

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7571601号
(P7571601)

(45)発行日 令和6年10月23日(2024.10.23)

(24)登録日 令和6年10月15日(2024.10.15)

(51)国際特許分類		F I			
H 0 2 M	7/48 (2007.01)	H 0 2 M	7/48	F	
H 0 2 M	7/06 (2006.01)	H 0 2 M	7/06	G	

請求項の数 17 (全24頁)

(21)出願番号	特願2021-23112(P2021-23112)	(73)特許権者	000005234
(22)出願日	令和3年2月17日(2021.2.17)		富士電機株式会社
(65)公開番号	特開2022-125500(P2022-125500 A)	(74)代理人	100107766
(43)公開日	令和4年8月29日(2022.8.29)		弁理士 伊東 忠重
審査請求日	令和6年1月15日(2024.1.15)	(74)代理人	100070150
(出願人による申告) 2019年度 国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術総合開発機構「NEEDO先導研 究プログラム/エネルギー・環境新技術先導研究プログ ラム/MW級航空機電気モータ給電システムの技術開発 」委託研究、産業技術力強化法第17条の適用を受ける 特許出願		(72)発明者	鳥羽 章夫
			神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内
		審査官	安食 泰秀

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電力変換システム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源と、前記交流電源の交流電力をPWM制御により直流電力に変換するコンバータと、前記コンバータから出力される直流電力をPWM制御により交流電力に変換して交流モータに供給するインバータと、を備えた電力変換システムにおいて、

前記コンバータの直流電圧部に接続された第1のコンデンサと、前記インバータの直流電圧部に接続された第2のコンデンサと、前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとを接続する手段であってインダクタンス成分を有する直流結合手段と、を備え、

前記コンバータ及び前記インバータのスイッチング周波数を等しくすると共に、当該スイッチング周波数を、前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサと前記直流結合手段とからなる共振回路の共振周波数よりも高くし、

前記コンバータ及び前記インバータのスイッチング動作によって生じる前記第1のコンデンサ及び前記第2のコンデンサの電圧脈動の所定成分の位相が概ね同相となるように、前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方のスイッチング動作を制御することを特徴とする電力変換システム。

【請求項2】

請求項1に記載した電力変換システムにおいて、

前記コンバータ及び前記インバータにそれぞれ与えるPWMパルスを電圧指令値とキャリア波との比較により生成し、前記コンバータ側のキャリア波及び前記インバータ側のキャリア波を同一周波数とし、かつ両キャリア波の間に所定の位相関係を持たせることを特

10

20

徴とする電力変換システム。

【請求項 3】

請求項 2 に記載した電力変換システムにおいて、

前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくし、

前記交流電源及び前記交流モータにおける一相の電圧の基本波が同一周波数であって概ね同相となるように前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方を制御すると共に、

前記コンバータ側及び前記インバータ側のキャリア波の位相を互いに反転させたことを特徴とする電力変換システム。

【請求項 4】

請求項 2 に記載した電力変換システムにおいて、

前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくし、

前記交流電源及び前記交流モータにおける一相の電圧の基本波が同一周波数であって概ね逆相となるように前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方を制御すると共に、

前記コンバータ側及び前記インバータ側のキャリア波の位相を同相としたことを特徴とする電力変換システム。

【請求項 5】

請求項 1 ~ 4 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方が、直流電圧部が並列接続された複数の電力変換部を有することを特徴とする電力変換システム。

【請求項 6】

請求項 5 に記載した電力変換システムにおいて、

前記複数の電力変換部のスイッチング周波数を同一にし、かつ、前記コンバータまたは前記インバータを構成する前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらしたことを特徴とする電力変換システム。

【請求項 7】

請求項 6 に記載した電力変換システムにおいて、

前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングを概ね均等に散在させることを特徴とする電力変換システム。

【請求項 8】

請求項 6 に記載した電力変換システムにおいて、

前記第 1 のコンデンサまたは前記第 2 のコンデンサの電圧脈動のうち、スイッチング周波数成分については、前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相とし、スイッチング周波数の高調波成分については、前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらすことにより、それぞれ相殺することを特徴とする電力変換システム。

【請求項 9】

請求項 6 に記載した電力変換システムにおいて、

前記第 1 のコンデンサまたは前記第 2 のコンデンサの電圧脈動のうち、スイッチング周波数成分については、前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらし、スイッチング周波数の高調波成分については、前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相とすることにより、それぞれ相殺することを特徴とする電力変換システム。

【請求項 10】

請求項 6 ~ 9 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記複数の電力変換部にそれぞれ与える PWM パルスを電圧指令値とキャリア波との比較により生成し、これらのキャリア波を同一周波数として各キャリア波の間に所定の位相関係を持たせると共に、

前記コンバータ及び前記インバータに用いるキャリア波を同一周波数とし、かつこれら

10

20

30

40

50

のキャリア波の間に所定の位相関係を持たせたことを特徴とする電力変換システム。

【請求項 1 1】

請求項 1 0 に記載した電力変換システムにおいて、

前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくすると共に交流側電圧の基本波の周波数を同一にし、

前記コンバータ及び前記インバータにおいて、前記複数の電力変換部の交流側電圧及び交流側電流の基本波の振幅を概ね等しくすることを特徴とする電力変換システム。

【請求項 1 2】

請求項 5 ~ 1 1 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記複数の電力変換部の一部を停止させるときには、スイッチングに起因する前記第 1 のコンデンサまたは前記第 2 のコンデンサの電圧脈動の所定成分の位相が前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相になるように制御することを特徴とする電力変換システム。

10

【請求項 1 3】

請求項 1 ~ 1 2 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記交流電源が外力によって駆動される交流発電機であり、

前記コンバータまたは前記インバータの直流電圧平均値が所定値となるように、前記交流発電機の電流を前記コンバータにより制御し、前記交流発電機の電流の周波数を前記交流モータの周波数指令に相当する量として前記インバータに与えることを特徴とする電力変換システム。

20

【請求項 1 4】

請求項 1 ~ 1 2 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記交流電源が外力によって駆動される交流発電機であり、

前記コンバータまたは前記インバータの直流電圧平均値が所定値となるように、前記交流発電機の電流を前記コンバータにより制御し、前記交流モータの電流の周波数を前記交流発電機の周波数指令に相当する量として前記外力の制御装置に与えることを特徴とする電力変換システム。

【請求項 1 5】

請求項 1 3 または 1 4 に記載した電力変換システムにおいて、

前記インバータの出力電力に相当する量を、前記コンバータの入力電力指令値に相当する量に加算することを特徴とする電力変換システム。

30

【請求項 1 6】

請求項 1 ~ 1 5 の何れか 1 項に記載した電力変換システムにおいて、

前記直流結合手段に流れる電流脈動を低減するように、前記コンバータ及び前記インバータをそれぞれ PWM 制御するためのキャリア波相互の位相関係、または、前記コンバータ及び前記インバータの交流側電圧基本波の相互の位相関係もしくは交流側電流基本波の相互の位相関係のうち、少なくとも一つを調整することを特徴とする電力変換システム。

【請求項 1 7】

請求項 1 ~ 1 6 の何れか 1 項に記載した電力変換システムが、航空機を推進させる電動ファンの前記交流モータを駆動するシステムであることを特徴とする電力変換システム。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、PWM (パルス幅変調) 制御されるコンバータ及びインバータにより交流 / 直流 / 交流変換を行って交流モータを駆動する電力変換システムに関し、詳しくは、コンバータとインバータとの間の直流回路に流れる電流の脈動を低減するための技術に関するものである。

【背景技術】

【0002】

この種の電力変換システムは従来から種々提供されているが、コンバータ及びインバー

50

タをそれぞれPWM制御するためのキャリア波の周波数が異なると、コンバータ - インバータ間の直流回路のコンデンサ（電圧型システムの場合）やリアクトル（電流型システムの場合）を流れる電流の脈動が大きくなって制御が不安定化し、コンデンサやリアクトルに要求される容量が大きくなることが知られている。

【0003】

そこで、例えば特許文献1には、コンバータ側のキャリア波とインバータ側のキャリア波とを、同一の波形または反転させた波形とし、あるいは、同一周波数で所定の位相差を持たせた波形として、直流回路の電流の脈動を低減することが記載されている。

また、特許文献2には、コンバータ - インバータ間の直流回路に流れる共振電流を抑制するために、コンバータ及びインバータのキャリア波の周波数及び位相を同期させ、上記直流回路には、二つのキャリア波の位相差がゼロの時に共振電流が少なくなるように直流コンデンサ等を付加することが記載されている。

10

【0004】

なお、特許文献3には、直流送電線を介して接続されるコンバータ及びインバータの直流電圧部に電圧平滑用のコンデンサをそれぞれ備えた直流送電システムが開示されている。ここで、前記コンデンサは、コンバータ及びインバータのスイッチングに起因する直流電圧のサージを抑制して素子の過電圧破壊を防止すると共に、交流電源や負荷電力の変動時に直流電圧を安定化させる作用を果たしている。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【0005】

【文献】特開平4 - 121065号公報（第5頁左上欄第20行～第6頁左上欄第1行、図1、図8等）

【文献】特開2017 - 204976号公報（[0017]、[0018]、図1～図3等）

【文献】特許第4373040号公報（[0013]、図1等）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

特許文献1には、特許文献3のように直流電圧部にコンデンサを備えたコンバータ及びインバータが直流回路によって接続されるシステムが開示されていない。

30

また、特許文献2に係る従来技術では、直流回路のインピーダンスや二つの電力系統の条件、コンバータ及びインバータの電圧、電流等によって決まる共振電流が少なくなるようにシミュレーションを行って直流回路を構成しているが、この直流回路の共振電流を抑制する原理が具体的に示されておらず、直流回路に接続されるコンデンサやリアクトル等の接続構成や作用も明確には開示されていない。

更に、特許文献3に係る従来技術は、コンバータ及びインバータの制御回路にアクティブフィルタ機能を持たせることで交流電源系統に流出する低次高調波を抑制する発明であり、直流回路の電流の脈動を低減することを課題とするものではない。

【0007】

40

そこで、本発明の解決課題は、コンバータとインバータとの間の直流回路（直流結合手段）と、コンバータ及びインバータの直流電圧部にそれぞれ接続されたコンデンサとによって共振回路が構成されるような電力変換システムにおいて、新たな素子や部品を追加することなく直流結合手段を流れる電流の脈動を低減可能とした電力変換システムを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するため、請求項1に係る発明は、交流電源と、前記交流電源の交流電力をPWM制御により直流電力に変換するコンバータと、前記コンバータから出力される直流電力をPWM制御により交流電力に変換して交流モータに供給するインバータと、を

50

備えた電力変換システムにおいて、

前記コンバータの直流電圧部に接続された第1のコンデンサと、前記インバータの直流電圧部に接続された第2のコンデンサと、前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサとを接続する手段であってインダクタンス成分を有する直流結合手段と、を備え、

前記コンバータ及び前記インバータのスイッチング周波数を等しくすると共に、当該スイッチング周波数を、前記第1のコンデンサと前記第2のコンデンサと前記直流結合手段とからなる共振回路の共振周波数よりも高くし、

前記コンバータ及び前記インバータのスイッチング動作によって生じる前記第1のコンデンサ及び前記第2のコンデンサの電圧脈動の所定成分の位相が概ね同相となるように、前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方のスイッチング動作を制御することを特徴とする。

10

【0009】

請求項2に係る発明は、請求項1に記載した電力変換システムにおいて、前記コンバータ及び前記インバータにそれぞれ与えるPWMパルスを電圧指令値とキャリア波との比較により生成し、前記コンバータ側及び前記インバータ側のキャリア波を同一周波数とし、かつ両キャリア波の間に所定の位相関係を持たせることを特徴とする。

【0010】

請求項3に係る発明は、請求項2に記載した電力変換システムにおいて、前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくし、前記交流電源及び前記交流モータにおける一相の電圧の基本波が同一周波数であって概ね同相となるように前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方を制御すると共に、前記コンバータ側及び前記インバータ側のキャリア波の位相を互いに反転させたことを特徴とする。

20

【0011】

請求項4に係る発明は、請求項2に記載した電力変換システムにおいて、前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくし、前記交流電源及び前記交流モータにおける一相の電圧の基本波が同一周波数であって概ね逆相となるように前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方を制御すると共に、前記コンバータ側及び前記インバータ側のキャリア波の位相を同相としたことを特徴とする。

【0012】

請求項5に係る発明は、請求項1～4の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記コンバータ及び前記インバータの少なくとも一方が、直流電圧部が並列接続された複数の電力変換部を有することを特徴とする。

30

【0013】

請求項6に係る発明は、請求項5に記載した電力変換システムにおいて、前記複数の電力変換部のスイッチング周波数を同一にし、かつ、前記コンバータまたは前記インバータを構成する前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらしたことを特徴とする。

【0014】

請求項7に係る発明は、請求項6に記載した電力変換システムにおいて、前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングを概ね均等に散在させることを特徴とする。

40

【0015】

請求項8に係る発明は、請求項6に記載した電力変換システムにおいて、前記第1のコンデンサまたは前記第2のコンデンサの電圧脈動のうち、スイッチング周波数成分については、前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相とし、スイッチング周波数の高調波成分については、前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらすことにより、それぞれ相殺することを特徴とする。

【0016】

請求項9に係る発明は、請求項6に記載した電力変換システムにおいて、前記第1のコンデンサまたは前記第2のコンデンサの電圧脈動のうち、スイッチング周波数成分につい

50

ては、前記複数の電力変換部の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらし、スイッチング周波数の高調波成分については、前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相とすることにより、それぞれ相殺することを特徴とする。

【0017】

請求項10に係る発明は、請求項6～9の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記複数の電力変換部にそれぞれ与えるPWMパルスを電圧指令値とキャリア波との比較により生成し、これらのキャリア波を同一周波数として各キャリア波の間に所定の位相関係を持たせると共に、前記コンバータ及び前記インバータに用いるキャリア波を同一周波数とし、かつこれらのキャリア波の間に所定の位相関係を持たせたことを特徴とする。

10

【0018】

請求項11に係る発明は、請求項10に記載した電力変換システムにおいて、前記交流電源及び前記交流モータの相数を等しくすると共に交流側電圧の基本波の周波数を同一にし、前記コンバータ及び前記インバータにおいて、前記複数の電力変換部の交流側電圧及び交流側電流の基本波の振幅を概ね等しくすることを特徴とする。

【0019】

請求項12に係る発明は、請求項5～11の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記複数の電力変換部の一部を停止させるときには、スイッチングに起因する前記第1のコンデンサまたは前記第2のコンデンサの電圧脈動の所定成分の位相が前記コンバータ及び前記インバータにおいて概ね同相になるように制御することを特徴とする。

20

【0020】

請求項13に係る発明は、請求項1～12の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記交流電源が外力によって駆動される交流発電機であり、前記コンバータまたは前記インバータの直流電圧平均値が所定値となるように、前記交流発電機の電流を前記コンバータにより制御し、前記交流発電機の電流の周波数を前記交流モータの周波数指令に相当する量として前記インバータに与えることを特徴とする。

【0021】

請求項14に係る発明は、請求項1～12の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記交流電源が外力によって駆動される交流発電機であり、前記コンバータまたは前記インバータの直流電圧平均値が所定値となるように、前記交流発電機の電流を前記コンバータにより制御し、前記交流モータの電流の周波数を前記交流発電機の周波数指令に相当する量として前記外力の制御装置に与えることを特徴とする。

30

【0022】

請求項15に係る発明は、請求項13または14に記載した電力変換システムにおいて、前記インバータの出力電力に相当する量を、前記コンバータの入力電力指令値に相当する量に加算することを特徴とする。

【0023】

請求項16に係る発明は、請求項1～15の何れか1項に記載した電力変換システムにおいて、前記直流結合手段に流れる電流脈動を低減するように、前記コンバータ及び前記インバータをそれぞれPWM制御するためのキャリア波相互の位相関係、または、前記コンバータ及び前記インバータの交流側電圧基本波相互の位相関係もしくは交流側電流基本波相互の位相関係のうち、少なくとも一つを調整することを特徴とする。

40

【0024】

請求項17に係る発明は、請求項1～16の何れか1項に記載した電力変換システムが、航空機を推進させる電動ファンの前記交流モータを駆動するシステムであることを特徴とする。

【発明の効果】

【0025】

本発明によれば、新たな素子や部品を追加せずに、コンバータとインバータとの間の直流結合手段を流れる電流の脈動を低減し、脈動電流による発生損失を減少させると共に制

50

御を安定化することができる。また、直流電圧部のコンデンサが脈動電流を低減する責務を軽減することにより、コンデンサの静電容量を低減して装置の小型化、低コスト化も可能になる。

【図面の簡単な説明】

【0026】

【図1】本発明の一実施形態に係る電力変換システムの主回路構成図（図1（a））及びその制御回路のブロック図である（図1（b））。

【図2】図1（a）を簡略化した回路図である。

【図3】図2におけるインピーダンスの絶対値の周波数特性を示す図である。

【図4】コンバータ側及びインバータ側のコンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。 10

【図5】図2に示した電力変換システムのコンバータ側の動作波形の一例を示す図である。

【図6】コンバータ側及びインバータ側のキャリア波を同相及び逆相にした場合の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。

【図7】コンバータ側及びインバータ側の力率を変化させた場合の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、裁断電流、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。

【図8】本発明の他の実施形態に係る電力変換システムの主回路構成図である。

【図9】コンバータ及びインバータが、何れも単一の電力変換部からなる場合（図9（a））、及び、並列接続された複数の電力変換部からなる場合（図9（b））の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、裁断電流、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。 20

【図10】コンバータ及びインバータが、何れも並列接続された複数の電力変換部からなる場合の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、裁断電流、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。

【図11】図1（b）の制御回路の変形例を示すブロック図である。

【図12】本発明を航空機推進システムに適用した場合の構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0027】

以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。

図1（a）は、本発明の一実施形態に係る電力変換システムの主回路構成図であり、図1（b）はその制御回路の一例を示すブロック図である。

【0028】

図1（a）において、交流電源Gは、例えばエンジン等の外力によって回転力を得る三相の交流発電機からなる。交流電源Gには、三相の電圧型コンバータ（以下、単にコンバータともいう）10が接続され、コンバータ10の直流側には、ケーブル等の直流結合手段30を介して三相の電圧型インバータ（以下、単にインバータともいう）20が接続されている。インバータ20は、直流結合手段30を介して入力された直流電力を交流電力に変換して三相同期モータや誘導モータ等の交流モータMに出力し、交流モータMは所定のトルクを発生して負荷（図示せず）を駆動する。 40

コンバータ10は、IGBTやFET等の半導体スイッチング素子（以下、単にスイッチング素子ともいう） $S_1 \sim S_6$ を三相ブリッジ接続してなる電力変換部11と、その直流出力端子間に接続された第1のコンデンサとしての電圧平滑用のコンデンサ C_c とを備え、インバータ20は、前記コンデンサ C_c に直流結合手段30を介して接続された第2のコンデンサとしての電圧平滑用のコンデンサ C_i と、その両端に三相ブリッジ接続されたスイッチング素子 $S_{21} \sim S_{26}$ からなる電力変換部21とを備えている。

【0029】

上記構成において、コンバータ10は交流電圧をスイッチング素子 $S_1 \sim S_6$ のオン・オフ動作により直流電圧に変換してコンデンサ C_c により平滑し、直流結合手段30を介 50

してインバータ 20 に供給する。インバータ 20 では、入力された直流電圧をコンデンサ C_i により平滑し、スイッチング素子 $S_{21} \sim S_{26}$ のオン・オフ動作により交流電圧に変換して交流モータ M に供給する。

以下では、符号 C_c 、 C_i をコンデンサ及びキャパシタンスの両方の意味で使用する。また、直流結合手段 30 が有するインダクタンスを L_{ci} により表すものとする。なお、このインダクタンス L_{ci} は、直流結合手段 30 としてのケーブル自体のインダクタンスや、ケーブルの途中に部品としての直流リアクトルが接続されている場合の、直流リアクトル及びケーブルのインダクタンスを含む。

【0030】

(1) 請求項 1 に係る実施例

この実施例の特徴は、図 1 (a) のように、コンバータ 10 とインバータ 20 との間の直流回路にコンデンサ C_c 、 C_i とインダクタンス L_{ci} とからなる共振回路（以下、CLC 共振回路ともいう）を有する電力変換システムにおいて、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチング周波数を等しくし、かつ、このスイッチング周波数を CLC 共振回路の共振周波数よりも高く設定することにある。更に、この実施例の特徴は、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチングにより発生するコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の所定成分の位相が概ね同相となるように、コンバータ 10 及びインバータ 20 の少なくとも一方のスイッチング動作を制御し、これによって前記電圧脈動の差分に起因する直流結合手段 30 の電流 I_{ci} の脈動を低減することにある。

【0031】

始めに、CLC 共振回路の共振周波数と、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチング周波数との関係について考察する。

上記スイッチング周波数またはその高調波の周波数が共振周波数に一致すると、 C_c 、 C_i 、 L_{ci} からなるループにおける振動電流が制限なく増大し、コンデンサ C_c 、 C_i の過電圧、あるいは上記ループの過電流によって装置の破壊に至る。仮にこのような事態を回避できたとしても、スイッチング周波数が共振周波数より低い場合には、コンバータ 10 の電力変換部 11 またはインバータ 20 の電力変換部 21 から見て、これらの直流電圧部に設けられたコンデンサ C_c やコンデンサ C_i よりもインダクタンス L_{ci} の方が、スイッチング周波数におけるインピーダンスが低いことになる。このため、スイッチング動作により発生する電流の脈動成分の多くがコンデンサ C_c 、 C_i によって吸収されずにインダクタンス L_{ci} に流れることになり、コンデンサ C_c 、 C_i が本来担うべき電圧平滑要素としての機能が損なわれてしまう。

以上のことから、コンバータ 10 及びインバータ 20（電力変換部 11、21）のスイッチング周波数を CLC 共振回路の共振周波数よりも高くすることが、システムを安定的に動作させるための要件となる。

【0032】

上記の点を、図 2、図 3 を用いて更に説明する。

図 2 は、図 1 (a) を簡略化したものである。この図 2 において、コンバータ 10 側から見たインピーダンス Z の絶対値 $|Z|$ の周波数特性は、例えば図 3 のようになり、これを定式化すると数式 1 が得られる。なお、インバータ 20 側から見たインピーダンスも同様であり、数式 1 の右辺において第二分数項の分子の C_i が C_c になる。

【数 1】

$$Z = \frac{1}{j\omega(C_c + C_i)} \frac{1 - \omega^2 L_{ci} C_i}{1 - \omega^2 L_{ci} \frac{C_c C_i}{C_c + C_i}}$$

【0033】

数式 1 から、インピーダンス Z には 2 つの特異点がある。各特異点の周波数は、 $|Z|$ がゼロとなる周波数 f_{r1} ($\omega = \omega_{r1} = 2\pi f_{r1}$) と、 $|Z|$ が無限大となる周波数 f

10

20

30

40

50

f_{r2} ($= f_{r2} = 2 f_{r1}$) であり、それぞれ数式 2、数式 3 によって与えられる。

【数 2】

$$f_{r1} = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_{ci} C_i} \right)$$

【数 3】

$$f_{r2} = 1 / \left(2\pi \sqrt{L_{ci} \frac{C_c C_i}{C_c + C_i}} \right)$$

10

【0034】

ここで、図 3 では、特異点において $|Z|$ が有限値となっているが、これは実際の回路における抵抗成分を考慮したものであって本質的な問題ではなく、また、この抵抗成分は一般に L_{ci} 、 C_c 、 C_i に対してその影響が小さいので、定式化においては無視している。

数式 2、数式 3 によれば必ず $f_{r1} < f_{r2}$ の関係があるため、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチング周波数は、図 3 の f_{r2} よりも高くする必要がある。つまり、スイッチング周波数が f_{r1} または f_{r2} に一致すると共振状態となって過電圧や過電流となり、 f_{r2} より低いと、インダクタンス L_{ci} にはスイッチング動作に起因する電流成分の多くが流れてしまう。なお、システムを安定的に動作させるためには、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチング周波数が f_{r2} に近いと共振に近い状態になるため、実用的には、スイッチング周波数を f_{r2} の概ね 2 倍以上とすることが望ましい。

20

【0035】

次に、図 2 から明らかかなように、コンバータ 10 及びインバータ 20 のスイッチングによるコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の差分はリアクタンス L_{ci} に印加されるため、この差分を抑制することで、リアクタンス L_{ci} に流れる電流の脈動を低減することができる。

前述した図 2 において、コンバータ 10 及びインバータ 20 の電力変換部 11、21 は、それぞれ交流電源 G 及び交流モータ M に PWM 制御された電圧を印加して電流を直接または間接的に制御している。交流電源 G や交流モータ M 自体は、通常、基本波とその高調波の電圧を有しており、これらの電圧に PWM 制御による矩形波状の電圧が重畳されるので、交流電源 G と交流モータ M との間には、一般にリアクトル等を接続して両者の電圧の差分がこのリアクトル等に印加されることで電流が平滑化される。但し、上記リアクトル等は、交流電源 G や交流モータ M が有するインダクタンス成分によって代用されることが多いため、図 2 では、その前提でリアクトル等の記載を省略し、直流結合手段 30 が有するインダクタンス L_{ci} のみを表記してある。

30

【0036】

上記のように、交流電源 G からコンバータ 10 に流れる電流や交流モータ M からインバータ 20 に流れる電流は連続的であり、これらの連続的な電流を電力変換部 11、21 のスイッチングにより裁断したパルス状の電流（以下、裁断電流という）が直流回路側に流れ、コンデンサ C_c 、 C_i 及びインダクタンス L_{ci} からなる CLC 共振回路の入力になる。この裁断電流の波形は、実質的には交流電源 G の電流と電力変換部 11 のスイッチングとにより、並びに、交流モータ M の電流と電力変換部 21 のスイッチングとによって決まるため、CLC 共振回路に対しては電流源的な振る舞いをする。

40

【0037】

更に、電力変換部 11、21 のスイッチング周波数を、それぞれから見た CLC 共振回路の共振周波数 f_{r2} よりも高くした場合、裁断電流の大部分は、電力変換部 11 からはコンデンサ C_c に流入し、電力変換部 21 からはコンデンサ C_i に流入するので、結果として、コンデンサ C_c 、 C_i には、所定の直流電圧に脈動電圧が重畳されることになる。

50

また、裁断電流が有する直流成分はコンデンサ C_c 、 C_i を通らないため、直流結合手段30のインダクタンス L_{ci} を通してコンバータ10とインバータ20との間でやりとりされ、これによって交流モータMが必要とする電力を交流電源Gから供給し、逆に、回生動作によって交流モータMから交流電源Gに向けて電力が供給されることになる。

【0038】

電力変換部11、21のスイッチング動作によって生じるコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動について、更に説明する。

ここまでの説明から明らかなように、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の差分がインダクタンス L_{ci} に印加される結果、電流脈動が発生するため、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の差分を小さく抑えれば、インダクタンス L_{ci} における電流脈動を低減することができる。

10

その具体的手段としては、電力変換部11、21のスイッチングに起因するコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動は、スイッチング周波数に関わる成分を有しているため、この成分のうち「所定成分」について、コンデンサ C_c とコンデンサ C_i とにおいて概ね同相となるように電力変換部11、21のスイッチング動作を制御すればよい。この場合の「所定成分」とは、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が有する周波数成分のうち「主要な周波数成分」や「特に低減したい周波数成分」、あるいは、電圧脈動の時間波形において電圧振幅が大きい期間の「時間成分」を言う。

【0039】

上記の点を具体的に示したのが図4である。

20

図4(a)、(b)は、コンバータ10側及びインバータ20側のコンデンサ C_c 、 C_i の電圧 E_c 、 E_i 、並びに、直流結合手段30の電流 I_{ci} の波形を示しており、図4(a)は E_c （実線にて示す）、 E_i （破線にて示す）が概ね逆相の場合、図4(b)は E_c 、 E_i が概ね同相の場合である。何れの場合も電圧 E_c 、 E_i は脈動しており、これらの電圧脈動の差分が直流結合手段30のインダクタンス L_{ci} に印加されて電流 I_{ci} が流れる。

【0040】

図4(a)において、概ね逆相である E_c 、 E_i の電圧脈動は、各電圧の振幅が大きいほど差電圧も大きくなるため、この期間にインダクタンス L_{ci} を流れる I_{ci} には大きな電流脈動が含まれている。一方、図4(b)では、 E_c 、 E_i の電圧脈動は概ね同相であるため、これによってインダクタンス L_{ci} に印加される差電圧の脈動が小さくなり、 I_{ci} の電流脈動も小さくなる。

30

従って、図4(b)のように E_c 、 E_i の電圧脈動が概ね同相となるようにコンバータ10及びインバータ20のスイッチング動作を制御すれば、直流結合手段30を流れる電流 I_{ci} の脈動を抑制することができる。

【0041】

(2) 請求項2に係る実施例

図5は、図2に示した電力変換システムの動作波形の一例であり、上からキャリア波（三角波）及び電圧指令値、裁断電流、コンバータ10側のコンデンサ C_c の電圧 E_c 、直流結合手段30の電流 I_{ci} を示している。

図5の裁断電流については、キャリア波が極大値となるタイミングを補助線で示してあり、ここから、裁断電流によるコンデンサ C_c の電圧脈動の周波数はキャリア波の周波数に支配されることが分かる。また、コンデンサ C_c の電圧脈動を詳しく見ると、裁断電流のパルスが存在する期間に増加し、裁断電流のパルスが存在しない期間（裁断電流がゼロの期間）には減少していることが分かり、これは、裁断電流がコンデンサ C_c に流入していることから理解できる。なお、図示されていないインバータ20側において、コンデンサ C_i の電圧 E_i は裁断電流のパルスが存在する期間に減少し、パルスが存在しない期間では増加する。

40

【0042】

PWMコンバータやPWMインバータにおいては、三角波に代表されるキャリア波と電圧指令値との比較によってPWMパルスを生成することが一般的である。その場合、周知

50

のように、コンバータやインバータの電力変換部と直流電圧部のコンデンサとの間の電流はパルス状の裁断電流となり、この裁断電流の主要な周波数成分はキャリア波の周波数の整数倍の成分となる。これに伴い、コンデンサの電圧脈動の周波数成分は、キャリア波の基本周波数成分とその高調波成分、及び、それらの側帯波の成分のうち複数の成分を含む。

【 0 0 4 3 】

よって、前述したように、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の差分によって直流結合手段 30 の電流脈動が決まり、この電流脈動を低減するためには両コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動を概ね同相にすることが有効であるから、コンバータ 10 及びインバータ 20 に与える PWM パルスを電圧指令値とキャリア波との比較によって生成する場合には、コンバータ 10 及びインバータ 20 に用いるキャリア波の周波数を等しくし、かつ、両コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が概ね同相になるように両キャリア波の位相関係を調整することが望ましい。

10

仮に両キャリア波の周波数が等しくない場合には、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動は時間と共に位相がずれてしまい、また、両キャリア波の間に所定の位相関係を維持できない場合にも直流結合手段 30 の電流脈動を抑制することができなくなる。

【 0 0 4 4 】

(3) 請求項 3、4 に係る実施例

次に、請求項 3、4 に係る実施例として、直流結合手段 30 の電流脈動を低減する具体的な方法について説明する。

一般に、PWM コンバータ及び PWM インバータにおいて、定常状態におけるコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の振幅は、交流側の基本波の相数の 2 倍で周期的に変動する。従って、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が大きくなるタイミングをコンバータ 10 側とインバータ 20 側とで合わせるには、まず、コンバータ 10 及びインバータ 20 の相数、言い換えれば交流電源 G と交流モータ M との相数を等しくすることが必要である。

20

以下では、最も代表的な三相の場合について説明する。

【 0 0 4 5 】

まず、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の振幅と、コンバータ 10 及びインバータ 20 の交流側の電圧基本波の位相との関係について説明する。

前述の図 5 に示された電圧指令値は、交流側の一相の電圧基本波に相当する。この電圧指令値がキャリア波と比較されて、コンバータ 10 及びインバータ 20 の交流側に出力すべき電圧を生じさせるための PWM パルスが生成される。これにより、裁断電流は、三相全ての上アームまたは下アームのスイッチング素子がオンとなる期間（零相期間と呼ぶ）にはゼロ、それ以外の期間には、交流側の何れかの相の電流と等しいパルス状の波形となる。

30

図 5 によれば、裁断電流において、電圧指令値（基本波）の振幅がキャリア波の振幅よりも小さい期間では、キャリア波の 1 周期当たり 2 パルスの裁断電流が存在する。ここで、裁断電流のパルスの時間間隔に着目すると、電圧指令値が振幅相当すなわち最大値あるいは最小値付近であるタイミングでは、裁断電流の隣り合うパルスが近接、離散を繰り返すことが観測され、これらの近接、離散を繰り返す期間（期間 A）は、電圧指令値の半周期で相数回、つまりこの場合には 3 回存在し、ある期間 A と次の期間 A との間には、裁断電流の隣り合うパルスが概ね均等に配置される期間（期間 B）が同じ回数だけ存在することが分かる。

40

その理由を、以下に簡単に説明する。

【 0 0 4 6 】

電圧指令値（基本波）が三相平衡正弦波である場合、そのうちの一相の振幅が最大となる時点における他の二相の電圧指令値（図 5 には図示していない）の振幅は、前記一相の振幅の $1/2$ で符号が反転した値となる。この時点の三相の電圧指令値を共通のキャリア波とそれぞれ比較する場合、零相期間はキャリア波が山となる時点付近では短く、谷となる時点付近では長くなる。つまり、キャリア波が山となる時点付近では裁断電流の隣り合うパルスが近接し、キャリア波が谷となる時点付近では裁断電流の隣り合うパルスが離散

50

することになる。

このような現象は、三相の電圧指令値（電圧基本波）が正負交互に極大値、極小値となるたびに繰り返す。

【 0 0 4 7 】

また、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の大きさには、裁断電流のパルスの位置が直接的に影響する。すなわち、コンバータ 10 において裁断電流の隣り合うパルスが近接していれば、コンデンサ C_c に電流が高頻度で流入するためコンデンサ C_c の電圧は大きく増加する一方、裁断電流の隣り合うパルスが離散していれば、零相期間にコンデンサ C_c には電流が流入しないためインバータ 20 側への電流流出によってコンデンサ C_c の電圧は大きく減少する。インバータ 20 側では逆に、コンデンサ C_i の電圧は裁断電流の隣り合うパルスが近接していると大きく減少し、離散していると大きく増加する。

10

【 0 0 4 8 】

以上に述べたことは図 5 によって確認することができる。すなわち、既に説明したことと一部重複するが、

- ・裁断電流のパルスが近接、離散を繰り返す期間 A は、三相の電圧指令値（電圧基本波）の半周期で 3 回あり、期間 A 同士の間には、裁断電流のパルスが概ね均等に配置される期間 B がある。

- ・期間 A において、コンデンサ C_c の電圧脈動の振幅が大きくなっている。

- ・コンバータ 10 側のコンデンサ C_c の電圧は裁断電流のパルスが近接する期間に大きく増加し、パルスが離散する期間に大きく減少する。

20

【 0 0 4 9 】

前述したように、コンバータ 10 及びインバータ 20 においてコンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が大きい期間で両者の電圧脈動を同相にすることが、直流結合手段 30 における脈動電流の低減に有効である。そこで、まず、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が大きい期間をコンバータ 10 とインバータ 20 との間で合わせるため、コンバータ 10 及びインバータ 20 のそれぞれについて、交流側の任意の一相の電圧指令値、すなわち電圧基本波の周波数を同一とし、かつ同相とする。これは、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の大きさは裁断電流のパルスの近接と離散との影響を直接的に受けると共に、裁断電流のパルスの近接と離散は、キャリア比較による PWM 制御では電圧指令値の位相によって決まるためである。

30

そして、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動が大きい期間で両者の電圧脈動を同相とするためには、コンバータ 10 及びインバータ 20 が用いるキャリア波の周波数を同一とし、かつ逆相とすればよい。つまり、前述したように裁断電流のパルスの近接と離散に対するコンデンサ C_c 、 C_i の電圧の増減が、コンバータ 10 とインバータ 20 とでは逆になっているため、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧の増減を合わせるためには裁断電流のパルスの近接と離散とを反転させればよい。

【 0 0 5 0 】

このことを示したのが図 6 である。図 6 (a) はコンバータ 10 及びインバータ 20 のキャリア波が同相の場合、図 6 (b) は逆相の場合であり、各図の上からコンバータ 10 及びインバータ 20 の交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧 E_c 、 E_i 、及び直流結合手段 30 の電流 I_{c_i} を示している。なお、グラフのスケールは図 6 (a)、(b) で共通である。

40

図 6 (a)、(b) において、交流側電圧基本波はコンバータ 10 及びインバータ 20 で同期しているため波形が重なっており、また、インバータ 20 の交流側電流は電圧基本波と同相つまり力率 1 の例を示している。これらの図から明らかなように、コンデンサの電圧脈動の振幅が大きい期間はコンバータ 10 及びインバータ 20 において同時になっているものの、図 6 (a) に示すキャリア波同相の場合には電圧 E_c 、 E_i が概ね逆相となっているのに対し、図 6 (b) に示すキャリア波逆相の場合には電圧 E_c 、 E_i が概ね同相となっているため、図 6 (a) に比べて電流 I_{c_i} の脈動を抑制できることが明らかである。

50

なお、上記の説明からの類推として、コンバータ10及びインバータ20の交流側の任意の一相の電圧基本波を同一周波数かつ逆相とし、コンバータ10及びインバータ20のキャリア波を同一周波数かつ同相とした場合にも、同様な効果を得ることができる。

【0051】

ここで、図7(a)は、コンバータ10側の力率角 θ をほぼ 0° （力率がほぼ1）、インバータ20側の力率角 θ を -10° （電流遅れ位相）とした場合、図7(b)は、コンバータ10側の力率角 θ をほぼ 0° （力率がほぼ1）、インバータ20側の力率角 θ を -30° （電流遅れ位相）とした場合の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、裁断電流、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。なお、コンバータ10及びインバータ20の電圧基本波は同相、キャリア波は逆相である。また、裁断電流の波形において、実線はコンバータ10側、破線はインバータ20側の電流を示す。

このように、コンバータ10及びインバータ20の電流位相が異なる場合でも、前述した如く裁断電流のパルスの近接と離散が力率に依存せずに電圧基本波の位相のみで決まるため、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の振幅の大小の繰り返しはコンバータ10及びインバータ20の両方で概ね一致しており、同様な作用効果が得られることが分かる。

【0052】

(4) 請求項5に係る実施例

本発明は、コンバータ及びインバータの少なくとも一方を、直流電圧部が並列接続された複数の電力変換部により構成する場合にも適用可能であり、その一例を本発明の他の実施形態として図8に示す。

この図8は、コンバータ10Aが2台の電力変換部11、12を並列接続して構成され、インバータ20Aが2台の電力変換部21、22を並列接続して構成されている場合であり、コンバータ10Aには1台の交流電源Gが接続され、インバータ20Aには1台の交流モータMが接続されている。なお、電力変換部11、12及び電力変換部21、22のスイッチング周波数は全て同一である。

本実施例でも、これまでに説明した各実施例と同様に、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の所定の成分が概ね同相になるように電力変換部11、12及び電力変換部21、22をそれぞれ制御することにより、直流結合手段30の電流脈動を抑制することができる。

【0053】

(5) 請求項6、7に係る実施例

図8の構成において、コンバータ10Aのコンデンサ C_c 及びインバータ20Aのコンデンサ C_i の電圧脈動は、並列接続される複数の電力変換部11、12の相互作用及び電力変換部21、22の相互作用によってそれぞれ生じる。

これに対しては、コンバータ10A内の電力変換部11、12に与えるPWMパルスをずらして直流母線電流（裁断電流）のパルス発生のタイミングをずらし、同様に、インバータ20A内の電力変換部21、22に与えるPWMパルスをずらして直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらすことにより、コンデンサ C_c やコンデンサ C_i の電圧脈動をそれぞれ抑制することができる。

例えばコンバータ10A内の電力変換部11、12のPWMパルスを概ね均等になるようにずらせば、各電力変換部11、12から流れる直流母線電流のパルス発生のタイミングを概ね均等にずらすことができ、結果としてコンデンサ C_c に流入する電流の総和が平滑化されてコンデンサ C_c の電圧脈動を好適に抑制することができる。並列接続される電力変換部が2台の場合には、それぞれのPWMパルスが概ね交互になるようにすればよい。電力変換部のPWMパルスのずらし方は、インバータ20Aの電力変換部21、22についても同様である。

なお、本実施例によれば、前記各実施例と同様に直流結合手段30の電流脈動の低減にも寄与できることは言うまでもない。

【0054】

(6) 請求項8に係る実施例

図8の構成において、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動のうち、スイッチング周波数成

10

20

30

40

50

分については、コンバータ10A及びインバータ20Aにおいて概ね同期させ、また、スイッチング周波数の高調波成分については、複数の電力変換部11, 12及び電力変換部21, 22の直流母線電流のパルス発生のタイミングを互いにずらして相殺することが望ましい。

【0055】

コンバータ10Aとインバータ20Aとが物理的にある程度離れている場合を考慮すると、これらのキャリア波の位相の管理には当然誤差があり、その影響は高周波成分になるほど大きくなる。従って、コンバータ10A及びインバータ20Aのスイッチング動作に起因する直流結合手段30の電流脈動成分のうち最も低周波であるスイッチング周波数成分を、コンバータ10A及びインバータ20Aのキャリア波の位相を管理して抑制すること

10

で管理誤差の影響を小さくする。これに対し、並列接続される複数の電力変換部11, 12同士や電力変換部21, 22同士は、それぞれ物理的に近い位置(例えば同じ筐体内)に配置されることが想定されるため、キャリア波の位相はコンバータ10Aとインバータ20Aとの間よりも高精度に管理することができる。よって、スイッチング周波数の高調波成分については、並列接続される複数の電力変換部の相互作用により抑制すればよい。

【0056】

ここで、直流結合手段30を構成するケーブル等は分布定数的な振る舞いをする可以考虑される。この振る舞いは、例えばケーブル長が長いほど、または正負の導線が近接しているほど顕著になる。

20

分布定数的な振る舞いは、一般に周波数が高いほど強く現れる。従って、ケーブル等の両端に高周波の電圧変動が印加された場合、これをケーブル両端における位相の管理によって相殺しようとしても、ケーブル等の分布定数的な要素、具体的には正負の導線間のキャパシタンス成分を通して高周波電流が通流してしまうことが考えられる。従って、ケーブル両端のスイッチング周波数の高調波成分は、複数の電力変換部11, 12や電力変換部21, 22の相互作用によってそれぞれ相殺しておき、相対的に周波数が低いスイッチング周波数成分については、ケーブル両端の位相の管理によって抑制することで、ケーブルの分布定数的な振る舞いの影響を受け難くして電流脈動を好適に抑制することができる。

【0057】

(7) 請求項9に係る実施例

30

上述した請求項8に係る実施例とは逆に、コンバータ10A及びインバータ20Aのコンデンサ C_c , C_i の電圧脈動のうち、スイッチング周波数成分については、複数の電力変換部11, 12及び電力変換部21, 22の直流母線電流のパルス発生のタイミングを互いにずらして相殺し、スイッチング周波数の高調波成分については、コンバータ10A及びインバータ20Aにおいて概ね同相となるようにしてもよい。

すなわち、ケーブル等の直流結合手段30に生じる電流脈動のうち、通常は最も成分比率が高いスイッチング周波数成分については、直流結合手段30の両端、つまり、コンバータ10A及びインバータ20Aのそれぞれの内部において、電力変換部11, 12の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらし、かつ、電力変換部21, 22の直流母線電流のパルス発生のタイミングをずらすことにより、脈動成分を根源的に低減させる。また、直流結合手段30に生じる電流脈動のうち残存するスイッチング周波数の高調波成分については、コンバータ10Aとインバータ20Aとの相互作用、つまり、コンデンサ C_c , C_i の電圧脈動の所定成分を同相にして相殺するものである。

40

【0058】

(8) 請求項10に係る実施例

この実施例は、コンバータ10A及びインバータ20Aが、並列接続される複数の電力変換部により構成される場合を更に具体化したものである。

電力変換部が単一である場合と同様に、PWMパルスを電圧指令値とキャリア波との比較によって生成する場合、並列接続される複数の電力変換部について、各電力変換部に対するキャリア波を同一周波数とし、かつ、各キャリア波の間に所定の位相差を持たせるこ

50

とにより、各電力変換部から出力される裁断電流のパルスの発生タイミングを簡便にずらすことができる。これは、図5を用いた説明等により容易に理解可能である。

【0059】

一例として、並列接続される電力変換部が2台の場合には、各電力変換部に与えるキャリア波を反転させること、また、3台の場合にはキャリア波の位相差を 120° として均等にずらすことが考えられ、何れの場合も複数の電力変換部の発生する裁断電流のパルスの発生タイミングが均等にずれるため、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動ひいては直流結合手段30の電流脈動を低減させることができる。または、スイッチング周波数の高調波成分を相殺するようにキャリア波の位相をずらすことも有効である。

そして、電力変換部が単数の場合と同様に、電力変換部が複数である場合も、コンバータ10A及びインバータ20Aのキャリア波の周波数を同一にし、コンバータ10A側のキャリア波とインバータ20Aの側のキャリア波との位相関係を調整することにより、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の主成分を概ね同相にして直流結合手段30の電流脈動を抑制することができる。

【0060】

(9) 請求項11に係る実施例

図8のように、コンバータ10A及びインバータ20Aが、並列接続される複数の電力変換部を有する場合も、コンバータ10A及びインバータ20Aの交流側電圧基本波の周波数を同一にすれば、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧脈動の振幅が変動するタイミングを合わせることができる。そして、並列接続される複数の電力変換部の交流側電圧及び交流側電流の基本波の振幅をほぼ等しくすることで、各電力変換部が発生する裁断電流も相似波形となり、これらの裁断電流に位相差を設けることによって脈動電流を好適に相殺することができる。

【0061】

図9は、本実施例のシミュレーション結果を示す波形図である。

図9(a)は、比較のために、コンバータ10及びインバータ20が何れも単一の電力変換部を有する場合の、交流側電流、交流側電圧基本波、キャリア波、裁断電流、コンデンサの電圧、及び、直流結合手段の電流を示す波形図である。この図9(a)では、コンバータ10側及びインバータ20側のキャリア波が逆相となっており、前述した図6(b)の例に相当する。

一方、図9(b)は、図8のように、コンバータ10A及びインバータ20Aがそれぞれ並列接続された電力変換部11、12、及び電力変換部21、22を有する場合の各部の波形図であり、コンバータ10A及びインバータ20Aの交流側電圧基本波を同期させ、電力変換部11、21、電力変換部12、22の各組について交流側電流及び交流側電圧基本波の振幅をほぼ等しくすると共に、4台の電力変換部11、12、21、22のキャリア波の周波数を同一にしてそれぞれの位相を順に 0° 、 90° 、 180° 、 270° とした場合のものである。つまり、コンバータ10Aでは電力変換部11、12に対するキャリア波の位相が互いに 90° ずれ、インバータ20Aでは電力変換部21、22に対するキャリア波の位相が互いに 90° ずれている。そして、コンバータ10Aとインバータ20Aとの間ではキャリア波の位相が全体として 180° ずれている。図9(b)では、コンバータ10A内の電力変換部11に対するキャリア波とインバータ20A内の電力変換部21に対するキャリア波(互いの位相差は 180°)のみを示しており、他の電力変換部12、22に対するキャリア波は図示を省略してある。

また、図9(b)における裁断電流は、実線がコンバータ10A内の電力変換部11側、破線がインバータ20A内の電力変換部21側を示し、コンデンサ C_c 、 C_i の電圧は、実線がコンデンサ C_c の電圧 E_c 、破線がコンデンサ C_i の電圧 E_i を示している。

なお、図9(a)、(b)において、対応する各波形のスケールは同一である。

【0062】

本実施例(図9(b))によれば、コンバータ10Aとインバータ20Aとの間で、直流結合手段30の電流脈動の主要成分であるキャリア波の周波数成分が互いに同相になっ

て相殺されると共に、コンバータ10A内の電力変換部11, 12の間、コンバータ20A内の電力変換部21, 22の間で、キャリア波の2倍周波数成分が互いに同相になって相殺される結果、直流結合手段30の電流脈動が図9(a)よりも一層低減されていることが分かる。

【0063】

更に、図10は、図9(b)とは逆に、コンバータ10Aとインバータ20Aとの間で、キャリア波の2倍周波数成分を相殺し、コンバータ10A内の電力変換部11, 12の間、コンバータ20A内の電力変換部21, 22の間で、キャリア波の周波数成分を相殺するようにした場合の波形図である。

この例では、4台の電力変換部11, 12, 21, 22のキャリア波の周波数を同一にしてそれぞれの位相を順に 0° , 180° , 90° , 270° としている。図10では、コンバータ10A内の電力変換部11に対するキャリア波とインバータ20A内の電力変換部21に対するキャリア波(互いの位相差は 90°)のみを示しており、他の電力変換部12, 22に対するキャリア波は図示を省略してある。また、裁断電流については、実線がコンバータ10A内の電力変換部11側、破線がインバータ20A内の電力変換部21側を示し、コンデンサ C_c , C_i の電圧は、実線がコンデンサ C_c の電圧 E_c 、破線がコンデンサ C_i の電圧 E_i を示している。

この図10においても、図9(b)と同様に、直流結合手段30の電流脈動が顕著に低減されていることが分かる。

【0064】

なお、図9(b)と図10とを比較すると、コンデンサ C_c , C_i の電圧脈動の周波数成分が異なっていることが見て取れる。これは、コンバータ10A側のコンデンサ C_c とインバータ20A側のコンデンサ C_i とのそれぞれの電圧脈動を概ね同相にして相殺し、直流結合手段30の電流脈動を低減するという本発明の課題を解決するために、相殺すべきコンデンサ電圧の周波数成分が異なっていること(図9(b)ではキャリア波の周波数成分であるのに対し、図10ではその2倍周波数成分であること)に起因している。

【0065】

(10) 請求項12に係る実施例

複数の電力変換部を並列接続してコンバータ10A及びインバータ20Aを構成する場合には、単一の電力変換部が故障などによって停止したとしても残りの電力変換部によってシステムの動作を継続することが可能である。

その場合、残りの電力変換部が、全ての電力変換部が動作している時と同様に動作すると、個々の電力変換部の相互作用によって直流結合手段30の電流脈動を抑制していたことのバランスが崩れ、電流脈動が大きくなってしまおうという問題が生じる。

そこで、残りの電力変換部の動作状態を修正することにより上記問題を緩和することが本実施例の要点である。

【0066】

例えば、図8に示したように、コンバータ10A及びインバータ20Aが、並列接続された2台の電力変換部11, 12及び電力変換部21, 22をそれぞれ有する構成において、コンバータ10A側の1台の電力変換部が停止した場合に、次のような動作状態の修正が考えられる。

(a) インバータ20A側の2台の電力変換部21, 22のうちの1台の運転を停止してコンバータ10A及びインバータ20Aとも1台の電力変換部が動作する状態とし、これまでに説明した動作によって直流結合手段30の電流脈動を抑制する。

(b) インバータ20A側の2台の電力変換部21, 22を、あたかも1台の電力変換部であるように同じ動作をさせる、すなわち、交流側電圧と交流側電流及びキャリア波を共通化して直流結合手段30の電流脈動を抑制する。

【0067】

(11) 請求項13~15に係る実施例

この実施例は、電力変換システムの制御回路についてのものであり、前述した図1(b)

10

20

30

40

50

の制御回路の構成及び作用に関する。以下では、図 1 (a) のコンバータ 1 0 及びインバータ 2 0 を制御する場合について説明するが、図 8 に示したように複数の電力変換部が並列接続されたコンバータ 1 0 A 及びインバータ 2 0 A を制御する場合も、基本的には同様の制御回路を適用することができる。

なお、本発明における制御回路の構成は、後述するように、図 1 (b) の例に何ら限定されるものではない。

【 0 0 6 8 】

図 1 (b) において、インバータ 2 0 が交流電動機 M を介して負荷 (図示せず) に与えるトルクに角速度を乗じた軸出力と損失分とを加えた電力が、コンバータ 1 0 によって直流結合手段 3 0 に送るべき電力である。この関係を成り立たせるためには、コンバータ 1 0 のコンデンサ C_c を含む直流電圧部の直流成分を一定に保てばよい。従って、コンバータ 1 0 の制御系は、上記直流電圧部の直流電圧が所定値となるようにフィードバック制御し、その操作量が交流電源 G の発電量 P となる。そして、この発電量 P は、交流電源 G の電圧に同期した電流を通流させることで制御される。

10

一方、インバータ 2 0 の制御系は、交流モータ M のトルクを制御する場合にはその電流を操作すればよく、また、交流モータ M の速度を制御する場合には、速度のフィードバック制御を行ってトルクを操作すればよい。

【 0 0 6 9 】

図 1 (b) においてコンバータ 1 0 側は、いわゆる電流制御マイナーループ付き直流電圧制御を行い、インバータ 2 0 側は、いわゆる電流制御マイナーループ付き (回転) 速度制御を行っている。これらの実現方法は周知であり、交流量の直接制御や回転座標変換による直流制御、ベクトル制御、センサレスベクトル制御などを用いることができる。この点については説明を省略する。

20

【 0 0 7 0 】

各実施例により説明してきたように、本発明において直流結合手段 3 0 における電流脈動を低減するためには、交流電源 G と交流モータ M の基本波の周波数を同一にすることが有効である。そこで、図 1 (b) の制御回路では、交流電源 G の電流の周波数を交流モータ M の周波数指令値に相当する量としてインバータ 2 0 に与えている。

つまり、コンバータ 1 0 側では交流電源 G の電流制御を行っているため、交流電源 G の電流の周波数の情報を有している。一方、インバータ 2 0 側は交流モータ M の速度制御を行っており、この速度制御の指令値は、交流モータ M の電流の周波数と直接的な関係がある。この関係は、交流モータ M の種類 (同期モータ、誘導モータ等) や極数等によって決まる。従って、交流モータ M の電流の周波数が交流電源 G の電流の周波数に一致するように、つまり両者が同期するように、コンバータ 1 0 側が持つ電流の周波数の情報をインバータ 2 0 側に送り、インバータ 2 0 側はこれに基づいて例えば速度の指令値等を生成している。

30

【 0 0 7 1 】

図 1 (b) における具体的な制御方法は、以下の通りである。ここでは、交流電源 G、交流モータ M とともに同期電動機であるものとする。

すなわち、同期電動機の場合には、電流の周波数と電動機の回転周波数は、電動機の極対数 (整数) 倍で一致する。このため、コンバータ 1 0、インバータ 2 0 の両者において、それぞれ位置センサ $SENS_g$ 、 $SENS_m$ により検出した同期電動機の位相角 θ_g 、 θ_m を電気角変換手段 p_g 、 p_e により電気角 θ_{ge} 、 θ_{me} に変換し、これらの θ_{ge} 、 θ_{me} を用いて、制御系における回転座標変換手段 VR 及び逆変換手段 VR_I にそれぞれ与えている。なお、いわゆるセンサレス制御の場合には、 θ_{ge} 、 θ_{me} として、制御系が有する電圧や電流の情報を使って演算された推定値が用いられる。

40

【 0 0 7 2 】

次に、コンバータ 1 0 側及びインバータ 2 0 側の電流制御マイナーループについて説明する。コンバータ 1 0 側及びインバータ 2 0 側の何れも、回転座標変換手段 VR により、交流電源 G 及び交流モータ M の交流電流 I_g 、 I_m は直流電流 I_{gd} 、 I_{gq} と I_{md} 、 I_{mq}

50

m_q とに変換され、それぞれの電流指令値との差分が電流調節手段 ACR に入力されて直流の電圧指令値が生成される。これらの電圧指令値を逆変換手段 VRI によって交流電圧指令 V_c 、 V_i に戻し、コンパレータ COMP_c、COMP_i によりキャリア波と比較して PWM パルス（指令値）を生成し、電力変換部 11、21 にそれぞれ与える。ここで、コンバータ 10 とインバータ 20 とではキャリア波の周波数が同一であるが、必要に応じて、位相シフト手段 F により両者のキャリア波に所定の位相差を持たせることができる。

【0073】

始めに、コンバータ 10 側の直流電圧制御について説明する。

コンバータ 10 の直流電圧部の電圧 E_c を検出し、低域通過フィルタ LPF を通した電圧 E_{c-lpf} を生成する。この電圧 E_{c-lpf} を目標値 E_{cref} に一致させるためのフィードバック制御系が構成されており、両者の差分が電圧調節手段 AVR に入力されて電力の指令値が得られる。これに相当する発電量を交流電源 G に出力させるための電流指令値が電力指令値変換手段「PI」によって生成され、先に述べたコンバータ 10 側の電流制御マイナーループに与えられる。

10

【0074】

次いで、インバータ 20 側の速度制御について説明する。

交流モータ M の回転周波数 m に極対数 p_e を乗じた電気角周波数 m_e が、後述の位相同期手段 43 から出力される回転周波数の目標値 m_{eref} に一致するようにフィードバック制御を行う。電気角周波数 m_e と目標値 m_{eref} との差分が速度調節手段 ASR に入力されてトルク指令値が得られる。このトルク指令値に応じたトルクを交流モータ M に発生させるための電流指令値がトルク指令値変換手段「TI」によって生成され、先に述べたインバータ 20 側の電流制御マイナーループに与えられる。

20

【0075】

ここで、前述したように交流電源 G 及び交流モータ M の電流の周波数を一致させる方法について説明する。

図 1 (b) では、周波数を一致させるだけでなく、電流の位相角も制御可能としている。これを実現しているのが位相同期手段 43 である。この位相同期手段 43 では、交流電源 G の電流位相角 g_e を基準として交流モータ M の電流位相角 m_e を同期させるため、フィードバック制御を行っている。すなわち、 g_e と m_e との差分に所定のオフセット角 adf を加えた値を位相調節手段 PLL に入力し、その出力を交流モータ M の回転周波数の目標値 m_{eref} としている。つまり、 g_e と m_e とが同期するように、交流モータ M の回転速度に比例する m_{eref} を調整するように構成されている。

30

上述した制御回路の動作により、交流電源 G 及び交流モータ M の基本波を同期させることができる。

【0076】

なお、上記とは逆に、交流モータ M の電流の周波数を交流モータ M の負荷の状況に応じて決め、これに応じて交流電源 G の電流の周波数を一致させること、具体的には、交流モータ M の電流の周波数に一致するように交流電源 G の駆動源となる回転動力の回転速度を調整することも可能である。

この場合の制御回路のブロック図を、図 11 に示す。図 11 において、位相同期手段 43 A は、交流モータ M の電気位相角 m_e を基準として交流電源 G の電気位相角 g_e を同期させるため、 m_e と g_e との差分に所定のオフセット角 adf を加えた値を位相調節手段 PLL に入力し、その出力を交流電源 G の電気角周波数の目標値 g_{eref} としている。すなわち、 m_e と g_e とが同期するように交流電源 G の回転速度に比例する g_{eref} を調整するように構成されている。交流電源 G は、図示しない外力、例えばエンジンによって駆動されているため、 g_{eref} は同じく図示しない当該外力の制御系に与えられる。この制御回路を用いた場合でも、交流電源 G 及び交流モータ M の基本波を同期させることができる。なお、この制御系において、交流モータ M の電気角周波数の目標値 m_{eref} は、負荷の都合によって与えられるものとなる。

40

【0077】

50

次に、交流電源 G から交流モータ M への電力の供給を安定化させ、交流電源 G と交流モータ M の基本波の同期を高度に維持する方法について述べる。これを実現するためには、交流モータ M が必要とする電力を、交流電源 G が適時、遅れなく供給することが有効である。この機能を実現しているのが、モータ電力演算手段 4 1 及び電力フィードフォワード手段（電力 F F 手段）4 2 である。

【 0 0 7 8 】

すなわち、交流モータ M の電力 P_m は、出力トルクと機械角周波数との積であり、両者の指令値は制御回路において既知であるため、これらの情報を用いて、モータ電力演算手段 4 1 が交流モータ M の電力 P_m を演算することができる。得られた電力 P_m を、電力フィードフォワード手段 4 2 がコンバータ 1 0 の電力指令値に加算することにより、交流モータ M が必要とする電力を遅れなく交流電源 G によって発電させることができる。厳密には、交流電源 G にはコンバータ 1 0、インバータ 2 0、及び交流モータ M の損失分も含めて発電させる必要があるものの、これらは一般に発電量に対して小さいため制御回路における影響も小さく、かつ、これらの損失分による差異はフィードバック制御系が補償するため問題はない。

【 0 0 7 9 】

上述した交流モータ M の電力 P_m のフィードフォワードを行わない場合、例えば交流モータ M の電力が急増すると、その時の発電量を上回る電力をインバータ 2 0 がコンバータ 1 0 から得ようとするため、結果として直流電圧部の電圧が低下し、これによってコンバータ 1 0 の直流電圧制御系の作用により発電量が増える。つまり、直流電圧部の電圧の変動を前提とする動作になってしまう。

従って、電力 P_m のフィードフォワード制御を行うことにより、上記のような直流電圧部の電圧の変動を最小限にすることができるため、電力供給が安定し、交流電源 G と交流モータ M の基本波の同期も安定して実現可能になる。

【 0 0 8 0 】

(1 2) 請求項 1 6 に係る実施例

各実施例において説明したように、ケーブル等の直流結合手段 3 0 の電流脈動は、コンバータ 1 0 及びインバータ 2 0 の交流側の電圧基本波、電流基本波、及びキャリア波の状態によって変化する。基本的には、これらの交流側の電圧基本波、電流基本波、及びキャリア波について、コンバータ 1 0 側とインバータ 2 0 側とで周波数を一致させることが有効であり、しかもキャリア波の位相を調整して直流結合手段 3 0 の電流脈動を低減させることが可能であるから、これらを自動調整するような制御系を構成すればよい。特に、システム本来の目的である交流モータ M の駆動を妨げないように、前記自動調整の時定数は交流モータ M を駆動する際の応答時定数に対して大きく、例えば概ね 5 倍以上とすればよい。これにより、システムを安定に動作させることに加え、制御回路の計算負荷を低減することができる。

【 0 0 8 1 】

(1 3) 請求項 1 7 に係る実施例

本発明に係る電力変換システムの適用分野は様々であるが、その一例として、図 1 2 に示すような公知の航空機推進システムに本発明を適用した場合を一つの実施例として説明する。

図 1 2 において、E N 1 , E N 2 は航空機のジェットエンジンであり、これらに発電機 G 1 , G 2 が結合されている。発電機 G 1 , G 2 にはコンバータ C O N 1 , C O N 2 が接続され、更にバッテリー B A T 1 , B A T 2 を充放電させるための変換器 C O N 1 a , C O N 2 a を経由して、モータ M 1 , M 2 駆動用のインバータ I N V 1 , I N V 2 が接続されている。前記モータ M 1 , M 2 は、航空機を推進させる電動ファンを構成している。なお、バッテリー B A T 1 , B A T 2 を用いない場合には、変換器 C O N 1 a , C O N 2 a が不要になり、コンバータ C O N 1 , C O N 2 とインバータ I N V 1 , I N V 2 とが直流結合手段としてのケーブルにて直結される。

この航空機推進システムの基本的な構成は、図 1 や図 2 (a) に示した本発明に係る電

10

20

30

40

50

力変換システムを二つ備えたものと考えることができる。

【 0 0 8 2 】

ちなみに、航空機の推進用モータは数 1 0 0 [k W] から数 [M W] の大出力が必要であるため、システムの効率の向上や発熱の低減が重要である。また、軽量化が極めて重要になることから、コンバータ及びインバータに用いられる電圧平滑用のコンデンサの静電容量を極小化する必要があるため、コンバータとインバータとの間のケーブルに流れる電流の脈動が大きくなり易い。

従って、本発明の適用により、コンバータ及びインバータの直流電圧部に小容量のコンデンサを使用しながらケーブルの電流脈動を抑制することで、発熱の低減、効率の向上を図ることができる。

なお、直流結合手段としては超電導ケーブルを用いることも考えられ、その場合には、超伝導体が高周波電流の流通によって損失を発生し、これが超電導状態の維持を妨害することから、本発明の適用が特に有効となる。

以上の説明は、主として三相の電力変換システムについて行ったが、本発明はこれに限定されず、他の相数の電力変換システムについても適用可能である。

【 符号の説明 】

【 0 0 8 3 】

- 1 0 : コンバータ
- 1 1 , 1 2 : 電力変換部
- 2 0 : インバータ
- 2 1 , 2 2 : 電力変換部
- 3 0 : 直流結合手段
- 4 1 : モータ電力演算手段
- 4 2 : 電力フィードフォワード手段
- 4 3 , 4 3 A : 位相同期手段
- S 1 ~ S 1 2 , S 2 1 ~ S 3 2 : 半導体スイッチング素子
- C c , C i : コンデンサ
- S E N S g , S E N S m : 位置センサ

10

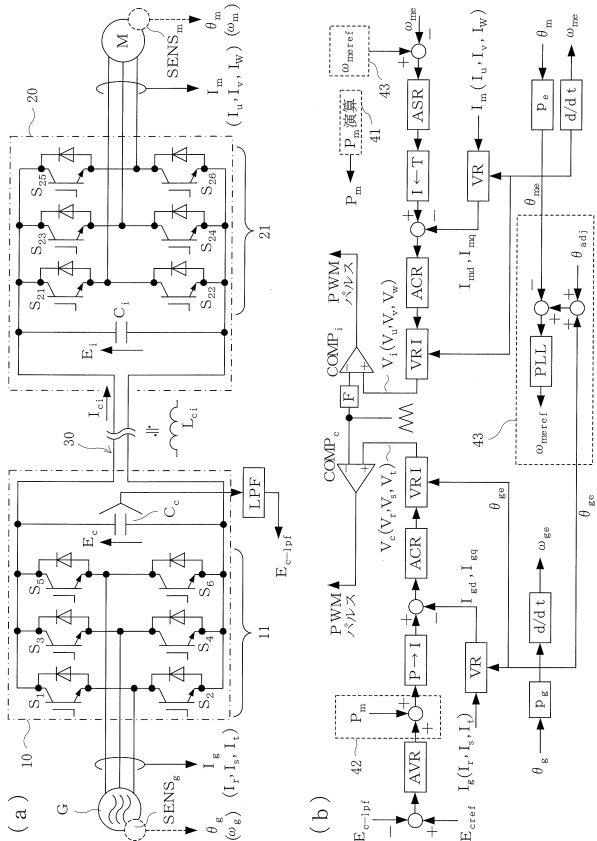
20

30

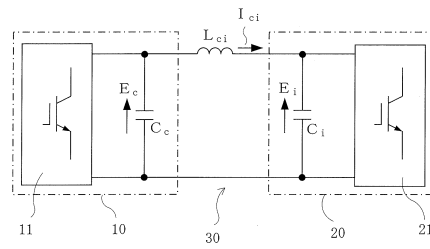
40

50

【図面】
【図 1】



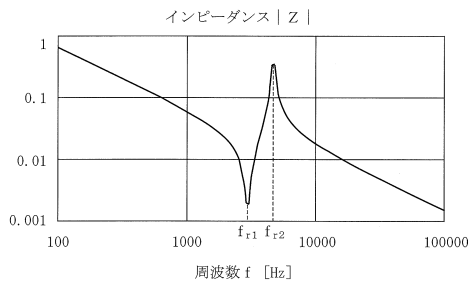
【図 2】



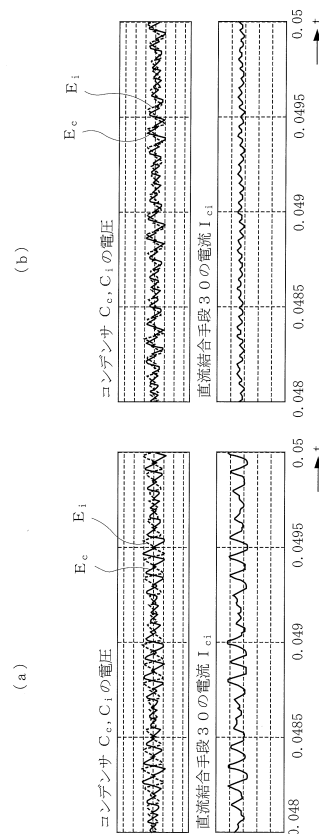
10

20

【図 3】



【図 4】

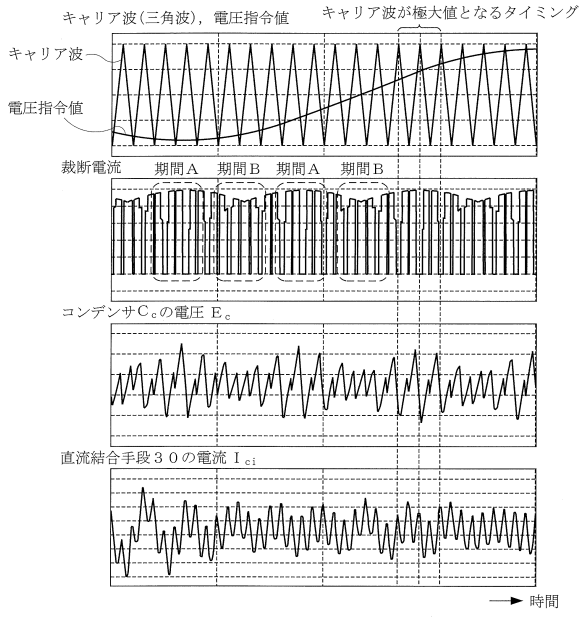


30

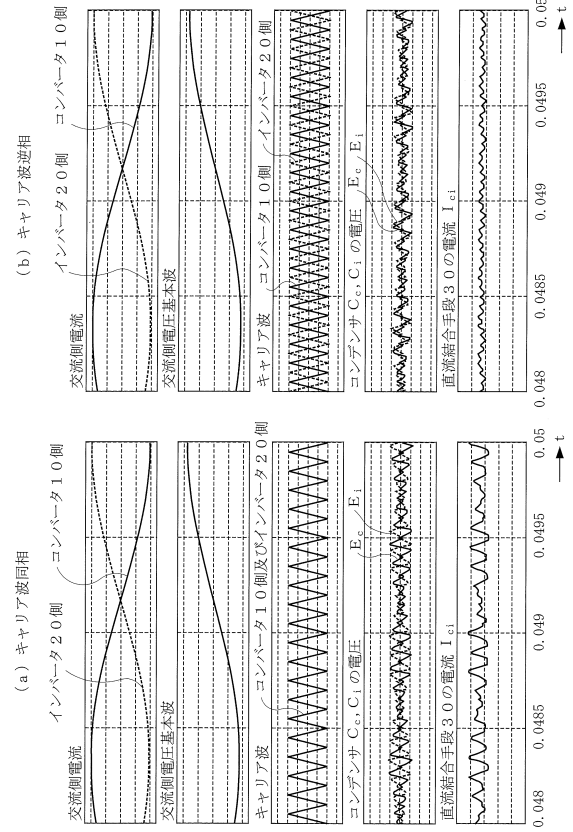
40

50

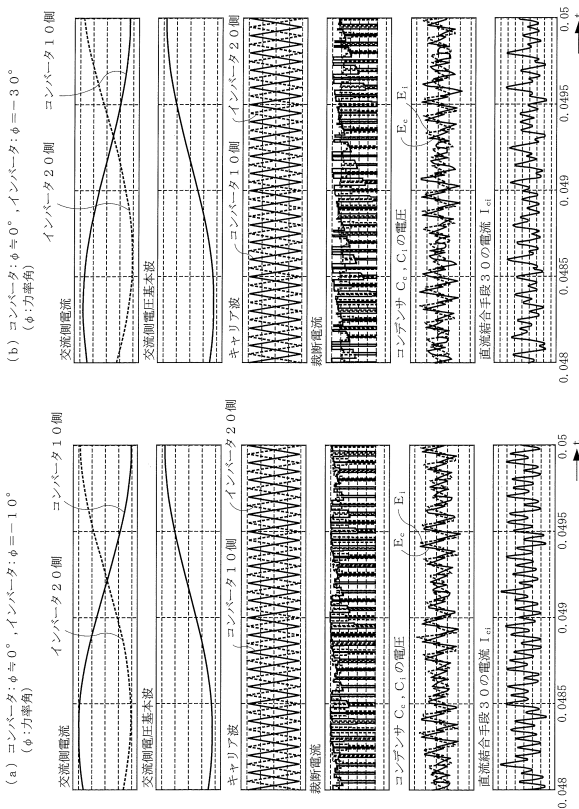
【図5】



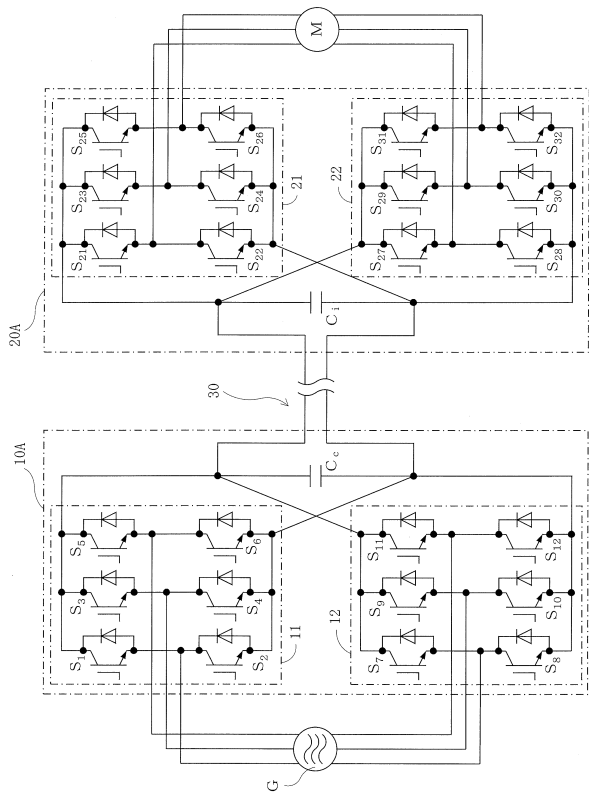
【図6】



【図7】



【図8】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平 1 1 - 0 1 8 4 3 5 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 2 8 8 0 3 5 (J P , A)
特開 2 0 1 3 - 2 0 7 9 6 2 (J P , A)
特開 2 0 0 8 - 2 5 9 3 4 3 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 0 6 7 7 5 4 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 M 7 / 4 8
H 0 2 M 7 / 0 6