

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4661183号  
(P4661183)

(45) 発行日 平成23年3月30日(2011.3.30)

(24) 登録日 平成23年1月14日(2011.1.14)

(51) Int.Cl.		F I		
<b>H02P</b>	<b>27/06</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	7/63 3O2M
<b>H02P</b>	<b>27/08</b>	<b>(2006.01)</b>	H02P	7/63 3O2K
<b>B60L</b>	<b>11/14</b>	<b>(2006.01)</b>	B60L	11/14 ZHV

請求項の数 15 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2004-337804 (P2004-337804)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社
(22) 出願日	平成16年11月22日(2004.11.22)		愛知県豊田市トヨタ町1番地
(65) 公開番号	特開2006-136184 (P2006-136184A)	(74) 代理人	100064746 弁理士 深見 久郎
(43) 公開日	平成18年5月25日(2006.5.25)		
審査請求日	平成19年5月31日(2007.5.31)	(74) 代理人	100085132 弁理士 森田 俊雄
(31) 優先権主張番号	特願2004-295076 (P2004-295076)	(74) 代理人	100112715 弁理士 松山 隆夫
(32) 優先日	平成16年10月7日(2004.10.7)	(74) 代理人	100112852 弁理士 武藤 正
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	矢口 英明 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1のモータを駆動する第1の駆動回路と、  
前記第1のモータの出力トルクを要求トルクに追従させるように前記第1の駆動回路を制御する駆動回路制御回路とを備え、

前記駆動回路制御回路は、

前記第1の駆動回路の変調率に応じて、前記第1のモータの制御モードをPWM制御モード、過変調制御モードおよび矩形波制御モードの間で切替える制御モード切替手段と、

前記第1のモータの制御モードが前記PWM制御モードであるとき、前記第1のモータの出力トルクの振動を抑制するための制振トルクを生成し、前記制振トルクを前記要求トルクに加算して新たな要求トルクとする制振制御手段とを含み、

前記制御モード切替手段は、前記第1の駆動回路の変調率が第1の所定値を越えたことに応じて、前記第1のモータの制御モードを前記PWM制御モードから前記過変調制御モードに切替え、

前記制振制御手段は、前記第1の駆動回路の変調率が、前記第1の所定値よりも小さい第2の所定値から前記第1の所定値に達するまでの期間において、前記制振トルクを漸減させる、モータ駆動装置。

【請求項2】

前記制振制御手段は、

前記第1のモータの回転数の変動成分に基づいて前記制振トルクを生成する生成手段と

前記生成した制振トルクに、前記第 1 の駆動回路の変調率に応じて変化する第 1 の補正係数を乗じて前記制振トルクを補正する第 1 の補正手段と、

前記補正した制振トルクと前記要求トルクとの加算結果を新たな要求トルクとする加算手段とを含む、請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 3】

前記第 1 の補正係数は、前記第 1 の駆動回路の変調率が前記第 2 の所定値から前記第 1 の所定値に向かって漸増するに従って漸減する、請求項 2 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 4】

前記第 1 の補正手段は、前記第 1 の補正係数が、前記第 1 の駆動回路の変調率が漸増するに従って漸減するように予め定められた第 1 の補正係数のマップを有し、前記第 1 の補正係数のマップから前記第 1 の駆動回路の変調率に対応する第 1 の補正係数を抽出して前記制振トルクを補正する、請求項 3 に記載のモータ駆動装置。

10

【請求項 5】

前記第 1 のモータは、車両の駆動輪に作用する駆動トルクを発生するモータであり、前記制振制御手段は、前記生成した制振トルクに、前記第 1 のモータの出力する前記駆動トルクの変動量に応じて変化する第 2 の補正係数を乗じて前記制振トルクを補正する第 2 の補正手段をさらに含む、請求項 2 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 6】

20

前記第 2 の補正手段は、前記駆動トルクの変動量に応じて変化する第 2 の補正係数を乗じて前記制振トルクを補正する、請求項 5 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 7】

前記第 2 の補正係数は、前記駆動トルクの変動量が所定値を上回るときにおいて、前記駆動トルクの変動量が増加するに従って増加する、請求項 6 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 8】

前記第 2 の補正係数は、前記駆動トルクの変動量が増加するに従って、段階的もしくは連続的に増加する、請求項 7 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 9】

前記第 2 の補正係数は、前記駆動トルクが変動し始めてから所定の期間において、相対的に高い値に設定され、前記所定の期間経過後において、相対的に低い値に設定される、請求項 6 に記載のモータ駆動装置。

30

【請求項 10】

前記所定の期間は、前記第 1 のモータの回転数の変動成分が有する共振周波数帯域の略 1 周期の期間に相当する、請求項 9 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 11】

前記第 2 の補正係数は、前記駆動トルクの変動量が前記所定値以下のときには、略零となる、請求項 7 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載のモータ駆動装置。

【請求項 12】

前記第 2 の補正係数は、前記駆動トルクの変動量が前記所定値以下となった時点から前記所定の期間において、漸減する、請求項 11 に記載のモータ駆動装置。

40

【請求項 13】

前記加算手段は、前記駆動トルクの変動量が前記所定値以下のときには、前記補正した制振トルクと前記要求トルクとの加算を行わず、前記要求トルクを新たな要求トルクとする、請求項 7 から請求項 10 のいずれか 1 項に記載のモータ駆動装置。

【請求項 14】

内燃機関を始動または停止する第 2 のモータを駆動する第 2 の駆動回路をさらに備え、前記第 2 の補正手段は、前記第 1 の駆動回路の要求トルク、前記第 2 の駆動回路の要求トルクおよび前記内燃機関のトルク指令値の変動量の少なくとも 1 つに基づいて、前記第 2 の補正係数を変化させる、請求項 6 に記載のモータ駆動装置。

50

## 【請求項 15】

電源と前記第 1 および第 2 の駆動回路との間で電圧変換を行なう電圧変換器をさらに備え、

前記電圧変換器は、前記内燃機関の始動指示に応じて、前記第 1 の駆動回路の変調率が前記第 1 の所定値以下となるように、電源電圧を昇圧し、

前記制御モード切替手段は、前記第 1 の駆動回路の変調率が前記第 1 の所定値以下となることに応じて、前記第 1 のモータの制御モードを前記 P W M 制御モードに切替える、請求項 14 に記載のモータ駆動装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

10

## 【0001】

この発明は、モータ駆動装置に関し、特に、出力トルクの制振制御機能を備えたモータ駆動装置に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

最近、環境に配慮した自動車として、ハイブリッド自動車 (Hybrid Vehicle) および電気自動車 (Electric Vehicle) が注目されている。ハイブリッド自動車は、従来のエンジンに加え、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。つまり、エンジンを駆動することにより動力源を得るとともに、直流電源からの直流電圧をインバータによって交流電圧に変換し、その変換した交流電圧によりモータを回転することによって動力源を得るものである。

20

## 【0003】

また、電気自動車は、直流電源とインバータとインバータによって駆動されるモータとを動力源とする自動車である。

## 【0004】

このようなハイブリッド自動車または電気自動車に搭載されるモータ駆動装置においては、モータの出力トルクをトルク指令値に高精度に合致させ、トルク制御のずれによって生じる車両の振動を抑える制振制御技術が採用されている (たとえば特許文献 1 参照)。

## 【0005】

図 19 は、たとえば特許文献 1 に開示される、交流電動機の電流制御装置の概略ブロック図である。なお、本図に示す電流制御装置は、モータの固定子と回転子との電圧、電流をともに直線で扱える座標系で考える、いわゆるベクトル制御技術を採用する。

30

## 【0006】

図 19 を参照して、誘導電動機 102 は、インバータ 111 からの 3 相交流電流により駆動される。

## 【0007】

ベクトル制御指令値演算器 101 は、外部から与えられるトルク指令値  $T^*$  を入力として、すべり角速度指令値  $s e^*$ 、励磁電流指令値  $i r s^*$  およびトルク電流指令値  $i s^*$  を演算して出力する。

## 【0008】

40

ベクトル制御指令値演算器 101 の出力したすべり角速度指令値  $s e^*$  は、積分器 115 に入力される。また、励磁電流指令値  $i r s^*$  およびトルク電流指令値  $i s^*$  は、電流制御器 109 に入力される。

## 【0009】

積分器 115 は、すべり角速度指令値  $s e^*$  を積分してすべり角位相  $s e$  を求め、この角位相  $s e$  を加算器からなる電流角位相演算器 114 へ出力する。一方、回転位置検出器 113 は、エンコーダ 103 からの信号を基に誘導電動機 102 の回転子の回転角位置  $r e$  を求め、電源角位相演算器 114 へ出力する。

## 【0010】

電源角位相演算器 114 は、回転角位置  $r e$  とすべり角位置  $s e$  とを加算して、電

50

源角位相 を算出する。

【 0 0 1 1 】

u相電流センサ106は、誘導電動機102の固定子のu相電流 $i_u$ を検出出力し、v相電流センサ107は、固定子のv相電流 $i_v$ を検出出力する。3相/2相変換器108は、これらのu相電流 $i_u$ 、v相電流 $i_v$ および電源角位相 から、励磁電流 $i_s$ とトルク電流 $i_s$ とを演算して出力する。

【 0 0 1 2 】

電流制御器109は、励磁電流指令値 $i_{rs}^*$ および励磁電流 $i_r$ と、トルク電流指令値 $i_s^*$ およびトルク電流 $i_s$ とから、それぞれ励磁成分電圧指令値 $v_s^*$ とトルク成分電圧指令値 $v_s^*$ とを演算して出力する。

10

【 0 0 1 3 】

PWM (Pulse Width Modulation: パルス幅変調) 発生器110は、電源角位相 を用いて、励磁成分電圧指令値 $v_s^*$ とトルク成分電圧指令値 $v_s^*$ とを3相電圧指令値へ2相/3相変換し、3相PWM信号をインバータ111へ出力する。インバータ111は、3相PWM信号に応じて誘導電動機102へ3相交流電流( $i_u, i_v, i_w$ )を供給する。

【 0 0 1 4 】

以上の構成において、PWM発生器110での2相/3相変換に用いられる電源角位相 において、構成要素である回転角位置  $re$ は、エンコーダ103にて常に最新の値を正確に得ることができることから、計測に所定の時間を要し、しかもその速度変化時に計測誤差が大きくなる回転角速度から電源角位相を求めるのに対して、電動機出力トルクが精度良く指令値に制御される。これにより、トルク制御ずれによるガクガク振動と呼ばれる、車両の前後加速度が抑制される。

20

【 0 0 1 5 】

また、ベクトル制御をデジタル電流制御で行ない、回転角位置と実際の3相電流とをサンプリングするとき、回転角位置のサンプリング値とすべり角位相とを加算して第1の電源角位相を演算するとともに、回転角速度とすべり角速度とを加算して電源角速度を演算し、この電源角速度によって第1の電源角位相を補償した第2の電源角位相を用いて、3相PWM信号を発生させることから、過渡時の制御の振れを抑制することができる。

【特許文献1】特開平9-238492号公報

30

【特許文献2】特開2000-358393号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 6 】

ここで、図19のPWM発生器110で生成される3相PWM信号は、励磁成分電圧指令値 $v_s^*$ およびトルク成分電圧指令値 $v_s^*$ と三角波のキャリア信号とを比較して得られたスイッチング信号である。このスイッチング信号を用いて、インバータ111の素子のオン/オフを行なうことにより、その平均値が電圧指令値の振幅に比例した交流出力電圧を得ることができる。

【 0 0 1 7 】

40

一方、PWM制御方式において、三角波信号の周期ごとに必ず素子のオン/オフが行なわれるためには、電圧指令値の振幅は三角波信号の振幅よりも小さくしなければならない。このため、電圧利用率に限界があり、十分な高出力が得られないという問題がある。

【 0 0 1 8 】

電圧利用率がPWM制御方式よりも高い制御方式としては、矩形波電圧による制御(矩形波制御方式)もしくは過変調制御方式が知られている。矩形波制御方式および過変調制御方式によれば、電圧を限界に近いところまで利用することから、PWM制御方式に比べて、モータの出力を高めることができる。

【 0 0 1 9 】

一方、矩形波制御および過変調制御方式においては、制御応答性がPWM制御方式に対

50

して相対的に低いことから、トルク指令値やモータ回転数が急変した場合に、バッテリーに瞬時ドロップが発生するなどによって所望のトルクを得ることができないといった問題が生じる。

【0020】

この点において、PWM制御方式は、制御応答性が高いことから、負荷の急変に対しても安定的にトルクを出力することができ、有利といえる。

【0021】

そこで、制御全体での電圧利用率を高めるとともに、負荷が急変する過渡変化時においてもモータの安定制御を可能とするために、モータの制御モードをPWM制御と矩形波制御との間で選択的に切替え可能な電動機制御装置が開示されている（たとえば特許文献2参照）。

10

【0022】

特許文献2に係る電動機制御装置によれば、交流電動機の各相の電圧指令値の絶対値が $A/2$ （ここでは、バッテリー電圧と等価な値）を越えるまでは、PWM波形電圧による制御を行ない、電圧指令値の絶対値が $A/2$ 以上となると、矩形波電圧による制御を行なう。さらに、各相の電圧指令値のうちのいずれかが、インバータで生成可能な最大電圧値を越えたときには、トルク指令値を引き下げて、再度電圧指令値の算出を行なう。また、その引き下げられたトルク指令値を車両制御用のECUに通知することを特徴とする。

【0023】

ここで、このようなモータの制御モードの切替え機能を備えたモータ駆動装置において、先述の制振制御を適用する場合を考える。

20

【0024】

制振制御は、先述のように、電動機出力トルクを精度良く指令値に制御し、過渡時の制御の振れを抑制する技術である。このため、モータの制御モードとしては、図13に示すように、制御応答性に優れたPWM制御が用いられる。

【0025】

今、電圧指令値に応じて、モータの制御モードがPWM制御から矩形波制御に切替えられたものとする。矩形波制御では、制御応答性が低いことから、高精度な制振制御を継続することが困難となる。このため、PWM制御から矩形波制御への切替えタイミングにおいて、モータの出力トルクには、その波形が不連続となる、いわゆる段付き部分が生じてしまう。この段付き部分の発生は、車両の揺れとなり、運転手に多大な不快感を与えることになる。

30

【0026】

本発明は、上述の問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、モータの制御モード切替え時に生じる出力トルクの振れを抑制可能なモータ駆動装置を提供することである。

【0027】

また、この発明の目的は、制振制御の有効に実施するための制振制御の適用手段を備えるモータ駆動装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

40

【0028】

この発明によれば、モータ駆動装置は、第1のモータを駆動する第1の駆動回路と、第1のモータの出力トルクを要求トルクに追従させるように第1の駆動回路を制御する駆動回路制御回路とを備える。駆動回路制御回路は、第1の駆動回路の変調率に応じて、第1のモータの制御モードをPWM制御モード、過変調制御モードおよび矩形波制御モードの間で切替える制御モード切替手段と、第1のモータの制御モードがPWM制御モードであるとき、第1のモータの出力トルクの振動を抑制するための制振トルクを生成し、制振トルクを要求トルクに加算して新たな要求トルクとする制振制御手段とを含む。制御モード切替手段は、第1の駆動回路の変調率が第1の所定値を越えたことに応じて、第1のモータの制御モードをPWM制御モードから過変調制御モードに切替え、制振制御手段は、第

50

1の駆動回路の変調率が、第1の所定値よりも小さい第2の所定値から第1の所定値に達するまでの期間において、制振トルクを漸減させる。

【0029】

好ましくは、制振制御手段は、第1のモータの回転数の変動成分に基づいて制振トルクを生成する生成手段と、生成した制振トルクに、第1の駆動回路の変調率に応じて変化する第1の補正係数を乗じて制振トルクを補正する第1の補正手段と、補正した制振トルクと要求トルクとの加算結果を新たな要求トルクとする加算手段とを含む。

【0030】

好ましくは、第1の補正係数は、第1の駆動回路の変調率が第2の所定値から第1の所定値に向かって漸増するに従って漸減する。

10

【0031】

好ましくは、第1の補正手段は、第1の補正係数が、第1の駆動回路の変調率が漸増するに従って漸減するように予め定められた第1の補正係数のマップを有し、第1の補正係数のマップから第1の駆動回路の変調率に対応する第1の補正係数を抽出して制振トルクを補正する。

【0032】

好ましくは、第1のモータは、車両の駆動輪に作用する駆動トルクを発生するモータであり、制振制御手段は、生成した制振トルクに、車両の状態に応じて変化する第2の補正係数を乗じて制振トルクを補正する第2の補正手段をさらに含む。

【0033】

20

好ましくは、制振制御手段は、駆動トルクの変動量に基づいて車両の状態を検出する車両状態検出手段をさらに含む。第2の補正手段は、駆動トルクの変動量に応じて変化する第2の補正係数を乗じて制振トルクを補正する。

【0034】

好ましくは、第2の補正係数は、駆動トルクの変動量が所定値を上回るときにおいて、駆動トルクの変動量が増加するに従って増加する。

【0035】

好ましくは、第2の補正係数は、駆動トルクの変動量が増加するに従って、段階的もしくは連続的に増加する。

【0036】

30

好ましくは、第2の補正係数は、駆動トルクが変動し始めてから所定の期間において、相対的に高い値に設定され、所定の期間経過後において、相対的に低い値に設定される。

【0037】

好ましくは、所定の期間は、第1のモータの回転数の変動成分が有する共振周波数帯域の略1周期の期間に相当する。

【0038】

好ましくは、第2の補正係数は、駆動トルクの変動量が所定値以下のときには、略零となる。

【0039】

好ましくは、第2の補正係数は、駆動トルクの変動量が所定値以下となった時点から所定の期間において、漸減する。

40

【0040】

好ましくは、加算手段は、駆動トルクの変動量が所定値以下のときには、補正した制振トルクと要求トルクとの加算を行わず、要求トルクを新たな要求トルクとする。

【0041】

好ましくは、モータ駆動装置は、内燃機関を始動または停止する第2のモータを駆動する第2の駆動回路をさらに備える。車両状態検出手段は、第1の駆動回路の要求トルク、第2の駆動回路の要求トルクおよび内燃機関の要求トルクの変動量の少なくとも1つに基づいて、駆動トルクの変動量を検出する。

【0042】

50

好ましくは、モータ駆動装置は、電源と第1および第2の駆動回路との間で電圧変換を行なう電圧変換器をさらに備える。電圧変換器は、内燃機関の始動指示に応じて、第1の駆動回路の変調率が第1の所定値以下となるように、電源電圧を昇圧し、制御モード切替手段は、第1の駆動回路の変調率が第1の所定値以下となることに応じて、第1のモータの制御モードをPWM制御モードに切替える。

【発明の効果】

【0043】

この発明によれば、変調率に応じて交流モータの制御モードを切替える構成において、PWM制御モード時に生成される制振トルクを、PWM制御モードから過変調制御モードへの切替え時において漸減させることによって、出力トルクにおける段付きの発生を抑制することができる。

10

【0044】

また、この発明によれば、駆動トルクの変動量に応じて制振制御を行なうことによって、制振制御を有効に実施して、その長所を最大限に引き出すことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0045】

以下、この発明の実施の形態について図面を参照して詳しく説明する。なお、図中同一符号は同一または相当部分を示す。

【0046】

[実施の形態1]

20

図1は、この発明の実施の形態1によるモータ駆動装置の概略ブロック図である。

【0047】

図1を参照して、モータ駆動装置100は、直流電源Bと、電圧センサ10と、インバータ12と、電流センサ20と、レゾルバ30と、制御装置40とを備える。

【0048】

交流モータM1は、ハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動モータである。また、交流モータM1は、エンジンにて駆動される発電機の機能を持つように、そして、エンジンに対して電動機として動作し、たとえばエンジンを始動し得るようなモータである。

【0049】

30

インバータ12は、U相アーム14と、V相アーム16と、W相アーム18とからなる。U相アーム14、V相アーム16およびW相アーム18は、電源ラインとアースラインとの間に並列に設けられる。

【0050】

U相アーム14は、直列接続されたNPNトランジスタQ1、Q2からなる。V相アーム16は、直列接続されたNPNトランジスタQ3、Q4からなる。W相アーム18は、直列接続されたNPNトランジスタQ5、Q6からなる。また、各NPNトランジスタQ1～Q6のコレクタ-エミッタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すダイオードD1～D6がそれぞれ接続されている。

【0051】

40

各相アームの中間点は、交流モータM1の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータ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に共通に接続されて構成される。U相コイルの他端がNPNトランジスタQ1、Q2の中間点に、V相コイルの他端がNPNトランジスタQ3、Q4の中間点に、W相コイルの他端がNPNトランジスタQ5、Q6の中間点にそれぞれ接続されている。

【0052】

直流電源Bは、ニッケル水素またはリチウムイオンなどの二次電池からなる。電圧センサ10は、直流電源Bから出力される電圧Vmを検出し、検出した電圧Vmを制御装置40へ出力する。

【0053】

50

システムリレー S R 1 , S R 2 は、制御装置 4 0 からの信号 S E によりオン / オフされる。

【 0 0 5 4 】

インバータ 1 2 は、直流電源 B から直流電圧が供給されると、制御装置 4 0 からの駆動信号 D R V に基づいて直流電圧を交流電圧に変換して交流モータ M 1 を駆動する。これにより、交流モータ M 1 は、トルク指令値 T R 0 によって指定されたトルクを発生するように駆動される。

【 0 0 5 5 】

また、インバータ 1 2 は、モータ駆動装置 1 0 0 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、交流モータ M 1 が発電した交流電圧を制御装置 4 0 からの信号 D R V に基づいて直流電圧に変換し、変換した直流電圧を直流電源 B へ供給する。

10

【 0 0 5 6 】

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との回生発電を伴う制動や、フットブレー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速を減速（または加速を中止）させることを含む。

【 0 0 5 7 】

電流センサ 2 0 は、交流モータ M 1 に流れるモータ電流 M C R T を検出し、その検出したモータ電流 M C R T を制御装置 4 0 へ出力する。

【 0 0 5 8 】

20

レゾルバ 3 0 は、交流モータ M 1 の回転軸に取り付けられており、交流モータ M 1 の回転子の回転角度  $\theta$  を検出して制御装置 4 0 へ出力する。

【 0 0 5 9 】

制御装置 4 0 は、外部に設けられた E C U (Electrical Control Unit) からトルク指令値 T R 0 およびモータ回転数 M R N を受け、電圧センサ 1 0 から電圧 V m を受け、電流センサ 2 0 からモータ電流 M C R T を受け、レゾルバ 3 0 から回転角度  $\theta$  を受ける。

【 0 0 6 0 】

制御装置 4 0 は、レゾルバ 3 0 からの回転角度  $\theta$  と、トルク指令値 T R 0 およびモータ電流 M C R T とを用いてインバータ 1 2 の N P N トランジスタ Q 1 ~ Q 6 を駆動するための駆動信号 D R V を生成し、その生成した駆動信号 D R V をインバータ 1 2 へ出力する。

30

【 0 0 6 1 】

さらに、制御装置 4 0 は、モータ駆動装置 1 0 0 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、回転角度  $\theta$  とトルク指令値 T R 0 およびモータ電流 M C R T とに基づいて、交流モータ M 1 が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための駆動信号 D R V を生成し、その生成した駆動信号 D R V をインバータ 1 2 へ出力する。この場合、インバータ 1 2 の N P N トランジスタ Q 1 ~ Q 6 は、駆動信号 D R V によってスイッチング制御される。これにより、インバータ 1 2 は、交流モータ M 1 が発電した交流電圧を直流電圧に変換して直流電源 B へ供給する。

【 0 0 6 2 】

40

図 2 は、図 1 の制御装置 4 0 に含まれるインバータ制御回路 5 0 のブロック図である。

【 0 0 6 3 】

図 2 を参照して、インバータ制御回路 5 0 は、制振制御手段 5 0 1 と、インバータ制御手段 5 0 2 とを含む。

【 0 0 6 4 】

制振制御手段 5 0 1 は、交流モータ M 1 の出力トルクに生じる振動を抑えるために、トルク指令値 T R 0 にトルクの振れを相殺するためのトルク（以下、制振トルクとも称する）を加算する、逆位相トルク加算方式を採用する。

【 0 0 6 5 】

本方式は、モータ回転数 M R N の検出結果から回転数の変動成分を抽出し、この抽出し

50



た変動成分と逆位相となるトルク（制振トルク）を求めることにより行なわれる。得られた制振トルクは、外部からのトルク指令値  $T_{R0}$  に加算され、その加算結果が最終トルク指令値  $T_R$  として、インバータ制御手段 502 へ出力される。

【0066】

なお、このような制振制御は、高い制御応答性を要することから、交流モータ  $M1$  の制御モードのうちの PWM 制御モード時において実行される。制振制御手段 501 は、後述するように、インバータ制御手段 502 にて PWM 制御モードが指定されたことに応じて動作状態となる。また、PWM 制御モード以外の制御モードが指定されたことに応じて非動作状態となる。制御モードの判別は、インバータ制御手段 502 から出力される変調率を指示する信号  $MDR$  に基づいて行なわれる。制振制御の具体的構成については、後に詳述する。

10

【0067】

インバータ制御手段 502 は、回転角度  $\theta_n$ 、最終トルク指令値  $T_R$  およびモータ電流  $M_{CRT}$  に基づいて、交流モータ  $M1$  の駆動時、インバータ 12 の NPN トランジスタ  $Q1 \sim Q6$  をオン/オフするための駆動信号  $DRV$  を生成し、その生成した駆動信号  $DRV$  をインバータ 12 へ出力する。

【0068】

また、インバータ制御手段 502 は、インバータ 12 の入力電圧  $V_m$  と、交流モータ  $M1$  の各相のコイルに印加する電圧の操作量とから変調率を算出する。インバータ制御手段 502 は、算出した変調率に基づいて、交流モータ  $M1$  の制御モードを設定するとともに、変調率を指示する信号  $MDR$  を制振制御手段 501 へ出力する。

20

【0069】

また、インバータ制御手段 502 は、モータ駆動装置 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、回転角度  $\theta_n$ 、最終トルク指令値  $T_R$  およびモータ電流  $M_{CRT}$  に基づいて、交流モータ  $M1$  が発電した交流電圧を直流電圧に変換するための駆動信号  $DRV$  を生成してインバータ 12 へ出力する。

【0070】

図 3 は、図 2 に示すインバータ制御手段 502 の制御ブロック図である。

【0071】

図 3 を参照して、インバータ制御手段 502 は、モータ制御用相電圧演算部 70 と、駆動信号生成部 72 と、制御モード設定部 74 とを含む。

30

【0072】

モータ制御用相電圧演算部 70 は、インバータ 12 の入力電圧  $V_m$  を電圧センサ 10 から受け、交流モータ  $M1$  の各相に流れるモータ電流  $M_{CRT}$  を電流センサ 20 から受け、最終トルク指令値  $T_R$  を制振トルク制御手段 501 から受ける。そして、モータ制御用相電圧演算部 70 は、これらの入力信号に基づいて、交流モータ  $M1$  の各相のコイルに印加する電圧の操作量  $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$  を出力する。

【0073】

図 4 は、図 3 に示すモータ制御用相電圧演算部 70 の制御ブロック図である。

【0074】

図 4 を参照して、モータ制御用相電圧演算部 70 は、電流変換部 701 と、減算器 702 と、PI 制御部 703 と、回転速度演算部 704 と、速度起電力予測演算部 705 と、加算器 706 と、変換部 707 とを含む。

40

【0075】

電流変換部 701 は、電流センサ 20 が検出したモータ電流  $M_{CRT}$  をレゾルバ 30 から出力された回転角度  $\theta_n$  を用いて三相二相変換する。つまり、電流変換部 701 は、交流モータ  $M1$  の各相を流れる 3 相のモータ電流  $M_{CRT}$  を回転角度  $\theta_n$  を用いて  $d$  軸および  $q$  軸に流れる電流値  $I_d$ 、 $I_q$  に変換して減算器 702 へ出力する。

【0076】

減算器 702 は、交流モータ  $M1$  が最終トルク指令値  $T_R$  によって指定されたトルクを

50

出力するために算出された電流指令値  $I_d^*$  ,  $I_q^*$  から、電流変換部 701 からの電流値  $I_d$  ,  $I_q$  を減算して偏差  $I_d$  ,  $I_q$  を演算する。

【0077】

PI制御部 703 は、偏差  $I_d$  ,  $I_q$  に対してPIゲインを用いてモータ電流調整用の操作量を演算する。

【0078】

回転速度演算部 704 は、レゾルバ 30 から受けた回転角度  $\theta$  に基づいて交流モータ M1 の回転速度を演算し、その演算した回転速度を速度起電力予測演算部 705 へ出力する。速度起電力予測演算部 705 は、回転速度演算部 704 からの回転速度に基づいて速度起電力の予測値を演算する。

10

【0079】

加算器 706 は、PI制御部 703 からのモータ電流調整用の操作量と、速度起電力予測演算部 705 からの速度起電力の予測値とを加算して d 軸および q 軸に印加する電圧の操作量  $V_d$  ,  $V_q$  を演算する。

【0080】

変換部 707 は、d 軸および q 軸に印加する電圧の操作量  $V_d$  ,  $V_q$  を回転角度  $\theta$  を用いて交流モータ M1 の 3 相コイルに印加する電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  に変換する。

【0081】

再び図 3 を参照して、モータ制御用相電圧演算部 70 から出力された電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  は、駆動信号生成部 72 と制御モード設定部 74 とにそれぞれ入力される。

20

【0082】

制御モード設定部 74 は、電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  とインバータ 12 の入力電圧  $V_m$  とを受けると、これらの比である変調率を算出する。そして、制御モード設定部 74 は、変調率の算出結果に基づいて、インバータ 12 における交流モータ M1 の制御モードを設定し、設定した制御モードを指示する信号 MD を駆動信号生成部 72 へ出力する。さらに、制御モード設定部 74 は、算出した変調率を指示する信号 MDR を図 2 に示す制振制御手段 501 へ出力する。

【0083】

駆動信号生成部 72 は、信号 MD により指示された制御モードに基づいて、電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  から駆動信号 DRV を生成する。詳細には、駆動信号生成部 72 は、入力された電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  に基づいて、実際にインバータ 12 の各 NPN トランジスタ Q1 ~ Q6 をオン/オフする駆動信号 DRV を生成し、その生成した駆動信号 DRV を各 NPN トランジスタ Q1 ~ Q6 へ出力する。

30

【0084】

これにより、各 NPN トランジスタ Q1 ~ Q6 は、スイッチング制御され、交流モータ M1 が指令されたトルクを出力するように交流モータ M1 の各相に流す電流を制御する。このようにして、モータ駆動電流 MCR T が制御され、最終トルク指令値 TR に応じたモータトルクが出力される。

40

【0085】

ここで、インバータ 12 における交流モータ M1 の制御モードには、PWM 制御モード、過変調制御モード、および矩形波制御モードがある。そして、これらの制御モードは、インバータ 12 に含まれる NPN トランジスタ Q1 ~ Q6 をオン/オフする周波数（「キャリア周波数」と言う。以下、同じ。）が相互に異なる。より具体的には、PWM 制御モードは、キャリア周波数が最も高く、過変調制御モードはキャリア周波数が次に高く、矩形波制御モードはキャリア周波数が最も低い。

【0086】

また、インバータ 12 の入力電圧  $V_m$  に対する電圧の操作量  $V_u^*$  ,  $V_v^*$  ,  $V_w^*$  の比率を示す変調率については、PWM 制御モードが最も低く、過変調制御モードが次に低

50

く、矩形波制御モードは最も高い。すなわち、PWM制御モードは、電圧利用率が最も低く、過変調制御モードは電圧利用率が次に低く、矩形波制御モードは電圧利用率が最も高いといえる。

【0087】

図5は、交流モータM1のトルクとモータ回転数MRNとの関係を示す図である。

【0088】

交流モータM1のトルクは、所定の回転数までは略一定であり、所定の回転数を越えると、モータ回転数MRNの増加に伴ない徐々に低下する。トルクとモータ回転数MRNとは、変調率の大小でそれぞれ異なった相関を示しており、変調率が大きいほど、すなわち電圧利用率が高いほど、発生するトルクが大きいことが分かる。

10

【0089】

図5において、変調率が0.7以下の領域は、交流モータM1の制御モードがPWM制御モードであることを示し、変調率が0.7以上の領域は、交流モータM1の制御モードが過変調制御モードおよび矩形波制御モードであることを示す。

【0090】

図3に示すように、制御モード設定部74は、電圧の操作量 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を受けると、これらとインバータ12の入力電圧 $V_m$ との比である変調率MDRを算出し、算出した変調率MDRに応じて、図5の関係図から最適な制御モードを選出する。制御モード設定部74は、選出した制御モードを指示する信号MDを駆動信号生成部72へ出力する。

20

【0091】

さらに、制御モード設定部74は、変調率MDRの算出結果を示す信号MDRを図2の制振制御手段501へ出力する。制振制御手段501は、後述するように、信号MDRを受けると、変調率MDRの算出結果に基づいて、トルク指令値TR0に加算する制振トルクの大きさを補正する。

【0092】

図6は、インバータ制御手段502の行なう交流モータM1の制御モードの設定動作を説明するためのフローチャートである。

【0093】

図6を参照して、インバータ制御手段502のモータ制御用相電圧演算部70は、モータ回転数MRNと最終トルク指令値TRとをそれぞれ検出し(ステップS01)、検出したこれらの2値に基づいて、電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ を算出する(ステップS02)。

30

【0094】

モータ制御用相電圧演算部70は、図4に示す演算処理を行ない、電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ から交流モータM1の各相に印加する電圧の操作量 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を求める(ステップS03)。

【0095】

制御モード設定部74は、電圧の操作量 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ とインバータ12の入力電圧 $V_m$ とから変調率MDRを算出し(ステップS04)、得られた変調率MDRの大きさに基づいて最適な交流モータM1の制御モードを選出する。具体的には、制御モード設定部74は、変調率MDRが0.7以上であるか否かを判定する(ステップS05)。

40

【0096】

ステップS04において、変調率MDRが0.7以上であれば、過変調制御モードあるいは矩形波制御モードが選択される(ステップS06)。一方、変調率MDRが0.7よりも小さければ、PWM制御モードが選択される(ステップS07)。

【0097】

選択された制御モードは、信号MDとして、インバータ制御手段502の駆動信号生成部72へ与えられる。駆動信号生成部72は、信号MDにより指示された制御モードに応じた駆動信号DRVを生成し、インバータ12の各相へ出力する。

【0098】

50

以上のように、インバータ12は、変調率MDRに応じて交流モータM1の制御モードを切替える。これにより、高い電圧利用率を実現するとともに、トルク指令値やモータ回転数が急変する過渡変化時においても交流モータM1を安定的に制御することが可能となる。

【0099】

さらに、PWM制御モード時においては、以下に述べる制振制御を行なうことによって、出力トルクに生じる振動の低減が図られる。これにより、快適な乗り心地が実現される。

【0100】

図7は、図2に示す制振制御手段501により実行される制振制御を説明するための概略図である。

10

【0101】

図7を参照して、車両が加速走行しているとき、実際のモータ回転数MRNは、必ずしも単調増加ではなく、うねりながら増加する現象が見られる。このうねり成分は、車両に振動をもたらすため、車両の運転手に不快感を与えることになる。

【0102】

そこで、本実施の形態では、制振制御手段501が、モータ回転数MRNからこのうねり成分を除去し、モータ回転数MRNを理想的に単調増加させるための処理を実行する。

【0103】

詳細には、制振制御手段501は、モータ回転数MRNのうねり成分（以下、回転数変動成分MRNとも称する）をモータ回転数MRNから抽出し、抽出した回転数変動成分MRNを反転することにより、回転数変動成分MRNの逆位相成分を求める。そして、制振制御手段501は、この逆位相成分をトルクに変換して、制振トルク $t_r$ を生成する。さらに、制振制御手段501は、この制振トルク $t_r$ を外部からのトルク指令値TR0に加算し、加算結果を最終トルク指令値TRとする。なお、インバータ制御手段502は、先述のように、出力トルクがこの最終トルク指令値TRに追従するように交流モータM1を駆動する。

20

【0104】

これによれば、回転数変動成分MPNと逆位相成分とが互いに相殺し合い、結果として、図7の最下図に示すような、うねりが除去された単調増加するモータ回転数MRNの波形を得ることができる。以下に、かかる制振制御を実行するための具体的な構成について説明する。

30

【0105】

図8は、図7に示す制振制御を実行するための制振制御手段501のブロック図である。

【0106】

図8を参照して、制振制御手段501は、制振トルク演算部60と、制振トルク補正処理部62と、加算器64とを含む。

【0107】

制振トルク演算部60は、モータ回転数MRNの検出結果から回転数変動成分MRNを抽出し、抽出した回転変動成分MRNを相殺するための制振トルク $t_{r0}$ を生成する。

40

【0108】

図9は、制振トルク演算部60の構成を示すブロック図である。

【0109】

図9を参照して、回転数変動成分抽出部602は、バンドパスフィルタで構成されており、モータ回転数MRNから特定周波数の回転数変動成分MRNを抽出する。

【0110】

制振トルク決定部603は、回転数変動成分MRNを反転して逆位相成分を求め、この逆位相成分に所定の係数 $k_p$ を乗じてトルクに変換する。変換されたトルクは、制振ト

50

ルク  $t_{r0}$ として、図8の制振トルク補正処理部62に与えられる。

【0111】

制振トルク補正処理部62は、入力された制振トルク  $t_{r0}$ に対して、以下に述べる補正処理を施す。補正後の制振トルク  $t_r$ は、トルク指令値  $T_{R0}$ と加算器64において加算され、最終トルク指令値  $T_R$ が導出される。この最終トルク指令値  $T_R$ は、インバータ制御手段502に与えられる。

【0112】

ここで、先述のように、制振制御は、制御応答性の高いPWM制御モードにおいてのみ有効な手段であって、制御応答性の比較的低い過変調制御モードおよび矩形波制御モードでは、実行が困難である。すなわち、過変調制御モードおよび矩形波制御モードにおいて

10

は、制振トルク  $t_{r0}$ を生成することができない ( $t_{r0} = 0$ に相当)。

【0113】

このため、交流モータM1の制御モードがPWM制御モードから過変調制御モードに切替えられる場合、その切替え時点において、交流モータM1の出力トルクには制振トルク分の変動が生じることになる。この変動は、出力トルクにおける不連続部分、いわゆる段付き部分となり、車両に振動を与えることとなる。

【0114】

この段付き部分をなくすためには、制御モードがPWM制御モードから過変調制御モードに切替えられたときには、その切替えの過渡期において、出力トルクを滑らかに減衰させる必要がある。

20

【0115】

そこで、本実施の形態では、制御モードがPWM制御モードから過変調制御モードに切替わる過渡期において、制振トルク  $t_{r0}$ が滑らかに0となるように補正する構成とする。具体的には、図8に示す制振トルク補正処理部62において、制御モードの切替えに合わせて、制振トルク  $t_{r0}$ を漸減させる補正処理を施すこととする。

【0116】

なお、本実施の形態において、制御モードの切替えタイミングは、変調率MDRの変化から検出する。制御モードは、図5に示したように、変調率MDRが0.7を越えると、PWM制御モードから過変調制御モードに切り換わることから、制振トルク補正処理部62において、変調率MDRを検出することで制御モードの切替え時期を知ることができる。

30

【0117】

制振トルク補正処理部62は、詳細には、変調率MDRが増加し、0.7に近づくにつれて、制振トルク  $t_{r0}$ を漸減させ、変調率MDRが0.7となる時点において制振トルク  $t_{r0}$ が最終的に0となるように補正する。このような補正を行なうために、制振トルク補正処理部62は、変調率MDRに応じて変動する補正係数  $K_m$ を有し、この補正係数  $K_m$ を制振トルク  $t_{r0}$ に乗じることによって、最終的な制振トルク  $t_r$ を算出する。

【0118】

図10は、補正係数  $K_m$ と変調率MDRとの関係を示す図である。

40

【0119】

図10を参照して、補正係数  $K_m$ は、変調率MDRが0.55よりも低い領域では1を示し、変調率MDRが0.7以上の領域では0を示す。さらに、補正係数  $K_m$ は、変調率MDRが0.55以上0.7以下の領域において、変調率MDRの増加に応じて1から0へと漸減する。なお、本実施の形態において、変調率MDR = 0.55から補正係数  $K_m$ を漸減させるようにしたのは、PWM制御モードでの制振制御を損なうことなく、かつ制振トルクを漸減させることを考慮したものである。この点が考慮される限りにおいて、補正係数  $K_m$ が漸減し始める変調率MDRは、任意の値に設定することが可能である。

【0120】

制振トルク補正処理部62は、変調率MDRの大きさに応じた補正係数  $K_m$ を制振トル

50

ク  $t_{r0}$  に乗じて最終的な制振トルク  $t_r$  を算出する。これにより、制振トルク  $t_r$  は、変調率  $MDR$  が 0.7 に近づくに従って、0 に漸減することとなる。

【0121】

図11は、制振トルク補正処理後の制振トルク  $t_r$  の波形図である。

【0122】

図11を参照して、制振トルク  $t_{r0}$  に補正係数  $K_m$  を乗じて得られる制振トルク  $t_r$  は、補正係数  $K_m$  の減少に従って漸減し、制御モードの切替時点においては略0に収束していることが分かる。これにより、制振トルク  $t_{r0}$  に見られる段付き部分が解消され、制御モードの切替えの過渡期において連続する波形となる。

【0123】

結果として、交流モータ  $M1$  の出力トルクにおいても、制御モードがPWM制御モードから過変調制御モードに切り換わる過渡期に連続することから、車両の振動が抑制されることとなる。

【0124】

なお、制振トルク補正処理部62は、図10に示す補正係数  $K_m$  と変調率  $MDR$  との相関図をマップとして保存しており、インバータ制御手段502の制御モード設定部74から変調率を指示する信号  $MDR$  を受けると、変調率  $MDR$  に対応する補正係数  $K_m$  を選択し、この選択した補正係数  $K_m$  を制振トルク  $t_{r0}$  に乗算する。そして、制振トルク補正処理部62は、乗算結果を最終的な制振トルク  $t_r$  として、加算器64へ出力する。

【0125】

図12は、この発明の実施の形態1によるモータ駆動装置100の制振制御動作を説明するためのフローチャートである。

【0126】

図12を参照して、まず、制振トルク演算部60において、モータ回転数  $MRN$  が検出される(ステップS10)。回転数変動成分抽出部602は、バンドパスフィルタによる演算処理を行ない(ステップS11)、検出したモータ回転数  $MRN$  から回転数変動成分  $MRN$  を抽出する(ステップS12)。

【0127】

次に、制振トルク決定部603は、回転数変動成分  $MRN$  の逆位相成分を求め、これに所定の係数  $k_p$  を乗じてトルクに換算する。制振トルク決定部603は、換算したトルクを制振トルク  $t_{r0}$  として決定する(ステップS13)。

【0128】

さらに、制振トルク補正処理部62では、決定した制振トルク  $t_{r0}$  に対して、交流モータ  $M1$  の制御モードの切替えに応じた補正処理が施される。

【0129】

詳細には、制振トルク補正処理部62は、制振モード設定部74からの信号  $MDR$  によって指示される変調率  $MDR$  に対応する補正係数  $K_m$  を図10に示すマップから選択する(ステップS14)。

【0130】

次に、選択した補正係数  $K_m$  を制振トルク  $t_{r0}$  に乗算し、乗算結果を最終的な制振トルク  $t_r$  とする(ステップS15)。求めた最終的な制振トルク  $t_r$  を外部からのトルク指令値  $TR0$  に加算し、加算した結果を最終トルク指令値  $TR$  として決定する(ステップS16, S17)。

【0131】

なお、決定した最終トルク指令値  $TR$  は、制振制御手段501から出力され、インバータ制御手段502のモータ制御用相電圧演算部70に与えられる。モータ制御用相電圧演算部70は、この最終トルク指令値  $TR$  とモータ回転数  $MCR T$  とインバータ12の入力電圧  $V_m$  とに基づいて、交流モータ  $M1$  の3相コイルに印加する電圧の操作量  $V_{u*}$ ,  $V_{v*}$ ,  $V_{w*}$  を導出する。制御モード設定部74は、電圧の操作量  $V_{u*}$ ,  $V_{v*}$ ,  $V_{w*}$  から変調率  $MDR$  を求め、変調率に応じた制御モードを指示する信号  $MD$  を駆動信号生成部

10

20

30

40

50

72に出力する。駆動信号生成部72は、信号MDに指示される制御モードに基づいて、モータ制御用相電圧演算部70から出力される電圧の操作量 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ から駆動信号DRVを生成する。

【0132】

以上のように、この発明の実施の形態1によれば、変調率に応じて交流モータの制御モードを切替える構成において、PWM制御モード時に生成される制振トルクを、変調率に応じて変動する補正係数によって補正することにより、PWM制御モードから過変調制御モードへの切替え時において制振トルクが漸減され、出力トルクにおける段付きの発生を抑制することができる。

【0133】

[実施の形態2]

先の実施の形態1にて述べたように、この発明による制振制御手段501は、モータ回転数MRNの回転数変動成分MRNの逆位相成分に基づいて制振トルク $t_r$ を生成する。そして、インバータ制御手段502は、その生成した制振トルク $t_r$ を外部からのトルク指令値TR0に加算し、その加算した結果を最終的なトルク指令値TRとして交流モータM1を駆動する。これによれば、交流モータM1の出力トルクに生じる振動を低減でき、快適な乗り心地を実現できる。特に、交流モータM1のトルク指令値TR0が急変するときのように車両に揺れを発生させるトリガがある場合において、制振制御は有効である。

【0134】

しかしながら、たとえば車両の状態が定常走行や停止無負荷状態にあるときには、わずかな出力トルクの変動が車両の挙動となって現われることから、制振制御手段501によって生成した制振トルクが、逆に車両の挙動の悪化を招くおそれがある。すなわち、出力トルクの変動量が小さいときにおいても一律に制振制御を適用することは、却って逆効果となるといえる。

【0135】

そこで、以下に示すこの発明の実施の形態2～6では、制振制御をより有効に実施して、その長所を最大限に引き出すための制振制御の適用方法について提案する。なお、以降の実施の形態においては、この発明によるモータ駆動装置がハイブリッド自動車に搭載される場合を例として、制振制御の適用方法について説明する。

【0136】

ハイブリッド自動車においては、エンジンENGおよび2つのモータジェネレータ(MG1、MG2)は、公知の遊星歯車(プラネタリギヤ)を介して相互に連結される。

【0137】

モータジェネレータMG1は、エンジンENGに連結される。モータジェネレータMG1は、エンジンENGからの回転力によって交流電圧を発電する発電機として機能するとともに、エンジンを始動する電動機としても機能する。また、モータジェネレータMG2は、ハイブリッド自動車の駆動輪を駆動するためのトルク(以下、駆動トルクとも称する)を発生するための駆動モータである。

【0138】

以下の実施の形態によるモータ駆動装置は、直流電源と、モータジェネレータMG1、MG2をそれぞれ駆動するための2つのインバータと、制御装置とを備える。

【0139】

2つのインバータはそれぞれ、図1に示すインバータ12と同様に、U相アームと、V相アームと、W相アームとからなる。そして、2つのインバータは、それぞれ制御装置からの駆動信号DRVに基づいて直流電圧を交流電圧に変換して対応するモータジェネレータMG1、MG2を駆動する。

【0140】

制御装置は、2つのインバータの各々を制御する2つのインバータ制御回路を含む。インバータ制御回路の各々は、インバータ制御手段を含む。インバータ制御手段は、図2に

10

20

30

40

50

示すインバータ制御手段502と同様に、外部ECUから対応するモータジェネレータMG1（またはMG2）のトルク指令値TR1（またはTR2）およびモータ回転数MRN1（またはMRN2）を受け、電圧センサから入力電圧Vmを受け、電流センサからモータ電流MCRT1（またはMCRT2）を受け、レゾルバから回転角度n1（またはn2）を受けると、これらに基づいて、対応するインバータのNPNトランジスタを駆動するための駆動信号DRV1（またはDRV2）を生成する。そして、各インバータ制御回路は、その生成した駆動信号DRV1（またはDRV2）を対応するインバータへ出力する。

#### 【0141】

特に、駆動モータであるモータジェネレータMG2を駆動するインバータを制御するインバータ制御回路は、図2に示すインバータ制御回路50と同じ構成であり、インバータ制御手段502に加えて、モータジェネレータMG2の出力トルクの振動を抑えるための制振制御手段501をさらに含む。

10

#### 【0142】

図13(1)~図13(3)は、ハイブリッド自動車の各車両状態における共線図である。以下に、各車両状態を説明する。

#### 【0143】

図13(1)は、クランキング時の共線図である。図13(1)を参照して、モータジェネレータMG1のモータ回転数MRN1、モータジェネレータMG2のモータ回転数MRN2、およびエンジンENGのエンジン回転数MRNEは、エンジン回転数MRNEの両側にモータ回転数MRN1、MRN2を配置した場合、直線LN1上に位置する。すなわち、モータ回転数MRN1、MRN2およびエンジン回転数MRNEは、常に、直線上に位置するように変化する。

20

#### 【0144】

直線LN2よりも上側がモータジェネレータMG1、MG2が力行モードで駆動される領域であり、直線LN2よりも下側がモータジェネレータMG1、MG2が回生モードで駆動される領域であるとする。エンジンENGが始動される時、モータジェネレータMG1は力行モードで駆動されるので、モータ回転数MRN1は、図13(1)に示すように直線LN2から上側へ大きくシフトする。

#### 【0145】

このとき、駆動条件によっては、エンジンENGの始動が指示されたとき、モータジェネレータMG2を回生モードで駆動してエンジンENGを始動する場合がある。その場合、モータ回転数MRN2は、直線LN2よりも下側へシフトする。一方、エンジンENGの始動が指示されたときに、モータジェネレータMG2を力行モードで駆動してエンジンENGを始動する場合には、モータ回転数MRN2は、直線LN2よりも上側へシフトする。

30

#### 【0146】

このように、モータ回転数MRN1が急激に高くなり、モータジェネレータMG1を駆動するために必要なトルク（トルク指令値TR1）が急激に増加することに応じて、モータジェネレータMG2における駆動トルクも急変する。このときの駆動トルクの変動量が大きいと、モータ回転数MRN2に生じる回転数変動成分が増加し、車両に振動を発生させる原因となる。

40

#### 【0147】

なお、クランキング時以外に、モータジェネレータMG1のトルク指令値TR1が急激に変化する場合としては、定常走行から加速を行なう場合が挙げられる。この場合、モータ駆動装置は、エンジン回転数MRNEをあげるとともに、モータジェネレータMG1を回生モードで駆動させ、発電した電力によって駆動されたモータジェネレータMG2の駆動力を加えて加速する。このとき、モータ回転数MRN1は、図13(1)において、下側へ大きくシフトする。一方、モータ回転数MRN2は上側へシフトする。

#### 【0148】

50



図13(2)は、エンジン始動時の共線図である。エンジンENGは、モータジェネレータMG1によってクランキングされると、点火噴射の制御を実行して始動し始める。エンジンENGが始動すると、エンジン回転数MRNEは、図13(2)に示すように直線LN2から上側へ大きくシフトする。エンジン回転数MRNEが急激に高くなることに伴って、エンジンENGに要求されるエンジントルクも急増する。

【0149】

さらに、エンジン回転数MRNEが増加すると、直線LN1全体が直線LN2より上側にシフトする。これにより、モータ回転数MRN2は上側へシフトする。

【0150】

なお、エンジンENGの制御においては、走行中のアイドル時においてエンジンENGへの燃料の供給の停止(フューエルカット)が行なわれる。燃料の供給が停止されたことにより、エンジン回転数MRNEは急激に低下する。結果として、直線LN1は下側へシフトし、モータジェネレータMG2のモータ回転数MRN2も下側へシフトする。

【0151】

このように、エンジンENGに要求されるエンジントルク(トルク指令値TE)が急変したときには、モータ回転数MRN2が変化し、モータジェネレータMG2の駆動トルクの変動量が大きくなる。

【0152】

図13(3)は、加速時の共線図である。定常走行時から加速を行なう場合は、モータ駆動装置は、エンジン回転数MRNEを上げると同時に、モータジェネレータMG1で発電した電力によってモータジェネレータMG2を力行モードで駆動する。そのため、モータジェネレータMG2のトルク指令値TR2が急激に増加することに応じて、モータ回転数MRN2は上側へシフトする。

【0153】

一方、図示しない回生制動時においては、モータ駆動装置は、モータジェネレータMG2を回生モードで駆動して、発電した電力を直流電源に供給する。このとき、モータジェネレータMG2においては、トルク指令値TR2の急変を受けて、モータ回転数MRN2が下側へシフトする。

【0154】

なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド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との回生発電を伴う制動や、フットブレー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速を減速(または加速を中止)させることを含む。

【0155】

また、モータジェネレータMG2のトルク指令値TR2が急変する場合は、以上のような加速または回生制動時以外に、TRC(Traction Control System)制御や車両運動制御システム(VDM:Vehicle Dynamics Management)等の走行制御を実行しているときにも見られる。

【0156】

このように、図13(1)~(3)の共線図に対応する車両状態においては、モータジェネレータMG1, MG2およびエンジンENGのいずれかに対応するトルク指令値TR1, TR2, TEが急変したことによって、モータジェネレータMG2の出力する駆動トルクに急激な変動が生じる。この駆動トルクの急激な変動は、モータ回転数MRN2にうねりを発生させる。

【0157】

そこで、本実施の形態では、モータ駆動装置は、モータジェネレータMG2の駆動トルクの変動量が大きいときに、制振制御を実施することとする。具体的には、モータジェネレータMG1のトルク指令値TR1の変動量TR1が所定の閾値を越えたこと、モータジェネレータMG2のトルク指令値TR2の変動量TR2が所定の閾値を越えたこと、およびエンジンENGのトルク指令値TEの変動量TEが所定の閾値を越えたことの少

10

20

30

40

50

なくとも1つに基づいて、制振制御を行なう構成とする。なお、各トルク指令値の変動量  $TR1$ 、 $TR2$ 、 $TE$ に設けられた所定の閾値とは、制御装置を構成するCPUが、所定の制御周期でPWM制御を実行しているときに、モータ回転数の変動成分として検出可能なトルク指令値の変動量  $TR1$ 、 $TR2$ 、 $TE$ に相当する。

【0158】

一方、モータ駆動装置は、いずれのトルク指令値の変動量  $TR1$ 、 $TR2$ 、 $TE$ も対応する所定の閾値を下回るときには、モータジェネレータMG2の駆動トルクの変動量が小さいと判断して制振制御を禁止する。これにより、制振制御によって却って車両挙動が悪化するのを防止することができる。たとえば定常走行時や停止無負荷状態などの場合には、制振制御手段502において、制振制御を禁止するための処理が行なわれる。制振制御を禁止する具体的な手段としては、図8の制振制御手段501の制振トルク補正処理部62において、制振トルク  $tr0$ に乘算される補正係数  $Km$ を0とする、もしくは加算器64における加算処理を禁止する構成とすればよい。

10

【0159】

以上のように、この発明の実施の形態2によれば、駆動モータから出力される駆動トルクの変動量の大小に応じて、制振制御を実行または停止することにより、制振制御を有効に実施して、制振制御の効果を高めることができる。

【0160】

[実施の形態3]

先の実施の形態2では、制振制御の適用方法として、駆動輪に作用する駆動トルクの変動量が大きいときに制振制御を行なう構成について説明した。

20

【0161】

ここで、図13(1)~(3)で説明したように、モータジェネレータMG2が出力する駆動トルクの変動量は、車両の状態に応じてその大きさが変化する。

【0162】

したがって、制振制御を行なうにあたっては、駆動トルクの変動量に応じて制振トルクの大きさを変える構成とすれば、制振制御の効果をより高めることができると判断される。

【0163】

具体的には、駆動トルクの変動量が相対的に大きいときには、制振制御手段501の制振トルク補正処理部62において、制振トルク  $tr0$ に相対的に大きな補正係数  $Km$ を乗算して補正する。たとえばエンジン始動時においては、エンジンENGの共振点を短時間で通過させたいために、モータジェネレータMG1に大きなトルクがかけられる。すなわち、図13(1)の共線図において、モータ回転数MRN1が上側に大きくシフトすることになる。これにより、モータジェネレータMG2には、モータ回転数MRN2を下側にシフトさせる大きな強制力が作用し、駆動トルクの変動量が急増する。このような場合において、制振トルク補正処理部62は、相対的に大きい補正係数  $Km$ を制振トルク  $tr0$ に乗じて補正し、その補正した制振トルク  $tr$ に基づいて最終的なトルク指令値  $TR$ を生成する。

30

【0164】

これに対して、アクセル操作のオン/オフによる駆動トルクの変動の発生時においては、モータジェネレータMG2には、先のエンジン始動時よりも相対的に小さい強制力が作用する。この場合、制振トルク補正処理部62は、相対的に小さい補正係数  $Km$ を制振トルク  $tr0$ に乗算して補正する。

40

【0165】

なお、補正係数  $Km$ は、制振トルク補正処理部62において、個々の車両において発生する強制力のばらつきに応じて段階的に設定される。具体的には、強制力の大きさに応じて段階的に増加する複数の補正係数  $Km$ が設定される。もしくは、補正係数  $Km$ は、先の実施の形態2で示したトルク指令値の変動量  $TR1$ 、 $TR2$ 、 $TE$ が大きくなるに従って連続的に増加するように設定される。

50

## 【0166】

この実施の形態3によれば、モータジェネレータMG2に作用する強制力の大きさに応じて変化する補正係数 $K_m$ に基づいて制振トルク  $t_r$  を生成することにより、一定値に固定された補正係数で制振トルクを生成するのに対して、より効率的に車両の振動を抑制することができる。

## 【0167】

## [実施の形態4]

さらに、制振制御の効果を高める手段としては、以下に示すように、モータジェネレータMG2のモータ回転数MRN2に変動が生じた初期の段階で、回転数の変動を抑えるように制振制御を行なうことが挙げられる。

10

## 【0168】

図14は、この発明の実施の形態4による制振制御を説明するためのタイミングチャートである。

## 【0169】

図14を参照して、モータ回転数MRN2に発生する回転数変動成分  $MRN2$  は、振動発生初期において最大となる。これは、振動発生のトリガとなる強制力が、振動開始直後において最も大きくなることによる。なお、強制力は、振動発生初期で最大となった後は、次第に減少する。

## 【0170】

制振制御手段501は、図14に示すように、モータ回転数MRNに回転数変動が生じたことに応じて、制振制御を実行する。詳細には、制振制御手段501は、回転数変動成分  $MRN2$  に基づいて制振トルク  $t_{r0}$  を生成し、これに補正係数 $K_m$ を乗じて最終的な制振トルク  $t_r$  を算出する。

20

## 【0171】

ここで、本実施の形態では、補正係数 $K_m$ を、図14に示すように、振動発生直後の所定の期間において、相対的に大きくなるように設定する。この所定の期間は、回転数変動成分  $MRN2$  が相対的に大きくなる期間に相当し、モータ回転数変動成分  $MRN2$  の有する共振周波数帯域の略1周期の期間に相当する。

## 【0172】

さらに、補正係数 $K_m$ は、この所定の期間以降においては、通常の制振制御時の値（例えば1とする）に設定される。これは、振動が発生する全期間にわたって補正係数 $K_m$ を相対的に大きい値に設定することは、回転数変動が小さい期間において、却って車両の挙動に悪影響を及ぼす可能性があることを考慮したものである。

30

## 【0173】

この発明の実施の形態4によれば、駆動モータに作用する強制力が最も大きくなる振動発生初期において、相対的に大きい制振トルクが生成されることから、回転数変動をより短時間に減衰させることができ、制振制御の効果を一層高めることができる。

## 【0174】

## [実施の形態5]

制振制御は、先の実施の形態1で述べたように、駆動トルクを精度良くトルク指令値に制御して、過渡時の制御の振れを抑制するものであることから、交流モータM1の制御モードとしては、制御応答性に優れたPWM制御が適用される。

40

## 【0175】

通常、モータ駆動装置においては、直流電源とインバータとの間に、さらに図示しない昇圧コンバータが接続される。昇圧コンバータは、出力電圧（インバータの入力電圧 $V_m$ に相当）が目標電圧になるように、直流電源からの直流電圧を昇圧してインバータへ供給する。

## 【0176】

ここで、モータ駆動装置のシステム効率を上げるためには、昇圧コンバータにおける昇圧動作を停止して、昇圧コンバータに生じるパワー損失を低減させることが有効である。

50

昇圧コンバータの出力電圧  $V_m$  は、昇圧動作を停止したことによって低下する。結果として、モータジェネレータ  $M G 1$  ,  $M G 2$  の制御モードとしては、電圧利用率の高い過変調制御または矩形波制御が適用される。

【 0 1 7 7 】

図 1 5 は、昇圧コンバータを停止させたときのモータジェネレータ  $M G 2$  のトルクとモータ回転数  $M R N 2$  との関係を示す図である。

【 0 1 7 8 】

図 1 5 に示すように、昇圧コンバータを停止させたことによって、過変調制御または矩形波制御の適用領域が拡大される（図中の  $R G N 1$  に相当）。これにより、システム効率が向上する。しかしながら、拡大された適用領域  $R G N 1$  においては、制振制御を行なうのが困難であることから、エンジン始動時のようにモータジェネレータ  $M G 2$  の駆動トルクが急変する場合には、車両に大きな振動が生じることになる。

10

【 0 1 7 9 】

そこで、本実施の形態では、システム効率の向上と車両に生じる振動の低減とを両立させる手段として、駆動トルクの変動の大きいエンジン始動時には、昇圧動作を行なってインバータの入力電圧  $V_m$  を増加させることとする。これにより、モータジェネレータ  $M G 2$  の制御モードは  $P W M$  制御となり、インバータ制御回路 4 0 は、制振制御を行なうことができる。一方、エンジン始動後においては、昇圧コンバータを停止し、インバータの入力電圧  $V_m$  を低下させる。これにより、電圧利用率の高い過変調制御または矩形波制御が実行され、システム効率の向上が図られる。

20

【 0 1 8 0 】

図 1 6 は、昇圧コンバータを動作させたときのモータジェネレータ  $M G 2$  のトルクとモータ回転数  $M R N 2$  との関係を示す図である。

【 0 1 8 1 】

図 1 6 を参照して、昇圧コンバータを動作させたことによって、インバータの入力電圧  $V_m$  が上昇し、 $P W M$  制御の適用領域が拡大される（図中の  $R G N 2$  に相当）。この領域  $R G N 2$  においては制振制御が実行可能であることから、エンジン始動時に生じる車両の揺れを抑制することができる。

【 0 1 8 2 】

なお、本実施の形態において、インバータの入力電圧  $V_m$  を上昇させる方法としては、交流モータ  $M 1$  の制御モードが過変調制御とならないように、変調率をモニタしながらインバータの入力電圧  $V_m$  を上昇させる方法、あるいはエンジン始動が完了するまでは、昇圧コンバータの目標電圧をモータ駆動装置の最大電圧に維持する方法が挙げられる。いずれの方法によっても、システム効率への影響は、エンジン始動が指示されてからエンジン始動が完了するまでの短期間における効率の低下に留まり、実走行における燃費に対してはほとんどないと判断できる。

30

【 0 1 8 3 】

この発明の実施の形態 5 によれば、駆動トルクの変動量が相対的に大きいときは、 $P W M$  制御領域を広げて制振制御の適用領域を拡大し、駆動トルクの変動量が相対的に小さいときには、過変調制御または矩形波制御の領域を広げることによって、高いシステム効率と、快適な乗り心地とを実現することができる。

40

【 0 1 8 4 】

[ 実施の形態 6 ]

以上の実施の形態 2 ~ 5 で述べたように、駆動トルクの変動量が大きいときには制振制御を実行する一方で、駆動トルクの変動量が小さいときには制振制御を停止すれば、制振制御の効果を最大限に引き出すことができる。

【 0 1 8 5 】

しかしながら、制振制御の実行 / 停止を駆動トルクの変動量に応じて切替える場合、その切替え時点において、制振トルク  $t_r$  には、図 1 7 の最上段の点線領域に示される不連続部分が生じることになる。特に、制振制御を実行から停止に切替えた時点において、

50

モータ回転数  $M R N 2$  に回転数変動成分  $M R N 2$  が残っているときには、トルク指令値  $T R 2$  から制振トルク  $t r$  が急激に抜けたことによって、駆動トルクに段付きの発生が生じ、車両挙動の悪化が起こり得る。

【0186】

この制振トルク  $t r$  の不連続部分をなくすためには、制振制御が実行から停止に切替えられたときには、その切替えの過渡期において、制振トルク  $t r$  を滑らかに減衰させる必要がある。

【0187】

そこで、本実施の形態では、制振制御が実行から停止に切替わる過渡期において、制振トルク  $t r$  が滑らかに0となるように補正する構成とする。具体的には、図8に示す制振トルク補正処理部62において、制御要求のオン/オフの切替え時点から所定の期間  $t$  において、制振トルク  $t r 0$  を漸減させる補正処理を施すこととする。なお、所定の期間  $t$  は、モータ回転数  $M R N 2$  の回転数変動成分  $M R N 2$  の有する共振周波数帯域の略1周期の期間に相当する。

10

【0188】

図18は、補正係数  $K m$  の波形図である。

【0189】

図18を参照して、補正係数  $K m$  は、制振制御要求がオンとなる期間においては、1を示す。さらに、補正係数  $K m$  は、制振制御要求がオンからオフに切替えられた時点(時刻  $t 0$ )を起点とする所定の期間  $t$  において、1から0に漸減する。

20

【0190】

制振トルク補正処理部62は、図18の補正係数  $K m$  を制振トルク  $t r 0$  に乗じて最終的な制振トルク  $t r$  を算出する。算出された制振トルク  $t r$  は、結果として、図17の中段に示すように、制振制御要求がオフとなった時点から所定の期間において漸減し、最終的に0となる。

【0191】

この発明の実施の形態6によれば、制振制御の実行/停止の切替え時において、制振トルクが漸減され、駆動トルクにおける段付きの発生を抑制することができる。

【0192】

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、特許請求の範囲によって示され、特許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。

30

【産業上の利用可能性】

【0193】

この発明は、モータの制御モードを選択的に切替可能なモータ駆動装置に利用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0194】

【図1】この発明の実施の形態1によるモータ駆動装置の概略ブロック図である。

40

【図2】図1の制御装置に含まれるインバータ制御回路のブロック図である。

【図3】図2に示すインバータ制御手段の制御ブロック図である。

【図4】図3に示すモータ制御用相電圧演算部の制御ブロック図である。

【図5】交流モータ  $M 1$  のトルクとモータ回転数  $M R N$  との関係を示す図である。

【図6】インバータにて実行される交流モータ  $M 1$  の制御モードの設定動作を説明するためのフローチャートである。

【図7】図2に示す制振制御手段における制振制御動作を説明するための概略図である。

【図8】図7の制振制御を実行するための制振制御手段のブロック図である。

【図9】図8における制振トルク演算部の制御ブロック図である。

【図10】補正係数  $K m$  と変調率  $M D R$  との関係を示す図である。

50

【図 1 1】制振トルク補正処理後の制振トルク  $t_r$  の波形図である。

【図 1 2】この発明の実施の形態 1 によるモータ駆動装置の制振制御動作を説明するためのフローチャートである。

【図 1 3】ハイブリッド自動車の各車両状態における共線図である。

【図 1 4】この発明の実施の形態 4 による制振制御を説明するためのタイミングチャートである。

【図 1 5】昇圧コンバータを停止させたときのモータジェネレータ MG 2 のトルクとモータ回転数 MRN 2 との関係を示す図である。

【図 1 6】昇圧コンバータを動作させたときのモータジェネレータ MG 2 のトルクとモータ回転数 MRN 2 との関係を示す図である。

【図 1 7】この発明の実施の形態 6 による制振制御動作を説明するためのタイミングチャートである。

【図 1 8】補正係数  $K_m$  の波形図である。

【図 1 9】たとえば特許文献 1 に開示される、交流電動機の電流制御装置の概略ブロック図である。

【符号の説明】

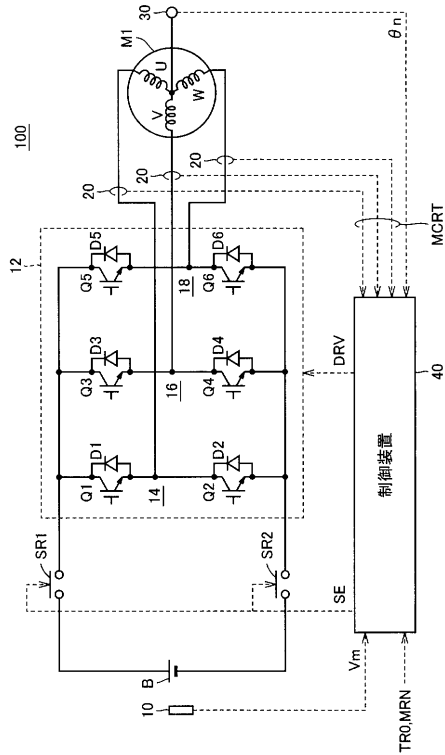
【0195】

10 電圧センサ、12, 111 インバータ、14 U相アーム、16 V相アーム、18 W相アーム、20 電流センサ、30 レゾルバ、40 制御装置、50 インバータ制御回路、501 制振制御手段、502 インバータ制御手段、60 制振トルク演算部、62 制振トルク補正処理部、602 回転数変動成分抽出部、603 制振トルク決定部、70 モータ制御用相電圧演算部、701 電流変換部、702 減算器、703 PI制御部、704 回転速度演算部、705 速度起電力予測演算部、706 加算器、707 変換部、72 駆動信号生成部、74 制御モード設定部、100 モータ駆動装置、101 ベクトル制御指令値演算器、102 誘導電動機、103 エンコーダ、106 u相電流センサ、107 v相電流センサ、108 3相/2相変換器、109 電流制御器、110 PWM発生器、113 回転位置検出器、114 電源角位相演算器、115 積分器、B 直流電源、M1 交流モータ、SR1, SR2 システムリレー。

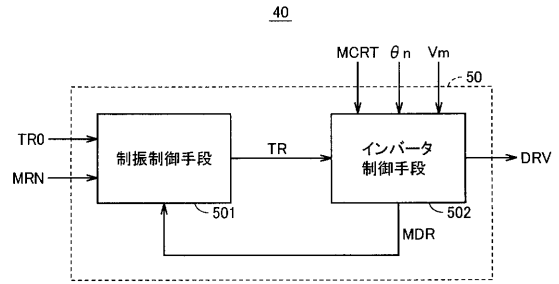
10

20

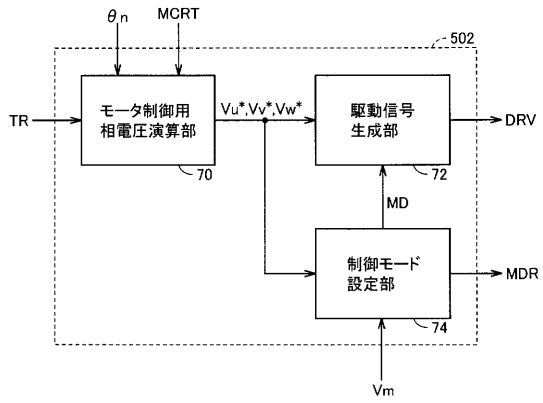
【図1】



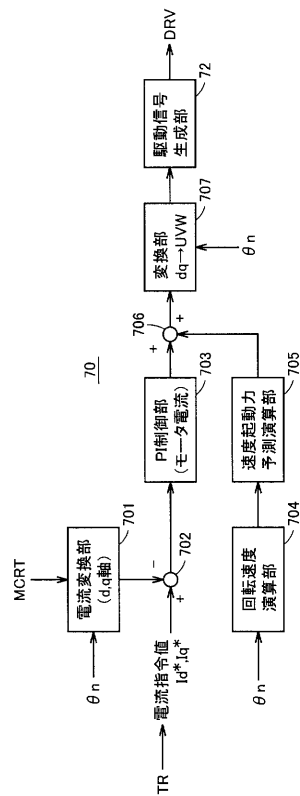
【図2】



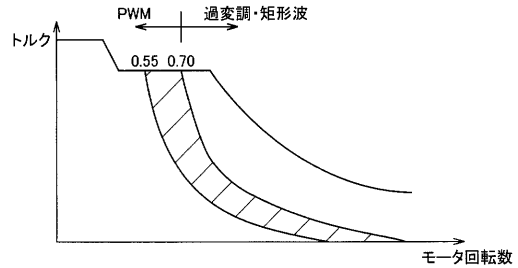
【図3】



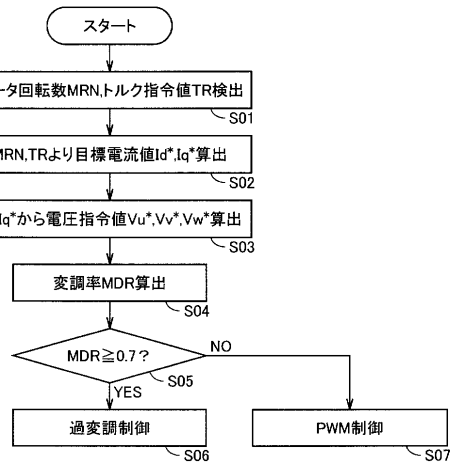
【図4】



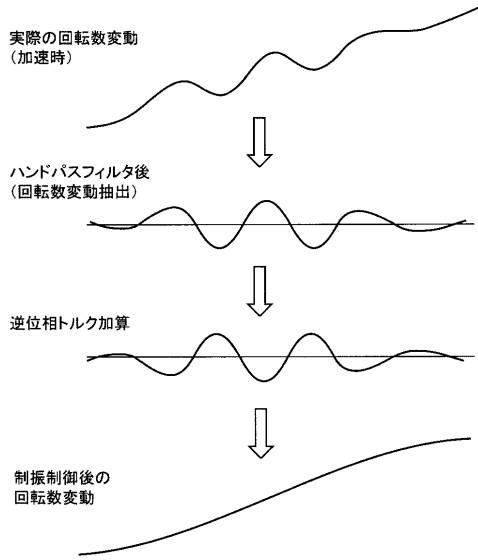
【図5】



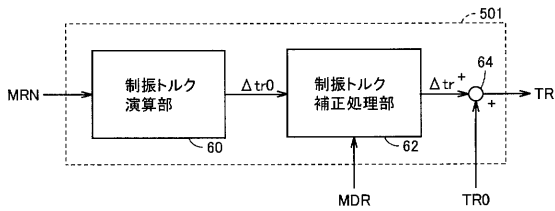
【図6】



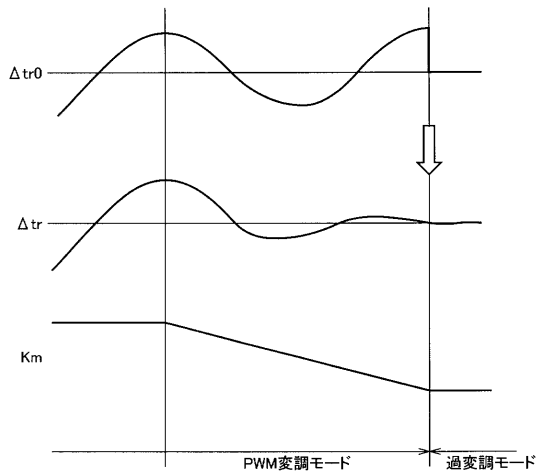
【図7】



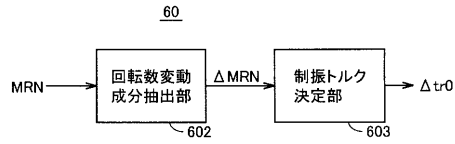
【図8】



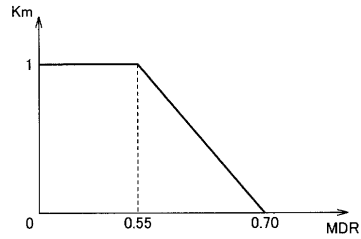
【図11】



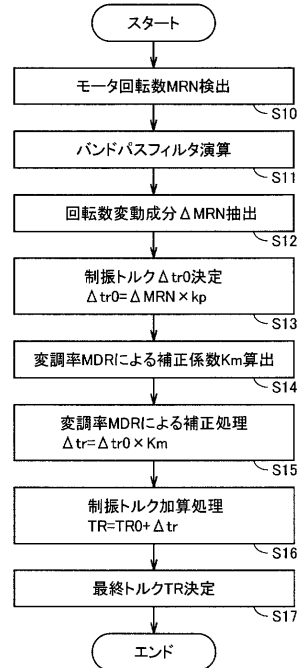
【図9】



【図10】

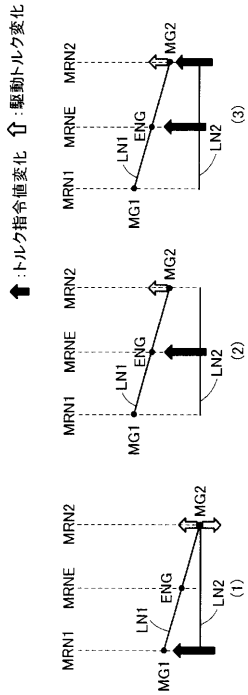


【図12】

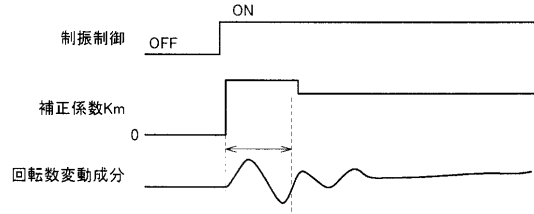




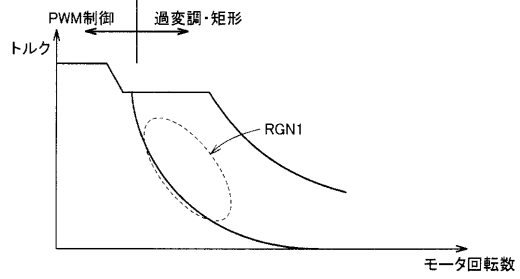
【図 13】



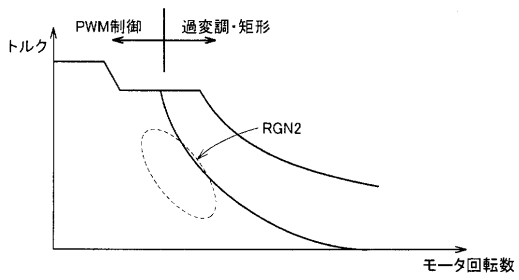
【図 14】



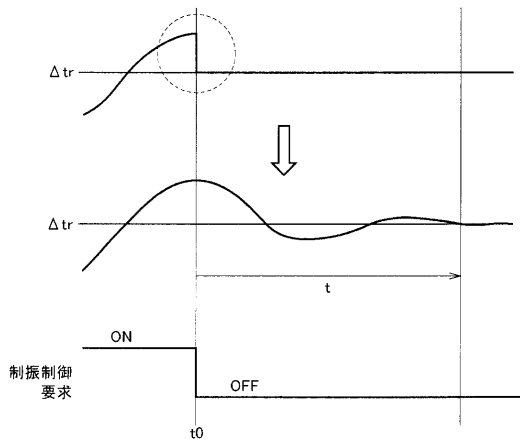
【図 15】



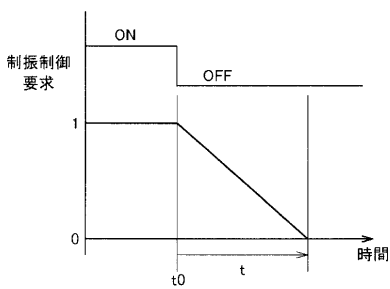
【図 16】



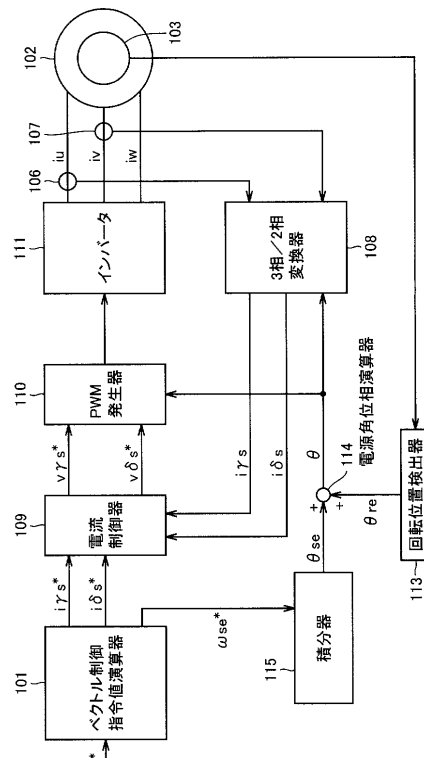
【図 17】



【図 18】



【図 19】



---

フロントページの続き

審査官 天坂 康種

- (56)参考文献 特開2003-309997(JP,A)  
特開2001-065402(JP,A)  
特開2004-052573(JP,A)  
特開2003-125597(JP,A)  
特開2003-032805(JP,A)  
特開2003-219508(JP,A)  
特開平11-089240(JP,A)  
特開2001-339999(JP,A)  
特開2000-032607(JP,A)  
特開2002-171607(JP,A)  
特開2004-222439(JP,A)  
国際公開第01/021431(WO,A1)  
特開2001-054206(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00 - 21/14  
23/00 - 27/18