

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2007-82399

(P2007-82399A)

(43) 公開日 平成19年3月29日(2007.3.29)

| | | |
|----------------------|--------------|-------------|
| (51) Int. Cl. | F I | テーマコード (参考) |
| HO2P 27/16 (2006.01) | HO2P 7/632 C | 5H505 |
| HO2M 5/257 (2006.01) | HO2M 5/257 B | 5H750 |

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 15 頁)

| | | | |
|--------------|-------------------------------------|----------|---|
| (21) 出願番号 | 特願2006-342385 (P2006-342385) | (71) 出願人 | 000006622 株式会社安川電機 |
| (22) 出願日 | 平成18年12月20日 (2006.12.20) | | |
| (62) 分割の表示 | 特願2004-294755 (P2004-294755) の分割 | (72) 発明者 | 沢 俊裕 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内 |
| 原出願日 | 平成8年9月4日 (1996.9.4) | | |
| (31) 優先権主張番号 | 特願平7-231794 | (72) 発明者 | 久米 常生 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内 |
| (32) 優先日 | 平成7年9月8日 (1995.9.8) | | |
| (33) 優先権主張国 | 日本国 (JP) | (72) 発明者 | 平野 孝一 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号 株式会社安川電機内 |
| | | Fターム(参考) | 5H505 BB03 BB05 CC05 DD03 EE49 HA10 HB04 |

最終頁に続く

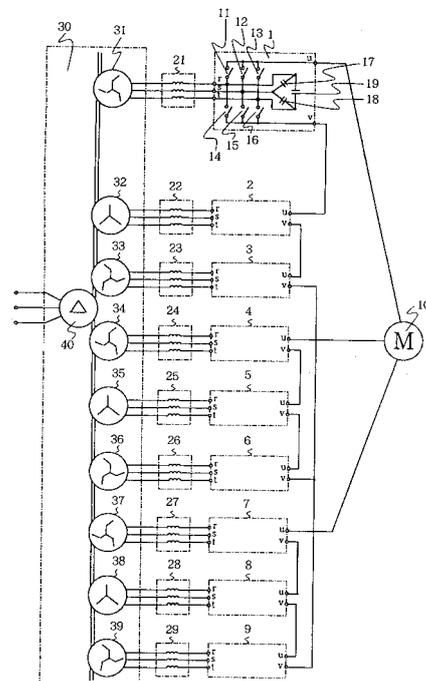
(54) 【発明の名称】 直列多重3相PWMサイクロコンバータ

(57) 【要約】

【課題】従来の高圧出力インバータは省エネ、省資源、小型化、電圧電流波形歪み抑制などの課題や、故障時に健全な部分で運転するなどの冗長度向上の課題に対応できない。

【解決手段】単相出力PWMサイクロコンバータ(1~9)を直列接続して構成した直列多重3相PWMサイクロコンバータを使用し、前記サイクロコンバータがどれか故障した際には、故障したサイクロコンバータの単相交流端子間を短絡し、故障したサイクロコンバータとは直列接続上同位置にある他の2相のサイクロコンバータについては、3相電源入力端子(r、s、t)の各相ごとに接続された各2個の双方向スイッチからなる3組の双方向スイッチを順次等時間間隔で導通させ、運転する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

高圧交流電動機を可変速駆動する電力変換装置において、前記電力変換装置は 1 組の 1 次巻線と $3 \times n$ 組の 2 次巻線を持った 1 個の 3 相トランス、前記 2 次巻線とそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の 3 相リアクトル、および前記 3 相リアクトルとそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータとを備え、前記 3 相トランスの前記 1 次巻線は外部の交流電源と接続し、前記 2 次巻線は直列に接続される前記 3 相リアクトルおよび前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めて n 組を 1 ユニットとする 3 ユニットに編成され、各ユニット内の前記 2 次巻線の n 組の間の電気角がお互いに $(60^\circ \div k)$ (ただし $1 \leq k \leq n$) づつ位相が異なり、かつ前記 3 ユニットの同じ位相の電気角を有する 2 次巻線が互いに対応して、かつ各ユニットにおいて直列に接続される前記 3 相リアクトルおよび前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めた n 個のグループを構成するように接続され、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータは、双方向に電流を流せ、かつ自己導通、自己遮断が可能で、パルス幅変調制御される 6 個の双方向半導体スイッチと、3 個のフィルタコンデンサと、前記 3 相リアクトルと接続する 3 相交流端子と、外部に接続する単相交流端子とを有し、6 個の前記双方向半導体スイッチは前記 3 相交流端子と前記単相交流端子にそれぞれ 3 相ブリッジ回路に接続され、フィルタコンデンサは 3 相交流端子にデルタ、またはスター接続され、前記双方向半導体スイッチは、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じ前記ユニットでは同位相になり、3 組の前記ユニット間では基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 異なる位相となるように制御し、同一の前記ユニット内の三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子は直列に接続され、両端の何れかの端子は、3 組の前記ユニット間でスター接続され、他の 3 個の端子は駆動対象である外部の前記高圧交流電動機の 3 個の入力端子に接続される、ことを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

10

20

【請求項 2】

高圧交流電動機を可変速駆動する電力変換装置において、前記電力変換装置は 1 組の 1 次巻線と $3 \times j$ ($j = n / m$) 組の 2 次巻線を持った m 個 ($1 \leq m \leq n$) の 3 相トランス、前記 2 次巻線とそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の 3 相リアクトル、および前記 3 相リアクトルとそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータとを備え、前記 3 相トランスの前記 1 次巻線は外部の交流電源と接続し、前記 2 次巻線は直列に接続される前記 3 相リアクトルおよび前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めて n 組を 1 ユニットとする 3 ユニットに編成され、各ユニット内の前記 2 次巻線の n 組の間の電気角がお互いに $(60^\circ \div k)$ (ただし $1 \leq k \leq n$) づつ位相が異なり、かつ前記 3 ユニットの同じ位相の電気角を有する 2 次巻線が互いに対応して、かつ各ユニットにおいて直列に接続される前記 3 相リアクトルおよび前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めた n 個のグループを構成するように接続され、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータは、双方向に電流を流せ、かつ自己導通、自己遮断が可能で、パルス幅変調制御される 6 個の双方向半導体スイッチと、3 個のフィルタコンデンサと、前記 3 相リアクトルと接続する 3 相交流端子と、外部に接続する単相交流端子とを有し、6 個の前記双方向半導体スイッチは前記 3 相交流端子と前記単相交流端子にそれぞれ 3 相ブリッジ回路に接続され、フィルタコンデンサは 3 相交流端子にデルタ、またはスター接続され、前記双方向半導体スイッチは、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じ前記ユニットでは同位相になり、3 組の前記ユニット間では基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 異なる位相となるように制御し、同一の前記ユニット内の三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子は直列に接続され、両端の何れかの端子は、3 組の前記ユニット間でスター接続され、他の 3 個の端子は駆動対象である外部の前記高圧交流電動機の 3 個の入力端子に接続される、ことを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

30

40

50

【請求項 3】

請求項 1 に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置において、前記 3 相交流リアクトルに代えて、前記 3 相トランスの前記 2 次巻線の漏れインダクタンスを使用する手段を有することを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 2 に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置において、前記 3 相交流リアクトルに代えて、前記 3 相トランスの前記 2 次巻線の漏れインダクタンスを使用する手段を有することを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

10

【請求項 5】

請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置において、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記双方向半導体スイッチは、自己遮断能力のある半導体素子と、該半導体素子に流通方向が逆になるように逆並列に接続されたダイオードとからなる半導体スイッチが、2 組逆極性に直列接続されて形成されていることを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置において、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記双方向半導体スイッチは、自己遮断能力のある半導体素子と、該半導体素子に流通方向が同方向になるように直列接続されたダイオードとからなる半導体スイッチが、2 組逆極性に並列接続されて形成されていることを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

20

【請求項 7】

請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置において、前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記双方向半導体スイッチは、単相ブリッジに接続された 4 個のダイオードの 2 つの直流端子に、自己遮断能力のある半導体素子が流通方向が同方向になるように接続され、前記単相ブリッジの 2 つの交流端子を入出力端子として形成されていることを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置。

30

【請求項 8】

高圧の交流電動機を可変速駆動する電力変換方法において、請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を使用し、前記双方向半導体スイッチを前記三相 / 単相パルス幅変調サイクロコンバータの前記単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じ前記ユニットでは同位相になり、3 組の前記ユニット間では基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 異なる位相となるようにパルス幅変調方式にて制御して、前記高圧交流電動機を可変速駆動することを特徴とする多重 3 相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換方法。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】

【0001】

本発明は高圧の交流電動機を可変速駆動する電力変換装置と電流変換方法に関し、特にパルス幅変調 (PWM) 制御方式の電力変換装置と電流変換方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、高圧の交流電動機の可変速駆動には高圧インバータを用いる方式か、または低圧インバータの入力側、出力側のそれぞれに降圧トランスと昇圧トランスを接続して駆動する方式が用いられてきた。

【0003】

50

図6は従来例の高圧インバータを用いた駆動回路の回路図であり、図7は電動機のトルクと速度の関係による4象限運転を表す概念図である。図6中符号10は駆動対象の高圧交流電動機、101はインバータ部、102は平滑コンデンサユニット、103は回生コンバータ部、104A、104Bは交流リアクトル、105は3相トランスである。

インバータ部101は中性点クランプ方式の3レベルインバータからなり、パワー素子にGTO (Gate Turn Off Thyristor、以下GTOと略す)を使用して素子の耐圧を高くすると共に直列接続して電圧の分担を図り、平滑コンデンサユニット102からなる高圧直流電源から可変電圧可変周波数(VVVF)電力を供給される。GTOの電圧分担を保つために個々によく知られたスナバー回路の設置が必要である。平滑コンデンサユニット102に直流電圧を供給するコンバータ部は、高圧インバータの容量が一般的に数百kW以上と大きく、減速時の制動エネルギー処理や図7に示す4象限運転(正転電動・逆転電動・正転回生・逆転回生)のために回生コンバータ部103の構成を使用する。図6ではサイリスタとGTOを組合わせた回路を2組直列接続で使用し、直流電力の方向により電動、回生の制御を行なう。回生コンバータ部103は交流リアクトル104A、104Bを介して3相トランス105の2次巻線に接続され、3相トランス105の1次巻線は高圧の商用電源に接続されて電力の供給を受ける。

10

【0004】

図8は従来例の低圧インバータを用いた駆動回路の回路図である。図中符号10は駆動対象の高圧交流電動機、106はインバータ部、107は平滑コンデンサユニット、108は回生コンバータ部、109は交流リアクトル、110は降圧トランス、111は昇圧トランスである。

20

インバータ部106は、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor、以下IGBTと略す)とダイオードを3相ブリッジ回路接続したものであり、昇圧トランス111を介して電動機10を駆動するのに必要な電圧、周波数を出力するようにパルス幅変調(以下PWMと略す)制御される。

インバータ部106は低圧インバータであるから、昇圧トランス111を介して高圧交流電動機10と接続する。回生コンバータ部108もインバータ部106と同じIGBTとダイオードを3相ブリッジ回路接続したものであり、交流リアクトル109を介して降圧トランス110の2次巻線に接続され、降圧トランス110の1次巻線は高圧の商用電源に接続されて電力の供給を受ける。また回生コンバータ部108とインバータ部106の直流母線間も平滑コンデンサユニット107を介して互いに接続されている。インバータ部106、回生コンバータ部108は共にPWM制御される。

30

【0005】

その他に、電動機駆動の方式として、例えば特開平6-245511号公報で開示された「サイクロコンバータ装置」に示される多重サイクロコンバータや、特公平7-44834号公報で開示された「パルス幅制御方式電力変換装置」に示されるPWMサイクロコンバータがあるが、上述の高圧交流電動機の駆動を対象としたものではない。

【0006】

また、世の中の動向は、環境改善のための省エネルギー、省資源、小型化、高効率化や電圧電流波形歪み規制の方向に進んでおり、かつ適用システムの複雑化により冗長性の向上などの運転信頼性の改善が必要であり、上述の従来技術の電動機駆動方式も当然その対象となる。

40

ところが上述の従来技術例の高圧インバータ方式や低圧インバータの昇圧方式には、環境改善面での省エネルギー、省資源、小型化、高効率化や電圧電流波歪み抑制の観点から考えるといずれも次にあげる問題点がある。

【0007】

図6の高圧インバータ方式の場合には、主回路素子に高耐圧化のためにGTOが使用されている。GTOは高速スイッチング素子ではないので高キャリア周波数化が困難であり、インバータドライブの低騒音化や波形歪みの抑制が図れない。また、GTOのスナバー回路はスイッチングの度に充放電を繰り返すから損失も大きく、高圧素子を用いた回路構

50

成であるから主回路、バスバー等の絶縁確保が必要であり小型化に適さない。さらに、それぞれのGTOに対してGTO駆動電源が必要であり、かつ、制御電源間には高電圧が印加されるから、制御電源を発生させるのも容易でなく小型化のネックとなっている。

【0008】

一方、図8の低圧インバータの昇圧方式の場合は、低圧のIGBTインバータであるから、高周波PWM制御が可能であり低騒音化は図れるが、大容量化のためにはIGBTの並列接続が必要であり、並列バランスの方策やスナバー回路が付随し小型化が困難である。また、大電流化によるIGBT、バスバー、スナバー回路のロスの増加も見込まれ、冷却面からも小型化が困難である。さらに、図8のようにトランスで昇圧する場合、IGBTのスイッチング速度が速い、即ちスイッチング時の dV/dt が大きいから、配線インダクタンス、配線の浮遊容量、トランスのインダクタンスなどによりインバータのPWM制御のスイッチングに同期して共振電圧が発生し、電動機の絶縁破壊を引き起こす欠点もあった。

10

【0009】

この対策として特開平1-72144号公報で開示された「電圧形PWMインバータの出力フィルタ回路」に示すように図8のインバータ部106と昇圧トランス111の間にフィルタを挿入することが提案されている。併せて、低周波運転時、トランスに与える電圧/周波数比は起動トルク確保のためインバータにより定格周波数近傍に比べて1.5~2倍に設定されるから、トランスは磁気飽和しないように商用周波数用のトランスに比べて大きなものが必要となるという問題点がある。また、インバータ106がIGBTのスイッチング特性のばらつき等によってオフセット電圧を発生すると、昇圧トランス111に直流電圧が印加されるから磁気飽和を生じ、過大な電流が流れる問題もある。

20

【0010】

出力電圧電流の高調波歪み対策としては、高圧インバータは3レベル制御でありPWM制御と振幅制御が併用されているが、低圧インバータ方式ではPWM制御のみであり高調波歪みが大きい。電源電圧に対しても図6の高圧インバータ方式の回生コンバータ103は120°通電波形のため低次高調波歪みが残り、図8の低圧インバータ方式では回生コンバータ部108がPWM制御を行なうから、電源電流の低次高調波は抑制されるが、高次高調波は残る。

【0011】

以上説明したように、従来のインバータ方式では市場のニーズである環境改善のための省エネルギー、省資源、小型化、高効率化や電圧電流波形歪み抑制などの技術的課題に対応できない。また、いずれの方式も故障時に健全な部分で運転するなどの冗長度向上の技術的課題にも対応できない。

30

【0012】

また、インバータ方式以外の方式では、特開平116-2415511号公報で開示された「サイクロコンバータ装置」に示されるサイクロコンバータは、電源転流方式のため、電源周波数の1/3から1/2までしか出力周波数を上げることができず、電動機ドライブには適さない。

【0013】

これを改良したものが特公平7-44834号公報で開示された「パルス幅制御方式電力変換装置」に示されるPWMサイクロコンバータである。PWMサイクロコンバータは次の特徴を有する。

40

1) インバータ方式のような直流回路を必要としないため小型化が容易。

2) インバータ方式に比べて電源から負荷に至る経路に直列に入る素子数が少ないため素子損失が少なく高効率である。

3) 交流-交流直接変換のため4象限運転が容易である。

しかし、この方式も3相入力、3相出力のPWM制御電力変換方式であるから、電源電流の低次高調波は抑制されるが、高次高調波は残り、入出力とも電圧電流波形歪み抑制の技術的課題が解決されない。また、高圧の交流電動機を駆動するためにはパワー素子を高

50

耐压化して高圧PWMサイクロコンバータとするか、トランスで昇圧する方式を採用することとなり、前記の高圧インバータ方式、低圧インバータのトランス昇圧方式と同じ課題が発生する。さらに、上述の従来例ではいずれの方式も一部の機能を損なった場合には運転を継続できないという問題点を有する。

【0014】

【特許文献1】特開平2-202324号公報(第1図)

【特許文献2】特開昭64-50763号公報(第1図)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

本発明の目的は、低圧インバータ技術を使用して低歪みの高電圧を発生する、高圧交流電動機を駆動するための多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置と電力変換方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0016】

本発明の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置は、高圧交流電動機を可変速駆動する電力変換装置において、電力変換装置は1組の1次巻線と $3 \times n$ 組の2次巻線を持った1個の3相トランス、または1組の1次巻線と $3 \times j$ ($j = n/m$)組の2次巻線を持った m 個 ($1 \leq m \leq n$)の3相トランス、2次巻線とそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の3相リアクトル、および3相リアクトルとそれぞれ接続する $3 \times n$ 個の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータとを備え、3相トランスの1次巻線は外部の交流電源と接続し、2次巻線は直列に接続される3相リアクトルおよび三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めて n 組を1ユニットとする3ユニットに編成され、各ユニット内の前記2次巻線の n 組の間の電気角がお互いに $(60^\circ \div k)$ (ただし $1 \leq k \leq n$)づつ位相が異なり、(ただし $k = 1$ の時は位相差が 60° となりトランス負荷が3相全流整流回路である場合は位相差を生じないことと等価である)、かつ3ユニットの同じ位相の電気角を有する2次巻線が互いに対応して、かつ各ユニットにおいて直列に接続される3相リアクトルおよび三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータを含めた n 個のグループを構成するように接続され、三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータは、双方向に電流を流せ、かつ自己導通、自己遮断が可能で、パルス幅変調制御される6個の双方向半導体スイッチと、3個のフィルタコンデンサと、3相リアクトルと接続する3相交流端子と、外部に接続する単相交流端子とを有し、6個の双方向半導体スイッチは3相交流端子と単相交流端子にそれぞれ3相ブリッジ回路に接続され、フィルタコンデンサは3相交流端子にデルタ、またはスター接続され、双方向半導体スイッチは、三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じユニットでは同位相になり、3組のユニット間では基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 異なる位相となるように制御可能であり、同一のユニット内の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子は直列に接続され、両端の何れかの端子は、3組のユニット間でスター接続され、他の3個の端子は駆動対象である外部の高圧交流電動機の3個の入力端子に接続される。

3相交流リアクトルに代えて、3相トランスの2次巻線の漏れインダクタンスを使用する手段を有してもよい。

【0017】

また、三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの双方向半導体スイッチは、自己遮断能力のある半導体素子と、該半導体素子に流通方向が逆になるように逆並列に接続されたダイオードとからなる半導体スイッチが、2組逆極性に直列接続されて形成されていてもよく、自己遮断能力のある半導体素子と、該半導体素子に流通方向が同方向になるように直列接続されたダイオードとからなる半導体スイッチが、2組逆極性に並列接続されて形成されていてもよく、単相ブリッジに接続された4個のダイオードの2つの直流端子に、自己遮断能力のある半導体素子が流通方向が同方向になるように接続され、単相ブリッ

10

20

30

40

50

ジの2つの交流端子を入出力端子として形成されていてもよい。

【0018】

本発明の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いた電力変換方法は、高圧の交流電動機を可変速駆動する電力変換方法において、多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を使用し、双方向半導体スイッチを三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じユニットでは同位相になり、3組のユニット間では基本波電圧位相の電気角が互いに120°異なる位相となるようにパルス幅変調方式にて制御して、高圧交流電動機を可変速駆動する。

【0019】

1ユニットのn個の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータのうちm(ただし1 $m < n$)個が故障した状態で運転を行なう場合、故障した三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子を短絡し、かつ他の2ユニットの故障した三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータと同じグループの三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの3相交流端子のそれぞれに接続された2個の双方向半導体スイッチ3組を、1組ずつ順次等時間間隔で導通させて短絡させ、3ユニットの残りの(n-m)個の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータで高圧交流電動機を可変速駆動してもよく、単相交流端子の電流方向を検出して電流方向が反転する度に1組ずつ順次導通させて短絡させ、3ユニットの残りの(n-m)個の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータで高圧交流電動機を可変速駆動してもよい。

【0020】

上述の構成の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いて、高圧交流電動機の可変速駆動を行なうに当り、複数のグループからなる3ユニットの三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータのそれぞれの波形制御を行なうので、低歪み波形の入出力電圧電流が得られ、交流から交流への直接変換であるので、電力の供給と回生も自由に行なうことができ、直流回路を持たないので構成要素が少なく、電源から負荷に至る経路に直列に入る素子数も少ない。

3相トランスの2次巻線の漏れインダクタンスを使用すれば、3相交流リアクトルも省くことができる。

また、各ユニットは複数の三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータで構成されているので、故障時にも残りの健全なグループの三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータを用いて運転を継続することが可能である。

【発明の効果】

【0021】

本発明の多重3相PWMサイクロコンバータを用いれば、インバータ方式のような直流回路を必要としないため小型化が容易となり、電源から負荷に至る経路に直列に入る素子数が少ないので素子損失が少なく高効率にでき、上述の手段により各三相/単相PWMサイクロコンバータの波形制御を行なうので、低歪み波形の入出力電圧電流が得られるとともに、交流-交流直接変換のため電力の供給と回生を自由に行なうことができ、かつ故障時にも健全な部分を使用しての運転を可能にできる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

次に、本発明の実施例について図面を参照して説明する。

【実施例1】

【0023】

図1は本発明の第1の実施例の多重3相パルス幅変調(以下PWMと略す)サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いた駆動回路の回路図である。図中符号1~9は三相/単相PWMサイクロコンバータ、10は駆動対象である高圧交流電動機、11~16は双方向半導体スイッチ、17~19はフィルタコンデンサ、21~29は3相交流リアクトル、30は3相トランス、31~39は3相トランス30の2次巻線、40は3相トラン

10

20

30

40

50

ス 30 の 1 次巻線である。

三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 ~ 9 は同一構造であるので三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 について説明する。三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 は、6 個の双方向半導体スイッチ 11 ~ 16 と、3 個のフィルタコンデンサ 17 ~ 19 と 3 相交流端子 r, s, t と単相交流端子 u, v とを有し、双方向に電流を流せ、かつ自己導通、自己遮断の可能な 6 個の双方向半導体スイッチ 11 ~ 16 が 3 相の交流端子 r, s, t と単相交流端子 u, v にそれぞれ 3 相ブリッジ回路に接続され、フィルタコンデンサ 17 ~ 19 は 3 相交流端子 r, s, t にデルタ接続されている。

【0024】

一般には三相 / 単相 PWM サイクロコンバータは $3 \times n$ 個の組合わせとなるが、図 1 は $n = 3$ で 9 個の例を示す。本例で 9 個の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 ~ 9 の 3 相交流端子 r, s, t はそれぞれ 9 個の 3 相交流リアクトル 21 ~ 29 を介して 3 相トランス 30 の 9 組の 2 次巻線 31 ~ 39 に接続され、3 相トランス 30 は 1 組の 1 次巻線 40 と 9 組の 2 次巻線 31 ~ 39 を有し、1 次巻線 40 は交流電源に接続される。3 相交流リアクトル 21 ~ 29 の代りに、3 相トランス 30 の 2 次巻線 31 ~ 39 の漏れインダクタンスを使用することも可能である。

n 個 (本例では 3 個) の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ (本例では 1 ~ 3、4 ~ 6、7 ~ 9) を 1 ユニットとして全体を 3 ユニットで構成し、ユニット内のそれぞれの単相交流端子 u, v は直列に接続され、両端の u, v 何れかの端子は 3 組のユニット間でスター接続され、他の 3 個の端子は駆動対象である高圧直流電動機 10 の 3 個の入力端子に接続される。

以上の組合せにより、3 相入力、3 相出力の多重 PWM サイクロコンバータ方式の電力変換装置が構成される。

【0025】

各ユニットの n 個の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ (本例では 1 ~ 3、4 ~ 6、7 ~ 9 の単相交流端子 u, v に出力される交流出力の基本波電圧が同位相になるように制御され、3 組のユニット間は基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 位相の異なる交流出力を発生するように制御される。

【0026】

各三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 ~ ($3 \times n$) (本例では 1 ~ 9) は単相負荷となるので、電源側の負荷バランスを図り、低次高調波電流を 3 相トランス 30 の 2 次巻線間で相殺するために、3 相トランス 30 の 2 次巻線は 3 組のユニットのそれぞれの 1 ~ n 番目の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータの同順位のを 1 グループとした n グループに分け (本例では 1、4、7 と 2、5、8 と 3、6、9 の 3 グループ)、各グループ内の誘起電圧位相が等しくなるように同一条件で、かつ各グループ間では $60^\circ \div k$ ($1 \leq k \leq n$ 通常は $k = n$) の位相差となるように巻線を施す。図 1 の例では 3 相トランス 30 の 1 次巻線 40 はデルタ接続に、第 1 のグループの 2 次巻線 31、34、37 は千鳥接続で 1 次巻線 40 に対して電気角 50° 遅れに、第 2 グループの 2 次巻線 32、35、38 はスター接続で 1 次巻線 40 に対し電気角 30° 遅れに、第 3 のグループ 33、36、39 は千鳥接続で 1 次巻線 40 に対し電気角 10° 遅れに巻線されている。これにより、各三相 / 単相 PWM サイクロコンバータが対称な制御がなされれば、原理的に電源周波数の 2 次以下の電源高調波電圧電流は発生しない。

図 1 の例は $n = 3$ としたため、3 相トランス 30 の 2 次巻線間の位相差は $60^\circ / 3 = 20^\circ$ としたが、 $n = 5$ であれば ($60^\circ / 5 = 12^\circ$ となり、電源周波数の 3 次以下の電源高調波電圧電流は発生しない。

【0027】

次に冗長度向上の対策を説明する。多重の電力変換装置の特徴は、図 1 の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 1 ~ 9 のように、同機能を持つ電力変換器を複数個使用することであり、故障により一部の電力変換器を切り放しても運転継続が可能なことである。

図 1 の三相 / 単相 PWM サイクロコンバータ 4 が故障した場合を想定すると、その単相

10

20

30

40

50

交流端子 u、v を電線やバスバーで短絡し、健全な三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 5、6 で出力電圧を発生させる。他のユニットについてもバランスをとって運転するため、同グループの三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 1 の 3 相交流端子 r、s、t に接続された各 2 個の双方向半導体スイッチ 1 1 と 1 4、1 2 と 1 5、1 3 と 1 6 の 3 組を 1 組づつ順次等時間間隔で導通させて短絡し、三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 2、3 で出力電圧を発生させる。同様に残りのユニットの同グループの三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 7 の 3 相交流端子 r、s、t に接続された各 2 個の双方向半導体スイッチ 3 組を 1 組づつ順次等時間間隔で導通させて短絡し、三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 8、9 で出力電圧を発生させる。

以上の対応により、3 相のバランスした出力電圧を発生できるが、最大出力電圧は正常なときの 2 / 3 になる、また、3 相交流端子 r、s、t のそれぞれに接続された 2 個の双方向半導体スイッチ 3 組を 1 組づつ順次等時間間隔で導通させて短絡する代わりに、三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 1、7 の単相交流端子 u、v の電流方向を検出して電流方向が反転する度に 1 組づつ順次導通させて短絡して運転することもできる。

10

【0028】

図 2 ~ 図 4 は図 1 に示す双方向半導体スイッチ 1 1 ~ 1 6 の具体的な構成例を示す回路図である。図 2 ~ 図 4 において符号 5 1、5 2、5 5、5 6、5 9 は I G B T、5 3、5 4、5 7、5 8、6 0 ~ 6 3 はダイオードである。

図 2 は双方向半導体スイッチの機能をトランジスタ、I G B T、F E T などの自己遮断能力のある半導体素子（本図では I G B T）と前記半導体素子と流通方向を逆にするように接続したダイオードからなる半導体スイッチ 2 組を逆極性に直列接続したものを 1 個の双方向半導体スイッチとして構成したものである。A から B に電流が流れる場合は I G B T 5 1 とダイオード 5 4 を通り、B から A に電流が流れる場合には I G B T 5 2 とダイオード 5 3 を通る。

20

図 3 は双方向半導体スイッチの機能をトランジスタ、I G B T、F E T などの自己遮断能力のある半導体素子（本図では I G B T）と前記半導体素子と流通方向が同方向になるように直列接続したダイオードからなる半導体スイッチ 2 組を逆極性に並列接続したものを 1 個の双方向半導体スイッチとして構成したものである。A から B に電流が流れる場合は I G B T 5 5 とダイオード 5 7 を通り、B から A に電流が流れる場合には I G B T 5 6 とダイオード 5 8 を通る。

30

図 4 は双方向半導体スイッチの機能をダイオード 4 個を単相ブリッジ接続し、2 つの直流端子にトランジスタ、I G B T、F E T などの自己遮断能力のある半導体素子（本図では I G B T）を流通方向が同方向になるように接続し、前記単相ブリッジの 2 つの交流端子を入出力端子とする 1 個の双方向半導体スイッチとして構成したものである。A から B に電流が流れる場合はダイオード 6 0、I G B T 5 9 とダイオード 6 3 を通り、B から A に電流が流れる場合にはダイオード 6 2、I G B T 5 9 とダイオード 6 1 を通る。

【実施例 2】

【0029】

図 5 は本発明の第 2 の実施例の多重 3 相パルス幅変調（以下 P W M と略す）サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いた駆動回路の回路図である。図中符号 5 1 ~ 5 9 は三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ、6 0 は駆動対象である高圧交流電動機、6 1 ~ 6 6 は双方向半導体スイッチ、6 7 ~ 6 9 はフィルタコンデンサ、7 1 ~ 7 9 は 3 相交流リアクトル、9 1、9 2、9 3 は 3 相トランス、8 1 ~ 8 9 は 3 相トランス 9 1、9 2、9 3 の 2 次巻線、9 4、9 5、9 6 は 3 相トランス 9 1、9 2、9 3 の 1 次巻線である。

40

三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 5 1 ~ 5 9 は同一構造であるので三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 5 1 について説明する。三相 / 単相 P W M サイクロコンバータ 5 1 は、6 個の双方向半導体スイッチ 6 1 ~ 6 6 と、3 個のフィルタコンデンサ 6 7 ~ 6 9 と 3 相交流端子 r、s、t と単相交流端子 u、v とを有し、双方向に電流を流せ、かつ自己導通、自己遮断の可能な 6 個の双方向半導体スイッチ 6 1 ~ 6 6 が 3 相の交流端子 r、s、t と単相交流端子 u、v にそれぞれ 3 相ブリッジ回路に接続され、フィルタコンデンサ

50

67～69は3相交流端子r、s、tにデルタ接続されている。

【0030】

一般には三相/単相PWMサイクロコンバータは $3 \times n$ 個の組合わせとなるが、図5では図1と同様に $n = 3$ で9個の例を示す。本例で9個の三相/単相PWMサイクロコンバータ51～59の3相交流端子r、s、tはそれぞれ9個の3相交流リアクトル71～79を介して、1組の1次巻線と $3 \times j$ ($j = n/m$)組の2次巻線を持った m 個 ($1 \leq m \leq n$)の3相トランス ($n = 3$ の例であるから、 $m = 3$ 、 $j = 1$ とする)すなわち1組の1次巻線94と3組の2次巻線81、84、87を持つ3相トランス91、1組の1次巻線95と3組の2次巻線82、85、88を持つ3相トランス92、1組の1次巻線96と3組の2次巻線83、86、89を持つ3相トランス93の9組の2次巻線81～89に接続され、3個の3相トランス91～93の1次巻線94～96は交流電源に接続される。3相交流リアクトル71～79の代わりに、3個の3相トランス91～93の2次巻線81～89の漏れインダクタンスを使用することも可能である。

10

3個の単相PWMサイクロコンバータ51～53の交流端子u、vを直列接続したものを1ユニットとし、同様に3個の単相PWMサイクロコンバータ54～56、および57～59の交流端子u、vを直列接続する2個のユニットを設け、3個のユニットの一方を接続してスター接続にし、他方を負荷である高圧交流電動機60に接続する。

以上の組合せにより、3相入力、3相出力の多重PWMサイクロコンバータ方式の電力変換装置が構成される。

【0031】

20

各ユニットの3個の三相/単相PWMサイクロコンバータ(本例では51～53、54～56、57～59)の単相交流端子u、vに出力される交流出力の基本波電圧が同位相になるように制御され、3組のユニット間は基本波電圧位相の電気角がお互いに 120° 位相の異なる交流出力を発生するように制御される。

【0032】

各三相/単相PWMサイクロコンバータ51～ $\{50 + (3 \times n)\}$ (本例では51～59)は単相負荷となるので、電源側の負荷バランスを図り、低次高調波電流を3個の3相トランス91～93の2次巻線間で相殺するために、3相トランス91～93は、第1のユニットの単相PWMサイクロコンバータ51、54、57の交流端子r、s、tに接続される3相トランス91の2次巻線81、84、87、同様に第2のユニットの単相PWMサイクロコンバータ52、55、58の交流端子r、s、tに接続される3相トランス92の2次巻線82、85、88、第3のユニットの単相PWMサイクロコンバータ53、56、59の交流端子r、s、tに接続される3相トランス93の2次巻線83、86、89を誘起電圧位相が等しくなるようにそれぞれ同一条件で巻線を施す。図5の例では3個の3相トランス91、92、93の2次巻線81～89はデルタ接続に、3相トランス91の1次巻線94は千鳥接続で2次巻線81、84、87に対して電気角 50° 遅れに巻線されている。3相トランス92の1次巻線95はスター接続で2次巻線82、85、88に対して電気角 30° 遅れに巻線されている。3相トランス93の1次巻線96は千鳥接続で2次巻線83、86、89に対して電気角 10° 遅れに巻線されている。

30

これにより、各三相/単相PWMサイクロコンバータが対称な制御がなされれば、原理的に電源周波数の2次以下の電源高調波電圧電流は発生しない。

40

【0033】

冗長度向上の対策と、双方向半導体スイッチの構成は第1の実施例と同じなので説明を省略する。

以上の実施例では高圧交流電動機の一例について説明したが本発明の多重3相PWMサイクロコンバータ方式の電力変換装置と電力変換方法は高圧交流電動機に限られるものではなく交流電動機全般に応用できる。

【0034】

以上説明したように本発明の多重3相PWMサイクロコンバータを用いれば、インバータ方式のような直流回路を必要としないため小型化が容易で、電源から負荷に至る経路に

50

直列に入る素子数が少ないので素子損失が少なく高効率であり、上述の手段により各三相／単相 P W M サイクロコンバータの波形制御を行なうので、低歪み波形の入出力電圧電流が得られるとともに、交流 - 交流直接変換のため電力の供給と回生を自由に行なうことができ、かつ故障時にも健全な部分を使用して運転が可能である。

【産業上の利用可能性】

【0035】

このように、本発明の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置と該電力変換装置を用いた電力変換方法は、市場のニーズである環境改善のための省エネルギー、省資源、小型化、高効率化や電圧電流波形歪み規制などの技術的課題に対応でき、また冗長度も高まって運転信頼性が向上するという効果があるので、可変速ドライブを必要とする交流電動機の制御に広く利用される可能性を有する。

10

【図面の簡単な説明】

【0036】

【図1】本発明の第1の実施例の多重3相パルス幅変調（以下 P W M と略す）サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いた駆動回路の回路図である。

【図2】図1に示す双方向半導体スイッチの具体的な構成の1例を示す回路図である。

【図3】図1に示す双方向半導体スイッチの具体的な構成の1例を示す回路図である。

【図4】図1に示す双方向半導体スイッチの具体的な構成の1例を示す回路図である。

【図5】本発明の第2の実施例の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を用いた駆動回路の回路図である。

20

【図6】従来例の高圧インバータを用いた駆動回路の回路図である。

【図7】電動機のトルクと速度の関係による4象限運転を表す概念図である。

【図8】従来例の低圧インバータを用いた駆動回路の回路図である。

【符号の説明】

【0037】

1～9、51～59 三相／単相 P W M サイクロコンバータ

10、60 駆動対象である高圧交流電動機

11～16、61～66 双方向半導体スイッチ

17～19、67～69 フィルタコンデンサ

21～29、71～79 3相交流リアクトル

30

30、91～93 3相トランス

31～39、81～89 3相トランス30の2次巻線

40、94～96 3相トランス30の1次巻線

51、52、55、56、59 I G B T

53、54、57、58、60～63 ダイオード

101 インバータ部

102 平滑コンデンサユニット

103 回生コンバータ部

104 A、104 B 交流リアクトル

105 3相トランス

40

106 インバータ部

107 平滑コンデンサユニット

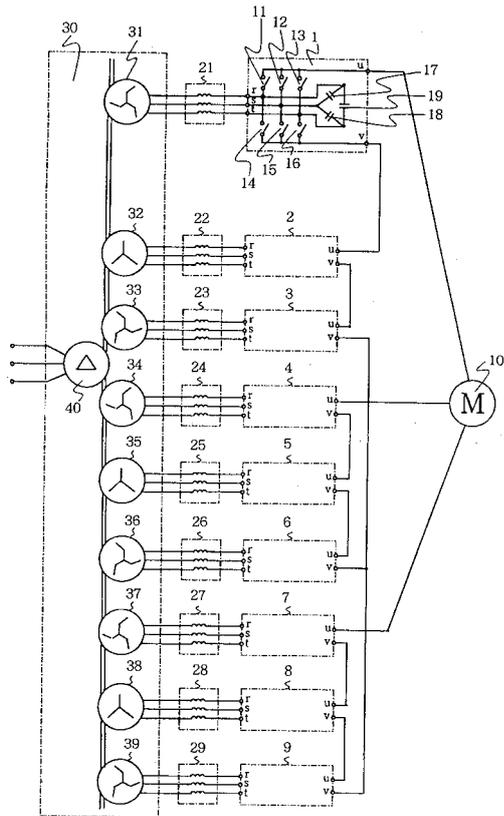
108 回生コンバータ部

109 交流リアクトル

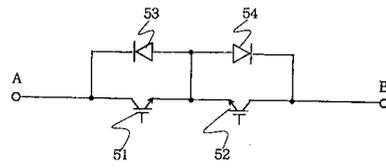
110 降圧トランス

111 昇圧トランス

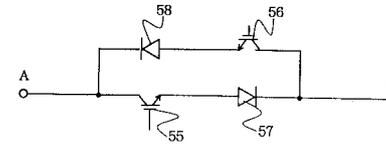
【 図 1 】



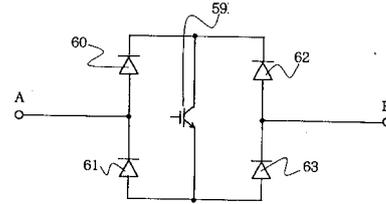
【 図 2 】



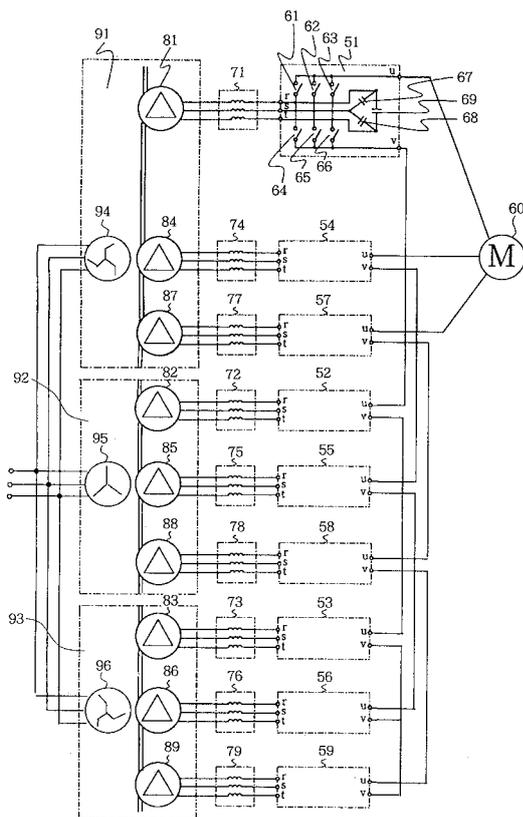
【 図 3 】



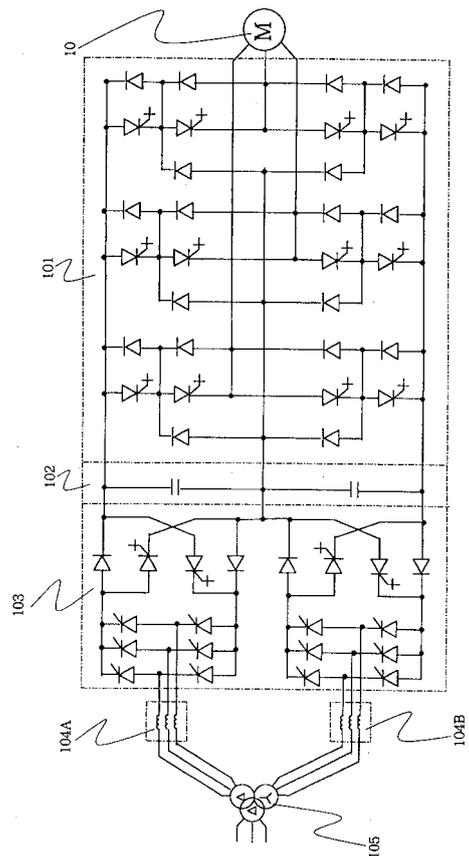
【 図 4 】



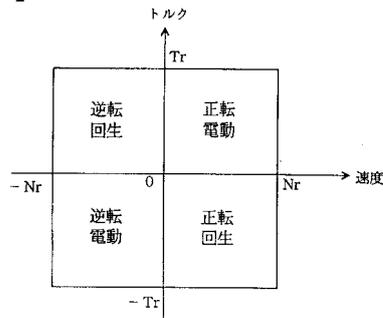
【 図 5 】



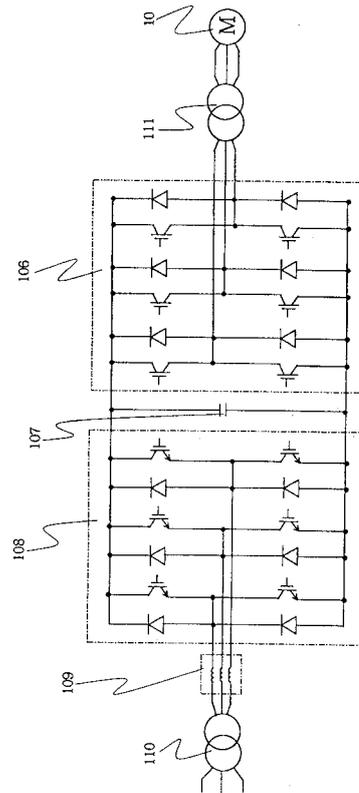
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



【 手続補正書 】

【 提出日 】平成19年1月18日(2007.1.18)

【 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 】

交流電源を入力とし、前記交流電源入力相と各出力相との間を各々接続する各双方向スイッチをオンオフ制御して単相電圧を出力する $3 \times n$ 個 (n は 3 以上の整数) の PWM サイクロコンバータと、

$3 \times n$ 個の互いに絶縁された絶縁交流電源と、

前記各絶縁交流電源に1対1対応で前記各 PWM サイクロコンバータを接続し、かつ、前記各 PWM サイクロコンバータの出力を n 個直列接続したものを1つのユニットとする3組のユニットを備え、

前記各ユニットの直列出力を各相出力とする直列多重3相 PWM サイクロコンバータ。

【 請求項 2 】

前記 $3 \times n$ 個の絶縁交流電源は1個のトランスの各2次巻線出力であることを特徴とする請求項1記載の直列多重3相 PWM サイクロコンバータ。

【 請求項 3 】

前記 $3 \times n$ 個の絶縁交流電源は複数個のトランスの各2次巻線出力であることを特徴とする請求項1記載の直列多重3相 PWM サイクロコンバータ。

【 手続補正 3 】

【 補正対象書類名 】明細書

【補正対象項目名】 0 0 0 1

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 0 1 】

本発明は高圧の交流電動機を可変速駆動する電力変換装置に関し、特にパルス幅変調（P W M）制御方式の電力変換装置に関する。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0 0 1 5

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 1 5 】

本発明の目的は、低圧インバータ技術を使用して低歪みの高電圧を発生する、高圧交流電動機を駆動するための多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を提供することにある。

【手続補正 5】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0 0 1 8

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 1 8 】

本発明の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置は、高圧の交流電動機を可変速駆動する電力変換方法において、多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置を使用し、双方向半導体スイッチを三相/単相パルス幅変調サイクロコンバータの単相交流端子に出力される交流出力の電圧が、同じユニットでは同位相になり、3組のユニット間では基本波電圧位相の電気角がお互いに120°異なる位相となるようにパルス幅変調方式にて制御して、高圧交流電動機を可変速駆動する。

【手続補正 6】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0 0 3 3

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 3 3 】

冗長度向上の対策と、双方向半導体スイッチの構成は第1の実施例と同じなので説明を省略する。

以上の実施例では高圧交流電動機の一例について説明したが本発明の多重3相P W Mサイクロコンバータ方式の電力変換装置は高圧交流電動機に限られるものではなく交流電動機全般に応用できる。

【手続補正 7】

【補正対象書類名】 明細書

【補正対象項目名】 0 0 3 5

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【 0 0 3 5 】

このように、本発明の多重3相パルス幅変調サイクロコンバータ方式の電力変換装置は、市場のニーズである環境改善のための省エネルギー、省資源、小型化、高効率化や電圧電流波形歪み規制などの技術的課題に対応でき、また冗長度も高まって運転信頼性が向上するという効果があるので、可変速ドライブを必要とする交流電動機の制御に広く利用される可能性を有する。

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H750 AA02 AA07 BA01 BA06 BB12 CC06 CC11 DD14 DD17 FF05
GG03 GG12