

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載
 【部門区分】第 7 部門第 4 区分
 【発行日】平成 18 年 11 月 30 日 (2006.11.30)

【公開番号】特開 2004-208491 (P2004-208491A)
 【公開日】平成 16 年 7 月 22 日 (2004.7.22)
 【年通号数】公開・登録公報 2004-028
 【出願番号】特願 2003-361709 (P2003-361709)
 【国際特許分類】

H 0 2 P 6/18 (2006.01)

H 0 2 M 7/5387 (2006.01)

【F I】

H 0 2 P 6/02 3 7 1 S

H 0 2 M 7/5387 Z

【手続補正書】
 【提出日】平成 18 年 10 月 12 日 (2006.10.12)
 【手続補正 1】
 【補正対象書類名】特許請求の範囲
 【補正対象項目名】全文
 【補正方法】変更
 【補正の内容】
 【特許請求の範囲】
 【請求項 1】

直流電源からの直流電圧を 3 相変調にてスイッチングすることにより、正弦波状の交流電流を三相結線された固定子巻線と永久磁石回転子とを有するセンサレス DC ブラシレスモータへ出力するインバータ回路と、前記直流電源と前記インバータ回路間の電流を検出する電流検出手段とを備え、キャリア周期内において前記固定子巻線 3 相全ての通電期間に同一の通電時間を加算もしくは減算し、前記電流検出手段によって前記固定子巻線に流れる電流を検出することにより、前記永久磁石回転子の位置を判定し、前記インバータ回路のスイッチングを制御するインバータ装置。

【請求項 2】

加算もしくは減算は、前記直流電源から前記モータへ、キャリア周期の前半と後半とに分けて電力供給されるように行う請求項 1 に記載のインバータ装置。

【請求項 3】

加算は、一つの相においてはキャリア周期内の前半、他の一相においては後半、残りの相においてはキャリア周期内の中央にて行う請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 4】

減算は一つの相においてはキャリア周期内の前半、他の一相においては後半、残りの相においてはキャリア周期内の後半にて行う請求項 2 に記載のインバータ装置。

【請求項 5】

電流検出手段をシャント抵抗とした請求項 1 乃至請求項 4 のうちいずれか 1 項に記載のインバータ装置。

【請求項 6】

圧縮機の動力源となるセンサレス DC ブラシレスモータを駆動する請求項 1 乃至請求項 5 のうちいずれか 1 項に記載のインバータ装置。

【請求項 7】

圧縮機及びセンサレス DC ブラシレスモータとともに一体に構成された請求項 6 に記載のインバータ装置。

【請求項 8】

圧縮機の吸入管により冷却される請求項 7 に記載のインバータ装置。

【請求項 9】

吸入管の下方に配置される請求項 8 に記載のインバータ装置。

【請求項 10】

吸入管と圧縮機の間配置される請求項 8 に記載のインバータ装置。

【請求項 11】

車両に搭載される請求項 1 乃至請求項 10 のうちいずれか 1 項に記載のインバータ装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【発明の詳細な説明】

【発明の名称】インバータ装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、センサレス DC ブラシレスモータを駆動するインバータ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

駆動源をセンサレス DC ブラシレスモータとした従来の電動圧縮機を搭載し、バッテリー等の直流電源を備えた車両用空調装置を例にして説明する。

【0003】

図 20 は、車両用空調装置のシステム構成を示している。同図において、101 は送風ダクトであり、室内送風ファン 102 の作用により空気導入口 103 から空気を吸い込み、室内熱交換器 104 で熱交換した空気を空気吹き出し口 105 から車室内に吹き出す。

【0004】

室内熱交換器 104 は、センサレス DC ブラシレスモータを駆動源とする電動圧縮機 106、冷媒の流れを切替えて冷房と暖房を選択するための四方切替弁 107、絞り装置 108 および室外ファン 109（モータ）の作用で車室外空気と熱交換する室外熱交換器 110 とともに冷凍サイクルを構成している。

【0005】

111 は前記電動圧縮機 106 の駆動源であるセンサレス DC ブラシレスモータを運転するインバータ装置であり、室内送風ファン 102、四方切替弁 107、および室外送風ファン 109 とともに、エアコンコントローラ 112 により動作が制御される。

【0006】

前記エアコンコントローラ 112 は、室内送風の ON/OFF・強弱を設定する室内送風ファンスイッチ 113、冷房・暖房・OFF を選択するエアコンスイッチ 114、温度調節スイッチ 115 および車両コントローラとの通信を行うための通信装置 116 と接続されている。

【0007】

上記システムにおいて、例えば、室内送風ファンスイッチ 113 で送風 ON・弱とされ、エアコンスイッチ 114 により冷房が指示されると、エアコンコントローラ 112 は、四方切替弁 107 を図の実線に設定し、室内熱交換器 104 を蒸発器、室外熱交換器 110 を凝縮器として作用させ、室外送風ファン 109 を ON し、室内送風ファン 102 を弱に設定する。

【0008】

また、温度調節スイッチ 115 に従い、インバータ装置 111 を用いて電動圧縮機 106 の回転数を可変することにより室内熱交換器 104 の温度を調節する。そして、前記エアコンスイッチ 114 により冷暖房 OFF とされると、電動圧縮機 106・室外送風ファ

ン 1 0 9 は O F F となる。

【 0 0 0 9 】

また、室内送風ファンスイッチ 1 1 3 が O F F とされると、室内送風ファン 1 0 2 は O F F とされ、電動圧縮機 1 0 6 ・室外送風ファン 1 0 9 も冷凍サイクル保護のため O F F とされる。

【 0 0 1 0 】

一方、車両コントローラ（図示せず）から、電力節減・バッテリー保護等の理由により冷暖房 O F F の指令が、通信装置 1 1 6 経由で受信されると、エアコンコントローラ 1 1 2 はエアコンスイッチ 1 1 4 による冷暖房 O F F と同様の処置をする。

【 0 0 1 1 】

図 2 1 に、上記電動圧縮機 1 0 6 の一例として、センサレス D C ブラシレスモータを備えた電動圧縮機を示す。

【 0 0 1 2 】

同図において、金属製筐体 3 2 の中に圧縮機構部 2 8、モータ 3 1 等が設置されている。

【 0 0 1 3 】

冷媒は、吸入口 3 3 から吸入され、圧縮機構部 2 8（この例ではスクロール機構）がモータ 3 1 で駆動されることにより圧縮される。この圧縮された冷媒は、金属製筐体 3 2 内においてモータ 3 1 を通過し、その際にモータ 3 1 の冷却を行い、吐出口 3 4 より吐出される。内部でモータ 3 1 の巻き線に接続されているターミナル 3 9 は、図 2 0 のインバータ装置 1 1 1 に接続されている。

【 0 0 1 4 】

このような電動圧縮機を搭載した車両用空調装置においては、乗車性、他機器への振動影響から、低騒音低振動であることが重要になる。特に、電気自動車はエンジンが無いため静粛性が高く（ハイブリッド電気自動車においては、エンジンを起動せずモータで走行している場合）、更に停車中においては、バッテリー電源により電動圧縮機を駆動することが可能で、この場合は、走行による騒音振動も無いので、電動圧縮機の騒音振動が一層目立つこととなる。

【 0 0 1 5 】

しかし、従来の電動圧縮機 1 0 6 に用いられたインバータ装置 1 1 1 による通電方式は、1 2 0 度通電方式であり、したがって、磁界変化が 6 0 度間隔（通電が 6 0 度間隔）となるものであった（例えば、特許文献 1 参照）。

【 0 0 1 6 】

そのため、圧縮機構部を 2 8 を駆動するモータ 3 1 のトルク変動が大きく、その結果、騒音、振動の低減化が困難なものであった。

【 0 0 1 7 】

図 2 2 にインバータ装置 1 1 1 を具備した回路例を示す。同図において、1 2 1 はバッテリーであり、1 2 2 はバッテリー 1 2 1 に接続されたインバータ動作スイッチング素子であり、1 2 3 はインバータ動作ダイオードである。また、1 2 4 はモータの固定子巻線を示し、1 2 5 はそのモータの磁石回転子を示す。さらに、1 2 6 は電流センサであり、電源電流を検出し、消費電力算出・スイッチング素子保護等を行うためのものである。1 2 7 は固定子巻線の電圧から磁石回転子 1 2 5 の位置検出を行うための位相シフト回路であり、1 2 8 は同じく比較回路である。そして 1 2 9 は電流センサ 1 2 6、比較回路 1 2 8 等からの信号に基づいてスイッチング素子 1 2 2 を制御する制御回路である。

【 0 0 1 8 】

一方、正弦波駆動の場合、連続した回転磁界により永久磁石回転子を駆動しているのではトルク変動が小さくなる。従って、正弦波電流を出力する正弦波駆動インバータ装置を用いることが望ましい。ただし、永久磁石回転子の位置検出には、固定子巻線の電流を検出するために、2 個の電流センサが用いられている（例えば、特許文献 2 参照）。

【 0 0 1 9 】

図 2 3 にインバータ装置 1 1 1 を具備した別の回路例を示す。先の図 2 2 の構成に比べ、比較回路 1 2 8 ・位相シフト回路 1 2 7 が無く、固定子巻線の電流から磁石回転子 1 2 5 の位置検出を行うための U 相電流検出用電流センサ 1 3 0、W 相電流検出用電流センサ 1 3 1 が設けられている。制御回路 1 2 9 は、上記 2 個の電流センサからの 2 相分の電流値により他の 1 相の電流を演算し（電流センサは 2 個必要であるが、U 相・V 相・W 相のうちどの 2 相でも良い）、磁石回転子 1 2 5 の位置検出を行い、電流センサ 1 2 6 等からの信号に基づいてスイッチング素子を制御する。

【 0 0 2 0 】

上記 U 相電流検出用電流センサ 1 3 0、W 相電流検出用電流センサ 1 3 1 は、バッテリー 1 2 1 の電圧が ON・OFF されて印加され、電位が常に変動するインバータの出力ラインに備えられているので、制御回路 1 2 9 への信号伝達にホトカプラなどを使用する必要がある。そのため、使用する電流センサの構成は複雑となり、シャント抵抗のみによる簡素な構成とすることはできない。

【 0 0 2 1 】

また、上記低騒音低振動のほかに、搭載性・走行性能確保の面から、車両用空調装置には、小型軽量が要望されている。

【特許文献 1】特開平 8 - 1 6 3 8 9 1 号公報（第 8 頁、第 4 図）

【特許文献 2】特開 2 0 0 0 - 3 3 3 4 6 5 号公報（第 9 頁、第 2 図）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 2 2 】

上述したように、正弦波電流を出力する正弦波駆動インバータ装置を用いることは、トルク変動が小さくなるという利点を有するが、図 2 3 に示す従来の構成では、磁石回転子の位置検出を行うために、2 個の電流センサが必要であり、車両用空調装置として小型軽量化を進める上での障害要因になるという課題を有していた。

【 0 0 2 3 】

また、上述の小型軽量化は、車輛用に限らずルームエアコン等においても同様であり、小型軽量が機器の小型化設計に影響する関係上求められるものである。

【 0 0 2 4 】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、低騒音低振動であるとともに小型軽量のインバータ装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 5 】

上記課題を解決するために本発明のインバータ装置は、直流電源からの直流電圧を 3 相変調にてスイッチングすることにより正弦波状の交流電流を、三相結線された固定子巻線と永久磁石回転子とを有するセンサレス DC ブラシレスモータへ出力するインバータ回路と、直流電源とインバータ回路間の電流を検出する電流検出手段とを備え、キャリア周期内において固定子巻線 3 相全ての通電期間に同一の通電時間を加算もしくは減算し、電流検出手段によって固定子巻線に流れる電流を検出することにより、永久磁石回転子の位置を判定し、インバータ回路のスイッチングを制御するものである。これにより、3 相変調の相電圧を変えことなく、電流検出手段によって固定子巻線に流れる相電流を検出することができる。相電流検出が単一の電流センサにより可能となるため、小型軽量で且つ信頼性を高くできる。

【 0 0 2 6 】

また、加算もしくは減算は、モータへの電力供給がキャリア周期内の前半と後半とに分かれるように行うものである。これにより、3 相変調において、位相により、モータへ、キャリア周期の前半と後半とに分けて電力供給されていない場合においても、モータへの電力供給をキャリア周期の前半と後半とに分けることができる。従って、全ての位相において低騒音低振動を図ることができるため、3 相変調の低騒音低振動を更に向上することができる。

【発明の効果】**【0027】**

本発明のインバータ装置は、小型軽量で且つ信頼性が高く、3相変調の相電圧を変えることなく相電流の検出が可能であり、3相変調の低騒音低振動を更に向上できる。

【発明を実施するための最良の形態】**【0028】**

第1の発明は、直流電源からの直流電圧を3相変調にてスイッチングすることにより正弦波状の交流電流を、三相結線された固定子巻線と永久磁石回転子とを有するセンサレスDCブラシレスモータへ出力するインバータ回路と、直流電源とインバータ回路間の電流を検出する電流検出手段とを備え、キャリア周期内において固定子巻線3相全ての通電期間に同一の通電時間を加算もしくは減算し、電流検出手段によって固定子巻線に流れる電流を検出することにより、永久磁石回転子の位置を判定し、インバータ回路のスイッチングを制御するものである。これにより、3相変調の相電圧を変えることなく、電流検出手段によって固定子巻線に流れる相電流を検出することができる。相電流検出が単一の電流センサにより可能となるため、小型軽量で且つ信頼性を高くできる。

【0029】

第2の発明は、第1の発明において、加算もしくは減算は、モータへの電力供給がキャリア周期内の前半と後半とに分かれるように行うものである。これにより、3相変調において、位相により、モータへ、キャリア周期の前半と後半とに分けて電力供給されていない場合においても、モータへの電力供給をキャリア周期の前半と後半とに分けることができる。従って、全ての位相において低騒音低振動を図ることができるため、3相変調の低騒音低振動を更に向上することができる。

【0030】

第3の発明は、第2の発明において、加算は、一つの相においてはキャリア周期内の前半、他の一相においては後半、残りの相においてはキャリア周期内の中央にて行うものである。これにより、キャリア周期内の中央にて、モータへの電力供給を前半と後半とに分けることができる。そのため、当該位相においても、3相変調の低騒音低振動を図ることができる。

【0031】

第4の発明は、第2の発明において、減算は一つの相においてはキャリア周期内の前半、他の一相においては後半、残りの相においてはキャリア周期内の後半にて行うものである。これにより、100%変調のキャリア周期における通電が前後のキャリア周期における通電と連続してしまうことが防止され、モータへの電力供給を前半と後半とに分けることができる。そのため、当該位相においても、3相変調の低騒音低振動を図ることができる。

【0032】

第5の発明は、第1から第4の発明において、電流検出手段をシャント抵抗とするものである。これにより、ホール素子を用いたセンサ等に比べ、抵抗のみであるため、構造が簡単で小さく、耐振性が高いため信頼性を高くできる。

【0033】

第6の発明は、第1から第5の発明において、圧縮機の動力源となるセンサレスDCブラシレスモータを駆動するものである。これにより、圧縮機を低騒音低振動で駆動することができる。

【0034】

第7の発明は、第6の発明において、インバータ装置を、圧縮機及びセンサレスDCブラシレスモータとともに一体に構成するものである。本発明のインバータ装置は小さく振動に強いいため、一体構成を容易に実現できる。

【0035】

第8の発明は、第7の発明において、インバータ装置は、圧縮機の吸入管により冷却されるものである。これにより、インバータ回路部を含め、インバータ装置の効率的な冷却

が可能となり、インバータ装置の信頼性を確保できる。

【 0 0 3 6 】

第 9 の発明は、第 8 の発明において、インバータ装置は、吸入管の下方に配置されるものである。これにより、インバータ装置の周囲温度も下げられるため、結露を防止できる。

【 0 0 3 7 】

第 1 0 の発明は、第 8 の発明において、インバータ装置は、吸入管と圧縮機の間配置されるものである。これにより、吸入管は圧縮機に加熱されず、吸入冷媒の温度上昇が防止されるため、圧縮機の効率低下を防止できる。

【 0 0 3 8 】

第 1 1 の発明は、第 1 から第 1 0 の発明において、インバータ装置は、車両に搭載されるものである。本発明のインバータ装置は軽量で振動に強いいため、車両への搭載を容易に実現できる。

【 0 0 3 9 】

以下本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。なお、本実施の形態によって本発明が限定されるものではない。

【 0 0 4 0 】

(実施の形態 1)

図 1 は、本実施の形態の電気回路図を示す。同図において、1 はバッテリーであり、2 はバッテリー 1 に接続されたインバータ動作スイッチング素子であり、3 はインバータ動作ダイオードである。また、4 はモータの固定子巻線を示し、5 はそのモータの磁石回転子を示す。さらに、7 は電流検出手段としての電流センサ 6 からの信号に基づいてスイッチング素子を制御する制御回路である。37 はインバータ回路、20 はインバータ装置、31 はモータである。

【 0 0 4 1 】

ここで、図 1 の電気回路図と図 2 2 の 120 度通電駆動用の電気回路図を比較すると、実施の形態 1 に示すものは、比較回路 128、位相シフト回路 127 を不要としている。

【 0 0 4 2 】

また、図 1 の電気回路図と図 2 3 の相電流検出用電流センサを備えた正弦波駆動用の電気回路図を比較すると、実施の形態 1 に示すものは、U 相電流検出用電流センサ 130、W 相電流検出用電流センサ 131 を不要としている。

【 0 0 4 3 】

前記電流センサ 6 の検出電流値は、制御回路 7 へ送られ、消費電力算出・スイッチング素子 2 等保護のための判断に用いられ、更に磁石回転子 5 の位置検出に用いられる。

【 0 0 4 4 】

よって、本実施の形態 1 における制御回路 7 は、図 2 2 の比較回路 128、図 2 3 の U 相電流検出用電流センサ 130、W 相電流検出用電流センサ 131 用の信号入力回路 (ハード) を不要とし、プログラムソフトの変更のみを行えば良い。

【 0 0 4 5 】

そして、回転数指令信号 (図示せず) 等にも基づいてスイッチング素子 2 を制御する。電流センサ 6 としては、ホール素子を用いたセンサ、シャント抵抗等、スイッチング素子 2 によるスイッチング電流のピークが検出できるものであれば良い。

【 0 0 4 6 】

特に、シャント抵抗を用いると、ホール素子を用いたセンサに比べ抵抗のみであり、振動等に注意を要するホール素子はないため信頼性を高くできる。一方、従来の図 2 3 の U 相電流検出用電流センサ 130、W 相電流検出用電流センサ 131 等は、電位が変動する U 相、W 相等の出力部に接続されるため、シャント抵抗を用いて信頼性を向上させることができない。

【 0 0 4 7 】

しかも、従来より電流センサ 6 は、スイッチング素子 2 等を保護するために、スイッ

ング電流のピークが検出できるようになっているので、そのまま使用できる。

【 0 0 4 8 】

なお、図 1 においては、電流センサ 6 は電源ラインのマイナス側に挿入されているが、電流は同じなのでプラス側に設けても良い。このような構成とすることにより、従来に比べて構成部品が減少するため、小型計量化が図れるとともに、耐振などの信頼性を向上することができる。特に電流センサ等はプリント基板上に搭載されるため、耐振が懸念点となるが、かかる構成とすることにより、耐振性が向上する。

【 0 0 4 9 】

次に、図 2 により磁石回転子 5 の位置検出方法について説明する。同図は、U 相における相電流と誘起電圧との関連を示す。誘起電圧は、図 1 に示す磁石回転子 5 の回転により固定子巻線 4 に誘起する電圧であるので、磁石回転子 5 の位置検出に使用することができる。

【 0 0 5 0 】

図 1 における固定子巻線 4 には、インダクタンス L とともに抵抗 R も存在している。誘起電圧、インダクタンス L の電圧、抵抗 R の電圧の和は、インバータ装置 20 からの印加電圧に等しい。誘起電圧を E_U 、相電流を i_U 、印加電圧を V_U とすると、印加電圧 V_U は、 $V_U = E_U + R \cdot i_U + L \frac{di_U}{dt}$ である。ちなみに、図 3 に、センサレス DC ブラシレスモータの電圧電流の 1 相分の一例を示す。したがって、誘起電圧 E_U は、 $E_U = V_U - R \cdot i_U - L \frac{di_U}{dt}$ で表される。

【 0 0 5 1 】

図 1 における制御回路 7 は、スイッチング素子 2 を制御しているので、印加電圧 V_U は既知である。よって、制御回路 7 のプログラムソフトにインダクタンス L と抵抗 R の値を入力しておけば、相電流 i_U を検出することで誘起電圧 E_U を算出できる。

【 0 0 5 2 】

次に、電流センサ 6 にて、磁石回転子 5 の位置を検出する方法について述べる。まず、2 相変調・3 相変調の波形について説明する。図 4 は最大変調 50% の 2 相変調を、図 5 は最大変調 100% の 2 相変調を、図 6 は最大変調 50% の 3 相変調を、図 7 は最大変調 100% の 3 相変調をそれぞれ示している。

【 0 0 5 3 】

図中 41 は U 相端子電圧を、42 は V 相端子電圧を、43 は W 相端子電圧を、29 は中性点電圧をそれぞれ表している。2 相変調は、変調度が上がるにつれ 0% から 100% の一方向に伸びるのに対し、3 相変調は、変調度が上がるにつれ 50% を中心に 0% と 100% の両方向に伸びている。

【 0 0 5 4 】

次に、回路図を用いて説明する。図 8 は、1 キャリア内（キャリア周期）での上アームスイッチング素子 U、V、W、下アームスイッチング素子 X、Y、Z の通電の一例を示すものである。この場合、図 5 の最大変調 100% の 2 相変調において、位相がおおよそ 80 度での通電である。通電パターンとして、(a)、(b)、(c) の 3 パターンがある。

【 0 0 5 5 】

通電パターン (a) においては、上アームスイッチング素子 U、V、W 全てが OFF、下アームスイッチング素子 X、Y、Z 全てが ON である。図 9 に、このときの電流の流れを示す。同図から明らかなように、U 相電流、W 相電流がそれぞれ、下アームスイッチング素子 X、Z と並列のダイオードから固定子巻線 4 へ流れ、V 相電流は固定子巻線 4 から下アームスイッチング素子 Y へ流れ出ている。よって、電流センサ 6 に電流は流れず検出されない。

【 0 0 5 6 】

通電パターン (b) においては、上アームスイッチング素子 U が ON、下アームスイッチング素子 Y、Z が ON である。図 10 に、このときの電流の流れを示す。同図から明らかなように、U 相電流は、上アームスイッチング素子 U から固定子巻線 4 へ流れ、W 相電

流は下アームスイッチング素子Zと並列のダイオードから固定子巻線4へ流れ、V相電流は固定子巻線4から下アームスイッチング素子Yへ流れ出ている。よって、電流センサ6には、U相電流が流れ検出される。

【0057】

通電パターン(c)においては、上アームスイッチング素子U、WがON、下アームスイッチング素子、YがONである。図11に、このときの電流の流れを示す。同図から明らかなように、U相電流、W相電流は、それぞれ、上アームスイッチング素子U、Wから固定子巻線4へ流れ、V相電流は固定子巻線4から下アームスイッチング素子Yへ流れ出ている。よって、電流センサ6には、V相電流が流れ検出される。

【0058】

よって、U相電流とV相電流が検出されるので、残りのW相電流は固定子巻線4の中性点において、キルヒホッフの電流の法則を適用することにより求められる。この場合、U相電流は固定子巻線4の中性点へ流れ込む電流であり、V相電流は固定子巻線4の中性点から流れ出る電流なので、W相電流はU相電流とV相電流の差をとれば求められる。

【0059】

以上の電流検出は、キャリアごとに行えるので、キャリア毎に位置検出し、固定子巻線4への出力を調整する事ができる。よって、120度通電に比較しトルク変動が小さく、低騒音、低振動のモータ駆動を実現出来る。

【0060】

特に、車両に搭載するモータ駆動においては、小型軽量化、耐振信頼性及び低振動化、低騒音化が求められており、かかる制御は、車両に搭載する電動圧縮機、ファンモータ等の駆動制御用として好適である。

【0061】

(実施の形態2)

上記実施の形態1において、上アームスイッチング素子U、V、WのON、OFF状態で電流センサ6により検出できる相電流が決定されることが分かる。1相のみON時はその相の電流が、2相ON時は残りの相の電流が検出でき、3相全てON時及びONの相が無い時(全てOFF時)は検出不可となる。従って、1キャリア内の上アームスイッチング素子U、V、WのONを確認することで、検出できる相電流を知る事ができる。

【0062】

図12において、このことを用いて検出できる電流を検討することができる。図12において、上方に最大変調100%の2相変調における位相-30度~30度での変調度を横にして示し、その下方に上記変調度に対応させた各位相での1キャリア内(キャリア周期)での上アームスイッチング素子U、V、WのONを中央から均等に振り分け、表示している。

【0063】

なお、同図において41はU相端子電圧、42はV相端子電圧、43はW相端子電圧を示している。また、同図の下方においては、W相の通電期間を太実線で表わし、U相の通電期間を細実線で表わしている。さらに、各通電期間の下に矢印で示したV、WはそれぞれV相の電流検出可能期間とW相の電流検出可能期間を示している。

【0064】

さらに詳述すると、位相-30度においては、上の各相の端子電圧図より、U相変調度は0%、W相変調度は87%であるので、下の通電期間図には、1キャリア(キャリア周期)を100%として、W相(太線)の変調度(通電時間)87%を中央から均等に振り分け表示している。他も同様である。

【0065】

ここで、位相を-30度~30度の範囲としたのは、このパターンの繰り返しになっているからである。この線の下に、検出できる電流の相を示している。ここで、位相が-30度と30度においては、1相分の電流しか検出できないことが分かる。この場合前回検出された値を再度使用する等の対処が必要となるが、位置検出が不正確になってしまう問

題が発生する。

【 0 0 6 6 】

図 1 3 に最大変調 1 0 0 % の 3 変調における位相 3 0 度 ~ 9 0 度での場合を示しているが、3 0 度、9 0 度において同様になる。3 0 度 ~ 9 0 度としたのは、このパターンの繰り返しになっているからである。なお、図 1 3 のなかの下方の通電期間図において、V 相の通電期間は破線で示しており、矢印で示した U は U 相の電流検出可能期間を示している。

【 0 0 6 7 】

本実施の形態を示す図 1 4、図 1 5 はこのような課題への応を示したものである。

【 0 0 6 8 】

図 1 4 は、図 1 2 において、位相 3 0 度における通電を、細実線で示す U 相は左側へ、太実線で示す W 相は右側へシフトしたものである。これにより、V 相のみならず U 相の電流も W 相の電流も検出可能となる。

【 0 0 6 9 】

図 1 5 は、図 1 3 において、位相 3 0 度における通電を、U 相は左側へ、W 相は右側へシフトしたものである。これにより、U 相の電流も W 相の電流も検出可能となる。また、位相 9 0 度における通電を、V 相は左側へ、W 相は右側へシフトしている。

【 0 0 7 0 】

これにより、V 相の電流も W 相の電流も検出可能となっている。位相 5 0 度、7 0 度においては、V 相を大きく右側へシフトすることにより W 相も検出可能となっている。よって、3 相変調においては、上記方法で U、V、W の 3 相ともに検出が可能となり、2 相分検出した後の残りの相の電流算出は不要になる。

【 0 0 7 1 】

なお、上記の説明においては位相を特定したが、特定せずとも同様であることは明らかである。

【 0 0 7 2 】

よって、この実施の形態によれば、位置検出を更に向上することができる。

【 0 0 7 3 】

(実施の形態 3)

図 1 6 は、前記課題への対応の別の方法を示したものである。まず、3 相変調の効用について説明する。振動を低減するためには、3 相変調を用いるのが好ましい。3 相変調は、位相範囲に対しての変調範囲が、2 相変調に比較し小さいので、正弦波電流が滑らかになり、もって振動が小さくなる。

【 0 0 7 4 】

図 8 において、3 相変調の場合、V 相にも ON 期間が追加される。これにより、キャリア周期中央では U、V、W の 3 相ともが ON となる。3 相ともが ON であると、電流センサ 6 に電流は流れないので、3 相ともが OFF と同じことになる（どちらも電源からモータへの電力供給がなされない）。よって、キャリア周期の前半と後半とに分けて電力供給（変調）されることになる。このことは、2 相変調に比較し、キャリア周期が半分、キャリア周波数が倍になったのと同等のことを示す。

【 0 0 7 5 】

従って、きめ細かく滑らかな正弦波電流がモータに供給される。よって、3 相変調は 2 相変調に比較し、更に低騒音低振動を図ることができる。

【 0 0 7 6 】

図 6 において、各相に例として 2 0 % プラスすると、中性点電圧（各相の端子電圧の和を 3 で割る）が 2 0 % 増加する。相電圧は、端子電圧から中性点電圧を引いた値であるので、2 0 % は帳消しになり、プラスする前の相電圧と変わらない。マイナスしても同様となる。

【 0 0 7 7 】

よって、3 相変調においては、各相同じ値で通電をプラス、マイナスしても相電圧は変

わらないことを利用して、図 1 6 は、図 1 3 において、位相 3 0 度における通電を、U 相は左側（前半）へ、W 相は右側（後半）へプラスしたものである。そして、このプラス分に等しく V 相の通電を追加している。これにより、U 相の電流も W 相の電流も検出可能となる。

【 0 0 7 8 】

また、図 1 3 の位相 3 0 度においては、3 相変調ではあるが、モータへの電力供給が、キャリア周期の前半と後半とに分かれていない。一方、図 1 6 の位相 3 0 度においては、キャリア周期中央に U, V, W の 3 相ともが ON となる期間が設けられるため、モータへの電力供給が、キャリア周期の前半と後半とに分けられる。そのため、キャリア周期が半分、キャリア周波数が倍になったのと同等の効果を確保できる。従って、位相 3 0 度においても、低騒音低振動を図ることができる。

【 0 0 7 9 】

また、3 相変調においては、各相同じ値で通電をプラス、マイナスしても相電圧は変わらないことを利用して、位相 9 0 度における通電を、V 相は左側を、W 相は右側をマイナスしている。そして、このマイナス分に等しく U 相の通電右側をマイナスしている。これにより、V 相の電流も W 相の電流も検出可能となっている。

【 0 0 8 0 】

また、図 1 3 の位相 9 0 度においては、U 相の通電が 1 0 0 % であるため、前後のキャリア周期における U 相の通電と連続してしまう。このため、3 相変調ではあるが、モータへの電力供給が、キャリア周期の前半と後半とに分かれていない。一方、図 1 6 の位相 9 0 度においては、U 相の通電が 1 0 0 % からマイナスされるため、前後のキャリア周期と連続しない。これにより、モータへの電力供給が、キャリア周期の前半と後半とに分けられる。そのため、キャリア周期が半分、キャリア周波数が倍になったのと同等の効果を確保できる。従って、位相 9 0 度においても、低騒音低振動を図ることができる。

【 0 0 8 1 】

なお、上記において、位相を特定したが、特定せずとも同様であることは明らかである。よって、本実施の形態によれば、3 相変調の相電圧を変えことなく 2 相分以上の電流検出が可能になるとともに、全ての位相において低騒音低振動を図ることができるため、3 相変調の低騒音低振動を更に向上することができる。

【 0 0 8 2 】

（実施の形態 4）

図 1 7 に、電動圧縮機 4 0 の左側にインバータ装置 2 0 を密着させて取り付けた図を示す。金属製筐体 3 2 の中に圧縮機構部 2 8、モータ 3 1 等が設置されている。冷媒は、吸入口 3 3 から吸入され、圧縮機構部 2 8（この例ではスクロール）がモータ 3 1 で駆動されることにより、圧縮される。この圧縮された冷媒は、モータ 3 1 を通過する際にモータ 3 1 を冷却し、吐出口 3 4 より吐出される。内部でモータ 3 1 の巻き線に接続されているターミナル 3 9 は、インバータ装置 2 0 に接続される。

【 0 0 8 3 】

インバータ装置 2 0 は電動圧縮機 4 0 に取り付けられるように、ケース 3 0 を使用している。発熱源となるインバータ回路部 3 7 は、ケース 3 0 を介して電動圧縮機 4 0 の金属製筐体 3 2 に熱を放散（金属製筐体 3 2 を介して電動圧縮機 4 0 内部の冷媒で冷却される）するようにしている。

【 0 0 8 4 】

ターミナル 3 9 は、インバータ回路部 3 7 の出力部に接続される。接続線 3 6 は、バッテリー 1 への電源線とエアコンコントローラへの制御用信号線がある。モータ 3 1 の巻き線に集中巻を採用することにより、分布巻に比べ横方向の長さを短くできる。集中巻はインダクタンスが大きいので、1 2 0 度通電ではダイオードへの還流時間が長くなり位置検出が困難で制御が難しいが、正弦波駆動では電流により位置検出するので制御可能である。

【 0 0 8 5 】

このようなインバータ装置一体型電動圧縮機では、インバータ装置 20 が小さいこと、振動に強いことが必要になる。本発明の実施の形態として好適である。

【0086】

図 18 に、インバータ装置 20 を電動圧縮機 40 の右側に設置したものを示す。インバータ回路部 37 は吸入管 38 によって冷却される。この冷却で結露しないように、インバータ装置 20 は吸入管 38 の下方に配置し、インバータ装置 20 の周囲温度も下げて温度差が小さくなるようにしている。

【0087】

図 19 に、インバータ装置 20 を電動圧縮機 40 と吸入管 38 の間に設置した場合の構成を示す。この場合、インバータ回路部 37 は吸入管 38 によって冷却される。

【0088】

図 18 および図 19 に示す上記 2 例においては、次のようなメリットがある。つまり、吸入管 38 は圧縮機 40 に加熱されないで圧縮機 40 の効率は低下しない。また、インバータ装置 20 の結露は少ない。吸入管 38 による冷気が、ケース 30 内で下降対流するのでケース 30 内を効率的に冷却できる。また、冷気が下降するので、インバータ回路部 37 以外の電流センサ 6、制御部 7 などにも冷却され、インバータ装置 20 の信頼性を確保できる。

【0089】

尚、配管は扁平など形は問わない。インバータ回路部 37 もしくはインバータ装置 20 と圧縮機 40 との間に断熱材、断熱空間を設けても良い。

【0090】

また、前記モータ 31 は、上述の実施の形態 1～3 の制御を行うのに好都合なセンサレス DC ブラシレスモータとすることが望ましい。つまり、直流電源からの直流電圧を 3 相変調にてスイッチングすることにより正弦波状の交流電流を、三相結線された固定子巻線と永久磁石回転子とを有するセンサレス DC ブラシレスモータへ出力するインバータ回路と、前記センサレス DC ブラシレスモータの各固定子巻線に流れる電流を検出する一つの電流検出手段を備え、前記電流検出手段による検出電流値により、前記永久磁石回転子の位置を判定し、前記インバータ回路のスイッチングを制御するインバータ装置とし、キャリア周期内において、前記センサレス DC ブラシレスモータの固定子巻線各相への通電タイミングをシフトし、前記電流検出手段によって前記固定子巻線に流れる電流を検出することにより、前記永久磁石回転子の位置を判定するようにする。

【0091】

尚、上記実施の形態において、直流電源をバッテリーとしたが、これに限るものではなく、商用交流電源を整流した直流電源を用い、産業用のモータを駆動するインバータ装置、家電製品用のモータを駆動するインバータ装置（ルームエアコン用等）などにも適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【0092】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態を示すインバータ装置を具備した電気回路図

【図 2】同電気回路における正弦波駆動の場合の誘起電圧検出方法説明図

【図 3】同インバータ装置におけるセンサレス DC ブラシレスモータの電圧電流を示す波形図

【図 4】同インバータ装置における 2 相変調の最大変調度 50% における各相の変調度を示す波形図

【図 5】同インバータ装置における 2 相変調の最大変調度 100% における各相の変調度を示す波形図

【図 6】同インバータ装置における 3 相変調の最大変調度 50% における各相の変調度を示す波形図

【図 7】同インバータ装置における 3 相変調の最大変調度 100% における各相の変調度を示す波形図

- 【図 8】本発明の第 1 の実施形態に係る相電流検出方法を示す通電タイミングチャート
- 【図 9】同相電流検出の通電タイミング (a) における電流経路を示す電気回路図
- 【図 10】同相電流検出の通電タイミング (b) における電流経路を示す電気回路図
- 【図 11】同相電流検出の通電タイミング (c) における電流経路を示す電気回路図
- 【図 12】本発明の第 1 の実施形態に係る 2 相変調の相電流検出を示す説明図
- 【図 13】本発明の第 1 の実施形態に係る 3 相変調の相電流検出を示す説明図
- 【図 14】本発明の第 2 の実施形態に係る 2 相変調の相電流検出を示す説明図
- 【図 15】本発明の第 2 の実施形態に係る 3 相変調の相電流検出を示す説明図
- 【図 16】本発明の第 3 の実施形態に係る 3 相変調の相電流検出を示す説明図
- 【図 17】本発明の第 4 の実施形態を示すインバータ装置一体型電動圧縮機の断面図
- 【図 18】同他のインバータ装置一体型電動圧縮機の断面図
- 【図 19】同他のインバータ装置一体型電動圧縮機の断面図
- 【図 20】従来からある電動圧縮機を搭載した車両用空調装置の構成図
- 【図 21】従来からある電動圧縮機の一部切り欠き断面図
- 【図 22】従来例を示す 120 度通電駆動用の電気回路図
- 【図 23】同相電流検出用電流センサを備えた正弦波駆動用の電気回路図
- 【符号の説明】

【0093】

- 1 バッテリー
- 2 スイッチング素子
- 3 ダイオード
- 4 固定子巻線
- 5 磁石回転子
- 6 電流センサ
- 7 制御回路
- 20 インバータ装置
- 30 インバータ装置の一体型ケース
- 31 モータ部
- 37 インバータ回路
- 40 電動圧縮機