

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5503745号  
(P5503745)

(45) 発行日 平成26年5月28日(2014.5.28)

(24) 登録日 平成26年3月20日(2014.3.20)

(51) Int.Cl. F1  
G05F 1/67 (2006.01) G05F 1/67 A

請求項の数 17 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2012-530743 (P2012-530743)	(73) 特許権者	391022614 学校法人幾徳学園 神奈川県厚木市下荻野1030
(86) (22) 出願日	平成23年8月26日(2011.8.26)	(74) 代理人	100094053 弁理士 佐藤 隆久
(86) 国際出願番号	PCT/JP2011/069327	(72) 発明者	板子 一隆 神奈川県厚木市下荻野1030 神奈川県 科大学内
(87) 国際公開番号	W02012/026593		
(87) 国際公開日	平成24年3月1日(2012.3.1)		
審査請求日	平成25年2月22日(2013.2.22)		
(31) 優先権主張番号	特願2010-191357 (P2010-191357)		
(32) 優先日	平成22年8月27日(2010.8.27)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

審査官 槻木澤 昌司

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 太陽光発電システム、太陽光発電システムに用いる制御装置、並びに、制御方法およびそのプログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、  
前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、  
前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段、または、前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、

前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するスイッチング素子を含み、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を変換して、当該電圧に対応する電力を出力する電力変換手段と

、  
前記光発電ユニットの最大電力を検出する最大電力検出モードの制御動作と、前記検出された最大電力を出力するように追従制御を行う追従動作モードの制御動作とを行う、制御手段と、

を有し、

前記制御手段は、

前記最大電力検出モードにおいて、

前記電力変換手段内の前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を第1の電圧状態にし、

前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧が前記第1の電圧状態から前記第1の電圧状態と異なる第2の電圧状態に遷移させる過程において、前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との

10

20

積である電力または前記電力検出手段で検出した電力が最大となる点を検出し、当該最大電力を検出したときの前記電圧検出手段で検出した電圧を最適出力電圧として検出し、

前記追従動作モードにおいて、

前記最適出力電圧を基準電圧として、当該基準電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差が「0」またはほぼ「0」となるように前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる、

光発電システム。

【請求項2】

前記電力変換手段は、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するように設けられた前記スイッチング素子を含む、DC-DCコンバータを含む、

請求項1に記載の光発電システム。

【請求項3】

前記電力変換手段は、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するように設けられた前記スイッチング素子を含む、インバータを含む、

請求項1に記載の光発電システム。

【請求項4】

前記電力変換手段は、

前記光発電ユニットの出力端子間に設けられた、DC-DCコンバータと、

当該DC-DCコンバータの後段に設けられた、前記スイッチング素子を含むインバータと

を含み、

前記制御手段は、

前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を一定に維持するように、前記DC-DCコンバータを制御する第1制御手段と、

前記負荷の状態に応じて、前記インバータを制御する第2制御手段と

を有する、

請求項1に記載の光発電システム。

【請求項5】

前記制御装置は、前記スイッチング素子をPWM制御方式でオン・オフ動作させる、

請求項1～4のいずれかに記載の光発電システム。

【請求項6】

前記最大電力検出モードにおいて検出した最適出力電圧を用いて、山登り法の動作点を補正する、

請求項1～5のいずれかに記載の光発電システム。

【請求項7】

入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段、または、前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するスイッチング素子を含み、当該スイッチング素子のオン・オフ動作に応じて変化する前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を変換して当該電圧に対応する電力を出力する電力変換手段とを有する光発電制御システムに適用する制御装置であって、

入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段、または、前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するスイッチング素子を含み、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を変換して、当該電圧に対応する電力を出力する電力変換手段とを有する光発電制御システムに適用され、前記光発電ユニットの最大電力を検出する最大電力検出モードの制御動作と、前記検出された最大電力を出力するように追従制御を行う追従動作モードの制御動作とを行う、制御装置であって、

当該制御装置は、

10

20

30

40

50

前記最大電力検出モードにおいて、

前記電力変換手段内の前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を第1の電圧状態にし、

前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧が前記第1の電圧状態から前記第1の電圧状態と異なる第2の電圧状態に遷移させる過程において、前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との積である電力または前記電力検出手段で検出した電力が最大となる点を検出し、当該最大電力を検出したときの前記電圧検出手段で検出した電圧を最適出力電圧として検出し、

前記追従動作モードにおいて、

前記最適出力電圧を基準電圧として、当該基準電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差が「0」またはほぼ「0」となるように前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる、

制御装置。

【請求項8】

前記制御装置は、

前記最大電力検出モードにおいて動作し、前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との積である電力または前記電力検出手段で検出した電力を監視し、最大の電力を検出し、当該検出した最大の電力に対応する最適電圧を検出する最大電力検出手段と、

前記検出された最適電圧を保持する保持手段と、

前記最大電力検出モードにおいて動作し、当該最大電力検出モードの開始時点から前記光発電ユニットの出力端子間を前記第2の電圧状態に遷移させる期間、前記電力変換手段内の前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる第1の基準信号、および、前記電1の電圧状態から前記光発電ユニットの出力端子間を前記第2の電圧状態に遷移させる期間、前記電1の電圧状態の時の前記光発電ユニットの出力端子から所定の比率で低下させるため前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる第2の基準信号を生成する基準信号生成手段と、

前記最大電力検出モードにおいて、前記基準信号生成手段から出力される前記第1および第2の基準信号と前記電圧検出手段で検出した電圧との差に応じて制御信号を生成する第1制御演算手段と、

前記追従動作モードにおいて、前記保持手段に保持された前記最適電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差に応じた制御信号を生成する第2制御演算手段と、

前記最大電力検出モードにおいて前記第1制御演算手段の出力信号を選択して出力し、前記追従動作モードにおいて前記第2制御演算手段の出力信号を選択して出力する、信号選択手段と、

前記選択信号手段の出力信号に応じて前記電力変換手段の前記スイッチング素子を駆動制御する制御信号を生成する制御信号生成手段と、

前記最大電力検出モードと前記追従動作モードとの切り替えを行うモード制御手段と

を有する、

請求項7に記載の制御装置。

【請求項9】

前記電力変換手段は、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するように設けられた前記スイッチング素子を含むDC-DCコンバータを含み、

当該制御装置は、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を一定に維持するように、前記DC-DCコンバータ内の前記スイッチング素子を駆動制御する、

請求項8に記載の制御装置。

【請求項10】

前記電力変換手段は、

前記光発電ユニットの出力端子間に設けられた、DC-DCコンバータと、

10

20

30

40

50

当該DC-DCコンバータの後段に設けられた、前記スイッチング素子を含むインバータと

を含み、

前記制御手段は、

前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を一定に維持するように、前記DC-DCコンバータを制御する第1制御処理と、

負荷の状態に応じて、前記インバータを制御する第2制御処理と  
を行なう、

請求項9に記載の制御装置。

【請求項11】

前記制御信号生成手段は、前記選択信号手段の出力信号に応じて前記電力変換手段の前記スイッチング素子をPWM駆動制御する制御信号を生成する、

請求項7～10のいずれかに記載の制御装置。

【請求項12】

前記最大電力検出モードにおいて検出した最適出力電圧を用いて山登り法の動作点を補正する、

請求項7～11のいずれかに記載の制御装置。

【請求項13】

入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段、または、前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するスイッチング素子を含み、当該スイッチング素子のオン・オフ動作に応じて変化する前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を変換して当該電圧に対応する電力を出力する電力変換手段とを有する光発電制御システムに適用され、前記光発電ユニットの最大電力を検出する最大電力検出モードの制御動作と、前記検出された最大電力を出力するように追従制御を行う追従動作モードの制御動作とを行う、制御方法であって、

当該制御方法は、

前記最大電力検出モードにおいて、

前記電力変換手段内の前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を第1の電圧状態にし、

前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧が前記第1の電圧状態から前記第1の電圧状態と異なる第2の電圧状態に遷移させる過程において、前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との積である電力または前記電力検出手段で検出した電力が最大となる点を検出し、当該最大電力を検出したときの前記電圧検出手段で検出した電圧を最適出力電圧として検出し、

前記追従動作モードにおいて、

前記最適出力電圧を基準電圧として、当該基準電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差が「0」またはほぼ「0」となるように前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる、

制御方法。

【請求項14】

前記最大電力検出モードにおいて検出した最適出力電圧を用いて、山登り法の動作点を補正する、

請求項13に記載の制御方法。

【請求項15】

入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段、または、前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、前記光発電ユニットの出力端子間を開閉するスイッチング素子を含み、当該スイッチング素子のオン・オフ動作に応じて変化する前記光発電ユニットの出力端子間の電圧を変換して当該電圧に対応する電力

10

20

30

40

50

を出力する電力変換手段とを有する光発電制御システムを制御する処理をコンピュータに実行させるプログラムであって、

当該プログラムは、前記光発電ユニットの最大電力を検出する最大電力検出モードの制御動作と、前記検出された最大電力を出力するように追従制御を行う追従動作モードの制御動作とを行うルーチンを有し、

前記最大電力検出モードにおいて、

前記電力変換手段内の前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を第1の電圧状態にする第1のルーチンと、

前記スイッチング素子をオン・オフ動作させて、前記光発電ユニットの出力端子間の電圧が前記第1の電圧状態から前記第1の電圧状態と異なる第2の電圧状態に遷移させる過程において、前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との積である電力または前記電力検出手段で検出した電力が最大となる点を検出し、当該最大電力を検出したときの前記電圧検出手段で検出した電圧を最適出力電圧として検出する、第2のルーチンと、

前記最大電力検出モードから前記追従動作モードに切り換える第3ルーチンと、

前記追従動作モードにおいて、前記最適出力電圧を基準電圧として、当該基準電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差が「0」またはほぼ「0」となるように前記スイッチング素子をオン・オフ動作させる、第4のルーチンと

をコンピュータに実行させる、プログラム。

【請求項16】

請求項1～15のいずれかにおいて、

前記光発電ユニットは、入射光に応じた電力を発生する太陽光発電ユニットを含む。

【請求項17】

請求項1～16のいずれかにおいて、

前記第1の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が開放状態であり、前記第2の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が短絡状態であり、または、

前記第1の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が短絡状態であり、前記第2の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が開放状態であり、または、

前記第1の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が第1の電圧の状態であり、前記第2の電圧状態は前記光発電ユニットの出力端子間が第2の電圧の状態である。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、入射光に応じた発電を行う光発電ユニット、たとえば、太陽光ユニットで発電された電力を変換する技術に関する。

特定的には、本発明は、最大電力点追跡（MPPT：Maximum PowerPoint Tracking）制御方式を適用して、太陽電池パネルなどの光発電パネルの出力電力を効率よく電力変換する発明に関する。

【背景技術】

【0002】

複数の太陽電池（solar cells）を組み立てて太陽電池パネルを構成し、その太陽電池パネルで発電した電力を負荷に提供する太陽光発電システムが知られている。

太陽電池は、入射される太陽光の日射強度や、周囲温度によって出力電力が変動し、最大電力動作点も大きく変動する。そのため、日射強度などの状況によって変動する太陽電池パネルの最大出力電力を検出する最大電力点追跡（以下、MPPTと略す）制御方式が提案されている。

【0003】

また、太陽電池パネルが負荷に接続されている系統連系型太陽光発電システムにおいて、太陽電池パネルの最大出力電力を探索する、いわゆる「山登り法」を用いたMPPT制御が提案されている（たとえば、特許文献1、特開平7-234733号公報）。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 0 4 】

上記MPP T制御において、太陽電池パネルの電力最大点を精度良く探索するためには、制御演算装置において、電力変換手段としてのDC - DCコンバータ内のスイッチング素子のゲートに印加するパルス幅の変化幅を小さくすればよい。しかしながら、パルス幅の変化幅を小さくするため、DC - DCコンバータのスイッチング周波数を高めることや、制御演算装置の処理能力を過度に向上させることが必要となる。その実現には、技術的  
面、価格などの面で実用性に制限がある。

## 【 0 0 0 5 】

たとえば、パルス幅の変化幅を小さくすると、太陽電池パネルに照射する日射強度の変化に対して最大電力点を探索する時間がかかり、応答性が問題となり、電力変換の効率を  
10 高くするには限界があった。

他方、応答性を良くするためにスイッチング素子のゲートに印加するパルス幅の変化幅を大きくすると、定常状態で電力が大きく振動するため、電力取得の効率が低下する。

## 【 0 0 0 6 】

本願発明者は、系統連系型で既に実用化されている制御方式を改良した発明を考案した  
(たとえば、特許文献2、特許第4294346号)。

## 【 0 0 0 7 】

以下、特許文献2に記載された発明の概要を述べる。

最大電力検出モードにおいて、DC - DCコンバータを構成するスイッチング素子を制  
20 御して、DC - DCコンバータを構成するインダクタに流れる太陽電池パネルの出力電流を零から短絡電流まで変化させて、太陽電池パネルの電流・電圧(I - V)特性を瞬時にスキャンする。

次いで、追従動作モードにおいて、検出した太陽電池パネルの出力電流を最適太陽電池電流として、DC - DCコンバータ内のスイッチング素子を制御して、この最適太陽電池電流を基準信号として太陽電池パネルの出力電流を追従させ、得られた最大電力動作点で動作するように追従制御を行う。

## 【 0 0 0 8 】

このように、最大電力を検出する最大電力検出モードの動作と、検出した最適太陽電池電流に追従する動作を行う追従動作モードの動作とを交互に行い、最大電力検出モードと追従動作モードとを1つのサイクルとして繰り返し動作させることで、最大電力点が確  
30 実かつ厳密に求められ、求めた最大電力点に応じた最適な太陽電池電流に追従させた電力出力制御を遂行することができる。

## 【 先行技術文献 】

## 【 特許文献 】

## 【 0 0 0 9 】

【 特許文献 1 】 特開平7 - 234733号公報

【 特許文献 2 】 特許第4294346号

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 1 0 】

特許文献2に記載した発明は、DC - DCコンバータに内蔵されるスイッチング素子をオン・オフして、DC - DCコンバータに内蔵されるインダクタを流れる太陽電池パネルの出力電流を零から短絡電流まで変化させているから、DC - DCコンバータにインダクタを用いることが必須となる。

ところで、MPP T制御方式を適用して効率のよい太陽光発電システムを構成する場合、電力変換手段内にインダクタを用いることが必須要件ではない種々の形態の電力変換手段を使用可能とすることが望まれている。

加えて、そのような種々の形態の電力変換手段を適用可能な制御手法および制御装置を見いだすことが望まれている。

## 【 0 0 1 1 】

10

20

30

40

50

また、本発明者は、太陽電池パネルに部分影が生じた場合、あるいは、太陽電池パネルを混成して使用したとき、太陽電池パネルの出力電力に複数のピークが生じ、低いピークのほうに追従して動作する場合があることを見いだした。したがって、そのような状態においても、種々の形態の電力変換手段を適用可能であり、効果的に制御可能な制御手法および制御装置を見いだすことが望まれている。

【0012】

なお、特許文献2に例示した負荷の変動に追従した動作を行う系統連系型の太陽光発電システムに限らず、独立型の太陽光発電システムについても、高い効率で、種々の形態の電力変換手段を適用可能な制御手法および制御装置を見いだすことが望まれている。

【0013】

以上、課題とそれに対する要望について、その光発電ユニットの例として太陽電池パネルを例示して述べたが、入射光に応じて電力を発生するその他の光発電ユニットを用いた光発電制御システムについても同様である。

【0014】

本発明は、上記例示した要望または課題を実現する、光発電システムを提供する。

また本発明は、当該光発電制御システムに好適に適用可能な電力変換装置を提供する。

さらに本発明は、当該電力変換装置を用いた太陽光発電システムに適用可能な制御装置を提供する。

また本発明は、その制御方法およびそのプログラムを提供する。

【課題を解決するための手段】

【0015】

本発明は、図3に図解したように、下記の技術思想に基づく。

(1) 全体の動作モード

状況によって変動する光発電ユニット、たとえば、太陽電池パネルの出力電力に則して、最大電力検出モードの動作と(図3、ステップ1)、追従動作モードの動作(図3ステップ2)とを、連続的または周期的に、交互に反復する。

(2) 最大電力検出モードにおいて(ステップ1)、その時の太陽光発電ユニットの最適電力を検出し、その最適電力に対応した最適動作電圧を求める。

(3) 追従動作モードにおいて(ステップ2)、求めた最適動作電圧を基準電圧として電力変換手段を動作させる。

【0016】

本発明の光発電システムは、入射光に応じた電力を発生する光発電ユニットと、前記光発電ユニットの出力電圧を検出する電圧検出手段と、前記光発電ユニットの出力電流を検出する電流検出手段または前記光発電ユニットの出力電力を検出する電力検出手段と、スイッチング素子を含み当該スイッチング素子のオン・オフ動作に応じて前記光発電ユニットの出力電圧を変換して電圧の電力を出力する電力変換手段と、制御手段とを有する。

制御手段は、最大電力検出モードの制御動作と追従動作モードの制御動作とを交互に行い、両者のモードにおいて前記スイッチング素子を制御して前記電力変換手段の変換動作を制御する。

前記制御手段は、前記最大電力検出モードにおいて、

(a) 前記電力変換手段内の前記スイッチング素子を第1の論理状態に動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を開放状態にし、

(b) 当該開放状態から、前記スイッチング素子を第2の論理状態に動作させて前記光発電ユニットの出力端子間を短絡状態にする過程において、

前記電圧検出手段で検出した電圧と前記電流検出手段で検出した電流との積である電力または前記電力検出手段で検出した電力が最大となる点を検出し、

当該最大電力を検出したときの前記電圧検出手段で検出した電圧を最適な出力電圧として検出する。

前記制御手段は、前記追従動作モードにおいて、前記最適な出力電圧を基準電圧として、当該基準電圧と前記電圧検出手段で検出した電圧との差が「0」またはほぼ「0」とな

10

20

30

40

50

るように前記スイッチング素子を動作させる。

【0017】

また本発明によれば、上記制御処理を行なう制御装置が提供される。

【0018】

さらに本発明によれば、上記制御装置において動作する制御方法およびそのプログラムが提供される。

【発明の効果】

【0019】

本発明によれば、電力変換手段内にインダクタを用いることが必須要件とはならない種々の形態の電力変換手段が利用可能となった。

10

また、本発明によれば、種々の形態の電力変換手段を適用可能な制御手法および制御装置が得られた。

【0020】

さらに、本発明によれば、光発電ユニットに部分影が生じた場合、あるいは、光発電ユニットを混成して使用したとき、光発電ユニットの出力電力に複数のピークが生じた場合でも、種々の形態の電力変換手段を適用可能であり、効果的に制御可能な制御手法および制御装置を見いだすことが出来た。

【0021】

本発明は、負荷の変動に追従した動作を行う系統連系型の光発電システム、または、独立型の光発電システムについても、高い効率で、種々の形態の電力変換手段を適用可能な制御手法および制御装置を見出すことができた。

20

【0022】

本発明において、光発電ユニットとして、太陽電池パネルに限らず、入射した光に応じて電力を発生する、その他の光発電ユニットを用いた光発電制御システムについて適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0023】

【図1】本発明の第1実施の形態の太陽光発電システムの構成図である。

【図2】図1に図解した回路における波形図である。

【図3】図1に図解した制御動作モードを図解した図である。

30

【図4】図1に図解した制御動作を示すフローチャートである。

【図5】太陽電池パネルとして異なる2種類のパネルを使用した場合（混成の場合）の波形図である。

【図6】影がない状態と、部分影を付加したときの太陽電池のI-V, P-V特性を示す図である。

【図7】図7(A)、(B)は、部分影の有無に応じて、山登り法と本実施の形態のI-V瞬時スキャン法とを遂行したときのデータロガーで測定した結果を示す図である。

【図8】本実施の形態による、負荷を純抵抗とし、その値をステップ状に変化させ、急激な負荷変動を与えたとき応答特性を示す図である。

【図9】本実施の形態の制御方式による日射強度急変時の応答特性の一例を示す図である

40

【図10】図9に図解した特性との比較のための図であって、従来の山登り法による日射強度急変時の応答特性の一例を示す図である。

【図11】太陽電池パネルに影が生じない場合と生じた場合の本実施の形態の制御方式の追従性を示す図である。

【図12】図11の図解との比較のための図であって、太陽電池パネルに影が生じない場合と生じた場合の従来の山登り法の追従性を示す図である。

【図13】本実施の形態の制御方式における低照度時の電力取得性能を示す図である。

【図14】本実施の形態の制御方式における低照度時の電力取得特性を示す図である。

【図15】本発明の他の実施の形態の太陽光発電システムの構成図である。

50

【図 16】本発明の実施の形態に適用する降圧型 DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。

【図 17】本発明の実施の形態に適用する昇降圧型 DC - DC コンバータの構成を示す回路図である。

【図 18】本発明の第 5 実施の形態の太陽光発電システムの構成図である。

【図 19】図 18 に図解したインバータの回路構成例を示す図である。

【図 20】本発明の第 6 実施の形態の太陽光発電システムの構成図である。

【図 21】本発明の第 7 実施の形態の実測値を示す図である。

【図 22】本発明の第 8 実施の形態の太陽光発電システムの構成図である。

【発明を実施するための形態】

10

【0024】

本発明の実施の形態について添付図面を参照して述べる。

#### 第 1 実施の形態

【0025】

図 1 ~ 図 4 を参照して本発明の光発電制御システムの第 1 実施の形態を述べる。

図 1 は「独立型」太陽光発電システムの一実施形態を示す構成図である。図 2 ~ 図 4 は図 1 に図解した太陽光発電システムの動作を示す図である。

第 1 実施の形態において、本発明の光発電ユニットの 1 例として太陽電池パネル (PV) を例示する。

【0026】

20

#### システム構成

太陽光発電システム 100 は、PV (PV) 11 と、PV 11 の出力端子 (TO1, TO2) 間の出力電圧  $V_{PV}$  を検出する (測定する) 電圧計 12 と、PV 11 の出力電流  $I_{PV}$  を検出する (測定する) 電流計 13 と、DC - DC コンバータを有する電力変換回路 24 と、電力変換回路 24 を制御する制御装置 25 とを有する。

太陽光発電システム 100 は、入射光に応じて PV 11 で発電した電力を負荷 16 側が希望する電圧  $V_L$  で供給する。

ここで、負荷 16 は、バッテリーを含む商用電源と独立した負荷や電圧  $V_L$  を一定に保機能を有する系統連系インバータなど商用電源と接続される負荷を想定している。

【0027】

30

#### PV (PV)

PV 11 は、各々が所定起電力の太陽電池セル (以下、セルと略する) が複数個接続されて構成されている。PV 11 を構成する複数個のセルの接続方法としては種々の態様を取りうる。たとえば、複数個のセルを並列に接続してもよいし、所定数のセルを直列に接続したユニットを並列に接続してもよい。使用するセルの数は希望する電力に応じて選択される。

PV 11 は、照射される光量、温度などに応じた電力を発生し、出力端子 TO1, TO2 から電力変換回路 24 に出力する。

【0028】

#### 電力変換手段

40

本発明の電力変換手段の 1 実施の形態としての電力変換回路 24 は、インダクタ 241 と、MOSFET 242 と、ダイオード 243 と、キャパシタ 244 とが、図示のごとく接続された昇圧型 (Boost-type) の DC - DC コンバータである。

電力変換回路 24 は、MOSFET 242 を、たとえば、PWM (パルス幅変調) 方式で制御する制御装置 25 の制御に従って PV 11 で発生した直流電力  $P_{PV}$  (または直流電圧  $V_{PV}$ ) を変換して負荷 16 側に供給する電力変換機能を有する。

ダイオード 243 は逆流防止用である。

MOSFET 242 は、電力変換機能を遂行する他、出力端子 TO1, TO2 の間 (または、ノード N1, N2 の間) を開放状態または短絡状態にするように、出力端子 TO1, TO2 の間に接続されている。MOSFET 242 は、本発明のスイッチング (SW)

50

素子の 1 種であり、パワートランジスタなどその他の SW 素子を用いることができる。

#### 【0029】

図 2 に図解した時点  $t_0$  において、MOSFET 242 が、第 1 の論理状態、たとえば、「開」状態となりノード N1, N2 の間を開放状態にしたとき、PV11 の出力電圧  $V_{PV}$  は、インダクタ 241 とキャパシタ 244 との LC 回路の時定数で規定される特性でキャパシタ 244 に蓄積される。その結果、キャパシタ 244 の両端のノード N3, N4 の間の電圧  $V_{PV}$  は上昇する。他方、PV11 の出力電流  $I_{PV}$  および出力電力  $P_{PV}$  は、「0」またはほぼ「0」に低下していく。

図 2 に図解の時点  $t_1$  において、MOSFET 242 が、第 2 の論理状態、たとえば、「閉」状態となりノード N1, N2 の間を短絡したとき、キャパシタ 244 の両端のノード N3, N4 の間の電圧  $V_{PV}$  は低下する。他方、PV11 の出力電流  $I_{PV}$  および出力電力  $P_{PV}$  は、「0」またはほぼ「0」から増加していく。

#### 【0030】

特許文献 2 に記載された発明においては、インダクタの動作を考慮して、MPPPT 制御のため最大電力  $P_{max}$  を検出する動作モード（最適電力検出モード、または、I-V スキャンモード）において MOSFET をオン・オフ動作させてインダクタに流れる電流の変化（過渡特性）を監視した。

電力変換回路 24 においては、インダクタ 241 は電力変換機能を遂行することのみに動作し、MPPPT 制御のための過渡特性を監視するためには必須ではない。このように、本発明に適用する電力変換手段として、図 1 に例示したインダクタ 241 を用いる回路として DC-DC コンバータには限定されない。その詳細を後述する。

なお、第 1 実施の形態において、図 1 に図解したインダクタ 241 を用いた DC-DC コンバータによる電力変換回路 24 について述べる。

#### 【0031】

##### 制御装置

制御装置 25 は、A/D 変換部 (ADC) 251 と、乗算部 252 と、最大電力検出部 253 と、保持回路 253a と、第 1 加算部 254 と、第 1 制御演算部 255 と、搬送波発生部 256 と、比較部 258 と、PWM 信号生成部 259 と、基準電圧 ( $V_{REF}$ ) 発生部 260 と、第 2 加算部 261 と、第 2 制御演算部 262 と、第 1 スwitching (SW) 部 263 と、全体制御部 264 と、第 2 スwitching (SW) 部 265 と、基準電流 ( $I_{REF}$ ) 発生部 266 と、第 3 加算部 267 とを有する。

#### 【0032】

上記した構成の制御装置 25 は、コンピュータ、たとえば、デジタル信号処理プロセッサ (DSP) で構成することができる。

たとえば、制御装置 25 は、複雑な演算処理および判断処理を行う部分をコンピュータまたは DSP で構成し、他の部分はハードウェア回路により構成することができる。

たとえば、搬送波発生部 256 と、PWM 信号生成部 259 と、 $V_{REF}$  発生部 260 と、 $I_{REF}$  発生部 266 とをハードウェア回路で構成し、その他の制御演算および判断に係る部分、たとえば、乗算部 252 と、最大電力検出部 253 と、保持回路 253a と、第 1 加算部 254 と、第 1 制御演算部 255 と、比較部 258 と、第 2 加算部 261 と、第 2 制御演算部 262 と、第 1 SW 部 263 と、全体制御部 264 と、第 2 SW 部 265 と、第 3 加算部 267 とをコンピュータを用いたソフトウェアまたはプログラムとして実現することができる。

上述した回路の保持機能は、ハードウェア回路としてはレジスタまたは記憶回路、コンピュータとしては、コンピュータのメモリによって実現することができる。

以下、制御装置 25 として、上述したように、ハードウェア回路とコンピュータを用いたソフトウェアで有機的に機能分担して実現した場合を例示する。

その時のコンピュータの処理機能を図 4 のフローチャートを参照して述べる。

#### 【0033】

以下、各部の基本動作を述べる。

図 2、図 3 に図解したように、全体制御部 2 6 4 は、制御装置 2 5 の全体の動作の制御を行う。

たとえば、全体制御部 2 6 4 は、最大電力検出モード（または、I - V スキャンモード）と（図 2、図 3、ステップ 1）、追従動作モード（図 2、図 3、ステップ 2）とを判断して交互に切り換える動作、これらのモードに応じて動作させるべき回路の起動または停止などの処理を行う。

#### 【 0 0 3 4 】

制御装置 2 5 は、ステップ 1 の最大電力検出モードにおいて、その時の日照条件などにおける P V 1 1 の最大電力  $P_{max}$  を検出し（探索し）、その最大電力  $P_{max}$  に対応する最適動作電圧  $V_{op}$  を検出する動作を行う。

制御装置 2 5 は、ステップ 2 の追従動作モードにおいて、最大電力検出モードで検出した最適動作電圧  $V_{op}$  を維持するように制御装置 2 5 で電力変換回路 2 4 を制御動作させる。

#### 【 0 0 3 5 】

A D C 2 5 1 は、電圧計 1 2 で検出した P V 1 1 の出力電圧  $V_{pv}$  をデジタル信号に変換する。同時に、A D C 2 5 1 は、電流計 1 3 で検出した P V 1 1 の出力電流  $I_{pv}$  をデジタル信号に変換する。

A D C 2 5 1 において変換されたデジタル電圧  $V_{pv}$  は、乗算部 2 5 2、第 1 加算部 2 5 4 の第 2（負極）端子および第 2 加算部 2 6 1 の第 2（負極）端子に印加される。

A D C 2 5 1 において変換されたデジタル電流  $I_{pv}$  は、乗算部 2 5 2 に印加される。

#### 【 0 0 3 6 】

乗算部 2 5 2 は、デジタル変換された出力電圧  $V_{pv}$  とデジタル変換された出力電流  $I_{pv}$  とを乗算してデジタル形式の P V 1 1 の出力電力  $P_{pv}$  を算出する。

#### 【 0 0 3 7 】

##### ステップ 1、最大電力検出モード（図 2、図 3）

最大電力検出部 2 5 3 は、乗算部 2 5 2 で算出した電力  $P_{pv}$  を監視して、図 2（E）に図解した最大電力  $P_{max}$  を検出し、図 2（D）に図解した最大電力  $P_{max}$  に対応する最適な出力電圧  $V_{op}$  を算出して、最適な出力電圧  $V_{op}$  を保持回路 2 5 3 a に出力して保持させる。この処理内容の詳細は図 2 および図 4 を参照して後述する。

#### 【 0 0 3 8 】

保持回路 2 5 3 a は、最大電力検出部 2 5 3 で算出した最適な出力電圧  $V_{op}$  を保持する回路であり、たとえば、レジスタ機能を有する回路またはコンピュータ内のメモリで構成されている。

保持回路 2 5 3 a に保持された最適な出力電圧  $V_{op}$  が、追従動作モードにおいて基準信号として使用される。

#### 【 0 0 3 9 】

加算部 2 5 4 は、保持回路 2 5 3 a から第 1 入力端子に印加される最適電圧  $V_{op}$  から第 2 入力端子に印加された電圧  $V_{pv}$  を減じて算出した差信号（ $V_{op} - V_{pv}$ ）を制御演算部 2 5 5 に出力する。

#### 【 0 0 4 0 】

制御演算部 2 5 5 は、加算部 2 5 4 から出力される差信号（ $V_{op} - V_{pv}$ ）について、たとえば、比例（P）制御演算、好ましくは、さらに積分（I）制御演算を行い、PWM 制御のための第 2 の基準波信号  $V_{ref 2}$  を算出して、S W 部 2 6 3 の第 2 入力端子 b に出力する。

#### 【 0 0 4 1 】

##### ステップ 2、追従動作モード

追従動作モードにおいて全体制御部 2 6 4（または、最大電力検出部 2 5 3）によって S W 部 2 6 3 が第 2 入力端子 b を選択しているとき、制御演算部 2 5 5 で算出された第 2 の基準波信号  $V_{ref 2}$  が比較部 2 5 8 の第 1 入力端子に印加される。

#### 【 0 0 4 2 】

搬送波発生部 256 は、PWM 制御のために、図 2 ( B ) に例示した、所定の周期で反復し、各波形が「0」から所定の傾きで増加し最大に達したとき「0」に変化する、または、所定の傾きで減少する、鋸歯状波形（または三角波形）の搬送波パルス信号  $V_c$  を発生して比較部 258 の第 2 入力端子に印加する。

このように、鋸歯状波形（または三角波形）の搬送波パルス信号  $V_c$  を用いるのは、PWM 信号生成部 259 において、比較部 258 において第 2 の基準電圧信号  $V_{ref 2}$  または後述する第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  のレベルと比較したときレベルに応じたパルス幅の信号を発生させるためである。

【0043】

比較部 258 は、第 2 の基準波信号  $V_{ref 2}$  または第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  と搬送波パルス信号  $V_c$  とのレベルを比較する。 10

比較部 258 は、搬送波パルス信号  $V_c$  のレベルが第 2 の基準波信号  $V_{ref 2}$  または第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  より低いとき、たとえば、ローレベルの信号を PWM 信号生成部 259 に出力する。他方、比較部 258 は、搬送波パルス信号  $V_c$  のレベルが第 2 の基準波信号  $V_{ref 2}$  または第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  より高いとき、たとえば、ハイレベルの信号を PWM 信号生成部 259 に出力する。

比較部 258 から出力される比較結果信号の論理レベルの変化が、PWM 制御信号  $S_{259}$  のオン・オフのデューティ比を規定する。

【0044】

PWM 信号生成部 259 は、図 2 ( C ) に図解したように、たとえば、比較部 258 の出力信号がローレベルの場合に、ハイレベル（オンレベル）の PWM 制御信号  $S_{259}$  を電力変換回路 24 の MOSFET 242 のゲートに印加し、比較部 258 の出力信号がハイレベルの場合に、ローレベル（オフレベル）の PWM 制御信号  $S_{259}$  を電力変換回路 24 の MOSFET 242 のゲートに印加する。 20

【0045】

電力変換回路 24 内の MOSFET 242 のゲートにハイレベルの PWM 制御信号が印加されると、MOSFET 242 がオン状態となり、MOSFET 242 の両端のノード  $N_1$  とノード  $N_2$  との間を短絡状態にする。その結果、キャパシタ 244 は放電状態となり、ノード  $N_3$  ,  $N_4$  の端子間電圧は低下する。

他方、MOSFET 242 のゲートにローレベルの PWM 制御信号が印加されると MOSFET 242 はオフとなり、電力変換回路 24 内のノード  $N_1$  とノード  $N_2$  との間は開放状態となる。その結果、電力変換回路 24 内のインダクタ 241 とキャパシタ 244 との LC 回路の時定数で  $PV_{11}$  の出力電圧  $V_{PV}$  をキャパシタ 244 に蓄積していく。その結果、キャパシタ 244 において昇圧される。 30

このように、制御装置 25 は、 $PV_{11}$  の状態に則して、電力変換回路 24 内の MOSFET 242 を適切に PWM 変調方式で制御して、負荷 16 に所望の電力を供給する。

【0046】

$V_{REF}$  発生部 260 および  $I_{REF}$  発生部 266 は、最適電力検出モードにおいて、たとえば、図 2 ( A ) に図解した基準電流信号  $I_{ref}$  および基準電圧信号  $V_{ref 0}$  を発生する。

図 2 に図解した期間  $t_0 \sim t_1$  において、 $I_{REF}$  発生部 266 から出力される基準電流信号  $I_{ref}$  は「0」であり、時点  $t_1$  において開放電圧  $V_{OC}$  であり、その後、時点  $t_1 \sim t_3$  の期間の間の経過時間  $t$  について、 $t_1 \sim t_3$  の期間を時間  $t_D$  としたとき、 $V_{REF}$  発生部 260 は、次式で規定される、基準電圧  $V_{ref 0}$  を発生する。 40

【0047】

$$\begin{aligned} \text{基準電流 } I_{ref 0} &= 0 && \text{期間 } t_0 \sim t_1 \\ \text{基準電圧 } V_{ref 0} &= V_{OC} - (V_{OC} / t_D) \times t && \text{期間 } t_1 \sim t_3 \\ &&& \dots (1) \end{aligned}$$

【0048】

第 3 加算部 267 は、期間  $t_0 \sim t_1$  において、 $I_{REF}$  発生部 266 から印加される基準電流信号  $I_{ref 0}$  と、ADC 251 から出力される出力電流  $I_{PV}$  との差 ( $I_{ref 0} - I_{PV}$ ) 50

$V_{PV}$ ) を演算する。その演算結果は第 2 SW 部 2 6 5 を経由して第 2 制御演算部 2 6 2 に印加される。

第 2 加算部 2 6 1 は、期間  $t_1 \sim t_3$  において、VREF 発生部 2 6 0 から印加される基準電圧信号  $V_{ref 0}$  と、ADC 2 5 1 から出力される出力電圧  $V_{PV}$  との差 ( $V_{PV} - V_{ref 0}$ ) を演算する。その演算結果は第 2 SW 部 2 6 5 を経由して第 2 制御演算部 2 6 2 に印加される。

全体制御部 2 6 4 は第 2 SW 部 2 6 5 を上記タイミング  $t_0 \sim t_1$  ,  $t_1 \sim t_3$  で切り替える。

#### 【 0 0 4 9 】

第 2 制御演算部 2 6 2 は、期間  $t_0 \sim t_1$  において、加算部 2 6 1 から出力された電流差 ( $I_{ref 0} - I_{PV}$ ) の信号を、また、期間  $t_1 \sim t_3$  において、加算部 2 6 1 から出力された電圧差 ( $V_{PV} - V_{ref 0}$ ) の信号を、比例 (P) 演算処理、好ましくは、さらに積分 (I) 演算処理を行い、第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  を生成して、SW 部 2 6 3 の第 1 の入力端子 a に印加する。

#### 【 0 0 5 0 】

最大電力検出モードにおいて、全体制御部 2 6 4 によって SW 部 2 6 3 の第 1 の入力端子 a が選択されているとき、制御演算部 2 6 2 から出力された第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  が、比較部 2 5 8 において搬送波発生部 2 5 6 から出力された搬送波パルス信号  $V_c$  と比較される。その比較結果に基づいて、PWM 信号生成部 2 5 9 が PWM 制御信号 S 2 5 9 を生成して MOSFET 2 4 2 のゲートに印加する。

#### 【 0 0 5 1 】

最大電力検出モードおよび追従動作モードの両モードにおいて、全体制御部 2 6 4 と、ADC 2 5 1、比較部 2 5 8、搬送波発生部 2 5 6、PWM 信号生成部 2 5 9 が動作する。

最大電力検出モードにおいて、ADC 2 5 1、乗算部 2 5 2、最大電力検出部 2 5 3、VREF 発生部 2 6 0、IREF 発生部 2 6 6、加算部 2 6 1、2 6 7、制御演算部 2 6 2、SW 部 2 6 3 (第 1 入力端子 a)、比較部 2 5 8、搬送波発生部 2 5 6、PWM 信号生成部 2 5 9、SW 部 2 6 5 が動作する。

他方、追従動作モードにおいて、保持回路 2 5 3 a、加算部 2 5 4、SW 部 2 6 3 (第 2 入力端子 b)、比較部 2 5 8、搬送波発生部 2 5 6、PWM 信号生成部 2 5 9 が動作する。

#### 【 0 0 5 2 】

##### モード判断および切り換え

図 2 および図 4 に例示したように、たとえば、全体制御部 2 6 4 の制御の下で、最大電力検出モードにおける動作と、追従動作モードにおける動作とが交互に行われる。

最大電力検出モードの開始および終了の判断、最大電力検出モードと追従動作モードとの切り換え判断は、全体制御部 2 6 4 によって行うことができる。

#### 【 0 0 5 3 】

図 4 のステップ 2 2 に図解したように、全体制御部 2 6 4 による最大電力検出モードと追従動作モードの切り換えは、たとえば、所定周期、たとえば、1 秒毎、自動的に切り換えることができる。あるいは、全体制御部 2 6 4 は、追従動作モードにおいて  $PV 1 1$  の電圧  $V_{pv}$  の変化または乗算部 2 5 2 で算出した電力を監視して、電圧  $V_{pv}$  または電力の変化が大きいつき、追従動作モードから最大電力検出モードに切り換える。最大電力検出モードにおいて、最大電力  $P_{max}$  およびそれに対応する最適な出力電圧  $V_{op}$  が得られ、最大電力検出モードが終了したとき追従動作モードに切り換えることができる。

以下、最大電力検出モードにおける動作および追従動作モードにおける動作の詳細を述べる。

#### 【 0 0 5 4 】

##### 最適電力検出モードの動作

以下、図 2 の期間  $T 1 \sim T 2$  の期間における、制御装置 2 5 による最大電力検出モード

10

20

30

40

50

の制御動作を述べる。

【 0 0 5 5 】

時点  $t_0$ 、最大電力検出モードの開始処理 ( 図 4、ステップ 1 1 )

追従動作モードから最大電力検出モードに切り換わった最大電力検出モードの開始時点  $t_0$  において、全体制御部 2 6 4 が SW 部 2 6 3 の第 1 入力端子 a を選択し、制御演算部 2 6 2 からの第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  を比較部 2 5 8 に印加させる。

【 0 0 5 6 】

全体制御部 2 6 4 は VREF 発生部 2 6 0 および IREF 発生部 2 6 6 を動作させる。 IREF 発生部 2 6 6 は、期間  $t_0 \sim t_1$  において基準電流信号  $I_{ref 0} = 0$  を出力する。期間  $t_1 \sim t_3$  では、VREF 発生部 2 6 0 は、基準電圧信号  $V_{ref 0}$  として、式 ( 1 ) で規定される、図 2 ( A ) に図解の波形の基準電圧信号  $V_{ref 0}$  を出力する。 10

基準信号は、時点  $t_0 \sim t_1$  の間「 0 」である基準電流と、時点  $t_1 \sim t_3$  の間開放電圧  $V_{OC}$  から一定の傾きで「 0 」に低下する基準電圧とからなる。

基準電流は、MOSFET 2 4 2 が、PV 1 1 の出力端子 TO 1 , TO 2 を開放状態にするように、動作させるための基準電流である。

基準電圧は、PV 1 1 の出力端子 TO 1 , TO 2 間の開放電圧  $V_{OC}$  が検出されたとき、図 2 ( D ) に図解のごとく、その開放電圧  $V_{VC}$  から出力端子 TO 1 , TO 2 間が短絡状態となったときの電圧 ( $V_{PV} = 0$ ) まで PV 1 1 の出力電圧  $V_{PV}$  が減少するように変化させる信号であり、 $-(V_{OC} / t_D)$  の傾きで低下する。 20

【 0 0 5 7 】

加算部 2 6 7 は、期間  $t_0 \sim t_1$  において、IREF 発生部 2 6 6 から印加される基準電流信号  $I_{ref 0}$  と、ADC 2 5 1 から出力される出力電流  $I_{PV}$  との差 ( $I_{ref 0} - I_{PV}$ ) を演算する。

また、加算部 2 6 1 は、期間  $t_1 \sim t_3$  において、VREF 発生部 2 6 0 から印加される基準電圧信号  $V_{ref 0}$  と、ADC 2 5 1 から出力される出力電圧  $V_{PV}$  との差 ( $V_{PV} - V_{ref 0}$ ) を演算する。

制御演算部 2 6 2 は、SW 部 2 6 5 を介して入力される ( $I_{ref 0} - I_{PV}$ ) または ( $V_{PV} - V_{ref 0}$ ) について、比例 ( P ) 演算、好ましくは、さらに積分 ( I ) 演算を行い、その演算結果を第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  として、SW 部 2 6 3 の第 1 入力出力端子 a を経由して比較部 2 5 8 に印加する。 30

【 0 0 5 8 】

比較部 2 5 8 は、制御演算部 2 6 2 から出力された第 1 の基準電圧信号  $V_{ref 1}$  と、図 2 ( B ) に図解した搬送波発生部 2 5 6 から出力される搬送波パルス信号  $V_c$  とレベル比較し、図 2 ( B )、( C ) に図解したように、搬送波パルス信号  $V_c$  のレベルが第 1 の基準波信号  $V_{ref 1}$  より低いとき、たとえば、ローレベルの信号を PWM 信号生成部 2 5 9 に出力し、搬送波パルス信号  $V_c$  のレベルが第 1 の基準波信号  $V_{ref 1}$  より高いとき、たとえば、ハイレベルの信号を PWM 信号生成部 2 5 9 に出力する。

【 0 0 5 9 】

PWM 信号生成部 2 5 9 は、図 2 ( C ) に図解したように、たとえば、比較部 2 5 8 の出力信号がローレベルの場合のみ、ハイレベル ( オンレベル ) の PWM 制御信号 S 2 5 9 を電力変換回路 2 4 の MOSFET 2 4 2 のゲートに印加する。 40

【 0 0 6 0 】

時点  $t_0 \sim t_1$  の間、開放電圧の検出 ( 図 4、ステップ 1 2 )

時点  $t_0 \sim t_1$  の間は、基準電流信号  $I_{ref 0}$  の値は「 0 」であるから、加算部 2 6 7 の出力信号は、「負」となり、制御演算部 2 6 2 の出力信号、すなわち、基準電圧信号  $V_{ref 1}$  は減少する。

基準電圧信号  $V_{ref 1}$  が低い場合、PWM 信号生成部 2 5 9 は、図 2 ( C ) に図解のごとく、MOSFET 2 4 2 を、第 1 の論理状態、たとえば、「開」状態にする PWM 信号を出力する。その結果、PV 1 1 の出力端子 TO 1 , TO 2 間は開放状態になり、出力電圧  $V_{PV}$  は、図 2 ( D ) に図解のごとく、上昇し、他方、出力電流  $I_{PV}$  および出力電力  $P_{PV}$  50

は、図 2 ( D )、( E ) に図解のごとく減少する。

【 0 0 6 1 】

最大電力検出部 2 5 3 は、最大電力検出モードが開始する時点  $t_0$  から出力電流  $I_{PV}$  ( または出力電力  $P_{PV}$  ) を連続して監視しており、時点  $t_1$  において、出力電流  $I_{PV}$  ( または出力電力  $P_{PV}$  ) が「 0」、または、ほぼ「 0」になったときの出力電圧  $V_{PV}$  を、出力端子  $T O 1$ 、 $T O 2$  間が開放状態になった時の開放電圧  $V_{OC}$  として検出して、VREF 発生部 2 6 0 に出力する。

VREF 発生部 2 6 0 は、開放電圧  $V_{OC}$  を保持する。

【 0 0 6 2 】

時点  $t_1$  において、出力端子  $T O 1$ 、 $T O 2$  間が開放状態になったとき、全体制御部 2 6 4 の指示により、VREF 発生部 2 6 0 は、開放電圧  $V_{OC}$  から時間  $t$  の経過に伴って式 ( 1 ) で規定した傾きで低下する、図 2 ( A ) に図解した電圧信号  $V_{ref 0}$  を出力する。

【 0 0 6 3 】

期間  $t_1$  ~ 期間  $t_3$  の間、最大電力検出期間 ( 図 4、ステップ 1 3 )

期間  $t_1$  ~ 期間  $t_3$  の間、加算部 2 6 1 は、VREF 発生部 2 6 0 から出力される一定の傾きで低下する基準電圧信号  $V_{ref 0}$  と、そのときの ADC 2 5 1 から出力される出力電圧  $V_{PV}$  との差を演算する。

制御演算部 2 6 2 が差電圧に応じた制御演算を行い、その結果を第 2 基準電圧信号  $V_{ref 1}$  として SW 部 2 6 3 を介して比較部 2 5 8 に印加する。

比較部 2 5 8 および PWM 信号生成部 2 5 9 において、電圧差 (  $V_{PV} - V_{ref 0}$  ) に応じて、図 2 ( C ) の時点  $t_1$  以降に図解される、PWM 信号が生成されて、MOSFET 2 4 2 を PWM 方式で制御する。

その結果、出力電圧  $V_{PV}$  は基準電圧信号  $V_{ref 0}$  に応じて低下していく。

【 0 0 6 4 】

最大電力検出部 2 5 3 は、時点  $t_1$  以降、乗算部 2 5 2 から出力される電力  $P_{PV}$  を監視しており、電力  $P_{PV}$  が最大となる最大電力  $P_{max}$  を検出する。

【 0 0 6 5 】

最大電力検出部 2 5 3 は、最大電力  $P_{max}$  を検出したとき、最大電力  $P_{max}$  に対応する PV 1 1 の出力電圧  $V_{PV}$  を最適な出力電圧  $V_{op}$  として検出し、保持回路 2 5 3 a に記憶させる。

【 0 0 6 6 】

最大電力検出モードの終了 ( 図 4、ステップ 1 4 )

全体制御部 2 6 4 は、たとえば、時点  $t_3$  において、出力電圧  $V_{PV}$  が「 0」まで低下し ( または、出力電力  $P_{PV}$  が「 0」となり )、出力端子  $T O 1$ 、 $T O 2$  間が短絡状態となったことを検出したとき、最大電力検出モードから追従動作モードの動作に切り換える。

【 0 0 6 7 】

追従動作モード ( 図 4、ステップ 2 1 )

全体制御部 2 6 4 は、時点  $t_3$  において、期間  $T_1$  ~  $T_2$  の最大電力検出モードが終了し、追従動作モードの開始として SW 部 2 6 3 を第 2 入力端子 b 側に切り換える。

これにより、第 1 加算部 2 5 4 において、保持回路 2 5 3 a から印加される最適な出力電圧  $V_{op}$  と、ADC 2 5 1 から印加される電圧  $V_{PV}$  との差電圧が算出され、その算出結果に基づいて制御演算部 2 5 5 において演算制御して得られた第 2 の基準電圧信号  $V_{ref 2}$  が、SW 部 2 6 3 を経由して、比較部 2 5 8 に印加される。

比較部 2 5 8 および PWM 信号生成部 2 5 9 による、PWM 制御信号  $S_{2 5 9}$  の生成方法は上述したとおりである。

【 0 0 6 8 】

これにより、追従動作モードにおいて、最適電圧保持回路 2 5 3 a から印加される最適な出力電圧  $V_{op}$  を維持するように、PV 1 1 の出力電圧  $V_{PV}$  の制御が行われる。

【 0 0 6 9 】

追従モードの終了判断 ( 図 4、ステップ 2 2 )

10

20

30

40

50

全体制御部 264 による最大電力検出モードと追従動作モードの切り換えは、たとえば、所定周期、たとえば、1 秒毎、自動的に切り換えることができる。あるいは、全体制御部 264 は、追従動作モードにおいて PV11 の電圧  $V_{pv}$  の変化または乗算部 252 で算出した電力を監視して、電圧  $V_{pv}$  または電力の変化が大きいき、追従動作モードから最大電力検出モードに切り換える。

【0070】

このように、本発明の第 1 実施の形態によれば、最大電力点の検出動作と追従動作を 1 つのサイクル（検出周期  $T$ 、たとえば、1 秒）として繰り返し動作させることで、そのときの PV11 の最大電力点  $P_{max}$  において最適な電圧に昇圧することができる。

【0071】

以上述べたように、電力変換回路 24 内のインダクタ 241 は、DC - DC コンバータとして機能するのみであり、最大電力  $P_{max}$  および最適動作電圧  $V_{op}$  の検出（特定）に際してインダクタの放電特性を用いていない。したがって、本発明の第 1 実施の形態における電力変換回路 24 において最大電力  $P_{max}$  および / または最適動作電圧  $V_{op}$  の検出（特定）のためにインダクタを設ける必要はない。その結果、第 1 実施の形態によれば、図 1 に図解した DC - DC コンバータ 24 はもちろん、後述する種々の形式の電力変換手段を用いることが可能である。

また、第 1 実施の形態の制御装置 25 はそれらの種々の形式の電力変換手段を用いた場合でも上記同様の制御処理を行うことができる。

【0072】

なお、第 1 実施の形態において、負荷 16 は、たとえば、12V のバッテリーを 2 個直列に接続し、これと並列に 100W の電球を接続して負荷電圧がほぼ 25V で一定となるように調節されている。

【0073】

#### 第 1 実施の形態の変形形態（1）

乗算部 252 を、ハードウェア回路、たとえば、アナログ演算回路で構成した場合、ADC 251 は不要であり、電圧計 12 で検出したアナログ電圧  $V_{pv}$  と電流計 13 で検出したアナログ電流  $I_{pv}$  とをアナログ回路の乗算部 252 において直接乗算して電力  $P_{pv}$  を算出することができる。この場合、乗算部 252 の出力側に、A/D 変換部（ADC）を設けてデジタル電力  $P_{pv}$  を最大電力検出部 253 に出力する。

【0074】

#### 第 1 実施の形態の変形形態（2）

PV11 の出力端子 TO1, TO2 間に直流電力計を設けて、直接、PV11 の電力を測定することもできる。その場合、電圧と電流を乗算して電力を算出する乗算部 252 と電流計 13 は不要である。

この場合、ADC 251 は、上述した場合と同様、電圧計 12 で測定した電圧を加算部 254 および加算部 261 に出力する。他方、ADC 251 は直流電力計で測定した電力をデジタル数値に変換して最大電力検出部 253 に印加する。

【0075】

#### 第 2 実施の形態（混成の場合の例）

図 5 に図解した第 2 実施の形態は、PV11 として、異なる 2 種類のパネルを使用した場合（混成の場合）の 1 例を示している。

最大電力検出モードに、たとえば、1ms の短時間の判定時間に 2 つのピーク電力が存在する。最初のピーク電力は小さく、次のピーク電力が最大電力  $P_{max}$  である。

【0076】

制御装置 25 は、最大電力検出モードにおいて、PV11 の出力電圧  $V_{pv}$  を徐々に上昇させ、そのときの電圧  $V_{pv}$  を監視して開放状態になったことを検出する（図 4、ステップ 12）。

次いで、制御装置 25 は、基準電圧信号  $V_{ref0}$  として、開放電圧  $V_{OC}$  から一定の傾きで低下させて PV11 の出力電圧  $V_{pv}$  を徐々に下降させていく。この過程（期間）にお

10

20

30

40

50

いて、出力電力を連続的に監視し、複数のピークの電力を検出したとき、最大ピークを示す最大電力  $P_{max}$  を検出し、この最大電力  $P_{max}$  に対応する最適動作電圧  $V_{op}$  を検出する（図4、ステップ13）。

そして、追従動作モードにおいて、最適動作電圧  $V_{op}$  に追従した制御動作を行う（図4、ステップ21）。

【0077】

このように、PV11が混成して構成されていても、本発明の実施の形態によれば、図4のステップ13における処理を上述した方法で、複数のピークのうち最大ピークのものを選択することにより、最大電力  $P_{max}$  を正確に検出することができる。その結果、追従動作モードにおいて第1実施の形態と同様、その最大電力  $P_{max}$  に対応する最適動作電圧  $V_{op}$  に基づいた追従動作を行うことができる。

10

【0078】

#### 第2実施の形態の変形形態

上述したPV11が異なる2種類のパネルを使用した場合、いわゆる、混成の場合について、上述した第2実施の形態の方法によって、最大電力  $P_{max}$  に対応する最適動作電圧  $V_{op}$  を検出し、検出した最適動作電圧  $V_{op}$  を用いて、従来の山登り法の動作点を補正する事も可能である。

【0079】

#### 第3実施の形態（部分的な影の場合）

図6は、細い実線で示した影がない状態と、破線で示した部分影を付加したときの太陽電池のI-V、P-V特性を示す図である。

20

この実施の形態（実験例）では、1つの太陽電池モジュールのセル1枚に影を付加して、出力のピークが2つ生じ、部分影を付加したときの最大電力点が低電圧側（動作点A）にあることが分かる。影がない場合の動作点をBで示した。

【0080】

図7(A)、(B)は、山登り法と、IV瞬時スキャン法とを遂行したときの、データロガーで測定した結果を示す図である。

図7(A)に図解した山登り法による結果は、部分影を付加した時のP-V特性のうち、図6に図解した高電圧側の平坦な動作点B（約6W）付近で不安定に追従動作をしたことを示している。

30

これに対して、図7(B)に図解した本実施の形態の「IV瞬時スキャン法」による結果は、図6に図解した低電圧側にある最大出力動作点A（約17W）で確実に追従動作しており、出力が約2.8倍になっている。

【0081】

第3実施の形態は、全体制御部264において、IV特性の検出時間を任意に設定することができるという利点をも有する。

【0082】

#### 第3実施の形態の変形形態

PV11に部分的な影が付加された場合について、上述した第3実施の形態の方法によって、最適動作電圧  $V_{op}$  を検出し、検出した最適動作電圧  $V_{op}$  を用いて、従来の山登り法の動作点を補正する事も可能である。

40

【0083】

#### 第1～第3実施の形態の効果

第1～第3実施の形態の太陽光発電システムについて、特許文献2に記載した発明と同様の実験を行った結果を述べる。

【0084】

図8は、負荷16を純抵抗RLとし、その値を10 20 10 とステップ状に変化させ、急激な負荷変動を与えたとき応答特性を示す図である。

横軸が時間を、左側縦軸が太陽電池の出力電力を表し、右側縦軸が日射強度を表している。

50

記号 A で示す曲線が日射強度を、記号 B で示す曲線が本制御方式の特性を、記号 C で示す曲線が従来方式の特性をそれぞれ示している。

本発明に基づく実施の形態の制御方式は従来例の方式に比較して、負荷変動による影響を受けることなく、日射強度に比例した電力を安定に取り出すことができる。

【 0 0 8 5 】

日暮れ、日射強度の急変の場合の特性

太陽電池パネル ( P V ) の技術的課題は、太陽光照度の急変に対する追従性および照度の絶対値が減少していくとき ( 日暮れ等 ) 、どこまで太陽光を捕捉して電力を供給できるかという点である。

図 9 を参照して、日暮れ等日射強度が急変する場合の応答特性について考察する。

10

図 9 は、本発明の実施の形態の制御方式による日射強度急変時の応答特性の一例を示す図である。横軸が時間を、左側縦軸が太陽電池セルの出力電力を表し、右側縦軸が日射強度を表している。

図 1 0 は、図 9 の図解した結果との比較のための図であり、山登り法による日照強度が急激に変化したときの応答特性の例を示す図である。

【 0 0 8 6 】

図 1 1 は P V に影が生じない場合と ( 図 1 1 ( A ) ) 、生じた場合 ( 図 1 1 ( B ) ) の本発明の実施の形態の制御の追従特性を示す図である。

図 1 2 は図 1 1 に図解した例との比較のための図であり、太陽電池パネル ( P V ) に影が生じない場合 ( 図 1 2 ( A ) ) と生じた場合 ( 図 1 2 ( B ) ) の本実施の形態の制御の追従特性を示す図である。なお、図 1 2 ( B ) における、最大電力  $P_{max}$  ' に向かう両側の矢印は、最大電力  $P_{max}$  ' に接近させていく状態を図解している。

20

【 0 0 8 7 】

図 1 3 は、太陽電池パネル ( P V ) に照射される太陽光が低照射時の本発明の実施の形態による電力取得特性を示す図である。

横軸は時刻を、左側縦軸は電力取得の効率を表す太陽電池セルの出力利用率  $U_{UF}$  を、右側縦軸がパネル面日射強度  $G$  をそれぞれ表している。

なお、太陽電池セルの出力利用率  $U_{UF}$  は、最大電力点検出周期を  $T$  とすると、次式で与えられる。

【 0 0 8 8 】

30

【 数 1 】

$$U_{UF} = \frac{\text{動作点出力}}{P_{\max} \text{点出力}} \times 100 = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_{PV} I_{PV} dt}{P_{\max}} \times 100 [\%]$$

【 0 0 8 9 】

M P P T 制御で実施されている山登り法に対して本発明の実施の形態の制御方式は、いずれの点においても優れている。

照度急変に対する追従性は、図 9 に示すように本発明の実施の形態の制御方式ではただ一度のスキャン ( 検出 ) によって変化後の最大電力点を検出することが可能である。

40

【 0 0 9 0 】

本発明の実施の形態の制御方式では単純な最大値検出のため、スキャン全幅の中に傾きがあれば追従可能である。

本発明の実施の形態の制御方式では、日射強度  $G$  がピーク時  $800 \text{ W} / \text{m}^2$  のとき  $100 / \text{m}^2$  まで照度が低下しても出力利用率  $U_{UF}$  が  $90\%$  を維持している。

【 0 0 9 1 】

図 1 4 は本発明の実施の形態の制御方式における低照度時の電力取得性能を示す図である。

横軸が時刻を、左側縦軸が太陽電池の出力電力  $P_{PV}$  および太陽電池出力利用率  $U_{UF}$  を

50

、右側縦軸がパネル面の日射強度  $G$  をそれぞれ表している。

【 0 0 9 2 】

本発明の実施の形態の制御方式では、日射強度  $G$  が  $50 \text{ W/m}^2$  で太陽電池出力利用率  $UUF$  が  $80\%$  以上と高い効率を示す。

また、本発明の実施の形態の制御方式では、日射強度  $G$  が  $50 \text{ W/m}^2$  以下では、太陽電池出力利用率  $UUF$  は低下するが  $60\%$  程度エネルギーを回収することができる。

【 0 0 9 3 】

実測例によれば、本発明の実施の形態の制御方式と独立型の太陽光発電システムで広く利用されているバッテリー制御装置を搭載した従来方式を発電電力量について比較すると、本発明の実施の形態によれば、 $14.8\%$  程度増加し、太陽電池出力利用率  $UUF$  は約  $99\%$  と非常に高い値を得ることができると分かった。

【 0 0 9 4 】

#### 第 4 実施の形態

図 15 は本発明の第 4 実施の形態としての太陽光発電システム 100A を示す。

太陽光発電システム 100A は独立型の太陽光発電システムである。

図 1 に図解したシステム構成と比較すると、図 15 に図解した太陽光発電システム 100A にはバッテリー 28 が設けられている。

電力変換回路 24 および制御装置 25 との動作は、第 1 実施の形態として述べた動作と同じである。

図 15 に図解した太陽光発電システム 100A によっても第 1 実施の形態と同様の結果を得た。したがって、その詳細説明を割愛する。

【 0 0 9 5 】

#### DC - DC コンバータ ( 1 )

図 1 を参照して上述した第 1 ~ 第 4 実施の形態における電力変換回路としての DC - DC コンバータは、昇圧型 DC - DC コンバータを例に説明した。昇圧型 DC - DC コンバータを用いると、太陽電池パネル ( PV ) 11 の電圧より高い負荷電圧を得ることができる。

【 0 0 9 6 】

#### DC - DC コンバータ ( 2 )

他方、負荷電圧を太陽電池電圧より下げたい場合には、図 16 に示すような、電力変換回路 24A として降圧型 DC - DC コンバータを用いた回路構成が適している。

【 0 0 9 7 】

図 16 に図解した降圧型 DC - DC コンバータにおいては、PV 11 の第 1 端子 TO1 および第 2 端子 TO2 に対して並列にキャパシタ CF が接続される。

電力変換手段として降圧型 DC - DC コンバータを用いた場合の太陽光発電システム 100B の動作が昇圧型 DC - DC コンバータを用いた場合と異なる点は、制御装置 25 において生成する PWM 信号のオン、オフが逆となることである。

【 0 0 9 8 】

#### DC - DC コンバータ ( 3 )

負荷 16 の電圧を太陽電池パネル ( PV ) 11 の出力電圧により下げたり上げたりしたい場合には、DC - DC コンバータとして、図 17 に示す昇降圧型 DC - DC コンバータを用いた電力変換回路 24B の回路構成が適している。

【 0 0 9 9 】

図 17 に図解した昇降圧型 DC - DC コンバータにおいては、太陽電池パネル ( PV ) 11 の第 1 端子 TO1 および第 2 端子 TO2 に対して並列にキャパシタ CF が接続される。また、MOSFET 141 のドレインが PV 11 の第 1 端子 TO1 に接続され、ソースがダイオード D141 のカソードおよびインダクタ L141 の一端に接続される。インダクタ L141 の他端が PV 11 の第 2 端子 TO2、キャパシタ C141, CF の第 1 電極に接続され、ダイオード D141 のアノードがキャパシタ C141 の第 2 電極に接続される。

## 【 0 1 0 0 】

スイッチング ( S W ) 素子

D C - D C コンバータ内の S W 素子として、 M O S F E T 2 4 2 を例示したが、太陽電池パネル ( P V ) 1 1 の端子間に印加される電圧に対して耐圧を有し、 P V 1 1 の端子間に流れる電流に対して十分な電流容量があり、 P W M 制御動作に追従可能な S W 素子ならば、 M O S F E T 2 4 2 に限らず、各種のパワー S W 素子を用いることができる。

## 【 0 1 0 1 】

第 5 実施の形態

図 1 8、図 1 9 を参照して本発明の太陽光発電システムの第 5 実施の形態を述べる。

図 1 8 に図解した太陽光発電システム 1 0 0 D は、電力変換手段として、図 1、図 1 5 に図解した D C - D C コンバータ 2 4 に代えてインバータ 3 2 を用いている。インバータ 3 2 は入力された直流電力を交流電力に変換して負荷 1 6 に供給する。

好ましくは、太陽光発電システム 1 0 0 D にはフィルタ回路 3 3 が設けられる。

## 【 0 1 0 2 】

図 1 9 にインバータ 3 2 の 1 例として単相インバータの回路構成を示す。

図解した単相インバータは、直列接続された 2 個のパワートランジスタ 3 2 1、3 2 2 の第 1 回路と、直列接続された 2 個のパワートランジスタ 3 2 3、3 2 4 の第 2 回路とを有する。

これらのパワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 と並列に無効電力バイパス用のダイオードがそれぞれ接続されている。

## 【 0 1 0 3 】

たとえば、パワートランジスタ 3 2 1 と 3 2 4 が同時にオンとなると A C 出力端子に「正」の電圧が出力され、他方、パワートランジスタ 3 2 3 と 3 2 2 が同時にオンとなると A C 出力端子に「負」の電圧が出力される。このように、図 1 9 に図解したインバータ 3 2 から、基本的に矩形の交流電圧が出力される。

そこで、好ましくは、インバータ 3 2 の後段に、インダクタ 3 3 1 とキャパシタ 3 3 2 とで構成される平滑フィルタ 3 3 を設けて、矩形の交流電圧を平滑化して交流電圧を負荷 1 6 に供給する。インバータ 3 2 内に平滑フィルタ 3 3 を組み込んでよい。

## 【 0 1 0 4 】

パワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 を同時に、第 1 の論理状態、たとえば、「オン状態」にすれば、パワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 を同時に、第 2 の論理状態、たとえば、「オフ状態」にすれば開放状態となる。

## 【 0 1 0 5 】

図 1 8 に図解した太陽光発電システム 1 0 0 D の動作を述べる。

制御装置 2 5 D は、基本的には、図 1 を参照して述べた制御装置 2 5 と同様に動作する。以下、簡単に動作を述べる。

## 【 0 1 0 6 】

最大電力検出モードにおいて、インバータ 3 2 内のパワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 を第 1 の論理状態、たとえば、「開」状態にして P V 1 1 の出力端子 T O 1、T O 2 を開放状態にして、開放電圧を検出する (図 4、ステップ 1 2)。その後、インバータ 3 2 内のパワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 を第 2 の論理状態、たとえば、「閉」状態にして P V 1 1 の出力端子 T O 1、T O 2 を短絡状態にして電力  $P_{PV}$  を検出し、そのときの P V 1 1 の出力電圧  $V_{PV}$  を最適な出力電圧  $V_{op}$  として保持回路 2 5 3 a に保持させる (図 4、ステップ 1 3)。

## 【 0 1 0 7 】

追従動作モードにおいて (図 4、ステップ 2 1)、保持回路 2 5 3 a から出力された最適電圧  $V_{op}$  に追従するように、パワートランジスタ 3 2 1、3 2 2、3 2 3、3 2 4 を P W M 制御する。

## 【 0 1 0 8 】

なお、図 1 に図解した P W M 信号生成部 2 5 9 が 1 個の M O S F E T 2 4 2 を P W M 制

10

20

30

40

50

御する信号を生成したのに対して、図18に図解した制御装置25D内のPWM信号生成部259dは、4個のパワートランジスタ321、322、323、324を適宜、上述した第1の論理状態、たとえば、「開」状態、または、第2の論理状態、たとえば、「閉」状態、および、PWM制御の下で、直流電力を交流電力に変換するような、4種の制御信号を生成する。

【0109】

#### 第6実施の形態

図20を参照して本発明の太陽光発電システムの第6実施の形態を述べる。

第6実施の形態の太陽光発電システム100Eは系統連系型の太陽光発電システムである。負荷16には系統電源35が接続されている。

10

第6実施の形態の電力変換手段は、DC-DCコンバータ30とインバータ32とで構成されている。インバータ32の後段にフィルタ回路33を付加するか、インバータ32内にフィルタ回路33に相当するフィルタ回路を組み込むこともできる。

第6実施の形態においては、DC-DCコンバータ30の出力電圧を測定する電圧計31が設けられている。

第6実施の形態の制御装置は、インバータ32を制御する第1制御装置25Eと、DC-DCコンバータ30を制御する第2制御装置29とで構成されている。

第6実施の形態においては、DC-DCコンバータ30は上述した実施の形態のような最大電力検出モードおよび追従動作モードにおける上述した実施の形態の動作はせず、インバータ32が最大電力検出モードおよび追従動作モードで動作する。

20

【0110】

DC-DCコンバータ30としては、図1に図解した昇圧型のDC-DCコンバータ24を用いることができる。

【0111】

インバータ32は、たとえば、図19に図解した単相インバータ32を用いることができる。

【0112】

第2制御装置29は、加算回路291、比例・積分(PI)演算回路292、PWM信号生成回路293で構成されている。これらの回路はコンピュータで構成することもできる。

30

加算回路291には、インバータ32の入力側の電圧を規定する基準電圧信号VREF、たとえば、180Vが入力されており、電圧計31によるDC-DCコンバータ30の出力電圧を測定した電圧との差の電圧を算出する。

PI演算回路292は、加算回路291で算出した差電圧について、比例演算および積分演算する。PI演算回路292は、図1に図解した制御演算部255と同様の回路構成とすることができる。

PWM信号生成回路293は、PI演算結果に基づいてDC-DCコンバータ30内のスイッチング素子、たとえば、図1に図解したDC-DCコンバータ24内のMOSFET242に対応するスイッチング素子をPWM制御する信号を生成してスイッチング素子のゲートに印加する。

40

PWM信号生成回路293は、たとえば、図1に図解した搬送波発生部256、搬送波発生部256およびPWM信号生成部259と同様の回路構成とすることができる。

【0113】

第2制御装置29は、インバータ32の入力の基準電圧を規定する基準電圧信号VREFを出力するようにDC-DCコンバータ30を制御する。DC-DCコンバータ30は基準電圧信号VREFを出力するように動作する。

このように、第6実施の形態においては、DC-DCコンバータ30は最大電力検出モードおよび追従動作モードにおける上述した実施の形態の動作はせず、インバータ32が最大電力検出モードおよび追従動作モードで動作する。

【0114】

50

第1制御装置25Eは、たとえば、図19に図解した回路構成を有するインバータ32内のパワートランジスタ321、322、323、324を最大電力検出モードおよび追従動作モードに応じて、それらの動作を制御する。

最大電力検出モードにおいては、インバータ32内のパワートランジスタ321、322、323、324を第1の論理状態に動作させて開放電圧を検出し(図4、ステップ12)、開放状態から短絡状態にして最大電力 $P_{max}$ を検出し(図4、ステップ13)、そのときの電圧 $V_{PV}$ を最適電圧 $V_{op}$ として、保持回路253aに保持させる。

次いで、追従動作モードにおいて(図4、ステップ21)、PWM信号生成部259dから最適電圧 $V_{op}$ に応じてインバータ32内のパワートランジスタ321、322、323、324のゲートにPWM制御信号を出力する。

10

#### 【0115】

第6実施の形態によれば、基準電圧 $V_{REF}$ を出力するDC-DCコンバータ30で基準電圧発生手段として機能させ、インバータ32で、負荷16および系統の状況に応じて、最大電力検出モードおよび追従制御モードの動作を行なうので、太陽電池パネル(PV)11の出力変動に依存しない制御を実現することができる。

#### 【0116】

##### 第7実施の形態

第7実施の形態について述べる。

上述した実施の形態では、制御装置25は上述した動作をした。すなわち、最大電力検出モードにおいて、開放電圧を測定し、 $V_{REF}$ 発生部260において開放電圧から所定の傾きで変化する基準電圧信号 $V_{ref0}$ を発生して、短絡状態において太陽電池パネル(PV)11の電力 $P_{PV}$ を監視して最大電力 $P_{max}$ を検出する。そして、それに対応するPV11の出力電圧 $V_{PV}$ を最適出力電圧 $V_{op}$ として、追従動作モードにおいて最適出力電圧 $V_{op}$ に追従するように電力変換手段をPWM制御する。

20

第7実施の形態では、上記処理に代えて、最大電力検出モードにおいて、PV11の短絡電流 $i_{SC}$ を検出し、 $I_{REF}$ 発生部266において下記式で規定される基準信号 $I_{ref0}$ を生成する。

#### 【0117】

$$I_{ref0} = i_{SC} - (i_{SC} / t_D) \times t$$

ただし、 $t_D$ は、図2における $t_1 \sim t_3$ の時間である。

30

ここで、期間 $t_0 \sim t_1$ が第1の論理状態として「閉」動作であり

、

期間 $t_1 \sim t_3$ が第2の論理状態として「開」動作となる

。

#### 【0118】

図21は第7実施の形態に係る実測結果を示す図である。図21(A)は検出期間(時間) $t_D$ が5msのときの太陽電池パネル(PV)11の短絡電流 $i_{SC}$ などの変化を示し、図21(B)は検出期間 $t_D$ が10msのPV11の短絡電流 $i_{SC}$ などの変化を示す。

#### 【0119】

第7実施の形態によれば、PV11への日射強度や温度などの状況に影響を受けずに最大電力 $P_{max}$ 点を検出するための検出時間 $t_D$ に多数の電力 $P_{PV}$ の測定値を確保することができるため、最大電力 $P_{max}$ 点を検出する精度が高くなるという利点がある。

40

#### 【0120】

##### 第8実施の形態

図22を参照して第8実施の形態を述べる。

図22に図解した太陽光発電システム100Fは、図20に図解したと同様の系統連系型の太陽光発電システムであり、負荷16には系統電源35が接続されている。

第8実施の形態は、第6実施の形態と同様、全体制御部264の判断のもとで、DC-DCコンバータ30は出力電圧を一定に制御し、インバータ32で負荷を調整する。ただし、その方法が第6実施の形態とは異なる。

50

## 【 0 1 2 1 】

図 2 2 には簡略した構成を示しているが、符号が同じ回路要素は、図 2 0 に図解した回路要素と同じである。以下、主要な相違点を述べる。

( 1 ) 第 8 実施の形態の制御装置も、インバータ 3 2 を制御する制御装置 2 5 F と、DC - DC コンバータ 3 0 を制御する第 2 制御装置 2 9 F とで構成されている。図 2 2 において、図 2 0 に図解した、基準電圧発生部 2 6 1 と基準電流発生回路 2 6 6、加算部 2 6 1、2 6 6、さらに、SW 部 2 6 5、2 6 7 を、一体的に簡略して図解している。図 2 2 において、PI 演算回路 2 5 5 の出力を保持する保持回路 2 5 9 を設け、今回のサイクルの PI 演算結果と、保持回路 2 5 9 に保持した前回のサイクルの PI 演算結果を、スイッチング部 2 6 3 で選択可能にしている。

10

## 【 0 1 2 2 】

( 2 ) 第 2 制御装置 2 9 F は、加算回路 2 9 1、PI 演算回路 2 9 2、PWM 信号生成回路 2 9 3 の他、スイッチング ( SW ) 回路 2 9 4 を有する。SW 回路 2 9 4 は、全体制御部 2 6 4 に制御指令に応じて、PI 演算回路 2 6 2 の出力または PI 演算回路 2 9 2 の出力を PWM 信号生成部 2 9 3 に出力する。

## 【 0 1 2 3 】

第 8 実施の形態では、最大電力検出モードにおいて、全体制御部 2 6 4 が SW 部 2 7 3 および SW 2 9 4 の第 1 接点 a を選択する。その結果、PI 演算部 2 6 2 の出力信号に基づいて PWM 信号発生部 2 9 3 が DC - DC コンバータ 3 0 を制御し、PI 演算部 2 5 5 の前回の値を保持している保持回路 2 5 9 の出力が選択され、選択された信号に応じて PWM 信号発生部 2 5 9 がインバータ 3 2 を制御して、最大電力を検出する。

20

追従制御モードにおいて、全体制御部 2 6 4 が SW 部 2 7 3 および SW 2 9 4 の第 2 接点 b を選択する。その結果、電圧計 3 1 と基準電圧 V ref との差を比例・積分演算する PI 演算部 2 9 2 の出力信号に基づいて PWM 信号発生部 2 9 3 が DC - DC コンバータ 3 0 を制御して、DC - DC コンバータ 3 0 を基準電圧 V ref を出力するように制御する。

## 【 0 1 2 4 】

DC - DC コンバータ 3 0 とインバータ 3 2 とを用いた第 8 実施の形態と、図 1 5 を参照して述べた DC - DC コンバータ 2 4 とバッテリー 2 8 とを設けた第 4 実施の形態と比較すると、負荷の変動が起こさないと利点がある。

## 【 0 1 2 5 】

さらに、特許文献 2 に記載された発明と、上述した本発明の実施の形態とを比較すると、本発明の実施の形態では、インダクタの容量に依存せず、最大電力の検出時間を任意にすることができる。そのため、検出時間を長くすると、最大電力の検出が正確になるという利点がある。

30

これに対して、特許文献 2 に記載された発明では、インダクタの短絡を前提としており、インダクタの容量が小さいと最大電力検出時間が短くなるという制約がある。

## 【 0 1 2 6 】

以上、複数の実施の形態を例示して本発明を述べたが、本発明の実施に際しては、上述した具体的な実施の形態に限定されず、種々の変形態様をとることができる。

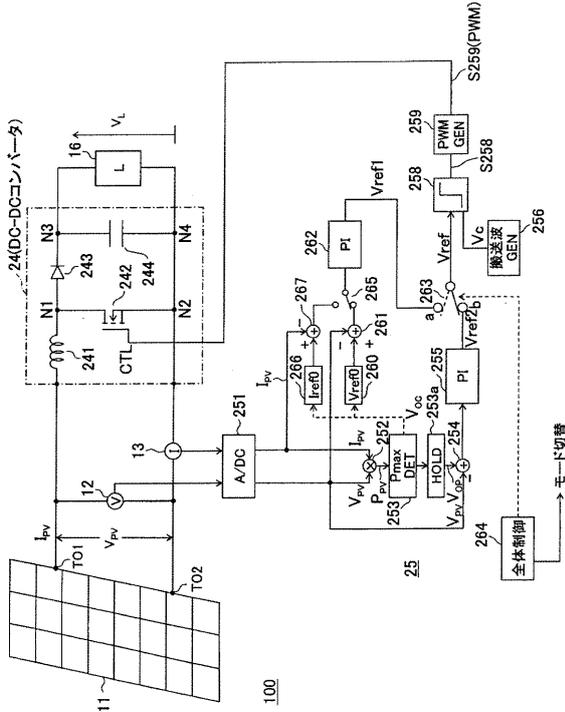
## 【 符号の説明 】

40

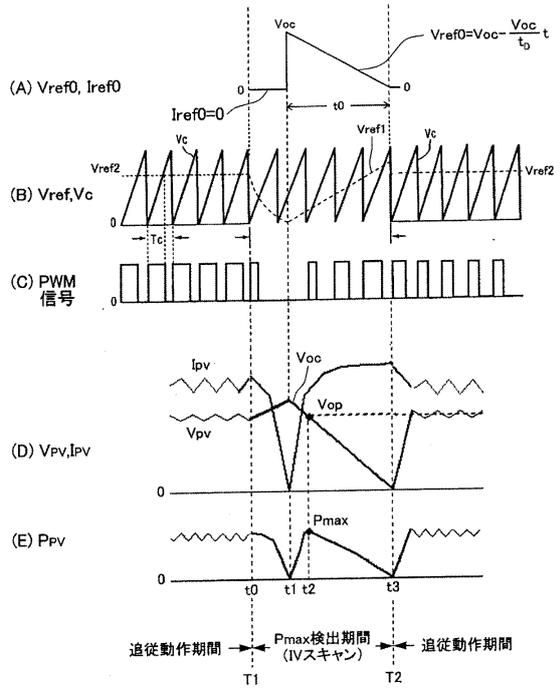
## 【 0 1 2 7 】

1 0 0、1 0 0 A ~ 1 0 0 E ... 太陽光発電システム、  
1 1 ... 太陽電池パネル、1 6 ... 負荷、2 4 ... 電力変換回路 ( DC - DC コンバータ )、  
2 5 ... 制御装置、2 8 ... バッテリー、2 0 ... 第 2 制御装置、3 0 ... DC - DC コンバータ、  
3 2 ... インバータ、2 5 1 ... ADC、2 5 2 ... 乗算部、2 5 3 ... 最大電力検出部、2 5 3 a ... 最適電圧保持回路、  
2 5 4 ... 第 1 加算部、2 5 5 ... 第 1 制御演算部、2 5 6 ... 搬送波発生部、2 5 8 ... 比較部、  
2 6 0 ... 基準電圧発生部、2 6 ... 1 第 2 加算部、2 6 2 ... 第 2 制御演算部、2 6 3、2 6 5 ... スwitching ( SW ) 部、2 6 4 ... 全体制御部

【図1】



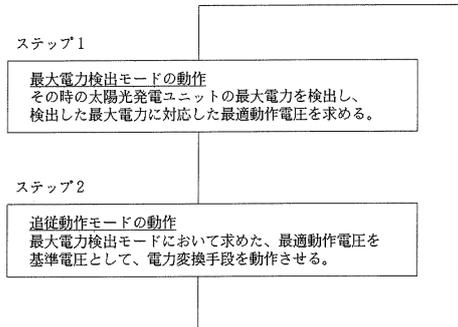
【図2】



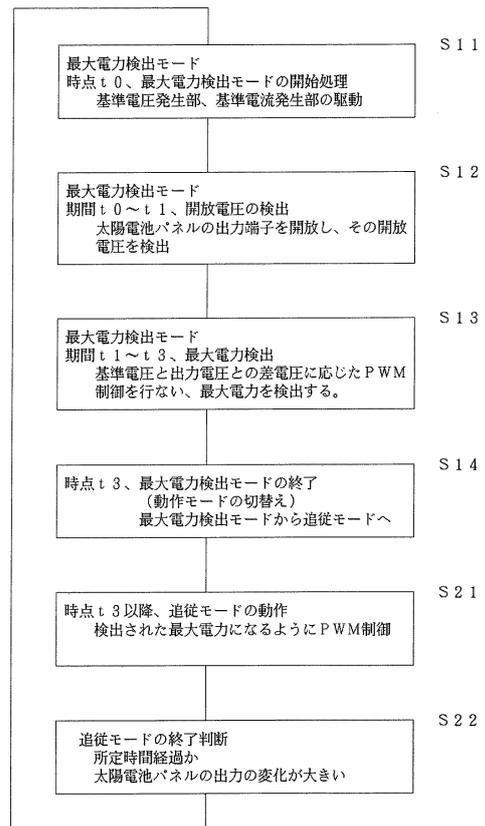
【図3】

本発明の光発電ユニットを制御する基本動作

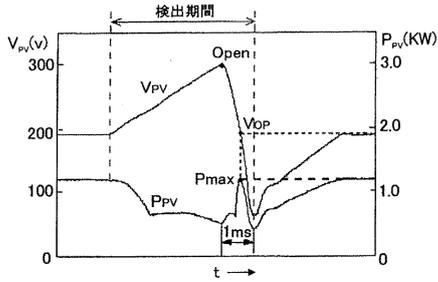
ステップ1の最大電力検出モードの動作と、ステップ2の追従動作モードの動作とを、所定の周期で、交互に、連続的に反復する。



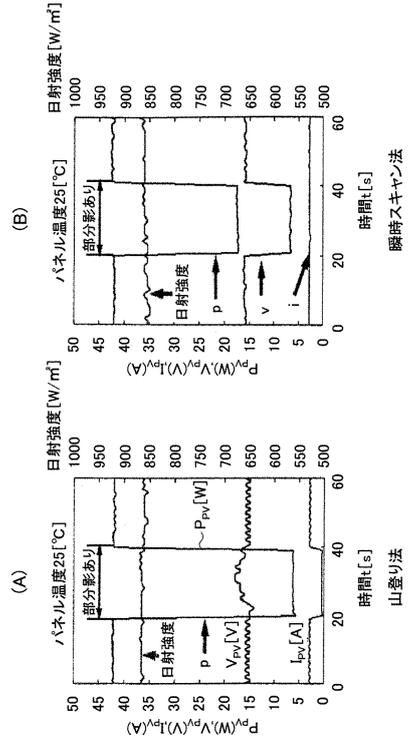
【図4】



【図5】



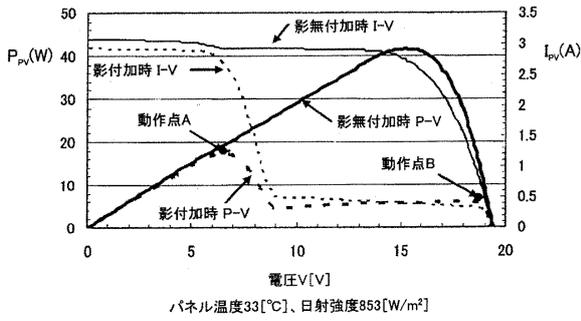
【図7】



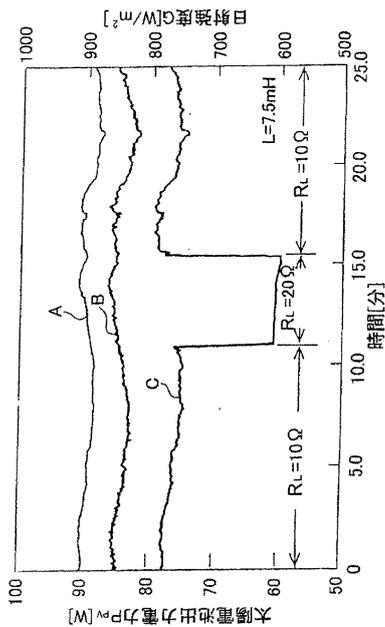
動作点Aでの不安定な過渡動作例

動作点B付近での不安定な過渡動作例

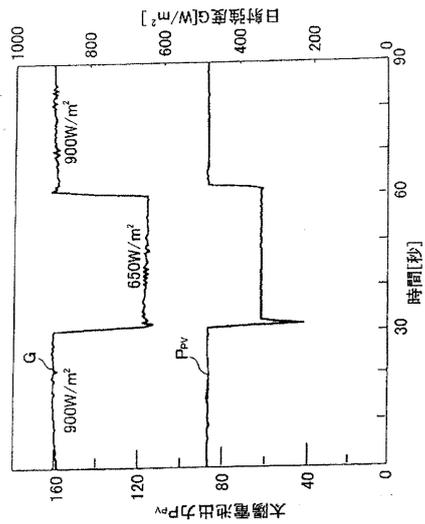
【図6】



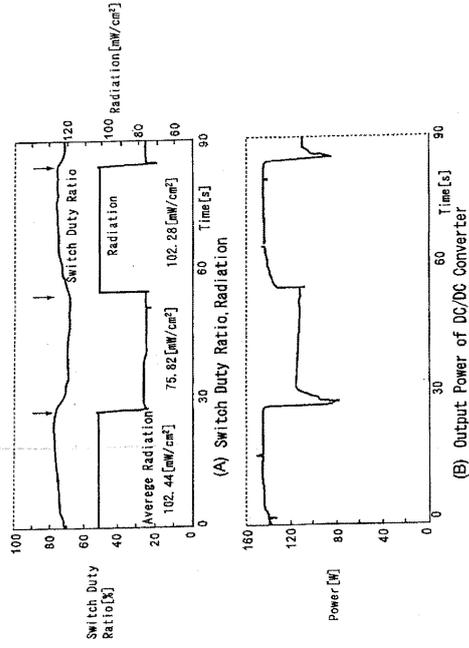
【図8】



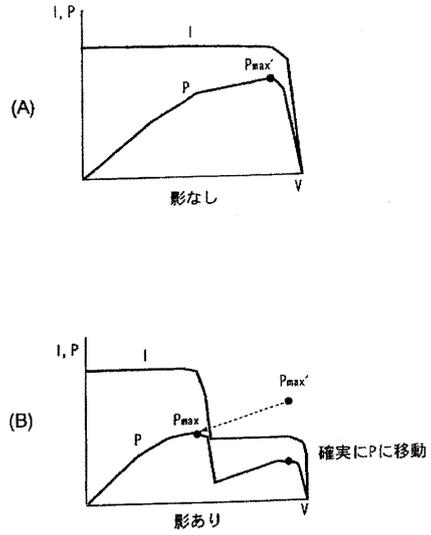
【図9】



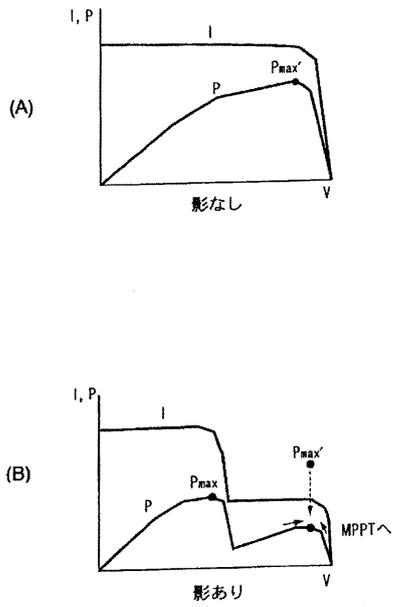
【図10】



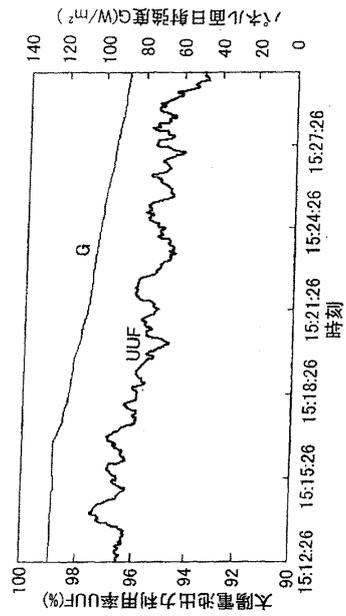
【図11】



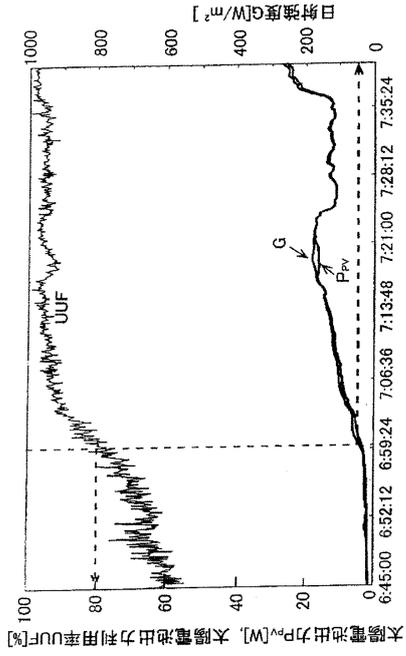
【図12】



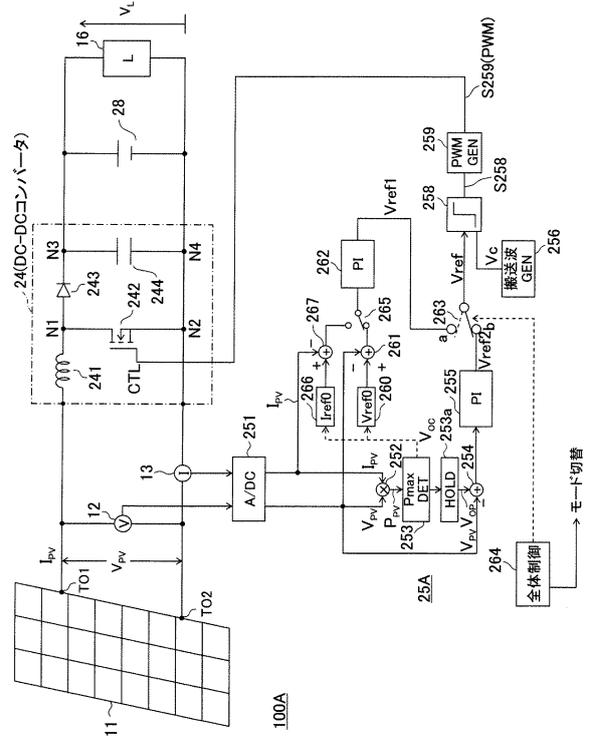
【図13】



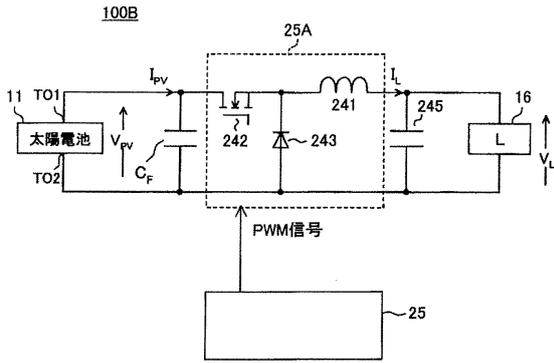
【図14】



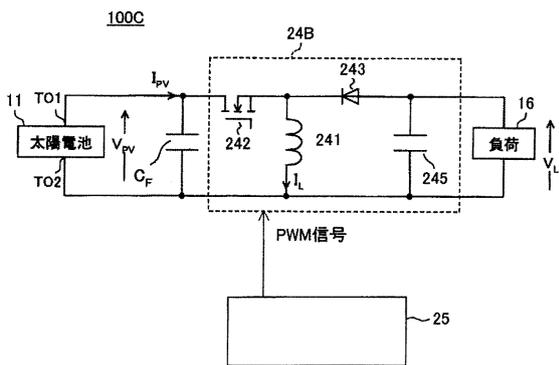
【図15】



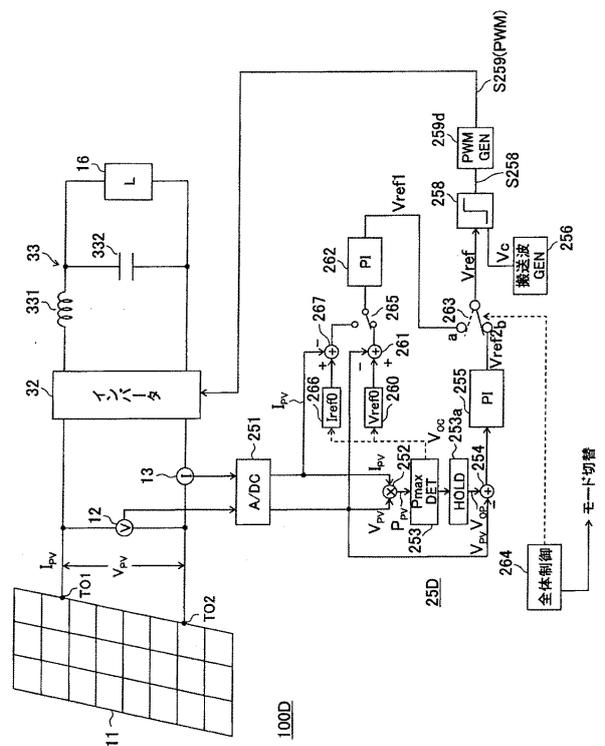
【図16】



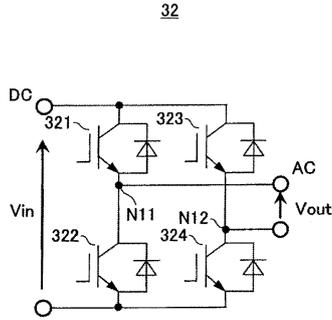
【図17】



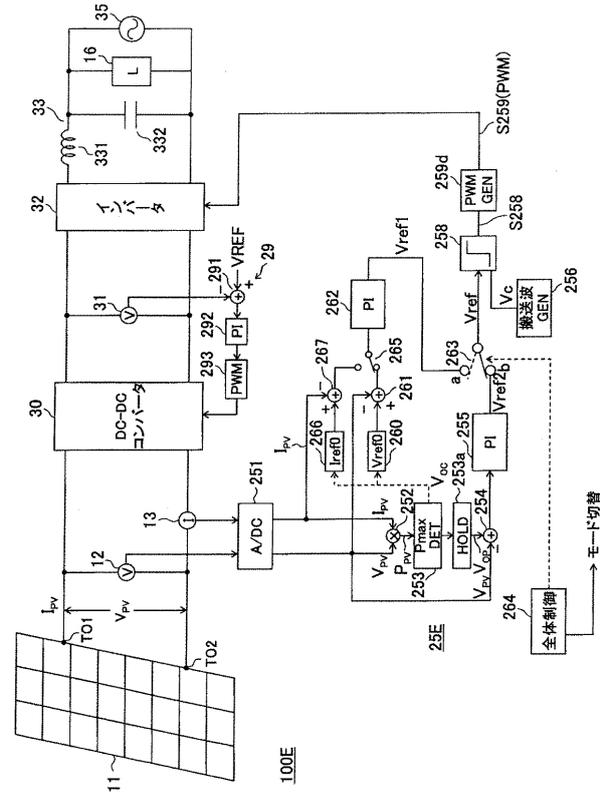
【図18】



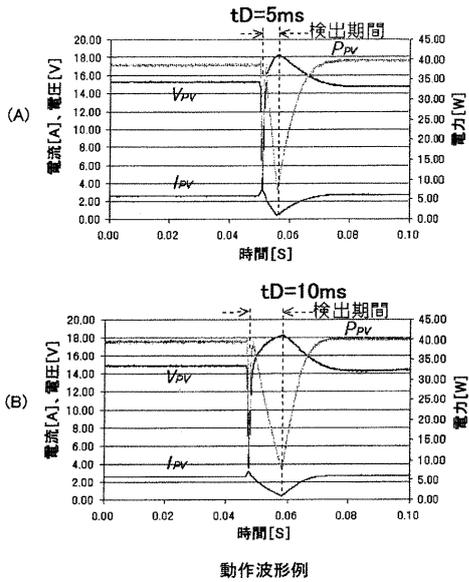
【図19】



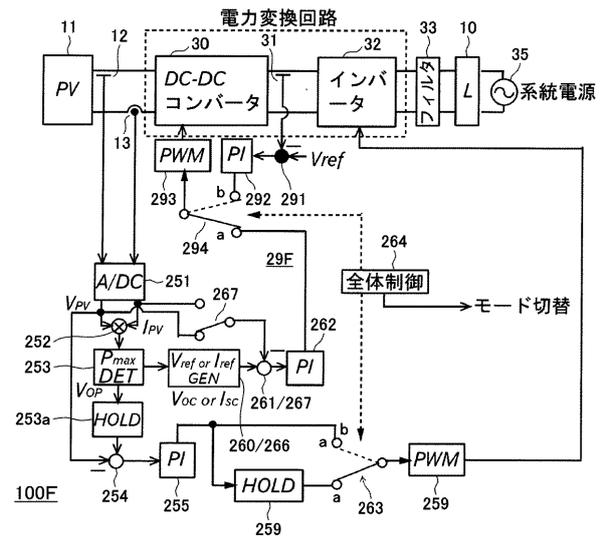
【図20】



【図21】



【図22】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平10-240361(JP,A)  
特許第4294346(JP,B2)  
特開2010-061263(JP,A)  
特開2007-133765(JP,A)  
特開平07-168639(JP,A)  
特開2001-103675(JP,A)  
特開平09-054623(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
G05F 1/67