

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

**特許第3797361号
(P3797361)**

(45) 発行日 平成18年7月19日(2006.7.19)

(24) 登録日 平成18年4月28日(2006.4.28)

(51) Int. Cl.		F I		
HO2P 27/06 (2006.01)		HO2P	7/63	303V
HO2M 3/155 (2006.01)		HO2M	3/155	F
HO2M 7/48 (2006.01)		HO2M	7/48	E
HO2P 6/06 (2006.01)		HO2P	6/02	341A

請求項の数 8 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2003-520060 (P2003-520060)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社 愛知県豊田市トヨタ町1番地
(86) (22) 出願日	平成14年7月31日(2002.7.31)	(74) 代理人	100075258 弁理士 吉田 研二
(86) 国際出願番号	PCT/JP2002/007800	(74) 代理人	100096976 弁理士 石田 純
(87) 国際公開番号	W02003/015254	(72) 発明者	佐藤 栄次 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
(87) 国際公開日	平成15年2月20日(2003.2.20)	(72) 発明者	社本 純和 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
審査請求日	平成15年11月25日(2003.11.25)		
(31) 優先権主張番号	特願2001-234824 (P2001-234824)		
(32) 優先日	平成13年8月2日(2001.8.2)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源の出力をインバータを介しモータに供給し、モータの駆動を制御するモータ駆動制御装置であって、

直流電源からの出力電圧を電圧変換してインバータに供給するコンバータと、

インバータをPWM制御してモータへの供給電流を制御する制御部と、

を含み、

前記コンバータは、一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、

前記制御部は、前記モータの回転数および目標出力トルクに応じて、モータの効率運転に適切なインバータ入力電圧目標値を算出し、この入力電圧目標値となるように、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御するモータ駆動制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載の装置において、

前記コンバータは、前記リアクトルと2つのスイッチング素子の組を3つ設ける3相構成を有するモータ駆動制御装置。

【請求項3】

請求項1または2に記載の装置において、

前記インバータの入力電圧目標値が前記直流電源の電圧より低い場合には、コンバータの

上側スイッチング素子をオン、下側スイッチング素子をオフとするモータ駆動制御装置。

【請求項4】

請求項1または2に記載の装置において、前記コンバータは、バッテリーの両端とリアクトルの一端が2つのスイッチング素子を介して接続されるフルブリッジ構成を有するモータ駆動制御装置。

【請求項5】

請求項1～4のいずれか1つに記載の装置において、前記コンバータの出力には、別のモータに電流を供給する別のインバータが接続され、前記制御部は、2つのモータの回転数および目標出力トルクから算出した2つのインバータの入力電圧目標値の内、高い方の電圧を出力するモータ駆動制御装置。

10

【請求項6】

請求項1～5のいずれか1つに記載の装置において、前記制御部は、算出した前記インバータの入力目標電圧が所定の上限值を超える場合には、入力目標電圧を前記上限値に設定するモータ駆動制御装置。

【請求項7】

一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、直流電源からの出力電圧を電圧変換するコンバータと、このコンバータの出力を受け入れ所定の交流電流に変換する2つのインバータと、この2つのインバータからの交流電流によってそれぞれ駆動される2つのモータと、を含む2モータシステムにおけるモータ駆動制御方法であって、前記2つのモータの回転数および目標出力トルクに応じて、前記2つのモータの効率運転に適切な2つのインバータ入力電圧目標値をそれぞれ算出し、算出した2つのインバータの入力電圧目標値の内、高い方の電圧を目標値として、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御するモータ駆動制御方法。

20

【請求項8】

一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、直流電源からの出力電圧を電圧変換するコンバータと、このコンバータの出力を受け入れ所定の交流電流に変換する2つのインバータと、この2つのインバータからの交流電流によってそれぞれ駆動される2つのモータと、前記コンバータのスイッチング素子のスイッチングを制御する制御部と、を含む2モータシステムにおけるモータ駆動制御プログラムであって、前記制御部に、前記2つのモータの回転数および目標出力トルクに応じて、前記2つのモータの効率運転に適切な2つのインバータ入力電圧目標値をそれぞれ算出させ、算出された2つのインバータの入力電圧目標値の内、高い方の電圧を目標値として採用させ、コンバータの出力が採用された目標値となるように、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御させる、モータ駆動制御プログラム。

30

40

【発明の詳細な説明】

[技術分野]

直流電源の出力をインバータを介しモータに供給し、モータの駆動を制御するモータ駆動制御装置に関する。

[背景技術]

従来より、ハイブリッド自動車や、電気自動車などでは、走行用のモータを有しており、このモータを駆動して走行する。このため、モータに電力を供給するバッテリーが必要であ

50

り、高出力のモータに電力を効率的に供給するために、通常数100Vという高電圧のものが利用されている。一方、車両には電力により動作する各種の機器（補機）が搭載されており、これら補機用のバッテリーとしては12Vバッテリー（低圧バッテリー）が利用されている。そこで、コンバータを利用して、高圧バッテリーの高電圧出力を12Vに降圧して補機用の低圧バッテリーを充電している。

また、モータの高回転領域では、それだけ逆起電力が大きくなるため、モータ印加電圧が低いと、高回転領域における最大トルクが小さくなる。

特開平10-136570号公報には、バッテリーとインバータの間にコンバータを配置し、このコンバータによって、昇圧した電圧をインバータ供給する。これによって、インバータからモータに高電圧を印加することができ、モータの高回転領域における最大トルクを高めることができる。また、この公報では、コンバータを外部からの充電時において整流器として利用することも提案している。

10

このように、上記公報には、コンバータによってバッテリー電圧を昇圧してモータに供給することが示されている。しかし、この公報は、単に昇圧してモータに供給することを示すだけであって、コンバータの昇圧についてその動作を制御しようとする考え方はなかった。

[発明の開示]

本発明は、モータの駆動状況に応じてインバータ入力電圧の最適化を図ることができるモータ駆動制御装置を提供することを目的とする。

本発明は、直流電源の出力をインバータを介しモータに供給し、モータの駆動を制御するモータ駆動制御装置であって、直流電源からの出力電圧を電圧変換してインバータに供給するコンバータと、インバータをPWM制御してモータへの供給電流を制御する制御部と、を含み、前記コンバータは、一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、前記制御部は、前記モータの回転数および目標出力トルクに応じて、モータの効率運転に適切なインバータ入力電圧目標値を算出し、この入力電圧目標値となるように、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御することを特徴とする。

20

このように、本発明では、コンバータを有しているため、バッテリー電圧よりインバータ入力電圧を高くすることができる。モータ出力はモータへの印加電圧とモータ電流の積であるため、モータへの印加電圧を高くすることで、同一出力時のモータ電流を小さくすることができる。そこで、インバータ入力電圧を高くすることで、インバータの電流容量を小さくことができ、インバータの小型化低コスト化が可能になる。また、モータの印加電圧を高くすることによって、高回転域の出力が増加するため、結果的にモータの小型化、低コスト化が可能になる。

30

特に、本発明では、モータの回転数、目標出力トルク（出力トルク指令）に基づいて、その時のモータに最適な印加電圧を算出し、これに基づいてインバータ入力電圧目標値を決定する。このため、その時のモータの動作状態に基づいて最適な電圧の印加によるモータの効率的な運転が行える。特に、最適な電圧を計算してこの電圧に制御するため、電圧を必要以上に上昇することによる効率の悪化を防ぐこともできる。

40

また、前記コンバータは、前記リアクトルと2つのスイッチング素子の組を3つ設ける3相構成を有することが好適である。この構成により、出力電圧を滑らかにしてリップルの発生を抑制することができる。

また、前記インバータの入力電圧目標値が前記直流電源の電圧より低い場合には、コンバータの上側スイッチング素子をオン、下側スイッチング素子をオフとすることが好適である。モータが低回転の時には、効率よく動作するインバータの入力目標電圧が直流電源の電圧より小さくなる。このときに、コンバータの上側スイッチング素子をオン、下側スイッチング素子をオフすることにより、コンバータの最低動作電圧にすると同時にスイッチング損失が発生しないので効率よく動作することが可能になる。

また、前記コンバータは、バッテリーの両端とリアクトルの一端が2つのスイッチング素子

50

を介して接続されるフルブリッジ構成を有することが好適である。この構成により、直流電源出の降圧も可能になり、常に最適なインバータ印加電圧にすることができる。

また、前記コンバータの出力には、別のモータに電流を供給する別のインバータが接続され、前記制御部は、2つのモータの回転数および目標出力から算出した2つのインバータの入力目標電圧の内、高い方の電圧を出力することが好適である。2モータシステムでは、それぞれ単独動作における最も効率がよくなるインバータ入力電圧は異なる場合が多い。インバータ入力電圧が高い場合にはスイッチング損失が増えるだけだが、入力電圧が低い場合にはモータ電流が増加し、モータおよびインバータの両方の損失が増加してしまう。このため、電圧が高い方が効率がよくなる。従って、それぞれのインバータ入力目標電圧の内、高い方を選択することにより、全体としての効率を上昇することができる。

10

また、前記制御部は、算出した前記インバータの入力目標電圧が所定の上限值を超える場合には、入力目標電圧を前記上限値に設定することが好適である。

また、本発明は、一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、直流電源からの出力電圧を電圧変換するコンバータと、このコンバータの出力を受け入れ所定の交流電流に変換する2つのインバータと、この2つのインバータからの交流電流によってそれぞれ駆動される2つのモータと、を含む2モータシステムにおけるモータ駆動制御方法であって、前記2つのモータの回転数および目標出力トルクに応じて、前記2つのモータの効率運転に適切な2つのインバータ入力電圧目標値をそれぞれ算出し、算出した2つのインバータの入力電圧目標値の内、高い方の電圧を目標値として、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御することを特徴とする。

20

また、本発明は、一端が直流電源に接続されるリアクトルと、このリアクトルの他端をインバータの電源側に接続する上側スイッチング素子およびインバータのアース側に接続する下側スイッチング素子の少なくとも2つのスイッチング素子と、を含み、直流電源からの出力電圧を電圧変換するコンバータと、このコンバータの出力を受け入れ所定の交流電流に変換する2つのインバータと、この2つのインバータからの交流電流によってそれぞれ駆動される2つのモータと、前記コンバータのスイッチング素子のスイッチングを制御する制御部と、を含む2モータシステムにおけるモータ駆動制御プログラムまたはこのプログラムを記録した媒体であって、前記制御部に、前記2つのモータの回転数および目標出力トルクに応じて、前記2つのモータの効率運転に適切な2つのインバータ入力電圧目標値をそれぞれ算出させ、算出された2つのインバータの入力電圧目標値の内、高い方の電圧を目標値として採用させ、コンバータの出力が採用された目標値となるように、前記コンバータのスイッチング素子をPWM制御させることを特徴とする。

30

[発明を実施するための最良の形態]

以下、本発明の実施形態について、図面に基づいて説明する。

図1は、一実施形態の構成を示す図であり、直流電源であるバッテリーB1は、ニッケル水素、リチウムイオン等の二次電池である。このバッテリーB1の正極にはリアクトルL1の一端が接続されている。リアクトルL1の他端は、直列接続されたNPNトランジスタQ1、Q2の中間点(Q1のエミッタとQ2のコレクタの接続点)に接続されている。トランジスタQ1のコレクタは電源ラインに接続され、トランジスタQ2のエミッタはアースに接続されている。また、各トランジスタQ1、Q2のコレクタエミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側に電流を流すダイオードD1、D2が配置されている。そして、このリアクトルL1、トランジスタQ1、Q2、ダイオードD1、D2でコンバータ12が構成されている。

40

コンバータ12の出力である電源ラインとアースの間には、コンデンサC1が配置されており電源ラインの電圧(インバータ入力電圧)を安定化させている。

電源ラインとアースの間には、NPNトランジスタQ3、Q4の直列接続からなるU相アームと、NPNトランジスタQ5、Q6の直列接続からなるV相アームと、NPNトランジスタQ7、Q8からなるW相アームが配置されている。また、各トランジスタQ3~Q

50

8のコレクタエミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側に電流を流すダイオードD3～D8が配置されている。これらトランジスタQ3～Q8、ダイオードD3～D8によりインバータ14が構成されている。

各相アームの中間点は、モータM1の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、モータM1は、3相の永久磁石モータであり、U、V、W相の3つのコイルの一端が中点で共通接続されて構成されており、U相コイルの他端がトランジスタQ3、Q4の中間点、V相コイルの他端がトランジスタQ5、Q6の中間点、W相コイルの他端がトランジスタQ7、Q8の中間点に接続されている。

そして、バッテリーB1の出力電圧は、電圧センサ20により検出され、コンデンサC1の両端電圧、すなわちインバータ入力電圧は、電圧センサ22で検出され、モータM1の各相の電流値は電流センサ24によって検出され、これら検出値が制御装置30に供給される。制御装置30は、これらセンサ検出値と、モータ出力指令などに基づいて、インバータ14における各トランジスタQ3～Q8のスイッチングを制御し、モータM1の駆動を制御するとともに、コンバータ12のトランジスタQ1、Q2のスイッチングを制御する。なお、制御装置30は、マイクロコンピュータなどで構成され、内部の記憶部材（フラッシュROMなど）に記録されている所定のプログラム（モータ駆動制御プログラム）を実行することによって、インバータ14、コンバータ12の動作を制御する。

ここで、制御装置30の構成ブロックを図2に示す。モータトルク指令値と、電流センサ24で検出した各相のモータ電流値と、電圧センサ22で検出したインバータ入力電圧は、モータ制御用相電圧演算部40に供給される。モータ制御用相電圧演算部40は、これら入力される信号から、モータ各相コイルの電圧を計算し、これをインバータ用PWM信号変換部42に供給する。インバータ用PWM信号変換部42は、実際にインバータ14の各トランジスタQ3～Q8をオンオフするPWM信号を生成し、このPWM信号をトランジスタQ3～Q8のベースに供給することで、各トランジスタQ3～Q8のスイッチングを制御して、モータM1の各相電流を制御する。

このようにして、モータ駆動電流が制御され、モータトルク指令値に応じたモータ出力トルク制御が行われる。

一方、モータトルク指令値は、インバータ入力電圧指令演算部50にも供給される。このインバータ入力電圧指令演算部50には、モータ回転数も供給されており、インバータ入力電圧指令演算部50は、モータ回転数およびモータトルク指令値からインバータ入力電圧の最適値（目標値）を演算算出する。

この目標値は、コンバータ用デューティ比演算部52に供給される。このコンバータ用デューティ比演算部52には、インバータ入力電圧およびバッテリー電圧も供給されており、これらよりインバータ入力電圧をその目標値に設定するためのデューティ比が演算算出される。すなわち、スイッチング素子であるトランジスタQ1、Q2のオンオフのデューティ比を制御することで、コンバータ12の出力電圧を制御し、インバータ入力電圧が目標値となるようなデューティ比を演算算出する。そして、この演算結果がコンバータ用PWM信号変換部54に供給され、このコンバータ用PWM信号変換部54がコンバータ12のトランジスタQ1、Q2のスイッチングをPWM制御する。

なお、下側トランジスタQ2のオンデューティを大きくすることによって、リアクトルL1における電力蓄積が大きくなるため、より高電圧の出力を得ることができる。一方、上側トランジスタQ1のオンデューティを大きくすることによって、電源ラインの電圧が下がる。そこで、このトランジスタQ1、Q2のデューティ比を制御することで、電源ラインの電圧をバッテリーB1以上の電圧で任意に制御することができる。特に、モータM1は回生により発電することができるが、モータM1の回生時には、電源ライン電圧が高くなるため、上側トランジスタQ1がオンされ、電源ラインの電圧が所定値に維持される。

ここで、インバータ入力電圧指令演算部50における目標値の算出について、図3に基づいて説明する。まず、誘起電圧定数 $K(T)$ を算出する(S11)。永久磁石モータのトルクに対する誘起電圧定数 $K(T)$ （1回転当たりの線間電圧）の関係は図4に示すよう

10

20

30

40

50

になる。トルクゼロの時には、誘起電圧定数 $K(T)$ は逆起電圧に相当し、トルクが大きくなるにつれて誘起電圧定数 K は大きくなる。この特性を内部にマップとして記憶しておき、モータトルク指令値 T に応じて誘起電圧定数 $K(T)$ を出力する。なお、この特性は、個別のモータ特性により異なり、各モータについて予め求めておく。

次に、モータ最適動作電圧 V_{mot} を算出する (S12)。このモータ最適動作電圧は、誘起電圧定数 $K(T)$ とモータ回転数 N の積と、直流電圧と交流電圧の変換係数 から、

$$V_{mot} = K(T) \times N /$$

で算出する。なお、変換係数は通常 0.61 ~ 0.78 程度である。

すなわち、モータトルクにより対応する誘起電圧定数 $K(T)$ が決定され、そのときの回転数から、モータへの印加電圧が決定され、これを変換係数 で除算してインバータ入力電圧 (直流電圧) が求められる。

10

次に、得られた最適動作電圧 V_{mot} がシステム上限電圧 V_{max} より大きいかを判定する (S13)。コンバータ12により昇圧可能な上限電圧は、コンバータ12およびインバータ14のスイッチング素子とコンデンサC1の耐圧により制限される。

S13の判定においてYESであれば、インバータ入力電圧 V_{dc} をそのまま設定することはできず、インバータ入力電圧 $V_{dc} = V_{max}$ とする (S14)。一方、S13の判定でNOであれば、問題ないため、インバータ入力電圧 $V_{dc} = V_{mot}$ にする (S15)。すなわち、図5に示すように、インバータ入力電圧目標値 V_{dc} は、システム上限電圧 V_{max} までは回転数に応じて増加するモータ最適動作電圧 V_{mot} に応じて上昇し、システム上限電圧 V_{max} に至った後はその目標値 V_{dc} がそのまま V_{max} に維持される。

20

このようにして、インバータ入力電圧指令演算部50において、インバータ入力電圧目標値 V_{dc} が算出される。

本実施形態によれば、モータの回転数、出力トルク指令に基づいて、その時のモータに最適な印加電圧を算出し、これに基づいてインバータ入力電圧目標値が決定される。従って、その時のモータの動作状態に基づいて最適な電圧の印加によるモータの効率的な運転が行える。すなわち、モータの高トルク出力時においてインバータ入力電圧およびモータ印加電圧が低いと、それだけ大きな電流を流さなければならない。従って、インバータおよびモータにおけるエネルギーロスが大きくなる。また、線路等における抵抗成分によるロスも大きくなる。本実施形態では、インバータ入力電圧を上昇することで、このような効率の悪化を防止することができる。さらに、最大電流量を小さくできるため、インバータや、モータの小型化、低コスト化も達成できる。

30

また、最適電圧を計算し、インバータ入力電圧を最適電圧に制御するため、インバータ入力電圧を必要以上に上昇することによる効率の悪化を防ぐこともできる。すなわち、インバータ入力電圧が高いと、スイッチング時の電流と電圧の積が増加し、スイッチングロスが大きくなる。また、モータの高回転域における出力トルクを確保することができるため、結果的にモータの小型化、低コスト化を図ることができる。

次に、図6に、他の実施形態のフローチャートを示す。この例では、算出されたインバータ入力電圧 V_{dc} がバッテリー電圧より低い場合を想定している。

まず、電圧センサ20からバッテリー電圧 V_B を取り込む (S21)。次に、モータのトルク指令と、モータ回転数 N を取り込む (S22, S23)。そして、インバータ入力電圧指令演算部50が上述のようにしてインバータ入力電圧目標値 V_{dc} を演算算出し (S24)、得られた目標値 V_{dc} がバッテリー電圧 V_B より大きいかを判定する (S25)。この判定でYESであれば、昇圧を行えばよいため、インバータ入力電圧の目標値をそのまま V_{dc} とする (S26)、コンバータ用デューティ比演算部52が、コンバータ12のデューティ比を算出する (S27)。一方、S25の判定でNOの場合には、コンバータ12における昇圧は、不要である。そこで、インバータ入力電圧目標値を V_B とする (S28)、コンバータの上側トランジスタQ1をオンする (S29)。これによって、インバータの電源ラインは、リアクトルL1を介しバッテリーB1にそのまま接続される。従って、本実施形態においては、バッテリー電圧 V_B によるモータの駆動ができるとともに

40

50

、モータM1の回生時には回生電力はそのままバッテリーB1に供給される。このため、コンバータ12におけるスイッチングが不要であり、スイッチング損失をなくすることができる。

図7には、他の実施形態の構成が示されている。この例では、コンバータ12が3相の構成になっている。リアクトルL1, L2, L3および、トランジスタQ1, Q2, Q9, Q10, Q11, Q12が設けられている。すなわち、リアクトルL2, L3は、その一端がリアクトルL1と一緒にバッテリーB1の正極に接続されている。また、リアクトルL2の他端は、トランジスタQ9を介し電源ラインに接続され、トランジスタQ10を介しアースに接続されている。同様に、リアクトルL3の他端は、トランジスタQ11を介し電源ラインに接続され、トランジスタQ12を介しアースに接続されている。なお、各トランジスタQ9~Q12にもそのエミッタからコレクタに向けて電流を流すダイオードが接続されている。

10

このようなコンバータ12においても、各トランジスタQ1, Q2, Q9, Q10, Q11, Q12をスイッチングすることで、リアクトルL1, L2, L3の他端(インバータ側)に高電圧を発生し、昇圧を行うことができる。特に、このように、3相にすることで、トランジスタを順次オンオフして、リップルの発生を抑制して昇圧することができる。

図8には、さらに他の実施形態の構成が示されている。この例では、コンバータ12がフルブリッジ形になっている。すなわち、リアクトルL1の一端が、バッテリーB1の正極にそのまま接続されるのではなく、NPNトランジスタQ13を介し、正極に接続されるとともに、NPNトランジスタQ14を介してアースに接続されている。すなわち、リアクトルL1の一端はトランジスタQ13のエミッタに接続されているとともに、トランジスタQ14のコレクタに接続されている。そして、トランジスタQ13のコレクタがバッテリーB1の正極に接続され、トランジスタQ14のエミッタがアースに接続されている。なお、トランジスタQ13, Q14にもそのエミッタからコレクタに向けて電流を流すダイオードが接続されている。

20

この構成によれば、トランジスタQ13, Q14のスイッチングにより、リアクトルL1の他端には、バッテリー電圧より低下した電圧を得ることができる。特に、トランジスタQ13, Q14のPWM制御によって、任意の出力電圧を得ることができる。

そこで、インバータ入力電圧の目標値Vdcがバッテリー電圧VBより低い場合に、その目標値の出力電圧をコンバータ12において得ることができる。そこで、この場合にも常に最適効率でモータを駆動することができる。例えば、インバータ入力電圧を低くすることで、インバータのスイッチング素子をフルオンする期間を増加することができ、スイッチング損失を低下することもできる。

30

図9には、さらに他の実施形態が示されている。この例では、インバータおよびモータが2つ設けられている。電源ラインとアースとの間には、インバータ14の他にインバータ16が設けられ、このインバータ16にモータM2が接続されている。このインバータ16の構成はインバータ14と同一であり、モータM2もその各相のコイル端がインバータ16の各相のアームの midpoint に接続されている。また、モータ16の各相のモータ電流も電流センサ28によって検出され制御装置30に供給される。

そして、このような装置の動作について、図10に基づいて説明する。まず、バッテリー電圧VBを取り込む(S31)。次に、モータM1のトルク指令1、モータ回転数N1を取り込む(S32, S33)。そして、モータM1駆動のためのインバータ入力電圧目標値Vdc1を演算算出する(S34)。次に、モータM2のトルク指令2、モータ回転数N2を取り込む(S35, S36)。そして、モータM2駆動のためのインバータ入力電圧目標値Vdc2を演算算出する(S37)。

40

次に、バッテリー電圧VB、目標値Vdc1、Vdc2の内どれが一番大きいかを判定する(S38)。

この判定でVBが一番大きければ、インバータ入力電圧目標値をVBとして(S39)、コンバータの上側トランジスタQ1をオンする(S40)。

S38の判定で、Vdc1が一番大きければ、インバータ入力電圧の目標値をVdc1と

50

して(S41)、コンバータ12のデューティ比を算出する(S42)。S38の判定で、Vdc2が一番大きければ、インバータ入力電圧の目標値をVdc2として(S43)、コンバータ12のデューティ比を算出する(S44)。

このように、Vdc1と、Vdc2の内の高い方の電圧をインバータ入力電圧の目標電圧とする。これは、インバータ入力電圧が最適値より小さい場合の方が大きい場合よりロスが大きいため、本実施形態の構成により、効率的なモータ駆動が達成できる。

[産業上の利用可能性]

ハイブリッド自動車や、電気自動車の走行用のモータ等の駆動制御に利用することができる。

【図面の簡単な説明】

図1は、実施形態の構成を示す図である。

図2は、制御装置における制御ブロック図である。

図3は、インバータ入力電圧指令演算部の動作を示すフローチャートである。

図4は、トルク指令Tと誘起電圧定数K(T)の関係を示す図である。

図5は、回転数Nとインバータ入力電圧目標値Vdcの関係を示す図である。

図6は、制御装置における処理動作を示すフローチャートである。

図7は、他の実施形態(3相構成)の構成を示す図である。

図8は、さらに他の実施形態(フルブリッジ構成)の構成を示す図である。

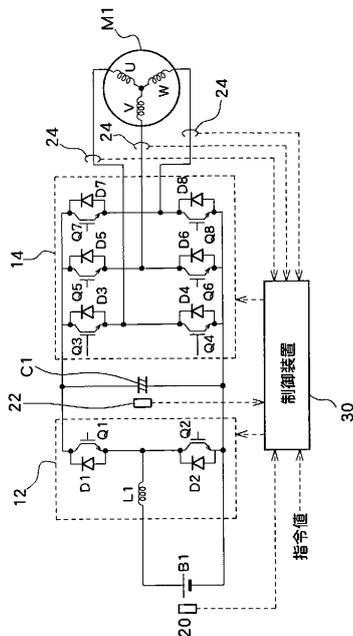
図9は、さらに他の実施形態(2モータシステム)の構成を示す図である。

図10は、2モータシステムの場合の処理動作を示すフローチャートである。

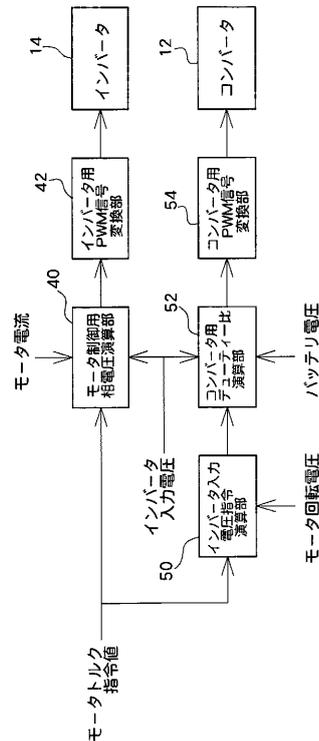
10

20

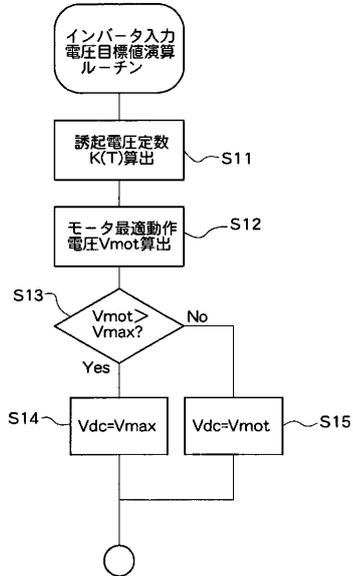
【図1】
図1



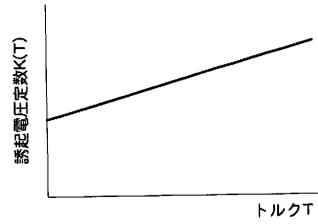
【図2】
図2



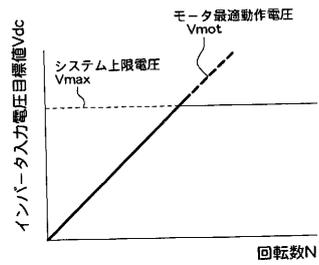
【図3】
図3



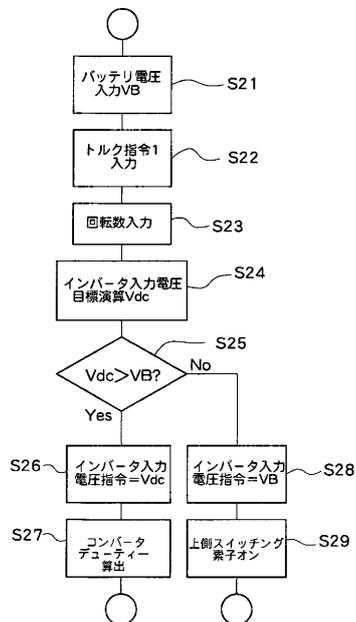
【図4】
図4



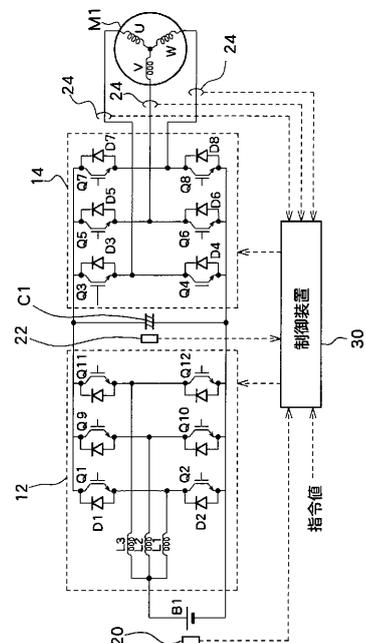
【図5】
図5



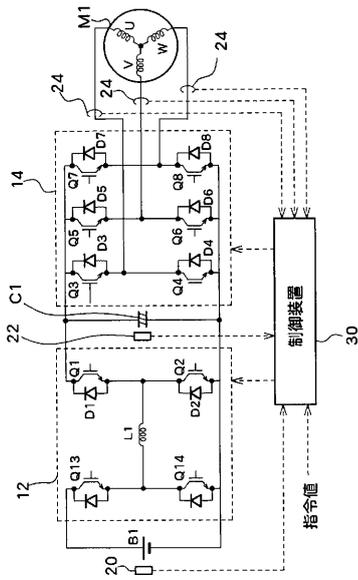
【図6】
図6



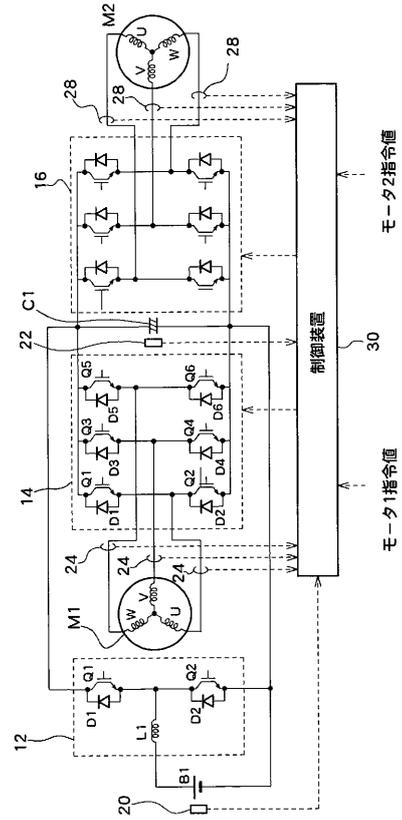
【図7】
図7



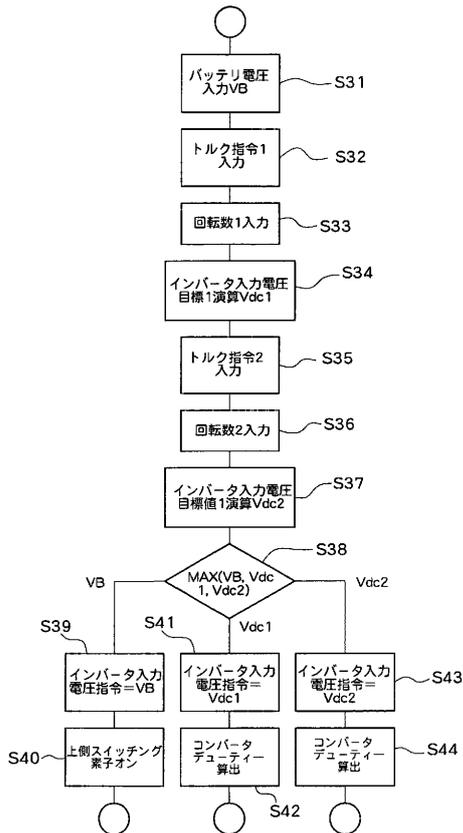
【 8 図8】



【 9 図9】



【 10 図10】



フロントページの続き

- (72)発明者 小松 雅行
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
- (72)発明者 沖 良二
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
- (72)発明者 中村 誠
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 特開2001-157487(JP,A)
特開2000-324891(JP,A)
特開平11-299290(JP,A)
特開平11-069882(JP,A)
特開平10-127050(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 27/06
H02M 3/155
H02M 7/48
H02P 6/06