

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4601044号
(P4601044)

(45) 発行日 平成22年12月22日 (2010.12.22)

(24) 登録日 平成22年10月8日 (2010.10.8)

| | | | | | |
|----------------------------|------|------|---|--|--|
| (51) Int. Cl. | F 1 | | | | |
| HO2M 7/12 (2006.01) | HO2M | 7/12 | A | | |
| HO2M 7/48 (2007.01) | HO2M | 7/48 | E | | |

請求項の数 3 (全 18 頁)

| | | | |
|-----------|------------------------------|-----------|-------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2004-250068 (P2004-250068) | (73) 特許権者 | 399048917 |
| (22) 出願日 | 平成16年8月30日 (2004.8.30) | | 日立アプライアンス株式会社 |
| (65) 公開番号 | 特開2006-67754 (P2006-67754A) | | 東京都港区海岸一丁目16番1号 |
| (43) 公開日 | 平成18年3月9日 (2006.3.9) | (74) 代理人 | 100098017 |
| 審査請求日 | 平成18年5月25日 (2006.5.25) | | 弁理士 吉岡 宏嗣 |
| | | (72) 発明者 | 鈴木 尚礼 |
| | | | 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 |
| | | | 株式会社日立製作所 |
| | | | 日立研究所内 |
| | | (72) 発明者 | 岩路 善尚 |
| | | | 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 |
| | | | 株式会社日立製作所 |
| | | | 日立研究所内 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置およびその電力変換装置を備えた空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子をそれぞれ有する2組の電力変換回路が直流回路を介して接続された主回路基板と、前記直流回路に並列接続される平滑コンデンサと、前記2組の電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子をPWM制御により、前記平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流と該コンデンサ電流の設定値との差を低減するようなq軸電流指令値を生成して前記電力変換回路の出力側の直流電流のq軸電流成分を制御するq軸電流制御手段を有する制御回路が形成された制御回路基板と、前記主回路基板を収納するとともに前記制御回路基板が重ねて連結されるパッケージとを備え、前記パッケージは、周縁部に、前記2組の電力変換回路にそれぞれ接続される2組の交流端子と、前記平滑コンデンサ用の外部端子と、前記制御回路に接続される外部端子とを備え、前記主回路基板は、前記平滑コンデンサ用の外部端子に流れる直流電流と前記各電力変換回路の直流電流とを検出する少なくとも2つの電流検出器を備えてなり、

前記制御回路は、前記電力変換回路の出力側の直流電流と入力側の前記電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子の動作態様とに基づいて該電力変換回路の入力側の交流電流を求める演算手段と、前記交流電流のq軸電流成分を求め、該求めたq軸電流成分により前記q軸電流指令値を補正する補償手段とを有してなり、

前記制御回路は、前記少なくとも1つの電流検出器の検出電流に基づいて交流電源が接続された交流端子を判断する判定手段を備え、該判定手段の判断結果に基づいて交流電源に接続された電力変換回路をコンバータ運転とし、他方の電力変換回路をインバータ運転

することを特徴とするパッケージ型の電力変換装置。

【請求項 2】

ブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子をそれぞれ有する 2 組の電力変換回路が直流回路を介して接続された主回路基板と、前記直流回路に並列接続される平滑コンデンサと、前記 2 組の電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子を PWM 制御により、前記平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流と該コンデンサ電流の設定値との差を低減するような q 軸電流指令値を生成して前記電力変換回路の出力側の直流電流の q 軸電流成分を制御する q 軸電流制御手段を有する制御回路が形成された制御回路基板と、前記主回路基板を収納するとともに前記制御回路基板が重ねて連結されるパッケージとを備え、前記パッケージは、周縁部に、前記 2 組の電力変換回路にそれぞれ接続される 2 組の交流端子と、前記平滑コンデンサ用の外部端子と、前記制御回路に接続される外部端子とを備え、前記主回路基板は、前記平滑コンデンサ用の外部端子に流れる直流電流と前記各電力変換回路の直流電流とを検出する少なくとも 2 つの電流検出器を備えてなり、

10

前記制御回路は、前記電力変換回路の出力側の直流電流と入力側の前記電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子の動作態様とに基づいて該電力変換回路の入力側の交流電流を求める演算手段と、前記交流電流の q 軸電流成分を求め、該求めた q 軸電流成分により前記 q 軸電流指令値を補正する補償手段とを有してなり、

前記制御回路は、前記 2 組の電力変換回路の一方の下アームの半導体スイッチ素子をオンした後、前記少なくとも 1 つの電流検出器の検出電流に基づいて交流電源が接続された交流端子を判断する判定手段を備え、該判定手段の判断結果に基づいて交流電源に接続された電力変換回路をコンバータ運転とし、他方の電力変換回路をインバータ運転することを特徴とするパッケージ型の電力変換装置。

20

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載のパッケージ型の電力変換装置を備え、該電力変換装置により圧縮機の電動機を駆動する構成としたことを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流電力を直流電力に変換するコンバータおよびそのコンバータを用いて任意の周波数および電圧の交流電力を出力する電力変換装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

電動機駆動システムなどにおいては、電動機の回転速度を自由に制御するために交流電力の周波数を任意に変える必要があり、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) などの半導体スイッチ素子を用いた電力変換装置が用いられる。このような電力変換装置の多くは、交流電力を直流電力に変換するコンバータと、このコンバータにより変換された直流電力を任意の周波数および電圧の交流電力に変換するインバータとを備えて構成される。

【0003】

ところで、コンバータとインバータ間で授受する直流電力の不一致のために直流電圧が変動することから、両者を接続する直流回路に平滑コンデンサを設けて直流電圧の変動を抑制している。一般に、平滑コンデンサとして使用される電解コンデンサは、半導体スイッチ素子と比べると体積が非常に大きいため、電力変換装置に占める平滑コンデンサの体積割合が大きくなる。したがって、平滑コンデンサを小容量化できれば、電力変換装置をコンパクトにまとめることができる。

40

【0004】

従来、平滑コンデンサの小容量化のために、例えば、特許文献 1 に、インバータの電流指令値に基づいて入力電力および直流入力電流を推定し、コンバータの直流出力電流をインバータの直流入力電流に一致させるように、コンバータの交流入力電流を制御する方式が提案されている。また、特許文献 2 には、平滑コンデンサにアクティブフィルタを並列

50

に接続し、直流電圧変動分を吸収するようにアクティブフィルタの補償電流を制御する方式が提案されている。

【0005】

【特許文献1】特開2003-102177号公報

【特許文献2】特開平7-79567号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかし、特許文献1に記載の方式によれば、交流入力電流の検出器、直流電圧の検出器、交流出力電流の検出器、速度検出器など、多くの検出器が必要となることから、平滑コンデンサの小型化よりも、検出器の付加による装置体積増加の問題が生ずる場合がある。

10

【0007】

また、特許文献2に記載の方式によれば、補償電流を制御するために、入力電流の検出器、交流電圧の検出器、直流電圧の検出器、直流電流の検出器が必要となり、装置が大型化するとともに制御も複雑になるという問題がある。特に、交流電圧検出器および入力電流検出器は、直流電圧検出器と基準電位が異なるために、絶縁回路が必要となる。さらに、アクティブフィルタの回路定数は、入力側の回路定数に依存するため、汎用性がない。

【0009】

本発明は、検出器を増やすことなく、直流回路に接続される平滑コンデンサの小容量化が可能なコンバータを直流源とするインバータを備えてなる電力変換装置を小形化してパッケージ化することを課題とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0010】

まず、本発明のコンバータは、交流電力を直流電力に変換するブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子を有してなるコンバータ回路と、該コンバータ回路の直流側に並列接続された平滑コンデンサと、前記平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流を設定値に制御するためにコンデンサ回路に設けられた電流検出器と、複数の半導体スイッチ素子をPWM制御により、コンデンサ電流と該コンデンサ電流の設定値との差を低減するようなq軸電流指令値を生成してコンバータ回路の直流出力のq軸電流成分を制御するq軸電流制御手段を有する制御回路と、コンバータ回路の出力側の直流電流を検出する直流電流検出器とを備えてなるコンバータにおいて、制御回路は、コンバータ回路の出力側の直流電流と複数の半導体スイッチ素子の動作態様に基づいてコンバータ回路の入力側の交流電流を求める演算手段と、交流電流のq軸電流成分を求め、該求めたq軸電流成分によりq軸電流指令値を補正する補償手段とを有するものとする。

30

【0011】

すなわち、平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流を検出して、そのコンデンサ電流を設定値（例えば、零）に制御することにより、平滑コンデンサを小容量化することができ、コンバータを小形化できる。コンデンサ電流を設定値に制御するには、コンバータ回路を構成するブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子を制御すればよい。具体的には、コンデンサ電流と設定値との差を低減するようなq軸電流指令値を生成して、コンバータ回路の直流電流のq軸電流成分を制御するq軸電流制御手段を設けることにより実現できる。

40

【0012】

また、コンバータを制御するには、通常、入力側の交流電流の情報が必要であるが、コンバータ回路の交流入力電流を検出すると検出器の数が増加する。そこで、コンバータ（又はインバータ）の直流電流には、交流電流の情報が含まれていることに鑑み、コンバータ回路の直流電流を検出する直流電流検出器を設け、これにより検出した直流電流と複数の半導体スイッチ素子の動作態様に基づいて、コンバータ回路の入力側の交流電流を求める演算手段を設けることにより、検出器の数の増加を抑えることができる。

【0013】

50

また、入力側の交流電流の演算手段によって求められた交流電流に基づいて、交流電流のq軸電流成分を求め、この交流電流のq軸電流成分をフィードバックしてq軸電流制御手段のq軸電流指令値を補正する補償手段を設けることが好ましい。

【0014】

また、コンデンサの電流検出器と直流電流の電流検出器は、シャント抵抗を用いることができる。

【0015】

また、本発明のコンバータは、交流電力を直流電力に変換するブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子を有してなるコンバータ回路が形成された主回路基板と、前記複数の半導体スイッチ素子を制御する制御回路が形成された制御回路基板と、前記主回路基板を収納するとともに前記制御回路基板が重ねて連結されるパッケージとを備え、前記コンバータ回路の直流側に並列接続される平滑コンデンサ用の外部端子を前記パッケージの周縁部に設け、前記外部端子と前記コンバータ回路との間に電流検出器を設けてなるパッケージ型とすることが好ましい。これによれば、平滑コンデンサを小容量化することができ、コンバータ装置の全体を小形化できる。

【0016】

本発明の課題を解決するため、本発明のパッケージ型の電力変換装置は、ブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子をそれぞれ有する2組の電力変換回路が直流回路を介して接続された主回路基板と、前記直流回路に並列接続される平滑コンデンサと、前記2組の電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子を

PWM制御により、前記平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流と該コンデンサ電流の設定値との差を低減するようなq軸電流指令値を生成して前記電力変換回路の出力側の直流電流のq軸電流成分を制御するq軸電流制御手段を有する制御回路が形成された制御回路基板と、前記主回路基板を収納するとともに前記制御回路基板が重ねて連結されるパッケージとを備え、前記パッケージは、周縁部に、前記2組の電力変換回路にそれぞれ接続される2組の交流端子と、前記直流回路に並列接続される平滑コンデンサ用の外部端子と、前記制御回路に接続される外部端子とを備え、前記主回路基板は、前記平滑コンデンサ用の外部端子に流れる直流電流と前記各電力変換回路の直流電流とを検出する少なくとも2つの電流検出器を備えてなり、前記制御回路は、前記電力変換回路の出力側の直流電流と入力側の前記電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子の動作態様とに基づいて該電力変換回路の入力側の交流電流を求める演算手段と、前記交流電流のq軸電流成分を求め、該求めたq軸電流成分により前記q軸電流指令値を補正する補償手段とを有してなることを特徴とする。

【0017】

このように構成することにより、本発明のコンバータの効果を備えると共に、次に述べるように、検出器の数を増やすことなく、コンバータとインバータからなる電力変換装置を小形化することができる。つまり、2組の電力変換回路を結ぶ直流回路と平滑コンデンサとの接続部は、いわゆるY結線となっている。したがって、必ずしも平滑コンデンサに流れる直流電流と、2組の電力変換回路に流れる直流電流をそれぞれ検出する必要は無く、それらのうちの2つの電流を検出すれば、残りの1つの電流は計算により求めることができる。つまり、少なくとも2つの電流検出器により検出された2つの電流検出値に基づいて電流検出器が設けられていない部位の電流を求める電流演算手段を設ければよい。この電流演算手段は、マイクロコンピュータやDSP(Digital Signal Processor)などの演算手段により実現できる。なお、平滑コンデンサに流れるコンデンサ電流の検出器を設けないことも可能であり、この場合は、コンバータとインバータの直流電流の差分により、コンデンサ電流を算出する。

【0018】

特に、コンバータに相当する電力変換回路側には、平滑コンデンサから負荷側の全ての損失を含めた電力が入力されるため、インバータ側よりもコンバータ側の直流電流の方が

大きい。また、平滑コンデンサには、基本的には、電力変換回路のスイッチングリプル分しか流れないため、平滑コンデンサに流れる電流の絶対値は、2つの電力変換回路に比べ非常に小さい。このことから、インバータに相当する電力変換回路の直流電流と、平滑コンデンサのコンデンサ電流とを検出する2つの電流検出器を設けることが好ましい。これにより、電流検出器の損失分を減らすことができる。

【0019】

また、本発明のパッケージ型の電力変換装置において、制御回路は、コンデンサ電流を設定値に制御すべく、電力変換回路の一方、つまりコンバータに相当する電力変換回路の複数の半導体スイッチ素子を制御する。また、電流検出器は、それぞれシャント抵抗を用いて構成すれば、OPアンプなどの増幅器を用いることにより、簡単に電流情報を電気信号に変換できる。この場合、2つ乃至3つの電流検出器の一端を同一の電位に接続して構成することが好ましい。つまり、電流検出器の一端を、平滑コンデンサの負側（Nライン）を基準電位として共通に接続することにより、半導体スイッチ素子の配置や配線抵抗による各電流検出器の検出バラツキや、ノイズによる基準電位の変動の影響を受けない構成とすることができる。この構成は、シャント抵抗を用いた場合も、非接触型の電流センサを用いた場合も同様である。

10

【0020】

さらに、本発明のパッケージ型の電力変換装置において、制御回路は、前記少なくとも1つの電流検出器の検出電流に基づいて交流電源が接続された交流端子を判断する判定手段を備え、該判定手段の判断結果に基づいて交流電源に接続された電力変換回路をコンバータ運転とし、他方の電力変換回路をインバータ運転する構成にできる。つまり、電源を投入すると、平滑コンデンサには初期充電電流が流れるから、これを観測することにより、2組の電力変換回路が接続された外部端子のうち、どちら交流電源が接続されたかを判定できる。

20

【0021】

初期充電が終わってしまったときは、これに代えて、制御回路は、前記2組の電力変換回路の一方の下アームの半導体スイッチ素子をオンした後、前記2つの電流検出器の検出電流に基づいて交流電源が接続された交流端子を判断する判定手段を備え、該判定手段の判断結果に基づいて交流電源に接続された電力変換回路をコンバータ運転とし、他方の電力変換回路をインバータ運転する構成にできる。

30

【0022】

このように、本発明のパッケージ型の電力変換装置は、平滑コンデンサを中心にコンバータとインバータの構成を対称に配置できることから、交流電源をどちらの電力変換回路に接続しても動作可能である。そのため、電力変換装置の配置決めや、スペースに適した再配置などの自由度が飛躍的に向上する。

【0023】

本発明のパッケージ型の電力変換装置は、例えば、パッケージエアコン（空気調和機）などの圧縮機用電動機を駆動するシステムの1つの部品として組み込むことができる。

【発明の効果】

【0024】

本発明によれば、検出器を増やすことなく、直流回路に接続される平滑コンデンサの小容量化が可能なコンバータを実現することができる。

40

【0025】

また、本発明のコンバータを直流源とするインバータを備えてなる電力変換装置を小形化してパッケージ化することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0026】

以下、本発明を実施形態に基づいて説明する。

（実施形態1）

図1に、本発明に係るコンバータを用いて任意の周波数および電圧の交流電力を出力す

50

る電力変換装置の一実施の形態の基本構成図を示し、図2に図1の電力変換装置のパッケージの分解斜視図を示し、図3に図1の電力変換装置の詳細構成図を示す。また、図4に、図1の電力変換装置のコンバータ回路制御手段の詳細構成を示し、図6にインバータ回路制御手段の詳細構成を示す。

【0027】

図1に示すように、電力変換装置14は、パワー部9と制御部11に大きく分けて構成される。パワー部9は、コンバータ回路1と、コンバータ回路1の直流出力の両端に接続された平滑コンデンサ10と、コンバータ回路1の直流出力に接続されたインバータ回路2とを備えて構成される。コンバータ回路1は、リアクトル7を介して交流電源6に接続され、リアクトル7を介して入力される交流電力を直流電力に変換するようになっている。インバータ回路2は、平滑コンデンサ10を介してコンバータ回路1から供給される直流電力を交流電力に変換して、モータ8に供給するようになっている。

10

【0028】

また、コンバータ回路1とインバータ回路2を接続する直流回路の負側(Nライン)には、コンバータ回路1の直流側に流れる電流を検出する電流検出器3と、平滑コンデンサ10に流れる電流を検出する電流検出器4が設けられている。また、平滑コンデンサ10の直流電圧を検出する電圧検出器20が設けられている。一方、制御部11は、コンバータ回路1およびインバータ回路2を制御する制御回路を備えて構成されている。制御部11は、電流検出器3、4によって検出された電流情報に基づいてパルス信号12および13を生成して、コンバータ回路1およびインバータ回路2を駆動するようになっている。

20

【0029】

電力変換装置14は、図2の分解斜視図に示すように、パワー部9と制御部11を1つのモジュールに組み込んで一体に形成することができる。つまり、直流回路を介して接続されたコンバータ回路302およびインバータ回路303からなるパワー部9をアルミニウム製の主回路基板301に搭載し、この主回路基板301を矩形状に形成されたパッケージ300の凹部に収納して構成される。一方、パワー部9の複数の半導体スイッチ素子を制御するワンチップのマイクロコンピュータ16を有する制御部11をサブ基板17に搭載し、パッケージ300の一面に重ねて連結することによりパッケージ型の電力変換装置14が構成されている。マイクロコンピュータ16は、DSPを用いてもよい。

【0030】

パッケージ300は、周縁部に、コンバータ回路302に接続される交流端子305aと、インバータ回路303に接続される交流端子305cと、平滑コンデンサに接続される外部端子305bと、コンバータ回路302およびインバータ回路303を制御部11の制御回路に接続する外部端子群306とが設けられている。つまり、本実施形態では、平滑コンデンサを外付けの構成としている。また、サブ基板17には、上位制御装置などの外部の制御装置に接続されるコネクタ307が設けられている。また、主回路基板301には、平滑コンデンサ用の外部端子305bに流れる電流、およびコンバータ回路302の直流側に流れる電流を検出する2つの電流検出器304が設けられている。なお、後述するように、平滑コンデンサに流れる電流、コンバータ回路302の直流側に流れる電流、およびインバータ回路303の直流側に流れる電流を検出する電流検出器は、図1の直流回路から明らかのように、Nラインの直流回路と平滑コンデンサとの接続部は、いわゆるY結線となっているから、2つの電流検出器を設ければ、残りの1つの電流は計算により求めることができる。

30

40

【0031】

図2に示すように、本実施形態のパッケージ型の電力変換装置14は、半導体スイッチ素子を含むパワー系と、マイクロコンピュータ16などの制御系とを分離して配置し、制御系がパワー系から発生するノイズの影響を受けないようにしている。なお、主回路基板301上に実装する半導体スイッチ素子は、ベアチップに限らず、パッケージ品を実装することも可能である。また、パワー系の半導体スイッチ素子と制御系のマイクロコンピュータ16との間にシールド板などを配置することで、単一の主回路基板301上にパワー

50

系の半導体スイッチ素子などと共に、マイクロコンピュータ16などの制御系を実装することも可能である。また、電力変換装置14の容量を増減したい場合は、パワー部だけを変える等、部品の交換が容易に行えると共に、保守の容易性が向上する。

【0032】

ここで、図3に、図1に記載の電力変換装置14の各部の詳細構成を示す。図3に示すように、コンバータ回路1およびインバータ回路2は、ブリッジ接続された複数の半導体スイッチ素子としてIGBTを用いている。コンバータ回路1のIGBTは、それぞれR相、S相、T相の上下アームを構成するようになっている。そして、各相の上下アームの接続点がリアクトル7を介して交流電源6に接続されている。コンバータ回路1は、第1のPWMパルス信号12を第1のドライバ回路18で増幅し、増幅されたPWMパルス信号12a~12cを各相のIGBTに印加する。各IGBTは、このPWMパルス信号12a~12cに応じて、スイッチング動作を行う。コンバータ回路1は、このスイッチング動作に伴って、交流電力を直流電力に変換すると共に、入力電流の波形整形および直流電圧の昇圧を行うように構成されている。本実施形態では、交流入力電流の検出器は設けていないが、コンバータ回路1の直流側に流れる電流の経路上に接続された電流検出器3によって検出した直流電流と、R相、S相、T相の上下アームのIGBTの動作態様に基づいて交流入力電流を算出する。具体的な算出法については、後述する。なお、コンバータ回路1は、直流電力を交流電力に変換して交流電源6に戻す回生動作を行うことも可能である。

10

【0033】

平滑コンデンサ10は、コンバータ回路1から出力される直流電力を平滑する。平滑コンデンサ10に流れるコンデンサ電流は、電流検出器4によって検出される。

20

【0034】

インバータ回路2のIGBTも、コンバータ回路1と同様に、それぞれU相、V相、W相の上下アームを構成するようになり、各相の上下アームの接続点は、モータ8に接続されている。このモータ8は、例えば、ロータが永久磁石で構成され、このロータの周囲に交流磁界を形成するための巻線が複数個配置されている。インバータ回路2は、PWMパルス信号13をドライバ回路19で増幅し、増幅されたPWMパルス信号を各相のIGBTに印加する。各IGBTがスイッチング動作をすることに伴って、平滑コンデンサ10で平滑された直流電力を、指定の電圧および周波数の交流電力に変換し、変換した交流電力をモータ8に出力する。本実施形態では、モータ8に流れる交流電流の検出器は設けていないが、電流検出器3、4によって検出された電流に基づいて、インバータ回路2の直流側に流れる電流を求め、求めた電流とU相、V相、W相の上下アームのIGBTの動作態様とに基づいて交流電流を算出する。具体的な算出法については、後述する。

30

【0035】

制御回路11は、A/D(Analog to Digital)変換手段21、コンバータ回路制御手段22、インバータ回路制御手段23を含んで構成される。A/D変換手段21は、電流検出器3、4の信号をそれぞれ増幅するOPアンプなどの増幅器と、PWM信号12とPWM信号13のいずれかをアナログ値を取り込むタイミング信号として動作するA/D変換器を有して構成される。このA/D変換器は、サンプルホールド機能とA/D変換機能とを有し、制御回路11を構成する単一の半導体集積回路内に構成される。取り込んだアナログ値はデジタル値へ変換し、その値を、コンバータ回路制御手段22およびインバータ回路制御手段23に出力している。

40

【0036】

コンバータ回路制御手段22は、A/D変換手段21を介して、平滑コンデンサ10の両端電圧を検出する電圧検出器20により検出された直流電圧Edcと、電流検出器3によって検出されたコンバータ直流電流idc1と、電流検出器4によって検出されたコンデンサ電流icとを入力し、コンデンサ電流icを最小にすると共に、所定の直流電圧を発生するように、コンバータ回路1のドライバ回路18へPWM信号12を出力する。また、インバータ回路制御手段23は、A/D変換手段21を介して、電流検出器3によっ

50

て検出されたコンバータ直流電流 i_{dc1} と、電流検出器 4 によって検出されたコンデンサ電流 i_c とを入力し、インバータ直流電流 i_{dc2} を求め、指令に応じた周波数及び電圧の交流電力を出力するように、インバータ回路 2 のドライバ回路 19 へ PWM 信号 13 を出力する。また、コンバータ回路制御手段 22 とインバータ回路制御手段 23 間で、各種のデータをやり取り可能な構成となっており、これによってコンバータ回路 1 とインバータ回路 2 の協調制御が可能になっている。

【0037】

ここで、電流検出器 3、4 としてシャント抵抗を用いた場合は、それら 2 つのシャント抵抗の一端を平滑コンデンサ 10 接続された N ライン側に接続し、他端を A/D 変換手段 21 に入力する。これにより、外来ノイズ等により、基準電位に変動があった場合にも、2 つの電流検出器の相対関係が変化しないから、相対誤差を小さくすることができる。なお、電流検出器 3、4 は、シャント抵抗に限らず、CT (Current Transfer) やホール素子などを用いて構成することができる。この場合も、同一の電位を基準として電流検出を行う。

10

【0038】

図 4 に、本発明の特徴に係るコンバータを構成するコンバータ回路制御手段 22 の詳細構成を示す。コンバータ回路制御手段 22 は、電圧指令値を算出するループと、電源位相を推定するループとによって構成されている。

【0039】

電圧指令を算出するループは、コンバータ回路 1 のコンバータ直流電流 i_{dc1} を基に RST 相の 3 相交流電流を求める電流再現手段 100 と、直流電圧 E_{dc} と直流電圧指令値 E_{dc}^* との偏差をゼロに抑制するための電圧補償器 101 と、平滑コンデンサ 10 に流れるコンデンサ電流 i_c とコンデンサ電流指令値 i_c^* との偏差をゼロに抑制するための電流補償器 102 と、3 相交流電流を dq 変換により d1 軸電流および q1 軸電流へ変換する 3 / dq 変換器 103 と、電圧指令値 (V_{dc1}^* および V_{qc1}^*) を作成する電圧指令値作成器 104 とを含んで構成される。

20

【0040】

また、電源位相を推定するループは、3 / dq 変換器 103 の出力に基づいて 3 相交流電源の位相を推定する電源位相推定器 107 と、電源位相推定器 107 の推定による電源位相誤差 s と電源位相誤差指令値 s^* との偏差をゼロに抑制するための位相補償器 108 と、電源位相を算出する電源位相算出器 109 とを備えて構成されている。本図においては、コンデンサ電流指令値 i_c^* と、直流電圧指令値 E_{dc}^* と、電源位相誤差指令値 s^* と、電源角速度指令値 ω^* は、予め、コンバータ回路制御手段 22 内で与えられている構成としている。しかし、これに限らず、例えば、上位制御手段や、通信などによって、外部から与えられる構成としてもよい。

30

【0041】

このようにして電源位相算出器 109 により算出された電源位相 s^* に基づいて、電圧指令値作成器 104 から出力される d1 軸と q1 軸の電圧指令値 V_{dc1}^* および V_{qc1}^* を、dq / 3 変換器 105 により 3 相軸へ座標変換してパルス生成器 106 に入力する。パルス生成器 106 は、電圧指令値に基づいて PWM パルス信号 12 を生成して、ドライバ回路 18 に出力する。

40

【0042】

次に、コンバータ回路制御手段 22 の各部について説明する。電流検出器 4 によって検出されたコンデンサ電流 i_c は、A/D 変換手段 21 にてデジタル信号へ変換して入力される。コンデンサ電流 i_c は、減算器 111 においてコンデンサ電流指令 i_c^* と比較され、その差 i_c が電流補償器 102 に入力される。なお、コンデンサ電流指令 i_c^* は、通常、ゼロが与えられる。電流補償器 102 では、例えば、比例制御を行い、差 i_c をゼロに補償するための q1 軸電流成分の指令値を出力する。これにより、コンデンサ電流 i_c を最小に制御することができ、平滑コンデンサ 10 の容量低減が可能になる。

【0043】

50

一方、電圧検出器 20 によって検出された直流電圧 E_{dc} は、A/D 変換手段 21 にてデジタル信号に変換して入力される。入力された直流電圧 E_{dc} は、減算器 112 において直流電圧の指令値 E_{dc}^* と比較され、その差 E_{dc} が電圧補償器 101 へ入力される。電圧補償器 101 では、例えば、積分制御を行い、差 E_{dc} をゼロに補償するための q1 軸電流成分の指令値を出力する。これにより、直流電圧 E_{dc} は、所望の値に制御できる。電流補償器 102 および電圧補償器 101 の出力を加算することで、q1c 軸電流指令値 i_{q1c}^* が得られ、減算器 113 に入力される。

【0044】

この減算器 113 には、電流再現手段 100 により再現された交流入力電流に基づいて、3/dq 変換器 103 により変換された q1 軸電流 i_{q1c} が入力されている。これにより、減算器 113 から電流指令値 i_{q1c}^* と q1 軸電流 i_{q1c} の差が求められ、その差を q1 軸電流指令 i_{q1}^{**} として電圧指令値作成器 104 に入力される。

10

【0045】

ここで、電流再現手段 100 について説明する。電流再現手段 100 には、電流検出器 3 によって検出され、A/D 変換手段 21 にてデジタル信号へ変換されたコンバータ直流電流 i_{dc1} が入力される。電流再現手段 100 は、入力されるコンバータ直流電流 i_{dc1} と、コンバータ回路 1 の IGBT の動作態様を表す PWM パルス信号 12 とに基づいて、図 5 に示すように、交流入力電流を再現するようになっている。すなわち、同図に示すように、電流検出器 3 で検出されるコンバータ直流電流 i_{dc1} は、各相の IGBT のスイッチングの状態に応じて変化する。ここで、図 5 には、基準三角波 121、3 相電圧指令信号 120、各相の PWM パルス信号 12 と、各相の入力電流 123 a ~ d と、電流検出器 3 に流れる直流電流 i_{dc1} を示している。図において、各相 IGBT の駆動信号 123 a ~ c は、High レベルの時に各相の上アームをオンしており、Low レベルの時に各相の下アームをオンしているということを意味する。本図においては、説明のためデッドタイムを設けていないが、実際には、各相の上下アームが短絡しないよう、デッドタイムが設けられている。

20

【0046】

図 5 において、T 相のみ下アームがオンとなっていて、R 相と S 相の上アームがオンしている区間 A および D において、逆極性の T 相入力電流を観測することができる。また、S 相と T 相の下アームがオンして、R 相のみ上アームがオンしている区間 B および C においては、同極性の R 相入力電流を観測することができる。このように、それぞれの区間のコンバータ直流電流を観測し、各区間のコンバータ直流電流 i_{dc1} を組み合わせることで、3 相交流の入力電流を再現することができる。

30

【0047】

再現された入力電流は、3/dq 変換器 103 へ入力される。3/dq 変換器 103 は、入力電流として再現された 3 相交流電流を電源位相 s^* に従って、d1 軸電流および q1 軸電流に座標変換し、座標変換された d1c 軸電流 i_{d1c} および q1c 軸電流 i_{q1c} を出力する。d1c 軸電流 i_{d1c} は、減算器 114 で d1c 軸電流指令 i_{d1c}^* と差分を取り、d1 軸電流指令 i_{d1}^{**} を得て、電圧指令値作成器 104 に入力される。

40

【0048】

電圧指令値作成器 104 では、d1 軸電流指令 i_{d1}^{**} と、q1 軸電流指令 i_{q1}^* と、予め与えられる電源角速度指令値 s^* を基に、次の式 1 に従って、ベクトル演算を行い、d1 軸電圧指令値 V_{d1}^* および q1 軸電圧指令値 V_{q1}^* を dq/3 変換器 105 と電源位相推定器 107 に出力する。

【0049】

(式 1)

$$V_{d1}^* = R_{1c} \times i_{d1}^{**} - s^* \times L_{q1} \times i_{q1}^{**}$$

$$V_{q1}^* = R_{1c} \times i_{q1}^{**} + s^* \times L_{d1} \times i_{d1}^{**} + s^* K_a$$

ここで、 R_{1c} はリアクトル 7 の巻線抵抗値、 L_{d1} はリアクトル 7 の d1 軸のインダク

50

タンス、 L_{q1} は $q1$ 軸のインダクタンス、 K_a は電源相電圧である。

【0050】

$dq/3$ 変換器105では、 $d1$ 軸電圧指令値 V_{d1}^* および $q1$ 軸電圧指令値 V_{q1}^* を3相電圧指令信号120に座標変換する。パルス生成器106は、3相電圧指令信号120を基に、コンバータ回路1の各相のIGBTを駆動するPWMパルス信号12を生成する。

【0051】

一方、電源位相推定器107は、 $3/dq$ 変換器103から出力される $d1c$ 軸電流 i_{dc1} と、 $q1c$ 軸電流 i_{qc1} と、電圧指令値作成器104から出力される $d1$ 軸電圧指令値 V_{d1}^* と $q1$ 軸電圧指令値 V_{q1}^* とを用いて、交流電源6の電源位相 s と、コンバータ回路制御手段22が有する現在の交流電源位相 s_c との誤差 s_c を $d1$ 軸からのズレ分として算出する。誤差 s_c は、電源位相誤差指令値 s^* から減算され、この差分を、位相補償器108において比例積分制御を行うことで、角速度誤差 s_c が得られる。さらに、位相補償器108から出力される角速度誤差 s_c と電源角速度指令値 s^* との和を求め、電源位相算出器109において積分することで、電源位相 s を推定することができる。この推定による電源位相 s は、 $3/dq$ 変換器103と、電圧指令値作成器104に入力され、それぞれの演算で用いられる。

【0052】

このように、コンバータ回路制御手段22においては、交流電源6の電源位相 s とコンバータ回路制御手段22が有する電源位相 s_c との誤差 s_c を算出し、算出した電源位相誤差 s_c がゼロになるように、電源位相指令値 s^* をPLL(Phase Locked Loop)法を用いて補正し、電源位相 s_c を推定する。なお、この補正は、電源角速度指令値 s^* に角速度誤差 s とを加算することで行っている。

【0053】

他方、インバータ回路制御手段23は、図6に示すように、インバータ回路2のインバータ直流電流 i_{dc2} が入力されている。このインバータ直流電流 i_{dc2} は、電流検出器3、4により検出されたコンバータ直流電流 i_{dc1} とコンデンサ電流 i_c との差として、次式2により求められる。この演算は、A/D変換手段21のA/D変換前またはA/D変換後のいずれにおいても演算することができる。このようにして、本実施形態では、電流検出器を1つ減らすことができる。特に、平滑コンデンサ10には、基本的には、電力変換回路のスイッチングリプル分しか流れないため、インバータ直流電流 i_{dc2} を直接検出する電流検出器を設け場合に比べて、電流検出時の損失分が小さいから、高効率化できる。

【0054】

(式2)

$$i_{dc2} = i_{dc1} - i_c$$

インバータ回路制御手段23は、入力されるインバータ直流電流 i_{dc2} を基にUVW相の3相交流電流を求める電流再現手段200と、3相交流電流を dq 変換により $d2q2$ 軸電流へ変換する $3/dq$ 変換器201と、電圧指令値(V_{d2c}^* および V_{q2c}^*)作成器203と、 $d2q2$ 軸を3相軸へ座標変換する $dq/3$ 変換器204と、PWMパルス信号13を生成するパルス生成器205と、磁極位置推定器206と、磁極位置推定器206の推定による磁極位置誤差 c と磁極位置誤差指令値 c^* (=0)との偏差をゼロに抑制するための磁極位置補償器207と、磁極位置を算出する磁極位置算出器208とを備えて構成されている。基本的な構成は、コンバータ回路制御手段22と同じく、電圧指令値を算出するループと、磁極位置を推定するループとによって構成されている。

【0055】

まず、電圧指令値を算出するループについて説明する。電流再現手段200には、インバータ直流電流 i_{dc2} が入力され、UVW相の3相交流電流を再現する。再現する方法については、図5を用いて説明したように、W相のみ下アームがオンとなっていて、U相

10

20

30

40

50

とV相の上アームがオンしている区間において、逆極性のW相入力電流を観測することができる。また、V相とW相の下アームがオンしていて、U相のみ上アームがオンしている区間においては、同極性のU相入力電流を観測することができる。再現した3相交流電流は、 dq 変換器201にて、 d 軸電流(i_{d2c} および i_{q2c})へ座標変換される。座標変換して得られた q 軸電流 i_{q2c} をローパスフィルタ202にてフィルタ処理をすることで、 q 軸電流指令値 i_{q2}^* を得る。電圧指令値作成器203では、 d 軸電流指令 i_{d2}^* と、 q 軸電流指令 i_{q2}^* と、角速度指令値 ω^* を基に、次の式3に従って、ベクトル演算を行い、 d 軸電圧指令値 V_{d2}^* および q 軸電圧指令値 V_{q2}^* を $dq/3$ 変換器204と磁極位置推定器206に出力する。

【0056】

(式3)

$$V_{d2}^* = R_{1i} \times i_{d2}^{**} - i^* \times L_{q2} \times i_{q2}^*$$

$$V_{q1}^* = R_{1i} \times i_{q2}^{**} + i^* \times L_{d2} \times i_{d2}^{**} + i^* \times K_e$$

ここで、 R_{1i} は、モータ8の巻線抵抗値、 L_{d2} は d 軸のインダクタンス、 L_{q2} は q 軸のインダクタンス、 K_e は発電定数である。

【0057】

$dq/3$ 変換器204では、 d 軸電圧指令値 V_{d2}^* および q 軸電圧指令値 V_{q2}^* を3相インバータ電圧指令信号220に座標変換する。この3相インバータ電圧指令信号220を基に、パルス生成器205にて各相のIGBTを駆動するPWMパルス信号13を生成する。磁極位置を推定するループについては、コンバータ回路制御手段22における電源位相推定ループと構成と変わり無く、制御定数のみ変更している。

【0058】

コンバータ回路1とインバータ回路2の協調運転の一例としては、直流電圧指令 E_{dc}^* の享受がある。インバータ回路制御手段23内の電圧指令値作成器203より、インバータ回路2が要求する直流電圧 E_{dc} を簡単に算出できる。そこで、電圧指令値作成器203より算出した直流電圧 E_{dc} をコンバータ回路制御手段22に情報伝達し、コンバータ回路制御手段22内の直流電圧指令値 E_{dc}^* を変化させることで、負荷が重たい時には直流電圧指令値 E_{dc}^* を大きく、負荷が軽い時には直流電圧指令値 E_{dc}^* を小さくすることで、コンバータ回路1とインバータ回路2とモータ8を含めたシステムでの効率が向上し、省エネ化を実現できる。

【0059】

なお、本実施形態では、本発明の特徴部であるコンバータを用いて電動機駆動に用いる電力変換装置を構成した例について説明した。しかし、本発明はこれに限らず、インバータを組み込まずに、コンバータ単体の電力変換装置を構成することができる。また、コンバータ部のみをパッケージ化することも可能である。

(実施形態2)

本発明の電力変換装置の他の実施形態を図7に示す。本実施形態が図1の実施形態と異なる点は、コンバータ回路1のコンバータ直流電流 i_{dc1} を検出する電流検出器3と、平滑コンデンサ10に流れるコンデンサ電流 i_c を検出する電流検出器4に加えて、インバータ回路2のインバータ直流電流 i_{dc2} を直接検出する電流検出器5を設けたことにある。本実施形態によれば、図1の実施形態に比べて、コンバータ直流電流 i_{dc1} とコンデンサ電流 i_c に基づいてインバータ直流電流 i_{dc2} を求める式2の演算を省略できる。

(実施形態3)

本発明の電力変換装置の他の実施形態を図8に示す。本実施形態が図1の実施形態と異なる点は、平滑コンデンサ10に流れるコンデンサ電流 i_c を検出する電流検出器4に代えて、インバータ回路2のインバータ直流電流 i_{dc2} を直接検出する電流検出器5を設けたことにある。したがって、平滑コンデンサ10に流れるコンデンサ電流 i_c は、コンバータ直流電流 i_{dc1} とインバータ直流電流 i_{dc2} から式4により算出する。

【0060】

10

20

30

40

50

(式4)

$$i_c = i_{dc1} - i_{dc2}$$

本実施形態によれば、電力変換装置9は、平滑コンデンサ10を中心として対称の構成となるのが特徴である。そのため、コンバータ回路1とインバータ回路2の機能を入れ替えることができるから、コンバータ回路1とインバータ回路2のどちらに電源を接続しても、コンバータ回路1とインバータ回路2の制御手段22、23の機能を入れ替えることにより、所望の動作をさせることができる。

【0061】

しかし、どちらに電源が接続されているかを通常の運転前に判定する必要がある。判定方法の一例について、以下、説明する。なお、以下の説明においては、図8におけるコンバータ回路1の交流側に交流電源を接続し、インバータ回路2の交流側に交流負荷を接続した場合についての説明である。

【0062】

まず、電源投入直後の判定方法の一例について、図9を用いて説明する。図9には、電源投入信号50と、コンバータの直流電流 i_{dc1} の波形51と、コンデンサ電流 i_c の波形52と、インバータ直流電流 i_{dc2} の波形53とを示してある。電源投入信号50に従って、電力変換装置14が電源に接続された際、平滑コンデンサ10には初期充電電流が流れる。この初期充電電流は、交流電源6リアクトル7いずれかの相の上アームの半導体スイッチ素子に逆並列に接続されているダイオード平滑コンデンサ10いずれかの相の下アームの半導体スイッチ素子に逆並列に接続されているダイオードリアクトル7交流電源6のループで流れる。そこで、電源投入タイミング54の後に、電流検出タイミング55の時刻で電流検出を行うと、電流検出器3および4では、図9に示したような電流51および52が検出できる。つまり、電流検出器3、4のどちらで電流検出できたかを判定することによって、コンバータ回路1とインバータ回路2のどちらに電源が接続されているか判定することができる。

【0063】

一方、平滑コンデンサ10がすでに充電されている場合は、図9の方法では判定できない。この場合の判定方法の一例について、図10～図12を用いて説明する。図10には、コンバータ回路1の下アームのオン信号70と、コンバータの直流電流 i_{dc1} の波形71と、コンデンサ電流 i_c の波形72と、インバータの直流電流 i_{dc2} の波形73とを示してある。コンバータ回路1の下アームのオン信号70は、RST各相の下アーム半導体スイッチ素子を駆動する信号であり、Highレベルの時に半導体スイッチ素子をオンする。つまり、図10のオン期間74の期間は、コンバータ回路1の全ての相の下アームがオンすることになる。この時、例えば、R相電圧が正の電圧で一番高く、S相およびT相が負の電圧である場合、図11に実線で示した様に、交流電源6R相のリアクトル91R相の下アームの半導体スイッチ素子SおよびT相の下アームの半導体スイッチ素子SおよびT相のリアクトル92および93交流電源6のループで電流が流れる。この電流によってリアクトル7にエネルギーが蓄積される。その後、RST相の下アームの半導体スイッチ素子をオフすると、リアクトル7に蓄えられたエネルギーは、図12に示したように、交流電源6R相のリアクトル91R相の上アームの半導体スイッチ素子81(逆並列のダイオード)平滑コンデンサ10SおよびT相の下アームの半導体スイッチ素子SおよびT相のリアクトル92および93交流電源6のループで電流が流れて、平滑コンデンサ10に移動する。この電流は、図10のコンバータ直流電流(i_{dc1})71とコンデンサ電流(i_c)72の様に、オン期間74の後に流れる。もし、コンバータ回路1に、交流電源6でなく、交流負荷がつながっている場合には、RST相の下アームの半導体スイッチ素子をオンオフしても電流は流れない。そのため、オン期間74の後に、電流検出タイミング75の時刻で電流検出を行い、どちらに電源が接続されているか判定することができる。

【0064】

コンバータ回路1の全相の下アームをオンした際、各相のリアクトル91～93に流れ

10

20

30

40

50

る電流の向きは、下アームをオンした時の交流電源 6 の位相に依存するが、いずれの時に下アームをオンしても、リアクトル 7 を介して交流電源 6 を短絡してリアクトル 7 にエネルギーが蓄積され、そのエネルギーの移動のために平滑コンデンサ 10 とコンバータ直流電流 i_{dc} が流れることになるため、下アームのオン期間 74 のタイミングは、特に規定する必要が無い。

【0065】

このように、本実施形態を用いれば、どちらに交流電源 6 が接続されているかを判定し、判定の後は、コンバータ回路制御手段 22 およびインバータ回路制御手段 23 の入出力関係を切り替えることによって、どちらに電源が接続されていても運転をすることが可能になる。つまり、誤って電力変換装置 9 の入出力配線を間違えたとしても、動作可能である。これによって、配線の自由度を増すだけでなく、本発明の電力変換装置 9 を用いてパッケージエアコンなどの圧縮機駆動システムに適用した場合、すでにパッケージエアコンの室外ユニットに設置されている電力変換装置を取り替える場合に、配線の取り回しなどを変える必要が無くなる。特に、保守性を高めるのに非常に効果的である。

10

(実施形態 4)

本発明の電力変換装置の他の実施形態を図 13 に示す。本実施形態が図 1 の実施形態と異なる点は、コンバータ直流電流 i_{dc1} を検出する電流検出器 3 に代えて、インバータ回路 2 のインバータ直流電流 i_{dc2} を直接検出する電流検出器 5 を設けたことにある。したがって、コンバータ直流電流 i_{dc1} は、平滑コンデンサ 10 に流れるコンデンサ電流 i_c とインバータ直流電流 i_{dc2} から式 5 により算出する。

20

【0066】

(式 5)

$$i_{dc1} = i_c + i_{dc2}$$

本実施形態によれば、コンバータ側には、平滑コンデンサ 10 と、インバータ回路 2 と、モータ 8 などを含めた全ての損失を含めた電力が入力されるため、インバータ側よりもコンバータ直流電流 i_{dc1} の方が大きい。また、平滑コンデンサ 10 には、基本的には、電力変換回路のスイッチングリプル分しか流れないため、平滑コンデンサ 10 に流れる電流の絶対値は、2つの電力変換回路に比べ非常に小さい。このことから、本実施例で示した構成とすることで、コンバータ側の直流電流検出器の損失分を減らすことができ、他の実施例に比べ効率向上が可能である。

30

(実施形態 5)

図 14 に、本発明の電力変換装置 14 を空気調和機の圧縮機駆動に適用した室外機 500 の模式図を示す。パッケージ化された電力変換装置 501 は、圧縮機 503 と配線 502 により接続されており、圧縮機 503 内のモータを駆動して冷媒を圧縮する。圧縮された高圧の冷媒は、配管 504 を通って熱交換器 505 を通り熱を放出する。本図には示していないが、室外機 500 と対になる室内機がある。冷媒は、室内機の熱交換器では低圧となり熱を吸収し圧縮機 503 へと戻ってくる。なお、冷房動作と、暖房動作では、冷媒の流れが逆になり、室内機の熱交換器で熱を放出する。電力変換装置 14 をパッケージ化したことにより、故障時のメンテナンスが容易になる。

40

【図面の簡単な説明】

【0067】

【図 1】本発明に係るコンバータを用いた電力変換装置の一実施の形態の基本構成図を示す。

【図 2】図 1 の電力変換装置のパッケージの分解斜視図を示す。

【図 3】図 1 の電力変換装置の詳細構成図を示す。

【図 4】図 1 の電力変換装置のコンバータ回路制御手段の詳細構成を示す。

【図 5】図 4 の交流電流再現手段の動作を説明する図である。

【図 6】図 1 の電力変換装置のインバータ回路制御手段の詳細構成を示す。

【図 7】本発明の他の実施形態の電力変換装置の詳細構成図を示す。

【図 8】本発明の他の実施形態の電力変換装置の詳細構成図を示す。

50

【図9】図8の実施形態における電源が接続された端子を判定する方法の一例を説明する図である。

【図10】図8の実施形態における電源が接続された端子を判定する方法の他の一例を説明する図である。

【図11】図10の判定方法の動作を説明する図である。

【図12】図10の判定方法の動作を説明する図である。

【図13】本発明の他の実施形態の電力変換装置の詳細構成図を示す。

【図14】本発明の電力変換装置を空気調和機の圧縮機駆動に適用した一実施の形態の室外機の模式図を示す。

【符号の説明】

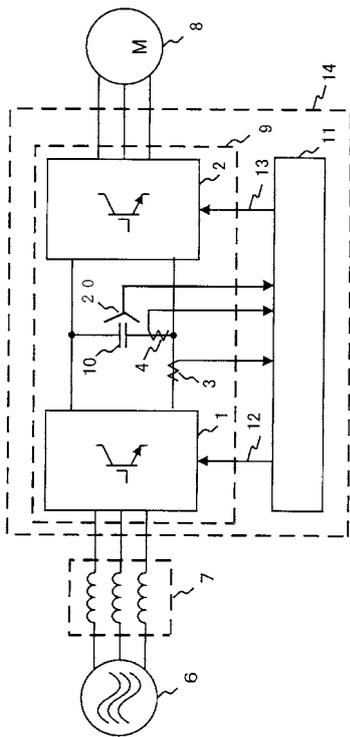
10

【0068】

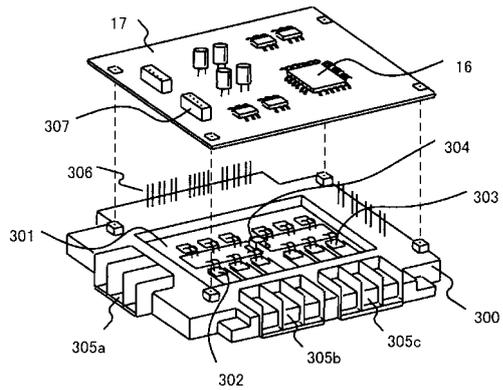
- 1 コンバータ回路
- 2 インバータ回路
- 3、4、5 電流検出器
- 6 交流電源
- 7 平滑リアクトル
- 8 モータ
- 10 平滑コンデンサ
- 11 制御部
- 18、19 ドライバ回路
- 21 A/D変換手段
- 22 コンバータ回路制御手段
- 23 インバータ回路制御手段

20

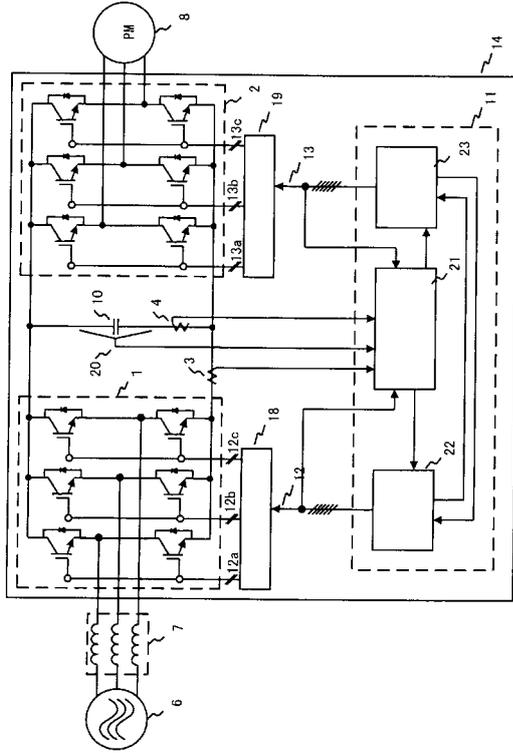
【図1】



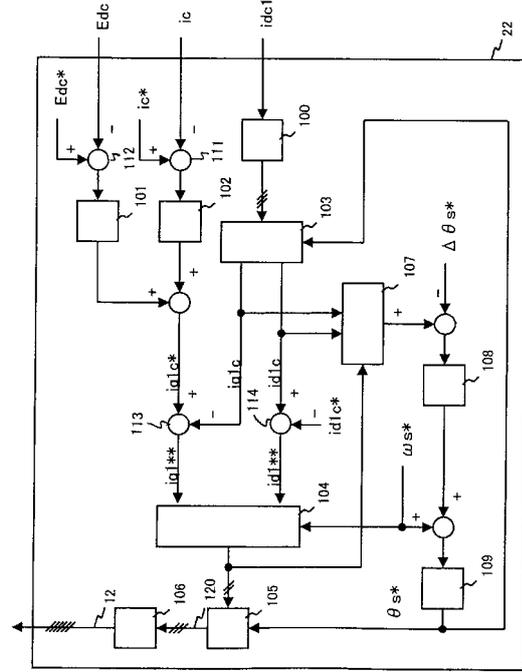
【図2】



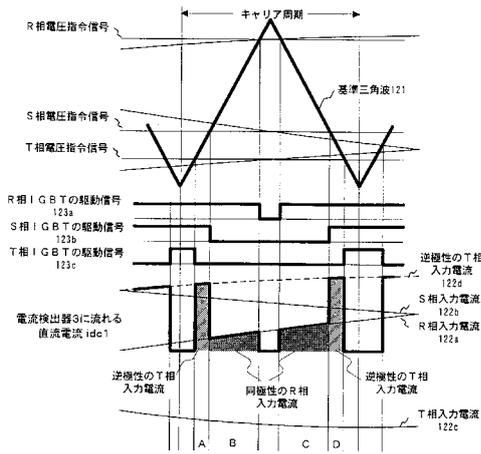
【図3】



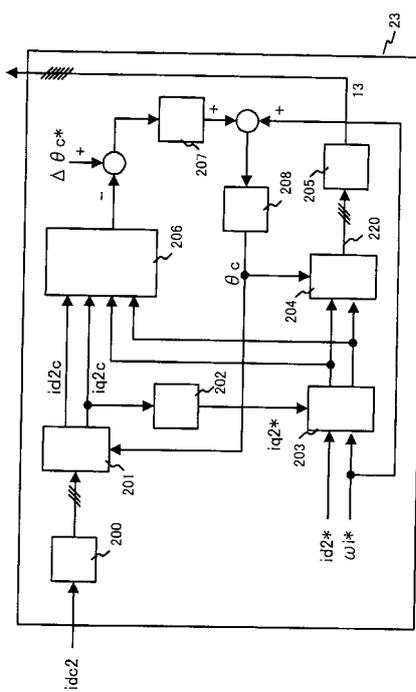
【図4】



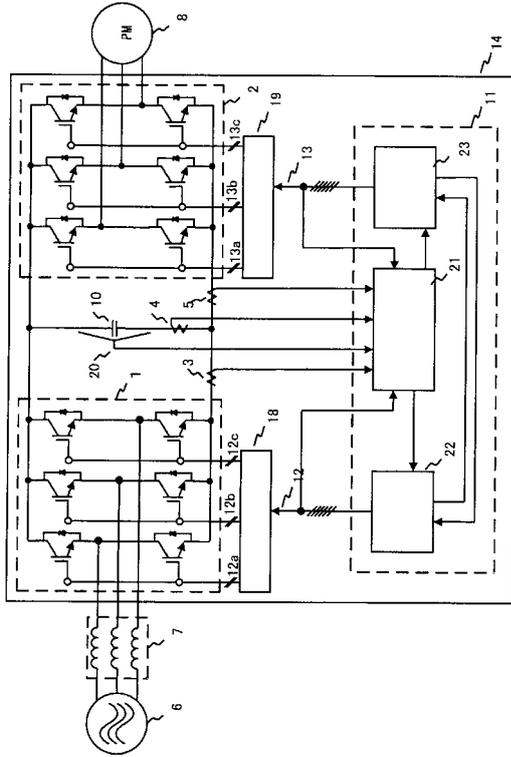
【図5】



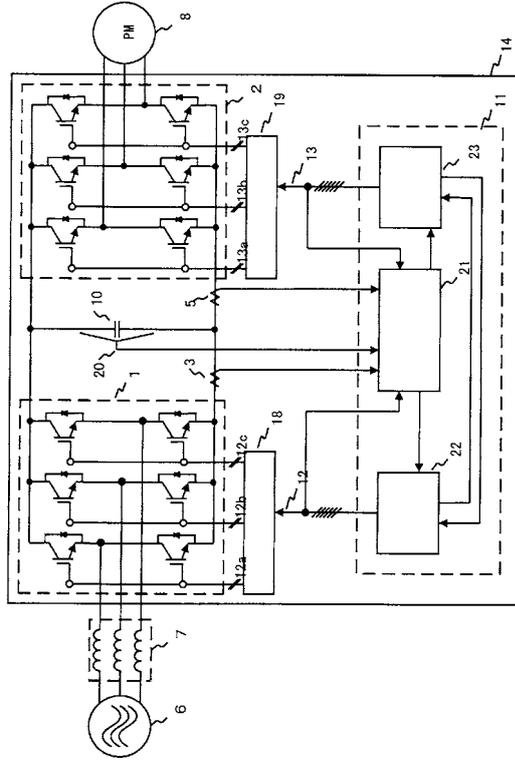
【図6】



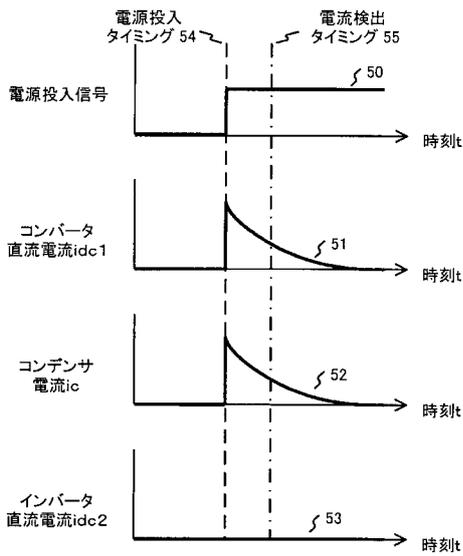
【図7】



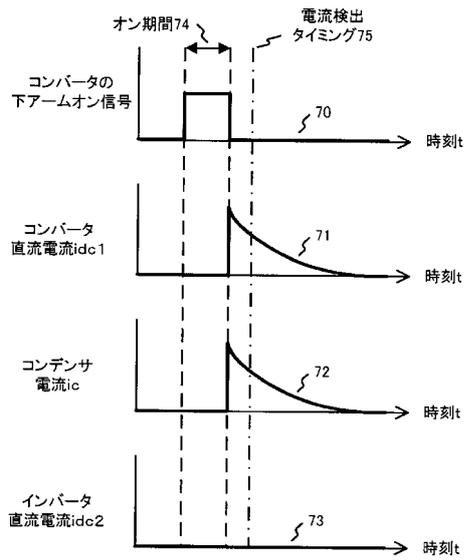
【図8】



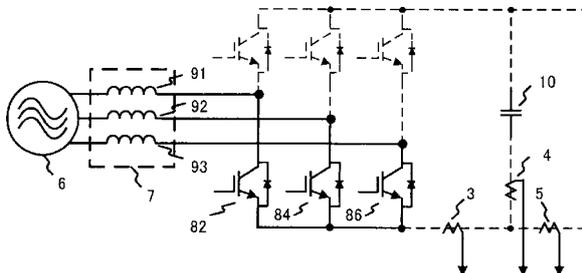
【図9】



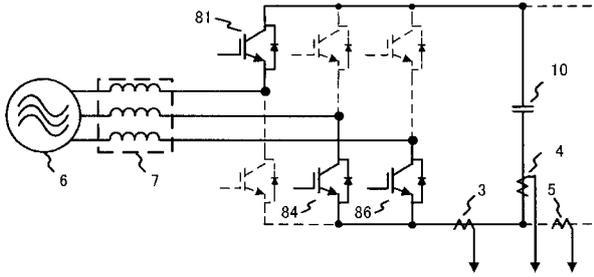
【図10】



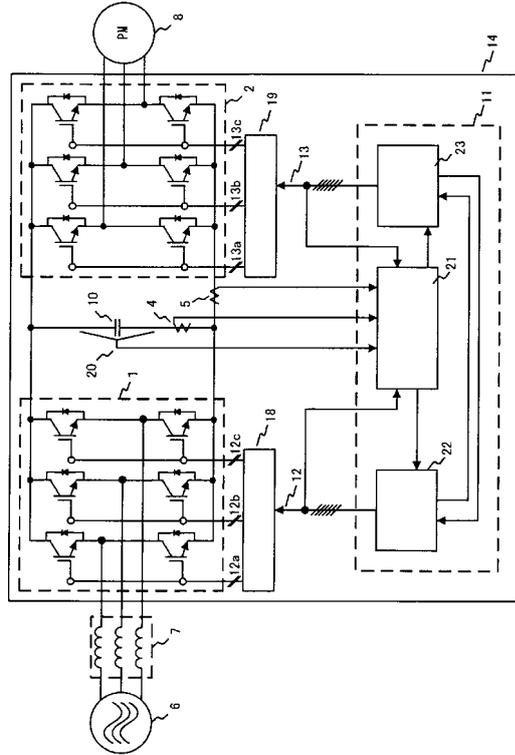
【図11】



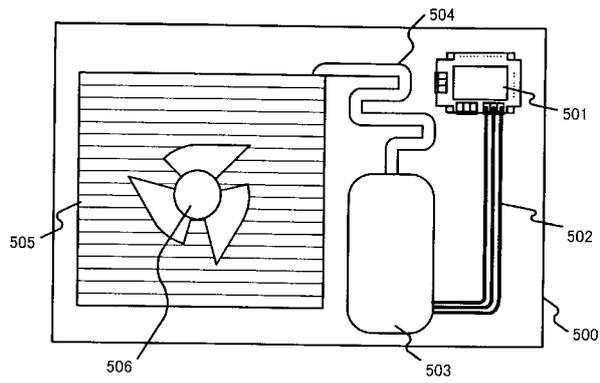
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 遠藤 常博
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
内 株式会社日立製作所 日立研究所
- (72)発明者 能登原 保夫
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
内 株式会社日立製作所 日立研究所
- (72)発明者 栗田 佳明
静岡県静岡市清水村松390番地
生産本体内 株式会社日立空調システム 清水
- (72)発明者 安藤 達夫
静岡県静岡市清水村松390番地
生産本体内 株式会社日立空調システム 清水
- (72)発明者 田中 主税
茨城県日立市幸町三丁目1番1号
内 株式会社日立製作所 日立事業所

審査官 服部 俊樹

- (56)参考文献 特開平06-261550(JP,A)
特開平11-235051(JP,A)
特開2003-289671(JP,A)
特開2003-143874(JP,A)
特開2002-315343(JP,A)
特開平08-266059(JP,A)
特開平04-121065(JP,A)
特開昭62-178175(JP,A)
特開2003-102177(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/12

H02M 7/48