

(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2012-151993

(P2012-151993A)

(43) 公開日 平成24年8月9日(2012.8.9)

(51) Int.Cl.	F 1	テーマコード (参考)
H02M 7/12 (2006.01)	H02M 7/12 Q	5H006
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 Y	5H007

審査請求 未請求 請求項の数 19 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2011-8389 (P2011-8389)	(71) 出願人	502129933
(22) 出願日	平成23年1月19日 (2011.1.19)		
		(74) 代理人	株式会社日立産機システム 東京都千代田区神田練塀町3番地 100100310 弁理士 井上 学
		(74) 代理人	100098660 弁理士 戸田 裕二
		(74) 代理人	100091720 弁理士 岩崎 重美
		(72) 発明者	岩▲瀬▼ 裕太 千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立産機システム内
		(72) 発明者	佐野 正浩 千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立産機システム内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置及びそれを用いた回転機駆動システム

(57) 【要約】

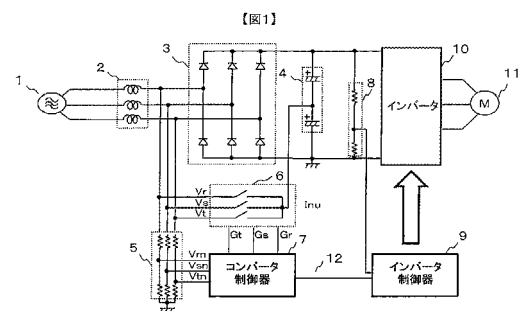
【課題】

高調波規制に対応し、直流電圧昇圧が可能な低コスト電力変換装置を提供する。

【解決手段】

上記課題を解決するために、各相の電圧(相電圧)が0となる前後の期間では該当する相の双方向通電スイッチのON期間が長くなるように設定し、高調波規制に対応する。また、それ以外の期間では回転機の運転状態に応じて双方向通電スイッチのON期間を適時調整するように構成すれば、電源電流検出手段が無くても回転機の運転状態によって最適な直流電圧に制御できる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相交流電源に接続される三相交流リアクトルと、三相ダイオードブリッジと、前記三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記直列に接続された複数の平滑コンデンサの midpoint の間に設ける双方向通電スイッチと、前記三相交流電源の電圧位相検出手段と、前記三相交流電源の電流を検出する検出手段と、回転機変調率情報 K_h を用いて前記双方向通電スイッチを制御し直流電圧を調整する制御器と、を備えた電力変換装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の電力変換装置において、

前記双方向通電スイッチを前記電圧位相検出手段から得られた電圧位相信号 θ_s を用いて、中間電位の相の相電圧が 0 電圧となる前後の期間は、パルスの幅が長くなるように予め設定された変調波テーブルを用いて変調波を作成し、それ以外の期間では、回転機変調率情報 K_h もしくは直流電圧情報 E_{dc} を用いて、一定もしくは緩やかな変化の三相変調波を作成することで、電源電流の高調波成分低減および、回転機の運転状態に応じた直流電圧昇圧を行うことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の電力変換装置において、

前記緩やかな変化は前記中間電位の相の相電圧が 0 電圧となる前後の期間で予め設定している前記変調波テーブルの変化よりも少ない変化であることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 1 又は 2 記載の電力変換装置において、

前記双方向通電スイッチを、全域でスイッチング動作することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

請求項 1 又は 2 記載の電力変換装置において、

前記双方向通電スイッチは各相に対応して複数設けられており、双方向スイッチの複数を同時に ON することにより、前記交流電源が前記交流リアクトルを介して短絡するように制御し、直流電圧を任意の値に保つことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 1 又は 2 記載の電力変換装置において、

前記回転機変調率情報 K_h と回転機変調率指令 K_h^* と PI 制御器を用いて、前記回転機変調率情報 K_h が回転機変調率指令 K_h^* に近づくように、直流電圧値を調整することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 1 又は 2 記載の電力変換装置において、

前記直流電圧情報 E_{dc} と直流電圧指令値 E_{dc}^* と PI 制御器を用いて、前記前記直流電圧値 E_{dc} が直流電圧指令値 E_{dc}^* に近づくように、直流電圧値を調整することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 8】

請求項 1 記載の電力変換装置において、

前記三相交流電源と前記交流リアクトルの中間に少なくとも 1 台の三相もしくは単相受電の負荷を並列に接続することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 9】

請求項 8 記載の電力変換装置において、

コンバータ制御器は前記インバータ制御器と前記負荷から複数のインバータの電力情報を比較して、電力の差が一定値以下の場合には、少なくとも 1 台のインバータ出力を上昇もしくは抑制し、複数台で電流値に差がある状態に制御することを特徴とする電力変換装置。

10

20

30

40

50

【請求項 10】

請求項 1 記載の電力変換装置において、
前記交流リアクトルの 2 次側に少なくとも 1 台の三相もしくは単相受電の負荷を並列に接続することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 11】

請求項 10 の電力変換装置において、
前記負荷は、前記電力変換装置の出力よりも低出力であることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 12】

請求項 1 記載の電力変換装置において、
電力変換装置の平滑コンデンサにて平滑された直流部より、少なくとも 1 つの負荷を並列に接続することを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 13】

請求項 12 記載の電力変換装置において、
コンバータ制御器は前記インバータ制御器と前記負荷から複数の前記回転機変調率情報 K_h を取得し、最も大きい値の前記回転機変調率情報 K_h を識別し、それに応じて前記双方向通電スイッチによる直流電圧制御をすることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 14】

請求項 1 記載の電力変換装置を用いて、少なくとも 1 台の回転機を駆動し、前記双方向通電スイッチを、スイッチング動作することを特徴とする機器。

20

【請求項 15】

請求項 1 記載の電力変換装置において、
前記双方向スイッチによる直流電圧の昇圧と、弱め界磁制御を組合せることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 16】

電力変換装置を備えた回転機駆動システムにおいて、前記電力変換装置は、三相交流電源に接続される三相交流リアクトルと、三相ダイオードブリッジと、前記三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記直列に接続された複数の平滑コンデンサの midpoint の間に設ける双方向通電スイッチと、前記三相交流電源の電圧位相検出手段と、前記三相交流電源の電流を検出する検出手段と、回転機変調率情報 K_h を用いて前記双方向通電スイッチを制御し直流電圧を調整する制御器と、を備え、直流電源を交流電源に変換するインバータを有する回転機駆動装置を用いて、回転機を駆動し、前記双方向通電スイッチを、該当する所定の期間、スイッチング動作することを特徴とする回転機駆動システム。

30

【請求項 17】

電力変換装置を備えた回転機駆動システムにおいて、前記電力変換装置は、前記三相交流電源と前記三相交流リアクトルの中間から複数の前記電力変換装置を並列に接続し、直流電源を交流電源に変換するインバータを有する複数の回転機駆動装置を用いて、複数の回転機を駆動し、前記双方向通電スイッチを、該当する所定の期間、スイッチング動作することを特徴とする回転機駆動システム。

40

【請求項 18】

電力変換装置を備えた回転機駆動システムにおいて、前記電力変換装置は、前記電力変換装置の前記三相交流リアクトルと前記三相ダイオードブリッジの中間から直流電源を交流電源に変換するインバータを有する複数の回転機駆動装置を接続し、前記双方向通電スイッチを、該当する所定の期間、スイッチング動作することを特徴とする回転機駆動システム。

【請求項 19】

電力変換装置を備えた回転機駆動システムにおいて、前記電力変換装置は、前記電力変換装置の前記平滑コンデンサにて平滑された直流部より直流電源を交流電源に変換するイ

50

ンバータを有する複数の回転機駆動装置を接続し、前記双方向通電スイッチを、該当する所定の期間、スイッチング動作することを特徴とする回転機駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電力変換装置及びそれを用いた回転機駆動システムに関する。

【背景技術】

【0002】

三相交流電動機駆動用インバータ装置が、産業分野や冷凍機器へ普及している。これらの装置では、三相交流電源受電の場合、三相交流電源から直流に変換するための整流回路が必要である。三相ダイオード整流器を用いる場合、多くの電源電流高調波が発生してしまい、電力システムへの悪影響が社会問題になっている。近年、IEC（国際電気標準会議）の高調波規制（IEC 61000-3-2（相電流＜16A）とIEC 61000-3-12（16A＜相電流＜75A））をはじめ、欧州、中国や日本国内の高調波規制が制定された。今後、これらの装置の電源高調波対策が必要になる見込みである。

10

【0003】

従来、これらに対応するために特許文献1、特許文献2、特許文献3の様な技術がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【0004】

【特許文献1】特開2004-166359号公報

【特許文献2】特許第3422218号公報

【特許文献3】特開2009-207282号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかし、特許文献1、特許文献2の技術は、前述の高調波規制をクリアするために、大きな交流リアクトルが必要となり、装置の大型化やコストアップを避けられない。特に、交流リアクトルの抵抗の熱損失が電源電流と二乗関係があるため、高負荷運転時に、リアクトルの発熱や装置の効率低下を引き起し、更には、交流リアクトルによる電圧降下の影響で直流電圧低下を引き起こし、高速・高負荷時の運転範囲縮小も懸念される。

30

【0006】

また、特許文献3の技術は、単相交流電源用の回路構成ではあるが、スイッチング素子のスイッチング動作により直流電圧の昇圧制御を行っている、しかし、電源電流情報検出手段が必要となり、部品点数が増加し、コストアップを避けられない。

【0007】

そこで、本発明は、高調波規制対応に適し、更に回転機の運転状態に応じて最適な直流電圧に制御する昇圧機能を搭載した、三相交流を直流に変換する電力変換装置及び、それを用いた機器（例えば、回転機駆動機器、冷凍機器など）を提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、例えば、三相交流電源に接続される三相交流リアクトルと、三相ダイオードブリッジと、前記三相ダイオードブリッジの直流出力側と直流負荷の間に設ける直列に接続された複数の平滑コンデンサと、前記三相ダイオードブリッジの交流側と前記直列に接続された複数の平滑コンデンサの midpoint との間に設ける三つの双方向通電スイッチと、前記三相交流電源の電圧位相を検出する電圧位相検出手段と、前記三つの双方向通電スイッチを制御するコンバータ制御器から構成された三相交流を直流に変換する電力変換装置において、前記双方向通電スイッチを、各相、所定のパターンでスイッチング動作するよう構成する。

50

【0009】

ここで、前記スイッチング動作するパターンを例えば、各相の電圧(相電圧)が0となる前後の期間では該当する相の前記双方向通電スイッチのON期間が長くなるように設定すれば高調波規制に対応できる。このために、例えば、回転機変調率情報Khを用いて双方向通電スイッチを制御する。

【0010】

また、それ以外の期間では双方向通電スイッチのON期間は回転機の運転状態に応じて適時調整するように構成すれば、電源電流検出手段が無くても回転機の運転状態によって最適な直流電圧に制御できる。これにより、スイッチング損失による効率低下を最小限に抑え、更に高負荷運転時の直流電圧低下を防止でき、更なる高出力化も図れる。また、回転機駆動機器で回転機を高速回転させる場合に行っている、弱め界磁制御との最適化により最高効率を確保できる。

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、高調波規制に対応し、更に回転機の運転状態に応じて最適な直流電圧に制御する昇圧機能を搭載した電力変換装置及び、それを用いた機器(例えば、回転機駆動機器、冷凍機器など)への適用が容易となる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】第1の実施例の電力変換装置の概略構成図である。

【図2】第1の実施例における三つの双方向通電スイッチ6の構成図である。

【図3】第1の実施例の電力変換装置の制御ブロック図である。

【図4】第1の実施例における電源電圧位相演算器13の内部構成図である。

【図5】第1の実施例におけるシミュレーション結果(低速回転域)である。

【図6】第1の実施例におけるシミュレーション結果(高速回転域)である。

【図7】第1の実施例における変調波調整器19の内部構成図である。

【図8】第1の実施例におけるシミュレーション結果(波形)(制御無)である。

【図9】第1の実施例におけるシミュレーション結果(波形)(制御有)である。

【図10】第1の実施例におけるシミュレーション結果(高調波電流)である。

【図11】第2の実施例の電力変換装置の概略構成図である。

【図12】第3の実施例の電力変換装置の概略構成図である。

【図13】第4の実施例の電力変換装置の概略構成図である。

【図14】第5の実施例における回転機の特性説明図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

本実施形態の電力変換装置は、例えば回転機駆動機器、冷凍器に用いることが好適なものである。以下では具体的制御について説明する。

【0014】

<第1の実施例>

図1から図10を用いて第1の実施例を説明する。

図1に電力変換装置の概略構成を示す。本電力変換装置は、三相交流電源1を直流電源に変換してインバータ10に直流電力を供給する装置であり、スイッチング動作を用いて電源電流の高調波成分の抑制および、回転機11の運転状態に応じた直流電圧にする昇圧制御を行っている。本実施例では、直流電力を供給する装置はインバータ10としたが、直流電力を消費する負荷装置、回転機などを使っても問題ない。

【0015】

(装置構成について)

本電力変換装置は、三相交流電源1に接続された三相交流リアクトル2と、三相交流リアクトル2を介して三相交流電源1に接続された三相ダイオードブリッジ3と、三相ダイオードブリッジ3の直流側に直列接続された複数の平滑コンデンサ4と、三相ダイオード

10

20

30

40

50

ブリッジ 3 の交流側入力端子と直列接続された複数の平滑コンデンサ 4 の中点との間に設けた三つの双方向通電スイッチ 6 と、三相交流電源 1 の電圧位相を検出する電圧位相検出手段 5 と、直流電圧 (VDC) を検出する直流電圧検出手段 8 と、双方向通電スイッチ 6 を制御するコンバータ制御器 7 と、インバータ 10 を制御するインバータ制御器 9 と、コンバータ制御器 7 とインバータ制御器 9 とを繋ぎ情報を送受信する通信手段 12 から構成されている。本実施例では、コンバータ制御器 7 とインバータ制御器 9 を別々にし、前記通信手段 12 を設けたが、この 2 つを合わせて前記通信手段 12 を省略しても問題ない。

【0016】

(駆動回路について)

図 2 は、前記三つの双方向通電スイッチ 6 の構成図である。本実施例では、単相ダイオードブリッジと IGBT で構成した双方向通電スイッチとした。双方向通電スイッチは、本構成に限らず、コンバータ制御器 7 からのスイッチング信号に応じて動作する双方向通電スイッチであれば、その他の構成及び半導体素子でも問題ない。

【0017】

(制御ブロックについて)

図 3 にコンバータ制御器 7 の内部で行われている電力変換装置の制御ブロック図を示している。ここでコンバータ制御器 7 は、電圧位相検出手段 5 からの電圧位相信号 (V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn})、及び、インバータ制御器 9 からの直流電圧情報 E_{dc} 又は回転機変調率情報 K_h に基づいて PWM 制御信号 (G_r 、 G_s 、 G_t) を出力して双方向スイッチ 6 を制御するものである。本制御はマイクロコンピュータ (以下マイコンと称す) を用いたデジタル演算処理を行っている。マイコン以外にも DSP 等半導体演算素子の適用が考えられる。以下、内部制御について詳述する。

【0018】

コンバータ制御器 7 の演算においては、電源電流値を推定可能な情報に基づいて位相差の補正量を出力することが望ましい。そこで本実施例では、図 3 に示すように位相補正量調整器 18 によって電源電圧と電源電流の位相差を出力することとしている。位相補正量調整器 18 は、通信手段 12 より得られた負荷情報 P と、マイコンに予め設定した位相補正テーブルを元に三相交流リアクトル 2 などの影響により、発生する電源電圧と電源電流の位相差補正量 θ_{adj} を出力する。なお、負荷情報 P 以外にも電源電流値を推定できる情報であれば適応が可能である。

【0019】

電源電圧位相演算器 13 は、電圧位相検出手段 5 によって得られた電圧位相信号 (V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn}) を用いて電源電圧位相を算出し、前記電源電圧位相と位相補正量調整器 18 から得られた位相差補正量 θ_{adj} から電源電流位相 θ_s を算出する。

【0020】

変調波作成器 14 は、電源電圧位相演算器 13 によって得られた前記電源電流位相 θ_s とマイコンに予め設定した変調波テーブルを元に各相の前記双方向通電スイッチ 6 の ON 期間を決定し、三相変調波 M_r 、 M_s 、 M_t を作成する。

【0021】

変調波調整器 19 は、前記通信手段 12 から得られた直流電圧情報 E_{dc} 、もしくは、回転機変調率情報 K_h を元に、直流電圧の昇圧に起因する区間の三相変調波を作成し、更に状態に応じて三相変調波に乗算する変調波ゲイン K_m' を算出する。

【0022】

変調波乗算器 15 は、変調波作成器 14 から得られた、三相変調波 M_r 、 M_s 、 M_t と変調波調整器 19 から得られた変調波ゲイン K_m' を乗算し、三相変調波指令値 M_r' 、 M_s' 、 M_t' を算出する。

【0023】

PWM 制御器 17 は、変調波乗算器 15 から得られた三相変調波指令値 M_r' 、 M_s' 、 M_t' とキャリア波発生器 16 から得られたキャリア波 F_c (三角波もしくはのこぎり波) との比較により、PWM (Pulse Width Modulation) 制御信号 G_r 、 G_s 、 G_t を出力

10

20

30

40

50

し、双方向通電スイッチ 6 の ON・OFF を制御する。

【0024】

(位相検出処理について)

図 4 に電源電圧位相演算器 13 の内部構成を示す。

図 4 に示す電源電圧位相演算器 13 の内部構成は、電圧位相検出手段 5 から得られた電圧位相信号 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} の三相分の平均値から基準電圧 $Level$ を作成する分圧回路 20 と、電圧位相信号 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} と、基準電圧 $Level$ とを比較してパルス信号に置き換えるコンパレータ回路 21 と、コンパレータ回路 21 で得られたパルス信号の変化するタイミング（以下エッジと称す）を検出して、前記電源電圧位相を算出する位相演算器 22 と、前記電源電圧位相を前記電源電流位相 θ_s に補正する位相補正器 27 で構成されている。

10

【0025】

位相演算器 22 は、位相誤差演算器 23、PI 制御器 24、基本電源周波数発生器 25、位相更新器 26 から構成されている。

【0026】

位相誤差演算器 23 は、パルス信号のエッジ毎に演算が始まる割込み処理であり、前記パルス信号のエッジ毎にパルス信号の組合せで予めマイコンに設定されている位相更新設定値 θ_{get} を、マイコンがカウントアップしている現在の電圧位相に上書きする。また、上書きする際に上書き前の前記電圧位相と前記位相更新設定値 θ_{get} を比較して位相誤差 $\Delta\theta_s$ を算出する。この処理は、各相のパルス信号の前記エッジ毎に実施されるので、電源周期の電気角 60 度毎に演算が行われる。

20

【0027】

ここで、片エッジ(前記エッジの下リエッジか上リエッジのどちらか)で処理を行うことで、前記電源周期の電気角 120 度毎の演算となり、マイコン負荷を軽減することもできる。

【0028】

PI 制御器 24 は、前記位相誤差 $\Delta\theta_s$ を基に前記位相誤差 $\Delta\theta_s$ が 0 になるように周波数補正值 Δf_s を算出する処理であり、電気角 60 度毎に演算が実行されている。

【0029】

ここで、本実施例では、電気角 60 度毎に演算が実行されているが、ノイズ等による変動を防止するためには、例えば、電気角 360 度毎に演算が実行されるように構成してもよい。具体的には、電気角 60 度毎の前記位相誤差 $\Delta\theta_s$ を電気角 360 度で平均化し、その平均値を用いて、周波数補正值 Δf_s を算出しても構わない。このように計算すれば、ノイズ等による変動を抑制できる。

30

【0030】

基本電源周波数発生器 25 は、所定の電源周波数を出力する。具体的には、電源周波数は 50 Hz か 60 Hz になる。この周波数は、予め設定しても良いが、前記パルス信号のエッジの間隔をマイコン機能のタイマーで計測後、自動設定することも可能である。

【0031】

位相更新器 26 は、前記エッジの割込み発生時に、電圧位相信号を前記位相誤差演算器 23 で設定した位相更新設定値 θ_{get} の値に上書き更新する。また、前記割込みがないときは、前記割込み処理よりも速い周期。たとえば、前記キャリア波の周期で、基本電源周波数発生器 25 の信号 f_{s0} と周波数補正值 Δf_s の和 f_s を積分処理して電圧位相信号を算出している。

40

【0032】

(PWM 制御について)

PWM 制御は、変調波作成器 14、変調波乗算器 15、PWM 制御器 17、変調波調整器 19、キャリア発生器 20 から構成される。

図 5 は、低速回転域のシミュレーション結果であり、上から、R 相電源電圧波形(相電圧)、R 相変調波波形とキャリア波形、R 相の相双方向スイッチ制御信号 G_r 、直流電圧

50

波形を示している。

【0033】

前記変調波波形は、変調波作成器14で各相の電圧(相電圧)が0となる前後の期間を設定している。ここで、この変調波形状は事前に所定条件でシミュレーションや実機実験にて決定し、演算負荷を軽減するため、マイコン内部メモリに予め設定した。

【0034】

図6は、高速回転域のシミュレーション結果であり、内容は図5と同様である。ここで変調波乗算器15と変調波調整器19により、各相の電圧(相電圧)が0となる前後以外の期間の三相変調波を設定し、直流電圧の振動抑制、および昇圧を行っている。ここで、複数の双方向スイッチ6を同時にONさせることで、交流電源1が交流リアクトル2を介して一時的に短絡されるような昇圧チョッパ動作を構成しており、直流側への電力供給が可能となり直流電圧を昇圧できる制御としている。この期間では、各相の電圧(相電圧)が高いため、スイッチングパターンの変化が無いよう三相変調波を一定に設定する。もしくは、前記各相の電圧(相電圧)が0となる前後の期間の三相変調波よりも少ない緩やかな変化で設定することで、急激なスイッチングパターンの変化により発生する余分な高調波を防止する。

10

【0035】

図7に変調波調整器19の内部構成を示す。変調波調整器19は、PI制御器28、前記通信手段12から得られた直流電圧情報Edcによる変調波ゲインKmリミッタ29から構成される。

20

【0036】

PI制御器28は、回転機変調率情報Khと回転機変調率指令値Kh*の差分ΔKhが0になるように変調波ゲインKmを算出する処理であり、所定の処理周期で演算する。ここで、回転機変調率指令値Kh*に所定の値を設定することで、回転機の運転状態に合った最適な直流電圧に制御でき、スイッチング損失による効率の低下を最小限に抑えることができる。

【0037】

また、PI制御器28は、用途によって直流電圧検出手段8から得られる直流電圧情報Edcと直流電圧指令値Edc*の差分ΔEdcが0になるように変調波ゲインKmを算出することもでき、直流電圧指令値Edc*に所定の値を設定することで、直流電圧を一定に保つこともできる。

30

【0038】

変調波ゲインKmリミッタ29は、PI制御器28から得られた変調波ゲインKmを直流電圧情報Edcにより、リミット処理を行うことで三相変調波を制限し、昇圧による過電圧、もしくは不足電圧を防止できる。

【0039】

PWM制御器17は、変調波乗算器15で作成された変調波と、キャリア発生器20で作成されたキャリア波(三角波もしくはのこぎり波)との比較により、PWM(Pulse Width Modulation)制御信号を出力し、前記双方向通電スイッチのON・OFFを制御する。

【0040】

40

(シミュレーション結果の説明について)

図8、図9にシミュレーション結果(波形)、図10にシミュレーション結果(高調波)を示す。図8は、スイッチ停止時の各波形であり、上から、電源電圧波形(相電圧)、電源電流波形、R相双方向スイッチ制御信号Gr、S相双方向スイッチ制御信号Gs、T相双方向スイッチ制御信号Gtを示す。

【0041】

図9は、スイッチ動作時の各波形であり、内容は図8と同様である。図10は、スイッチ動作時のR相の電源電流波形(電流値16A付近)のFFT解析結果であり、IEC規制値(61000-3-2)を合わせて示している。

【0042】

50

図 3 に示すように電圧位相信号 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} に応じてスイッチング動作させることにより、図 8、9 に示すような、電源電流の高調波成分の抑制および、直流電圧の昇圧が可能である。ここで、図 9 の R 相に着目すると、R 相電源電流のゼロクロス付近においては、PWM 信号の ON の期間を長くすることにより、積極的に電流を流しているため、図 8 で示す R 相電源電流波形に対し、電流値が 0 である断続区間を縮小することができる。このとき S 相、T 相においては R 相に比べると流れている電源電流の絶対値が大きく、正弦波状の波形となっているため、積極的に電流を流して電流波形を操作する必要性はない。従って、一相の電源電流のゼロクロス付近においては、残り二相は PWM 信号の ON の期間を電流波形に影響が及ばない様、一定もしくは緩やかな変化で短く設定することで、電流波形を正弦波状に抑制しながら昇圧レベルを操作できる。

10

【0043】**<第 2 の実施例>**

図 11 を用いて第 2 の実施例を説明する。本実施例は、三相交流を直流に変換する電力変換装置及び、それを用いた機器（例えば、回転機駆動機器、冷凍機器など）を並列で複数台接続した場合の制御手法について説明する。

【0044】

図 11 に本実施例の回路構成を示す。装置 1 台の回路構成は第 1 の実施例で述べた図 1 の構成の通りであるため、重複する説明は省略する。ここで第 1 の実施例と異なるのは、図 11 に示すように同一の前記三相交流電源 1 から供給される電力で複数台の回転機を動作させるために、インバータ制御器 9 とインバータ制御器 9A とを繋ぎ電力情報 P、回転機変調率情報 Kh、および直流電圧情報 Edc を送受信する通信手段 31 である。

20

【0045】

ここで、2 台を 1 つのシステムとして動作させる場合、高調波規制は図 11 の測定器 30 の位置に接続して測定するため、測定器 30 から分岐する電流値が、2 台で同一とならないようにする。具体的には、インバータ制御器 9 とインバータ制御器 9A の電力情報を比較して、差が一定値以下の場合には、一方の出力を上昇もしくは抑制し、2 台で常に電流値に差がある状態に制御する。これにより、高調波の発生次数を分解し、特定の次数に集中しないようにすることができる。

【0046】**<第 3 の実施例>**

30

図 12 を用いて第 3 の実施例を説明する。

図 12 に本実施例の回路構成図を示す。

前述の第 1 の実施例と同一符号は同一の動作を行うものであり、重複する説明は省略する。ここで第 1、第 2 の実施例と異なるのは、図 12 に示すように並列に接続された交流リアクトル 2 と前記双方向スイッチ 6 とコンバータ制御器 7 を削除した少なくとも 1 台の電力変換装置を低出力動作用途に制限し、交流リアクトル 2 の 2 次側に接続することである。

【0047】

具体的には、出力の少ない回転機、例えばシステム冷却用のファンモータなどを電力変換装置を介して接続し、低出力で動作させる場合は電流値が小さく、電源電流に与える高調波の影響を少なくできる。また、直流電圧の電圧降下も少ないことから、図 11 の回路構成から出力を制限した回転機が接続されている前記電力変換装置の交流リアクトル 2 と双方向スイッチ 6 とコンバータ制御器 7 を削除することができ、部品コストを削減することができる。本実施例では一例として低出力側の回転機 11B は三相受電電力変換装置を介して並列に接続したが、これに限られない。例えば単相受電電力変換装置、もしくは直接回転機を接続、または低出力の制御装置等、負荷となる媒体であれば同様に並列接続しても問題ない。

40

【0048】**<第 4 の実施例>**

図 13 を用いて第 4 の実施例を説明する。

50

図 1 3 に本実施例の回路構成図を示す。

前述の第 1 の実施例と同一符号は同一の動作を行うものであり、重複する説明は省略する。ここで、第 1、第 2、第 3 の実施例と異なるのは、図 1 3 に示すように前記平滑コンデンサにて平滑された直流部より、並列に接続されたインバータ制御器 9 とインバータ制御器 9 C とコンバータ制御器 7 とを繋ぎ情報を送受信する通信手段 3 2 である。

【0049】

ここで、通信手段 3 2 において送受信される情報は実施例 1 では 1 台分であったが、本実施例では、複数台分あるため複数台分の情報を処理した後に前記双方向通電スイッチ 6 を制御する。

【0050】

(負荷情報 P について)

負荷情報 P は、並列に接続されたインバータ制御器 9 とインバータ制御器 9 C からの情報を加算する。これにより、複数台接続時の前記位相差 θ_s を算出できる。

【0051】

(回転機変調率情報 K h について)

回転機変調率情報 K h は、インバータ制御器 9 とインバータ制御器 9 C の中で最も大きい値の回転機変調率情報 K h を識別し、それに応じて双方向通電スイッチ 6 を制御する。これにより、回転機 1 1 と 1 1 C の回転数、および出力が違う場合にも、両方の回転機に必要な直流電圧を確保できる。

【0052】

(直流電圧情報 E d c について)

直流電圧情報 E d c は、インバータ制御器 9 とインバータ制御器 9 C からの情報の平均値を算出する。これにより、前記直流電圧検出手段 8 と直流電圧検出手段 8 C のバラツキを補償できる。また、前記直流電圧検出手段 8 と直流電圧検出手段 8 C の前記直流電圧情報 E d c の差が一定値以上の場合には異常信号を出力するようにすることで回路異常を監視することもできる。

【0053】

<第 5 の実施例>

図 1 4 を用いて第 5 の実施例を説明する。

図 1 4 に電流一定とした場合の永久磁石回転機の運転範囲を示す。第 1 の実施例と異なるのは、双方向スイッチ 6 による直流電圧の昇圧動作と永久磁石回転機を高速回転速度で駆動する手法である弱め界磁制御とを組合せることにある。ここで、図 1 4 に示すように、前記電力変換装置駆動による直流電圧の昇圧を行うことで、インバータ 1 0 の出力電圧も大きくでき、弱め界磁制御動作点をより高速回転域にすることができる。これにより、効率の良い誘起電圧が高い永久磁石回転機においても、高速回転域まで駆動することができるため、回転機効率の向上が図れる。

【符号の説明】

【0054】

1 … 三相交流電源； 2、2 A … 三相交流リアクトル； 3、3 A、3 B … 三相ダイオードブリッジ； 4、4 A、4 B … 平滑コンデンサ； 5、5 A … 電圧位相検出手段； 6、6 A、6 B … 双方向通電スイッチ； 7、7 A … コンバータ制御器； 8、8 A、8 B、8 C … 直流電圧検出手段； 9、9 A、9 B、9 C … インバータ制御器； 10、10 A、10 B、10 C … インバータ； 11、11 A、11 B、11 C … 回転機； 12 … 通信手段； 13 … 電源電圧位相演算器； 14 … 変調波作成器； 15 … 変調波乗算器； 16 … キャリア波発生器； 17 … PWM 制御器； 18 … 位相補正量調整器； 19 … 変調波調整器； 20 … 分圧回路； 21 … コンパレータ回路； 22 … 位相演算器； 23 … 位相誤差演算器； 24 … P I 制御器； 25 … 基本電源周波数発生器； 26 … 位相更新器； 27 … 位相補正器； 28 … P I 制御器； 29 … 変調波ゲイン K m リミッタ； 30 … 測定器； 31 … 通信手段； 32 … 通信手段。

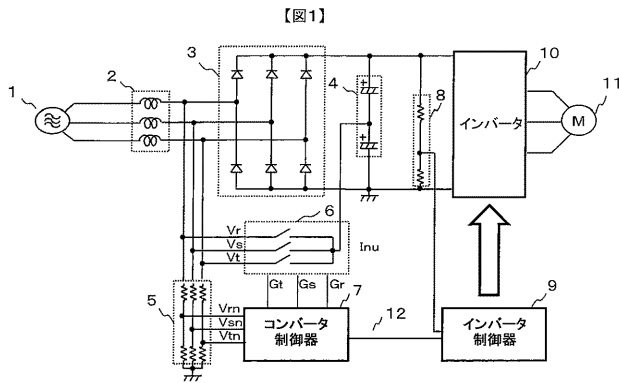
10

20

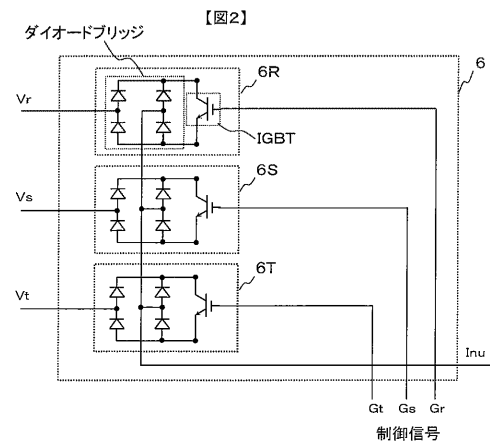
30

40

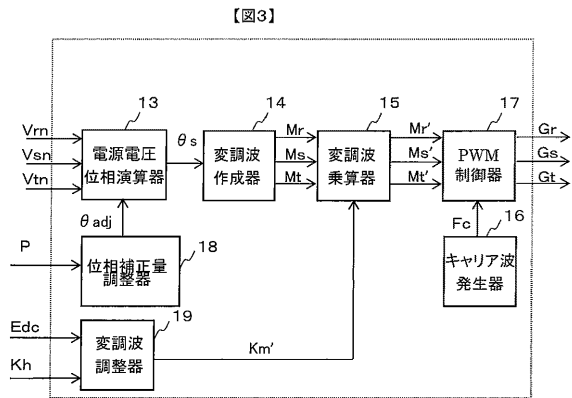
【図1】



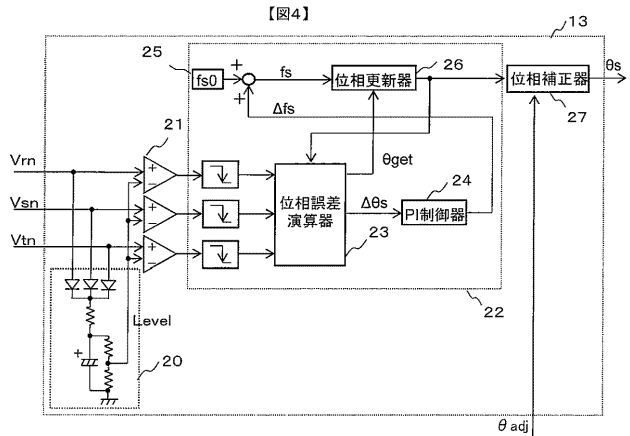
【図2】



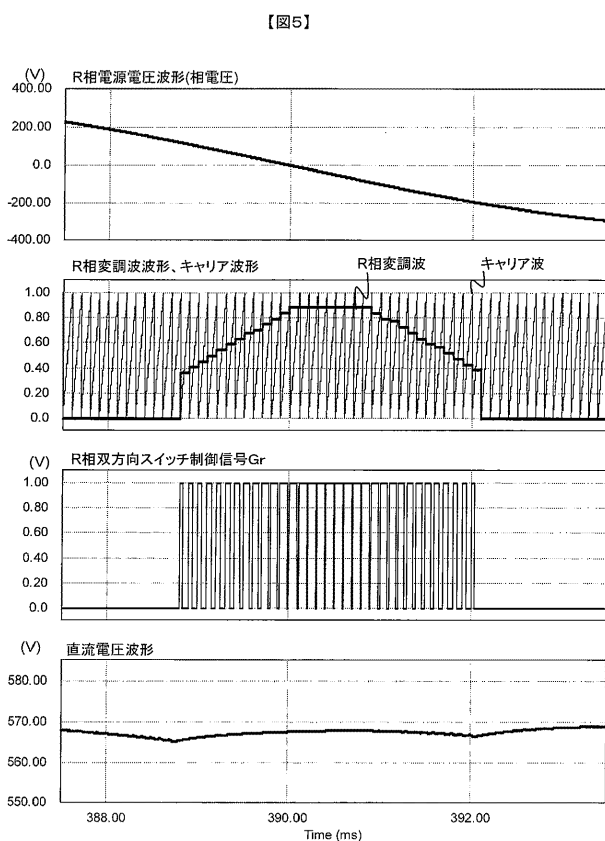
【図3】



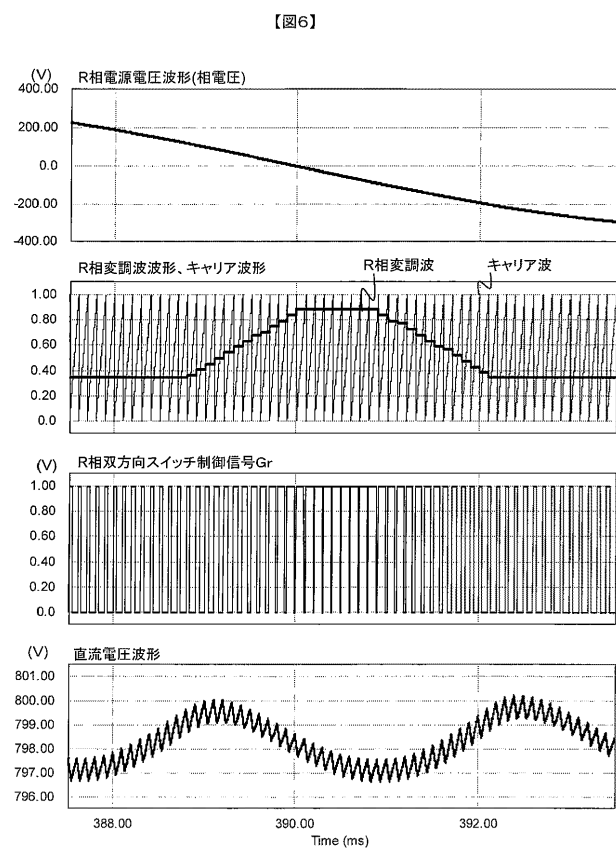
【図4】



【図5】

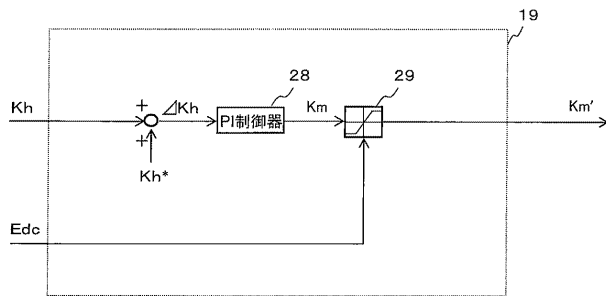


【図6】



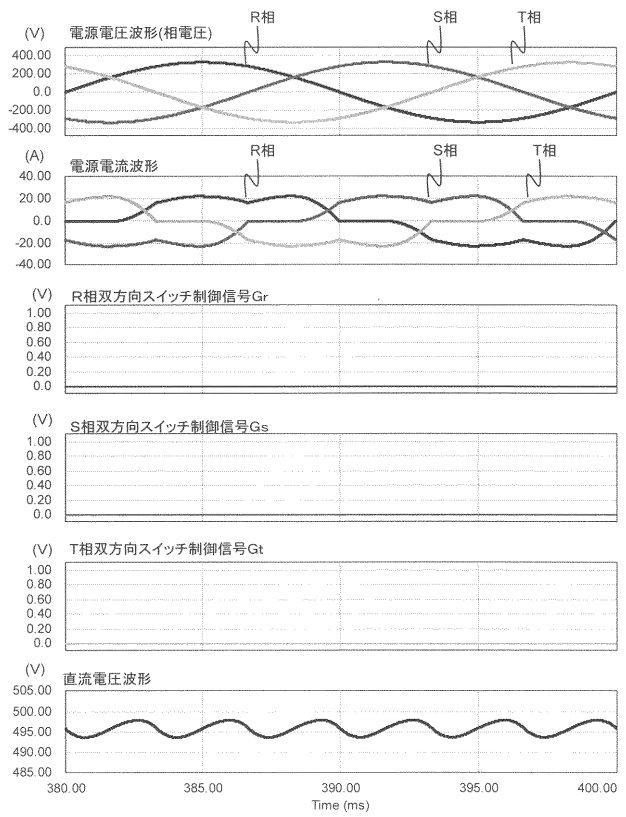
【図 7】

【図7】



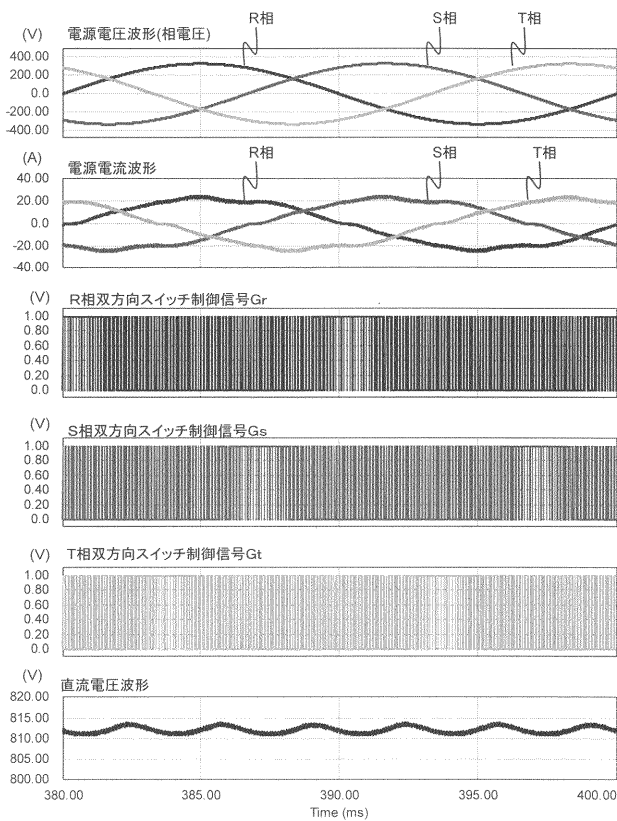
【図 8】

【図8】



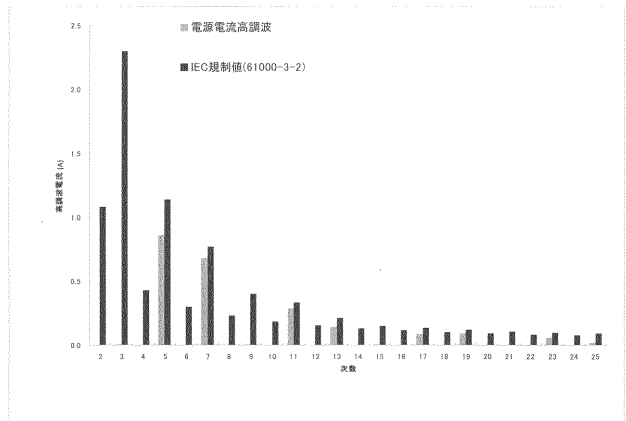
【図 9】

【図9】

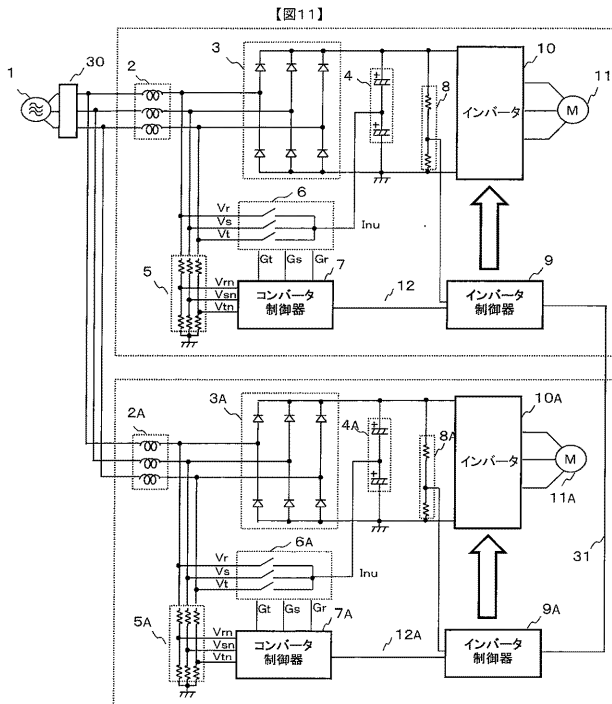


【図 10】

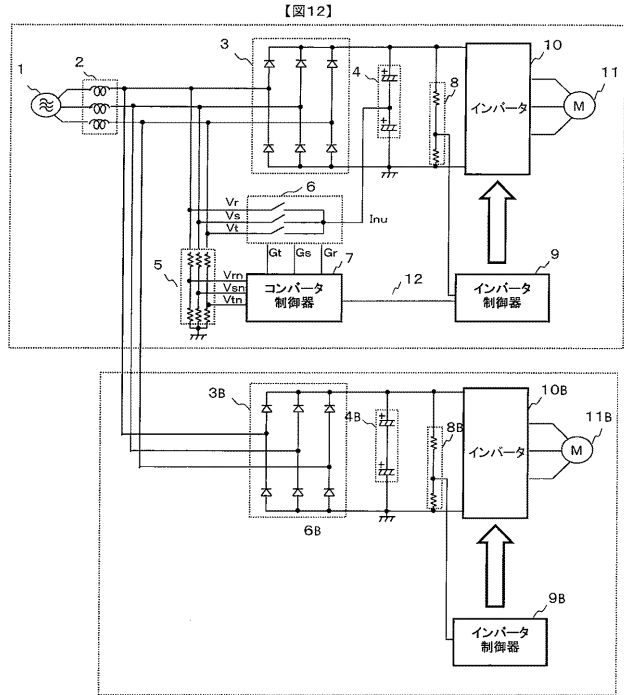
【図10】



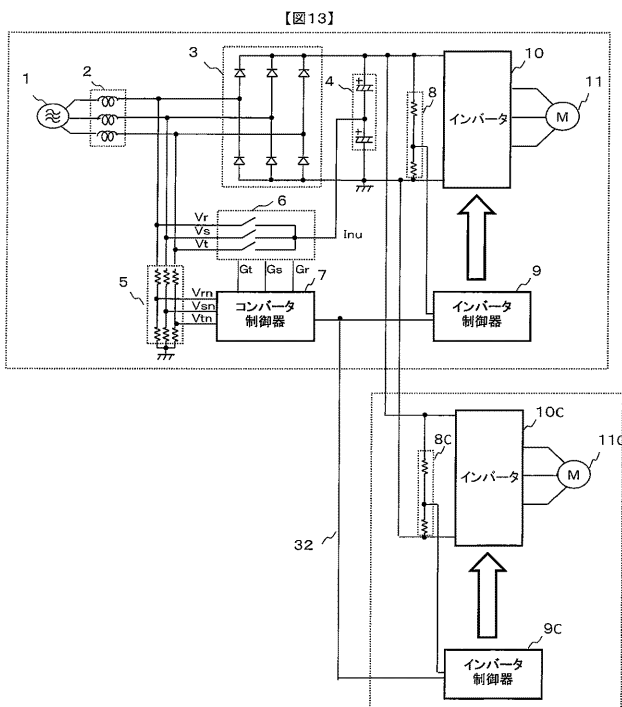
【図 1 1】



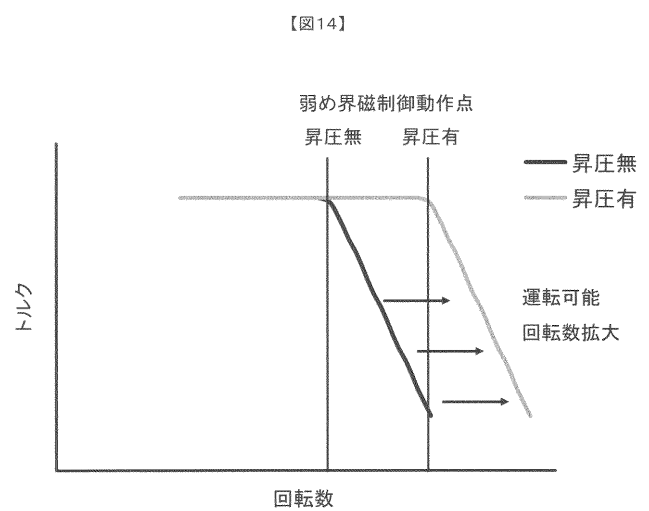
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

(72)発明者 田口 義行

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立産機システム内

(72)発明者 能登原 保夫

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

Fターム(参考) 5H006 AA02 CA01 CB01 CB08 CC05 DA04 DB01

5H007 AA02 BB06 CC01 CC23 DB01 DC05