

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6123371号
(P6123371)

(45) 発行日 平成29年5月10日 (2017.5.10)

(24) 登録日 平成29年4月14日 (2017.4.14)

(51) Int. Cl. F 1
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 F

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2013-48969 (P2013-48969)	(73) 特許権者	000000011 アイシン精機株式会社
(22) 出願日	平成25年3月12日 (2013.3.12)		愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地
(65) 公開番号	特開2014-176254 (P2014-176254A)	(74) 代理人	110000213 特許業務法人プロスペック特許事務所
(43) 公開日	平成26年9月22日 (2014.9.22)	(74) 代理人	100155767 弁理士 金井 憲志
審査請求日	平成28年2月10日 (2016.2.10)	(72) 発明者	直井 紀拓 愛知県刈谷市朝日町2丁目1番地 アイシン精機株式会社内
		審査官	戸次 一夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流電力供給装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電源から出力された電力を入力して、一定の設定電圧に制御した直流電力に変換して出力する直流電力出力部と、

前記直流電力出力部から出力された直流電力を入力して交流に変換するインバータ回路と、

装置出力電圧が、交流電力の供給対象となる電気負荷に適用できる商用電源の規定範囲内となる予め設定された設定振幅の正弦波となるように前記インバータ回路の作動を制御するインバータ制御手段と、

前記直流電力出力部から前記インバータ回路に供給される直流電圧を検出する直流電圧検出手段と、

前記直流電圧検出手段により検出された直流電圧に基づいて、前記直流電圧が前記設定電圧よりも低い過負荷判定閾値を下回った状態である過負荷状態を検出する過負荷状態検出手段と、

前記過負荷状態が検出されたとき、前記装置出力電圧の目標値を前記設定振幅よりも小さい振幅の正弦波電圧に変更し、前記装置出力電圧が変更後の目標値に追従するように前記インバータの電圧指令を設定する過負荷時制御手段と

を備えた交流電力供給装置において、

前記過負荷時制御手段は、

前記直流電圧検出手段により検出された直流電圧が予め設定した基準電圧よりも低下し

10

20

ている量が大きいほど、前記装置出力電圧の振幅を小さくする振幅調整量を演算する振幅調整量演算手段と、

前記装置出力電圧の目標値を、前記設定振幅を前記振幅調整量で調整した調整後振幅の正弦波電圧に設定する振幅調整手段と

を備え、

前記振幅調整量演算手段は、前記基準電圧をフィードバック制御上における目標値として設定して、前記直流電圧が前記基準電圧に追従するように前記装置出力電圧の振幅を制御し、

前記基準電圧は、前記装置出力電圧が、非過負荷状態における前記装置出力電圧の目標値よりも低く、かつ、前記商用電源の規定下限値以上となる範囲に入るような値に設定されていることを特徴とする交流電力供給装置。

10

【請求項 2】

前記基準電圧は、前記交流電力供給装置から前記商用電源の規定下限値の交流電圧を出力できる前記インバータ回路の入力電圧の下限値に設定されていることを特徴とする請求項 1 記載の交流電力供給装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力をインバータによって交流に変換して電力供給する交流電力供給装置に関する。

20

【背景技術】

【0002】

従来から、商用電源が停止した場合でも、商用電源に代わって電力供給する交流電力供給装置が知られている。例えば、特許文献 1 等において提案されている。こうした交流電力供給装置は、例えば、発電機やバッテリーから電力供給を受けてコンバータにより一定電圧の直流電力に変換した後に、その直流電力をインバータで商用電源と同じ電圧波形となる交流に変換する。

【0003】

商用電源は、その電圧の許容範囲が規定されている。例えば、200V系電源では、202Vを基準として±10%の許容範囲が設定されている。従って、交流電力供給装置は、この規定された範囲の電圧にて電力供給する必要がある。例えば、交流電力供給装置の出力電圧を202Vに設定した場合には、交流電圧の振幅が286V(=202× $\sqrt{2}$)となることから、インバータの入力電圧が286V以上になるようにコンバータの出力電圧が設定される。インバータの入力電圧が286V以上(例えば、300V、350V等)であれば、インバータのスイッチング素子のPWM制御により、振幅が286Vの正弦波波形となる交流電圧を出力することができる。

30

【0004】

また、交流電力供給装置から電力供給を受ける電気機器は、本来、商用電源から電力供給されることを想定して設計されている。従って、交流電力供給装置から出力される電力の電圧波形は、商用電源と同程度に整形された正弦波であって歪み率が少ないことが望まれる。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特開 2005 - 86870 号公報

【発明の概要】

【0006】

(発明が解決しようとする課題)

電気負荷への電力供給量が増大してコンバータの定格出力を上回ってしまうと、コンバータは、自身の電圧制御にかかわらず、一定の設定電圧の出力を維持することができなく

50

なる。これによりコンバータの出力電圧が286Vを下回ると、インバータは、202V（実効値）の交流電圧の出力を目標としたPWM制御を実行するにもかかわらず、目標とした交流電圧を出力することができなくなる。この場合、図4に示すように、交流電力供給装置の出力電圧波形は、正弦波とならずに頂部を切った山形波形となり、出力電圧の歪み率が大きくなる。この電圧波形の歪みは、特に、コンデンサインプット型の電気機器において好ましくない。

【0007】

また、できるだけ多くの電気負荷を使用したいというユーザのニーズがあるにもかかわらず、交流電力供給装置の出力電圧の低下およびの歪み率の増大により、そうしたニーズに応えられない。

10

【0008】

また、特許文献1に提案されている装置では、過負荷によりインバータの出力電流が所定値を超えた場合に、インバータのスイッチング素子に対して所定の時間だけゲートブロックする構成を採用している。しかし、インバータの出力電圧が不連続となり、インバータの出力電圧が大きく歪むという問題がある。

【0009】

本発明は、上記課題に対処するためになされたもので、限られた電力供給能力を有効に使って、できるだけ多くの電気負荷に対して信頼性の高い電力供給を維持できるようにすることを目的とする。

【0010】

20

（課題を解決するための手段）

上記課題を解決する本発明の特徴は、電源（20）から出力された電力を入力して、一定の設定電圧に制御した直流電力に変換して出力する直流電力出力部（30、40）と、前記直流電力出力部から出力された直流電力を入力して交流に変換するインバータ回路（50）と、装置出力電圧（ V_{ac} ）が、交流電力の供給対象となる電気負荷に適用できる商用電源の規定範囲内となる予め設定された設定振幅の正弦波となるように前記インバータ回路の作動を制御するインバータ制御手段（100）と、前記直流電力出力部から前記インバータ回路に供給される直流電圧（ V_{dc} ）を検出する直流電圧検出手段（41）と、前記直流電圧検出手段により検出された直流電圧に基づいて、前記直流電圧が前記設定電圧よりも低い過負荷判定閾値（ V_{dc1} ）を下回った状態である過負荷状態を検出する過負荷状態検出手段（111）と、前記過負荷状態が検出されたとき、前記装置出力電圧の目標値を前記設定振幅（ A^* ）よりも小さい振幅（ $A^* - A$ ）の正弦波電圧に変更し、前記装置出力電圧が変更後の目標値に追従するように前記インバータの電圧指令（ V_{inv}^* ）を設定する過負荷時制御手段（110、120～124）と

30

を備えた交流電力供給装置において、

前記過負荷時制御手段は、

前記直流電圧検出手段により検出された直流電圧（ V_{dc} ）が予め設定した基準電圧（ V_{dcdown} ）よりも低下している量（ V_{down} ）が大きいほど、前記装置出力電圧の振幅を小さくする振幅調整量（ A ）を演算する振幅調整量演算手段（112、113）と、

前記装置出力電圧の目標値を、前記設定振幅を前記振幅調整量で調整した調整後振幅（ $A^* - A$ ）の正弦波電圧に設定する振幅調整手段（120）と

40

を備え、

前記振幅調整量演算手段は、前記基準電圧（ V_{dcdown} ）をフィードバック制御上における目標値として設定して、前記直流電圧（ V_{dc} ）が前記基準電圧に追従するように前記装置出力電圧の振幅を制御し、

前記基準電圧は、前記装置出力電圧が、非過負荷状態における前記装置出力電圧の目標値よりも低く、かつ、前記商用電源の規定下限値以上となる範囲に入るような値に設定されていることにある。

【0011】

本発明においては、直流電力出力部が、電源から出力された電力を入力して、一定の設

50

定電圧に制御した直流電力に変換してインバータ回路に出力する。電源としては、商用電源以外のもの、例えば、発電機やバッテリー等を使用することができる。直流電力出力部は、例えば、発電機の出力する交流電力を直流に変換するコンバータ回路とコンバータ回路の出力電圧を一定の設定電圧に制御するコンバータ制御手段にて構成することができる。あるいは、バッテリー等の直流電源の出力する直流電力の電圧を変換するDC/DCコンバータ回路とDC/DCコンバータ回路の出力電圧を一定の設定電圧に制御するコンバータ制御手段にて構成することができる。

【0012】

インバータ回路は、直流電力出力部から出力された直流電力を入力して交流に変換する。インバータ制御手段は、装置出力電圧（交流電力供給装置の出力電圧）が、交流電力の供給対象となる電気負荷に適用できる商用電源の規定範囲内となる予め設定された設定振幅の正弦波となるようにインバータ回路の作動を制御する。

10

【0013】

直流電力出力部は、電気負荷への電力供給量が定格出力を超える過負荷状態になると、電力供給量が定格出力を超過する程度が大きいほど、直流出力電圧が大きく低下する垂下特性を有する。このため、交流電力供給装置は、過負荷状態になると、設定振幅の正弦波電圧を出力することができなくなり、装置出力電圧の歪み率が大きくなる。そこで、本発明においては、直流電圧検出手段と過負荷状態検出手段と過負荷時制御手段とを備えている。直流電圧検出手段は、直流電力出力部からインバータ回路に供給される直流電圧を検出する。過負荷状態検出手段は、直流電圧検出手段により検出された直流電圧に基づいて、直流電圧が設定電圧よりも低い過負荷判定閾値を下回った状態である過負荷状態を検出する。

20

【0014】

過負荷時制御手段は、過負荷状態が検出されたとき、装置出力電圧の目標値を非過負荷時における設定振幅よりも小さい振幅の正弦波電圧に変更し、装置出力電圧が変更後の目標値に追従するようにインバータの電圧指令を設定する。従って、歪み率の少ない正弦波電圧の交流電力を供給することができる。また、電気負荷への電力供給量が絞られるため、直流電力出力部の出力電圧を上昇させることができ、結果として、装置出力電圧の落ち込みを抑制することができる。これらの結果、限られた電力供給能力を有効に使う、できるだけ多くの電気負荷に対して信頼性の高い電力供給を維持することができる。

30

【0016】

また、本発明においては、振幅調整量演算手段が、直流電圧検出手段により検出された直流電圧が予め設定した基準電圧よりも低下している量大きいほど、装置出力電圧の振幅を小さくする振幅調整量を演算する。そして、振幅調整手段が、装置出力電圧の目標値を、設定振幅を振幅調整量で調整した調整後振幅の正弦波電圧に設定する。従って、インバータ回路の入力電圧に応じた適正な振幅の装置出力電圧の目標値を設定することができる。

【0018】

更に、本発明においては、基準電圧がフィードバック制御上における目標値として設定され、直流電圧が基準電圧に追従するように装置出力電圧の振幅が制御される。この基準電圧は、装置出力電圧が、非過負荷状態における装置出力電圧の目標値よりも低く、かつ、商用電源の規定下限値以上となる範囲に入るような値に設定されている。このため、装置出力電圧の振幅制御を容易に行うことができる。

40

また、本発明の他の特徴は、前記基準電圧は、前記交流電力供給装置から前記商用電源の規定下限値の交流電圧を出力できる前記インバータ回路の入力電圧の下限値に設定されていることにある。これによれば、限られた電力供給能力を有効に使う、できるだけ多くの電気負荷に対して信頼性の高い電力供給を維持することができる。また、装置出力電圧の歪み率を小さく抑えることができる。

【0019】

尚、上記説明においては、発明の理解を助けるために、実施形態に対応する発明の構成

50

に対して、実施形態で用いた符号を括弧書きで添えているが、本発明の各構成要件は前記符号によって規定される実施形態に限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】本実施形態に係る交流電力供給装置の概略構成図である。

【図2】インバータコントローラの機能ブロック図である。

【図3】出力抑制制御によって振幅が調整された装置出力電圧波形を表すグラフである。

【図4】出力抑制制御を実施しない場合の過負荷時における装置出力電圧波形を表すグラフである。

【発明を実施するための形態】

10

【0021】

以下、本発明の一実施形態に係る交流電力供給装置について図面を用いて説明する。図1は、電気負荷へ交流電力を供給する交流電力供給装置1の概略構成を表す。交流電力供給装置1は、エンジン10と、エンジン10に連結されてエンジン10の作動によって三相交流電力を発生する発電機20と、発電機20の出力する三相交流電力を直流電力に変換するコンバータ回路30と、コンバータ回路30の作動を制御するコンバータコントローラ40と、コンバータ回路30の出力する直流電力を交流電力に変換するインバータ回路50と、インバータ回路50の作動を制御するインバータコントローラ100と、インバータ回路50の出力を平滑するフィルタ回路60とを備えている。

【0022】

20

本実施形態の交流電力供給装置1は、図示しないエンジン駆動式空調装置の室外機に設けられている。このエンジン駆動式空調装置は、エンジン10の動力によって駆動される圧縮機を備え、圧縮機によって冷媒を圧縮する。エンジン駆動式空調装置は、商用電源の供給が停止した停電時でも、空調装置内の電気機器を作動できるように交流電力供給装置1を備えている。停電時においては、バッテリーによりエンジン10を起動することにより、エンジン10の動力で発電機20を駆動して空調装置内の電気機器（例えば、ファン等）に電力供給する。また、交流電力供給装置1は、空調装置内の電気機器だけでなく、家庭、オフィス、工場等で使用される電気器具の非常電源としても利用できるように外部出力端子70、71を備えている。このため、交流電力供給装置1は、商用電源から電力供給を受けられない非常時における電気負荷への電力供給源となっている。

30

【0023】

発電機20は、発電した三相交流電力をコンバータ回路30に出力する。コンバータ回路30は、MOS-FET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) やIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などの半導体スイッチング素子31~36をブリッジ接続した3相ブリッジ回路であって、コンバータコントローラ40から出力されるゲート信号にしたがってスイッチング素子31~36のオン/オフ状態が切り替えられて三相交流電力を直流電力に変換する。コンバータ回路30は、2本の直流ライン37, 38を介してインバータ回路50と接続されており、変換した直流電力をインバータ回路50に出力する。

【0024】

40

2本の直流ライン37, 38間には、平滑用コンデンサ39が設けられている。また、直流ライン37, 38間の電圧を検出する直流電圧センサ41が設けられている。直流電圧センサ41は、その検出値である直流電圧Vdcをコンバータコントローラ40とインバータコントローラ100とに供給する。コンバータコントローラ40は、直流電圧Vdcをフィードバックして、直流電圧Vdcが目標直流電圧Vdc*と一致するようにデューティ比を設定したゲート信号をコンバータ回路30の各スイッチング素子31~36に出力する。これにより、コンバータ回路30の出力直流電圧が目標直流電圧Vdc*に維持される。

【0025】

インバータ回路50は、MOS-FETやIGBTなどの半導体スイッチング素子51~54をブリッジ接続したHブリッジ回路であって、インバータコントローラ100から

50

出力されるゲート信号にしたがってスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 のオン / オフ状態が切り替えられて直流電力を単相交流電力に変換する。上アームとなるスイッチング素子 5 1 と下アームとなるスイッチング素子 5 2 との接続部に交流ライン 5 5 が接続され、他方の上アームとなるスイッチング素子 5 3 と下アームとなるスイッチング素子 5 4 との接続部に交流ライン 5 6 が接続される。

【 0 0 2 6 】

インバータ回路 5 0 においては、スイッチング素子 5 1 とスイッチング素子 5 4 とをオン状態とし、スイッチング素子 5 2 とスイッチング素子 5 3 とをオフ状態とすることで矢印 a 方向に電流を流し、スイッチング素子 5 2 とスイッチング素子 5 3 とをオン状態とし、スイッチング素子 5 1 とスイッチング素子 5 4 とをオフ状態とすることにより矢印 b 方向に電流を流す。こうしたスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 のオン・オフ切替およびデューティ比制御により、交流ライン 5 5 と交流ライン 5 6 との間に交流電圧を発生させる。

10

【 0 0 2 7 】

インバータ回路 5 0 の出力側には、フィルタ回路 6 0 が設けられている。フィルタ回路 6 0 は、交流ライン 5 5 に直列に設けられるリアクトル 6 1 と、交流ライン 5 5 、 5 6 間に設けられるコンデンサ 6 2 とを備えおり、出力電流のリップルを低減する。

【 0 0 2 8 】

フィルタ回路 6 0 の出力側には、外部出力端子 7 0 , 7 1 が設けられる。外部出力端子 7 0 、 7 1 には、交流電力供給を受ける複数の電気負荷 L が接続される。また、外部出力端子 7 0 、 7 1 間の電圧を検出する出力電圧センサ 4 3 が設けられている。出力電圧センサ 4 3 は、交流電力供給装置 1 の出力電圧 V_{ac} を検出し、その検出値である出力電圧 V_{ac} をインバータコントローラ 1 0 0 に供給する。以下、交流電力供給装置 1 の出力する電圧を装置出力電圧と呼ぶ。

20

【 0 0 2 9 】

インバータコントローラ 1 0 0 は、マイコン、および、スイッチング素子 5 1 ~ 5 4 にゲート信号を出力するドライブ回路を主要部として備え、出力電圧センサ 4 3 により検出される出力電圧 V_{ac} が、予め設定された目標出力電圧 V_{ac}^* に一致するようにインバータ回路 5 0 のスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 を制御する。

【 0 0 3 0 】

本実施形態の交流電力供給装置 1 においては、200 V 系の電気負荷 L に対しても電力供給できるように、その目標出力電圧が交流 202 V に設定されている。従って、交流電力供給装置 1 の目標出力電圧 V_{ac}^* の波形は、振幅が 286 V ($= 202 \times \sqrt{2}$) で、商用電源と同じ周波数 f の正弦波に設定されている。また、100 V 系の電気負荷 L に対しては、200 V 電源を図示しないトランスにより降圧することにより 100 V 電源に変換して電力供給するように構成されている。

30

【 0 0 3 1 】

このように 202 V の交流電力を電気負荷 L に供給するためには、インバータ回路 5 0 の入力電圧を装置出力電圧の振幅値 (286 V) 以上にする必要がある。尚、ここでは、説明を簡単にするために、フィルタ回路 6 0 のリアクトル 6 1 及びスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 の電圧降下分をゼロとみなして数値を示している。本実施形態においては、コンバータ回路 3 0 の出力電圧の目標値である目標直流電圧 V_{dc}^* を 286 V 以上の値、例えば、340 V に設定している。従って、コンバータコントローラ 4 0 は、直流電圧センサ 4 1 により検出される直流電圧 V_{dc} が目標直流電圧 V_{dc}^* に追従するようにスイッチング素子 3 1 ~ 3 6 のゲート信号のデューティ比を制御する。

40

【 0 0 3 2 】

交流電力供給装置 1 においては、発電機 2 0 から入力した交流電力をコンバータ回路 3 0 で直流に変換し、さらに、インバータ回路 5 0 で交流に変換する。コンバータ回路 3 0 は、電気負荷 L への電力供給量が増大してコンバータ回路 3 0 の定格出力を上回ると、定格出力を超過する程度が大きいほど、直流出力電圧が大きく低下する垂下特性を有する。このため、コンバータコントローラ 4 0 の電圧フィードバック制御にかかわらず、コンバ

50

ータ回路30の出力電圧を一定の目標直流電圧 V_{dc}^* を維持することができなくなる。この場合、コンバータ回路30の出力電圧が286V以上であれば問題ないが、286Vを下回ってしまうと、インバータ回路50の交流出力電圧が低下する。この状態でインバータコントローラ100による電圧フィードバック制御をそのまま継続してしまうと、インバータ回路50の出力電圧波形は、図4に示すように、正弦波とならずに頂部を切った山形波形となってしまう。この場合は、交流電圧の歪み率が大きくなるだけでなく、電気負荷Lへの電力供給を抑制しないため、早い段階で交流電圧の波高値が規定範囲の下限値である257V(=202×0.9× $\sqrt{2}$)を下回ってしまう。

【0033】

そこで、本実施形態の交流電力供給装置1においては、交流電源の電圧規定が202Vを基準として±10%の範囲であることを有効利用し、装置出力電圧の目標出力電圧 V_{ac}^* の振幅を規定範囲内で低下させることにより電力供給量を絞って、できるだけ多くの電気負荷Lに対して適正電圧の電力供給を継続できるようにする。以下、そのために行うインバータコントローラ100の処理について説明する。

【0034】

図2は、インバータコントローラ100の機能を表す機能ブロック図である。インバータコントローラ100は、過負荷時振幅低減量設定部110と、振幅調整部120と、出力波形指令部121と、目標出力電圧設定部122と、出力電圧偏差演算部123と、PI制御部124と、PWM制御部125とを備えている。また、過負荷時振幅低減量設定部110は、出力抑制制御判定部111と、直流電圧偏差演算部112と、PI制御部113と、リミッタ114と、制御切替部115とを備えている。また、インバータコントローラ100は、直流電圧センサ41の出力する直流電圧 V_{dc} 、出力電圧センサ43の出力する出力電圧 V_{ac} を表す検出信号を所定のサンプリング周期でデジタル値に変換する。このデジタル値に変換されたセンサ値は、瞬時値を表している。

【0035】

まず、通常時、つまり、インバータ回路50に入力される直流電圧が適正值である場合の基本処理について説明する。振幅調整部120は、予め設定された装置出力電圧(交流電力供給装置1の出力電圧)の基本目標振幅 A'^* 、および、過負荷時振幅低減量設定部110にて設定した振幅調整量 A を読み込む。基本目標振幅 A'^* は、交流電力供給装置1の本来(非過負荷時)の目標出力電圧 V_{ac}^* の振幅を表す。本実施形態においては目標出力電圧 V_{ac}^* を実効値202Vに設定しているため、基本目標振幅 A'^* は、286V(=202× $\sqrt{2}$)となる。振幅調整部120は、基本目標振幅 A'^* から振幅調整量 A を減算して最終的な目標振幅 A^* を算出する。振幅調整量 A は、過負荷時振幅低減量設定部110によって演算されるもので、過負荷状態ではない通常時においてはゼロに設定される($A=0$)。従って、通常時においては、基本目標振幅 A'^* が最終的な目標振幅 A^* となる($A^*=A'^*$)。振幅調整部120は、算出した目標振幅 A^* を目標出力電圧設定部122に出力する。

【0036】

出力波形指令部121は、交流電力供給装置1から出力させる交流電圧の正弦波形を設定する正弦波設定信号を生成する。正弦波設定信号は、 $\sin(2\pi f t)$ により表される信号である。ここで、 f は、目標出力電圧 V_{ac}^* の周波数であって、商用電源の周波数と同じ値が設定される。また、 t は時間を表す。尚、ここで用いる正弦波とは、 \sin 波と \cos 波とを区別する意図はなく波形形状を表すものである。また、周波数 f については、必ずしも商用電源の周波数と同じにする必要はない。出力波形指令部121は、生成した正弦波設定信号を目標出力電圧設定部122に出力する。

【0037】

目標出力電圧設定部122は、目標振幅 A^* に正弦波設定信号($\sin(2\pi f t)$)を乗算して最終的な目標出力電圧 V_{ac}^* を算出する。目標出力電圧設定部122は、算出した目標出力電圧 V_{ac}^* ($=A^* \times \sin(2\pi f t)$)を出力電圧偏差演算部123に出力する。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 8 】

出力電圧偏差演算部 1 2 3 は、出力電圧センサ 4 3 により検出された出力電圧 V_{ac} を読み込み、目標出力電圧 V_{ac}^* と出力電圧 V_{ac} との偏差 $V_{ac} (= V_{ac}^* - V_{ac})$ を演算する。出力電圧偏差演算部 1 2 3 は、演算した偏差 V_{ac} を P I 制御部 1 2 4 に出力する。

【 0 0 3 9 】

P I 制御部 1 2 4 は、偏差 V_{ac} に基づいて、P I 演算（比例積分演算）によってインバータ回路 5 0 の出力電圧の目標値であるインバータ出力電圧指令 V_{inv}^* を演算する。P I 制御部 1 2 4 は、演算したインバータ出力電圧指令 V_{inv}^* を P W M 制御部 1 2 5 に出力する。

【 0 0 4 0 】

P W M 制御部 1 2 5 は、インバータ出力電圧指令 V_{inv}^* に基づいて、インバータ回路 5 0 のスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 のオン・オフ切替タイミングを設定したゲート信号を生成する。P W M 制御部 1 2 5 は、生成したゲート信号をインバータ回路 5 0 のスイッチング素子 5 1 ~ 5 4 に出力する。これにより、インバータ回路 5 0 からインバータ出力電圧指令 V_{inv}^* に追従した電圧が出力される。これにより、交流電力供給装置 1 から目標振幅 A^* に制御された交流電力が出力される。

【 0 0 4 1 】

次に、過負荷時振幅低減量設定部 1 1 0 について説明する。過負荷によって装置出力電圧が規定範囲よりも下回ってしまう場合でも、目標振幅 A^* を規定範囲内で下げることによって電気負荷 L への電力供給量を絞り、正弦波状の電圧に設定された電力供給を継続させることができる。また、その結果として、インバータ回路 5 0 に入力される直流電圧（コンバータ回路 3 0 の出力電圧）を上昇させることができる。こうした原理により、インバータ回路 5 0 の入力電圧が、交流電圧の規定下限値を出力できる限界電圧 $257V (= 202 \times 0.9 \times \sqrt{2})$ を下回ることを抑制することができ、歪み率の小さい正弦波状の交流電圧による電力供給の継続を可能にする。以下、目標振幅 A^* を基本目標振幅 A'^* よりも下げようように制御することを出力抑制制御と呼ぶ。

【 0 0 4 2 】

出力抑制制御判定部 1 1 1 は、出力抑制制御を開始するタイミングおよび終了するタイミングを決定する機能部である。出力抑制制御判定部 1 1 1 は、直流電圧センサ 4 1 の出力する直流電圧 V_{dc} を読み込み、直流電圧 V_{dc} が出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} 以上となっている場合には、出力抑制判定フラグ F を「0」に設定する。また、出力抑制判定フラグ F が「0」に設定されている状態において、直流電圧 V_{dc} が出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} を下回った場合には、出力抑制判定フラグ F を「0」から「1」に切り替える。また、出力抑制判定フラグ F が「1」に設定されている状態において、直流電圧 V_{dc} が出力抑制制御終了閾値 V_{dc2} を上回った場合には、出力抑制判定フラグ F を「1」から「0」に切り替える。出力抑制制御判定部 1 1 1 は、設定した出力抑制判定フラグ F を制御切替部 1 1 5 に出力する。

【 0 0 4 3 】

出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} は、過負荷状態を判定する予め設定した閾値であり、コンバータ回路 3 0 の目標直流電圧 V_{dc}^* よりも低い値であって、かつ、装置出力電圧が規定下限値となるときインバータ回路 5 0 の入力電圧以上となる電圧値に設定されている。例えば、出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} は、装置出力電圧が規定下限値（ $202 \times 90\%$ ）になるときのインバータ回路 5 0 の入力電圧に設定される。この場合、出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} は、 $257V (= 202 \times 0.9 \times \sqrt{2})$ となる。また、出力抑制制御終了閾値 V_{dc2} は、制御のチャタリングを防止するためにヒステリシスを設定したものであり、出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} よりも所定値だけ高い電圧に設定される。尚、必ずしもヒステリシスを設ける必要はなく、その場合には、出力抑制制御終了閾値 V_{dc2} を出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} と同一とすればよい。

【 0 0 4 4 】

直流電圧偏差演算部 1 1 2 は、直流電圧センサ 4 1 の出力する直流電圧 V_{dc} を読み込み

10

20

30

40

50

、出力抑制制御時に予め設定した目標直流電圧 V_{dcdown} から直流電圧 V_{dc} を減算した値である不足電圧値 $V_{dcdown} (= V_{dcdown} - V_{dc})$ を算出する。この目標直流電圧 V_{dcdown} は、インバータ回路 50 の出力する交流電圧が、通常（非過負荷状態）における目標値（実効値 $202V$ ）より低く、かつ、規定下限値（実効値 $202 \times 0.9V$ ）以上となる範囲に入るような値に設定される。本実施形態においては、目標直流電圧 V_{dcdown} は、出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} と同じ $257V (= 202 \times 0.9 \times \sqrt{2})$ に設定されている。尚、目標直流電圧 V_{dcdown} は、装置出力電圧の振幅を制御するためのインバータコントローラ 100 における計算上の設定値であって、コンバータコントローラ 40 におけるコンバータ回路 30 の出力電圧の目標値ではない。あくまでも、コンバータ回路 30 の出力電圧は、過負荷状態にかかわらず、コンバータコントローラ 40 によって一定の目標直流電圧 V_{dc}^* を目標値として制御されるものである。直流電圧偏差演算部 112 は、算出した不足電圧値 V_{dcdown} を P I 制御部 113 に出力する。

10

【0045】

P I 制御部 113 は、偏差 V_{dcdown} に基づく P I 演算（比例積分演算）によって、振幅調整量 A を計算する。この振幅調整量 A は、装置出力電圧の振幅を基本目標振幅 A^* から低下させる低下幅を設定するものである。この P I 演算によって、偏差 V_{dcdown} が大きいほど大きな振幅調整量 A が算出される。P I 制御部 113 は、算出した振幅調整量 A をリミッタ 114 に出力する。

【0046】

リミッタ 114 は、入力した振幅調整量 A がゼロ以下となる値の場合には、振幅調整量 A をゼロに設定し（ $A = 0$ ）、振幅調整量 A が正の値の場合には、その値を振幅調整量 A に設定する。リミッタ 114 は、設定した振幅調整量 A を制御切替部 115 に出力する。

20

【0047】

制御切替部 115 は、出力抑制制御判定部 111 から出力抑制判定フラグ F を入力し、出力抑制判定フラグ F が「1」の場合には、リミッタ 114 から入力した振幅調整量 A を選択し、出力抑制判定フラグ F が「0」の場合には、値ゼロに設定された振幅調整量 A を選択する。そして、選択した振幅調整量 A を振幅調整部 120 に出力する。振幅調整部 120 は、上述したように基本目標振幅 A^* から振幅調整量 A を減算して最終的な目標振幅 A^* を算出する。従って、出力抑制制御が実行される過負荷状態においては、インバータ回路 50 の入力電圧（コンバータ回路 30 の出力電圧）が目標直流電圧 V_{dcdown} に対して低下しているほど目標振幅 A^* が小さな値に設定される。これにより、目標出力電圧 V_{ac}^* の正弦波の振幅が小さくなるように調整される。従って、電気負荷 L に供給される電力が絞られることになる。電気負荷 L への電力供給の絞り込みは、インバータ回路 50 の入力電圧（コンバータ回路 30 の出力電圧）を上昇させるように働く。このため、過負荷状態においては、電力供給能力の範囲でインバータ回路 50 の入力電圧が目標直流電圧 V_{dcdown} に追従するようになる。そして、電気負荷 L が使用する電力が減少すると、コンバータコントローラ 40 の電圧制御によってコンバータ回路 30 の出力する直流電圧が上昇して、通常の制御状態に復帰する。

30

【0048】

以上説明した本実施形態の交流電力出力装置 1 によれば、電気負荷 L への電力供給量が増加してインバータ回路 50 の入力電圧が出力抑制制御開始閾値 V_{dc1} を下回った場合には、交流電源の電圧規定範囲を有効利用して、装置出力電圧の目標振幅 A^* を低下させる。従って、図 3 に示すように、歪み率の少ない正弦波電圧の交流電力を供給することができる。また、その場合、電気負荷 L への電力供給量が絞られるため、装置出力電圧の落ち込みを抑制することができる。また、過負荷状態時においては、目標直流電圧 V_{dcdown} とインバータ回路 50 の入力電圧との偏差を使った P I 制御によって振幅調整量 A を設定するため、インバータ回路 50 の入力電圧に応じた適正な目標振幅 A^* を設定することができる。また、装置出力電圧の振幅制御を容易に実施することができる。これらの結果、限られた電力供給能力を有効に使って、できるだけ多くの電気負荷 L に対して信頼性の高

40

50

い電力供給を維持することができる。また、装置出力電圧の歪み率を小さく抑えることができるため、コンデンサインプット型の電気機器への影響を抑制することができる。

【 0 0 4 9 】

また、本実施形態の交流電力供給装置 1 は、エンジン駆動式空調装置に設けられ、圧縮機を駆動するエンジン 1 0 によって発電機 2 0 を作動させ、この発電機 2 0 で発電された電力をコンバータ回路 3 0 で直流に変換し、その直流電力をインバータ回路 5 0 で交流に変換するものである。従って、エンジン 1 0 を有効利用することができる。

【 0 0 5 0 】

以上、本実施形態に係る交流電力供給装置 1 について説明したが、本発明は上記実施形態に限定されるものではなく、本発明の目的を逸脱しない限りにおいて種々の変更が可能である。

10

【 0 0 5 1 】

例えば、本実施形態においては、交流電力供給装置 1 の電源として発電機 2 0 を用いているが、それに代えて、バッテリーを用いるようにしてもよい。その場合には、コンバータ回路 3 0 およびコンバータコントローラ 4 0 は、DC / DC コンバータ (DC / DC コンバータ回路および DC / DC コンバータコントローラ) によって構成されるとよい。

【 0 0 5 2 】

また、本実施形態においては、Hブリッジ回路を使ったインバータ回路 5 0 によって直流電力を単相交流電力に変換しているが、3相ブリッジ回路を使ったインバータ回路によって直流電力を三相交流電力に変換して供給する構成であってもよい。

20

【 0 0 5 3 】

また、本実施形態の交流電力供給装置 1 は、エンジン駆動式空調装置に設けられるものであるが、例えば、エンジンの排熱を利用して動力、温熱、冷熱を取り出すコジェネレーション装置に適用してもよい。

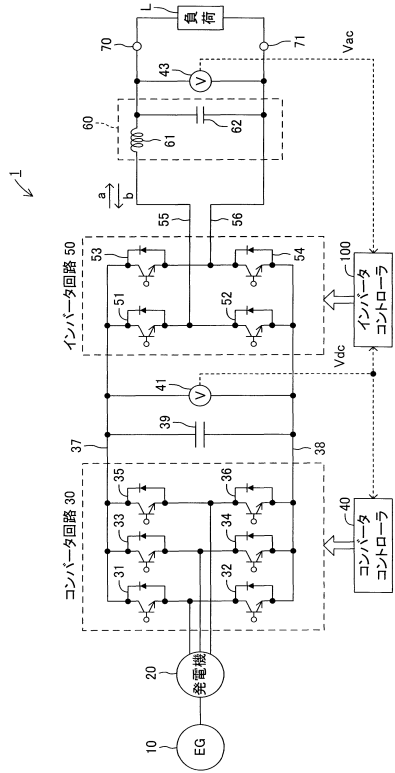
【 符号の説明 】

【 0 0 5 4 】

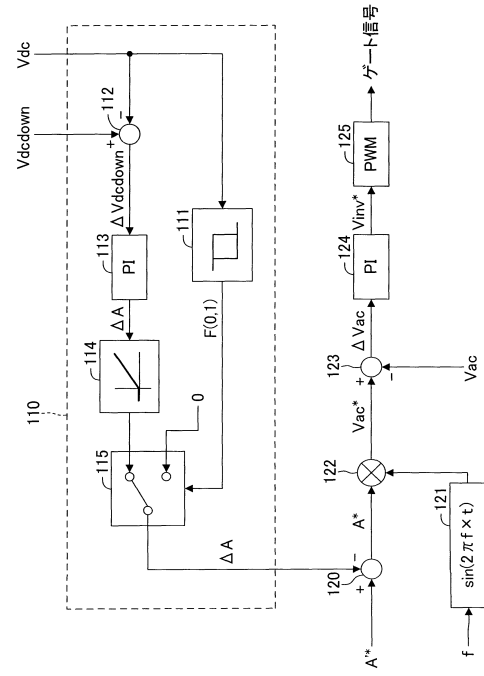
1 ... 交流電力供給装置、1 0 ... エンジン、2 0 ... 発電機、3 0 ... コンバータ回路、4 0 ... コンバータコントローラ、4 1 ... 直流電圧センサ、4 3 ... 出力電圧センサ、5 0 ... インバータ回路、5 1 , 5 2 , 5 3 , 5 4 ... スイッチング素子、6 0 ... フィルタ回路、7 0 , 7 1 ... 外部出力端子、1 0 0 ... インバータコントローラ、1 1 0 ... 過負荷時振幅低減量設定部、1 1 1 ... 出力抑制制御判定部、1 1 2 ... 直流電圧偏差演算部、1 1 3 ... P I 制御部、1 1 4 ... リミッタ、1 1 5 ... 制御切替部、1 2 0 ... 振幅調整部、1 2 1 ... 出力波形指令部、1 2 2 ... 目標出力電圧設定部、1 2 3 ... 出力電圧偏差演算部、1 2 4 ... P I 制御部、1 2 5 ... P W M 制御部、A * ... 目標振幅、A ' * ... 基本目標振幅、V ac * ... 目標出力電圧。

30

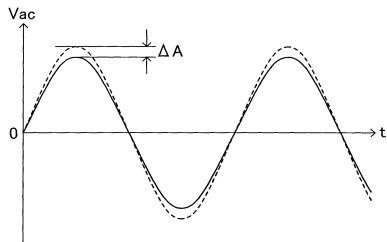
【図1】



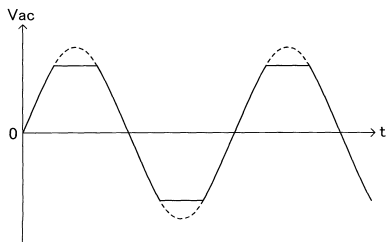
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-101668(JP,A)
特開2013-021793(JP,A)
特開2006-166507(JP,A)
特開平08-331862(JP,A)
特開2003-284330(JP,A)
特開2000-174305(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M3/00-3/44
7/42-7/98