

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2017年4月13日(13.04.2017)



(10) 国際公開番号

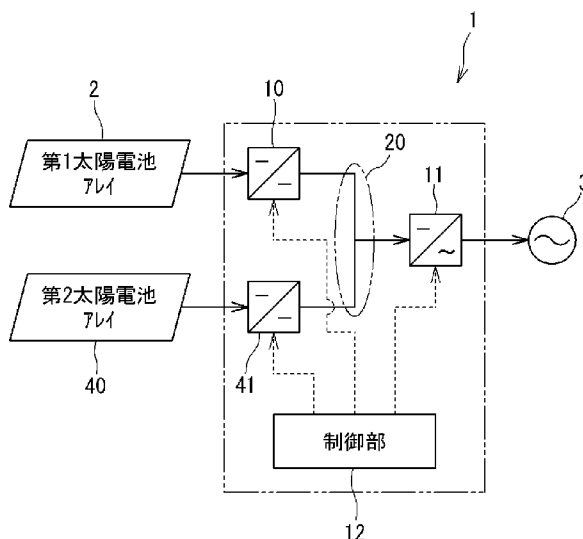
WO 2017/061177 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) H02J 3/38 (2006.01)
G05F 1/67 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/074247
- (22) 国際出願日: 2016年8月19日(19.08.2016)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2015-199521 2015年10月7日(07.10.2015) JP
- (71) 出願人: 住友電気工業株式会社 (SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]; 〒5410041 大阪府大阪市中央区北浜四丁目5番33号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 奥村 俊明 (OKUMURA, Toshiaki); 〒5540024 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 Osaka (JP). 綾井 直樹 (AYAI, Naoki); 〒5540024 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 Osaka (JP).
- (74) 代理人: 特許業務法人サンクレスト国際特許事務所 (SUNCREST PATENT AND TRADEMARK ATTORNEYS); 〒6500023 兵庫県神戸市中央区栄町通四丁目1番11号 Hyogo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR),

[続葉有]

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE AND CONTROL METHOD FOR SAME

(54) 発明の名称: 電力変換装置及びその制御方法



- 2 First solar cell array
12 Control unit
40 Second solar cell array

(57) Abstract: Provided is a power conversion device in which a control unit thereof determines an output current target value on the basis of an input power value of direct current power and a voltage value of an alternating current system, determines a current target value and a voltage target value of a DC/AC converter on the basis of the output current target value and thereby controls the DC/AC converter circuit, determines a current target value of a DC/DC converter on the basis of the current target value and the voltage target value of the DC/AC converter circuit and the voltage target value of the DC/DC converter and controls the DC/DC converter, thereby controlling the output of alternating current power and selecting, for the voltage target value of the DC/DC converter, the largest value at a given time of one of the following: the direct current voltage value of a direct current power source; the absolute value of the voltage target value on the alternating current side of the DC/AC converter; and the direct current voltage lower limit value, which is a prescribed value less than the peak of the absolute value.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2017/061177 A1



OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

電力変換装置の制御部は、直流電力の入力電力値及び交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、これに基づいてDC/ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めてDC/ACコンバータ回路を制御し、かつ、これらの電流目標値及び電圧目標値、並びに、DC/DCコンバータの電圧目標値に基づいて、DC/DCコンバータの電流目標値を求めてDC/DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、また、DC/DCコンバータの電圧目標値として、直流電源の直流電圧値、DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置及びその制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換装置及びその制御方法に関する。

本出願は、2015年10月7日出願の日本出願第2015-199521号に基づく優先権を主張し、前記日本出願に記載された全ての記載事項を援用するものである。

背景技術

[0002] 例えば太陽光発電のパワーコンディショナとして用いられる電力変換装置は、直流の発電電力を交流に変換して、商用電力系統へ系統連係する運転を行う。伝統的な電力変換装置では、発電した電圧を、交流側のピーク電圧より高い一定電圧まで昇圧回路で昇圧した後、インバータ回路で交流電圧に変換している。この場合、昇圧回路及びインバータ回路は、常時高速なスイッチング動作を行っている。一方、かかる電力変換装置では、変換効率を向上させることが重要である。そこで、直流側の電圧と交流側の瞬時電圧とを常に比較して、昇圧回路については昇圧が必要な期間のみスイッチング動作させ、インバータ回路については降圧が必要な期間のみスイッチング動作させる、という制御が提案されている（例えば特許文献1，2参照。）。このような制御によって昇圧回路及びインバータ回路にスイッチング動作の休止期間ができると、その分、スイッチング損失等が抑制されるので、変換効率の向上に資することになる。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：国際公開第2014/199796号

特許文献2：国際公開第2014/199795号

発明の概要

[0004] 本発明は、交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク

値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、直流／交流の電力変換を行う電力変換装置であって、

前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC／DCコンバータと、前記DCバスに接続されたコンデンサと、前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC／ACコンバータと、前記DC／DCコンバータ及び前記DC／ACコンバータを制御する制御部とを備え、

前記制御部は、直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコンバータ回路を制御し、かつ、前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC／DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC／DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC／DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、前記制御部は、前記DC／DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC／ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、電力変換装置である。

[0005] また、本発明は、交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC／DCコンバータと、前記DCバスに接続されたコンデンサと、前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC／ACコンバータとを有し、直流／交流の電力変換を行う電力変換装置、によって実行される制御方法であって、

基本的制御方法として、直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコン

バータ回路を制御し、前記DC/ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC/DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC/DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC/DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

拡張的制御方法として、前記制御部は、前記DC/DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、制御方法である。

図面の簡単な説明

[0006] [図1]一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]第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ （縦軸は[V]）、及び第1昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ （縦軸は[A]）、及び第1直流入力電流検出値 $I_{g.1}$ （縦軸は[A]）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、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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]両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。

[図8]インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} （縦軸は[V]）の一例を示す図である。

[図9]昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の求め方を示した模式図であり、図9Aは、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} と、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ との比較を表した図、図9Bは、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の波形を示す図、

図9Cは、第2昇圧回路が出力する電力を、第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ を基準に昇圧した場合を示す図である。

[図10]直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 、及び昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の経時変化をシミュレーションにより求めた結果を、各目標値とともに示したグラフであり、上段のグラフは、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} と系統電圧検出値 V_a との関係を示したグラフ、中段のグラフは、直流入力電圧値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ と、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} との関係を示したグラフ、下段のグラフは、昇圧回路電流目標値 $I_{in.1*}$ 、 $I_{in.2*}$ を示したグラフである（電圧の縦軸は[V]、電流の縦軸は[A]である。）。

[図11]（a）は、第1昇圧回路用搬送波と、第1昇圧回路電圧参照値 V_{bc1} の波形とを比較したグラフであり、（b）は、第1昇圧回路制御部が生成したスイッチング素子を駆動するための駆動波形である。

[図12]（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、（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Q1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Q3を駆動するための駆動波形である。

[図13]参照波、及び各スイッチング素子の駆動波形の一例を示した図である（電圧の縦軸は[V]、電流の縦軸は[A]である。）。

[図14]（a）は、第2昇圧回路用搬送波と、第2昇圧回路電圧参照値 V_{bc2} の波形（縦軸は[V]）とを比較したグラフ、（b）は、第2昇圧回路制御部が生成したスイッチング素子を駆動するための駆動波形である。

[図15]（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16]2種類の直流電源と、交流系統との間に、電力変換装置が設けられたシステムの一部を示すブロック図である。

[図17]図16における電力変換装置の回路図の一例である。

[図18]交流電圧の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_o* との関係を示す波形図の一例である。

[図19]電圧目標値 V_o* （実線）、コンデンサに流れる無効電流 I_{co} （破線）及び無効電力（ $I_{co} \times V_o*$ ）（一点鎖線）を表す波形図である。

[図20]無効電流（ $I_{co} \times V_o* / n / V_{g,i}$ ）を示す波形図である。

[図21]交流電圧の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_o* との関係を示す波形図の他の例である。

[図22]電圧目標値 V_o* （実線）、コンデンサに流れる無効電流 I_{co} （破線）及び無効電力（ $I_{co} \times V_o*$ ）（一点鎖線）を表す波形図である。

[図23]無効電流（ $I_{co} \times V_o* / n / V_{g,i}$ ）を示す波形図である。

[図24]交流電圧の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_o* との関係を示す波形図の一例である。

[図25]図25Aは、図24の電圧目標値 V_o* を採用した場合の、電圧目標値 V_o* （実線）、コンデンサに流れる無効電流 I_{co} （破線）及び無効電力（ $I_{co} \times V_o*$ ）（一点鎖線）を表す波形図である。図25Bは、電流（ $I_{co} \times V_o* / n / V_{g,i}$ ）を示す波形図である。

[図26]図26A，図26Bは、比較のために、 V_o* に下限値を与えない場合の、DC/DCコンバータによるMPPT制御の特性を表す図である。

[図27]図27A，図27Bは、 V_o* に電圧下限値 V_{o_limit} を与える場合の、DC/DCコンバータによるMPPT制御の特性を表す図である。

発明を実施するための形態

[0007] [本開示が解決しようとする課題]

例えば太陽光発電の場合、電力変換装置に入力される電圧の高低幅が広く、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合もある。このような低い電圧に対して上記のような制御を適用した場合、昇圧回路とインバータ回路とを繋ぐDCバスに接続された平滑用のコンデンサによって大きな無効電力が発生し、これが、制御の精度に多少の影響を与えることが

わかってきた。

[0008] かかる課題に鑑み、本開示は、基本的にスイッチング動作の休止期間を有する制御を行う電力変換装置において、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合にも制御の精度低下を抑制することを目的とする。

[0009] [本開示の効果]

本開示によれば、基本的にスイッチング動作の休止期間を有する制御を行う電力変換装置において、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合にも制御の精度低下を抑制することができる。

[0010] [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。

[0011] (1) これは、交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、直流／交流の電力変換を行う電力変換装置であって、

前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC／DCコンバータと、前記DCバスに接続されたコンデンサと、前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC／ACコンバータと、前記DC／DCコンバータ及び前記DC／ACコンバータを制御する制御部とを備え、

前記制御部は、直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコンバータ回路を制御し、かつ、前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC／DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC／DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC／DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

前記制御部は、前記DC／DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC／ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対

値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、電力変換装置である。

[0012] 上記のように構成された電力変換装置では、直流電源の直流電圧値が直流電圧下限値より大きいときは、直流電源の直流電圧値及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値となる。この場合、DC/DCコンバータ及びDC/ACコンバータは共に、交流のサイクル内でスイッチングに休止期間が生じる。一方、直流電源の直流電圧値が直流電圧下限値より小さいときは、直流電圧下限値及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値となる。従って、DC/DCコンバータの電圧目標値は、直流電圧下限値と、DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値との、大きい方をとった波形となる。このことは、交流電圧のピーク値に対して直流電圧が低すぎる場合には、DC/DCコンバータを休止させず、昇圧動作させて直流電圧下限値まで上げることを意味する。これにより、DCバスに接続されたコンデンサの両端の電圧変化による無効電力を抑制することができる。その結果、本来行いたい有効電流の制御を、より精度良く行うことができる。従って、基本的にスイッチング動作の休止期間を有する制御を行う電力変換装置において、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合にも制御の精度低下を抑制することができる。

[0013] (2) また、(1)の電力変換装置において、例えば、前記直流電源及び前記DC/DCコンバータは複数組設けられており、前記直流電源の直流電圧値は複数存在し、複数存在する直流電圧値のうちの最大値が、前記直流電圧下限値と比較される対象となる。

この場合、無効電力を複数のDC/DCコンバータでシェアすることで、1個あたりのDC/DCコンバータの無効電力を低下させることができる。

[0014] (3) また、(1)又は(2)の電力変換装置において、例えば、前記直流電圧下限値は、無効電力が発生する期間を短縮して、無効電力が0となる

期間を増大させるように選択される。

この場合、無効電力のピーク値を抑制できなくても、0期間によって、無効電力を抑制できるので、有効電力の制御が、より容易になる。

[0015] (4) また、(3)の電力変換装置において、例えば、前記直流電圧下限値は、無効電力が発生する期間が交流(1/2)サイクルの半分以下になるように選択される。

この場合、無効電力が0となる期間を交流(1/2)サイクルの半分以上確保できるので、無効電力の抑制効果が出やすい。

[0016] (5) 一方、方法の観点からは、交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC/DCコンバータと、前記DCバスに接続されたコンデンサと、前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC/ACコンバータとを有し、直流/交流の電力変換を行う電力変換装置、によって実行される制御方法であって、

基本的制御方法として、直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC/ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC/ACコンバータ回路を制御し、前記DC/ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC/DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC/DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC/DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

拡張的制御方法として、前記制御部は、前記DC/DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、制御方法である。

[0017] 上記(5)の制御方法では、直流電源の直流電圧値が直流電圧下限値より

大きいときは、直流電源の直流電圧値及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値となる。この場合、DC/DCコンバータ及びDC/ACコンバータは共に、交流のサイクル内でスイッチングに休止期間が生じる。一方、直流電源の直流電圧値が直流電圧下限値より小さいときは、直流電圧下限値及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値となる。従って、DC/DCコンバータの電圧目標値は、直流電圧下限値と、DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値との、大きい方をとった波形となる。このことは、交流電圧のピーク値に対して直流電圧が低すぎる場合には、DC/DCコンバータを休止させず、昇圧動作させて直流電圧下限値まで上げることを意味する。これにより、DCバスに接続されたコンデンサの両端の電圧変化による無効電力を抑制することができる。その結果、本来行いたい有効電流の制御を、より精度良く行うことができる。従って、基本的にスイッチング動作の休止期間を有する制御を行う電力変換装置において、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合にも制御の精度低下を抑制することができる。

[0018] なお、電力変換装置は、(1)及び(4)の表現とは別に、以下のように表現することもできる。

交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、直流/交流の電力変換を行う電力変換装置であって、前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC/DCコンバータと、前記DCバスに接続されたコンデンサと、前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC/ACコンバータと、前記DC/DCコンバータ及び前記DC/ACコンバータを制御する制御部とを備え、

前記制御部は、直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC/ACコ

ンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコンバータ回路を制御し、かつ、前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC／DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC／DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC／DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

前記制御部は、前記DC／DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC／ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択し、かつ、前記絶対値の脈流波形の一部が現れる期間を脈流1サイクルにおける半分以下にする、電力変換装置である。

[0019] [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ながら説明する。

《1 全体構成について》

図1は、一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、直流電源としての第1太陽電池アレイ2及び第2太陽電池アレイ40が接続され、出力端には、交流の商用電力系統3が接続されている。

このシステムは、第1太陽電池アレイ2（以下、単に第1アレイ2ともいう）及び第2太陽電池アレイ40（以下、単に第2アレイ40ともいう）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。

[0020] 第1アレイ2及び第2アレイ40は、複数の太陽光発電パネル（モジュール）を直並列に接続して構成されている。本実施形態では、第2アレイ40は、当該第2アレイ40が出力する電力の電圧が、第1アレイ2が出力する電力の電圧よりも小さくなるような構成とされている。

[0021] インバータ装置1は、第1アレイ2が出力する直流電力が与えられる第1昇圧回路10と、第2アレイ40が出力する直流電力が与えられる第2昇圧

回路 4 1 と、両昇圧回路 1 0、4 1 から DC バス 2 0 に出力さ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 1 1 と、これらの回路 1 0、1 1、4 2 の動作を制御する制御部 1 2 とを備えている。

第 1 昇圧回路 1 0 と、第 2 昇圧回路 4 1 とは、インバータ回路 1 1 に対して並列に接続されている。

[0022] 図 2 は、インバータ装置 1 の回路図の一例である。

第 1 アレイ 2 が接続されている第 1 昇圧回路 1 0 は、直流リアクトル 1 5 と、ダイオード 1 6 と、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等からなるスイッチング素子 Q_{b1} とを備えており、昇圧チョッパ回路を構成している。なお、ダイオード 1 6 は、スイッチング素子に代えてもよい。

第 1 昇圧回路 1 0 の入力側には、第 1 電圧センサ 1 7、第 1 電流センサ 1 8、及び平滑化のためのコンデンサ 2 6 が設けられている。第 1 電圧センサ 1 7 は、第 1 アレイ 2 が出力し、第 1 昇圧回路 1 0 に入力される直流電力の第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ (直流入力電圧値) を検出し、制御部 1 2 に出力する。第 1 電流センサ 1 8 は、直流リアクトル 1 5 に流れる電流である第 1 昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ を検出し、制御部 1 2 に出力する。

[0023] 第 2 アレイ 4 0 が接続されている第 2 昇圧回路 4 1 は、直流リアクトル 4 2 と、ダイオード 4 3 と、IGBT 等からなるスイッチング素子 Q_{b2} とを備えており、第 1 昇圧回路と同様、昇圧チョッパ回路を構成している。なお、ダイオード 4 3 は、スイッチング素子に代えてもよい。

また、第 2 昇圧回路 4 1 の入力側には、第 2 電圧センサ 4 4、第 2 電流センサ 4 5、及び平滑化のためのコンデンサ 4 6 が設けられている。第 2 電圧センサ 4 4 は、第 2 アレイ 4 0 が出力し、第 2 昇圧回路 4 1 に入力される直流電力の第 2 直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ を検出し、制御部 1 2 に出力する。と、第 2 電流センサ 4 5 は、直流リアクトル 4 2 に流れる電流である第 2 昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ を検出し、制御部 1 2 に出力する。

[0024] 制御部 1 2 は、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ から入力電力 $P_{in.1}$ 、 $P_{in.2}$ を演算し、第

1 アレイ 2 及び第 2 アレイ 4 0 に対する M P P 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。

[0025] また、第 1 昇圧回路 1 0 のスイッチング素子 Q b 1 は、後述するように、インバータ回路 1 1 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、制御部 1 2 によって制御される。よって、第 1 昇圧回路 1 0 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 1 1 に出力し、スイッチング動作を停止している期間は、第 1 アレイ 2 が出力して第 1 昇圧回路 1 0 に入力される直流電力について昇圧を行うことなくインバータ回路 1 1 に出力する。

[0026] さらに、第 2 昇圧回路 4 1 は、後述するように、所定期間において、第 2 アレイ 4 0 から与えられる直流電力の電圧値を、第 1 アレイ 2 から与えられる直流電力の電圧値である第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とほぼ一致する値にまで昇圧して出力するように、制御部 1 2 によって制御される。

[0027] 両昇圧回路 1 0, 4 1 と、インバータ回路 1 1 との間には、平滑用のコンデンサ 1 9 が接続されている。

インバータ回路 1 1 は、F E T (Field Effect Transistor) からなるスイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 を備えている。これらスイッチング素子 Q 1 ~ 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 ~ Q 4 は、制御部 1 2 に接続されており、制御部 1 2 により制御可能とされている。制御部 1 2 は、各スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 の動作を P W M 制御する。これにより、インバータ回路 1 1 は、両昇圧回路 1 0, 4 1 から与えられる電力を交流電力に変換する。

[0028] インバータ装置 1 は、インバータ回路 1 1 と、商用電力系統 3 との間にフィルタ回路 2 1 を備えている。

フィルタ回路 2 1 は、2 つの交流リアクトル 2 2 と、コンデンサ 2 3 とを備えて構成されている。フィルタ回路 2 1 は、インバータ回路 1 1 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 2 1 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。

[0029] 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 3 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 3 電圧センサ 25 が接続されている。

[0030] 第 3 電流センサ 24 及び第 3 電圧センサ 25 は、検出したインバータ電流検出値 I_{inv} 及び系統電圧検出値 V_a を制御部 12 に出力する。

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 $V_{g.1}$, $V_{g.2}$ 、昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$, $I_{in.2}$ に基づいて、両昇圧回路 10, 41 及びインバータ回路 11 を制御する。

[0031] 《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、第 1 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、第 2 昇圧回路制御部 35 とを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もよい。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。

[0032] 第 1 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と検出値に基づいて、第 1 昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_{b1} を制御し、前記目標値に応じた電流の電力を第 1 昇圧回路 10 に出力させる。

第 2 昇圧回路制御部 35 は、制御処理部 30 から与えられる目標値と検出値に基づいて、第 2 昇圧回路 41 のスイッチング素子 Q_{b2} を制御し、前記目標値に応じた電流の電力を第 2 昇圧回路 41 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と検出値に基づいて、インバータ回路 11 のスイッチング素子 Q1～Q4 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。

[0033] 制御処理部 30 には、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 、昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ 、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 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ から、第 1 昇圧回路 10 の第 1 入力電力 $P_{in.1}$ 及びその平均値 $\langle P_{in.1} \rangle$ 、並びに、第 2 昇圧回路 41 の第 2 入力電力 $P_{in.2}$ 及びその平均値 $\langle P_{in.2} \rangle$ を演算する。

制御処理部 30 は、第 1 入力電力平均値 $\langle P_{in.1} \rangle$ に基づいて、第 1 昇圧回路 10 の第 1 直流入力電流目標値 $I_{g.1}^*$ （後に説明する）を設定し、第 1 アレイ 2 について MPPT 制御を行うとともに、第 1 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。

また、制御処理部 30 は、第 2 入力電力平均値 $\langle P_{in.2} \rangle$ に基づいて、第 2 昇圧回路 41 の直流入力電流目標値 $I_{g.2}^*$ （後に説明する）を設定し、第 2 アレイ 40 について MPPT 制御を行うとともに、第 2 昇圧回路 41 をフィードバック制御する機能も有している。

[0034] 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ は、平均化処理部 34、及び制御処理部 30 に与えられる。

[0035] 平均化処理部 34 は、両電圧センサ 17、44 及び両電流センサ 18、45 から与えられる直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ 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 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ を制御処理部 30 に与える機能を有している。

[0036] 図 4 は、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、及び第 1 昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$

$i_{n.1}$ 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。

第1昇圧回路電流検出値 $i_{n.1}$ は、後述するように、目標値に基づいて系統電圧と同期した波形として現れている。

また、第1直流入力電流検出値 $i_{g.1}$ 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。

[0037] 図4に示すように、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、及び第1直流入力電流検出値 $i_{g.1}$ （第1昇圧回路電流検出値 $i_{n.1}$ ）は、系統電圧の $1/2$ の周期で変動していることが判る。

[0038] 図4に示すように、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、及び第1直流入力電流検出値 $i_{g.1}$ が周期的に変動する理由は、次の通りである。すなわち、インバータ装置1の第1昇圧回路電流検出値 $i_{n.1}$ 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0A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取り除くことができず、第1直流入力電流検出値 $i_{g.1}$ 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。

よって、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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。つまり、商用電力系統3の $1/2$ 周期となっている。

[0039] 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、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 及び第1昇圧回路電流検出値 $i_{n.1}$ を平均化する。

[0040] 図5は、平均化処理部34が行う、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ を平均化する際の態様を示す図である。

[0041] 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 Δt ごとに、与えられる第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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、得られた複数の第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ の平均値を求める。

[0042] 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 Δt 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 $1/2$ 周期で周期的に変動する、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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 Δt 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。

[0043] 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3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の周期に関する情報を取得することもできる。

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、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ の平均値を精度よく求めることができる。第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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。

[0044] 上述したように、第1昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ も、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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に示した第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ と同様の方法によって、第1昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ の平均値も求め

る。

[0045] さらに、第2アレイ40側である、第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ 、及び第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ も、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ と同様の理由により、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に示した第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ と同様の方法によって、第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ 、及び第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ それぞれの平均値も求める。

[0046] 制御処理部30は、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ の平均値及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ の平均値をそれぞれ、期間 L ごとに逐次求める。

[0047] 平均化処理部34は、求めた直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ の平均値及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ の平均値を、制御処理部30に与える。

[0048] 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 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ の平均値及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ の平均値を求め、制御処理部30は、これら値を用いて、両アレイ2、40に対するMPPT制御を行いつつ、両昇圧回路10、41及びインバータ回路11を制御するので、両アレイ2、40による直流電流が変動し不安定な場合にも、制御部12は、両アレイ2、40からの出力を直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ の平均値、及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ の平均値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、電源効率が低下するのを効果的に抑制することができる。

[0049] また、上述したように、インバータ装置1の入力電流の変動によって、両アレイ2、40が出力する直流電力の電圧（直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ ）や電流（昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ ）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 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ のそれぞれについて、交流系統の $1/2$ 周期よりも十分に短い時間間隔 Δt で複数回サンプリングし、その結果から直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ の平均値及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ の平均値を求めたので、直流電流の電圧及び電流が周期的に変動したとしても、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ を精度よく求めることができる。

[0050] なお、両アレイ 2、40 から与えられる直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ に生じる変動は、上述のように、インバータ回路 11 等のインピーダンスの変動に起因している。よって、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 及び昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 、 $I_{in.2}$ は、インバータ回路 11 が出力する交流電力の $1/2$ 周期よりも短い時間間隔 Δt で複数回サンプリングした結果から得られた値であってもよい。

[0051] 制御処理部 30 は、上述の入力電力平均値 $\langle P_{in.1} \rangle$ 、 $\langle P_{in.2} \rangle$ に基づいて、直流入力電流目標値 $I_{g.1*}$ 、 $I_{g.2*}$ を設定し、この設定した直流入力電流目標値 $I_{g.1*}$ 、 $I_{g.2*}$ や、上記値に基づいて、両昇圧回路 10、41 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、求めた目標値を第 1 昇圧回路制御部 32、第 2 昇圧回路制御部 35、及びインバータ回路制御部 33 に与え、両昇圧回路 10、41 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 による制御処理を説明するための制御ブロック図である。

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 51、第 1 加算器 52、補償器 53、及び第 2 加算器 54 を有

している。

また、制御処理部30は、両昇圧回路10、41の制御を行うための機能部として、第2演算部61、第3加算器62、補償器63、第4加算器64、第5加算器72、補償器73、及び第6加算器74を有している。

[0053] 図7は、両昇圧回路10、41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、両昇圧回路10、41及びインバータ回路11を制御する。

以下、図7に従って、両昇圧回路10、41及びインバータ回路11の制御処理を説明する。

[0054] まず、制御処理部30は、現状の入力電力平均値 $\langle P_{in,i} \rangle$ を求め（ステップS9）、前回演算時の入力電力平均値 $\langle P_{in,i} \rangle$ と比較して、直流入力電流目標値 $I_{g,i}^*$ を設定する（ステップS1）。なお、入力電力平均値 $\langle P_{in,i} \rangle$ は、下記式（1）に基づいて求められる。

$$\begin{aligned} \text{入力電力平均値 } \langle P_{in,i} \rangle &= \langle I_{in,i} \times V_{g,i} \rangle \\ &\dots (1) \end{aligned}$$

[0055] なお、式（1）中、「i」は、インバータ回路11に接続された各昇圧回路に対応する数字であり、本実施形態では、「1」又は「2」である。「i=1」は、第1昇圧回路10に対応し、「i=2」は、第2昇圧回路41に対応している。よって、 $\langle P_{in,1} \rangle$ は、第1昇圧回路10における入力電力平均値を示しており、 $\langle P_{in,2} \rangle$ は、第2昇圧回路41における入力電力平均値を示している。

本実施形態では、制御処理部30は、入力電力平均値 $\langle P_{in,1} \rangle$ 、 $\langle P_{in,2} \rangle$ を求め、直流入力電流目標値 $I_{g,1}^*$ 、 $I_{g,2}^*$ を設定する。

[0056] また、式（1）中、 $I_{in,i}$ は昇圧回路電流検出値、 $V_{g,i}$ は直流入力電圧検出値であり、これら昇圧回路電流検出値 $I_{in,i}$ 、及び直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ は、平均化処理部34によって平均化された値である。

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 $I_{in,i}$ 、及び直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ は、平均化されていない瞬時値が用いられる。

つまり、昇圧回路電流検出値 $I_{in,i}$ の平均値、及び直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ の平均値は、入力電力平均値 $\langle P_{in,i} \rangle$ を求めるために用いられる。

また、「 $\langle \rangle$ 」は、括弧内の値の平均値又は実効値を示している。以下同じである。

[0057] 制御処理部 30 は、設定した直流入力電流目標値 $I_{g,i}^*$ を、第 1 演算部 51 に与える。

第 1 演算部 51 には、直流入力電流目標値 $I_{g,i}^*$ の他、直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ 、系統電圧検出値 V_a も与えられる。

[0058] 第 1 演算部 51 は、与えられた直流入力電流目標値 $I_{g,i}^*$ 、直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ 、及び系統電圧検出値 V_a を用いて、下記式 (2) に基づき、インバータ装置 1 としての出力電流目標値の実効値 $\langle I_a^* \rangle$ を演算する。

$$\begin{aligned} \text{出力電流目標値の実効値 } \langle I_a^* \rangle = \\ \Sigma \langle I_{a,i}^* \rangle = \Sigma (\langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle / \langle V_a \rangle) \\ \dots (2) \end{aligned}$$

[0059] さらに、第 1 演算部 51 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 51 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。

$$\begin{aligned} \text{出力電流目標値 } I_a^* = (2^{1/2}) \times \langle I_a^* \rangle \times \sin \omega t \\ \dots (3) \end{aligned}$$

[0060] 次いで、第 1 演算部 51 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}^* を演算する (ステップ S3)。

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

・・・ (4)

[0061] ただし、式 (4) 中、 C_a は、コンデンサ 23 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。

式 (4), (4a) 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位相が系統電圧 (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。

[0062] 第 1 演算部 51 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 52 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。

[0063] 第 1 加算器 52 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 52 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 53 に与える。

[0064] 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、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。補償器 53 は、このインバータ電圧参照値 $V_{inv\#}$ 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、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* に従った電力を出力させる。

インバータ回路 11 が出力した電力は、第 2 加算器 54 によって系統電圧検出値 V_a で減算された上で交流リアクトル 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 52 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。

[0065] 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）。

[0066] 一方、第 2 演算部 61 には、直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ 、系統電圧検出値 V_a の他、第 1 演算部 51 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 61 は、下記式（5）に基づいて、インバータ出力電圧目標値 V_{inv}^* を演算する（ステップ S5）。

インバータ出力電圧目標値 $V_{inv}^* =$

$$V_a + s L_a I_{inv}^* \cdots (5)$$

[0067] ただし、式（5）中、 L_a は、交流リアクトルのインダクタンス、 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、

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

となる。

式（5），（5a）中、右辺第 2 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。

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}^* （電圧目標値）を設定する。

[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61は、直流入力電圧検出値 V_g 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)。

$$V_o^* = \text{Max} (V_g, V_{inv}^* \text{の絶対値}) \quad \dots (6)$$

[0069] なお、式 (6) 中、昇圧回路電圧目標値 V_o^* とは、両昇圧回路10, 41が出力する電力の電圧目標値である。

また、 V_g は、下記式 (7) に示すように、各昇圧回路10, 41の内、直流入力電圧検出値 V_g が最も大きい値を採用する。

$$V_g = \text{Max} (V_{g,i}) \quad \dots (7)$$

[0070] さらに、第2演算部61は、下記式 (8) 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)。

$$I_{in,i}^* = \frac{((I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (s C_o V_o^*) \times V_o^*) \times I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \quad \dots (8)$$

[0071] ただし、式 (8) 中、 C_o 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 (8) は、時間 t での微分を用いた表現とすれば、

$$I_{in,i}^* = \frac{((I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (C_o \times dV_o^* / dt) \times V_o^*) \times I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \quad \dots (8a)$$

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_{co} とすれば、

$$I_{in,i}^* = \frac{((I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + I_{co} \times V_o^*) \times I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \quad \dots (8b)$$

となる。

[0072] 式(8), (8a), (8b)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 $I_{in,i}^*$ の値を求めることができる。

[0073] 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(8a)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in,i}^* = \frac{((I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + (C_o \times dV_o^* / dt) \times V_o^* + P_{Loss}) \times I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \dots (8c)$$

同様に、上記式(8b)は、以下のようにも表すことができる。

$$I_{in,i}^* = \frac{((I_{inv}^* \times V_{inv}^*) + I_{co} \times V_o^* + P_{Loss}) \times I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \dots (8d)$$

となる。

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 $I_{in,i}^*$ の値を求めることができる。

[0074] なお、コンデンサ19の静電容量 C_o 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(9)が成立する。この式(9)によれば、演算処理を簡素化でき、演算時間を短縮できる。

$$I_{in,i}^* = (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) \times \frac{I_{g,i}^*}{\sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle} \dots (9)$$

[0075] 式(9)における右辺の係数 $\{I_{g,i}^* / \sum \langle I_{g,i}^* \times V_{g,i} \rangle\}$ は、各昇圧回路10, 41における直流電力を合計した電力値合計である $\sum \langle$

$I_{g,i} * \times V_{g,i}$ に対する、各昇圧回路 10, 41 ごとの直流電力の電力値 ($I_{g,i} * V_{g,i}$) の割合であるところの、

$$\{I_{g,i} * \times V_{g,i} / \sum \langle I_{g,i} * \times V_{g,i} \rangle\}$$

をさらに、直流入力電圧検出値 $V_{g,i}$ で割ることにより、 $I_{in,i} *$ を求めるための按分係数としたものである。すなわち、

$$\{I_{g,i} * \times V_{g,i} / \sum \langle I_{g,i} * \times V_{g,i} \rangle\} / V_{g,i} \\ = I_{g,i} * / \sum \langle I_{g,i} * \times V_{g,i} \rangle \quad \dots (10)$$

である。

なお、式 (10) は、下記式 (11) としてもよい。

$$\langle I_{in,i} \rangle / \sum \langle I_{in,i} \times V_{g,i} \rangle \quad \dots (11)$$

[0076] 第2演算部61は、上記のようにして、昇圧回路電流目標値 $I_{in,i} *$ (昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$, $I_{in,2} *$) を求める。第2演算部61は、昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$ を第3加算器62に与える。

第1昇圧回路10は、この昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$ によって、フィードバック制御される。

[0077] 第3加算器62には、昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$ の他、現状の第1昇圧回路電流検出値 $I_{in,1}$ が与えられる。

第3加算器62は、昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$ と、現状の第1昇圧回路電流検出値 $I_{in,1}$ との差分を演算し、その演算結果を補償器63に与える。

[0078] 補償器63は、上記差分が与えられると、比例係数等に基づいて、この差分を収束させ第1昇圧回路電流検出値 $I_{in,1}$ を昇圧回路電流目標値 $I_{in,1} *$ とし得る第1昇圧回路電圧参照値 $V_{bc1} \#$ を求める。補償器63は、この第1昇圧回路電圧参照値 $V_{bc1} \#$ を第1昇圧回路制御部32に与えることで、第1昇圧回路10に、昇圧回路電圧目標値 $V_o *$ に従った電力を出力させる。

第1昇圧回路10が出力した電力は、第4加算器64によって直流入力電圧検出値 $V_{g,1}$ で減算された上で直流リアクトル15に与えられ、新たな第

1 昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ としてフィードバックされる。そして、第3加算器62によって昇圧回路電流目標値 $I_{in.1}^*$ と第1昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ 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第1昇圧回路10が制御される。

[0079] 以上のようにして、第1昇圧回路10は、昇圧回路電流目標値 $I_{in.1}^*$ と、第1昇圧回路電流検出値 $I_{in.1}$ とによって、フィードバック制御される（ステップS8）。

[0080] また、第2演算部61は、昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ を第5加算器72に与える。

第2昇圧回路41は、この昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ によって、フィードバック制御される。

[0081] 第5加算器72には、昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ の他、現状の第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ が与えられる。

第5加算器72は、昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ と、現状の第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ との差分を演算し、その演算結果を補償器73に与える。

[0082] 補償器73は、上記差分が与えられると、比例係数等に基づいて、この差分を収束させ第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ を昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ とし得る第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ を求める。補償器73は、この第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ を第2昇圧回路制御部35に与えることで、第2昇圧回路41に、昇圧回路電圧目標値 V_o^* に従った電力を出力させる。

[0083] このようにして、第2昇圧回路41は、昇圧回路電流目標値 $I_{in.2}^*$ と、第2昇圧回路電流検出値 $I_{in.2}$ とによって、第1昇圧回路10と同様、フィードバック制御される（ステップS8）。

[0084] 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 $\langle P_{in.i} \rangle$ を求める（ステップS9）。

[0085] 制御処理部30は、前回演算時の入力電力平均値 $\langle P_{in.i} \rangle$ と比較して

、入力電力平均値 $\langle P_{in,i} \rangle$ 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 $I_{g,i}^*$ を設定する。

[0086] 以上によって、制御処理部 30 は、第 1 アレイ 2、及び第 2 アレイに対する M P P T 制御を行いつつ、両昇圧回路 10、41 及びインバータ回路 11 を制御する。

[0087] 図 8 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。

インバータ装置 1 は、図 7 のフローチャートに従った制御によって、図 8 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、インバータ装置 1 は、図 8 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。

[0088] 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。

[0089] 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。

[0090] 《3 昇圧回路の電圧目標値について》

本実施形態において、第 2 昇圧回路 41 に接続されている第 2 アレイ 40

は、上述したように、第1アレイ2が出力する電力の電圧よりも小さい電圧で電力を出力する構成とされている。

[0091] その一方、上記式(6)、(7)、及び図7中のステップS6に示すように、両昇圧回路10、41が出力する電力の電圧目標値である昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、以下のように設定される。

すなわち、第1アレイ2による第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ と、第2アレイ40による第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ とが比較され、より高い電圧である第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ が選択される(上記式(7))。

次いで、選択された第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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より高い方の値を採用することで、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} を求めるように構成されている。

[0092] 図9A、9B、9Cは、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の求め方を示した模式図であり、図9Aは、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} と、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ との比較を表した図である。図中、縦軸は電圧、横軸は時間を示している。

制御処理部30は、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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より高い方の値を採用するので、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値の内、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以上の部分については、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} に倣い、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以下の部分については、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ に倣うような波形となる。

[0093] 図9Bは、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の波形を示す図である。昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、図に示すように、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以上の部分については、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値に倣った波形とされ、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} が第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以下の部分については、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ に倣う波形とされている。

従って、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} は、図に示すように、最低電圧値が第

1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ であるので、第2 直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ よりもその電圧は常に大きくなり、第1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ を下回ることを防止できる。

つまり、第2 昇圧回路4 1 は、昇圧回路電圧目標値 V_{o*} に従った電圧の電力を出力するために常に昇圧を行う。

[0094] 例えば、第2 昇圧回路4 1 が出力する電力を、第2 直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ を基準に昇圧したとすると、第2 昇圧回路4 1 が出力する電力は、図9 C中、範囲Kにおいて、第1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも電圧値が低くなり、第1 アレイ2 からのみ電力供給されたときに、第2 アレイ4 0 からの電力供給が得られなくなる。このため、両アレイ2, 4 0 全体としての電源効率を低下させるおそれが生じる。

[0095] この点、本実施形態では、図9 Cに示したように、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} が、第1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以下となる範囲Kにおいて、第2 昇圧回路4 1 から出力される電力の電圧値が、第1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とほぼ一致するように第2 昇圧回路4 1 を制御するので、第2 昇圧回路4 1 から出力される電力の最低電圧値を、第1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とほぼ一致させることができる。

[0096] これにより、第2 昇圧回路4 1 から出力される電力の電圧値が、第1 昇圧回路1 0 が出力する電力の電圧値よりも大きく下回ることを防止できる。この結果、第2 昇圧回路4 1 を通じた第2 アレイ4 0 からの電力供給が得られなくなるような期間Kが生じるのを防止することができ、電源効率の低下を抑制することができる。

[0097] また、本実施形態では、各昇圧回路それぞれの電流目標値である昇圧回路電流目標値 $I_{in.i*}$ を求めるために、上記式(8)に示したように、インバータ回路1 1 が出力する交流電力の電力値に、各昇圧回路1 0, 4 1 の電力を合計した電力値合計に対する各昇圧回路1 0, 4 1 ごとの電力値の割合を乗算して得たので、各昇圧回路1 0, 4 1 それぞれの電流目標値を好適に得ることができる。その結果、第2 昇圧回路4 1 から出力される電力の最低

電圧値を、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とほぼ一致する。

[0098] 第1昇圧回路10を昇圧回路電流目標値 $I_{in.1}$ に基づいて制御すると、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} が第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも低い期間では昇圧を停止し、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} が、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも高い期間では昇圧が行われる。

[0099] なお、第2昇圧回路41から出力される電力の電圧値（第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ ）と、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とが、ほぼ一致する状態とは、第1昇圧回路10と、第2昇圧回路41とから電力が供給されたときに、双方から電力供給が得られる程度に電圧が一致している状態をいう。

[0100] 図10は、直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ 、及び昇圧回路電圧目標値 V_o* の経時変化をシミュレーションにより求めた結果を、各目標値とともに示したグラフである。

図10中、上段のグラフは、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} と系統電圧検出値 V_a との関係を示したグラフ、中段のグラフは、直流入力電圧値 $V_{g.1}$ 、 $V_{g.2}$ と、昇圧回路電圧目標値 V_o* との関係を示したグラフ、下段のグラフは、昇圧回路電流目標値 $I_{in.1*}$ 、 $I_{in.2*}$ を示したグラフである。

[0101] 図に示すように、昇圧回路電圧目標値 V_o* は、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以上の部分については、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の絶対値に倣った波形とされ、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} が第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以下の部分については、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ に倣う波形となっていることが確認できる。

[0102] 《4 第1昇圧回路及びインバータ回路の制御について》

第1昇圧回路制御部32（図3）は、第1昇圧回路10のスイッチング素子 Q_{b1} 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。

[0103] 第1昇圧回路制御部32及びインバータ回路制御部33は、それぞれ第1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第 1 昇圧回路電圧参照値 $V_{bc1\#}$ 、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。

第 1 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、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の波形に近似した電圧波形の交流電力を第 1 昇圧回路 10 及びインバータ回路 11 に出力させる。

[0104] 図 11 における (a) は、第 1 昇圧回路用搬送波と、第 1 昇圧回路電圧参照値 $V_{bc1\#}$ 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 における (a) では、理解容易とするために、第 1 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。

第 1 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。

[0105] 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、概ね第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ に倣うように変化している。よって、第 1 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。

[0106] なお、本実施形態では、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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。

[0107] 第 1 昇圧回路電圧参照値 $V_{bc1\#}$ の波形（以下、第 1 昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ ともいう）は、制御処理部 30 が昇圧回路電流目標値 $I_{in.1*}$ 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

が第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも大きな期間 $W1$ において、正の値となっている。第1昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ は、期間 $W1$ 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、第1昇圧回路用搬送波に対して交差している。

[0108] 第1昇圧回路制御部32は、第1昇圧回路用搬送波と第1昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ 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第1昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ が第1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_{b1} を駆動するための駆動波形を生成する。

[0109] 図11における(b)は、第1昇圧回路制御部32が生成したスイッチング素子 Q_{b1} 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における(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_{b1} のスイッチング動作を示しており、スイッチング素子 Q_{b1} 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。

[0110] 第1昇圧回路制御部32は、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の電圧値の絶対値が第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 以上となる範囲 $W1$ 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、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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_{b1} を制御する。

また、各パルス幅は、三角波である第1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。

[0111] 以上のようにして、第1昇圧回路制御部32は、第1昇圧回路用搬送波を第1昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ 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。第1昇圧回路制御部32は、生成した駆動波

形に基づいて第1昇圧回路10のスイッチング素子 Q_{b1} をPWM制御する。

[0112] 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1マイクロ秒程度のデッドタイムを設ける。

[0113] 図12における(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12における(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。

[0114] 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、第1直流入力電圧検出値 V_{g1} 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。

[0115] 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、概ね第1直流入力電圧検出値 V_{g1} 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 では第1直流入力電圧検出値 V_{g1} 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。

[0116] 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 $-V_{g.1} \sim +V_{g.1}$ 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。

[0117] 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、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Q1~4を駆動するための駆動波形を生成する。

[0118] 図12における(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Q1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12における(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 $-V_{g.1} \sim +V_{g.1}$ の範囲W2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Q1を制御する。

[0119] 図12における(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Q3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Q3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、 $-V_{g.1} \sim +V_{g.1}$ の範囲W2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Q3を制御する

。

[0120] なお、インバータ回路制御部33は、スイッチング素子Q2の駆動波形については、スイッチング素子Q1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Q4の駆動波形については、スイッチング素子Q3の駆動波形を反転させたものを生成する。

[0121] 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 $V_{in v \#}$ 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Q1～Q4をPWM制御する。

[0122] 本実施形態の第1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 $I_{in, 1}^*$ 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 $V_{in v}^*$ の絶対値が、概ね第1直流入力電圧検出値 $V_{g, 1}$ 以上となる期間W1（図11）で第1昇圧回路10にスイッチング動作を行わせる。第1昇圧回路10は、期間W1で第1直流入力電圧検出値 $V_{g, 1}$ 以上の電圧をインバータ出力電圧目標値 $V_{in v}^*$ 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 $V_{in v}^*$ の絶対値が概ね第1直流入力電圧検出値 $V_{g, 1}$ 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、第1直流入力電圧検出値 $V_{g, 1}$ 以下の範囲では、第1昇圧回路10は、第1アレイ2が出力する直流電力について昇圧を行うことなくインバータ回路11に出力する。

[0123] 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 $I_{in v}^*$ 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 $V_{in v}^*$ が概ね $-V_{g, 1} \sim +V_{g, 1}$ の範囲W2（図12）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 $V_{in v}^*$ の電圧の絶対値が第1直流入力電圧検出値 $V_{g, 1}$ 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、第 1 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 $V_{in v}^*$ に近似する交流電圧を出力する。

一方、インバータ出力電圧目標値 $V_{in v}^*$ の電圧が概ね $-V_{g.1} \sim +V_{g.1}$ 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、第 1 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、第 1 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。

[0124] つまり、本実施形態のインバータ装置 1 は、第 1 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 $V_{in v}^*$ に近似した電圧波形の交流電力を出力する。

[0125] 以上のように、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内、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも高い部分の電圧を出力する際には第 1 昇圧回路 10 を動作させ、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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、第 1 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、第 1 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電流目標値 $I_{in v}^*$ に基づいてインバータ出力電圧目標値 $V_{in v}^*$ を演算するため、交互に切り替わるよう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。

[0126] なお、制御処理部 30 の第 1 昇圧回路制御部 32 は、第 1 直流入力電圧検

出値 $V_{g.1}$ よりもわずかに低い電圧値まで第 1 昇圧回路 10 を動作させ、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりもわずかに低い電圧値以下となるときに、スイッチング動作を停止させるように制御してもよい。

この場合、第 1 昇圧回路 10 が出力する電力と、インバータ回路 11 が出力する電力とが重畳する部分を積極的に設けることで、第 1 昇圧回路 10 と、インバータ回路 11 とが切り替わる部分における電流波形を滑らかに繋げることができる。

ここで、第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりもわずかに低い電圧値とは、第 1 昇圧回路 10 が出力する電流波形とインバータ回路 11 が出力する電流波形とを滑らかに繋げ得るために設定される電圧値であって、両電流波形を滑らかに繋げるのに必要なだけ第 1 昇圧回路 10 の出力と、インバータ回路 11 の出力とが重畳するように第 1 直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ よりも低く設定された電圧値をいう。

[0127] 図 13 は、参照波、及び各スイッチング素子 Q_{b1} 、 $Q_1 \sim Q_4$ の駆動波形の一例を示した図である。

図 13 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、第 1 昇圧回路の参照波 $V_{bc1\#}$ 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。

[0128] 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、第 1 昇圧回路 10 のスイッチング素子 Q_{b1} 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、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。

[0129] 《5 第 2 昇圧回路の制御について》

第2昇圧回路制御部35（図3）は、第2昇圧回路41のスイッチング素子Qb2を制御する。

[0130] 第2昇圧回路制御部35は、第2昇圧回路用搬送波を生成し、この搬送波を制御処理部30から与えられる第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ で変調し、スイッチング素子Qb2を駆動するための駆動波形を生成する。

第2昇圧回路制御部35、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、インバータ出力電圧目標値 V_{inv*} の波形に近似した電圧波形の交流電力をインバータ回路11に出力させる。

[0131] 図14における（a）は、第2昇圧回路用搬送波と、第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ 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。

[0132] 第2昇圧回路制御部35が生成する第2昇圧回路用搬送波は三角波であり、その振幅が昇圧回路電圧目標値 V_{o*} の電圧振幅の幅と同じ値（振幅A1）に設定されている。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、第2昇圧回路制御部35によって設定される。

なお、本実施形態では、第2直流入力電圧検出値 $V_{g.2}$ が、150ボルトであるとする。

[0133] 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、概ね第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ 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第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ に倣うように変化している。よって、第2昇圧回路用搬送波の振幅も昇圧回路電圧目標値 V_{o*} に応じて変化している。

[0134] 第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ の波形（以下、第2昇圧回路用参照波 $V_{bc2\#}$ ともいう）は、制御処理部30が昇圧回路電流目標値 $I_{in.2*}$ に基づいて求める値であり、第1昇圧回路用参照波 $V_{bc1\#}$ と異なり、全

域に亘ってほぼ正の値となっている。よって、第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ は、第2昇圧回路用搬送波のほぼ全域に亘って交差している。

[0135] 第2昇圧回路制御部35は、第2昇圧回路用搬送波と第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ とを比較し、第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ が第2昇圧回路用搬送波以上となる部分でオン、第2昇圧回路用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_{b2} を駆動するための駆動波形を生成する。

[0136] 図14における(b)は、第2昇圧回路制御部35が生成したスイッチング素子 Q_{b2} 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14における(a)の横軸と一致するように示している。

第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ は、上述のように、全域に亘って第2昇圧回路用搬送波に交差している。よって、第2昇圧回路制御部35は、全域に亘ってスイッチング素子 Q_{b2} による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。

[0137] 以上のようにして、第2昇圧回路制御部35は、第2昇圧回路用搬送波を第2昇圧回路電圧参照値 $V_{bc2\#}$ 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。第2昇圧回路制御部35は、生成した駆動波形に基づいて第2昇圧回路41のスイッチング素子 Q_{b2} をPWM制御する。

[0138] 上記駆動波形に基づいた制御によって第2昇圧回路41は、第2昇圧回路電流目標値 I_{in2*} に近似した電流波形を出力する。これによって、第2昇圧回路41から出力される電力の最低電圧値が、第1直流入力電圧検出値 $V_{g.1}$ とほぼ一致するので(図9B参照)、第2昇圧回路41から出力される電力の電圧値が、第1昇圧回路10が出力する電力の電圧値よりも大きく下回ることを防止できる。この結果、第2昇圧回路41を通じた第2アレイ40からの電力供給が得られなくなる期間が生じるのを防止することができる、電源効率の低下を抑制することができる。

[0139] 第2昇圧回路41がインバータ回路11に与える電力の電圧は、第1昇圧回路10がインバータ回路11に与える電力（第1昇圧回路10が昇圧した電力、及び第1アレイ2が出力する直流電力）の電圧とほぼ一致する。よって、第2昇圧回路41がインバータ回路11に与える電力は、第1昇圧回路10がインバータ回路11に与える電力に重畳されて、インバータ回路11に与えられる。

[0140] インバータ回路11は、両昇圧回路10、41から与えられた電力によって、上述したように、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。

[0141] 《6 出力される交流電力の電流位相について》

本実施形態の両昇圧回路10、41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。

[0142] 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、両昇圧回路10、41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。

[0143] 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、一方が両昇圧回路10、41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。

[0144] 図15における（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。

[0145] 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。

[0146] 図 15 における (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 15 における (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。

[0147] 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、インバータ装置 1 が出力する交流電力の電流波形は、商用電力系統 3 の電圧位相と一致したものとなる。

[0148] この結果、商用電力系統 3 の電圧と同位相の交流電力を出力することができる。

[0149] 《7 その他》

なお、上記実施形態では、第 1 アレイ 2 及び第 2 アレイ 40 の 2 つの太陽電池アレイをインバータ回路 11 に対して並列に接続した場合を例示したが、例えば、より多数の太陽電池アレイ及び太陽電池アレイが接続される昇圧回路を接続してもよい。この場合、接続した多数の太陽電池アレイの内、出力電力の電圧値の最も高い太陽電池アレイを、上記実施形態の第 1 アレイ 2 とし、他のアレイを上記実施形態の第 2 アレイ 40 とすることができる。

この場合においても、電圧値の最も高い太陽電池アレイにおける最適動作点の電圧値を第 1 入力電圧設定値 V_{set1} とし、他の太陽電池アレイから出力される電力の最低電圧値が第 1 入力電圧設定値 V_{set1} とほぼ一致するように他の太陽電池アレイを制御する。

[0150] この場合も、多数の太陽電池アレイからの電力供給が得られなくなる期間

が生じるのを防止でき、当該インバータ装置 1 の効率低下を抑制することができる。

[0151] また、上記実施形態ではインバータ回路、第 1 昇圧回路および第 2 昇圧回路の搬送波の振幅を昇圧回路電圧目標値 V_o^* としたが、コンデンサ 19 の両端電圧を検出するための電圧センサを設置して昇圧回路電圧検出値 V_o を得、これを用いて制御を行うこともできる。

この場合、搬送波の振幅として昇圧回路電圧検出値 V_o を用いることができる。これによって、系統電圧または直流電源の出力電圧が変動したときにも、より歪みの少ない交流電流を出力することができる。

[0152] 《8 全体構成のバリエーションを考慮した制御について》

《8. 1 単一の直流電源》

上記インバータ装置 1 は、複数の太陽電池アレイ 2, 40 の出力に基づいて商用電力系統 3 への系統連系を行う装置として説明したが、太陽電池アレイは、単一系統のみであってもよい。上述の各式は、「 i 」を省略して考えることにより、単一系統の太陽電池アレイの出力に基づいて商用電力系統 3 への系統連系を行うインバータ装置 1 の制御における各式となる。

[0153] 式 (1) に関しては、

$$\langle P_{in} \rangle = \langle I_{in} \times V_g \rangle \quad \dots (1s)$$

となる。 P_{in} は入力電力、 I_{in} は昇圧回路電流検出値、 V_g は直流入力電圧検出値である。

式 (2) は、

$$\langle I_a^* \rangle = \langle I_g^* \times V_g \rangle / \langle V_a \rangle \quad \dots (2s)$$

となる。 I_a^* は出力電流目標値、 I_g^* は直流入力電流目標値である。

[0154] 式 (3) ~ (6) については変わらず、同一式を (3s) ~ (6s) として再掲すると以下の通りである。

$$\begin{aligned} \text{出力電流目標値 } I_a^* &= (2^{1/2}) \times \langle I_a^* \rangle \times \sin \omega t \\ &\dots (3s) \end{aligned}$$

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

・・・ (4 s)

インバータ出力電圧目標値 $V_{inv*} = V_a + s L_a I_{inv*}$

・・・ (5 s)

昇圧回路電圧目標値 $V_o* = \text{Max} (V_g, V_{inv*} \text{の絶対値})$

・・・ (6 s)

また、 V_g の値は1つであるから、式 (7) の考慮は不要となる。

[0155] 式 (8) に関しては、

昇圧回路電流目標値 $I_{in*} =$

$((I_{inv*} \times V_{inv*}) + (s C_o V_o*) \times V_o*) / V_g$

・・・ (8 s)

となる。また、式 (9) に関しては、

昇圧回路電流目標値 $I_{in*} = (I_{inv*} \times V_{inv*}) / V_g$

・・・ (9 s)

となる。

[0156] 上記の式 (1 s) ~ (9 s) で表される制御を行うインバータ装置では、昇圧回路とインバータ回路とが、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 (最小スイッチング制御)。また、インバータ回路は、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、昇圧回路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、半導体素子や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、インバータ装置全体としての損失を低減することができる。

[0157] なお、上記最小スイッチング制御となるために、理想的にはインバータ回路と昇圧回路とで、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。

また、後述するように、意図的に、同じ時期にスイッチングを行う場合も

ある。

[0158] 《8.2 逆方向への変換》

以上の説明では、直流電源としての太陽電池アレイ（2，40）から商用電力系統3への「上り方向」の電力変換に関して述べたが、太陽電池アレイに代えて蓄電池を用いることもできる。その場合には、（a）蓄電池から需要家内の交流負荷に給電すること、及び、（b）交流系統の電力により蓄電池を充電すること、のいずれも可能となる。（a）は、系統連系と同じ制御となる。但し、電力の逆潮流（売電）は行わない。（b）は、制御の符号を変えることで、同様の制御により、効率よく行うことができる。蓄電池を充電する場合は、図2におけるインバータ回路11は交流リアクトル22と協働して昇圧回路となり、昇圧回路（例えば10）は逆に、降圧回路となる。但し、降圧を行うにはダイオード16に代えてスイッチング素子を使用することが必要となる。スイッチング素子は、制御部12によって制御される。

[0159] すなわち、上り方向を想定したインバータ装置（昇圧回路、インバータ回路）について、蓄電池を充電する下り方向をも考慮すると、各部の名称は以下のように置き換えて考えることができる。

インバータ装置（1） → 電力変換装置（1）

昇圧回路（10，41） → DC／DCコンバータ（10，41）

インバータ回路（11） → DC／ACコンバータ（11）

[0160] 下り方向（蓄電池の充電）における電力変換装置1の制御についての諸量は、以下になる。

I_{a*} ：商用電力系統3からの入力電流目標値

I_{in} ：DC／DCコンバータの電流検出値

I_{in*} ：DC／DCコンバータの電流目標値

I_{inv*} ：DC／ACコンバータへの交流入力電流目標値

I_{g*} ：蓄電池への直流入力電流目標値

V_a ：系統電圧検出値

V_g ：蓄電池電圧値

V_{inv*} : DC/ACコンバータへの交流入力電圧目標値

V_o^* : DC/DCコンバータへの入力電圧目標値

P_{in} : 蓄電池への入力電力

[0161] 従って、前述の式(1s)～(6s)、(8s)と対応した以下の関係が適用できる。

式(1s)と対応する、蓄電池への入力電力 P_{in} の平均値 $\langle P_{in} \rangle$ は、

$$\langle P_{in} \rangle = \langle I_{in} \times V_g \rangle \quad \dots (1r)$$

である。

式(2s)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 $\langle I_a^* \rangle$ は、

$$\langle I_a^* \rangle = \langle I_g^* \times V_g \rangle / \langle V_a \rangle \quad \dots (2r)$$

である。

式(3s)に対応する入力電流目標値 I_a^* は、

$$I_a^* = (2^{1/2}) \times \langle I_a^* \rangle \times \sin \omega t \quad \dots (3r)$$

である。

[0162] 式(4s)に対応する交流入力電流目標値 I_{inv*} は、

$$I_{inv*} = I_a^* - s C_a V_a \quad \dots (4r)$$

である。

式(5s)に対応する交流入力電圧目標値 V_{inv*} は、

$$V_{inv*} = V_a - Z_a I_{inv*} \quad \dots (5r)$$

である。

式(6s)に対応するDC/DCコンバータ10の電圧目標値 V_o^* は、

$$V_o^* = \text{Max} (V_g, V_{inv*} \text{の絶対値}) \quad \dots (6r)$$

である。

[0163] また、式(8s)に対応する電流目標値 I_{in}^* は、

$$I_{in}^* =$$

$$\{ (I_{inv*} \times V_{inv*}) - (s C_o V_o^*) \times V_o^* \} / V_g$$

・・・ (8 r)

である。

さらに、式 (9 s) に対応する電流目標値 I_{in}^* は、

$$I_{in}^* = (I_{inv}^* \times V_{inv}^*) / V_g \quad \dots (9 r)$$

である。

[0164] 《8. 3 太陽電池アレイと蓄電池との併用》

図 1 6 は、2 種類の直流電源 2, 4 0 と、交流系統 3 A との間に、電力変換装置 1 が設けられたシステムの一例を示すブロック図である。図において、直流電源 2 は、太陽電池アレイである。直流電源 4 0 は、充電可能な蓄電池である。電力変換装置 1 の内部構成は図 2 のインバータ装置 1 と概ね同様であるが、一部異なる。交流系統 3 A は、需要家内の分電盤 3 D を介して商用電力系統 3 に接続されている。分電盤 3 D には、需要家内で使用する負荷 (家電等) 3 L が接続されている。

[0165] 直流電源 (太陽電池アレイ) 2 の出力は電力変換装置 1 を経て、交流系統 3 A へ系統連係し、電力供給するとともに、負荷 3 L で使用しきれない余剰電力は売電することができる。また、直流電源 (蓄電池) 4 0 には、交流系統 3 A からの電力を電力変換装置 1 で変換して充電を行うことができる。直流電源 (太陽電池アレイ) 2 の出力により、直流電源 (蓄電池) 4 0 を充電することもできる。直流電源 (蓄電池) 4 0 は、蓄積した電力を、負荷 3 L に供給することができる。

[0166] 図 1 7 は、図 1 6 における電力変換装置 1 の回路図の一例である。図 2 との違いは、昇圧のみならず降圧も可能な DC/DC コンバータ 4 1 において、ダイオード 4 3 (図 2) に代えてスイッチング素子 Q_{b3} を設けている点と、交流側を交流系統 3 A として包括的に表している点とである。スイッチング素子 Q_{b3} は、制御部 1 2 により、チョッパ制御される。その他の構成は図 2 と同一であるので、ここでは説明を省略する。

[0167] 《9 V_o^* の決定基準の拡張について》

次に、DC/DC コンバータ 1 0 の電圧目標値 V_o^* の決定基準の拡張に

ついて説明する。

[0168] 《9. 1 考察》

前述の最小スイッチング制御を有効に働かせるには、交流系統の交流電圧の絶対値のピーク値よりも、DCバス20に出力される電圧目標値 V_{o*} の方が低い状態とされる。ここで、 V_{o*} は、式(6)又は(6s)によれば、直流入力電圧検出値 V_g と、DC/ACコンバータ11の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値との、いずれか大きい方となる。電圧目標値 V_{inv*} の絶対値が比較的小さい範囲では、直流入力電圧検出値 V_g が電圧目標値 V_{o*} となる。

[0169] ここで、交流電圧を、定格202Vとすると、実際に生じ得る電圧は通常、電気事業法に規定するAC182～222Vの範囲内になる。これに対して、太陽電池アレイから取り出す直流電圧は、例えば定格250Vであるが、太陽光発電の状態によって大きく変動し、低い方では例えばDC50Vまで下がる。蓄電池の場合も、種類・メーカーによって広範囲な値となる。この直流電圧の低さが、最小スイッチング制御に与える影響について考察する。

[0170] 図18は、交流電圧の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_{o*} との関係を示す波形図の一例である。

条件として、直流電源の数 n は2、直流入力電圧検出値 V_g すなわち $Max(V_{g,i})$ の値は200V、 V_{inv*} の実効値は202V、周波数は60Hz(周期約0.0167秒)である。平滑用のコンデンサ19のキャパシタンス C_o は100 μ Fとする。

[0171] 図19は、電圧目標値 V_{o*} (実線)、コンデンサ19に流れる無効電流 I_{co} (破線)及び無効電力($I_{co} \times V_{o*}$)(一点鎖線)を表す波形図である。無効電力($I_{co} \times V_{o*}$)は、2つあるDC/DCコンバータでシェアすることができ、均等に負担するとすれば、電圧が高い方の直流入力を変換するDC/DCコンバータにおいては、 $I_{co} \times V_{o*} / n / V_{g,i}$ の電流負担が必要となる。これは、前述の式(8b)における、右辺の一部

の、 $(I_{co} \times V_o^*) \times I_{g.i}^* / \sum \langle I_{g.i}^* \times V_{g.i} \rangle$ において、 $I_{g.i}$ 均等とした場合の値である。

図20は、この無効電流 $(I_{co} \times V_o^* / n / V_{g.i})$ を示す波形図である。

[0172] 図21は、交流電圧の電圧目標値 V_{inv}^* の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_o^* との関係を示す波形図の他の例である。

条件として、直流電源の数 n は2、直流入力電圧検出値 V_g すなわち $\text{Max}(V_{g.i})$ の値は50V、 V_{inv}^* の実効値は202V、周波数は60Hz（周期約0.0167秒）である。平滑用のコンデンサ19のキャパシタンス C_o は100 μ Fとする。

[0173] 図22は、電圧目標値 V_o^* （実線）、コンデンサ19に流れる無効電流 I_{co} （破線）及び無効電力 $(I_{co} \times V_o^*)$ （一点鎖線）を表す波形図である。無効電力 $(I_{co} \times V_o^*)$ は、2つあるDC/DCコンバータでシェアすることができ、均等に負担するとすれば、電圧が高い方の直流入力を変換するDC/DCコンバータにおいては、 $I_{co} \times V_o^* / n / V_{g.i}$ の電流負担が必要となる。

図23は、この無効電流 $(I_{co} \times V_o^* / n / V_{g.i})$ を示す波形図である。

[0174] 図23を、図20と比較すれば明らかなように、図23の場合、電流負担が大きく、無効電流が期間内の大部分を占めて支配的になる。こうなると、本来精度よく行いたい有効電流の制御が難しくなる。

[0175] 《9.2 対策》

そこで、前述の式(6)、(6s)、(6r)を、以下のように変更する。

すなわち、DC/DCコンバータの電圧目標値 V_o^* は、

$$V_o^* = \text{Max}(V_g, V_{inv}^* \text{の絶対値}, V_{o_limit}) \quad \dots (6x)$$

とする。 V_g は、 $\text{Max}(V_{g.i})$ である。 V_{o_limit} は、電圧目標

値の下限值（一定値）として予め適切な値を与える。

[0176] ここで、例えば、 V_{o_limit} の値を200 [V]とする。

V_{o_limit} の値の決め方としては、例えば、無効電力の発生期間が、交流1/2サイクルのさらに半分の、1/4サイクル（ $\pi/2$ [rad]）以下になることが好ましいと考えられる。この場合、無効電力が0となる期間を交流（1/2）サイクルの半分以上確保できるので、無効電力の抑制効果が出やすい。

[0177] すなわち、電圧202 Vの場合、正弦波のピークの角度から $\pm (\pi/4)$ の範囲で無効電力が発生するような閾値となる電圧は、

$$(2^{1/2}) \times 202 \times \sin(\pi/4) = 202$$

であるから、202 V近傍の値として、200 Vが1つの好適な値であると解される。

[0178] 図24は、交流電圧の電圧目標値 V_{inv*} の絶対値と、直流入力電圧検出値 V_g と、電圧目標値 V_o* との関係を示す波形図の一例である。電圧目標値 V_o* は、上記の式（6x）に基づいて決定される。従って、 V_{inv*} の絶対値が V_{o_limit} 以下になる期間は、 V_o* は、 V_g の値ではなく、電圧下限値の V_{o_limit} の値をとる。

[0179] 図25Aは、図24の電圧目標値 V_o* を採用した場合の、電圧目標値 V_o* （実線）、コンデンサ19に流れる無効電流 I_{co} （破線）及び無効電力（ $I_{co} \times V_o*$ ）（一点鎖線）を表す波形図である。

図25Bは、電流（ $I_{co} \times V_o* / n / V_{g,i}$ ）を示す波形図である。図25Bの波形図において、ピーク値は比較的高く、図23と差が無い。これは、無効電流の式（ $I_{co} \times V_o* / n / V_{g,i}$ ）における分母の $V_{g,i}$ が、図23の場合と図25Bの場合とで同じ50 Vだからである。

[0180] 一方、図25Bを図23と比較すると明らかに、電流が0になる期間が増大している。すなわち、無効電流が流れる期間が短くなる。これにより、DCバス20に接続されたコンデンサ19の両端の電圧変化による無効電力を、抑制することができる。その結果、本来行いたい有効電流の制御を、より

精度良く行うことができる。

[0181] 図26A, 26Bは、比較のために、 V_{o*} に下限値を与えない場合の、DC/DCコンバータによるMPPT制御の特性を表す図である。図中の「A」は電圧－電流の関係を表し、「B」は電力を表している。図26Aは、入力される電圧がDC65Vの場合であり、黒丸で示す電力点は、電力のピークに位置しているので、MPPT制御ができています。これに対して、図26Bは、入力される直流電圧がDC60Vの場合であり、黒丸で示す電力点は、電力のピークに位置していないので、MPPT制御ができていない。つまり、電圧目標値 V_{o*} に下限値を与えない場合には、電圧がDC60Vまで低下すると、MPPT制御ができない、という一例を示している。シミュレーションでは、MPPT効率（取り出した直流電力／発電可能な電力）が90%を下回った。

[0182] これに対して、図27A, 27Bは、 V_{o*} に電圧下限値 V_{o_limit} を与える場合の、DC/DCコンバータ10によるMPPT制御の特性を表す図である。図中の「A」は電圧－電流の関係を表し、「B」は電力を表している。図27Aは、入力される電圧がDC60Vの場合であり、黒丸で示す電力点は、電力のピークに位置しているので、MPPT制御ができています。さらに、図27Bは、入力される電圧がDC50Vの場合であり、黒丸で示す電力点は、電力のピークに位置しているので、MPPT制御ができています。つまり、電圧目標値 V_{o*} に下限値を与えた場合には、DC60Vまで低下してもMPPT制御ができており、さらに、DC50Vまで低下してもMPPT制御ができています。MPPT効率は、98%以上に達する。

[0183] なお、MPPT制御の他、蓄電池の場合は、直流電圧が例えば50V程度まで下がったとしても、充放電制御の精度が向上する。

以上のように、 V_{o*} に下限値を持たせた場合には、入力される直流電圧が50V程度まで下がったときでも、DCバスに接続されたコンデンサの両端の電圧変化による無効電力を抑制することができる。その結果、MPPT制御等の、本来行いたい有効電流の制御を、より精度良く行うことができる。

。

[0184] 《まとめ》

上記の電力変換装置（インバータ装置）では、直流電源の直流電圧値（ V_g ）が直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）より大きいときは、直流電源の直流電圧値（ V_g ）及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値（ V_{inv*} ）の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値（ V_o* ）となる。この場合、DC/DCコンバータ及びDC/ACコンバータは共に、交流のサイクル内でスイッチングに休止期間が生じる。

[0185] 一方、直流電源の直流電圧値（ V_g ）が直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）より小さいときは、直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）及びDC/ACコンバータの交流側の電圧目標値（ V_{inv*} ）の絶対値のいずれか大きい方が、その時点での、DC/DCコンバータの電圧目標値（ V_o* ）となる。従って、DC/DCコンバータの電圧目標値（ V_o* ）は、直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）と、DC/ACコンバータの交流側の電圧目標値（ V_{inv*} ）の絶対値との、大きい方をとった波形となる。このことは、交流電圧のピーク値に対して直流電圧が低すぎる場合には、DC/DCコンバータを休止させず、昇圧動作させて直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）まで上げることを意味する。これにより、DCバスに接続されたコンデンサの両端の電圧変化による無効電力を抑制することができる。その結果、本来行いたい有効電流の制御を、より精度良く行うことができる。従って、基本的にスイッチング動作の休止期間を有する制御を行う電力変換装置において、交流電圧の実効値に比べてかなり低い直流電圧が入力される場合にも制御の精度低下を抑制することができる。

[0186] また、直流電源及びDC/DCコンバータが複数組設けられている場合には、直流電源の直流電圧値が複数存在する。そこで、複数存在する直流電圧値のうちの最大値が、直流電圧下限値（ V_{o_limit} ）と比較されるようにする。

この場合、無効電力を複数のDC/DCコンバータでシェアすることで、1個あたりのDC/DCコンバータの無効電力を低下させることができる。

[0187] また、直流電圧下限値 (V_{o_limit}) は、図25に示したように、無効電力が発生する期間を短縮して、無効電力が0となる期間を増大させるように選択される。

この場合、前述のように、無効電力のピーク値を抑制できなくとも、0期間によって、無効電力を抑制できるので、有効電力の制御が、より容易になる。

[0188] 《補記》

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。本発明の範囲は請求の範囲によって示され、請求の範囲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

- [0189]
- 1 インバータ装置、電力変換装置
 - 2 第1太陽電池アレイ、第1アレイ
 - 3 商用電力系統
 - 3A 交流系統
 - 10 第1昇圧回路、DC/DCコンバータ
 - 11 インバータ回路、DC/ACコンバータ
 - 12 制御部
 - 15 直流リアクトル
 - 16 ダイオード
 - 17 電圧センサ
 - 18 電流センサ
 - 19 コンデンサ
 - 20 DCバス
 - 21 フィルタ回路

- 2 2 交流リアクトル
- 2 3 コンデンサ
- 2 4 電流センサ
- 2 5 電圧センサ
- 2 6 コンデンサ
- 3 0 制御処理部
- 3 2 第 1 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
- 3 5 第 2 昇圧回路制御部
- 4 0 第 2 太陽電池アレイ／第 2 アレイ
- 4 1 第 2 昇圧回路、DC／DCコンバータ
- 4 2 直流リアクトル
- 4 3 ダイオード
- 4 4 電圧センサ
- 4 5 電流センサ
- 4 6 コンデンサ
- 5 1 第 1 演算部
- 5 2 第 1 加算器
- 5 3 補償器
- 5 4 第 2 加算器
- 6 1 第 2 演算部
- 6 2 第 3 加算器
- 6 3 補償器
- 6 4 第 4 加算器
- 7 2 第 5 加算器
- 7 3 補償器
- 7 4 第 6 加算器

Q b 1, Q b 2, Q b 3 スイッチング素子

Q 1 ~ Q 4 スイッチング素子

請求の範囲

- [請求項1] 交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、直流／交流の電力変換を行う電力変換装置であって、
- 前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、
- 前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC／DCコンバータと、
- 前記DCバスに接続されたコンデンサと、
- 前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC／ACコンバータと、
- 前記DC／DCコンバータ及び前記DC／ACコンバータを制御する制御部とを備え、
- 前記制御部は、
- 直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコンバータ回路を制御し、かつ、
- 前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC／DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC／DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC／DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、
- 前記制御部は、前記DC／DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC／ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、電力変換装置。
- [請求項2] 前記直流電源及び前記DC／DCコンバータは複数組設けられており、前記直流電源の直流電圧値は複数存在し、複数存在する直流電圧

値のうちの最大値が、前記直流電圧下限値と比較される対象となる請求項 1 に記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記直流電圧下限値は、無効電力が発生する期間を短縮して、無効電力が 0 となる期間を増大させるように選択される請求項 1 又は請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記直流電圧下限値は、無効電力が発生する期間が交流（1 / 2）サイクルの半分以下になるように選択される請求項 3 に記載の電力変換装置。

[請求項5] 交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、前記直流電源と DC バスとの間に設けられた DC / DC コンバータと、前記 DC バスに接続されたコンデンサと、前記 DC バスと、前記フィルタ回路との間に設けられた DC / AC コンバータとを有し、直流 / 交流の電力変換を行う電力変換装置、によって実行される制御方法であって、

基本的制御方法として、

直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記 DC / AC コンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記 DC / AC コンバータ回路を制御し、

前記 DC / AC コンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記 DC / DC コンバータの電圧目標値に基づいて、前記 DC / DC コンバータの電流目標値を求めて前記 DC / DC コンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

拡張的制御方法として、

前記制御部は、前記 DC / DC コンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記 DC / AC コンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値であ

る直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択する、制御方法。

[請求項6]

交流系統と、当該交流系統における交流電圧の絶対値のピーク値より低い電圧を出力する直流電源との間に設けられ、直流／交流の電力変換を行う電力変換装置であって、

前記交流系統に接続されたフィルタ回路と、

前記直流電源とDCバスとの間に設けられたDC／DCコンバータと、

前記DCバスに接続されたコンデンサと、

前記DCバスと、前記フィルタ回路との間に設けられたDC／ACコンバータと、

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

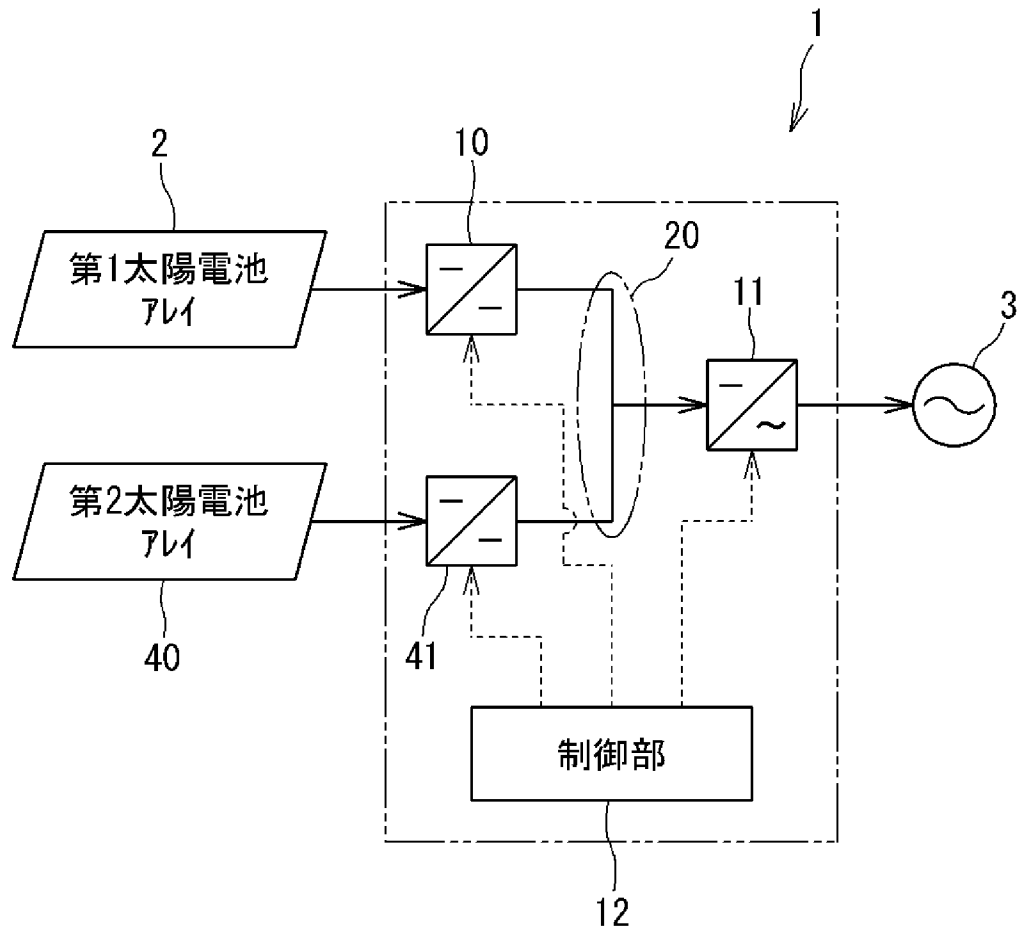
前記制御部は、

直流電力の入力電力値及び前記交流系統の電圧値に基づいて出力電流目標値を求め、当該出力電流目標値に基づいて前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値を求めて前記DC／ACコンバータ回路を制御し、かつ、

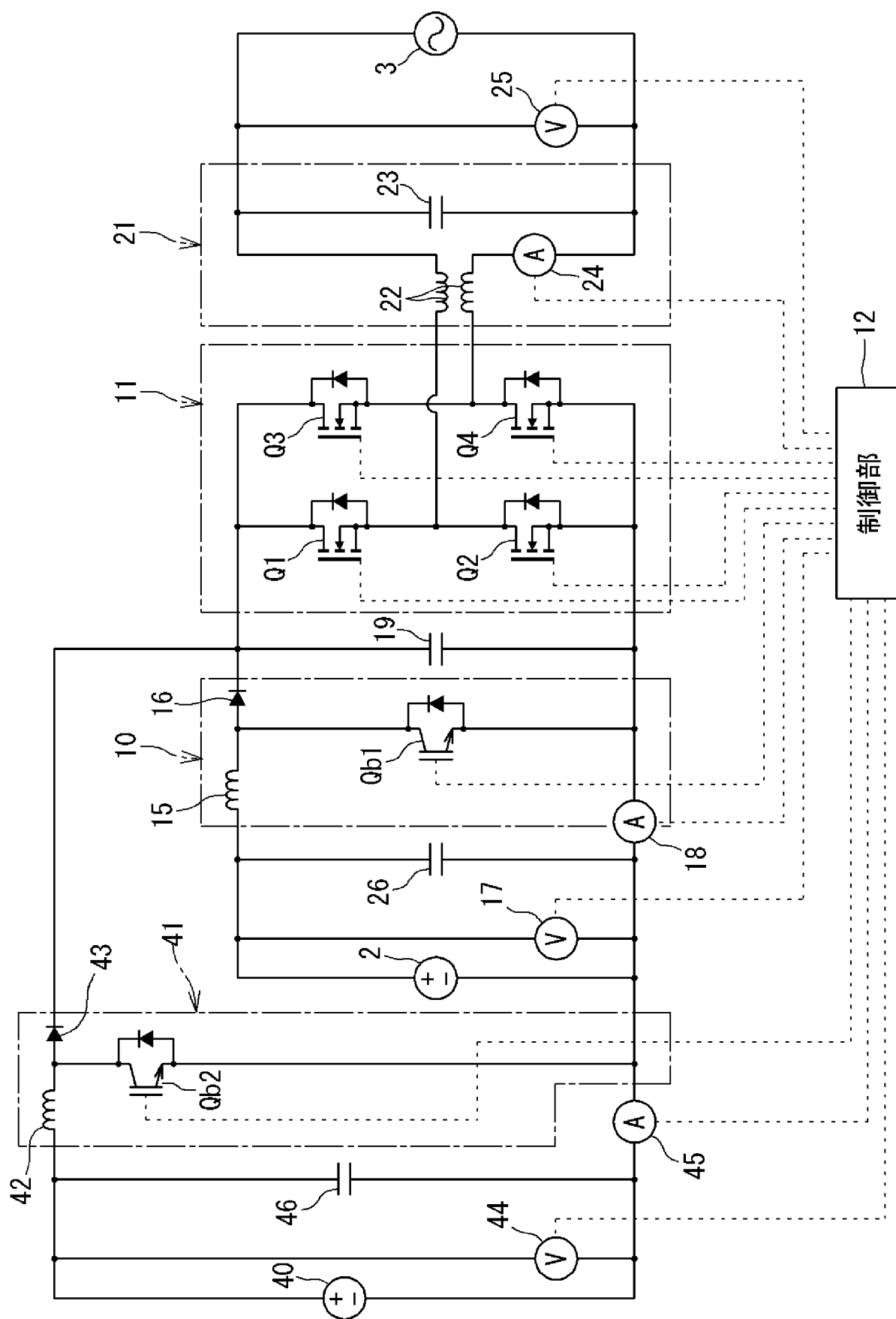
前記DC／ACコンバータの電流目標値及び電圧目標値、並びに、前記DC／DCコンバータの電圧目標値に基づいて、前記DC／DCコンバータの電流目標値を求めて前記DC／DCコンバータを制御することにより、交流電力の出力を制御し、

前記制御部は、前記DC／DCコンバータの電圧目標値として、前記直流電源の直流電圧値、前記DC／ACコンバータの交流側の電圧目標値の絶対値、及び、当該絶対値のピーク値より小さい所定値である直流電圧下限値のうち、その時点で最も大きい値を選択し、かつ、前記絶対値の脈流波形の一部が現れる期間を脈流1サイクルにおける半分以下にする、電力変換装置。

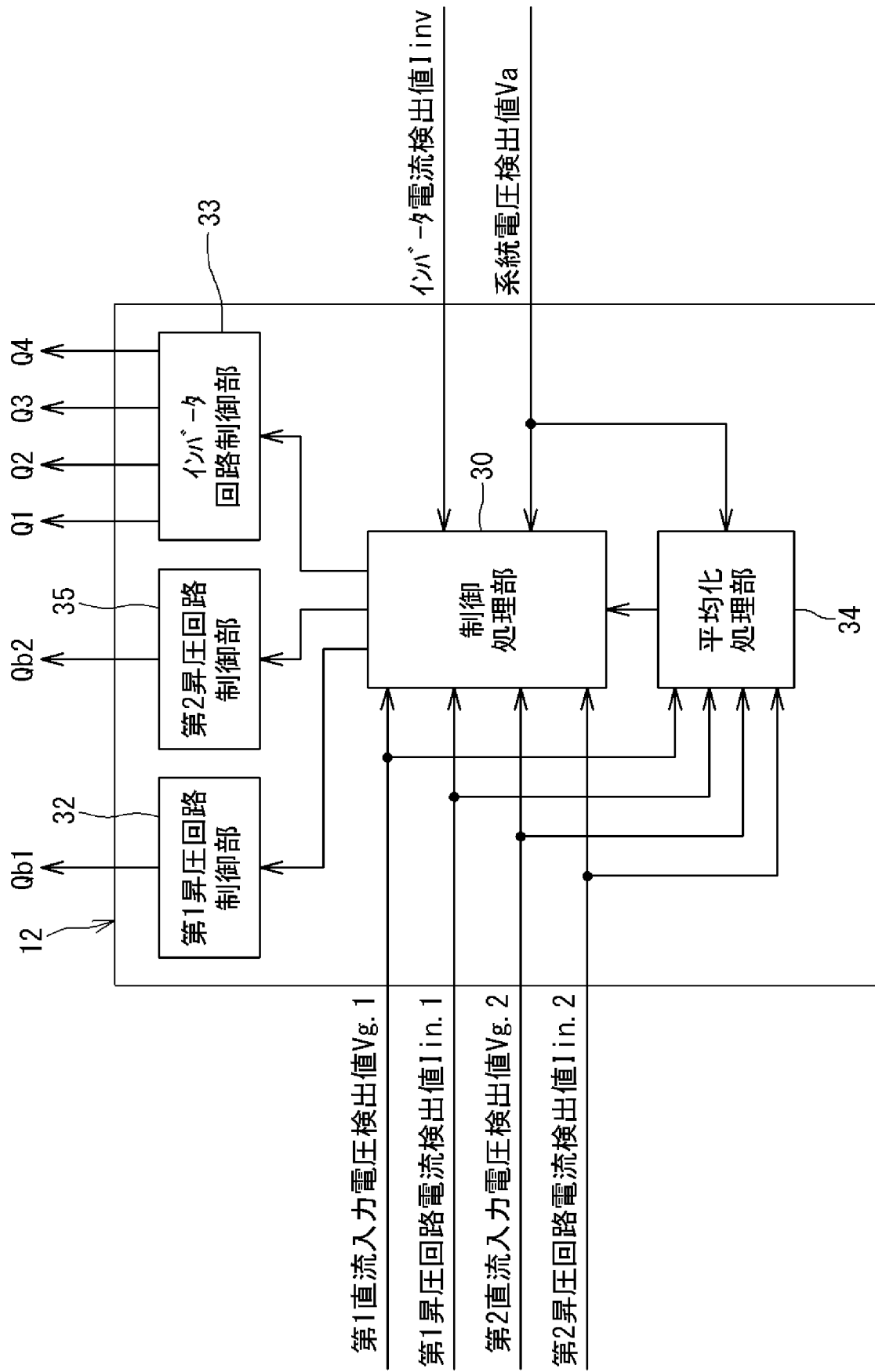
[図1]



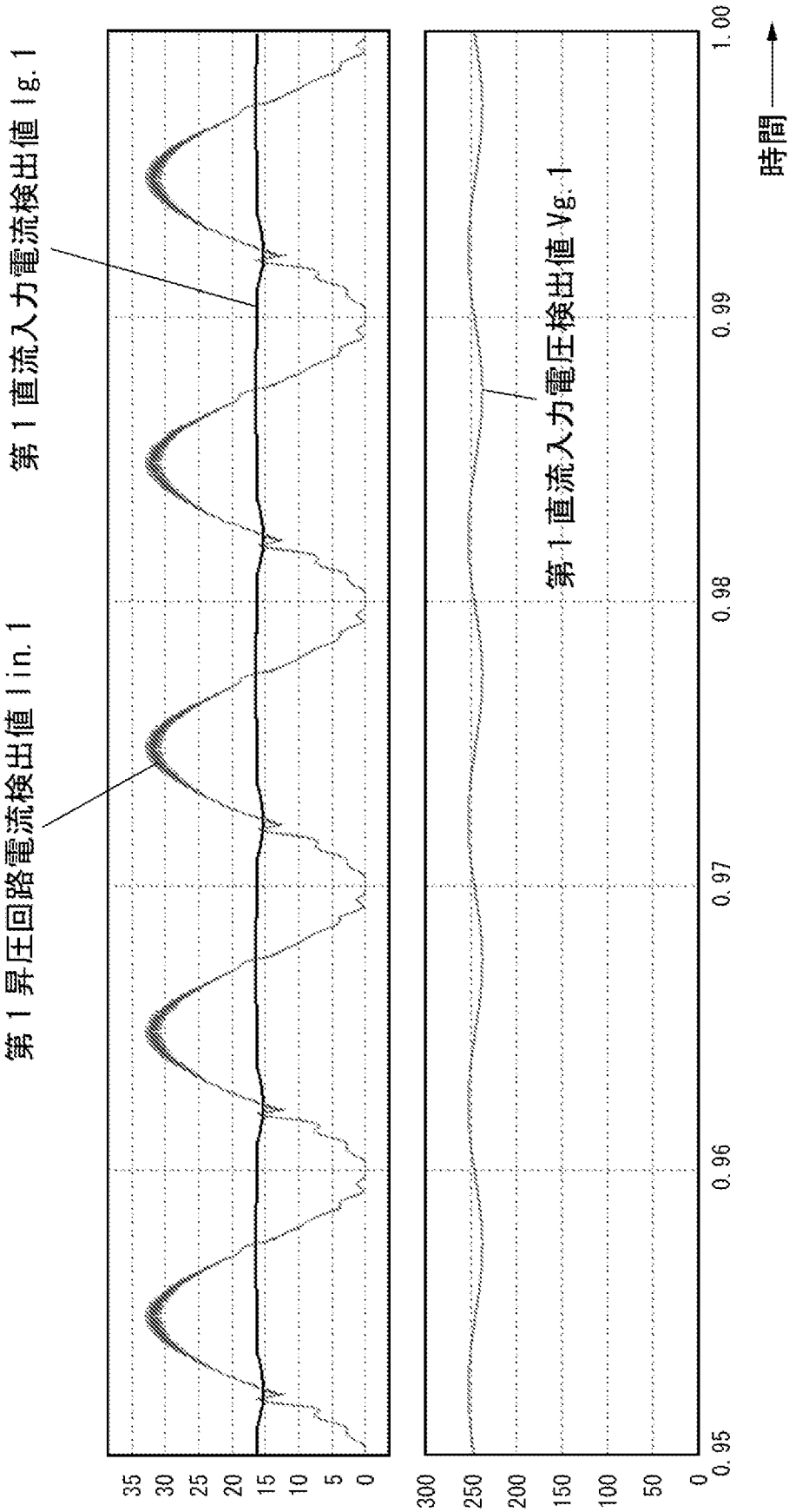
[図2]



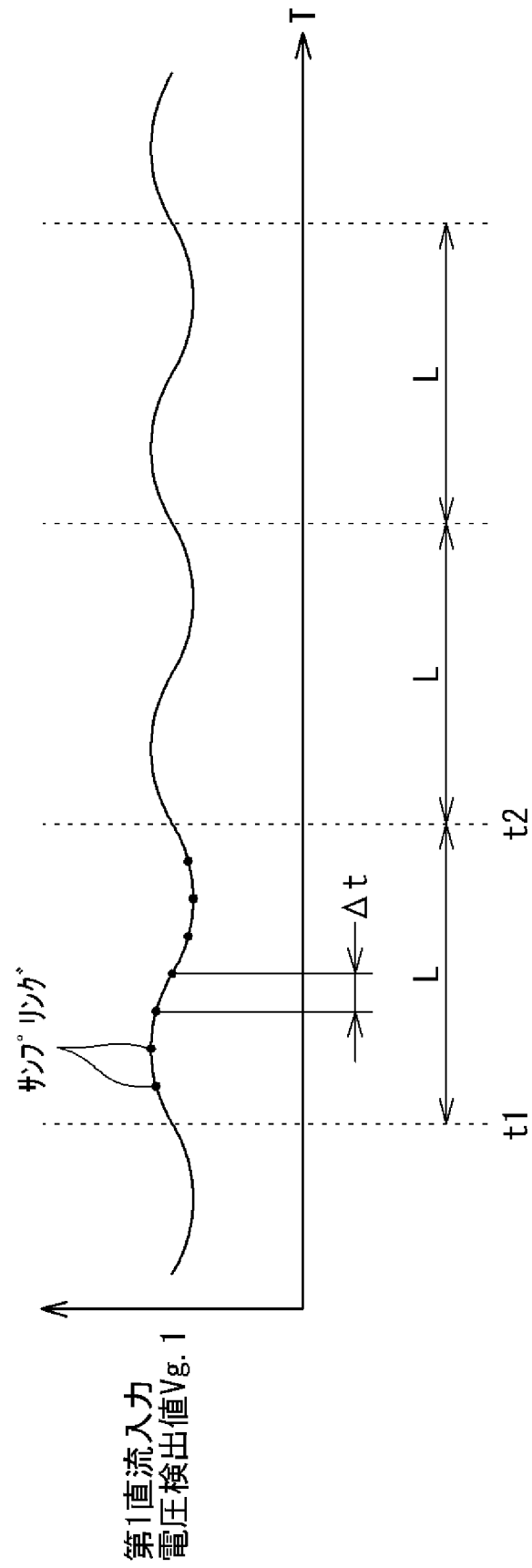
[図3]



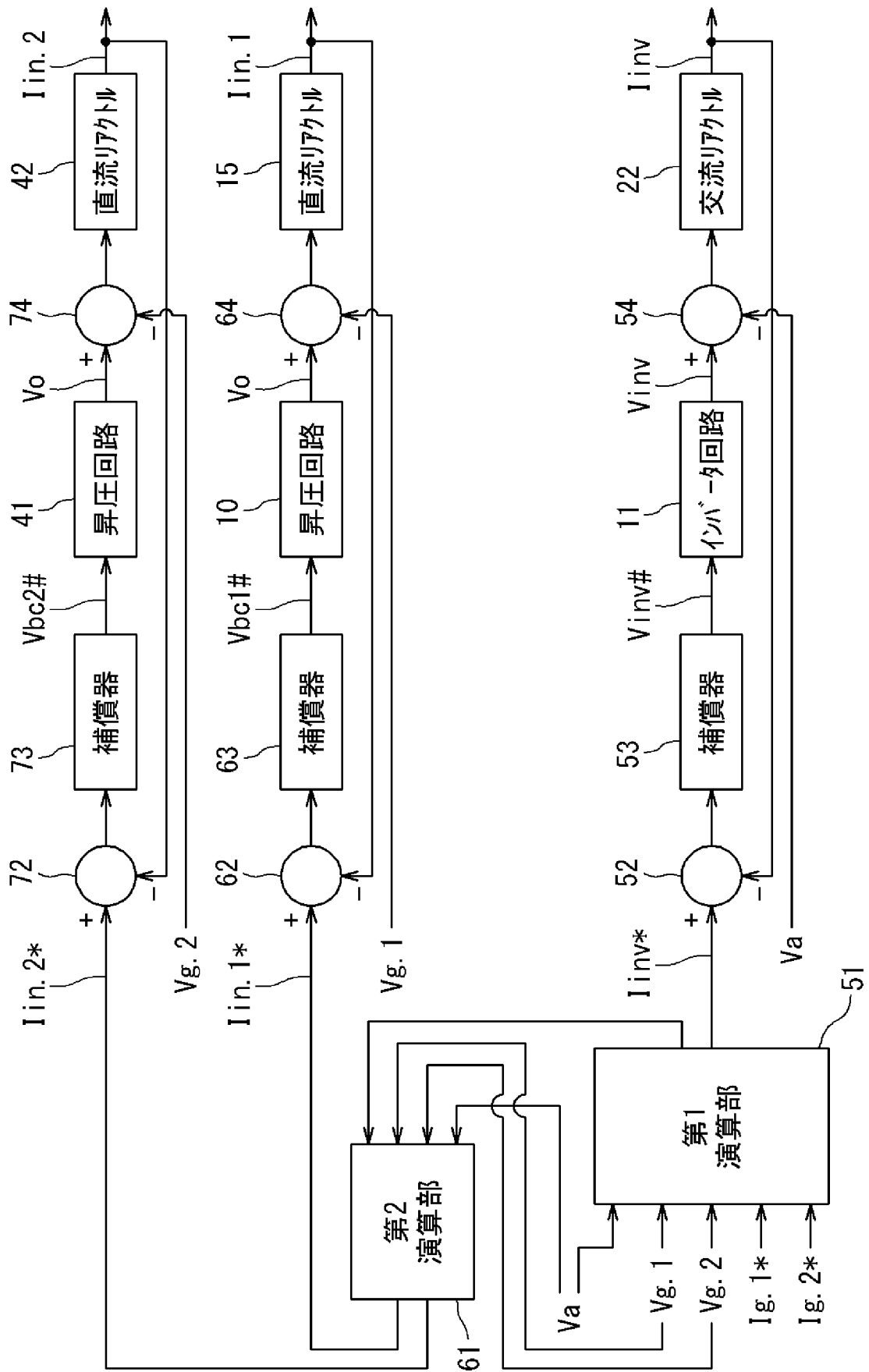
[図4]



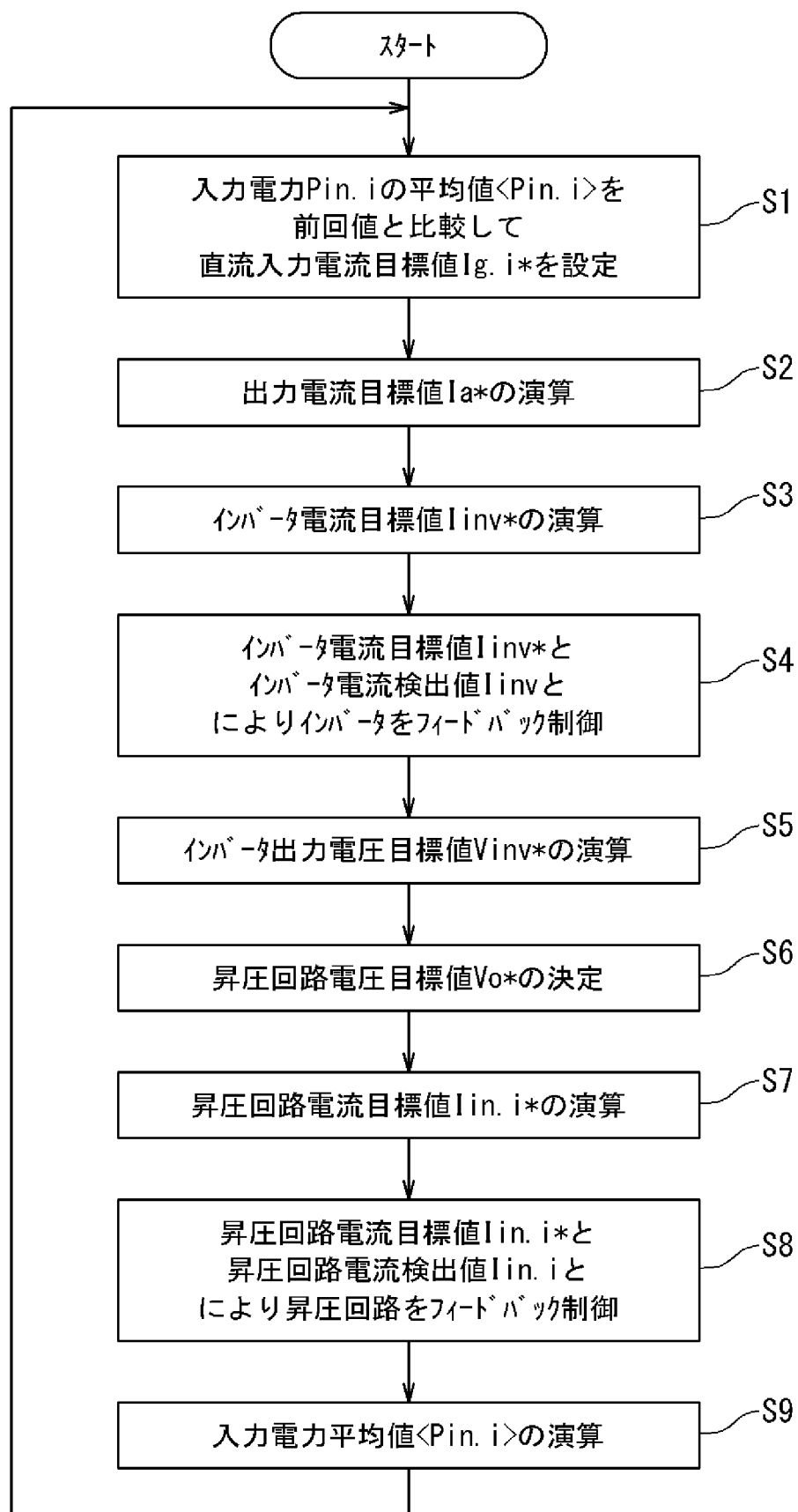
[図5]



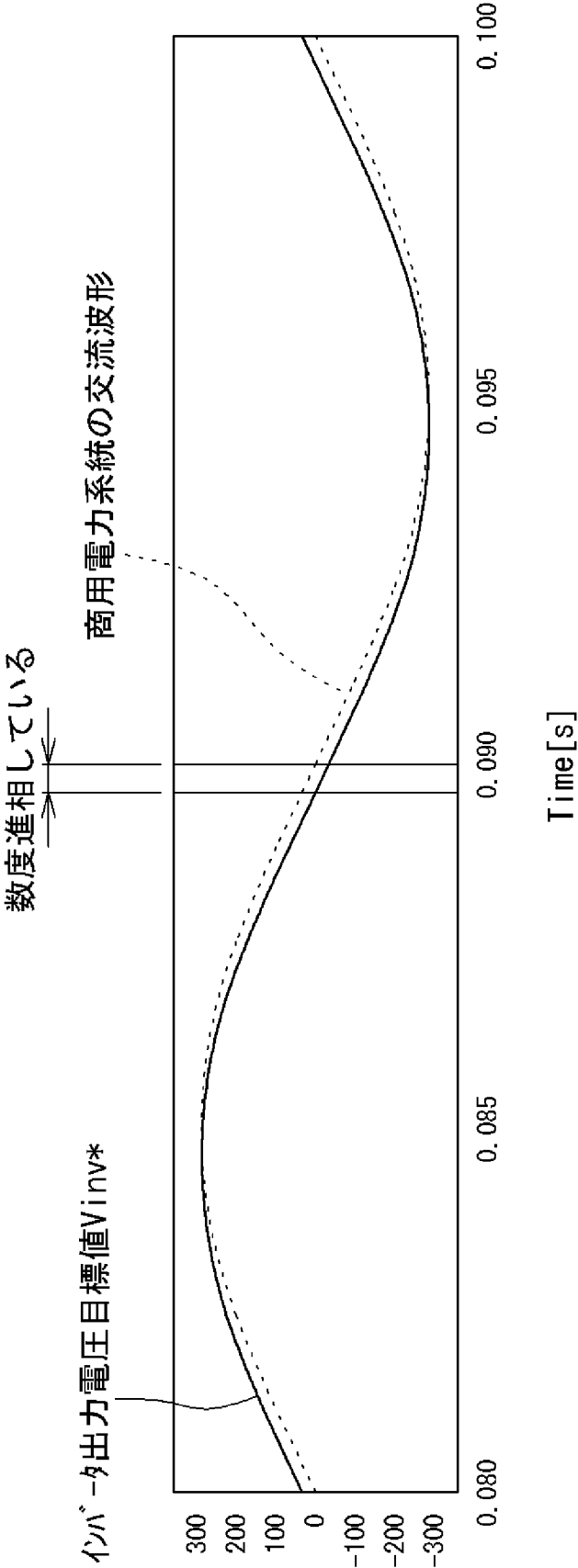
[図6]



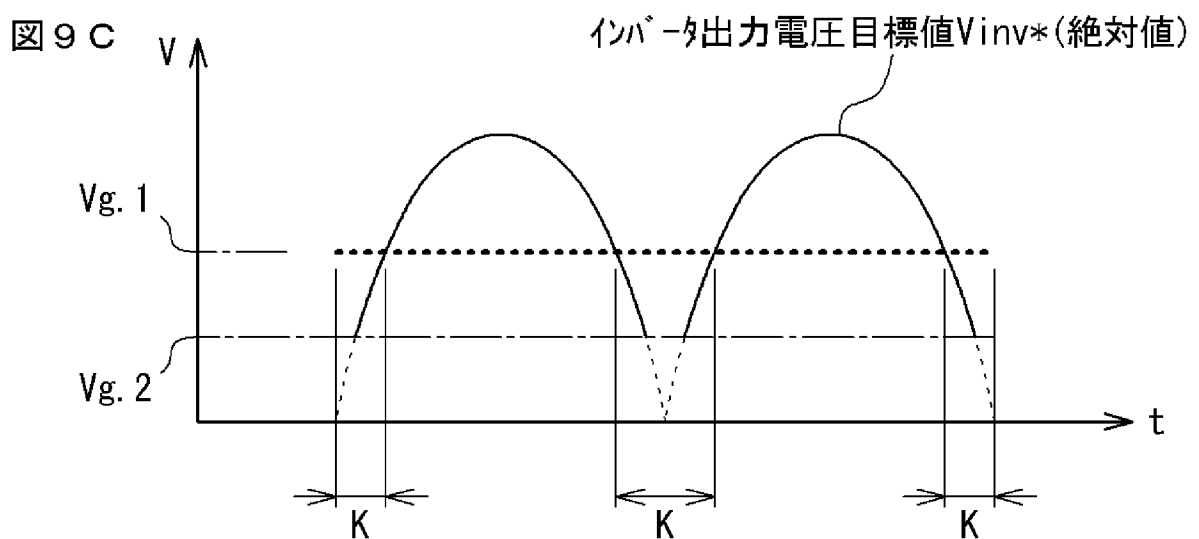
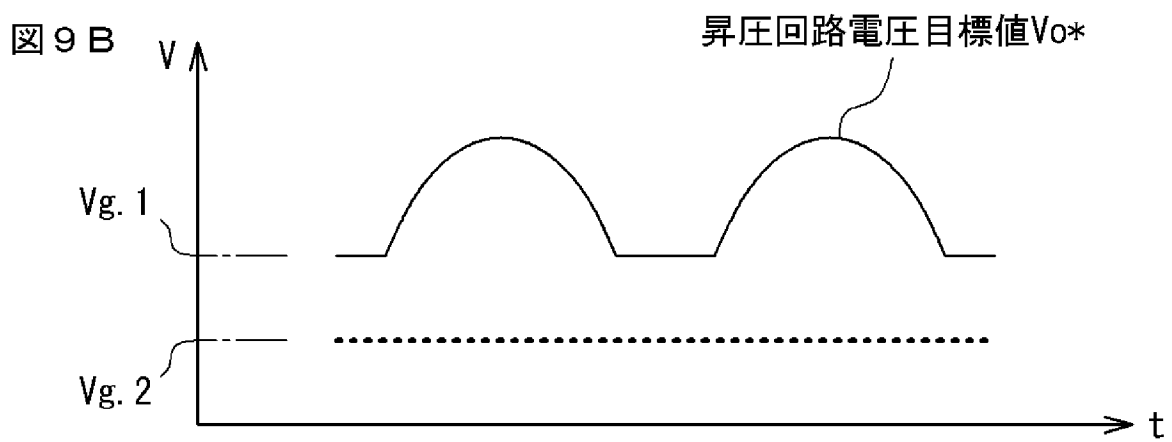
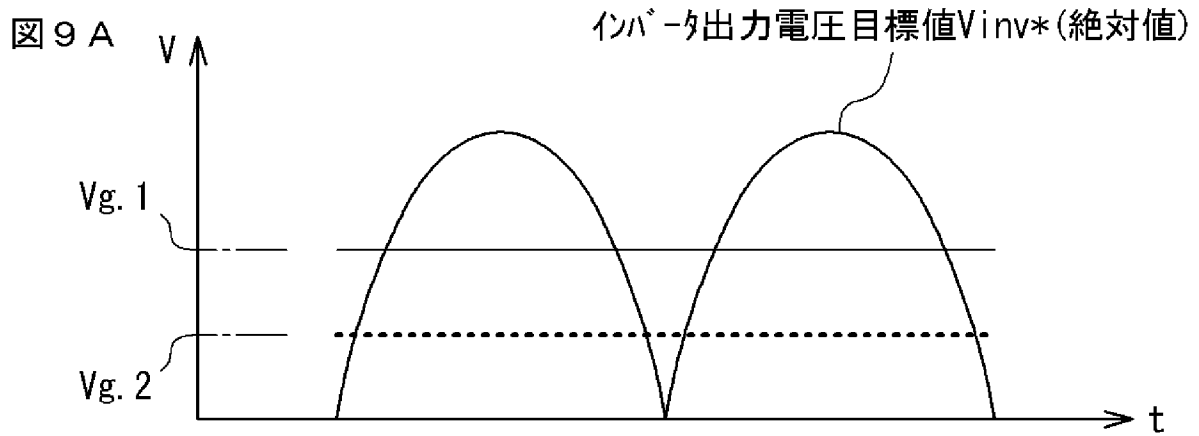
[図7]



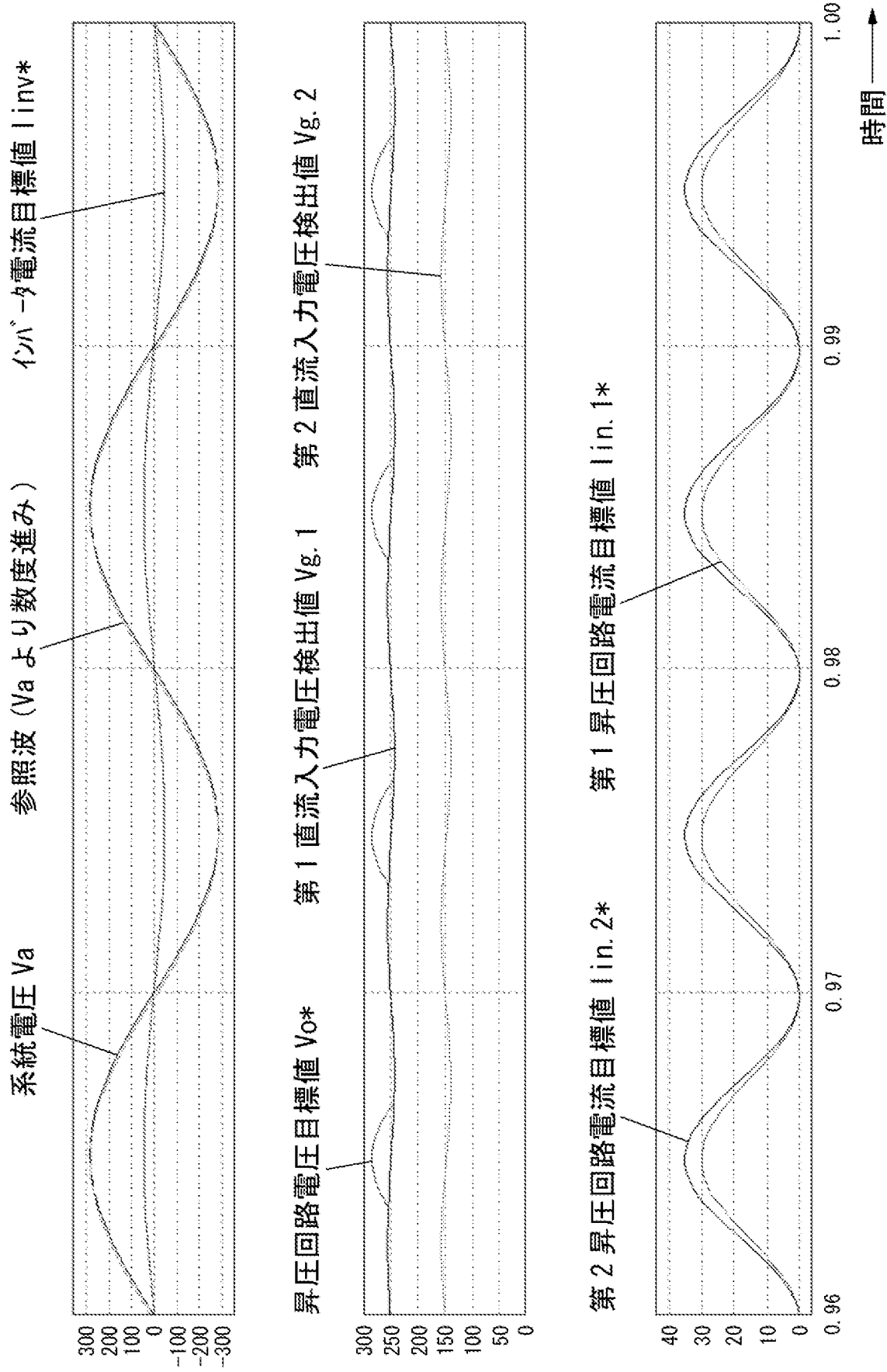
[図8]



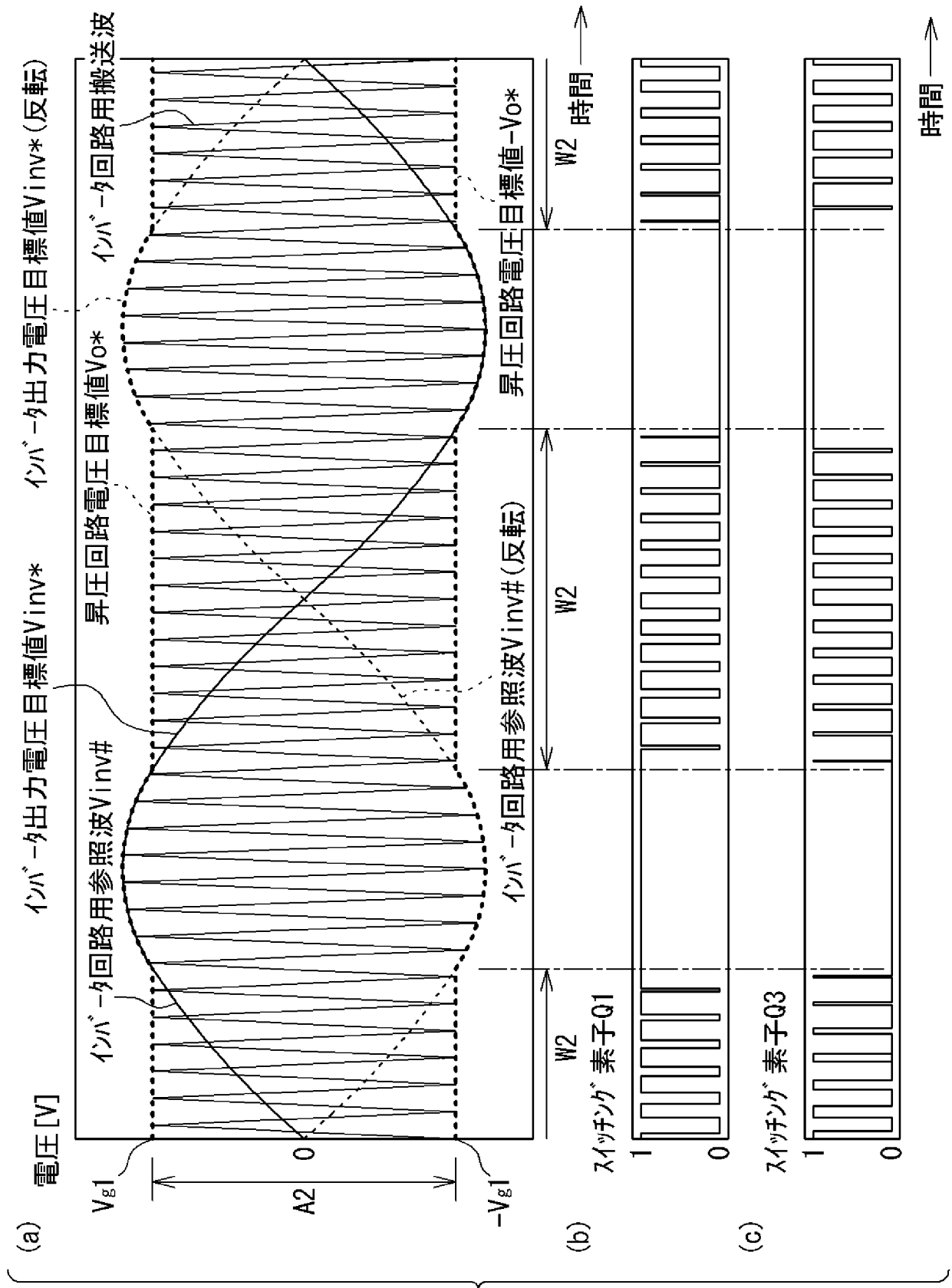
[図9]



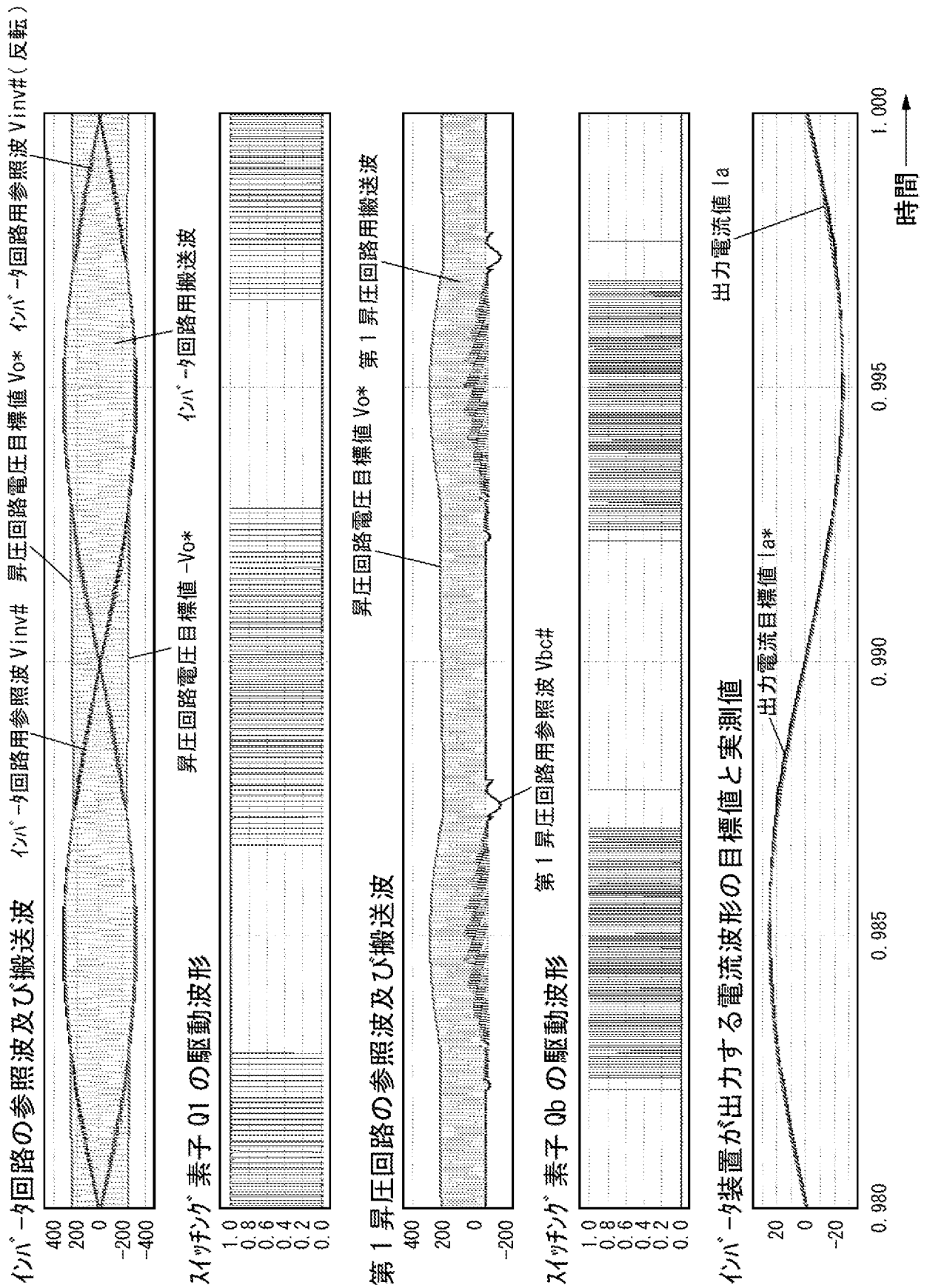
[図10]



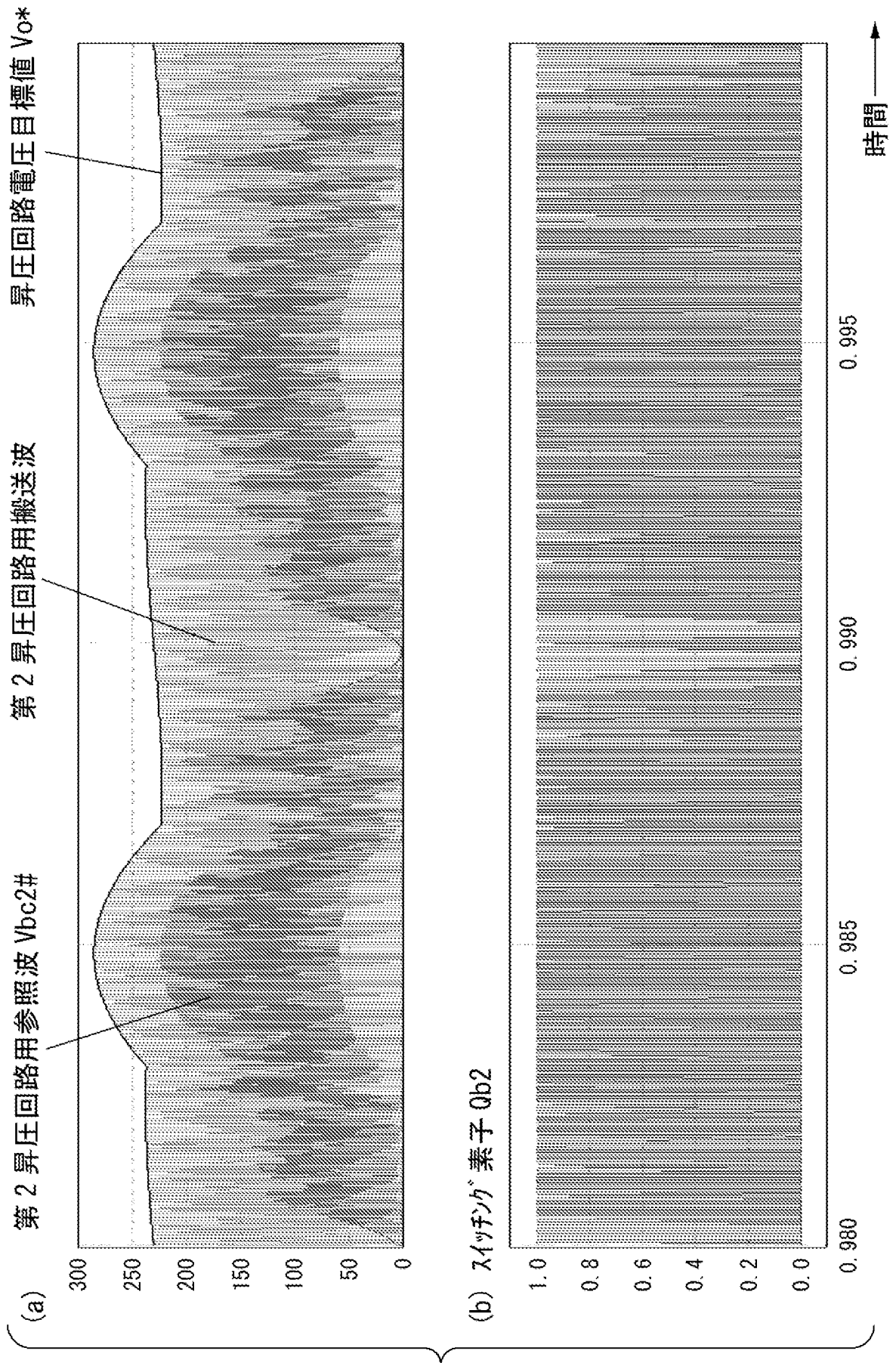
[図12]



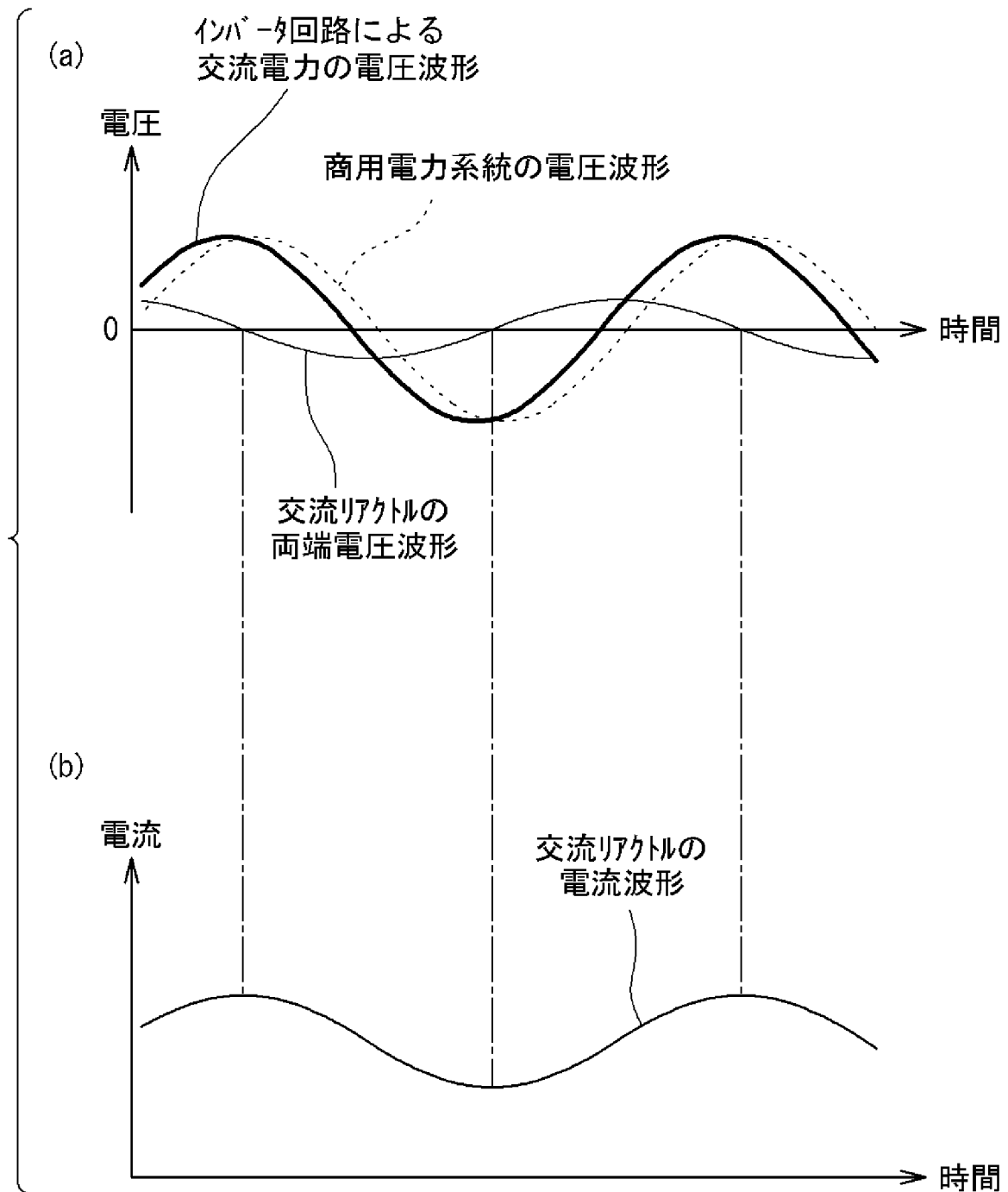
[図13]



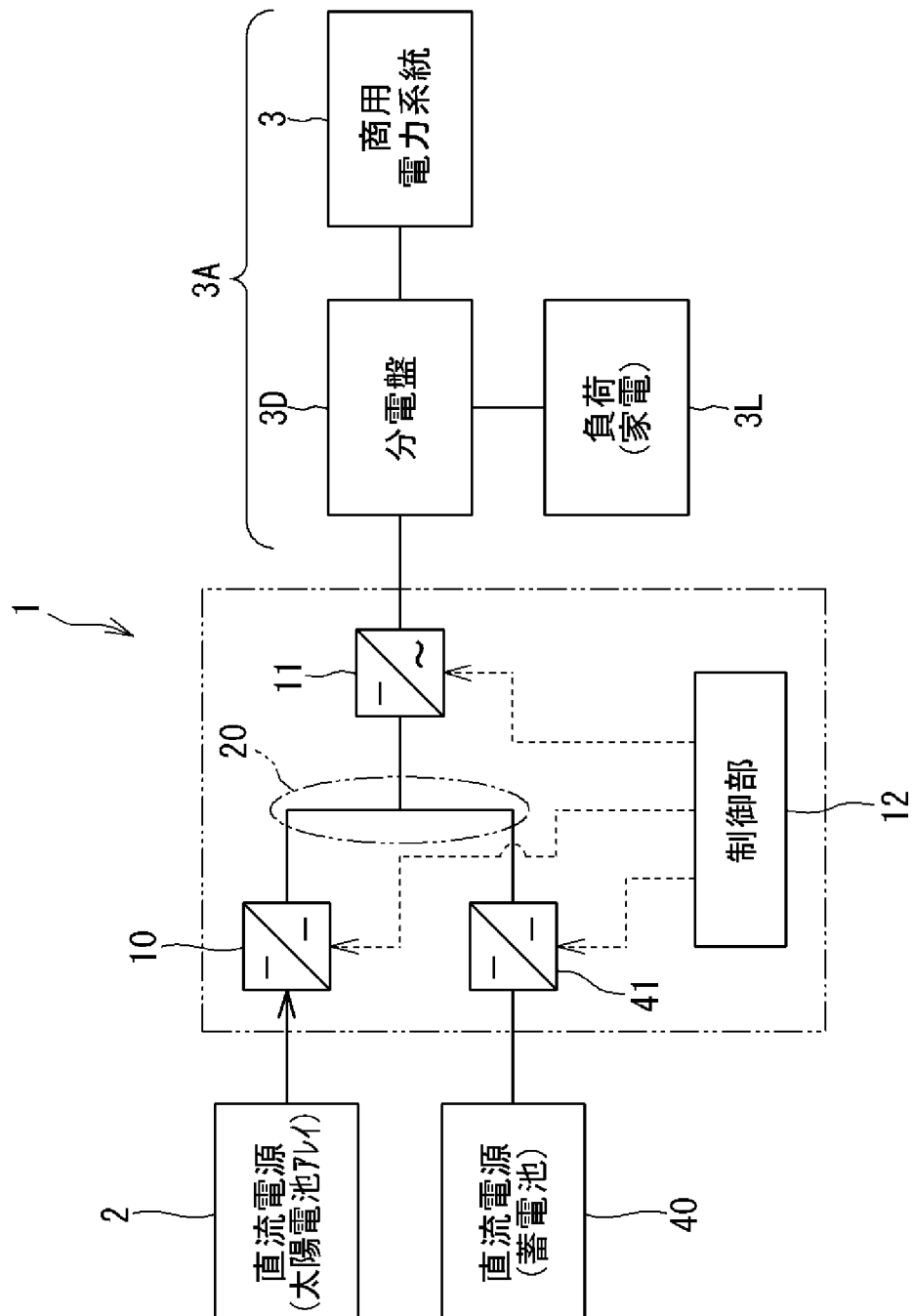
[図14]



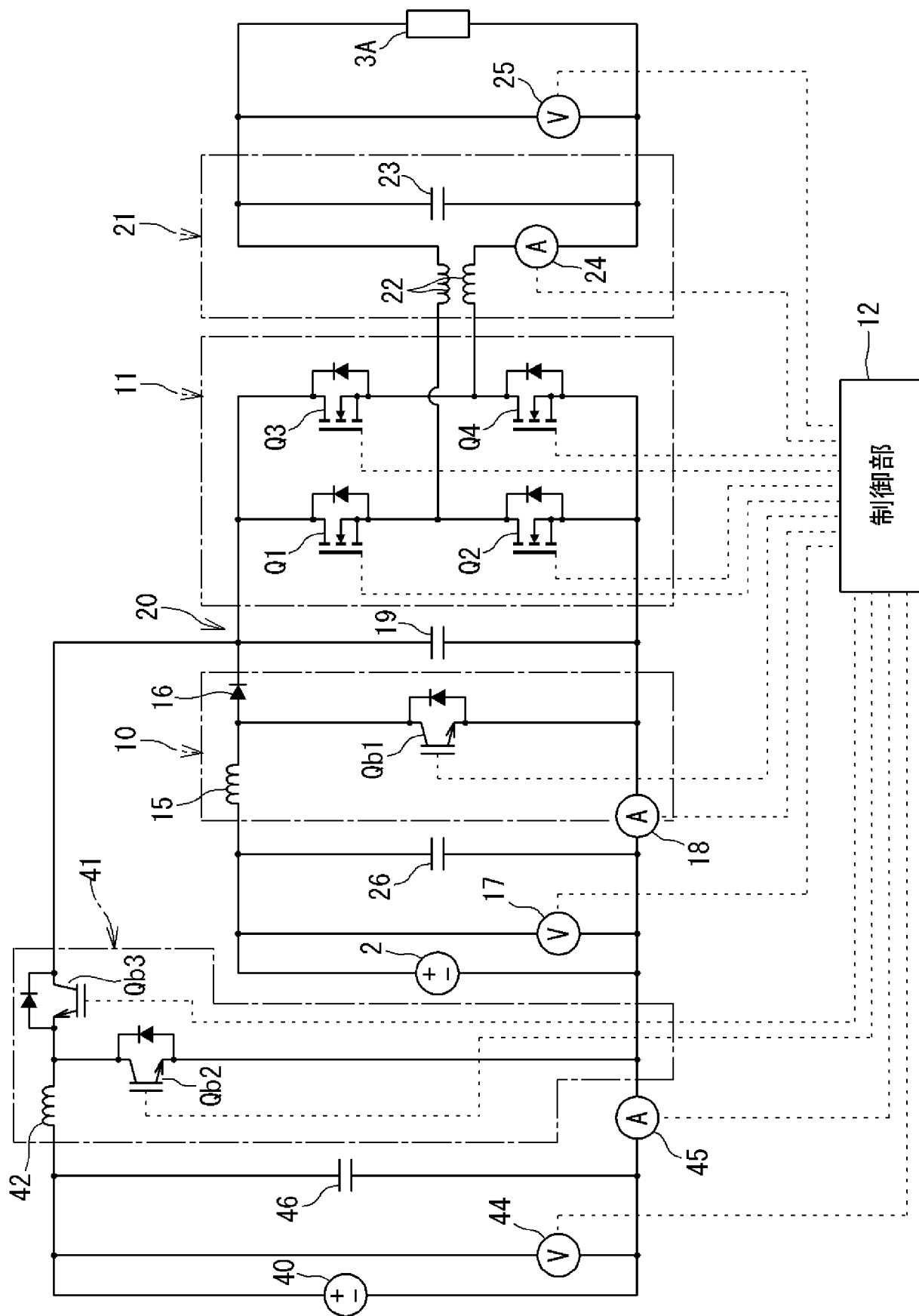
[図15]



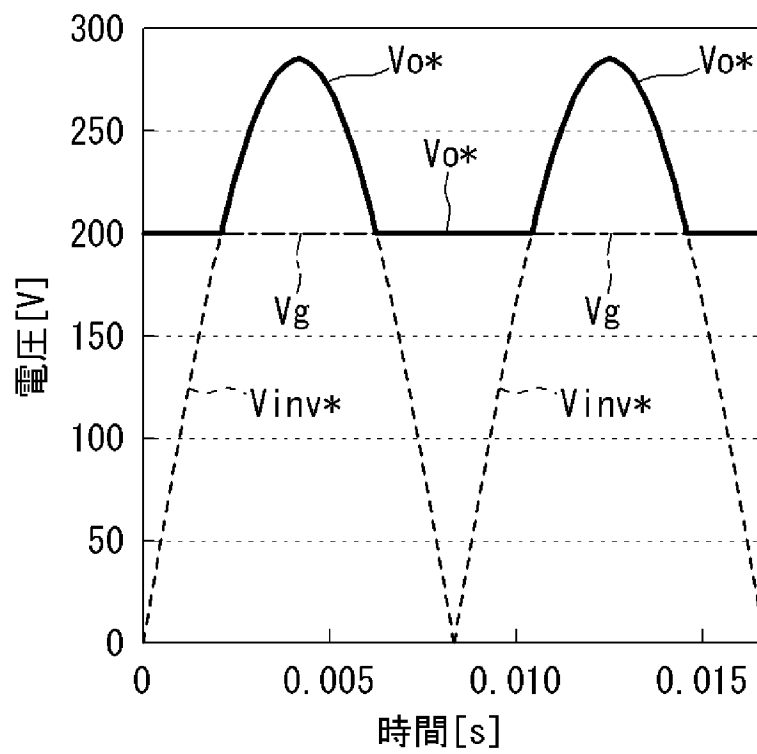
[図16]



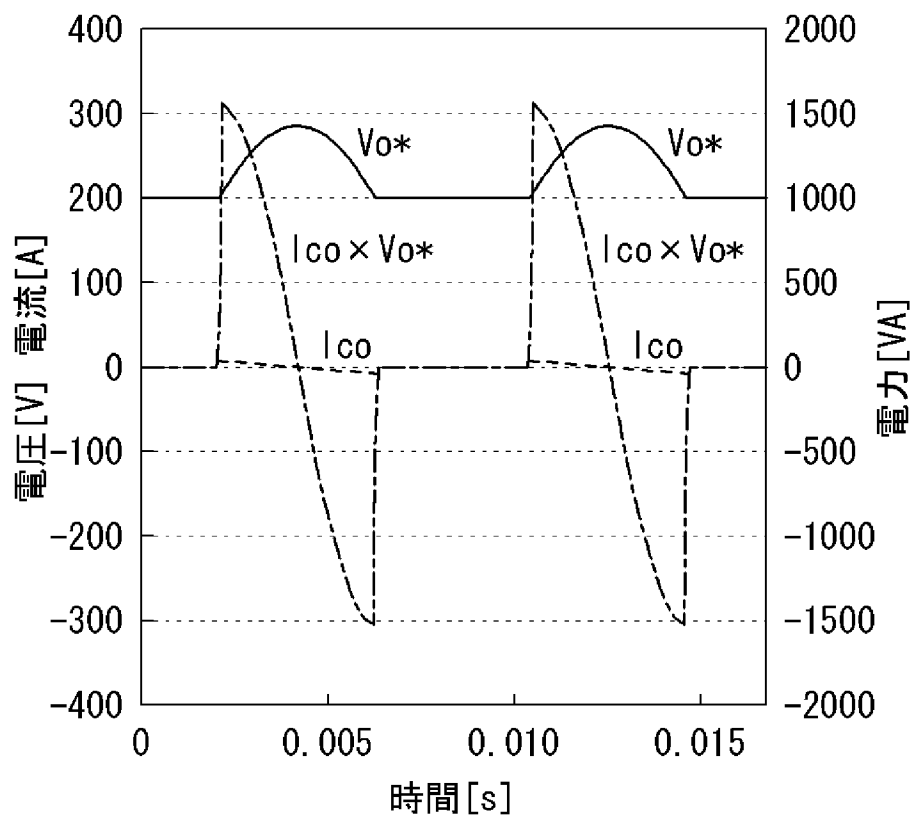
[図17]



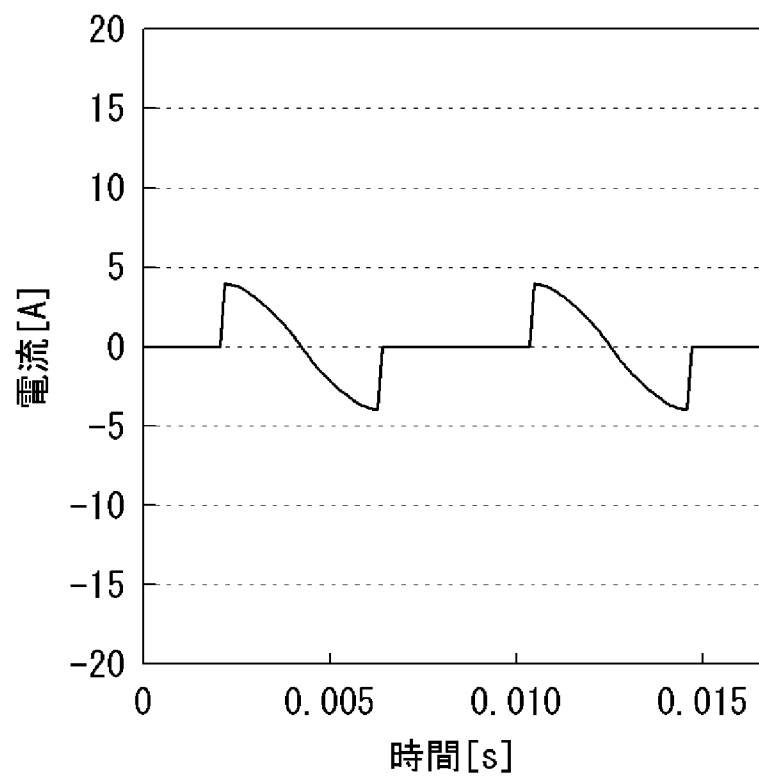
[図18]



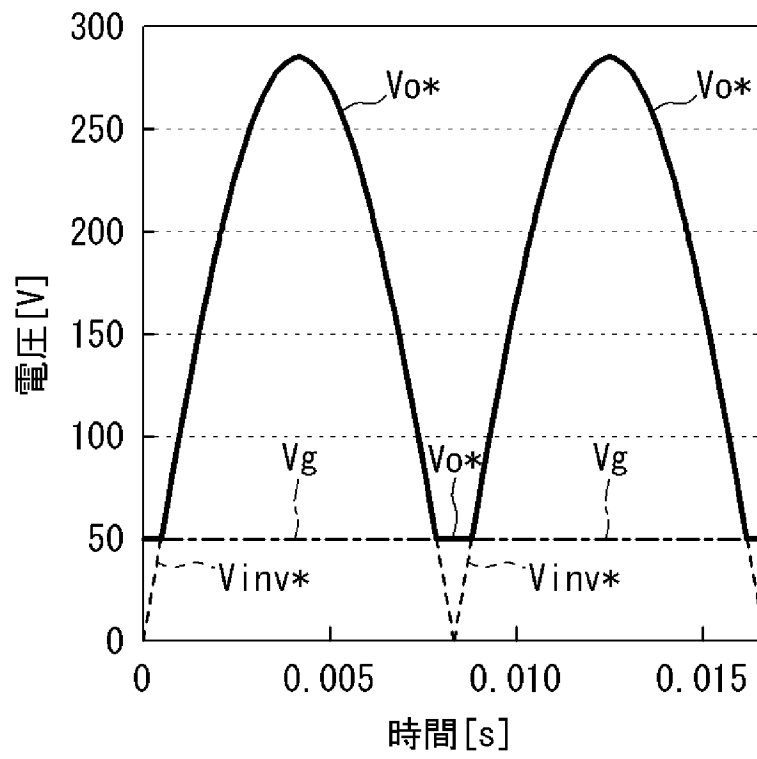
[図19]



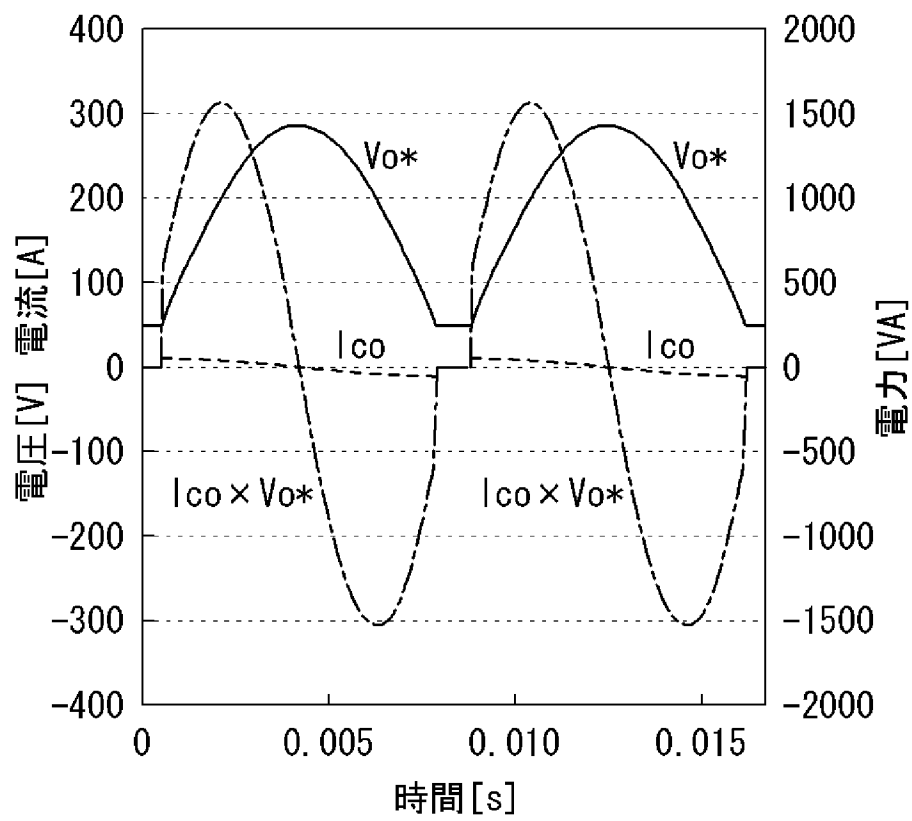
[図20]



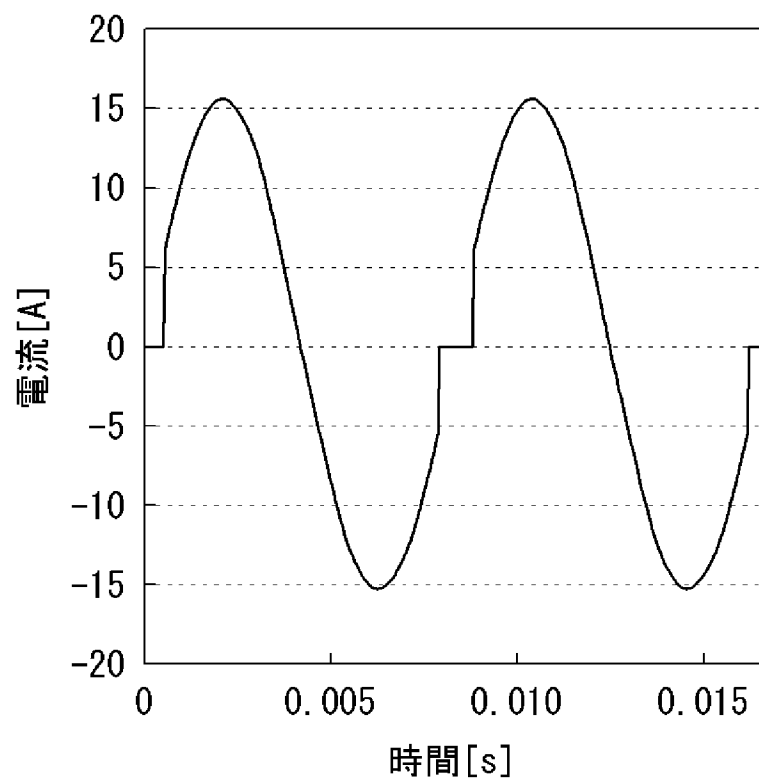
[図21]



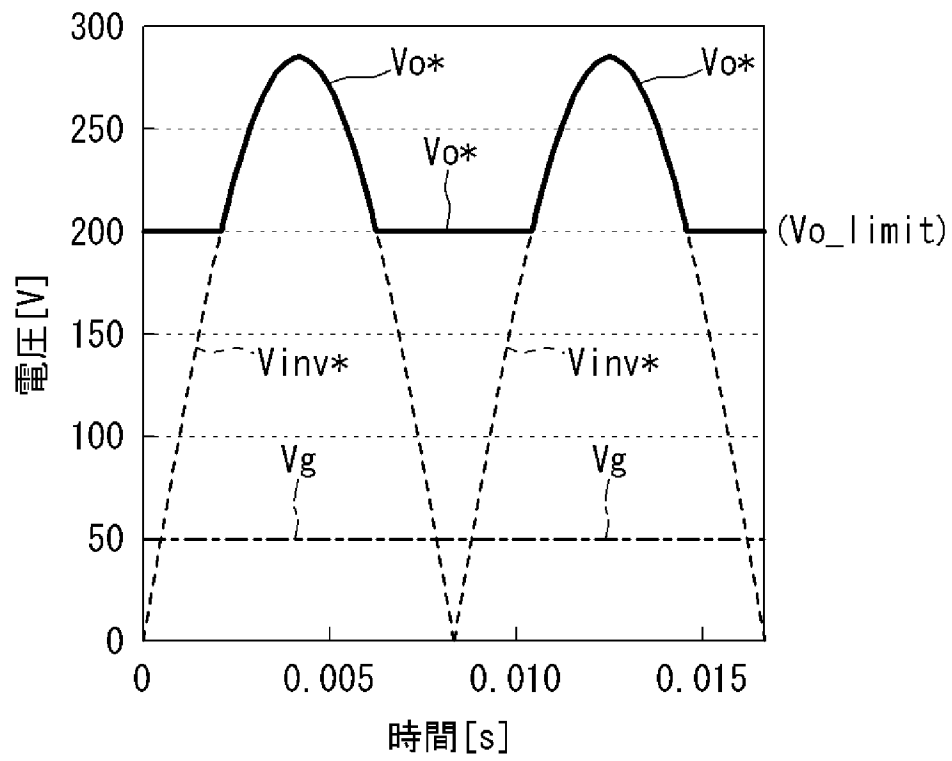
[図22]



[図23]



[図24]



[図25]

図 2 5 A

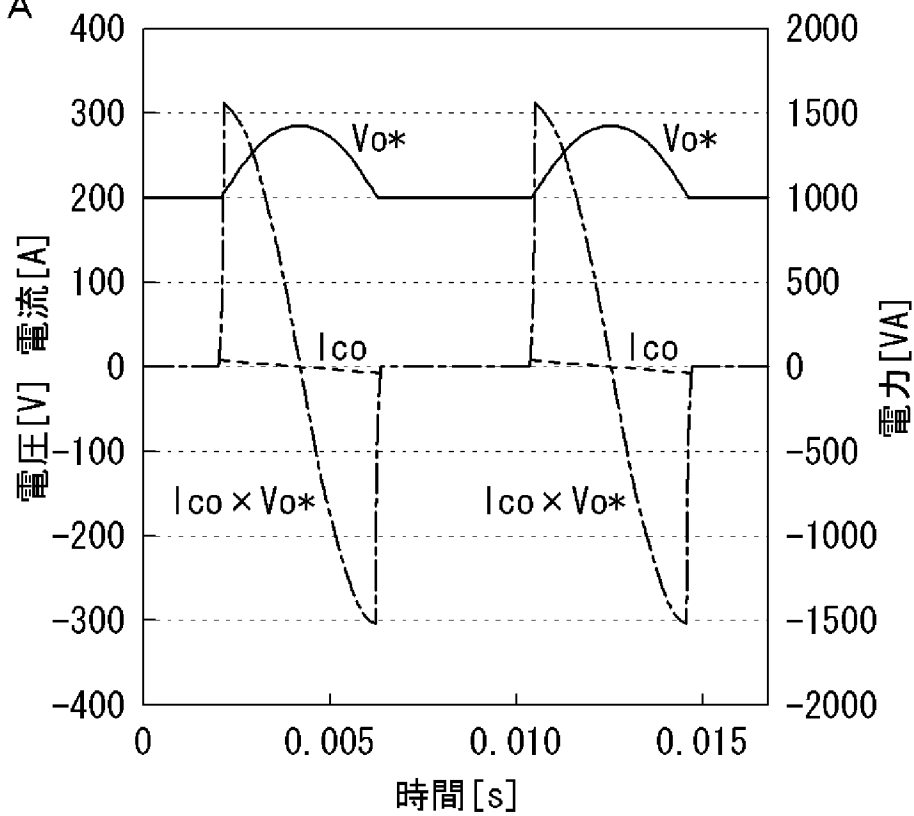
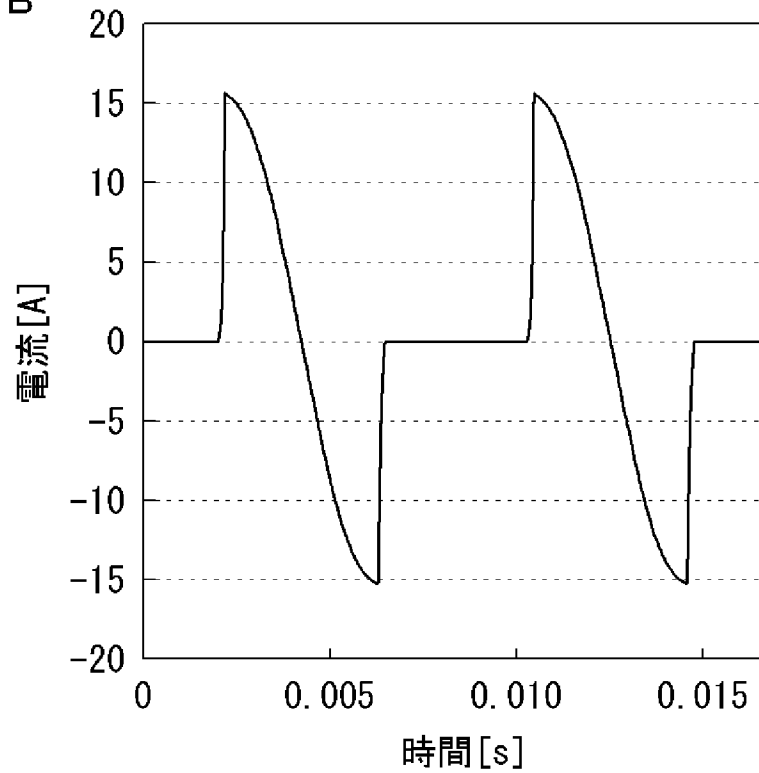


図 2 5 B



[図26]

図 2 6 A

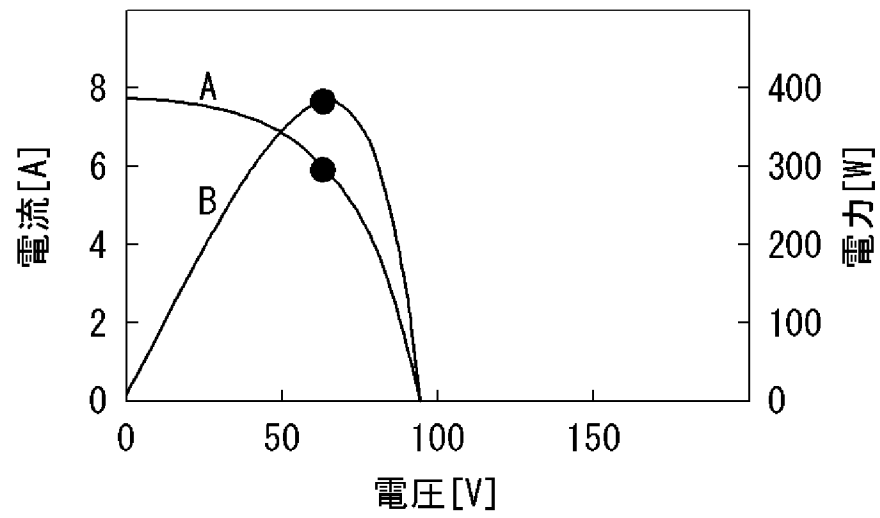
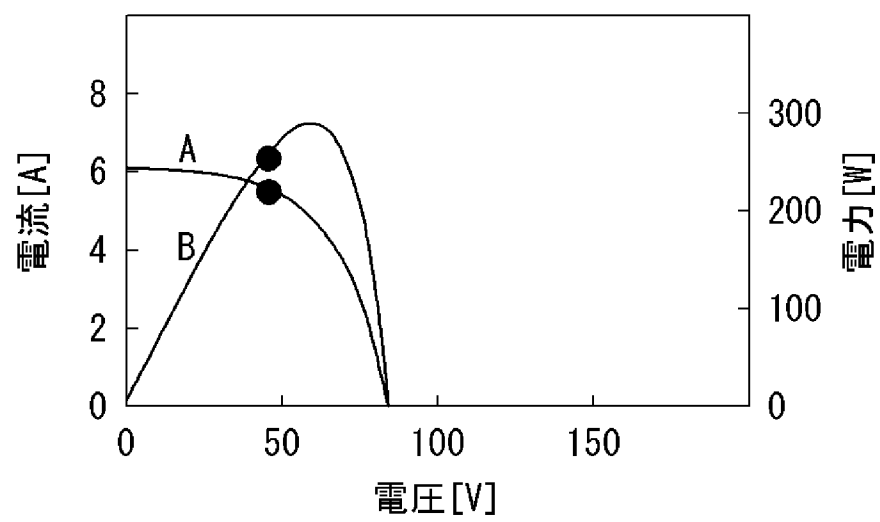


図 2 6 B



[図27]

図 2 7 A

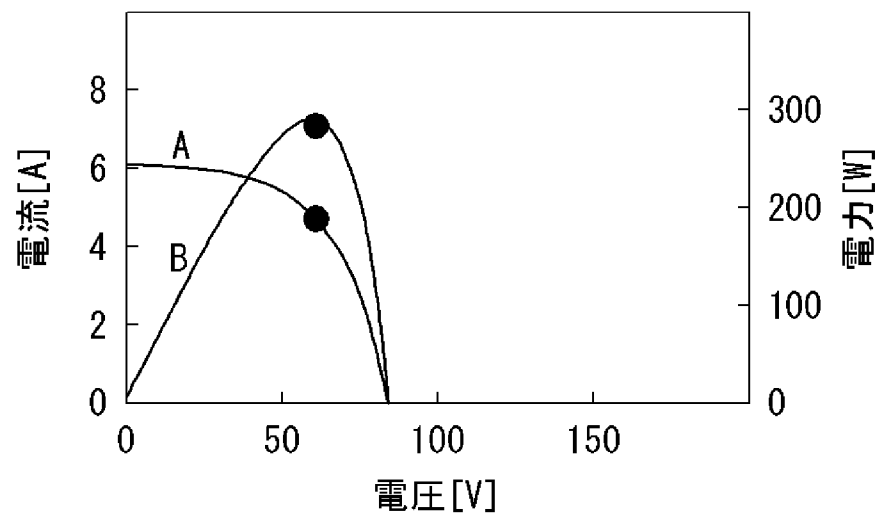
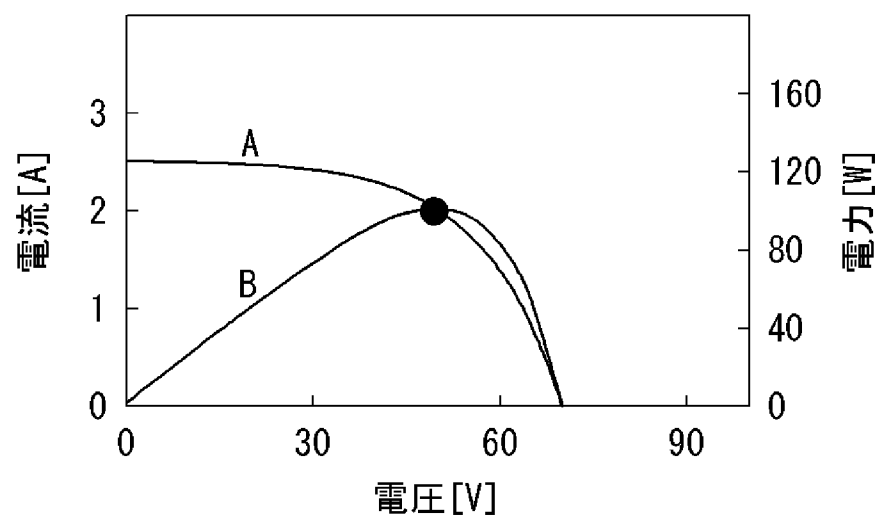


図 2 7 B



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/074247

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/48(2007.01)i, G05F1/67(2006.01)i, H02J3/38(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M7/42-7/98, G05F1/66-1/67, H02J3/38

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2014/199795 A1 (Sumitomo Electric Industries, Ltd.), 18 December 2014 (18.12.2014), paragraphs [0001] to [0169]; fig. 1 to 15 & US 2016/0126742 A1 paragraphs [0001] to [0338]; fig. 1 to 15 & EP 3010135 A1 & CN 105229912 A	1-6
A	WO 2014/199796 A1 (Sumitomo Electric Industries, Ltd.), 18 December 2014 (18.12.2014), paragraphs [0001] to [0143]; fig. 1 to 18 & US 2016/0126863 A1 paragraphs [0001] to [0286]; fig. 1 to 18 & EP 3010136 A1 & CN 105324927 A	1-6

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
02 November 2016 (02.11.16)

Date of mailing of the international search report
15 November 2016 (15.11.16)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/074247

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2015-107027 A (Nippon Soken, Inc.), 08 June 2015 (08.06.2015), paragraphs [0001] to [0093]; fig. 1 to 11 (Family: none)	1-6
A	WO 2013/069326 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 16 May 2013 (16.05.2013), paragraphs [0001] to [0046]; fig. 1 to 7 & JP 5788017 B	1-6
A	JP 2012-151923 A (Nichicon Corp.), 09 August 2012 (09.08.2012), paragraphs [0001] to [0045]; fig. 1 to 7 (Family: none)	1-6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, G05F1/67(2006.01)i, H02J3/38(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02M7/42-7/98, G05F1/66-1/67, H02J3/38

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2014/199795 A1（住友電気株式会社） 2014.12.18 段落[0001] - [0169], 図1-15 & US 2016/0126742 A1 段落[0001] - [0338], 図1-15 & EP 3010135 A1 & CN 105229912 A	1-6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

02.11.2016

国際調査報告の発送日

15.11.2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

白井 孝治

5G

8843

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2014/199796 A1 (住友電工株式会社) 2014. 12. 18 段落 [0001] - [0143], 図1-18 & US 2016/0126863 A1 段落 [0001] - [0286], 図1-18 & EP 3010136 A1 & CN 105324927 A	1-6
A	J P 2015-107027 A (株式会社日本自動車部品総合 研究所) 2015. 06. 08 段落 [0001] - [0093], 図1-11 (ファミリーなし)	1-6
A	WO 2013/069326 A1 (三菱電機株式会社) 2013. 05. 16 段落 [0001] - [0046], 図1-7 & J P 5788017 B	1-6
A	J P 2012-151923 A (ニチコン株式会社) 2012. 08. 09 段落 [0001] - [0045], 図1-7 (ファミリーなし)	1-6