

(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2007-221902
(P2007-221902A)

(43) 公開日 平成19年8月30日(2007.8.30)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO 2M 7/5387 (2007.01)	HO 2M 7/5387 Z	5H006
HO 2M 7/219 (2006.01)	HO 2M 7/219	5H007

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2006-38738 (P2006-38738)	(71) 出願人	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成18年2月16日 (2006.2.16)	(71) 出願人	000003687 東京電力株式会社 東京都千代田区内幸町1丁目1番3号
		(74) 代理人	100094916 弁理士 村上 啓吾
		(74) 代理人	100073759 弁理士 大岩 増雄
		(74) 代理人	100093562 弁理士 児玉 俊英
		(74) 代理人	100088199 弁理士 竹中 考生

最終頁に続く

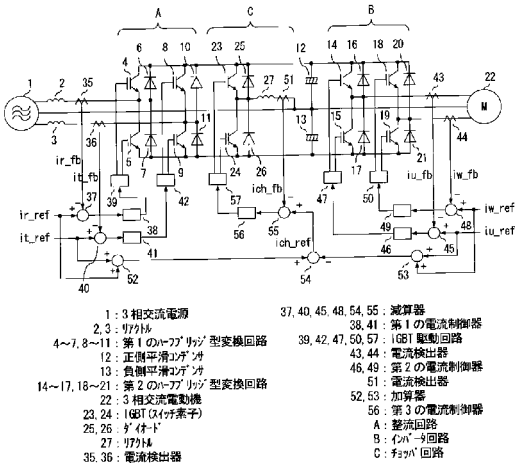
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 整流回路Aおよびインバータ回路Bにハーフブリッジ型電力変換器を用いた電力変換装置において、直流回路を構成する2直列平滑コンデンサ12、13に発生する電圧アンバランスを補償するチョッパ回路Cを、高速で安定な制御系で構成する。

【解決手段】 整流回路A、インバータ回路Bの各相、およびチョッパ回路Cにそれぞれ電流制御器38、41、46、49、56を備え、チョッパ回路Cの電流指令を整流回路Aの電流指令とインバータ回路Bの電流指令とから合成して生成することで、電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流ixが正負平滑コンデンサ12、13に流れることを抑制する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

正相、中性相および負相を有する 3 線直流における正相と負相との間に接続した 2 直列スイッチ素子、該各スイッチ素子にそれぞれ逆並列接続されたダイオードからなる第 1 のハーフブリッジ型変換回路、該 3 線直流の正相と中性相との間に接続された正側平滑コンデンサ、および該正側平滑コンデンサに直列接続されて上記 3 線直流の中性相と負相との間に接続された負側平滑コンデンサを有し、交流電源からの交流を上記 3 線直流に変換する第 1 の電力変換器と、

上記 3 線直流の正相および負相との間に接続した 2 直列スイッチ素子、該各スイッチ素子にそれぞれ逆並列接続されたダイオードからなる 2 個の第 2 のハーフブリッジ型変換回路を有して、該 2 個の第 2 のハーフブリッジ型変換回路の 2 直列スイッチ素子の接続点をそれぞれ第 1 相、第 2 相の出力、上記 3 線直流の中性相を第 3 相の出力として、上記 3 線直流を 3 相交流に変換する第 2 の電力変換器と、

上記 3 線直流の正相と負相との間に接続した 2 直列スイッチ素子、該各スイッチ素子にそれぞれ逆並列接続されたダイオード、および上記 2 直列スイッチ素子の接続点と上記正側、負側平滑コンデンサの接続点との間に接続されたリアクトルを有した第 3 の電力変換器と、

上記交流電源から上記第 1 の電力変換器に入力される電流を検出する第 1 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 1 の電流指令に追従するように上記第 1 のハーフブリッジ型変換回路への制御信号を生成する第 1 の電流制御器と、

上記第 2 の電力変換器から出力される電流を検出する第 2 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 2 の電流指令に追従するように上記各第 2 のハーフブリッジ型変換回路への制御信号を生成する第 2 の電流制御器と、

上記第 3 の電力変換器の上記リアクトルに流れる電流を検出する第 3 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 3 の電流指令に追従するように上記 2 直列スイッチ素子への制御信号を生成する第 3 の電流制御器とを備え、

上記第 1 の電流指令と上記第 2 の電流指令とに基づいて上記第 3 の電流指令を生成することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

上記第 1 の電力変換器は、上記第 1 のハーフブリッジ型変換回路を 2 個備えて、上記交流電源である 3 相交流電源の第 1 相、第 2 相の各相を上記各第 1 のハーフブリッジ型変換回路の 2 直列スイッチ素子の接続点にリアクトルを介して接続し、第 3 相を上記 3 線直流の中性相に接続して構成し、

上記第 3 の電流指令は、上記第 1 の電流指令となる上記 3 相交流電源の第 1 相電流指令および第 2 相電流指令を加算した電流指令と、上記第 2 の電流指令となる上記第 2 の電力変換器の第 1 相電流指令および第 2 相電流指令を加算した電流指令との差に基づいて生成されることを特徴とする請求項 1 記載の電力変換装置。

【請求項 3】

上記第 1 の電力変換器は、上記第 1 のハーフブリッジ型変換回路を 2 個備えて、上記交流電源である単相 3 線式交流電源の 2 つの単相電源を、上記各第 1 のハーフブリッジ型変換回路の 2 直列スイッチ素子の接続点と上記 3 線直流の中性相との間にそれぞれリアクトルを介して接続して構成し、

上記第 3 の電流指令は、上記第 1 の電流指令となる上記 2 つの単相電源の電流指令を加算した電流指令と、上記第 2 の電流指令となる上記第 2 の電力変換器の第 1 相電流指令および第 2 相電流指令を加算した電流指令との差に基づいて生成されることを特徴とする請求項 1 記載の電力変換装置。

【請求項 4】

上記第 1 の電力変換器は、上記交流電源である単相交流電源を、上記第 1 のハーフブリッジ型変換回路の 2 直列スイッチ素子の接続点と上記 3 線直流の中性相との間にリアクトルを介して接続して構成し、

10

20

30

40

50

上記第 3 の電流指令は、上記第 1 の電流指令となる上記単相交流電源の電流指令と、上記第 2 の電流指令となる上記第 2 の電力変換器の第 1 相電流指令および第 2 相電流指令を加算した電流指令との差に基づいて生成されることを特徴とする請求項 1 記載の電力変換装置。

【請求項 5】

上記正側平滑コンデンサと上記負側平滑コンデンサとの電圧差を検出し、該検出された電圧差を小さくするように上記第 3 の電力変換器の上記リアクトルに流れる電流の指令値となる第 4 の電流指令を演算する手段を備え、上記第 3 の電流指令は、上記第 4 の電流指令を加算したものであることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 6】

上記第 3 の電力変換器の 2 直列スイッチ素子の双方をオフするゲートオフ手段を備え、上記正側平滑コンデンサと上記負側平滑コンデンサとの電圧差を検出し、該検出された電圧差が所定値以下の時、上記ゲートオフ手段により上記 2 直列スイッチ素子の双方をオフすることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 7】

上記第 3 の電力変換器の 2 直列スイッチ素子の双方をオフするゲートオフ手段を備え、上記第 2 の電力変換器の出力周波数が所定値以上の時、上記ゲートオフ手段により上記 2 直列スイッチ素子の双方をオフすることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 8】

上記第 3 の電力変換器の 2 直列スイッチ素子の双方をオフするゲートオフ手段と、上記正側平滑コンデンサと上記負側平滑コンデンサとの電圧差が所定値以下であることを検出する第 1 の検出手段と、上記第 2 の電力変換器の出力周波数が所定値以上であることを検出する第 2 の検出手段とを備え、上記第 1、第 2 の検出手段の一方、または双方にて上記各検出がなされたとき、上記ゲートオフ手段により上記 2 直列スイッチ素子の双方をオフすることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 9】

上記第 3 の電力変換器の 2 直列スイッチ素子の双方をオフするゲートオフ手段と、上記正側平滑コンデンサと上記負側平滑コンデンサとの電圧差が所定値以下であることを検出する第 1 の検出手段と、上記第 2 の電力変換器の出力周波数が所定値以上であることを検出する第 2 の検出手段とを備え、上記第 1、第 2 の検出手段の双方にて上記各検出がなされたとき、上記ゲートオフ手段により上記 2 直列スイッチ素子の双方をオフすることを特徴とする請求項 1 ~ 5 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 10】

上記第 2 の電力変換器の 3 相交流出力を 3 相交流電動機に接続することを特徴とする請求項 1 ~ 9 のいずれかに記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流電源の交流を整流回路で直流に変換し、さらにインバータ回路で交流に変換する電力変換装置に関し、特に、ハーフブリッジ型の電力変換器を採用し、直流回路が 2 直列の平滑コンデンサで構成される電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

整流回路やインバータ回路においてはフルブリッジ型の電力変換器が一般的であり、電源あるいは負荷の 3 相は全て IGBT 等の半導体スイッチ素子に接続されている。これらの半導体スイッチ素子は高速でオン・オフ動作を行い、特定の電源電位に固定されることは無い。従って、回路内部の電位は大地電位に対して常に高周波で変化しており、コモンモードノイズの原因と成っている。回路内部の電位が高周波で変化する事を抑制する場合、ハーフブリッジ型の電力変換器の採用が有効である。ハーフブリッジ型の電力変換器は、直

10

20

30

40

50

流回路が 2 直列の平滑コンデンサから成り、その平滑コンデンサの接続点に交流の 1 相が接続されている。直流の中性点電位が 3 相交流の内の 1 相の電位に固定されているため、回路内部の電位が大地に対して高周波で変化することは無く、コモンモードノイズの低減に効果がある。

【 0 0 0 3 】

しかし、整流回路やインバータ回路においてハーフブリッジ型の電力変換器を使用して、電源あるいは負荷の 1 相を直流中性点に接続する場合、直流中性点に接続した相の電流がハーフブリッジの正負平滑コンデンサに流れるため、正負平滑コンデンサの電圧アンバランスを生じるものである。このような正負平滑コンデンサの電圧アンバランスを解消する様に構成された従来の電力変換装置を以下に示す。

10

電力変換装置は、3 相交流電源接続部と、正側平滑コンデンサと、負側平滑コンデンサと、スイッチ素子とダイオードとリアクトルとからなる第一相変換回路及びスイッチ素子とダイオードとリアクトルとからなる第三相変換回路と、中性相と第二相を接続した共通相と、正相と負相の間に接続した 2 直列スイッチ素子とダイオードと該スイッチ素子の中点と共通相の間に接続したリアクトルとからなる共通相変換回路とを備える。そして、正負平滑コンデンサの電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流、あるいは正負平滑コンデンサの電圧差を検出して、共通相変換回路であるチョッパ回路で補償する。具体的には、正側平滑コンデンサおよび負側平滑コンデンサの電圧を電圧検出器でそれぞれ検出し、減算器で差を求め制御補償器を介して比較器へ入力する。比較器では、制御補償器の出力と 3 角波発生器の出力を比較して P W M 信号を出力する。この P W M 信号を入力とする IGBT 駆動回路で主回路に設けた上記チョッパ回路の IGBT を交互にオン・オフする。これにより、正負平滑コンデンサの電圧に差があると、それを解消する方向に回路が動作する（例えば、特許文献 1 参照）。

20

【 0 0 0 4 】

【特許文献 1】特開平 9 - 2 2 4 3 7 6 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 5 】

このような電力変換装置では、正負平滑コンデンサの電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流あるいは正負平滑コンデンサの電圧差を検出しているため、検出による遅れのために制御ゲインが制限されて、高速で安定なチョッパ制御系を構成し難いという問題点があった。また、検出値には P W M 制御によるリップル成分が重畳されるため、検出値に対するリップル成分の影響を抑制するため検出値に対してフィルタを設ける場合があるが、その場合は、さらに制御ゲインが制限されるという問題点があった。

30

【 0 0 0 6 】

この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであり、直流回路が 2 直列の平滑コンデンサから成り、その平滑コンデンサの接続点に交流の 1 相が接続されたハーフブリッジ型の電力変換器を用いた電力変換装置において、2 直列の平滑コンデンサの電圧アンバランスを解消するために設けたチョッパ回路を、高速で安定な制御系を構成して制御することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

この発明による電力変換装置は、交流電源からの交流を正相、中性相および負相を有する 3 線直流に変換する第 1 の電力変換器と、3 相交流を出力する第 2 の電力変換器と、第 3 の電力変換器と、第 1 ~ 第 3 の電流制御器とを備える。上記第 1 の電力変換器は、3 線直流における正相と負相との間に接続された第 1 のハーフブリッジ型変換回路、該 3 線直流の正相と中性相との間に接続された正側平滑コンデンサ、および該正側平滑コンデンサに直列接続されて上記 3 線直流の中性相と負相との間に接続された負側平滑コンデンサを有し、交流電源からの交流を上記 3 線直流に変換する。上記第 2 の電力変換器は、上記 3 線直流の正相および負相との間に接続された 2 個の第 2 のハーフブリッジ型変換回路を有

50

して、該 2 個の第 2 のハーフブリッジ型変換回路の 2 直列スイッチ素子の接続点をそれぞれ第 1 相、第 2 相の出力、上記 3 線直流の中性相を第 3 相の出力として、上記 3 線直流を 3 相交流に変換する。第 3 の電力変換器は、上記 3 線直流の正相と負相との間に接続した 2 直列スイッチ素子、該各スイッチ素子にそれぞれ逆並列接続されたダイオード、および上記 2 直列スイッチ素子の接続点と上記正側、負側平滑コンデンサの接続点との間に接続されたリアクトルを有する。上記第 1 の電流制御器は、上記交流電源から上記第 1 の電力変換器に入力される電流を検出する第 1 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 1 の電流指令に追従するように上記第 1 のハーフブリッジ型変換回路への制御信号を生成する。上記第 2 の電流制御器は、上記第 2 の電力変換器から出力される電流を検出する第 2 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 2 の電流指令に追従するように上記各第 2 のハーフブリッジ型変換回路への制御信号を生成する。上記第 3 の電流制御器は、上記第 3 の電力変換器の上記リアクトルに流れる電流を検出する第 3 の電流検出手段を有して、該検出電流が第 3 の電流指令に追従するように上記 2 直列スイッチ素子への制御信号を生成する。そして、上記第 1 の電流指令と上記第 2 の電流指令とに基づいて上記第 3 の電流指令を生成するものである。

【発明の効果】

【0008】

この発明による電力変換装置は、第 1 ~ 第 3 の電力変換器をそれぞれ電流制御器を備えて制御し、直列接続された正負平滑コンデンサの電圧アンバランスを解消するための第 3 の電力変換器の電流指令を、第 1、第 2 の電力変換器の電流指令に基づいて生成するため、正負平滑コンデンサの電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流あるいは正負平滑コンデンサの電圧差を検出する必要が無く、検出やフィルタによる遅れを排除できるため、第 3 の電力変換器を高速で安定な制御系を構成して制御する事ができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

実施の形態 1 .

以下、この発明の実施の形態 1 による電力変換装置を図について説明する。

図 1 はこの実施の形態 1 による電力変換装置を交流電動機の制御装置について示した回路図である。

図に示すように、主回路は、3 相交流電源 1 の交流を直流に変換する第 1 の電力変換器としての整流回路 A と、その直流を交流に変換して 3 相交流電動機 2 2 に印加する第 2 の電力変換器としてのインバータ回路 B と、正負の平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスを解消する第 3 の電力変換器としてのチョッパ回路 C から成る。3 相交流電源 1 は、リアクトル 2、3 を介して整流回路 A に接続されている。

【0010】

整流回路 A は、直列接続された IGBT 4、5 および各 IGBT 4、5 に逆並列接続されたダイオード 6、7 で構成されるハーフブリッジ型変換回路（第 1 のハーフブリッジ型変換回路）から成る相と、直列接続された IGBT 8、9 および各 IGBT 8、9 に逆並列接続されたダイオード 10、11 で構成されるハーフブリッジ型変換回路（第 2 のハーフブリッジ型変換回路）から成る相と、直列接続された正側平滑コンデンサ 1 2 および負側平滑コンデンサ 1 3 とから成る。2 直列スイッチング素子となる IGBT 4、5 および IGBT 8、9 は、3 線直流の正相、負相となる正側平滑コンデンサ 1 2 の正極端子、負側平滑コンデンサ 1 3 の負極端子の間に接続されている。そして、3 相交流電源 1 の 1 相がリアクトル 2 を介して IGBT 4、5 の接続点に接続され、他の 1 相がリアクトル 3 を介して IGBT 8、9 の接続点に接続され、残りの 1 相が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に接続されている。

なお、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 は、整流回路 A およびインバータ回路 B が共用して用いる直流回路であり、便宜上、図ではいずれにも含まれない図示となっている。

【0011】

インバータ回路 B は、直列接続された IGBT 1 4、1 5 および各 IGBT 1 4、1 5 に逆並列接続されたダイオード 1 6、1 7 で構成されるハーフブリッジ型変換回路（第 2 のハーフ

ブリッジ型変換回路)から成る相と、直列接続されたIGBT18、19および各IGBT18、19に逆並列接続されたダイオード20、21で構成されるハーフブリッジ型変換回路(第2のハーフブリッジ型変換回路)から成る相と、直列接続された正負平滑コンデンサ12、13とから成る。2直列スイッチ素子となるIGBT14、15およびIGBT18、19は、直列接続された正負平滑コンデンサ12、13の正負端子間に接続されている。そして、IGBT14、15の接続点と、IGBT18、19の接続点と、正負平滑コンデンサ12、13の接続点とが、3相交流電動機22に接続されている。

また、直列接続されたIGBT23、24と、各IGBT23、24に逆並列接続されたダイオード25、26と、リアクトル27とによりチョッパ回路Cが構成されている。2直列スイッチ素子となるIGBT23、24は、直列接続された正負平滑コンデンサ12、13の正負端子間に接続されている。IGBT23、24の接続点と正負平滑コンデンサ12、13の接続点は、リアクトル27を介して接続されている。

10

【0012】

以上のように構成される主回路は、制御回路により、整流回路A、インバータ回路Bおよびチョッパ回路Cが備えるIGBT4、5、8、9、14、15、18、19、23、24のオン・オフを制御して、3相交流電源1および3相交流電動機22およびリアクトル27に流れる電流をフィードバック制御する。

ここで、3相交流電動機22の3相をU相、V相、W相として、それぞれの相電流を i_u 、 i_v 、 i_w とする。また、3相交流電源1の3相をR相、S相、T相として、それぞれの相電流を i_r 、 i_s 、 i_t とする。この内、V相とS相が正負平滑コンデンサ12、13の接続点に接続されている。なお、3相交流電源1の各相電流は整流回路Aの入力電流であり、3相交流電動機22の各相電流はインバータ回路Bの出力電流である。

20

【0013】

主回路を制御する制御回路の詳細を以下に示す。

3相交流電源1の正負平滑コンデンサ12、13に接続されていないR相、T相の各電流は、第1の電流検出手段としての電流検出器35、36により検出される。電流検出器35で検出されたR相電流値 i_{r_fb} は、与えられたR相電流指令値(第1の電流指令) i_{r_ref} と減算器37で減算され、誤差電流が電流制御器(第1の電流制御器)38に入力される。電流制御器38は、入力である誤差電流が零となるように電圧指令(PWM信号)を生成して出力する。このPWM信号を入力とするIGBT駆動回路39で、IGBT4、5をオン・オフ制御する。これにより、電流検出器35で検出されたR相電流値 i_{r_fb} とR相電流指令値 i_{r_ref} に差があると、それを減少させる方向に回路がフィードバック動作する。

30

また、電流検出器36で検出されたT相電流値 i_{t_fb} 、T相電流指令値(第1の電流指令) i_{t_ref} 、減算器40、電流制御器41(第1の電流制御器)、IGBT駆動回路42に関しても、上述したR相の場合と同様で、電流検出器33で検出されたT相電流値 i_{t_fb} とT相電流指令値 i_{t_ref} に差があると、それを減少させる方向に回路がフィードバック動作する。

【0014】

3相交流電動機22の平滑コンデンサ12、13に接続されていないU相、W相の各電流は、第2の電流検出手段としての電流検出器43、44により検出される。電流検出器43で検出されたU相電流値 i_{u_fb} 、U相電流指令値(第2の電流指令) i_{u_ref} 、減算器45、電流制御器(第2の電流制御器)46、IGBT駆動回路47、および、電流検出器44で検出されたW相電流値 i_{w_fb} 、W相電流指令値(第2の電流指令) i_{w_ref} 、減算器48、電流制御器(第2の電流制御器)49、IGBT駆動回路50に関しても、上述した3相交流電源1のR相の場合と同様であるため説明を省略する。このように、電流検出器43、44で検出されたU相電流値 i_{u_fb} 、W相電流値 i_{w_fb} とU相電流指令値 i_{u_ref} 、W相電流指令値 i_{w_ref} とに差があると、各相で差を減少させる方向に回路がフィードバック動作する。

40

【0015】

また、チョッパ回路Cのリアクトル27の電流は第3の電流検出手段としての電流検出

50

器 5 1 で検出される。電流検出器 5 1 で検出されたリアクトル 2 7 を流れるチョッパ電流値 i_{ch_fb} は、減算器 5 5 で第 3 の電流指令としてのチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} と減算され、誤差電流が電流制御器（第 3 の電流制御器）5 6 に入力される。電流制御器 5 6 は、入力である誤差電流が零となるように電圧指令（PWM 信号）を生成して出力する。この PWM 信号を入力とする IGBT 駆動回路 5 7 で、IGBT 2 3、2 4 をオン・オフ制御する。これにより、電流検出器 5 1 で検出されたチョッパ電流値 i_{ch_fb} とチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} に差があると、それを減少させる方向に回路がフィードバック動作する。

【0016】

ここで、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流すためのチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} は、以下に示すように、整流回路 A の電流指令値 i_{r_ref} 、 i_{t_ref} とインバータ回路 B の電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} との合成によって生成される。まず、加算器 5 2 で整流回路 A の電流指令値 i_{r_ref} 、 i_{t_ref} が加算され、加算器 5 3 でインバータ回路 B の電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} が加算される。加算器 5 2、5 3 の出力は減算器 5 4 で減算されてチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} が生成される。 10

【0017】

電流制御器 3 8、4 1、4 6、4 9、5 6 に関しては、フィードバック制御に使用される一般的な要素であり図 2 に 2 種の構成例を示す。

図 2 (a) は、PI 制御器を用いた電流制御器 3 8 であり、増幅器 3 8 a と積分器 3 8 b は PI 制御器の構成要素である。減算器 3 7 の出力である誤差電流はゲイン K_p の増幅器 3 8 a とゲイン K_i の積分器 3 8 b とに入力され、各出力は加算器 3 8 c により加算されて電圧指令を生成した後に、三角波 3 8 d と比較器 3 8 e で比較し、PWM 信号を生成している。 20

図 2 (b) は、ヒステリシスコンパレータ 3 8 f を用いたものであり、誤差電流からヒステリシスコンパレータ 3 8 f により PWM 信号を生成している。

なお、これらと同等の機能を有する別の方法で電流制御器を構成しても良い。

【0018】

次に、図 1 に示した交流電動機の制御装置の動作について、図 3 に基づいて以下に説明する。

図 3 (a)、図 3 (b) は、図 1 で示したインバータ回路 B と 3 相交流電動機 2 2 とを抜き出した部分回路図である。図に示すように、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点は 3 相交流電動機 2 2 の 1 相に直接接続され、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点には 3 相交流電動機 2 2 の相電流 i_v が流れ込む。一般的なインバータ回路 B の場合、3 相交流電動機 2 2 の相電流は正弦波電流となり、電流極性はその半周期毎に正負が反転する。例えば負の半周期における動作を考える場合、3 相交流電動機 2 2 の相電流 i_v は、図 3 (a) のように正側平滑コンデンサ 1 2 を放電するか、図 3 (b) のように負側平滑コンデンサ 1 3 を充電するか、もしくは両者の合成となる。いずれの場合においても、正側平滑コンデンサ 1 2 の電圧の方が負側平滑コンデンサ 1 3 の電圧よりも低くなる方向に作用する。従って、3 相交流電動機 2 2 の相電流が大きくなるほど、また、周波数が低くなるほど、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスは大きくなる。 30

なお、電流極性が正の場合は、正側平滑コンデンサ 1 2 の電圧の方が負側平滑コンデンサ 1 3 の電圧よりも高くなる方向に作用する。 40

【0019】

図 3 (c) は、図 3 (a)、図 3 (b) で示した回路にチョッパ回路 C を追加したものである。チョッパ回路 C は、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスを解消するために設けられた回路であり、図に示すように、3 相交流電動機 2 2 の相電流 i_v を、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 では無く、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流すように制御する。

以上の説明は、3 相交流電動機 2 2 からインバータ回路 B への電流について行なったが、3 相交流電源 1 から整流回路 A への電流についても同様で、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に流れ込む 3 相交流電源 1 の相電流 i_s をチョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流 50

すように制御する。

【 0 0 2 0 】

交流電動機の制御装置の場合、整流回路 A の周波数は 5 0 H z または 6 0 H z であるのに対して、インバータ回路 B の周波数は 0 ~ 1 2 0 H z 程度の範囲で可変周波数駆動される。従って、インバータ回路 B の方が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスに対する影響が大きい。

上記のような正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスの解消のためには、3 相交流電動機 2 2 および 3 相交流電源 1 の相電流の内、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に流れ込む電流の合計と、チョッパ回路のリアクトル 2 7 に流れ込む電流が等しくなれば良い。

【 0 0 2 1 】

上述したように、3 相交流電動機 2 2 の V 相と、3 相交流電源 1 の S 相とが正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に接続されている。従って、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に流れ込む電流 i_x (直流中性点電流) は次式で与えられる。

$$i_x = i_s - i_v \quad \text{式 1}$$

上記式 1 は、3 相平衡条件により次式に変形できる。

$$i_x = -i_r - i_t + i_u + i_w \quad \text{式 2}$$

【 0 0 2 2 】

一方、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流すためのチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} は、上述したように、整流回路 A の電流指令値 i_{r_ref} 、 i_{t_ref} とインバータ回路 B の電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} との合成によって生成されて、次式で与えられる。

$$i_{ch_ref} = (i_{r_ref}) + (i_{t_ref}) - (i_{u_ref}) - (i_{w_ref}) \quad \text{式 3}$$

ここで、電流制御器 3 8、4 1、4 6、4 9、5 6 が充分に高速かつ高精度に動作していれば、各電流検出器 3 5、3 6、4 3、4 4、5 1 で検出された電流値とそれに対応する電流指令値は一致する。従って、上記式 3 は次式に置換えることが出来る。

$$i_{ch_fb} = (i_{r_fb}) + (i_{t_fb}) - (i_{u_fb}) - (i_{w_fb}) \quad \text{式 4}$$

各電流検出器 3 5、3 6、4 3、4 4、5 1 で検出された電流値は、実際の電流値と等しいことが期待できるため、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流れるチョッパ電流 i_{ch} は次式となる。

$$i_{ch} = i_r + i_t - i_u - i_w \quad \text{式 5}$$

【 0 0 2 3 】

式 2 と式 5 との比較により、3 相交流電動機 2 2 および 3 相交流電源 1 から正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に流れ込む電流 i_x と、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流れるチョッパ電流 i_{ch} は、大きさが同じで極性が逆である。このことから、3 相交流電動機 2 2 および 3 相交流電源 1 から正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に流れ込む電流 i_x は、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 を充放電せず、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に全て流れ込む事が分かる。

【 0 0 2 4 】

以上のように、この実施の形態では、整流回路 A、インバータ回路 B の各相、およびチョッパ回路 C にそれぞれ電流制御器 3 8、4 1、4 6、4 9、5 6 を備え、チョッパ回路 C の電流指令を整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから合成して生成する。これにより、電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流 i_x が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 に流れることを抑制できる。このため、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧差や直流中性点電流 i_x を検出すること無く、高速で安定なチョッパ制御系を構成する事ができる。

【 0 0 2 5 】

実施の形態 2 .

上記実施の形態 1 では、3 相交流電源 1 を用いた交流電動機の制御装置を示したが、入力の交流電源は別の構成でも良く、この実施の形態 2 では単相 3 線式の交流電源を用いた交流電動機の制御装置を示す。図 4 は、この実施の形態 1 による交流電動機の制御装置を

10

20

30

40

50

示した回路図であり、図 1 に示した上記実施の形態 1 における 3 相交流電源 1 を、単相交流電源 5 8、5 9 から構成される単相 3 線式の電源に置き換えたものである。この場合、一方の単相交流電源 5 8 がリアクトル 2 を介して IGBT 4、5 の接続点に接続され、他方の単相交流電源 5 9 がリアクトル 3 を介して IGBT 8、9 の接続点に接続され、単相交流電源 5 8、5 9 の接続点が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点に接続されている。その他の構成および動作に関しては、上記実施の形態 1 と同様であるため説明を省略する。

【0026】

この実施の形態 2 においても、整流回路 A、インバータ回路 B の各相、およびチョッパ回路 C にそれぞれ電流制御器 3 8、4 1、4 6、4 9、5 6 を備え、チョッパ回路 C の電流指令を整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから合成して生成する。これにより、電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流 i_x が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 に流れることを抑制できる。このため、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧差や直流中性点電流 i_x を検出すること無く、高速で安定なチョッパ制御系を構成する事ができる。

10

【0027】

実施の形態 3 .

この実施の形態 3 では 1 つの交流電源を用いた交流電動機の制御装置を示す。図 5 は、この実施の形態 3 による交流電動機の制御装置を示した回路図であり、図 1 に示した上記実施の形態 1 における 3 相交流電源 1 を、1 つの単相交流電源 6 0 に置き換えたものである。この場合、整流回路 A の第 1 のハーフブリッジ型変換回路は、直列接続された IGBT 4、5 および各 IGBT 4、5 に逆並列接続されたダイオード 6、7 で構成されるハーフブリッジ型変換回路のみとなり、単相交流電源 6 0 は、IGBT 4、5 の接続点と正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の接続点との間に接続され、単相交流電源 6 0 と IGBT 4、5 の接続点との間にリアクトル 2 が配される。

20

【0028】

この場合、整流回路 A の電流制御においては、単相交流電源 6 0 の電流は電流検出器 3 5 により検出され、検出された電流値 i_{a_fb} は、与えられた電流指令値（第 1 の電流指令） i_{a_ref} と減算器 3 7 で減算され、誤差電流が電流制御器（第 1 の電流制御器）3 8 に入力される。電流制御器 3 8 は、入力である誤差電流が零となるように電圧指令（PWM 信号）を生成して出力する。この PWM 信号を入力とする IGBT 駆動回路 3 9 で、IGBT 4、5 をオン・オフ制御する。これにより、電流検出器 3 5 で検出された電流値 i_{a_fb} と電流指令値 i_{a_ref} に差があると、それを減少させる方向に回路がフィードバック動作する。

30

インバータ回路 B の電流制御においては、上記実施の形態 1 と同様であり、チョッパ回路 C のリアクトル 2 7 に流すチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} は、以下に示すように、整流回路 A の電流指令値 i_{a_ref} とインバータ回路 B の電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} との合成によって生成される。まず、加算器 5 3 でインバータ回路 B の電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} が加算される。整流回路 A の電流指令値 i_{a_ref} は、減算器 5 4 で加算器 5 3 の出力と減算されてチョッパ電流指令値 i_{ch_ref} が生成される。

【0029】

このように、この実施の形態 3 においても、整流回路 A、インバータ回路 B の各相、およびチョッパ回路 C に電流制御器 3 8、4 6、4 9、5 6 を備え、チョッパ回路 C の電流指令を整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから合成して生成する。これにより、電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流 i_x が正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 に流れることを抑制できる。このため、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧差や直流中性点電流 i_x を検出すること無く、高速で安定なチョッパ制御系を構成する事ができる。

40

【0030】

実施の形態 4 .

図 6 は、この実施の形態 4 による交流電動機の制御装置を示した回路図であり、図 1 に示した上記実施の形態 1 におけるチョッパ回路 C の制御に、正負平滑コンデンサ 1 2、1

50

3の電圧アンバランスを検出して制御する機能を追加したものである。その他の構成および動作に関しては、図1に示した実施の形態1と同様であるため説明を省略する。

図に示すように、正側平滑コンデンサ12および負側平滑コンデンサ13の電圧を電圧検出器28、29でそれぞれ検出し、この電圧差を減算器30で求め、電圧制御器61を介して加算器62へ入力する。

【0031】

ここで、電圧制御器61は、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスを入力とし、チョッパ回路Cのリアクトル27に流すための電流指令値(第4の電流指令)を出力するものである。正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスを零とするためのフィードバック制御に使用され、図2の電流制御器と同様に、例えば図7のようなPI制御器61a~61dを用いて構成することができる。 10

一方、上述したように、加算器52では整流回路Aの電流指令値 i_{r_ref} 、 i_{t_ref} が加算され、加算器53ではインバータ回路Bの電流指令値 i_{u_ref} 、 i_{w_ref} が加算される。加算器52、53の出力は減算器54で減算されて電流指令値が生成される。

加算器62では、電圧制御器61の出力と減算器54の出力を加算して、チョッパ回路Cのリアクトル27に流すチョッパ電流指令値を生成する。

【0032】

次に動作について説明する。この実施の形態では、チョッパ回路Cの電流指令値を整流回路Aの電流指令値とインバータ回路Bの電流指令値とを合成して生成しているため、電圧アンバランスの原因となる直流中性点電流 i_x が正負平滑コンデンサ12、13に流れることを抑制できる。 20

この時、正負平滑コンデンサ12、13の各電圧を検出し、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスが生じていれば、電圧制御器61は電圧アンバランスがそれを減少させる方向にチョッパ回路Cの電流指令値を変化させる。これにより、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスが零になるようにフィードバック制御される。

【0033】

ところで、実施の形態1の説明から明らかなように、電流制御器38、41、46、49、56が十分に高速かつ高精度に動作し、電流検出器35、36、43、44、51が実際の電流と等しい電流を検出していれば、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスは零となり、追加した正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスを検出して制御する機能は動作しない。この機能が動作するのは、電流制御器38、41、46、49、56または電流検出器35、36、43、44、51に誤差が生じた場合である。 30

一般にこれらの誤差は小さいため、この誤差に起因して発生する、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスは小さく抑えることができる。このため、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスを検出して制御する機能は、微小な誤差成分のみに対して働くため、検出やフィルタによる遅れの影響が従来の技術に比較して小さく抑えられる。また、微小な誤差成分のみを扱うため高速な応答を必要としない。

【0034】

このように、この実施の形態4によれば、整流回路A、インバータ回路Bの各相、およびチョッパ回路Cに電流制御器38、41、46、49、56を備え、整流回路Aの電流指令とインバータ回路Bの電流指令とから合成した電流指令に、さらに正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスを零にするための電流指令を合成してチョッパ回路Cの電流指令を生成する。このように生成されるチョッパ回路Cの電流指令は、主として整流回路Aの電流指令とインバータ回路Bの電流指令とから決定され、正負平滑コンデンサ12、13の電圧アンバランスの検出は微小な誤差成分の制御にのみ使用される。このため、検出やフィルタによる遅れの影響が軽減されて高速で安定で信頼性の高いチョッパ制御系を構成する事ができる。 40

【0035】

実施の形態5.

図8は、この実施の形態5による交流電動機の制御装置を示した回路図である。この実 50

施の形態は、上記実施の形態 4 で示したチョッパ回路 C の制御を、上記実施の形態 2 で示した単相 3 線式の交流電源 5 8、5 9 を用いた交流電動機の制御装置に適用した場合を示すものである。

この実施の形態 5 においても、整流回路 A、インバータ回路 B の各相、およびチョッパ回路 C に電流制御器 3 8、4 1、4 6、4 9、5 6 を備え、整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから合成した電流指令に、さらに正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスを零にするための電流指令を合成してチョッパ回路 C の電流指令を生成する。このように生成されるチョッパ回路 C の電流指令は、主として整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから決定され、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスの検出は微小な誤差成分の制御にのみ使用される。このため、検出やフ

10

【0036】

実施の形態 6 .

図 9 は、この実施の形態 6 による交流電動機の制御装置を示した回路図である。この実施の形態は、上記実施の形態 4 で示したチョッパ回路 C の制御を、上記実施の形態 3 で示した 1 つの単相交流電源 6 0 を用いた交流電動機の制御装置に適用した場合を示すものである。

この実施の形態 6 においても、整流回路 A、インバータ回路 B の各相、およびチョッパ回路 C に電流制御器 3 8、4 6、4 9、5 6 を備え、整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから合成した電流指令に、さらに正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスを零にするための電流指令を合成してチョッパ回路 C の電流指令を生成する。このように生成されるチョッパ回路 C の電流指令は、主として整流回路 A の電流指令とインバータ回路 B の電流指令とから決定され、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスの検出は微小な誤差成分の制御にのみ使用される。このため、検出やフィルタによる遅れの影響が軽減されて高速で安定で信頼性の高いチョッパ制御系を構成することができる。

20

【0037】

実施の形態 7 .

上記各実施の形態における交流電動機の制御装置において、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスを解消するチョッパ回路 C の動作を停止させる手段を設けた場合を以下に示す。

30

図 10 は、この実施の形態 7 による交流電動機の制御装置を示した部分回路図である。その他の部分の構成および動作に関しては、例えば、図 1 に示した実施の形態 1 と同様であるため説明を省略する。

【0038】

図に示すように、チョッパ回路 C の IGBT 2 3、2 4 を駆動する IGBT 駆動回路 5 7 には、チョッパ回路 C の動作を停止させるゲートオフ回路 7 0 の出力が接続されており、ゲートオフ回路 7 0 の入力には周波数判定器 6 3 の出力が接続されている。周波数判定器 6 3 には、インバータ回路 B の出力周波数 f が入力され、周波数判定器 6 3 内部に設定された所定値 f_1 と比較される。インバータ回路 B の出力周波数 f が所定値 f_1 以上の場合、周波数判定器 6 3 はチョッパ回路 C を停止する信号をゲートオフ回路 7 0 に出力し、ゲートオフ回路 7 0 により IGBT 駆動回路 5 7 が停止させられることで、チョッパ回路 C では双方の IGBT 2 3、2 4 がオフ状態を保持して動作を停止する。

40

【0039】

上述したように、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスは、インバータ回路 C の出力周波数 f が低くなるほど大きくなる。従って、インバータ回路 B の出力周波数 f が高い領域においては、正負平滑コンデンサ 1 2、1 3 の電圧アンバランスが設計的に許容できる範囲が存在する。

この実施の形態では、インバータ回路 B の出力周波数 f が所定値以上の時にはチョッパ

50

回路 C の動作を停止する手段を設けたため、インバータ回路 C の出力周波数が低くて正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスが大きくなる時のみチョップパ回路 C を動作させる。そして、それ以外のインバータ回路 B の出力周波数 f が高い領域において、チョップパ回路 C の動作を停止させることで、チョップパ回路 C が発生する損失を低減することができる。

【0040】

実施の形態 8 .

上記実施の形態 7 では、インバータ回路 C の出力周波数に基づいてチョップパ回路 C の動作を停止させるものを示したが、この実施の形態では、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧差に基づいてチョップパ回路 C の動作を停止させる。

10

図 11 は、この実施の形態 8 による交流電動機の制御装置を示した部分回路図である。その他の部分の構成および動作に関しては、例えば、図 1 に示した実施の形態 1 と同様であるため説明を省略する。

【0041】

図に示すように、チョップパ回路 C の IGBT 23、24 を駆動する IGBT 駆動回路 57 には、チョップパ回路 C の動作を停止させるゲートオフ回路 70 の出力が接続されており、ゲートオフ回路 70 の入力には電圧判定器 64 の出力が接続されている。電圧判定器 64 には、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧差 ΔV が入力され、電圧判定器 64 内部に設定された所定値 v_1 と比較される。正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧差 ΔV が所定値 v_1 以下の場合、電圧判定器 64 はチョップパ回路 C を停止する信号をゲートオフ回路 70 に出力し、ゲートオフ回路 70 により IGBT 駆動回路 57 が停止させられることで、チョップパ回路 C では双方の IGBT 23、24 がオフ状態を保持して動作を停止する。

20

【0042】

正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスは、整流回路 A やインバータ回路 B の相電流、出力周波数等により、その度合いは変化するものであり、設計的に許容できる範囲が存在する。

この実施の形態では、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧差 ΔV が所定値以下の時にはチョップパ回路 C の動作を停止する手段を設けたため、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスが大きくなる時のみチョップパ回路 C を動作させる。そして、それ以外の時にはチョップパ回路 C の動作を停止させることで、チョップパ回路 C が発生する損失を低減することができる。

30

【0043】

実施の形態 9 .

この実施の形態 9 では、図 12 に示すように、上記実施の形態 7、8 で説明した周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との出力の論理和を OR 回路 65 で求め、この OR 回路 65 の出力によりゲートオフ回路 70 を動作させるようにした。

周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との、いずれかがチョップパ回路 C の停止を判定するとチョップパ回路 C の動作が停止されるため、チョップパ回路 C が発生する損失を効果的に低減することができる。

【0044】

40

なお、図 12 では、周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との出力の論理和を求めて制御に用いるものを示したが、図 13 に示すように、周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との出力の論理積を用いても良い。この場合、周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との各出力を AND 回路 66 に入力して論理積を求める。この AND 回路 66 の出力によりゲートオフ回路 70 を動作させるようにした。これにより、周波数判定器 63 と電圧判定器 64 との双方がチョップパ回路 C の停止を判定した場合のみチョップパ回路 C の動作が停止されるため、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスを低く保ちながら、チョップパ回路 C が発生する損失を低減することができる。

【0045】

上記実施の形態 1 ~ 9 では、この発明による電力変換装置として交流電動機の制御装置

50

を示した。交流電動機の制御装置では、インバータ回路 B の周波数は 0 ~ 120 Hz 程度の範囲で可変周波数駆動されるため正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスに対する影響が大きい。このため、高速で安定なチョッパ制御系を構成できるこの発明は、交流電動機の制御装置に対し特に有効なものであるが、正負平滑コンデンサ 12、13 の電圧アンバランスが生じるものであればこれに限るものではない。

【図面の簡単な説明】

【0046】

【図1】この発明の実施の形態1による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図2】この発明の実施の形態1による交流電動機の制御装置の電流制御器を示す回路図である。

10

【図3】この発明の実施の形態1による交流電動機の制御装置の動作説明図である。

【図4】この発明の実施の形態2による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図5】この発明の実施の形態3による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図6】この発明の実施の形態4による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図7】この発明の実施の形態4による交流電動機の制御装置の電圧制御器を示す回路図である。

【図8】この発明の実施の形態5による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図9】この発明の実施の形態6による交流電動機の制御装置を示す回路図である。

【図10】この発明の実施の形態7による交流電動機の制御装置を示す部分回路図である。

20

【図11】この発明の実施の形態8による交流電動機の制御装置を示す部分回路図である。

【図12】この発明の実施の形態9による交流電動機の制御装置を示す部分回路図である。

【図13】この発明の実施の形態9の別例による交流電動機の制御装置を示す部分回路図である。

【符号の説明】

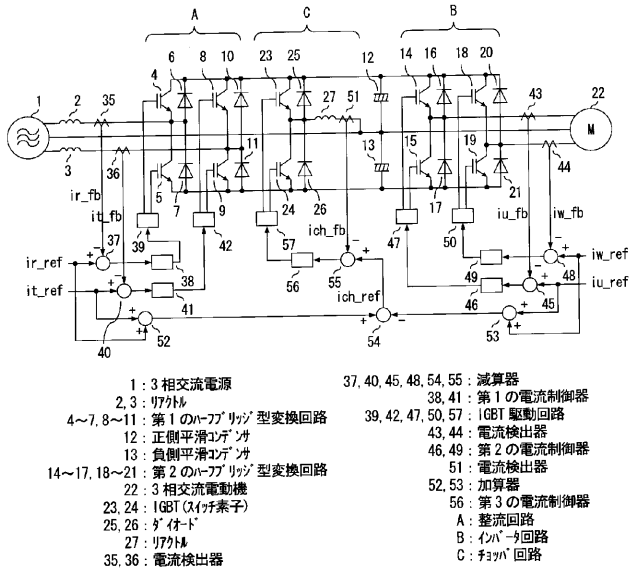
【0047】

1 3 相交流電源、2, 3 リアクトル、
 4 ~ 7, 8 ~ 11 第1のハーフブリッジ型変換回路、12 正側平滑コンデンサ、
 13 負側平滑コンデンサ、
 14 ~ 17, 18 ~ 21 第2のハーフブリッジ型変換回路、22 3相交流電動機、
 23, 24 IGBT(スイッチ素子)、25, 26 ダイオード、27 リアクトル、
 28, 29 電圧検出器、30 減算器、
 35, 36 第1の電流検出手段としての電流検出器、
 37, 40, 45, 48, 54, 55 減算器、38, 41 第1の電流制御器、
 39, 42, 47, 50, 57 IGBT駆動回路、
 43, 44 第2の電流検出手段としての電流検出器、46, 49 第2の電流制御器、
 51 第3の電流検出手段としての電流検出器、52, 53 加算器、
 56 第3の電流制御器、58, 59 単相交流電源、60 単相交流電源、
 61 電圧制御器、62 加算器、63 周波数判定器、64 電圧判定器、
 70 ゲートオフ回路、A 第1の電力変換器としての整流回路、
 B 第2の電力変換器としてのインバータ回路、
 C 第3の電力変換器としてのチョッパ回路。

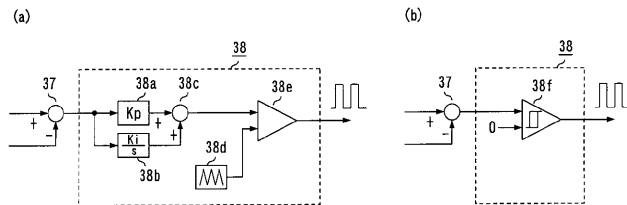
30

40

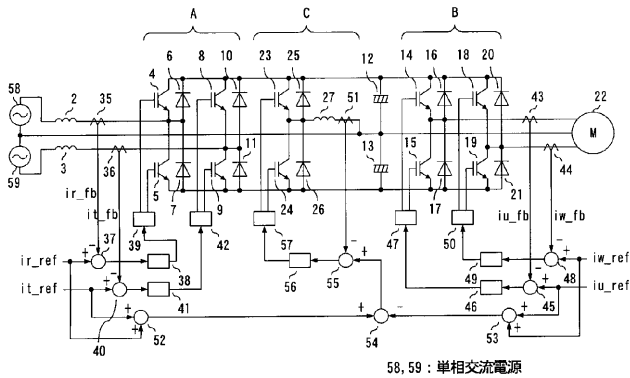
【図 1】



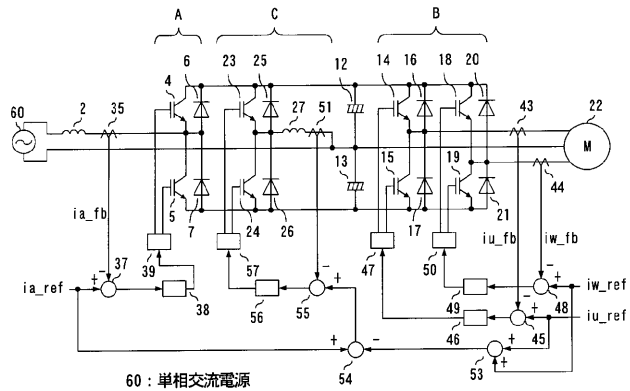
【図 2】



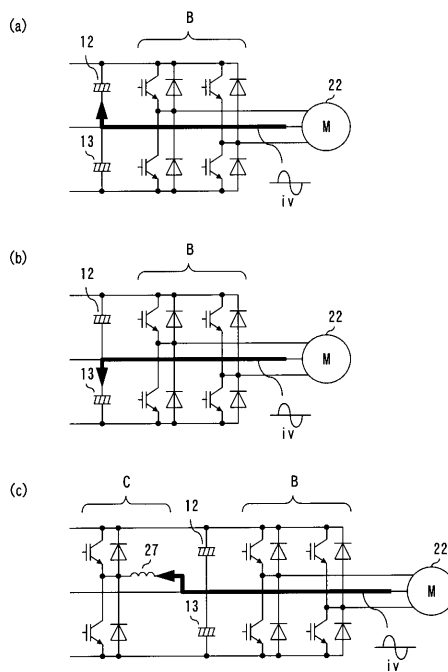
【図 4】



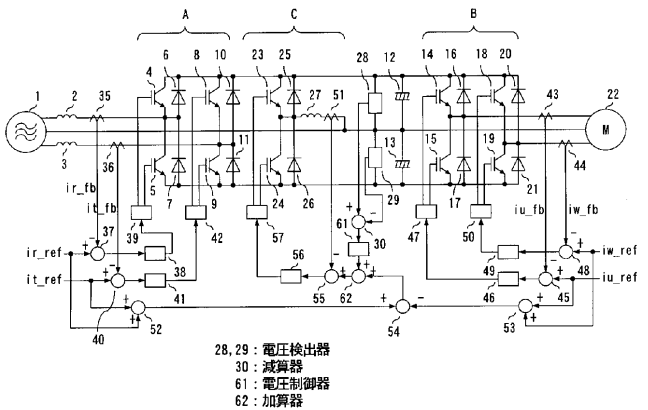
【図 5】



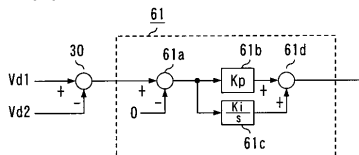
【図 3】



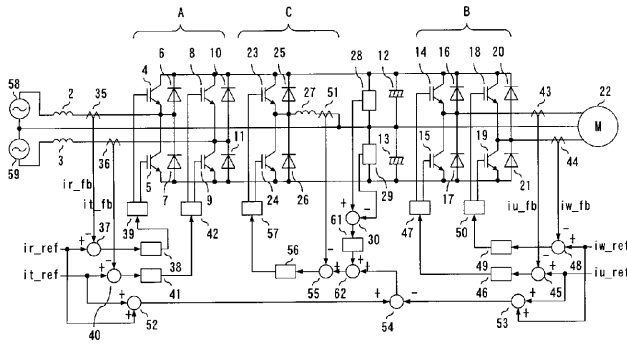
【図 6】



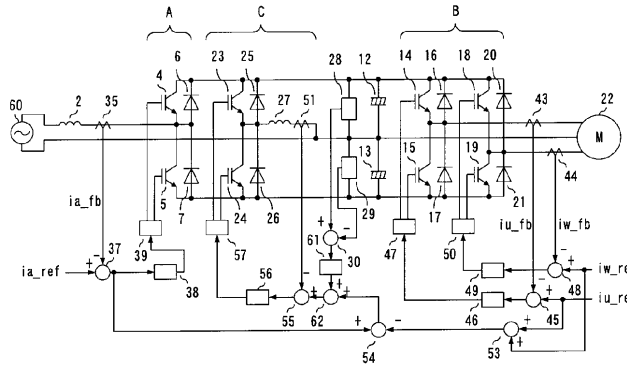
【図 7】



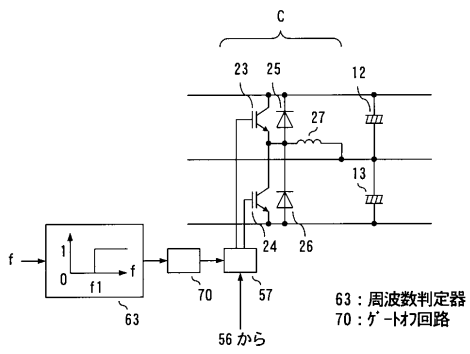
【図 8】



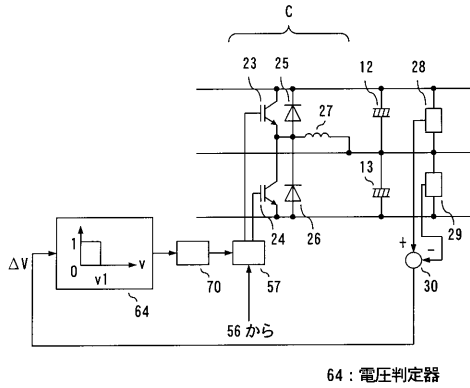
【図 9】



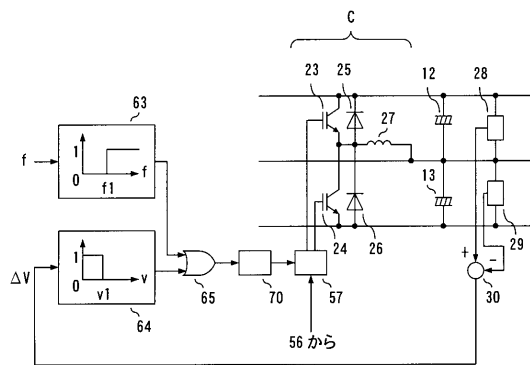
【図 10】



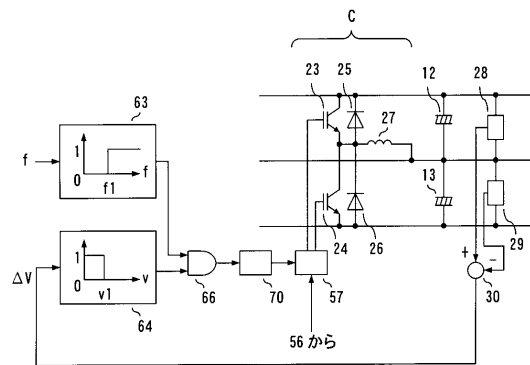
【図 11】



【図 12】



【図 13】



フロントページの続き

(72)発明者 木全 政弘
東京都千代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 富永 真志
東京都千代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 三菱電機株式会社内

(72)発明者 大島 正明
東京都千代田区内幸町 1 丁目 1 番 3 号 東京電力株式会社内

F ターム(参考) 5H006 AA01 BB05 CA01 CB01 CB08 CC02 CC08 DA02 DA04 DB01
DC02 FA01 FA04
5H007 AA01 AA17 BB06 CA01 CB05 CC07 CC12 DA05 DA06 DB02
DC02 EA13 FA01 FA02 FA12