

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局

(43) 国際公開日  
2012年10月4日(04.10.2012)



(10) 国際公開番号  
WO 2012/132703 A1

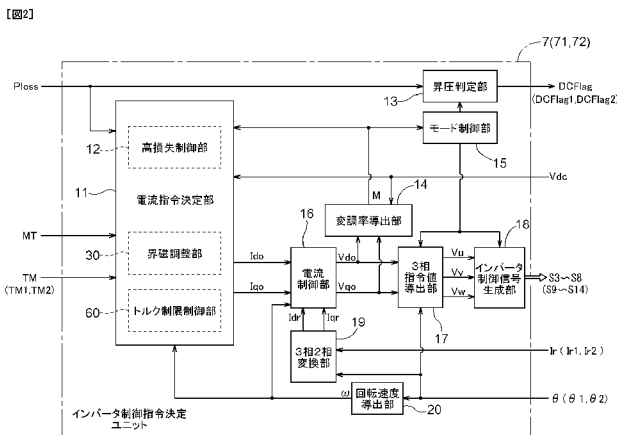
- (51) 国際特許分類:  
H02P 21/00 (2006.01) B60L 11/18 (2006.01)  
B60L 7/22 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)  
B60L 11/14 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/054781
- (22) 国際出願日: 2012年2月27日(27.02.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2011-076561 2011年3月30日(30.03.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): アイシン・エイ・ダブリュ株式会社(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): サハスプラタ(SAHA Subrata) [IN/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 岩月健(IWATSUKI Ken) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 北村修一郎, 外(KITAMURA Shuichiro et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島三丁目3番3号 Osaka (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告(条約第21条(3))

(54) Title: MOTOR CONTROL APPARATUS

(54) 発明の名称: 電動機制御装置

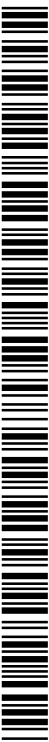


- 7 Inverter control command determining unit
- 11 Current-command determining unit
- 12 High power-loss control unit
- 13 Step-up evaluation unit
- 14 Modulation-factor deriving unit
- 15 Mode control unit
- 16 Current control unit
- 17 Three-phase command value deriving unit
- 18 Inverter control signal generating unit
- 19 Three-phase/two-phase conversion unit
- 20 Rotational-speed deriving unit
- 30 Field adjustment unit
- 60 Torque-limit control unit

(57) Abstract: When surplus in the power for charging a power storage apparatus is being generated, a motor control apparatus sets a field current to become an appropriate value, and makes the surplus power be consumed by having power loss that is necessary therefor be generated promptly. The motor control apparatus is provided with a high power-loss control unit (12) that changes, on the condition that surplus in the power for charging a power storage apparatus (3) is being generated in the current phase-control mode, the field current ( $I_d$ ) of a motor (MG) in accordance with the surplus power, so that the armature current thereof will increase while the torque thereof is maintained. The high power-loss control unit (12) changes the field current ( $I_d$ ) to a side, between a weaker field side and a stronger field side, wherein power loss can be made to be stronger, within a range in an orthogonal vector space wherein the armature current can be outputted, which is determined on the basis of the DC voltage ( $V_{dc}$ ) and rotational speed ( $\omega$ ) of the motor (MG).

(57) 要約: 蓄電装置を充電する充電電力に余剰電力が生じている場合において、界磁電流の値を適切に設定し、必要な電力損失を迅速に発生させることで余剰電力を消費させる。電動機制御装置は、電流位相制御モードにおいて蓄電装置3を充電する充電電力に余剰電力が生じて

いることを条件として、電動機MGのトルクを維持しつつ前記電機子電流が増加するように、界磁電流  $I_d$  を余剰電力に応じて変化させる高損失制御部12を備え、高損失制御部12は、直流電圧  $V_{dc}$  及び電動機MGの回転速度  $\omega$  に基づいて定まる、直交ベクトル空間における電機子電流の出力可能範囲内で、弱め界磁側及び強め界磁側の内、いずれか電力損失を大きくできる側に界磁電流  $I_d$  を変化させる。



WO 2012/132703 A1

## 明 細 書

**発明の名称 : 電動機制御装置**

### 技術分野

[0001] 本発明は、蓄電装置を備えた直流電源と交流電動機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と3相交流電力との間で電力変換するインバータを備えた電動機駆動装置を制御する電動機制御装置に関する。

### 背景技術

[0002] 化石燃料の消費による環境負荷を軽減するべく、従来よりも環境負荷が小さい自動車提案されている。交流電動機により駆動される電気自動車や、内燃機関及び交流電動機により駆動されるハイブリッド自動車は、その一例である。このような電気自動車やハイブリッド自動車においては、交流電動機と、交流電動機に電力を供給するバッテリーとが接続される。交流電動機は、車両の駆動源としての電動機の機能に留まらず、車両や内燃機関の運動エネルギーにより発電を行う発電機としての機能も併せ持っている。交流電動機により発電された電力は、バッテリーに回生されて蓄電される。バッテリーには、蓄えられる電力量や単位時間当たりに充電可能な電力量が規定されており、バッテリーが満充電状態或いは満充電に近い状態のときや、短時間に大きい電力が発電されたときには、交流電動機により発電された電力を回生することができず、余剰電力が発生する。バッテリーを構成する二次電池としては、ニッケル水素 (NiMH) 電池やリチウム (Li) イオン電池などがある。何れの二次電池も過充電や過放電が発生すると劣化が進行し易い。特に蓄電効率が良く、車載バッテリーの大容量化への期待が掛かるリチウムイオン電池は、ニッケル水素電池よりも過充電や過放電による影響を受け易い。

[0003] このような余剰電力の処理に関して、特開2003-134602号公報 (特許文献1) には、回生できないエネルギーに見合った大きさの電流を発電用交流電動機に流して熱損失を生じさせ、余剰エネルギーを消費させることが記載されている。ところで、交流電動機を制御する方法として、ベクト

ル制御と呼ばれる制御方法が知られている。ベクトル制御では、交流電動機の3相（多相）各相のステータコイルに流れるコイル電流を、回転子に配置された永久磁石が発生する磁界の方向（回転する界磁の方向）であるd軸電流（界磁電流）と、d軸に対して電気角で $\pi/2$ 進んだ方向であるq軸電流（駆動電流）とのベクトル成分に座標変換してフィードバック制御を行う。特許文献1では、回生エネルギー量に見合った大きさのd軸電流を発電用交流電動機に流して熱損失を生じさせる。

### 先行技術文献

### 特許文献

[0004] 特許文献1：特開2003-134602号公報（第6段落等）

### 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、特許文献1には、回生エネルギー量に見合った大きさのd軸電流の値をどのように決定するかということについては全く記載されていない。そのため、必要な電力損失を生じさせることができるd軸電流の値を適切に決定することができず、必要な電力損失を迅速に発生させることができない場合が生じ得た。

[0006] そこで、蓄電装置を充電する充電電力に余剰電力が生じている場合において、界磁電流の値を適切に設定し、必要な電力損失を迅速に発生させることで余剰電力を消費させることが可能な電動機制御装置が望まれる。

### 課題を解決するための手段

[0007] 上記課題に鑑みた本発明に係る電動機制御装置の特徴構成は、蓄電装置を備えた直流電源と交流電動機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と3相交流電力との間で電力変換するインバータを備えた電動機駆動装置を制御対象とするものであって、2軸の直交ベクトル空間の各軸に沿った界磁電流と駆動電流との合成ベクトルである電機子電流の当該直交ベクトル空間における電流位相を制御して前記インバータを制御する制御モードを電流位相

制御モードとし、前記電流位相制御モードにおいて、前記蓄電装置を充電する充電電力に余剰電力が生じていることを条件として、前記交流電動機のトルクを維持しつつ前記電機子電流が増加するように、前記界磁電流を前記余剰電力に応じて変化させる高損失制御部を備え、前記高損失制御部は、前記直流電源の直流電圧及び前記交流電動機の回転速度に基づいて定まる、前記直交ベクトル空間における前記電機子電流の出力可能範囲内で、前記交流電動機の界磁を弱める側である弱め界磁側、及び、前記交流電動機の界磁を強める側である強め界磁側の内、いずれか電力損失を大きくできる側に前記界磁電流を変化させる点にある。

[0008] この特徴構成によれば、蓄電装置を充電する充電電力に余剰電力が生じている場合に、交流電動機のトルクを維持しつつ前記電機子電流が増加するように、界磁電流を余剰電力に応じて変化させるので、交流電動機の出力トルクが変動することを抑制しながら、蓄電装置に充電できない余剰電力を交流電動機において適切に消費させることができる。これにより、蓄電装置の過充電を抑制することができる。また、この際、高損失制御部は、電機子電流の出力可能範囲内で、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれか電力損失を大きくできる側に界磁電流を変化させるので、その時点での直流電圧及び交流電動機の回転速度に基づいて定まる電機子電流の出力可能範囲内で、界磁電流の値を適切に設定し、必要な電力損失を迅速に発生させることができる。従って、蓄電装置に充電できない余剰電力を交流電動機において効果的に消費させることができる。

[0009] ここで、前記高損失制御部は、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれについての前記界磁電流の変化量に応じた電力損失の大きさと、前記電機子電流の出力可能範囲内における前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれについての前記界磁電流の変化可能範囲の大きさと、に応じて定まる、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれの電力損失の最大値に基づいて、当該最大値が大きい側に前記界磁電流を変化させる構成とすると好適である。

- [0010] この構成によれば、その時点での直流電圧及び交流電動機の回転速度に基づいて定まる電機子電流の出力可能範囲内で、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれか電力損失を大きくできる側を適切に選択して界磁電流を変化させることができる。従って、必要な電力損失を迅速に発生させることができ、蓄電装置に充電できない余剰電力を交流電動機において効果的に消費させることができる。
- [0011] また、前記高損失制御部は、前記直流電圧と前記交流電動機の回転速度との比及び前記交流電動機へのトルク指令値、又は前記直流電圧に対する前記3相交流電力の電圧指令値の実効値の割合を表す変調率、に基づいて、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側の内のいずれに前記界磁電流を変化させるかを決定する構成とすると好適である。
- [0012] この構成によれば、直流電圧及び交流電動機の回転速度に基づいて定まる電機子電流の出力可能範囲と交流電動機へのトルク指令値とに応じて定まる、或いは変調率に応じて定まる、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについての界磁電流の変化可能範囲を適切に考慮して、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれに界磁電流を変化させるかを決定することができる。従って、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれか電力損失を大きくできる側を適切に選択して界磁電流を変化させることができる。これにより、必要な電力損失を迅速に発生させることができ、蓄電装置に充電できない余剰電力を交流電動機において効果的に消費させることができる。
- [0013] また、前記直流電圧に対する前記3相交流電力の電圧指令値の実効値の割合を表す変調率が予め定めたしきい値以上である場合に、前記交流電動機の発電のための出力トルクを、前記余剰電力に応じて制限するトルク制限制御を実行するトルク制限制御部を更に備えると好適である。
- [0014] この構成によれば、変調率が予め定めたしきい値以上であるために高損失制御部により界磁電流を変化させる制御を行うことが適切でない場合に、交流電動機の発電のための出力トルクを制限し、交流電動機の発電による余剰電力の発生を抑制することができる。これにより、蓄電装置の過充電を抑制

することができる。

[0015] また、前記交流電動機へのトルク指令値に基づいて定まる前記界磁電流の指令値である基本界磁電流指令値を決定する基本電流指令決定部を更に備え、前記高損失制御部は、前記界磁電流を前記基本界磁電流指令値に対して変化させる構成とすると好適である。

[0016] この構成によれば、高損失制御部が界磁電流を基本界磁電流指令値に対して変化させる、すなわち界磁電流を基本界磁電流指令値とは異なる値とするので、トルク指令値に基づいて基本界磁電流指令値を決定して実行される通常界磁制御に比べて、電力損失を適切に増加させることができる。なお、通常界磁制御としては、例えば、最大トルク制御や最大効率制御等を用いると好適である。

[0017] また、前記界磁電流及び前記駆動電流の指令値である界磁電流指令値及び駆動電流指令値に重畳される振動成分であり、前記ベクトル空間における前記電機子電流の前記電流位相に応じた高次高調波成分を抑制する高調波抑制部を備え、当該高調波抑制部は、前記電機子電流の大きさ及び前記電流位相に基づいて、前記界磁電流指令値及び前記駆動電流指令値のそれぞれに重畳される前記高次高調波成分を抑制する高調波抑制電流指令値を生成し、当該高調波抑制電流指令値を前記界磁電流指令値及び前記駆動電流指令値のそれぞれに印加すると好適である。

[0018] ここで、電流位相が最適な位相からずれていると、電機子コイルのインダクタンスに振動成分が多くなる。この振動成分は、電流位相の高次高調波成分である。インダクタンスにこのような高調波成分が生じると、電流制御や電圧制御の結果として決定される電圧も高調波成分の影響を受け、最終的には交流電動機の出カトルクにも影響を与え、トルクリップルなどを生じさせる。また、駆動電力及び回生電力にもリップルを生じさせる。特に、高損失制御が実行される際には、電機子電流も大きい可能性が高いため、高次高調波成分の影響を抑制できると好適である。この構成によれば、高調波抑制部が、高調波抑制電流指令値を生成し、これを界磁電流指令値及び駆動電流指

令値のそれぞれに印加する。従って、高次高調波成分の影響が効果的に抑制される。これにより、高損失制御時においても交流電動機を安定して制御することができる。また、振動成分が抑制されることにより、回生電力の瞬時値も低下するため、余剰電力が蓄電装置の許容限界を超える可能性も低減され、蓄電装置の寿命への影響も抑制される。

### 図面の簡単な説明

- [0019] [図1]電動機駆動装置の構成例を示す模式的回路ブロック図である。
- [図2]電動機制御装置が備えるインバータ制御指令決定ユニットの構成例を示す模式的ブロック図である。
- [図3]電流指令値マップの一例を示す図である。
- [図4]界磁電流の調整による電力損失の増加の例を示すグラフである。
- [図5]界磁調整方向決定マップの一例を示す図である。
- [図6]高損失制御の一例を示すフローチャートである。
- [図7]電流指令決定部の構成例を示す模式的ブロック図である。
- [図8]積分入力調整部の一例を示す図である。
- [図9]積分入力調整部の一例を示す図である。

### 発明を実施するための形態

- [0020] 以下、いわゆる2モータスプリット方式のハイブリッド車両用の駆動装置に本発明を適用した場合を例として、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。このハイブリッド車両は、駆動力源として不図示の内燃機関と一对の電動機（交流電動機）MG1、MG2とを備える。また、ハイブリッド車両の駆動装置は、当該内燃機関の出力を、第1電動機MG1側と、車輪及び第2電動機MG2側とに分配する動力分配用の差動歯車装置（不図示）を備えて構成されている。本実施形態において、電動機駆動装置2は、2つの電動機MG1、MG2を駆動するための装置として構成されている。ここで、第1電動機MG1及び第2電動機MG2は、いずれも3相交流により動作する交流電動機であって、埋込磁石構造の同期電動機（IPMSM：interior permanent magnet synchronous motor）である。これらの電動機MG1、MG2

は、必要に応じて電動機としても発電機としても動作する。

[0021] 電動機駆動装置 2 は、第 1 電動機 MG 1 に対応する第 1 インバータ 5 A と、第 2 電動機 MG 2 に対応する第 2 インバータ 5 B との 2 つのインバータを備えている。また、本実施形態では、電動機駆動装置 2 は、2 つのインバータ 5 (5 A, 5 B) に共通の 1 つのコンバータ 4 を備えている。コンバータ 4 は、2 つのインバータ 5 (5 A, 5 B) に共通のシステム電圧  $V_{dc}$  とバッテリー 3 の蓄電電圧  $V_b$  との間で直流電力 (電圧) を変換するための電圧変換装置である。電動機駆動装置 2 は、バッテリー 3 と、バッテリー 3 の正負両極間の電圧である蓄電電圧  $V_b$  を平滑化する第 1 平滑コンデンサ Q 1 と、コンバータ 4 とインバータ 5 との間のシステム電圧  $V_{dc}$  を平滑化する第 2 平滑コンデンサ Q 2 とを備えている。バッテリー 3 は、コンバータ 4 及び 2 つのインバータ 5 A, 5 B を介して電動機 MG 1, MG 2 に電力を供給可能であると共に、電動機 MG 1, MG 2 が発電して得られた電力を蓄電可能に構成されている。即ち、本実施形態では、バッテリー 3 が本発明における「蓄電装置」に相当する。このようなバッテリー 3 としては、例えば、ニッケル水素二次電池やリチウムイオン二次電池等の各種二次電池、キャパシタ、或いはこれらの組合せ等が用いられる。バッテリー 3 の正負両極間電圧である蓄電電圧  $V_b$  は、電源電圧センサ 6 1 により検出されて制御装置 1 へ出力される。本実施形態では、バッテリー 3 と、第 1 平滑コンデンサ Q 1 と、コンバータ 4 と、第 2 平滑コンデンサ Q 2 とにより、本発明における「直流電源 1 2 0」が構成されている。そして、コンバータ 4 により生成されるシステム電圧  $V_{dc}$  が、直流電源 1 2 0 の「直流電圧」に相当する。

[0022] コンバータ 4 は、バッテリー 3 からの蓄電電圧  $V_b$  を変換して所望のシステム電圧  $V_{dc}$  を生成する DC-DC コンバータとして構成されている。なお、電動機 MG 1, MG 2 が発電機として機能する際には、インバータ 5 からのシステム電圧  $V_{dc}$  を降圧してバッテリー 3 に供給し、当該バッテリー 3 を充電する。コンバータ 4 は、リアクトル L 1 と、電圧変換用スイッチング素子 E 1, E 2 と、を備えている。ここでは、コンバータ 4 は、電圧変換用スイ

ッチング素子として、直列に接続された一対の上アーム素子E 1及び下アーム素子E 2を備えている。これらの電圧変換用スイッチング素子E 1, E 2として、本例では、IGBT (insulated gate bipolar transistor) を用いる。

[0023] 上アーム素子E 1のエミッタと下アーム素子E 2のコレクタとが、リアクトルL 1を介してバッテリー3の正極端子に接続されている。また、上アーム素子E 1のコレクタは、コンバータ4による昇圧後の電圧が供給されるシステム電圧線6 7に接続され、下アーム素子E 2のエミッタは、バッテリー3の負極端子につながる負極線6 8に接続されている。また、各電圧変換用スイッチング素子E 1, E 2には、それぞれフライホイールダイオードD 1, D 2が並列接続されている。また、少なくとも1つのスイッチング素子には、サーミスタなどの不図示の温度センサが備えられる。なお、電圧変換用スイッチング素子E 1, E 2としては、IGBTの他に、バイポーラ型、電界効果型、MOS型など種々の構造のパワートランジスタを用いることができる。これは、以下で説明するインバータ5のスイッチング素子E 3~E 14についても同様である。

[0024] 電圧変換用スイッチング素子E 1, E 2のそれぞれは、制御装置1から出力される電圧変換制御信号S 1, S 2に従って動作する。本実施形態では、電圧変換制御信号S 1, S 2は、各スイッチング素子E 1, E 2のスイッチングを制御するスイッチング制御信号、より詳しくは、各スイッチング素子E 1, E 2のゲートを駆動するゲート駆動信号である。これにより、コンバータ4は、バッテリー3から供給された蓄電電圧V bを所望のシステム電圧V d cまで昇圧し、システム電圧線6 7を介して第1インバータ5 A及び第2インバータ5 Bに供給する。コンバータ4により生成されるシステム電圧V d cは、システム電圧センサ6 2により検出されて制御装置1へ出力される。なお、コンバータ4による昇圧を行わない場合には、システム電圧V d cは蓄電電圧V bと等しくなる。

[0025] 第1インバータ5 Aは、システム電圧V d cを有する直流電力を交流電力

に変換して第1電動機MG1に供給するための直流交流変換装置である。第1インバータ5Aは、ブリッジ回路により構成され、複数組のスイッチング素子E3～E8を備えている。ここでは、第1インバータ5Aは、第1電動機MG1の各相（U相、V相、W相の3相）のそれぞれのレッグについて一対のスイッチング素子、具体的には、U相用上アーム素子E3及びU相用下アーム素子E4、V相用上アーム素子E5及びV相用下アーム素子E6、並びにW相用上アーム素子E7及びW相用下アーム素子E8を備えている。これらのスイッチング素子E3～E8として、本例ではIGBTを用いる。各相用の上アーム素子E3、E5、E7のエミッタと下アーム素子E4、E6、E8のコレクタとが、第1電動機MG1の各相のコイルにそれぞれ接続されている。また、各相用の上アーム素子E3、E5、E7のコレクタはシステム電圧線67に接続され、各相用の下アーム素子E4、E6、E8のエミッタは負極線68に接続されている。また、各スイッチング素子E3～E8には、それぞれフライホイールダイオードD3～D8が並列接続されている。また、少なくとも各相のレッグを構成する2つのスイッチング素子の内の1つには、サーミスタなどの不図示の温度センサが備えられる。

[0026] スwitching素子E3～E8のそれぞれは、制御装置1から出力される第1インバータ制御信号S3～S8に従って動作する。本実施形態では、第1インバータ制御信号S3～S8は、各スイッチング素子E3～E8のスイッチングを制御するスイッチング制御信号、より詳しくは、各スイッチング素子E3～E8のゲートを駆動するゲート駆動信号である。これにより、第1インバータ5Aは、システム電圧Vdcの直流電力を交流電力に変換して第1電動機MG1に供給し、トルク指令値TMに応じたトルクを第1電動機MG1に出力させる。この際、各スイッチング素子E3～E8は、第1インバータ制御信号S3～S8に従って、後述するパルス幅変調制御モード（以下適宜「PWM制御モード」と称す。）CPや矩形波制御モードCS等の制御モードに従ったスイッチング動作を行う。また、第1インバータ5Aは、第1電動機MG1が発電機として機能する際には、発電により得られた交流電

力を直流電力に変換してシステム電圧線67を介してコンバータ4に供給する。

[0027] 第2インバータ5Bは、システム電圧Vdcを有する直流電力を交流電力に変換して第2電動機MG2に供給するための直流交流変換装置である。第2インバータ5Bは、上述した第1インバータ5Aとほぼ同じ構成を有したブリッジ回路であり、それぞれフライホイールダイオードD9~D14が並列接続されたスイッチング素子E9~E14を備えている。また、少なくとも各相のレッグを構成する2つのスイッチング素子の内の1つには、サーミスタなどの不図示の温度センサが備えられる。各相用の上アーム素子E9, E11, E13のエミッタと下アーム素子E10, E12, E14のコレクタとが、第2電動機MG2の各相のコイルにそれぞれ接続される。また、各相用の上アーム素子E9, E11, E13のコレクタはシステム電圧線67に接続され、各相用の下アーム素子E10, E12, E14のエミッタは負極線68に接続される。各スイッチング素子E9~E14は、制御装置1から出力される第2インバータ制御信号S9~S14に従って動作する。これにより、第2インバータ5Bは、システム電圧Vdcの直流電力を交流電力に変換して第2電動機MG2に供給し、トルク指令値TMに応じたトルクを第2電動機MG2に出力させる。この際、各スイッチング素子E9~E14は、第2インバータ制御信号S9~S14に従って、後述するPWM制御モードCPや矩形波制御モードCS等の制御モードに従ったスイッチング動作を行う。また、第2インバータ5Bは、第2電動機MG2が発電機として機能する際には、発電により得られた交流電力を直流電力に変換してシステム電圧線67を介してコンバータ4に供給する。

[0028] 第1インバータ5Aと第1電動機MG1の各相のコイルとの間を流れる実電流Ir1は第1電流センサ63Aにより検出され、第2インバータ5Bと第2電動機MG2の各相のコイルとの間を流れる実電流Ir2は第2電流センサ63Bにより検出され、それぞれ制御装置1へ出力される。ここで、実電流Ir1, Ir2には、3相に対応する実U相電流、実V相電流、及び実

W相電流が含まれる。なお、本例では、3相全ての電流を検出する構成を示しているが、3相は平衡状態にあり、電流の瞬時値の総和は零であるので2相のみの電流をセンサで検出し、制御装置1において残りの1相の電流を演算により求めてもよい。また、第1電動機MG1のロータの各時点での磁極位置 $\theta 1$ は、第1回転センサ65Aにより検出され、第2電動機MG2のロータの各時点での磁極位置 $\theta 2$ は、第2回転センサ65Bにより検出され、それぞれ制御装置1へ出力される。回転センサ65A、65Bは、例えばレゾルバ等により構成される。ここで、磁極位置 $\theta 1$ 、 $\theta 2$ は、電気角上でのロータの回転角度を表している。また、ステータには、サーミスタなどの不図示の温度センサが備えられる。第1電動機MG1のトルク指令値 $T M 1$ 及び第2電動機MG2のトルク指令値 $T M 2$ は、図示しない車両制御装置等の他の制御装置等からの要求信号として制御装置1に入力される。

[0029] 電動機駆動装置2の制御を行う制御装置1の各機能部は、マイクロコンピュータ等の論理回路を中核部材として、入力されたデータに対して種々の処理を行うためのハードウェア又はソフトウェア（プログラム）或いはその両方により構成されている。本実施形態では、制御装置1は、ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を行って、インバータ5A、5Bを介して電動機MG1、MG2を制御する。また、制御装置1は、コンバータ4を制御して所望のシステム電圧 $V d c$ を生成する直流電圧変換制御を行う。上述したように、制御装置1は、制御対象として2つの電動機MG1、MG2のそれぞれに対応する2つのインバータ5A、5Bを有している。そこで、第1インバータ5Aを制御するための第1インバータ制御指令決定ユニット71と、第2インバータ5Bを制御するための第2インバータ制御指令決定ユニット72の2つのインバータ制御指令決定ユニット7（図2参照）を備えている。また、制御装置1は、1つのコンバータ4を制御対象とする1つの電圧変換指令決定ユニット（不図示）も備えている。

[0030] 図1に示すように、制御装置1は、コンバータ4を駆動するための電圧変換制御信号 $S 1$ 、 $S 2$ を生成して出力し、蓄電電圧 $V b$ を変換して2つのイ

ンバータ5 A, 5 Bに供給する所望のシステム電圧 $V_{dc}$ を生成する制御を行う。また、制御装置1は、第1インバータ5 Aを駆動するための第1インバータ制御信号S 3~S 8、及び第2インバータ5 Bを駆動するための第2インバータ制御信号S 9~S 14を生成して出力し、各インバータ5を介して2つの電動機MG 1, MG 2の駆動制御を行う。この際、制御装置1は、複数の制御モードの中から1つを選択して各インバータ5に実行させる。制御装置1は、インバータ5を構成するスイッチング素子E 3~E 14のスイッチングパターンの形態（電圧波形制御の形態）として、少なくともPWM制御と矩形波制御との2つの制御形態を有している。また、制御装置1は、ステータの界磁制御の形態として、少なくとも通常界磁制御（最大トルク制御）と、弱め界磁制御との2つの制御形態を有している。ここでは、理解を容易にするために単純化した例を用いることとし、通常界磁制御と共にPWM制御が実施され、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施されるものとする。

[0031] ここで、通常界磁制御は、電動機MGのトルク指令値 $T_M$ に基づいて設定される基本電流指令値に対する調整が行われない制御形態である。本実施形態では、最大トルク制御を、通常界磁制御としている。ここでの最大トルク制御は、いわゆる最大トルク電流制御と呼ばれるものであり、同一の電機子電流 $I_a$ に対して電動機MGの出力トルクが最大となるように、ベクトル空間における電機子電流 $I_a$ の電流位相 $\beta$ を決定する制御である。最大トルク制御では、電動機MGのステータコイルに流す電流に対して最も効率的にトルクを発生させることができる。一方、弱め界磁制御とは、2軸のベクトル空間における一方の軸に沿った電流成分であるd軸電流 $I_d$ （界磁電流）を調整してステータの界磁を弱めるためにd軸電流指令値が調整される制御形態である。尚、電機子電流 $I_a$ とは、2軸の直交ベクトル空間におけるd軸電流 $I_d$ とq軸電流 $I_q$ （駆動電流）との合成ベクトルである。また、電流位相 $\beta$ とは電機子電流 $I_a$ とq軸（駆動電流の軸）とが為す角であり、界磁角に相当する。

[0032] PWM制御は、U、V、Wの各相のインバータ5の出力電圧波形であるPWM波形が、上アーム素子がオン状態となるハイレベル期間と、下アーム素子がオン状態となるローレベル期間とにより構成されるパルスの集合で構成されると共に、その基本波成分が一定期間で略正弦波状となるように、各パルスのデューティが設定される制御である。公知の正弦波PWM（SPWM：sinusoidal PWM）や、空間ベクトルPWM（SVPWM：space vector PWM）、過変調PWM制御などが含まれる。一般的には、通常界磁制御と共にPWM制御が実施される。本実施形態においては、通常界磁制御と共にPWM制御が実施される制御モードをPWM制御モードCPと称する。PWM制御モードCPは、電流位相 $\beta$ を制御することによってインバータ5を駆動するものであり、本発明における「電流位相制御モード」に相当する。

[0033] 矩形波制御は、3相交流電力の電圧位相を制御してインバータ5を制御する方式である。3相交流電力の電圧位相とは、後述する3相電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の位相に相当する。本実施形態では、矩形波制御は、インバータ5の各スイッチング素子のオン及びオフが電動機MGの電気角1周期につき1回ずつ行われ、各相について電気角1周期につき1パルスが出力される回転同期制御である。一般的には、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される。本実施形態では、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される制御モードを矩形波制御モードCSと称する。矩形波制御モードCSは、3相交流電力の電圧位相を制御することによってインバータ5を駆動するものであり、本発明における「電圧位相制御モード」に相当する。

[0034] 次に、インバータ制御指令決定ユニット7の構成について説明する。上記のとおり、制御装置1は、2つのインバータ5A、5Bのそれぞれに対応する2つのインバータ制御指令決定ユニット71、72を備えている。ここで、第1インバータ制御指令決定ユニット71と第2インバータ制御指令決定ユニット72の機能は互いにほとんど同じであるため、以下では、特に区別する必要がない限り、単に「インバータ制御指令決定ユニット7」として説明する。また、第1電動機MG1と第2電動機MG2についても、特に区別

する必要がない限り、単に「電動機MG」として説明し、インバータ5A、5Bについても、単に「インバータ5」として説明する。電流センサ63（63A、63B）、回転センサ65（65A、65B）についても同様である。また、各インバータ制御指令決定ユニット71、72に対して入出力される値についても以下に示すように、共通の符号を用いて表す。

電動機MGの磁極位置 $\theta$ ： $\theta 1, \theta 2$

電動機MGを流れる実電流 $I_r$ ： $I_r 1, I_r 2$

電動機MGのトルク指令値 $T_M$ ： $T_M 1, T_M 2$

電動機MGの回転速度 $\omega$ ： $\omega 1, \omega 2$

昇圧要求信号 $DCF\ lag$ ： $DCF\ lag 1, DCF\ lag 2$

[0035] 上述したように、インバータ制御指令決定ユニット7は、電流ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を行う。電流ベクトル制御法では、回転する界磁の磁束方向をd軸、界磁の向きに対して電気角で $\pi/2$ 進んだ方向をq軸に設定した2軸の直交ベクトル空間において電流フィードバック制御を行う。具体的には、制御対象となる電動機MGのトルク指令値 $T_M$ に基づいて、d軸及びq軸の電流指令値を決定し、実際に電動機MGに流れる電流を検出してフィードバック制御を行うことにより、電動機MGにトルク指令値 $T_M$ に応じたトルクを出力させる。以下、d軸に沿った電流はd軸電流 $I_d$ と称し、q軸に沿った電流はq軸電流 $I_q$ と称する。そして、d軸電流 $I_d$ が本発明における「界磁電流」に相当し、q軸電流 $I_q$ が本発明における「駆動電流」に相当する。また、電圧やインダクタンスなどをこのベクトル空間で扱う場合には、適宜d軸電圧、q軸電圧、d軸インダクタンス、q軸インダクタンスなどと称する。

[0036] 図2に示すように、電流指令決定部11には、制御対象となる電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が入力される。電流指令決定部11は、このトルク指令値 $T_M$ に基づいて、電流指令値 $I_{d0}, I_{q0}$ を決定する。後述するように、電流指令決定部11は、特にd軸電流を調整して最終的な電流指令値 $I_{d0}, I_{q0}$ を決定する。一方、3相2相変換部19には、電流センサ63に

より検出された実電流  $I_r$ （実U相電流、実V相電流、及び実W相電流）が入力され、2軸ベクトル空間の実d軸電流  $I_{dr}$  及び実q軸電流  $I_{qr}$  に変換される。実d軸電流  $I_{dr}$  及び実q軸電流  $I_{qr}$  は、電流センサ63により検出された実電流  $I_r$  と回転センサ65により検出された磁極位置  $\theta$  とに基づいて導出される。回転速度導出部20は、回転センサ65により検出された磁極位置  $\theta$  に基づいて電動機MGの回転速度  $\omega$  を導出する。電流制御部16には、電流指令決定部11により決定された電流指令値  $I_{do}$ 、 $I_{qo}$ 、3相2相変換部19で変換された実電流  $I_{dr}$ 、 $I_{qr}$ 、回転速度導出部20から対象とする電動機MGの回転速度  $\omega$  が入力される。

[0037] 電流制御部16は、d軸電流指令値  $I_{do}$  と実d軸電流  $I_{dr}$  との偏差であるd軸電流偏差  $\delta I_d$ 、及びq軸電流指令値  $I_{qo}$  と実q軸電流  $I_{qr}$  との偏差であるq軸電流偏差  $\delta I_q$  を導出する。そして、電流制御部16は、d軸電流偏差  $\delta I_d$  に基づいて比例積分制御演算（PI制御演算）を行って基本d軸電圧指令値  $V_{di}$  を導出すると共に、q軸電流偏差  $\delta I_q$  に基づいて比例積分制御演算を行って基本q軸電圧指令値  $V_{qi}$  を導出する。なお、比例積分制御演算に代えて比例積分微分制御演算（PID制御演算）を行っても好適である。

[0038] 電流制御部16は、下記式(1)に示すように、基本d軸電圧指令値  $V_{di}$  に対してq軸電機子反作用  $E_q$  を減算する調整を行ってd軸電圧指令値  $V_{do}$  を導出する。

$$\begin{aligned} V_{do} &= V_{di} - E_q \\ &= V_{di} - \omega \cdot L_q \cdot I_{qr} \cdots (1) \end{aligned}$$

この式(1)に示されるように、q軸電機子反作用  $E_q$  は、電動機MGの回転速度  $\omega$ 、実q軸電流  $I_{qr}$ 、及びq軸インダクタンス  $L_q$  に基づいて導出される。

[0039] 更に、電流制御部16は、下記式(2)に示すように、基本q軸電圧指令値  $V_{qi}$  に対してd軸電機子反作用  $E_d$  及び永久磁石の電機子鎖交磁束による誘起電圧  $E_m$  を加算する調整を行ってq軸電圧指令値  $V_{qo}$  を導出する。

$$\begin{aligned}
 V_{qo} &= V_{qi} + E_d + E_m \\
 &= V_{qi} + \omega \cdot L_d \cdot I_{dr} + \omega \cdot \Phi \quad \dots (2)
 \end{aligned}$$

この式(2)に示されるように、d軸電機子反作用 $E_d$ は、電動機MGの回転速度 $\omega$ 、実d軸電流 $I_{dr}$ 、及びd軸インダクタンス $L_d$ に基づいて導出される。また、誘起電圧 $E_m$ は、永久磁石の電機子鎖交磁束の実効値により定まる誘起電圧定数 $\Phi$ 及び電動機MGの回転速度 $\omega$ に基づいて導出される。

[0040] 3相指令値導出部17には、d軸電圧指令値 $V_{do}$ 及びq軸電圧指令値 $V_{qo}$ が入力される。また、3相指令値導出部17には、回転センサ65により検出された磁極位置 $\theta$ も入力される。3相指令値導出部17は、磁極位置 $\theta$ を用いてd軸電圧指令値 $V_{do}$ 及びq軸電圧指令値 $V_{qo}$ に対して2相3相変換を行い、3相の交流電圧指令値、即ちU相電圧指令値 $V_u$ 、V相電圧指令値 $V_v$ 、及びW相電圧指令値 $V_w$ を導出する。これら交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の波形は、制御モード毎に異なる。従って、3相指令値導出部17は、制御モード毎に異なる電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ をインバータ制御信号生成部18に出力する。

[0041] 具体的には、3相指令値導出部17は、モード制御部15からPWM制御の実行指令を受けた場合には、PWM制御に応じた交流電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。例えば、正弦波PWM (SPWM : sinusoidal PWM) や、空間ベクトルPWM (SVPWM : space vector PWM) などの方式に応じた交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。また、3相指令値導出部17は、モード制御部15から矩形波制御の実行指令を受けた場合には、当該矩形波制御に応じた交流電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。ここで、矩形波制御を実行する際の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ は、インバータ5の各スイッチング素子E3～E8 (E9～E14) のオンオフ切替位相の指令値とすることができる。この指令値は、各スイッチング素子E3～E8 (E9～E14) のオンオフ制御信号に対応し、各スイッチング素子E3～E8 (E9～E14) のオン又はオフを切り替える

タイミングを表す磁極位置  $\theta$  の位相を表す指令値である。

[0042] インバータ制御信号生成部 18 は、3相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  に従って、インバータ5の各スイッチング素子  $E_3 \sim E_8$  ( $E_9 \sim E_{14}$ ) を制御するインバータ制御信号  $S_3 \sim S_8$  ( $S_9 \sim S_{14}$ ) を生成する。そして、インバータ5は、インバータ制御信号  $S_3 \sim S_8$  ( $S_9 \sim S_{14}$ ) に従って各スイッチング素子  $E_3 \sim E_8$  ( $E_9 \sim E_{14}$ ) のオンオフ動作を行う。これにより、電動機MGのPWM制御又は矩形波制御が行われる。

[0043] モード制御部 15 は、ここでは、PWM制御モードCPと矩形波制御モードCSとの何れかを変調率に基づいて選択し、制御モードを決定する機能部である。ここで、変調率Mは、直流電圧としてのシステム電圧  $V_{dc}$  に対する3相交流電力の割合を表す指標である。具体的には、変調率Mは、システム電圧  $V_{dc}$  に対する3相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  の相間電圧の実効値の割合である。3相電圧指令値  $V_u$ ,  $V_v$ ,  $V_w$  の相間電圧の実効値は、直交ベクトル空間における電圧指令値  $V_{do}$ ,  $V_{qo}$  の合成ベクトル  $V_a$  によって表すことができる。従って、変調率Mは、下記式(3)に示すように、求めることができる。

$$\begin{aligned} M &= \left( (V_{do})^2 + (V_{qo})^2 \right)^{1/2} / V_{dc} \\ &= V_a / V_{dc} \quad \dots (3) \end{aligned}$$

この変調率Mは、変調率導出部 14 により導出される。モード制御部 15 は、この変調率Mに基づいて、変調率Mが所定のモード制御しきい値未満のとき、PWM制御モードCPを選択し、変調率Mがモード制御しきい値以上のとき、矩形波制御モードCSを選択する。本実施形態では、一例として、モード制御しきい値を、実現可能な変調率Mの理論的な最大値である「0.78」としている。

[0044] ここで、例えば、第1電動機MG1が電動機として機能し、第2電動機MG2が発電機として機能しているとする。そして、バッテリー3は十分に充電されており、ほぼ満充電状態に近いとする。ここで、第1電動機MG1が消費する電力よりも、第2電動機MG2が発電する電力の方が大きくなると、

バッテリー3へ回生することができない余剰電力が生じることになる。また、例えば、第2電動機MG2が車輪に駆動連結されている状態において、車輪がスリップして回生発電中の第2電動機MG2の回転速度 $\omega_2$ が急上昇した場合や車輪のスリップ抑制のための第2電動機MG2の回生トルクが急増した場合等には、短時間に大きい電力が発電されるため、バッテリー3に電力を回生することができず、余剰電力が発生する。これらの余剰電力は、バッテリー3の過充電につながり、バッテリー3の寿命に影響を与える。そこで、この余剰電力を電動機駆動装置2における損失として消費させることによって過充電を抑制し、バッテリー3を保護する。

[0045] 電動機駆動装置2における損失を増加させる方法の1つとして、PWM制御の変調周波数 $m f$ （インバータ5のスイッチング周波数）を上昇させる方法がある（変調周波数切替制御）。単位時間当たりのスイッチング回数が増加することによって、インバータ5におけるスイッチング損失（スイッチング素子の開閉による電力損失）が増加する。また、別の方法として、ステータコイルに流れる電機子電流 $I_a$ を増加させてステータにおける損失（鉄損及び銅損による電力損失）を増加させる方法がある（高損失界磁電流制御）。具体的には、電動機MGのd軸電流（界磁電流）を余剰電力に応じて変化させることにより、電機子電流 $I_a$ を増加させて損失を生じさせる。これら、変調周波数切替制御及び高損失界磁電流制御を総称して、高損失制御と称する（広義の高損失制御）。また、適宜、高損失界磁電流制御を単に高損失制御と称して説明する（狭義の高損失制御）。本実施形態では、高損失界磁電流制御は、電流指令決定部11の高損失制御部12において実行される。また、変調周波数切替制御は、制御装置1が備える変調周波数制御部（不図示）が、インバータ制御信号生成部18の変調周波数 $m f$ を制御することにより実行される。例えば、変調周波数制御部は、後述する損失指令値 $P_{loss}$ に基づいて変調周波数 $m f$ を制御する。

[0046] d軸電流（界磁電流）を変化させる具体例を、電流指令値マップの一例を示す図3に基づいて説明する。曲線101は、電動機MGが一定のトルク $\tau$

1 を出力する電機子電流  $I_a$  のベクトル軌跡を示す等トルク線である。また、曲線 102 は、電動機 MG が同一の電機子電流  $I_a$  に対して最大のトルクを出力する電流位相  $\beta$  をとるときの電機子電流  $I_a$  のベクトル軌跡を示す最大トルク制御線である。等トルク線 101 と、最大トルク制御線 102 との交点における d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  の値が、最も効率良くトルク  $\tau_1$  を出力可能な値である。即ち、通常界磁制御としての最大トルク制御の実行時には、等トルク線 101 と最大トルク制御線 102 との交点における d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  の値が電流指令値  $I_{d0}$ 、 $I_{q0}$  として決定される。従って、本実施形態では、このような等トルク線 101 と最大トルク制御線 102 との交点における d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  の値が、基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$ （基本界磁電流指令値）及び基本 q 軸電流指令値  $I_{qi}$ （基本駆動電流指令値）となる。

[0047] 曲線 103 は、電圧制限楕円（電圧速度楕円）であり、その大きさはシステム電圧  $V_{dc}$  と電動機 MG の回転速度  $\omega$  とに基づいて定まる。具体的には、電圧制限楕円 103 の径は、システム電圧  $V_{dc}$  に比例し、回転速度  $\omega$  に反比例する。言い換えると、電圧制限楕円 103 の径は、システム電圧  $V_{dc}$  と回転速度  $\omega$  との比である電圧速度比  $V_{dc}/\omega$  に比例する。曲線 104 は、電流制限円（最大電流円）であり、その大きさは電動機 MG に定常的に流すことができる電流の最大値、即ち定格電流に基づいて定まる。従って、電流制限円 104 の径は、電動機 MG の構成や要求特性等によって定まる一定値となる。d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  の値は、電圧制限楕円 103 及び電流制限円 104 の内側の点から選択される必要がある。電圧制限楕円 103 が図 3 に示す状態であって、電動機 MG のトルク指令値  $T_M$  が  $\tau_1$  の場合、等トルク線 101 と最大トルク制御線 102 との交点は  $(I_{d1}, I_{q1})$  である。この点  $(I_{d1}, I_{q1})$  は、電圧制限楕円 103 及び電流制限円 104 の内側に存在するため、電動機 MG のトルク指令値  $T_M$  が  $\tau_1$  の場合には、通常界磁制御（最大効率制御）と共に PWM 制御が実施される PWM 制御モード CP が選択される。そして、この PWM 制御モード CP での

d軸電流指令値 $I_{d0}$  ( $= I_{d1}$ ) 及びq軸電流指令値 $I_{q0}$  ( $= I_{q1}$ ) は、基本d軸電流指令値 $I_{di}$  及び基本q軸電流指令値 $I_{qi}$  と一致する。

[0048] 一方、電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が $\tau_5$ の場合には、最大トルク制御線102と等トルク線105との交点( $I_{d4}$ ,  $I_{q4}$ )が電圧制限楕円103よりも外側にある。従って、当該交点( $I_{d4}$ ,  $I_{q4}$ )におけるd軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ の値を電流指令値 $I_{d0}$ ,  $I_{q0}$ として設定することはできない。この場合には、少なくとも等トルク線105と電圧制限楕円103との交点( $I_{d5}$ ,  $I_{q5}$ )に達するまで、d軸電流 $I_d$ を負方向に変化させる弱め界磁制御を実施する必要がある。従って、電圧制限楕円103が図3に示す状態であって、電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が $\tau_5$ の場合には、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される矩形波制御モードCSが選択される。

[0049] 電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が $\tau_1$ の場合、図3に示すように、等トルク線101上において最大トルク制御線102との交点(基本電流指令値 $I_{db}$ ,  $I_{qb}$ )から図示左側に移動して、d軸電流 $I_d$ を負方向に $\Delta I_{dN}$ だけ変化させると界磁を弱めることになる。逆に、等トルク線101上において最大トルク制御線102との交点から図示右側に移動して、d軸電流 $I_d$ を正方向に $\Delta I_{dP}$ だけ変化させると界磁を強めることになる。つまり、基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ を付加した場合には、 $I_d$ ,  $I_q$ はそれぞれ $I_{d2}$ ,  $I_{q2}$ となり、基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ を付加した場合には、 $I_d$ ,  $I_q$ はそれぞれ $I_{d3}$ ,  $I_{q3}$ となる。このように、基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ 又は強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ を付加してd軸電流 $I_d$ を変化させることにより、電機子電流 $I_a$ のベクトルが最大トルク制御線102から外れるので、電機子電流 $I_a$ を増加させて電力損失を増やすことができる。この際、等トルク線101上においてd軸電流 $I_d$ を変化させているので、電動機MGの出力トルクは維持される。高損失制御部12は、このようにd軸電流 $I_d$ を変化させることにより高損失制御を実施する。

[0050] 一方、電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が $\tau_5$ の場合には、上述したように、既に弱め界磁電流を付加して弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施されているため、そのままでは、高損失制御は実施されない。そこで、本実施形態では、システム電圧 $V_{dc}$ を昇圧して、システム電圧 $V_{dc}$ と電動機MGの回転速度 $\omega$ とに基づいて定まる電圧制限楕円103の径を拡大させて、通常界磁制御に移行させた後に、高損失制御部12による高損失制御を実施する。

[0051] 即ち、制御モードが、通常界磁制御と共にPWM制御が実施されるPWM制御モードCPの場合には、インバータ5は、直交ベクトル空間における電機子電流の電流位相 $\beta$ を制御して駆動されるのでd軸電流 $I_d$ を変化させることが可能である。一方、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される矩形波制御モードCSの場合には、インバータ5は、3相交流電力の電圧位相を制御して駆動されるので、電機子電流 $I_a$ の電流位相 $\beta$ を制御することができない。つまり、d軸電流 $I_d$ を変化させることができない。従って、矩形波制御モードCSでインバータ5が駆動されている状態で高損失制御を実施する際には、制御モードを矩形波制御モードCSからPWM制御モードCPに変更させる必要がある。

[0052] 上記のとおり、モード制御部15は、変調率Mとモード制御しきい値（本例では変調率Mの理論上の最大値 $=0.78$ ）とに基づいて制御モードを選択する。矩形波制御モードCSは、変調率Mがモード制御しきい値以上のときに選択されるので、制御モードをPWM制御モードCPに変更するためには、下記に再掲する式(3)に示す変調率Mをモード制御しきい値よりも低い値にする必要がある。

$$\begin{aligned} M &= \left( (V_{d0})^2 + (V_{q0})^2 \right)^{1/2} / V_{dc} \\ &= V_a / V_{dc} \quad \dots (3) \end{aligned}$$

式(3)から明らかなように、電動機MGの出力を維持した状態で変調率Mを小さくするためには、電圧の実効値 $V_a$ を維持した状態でシステム電圧 $V_{dc}$ を大きくする必要がある。即ち、コンバータ4による昇圧が必要とな

る。

[0053] 図2に示すように、昇圧判定部13は、消費を要する余剰電力を示す損失指令値 $P_{loss}$ の値と、現在のシステム電圧 $V_{dc}$ とに基づいて、昇圧を実行するか否かを判定する。具体的には、損失指令値 $P_{loss}$ の値がゼロではなく、且つシステム電圧 $V_{dc}$ が昇圧上限電圧 $V_{dcmax}$ 未満である場合には、昇圧判定部13は、昇圧を実行すると判定する。そして、昇圧判定部13は、昇圧を要すると判定した場合には、図示しない電圧変換指令決定ユニットへ、昇圧要求信号 $DCF_{lag}$ を出力する。例えば、昇圧判定部13は、矩形波制御モードCSの実行中に、バッテリー3を充電する充電電力に余剰電力が生じた場合には、システム電圧 $V_{dc}$ が昇圧上限電圧 $V_{dcmax}$ に達していないことを条件として、変調率 $M$ をモード制御しきい値よりも低下させるためにコンバータ4にシステム電圧 $V_{dc}$ を上昇させることを判定する。システム電圧 $V_{dc}$ が上昇して変調率 $M$ がモード制御しきい値未満になると、制御モードがPWM制御モードCPに変更され、 $d$ 軸電流 $I_d$ を変化させる高損失制御が高損失制御部12により実行可能となる。なお、昇圧上限電圧 $V_{dcmax}$ は、コンバータ4により蓄電電圧 $V_b$ を昇圧して生成可能なシステム電圧 $V_{dc}$ の上限値であり、電動機MGやインバータ5等の特性に応じて予め設定された値である。

[0054] 高損失制御部12は、通常界磁制御と共にPWM制御が実施されるPWM制御モードCP（電流位相制御モード）において、バッテリー3を充電する充電電力に余剰電力が生じていることを条件として、電動機MGのトルクを維持しつつ電機子電流 $I_a$ が増加するように、 $d$ 軸電流 $I_d$ を余剰電力に応じて変化させる高損失制御を実行する。この際、高損失制御部12は、直交ベクトル空間（ $d-q$ 軸ベクトル空間）における電機子電流 $I_a$ の出力可能範囲内で、電動機MGの界磁を弱める側である弱め界磁側、及び、電動機MGの界磁を強める側である強め界磁側の内、いずれか電力損失を大きくできる側に界磁電流としての $d$ 軸電流 $I_d$ を変化させる。なお、電機子電流 $I_a$ の出力可能範囲は、後述するように、システム電圧 $V_{dc}$ 及び電動機MGの回

転速度 $\omega$ に応じて変化する電圧制限楕円103に基づいて定まる。本実施形態では、高損失制御部12は、d軸電流を基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に対して変化させる。言い換えると、高損失制御部12は、d軸電流を基本d軸電流指令値 $I_{di}$ とは異なる値に設定する。上記のとおり、本実施形態では、通常界磁制御としての最大トルク制御を実行するように構成されており、最大トルク制御線102上で所望のトルクを出力できるように設定されたd軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ の値が、基本d軸電流指令値 $I_{di}$ 及び基本q軸電流指令値 $I_{qi}$ となる。高損失制御部12は、d軸電流 $I_d$ を基本d軸電流指令値 $I_{di}$ から変化させることにより、電機子電流 $I_a$ を増加させ、銅損やスイッチング損等による損失を増加させる。

[0055] 図3に示すように、弱め界磁側のd軸電流である弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ と、強め界磁側のd軸電流である強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ との何れを与えても、d軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ の値は最大トルク制御線102上から外れるため、電力損失を生じて余剰電力が消費される。図4は、本例で使用する電動機MGを所定の運転条件で使用する場合において、d軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ が最大トルク制御線102上に設定された場合と、弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ 又は強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ が付加された場合における電力損失を比較したグラフである。図4の例に示すように、弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ 及び強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ の何れが付加された場合においても、最大トルク制御線102上にd軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ が設定された場合と比べて大きく電力損失が増えている。従って、高損失制御に際して、弱め界磁電流 $\Delta I_{dN}$ 及び強め界磁電流 $\Delta I_{dP}$ の何れを付加してもよいが、電力損失を大きくできる側が選択されると、より迅速に必要な電力損失を発生できるので好適である。但し、d軸電流 $I_d$ 及びq軸電流 $I_q$ は、直交ベクトル空間における電機子電流 $I_a$ の出力可能範囲となる電圧制限楕円103及び電流制限円104の内側に設定される必要がある。

[0056] そこで、高損失制御部12は、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化量に応じた電力損失の大きさと、電機子電流 $I_a$

の出力可能範囲内における弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについての d 軸電流  $I_d$  の変化可能範囲の大きさと、に応じて定まる、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれの電力損失の最大値に基づいて、当該最大値が大きい側に d 軸電流  $I_d$  を変化させる。弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについての d 軸電流  $I_d$  の変化量に応じた電力損失の大きさは、電動機 MG の具体的特性とトルク指令値  $T_M$  等の運転条件とによって定まる。図 4 に示す例では、強め界磁側における d 軸電流  $I_d$  の変化量に応じた電力損失の大きさが、弱め界磁側における d 軸電流  $I_d$  の変化量に応じた電力損失の大きさよりも大きくなる傾向を示している。これは、基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$  に対して強め界磁側に d 軸電流  $I_d$  を変化させた場合、見かけ上の界磁磁束が強くなり、鉄損が増加することに起因すると考えられる。このような弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについての基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$  に対する d 軸電流  $I_d$  の変化量と電力損失との関係は、予め電動機 MG 毎に、様々な運転条件を変化させながら実験して測定しておくことで、運転条件毎のマップ又はこれらの関係を近似して表す関数として規定することができる。ここで、電動機 MG の運転条件としては、トルク指令値  $T_M$ 、回転速度  $\omega$ 、システム電圧  $V_{dc}$ 、インバータ 5 のスイッチング周波数等がある。

[0057] 図 3 に示すように、電機子電流  $I_a$  の出力可能範囲は、電圧制限楕円 103 及び電流制限円 104 によって規定される。上記のとおり、電圧制限楕円 103 の径は、電圧速度比  $V_{dc}/\omega$  に比例する。一方、電流制限円 104 の径は電動機 MG の構成等に応じた一定値となる。従って、電機子電流  $I_a$  の出力可能範囲内における d 軸電流  $I_d$  の変化可能範囲の大きさは、電圧制限楕円 103 の径が十分に大きい場合には強め界磁側が大きく、電圧制限楕円 103 の径が小さくなると弱め界磁側が大きくなる。一方、高損失制御中においても、d 軸電流  $I_d$  及び q 軸電流  $I_q$  の値は、トルク指令値  $T_M$  に応じた等トルク線 101 上に決定される。図 3 から明らかなように、等トルク線 101 はトルク指令値  $T_M$  が大きくなるに従って図中の上方に位置する。このため、電圧制限楕円 103 及び電流制限円 104 の内側において設定可

能なd軸電流 $I_d$ の範囲は、トルク指令値 $T_M$ が大きくなるに従って狭くなる。以上の点から、電機子電流 $I_a$ の出力可能範囲内における弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲の大きさは、直流電圧としてのシステム電圧 $V_{dc}$ 、電動機MGの回転速度 $\omega$ 、及び電動機MGへのトルク指令値 $T_M$ に応じて定まる。従って、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲の大きさと、システム電圧 $V_{dc}$ 、回転速度 $\omega$ 、及びトルク指令値 $T_M$ との関係は、マップ又はこれらの関係を近似して表す関数として規定することができる。

[0058] そして、高損失制御部12は、上記のように定まる、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化量に応じた電力損失の大きさと、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲の大きさと、に応じ、電力損失の最大値が大きい側にd軸電流 $I_d$ を変化させる。即ち、高損失制御部12は、弱め界磁側のd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲内においてd軸電流 $I_d$ を変化させた場合における電力損失の最大値と、強め界磁側のd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲内においてd軸電流 $I_d$ を変化させた場合における電力損失の最大値と、のいずれか大きい側にd軸電流 $I_d$ を変化させる。弱め界磁側と強め界磁側とのいずれの電力損失の最大値が大きいかは、上述したような弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについての基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に対するd軸電流 $I_d$ の変化量と電力損失との関係を表すマップ又は関係式、並びに、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲の大きさと、システム電圧 $V_{dc}$ 、回転速度 $\omega$ 、及びトルク指令値 $T_M$ との関係を表すマップ又は関係式、を用いて、演算により決定することも可能である。但し、このような演算による負荷を軽減するため、本実施形態では、このような演算結果を予め規定したd軸電流調整方向決定マップ110を用いる。

[0059] 図5に、このd軸電流調整方向決定マップ110の一例を示す。このd軸電流調整方向決定マップ110は、電圧速度比 $V_{dc}/\omega$ と電動機MGへのトルク指令値 $T_M$ との関係に応じて、弱め界磁側と強め界磁側とのいずれに

d軸電流  $I_d$  を変化させるかを規定したマップとなっている。このマップ 110 における弱め界磁側と強め界磁側との境界線 111 は、弱め界磁側の d 軸電流  $I_d$  の変化可能範囲内において d 軸電流  $I_d$  を変化させた場合における電力損失の最大値と、強め界磁側の d 軸電流  $I_d$  の変化可能範囲内において d 軸電流  $I_d$  を変化させた場合における電力損失の最大値とが同じになる電圧速度比  $V_{dc}/\omega$  とトルク指令値  $T_M$  との関係を表す線に相当する。高損失制御部 12 は、このマップ 110 を用い、電圧速度比  $V_{dc}/\omega$  及びトルク指令値  $T_M$  に基づいて、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれに d 軸電流  $I_d$  を変化させるかを決定する。図 2 に示すように、高損失制御部 12 を含む電流指令決定部 11 には、直流電圧としてのシステム電圧  $V_{dc}$ 、電動機 MG の回転速度  $\omega$ 、電動機 MG へのトルク指令値  $T_M$ 、変調率  $M$  等が入力される。従って、高損失制御部 12 は、これらの情報に基づいて、d 軸電流  $I_d$  の変化させる方向を決定することができる。

[0060] また、電流指令決定部 11 は、トルク制限制御部 60 も備えている。本実施形態では、トルク制限制御部 60 は、システム電圧  $V_{dc}$  が昇圧上限電圧  $V_{dcmax}$  に達しており、変調率  $M$  が予め定められたしきい値以上である場合に、電動機 MG の発電のための出力トルクを、余剰電力に応じて制限するトルク制限制御を実行する。即ち、本実施形態では、矩形波制御モード CS の実行中に高損失制御を実行する必要がある場合には、上記のとおり、システム電圧  $V_{dc}$  が昇圧上限電圧  $V_{dcmax}$  に達するまでは、昇圧判定部 13 がシステム電圧  $V_{dc}$  を昇圧し、制御モードを PWM 制御モード CP に変更してから高損失制御部 12 による高損失制御を行う。そして、システム電圧  $V_{dc}$  が昇圧上限電圧  $V_{dcmax}$  に達しても変調率  $M$  がモード制御しきい値以上であって矩形波制御モード CS が実行される場合に、トルク制限制御部 60 によるトルク制限制御を実行する。上記のとおり、矩形波制御モード CS の実行中は、矩形波制御と共に界磁調整部 30 による弱め界磁制御が実行される。後で図 7 を用いて説明するように、弱め界磁制御が開始されると、d 軸電流  $I_d$  は弱め界磁制御に従って調整される状態となり、高損失制

御は中止される。そこで、トルク制限制御部60が、電動機MGの発電のための出力トルクを制限することで、電動機MGが発電する電力を抑制し、当該発電による余剰電力の発生を抑制する。

[0061] トルク制限制御部60は、トルク制限制御の実行に際して、余剰電力の大きさに応じて制限するトルクを決定する。即ち、トルク制限制御部60は、余剰電力に相当する分だけ電動機MGによる発電量を減少させるように、トルク指令値 $T_M$ に対して減少させるトルクである制限トルク $\Delta T_M$ を決定する。具体的には、下記の式(4)に示すように、制限トルク $\Delta T_M$ は、余剰電力の大きさを示す損失指令値 $P_{loss}$ の値(図2参照)を電動機MGの回転速度 $\omega$ で除算した値として求めることができる。

$$\Delta T_M = P_{loss} / \omega \dots (4)$$

このようなトルク制限制御により、電動機MGの発電による余剰電力の発生を抑制し、バッテリー3の過充電を抑制することができる。

[0062] 次に、図6のフローチャートを利用して、高損失制御(広義)及びトルク制限制御の流れを説明する。初めに、バッテリー3の充電制限の有無が判定される(#1)。例えば、電流指令決定部11や昇圧判定部13は、損失指令値 $P_{loss}$ の値に基づき、損失指令値 $P_{loss}$ がゼロでなければ、バッテリー3の充電制限があると判定する(図2及び図7参照)。また、図示しない変調周波数制御部も、損失指令値 $P_{loss}$ の値に基づき、損失指令値 $P_{loss}$ がゼロでなければ、バッテリー3の充電制限があると判定する。充電制限が無い場合には(ステップ#1: No)、そのまま処理を終了する。一方、充電制限が有る場合には(ステップ#1: Yes)、次に、矩形波制御モードCSによる制御中であるか否かが判定される(#2)。矩形波制御モードCSによる制御中である場合には(ステップ#2: Yes)、システム電圧 $V_{dc}$ が昇圧上限電圧 $V_{dcmax}$ に達しているか否かを判定する(ステップ#3)。システム電圧 $V_{dc}$ が昇圧上限電圧 $V_{dcmax}$ 未満である場合には(ステップ#3: No)、コンバータ4による昇圧を実行するため、昇圧指令値が上昇される(#4)。システム電圧 $V_{dc}$ が昇圧上限電圧 $V$

d c m a xに達している場合には（ステップ# 3 : Y e s）、トルク制限制御部60によるトルク制限制御を実行する（ステップ# 5）。

[0063] 例えば、昇圧判定部13は、損失指令値P l o s sと制御モードとに基づいて、充電制限が有り、且つ矩形波制御モードC Sによる制御中であることを判定する。充電制限が有り、且つ矩形波制御モードC Sによる制御中である場合には、次に、コンバータ4による更なる昇圧が可能か否かを、システム電圧V d cが昇圧上限電圧V d c m a xに達しているか否かにより判定する。そして、システム電圧V d cが昇圧上限電圧V d c m a xに達していなければ、昇圧判定部13は、電圧変換指令決定ユニットに対して昇圧要求信号D C F l a gを出力する。そして、昇圧要求信号D C F l a gを受けた電圧変換指令決定ユニットが昇圧指令値を上昇させる（# 4）。この時、少なくとも矩形波制御モードC Sを抜けてPWM制御モードC Pに移行すれば足りるので僅かに昇圧させてもよいが、損失を拡大させたい時であるから、電圧変換指令決定ユニットは最大値まで昇圧指令値を上昇させてもよい。

[0064] 制御モードがPWM制御モードC Pであった場合（ステップ# 0 2 : N o）、又は昇圧（ステップ# 4）によりPWM制御モードC Pに移行した場合には、続いて、変調周波数切替制御（# 1 0）が実行される。この制御では、初めに、インバータ5のスイッチング素子に備えられた温度センサの検出結果に基づいて、インバータ5の温度がインバータ温度しきい値T H 1以下であるか否かが判定される（# 1 1）。インバータ温度しきい値T H 1は、インバータ5の耐熱温度よりも低い温度に設定されている。インバータ5の温度がインバータ温度しきい値T H 1以下であると判定された場合には（ステップ# 1 1 : Y e s）、変調周波数制御部（不図示）によりインバータ制御信号生成部18における変調周波数m fが上昇される（# 1 2）。これにより、スイッチング損失が増大する。一方、インバータ5の温度がインバータ温度しきい値T H 1よりも高いと判定された場合には（ステップ# 1 1 : N o）、インバータ5の温度がそれ以上上昇すると好ましくないので変調周波数m fを変更することなく、変調周波数切替制御（# 1 0）を終了する。

[0065] 変調周波数切替制御（#10）に続いて、高損失制御部12による高損失界磁電流制御（#20）が実行される。初めに、ステータに設けられた温度センサの検出結果に基づいて、ステータコイルのコイル温度がコイル温度しきい値 $T_{H2}$ 以下であるか否かが判定される（#21）。コイル温度しきい値 $T_{H2}$ は、ステータコイルの耐熱温度よりも低い温度に設定されている。ステータコイルのコイル温度がコイル温度しきい値 $T_{H2}$ よりも高いと判定された場合には（ステップ#21：No）、電機子電流 $I_a$ を増やして発熱を増やすことは好ましくないので、高損失制御（#20）が終了される。コイル温度がコイル温度しきい値 $T_{H2}$ 以下と判定された場合には（ステップ#21：Yes）、界磁調整方向が決定される（#22）。即ち、上記のとおり、電機子電流 $I_a$ の出力可能範囲内で、弱め界磁側及び強め界磁側の内、いずれか電力損失を大きくできる側にd軸電流 $I_d$ （界磁電流）を変化させるべく、界磁調整方向が決定される。次に、決定された界磁調整方向へのd軸電流 $I_d$ の調整指令値が算出される（#23）。そして、トルク指令値 $T_M$ に基づいて設定される基本電流指令値 $I_{di}$ 、 $I_{qi}$ に対して、余剰電力の大きさを示す損失指令値 $P_{loss}$ に応じた調整指令値を付加して電流指令値 $I_{do}$ 、 $I_{qo}$ が決定される（#24）。

[0066] 以下、図7に基づいて高損失制御部12を含む電流指令決定部11の構成について説明する。上述したように、電流指令決定部11には制御対象となる電動機MGのトルク指令値 $T_M$ が入力される。電流指令決定部11は、通常界磁制御としての最大トルク制御の実行時のトルク指令値 $T_M$ とd軸電流 $I_d$ との関係を規定した最大トルクマップ41を参照して、電動機MGに当該トルク指令値 $T_M$ に応じたトルクを出力させる際の基本d軸電流指令値 $I_{di}$ を設定する。この最大トルクマップ41としては、例えば、図3に示す電流指令値マップと同様なものを用いることができる。この基本d軸電流指令値 $I_{di}$ は、弱め界磁制御や高損失制御（高損失界磁電流制御）などによる調整量を含まないd軸電流指令値である。従って、最大トルクマップ41は、本発明における「基本電流指令決定部」に相当する。基本d軸電流指令

値  $I_{di}$  には、加算器 38 によって d 軸電流調整値  $\Delta I_d$  が加算され、加算後の d 軸電流指令値は、高損失リミッタ 43 により過剰な d 軸電流指令値が抑制され、高調波抑制部 50 により生成された高調波抑制電流指令値が重畳される。その後、d 軸制限リミッタ 45 を経ることにより過剰な電流指令値が与えられないように抑制されて、最終的な d 軸電流指令値  $I_{do}$  が決定される。

[0067] 基本 q 軸電流指令値  $I_{qi}$  も、図 3 に示す電流指令値マップと同様な最大トルクマップ 41 から決定することが可能である。但し、本実施形態では、最大トルクマップ 41 により基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$  だけが決定され、基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$  に対する調整量である d 軸電流調整値  $\Delta I_d$  が決定された後に、等トルクマップ 42 から q 軸電流指令値が決定される構成を例示している。具体的には、q 軸電流指令値  $I_{qo}$  は以下のように決定される。初めに、トルク指令値  $T_M$  と、システム電圧  $V_{dc}$  と、回転速度  $\omega$  とを引数として、弱め界磁電流マップ 36 を参照して、弱め界磁電流のフィードフォワード調整値  $\Delta I_{dFF}$  が設定される。次に、加算器 37 によって、フィードフォワード調整値  $\Delta I_{dFF}$  に、弱め界磁電流のフィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  と高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  とが加算されて d 軸電流調整値  $\Delta I_d$  が算出される。詳細は後述するが、フィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  と高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  とは択一的に用いられる。次に、トルク指令値  $T_M$  と d 軸電流調整値  $\Delta I_d$  とに基づいて、等トルクマップ 42 から q 軸電流指令値が決定される。等トルクマップ 42 としては、例えば、図 3 に示す電流指令値マップと同様なものを用いることができる。そして、d 軸と同様に、高調波抑制部 50 により生成された高調波抑制電流指令値が重畳される。その後、q 軸制限リミッタ 44 を経ることにより過剰な電流指令値が与えられないように抑制されて、最終的な q 軸電流指令値  $I_{qo}$  が決定される。

[0068] 高調波抑制部 50 は、高調波抑制電流指令値が重畳される前の d, q 軸電流指令  $I_{do}$ ,  $I_{qo}$  に基づいて電機子電流  $I_a$  及び電流位相  $\beta$  を算出する  $I_a$ ,  $\beta$  算出部 51 と、電機子電流  $I_a$  及び電流位相  $\beta$  に基づいて高調波抑

制電流指令値を設定する高調波電流指令マップ52とを有して構成される。電機子電流 $I_a$ の電流量が大きかったり、電流位相 $\beta$ が最大トルク制御における最適位相からずれていたりすると、6次、12次などの高次高調波成分が増加する傾向がある。その結果、電流制御が振動的となり、トルクや電力にも高調波振動成分が多くなる。電力の振動は、バッテリー3への回生電力の振動ともなり、余剰電力が生じるような場面では、振動により瞬時値が許容範囲を超える可能性もある。

[0069] 高調波抑制部50は、電機子電流 $I_a$ の大きさ及び電流位相 $\beta$ に基づいて、高調波抑制電流指令値を生成する。高調波抑制電流指令値は、6次、12次などの高次高調波成分の逆位相の波形を有して、それぞれ $I_d$ 、 $I_q$ に対応して生成される。逆位相の信号がd軸電流指令値 $I_{d0}$ （界磁電流指令値）及びq軸電流指令値 $I_{q0}$ （駆動電流指令値）のそれぞれに重畳されることで、高次高調波成分が抑制される。高調波抑制電流指令値は、図7に示すように、加算器53、54により、d軸電流指令値 $I_{d0}$ 及びq軸電流指令値 $I_{q0}$ のそれぞれに印加される。

[0070] 択一的に利用されるフィードバック調整値 $\Delta I_{dFB}$ と高損失調整値 $\Delta I_{dHL}$ との内、高損失調整値 $\Delta I_{dHL}$ は、高損失制御部12において決定される。以下、高損失制御部12について説明する。損失マップ21は、トルク指令値 $T_M$ 、損失指令値 $P_{loss}$ 、変調周波数 $m_f$ 、システム電圧 $V_{dc}$ 、回転速度 $\omega$ を引数として、高損失d軸電流指令値を設定する。この損失マップ21は、上述したようにd軸電流 $I_d$ を弱め界磁側及び強め界磁側のいずれに変化させるかを決定するための構成を含む。そのため、例えば、損失マップ21には、図5に示すd軸電流調整方向決定マップ110の内容が含まれる。そして、この損失マップ21に基づき、余剰電力を表す損失指令値 $P_{loss}$ 等に応じて基本d軸電流指令値 $I_{di}$ に対して弱め界磁側又は強め界磁側にd軸電流 $I_d$ を変化させた高損失d軸電流指令値が決定される。高損失d軸電流指令値は、余剰電力を消費させる際のd軸電流の指令値である。加算器（減算器）22は、高損失d軸電流指令値からd軸電流指令

値  $I_{d0}$  を減算し、基本高損失調整値を算出する。即ち、ステータコイルにおいて損失を発生させるための d 軸電流指令値と現時点の（前回の演算周期で演算された）d 軸電流指令値  $I_{d0}$  との差分が、調整値の初期値となる。レートリミッタ 23 は、算出された基本高損失調整値を所定の制限値で制限する。つまり、調整値が大きいと d 軸電流指令値  $I_{d0}$  が急変することになるので、そのような急激な変化を抑制するために、レートリミッタ 23 により基本高損失調整値が制限される。

[0071] 次に、加算器 24 において現時点の（前回の演算周期で演算された）高損失調整値 ( $\Delta I_{dHL}$ ) と最新の基本高損失調整値とが加算される。現時点の（前回の演算周期で演算された）d 軸電流指令値  $I_{d0}$  には、現時点の（前回の演算周期で演算された）d 軸調整値 ( $\Delta I_{dHL}$ ) が含まれているが、これは加算器 22 で減算されている。上述したように、加算器 38 において基本 d 軸電流指令値  $I_{di}$  に対して d 軸電流調整値  $\Delta I_{d}$  が加算されるので、現時点の（前回の演算周期で演算された）d 軸電流調整値  $\Delta I_{d}$  に含まれる高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  も再度加えておく必要がある。従って、前回の演算周期において演算された高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  をフィードバックさせる Z 変換器 34 の出力と、最新の基本高損失調整値とが加算器 24 において加算される。

[0072] リミッタ 25 は、高損失リミットフラグ  $L_{mtFlg}$  が有効な時、及び、変調率  $M$  がモード制御しきい値以上の時に現在の値で高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  を固定して増加を制限するリミッタである。高損失リミットフラグ  $L_{mtFlg}$  は、高損失リミッタ 43 により d 軸電流指令値が制限された際に有効となるフラグである。高損失リミッタ 43 の制限値は、後段の d 軸制限リミッタ 45 よりも小さい値に設定されている。例えば、50 A 程度低い電流値で制限される。また、変調率  $M$  がモード制御しきい値以上の時には、界磁調整部 30 により自動的に弱め界磁制御が実行される。弱め界磁制御が開始されると、d 軸電流は弱め界磁制御により調整されるので、高損失制御は中止される。

[0073] 高損失制御の実行中に、システム電圧  $V_{dc}$  が昇圧上限電圧  $V_{dcmax}$  に達してからも回転速度  $\omega$  が上昇すると、電圧制限楕円 103 の径が小さくなる。そして、例えば図 3 に 108 で示すような電圧制限楕円の大きさになると、弱め界磁制御が必要となる。このような場合には、変調率  $M$  もモード制御しきい値以上となり、モード制御部 15 により矩形波制御モード  $CS$  が実行される。矩形波制御モード  $CS$  の実行が開始されると、界磁調整部 30 により自動的に弱め界磁制御が実行され、 $d$  軸電流はこの弱め界磁制御により調整される状態となるので、高損失制御は中止される。この場合には、上述したように、トルク制限制御部 60 によるトルク制限制御が実行される。

[0074] スイッチ 29 は、高損失制御の実行中は、リミッタ 25 の出力を選択して出力する。つまり、レートリミッタ 23 及びリミッタ 25 による制限を受けなければ、最新の高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  を出力する。スイッチ 33 は、高損失制御の実行中は高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  を選択し、弱め界磁制御の実行中はフィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  を選択して出力する。加算器 35 は、フィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  と高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  とを加算して、加算器 37 に対して出力する。高損失制御の実行中は、スイッチ 33 において、高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  が選択されており、弱め界磁制御は実行されていないので、高損失制御の実行中は、加算器 35 の出力は高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  となる。従って、加算器 37 は、フィードフォワード調整値  $\Delta I_{dFF}$  と高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  とを加算して、 $d$  軸電流調整値  $\Delta I_d$  を算出する。

[0075] 余剰電力が無くなったり、弱め界磁制御が開始されたりした場合には、高損失制御フラグが非有効状態となる。スイッチ 29 は、高損失制御フラグに基づき、加算器 28 の出力を選択するように切り替わる。加算器（減算器）26 は、ゼロから  $Z$  変換器 34 の出力を減算する。レートリミッタ 27 は、加算器 26 の出力を所定の制限値で制限する。つまり、加算器 26 の出力が大きいと（それまでの高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  が大きいと）、スイッチ 29 の入力が急変することになるので、そのような急激な変化を抑制するために

、変化量が制限される。レートリミッタ 27 の出力と Z 変換器 34 の出力とは、加算器 28 で加算される。つまり、レートリミッタ 27 の出力は負の値であるから、高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  はレートリミッタ 27 に規定された制限の範囲内で減少する。

[0076] 余剰電力が無くなって高損失制御フラグが非有効状態となった場合には、少なくとも高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  がゼロで無い限り、スイッチ 33 は高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  を選択する。従って、スイッチ 33、加算器 35、Z 変換器 34、加算器 26、レートリミッタ 27、加算器 28、スイッチ 29 を経て、高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  は、ゼロになるまで段階的に減少する。これにより、高損失制御が終了する際にも、急激に d 軸電流指令値  $I_{do}$  が変化することを抑制することができる。弱め界磁制御が開始された場合には、スイッチ 33 はフィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  を選択する側に切り替わる。少なくとも、1 回分の演算周期の高損失調整値  $\Delta I_{dHL}$  は、Z 変換器 34 を介してフィードバックされるので、高損失制御から弱め界磁制御への切り替わりも円滑となる。

[0077] 弱め界磁制御によるフィードバック調整値  $\Delta I_{dFB}$  は、界磁調整部 30 において算出される。加算器（減算器）40 は、下記の式（5）に示すように、変調率  $M$  から目標変調率  $M_T$  を減算して変調率偏差  $\Delta M$  を導出し、界磁調整部 30 に対して出力する。

$$\Delta M = M - M_T \cdots (5)$$

本実施形態では、変調率偏差  $\Delta M$  は、電圧指令値  $V_{do}$ 、 $V_{qo}$  がそのときのシステム電圧  $V_{dc}$  によって出力し得る最大の交流電圧の値を超えている程度を表す。従って、変調率偏差  $\Delta M$  は、実質的にはシステム電圧  $V_{dc}$  の不足の程度を表す電圧不足指標として機能する。尚、本例では、目標変調率  $M_T$  は理論的な最大値である 0.78 に設定されている。

[0078] 界磁調整部 30 は、積分入力調整部 31 と積分器 32 とを有している。積分入力調整部 31 には、変調率偏差  $\Delta M$  が入力される。積分入力調整部 31 は、変調率偏差  $\Delta M$  の値に対して所定の調整を行い、調整後の値である調整

値 $Y$ を積分器32へ出力する。積分入力調整部31は、例えば、図8に示すように変調率偏差 $\Delta M$ が弱め界磁開始しきい値（界磁制御しきい値） $\Delta m s$ （ $=0$ ）未満の状態では調整値 $Y$ としてゼロ（ $y=0$ ）を出力し、変調率偏差 $\Delta M$ が弱め界磁開始しきい値 $\Delta m s$ （ $=0$ ）以上の状態では負の調整値 $y$ （ $y<0$ ）を出力する。図8に示すように、変調率偏差 $\Delta M$ と調整値 $y$ との関係は一次関数により表すことができる。変調率偏差 $\Delta M$ の増加に従って調整値 $Y$ が減少する変換マップの領域を設定することにより、変調率 $M$ が増加するに従ってフィードバック調整値 $\Delta I d F B$ の絶対値を増加させ、弱め界磁制御を実行するための弱め界磁電流量を増加させる制御を適切に行うことができる。積分器32には積分入力調整部31により導出された調整値 $y$ が入力される。積分器32は、この調整値 $y$ を所定のゲインを用いて積分し、積分値をフィードバック調整値 $\Delta I d F B$ として導出する。

[0079] 〔他の実施形態〕

(1) 上記実施形態においては、いわゆる2モータスプリット方式のハイブリッド車両用の駆動装置に本発明を適用した場合を例として、本発明の実施形態を説明した。即ち、主として駆動力源として機能する電動機と、主として回生源として機能する電動機（発電機）とを備えた構成を例として説明したが、本発明はそのような構成に限定されるものではない。いわゆる1モータパラレル方式のハイブリッド車両用の駆動装置や、電気自動車（電動車両）の駆動装置にも本発明を適用することができる。この場合、駆動装置は、1つの電動機MGのみを備え、電動機駆動装置2は、当該1つの電動機MGに対応する1つのインバータ5を備える。また、制御装置1は、1つのインバータ5に対応する1つのインバータ制御指令決定ユニット7を備える。そして、当該インバータ制御指令決定ユニット7の高損失制御部12が、上記と同様に、特定の条件下で高損失制御を実行する。

[0080] (2) 上記実施形態においては、モード制御しきい値は、実現可能な変調率 $M$ の理論的な最大値である0.78とした。また、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される場合を矩形波制御モードCSとしたので、弱め界磁開始

しきい値（界磁制御しきい値） $\Delta m s$ をゼロに設定した。これにより、変調率 $M$ が、目標変調率 $M T$ の最大値 $0.78$ 以上の時に、弱め界磁制御が開始されるので、変調率 $M$ が $0.78$ に達すると、弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される矩形波制御モード $C S$ が実施される。しかし、これに限定されることなく、変調率 $M$ が $0.78$ よりも低い時から矩形波制御モード $C S$ が実施されてもよい。

[0081] この場合、例えば、積分入力調整部 $31$ において、図 $9$ に示すように、弱め界磁開始しきい値 $\Delta m s$ が $0$ 未満に設定されていると好適である。即ち、弱め界磁開始しきい値（界磁制御しきい値） $\Delta m s$ を負の値に設定することにより、変調率 $M$ が目標変調率 $M T$ に達する前からフィードバック調整値 $\Delta I d F B$ を出力して弱め界磁制御を開始させることができる。例えば、弱め界磁開始しきい値 $\Delta m s$ を「 $-0.02$ 」に設定することによって、変調率 $M=0.76$ から弱め界磁制御を開始させることができる。これにより、 $P W M$ 制御と共に弱め界磁制御を実行することができる。また、弱め界磁開始しきい値 $\Delta m s$ に合わせてモード制御しきい値も $0.02$ 減少させて $0.76$ とすると、変調率 $M$ が $0.76$ となった状態から弱め界磁制御と共に矩形波制御が実施される矩形波制御モード $C S$ を実行することができる。

[0082] (3) 上記の実施形態では、実現可能な変調率 $M$ の理論的な最大値である $0.78$ にモード制御しきい値を設定し、変調率 $M$ が当該モード制御しきい値以上である場合にトルク制限制御を実行するようにトルク制限制御部 $60$ が構成されている場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されず、トルク制限制御を開始する変調率 $M$ のしきい値を $0.78$ 未満に設定することも、本発明の好適な実施形態の一つである。例えば、 $P W M$ 制御として、変調率 $M$ が「 $0 \sim 0.707$ 」の範囲で正弦波 $P W M$ や空間ベクトル $P W M$ 等の通常 $P W M$ 制御を実行し、変調率 $M$ が「 $0.707 \sim 0.78$ 」の範囲で過変調 $P W M$ 制御を実行する構成において、トルク制限制御を開始する変調率 $M$ のしきい値を、通常 $P W M$ 制御と過変調 $P W M$ 制御との境界となる変調率である「 $0.707$ 」に設定しても好適である。このよ

うなトルク制限制御の開始しきい値は、高損失制御部12の高損失制御の終了しきい値にもなる。従って、この場合には、高損失制御部12は、変調率Mが「0~0.707」の範囲において通常PWM制御が実行されていることを条件として高損失制御を実行する。そして、トルク制限制御部60は、変調率Mが「0.707~0.78」の範囲で過変調PWM制御又は矩形波制御が実行されていることを条件としてトルク制限制御を実行する。なお、このようなしきい値の設定は単なる一例であり、この他にも任意の値を設定することが可能である。

[0083] (4) 上記の実施形態では、電動機駆動装置2が昇圧用のコンバータ4を備えている構成を例として説明した。しかし、電動機駆動装置2が昇圧用のコンバータ4を備えない構成とすることも本発明の好適な実施形態の一つである。この場合においても、高損失制御部12は、PWM制御モードCP（電流位相制御モード）の実行中であることを条件として、高損失制御を行う。また、トルク制限制御部60は、変調率Mが予め定めたしきい値以上であるか否かのみを判定し、変調率Mが予め定めたしきい値以上である場合にはトルク制限制御を実行する。例えば、図6に示すフローチャートにおいては、ステップ#3及びステップ#4が不要となり、ステップ#2で矩形波制御中と判定された場合には、トルク制限制御部60によるトルク制限制御を実行し、処理はステップ#24へ進む。なお、電動機駆動装置2が昇圧用のコンバータ4を備えない場合、バッテリー3からの蓄電電圧Vbが、直流電源の「直流電圧」に相当する。

[0084] (5) 上記の実施形態では、通常界磁制御として、同一の電機子電流に対して電動機の実出力トルクを最大にできるように電流位相を決定する最大トルク制御、いわゆる最大トルク電流制御を実行する構成を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されず、通常界磁制御として、公知の各種制御を用いることができる。例えば、最大トルク制御の一種である、最大トルク磁束制御を用いることもできる。最大トルク磁束制御は、同一のトルクを発生するために電機子鎖交磁束が最小となるように界磁電流指令値（

d軸電流指令値)及び駆動電流指令値(q軸電流指令値)を決定する制御である。或いは、通常界磁制御として、最大効率制御を用いることもできる。最大効率制御は、任意の負荷状態(速度及びトルク)において損失を最小にするように、即ち効率を最大にするように界磁電流指令値(d軸電流指令値)及び駆動電流指令値(q軸電流指令値)を決定する制御である。

[0085] (6) 上記の実施形態では、高損失制御部12が、システム電圧 $V_{dc}$ と電動機MGの回転速度 $\omega$ との比及び電動機MGへのトルク指令値 $T_M$ に基づいて、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれにd軸電流 $I_d$ を変化させるかを決定する構成を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。システム電圧 $V_{dc}$ と電動機MGの回転速度 $\omega$ との比と電動機MGへのトルク指令値 $T_M$ との関係は、変調率 $M$ の値によって実質的に代替することができる。そこで、高損失制御部12が、変調率 $M$ に基づいて、弱め界磁側及び強め界磁側の内のいずれにd軸電流 $I_d$ を変化させるかを決定する構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。この場合においても、高損失制御部12が、例えば、変調率 $M$ に応じて弱め界磁側と強め界磁側とのいずれにd軸電流 $I_d$ を変化させるかを規定したd軸電流調整方向決定マップを参照し、d軸電流 $I_d$ を変化させる方向を決定する構成とすることができる。或いは、高損失制御部12が、弱め界磁側及び強め界磁側のそれぞれについてのd軸電流 $I_d$ の変化可能範囲の大きさと変調率 $M$ との関係を規定したマップ又は関数に基づいて、上記と同様に電力損失の最大値が大きい側を、d軸電流 $I_d$ を変化させる方向に決定する構成としてもよい。

### 産業上の利用可能性

[0086] 本発明は、蓄電装置を備えた直流電源と交流電動機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と3相交流電力との間で電力変換するインバータを備えた電動機駆動装置を制御する電動機制御装置に適用することができる。

### 符号の説明

[0087] 1 : 制御装置 (電動機制御装置)

- 2 : 電動機駆動装置
- 3 : バッテリ (蓄電装置)
- 4 : コンバータ
- 5, 5 A, 5 B : インバータ
- 1 2 : 高損失制御部
- 1 3 : 昇圧判定部
- 1 5 : モード制御部
- 3 0 : 界磁調整部
- 4 1 : 最大トルクマップ (基本電流指令決定部)
- 5 0 : 高調波抑制部
- 6 0 : トルク制限制御部
- 1 0 3 : 電圧制限楕円 (電機子電流の出力可能範囲)
- 1 0 4 : 電流制限円 (電機子電流の出力可能範囲)
- 1 2 0 : 直流電源
- C P : パルス幅変調制御モード (電流位相制御モード)
- C S : 矩形波制御モード (電圧位相制御モード)
- I a : 電機子電流
- I d : d 軸電流 (界磁電流)
- I q : q 軸電流 (駆動電流)
- I d i : 基本 d 軸電流指令値 (基本界磁電流指令値)
- M G, M G 1, M G 2 : 電動機 (交流電動機)
- M : 変調率
- T M : トルク指令値
- V d c : システム電圧 (直流電圧)
- $\beta$  : 電流位相
- $\omega$  : 回転速度

## 請求の範囲

[請求項1] 蓄電装置を備えた直流電源と交流電動機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と3相交流電力との間で電力変換するインバータを備えた電動機駆動装置を制御する電動機制御装置であって、

2軸の直交ベクトル空間の各軸に沿った界磁電流と駆動電流との合成ベクトルである電機子電流の当該直交ベクトル空間における電流位相を制御して前記インバータを制御する制御モードを電流位相制御モードとし、

前記電流位相制御モードにおいて、前記蓄電装置を充電する充電電力に余剰電力が生じていることを条件として、前記交流電動機のトルクを維持しつつ前記電機子電流が増加するように、前記界磁電流を前記余剰電力に応じて変化させる高損失制御部を備え、

前記高損失制御部は、前記直流電源の直流電圧及び前記交流電動機の回転速度に基づいて定まる、前記直交ベクトル空間における前記電機子電流の出力可能範囲内で、前記交流電動機の界磁を弱める側である弱め界磁側、及び、前記交流電動機の界磁を強める側である強め界磁側の内、いずれか電力損失を大きくできる側に前記界磁電流を変化させる電動機制御装置。

[請求項2] 前記高損失制御部は、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれについての前記界磁電流の変化量に応じた電力損失の大きさと、前記電機子電流の出力可能範囲内における前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれについての前記界磁電流の変化可能範囲の大きさと、に応じて定まる、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側のそれぞれの電力損失の最大値に基づいて、当該最大値が大きい側に前記界磁電流を変化させる請求項1に記載の電動機制御装置。

[請求項3] 前記高損失制御部は、前記直流電圧と前記交流電動機の回転速度との比及び前記交流電動機へのトルク指令値、又は前記直流電圧に対する前記3相交流電力の電圧指令値の実効値の割合を表す変調率、に基

づいて、前記弱め界磁側及び前記強め界磁側の内のいずれに前記界磁電流を変化させるかを決定する請求項 1 又は 2 に記載の電動機制御装置。

[請求項4] 前記直流電圧に対する前記 3 相交流電力の電圧指令値の実効値の割合を表す変調率が予め定めたしきい値以上である場合に、前記交流電動機の発電のための出力トルクを、前記余剰電力に応じて制限するトルク制限制御を実行するトルク制限制御部を更に備える請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の電動機制御装置。

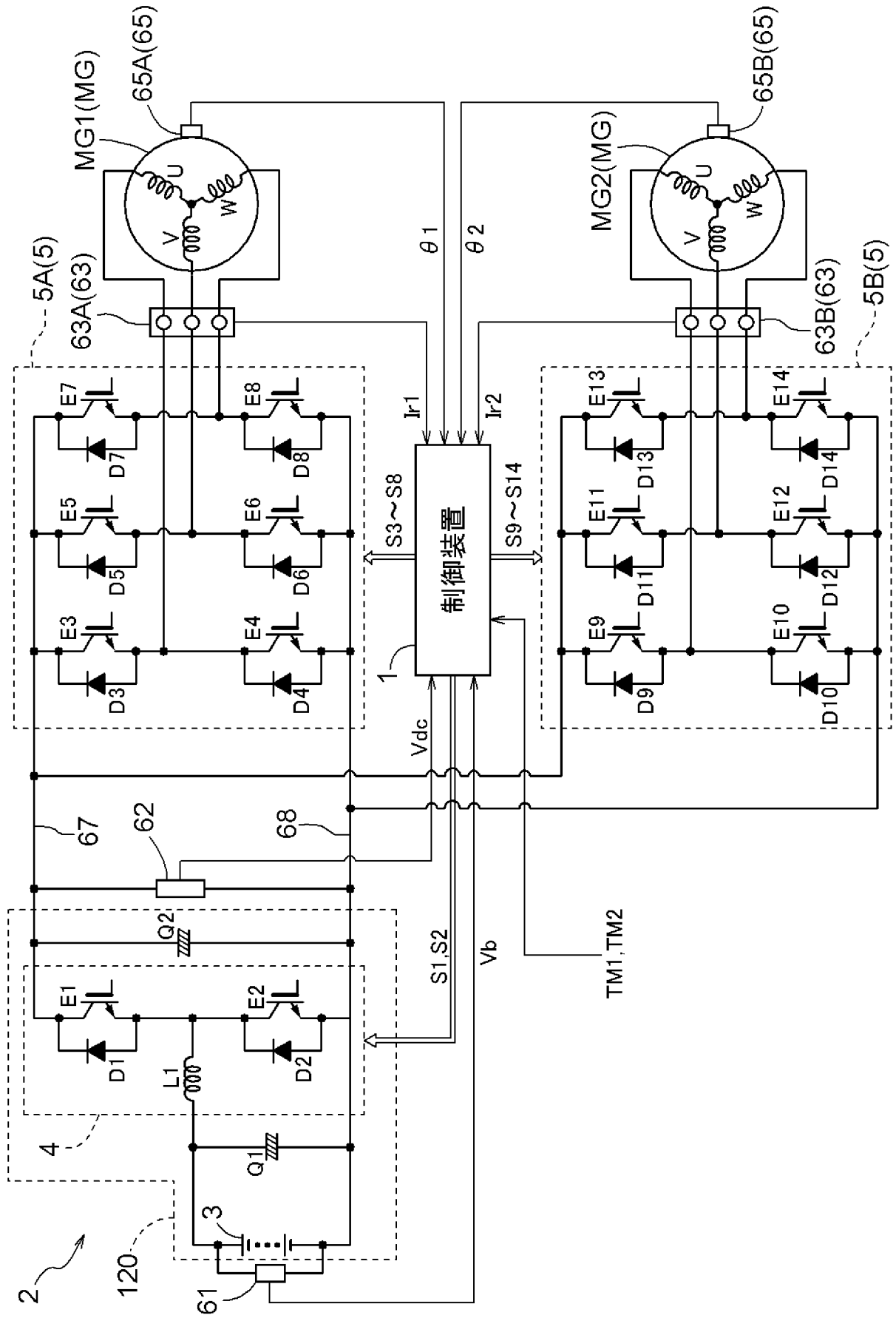
[請求項5] 前記交流電動機へのトルク指令値に基づいて定まる前記界磁電流の指令値である基本界磁電流指令値を決定する基本電流指令決定部を更に備え、

前記高損失制御部は、前記界磁電流を前記基本界磁電流指令値に対して変化させる請求項 1 から 4 のいずれか一項に記載の電動機制御装置。

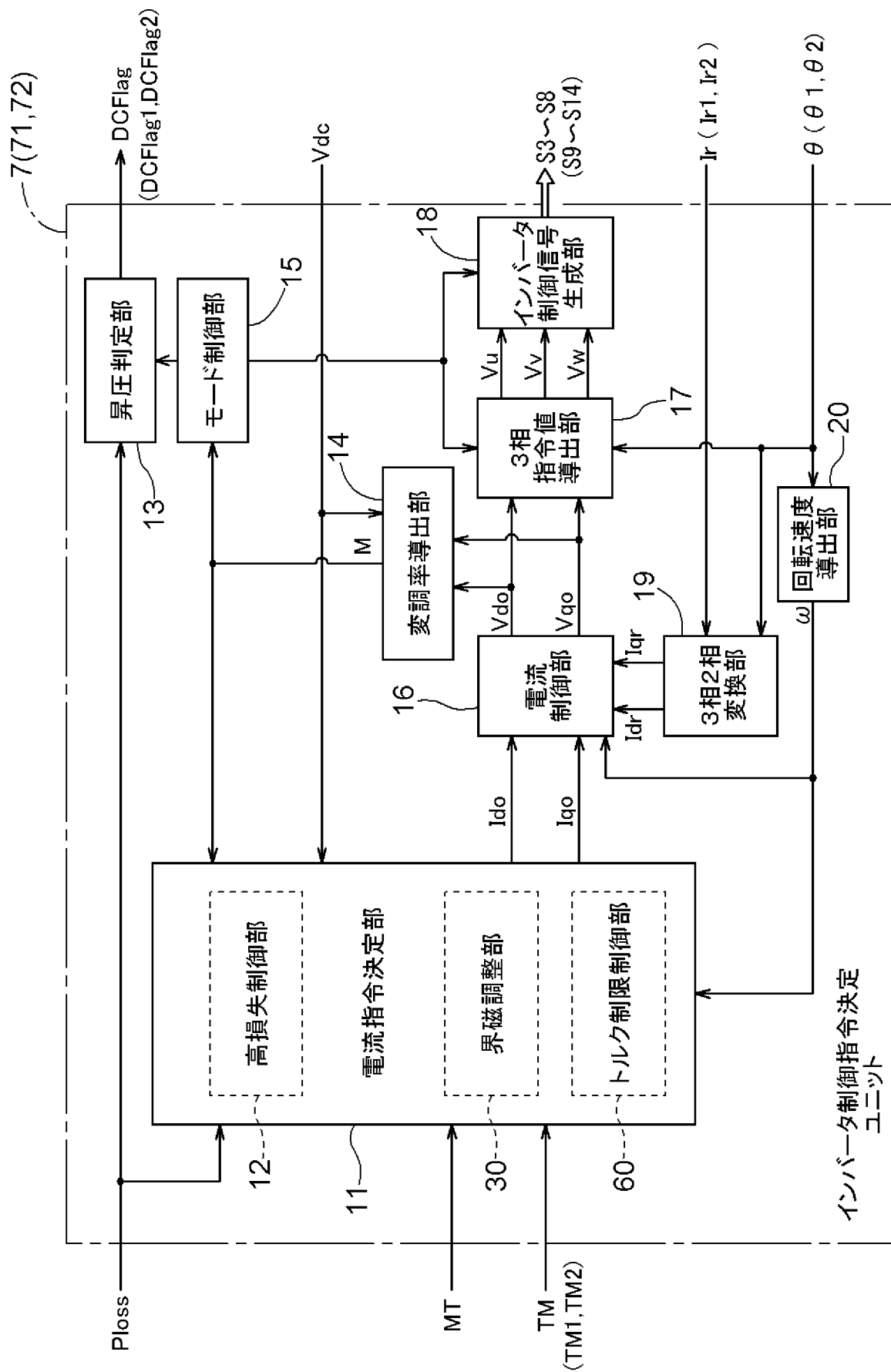
[請求項6] 前記界磁電流及び前記駆動電流の指令値である界磁電流指令値及び駆動電流指令値に重畳される振動成分であり、前記ベクトル空間における前記電機子電流の前記電流位相に応じた高次高調波成分を抑制する高調波抑制部を備え、

当該高調波抑制部は、前記電機子電流の大きさ及び前記電流位相に基づいて、前記界磁電流指令値及び前記駆動電流指令値のそれぞれに重畳される前記高次高調波成分を抑制する高調波抑制電流指令値を生成し、当該高調波抑制電流指令値を前記界磁電流指令値及び前記駆動電流指令値のそれぞれに印加する請求項 1 から 5 の何れか一項に記載の電動機制御装置。

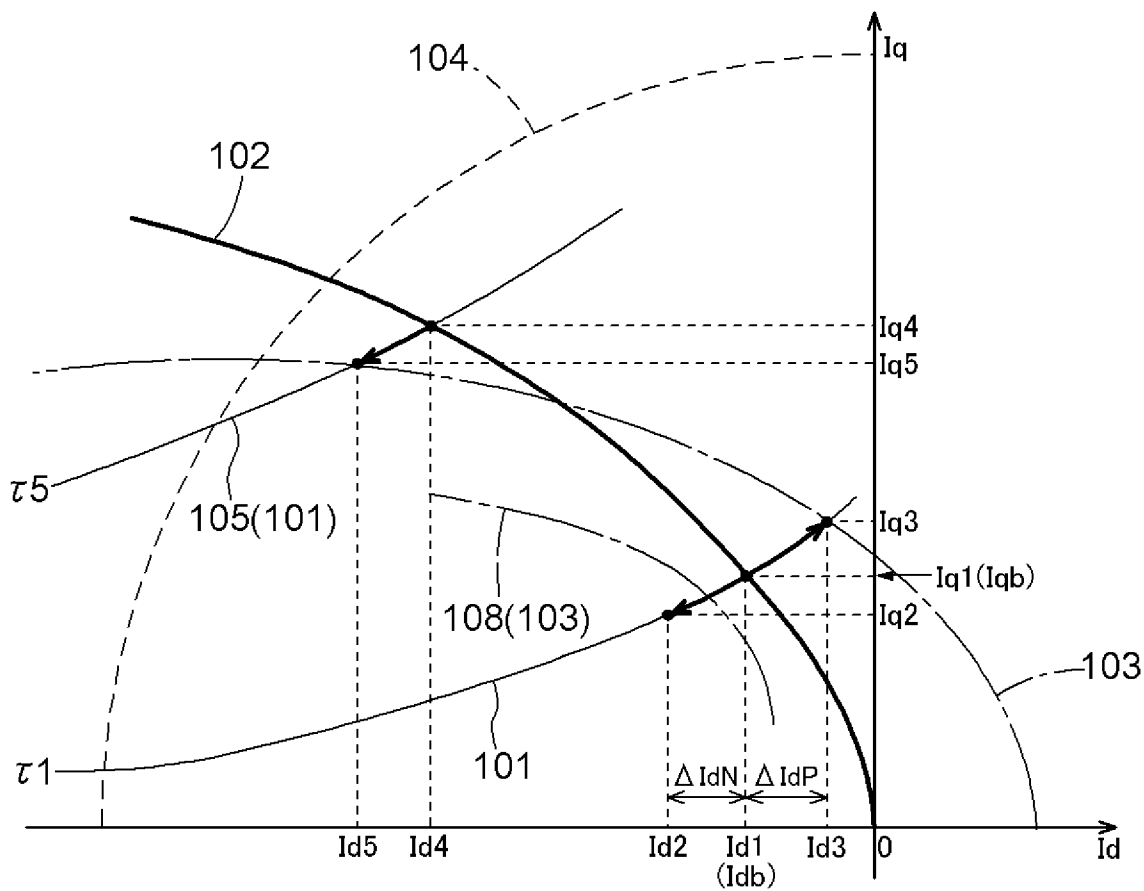
【図1】



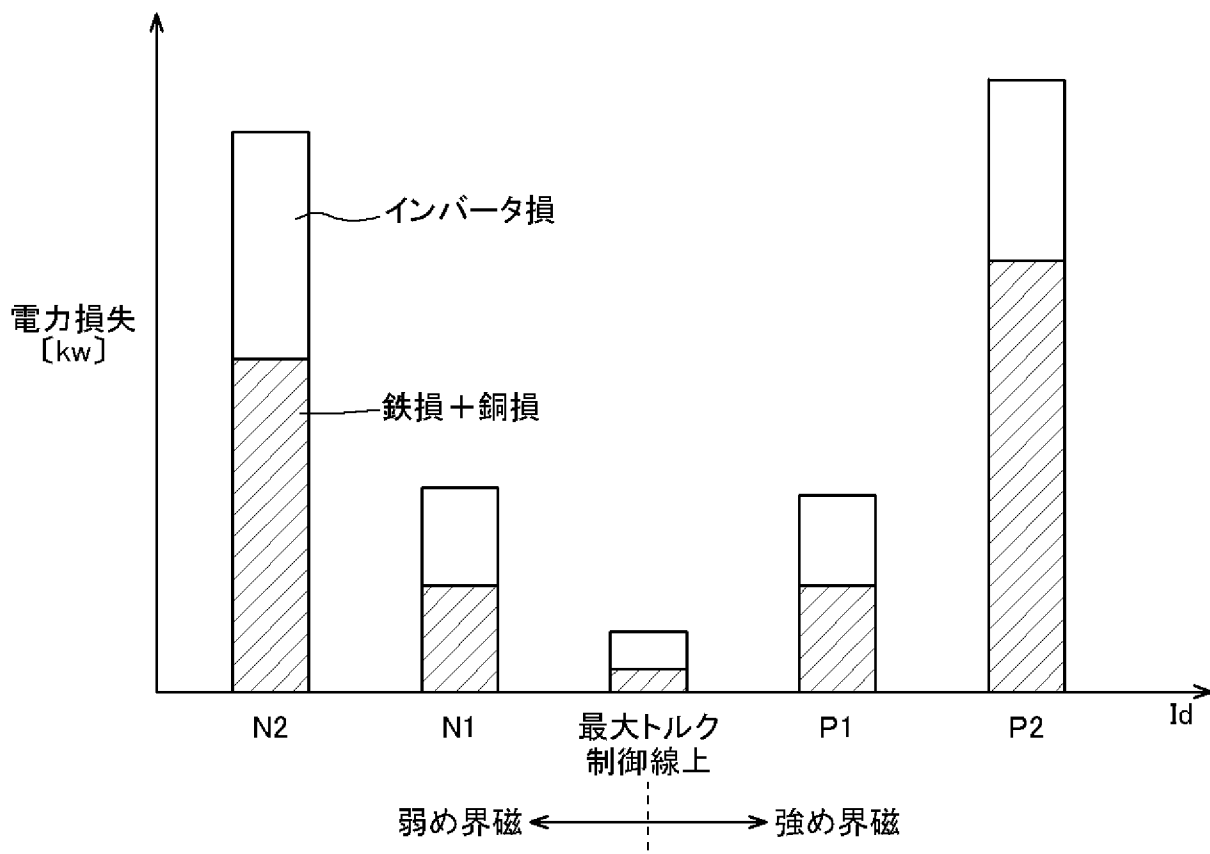
[図2]



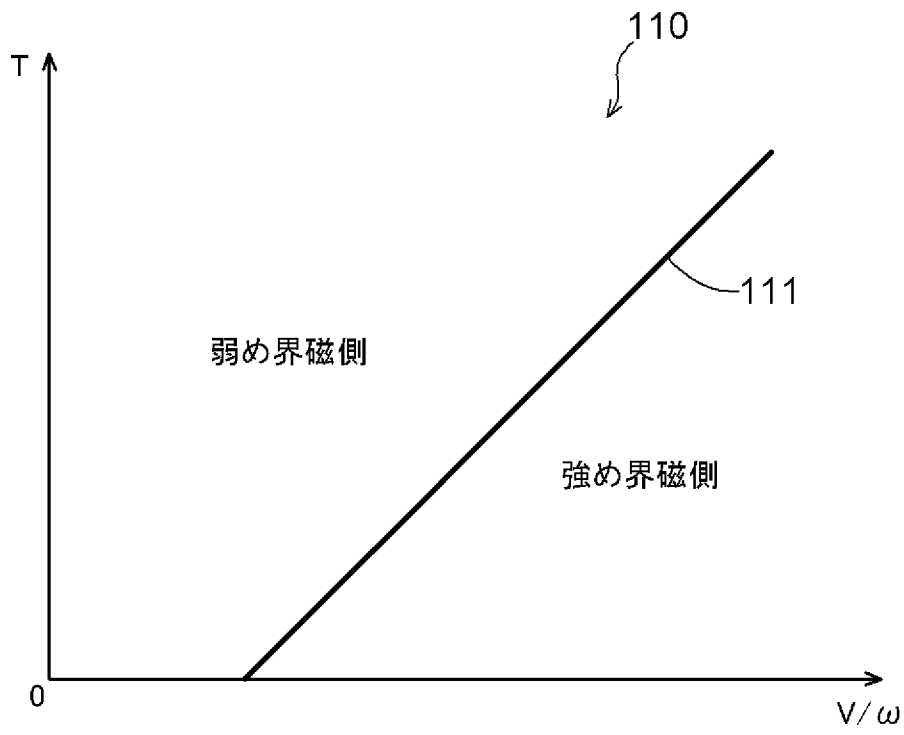
[図3]



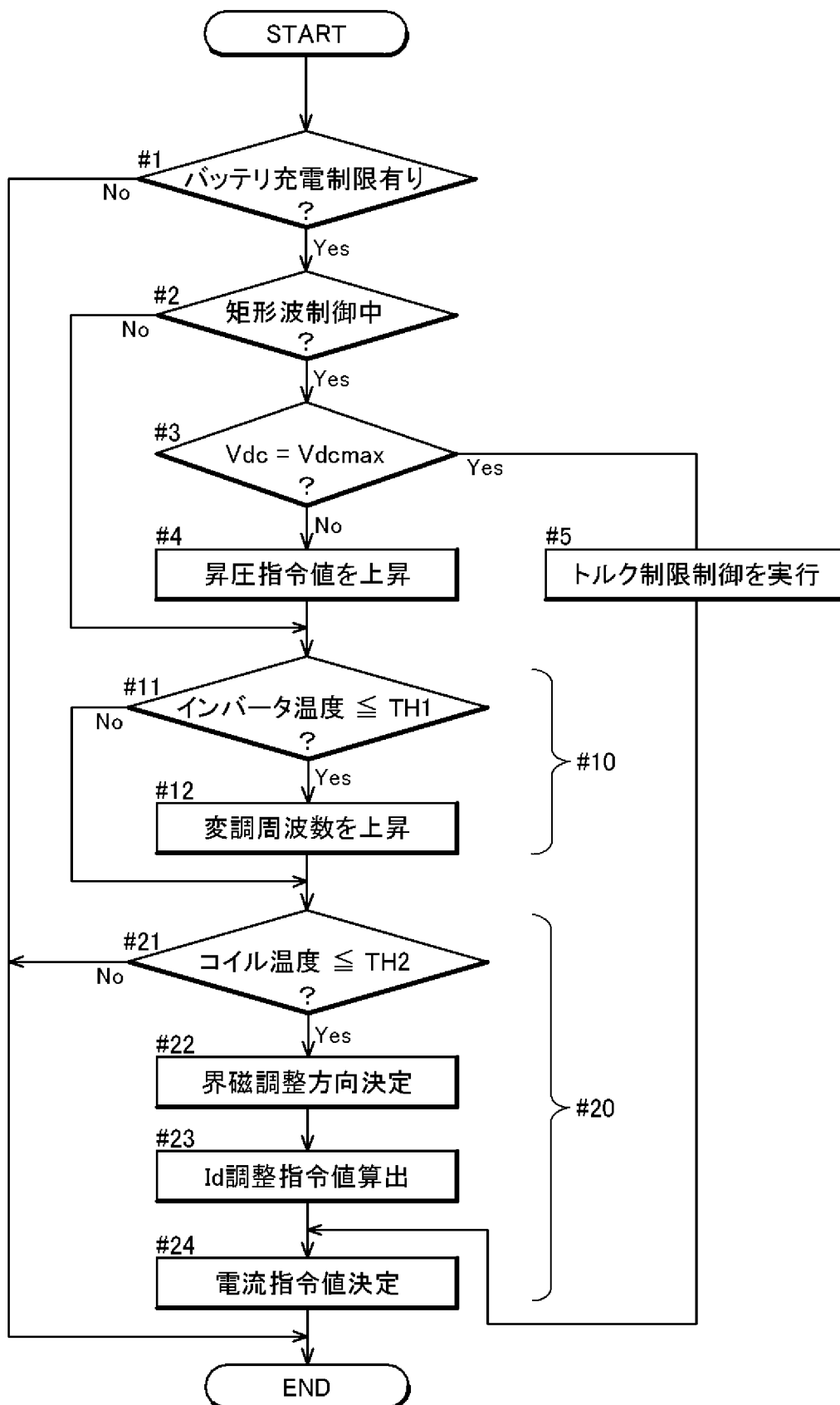
[図4]



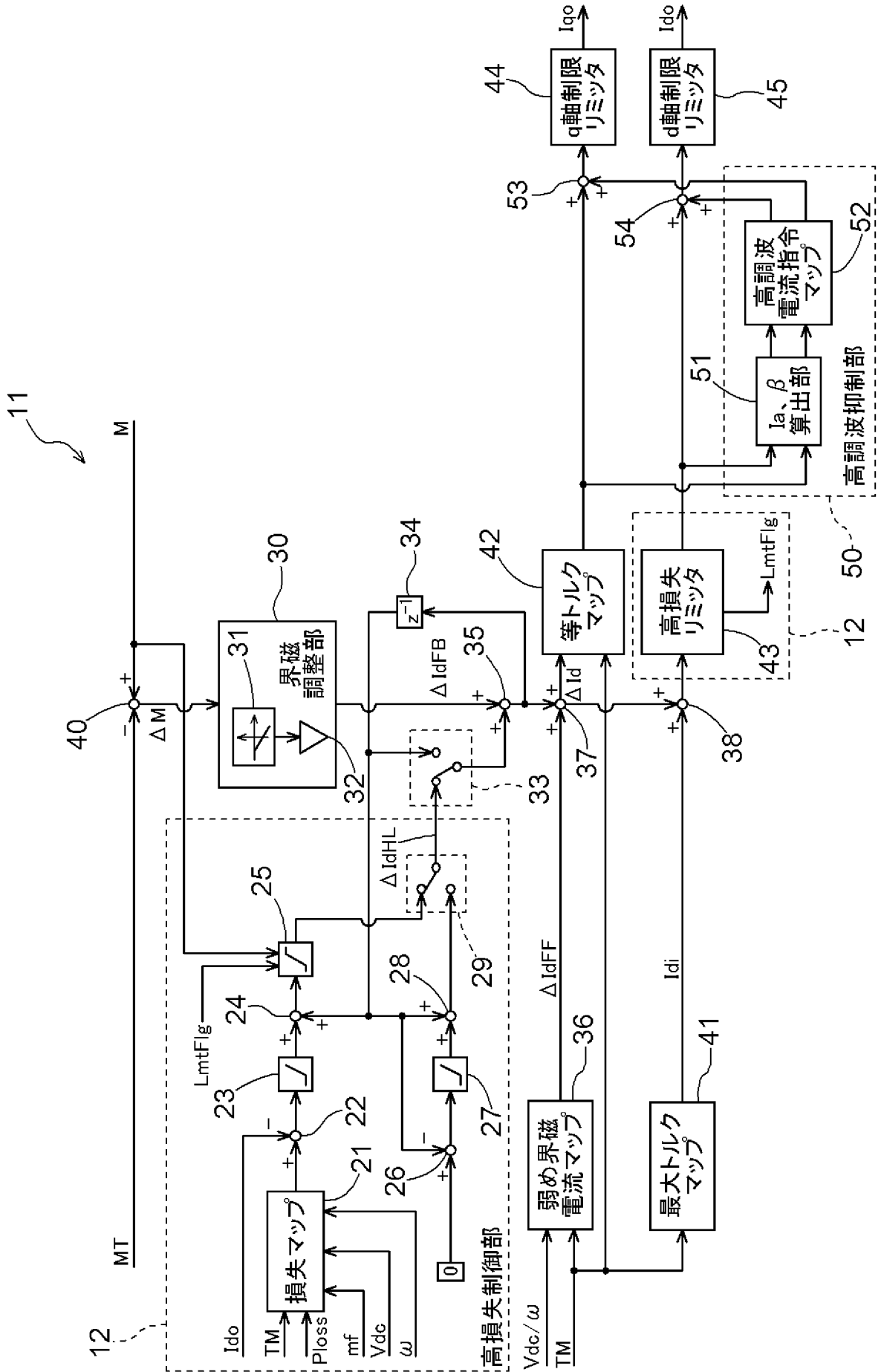
[図5]



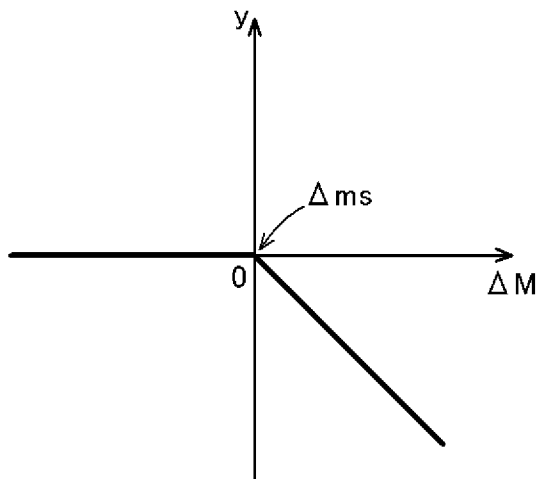
[図6]



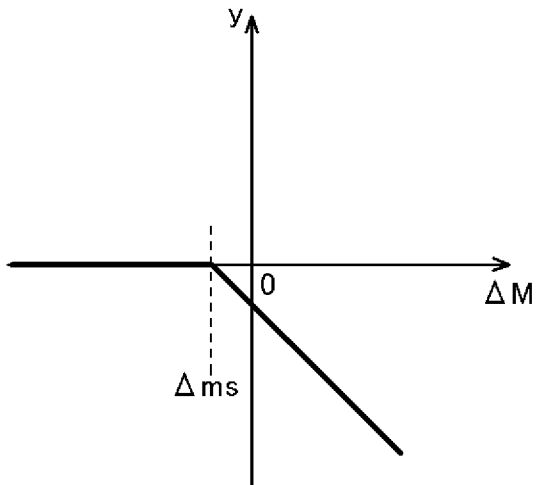
[図7]



[図8]



[図9]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/054781

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00(2006.01)i, B60L7/22(2006.01)i, B60L11/14(2006.01)i, B60L11/18(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P21/00, B60L7/22, B60L11/14, B60L11/18, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2003-134602 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 09 May 2003 (09.05.2003), paragraphs [0010] to [0020]; fig. 1 to 3 (Family: none)	1, 5 6 2-4
Y	JP 2005-80458 A (Toshiba Engineering Corp.), 24 March 2005 (24.03.2005), paragraphs [0004], [0015]; fig. 1 (Family: none)	6
Y	JP 2007-82325 A (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.), 29 March 2007 (29.03.2007), paragraphs [0016] to [0021]; fig. 1 (Family: none)	6

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
22 May, 2012 (22.05.12)

Date of mailing of the international search report  
29 May, 2012 (29.05.12)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2012/054781

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 10-150702 A (Toyota Motor Corp.), 02 June 1998 (02.06.1998), entire text; all drawings (Family: none)	1-6
A	JP 2011-36008 A (Hitachi Automotive Systems, Ltd.), 17 February 2011 (17.02.2011), entire text; all drawings & US 2011/0029179 A1 & EP 2281710 A2	1-6

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02P21/00(2006.01)i, B60L7/22(2006.01)i, B60L11/14(2006.01)i, B60L11/18(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02P21/00, B60L7/22, B60L11/14, B60L11/18, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2012年
日本国実用新案登録公報	1996-2012年
日本国登録実用新案公報	1994-2012年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
X Y A Y	JP 2003-134602 A (日産自動車株式会社) 2003.05.09, 段落【0010】-【0020】、【図1】-【図3】 (ファミリーなし)	1, 5 6 2-4
Y	JP 2005-80458 A (東芝エンジニアリング株式会社) 2005.03.24, 段落【0004】、【0015】、【図1】 (ファミリーなし)	6
Y	JP 2007-82325 A (三菱重工業株式会社) 2007.03.29, 段落【0016】-【0021】、【図1】 (ファミリーなし)	6

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献  
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

22.05.2012

国際調査報告の発送日

29.05.2012

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)  
 郵便番号100-8915  
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

櫻田 正紀

3V

4757

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 10-150702 A (トヨタ自動車株式会社) 1998.06.02, 全文、全図 (ファミリーなし)	1 - 6
A	JP 2011-36008 A (日立オートモティブシステムズ株式会社) 2011.02.17, 全文、全図 & US 2011/0029179 A1 & EP 2281710 A2	1 - 6