

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7613552号
(P7613552)

(45)発行日 令和7年1月15日(2025.1.15)

(24)登録日 令和7年1月6日(2025.1.6)

(51)国際特許分類

F I

H 0 2 M 7/493(2007.01) H 0 2 M 7/493

H 0 2 M 7/48 (2007.01) H 0 2 M 7/48 E

請求項の数 7 (全15頁)

(21)出願番号	特願2023-503375(P2023-503375)	(73)特許権者	000002130
(86)(22)出願日	令和3年11月2日(2021.11.2)		住友電気工業株式会社
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/040360		大阪府大阪市中央区北浜四丁目 5 番 3 3
(87)国際公開番号	WO2022/185614		号
(87)国際公開日	令和4年9月9日(2022.9.9)	(74)代理人	110000280
審査請求日	令和6年4月22日(2024.4.22)		弁理士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2021-33734(P2021-33734)	(72)発明者	綾井 直樹
(32)優先日	令和3年3月3日(2021.3.3)		大阪府大阪市中央区北浜四丁目 5 番 3 3
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)		号 住友電気工業株式会社内
		審査官	尾家 英樹

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 インバータ、並列インバータシステム、及び、インバータの制御方法

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源が接続された交流電路に並列に接続され自立出力を提供するインバータであって、

直流電力を交流電力に変換して前記交流電路に電力を供給する電力変換部と、
前記交流電路の交流電圧を検出する電圧センサと、
前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、
前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正值を加える周波数フィードバック処理を付加する、インバータ。

10

【請求項 2】

前記周波数補正值を第 2 の周波数補正值とすると、前記制御部は、
前記電圧センサの検出出力に基づく電圧位相と前記位相同期ループ内の内部位相との偏差に基づいて、第 1 の周波数補正值を求める第 1 演算と、
前記周波数基準値に、前記第 1 の周波数補正值及び前記第 2 の周波数補正值を加算して新たな周波数検出値を求める第 2 演算と、
前記新たな周波数検出値に基づいて前記電力変換部の出力を制御する制御信号を生成する第 3 演算と、
を実行する請求項 1 に記載のインバータ。

【請求項 3】

20

前記第 3 演算には、
前記新たな周波数検出値に基づいて電圧指令値を求めること、及び、
前記電圧指令値と、前記交流電圧との偏差に、比例演算を施して電圧補正值を求めること、
が含まれる請求項 2 に記載のインバータ。

【請求項 4】

前記内部位相は、前記電力変換部の出力電流に応じて変化する前記交流電圧の位相、に対して位相差を有する請求項 2 又は請求項 3 に記載のインバータ。

【請求項 5】

前記電力変換部は、交流電力から直流電力への変換も可能であり、
前記制御部は、前記交流電源の交流電力を直流電力に変換して前記電力変換部の直流側に接続される直流電圧源を充電するよう、前記電力変換部を制御する請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載のインバータ。

【請求項 6】

交流回路に自立出力を提供する第 1 インバータと、
前記第 1 インバータと並列に前記交流回路に接続され、前記交流回路に自立出力を提供する第 2 インバータと、を備えた並列インバータシステムであって、
前記第 1 インバータ及び前記第 2 インバータの各々は、
直流電力を交流電力に変換して前記交流回路に電力を供給する電力変換部と、
前記交流回路の交流電圧を検出する電圧センサと、
前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、
前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正值を加える周波数フィードバック処理を付加する、並列インバータシステム。

【請求項 7】

交流電源が接続された交流回路に並列に接続され自立出力を提供するインバータの制御方法であって、
電力変換部により、直流電力を交流電力に変換して前記交流回路に電力を供給し、
前記電力変換部を制御する制御部は、前記交流回路の交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正值を加える周波数フィードバック処理を付加する、
インバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、インバータ、並列インバータシステム、及び、インバータの制御方法に関する。本出願は、2021年3月3日出願の日本出願第2021-33734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内容を援用するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、太陽光発電に代表される再生可能エネルギーに基づく発電装置が、電力事業者及び小規模需要家に普及している。このような発電装置は、商用電力系統と系統連系して並列運転されている。また、さらに、商用電力系統に依存せず、自家発電能力を高めるために、インバータ（電力変換装置）の自立出力を互いに並列に接続して負荷に交流電力を供給することも考えられている（例えば、特許文献1参照。）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

10

20

30

40

50

【文献】特開 2 0 0 5 - 2 2 9 7 0 1 号公報

【発明の概要】

【 0 0 0 4 】

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

【 0 0 0 5 】

(インバータ)

本開示のインバータは、交流電源が接続された交流回路に並列に接続され自立出力を提供するインバータであって、

直流電力を交流電力に変換して前記交流回路に電力を供給する電力変換部と、

前記交流回路の交流電圧を検出する電圧センサと、

前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、

前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正値を加える周波数フィードバック処理を付加する、インバータである。

【 0 0 0 6 】

(並列インバータシステム)

また、本開示は、交流回路に自立出力を提供する第 1 インバータと、

前記第 1 インバータと並列に前記交流回路に接続され、前記交流回路に自立出力を提供する第 2 インバータと、を備えた並列インバータシステムであって、

前記第 1 インバータ及び前記第 2 インバータの各々は、

直流電力を交流電力に変換して前記交流回路に電力を供給する電力変換部と、

前記交流回路の交流電圧を検出する電圧センサと、

前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、

前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正値を加える周波数フィードバック処理を付加する、並列インバータシステムである。

【 0 0 0 7 】

(インバータの制御方法)

方法の観点からは、交流電源が接続された交流回路に並列に接続され自立出力を提供するインバータの制御方法であって、

電力変換部により、直流電力を交流電力に変換して前記交流回路に電力を供給し、

前記電力変換部を制御する制御部は、前記交流回路の交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正値を加える周波数フィードバック処理を付加する、インバータの制御方法である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 0 8 】

【図 1】図 1 は、自立運転する 2 台のインバータを、交流回路に対して並列に接続した、並列インバータシステムの一例を示す接続図である。

【図 2】図 2 は、制御部における電圧制御に関する制御ブロック図である。

【図 3】図 3 は、図 2 の制御ブロック図を、フローチャートとして表現した図である。

【図 4】図 4 は、系統連系運転を行う場合と同様の制御により、第 1 , 第 2 の 2 台のインバータを自立出力で並列運転した場合の、シミュレーション結果である。

【図 5】図 5 は、周波数を 6 0 H z に固定した基準電圧信号を用いて、第 1 , 第 2 の 2 台のインバータを自立出力で並列運転した場合の、シミュレーション結果である。

【図 6】図 6 は、図 2 の制御ブロック図に基づく制御を行った場合の、シミュレーション結果である。

10

20

30

40

50

【図 7】図 7 は、図 1 の並列インバータシステムと、商用電力系統の発電機とを並列運転した場合の、シミュレーション結果である。

【図 8】図 8 の (a) は、図 2 に示す周波数フィードバック付きの位相同期ループを有するインバータの、並列運転を行った場合において、インバータの出力電流 I と、位相差 ϕ との関係の一例を示すグラフである。(b) は、等価的な誘導起電力 E と、位相差 ϕ と、交流電圧 V との関係を示すベクトル図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 0 9 】

[本開示が解決しようとする課題]

自立出力を提供する複数のインバータを並列運転するには、互いに位相を一致させる必要があり、そのために位相同期ループ (PLL : Phase Locked Loop) が用いられる。系統連系に用いられる位相同期ループは、交流電圧を基準信号として dq 変換 (パーク変換) により得られる vq を 0 にすることにより位相同期ができる。ところが、位相同期ループを並列運転の自立出力インバータに用いると、周波数が一定値に収束せず変化し続け、時間が経過すると制御不能になる、ということがわかってきた。

【 0 0 1 0 】

かかる課題に鑑み、本開示は、自立出力を交流電路に提供するインバータの並列運転を安定させることを目的とする。

【 0 0 1 1 】

[本開示の効果]

本開示によれば、自立出力を交流電路に提供するインバータの並列運転を安定させることができる。

【 0 0 1 2 】

[本開示の実施形態の説明]

本開示の実施形態には、その要旨として、少なくとも以下のものが含まれる。

【 0 0 1 3 】

(1) これは、交流電源が接続された交流電路に並列に接続され自立出力を提供するインバータであって、直流電力を交流電力に変換して前記交流電路に電力を供給する電力変換部と、前記交流電路の交流電圧を検出する電圧センサと、前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正值を加える周波数フィードバック処理を付加する。

【 0 0 1 4 】

このようなインバータは、自立出力の周波数が目標値に漸近して収束する。従って、かかるインバータを複数台並列に接続した場合、または、他の交流電源と並列接続した場合に、安定した並列運転を行うことができる。

【 0 0 1 5 】

(2) 前記 (1) のインバータにおいて、前記周波数補正值を第 2 の周波数補正值とすると、前記制御部は、前記電圧センサの検出出力に基づく電圧位相と前記位相同期ループ内の内部位相との偏差に基づいて、第 1 の周波数補正值を求める第 1 演算と、前記周波数基準値に、前記第 1 の周波数補正值及び前記第 2 の周波数補正值を加算して新たな周波数検出値を求める第 2 演算と、前記新たな周波数検出値に基づいて前記電力変換部の出力を制御する制御信号を生成する第 3 演算と、を実行する。

この場合、特に、第 2 演算を行うことにより、自立出力の周波数が収束しない状態に陥るのを抑制することができる。

【 0 0 1 6 】

(3) 前記 (2) のインバータにおいて、前記第 3 演算には、前記新たな周波数検出値に基づいて電圧指令値を求めること、及び、前記電圧指令値と、前記交流電圧との偏差に、比例演算を施して電圧補正值を求めること、が含まれる。

この場合、比例積分演算ではなく比例演算を行うことにより、他の交流電源との間で、

10

20

30

40

50

交流電圧として検出した値に差があっても、横流を抑制することができる。

【 0 0 1 7 】

(4) 前記 (2) 又は (3) のインバータにおいて、前記内部位相は、前記電力変換部の出力電流に応じて変化する前記交流電圧の位相、に対して位相差を有する。

位相差は出力電流と比例的な関係にあり、出力電流が増大すれば、位相差も増大する。これは、同期発電機の出力電流と内部位相角との関係と同様である。すなわち、位相同期ループに周波数フィードバック処理を付加したインバータは、一種の仮想同期発電機として動作する。従って、当該インバータは、同期発電機との並列運転も可能である。

【 0 0 1 8 】

(5) 前記 (1) から (4) のいずれかのインバータにおいて、前記電力変換部は、交流電力から直流電力への変換も可能であり、前記制御部は、前記交流電源の交流電力を直流電力に変換して前記電力変換部の直流側に接続される直流電圧源を充電するよう、前記電力変換部を制御することもできる。

10

交流電路に、太陽光発電を電源とする系統連系型のインバータのように、交流電路の電圧に同期する電流を出力する交流電源 (電流源) が接続された場合に、負荷での消費電力の余剰電力を、自立出力インバータが順変換 (交流 → 直流) して直流電圧源 (蓄電池を含むもの) を充電することができる。

【 0 0 1 9 】

(6) また、開示するのは、交流電路に自立出力を提供する第 1 インバータと、前記第 1 インバータと並列に前記交流電路に接続され、前記交流電路に自立出力を提供する第 2 インバータと、を備えた並列インバータシステムである。そして、前記第 1 インバータ及び前記第 2 インバータの各々は、直流電力を交流電力に変換して前記交流電路に電力を供給する電力変換部と、前記交流電路の交流電圧を検出する電圧センサと、前記電力変換部を制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正値を加える周波数フィードバック処理を付加する。

20

【 0 0 2 0 】

このような並列インバータシステムにおける各インバータは、自立出力の周波数が目標値に漸近して収束する。従って、かかる並列インバータシステムは、安定した並列運転を行うことができる。

30

【 0 0 2 1 】

(7) 方法の観点からは、交流電源が接続された交流電路に並列に接続され自立出力を提供するインバータの制御方法であって、電力変換部により、直流電力を交流電力に変換して前記交流電路に電力を供給し、前記電力変換部を制御する制御部は、前記交流電路の交流電圧に基づいて実行する位相同期ループにおいて周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正値を加える周波数フィードバック処理を付加する、インバータの制御方法である。

【 0 0 2 2 】

このようなインバータの制御方法によれば、自立出力の周波数が目標値に漸近して収束する。従って、かかるインバータを複数台並列に接続した場合、または、他の交流電源と並列接続した場合に、安定した並列運転を行うことができる。

40

【 0 0 2 3 】

[本開示の実施形態の詳細]

以下、本開示のインバータ、並列インバータシステム、及び、インバータの制御方法について、図面を参照して説明する。

【 0 0 2 4 】

《 並列インバータシステム 》

図 1 は、自立運転する 2 台のインバータ 1 , 2 を、交流電路 5 に対して並列に接続した、並列インバータシステム 1 0 0 の一例を示す接続図である。なお、各インバータ 1 , 2

50

は、商用電力系統と系統連系して運転することもできるが、本開示では、自立運転時の状態についてのみ示している。2台のインバータとしたのは「複数」の最小限構成例であり、3台以上であってもよい。

【0025】

図1において、第1のインバータ1には、直流電圧源3が接続されている。直流電圧源3は、太陽光発電パネル又は蓄電池等の電源そのものであってもよいし、電源にDC/DCコンバータを介した回路であってもよい。同様に、第2のインバータ2には、直流電圧源4が接続されている。第1のインバータ1及び第2のインバータ2は、交流回路5に対して並列に接続されている。交流回路5には負荷（交流負荷）6が接続されている。

【0026】

第1のインバータ1は、制御部1Aと、電力変換部1Bとによって構成される。電力変換部1Bは、直流電圧源3に接続されたフルブリッジ回路10と、フルブリッジ回路10の交流側の2線に設けられた交流リアクトル15と、交流側コンデンサ16と、電圧センサ17と、電流センサ18と、電圧センサ19とを備え、これらは図示のように接続されている。

【0027】

フルブリッジ回路10は、スイッチング素子11, 12, 13, 14と、これらにそれぞれ逆並列に接続されたダイオード11d, 12d, 13d, 14dとによって構成されている。図示しているスイッチング素子11, 12, 13, 14は、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) であるが、代わりにMOS-FET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) を用いてもよい。

【0028】

フルブリッジ回路10は、直流電圧源3の両端に接続されている。電圧センサ17は、直流電圧源3からフルブリッジ回路10に入力される直流電圧を検出し、検出出力を制御部1Aに送る。電流センサ18は、交流リアクトル15に流れる電流を検出し、検出出力を制御部1Aに送る。電圧センサ19は、交流回路5に出力される交流電圧を検出し、検出出力を制御部1Aに送る。

【0029】

上記のように構成されたインバータ1は、自立運転時に、直流電圧源3から入力された直流電力を、PWM (Pulse Width Modulation) 制御されるフルブリッジ回路10により、電圧制御された交流電力に変換する。交流波形に含まれる高周波リプルは交流リアクトル15及び交流側コンデンサ16により抑制される。インバータ1の交流出力は、交流回路5に提供され、負荷6に供給される。

【0030】

同様に、第2のインバータ2は、制御部2Aと、電力変換部2Bとによって構成される。電力変換部2Bは、直流電圧源4に接続されたフルブリッジ回路20と、フルブリッジ回路20の交流側の2線に設けられた交流リアクトル25と、交流側コンデンサ26と、電圧センサ27と、電流センサ28と、電圧センサ29とを備え、これらは図示のように接続されている。

【0031】

フルブリッジ回路20は、スイッチング素子21, 22, 23, 24と、これらにそれぞれ逆並列に接続されたダイオード21d, 22d, 23d, 24dとによって構成されている。

【0032】

フルブリッジ回路20は、直流電圧源4の両端に接続されている。電圧センサ27は、直流電圧源4からフルブリッジ回路20に入力される直流電圧を検出し、検出出力を制御部2Aに送る。電流センサ28は、交流リアクトル25に流れる電流を検出し、検出出力を制御部2Aに送る。電圧センサ29は、交流回路5に出力される交流電圧を検出し、検出出力を制御部2Aに送る。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 3 】

上記のように構成されたインバータ 2 は、自立運転時に、直流電圧源 4 から入力された直流電力を、P W M制御されるフルブリッジ回路 2 0 により、電圧制御された交流電力に変換する。交流波形に含まれる高周波リプルは交流リアクトル 2 5 及び交流側コンデンサ 2 6 により抑制される。インバータ 2 の交流出力は、交流電路 5 に提供され、負荷 6 に供給される。

【 0 0 3 4 】

第 1 のインバータ 1 及び第 2 のインバータにおける制御部 1 A , 2 A は共に、コンピュータを含み、コンピュータがソフトウェア（コンピュータプログラム）を実行することで、必要な制御機能を実現する。ソフトウェアは、制御部の記憶装置（図示せず。）に格納される。

10

【 0 0 3 5 】

《制御部の機能》

次に、制御部 1 A の機能（制御部 2 A も同様であり、以下、単に「制御部」と言う。）について説明する。

図 2 は、制御部における電圧制御に関する制御ブロック図である。なお、この図は、説明の簡素化のため、電流制御ループを含まない最もシンプルな例としている。また、図 3 は、図 2 の制御ブロック図を、フローチャートとして表現した図である。

【 0 0 3 6 】

以下、図 2 と図 3 とを対応付けて説明する。

20

まず、図 3 において、制御部は、位相差検出値 $\Delta \theta$ を求める（ステップ S 1 ）。

図 2 では、位相差検出器 B 1 に、交流電圧 v_a と内部位相（前回値） θ とが入力され、位相差検出値 $\Delta \theta$ が得られる。

【 0 0 3 7 】

次に、図 3 において、制御部は第 1 の周波数補正值 Δf_1 を求める（ステップ S 2 ）。

図 2 では、位相差検出値 $\Delta \theta$ が、第 1 比例積分器 B 2 を経て、周波数補正值 Δf_1 となる。

【 0 0 3 8 】

次に、図 3 において、制御部は第 2 の周波数補正值 Δf_2 を求める（ステップ S 3 ）。

図 2 では、加算器 B 5 において、周波数基準値 f_o と、周波数検出値 f の前回値とが比較され、その差が、第 2 比例積分器 B 6 を経て、周波数補正值 Δf_2 となる。

30

【 0 0 3 9 】

次に、図 3 において、制御部は、周波数検出値 f を求める（ステップ S 4 ）。

図 2 では、周波数補正值 Δf_1 と、周波数補正值 Δf_2 と、周波数基準値 f_o とが相互に加算器 B 3 により加算され、新しい周波数検出値 f が得られる。最初に、新しい周波数検出値 f を決める際は、前回値の周波数検出値 f が用いられる。

【 0 0 4 0 】

次に、図 3 において、制御部は、内部位相 θ を求める（ステップ S 5 ）。

図 2 では、周波数検出値 f が積分器 B 4 を経て内部位相 θ となる。内部位相 θ は、位相同期ループ L の出力であり、また、この位相同期ループ L の中に、ループ内ループとして、周波数フィードバックループ F が組み込まれていることになる。

40

【 0 0 4 1 】

次に、図 3 において、制御部は、電圧指令値 v_a^* を求める（ステップ S 6 ）。

図 2 では、内部位相 θ と、電圧振幅基準値 E_0 とに基づいて、電圧指令部 B 7 が電圧指令値 v_a^* を出力する。

【 0 0 4 2 】

次に、図 3 において、制御部は、電圧補正值 Δv_a を求める（ステップ S 7 ）。

図 2 では、電圧指令値 v_a^* と交流電圧 v_a とが加算器 B 8 により比較され、比例器 B 9 により比例処理を施されて電圧補正值 Δv_a となる。なお、電圧補正值 Δv_a を求める演算には、交流電流 i_a を用いることもできる。

50

【 0 0 4 3 】

電圧補正值 Δv_a の演算に、仮に、比例積分制御を用いると、2 台のインバータの交流電圧 v_a の偏差が大きくなるに従って、2 台のインバータの間に流れる横流による無効電力が大きくなる。この結果、出力電流に偏差、直流分、及び、位相差が発生する。しかし、比例制御（比例器 B 9）とすれば 2 台のインバータ間で交流電圧 v_a に偏差が 1 % 程度あっても横流は、ほとんど流れず、2 台のインバータの出力は均一になる。

【 0 0 4 4 】

そして、図 3 において、制御部は、インバータの制御信号を求める（ステップ S 8）。

図 2 では、電圧指令値 v_a^* と電圧補正值 Δv_a とに基づいて P W M 信号生成部 B 1 0 により、パルス幅変調されたインバータ制御信号が生成され、これに基づいてインバータのゲート駆動信号が得られる。P W M 信号生成部 B 1 0 には、直流電圧 v_i も与えられている。

10

【 0 0 4 5 】

図 3 のフローチャートに示す処理は、インバータ 1 , 2 の自立運転中、繰り返し実行される。

図 2 において、位相差検出器 B 1、第 1 比例積分器 B 2、加算器 B 3、及び、積分器 B 4 は、位相同期ループ L を形成している。

また、加算器 B 3、加算器 B 5、及び、第 2 比例積分器 B 6 は、周波数フィードバックループ F を形成している。自立運転ではなく、系統連系運転を行う場合のインバータは、このような周波数フィードバックループ F を使用しなくてもよい。

20

【 0 0 4 6 】

《 検証 》

まず、上記のような周波数フィードバックループを使用しない制御の参考例から、シミュレーションにより検証する。

【 0 0 4 7 】

（ 参考例 1 ）

図 4 は、系統連系運転を行う場合と同様の制御により、第 1 , 第 2 の 2 台のインバータを自立出力で並列運転した場合の、シミュレーション結果である。（ a ）, （ b ）, （ c ）, （ d ）における横軸は共通であり、時間を表している（ 0 ~ 2 秒）。縦軸の数値は、電圧、電流又は周波数を表している。この制御では、第 1 のインバータを先に運転して、1 秒後に第 2 のインバータの運転を開始している。

30

【 0 0 4 8 】

（ a ）は、交流電圧 v_a と、第 1 のインバータが出力する交流電流とを、重ねて表示した波形図である。振幅が大きい方が交流電圧 v_a 、小さい方が交流電流である。

（ b ）は、d q 変換後の 2 相の電圧 v_d （上）、 v_q （下）の波形図である。

（ c ）は、位相同期ループの出力周波数である。

（ d ）は、第 1 のインバータ及び第 2 のインバータの出力電流である。0 ~ 約 1 . 1 秒までは、振幅の大きい方が第 1 のインバータ、振幅の小さい方が第 2 のインバータである。約 1 . 1 秒 ~ 約 1 . 5 秒では、両者が互いに重なっている。

【 0 0 4 9 】

図 4 の（ d ）より、第 2 のインバータの出力開始後すぐに、2 台のインバータは出力電流を均等に分担し、横流もほとんど発生しない。しかし、（ b ）に示すように、電圧 v_q は 0 にならず、- 2 0 V 付近にとどまっている。周波数は、（ c ）に示すように、初期値から下がり続け、1 . 5 秒を超えると制御不能になった。系統電圧がある場合には、位相同期ループに入力する交流電圧の位相は、位相同期ループの内部周波数によらず一定である。そのため、d q 変換で得られる電圧 v_q を位相比較器として使うことができる。しかし、自立出力では交流電圧の位相が内部周波数によって変化するので、交流電圧を基準位相にすると周波数は収束しない。

40

【 0 0 5 0 】

（ 参考例 2 ）

50

図 5 は、周波数を 60 Hz に固定した基準電圧信号を用いて、第 1, 第 2 の 2 台のインバータを自立出力で並列運転した場合の、シミュレーション結果である。(a), (b), (c), (d) における横軸は共通であり、時間を表している(0 ~ 10 秒)。縦軸の数値は、電圧、電流又は周波数を表している。右端には、10 秒直前の横軸(時間軸)を拡大し、かつ、(c) 及び (d) については縦軸も拡大した図を示している。

【0051】

(a) は、交流電圧 v_a と、第 1 のインバータが出力する交流電流とを、重ねて表示した波形図である。振幅が大きい方が交流電圧 v_a 、0 付近で振動するのが交流電流である。

(b) は、dq 変換後の 2 相の電圧 v_d (上)、 v_q (下) の波形図である。

(c) は、位相同期ループの出力周波数である。

(d) は、第 1 のインバータ及び第 2 のインバータの出力電流である。第 1 のインバータより 1 秒遅れて第 2 のインバータが運転開始している。

【0052】

図 5 の (b) によれば電圧 V_q は 0 となり、位相同期ループの出力周波数は (c) に示すように、60 Hz に収束する。しかし、この制御では、2 台のインバータに共通の基準電圧信号を共有するための信号線が必要になる。そのため、信号線へのノイズの影響を受けやすくなる。

【0053】

(図 2 の制御ブロック図に基づく制御)

図 6 は、図 2 の制御ブロック図に基づく制御を行った場合の、シミュレーション結果である。(a), (b), (c), (d) における横軸は共通であり、時間を表している(0 ~ 10 秒)。縦軸の数値は、電圧、電流又は周波数を表している。右端には、10 秒直前の横軸(時間軸)を拡大し、かつ、(c) 及び (d) については縦軸も拡大した図を示している。周波数フィードバックループ F における第 2 比例積分器 B6 の比例ゲインを 0.2、積分時定数を 0.01 秒とした。

【0054】

(a) は、交流電圧 v_a と、第 1 のインバータが出力する交流電流とを、重ねて表示した波形図である。振幅が大きい方が交流電圧 v_a 、0 付近で振動するのが交流電流である。

(b) は、dq 変換後の 2 相の電圧 v_d (上)、 v_q (下) の波形図である。

(c) は、位相同期ループの出力周波数である。

(d) は、第 1 のインバータ及び第 2 のインバータの出力電流である。第 1 のインバータより 1 秒遅れて第 2 のインバータが運転開始している。

【0055】

図 6 によれば、(b) に示すように、電圧 v_q は 0 にはならないが、負の一定値に収束する。位相同期ループ L の周波数は、(c) に示すように、概ね目標どおりの一定値に収束する。また、(d) に示すように、第 2 のインバータが運転開始してからの出力電流は 2 台で均等に分担され、力率 1 で、直流分も発生していない。制御不能となるような事態は発生せず、周波数は安定している。このように、位相同期ループ L の周波数制御に、周波数フィードバックループ F を取り入れたことで、自立出力を交流電路に提供するインバータの並列運転を安定させることができる。

【0056】

《発電機との並列運転》

図 8 の (a) は、図 2 に示す周波数フィードバック付きの位相同期ループを有するインバータの、並列運転を行った場合において、インバータ(電力変換部)の出力電流 I と、内部位相差 ϕ との関係の一例を示すグラフである。位相差 ϕ は出力電流 I と比例的な関係にあり、出力電流 I が増大すれば、位相差 ϕ も増大する。これは、同期発電機の出力電流と内部位相角との関係と同様である。

【0057】

図 8 の (b) は、等価的な誘導起電力 E と、位相差 ϕ と、交流電圧 V との関係を示すベクトル図である。ここで、インバータを、同期リアクタンス x_s の同期発電機と考えると

10

20

30

40

50

、位相差 φ は、 $\sin \varphi$ φ とすれば、以下の関係となる。

$$\varphi = (j \times s I) / E$$

すなわち、位相同期ループに周波数フィードバック処理を付加したインバータは、一種の仮想同期発電機 (VSG: Virtual Synchronous Generator) として動作する。従って、当該インバータは、同期発電機との並列運転も可能である。
【0058】

図7は、図1の並列インバータシステム100と、商用電力系統の発電機とを並列運転した場合の、シミュレーション結果である。(a)、(b)、(c)、(d)における横軸は共通であり、時間を表している(9.9~10.1秒)。縦軸の数値は、電圧、電流又は周波数を表している。

10

【0059】

図7の(a)は、交流電圧 v_a と、第1のインバータが出力する交流電流とを、重ねて表示した波形図である。振幅が大きい方が交流電圧 v_a 、0付近で振動するのが交流電流である。

(b)は、 dq 変換後の2相の電圧 v_d (上)、 v_q (下)の波形図である。

(c)は、位相同期ループの出力周波数である。

(d)は、第1のインバータ及び第2のインバータの出力電流である。時刻10秒で発電機を解列している。

【0060】

図7に示すように、2台のインバータと発電機とを互いに並列接続した場合にも、並列運転は可能であり、2台のインバータの出力電流は一致した。但し、出力電流には実効値の50%強の直流分が含まれており、力率は0.824に低下する。負荷には直流分は流れておらず、インバータが出力する直流電流成分を交流電源が吸収している。

20

【0061】

電流指令値の演算には、直流分抑制のためのハイパスフィルタ、及び、発振抑制のためのローパスフィルタを設ける。その結果として、直流分は低減され、力率は0.993に改善される。10秒経過後に発電機を解列すると、交流電圧 v_a は、ほとんど変化せず、2台のインバータの出力電流が増えて、発電機が負担していた電流を補った。解列後は電圧 v_q 及び位相同期ループの出力周波数が僅かに低下したが、2台のインバータが負荷電流20Aの半分をそれぞれ均等に負担している。

30

【0062】

2台のインバータが負担する電流の割合を制御するには、インバータの出力に応じて、制御目標値を変化させればよい。電圧位相を進めれば有効電力が増え、電圧振幅を大きくすれば無効電力が増えるので、最も単純な方法としては、例えば電圧指令値 v^* を、

$$v^* = E^* \cos 2\pi f^* t$$

とすると、無効電力の増大に応じて電圧振幅目標値 E^* が低下し、また、有効電力の増大に応じて周波数目標値 f^* が低下する垂下特性を付与することが考えられる。

【0063】

位相同期ループの出力位相は、同期発電機と同様に交流電圧よりも進み、位相差はインバータの出力電流に比例して増加する。このような位相同期ループで制御した自立出力のインバータは、複数台を並列運転するだけでなく、他の交流電源との並列運転も行うことができ、仮想同期発電機として扱うことができる。

40

【0064】

《まとめ》

以上の開示は、一般化して以下のように表現することができる。

図1に示した第1のインバータ(1)及び第2のインバータ(2)の各々における制御部は、交流電圧 (V_a) に基づいて実行する位相同期ループ(L)において周波数検出値を算出する演算に、当該周波数検出値の前回値と周波数基準値との比較結果に比例積分を施して得た周波数補正值 (Δf_2) を加える周波数フィードバック処理(周波数フィードバックループ(F))を付加している。

50

このようなインバータは、自立出力の周波数が目標値に漸近して収束する。従って、かかるインバータを複数台並列に接続した場合、または、他の交流電源と並列接続した場合に、安定した並列運転を行うことができる。

【 0 0 6 5 】

より具体的には、前記周波数補正值 (Δf_2) を第 2 の周波数補正值とすると、制御部は、電圧センサ (19, 29) の検出出力に基づく電圧位相と位相同期ループ (L) 内の内部位相との偏差に基づいて、第 1 の周波数補正值 (Δf_1) を求める第 1 演算と、周波数基準値 (f_o) に、第 1 の周波数補正值 (Δf_1) 及び第 2 の周波数補正值 (Δf_2) を加算して新たな周波数検出値 (f) を求める第 2 演算と、新たな周波数検出値 (f) に基づいて、新たな周波数検出値に基づいて電力変換部 (1B, 2B) の出力を制御する制御する制御信号を生成する第 3 演算と、を実行する。

10

上記の第 2 演算を行うことにより、自立出力の周波数が収束しない状態に陥るのを抑制することができる。

【 0 0 6 6 】

また、第 3 演算には、新たな周波数検出値 (f) に基づいて電圧指令値 (v_a^*) を求めること、及び、電圧指令値 (v_a^*) と、交流電圧との偏差に、比例演算を施して電圧補正值 (Δv_a) を求めること、が含まれる。

この場合、比例積分演算ではなく比例演算を行うことにより、他の交流電源との間で、交流電圧として検出した値に差があっても、横流を抑制することができる。

【 0 0 6 7 】

20

《順変換 (充電) について補足》

図 1 のインバータ 1, 2 は、自立出力のインバータとして説明したが、直流電圧源が蓄電池に基づく場合は、インバータ 1, 2 (電力変換部 1B, 2B) は、交流電力から直流電力への変換を行うようにしてもよい。例えば、交流電路 5 に、太陽光発電を電源とする系統連系型のインバータのように、交流電路 5 の電圧に同期する電流を出力する交流電源 (電流源) が接続された場合を考える。この場合、制御部 1A, 2A は、交流電源の交流電力を直流電力に変換して電力変換部 1B, 2B の直流側に接続される蓄電池を充電するように制御する。負荷 6 での消費電力の余剰電力を、インバータ 1, 2 が順変換 (交流→直流) して直流電圧源 3, 4 に含まれる蓄電池を充電することができる。なお、この場合は、インバータの位相同期ループにおける内部位相は、交流電圧の位相より遅れる。

30

【 0 0 6 8 】

《その他》

なお、図 1 のフルブリッジ回路 10, 20 は、2 レグの単相インバータ回路であるが、3 レグの三相インバータ回路であっても、同様に、図 2、図 3 の処理を適用することができる。

【 0 0 6 9 】

《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。

40

【符号の説明】

【 0 0 7 0 】

- 1 第 1 のインバータ
- 1A 制御部
- 1B 電力変換部
- 2 第 2 のインバータ
- 2A 制御部
- 2B 電力変換部
- 3, 4 直流電圧源
- 5 交流電路

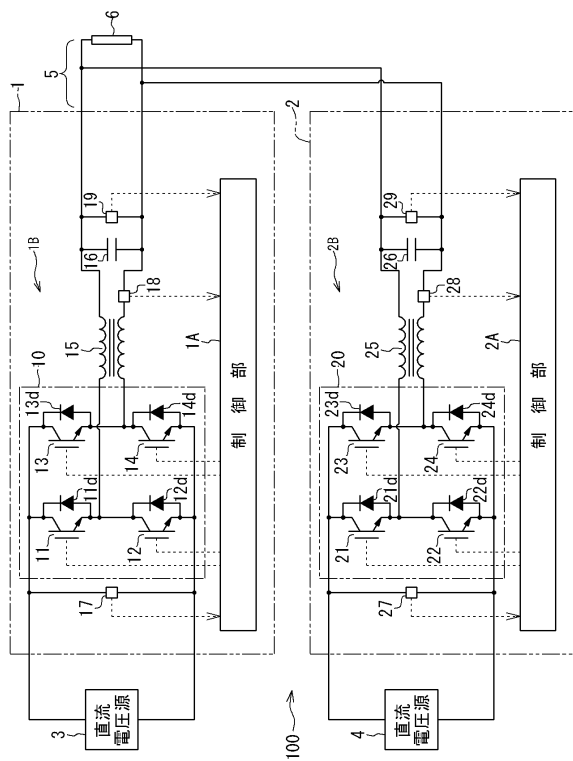
50

6	負荷	
1 0	フルブリッジ回路	
1 1 , 1 2 , 1 3 , 1 4	スイッチング素子	
1 1 d , 1 2 d , 1 3 d , 1 4 d	ダイオード	
1 5	交流リアクトル	
1 6	交流側コンデンサ	
1 7	電圧センサ	
1 8	電流センサ	
1 9	電圧センサ	
2 0	フルブリッジ回路	10
2 1 , 2 2 , 2 3 , 2 4	スイッチング素子	
2 1 d , 2 2 d , 2 3 d , 2 4 d	ダイオード	
2 5	交流リアクトル	
2 6	交流側コンデンサ	
2 7	電圧センサ	
2 8	電流センサ	
2 9	電圧センサ	
1 0 0	並列インバータシステム	
B 1	位相差検出器	
B 2	第 1 比例積分器	20
B 3	加算器	
B 4	積分器	
B 5	加算器	
B 6	第 2 比例積分器	
B 7	電圧指令部	
B 8	加算器	
B 9	比例器	
B 1 0	P W M 信号生成部	
F	周波数フィードバックループ	
L	位相同期ループ	30

【図面】

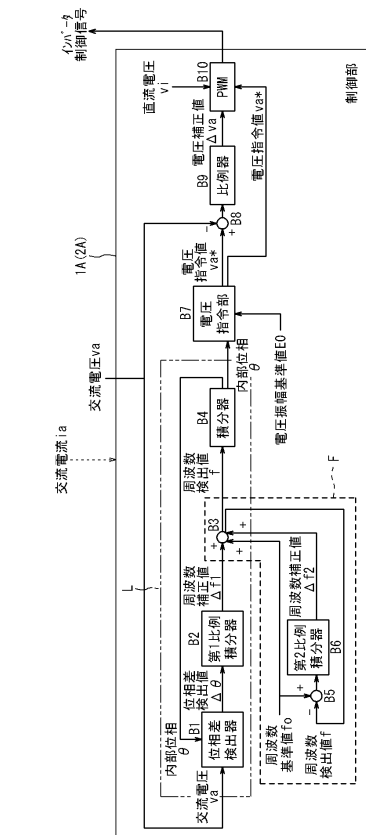
【図 1】

図 1



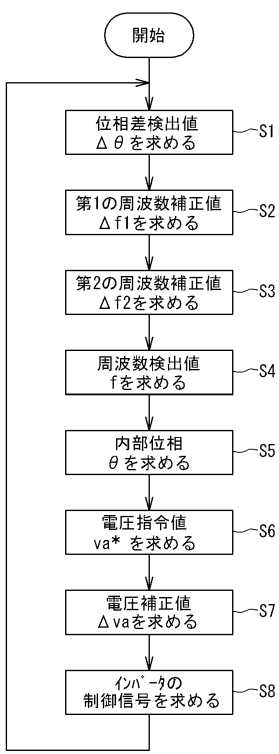
【図 2】

図 2



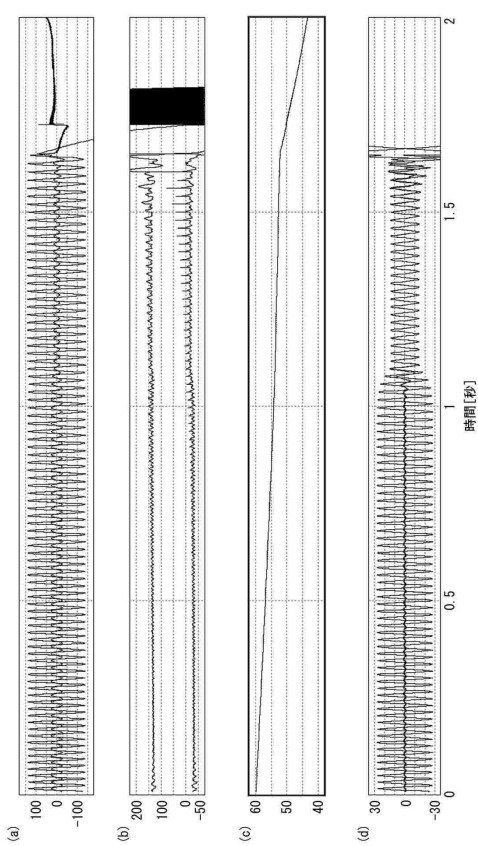
【図 3】

図 3



【図 4】

図 4



10

20

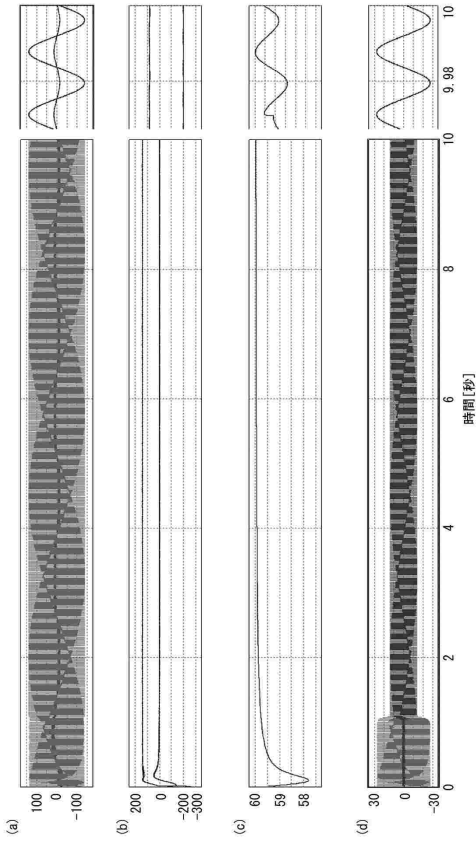
30

40

50

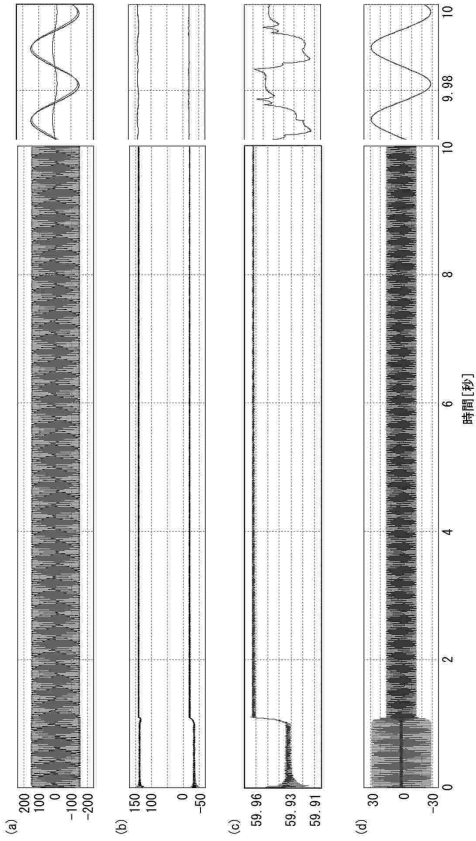
【図 5】

図 5



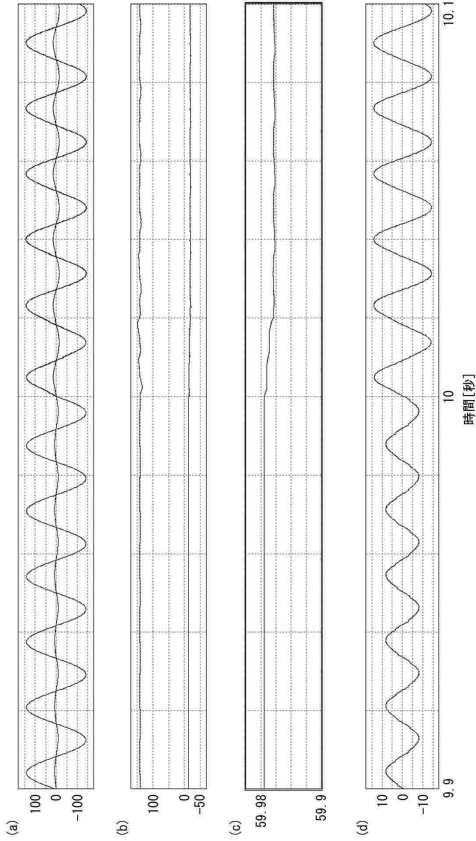
【図 6】

図 6



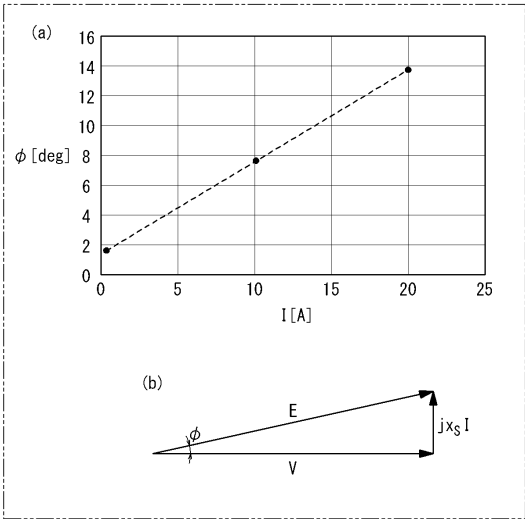
【図 7】

図 7



【図 8】

図 8



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 1 5 - 1 0 0 2 2 4 (J P , A)
 特開 2 0 1 7 - 2 2 5 2 1 4 (J P , A)
 特開 2 0 1 0 - 1 6 1 9 0 1 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
- H 0 2 M 7 / 4 9 3
 H 0 2 M 7 / 4 8