

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6522228号  
(P6522228)

(45) 発行日 令和1年5月29日(2019.5.29)

(24) 登録日 令和1年5月10日(2019.5.10)

(51) Int. Cl. F 1  
 HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 F  
 HO2M 7/21 (2006.01) HO2M 7/21 A

請求項の数 6 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2018-501510 (P2018-501510)	(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	平成28年2月25日 (2016.2.25)	(74) 代理人	100118762 弁理士 高村 順
(86) 国際出願番号	PCT/JP2016/055696	(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
(87) 国際公開番号	W02017/145339	審査官	神田 太郎
(87) 国際公開日	平成29年8月31日 (2017.8.31)	(56) 参考文献	国際公開第2015/186229 (W O, A1) 特開2012-170215 (JP, A )
審査請求日	平成30年3月1日 (2018.3.1)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流電源装置および冷凍サイクル適用機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

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、  
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、前  
記第1のコンデンサの充電電荷が第1のスイッチング素子へ逆流するのを防止する第1の  
逆流防止素子、および前記第2のコンデンサの充電電荷が第2のスイッチング素子へ逆流  
するのを防止する第2の逆流防止素子を備えた充電部と、

前記第1のコンデンサの充電を開始するタイミングで前記第1の逆流防止素子をオン状  
態に制御し、前記第2のコンデンサの充電を開始するタイミングで前記第2の逆流防止素  
子をオン状態に制御する制御部と、

を備え、

前記制御部は、

前記第1のコンデンサの充電を開始後、前記第1の逆流防止素子への印加電圧が所定の  
電圧値以下の時には前記第1の逆流防止素子をオン状態に制御し、前記第2のコンデンサ  
の充電を開始後、前記第2の逆流防止素子への印加電圧が所定の電圧値以下の時には前記  
第2の逆流防止素子をオン状態に制御する、

ことを特徴とする直流電源装置。

## 【請求項 2】

前記制御部は、

前記第 1 のスイッチング素子の状態と前記第 1 の逆流防止素子の状態とが互いに逆になり、かつ前記第 2 のスイッチング素子の状態と前記第 2 の逆流防止素子の状態とが互いに逆となるように、前記第 1 のスイッチング素子、前記第 1 の逆流防止素子、前記第 2 のスイッチング素子および前記第 2 の逆流防止素子を制御する、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の直流電源装置。

## 【請求項 3】

前記第 1 の逆流防止素子および前記第 2 の逆流防止素子が MOSFET で形成されていることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の直流電源装置。

10

## 【請求項 4】

前記第 1 の逆流防止素子および前記第 2 の逆流防止素子が MOSFET および前記 MOSFET と逆並列に接続されたダイオードで形成されていることを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の直流電源装置。

## 【請求項 5】

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ことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の直流電源装置。

## 【請求項 6】

請求項 1 から 5 のいずれか一つに記載の直流電源装置を備えることを特徴とする冷凍サイクル適用機器。

20

## 【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、単相電源に接続される電源装置において、スイッチング素子を電源半周期に同期して 1 回以上スイッチング素子を動作させることで、入力電流の導通角を広げて力率を改善させ、入力電流の高調波成分を低減させる技術がある（例えば、特許文献 1）。

30

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0003】

【特許文献 1】特開 2000 - 278955 号公報

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0004】

特許文献 1 に記載された電源装置では、高い電圧出力が不要な軽負荷運転において、2 つのスイッチング素子を動作させない動作を行った場合に、2 つの逆流防止整流素子に電流が流れ、導通損失が発生する。特に、空気調和機のような低出力運転の時間比率が高い機器においては、逆流防止整流素子で発生する導通損失の影響が無視できないという問題があった。

40

## 【0005】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、導通損失を抑制して高効率化を実現可能な直流電源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に、本発明にかかる直流電源装置は、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 のコンデンサを備える。また、直流電源装置は、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

50

ッチング素子、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、第1のコンデンサの充電電荷が第1のスイッチング素子へ逆流するのを防止する第1の逆流防止素子、および第2のコンデンサの充電電荷が第2のスイッチング素子へ逆流するのを防止する第2の逆流防止素子を備えた充電部と、第1のコンデンサの充電を開始するタイミングで第1の逆流防止素子をオン状態に制御し、第2のコンデンサの充電を開始するタイミングで第2の逆流防止素子をオン状態に制御する制御部と、を備える。制御部は、第1のコンデンサの充電を開始後、第1の逆流防止素子への印加電圧が所定の電圧値以下の時には第1の逆流防止素子をオン状態に制御し、第2のコンデンサの充電を開始後、第2の逆流防止素子への印加電圧が所定の電圧値以下の時には第2の逆流防止素子をオン状態に制御する。

10

【発明の効果】

【0007】

本発明にかかる直流電源装置は、導通損失を抑制して高効率化を実現できる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】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

【図2】実施の形態1にかかる直流電源装置の他の構成例を示す図

【図3】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

【図4】実施の形態1にかかる直流電源装置が実行する直流電圧制御を示す図

20

【図5】実施の形態1にかかる直流電源装置の動作波形を示す図

【図6】MOSFETの電圧電流特性を示す図

【図7】SiC MOSFETおよびSiC SBDの電圧電流特性を示す図

【図8】実施の形態2にかかる冷凍サイクル適用機器の一構成例を示す図

【図9】実施の形態2にかかる冷凍サイクル適用機器におけるモータの回転数と直流母線電圧との関係を示す図

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下に、本発明の実施の形態にかかる直流電源装置および冷凍サイクル適用機器を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

30

【0010】

実施の形態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。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9に供給する構成としている。また、本実施の形態では、負荷9として、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想定しているが、これに限るものではないことは言うまでもない。

【0011】

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9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部7と、充電部7を制御する制御部8とを備えている。なお、図1に示す例では、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として構成される。また、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の入力側の各相にリアクトルを接続した構成であってもよい。交流電源1から単相交流が供給される場合、直流電源装置の構成は図2に示したものとなる。図2は、実施の形態1にかかる直流電源装置の他の構成例を示す図である。図2に示した直流電源装置100aは、直流電源装置100の整流回路2を整流回路2aに置き換えたものである。整流経路

40

50

2 a は、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である。図2に示す例では、リアクトル3を整流回路2 aの出力側に接続した例を示したが、整流回路2 aの入力側にリアクトルを接続した構成であってもよい。

【0012】

なお、整流回路2および2 aは一般的な整流回路であるため、説明は省略する。本実施の形態では、交流電源1が三相交流を供給する場合、すなわち、図1に示した直流電源装置100について説明するが、図2に示した直流電源装置100 aの動作も同様である。

【0013】

直流電源装置100において、充電部7は、第1のコンデンサ6 a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4 aと、第2のコンデンサ6 b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4 bと、第1のコンデンサ6 aの充電電荷が第1のスイッチング素子4 aへの逆流するのを防止する第1の逆流防止素子5 aと、第2のコンデンサ6 bの充電電荷が第2のスイッチング素子4 bへ逆流するのを防止する第2の逆流防止素子5 bとを備えている。

【0014】

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からなる直列回路4の中点と第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6の中点とが接続されている。また、第1のスイッチング素子4 aのコレクタから第1のコンデンサ6 aと負荷9との接続点に向けて順方向に第1の逆流防止素子5 aが接続され、第2のコンデンサ6 bと負荷9との接続点から第2のスイッチング素子4 bのエミッタに向けて順方向に第2の逆流防止素子5 bが接続されている。

【0015】

第1のコンデンサ6 aおよび第2のコンデンサ6 b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4 aおよび第2のスイッチング素子4 bとしては、例えば、パワートランジスタ、パワーMOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors)等の半導体素子が用いられる。また、第1の逆流防止素子5 aと第2の逆流防止素子5 bはスイッチング素子であるMOSFETが用いられるが、その他の逆流防止素子でも何ら問題ないことは言うまでもない。

【0016】

制御部8は、充電部7の各素子、すなわち、第1のスイッチング素子4 a、第2のスイッチング素子4 b、第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bを個別に制御して各素子をオン状態またはオフ状態とすることにより、負荷9に供給する直流電圧を制御する。以降の説明では、素子をオン状態とするための制御をオン制御、素子をオフ状態とするための制御をオフ制御と称する。以下、この制御部8による充電部7の各素子のスイッチング制御について、図1、図3および図4を参照して説明する。

【0017】

図3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3に示す例では、回路動作の欄に充電部7の各素子、第1のコンデンサ6 aおよび第2のコンデンサ6 bを示しているが、これら各構成要素の符号は省略している。充電部7の各素子は制御部8により制御される。

【0018】

図3に示した状態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がオフ(OFF)制御され、第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bがオン(ON)制御されている状態を示している。この状態Aでは、第1の逆流防止素子5 a、第2の逆流防止素子5 bを介して第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。

【0019】

図3に示した状態Bは、第1のスイッチング素子4 aおよび第2の逆流防止素子5 bが

10

20

30

40

50

オン制御され、第2のスイッチング素子4 bおよび第1の逆流防止素子5 aがオフ制御されている状態を示している。この状態Bでは、第2のコンデンサ6 bの充電のみが行われる。

【0020】

図3に示した状態Cは、第2のスイッチング素子4 bおよび第1の逆流防止素子5 aがオン制御され、第1のスイッチング素子4 aおよび第2の逆流防止素子5 bがオフ制御されている状態を示している。この状態Cでは、第1のコンデンサ6 aの充電のみが行われる。

【0021】

図3に示した状態D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がオン制御され、第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bがオフ制御されている状態を示している。この状態D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。

【0022】

図3に示したように、直流電源装置100において、第1のスイッチング素子4 aおよび第1の逆流防止素子5 aは互いに逆の関係でオン制御およびオフ制御が行われる。同様に、第2のスイッチング素子4 bおよび第2の逆流防止素子5 bは互いに逆の関係でオン制御およびオフ制御が行われる。すなわち、制御部8は、第1のスイッチング素子4 aをオフ制御して第1のコンデンサ6 aを充電する際には第1の逆流防止素子5 aをオン制御し、第1のスイッチング素子4 aをオン制御して第1のコンデンサ6 aの充電を停止する際には第1の逆流防止素子5 aをオフ制御する。また、制御部8は、第2のスイッチング素子4 bをオフ制御して第2のコンデンサ6 bを充電する際には第2の逆流防止素子5 bをオン制御し、第2のスイッチング素子4 bをオン制御して第2のコンデンサ6 bの充電を停止する際には第2の逆流防止素子5 bをオフ制御する。

【0023】

このように、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の状態が決まれば第1の逆流防止素子5 aおよび第2のスイッチング素子5 bの状態も決まるため、以下の説明では、簡略化のため、第1のスイッチング素子4 aの状態および第2のスイッチング素子4 bの状態のみを示し、第1の逆流防止素子5 aの状態および第2の逆流防止素子5 bの状態については記載を省略する。なお、第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bは構成されるスイッチング素子内にダイオードを有している。そのため、上記の状態A～Cにおいて、第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bをオン制御としていたものをオフ制御としてもダイオードに電流が流れるため動作として問題ないが、オン制御することにより特有の効果が得られる。第1の逆流防止素子5 aおよび第2の逆流防止素子5 bをオン制御する構成としたことにより得られる効果については後述する。

【0024】

本実施の形態にかかる直流電源装置100は、図3に示す各状態を適宜切り替えることにより、負荷9に供給する直流電圧を制御する。

【0025】

図4は、実施の形態1にかかる直流電源装置が実行する直流電圧制御を示す図である。実施の形態1にかかる直流電源装置100は、図4に示した4種類の直流電圧制御動作の中の1つを実行して直流電力を負荷9に供給する。直流電源装置100が実行する直流電圧制御動作としては、上述した状態Aを用いた全波整流動作と、状態A～Dを組み合わせた昇圧動作a～cとがある。

【0026】

昇圧動作としては、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50%未満の昇圧動作a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50%の昇圧動作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50%よりも大きい昇圧動

10

20

30

40

50

作 c とがある。昇圧動作 b は倍電圧モードである。

【 0 0 2 7 】

全波整流動作では、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直流電源装置 1 0 0 の出力電圧となる。

【 0 0 2 8 】

昇圧動作 a 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すなわち状態 A を設けている。昇圧動作 a では、状態 B A C A の状態遷移が周期的に繰り返される。昇圧動作 a の場合、直流電源装置 1 0 0 の出力電圧は、全波整流動作の場合の出力電圧と、昇圧動作 b の場合の出力電圧との間の電圧となる。

10

【 0 0 2 9 】

倍電圧モードである昇圧動作 b では、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 3 に示す状態 B と状態 C とが繰り返される。昇圧動作 b の場合、直流電源装置 1 0 0 の出力電圧は、全波整流動作の場合の出力電圧の略 2 倍となる。なお、実際には、第 1 のスイッチング素子 4 a と第 2 のスイッチング素子 4 b とが同時にオン制御されると短絡電流が流れるため、数  $\mu$  s 程度のデッドタイムを設けることが望ましい。

【 0 0 3 0 】

昇圧動作 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すなわち状態 D を設けている。昇圧動作 c では、状態 D B D C の状態遷移が周期的に繰り返され、この同時オン期間（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。昇圧動作 c の場合、直流電源装置 1 0 0 の出力電圧は、昇圧動作 b の場合の出力電圧以上の電圧となる。

20

【 0 0 3 1 】

このように、本実施の形態にかかる直流電源装置 1 0 0 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 9 に供給する直流電圧を制御することが可能である。

【 0 0 3 2 】

本実施の形態にかかる直流電源装置 1 0 0 は昇圧動作 a ~ c が可能であるため、通常よりも高い電圧を出力することが可能となる。負荷 9 が定電力負荷の場合、電圧が倍になると、電流は半分となり、負荷 9 に流れる電流が低減されるため、直流電源装置 1 0 0 によれば、機器の効率化を図ることが可能となる。

30

【 0 0 3 3 】

つぎに、本実施の形態にかかる直流電源装置 1 0 0 の各昇圧動作における第 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 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。

40

【 0 0 3 4 】

図 5 は、実施の形態 1 にかかる直流電源装置の動作波形を示す図である。図 5 では、電源電圧すなわち交流電源 1 から供給される三相交流の波形 ( $V_{rs}$ ,  $V_{st}$ ,  $V_{tr}$ ) と、第 1 のスイッチング素子 4 a の駆動信号である SW 1 駆動信号の波形と、第 2 のスイッチング素子 4 b の駆動信号である SW 2 駆動信号の波形とを記載している。T d l 1 は第 1 のスイッチング素子 4 a のオン開始位相を示し、T d l 2 は第 2 のスイッチング素子 4 b のオ

50

ン開始位相を示す。

【 0 0 3 5 】

本実施の形態にかかる直流電源装置 1 0 0 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) となるように制御している。つまり、図 5 に示すようにスイッチング周期を三相交流の周期  $T$  の  $1/3n$  倍とし、第 1 のスイッチング素子 4 a のオン時間  $T_{on1}$ 、および第 2 のスイッチング素子 4 b のオン時間  $T_{on2}$  として交互にオン制御する。このようにすれば、スイッチング制御を行った際に各相電流に現れる歪みが各相毎に等しい位相で発生するため、各相電流の波形を電源周期に対して  $120$  度ずつずれた相似形とすることができ、三相交流の各相電流の不平衡を解消することができる。

10

【 0 0 3 6 】

これに対し、スイッチング周波数を三相交流の周波数の  $n$  倍以外の周波数とした場合には、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。また、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。

【 0 0 3 7 】

つまり、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 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、各相電流の不平衡が生じることとなり、延いては、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。

20

【 0 0 3 8 】

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、すなわち第 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  $3n$  倍となるように制御する。これにより、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。そのため、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動作 a、および、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動作 c のいずれにおいても、三相交流の各相電流の波形が相似形となる。従って、各相電流の不平衡が生じず、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。

30

【 0 0 3 9 】

また、 $n = 1$ 、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すれば、ノイズの発生量も少なく、同一の系統に接続された他の機器に与える影響を少なくすることが可能となる。

【 0 0 4 0 】

また、電源周波数は  $50\text{ Hz}$  および  $60\text{ Hz}$  が広く用いられており、設置場所に応じて使い分ける必要がある場合には、電源電圧を検出するセンサ等の電源電圧検出部 (図示せず) を設け、電源電圧のゼロクロスタイミングを検出することで、交流電源 1 の周波数を把握することが可能である。また、 $50\text{ Hz}$  および  $60\text{ Hz}$  の最小公倍数である  $300\text{ Hz}$  の  $3m$  倍 ( $m$  は自然数) でスイッチング動作を行うことにより、交流電源 1 の周波数を把握することなく各相電流の不平衡を解消することが可能であり、電源電圧検出部を設ける必要がなくなるため低コスト化にも寄与する。

40

【 0 0 4 1 】

なお、図 2 に示す構成、すなわち単相電源から供給される単相交流を直流に変換する直流電源装置 1 0 0 a の場合には、電源周波数に同期させて交流波形の 1 周期中にスイッチング動作を行うことで電流の歪みを抑制することが可能である。また、電源周波数は  $50\text{ Hz}$  および  $60\text{ Hz}$  が広く用いられており、 $50\text{ Hz}$  および  $60\text{ Hz}$  の最小公倍数である  $300\text{ Hz}$  でスイッチング動作を行うことにより、交流電源 1 の周波数を把握することなく各相電流の不平衡を解消することが可能である。

50

## 【 0 0 4 2 】

次に、図 3 に示した状態 A ~ C において第 1 の逆流防止素子 5 a および第 2 の逆流防止素子 5 b をオン制御することにより得られる効果について説明する。

## 【 0 0 4 3 】

図 6 は、M O S F E T の電圧電流特性と、M O S F E T の寄生ダイオードまたは M O S F E T に外付けされるダイオードの電圧電流特性とを示す図である。ダイオード、すなわち M O S F E T の寄生ダイオードまたは M O S F E T に外付けされるダイオードを逆流防止素子として利用する場合、電流が流れ始めるまでの電圧  $V_f$  が高く、電流と電圧の積で表される損失が大きくなる。特に、図 3 に示した状態 A においては 2 つの逆流防止素子に電流が流れるため、逆流防止素子としてのダイオードにおける損失が無視できない。これを改善するために低い  $V_f$  のダイオードを用いる方法もあるが、低い  $V_f$  のダイオードを用いる場合にはコストアップが避けられない。

10

## 【 0 0 4 4 】

しかし、M O S F E T はダイオードに比べて電流が流れ始める電圧が低く、特に電流が低い領域においては損失である電流と電圧の積が小さくなる。そのため、ダイオードに流すよりも導通損失を低減することが可能であり、直流電源装置の高効率化に寄与することができる。ただし、図 6 に示したように電圧が  $V_t$  を超える領域においてはダイオードに電流を流す方が損失は小さくなる。そのため、電圧が  $V_t$  を超える領域においては第 1 の逆流防止素子 5 a および第 2 の逆流防止素子 5 b をオフ制御することでダイオードに導通させる制御としてもよい。すなわち、直流電源装置 1 0 0 の制御部 8 は、M O S F E T により形成された第 1 の逆流防止素子 5 a および第 2 の逆流防止素子 5 b について、第 1 の逆流防止素子 5 a への印加電圧が図 6 に示した  $V_t$  を超えると第 1 の逆流防止素子 5 a をオフ制御し、第 2 の逆流防止素子 5 b への印加電圧が  $V_t$  を超えると第 2 の逆流防止素子 5 a をオフ制御してもよい。この場合、制御部 8 は、第 1 のコンデンサ 6 a の充電が開始された後、第 1 の逆流防止素子 5 a への印加電圧が規定条件を満たすと第 1 の逆流防止素子 5 a をオフ制御し、第 2 のコンデンサ 6 b の充電が開始された後、第 2 の逆流防止素子 5 b への印加電圧が規定条件を満たすと第 2 の逆流防止素子 5 b をオフ制御することになる。なお、電圧が  $V_t$  を超える領域において各逆流防止素子のオフ制御を行わない場合は M O S F E T とダイオードを分流するよう電流が流れるため、あえてオフ制御を行わなくてもよい。

20

30

## 【 0 0 4 5 】

ここで、第 1 の逆流防止素子 5 a および第 2 の逆流防止素子 5 b として、近年高効率なデバイスとして注目されているスーパージャンクション構造の M O S F E T および S i C (炭化珪素) で構成される素子を用いることができる。ただし、S i C の寄生ダイオードは定電流負荷により順方向電圧降下が大きくなる基板に存在する結晶欠陥に起因した劣化現象があるため、寄生ダイオードに電流を流さないことが望まれる。

## 【 0 0 4 6 】

S i C M O S F E T の寄生ダイオードの立ち上がり電圧が約 3 V であるのに対して、S i C S B D ( S h o t t k y B a r r i e r D i o d e ) の立ち上がり電圧は約 1 V と低い。そのため、図 7 に示すように、S i C M O S F E T に対して S i C S B D を並列に接続することにより、寄生ダイオードではなく S i C S B D に電流を流すことができ、寄生ダイオードの劣化を防止することが可能である。しかし、S i C M O S F E T に対して S i C S B D を並列に接続した構成とした場合にはコスト増加などの課題が生じる。

40

## 【 0 0 4 7 】

そこで、寄生ダイオードの立ち上がり電圧に比べて S i C M O S F E T のオン時の電圧を低い構成とし、S i C M O S F E T をオンさせて同期整流動作を行うことにより、寄生ダイオードではなく S i C M O S F E T 側に電流が流れるため、コストが増加するのを回避しつつ寄生ダイオードの劣化を防止することができる。

## 【 0 0 4 8 】

50

以上のように、本実施の形態にかかる直流電源装置 100 は、負荷 9 への出力端子間に直列接続された第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b と、これら第 1 のコンデンサ 6 a および第 2 のコンデンサ 6 b の一方あるいは両方を選択的に充電する充電部 7 と、充電部 7 を制御する制御部 8 とを備えている。また、充電部 7 は、第 1 のコンデンサ 6 a 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 4 a と、第 2 のコンデンサ 6 b 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 4 b と、第 1 のコンデンサ 6 a の充電電荷が第 1 のスイッチング素子 4 a へ逆流するのを防止する第 1 の逆流防止素子 5 a と、第 2 のコンデンサ 6 b の充電電荷が第 2 のスイッチング素子 4 b へ逆流するのを防止する第 2 の逆流防止素子 5 b とを備えている。そして、制御部 8 は、第 1 のコンデンサ 6 a を充電する場合に第 1 の逆流防止素子 5 a をオン制御し、第 2 のコンデンサ 6 b を充電する場合に第 1 の逆流防止素子 5 b をオン制御する。直流電源装置 100 によれば、第 1 の逆流防止素子 5 a および第 2 の逆流防止素子 5 b の導通損失を低減することができる。すなわち、高効率な直流電源装置を実現することができる。なお、図 2 に示した直流電源装置 100 a においても同様の効果を得ることができる。

10

【0049】

実施の形態 2 .

本実施の形態では、実施の形態 1 に記載した直流電源装置 100 を適用した冷凍サイクル適用機器について説明する。

【0050】

ここでは、実施の形態 2 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 8 を参照して説明する。

20

【0051】

図 8 は、実施の形態 2 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。実施の形態 2 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いる。図 8 に示す例では、実施の形態 1 において説明した直流電源装置 100 (図 1 参照) に接続される負荷 9 を冷凍空調装置としている。冷凍空調装置としての負荷 9 は、インバータ 30、圧縮機 31、モータ 32 および冷凍サイクル 33 を含んで構成されている。

【0052】

インバータ 30 は、直流電源装置 100 から供給される直流母線電圧 ( $V_{dc}$  とする) と中性点の電圧  $V_{dc} / 2$  により動作し、圧縮機 31 に内蔵されるモータ 32 を可変速度、可変電圧で駆動する。インバータ 30 がモータ 32 を駆動することにより圧縮機 31 にて冷凍サイクル 33 内の冷媒を圧縮して冷凍サイクル 33 を動作させることで、冷房または暖房などの所望の動作を行う。

30

【0053】

図 8 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 において説明した直流電源装置 100 により得られる効果を楽しむことができる。

【0054】

つまり、直流電源装置 100 は、第 1 のスイッチング素子 4 a を図 5 に示された  $T_{on1}$  でオン制御し、第 2 のスイッチング素子 4 b を図 5 に示された  $T_{on2}$  でオン制御することで、直流母線電圧  $V_{dc}$  を一定値に制御して負荷 9 に供給する。この結果、負荷 9 の安定動作を実現できる。

40

【0055】

また、直流電源装置 100 は、第 1 のスイッチング素子 4 a のオン開始位相  $T_{d11}$  と、第 2 のスイッチング素子 4 b のオン開始位相  $T_{d12}$  を制御することで高調波の発生量 (以下、高調波発生量と称する) を低減させることが可能である。ここで、高調波発生量は規格値以下に抑える必要があり、直流電源装置 100 は、高調波を抑制する目的でリアクトル 3 を備えている。直流電源装置 100 は、上記の  $T_{d11}$  および  $T_{d12}$  を制御することにより高調波発生量を低減させることが可能であるため、リアクトル 3 で抑制する高調波の量が低減される。よって、リアクトル 3 の小型軽量化を実現できる。なお、高調

50

波発生量の規格値は、冷凍サイクル機器が使用される国、地域などに応じて異なる場合がある。冷凍サイクル機器が日本で使用される場合、高調波発生量の規格値は日本工業規格（JIS: Japanese Industrial Standards）で規定されている。

#### 【0056】

また、直流電源装置100は、高力率となるように第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を制御することで同一負荷時の入力電流を低減させることができ、さらに負荷9に供給する電力を向上することが可能となる。従って、冷房および暖房の能力を相対的に大きくすることが可能となる。

#### 【0057】

また、実施の形態1にかかる直流電源装置100を適用した本実施の形態にかかる冷凍サイクル適用機器は、以下に示す効果を奏することもできる。

#### 【0058】

図9は、実施の形態2にかかる冷凍サイクル適用機器におけるモータの回転数と直流母線電圧 $V_{dc}$ との関係を示す図である。

#### 【0059】

一般に、冷凍空調装置は、目標温度との差が大きい場合には能力を向上させて、迅速に目標温度に近づけるよう動作する。このとき、インバータ30は、モータ32の回転数を増加させて、圧縮機31で圧縮する冷媒量を増加させることで能力を向上させる。モータ32の駆動に必要な電圧値は、図9に示すようにモータ32の回転数に比例して増加する。モータ32として誘起電圧が低いモータを用いた場合にはモータ電圧 $V_{m1}$ （図9中に示す破線）のような特性となり、モータ32として誘起電圧が高いモータを用いた場合にはモータ電圧 $V_{m2}$ （図9中に示す一点鎖線）のような特性となる。モータ32として誘起電圧が高いモータを用いた場合には、インバータ30から供給する電圧が増加する分、少ない電流でモータを駆動することが可能である。そのため、インバータ30の損失が小さくなり、高効率な運転が可能となる。しかし、直流電源装置100が全波整流動作を実行する場合、直流母線電圧 $V_{dc}$ が低いため、高効率な運転が可能な最大回転数は $N_1$ が上限値となる。それ以上の回転数では弱め磁束制御を用いることで運転が可能であるが、電流が増加するため効率は悪化することとなる。

#### 【0060】

実施の形態1において説明した直流電源装置100を備えた冷凍サイクル適用機器では、モータ32の回転数の上昇に応じて、回転数が $N_1$ までの領域では全波整流動作、回転数が $N_1$ 以上 $N_2$ 未満の領域では昇圧動作a、回転数が $N_2$ では昇圧動作b（倍電圧モード）、回転数が $N_2$ よりも大きい領域では昇圧動作cへと切り替えることで、直流母線電圧 $V_{dc}$ を昇圧することができる。そのため、モータ32を高効率かつ高速で駆動させることが可能となる。また、モータ32の回転数が $N_1$ よりも大きい領域では、直流母線電圧 $V_{dc}$ が略 $V_{m2}$ となるように制御することにより、インバータ30は変調率が高い状態で動作するため、PWM（Pulse Width Modulation）によるスイッチングパルス数が減少する。従って、インバータ30のスイッチング損失およびモータ32の高周波鉄損を低減することができ、高効率化を実現できる。また、昇圧動作cで動作する場合、昇圧動作b（倍電圧モード）よりもさらに高い電圧を出力可能であるため、モータ32の高巻数化による誘起電圧の増加が図れ、高効率化を実現できる。

#### 【0061】

また、直流電源装置100では、制御部8に入力される母線電圧指令値 $V_{dc}^*$ （図示せず）と直流母線電圧 $V_{dc}$ とが一致するよう、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が制御される。そのため、母線電圧指令値 $V_{dc}^*$ をモータ32の回転数および負荷の電力に応じて変更することにより、負荷に合わせた最適な母線電圧 $V_{dc}$ にて動作させることが可能となり、インバータ30の損失低減を図ることが可能である。

#### 【0062】

交流電源 1 が三相電源の場合、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を以下のようにすることで、スイッチング周波数の上昇を最小限に抑えつつ、過電流遮断に陥ることなく最大効率での動作が可能となる。すなわち、全波整流動作および昇圧動作 a 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 のスイッチング周波数を電源周波数の 3 倍とすることで、スイッチング周波数の上昇を最小限に抑えつつ、過電流遮断に陥ることなく最大効率での動作が実現できる。また、昇圧動作 b および昇圧動作 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 のスイッチング周波数を電源周波数 50 Hz と 60 Hz の最小公倍数の 3 倍の周波数（例えば 900 Hz 等）とすることで、スイッチング周波数の上昇を最小限に抑えつつ、過電流遮断に陥ることなく最大効率での動作が実現できる。

10

**【 0 0 6 3 】**

また、近年、ネオジウム (Nd) やディスプロシウム (Dy) などの高価かつ安定供給が困難な希土類磁石を使用したモータから、希土類磁石を用いないモータへの移行検討が進んでいるが、効率低下および減磁耐力の低下が課題となっている。実施の形態 1 において説明した直流電源装置 100 では、上述したように効率低下を昇圧による高巻数化で補うことが可能であり、また、減磁耐力の低下については、昇圧による弱め磁束制御の抑制を図ることが可能となる。そのため、安定供給が可能かつ安価なモータをモータ 32 として使用することが可能となる。

**【 0 0 6 4 】**

また、直流電源装置 100 の電源である交流電源 1 の電源電圧としては、200 V、400 V など様々な電源電圧が存在する。そのため、仕向地毎の電源事情に併せてモータ 32 を設計するとモータ仕様が複数種類となり、モータ 32 の評価負荷および開発負荷が増大する。実施の形態 1 において説明した直流電源装置 100 では、例えば、交流電源 1 から供給される三相交流の電源電圧が 200 V の場合には昇圧動作 b (倍電圧モード) を実行し、三相交流 1 の電源電圧が 400 V の場合には全波整流動作を実行することで、直流母線電圧  $V_{dc}$  が、三相交流の電源電圧が 200 V の場合と三相交流の電源電圧が 400 V の場合とで同値となる。よって、同一仕様のモータを使用して、三相交流の電源電圧が異なる仕向地の冷凍サイクル適用機器を実現することが可能となる。さらに、三相交流の電源電圧が 400 V の場合において、全波整流動作を実行した場合、電源電圧が変動すると直流母線電圧  $V_{dc}$  が変動する。例えば、全波整流動作を実行すると直流母線電圧  $V_{dc}$  が想定値よりも低くなる場合、昇圧動作 a を実行するようにして直流母線電圧  $V_{dc}$  を昇圧することにより、電源電圧の変動による影響を低減することが可能となり、インバータ 30 を一定電圧で動作させることが可能となる。昇圧動作 b と昇圧動作 a との間で動作を切り替えてスイッチング周波数を変化させると、相互に移行する領域でスイッチング周波数が切り替わるため、動作が不安定になる虞がある。その場合、ヒステリシスを設けたり、周波数をリニアに変化させる（例えば 150 Hz から 900 Hz にリニアに増加させる）ことにより、動作が不安定になるのを防止できる。

20

30

**【 0 0 6 5 】**

さらに、交流電源 1 が三相交流電源である場合には、昇圧動作 a ~ c において、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、力率の改善および高調波電流の抑制が可能となる。

40

**【 0 0 6 6 】**

以上説明したように、実施の形態 2 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 に記載の直流電源装置 100 を用いて構成することにより、実施の形態 1 において説明した直流電源装置 100 により得られる効果を楽しむことができる。なお、交流電源 1 が三相交流電源の場合の直流電源装置 100 を備えた冷凍サイクル適用機器について説明したが、交流電源 1 が単相交流電源の場合の直流電源装置 100 a を備えた冷凍サイクル適用機器でも同様の効果を楽しむことができる。

50

## 【0067】

また、モータの回転数の上昇に応じて、全波整流動作、昇圧動作 a、昇圧動作 b（倍電圧モード）、昇圧動作 c へと切り替えることで、モータを高効率且つ高速で駆動させることが可能となる。

## 【0068】

また、モータの高巻数化による誘起電圧が増加し、高効率化が図れるので、安定供給が可能かつ安価なモータを使用することが可能となる。

## 【0069】

また、モータ仕様を変更することなく異なる電源電圧に対応することが可能であるので、モータの評価負荷および開発負荷を軽減することができる。

10

## 【0070】

また、三相交流電源を供給する場合には、各昇圧動作において、三相交流の周波数の 3n 倍のスイッチング周波数で第 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。

## 【0071】

なお、上述した実施の形態において、コンデンサの充電部 7 を構成するスイッチング素子および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）、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。

20

## 【0072】

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および逆流防止素子は、耐電圧性が高く、許容電流密度も高い。そのため、スイッチング素子および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および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。

## 【0073】

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および逆流防止素子は、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、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。

30

## 【0074】

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および逆流防止素子は、電力損失が低い。そのため、スイッチング素子および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。

## 【0075】

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。

## 【0076】

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、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。

40

## 【0077】

また、直流電源装置 100 および 100 a の制御部 8 は、CPU（Central Processing Unit）、DSP（Digital Signal Processor）、マイクロコンピュータ（マイコン）の分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、デジタル回路等の電気回路素子などで構成してもよい。

## 【0078】

以上の実施の形態に示した構成は、本発明の内容の一例を示すものであり、別の公知の

50

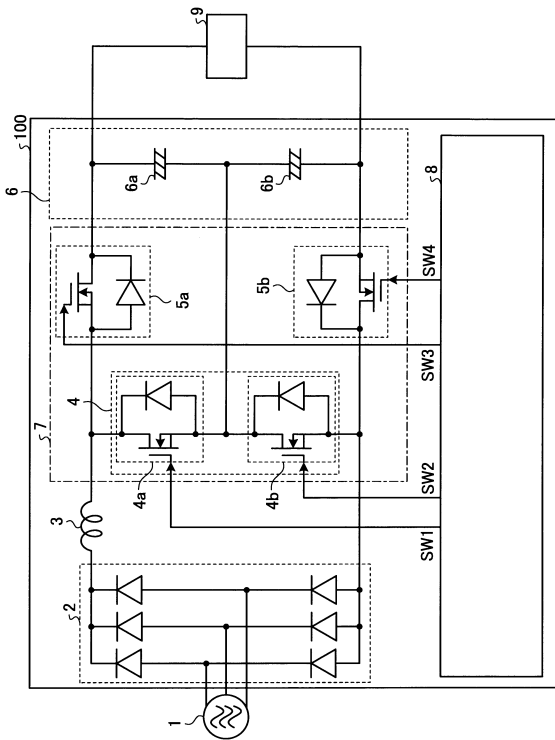
技術と組み合わせることも可能であるし、本発明の要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

【符号の説明】

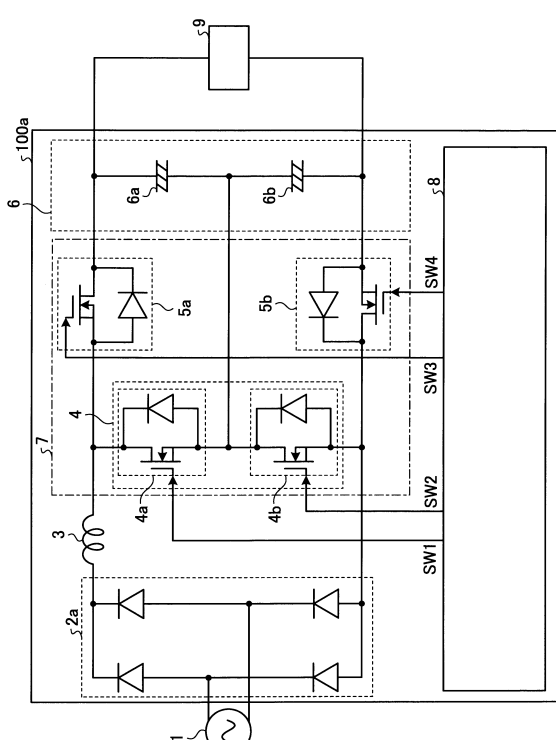
【0079】

1 交流電源、2, 2a 整流回路、3 リアクトル、4a 第1のスイッチング素子、4b 第2のスイッチング素子、5a 第1の逆流防止素子、5b 第2の逆流防止素子、6a 第1のコンデンサ、6b 第2のコンデンサ、7 充電部、8 制御部、9 負荷、30 インバータ、31 圧縮機、32 モータ、33 冷凍サイクル、100, 100a 直流電源装置。

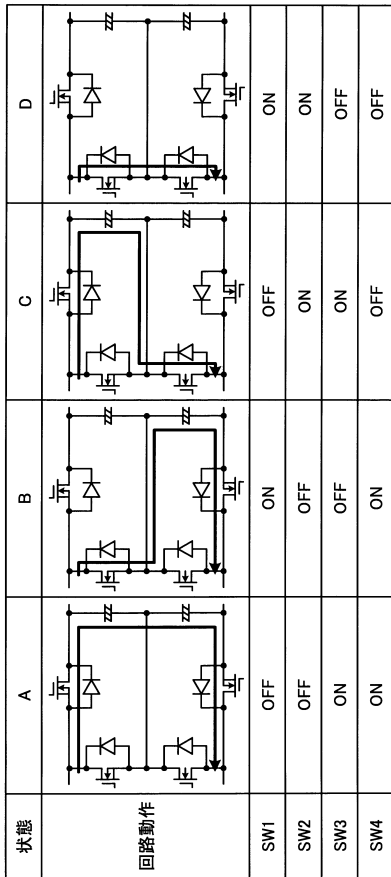
【図1】



【図2】



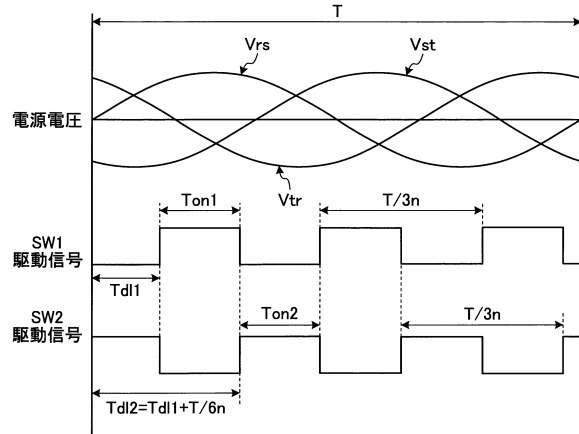
【図3】



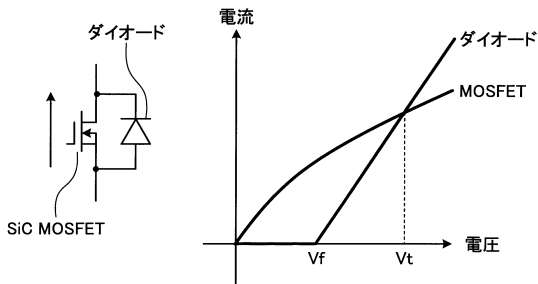
【図4】

電圧制御動作	状態											
全波整流動作	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A	A
昇圧動作a	B	A	C	A	B	A	C	A	B	A	C	A
昇圧動作b	B	C	B	C	B	C	B	C	B	C	B	C
昇圧動作c	D	B	D	C	D	B	D	C	D	B	D	C

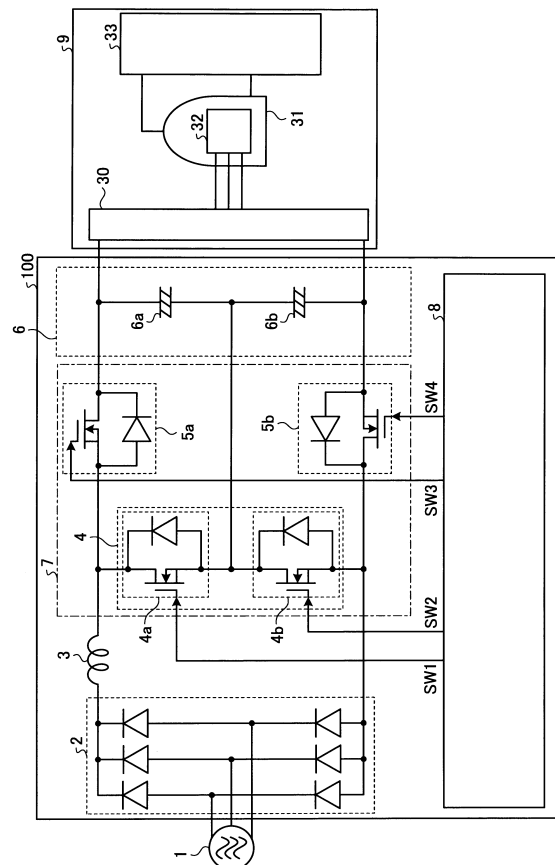
【図5】



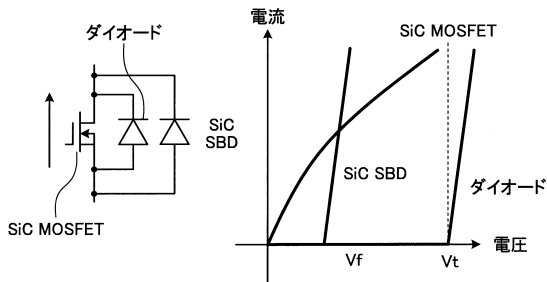
【図6】



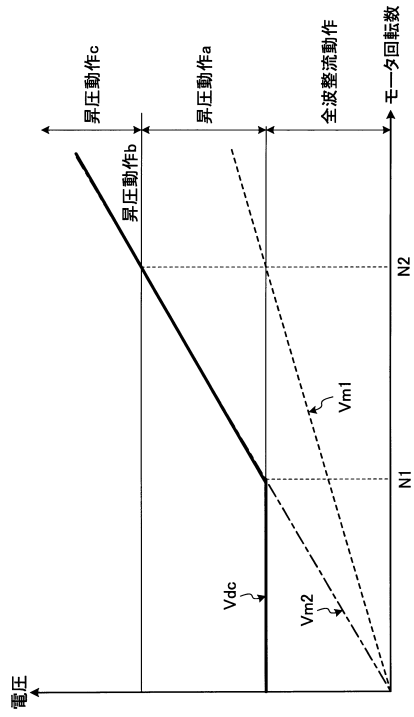
【図8】



【図7】



【 図 9 】



---

フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H 0 2 M      7 / 1 2

H 0 2 M      7 / 2 1