

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6199776号
(P6199776)

(45) 発行日 平成29年9月20日(2017.9.20)

(24) 登録日 平成29年9月1日(2017.9.1)

(51) Int.Cl.

F 1

H02P 21/22 (2016.01)
H02P 27/06 (2006.01)H02P 21/22
H02P 27/06

請求項の数 5 (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2014-48147 (P2014-48147)
 (22) 出願日 平成26年3月11日 (2014.3.11)
 (65) 公開番号 特開2015-173540 (P2015-173540A)
 (43) 公開日 平成27年10月1日 (2015.10.1)
 審査請求日 平成28年11月4日 (2016.11.4)

(73) 特許権者 000000239
 株式会社荏原製作所
 東京都大田区羽田旭町11番1号
 (74) 代理人 100091498
 弁理士 渡邊 勇
 (74) 代理人 100118500
 弁理士 廣澤 哲也
 (72) 発明者 塚越 健太
 東京都大田区羽田旭町11番1号 株式会社 茛原製作所内
 (72) 発明者 駒井 正和
 東京都大田区羽田旭町11番1号 株式会社 茂原製作所内

審査官 池田 貴俊

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電動機の駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

インバータと、該インバータの出力電流を検出する電流検出器と、該電流検出器により検出された出力電流をトルク電流および磁化電流に変換し、該トルク電流および磁化電流を制御するベクトル制御部とを備えた電動機の駆動装置であって、

前記ベクトル制御部は、

前記電流検出器により検出された三相電流を二相電流に変換する3/2相変換部と、

前記3/2相変換部によって変換された静止座標系上の前記二相電流を回転座標系上のトルク電流および磁化電流に変換する静止/回転座標変換部と、

トルク電流指令値と前記トルク電流との偏差に基づいてトルク電圧指令値を決定するトルク電圧制御部と、

磁化電圧指令値として0を出力する磁化電圧出力部と、

回転座標系上の前記トルク電圧指令値および前記磁化電圧指令値を、静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値に変換する回転/静止座標変換部と、

前記回転/静止座標変換部によって変換された前記トルク電圧指令値および前記磁化電圧指令値を三相の電圧指令値に変換する2/3相変換部と、

前記磁化電流、磁化電流指令値、および前記トルク電圧指令値から前記電動機のロータの角速度を算出する速度演算部と、

前記角速度と角速度指令値との偏差に基づいて前記トルク電流指令値を決定する目標トルク電流決定部と、

10

20

前記トルク電流、前記磁化電流、前記ロータの角速度、およびモータ定数から目標出力電圧を決定する目標出力電圧決定部と、

前記トルク電圧指令値と前記目標出力電圧との偏差に基づいて前記磁化電流指令値を決定する目標磁化電流決定部とを備えたことを特徴とする駆動装置。

【請求項 2】

前記モータ定数は、前記電動機の磁束、前記電動機の巻線抵抗、および前記ロータの永久磁石による磁束の方向に直交するq軸方向のインダクタンスであることを特徴とする請求項1に記載の駆動装置。

【請求項 3】

前記インバータから生成される出力電圧が前記モータの定格電圧に達した後は、前記目標出力電圧を前記モータの定格電圧に維持するように前記磁化電流指令値を調節することを特徴とする請求項1または2に記載の駆動装置。 10

【請求項 4】

前記目標出力電圧が前記インバータから生成される出力電圧の上限に達した後は、前記目標出力電圧を前記インバータの出力電圧の上限以下に維持するように前記磁化電流指令値を調節することを特徴とする請求項1または2に記載の駆動装置。

【請求項 5】

前記目標出力電圧が前記モータの定格電圧および前記インバータから生成される出力電圧の上限のうちいずれか一方の電圧に達した後は、前記目標出力電圧を前記モータの定格電圧および前記インバータから生成される出力電圧の上限のうち先に達した方の電圧に維持することを特徴とする請求項1または2に記載の駆動装置。 20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同期モータや誘導モータなどの電動機を駆動する駆動装置に関し、特にインバータの出力電流に基づいてベクトル制御を行なう駆動装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来から一般に用いられているモータの制御方法としては、指令周波数に対応する電圧を出力することにより、電動機磁束を一定に保つV/F制御や、インバータの出力電流を励磁電流とトルク電流に分解し、負荷に見合ったモータ電流を流せるように励磁電圧とトルク電圧を制御するベクトル制御が挙げられる。 30

【0003】

V/F制御は高速な演算を必要とせず、簡易な構成でモータを制御することが出来る。しかし、このV/F制御では、フィードバック情報が乏しいため、個々のモータの特性に合わせた高効率な制御は期待出来ない。また、モータロータの位置を検出しないため、同期機の場合はモータロータが脱調する可能性もある。

【0004】

一方、同期機の脱調を防止し、且つ、高価な位置センサを使用することなく同期機を制御することが出来る制御方式として、センサレスベクトル制御がある。このセンサレスベクトル制御の制御ブロックを図12に示す。電流検出器12によって検出された三相電流 I_u, I_v, I_w は3/2相変換部17に送られ、ここで静止座標系上の三相電流 I_u, I_v, I_w は静止座標系上の二相電流に変換される。この静止座標系上の二相電流は静止/回転座標変換部18に送られ、ここで位相に基づいて回転座標系上の二相電流、すなわち磁化電流 I_m およびトルク電流 I_t に変換される。 40

【0005】

トルク電流 I_t および磁化電流 I_m は、トルク電圧制御部21および磁化電圧制御部22にそれぞれ送られる。トルク電圧制御部21には、目標トルク電流決定部24からトルク電流指令値 I_t^* が入力される。そして、トルク電圧制御部21は、トルク電流指令値 I_t^* と現在のトルク電流 I_t との偏差が0となるようにPI演算を行ない、トルク電圧 50

指令値 V_t^* を求める。目標トルク電流決定部 24 は速度制御部であり、ベクトル制御部 11 の外部から入力される角速度指令値 ω^* と、モータ M の現在の角速度 ω との偏差が 0 となるようなトルク電流指令値 I_t^* を PI 演算により求める。

【0006】

磁化電圧制御部 22 には、目標磁化電流決定部 26 から磁化電流指令値 I_m^* が入力される。磁化電圧制御部 22 は、磁化電流指令値 I_m^* と現在の磁化電流 I_m との偏差が 0 となるように PI 演算を行ない、磁化電圧指令値 V_m^* を求める。目標磁化電流決定部 26 は、目標出力電圧決定部 27 から送られる目標出力電圧 V_{out}^* と現在の出力電圧の算出値 V_{out} との偏差が 0 となるような磁化電流指令値 I_m^* を PI 演算により求める。

10

【0007】

インバータ 10 の現在の出力電圧 V_{out} は、トルク電圧指令値 V_t^* および磁化電圧指令値 V_m^* から出力電圧算出部 30 によって求められる。また、トルク電圧指令値 V_t^* および磁化電圧指令値 V_m^* は速度演算部 31 にも送られ、ここでロータの現在の角速度 ω が求められる。この角速度 ω は、目標トルク電流決定部 24、目標出力電圧決定部 27、および積分器 33 に入力される。積分器 33 は、角速度 ω を積分してロータの位相を求める。この位相 θ は静止 / 回転座標変換部 18 および回転 / 静止座標変換部 35 に入力される。

【0008】

磁化電圧指令値 V_m^* およびトルク電圧指令値 V_t^* は、回転 / 静止座標変換部 35 に入力され、ここで回転座標系上の磁化電圧指令値 V_m^* およびトルク電圧指令値 V_t^* は、位相 θ に基づき静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値に変換される。さらに 2 / 3 相変換部 36 により、静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値は、三相 (u 相, v 相, w 相) の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に変換される。インバータ 10 は、上述したように、電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に従って電圧を生成する。

20

【0009】

この図 12 に示すセンサレスベクトル制御は、位置センサを用いずに、フィードバックされたモータ電流からロータの位置を推定する制御方式である。

【0010】

30

しかしながら、このようなセンサレスベクトル制御では、モータにかかる負荷の大きさにかかわらずモータの回転速度（回転周波数）に基づいて出力電圧を決定している。このため、軽い負荷の速度領域ではモータの運転効率が悪くなり、重い負荷の速度領域ではモータロータが脱調する可能性があり、安定した制御に難がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0011】

【特許文献 1】特開 2012-50285 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

40

本発明は上述した従来の問題点に鑑みてなされたもので、モータにかかる負荷が変動しても効率よくモータを駆動することができる電動機の駆動装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の一態様は、インバータと、該インバータの出力電流を検出する電流検出器と、該電流検出器により検出された出力電流をトルク電流および磁化電流に変換し、該トルク電流および磁化電流を制御するベクトル制御部とを備えた電動機の駆動装置であって、前記ベクトル制御部は、前記電流検出器により検出された三相電流を二相電流に変換する

3

50

/ 2相変換部と、前記3 / 2相変換部によって変換された静止座標系上の前記二相電流を回転座標系上のトルク電流および磁化電流に変換する静止 / 回転座標変換部と、トルク電流指令値と前記トルク電流との偏差に基づいてトルク電圧指令値を決定するトルク電圧制御部と、磁化電圧指令値として0を出力する磁化電圧出力部と、回転座標系上の前記トルク電圧指令値および前記磁化電圧指令値を、静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値に変換する回転 / 静止座標変換部と、前記回転 / 静止座標変換部によって変換された前記トルク電圧指令値および前記磁化電圧指令値を三相の電圧指令値に変換する2 / 3相変換部と、前記磁化電流、磁化電流指令値、および前記トルク電圧指令値から前記電動機のロータの角速度を算出する速度演算部と、前記角速度と角速度指令値との偏差に基づいて前記トルク電流指令値を決定する目標トルク電流決定部と、前記トルク電流、前記磁化電流、前記ロータの角速度、およびモータ定数から目標出力電圧を決定する目標出力電圧決定部と、前記トルク電圧指令値と前記目標出力電圧との偏差に基づいて前記磁化電流指令値を決定する目標磁化電流決定部とを備えたことを特徴とする駆動装置である。
10

【0014】

本発明の好ましい態様は、前記モータ定数は、前記電動機の磁束、前記電動機の巻線抵抗、および前記ロータの永久磁石による磁束の方向に直交するq軸方向のインダクタンスであることを特徴とする。

本発明の好ましい態様は、前記インバータから生成される出力電圧が前記モータの定格電圧に達した後は、前記目標出力電圧を前記モータの定格電圧に維持するように前記磁化電流指令値を調節することを特徴とする。
20

本発明の好ましい態様は、前記目標出力電圧が前記インバータから生成される出力電圧の上限に達した後は、前記目標出力電圧を前記インバータの出力電圧の上限以下に維持するように前記磁化電流指令値を調節することを特徴とする。

本発明の好ましい態様は、前記目標出力電圧が前記モータの定格電圧および前記インバータから生成される出力電圧の上限のうちいずれか一方の電圧に達した後は、前記目標出力電圧を前記モータの定格電圧および前記インバータから生成される出力電圧の上限のうち先に達した方の電圧に維持することを特徴とする。

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、目標出力電圧決定部は、トルク電流 I_t 、磁化電流 I_m 、ロータの角速度 ω 、およびモータ定数から目標出力電圧 V_{out}^* を決定する。トルク電流 I_t 、磁化電流 I_m はモータにかかる負荷の大きさに応じて変化するので、目標出力電圧 V_{out}^* もモータにかかる負荷の大きさに応じて変化する。したがって、駆動装置は、モータにかかる負荷の大きさに応じたインバータ出力電圧を出力することができる。その結果、効率よくモータを駆動することができる。
30

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】本発明の一実施形態に係る駆動装置を示すブロック図である。

【図2】図1に示すインバータを詳細に示す模式図である。

【図3】図3(a)および図3(b)は、同期モータの等価回路を示す図である。
40

【図4】インバータの出力電流 I_{out} および出力電圧 V_{out} をベクトルで表した図である。

【図5】トルク電流の目標値を決定する制御ブロックを示す図である。

【図6】図6(a)は、最も運転効率がよい状態におけるd q軸上の電流ベクトルとMT軸上の電流ベクトルとの関係を示す図であり、図6(b)は図6(a)に示す I_{out} に対応する V_{out} をベクトルで表した図である。

【図7】図7(a)は、 $I_d < 0$ となる場合の電流ベクトル I_{out} , I_q , I_t , I_m の関係を示す図であり、図7(b)は、図7(a)に示す電流ベクトル I_{out} に対応する電圧ベクトル V_{out} を示す図である。

【図8】図8(a)は、 $I_d > 0$ となる場合の電流ベクトル I_{out} , I_q , I_t , I_m

50

の関係を示す図であり、図 8 (b) は、図 8 (a) に示す電流ベクトル I_{out} に対応する電圧ベクトル V_{out} を示す図である。

【図 9】磁化電流 I_m の目標値である磁化電流指令値 I_m^* を決定する制御のブロックを示す図である。

【図 10】図 10 (a) は従来のベクトル制御に従って決定される目標出力電圧を示すグラフであり、図 10 (b) は本実施形態のベクトル制御に従って決定される目標出力電圧を示すグラフである。

【図 11】低周波数領域での磁化電流指令値をブーストさせる例を示す図である。

【図 12】従来のセンサレスベクトル制御の制御ブロックを示す図である。

【発明を実施するための形態】

10

【0017】

以下、本発明の実施形態について図面を参照して説明する。

図 1 は、本発明の一実施形態に係る駆動装置を示すブロック図である。この駆動装置は、モータ M を駆動するインバータ装置（電力変換装置）であり、図 1 に示すようにインバータ 10 およびベクトル制御部 11 を含む複数の要素から構成されている。すなわち、駆動装置は、モータ M に供給される電圧を生成するインバータ 10 と、インバータ 10 への電圧指令値を決定するベクトル制御部 11 と、インバータ 10 からモータ M に供給される電流を検出する電流検出器（電流計）12 とを備えている。

【0018】

20

図 2 は、図 1 に示すインバータ 10 を詳細に示す模式図である。インバータ 10 は、電力変換部としてのインバータ回路 10A と、このインバータ回路 10A を駆動するゲートドライバ 10B とから基本的に構成されている。インバータ回路 10A では、直流電力（例えば、商用電源を全波整流して得られる直流電源からの直流電力）が供給される正極ライン P と負極ライン N との間に 3 組の上下アームが並列に接続されており、各相の上下アームにはスイッチング素子（IGBT）S1 ~ S6 とダイオード D1 ~ D6 とからなる逆並列回路が組み込まれている。記号 C1 はコンデンサである。これらスイッチング素子 S1 ~ S6、ダイオード D1 ~ D6、およびコンデンサ C1 によりインバータ回路 10A が構成されている。ゲートドライバ 10B は、ベクトル制御部 11 から送られる電圧指令値に従った電圧が生成されるように、インバータ回路 10A のスイッチング素子 S1 ~ S6 を駆動する。

30

【0019】

電流検出器 12 は、インバータ 10 からモータ M に供給される三相電流 I_u , I_v , I_w を計測する。その計測値は、ゲイン調整器 15 によって増幅された後、ベクトル制御部 11 に入力される。なお、ゲイン調整器 15 は省略することもできる。なお、三相電流 I_u , I_v , I_w の計測は、任意の 2 相の電流を計測し、式 $I_u + I_v + I_w = 0$ から残りの電流を求めてよい。ベクトル制御部 11 は、三相電流 I_u , I_v , I_w および外部から入力される角速度指令値に基づいて三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を生成する。さらに、ベクトル制御部 11 は、これら三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に対応した PWM 信号を生成し、この PWM 信号をゲートドライバ 10B に送る。ゲートドライバ 10B は、三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に対応する PWM 信号に基づいてゲートドライバ PWM 信号を生成し、6 個のスイッチング素子 S1 ~ S6 は、ゲートドライバ PWM 信号に基づいて動作（オン、オフ）される。このように、インバータ 10 はベクトル制御部 11 からの三相電圧指令値に基づいた電圧を生成し、これをモータ M に印加する。

40

【0020】

ベクトル制御部 11 の基本的動作は次の通りである。電流検出器 12 によって検出されたインバータ 10 の三相出力電流は、回転座標系上の二相電流（ベクトル）に変換される。ここで、回転座標系の一方の軸をモータ M の磁石磁束の方向に一致させると、他方の軸はモータ M の磁石磁束に直交する。したがって、モータ M の磁石磁束に直交する軸上の電流ベクトルを制御することによって、モータ M のトルクを制御することができる。すなわ

50

ち、変換された二相電流とそれぞれの目標値との偏差がなくなるように P I 制御が行なわれ、二相の電圧指令値が求められる。求められた回転座標系上の二相の電圧指令値は、静止座標系上の三相の電圧指令値に変換される。そして、各相の電圧指令値に対応した PWM 信号が生成され、この PWM 信号はインバータ 10 のゲートドライバ 10B に送られる。ベクトル制御部 11 は、CPU (中央演算処理装置) または専用の処理装置から構成することができる。

【0021】

次に、図 1 を参照してベクトル制御部 11 について詳細に説明する。電流検出器 12 によって検出された三相電流 I_u , I_v , I_w は 3 / 2 相変換部 17 に送られ、ここで静止座標系上の三相電流 I_u , I_v , I_w は静止座標系上の二相電流に変換される。この静止座標系上の二相電流は静止 / 回転座標変換部 18 に送られ、ここで位相 に基づいて回転座標系上の二相電流、すなわち磁化電流 I_m およびトルク電流 I_t に変換される。

10

【0022】

トルク電流 I_t および磁化電流 I_m は、トルク電圧制御部 21 および速度演算部 31 にそれぞれ送られる。トルク電圧制御部 21 には、目標トルク電流決定部 24 からトルク電流指令値 I_t^* が入力される。そして、トルク電圧制御部 21 は、トルク電流指令値 I_t^* と現在のトルク電流 I_t との偏差が 0 となるように P I 演算を行ない、トルク電圧指令値 V_t^* を求める。目標トルク電流決定部 24 は速度制御部であり、ベクトル制御部 11 の外部から入力される角速度指令値 ω^* と、モータ M の現在の角速度 ω との偏差が 0 となるようなトルク電流指令値 I_t^* を P I 演算により求める。

20

【0023】

目標磁化電流決定部 26 は、目標出力電圧決定部 27 (後で詳述する) から送られる目標出力電圧 V_{out}^* と現在の出力電圧 V_{out} ($= V_t^*$) との偏差が 0 となるような磁化電流指令値 I_m^* を P I 演算により求める。

【0024】

速度演算部 31 には、目標磁化電流決定部 26 から磁化電流指令値 I_m^* が入力される。速度演算部 31 としては位相同期回路 (Phase Locked Loop) が使用される。速度演算部 31 は、磁化電流指令値 I_m^* と現在の磁化電流 I_m との偏差が 0 となるように P I 演算を行ない、トルク電圧指令値 V_t^* と信号処理することにより、ロータの現在の角速度 ω が求められる。この角速度 ω は、目標トルク電流決定部 24、目標出力電圧決定部 27、および積分器 33 に入力される。積分器 33 は、角速度 ω を積分してロータの位相を求める。この位相 θ は静止 / 回転座標変換部 18 および回転 / 静止座標変換部 35 に入力される。

30

【0025】

回転 / 静止座標変換部 35 には、トルク電圧制御部 21 と磁化電圧出力部 23 とが接続されている。磁化電圧出力部 23 は、磁化電圧指令値 V_m^* として 0 を回転 / 静止座標変換部 35 に出力する。この磁化電圧出力部 23 は P I 制御部ではなく、磁化電圧指令値 V_m^* として 0 を単に出力するように構成される。

【0026】

磁化電圧指令値 V_m^* およびトルク電圧指令値 V_t^* は、回転 / 静止座標変換部 35 に入力され、ここで回転座標系上の磁化電圧指令値 V_m^* およびトルク電圧指令値 V_t^* は、位相 θ に基づき静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値に変換される。さらに 2 / 3 相変換部 36 により、静止座標系上のトルク電圧指令値および磁化電圧指令値は、三相 (u 相, v 相, w 相) の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に変換される。インバータ 10 は、上述したように、電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に従って電圧を生成する。

40

【0027】

ここで、ベクトル制御部 11 が永久磁石型同期モータを制御する場合について説明する。

d q 回転座標系において、ロータの永久磁石による磁束の方向を d 軸とし、d 軸に直交

50

する軸をq軸とすると、同期モータの等価回路は図3(a)および図3(b)に示すようになる。図3(a)および図3(b)において、Rは巻線抵抗を表し、Ldはd軸方向のインダクタンスを表し、Lqはq軸方向のインダクタンスを表し、ωは角速度を表し、Eは誘起電圧を表している。

【0028】

図3(a)はd軸の方向に電流Idが流れたときの等価回路を示し、図3(b)はq軸の方向に電流Iqが流れたときの等価回路を示す。図3(a)および図3(b)により、電圧方程式は次のように表される。

$$V_d = I_d \cdot R + p L_d I_d - L_q I_q \quad (1)$$

$$V_q = I_q \cdot R + p L_q I_q + L_d I_d + E \quad (2)$$

10

ここで、pは時間微分(d/dt)を表す。図3(a)および図3(b)に示す記号jは虚数単位を表している。干渉成分 $j = L_q I_q$, $j = L_d I_d$ をdq軸(モータ軸)上に表すと、ベクトルの方向が変換されて記号jがとれるので、記号jは式(1)および式(2)に表されていない。なお、式(1)および式(2)において、誘起電圧Eは、角速度ωと永久磁石による磁束との積である。

【0029】

ここで、インダクタンス成分(L)があるため、インバータ10の出力電流Ioutに対して、出力電圧Voutには位相遅れが生じる。図4はインバータ10の出力電流Ioutおよび出力電圧Voutをベクトルで表した図である。図4において、モータがある理想的な制御状態にあるときの出力電圧Vout-iの位相に一致する軸をT軸とし、そのT軸に垂直な軸をM軸とする。MT軸とdq軸との間には、位相差θが存在する。本実施形態では、T軸上の電圧Vt、電流It、およびM軸上の電圧Vm、電流Imを用いてモータのベクトル制御を行なう。MT軸はインバータ10を制御する軸になるため、本明細書ではMT軸をインバータ軸と呼称する。

20

【0030】

本実施形態では、T軸を基準軸とするためM軸の電圧成分Vm*を0として、T軸に電圧Vtを、M軸に電圧Vmをそれぞれ印加し、出力電流Ioutがq軸に一致するように制御する。

【0031】

トルク電流Itの目標値を決定する制御ブロックを図5に示す。トルク電流の目標値、すなわちトルク電流指令値It*は、目標トルク電流決定部24によって生成される。この目標トルク電流決定部24には、角速度指令値ω*および現在の角速度ωが入力され、目標トルク電流決定部24はこれら2つの値ω*, ωの偏差を0とするためのトルク電流指令値It*を決定する。角速度指令値ω*は、モータMに要求される所望の角速度であり、ベクトル制御部11の外部から目標トルク電流決定部24に入力される。一方、現在の角速度ωは、速度演算部31によって与えられる。この速度演算部31は、目標磁化電流決定部26によって決定されたIm*と、現在の磁化電流Imとの偏差が0となるようにPI演算を行い、さらにトルク電圧指令値Vt*の信号を処理することで推定角速度を求め、この求められた推定角速度が現在の角速度ωとして使用される。

30

【0032】

目標トルク電流決定部24は、角速度指令値ω*が現在の角速度ωよりも大きければ(すなわち、ω* > ωであれば)、トルクを増やして增速させるためにより大きなトルク電流指令値It*を出力する。一方、角速度指令値ω*が現在の角速度ωよりも小さければ(すなわち、ω* < ωであれば)、トルクを減らして減速させるためにより小さなトルク電流指令値It*を出力する。

40

【0033】

次に、磁化電流Imの目標値である磁化電流指令値Im*を決定するプロセスについて説明する。説明の簡略化のために、同期モータがSPMモータ(表面磁石型モータ、Surface Permanent Magnet motor)である場合を考える。SPMモータの場合は、インバータ10からの出力電流Ioutがd軸に垂直に流れるときが最も運転効率がよくなる。

50

つまり、d 軸上の電流 I_d が 0 となるようにインバータ 10 の出力電流を制御することが望ましい。図 6 (a) は、最も運転効率がよい状態における d q 軸上の電流ベクトルと MT 軸上の電流ベクトルとの関係を示している。

【0034】

一方、インバータ 10 の出力電圧 V_{out} は、式 (1) および式 (2) より次のように求められる。

$$V_{out}(\quad) = V_d(\quad) + V_q(\quad) \quad (3)$$

【数1】

$$V_{out} = \sqrt{\frac{(I_d \cdot R + pL_d I_d - \omega L_q I_q)^2}{(I_q \cdot R + pL_q I_q + \omega L_d I_d + \omega \Psi)^2}} \quad 10 \quad (4)$$

ただし、記号 () はベクトルを表している。

【0035】

モータ M が安定して運転している場合、出力電流は正弦波となる。このとき、座標変換された電流 I_t , I_m はほとんど変化しないため、定常状態にあるといえる。よって、上記式 (4) の微分項は無視することができるので、上記式 (4) は、

【数2】

$$V_{out} = \sqrt{\frac{(I_d \cdot R - \omega L_q I_q)^2}{(I_q \cdot R + \omega L_d I_d + \omega \Psi)^2}} \quad 20 \quad (5)$$

と表される。

【0036】

図 6 (a) に示す状態においては、 $I_d = 0$ であるので、 $I_q = I_{out}$ となる。したがって、式 (5) は次のように表される。

【数3】

$$V_{out} = \sqrt{(-\omega L_q \cdot I_{out})^2 + (I_{out} \cdot R + \omega \Psi)^2} \quad 30 \quad (6)$$

さらに、図 6 (a) に示すように、 I_{out} を MT 軸上で表すと、

【数4】

$$I_{out} = \sqrt{I_m^2 + I_t^2} \quad (7)$$

となる。

式 (6) に式 (7) を代入すると、

【数5】

$$V_{out} = \sqrt{(-\omega L_q \sqrt{I_m^2 + I_t^2})^2 + (\sqrt{I_m^2 + I_t^2} \cdot R + \omega \Psi)^2} \quad 40 \quad (8)$$

となる。

【0037】

上記式 (8) によれば、トルク電流 I_t 、磁化電流 I_m 、ロータの角速度 ω 、巻線抵抗 (モータ抵抗) R 、磁束 Ψ 、および q 軸インダクタンス L_q を用いて出力電圧 V_{out} を求めることができる。以下、本明細書において、巻線抵抗 R 、磁束 Ψ 、および q 軸インダクタンス L_q を総称してモータ定数と呼称することがある。

【0038】

図 6 (b) は図 6 (a) に示す I_{out} に対応する V_{out} をベクトルで表した図である。図 6 (a) は I_d が 0 となる理想状態を示しているため、このときの出力電圧を理想

出力電圧 V_{out-i} とする。そして、T 軸は、この理想出力電圧 V_{out-i} のベクトルの方向に一致する。

【0039】

図 7 (a) は、出力電流 I_{out} が電流 I_q に対して位相進みである場合、つまり、 $I_d < 0$ となる場合の I_{out} , I_q , I_d , I_t , I_m の関係を示している。トルク電流 I_t が、トルク電流指令値 I_t^* に基づいて図 6 (a) の場合と同じ大きさで制御されている条件下では、ベクトル I_{out} の先端は、ベクトル I_t の先端を通る、T 軸に垂直な直線上にある。したがって、ベクトル I_q は図 6 (a) に示す理想状態の時よりも小さくなる。このときの電圧 V_{out} のベクトルは図 7 (b) に示すようになる。 $I_d < 0$ であるため、 $I_d R$ は左向きのベクトルとなり、 $L_d I_d$ は下向きのベクトルとなる。これらのベクトルの存在と I_q が小さくなることから、出力電圧 V_{out} は、点線で示す理想出力電圧 V_{out-i} (図 6 (b) 参照) よりも小さくなる。このとき、M 軸上の電流 I_m は、図 6 (a) に示す理想状態における電流 I_m よりも小さくなる。

10

【0040】

一方、図 8 (a) は、出力電流 I_{out} が電流 I_q に対して位相遅れである場合、つまり、 $I_d > 0$ となる場合の I_{out} , I_q , I_d , I_t , I_m の関係を示している。トルク電流 I_t が、トルク電流指令値 I_t^* に基づいて図 6 (a) の場合と同じ大きさで制御されている条件下では、 I_q は図 6 (a) に示す理想状態の時よりも大きくなる。このときの電圧 V_{out} のベクトルは図 8 (b) に示すようになる。 $I_d > 0$ であるため、 $I_d R$ が右向きのベクトルとなり、 $L_d I_d$ は上向きのベクトルとなる。これらのベクトルの存在と I_q が大きくなることから、出力電圧 V_{out} は、点線で示す理想出力電圧 V_{out-i} (図 6 (b) 参照) よりも大きくなる。このとき、M 軸上の電流 I_m は、図 6 (a) に示す理想状態における電流 I_m よりも大きくなる。

20

【0041】

図 6 (a) ~ 図 8 (b) から、磁化電流 I_m について以下のことがわかる。ある理想的な出力電圧 V_{out-i} に対して、実際の出力電圧 V_{out} が小さい場合は、磁化電流 I_m を大きくして、出力電流 I_{out} の位相を遅らせることによって出力電圧 V_{out} を理想出力電圧 V_{out-i} に近づけることができる。一方、理想出力電圧 V_{out-i} に対して、実際の出力電圧 V_{out} が大きい場合は、磁化電流 I_m を小さくして、出力電流 I_{out} の位相を進めることによって出力電圧 V_{out} を理想出力電圧 V_{out-i} に近づけることができる。つまり、ある運転状態に対して目標となる出力電圧を定め、目標出力電圧と実際の出力電圧との偏差を求ることによって、磁化電流指令値 I_m^* を決定することができる。

30

【0042】

上述した SPM モータでは、モータステータの巻線が生成する磁束は、永久磁石による磁気抵抗を均一に受ける。したがって、d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q とは互いに等しくなる。一方、IPM モータ (埋込磁石型モータ、Interior Permanent Magnet motor) の場合は、d 軸方向の磁束は永久磁石による磁気抵抗を受けるが、q 軸方向の磁束は鉄心のみを通過する。したがって、d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q との間には差が存在する。このため、出力電流 I_{out} が q 軸からある位相進みを持っている時が最も駆動効率が良くなる。

40

【0043】

しかしながら、IPM モータの場合でも、図 7 (a) ~ 図 8 (b) に示した関係は成立する。すなわち、理想出力電圧 V_{out-i} に対して、 I_m を大きくすると V_{out} は大きくなり、 I_m を小さくすると V_{out} が小さくなる。したがって、IPM モータにおいても、ある運転状態に対して目標となる出力電圧を定め、目標出力電圧と実際の出力電圧との偏差を求ることによって、磁化電流指令値 I_m^* を決定することができる。

【0044】

誘導モータの場合には、同期モータと異なり、磁束発生のために多くの磁化電流 I_d を流す必要があり、これによって生じた磁束に直交する d 軸に誘起電力 E が生じる。しかし

50

、誘導モータの場合でも、図7(a)～図8(b)に示した関係が同様に成立する。すなわち、理想出力電圧 V_{out-i} に対して、 I_m を大きくすると V_{out} は大きくなり、 I_m を小さくすると V_{out} が小さくなる。したがって、ある運転状態に対して目標となる出力電圧を定め、目標出力電圧と実際の出力電圧との偏差を求めるこによって、磁化電流指令値 I_m^* を決定することができる。

【0045】

磁化電流 I_m の目標値である磁化電流指令値 I_m^* を決定する制御のブロックを図9に示す。図9に示すように、磁化電流指令値 I_m^* は、目標出力電圧 V_{out}^* と、現在の出力電圧 V_{out} とを目標磁化電流決定部26に入力することで求められる。現在の出力電圧 V_{out} は、ベクトル制御の結果得られるMT軸上の電圧指令値 V_m^* 、 V_t^* の信号を合成して得ることができる。

【数6】

$$V_{out} = \sqrt{V_m^{*2} + V_t^{*2}}$$

本実施形態では、インバータ軸であるMT軸上のT軸を基準として指令電圧を決定しており、 V_m^* として0が回転/静止座標変換部35に入力される。このため、インバータ出力電圧はT軸上に一致するため $V_{out} = V_t^*$ となる。すなわち、目標磁化電流決定部26は、 $V_t^* > V_{out}^*$ であれば出力電流 I_{out} の位相を遅らせるようにより磁化電流指令値 I_m^* を大きくし、 $V_t^* < V_{out}^*$ であれば出力電流 I_{out} の位相を進ませるようにより磁化電流指令値 I_m^* を小さくする。

【0046】

トルク電流指令値 I_t^* は、図1に示すように、トルク電圧制御部21に入力される。そして、上述したように、トルク電圧制御部21は、現在のトルク電流 I_t とトルク電流指令値 I_t^* との偏差に基づいてトルク電圧指令値 V_t^* を算出する。磁化電圧指令値 V_m^* として上述したように0が入力される。このようにして、インバータ軸であるMT軸上のT軸のベクトルを用いたベクトル制御が可能となる。

【0047】

目標出力電圧 V_{out}^* は、上記式(8)を用いて、次のように算出される。

【数7】

$$V_{out}^* = \sqrt{(-\omega L_q \sqrt{I_m^2 + I_t^2})^2 + (\sqrt{I_m^2 + I_t^2} \cdot R + \omega \Psi)^2} \quad (9)$$

上記式(9)を用いて、目標出力電圧決定部27は、トルク電流 I_t 、磁化電流 I_m 、ロータの角速度 ω 、およびモータ定数としての巻線抵抗 R 、q軸インダクタンス L_q 、磁束 Ψ に基づいて目標出力電圧 V_{out}^* を決定する。

【0048】

トルク電流 I_t 、磁化電流 I_m 、およびモータ定数は目標出力電圧決定部27に入力され、目標出力電圧決定部27はこれらのパラメータと上記式(9)を用いて目標出力電圧 V_{out}^* を決定する。すなわち、図1に示すように、目標出力電圧決定部27には静止/回転座標変換18からトルク電流 I_t および磁化電流 I_m が入力され、速度演算部31から角速度 ω が入力される。目標出力電圧決定部27には、モータ定数(巻線抵抗 R 、q軸インダクタンス L_q 、磁束 Ψ)がベクトル制御部11の外部から予め入力されており、目標出力電圧決定部27に記憶(格納)されている。

【0049】

駆動すべきモータが特定されていれば、予めモータ定数を取得することができる。モータ定数は公知の技術を用いて取得することができる。例えば、巻線抵抗 R およびq軸インダクタンス L_q はLCRメータなどの測定器によって測定することができる。磁束 Ψ はモータ固有の設計値またはモータの誘起電圧の測定値から算出されてもよく、またはガウスマータなどの測定器によって測定されてもよい。

【0050】

モータMに供給されている電流 I_{out} は、次のように表される。

【数8】

$$I_{out} = \sqrt{I_m^2 + I_t^2} \quad (10)$$

よって、式(9)と式(10)とから、次の式が導かれる。

【数9】

$$V_{out}^* = \sqrt{(-\omega L q \cdot I_{out})^2 + (I_{out} \cdot R + \omega \Psi)^2} \quad (11)$$

10

電流 I_{out} は、モータMに掛かる負荷に依存して変化する。つまり、上記式(11)から分かるように、目標出力電圧 V_{out}^* はモータMに掛かる負荷の変化に応じて変化する。したがって、モータ効率が改善され、さらにはモータの脱調も防止できる。

【0051】

図10(a)は、従来のベクトル制御における、モータMの回転速度(回転周波数)の変化に応じて変化する目標出力電圧 V_{out}^* を示すグラフであり、図10(b)は、本実施形態に係るベクトル制御における、モータMにかかる負荷の大きさに応じて変化する目標出力電圧 V_{out}^* を示すグラフである。図10(a)および図10(b)において、横軸はモータMの回転速度(回転周波数)を示しており、縦軸はインバータ10から生成される出力電圧、すなわちモータ印加電圧を示している。

20

【0052】

従来では、図10(a)に示すように、目標出力電圧 V_{out}^* の最大値は固定値であり、モータ印加電圧はモータMの回転速度のみに従って変化する。このようなモータ制御の場合、負荷が小さいときは、必要以上に高いモータ印加電圧でモータMを制御することになるので、モータMの運転効率は悪くなる。さらに、モータMへの負荷が大きいときは、モータロータが脱調する可能性がある。

【0053】

本実施形態では、図10(b)に示すように、モータMの回転速度のみならず、モータMへの負荷に従って、モータ印加電圧が変化するため効率のよい安定したモータ制御を実現することができる。

30

【0054】

なお、本実施形態における駆動装置において、弱め界磁制御を行なうこともできる。すなわち、インバータ10の出力電圧がモータMの定格電圧に達した後は、目標出力電圧 V_{out}^* をモータMの定格電圧以下に抑える(維持する)ために、磁化電流指令値 I_m^* を維持する調節をすることが好ましい。これにより、インバータ10の出力電圧を維持しつつ、モータMの回転速度を上昇させることができる。また、インバータ10のDCリンク電圧から算出されるインバータ10の出力電圧の上限、すなわちモータ印加電圧の上限に目標出力電圧 V_{out}^* が達した後は、目標出力電圧 V_{out}^* をインバータ10の出力電圧の上限以下に抑える(維持する)ために、磁化電流指令値 I_m^* を維持する調節をすることが好ましい。目標出力電圧 V_{out}^* をインバータ10の出力電圧の上限以下に維持することによりモータMの回転速度を上昇させることができる。さらに、目標出力電圧 V_{out}^* がモータMの定格電圧およびインバータ10の出力電圧の上限のうちいずれか一方の電圧に先に達した後は、目標出力電圧 V_{out}^* をモータMの定格電圧およびインバータ10の出力電圧の上限のうち先に達した方の電圧に維持することがより好ましい。

40

【0055】

本実施形態では、低周波数領域でのトルクブーストを行なうことが可能である。一般に、モータの周波数(回転速度)が低い領域では、インバータ10の出力電流が小さくなるため、モータの制御が難しくなる。そこで、図11に示すように、モータMの角速度が所定の値以下の領域では、一点鎖線で示す磁化電流指令値 I_m^* の下限値を設けて、低周波

50

数領域での磁化電流指令値 I_m^* をブーストすることが好ましい。図 1 1 に示す例では、モータ M のロータの角速度が 1 以下であるとき、目標磁化電流決定部 2 6 は、予め記憶されている下限値を実線で示す磁化電流指令値 I_m^* として出力する。一方、角速度が 1 よりも大きいときは、目標磁化電流決定部 2 6 は、PI 制御の結果得られた点線で示す磁化電流指令値 I_m^* を算出し、これを実線で示す磁化電流指令値 I_m^* として出力する。このように、低周波数の領域において磁化電流指令値 I_m^* を補償することにより、モータの低速領域でのトルクブーストを実現することができる。なお、図 1 1 において、磁化電流指令値 I_m^* の下限値を示す線グラフが傾いている理由は、指令値 I_m^* が大きいと過励磁になり効率が悪くなるためである。このような過励磁状態を避けて、適切な指令値で速やかな制御を行なうために、磁化電流指令値 I_m^* の下限値を角速度の増加に従つて減少させて指令値 I_m^* を小さくしている。

【 0 0 5 6 】

なお、磁化電流指令値 I_m^* に代えて、目標出力電圧 V_{out}^* に下限値を設けてもよい。この場合は、目標出力電圧決定部 2 7 は、角速度が所定の値以下であるとき、予め記憶されている下限値を目標出力電圧 V_{out}^* として出力し、一方、角速度が所定の値よりも大きいときは、目標出力電圧決定部 2 7 により算出された値を目標出力電圧 V_{out}^* とする。この場合も、図 1 1 に示す例と同じように、目標出力電圧 V_{out}^* の下限値を角速度の増加に従つて減少させる。

【 0 0 5 7 】

上述した低周波数領域でのトルクブーストは、磁化電流指令値 I_m^* と目標出力電圧 V_{out}^* とのいずれかを選択して行なうようにしてもよい。より具体的には、磁化電流指令値 I_m^* と目標出力電圧 V_{out}^* との両方に上記下限値を設け、磁化電流指令値 I_m^* と目標出力電圧 V_{out}^* のいずれかの下限値を選択的に、目標磁化電流決定部 2 6 または目標出力電圧決定部 2 7 から出力するようにしてもよい。

【 0 0 5 8 】

上述した実施形態は、本発明が属する技術分野における通常の知識を有する者が本発明を実施できることを目的として記載されたものである。上記実施形態の種々の変形例は、当業者であれば当然になしいうることであり、本発明の技術的思想は他の実施形態にも適用しうることである。したがって、本発明は、記載された実施形態に限定されることはなく、特許請求の範囲によって定義される技術的思想に従つた最も広い範囲に解釈されるものである。

【 符号の説明 】

【 0 0 5 9 】

- | | |
|-----|--------------|
| 1 0 | インバータ |
| 1 1 | ベクトル制御部 |
| 1 2 | 電流検出器 |
| 1 7 | 3 / 2 相変換部 |
| 1 8 | 静止 / 回転座標変換部 |
| 2 1 | トルク電圧制御部 |
| 2 2 | 磁化電圧制御部 |
| 2 3 | 磁化電圧出力部 |
| 2 4 | 目標トルク電流決定部 |
| 2 6 | 目標磁化電流決定部 |
| 2 7 | 目標出力電圧決定部 |
| 3 0 | 出力電圧算出部 |
| 3 1 | 速度演算部 |
| 3 3 | 積分器 |
| 3 5 | 回転 / 静止座標変換部 |
| 3 6 | 2 / 3 相変換部 |

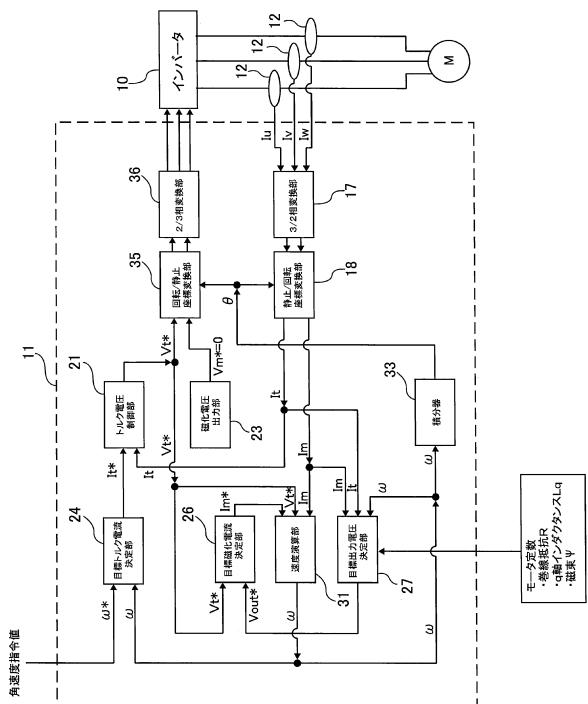
10

20

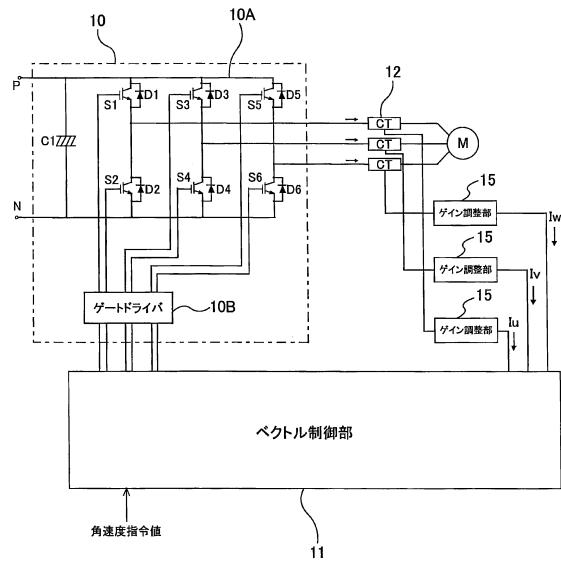
30

40

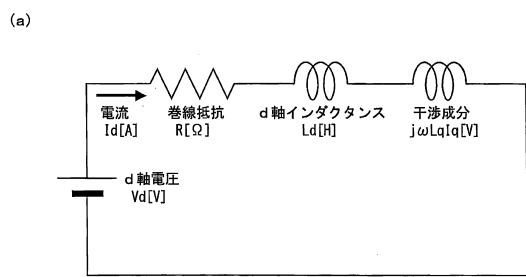
【 図 1 】



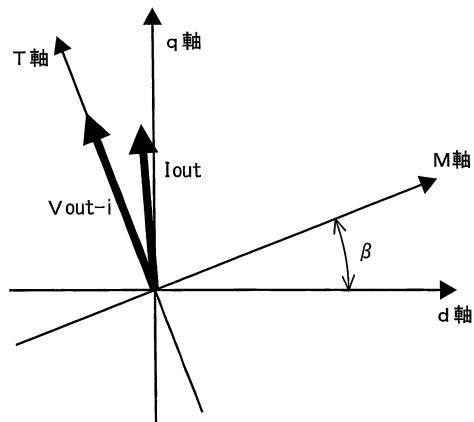
【 図 2 】



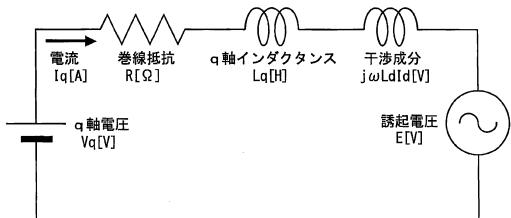
【図3】



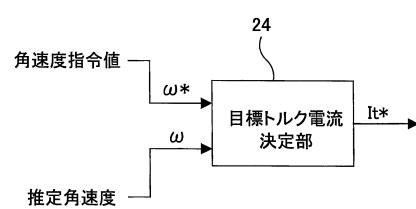
【図4】



(b)

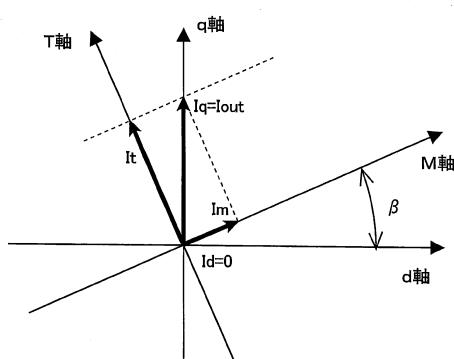


〔 5 〕

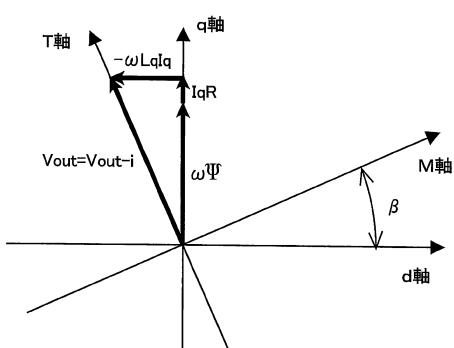


【図6】

(a)

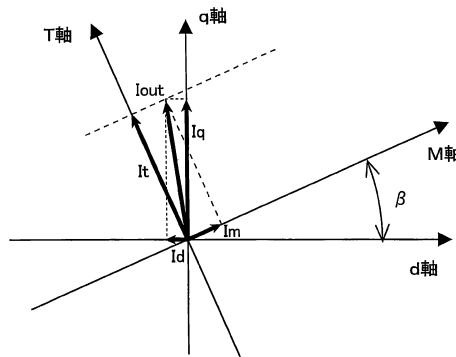


(b)

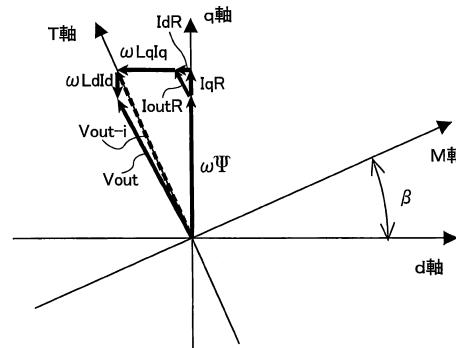


【図7】

(a)

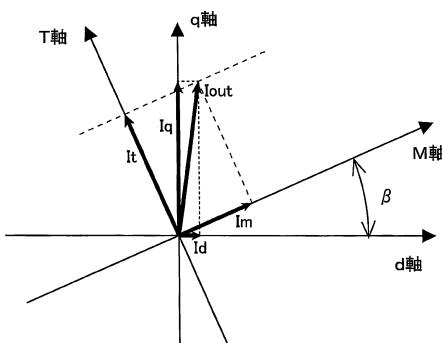


(b)

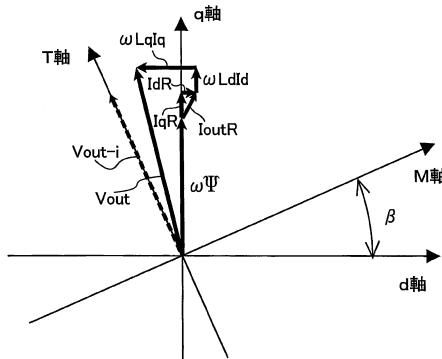


【図8】

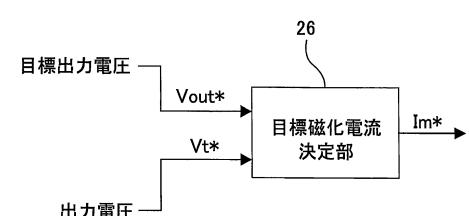
(a)



(b)

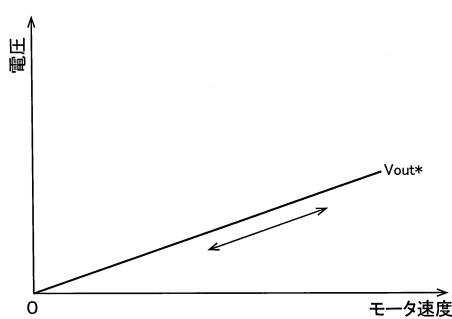


【図9】

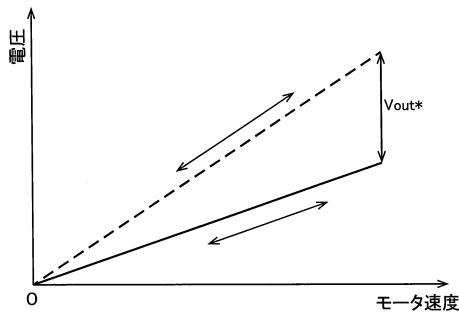


【図 1 0】

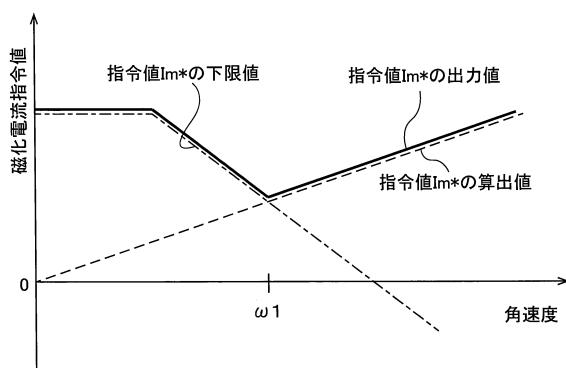
(a)



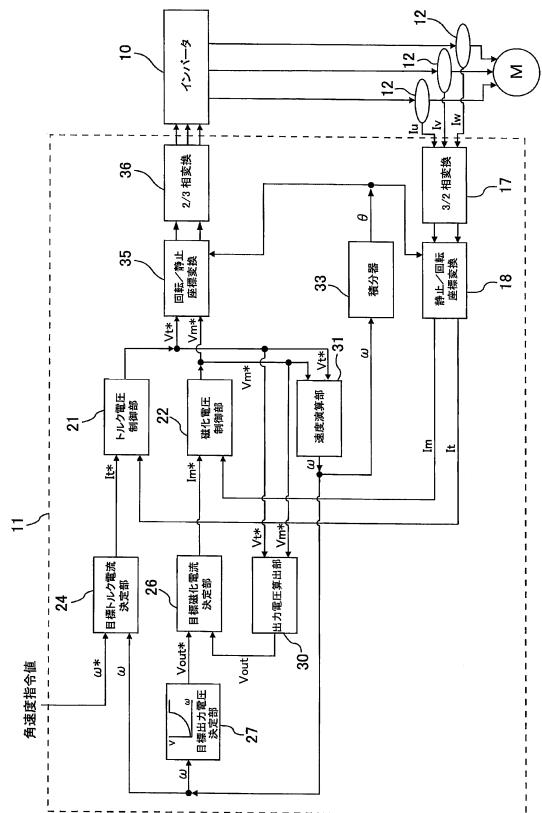
(b)



【図 1 1】



【図 1 2】



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2012/029715 (WO, A1)
特開2014-131398 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/22

H02P 27/06