

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5724451号
(P5724451)

(45) 発行日 平成27年5月27日 (2015. 5. 27)

(24) 登録日 平成27年4月10日 (2015. 4. 10)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 M 7/06 (2006. 01)

H O 2 M 7/06 N

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

H O 2 M 7/12 F

H O 2 M 7/48 (2007. 01)

H O 2 M 7/48 L

H O 2 H 7/125 (2006. 01)

H O 2 H 7/125

請求項の数 9 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2011-38362 (P2011-38362)
 (22) 出願日 平成23年2月24日 (2011. 2. 24)
 (65) 公開番号 特開2012-175882 (P2012-175882A)
 (43) 公開日 平成24年9月10日 (2012. 9. 10)
 審査請求日 平成25年6月20日 (2013. 6. 20)

(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 100112210
 弁理士 稲葉 忠彦
 (74) 代理人 100108431
 弁理士 村上 加奈子
 (74) 代理人 100153176
 弁理士 松井 重明
 (74) 代理人 100109612
 弁理士 倉谷 泰孝
 (72) 発明者 鈴木 大介
 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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源装置及び空気調和装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、
 前記交流電源から前記整流回路に印加される交流電圧の位相を検出する位相検出手段と、
 前記交流電源と前記整流回路の間に設けられ、前記交流電源から前記整流回路及び前記整
 流回路から前記交流電源の双方向に通電可能な双方向スイッチと、
 前記双方向スイッチと並列に設けられた抵抗と、
 前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、
 前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前
 記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、
 前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記双方向スイッチがオフに
 なる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出
 手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記双方向スイッチがオンになる制御を
 する制御手段と、
 を備えた電源装置。

【請求項 2】

前記双方向スイッチはワイドバンドギャップ半導体を使用した M O S F E T 素子を有し、
 前記制御手段は前記 M O S F E T 素子のオンとオフを制御することにより前記双方向スイ
 ッチがオンになる制御とオフになる制御を切り替えることを特徴とする請求項 1 に記載の
 電源装置。

【請求項 3】

交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、
前記交流電源から前記整流回路に流れる交流電圧の位相を検出する位相検出手段と、
前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、
前記整流回路と前記負荷側を繋ぐ高圧側の配線に設けられ、ソースが前記整流側にドレインが前記負荷側に接続された P 型の MOSFET 素子と、
前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、
前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記 MOSFET 素子をオフになる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記 MOSFET 素子がオンになる制御をする制御手段と、
を備えた電源装置。

10

【請求項 4】

交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、
前記交流電源から前記整流回路に流れる前記交流電流の位相を検出する位相検出手段と、
前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、
前記整流回路と前記負荷側を繋ぐ低圧側の配線に設けられ、ソースが前記整流側にドレインが前記負荷側に接続された N 型の MOSFET 素子と、
前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、
前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記 MOSFET 素子をオフになる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記 MOSFET 素子がオンになる制御をする制御手段と、
を備えた電源装置。

20

【請求項 5】

前記 MOSFET 素子はシリコンカーバイドを使用した MOSFET 素子であることを特徴とする請求項 2 乃至 4 のいずれかに記載の電源装置。

【請求項 6】

前記制御手段は、前記位相検出手段が前記交流電流のゼロクロスを検出すると前記 MOSFET 素子を PWM 制御によるスイッチングを開始することを特徴とする請求項 5 に記載の電源装置。

30

【請求項 7】

前記制御手段は、前記 MOSFET 素子を PWM 制御によるスイッチングを開始した後、キャリア周波数を 下げることを特徴とする請求項 6 に記載の電源装置。

【請求項 8】

前記平滑コンデンサの両端電圧を検出する電圧検出手段をさらに備え、
前記電圧検出手段の検出値が上がると前記キャリア周波数を 下げることを特徴とする請求項 6 又は 7 に記載の電源装置。

40

【請求項 9】

請求項 1 乃至 8 のいずれかに記載の電源装置と、
前記電源装置が変換した直流電流を交流電流に変換するインバータと、
前記インバータが変換した交流電流により駆動されるモータと、
を備えたことを特徴とする空気調和装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、電源装置における突入電流の防止に関するものである。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

従来の空気調和機の圧縮機を駆動するための電源では、電源投入時の電解コンデンサを充電する際に流れる突入電流によるダイオードブリッジ等の素子の破壊を防ぐ為に突入電流防止抵抗を介し通電させている。この突入防止抵抗は一定時間後にコンデンサに充電され、大きな電流が流れなくなった際に双方向スイッチであるメカニカルリレーを切替えて抵抗を切り離すようになっている（例えば、特許文献 1 参照）。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 3 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 8 - 2 5 2 9 6 6 号公報（ 0 0 1 7、 0 0 2 5 欄、図 1 ）

10

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 4 】

従来の空気調和装置は、電源の瞬間的な遮断等の瞬時停電に対して、メカニカルリレーを非導通にして突入電流防止抵抗に電流を流し、その後再びメカニカルリレーを導通させる構成となっているが、メカニカルリレーを導通させるタイミングによっては電解コンデンサが十分に充電されておらず、メカニカルリレーを通じてダイオードブリッジ等の素子に突入電流が流れる問題があった。

【 0 0 0 5 】

この発明は、外部の交流電源が瞬間的に遮断したときに、ダイオードブリッジ等の素子に突入電流が流れることを防止できる電源装置を提供することを目的とする。

20

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 6 】

本発明の電源装置は、交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、前記交流電源から前記整流回路に印加される交流電圧の位相を検出する位相検出手段と、前記交流電源と前記整流回路の間に設けられ、前記交流電源から前記整流回路及び前記整流回路から前記交流電源の双方向に通電可能な双方向スイッチと、前記双方向スイッチと並列に設けられた抵抗と、前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記双方向スイッチがオフになる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記双方向スイッチがオンになる制御をする制御手段と、を備える。

30

【 0 0 0 7 】

また、交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、前記交流電源から前記整流回路に流れる交流電圧の位相を検出する位相検出手段と、前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、前記整流回路と前記負荷側を繋ぐ高圧側の配線に設けられ、ソースが前記整流側にドレインが前記負荷側に接続された P 型の MOSFET 素子と、前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記 MOSFET 素子をオフになる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記 MOSFET 素子がオンになる制御をする制御手段と、を備える。

40

【 0 0 0 8 】

また、交流電源から供給される交流電流を整流する整流回路と、前記交流電源から前記整流回路に流れる前記交流電流の位相を検出する位相検出手段と、前記整流回路が整流した電流を平滑化して負荷側に供給する平滑コンデンサと、前記整流回路と前記負荷側を繋ぐ低圧側の配線に設けられ、ソースが前記整流側にドレインが前記負荷側に接続された N

50

型のMOSFET素子と、前記位相検出手段が検出した位相に基づいて前記交流電流の通電が停止したか否か及び前記交流電流の通電が再開したか否かを判定する判定手段と、前記判定手段が前記交流電流の通電が停止したと判定すると前記MOSFET素子をオフになる制御をし、前記判定手段が前記交流電流の通電が再開したと判定すると前記位相検出手段が検出する前記交流電圧のゼロクロス近傍で前記MOSFET素子がオンになる制御をする制御手段と、を備える。

【0009】

また、本発明の空気調和装置は、上記いずれかの電源装置と、前記電源装置が変換した直流電流を交流電流に変換するインバータと、前記インバータが変換した交流電流により駆動されるモータと、を備える。

【発明の効果】

【0010】

本発明は、交流電源が復電した後も交流電圧のゼロクロスを検出するまで双方スイッチ若しくはMOSFET素子をオフにしているで、交流電源の復電時に整流回路等の素子に突入電流が流れることを防止できる。

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図1】本発明の実施の形態1の電源装置電源装置100の回路図。

【図2】本発明の実施の形態1の交流電源1の瞬停時における双方向スイッチ10のオン/オフのタイミングを示す図。

【図3】本発明の実施の形態1の双方向スイッチ10の構成図。

【図4】本発明の実施の形態1の双方向スイッチ10の別の構成図。

【図5】本発明の実施の形態1の復電時における双方向スイッチ10のスイッチングを示す図。

【図6】本発明の実施の形態1の電源装置100の制御方法を示すフローチャート図。

【図7】本発明の実施の形態2の電源装置110の回路図。

【図8】本発明の実施の形態2の電源装置120の回路図。

【図9】本発明の実施の形態3の空気調和装置200の構成図。

【発明を実施するための形態】

【0012】

実施の形態1

図1は本実施の形態1における電源装置100の構成図を示している。本実施の形態1で説明する電源装置100は例えば空気調和装置の圧縮機に内蔵されるモータや送風ファンのモータなどを駆動するための電源に使用されるものである。

電源装置100は外部電源である交流電源1からの突入電流を防止する突入電流防止回路2と、交流電源1から供給される交流電流を整流する整流回路3と、整流回路3で整流された電流を昇圧して直流電流に変換する昇圧チョッパ回路4を備えている。

整流回路3の高電圧側に出力端には高圧側母線5が、その低電圧側の出力端には低圧側母線6が接続されている。整流回路3と昇圧チョッパ回路4は交流電流を直流電流に変換するコンバータ部であって、直流に変換された電流は昇圧チョッパ回路4から負荷側であるインバータ7に供給され、直流電流はインバータ7で任意の周波数の三相の交流電流に変換される。インバータ7で直流電流から三相交流電流に変換された電流はインバータ7に接続されたモータ8へと流れ、モータ8を駆動する。モータ8は例えば空気調和装置の圧縮機や送風ファンのモータなどである。

【0013】

突入電流防止回路2は、抵抗9と双方向スイッチ10を備えている。抵抗9と双方向スイッチ10は並列に接続されており、双方向スイッチ10がオン制御されて、交流電流が双方向スイッチ10を導通している場合はほぼすべての電流は双方向スイッチ10を流れ、双方向スイッチ10がオフ制御されて非導通となっている場合はすべての電流は抵抗9を流れる。

10

20

30

40

50

双方向スイッチ 10 は、スイッチング素子を有し、そのスイッチング素子がオン / オフすることにより、電源側接点 11 と整流回路側接点 12 の間の交流電流の導通 / 非導通が切り替わる構成となっている。双方向スイッチ 10 の具体的な構成については図 3、4 を用いて後述する。

【0014】

整流回路 3 は、例えば 4 つのダイオードがブリッジ状に設けられたダイオードブリッジであり、交流電源 1 から流れる交流電流を整流して負荷側に供給する。

【0015】

昇圧チョッパ回路 4 は、コイル 13 とスイッチング素子 14 とダイオード 15 と平滑コンデンサ 16 を備えている。コイル 13 は整流回路 3 の高圧側の高圧側母線 5 上に整流回路 3 の高圧側の出力端と直列に接続されており、コイル 13 と直列にダイオード 15 が設けられている。ダイオード 15 はアノードがコイル 13 と接続し、カソードがインバータ 7 に接続している。コイル 13 とダイオード 15 の間の高圧側母線 5 から低圧側母線 6 を接続する配線の上にスイッチング素子 14 が設けられている。スイッチング素子 14 は例えば、IGBT（絶縁ゲート形バイポーラトランジスタ）などである。平滑コンデンサ 16 は、ダイオード 15 とインバータ 7 の間の高圧側母線 5 から低圧側母線 6 を接続する配線の上に設けられている。尚、低圧側母線 6 は接地されてグランド電位となっている。

昇圧チョッパ回路 4 は、スイッチング素子 14 がオン状態の間にコイル 13 はエネルギーを蓄積し、スイッチング素子 14 がオフした時にコイル 13 から発生する逆起電力を利用してダイオード 15 を介して平滑コンデンサ 16 を充電する。交流電源 1 から供給される交流電流は整流回路 3 と昇圧チョッパ回路 4 で昇圧及び平滑化された直流電流となってインバータ 7 へ流れる。

【0016】

電源装置 100 は、交流電源 1 から整流回路 3 に印加される交流電圧の位相を検出する位相検出手段 17 と、位相検出手段 17 が検出した位相から交流電源 1 から交流電流が通電しているか若しくは停電したかを判定する通電 / 停電判定手段 18 と、平滑コンデンサ 16 の両端電圧つまり高圧側母線 5 と低圧側母線 6 の電位差を検出する電圧検出手段 20 と、通電 / 停電判定手段 18 の判定結果或いは電圧検出手段 20 の検出値から双方向スイッチ 10、スイッチング素子 14、インバータ 7 を制御する制御手段 19 を備えており、制御手段 19 から出力される制御信号に基づいて双方向スイッチ 10 をオン / オフ駆動する駆動回路 21 と、スイッチング素子 14 をオン / オフ駆動する駆動回路 22 も備えている。

【0017】

位相検出手段 17 は、交流電源 1 の正側と負側の電位差を検出し、その検出値を通電 / 停電判定手段 18 に出力している。さらに位相検出手段 17 はその電位差が正から負に、若しくは負から正に変化する時に電位差（交流電圧値）がゼロとなる瞬間をゼロクロスとして検出する。

通電 / 停電判定手段 18 は、位相検出手段 17 から入力された検出値に基づいて、以下の 3 パターンの判定を行ない、その判定結果を制御手段 19 に出力する。

（１）交流電源 1 が停電した否か。

（２）交流電源 1 から整流回路 3 に流れる交流電流の通電が再開したか否か。

（３）交流電源 1 の交流電圧値がゼロクロスしたか否か。

制御手段 19 は、通電 / 停電判定手段 18 から入力された判定結果に基づいて双方向スイッチ 10 の駆動制御を行なう。制御手段 19 の制御方法の詳細については図 6 を用いて後述する。

【0018】

通電 / 停電判定手段 18 が行なう判定方法について、図 2 を用いて説明する。図 2 は上段の図 2（a）には時間 t と交流電圧 V の関係、下段の図 2（b）には時間 t と双方向スイッチ 10 のオン / オフのタイミングの関係を示している。図 2（a）において横軸は時間 t 、縦軸は交流電源 1 が整流回路 3 に印加する交流電圧の電圧 V であり、図 2（b）に

10

20

30

40

50

において横軸が時間 t 、縦軸が双方向スイッチ 10 のオン / オフを示している。尚、図 2 では、時間 $t = t_1$ で停電により交流電源 1 からの電力の供給が停止し、時間 $t = t_2$ で交流電源 1 が復電して交流電源 1 から電力の供給が再開したものである。時間 $t = t_3$ では電源の復電後の 1 回目に交流電圧 V がゼロクロスした時である。また、時間 t_1 における交流電圧 V を V_1 、時間 t_2 における交流電圧 V を V_2 とする。

【0019】

時間 t_1 で停電すると、交流電圧 V が V_1 から $0V$ に一瞬で変化する。位相検出手段 17 は所定時間間隔 (Δt) 毎の交流電圧 V の変化量 ΔV を通電 / 停電判定手段 18 に出力し、通電 / 停電判定手段 18 は位相検出手段 17 から入力される ΔV が所定値以上であり、変化後の交流電圧 $V = 0$ であれば停電したと判断することができる。

10

時間 t_2 で交流電源 1 が停電から復電すると、交流電圧 V は $0V$ から V_2 に一瞬で変化する。通電 / 停電判定手段 18 は位相検出手段 17 から入力された変化量 ΔV が所定値以上であり、変化前の交流電圧 $V = 0$ であれば停電から復電したと判断することができる。

また、通電 / 停電判定手段 18 は所定時間 Δt の前後で交流電圧 V の正負が反転し、 V の値が所定値未満であれば交流電圧がゼロクロスしたと判断することができる。

【0020】

制御手段 19 は、通電 / 停電判定手段 18 が位相検出手段 17 の検出値に基づいて交流電源 1 が停電したと判定した信号を受け取ると直ちに双方向スイッチ 10 を非導通にする信号を駆動回路 21 に出力し、駆動回路 21 はその信号に基づいて双方向スイッチ 10 を非導通にする。双方向スイッチ 10 が非導通になると、時間 t_2 で交流電源 1 が復電して通電が再開した時に電流が抵抗 9 を流れるので整流回路 3 等の素子に突入電流が流れることを防止することができる。

20

【0021】

また、制御手段 19 は交流電源 1 が復電した後交流電圧がゼロクロスするまでは双方向スイッチ 10 を導通にせず非導通の状態を維持する制御を行ない、交流電圧がゼロクロスした時 (時間 t_3) から双方向スイッチ 10 を導通にする制御を行なう。つまり、時刻 t_1 から時刻 t_3 までの間は双方向スイッチ 10 はオフ制御されている。

【0022】

交流電源 1 が復電するタイミングによっては交流電圧 V_2 は変動する。例えば、交流電源 1 が復電した時に交流電圧 V_2 の絶対値が最大値となる場合も想定される。このような場合、時間 t_2 で交流電源 1 が復電した直後では抵抗 9 の両端に大きな電圧差が生じているので、通電 / 停電判定手段 18 が時間 t_2 で双方向スイッチ 10 を導通にすると、双方向スイッチ 10 及び整流回路 3 に突入電流が流れてしまう可能性がある。本実施の形態 1 では、時間 t_2 の瞬間は双方向スイッチ 10 は非導通となっており、抵抗 9 を介して整流回路 3 に交流電力を供給し、時間 t_3 から双方向スイッチ 10 を導通にするので、交流電源 1 の復電時の突入電流の発生を防止することができる。

30

【0023】

尚、本実施の形態 1 においては時間 t_3 で交流電圧がゼロクロスした時から双方向スイッチ 10 を導通にする制御を行なうと説明したが、双方向スイッチ 10 を導通にするタイミングは厳密にゼロクロスした瞬間にのみ限定するものではなく、ゼロクロス近傍であればよく、ゼロクロスした瞬間及びその前後の微小時間を含むものとする。すなわち、ゼロクロスした瞬間を含む所定の時間間隔の間に双方向スイッチ 10 を導通したときに突入電流が流れなければよい。また、双方向スイッチ 10 を導通するタイミングは復電後 1 回目にゼロクロスしたときに限定するものではなく、2 回目以降のゼロクロスであってもよい。

40

【0024】

尚、制御手段 19 には外部で設定された設定情報、モータ 8 の回転数などの情報が入力される。設定情報は、例えば、使用者等が設定した室温、風量等の情報のことである。制御手段 19 は入力されたモータの回転数から設定情報を満たすように、目標とするモータ 8 の回転数を算出し、そのモータ 8 がその目標回転数を達成できるようにスイッチング素

50

子 1 4 及びインバータ 7 のデューティ比や駆動周波数などを制御する。

【 0 0 2 5 】

ここで、双方向スイッチ 1 0 の具体的な構造について図 3、図 4 を用いて説明する。図 3 は双方向スイッチ 1 0 の一形態を示し、図 4 は双方向スイッチ 1 0 の別の形態を示している。

図 3 に図示する双方向スイッチ 1 0 は、ダイオードブリッジ 2 3 と MOSFET 2 8 を有している。MOSFET とは Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor のことであり、スイッチング素子の一種である。ダイオードブリッジ 2 3 は 4 つのダイオード 2 4、ダイオード 2 5、ダイオード 2 6、ダイオード 2 7 から構成されるダイオードブリッジである。

電源側接点 1 1 と接続した点 a とダイオード 2 4 のアノードが接続されており、ダイオード 2 4 のカソードとダイオード 2 5 のカソードが点 b で接続している。また、ダイオード 2 4 のアノードはダイオード 2 7 のカソードと点 a で接続している。ダイオード 2 5 のアノードはダイオード 2 6 のカソードと点 c で接続し、点 c は整流回路側接点 1 2 と接続している。ダイオード 2 6 のアノードとダイオード 2 7 のアノードは点 d で接続している。

点 b と点 d は MOSFET 2 8 を介して接続し、MOSFET 2 8 は P 型であって、そのドレイン電極が点 b と接続し、MOSFET 2 8 のソース電極が点 d と接続している。そして MOSFET 2 8 のゲート電極に駆動回路 2 1 から出力される信号がゲート電圧として印加される。

電源側接点 1 1 から整流回路側接点 1 2 に電流が流れる場合、電源側接点 1 1、点 a、ダイオード 2 4、点 b、MOSFET 2 8、点 d、ダイオード 2 6 点 c、整流回路側接点 1 2 の順に電流が流れる。また、整流回路側接点 1 2 から電源側接点 1 1 に電流が流れる場合、整流回路側接点 1 2、点 c、ダイオード 2 5、点 b、MOSFET 2 8、点 d、ダイオード 2 7、点 a、電源側接点 1 1 の順に電流が流れる。

制御手段 1 9 は MOSFET 2 8 をオン/オフすることにより双方向スイッチ 1 0 の導通/非導通を制御することができる。

【 0 0 2 6 】

図 4 に図示する双方向スイッチ 1 0 は、2 つのダイオード 2 9、3 0 及び 2 つの MOSFET 3 1、3 2 を有している。MOSFET 3 1、3 2 はともに P 型である。MOSFET 3 1 のソース電極は電源側接点 1 1 と接続し、MOSFET 3 1 のドレイン電極はダイオード 2 9 のカソードと接続している。ダイオード 2 9 のアノードは整流回路側接点 1 2 と接続し、MOSFET 3 2 のソース電極も整流回路側接点 1 2 と接続している。MOSFET 3 2 のドレイン電極はダイオード 3 0 のカソードと接続し、ダイオード 3 0 のアノードは電源側接点 1 1 と接続している。

電源側接点 1 1 から整流回路側接点 1 2 に電流が流れる場合、電源側接点 1 1、ダイオード 3 0、MOSFET 3 2、整流回路側接点 1 2 の順に電流が流れる。整流回路側接点 1 2 から電源側接点 1 1 に電流が流れる場合、整流回路側接点 1 2、ダイオード 2 9、MOSFET 3 1、電源側接点 1 1 の順に電流が流れる。

MOSFET 3 1 のゲート電極及び MOSFET 3 2 のゲート電極には駆動回路 2 1 から出力される信号がゲート電圧として印加される。

制御手段 1 9 は電源側接点 1 1 から整流回路側接点 1 2 に電流が流れている場合は、MOSFET 3 2 をオン/オフし、整流回路側接点 1 2 から電源側接点 1 1 に電流が流れている場合は MOSFET 3 1 をオン/オフすることによって双方向スイッチ 1 0 の導通/非導通を制御することができる。

【 0 0 2 7 】

本実施の形態 1 において双方向スイッチ 1 0 が有しているスイッチング素子、すなわち MOSFET 2 8、MOSFET 3 1、MOSFET 3 2 は、ワイドバンドギャップ半導体、特にシリコンカーバイド（以下、SiC）を使用した MOSFET 素子である。

【 0 0 2 8 】

ワイドバンドギャップ半導体とは、シリコン（Si）よりもバンドギャップが大きい半

10

20

30

40

50

導体の総称のことであり、SiC、窒化ガリウム（GaN）、ダイヤモンドなどの半導体が当てはまる。特にSiCはバンドギャップが3.25eVとSiよりも約3倍大きい。これらワイドバンドギャップ半導体を使用したスイッチング素子はSiを使用したスイッチング素子より高いキャリア周波数（25kHz以上）でスイッチング可能であり、さらに通電時のオン抵抗も小さく、耐熱温度も高い。SiCは絶縁破壊電界強度が3MV/cmとSiよりも約10倍大きい。このことからSiC-MOSFETの場合、そのSiCのエピタキシャル層（半導体層）をSiに比べて大幅に薄くすることができ、さらにキャリア濃度も高めることができるので、低損失で高速なスイッチングが可能となる。

【0029】

図5は停電から復電した時の双方向スイッチ10の動作を示している。図5(a)は図2(a)と同様に時間tと交流電圧Vの関係を示しており、横軸は時間t、縦軸は交流電源1が整流回路3に印加する交流電圧の電圧Vである。図5においても図2と同様に、時間t = t1で停電により交流電源1からの電力の供給が停止し、時間t = t2で電源が復電して交流電源1から電力の供給が再開したものとする。時間t = t3では電源の復電後の1回目に交流電圧Vがゼロクロスした時である。

図5(b)及び図5(c)は時間tと双方向スイッチ10のオン/オフの関係を示している。図5(b)及び図5(c)では、図2(b)の場合と同様に時間t1で双方向スイッチ10をオフにして非導通とする。しかし、時間t3からは、図2(b)の場合と異なり、双方向スイッチ10をPWM(Pulse Width Modulation)制御する。

図5(b)には、時間t3からキャリア周波数一定で双方向スイッチ10をスイッチングさせる場合を図示している。図5(b)では時間t3から所定時間、若しくは電圧検出手段20の検出値が所定値に達するまで、25~60kHzの任意の周波数で双方向スイッチ10をスイッチングしている。

図5(c)には、時刻t3からキャリア周波数を時間が経つにつれて小さくしてスイッチングさせる場合を図示している。図5(c)では時間t3から所定時間、若しくは電圧検出手段20の検出値が所定値に達するまで、25~60kHzの間の任意の周波数で双方向スイッチ10のスイッチングを開始し、終了時には25kHz未満の周波数で双方向スイッチ10のスイッチングを終了している。

【0030】

本実施の形態1では、双方向スイッチ10が有するスイッチング素子にSiC-MOSFETを使用しているので、Siを使用したスイッチング素子、例えばSi-IGBTが可能なキャリア周波数よりも大きい周波数（25kHz以上）でスイッチングが可能となる。SiC-MOSFETを使用し、時間t3から高い周波数でスイッチングさせることにより、平滑コンデンサ16にかかる負荷を下げることができ、平滑コンデンサ16の使用寿命を延ばすことができる。また、時間t3から時間が経つにつれてキャリア周波数を下げることにによりスイッチング損失を低減することができる。

尚、図5(b)及び図5(c)ではデューティ比一定で双方向スイッチ10をスイッチングさせる場合を図示しているが、時間が経つにつれて段階的若しくは連続的にデューティ比を大きくしてスイッチングさせてもよい。

【0031】

ここまで交流電源1の復電時の双方向スイッチ10の動作について説明したが、交流電源1の停電時の双方向スイッチ10の動作についても説明する。

交流電源1が停電してから双方向スイッチ10が非導通となるまでの間に遅延時間があると、この間に平滑コンデンサ16が放電してその両端電圧が低下してしまう。そして双方向スイッチ10が非導通になる前に交流電源1が復電してしまうと、突入電流が整流回路3に流れてしまう可能性がある。特に双方向スイッチ10に代えてメカニカルリレーを使用する構成であると、リレーを切り離すためには物理的動作が必要となるので、このような問題が顕著になる。

そこで、本発明ではメカニカルリレーの代わりにスイッチング素子を使用した双方向ス

10

20

30

40

50

イチ 10 を用いている。双方向スイッチ 10 の導通 / 非導通の切り替えをスイッチング素子のオン / オフで行なう、つまり物理的動作ではなく電氣的動作で行なうことにより、停電を検出して (時間 t_1) から双方向スイッチ 10 を非導通するまでの時間を大幅に短縮することができる。

特に本実施の形態 1 では双方向スイッチ 10 に SiC - MOSFET を使用しており、そのメリットは大きい。ここでは、SiC - MOSFET と Si - IGBT、Si - MOSFET を比較してその点について説明する。まず双方向スイッチ 10 には以下の 3 つの要件が求められる。

(1) 通電時のエネルギーロス (定常損失) が少ないこと。通常運転時は双方向スイッチ 10 に電流が流れていることから、省エネ性の観点から通電時は当然エネルギーロスが少

10

ないことが望ましい。
(2) スwitching 時のエネルギーロス (Switching 損失) が少ないこと。復電時に平滑コンデンサ 16 に与える負荷を小さくするために、復電時は双方向スイッチ 10 を Switching させながら平滑コンデンサ 16 を充電することが望ましい。

(3) 応答速度が速いこと。停電時に双方向スイッチ 10 が非導通になる前に復電すると突入電流が発生する可能性があることから、双方向スイッチ 10 の応答速度は速いことが望ましい。

【 0032 】

上記 3 つの要件に対して、SiC - MOSFET と Si - IGBT、Si - MOSFET を当てはめると、Si - IGBT は定常損失は小さいが、Switching 損失が大きく、さらに応答速度が遅い。Si - MOSFET は Switching 損失は小さいが、定常損失が

20

大きく、さらに応答速度も遅い。これらに対して、SiC - MOSFET は Switching 損失、定常損失ともに小さく、さらに応答速度も速い。

【 0033 】

このように本実施の形態 1 では双方向スイッチ 10 に SiC - MOSFET を使用しているので、以上の 3 つの要件を満たし、省エネ性及び瞬時停電に対する信頼性の高めることができる。

【 0034 】

30

ここで、図 7 のフローチャートを用いて電源装置 100 の制御方法について詳細に説明する。

ステップ 1 (以下、ステップを S と略す) では、使用開始時に使用者が交流電源 1 を投入する。交流電源 1 が交流電圧を電源装置 100 に印加し、S 2 に進む。最初に交流電源 1 の投入した時は、平滑コンデンサ 16 は充電されておらず、双方向スイッチ 10 が導通状態となっていると、突入電流が整流回路 3 等の素子に流れるおそれがある。そこで、S 2 では、通電開始直後は制御手段 19 が駆動回路 21 に制御信号を出力し双方向スイッチ 10 を非導通状態となるように制御している。その後 S 3 に進む。

S 3 では、111 は位相検出手段 17 の出力値から交流電圧がゼロクロスしたか否かを判定する。ゼロクロスしたと判定した場合は S 4 に進み、ゼロクロスしていないと判定した場合は S 3 をループする。

40

S 4 では、交流電圧がゼロクロスした時から双方向スイッチ 10 を導通状態にして、交流電流を双方向スイッチ 10 に流して平滑コンデンサ 16 の充電し、モータ 8 の駆動を開始する。その後 S 5 に進む。

S 5 では、モータ 8 の運転を継続するか否かを制御手段 19 が判定する。運転を継続しない場合は S 6 に進む。運転を継続しない場合とは、例えば使用者が装置の運転止める信号を制御手段 19 に入力した場合など、制御手段 19 はその入力された信号に基づいて S 6 でモータ 8 の運転を停止する。運転を継続する場合はそのまま S 7 に進む。

S 7 では、通電 / 停電判定手段 18 が位相検出手段 17 の出力値に基づいて停電が発生したか否かを判定する。停電が発生したと判定した場合は S 8 に進み、停電が発生してい

50

ないと判定した場合はＳ５に戻る。尚、停電が発生した否かの判定は上述した方法にて行なうものとする。

Ｓ８では、制御手段１９は双方向スイッチ１０を非導通とする制御信号を駆動回路２１に出力し、双方向スイッチ１０を非導通状態とする。その後Ｓ９に進む。

Ｓ９では、通電／停電判定手段１８が位相検出手段１７の出力値から交流電源１が停電から復電したか否かを判定する。停電から復電していないと判定した場合はＳ９をループし、停電から復電したと判定した場合はＳ３に戻る。尚、停電から復電したか否かの判定は上述した方法にて行なうものとする。

【００３５】

このように、通電開始時及び停電復電後の直後はＳ２とＳ８でそれぞれ双方向スイッチ１０を非導通する制御を行なっているため、交流電源１が投入、復電した直後は交流電流は抵抗９を流れるので、どのタイミングで交流電源１が投入、復電したとしても突入電流が生じることがない。さらに、交流電源１が投入、復電した後ゼロクロスを検出し、ゼロクロスした瞬間若しくはその前後から双方向スイッチ１０を導通する制御を行なうようにしているので、双方向スイッチ１０を導通した瞬間に突入電流の発生を防止することができる。

【００３６】

実施の形態２．

実施の形態１では交流電源１から整流回路３の間の交流電流が流れる線に双方向スイッチ１０を設ける構成の電源装置１００について説明した。本実施の形態２では双方向スイッチ１０に代えてコイル１３より負荷側の直流電流が流れる配線上にスイッチング素子を設ける構成の電源装置１１０、１２０について説明する。尚、本実施の形態２において実施の形態１と同一の構成部分には同一の符号を付し説明は省略する。

【００３７】

図７には、本実施の形態２の電源装置１１０の回路図を示している。電源装置１１０はコイル１３より負荷側の高圧側母線５上にスイッチング素子であるＰ型のＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３を備えている。Ｐ－ＭＯＳＦＥＴ３３はソース電極がコイル１３と直列に接続されており、ドレイン電極が平滑コンデンサ１６及びインバータ７の高圧側端子と接続されている。制御手段１９は駆動回路２１に代えて設けられた駆動回路３４に制御信号を出力する。さらに駆動回路３４にはＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３のソース電位が入力される。Ｐ－ＭＯＳＦＥＴ３３のゲート電極は駆動回路３４に接続されており、駆動回路３４から出力される駆動信号がゲート電圧としてＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３のゲート電極に印加される。

スイッチング素子１４は、コイル１３とＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３の間の高圧側母線５と低圧側母線６を繋ぐ配線上に設けられている。

【００３８】

図８には、本実施の形態２における別の形態の電源装置１２０の回路図を示している。電源装置１２０は低圧側母線６上にＮ型のＮ－ＭＯＳＦＥＴ３５を備えている。Ｎ－ＭＯＳＦＥＴ３５はソース電極がグランドに接続されており、ドレイン電極が平滑コンデンサ１６及びインバータ７の低圧側端子と接続されている。制御手段１９は駆動回路２１に代えて設けられた駆動回路３６に制御信号を出力する。Ｐ－ＭＯＳＦＥＴのゲート電極は駆動回路３６に接続されており、駆動回路３６から出力される駆動信号がゲート電圧としてＮ－ＭＯＳＦＥＴ３５のゲート電極に印加される。駆動回路３６はグランド電位を基準にしてゲート電圧を出力している。

【００３９】

制御手段１９はＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３とＮ－ＭＯＳＦＥＴ３５を実施の形態１の双方向スイッチ１０と同様に制御するものとする。つまり、１１２の判定結果に基づいて制御手段１９はＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３とＮ－ＭＯＳＦＥＴ３５を制御する。実施の形態１の図６のフローチャート図で説明すると、Ｓ７で通電／停電判定手段１８が停電が発生したと判定するとＳ８で制御手段１９はＰ－ＭＯＳＦＥＴ３３、Ｎ－ＭＯＳＦＥＴ３５をオフにする制御を行なう。そしてＳ９で電源が復電したと通電／停電判定手段１８が判定するとＳ

3に戻り、S3で交流電圧のゼロクロスを検出すると、S4で制御手段19がP-MOSFET33、N-MOSFET35をオンにする。S4でP-MOSFET33、N-MOSFET35をオンにする際、図5で上述したようにスイッチングさせてもよい。また、S1で運転開始時に交流電源1を投入する場合は、S3を飛ばしてS2からS4に進んでも良い。

本実施の形態2では、P-MOSFET33とN-MOSFET35をSiC-MOSFETとしているので、実施の形態1で既に説明したように25~60kHzのキャリア周波数でスイッチング可能であり、平滑コンデンサ16の充電時に平滑コンデンサ16にかかる負荷を低減することができる。

【0040】

10

さらに、電源装置110では、高圧側母線5上に設けたスイッチング素子をP型のMOSFET33としたことにより、コンバータ側からの電位、つまりソース電圧を基準にして駆動回路34がゲート電圧を出力することができるので、P-MOSFET33のゲート電圧を作る際に別途絶縁電源を設ける必要がなくなる。

同様に電源装置120では、低圧側母線6上に設けたスイッチング素子をN型のMOSFET35としたことにより、グランド電位であるソース電圧を基準にして駆動回路36がゲート電圧出力することができるので、N-MOSFET35のゲート電圧を作る際に別途絶縁電源を設ける必要がなくなる。

【0041】

実施の形態3.

20

図9は、本実施の形態3における空気調和装置200の構成図である。空気調和装置200は実施の形態1、2で説明した電源装置100、110、120のいずれかの電源装置を備えている。本実施の形態3では電源装置100を備えているものとして説明する。

【0042】

空気調和装置200は、室外に設置される室外機37と空調の対象となる室内空間に設置される室内機38とで構成されている。

室外機37には、冷媒を圧縮して吐出する圧縮機39と、圧縮機39から吐出された冷媒の流れる方向を暖房運転と冷房運転に応じて切り替える四方弁40が設けられている。四方弁40には4つの接続部があり、1つは圧縮機39の冷媒の吐出配管と接続し、1つは圧縮機39の冷媒の吸入配管と接続し、1つは圧縮機39に設けられた熱源側熱交換器41と接続し、1つは室内機38に設けられた負荷側熱交換器42と接続している。熱源側熱交換器41と負荷側熱交換器42の間には冷媒を減圧する膨張弁43が設けられている。また、室外機37には熱源側熱交換器41に室外空気を送風する室外送風機44が設けられている。室内機38には負荷側熱交換器42と、負荷側熱交換器42に室内空気を送風する室内送風機45とが設けられている。

30

【0043】

室外機37には交流電源1から供給される交流電流を直流に変換する電源装置100と、電源装置100が変換した直流電流を3相の交流電流に変換するインバータ7を備えた制御基板46を備えている。インバータ7で変換された3相交流電流は制御基板46から圧縮機39の内部で冷媒を圧縮する駆動部を駆動するモータ8に供給される。モータ8にはモータ8の回転数を検出する手段が設けられており、検出された回転数は制御基板46の制御手段19に出力される。

40

室内機38が設置されている室内にはリモコン47が設けられており、使用者はリモコン47で冷房運転、暖房運転や室内の設定温度などの運転情報を設定することができ、リモコン47で設定された情報は制御手段19に出力される。

制御手段19は入力されたモータ8の回転数、電圧検出手段20の検出値、リモコン47で設定された運転情報に基づいて双方向スイッチ10、スイッチング素子14、インバータ7を制御する。

【0044】

以上のように、本実施の形態3の空気調和装置200は実施の形態1、2で説明した電

50

源装置 100、110、120 のいずれかの電源装置を備えているので、交流電源 1 の瞬停時の突入電流の発生を防止することができ、突入電流に対する装置の信頼性を向上させることができる。

【0045】

尚、本実施の形態 3 では、電源装置 100 とインバータ 7 で変換した交流電流を圧縮機 39 のモータ 8 に供給する構成について説明した。しかし、モータ 8 は圧縮機 39 に使用するものに限定するわけではなく、室外送風機 44 や室内送風機 45 に使用するモータであってもよい。

【産業上の利用可能性】

【0046】

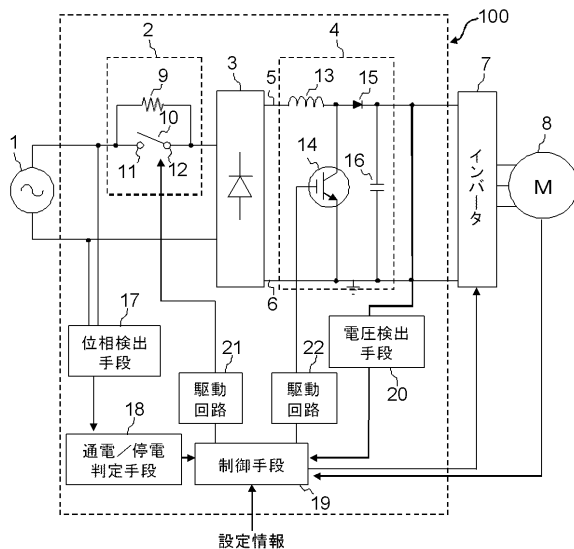
本発明は交流電流を直流電流に変換する電源装置に利用することができる。

【符号の説明】

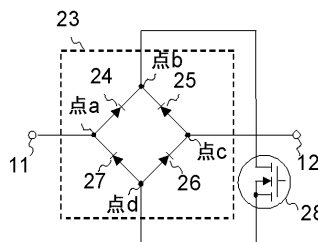
【0047】

1 交流電源、 2 突入電流防止回路、 3 整流回路、 4 昇圧チョップ回路、 5 高圧側母線、 6 低圧側母線、 7 インバータ、 8 モータ、 9 抵抗、 10 双方向スイッチ、 11 電源側接点、 12 整流回路側接点、 13 コイル、 14 スwitching素子、 15 ダイオード、 16 平滑コンデンサ、 17 位相検出手段、 18 通電/停電判定手段、 19 制御手段、 20 電圧検出手段、 21 駆動回路、 22 駆動回路、 23 ダイオードブリッジ、 24、25、26、27 ダイオード、 28 MOSFET、29、30 ダイオード、 31 MOSFET、 32 MOSFET、 33 P-MOSFET、 34 駆動回路、 35 N-MOSFET、 36 駆動回路、 37 室外機、 38 室内機、 39 圧縮機、 40 四方弁、 41 熱源側熱交換器、 42 負荷側熱交換器、 43 膨張弁、 44 室外送風機、 45 室内送風機、 46 制御基板、 47 リモコン、 100、110、120 電源装置、 200 空気調和装置。

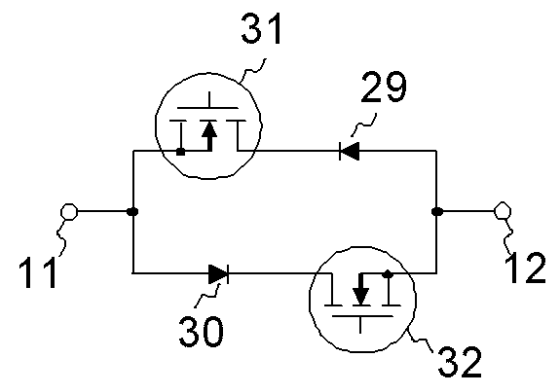
【図 1】



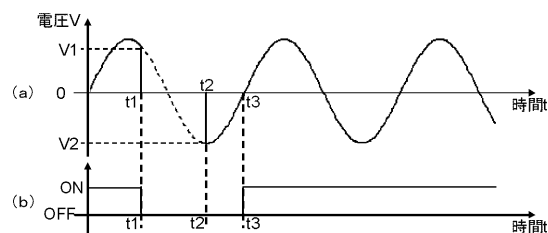
【図 3】



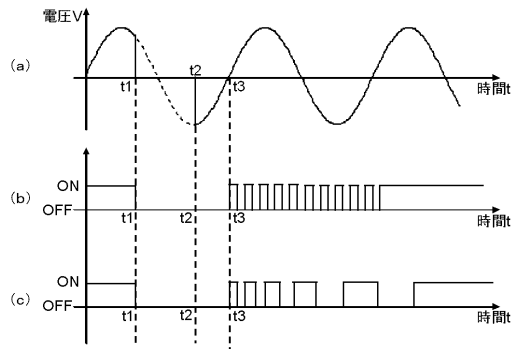
【図 4】



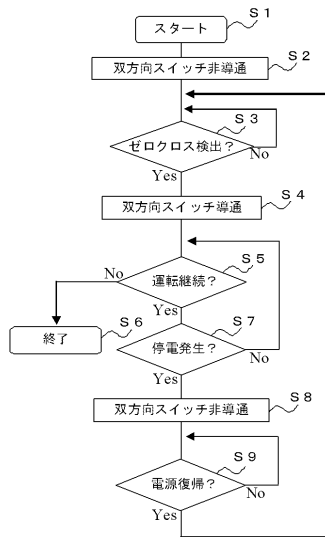
【図 2】



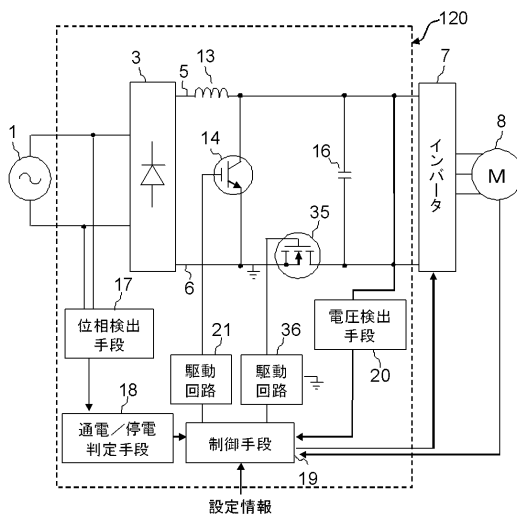
【図 5】



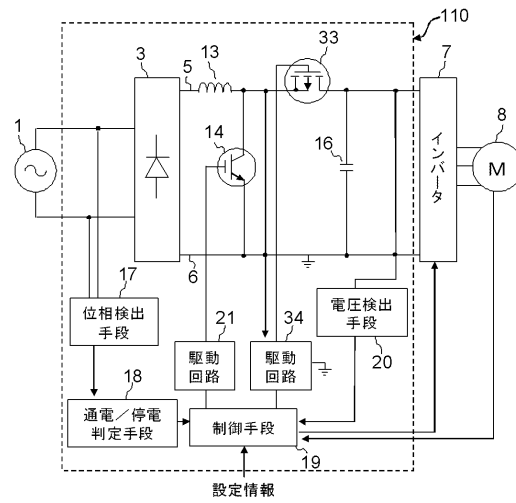
【図 6】



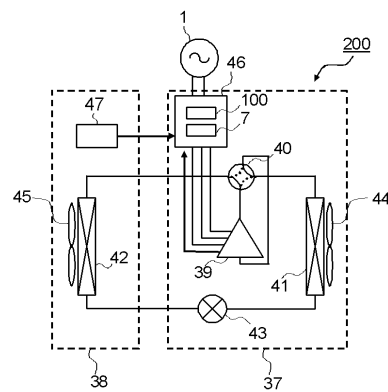
【図 8】



【図 7】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 天野 勝之
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 松本 泰典

(56)参考文献 特開2008-252966(JP,A)
特開2010-161887(JP,A)
特開2001-320882(JP,A)
特開2008-211683(JP,A)
特開平09-056058(JP,A)
特開平05-076135(JP,A)
特開平04-325871(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/06
H02H 7/125
H02M 7/12
H02M 7/48