

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6168155号
(P6168155)

(45) 発行日 平成29年7月26日(2017.7.26)

(24) 登録日 平成29年7月7日(2017.7.7)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M	7/497	(2007.01)	HO2M	7/497	
HO2M	7/48	(2007.01)	HO2M	7/48	E
HO2M	3/28	(2006.01)	HO2M	3/28	H

請求項の数 6 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2015-542538 (P2015-542538)	(73) 特許権者	000003997
(86) (22) 出願日	平成26年9月3日(2014.9.3)		日産自動車株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2014/073171		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(87) 国際公開番号	W02015/056491	(74) 代理人	100083806
(87) 国際公開日	平成27年4月23日(2015.4.23)		弁理士 三好 秀和
審査請求日	平成28年5月23日(2016.5.23)	(74) 代理人	100101247
(31) 優先権主張番号	特願2013-216092 (P2013-216092)		弁理士 高橋 俊一
(32) 優先日	平成25年10月17日(2013.10.17)	(74) 代理人	100095500
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 伊藤 正和
		(74) 代理人	100098327
			弁理士 高松 俊雄
		(72) 発明者	図子 祐輔
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置及び電力変換方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電圧を交流電圧に変換し、変換された交流電圧を複数相を有する負荷に供給する電力変換装置であって、

複数の直流電源と、

前記直流電圧を交流電圧に変換する際に、前記複数相においてそれぞれ生じるリップル電流を互いに相殺するように前記複数の直流電源のそれぞれに前記複数相の数だけ並列に接続され、接続された前記直流電源からの直流電圧を交流電圧に変換する複数の電圧変換手段と、

前記複数の電圧変換手段を制御する制御手段と、

異なる前記直流電源に接続された前記電圧変換手段の出力を直列に接続し、各電圧変換手段からの交流電圧を加算して前記負荷の各相へそれぞれ出力する複数の出力端子

とを備え、

前記複数の電圧変換手段のそれぞれが、

一次回路と、二次回路と、前記一次回路と前記二次回路とを結合する絶縁トランスと、を有するデュアルアクティブブリッジ回路からなり、前記直流電源に前記一次回路が接続され、前記直流電源からの直流電圧を変圧する絶縁型のDC/DCコンバータと、

前記DC/DCコンバータの二次回路に入力側が接続され、前記DC/DCコンバータからの直流電圧を交流電圧に変換するインバータ回路と、

前記DC/DCコンバータと前記インバータ回路との間に接続された平滑用コンデンサ

とを備え、

前記デュアルアクティブブリッジ回路のカットオフ周波数が、前記インバータ回路のスイッチング周波数よりも高いことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記デュアルアクティブブリッジ回路のスイッチング周波数が、前記インバータ回路のスイッチング周波数よりも高いことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記デュアルアクティブブリッジ回路をフィードフォワード制御することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記インバータ回路は、レベルシフト方式でパルス幅変調を行うパルス幅変調回路であることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記インバータ回路は、位相シフト方式でパルス幅変調を行うパルス幅変調回路であることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

一次回路、二次回路及び前記一次回路と前記二次回路とを結合する絶縁トランスを有するデュアルアクティブブリッジ回路からなり、直流電源に前記一次回路が接続され、前記直流電源からの直流電圧を変圧する絶縁型の DC / DC コンバータと、前記 DC / DC コンバータの二次回路に入力側が接続され、前記 DC / DC コンバータからの直流電圧を交流電圧に変換するインバータ回路と、前記 DC / DC コンバータと前記インバータ回路との間に接続された平滑用コンデンサとをそれぞれ備える電圧変換手段が、複数の前記直流電源のそれぞれに複数相の数だけ並列に接続され、異なる前記直流電源に接続されたインバータの出力が直列に接続され、変換された交流電圧を前記複数相を有する負荷に供給する電力変換装置を用いた電力変換方法であって、

前記複数の電圧変換手段が、複数の直流電源からの直流電圧を交流電圧に変換するステップと、

異なる前記直流電源に接続された前記電圧変換手段からの交流電圧を直列的に加算して、前記負荷の各相へそれぞれ出力するステップと、

前記デュアルアクティブブリッジ回路のカットオフ周波数を、前記インバータ回路のスイッチング周波数よりも高く設定するステップと、

前記並列に接続された電圧変換手段毎に、前記直流電圧を交流電圧に変換する際に生じるリップル電流を互いに相殺するステップ

とを含むことを特徴とする電力変換方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電源より出力される直流電力を交流電力に変換する電力変換装置及び電力変換方法に関する。

【背景技術】

【0002】

交流モータ等の負荷を駆動するための電源装置として、分散モジュール電源が提案されている（特許文献 1 参照。）。分散モジュール電源では、複数の直流電源を備え、各直流電源から出力される直流電圧をインバータを用いて交流電圧に変換する。そして、各インバータから出力される交流電圧を直列的に加算することにより所望のレベルの交流電圧を生成し、負荷に供給する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2011 - 155786 号公報

10

20

30

40

50

【発明の概要】**【0004】**

従来の電力変換装置を三相交流モータの駆動回路として用いる場合には、駆動回路の動作に伴って生じる電圧変動を抑制し、出力電圧を平滑化するための平滑用コンデンサを設ける必要がある。従来の電力変換装置では、平滑用コンデンサとして大容量のコンデンサが必要であり、装置全体のサイズが大きくなる。

【0005】

上記問題点を鑑み、本発明は、各相のリプル電流を互いに相殺することができるので、平滑用コンデンサを小さくすることができ、装置の小型化を図ることができる電力変換装置及び電力変換方法を提供することを目的とする。

10

【0006】

本発明の第一の態様に係る電力変換装置は、直流電圧を交流電圧に変換し、変換された交流電圧を複数相を有する負荷に供給する電力変換装置であって、複数の直流電源と、複数の直流電源のそれぞれに並列に接続された平滑用コンデンサと、直流電圧を交流電圧に変換する際に生じるリプル電流を互いに相殺するように複数の直流電源のそれぞれに複数相の数だけ並列に接続され、接続された直流電源からの直流電圧を交流電圧に変換する複数の電圧変換手段と、複数の電圧変換手段を制御する制御手段と、異なる直流電源に接続された電圧変換手段の出力を直列に接続し、各電圧変換手段からの交流電圧を加算して負荷の各相へそれぞれ出力する複数の出力端子とを備えることを特徴とする。

【0007】

20

本発明の第二の態様に係る電力変換方法は、複数の直流電源のそれぞれに平滑用コンデンサが並列に接続され、複数の直流電源のそれぞれに複数の電圧変換手段が複数相の数だけ並列に接続され、異なる直流電源に接続された電圧変換手段の出力が直列に接続され、直流電圧を交流電圧に変換し、変換された交流電圧を複数相を有する負荷に供給する電力変換装置を用いた電力変換方法であって、複数の電圧変換手段が、複数の直流電源からの直流電圧を交流電圧に変換するステップと、異なる直流電源に接続された電圧変換手段からの交流電圧を直列的に加算して、負荷の各相へそれぞれ出力するステップと、並列に接続された電圧変換手段毎に、直流電圧を交流電圧に変換する際に生じるリプル電流を互いに相殺するステップとを含むことを特徴とする。

【図面の簡単な説明】

30

【0008】

【図1】本発明の実施の形態に係る電力変換装置の一例を示す回路図である。

【図2】本発明の実施の形態に係るDC/DCコンバータ及び制御装置の一例を示す回路図である。

【図3】本発明の実施の形態に係る電力変換装置の位相シフト方式のPWMにおける信号波形の一例を示すタイミングチャートである。

【図4】本発明の実施の形態に係るリプル電流について説明するための回路図である。

【図5】本発明の実施の形態に係るリプル電流の波形の一例を示すタイミングチャートである。

【図6】本発明の実施の形態に係るリプル電流について説明するための概略図である。

40

【図7】図7(a)～図7(c)は、各相のリプル電流の波形の一例を示すタイミングチャートであり、図7(d)は、各相のリプル電流を足し合わせた波形の一例を示すタイミングチャートである。

【図8】本発明の実施の形態に係る周波数とゲインとの関係を表すグラフである。

【図9】本発明の実施の形態に係るDC/DCコンバータのフィードフォワード制御を説明するための概略図である。

【図10】本発明の実施の形態の第1の変形例に係るレベルシフト方式のPWMにおける信号波形の一例を示すタイミングチャートである。

【図11】本発明の実施の形態の第2の変形例に係る電力変換装置の一例を示す回路図である。

50

【図12】本発明の実施の形態の第3の変形例に係るDC/DCコンバータの一例を示す回路図である。

【図13】本発明の実施の形態の第4の変形例に係るDC/DCコンバータの一例を示す回路図である。

【図14】本発明の実施の形態の第5の変形例に係るDC/DCコンバータの一例を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

次に、図面を参照して、本発明の実施の形態を説明する。以下の図面の記載において、同一又は類似の部分には同一又は類似の符号を付している。

10

【0010】

本発明の実施の形態に係る電力変換装置として、図1に示すように、負荷である三相交流モータ(以下、単に「モータ」という。)M1を負荷として、モータM1を駆動する装置を一例として説明する。本発明の実施の形態に係る電力変換装置は、モータM1の複数相(U相、V相、W相)のそれぞれに、位相が互いに120°異なる交流電圧を供給することによりモータM1を駆動する。

【0011】

本発明の実施の形態に係る電力変換装置は、図1に示すように、複数(n個;nは2以上の自然数)の直流電源VB1、VB2、VB3と、行方向及び列方向に配列され、モータM1に供給するための交流電圧をそれぞれ出力する複数(3×n個)の電圧変換モジュール(電圧変換手段)11-1、11-2、...、11-n、12-1、12-2、...、12-n、13-1、13-2、...、13-nと、電圧変換モジュール11-1~11-n、12-1~12-n、13-1~13-nの動作を制御する制御装置(制御手段)31とを備える。

20

【0012】

同一の列に配列された複数(n個)の電圧変換モジュール11-1、11-2、...、11-nは、U相に交流電圧を供給する。また、同一の列に配列された複数(n個)の電圧変換モジュール12-1、12-2、...、12-nは、V相に交流電圧を供給する。同一の列に配列された複数(n個)の電圧変換モジュール13-1、13-2、...、13-nは、W相に交流電圧を供給する。

30

【0013】

同一の行に配列された電圧変換モジュール11-1、12-1、13-1は、直流電源VB1に並列に接続され、直流電源VB1を共通で使用する。また、同一の行に配列された電圧変換モジュール11-2、12-2、13-2は、直流電源VB2に並列に接続され、直流電源VB2を共通で使用する。また、同一の行に配列された電圧変換モジュール11-n、12-n、13-nは、直流電源VBnに並列に接続され、直流電源VBnを共通で使用する。

【0014】

行方向において最上段の電圧変換モジュール11-1、12-1、13-1側を高電位側とし、最下段の電圧変換モジュール11-n、12-n、13-n側を低電位側として、段階的に電位が設定されている。最下段の電圧変換モジュール11-n、12-n、13-nの出力端子が基準電位に接続される。

40

【0015】

同一の列に配列された電圧変換モジュール11-1~11-nの出力は直列に接続されている。電圧変換モジュール11-1~11-nから出力される交流電圧は直列的に加算されて、出力端子N1を介してU相へ出力される。また、同一の列に配列された電圧変換モジュール12-1~12-nの出力は直列に接続されている。電圧変換モジュール12-1~12-nから出力される交流電圧は直列的に加算されて、出力端子N2を介してV相へ出力される。また、同一の列に配列された電圧変換モジュール13-1~13-nの出力は直列に接続されている。電圧変換モジュール13-1~13-nから出力される交

50

流電圧は直列的に加算されて、出力端子N3を介してW相へ出力される。

【0016】

以下では、電圧変換モジュール11-1~11-n, 12-1~12-n, 13-1~13-nのうち、1つの電圧変換モジュール11-1の構成を代表して説明する。なお、他の電圧変換モジュール11-2~11-n, 12-1~12-n, 13-1~13-nも、電圧変換モジュール11-1の構成と同様の構成を有する。

【0017】

電圧変換モジュール11-1は、直流電源VB1に入力側が接続されたDC/DCコンバータ(変圧手段)21と、DC/DCコンバータ21に入力側が接続されたインバータ回路22と、直流電源VB1の正極と負極の間に接続された高調波除去用コンデンサC1と、DC/DCコンバータ21とインバータ回路22との間に接続された平滑用コンデンサC2とを備える。高調波除去用コンデンサC1は、直流電源VB1からの直流電圧の高調波を除去する。平滑用コンデンサC2は、インバータ回路22のスイッチング動作等に伴い発生する電圧変動を抑制し、DC/DCコンバータ21の出力電圧を平滑化する。なお、平滑用コンデンサC2は、電圧変換モジュール11-1には含まれずに電圧変換モジュール11-1とは個別に設けられていてもよい。

【0018】

DC/DCコンバータ21は、直流電源VB1からの直流電圧を昇圧又は降圧する。DC/DCコンバータ21は、図1及び詳細には図2に示すように、4つのスイッチング素子Q11~Q14を有する一次回路(フルブリッジ(Hブリッジ)回路)21aと、4つのスイッチング素子Q21~Q24を有する二次回路(Hブリッジ回路)21bと、一次回路21aと二次回路21bとを結合するトランスTR1とを有する。このようなDC/DCコンバータ21は、デュアルアクティブブリッジ(DAB)回路とも呼ばれる。

【0019】

スイッチング素子Q11~Q14, Q21~Q24は、例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(IGBT)で構成されている。スイッチング素子Q11~Q14, Q21~Q24の2つの端子間にはダイオードが接続されている。

【0020】

トランスTR1は、一次回路21aからの直流電圧を昇圧又は降圧して二次回路21bに伝達するとともに、一次回路21aと二次回路21bとを絶縁する絶縁型トランスである。トランスTR1は、m:n(m, nは整数)の変圧比を有する。なお、トランスTR1の変圧比は1:1であってもよく、換言すれば、変圧せずにそのまま直流電圧を伝達してもよい。

【0021】

DC/DCコンバータ21は、絶縁トランスTR1を有する絶縁型の変換器であるので、直流電源VB1と各相の電圧変換モジュール11-1, 12-1, 13-1とを絶縁することができる。このため、各相の電圧変換モジュール11-1, 12-1, 13-1を共通の直流電源VB1に接続することができる。

【0022】

図2に示すように、DC/DCコンバータ21のスイッチング動作は、制御装置31により制御される。制御装置31は、一次側電圧検出部33、二次側電圧検出部34、二次側電流検出部36、主制御部32及び駆動回路35を備える。一次側電圧検出部33は、一次回路21a側の電圧V1を検出し、主制御部32に出力する。二次側電圧検出部34は、二次回路21b側の電圧V2を検出し、主制御部32に出力する。主制御部32は、例えば、中央演算装置(CPU)や、RAM、ROM、ハードディスク等の記憶手段からなる一体型のコンピュータとして構成される。主制御部32は、上位機器であるマスターコントローラ41による指令電圧値(目標出力電圧値)Vrefに追従するように、入力電圧V1及び出力電圧V2を観測しながらスイッチング素子Q11~Q14, Q21~Q24のオン、オフ指令信号を駆動回路35へ出力する。駆動回路35は、主制御部32からのオン、オフ指令信号に基づいて、各スイッチング素子Q11~Q14, Q21~Q2

10

20

30

40

50

4の制御端子(ベース)に駆動信号を出力する。

【0023】

DC/DCコンバータ21の一次回路21a側のスイッチング素子Q11, Q14と、スイッチング素子Q12, Q13とは、駆動回路35からの駆動信号に基づいて、交互に周期的にオン・オフする。また、DC/DCコンバータ21の二次回路21b側のスイッチング素子Q21, Q24と、スイッチング素子Q22, Q23とは、駆動回路35からの駆動信号に基づいて、交互に周期的にオン・オフする。

【0024】

図1に示したインバータ回路22は、DC/DCコンバータ21からの直流電圧を交流電圧に変換する。インバータ回路22は、4つのスイッチング素子Q31~Q34を有するフルブリッジ(Hブリッジ)回路である。スイッチング素子Q31~Q34は、例えばIGBTで構成されている。スイッチング素子Q31~Q34の2つの端子間にはダイオードが接続されている。電圧変換モジュール11-1のインバータ回路22の出力は、電圧変換モジュール11-1と同一の列に配列された電圧変換モジュール11-2~11-nのインバータ回路の出力と直列に接続されている。

10

【0025】

インバータ回路22は、位相シフト方式のパルス幅変調(PWM)を行うことにより、スイッチング素子Q31~Q34をオン・オフするPWM回路である。位相シフト方式のPWMでは、図3に示すように、搬送波(三角波)W1~W6の位相をずらしつつ、搬送波W1~W6と信号波(正弦波)W0の信号値の大きさを比較して駆動信号が生成される。例えば、搬送波W1~W6が信号波W0よりも小さい場合にスイッチング素子Q31, Q34をオンし、搬送波W1~W6が信号波W0よりも大きい場合にスイッチング素子Q32, Q33をオンする。ここで、DC/DCコンバータ21のスイッチング周波数が、インバータ回路22のスイッチング周波数よりも高く設定されている。

20

【0026】

図4に示すように、電圧変換モジュール11-1において、インバータ回路22のスイッチング動作等に伴い電圧変動が発生し、平滑用コンデンサC2により吸収しきれない電圧変動に応じたリップル電流Iuが流れる。リップル電流Iuは、二次回路21b側からトランスTR1を介して一次回路21a側へ伝達される。リップル電流Iuは、図5に示すように、パルス状の波形である。リップル電流のパルス波形の基本周波数は、インバータ回路22のスイッチング周波数となる。一方、リップル電流のパルス波形の振幅は、相電流周波数で振動(変化)する。リップル電流のパルス波形の振幅の最大値が相電流の最大値Imaxとなる。

30

【0027】

本発明の実施の形態では、図6に示すように、各相の電圧変換モジュール11-1, 12-1, 13-1において、リップル電流Iu, Iv, Iwが二次回路21b側からトランスTR1を介して一次回路21a側へそれぞれ伝達される。

【0028】

図7(a)~図7(c)に、各相のリップル電流Iu, Iv, Iwの波形を示す。リップル電流のパルス波形の振幅は、相電流周波数に応じて振動(変化)するため、図7(a)~図7(c)に示すように、各相のリップル電流Iu, Iv, Iwは、互いに120°位相がずれた周期を有する。本発明の実施の形態では、U相、V相、W相の電圧変換モジュール11-1, 12-1, 13-1で直流電源VB1を共通化しているため、図7(d)に示すように、各相に流れるリップル電流Iu, Iv, Iwの相電流基本波成分が足し合わされて相殺される。

40

【0029】

図8に示すように、インバータ回路22のスイッチング周波数fsは、必ず相電流周波数の最大値fpよりも高い。リップル電流Iu, Iv, Iw自体はインバータ回路22のスイッチング周波数よりも高次の周波数を多く含むが、DC/DCコンバータ21の二次回路21b側から一次回路21a側に相電流周波数成分を伝達するには、インバータ回路2

50

2のスイッチング周波数 f_s の基本波成分まで含まれていればよい。そのため、DC/DCコンバータ21のカットオフ周波数が、インバータ回路22のスイッチング周波数 f_s 以上であればよい。したがって、DC/DCコンバータ21の電圧制御帯域が、インバータ回路22のスイッチング周波数 f_s より高い周波数に設定される。

【0030】

次に、図9を用いて、DC/DCコンバータ21のフィードフォワード制御について説明する。最終的な主制御部32の出力はPWM信号である。PWM信号は、一次回路21a側と二次回路21b側で位相が δ だけシフトした、デューティ比が略50%の方形波である。主制御部32に含まれるPIコントローラは、二次回路21b側の電圧 V_2 と一次回路21a側の電圧 V_1 を参照しながら、二次回路21b側の電圧 V_2 が指令電圧値 V_{ref} に追従するよう位相差 δ を制御する。二次回路21b側の電流 i_2 の平均値は、以下の式(1)で求めることができる。

10

$$i_2 = \text{sgn}(\delta) * \frac{V_1 |\delta| (\pi - |\delta|)}{2\pi^2 f_p L_s} \quad \dots(1)$$

【0031】

ここで、 f_p は相電流の周波数であり、 L_s はトランスTR1の漏れインダクタンスである。この式(1)から、実際の二次回路21b側の電流 i_2 を達成するための位相差(シフト量) δ を、以下の式(2)により求めることができる。

20

【数2】

$$\delta = \text{sgn}(i_2) * \left[\frac{v_1 - \sqrt{(v_1^2 - 8v_1 L_s f_p |i_2|)}}{v_1} \right] \quad \dots(2)$$

【0032】

主制御部32のF-F制御項のパラメータには、式(3)及び(4)のように、二次回路21b側の電流の公称値 $i_{2(nom)}$ を用いて、位相のシフト量 $\delta(nom)$ を設定する。

30

【数3】

$$\delta = \delta(nom) \quad \dots(3)$$

【数4】

$$\delta(nom) = \text{sgn}(i_{2(nom)}) * \left[\frac{v_1 - \sqrt{(v_1^2 - 8v_1 L_s f_p |i_{2(nom)}|)}}{v_1} \right] \quad \dots(4)$$

40

【0033】

PIコントローラの出力に、F-F制御項で求めた位相のシフト量 $\delta(nom)$ を加算することによりPWM信号を生成する。この結果、二次回路21b側の電流 i_2 が急峻に変化しても、二次回路21b側の電圧 V_2 が指令電圧値 V_{ref} に追従する制御が可能となる。

【0034】

次に、本発明の実施の形態に係る電力変換装置を用いた電力変換方法の一例を説明する。

【0035】

まず、図1に示した複数の電圧変換モジュール11-1~11-n, 12-1~12-

50

n , $13 - 1 \sim 13 - n$ が、複数の直流電源 $VB1 \sim VBn$ からの直流電圧を交流電圧に変換する。具体的には、各電圧変換モジュール $11 - 1 \sim 11 - n$, $12 - 1 \sim 12 - n$, $13 - 1 \sim 13 - n$ において、DC/DCコンバータ 21 が、制御装置 31 からの制御信号に基づいてスイッチング素子 $Q11 \sim Q14$, $Q21 \sim Q24$ をスイッチング動作させることにより、直流電源 $VB1 \sim VBn$ からの直流電圧を変圧する。また、インバータ回路 22 が、制御装置 31 からの制御信号に基づいてスイッチング素子 $Q31 \sim Q34$ をスイッチング動作させることにより、DC/DCコンバータ 21 から出力された直流電圧を交流電圧に変換する。

【0036】

更に、電圧変換モジュール $11 - 1 \sim 11 - n$ から出力された交流電圧を直列的に加算して、U相へ出力する。また、電圧変換モジュール $12 - 1 \sim 12 - n$ から出力された交流電圧を直列的に加算して、V相へ出力する。また、電圧変換モジュール $13 - 1 \sim 13 - n$ から出力された交流電圧を直列的に加算して、U相へ出力する。

10

【0037】

この際、同一の行に配列されたU相、V相、W相の電圧変換モジュール $11 - 1$, $12 - 1$, $13 - 1$ を直流電源 $VB1$ に共通に接続することにより、各相のリプル電流 Iu , Iv , Iw の相電流基本波成分を足し合わせて相殺することができる。なお、同一の行に配列されたU相、V相、W相の電圧変換モジュール $11 - 2$, $12 - 2$, $13 - 2$ 及び電圧変換モジュール $11 - n$, $12 - n$, $13 - n$ でも同様に、各相のリプル電流 Iu , Iv , Iw の相電流基本波成分を足し合わせて相殺することができる。

20

【0038】

以上説明したように、本発明の実施の形態によれば、同一の行に配列されたU相、V相、W相の電圧変換モジュール $11 - 1$, $12 - 1$, $13 - 1$ を直流電源 $VB1$ に共通に接続することにより、各相のリプル電流 Iu , Iv , Iw の相電流基本波成分を足し合わせて相殺することができる。したがって、各電圧変換モジュール $11 - 1 \sim 11 - n$, $12 - 1 \sim 12 - n$, $13 - 1 \sim 13 - n$ において、平滑用コンデンサ $C2$ をそれぞれ小さくすることができ、装置全体のサイズを小さくすることができる。更に、同一の行に配列されたU相、V相、W相の電圧変換モジュール $11 - 1$, $12 - 1$, $13 - 1$ を直流電源 $VB1$ に共通に接続することにより、各相間の電力のアンバランスが生じても、直流電源 $VB1$ のエネルギー消費を均一化することができる。

30

【0039】

更に、絶縁型のDC/DCコンバータ 21 を有することにより、各相の電圧変換モジュール $11 - 1$, $12 - 1$, $13 - 1$ を互いに絶縁することができ、各相の電圧変換モジュール $11 - 1$, $12 - 1$, $13 - 1$ を共通の直流電源 $VB1$ に接続することができる。

【0040】

更に、本発明の実施の形態によれば、DC/DCコンバータ 21 としてDABを用いることにより、装置の小型化及び高効率化を図ることができる。また、DABのスイッチング周波数をインバータ回路 22 のスイッチング周波数よりも高周波とすることにより、DABの応答性を向上させることができる。また、DABのカットオフ周波数をインバータ回路 22 のスイッチング周波数よりも高周波とすることにより、DABの応答性を向上させることができる。また、DABをフィードフォワード制御することにより、DABの応答性を向上させることができる。また、インバータ回路 22 を位相シフト方式のPWMで制御することにより、全バッテリーのエネルギー消費を均一化することができる。

40

【0041】

(第1の変形例)

第1の変形例として、インバータ回路 22 の他の制御方法を説明する。第1の変形例に係るインバータ回路 22 は、レベルシフト方式のPWMで制御される。レベルシフト方式では、図10に示すように、搬送波(三角波) $W1 \sim W6$ の電圧レベルが変調される。この搬送波 $W1 \sim W6$ と信号波(正弦波) $W0$ との大小を比較して、インバータ回路 22 のスイッチング素子 $Q31 \sim Q34$ のオン・オフが制御される。

50

【 0 0 4 2 】

第 1 の変形例によれば、インバータ回路 2 2 をレベルシフト方式の P W M で制御することにより、高効率化を図ることができる。更に、位相シフト方式と比較して、同じスイッチング周波数でもターンオフ・オン回数が少ないため、低応答の D C / D C コンバータ (D A B) であっても本発明の実施の形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 4 3 】

(第 2 の変形例)

第 2 の変形例として、インバータ回路 2 2 の他の一例を説明する。第 2 の変形例に係るインバータ回路 2 2 は、図 1 1 に示すように、Hブリッジ回路の代わりに、2 個のスイッチング素子 Q 3 1 , Q 3 2 を有するハーフブリッジ回路を有する点が異なる。また、負電圧を生成するため、基準電位側の直流電源 V B (n - 1) , V B n が逆方向に接続されている。第 2 の変形例においても、例えば本発明の実施の形態と同様に位相シフト方式の P W M 制御が可能である。

10

【 0 0 4 4 】

第 2 の変形例によれば、インバータ回路 2 2 がハーフブリッジ回路であることにより、Hブリッジ回路の場合と比較して、各電圧変換モジュール 1 1 - 1 ~ 1 1 - n , 1 2 - 1 ~ 1 2 - n , 1 3 - 1 ~ 1 3 - n でスイッチング素子を 2 つずつ減らすことができ、回路構成を簡素化することが可能となる。

【 0 0 4 5 】

(第 3 の変形例)

第 3 の変形例として、D C / D C コンバータ 2 1 の他の一例を説明する。第 3 の変形例に係る D C / D C コンバータ 2 1 は、図 1 2 に示すように、スイッチング素子 Q 1 1 ~ Q 1 4 , Q 2 1 ~ Q 2 4 として、I G B T の代わりに金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (M O S F E T) を用いる点が異なる。M O S F E T は内蔵出力容量を有する。

20

【 0 0 4 6 】

第 3 の変形例によれば、図 1 に示すように I G B T の両端にコンデンサを設けることなく、M O S F E T の内蔵出力容量を用いてソフトスイッチングを行うことが可能となり、スイッチング時に生じるノイズを抑制することができる。

【 0 0 4 7 】

(第 4 の変形例)

第 4 の変形例として、D C / D C コンバータ 2 1 の他の一例を説明する。第 4 の変形例に係る D C / D C コンバータ 2 1 は、図 1 3 に示すように、各スイッチング素子 Q 1 1 ~ Q 1 4 , Q 2 1 ~ Q 2 4 において I G B T にコンデンサが並列に接続されている点が異なる。

30

【 0 0 4 8 】

第 4 の変形例によれば、各スイッチング素子 Q 1 1 ~ Q 1 4 , Q 2 1 ~ Q 2 4 のコンデンサを用いることにより、ソフトスイッチングを行うことが可能となり、スイッチング時に生じるノイズを抑制することができる。

【 0 0 4 9 】

(第 5 の変形例)

第 5 の変形例として、D C / D C コンバータ 2 1 の他の一例を図 1 4 (a) ~ 図 1 4 (d) を用いて説明する。図 1 4 (a) に示すように、D C / D C コンバータ 2 1 が、L C 直列共振型の一次回路 2 1 a を有していてもよい。また、図 1 4 (b) に示すように、D C / D C コンバータ 2 1 が、L L C 直列共振型の一次回路 2 1 a を有していてもよい。また、図 1 4 (c) に示すように、D C / D C コンバータ 2 1 が、L C C 直列共振型の一次回路 2 1 a を有していてもよい。また、図 1 4 (d) に示すように、D C / D C コンバータ 2 1 が、L C 並列共振型の一次回路 2 1 a を有していてもよい。

40

【 0 0 5 0 】

第 5 の変形例によれば、図 1 4 (a) ~ 図 1 4 (d) に示した構成の場合でも、それぞれソフトスイッチングを実現しながら、スナバコンデンサと同様の機能を果たすことが可

50

能となる。

【 0 0 5 1 】

(その他の実施の形態)

上記のように、本発明は実施の形態によって記載したが、この開示の一部をなす論述及び図面はこの発明を限定するものであると理解すべきではない。この開示から当業者には様々な代替実施の形態、実施例及び運用技術が明らかとなろう。

【 0 0 5 2 】

例えば、本発明の実施の形態においては、三相交流モータ M 1 を駆動させるための三相の交流電圧を生成する場合を説明したが、これに限定されず、单相の交流電圧を生成することにも適用可能である。

【 0 0 5 3 】

また、本発明の実施の形態では、電力変換装置が DC / DC コンバータ 2 1 を備える構成を説明したが、DC / DC コンバータ 2 1 は必ずしも備えていなくてもよい。また、高調波成分除去用コンデンサ C 1 も必ずしも備えていなくてもよい。

【 0 0 5 4 】

このように、本発明はここでは記載していない様々な実施の形態等を含むことは勿論である。したがって、本発明の技術的範囲は上記の説明から妥当な特許請求の範囲に係る発明特定事項によってのみ定められるものである。

【 0 0 5 5 】

特願 2 0 1 3 - 2 1 6 0 9 2 号 (出願日 : 2 0 1 3 年 1 0 月 1 7 日) の全内容は、ここに援用される。

【 0 0 5 6 】

以上、実施の形態に沿って本発明の内容を説明したが、本発明はこれらの記載に限定されるものではなく、種々の変形及び改良が可能であることは、当業者には自明である。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 5 7 】

本発明は、電力変換装置の平滑用コンデンサを小さくすることができ、装置の小型化を図ることに利用することができる。

【符号の説明】

【 0 0 5 8 】

C 1 高調波除去用コンデンサ

C 2 平滑用コンデンサ

M 1 三相交流モータ

N 1 , N 2 , N 3 出力端子

Q 1 1 ~ Q 1 4 , Q 2 1 ~ Q 2 4 , Q 3 1 ~ Q 3 4 スイッチング素子

V B 1 , V B 2 , V B n 直流電源

T R 1 絶縁トランス

1 1 - 1 ~ 1 1 - n , 1 2 - 1 ~ 1 2 - n , 1 3 - 1 ~ 1 3 - n 電圧変換モジュール

(電圧変換手段)

2 1 DC / DC コンバータ (変圧手段)

2 1 a 一次回路

2 1 b 二次回路

2 2 インバータ回路

3 1 制御装置 (制御手段)

3 2 主制御部

3 3 一次側電圧検出部

3 4 二次側電圧検出部

3 5 駆動回路

3 6 二次側電流検出部

4 1 マスターコントローラ

10

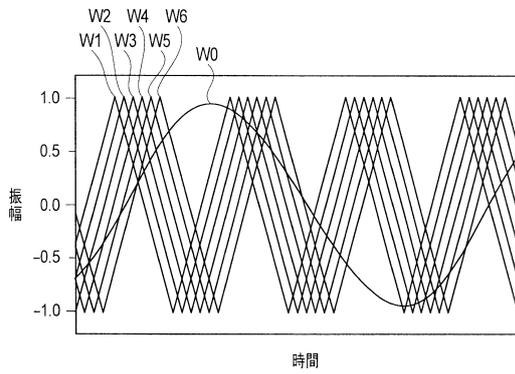
20

30

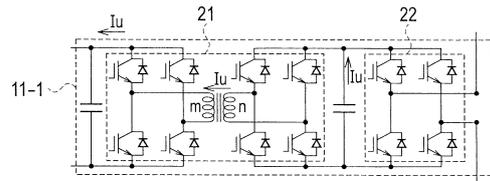
40

50

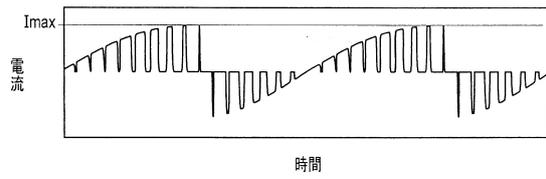
【 図 3 】



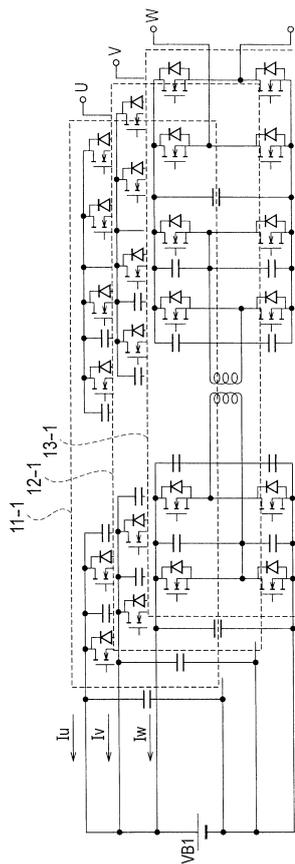
【 図 4 】



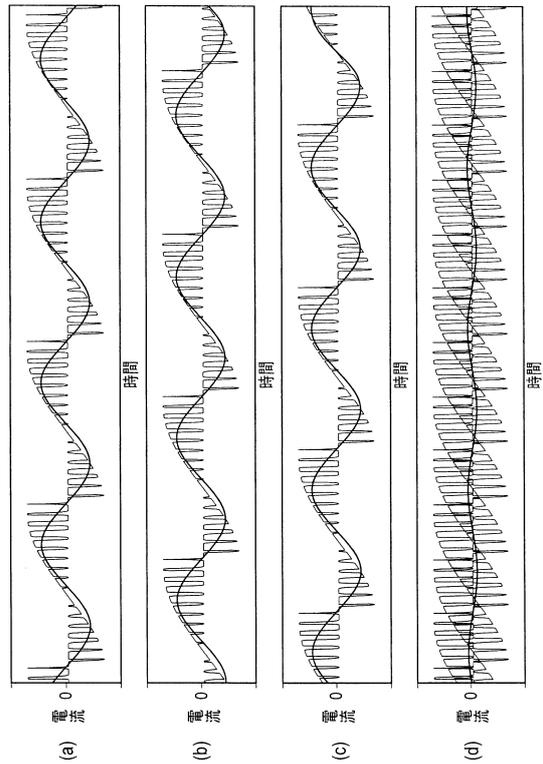
【 図 5 】



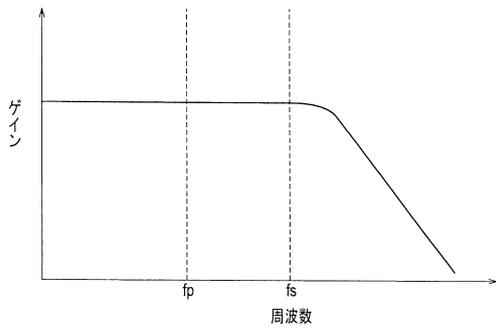
【 図 6 】



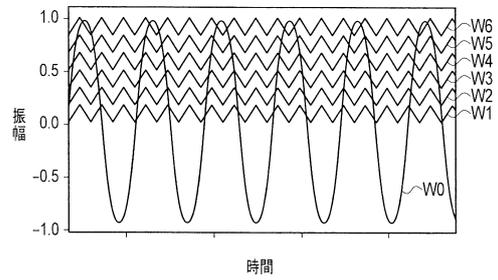
【 図 7 】



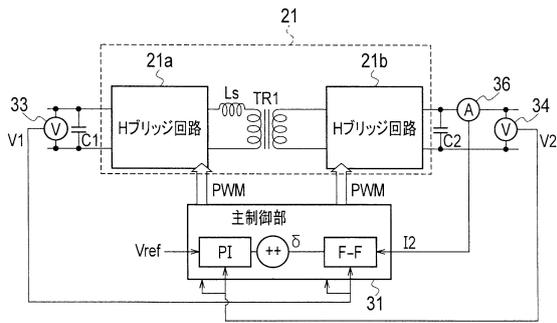
【図8】



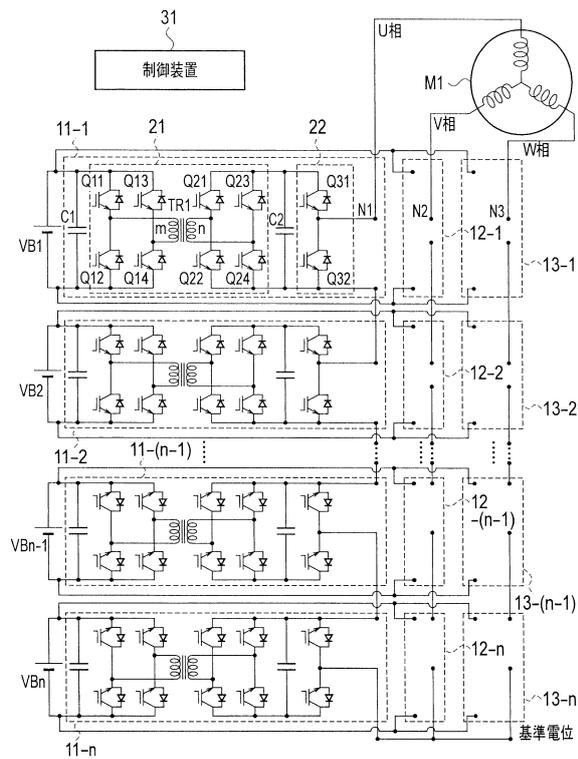
【図10】



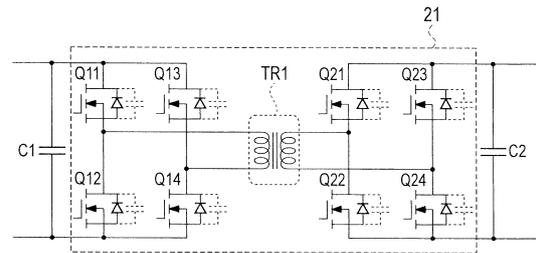
【図9】



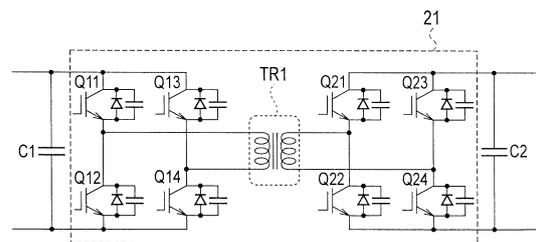
【図11】



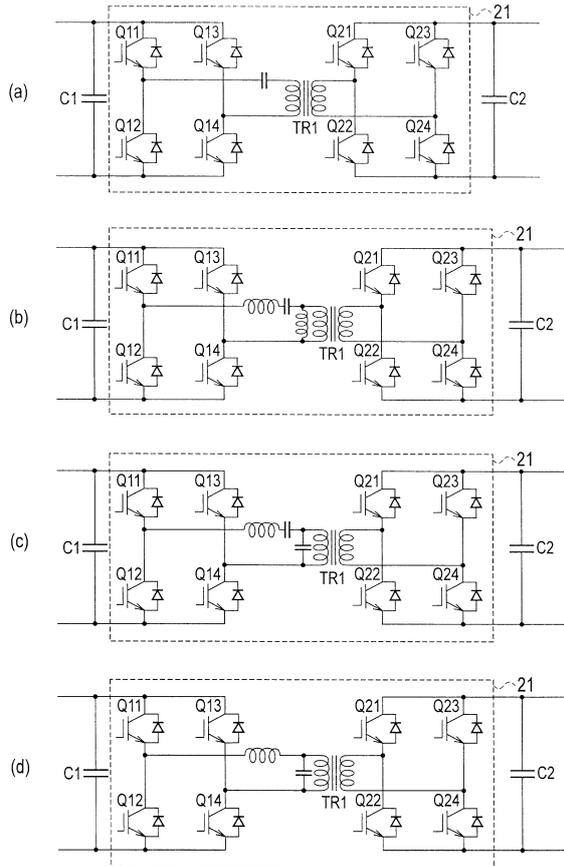
【図12】



【図13】



【 図 1 4 】



フロントページの続き

- (72)発明者 クレア ジョン シー
イギリス ノッティンガム ユニバーシティパーク ノッティンガム大学内
(72)発明者 ワトソン アラン
イギリス ノッティンガム ユニバーシティパーク ノッティンガム大学内

審査官 佐藤 匡

- (56)参考文献 国際公開第2006/103721(WO, A1)
特開2003-250298(JP, A)
特開2002-165460(JP, A)
特開2006-174608(JP, A)
特開2002-165446(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/497
H02M 3/28
H02M 7/48