

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6327106号
(P6327106)

(45) 発行日 平成30年5月23日 (2018. 5. 23)

(24) 登録日 平成30年4月27日 (2018. 4. 27)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 2 M	7/48	(2007. 01)	HO 2 M 7/48 E
HO 2 M	3/155	(2006. 01)	HO 2 M 3/155 U
HO 2 J	9/06	(2006. 01)	HO 2 J 9/06 1 2 O

請求項の数 8 (全 35 頁)

(21) 出願番号	特願2014-212698 (P2014-212698)	(73) 特許権者	000002130
(22) 出願日	平成26年10月17日 (2014. 10. 17)		住友電気工業株式会社
(65) 公開番号	特開2015-149882 (P2015-149882A)		大阪府大阪市中央区北浜四丁目5番33号
(43) 公開日	平成27年8月20日 (2015. 8. 20)	(74) 代理人	110000280
審査請求日	平成29年5月22日 (2017. 5. 22)		特許業務法人サンクレスト国際特許事務所
(31) 優先権主張番号	特願2014-3623 (P2014-3623)	(72) 発明者	綾井 直樹
(32) 優先日	平成26年1月10日 (2014. 1. 10)		大阪府大阪市此花区島屋一丁目1番3号
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		住友電気工業株式会社大阪製作所内
		(72) 発明者	秋田 哲男
			大阪府大阪市此花区島屋一丁目1番3号
			住友電気工業株式会社大阪製作所内
		(72) 発明者	奥村 俊明
			大阪府大阪市此花区島屋一丁目1番3号
			住友電気工業株式会社大阪製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電源から提供される直流電力を交流電力に変換して負荷に給電する変換装置であって、

前記負荷と接続され、交流リアクトル及び第1のコンデンサを含むフィルタ回路と、

前記フィルタ回路を介して前記負荷と接続されるDC/ACインバータと、

前記直流電源と前記DC/ACインバータとの間に設けられるDC/DCコンバータと

、

前記DC/ACインバータと前記DC/DCコンバータとの間に設けられる第2のコンデンサと、

前記DC/ACインバータ及び前記DC/DCコンバータを制御する制御部と、を備え

、

前記制御部は、

前記フィルタ回路と前記DC/ACインバータとの電路上の相互接続部位を回路接続点とすると、前記第1のコンデンサに流れる無効電流を含めた前記DC/ACインバータの前記回路接続点における交流出力電流目標値、及び、当該交流出力電流目標値の電流が前記交流リアクトルのインピーダンスに流れることによる電圧変化を含めた前記回路接続点における交流出力電圧目標値、を求め、

前記交流出力電流目標値、前記交流出力電圧目標値、前記交流出力電圧目標値及び前記直流電力の電圧のうち大きい方である前記DC/DCコンバータの出力電圧目標値及び、

前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧目標値における前記第２のコンデンサによる無効電力、並びに、前記直流電力の電圧に基づいて、前記ＤＣ／ＤＣコンバータの電流目標値を、前記交流電力の電流と同期するように設定する、変換装置。

【請求項２】

前記制御部は、

前記負荷への出力電流目標値を I_a^* 、前記第１のコンデンサの静電容量を C_a 、前記交流電力の電圧値を V_a 、前記直流電源側の電圧を V_{DC} 、ラプラス演算子を s とすると、前記回路接続点での前記ＤＣ／ＡＣインバータの交流出力電流目標値 I_{inv}^* を、

$$I_{inv}^* = I_a^* + s C_a V_a$$

に設定し、さらに、前記交流リアクトルのインピーダンスを Z_a とすると、前記回路接続点での前記ＤＣ／ＡＣインバータの交流出力電圧目標値 V_{inv}^* を、

$$V_{inv}^* = V_a + Z_a I_{inv}^*$$

に設定し、前記電圧 V_{DC} 、及び、前記ＤＣ／ＡＣインバータの交流出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値のいずれか大きい方を、前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧目標値 V_o^* に設定し、前記第２のコンデンサの静電容量を C とすると、前記ＤＣ／ＤＣコンバータの電流目標値 I_{in}^* は、

$$I_{in}^* = \{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (s C V_o^*) \times V_o^* \} / V_{DC}$$

に設定する、請求項１に記載の変換装置。

【請求項３】

前記ＤＣ／ＤＣコンバータは直流リアクトルを含み、

前記直流電源の電圧を V_g 、前記直流リアクトルのインピーダンスを Z 、前記ＤＣ／ＤＣコンバータの電流値を I_{in} とすると、 $(V_g - Z I_{in})$ を前記電圧 V_{DC} とする、請求項２に記載の変換装置。

【請求項４】

前記ＤＣ／ＤＣコンバータの電流値 I_{in} を、電流センサによる検出値または、

$$I_{inv}^* \times V_{inv}^* / V_g$$

によって得られる計算値に設定する、請求項３に記載の変換装置。

【請求項５】

前記ＤＣ／ＡＣインバータの交流出力電流の目標値及び検出値に基づく参照値と、

前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧目標値の比較に基づいて前記ＤＣ／ＡＣインバータを制御し、

前記ＤＣ／ＤＣコンバータの電流目標値及び検出値に基づく参照値と、

前記ＤＣ／ＤＣコンバータの出力電圧目標値の比較に基づいて前記ＤＣ／ＤＣコンバータを制御する、請求項１～請求項４のいずれか１項に記載の変換装置。

【請求項６】

前記負荷と並列に交流電源が接続されている請求項１～請求項５のいずれか１項に記載の変換装置。

【請求項７】

前記直流電源を直流負荷、前記負荷を交流電源として、当該交流電源から当該直流負荷に電力を供給する請求項１～請求項５のいずれか１項に記載の変換装置。

【請求項８】

前記ＤＣ／ＤＣコンバータ及び前記ＤＣ／ＡＣインバータに含まれる半導体スイッチング素子の少なくとも１つにＳｉＣ素子を用いる請求項１～請求項７のいずれか１項に記載の変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【０００１】

本発明は、直流を交流に変換するか又は交流を直流に変換する変換装置に関する。

【背景技術】

【０００２】

10

20

30

40

50

蓄電池から出力する直流電圧を交流電圧に変換して負荷に提供する変換装置は、UPS (Uninterruptible Power Supply: 無停電電源装置) 等のバックアップ電源装置として多く用いられている(例えば特許文献1(図1)参照。)。このような変換装置は、蓄電池の電圧を昇圧するDC/DCコンバータと、直流を交流に変換するインバータとを備えている。また、変換装置は、双方向性があり、通常は、商用電源などの交流電源から出力される交流電圧を、充電に適した直流電圧に変換して蓄電池の充電を行っている。この場合、インバータはAC/DCコンバータとなり、DC/DCコンバータは降圧の機能を発揮する。

一方、太陽光発電等の直流電源から得られる直流電力を交流電力に変換して交流電力系統との系統連系を行うことにも、変換装置(パワーコンディショナ)が用いられる(例えば特許文献2参照。)。 10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2003-348768号公報

【特許文献2】特開2000-152651号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

上記のような従来の変換装置において、AC/DCコンバータ及びDC/DCコンバータは共に、スイッチング素子によって構成されており、常に高速なスイッチングを行っている。かかるスイッチング素子は微小なスイッチング損失を伴う。1回のスイッチング損失は微小であるものの、複数のスイッチング素子が高周波でスイッチングを行うと、全体としては、無視できない程度のスイッチング損失が生じる。このスイッチング損失は当然に、電力損失となる。一方、特許文献2には損失を低減する制御方式が提案されているが、それだけでは十分な損失低減効果が得られず、また、交流波形に歪みが発生するという問題がある。 20

【0005】

かかる問題点を鑑み、本発明は、変換装置におけるスイッチング損失を低減して高い変換効率を実現し、また、交流波形の低歪みを実現することを目的とする。 30

【課題を解決するための手段】

【0006】

本開示は、以下の発明を含む。但し、本発明は、特許請求の範囲によって定められるものである。

本発明の一表現に係る変換装置は、直流電源から提供される直流電力を交流電力に変換して負荷に給電する変換装置であって、前記負荷と接続され、交流リアクトル及び第1のコンデンサを含むフィルタ回路と、前記フィルタ回路を介して前記負荷と接続されるDC/ACインバータと、前記直流電源と前記DC/ACインバータとの間に設けられるDC/DCコンバータと、前記DC/ACインバータと前記DC/DCコンバータとの間に設けられる第2のコンデンサと、前記交流電力の電圧、前記交流リアクトルを流れる電流及びインピーダンスによる電圧変化、前記第1のコンデンサ及び前記第2のコンデンサをそれぞれ流れる無効電流、並びに、前記直流電力の電圧に基づいて、前記DC/DCコンバータの電流目標値を、前記交流電力の電流と同期するように設定する制御部とを備えている。 40

【発明の効果】

【0007】

本発明の変換装置によれば、高い変換効率と低歪み交流波形を同時に実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図 1】第 1 実施形態に係るインバータ装置を備えたシステムの一例を示すブロック図である。

【図 2】インバータ装置の回路図の一例である。

【図 3】制御部のブロック図である。

【図 4】直流入力電圧検出値、及び昇圧回路電流検出値の経時変化をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフである。

【図 5】平均化処理部が行う、直流入力電圧検出値 V_g を平均化する際の態様を示す図である。

【図 6】制御処理部による制御処理を説明するための制御ブロック図である。

【図 7】昇圧回路及びインバータ回路の制御処理を示すフローチャートである。

10

【図 8】(a) は、制御処理部がフィードバック制御において求めた昇圧回路電流目標値、及びこれに従って制御した場合の昇圧回路電流検出値をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフであり、(b) は、制御処理部がフィードバック制御において求めた昇圧回路電圧目標値、及びこれに従って制御した場合の昇圧回路電圧検出値をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフである。

【図 9】インバータ出力電圧目標値の一例を示す図である。

【図 10】(a) は、昇圧回路用搬送波と、昇圧回路用参照波とを比較したグラフであり、(b) は、昇圧回路制御部が生成したスイッチング素子 Q_b を駆動するための駆動波形である。

【図 11】(a) は、インバータ回路用搬送波と、インバータ回路用参照波とを比較したグラフ、(b) は、インバータ回路制御部が生成したスイッチング素子 Q_1 を駆動するための駆動波形、(c) は、インバータ回路制御部が生成したスイッチング素子 Q_3 を駆動するための駆動波形である。

20

【図 12】参照波、及び各スイッチング素子の駆動波形の一例とともに、インバータ装置が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である。

【図 13】(a) は、インバータ回路から出力された交流電圧、商用電力系統、及び交流リアクトルの両端電圧、それぞれの電圧波形を示したグラフであり、(b) は、交流リアクトルに流れる電流波形を示したグラフである。

【図 14】第 2 実施形態に係るインバータ装置の回路図の一例である。

【図 15】第 2 実施形態におけるインバータ回路用搬送波と、参照波とを比較したグラフである。

30

【図 16】第 2 実施形態における、参照波、及び各スイッチング素子 Q_b 、 $Q_1 \sim Q_4$ の駆動波形の一例とともに、インバータ装置が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である。

【図 17】第 3 実施形態に係るインバータ装置 1 の回路図の一例である。

【図 18】第 3 実施形態における、参照波、及びスイッチング素子の駆動波形の一例とともに、インバータ装置が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である。

【図 19】交流から直流への変換装置を備えた蓄電システムの一例を示すブロック図である。

【図 20】変換装置の回路図の一例である。

40

【図 21】変換装置の動作を概念的に示した電圧波形の図である。

【図 22】第 1 実施形態及び比較例の、交流出力波形の一例である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

[実施形態の要旨]

本発明の実施形態の要旨としては、少なくとも以下のものが含まれる。

【0010】

(1) これは、直流電源から提供される直流電力を交流電力に変換して負荷に給電する変換装置であって、前記負荷と接続され、交流リアクトル及び第 1 のコンデンサを含むフィルタ回路と、前記フィルタ回路を介して前記負荷と接続される DC / AC インバータと

50

、前記直流電源と前記DC/ACインバータとの間に設けられるDC/DCコンバータと、前記DC/ACインバータと前記DC/DCコンバータとの間に設けられる第2のコンデンサと、前記交流電力の電圧、前記交流リアクトルを流れる電流及びインピーダンスによる電圧変化、前記第1のコンデンサ及び前記第2のコンデンサをそれぞれ流れる無効電流、並びに、前記直流電力の電圧に基づいて、前記DC/DCコンバータの電流目標値を、前記交流電力の電流と同期するように設定する制御部と、を備えている。

【0011】

上記(1)のように構成された変換装置では、DC/ACインバータとDC/DCコンバータとが、それぞれに、必要最低限の回数で高周波スイッチングを行う。また、AC/DCコンバータは、交流電圧の絶対値のピーク及びその近傍を避けて動作し、DC/DCコンバータは交流電圧のゼロクロスとその近傍を避けて動作することになるので、高周波スイッチングを行う際に、それぞれコンバータの半導体素子及びリアクトルに印加される電圧が相対的に低くなる。このことも、半導体素子のスイッチング損失及びリアクトルの鉄損の低減に寄与する。こうして、変換装置全体としての損失を低減することができる。

なお、上記「必要最小限の回数」となるために、理想的にはDC/ACインバータとDC/DCコンバータとで、交互に高周波スイッチングを行い、高周波スイッチングの時期が重ならないことが好ましいが、実際には若干の重なりが生じて、それぞれの停止期間があれば、損失は低減され、高効率化に寄与する。

【0012】

また、DC/DCコンバータの電流目標値を、交流電力の電圧、交流リアクトルを流れる電流とインピーダンスによる電圧変化、第1及び第2のコンデンサを流れる無効電流、及び直流電力の電圧に基づいて、交流電力の電流と同期するように設定することで常に歪みのない交流電力を発生することができる。特に、負荷が交流系統と連系しているときには、交流電源の電圧、周波数、及び出力電流が変化しても常に系統電圧と同期した(あるいは系統電圧に対して任意の位相角に制御された)歪みのない電流を交流系統との間で、受け渡しすることができる。

【0013】

(2)また、(1)の変換装置において、前記制御部は、前記負荷への出力電流目標値を I_a^* 、前記第1のコンデンサの静電容量を C_a 、前記交流電力の電圧値を V_a 、前記直流電源側の電圧を V_{DC} 、ラプラス演算子を s とすると、前記フィルタ回路と前記DC/ACインバータとの回路接続点での前記DC/ACインバータの交流出力電流目標値 I_{inv}^* を、

$$I_{inv}^* = I_a^* + s C_a V_a$$

に設定し、さらに、前記交流リアクトルのインピーダンスを Z_a とすると、前記回路接続点での前記DC/ACインバータの交流出力電圧目標値 V_{inv}^* を、

$$V_{inv}^* = V_a + Z_a I_{inv}^*$$

に設定し、前記電圧 V_{DC} 、及び、前記DC/ACインバータの交流出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値のいずれか大きい方を、前記DC/DCコンバータの出力電圧目標値 V_o^* に設定し、前記第2のコンデンサの静電容量を C とすると、前記DC/DCコンバータの電流目標値 I_{in}^* を、

$I_{in}^* = \{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (s C V_o^*) \times V_o^* \} / V_{DC}$ に設定する、ことが好ましい。

【0014】

上記(2)の変換装置は、(1)の変換装置を実現するより具体的な制御の態様を示した一例である。上記のDC/DCコンバータの電流目標値 I_{in}^* は、交流電力の電圧、交流リアクトルを流れる電流とインピーダンスによる電圧変化、第1及び第2のコンデンサを流れる無効電流、及び直流電力の電圧を全て反映しており、従って、直流電源の電圧や、交流出力電流が変化したときでも、常に交流出力電流に同期した電力を出力することができる。このため、DC/DCコンバータ及びDC/ACインバータは必要最低限の回数の高周波スイッチングで、交流から直流への変換を行うことができる。その結果、半導

10

20

30

40

50

体スイッチング素子のスイッチング損失、交流及び直流リアクトルの鉄損が大幅に低減され、高い変換効率を得ることができる。さらに、出力される交流電力は品質が高く、商用系統への連系にも十分な低歪みの電流を得ることができる。

【0015】

なお、ラプラス演算子 s に代えて、時間 t での微分を用いた表現とすれば、上記の式は以下になる。

$$I_{inv}^* = I_a^* - C_a \times (dV_a / dt)$$

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + C \times (dV_o^* / dt) \times V_o^* \} / V_{DC}$$

【0016】

また、予め変換装置の電力損失 P_{Loss} を測定しておけば、電流目標値 I_{in}^* は、以下の式で表すこともできる。

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + C \times (dV_o^* / dt) \times V_o^* + P_{Loss} \} / V_{DC}$$

この場合、電力損失 P_{Loss} を考慮することにより、より厳密に I_{in}^* の値を求めることができる。

【0017】

(3) また、(2) の変換装置において、前記 DC / DC コンバータは直流リアクトルを含み、前記直流電源の電圧を V_g 、前記直流リアクトルのインピーダンスを Z 、前記 DC / DC コンバータの電流値を I_{in} とするとき、 $(V_g - Z I_{in})$ を前記電圧 V_{DC} としてもよい。

(4) 前記 DC / DC コンバータの電流値 I_{in} には、電流センサによる検出値（直流リアクトルの電流検出値）または、

$$I_{inv}^* \times V_{inv}^* / V_g$$

によって得られる計算値を用いることができる。

上記(3)、(4)の場合、直流リアクトルの電流とインピーダンスによる電圧降下も考慮しているため、DC / DC コンバータを流れる電流が変化したときも常に正確な制御を行うことができる。

【0018】

(5) また、(1) ~ (4) のいずれかの変換装置において、前記 DC / AC インバータの交流出力電流の目標値及び検出値に基づく参照値と、前記 DC / DC コンバータの出力電圧目標値の比較に基づいて前記 DC / AC インバータを制御し、前記 DC / DC コンバータの電流目標値及び検出値に基づく参照値と、前記 DC / DC コンバータの出力電圧目標値の比較に基づいて前記 DC / DC コンバータを制御することができる。

このように、DC / AC インバータと DC / DC コンバータを同じ電圧目標値に基づいて制御することによって、交流出力電流の歪み率を低減することができる。

【0019】

(6) また、前記負荷に並列に交流電源を接続することができる。

上記(6)のように構成された変換装置は、直流電源から供給された電力を交流に変換し、商用電力系統等の交流電源と連系した並列運転をして、負荷に交流電源を供給することができる。

(7) また、前記直流電源を直流負荷、前記負荷を交流電源として、当該交流電源から当該直流負荷に電力を供給することができる。

【0020】

上記(7)のように構成された変換装置は、交流から直流への変換を行うことができる。

交流から直流への変換では、DC / AC インバータが AC / DC コンバータとして動作する。また、DC / DC コンバータは、直流から交流への変換とは逆方向に電流が流れる DC / DC コンバータとして動作する。交流から直流への変換においても、AC / DC コ

10

20

30

40

50

ンバータ及びDC/DCコンバータは必要最低限の回数の高周波スイッチングとなるため、半導体スイッチング素子のスイッチング損失、交流リアクトル及び直流リアクトルの鉄損が大幅に低減され、高い変換効率を得ることができる。

【0021】

なお、(2)の各計算式は、出力電流目標値 I_a^* の位相を反転させればそのまま交流から直流への変換の際の目標値を与える式となる。このときDC/DCコンバータの電流目標値 I_{in}^* は直流電圧 V_g に対して負の値となる。よって、(1)から(7)に記載された変換装置は、実は、直流から交流への変換、交流から直流への変換を共通の装置で行うことができる。

【0022】

(8)前記DC/DCコンバータ、前記DC/ACインバータに含まれる半導体スイッチング素子の少なくとも1つにSiC素子を用いることが望ましい。

(1)～(7)のいずれかに記載された変換装置は、高周波スイッチングの回数を低減することによって半導体素子のスイッチング損失と直流リアクトル及び交流リアクトルの鉄損を低減することができるが、半導体素子の導通損失まで低減することはできない。この点、半導体素子としてSiC素子を用いれば導通損失を低減することができるため、(1)～(7)のいずれかの変換装置にSiC素子を用いることで、両者の相乗効果により、高い変換効率を得ることができる。

【0023】

[実施形態の詳細]

以下、本発明の実施形態について、図面を参照して詳細に説明する。

【0024】

《系統連系機能を備えた、直流から交流への変換装置》

まず、系統連系機能を備えた、直流から交流への変換装置(以下、単にインバータ装置という。)について詳細に説明する。

【0025】

[1. 第1実施形態]

[1.1 全体構成について]

図1は、第1実施形態に係るインバータ装置を備えたシステムの一例を示すブロック図である。図中、インバータ装置1の入力端には、直流電源としての太陽光発電パネル2が接続され、出力端には、交流の商用電力系統3(交流系統)が接続されている。このシステムは、太陽光発電パネル2が発電する直流電力を交流電力に変換し、商用電力系統3に出力する連系運転を行う。

【0026】

インバータ装置1は、太陽光発電パネル2が出力する直流電力が与えられる昇圧回路(DC/DCコンバータ)10と、昇圧回路10から与えられる電力を交流電力に変換して商用電力系統3に出力するインバータ回路(DC/ACインバータ)11と、これら両回路10, 11の動作を制御する制御部12とを備えている。

【0027】

図2は、インバータ装置1の回路図の一例である。

昇圧回路10は、直流リアクトル15と、ダイオード16と、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)等からなるスイッチング素子Qbとを備えており、昇圧チョッパ回路を構成している。

昇圧回路10の入力側には、第1電圧センサ17、第1電流センサ18、及び平滑化のためのコンデンサ26が設けられている。

第1電圧センサ17は、太陽光発電パネル2が出力し、昇圧回路10に入力される直流電力の直流入力電圧検出値 V_g (直流入力電圧値)を検出し、制御部12に出力する。第1電流センサ18は、直流リアクトル15に流れる電流である昇圧回路電流検出値 I_{in} (直流入力電流値)を検出し、制御部12に出力する。なお、直流入力電流検出値 I_g を検出するために、コンデンサ26の前段に、さらに電流センサを設けてもよい。

10

20

30

40

50

制御部 12 は、直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} から入力電力 P_{in} を演算し、太陽光発電パネル 2 に対する MPP T (Maximum Power Point Tracking : 最大電力点追従) 制御を行う機能を有している。

【0028】

また、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_b は、後述するように、インバータ回路 11 と合わせた合計のスイッチング動作を行う回数が最低限になるように制御され、停止期間が発生する。よって、昇圧回路 10 は、スイッチング動作を行っている期間は、昇圧された電力をインバータ回路 11 に出力し、スイッチング動作を停止している期間は、太陽光発電パネル 2 が出力して昇圧回路 10 に入力される直流電力の直流入力電圧値を昇圧することなくインバータ回路 11 に出力する。

10

【0029】

昇圧回路 10 と、インバータ回路 11 との間には、平滑用のコンデンサ 19 (平滑コンデンサ) が接続されている。

インバータ回路 11 は、FET (Field Effect Transistor) からなるスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を備えている。これらスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ は、フルブリッジ回路を構成している。

各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ は、制御部 12 に接続されており、制御部 12 により制御可能とされている。制御部 12 は、各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ の動作を PWM 制御する。これにより、インバータ回路 11 は、昇圧回路 10 から与えられる電力を交流電力に変換する。

20

【0030】

インバータ装置 1 は、インバータ回路 11 と、商用電力系統 3 との間にフィルタ回路 21 を備えている。

フィルタ回路 21 は、2つの交流リアクトル 22 と、交流リアクトル 22 の後段に設けられたコンデンサ 23 (出力平滑コンデンサ) とを備えて構成されている。フィルタ回路 21 は、インバータ回路 11 から出力される交流電力に含まれる高周波成分を除去する機能を有している。フィルタ回路 21 により高周波成分が除去された交流電力は、商用電力系統 3 に与えられる。

【0031】

このように、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 は、太陽光発電パネル 2 が出力する直流電力を交流電力に変換し、変換した交流電力を、フィルタ回路 21 を介して商用電力系統 3 へ出力する変換部を構成している。

30

【0032】

また、フィルタ回路 21 には、インバータ回路 11 による出力の電流値であるインバータ電流検出値 I_{inv} (交流リアクトル 22 に流れる電流) を検出するための第 2 電流センサ 24 が接続されている。さらに、フィルタ回路 21 と、商用電力系統 3 との間には、商用電力系統 3 側の電圧値 (系統電圧検出値 V_a) を検出するための第 2 電圧センサ 25 が接続されている。

【0033】

第 2 電流センサ 24 及び第 2 電圧センサ 25 は、検出した系統電圧検出値 V_a (交流系統の電圧値) 及びインバータ電流検出値 I_{inv} を制御部 12 に出力する。なお、第 2 電流センサ 24 は、図のように、コンデンサ 23 の前段に設けるが、コンデンサ 23 の後段にインバータ装置 1 の出力電流を検出する第 3 電流センサを追加してもよい。

40

制御部 12 は、これら系統電圧検出値 V_a 及びインバータ電流検出値 I_{inv} と、上述の直流入力電圧検出値 V_g 、昇圧回路電流検出値 I_{in} に基づいて、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 を制御する。

【0034】

〔1.2 制御部について〕

図 3 は、制御部 12 のブロック図である。制御部 12 は、図 3 に示すように、制御処理部 30 と、昇圧回路制御部 32 と、インバータ回路制御部 33 と、平均化処理部 34 とを

50

機能的に有している。

制御部 12 の各機能は、その一部又は全部がハードウェア回路によって構成されてもよいし、その一部又は全部が、ソフトウェア（コンピュータプログラム）をコンピュータによって実行させることで実現されていてよい。制御部 12 の機能を実現するソフトウェア（コンピュータプログラム）は、コンピュータの記憶装置（図示省略）に格納される。

【0035】

昇圧回路制御部 32 は、制御処理部 30 から与えられる目標値及び検出値に基づいて、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_b を制御し、前記目標値に応じた電流の電力を昇圧回路 10 に出力させる。

また、インバータ回路制御部 33 は、制御処理部 30 から与えられる目標値及び検出値に基づいて、インバータ回路 11 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を制御し、前記目標値に応じた電流の電力をインバータ回路 11 に出力させる。

【0036】

制御処理部 30 には、直流入力電圧検出値 V_g 、昇圧回路電流検出値 I_{in} 、系統電圧検出値 V_a 及びインバータ電流検出値 I_{inv} が与えられる。

制御処理部 30 は、直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} から入力電力 P_{in} 及びその平均値 P_{in} を演算する。

制御処理部 30 は、入力電力平均値 P_{in} に基づいて、直流入力電流目標値 I_g^* （後に説明する）を設定して太陽光発電パネル 2 に対する MPPT 制御を行うとともに、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 それぞれをフィードバック制御する機能を有している。

【0037】

直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} は、平均化処理部 34、及び制御処理部 30 に与えられる。

【0038】

平均化処理部 34 は、第 1 電圧センサ 17 及び第 1 電流センサ 18 から与えられる直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} を、予め設定された所定の時間間隔ごとにサンプリングし、それぞれの平均値を求め、平均化された直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} を制御処理部 30 に与える機能を有している。

【0039】

図 4 は、直流入力電圧検出値 V_g 、及び昇圧回路電流検出値 I_{in} の経時変化をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフである。

また、直流入力電流検出値 I_g は、コンデンサ 26 よりも入力側で検出される電流値である。

【0040】

図 4 に示すように、直流入力電圧検出値 V_g 、昇圧回路電流検出値 I_{in} 、及び直流入力電流検出値 I_g は、系統電圧の $1/2$ の周期で変動していることが判る。

【0041】

図 4 に示すように、直流入力電圧検出値 V_g 、及び直流入力電流検出値 I_g が周期的に変動する理由は、次の通りである。すなわち、昇圧回路電流検出値 I_{in} は、昇圧回路 10、及びインバータ回路 11 の動作に応じて、交流周期の $1/2$ 周期でほぼ 0 A からピーク値まで大きく変動する。そのため、コンデンサ 26 で変動成分を完全に排除できず、直流入力電流検出値 I_g は、交流周期の $1/2$ 周期で変動する成分を含む脈流となる。一方、太陽光発電パネルは出力電流によって出力電圧が変化する。

このため、直流入力電圧検出値 V_g に生じる周期的な変動は、インバータ装置 1 が出力する交流電力の $1/2$ 周期となっている。

【0042】

平均化処理部 34 は、上述の周期的変動による影響を抑制するために、直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} を平均化する。

【0043】

10

20

30

40

50

図5は、平均化処理部34が行う、直流入力電圧検出値 V_g を平均化する際の態様を示す図である。

【0044】

平均化処理部34は、あるタイミング t_1 から、タイミング t_2 までの間の期間 L において、予め設定された所定の時間間隔 t ごとに、与えられる直流入力電圧検出値 V_g について複数回サンプリング(図中、黒点のタイミング)を行い、得られた複数の直流入力電圧検出値 V_g の平均値を求める。

【0045】

ここで、平均化処理部34は、期間 L を商用電力系統3の周期長さの $1/2$ の長さに設定する。また、平均化処理部34は、時間間隔 t を、商用電力系統3の $1/2$ 周期の長さよりも十分短い期間に設定する。

これにより、平均化処理部34は、商用電力系統3の周期と同期して周期的に変動する、直流入力電圧検出値 V_g の平均値を、できるだけサンプリングの期間を短くしつつ、精度よく求めることができる。

なお、サンプリングの時間間隔 t は、例えば、商用電力系統3の周期の $1/100 \sim 1/1000$ 、或いは、20マイクロ秒 \sim 200マイクロ秒等に設定することができる。

【0046】

なお、平均化処理部34は、期間 L を予め記憶しておくこともできるし、第2電圧センサ25から系統電圧検出値 V_a を取得して商用電力系統3の周期に基づいて期間 L を設定することもできる。

また、ここでは、期間 L を商用電力系統3の周期長さの $1/2$ の長さに設定したが、期間 L は、少なくとも、商用電力系統3の $1/2$ 周期に設定すれば、直流入力電圧検出値 V_g の平均値を精度よく求めることができる。直流入力電圧検出値 V_g は、上述のように、昇圧回路10、及びインバータ回路11の動作によって、商用電力系統3の周期長さの $1/2$ の長さで周期的に変動するからである。

よって、期間 L をより長く設定する必要がある場合、商用電力系統3の $1/2$ 周期の3倍や4倍といったように、期間 L を商用電力系統3の $1/2$ 周期の整数倍に設定すればよい。これによって、周期単位で電圧変動を把握できる。

【0047】

上述したように、昇圧回路電流検出値 I_{in} も、直流入力電圧検出値 V_g と同様、商用電力系統3の $1/2$ 周期で周期的に変動する。

よって、平均化処理部34は、図5に示した直流入力電圧検出値 V_g と同様の方法によって、昇圧回路電流検出値 I_{in} の平均値も求める。

制御処理部30は、直流入力電圧検出値 V_g の平均値及び昇圧回路電流検出値 I_{in} の平均値をそれぞれ、期間 L ごとに逐次求める。

【0048】

平均化処理部34は、求めた直流入力電圧検出値 V_g の平均値及び昇圧回路電流検出値 I_{in} の平均値を制御処理部30に与える。

【0049】

本実施形態では、上述のように、平均化処理部34が、直流入力電圧検出値 V_g の平均値(直流入力電圧平均値 V_g)及び昇圧回路電流検出値 I_{in} の平均値(昇圧回路電流平均値 I_{in})を求め、制御処理部30は、これら値を用いて、太陽光発電パネル2に対するMPPT制御を行いつつ、昇圧回路10及びインバータ回路11を制御するので、太陽光発電パネル2による直流電流が変動し不安定な場合にも、制御部12は、太陽光発電パネル2からの出力を、インバータ装置1の動作による変動成分を取り除いた直流入力電圧平均値 V_g 及び昇圧回路電流平均値 I_{in} として精度よく得ることができる。この結果、MPPT制御を好適に行うことができ、太陽光発電パネル2の発電効率が低下するのを効果的に抑制することができる。

【0050】

また、上述したように、インバータ装置1の動作によって、太陽光発電パネル2が出力

10

20

30

40

50

する直流電力の電圧（直流入力電圧検出値 V_g ）や電流（昇圧回路電流検出値 I_{in} ）に変動が生じる場合、その変動周期は、インバータ回路 11 が出力する交流電力の 1 / 2 周期（商用電力系統 3 の 1 / 2 周期）と一致する。

この点、本実施形態では、商用電力系統 3 の周期長さの 1 / 2 の長さに設定された期間 L の間に、直流入力電圧検出値 V_g 及び昇圧回路電流検出値 I_{in} のそれぞれについて、交流系統の 1 / 2 周期よりも短い時間間隔 t で複数回サンプリングし、その結果から直流入力電圧平均値 V_g 及び昇圧回路電流平均値 I_{in} を求めたので、直流電流の電圧及び電流が周期的に変動したとしても、できるだけサンプリングの期間を短くしつつ、直流入力電圧平均値 V_g 及び昇圧回路電流平均値 I_{in} を精度よく求めることができる。

10

【0051】

制御処理部 30 は、上述の入力電力平均値 P_{in} に基づいて、直流入力電流目標値 I_g^* を設定し、この設定した直流入力電流目標値 I_g^* や、上記値に基づいて、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 それぞれに対する目標値を求める。

制御処理部 30 は、求めた目標値を昇圧回路制御部 32 及びインバータ回路制御部 33 に与え、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 それぞれをフィードバック制御する機能を有している。

【0052】

図 6 は、制御処理部 30 による昇圧回路 10、及びインバータ回路 11 のフィードバック制御を説明するための制御ブロック図である。

20

制御処理部 30 は、インバータ回路 11 の制御を行うための機能部として、第 1 演算部 41、第 1 加算器 42、補償器 43、及び第 2 加算器 44 を有している。

また、制御処理部 30 は、昇圧回路 10 の制御を行うための機能部として、第 2 演算部 51、第 3 加算器 52、補償器 53、及び第 4 加算器 54 を有している。

【0053】

図 7 は、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 の制御処理を示すフローチャートである。図 6 に示す各機能部は、図 7 に示すフローチャートに示す処理を実行することで、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 を制御する。

以下、図 7 に従って、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 の制御処理を説明する。

【0054】

30

まず、制御処理部 30 は、現状の入力電力平均値 P_{in} を求め（ステップ S9）、前回演算時の入力電力平均値 P_{in} と比較して、直流入力電流目標値 I_g^* を設定する（ステップ S1）。なお、入力電力平均値 P_{in} は、下記式（1）に基づいて求められる。

$$\text{入力電力平均値 } P_{in} = I_{in} \times V_g \quad \cdots (1)$$

【0055】

なお、式（1）中、 I_{in} は昇圧回路電流検出値、 V_g は直流入力電圧検出値（直流入力電圧値）であり、平均化処理部 34 によって平均化された値である直流入力電圧平均値 V_g 及び昇圧回路電流平均値 I_{in} が用いられる。

また、式（1）以外の以下に示す制御に関する各式においては、昇圧回路電流検出値 I_{in} 、及び直流入力電圧検出値 V_g は、平均化されていない瞬時値が用いられる。

40

また、「 $\bar{\quad}$ 」は、括弧内の値の平均値を示している。以下同じである。

【0056】

制御処理部 30 は、設定した直流入力電流目標値 I_g^* を、第 1 演算部 41 に与える。

第 1 演算部 41 には、直流入力電流目標値 I_g^* の他、直流入力電圧検出値 V_g 、系統電圧検出値 V_a も与えられる。

【0057】

第 1 演算部 41 は、下記式（2）に基づいて、インバータ装置 1 としての出力電流目標値の平均値 I_a^* を演算する。 η はインバータ装置 1 の変換効率を表す定数である。

$$\text{出力電流目標値の平均値 } I_a^* = I_g^* \times V_g / V_a \quad \cdots (2)$$

50

【0058】

さらに、第1演算部41は、下記式(3)に基づいて、出力電流目標値 I_a^* を求める(ステップS2)。

ここで、第1演算部41は、出力電流目標値 I_a^* を系統電圧検出値 V_a と同位相の正弦波として求める。

$$\text{出力電流目標値 } I_a^* = (2) \times I_a^* \times \sin t \quad \dots (3)$$

【0059】

以上のように、第1演算部41は、入力電力平均値 P_{in} (直流電力の入力電力値)及び系統電圧検出値 V_a に基づいて出力電流目標値 I_a^* を求める。

次いで、第1演算部41は、下記式(4)に示すように、インバータ回路11を制御するための電流目標値であるインバータ電流目標値 I_{inv}^* (インバータ回路の電流目標値)を演算する(ステップS3)。

$$\text{インバータ電流目標値 } I_{inv}^* = I_a^* + s C_a V_a \quad \dots (4)$$

【0060】

ただし、式(4)中、 C_a は、コンデンサ23(出力平滑コンデンサ)の静電容量、 s はラプラス演算子である。

上記式(4)は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$I_{inv}^* = I_a^* + C_a \times (dV_a / dt) \quad \dots (4a)$$

となる。また、コンデンサ23に流れる電流を検出してこれを I_{ca} とすれば、

$$I_{inv}^* = I_a^* + I_{ca} \quad \dots (4b)$$

となる。

式(4)、(4a)、(4b)中、右辺第2項は、フィルタ回路21のコンデンサ23に流れる電流を考慮して加算した値である。

なお、出力電流目標値 I_a^* は、上記式(3)に示すように、系統電圧検出値 V_a と同位相の正弦波として求められる。つまり、制御処理部30は、インバータ装置1が出力する交流電力の電流 I_a (出力電流)が系統電圧(系統電圧検出値 V_a)と同位相となるようにインバータ回路11を制御する。

【0061】

第1演算部41は、インバータ電流目標値 I_{inv}^* を求めると、このインバータ電流目標値 I_{inv}^* を第1加算器42に与える。

インバータ回路11は、このインバータ電流目標値 I_{inv}^* によって、フィードバック制御される。

【0062】

第1加算器42には、インバータ電流目標値 I_{inv}^* の他、現状のインバータ電流検出値 I_{inv} が与えられる。

第1加算器42は、インバータ電流目標値 I_{inv}^* と、現状のインバータ電流検出値 I_{inv} との差分を演算し、その演算結果を補償器43に与える。

【0063】

補償器43は、上記差分が与えられると、比例係数等に基づいて演算を行い、さらに第2加算器44によって系統電圧 V_a と加算することにより、この差分を収束させインバータ電流検出値 I_{inv} をインバータ電流目標値 I_{inv}^* とし得るインバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ を求める。このインバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ を第1演算部41から与えられるDC/DCコンバータの出力電圧目標値 V_o^* と比較することにより得られる制御信号をインバータ回路制御部33に与えることで、インバータ回路11に、インバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ に従った電圧を出力させる。

インバータ回路11が出力した電圧は、交流リアクトル22に与えられ、新たなインバータ電流検出値 I_{inv} としてフィードバックされる。そして、第1加算器42によってインバータ電流目標値 I_{inv}^* とインバータ電流検出値 I_{inv} との間の差分が再度演算され、上記同様、この差分に基づいてインバータ回路11が制御される。

【0064】

10

20

30

40

50

以上のようにして、インバータ回路 11 は、インバータ電流目標値 I_{inv}^* と、インバータ電流検出値 I_{inv} とによって、フィードバック制御される（ステップ S4）。

【0065】

一方、第2演算部51には、直流入力電圧検出値 V_g 、系統電圧検出値 V_a の他、第1演算部41が演算したインバータ電流目標値 I_{inv}^* が与えられる。

第2演算部51は、下記式（5）に基づいて、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* （インバータ回路の電圧目標値）を演算する（ステップ S5）。

$$I_{inv}^* = V_a + Z_a I_{inv}^* \cdots (5)$$

【0066】

ただし、式（5）中、 Z_a は、交流リアクトルのインピーダンス、 s はラプラス演算子である。

上記式（5）は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$V_{inv}^* = V_a + R_a I_{inv}^* + L_a \frac{d I_{inv}^*}{dt} \cdots (5a)$$

となる。ただし、 R_a は交流リアクトルの抵抗、 L_a は交流リアクトルのインダクタンスで、 $(Z_a = R_a + s L_a)$ である。

式（5）の右辺第2項、（5a）の右辺第2項および第3項は、交流リアクトル22の両端に発生する電圧を考慮して加算した値である。

このように、本実施形態では、インバータ装置1が出力する交流電力の電流位相が系統電圧検出値 V_a と同位相となるようにインバータ回路11を制御するための電流目標値であるインバータ電流目標値 I_{inv}^* に基づいてインバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* を設定する。

【0067】

上記のように、交流側の目標値であるインバータ回路11の出力目標値（ I_{inv}^* 、 V_{inv}^* ）は、インバータ回路11のブリッジ出力端すなわち、インバータ回路11とフィルタ回路21との回路接続点Pで設定される。これにより、本来の系統連系点（商用電力系統3とフィルタ回路21との回路接続点）より目標値の設定点を前に移動し、最終的に適切な系統連系に落ち着くような系統連系が行われる。

【0068】

インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* を求めると、下記式（6）に示すように、第2演算部51は、直流電源側の電圧 V_{DC} としての電圧 V_g 又は好ましくは下記の直流電圧 V_{gf} と、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値とを比較して、大きい方を昇圧回路電圧目標値 V_o^* に決定する（ステップ S6）。直流電圧 V_{gf} とは、 V_g に直流リアクトル15のインピーダンス Z による電圧降下を考慮した電圧であり、昇圧回路電流を I_{in} として、 $V_{gf} = V_g - Z I_{in}$ である。従って、

$$V_o^* = \max(V_g - Z I_{in}, V_{inv}^* \text{の絶対値}) \cdots (6)$$

とすることができる。

上記式（6）は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$V_o^* = \max(V_g - (R I_{in} + L \frac{d I_{in}}{dt}), V_{inv}^* \text{の絶対値}) \cdots (6a)$$

である。ただし、 R は直流リアクトルの抵抗、 L は直流リアクトルのインダクタンスで、 $(Z = R + s L)$ である。

【0069】

さらに、第2演算部51は、下記式（7）に基づいて、昇圧回路電流目標値 I_{in}^* を演算する（ステップ S7）。

昇圧回路電流目標値 $I_{in}^* =$

$$\{(I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (s C V_o^*) \times V_o^*\} / (V_g - Z I_{in}) \cdots (7)$$

【0070】

ただし、式（7）中、 C は、コンデンサ19（平滑コンデンサ）の静電容量、 s はラプ

ラス演算子である。

上記式(7)は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$I_{in}^* = \frac{\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + C \times (dV_o^* / dt) \times V_o^* \}}{\{ V_g - (R + sL) I_{in} \}} \quad \dots (7a)$$

となる。また、コンデンサ19に流れる電流を検出してこれを I_c とすれば、

$$I_{in}^* = \frac{\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + I_c \times V_o^* \}}{\{ V_g - Z I_{in} \}} \quad \dots (7b)$$

となる。

10

【0071】

式(7)、(7a)、(7b)中、インバータ電流目標値 I_{inv}^* と、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* との積に加算されている項は、コンデンサ19を通過する無効電力を考慮した値である。すなわち、インバータ回路11の電力目標値に加えて、無効電力を考慮することにより、より正確に I_{in}^* の値を求めることができる。

【0072】

さらに、予めインバータ装置1の電力損失 P_{loss} を測定しておけば、上記式(7a)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in}^* = \frac{\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + C \times (dV_o^* / dt) \times V_o^* + P_{loss} \}}{\{ V_g - Z I_{in} \}} \quad \dots (7c)$$

20

同様に、上記式(7b)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in}^* = \frac{\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + I_c \times V_o^* + P_{loss} \}}{\{ V_g - Z I_{in} \}} \quad \dots (7d)$$

この場合、インバータ回路11の電力目標値に加えて、無効電力及び電力損失 P_{loss} を考慮することにより、より厳密に I_{in}^* の値を求めることができる。

【0073】

なお、コンデンサ19の静電容量 C 及び電力損失 P_{loss} が、 $(I_{inv}^* \times V_{inv}^*)$ に比べて十分小さい場合、下記式(8)が成立する。この式(8)によって求まる I_{in}^* を式(6)、(6a)、(7)、(7a)、(7b)、(7c)および(7d)の右辺に含まれる I_{in} として用いることができる。

30

$$I_{in}^* = (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) / V_g \quad \dots (8)$$

【0074】

第2演算部51は、昇圧回路電流目標値 I_{in}^* を求めると、この昇圧回路電流目標値 I_{in}^* を第3加算器52に与える。

昇圧回路10は、この昇圧回路電流目標値 I_{in}^* によって、フィードバック制御される。

40

【0075】

第3加算器52には、昇圧回路電流目標値 I_{in}^* の他、現状の昇圧回路電流検出値 I_{in} が与えられる。

第3加算器52は、昇圧回路電流目標値 I_{in}^* と、現状の昇圧回路電流検出値 I_{in} との差分を演算し、その演算結果を補償器53に与える。

【0076】

補償器53は、上記差分が与えられると、比例係数等に基づいて演算を行い、さらに第4加算器54によって直流入力電圧検出値 V_g からこれを減算することにより、この差分を収束させ昇圧回路電流検出値 I_{in} を昇圧回路電流目標値 I_{in}^* とし得る昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ を求める。この昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ を第1演算部41から与えられるDC/DCコンバータの出力電圧目標値 V_o^* と比較することにより得られる制御

50

信号を昇圧回路制御部 32 に与えることで、昇圧回路 10 に、昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ に従った電圧を出力させる。

昇圧回路 10 が出力した電力は、直流リアクトル 15 に与えられ、新たな昇圧回路電流検出値 I_{in} としてフィードバックされる。そして、第 3 加算器 52 によって昇圧回路電流目標値 I_{in*} と昇圧回路電流検出値 I_{in} との間の差分が再度演算され、上記同様、この差分に基づいて昇圧回路 10 が制御される。

【0077】

以上のようにして、昇圧回路 10 は、昇圧回路電流目標値 I_{in*} と、昇圧回路電流検出値 I_{in} とによって、フィードバック制御される（ステップ S8）。

【0078】

上記ステップ S8 の後、制御処理部 30 は、上記式（1）に基づいて、現状の入力電力平均値 P_{in} を求める（ステップ S9）。

【0079】

制御処理部 30 は、前回演算時の入力電力平均値 P_{in} と比較して、入力電力平均値 P_{in} が最大値となるように（最大電力点に追従するように）、直流入力電流目標値 I_{g*} を設定する。

【0080】

以上によって、制御処理部 30 は、太陽光発電パネル 2 に対する MPPT 制御を行いつつ、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 を制御する。

【0081】

制御処理部 30 は、上述したように、インバータ回路 11 及び昇圧回路 10 を電流目標値によってフィードバック制御する。

図 8（a）は、制御処理部 30 が上記フィードバック制御において求めた昇圧回路電流目標値 I_{in*} 、及びこれに従って制御した場合の昇圧回路電流検出値 I_{in} をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフであり、（b）は、制御処理部 30 が上記フィードバック制御において求めた昇圧回路電圧目標値 V_{o*} 、及びこれに従って制御した場合の昇圧回路電圧検出値 V_o をシミュレーションにより求めた結果の一例を示すグラフである。

【0082】

図 8（a）に示すように、昇圧回路電流検出値 I_{in} は、制御処理部 30 によって、昇圧回路電流目標値 I_{in*} に沿って制御されていることが判る。

また、図 8（b）に示すように、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、上記式（6）によって求められるため、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値が、概ね直流入力電圧検出値 V_g 以上となる期間では、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値に倣い、それ以外の期間では直流入力電圧検出値 V_g に倣うように変化している。

昇圧回路電圧検出値 V_o は、制御処理部 30 によって、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} に沿って制御されていることが判る。

【0083】

図 9 は、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の一例を示す図である。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。破線は、商用電力系統 3 の電圧波形を示しており、実線は、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の波形を示している。

インバータ回路 11 は、図 7 のフローチャートに従った制御によって、図 9 に示すインバータ出力電圧目標値 V_{inv*} を電圧目標値として電力を出力する。

よって、インバータ回路 11 は、図 9 に示すインバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の波形に従った電圧の電力を出力する。

【0084】

図に示すように、両波は、電圧値及び周波数は互いにほぼ同じであるが、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の位相の方が、商用電力系統 3 の電圧位相に対して数度進相している。

【0085】

10

20

30

40

50

本実施形態の制御処理部 30 は、上述のように、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 のフィードバック制御を実行する中で、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の位相を、商用電力系統 3 の電圧位相に対して約 3 度進相させている。

インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の位相を商用電力系統 3 の電圧位相に対して進相させる角度は、数度であればよく、後述するように、商用電力系統 3 の電圧波形との間で差分を求めたときに得られる電圧波形が、商用電力系統 3 の電圧波形に対して 90 度進んだ位相となる範囲で設定される。例えば、0 度より大きくかつ 10 度より小さい値の範囲で設定される。

【0086】

上記進相させる角度は、上記式 (5) に示すように、系統電圧検出値 V_a 、交流リアクトル 22 のインダクタンス L_a 、及びインバータ電流目標値 I_{inv}^* によって定まる。この内、系統電圧検出値 V_a 、交流リアクトル 22 のインダクタンス L_a は、制御対象外の固定値なので、進相させる角度は、インバータ電流目標値 I_{inv}^* によって定まる。

インバータ電流目標値 I_{inv}^* は、上記式 (4) に示すように、出力電流目標値 I_a^* によって定まる。この出力電流目標値 I_a^* が大きくなるほど、インバータ電流目標値 I_{inv}^* における進相した成分が増加し、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の進み角（進相させる角度）が大きくなる。

【0087】

出力電流目標値 I_a^* は、上記式 (2) から求められるため、上記進相させる角度は、直流入力電流目標値 I_g^* によって調整される。

【0088】

〔1.3 昇圧回路及びインバータ回路の制御について〕

昇圧回路制御部 32 は、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_b を制御する。また、インバータ回路制御部 33 は、インバータ回路 11 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を制御する。

【0089】

昇圧回路制御部 32 及びインバータ回路制御部 33 は、それぞれ昇圧回路用搬送波及びインバータ回路用搬送波を生成し、これら搬送波を制御処理部 30 から与えられる目標値である昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ 、及びインバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ で変調し、各スイッチング素子を駆動するための駆動波形を生成する。

【0090】

昇圧回路制御部 32 及びインバータ回路制御部 33 は、上記駆動波形に基づいて各スイッチング素子を制御することで、昇圧回路電流目標値 I_{in}^* 、及びインバータ電流目標値 I_{inv}^* に近似した電流波形の交流電力を昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 に出力させる。

【0091】

図 10 (a) は、昇圧回路用搬送波と、昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ の波形とを比較したグラフである。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。なお、図 10 (a) では、理解容易とするために、昇圧回路用搬送波の波長を実際よりも長くして示している。

昇圧回路制御部 32 が生成する昇圧回路用搬送波は、極小値が「0」である三角波であり、振幅 A_1 が制御処理部 30 から与えられる昇圧回路電圧目標値 V_o^* とされている。

また、昇圧回路用搬送波の周波数は、制御処理部 30 による制御命令によって、所定のデューティ比となるように、昇圧回路制御部 32 によって設定される。

【0092】

なお、昇圧回路電圧目標値 V_o^* は、上述したように、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が、概ね直流入力電圧検出値 V_g 以上となる期間 W_1 では、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値に倣い、それ以外の期間では直流入力電圧検出値 V_g に倣うように変化している。よって、昇圧回路用搬送波の振幅 A_1 も昇圧回路電圧目標値 V_o^* に応じて変化している。

【0093】

10

20

30

40

50

なお、本実施形態では、直流入力電圧検出値 V_g が、250ボルトであり、商用電力系統3の電圧振幅が288ボルトであるとする。

【0094】

昇圧回路電圧参照値 $V_{bc\#}$ の波形（以下、昇圧回路用参照波 $V_{bc\#}$ ともいう）は、制御処理部30が昇圧回路電流目標値 I_{in*} に基づいて求める値であり、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値が直流入力電圧検出値 V_g よりも大きな期間 W_1 において、正の値となっている。昇圧回路用参照波 $V_{bc\#}$ は、期間 W_1 では、昇圧回路電圧目標値 V_o^* が成す波形状と近似するような波形となっており、昇圧回路用搬送波に対して交差している。

【0095】

昇圧回路制御部32は、昇圧回路用搬送波と昇圧回路用参照波 $V_{bc\#}$ とを比較し、直流リアクトル15の両端電圧の目標値である昇圧回路用参照波 $V_{bc\#}$ が昇圧回路用搬送波以上となる部分でオン、搬送波以下となる部分でオフとなるように、スイッチング素子 Q_b を駆動するための駆動波形を生成する。

【0096】

図10(b)は、昇圧回路制御部32が生成したスイッチング素子 Q_b を駆動するための駆動波形である。図中、縦軸は電圧、横軸は時間である。横軸は、図10(a)の横軸と一致するように示している。

この駆動波形は、スイッチング素子 Q_b のスイッチング動作を示しており、スイッチング素子 Q_b に与えることで、当該駆動波形に従ったスイッチング動作を実行させることができる。駆動波形は、電圧が0ボルトでスイッチング素子のスイッチをオフ、電圧がプラス電圧でスイッチング素子のスイッチをオンとする制御命令を構成している。

【0097】

昇圧回路制御部32は、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値が直流入力電圧検出値 V_g 以上となる期間 W_1 でスイッチング動作が行われるように駆動波形を生成する。よって、直流入力電圧検出値 V_g 以下の範囲では、スイッチング動作を停止させるようにスイッチング素子 Q_b を制御する。

また、各パルス幅は、三角波である昇圧回路用搬送波の切片によって定まる。よって、電圧が高い部分ほどパルス幅が大きくなっている。

【0098】

以上のように、昇圧回路制御部32は、昇圧回路用搬送波を昇圧回路用参照波 $V_{bc\#}$ で変調し、スイッチングのためのパルス幅を表した駆動波形を生成する。昇圧回路制御部32は、生成した駆動波形に基づいて昇圧回路10のスイッチング素子 Q_b をPWM制御する。

【0099】

ダイオード16に並列にダイオードの順方向に導通するスイッチング素子 Q_{bu} を設置する場合、スイッチング素子 Q_{bu} は、スイッチング素子 Q_b の駆動波形と反転した駆動波形を用いる。ただし、スイッチング素子 Q_b とスイッチング素子 Q_{bu} が同時に導通することを防ぐため、スイッチング素子 Q_{bu} の駆動パルスがオフからオンに移行するときには1マイクロ秒程度のデッドタイムを設ける。

【0100】

図11(a)は、インバータ回路用搬送波と、インバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ の波形とを比較したグラフである。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。なお、図11(a)においても、理解容易とするために、インバータ回路用搬送波の波長を実際よりも長くして示している。

【0101】

インバータ回路制御部33が生成するインバータ回路用搬送波は、振幅中央が0ボルトの三角波であり、その片側振幅が、昇圧回路電圧目標値 V_o^* （コンデンサ23の電圧目標値）に設定されている。よって、インバータ回路用搬送波の振幅 A_2 は、直流入力電圧検出値 V_g の2倍（500ボルト）の期間と、商用電力系統3の電圧の2倍（最大576

10

20

30

40

50

ボルト)の期間とを有している。

また、周波数は、制御処理部30による制御命令等によって、所定のデューティ比となるように、インバータ回路制御部33によって設定される。

【0102】

なお、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、上述したように、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値が、概ね直流入力電圧検出値 V_g 以上となる期間 W_1 では、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値に倣い、それ以外の期間である期間 W_2 では直流入力電圧検出値 V_g に倣うように変化している。よって、インバータ回路用搬送波の振幅 A_2 も昇圧回路電圧目標値 V_{o*} に応じて変化している。

【0103】

インバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ の波形(以下、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ ともいう)は、制御処理部30がインバータ電流目標値 I_{inv*} に基づいて求める値であり、概ね商用電力系統3の電圧振幅(288ボルト)と同じに設定されている。よって、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ は、電圧値が $-V_g \sim +V_g$ の範囲の部分で、インバータ回路用搬送波に対して交差している。

【0104】

インバータ回路制御部33は、インバータ回路用搬送波とインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ とを比較し、電圧目標値であるインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ がインバータ回路用搬送波以上となる部分でオン、搬送波以下となる部分でオフとなるように、スイッチング素子 $Q_1 \sim 4$ を駆動するための駆動波形を生成する。

【0105】

図11(b)は、インバータ回路制御部33が生成したスイッチング素子 Q_1 を駆動するための駆動波形である。図中、縦軸は電圧、横軸は時間である。横軸は、図11(a)の横軸と一致するように示している。

インバータ回路制御部33は、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ の電圧が $-V_g \sim +V_g$ の範囲 W_2 でスイッチング動作が行われるように駆動波形を生成する。よって、それ以外の範囲では、スイッチング動作を停止させるようにスイッチング素子 Q_1 を制御する。

【0106】

図11(c)は、インバータ回路制御部33が生成したスイッチング素子 Q_3 を駆動するための駆動波形である。図中、縦軸は電圧、横軸は時間である。

インバータ回路制御部33は、スイッチング素子 Q_3 については、図中破線で示しているインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ の反転波と、搬送波とを比較して駆動波形を生成する。

この場合も、インバータ回路制御部33は、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ (の反転波)の電圧が、 $-V_g \sim +V_g$ の範囲 W_2 でスイッチング動作が行われるように駆動波形を生成する。よって、それ以外の範囲では、スイッチング動作を停止させるようにスイッチング素子 Q_3 を制御する。

【0107】

なお、インバータ回路制御部33は、スイッチング素子 Q_2 の駆動波形については、スイッチング素子 Q_1 の駆動波形を反転させたものを生成し、スイッチング素子 Q_4 の駆動波形については、スイッチング素子 Q_3 の駆動波形を反転させたものを生成する。

【0108】

以上のように、インバータ回路制御部33は、インバータ回路用搬送波をインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ で変調し、スイッチングのためのパルス幅を表した駆動波形を生成する。インバータ回路制御部33は、生成した駆動波形に基づいてインバータ回路11のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ をPWM制御する。

【0109】

本実施形態の昇圧回路制御部32は、直流リアクトル15に流れる電流が昇圧回路電流目標値 I_{in*} に一致するように電力を出力させる。この結果、インバータ出力電圧目標

10

20

30

40

50

値 V_{inv}^* の絶対値が、概ね直流入力電圧検出値 V_g 以上となる期間 W_1 (図 10) で昇圧回路 10 にスイッチング動作を行わせる。昇圧回路 10 は、期間 W_1 で直流入力電圧検出値 V_g 以上の電圧をインバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値に近似するように電力を出力する。一方、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が概ね直流入力電圧検出値 V_g 以下の期間では、昇圧回路制御部 32 は、昇圧回路 10 のスイッチング動作を停止させる。よって、直流入力電圧検出値 V_g 以下の期間では、昇圧回路 10 は、太陽光発電パネル 2 が出力する直流電力の直流入力電圧値を昇圧することなくインバータ回路 11 に出力する。

【0110】

また、本実施形態のインバータ回路制御部 33 は、交流リアクトル 22 に流れる電流が、インバータ電流目標値 I_{inv}^* に一致するように電力を出力させる。この結果、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* が概ね $-V_g \sim +V_g$ の期間 W_2 (図 11) でインバータ回路 11 にスイッチング動作を行わせる。つまり、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が直流入力電圧検出値 V_g 以下の期間でインバータ回路 11 にスイッチング動作を行わせる。

よって、インバータ回路 11 は、昇圧回路 10 がスイッチング動作を停止している間、スイッチング動作を行い、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* に近似する交流電力を出力する。

なお、インバータ回路用参照波 $V_{inv}^\#$ と、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* とは近似するので、図 11 (a) においては重複している。

【0111】

一方、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の電圧が概ね $-V_g \sim +V_g$ の期間 W_2 以外の期間では、インバータ回路制御部 33 は、インバータ回路 11 のスイッチング動作を停止させる。この間、インバータ回路 11 には、昇圧回路 10 により昇圧された電力が与えられる。よって、スイッチング動作を停止しているインバータ回路 11 は、昇圧回路 10 から与えられる電力を降圧することなく出力する。

【0112】

つまり、本実施形態のインバータ装置 1 は、昇圧回路 10 とインバータ回路 11 とを交互に切り替わるようにスイッチング動作させ、それぞれが出力する電力を重ね合わせることで、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* に近似した電圧波形の交流電力を出力する。

【0113】

このように、本実施形態では、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が、直流入力電圧検出値 V_g よりも高い部分の電圧を出力する際には昇圧回路 10 を動作させ、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が、直流入力電圧検出値 V_g よりも低い部分の電圧を出力する際にはインバータ回路 11 を動作させるように制御される。よって、インバータ回路 11 が、昇圧回路 10 によって昇圧された電力を降圧することがないので、電圧を降圧する際の電位差を低く抑えることができるため、昇圧回路のスイッチングによる損失を低減し、より高効率で交流電力を出力することができる。

さらに、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 は、共に制御部 12 が設定したインバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* に基づいて動作するため、交互に切り替わるように出力される昇圧回路の電力と、インバータ回路の電力との間で、ずれや歪が生じるのを抑制することができる。

【0114】

図 12 は、参照波、及びスイッチング素子の駆動波形の一例とともに、インバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である。

図 12 において、最上段から順に、インバータ回路の参照波 $V_{inv}^\#$ 及び搬送波、スイッチング素子 Q_1 の駆動波形、昇圧回路の参照波 $V_{bc}^\#$ 及び搬送波、スイッチング素子 Q_b の駆動波形、及びインバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形の目標値及び実測値を示すグラフを表している。これら各グラフの横軸は、時間を示しており、互いに一致するように示している。

10

20

30

40

50

【 0 1 1 5 】

図に示すように、出力電流の実測値 I_a は目標値 I_a^* と一致するように制御されていることが判る。

また、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_b のスイッチング動作の期間と、インバータ回路 11 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のスイッチング動作の期間とは、概ね互いに交互に切り替わるように制御されていることが判る。

【 0 1 1 6 】

また、本実施形態では、図 8 (a) に示すように、昇圧回路は直流リアクトル 15 を流れる電流が上記式 (7) に基づいて求められる電流目標値 I_{in}^* に一致するように制御される。この結果、昇圧回路とインバータ回路の電圧が、図 8 (b) に示す波形となり、昇圧回路 10、及びインバータ回路 11 の高周波スイッチング動作にそれぞれ停止期間があり、概ね交互にスイッチング動作を行う運転が可能になる。

10

【 0 1 1 7 】

なお、理想的には昇圧回路 10 とインバータ回路 11 とで「交互に」高周波スイッチングを行い、高周波スイッチングの時期が重ならないことが好ましいが、実際には若干の重なりが生じて、それぞれの停止期間があれば、損失は低減され、高効率化に寄与する。

【 0 1 1 8 】

〔 1 . 4 出力される交流電力の電流位相について 〕

本実施形態の昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 は、制御部 12 による制御によって、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* に近似した電圧波形の交流電力を、その後段に接続されたフィルタ回路 21 に出力する。インバータ装置 1 は、フィルタ回路 21 を介して商用電力系統 3 に交流電力を出力する。

20

【 0 1 1 9 】

ここで、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* は、上述したように、制御処理部 30 によって商用電力系統 3 の電圧位相に対して数度進相した電圧位相として生成される。

従って、昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 が出力する交流電圧も、商用電力系統 3 の電圧位相に対して数度進相した電圧位相とされる。

【 0 1 2 0 】

すると、フィルタ回路 21 の交流リアクトル 22 (図 2) の両端には、一方が昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 の交流電圧、他方が商用電力系統 3 と、互いに数度電圧位相がずれた電圧がかかることとなる。

30

【 0 1 2 1 】

図 13 (a) は、インバータ回路 11 から出力された交流電圧、商用電力系統 3、及び交流リアクトル 22 の両端電圧、それぞれの電圧波形を示したグラフである。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。

図に示すように、交流リアクトル 22 の両端が互いに数度電圧位相がずれた電圧がかかると、交流リアクトル 22 の両端電圧は、交流リアクトル 22 の両端にかかる互いに数度電圧位相がずれた電圧同士の差分となる。

【 0 1 2 2 】

よって、図に示すように、交流リアクトル 22 の両端電圧の位相は、商用電力系統 3 の電圧位相に対して 90 度進んだ位相となる。

40

【 0 1 2 3 】

図 13 (b) は、交流リアクトル 22 に流れる電流波形を示したグラフである。図中、縦軸は電流、横軸は時間を示している。横軸は、図 13 (a) の横軸と一致するように示している。

交流リアクトル 22 の電流位相は、その電圧位相に対して 90 度遅延する。よって、図に示すように、交流リアクトル 22 を通して出力される交流電力の電流位相は、商用電力系統 3 の電流位相に対して同期することとなる。

【 0 1 2 4 】

従って、インバータ回路 11 が出力する電圧位相は、商用電力系統 3 に対して数度進相

50

しているが、電流位相は、商用電力系統 3 の電流位相に対して一致する。

よって、図 12 の最下段に示すグラフのように、インバータ装置 1 が出力する電流波形は、商用電力系統 3 の電圧位相と一致したものとなる。

この結果、商用電力系統 3 の電圧と同位相の交流電流を出力することができるので、当該交流電力の力率が低下するのを抑制することができる。

【0125】

図 22 (a) は第 1 実施形態に係るインバータ装置 1 の交流出力波形の一例である。この場合の昇圧回路電流目標値 I_{in*} は、例えば式 (7) により与えられる。

このように、系統電圧に同期した正弦波状の交流出力電流が得られている。このときの力率は 0.997、総合電流歪率は 4.6% であり、それぞれ一般に 0.95 以上、5% 以下とされる系統連系の基準値に適合している。なお、その他、2 次歪率は 2.6% (3% 以下に適合)、3 次歪率は 2.9% (3% 以下に適合)、5 次歪率は 0.3% (3% 以下に適合) となっている。

10

【0126】

一方、図 22 (b) は前述の特許文献 2 に記載されている以下の式 (9) で規定される昇圧回路電流目標値に従ってインバータ装置 1 を制御したときに得られる交流出力波形の一例である。

$$I_{in*} = I_a * \times V_a / V_g \quad \dots (9)$$

このとき交流出力電流はピークが明らかに歪んだ波形となっており、力率は 0.947 (0.95 以上に不適合)、総合電流歪率は 8.3% (5% 以下に不適合) であり、いずれも上記の系統連系の基準値に適合しない。また、その他、2 次歪率は 3.5% (3% 以下に不適合)、3 次歪率は 4.3% (3% 以下に不適合)、5 次歪率は 4.6% (3% 以下に不適合) となっている。

20

【0127】

〔2. 第 2 実施形態〕

図 14 は、第 2 実施形態に係るインバータ装置 1 の回路図の一例である。

本実施形態と第 1 実施形態との相違点は、インバータ回路 11 のスイッチング素子 Q1 ~ Q4 として IGBT を用いている点である。その他の構成は、第 1 実施形態と同一である。

【0128】

本実施形態では、インバータ回路制御部 33 が上記第 1 実施形態で用いたインバータ回路用搬送波と異なる搬送波を用いる。

30

図 15 は、第 2 実施形態におけるインバータ回路用搬送波と、参照波とを比較したグラフである。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。

参照波、及び昇圧回路用搬送波は、第 1 実施形態と同様である。

一方、本実施形態のインバータ回路用搬送波は、下限値が 0 ボルト、上限値が昇圧回路電圧目標値 V_o* に設定された三角波である。

またこの場合、インバータ回路制御部 33 は、スイッチング素子 Q1 の駆動波形については、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ とインバータ回路用搬送波との比較によって生成し、スイッチング素子 Q3 の駆動波形については、インバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ の反転波とインバータ回路用搬送波との比較によって生成する。

40

【0129】

本実施形態の場合も、インバータ回路制御部 33 (昇圧回路制御部 32) は、インバータ回路用搬送波 (昇圧回路用搬送波) とインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ とを比較し、電圧目標値であるインバータ回路用参照波 $V_{inv\#}$ (又は反転波) がインバータ回路用搬送波 (昇圧回路用搬送波) 以上となる部分でオン、搬送波以下となる部分でオフとなるように、スイッチング素子を駆動するための駆動波形を生成する。

【0130】

図 16 は、第 2 実施形態における、各スイッチング素子 Qb、Q1 ~ Q4 の駆動波形の一例とともに、インバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である

50

。

図 16 において、最上段から順に、スイッチング素子 Q 1 の駆動波形、スイッチング素子 Q 4 の駆動波形、スイッチング素子 Q 3 の駆動波形、スイッチング素子 Q 2 の駆動波形、スイッチング素子 Q b の駆動波形、及びインバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形を示すグラフを表している。これら各グラフの横軸は、時間を示しており、互いに一致するように示している。

【 0 1 3 1 】

本実施形態では、インバータ回路用参照波 $V_{in\ v\ \#}$ の電圧が $-V_g \sim +V_g$ の範囲において、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 3 とがスイッチングを行うように制御される。

10

本実施形態においても、図に示すように、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q b のスイッチング動作の期間と、インバータ回路 11 のスイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 のスイッチング動作の期間とは、互いに交互に切り替わるように制御されていることが判る。

【 0 1 3 2 】

また、本実施形態のインバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形は、図 16 に示すように、商用電力系統 3 の電圧位相と一致したものとなっている。よって、上記第 1 実施形態と同様に、商用電力系統 3 に対して電流位相が同位相の交流電力を出力することができ、当該交流電力の力率が低下するのを抑制することができる。

【 0 1 3 3 】

〔 3 . 第 3 実施形態 〕

20

図 17 は、第 3 実施形態に係るインバータ装置 1 の回路図の一例である。

本実施形態と第 1 実施形態との相違点は、昇圧回路 10 とインバータ回路 11 の間の中間電圧を検出する第 3 電圧センサ 27 を備えている点である。その他の構成は、第 1 実施形態と同一である。

【 0 1 3 4 】

上記第 1 実施形態では、昇圧回路電圧目標値 V_o^* (中間電圧の目標値) を搬送波の振幅としたが、本実施形態では、第 3 電圧センサ 27 で検出した電圧検出値 V_o を搬送波の振幅に用いる。

【 0 1 3 5 】

図 18 は、第 3 実施形態における、参照波、及びスイッチング素子の駆動波形の一例とともに、インバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形の一例を示した図である。

30

図 18 において、最上段から順に、インバータ回路の参照波 $V_{in\ v\ \#}$ 及び搬送波、スイッチング素子 Q 1 の駆動波形、昇圧回路の参照波 $V_{b\ c\ \#}$ 及び搬送波、スイッチング素子 Q b の駆動波形、及びインバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形の目標値 I_a^* 及び実測値 I_a を示すグラフを表している。これら各グラフの横軸は、時間を示しており、互いに一致するように示している。

【 0 1 3 6 】

図に示すように、本実施形態においても、出力電流の実測値 I_a は目標値 I_a^* と一致するように制御されていることが判る。

また、昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q b のスイッチング動作の期間と、インバータ回路 11 のスイッチング素子 Q 1 のスイッチング動作の期間とは、概ね互いに交互に切り替わるように制御されていることが判る。

40

【 0 1 3 7 】

また、本実施形態のように、搬送波の振幅に電圧検出値 V_o を用いることによって、太陽光発電パネル 2、あるいは商用電力系統 3 の電圧が変動したときの応答がより速くなり、インバータ装置 1 の出力電流を安定化することができる。

【 0 1 3 8 】

〔 4 . 付記 〕

なお、上記実施形態における各シミュレーションについては、実機を用いた検証によっても同様の結果が得られることが確認されている。

50

【 0 1 3 9 】

《交流から直流への変換装置》

〔全体構成について〕

次に、交流から直流への電力変換を行う変換装置 1 R の一実施形態について説明する。

図 1 9 は、このような変換装置 1 R を備えた蓄電システムの一例を示すブロック図である。図中、変換装置 1 R の出力端には、蓄電池 2 が接続され、入力端には商用電力系統 3（交流系統）が接続されている。この蓄電システムは、商用電力系統 3 から提供される電力を、交流から直流に変換して、蓄電池 2 に蓄えることができる。

【 0 1 4 0 】

変換装置 1 R は、商用電力系統 3 から受電した交流を直流に変換する A C / D C コンバータ 1 1 u と、A C / D C コンバータ 1 1 u の出力電圧を降圧する降圧回路（D C / D C コンバータ）1 0 d と、これら両回路 1 0 d , 1 1 u の動作を制御する制御部 1 2 とを備えている。図 1 との比較により明らかなように、エネルギーの流れが逆方向になっている。

10

【 0 1 4 1 】

図 2 0 は、変換装置 1 R の回路図の一例である。図 2 , 図 1 4 , 図 1 7（以下、図 2 等という。）との違いは、まず、図 2 等における太陽光発電パネル 2 が蓄電池 2 B に置き換わっている点である。また、変換装置 1 R としては、図 2 等の昇圧回路 1 0 が降圧回路 1 0 d に置き換わり、図 2 等ではインバータ回路 1 1 であった回路が、構成要素は同じであるが、交流リアクトル 2 2 と協働して昇圧も可能な A C / D C コンバータ 1 1 u になる。

20

【 0 1 4 2 】

降圧回路 1 0 d は、図 2 等と同様のダイオード 1 6 と並列に、スイッチング素子 Q b 2 を用いている。スイッチング素子 Q b 2 としては、例えば、図示の I G B T 又は、F E T を用いることができる。

【 0 1 4 3 】

変換装置 1 R のその他の構成は、図 2 等のインバータ装置 1 と基本的に同様である。従って、この変換装置 1 R は双方向性があり、太陽光発電パネルを接続すれば図 2 等のインバータ装置 1 と同じ動作を行うことができる。また、蓄電池 2 B の直流電力を交流電力に変換して自立運転を行うこともできる。

なお、変換装置 1 R がインバータ装置として動作する場合は、スイッチング素子 Q b 2 は、常時オフの状態となるか（I G B T の場合）又は、スイッチング素子 Q b と交互にオン動作するように（F E T の場合）、制御部 1 2 により制御される。また、降圧回路 1 0 d は昇圧回路になり、A C / D C コンバータ 1 1 u はインバータ回路となる。

30

【 0 1 4 4 】

商用交流系統 3 の交流電力に基づいて蓄電池 2 B を充電する場合、制御部 1 2 は、各スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 の動作を制御し、同期整流をすることができる。また、交流リアクトル 2 2 が存在する下で P W M 制御を行うことにより、昇圧しつつ整流を行うことができる。こうして、A C / D C コンバータ 1 1 u は、商用交流系統 3 から与えられる交流電力を直流電力に変換する。

【 0 1 4 5 】

降圧回路 1 0 d は、降圧チョッパ回路を構成している。スイッチング素子 Q b , Q b 2 は、制御部 1 2 によって制御される。

40

また、降圧回路 1 0 d のスイッチング動作は、A C / D C コンバータ 1 1 u との間でスイッチング動作を行う期間が交互に切り替わるように制御される。よって、降圧回路 1 0 d は、スイッチング動作を行っている期間には、降圧した電圧を蓄電池 2 B に出力し、スイッチング動作を停止（スイッチング素子 Q b がオフ、Q b 2 がオン）している期間には、A C / D C コンバータ 1 1 u が出力して降圧回路 1 0 d に入力した直流電圧を、直流リアクトル 1 5 を介して蓄電池 2 に与える。

【 0 1 4 6 】

〔電圧波形の概要〕

50

図 2 1 は、変換装置 1 R の動作を概念的に示した電圧波形の図である。

(a) は、 A C / D C コンバータ 1 1 u への交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値の一例を示す。これは、概ね、商用交流の全波整流波形である。二点鎖線は、充電のための直流電圧 V_g を示す。(b) に示すように、直流電圧 V_g の方が交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値より高い区間 ($t_0 \sim t_1$, $t_2 \sim t_3$, $t_4 \sim$) では、 A C / D C コンバータ 1 1 u がスイッチング動作し、交流リアクトル 2 2 との協働により昇圧動作する。

【 0 1 4 7 】

一方、これらの区間 ($t_0 \sim t_1$, $t_2 \sim t_3$, $t_4 \sim$) において降圧回路 1 0 d はスイッチング素子 Q_b がオフ、 Q_{b2} がオンの状態となり、降圧動作は停止している。なお、(b) に示す細いストライプは、実際には P W M パルス列であり、交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値に応じてデューティが異なる。従って、仮に、この状態の電圧が D C / D C コンバータに印加されたとすると、 D C / D C コンバータの入力電圧、すなわちコンデンサ 1 9 の電圧は (c) に示すような波形となる。

【 0 1 4 8 】

一方、直流電圧 V_g の方が交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値より低い区間 ($t_1 \sim t_2$, $t_3 \sim t_4$) では、 A C / D C コンバータ 1 1 u はスイッチングを停止し、代わりに、降圧回路 1 0 d が動作する。なお、ここで言うスイッチングとは、例えば 2 0 k H z 程度の高周波スイッチングを意味し、同期整流を行う程度 (商用周波数の 2 倍) の低周波なスイッチングのことではない。なお、 A C / D C コンバータ 1 1 u のスイッチング停止によりスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ が全てオフであるとしても、各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ の内蔵ダイオードを通して整流された電圧が降圧回路 1 0 d に入力される。但し、導通損失を低減するためには、同期整流を行うことが好ましい。

【 0 1 4 9 】

同期整流を行う場合の A C / D C コンバータ 1 1 u は、制御部 1 2 の制御により、 A C / D C コンバータ 1 1 u の電流の符号が正の期間では、スイッチング素子 Q_1 , Q_4 をオン、スイッチング素子 Q_2 , Q_3 をオフとし、また、 A C / D C コンバータ 1 1 u の電流の符号が負の期間では、これらのオン / オフを反転する。この反転の周波数は、商用周波数の 2 倍であるため、高周波スイッチングに比べると、周波数が非常に小さい。従って、オン / オフによる損失も極めて少ない。

【 0 1 5 0 】

一方、上記の区間 ($t_1 \sim t_2$, $t_3 \sim t_4$) において降圧回路 1 0 d は降圧動作する。(d) に示す細いストライプは、実際には P W M パルス列であり、交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値に応じてデューティが異なる。降圧の結果、(e) に示す所望の直流電圧 V_g が得られる。

【 0 1 5 1 】

以上のように、交流電圧に基づく交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値が直流電圧 V_g より低い期間のみ A C / D C コンバータ 1 1 u が動作し、その他の期間ではスイッチングを停止させることで、 A C / D C コンバータ 1 1 u のスイッチング損失を低減することができる。

同様に、交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値が直流電圧 V_g より高い期間のみ降圧回路 1 0 d が動作し、その他の期間ではスイッチングを停止させることで、降圧回路 1 0 d のスイッチング損失を低減することができる。

【 0 1 5 2 】

こうして、 A C / D C コンバータ 1 1 u と降圧回路 1 0 d とが、交互にスイッチング動作することになり、一方が動作するときは他方はスイッチングを停止している。すなわち A C / D C コンバータ 1 1 u 及び降圧回路 1 0 d のそれぞれに、スイッチングの停止期間が生じる。また、 A C / D C コンバータ 1 1 u は、交流入力電圧目標値 $V_{in v *}$ の絶対値のピーク及びその近傍を避けて動作することになるので、スイッチングを行う際の電圧が相対的に低くなる。このことも、スイッチング損失の低減に寄与する。こうして、変換装置 1 R 全体としてのスイッチング損失を大幅に低減することができる。

【0153】

〔制御の仕様〕

上記変換装置 1 R の制御は、図 2 等のインバータ装置 1 による系統連系の制御を逆方向に見た類似の制御として考えることができる。これは、インバータ装置 1 と同じ系統連系をさせ得る変換装置 1 R を用いて、逆方向の動作においても変換装置 1 R の効率を高めることに好適な制御である。

【0154】

インバータ装置 1 における諸量とそれぞれ対応する変換装置 1 R における諸量は、以下のようになる。

I_{a*} : 商用電力系統 3 からの入力電流目標値

10

I_{in} : 降圧回路電流検出値

I_{in*} : 降圧回路電流目標値

I_{inv*} : AC/DC コンバータ 11 u への交流入力電流目標値

I_g^* : 蓄電池 2 B への直流入力電流目標値

I_c : コンデンサ 19 に流れる電流

I_{ca} : コンデンサ 23 に流れる電流

【0155】

V_a : 系統電圧検出値

V_g : 蓄電池電圧値

V_{inv*} : AC/DC コンバータ 11 u への交流入力電圧目標値

20

V_o^* : 降圧回路 10 d への入力電圧目標値

P_{in} : 蓄電池 2 B への入力電力

P_{loss} : 変換装置 1 R の電力損失

: 変換装置 1 R の電力変換効率

【0156】

従って、図 2 等のインバータ装置 1 における前述の式 (1) ~ (8) と対応した以下の関係が適用できる。

式 (1) と対応する蓄電池 2 B への入力電力 P_{in} の平均値 P_{in} は、

$$P_{in} = I_{in} \times V_g \quad \cdots (R1)$$

である。

30

式 (2) に対応する商用電力系統 3 からの入力電流目標値の平均値 I_{a*} は、

$$I_{a*} = I_g^* \times V_g / (x \times V_a) \quad \cdots (R2)$$

である。

式 (3) に対応する入力電流目標値 I_{a*} は、

$$I_{a*} = (2) \times I_{a*} \times \sin t \quad \cdots (R3)$$

である。

【0157】

式 (4) に対応する交流入力電流目標値 I_{inv*} は、

$$I_{inv*} = I_{a*} - s_{Ca} V_a \quad \cdots (R4)$$

である。

40

上記式 (R4) は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$I_{inv*} = I_{a*} - C_a \times (dV_a / dt) \quad \cdots (R4a)$$

となる。また、コンデンサ 23 に流れる電流を検出してこれを I_{ca} とすれば、

$$I_{inv*} = I_{a*} - I_{ca} \quad \cdots (R4b)$$

となる。

【0158】

また、式 (5) に対応する交流入力電圧目標値 V_{inv*} は、

$$V_{inv*} = V_a - Z_a I_{inv*} \quad \cdots (R5)$$

である。

上記式 (R5) は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

50

$$V_{inv}^* = V_a - \{ R_a I_{inv}^* + L_a \times (d I_{inv}^* / dt) \} \quad \dots (R5a)$$

となる。

【0159】

上記のように、交流側の目標値であるAC/DCコンバータ11uへの入力目標値(I_{inv}^* , V_{inv}^*)は、AC/DCコンバータ11uとフィルタ回路21との回路接続点Pで設定される。従って、系統連系を行う場合と同様に、商用電力系統3と変換装置1Rの回路接続点より目標値の設定点を前(AC/DCコンバータ11u側)に移動していることになる。このような、いわば「逆」系統連系により、交流と直流との適切な連系が行われる。

10

【0160】

また、式(6)に対応する降圧回路10dへの入力電圧目標値 V_o^* は、式(6)における V_{gf} すなわち($V_g - Z I_{in}$)が、 V_{gr} すなわち($V_g + Z I_{in}$)に置き換わり、

$$V_o^* = \text{Max} (V_g + Z I_{in}, V_{inv}^* \text{の絶対値}) \quad \dots (R6)$$

とすることができる。

上記式(R6)は、時間tでの微分を用いた表現とすれば、

$$V_o^* =$$

$$\text{Max} (V_g + R I_{in} + L (d I_{in} / dt), V_{inv}^* \text{の絶対値}) \quad \dots (R6a)$$

20

となる。

【0161】

また、降圧回路電流目標値 I_{in}^* は、

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) - (s C V_o^*) \times V_o^* \} / (V_g + Z I_{in}) \quad \dots (R7)$$

である。

上記式(R7)は、時間tでの微分を用いた表現とすれば、

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) - C \times (d V_o^* / dt) \times V_o^* \} / \{ V_g + R I_{in} + L (d I_{in} / dt) \} \quad \dots (R7a)$$

30

となる。また、コンデンサ19に流れる電流を検出してこれを I_c とすれば、

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) - I_c \times V_o^* \} / (V_g + Z I_{in}) \quad \dots (R7b)$$

となる。

【0162】

式(R7), (R7a), (R7b)中、交流入力電流目標値 I_{inv}^* と、交流入力電圧目標値 V_{inv}^* との積に加算されている項は、コンデンサ19を通過する無効電力を考慮した値である。すなわち、AC/DCコンバータ11uの電力目標値に加えて、無効電力を考慮することにより、より正確に I_{in}^* の値を求めることができる。

40

【0163】

さらに、予め変換装置1Rの電力損失 P_{Loss} を測定しておけば、上記式(R7a)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) - C \times (d V_o^* / dt) \times V_o^* - P_{Loss} \} / (V_g + Z I_{in}) \quad \dots (R7c)$$

同様に、上記式(R7b)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) - I_c \times V_o^* - P_{Loss} \} / (V_g + Z I_{in})$$

50

n)

・・・(R7d)

この場合、AC/DCコンバータ11uの電力目標値に加えて、無効電力及び電力損失 P_{Loss} を考慮することにより、より厳密に I_{in}^* の値を求めることができる。

【0164】

なお、コンデンサ19の静電容量 C 及び電力損失 P_{Loss} が、 $(I_{inv}^* \times V_{inv}^*)$ に比べて十分小さい場合、下記式(R8)が成立する。この式(R8)によって求める I_{in}^* を式(R6)、(R6a)、(R7)、(R7a)、(R7b)、(R7c)および(R7d)の右辺に含まれる I_{in} として用いることができる。

$$I_{in}^* = (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) / V_g \cdots (R8)$$

10

【0165】

以上のようにして、制御部12は、AC/DCコンバータ11uへの交流入力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が、直流電圧 $(V_g + Z I_{in})$ よりも高い部分の電圧を出力する際には、降圧回路10dを動作させ、AC/DCコンバータ11uのへ交流入力電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値が、直流電圧 $(V_g + Z I_{in})$ よりも低い部分の電圧を出力する際にはAC/DCコンバータ11uを動作させるように制御される。そのため、AC/DCコンバータ11uによって昇圧する際の電位差を低く抑えることができるとともに、AC/DCコンバータ11u及び降圧回路10dのスイッチング損失を低減し、より高効率で直流電力を出力することができる。

【0166】

20

さらに、降圧回路10d及びAC/DCコンバータ11uは、ともに制御部12が設定した目標値に基づいて動作するため、両回路の高周波スイッチング期間が交互に切り替わるように動作を行っても、AC/DCコンバータ11uに入力される交流電流に位相ずれや歪みが生じるのを抑制することができる。

【0167】

また、前述のように、変換装置1Rは、図2等のインバータ装置1と同様の系統連系の動作を行わせることができる。従って、系統連系を行う直流/交流の変換、及び、交流/直流の変換の双方向に使用可能で効率の良い変換装置を実現することができる。

【0168】

〔その他〕

30

なお、図20では、AC/DCコンバータ11uを構成するスイッチング素子としてFETを用いた例を示したが、図14のようにFETに代えてIGBTを用いることもできる。但し、IGBTでは同期整流ができない。従って、AC/DCコンバータ11uの高周波スイッチング停止状態では、素子内蔵のダイオードによって、フルブリッジ整流回路として動作することになる。

【0169】

《補記》

なお、図2、図14、図20の回路構成において、DC/DCコンバータ10に含まれる半導体スイッチング素子の少なくとも1つ、及び、DC/ACインバータ11(又はAC/DCコンバータ11u)に含まれる半導体スイッチング素子に、SiC素子を用いることが望ましい。

40

上述の変換装置1は、高周波スイッチングの回数を低減することによって半導体素子のスイッチング損失と直流リアクトル15及び交流リアクトル22の鉄損を低減することができるが、半導体素子の導通損失まで低減することはできない。この点、半導体素子としてSiC素子を用いれば導通損失を低減することができるため、上述のように制御される変換装置1にSiC素子を用いることで、両者の相乗効果により、高い変換効率を得ることができる。

【0170】

なお、今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲

50

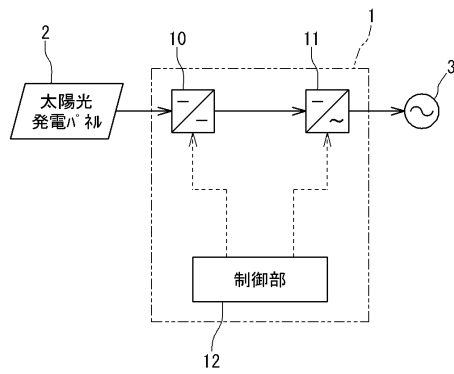
と均等の意味及び範囲内での全ての変更が含まれることが意図される。

【符号の説明】

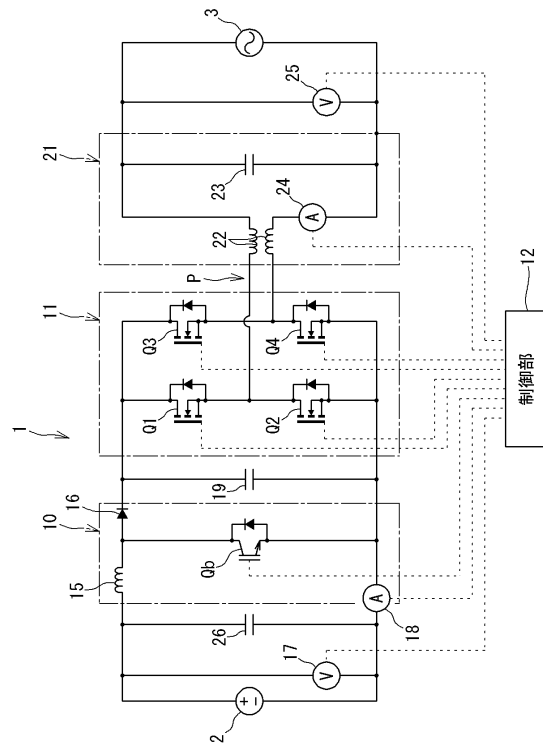
【0171】

1	インバータ装置	
1 R	変換装置	
2	太陽光発電パネル	
2 B	蓄電池	
3	商用電力系統	
1 0	昇圧回路 (D C / D C コンバータ)	
1 0 d	降圧回路 (D C / D C コンバータ)	10
1 1	インバータ回路 (D C / A C インバータ)	
1 1 u	A C / D C コンバータ	
1 2	制御部	
1 5	直流リアクトル	
1 6	ダイオード	
1 7	第 1 電圧センサ	
1 8	第 1 電流センサ	
1 9	コンデンサ (平滑コンデンサ (第 2 のコンデンサ))	
2 1	フィルタ回路	
2 2	交流リアクトル	20
2 3	コンデンサ (出力平滑コンデンサ (第 1 のコンデンサ))	
2 4	第 2 電流センサ	
2 5	第 2 電圧センサ	
2 6	コンデンサ	
2 7	第 3 電圧センサ	
3 0	制御処理部	
3 2	昇圧回路制御部	
3 3	インバータ回路制御部	
3 4	平均化処理部	
4 1	第 1 演算部	30
4 2	第 1 加算器	
4 3	補償器	
4 4	第 2 加算器	
5 1	第 2 演算部	
5 2	第 3 加算器	
5 3	補償器	
5 4	第 4 加算器	
P	回路接続点	
Q 1 ~ Q 4 , Q b	スイッチング素子	

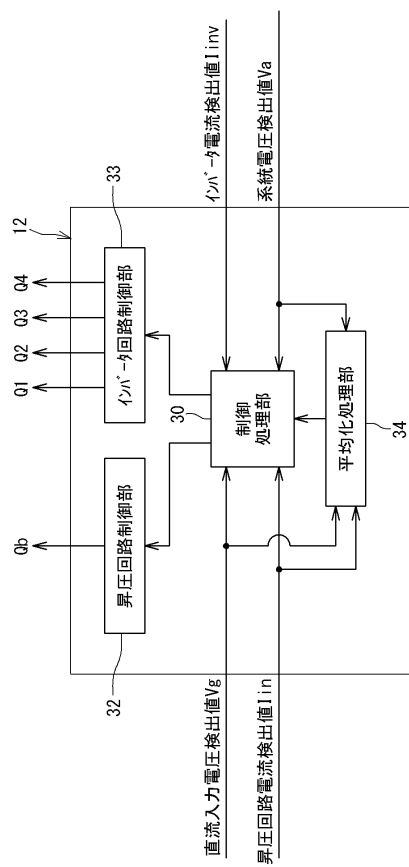
【 図 1 】



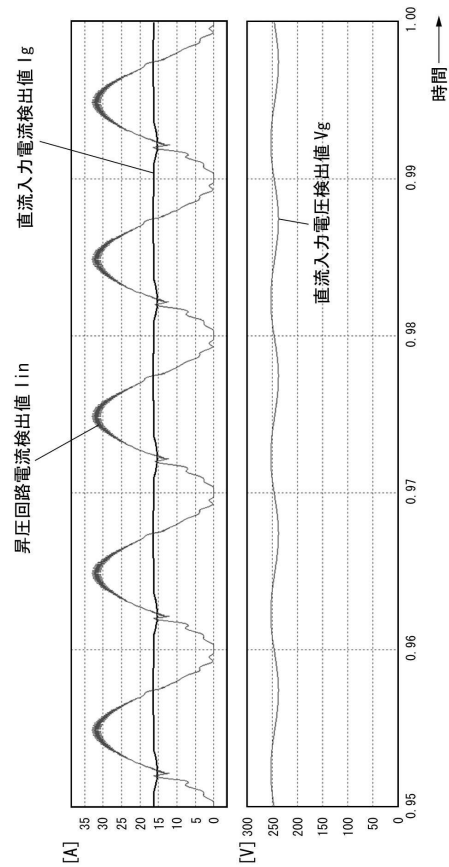
【 図 2 】



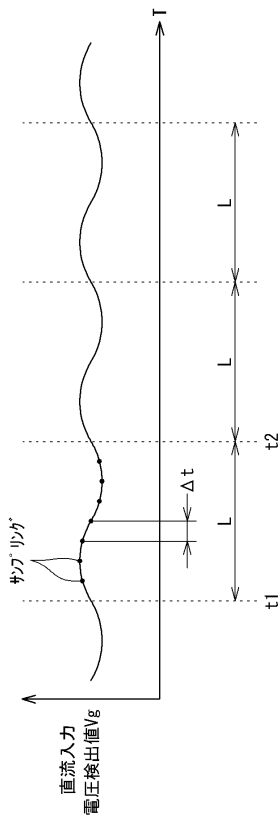
【 図 3 】



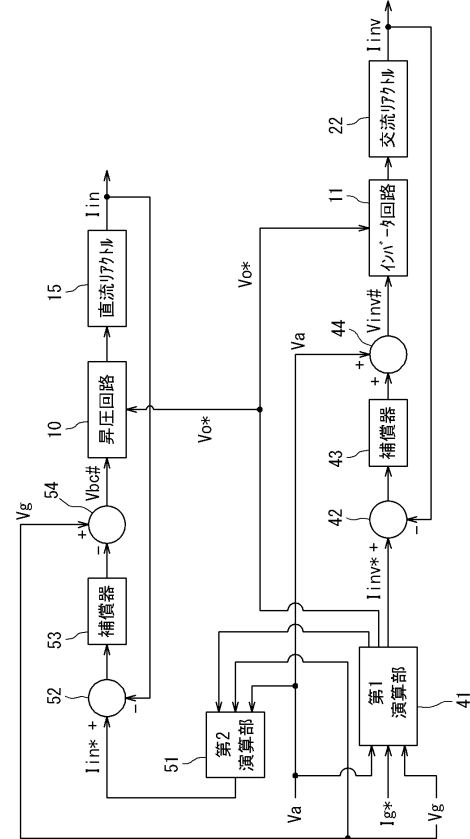
【 図 4 】



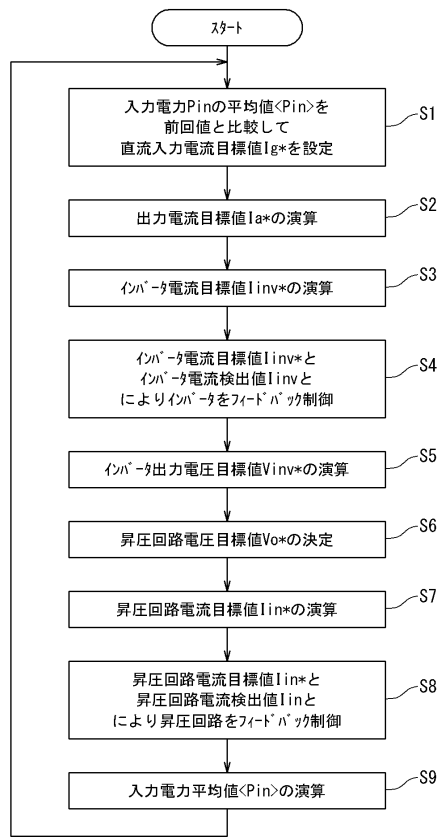
【図 5】



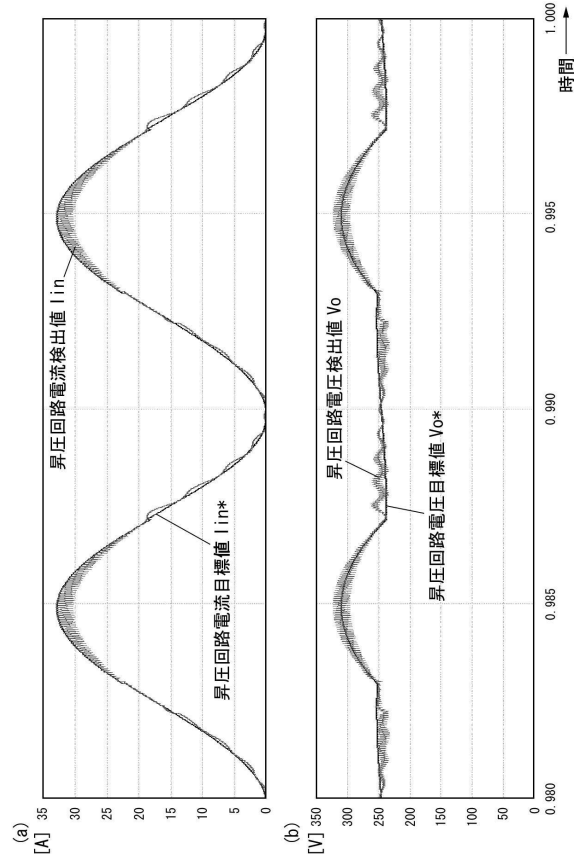
【図 6】



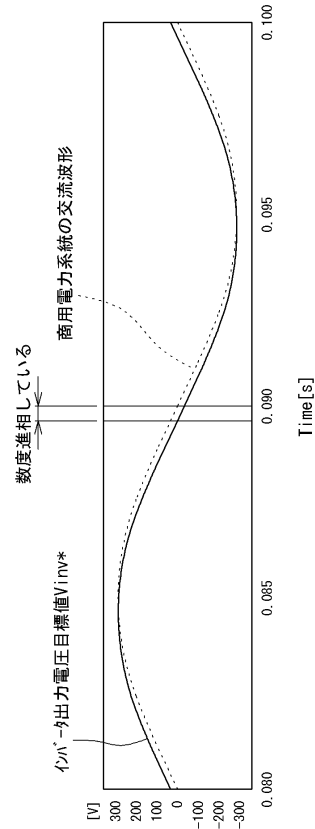
【図 7】



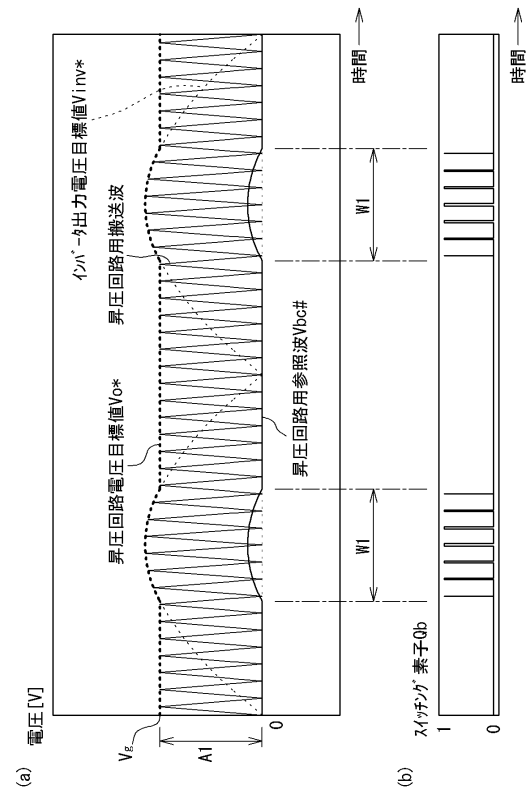
【図 8】



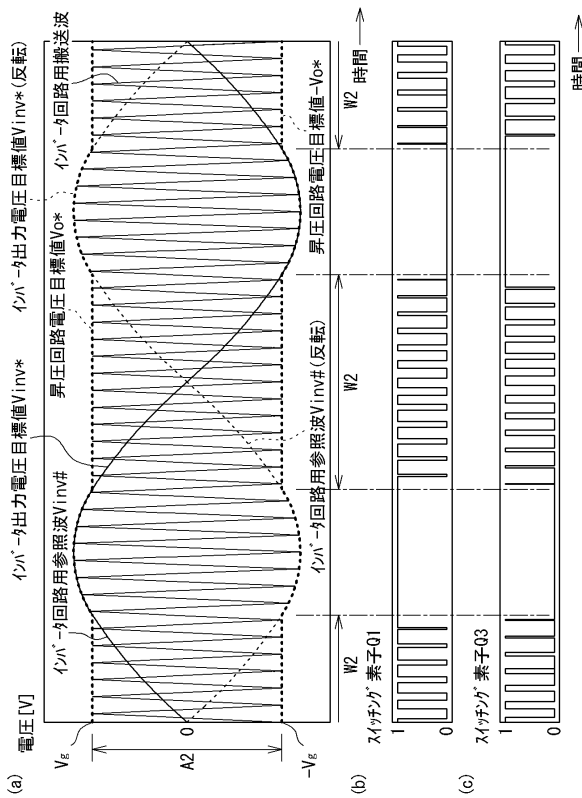
【図 9】



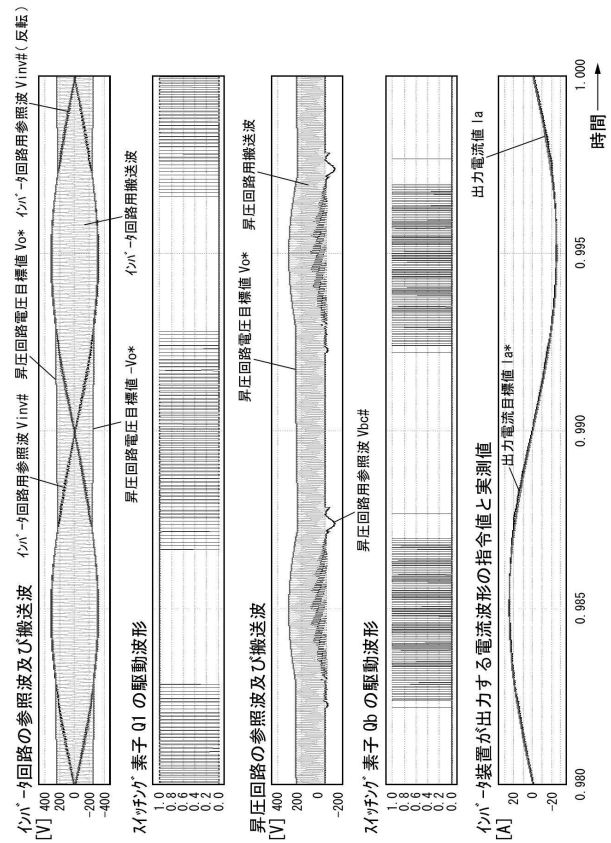
【図 10】



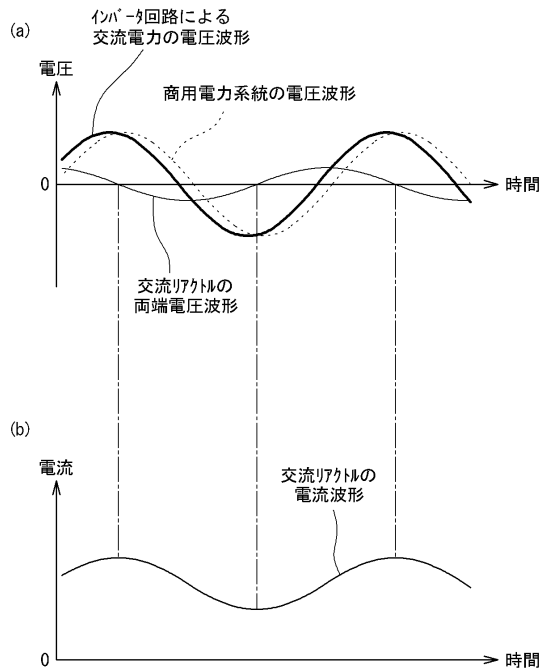
【図 11】



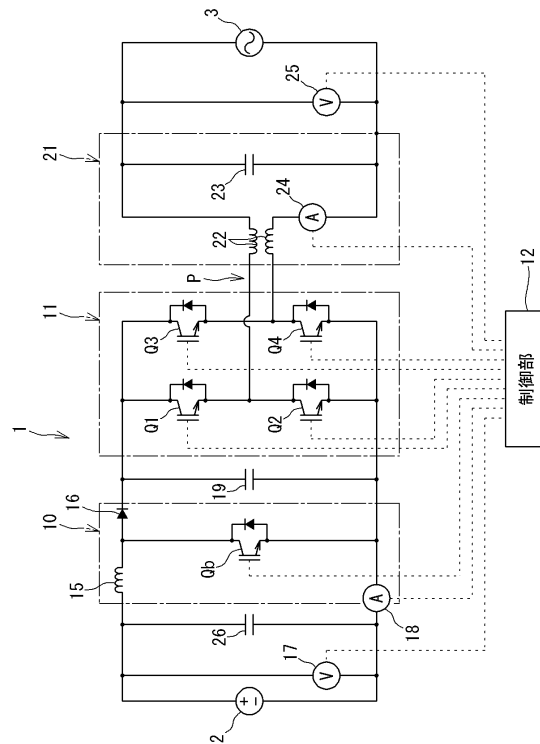
【図 12】



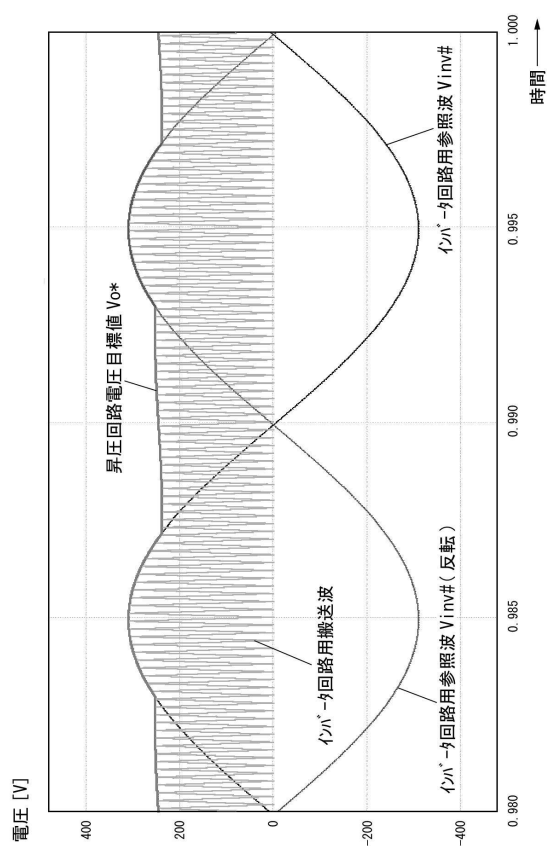
【 図 1 3 】



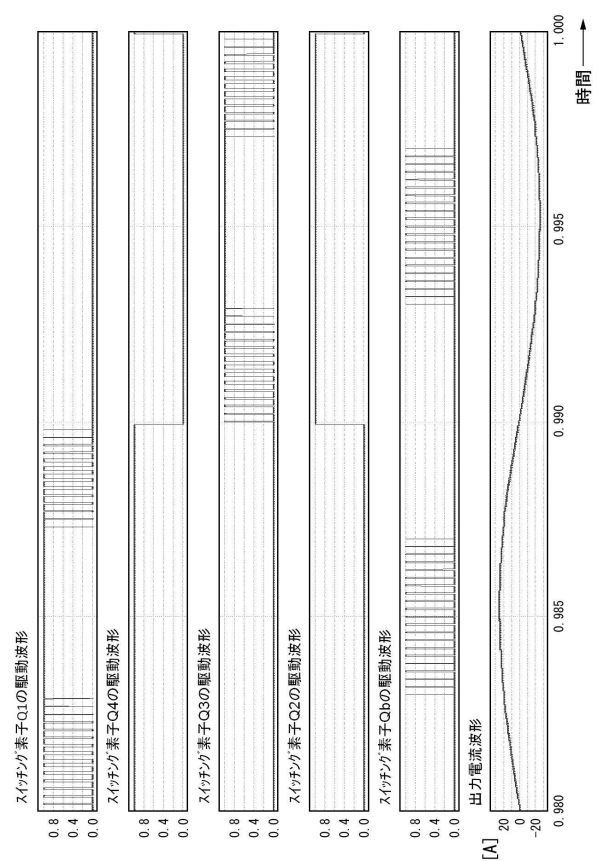
【 図 1 4 】



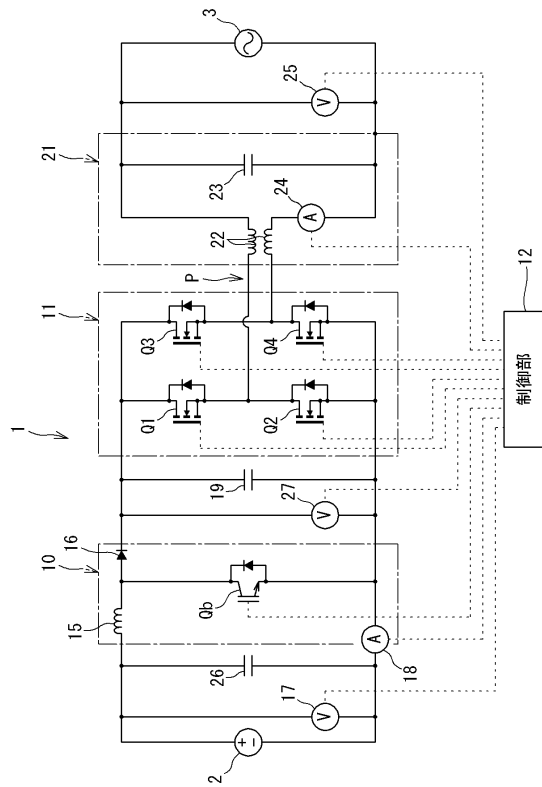
【 図 1 5 】



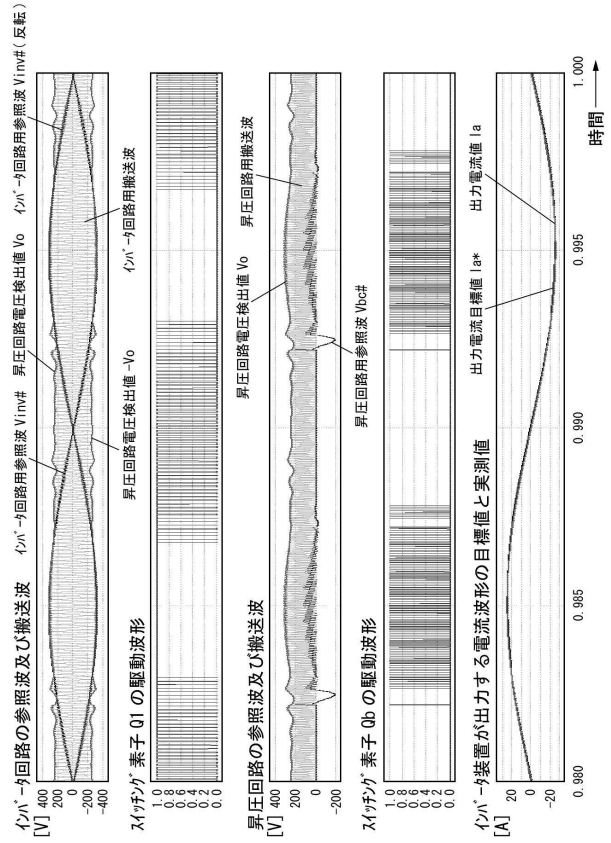
【 図 1 6 】



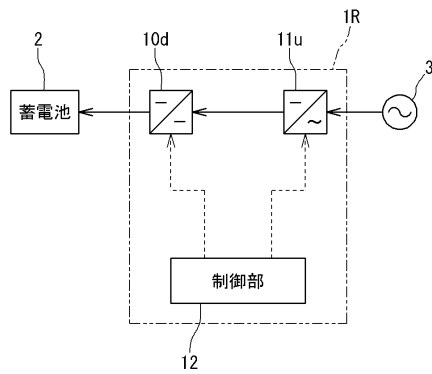
【図 17】



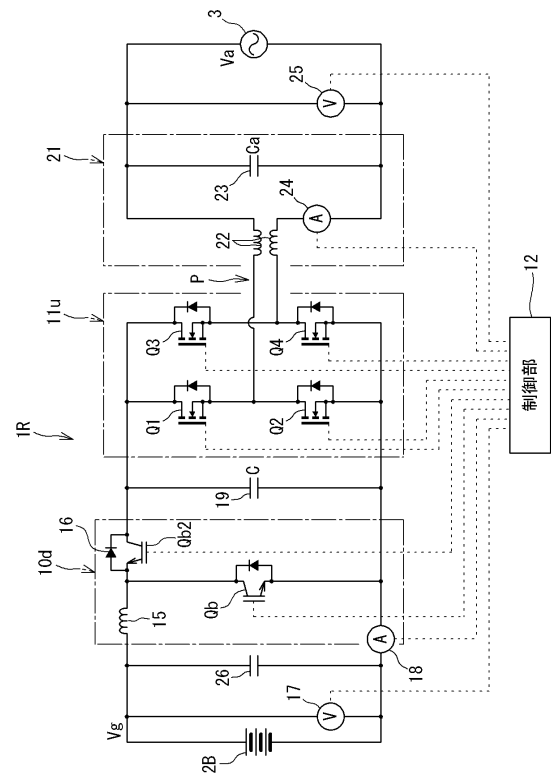
【図 18】



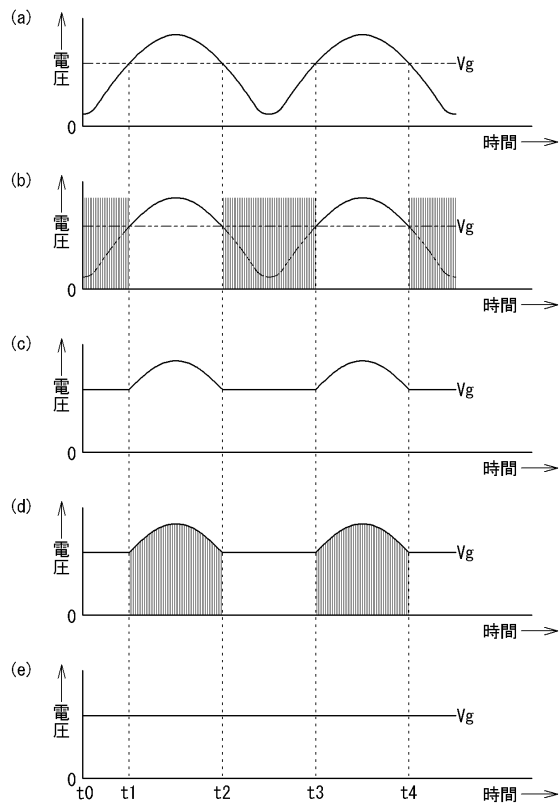
【図 19】



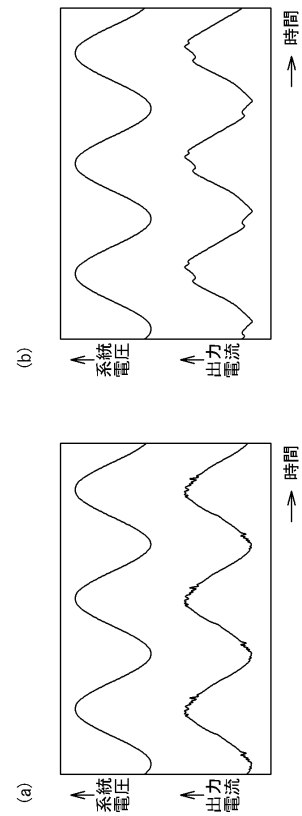
【図 20】



【図 2 1】



【図 2 2】



フロントページの続き

(72)発明者 阿比留 健志

大阪府大阪市此花区島屋一丁目1番3号 住友電気工業株式会社大阪製作所内

審査官 小林 秀和

(56)参考文献 特許第5618022(JP, B1)

特開2002-369544(JP, A)

特開2005-218157(JP, A)

特開2011-083170(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48

H02J 9/06

H02M 3/155