

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4842011号
(P4842011)

(45) 発行日 平成23年12月21日(2011.12.21)

(24) 登録日 平成23年10月14日(2011.10.14)

(51) Int.Cl.	F 1
HO2P 9/14 (2006.01)	HO2P 9/14 G
HO2P 27/06 (2006.01)	HO2P 5/41 303Z
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408 ZHVC
HO2P 27/04 (2006.01)	B60L 11/12
B60L 11/12 (2006.01)	

請求項の数 2 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願2006-131047 (P2006-131047)
 (22) 出願日 平成18年5月10日 (2006.5.10)
 (65) 公開番号 特開2007-306679 (P2007-306679A)
 (43) 公開日 平成19年11月22日 (2007.11.22)
 審査請求日 平成20年6月16日 (2008.6.16)

(73) 特許権者 509186579
 日立オートモティブシステムズ株式会社
 茨城県ひたちなか市高場2520番地
 (73) 特許権者 000003997
 日産自動車株式会社
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
 (74) 代理人 100077816
 弁理士 春日 譲
 (72) 発明者 金子 悟
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社日立製作所
 日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電動機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

内燃機関により駆動される発電機が出力する直流電力を、インバータにより交流電力に変換した後、交流モータに供給することにより、前記交流モータが直接駆動されるものであり、

前記発電機は、発電された交流電力を直流電力に変換するためのダイオードブリッジが出力部分に配置されたオルタネータであり、

該オルタネータは、界磁巻線に流れる電流の制御のみによって、その発電電力を調整するものであり、

前記発電機と前記インバータの間にはバッテリが備えられないバッテリレストタイプであり、

前記発電機の界磁電圧を制御して前記発電機の出力電力を制御する制御手段を有する電動機の制御装置において、

前記制御手段は、前記交流モータに対するトルク指令の変化率が所定値以上であった場合に、前記発電機の出力電力の目標値が前記交流モータに対する駆動エネルギーの目標値を超えるように、前記発電機の出力電力の目標値を増加させるトルク指令変化率演算部を備えることを特徴とする電動機の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の電動機の制御装置において、

前記トルク指令変化率演算部は、前記発電機のエンジン回転数に応じた最大目標電力 P

10

20

P_{max} と現在の出力パワー P_{out} の差分 P を前記発電機からの出力電流 I_{dc} で除して、前記発電機の出力電圧の目標値の増加分を算出することを特徴とする電動機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電動機の制御装置に係り、特に、エンジンによる回転力で発電機を駆動し、発電機により発電された電力により直接交流モータを駆動する電動機システムに用いられる電動機の制御装置に関する。

【背景技術】

10

【0002】

近年、モータを動力源として走行する自動車が増加している。電気自動車やハイブリッド車に代表される環境対応自動車である。これら環境対応自動車の主な特徴として、バッテリを搭載し、その電力をを利用してモータからトルクを発生させてタイヤを駆動し走行することが挙げられる。最近はこのモータには永久磁石同期モータに代表される交流モータが用いられ、小型化（高パワー密度化）が進められている。さらにバッテリの直流電力を交流モータに供給するためにはインバータが用いられ、バッテリからの直流電力を交流電力に変換する。このインバータを制御することにより、交流モータの可变速制御が可能となる。

【0003】

20

以上の環境対応自動車では、モータへの電力供給源としてバッテリを搭載しているため、インバータには常に安定した電力供給が行われ、受電電圧はほぼ一定となる。よって、電力供給源に対して常に効率のよいトルク制御が可能である。

【0004】

さらに最近では、前輪をエンジンで駆動し、後輪をモータで駆動する電動4輪駆動車が普及し始めている。この電動4輪駆動車は、別途、専用の発電機をエンジンに接続し、エンジンの回転力により発電機から直流電力を発電し、この直流電力を用いて後輪駆動用として搭載されたDC（直流）モータからトルクを発生し車両を駆動する（例えば、特許文献1参照）。このような電動4輪駆動車においては、後輪を応答性に優れるモータで駆動するため、滑りやすい路面条件においても安定に走行することが可能である。さらに電力源にバッテリを用いずに発電機（発電された交流電力をダイオードブリッジで整流するオルタネータタイプ）を用いていることから、低コストで搭載性に優れている。

30

【0005】

このDCモータ搭載の電動4輪駆動車では、発電機の発電量（直流電力）が直接（電力変換なしで）DCモータに供給される非常に安定なシステムであった。このDCモータを搭載した電動4輪駆動システムは、搭載性の点から主に1リッタークラスの小型自動車への適用が主流となっている。このDCモータを用いた電動4輪駆動車においては、車両搭載性の面からモータ出力を増加させることに限界があり、2リッタークラス程度の自動車に適用することは困難となる。そこで、このような2リッタークラス程度の自動車に適用するためには、DCモータに比べパワー密度に優れ、小型化を実現できるAC（交流）モータを用いた電動4輪駆動車が考えられる。

40

【0006】

【特許文献1】特開平2001-9239852号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

このような後輪をモータで駆動する電動4輪駆動車は低コスト化を実現するためにバッテリレストタイプが採用され、エンジンに連結された発電機による電力によって動力を得る。通常この発電機は発電された交流電力を直流電力に変換するためにダイオードブリッジが出力部分に配置される「オルタネータ」である。このオルタネータは固定子側の電流は

50

制御できないため、界磁巻線に流れる界磁電流制御のみにより発電電力を調整する。よって、電力の制御は通常のインバータ制御に比べ応答が遅いものとなっている。これに対し、電動4輪駆動車では、滑りやすい低 μ 路でエンジンによって駆動される前輪がスリップしたときなどにおいて、急な立ち上がり勾配を有する後輪のモータトルクが要求される場合がある。このとき、発電機の界磁電流の立ち上がりが十分でないと、モータの出力トルク増大（すなわち、モータの消費電力の増大）に対して発電機の発電電力の増大が追従できず、発電機の出力が落ち込み、後輪のモータからは所要のトルクが出力されず、必要な走行性能が得られないという問題が生じる。

【0008】

本発明の目的は、後輪のモータに急なトルク指令の立ち上がりが入力された場合においても発電機の出力落ち込みを生じることなく、安定に電力供給を行うことができる電動機の制御装置を提供するにある。10

【課題を解決するための手段】

【0009】

(1) 上記目的を達成するために、本発明は、内燃機関により駆動される発電機が出力する直流電力を、インバータにより交流電力に変換した後、交流モータに供給することにより、前記交流モータが直接駆動されるものであり、前記発電機は、発電された交流電力を直流電力に変換するためのダイオードブリッジが出力部分に配置されたオルタネータであり、該オルタネータは、界磁巻線に流れる電流の制御のみによって、その発電電力を調整するものであり、前記発電機と前記インバータの間にはバッテリが備えられないバッテリレスタイプであり、前記発電機の界磁電圧を制御して前記発電機の出力電力を制御する制御手段を有する電動機の制御装置において、前記制御手段は、前記交流モータに対するトルク指令の変化率が所定値以上であった場合に、前記発電機の出力電力の目標値が前記交流モータに対する駆動エネルギーの目標値を超えるように、前記発電機の出力電力の目標値を増加させるトルク指令変化率演算部を備えるようにしたものである。20

かかる構成により、後輪のモータに急なトルク指令の立ち上がりが入力された場合においても発電機の出力落ち込みを生じることなく、安定に電力供給を行い得るものとなる。

【0010】

(2) 上記(1)において、好ましくは、前記トルク指令変化率演算部は、前記発電機のエンジン回転数に応じた最大目標電力 P_{max} と現在の出力パワー P_{out} の差分 P を前記発電機からの出力電流 I_{dc} で除して、前記発電機の出力電圧の目標値の增加分を算出するようにしたものである。30

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、後輪のモータに急なトルク指令の立ち上がりが入力された場合においても発電機の出力落ち込みを生じることなく、安定に電力供給を行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0012】

以下、図1～図6を用いて、本発明の一実施形態による電動機の制御装置の構成及び動作について説明する。40

最初に、図1を用いて、本実施形態による電動機の制御装置を適用する電動4輪駆動車のシステム構成について説明する。

図1は、本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置を適用する電動4輪駆動車のシステム構成図である。

【0013】

電動4輪駆動車1は、前輪2を駆動するエンジン3に専用の発電機4を接続しており、この発電機4で発電される発電電力をもとにして交流モータ6から動力を発生させる。ここで、電動4輪駆動車に適用されるモータは低速域での大トルクと高速駆動を実現するような広動作範囲を実現できる界磁巻線型同期モータが用いられることがある。交流モータ6により発生された動力により後輪5は駆動されることになるが、この動力はデフ7で左50

右に分配され、後輪 5 に伝達される。

【 0 0 1 4 】

また、モータ 6 とデフ 7 の間には、動力伝達経路を開閉する 4WD クラッチ 10 が設けられている。また、交流モータ 6 のトルクを所要の値に制御できるようにインバータ 8 が設けられており、発電機 4 から出力された直流電力を交流電力に変換し、この交流電力を交流モータ 6 に供給する。ここで、インバータ 8 の入力部分は、パワー素子のスイッチング動作によりかなり脈動を持った電力となる。これを平滑するのがコンデンサ 9 である。

【 0 0 1 5 】

インバータ 8、交流モータ 6 及び発電機 4 は、コントローラ 15 によって制御される。

【 0 0 1 6 】

以上が交流モータを用いた電動 4 輪駆動車の構成である。この電動 4 輪駆動車においては、低コストを意識したシステムとなっており、バッテリを搭載していないバッテリレスであり、発電機 4 による発電電力のみによってモータを駆動する。

【 0 0 1 7 】

次に、図 2 を用いて、本実施形態による電動機の制御装置を適用する電動 4 輪駆動車における電力フローについて説明する。

図 2 は、本発明の第 1 の実施形態による電動機の制御装置を適用する電動 4 輪駆動車の電力フロー図である。なお、図 2 において、図 1 と同一符号は、同一部分を示している。

【 0 0 1 8 】

図 2 は、電動 4 輪駆動車における発電機 4 と交流モータ 6 との間の電力フローを示している。通常のハイブリッド車などでは、コンデンサ 9 と並列に、電力発生源および電力回収元としてバッテリが接続される。しかしながら、電動 4 輪駆動車では、従来のメカ 4 輪駆動車以下にコストを低く抑えるといった課題があり、この低コスト化の面からバッテリは搭載しないことが多いものである。

【 0 0 1 9 】

このように、交流モータを用いた電動 4 輪駆動システムでは、電力を吸収するバッテリを持たないため、エンジン 3 により駆動される発電機 4 により出力される発電エネルギー P_g と、インバータ 8・交流モータ 6 に入力される駆動エネルギー P_m とが等しくなるよう、電力の協調制御を行う必要がある。

【 0 0 2 0 】

しかし、発電エネルギー P_g と駆動エネルギー P_m のバランスが崩れた場合、例えば、発電エネルギー P_g が駆動エネルギー P_m よりも大きかった場合は余剰の電力が平滑用のコンデンサ 9 に流れ込み、DC バス部の電圧が上昇することになる。DC バス部の電圧が許容値を超えた場合には、コンデンサ 9 やインバータ 8 のパワー素子を破壊する恐れがある。また、発電エネルギー P_g が駆動エネルギー P_m よりも小さかった場合には、コンデンサ 9 に蓄えられた電力がインバータ 8・交流モータ 6 に消費されるために電圧が低下し、所要のトルクが出力できなくなり、発電機 4 の出力電圧が低下することになる。

【 0 0 2 1 】

次に、図 3 及び図 4 を用いて、本実施形態による電動機の制御装置による発電機 4 とモータ 6 / インバータ 8 間の電力協調制御方式について説明する。

図 3 は、本発明の第 1 の実施形態による電動機の制御装置による発電機とモータ / インバータ間の電力協調制御方式のハード構成図である。図 4 は、本発明の第 1 の実施形態による電動機の制御装置による発電機とモータ / インバータ間の電力協調制御方式の制御ブロック図である。なお、図 3、図 4 において、図 1 及び図 2 と同一符号は、同一部分を示している。

【 0 0 2 2 】

ここでは、DC バス部電圧（平滑コンデンサ電圧）をフィードバックする「DC 電圧フィードバック制御方式」について述べる。図 4 に示すコンデンサ電圧指令 V_{dc}^* が、DC バス電圧の指令値に相当する。協調制御では、電圧指令 V_{dc}^* に対してコンデンサ電圧 V_{dc} をフィードバック制御する。このように電圧指令 V_{dc}^* に対してコンデンサ電

10

20

30

40

50

圧 $V_{d\ c}$ が安定に制御できれば、発電機とモータ・インバータ間で電力の協調制御が行えることになる。

【0023】

ここで、コンデンサ電圧指令 $V_{d\ c}^*$ は、発電機の動作状態、およびモータの動作点（モータ回転数、モータトルク）に応じて決定される。このように DC バス部の電圧 $V_{d\ c}$ をもとにして、コントローラ 15 のモータ制御部 20 はモータ制御を行い、インバータ 8 に対して PWM 指令、モータ 6 に対して界磁電圧指令を出力する。それに対し、コントローラ 15 の発電制御部 21 は、コンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ が指令値 $V_{d\ c}^*$ となるように、発電機（専用のオルタネータ）4 の発電制御を行う。発電機 4 の発電電力は回転数と界磁により決定される。このうち回転数はエンジン回転数で決まるため、発電制御部 21 で操作する量は界磁電圧ということになる。コンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ が指令値 $V_{d\ c}^*$ に一致している（または一致しているとみなされる）ときは、モータ制御と発電制御がバランスよく行われている協調状態である。10

【0024】

ここで、図 5 を用いて、本実施形態による電動機の制御装置に用いる発電制御部 21 の構成及び動作について説明する。

図 5 は、本発明の第 1 の実施形態による電動機の制御装置に用いる発電制御部の構成を示すブロック図である。なお、図 5 において、図 4 と同一符号は、同一部分を示している。20

【0025】

発電制御部 21 は、図 4 に示すコンデンサ電圧指令 $V_{d\ c}^*$ が DC バス電圧（コンデンサ電圧）の指令値に相当し、この電圧指令 $V_{d\ c}^*$ に対してコンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ をフィードバック制御する。

【0026】

図 5 に示すように、モータ制御部 20 からの電圧指令 $V_{d\ c}^*$ に対して、発電制御部 21 の減算器 21A は、電圧指令 $V_{d\ c}^*$ とコンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ の差を演算し、この差分を、PI 制御器 21B に入力して、界磁電圧指令値 $V_{g\ f}$ を出力することにより、指令値 $V_{d\ c}^*$ に対しコンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ をフィードバック制御する。ここでは、制御器として PI 制御器 21B を図示しているが、これに限定されるものではない。また、応答性を改善するために、PI 制御器 21C の出力部にフィードフォワード項で制御量を補償しても良い。なお、発電制御の操作量は発電機 4 の界磁電圧 $V_{g\ f}$ であり、この界磁電圧 $V_{g\ f}$ により界磁電流を調整し、発電機 4 の発電電力を制御する。30

【0027】

以上に述べたように、電圧指令 $V_{d\ c}^*$ に対してコンデンサ電圧 $V_{d\ c}$ を安定に制御できれば、発電機 4 とモータ 6・インバータ 8 間では電力がバランスするため、結果電力の協調制御が行えることになる。

【0028】

ここで、駆動力源となる交流モータ 6 は固定子側の電気的時定数が数 $m\ s \sim 10\ m\ s$ 程度であり、それをインバータ 8 で制御することから高応答で高精度な制御が可能である。これに対して発電機 4 は変換器がダイオードブリッジで構成されるオルタネータであった場合には固定子側の電流制御ができないため、固定子よりも二桁相当応答が遅い界磁巻線側の制御のみを行うこととなる。40

【0029】

このように制御応答性が大きく異なる発電機とモータを協調させて動作させるためには、基本的に応答の遅い発電機の発電状態に合わせて、モータからパワーを出力することが必要である。しかしながら、このように制御を行った場合、電動 4 輪駆動車の特長が出せる低 μ 路での坂道発進等、急なトルクの立ち上がりが必要な走行シーンにおいて、その 4 駆性能を損なう可能性がある。そのような場合には、モータ制御部 20 は、あらかじめ要求トルク指令の急変度合いを予測し、発電電力を増しておく。これは通常の駆動に対し、発電機の励磁を増すことで実現できる。本実施例にてこれを実現するためには、界磁の応50

答遅れを考慮し、あらかじめ大き目のコンデンサ電圧指令 $V_{d c}^*$ を出力する。

【0030】

次に、図6を用いて、本実施形態による電動機の制御装置に用いるモータ制御部20の構成及び動作について説明する。

図6は、本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置に用いるモータ制御部の構成を示すブロック図である。なお、図6において、図4と同一符号は、同一部分を示している。

【0031】

コントローラ15内のモータ制御部20は、後輪の交流モータ6が発生すべきトルクの指令 T_r^* と現在のモータ回転数 m が入力され、この要求動作点に対し、モータ6のトルク制御を行う。10

【0032】

モータ制御部20は、電流指令マップ20Aと、コンデンサ電圧指令演算部20Bと、トルク指令変化率演算部20Cと、加算部20Dを備えている。電流指令マップ20Aは、入力したモータのトルク指令 T_R^* とモータ回転数 m に基づいて、その動作点における電流指令 I_d^* 、 I_q^* を出力する。電流指令 I_d^* 、 I_q^* は、交流モータの制御に用いられる回転座標 $d - q$ 軸上での電流指令値であり、通常一般的にベクトル制御で用いられる電流成分である。モータ制御部20は、この電流指令 I_d^* 、 I_q^* からインバータ8に対するPWM指令を生成する。

【0033】

また、コンデンサ電圧指令演算部20Bは、電流指令マップ20Aが出力する電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、入力したモータ回転数 m に基づいて、そのモータ動作点に最低必要な電圧、すなわちコンデンサ電圧の指令値 $V_{d c}^*$ を演算する。コンデンサ電圧指令値 $V_{d c}^*$ の演算方法の一例は、以下に示すとおりである。20

【0034】

まず、以下の式(1)、式(2)に示すように、電流指令 I_d^* 、 I_q^* から、回転座標 $d - q$ 軸上での電圧指令 $V_{d *}$ 、 $V_{q *}$ を演算する。

【0035】

【数1】

$$V_{d *} = R \times I_d^* - \omega m \times L_q \times I_q^* \quad \dots (1)$$

【0036】

【数2】

$$V_{q *} = R \times I_q^* + \omega m \times L_d \times I_d^* + \omega m \times \phi \quad \dots (2)$$

【0037】

ここで、Rは巻線抵抗、mはモータ各速度、 L_d 、 L_q は $d - q$ 軸上のインダクタンス、 ϕ は界磁主磁束をそれぞれ示している。40

【0038】

さらに、コンデンサ電圧 $V_{d c 1}^*$ は、一例として、以下の式(3)により演算される。

【0039】

【数3】

$$V_{d c 1}^* = \sqrt{V_{d *}^2 + V_{q *}^2} / \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 2 \quad \dots (3)$$

【0040】

10

20

30

40

50

通常走行時の電動4輪駆動車では、式(3)に示す電圧 V_{dc1}^* を出力電圧の指令としてオルタネータの発電制御を行う。オルタネータの出力電圧が電圧指令 V_{dc1}^* と同等になっていたならば、結果としてモータ6はインバータ8のコントロールにより指令値通りのトルクを発生することができる。そしてこの場合は、モータのトルク指令を発電機の界磁応答速度に合わせて入力した場合に相当する。

【0041】

しかしながら、電動4輪駆動車の挙動としては常に発電機の応答に合わせたトルク発生で機能を発揮できるわけではなく、後輪トルクに急激な立ち上がりを要求される場合もある。たとえば、圧雪道路など摩擦抵抗が非常に低くなった坂道登坂においてエンジンで駆動される前輪がスリップした場合には当然ずり下がりが生じてしまうため、できるだけ早く後輪のトルクを発生させて前輪をグリップさせる必要がある。しかしながら前述のように発電機は、応答が遅い界磁の制御のみ可能であるため、そのままモータのトルク指令を急増させた場合に発電機側の電圧落ち込み等の不安定動作を引き起こす可能性がある。10

【0042】

そこで、本実施形態では、図6に示すように、トルク指令変化率演算部20Cを設けている。トルク指令変化率演算部20Cは、常にモータトルク指令の変化率を監視しておき、界磁立ち上がり遅れを考慮して、モータトルク指令の変化率に応じて、コンデンサ電圧指令 V_{dc1}^* の上乗せ分(電圧指令増加分 V_{dc*})を演算する。

【0043】

トルク指令変化率演算部20Cは、例えば、次のように動作する。まず、オルタネータは、現在のエンジンの回転数によって発電出力可能な電力が決定されるため、そのときのエンジン回転数に応じた最大目標電力 P_{max} を設定する。次に、所定のサンプリング周期毎のトルク指令変化率 T_r^* を演算する。このとき、モータ速度は、隨時計測されているため、所定のサンプリング毎のモータ出力パワー変化率 P_{out} を得ることができる。さらに、前記最大目標電力 P_{max} に対し、現在のモータ出力パワーの変化率 P_{out} がオルタネータの発電応答速度を超えると判断した場合において、現在の出力パワー P_{out} と、最大目標電力 P_{max} との差分 P に相当するコンデンサ電圧指令増加分 V_{dc*} を演算する。例えば、 V_{dc*} の演算式は、以下の式(4)で表すことができる。20

【0044】

【数4】

$$\Delta V_{dc*} = \Delta P / I_{dc} \quad \dots (4)$$

【0045】

ここで、 I_{dc} は、オルタネータからの出力電流である。

【0046】

そして、加算器30Dは、上記のようにして得られた V_{dc*} を、現在のコンデンサ電圧 V_{dc1}^* に加算して、最終電圧指令 V_{dc*} とする。発電制御部21は、この加算された電圧指令 V_{dc*} を目標にオルタネータの界磁電流を制御するため、この動作によって界磁電流の増加する速度を通常の応答速度に対して早くすることが可能となる。40

【0047】

このように、電圧指令を増加させた場合には図5に示す発電制御部において界磁が増加する方向に作用するため、発電パワーが増加し、より応答の速いトルク指令に追従できるようになる。

【図面の簡単な説明】

【0048】

【図1】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置を適用する電動4輪駆動車のシステム構成図である。50

【図2】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置を適用する電動4輪駆動車の電力フロー図である。

【図3】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置による発電機とモータ/インバータ間の電力協調制御方式のハード構成図である。

【図4】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置による発電機とモータ/インバータ間の電力協調制御方式の制御ブロック図である。

【図5】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置に用いる発電制御部の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の第1の実施形態による電動機の制御装置に用いるモータ制御部の構成を示すブロック図である。 10

【符号の説明】

【0049】

1 ... 電動4輪駆動車

2 ... 前輪

3 ... エンジン

4 ... 発電機

5 ... 後輪

6 ... 交流モータ

7 ... デファレンシャルギヤ

8 ... インバータ

9 ... 平滑用コンデンサ

10 ... 4WDクラッチ

15 ... コントローラ

20 ... モータ制御部

20A ... 電流指令マップ

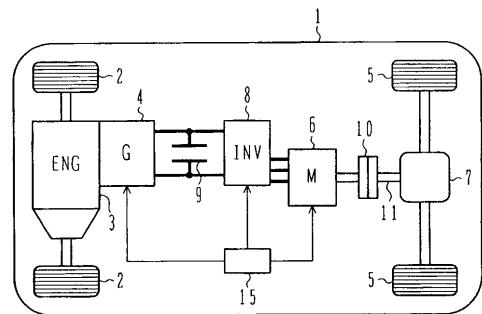
20B ... コンデンサ電圧指令演算部

20C ... トルク指令変化率演算部

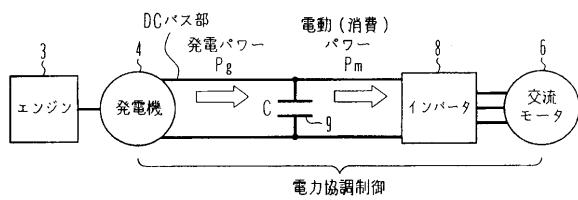
21 ... 発電制御部

21B ... P I 演算器 20

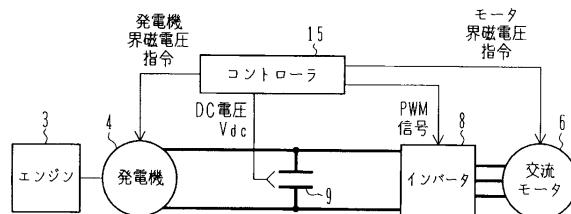
【図1】



【図2】

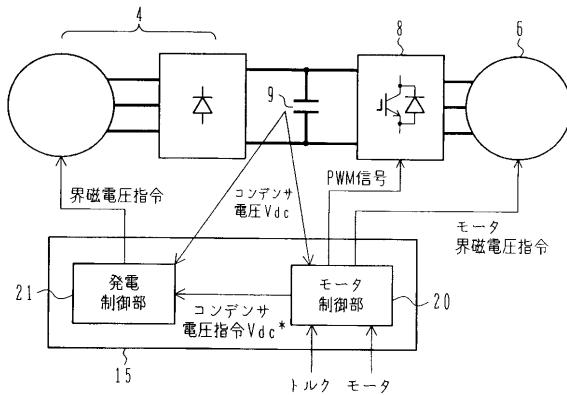


【図3】

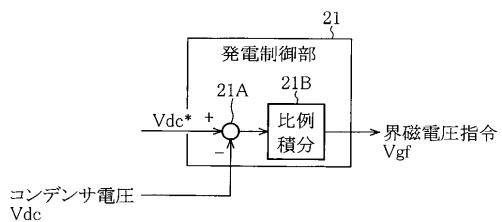


【図4】

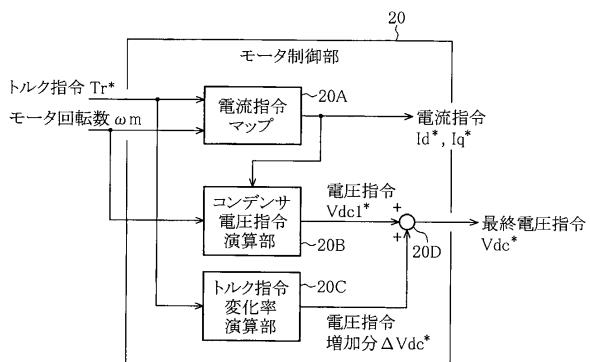
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 山本 立行

茨城県ひたちなか市大字高場 2520番地
イブシステムグループ内

株式会社日立製作所 オートモテ

(72)発明者 伊藤 勝

茨城県ひたちなか市大字高場 2520番地
イブシステムグループ内

株式会社日立製作所 オートモテ

(72)発明者 勝濱 健太

茨城県ひたちなか市大字高場 2520番地
イブシステムグループ内

株式会社日立製作所 オートモテ

(72)発明者 松永 康郎

神奈川県横浜市神奈川区宝町 2番地

日産自動車株式会社内

(72)発明者 杉田 秀彦

神奈川県横浜市神奈川区宝町 2番地

日産自動車株式会社内

審査官 森山 拓哉

(56)参考文献 特開平08-079910 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 9/00 - 9/48