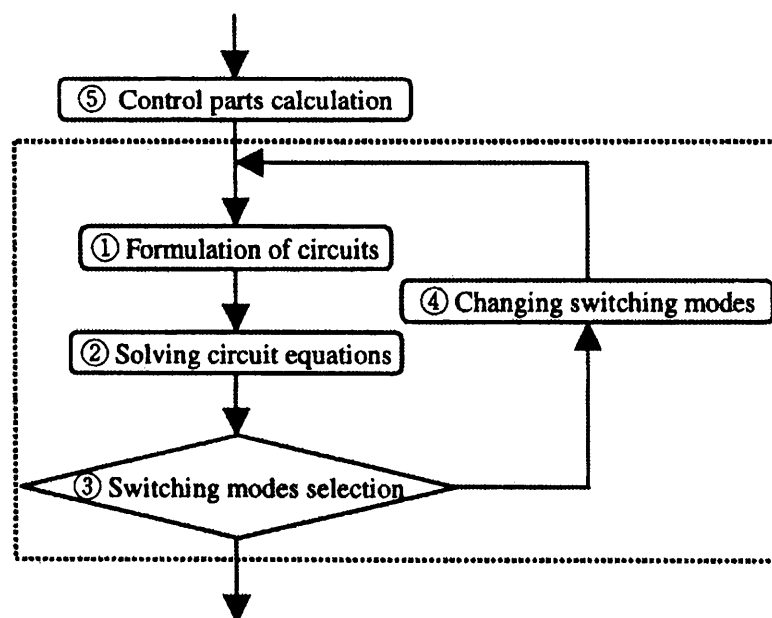


図2. 11 解析フローチャート

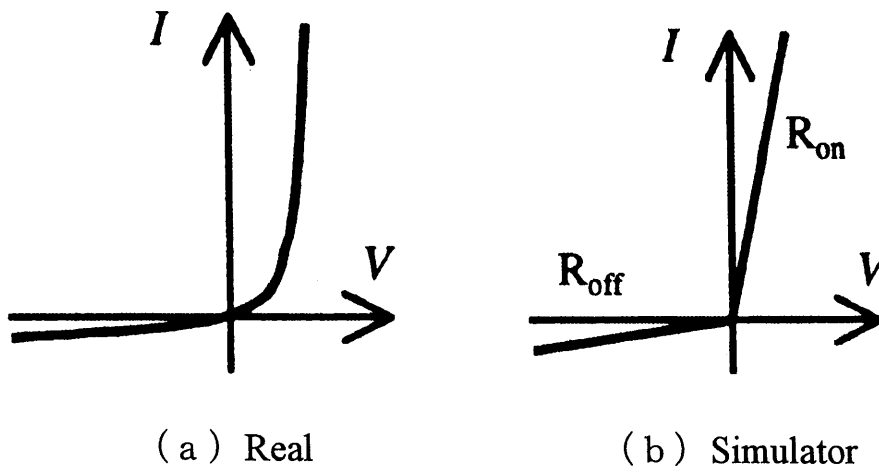


図2. 12 半導体スイッチ素子の特性

表2. 3 スイッチ状態と電圧の関係

	ON	OFF
Diode	$V_{AK} > 0$	$V_{AK} \leq 0$
Transistor	$V_G > 0$ and $V_{CE} > 0$	$V_{CE} \leq 0$

V_{AK} : diode voltage across anode and cathode

V_{CE} : transistor voltage across collector and emitter

V_G : gate signal

(2) 太陽電池モデル

太陽電池は、電圧源としても電流源としても取り扱えない特殊な電源である。ある照度において、太陽電池が電圧を発生しているとき、出力する電流の値は一つに定まる。これは、太陽電池は電源でありながら、一種の受動素子としてみることができる。太陽電池の一般的な特性は、次章で説明するため、ここでは、本論文で利用した太陽電池特性式^{(5),(6)}のみを式 2. 1 示す。

$$I = B \cdot S - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{qV}{AKT}\right) - 1 \right] \quad \dots \dots (2. 1)$$

B : 照度 $10kW/m^2$ における短絡電流レベル

S : 照度 [kW/s^2]

I_{sat} 飽和電流 [A]

q 電子の電荷量 $1.6 \times 10^{-19} [C]$

A : 接合定数

K : ボルツマン定数 $1.38 \times 10^{-23} [J/K]$

T : PN接合部温度 [K]

前述した回路シミュレータ「TAP-T」において、太陽電池を取り扱うには、電圧源もしくは電流源を式 2. 1 の特性曲線上のみで動作するように制御しなければならない。そのため、太陽電池モデルとして電圧源を使用する場合は電流を、電流源を使用する場合は電圧を太陽電池モデルにフィードバックさせ、その値に対応する電圧もしくは電流を出力する。太陽電池の特性上にない値が検出された場合は、出力できる上限値もしくは下限値を使用し、異常な電圧・電流を発生しないようにする。利用した太陽電池モデル（電流源タイプ）の演算フローチャートを図 2. 1 3 に示す。また、「TAP-T」における PV モデルを含んだ回路図の画像を図 2. 1 4 に示す。

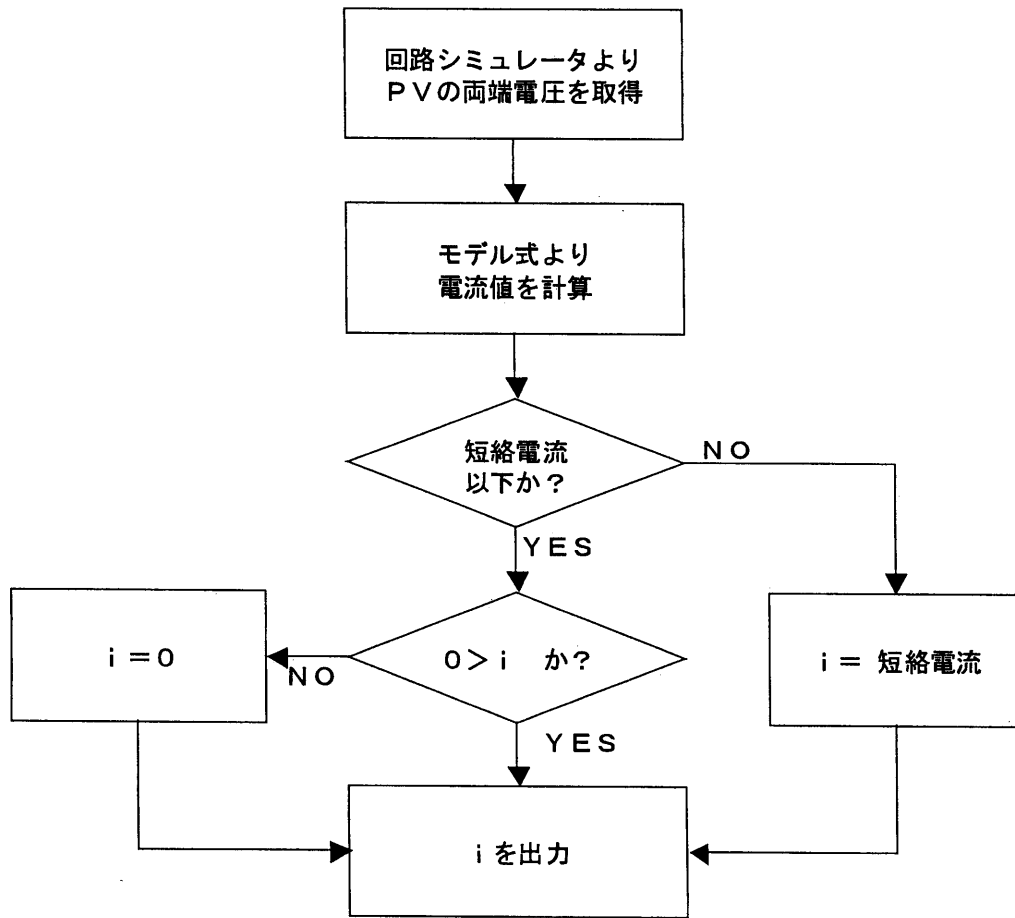


図2.13 太陽電池モデルの演算フローチャート

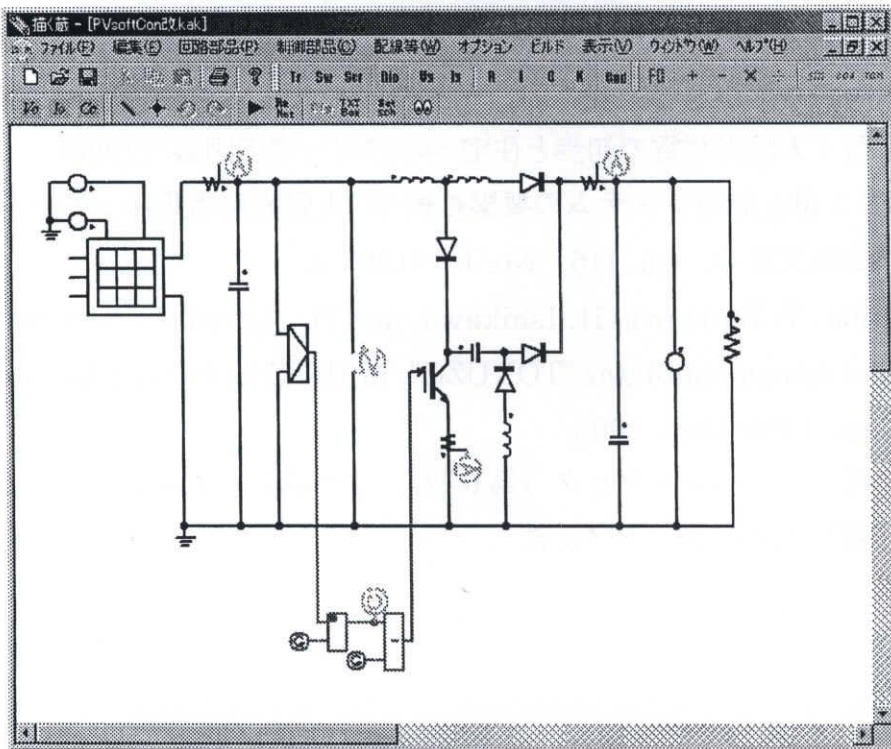


図2.14 「TAP-T」の回路図

第2章

参考文献

- (1) 太陽光発電懇話会 編：太陽光発電システムの設計と施工（改訂2版），オーム社（2000）
- (2) 西澤 義昭 著：太陽光発電の初歩と住宅への応用，理工図書（1998）
- (3) 岡土 千尋：太陽光発電システムの要素技術-2- 太陽光発電用インバータ技術，電気学会論文誌 C, vol. 115, No. 1（1995-1）
- (4) D. Tokushima, Y. Tanizawa, H. Ishikawa, and H. Naitoh, “A new circuit analysis and design simulator “TOKUZO”, in IEEE Industry Elec. Conf. 2003 Rec., pp. 1320-1325, 2003.
- (5) 電気学会：電気工学ハンドブック（第6版），オーム社（2001）
- (6) 電気学会；電気工学ポケットブック

第3章 最大電力点追従制御 瞬時最大電力追従法

3. 1 太陽電池の基本特性と最大電力点追従制御の必要性

太陽電池に光が入射した時に出力する、出力特性（電流-電圧特性と電力-電圧特性）を、式（3. 1）と図 3. 1 に示す。式（3. 1）は単結晶 Si 太陽電池の出力特性式である^{(1),(2)}。

$$I = B \cdot S - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{qV}{AKT}\right) - 1 \right] \quad \dots \dots (3. 1)$$

B ・ 照度 $1.0kW/m^2$ における短絡電流レベル

S 照度 [kW/s^2]

I_{sat} ・ 飽和電流 [A]

q 電子の電荷量 $1.6 \times 10^{-19}[C]$

A 接合定数

K ボルツマン定数 $1.38 \times 10^{-23}[J/K]$

T PN接合部温度 [K]

図 3. 1 から分かるように、太陽電池の出力特性には出力電力が最大となる動作点、最大電力点が存在し、動作させる電圧もしくは電流によって得られる電力が大幅に変動する。これは、接続する負荷の状態によっても出力電力が変動することを意味する。単に、負荷を接続しただけでは最大の電力を出力する動作点では動作することはほとんどありえない。太陽電池から最大の電力を得るには、何らかの変換器を接続し、これを制御する必要がある。

太陽電池の照度依存特性と温度依存特性を図 3. 2, 3. 3 に示す。図より、太陽電池の特性は照度、温度などの自然条件によって変化する。照度変化に対しては短絡電流が大きく変動し、開放電圧は若干変化する。温度変化に対しては、開放電圧が変動し、短絡電流も僅かに変動する。これらの変化に伴い、最大電力点も変動する。太陽電池を常に最大の電力点で動作させるには、自然条件によって常に変動

する最大電力点を追従することが必要である。それを実現するのが最大電力点追従 (Maximum Power Point Tracking 以下 MPPT と略記) 制御である。

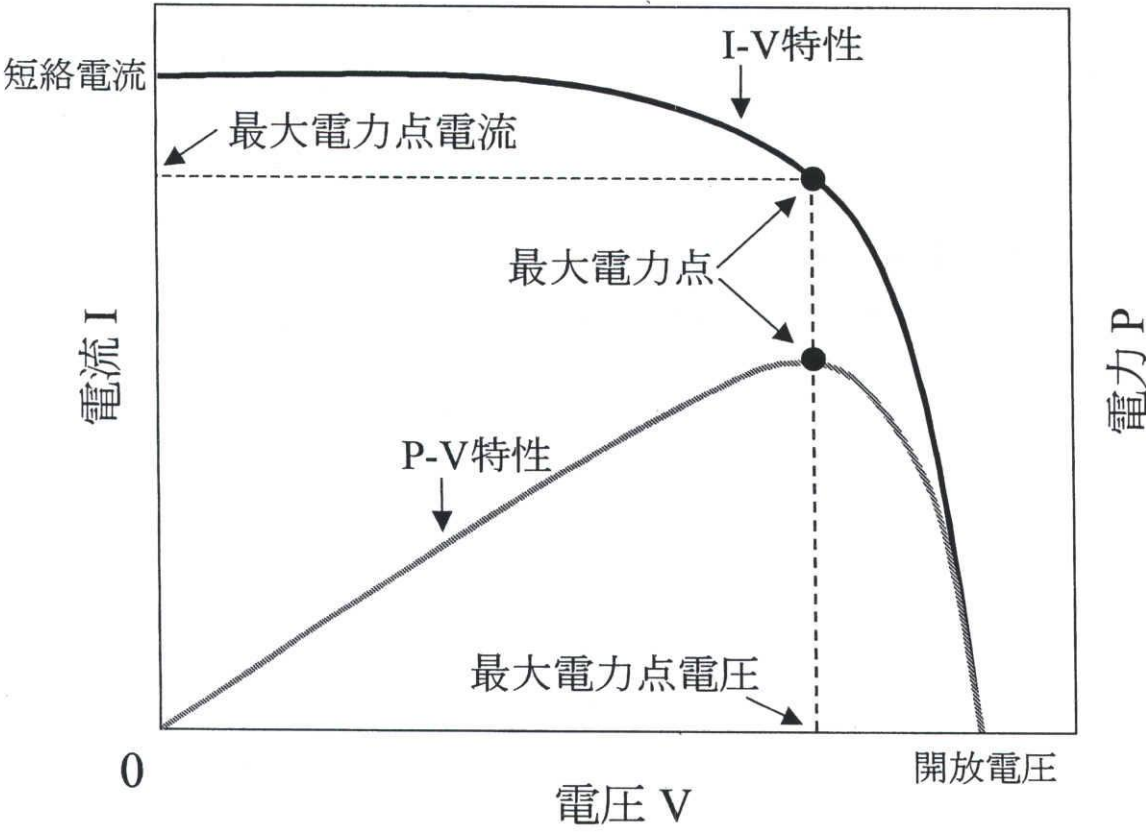


図3.1 太陽電池の出力特性

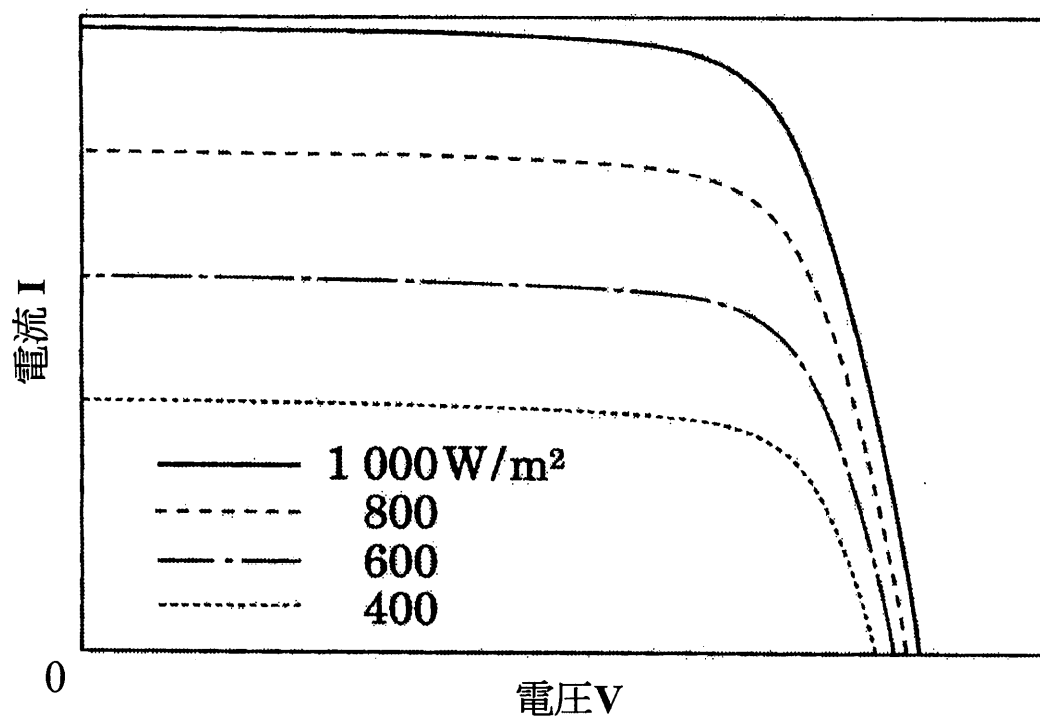


図3. 2 太陽電池の照度による特性変化

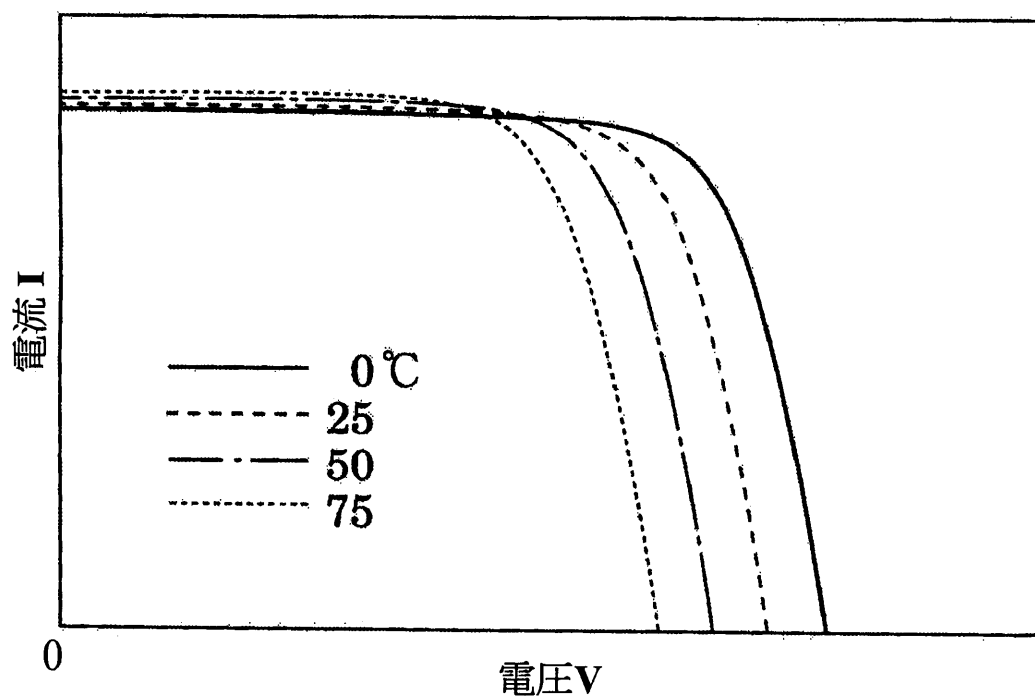


図3. 3 太陽電池の温度による特性変化

3. 2 MPPT 制御 従来制御法

MPPT 制御はすでにさまざまな方式が考案されている^{(3)~(8)}。ここでは、すでに既出の MPPT 制御法をいくつか紹介する。

(1) 従来山登り法 (Perturb and Observe method)

従来山登り法は最も一般的な MPPT 制御法である。この制御法は、太陽電池の動作電圧を一定時間間隔でわずかに変動させ、変動前と変動後の出力電力の比較を行い、常に出力電力が大きくなる方向に太陽電池の動作点電圧を変化させる。図 3. 4 に山登り法を使った MPPT 制御の例を示す。図 3. 4 の最大電力点より短絡側、A 点で太陽電池が動作しているとする。このとき、動作電圧を V_1 から V_2 に変化させると、電力は P_1 から P_2 に変動する。出力電力が $P_1 < P_2$ であるので、動作電圧を V_2 に変化させる。これを繰り返すことにより動作点が最大電力点に近づく。最大電力点より開放側、D 点で動作している時は、逆に動作点を V_4 から V_3 に変化させる。図 3. 5 に山登り法の制御フローチャートを示す。このような方法で従来山登り法 MPPT 制御は動作点を最大電力点付近で常に動作している。

従来山登り法の問題点

この手法は、MPPT の達成いかんにかかわらず、一定幅で動作点を振動させつづけることが必要なため、MPPT 達成後の定常状態でも最大電力点近傍で動作点の振動がのこり、電力の損失をまねく。これは、従来山登り法の本質的欠陥である。

定常状態における振動の例を図 3. 6 に示す。動作電圧を増加させ動作点 1 から動作点 2 (最大電力点) に動作点が移動させる場合、動作点電圧を ΔV 増加させる。動作点を増加させ電力が増加したため、次の制御も動作点電圧を増加させることとなる。結果として、動作点は最大電力点から動作点 3 に移動し、最大電力点から外れる。動作点 3 に移動後は、動作点電圧を ΔV 減少させ、動作点は最大電力点に戻る。その後、動作電圧をさらに ΔV 減少させるので、動作点は最大電力点から動作点 1 に移動し最大電力点からはずれる。

山登り法では、電力の偏差の正負を判定し、常に動作点を変動させる。したがって、最大電力点整定後も動作電圧を変化させるため、動作点は最大電力点付近を常に振動する。また、図 3. 7 の動作点振動の概念図に示すように、最大電力点付近での動作点の変動を少なくし、定常特性をあげるために ΔV の値を小さくすると、最大電力点に到達するまでの時間が増大し、定常特性と追従速度が両立できないという問題がある。

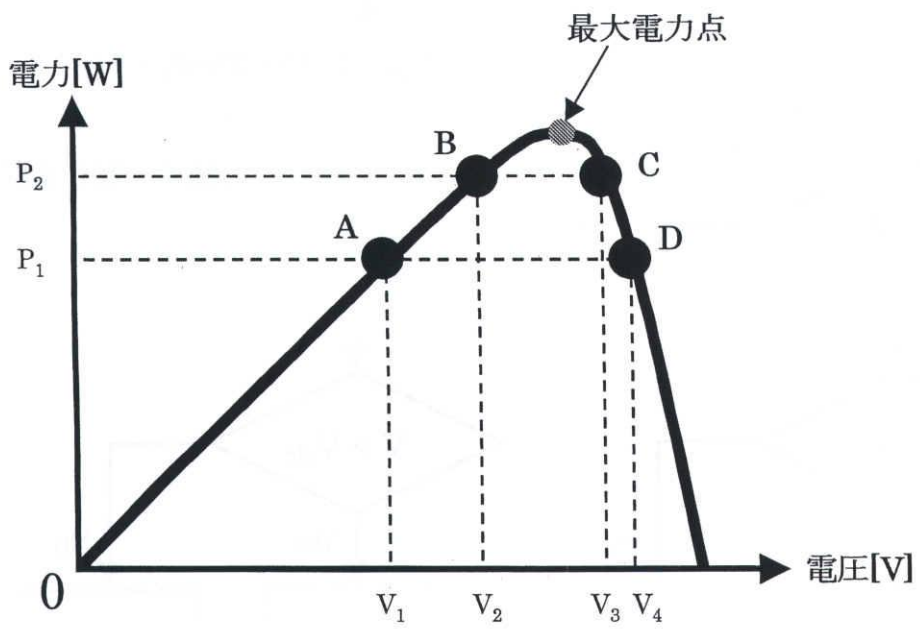


図3.4 山登り法の説明図

P 電力
P_{old} 動作点変動前の電力
V 動作点電圧
V_{old} 動作点変動前の動作電圧

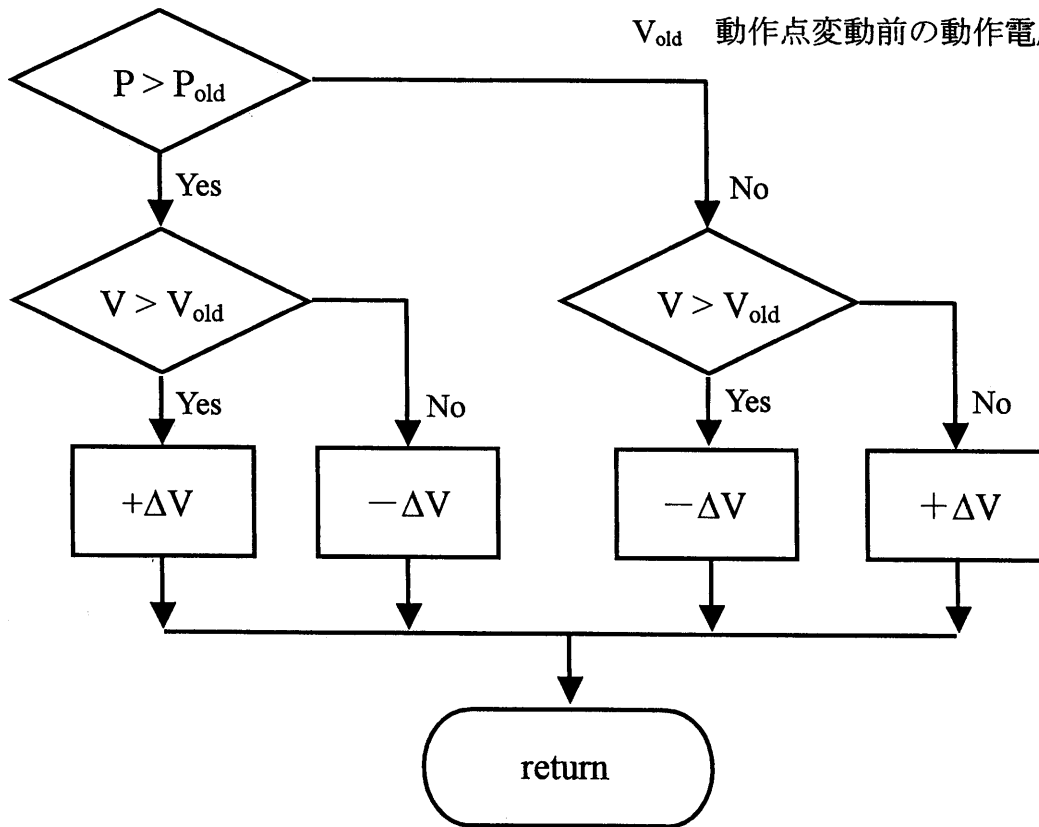


図3.5 山登り法制御フローチャート

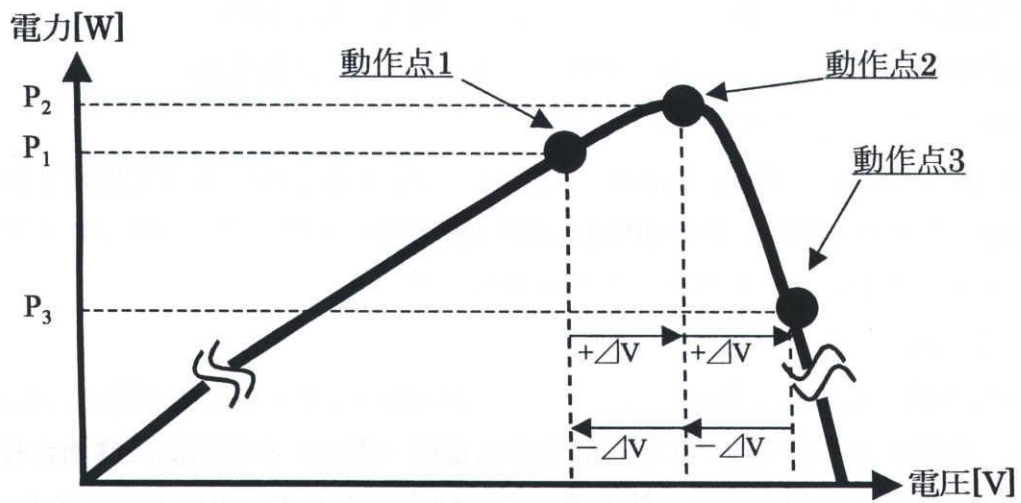


図3.6 山登り法 定常状態における動作点振動

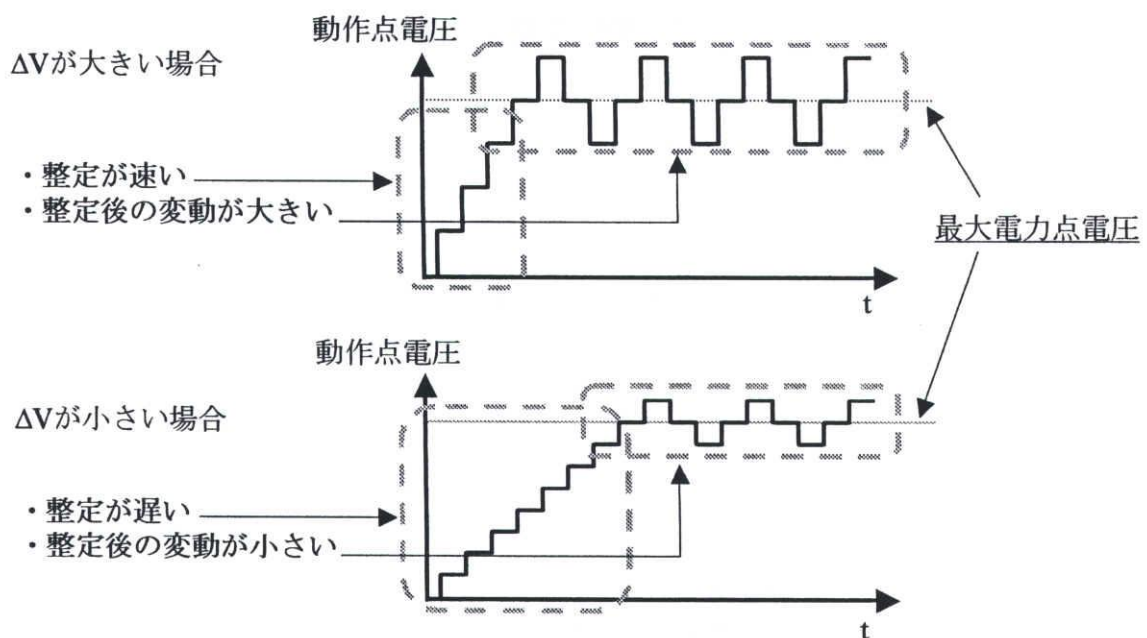


図3.7 山登り法 整定時間と摂動の関係

(2) dP/dV 法⁽⁶⁾

従来の山登り法を用いた MPPT 制御は、動作点が最大電力点に到達したあとも、最大電力点近傍で動作点の振動がのこり、電力の損失を招く問題があった。この最大電力点追従後の定常特性の問題を解決する手法として、太陽電池の P-V 特性の傾き、 dP/dV に着目した制御法が dP/dV 法である。

dP/dV 法は Yeong - Chau Kuo 氏、Tsorng - Juu Liang 氏によって提案された MPPT 制御法である。図 3. 8 に dP/dV 法の概略図を、図 3. 9 に dP/dV 法の制御フローチャートを示す。太陽電池の P-V 曲線に着目すると、最大電力点では dP/dV が 0、最大電力点より短絡側では dP/dV が正の値、最大電力点より開放側では dP/dV が負の値になることがわかる。そこで、 $dP/dV > 0$ ならば動作点電圧（電流）を開放側に移動させ、 $dP/dV < 0$ ならば動作点電圧（電流）を短絡側に移動させ動作点を最大電力点に移動させる。最大電力点に到達すると $dP/dV = 0$ であるため、動作点電圧（電流）を固定する。動作点電圧（電流）の変化幅は一定幅であり、 dP/dV の値は式 (3. 2) で求めている。

$$\frac{dP}{dV} \cong I + \frac{\Delta I}{\Delta V} V \quad \dots \dots (3. 2)$$

dP/dV 法は、従来山登り法で発生する、最大電力点到達後の動作点の振動がない。しかし、従来山登り法と同様に、動作点電圧（電流）の変動幅が一定であるため、最大電力点を正確に特定するためには変動幅を狭くする必要がある。それにより、最大電力点に整定するまで時間がかかる。

(3) 二値制御法^{(7),(8)}

この制御法は太陽電池の P-V 特性における最大電力点とその両側に同一の電力点が 2 点存在していることを利用している。

太陽電池の出力を図 3. 10 に示すような昇圧チョッパ回路に接続する。そのときの PV 特性上における動作点変動の様子を図 3. 11 に示す。昇圧チョッパ回路のスイッチ SW が導通のときは、動作点が短絡電流側へ向かい、開放時には開放電圧へ向かって移動する。いま、動作点が開放電圧点 A にあったとして SW を導通させると、電圧は減少し電流は増加する。次に、開放電圧 e_A の k 倍、つまり i_B , $e_B = ke_A$ になったときに SW を開放すると、今度は電圧が増加し電流が減少する。さらに、

動作点が電流 i_B の k 倍、すなわち $i_C = ki_B$, e_C になったとき SW を再び導通にする。同様に、動作点が電圧 e_C の k 倍 i_D , $e_D = ke_C$ になったとき SW を開放にする。このような制御を繰り返すことによって、最終的に動作点は C-D 間に収束し、最大電力点 P_M の近傍で定常振動 ($P_C \leftrightarrow P_M \leftrightarrow P_D$) するようになる。

以上のように、太陽電池の特性があらゆる動作周波数に対して図 3. 1 1 のようであるならば、この手法により電力を計測する必要なく単に電圧・電流の計測のみで MPPT 制御が達成される。

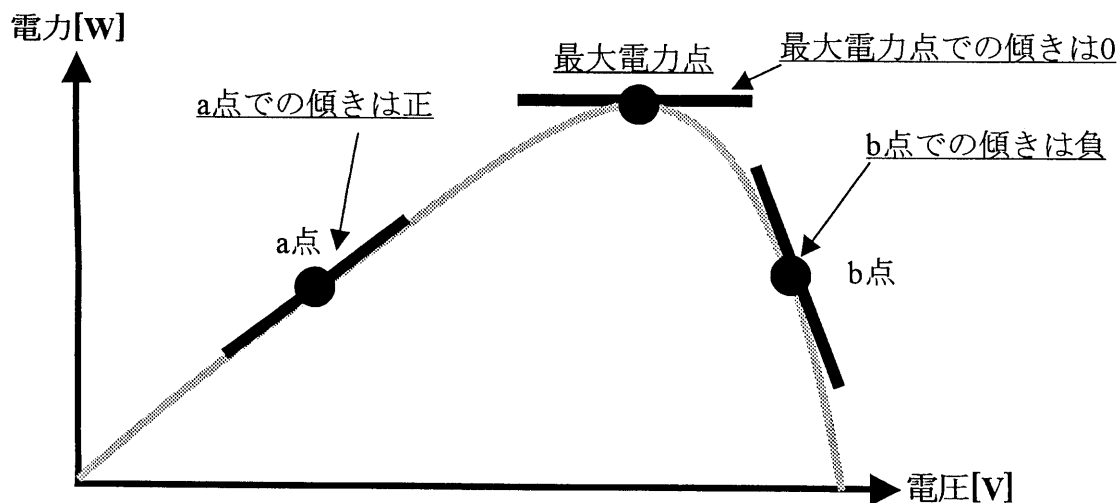


図3. 8 dp/dv 法 概略図

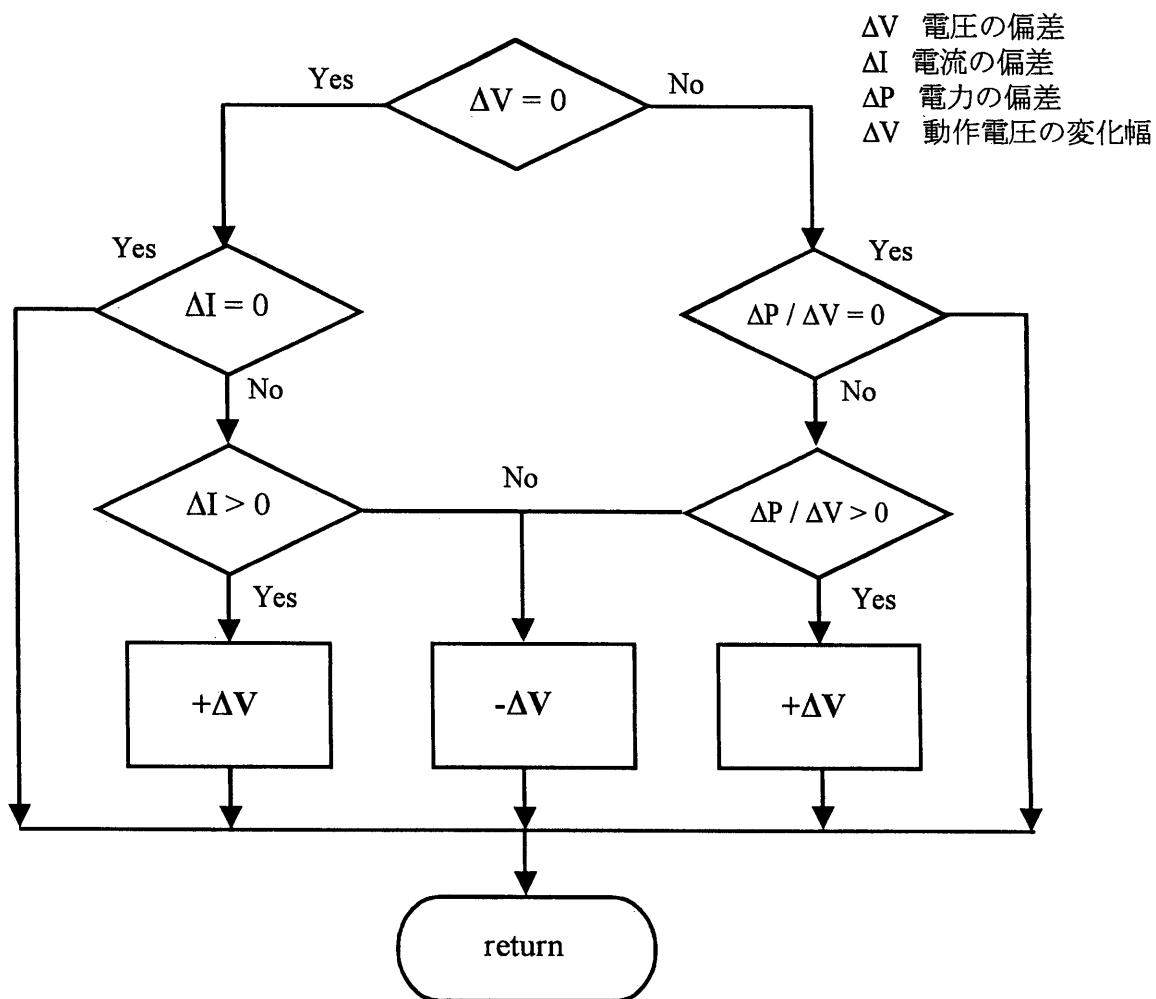


図3.9 dp/dv法 フローチャート

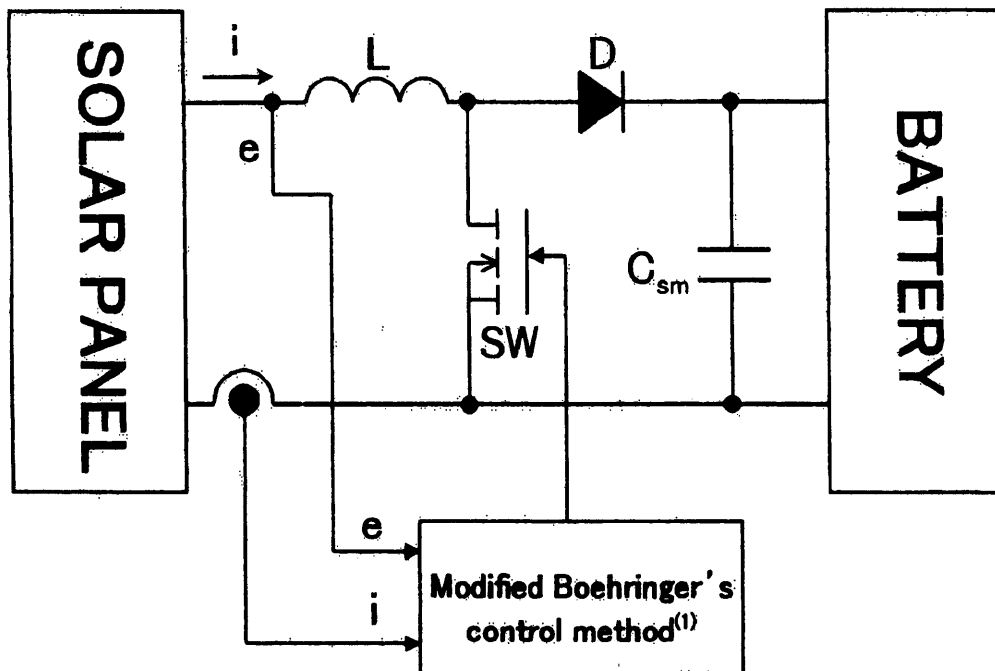


図3.10 二値制御法 昇圧チョッパを用いたPVシステム

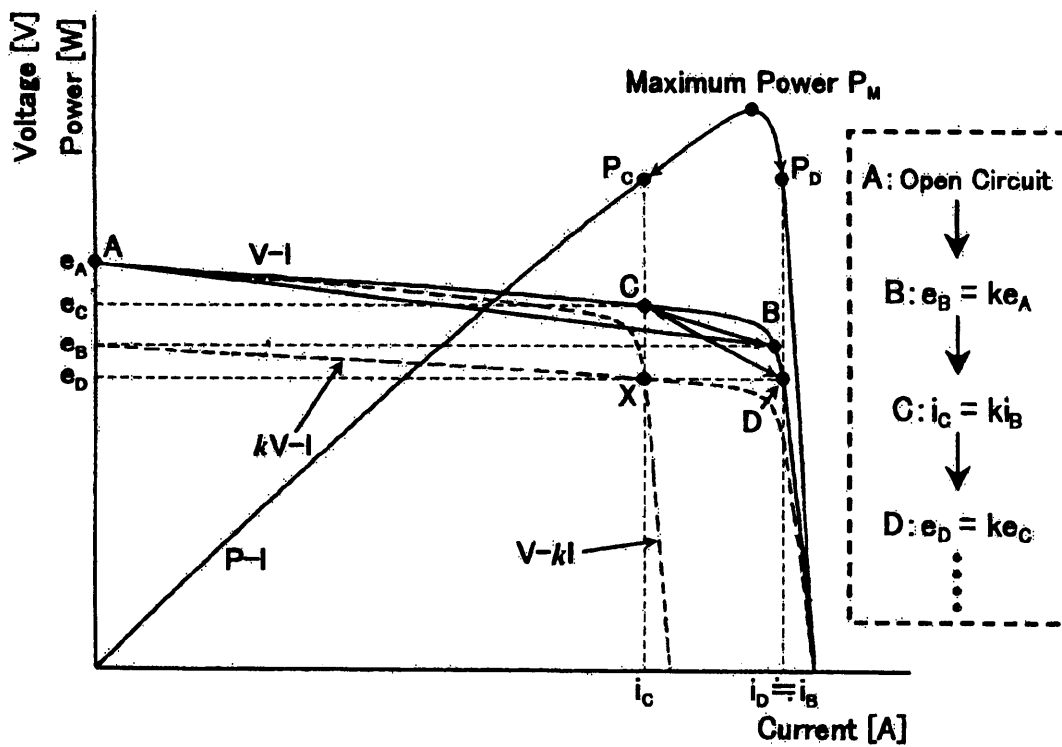


図3.11 二値制御法 太陽電池の静特性における動作点変動

3. 3 瞬時最大電力追従法による MPPT 制御の原理

本制御法は、動作点を最大電力点へ接近させる方向の特定に、PV に接続される変換器のスイッチング動作に起因する瞬時電力変動を利用する。動作点の最大電力点への追従制御には動作点電圧の平均値を用いる。瞬時値と平均値を適切に使い分けることにより、出力電力の迅速な過渡応答と最大電力点近傍での脈動が極めて小さい収束性を実現できる。

本章による MPPT 制御は、電力変換器としてチョッパを用いる。これを PV に接続し、PV の動作点電圧を動作点電圧指令値に追従させる。この指令値は、チョッパ入力段における、チョッパ電圧制御サンプリング期間（後述する ΔT と同一）の平均電圧である。

PV の動作電圧は必然的に、チョッパのスイッチング動作により、上記指令値（平均値）付近で脈動する。PV の電力もこれに応じて図 3. 12 に示した脈動を呈する。図 3. 12 (a) の P-V 特性曲線にて、双方向の矢印で示した動作点の範囲がこれに対応する。本制御法は、この電力の脈動を利用する。

制御のサンプリング周期を ΔT 、その間の瞬時電力の最大値を P_{MAX} 、これに対応する瞬時電圧を V_{MAX} とする。 ΔT 間の瞬時動作点電圧の平均値を V_{AVE} とする。図 3. 12 (a) において、動作点が最大電力点電圧より低い場合と、高い場合とで、それぞれ以下の関係が成立する。

$$V_{MAX} > V_{AVE} \quad \dots \dots (3. 3)$$

$$V_{MAX} < V_{AVE} \quad \dots \dots (3. 4)$$

図 3. 12 (a) から明らかなように、 V_{MAX} は必ず V_{AVE} よりも最大電力点に近い側に存在する。よって、 V_{AVE} が V_{MAX} を追従するよう制御をかければ、最大電力点に到達できるのである。

最大電力点近傍に達した図 3. 13 にて、上記追従動作の停留性を考察する。最大電力点近傍では図 3. 13 の P-V 特性曲線から分かるように、瞬時電圧の脈動、つまり動作点電圧の変化範囲が図 3. 12 (a) の場合とは異なり、 V_{MAX} の両側に亘る。 V_{MAX} への追従を続行すれば、 V_{MAX} は、この動作点電圧の変化範囲のほぼ中央に位置し、MPPT が達成できる。動作点が最大電力点電圧より低い場合でも同様

である。

上記制御原理にちなみ、本論文の MPPT 制御を瞬時最大電力追従法(Instantaneous Maximum Power Point Tracking Control : IMPTC と略記)と称する。

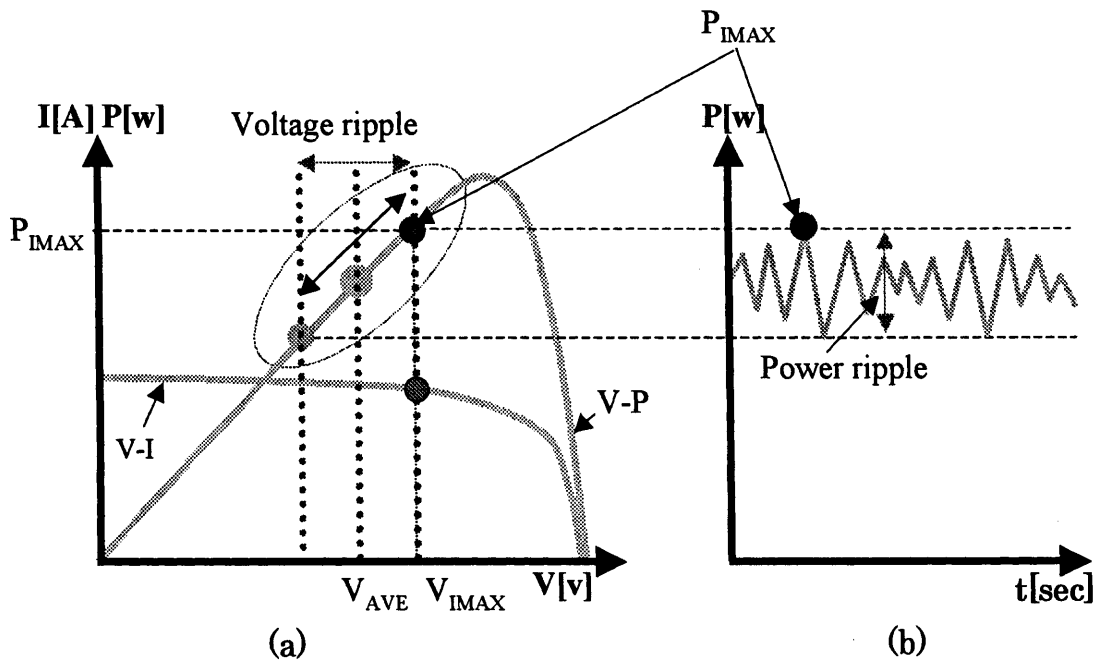


図3.12 スwitchングによるPVの電力脈動

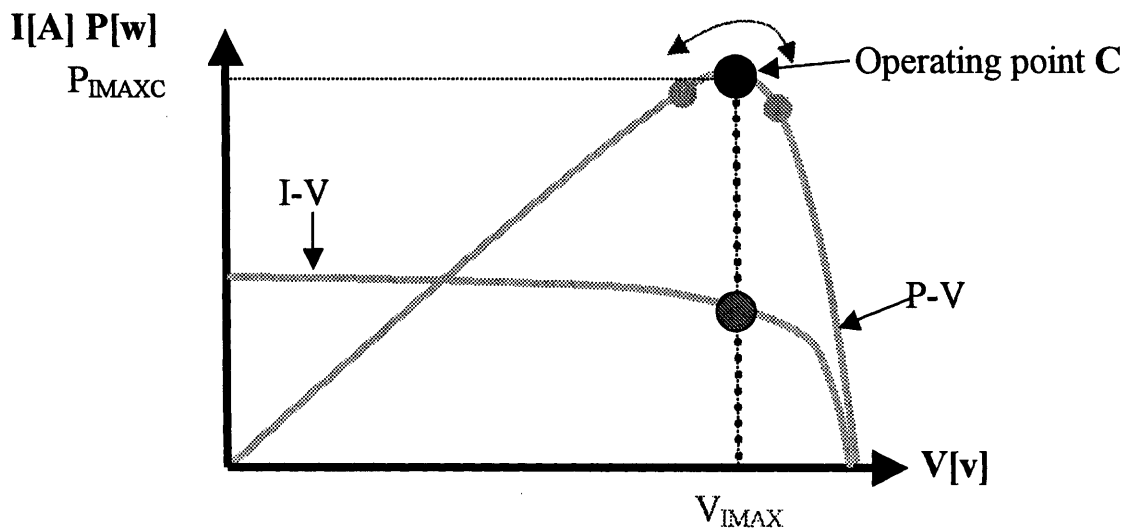


図3.13 最大電力点近傍における動作点の脈動

3. 4 動作点電圧指令値の算定過程と動作電圧制御系

V_{IMAX} は PV の動作点電圧の追従目標値である。図 3. 1 4 に V_{IMAX} を算出する過程をフローチャートで示した。PV の瞬時電圧 $v(t)$ と瞬時電流 $i(t)$ を検出し、乗算により瞬時電力 $p(t)$ を求める。 $p(t)$ の ΔT 間での最大値 P_{IMAX} を算定し、これに対応する V_{IMAX} を特定する。 V_{IMAX} をチョッパへの電圧指令値 V^* とする。

$$V^* = V_{IMAX} \quad \dots \dots (3. 5)$$

動作点電圧制御系は、 V^* に PV の動作電圧を追従させるよう構成する。実際にチョッパに指令値として直接与える物理量はデューティ比である。チョッパは与えられたデューティ比を実現すべく、スイッチング周波数、本節では 10kHz、にてスイッチのオン・オフ制御を実行する。スイッチをオンして短絡状態にすると、PV の出力電流が増加し、I-V 特性にしたがって PV の出力電圧が減少する。スイッチがオフしたときはこの逆の現象を呈する。この電圧の増減は、スイッチングによる瞬時値の変化で、先に指摘したように、本方式ではこの脈動を利用して MPPT を行っている。 V^* は瞬時値への指令値ではなく、 ΔT での平均値に対する指令値である。PV の出力電圧の平均値 V_{AVE} が V^* を追従するようフィードバック制御系を構成する。この制御系のブロック図を図 3. 1 5 に示す。図中、IMPTC logic は、前述した動作電圧指令値の算定過程である。追従を達成し、電圧偏差 ΔV が 0 になったとき、その時のデューティ比を維持する、つまり動作電圧を動作電圧指令値に保つために、制御論理は積分制御とした。

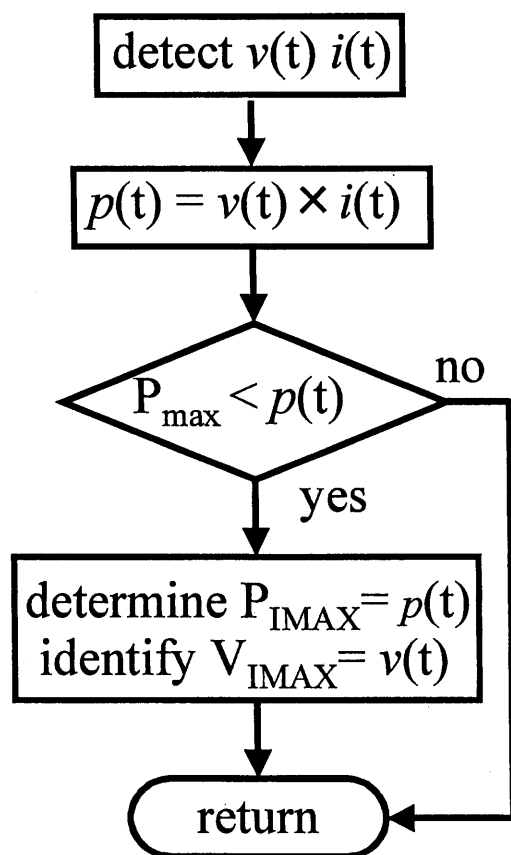


図3. 14 瞬時最大電力算定フローチャート

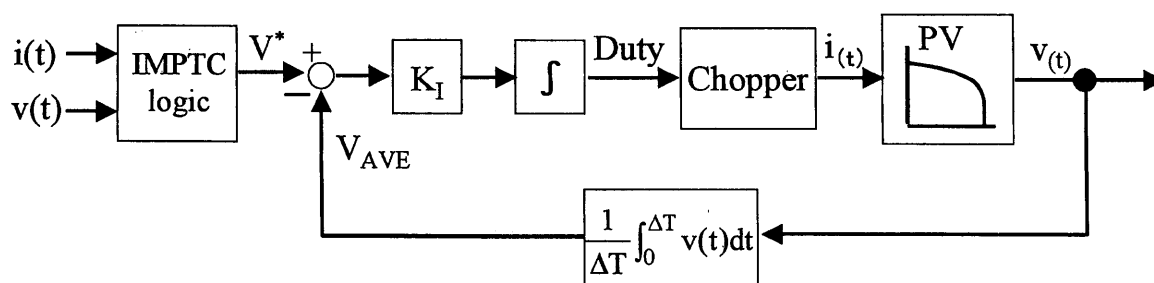


図3. 15 IMPTC Controller ブロック図

3. 5 実験結果と考察

ここでは、IMPTC の各種動作条件における応答を実験により確認する。従来の山登り法との比較により、その有用性を示すとともに、その理由を考察する。

実験条件を表 3. 1 に示す。光源は光量が可調節のハロゲンランプを用いた。

検証対象システムの回路構成

図 3. 1 6 に本節で検討する太陽光発電システムの回路構成を示す。チョッパは、PV の端子電圧の平均値 V_{AVE} を指令値 V^* に制御する。

チョッパの出力段は、直接負荷に接続されたり、インバータを介して負荷や交流系統などに接続される。本文では、MPPT の性能のみを評価するため、インバータ／負荷の代わりにバッテリーを接続してある。PV の電圧（瞬時値）はアイソレーションアンプで検出し、IMPTC に必要な電圧（平均値）の制御に供する。PV の電流はホール CT で検出し、瞬時電力の算出に用いる。

表 3. 1 実験条件

供試太陽電池	GT-1633-TF
PV定格出力電力	2.8 [W]
PV定格出力電圧	15.4 [V]
スイッチング周波数	10 [kHz]
瞬時電力検出周期	10 [μ s]
MPPTサンプリング周期	50 [ms]
出力電圧	24 [V]

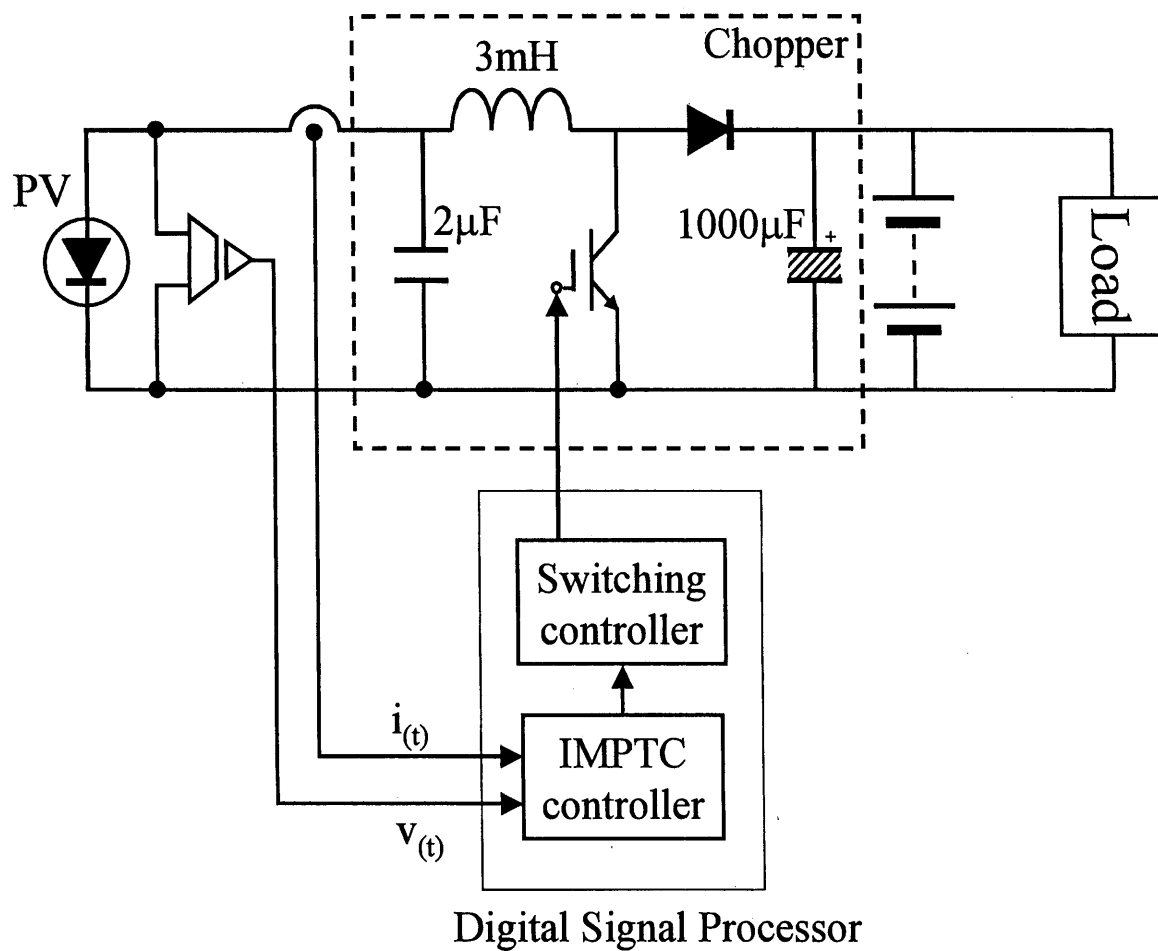


図3. 16 太陽光発電システムの回路構成

照度、温度一定運転

照度と温度を一定に保った条件での実験結果を示す。この条件では、PV の P-V 特性が一本の曲線で定まるので、MPPT 制御の基本性能を評価するのに適している。この実験では MPPT 制御を施していない状態で最大電力点から外れた動作点を初期動作点とする。この点から、MPPT 制御を開始し電力応答を観測する。初期動作点は、最大電力点電圧より低い状態で MPP 電力の 65% とした。

図 3. 17 は、IMPTC の電力応答を最速の設定とし、比較対象の山登り法における動作点電圧の変化幅 ΔV を、この IMPTC の応答とほぼ同じになるよう設定した場合の電力応答を示す。なお、図中の山登り法は P&O と略記する。定常状態に到達した後の波形の比較から、IMPTC では殆ど脈動が発生していないが、山登り法では顕著な脈動が生じている。図中に示した、脈動の一周期 (A 区間) で電力量を比較した結果を表 3. 2 に示す。IMPTC は山登り法より約 4% 増の電力が得られることが分かる。これは先に指摘したように、最大電力点到達以後、山登り法では原理的に、動作点指令電圧を変動させ続ける必要があるのに対し、IMPTC は積分制御により動作点指令電圧を一定値に維持することによっている。日の出から日没まで太陽電池の稼働時間の大半は定常状態が占めるため、定常状態における電力の増加は、発電量の増加に最も貢献し、重要である。

図 3. 18 は、IMPTC の設定はそのままとし、山登り法の設定を、定常状態での脈動がほぼ IMPTC と同程度になるよう変更した場合の電力応答の比較を示している。具体的には、山登り法にて、動作点電圧の変更幅を図 3. 18 の 1/6 に狭くした。この設定変更により、定常状態での脈動は狙いどおり小さくできたが、過渡応答速度が 0.7s と大幅に劣化する。過渡応答期間中である図中 B 区間での電力量の比較を表 3. 3 に示す。IMPTC の方が、約 20% 増の電力が得られることが分かる。

以上の比較検討から、山登り法は MPPT 制御の電力応答を速くすると、最大電力点到達以後、つまり定常状態での脈動が大きく、ひいては電力の損失が大きい。逆に定常特性を重視すると応答速度が遅くなり、これも電力損失をまねく。一方 IMPTC では、MPPT 制御における PV 電力応答速度と定常特性の優位性を確認した。

特に、定常状態における発電量の低下は、手段の如何を問わず致命的欠陥である。これ以降、別の動作条件での比較検討を続けるが、山登り法の応答速度の設定は定常特性を重視した設定、つまり図 3. 18 の設定とする。

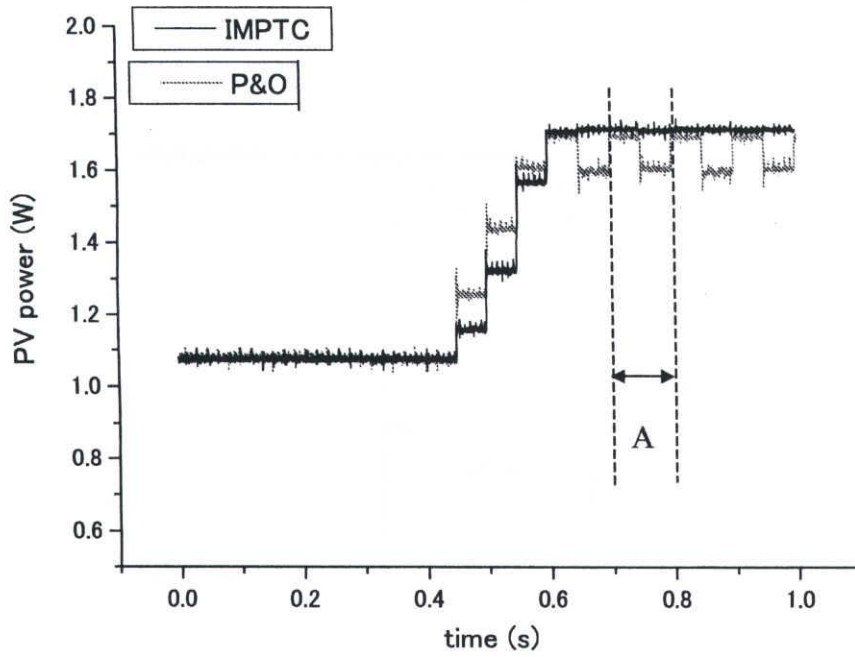


図3. 17 温度、照度一定における電力応答波形 1

表4. 3 A区間にける電力量比較

MPPTの手法	発電電力量
山登り法	164.8 [mWs]
瞬時最大電力追従法	171.8 [mWs] (+4.2%)

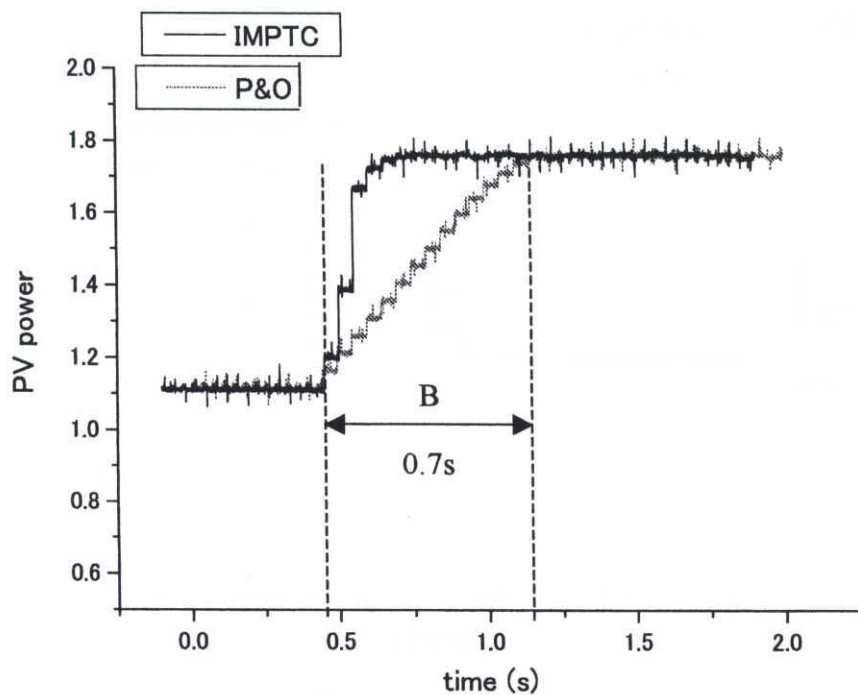


図3. 18 温度、照度一定における電力応答波形 2

表 4. 4 B区間にける電力量比較

MPPTの手法	発電電力量
山登り法	1011 [mWs]
瞬時最大電力追従法	1218 [mWs] (+20.4%)

温度一定照度変化運転

温度を一定に保ち照度を $0.5\text{kW/m}^2 \sim 1.0\text{kW/m}^2$ になるようハロゲンランプの電源電圧をステップ状に上昇・下降させた条件での実験結果を示す。この実験は、すでに MPPT 制御を施した状態から照度を上昇・下降させ、照度上昇・下降後の最大電力点に至るまでの電力応答を観測した。

IMPTC と山登り法における、照度上昇時の最大電力点にいたるまでの電力応答波形を図 3. 19 に示す。両制御法における P-V 特性上での動作点の軌跡を図 3. 20、図 3. 21 に示す。図 3. 19 において、IMPTC のほうが山登り法よりも 0.15s 速く照度上昇後の MPP に至っている。山登り法は、照度が上昇中である図 3. 19 の時刻 T で MPP から遠ざかる挙動を示す。IMPTC では、この現象はない。これは、山登り法が ΔT ごとの平均値しか扱っていないため起こる現象である。つまり、MPP から遠ざかる方向へ動作点を移動させても照度上昇の影響により平均電力はかえって増加し、いっそう遠ざかる方向へ動作点を移動させるからである。IMPTC では、常に瞬時最大電力点を監視しているなのでこの現象は生じない。図 3. 19 の D 区間での、両制御法における電力量比較を表 3. 4 に示す。IMPTC は従来山登りよりも、照度上昇では、約 14.6% 多く電力を得ることができた。

図 3. 22 に照度を下降させた場合の IMPTC と山登り法の電力応答波形を示す。図 3. 23、図 3. 24 に両制御法における P-V 特性上での動作点の軌跡を示す。照度上昇における電力応答と同様に、図 3. 25 における照度下降の電力応答も、IMPTC のほうが速く最大電力点に至っている。P-V 特性上における動作点の軌跡を見ると、図 3. 23 の山登り法では、照度下降中の動作点が、最大電力点から遠ざかる期間が存在する。図 3. 24 における IMPTC の動作点軌跡は、照度下降の最大電力点に沿って電力が下降し理想的な応答が得られている。この理由は、照度上昇の場合と同様である。図 3. 22 の E 区間での、両制御法による電力量比較を表 3. 5 に示す。IMPTC は山登り法よりも、約 7.65% 多く電力を得ることができた。

以上の比較検討より、IMPTC は、照度変化に対し非常に応答性が高いことが確認できた。

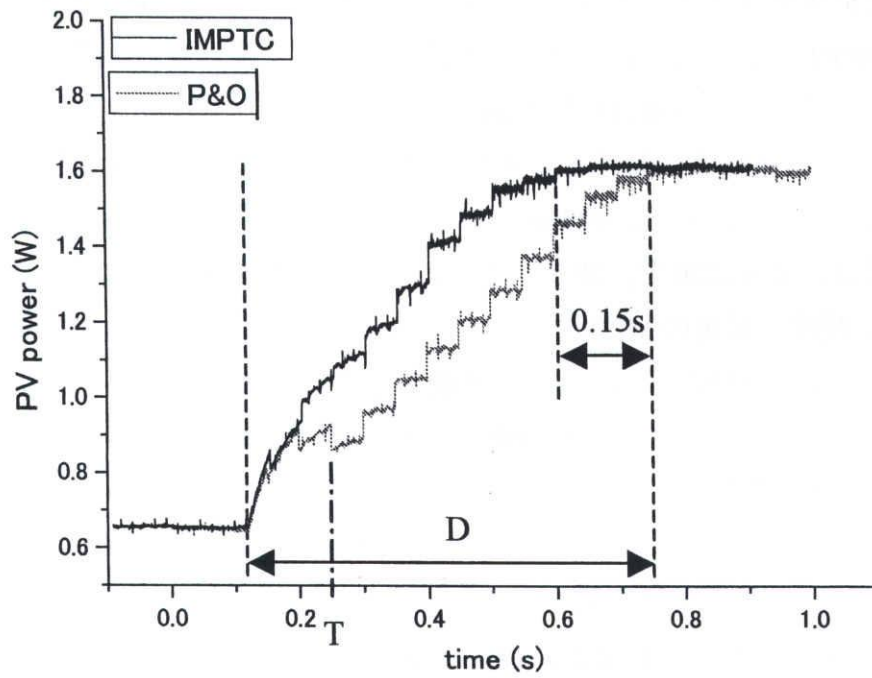


図3. 19 照度上昇における電力応答波形

表 3. 4 D区間にける電力量比較

MPPTの手法	発電電力量
山登り法	764 [mWs]
瞬時最大電力追従法	875 [mWs] (+14.6%)

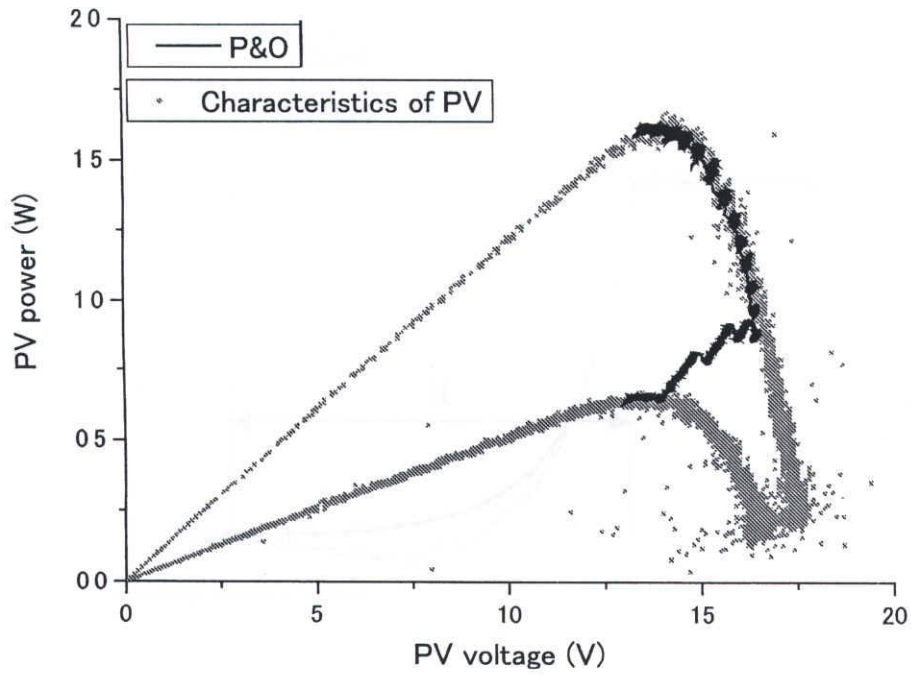


図3. 20 照度上昇における動作点軌跡(山登り法)

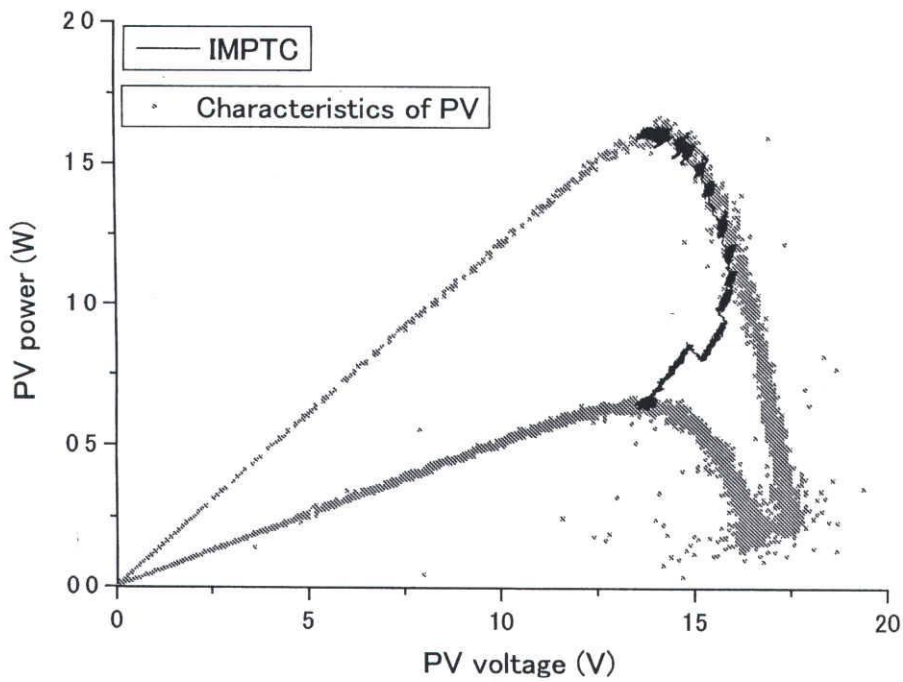


図3. 21 照度上昇における動作点軌跡(IMPTC)

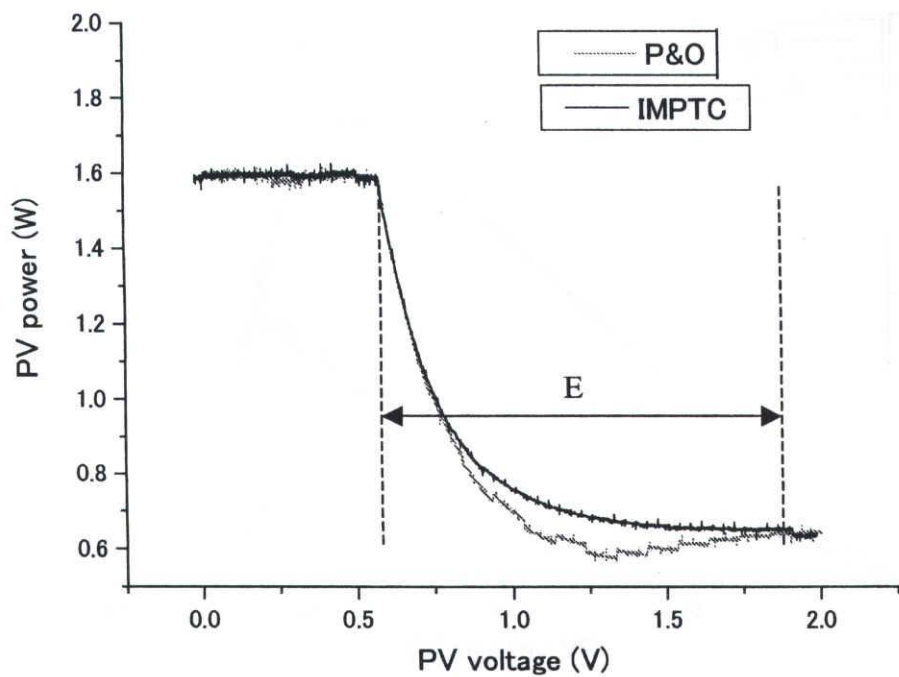


図3. 22 照度下降における電力応答波形

表 3. 5 E区間にける電力量比較

MPPTの手法	発電電力量
山登り法	499 [mWs]
瞬時最大電力追従法	525 [mWs] (+5.2%)

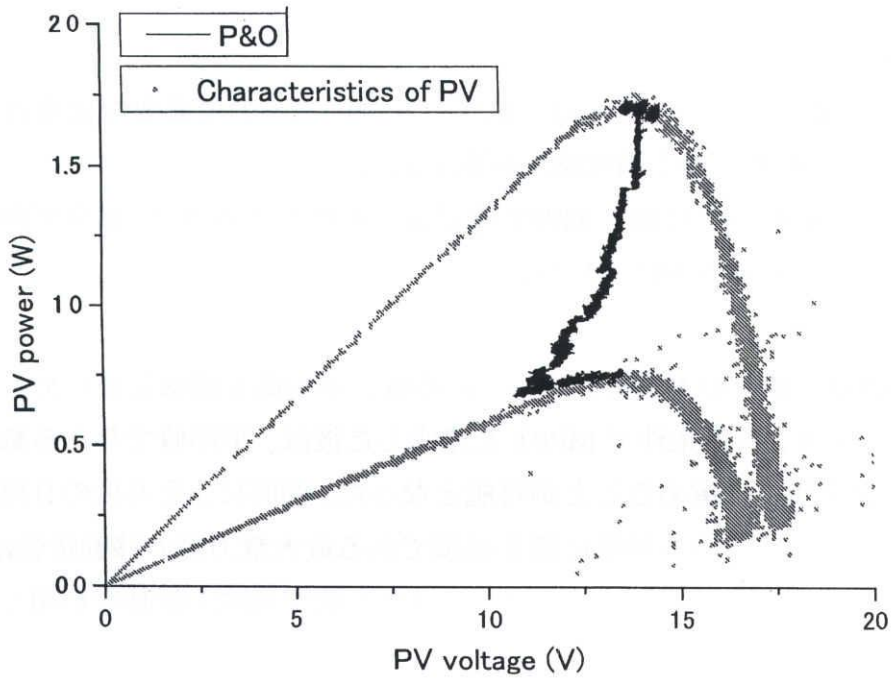


図3. 23 照度下降における動作点軌跡 (IMPTC)

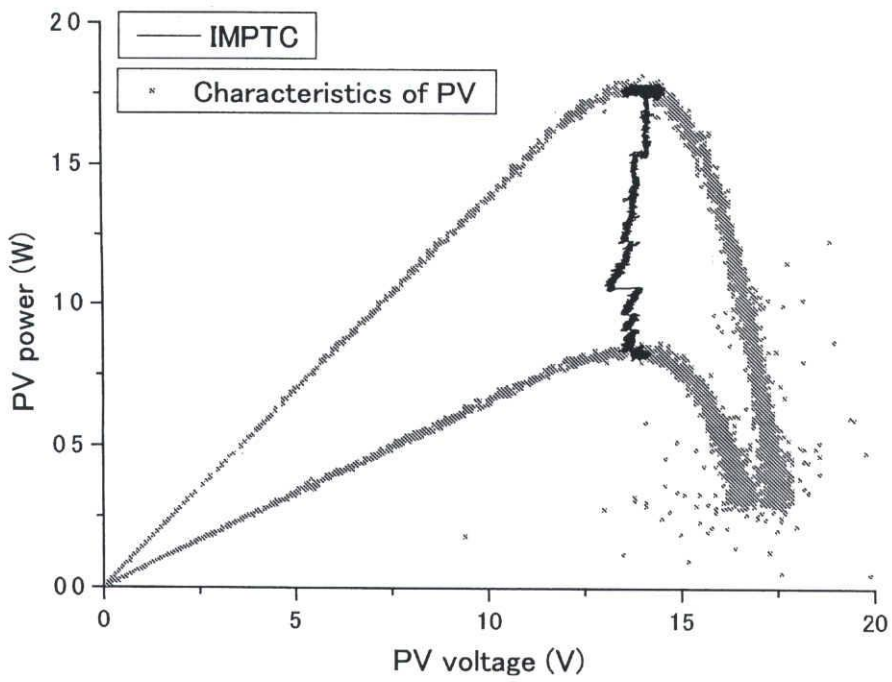


図3. 24 照度下降における動作点軌跡 (IMPTC)

3. 6 瞬時最大電力追従法のまとめ

IMPTC の基本原理は、

- 動作点の変更方向の特定には、動作点を制御するのに必要な変換器のスイッチング動作に伴う瞬時電圧脈動を利用する
- 動作点の MPP への移動と MPPT 達成後の動作点の維持は、積分制御に基づく、PV の動作点電圧平均値のフィードバック制御によりおこなう

である。従来の山登り法との本質的相違は、瞬時値と平均値を適切に使い分けたことにある。これにより、ある条件で MPPT を達成した後は、平均値で与える動作点電圧指令値の変化を僅少に留めることが可能となった。同時に、その後の日照などの条件変化に伴う最大電力点の移動に備え必須である最大電力点の移動情報は、チョッパのスイッチングにより常時発生している PV の動作点電圧脈動を利用して遅滞なく取得できる。

IMPTC により、迅速な過渡応答と MPP 近傍での脈動が極めて小さい収束性を実現できることを、実験による従来の山登り法との比較により実証した。

第3章

参考文献

- (1) 電気学会：電気工学ハンドブック（第6版），オーム社（2001）
- (2) 電気学会；電気工学ポケットブック
- (3) 北野達也・松井幹彦・徐徳鴻：「電力平衡に基づく新最大電力点追従制御方式」，平成12年電気学会産業応用部門大会予稿集，pp 325（2000）
- (4) 野口季彦・富樫重徳・中本良：「太陽電池の短絡電流パルスに着目した適応最大電力点追従法」，電学論D，Vol 121，No 1，pp 78-83（2001）
- (5) 中本・野口：「開放電圧と短絡電流に着目した太陽電池の最大出力運転法」，電学新潟支所研，4，7，107-108（1998-11）
- (6) Yeong-Chau Kuo, Tsorng-juu Liang, and Jiann-Fuh Chen, “Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System”, IEEE Trans Industrial Electronics, Vol 48, No 3, June 2001
- (7) 大庭勝實・佐藤剛：「太陽光発電システムの最大電力点追従制御法」，電学論B，Vol 106，No 7，pp 72-78（1986-7）
- (8) 渡辺 崇・吉田俊哉・大庭勝實：「太陽電池の動特性を考慮した最大電力点追従法」，電学論D，Vol.123，No 7，pp 863-869（2003-7）

第4章 ソフトスイッチング昇圧チョッパを用いた太陽光発電システム

太陽光発電システムは、通常、図4.1のように太陽電池と系統連系インバータの間にチョッパを挿入する。本章では、このチョッパをソフトスイッチングチョッパにすることにより、チョッパの変換および、太陽光発電システム全体の効率を向上させる。

4.1 ハードスイッチングとソフトスイッチング

理想的にはスイッチのON、OFFは瞬時に行われる。スイッチがONからOFFになる時、電流は瞬時にゼロになり、スイッチの両端電圧は瞬時に最大となる。スイッチがOFFからONになる時は逆に、両端電圧は瞬時にゼロになり、電流は瞬時に流れはじめる。

図4.2にスイッチの電圧・電流波形を示す。実際はスイッチ素子の特性により、ONからOFF、OFFからONに切り替わる時、図に示すようなスイッチング期間を経てスイッチング状態が変化する。その期間は、スイッチ電流とスイッチの両端電圧が両方存在し、電力損失が生じる。この電力損失をスイッチング損失という。スイッチングのたびに急激に電流電圧が変化し、多くのスイッチング損失を生じるスイッチングをハードスイッチングという。電力変換回路において、波形制御性能の向上や騒音対策のためにスイッチング周波数の高周波化が進んでいる。そのため、スイッチ回数が増加し、それに伴う損失が増大する。ハードスイッチングシステムは、変換効率が低下する恐れがある。

ソフトスイッチングは、理想的にはスイッチング期間での電流または電圧をゼロにし、スイッチング損失をなくす。図4.3に、ソフトスイッチングのスイッチング期間における電流、電圧波形を示す。図4.3の上段はスイッチがONからOFFの期間を示しており、スイッチング期間における dv/dt をなくしゼロ電圧スイッチング（ZVS Zero Voltage Switching）を行う。図4.3の下段はスイッチがOFFか

ら ON の期間を示しており、スイッチング期間における di/dt をなくしてゼロ電流スイッチング (ZCS Zero Current Switching) を行う。これにより、スイッチング期間における損失を低減する。さらに、電流の di/dt 、および、電圧の dv/dt 、が小さいため、電磁誘導障害(EMI Electro Magnetic Interference)対策にも有効である。

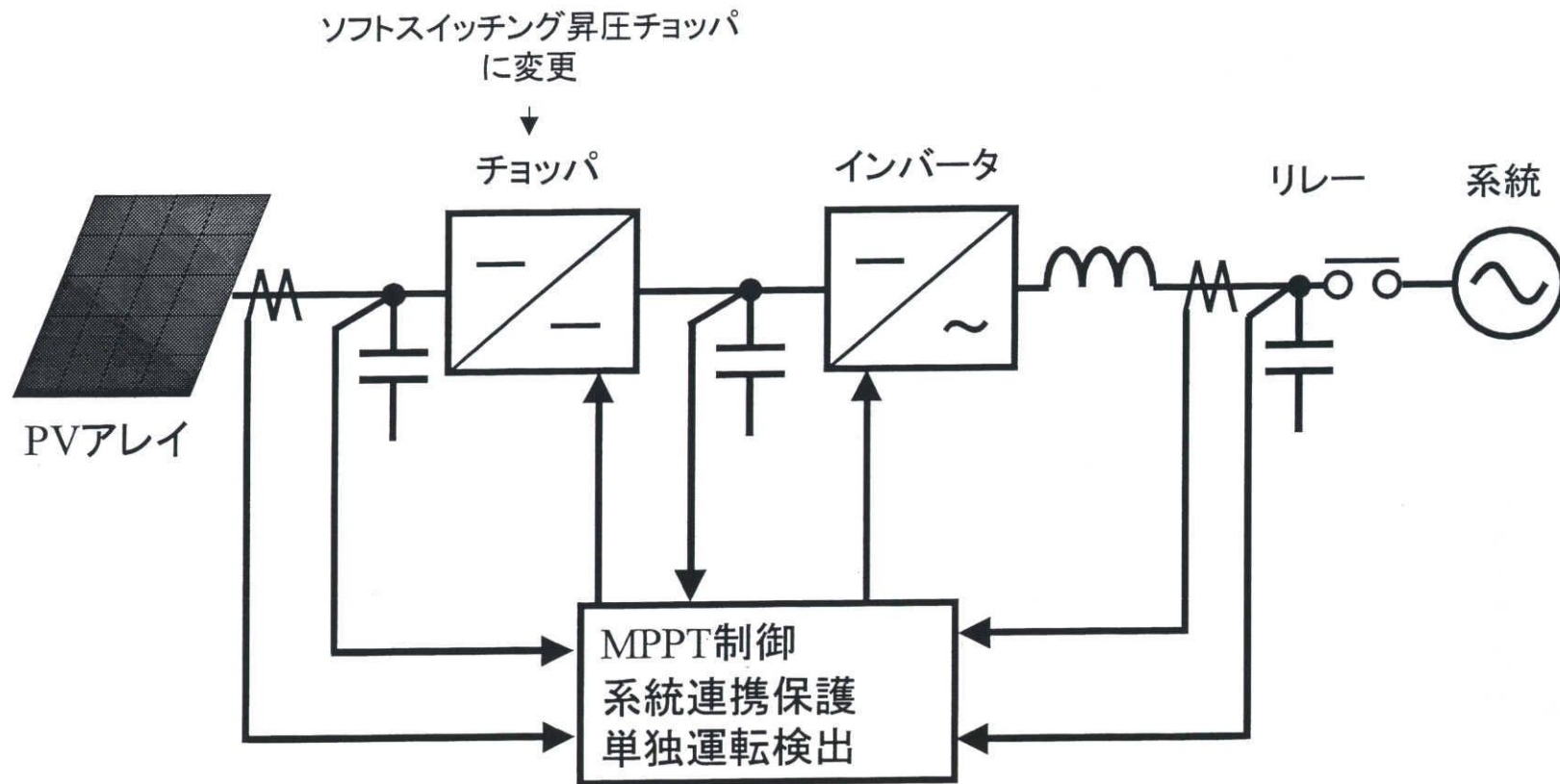
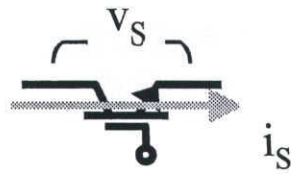


図4.1 太陽光発電システム構成図



v_s スイッチ両端の電圧
 i_s スイッチの電流

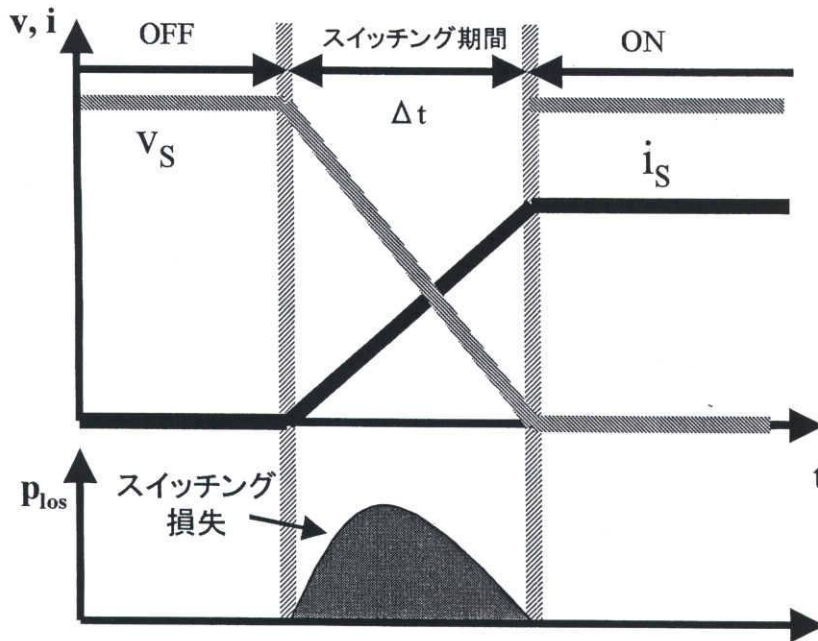
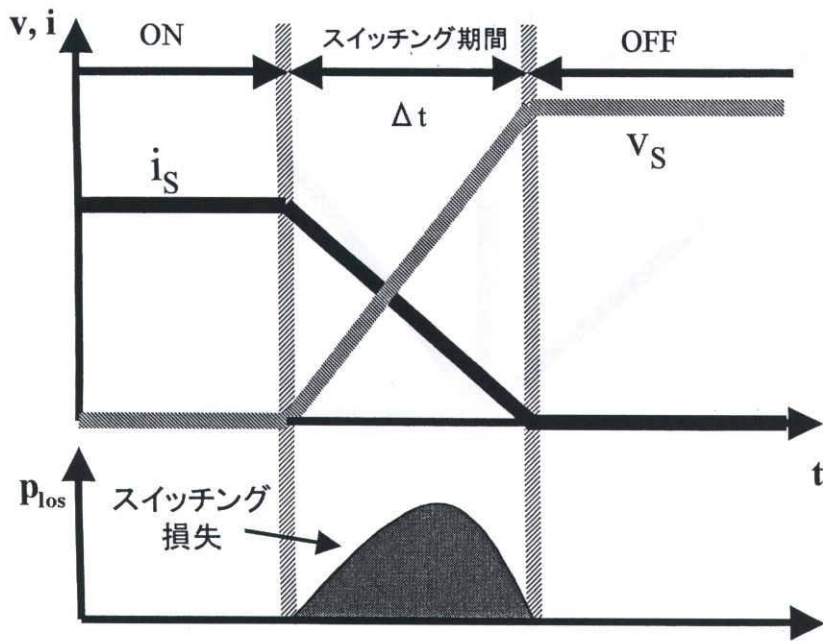
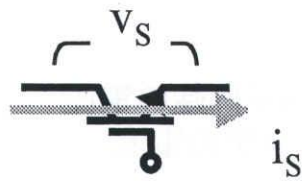


図4. 2 ハードスイッチングにおけるスイッチの電圧・電流波形



v_s . スイッチ両端の電圧
 i_s . スイッチの電流

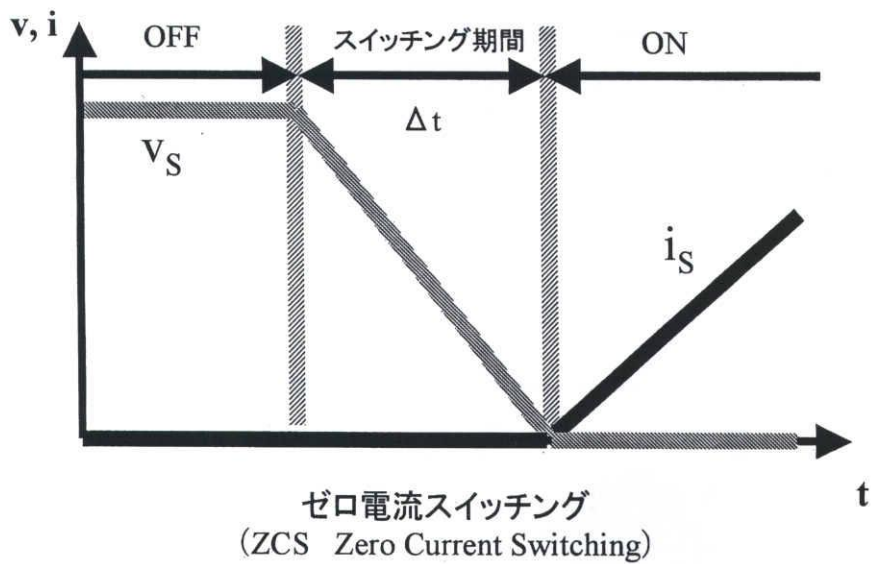
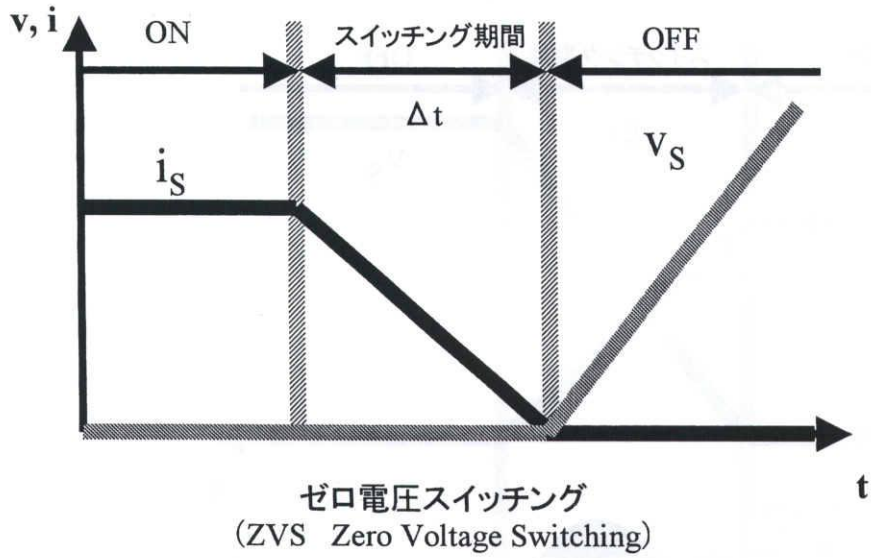


図4.2 ハードスイッチングにおけるスイッチの電圧・電流波形

4. 2 従来回路と考案回路の構成および動作概要

図4. 4に、PVを入力電源とした従来の昇圧チョップアの回路構成図を示す。ここでは、入力電源にPVを使用している。この回路はスイッチがオンの間に昇圧用リアクトル L_{BST} にエネルギーを蓄え、スイッチをオフするとともに、このエネルギーを出力側へ放出する。これにより、入力電圧より高い直流電圧を負荷に与えることができる。この従来昇圧チョップアは昇圧用リアクトル L_{BST} の電流 i_{LBST} を、スイッチ S をオフするたびにゼロになるものと、スイッチ S をオフにしても常に L_{BST} に電流を流すものがある。スイッチをオフするたびにリアクトルの電流 i_{LBST} がゼロになるような動作をリアクトル電流不連続モード (Discontinuous conduction mode 以下 DCM を略記) という。DCM 動作時の i_{LBST} の波形を図4. 5に示す。従来昇圧チョップアを DCM で動作させると、 L_{BST} の誘導性によりスイッチ S のターンオン時は、自動的に ZCS を行うことができる⁽¹⁾。この回路をローコスト、高効率の三相高力率コンバータに応用した例が多数述べられている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。しかし、ターンオフ時は依然としてハードスイッチングであり、変換効率の更なる向上にはターンオフ時のソフトスイッチング化が必要である。ターンオフ時もソフトスイッチングを行うことができるアクティブスナバ回路を有したコンバータが提案されている⁽⁵⁾が、これはメインスイッチの他に補助スイッチを一つ使用している。

図4. 6に考案したソフトスイッチング昇圧チョップアを示す。本回路は、昇圧用リアクトル L_{BST} 、スイッチ S 、ソフトスイッチングを行うためのコンデンサ C_{ZVS} 、リアクトル L_{ZVS} 、 L_X 、平滑コンデンサ C_{SMZ} 、逆電流を防ぐダイオード D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 で構成される。平滑コンデンサ C_{SMZ} は、 C_{ZVS} と比べ、容量の非常に大きいものを使用する。ソフトスイッチングを行うための補助スイッチは使用していない。

この回路において、DCM で動作させれば、スイッチ S のターンオン時は従来回路同様、ZCS を行なうことができる。ターンオフ時では、 C_{SMZ} と C_{ZVS} の電圧を向かい合わせで等しくすることにより、スイッチ S の両端の電圧をゼロとし、ZVS を達成する。

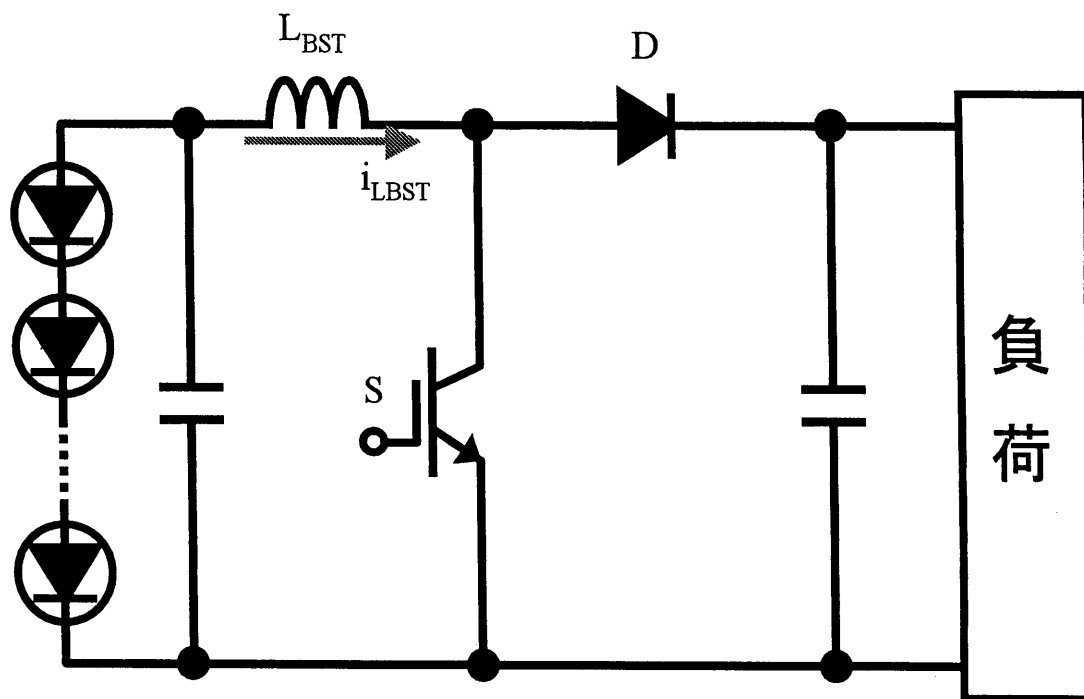


図4.4 従来昇圧チョッパ回路

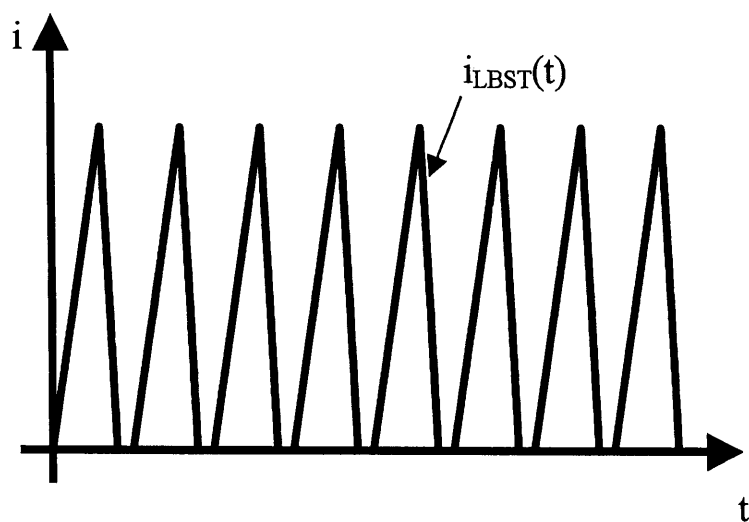


図4.5 DCMにおけるリアクトル L_{BST} の電流波形

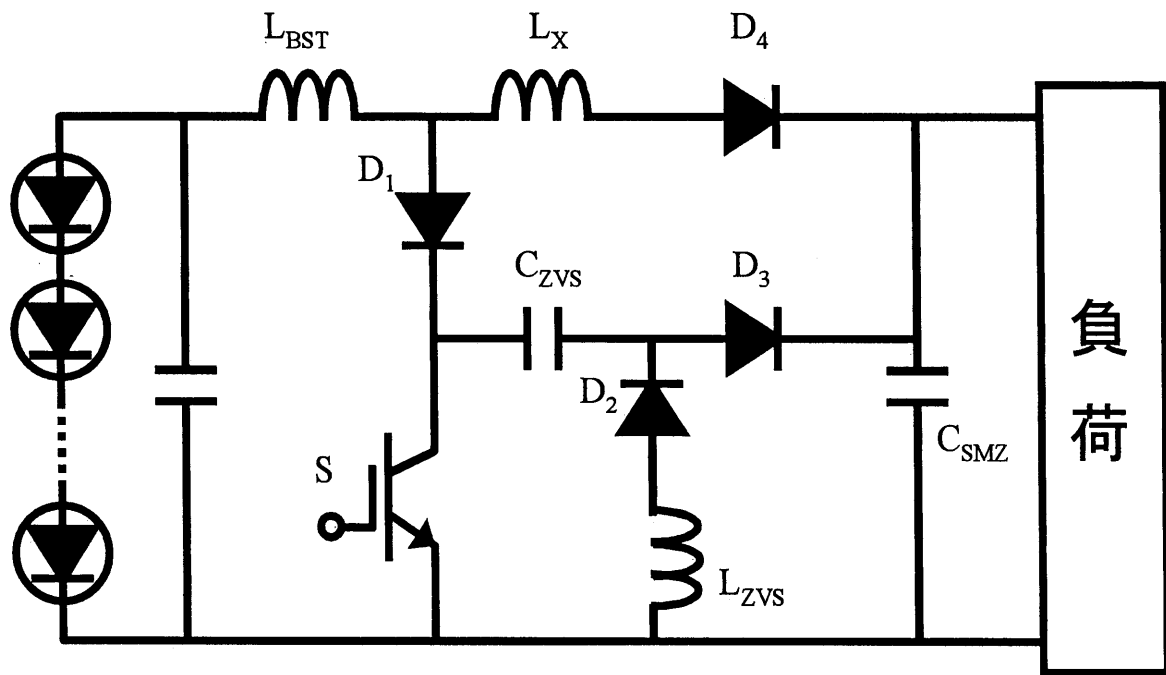


図4.6 ソフトスイッチング昇圧チョッパ回路

4. 3 考案回路の動作解析

考案回路の基本動作は、従来の昇圧形チョップアンプと同じで、スイッチ S をオンにしている間、入力側の昇圧リアクトル L_{BST} にエネルギーを蓄え、スイッチ S をオフしているときに蓄えられたエネルギーを出力側に放出する。この回路の動作を各モードに分け、以下に述べる。説明の簡略化のため太陽電池の部分直流電源と E であらわす。ここで説明する動作は定常状態におけるもので、平滑コンデンサ C_{SMZ} には入力電圧より高い電圧が既に印加されており、コンデンサ C_{ZVS} の左側に正電荷 q_1 が蓄えられ、その電圧は C_{SMZ} の電圧より高いものとする。負荷は抵抗 R のみとする。

・モード 1 ($0 \leq t \leq t_1$)

図 4. 7(a)にモード 1 における電流の経路を示す。このモードは、スイッチ S が OFF から ON になる状態である。このとき、スイッチに流れる電流は電源からの電流 i_1 と、 C_{ZVS} 、 L_{ZVS} の共振電流 i_2 の和である。この回路は DCM で動作しているため、 i_1 の初期電流はゼロで、 i_2 の初期電流もゼロである。 i_1 と i_2 の経路にそれぞれ L_{BST} 、 L_{ZVS} があるため電流は両方ともゼロから徐々に増加し ZCS が達成できる。このとき、コンデンサ C_{ZVS} の初期電荷は q_1 で、電流 i_1 、 i_2 は以下の式で表せる。

$$i_1(t) = \frac{E}{L_{BST}} t \quad \dots(4. 1)$$

$$i_2(t) = -\omega q_1 \sin \omega t \quad \dots(4. 2)$$

このモードは、 C_{ZVS} と C_{SMZ} の電位が等しくなるまで続く。 C_{SMZ} の電圧を V_{CSMZ} とすると、

$$\frac{q_1(t)}{C_{ZVS}} = -V_{CSMZ} \quad \dots(4. 3)$$

式(4. 3)が満たされる時刻 t を t_1 とする。コンデンサ C_{ZVS} の電圧が C_{SMZ} より大きくなるとダイオード D_3 が導通し、モード 2 に移行する。

・モード2 ($t_1 < t \leq t_2$)

図4.7(b)にモード2における電流の経路を示す。スイッチSはオンのままで、電源からの電流 i_1 は流れ続けている。コンデンサ C_{ZVS} の電圧が C_{SMZ} の電圧より大きくなったことによってダイオード D_3 が導通し、 C_{ZVS} と L_{ZVS} の共振電流 i_2 は、 C_{SMZ} と L_{ZVS} の共振電流 i_3 に切り替わる。モード1の $t=t_1$ における L_{ZVS} に流れる電流を I_2 とすると、 i_3 は以下の式で示される。

$$i_3(t) = I_2 - \frac{V_{CSMZ}}{L_{BST}}(t-t_1) \quad \dots(4.4)$$

平滑コンデンサ C_{SMZ} は C_{ZVS} に比べ容量が非常に大きいため、 C_{SMZ} の電圧 V_{CSMZ} は一定であるとみなすと、共振電流 i_3 はほぼ直線的にゼロまで減少する。ゼロに達すると、ダイオード D_3 はオフとなり、モード3に移行する。このときの時刻 t を t_2 とする。

・モード3 ($t_2 < t \leq t_3 = t_{OFF}$)

スイッチSがオンの状態で、図4.7(c)に示す経路で電流が流れる。モード1、2で行われた共振現象は完了し、電流は電源から L_{BST} 、Sを通る経路のみとなる。このモードは、スイッチSをオフにするまで続く。このときの電流 i_1 は、モード1、2と同様、式(4.1)で与えられる。スイッチをオフにした時の時刻 t_{OFF} を t_3 とする。

・モード4 ($t_3 = t_{OFF} < t \leq t_4$)

スイッチSをオフにする。図4.7(d)に示すように、電流 i_4 はコンデンサ C_{ZVS} 、 C_{SMZ} を通る経路で流れる。このとき、 C_{ZVS} と C_{SMZ} の電圧はほぼ等しく、逆の極性で充電されている。そのため、スイッチSの両端の電圧はゼロとなり、ZVSが達成できる。電流は次式で表される。

$$i_4(t') = I_3 \cos\left(\sqrt{\frac{1}{L_{BST}C_{ZVS}}}t\right) + \frac{V_{CSMZ}}{L_{BST}} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{L_{BST}C_{ZVS}}}} \frac{1}{L_{BST}C_{ZVS}} Q_0 \sin\left(\sqrt{\frac{1}{L_{BST}C_{ZVS}}}t\right) \quad \dots(4.5)$$

ここで、

t' : モード4での経過時間

Q_0 : C_{ZVS} の初期電荷($=C_{ZVS}V_{CSMZ}$)

I_3 : モード3終了時における i_1 の値

電流 i_4 は、 C_{ZVS} の電圧を上昇させると共に徐々に減少し、 C_{ZVS} の電圧がゼロに達するとモード5に移行する。モード4終了時の電流を I_4 、時刻を t_4 とする。

・モード5 ($t_4 < t \leq t_5$)

スイッチ S はオフの状態である。 C_{ZVS} の電圧がゼロに達すると、図4.7(e)に示す i_5 と i_6 の経路に電流が流れ始める。 i_5 と i_6 の電流は次式で示される。

$$i_5(t'') = I_4 \cos(\sqrt{A} t) - \frac{V_{oi}}{L_{BST}} \frac{1}{A} \sin(\sqrt{A} t) \quad \dots (4.6)$$

$$i_6(t'') = I_4 L_X C_{ZVS} (A^{-1} e^{-t} - A^{-1} \cos \sqrt{A} t) - V_{oi} L_{BST} L_X C_{ZVS} (A^{-1} t - A^{-1} \sin \sqrt{A} t) \quad \dots (4.7)$$

ただし

$$A = \frac{1}{L_X C_{ZVS}} + \frac{1}{L_{BST} C_{ZVS}} \quad \dots (4.8)$$

I_4 : モード4終了時における L_{BST} の電流

V_{oi} : E と V_{CSMZ} の電位差 $E - V_{CSMZ}$

t'' : モード5での経過時間

i_6 の経路にはリアクトル L_X が含まれているため、徐々に電流が増加する。 i_5 の経路の電流は、 C_{ZVS} の左側を正の状態に充電しながら徐々に減少し、やがてゼロになりモード6が始まる。なお、ソフトスイッチングを達成するためには、 C_{ZVS} の充電電圧が出力電圧、つまり V_{CSMZ} より高くなければならない。モード5終了時における i_6 の電流値を I_6 、時刻を t_5 とする。

・モード6 ($t_5 < t \leq t_6$)

電流の経路を図4. 7(f)に示す。ここでは、昇圧用リアクトル L_{BST} とリアクトル L_X に蓄えられたエネルギーを出力側に放出する。電流は C_{SMZ} を充電すると共に、負荷に流れる。電流 i は減少し、やがてゼロとなる。この電流 i は、次式で示される。

$$i(t''') = I_6 + \frac{E - V_{CSMZ}}{L_{BST} + L_X} t''' \quad \dots (4. 9)$$

t''' : モード6での経過時間

$i(t''')$ がゼロになるとモード7に移行する。このときの時刻を t_6 とする。

・モード7 ($t_6 < t \leq t_7 = t_{ON}$)

図4. 7(g)に示すように、電源から電流は流れない。負荷への電流は平滑コンデンサから流れるのみである。電流の式は、次式であらわされる。

$$i(t'''') = \frac{V_{CSMZ}}{R} \quad \dots (4. 10)$$

t'''' : モード7での経過時間

このモードは次にスイッチをオンするときまで続き、その時の時刻を $t_{ON} = t_7$ とする。

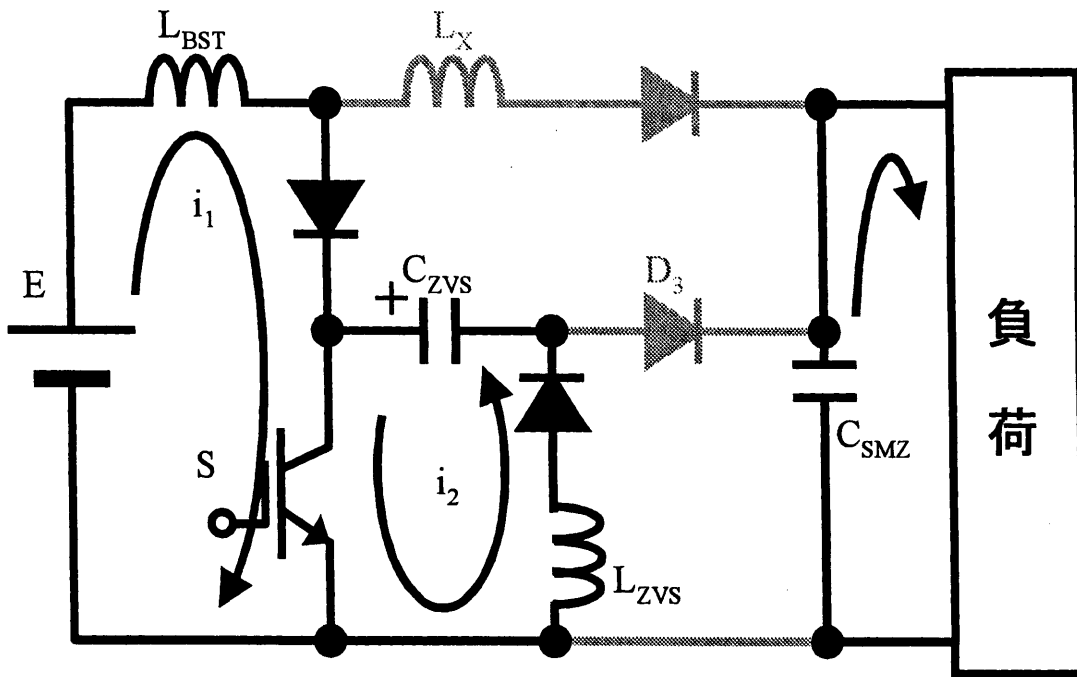


図4. 7(a) モード1

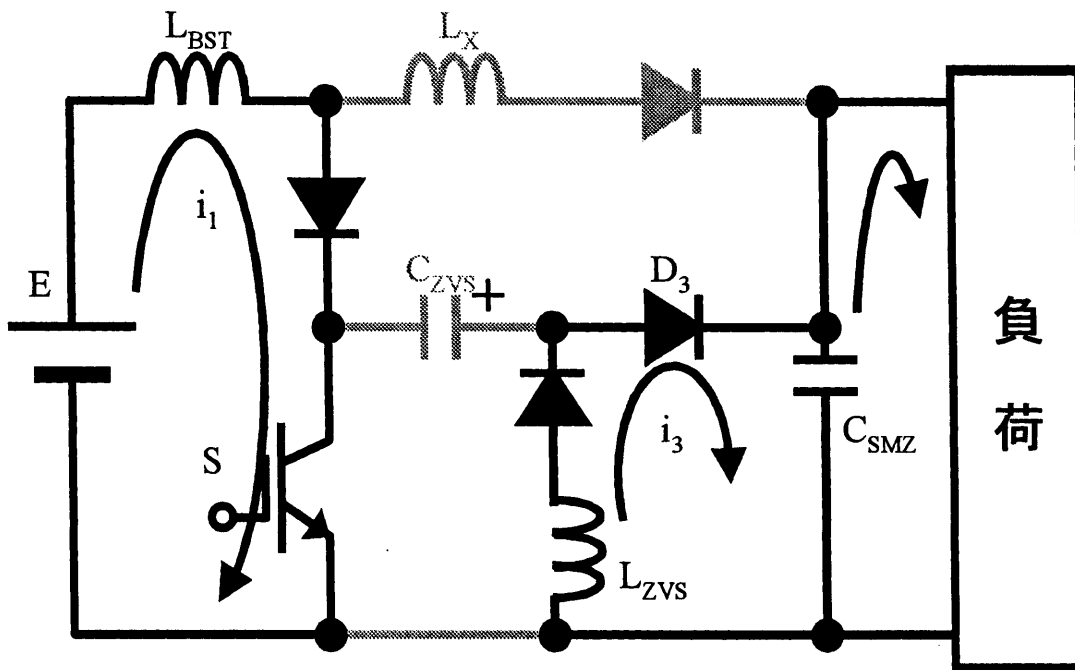


図4. 7(b) モード2

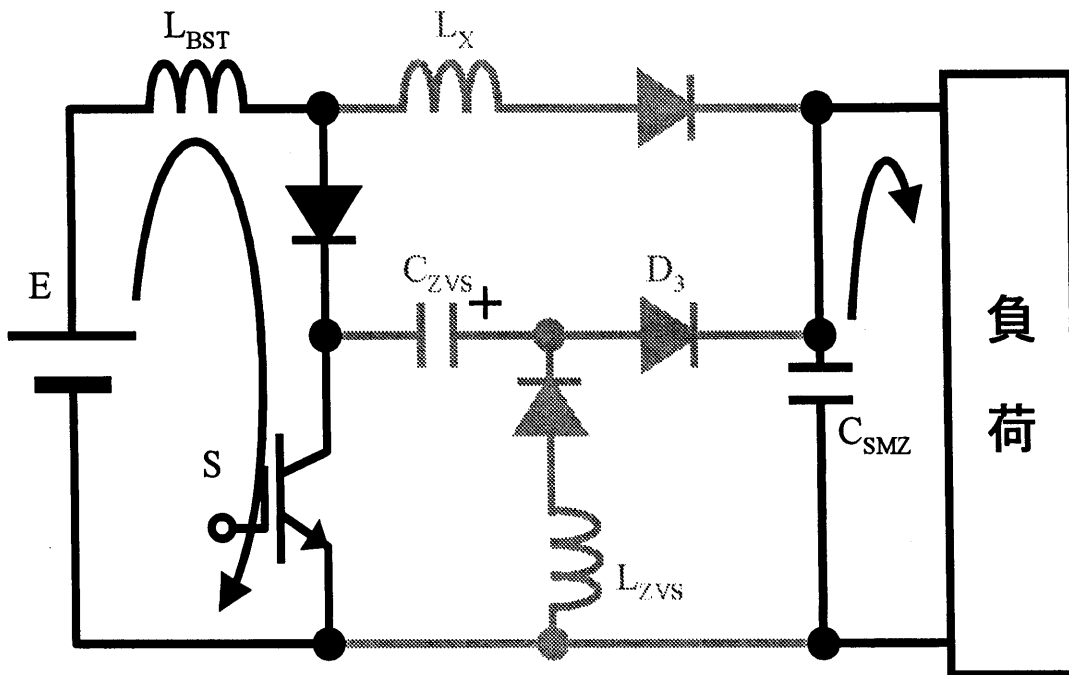


図4. 7(c) モード3

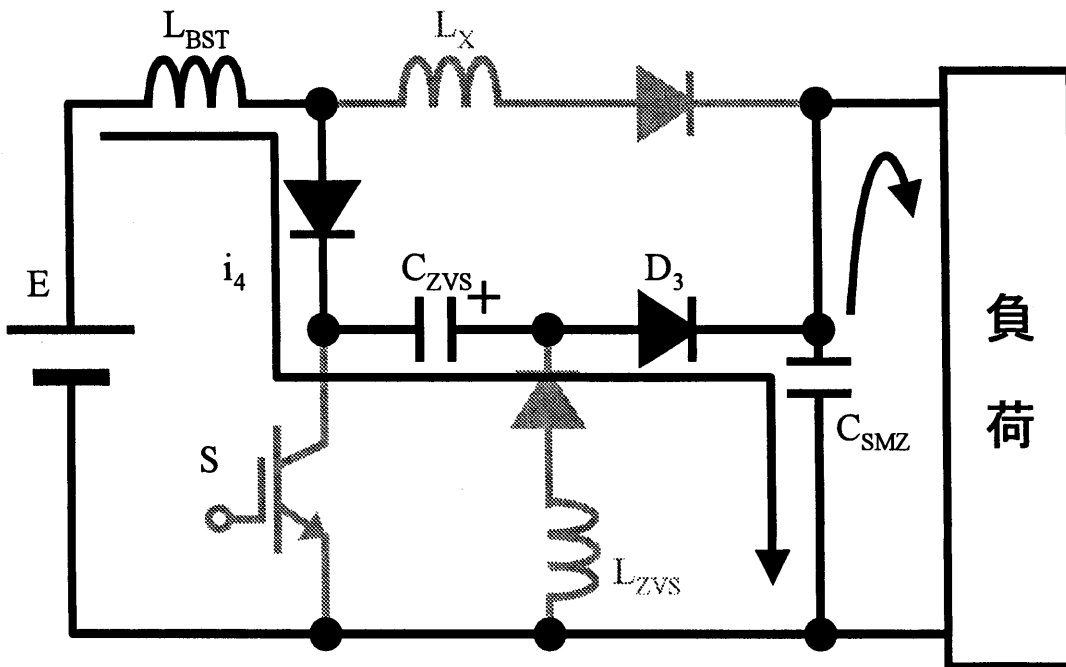


図4. 7(d) モード4

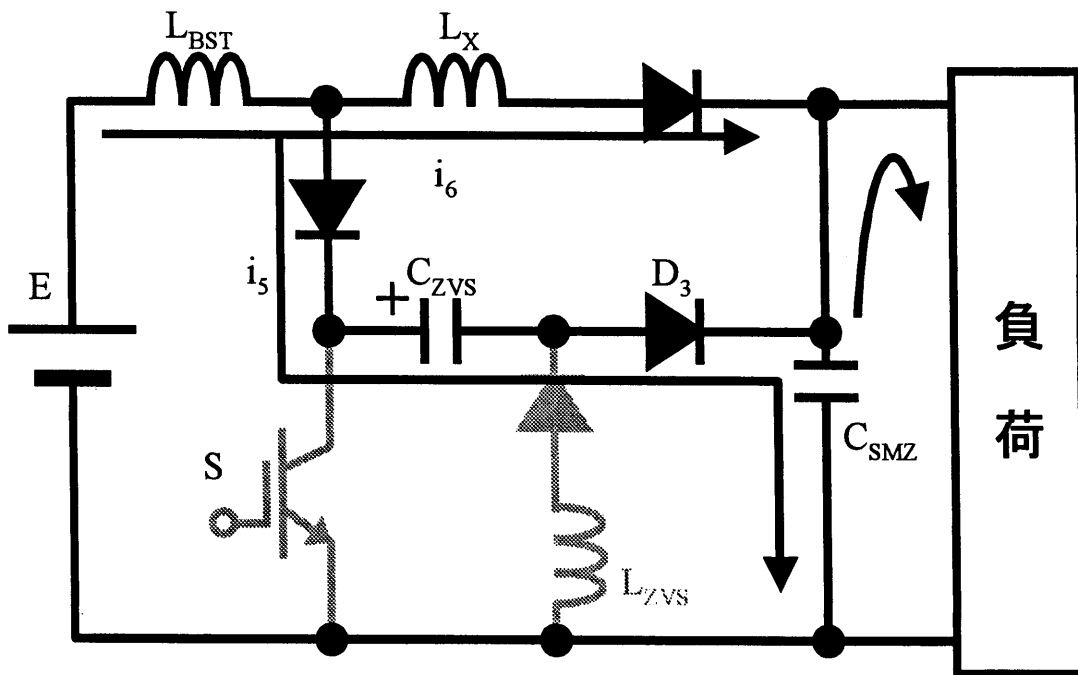


図4. 7(e) モード5

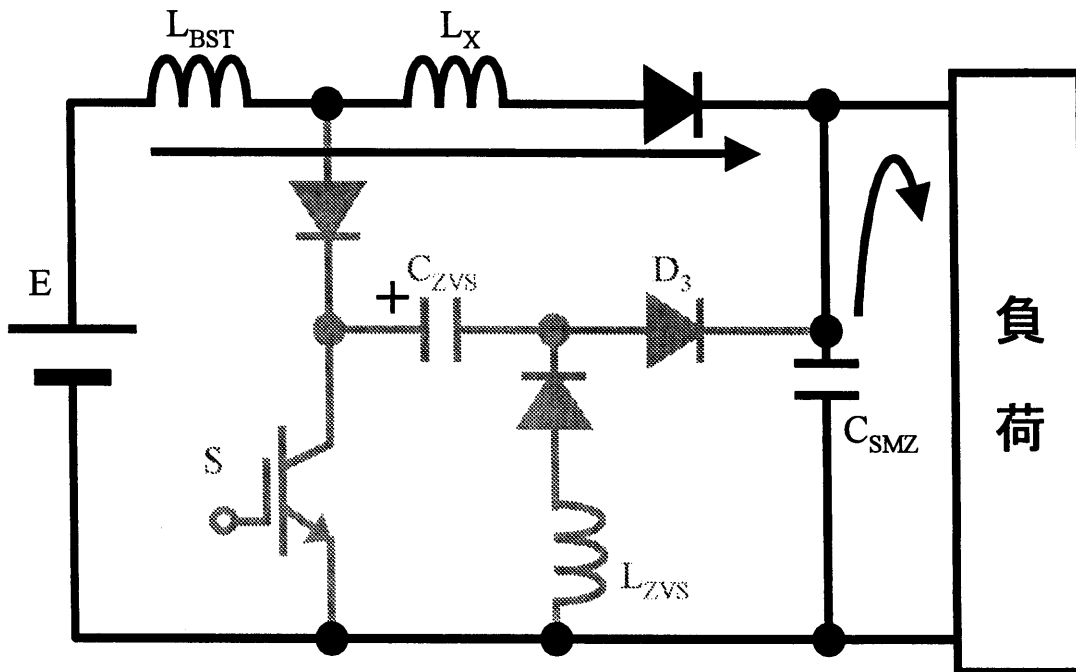


図4. 7(f) モード6

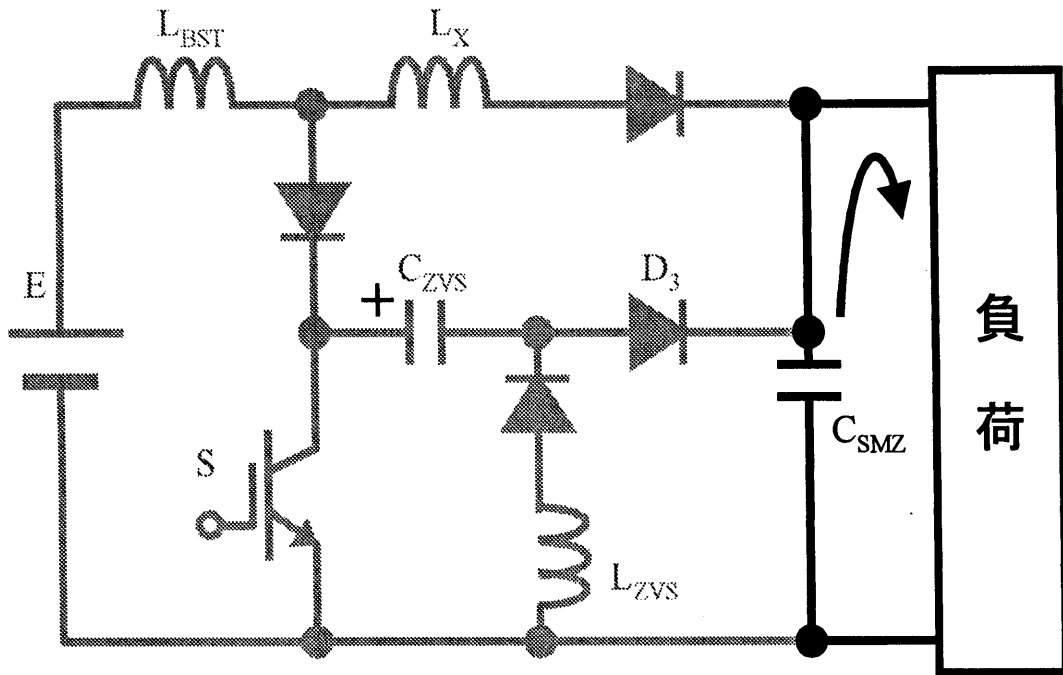


図4. 7(g) モード7

4. 4 シミュレーション結果

第2章6節で述べた回路シミュレータ「TAP-T」を使用し、図4. 6のソフトスイッチング昇圧チョッパの回路動作を確認した。シミュレーションにおける回路定数を表4. 1に示す。チョッパは、PVの動作電圧を最大電力点電圧で固定させるように動作させた。考案回路におけるスイッチSの電流、電圧波形と各素子の電流・電圧波形を図4. 8に示す。前節での説明したように電流経路が切り替わり、スイッチがオフからオンの時はZCS、オンからオフの時はZVSが行われていることが確認できる。

ここで、スイッチング1周期（ここでは $50\mu\text{s}$ ）における、考案チョッパ回路と従来チョッパ回路の損失を求めた。検討対象の損失項目を以下に示す。

- ・ スイッチング損失
- ・ スイッチ動通損
- ・ インダクタ銅損
- ・ ダイオード動通損

スイッチング損失は、スイッチング期間をオン・オフ共に $1\mu\text{s}$ として計算した。従来チョッパ回路ではスイッチのオフ時に出力電圧より大きいサージ電圧を発生する。ここでは、それを2倍としてスイッチング損失を求めた。図4. 9に、それらの損失の比較を示す。従来チョッパ回路における損失のほとんどがスイッチング損失であること分かる。考案回路では、従来チョッパ回路に比べスイッチング損失を65%低減することができ、全体の損失では、42%低減することが出来た。これらの損失は、図4. 10に示すようにスイッチング1周期におけるPVの発電量 $3931\text{mJ}(7862\text{w}\times 50\mu\text{s})$ の8.6%(従来)、5.0%(考案)である。これを変換効率として表すと、91.4%(従来)、95.0%(考案)であり、ソフトスイッチング昇圧チョッパは従来のチョッパよりも変換効率を3.6pt改善することができる。

表4.1 シミュレーション回路定数

L_{BST}	60 (μ H)
L_{ZVS}	120 (μ H)
L_X	60 (μ H)
C_{ZVS}	0.1 (μ F)
C_{SMZ}	1800 (μ F)
PV開放電圧	172.5 (V)
PV短絡電流	6 (A)
PV最大電力点電圧	142.3 (V)
日射量	1.0kw/m ²
スイッチング周波数	20 (kHz)
出力電圧	300(V)

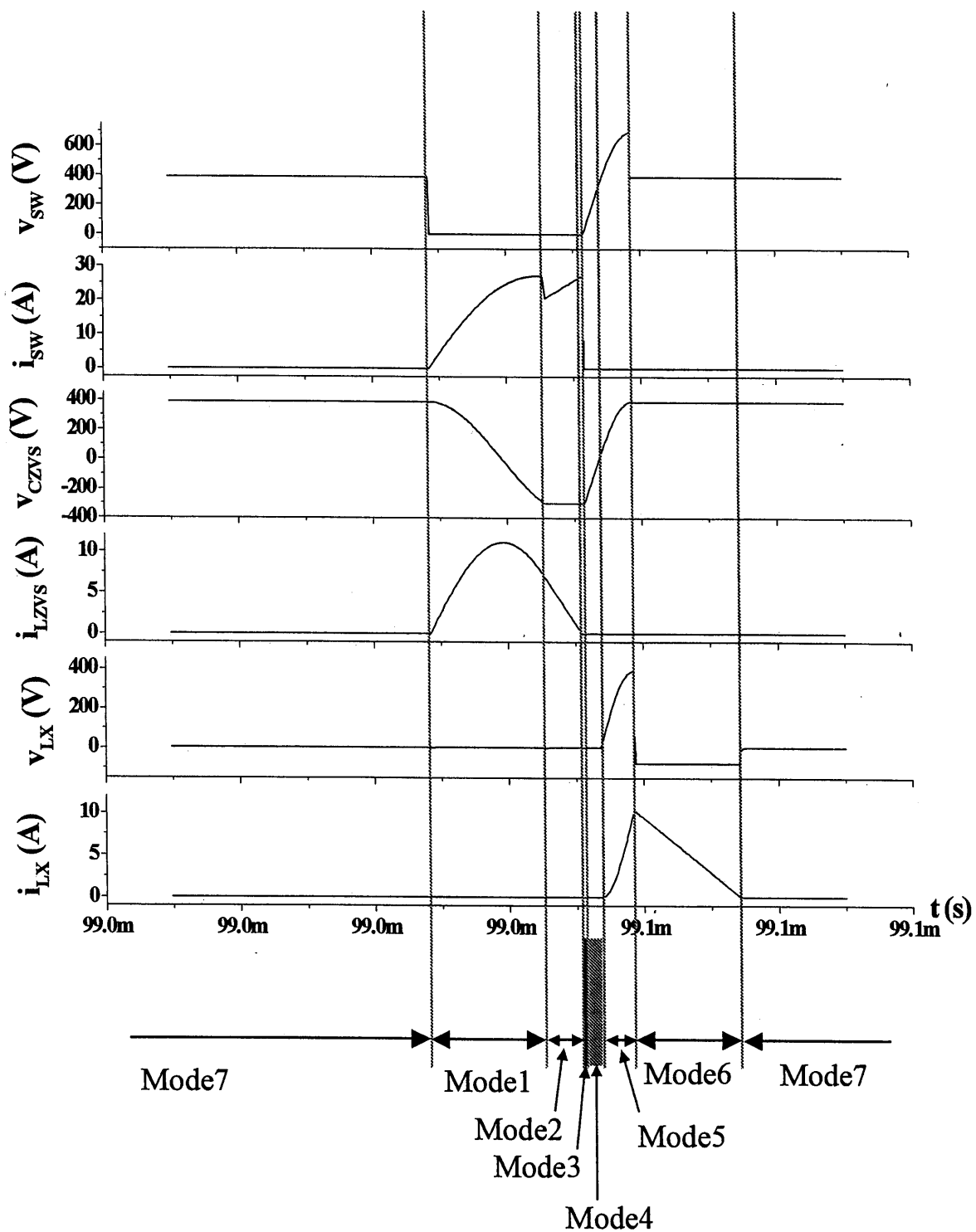


図4.8 シミュレーション
スイッチおよび各素子の電圧・電流波形

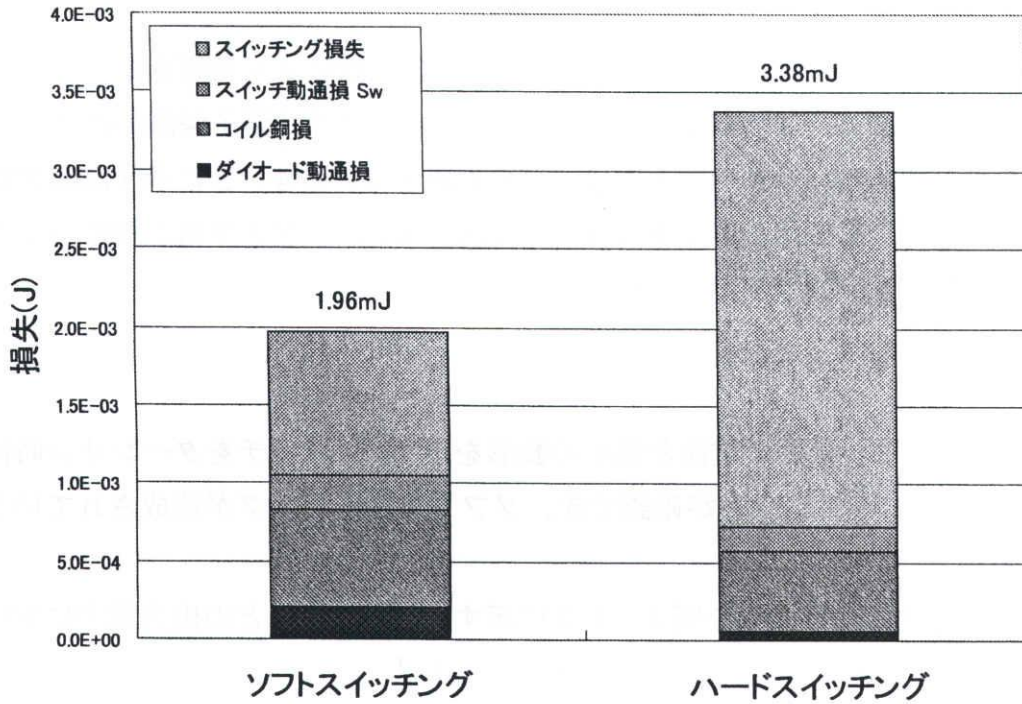


図4.9 シミュレーション
スイッチング1周期における損失比較

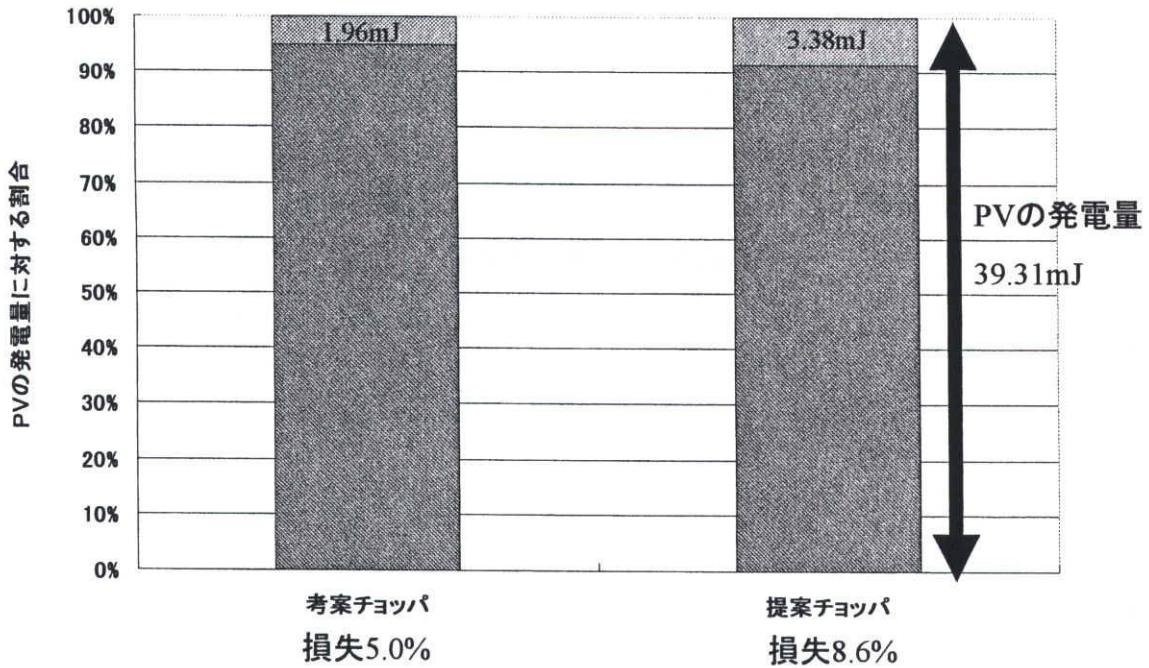


図4.10 シミュレーション
PVの発電量に対する損失の割合

4. 5 実験結果

実験回路と回路定数

実験により考案回路の動作を確認し、従来回路との比較により考案回路の効果を示す。実験回路を図4. 11(a)(b)に示す。なお従来回路では素子保護のためスナバ回路が不可欠である。チョッパ入力は、直流電源とし、表4. 2に示す回路定数で実験を行なった。昇圧リアクトル L_{BST} 、 L_{ZVS} 、 L_X は、タムラ精工製のコイルを使用し、共振コンデンサ $C1$ は、耐圧1000Vのフィルムコンデンサを使用した。

実験結果

図4. 12にスイッチSの電流と電圧の波形を示す。スイッチをターンオン時はZCSが、ターンオフ時はZVSが確認でき、ソフトスイッチングが達成されていることが分かる。

出力電力に対する変換効率を図4. 13に示す。考案回路ほどの出力電力においても、従来回路の変換効率を上回っており、変換効率を17~4.7ポイント向上することが出来た。

4. 6 まとめ

本章では、PVとインバータの間に付加するチョッパをソフトスイッチングチョッパにすることにより、チョッパの変換および、PVシステム全体の効率を向上させる事を行なった。シミュレーションにより、通常昇圧チョッパよりスイッチング損失を約1/3に低減することができ、それにより、効率を向上させることができると考えられる。さらに、直流電源を使用した実験には、ソフトスイッチングの達成の確認ができ、変換効率も、従来回路より17~4.7ポイント向上することが出来た。これらのことから、PVシステムにソフトスイッチングチョッパを導入することにより、システム全体の効率を向上させることができる。

表4. 2 実験回路定数

	従来回路	考案回路
L_{BST}	60 (μH)	60 (μH)
L_{ZVS}	/	120 (μH)
L_X		60 (μH)
C_{ZVS}		0.1 (μF)
C_{SMZ}		1800 (μF)
入力直流電圧 V_{in}	141(V)	141(V)
スナバ抵抗	20 (Ω)	/
スナバキャパシタ	0.05 (μF)	
スイッチング周波数	20 (kHz)	20 (kHz)
出力電圧	300 (V)	300(V)

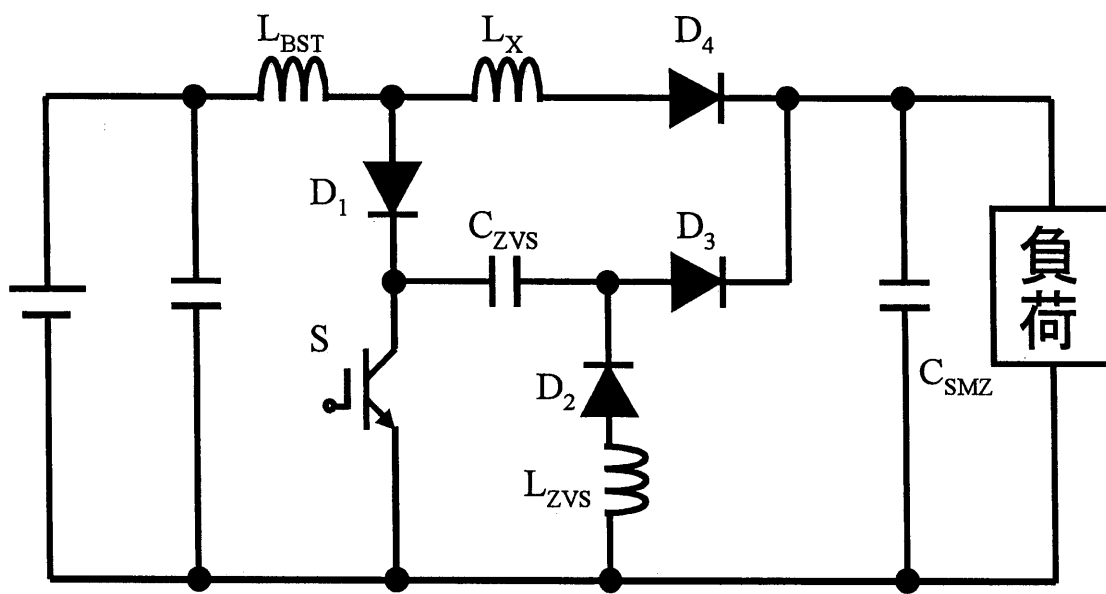
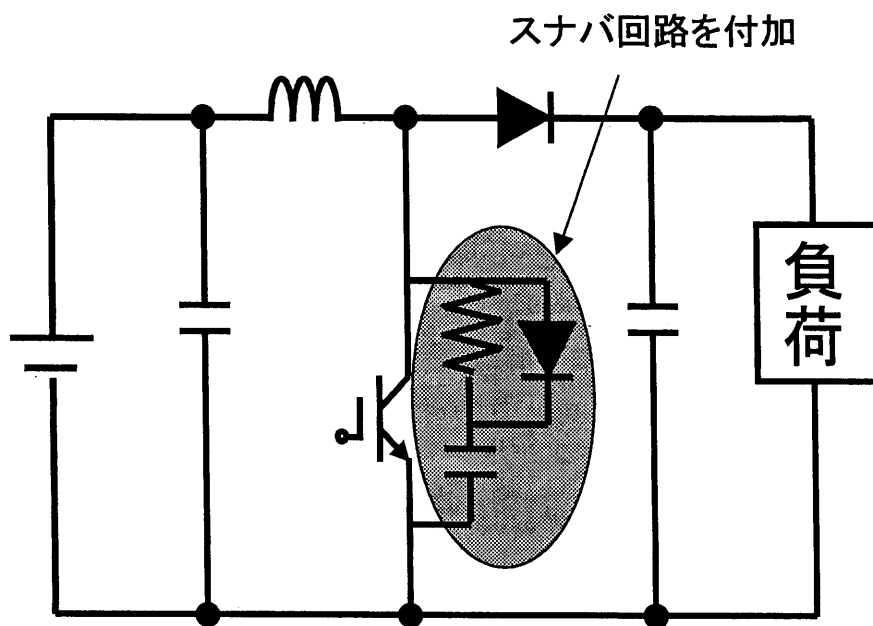


図4.11 実験回路

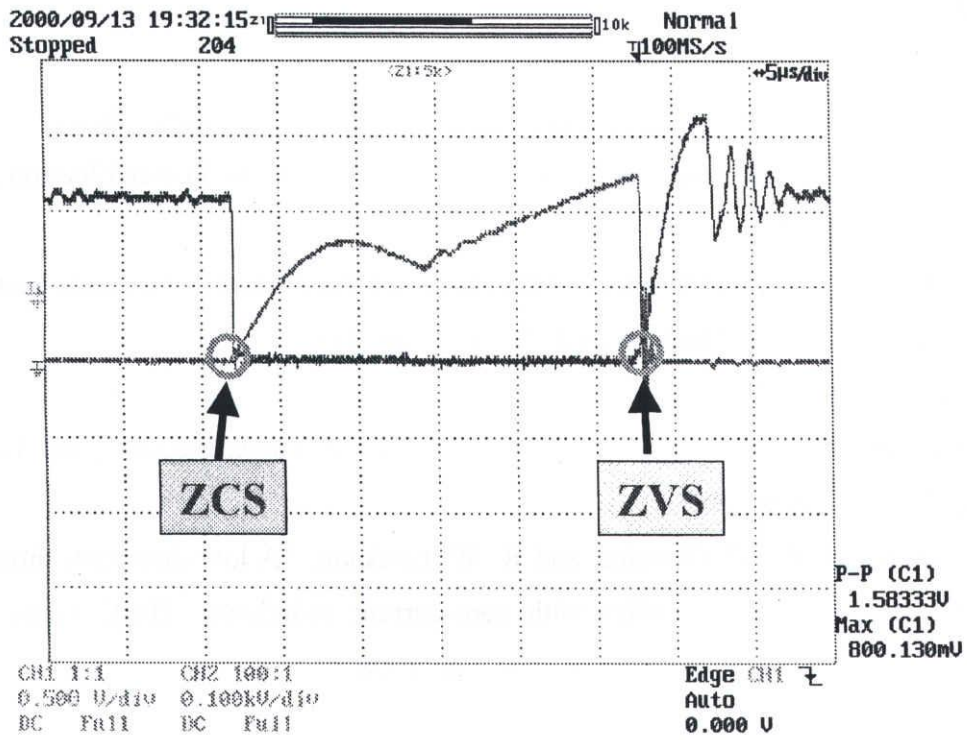


図4.12 実験結果
スイッチにおける電流・電圧波形

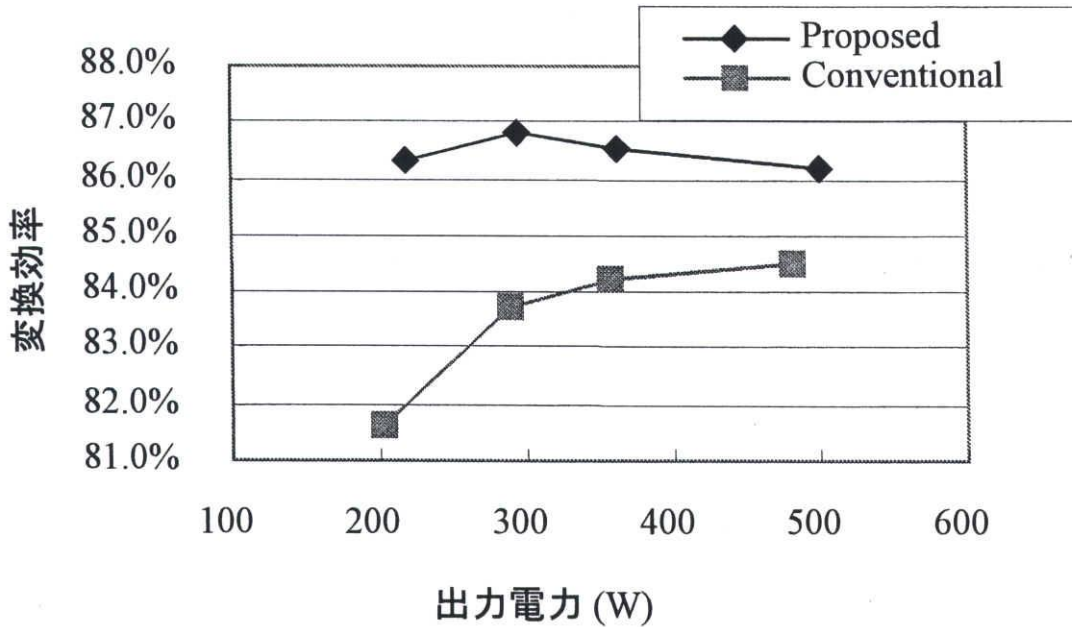


図4.13 実験結果
各出力における変換効率

第4章

参考文献

- (1) A R Prasad, P D Ziogas, and S Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," in IEEE Trans Power Electron, vol 6, no 1, pp 83-92, Jan 1991
- (2) E H Ismail and R W Erickson, "Single-switch 3 ϕ PWM low harmonic rectifiers," IEEE Trans Power Electron, vol 11, no 2, pp 338-346, Mar 1996
- (3) E H Ismail and R W Erickson, "A new class of low-cost three-phase high-quality rectifiers with zero-voltage switching," IEEE Trans Power Electron, vol 12, no 4, pp 734-742, July 1997
- (4) E H Ismail, C M Oliveira, and R W Erickson, "A low-distortion three-phase multiresonant boost rectifier with zero-current switching," IEEE Trans Power Electron, vol 13, no 4, pp 718-726, July 1998
- (5) K Chen, A Elasser, and D A Torrey, "A soft switching active snubber optimized for IGBT's in single switch unity power factor three-phase diode rectifiers," IEEE Trans Power Electron, vol 10, no 4, pp. 446-452, July 1995

第5章 電流形インバータによるチョッパレス太陽光 発電システム

本章では、電流形インバータを用いた太陽光発電システムについて述べる。現在市販されている太陽光発電システムに使われているのは電圧形インバータである。しかし、太陽光発電システムに用いる場合、電流形インバータには、次節に述べるように昇圧可能、部分影問題に対応でき、短絡事故時の事故電流が少ない、といった長所がある。本研究ではその長所に着目し、電流形インバータを用いたチョッパレス太陽光発電システムを提案する。

5. 1 電流形インバータシステムにおける長所・特長

電流形インバータを用いた太陽光発電システムには以下の長所、特長がある。

(1) 電流形インバータは昇圧が可能

電圧形インバータが降圧形の変換装置であるのに対し、電流形インバータは昇降圧形の変換装置である。

電圧形インバータは系統に連系する際、入力電圧が系統線間電圧の波高値以上でなければ、逆潮流することができない。従って、太陽電池の動作電圧が低い場合は、昇圧チョッパなどの昇圧形コンバータを接続し、インバータの入力電圧を昇圧する必要がある。それに対し、電流形インバータは入力電圧が系統線間電圧の波高値以下でも逆潮流が可能であり、昇圧形コンバータを省略することができる。これにより、太陽光発電システムの簡略化が可能である。

(2) 部分影問題に対応

部分影問題とは、直列に接続された太陽電池セルの一つが影になると、モジュールの出力が大幅に低下する現象である。出力が大幅に低下する理由を、図5.1を用いて説明する。例えば、図5.1の接続例1のようにセルが直列に接続されていた

とする。ここで、図のセル A に影がさした場合、太陽電池の電流は日射強度に比例するため、セル A の電流はほぼ 0 になる。この場合、キルヒホッフの電流則より、セル A を含む経路 A にあるすべてのセルの電流はほぼ 0 となる。結果として、接続例一にあるセルは正常に電力を出力できなくなる。接続例一の場合だと、セルの一が影になるだけで、PV モジュールの出力は 0 になる。

この部分影による問題を解決するために、発電動作点制御回路⁽¹⁾⁽²⁾や電気二重層を用いた補償回路⁽³⁾が提案されている。これらの原理は、所望の電圧にするために直列接続された PV モジュール一つ一つに、DC/DC コンバータや大容量のキャパシタなどで PV モジュール電圧を制御する方法である。だが、これらの手法では PV モジュールごとに装置や素子が必要となりコスト面での問題があると考えられる。

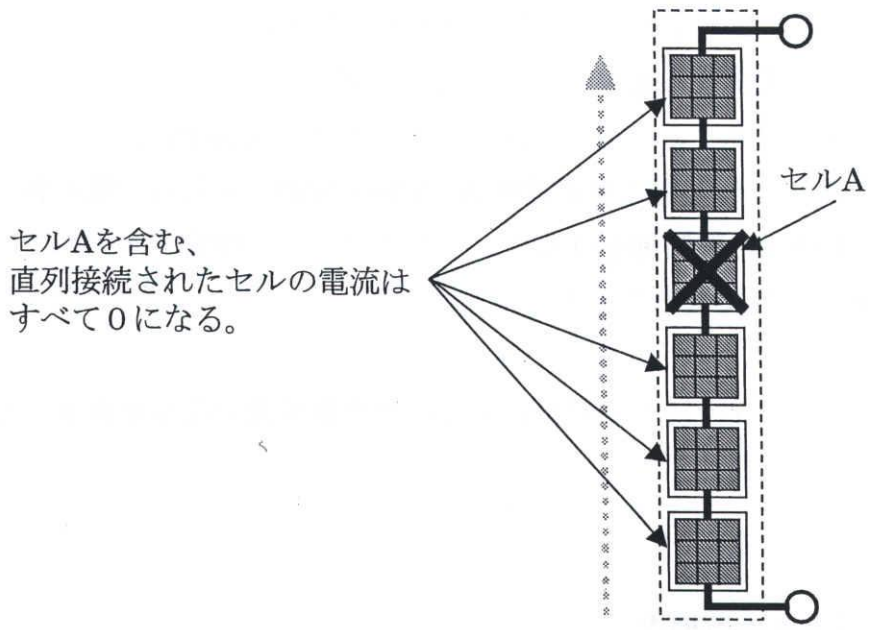
部分影問題のもう一つの解決法は、太陽電池セルの直列接続数を減らし、並列接続数を増やすことである。図 5. 1 接続例 2 は、接続例 1 と同数のセルを並列接続してある。この場合、影により電流が出力できなくなるのは、セル B のみである。したがって、発電量の低下を 1/6 まで抑えることができる。

電流形インバータは、(1) で述べたように昇降圧形の変換装置である。太陽電池出力電圧が系統線間電圧の波高値以下でも逆潮流をすることができる。従って、太陽電池の直列接続数を減らし、部分影による出力低下を少なくすることができる。

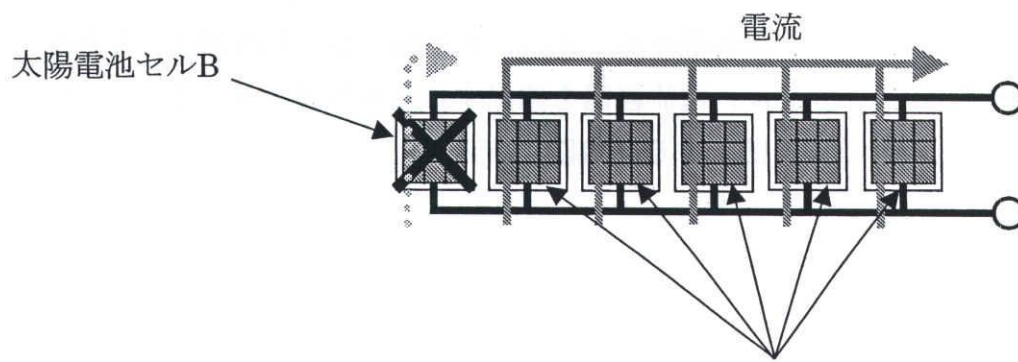
(3) 短絡事故時の事故電流が少ない

電圧形インバータの場合は、太陽電池の出力に大容量のコンデンサが接続される。インバータ内部、もしくは出力部で短絡事故が発生した場合には瞬間的に過大な電流が流れる。これに対し、電流形インバータの場合には、直流電流の供給源は太陽電池のみであるので、短絡事故時に流れる電流は、太陽電池の短絡電流下に抑えられる。このため、短絡事故に対して瞬時にインバータを遮断する必要はなく、例えば家庭用のブレーカーと保護協調をとることも容易である。

本章では、(1) と (2) の長所に注目し、チョッパを省略した太陽光発電システムを考案する。



接続例一



セルB以外のすべてのセルが電流を出力

接続例二

図5.1 太陽電池セルの接続例

5. 2 システム構成

PV の出力は直流である。交流系統に電力を逆潮流するためには、インバータを用いて PV の出力を交流に変換する必要がある。従来の PV システムと考案する電流形インバータのみの PV システムの構成を図 5. 2 に示す。従来 PV システムは DC-DC コンバータで昇圧と最大電力点追従制御 (MPPT 制御) を行い、電圧形インバータで DC-AC 変換と力率制御を行なう。それに対して、提案システムでは電流形インバータが昇圧可能であることを活かし、電流形インバータのみで、昇圧、MPPT 制御、DC-AC 変換、力率制御を行なう。MPPT 制御は、インバータ指令波の振幅を調整することにより行い、力率制御はインバータ指令波の位相を調整することにより達成される。

5. 3 電流形インバータの原理⁽⁴⁾

<主回路構成>

提案するシステムの主回路構成を図 5. 3 に示す。DC-AC 変換装置として、6 個の IGBT とダイオードによる三相電流形インバータを用いる。直流側は、入力電流を平滑する平滑リアクトル L_{DC} 、電流経路を確保するための還流ダイオード D_1 、太陽電池に逆電流が流れるのを防止する逆流防止ダイオード D_s が接続される。交流出力側は、高周波成分を除去するフィルタリアクトル L_f 、フィルタキャパシタ C_f からなる交流フィルタをかいして三相系統に連系される。

<回路動作>

電流形方形波インバータのスイッチパターンと出力電流波形を図 5. 4 に示す。電流形インバータの入力は、入力部に大きな平滑リアクトルが接続されるので、一定電流である。その一定電流をスイッチングにより+-の極性を変化させ、方形波状の電流を出力する。

例えば、S1 と S5 が ON した場合、U 相には $+I_D$ が流れる。S4 と S6 が ON した場合は $-I_D$ が流れる。このように、図に示すスイッチングを行なうと、インバータの出力電流は図中の方形波状の波形になる。

<PWM 制御>

三相電流形インバータでは PWM パターンを作成する際に、電流経路を確保するため開放期間は厳禁である。開放状態になると、電流経路がなくなり、平滑リアクトルの電圧が無限大になるからである。したがって、図 5. 3 における上側アーム S1~S3 のいずれかと下側アーム S4~S6 のいずれかが、必ず ON している必要がある。また、出力に正確な方形波電流を出力するためには、上側アーム S1~S3 と下側アームの S4~S6 は、それぞれ一つずつしか ON できない。したがって、図 5. 5 で示す電圧形インバータで用いられている PWM パターンを使用することができない。

例えば、図 5. 5 中に示す区間 A で考える。図中において、波形の領域内に書かれたスイッチが ON 状態であることを示している。電圧形インバータの PWM パターンの場合、搬送波が領域①にあるときは S1、S5、S6 を ON し、領域②にある時は、S1、S3、S6 を ON する。この場合のスイッチングによる電流波形の様子を図 5. 6 に示す。領域①では下側アームのスイッチの二つが、領域②では上側アームのスイッチの二つが ON 状態であるため、出力には I_D の振幅をもつ方形波電流が出力せず、出力電流は高調波を多く含む。また、搬送波が領域⑦、領域 0 にある場合には、上側アームもしくは下側アームしか ON されず開放状態となり、電流 I_D は行き場を失い多大な電圧が発生し主回路の破壊を招く。

ここで、電圧形インバータの PWM パターンを改良した図 5. 7 の PWM パターンを用いる。搬送波が領域①~⑥のいずれの領域にある場合も、常に上側アームのいずれか一つのスイッチと、下側アームのいずれか一つのスイッチが ON している。領域 0 と領域⑦では、すべてのスイッチを ON することにより、入力側が短絡され、電流経路が確保される。それぞれのスイッチは連続した 180° の区間で ON と OFF を繰り返し、直流の入力は正弦波状に変調された交流出力となる。

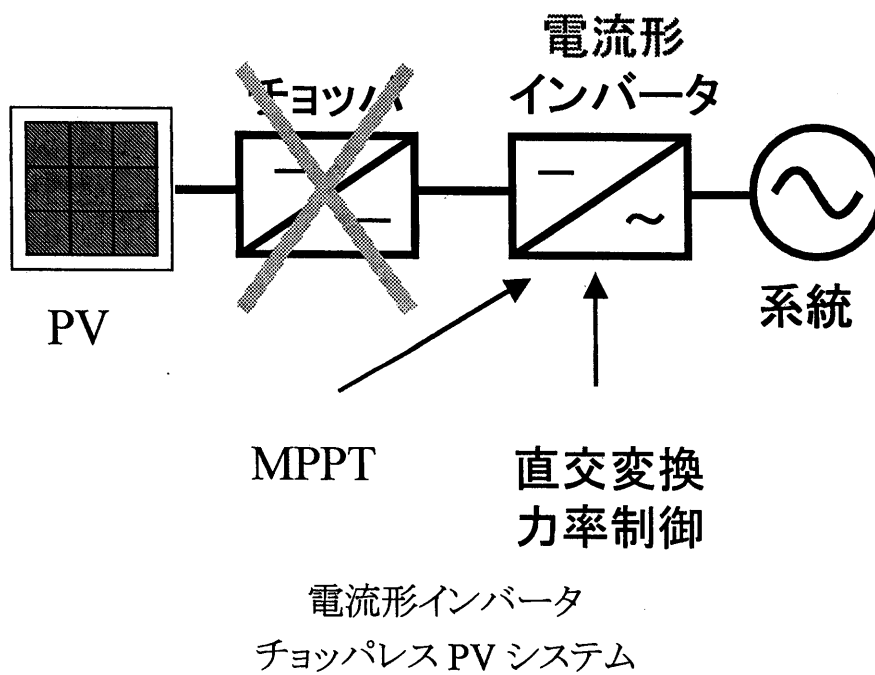
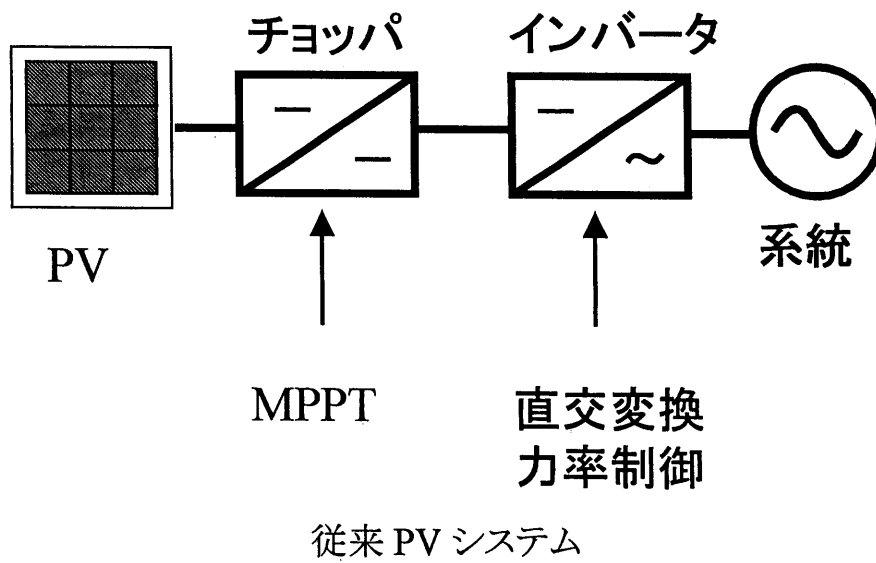


図5.2 従来および考案 PV システムの構成

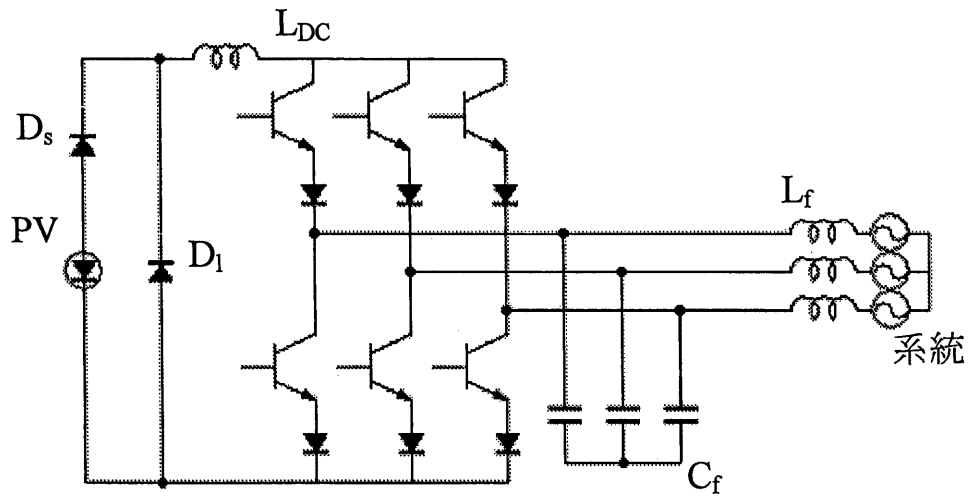


図5.3 主回路の構成

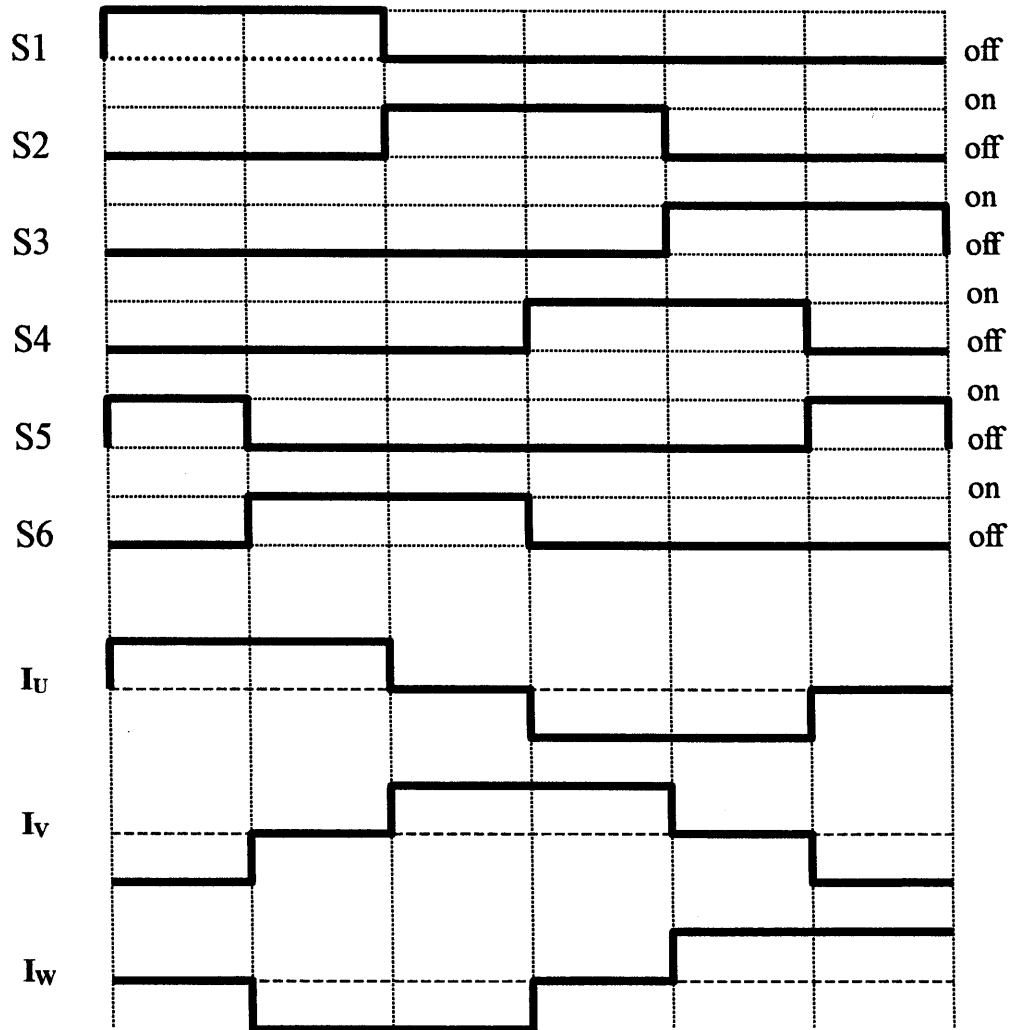
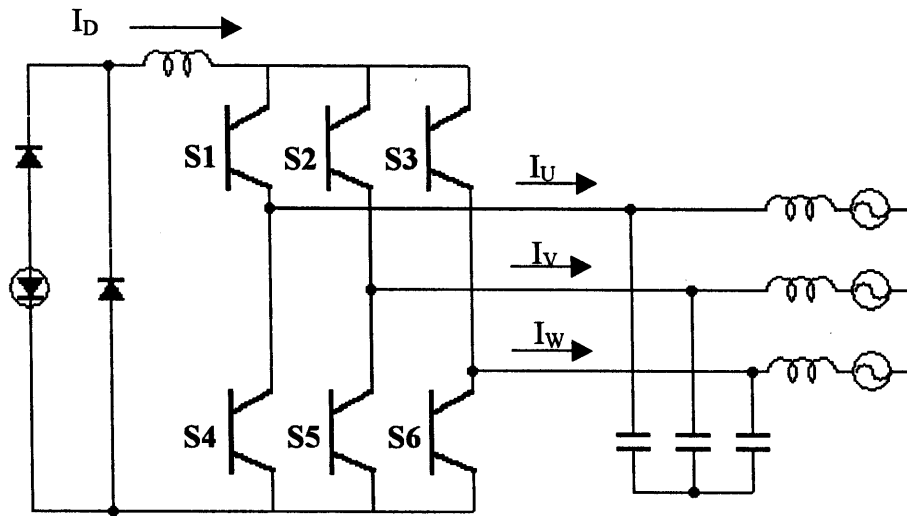


図5.4 スイッチングパターンと電流波形

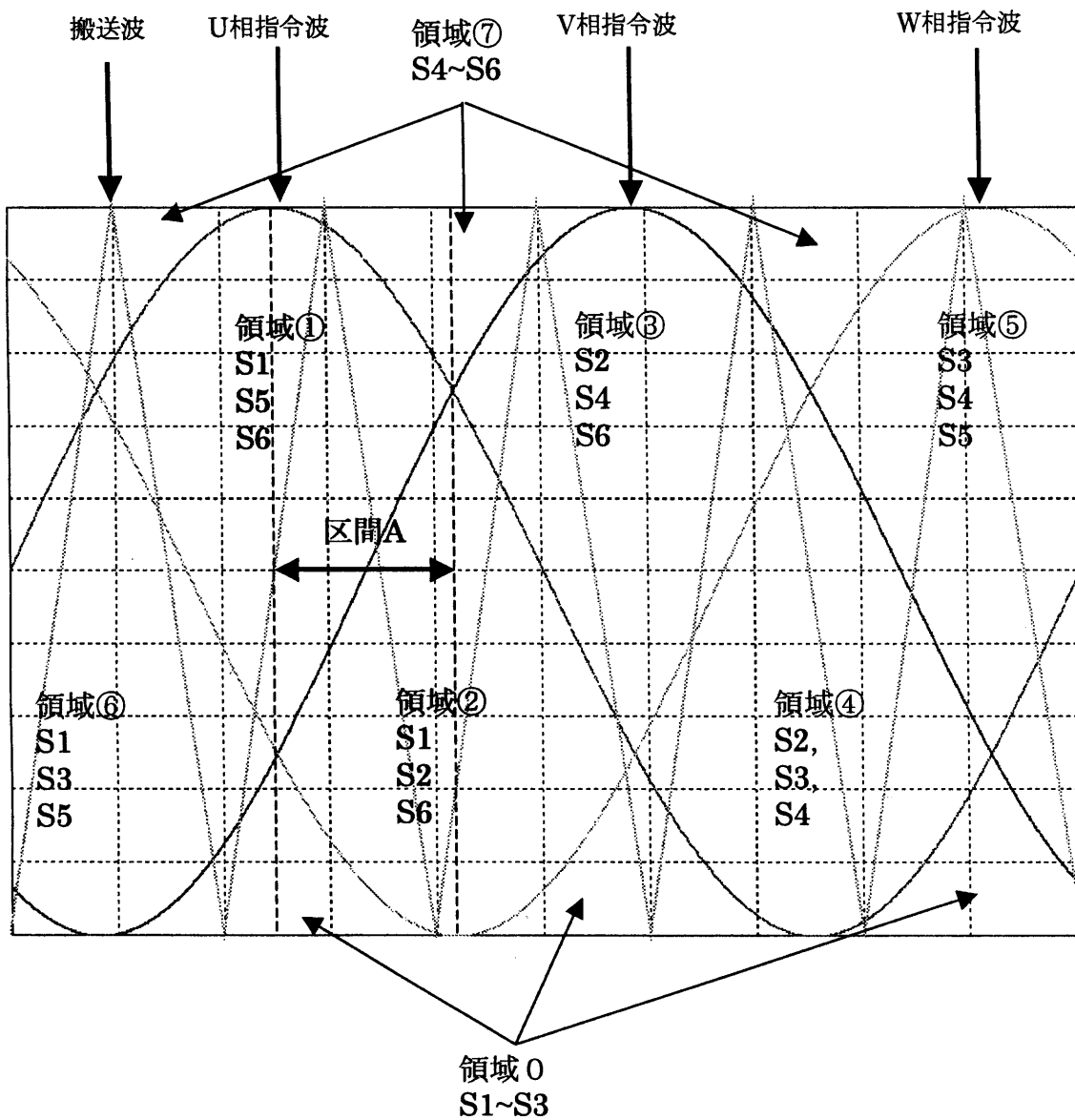


図5.5 電圧型インバータのPWM制御

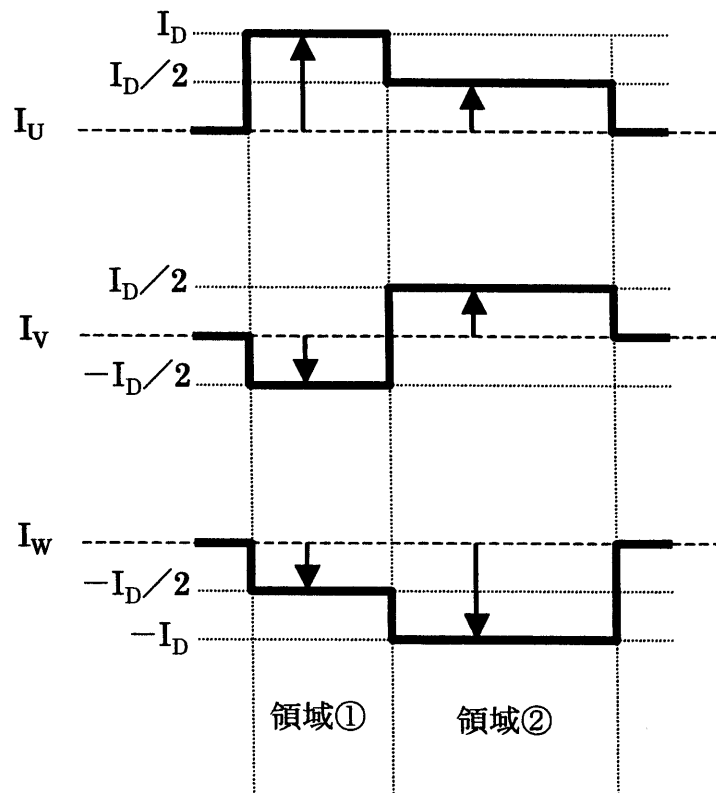
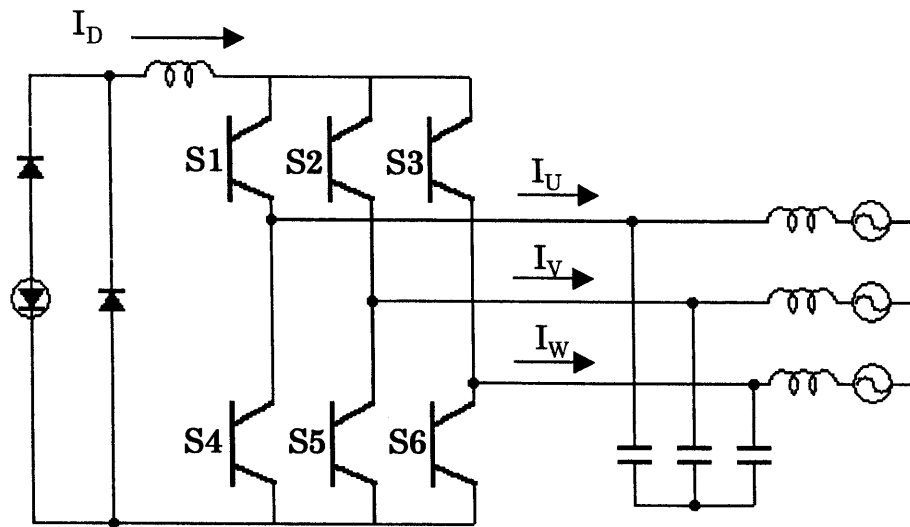


図5.6 電圧型インバータのスイッチングにおける電流波形

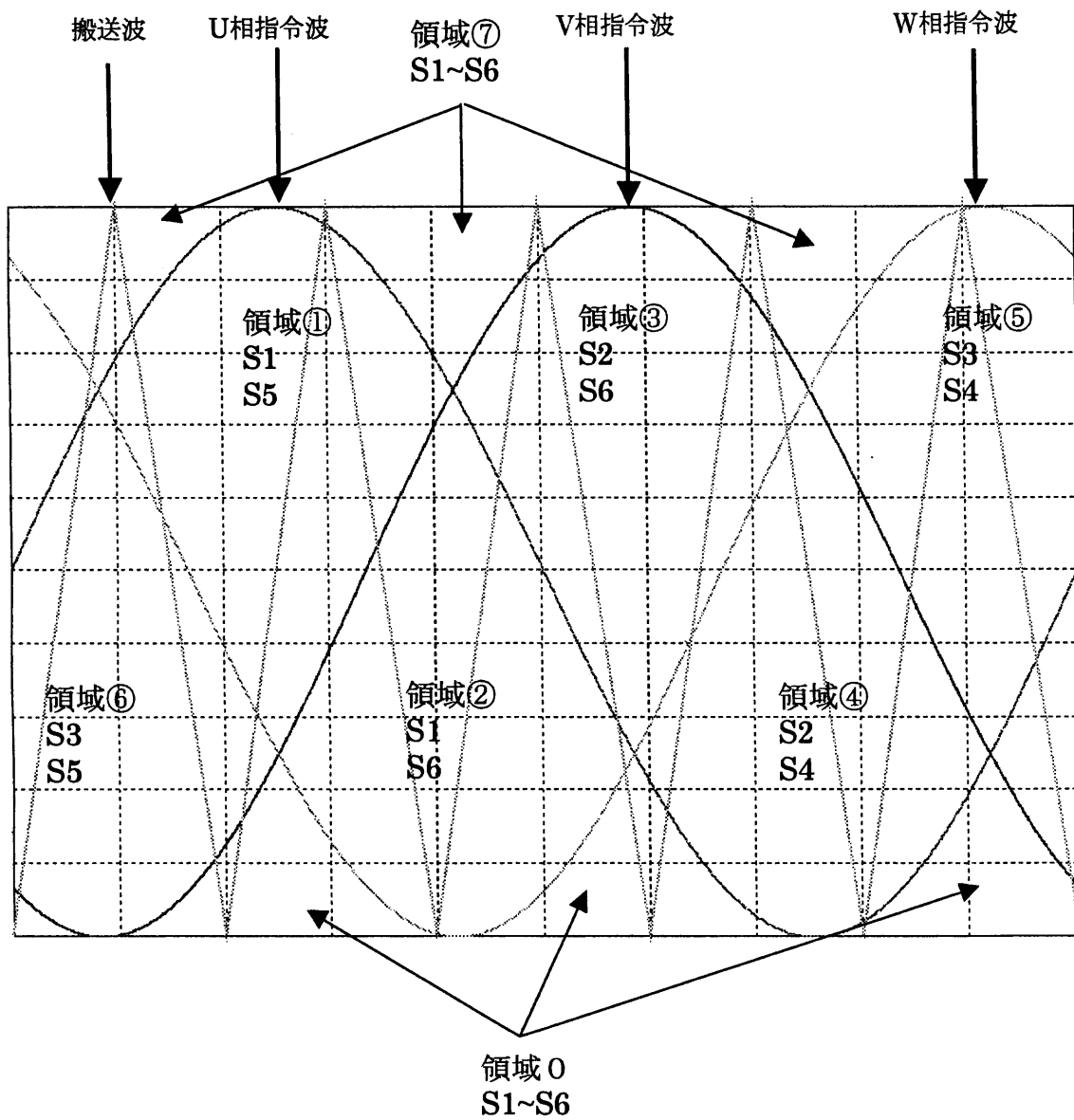


図5.7 電流形インバータのPWM制御

5. 4 系統連系における力率制御と PV 出力制御

<力率制御>

系統連系を行なう場合は、インバータ出力電流と系統相電圧を同位相にし、力率を 1 の状態にする必要がある。図 5. 8 に示すように、系統相電圧 v_U とインバータ出力電流指令 i_{ref} の位相を同位相にした場合、ブリッジ出力電流 i_{bridge} と v_U は同位相になるが、インバータ出力電流 i_L と v_U との間には、交流フィルタにより位相差 θ が生じる。そのため、図 5. 9 に示すように、この位相差 θ を考慮して、 i_{ref} と v_U の位相差を θ に制御する必要がある。

これから θ の導出を行なう。 i_{ref} と i_{bridge} は同相であるので、図 5. 10 のように v_U と i_L を同相となる i_{bridge} と v_U の位相差 θ を求めればよい。

L_f の電流および系統電圧は

$$i_{L_f} = I_{L_f} \sin \omega t \quad \dots (5. 1)$$

$$v_u = E_0 \sin \omega t \quad \dots (5. 2)$$

である。ここで、 C_f の電圧 v_{c_f} は

$$v_{c_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + v_u = \omega L_f I_{L_f} \cos \omega t + E_0 \sin \omega t \quad \dots (5. 3)$$

となり、 C_f の電流 i_{c_f} は

$$i_{c_f} = C_f \frac{dv_{c_f}}{dt} = C_f \left\{ \omega^2 L_f I_{L_f} (-\sin \omega t) + \omega E_0 \cos \omega t \right\} \quad \dots (5. 4)$$

である。したがってインバータ出力電流 i_{bridge} は

$$\begin{aligned}
i_{\text{bridge}} &= i_{L_f} + i_{C_f} \\
&= \omega^2 L_f C_f I_{L_f} (-\sin \omega t) + \omega C_f E_0 \cos \omega t + I_{L_f} \sin \omega t \\
&= (I_{L_f} - \omega^2 L_f C_f I_{L_f}) \sin \omega t + \omega C_f E_0 \cos \omega t \quad \dots (5. 5) \\
&= \sqrt{(I_{L_f} - \omega^2 L_f C_f I_{L_f})^2 + (\omega C_f E_0)^2} \sin(\omega + \theta)
\end{aligned}$$

ただし

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega C_f E_0}{I_{L_f} - \omega^2 L_f C_f I_{L_f}} \quad \dots (5. 6)$$

となり、インバータ出力電流 i_{bridge} と v_U の位相を式 (5. 6) で求めた θ だけずらせば、 i_L と v_U は同相に制御される。

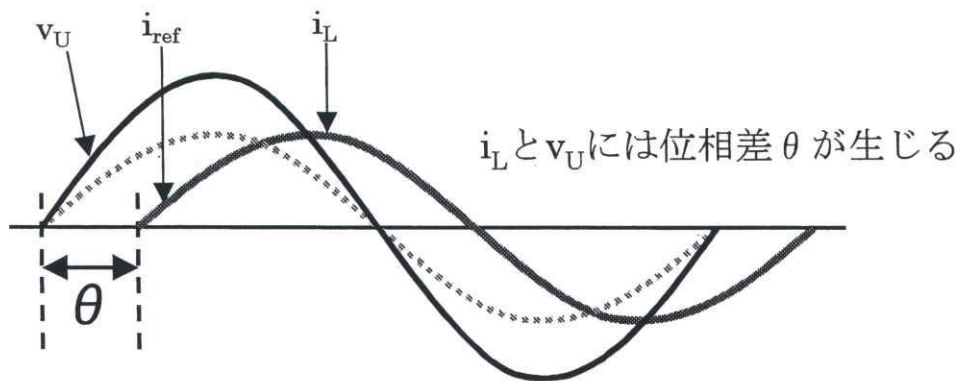
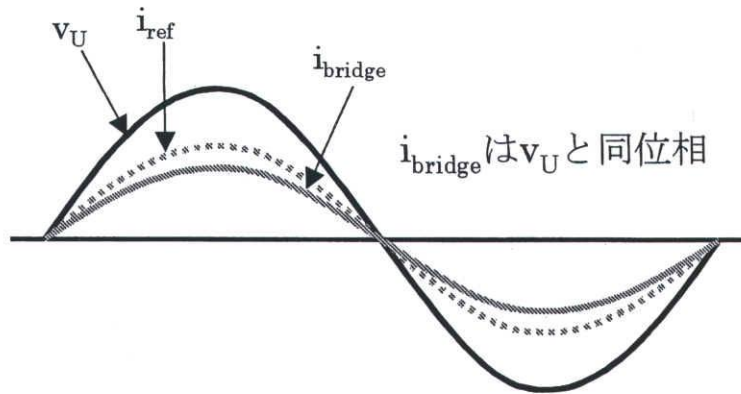
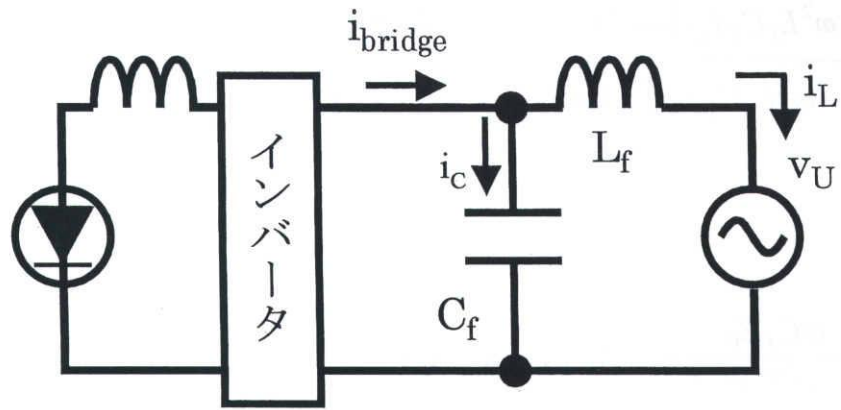


図5.8 力率制御 説明図1

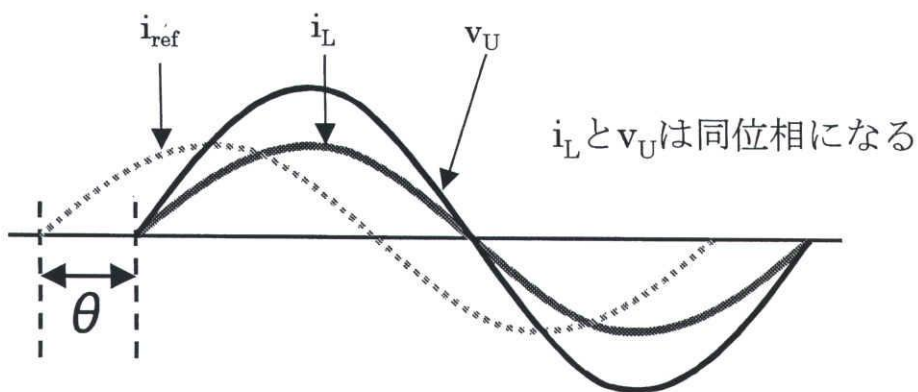
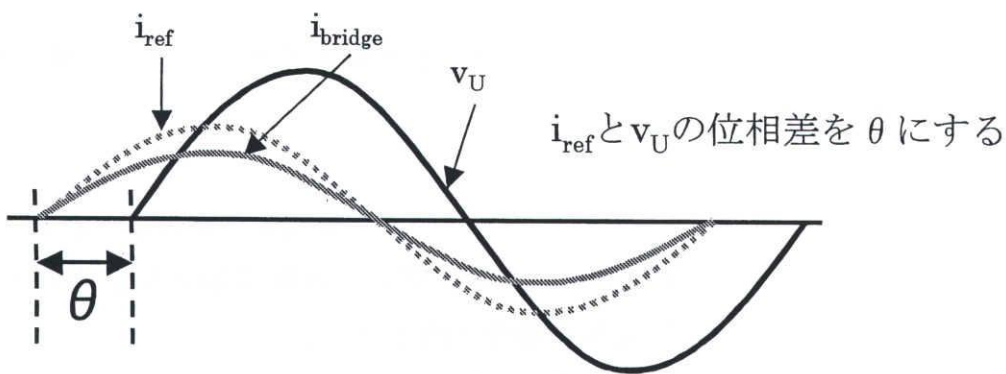
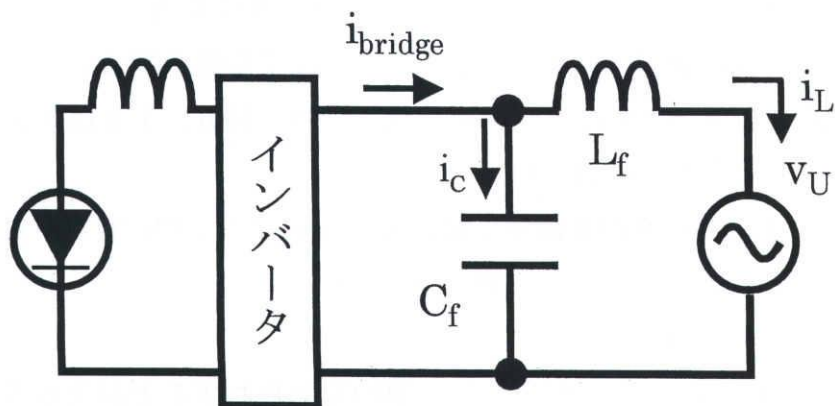


図5.9 力率制御 説明図2

<インバータ変調率に対する PV 出力特性>

インバータ変調率に対する、PV 出力の変化をシミュレーションにより調べた。シミュレーションの回路を図 5. 10 に、シミュレーション条件を表 5. 1 に示す。

図 5. 11 はインバータの変調率に対する PV 出力電圧平均値の特性、図 5. 12 はインバータ変調率に対する PV 出力電流平均値の特性、図 5. 13 はインバータ変調率に対する PV 出力電力平均値の特性である。

それぞれの図より、インバータの変調率を変えることにより、PV 出力が変化することがわかる。つまり、変調率により、PV の出力を制御することができる。

図 5. 11 より、PV の出力電圧はインバータ変調率 M に正比例することがわかる。その近似式は、変調率 M と系統線間電圧を用いてあらわすことができる。これから、図 5. 14 のスイッチングによる電流経路、図 5. 15 の電流指令波と搬送波、図 5. 16 の指令波、相電圧、線間電圧の位相関係を用いて、近似式の導出を行なう。

インバータのスイッチングにより、太陽電池は短絡と系統への連系を繰り返す。例えば、 $S1$ と $S5$ が ON したときは、図 5. 14 (a) に示す経路 a で系統へ連系される。そして、 $S2$ と $S5$ が ON したときは、図 5. 14 (b) に示す経路 b になり、太陽電池は短絡される。 $S1$ と $S5$ が ON したとき、つまり経路 a の場合は、図 5. 14 (a) に示すインバータの入力電圧はフィルタコンデンサの線間電圧 V_{Cuv} となり、 $S2$ と $S5$ が ON したとき、つまり経路 b の場合には 0 となる。

ここで、系統相電圧 v_U とコンデンサの相電圧 v_C には式 (5. 7) と式 (5. 8) の関係がある。ここで v_{L_f} はフィルタリアクトルの電圧、 I_{L_f} はインダクタンスの電流波高値、 V_S は相電圧の波高値、 ϕ は系統相電圧 v_U とコンデンサ電圧 v_C の位相差である。

$$v_C = v_{L_f} + v_U = \sqrt{(\omega L_f I_{L_f})^2 + V_S^2} \sin(\omega t + \phi) \quad \dots (5. 7)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L_f I_{L_f}}{V_S} \quad \dots (5. 8)$$

通常用いられるフィルタリアクトル L の値は 10^{-3} オーダーであるため、式の $(\omega L_f I_{L_f})^2$ の項は、非常に小さくなる。また式 (5. 8) に示す位相差 ϕ も非常に小さ

な値になるため、系統電圧 v_U とフィルタコンデンサ電圧 v_C の関係は

$$v_c \cong v_U = V_s \sin(\omega t) \quad \dots (5.9)$$

と近似することができる。

式5.9の関係より、インバータ入力電圧 V_{INV} は系統相電圧を用いてあらすことができる。図5.15に示す $1/6\pi$ から $1/2\pi$ の区間で考える。条件として、指令波と相電圧と線間電圧の位相の関係は、図5.16に示すとおりである。U相指令波の位相が0の時を、 $\theta=0$ とし、相電圧の波高値を V_s 、系統線間電圧の実効値を V とする。

図5.15の $1/6\pi$ から $1/2\pi$ の期間では、S5が常にONし、S1とS2とS3が順にONして、導通経路が切り替わる。先ほど述べたように、S1がONする場合、 V_{INV} はフィルタコンデンサの線間電圧 v_{CuV} となるので、U相のコンデンサ相電圧を v_{Cu} 、W相のコンデンサ相電圧を v_{Cv} とすると、

$$v_{INV} = v_{CuV} = v_{Cu} - v_{Cv} \quad \dots (5.10)$$

となる。コンデンサ相電圧は系統相電圧に近似できるため、S1がONする期間の v_{INV} は式(5.11)であらわせる。

$$\begin{aligned} v_{INV} &= v_{UV} = v_U - v_V \\ &= \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \quad \dots (5.11) \end{aligned}$$

同様にS3がONする期間の v_{INV} は式(5.12)であらわせる。

$$\begin{aligned} v_{INV} &= v_{WV} = v_W - v_V \\ &= \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \quad \dots (5.12) \end{aligned}$$

図5.15中の $1/6\pi < \theta < 1/2\pi$ 区間の、ある角度 θ におけるS1がONする割合は指令波を用いて表すことができる。S1がONをする時は、搬送波がU相の指令波と

W 相の指令波の間にあるときである。搬送波が指令波に対して十分高い周波数であれば、S1 が ON をする割合 $S1_{on}$ を次のように表すことができる。

$$S1_{on} = \frac{I_{refU} - I_{refW}}{2} = \frac{\sqrt{3}M \sin\left(\theta - \frac{1}{6}\pi\right)}{2} \quad \dots (5. 13)$$

同様に、S3 が ON する割合は

$$S3_{on} = \frac{I_{refW} - I_{refV}}{2} = \frac{\sqrt{3}M \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right)}{2} \quad \dots (5. 14)$$

S2 が ON する割合は

$$\begin{aligned} S2_{on} &= 2 - \frac{I_{refW} - I_{refV}}{2} - \frac{I_{refU} - I_{refW}}{2} \\ &= 2 - \frac{\sqrt{3}M \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right)}{2} - \frac{\sqrt{3}M \sin\left(\theta - \frac{1}{6}\pi\right)}{2} \quad \dots (5. 15) \end{aligned}$$

と表すことができる。

図 5. 15 の $1/6\pi < \theta < 1/2\pi$ の区間において、S1 と S2 と S3 は、それぞれ $S1_{on}$ 、 $S2_{on}$ 、 $S3_{on}$ の割合で系統に接続、もしくは短絡状態になる。よって、インバータの入力平均電圧 V_{INV} は、以下のように表される。

$$\begin{aligned}
V_{INV} &= \frac{1}{\frac{1}{3}\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{1}{2}\pi} \left\{ S1_{on} \times \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + S3_{on} \times \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) + S2_{on} \times 0 \right\} d\theta \\
&= \frac{1}{2} \times \frac{1}{\frac{1}{3}\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{1}{2}\pi} \left\{ \begin{aligned} &\sqrt{3}M \sin\left(\theta - \frac{1}{6}\pi\right) \times \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ &+ \sqrt{3}M \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \times \sqrt{2}V \sin\left(\theta + \frac{1}{2}\pi\right) \end{aligned} \right\} d\theta \\
&= \frac{3\sqrt{2}}{4} MV \\
&\dots (5. 16)
\end{aligned}$$

式5. 16は1/6πから3/6πの区間での平均電圧であるが、三相電流形インバータは対称交流を出力するので、その他の区間で考えても、同様の平均電圧になる。したがって、全区間でのインバータ入力平均電圧も、式5. 16の値になる。

ここで、PVの平均電圧VPVとインバータ入力電圧VINVの関係について考える。平滑インダクタンスLDCの平均電圧をVLdcとすると、VPVは

$$V_{PV} = V_{Ldc} + V_{INV} \quad \dots (5. 17)$$

となる。ここで、インダクタンスの平均電圧は0であるので、

$$V_{PV} = V_{INV} \quad \dots (5. 18)$$

と、あらわせる。したがって、VPVは

$$V_{PV} = \frac{3\sqrt{2}}{4} MV \quad \dots (5. 19)$$

となり、太陽電池の平均電圧は、インバータの変調率と系統線間電圧で表すことができる。図5. 17に、シミュレーションによって求めたインバータ変調率に対する太陽電池電圧の平均値と式5. 19から導出した太陽電池電圧の理論値の関係を示す。シミュレーションによる値と理論値がほぼ一致しており、太陽電池の動作電圧はインバータの変調率のみで制御できる。

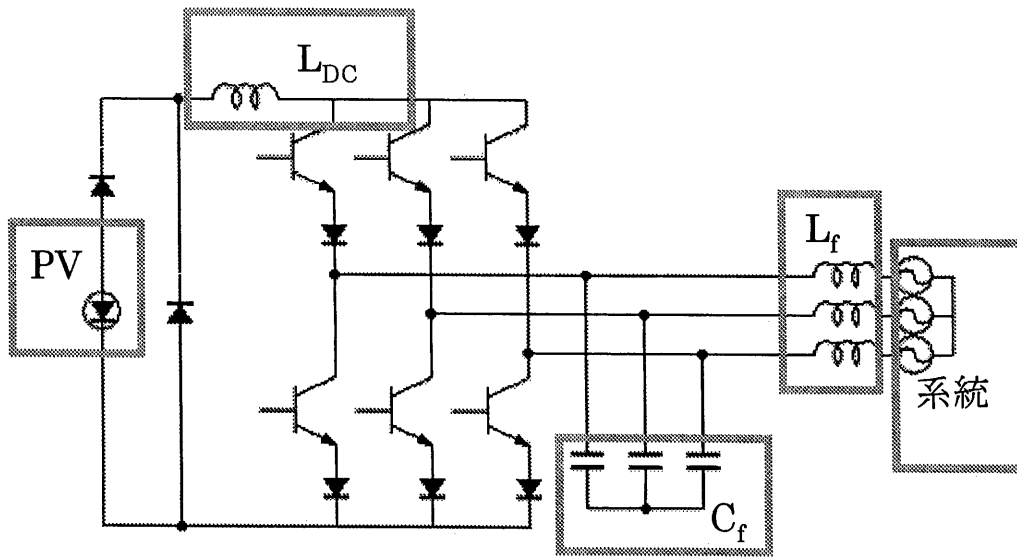


図5.10 シミュレーション回路

表5.1 シミュレーション定数

PV仕様	
短絡電流 I_{CS}	15 [A]
開放電圧 V_{OC}	230 [V]
最大電力点電力 P_{max}	2633 [W]
最大電力点電圧 V_{pmax}	142.4 [V]
最大電力点電流 I_{pmax}	13.87 [A]
回路定数	
平滑リアクトル L_{DC}	10 [mH]
フィルタキャパシタンス C_f	10 [μ F]
フィルタリアクトル L_f	1 [mH]
三相系統線間電圧実行値 V_s	200 [V]
三相系統周波数 f_s	60 [Hz]
制御系条件	
力率制御周期 f_{PF}	60 [Hz]
インバータ制御率 M	0.1~1.0
PV条件	
照度S	1 [kw/m ²]
温度T	300 [K]

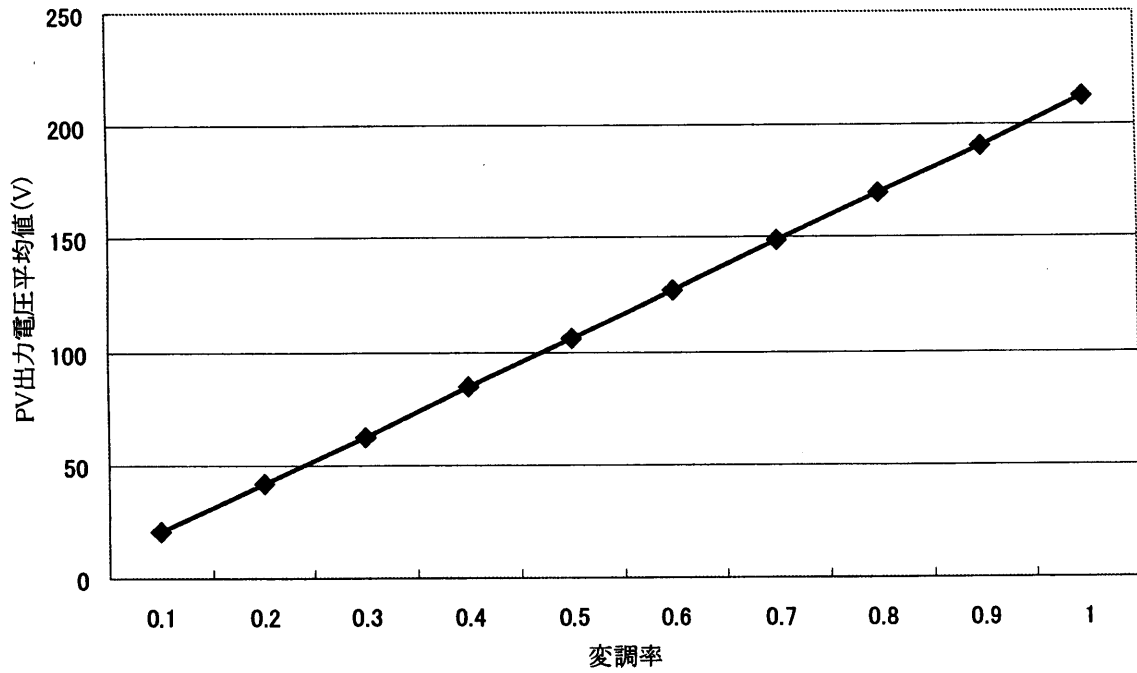


図5. 11 変調率－PV 出力平均電圧特性

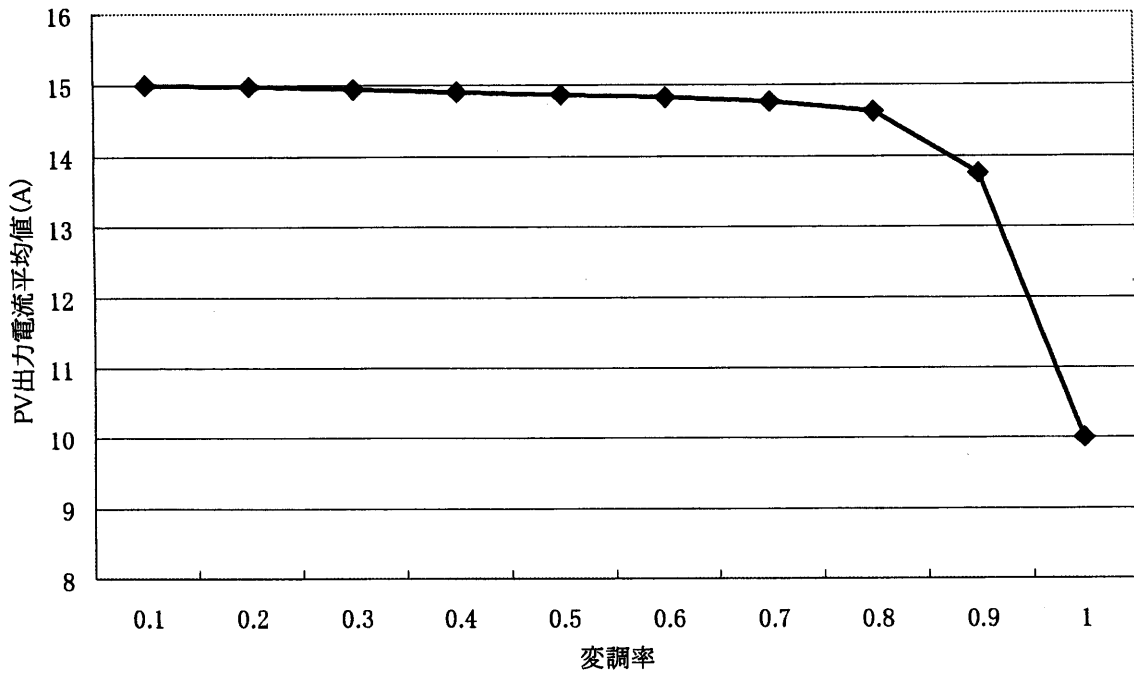


図5. 12 変調率－PV 出力平均電流特性

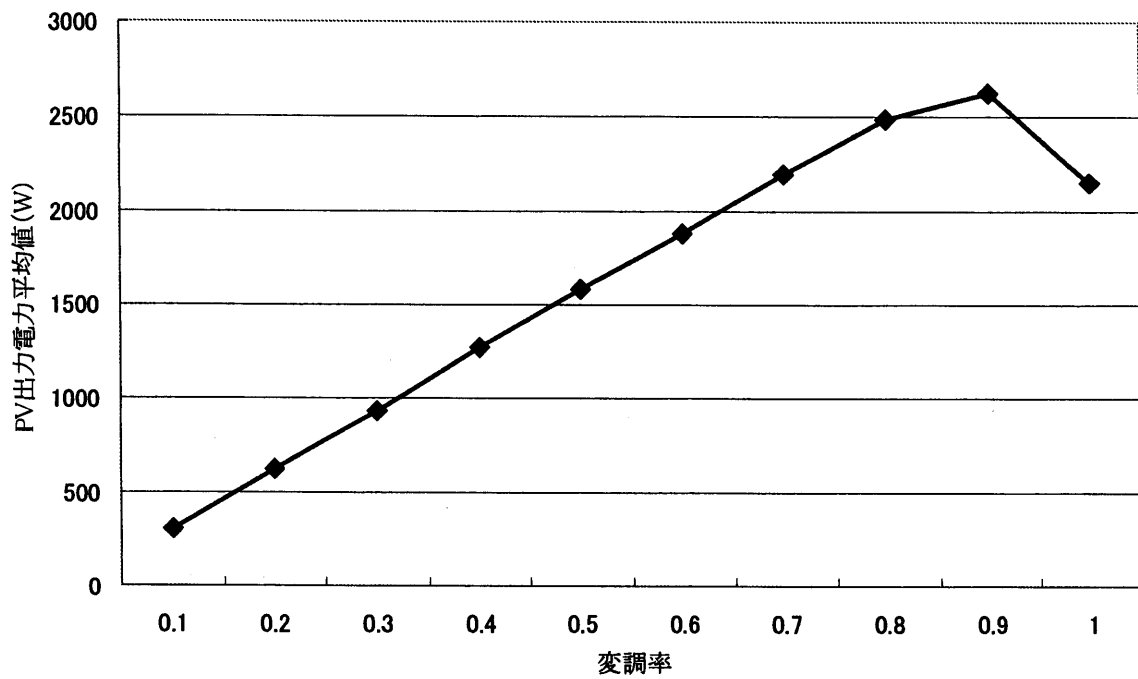
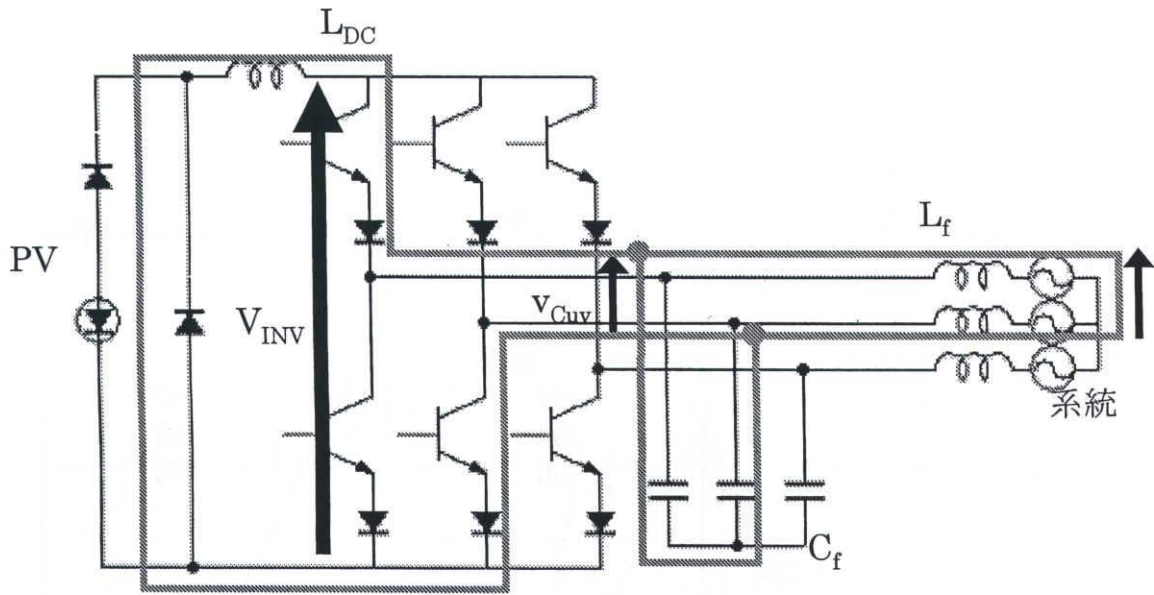
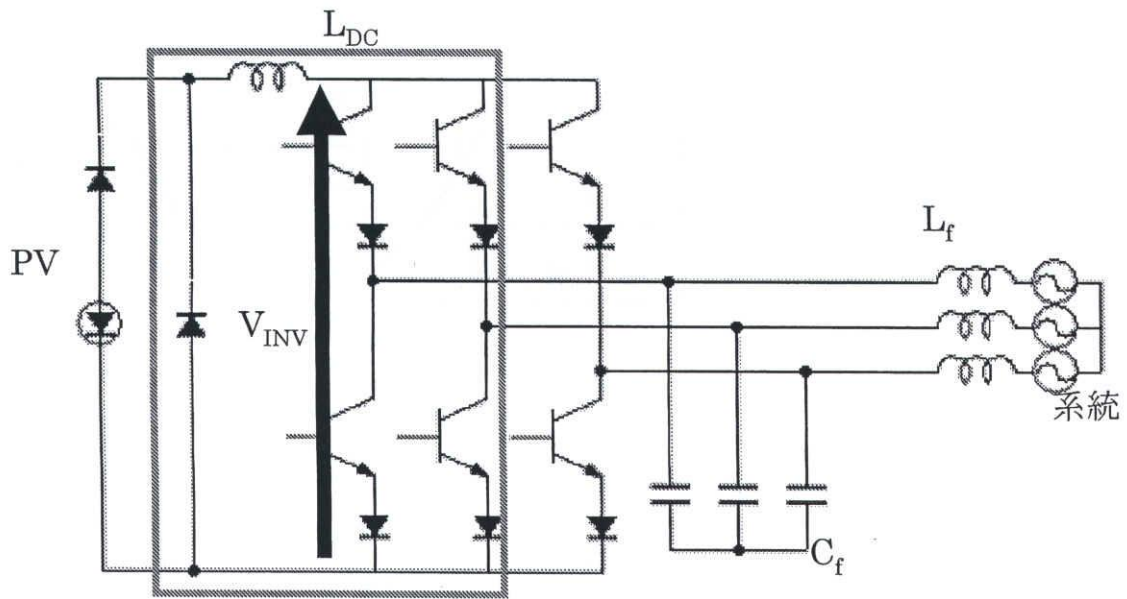


図5.13 変調率—PV 出力平均電力特性



(a) S1とS5がONした時の電流経路



(b) S2とS5がONした時の電流経路

図5.14 スイッチングによる電流経路

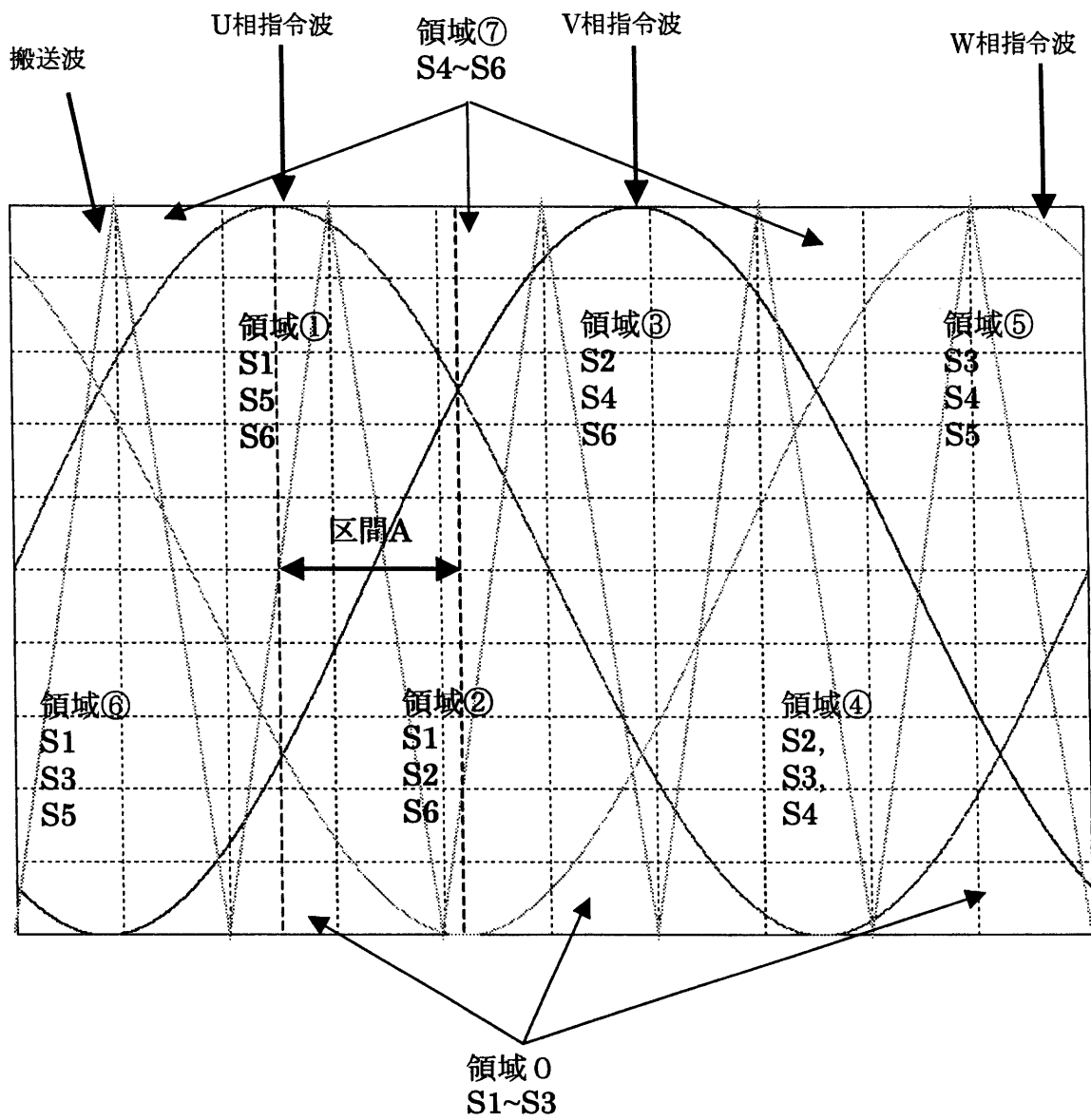


図5. 15 電流指令波と搬送波

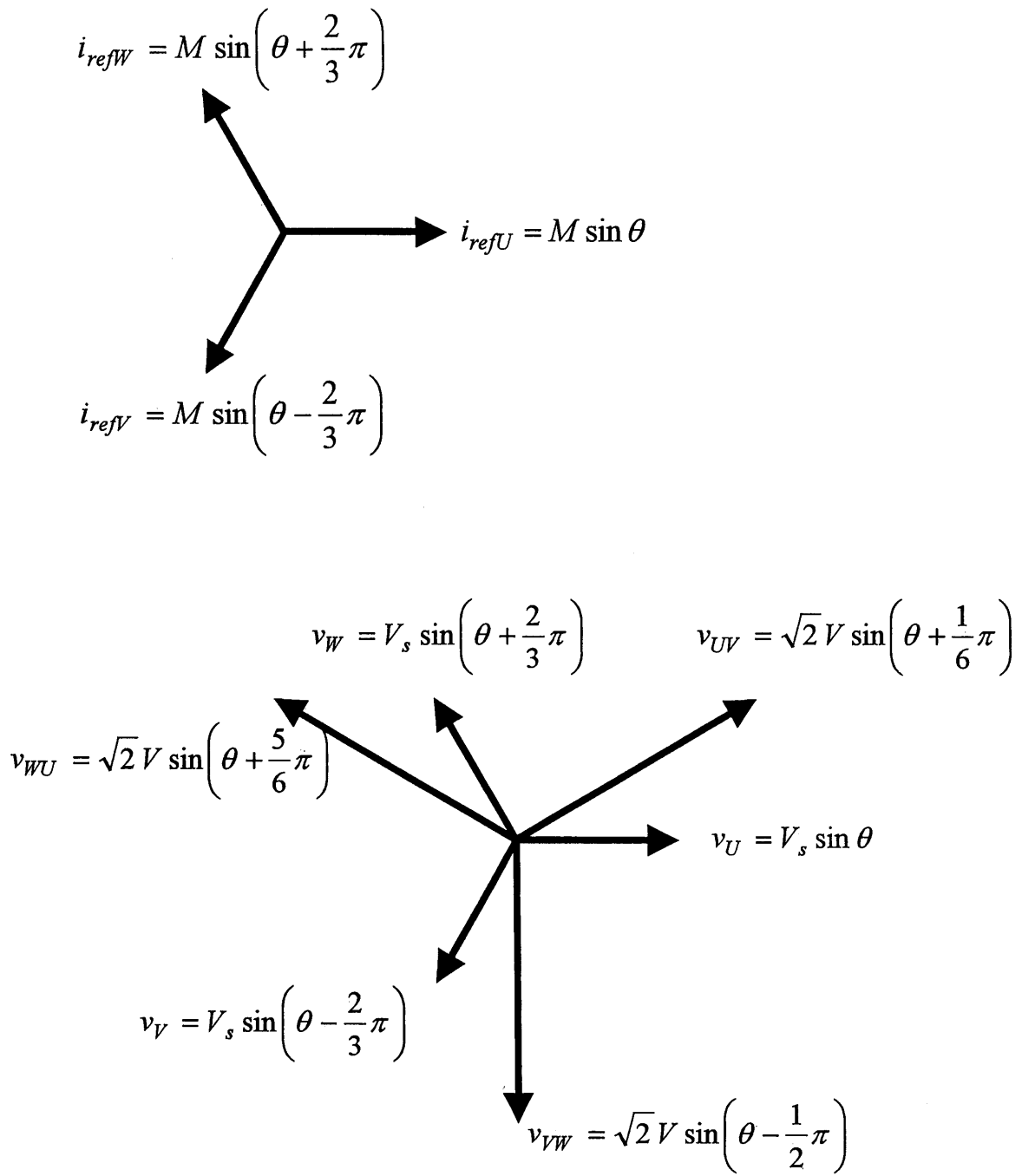


図5. 16 電流指令波と搬送波

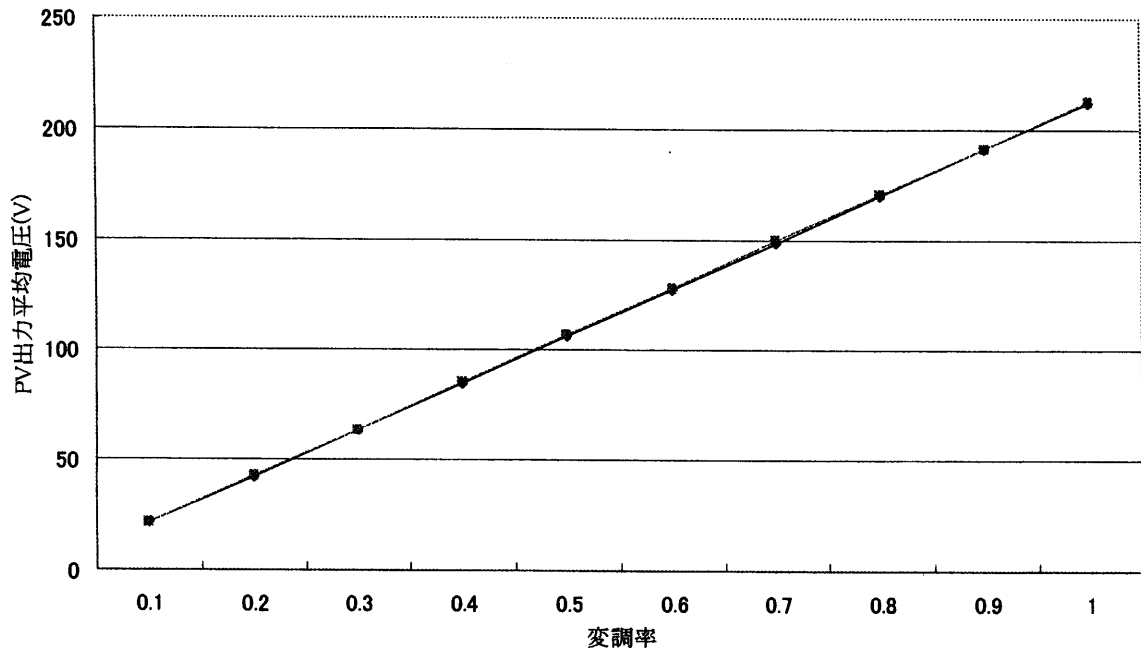


図5.17 変調率-PV出力平均電圧特性
理論値とシミュレーション値の比較

5.5 シミュレーション

<シミュレーションによる動作確認>

シミュレーションにより、電流形インバータを用いた太陽光発電システムの動作確認を行なった。

シミュレーションのシステム構成を図5.18に示す。図5.18のPF controllerは、式5.6を用い、検出された相電圧実行値 V_U と線電流実行値 I_L より、力率指令 θ^* を出力する。そして、系統相電圧から位相が θ^* ずれた正弦波に、MPPT controllerから出力される変調率 M を乗じ、指令波を作成する。MPPT制御は、第4章で述べた瞬時最大電力追従法を用いる。作成された指令波と搬送波 V_{tri} を比較し、PWMパターンを作成し、スイッチングを行なう。

シミュレーション回路を図5.19に、シミュレーション条件を表5.2に示す。系統線間電圧の実効値は200[V]で、波高値は282.8[V]である。定常状態での太陽電池の動作電圧は約142[V]で、系統線間電圧の波高値の約半分である。この状況で、最大電力点追従制御、力率制御、逆潮流ができているかの確認を行なった。

<シミュレーション結果>

図5.20にインバータ変調率の変化を、図5.21にPV出力電力波形を示す。図5.20より、変調率は約0.6[sec]で整定し、0.67である。図5.21より、整定後の電力は約1972[w]である。この電力は、最大電力点電力と一致し、最大電力点追従制御が正確に行われていることがわかる。図5.22はPVの出力電圧波形である。整定後の電圧は約142[V]で、PVの最大電力点電圧である。PVの出力電圧が系統線間実効電圧の波高値282.3[V]の約半分でも、昇圧チョッパを接続することなく系統に電力を供給することができることがわかる。

0.5[sec]において、制御を開始したときの力率変動波形を図5.23に示す。この図において力率は0.65[sec]で整定しており、整定後の力率は約0.99である。図5.24に系統相電圧と系統線電流の波形を示す。図5.24をみても、系統相電圧と系統線電流は、ほぼ同位相であることがわかる。

以上の結果より、電流形インバータを用いた太陽光発電システムは、PVの電圧が低い状態でも、最大電力点追従制御、力率制御、逆潮流が行なえる事を確認した。

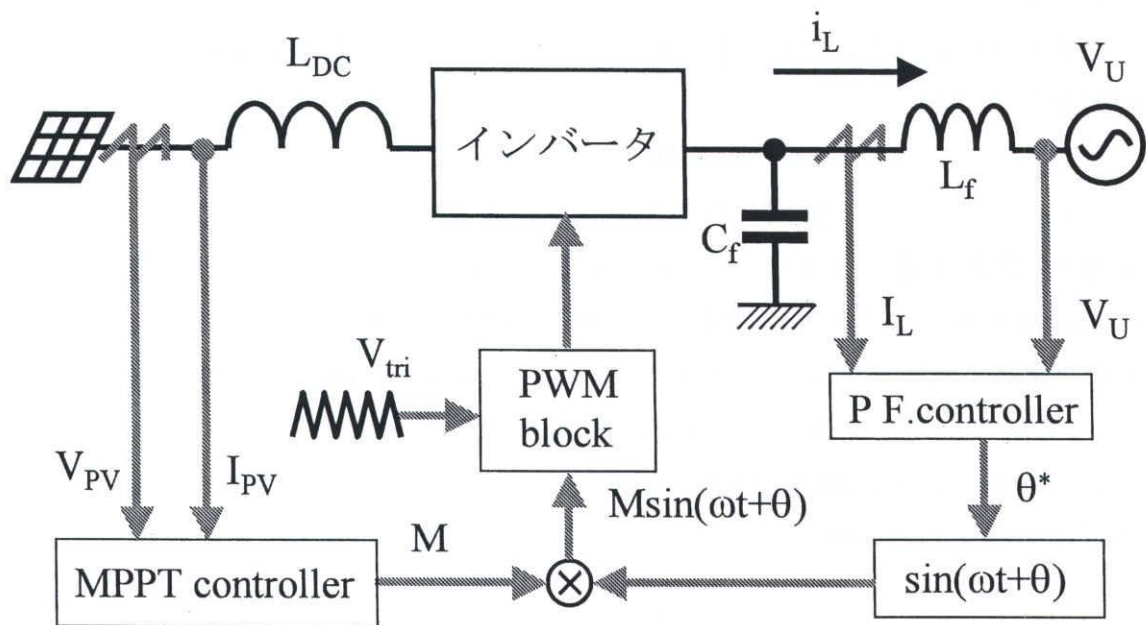


図5. 18 シミュレーションのPVシステム構成

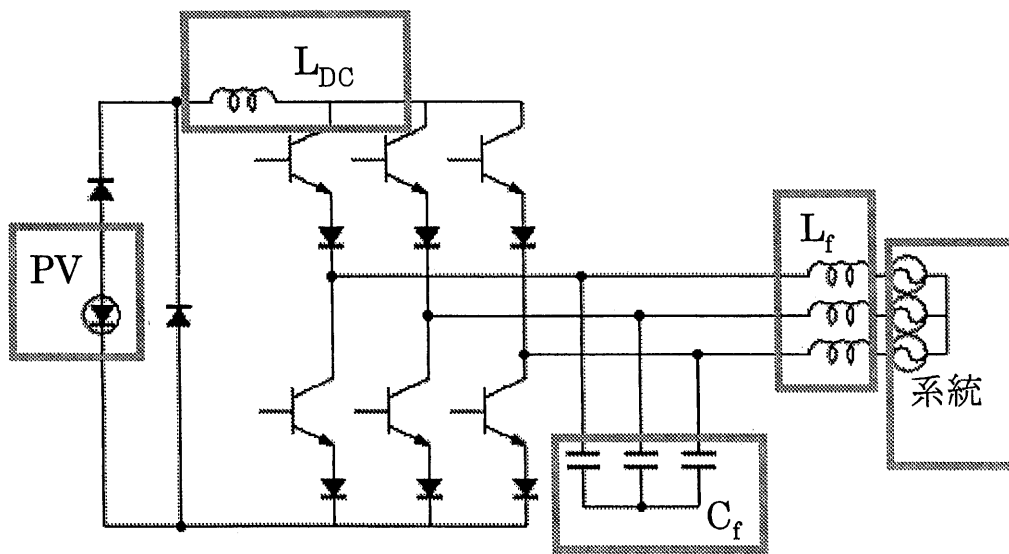


図5.19 シミュレーション回路

表5.2 シミュレーション定数

PV仕様	
短絡電流 I_{CS}	15 [A]
開放電圧 V_{OC}	172.4 [V]
最大電力点電力 P_{max}	1974.81 [W]
最大電力点電圧 V_{pmax}	142.4 [V]
最大電力点電流 I_{pmax}	13.87 [A]
回路定数	
平滑リアクトル L_{DC}	10 [mH]
フィルタキャパシタンス C_f	10 [μ F]
フィルタリアクトル L_f	1 [mH]
三相系統線間電圧実行値 V_s	200 [V]
三相系統周波数 f_s	60 [Hz]
制御系条件	
力率制御周期 f_{PF}	60 [Hz]
MPPT制御周期 f_M	60 [Hz]
PV条件	
照度S	1 [kw/m ²]
温度T	300 [K]

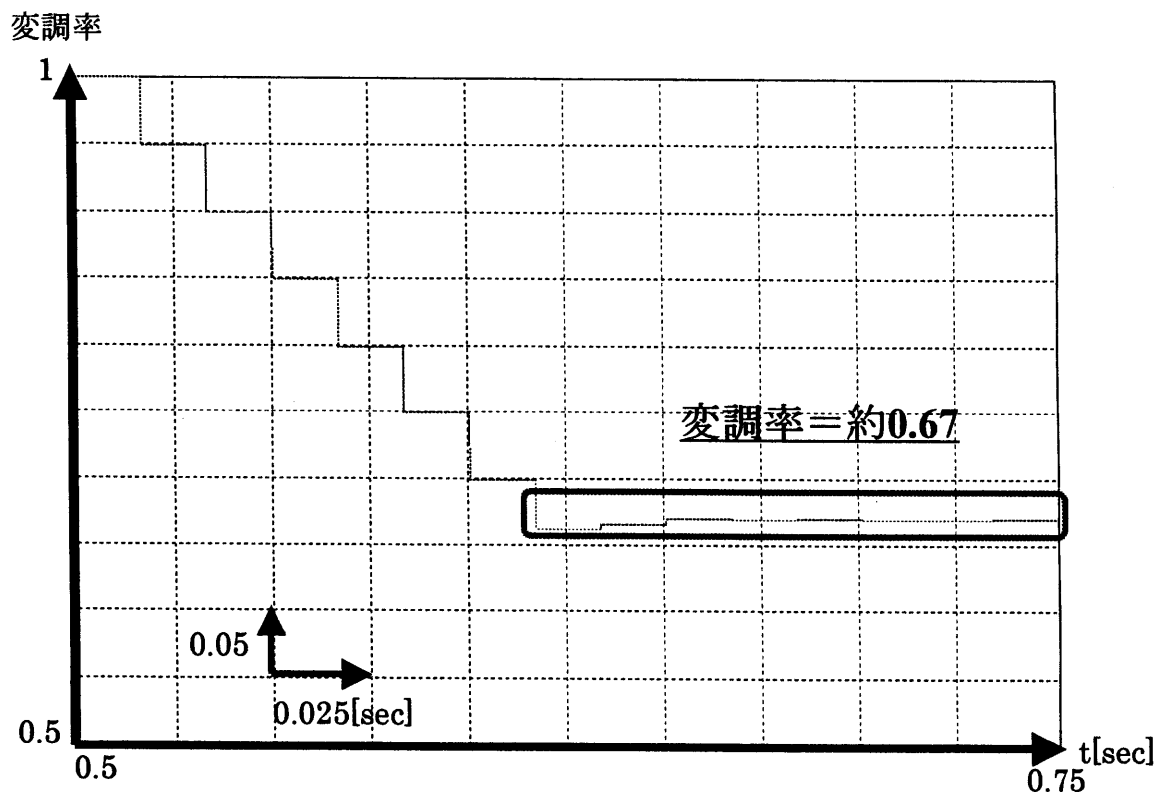


図5. 20 インバータ変調率変動

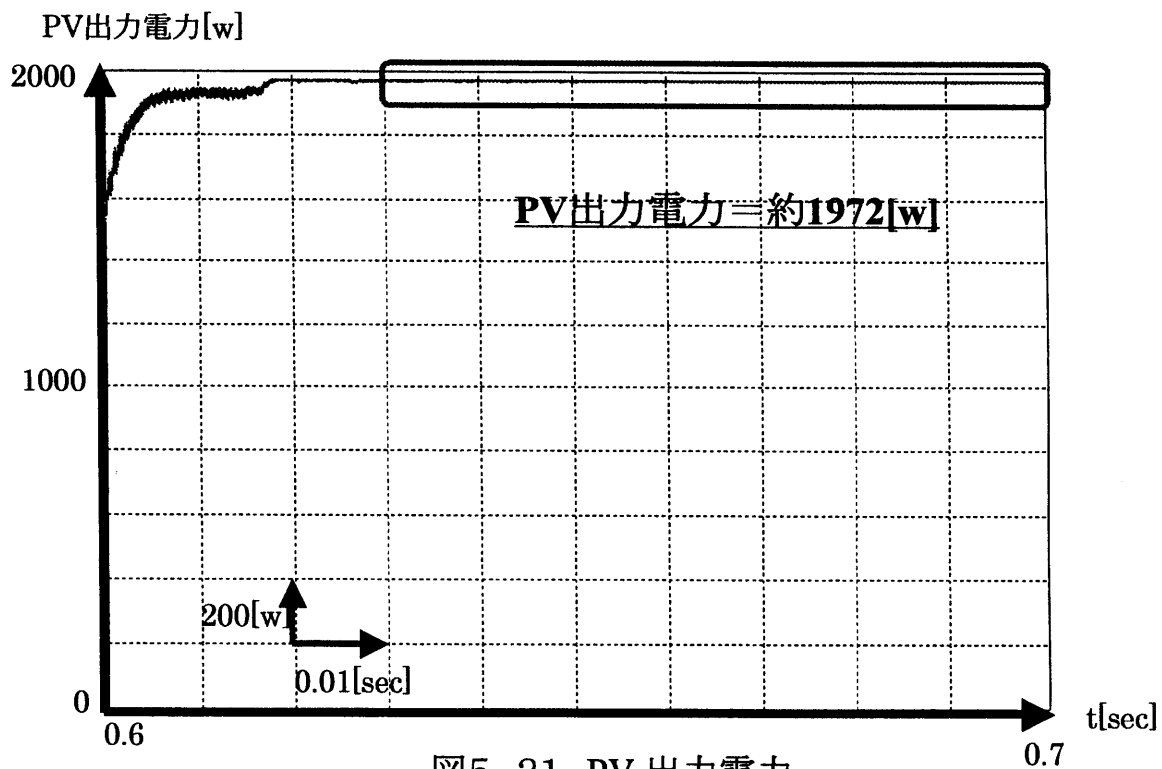


図5. 21 PV 出力電力

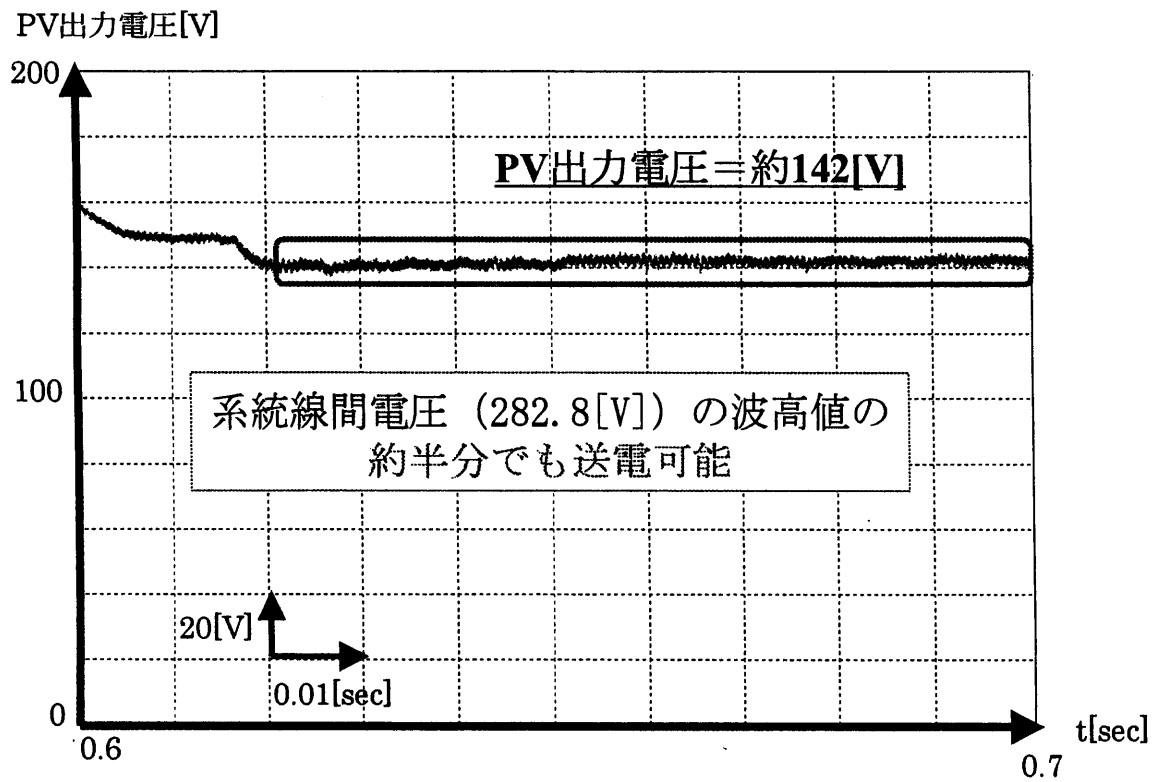


図5. 22 PV 出力電圧波形

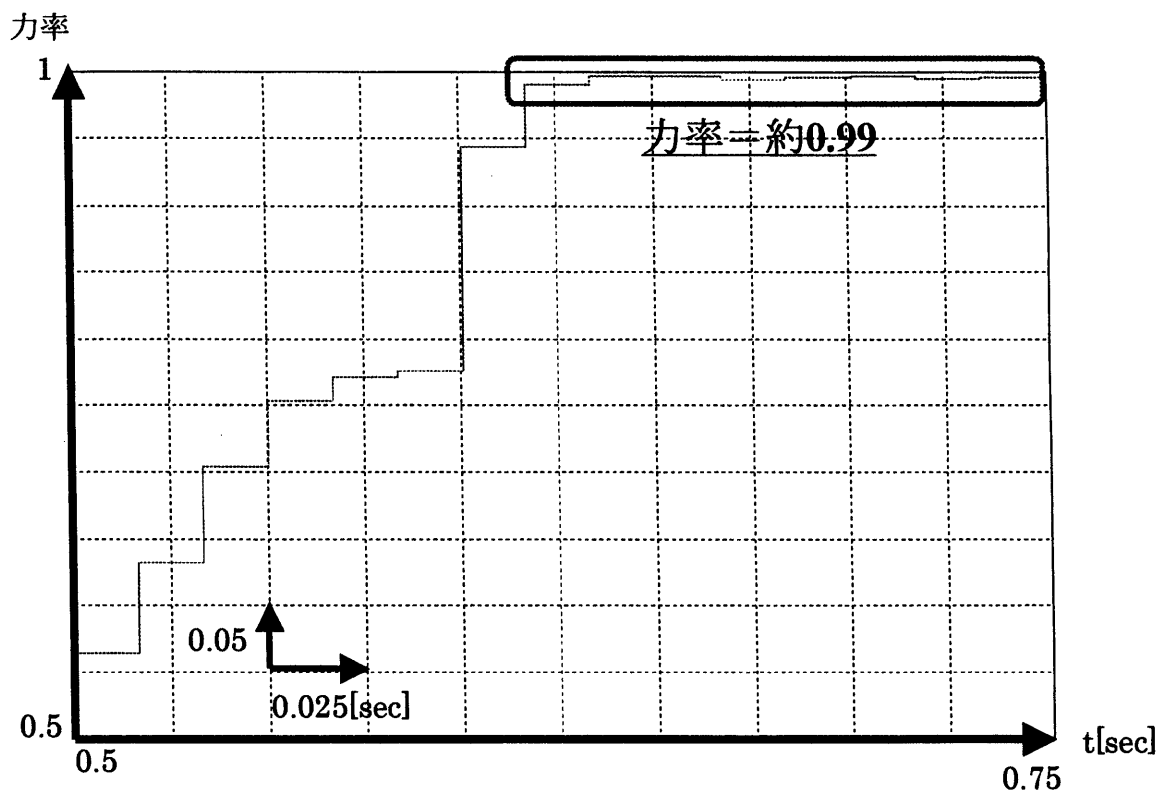


図5. 23 力率の変動

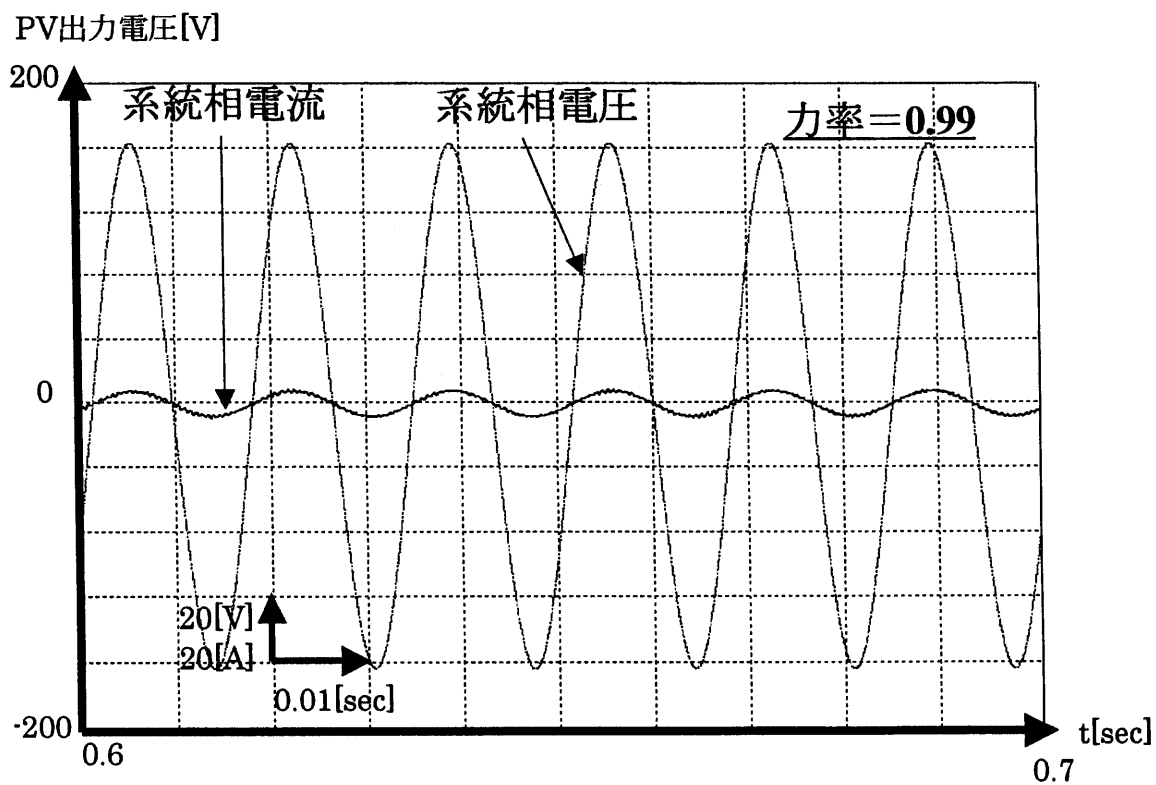


図5. 24 系統相電圧と電流波形

5. 6 実験

実験回路構成

図 5. 25 に実験回路・制御システムの構成を示す。表 5. 3 に回路および制御の定数を示す。実験は、PV の電流・電圧を検出し、DSP により MPPT 制御および、PWM のスイッチングパターンを生成し、ゲートドライブ回路に出力する。それにより、主回路のスイッチングを行なう。出力は抵抗負荷を使用した。

実験結果

実験は、PV の照度および温度を一定にして、MPPT 制御を施していない状態で最大電力点から外れた動作点を初期動作点とする。この点から、MPPT 制御を開始し電力応答を観測する。

図 5. 26 に、PV の電力応答を、図 5. 27 に PV 特性上における電力応答軌跡を示す。制御を開始してからすばやく最大電力点に PV の動作点を変動させていることが分かる。MPPT 制御が確実にこなわれている。

PV の電力が最大電力点に到達したあとにおける、電流形インバータの出力電流波形を図 5. 28 に示す。チョッパを省略した PV システムにおいても、MPPT 制御を行ないながら正弦波状の出力が出来ていることが分かる。チョッパを省略したこのシステムを採用することにより、チョッパ部の損失をなくし、システム全体の効率を向上することができる。

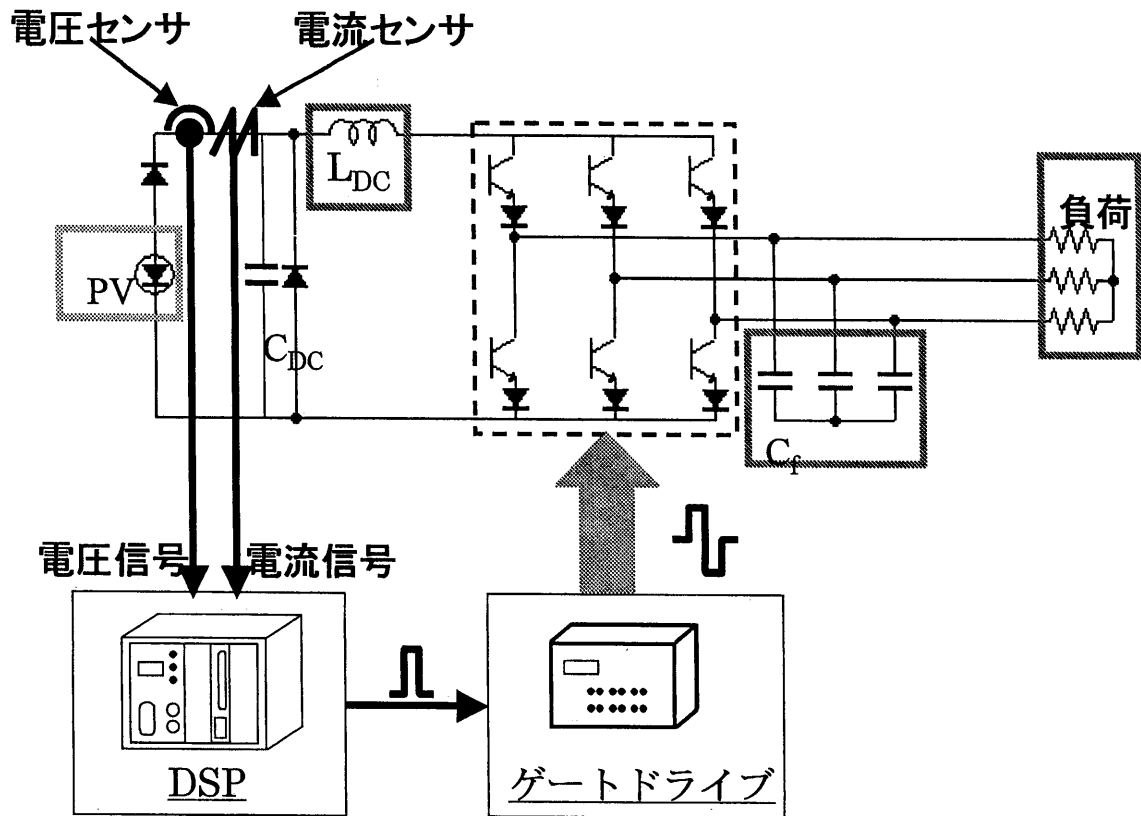


図5. 25 実験システム構成図

表5. 3 実験回路定数

平滑コンデンサ C_{DC}	67 [μ F]
平滑リアクトル L_{DC}	10 [mH]
フィルタキャパシタ C_f	50 [μ F]
負荷	1k [Ω]
交流出力周波数	60 [Hz]
スイッチングキャリア周波数	10k [Hz]
MPPT周波数	60 [Hz]

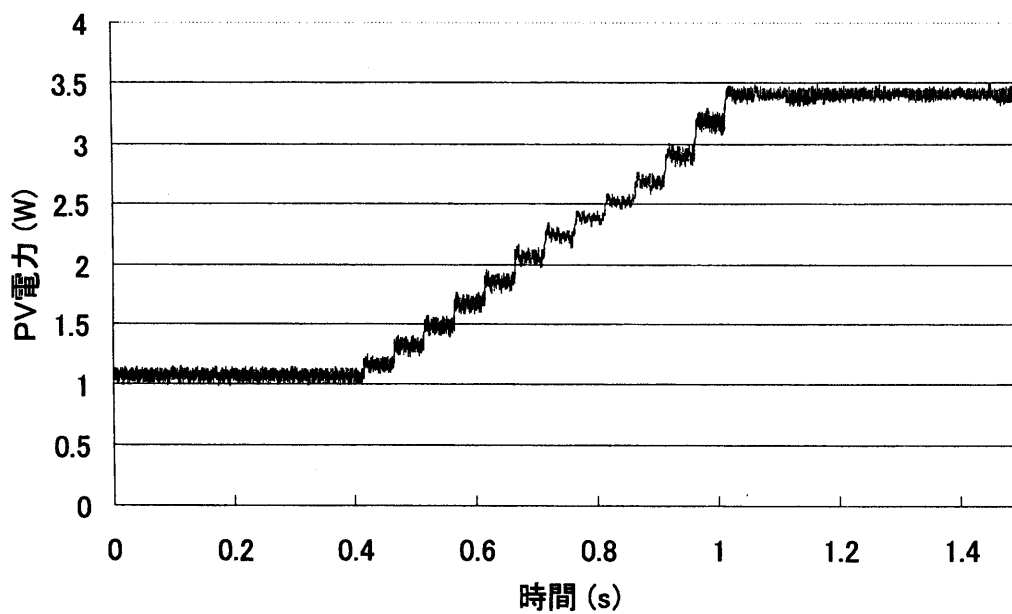


図5. 26 電力応答波形

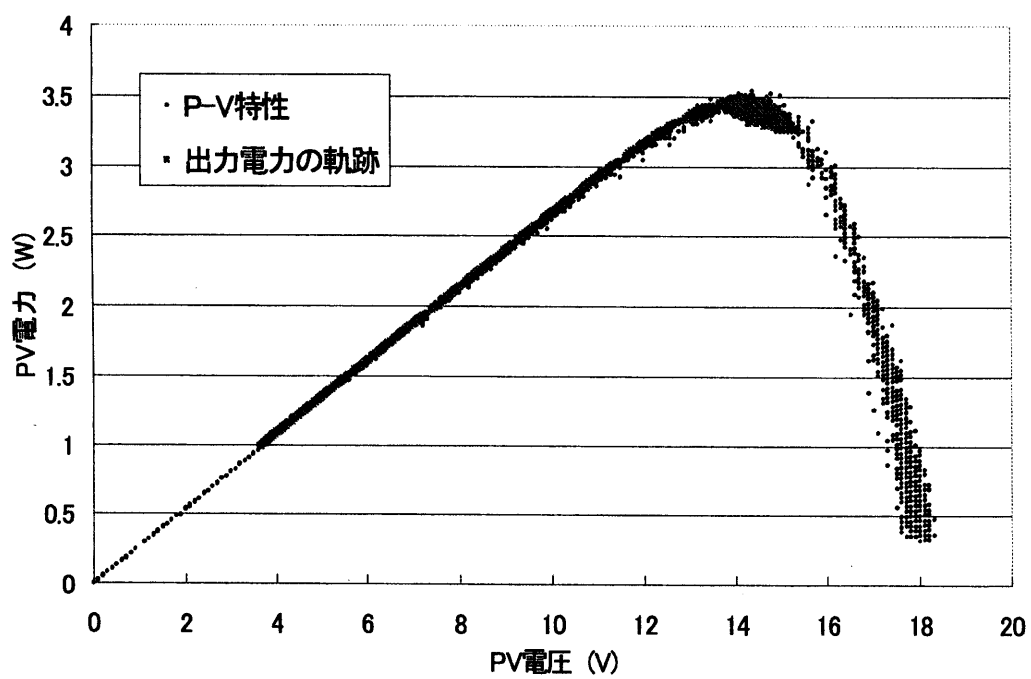


図5. 27 電力応答の軌跡

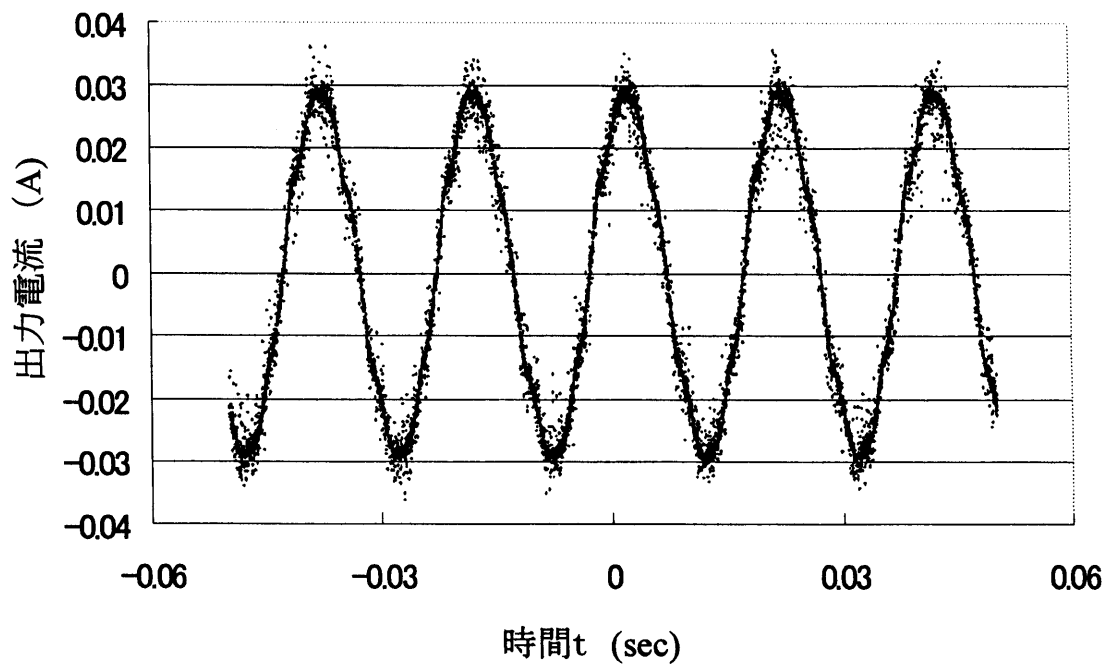


図5. 28 出力電流波形

5. 7 まとめ

本章では、電流形インバータのみの太陽光発電システムについて述べた。現在市販されている太陽光発電システムに使われているのは電圧形インバータである。電流形インバータには、昇圧可能、部分影問題に対応、短絡事故時の事故電流が少ない、といった長所がある。さらに、チョッパを省略することによりチョッパ部の損失をなくしシステム全体の効率を向上できる。

本システムは、従来のPVシステムにおけるチョッパを省略したため、電流形インバータのみでMPPT制御と系統連系をおこなう必要がある。MPPT制御は、インバータの変調率によって可能であり、系統連系つまり力率制御は、指令電流の位相を変えることで連系することができる。

系統連系を想定したシミュレーションにおいて、本システムは、PVの電圧が系統電圧よりも低い状態でも系統に電力を供給でき、MPPT制御を行えることを示した。実験においても正弦波状の電流を出力しながらMPPT制御を行なうことが出来た。

これらのことにより、チョッパを省略した太陽光発電システムにおいて、MPPT制御を行いながら電力供給ができることを示し、チョッパ部の損失をなくすことができる。これは、システム全体の効率の向上につながる。

第5章

参考文献

- (1) 清水・木村・伊藤・須永・深尾：「動作点制御回路を用いた太陽電池の発電効率の改善」，太陽／風力エネルギー学会講演論文集，57（1996）
- (2) 清水 敏久：「太陽光発電システムの発電動作点制御回路」，FB テクニカルニュース， No.56号（2000. 11. 1）
- (3) 三島智和・大西徳生：「EDLC による太陽電池部分影補償システムの模擬実験特性」，半導体電力変換研究会資料，SPC03-10，（2003）
- (4) 半導体電力変換方式調査専門委員会編：「半導体電力変換回路」，電気学会

第6章 結言

6. 1 まえがき

地球環境問題から、太陽光発電をはじめとして化石燃料に対する代替エネルギーの活用技術の開発・向上が急務である。太陽光発電の技術開発要素は、太陽電池（Photovoltaic, 以下, PV と略記）の材料関連と、太陽光発電システム技術関連に大別できる。太陽電池材料開発では、材料コストとの低減と並んで、変換効率の高い材料の開発が必須の課題である。太陽光発電システム技術開発においても、効率の向上は不可欠である。

本研究では、太陽光発電システム技術開発の中で、最も効率向上に寄与すると考えられる最大電力点追従制御とシステムの回路方式を新しく考案し、太陽光発電システムの効率の向上を図る。その制御法や回路構成について、シミュレーションや実験によって検討を行い、その有用性を明らかにした。

6. 2 研究成果

(1) 最大電力点追従制御 瞬時最大電力追従法

太陽電池は、発電させる電圧によって出力する電力が変化し、最大の電力を発する点、最大電力点が存在し、この最大電力点は、照度、温度などの自然条件によって変動する。自然条件によって常に変動する最大電力点を追従する制御、最大電力点追従制御が必要である。

第3章では、新しい最大電力点追従制御、瞬時最大電力追従法（IMPTC）を考案した。

IMPTC の基本原理は、

- 動作点の変更方向の特定には、動作点を制御するのに必要な変換器のスイッチング動作に伴う瞬時電圧脈動を利用する
- 動作点のMPPへの移動とMPPT達成後の動作点の維持は、積分制御に基づく、PVの動作点電圧平均値のフィードバック制御によりおこなう

である。従来の山登り法との本質的相違は、瞬時値と平均値を適切に使い分けたことにある。これにより、ある条件でMPPTを達成した後は、平均値で与える動作点電圧指令値の変化を僅少に留めることが可能となった。同時に、その後の日照などの条件変化に伴う最大電力点の移動に備え必須である最大電力点の移動情報は、チョッパのスイッチングにより常時発生しているPVの動作点電圧脈動を利用して遅滞なく取得できる。

このIMPTCにより、PV出力電力の迅速な過渡応答とMPP近傍での脈動が極めて小さい収束性を実現できることを、実験による従来の山登り法との比較により実証した。

(2) ソフトスイッチング昇圧チョッパを用いた太陽光発電システム

太陽光発電システムは、通常、太陽電池と系統連系インバータの間にコンバータを挿入する。第4章では、PVとインバータの間に付加するチョッパをソフトスイッチングチョッパに置き換えることにより、チョッパの変換および、PVシステム全体の効率を向上させる事を行なった。

回路シミュレーションでは、通常の昇圧チョッパよりスイッチング損失を約1/3に低減することができることを示し、それにより、変換効率を向上させることができると考えられる。さらに、直流電源を使用した実験には、ソフトスイッチングの達成の確認ができ、変換効率も、従来回路より17~47ポイント向上することが出来た。これらのことから、PVシステムにソフトスイッチングチョッパを導入することにより、システム全体の効率を向上させることができる。

(3) 電流形インバータによるチョッパレス太陽光発電システム

第5章では、電流形インバータを用いたチョッパレス太陽光発電システムについて述べた。電流形インバータには、昇圧可能、部分影問題に対応でき、短絡事故時の事故電流が少ない、といった長所がある。その長所に着目し、電流形インバータを用いたチョッパレス太陽光発電システムを提案した。

系統連系を想定したシミュレーションにおいて、本システムは、PVの電圧が系統電圧よりも低い状態でも系統に電力を供給しながら、MPPT制御を行なえることを示した。実験においても正弦波状の電流を出力しながらMPPT制御が達成できることを示した。

これらのことにより、チョッパを省略した太陽光発電システムにおいて、MPPT

制御を行いながら電力供給ができることを示し、チョッパ部の損失をなくすることができる。これは、システム全体の効率の向上につながる。

以上、本論文では、PVシステムの新方式MPPT制御、つまりソフト面からの効率向上と、変換器構成の改良というハード面からの効率向上を目的とし、各手法においてその有用性を明らかにした。

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の執筆にあたり、ご指導、ご鞭撻を賜りました岐阜大学工学部内藤治夫教授、王道洪助教授、ならびに石川裕記助手に深くお礼申し上げます。

本研究において、さまざまなお助言、ご討論いただきました、岐阜大学教育学部吉田昌春教授に深く感謝いたします。

また、種々のご協力とお助言をいただきました、平成 12 年度岐阜大学大学院工学研究科博士後期課程を修了された K R M N Ratnayake 氏、同年度同大学院同研究科博士前期課程修了の松田淳一氏、松野浩晃氏、平成 13 年度同大学院同研究科博士前記課程修了の坂田克文氏、平成 14 年度同大学院同研究科博士前記課程修了の内田正人氏、傍島正康氏、松村健吾氏に深く感謝いたします。

さらに、多くの助言、指摘をいただき、研究の苦楽を共にした、岐阜大学大学院博士後期過程 1 年の山田隆志氏、同大学院博士前期課程 2 年の鎌田義信氏、小室陽太郎氏、西野敏和氏、森田治彦氏、山羽聡氏、同課程 1 年の石田誠氏、神戸智氏、小島由丈氏、坂井田悠介氏、反田大介氏、パウデル・リサブ氏、当研究室卒業研究生に心からお礼いたします。

研究業績

1. 学会誌

題目	発行年月	掲載誌	著者
ソフトスイッチング三相 一石昇圧形コンバータ	2003年3月	電気学会論文誌 D vol 123, No 3, pp 301-306	徳島 大己 石川 裕記 王 道洪 内藤 治夫
瞬時最大電力追従法による MPPT 制御		電気学会論文誌 D 投稿中	徳島 大己 内田 正人 神戸 智 石川 裕記 内藤 治夫
A New Circuit Topology for Soft Switching with a passive clamp-commutation subcircuit		IEEE Transactions on Industrial Electronics 投稿中	D Tokushima H Ishikawa N Haruo

2. 国際会議

題目	発表年月	予稿集	著者
A Modified C-dump Soft-Switched SRM Converter	2000年3月	Proceedings of IPEC-Tokyo 2000, Vol 1, pp 153-157	D Tokushima K R M N Ratnayake H Ishikawa D Wang M Yoshida T Watanabe

<p>Soft Switched Three-Phase Single Switch Boost-Type Rectifier</p>	<p>2002 年 4 月</p>	<p>Proceeding of Power Conversion Conference-Osaka, O17-4, Vol 2 492-497</p>	<p>D Tokushima H Ishikawa D. Wang H Naitoh</p>
<p>A New Circuit Analysis and Design Simulator "TOKUZO"</p>	<p>2003 年 11 月</p>	<p>Proceeding of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 1320-1325</p>	<p>D Tokushim Y Tanizawa H Ishikawa H Naitoh</p>

太陽光発電システムの新方式 MPPT 制御および変換器構成の改良による効率向上

正誤表

ページ	行	誤	正
29	8	照度[kw/s ²]	照度[kw/m ²]
33	図 3. 4	山登り法の説明図	従来山登り法の説明図
52	図 3. 2 2 横軸	PV voltage(V)	Time(s)