

(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2009-38934
(P2009-38934A)

(43) 公開日 平成21年2月19日(2009.2.19)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)		
HO2P	21/00	(2006.01)	HO2P	5/408		C	5H505	
HO2P	27/04	(2006.01)	HO2K	1/27	503		5H621	
HO2K	1/27	(2006.01)	HO2K	21/24		M	5H622	
HO2K	21/24	(2006.01)	HO2K	16/04				
HO2K	16/04	(2006.01)						

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2007-202883 (P2007-202883)
(22) 出願日 平成19年8月3日(2007.8.3)

(71) 出願人 00005326
本田技研工業株式会社
東京都港区南青山二丁目1番1号
(74) 代理人 100077805
弁理士 佐藤 辰彦
(74) 代理人 100081477
弁理士 堀 進
(74) 代理人 100099690
弁理士 鷺 健志
(74) 代理人 100109232
弁理士 本間 賢一
(74) 代理人 100125210
弁理士 加賀谷 剛

最終頁に続く

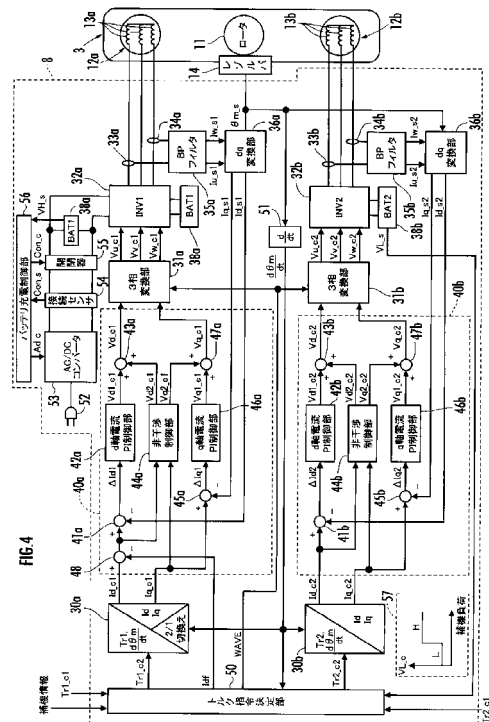
(54) 【発明の名称】 電動機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 アキシャルギャップ型の電動機の通電態様を制御することにより、該電動機の駆動回路及び電源を含めたシステム全体の小型化、低コスト化、及び高信頼性を図ることができる電動機の制御装置を提供する。

【解決手段】 ロータ11が停止しているときとロータ11の回転数 $d\theta/dt$ が所定回転数以下であるときとのうちの少なくともいずれか一方において、第1インバータ32aに第1の直流電圧 V_{H_s} を入力して、第1インバータ32aから第1ステータ13aに、ロータ11の界磁の磁束を変化させる界磁軸電流 I_{df} を時間的に通電量を変化させて供給すると共に、界磁軸電流 I_{df} の供給に応じて第2ステータ12bに生じる誘起電圧を、第2インバータ32bにより第2の直流電圧に変換して出力することで、第2バッテリー38bを充電するトルク指令決定部50を備える。

【選択図】 図4



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ロータと、該ロータの回転軸心方向に該ロータを介して対向して設けられ、複数相のコイルを有する第 1 ステータ及び第 2 ステータとを備えたアキシアルギャップ型の電動機の制御装置であって、

前記第 1 ステータに接続された第 1 インバータと、

前記第 2 ステータに接続された第 2 インバータと、

前記ロータが停止しているときと前記ロータの回転数が所定回転数以下であるときとのうちの少なくともいずれか一方において、前記第 1 インバータに第 1 の直流電圧を入力して、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに、前記ロータの界磁の磁束を変化させる界磁軸電流を時間的に通電量を変化させて供給すると共に、該界磁軸電流の供給に応じて前記第 2 ステータに生じる誘起電圧を、前記第 2 インバータにより第 2 の直流電圧に変換して出力する電圧変換制御手段とを備えたことを特徴とする電動機の制御装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 記載の電動機の制御装置において、

前記電圧変換制御手段は、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに駆動電流を供給して前記電動機を力行動作させると共に、前記ロータの回転に応じて前記第 2 ステータに生じる回生電圧を前記第 2 インバータにより直流電圧に変換して出力する力行 / 回生運転を実行し、

該力行 / 回生運転の実行時に、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに、前記駆動電流を供給すると共に前記界磁軸電流を時間的に通電量を変化させて供給し、前記ロータの回転に応じて前記第 2 ステータに生じる回生電圧と、前記界磁軸電流の供給に応じて前記第 2 ステータに生じる誘起電圧とを、前記第 2 インバータにより前記第 2 の直流電圧に変換して出力することを特徴とする電動機の制御装置。

20

【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 記載の電動機の制御装置において、

前記電圧変換制御手段は、前記力行 / 回生運転の実行時に、前記ロータの回転数が所定回転数以下であり、且つ前記駆動電流が所定電流値以上であるときに、前記駆動電流を矩形波通電により前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに供給することを特徴とする電動機の制御装置。

30

【請求項 4】

請求項 1 から請求項 3 のうちいずれか 1 項記載の電動機の制御装置において、

交流電源と接続するための交流電源接続手段と、

該交流電源接続手段と前記第 1 インバータとの間に接続され、前記交流電源が該交流電源接続手段に接続されたときに、前記交流電源から出力される交流電圧を直流電圧に変換して前記第 1 インバータに出力する AC / DC コンバータと、

前記第 2 インバータに接続された直流電源とを備え、

前記電圧変換制御手段は、前記交流電源接続手段に前記交流電源が接続されたときに、前記 AC / DC コンバータから前記第 1 インバータに供給される直流電圧を前記第 1 の直流電圧として、前記界磁軸電流を前記第 1 インバータから前記第 1 ロータに時間的に通電量を変化させて供給し、該界磁軸電流の供給に応じて前記第 2 ステータに生じる誘起電圧を前記第 2 インバータにより直流電圧に変換して、該直流電圧により前記直流電源を充電することを特徴とする電動機の制御装置。

40

【請求項 5】

請求項 1 から請求項 4 のうちいずれか 1 項記載の電動機の制御装置において、

前記ロータには、永久磁石による界磁極と磁化されていない磁性材による界磁極とが周方向に交互に配置され、該永久磁石は、N 極と S 極のうちのいずれか一方の極が前記第 1 ステータと対向して設けられると共に、該磁石の他方の極が前記第 2 ステータと対向して設けられていることを特徴とする電動機の制御装置。

【請求項 6】

50

請求項 5 記載の電動機の制御装置において、
前記磁化されていない磁性材による界磁極は、周方向に磁気抵抗を変化させて形成されていることを特徴とする電動機の制御装置。

【請求項 7】

請求項 1 から請求項 6 のうちいずれか 1 項記載の電動機の制御装置において、
前記第 1 ステータの磁気回路断面積と前記第 2 ステータの磁気回路断面積とが、同一とされていることを特徴とする電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、アキシアルギャップ型の電動機の制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、永久磁石を有するロータと、該ロータの回転軸心方向で該ロータの両側に設けられた 2 つのステータと、各ステータに装着された電機子巻線とを備えたアキシアルギャップ型の電動機が知られている（例えば、特許文献 1, 2 を参照）。このようなアキシアルギャップ型の電動機によれば、電動機のロータの軸方向の長さを短くしつつ、比較的高い出力トルクを発生させることができる。

【特許文献 1】特開平 10 - 271784 号公報

【特許文献 2】特開 2001 - 136721 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

特許文献 1, 2 に記載された技術においては、アキシアルギャップ型の電動機の通電制御を、ロータの両側に配置された双方のステータの電機子巻線に通電することで、ステータの電機子による磁束の漏れを低減して、電動機の出力トルクを増大させることができる。

【0004】

ここで、アキシアルギャップ型の電動機を発電機としても作動させて、力行動作と回生動作とを行うことが考えられる。しかし、引用文献 1, 2 には、アキシアルギャップ型の電動機を回生動作させる場合等、電動機を力行動作以外の通電態様で使用する構成についての記載はない。そこで、本発明は、アキシアルギャップ型の電動機の通電態様を制御することにより、該電動機の駆動回路及び電源を含む制御装置全体の小型化、低コスト化、及び高信頼性を図ることができる電動機の制御装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0005】

本発明は上記目的を達成するためになされたものであり、ロータと、該ロータの回転軸心方向に該ロータを介して対向して設けられ、複数相のコイルを有する第 1 ステータ及び第 2 ステータとを備えたアキシアルギャップ型の電動機の制御装置に関する。

【0006】

そして、前記第 1 ステータに接続された第 1 インバータと、前記第 2 ステータに接続された第 2 インバータと、前記ロータが停止しているときと前記ロータの回転数が所定回転数以下であるときとのうちの少なくともいずれか一方において、前記第 1 インバータに第 1 の直流電圧を入力して、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに、前記ロータの界磁の磁束を変化させる界磁軸電流を時間的に通電量を変化させて供給すると共に、該界磁軸電流の供給に応じて前記第 2 ステータに生じる誘起電圧を、前記第 2 インバータにより第 2 の直流電圧に変換して出力する電圧変換制御手段とを備えたことを特徴とする。

【0007】

かかる本発明によれば、前記電圧変換制御手段は、前記ロータが停止して前記第 2 ステータに回生電圧が生じないときと、前記ロータの回転数が前記所定回転数以下であっ

10

20

30

40

50

て前記第 2 ステータに生じる回生電圧が低いときのうちの少なくとのいずれか一方において、前記第 1 インバータに第 1 の直流電圧を入力して、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに、前記界磁軸電流を時間的に通電量を変化させて供給する。

【0008】

そして、このように前記界磁軸電流を前記第 1 ステータに供給することにより、前記第 2 ステータに誘起電圧を生じさせることができ、該誘起電圧を前記第 2 インバータにより前記第 2 の直流電圧に変換して出力することができる。そのため、前記ロータが停止しているとき、及び前記ロータの回転数が前記所定回転数以下であるときであっても、前記第 1 インバータと前記電動機と前記第 2 インバータとによる構成を、DC/DCコンバータとして機能させて、前記第 1 の直流電圧から前記第 2 の直流電圧を得ることができる。

10

【0009】

これにより、前記第 1 の直流電圧を前記第 2 の直流電圧に変換するための DC/DC コンバータを別個に備える必要がないので、前記電動機の駆動回路及び電源を含めた制御装置全体の小型化と低コスト化を図ることができる。また、部品点数を減らすことによる高信頼性化を図ることができる。

【0010】

また、前記電圧変換制御手段は、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに駆動電流を供給して前記電動機を力行動作させると共に、前記ロータの回転に応じて前記第 2 ステータに生じる回生電圧を前記第 2 インバータにより直流電圧に変換して出力する力行/回生運転を実行し、該力行/回生運転の実行時に、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに、前記駆動電流を供給すると共に前記界磁軸電流を時間的に通電量を変化させて供給し、前記ロータの回転に応じて前記第 2 ステータに生じる回生電圧と、前記界磁軸電流の供給に応じて前記第 2 ステータに生じる誘起電圧とを、前記第 2 インバータにより前記第 2 の直流電圧に変換して出力することを特徴とする。

20

【0011】

かかる本発明によれば、前記電圧変換制御手段は、前記力行/回生運転の実行時に、前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに前記駆動電流を供給すると共に前記回生軸電流を時間的に通電量を変化させて供給する。そして、これにより、前記ロータの回転により前記第 2 ステータに生じる回生電力では、前記第 2 インバータから出力される前記第 2 の直流電圧による電力が不足する場合に、前記界磁軸電流の供給により前記第 2 インバータから出力される前記第 2 の直流電圧による電力を増加させることができる。

30

【0012】

また、前記電圧変換制御手段は、前記力行/回生運転の実行時に、前記ロータの回転数が所定回転数以下であり、且つ前記駆動電流が所定電流値以上であるときに、前記駆動電流を矩形波通電により前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに供給することを特徴とする。

【0013】

かかる本発明によれば、前記ロータの回転数が前記所定回転数以下であって、且つ前記駆動電流が所定電流値以上であるときに、前記駆動電流を矩形波通電により前記第 1 インバータから前記第 1 ステータに供給することによって、正弦波通電による一般的な駆動電流の供給を行う場合よりも、前記駆動電流のピーク値を減少させることができる。そのため、供給可能な駆動電流の上限を増大させて前記電動機の制御範囲を拡大することができる。

40

【0014】

また、交流電源と接続するための交流電源接続手段と、該交流電源接続手段と前記第 1 インバータとの間に接続され、前記交流電源が該交流電源接続手段に接続されたときに、前記交流電源から出力される交流電圧を直流電圧に変換して前記第 1 インバータに出力する AC/DCコンバータと、前記第 2 インバータに接続された直流電源とを備え、前記電圧変換制御手段は、前記交流電源接続手段に前記交流電源が接続されたときに、前記 AC/DCコンバータから前記第 1 インバータに供給される直流電圧を前記第 1 の直流電圧と

50

して、前記界磁軸電流を前記第1インバータから前記第1ロータに時間的に通電量を変化させて供給し、該界磁軸電流の供給に応じて前記第2ステータに生じる誘起電圧を前記第2インバータにより直流電圧に変換して、該直流電圧により前記直流電源を充電することを特徴とする。

【0015】

かかる本発明によれば、前記交流電源として、例えば家屋に備えられた商用交流電源のアウトレットを前記電源接続手段に接続することにより、該商用交流電源から供給される交流電圧を、前記AC/DCコンバータと前記第1インバータと前記電動機と前記第2インバータとにより、前記第2の直流電圧に変換して前記直流電源を充電することができる。

10

【0016】

また、前記ロータには、永久磁石による界磁極と磁化されていない磁性材による界磁極とが周方向に交互に配置され、該永久磁石は、N極とS極のうちのいずれか一方の極が前記第1ステータと対向して設けられると共に、該磁石の他方の極が前記第2ステータと対向して設けられていることを特徴とする。

【0017】

かかる本発明によれば、前記第1ステータと前記第2ステータのトランスとしての結合係数を高めて、前記第1インバータと前記電動機と前記第2インバータとによる構成をDC/DCコンバータとして機能させるときの効率を高めることができる。

【0018】

また、前記磁化されていない磁性材による界磁極は、周方向に磁気抵抗を変化させて形成されていることを特徴とする。

20

【0019】

かかる本発明によれば、前記第1ステータと前記第2ステータのトランスとしての結合係数をさらに高くして、前記第1インバータと前記電動機と前記第2インバータとによる構成をDC/DCコンバータとして機能させるときの効率を高めることができる。

【0020】

また、前記第1ステータの磁気回路断面積と前記第2ステータの磁気回路断面積とが、同一とされていることを特徴とする。

【0021】

かかる発明によれば、前記第1ステータと前記第2ステータのトランスとしての結合係数を高めて、前記第1インバータと前記電動機と前記第2インバータとによる構成をDC/DCコンバータとして機能させるときの効率を高めることができる。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

本発明の実施形態について、図1～図8を参照して説明する。

【0023】

先ず、図1を参照して、本発明の電動機の制御装置が搭載された車両の概略構成を説明する。本実施形態の車両1は、平行型のハイブリッド車両であり、内燃機関（エンジン）2を主たる推進力発生源として備えると共に、電動機3を補助的な推進力発生源として備えている。電動機3は、ロータ11と、第1ステータ12a及び第2ステータ12bとを備えたアキシアルギャップ型の電動機である。電動機3には、ロータ11の回転角度を検出するレゾルバ14が備えられている。

40

【0024】

内燃機関2の出力軸2aは、電動機3のロータ11と一体に回転自在な回転軸3aに同軸に直結されている。なお、内燃機関2の出力軸2aと電動機3の回転軸3aとを減速機などの動力伝達機構を介して接続してもよい。これらの出力軸2a及び回転軸3aは、クラッチ4を介して変速機5の入力側に接続されている。変速機5の出力側は差動歯車ユニット6を介して車両1の駆動輪7、7に接続されている。

【0025】

50

車両 1 においては、内燃機関 2 の出力トルク、或いは、これに電動機 3 の出力トルク（力行トルク）を付加したトルクが、車両 1 の推進力として、クラッチ 4、変速機 5、及び差動歯車ユニット 6 を介して駆動輪 7、7 に伝達される。これにより、車両 1 の走行が行なわれる。電動機 3 は、駆動輪 7、7 側から電動機 3 に伝達される車両 1 の運動エネルギーにより該電動機 3 の発電を行いつつ、その発電エネルギーを電動機 3 の電源であるバッテリーに充電する回生動作も行う。回生動作時に電動機 3 が発生する回生トルクは、車両 1 の制動力として機能する。

【0026】

また、車両 1 は、電動機 3 の動作を制御する制御装置 8 を備えている。制御装置 8 には、レゾルバ 14 からロータ 11 の回転角度の検出値 m_s と、電動機 3 の第 1 ステータ 12 a によるトルクの要求値であるトルク指令値 T_{r1_c1} と、電動機 3 の第 2 ステータ 12 b によるトルクの要求値であるトルク指令値 T_{r2_c1} と、電装補機（車両 1 に搭載された空調機器、オーディオ機器等）の情報とが入力される。トルク指令値 T_{r1_c1} 、 T_{r2_c1} は、車両 1 の統括的な運転制御を担う車両運転制御装置（図示省略）により、車両 1 のアクセルペダルの操作量やブレーキペダルの操作量、車速などに応じて決定される。

10

【0027】

そして、制御装置 8 は、トルク指令値 T_{r1_c1} 、 T_{r2_c1} に応じたトルクを電動機 3 に発生させるように第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b の電機子巻線の通電電流を制御する。

【0028】

図 2 (a)、(b) は、電動機 3 のロータ 11 と、第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b の構造を示す斜視図である。図 2 (a) はロータ 11 と第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b を電動機 3 の組立状態で示し、図 2 (b) はロータ 11 と第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b を電動機 3 の分解状態で示している。

20

【0029】

ロータ 11 は、非磁性材からなる枠体 14 と、この枠体 14 に組み付けられた複数の永久磁石 15 とにより構成されている。枠体 14 は、円板状の基体 16 と、この基体 16 の外周面と径方向に間隔を存して該基体 16 の周囲に同軸心に設けられた円形の環状体 17 と、基体 16 及び環状体 17 を連結する複数の仕切り板 18 とを一体に形成して構成されている。基体 16 には、図 2 (a) に仮想線で示したように、回転軸 3 a が同軸心に取り付けられている。

30

【0030】

複数の仕切り板 18 は、基体 16 の外周面と環状体 17 の内周面との間で放射状に延在し、ロータ 11 の軸心回りに等角度間隔で配列されている。そして、基体 16 の外周面と、環状体 17 の内周面と、ロータ 11 の周方向で互いに隣合う仕切り板 18、18 とで囲まれた各空間にこれと同形状（扇板形状）の永久磁石 15 が嵌め込まれている。これにより、基体 16 と環状体 17 との間で複数の永久磁石 15 がロータ 11 の軸心まわりに等角度間隔で配列されている。

【0031】

各永久磁石 15 は、その厚み方向（ロータ 11 の軸心方向）における一方の面が N 極、他方の面が S 極となる磁石である。そして、ロータ 11 の周方向で互いに隣合う永久磁石 15、15 は、それらの厚み方向における同じ側の面の磁極が、図 2 (b) の各永久磁石 15 に記載したように、互いに異なるものとされている。換言すれば、ロータ 11 が有する複数の永久磁石 15 は、ロータ 11 の周方向で隣り合う永久磁石 15、15 の磁束の向き（ロータ 11 の軸方向での向き）が互いに逆向きになるように配列されている。

40

【0032】

なお、図 2 (a)、図 2 (b) に示した例では、永久磁石 15 の個数は 12 個であり、ロータ 11 の極対数は 6 である。また、ロータ 11 の軸心方向の一方の面側と他方の面側とにそれぞれ別個に永久磁石を配列するようにしてもよい。

【0033】

50

第1ステータ12a及び第2ステータ12bは、厚みが異なる以外は同一の構造を有している。図2(b)に示したように、第1ステータ12aには、リング状の基体19aの軸心方向における両端面のうち一方の面から、該基体19aの軸心方向に突設された複数のティース20aが、基体19aの軸心回りに等角度間隔で配列されている。同様に、第2ステータ12bには、リング状の基体19bの軸心方向に突設された複数のティース20bが、基体19bの軸心回りに等角度間隔で配列されている。

【0034】

また、基体19a、19b及びティース20a、20bは、磁性材により一体に形成されている。なお、図2(a)、図2(b)に示した例では、第1ステータ12aのティース20a及び第2ステータ12bのティース20bの個数は36個である。

10

【0035】

次に、図3(a)は、第1ステータ12a及び第2ステータ12bの断面図である。第1ステータ12aには、図2(b)、図3(a)に示したように、周方向で隣り合うティース20a、20a間の溝であるスロット21aに電機子巻線22aが装着されている。同様に、第2ステータ12bには、ティース20b、20b間の溝であるスロット21bに電機子巻線22bが装着されている。

【0036】

本実施形態では、第1ステータ12aに装着される電機子巻線22aと第2ステータ12bに装着される電機子巻線22bは、3相(U相、V相、W相)分である。また、第1ステータ12aにおける電機子巻線22aの装着態様と、第2ステータ12bにおける電機子巻線22bの装着態様は、互いに同一である。

20

【0037】

例えば、第1ステータ12aの各相の電機子巻線22aは、第1ステータ12aの軸心方向で見たときに、ロータ11の永久磁石15の個数と同数の巻き線ループが、第1ステータ12aの周方向に等角度間隔で形成されるように第1ステータ12aに装着される。第2ステータ12b側の電機子巻線22bについても同様である。

【0038】

また、第1ステータ12a側の電機子巻線22aの巻き線パターンと第2ステータ12b側の電機子巻線22bの巻き線パターンは同一で、ターン数は電機子巻線22aよりも電機子巻線22bの方が少なく設定されている。そして、これにより、第1ステータ12aの電機子巻線22aに所定電圧の駆動電圧を印加してロータ11を回転させたときに、第2ステータ12bの電機子巻線22bに生じる電圧が該所定電圧よりも低くなる設定とされている。

30

【0039】

また、巻き線の線径は、第1ステータ12aの電機子巻線22aの方が、第2ステータ12bの電機子巻線22bよりも大きく、これにより、第2ステータ12bの厚みを第1ステータ12aよりも薄くしている。

【0040】

第1ステータ12a及び第2ステータ12bは、電動機3の組立状態では、図2(a)に示したように、第1ステータ12aと第2ステータ12bの間にロータ11を挟み込んで、ロータ11の軸方向の両側にロータ11と同軸心に配置され、電動機3のハウジング(図示しない)に固定される。この場合、第1ステータ12aのティース20a及び第2ステータ12bのティース20bの先端面がロータ11に近接して対向する。

40

【0041】

また、本実施形態では、ロータ11の軸心方向で見たときに、第1ステータ12aの各ティース20aの位置(軸心まわりの角度位置)と、第2ステータ12bの各ティース20bの位置(軸心まわりの角度位置)とを合致させて、第1ステータ12a及び第2ステータ12bが電動機3に組み付けられている。

【0042】

すなわち、第1ステータ12aの個々のティース20aと第2ステータ12bの個々の

50

ティース 20 b とを、ロータ 11 の軸心方向で正対させて組み付けられている。そして、第 1 ステータ 12 a の各相の電機子巻線 22 a と、これと同じ相の第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 22 b とは、各相毎に、第 1 ステータ 12 a の電機子巻線 22 a の巻き線ループと第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 22 b の巻き線ループとがロータ 11 の軸心方向で互いに対向するように（ロータ 11 の軸心方向で見たときに、第 1 ステータ 12 a 側の巻き線ループと第 2 ステータ 12 b 側の巻き線ループとが互いに同じ角度位置に存するように）、第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b に装着されている。

【0043】

したがって、第 1 ステータ 12 a の各相の電機子巻線 22 a と、それと同じ相の第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 22 b とに、同一位相の電流を通電したとき、各相毎に、第 1 ステータ 12 a の電機子巻線 22 a が発生する磁束と、第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 22 b が発生する磁束とがロータ 11 の軸心方向で最大限に互いに強め合う状態となる。

10

【0044】

なお、本実施形態では、第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b は、厚みが異なる以外は同一の構造を有しているため、第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b の各相毎の磁気回路断面積（磁路の断面積）は、互いに同一である。ここで、磁気回路断面積とは、図 3 (b) により第 1 ステータ 12 a について示したように、ティース 20 a の軸心方向の断面積 $Cs1$ と基体 19 a の周方向の断面積 $Cs2$ をいう。第 2 ステータ 12 b についても同様である。

【0045】

次に、図 4 を参照して、制御装置 8 の構成を説明する。図 4 は制御装置 8 の機能的構成を示すブロック図である。制御装置 8 は、マイクロコンピュータ等を含む電子回路ユニットにより構成されたものである。なお、以降の説明では、図 4 に示したように、第 1 ステータ 12 a に装着された各相の電機子巻線に参照符号 13 a を付し、第 2 ステータ 12 b に装着された各相の電機子巻線に参照符号 13 b を付する。

20

【0046】

まず、制御装置 8 による電動機 3 の制御処理の概要を説明する。本実施形態では、いわゆる d - q ベクトル制御により、電動機 3 の第 1 ステータ 12 a の各相の電機子巻線 13 a 及び第 2 ステータ 12 b の各相の電機子巻線 13 b の通電電流（相電流）を制御する。すなわち、制御装置 8 は第 1 ステータ 12 a の 3 相分の電機子巻線 13 a , 13 a , 13 a と、第 2 ステータ 12 b の 3 相分の電機子巻線 13 b , 13 b , 13 b とを 2 相直流の d - q 座標系での等価回路に変換して取り扱う。

30

【0047】

第 1 ステータ 12 a 及び第 2 ステータ 12 b に対応する等価回路は、それぞれ d 軸上の電機子（以下、d 軸電機子という）と、q 軸上の電機子（以下、q 軸電機子という）とを有する。なお、d - q 座標系は、ロータ 11 の永久磁石 15 による界磁方向を d 軸、d 軸と直交する方向を q 軸として電動機 3 のロータ 11 と一体に回転する回転座標系である。

【0048】

そして、制御装置 8 は、第 1 ステータ 12 a 用のトルク指令値 T_{r1_c1} と第 2 ステータ 12 b 用のトルク指令値 T_{r2_c1} とに応じたトルクを、電動機 3 の回転軸 3 a から出力させるように、電動機 3 の第 1 ステータ 12 a の電機子巻線 13 a 及び第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 13 b の各相電流を制御する。

40

【0049】

この場合、制御装置 8 は、トルク指令値 T_{r1_c1} が正のときは、第 1 ステータ 12 a の電機子巻線 13 a に駆動電流を供給して電動機 3 を力行動作させる。また、トルク指令値 T_{r1_c1} が負のときには、第 1 ステータ 12 a の電機子巻線 13 a に生じる回生電力を回収して電動機 3 を回生動作させる。

【0050】

同様に、制御装置 8 は、トルク指令値 T_{r2_c1} が正のときは、第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 13 b に駆動電流を供給して電動機 3 を力行動作させる。また、トルク指令値 T

50

$r2_c1$ が負のときには、第2ステータ12bの電機子巻線13bに生じる回生電力を回収して電動機3を回生動作させる。

【0051】

トルク指令値 $Tr1_c1$ と $Tr2_c1$ が共に正であるときには、制御装置8は、第1ステータ12aの電機子巻線13aと第2ステータ12bの電機子巻線13bの双方に駆動電流を供給する。これにより、力行動作時の電動機3の出力トルクを増大させることができる。

【0052】

トルク指令値 $Tr1_c1$ が正で、トルク指令値 $Tr2_c1$ が負であるときには、制御装置8は、第1ステータ12aの電機子巻線13aに駆動電流を供給して電動機3を力行動作させると共に、ロータ11の回転により第2ステータ12bの電機子巻線13bに生じる回生電力を回収する。

10

【0053】

同様に、トルク指令値 $Tr1_c1$ が負で、トルク指令値 $Tr2_c1$ が正であるときには、制御装置8は、第2ステータ12bの電機子巻線13bに駆動電流を供給して電動機3を力行動作させると共に、ロータ11の回転により第1ステータ12aの電機子巻線13aに生じる回生電力を回収する。

【0054】

トルク指令値 $Tr1_c1$ と $Tr2_c1$ が共に負であるときには、制御装置8は、ロータ11の回転により第1ステータ12aの電機子巻線13a及び第2ステータ12bの電機子巻線13bに生じる回生電力を共に回収する。これにより、回生動作時の電動機3の回生トルクを増大させることができる。

20

【0055】

制御装置8は、外部から与えられるトルク指令値 $Tr1_c1$ 、 $Tr2_c1$ と、電装補機の情報と、第2バッテリー38bの端子間電圧の検出値 VL_s とに基づいて、第1ステータ12aに対するトルク指令値 $Tr1_c2$ と、第1ステータ12aに対するd軸電流の重畳指令値 I_{df} と、第2ステータ12bに対するトルク指令値 $Tr2_c2$ と、正弦波通電と矩形波通電の切換えを指示する通電波形指令 $WAVE$ とを決定するトルク指令決定部50とを備えている。

【0056】

また、制御装置8は、トルク指令値 $Tr1_c1$ とロータ11の回転数($d\ m/dt$)とに基づいて、第1ステータ12aのd軸電機子の電流(本発明の界磁軸電流に相当する。以下、d軸電流という)の指令値であるd軸電流指令値 I_{d_c1} 及びq軸電機子の電流(以下、q軸電流という)の指令値であるq軸電流指令値 I_{q_c1} を決定する第1電流指令決定部30aを備えている。

30

【0057】

また、制御装置8は、第1ステータ12aのd軸電流指令値 I_{d_c1} とq軸電流指令値 I_{q_c1} とd軸電流の重畳指令値 I_{df} とに基づいて、第1ステータ12aのd軸電機子の電圧(以下、d軸電圧という)の指令値であるd軸電圧指令値 V_{d_c1} 、及びq軸電機子の電圧(以下、q軸電圧という)の指令値であるq軸電圧指令値 V_{q_c1} を決定する第1電流制御部40aを備えている。

40

【0058】

さらに、制御装置8は、第1ステータ12aの3相の電機子巻線13a、13a、13aのうち2つの相、例えばU相、W相の電機子巻線13a、13aの相電流を検出する電流センサ33a、34aと、電流センサ33a、34aの出力をBP(バンドパス)フィルタ35aに通すことにより得られた第1ステータ12aのU相の電機子巻線13aの電流検出値 I_{u_s1} 及びW相の電機子巻線13aの電流検出値 I_{w_s1} から、第1ステータ12aのd軸電流の検出値(推定値)としてのd軸電流検出値 I_{d_s1} 及びq軸電流の検出値(推定値)としてのq軸電流検出値 I_{q_s1} を算出するdq変換部36aとを備えている。BPフィルタ35aは、電流センサ33a、34aの出力からノイズ成分を除去するためのバンドパス特性のフィルタである。

50

【 0 0 5 9 】

d q 変換部 3 6 a は、第 1 ステータ 1 2 a の U 相の電機子巻線 1 3 a の電流検出値 I_{u_s1} と、W 相の電機子巻線 1 3 a の電流検出値 I_{w_s1} と、これらから算出される V 相の電機子巻線 1 3 a の電流検出値 I_{v_s1} ($= -I_{u_s1} - I_{w_s1}$) とを、ロータ 1 1 の電気角 e (レゾルバ 1 4 によるロータ 1 1 の回転角度の検出値 m_s に、ロータ 1 1 の対極数を乗じて算出される) に応じて、次式 (1) により座標変換することによって、d 軸電流検出値 I_{d_s1} 及び q 軸電流検出値 I_{q_s1} を算出する。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 】

$$\begin{bmatrix} I_{d_s1} \\ I_{q_s1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot A(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} I_{u_s1} \\ I_{v_s1} \\ I_{w_s1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(1)$$

10

$$\text{但し、} A(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}$$

20

【 0 0 6 1 】

第 1 電流制御部 4 0 a は、d 軸電流指令値 I_{d_c1} と d 軸電流の重畳指令値 I_{df} とを加算する加算部 4 8 と、加算部 4 8 の算出値 ($I_{d_c1} + I_{df}$) と d 軸電流検出値 I_{d_s1} との偏差 I_{d1} ($= I_{d_c1} - I_{d_s1}$) を求める減算部 4 1 a と、該偏差 I_{d1} を解消する (0 に近づける) ように、P I (比例・積分) 制御則によるフィードバック制御により、d 軸電圧の基本指令値 V_{d1_c1} を算出する d 軸電流 P I 制御部 4 2 a と、q 軸電流指令値 I_{q_c1} と q 軸電流検出値 I_{q_s1} との偏差 I_{q1} ($= I_{q_c1} - I_{q_s1}$) を求める減算部 4 5 a と、該偏差 I_{q1} を解消する (0 に近づける) ように、P I (比例・積分) 制御則によるフィードバック制御により、q 軸電圧の基本指令値 V_{q1_c1} を算出する q 軸電流 P I 制御部 4 6 a と、d 軸及び q 軸間で互いに干渉し合う速度起電力を打ち消すための d 軸電圧の補正量 V_{d2_c1} および q 軸電圧の補正量 V_{q2_c1} を求める非干渉制御部 4 4 a とを備えている。

30

【 0 0 6 2 】

なお、非干渉制御部 4 4 a は、d 軸側の補正量 V_{d2_c1} を q 軸電流指令値 I_{q_c1} とロータ角速度 (ロータ角度の検出値 m_s を微分して算出される) とから算出し、q 軸側の補正量 V_{q2_c1} を d 軸電流指令値 I_{d_c1} 及び d 軸電流の重畳指令値 I_{df} の加算値とロータ角速度とから算出する。

【 0 0 6 3 】

さらに、第 1 電流制御部 4 0 a は、d 軸電圧の基本指令値 V_{d1_c1} に補正量 V_{d2_c1} を加えて、最終的な d 軸電圧指令値 V_{d_c1} を求める加算部 4 3 a と、q 軸電圧の基本指令値 V_{q1_c1} に補正量 V_{q2_c1} を加えて、最終的な q 軸電圧指令値 V_{q_c1} を求める加算部 4 7 a とを備えている。

40

【 0 0 6 4 】

また、制御装置 8 は、d 軸電圧指令値 V_{d_c1} 及び q 軸電圧指令値 V_{q_c1} から第 1 ステータ 1 2 a の U 相、V 相、W 相のそれぞれの電機子巻線 1 3 a の相電圧指令値 V_{u_c1} , V_{v_c1} , V_{w_c1} を求める 3 相変換部 3 1 a と、これらの相電圧指令値 V_{u_c1} , V_{v_c1} , V_{w_c1} に応じて第 1 ステータ 1 2 a の各相の電機子巻線 1 3 a に通電する第 1 インバータ 3 2 a と、第 1 P D U 3 2 a に電力を供給する第 1 バッテリ 3 8 a とを備えている。

【 0 0 6 5 】

3 相変換部 3 1 a は、d 軸電圧指令値 V_{d_c1} 及び q 軸電圧変換値 V_{q_c1} を、ロータ 1 1 の電気角 e に応じて、以下の式 (2) により座標変換することにより、前記相電圧指令

50

値 V_{u_c1} , V_{v_c1} , V_{w_c1} を算出する。なお、式 (2) 中の $A(\theta_e)^T$ は、上記式 (1) の但し書きで定義した行列 $A(\theta_e)$ の転置行列である。

【0066】

【数2】

$$\begin{bmatrix} V_{u_c1} \\ V_{v_c1} \\ V_{w_c1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot A(\theta_e)^T \cdot \begin{bmatrix} V_{d_c1} \\ V_{q_c1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(2)$$

10

【0067】

また、制御装置 8 は、トルク指令値 T_{r2_c2} とロータ 11 の回転数 (d_m/dt) とに基づいて、第 2 ステータ 12 b の電機子巻線 13 b の d 軸電流指令値 I_{d_c2} 及び q 軸電流指令値 I_{q_c2} を決定する第 2 電流指令決定部 30 b と、d 軸電流指令値 I_{d_c2} 及び q 軸電流指令値 I_{q_c2} に応じて、第 2 ステータ 12 b の d 軸電圧指令値 V_{d_c2} 及び q 軸電圧指令値 V_{q_c2} を決定する第 2 電流制御部 40 b と、第 2 ステータ 12 b の 3 相の電機子巻線 13 b, 13 b, 13 b のうちの U 相、W 相の電機子巻線 13 a, 13 a の相電流を検出する電流センサ 33 b, 34 b と、これらの電流センサ 33 b, 34 b の出力を B P フィルタ 35 b に通すことにより得られた第 2 ステータ 12 b の U 相電機子巻線 13 b の電流検出値 I_{u_s2} 及び W 相電機子巻線 13 b の電流検出値 I_{w_s2} から、第 2 ステータ 12 b の d 軸電流検出値 I_{d_s2} 及び q 軸電流検出値 I_{q_s2} を算出する d q 変換部 36 b とを備えている。

20

【0068】

d q 変換部 36 b は、d q 変換部 36 a と同様に、第 2 ステータ 12 b の U 相電機子巻線 13 b の電流検出値 I_{u_s2} と、W 相電機子巻線 13 b の電流検出値 I_{w_s2} と、これらから算出される V 相電機子巻線 13 b の電流検出値 I_{v_s2} ($= -I_{u_s2} - I_{w_s2}$) とを、ロータ 11 の電気角 θ_e に応じて座標変換することによって、d 軸電流検出値 I_{d_s2} 及び q 軸電流検出値 I_{q_s2} を算出する。

【0069】

第 2 電流制御部 40 b の構成は、上述した第 1 電流制御部 40 a と同様であり、d 軸電流指令値 I_{d_c2} と d 軸電流検出値 I_{d_s2} との偏差 I_{d2} ($= I_{d_c2} - I_{d_s2}$) を求める減算部 41 b と、該偏差 I_{d2} を解消する (0 に近づける) ように、P I (比例・積分) 制御則によるフィードバック制御により、d 軸電圧の基本指令値 V_{d1_c2} を算出する d 軸電流 P I 制御部 42 b と、q 軸電流指令値 I_{q_c2} と q 軸電流検出値 I_{q_s2} との偏差 I_{q2} ($= I_{q_c2} - I_{q_s2}$) を求める減算部 45 b と、該偏差 I_{q2} を解消する (0 に近づける) ように、P I (比例・積分) 制御則によるフィードバック制御により、q 軸電圧の基本指令値 V_{q1_c2} を算出する q 軸電流 P I 制御部 46 b と、d 軸及び q 軸間で互いに干渉し合う速度起電力を打ち消すための d 軸電圧の補正量 V_{d2_c2} および q 軸電圧の補正量 V_{q2_c2} を求める非干渉制御部 44 b とを備えている。

30

【0070】

さらに、第 2 電流制御部 40 b は、d 軸電圧の基本指令値 V_{d1_c2} に補正量 V_{d2_c2} を加えて、最終的な d 軸電圧指令値 V_{d_c2} を求める加算部 43 b と、q 軸電圧の基本指令値 V_{q1_c2} に補正量 V_{q2_c2} を加えて、最終的な q 軸電圧指令値 V_{q_c2} を求める加算部 47 b とを備えている。

40

【0071】

また、制御装置 8 は、d 軸電圧指令値 V_{d_c2} 及び q 軸電圧指令値 V_{q_c2} から第 2 ステータ 12 b の U 相、V 相、W 相のそれぞれの電機子巻線 13 b の相電圧指令値 V_{u_c2} , V_{v_c2} , V_{w_c2} を求める 3 相変換部 31 b と、これらの相電圧指令値 V_{u_c2} , V_{v_c2} , V_{w_c2} に応じて第 2 ステータ 12 b の各相の電機子巻線 13 b に通電する第 2 インバータ 32 b と、第 2 インバータ 32 b に電力を供給すると共に、第 2 インバータ 32 b の出力電力により充電される第 2 バッテリ 38 b (本発明の直流電源に相当する) とを備えている。

50

【0072】

また、制御装置8は、家屋に備えられた商用交流電源（本発明の交流電源に相当する）のアウトレット（図示しない）に接続するためのプラグ52（本発明の交流電源接続手段に相当する）、プラグ52が該アウトレットに接続されて該商用交流電源から交流電圧が供給されたときに、該交流電圧を直流電圧に変換して出力するAC/DCコンバータ53、AC/DCコンバータ53の出力の有無によりプラグ52がアウトレットに接続されているか否かを検知する接続センサ54、及びAC/DCコンバータ53と第1バッテリー38a間の導通と遮断とを切替える開閉器55を備えている。

【0073】

そして、制御装置8に備えられたバッテリー充電制御部56は、接続センサ54の接続検知信号Con_sによりプラグ52がアウトレットに接続されていることが検知されているときに、開閉器55に制御信号Con_cを出力して開閉器55を閉成し、これにより、AC/DCコンバータ53と第1バッテリー38a間を導通状態とする。そして、バッテリー充電制御部56は、第1バッテリー38aの端子間電圧VH_s（本発明の第1の直流電圧に相当し、図示しない電圧センサにより検出される）が、所定の目標電圧となるように、制御信号Ad_cをAC/DCコンバータ53に出力して、AC/DCコンバータ53の出力電圧を制御する。

【0074】

このように、プラグ52を商用交流電源のアウトレットに接続して、AC/DCコンバータ53から第1バッテリー38aに直流電圧を出力することによって、第1バッテリー38aを充電することができる。また、後述する「第2バッテリー充電処理」のロータ11の回転数がゼロである場合の処理を実行することによって、第2バッテリー38bを充電することができる。

【0075】

次に、図5は、第1インバータ32aと第2インバータ32bの構成を示した図であり、第1インバータ32aは、第1ステータ12aの各相の電機子巻線13aを、第1バッテリー38aの高電位側（図中Hiで示した側）に導通/遮断するためのトランジスタ62aと、第1バッテリー38aの低電位側（図中Lo）に導通/遮断するためのトランジスタ63aとを有する切替回路61aを、各相の電機子巻線13a毎に備えている。そして、第1インバータ32aは、各切替回路61aのトランジスタ62a及びトランジスタ63aのON/OFFをPWM制御により切り換えることによって、各電機子巻線13aの通電量を変更する。

【0076】

同様に、第2インバータ32bは、第2ステータ12bの各相の電機子巻線13bを、第2バッテリー38bの高電位側（図中Hiで示した側）に導通/遮断するためのトランジスタ62bと、第2バッテリー38bの低電位側（図中Loで示した側）に導通/遮断するためのトランジスタ63bとを有する切替回路61bを、各相の電機子巻線13b毎に備えている。そして、第2インバータ32bは、各切替回路61bのトランジスタ62b及びトランジスタ63bのON/OFFをPWM制御により切替えることによって、各電機子巻線13bの通電量を制御する。

【0077】

なお、本実施の形態では、第1バッテリー38aの端子間電圧が第2バッテリー38bの端子間電圧よりも高い構成となっている。また、第1インバータ32aに入力される直流電圧が本発明の第1の直流電圧に相当し、第2インバータ32bから出力される直流電圧が本発明の第2の直流電圧に相当する。

【0078】

次に、トルク指令決定部50は、第2バッテリー38bから供給される電力により作動する電装補機の作動状態に応じて、第2バッテリー38bの端子間電圧VL_sがHレベル又はLレベル付近に維持されるように、第1インバータ32aと電動機3と第2インバータ32bとによる構成を、DC/DCコンバータとして機能させて、第2バッテリー38bを充

10

20

30

40

50

電する「第2バッテリー充電運転」を実行する。

【0079】

以下、トルク指令決定部50による「第2バッテリー充電運転」の実行手順について、図6に示したフローチャートに従って説明する。なお、トルク指令決定部50が、第1インバータ32aと電動機3と第2インバータ32bとによる構成を、DC/DCコンバータとして機能させて第2バッテリー38bを充電する構成が、本発明の電圧変換制御手段に相当する。

【0080】

トルク指令決定部50は、STEP1で、ロータ11の回転数(d_m/dt)がゼロ(回転停止状態)であるか否かを判断する。そして、ロータ11の回転数がゼロであったときはSTEP2に進み、ロータ11の回転数がゼロでなかったときにはSTEP10に分岐する。STEP2で、トルク指令決定部50は、以下の式(3)~式(5)により、第1電流指令決定部30aに対する第1ステータ12aのトルク指令値 $Tr1_c2$ と、第2電流指令決定部30bに対する第2ステータ12bのトルク指令値 $Tr2_c2$ と、d軸電流の重畳指令値 I_{df} とを算出する。

10

【0081】

なお、トルク指令決定部50は、図4に示した第2バッテリー38bの端子間電圧の指令値 VL_c の決定マップ57に、補機情報から得られる補機負荷のレベルを適用して、対応する指令値 VL_c (Hレベル又はLレベル)を取得する。 VL_c の決定マップ57のデータは、予めメモリ(図示しない)に保持されている。

20

【0082】

【数3】

$$Tr1_c2 = Tr1_c1 \cdots \cdots (3)$$

【0083】

【数4】

$$Tr2_c2 = Tr2_c1 \cdots \cdots (4)$$

30

【0084】

【数5】

$$I_{df} = K1 \cdot \Delta VL \cdot \sin at \cdots \cdots (5)$$

【0085】

但し、 $K1$:ゲイン係数、 a :固定周波数、 t :時間。

40

【0086】

【数6】

$$\Delta VL = VL_c - VL_s \cdots \cdots (6)$$

【0087】

但し、 VL_c :第2バッテリー38bの端子間電圧の指令値、 VL_s :第2バッテリー38bの端子間電圧の検出値。

【0088】

50

ここで、ロータ 1 1 が停止しているときは、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b には、回生動作による誘起電圧は生じない。そこで、上記式 (5) により算出した d 軸電流の重畳指令値 I_{df} を d 軸電流指令値 I_{d_c1} に加算して、正弦波通電より第 1 ステータ 1 2 a の d 軸電流を時間的に変化させることによって、第 1 ステータ 1 2 a の電機子巻線 1 3 a と第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b をトランスとして機能させる。

【 0 0 8 9 】

これにより、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に I_{df} の正弦波通電に応じた誘起電圧が生じ、該誘起電圧が第 2 インバータ 3 2 b により直流電圧に変換されて第 2 バッテリ 3 8 b に供給され、第 2 バッテリ 3 8 b が充電される。

【 0 0 9 0 】

10

次に、STEP 1 0 において、トルク指令決定部 5 0 は、ロータ 1 1 の回転数 d/dt が所定回転数 N_m 以下であるか否かを判断する。ここで、 N_m はロータ 1 1 の回転数が低いために、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に生じる回生電圧が低く、第 2 インバータ 3 2 b で変換出力される直流電圧が第 2 バッテリ 3 8 b を充電するには不十分であると判断できるレベルに設定される。

【 0 0 9 1 】

そして、ロータ 1 1 の回転数 d/dt が N_m 以下であったときは STEP 1 1 に進み、トルク指令決定部 5 0 は、第 1 ステータ 1 2 a のトルク指令値 $Tr1_c1$ が所定の第 1 トルク上限値 $TRQ1$ 以上 (条件 1) であるか、及び、第 2 ステータ 1 2 b のトルク指令値 $Tr2_c1$ が所定の第 2 トルク上限値 $TRG2$ であるか (条件 2) を判断する。

20

【 0 0 9 2 】

条件 1 と条件 2 のうちの少なくともいずれか一方が成立するときは STEP 1 2 に進み、トルク指令決定部 5 0 は、通電波形指令 WAVE に SQ (矩形波通電の指示) をセットする。一方、条件 1 と条件 2 が共に成立しないときには STEP 2 0 に分岐し、トルク指令決定部 5 0 は、通電波形指令 WAVE に SIN (正弦波通電の指示) をセットする。

【 0 0 9 3 】

そして、続く STEP 1 3 で、トルク指令決定部 5 0 は、以下の式 (7) ~ 式 (9) により、第 1 電流指令決定部 3 0 a に対するトルク指令値 $Tr1_c2$ と、第 2 電流指令決定部 3 0 b に対するトルク指令値 $Tr2_c2$ と、d 軸電流の重畳指令 I_{df} とを算出する。

【 0 0 9 4 】

30

【 数 7 】

$$Tr1_c2 = Tr1_c1 + K2 \cdot \Delta VL \quad \cdots \cdots (7)$$

【 0 0 9 5 】

但し、 $K2$: ゲイン係数。

【 0 0 9 6 】

【 数 8 】

40

$$Tr2_c2 = Tr2_c1 - K3 \cdot \Delta VL \quad \cdots \cdots (8)$$

【 0 0 9 7 】

但し、 $K3$: ゲイン係数。

【 0 0 9 8 】

【 数 9 】

$$I_{df} = K1 \cdot \Delta VL \cdot \sin \alpha t \quad \cdots \cdots (9)$$

50

【 0 0 9 9 】

これにより、第 1 ステータ 1 2 a のトルク指令値 $Tr1_c2$ を第 2 バッテリ 3 8 b の端子間電圧の不足分 V_L に応じて増大させると共に、第 2 ステータ 1 2 b のトルク指令値 $Tr2_c2$ を第 2 バッテリ 3 8 b の端子間電圧の不足分 V_L に応じて減少（回生トルクの大きさが増大）させる。また、d 軸電流の重畳指令値 I_{df} を設定することで、第 2 ステータ 1 2 b の電機子 1 3 b に生じる誘起電圧を増大させることができる。

【 0 1 0 0 】

そして、上記条件 1 と条件 2 が成立して、高トルクが要求されているときには、STEP 1 2 により矩形波通電に切換えることによって、第 1 ステータ 1 2 a の電機子 1 3 a に供給されるピーク電流を低くすることができる。そのため、第 1 ステータ 1 2 a の電機子 1 3 a に通電する電流を増加させることができ、これにより、第 2 ステータ 1 2 b から第 2 インバータ 3 2 b に出力される電圧を高めて、第 2 インバータ 3 2 b から第 2 電池 3 8 b に供給される充電電流を増大させることができる。

10

【 0 1 0 1 】

なお、第 1 トルク上限値 $TRQ1$ に応じて第 1 ステータ 1 2 a の電機子巻線 1 3 b に供給される駆動電流の大きさが、本発明の所定電流値に相当する。また、STEP 1 1 では、トルク指令値 $Tr1_c1$ のレベルにより、矩形波通電の正弦波通電を切換えたが、第 1 ステータ 1 2 a の電機子巻線 1 3 a の駆動電流の検出値 (I_{q_s1}) のレベルにより、矩形波通電と正弦波通電を切換えるようにしてもよい。

20

【 0 1 0 2 】

また、STEP 3 0 において、トルク指令決定部 5 0 は、以下の式 (1 0) ~ 式 (1 1) により、第 1 電流指令決定部 3 0 a に対するトルク指令値 $Tr1_c2$ と、第 2 電流指令決定部 3 0 b に対するトルク指令値 $Tr2_c2$ とを決定する。

【 0 1 0 3 】

【 数 1 0 】

$$Tr1_c2 = Tr1_c1 \quad \cdots \cdots (10)$$

30

【 0 1 0 4 】

【 数 1 1 】

$$Tr2_c2 = Tr2_c1 \quad \cdots \cdots (11)$$

【 0 1 0 5 】

【 数 1 2 】

$$I_{df} = 0 \quad \cdots \cdots (12)$$

40

【 0 1 0 6 】

これにより、第 1 ステータ 1 2 a の電機子 1 3 a には、トルク指令値 $Tr1_c1$ に応じた電流が供給されると共に、第 2 ステータ 1 2 b の電機子 1 3 b からは、トルク指令値 $Tr2_c1$ に応じた回生トルクを生じる電流が第 2 インバータ 3 2 b を介して第 2 バッテリ 3 8 b に回収される。

【 0 1 0 7 】

そして、この場合は、ロータ 1 1 の高速回転によって第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に生じる誘起電圧が高くなり、第 2 インバータ 3 2 b から第 2 バッテリ 3 8 b に対

50

して十分な充電電流を供給することができる。そのため、第1ステータ12aの電機子巻線13aに、第2ステータ12bの電機子巻線13bに生じる誘起電圧を高めるためにd軸電流を通電する必要はない。したがって、上記式(12)により、d軸電流の重畳指令値 I_{df} はゼロに設定される。

【0108】

なお、本実施の形態では、トルク指令決定部50は、上記式(5)、式(6)により、比例積分制御によってd軸電流の重畳指令値 I_{df} を算出したが、以下の式(13)に示したように、比例積分(PI)制御によりd軸電流の重畳指令値 I_{df} を算出してもよい。

【0109】

【数13】

$$I_{df} = K_p \cdot \Delta V_L + K_i \sum \Delta V_L \cdot \sin \alpha t \quad \cdots \cdots (13)$$

【0110】

但し、 K_p ：比例ゲイン、 K_i ：積分ゲイン。

【0111】

次に、図7及び図8を参照して、電動機3の他の構成例について説明する。図7(a)～図7(c)に示した例は、ロータに装着する磁石の半数を磁性体ヨークに置き換えて、使用する磁石の数を半減したものである。

【0112】

図7(a)～図7(c)を参照して、ロータ71は、第1ステータ72a及び第2ステータ72bと対向して設けられ、非磁性体からなる枠体74と、枠体74に交互に組み付けられた複数の永久磁石75及び磁性体ヨーク76とから構成されている。複数の磁石75は、いずれも第2ステータ72bと対向する側をN極とし、第1ステータ72aと対向する側をS極として組み付けられている。

【0113】

このように、永久磁石75と磁性体ヨーク76を交互に配置することによって、使用する永久磁石15の個数を減少させることができると共に、第1ステータ72aと第2ステータ72bのトランスとしての結合係数を高めることができる。そのため、第1インバータ32aと電動機3と第2インバータ32bとによる構成を、DC/DCコンバータとして機能させる際の効率を高めることができる。

【0114】

また、磁性体ヨーク76にスリット81を入れて、磁性体ヨーク76のロータ71の周方向の磁気抵抗を変化させることにより、第1ステータ72aと第2ステータ72bのトランスとしての結合係数をさらに高めている。

【0115】

また、図7(a)及び図7(c)を参照して、第1ステータ72aには、リング状の基体79aのロータ71と対向する端面から、基体79aの軸心方向に突設された9個のティース79aが、基体79aの軸心回りに等角度間隔で配列されている。第2ステータ72bについても同様に、リング状の基体79bのロータ71と対向する端面から、基体79bの軸心方向に突設された9個のティース79bが、基体79bの軸心回りに等角度間隔で配列されている。

【0116】

次に、図8(a)～図8(c)に示した例は、図7(a)～図7(c)に示した構成に対して、永久磁石75を、永久磁石95aを磁性体の表層ヨーク95b、95cにより挟み込んだ磁石ブロック95に置き換えたものである。この場合にも、使用する永久磁石の個数を半減することができる。

【0117】

図8(a)～図8(c)を参照して、ロータ91は、第1ステータ92a及び第2ステ

10

20

30

40

50

ータ 9 2 b と対向して設けられ、非磁性体からなる枠体 9 4 と、枠体 9 4 に交互に組み付けられた複数の磁石ブロック 9 5 及び磁性体ヨーク 9 6 とから構成されている。

【 0 1 1 8 】

複数の磁石ブロック 9 5 は、いずれも永久磁石 9 5 a の第 2 ステータ 9 2 b と対向する側を N 極とし、第 1 ステータ 9 2 a と対向する側を S 極として組み付けられている。このように、磁石ブロック 9 5 を用いることにより、永久磁石の使用量をさらに減少させることができる。また、磁性体ヨーク 9 6 には、スリット 1 0 1 が形成されている。

【 0 1 1 9 】

また、図 8 (a) 及び図 8 (c) を参照して、第 1 ステータ 9 2 a には、リング状の基体 9 9 a のロータ 9 1 と対向する端面から、基体 9 9 a の軸心方向に突設された 3 6 個のティース 1 0 0 a が、基体 9 9 a の軸心回りに等角度間隔で配列されている。第 2 ステータ 9 2 b についても同様に、リング状の基体 9 9 b のロータ 9 1 と対向する端面から、基体 9 9 b の軸心方向に突設された 3 6 個のティース 1 0 0 b が、基体 9 9 b の軸心回りに等角度間隔で配列されている。

【 0 1 2 0 】

なお、本実施の形態では、第 1 ステータ 1 2 a の電機子巻線 1 3 a に印加される電圧よりも、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に生じる誘起電圧が低くなるように、電機子巻線 1 3 a と電機子巻線 1 3 b の特性を設定した。そして、これにより、第 1 インバータ 3 2 a と第 1 ステータ 1 2 a と第 2 ステータ 1 2 b と第 2 インバータ 3 2 b とによる構成を、ダウンコンバータとして機能させたが、逆に第 1 ステータ 1 2 a の電機子巻線 1 3 a に印加される電圧よりも、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に生じる誘起電圧が高くなるように、電機子巻線 1 3 a と電機子巻線 1 3 b の特性を設定して、アップコンバータとして機能させるようにしてもよい。

【 0 1 2 1 】

また、本実施の形態では、第 1 インバータ 3 2 a を入力側とし、第 2 インバータ 3 2 b を出力側として「第 2 バッテリ充電運転」を行ったが、第 2 インバータ 3 2 b を入力側とし、第 1 インバータ 3 2 a を出力側として第 1 バッテリ 3 8 a を充電する「第 1 バッテリ充電運転」を行ってもよい。また、第 1 バッテリ 3 8 a と第 2 バッテリ 3 8 b の充電状態に応じて、「第 2 バッテリ充電運転」と「第 1 バッテリ充電運転」を切替えて実行するようにしてもよい。

【 0 1 2 2 】

また、本実施の形態においては、図 6 の S T E P 1 1 ~ S T E P 1 2 及び S T E P 2 0 により、ロータ 1 1 の回転数に応じて第 1 ステータ 1 2 a の電機子 1 3 a と第 2 ステータ 1 2 b の電機子 1 3 b の通電制御を、矩形波通電と正弦波通電とに切替えたが、この切り換えを行わない場合であっても本発明の効果を得ることができる。

【 0 1 2 3 】

また、本実施の形態においては、図 6 の S T E P 1 3 において、「力行 / 回生運転」を行う際に、d 軸電流の重畳指令値 I_{df} を設定することで、第 2 ステータ 1 2 b の電機子巻線 1 3 b に生じる誘起電圧を増大させる処理を行ったが、かかる処理を行わない場合であっても、本発明の効果を得ることができる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 2 4 】

【 図 1 】 本発明の電動機の制御装置が搭載された車両の構成図。

【 図 2 】 アキシアルギャップ型の電動機の構造の説明図。

【 図 3 】 第 1 ステータ及び第 2 ステータにおける電機子巻線の装着態様の説明図。

【 図 4 】 電動機の制御装置の機能的構成を示すブロック図。

【 図 5 】 電動機の駆動回路の構成図。

【 図 6 】 第 2 バッテリ充電運転のフローチャート。

【 図 7 】 電動機の他の構成例。

【 図 8 】 電動機の他の構成例。

10

20

30

40

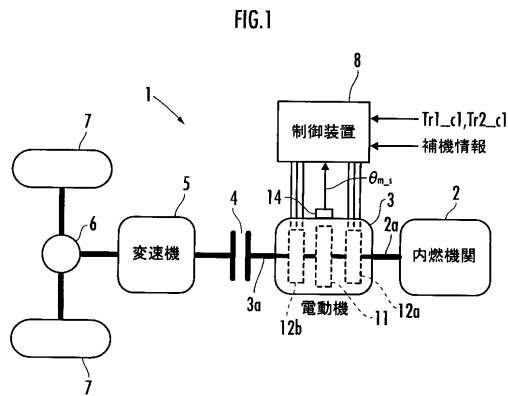
50

【符号の説明】

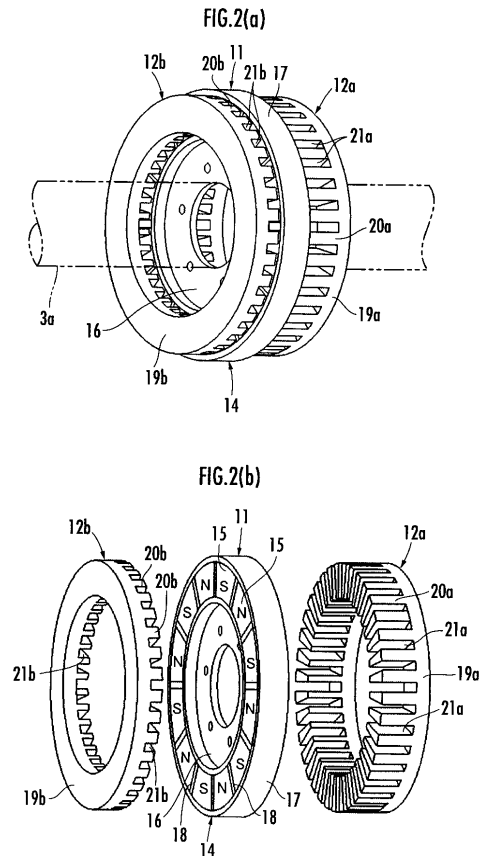
【0125】

1 ... 車両、 2 ... 内燃機関、 3 ... アキシシャルギャップ型の電動機、 8 ... 電動機の制御装置、
 11 ... ロータ、 12 a ... 第1ステータ、 12 b ... 第2ステータ、 13 a , 13 b ... 電機子巻線、
 30 a ... 第1電流指令決定部、 30 b ... 第2電流指令決定部、 32 a ... 第1インバータ、 32 b ... 第2インバータ、
 38 a ... 第1バッテリー、 38 b ... 第2バッテリー（直流電源）、 50 ... トルク指令決定部、 53 ... AC / DCコンバータ

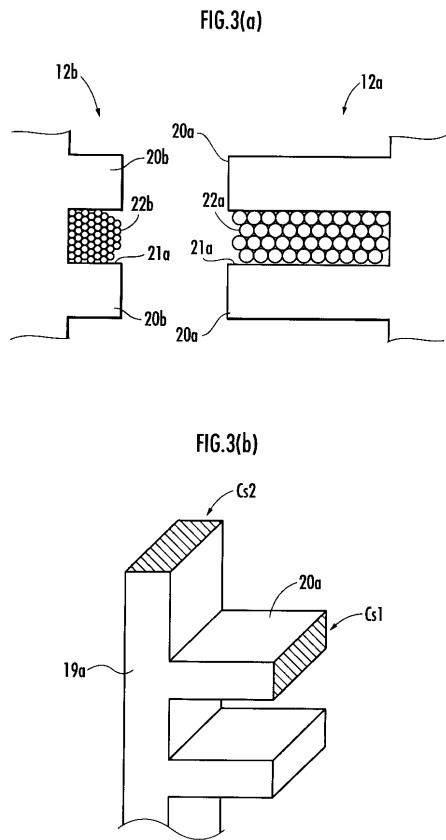
【図1】



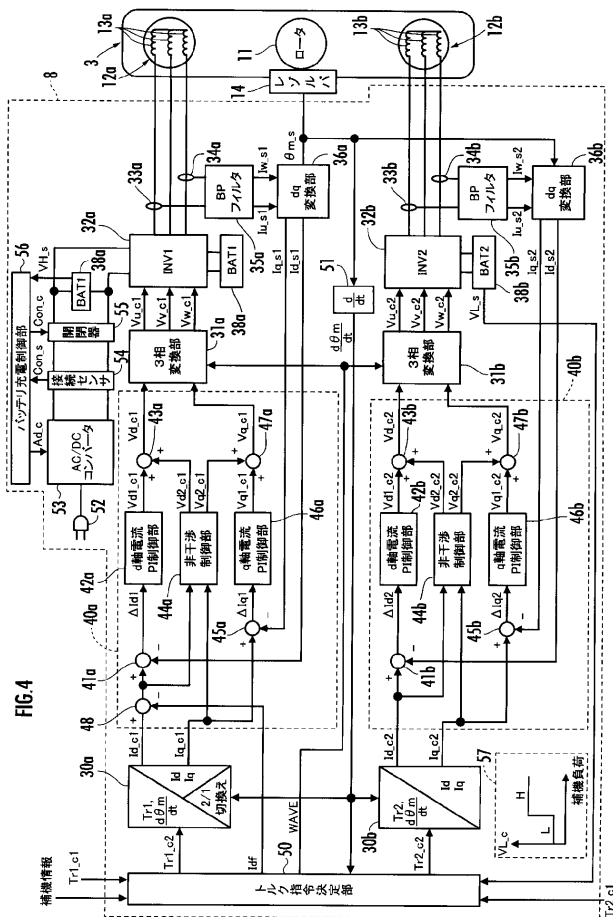
【図2】



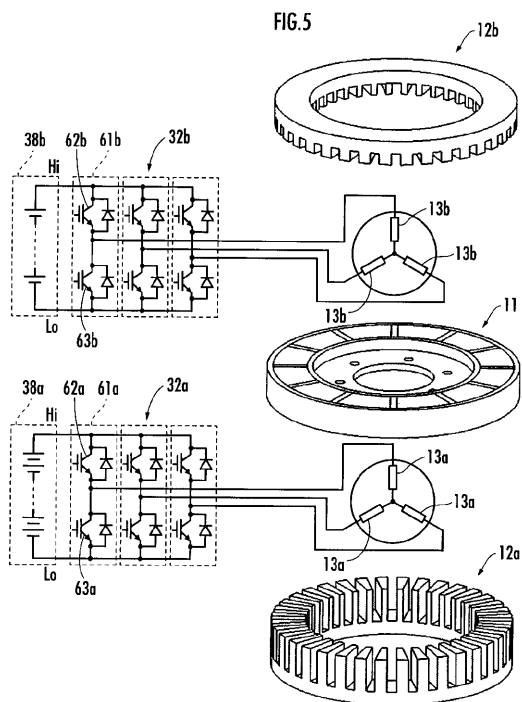
【 図 3 】



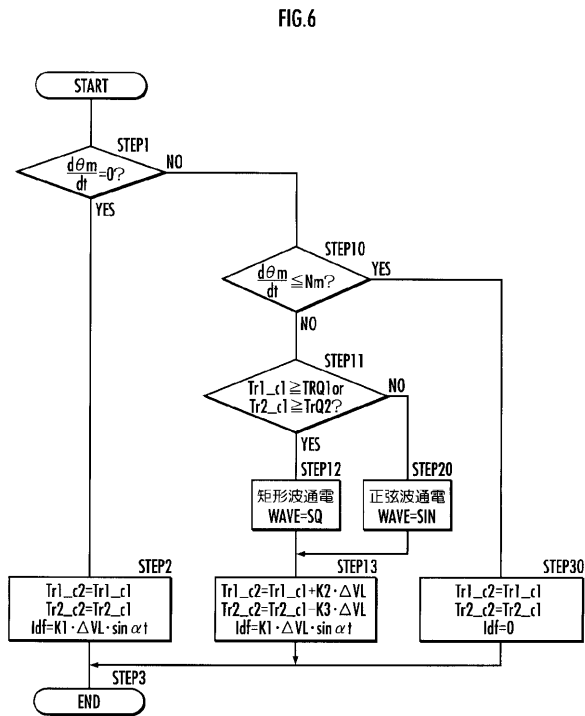
【 図 4 】



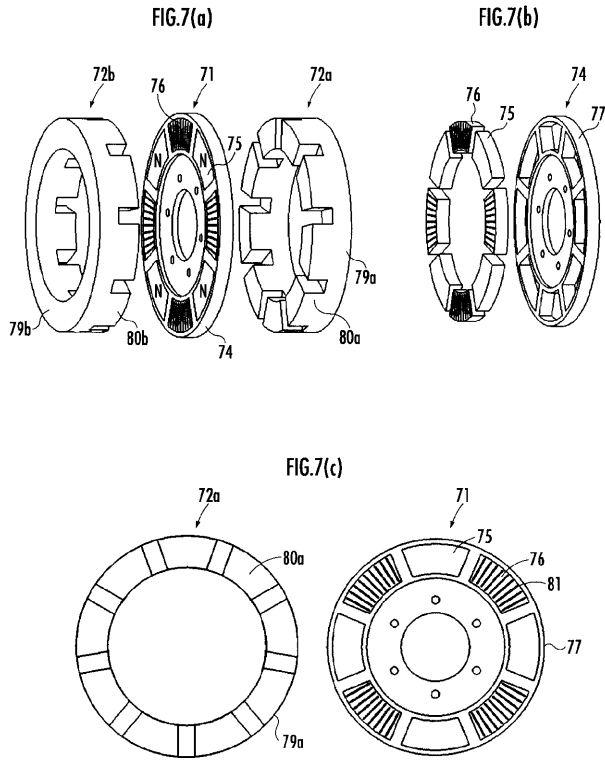
【 図 5 】



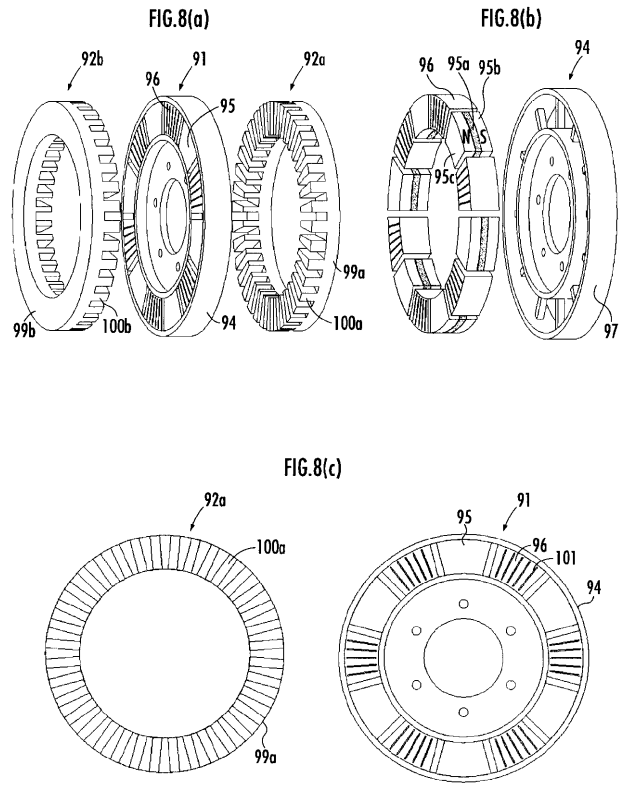
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(72)発明者 新 博文

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

Fターム(参考) 5H505 AA19 CC04 CC09 DD08 EE41 FF07 HB01 HB05

5H621 BB01 HH01 JK03

5H622 CA02 CA05 CB03 PP07 PP17