

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6038314号
(P6038314)

(45) 発行日 平成28年12月7日 (2016. 12. 7)

(24) 登録日 平成28年11月11日 (2016. 11. 11)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 M 7/12 (2006. 01)

H O 2 M 7/12

Q

F 2 5 B 49/02 (2006. 01)

F 2 5 B 49/02

D

請求項の数 20 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2015-523702 (P2015-523702)
 (86) (22) 出願日 平成25年6月25日 (2013. 6. 25)
 (86) 国際出願番号 PCT/JP2013/067395
 (87) 国際公開番号 W02014/207824
 (87) 国際公開日 平成26年12月31日 (2014. 12. 31)
 審査請求日 平成27年7月9日 (2015. 7. 9)

(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
 (74) 代理人 100089118
 弁理士 酒井 宏明
 (72) 発明者 神谷 庄太
 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
 (72) 発明者 伊藤 典和
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

変換経路上にリアクトルを有し、三相交流を直流に変換して負荷に供給する直流電源装置であって、

前記負荷への出力端子間に直列接続された第1のコンデンサおよび第2のコンデンサと

、
 前記第1のコンデンサおよび前記第2のコンデンサの一方あるいは両方を選択的に充電する充電手段と、

前記充電手段を制御する制御部と、

を備え、

前記制御部は、

前記第1のコンデンサおよび前記第2のコンデンサの充電期間と非充電期間とを合わせた期間を1周期とするときの当該1周期の逆数である充電周波数が前記三相交流の周波数の3n倍 (nは自然数) となるように、前記充電手段を制御する直流電源装置。

【請求項 2】

前記制御部は、前記充電周波数が複数種の前記三相交流の周波数の最小公倍数の3m倍 (mは自然数) となるように、前記充電手段を制御する請求項1に記載の直流電源装置。

【請求項 3】

前記充電手段は、

前記第1のコンデンサの充電と非充電とをスイッチングする第1のスイッチング素子と

、
前記第 2 のコンデンサの充電と非充電とをスイッチングする第 2 のスイッチング素子と

、
前記第 1 のコンデンサの充電電荷の前記第 1 のスイッチング素子への逆流を防止する第 1 の逆流防止素子と、

前記第 2 のコンデンサの充電電荷の前記第 2 のスイッチング素子への逆流を防止する第 2 の逆流防止素子と、

を備える請求項 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 4】

前記制御部は、

前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子をオフ制御状態とする全波整流モードと、

前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子を交互に前記充電周波数でオン制御する昇圧モードと、

を有し、

前記昇圧モードにおいて、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させて、出力電圧を制御する請求項 3 に記載の直流電源装置

。

【請求項 5】

前記三相交流の電圧を検出する電源電圧検出手段を備え、

前記制御部は、前記昇圧モードにおいて、前記電源電圧検出手段の出力に基づき、前記三相交流の電圧周期の $(1/3n)$ 倍に同期して、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子をオン制御する請求項 4 に記載の直流電源装置。

【請求項 6】

前記制御部は、前記電源電圧検出手段の出力に基づき、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させる請求項 5 に記載の直流電源装置。

【請求項 7】

前記制御部は、前記三相交流の電圧が閾値以上である場合に、前記オンデューティを 50 % 未満とし、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子の同時オフ区間を設ける請求項 6 に記載の直流電源装置。

【請求項 8】

前記制御部は、前記三相交流の電圧が閾値未満である場合に、前記オンデューティを 50 % 以上とし、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子の同時オン区間を設ける請求項 6 に記載の直流電源装置。

【請求項 9】

前記制御部は、前記電源電圧検出手段の出力に基づき、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子のオンタイミングを制御する請求項 5 に記載の直流電源装置。

【請求項 10】

前記負荷の状態を検出する負荷状態検出手段を備え、

前記制御部は、前記負荷状態検出手段の出力に基づき、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させる請求項 3 に記載の直流電源装置。

【請求項 11】

前記負荷状態検出手段は、前記負荷への出力電圧を検出する出力電圧検出手段を含む請求項 10 に記載の直流電源装置。

【請求項 12】

前記制御部は、前記負荷への出力電圧が閾値以上である場合に、前記オンデューティを 50 % 未満とし、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子の同時

10

20

30

40

50

オフ区間を設ける請求項 1 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 1 3】

前記制御部は、前記負荷への出力電圧が閾値未満である場合に、前記オンデューティを 50%以上とし、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子の同時オン区間を設ける請求項 1 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 1 4】

前記負荷状態検出手段は、前記負荷への出力電流を検出する出力電流検出手段をさらに含み、

前記制御部は、前記負荷の消費電力に基づき、前記第 1 のスイッチング素子および前記第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させる請求項 1 1 に記載の直流電源装置

10

【請求項 1 5】

前記第 1 のコンデンサおよび前記第 2 のコンデンサからなる直列回路に平滑コンデンサを並列接続した請求項 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 1 6】

前記第 1 のコンデンサおよび前記第 2 のコンデンサにそれぞれバランス抵抗を並列接続した請求項 1 に記載の直流電源装置。

【請求項 1 7】

前記第 1 のスイッチング素子、前記第 2 のスイッチング素子、前記第 1 の逆流防止素子、および前記第 2 の逆流防止素子のうちの少なくとも 1 つがワイドバンドギャップ半導体で形成されている請求項 3 に記載の直流電源装置。

20

【請求項 1 8】

前記ワイドバンドギャップ半導体は、炭化珪素、窒化ガリウム系材料またはダイヤモンドである請求項 1 7 に記載の直流電源装置。

【請求項 1 9】

請求項 1 から 1 8 のいずれか一項に記載の直流電源装置を備える冷凍サイクル適用機器

【請求項 2 0】

前記負荷として、圧縮機モータを駆動するインバータを備える請求項 1 9 に記載の冷凍サイクル適用機器。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、空気調和機、ヒートポンプ給湯機、冷蔵庫、および冷凍機等に用いられる圧縮機モータ等を駆動するインバータを負荷とした直流電源装置では、交流を直流に変換する構成として、例えば、単相交流を直流に変換する構成（例えば、特許文献 1）や、三相交流を直流に変換する構成（例えば、特許文献 2）が開示されている。これら従来技術では、スイッチング周波数を低く抑えることで、スイッチング損失を低減することができ、高効率化を図ることが可能となる。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2000 - 278955 号公報

【特許文献 2】特許第 5087346 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

50

特許文献 1 に記載された単相交流を直流に変換して負荷に供給する構成では、商用交流の電源周波数の半周期に同期して、2つのスイッチング素子のオンオフ制御を行うことで、力率改善を図っている。しかしながら、特許文献 2 に記載された三相交流を直流に変換して負荷に供給する構成において、電源周波数の半周期に同期して2つのスイッチング素子のオンオフ制御を行うと、各相電流間に不平衡が生じて、高調波電流の増加や力率の悪化を招く、という問題があった。

【0005】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、三相交流を直流に変換して負荷に供給する構成において、各相電流間に不平衡が生じることなく、高調波電流の増加や力率の悪化を抑制可能な直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器を提供することを

10

【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、本発明にかかる直流電源装置は、三相交流を直流に変換して負荷に供給する直流電源装置であって、前記三相交流を整流する整流回路と、前記整流回路の入力側あるいは出力側に接続されたリアクトルと、前記負荷への出力端子間に直列接続された第1のコンデンサおよび第2のコンデンサと、前記第1のコンデンサおよび前記第2のコンデンサの一方あるいは両方を選択的に充電する充電手段と、前記充電手段を制御する制御部と、を備え、前記制御部は、前記第1のコンデンサおよび前記第2のコンデンサの1組の充電期間と非充電期間とを合わせた期間を1周期とする

20

ときの当該1周期の逆数である充電周波数が前記三相交流の周波数の3n倍（nは自然数）となるように、前記充電手段を制御することを特徴とする。

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、三相交流を直流に変換して負荷に供給する構成において、各相電流間に不平衡が生じることなく、高調波電流の増加や力率の悪化を抑制可能な直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器を得ることができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】図1は、実施の形態1にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。

30

【図2】図2は、実施の形態1にかかる直流電源装置におけるスイッチング制御状態を示す図である。

【図3】図3は、実施の形態1にかかる直流電源装置における各動作モードを示す図である。

【図4】図4は、実施の形態1にかかる直流電源装置のスイッチングパターン、および、三相交流の各相電圧／各相電流のシミュレーション波形の一例を示す図である。

【図5】図5は、実施の形態1にかかる直流電源装置との比較例として、三相交流の周波数の4倍の周波数でスイッチング制御した場合のスイッチングパターン、および、三相交流の各相電圧／各相電流のシミュレーション波形の一例を示す図である。

【図6】図6は、スイッチング周波数と三相交流の各相電流の基本波形（正弦波形）に対する歪み率との関係を示す図である。

40

【図7】図7は、実施の形態1にかかる直流電源装置の動作例を示す図である。

【図8】図8は、実施の形態2にかかる直流電源装置のスイッチングパターンの一例を示す図である。

【図9】図9は、力率とスイッチング素子のオンタイミングとの関係の一例を示す図である。

【図10】図10は、実施の形態3にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。

【図11】図11は、実施の形態3にかかる直流電源装置の動作例を示す図である。

【図12】図12は、負荷の消費電力量が大きくなる過程におけるスイッチングパターンの一例を示す図である。

50

【図 1 3】図 1 3 は、実施の形態 4 にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。

【図 1 4】図 1 4 は、実施の形態 5 にかかる冷凍サイクル適用機器の一構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下に添付図面を参照し、本発明の実施の形態にかかる直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器について説明する。なお、以下に示す実施の形態により本発明が限定されるものではない。

【0010】

実施の形態 1 .

10

図 1 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。図 1 に示すように、実施の形態 1 にかかる直流電源装置 100 は、交流電源 1 から供給される三相交流を直流に変換して負荷 11 に供給する構成としている。なお、本実施の形態では、例えば冷凍サイクル適用機器に用いられる圧縮機モータを駆動するインバータ負荷等を負荷 11 として想定している。

【0011】

直流電源装置 100 は、三相交流を整流する整流回路 2 と、整流回路 2 の出力側に接続されたリアクトル 3 と、負荷 11 への出力端子間に直列接続された第 1 のコンデンサ 6a および第 2 のコンデンサ 6b と、これら第 1 のコンデンサ 6a および第 2 のコンデンサ 6b の一方あるいは両方を選択的に充電する充電手段 7 と、充電手段 7 を制御する制御部 8 と、三相交流の電圧を検出する電源電圧検出手段 9 とを備えている。なお、図 1 に示す例では、リアクトル 3 を整流回路 2 の出力側に接続した例を示したが、整流回路 2 の入力側に接続した構成であってもよい。

20

【0012】

整流回路 2 は、6 つの整流ダイオードがフルブリッジ接続された三相全波整流回路である。電源電圧検出手段 9 は、図 1 に示す例では、交流電源 1 から供給される三相交流のうちの二相（ここでは、r 相、s 相）の線間電圧を検出する例を示している。

【0013】

充電手段 7 は、第 1 のコンデンサ 6a の充電と非充電とをスイッチングする第 1 のスイッチング素子 4a と、第 2 のコンデンサ 6b の充電と非充電とをスイッチングする第 2 のスイッチング素子 4b と、第 1 のコンデンサ 6a の充電電荷の第 1 のスイッチング素子 4a への逆流を防止する第 1 の逆流防止素子 5a と、第 2 のコンデンサ 6b の充電電荷の第 2 のスイッチング素子 4b への逆流を防止する第 2 の逆流防止素子 5b とを備えている。

30

【0014】

第 1 のスイッチング素子 4a および第 2 のスイッチング素子 4b からなる直列回路の midpoint と第 1 のコンデンサ 6a および第 2 のコンデンサ 6b からなる直列回路の midpoint とが接続され、第 1 のスイッチング素子 4a のコレクタから第 1 のコンデンサ 6a と負荷 11 との接続点に向けて順方向に第 1 の逆流防止素子 5a が接続され、第 2 のコンデンサ 6b と負荷 11 との接続点から第 2 のスイッチング素子 4b のエミッタに向けて順方向に第 2 の逆流防止素子 5b が接続されている。

40

【0015】

第 1 のコンデンサ 6a および第 2 のコンデンサ 6b には、それぞれ同容量のものが用いられる。また、第 1 のスイッチング素子 4a および第 2 のスイッチング素子 4b としては、例えば、パワートランジスタ、パワー MOSFET、IGBT 等の半導体素子が用いられる。

【0016】

制御部 8 は、第 1 のスイッチング素子 4a および第 2 のスイッチング素子 4b をオンオフ制御することにより、負荷 11 に供給する直流電圧を制御する。以下、この制御部 8 による第 1 のスイッチング素子 4a および第 2 のスイッチング素子 4b のスイッチング制御について、図 1 ~ 3 を参照して説明する。

50

【 0 0 1 7 】

図 2 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置におけるスイッチング制御状態を示す図である。なお、図 2 に示す例では、各構成要素の符号を省略している。

【 0 0 1 8 】

状態 A は、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b が双方ともオフ制御されている状態を示している。この状態では、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の充電が行われる。

【 0 0 1 9 】

状態 B は、第 1 のスイッチング素子 4 a のみオン制御されている状態を示している。この状態では、第 2 のコンデンサ 6 b のみ充電が行われる。

10

【 0 0 2 0 】

状態 C は、第 2 のスイッチング素子 4 b のみオン制御されている状態を示している。この状態では、第 1 のコンデンサ 6 a のみ充電が行われる。

【 0 0 2 1 】

状態 D は、2 つのスイッチング素子 4 a , 4 b が双方ともオン制御されている短絡状態を示している。この状態では、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の双方の充電が行われない。

【 0 0 2 2 】

本実施の形態では、図 2 に示す各状態を適宜切り替えることにより、負荷 1 1 に供給する直流電圧を制御する。

20

【 0 0 2 3 】

図 3 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置における各動作モードを示す図である。図 3 に示すように、実施の形態 1 にかかる直流電源装置 1 0 0 における動作モードとしては、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を常時オフ制御状態とした全波整流モードと、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を交互にオン制御する昇圧モードとを有している。

【 0 0 2 4 】

昇圧モードとしては、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % の昇圧モード a (倍電圧モード) と、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % 未満の昇圧モード b と、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % よりも大きい昇圧モード c とがある。

30

【 0 0 2 5 】

全波整流モードでは、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を常時オフ制御状態とすることにより、整流回路 2 により全波整流された電圧が出力電圧となる。

【 0 0 2 6 】

昇圧モード a (倍電圧モード) では、第 1 のスイッチング素子 4 a のオンタイミングと第 2 のスイッチング素子 4 b のオフタイミングとがほぼ同時となり、第 1 のスイッチング素子 4 a のオフタイミングと第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングとがほぼ同時となり、図 2 に示す状態 B と状態 C とが繰り返される。このときの出力電圧は、全波整流モードにおける出力電圧の略 2 倍となる。

40

【 0 0 2 7 】

昇圧モード b では、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b が共にオフとなる同時オフ期間を設けている。このとき、図 2 に示す状態 B → A → C → A の状態遷移が周期的に繰り返され、このときの出力電圧は、全波整流モードにおける出力電圧と、昇圧モード a (倍電圧モード) における出力電圧との中間電圧となる。

【 0 0 2 8 】

昇圧モード c では、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b が共にオンとなる同時オン期間を設けている。このとき、図 2 に示す状態 D → C → D → B の

50

状態遷移が周期的に繰り返され、この同時オン期間（ここでは状態 D の期間）において、リアクトル 3 にエネルギーが蓄えられる。このときの出力電圧は、昇圧モード a（倍電圧モード）における出力電圧以上の電圧となる。

【0029】

このように、本実施の形態では、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを変化させることにより、負荷 11 に供給する直流電圧を制御することが可能である。

【0030】

つぎに、実施の形態 1 にかかる直流電源装置 100 の昇圧モードにおける第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の充電周波数について、図 1、図 4 ~ 6 を参照して説明する。ここで、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の充電周波数とは、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の 1 組の充電期間と非充電期間とを組み合わせた期間、つまり、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の 1 組のオン期間とオフ期間とを組み合わせた期間を 1 周期とするとき、この 1 周期の逆数であるスイッチング周波数を示すものとする。なお、以下の説明では、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b を主体とする表現においては「充電周波数」を用いて説明し、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を主体とする表現においては「スイッチング周波数」を用いて説明する。

【0031】

図 4 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置のスイッチングパターン、および、三相交流の各相電圧 / 各相電流のシミュレーション波形の一例を示す図である。図 4 (a) は、三相交流の各相電圧のシミュレーション波形を示している。また、図 4 (b) は、三相交流の r 相電流波形のシミュレーション波形を示し、図 4 (c) は、三相交流の s 相電流波形のシミュレーション波形を示し、図 4 (d) は、三相交流の t 相電流波形のシミュレーション波形を示している。また、図 4 (e) は、第 1 のスイッチング素子 4 a のスイッチングパターンを示し、図 4 (f) は、第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチングパターンを示している。

【0032】

本実施の形態では、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の充電周波数が、三相交流の周波数の $3n$ 倍（ n は自然数）となるように制御する。図 4 に示す例では、 $n = 1$ 、つまり、三相交流の周波数の 3 倍で第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を交互にオン制御するようにしている。このようにすれば、図 4 に示すように、各相電流の波形が相似形となる。

【0033】

図 5 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置との比較例として、三相交流の周波数の 4 倍の周波数でスイッチング制御した場合のスイッチングパターン、および、三相交流の各相電圧 / 各相電流のシミュレーション波形の一例を示す図である。図 5 (a) は、三相交流の各相電圧のシミュレーション波形を示している。また、図 5 (b) は、三相交流の r 相電流波形のシミュレーション波形を示し、図 5 (c) は、三相交流の s 相電流波形のシミュレーション波形を示し、図 5 (d) は、三相交流の t 相電流波形のシミュレーション波形を示している。また、図 5 (e) は、第 1 のスイッチング素子 4 a のスイッチングパターンを示し、図 5 (f) は、第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチングパターンを示している。

【0034】

図 5 に示すように、三相交流の周波数の 4 倍の周波数で第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b をスイッチング制御した場合には、各相電流の波形が相似形とならず、各相電流の不平衡が生じることとなる。図 5 に示す例では、三相交流の周波数の 4 倍の周波数でスイッチング制御する例を示したが、三相交流の周波数に同期してスイッチング制御を行う場合においても同様に、三相交流の各相電流の不平衡が生じる。

【0035】

図 1 に示す構成において、単相交流を入力とし、整流回路 2 を 4 つの整流ダイオードがフルブリッジ接続された単相全波整流回路とした場合、スイッチング損失の低減と力率の改善とを両立するためには、電源周波数に同期してスイッチング制御を行うのが一般的である。

【 0 0 3 6 】

これに対し、本実施の形態にかかる直流電源装置 1 0 0 では、三相交流を入力としているため、三相交流の各相の位相が電源周期に対して 1 2 0 度ずつずれている。このため、電源周波数に同期してスイッチング制御を行った場合には、各相毎に異なる位相で第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチングが行われることとなる。

10

【 0 0 3 7 】

図 3 に示した第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオン / オフタイミングが略一致する昇圧モード a (倍電圧モード) において、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の同時オン期間、同時オフ期間が生じない場合には、スイッチング周波数が電源周波数に同期していなくても、各相電流の不均衡は生じないが、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の同時オフ期間が生じる昇圧モード b や、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の同時オン期間が生じる昇圧モード c では、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の何れか一方のオン期間と同時オフ期間あるいは同時オン期間との間で電流量差が生じる。

20

【 0 0 3 8 】

図 6 は、スイッチング周波数と三相交流の各相電流の基本波形 (正弦波形) に対する歪み率との関係を示す図である。図 6 に示すように、スイッチング周波数が三相交流の電源周波数の 3 n 倍となる周波数において、各相電流の歪み率が極小値をとる。

【 0 0 3 9 】

つまり、三相交流の電源周波数の 3 n 倍で第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチングが行われず、各相毎に異なる位相でスイッチングが行われた場合には、図 5 に示したように各相電流の不均衡が生じることとなり、延いては、図 6 に示したように各相電流の歪み率が大きくなり、力率の悪化や高調波電流の増加を招くこととなる。

30

【 0 0 4 0 】

本実施の形態では、上述したように、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチング周波数、つまり、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の充電周波数が、三相交流の周波数の 3 n 倍となるように制御することにより、電源周期に対して 1 2 0 度ずつずれた三相交流の各相の同一位相で第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のスイッチングが行われるため、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の同時オフ期間が生じる昇圧モード b や、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の同時オン期間が生じる昇圧モード c であっても、図 4 に示したように三相交流の各相電流の波形が相似形となり、各相電流の不均衡が生じず、延いては、図 6 に示したように各相電流の歪み率が極小値となり、力率の改善や高調波電流の抑制が可能となる。

40

【 0 0 4 1 】

つぎに、実施の形態 1 にかかる直流電源装置 1 0 0 の動作について、図 1 ~ 6 を参照して説明する。

【 0 0 4 2 】

本実施の形態では、図 1 に示すように、三相交流の電圧を検出する電源電圧検出手段 9 を具備した構成としている。なお、図 1 に示す例では、三相交流の r - s 相間の線間電圧を検出する構成としているが、s - t 相間や t - r 相間の線間電圧を検出する構成であってもよいし、各相電圧を検出する構成であってもよく、この電源電圧検出手段 9 の構成により本発明が限定されるものではない。

50

【 0 0 4 3 】

制御部 8 は、電源電圧検出手段 9 の検出結果から得た三相交流の検出電圧値に応じて、昇圧モードにおける第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを変化させる。

【 0 0 4 4 】

図 7 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置の動作例を示す図である。図 7 において、横軸は時間を示し、縦軸は三相交流の電圧値を示している。

【 0 0 4 5 】

制御部 8 は、三相交流の基準電圧値を閾値として保持しておき、この基準電圧値において、例えば、図 3 に示す第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 50 % の昇圧モード a (倍電圧モード) で動作するようにしておく (図 7 に示す期間 $t_a \sim t_b$)。そして、基準電圧値に対して検出電圧値が小さい場合には (図 7 に示す期間 $t_b \sim t_c$)、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 50 % 以上となる昇圧モード c で動作させ、基準電圧値に対して検出電圧値が大きい場合には (図 7 に示す期間 $t_c \sim$)、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 50 % 未満となる昇圧モード b で動作させる。

【 0 0 4 6 】

あるいは、例えば、三相交流の検出電圧値に対して出力電圧が一定となるような第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティをテーブルとして保持しておき、三相交流の検出電圧値に応じた第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを適用するようにしてもよい。

【 0 0 4 7 】

このようにすれば、三相交流の電圧の変動分を吸収することができ、負荷 11 への出力電圧を安定化することができる。

【 0 0 4 8 】

また、制御部 8 は、電源電圧検出手段 9 の検出結果から得た三相交流の周波数の $3n$ 倍で、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を交互にオン制御する。より具体的には、電源電圧検出手段 9 の検出結果から得た三相交流の電圧周期の ($1 / 3n$) 倍に同期して、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b を交互にオン制御する。

【 0 0 4 9 】

これにより、上述したように各相電流の不均衡を生じることなく、延いては、各相電流の歪み率が極小値となり、力率の改善や高調波電流の抑制が可能となる。

【 0 0 5 0 】

以上説明したように、実施の形態 1 の直流電源装置によれば、三相交流を整流する整流回路と、整流回路の入力側あるいは出力側に接続されたリアクトルと、負荷への出力端子間に直列接続された第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサと、これら第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサの一方あるいは両方を選択的に充電する充電手段と、この充電手段を制御する制御部と、三相交流の電圧を検出する電源電圧検出手段とを備え、三相交流を直流に変換して負荷に供給する構成において、第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサの 1 組の充電期間と非充電期間とを組み合わせた期間を 1 周期とするとき、この 1 周期の逆数である充電周波数が三相交流の周波数の $3n$ 倍 (n は自然数) となるように、充電手段を制御するようにしたので、電源周期に対して 120 度ずつずれた三相交流の各相の同一位相でスイッチングが行われるため、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子の同時オフ期間が生じる場合や、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子の同時オン期間が生じる場合であっても、三相交流の各相電流の波形が相似形となり、各相電流の不均衡が生じず、延いては、各相電流の歪み率が極小値となり、力率の改善や高調波電流の抑制が可能となる。

【 0 0 5 1 】

より具体的には、第1のコンデンサの充電と非充電とをスイッチングする第1のスイッチング素子と、第2のコンデンサの充電と非充電とをスイッチングする第2のスイッチング素子と、第1のコンデンサの充電電荷の第1のスイッチング素子への逆流を防止する第1の逆流防止素子と、第2のコンデンサの充電電荷の第2のスイッチング素子への逆流を防止する第2の逆流防止素子とにより充電手段を構成し、電源電圧検出手段の検出結果から得た三相交流の周波数の $3n$ 倍で、第1のスイッチング素子および第2のスイッチング素子を交互にオン制御するようにしている。

【0052】

また、第1のスイッチング素子および第2のスイッチング素子を常時オフ制御状態とした全波整流モードと、第1のスイッチング素子および第2のスイッチング素子を交互にオン制御する昇圧モードとを有し、電源電圧検出手段の検出結果から得た三相交流の検出電圧値に応じて、昇圧モードにおける第1のスイッチング素子および第2のスイッチング素子のオンデューティを変化させるようにしたので、三相交流の電圧の変動分を吸収することができ、負荷への出力電圧を安定化することができる。

【0053】

なお、上述した実施の形態1では、電源電圧検出手段を具備した構成例について説明したが、例えば、実施の形態1にかかる直流電源装置が適用される三相交流の種別（電圧、周波数）が予め決まっている場合には、電源電圧検出手段を省略した構成であっても、スイッチング周波数を電源周波数の $3n$ 倍とすることで、電源電圧の変動は吸収できないものの、力率の改善や高調波電流の抑制を図ることは可能である。

【0054】

また、例えば、実施の形態1にかかる直流電源装置が複数種の三相交流に適用する場合には、スイッチング周波数を各三相交流の周波数の最小公倍数の $3n$ 倍とすればよい。例えば、 50Hz および 60Hz の三相交流に適用される場合には、スイッチング周波数を 50Hz および 60Hz の最小公倍数である 300Hz の $3n$ 倍としておくことで対応可能である。

【0055】

また、電源電圧検出手段を具備した構成においても、三相交流の周波数や電圧周期が検出できない場合を想定して、このような非常時におけるスイッチング周波数を複数種の三相交流の周波数の最小公倍数の $3m$ 倍（上述した例では 300Hz の $3m$ 倍（ m は自然数））として設定しておいてもよい。このようにすれば、例えば、電源電圧検出手段の故障等により三相交流の周波数や電圧周期が検出できなくなった場合でも、力率の改善や高調波電流の抑制効果を得ることができる。

【0056】

また、スイッチング周波数が高くなるとスイッチング損失が増加することとなるので、通常の運用時には n や m の値を出来るだけ小さくしてスイッチング周波数をより低くする方が好ましいことは言うまでもない。例えば、 50Hz および 60Hz の三相交流に適用される場合には、非常時におけるスイッチング周波数を 900Hz （ $m=1$ ）とし、通常時にはこの 900Hz あるいはそれ以下で運用するのが望ましい。

【0057】

実施の形態2

実施の形態2にかかる直流電源装置の構成は、実施の形態1にかかる直流電源装置と同一であるので、ここでは説明を省略する。

【0058】

実施の形態1では、電源電圧検出手段9の検出結果から得た三相交流の電圧周期の（ $1/3n$ ）倍に同期して、第1のスイッチング素子4aおよび第2のスイッチング素子4bを交互にオン制御する例について説明したが、本実施の形態では、電源電圧検出手段9の検出結果から得た三相交流の電圧ゼロクロスに対して、第1のスイッチング素子4aおよび第2のスイッチング素子4bのオンタイミングを制御する例について説明する。

【0059】

図 8 は、実施の形態 2 にかかる直流電源装置のスイッチングパターンの一例を示す図である。図 8 に示す例では、実施の形態 1 において図 3 で示した昇圧モード b におけるスイッチングパターンを示している。

【 0 0 6 0 】

図 8 に示すように、本実施の形態では、制御部 8 は、電源電圧検出手段 9 の検出結果から得た電圧ゼロクロスを基準として、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングを、位相角 θ だけずらすようにしている。なお、基準とする電圧ゼロクロスは、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングの基準となるものであれば、各相電圧、各線間電圧の何れのゼロクロスであってもよい。

10

【 0 0 6 1 】

図 9 は、力率とスイッチング素子のオンタイミングとの関係の一例を示す図である。図 9 に示す例において、縦軸は力率を示し、横軸はスイッチング素子のオンタイミングを示している。

【 0 0 6 2 】

図 9 に示すように、力率は、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングによって変化する。また、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティによっても、図 9 に示す関係は変化する。

【 0 0 6 3 】

さらに、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングとオンデューティとによって三相交流の電流波形も変化し、高調波電流も変化する。

20

【 0 0 6 4 】

したがって、本実施の形態では、例えば、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティに対し、上述した電圧ゼロクロスを基準としたオンタイミングの位相角 θ をテーブル化して保持しておき、実施の形態 1 において説明した第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを適用して、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b をオン制御する際に、そのテーブルから読み出した位相角 θ を適用し、電源電圧検出手段 9 の検出結果から得た電圧ゼロクロスを基準として、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンタイミングを、位相角 θ だけずらしてスイッチング制御を行う。

30

【 0 0 6 5 】

このようにすれば、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティに応じた最適なタイミングでスイッチング制御を行うことができ、力率改善や高調波電流の低減効果をより高めることができる。

【 0 0 6 6 】

以上説明したように、実施の形態 2 の直流電源装置によれば、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティに応じた最適なタイミングでスイッチング制御を行えるように、電源電圧検出手段の検出結果から得た電圧ゼロクロスを基準として、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンタイミングを、位相角 θ だけずらすようにしたので、力率改善や高調波電流の低減効果をより高めることができる。

40

【 0 0 6 7 】

実施の形態 3 .

図 10 は、実施の形態 3 にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。なお、実施の形態 1 , 2 と同一または同等の構成部には同一符号を付して、その詳細な説明は省略する。

【 0 0 6 8 】

図 10 に示すように、実施の形態 3 にかかる直流電源装置 100 a は、実施の形態 1 において図 1 で示した構成に加え、負荷 11 の状態を検出する負荷状態検出手段 22 として、負荷 11 への出力電圧を検出する出力電圧検出手段 20 と、負荷 11 への出力電流を検

50

出する出力電流検出手段 2 1 とをさらに備えている。

【 0 0 6 9 】

図 1 0 に示す構成において、制御部 8 a は、出力電圧検出手段 2 0 の検出結果である負荷 1 1 への出力電圧値に応じて、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを変化させる。

【 0 0 7 0 】

例えば、負荷 1 1 への出力電圧の基準電圧値を閾値として保持しておき、この基準電圧値において、図 3 に示す第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % の昇圧モード a (倍電圧モード) で動作するようにしておき、基準電圧値に対して検出した出力電圧値が大きい場合には、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % 未満となる昇圧モード b で動作させ、基準電圧値に対して検出した出力電圧値が小さい場合には、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティが 5 0 % 以上となる昇圧モード c で動作させる。

【 0 0 7 1 】

あるいは、例えば、負荷 1 1 への出力電圧が一定となるような第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティをテーブルとして保持しておき、検出した出力電圧値に応じた第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを適用するようにしてもよい。

【 0 0 7 2 】

このようにすれば、負荷 1 1 の状況の変化、例えば、負荷 1 1 が、空気調和機、ヒートポンプ給湯機、冷蔵庫、および冷凍機等に用いられる圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数が変化する等、直流電源装置 1 0 0 a の出力電流が変動することによる出力電圧の変動を吸収して、負荷 1 1 への出力電圧を安定化することができ、出力電圧の低下に伴う圧縮機モータの出力低下を抑制することができる。

【 0 0 7 3 】

さらに、本実施の形態では、負荷状態検出手段 2 2 として、出力電流検出手段 2 1 を具備することにより、制御部 8 a は、出力電圧検出手段 2 0 の検出結果である負荷 1 1 への出力電圧値と、出力電流検出手段 2 1 の検出結果である負荷 1 1 への出力電流値とから負荷 1 1 の消費電力を算出し、この負荷 1 1 の消費電力に応じて、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを変化させるようにすることも可能である。

【 0 0 7 4 】

この場合には、例えば、負荷 1 1 の消費電力に対し、負荷 1 1 への出力電圧値が最適な値となる第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティをテーブル化して保持しておき、算出した負荷 1 1 の消費電力量に応じた第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティをそのテーブルから読み出して、スイッチング制御を行うようにすればよい。

【 0 0 7 5 】

図 1 1 は、実施の形態 3 にかかる直流電源装置の動作例を示す図である。図 1 1 において、横軸は負荷 1 1 の消費電力を示し、縦軸は負荷 1 1 への出力電圧を示している。

【 0 0 7 6 】

図 1 1 に示す例では、例えば、負荷 1 1 の消費電力が所定値 P 1 未満である場合には、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを 0 % 、つまり、全波整流モードで動作させる。

【 0 0 7 7 】

また、負荷 1 1 の消費電力が所定値 P 2 ($P 1 < P 2$) よりも大きい場合には、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを 5 0 % 、つまり、昇圧モード a (倍電圧モード) で動作させる。

【 0 0 7 8 】

そして、負荷 1 1 の消費電力が所定値 P 1 以上、且つ所定値 P 2 以下である場合には、昇圧モード b で動作させ、負荷 1 1 の消費電力量に応じて、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを制御する。具体的には、図 1 1 に示す例では、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを、0 % ~ 5 0 % の範囲内で変化させる。

【 0 0 7 9 】

図 1 2 は、負荷の消費電力量が大きくなる過程におけるスイッチングパターンの一例を示す図である。

【 0 0 8 0 】

図 1 2 に示すように、負荷 1 1 の消費電力が図 1 1 に示す所定値 P 1 から所定値 P 2 に至る過程では、負荷 1 1 の消費電力量に応じて第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを上昇させていく。

【 0 0 8 1 】

このようにすれば、負荷 1 1 の消費電力量に応じた最適な出力電圧値とすることができ、例えば、負荷 1 1 が上述したような圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数の上昇に応じて消費電力量が増加した場合でも、出力電流の増加を抑制することが可能となる。

【 0 0 8 2 】

また、負荷 1 1 の消費電力が所定値 P 2 以下である領域では、全領域において倍電圧動作させる場合に対して、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b の導通損失を低減することができ、高効率化を図ることができる。

【 0 0 8 3 】

なお、図 1 1 に示す例では、全波整流モードから昇圧モード a (倍電圧モード) までの領域を出力電圧の変化範囲とし、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティの変化範囲を 0 % ~ 5 0 % とした例を示したが、昇圧モード c 、つまり、昇圧モード a (倍電圧モード) を超える領域まで出力電圧の変化範囲とすることも可能である。この場合には、所定値 P 2 をより大きくして、例えば、昇圧モード c において第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティを 6 0 % まで許容し、第 1 のスイッチング素子 4 a および第 2 のスイッチング素子 4 b のオンデューティの変化範囲を 0 % ~ 6 0 % とする。また、逆に、全波整流モードから昇圧モード a (倍電圧モード) に満たない領域を出力電圧の変化範囲とすることも可能である。このように、消費電力量に応じた出力電圧の変化範囲の自由度が大きく、汎用性の高い直流電源装置を得ることができる。

【 0 0 8 4 】

以上説明したように、実施の形態 3 の直流電源装置によれば、負荷の状態を検出する負荷状態検出手段として、負荷への出力電圧を検出する出力電圧検出手段を備え、出力電圧検出手段の検出結果である負荷への出力電圧値に応じて、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させることにより、負荷の状況の変化、例えば、負荷が圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数が変化する等、直流電源装置の出力電流が変動することによる出力電圧の変動を吸収して、負荷への出力電圧を安定化することができ、出力電圧の低下に伴う圧縮機モータの出力低下を抑制することができる。

【 0 0 8 5 】

さらに、負荷状態検出手段として、負荷への出力電流を検出する出力電流検出手段を備え、出力電圧検出手段の検出結果である負荷への出力電圧値と、出力電流検出手段の検出結果である負荷への出力電流値とから負荷の消費電力を算出し、この負荷の消費電力に応じて、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させることにより、負荷の消費電力量に応じた最適な出力電圧値とすることができ、例えば、負荷が圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数の上昇に応じて消費電力量が増加した場合でも、出力電流の増加を抑制することが可能と

10

20

30

40

50

なる。

【 0 0 8 6 】

また、負荷の消費電力が低い領域では、全領域において倍電圧動作させる場合に対して、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子の導通損失を低減することができる、高効率化を図ることができる。

【 0 0 8 7 】

また、消費電力量に応じた出力電圧の変化範囲の自由度が大きく、汎用性の高い直流電源装置を得ることができる。

【 0 0 8 8 】

実施の形態 4 .

10

図 1 3 は、実施の形態 4 にかかる直流電源装置の一構成例を示す図である。なお、実施の形態 1 と同一または同等の構成部には同一符号を付して、その詳細な説明は省略する。

【 0 0 8 9 】

図 1 3 に示すように、実施の形態 4 にかかる直流電源装置 1 0 0 b は、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b からなる直列回路に並列接続した平滑コンデンサ 4 0 と、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b にそれぞれ並列接続したバランス抵抗 4 1 , 4 2 を具備した構成としている。なお、図 1 3 に示す例では、実施の形態 1 において図 1 で説明した電源電圧検出手段 9 を省略している。

【 0 0 9 0 】

負荷 1 1 の状況の変化、例えば、実施の形態 3 において説明したように、負荷 1 1 が圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数の変化に伴う消費電力の変化等により、第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の両端電圧に不平衡が生じることが考えられる。このような場合には、負荷 1 1 への出力電圧が不安定となり、後段のインバータによる圧縮機モータの安定駆動が困難となる。

20

【 0 0 9 1 】

本実施の形態では、上述したように、平滑コンデンサ 4 0 を第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b からなる直列回路に並列接続する、あるいは、バランス抵抗 4 1 , 4 2 を第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b にそれぞれ並列接続することにより、負荷 1 1 への出力電圧を安定化することができ、後段のインバータによる圧縮機モータの安定駆動が容易となる。

30

【 0 0 9 2 】

なお、図 1 3 に示す例では、平滑コンデンサ 4 0 とバランス抵抗 4 1 , 4 2 とを双方とも具備した構成例を示したが、平滑コンデンサ 4 0 あるいはバランス抵抗 4 1 , 4 2 のいずれか一方を具備することで、負荷 1 1 への出力電圧を安定化することも可能であり、平滑コンデンサ 4 0 あるいはバランス抵抗 4 1 , 4 2 のいずれか一方を具備した構成であってもよいことは言うまでもない。

【 0 0 9 3 】

以上説明したように、実施の形態 4 の直流電源装置によれば、平滑コンデンサを第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサからなる直列回路に並列接続する、あるいは、バランス抵抗を第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサにそれぞれ並列接続することにより、負荷の状況の変化、例えば、負荷が圧縮機モータ等を駆動するインバータ負荷である場合に、圧縮機モータの回転数の変化に伴い、消費電力が変化する場合等においても、第 1 のコンデンサおよび第 2 のコンデンサの両端電圧に不平衡が生じることなく、負荷への出力電圧を安定化することができ、後段のインバータによる圧縮機モータの安定駆動が容易となる。

40

【 0 0 9 4 】

実施の形態 5 .

本実施の形態では、実施の形態 1 ~ 4 に記載した直流電源装置を適用した冷凍サイクル適用機器について説明する。

【 0 0 9 5 】

50

ここでは、実施の形態 5 にかかる冷凍サイクル適用機器のより具体的な構成について、図 14 を参照して説明する。

【0096】

図 14 は、実施の形態 5 にかかる冷凍サイクル適用機器の一構成例を示す図である。なお、図 14 に示す例では、実施の形態 3 において図 10 で説明した直流電源装置 100a の負荷として、インバータ 30 を接続した構成例を示している。

【0097】

実施の形態 5 にかかる冷凍サイクル適用機器としては、例えば、空気調和機、ヒートポンプ給湯機、冷蔵庫、および冷凍機等を想定しており、図 14 に示すように、冷凍サイクル 200 を有している。

10

【0098】

冷凍サイクル 200 は、圧縮機 31 と、四方弁 32 と、内部熱交換器 33 と、膨張機構 34 と、熱交換器 35 とが冷媒配管 36 を介して順次接続され形成される。圧縮機 31 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 37 と、この圧縮機構 37 を動作させる圧縮機モータ 38 とが設けられている。

【0099】

圧縮機モータ 38 は、U 相、V 相、W 相の三相の巻線を有する三相モータであり、直流電源装置 100a の負荷として接続されたインバータ 30 により駆動制御される。

【0100】

図 14 に示すように構成された冷凍サイクル適用機器では、上述した実施の形態 1 ~ 4 において説明した直流電源装置により得られる効果を楽しむことができる。

20

【0101】

つまり、昇圧モードにおいて、電源電圧検出手段の検出結果から得た三相交流の周波数の $3n$ 倍で、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子を交互にオン制御することにより、三相交流の各相電流の波形が相似形となり、各相電流の不均衡が生じず、延いては、各相電流の歪み率が極小値となり、力率の改善や高調波電流の抑制が可能となる。

【0102】

また、電源電圧検出手段の検出結果から得た三相交流の検出電圧値に応じて、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させることにより、三相交流の電圧の変動分を吸収することができ、負荷への出力電圧を安定化することができる。

30

【0103】

また、電源電圧検出手段の検出結果から得た電圧ゼロクロスを基準として、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティに応じた最適なタイミングでスイッチング制御を行うことにより、力率改善や高調波電流の低減効果をより高めることができる。

【0104】

また、負荷への出力電圧値に応じて、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させることにより、負荷への出力電圧を安定化することができ、出力電圧の低下に伴う圧縮機モータの出力低下を抑制することができる。

40

【0105】

さらに、負荷の消費電力に応じて、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子のオンデューティを変化させることにより、負荷の消費電力量に応じた最適な出力電圧値とすることができ、圧縮機モータの回転数の上昇に応じて消費電力量が増加した場合でも、出力電流の増加を抑制することが可能となる。

【0106】

また、負荷の消費電力が低い領域では、全領域において倍電圧動作させる場合に対して、第 1 のスイッチング素子および第 2 のスイッチング素子の導通損失を低減することができ、高効率化を図ることができる。

50

【0107】

また、消費電力量に応じた出力電圧の変化範囲の自由度が大きく、冷凍サイクル適用機器としての汎用性を高めることができる。

【0108】

以上説明したように、実施の形態5の冷凍サイクル適用機器によれば、上述した実施の形態1～4に記載の直流電源装置を用いて構成することにより、実施の形態1～4において説明した直流電源装置により得られる効果を享受することができる。

【0109】

なお、上述した実施の形態において、コンデンサの充電手段を構成するスイッチング素子や逆流防止素子としては、一般的には珪素（Si：シリコン）を材料とするSi系半導体を用いるのが主流であるが、炭化珪素（SiC）や窒化ガリウム（GaN）、ダイヤモンドを材料とするワイドバンドギャップ（WBG）半導体を用いてもよい。

10

【0110】

このようなWBG半導体によって形成されたスイッチング素子や逆流防止素子は、耐電圧性が高く、許容電流密度も高い。そのため、スイッチング素子や逆流防止素子の小型化が可能であり、これら小型化されたスイッチング素子や逆流防止素子を用いることにより、これらの素子を用いて構成した直流電源装置の小型化が可能となる。

【0111】

また、このようなWBG半導体によって形成されたスイッチング素子や逆流防止素子は、耐熱性も高い。そのため、ヒートシンクの放熱フィンの小型化や、水冷部の空冷化が可能であるので、直流電源装置の一層の小型化が可能になる。

20

【0112】

さらに、このようなWBG半導体によって形成されたスイッチング素子や逆流防止素子は、電力損失が低い。そのため、スイッチング素子や逆流防止素子の高効率化が可能であり、延いては直流電源装置の高効率化が可能になる。

【0113】

なお、スイッチング素子および逆流防止素子の両方がWBG半導体によって形成されていることが望ましいが、いずれか一方の素子がWBG半導体によって形成されていてもよく、上述した効果を得ることが可能である。

【0114】

30

また、上述した実施の形態では、スイッチング素子として、例えば、パワートランジスタ、パワーMOSFET、IGBTを例として挙げたが、高効率なスイッチング素子として知られているスーパージャンクション構造のMOSFET（Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor）や、絶縁ゲート半導体装置、バイポーラトランジスタ等を用いても、同様の効果を得ることが可能である。

【0115】

また、制御部は、CPU（Central Processing Unit）やDSP（Digital Signal Processor）、マイクロコンピュータ（マイコン）の離散システムで構成可能であるが、その他にもアナログ回路やデジタル回路等の電気回路素子などで構成してもよい。

40

【0116】

なお、以上の実施の形態に示した構成は、本発明の構成の一例であり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、一部を省略する等、変更して構成することも可能であることは言うまでもない。

【産業上の利用可能性】

【0117】

以上のように、本発明は、直流電源装置の高調波電流の増加や力率の悪化を抑制する技術として有用であり、特に、三相交流を直流に変換して負荷に供給する構成の直流電源装置、およびそれを備えた冷凍サイクル適用機器に適している。

50

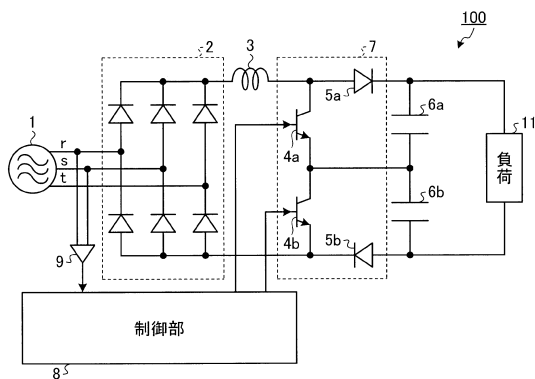
【符号の説明】

【 0 1 1 8 】

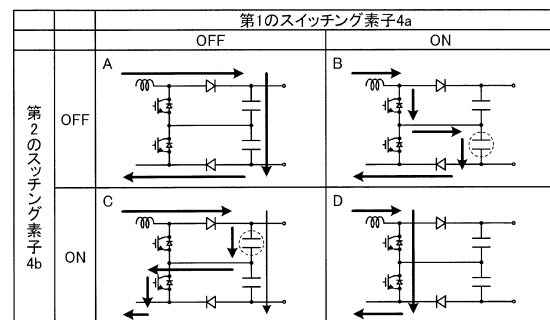
1 交流電源、2 整流回路、3 リアクトル、4 a 第1のスイッチング素子、4 b 第2のスイッチング素子、5 a 第1の逆流防止素子、5 b 第2の逆流防止素子、6 a 第1のコンデンサ、6 b 第2のコンデンサ、7 充電手段、8 , 8 a 制御部、9 電源電圧検出手段、11 負荷、20 出力電圧検出手段、21 出力電流検出手段、22 負荷状態検出手段、30 インバータ、31 圧縮機、32 四方弁、33 内部熱交換器、34 膨張機構、35 熱交換器、36 冷媒配管、37 圧縮機構、38 圧縮機モータ、40 平滑コンデンサ、41 , 42 バランス抵抗、100 , 100 a , 100 b 直流電源装置、200 冷凍サイクル。

10

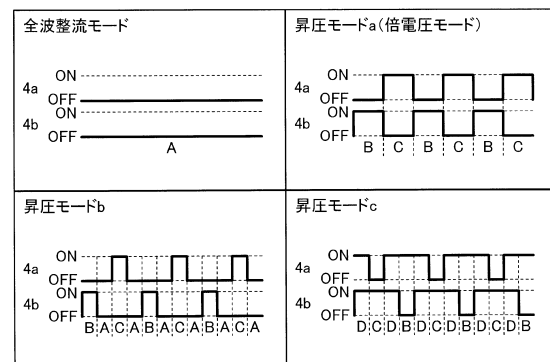
【図1】



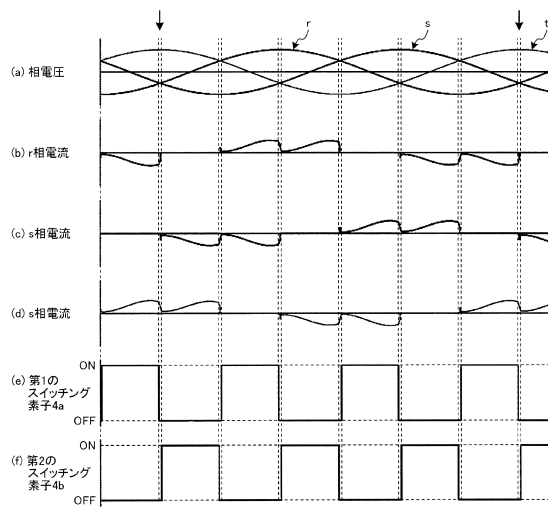
【図2】



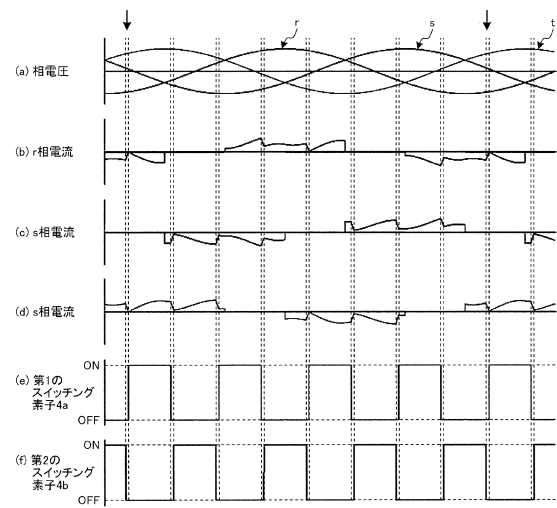
【図3】



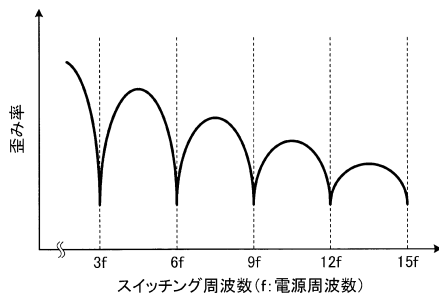
【図 4】



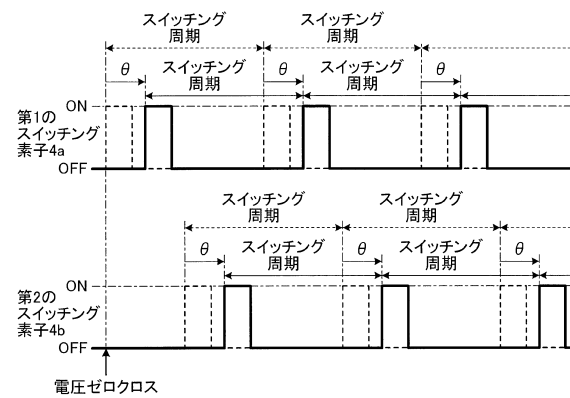
【図 5】



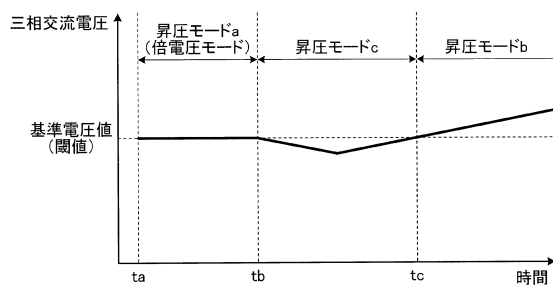
【図 6】



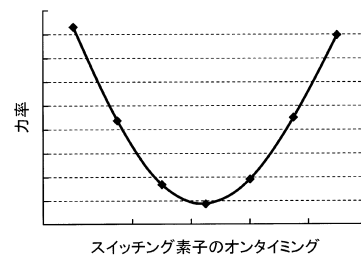
【図 8】



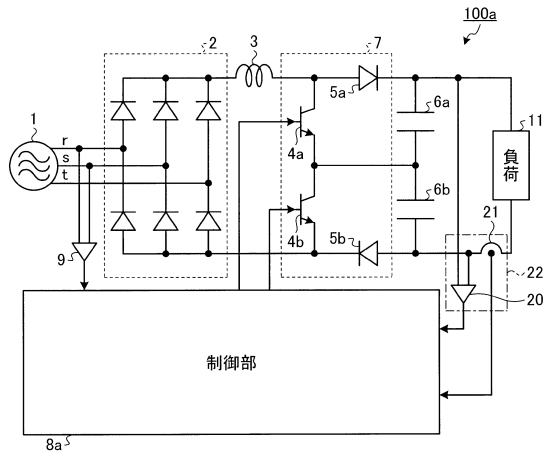
【図 7】



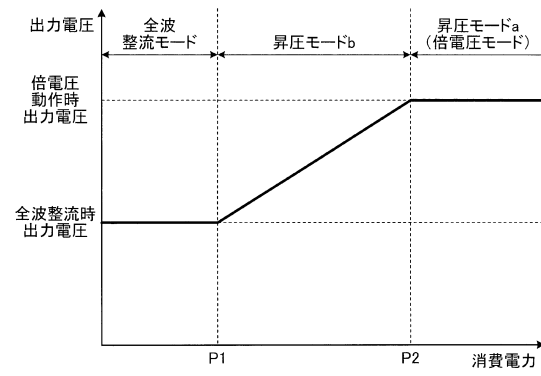
【図 9】



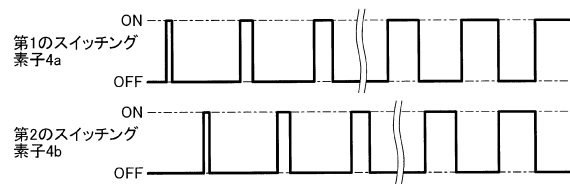
【図 10】



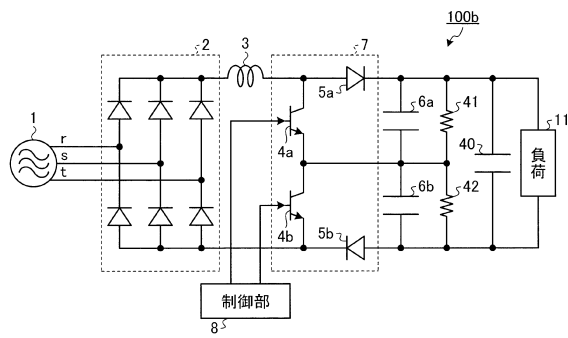
【図 11】



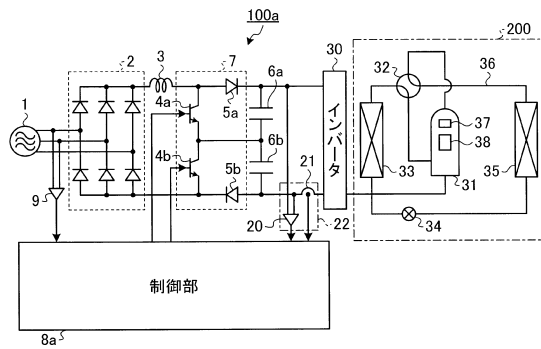
【図 12】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

- (72)発明者 湯浅 健太
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 磯田 昭二
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 坂東 博司

- (56)参考文献 特開昭58-204770(JP,A)
特許第2087346(JP,B1)
特開平10-174442(JP,A)
特開2011-61887(JP,A)
特開2012-165539(JP,A)
特開2012-60801(JP,A)
特表2006-518178(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02M | 7/12 |
| F25B | 49/02 |