

(43) 国際公開日
2007年5月3日 (03.05.2007)

PCT

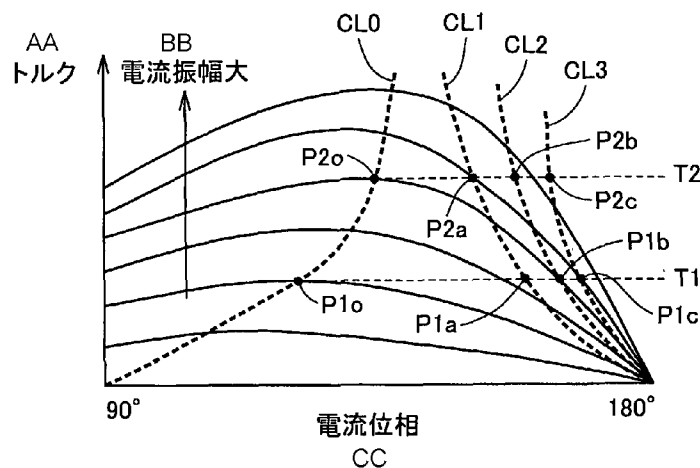
(10) 国際公開番号
WO 2007/049810 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 3/18 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)
H02P 21/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/321936
- (22) 国際出願日: 2006年10月26日 (26.10.2006)
- (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 2005-312663 2005年10月27日 (27.10.2005) JP
特願 2005-343991 2005年11月29日 (29.11.2005) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): トヨタ自動車株式会社 (TOYOTA JIDOSHA KABUSHIKI)
- (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 洲濱 将圭 (SUHAMA, Masayoshi) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 Aichi (JP). 岡村 賢樹 (OKAMURA, Masaki) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP). 佐藤 栄次 (SATO, Eiji) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 深見 久郎, 外 (FUKAMI, Hisao et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島二丁目2番7号 中之島セントラルタワー 2 2 階 深見特許事務所 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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR DRIVE SYSTEM

(54) 発明の名称: モータ駆動システム



AA TORQUE
BB CURRENT AMPLITUDE INCREASE
CC CURRENT PHASE

(57) Abstract: In a system for driving an AC motor in which motor current is feedback-controlled, normally, a motor current instruction is generated according to a torque instruction value on the optimal efficiency characteristic line (CL0) so as to select an optimal current phase to obtain a maximum output torque against the same motor current amplitude. On the other hand, when an excessive generation power exceeding the regenerative power from the AC motor is generated on the AC motor, consumption operation is performed to intentionally increasing the torque power loss in the AC motor. During the consumption operation, a motor current instruction is generated in accordance with the torque loss instruction value on the loss increase characteristic line (CL1 to CL3) so as to change the current phase from the optimal value. Thus, it is possible to consume surplus power by increasing the power loss in the AC motor without causing instability of the motor control.

[続葉有]

WO 2007/049810 A1



BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, 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, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(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, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約: モータ電流がフィードバック制御される交流モータの駆動システムにおいて、通常時には、同一のモータ電流振幅に対して出力トルクが最大となる最適な電流位相を選択するように、最適効率特性線 (C L 0) 上にてトルク指令値に応じてモータ電流指令が生成される。これに対して、交流モータからの回生可能な電力量を超えて、過剰な発電電力が交流モータに発生した場合には、交流モータでの電力損失を意図的に増大させるための消費動作が行なわれる。消費動作時には、電流位相を上記最適値から変化させるように、損失増加特性線 (C L 1 ~ C L 3) 上にてトルク指令値に応じてモータ電流指令が生成される。これにより、モータ制御の不安定化を招くことなく、交流モータでの電力損失を増加させて余剰電力を消費することができる。

明細書

モータ駆動システム

5 技術分野

この発明は、モータ駆動システムに関し、より特定的には、モータ電流のフィードバック制御により交流モータを駆動制御するモータ駆動システムに関する。

背景技術

- 10 代表的なモータ駆動システムとして、充電可能な直流電源、インバータおよび交流モータとを含む構成が知られている。このようなモータ駆動システムでは、直流電源～インバータ～交流モータ間で双方向の電力授受が可能となるように、交流モータの力行動作時は直流電源からの供給電力によって交流モータを駆動制御する一方で、交流モータの回生動作時には、交流モータからの回生電力をイン
15 バータで直流電圧に変換して直流電源の充電に用いることが可能なように構成される。

このようなモータ駆動システムでは、入力側（直流電源側）で受入れ可能な電力を超えて交流モータが発電することにより余剰電力が発生する場合に、過大な回生電力によりモータ駆動システム内部に過電圧が発生してしまう可能性がある。
20 したがって、必要に応じて交流モータでの電力消費を増大させて、入力側への回生電力を抑制する制御構成が求められる。

- この点につき、特開 2005-102385 号公報（以下、特許文献 1）には、回生電力の低減を図るために、 dq 軸電流指令値に高周波成分を重畳させることによって、交流モータを流れるモータ電流の高周波成分を増加させる制御構成が
25 開示される。これにより、交流モータの鉄損を増加させて運転効率を低下することによって、交流モータからの回生電力が抑制される。この結果、交流モータの回生動作時において、インバータの入力側における直流電圧（DC リンク電圧）の上昇を抑制することが可能である。

しかしながら、特許文献 1 には、上記のような回生電力消費制御中にトルク指

令値が変化した場合において、トルク指令値に対して出力トルクを追従させるための制御構成については開示されていない。

さらに、特許文献1に開示される制御構成では、モータ電流に高周波成分を付加するため、消費電力量が微少時間単位では変動し続けることになり、制御系全
5 体の動作が不安定となる可能性がある。このため、重畳可能な高周波電流量、すなわちモータでの電力損失量の増大には、交流モータ制御安定化の観点より一定の限界がある。したがって、交流モータにおいてトルク制御性を維持した上で消費可能な余剰電力を大きく確保することが困難である。

10 発明の開示

この発明は、上記の問題点を解決するためになされたものであって、モータ制御の不安定化を招くことなく、トルク追従制御を行ないつつ余剰電力を消費することが可能な制御構成を備えたモータ駆動システムを提供することである。

この発明によるモータ駆動システムは、交流モータを駆動するモータ駆動シ
15 ステムであって、モータ駆動回路と、モータ駆動回路の動作を制御するモータ制御手段とを備える。モータ駆動回路は、交流モータとの間で双方向に電力授受可能に構成されて、交流モータに駆動電力を供給する。モータ制御手段は、モータ駆動システムの状態に応じて決定される余剰電力を交流モータで消費させる消費動作を行なうとともに、消費動作の間に交流モータに対するトルク指令値が変化し
20 た場合には、消費動作を維持しつつトルク指令値の変化に対する出力トルクの追従制御を行なう。

上記モータ駆動システムによれば、消費動作によって交流モータで余剰電力を消費可能であるとともに、消費動作の間に交流モータに対するトルク指令値が変
25 化した場合にも、消費動作を維持しつつトルク指令値の変化に追従した出力トルク制御を行なうことができる。したがって、交流モータへの要求トルクが変化した場合にも出力トルクをトルク指令値に追従させるとともに、必要に応じて（たとえば、瞬間的に多量の発電が交流モータで行なわれた場合に）余剰電力を消費することができる。この結果、交流モータのトルク制御性を維持した上で、交流モータからの過剰な回生電力の供給によってモータ駆動システム内に過電圧が発

生することを防止できる。また、交流モータの運転状態によらず、回生・力行動作のいずれにおいても、余剰電力の消費が可能となる。

好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、モータ制御手段は、消費動作時には、決定された余剰電力の増加に従って、交流モータの駆動効率が相対的に低下する電流位相で交流モータを駆動する。

上記モータ駆動システムによれば、モータ電流の電流位相変化によって交流モータで余剰電力を消費するので、モータ電流に高周波成分を重畳することによって余剰電力を消費する制御構成と比較して、モータ制御性の不安定化を招く可能性が低い。このため、コンデンサなどに必要とされるマージンが低減できるので製造コストを削減できるとともに、交流モータで消費可能な余剰電力をより多く確保できる。

また好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、モータ制御手段は、交流モータの回転角速度およびトルク指令値に基づいて交流モータでの発生電力を推定する電力推定手段を有するとともに、電力推定手段によって推定された発生電力に応じて、消費動作によって消費する余剰電力を決定する。

上記モータ駆動システムによれば、交流モータの回転角速度およびトルク指令値に基づいて発生電力を推定することによって、簡単かつ確実に交流モータでの余剰電力を把握できる。したがって、交流モータでの余剰電力消費により回生電力を抑制することが必要な状態を簡易に検知することができる。

あるいは好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、モータ駆動回路は、充電可能な直流電源との間で双方向の電力授受可能に構成される。モータ駆動システムは、モータ駆動回路と直流電源との間を電氣的に接続する配線の電圧を検出する電圧検出器をさらに備える。モータ制御手段は、電圧検出器での検出電圧に応じて、消費動作によって消費する余剰電力を決定する。

上記モータ駆動システムによれば、モータ駆動回路と直流電圧との間の配線の電圧（DCリンク電圧）が交流モータからの余剰な回生電力によって上昇した場合に、交流モータでの余剰電力消費を増加させて交流モータからの回生電力を抑制できる。したがって、確実にモータ駆動システム内での過電圧発生を防止できる。

また好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、交流モータは車両に搭載されて、交流モータの出力軸は、車両の車輪との間でトルクを伝達可能に接続される。さらに、モータ制御手段は、車両に要求される制動力に応じて、消費動作によって消費する余剰電力を決定する。

- 5 上記モータ駆動システムによれば、交流モータを車両駆動用電動機として用いる場合に、車両への要求制動力に応じて交流モータでの余剰電力消費により、その慣性モーメントを増大させることができる。これにより、慣性モーメントの増大に応じて交流モータの回転速度が低下する効果によって、より確かな車両の減速感を運転者に与えることができる。また、入力側の充電制限等による交流モータでの回生ブレーキ使用不能時にも車両制動力を発揮することができる。この結果、モータ駆動システムが搭載される車両の運転快適性あるいは制動能力を向上することができる。

- 15 好ましくは、この発明によるモータ駆動システムでは、モータ制御手段は、特性記憶手段を有するとともに、特性記憶手段に記憶された対応関係に基づきトルク指令値および決定された余剰電力に従って電流指令を生成する。特性記憶手段は、交流モータにおける、同一量の余剰電力消費に対応するトルク指令値および電流指令の対応関係を予め記憶する。

- 20 上記モータ駆動システムによれば、予め記憶された対応関係に基づき、交流モータがトルク指令値に従ったトルクを出力するとともに決定された余剰電力を消費させることが可能な電流指令を、トルク指令値および／または消費する余剰電力の変化時にも連続的に変化させることができる。したがって、余剰電力の消費動作時にトルク指令値が変化しても、交流モータの出力トルクを追従制御できる。

- 25 また好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、モータ制御手段は、損失増加設定手段と、電流指令生成手段と、電流制御手段とを含む。損失増加設定手段は、決定された余剰電力に対応して、交流モータで増加させるべき電力損失を示すモータ損失指令を設定する。電流指令生成手段は、交流モータのトルク指令値および損失増加設定手段に基づき決定されたモータ損失指令に応じて、交流モータに流されるモータ電流の電流指令を生成する。電流制御手段は、電流指令生成手段による電流指令に従ったモータ電流が発生されるように、モータ駆動回

路の動作を制御する。さらに、電流指令生成手段は、交流モータの出力トルクがトルク指令値に合致し、かつ、モータ損失指令による電力損失の増加に従って交流モータの駆動効率が相対的に低下するように電流指令を生成する。

5 上記モータ駆動システムによれば、電流制御手段によるモータ電流のフィードバック制御によって交流モータを駆動するモータ駆動システムにおいて、交流モータがトルク指令値に従ったトルクを出力し、かつ、モータ損失指令に従った電力損失が交流モータで発生するように、モータ電流制御の指令値（電流指令値）を設定することにより、任意の余剰電力を消費する上記消費動作が可能となる。したがって、交流モータへの要求トルクが変化した場合にも出力トルクを指令値
10 に追従させるとともに、必要に応じて交流モータでの電力損失を増大させて余剰電力を消費することが可能となる。この結果、交流モータのトルク制御性を維持した上で、交流モータからの過剰な回生電力の供給によってモータ駆動システム内に過電圧が発生することを防止できる。

さらに好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、モータ制御手段は、
15 矩形波電圧制御手段と、制御モード選択手段と、制御モード修正手段とをさらに含む。矩形波電圧制御手段は、トルク指令値に応じた位相の矩形波電圧が交流モータへ印加されるようにモータ駆動回路の動作を制御する。制御モード選択手段は、交流モータの運転状態に応じて、電流制御手段および矩形波電圧制御手段のいずれか一方を選択する。制御モード修正手段は、制御モード選択手段によって
20 矩形波電圧制御手段が選択された際に、損失増加設定手段により決定されたモータ損失指令に応じて制御モード選択手段による選択を取り消して電流制御手段を選択する。特に、電流指令生成手段は、制御モード修正手段によって電流制御手段が選択された場合には、矩形波電圧制御手段を用いたモータ駆動時よりも交流モータの駆動効率が低い領域で電流指令を生成する。

25 上記モータ駆動システムによれば、一般的なモータ電流制御と、高速域でのモータ出力を確保するための矩形波電圧制御とを選択的に適用可能として交流モータの運転可能領域を拡大できる。さらに、矩形波電圧制御の適用時に交流モータに余剰電力が発生した場合には、矩形波電圧制御時よりも駆動効率が低い領域で電流指令を生成したモータ電流制御を矩形波電圧制御に代えて選択可能とするこ

とにより、拡大された運転可能領域のいずれにおいても、交流モータにて余剰電力を消費できる。したがって、矩形波電圧制御の適用による高速域での出力確保と、交流モータからの回生電力が過大となることによるモータ駆動システム内の過電圧発生の防止とを両立することができる。

- 5 好ましくは、この発明のモータ駆動システムは、複数個の交流モータを駆動し、モータ駆動回路およびモータ制御手段は、各交流モータに対応して設けられ、かつ、各モータ駆動回路は、充電可能な共通の直流電源との間で双方向の電力授受可能に構成される。さらに、モータ駆動システムは、余剰電力が複数の交流モータ全体で消費されるように、それぞれの交流モータでの消費余剰電力を設定する
- 10 分配手段をさらに備える。そして、各モータ制御手段は、分配手段により決定された消費余剰電力を消費させる消費動作を行なうように対応の交流モータを制御する。

- 上記モータ駆動システムによれば、複数の交流モータを駆動するモータ駆動システムにおいて、システム全体での電力収支を考慮して決定された余剰電力が複数の交流モータ全体によって消費されるように、各交流モータでの消費動作を実行できる。したがって、交流モータ単機当たりで消費する余剰電力を抑制してその負担を軽減して、全体での余剰電力を消費することが可能となる。これにより、複数の交流モータの運転状態を総合的に考慮して、モータ駆動システム内に過電圧が発生するのを防止できる。特に、一部のモータが回生（発電）動作を実行し、
- 15 他のモータが力行動作を行なっているような場合にも、複数個の交流モータ全体での余剰電力の発生を防止して、モータ駆動システム内部での過電圧発生を防止することができる。また、一部の交流モータで集中的に余剰電力を消費する場合と比較して消費可能な余剰電力をより多く確保できる。
- 20 また、さらに好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、分配手段は、

- 25 複数個の交流モータのそれぞれについて、現在の運転状態に基づいて消費可能な余剰電力を算出する上限設定手段と、上限設定手段によって算出された消費可能な余剰電力の範囲内で、それぞれの複数個の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段とを含む。

 上記モータ駆動システムによれば、各交流モータに対して現在の運転状態にお

いて消費可能な範囲内で消費余剰電力を分配できる。したがって、各交流モータの運転状態（回生・力行動作時ともに）に応じて、複数の交流モータ間でバランス良く余剰電力を消費できる。

あるいは、さらに好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、分配手段は、複数の交流モータの温度を考慮して、それぞれの複数の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段を含む。

上記モータ駆動システムによれば、余剰電力消費に伴うモータジェネレータの温度上昇を監視することにより、モータ特性に変化をきたすような高温域までモータ温度が上昇するような余剰電力消費動作の実行を回避することができる。

また、さらに好ましくは、この発明のモータ駆動システムでは、分配手段は、複数の交流モータのそれぞれについて、現在の運転状態に基づいて所定時間内に消費可能な余剰電力を算出する上限設定手段と、上限設定手段によって算出された所定時間内に消費可能な余剰電力の範囲内で、それぞれの複数の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段とを含む。

上記モータ駆動システムによれば、各交流モータに対して現在の運転状態において所定時間内で増加可能な範囲内で余剰電力を分配できる。したがって、各交流モータの運転状態（回生・力行動作時ともに）に応じて、短時間でシステム全体での余剰電力を消費できる。

特にこのような構成では、複数の交流モータは、車両の車輪駆動力を発生する駆動用モータと、車輪駆動力を直接的には発生しない非駆動用モータとを備える。分配手段は、非駆動モータで優先的に余剰電力を消費するように、それぞれの交流モータでの消費余剰電力を設定する。

上記モータ駆動システムによれば、車輪駆動力を直接的には発生しない非駆動用モータを優先的に用いて余剰電力の消費動作を行なうため、交流モータによる余剰電力消費動作が車両走行性に影響を与える可能性を抑制することができる。

したがって、この発明のモータ駆動システムによれば、モータ制御の不安定化を招くことなく、トルク追従制御を行ないつつ余剰電力を消費することが可能である。この結果、交流モータからの過剰な回生電力の供給によって、モータ駆動システム内に過電圧が発生することを防止できる。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの全体構成図である。

図 2 は、図 1 に示した交流モータのモータ電流制御を説明するブロック図である。
5

図 3 は、図 1 に示した交流モータ MG でのモータ電流位相および出力トルクの関係を示す概念図である。

図 4 は、トルク指令値およびモータ損失増加設定値に応じてモータ電流指令値を設定するテーブルの構成例を示す図である。

図 5 は、図 3 に示した電流位相－出力トルク特性図と対応した電流動作点の設定を説明する図である。
10

図 6 は、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムにおける電流制御指令値の決定ルーチンを説明するフローチャートである。

図 7 は、実施の形態 2 に従うモータ損失増加設定部への入力情報を説明する図である。
15

図 8 は、実施の形態 2 の第 1 の例に従うモータ損失増加設定部の動作を説明するフローチャートである。

図 9 は、実施の形態 2 の第 2 の例に従うモータ損失増加設定部の動作を説明するフローチャートである。

図 10 は、実施の形態 2 の第 3 の例に従うモータ損失増加設定部の動作を説明するフローチャートである。
20

図 11 は、実施の形態 2 の変形例に従うモータ損失増加設定部への入力情報を説明する図である。

図 12 は、実施の形態 2 の変形例に従うモータ損失増加設定部の動作を説明するフローチャートである。
25

図 13 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムで用いられる制御方式を説明する図である。

図 14 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムにおける制御方式の選択手法を説明するフローチャートである。

図 1 5 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムにおけるモータ条件に対応した制御方式の切換えを説明する図である。

図 1 6 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムで用いられる矩形波電圧制御方式を説明するブロック図である。

5 図 1 7 は、矩形波電圧制御方式における出力トルク制御を説明する図である。

図 1 8 は、矩形波電圧制御方式時における電流動作点を説明する概念図である。

図 1 9 は、本来、矩形波電圧制御方式が適用されるべき運転領域におけるモータ電流制御の適用手法を説明する概念図である。

10 図 2 0 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動制御システムにおけるモータ制御方式を説明するフローチャートである。

図 2 1 は、本発明の実施の形態 4 に従うモータ駆動システムの全体構成図である。

図 2 2 は、実施の形態 4 に従うモータ駆動システムにおける、各モータジェネレータでのモータ損失増加設定値の決定手法を説明するフローチャートである。

15 図 2 3 は、実施の形態 5 に従う各モータジェネレータ間での消費余剰電力分配の第 1 の例を説明するフローチャートである。

図 2 4 は、各モータジェネレータでの消費可能余剰電力の算出手法を説明する概念図である。

20 図 2 5 は、図 2 3 に示した消費余剰電力分配のさらに好ましい制御構造を説明するフローチャートである。

図 2 6 は、実施の形態 5 に従う各モータジェネレータ間での消費余剰電力分配の第 2 の例を説明するフローチャートである。

図 2 7 は、図 2 1 の構成に加えて温度センサがさらに配置されたモータ駆動システムの全体構成図である。

25 図 2 8 は、実施の形態 5 に従う各モータジェネレータ間での消費余剰電力分配の第 3 の例を説明するフローチャートである。

図 2 9 は、余剰電力消費動作に伴う電流指令値変更の所要時間を説明する概念図である。

図 3 0 は、各モータジェネレータでの所定時間内で増加可能な消費余剰電力を

求めるテーブルの構成例を説明する図である。

図 3 1 は、図 2 8 に示した消費余剰電力分配のさらに好ましい制御構造を説明するフローチャートである。

5 発明を実施するための最良の形態

以下に、本発明の実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。なお、図中における同一または相当部分は同一符号を付してその説明は原則的に繰返さない。

[実施の形態 1]

10 図 1 は、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの全体構成図である。

図 1 を参照して、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システム 1 0 0 は、直流電圧発生部 1 0 井と、平滑コンデンサ C 0 と、インバータ 2 0 と、制御装置 5 0 と、交流モータ MG とを備える。

15 負荷 6 0 は、交流モータ MG の出力トルクによって回転駆動される。たとえば、負荷 6 0 は、交流モータ MG の出力トルクを伝達可能に連結された駆動軸 6 2 と、駆動軸 6 2 の回転に伴って回転駆動される駆動輪 6 5 とを含む。

このように、交流モータ MG は、代表的にはハイブリッド自動車または電気自動車用の駆動輪を駆動するためのトルクを発生する駆動用電動機として用いられる。あるいは、交流モータ MG は、エンジンにて駆動される発電機の機能を持つように構成されてもよく、駆動輪 6 5 の回転方向と反対方向の出力トルクを発生することにより回生発電を行なうように電動機および発電機への機能を併せ持つように構成されてもよい。さらに、交流モータ MG は、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組込まれるようにしてもよい。

25 直流電圧発生部 1 0 井は、直流電源 B と、システムリレー S R 1, S R 2 と、平滑コンデンサ C 1 と、昇降圧コンバータ 1 2 とを含む。

直流電源 B としては、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池、あるいは、電気二重層キャパシタ等の蓄電装置を適用可能である。直流電源 B が出力する直流電圧 V b は、電圧センサ 1 0 によって検知される。電圧センサ 1 0 は、

検出した直流電圧 V_b を制御装置 50 へ出力する。

システムリレー SR_1 は、直流電源 B の正極端子および電源ライン 6 の間に接続され、システムリレー SR_2 は、直流電源 B の負極端子および接地ライン 5 の間に接続される。システムリレー SR_1 、 SR_2 は、制御装置 50 からの信号 S
5 E によりオン／オフされる。より具体的には、システムリレー SR_1 、 SR_2 は、制御装置 50 からの H（論理ハイ）レベルの信号 S E によりオンされ、制御装置 50 からの L（論理ロー）レベルの信号 S E によりオフされる。平滑コンデンサ C 1 は、電源ライン 6 および接地ライン 5 の間に接続される。

昇降圧コンバータ 12 は、リアクトル L 1 と、電力用半導体スイッチング素子
10 Q 1、Q 2 とを含む。

電力用スイッチング素子 Q 1 および Q 2 は、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に直列に接続される。電力用スイッチング素子 Q 1 および Q 2 のオン・オフは、制御装置 50 からのスイッチング制御信号 S 1 および S 2 によって制御される。

この発明の実施の形態において、電力用半導体スイッチング素子（以下、単に「スイッチング素子」と称する）としては、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）、電力用 MOS（Metal Oxide Semiconductor）トランジスタあるいは、電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子 Q 1、Q 2 に対しては、逆並列ダイオード D 1、D 2 が配置されている。

リアクトル L 1 は、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 の接続ノードと電源ライン 6 の間に接続される。また、平滑コンデンサ C 0 は、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に接続される。

インバータ 20 は、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に並列に設けられる、U 相アーム 22 と、V 相アーム 24 と、W 相アーム 26 とから成る。各相アーム
25 は、電源ライン 7 および接地ライン 5 の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U 相アーム 22 は、スイッチング素子 Q 11、Q 12 から成り、V 相アーム 24 は、スイッチング素子 Q 13、Q 14 から成り、W 相アーム 26 は、スイッチング素子 Q 15、Q 16 から成る。また、スイッチング素子 Q 11～Q 16 に対して、逆並列ダイオード D 11～D 16 がそれぞれ接続

されている。スイッチング素子 $Q_{11} \sim Q_{16}$ のオン・オフは、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ によって制御される。

各相アームの中間点は、交流モータMGの各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータMGは、3相の永久磁石モータであり、U、V、W相の3コイルの一端が中性点Nに共通接続されて構成される。さらに、各相コイルの他端は、各相アーム22、24、26のスイッチング素子の中間点と接続されている。

昇降圧コンバータ12は、昇圧動作時には、直流電源Bから供給された直流電圧 V_b を昇圧した直流電圧 V_H （インバータ20への入力電圧に相当するこの直流電圧を、以下「システム電圧 V_H 」とも称する）をインバータ20へ供給する。このシステム電圧は、特許文献1で言及された、インバータのDCリンク電圧に相当する。

より具体的には、制御装置50からのスイッチング制御信号 S_1 、 S_2 にตอบสนองして、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 のデューティ比（オン期間比率）が設定され、昇圧比は、デューティ比に応じたものとなる。

また、昇降圧コンバータ12は、降圧動作時には、平滑コンデンサ C_0 を介してインバータ20から供給された直流電圧（システム電圧）を降圧して直流電源Bを充電する。より具体的には、制御装置50からのスイッチング制御信号 S_1 、 S_2 にตอบสนองして、スイッチング素子 Q_1 のみがオンする期間と、スイッチング素子 Q_1 、 Q_2 の両方がオフする期間とが交互に設けられ、降圧比は上記オン期間のデューティ比に応じたものとなる。

平滑コンデンサ C_0 は、昇降圧コンバータ12からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ20へ供給する。電圧センサ13は、平滑コンデンサ C_0 の両端の電圧、すなわち、システム電圧を検出し、その検出値 V_H を制御装置50へ出力する。

インバータ20は、交流モータMGのトルク指令値が正（ $T_{qcom} > 0$ ）の場合には、制御装置50からのスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ にตอบสนองしたスイッチング素子 $Q_{11} \sim Q_{16}$ のスイッチング動作により、平滑コンデンサ C_0 から供給される直流電圧を交流電圧に変換して正のトルクを出力するように交

流モータMGを駆動する。また、インバータ20は、交流モータMGのトルク指令値が零の場合 ($T_{qcom}=0$) には、スイッチング制御信号S11～S16に
5 応答したスイッチング動作により、直流電圧を交流電圧に変換してトルクが零になるように交流モータMGを駆動する。これにより、交流モータMGは、トルク指令値 T_{qcom} によって指定された零または正のトルクを発生するように駆動される。

さらに、モータ駆動システム100が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時には、交流モータMGのトルク指令値 T_{qcom} は負に設定される ($T_{qcom}<0$)。この場合には、インバータ20は、スイッチング
10 制御信号S11～S16に応答したスイッチング動作により、交流モータMGが発電した交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧 (システム電圧) を平滑コンデンサC0を介して昇降圧コンバータ12へ供給する。なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または電気自動車を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレー
15 キを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車両を減速 (または加速の中止) させることを含む。

電流センサ27は、交流モータMGに流れるモータ電流 $MCR T$ を検出し、その検出したモータ電流を制御装置50へ出力する。なお、三相電流 i_u , i_v , i_w の瞬時値の和は零であるので、図1に示すように電流センサ27は2相分の
20 モータ電流 (たとえば、V相電流 i_v およびW相電流 i_w) を検出するように配置すれば足りる。

回転角センサ (レゾルバ) 28は、交流モータMGの図示しない回転子の回転角 θ を検出し、その検出した回転角 θ を制御装置50へ送出する。制御装置50では、回転角 θ に基づき交流モータMGの回転数 Nmt (回転角速度 ω) を算出
25 することができる。

制御装置50は、外部に設けられた電子制御ユニット (ECU) から入力されたトルク指令値 T_{qcom} 、電圧センサ10によって検出されたバッテリー電圧 V_b 、電圧センサ13によって検出されたシステム電圧 V_H および電流センサ27からのモータ電流 $MCR T$ 、回転角センサ28からの回転角 θ に基づいて、交流

モータMGがトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ に従ったトルクを出力するように、インバータ20の動作を制御する。すなわち、制御装置50は、インバータ20を上記のように制御するためのスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ を生成して、インバータ20へ出力する。

- 5 昇降圧コンバータ12の昇圧動作時には、制御装置50は、交流モータMGの運転状態に応じてシステム電圧 V_H の指令値を算出し、この指令値および電圧センサ13によるシステム電圧 V_H の検出値に基づいて、出力電圧 V_H が電圧指令値となるようにスイッチング制御信号 S_1 , S_2 を生成する。

- 10 また、制御装置50は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す制御信号 RGE を外部ECUから受けると、交流モータMGで発電された交流電圧を直流電圧に変換するようにスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ を生成してインバータ20へ出力する。これにより、インバータ20は、交流モータMGからの回生電力を直流電圧に変換して昇降圧コンバータ12へ供給する。

- 15 さらに、制御装置50は、制御信号 RGE に応答して、インバータ20から供給された直流電圧を降圧するようにスイッチング制御信号 S_1 , S_2 を生成し、昇降圧コンバータ12へ出力する。このようにして、交流モータMGからの回生電力は、直流電源Bの充電に用いられる。

- 20 さらに、制御装置50は、モータ駆動システム100の起動/停止時に、システムリレー SR_1 , SR_2 をオン/オフするための信号 SE を生成してシステムリレー SR_1 , SR_2 へ出力する。

- 25 制御装置50には、さらに、直流電源Bに関する、充電率(SOC : State of Charge)や充電制限を示す入力可能電力量 W_{in} 等の情報が入力される。これにより、制御装置50は、直流電源Bの過充電あるいは過放電が発生しないように、モータ駆動システム100での消費電力および発電電力(回生電力)を制御する。

モータ駆動システム100における交流モータMGの駆動制御は、基本的には以下に説明するような、モータ電流 $MCRT$ のフィードバック制御によって行なわれる。

図2は、制御装置50によって実行される、パルス幅変調(PWM)制御方式

に従うモータ電流制御の制御ブロック図である。

図2を参照して、電流制御ブロック200は、座標変換部220、250と、
回転数演算部230と、PI演算部240と、PWM信号生成部260とを含む。
さらに、電流制御ブロック200に対して電流指令を与える電流指令生成部210
5 0、および電流指令生成部210に対して交流モータMGで増加させるべき電力
損失を与えるモータ損失増加設定部300が設けられる。

モータ損失増加設定部300は、直流電源Bの充電率SOCおよび入力可能電
力量Win、制御信号RGE、ならびに交流モータMGの運転条件としてのトル
ク指令値Tqcomおよびモータ回転数Nmt（回転角速度 ω ）を受けて、モー
10 タ損失増加設定値Mlcomを発生する。

電流指令生成部210は、予め作成されたテーブル等に従って、交流モータM
Gのトルク指令値Tqcomおよびモータ損失増加設定値Mlcomに応じて、
電流指令値IdcomおよびIqcomを生成する。

座標変換部220は、回転角センサ28によって検出される交流モータMGの
15 回転角 θ を用いた座標変換（3相→2相）により、電流センサ27によって検出
されたモータ電流MCRT（iv, iw, $iu = -(iv + iw)$ ）を基に、d
軸電流idおよびq軸電流iqを算出する。回転数演算部230は、回転角セン
サ28からの出力に基づいて、交流モータMGの回転数Nmtを演算する。

PI演算部240には、d軸電流の指令値に対する偏差 ΔId （ $\Delta Id = Idcom - id$ ）およびq軸電流の指令値に対する偏差 ΔIq （ $\Delta Iq = Iqcom - iq$ ）が入力される。PI演算部240は、d軸電流偏差 ΔId およびq軸
20 電流偏差 ΔIq のそれぞれについて、所定ゲインによるPI演算を行なって制御
偏差を求め、この制御偏差に応じたd軸電圧指令値Vd#およびq軸電圧指令値
Vq#を生成する。

座標変換部250は、交流モータMGの回転角 θ を用いた座標変換（2相→3
25 相）によって、d軸電圧指令値Vd#およびq軸電圧指令値Vq#をU相、V相、
W相の各相電圧指令値Vu, Vv, Vwに変換する。なお、d軸、q軸電圧指令
値Vd#, Vq#から各相電圧指令値Vu, Vv, Vwへの変換には、システム
電圧VHも反映される。

PWM信号生成部260は、各相における電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w と所定の搬送波との比較に基づいて、図1に示したスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ を生成する。インバータ20が、電流制御ブロック200によって生成されたスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ に従ってスイッチング制御されることにより、交流モータMGに対してトルク指令値 $T_{q\,com}$ に従ったトルクを出力するための交流電圧が印加される。

VH指令値生成部310は、交流モータMGのトルク指令値 $T_{q\,com}$ および回転数 N_{mt} に応じて、システム電圧VHの制御指令値 $VH\#$ （以下、電圧指令値 $VH\#$ とも称する）を生成する。

10 PWM信号生成部350は、電圧センサ10によって検出されたバッテリー電圧 V_b 、現在のシステム電圧VHに基づき、コンバータ12の出力電圧が電圧指令値 $VH\#$ となるように、所定のPWM制御方式に従って、スイッチング制御信号 S_1 、 S_2 を生成する。

以下に詳細に説明するように、本実施の形態に従うモータ駆動システムにおいては、電流指令生成部210は、交流モータMGがトルク指令値 $T_{q\,com}$ に従ったトルクを出力するための電流指令値 $I_{d\,com}$ 、 $I_{q\,com}$ の生成に、モータ損失増加設定値 $M_{l\,com}$ を反映する。

図3は、交流モータMGにおけるモータ電流の電流位相および出力トルクの関係を説明する概念図である。

20 図3には、同一のモータ電流振幅の下で電流位相を変化させた場合における出力トルクの変化を示す特性線が実線で示されている。これらの特性線から理解されるように、それぞれのモータ電流振幅において、出力トルクが最大となる、すなわちモータ効率が最大となる電流位相が存在する。各電流振幅における最高効率動作点を結ぶことによって、最適効率特性線 CL_0 が得られる。

25 図2に示した電流指令生成部210は、基本的には、出力トルクの指令値であるトルク指令値 $T_{q\,com}$ に対して最適効率特性線 CL_0 上に電流動作点を設定するように、モータ電流の振幅および位相を決定し、これらの電流振幅および電流位相が実現されるように、d軸およびq軸の電流指令値 $I_{d\,com}$ 、 $I_{q\,com}$ を生成する。

これに対して、各電流振幅において、交流モータMGで一定量の電力損失を発生させるために電流位相を最適点かざらした電流動作点の集合として、損失増加特性線CL1～CL3を得ることができる。すなわち、損失増加特性線の各々は、各電流振幅において同量のモータ損失を発生させる電流動作点の集合として定義
5 される。

この結果、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に応じて、図3に示した電流位相－出力トルク特性から、1つの電流動作点を選択することが可能である。

たとえば、図3に示されるように、トルク指令値 $T_{q\ com}=T_1$ に対して、
10 モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}=0$ 、 L_1 、 L_2 、 L_3 とするための、電流動作点 P_{1o} 、 P_{1a} 、 P_{1b} 、 P_{1c} が得られる。同様に、トルク指令値 $T_{q\ com}=T_2$ に対しては、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}=0$ 、 L_1 、 L_2 、 L_3 とするための、電流動作点 P_{2o} 、 P_{2a} 、 P_{2b} 、 P_{2c} を設定することができる。

図4に示されるように、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値
15 $M_{l\ com}$ に応じて、各電流動作点に対応するd軸およびq軸電流指令値の組($I_{d\ com}$ 、 $I_{q\ com}$)をテーブル値とする参照用テーブルTBLが予め作成される。電流指令生成部210は、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に応じてテーブルTBLを参照することにより、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に従い電力損失を増加させた上で、トルク指令値 $T_{q\ com}$
20 $T_{q\ com}$ に従ったトルクを出力するための電流指令値 $I_{d\ com}$ 、 $I_{q\ com}$ を生成することができる。

このようにして、同一のトルク指令値 $T_{q\ com}$ に対して、交流モータMGを最適効率で動作させる動作($M_{l\ com}=0$)および、交流モータMGでの電力
25 損失を設定値に応じて増加させることにより任意の余剰電力を消費させる消費動作($M_{l\ com}>0$)を任意に設定することが可能となる。

あるいは、図5に示すように、電流位相－出力トルク特性の二次元平面上の各点について、電流動作点の候補として対応する電流指令値($I_{d\ com}$ 、 $I_{q\ com}$)の組をテーブル値とする参照用テーブルを予め作成しておくことも可能で

ある。この場合には、電流指令生成部 210 は、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に応じて、図 5 上の候補点のいずれを電流動作点として選択するかを決定する。このような方式によっても、図 4 で説明したのと同様に電流指令値を生成することができる。

- 5 図 6 は、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムにおける電流制御指令値の決定ルーチンを説明するフローチャートである。

10 図 6 を参照して、制御装置 50 は、ステップ S100 では、交流モータ MG の運転状態に応じて、交流モータ MG で消費すべき余剰電力、すなわち増加させるべき電力損失を決定する。具体的には、モータ駆動効率を低下させることによって、交流モータ MG での余剰電力に対応して余分に消費すべき電力損失量に見合ったモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ を決定する。ステップ S100 での処理は、図 2 に示したモータ損失増加設定部 300 の動作に対応する。

15 たとえば、ステップ S100 では、制御信号 RGE によって交流モータ MG が回生動作を実行する場合に、充電率 SOC や入力可能電力量 W_{in} に基づき、直流電源 B（二次電池への充電が制限されているときに、 $M_{l\ com} > 0$ に設定される。すなわち、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ は、交流モータ MG の運転状態（たとえば回生動作であるか否か、または車輪のグリップ・スリップ等をも反映した交流モータ MG での予測発電量）と、交流モータ MG からの回生電力の供給先の状態とを考慮して定められる。

20 制御装置 50 は、ステップ S110 では、ステップ S100 で決定されたモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ について $M_{l\ com} > 0$ であるかどうかを判定する。 $M_{l\ com} = 0$ の場合（ステップ S110 における NO 判定）には、交流モータ MG での電力損失を意図的に増加させる必要がないため、モータ駆動効率が最大となるようにモータ制御が行われる。すなわち、制御装置 50 は、ステップ S120 により、図 3 に示した最適効率特性線 $CL0$ 上に電流動作点が決定されるように、トルク指令値 $T_{q\ com}$ に応じて電流指令値 $I_{d\ com}$ 、 $I_{q\ com}$ を決定する。たとえば、テーブル TBL（図 4）を参照することによって、d 軸、q 軸電流指令値 $I_{d\ com}$ 、 $I_{q\ com}$ が決定される。

一方、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com} > 0$ の場合（ステップ S110 の YE

S判定時)には、制御装置50は、ステップS130により、出力トルクが移行中であるか、すなわちトルク指令値 $T_{q\ com}$ が図6のサブルーチンの前回実行時から変化しているかどうかを判定される。

トルク指令値 $T_{q\ com}$ が前回と変化していない場合(ステップS130のN
5 O判定時)には、ステップS140により、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に対応する損失増加特性線(たとえば図3における $CL1 \sim CL3$)上に電流動作点を選ばれるように、トルク指令値 $T_{q\ com}$ に応じて電流指令値が決定される。すなわち、図4に示したテーブル TBL において、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ の交点に従ってd軸、q軸電流指令値 $I_{d\ com}$
10 $I_{q\ com}$ が決定される。

これに対して、出力トルクの移行中、すなわち前回からトルク指令値 $T_{q\ com}$ が変化している場合(ステップS130のYES判定時)には、図5上に示される電流位相-出力トルク平面上での電流動作点の遷移に従って電流指令値が決定される。

たとえば、図5に示したように、前回の動作点 $P1o$ ($T_{q\ com}=T1$, $M_{l\ com}=0$)から、動作点 $P2a$ ($T_{q\ com}=T2$, $M_{l\ com}=L1$)へ移行する場合には、図5に示した電流位相-出力トルク平面上での電流動作点の変化に対応させて、図4に示したテーブル TBL に従って、電流指令値が決定される。すなわち、電流動作点 $P2a$ に対応するd軸、q軸電流指令値 $I_{d\ com}$,
20 $I_{q\ com}$ が設定される。

以上のように、本発明の実施の形態1に従うモータ駆動システムによれば、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ を反映した上で、トルク指令値 $T_{q\ com}$ に従ったトルクを出力するための電流指令値 $I_{d\ com}$, $I_{q\ com}$ を生成することができる。したがって、出力トルクの制御性を確保した上で、モータ損失増加設定
25 値 $M_{l\ com}$ に応じて交流モータMGでの電力損失を増加させることにより、必要に応じて(たとえば、車輪のスリップ・グリップ等により瞬間的に多量の発電が交流モータで行なわれた場合)、交流モータの余剰電力を消費できる。これにより回生される電力を抑制することができるため、交流モータからの過剰な回生電力によってモータ駆動システム内(特に、システム電圧)に過電圧が発生する

ことを防止できる。

この際に、上記特許文献1のように、モータ電流に高周波成分が重畳されることがないので、モータ制御系の動作の不安定化を招く可能性が低くなる。このため、コンデンサなどの部品に必要とされるマージンを削減できるので、製造コストを削減できる。また、モータ電流に高周波成分が重畳される制御構成と比較して、交流モータMGで意図的に消費可能な余剰電力量、すなわち、回生電力の抑制量をより多く確保できる。

さらに、図3～図5に説明したような、連続性を持った電流動作点の決定に基づいて電流指令値を生成することにより、交流モータMGの運転状況の変化（代表的には、出力トルク指令の変化）に伴って、電流指令値を適切に変化させる。したがって、上記のような余剰電力消費のための消費動作中にトルク指令値が変化した場合にも、この消費動作を継続的に実行しつつ、交流モータMGの出力トルク追従制御を行なうので、トルク変動の発生を防止できる。

また、上述したような交流モータMGでの消費動作によれば、モータの運転状態にかかわらず、交流モータの回生動作時のみならず力行動作時にも、余剰電力の消費が可能となるので、モータ駆動システム内での過電圧発生を防止する効果が高い。

なお、実施の形態1に例示した構成と本発明との対応関係を説明すると、図1のインバータ20および制御装置50は、本発明での「モータ駆動回路」および「モータ制御手段」にそれぞれ対応する。さらに、図2において、電流指令生成部210は、本発明の「電流指令生成手段」に対応し、図2の電流制御ブロック200は、本発明の「電流制御手段」に対応し、モータ損失増加設定部300は、本発明の「損失増加設定手段」に対応する。また、図4に示したテーブルTBLは本発明の「特性記憶手段」に対応する。

25 [実施の形態2]

実施の形態2では、実施の形態1で説明した交流モータMGでの消費されるべき余剰電力の設定、すなわち、交流モータMGでの電力損失増加量を示すモータ損失増加設定値M1comの設定について詳細に説明する。なお、以下に説明する実施の形態2およびその変形例に従うモータ損失増加設定部300は、図2中

のモータ損失増加設定部 300 として用いることができる。すなわち、モータ損失増加設定値 M_{lcom} の設定以降でのモータ制御については、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムと同様に行なわれるので、詳細な説明は繰り返さない。

(第 1 の設定例)

- 5 図 7 を参照して、モータ損失増加設定部 300 は、交流モータ MG での意図的な電力損失量を決定するための情報として、交流モータ MG の運転状態を示す、制御信号 RGE 、トルク指令値 T_{qcom} およびモータ回転数 N_{mt} (回転角速度 ω) を受ける。

- 10 モータ損失増加設定部 300 は、たとえば図 8 に示すフローチャートに従い、交流モータ MG での発電電力推定に基づいてモータ損失増加設定値 M_{lcom} を設定する。

- 図 8 を参照して、モータ損失増加設定部 300 は、ステップ S200 により、交流モータ MG が回生動作時には、トルク指令値 T_{qcom} および回転角速度 ω より交流モータ MG での発電電力 P_{gn} を推定する。たとえば、発電電力 P_{gn} は下記式 (1) に従って推定することができる。

$$P_{gn} = T_{qcom} \cdot \omega \cdots (1)$$

- さらに、モータ損失増加設定部 300 は、ステップ S210 により、交流モータ MG での発電電力 P_{gn} と回生可能電力 P_{in} とを比較する。回生可能電力 P_{in} は、たとえば車輪のスリップ・グリップ時における発電量に相当する一定の固定値としてもよいが、直流電源 B の入力可能電力量 W_{in} に基づいて決定することが好ましい。

- 25 回生動作による交流モータ MG での発電電力 P_{gn} が、モータ駆動システム 100 の入力側で受入れ可能な回生電力である回生可能電力 P_{in} を上回っている場合、すなわち $P_{gn} > P_{in}$ の場合 (ステップ S210 における YES 判定時) には、モータ損失増加設定部 300 は、ステップ S230 により、モータ損失増加設定値 $M_{lcom} > 0$ に設定する。この際に、モータ損失増加設定値 M_{lcom} は、交流モータでの発電電力 P_{gn} に応じて、より好ましくは回生電力の受入れ可能量に対する余剰量 ($P_{gn} - P_{in}$) に応じて設定される。

一方、交流モータ MG での発電電力 $P_{gn} \leq P_{in}$ の場合、すなわち交流モータ

タMGでの発電電力を回生電力として受入れ可能な場合（ステップS 2 1 0におけるNO判定）には、モータ損失増加設定部3 0 0は、ステップS 2 2 0により、モータ損失増加設定値M l c o m = 0に設定する。

5 このように、図8に示すフローチャートに従えば、モータのトルク指令値T q c o mおよび回転角速度 ω による交流モータMGでの発電電力推定に基づき、簡単かつ確実に交流モータMGによる過剰な回生電力の発生を把握することが可能となる。すなわち、交流モータMGでの電力損失を増大させて余剰電力を消費することが必要な状態を、簡易に検知することができる。これにより、モータ損失増加設定値M l c o mを適切に設定して、交流モータMGからの過剰な回生電力
10 によるモータ駆動システム内部での過電圧発生を防止できる。

（第2の設定例）

再び図7を参照して、モータ損失増加設定部3 0 0には、さらに、電圧センサ1 3によって検出されたシステム電圧V Hの検出値が入力される。

モータ損失増加設定部3 0 0は、図9に示すフローチャートに従って、システム電圧V Hの監視に基づいてモータ損失増加設定値M l c o mを設定してもよい。
15

図9を参照して、モータ損失増加設定部3 0 0は、ステップS 2 5 0により、電圧センサ1 3からシステム電圧V H（インバータのDCリンク電圧）の検出値を取得し、さらに、ステップS 2 6 0により、システム電圧V Hを判定電圧V j dと比較して、システム内部の電圧が上昇しているかどうかを判定する。判定電
20 圧V j dは、モータ駆動システム内の機器損傷に至るような過電圧よりも低く、かつ、システム電圧V Hの指令値よりも高い値に設定される。

モータ損失増加設定部3 0 0は、システム電圧の上昇時（ステップS 2 6 0のYES判定時）には、ステップS 2 7 0により、交流モータMGでの電力消費を増加させて回生電力を抑制するように、好ましくは交流モータMGから電力が回
25 生されないように、モータ損失増加設定値M l c o m > 0に設定する。この際に、モータ損失増加設定値M l c o mは、システム電圧V Hの超過分に応じて決定されることが好ましい。

一方、過電圧が発生していない場合（ステップS 2 6 0におけるNO判定時）には、モータ損失増加設定部3 0 0は、ステップS 2 8 0により、交流モータM

Gでの電力損失を増加させる必要がないので、交流モータMGを最高効率点で動作させるようにモータ損失増加設定値M1com=0に設定する。

5 このように、図9に示すフローチャートに従えば、回生動作時におけるモータ駆動システム内部（代表的には、インバータのDCリンク電圧）での電圧上昇に基づき、交流モータMGでの余剰電力の発生をより確実に把握することが可能となる。これにより、モータ損失増加設定値M1comを適切に設定して、交流モータMGからの過剰な回生電力によるモータ駆動システム内部での過電圧発生を防止できる。

10 なお、図9のフローチャートにおいて、過電圧発生が懸念される、モータ駆動システム内の他の部位の検出電圧に基づいて、モータ損失増加設定値M1com>0に設定することも可能である。

（第3の設定例）

あるいは、図10に示すように、図8および図9によるモータ損失増加設定値の設定手法を組合せることも可能である。

15 図10を参照して、モータ損失増加設定部300は、ステップS300により、図8に示したステップS200～S230での処理に従って、交流モータMGでの発電電力推定に基づいて、交流モータMGによる過剰な回生電力を消費するためのモータ損失増加設定値M1com1を設定する。

20 さらに、モータ損失増加設定部300は、ステップS310により、図9のステップS50～S280での処理に従って、モータ駆動システム100の内部電圧（代表的には、システム電圧VH）の上昇に基づき、交流モータMGでの余剰電力を消費するためのモータ損失増加設定値M1com2を設定する。

25 そして、モータ損失増加設定部300は、ステップS320により、ステップS300で設定されたM1com1およびステップS310で設定されたM1com2のうちの最大値を、最終的なモータ損失増加設定値M1comとして決定する。

このように、図10に示すフローチャートに従えば、基本的には、交流モータMGでの発電電力推定に基づいて交流モータMGにおける電力損失増加の必要性を判断した上で、発電電力推定に異常が生じてモータ駆動システムの内部電圧が

上昇した場合にも、モータ損失増加設定値 M_{lcom} を適切に設定して交流モータMGからの回生電力を低減することができる。これにより、交流モータMGからの過剰な回生電力によるモータ駆動システム内部での過電圧発生をより確実に防止できる。

5 [実施の形態2の変形例]

交流モータMGでの電力損失増加については、これまで説明した交流モータMGの電力収支のみならず、モータ駆動システムが搭載された車両での制動力要求に応じて決定してもよい。

10 図11を参照して、実施の形態2の変形例では、モータ損失増加設定部300に対しては、図7に示した各種情報およびデータに加えて、運転者が車両制動力要求時に操作するブレーキペダル330の踏込み量を検知するペダル踏込み量センサ320より、ブレーキペダル踏込み量が入力される。

モータ損失増加設定部300は、図12に示すように、このブレーキペダル踏込み量を反映してモータ損失増加設定値 M_{lcom} を決定してもよい。

15 図12を参照して、実施の形態2の変形例では、モータ損失増加設定部300は、図10と同様のステップS300およびS310に加えて、ステップS315により、ブレーキ踏込み量に基づき、モータ損失増加設定値 M_{lcom3} を設定する。

20 ステップS315において、 M_{lcom3} は、運転者からの要求制動力の増加に応じて、すなわちブレーキ踏込み量の増加に応じて増大するように設定される。特に、直流電源Bが過充電状態であり、交流モータMGでの発電 ($T_{qcom} < 0$ の設定) が禁止されている場合に、 M_{lcom3} は大きく設定される。

25 このように、モータ損失増加設定値 M_{lcom3} を増加させることにより、交流モータMGでの駆動効率が低下して電力損失が増大すると、等価的に交流モータMGの回転角速度 ω に対する慣性モーメントが増大する。この慣性モーメントの増大によって回転角速度 ω が低下する効果により、より強い車両の減速感を運転者に与えることができる。

モータ損失増加設定部300は、ステップS330により、ステップS300で求められた交流モータでの発生電力推定に基づくモータ損失増加設定値 M_{lcom}

om 1、ステップ S 3 1 0 で設定されたシステム内部電圧（システム電圧 V_H）の監視に基づくモータ損失増加設定値 M 1 c o m 2、およびブレーキ踏み量に基づくモータ損失増加設定値 M 1 c o m 3 のうちの最大値を最終的なモータ損失増加設定値 M 1 c o m に設定する。

- 5 これにより、交流モータ MG の余剰電力により回生電力が過剰となってモータ駆動システム内で過電圧が発生することを防止するのに加えて、運転者からの車両制動力要求時により大きな車両減速感が得られるように、交流モータ MG での余剰電力消費（損失増加）を設定できる。これにより、モータ駆動システムが搭載される車両の制動能力あるいは運転快適性を向上することができる。

- 10 なお、実施の形態 2 およびその変形例に示した構成と本発明との対応関係を説明すると、図 7 の電圧センサ 1 3 は本発明の「電圧検出器」に対応し、図 8 のフローチャート中のステップ S 2 0 0 は本発明の「電力推定手段」に対応する。

〔実施の形態 3〕

- 15 実施の形態 1 および 2 で説明したパルス幅変調（PWM）に従ったモータ電流制御では、モータに印加される交流電圧の基本波成分振幅を、インバータ入力電圧（システム電圧 V_H）の 0. 6 1 倍までにしか高められないことが知られている。また、交流モータ MG を搭載したハイブリッド車両等においては、高速域で交流モータ MG に発生する誘起電圧が大きくなることから、高速域での出力を向上させるために、弱め界磁制御を行なうことが提案されている。

- 20 これらの観点から、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムにおいては、インバータにおける電力変換について、図 1 3 に示す 3 つの制御方式を切換えて使用する。

- 25 図 1 3 を参照して、正弦波 PWM 制御方式は、一般的な PWM 制御として用いられるものであり、図 2 に示した制御ブロック図に従うモータ電流フィードバック制御のために、各相アームにおけるスイッチング素子のオン・オフを、正弦波状の電圧指令値と搬送波（代表的には三角波）との電圧比較に従って制御する。

この結果、上アーム素子（Q 1 1, Q 1 3, Q 1 5）のオン期間に対応するハイレベル期間と、下アーム素子（Q 1 2, Q 1 4, Q 1 6）のオン期間に対応するローレベル期間との集合について、一定期間内でその基本波成分が正弦波とな

るようにデューティ比が制御される。周知のように、正弦波PWM制御方式では、この基本波成分振幅をインバータ入力電圧の0.61倍までしか高めることができない。

5 一方、矩形波電圧制御方式では、上記一定期間内で、ハイレベル期間およびローレベル期間の比が1:1の矩形波1パルス分を交流モータMGへ印加する。これにより、変調率は0.78まで高められる。

過変調PWM制御方式は、図2に示した制御ブロック図に従うモータ電流フィードバック制御において、搬送波の振幅を縮小するようにを歪ませた上で上記正弦波PWM制御方式と同様のPWM制御を行なうものである。この結果、基本波成分を歪ませることができ、変調率を0.61~0.78の範囲まで高めることができる。

交流モータMGでは、回転数や出力トルクが増加すると誘起電圧が高くなり、その必要電圧が高くなる。コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧 V_H は、このモータ必要電圧（誘起電圧）よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ12による昇圧電圧すなわち、システム電圧には限界値（ V_H 最大電圧）が存在する。

したがって、モータ必要電圧（誘起電圧）がシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）より低い領域では、基本的には、正弦波PWM制御方式または過変調PWM制御方式が適用されて、図2のブロック図に従ったモータ電流制御によって、出力トルクがトルク指令値 $T_{q\,com}$ に制御される。

この際に、基本的には、交流モータMGを最大効率で動作させる一方で、必要に応じてモータ損失増加設定値 $M_{l\,com} > 0$ に設定することにより、モータ電流位相を変化させて交流モータMGでの電力損失を増加させることによって、交流モータMGによる過剰な回生電力の発生を防止する点については、実施の形態1, 2およびその変形例で説明したとおりである。

その一方で、モータ必要電圧（誘起電圧）がシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）に達すると、システム電圧 V_H を維持した上で弱め界磁制御に従った矩形波電圧制御方式が適用される。矩形波電圧制御方式では、基本波成分の振幅が固定されるため、電力演算によって求められるトルク実績値とトルク指令値との偏

差に基づく、矩形波パルスの電圧位相制御によってトルク制御が実行される。

図 1 4 のフローチャートに示されるように、図示しない ECU によって、アクセル開度等に基づく車両要求出力より交流モータ MG のトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ が算出される（ステップ S 4 0 0）のを受けて、制御装置 5 0 は、ステップ S 4 1 0 により、予め設定されたテーブル等に基づいて、交流モータ MG のトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ および回転数 $N_{m\,t}$ からモータ必要電圧（誘起電圧）を算出する。

さらに、制御装置 5 0 は、モータ必要電圧とシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）との関係に従って、矩形波電圧制御方式（弱め界磁制御）およびモータ電流制御（正弦波 PWM 制御方式／過変調 PWM 制御方式）のいずれを適用してモータ制御を行なうかを決定する（ステップ S 4 2 0）。モータ電流制御適用時に、正弦波 PWM 制御方式および過変調 PWM 制御方式のいずれを用いるかについては、必要となる変調率範囲に応じて決定される。上記制御フローに従って、交流モータ MG の運転条件に従って、図 1 3 に示した複数の制御方式のうちから適正な制御方式が選択される。

この結果、図 1 5 に示されるように、交流モータ MG の運転領域（回転数／トルク）に応じて、適用される制御方式が決定されるようになる。低回転数域 A 1 ではトルク変動を小さくするために正弦波 PWM 制御方式が用いられ、中回転数域 A 2 では過変調 PWM 制御方式、高回転数域 A 3 では、矩形波電圧制御方式が適用される。特に、過変調 PWM 制御方式および矩形波電圧制御方式の適用により、交流モータ MG の出力向上が実現される。

上記のように、正弦波 PWM 制御方式および可変調 PWM 制御方式では、図 2 に示した制御ブロック図に従って、モータ電流のフィードバック制御が行なわれる。これに対して、矩形波電圧制御方式では、図 1 6 に示す制御ブロック図に従って、交流モータ MG が制御される。

図 1 6 を参照して、矩形波電圧制御ブロック 4 0 0 は、電力演算部 4 1 0 と、トルク演算部 4 2 0 と、PI 演算部 4 3 0 と、矩形波発生器 4 4 0 と、信号発生部 4 5 0 とを含む。

電力演算部 4 1 0 は、電流センサ 2 7 によって検出された各相のモータ電流 i_v , i_w , $i_u = -(i_v + i_w)$ と、各相電圧 V_u , V_v , V_w とにより、た

たとえば、下記（２）式に従ってモータ供給電力 P_{mt} を算出する。

$$P_{mt} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \cdots (2)$$

トルク演算部 420 は、電力演算部 410 によって求められたモータ供給電力 P_{mt} および回転角センサ 28 によって検出される交流モータ MG の回転角 θ から算出される角速度 ω を用いて、上記（３）式に従ってトルク推定値 T_{rq} を算出する。

$$T_{rq} = P_{mt} / \omega \quad \cdots (3)$$

PI 演算部 430 へは、トルク指令値 $T_{rq\,com}$ に対するトルク偏差 ΔT_{rq} ($\Delta T_{rq} = T_{rq\,com} - T_{rq}$) が入力される。PI 演算部 430 は、トルク偏差 ΔT_{rq} について所定ゲインによる PI 演算を行なって制御偏差を求め、求められた制御偏差に応じて矩形波電圧の位相 ϕ_v を設定する。

具体的には、図 17 に示される、電圧位相 ϕ_v - 出力トルクの変化特性に従って、トルク指令値 $T_{q\,com}$ に応じて電圧位相 ϕ_v が決定される。すなわち、正トルク発生 ($T_{q\,com} > 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を進める一方で、トルク過剰時には電圧位相を遅らせるとともに、負トルク発生 ($T_{q\,com} < 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を遅らせる一方で、トルク過剰時には電圧位相を進める。

矩形波発生器 440 は、PI 演算部 430 によって設定された電圧位相 ϕ_v に従って、各相電圧指令値（矩形波パルス） V_u , V_v , V_w を発生する。信号発生部 450 は、各相電圧指令値 V_u , V_v , V_w に従ってスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ を発生する。インバータ 20 がスイッチング制御信号 $S_{11} \sim S_{16}$ に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相 ϕ_v に従った矩形波パルスが、モータの各相電圧として印加される。

このように、矩形波電圧制御方式時には、トルク（電力）フィードバック制御により、交流モータ MG のトルク制御を行なうことができる。ただし、矩形波電圧制御方式ではモータ印加電圧の操作量が位相のみとなるので、モータ印加電圧の振幅および位相の両方を操作量とできる PWM 制御方式と比較して、その制御応答性は低下する。

図 18 は、図 3 と比較されるべき、矩形波電圧制御方式時における電流動作点

を説明する概念図である。

図 1 8 を参照して、矩形波電圧制御方式時には、電流位相は調整不能な固定値となり、電流動作点は領域 4 6 0 内に位置するようになる。すなわち、矩形波電圧制御方式時には、実施の形態 1 ～ 2 およびその変形例で示したような、交流モータ MG での電力損失を任意に変化させる電力損失制御を行なうことができない。

このため実施の形態 3 では、上記のようにモータ電流制御および矩形波電圧制御の運転領域に応じた切換を前提としたモータ制御において、本来、矩形波電圧制御方式領域に対応する運転領域における交流モータ MG での電力損失制御について説明する。

図 1 9 には、同一トルク出力時における、電流位相に対する交流モータ MG に発生するモータ線間電圧の変化特性を示す特性線 4 8 0 の集合が示される。図 1 9 から理解されるように、同一トルク発生時には、電流動作点を進角側に設定することによってモータ線間電圧を低下させることができる。特に、矩形波電圧制御方式時の電流動作点の存在領域 4 6 0 よりも電流位相が進む側（進角側）の領域 4 7 0 に電流動作点を設けることにより、モータ線間電圧を低下することができる。

たとえば、同一トルク発生時に、矩形波電圧制御方式（電流動作点 O P 1）から、電流位相を進めた電流動作点 O P 2 に移行することにより、モータ線間電圧を ΔV 低下させることができる。このことは、領域 4 7 0 に電流動作点が存在するように PWM 制御方式に従ったモータ電流制御（図 2）を行なえば、トルク制御性を確保した上で、モータ駆動効率をさらに低下させて、交流モータ MG での電力損失を増大して回生電力を抑制可能であることを示している。

図 2 0 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動制御システムにおけるモータ制御方式を説明するフローチャートである。

図 2 0 を参照して、制御装置 5 0 は、ステップ S 5 0 0 により、図 1 3 ～ 図 1 5 での説明に従って、モータ制御モードをモータ電流制御および矩形波電圧制御のいずれとするかを決定する。さらに、制御装置 5 0 は、ステップ S 5 1 0 により、実施の形態 1 ～ 2 およびその変形例に従って、モータ損失増加設定値 $M l c o m$ を決定する。

制御装置 50 は、ステップ S 5 2 0 では、ステップ S 5 0 0 により矩形波電圧制御方式が選択されているかどうかを判定し、矩形波電圧制御方式が選択されていない場合、すなわち、モータ電流制御の選択時（ステップ S 5 2 0 における NO 判定時）には、ステップ S 5 3 0 により、トルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に基づき、実施の形態 1 に従って電流指令値を決定する。さらに、制御装置 50 は、ステップ S 5 4 0 により、ステップ S 5 3 0 で決定された電流指令値（ $I_{d\ com}$, $I_{q\ com}$ ）に従って図 2 に示したモータ電流フィードバック制御を実行する。

一方、制御装置 50 は、矩形波電圧制御方式の選択時（ステップ S 5 2 0 における YES 判定時）には、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ が判定値 P_{th} を超えているかどうかを判定する（ステップ S 5 5 0）。たとえば、判定値 P_{th} は、矩形波電圧制御方式時の電力損失に対応させて設定される。

$M_{l\ com} \leq P_{th}$ の場合（ステップ S 5 5 0 の NO 判定時）には、交流モータ MG でのモータ電力損失を意図的に増加させる必要がないため、制御装置 50 は、ステップ S 5 7 0 により、図 1 5 に示した制御ブロック図に従う矩形波電圧制御によってトルク指令値 $T_{q\ com}$ に従った出力トルクが発生されるように交流モータ MG を制御する。

一方、 $M_{l\ com} > P_{th}$ の場合（ステップ S 5 5 0 の YES 判定時）、すなわちモータ駆動システム内の電力収支から見て交流モータ MG で発生させるべき電力損失が、矩形波電圧制御方式時の電力損失を超えている場合には、制御装置 50 は、矩形波電圧制御に代えてモータ電流フィードバック制御を適用するために、ステップ S 5 6 0 により電流指令値を決定する。

ステップ S 5 6 0 では、制御装置 50 は、図 1 9 に示した電流進角領域 4 7 0 において、モータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ に対応して電流指令値を決定する。たとえば、図 3 での $CL1 \sim CL3$ と同様の損失増加特性線上に電流動作点を設定する。この電流指令値についても、テーブル TBL（図 4）と同様のテーブルを作成しておくことにより、モータトルク指令値 $T_{q\ com}$ およびモータ損失増加設定値 $M_{l\ com}$ とに従って、d 軸、q 軸電流指令値 $I_{d\ com}$, $I_{q\ com}$ を決定することができる。

そして、制御装置 50 は、ステップ S 540 により、ステップ S 500 で選択された矩形波電圧制御に代えて、ステップ S 560 で決定された電流指令値 ($I_{dc\,om}$, $I_{q\,c\,om}$) に従って図 2 に示したモータ電流フィードバック制御を実行する。

- 5 このように、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムによれば、基本的には交流モータを最適効率で動作させるためのモータ電流制御、および高速域でのモータ出力を確保するための矩形波電圧制御との両方を選択的に適用可能として交流モータ MG の運転可能領域を拡大できる。さらに、矩形波電圧制御方式の適用時に電力損失を増大させる必要がある場合には、矩形波電圧制御方式時よりもさらに電流位相が進んだ領域でのモータ電流制御を矩形波電圧制御に代えて適用することが可能であるので、拡大された運転領域のいずれにおいても、実施の形態 1 ~ 2 およびその変形例で説明したような、交流モータ MG での電力損失を意図的に増大させることによる余剰電力の消費を行なうことができる。この結果、矩形波電圧制御方式の適用による高速域での出力確保と、交流モータ MG からの回生電力が過大となることによるモータ駆動システム内の過電圧発生の防止とを両立することができる。
- 10
15

- なお、実施の形態 3 に示した構成例と本発明との対応関係を説明すると、図 16 の矩形波電圧制御ブロック 400 は、本発明での「矩形波電圧制御手段」に対応する。さらに、図 20 のフローチャートにおいて、ステップ S 500 は本発明での「制御モード選択手段」に対応し、ステップ S 540 ~ S 560 は本発明での「制御モード修正手段」に対応する。
- 20

[実施の形態 4]

- 実施の形態 4 では、共通の電源に対して双方向の電力授受可能に接続された複数の交流モータを備えたモータ駆動システムにおける、交流モータからの過大な回生電力の発生による過電圧を防止するための制御構成について説明する。
- 25

 図 21 は、実施の形態 4 に従うモータ駆動システムが適用されるハイブリッド自動車 100 番の構成を説明するブロック図である。

 図 21 を参照して、実施の形態 4 に従うモータ駆動システムを備えたハイブリッド自動車 100 番は、動力分配機構 3 と、エンジン 4 と、モータジェネレータ

(交流モータ) MG 1, MG 2 と、駆動軸 6 2 および駆動輪 6 5 を備える。駆動軸 6 2 および駆動輪 6 5 は、モータ駆動システムの負荷 6 0 を構成する。

ハイブリッド自動車 1 0 0 は、さらに、直流電圧発生部 1 0 # と、平滑コンデンサ C 0 と、インバータ 2 0, 3 0 と、制御装置 5 0 # とを備える。

5 直流電圧発生部 1 0 # は、図 1 と同様に構成されて、接地ライン 5 および電源ライン 7 に接続される。

モータジェネレータ MG 1 は、図 1 の交流モータ MG と同様に構成されて、固定子に設けられた U 相コイル巻線 U 1、V 相コイル巻線 V 1 および W 相コイル巻線 W 1 と、図示しない回転子とを含む。U 相コイル巻線 U 1、V 相コイル巻線 V 1 および W 相コイル巻線 W 1 の一端は、中性点 N 1 で互いに接続され、その他端は、インバータ 2 0 の U 相アーム 2 2、V 相アーム 2 4 および W 相アーム 2 6 とそれぞれ接続される。インバータ 2 0 は、制御装置 5 0 # からのスイッチング制御信号 S 1 1 ~ S 1 6 に応答したスイッチング素子 Q 1 1 ~ Q 1 6 のスイッチング動作により、直流電圧発生部 1 0 # およびモータジェネレータ MG 1 の間での
10 双方向の電力変換を行なう。

インバータ 3 0 は、インバータ 2 0 と同様に構成されて、スイッチング制御信号 S 2 1 ~ S 2 6 によってオン・オフ制御されるスイッチング素子 Q 2 1 ~ Q 2 6 および、逆並列 D 2 1 ~ D 2 6 を含んで構成される。

モータジェネレータ MG 2 は、モータジェネレータ MG 1 と同様に構成されて、
20 固定子に設けられた U 相コイル巻線 U 2、V 相コイル巻線 V 2 および W 相コイル巻線 W 2 と、図示しない回転子とを含む。モータジェネレータ MG 1 と同様に、U 相コイル巻線 U 2、V 相コイル巻線 V 2 および W 相コイル巻線 W 2 の一端は、中性点 N 2 で互いに接続され、その他端は、インバータ 3 0 の U 相アーム 3 2、V 相アーム 3 4 および W 相アーム 3 6 とそれぞれ接続される。

25 インバータ 3 0 は、制御装置 5 0 # からのスイッチング制御信号 S 2 1 ~ S 2 6 に応答したスイッチング素子 Q 2 1 ~ Q 2 6 のスイッチング動作により、直流電圧発生部 1 0 # およびモータジェネレータ MG 2 の間での双方向の電力変換を行なう。

動力分配機構 3 は、エンジン 4 とモータジェネレータ MG 1, MG 2 とに結合

されてこれらの間で動力を分配する。たとえば、動力分配機構 3 としては、サンギヤ、プラネタリキャリヤおよびリングギヤの 3 つの回転軸を有する遊星歯車機構を用いることができる。この 3 つの回転軸がエンジン 4 およびモータジェネレータ MG 1, MG 2 の各回転軸にそれぞれ接続される。たとえば、モータジェネレータ MG 1 のロータを中空としてその中心にエンジン 4 のクランク軸を通すことで動力分配機構 3 にエンジン 4 とモータジェネレータ MG 1, MG 2 とを機械的に接続することができる。

なお、モータジェネレータ MG 2 の回転軸は、図示されない減速ギヤや作動ギヤによって駆動軸 6 2 に結合されている。また、動力分配機構 3 の内部にモータジェネレータ MG 2 の回転軸に対する減速機をさらに組込んでもよい。

そして、モータジェネレータ MG 1 は、エンジン 4 によって駆動される発電機として動作し、かつ、エンジン 4 の始動を行ない得る電動機として動作するものとしてハイブリッド自動車 1 0 0 に組込まれ、モータジェネレータ MG 2 は、駆動輪 6 5 を駆動する電動機としてハイブリッド自動車 1 0 0 井に組込まれる。

モータジェネレータ MG 1, MG 2 の各々には、図 1 の交流モータ MG と同様に電流センサ 2 7 および回転角センサ (レゾルバ) 2 8 が設けられる。これらのセンサによって検出された、モータジェネレータ MG 1 のモータ電流 M C R T (1) およびロータ回転角 θ (1) ならびに、モータジェネレータ MG 2 のモータ電流 M C R T (2) およびロータ回転角 θ (2) は、制御装置 5 0 井へ入力される。

また、制御装置 5 0 井へは、制御装置 5 0 と同様に、電圧センサ 1 0 による直流電源 B からの直流電圧 V b の検出値および、電圧センサ 1 3 によるシステム電圧 V H の検出値、ならびに、直流電源 B に関する、充電率 (S O C : State of Charge) や充電制限を示す入力可能電力量 W i n 等の情報が入力される。

さらに、制御装置 5 0 井へは、モータジェネレータ MG 1 のトルク指令値 T q c o m (1) および回生動作を示す制御信号 R G E (1)、ならびに、モータジェネレータ MG 2 のトルク指令値 T q c o m (2) および回生動作を示す制御信号 R G E (2) が入力される。

制御装置 5 0 井は、モータジェネレータ MG 1 制御用の制御装置 5 0 (1) と、

モータジェネレータMG 2制御用の制御装置50 (2) とを含む。制御装置50 (1) は、図1に示した制御装置50と同様の制御構成に基づき、モータジェネレータMG 1が指令値に従って動作するように、インバータ20のスイッチング制御信号S 1 1～S 1 6を生成する。同様に、制御装置50 (2) は、制御装置50と同様の制御構成に基づき、モータジェネレータMG 2が指令値に従って動作するように、インバータ30のスイッチング制御信号S 2 1～S 2 6を生成する。

図21に示したモータ駆動システムでは、複数個のモータジェネレータMG 1, MG 2からの回生電力が共通の直流電源Bへ供給可能な構成となっている。したがって、実施の形態1～3と同様に各モータジェネレータMG 1, MG 2での電力損失を意図的に増大させる際には、モータジェネレータMG 1, MG 2全体での電力収支を監視した上で、各モータジェネレータで消費する余剰電力（すなわち、モータ損失増加設定値）を決定する必要がある。

図22は、実施の形態4に従うモータ駆動システムにおける、各モータジェネレータMG 1, MG 2でのモータ損失増加設定値の決定手法を説明するフローチャートである。

図22を参照して、制御装置50 #は、ステップS 6 0 0により、モータジェネレータ（交流モータ）MG 1, MG 2それぞれでの入出力電力 $P_{mg}(1)$ および $P_{mg}(2)$ を、式(1)に従って推定する。なお、入出力電力 $P_{mg}(1)$ および $P_{mg}(2)$ は、各モータジェネレータの回生動作（発電）時には正の値となり、力行動作時には負の値となるものとする。

制御装置50 #は、ステップS 6 1 0により、ステップS 6 0 0で求めた入出力電力 $P_{mg}(1)$ および $P_{mg}(2)$ の和により、モータジェネレータMG 1, MG 2全体での電力収支 $P_{mg} = P_{mg}(1) + P_{mg}(2)$ を算出する。これにより、一方のモータジェネレータ（交流モータ）が力行動作により電力を消費していても、他方のモータジェネレータ（交流モータ）が発電している場合に、系全体として余剰電力が発生しているかどうかを監視できる。

制御装置50 #は、ステップS 6 2 0により、モータジェネレータMG 1, MG 2全体での電力収支 P_{mg} と、モータ駆動システム100 #の入力側への回生

可能電力量 P_{in} ($P_{in} \geq 0$) との比較に基づいて、モータジェネレータ MG 1, MG 2 全体での余剰電力に対応する必要損失増加量 $M_{l t t l}$ を設定する。

具体的には、ステップ S 6 2 0 において、 $P_{mg} \leq P_{in}$ の場合には、必要損失増加量 $M_{l t t l} = 0$ に設定される一方で、 $P_{mg} > P_{in}$ の場合には、必要損失増加量 $M_{l t t l} > 0$ に設定される。この際に、必要損失増加量 $M_{l t t l}$ は、全体電力収支 P_{mg} あるいは、回生可能電力 P_{in} に対する全体電力収支 P_{mg} の余剰量 ($P_{mg} - P_{in}$) に応じて設定することが好ましい。

また、ステップ S 6 2 0 において、実施の形態 2 と同様に、電圧センサ 1 3 によるシステム電圧 V_H の検出をさらに反映して、モータ全体での必要損失増加量 $M_{l t t l}$ を決定してもよい。あるいは、実施の形態 2 の変形例と同様に、運転者からの車両制動力要求に応じて、必要損失増加量 $M_{l t t l}$ を増加させてもよい。

制御装置 5 0 # は、ステップ S 6 3 0 では、ステップ S 6 2 0 で求めたモータジェネレータ MG 1, MG 2 全体での余剰電力がモータジェネレータ MG 1, MG 2 全体で消費されるように、必要損失増加量 $M_{l t t l}$ から、モータジェネレータ MG 1, MG 2 のそれぞれで消費する余剰電力、すなわち各モータジェネレータでの損失増加指令を設定する。

第 1 の手法としては、駆動軸 6 2 に対して直接トルクを出力可能に接続されたモータジェネレータ MG 2 で優先的にモータ損失を増大させるように、下記 (4) に従って、モータジェネレータ MG 1, MG 2 間でモータ損失増加指令を分配することができる。

$$M_{l c o m}(1) = 0, M_{l c o m}(2) = M_{l t t l} \cdots (4)$$

特に、実施の形態 2 の変形例と同様に、運転者からの車両制動力要求に応じて、必要損失増加量 $M_{l t t l}$ を増加させた場合には、モータジェネレータ MG 2 で優先的にモータ損失を増大させることにより、車両を減速感をより強力にすることができる。

あるいは、第 2 の手法として、モータ全体での必要損失増加量 $M_{l t t l}$ を、式 (5) に従って、モータジェネレータ MG 1 および MG 2 で分配するように決定してもよい。

$M1com(1) + M1com(2) = M1l t t l$ 、かつ、 $M1com(1) > 0$ 、 $M1com(2) > 0 \dots (5)$

特にこの第2の手法に従えば、モータジェネレータ（交流モータ）単機当りで消費する余剰電力を軽減することができるので、最適効率から損失増加へ運転状態を移行する場合にかかる移行時間の短縮や、トルク変動の抑制が期待できる。また、モータジェネレータ単機当りの発熱量を抑制することもできるので、より円滑にモータ駆動システム全体の電力収支を改善することが可能となる。また、単一のモータジェネレータ（交流モータ）で集中的に余剰電力を消費するために電力損失を増加させる場合と比較して、回生電力の抑制量をより多く確保できる。

ステップS630によってモータジェネレータMG1、MG2それぞれでのモータ損失増加設定値 $M1com(1)$ 、 $M1com(2)$ が決定された後、制御装置50(1)は、トルク指令値 $Tqcom(1)$ およびモータ損失増加設定値 $M1com(1)$ に基づいてモータジェネレータMG1を制御する。同様に、制御装置50(2)は、トルク指令値 $Tqcom(2)$ およびモータ損失増加設定値 $M1com(2)$ に基づいてモータジェネレータMG2を制御する。トルク指令値およびモータ損失増加設定値に基づく制御装置50(1)および制御装置50(2)による制御動作は、実施の形態1または3で説明したのと同様であるので、詳細な説明は繰り返さない。

なお、本実施の形態によれば、各モータジェネレータにおいて、モータの運転状態にかかわらず（回生・力行動作時ともに）余剰電力の消費動作が可能であるので、モータ駆動システム全体での余剰電力を各モータジェネレータでバランス良く消費できる。すなわち、上記第2の手法に従う余剰電力の分配を円滑に実行できる。

ここで、実施の形態4に例示した構成と本発明との対応関係を説明すると、図21において、モータジェネレータMG1、MG2は、本発明における「複数の交流モータ」に対応し、各インバータ20、30は本発明での「モータ駆動回路」に対応し、各制御装置50(1)、50(2)は、本発明での「モータ制御手段」に対応する。また、図22のステップS620、S630は、本発明での「分配手段」に対応する。

〔実施の形態 5〕

実施の形態 5 では、実施の形態 4 で説明した複数個の交流モータを備えたモータ駆動システムにおける、当該複数個の交流モータ間での消費余剰電力の分配の好ましい手法について説明する。

- 5 以下、実施の形態 5 では、図 2 1 に示したモータ駆動システムにおけるモータジェネレータ MG 1, MG 2 間での消費余剰電力の好ましい分配について説明する。すなわち、以下に説明するモータジェネレータ MG 1, MG 2 間での消費余剰電力の分配方式は、図 2 2 に示した各モータジェネレータでのモータ損失増加設定値の決定手法中のステップ S 6 3 0 での処理に相当するサブルーチンとして、
10 制御装置 5 0 # により実行される。

（消費可能な余剰電力に基づく分配）

まず、図 2 3 を用いて、各モータジェネレータについて消費可能な余剰電力の範囲内でモータ損失増加設定値を決定する手法（第 1 の例）について説明する。

- 15 図 2 3 を参照して、制御装置 5 0 # は、ステップ S 7 0 0 において、モータジェネレータ MG 1, MG 2 のそれぞれにつき、現在の運転状態、具体的には現在の動作点（トルク、電流位相）に基づき、現在消費可能な余剰電力の最大値である消費可能余剰電力 P_{max1} , P_{max2} をそれぞれ算出する。

ここで、図 2 4 を用いて消費可能余剰電力 P_{max1} , P_{max2} の算出手法について説明する。

- 20 図 2 4 には、図 3 と同様の電流位相－トルク特性が示される。本発明の実施の形態によれば、各モータジェネレータ MG（モータジェネレータ MG 1, MG 2 を総括的に表記するもの、以下同じ）では、電流位相－出力特性に従って、モータ駆動効率を低下させるように電流動作点を変化させることによって余剰電力を消費する。

- 25 図 2 4 において、損失特性線 CL 1, CL 2, CL 3 上の電流動作点における消費余剰電力をそれぞれ P_1 , P_2 , P_3 ($P_1 < P_2 < P_3$) とすると、出力トルク = T_a の場合には、電流位相の変化によって消費可能な余剰電力が P_3 より大きくなるが、出力トルク = T_b ($T_b > T_a$) の場合には、電流位相の変化によって消費可能な余剰電力の最大値は P_3 となる。同様に、出力トルク = T_c

($T_c > T_b$) の場合には、電流位相の変化によって消費可能な余剰電力の最大値が P_2 となり、出力トルク $= T_d$ ($T_d > T_c$) の場合には、電流位相の変化によって消費可能な余剰電力の最大値は P_1 となる。

このように、現在消費可能な余剰電力は、各モータジェネレータMGの運転状態に応じて変化し、具体的には、相対的に出力トルクが大きい場合ほど消費可能な余剰電力は小さくなる。したがって、図24に示す特性線に従って、各モータジェネレータMGについて、各電流動作点における消費可能余剰電力 P_{max} (P_{max1} および P_{max2} を総括的に表記するもの、以下同じ) を設定するテーブルを予め作成できる。

たとえば、図4に示した電流指令値 $I_{dc\ com}$, $I_{q\ com}$ のテーブルと同様の区分に従い、かつ、テーブル値を消費可能余剰電力 P_{max} とするテーブルを予め作成することができる。そして、ステップS700における処理では、モータジェネレータMG1, MG2のそれぞれについて、現在の電流動作点に基づき当該テーブルを参照することによって、消費可能余剰電力 P_{max1} , P_{max2} を算出できる。

再び図23を参照して、制御装置50#は、ステップS710では、ステップS700で求めた消費可能余剰電力 P_{max1} , P_{max2} の範囲内で、モータジェネレータMG1, MG2での損失増加指令 $Ml\ com(1)$ および $Ml\ com(2)$ を決定する。すなわち、下記(6)式に従ってモータジェネレータMG1, MG2の損失増加指令が決定される。

$$Ml\ com(1) \leq P_{max1}, Ml\ com(2) \leq P_{max2} \quad \cdots (6)$$

このような制御構造とすることにより、各モータジェネレータに対して消費可能な範囲内で余剰電力を分配できるので、各モータジェネレータの運転状態(回生・力行動作時ともに)に応じて、複数のモータジェネレータ間でバランス良く余剰電力を消費できる。

ここで、図21に示したハイブリッド自動車100#では、モータジェネレータMG2の出力が駆動輪65の駆動力を発生するのに対して、発電機として動作するモータジェネレータMG1の出力は、駆動輪65の駆動には直接使用されない。このため、「駆動用モータ」を構成するモータジェネレータMG2での出力

変動が車両運転性に直接影響を及ぼすのに対し、モータジェネレータMG 1での出力変動は、車両の走行性に直接的な影響は与えない。このような、モータジェネレータMG 1、MG 2間での役割の相違を考慮すれば、モータ電流を変化させる余剰電力の消費動作は、可能な限りモータジェネレータMG 1（すなわち非駆動用モータ）で実行することが好ましい。すなわち、全体での余剰電力について、モータジェネレータMG 1で優先的に消費する分配方式とすることにより、本発明の実施の形態による余剰電力の消費動作によって車両走行に影響が発生する可能性を抑制することができる。

したがって、ステップS 7 1 0での各モータジェネレータでの損失増加処理の設定について、図2 5に示すように、余剰電力の消費についてモータジェネレータ間で優先順位を設けることも可能である。

図2 5を参照して、好ましくは図2 3に示したステップS 7 1 0の処理は、ステップS 7 2 0～ステップS 7 4 0から構成される。

制御装置5 0 #は、ステップS 7 2 0においては、モータジェネレータMG 1、MG 2全体での余剰電力に対応する出力損失増加量 M_{1tt1} を、ステップS 7 0 0（図2 3）で求めた、余剰電力消費を主に行なうべきモータジェネレータMG 1の消費可能電力 P_{max1} と比較する。

そして、 $M_{1tt1} \leq P_{max1}$ のとき（ステップS 7 2 0におけるYES判定時）には、モータジェネレータMG 1により全体の余剰電力 M_{1tt1} を消費可能であるため、制御装置5 0 #は、ステップS 7 3 0により、下記（7）式に従って、モータジェネレータMG 1のみで余剰電力を消費するように、消費余剰電力を分配する。

$$M_{1com}(1) = M_{1tt1}, M_{1com}(2) = 0 \quad \dots (7)$$

これに対して、 $M_{1tt1} > P_{max1}$ のとき（ステップS 7 2 0におけるNO判定時）には、余剰電力消費を主に行なうべきモータジェネレータMG 1のみでは全体の余剰電力を消費しきれないため、他方の他のモータジェネレータMG 2をさらに用いて余剰電力を消費する必要がある。したがって、制御装置5 0 #は、ステップS 7 4 0により、下記（8）式に従って消費余剰電力を分配する。

$$M_{1com}(1) = P_{max1}, M_{1com}(2) = M_{1tt1} - P_{max1}$$

(ただし $M1com(2) \leq Pmax2$ の範囲内) ... (8)

図25に示す制御構造とすることにより、ハイブリッド自動車への搭載時には、モータジェネレータでの余剰電力消費動作が車両走行性に影響を与える可能性を抑制できる。

5 (モータ温度監視に基づく分配)

これまで説明したように、各モータジェネレータMGにおける余剰電力の消費動作は、モータ駆動効率の低下によるモータ発熱を伴う。したがって、余剰電力の消費量およびその消費動作時間が大きくなると、モータ内部の発熱が大きくなってモータ温度が上昇しすぎる可能性がある。特に、ロータ（回転子）に永久磁石を装着する永久磁石モータでは、温度上昇に伴う減磁現象による永久磁石の磁力低下が著しい場合には、モータが正常に動作しなくなる可能性がある。したがって、他の形式のモータを含め、余剰電力消費動作の実行時には、モータ温度がモータ特性の低下や素子保護の観点から問題となるような温度領域に達することがないように監視する必要がある。

15 図26には、モータ温度を反映した各モータジェネレータMG1, MG2でのモータ損失増加設定値を決定する手法（第2の例）が示される。

図26を参照して、制御装置50#は、ステップS750により、モータジェネレータMG1, MG2のそれぞれのモータ温度 $T(1)$, $T(2)$ のいずれかが判定温度 Tjd 以上となっていないかどうかを判定する。

20 モータ温度 $T(1)$, $T(2)$ は、図27に示すようにモータジェネレータMG1, MG2にそれぞれ配置された温度センサ29により検出される。温度センサ29は、モータ内部の温度が計測されるように、特に永久磁石モータにおいては、ロータ温度を検出可能な位置に配置される。すなわち、温度センサ29の配置位置は、モータジェネレータ（交流モータ）の種類・特性に対応して、モータ特性上温度上昇が最も懸念される部位とすることが好ましい。なお、図27において温度センサ29の追加以外の構成は、図21に示したモータ駆動システムと同様であるので、詳細な説明は繰返さない。

再び図26を参照して、ステップS750における判定温度 Tjd は、使用するモータジェネレータ（交流モータ）の特性に合わせて、モータ特性に変化が生

じるような温度に対してマージンを設けて低めに設定することが好ましい。

モータ温度 $T(1)$, $T(2)$ の両方が判定温度 T_{jd} 未満である場合（ステップ $S750$ における NO 判定時）には、制御装置 $50\#$ は、図 23 , 図 25 と同様のステップ $S700$, $S710$ の処理により、各モータジェネレータ $MG1$, $MG2$ での消費可能余剰電力を考慮して、モータジェネレータ $MG1$, $MG2$ 間で消費余剰電力を分配する。

これに対して、モータ温度 $T(1)$, $T(2)$ のいずれかが判定温度 T_{jd} 以上である場合（ステップ $S750$ の YES 判定時）には、制御装置 $50\#$ は、ステップ $S760$ により、モータ温度が判定温度 T_{jd} 以上となっているモータジェネレータ MG （ここではモータジェネレータ $MG1$, $MG2$ を総括的に表記するもの、以下同じ）における損失増加指令 $Mlcom = 0$ に設定する。

さらに、制御装置 $50\#$ は、ステップ $S770$ により、モータ温度が判定温度 T_{jd} 未満のモータジェネレータ MG について、図 23 のステップ $S700$ と同様の処理にて、現在の動作時点にて消費可能余剰電力 $Pmax$ を算出する。さらに、制御装置 $50\#$ は、ステップ $S780$ により、ステップ $S770$ で求めた消費可能余剰電力 $Pmax$ の範囲内で当該モータジェネレータ MG での損失増加指令 $Mlcom$ を $Mlcom \leq Pmax$ に設定する。

このような制御構造とすることにより、余剰電力消費に伴うモータジェネレータの温度上昇を逐次監視して、モータ特性に変化をきたすような高温域までモータ温度が上昇するような余剰電力消費動作を回避することができる。これにより、モータ運転が不安定となることを回避した上で、余剰電力の消費動作を行なわせることが可能となる。

さらに、余剰電力の消費動作をモータ温度を反映する観点からは、各モータジェネレータでの消費可能余剰電力 $Pmax$ の算出（図 23 でのステップ $S700$ 等）に、モータ温度を反映することも可能である。たとえば、判定温度 T_{jd} に対するモータ温度 $T(1)$, $T(2)$ のマージンの減少に従って、消費可能余剰電力 $Pmax$ を本来の値よりも小さく設定することが可能である。

（余剰電力消費に要する時間を考慮した分配手法）

図 3 等で説明したように、本実施の形態に従う余剰電力消費動作は、電流動作

点の変更により実行される。この電流動作点の変更に伴って、電流指令値 I_{dc} om , I_{qc} om が必然的に変化する。その一方で、モータ電流を短時間で大きく変化させると制御性が悪化するため、制御安定性の観点から、電流指令値の変化割合（単位時間当たりの変化量）には一定の制限値が設けられることが一般的である。たとえば、図 2 の電流指令生成部 210 による電流指令生成動作は所定周期で実行されるが、電流指令の生成時において、電流指令値の前回値からの変化量は一定値以内に制限される。

図 28 には、余剰電力消費の所要時間を考慮してモータジェネレータ MG1, MG2 でのモータ損失増加設定値を決定する手法（第 3 の例）が示される。

図 28 を参照して、制御装置 50 # は、ステップ S800 により、モータジェネレータ MG1, MG2 のそれぞれについて、現在の運転状態、具体的には現在の電流状態における、所定時間内で増加可能な消費余剰電力 P_{tm1} , P_{tm2} を算出する。

図 29 に示すように、上述したモータ制御の安定性の観点から、電流指令値を大きく変化させる場合には、即座に所望の電流指令値を得ることができず、所望の電流動作点まで変化させるには一定時間を要することがある。

図 29 には、一例として、現在（時刻 t_0 ）の電流動作点 P_{1o} から損失増加（余剰電力消費）のための電流動作点 P_{1a} へ移行する場合の制御動作が示される。このとき、電流動作点が P_{1o} から P_{1a} に変化するのに応じて、電流指令値（ I_{dc} om または I_{qc} om ）が I_o から I_a に変化するものとする。

しかしながら、制御周期 T_c ごとの電流指令値の変化制限値 I_{vmax} が設けられているため、 $(I_a - I_o) > I_{vmax}$ の場合には、次の制御周期で電流動作点を所望の位置まで即座に変化させるような電流指令を生成することができず、電流動作点を徐々に変化させていくことが必要となる。

このため、電流動作点 P_{1o} および P_{1a} の間で電流指令値の差が大きい場合には、現在の電流動作点から所望の余剰電力消費のための電流動作点まで移行するまでの時間（時刻 $t_0 \sim t_1$ 間）に比較的長い期間を要することになる。

言い換えれば、各電流動作点において、電流指令値の変化制限値 I_{vmax} を反映して、所定時間内で増加可能な消費余剰電力を予め求められる電流指令値 I_a

ーブル（図４）の値に基づいて算出可能である。

このため、図３０に示すように、各電流動作点に対して、所定時間内で増加可能な消費余剰電力を参照するテーブルを予め作成することができる。そして、図
 28のステップＳ８００の処理では、図３０のテーブルを参照することにより、
 5 モータジェネレータMG１，MG２について、現在の運転状態（電流動作点）において所定時間内で増加可能な消費余剰電力 P_{tm1} ， P_{tm2} を決定することができる。

再び図２８を参照して、制御装置５０＃は、ステップＳ８１０において、ステップＳ８００で求めた P_{tm1} ， P_{tm2} の範囲内でモータジェネレータMG１，
 10 MG２での損失増加指令 $M1com(1)$ および $M1ttl(2)$ を決定する。

このような制御構造とすることにより、各モータジェネレータに対して所定時間内で増加可能な範囲内で余剰電力を分配できるので、各モータジェネレータの運転状態（回生・力行動作時ともに）に応じて、短時間でシステム全体での余剰電力を消費できる。

また、ステップＳ８１０の処理については、図３１に示すように、モータジェネレータ間で図２５と同様の優先順位を設けて消費余剰電力を分配する制御構造としてもよい。

図３１を参照して、好ましくは図２８に示したステップＳ８１０の処理は、ステップＳ８２０～ステップＳ８４０から構成される。

制御装置５０＃は、ステップＳ８２０においては、モータジェネレータMG１，MG２全体での余剰電力に対応する出力損失増加量 $M1ttl$ を、ステップＳ８
 00（図２８）で求めた、余剰電力消費を主に行なうべきモータジェネレータMG１での所定時間内で増加可能な消費余剰電力 P_{tm1} と比較する。

そして、 $M1ttl \leq P_{tm1}$ のとき（ステップＳ８２０におけるＹＥＳ判定
 25 時）には、モータジェネレータMG１により所定時間内で全体の余剰電力 $M1ttl$ を消費可能であるため、制御装置５０＃は、ステップＳ８３０により、下記（９）式に従って、モータジェネレータMG１のみで余剰電力を消費するように、消費余剰電力を分配する。

$$M1com(1) = M1ttl, M1com(2) = 0 \quad \cdots (9)$$

これに対して、 $M1_{tt1} > P_{tm1}$ のとき（ステップ S 8 2 0 における NO 判定時）には、余剰電力消費を主に行なうべきモータジェネレータ MG 1 のみでは所定時間内に全体の余剰電力を消費しきれないため、他方の他のモータジェネレータ MG 2 をさらに用いて余剰電力を消費する必要がある。したがって、制御装置 5 0 # は、ステップ S 8 4 0 により、下記 (1 0) 式に従って消費余剰電力を分配する。

$$M1_{com}(1) = P_{tm1}, M1_{com}(2) = M1_{tt1} - P_{tm1}$$

（ただし $M1_{com}(2) \leq P_{tm2}$ の範囲内） … (1 0)

図 3 1 に示す制御構造とすることにより、図 2 5 と同様に、ハイブリッド自動車への搭載時には、モータジェネレータでの余剰電力消費動作が車両走行性に影響を与える可能性を抑制できる。

また、図 2 8 および図 3 1 に示した所定時間内で増加可能な消費余剰電力 P_{tm1} 、 P_{tm2} は、当然に図 2 3 で示した消費可能余剰電力 P_{max1} 、 P_{max2} 以下である ($P_{tm1} \leq P_{max1}$ 、 $P_{tm2} \leq P_{max2}$)。

したがって、図 2 6 のフローチャートにおいて、ステップ S 7 0 0、S 7 1 0 に代えて図 2 8 または図 3 1 のステップ S 8 0 0 およびステップ S 8 1 0 をそれぞれ実行し、かつステップ S 7 7 0 および S 7 8 0 に代えて、ステップ S 8 0 0 および S 8 1 0 と同様の処理を行なうことにより、モータ温度の過上昇を監視しつつ、かつモータジェネレータ MG 1、MG 2 間での消費余剰電力のバランスを取って短時間で全体での余剰電力を消費可能な制御構造とすることも可能である。

なお、実施の形態 5 に例示した構成と本発明との対応関係を説明すると、図 2 3 のステップ S 7 0 0 および図 2 8 のステップ S 8 0 0 は、本発明での「上限設定手段」に対応し、図 2 3 のステップ S 7 1 0、図 2 6 のステップ S 7 5 0 ~ S 7 8 0 および図 2 8 のステップ S 8 1 0 は、本発明での「分配決定手段」に対応する。

また、実施の形態 4 および 5 では、モータジェネレータ MG 1、MG 2 を備えたハイブリッド車両におけるモータ駆動システムを代表的に例示したが、このようなモータ駆動システムにおけるモータジェネレータ（交流モータ）の個数は 2 個に限定されるものでなく、任意の複数個のモータジェネレータ（交流モータ）

を備えたモータ駆動システムについても、各モータジェネレータ（交流モータ）における、運転状態に応じた消費可能余剰電力、または所定時間で増加可能な消費余剰電力、ならびに各モータジェネレータ（交流モータ）でのモータ温度を反映した消費余剰電力の分配を、実施の形態5と同様に実行することができる。

- 5 また、本発明の実施の形態では、ハイブリッド車両あるいは電気自動車に搭載されるモータ駆動システムについて代表的に例示したが、本発明の適用はこのようなケースに限定されるものではない。すなわち、本発明に従うモータ駆動システムは、モータ電流のフィードバック制御によって出力制御を行なう交流モータを含むモータ駆動システムについて、駆動制御される交流モータの個数を限定する
- 10 ことなく適用可能である。特に、本発明は、モータ電流の大きさと位相を変えることにより出力トルクを可変制御する構成の交流モータ、たとえば永久磁石モータやリラクタンスモータを備えたモータ駆動システムに好適である。

- 今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。
- 15

請求の範囲

1. 交流モータを駆動するモータ駆動システムであって、
前記交流モータとの間で双方向に電力授受可能に構成されて、前記交流モータ
5 に駆動電力を供給するモータ駆動回路と、
前記モータ駆動回路の動作を制御するモータ制御手段とを備え、
前記モータ制御手段は、
前記モータ駆動システムの状態に応じて決定される余剰電力を前記交流モータ
で消費させる消費動作を行なうとともに、前記消費動作の間に前記交流モータに
10 対するトルク指令値が変化した場合には、前記消費動作を維持しつつ前記トルク
指令値の変化に対する出力トルクの追従制御を行なう、モータ駆動システム。
2. 前記モータ制御手段は、前記消費動作時には、決定された前記余剰電力の
増加に従って、前記交流モータの駆動効率が相対的に低下する電流位相で前記交
流モータを駆動する、請求の範囲第1項記載のモータ駆動システム。
15 3. 前記モータ制御手段は、前記交流モータの回転角速度および前記トルク指
令値に基づいて前記交流モータでの発生電力を推定する電力推定手段を有すると
ともに、前記電力推定手段によって推定された前記発生電力に応じて前記消費動
作によって消費する前記余剰電力を決定する、請求の範囲第1項記載のモータ駆
動システム。
20 4. 前記モータ駆動回路は、充電可能な直流電源との間で双方向の電力授受可
能に構成され、
前記モータ駆動システムは、前記モータ駆動回路と前記直流電源との間を電気
的に接続する配線の電圧を検出する電圧検出器をさらに備え、
前記モータ制御手段は、前記電圧検出手段での検出電圧に応じて、前記消費動
25 作によって消費する前記余剰電力を決定する、請求の範囲第1項記載のモータ駆
動システム。
5. 前記交流モータは車両に搭載されて、前記交流モータの出力軸は、前記車
両の車輪との間でトルクを伝達可能に接続され、
前記モータ制御手段は、前記車両に要求される制動力に応じて、前記消費動作

によって消費する前記余剰電力を決定する、請求の範囲第1項記載のモータ駆動システム。

6. 前記モータ制御手段は、

5 前記交流モータにおける、同一量の余剰電力消費に対応する前記トルク指令値および電流指令の対応関係を予め記憶する特性記憶手段を有するとともに、前記特性記憶手段に記憶された前記対応関係に基づき前記トルク指令値および決定された前記余剰電力に従って前記電流指令を生成する、請求の範囲第1項記載のモータ駆動システム。

7. 前記モータ制御手段は、

10 決定された前記余剰電力に対応して、前記交流モータで増加させるべき電力損失を示すモータ損失指令を設定する損失増加設定手段と、

前記交流モータのトルク指令値および前記損失増加設定手段に基づき決定された前記モータ損失指令に応じて、前記交流モータに流されるモータ電流の電流指令を生成する電流指令生成手段と、

15 前記電流指令生成手段による前記電流指令に従った前記モータ電流が発生されるように、前記モータ駆動回路の動作を制御する電流制御手段とを含み、

前記電流指令生成手段は、前記交流モータの出力トルクが前記トルク指令値に合致し、かつ、前記モータ損失指令による前記電力損失の増加に従って前記交流モータの駆動効率が相対的に低下するように前記電流指令を生成する、請求の範囲第1項記載のモータ駆動システム。

20

8. 前記モータ制御手段は、

前記トルク指令値に応じた位相の矩形波電圧が前記交流モータへ印加されるように、前記モータ駆動回路の動作を制御する矩形波電圧制御手段と、

前記交流モータの運転状態に応じて、前記電流制御手段および前記矩形波電圧制御手段のいずれか一方を選択する制御モード選択手段と、

25

前記制御モード選択手段によって前記矩形波電圧制御手段が選択された際に、前記損失増加設定手段により決定された前記モータ損失指令に応じて、前記制御モード選択手段による選択を取り消して前記電流制御手段を選択する制御モード修正手段とをさらに含み、

前記電流指令生成手段は、前記制御モード修正手段によって前記電流制御手段が選択された場合には、前記矩形波電圧制御手段を用いたモータ駆動時よりも前記交流モータの駆動効率が低い領域で前記電流指令を生成する、請求の範囲第 7 項記載のモータ駆動システム。

5 9. 前記モータ駆動システムは、複数個の前記交流モータを駆動し、

前記モータ駆動回路および前記モータ制御手段は、各前記交流モータに対応して設けられ、かつ、各前記モータ駆動回路は、充電可能な共通の直流電源との間で双方向の電力授受可能に構成され、

前記モータ駆動システムは、

10 前記余剰電力が前記複数個の交流モータ全体で消費されるように、それぞれの前記交流モータでの消費余剰電力を設定する分配手段をさらに備え、

各前記モータ制御手段は、前記分配手段により決定された前記消費余剰電力を消費させる消費動作を行なうように対応の前記交流モータを制御する、請求の範囲第 1 項記載のモータ駆動システム。

15 10. 前記分配手段は、

前記複数個の交流モータのそれぞれについて、現在の運転状態に基づいて消費可能な余剰電力を算出する上限設定手段と、

前記上限設定手段によって算出された消費可能な余剰電力の範囲内で、それぞれの前記複数個の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段とを含む、
20 請求の範囲第 9 項記載のモータ駆動システム。

11. 前記分配手段は、前記複数個の交流モータの温度を考慮して、それぞれの前記複数個の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段を含む、請求の範囲第 9 項記載のモータ駆動システム。

12. 前記分配手段は、

25 前記複数個の交流モータのそれぞれについて、現在の運転状態に基づいて所定時間内に消費可能な余剰電力を算出する上限設定手段と、

前記上限設定手段によって算出された所定時間内に消費可能な余剰電力の範囲内で、それぞれの前記複数個の交流モータでの消費余剰電力を設定する分配決定手段とを含む、請求の範囲第 9 項記載のモータ駆動システム。

- 1 3. 前記複数個の交流モータは、
車両の車輪駆動力を発生する駆動用モータと、
前記車輪駆動力を直接的には発生しない非駆動用モータとを備え、
前記分配手段は、前記非駆動モータで優先的に余剰電力を消費するように、そ
5 れぞれの前記交流モータでの消費余剰電力を設定する、請求の範囲第 9 項乃至第
1 2 項のうちのいずれか 1 項に記載のモータ駆動システム。

FIG.1

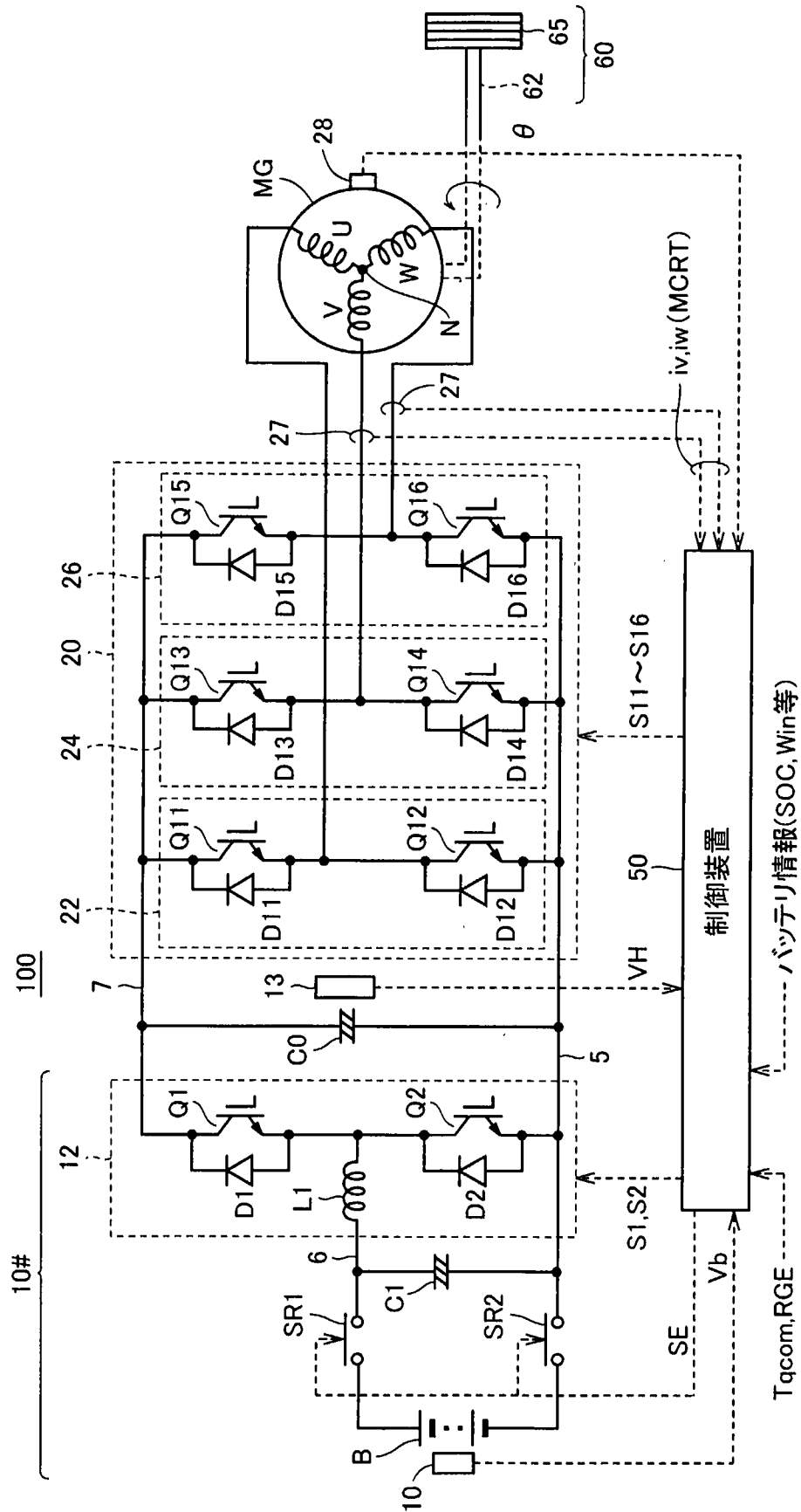


FIG. 2

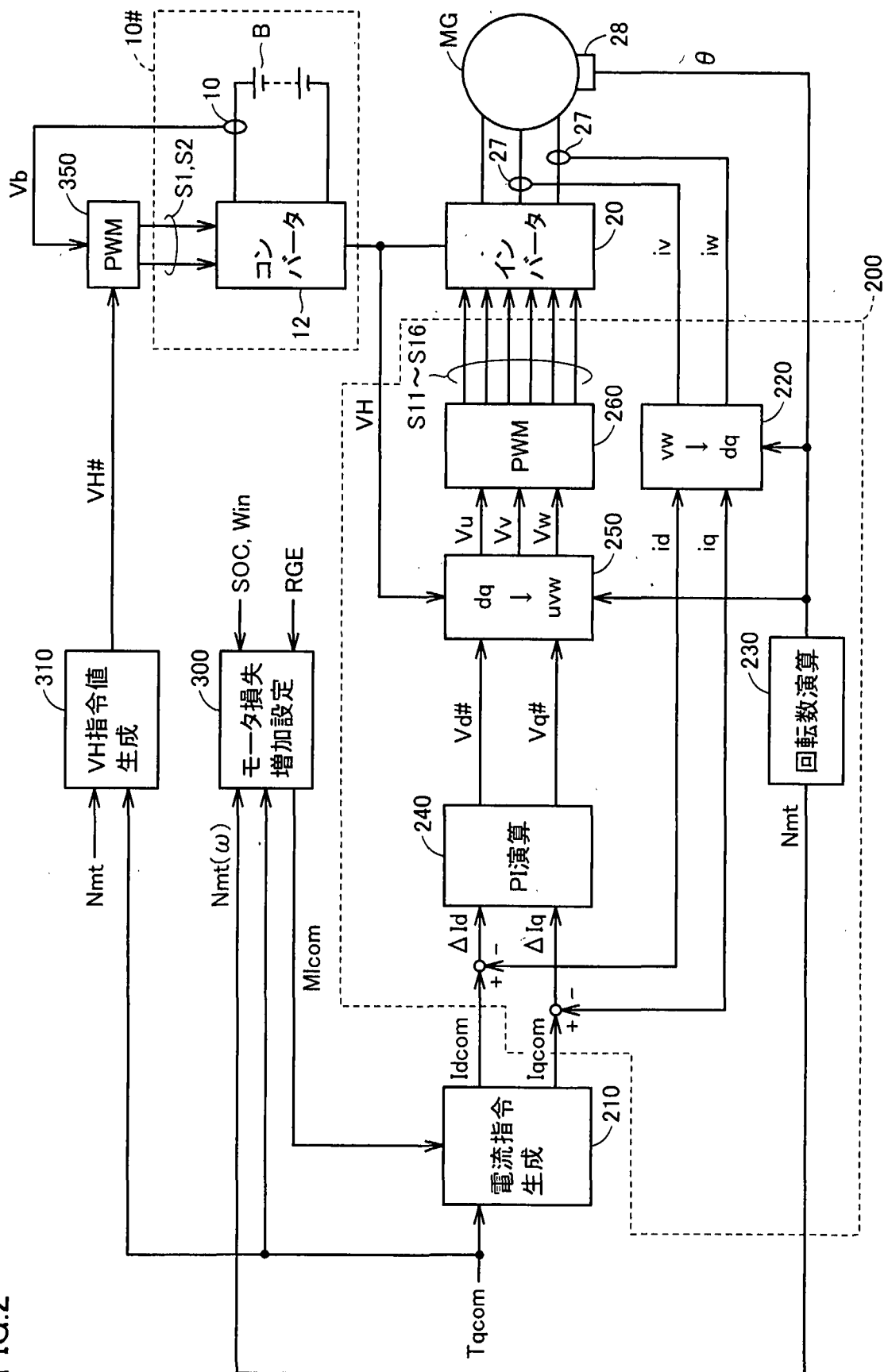


FIG.3

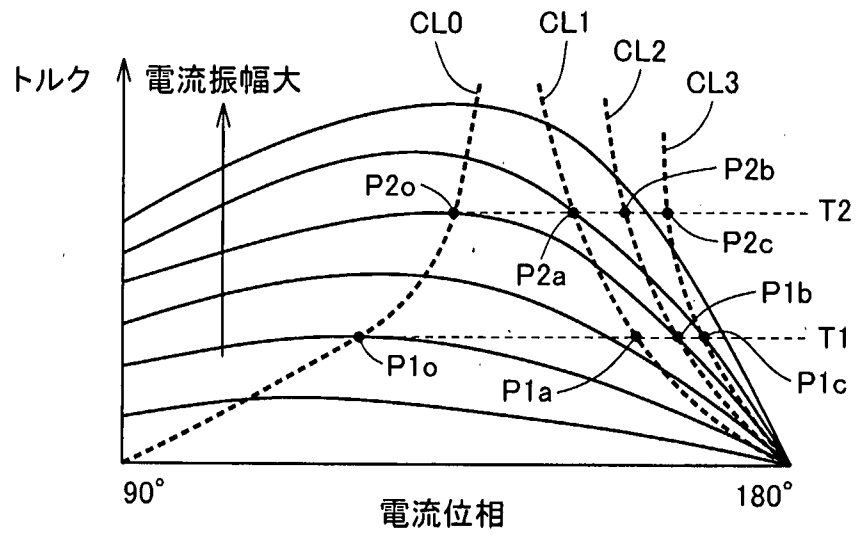


FIG.4

TBL

		モータ損失増加設定値 Mlcom			
		0	L1	L2	L3
トルク 指令値 Trqcom	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	T2	(Idcom,Iqcom) ← P2o	(Idcom,Iqcom) ← P2a	(Idcom,Iqcom) ← P2b	(Idcom,Iqcom) ← P2c
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
	T1	(Idcom,Iqcom) ← P1o	(Idcom,Iqcom) ← P1a	(Idcom,Iqcom) ← P1b	(Idcom,Iqcom) ← P1c
	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

FIG.5

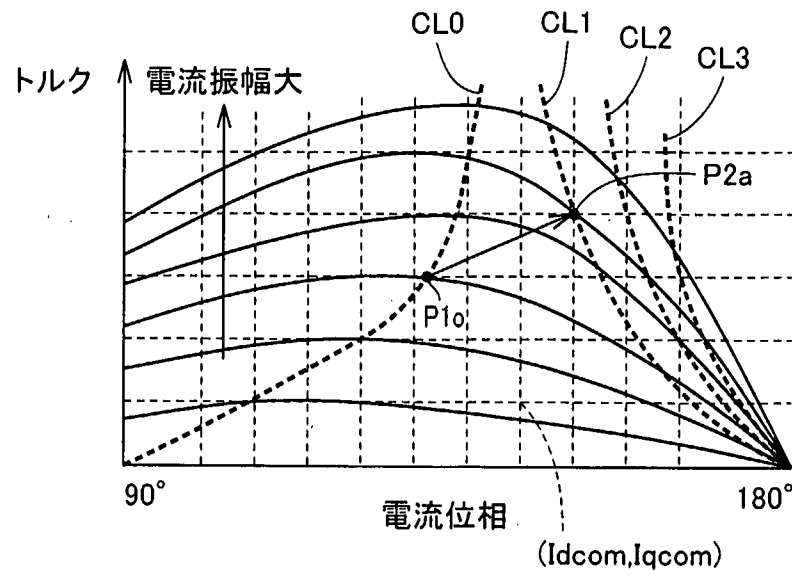


FIG.6

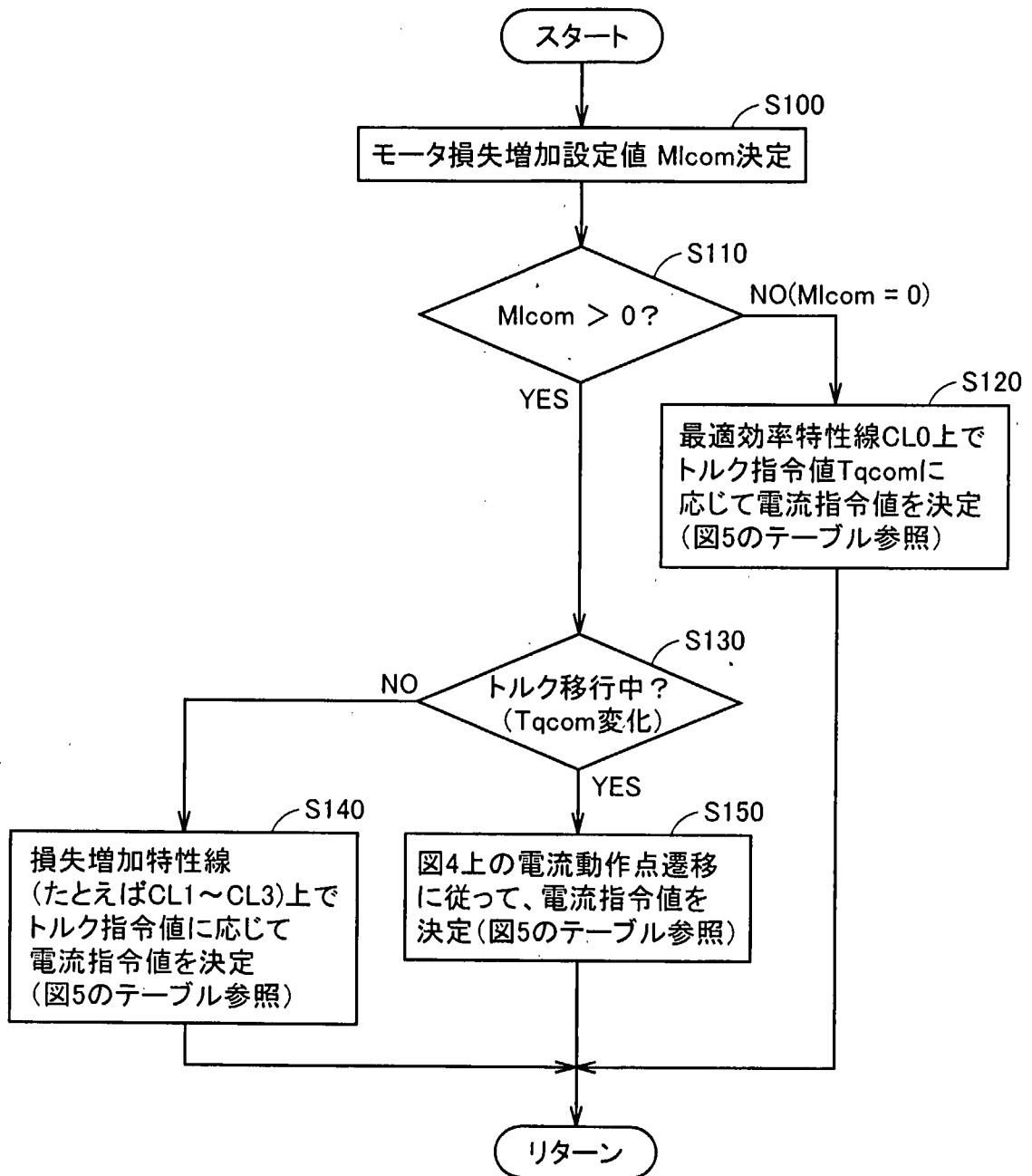


FIG.7

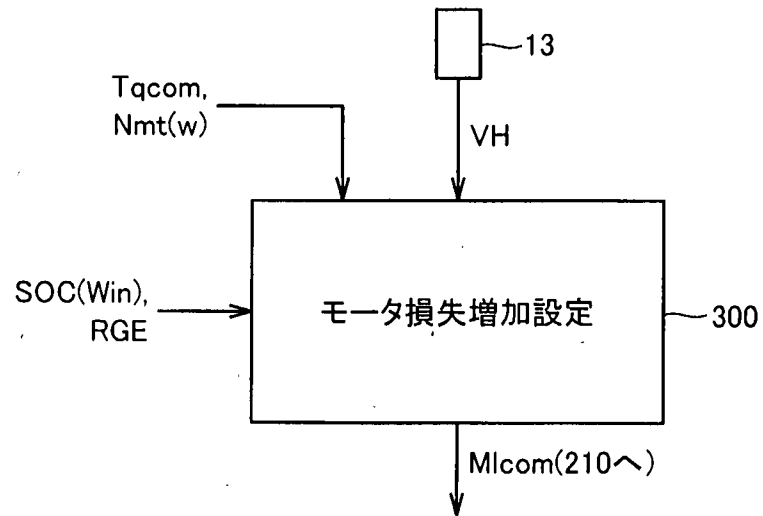


FIG.8

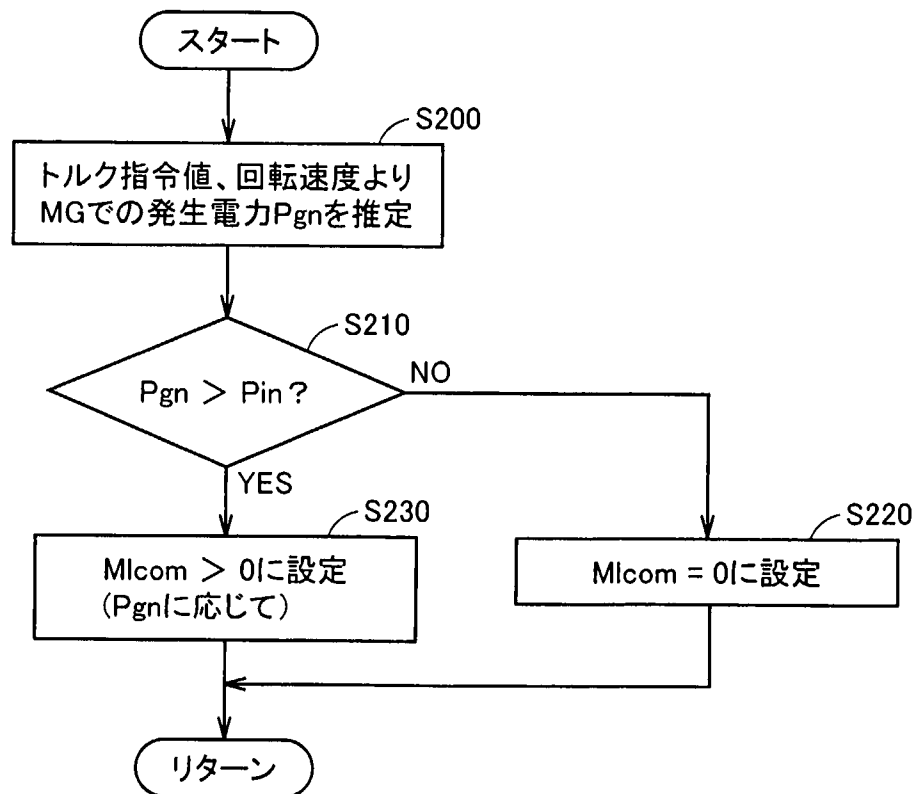


FIG.9

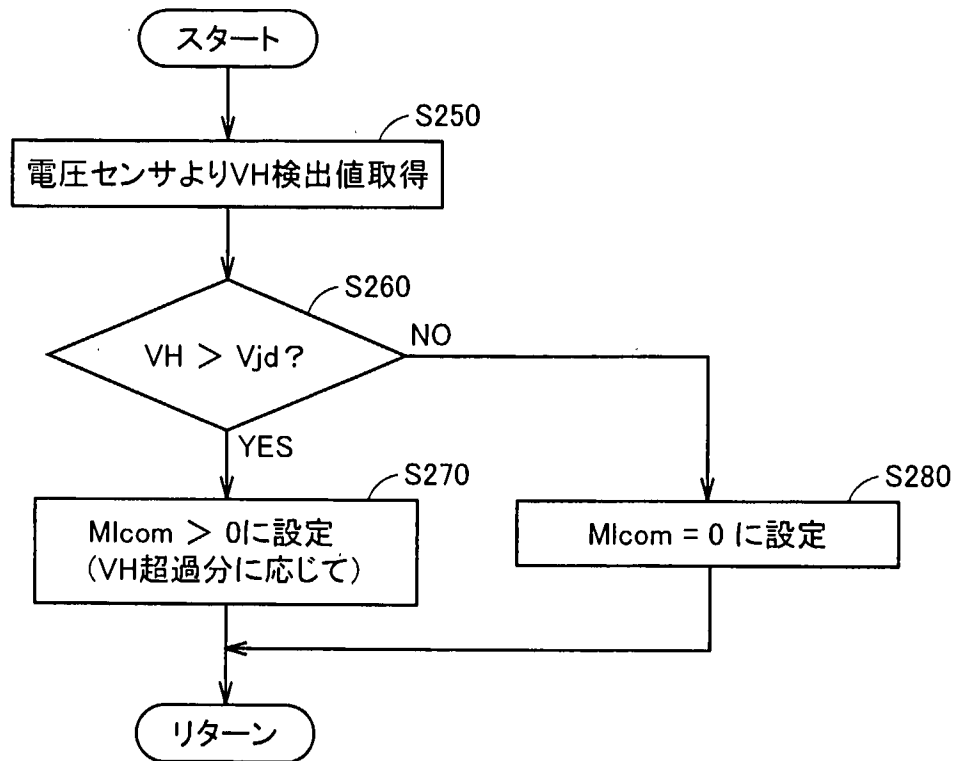


FIG.10

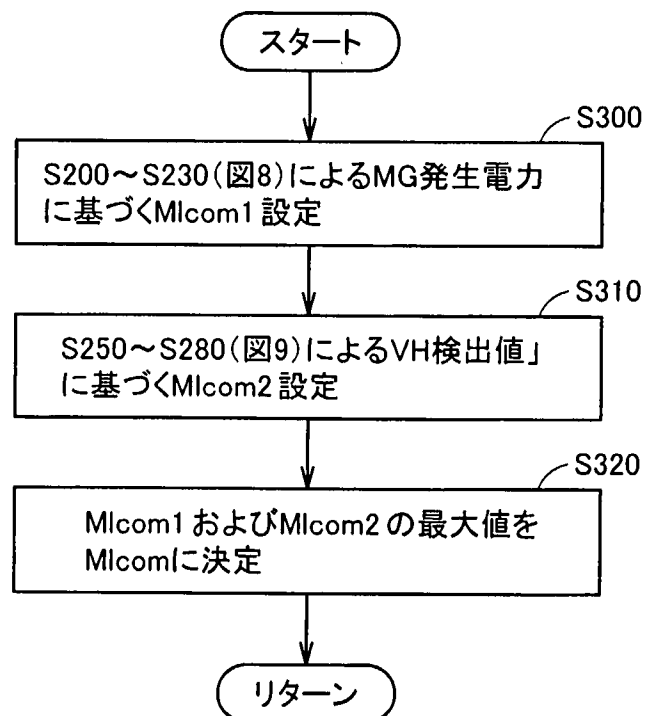


FIG.11

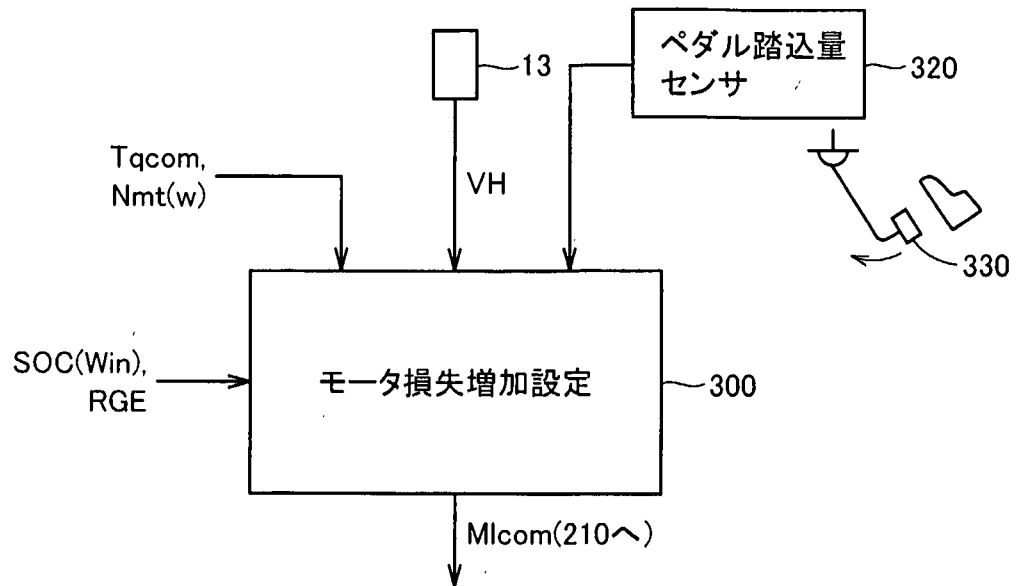


FIG.12

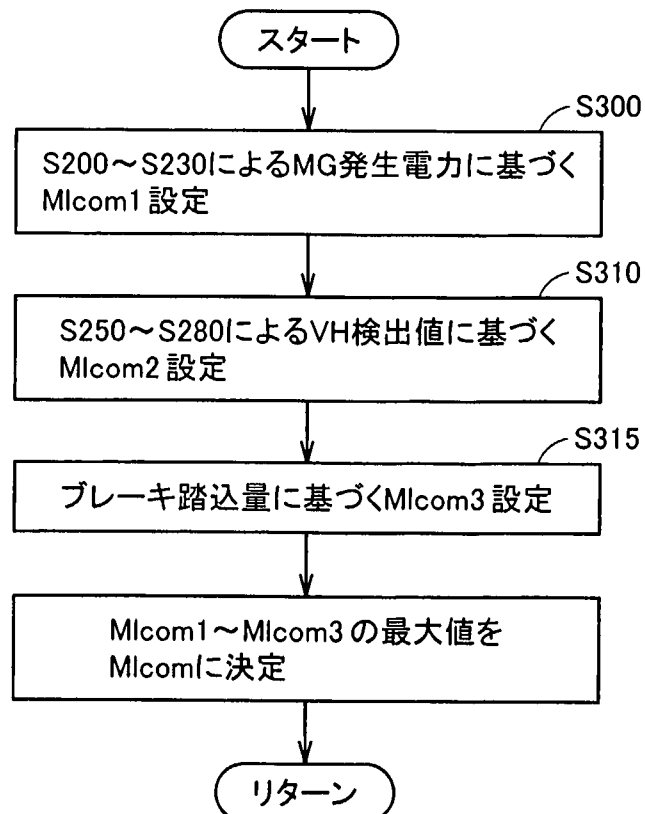


FIG.13

制御方式	モータ電流制御		矩形波電圧制御 (弱め界磁制御)
	正弦波PWM	過変調PWM	矩形波(1パルス)
インバータの出力 電圧波形	基本波成分 	基本波成分 	基本波成分 
変調率	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の 出力向上	高速域の 出力向上

FIG.14

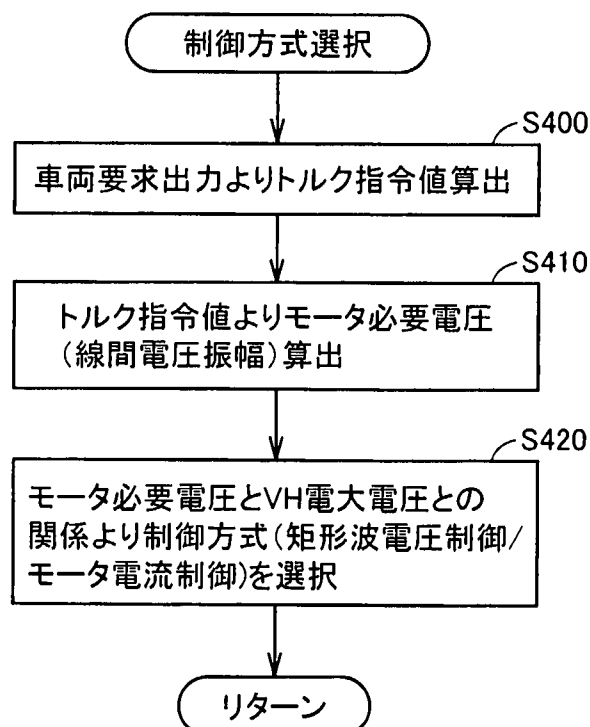


FIG.15

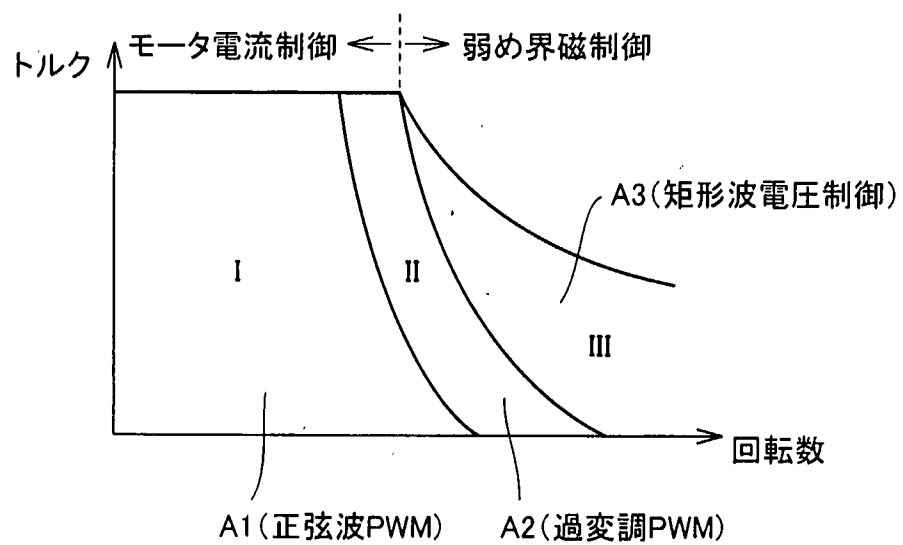


FIG.16

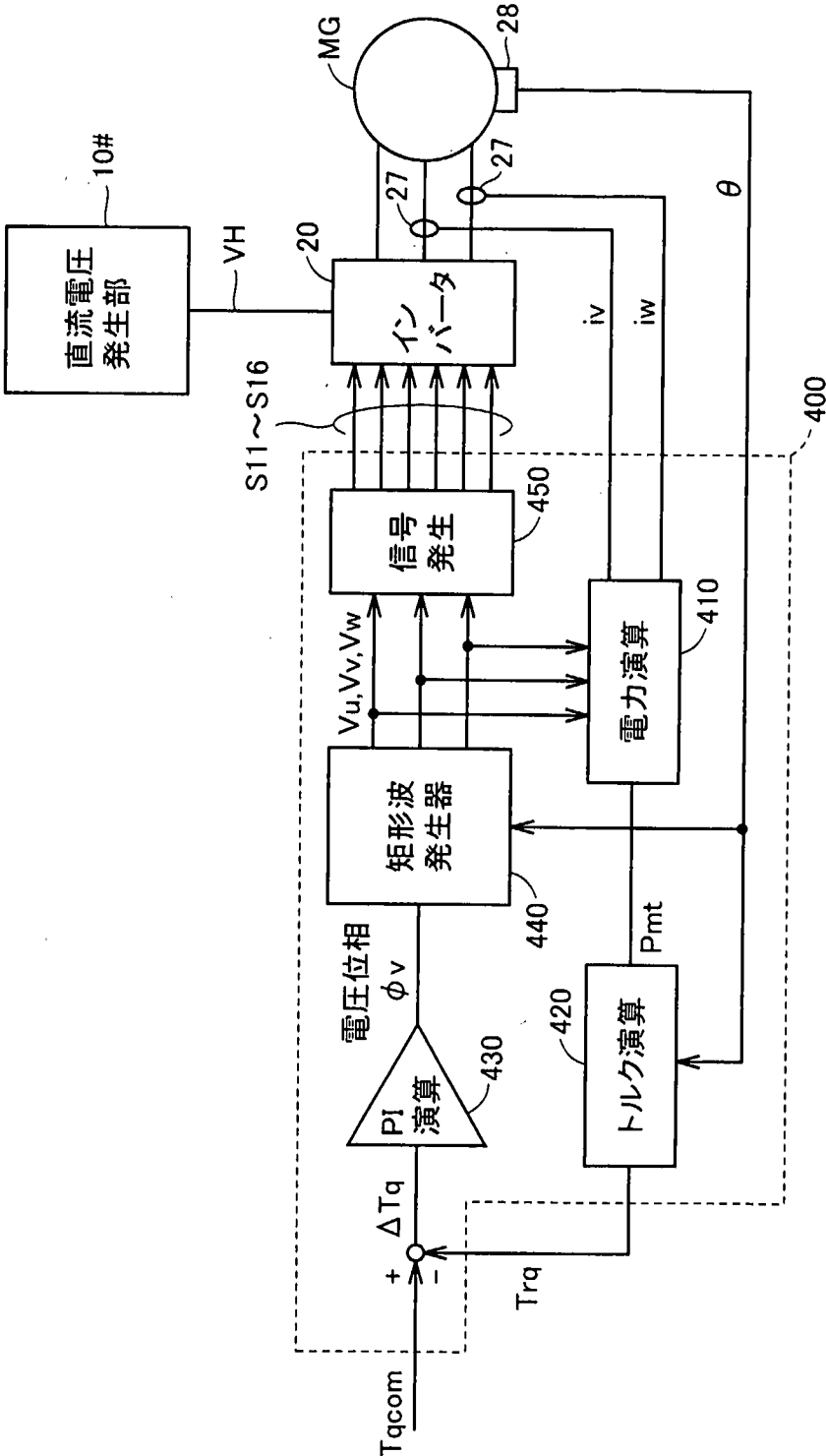


FIG.17

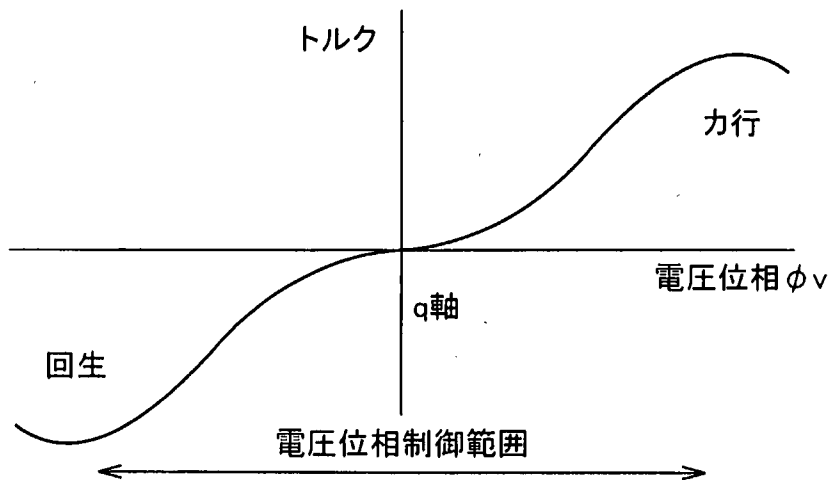


FIG.18

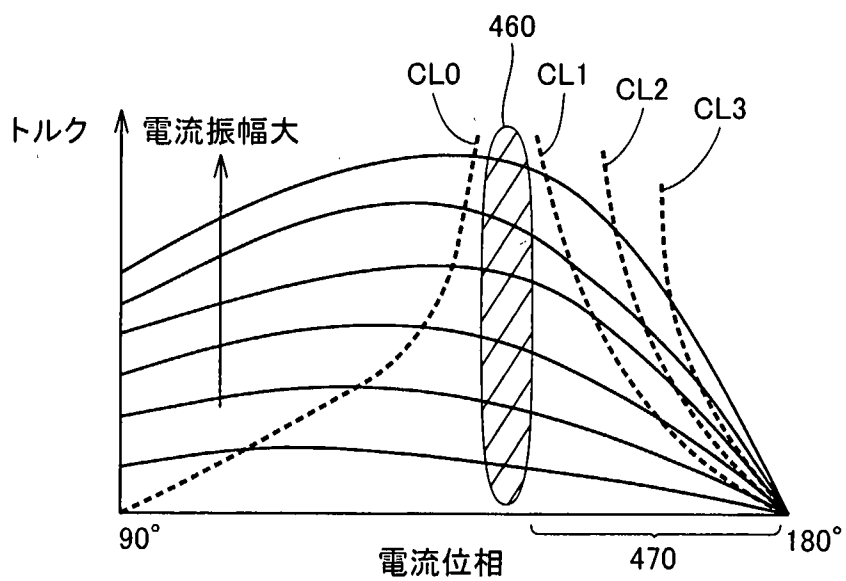


FIG.19

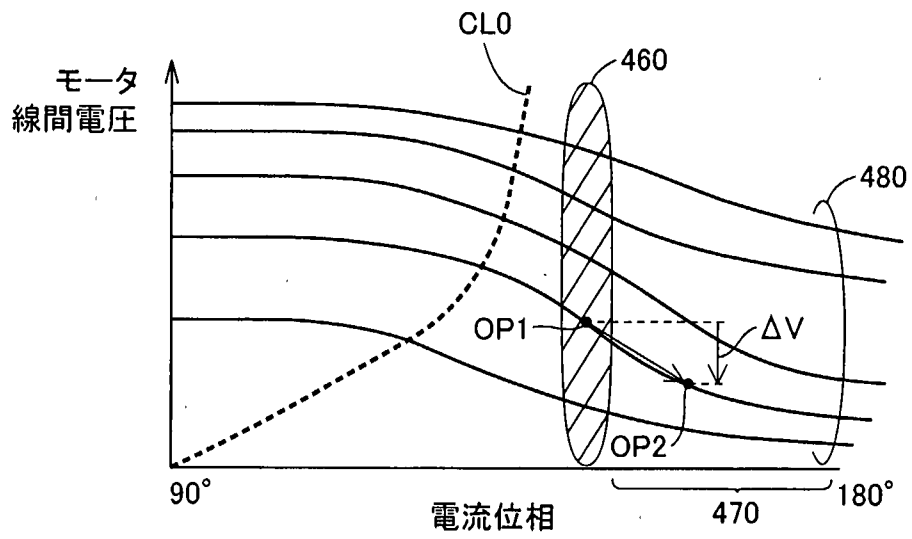


FIG.20

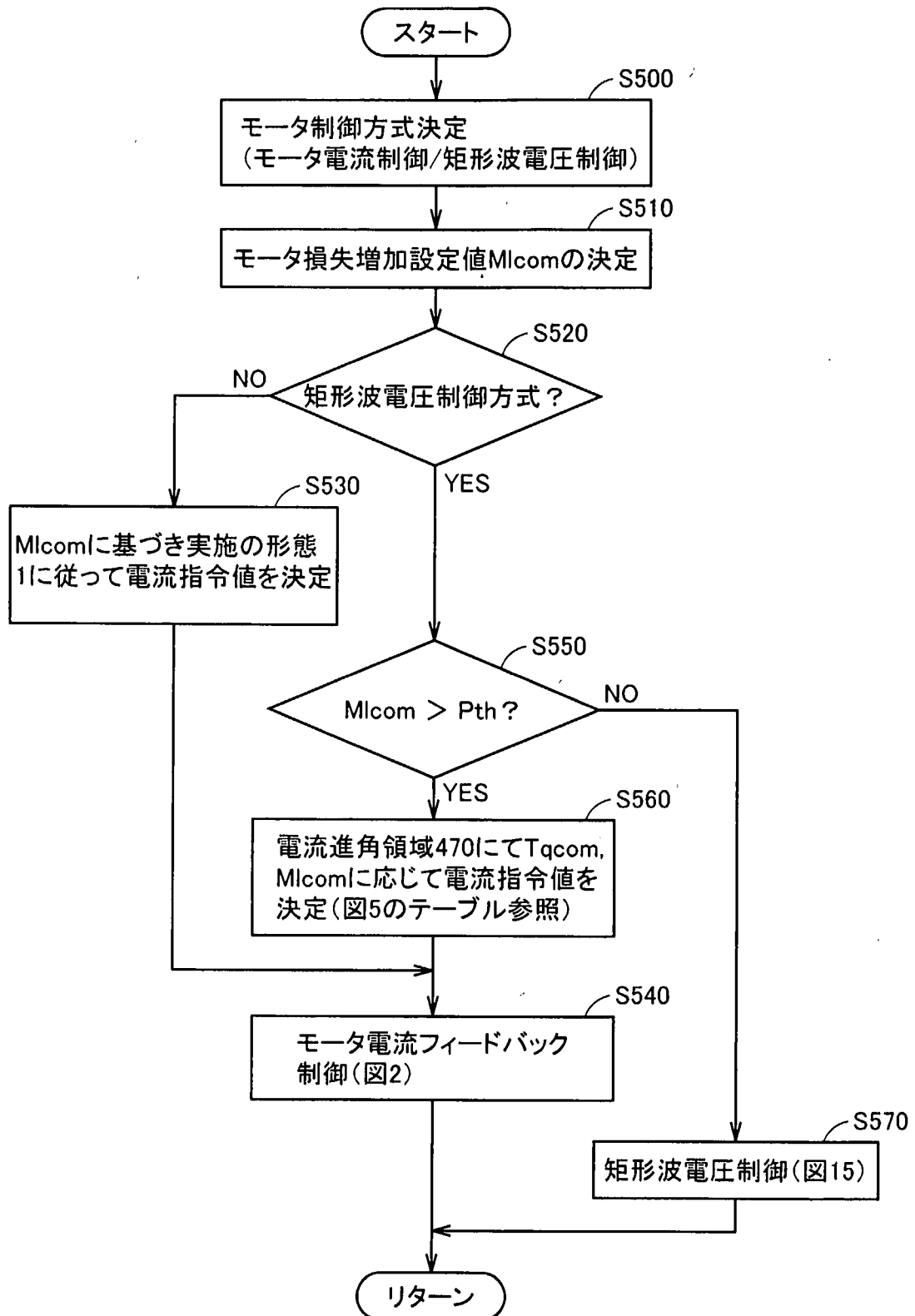


FIG.22

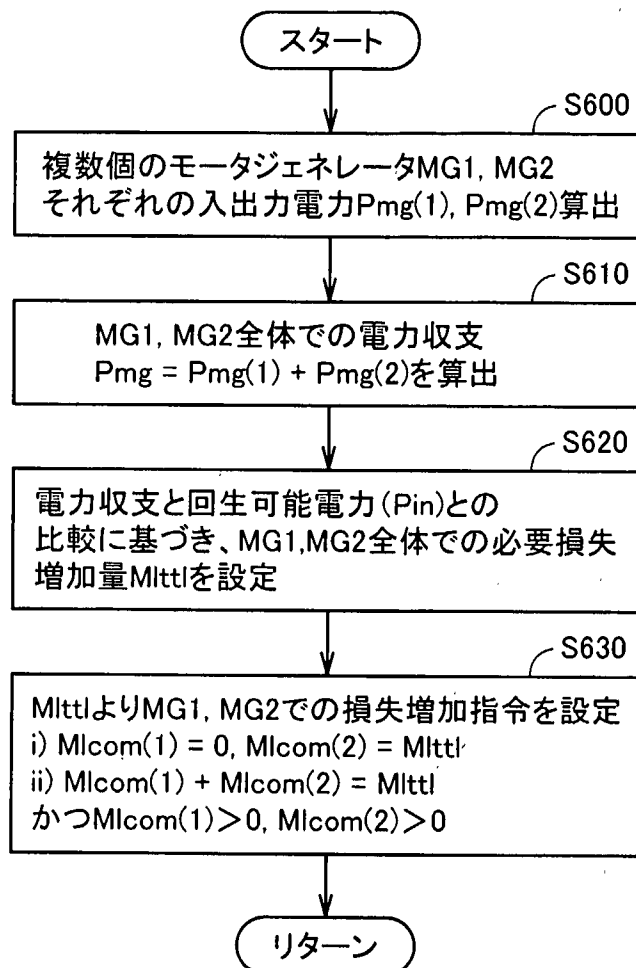


FIG.23

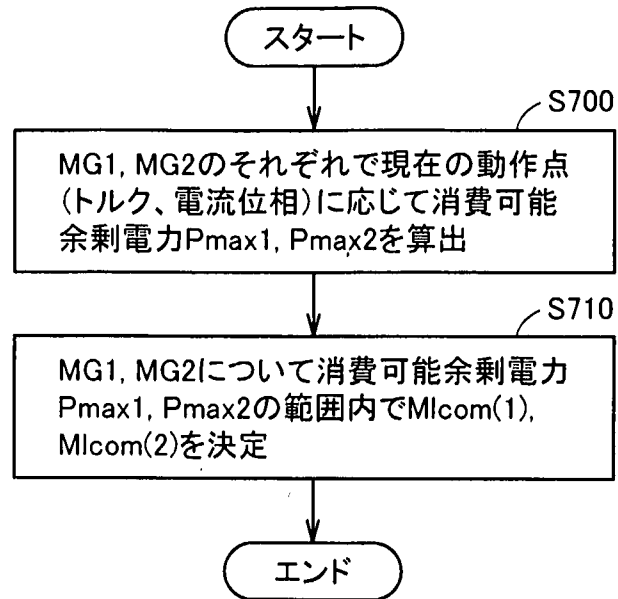


FIG.24

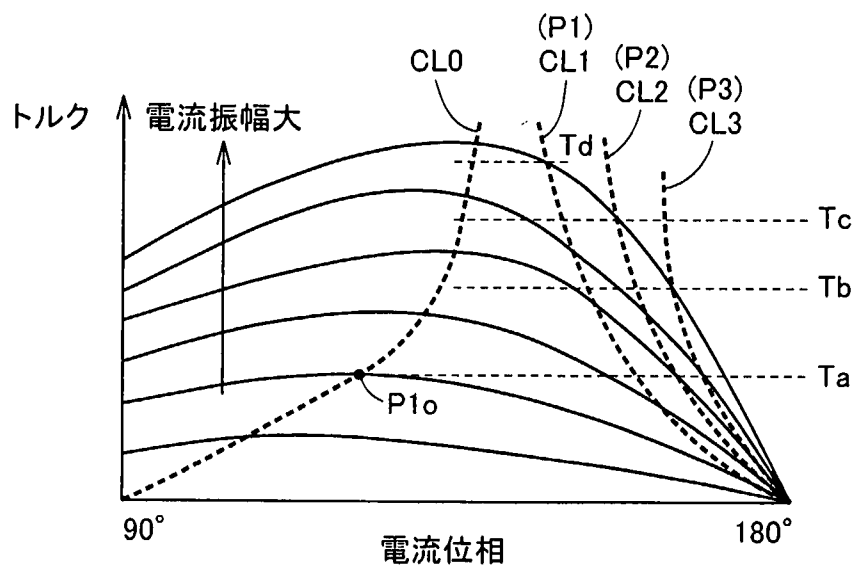


FIG.25

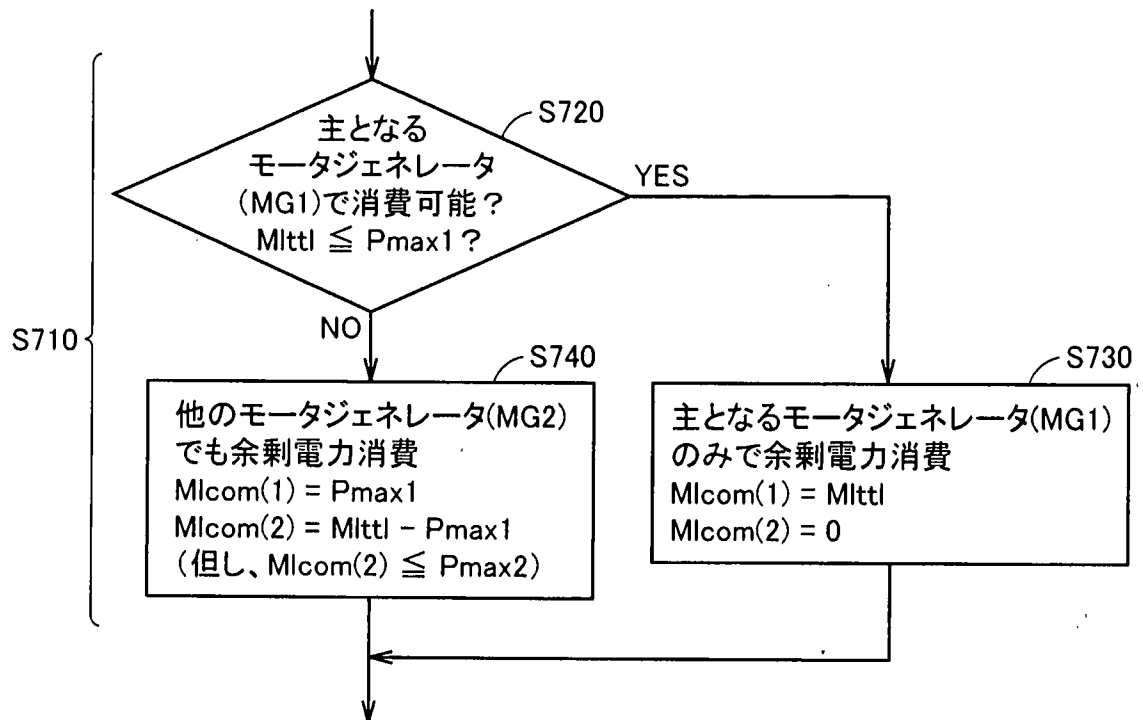


FIG.26

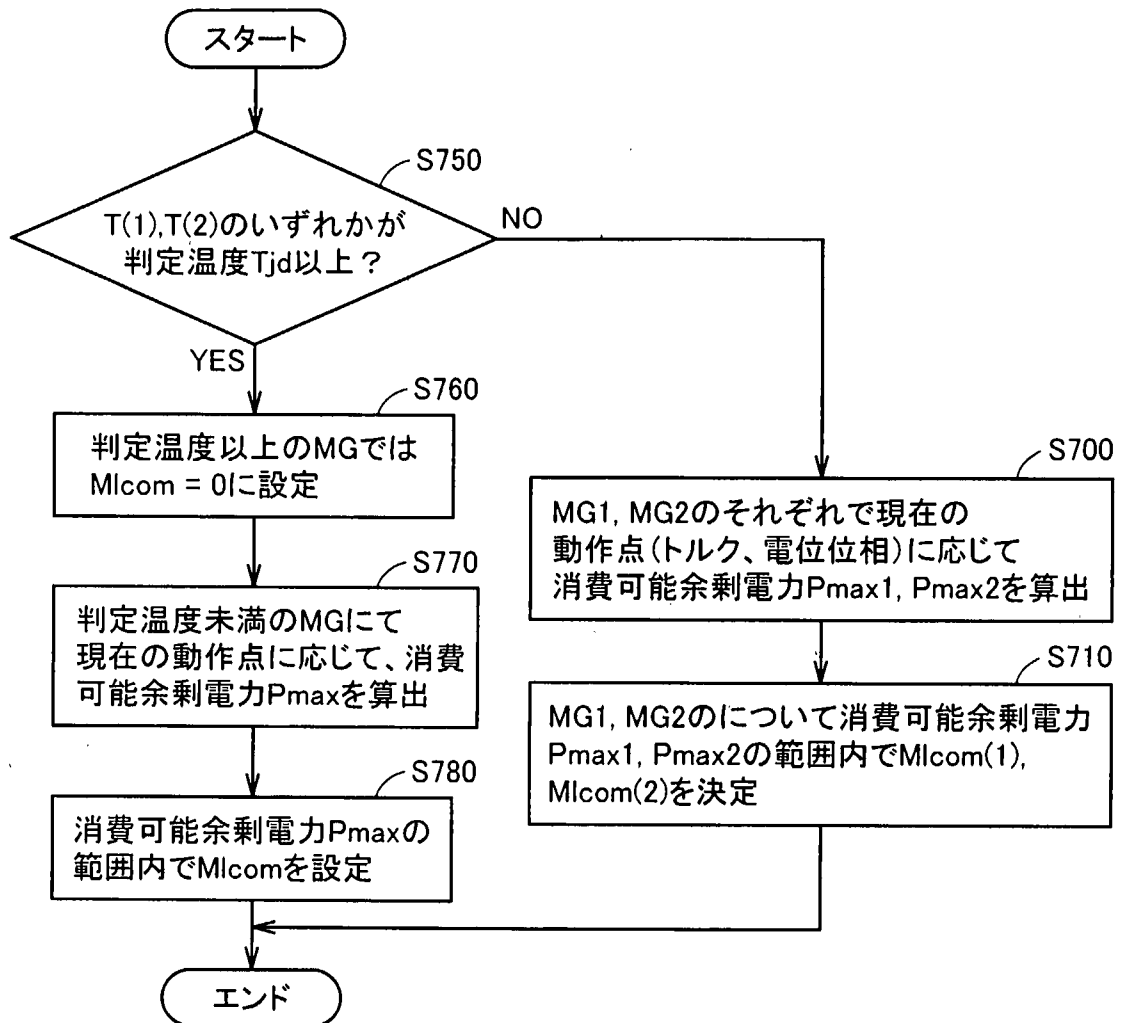


FIG.28

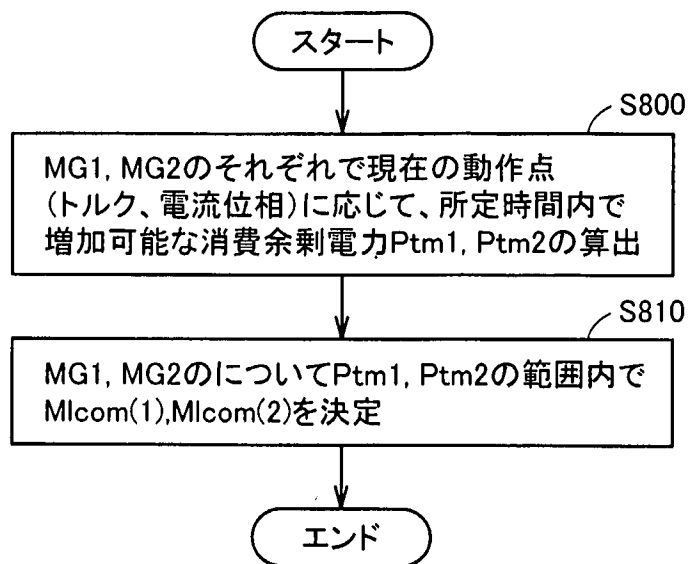


FIG.29

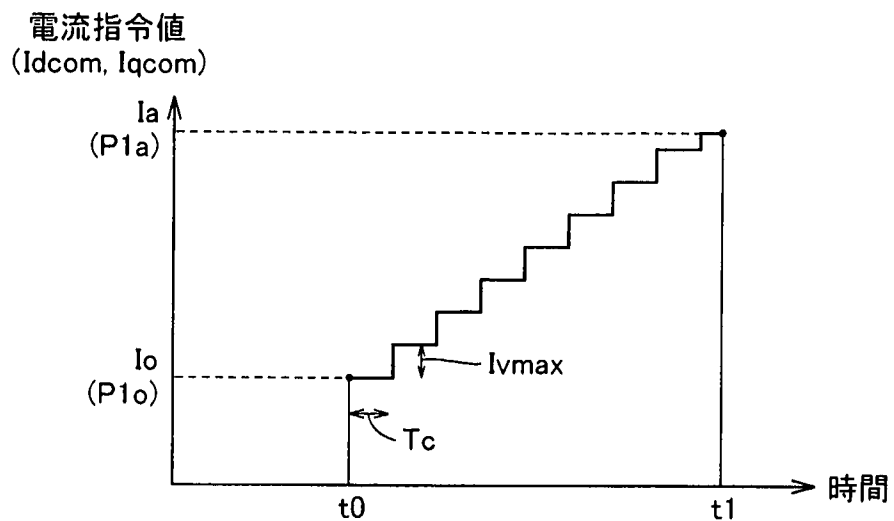
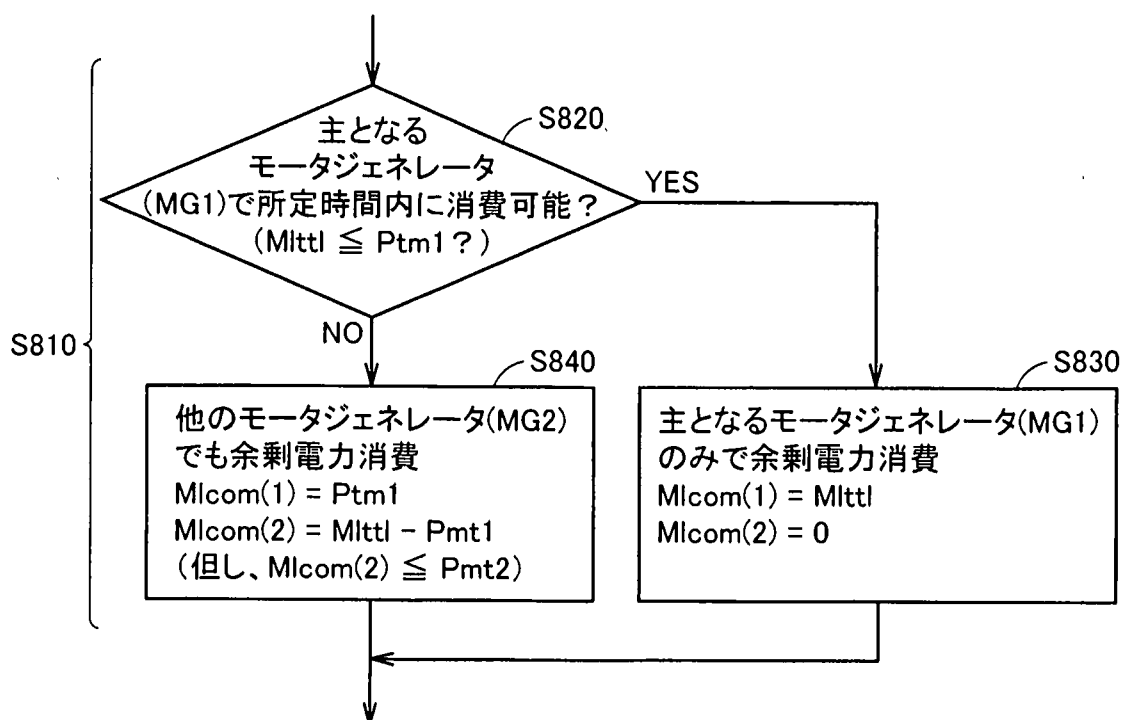


FIG.30

各電流動作点	所定時間内で増加可能な消費余剰電力
⋮	⋮
(トルク, 電流位相)	Ptm1 (Ptm2)
⋮	⋮

FIG.31



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/321936

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P3/18(2006.01)i, H02P21/00(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)

H02P3/18, H02P21/00, 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	1996-2007
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2007	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2007

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 5-137377 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 01 June, 1993 (01.06.93), Full text; all drawings (Family: none)	1, 2 3-7, 9-13 8
Y A	JP 2003-134602 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 09 May, 2003 (09.05.03), Full text; all drawings (Family: none)	3-7, 9-13 8
Y A	JP 2005-253126 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 15 September, 2005 (15.09.05), Full text; all drawings & US 2005/0189894 A1	3-7, 9-13 8

☒ 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
29 January, 2007 (29.01.07)

Date of mailing of the international search report
06 February, 2007 (06.02.07)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/321936

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 10-150702 A (Toyota Motor Corp.), 02 June, 1998 (02.06.98), Full text; all drawings (Family: none)	9-13

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P3/18(2006.01)i, H02P21/00(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（I P C））

Int.Cl. H02P3/18, H02P21/00, 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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 7 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 7 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 7 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 請求の範囲の番号
X Y A	JP 5-137377 A (松下電器産業株式会社) 1993.06.01, 全文、全図（ファミリーなし）	1, 2 3-7, 9-13 8
Y A	JP 2003-134602 A (日産自動車株式会社) 2003.05.09, 全文、全図（ファミリーなし）	3-7, 9-13 8
Y A	JP 2005-253126 A (日産自動車株式会社) 2005.09.15, 全文、全図 & US2005/0189894 A1	3-7, 9-13 8

☒ 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

2 9 . 0 1 . 2 0 0 7

国際調査報告の発送日

0 6 . 0 2 . 2 0 0 7

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5
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）

大山 広人

3 V

3 0 2 6

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8

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 請求の範囲の番号
Y	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)	9-13