

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6672902号
(P6672902)

(45) 発行日 令和2年3月25日(2020.3.25)

(24) 登録日 令和2年3月9日(2020.3.9)

(51) Int.Cl. F I
 HO 2 P 21/05 (2006.01) HO 2 P 21/05
 HO 2 P 27/04 (2016.01) HO 2 P 27/04

請求項の数 6 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2016-42889 (P2016-42889)
 (22) 出願日 平成28年3月4日(2016.3.4)
 (65) 公開番号 特開2017-158415 (P2017-158415A)
 (43) 公開日 平成29年9月7日(2017.9.7)
 審査請求日 平成31年2月27日(2019.2.27)

(73) 特許権者 000006611
 株式会社富士通ゼネラル
 神奈川県川崎市高津区末長3丁目3番17号
 (74) 代理人 110002147
 特許業務法人酒井国際特許事務所
 (72) 発明者 浦山 昌春
 神奈川県川崎市高津区末長3丁目3番17号 株式会社富士通ゼネラル内
 (72) 発明者 下野 聖仁
 神奈川県川崎市高津区末長3丁目3番17号 株式会社富士通ゼネラル内

審査官 安池 一貴

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

周期的に変動する脈動電圧の電圧指令値を生成する第1の電圧生成部と、
 電圧ベクトル角指令値を生成する電流制御部と、
 モータの角速度変動に同期し、前記モータの負荷トルクに応じて振幅が変動する補正電圧ベクトル角を生成する補正電圧ベクトル角生成部と、
 前記モータの電流値が前記モータの最大トルク/電流制御曲線上の値となるような出力電圧指令値を生成する出力電圧指令値生成部と、
 前記電圧ベクトル角指令値及び前記補正電圧ベクトル角を加算した補正後電圧ベクトル角指令値と、前記出力電圧指令値とから、電圧指令値を生成する第2の電圧生成部と、
 前記第1の電圧生成部より生成された電圧指令値を選択して前記モータを駆動するための電圧指令値を出力する第1の制御、又は、前記第2の電圧生成部により生成された電圧指令値を選択して前記モータを駆動するための電圧指令値を出力する第2の制御のいずれかの制御に切り替える切替部と

を備え、

前記切替部は、

前記第1の制御の際、前記脈動電圧のピーク電圧値が出力電圧限界値を超えると予測された場合に、前記第2の制御に切り替え、

前記第2の制御の際、前記第1の制御へ移行した場合に推定される前記脈動電圧のピーク電圧値が前記出力電圧限界値未満のとき、前記第1の制御に切り替える

10

20

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

前記第 2 の電圧生成部は、前記電圧指令値を生成する際、該電圧指令値を出力電圧限界値でリミット処理する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】

前記切替部は、

前記第 1 の制御と前記第 2 の制御との間で制御を切り替える際、前記第 1 の制御における前記脈動電圧の平均出力電圧と、前記第 2 の制御における前記モータの電流値が前記モータの最大トルク / 電流制御曲線上の値となる出力電圧振幅の出力電圧との間で出力電圧を移行させて、前記第 2 の制御で用いる電圧指令値は、前記出力電圧値が前記出力電圧限界値に達するまでは前記出力電圧指令値を用いる

ことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

前記補正電圧ベクトル角生成部は、前記角速度変動と該角速度変動の許容値との速度変動偏差から前記補正電圧ベクトル角を生成する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 つに記載のモータ制御装置。

【請求項 5】

前記補正電圧ベクトル角生成部は、前記モータの q 軸電流変動位相と前記速度変動の位相から求まる該 q 軸電流目標変動位相との偏差である q 軸電流変動位相偏差から前記補正電圧ベクトル角を生成する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 つに記載のモータ制御装置。

【請求項 6】

前記補正電圧ベクトル角生成部は、前記速度変動と該速度変動許容値との偏差である速度変動偏差、並びに、前記モータの q 軸電流変動位相と前記速度変動の位相から求まる該 q 軸電流目標変動位相との偏差である q 軸電流変動位相偏差に基づいて、前記速度変動が該速度変動許容値より大きい場合、前記速度変動偏差を用い、前記 q 軸電流変動位相が該 q 軸電流目標変動位相より大きい場合、前記 q 軸電流変動位相偏差を用いて前記補正電圧ベクトル角を生成する

ことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 つに記載のモータ制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

空気調和装置等に用いられる圧縮機は、圧縮機を駆動するモータのロータの 1 回転中においてロータの負荷トルクが周期的に変動する。この負荷トルク変動は、吸入、圧縮、吐出の各行程間における冷媒ガス圧変化に起因する。このような圧縮機を駆動する場合、周期的な負荷トルク変動によって速度変動が生じ、振動や騒音を発生させる要因となる。一般的に、このようなロータの 1 回転中の負荷トルク変動を有する圧縮機を駆動する場合、制振を目的としたトルク制御が実施される。

【0003】

例えば、周期的な負荷トルク変動を抑制する技術として、繰り返し制御系を用いて負荷トルク変動を学習し、トルク電流 (q 軸電流) を制御する方法がある (例えば特許文献 1 参照)。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2015 - 192497 号公報

10

20

30

40

50

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ここで、上記の特許文献1は、最大トルク/電流制御等の通常の制御領域で用いる場合には、出力電圧振幅に脈動を生じさせて負荷トルク変動を抑制する。しかしながら、上記の特許文献1は、出力電圧が飽和して出力電圧振幅に脈動を生じさせることができない弱め磁束領域等の電圧飽和領域では、負荷トルク変動を抑制することができない。

【0006】

通常、トルク制御が実施される領域は振動が顕著となる低回転域であることから、最大トルク/電流制御等の通常領域がトルク制御の適用範囲となる。しかし、インバータやモータの仕様及び負荷条件によっては、高回転領域である弱め磁束領域等の電圧飽和領域でも振動が顕著に発生し、それに起因してモータのピーク電流振幅が増大するといった問題が発生する。そして、振動の増大は、空気調和装置等において配管へのダメージや騒音を生じさせる。また、モータのピーク電流増加は、効率低下を招くだけでなく、圧縮機のモータの減磁や、減磁を防止するための過電流保護停止等をもたらす。

【0007】

本願の開示の技術の一例は、上記に鑑みてなされたものであり、例えば、弱め磁束制御領域等の出力電圧が飽和した電圧飽和領域であっても、モータを制振制御すると共に、モータのピーク電流振幅の増加を抑制できるモータ制御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】

【0008】

本願の開示の技術の一例は、例えば、モータ制御装置において、周期的に変動する脈動電圧の電圧指令値を生成する第1の電圧生成部と、電圧ベクトル角指令値を生成する電流制御部と、モータの角速度変動に同期し、モータの負荷トルクに応じて振幅が変動する補正電圧ベクトル角を生成する補正電圧ベクトル角生成部と、モータの電流値が最大トルク/電流制御曲線上の値となるような出力電圧指令値を生成する出力電圧指令値生成部と、電圧ベクトル角指令値及び補正電圧ベクトル角を加算した補正後電圧ベクトル角指令値と、出力電圧指令値とから、電圧指令値を生成する第2の電圧生成部とからなり、切替部は、第1の電圧生成部より生成された電圧指令値を選択してモータを駆動するための電圧指令値を出力する第1の制御、又は、第2の電圧生成部により生成された電圧指令値を選択してモータを駆動するための電圧指令値を出力する第2の制御のいずれかの制御に切り替える。

【発明の効果】

【0009】

本願の開示の技術の一例によれば、例えば、弱め磁束制御領域等の出力電圧が飽和した電圧飽和領域であっても、モータを制振制御すると共に、モータのピーク電流振幅の増加を抑制できる。

【図面の簡単な説明】

【0010】

【図1A】図1Aは、モータに印加される電圧ベクトルの概略を示す図である。

【図1B】図1Bは、機械角推定角速度変動及び補正電圧ベクトル角（トルク制御量）の時系列変化の概略を示す図である。

【図2A】図2Aは、従来技術に係る出力電圧制御の概略を示す図である。

【図2B】図2Bは、実施形態に係る出力電圧制御の概略を示す図である。

【図3A】図3Aは、最大トルク/電流制御曲線の左側領域の概略を示す図である。

【図3B】図3Bは、最大トルク/電流制御曲線の右側領域の概略を示す図である。

【図4】図4は、実施形態1（実施形態2～3）に係るモータ制御装置を示すブロック図である。

【図5】図5は、実施形態1に係るモータ制御装置の切替部を示すブロック図である。

【図6】図6は、実施形態1に係る補正電圧ベクトル角生成部を示すブロック図である。

10

20

30

40

50

【図7】図7は、実施形態1に係る電圧制御方式切替処理を示すフローチャートである。

【図8】図8は、実施形態2に係る補正電圧ベクトル角生成部を示すブロック図である。

【図9】図9は、実施形態3に係る補正電圧ベクトル角生成部を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

以下に添付図面を参照して開示の技術に係るモータ制御装置の実施形態の一例について説明する。以下の実施形態は、周期的な負荷トルク変動を有する圧縮機を駆動するモータのトルク制御を、位置センサレスベクトル制御により行う、例えば空気調和装置又は低温保存装置等のモータ制御装置に関する。しかし、開示の技術は、周期的な負荷トルク変動を有する負荷を駆動するモータのトルク制御を行うモータ制御装置に広く適用可能である。

10

【0012】

なお、以下に示す実施形態は、開示の技術を限定するものではない。また、以下に示す実施形態及びその変形例は、矛盾しない範囲で適宜組み合わせることができる。また、以下に示す実施形態は、開示の技術に係る構成及び処理について主に示し、その他の構成及び処理の説明を簡略又は省略する。また、各実施形態において、同一の構成及び処理には同一の符号を付与し、既出の構成及び処理の説明は省略する。

【0013】

なお、以下の実施形態で用いる記号の説明の一覧を、下記(表1)に示す。

【0014】

20

【表 1】

(表1)

記号	説明	
ω_e	電気角推定角速度	
ω_m	機械角推定角速度	
ω_m^*	機械角指令角速度(目標値)	
$\Delta \omega_m$	機械角推定角速度変動(速度変動)	10
$ \Delta \omega_m $	速度変動振幅	
$ \Delta \omega_m ^*$	速度変動許容値	
I_d	d軸電流値	
I_{d0}^*	d軸電流指令値(目標値)	
I_d^*	補正後d軸電流指令値(目標値)	
I_q	q軸電流値	20
I_{q0}^*	q軸電流指令値(目標値)	
I_q^*	補正後q軸電流指令値(目標値)	
δ_0^*	平均電圧ベクトル角指令値(目標値)	
$\Delta \delta$	補正電圧ベクトル角(トルク制御量)	
δ^*	補正後電圧ベクトル角指令値(目標値)	
V_d^*	d軸電圧指令値	
V_q^*	q軸電圧指令値	30
θ_e	電気角位相(dq軸位相)	
θ_m	機械角位相	
I_u	U相電流値	
I_v	V相電流値	
I_w	W相電流値	
V_u^*	U相出力電圧指令値	40
V_v^*	V相出力電圧指令値	
V_w^*	W相出力電圧指令値	

【0015】

実施形態の説明に先立ち、開示の技術の背景及び概略について説明する。d q回転座標系のd軸及びq軸で独立した出力電圧指令を生成するトルク制御では、負荷トルク変動を抑制するために出力電圧振幅に脈動を生じさせる脈動電圧を生成する。よって、脈動電圧を生成するトルク制御方式は、出力電圧を調整できる通常制御領域では適用できるが、出力電圧が飽和して電圧調整ができない電圧飽和領域では、脈動電圧が生成できない。

【0016】

そこで、以下の実施形態では、電圧飽和領域のように出力電圧が飽和している領域であっても調整可能なパラメータである出力電圧の位相（電圧ベクトル角（ θ 角））を電圧飽和領域において調整する。以下の実施形態では、電圧飽和領域の場合は、電圧ベクトル角を調整することにより、モータの回転速度を制御する、電圧飽和領域のトルク制御を行い、電圧飽和領域以外の通常領域の場合は、通常領域のトルク制御を行う。

【0017】

図1Aは、モータに印加される電圧ベクトルの概略を示す図である。図4を参照して図1Aを説明すると、平均電圧ベクトル角指令値（目標値） θ_0^* に補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} を加算して電圧ベクトル角を調整してトルク制御を行う。補正電圧ベクトル角 θ_{cor} は、周期的トルク変動による機械角推定角速度変動（略して、速度変動という） ω_m と同期して変動する（図1B参照）。平均電圧ベクトル角指令値（目標値） θ_0^* は、補正電圧ベクトル角 θ_{cor} で補正した補正後電圧ベクトル角指令値（目標値） θ^* からd軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_q^* を生成する。生成されたこれら指令値をもとにモータを制御することにより、機械角推定角速度変動 ω_m の振幅（速度変動振幅 $|\omega_m|$ ）が抑制され、モータのピーク電流を低減する。

10

【0018】

この実現のため、まず、機械角指令角速度（目標値） ω_m^* と現在の角速度を推定した機械角推定角速度 ω_m との偏差から、d軸電流指令値（目標値） I_{d0}^* を生成する。そして、d軸電流指令値 I_{d0}^* とd軸電流値 I_d の偏差から、平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* を生成する。平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* に補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} を加算し、補正後電圧ベクトル角指令値（目標値） θ^* を生成する。

20

【0019】

そして、補正後電圧ベクトル角指令値（目標値） θ^* と、出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} から、d軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_{q0}^* を生成する。出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} は、IPM (Intelligent Power Module) 35に外部（例えば、図示しない電源コンバータ）から供給される直流電圧 V_{dc} を制御系であるdq回転座標軸系における電圧値に変換し、直流電圧 V_{dc} に重畳しているリップルの影響のない最大値（リップル電圧のボトム値）に設定する。そして、2相（dq回転座標系）から3相（3相静止座標系）への変換及びPWM (Pulse Width Modulation) 変調を経て交流電圧がモータに印加された際に、機械角推定角速度 ω_m が一定に保たれるように平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* が調整される。

30

【0020】

次に、周期的なトルク変動によって生じる機械角推定角速度変動 ω_m を補正電圧ベクトル角 θ_{cor} を重畳することにより抑制する手法について述べる。まず、機械角推定角速度変動 ω_m の基本波成分の振幅及び位相をフーリエ変換等により抽出する。

【0021】

図1Bは、機械角推定角速度変動 ω_m 及び補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} の時系列変化の概略を示す図である。図1Bに示す機械角推定角速度 ω_m は、機械角指令角速度（目標値） ω_m^* を中心に機械角推定角速度変動 ω_m 分脈動していることを示している。速度変動修正位相 θ_{i} は、機械角周期毎に取得される速度変動成分の位相を修正したものである。電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} は、平均電圧ベクトル角指令値（目標値） θ_0^* を中心に補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} 分脈動していることを示し、補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ_{cor} は機械角推定角速度変動 ω_m と同期し、機械角推定角速度変動 ω_m よりもシフト位相 θ_{shift} だけ進み又は遅れ位相で補正電圧ベクトル角 θ_{cor} を周期的に変動させることで生成する。なお、シフト位相 θ_{shift} が0である場合、補正電圧ベクトル角 θ_{cor} は、機械角推定角速度変動 ω_m と同位相である。補正電圧ベクトル角 θ_{cor} は、機械角推定角速度変動 ω_m と同期して機械角周期毎に変動させるものであり、その際シフト位相 θ_{shift} を設けることで制振効果が向上する。

40

【0022】

50

補正電圧ベクトル角 θ^* の変動振幅は、図 1 B で示すと平均電圧ベクトル角指令値（目標値） θ_0^* を中心に補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ の脈動する振幅であり、図 1 A では、平均電圧ベクトル角指令値（目標値） θ_0^* を中心に補正電圧ベクトル角（トルク制御量） θ の振れ角をいう。この補正電圧ベクトル角 θ の変動振幅は、フーリエ変換等により得られた機械角推定角速度変動 ω_m の基本波振幅（速度変動振幅 $|\omega_m|$ ）と振動が許容される機械角推定角速度変動 ω_m の範囲を示す速度変動許容値 $|\omega_m|_{\text{許容}}$ との偏差の積分制御により生成される。これにより、速度変動振幅 $|\omega_m|$ の帰還ループが形成されるため、補正電圧ベクトル角 θ の変動振幅を固定値として設定せずとも、機械角推定角速度変動 ω_m と同期して変動し、負荷の状態に応じた適切な値となる。

【0023】

また、補正電圧ベクトル角 θ を調整する際に、速度変動振幅 $|\omega_m|$ をフィードバックする方法の他に、q 軸電流の変動位相をフィードバックすることで補正電圧ベクトル角 θ の変動振幅を生成する方法がある。q 軸電流の変動位相をフィードバックする方法でも、速度変動振幅 $|\omega_m|$ をフィードバックする方法と同様に、制振効果及びモータのピーク電流低減効果を得ることができる。

【0024】

ここで、q 軸電流の変動位相をフィードバックする方法では、速度変動位相から負荷トルク変動位相を推定し、負荷トルク変動位相と q 軸電流の変動位相が同位相となるように補正電圧ベクトル角 θ を調整する。q 軸電流の変動はマグネットトルクの変動と同位相であるため、負荷トルク変動位相とマグネットトルクの変動位相を一致させることでモータのピーク電流低減効果と制振効果を得ることができる。

【0025】

さて、上記のように、通常領域の d q 回転座標系の d 軸及び q 軸の出力電圧指令を生成するトルク制御は、負荷トルク変動を抑制するための出力電圧振幅に脈動を生じさせる脈動電圧を生成する。よって、脈動電圧を生成するトルク制御方式は、出力電圧の調整が可能な通常領域では適用できるが、出力電圧が飽和して電圧調整ができない電圧飽和領域では、適用することができない。すなわち、通常領域で駆動できる回転数は、低回転域から脈動電圧のピーク値が出力限界値に到達する回転数までである。このときの出力電圧の波形の概略は、図 2 A の制御状態 A に相当する部分である。図 2 A は、従来技術に係る出力電圧制御の概略を示す図である。

【0026】

また、上記のように、図 1 A 及び図 1 B に示す d q 回転座標系の d 軸及び q 軸の出力電圧指令を生成するトルク制御は、出力電圧を出力限界値に保持した状態としているため、回転数制御が安定して成立するのは、図 3 A で示すように、電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線よりも左側の領域に存在するいわゆる弱め磁束領域であり、高回転域から弱め磁束制御が解除される回転数までである。このときの出力電圧波形の概略は、図 2 A の制御状態 C に相当する部分である。最大トルク / 電流制御は、同一トルクを発生させる電流ベクトルのうちで、電流振幅を最小にする制御で、電流ベクトル平面上で、定トルク曲線に対して原点からの距離が最短になる点に電流ベクトルを制御する。最大トルク / 電流制御曲線とは、図 3 A 及び図 3 B に示す曲線のことで、各電流において出力可能な最大トルクを示す定電流円と定トルク曲線の接点をつなげた曲線である。

【0027】

ここで、最大トルク / 電流制御時（図 2 A の制御状態 A）の脈動出力電圧のピーク値が出力電圧振幅限界値に達した時点で電圧飽和領域となり、補正電圧ベクトル角を用いる弱め磁束制御（図 2 A の制御状態 C）へ移行すると、最大トルク / 電流制御時の出力電圧平均値が急激に出力電圧振幅限界値へと変化するため、制御的に不連続となってしまう、脱調や過電流保護停止等に陥る。

【0028】

そこで、これら制御状態 A と制御状態 C をスムーズにつなぐには、脈動出力電圧のピーク値が出力電圧振幅限界値を超えたところからの飽和電圧領域のうち弱め磁束制御領域（

10

20

30

40

50

図 2 A の制御状態 C) に到達するまでは電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線をトレースするように、負荷トルク変動に対する出力電圧を脈動させないで、電圧ベクトル角と出力電圧振幅を調整することが望ましい。このときの出力電圧波形の概略は、図 2 B の制御状態 B に相当する部分である。図 2 B は、実施形態に係る出力電圧制御の概略を示す図である。

【 0 0 2 9 】

すなわち、図 2 B に示すように、制御状態を制御状態 A から制御状態 B、制御状態 B から制御状態 C へと移行する制御を補正電圧ベクトル角 θ_{ref} を用いる弱め磁束制御アルゴリズムで実現するためには、図 3 A 及び図 3 B で示すように電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線の左側領域に存在するときは出力電圧振幅を増加させ、電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線の右側領域に存在するときは出力電圧振幅を減少させれば、モータの電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線上の値に近付くようになる。

10

【 0 0 3 0 】

例えば、図 3 A 及び図 3 B に示すように、現在の q 軸電流 I_q から最大トルク / 電流制御曲線上の d 軸電流 I_d^* を算出し、現在の d 軸電流 I_d との偏差がなくなるように P I (Portion Integral) 制御等により出力電圧振幅を調整することで実現することができる。図 3 A は、最大トルク / 電流制御曲線の左側領域の概略を示す図である。図 3 B は、最大トルク / 電流制御曲線の右側領域の概略を示す図である。図 3 A では、現在の電流ベクトル P が最大トルク / 電流制御曲線の左側領域にあり、出力電圧振幅を増大させると電流ベクトルは大きくなって P 1 に移動する。この時の d 軸電流と最大トルク / 電流制御曲線上の I_d^* と偏差が小さくなることが分かる。ここでは、d 軸電流 I_d を固定した状態で説明が分かりやすいようにしている。また、図 3 B では、現在の電流ベクトル P が最大トルク / 電流制御曲線の右側領域にあり、出力電圧振幅を減少させると電流ベクトルは小さくなって P 1 に移動する。この時の d 軸電流と最大トルク / 電流制御曲線上の I_d^* と偏差が小さくなることが分かる。

20

【 0 0 3 1 】

ここで、図 2 B の制御領域 A において出力電圧振幅が増加し、脈動電圧のピーク値が出力電圧振幅限界値を超えると見込まれる場合に、通常領域でトルク変動を補正するための脈動電圧が出力電圧振幅限界値を超えてしまうために生成できない電圧飽和領域 (図 2 B の制御状態 B、C) では、補正電圧ベクトル角 θ_{ref} を用いてトルク補正を行う。また、制御状態 B において、負荷トルク変動に対する出力電圧を脈動させないで最大トルク / 電流制御を実現させ、効率の向上やモータの安定駆動が可能となる。

30

【 0 0 3 2 】

なお、制御状態を制御状態 A から制御状態 B へ移行させる際、脈動する出力電圧のピーク値が出力電圧振幅限界値を超えると見込まれる場合に、出力電圧を平均出力電圧 (すなわち脈動の振幅中心) にして、出力電圧を脈動させないかわりに補正電圧ベクトル角 θ_{ref} を用いてトルク補正を行うことで、スムーズな制御状態の遷移を行うことができる。また、制御状態を制御状態 B から制御状態 A へ移行させる際、制御状態 A の推定される出力電圧のピーク値が出力電圧振幅限界値を下回ると見込まれる場合に、出力電圧振幅を、脈動する出力電圧の平均出力電圧になるところで制御状態 A に移行させることで、スムーズな状態遷移を行うことができる。

40

【 0 0 3 3 】

[実施形態 1]

実施形態 1 では、通常領域の制御状態 A を後述の通常領域制御部 b 1 の制御によってなされ、脈動電圧に基づく d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* により負荷トルク変動を抑制する。また、電圧飽和領域の制御状態 B、C を後述の電圧飽和領域制御部 b 2 の制御によってなされ、平均電圧ベクトル角指令値 (目標値) θ_0^* を中心に補正電圧ベクトル角 θ_{ref} を脈動させて負荷トルク変動を抑制する。なお、電圧飽和領域の制御状態 B において、出力電圧を脈動させないで最大トルク / 電流制御を行い、制御状態 C は、制御状態 B において出力電圧が出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} に達すると、出力電圧は出力電圧振

50

幅限界値 V_{dq_limit} として制御状態 C の弱め磁束領域の制御に移行する。

【 0 0 3 4 】

(実施形態 1 に係るモータ制御装置)

図 4 は、実施形態 1 に係るモータ制御装置 100 を示すブロック図である。実施形態 1 は、弱め磁束制御領域等の出力電圧が制限される電圧飽和領域において、速度変動振幅 $|m|$ をフィードバックして、振動が実用上問題とならない速度変動許容値 $|m|^*$ となるように補正電圧ベクトル角 θ を機械角周期毎に調整する。

【 0 0 3 5 】

実施形態 1 に係るモータ制御装置 100 は、例えば永久磁石同期電動機 (PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor) であるモータ 10 を制御する。モータ制御装置 100 は、減算器 11 を有する。また、モータ制御装置 100 は、速度制御部 12、励磁電流制御部 13、補正 q 軸電流生成部 14、補正 d 軸電流生成部 15、加算器 16, 17、減算器 18, 19、d 軸電流制御部 20、q 軸電流制御部 21、非干渉化制御部 22、減算器 23、加算器 24 を含む通常領域制御部 b1 を有する。なお、通常領域制御部 b1 は、周期的に変動する脈動電圧の電圧指令値を生成する第 1 の電圧生成部の一例である。

【 0 0 3 6 】

また、モータ制御装置 100 は、補正電圧ベクトル角生成部 25、速度制御部 26、減算器 27、電流制御部 28、加算器 29、d 軸 q 軸電圧生成部 30、出力電圧調整部 31 を含む電圧飽和領域制御部 b2 を有する。なお、電圧飽和領域制御部 b2 は、電圧ベクトル角指令値及び補正電圧ベクトル角を加算した補正後電圧ベクトル角指令値と、出力電圧指令値とから、電圧指令値を生成する第 2 の電圧生成部の一例である。また、モータ制御装置 100 は、切替部 32、d - q / u, v, w 変換部 33、PWM (Pulse Width Modulation) 変調部 34、IPM (Intelligent Power Module) 35 を有する。また、モータ制御装置 100 は、電流センサ 36, 37、3 電流算出部 38、u, v, w / d - q 変換部 39、軸誤差演算処理部 40、PLL (Phase Lock Loop) 制御部 41、位置推定部 42、 $1/P_n$ 処理部 43 を有する。

【 0 0 3 7 】

減算器 11 は、モータ制御装置 100 へ入力された機械角指令角速度 m^* から、 $1/P_n$ 処理部 41 により出力された推定された現在の角速度である機械角推定角速度 m を減算した角速度偏差 Δm を、速度制御部 12, 26 へ出力する。

【 0 0 3 8 】

速度制御部 12 は、減算器 11 からの角速度偏差 Δm を小さくするような q 軸電流指令値 (目標値) I_{q0}^* を生成し、励磁電流制御部 13、加算器 16 へ出力する。励磁電流制御部 13 は、速度制御部 12 からの q 軸電流指令値 (目標値) I_{q0}^* から最大トルク / 電流制御曲線より d 軸電流指令値 I_{d0}^* を生成し、加算器 17 に出力する。

【 0 0 3 9 】

補正 q 軸電流生成部 14 は、 $1/P_n$ 処理部 43 により出力された機械角推定角速度 m 、位置推定部 42 により出力された機械角位相 θ_m から補正 q 軸電流 I_q を生成し、加算器 16 に出力する。補正 d 軸電流生成部 15 は、u, v, w / d - q 変換部 39 により出力された d 軸電流値 I_d 、位置推定部 42 により出力された機械角位相 θ_m から補正 d 軸電流 I_d を生成し、加算器 17 に出力する。

【 0 0 4 0 】

加算器 16 は、速度制御部 12 により出力された q 軸電流指令値 I_{q0}^* と、補正 q 軸電流生成部 14 から出力された補正 q 軸電流 I_q とを加算し、補正後 q 軸電流指令値 (目標値) I_q^* を生成する。加算器 17 は、励磁電流制御部 13 により出力された d 軸電流指令値 I_{d0}^* と、補正 d 軸電流生成部 15 により出力された補正 d 軸電流 I_d とを加算し、補正後 d 軸電流指令値 I_d^* を生成する。

【 0 0 4 1 】

減算器 18 は、加算器 17 により出力された d 軸電流指令値 I_d^* から、u, v, w / d - q 変換部 39 により出力された d 軸電流値 I_d を減算した偏差を出力する。減算器 19

10

20

30

40

50

は、加算器 16 により出力された補正 q 軸電流指令値 I_d^* から、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された q 軸電流値 I_q を減算した偏差を出力する。

【0042】

d 軸電流制御部 20 は、減算器 18 により出力された偏差から d 軸電圧指令値 V_d^{**} を生成する。q 軸電流制御部 21 は、減算器 19 により出力された偏差から q 軸電圧指令値 V_q^{**} を生成する。

【0043】

非干渉化制御部 22 は、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された q 軸電流値 I_q 、PLL 制御部 41 により出力された電気角推定角速度 ω_e から、d 軸電圧指令値 V_d^{**} を非干渉化するための d 軸非干渉化補正值 V_{da} を生成し、出力する。また、非干渉化制御部 22 は、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された d 軸電流値 I_d 、PLL 制御部 41 により出力された電気角推定角速度 ω_e から、q 軸電圧指令値 V_q^{**} を非干渉化するための q 軸非干渉化補正值 V_{qa} を生成し、出力する。

10

【0044】

減算器 23 は、d 軸電流制御部 20 により出力された d 軸電圧指令値 V_d^{**} から、非干渉化制御部 22 により出力された d 軸非干渉化補正值 V_{da} を減算し、d 軸電圧指令値 V_d^* を非干渉化した d 軸電圧指令値 V_d^* を生成し、出力する。加算器 24 は、q 軸電流制御部 21 により出力された q 軸電圧指令値 V_q^{**} と、非干渉化制御部 22 により出力された q 軸非干渉化補正值 V_{qa} とを加算し、q 軸電圧指令値 V_q^{**} を非干渉化した q 軸電圧指令値 V_q^* を生成し、出力する。

20

【0045】

補正電圧ベクトル角生成部 25 は、 $1 / P_n$ 処理部 43 により出力された機械角推定角速度 ω_m 、位置推定部 42 により出力された機械角位相 θ_m 、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された q 軸電流値 I_q 等から、補正電圧ベクトル角 θ_0 を生成する。補正電圧ベクトル角生成部 25 の処理の詳細は、後述する。

【0046】

速度制御部 26 は、減算器 11 からの入力を目標角速度へ制御する d 軸電流指令値 (目標値) I_{d0}^* を出力する。減算器 27 は、速度制御部 26 により出力された d 軸電流指令値 I_{d0}^* から、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された d 軸電流値 I_d を減算した d 軸電流偏差を、電流制御部 28 へ出力する。電流制御部 28 は、減算器 27 からの入力をもとに、d 軸電流が目標値となるように制御する平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* を出力する。

30

【0047】

加算器 29 は、電流制御部 28 により出力された平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* と、補正電圧ベクトル角生成部 25 により出力された補正電圧ベクトル角 θ_0 とを加算した補正後電圧ベクトル角指令値 θ_0^* を、d 軸 q 軸電圧生成部 30 へ出力する。d 軸 q 軸電圧生成部 30 は、補正後電圧ベクトル角指令値 θ_0^* と、出力電圧調整部 31 により出力された出力電圧指令値 (目標値) V_{dq_out} から d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を生成し、切替部 32 へ出力する。

【0048】

40

出力電圧調整部 31 は、インバータが出力可能な最大出力電圧である出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} 、 $u, v, w / d - q$ 変換部 39 により出力された d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q から、下記 (1 - 1) 式及び下記 (1 - 2) 式により出力電圧指令値 V_{dq_out} を生成し、脈動を含まない直流電圧である出力電圧指令値を出力する。なお、出力電圧調整部 31 は、出力電圧指令値 V_{dq_out} を出力する際に、下記 (2) 式による出力電圧指令値 V_{dq_out} のリミット処理を行う。なお、下記 (1 - 1) 式における L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 τ_a は電機子鎖交磁束、 K_p は比例ゲイン定数、 K_i は積分ゲイン定数である。

【0049】

【数 1】

$$I_d' = \frac{\Psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + I_q^2} \quad \dots (1-1)$$

$$V_{dq_out} = K_p(I_d' - I_d) + K_i \int (I_d' - I_d) dt \quad \dots (1-2)$$

【 0 0 5 0 】

【数 2】

$$V_{dq_out} > V_{dq_limit} \Rightarrow V_{dq_out} = V_{dq_limit} \quad \dots (2)$$

10

【 0 0 5 1 】

出力電圧調整部 3 1 は、上記 (1 - 1) 式及び (1 - 2) 式により、d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q が最大トルク / 電流曲線上をトレースするよう出力電圧指令値 V_{dq_out} を制御することにより、最大トルク / 電流制御を実現する。また、出力電圧調整部 3 1 の出力が出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} に到達した際に出力電圧指令値 V_{dq_out} を出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} で押さえ込むことにより、平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* の調整のみによる弱め磁束制御へスムーズに遷移させることができる。なお、出力電圧調整部 3 1 は、モータ 1 0 の電流ベクトルが最大トルク / 電流制御曲線上の値となるような出力電圧指令値を生成する出力電圧指令値生成部の一例である。

20

【 0 0 5 2 】

切替部 3 2 は、通常領域制御部 b 1 から出力された d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* 、又は、電圧飽和領域制御部 b 2 から出力された d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* のいずれかの d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* の組に切り替え、d - q / u, v, w 変換部 3 3 及び軸誤差演算処理部 4 0 へ出力する。切替部 3 2 の処理の詳細は、後述する。

【 0 0 5 3 】

d - q / u, v, w 変換部 3 3 は、位置推定部 2 7 により出力された現在のロータの位置である電気角位相 (d q 軸位相) θ_e から、切替部 3 2 により出力された 2 相の d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を 3 相の U 相出力電圧指令値 V_u^* 、V 相出力電圧指令値 V_v^* 、W 相出力電圧指令値 V_w^* へ変換する。そして、d - q / u, v, w 変換部 3 3 は、U 相出力電圧指令値 V_u^* 、V 相出力電圧指令値 V_v^* 、W 相出力電圧指令値 V_w^* を PWM 変調部 3 4 へ出力する。PWM 変調部 3 4 は、U 相出力電圧指令値 V_u^* 、V 相出力電圧指令値 V_v^* 、W 相出力電圧指令値 V_w^* と、PWM キャリア信号から、6 相の PWM 信号を生成し、IPM 3 5 へ出力する。

30

【 0 0 5 4 】

IPM 3 5 は、PWM 変調部 3 4 により出力された 6 相の PWM 信号をもとに、モータ 1 0 の U 相、V 相、W 相それぞれへ印可する交流電圧を外部から供給される直流電圧 V_{dc} から変換して生成し、それぞれの交流電圧をモータ 1 0 の U 相、V 相、W 相へ印加する。

【 0 0 5 5 】

電流を計測する方式は、母線電流を計測する 1 シャント (shunt) 方式に限らず、2 つの CT (Current Transformer) で、例えば、電流センサ 3 6 でモータ 1 0 の U 相の電流を、電流センサ 3 7 でモータ 1 0 の V 相の電流を計測してもよい。3 電流算出部 3 8 は、1 シャント方式で母線電流を計測した場合、PWM 変調部 3 4 から出力された 6 相 PWM スイッチング情報と、計測された母線電流から、モータ 1 0 の U 相電流値 I_u 、V 相電流値 I_v 、W 相電流値 I_w を算出する。または、2 つの CT で相電流を計測した場合、残りの W 相電流値 I_w は、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の関係より算出する。算出した各相の相電流値 I_u 、 I_v 、 I_w を u, v, w / d - q 変換部 3 9 へ出力する。

40

【 0 0 5 6 】

u, v, w / d - q 変換部 3 9 は、位置推定部 4 2 により出力された電気角位相 θ_e を

50

もとに、3 電流算出部 3 8 により出力された 3 相の U 相電流値 I_u 、V 相電流値 I_v 、W 相電流値 I_w を、2 相の d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q へ変換する。そして、u、v、w / d - q 変換部 3 9 は、d 軸電流値 I_d を補正 d 軸電流生成部 1 5、減算器 1 8、2 7 へ、q 軸電流値 I_q を減算器 1 9、補正電圧ベクトル角生成部 2 5 へ、d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q を非干渉化制御部 2 2、出力電圧調整部 3 1、切替部 3 2、軸誤差演算処理部 4 0 へそれぞれ出力する。

【0057】

軸誤差演算処理部 4 0 は、切替部 3 2 により出力された d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* 、u、v、w / d - q 変換部 3 9 により出力された d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q から、軸誤差 を算出し、PLL 制御部 4 1 へ出力する。

10

【0058】

PLL 制御部 4 1 は、軸誤差演算処理部 4 0 により出力された軸誤差 から、推定された現在の角速度である電気角推定角速度 ω_e を算出し、非干渉化制御部 2 2、切替部 3 2、位置推定部 4 2、 $1/P_n$ 処理部 4 3 それぞれへ出力する。位置推定部 4 2 は、PLL 制御部 4 1 により出力された電気角推定角速度 ω_e から、電気角位相 (dq 軸位相) θ_e 及び機械角位相 θ_m を算出する。そして、位置推定部 4 2 は、機械角位相 θ_m を補正 q 軸電流生成部 1 4、補正 d 軸電流生成部 1 5、補正電圧ベクトル角生成部 2 5 へ、電気角位相 θ_e を d - q / u、v、w 変換部 3 3 及び u、v、w / d - q 変換部 3 9 へそれぞれ出力する。

【0059】

20

$1/P_n$ 処理部 4 3 は、PLL 制御部 4 1 により出力された電気角推定角速度 ω_e をモータ 1 0 の極対数 P_n で除算して機械角推定角速度 ω_m を算出した機械角推定角速度 ω_m を、減算器 1 1、補正 q 軸電流生成部 1 4、補正電圧ベクトル角生成部 2 5 それぞれへ出力する。

【0060】

(実施形態 1 に係る切替部)

図 5 は、実施形態 1 に係るモータ制御装置 1 0 0 の切替部 3 2 を示すブロック図である。なお、図 5 では、通常領域制御部 b 1 から切替部 3 2 へ入力される d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を、d 軸電圧指令値 $V_d^* 1$ 及び q 軸電圧指令値 $V_q^* 1$ と表記する。また、図 5 では、電圧飽和領域制御部 b 2 から切替部 3 2 へ入力される d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* を、d 軸電圧指令値 $V_d^* 2$ 及び q 軸電圧指令値 $V_q^* 2$ と表記する。

30

【0061】

切替部 3 2 は、電圧振幅算出部 3 2 a、想定電圧算出部 3 2 b、制御状態切替判定部 3 2 c、電圧指令値入力切替部 3 2 d を有する。電圧振幅算出部 3 2 a は、下記 (3) 式に基づき、d 軸電圧指令値 $V_d^* 1$ 及び q 軸電圧指令値 $V_q^* 1$ から出力電圧振幅 V_{out} を算出する。

【0062】

【数 3】

$$V_{out} = \sqrt{(V_d^* 1)^2 + (V_q^* 1)^2} \quad \dots (3)$$

40

【0063】

想定電圧算出部 3 2 b は、PLL 制御部 4 1 により出力された電気角推定角速度 ω_e 、u、v、w / d - q 変換部 3 9 により出力された d 軸電流値 I_d 及び q 軸電流値 I_q 、モータ 1 0 のモータパラメータ (抵抗値 R 、d 軸インダクタンス L_d 、q 軸インダクタンス L_q 、電機子鎖交磁束 ψ_a) を用いた電圧方程式により求めた d 軸電圧 V_d 、q 軸電圧 V_q から、通常領域のトルク制御方式 (以下、通常制御方式と呼ぶ) を行った場合の出力電圧振幅推定値 V_{out} を推定する。

【0064】

50

制御状態切替判定部 3 2 c は、現在の制御方式が通常制御方式である場合に、電圧振幅算出部 3 2 a で算出された出力電圧振幅 V_{out} のピーク値と、出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} との比較を行い、 V_{out} (ピーク値) > 出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} である場合には、制御方式を電圧飽和領域のトルク制御方式 (以下、電圧飽和領域制御方式と呼ぶ) へ切り替える。制御状態切替判定部 3 2 c は、現在の制御方式が通常制御方式であるが、 V_{out} (ピーク値) < 出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} の場合には、制御方式を現在の制御方式である通常制御方式に維持する。そして、制御状態切替判定部 3 2 c は、判定の結果、決定した制御方式を SELECT 信号の High / Low 信号にて電圧指令値入力切替部 3 2 d へ通知する。

【 0 0 6 5 】

また、制御状態切替判定部 3 2 c は、現在の制御方式が電圧飽和領域制御方式である場合に、想定電圧算出部 3 2 b で算出された出力電圧振幅推定値 $V_{out'}$ のピーク値と、出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} との比較を行い、出力電圧振幅限界値 $V_{dq_limit} > V_{out'}$ (ピーク値) である場合には、制御方式を通常制御方式へ切り替える。制御状態切替判定部 3 2 c は、現在の制御方式が電圧飽和領域制御方式であるが、出力電圧振幅限界値 $V_{dq_limit} < V_{out'}$ (ピーク値) の場合には、制御方式を現在の制御方式である電圧飽和領域制御方式に維持する。そして、制御状態切替判定部 3 2 c は、判定の結果、決定した制御方式を SELECT 信号にて電圧指令値入力切替部 3 2 d へ通知する。

【 0 0 6 6 】

電圧指令値入力切替部 3 2 d は、制御状態切替判定部 3 2 c から受信した SELECT 信号が通常制御方式を示す場合 (例えば Low 信号) は、通常領域制御部 b 1 から切替部 3 2 へ入力される d 軸電圧指令値 $V_d^* 1$ 及び q 軸電圧指令値 $V_q^* 1$ を選択して d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* として出力する。また、電圧指令値入力切替部 3 2 d は、制御状態切替判定部 3 2 c から受信した SELECT 信号が電圧飽和領域制御方式を示す場合 (例えば High 信号) は、電圧飽和領域制御部 b 2 から切替部 3 2 へ入力される d 軸電圧指令値 $V_d^* 2$ 及び q 軸電圧指令値 $V_q^* 2$ を選択して d 軸電圧指令値 V_d^* 及び q 軸電圧指令値 V_q^* として出力する。

【 0 0 6 7 】

(実施形態 1 に係る補正電圧ベクトル角生成部)

図 6 は、実施形態 1 に係る補正電圧ベクトル角生成部 2 5 を示すブロック図である。実施形態 1 に係る補正電圧ベクトル角生成部 2 5 は、速度変動成分分離部 2 5 a、速度変動振幅算出部 2 5 b、減算器 2 5 c、補正電圧ベクトル角振幅算出部 2 5 d、速度変動位相修正部 2 5 e、補正電圧ベクトル角算出部 2 5 f を有する。

【 0 0 6 8 】

速度変動成分分離部 2 5 a は、下記 (4 - 1) 式及び (4 - 2) 式により、機械角周期毎に、機械角推定角速度変動 $\Delta\omega_m$ の基本波成分を、直交成分である 2 つのフーリエ係数 ω_{sin} (速度変動の sin 成分) 及び ω_{cos} (速度変動の cos 成分) に分離する。基本波成分のフーリエ係数を機械角周期毎に算出することで、速度変動の高調波成分を排除した速度変動基本波成分を、精度よく抽出することができる。

【 0 0 6 9 】

【数 4】

$$\omega_{sin} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta\omega_m \cdot \sin(\theta_m) d\theta_m \quad \dots (4-1)$$

$$\omega_{cos} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \Delta\omega_m \cdot \cos(\theta_m) d\theta_m \quad \dots (4-2)$$

【 0 0 7 0 】

速度変動振幅算出部 2 5 b は、下記 (5) 式により、速度変動成分分離部 2 5 a により算出されたフーリエ係数 ω_{sin} (速度変動の sin 成分) 及び ω_{cos} (速度変動の cos 成分) から、機械角推定角速度変動 $\Delta\omega_m$ の基本波成分の振幅 (速度変動振幅 $|\Delta\omega_m|$) を算出する

10

20

30

40

50

。なお、フーリエ係数 ω_{sin} (速度変動のsin成分) 及び ω_{cos} (速度変動のcos成分) は機械角周期毎に更新される値であるため、速度変動振幅 $|\Delta\omega_m|$ も機械角周期毎に更新される。

【0071】

【数5】

$$|\Delta\omega_m| = \sqrt{(\omega_{sin})^2 + (\omega_{cos})^2} \quad \dots(5)$$

【0072】

減算器 25c は、速度変動振幅算出部 25b により算出された速度変動振幅 $|\Delta\omega_m|$ から速度変動許容値 $|\Delta\omega_m|^*$ を減算した偏差を、補正電圧ベクトル角振幅算出部 25d へ出力する。補正電圧ベクトル角振幅算出部 25d は、例えば下記(6)式を用いて補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ を累積する積分制御により、速度変動振幅 $|\Delta\omega_m|$ と速度変動許容値 $|\Delta\omega_m|^*$ の偏差に応じて、補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ を機械角周期毎に算出する。なお、速度変動許容値 $|\Delta\omega_m|^*$ は、振動が許容できる範囲での速度変動振幅を規定する。

10

【0073】

【数6】

$$|\Delta\delta| = k \cdot (|\Delta\omega_m| - |\Delta\omega_m|^*) + |\Delta\delta|_{old} \quad \dots(6)$$

ただし、 $|\Delta\delta|_{old}$ は前回周期の補正電圧ベクトル角振幅

20

【0074】

なお、上記(6)式における“k”は、補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ の変化量を決める補正ゲインである。この値“k”を適切に設定することで、速度変動が速度変動許容値境界でハンチングする問題や、急激な負荷トルク変化によって速度変動が速度変動許容値よりも大きくなり振動や騒音が発生するという問題を抑制することができる。

【0075】

速度変動位相修正部 25e は、機械角周期毎に取得される速度変動成分の位相を修正する。修正方法は、例えば、速度変動のsin成分 (ω_{sin}) 及びcos成分 (ω_{cos}) をそれぞれ補正ゲイン“k”を適用した下記(7-1)式~(7-2)式を用いて速度変動成分のsin成分 (ω_{sin}) 及びcos成分 (ω_{cos}) をそれぞれ累積する積分制御する。そして、速度変動位相修正部 25e は、下記(7-3)式により、下記(7-1)式~(7-2)式により算出した速度変動のsin成分 (ω_{sin}) 及びcos成分 (ω_{cos}) の積分結果である ω_{sin_i} 及び ω_{cos_i} から $\omega_{cos_i} / \omega_{sin_i}$ の逆正接を演算する。速度変動位相修正部 25e は、 $\omega_{cos_i} / \omega_{sin_i}$ の逆正接から、速度変動修正位相 ϕ_{ω_i} を得る。

30

【0076】

【数7】

$$\omega_{sin_i} = \omega_{sin} \cdot k + \omega_{sin_{i-old}} \quad \dots(7-1)$$

$$\omega_{cos_i} = \omega_{cos} \cdot k + \omega_{cos_{i-old}} \quad \dots(7-2)$$

40

$$\phi_{\omega_i} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{cos_i}}{\omega_{sin_i}} \right) \quad \dots(7-3)$$

ただし、 $\omega_{sin_{i-old}}$, $\omega_{cos_{i-old}}$ は前回周期の ω_{sin_i} , ω_{cos_i}

【0077】

なお、速度変動位相修正部 25e は、速度変動位相算出後において積分演算後の直交成分 ω_{sin_i} 及び ω_{cos_i} により形成されるベクトルの位相が変化しないように、下記(8-

50

1) 式及び(8-2)式により、振幅を丸めこむ(以下、位相フィルタ処理とする)。この処理によって、それぞれの直交成分 ω_{\sin_i} 及び ω_{\cos_i} の積分値が発散しないようにする。ここで、下記(8-1)式及び(8-2)式における“ A ”は、位相の修正速度や安定性を決定するためのベクトルの振幅であり、いわば位相フィルタである。

【0078】

【数8】

$$\omega_{\sin_i} = A \cdot \cos(\phi_{\omega i}) \quad \dots(8-1)$$

$$\omega_{\cos_i} = A \cdot \sin(\phi_{\omega i}) \quad \dots(8-2)$$

10

【0079】

補正電圧ベクトル角算出部25fは、下記(9)式により、補正電圧ベクトル角 θ_m^* を算出する。補正電圧ベクトル角 θ_m^* は、機械角位相 θ_m における補正電圧ベクトル角 θ_m^* を、速度変動修正位相 $\phi_{\omega i}$ と、速度変動修正位相 $\phi_{\omega i}$ に対して補正電圧ベクトル角の変動位相差を設定するシフト位相 θ_{shift} だけ進ませた又は遅れさせた位相における瞬時値となる。なお、ここで、下記(9)式におけるシフト位相 θ_{shift} は、制振効果やモータ10の電流ピーク値の低減度合いから調整されるものであり、0として機械角推定角速度変動 ω_m と同位相で補正電圧ベクトル角 θ_m^* を生成しても効果を得ることができる。また、シフト位相 θ_{shift} が、補正電圧ベクトル角 θ_m^* の位相を進ませるものである場合は、平均電圧ベクトル角指令値 θ_0^* に対して先行して電圧ベクトル角の補正を行うこと

20

【0080】

【数9】

$$\Delta\delta = |\Delta\delta| \cdot \sin(\theta_m + \phi_{\omega i} + \theta_{shift}) \quad \dots(9)$$

【0081】

(実施形態1に係る電圧制御方式切替処理)

図7は、実施形態1に係る電圧制御方式切替処理を示すフローチャートである。先ず、切替部32(図4、図5参照)は、現在の制御方式が通常制御方式であるか否かを判定する(ステップS11)。切替部32は、現在の制御方式が通常制御方式である場合(ステップS11: Yes)、ステップS12へ処理を移す。一方、切替部32は、現在の制御方式が電圧飽和領域制御方式である場合(ステップS11: No)、ステップS15へ処理を移す。

30

【0082】

ステップS12では、切替部32は、上記(3)式に基づき、d軸電圧指令値 V_d^* 及びq軸電圧指令値 V_q^* から出力電圧振幅 V_{out} を算出する。次に、ステップS13では、切替部32は、出力電圧振幅 V_{out} のピーク値 V_{out} (ピーク値) > 出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} であるか否かを判定する。切替部32は、 V_{out} (ピーク値) > 出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} である場合(ステップS13: Yes)、ステップS14へ処理を移す。一方、切替部32は、 V_{out} (ピーク値) < 出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} である場合(ステップS13: No)、電圧制御方式切替処理を終了する。ステップS14では、切替部32は、制御方式を電圧飽和領域制御方式に切り替える。ステップS14が終了すると、切替部32は、電圧制御方式切替処理を終了する。

40

【0083】

ステップS15では、切替部32は、電気角推定角速度 ω_e 、d軸電流値 I_d 、q軸電流値 I_q 及び、モータ10のモータパラメータ(抵抗値 R、d軸インダクタンス L_d 、q軸インダクタンス L_q 、電機子鎖交磁束 ϕ_a) を用いた電圧方程式により求めたd軸電圧 V_d 、q軸電圧 V_q から通常制御方式を行った場合の出力電圧振幅推定値 V_{out} を推定する。次に、切替部32は、出力電圧振幅推定値 V_{out} のピーク値と、出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} との比較を行う(ステップS16)。切替部32は、出力電圧振幅限界値 V_{dq_li}

50

$V_{mit} > V_{out}$ (ピーク値)である場合(ステップS16: Yes)、ステップS17へ処理を移す。一方、切替部32は、出力電圧振幅限界値 $V_{dq_limit} < V_{out}$ (ピーク値)である場合(ステップS16: No)、電圧制御方式切替処理を終了する。ステップS17では、切替部32は、制御方式を通常制御方式に切り替える。ステップS17が終了すると、切替部32は、電圧制御方式切替処理を終了する。

【0084】

実施形態1は、電圧飽和領域における出力電圧指令値 V_{dq_out} が出力電圧振幅限界値 V_{dq_limit} に達して弱め磁束領域へ至るまでの制御領域と、通常領域との間の制御領域において、出力電圧を概ね直流化した状態で変化させることで最大トルク/電流制御を実施する。よって、実施形態1は、補正電圧ベクトル角を用いる負荷トルク制御を実施した状態を最大トルク/電流制御領域まで拡張することが可能となり、制振を行うと共に、モータ効率を向上させ、脱調等に至ることなく安定してモータを駆動することができる。

10

【0085】

[実施形態2]

実施形態2では、弱め磁束制御領域等の出力電圧が飽和した電圧飽和領域における補正電圧ベクトル角の生成を、実施形態1の速度変動と速度変動許容値との速度変動偏差に代えて、q軸電流の変動位相偏差で生成する。そして、実施形態2では、マグネットトルク(q軸電流によるトルク)の位相が負荷トルク変動位相と同位相となるように補正電圧ベクトル角の振幅及び位相を機械角周期毎に調整する。

【0086】

(実施形態2に係る補正電圧ベクトル角生成部)

図8は、実施形態2に係る補正電圧ベクトル角生成部25-2を示すブロック図である。実施形態2に係るモータ制御装置100-2は、補正電圧ベクトル角生成部25-2を有する(図4参照)。実施形態2に係る補正電圧ベクトル角生成部25-2は、速度変動成分分離部25a-2、速度変動位相修正部25b-2、q軸電流目標変動位相算出部25c-2、q軸電流成分分離部25d-2、q軸電流変動位相算出部25e-2、減算器25f-2を有する。また、補正電圧ベクトル角生成部25-2は、位相偏差正規化処理部25g-2、補正電圧ベクトル角振幅算出部25h-2、補正電圧ベクトル角算出部25i-2を有する。

20

【0087】

速度変動成分分離部25a-2は、実施形態1の速度変動成分分離部25aと同様に、上記(4-1)式及び(4-2)式により、機械角周期毎に、機械角推定角速度変動 ω_m の基本波成分を直交成分である2つのフーリエ係数 \sin (速度変動のsin成分)及び \cos (速度変動のcos成分)に分離する。

30

【0088】

速度変動位相修正部25b-2は、実施形態1に係る速度変動位相修正部25eと同様に、上記(7-1)式~(7-3)式により、速度変動修正位相 θ_i を算出する。また、速度変動位相修正部25b-2は、実施形態1に係る速度変動位相修正部25eと同様に、上記(8-1)式~(8-2)式により、位相フィルタ処理を行う。

【0089】

q軸電流目標変動位相算出部25c-2は、下記(10)式により、q軸電流の目標変動位相 θ_{iq}^* を算出する。ここで、速度変動を抑制するためのq軸電流の変動位相(マグネットトルクの変動位相)は、速度変動位相に対して $\pi/2$ だけ遅れた位相となる。

40

【0090】

【数10】

$$\theta_{iq}^* = \phi_{\omega i} - \frac{\pi}{2} \quad \dots(10)$$

【0091】

q軸電流成分分離部25d-2は、下記(11-1)式及び(11-2)式により、機械角周期毎に、q軸電流値 I_q の基本波成分を直交成分である2つのフーリエ係数 I_{q_sin}

50

(q 軸電流の sin 成分) 及び I_{q_cos} (q 軸電流の cos 成分) に分離する。基本波成分のフーリエ係数を機械角周期毎に算出することで、q 軸電流変動の高調波成分を排除した q 軸電流基本波成分を、精度よく抽出することができる。

【 0 0 9 2 】

【数 1 1】

$$I_{q_sin} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_q \cdot \sin(\theta_m) d\theta_m \quad \dots (11-1)$$

$$I_{q_cos} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_q \cdot \cos(\theta_m) d\theta_m \quad \dots (11-2)$$

10

【 0 0 9 3 】

q 軸電流変動位相算出部 2 5 e - 2 は、下記 (1 2) 式により、機械角周期毎に取得される q 軸電流変動成分の位相 θ_{Iq} を算出する。

【 0 0 9 4 】

【数 1 2】

$$\theta_{Iq} = \tan^{-1} \left(\frac{I_{q_cos}}{I_{q_sin}} \right) \quad \dots (12)$$

【 0 0 9 5 】

減算器 2 5 f - 2 は、下記 (1 3) 式により、q 軸電流の目標変動位相 θ_{Iq}^* から q 軸電流変動成分の位相 θ_{Iq} を減算した位相偏差 θ_{Iq_err} を算出する。

20

【 0 0 9 6 】

【数 1 3】

$$\theta_{Iq_err} = \theta_{Iq}^* - \theta_{Iq} \quad \dots (13)$$

【 0 0 9 7 】

位相偏差正規化処理部 2 5 g - 2 は、例えば、下記 (1 4) 式により、位相偏差 θ_{Iq_err} を所定の位相範囲に正規化処理した位相偏差 θ_{Iq_err} を算出する。正規化処理は、位相に対して積分制御を適用する際に発生する次の不都合を回避するためのものである。例えば、位相偏差が $+\pi/2$ [rad] と $-\pi/2$ [rad] では、ベクトルとしては同位相であるが、積分制御を実施する場合、増加方向への変化と減少方向への変化といった具合に、調整対象の変化方向と大きさが異なる。この不都合を回避するために、下記 (1 4) 式のように、例えば、 $-\pi/2$ [rad] を $+\pi/2$ [rad] とするように、位相を $-\pi$ [rad] ~ $+\pi$ [rad] の範囲に正規化する。

30

【 0 0 9 8 】

【数 1 4】

$$\theta_{Iq_err} = \theta_{Iq_err}' \text{を} [-\pi, \pi] \text{に正規化したもの} \quad \dots (14)$$

【 0 0 9 9 】

補正電圧ベクトル角振幅算出部 2 5 h - 2 は、例えば、下記 (1 5) 式により、位相偏差 θ_{Iq_err} に応じて補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ を機械角周期毎に調整する。補正電圧ベクトル角振幅算出部 1 5 h - 2 は、例えば、下記 (1 5) 式による積分制御を行う。なお、下記 (1 5) 式における “ k ” は、上記 (6) 式における “ k ” と同様である。

40

【 0 1 0 0 】

【数 1 5】

$$|\Delta\delta| = k \cdot \theta_{Iq_err} + |\Delta\delta|_{old} \quad \dots (15)$$

ただし、 $|\Delta\delta|_{old}$ は前回周期の補正電圧ベクトル角振幅

【 0 1 0 1 】

50

補正電圧ベクトル角算出部 25 i - 2 は、実施形態 1 に係る補正電圧ベクトル角算出部 25 f と同様に、上記 (9) 式により、補正電圧ベクトル角 を算出する。

【0102】

実施形態 2 は、q 軸電流の変動位相をフィードバックして、マグネットトルク (q 軸電流によるトルク) の位相が負荷トルク変動位相と同位相となるように補正電圧ベクトル角の振幅及び位相を機械角周期毎に調整する。よって、実施形態 2 によれば、マグネットトルクの位相が最適化されるため、速度変動振幅及びモータのピーク電流が抑制される。

【0103】

[実施形態 3]

実施形態 2 では、ピーク電流の低減効果が得られるように、q 軸電流変動位相が速度変動に対して $\pi/2$ だけ遅れた位相となるように補正電圧ベクトル角を制御している。

10

【0104】

そこで、実施形態 3 では、弱め磁束制御領域等の出力電圧が飽和した電圧飽和領域において、速度変動振幅 $|\omega_m|$ をフィードバックする実施形態 1 と、q 軸電流変動位相をフィードバックする実施形態 2 を切り替えて用いる。そして、実施形態 3 では、実施形態 2 の制御方式を実行中に速度変動振幅 $|\omega_m|$ が速度変動許容値 $|\omega_m|^*$ を上回るときに、実施形態 1 の制御方式に切り替えて動作させることで、制振効果を優先させることができる。

【0105】

また、実施形態 3 では、実施形態 1 の制御方式を実行中に q 軸電流変動位相 i_q が q 軸電流目標変動位相 i_q^* より遅れた場合に、実施形態 2 の制御方式に切り替えて動作する。

20

【0106】

(実施形態 3 に係る補正電圧ベクトル角生成部)

図 9 は、実施形態 3 に係る補正電圧ベクトル角生成部 25 - 3 を示すブロック図である。実施形態 3 に係るモータ制御装置 100 - 3 は、補正電圧ベクトル角生成部 25 - 3 を有する (図 4 参照)。補正電圧ベクトル角生成部 25 - 3 は、速度変動成分分離部 25 a - 3、速度変動振幅算出部 25 b - 3、減算器 25 c - 3、速度変動位相修正部 25 d - 3、q 軸電流目標変動位相算出部 25 e - 3、q 軸電流成分分離部 25 f - 3 を有する。また、補正電圧ベクトル角生成部 25 - 3 は、q 軸電流変動位相算出部 25 g - 3、減算器 25 h - 3、位相偏差正規化処理部 25 i - 3 を有する。また、補正電圧ベクトル角生成部 25 - 3 は、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部 25 j - 3、補正電圧ベクトル角振幅算出部 25 k - 3、補正電圧ベクトル角算出部 25 l - 3 を有する。

30

【0107】

速度変動成分分離部 25 a - 3、速度変動振幅算出部 25 b - 3、減算器 25 c - 3、補正電圧ベクトル角振幅算出部 25 k - 3、補正電圧ベクトル角算出部 25 l - 3 を含む構成は、実施形態 1 に係る補正電圧ベクトル角生成部 25 (図 6 参照) と同様の機能を有する。速度変動成分分離部 25 a - 3、速度変動位相修正部 25 d - 3、q 軸電流目標変動位相算出部 25 e - 3、q 軸電流成分分離部 25 f - 3、q 軸電流変動位相算出部 25 g - 3、減算器 25 h - 3、位相偏差正規化処理部 25 i - 3、補正電圧ベクトル角振幅算出部 25 k - 3、補正電圧ベクトル角算出部 25 l - 3 を含む構成は、実施形態 2 に係る補正電圧ベクトル角生成部 25 - 2 (図 8 参照) と同様の機能を有する。

40

【0108】

補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部 25 j - 3 は、機械角周期毎に、下記 (16) 式により、減算器 25 c - 3 が算出した、速度変動振幅 $|\omega_m|$ から速度変動許容値 $|\omega_m|^*$ を減算した偏差 $|\omega_m|_{err}$ が入力される。

【0109】

【数 16】

$$|\Delta\omega_m|_{err} = |\Delta\omega_m| - |\Delta\omega_m|^* \quad \dots (16)$$

50

【0110】

また、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、機械角周期毎に、上記(13)式及び(14)式により算出された位相偏差 i_{q_err} が入力される。

【0111】

そして、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、現在の補正電圧ベクトル角制御方式がq軸電流変動位相フィードバック方式の時、下記(17-1)式が成立する、つまり速度変動振幅 $|i_m|$ が速度変動許容値 $|i_m|^*$ よりも大きい場合に、補正電圧ベクトル角制御方式を速度変動振幅フィードバック方式へ切り換える。なお、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、現在の補正電圧ベクトル角制御方式がq軸電流変動位相フィードバック方式の時、下記(17-1)式が成立しない場合には、現在の補正電圧ベクトル角制御方式であるq軸電流変動位相フィードバック方式を継続する。

10

【0112】

また、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、現在の補正電圧ベクトル角制御方式が速度変動振幅フィードバック方式の時、下記(17-2)式が成立する、つまりq軸電流変動成分の位相 i_q がq軸電流の目標変動位相 i_q^* よりも遅れている場合に、補正電圧ベクトル角制御方式をq軸電流変動位相フィードバック方式へ切り換える。なお、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、現在の補正電圧ベクトル角制御方式が速度変動振幅フィードバック方式の時、下記(17-2)式が成立しない場合には、現在の補正電圧ベクトル角制御方式である速度変動振幅フィードバック方式を継続する。

20

【0113】

【数17】

- ・現在の補正電圧ベクトル角制御方式が
q軸電流変動位相フィードバック方式の時

$$|\Delta\omega_m|_{err} > 0 \quad \dots(17-1)$$

⇒速度変動振幅フィードバック方式に切替

30

- ・現在の補正電圧ベクトル角制御方式が
速度変動振幅フィードバック方式の時

$$\theta_{i_{q_err}} > 0 \quad \dots(17-2)$$

⇒q軸電流変動位相フィードバック方式に切替

【0114】

そして、補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部25j-3は、決定したフィードバック方式をCONTROL_TYPE信号で補正電圧ベクトル角振幅算出部25k-3へ通知する。補正電圧ベクトル角振幅算出部25k-3は、通知されたCONTROL_TYPE信号がq軸電流変動位相フィードバック方式を示す場合には、下記(18-1)式により、位相偏差 i_{q_err} の比例積分制御を行って、補正電圧ベクトル角振幅 $|i_m|$ を機械角周期毎に調整する。

40

【0115】

また、補正電圧ベクトル角振幅算出部25k-3は、通知されたCONTROL_TYPE信号が速度変動振幅フィードバック方式を示す場合には、下記(18-2)式により、偏差 $|i_m|_{err}$ の比例積分制御を行って、補正電圧ベクトル角振幅 $|i_m|$ を機械角周期毎に調整する。

【0116】

【数 1 8】

- ・現在の補正電圧ベクトル角制御方式が
q軸電流変動位相フィードバック方式の時

$$|\Delta\delta| = k_{p_\theta} \cdot \theta_{Iq_err} + k_{i_\theta} \cdot \int \theta_{Iq_err} dt \quad \dots (18-1)$$

ただし、 k_{p_θ} 、 k_{i_θ} はq軸電流変動位相フィードバック方式における
比例ゲインと積分ゲイン

10

- ・現在の補正電圧ベクトル角制御方式が
速度変動振幅フィードバック方式の時

$$|\Delta\delta| = k_{p_\omega} \cdot |\Delta\omega_m|_{err} + k_{i_\omega} \cdot \int |\Delta\omega_m|_{err} dt \quad \dots (18-2)$$

ただし、 k_{p_ω} 、 k_{i_ω} は速度変動振幅フィードバック方式における
比例ゲインと積分ゲイン

20

【0 1 1 7】

そして、補正電圧ベクトル角算出部 2 5 1 - 3 は、機械角位相 θ_m 、シフト位相 θ_{shift} 、補正電圧ベクトル角振幅算出部 2 5 k - 3 により算出された補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ 、速度変動位相修正部 2 5 d - 3 により算出された速度変動修正位相 θ_i から、上記 (9) 式により、補正電圧ベクトル角 δ を算出する。なお、シフト位相 θ_{shift} は、速度変動修正位相 θ_i に対する補正電圧ベクトル角 δ の位相である。

【0 1 1 8】

実施形態 3 は、補正電圧ベクトル角振幅 $|\Delta\delta|$ を、q 軸電流変動位相フィードバック方式で生成しているとき速度変動振幅 $|\Delta\omega_m|$ に応じて速度変動振幅フィードバック方式に切り替え、速度変動振幅フィードバック方式で生成しているとき q 軸電流変動位相 θ_{Iq} に応じて q 軸電流変動位相フィードバック方式に切り替えて選択することで、速度変動振幅及びモータのピーク電流をより適切に抑制することができる。

30

【0 1 1 9】

上記の実施形態では、シングルロータリーコンプレッサやツインロータリーコンプレッサ等の圧縮機に用いる IPM モータを制御対象とし、モータに流れる電流から角速度及び回転角度をセンサレス方式で推定する構成とする。しかし、開示の技術は、ロータの回転位置をセンサ (エンコーダ) で直接検出する構成において、実施形態において説明した制振制御を行うことにより、周期的な回転速度変動を抑制することができる。

【0 1 2 0】

上記の実施形態における各処理の一部を公知の方法で行うことができる場合がある。また、上記の実施形態における各処理を示すフローチャートにおいて、最終結果へ影響を与えない (つまり最終結果が同一である) 限りにおいて処理途中のステップの実行順序を入れ替える、もしくは、ステップを並行して実行することができる。その他、上記及び図示の具体的名称、処理手順、制御手順、各種のデータやパラメータを含む情報については、一例を示すに過ぎず、特記する場合を除いて適宜変更することができる。

40

【0 1 2 1】

開示の技術のより広範な態様は、上記のように表しかつ記述した特定の詳細及び代表的な実施形態に限定されるものではない。したがって、添付の特許請求の範囲及びその均等物によって定義される総括的な発明の概念の精神または範囲から逸脱することなく、様々な変更が可能である。

50

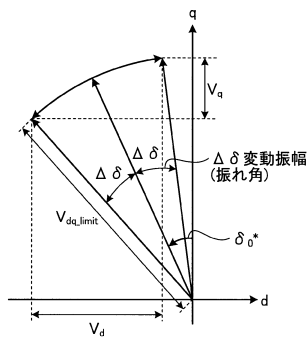
【符号の説明】

【0122】

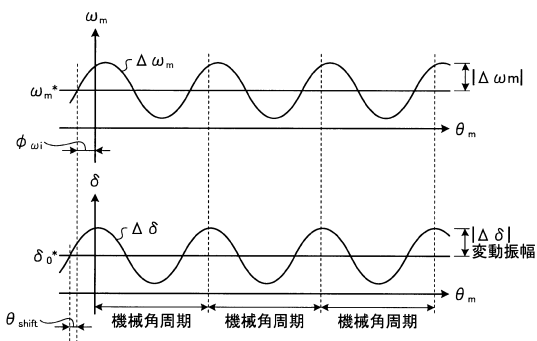
100, 100 - 2, 100 - 3	モータ制御装置	
b1	通常領域制御部	
b2	電圧飽和領域制御部	
11, 18, 19, 23, 27	減算器	
12, 26	速度制御部	
13	励磁電流制御部	
14	補正q軸電流生成部	
15	補正d軸電流生成部	10
16, 17, 24, 29	加算器	
20	d軸電流制御部	
21	q軸電流制御部	
22	非干渉化制御部	
25, 25 - 2, 25 - 3	補正電圧ベクトル角生成部	
25a	速度変動成分分離部	
25b	速度変動振幅算出部	
25c	減算器	
25d	補正電圧ベクトル角振幅算出部	
25e	速度変動位相修正部	20
25f	補正電圧ベクトル角算出部	
25a - 2	速度変動成分分離部	
25b - 2	速度変動位相修正部	
25c - 2	q軸電流目標変動位相算出部	
25d - 2	q軸電流成分分離部	
25e - 2	q軸電流変動位相算出部	
25f - 2	減算器	
25g - 2	位相偏差正規化処理部	
25h - 2	補正電圧ベクトル角振幅算出部	
25i - 2	補正電圧ベクトル角算出部	30
25a - 3	速度変動成分分離部	
25b - 3	速度変動振幅算出部	
25c - 3	減算器	
25d - 3	速度変動位相修正部	
25e - 3	q軸電流目標変動位相算出部	
25f - 3	q軸電流成分分離部	
25g - 3	q軸電流変動位相算出部	
25h - 3	減算器	
25i - 3	位相偏差正規化処理部	
25j - 3	補正電圧ベクトル角制御方式切替処理部	40
25k - 3	補正電圧ベクトル角振幅算出部	
25l - 3	補正電圧ベクトル角算出部	
28	電流制御部	
30	d軸q軸電圧生成部	
31	出力電圧調整部	
32	切替部	
32a	電圧振幅算出部	
32b	想定電圧算出部	
32c	制御状態切替判定部	
32d	電圧指令値入力切替部	50

- 3 3 d - q / u , v , w 変換部
- 3 4 P W M 変調部
- 3 5 I P M
- 3 6 , 3 7 電流センサ
- 3 8 3 電流算出部
- 3 9 u , v , w / d - q 変換部
- 4 0 軸誤差演算処理部
- 4 1 P L L 制御部
- 4 2 位置推定部
- 4 3 1 / P_n 処理部

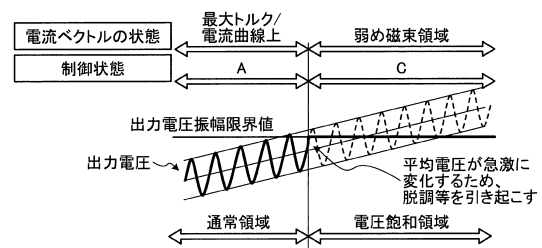
【図 1 A】



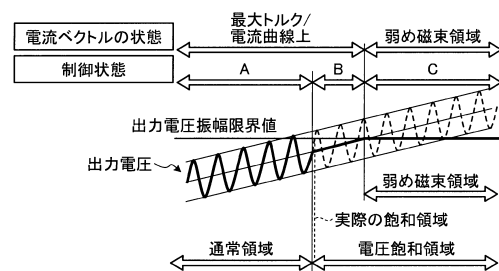
【図 1 B】



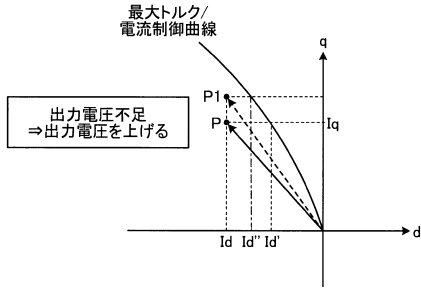
【図 2 A】



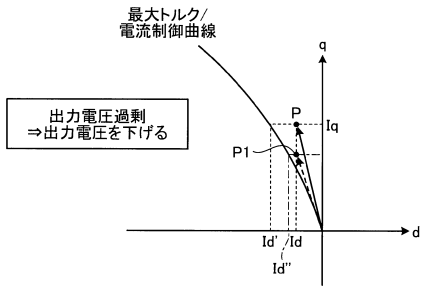
【図 2 B】



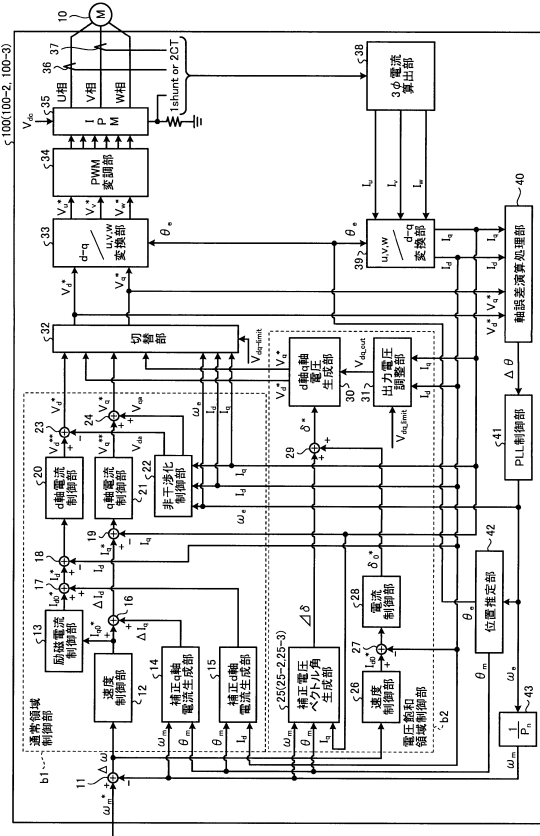
【図3A】



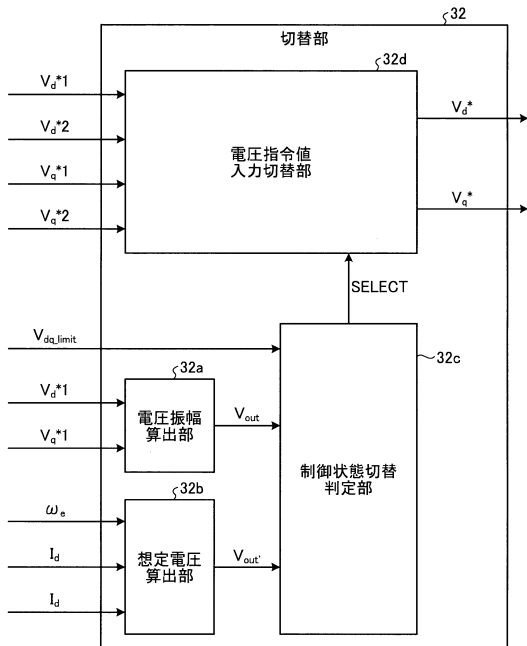
【図3B】



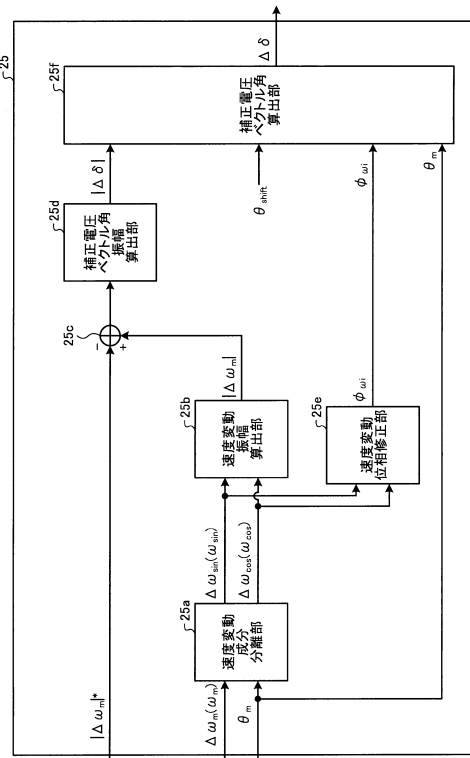
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2008-067582(JP,A)
特開2014-19535(JP,A)
特開2006-204054(JP,A)
特開2001-037281(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/05

H02P 27/04