

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7341359号
(P7341359)

(45)発行日 令和5年9月8日(2023.9.8)

(24)登録日 令和5年8月31日(2023.8.31)

(51)国際特許分類 F I
H 0 2 M 7/48 (2007.01) H 0 2 M 7/48 Y

請求項の数 9 (全14頁)

(21)出願番号	特願2022-573833(P2022-573833)	(73)特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(86)(22)出願日	令和3年1月6日(2021.1.6)	(74)代理人	100118762 弁理士 高村 順
(86)国際出願番号	PCT/JP2021/000193	(72)発明者	植村 啓介 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
(87)国際公開番号	WO2022/149207	(72)発明者	杓木 知宏 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
(87)国際公開日	令和4年7月14日(2022.7.14)	(72)発明者	松尾 遥 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
審査請求日	令和4年12月9日(2022.12.9)	(72)発明者	有澤 浩一

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換装置、モータ駆動装置及び冷凍サイクル適用機器

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

ハーフブリッジ接続される第1及び第2のダイオードを有し、第1の交流入力端、並びに第1及び第2の直流出力端を有し、前記第1の交流入力端が交流電源の一方側に接続されるコンバータ回路と、

一端が前記第1の直流出力端に接続され、他端が前記第2の直流出力端に接続されるコンデンサと、

三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有し、第1及び第2の直流入力端、並びに第1から第3の交流出力端を有し、前記第1の直流入力端が前記一端に接続され、前記第2の直流入力端が前記他端に接続され、前記第1から第3の交流出力端が負荷であるモータに接続され、前記第1の交流出力端が前記交流電源の他方側に接続されるインバータ回路と、

を備え、

前記コンバータ回路と、前記インバータ回路における前記第1の交流出力端を有するレグとによって全波整流回路が構成され、

前記レグはモータ制御の動作も行う

電力変換装置。

【請求項2】

ハーフブリッジ接続される第1及び第2のダイオードを有し、第1の交流入力端、並びに第1及び第2の直流出力端を有し、前記第1の交流入力端が交流電源の一方側に接続され

るコンバータ回路と、

一端が前記第 1 の直流出力端に接続され、他端が前記第 2 の直流出力端に接続されるコンデンサと、

三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有し、第 1 及び第 2 の直流入力端、並びに第 1 から第 3 の交流出力端を有し、前記第 1 の直流入力端が前記一端に接続され、前記第 2 の直流入力端が前記他端に接続され、前記第 1 から第 3 の交流出力端が負荷であるモータに接続され、前記第 1 の交流出力端が前記交流電源の他方側に接続されるインバータ回路と、

を備え、

前記インバータ回路は、モータ制御の動作とコンバータ出力制御の動作とを同時に行う電力変換装置。

10

【請求項 3】

前記インバータ回路において、前記第 1 の交流出力端を有するレグが前記コンバータ出力制御の動作を行う

請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

ハーフブリッジ接続される第 1 及び第 2 のダイオードを有し、第 1 の交流入力端、並びに第 1 及び第 2 の直流出力端を有し、前記第 1 の交流入力端が交流電源の一方側に接続されるコンバータ回路と、

一端が前記第 1 の直流出力端に接続され、他端が前記第 2 の直流出力端に接続されるコンデンサと、

20

三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有し、第 1 及び第 2 の直流入力端、並びに第 1 から第 3 の交流出力端を有し、前記第 1 の直流入力端が前記一端に接続され、前記第 2 の直流入力端が前記他端に接続され、前記第 1 から第 3 の交流出力端が負荷であるモータに接続され、前記第 1 の交流出力端が前記交流電源の他方側に接続されるインバータ回路と、

を備え、

前記コンバータ回路は、前記第 1 及び第 2 のダイオードと共にフルブリッジ接続される第 3 及び第 4 のダイオードを有し、

前記第 3 のダイオードと前記第 4 のダイオードとの接続点は第 2 の交流入力端を構成し、前記第 2 の交流入力端は前記交流電源の他方側に接続される電力変換装置。

30

【請求項 5】

前記第 1 から第 4 のダイオードは、4 in 1 モジュールとして構成されている

請求項 4 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

ハーフブリッジ接続される第 1 及び第 2 のダイオードを有し、第 1 の交流入力端、並びに第 1 及び第 2 の直流出力端を有し、前記第 1 の交流入力端が交流電源の一方側に接続されるコンバータ回路と、

一端が前記第 1 の直流出力端に接続され、他端が前記第 2 の直流出力端に接続されるコンデンサと、

40

三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有し、第 1 及び第 2 の直流入力端、並びに第 1 から第 3 の交流出力端を有し、前記第 1 の直流入力端が前記一端に接続され、前記第 2 の直流入力端が前記他端に接続され、前記第 1 から第 3 の交流出力端が負荷であるモータに接続され、前記第 1 の交流出力端が前記交流電源の他方側に接続されるインバータ回路と、

前記インバータ回路の動作を制御する制御部と、

を備え、

前記制御部は、

前記インバータ回路を制御するための V 結線相当の電圧指令値を生成するモータ制御部

50

と、

前記コンバータ回路の出力を制御するための制御信号を生成するコンバータ出力制御部と、

を備える電力変換装置。

【請求項 7】

前記制御部は、

前記制御信号に基づいて、前記 V 結線相当の電圧指令値を補正する電圧指令値補正部を備える

請求項 6 に記載の電力変換装置。

【請求項 8】

請求項 1 から 7 の何れか 1 項に記載の電力変換装置を備えるモータ駆動装置。

【請求項 9】

請求項 1 から 7 の何れか 1 項に記載の電力変換装置を備える冷凍サイクル適用機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本開示は、交流電力を所望の電力に変換する電力変換装置、モータ駆動装置及び冷凍サイクル適用機器に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、交流電源から印加される電圧である電源電圧を所望の交流電圧に変換し、空気調和機などの負荷に印加する電力変換装置がある。例えば、下記特許文献 1 には、空気調和機の制御装置である電力変換装置が、交流電源から印加される電源電圧をコンバータであるダイオードスタックで整流し、更に平滑部で平滑した電圧を、複数のスイッチング素子からなるインバータで所望の交流電圧に変換し、負荷である圧縮機モータに印加する技術が開示されている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【文献】特開平 7 - 71805 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、上記の従来技術による電力変換装置では、電源電流が交流電源の半周期の期間のうちの一部の期間にしか流れない。このため、電源電流の通流率が低く、電源電流に含まれる高調波成分が多くなるという課題がある。この課題に対し、スイッチング素子を備えた力率改善回路を追加して電源電流の通流率を高め、電源電流に含まれる高調波成分を抑制するという手法がある。しかしながら、この手法を採用する場合、スイッチング素子を備えた力率改善回路を追加する必要があり、装置のコストが増加し、装置が大型化するという別な課題が生じる。

【0005】

本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、電源電流に含まれる高調波成分を抑制しつつ、装置のコスト増及び大型化を抑制可能な電力変換装置を得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上述した課題を解決し、目的を達成するため、本開示に係る電力変換装置は、コンバータ回路と、コンデンサと、インバータ回路とを有する。コンバータ回路は、ハーフブリッジ接続される第 1 及び第 2 のダイオードを有する。また、コンバータ回路は、第 1 の交流入力端、並びに第 1 及び第 2 の直流出力端を有し、第 1 の交流入力端が交流電源の一方側に接続される。コンデンサは、一端が第 1 の直流出力端に接続され、他端が第 2 の直流出

10

20

30

40

50

力端に接続される。インバータ回路は、三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有する。また、インバータ回路は、第 1 及び第 2 の直流入力端、並びに第 1 から第 3 の交流出力端を有する。第 1 の直流入力端はコンデンサの一端に接続され、第 2 の直流入力端はコンデンサの他端に接続される。第 1 から第 3 の交流出力端は、負荷であるモータに接続され、第 1 の交流出力端は交流電源の他方側に接続される。

【発明の効果】

【0007】

本開示に係る電力変換装置によれば、電源電流に含まれる高調波成分を抑制しつつ、装置のコスト増及び大型化を抑制できるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

10

【0008】

【図 1】実施の形態 1 に係る電力変換装置の構成例を示す図

【図 2】実施の形態 1 に係る制御部の構成例を示すブロック図

【図 3】図 2 に示す電圧指令値補正部の動作説明に供するフローチャート

【図 4】図 1 の回路構成に図 2 の制御部を適用して制御した場合の解析結果を示す図

【図 5】実施の形態 1 における制御部の機能を実現するハードウェア構成の一例を示すブロック図

【図 6】実施の形態 1 における制御部の機能を実現するハードウェア構成の他の例を示すブロック図

【図 7】実施の形態 2 に係る電力変換装置の構成例を示す図

20

【図 8】実施の形態 3 に係る冷凍サイクル適用機器の構成例を示す図

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下に添付図面を参照し、本開示の実施の形態に係る電力変換装置、モータ駆動装置及び冷凍サイクル適用機器について詳細に説明する。なお、以下では、物理的な接続と電気的な接続とを区別せずに、単に「接続」と称して説明する。即ち、「接続」という文言は、構成要素同士が直接的に接続される場合と、構成要素同士が他の構成要素を介して電気的に接続される場合との双方を含んでいる。

【0010】

実施の形態 1 .

30

図 1 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 1 の構成例を示す図である。電力変換装置 1 は、交流電源 100 及び機器 120 に接続される。機器 120 の一例は圧縮機であり、機器 120 の他の一例はファンである。機器 120 は、モータ 110 を有する。電力変換装置 1 は、交流電源 100 から印加される電源電圧を所望の振幅及び位相を有する交流電圧に変換してモータ 110 に印加する。

【0011】

電力変換装置 1 は、制御部 2 と、コンバータ回路 3 と、インバータ回路 4 と、リアクトル 5 と、コンデンサ 6 と、電流検出部 7, 8 と、電圧検出部 9, 11 と、ゼロクロス検出部 10 とを備える。電力変換装置 1 と、機器 120 が備えるモータ 110 とによって、モータ駆動装置 50 が構成される。

40

【0012】

電圧検出部 9 は、交流電源 100 からコンバータ回路 3 に印加される電源電圧 V_s を検出する。ゼロクロス検出部 10 は、交流電源 100 の電源電圧 V_s に応じたゼロクロス信号 Z_c を生成する。ゼロクロス信号 Z_c は、例えば電源電圧 V_s が正極性のときは“High”レベルを出力する信号であり、電源電圧 V_s が負極性のときは“Low”レベルを出力する信号である。なお、これらのレベルは逆でもよい。電源電圧 V_s の検出値及びゼロクロス信号 Z_c は、制御部 2 に入力される。

【0013】

コンバータ回路 3 は、ハーフブリッジ接続されるダイオード D_1 , D_2 を有する。具体的に、ダイオード D_1 のアノードは、ダイオード D_2 のカソードに接続される。なお、本

50

稿では、ダイオードD 1を「第1のダイオード」と称し、ダイオードD 2を「第2のダイオード」と称することがある。

【0014】

コンバータ回路3と交流電源100の間には、リアクトル5及び電流検出部7が配されている。コンバータ回路3は、交流電源100から印加される電源電圧 V_s を整流する。

【0015】

コンバータ回路3は、直流出力端3a, 3bと、交流入力端3cを有する。直列接続されたダイオードD 1, D 2の接続点が、交流入力端3cとされる。ダイオードD 1のカソードは直流出力端3aに接続され、ダイオードD 2のアノードは直流出力端3bに接続される。交流入力端3cは、リアクトル5を介して交流電源100の一方側に接続される。10

【0016】

コンデンサ6は、コンバータ回路3の出力端に接続される。具体的に、コンデンサ6の一端はコンバータ回路3の直流出力端3aに接続され、コンデンサ6の他端はコンバータ回路3の直流出力端3bに接続される。コンデンサ6は、コンバータ回路3が出力する整流電圧を平滑する。コンデンサ6としては、電界コンデンサ、フィルムコンデンサなどが例示される。

【0017】

電圧検出部11は、コンデンサ6の両端に接続される。電圧検出部11は、コンデンサ6の電圧であるコンデンサ電圧 V_{dc} を検出する。コンデンサ電圧 V_{dc} の検出値は、制御部2に入力される。なお、コンデンサ電圧 V_{dc} はコンデンサ6が接続される直流母線の電圧でもある。このため、コンデンサ電圧を「母線電圧」と称することもある。20

【0018】

インバータ回路4は、コンデンサ6の両端に接続される。インバータ回路4は、三相ブリッジ接続される複数のスイッチング素子を有する。複数のスイッチング素子は、上アームの半導体スイッチング素子 U_p, V_p, W_p と、下アームの半導体スイッチング素子 U_n, V_n, W_n とからなる。各半導体スイッチング素子の両端には、逆並列接続される還流ダイオードが設けられている。

【0019】

半導体スイッチング素子 U_p と半導体スイッチング素子 U_n は直列に接続されて、U相レグを構成する。半導体スイッチング素子 V_p と半導体スイッチング素子 V_n は直列に接続されて、V相レグを構成する。半導体スイッチング素子 W_p と半導体スイッチング素子 W_n は直列に接続されて、W相レグを構成する。30

【0020】

インバータ回路4は、直流入力端4a, 4bと、交流出力端4c, 4d, 4eを有する。直流入力端4aはコンデンサ6の一端に接続され、直流入力端4bはコンデンサ6の他端に接続される。なお、本稿では、直流入力端4aを「第1の直流入力端」と称し、直流入力端4bを「第2の直流入力端」と称することがある。

【0021】

交流出力端4c, 4d, 4eは、負荷であるモータ110に接続される。また、交流出力端4cは、交流電源100の他方側に接続される。この構成により、交流出力端4cを有するU相レグは、コンバータ回路3と共に全波整流回路を構成する。U相レグにおいて、全波整流動作は、半導体スイッチング素子 U_p, U_n の各々に逆並列接続される還流ダイオードによって行われる。40

【0022】

なお、図1では、交流出力端4cが交流電源100の他方側に接続される構成を例示しているが、これに限定されない。交流出力端4d, 4eのうちの何れか1つが、交流電源100の他方側に接続されていてもよい。なお、本稿では、交流電源100の他方側に接続されている交流出力端を「第1の交流出力端」と称し、交流電源100の他方側に接続50

されていない2つの交流出力端を、それぞれ「第2の交流出力端」及び「第3の交流出力端」と称することがある。

【0023】

インバータ回路4では、制御部2から出力される駆動信号 $G_{up} \sim G_{wn}$ によって、半導体スイッチング素子 $U_p \sim W_n$ がオン又はオフに制御される。インバータ回路4は、半導体スイッチング素子 $U_p \sim W_n$ をオンオフし、コンバータ回路及びコンデンサ6から出力される電圧をモータ110への交流電圧に変換する。

【0024】

電流検出部7は、交流電源100とコンバータ回路3との間に流れる電流である電源電流 I_{in} を検出する。電流検出部8は、インバータ回路4に流れる電流であるインバータ電流 I_{inv} を検出する。インバータ電流 I_{inv} は、インバータ回路4とコンデンサ6との間に流れる電流でもある。電源電流 I_{in} 及びインバータ電流 I_{inv} は、制御部2に入力される。

10

【0025】

機器120の一例は、空気調和機である。モータ110が圧縮機駆動用のモータである場合、モータ110は、インバータ回路4から印加される交流電圧の振幅及び位相に応じて回転し、圧縮動作を行う。また、モータ110がファン駆動用のモータである場合、モータ110は、インバータ回路4から印加される交流電圧の振幅及び位相に応じて回転し、送風動作を行う。

【0026】

次に、実施の形態1に係る電力変換装置1の動作について説明する。

20

【0027】

前述したように、実施の形態1に係る電力変換装置1によれば、インバータ回路4における交流出力端4cが交流電源100の他方側に接続されている。これにより、電源電圧 V_s の極性が正の半周期においては、半導体スイッチング素子 U_p がオンする毎に、電源電圧 V_s は、リアクトル5及びダイオードD1を介して短絡する。また、電源電圧 V_s の極性が負の半周期においては、半導体スイッチング素子 U_n がオンする毎に、電源電圧 V_s は、リアクトル5及びダイオードD2を介して短絡する。この動作による電流経路は、従来の力率改善回路を備えているときの電源短絡動作による電流経路と同じである。従って、従来の力率改善回路を備えることなく、電源電流の通流率を上げることが可能となる。これにより、電源電流に含まれる高調波成分を抑制することが可能となる。また、従来の力率改善回路を備える必要がないので、装置のコスト増及び大型化を抑制することが可能となる。

30

【0028】

但し、電源短絡動作は、半導体スイッチング素子 U_p, U_n のオン動作に依存する。このため、従来の三相インバータの制御手法をそのまま適用した場合、半導体スイッチング素子 U_p, U_n は、モータ制御を行うためだけにスイッチングされるので、電源電流 I_{in} の制御は不可能である。そこで、従来の三相インバータの制御手法を変更する。具体的には、制御部2を、例えば図2に示すように構成する。即ち、図2は、実施の形態1に係る制御部2の構成例を示すブロック図である。

40

【0029】

図2に示すように、制御部2は、モータ制御部22と、コンバータ出力制御部23と、電圧指令値補正部24と、PWM(Pulse Width Modulation)制御部25とを備える。また、モータ制御部22は、位置センサレス制御部221と、積分器222と、座標変換部223と、減算器224, 225とを備える。コンバータ出力制御部23は、PAM(Pulse Amplitude Modulation)制御部231を備える。

【0030】

ここで、図2に使用されている記号について説明する。「 V^*, V^* 」は、それぞれ回転座標系における、軸電圧指令値、軸電圧指令値である。「 $1, m$ 」は、

50

それぞれ回転速度の推定値、モータ110の回転子の推定位置である。「 $D_{u(Y)}^*$ 、 $D_{v(Y)}^*$ 、 $D_{w(Y)}^*$ 」は、それぞれ静止三相座標系における、U相電圧指令値、V相電圧指令値、W相電圧指令値である。「(Y)」とあるのは、スター結線を意味する。以下、U相電圧指令値、V相電圧指令値及びW相電圧指令値を纏めて三相電圧指令値と呼ぶ。

【0031】

また、「 $D_{u(V)}^*$ 、 $D_{v(V)}^*$ 、 $D_{w(V)}^*$ 」は、V結線相当の三相電圧指令値である。ここで、V結線相当とは、交流出力端4cの電位が、常時、交流電源100の他方側の電位に固定されることを意味する。「 D_{ac}^* 」は、電源短絡デューティである。電源短絡デューティ D_{ac}^* は、電源電圧の半周期に対する電源短絡動作の時間の時比率である。「 D_u^* 、 D_v^* 、 D_w^* 」は、補正後の三相電圧指令値である。「 $G_{up} \sim G_{wn}$ 」は、半導体スイッチング素子Up～Wnに対する駆動信号である。

10

【0032】

モータ制御部22において、位置センサレス制御部221の内部では、回転座標系の軸電流が算出される。そして、図示しない電流制御器によって、軸電流を軸電流の指令値に一致させる軸電圧指令値 V^* と、軸電圧指令値 V^* とが生成される。また、位置センサレス制御部221の内部では、回転速度の推定値 ω_1 が生成され、積分器222に入力される。積分器222は、回転速度の推定値 ω_1 を積分して回転子の推定位置 θ_m を生成する。座標変換部223は、回転子の推定位置 θ_m 及びコンデンサ電圧 V_{dc} に基づいて、軸電圧指令値 V^* 及び軸電圧指令値 V^* を静止三相座標系における三相電圧指令値 $D_{u(Y)}^*$ 、 $D_{v(Y)}^*$ 、 $D_{w(Y)}^*$ に変換する。

20

【0033】

減算器224では、V相電圧指令値 $D_{v(Y)}^*$ からU相電圧指令値 $D_{u(Y)}^*$ が減算され、その差分値がV結線相当のV相電圧指令値 $D_{v(V)}^*$ として電圧指令値補正部24に入力される。また、減算器225では、W相電圧指令値 $D_{w(Y)}^*$ からU相電圧指令値 $D_{u(Y)}^*$ が減算され、その差分値がV結線相当のW相電圧指令値 $D_{w(V)}^*$ として電圧指令値補正部24に入力される。なお、V結線相当のU相電圧指令値 $D_{u(V)}^*$ は、図2に示されるように、0に固定されて電圧指令値補正部24に入力される。

【0034】

以上のように、モータ制御部22は、インバータ回路4を制御するための三相電圧指令値 $D_{u(Y)}^*$ 、 $D_{v(Y)}^*$ 、 $D_{w(Y)}^*$ を生成する。また、モータ制御部22は、三相電圧指令値 $D_{u(Y)}^*$ 、 $D_{v(Y)}^*$ 、 $D_{w(Y)}^*$ を用いてV結線相当の電圧指令値 $D_{v(V)}^*$ 、 $D_{w(V)}^*$ を生成して電圧指令値補正部24に出力する。

30

【0035】

コンバータ出力制御部23において、PAM制御部231は、電源電圧 V_s 、コンデンサ電圧 V_{dc} 、電源電流 I_{in} 及びゼロクロス信号 Z_c に基づいて、電源短絡デューティ D_{ac}^* を生成して電圧指令値補正部24に出力する。コンデンサ電圧 V_{dc} を参照するのは、母線電圧制御を行うためである。即ち、電源短絡デューティ D_{ac}^* は、力率改善制御及び母線電圧制御を含むコンバータ出力制御を行うための指令値である。

【0036】

以上のように、コンバータ出力制御部23は、コンバータ回路3の出力を制御するための制御信号である電源短絡デューティ D_{ac}^* を生成して電圧指令値補正部24に出力する。

40

【0037】

電圧指令値補正部24の動作については図3を参照して説明する。図3は、図2に示す電圧指令値補正部24の動作説明に供するフローチャートである。

【0038】

電圧指令値補正部24は、電源電圧 V_s の極性を判別する(ステップS11)。電源電圧 V_s の極性が正のとき(ステップS11, Yes)、以下の(1)式に基づいて補正後のU相電圧指令値 D_u^* が演算される(ステップS12)。

【0039】

50

$$D_u^* = -D_{ac}^* + 0.5 \quad \dots (1)$$

【0040】

一方、電源電圧 V_s の極性が負のとき(ステップS11, No)、以下の(2)式に基づいて補正後のU相電圧指令値 D_u^* が演算される(ステップS13)。

【0041】

$$D_u^* = D_{ac}^* - 0.5 \quad \dots (2)$$

【0042】

なお、電源電圧 V_s の値が0のときは、正又は負の何れの極性で判定してもよい。

【0043】

更に、以下の(3)及び(4)式に基づいて、補正後のV相電圧指令値 D_v^* 及び補正後のW相電圧指令値 D_w^* が演算される(ステップS14)。

【0044】

$$D_v^* = D_{v(v)}^* + D_u^* \quad \dots (3)$$

$$D_w^* = D_{w(v)}^* + D_u^* \quad \dots (4)$$

【0045】

上記(1)又は(2)式に示されるように、U相電圧指令値 D_u^* には、電源短絡デューティ D_{ac}^* が含まれている。このため、インバータ回路4では、モータ制御動作とコンバータ出力制御動作とが同時に行われる。ここで言う「モータ制御動作」は、モータ110の回転速度又は回転トルクを制御するための電圧をインバータ回路4がモータ110に印加する動作である。モータ制御動作は、6つの半導体スイッチング素子 $U_p \sim W_n$ のスイッチング動作によって実施される。また、「コンバータ出力制御動作」は、前述したように力率改善制御動作と母線電圧制御動作とを含んでいる。コンバータ出力制御動作は、2つの半導体スイッチング素子 U_p, U_n によって実施される。

【0046】

但し、上記(1)又は(2)式のみでの補正では、インバータ回路4の出力電圧が三相不平衡を引き起こすこととなる。このため、上記(3)及び(4)式に示されるように、V相電圧指令値 D_v^* 及びW相電圧指令値 D_w^* のそれぞれにU相電圧指令値 D_u^* を加算するようにする。このようにすれば、三相不平衡を解消することができる。

【0047】

ステップS14の処理を終えると、ステップS11に戻る。以降、ステップS11～S14の処理が繰り返される。

【0048】

以上のように、電圧指令値補正部24は、制御信号である電源短絡デューティ D_{ac}^* に基づいて、V結線相当の電圧指令値 $D_{v(v)}^*, D_{w(v)}^*$ を補正する処理を行う。

【0049】

電圧指令値補正部24によって補正された補正後の三相電圧指令値 D_u^*, D_v^*, D_w^* は、PWM制御部25に入力される。PWM制御部25は、三相電圧指令値 D_u^*, D_v^*, D_w^* に基づいて、半導体スイッチング素子 $U_p \sim W_n$ を駆動するための駆動信号 $G_{up} \sim G_{wn}$ を生成する。

【0050】

図4は、図1の回路構成に図2の制御部2を適用して制御した場合の解析結果を示す図である。図4の横軸は全て時間を表している。図4の上段部には、回転速度の指令値が50 [Hz]であるときの回転速度が実線で示されている。図4の中上段部には、U相電流が実線で示され、V相電流が二点鎖線で示され、W相電流が破線で示されている。図4の中段部には、U相電圧指令が二点鎖線で示され、V相電圧指令が破線で示され、W相電圧指令が実線で示されている。図4の中下段部には、母線電圧の指令値が380 [V]であるときの母線電圧が実線で示されている。図4の下段部には、変動する電源電流が実線で示されている。

【0051】

図4の波形を参照すると、モータ電流を正弦波状に保ちつつ、電源電流も正弦波状に制

10

20

30

40

50

御できていることが分かる。これにより従来よりも少ない半導体スイッチング素子数でモータ制御及びコンバータ出力制御が可能になることが実証されている。

【0052】

次に、実施の形態1における制御部2の機能を実現するためのハードウェア構成について、図5及び図6の図面を参照して説明する。図5は、実施の形態1における制御部2の機能を実現するハードウェア構成の一例を示すブロック図である。図6は、実施の形態1における制御部2の機能を実現するハードウェア構成の他の例を示すブロック図である。

【0053】

実施の形態1における制御部2の機能の一部又は全部を実現する場合には、図5に示されるように、演算を行うプロセッサ300、プロセッサ300によって読みとられるプログラムが保存されるメモリ302、及び信号の入出力を行うインタフェース304を含む構成とすることができる。

10

【0054】

プロセッサ300は、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、CPU (Central Processing Unit)、又はDSP (Digital Signal Processor) といった演算手段であってもよい。また、メモリ302には、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリ、EPROM (Erasable Programmable ROM)、EEPROM (登録商標) (Electrically EPROM) といった不揮発性又は揮発性の半導体メモリ、磁気ディスク、フレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、DVD (Digital Versatile Disc) を例示することができる。

20

【0055】

メモリ302には、実施の形態1における制御部2の機能を実行するプログラムが格納されている。プロセッサ300は、インタフェース304を介して必要な情報を授受し、メモリ302に格納されたプログラムをプロセッサ300が実行し、メモリ302に格納されたテーブルをプロセッサ300が参照することにより、上述した処理を行うことができる。プロセッサ300による演算結果は、メモリ302に記憶することができる。

【0056】

また、実施の形態1における制御部2の機能の一部を実現する場合には、図6に示す処理回路303を用いることもできる。処理回路303は、単回路、複合回路、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、FPGA (Field-Programmable Gate Array)、又は、これらを組み合わせたものが該当する。処理回路303に入力する情報、及び処理回路303から出力する情報は、インタフェース304を介して入手することができる。

30

【0057】

なお、制御部2における一部の処理を処理回路303で実施し、処理回路303で実施しない処理をプロセッサ300及びメモリ302で実施してもよい。

【0058】

以上説明したように、実施の形態1に係る電力変換装置は、コンバータ回路と、コンデンサと、インバータ回路とを有する。コンバータ回路は、ハーフブリッジ接続される第1及び第2のダイオードを有する。また、コンバータ回路は、第1の交流入力端並びに第1及び第2の直流出力端を有し、第1の交流入力端が交流電源の一方側に接続される第1の交流入力端、並びに第1及び第2の直流出力端を有する。コンデンサは、一端がコンバータ回路の第1の直流出力端に接続され、他端がコンバータ回路の第2の直流出力端に接続される。インバータ回路は、三相ブリッジ接続される複数の半導体スイッチング素子を有する。また、インバータ回路は、第1及び第2の直流入力端、並びに第1から第3の交流出力端を有する。このインバータ回路において、第1の直流入力端はコンデンサの一端に接続され、第2の直流入力端はコンデンサの他端に接続される。また、第1から第3の交流出力端は、負荷であるモータに接続され、第1の交流出力端は交流電源の他方側に接続

40

50

される。上記のようにされた実施の形態 1 に係る電力変換装置によれば、インバータ回路を適切に制御することにより、電源電流の通流率を高めることができる。これにより、電源電流に含まれる高調波成分を抑制しつつ、装置のコスト増及び大型化を抑制することができる。

【 0 0 5 9 】

実施の形態 2 .

図 7 は、実施の形態 2 に係る電力変換装置 1 A の構成例を示す図である。図 7 では、図 1 に示すコンバータ回路 3 がコンバータ回路 3 A に置き換えられている。電力変換装置 1 A と、機器 1 2 0 が備えるモータ 1 1 0 とによって、モータ駆動装置 5 0 A が構成される。

【 0 0 6 0 】

コンバータ回路 3 A では、ハーフブリッジ接続されるダイオード D 3 , D 4 が追加されている。ダイオード D 3 , D 4 の接続点は、交流入力端 3 d とされる。即ち、コンバータ回路 3 A は、2 つの直流出力端 3 a , 3 b と、2 つの交流入力端 3 c , 3 d を有する。交流入力端 3 d は、インバータ回路 4 における交流出力端 4 c と共に、交流電源 1 0 0 の他方側に接続される。この構成により、ハーフブリッジ接続されるダイオード D 1 , D 2 と、ハーフブリッジ接続されるダイオード D 3 , D 4 とは、全波整流回路を構成する。その他の構成は、図 1 に示す電力変換装置 1 と同一又は同等であり、同一又は同等の構成部には同一の符号を付して示すと共に、重複する説明は割愛する。なお、本稿では、交流入力端 3 d を「第 2 の交流入力端」と称することがある。

【 0 0 6 1 】

ダイオード D 3 及び半導体スイッチング素子 U p の還流ダイオードは、交流電源 1 0 0 から見て互いに並列に接続される関係である。ダイオード D 4 及び半導体スイッチング素子 U n の還流ダイオードについても同様である。従って、図 7 の回路構成は、図 1 の回路構成と等価である。従って、図 7 の回路構成に図 2 の制御部 2 を適用して制御するようすれば、上述した実施の形態 1 の効果を得ることができる。

【 0 0 6 2 】

なお、図 7 に示すコンバータ回路 3 A は、単相交流を全波整流する回路として汎用性がある。このため、4 つのダイオード素子がフルブリッジ接続された 4 i n 1 モジュールとして、多くの市販部品が存在する。従って、コスト削減の効果を得るために、図 7 の電力変換装置 1 A の構成の方を採用してもよい。

【 0 0 6 3 】

以上説明したように、実施の形態 2 に係る電力変換装置によれば、コンバータ回路は、第 1 及び第 2 のダイオードと共にフルブリッジ接続される第 3 及び第 4 のダイオードを有する。第 3 のダイオードと第 4 のダイオードとの接続点は第 2 の交流入力端を構成し、第 2 の交流入力端は交流電源の他方側に接続されている。このように構成された実施の形態 2 に係る電力変換装置によれば、インバータ回路を適切に制御することにより、電源電流の通流率を高めることができる。これにより、電源電流に含まれる高調波成分を抑制しつつ、装置のコスト増及び大型化を抑制することができる。

【 0 0 6 4 】

また、実施の形態 2 に係る電力変換装置において、コンバータ回路に具備される第 1 から第 4 のダイオードは、4 i n 1 モジュールとして構成されていてもよい。このような 4 i n 1 モジュールを使用すれば、コスト削減の効果が得られる。

【 0 0 6 5 】

実施の形態 3 .

図 8 は、実施の形態 3 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 の構成例を示す図である。実施の形態 3 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 で説明した電力変換装置 1 を備える。実施の形態 1 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、空気調和機、冷蔵庫、冷凍庫、ヒートポンプ給湯器といった冷凍サイクルを備える製品に適用することが可能である。なお、図 8 において、実施の形態 1 と同様の機能を有する構成要素には、実施の形態 1 と同一の符号を付している。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 6 】

冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 におけるモータ 1 1 0 を内蔵した圧縮機 1 3 0 と、四方弁 9 0 2 と、室内熱交換器 9 0 6 と、膨張弁 9 0 8 と、室外熱交換器 9 1 0 とが冷媒配管 9 1 2 を介して取り付けられている。

【 0 0 6 7 】

圧縮機 1 3 0 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 9 0 4 と、圧縮機構 9 0 4 を動作させるモータ 1 1 0 とが設けられている。

【 0 0 6 8 】

冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、四方弁 9 0 2 の切替動作により暖房運転又は冷房運転をすることができる。圧縮機構 9 0 4 は、可変速制御されるモータ 1 1 0 によって駆動される。

10

【 0 0 6 9 】

暖房運転時には、実線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構 9 0 4 で加圧されて送り出され、四方弁 9 0 2、室内熱交換器 9 0 6、膨張弁 9 0 8、室外熱交換器 9 1 0 及び四方弁 9 0 2 を通って圧縮機構 9 0 4 に戻る。

【 0 0 7 0 】

冷房運転時には、破線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構 9 0 4 で加圧されて送り出され、四方弁 9 0 2、室外熱交換器 9 1 0、膨張弁 9 0 8、室内熱交換器 9 0 6 及び四方弁 9 0 2 を通って圧縮機構 9 0 4 に戻る。

【 0 0 7 1 】

暖房運転時には、室内熱交換器 9 0 6 が凝縮器として作用して熱放出を行い、室外熱交換器 9 1 0 が蒸発器として作用して熱吸収を行う。冷房運転時には、室外熱交換器 9 1 0 が凝縮器として作用して熱放出を行い、室内熱交換器 9 0 6 が蒸発器として作用し、熱吸収を行う。膨張弁 9 0 8 は、冷媒を減圧して膨張させる。

20

【 0 0 7 2 】

なお、実施の形態 3 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 で説明した電力変換装置 1 を備えるものとして説明したが、これに限定されない。図 7 に示す電力変換装置 1 A を備えていてもよい。また、実施の形態 1 の制御手法を適用できるものであれば、電力変換装置 1、1 A 以外の電力変換装置でもよい。

【 0 0 7 3 】

以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

30

【符号の説明】

【 0 0 7 4 】

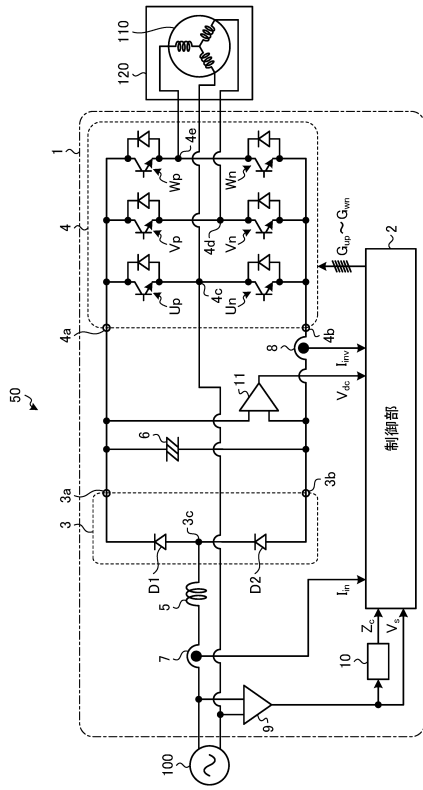
1, 1 A 電力変換装置、2 制御部、3, 3 A コンバータ回路、3 a, 3 b 直流出力端、3 c, 3 d 交流入力端、4 インバータ回路、4 a, 4 b 直流入力端、4 c, 4 d, 4 e 交流出力端、5 リアクトル、6 コンデンサ、7, 8 電流検出部、9, 1 1 電圧検出部、1 0 ゼロクロス検出部、2 2 モータ制御部、2 3 コンバータ出力制御部、2 4 電圧指令値補正部、2 5 PWM制御部、5 0, 5 0 A モータ駆動装置、1 0 0 交流電源、1 1 0 モータ、1 2 0 機器、1 3 0 圧縮機、2 2 1 位置センサレス制御部、2 2 2 積分器、2 2 3 座標変換部、2 2 4, 2 2 5 減算器、2 3 1 P A M制御部、3 0 0 プロセッサ、3 0 2 メモリ、3 0 3 処理回路、3 0 4 インタフェース、D 1, D 2, D 3, D 4 ダイオード、U_p, U_n, V_p, V_n, W_p, W_n 半導体スイッチング素子。

40

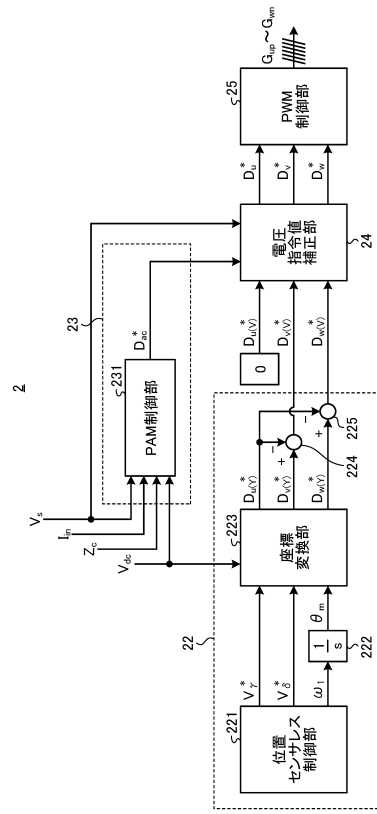
50

【図面】

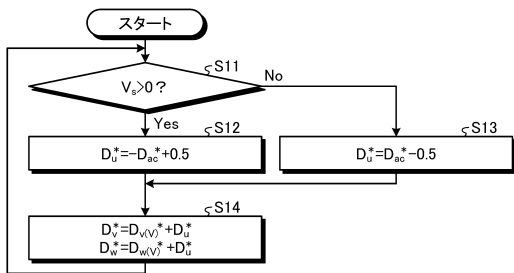
【図 1】



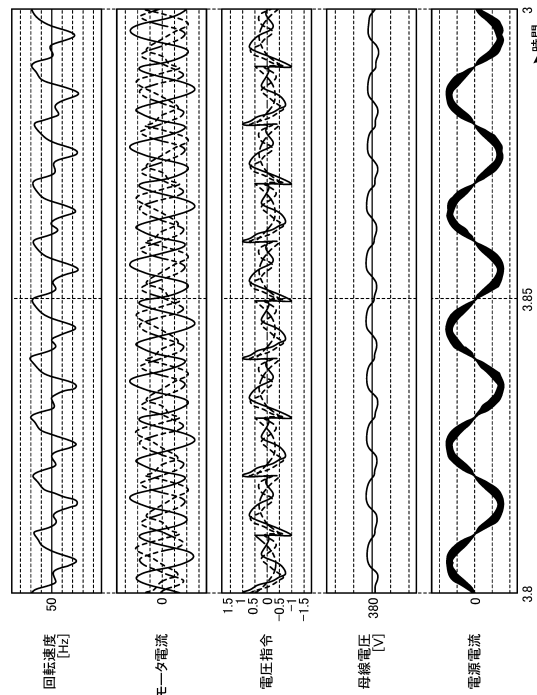
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

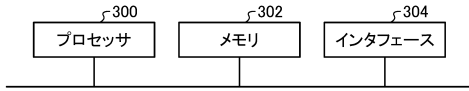
20

30

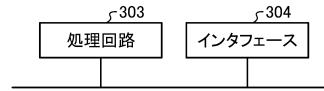
40

50

【図 5】

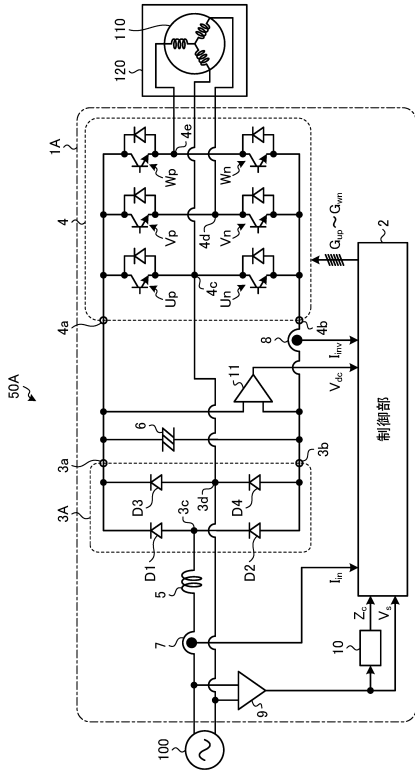


【図 6】

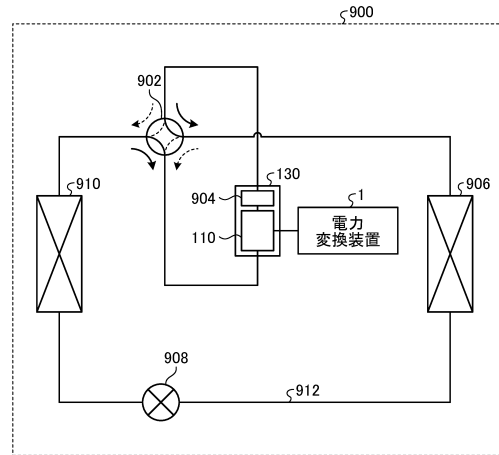


10

【図 7】



【図 8】



20

30

40

50

フロントページの続き

- 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
(72)発明者 高 原 貴昭
- 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
(72)発明者 畠山 和徳
- 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
審査官 遠藤 尊志
- (56)参考文献 特開2012-184579(JP,A)
特開2008-61411(JP,A)
特開平10-225144(JP,A)
特開平6-339279(JP,A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)
H02M 7/48