

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号  
特許第7585151号  
(P7585151)

(45)発行日 令和6年11月18日(2024.11.18)

(24)登録日 令和6年11月8日(2024.11.8)

(51)国際特許分類 F I  
H 0 2 P 21/05 (2006.01) H 0 2 P 21/05

請求項の数 4 (全21頁)

(21)出願番号	特願2021-110801(P2021-110801)	(73)特許権者	000001199 株式会社神戸製鋼所
(22)出願日	令和3年7月2日(2021.7.2)		兵庫県神戸市中央区脇浜海岸通二丁目2番4号
(65)公開番号	特開2023-7752(P2023-7752A)	(74)代理人	100115381 弁理士 小谷 昌崇
(43)公開日	令和5年1月19日(2023.1.19)	(74)代理人	100111453 弁理士 櫻井 智
審査請求日	令和5年9月1日(2023.9.1)	(72)発明者	河合 宏明 兵庫県神戸市中央区脇浜海岸通二丁目2番4号 株式会社神戸製鋼所内
		(72)発明者	野木 俊宏 兵庫県神戸市中央区脇浜海岸通二丁目2番4号 株式会社神戸製鋼所内
		(72)発明者	小川 徹也

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 電動機駆動制御装置および該方法ならびに電動機駆動制御システム

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

電動機を制御する電動機駆動制御装置であって、  
 時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いること  
 によって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定する脈動トルク推定部と、  
 前記脈動トルク推定部で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成する補償値  
 生成部と、  
 前記補償値生成部で生成した補償値に基づく制御指令値で前記電動機を制御して駆動す  
 る駆動制御部とを備え、  
 前記脈動トルクは、前記電動機の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因  
 する第1脈動トルク、および、コギングトルクである第2脈動トルクのうちの少なくとも  
 一方を含み、  
 前記駆動制御部は、前記電動機の駆動電流を制御する電流制御系および前記電動機の速  
 度を制御する速度制御系を含み、  
 前記補償値生成部は、前記脈動トルクの周波数が、前記電流制御系の第1周波数特性に  
 おける第1遮断周波数である第1周波数閾値以下である第1周波数帯域を超えている場合  
 、および、前記脈動トルクの周波数が、前記速度制御系の第2周波数特性における第2遮  
 断周波数である第2周波数閾値以下である第2周波数帯域を超えている場合、のうちの少  
 なくともいずれかである場合に、前記補償値を生成する、  
 電動機駆動制御装置。

## 【請求項 2】

前記補償値生成部は、前記補償値に基づく制御指令値に対応する電圧値が前記電動機に給電する電源における所定の出力電圧値を超える場合には、前記補償値を生成しない、請求項 1 に記載の電動機駆動制御装置。

## 【請求項 3】

電動機を制御する電動機駆動制御方法であって、

時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いること  
によって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定する脈動トルク推定工程と、

前記脈動トルク推定工程で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を求める補償値  
処理工程と、

前記補償値処理工程で求めた補償値に基づく制御指令値で前記電動機を制御して駆動す  
る駆動制御工程とを備え、

前記脈動トルクは、前記電動機の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因  
する第 1 脈動トルク、および、コギングトルクである第 2 脈動トルクのうちの少なくとも  
一方を含み、

前記補償値処理工程は、前記脈動トルクの周波数が、前記電動機の駆動電流を制御する  
電流制御系の第 1 周波数特性における第 1 遮断周波数に基づき予め設定された第 1 周波数  
閾値以下である第 1 周波数帯域を超えている場合、および、前記脈動トルクの周波数が、  
前記電動機を速度を制御する速度制御系の第 2 周波数特性における第 2 遮断周波数に基づ  
き予め設定された第 2 周波数閾値以下である第 2 周波数帯域を超えている場合、のうちの  
少なくともいずれかである場合に、前記補償値を生成する、

電動機駆動制御方法。

## 【請求項 4】

電動機と、

前記電動機を制御する電動機駆動制御部とを備え、

前記電動機駆動制御部は、請求項 1 または請求項 2 に記載の電動機駆動制御装置である、  
電動機駆動制御システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電動機の駆動を制御する電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法に関  
する。そして、本発明は、前記電動機駆動制御装置を備える電動機駆動制御システムに関  
する。

## 【背景技術】

## 【0002】

電気エネルギーを機械エネルギーへ変換する電動機は、様々な用途に利用されており、一般  
に、軸を有し前記軸回りに回転する回転子（ロータ）と、前記回転子に対し相対的に静止  
し前記回転子と磁気的に相互作用する固定子（ステータ）とを備え、回転変化する磁界（  
回転磁界）によって前記回転子を回転させる。このような電動機では、回転すると、固定  
子の磁石と回転子の磁石との位置関係が変化するため、トルクが脈動することがある。こ  
のような脈動トルク（トルク脈動）を低減するために、例えば、特許文献 1 や特許文献 2  
に制御装置が提案されている。

## 【0003】

この特許文献 1 に開示された電動機の制御装置は、電圧指令の基本値を算出する基本電  
圧指令算出部と、電動機の巻線に流れる電流を検出する電流検出部と、前記巻線に印加さ  
れる印加電圧及び前記電流の検出値に基づいて、前記巻線に鎖交する鎖交磁束を推定する  
磁束推定部と、前記電流の検出値及び前記鎖交磁束の推定値に基づいて、前記電動機の出  
力トルクを推定するトルク推定部と、前記出力トルクの推定値から脈動成分を抽出する脈  
動抽出部と、前記脈動成分の抽出値に基づいて、電圧指令補正値を算出する脈動制御部と  
、前記電圧指令の基本値に前記電圧指令補正値を重畳して、重畳後の電圧指令を算出する

10

20

30

40

50

重畳部と、前記重畳後の電圧指令に基づいて、前記巻線にインバータを介して電圧を印加する電圧印加部と、を備える。この電圧印加部は、前記重畳後の d q 軸の電圧指令に対して、磁極位置に基づいて、固定座標変換及び 2 相 3 相変換を行って、3 相の電圧指令を算出する座標変換部と、前記 3 相の電圧指令のそれぞれと、キャリア波の三角波とを比較することによって、3 相各相の矩形パルス波に応じた制御信号を出力する P W M 制御部とを備えている。

【 0 0 0 4 】

前記特許文献 2 に開示されたモータ制御装置は、直流電力から交流電力への電力変換を行う電力変換器と接続され、前記交流電力を用いて駆動する交流モータの駆動を制御するモータ制御装置であって、電流指令を生成する電流指令生成部と、前記電流指令に基づいて電圧指令を生成する電流制御部と、前記電圧指令に基づいて前記電力変換器の動作を制御するためのゲート信号を生成するゲート信号生成部と、前記電流指令に脈動を重畳して前記電流指令を補正する電流指令補正部と、を備え、前記電流指令補正部は、前記交流モータの回転数に基づいて前記脈動の振幅および位相をそれぞれ変化させる。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 5 】

【文献】特開 2 0 2 0 - 1 7 8 4 3 9 号公報

【文献】特開 2 0 2 0 - 1 8 8 5 5 5 号公報

【発明の概要】

20

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 6 】

ところで、前記特許文献 1 では、脈動を抑制するための前記重畳後の電圧指令を、フィードバック制御を介さずに直接 P W M 制御部に入力している。このため、脈動抑制部におけるゲインの設定が適切でない場合、制御系が不安定となる虞がある。

【 0 0 0 7 】

一方、前記特許文献 2 では、電流指令補正部が出力する指令電流値に、電流制御部の周波数応答性を超える周波数が含まれている場合、その指令値に追従した電流制御ができない。つまり、電流制御部の周波数応答性を超える高周波の脈動は、前記特許文献 2 に開示されたモータ制御装置では抑制することが難しい。

30

【 0 0 0 8 】

本発明は、上述の事情に鑑みて為された発明であり、その目的は、より適切に脈動トルクを抑制できる電動機駆動制御装置、電動機駆動制御方法および前記電動機駆動制御装置を備える電動機駆動制御システムを提供することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

本発明者は、種々検討した結果、上記目的は、以下の本発明により達成されることを見出した。すなわち、本発明の一態様にかかる電動機駆動制御装置は、電動機を制御する装置であって、時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いることによって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定する脈動トルク推定部と、前記脈動トルク推定部で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成する補償値生成部と、前記補償値生成部で生成した補償値に基づく制御指令値で前記電動機を制御して駆動する駆動制御部とを備え、前記脈動トルクは、前記電動機の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因する第 1 脈動トルク、および、コギングトルクである第 2 脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む。

40

【 0 0 1 0 】

このような電動機駆動制御装置は、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定し、この推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成するので、電動機自体に生じる第 1 および第 2 脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む脈動トルクをより適切に抑制できる。

50

## 【 0 0 1 1 】

他の一態様では、上述の電動機駆動制御装置において、前記駆動制御部は、前記電動機の駆動電流を制御する電流制御系および前記電動機を速度を制御する速度制御系を含み、前記補償値生成部は、前記脈動トルクの周波数、前記電流制御系が前記脈動トルクに追従できる前記電流制御系の第1周波数帯域および前記速度制御系が前記脈動トルクに追従できる前記速度制御系の第2周波数帯域に基づいて前記補償値を生成するか否かを決定し、前記補償値を生成すると決定した場合に前記補償値を生成する。好ましくは、上述の電動機駆動制御装置において、前記補償値生成部は、第1に、前記脈動トルクにおける第1脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合および前記脈動トルクにおける第2脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合のうちのいずれでもない場合では、前記補償値を生成しないように決定し、第2に、前記脈動トルクにおける第1脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合および前記脈動トルクにおける第2脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合のうちの少なくともいずれかである場合であって、かつ、前記脈動トルクにおける第1脈動トルクの周波数が第2周波数帯域を超えている場合および前記脈動トルクにおける第2脈動トルクの周波数が第2周波数帯域を超えている場合のうちのいずれでもない場合では、前記駆動制御部の入力側で用いる前記補償値を生成するように決定し、第3に、前記脈動トルクにおける第1脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合および前記脈動トルクにおける第2脈動トルクの周波数が第1周波数帯域を超えている場合のうちの少なくともいずれかである場合であって、かつ、前記脈動トルクにおける第1脈動トルクの周波数が第2周波数帯域を超えている場合および前記脈動トルクにおける第2脈動トルクの周波数が第2周波数帯域を超えている場合のうちの少なくともいずれかである場合では、前記駆動制御部の出力に用いる前記補償値を生成するように決定する。好ましくは、前記駆動制御部は、制御目標に応じたフィードバック制御で前記電動機を制御する装置であって、前記制御目標に基づくd軸電流指令値およびq軸電流指令値を生成する電流指令生成部と、前記電流指令生成部で生成したd軸電流指令値およびq軸電流指令値と前記電動機に給電された電流値に対応するd軸電流値およびq軸電流値との各偏差を生成する偏差生成部と、前記偏差生成部で生成した各偏差に基づくd軸電圧指令値およびq軸電圧指令値を生成する電流制御部とを備え、前記補償値生成部が前記駆動制御部の入力側で用いる前記補償値を生成するように決定した場合、前記電流制御部の入力に前記補償値が用いられ、前記駆動制御部の出力に用いる前記補償値を生成するように決定した場合、前記電流制御部の出力に前記補償値が用いられる。好ましくは、前記電動機は、永久磁石型同期電動機(PMSM)であり、d軸の制御目標は、定数0であり、前記補償値生成部が前記駆動制御部の入力側で用いる前記補償値を生成するように決定した場合、前記補償値がq軸電流のみに対して用いられ、前記駆動制御部の出力に用いる前記補償値を生成するように決定した場合、前記補償値がq軸電圧のみに対して用いられる。好ましくは、前記永久磁石型同期電動機(PMSM)は、表面型永久磁石式同期電動機(SPMSM)を含む。

## 【 0 0 1 2 】

このような電動機駆動制御装置は、前記脈動トルクの周波数、前記第1周波数帯域および前記第2周波数帯域に基づいて前記補償値を生成するか否かを決定するので、適切に前記補償値を生成できる。

## 【 0 0 1 3 】

他の一態様では、上述の電動機駆動制御装置において、前記補償値生成部は、前記補償値に基づく制御指令値に対応する電圧値が前記電動機に給電する電源における所定の出力電圧値を超える場合には、前記補償値を生成しない。

## 【 0 0 1 4 】

このような電動機駆動制御装置は、電源の定格電圧値以内で電動機を制御するので、制御の不安定化を回避できる。

## 【 0 0 1 5 】

本発明の他の一態様にかかる電動機駆動制御方法は、電動機を制御する方法であって、

10

20

30

40

50

時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いることによって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定する脈動トルク推定工程と、前記脈動トルク推定工程で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を求める補償値処理工程と、前記補償値処理工程で求めた補償値に基づく制御指令値で前記電動機を制御して駆動する駆動制御工程とを備え、前記脈動トルクは、前記電動機の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因する第1脈動トルク、および、コギングトルクである第2脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む。

【0016】

このような電動機駆動制御方法は、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定し、この推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成するので、電動機自体に生じる第1および第2脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む脈動トルクをより適切に抑制できる。

10

【0017】

本発明の他の一態様にかかる電動機駆動制御システムは、電動機と、前記電動機を制御する電動機駆動制御部とを備え、前記電動機駆動制御部は、これら上述のいずれかの電動機駆動制御装置である。

【0018】

これによれば、これら上述のいずれかの電動機駆動制御装置を備えた電動機駆動制御システムが提供できる。このような電動機駆動制御システムは、これら上述のいずれかの電動機駆動制御装置を備えるので、電動機自体に生じる第1および第2脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む脈動トルクをより適切に抑制できる。

20

【発明の効果】

【0019】

本発明にかかる電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法は、より適切に脈動トルクを抑制できる。本発明によれば、前記電動機駆動制御装置を備える電動機駆動制御システムが提供できる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】実施形態における電動機駆動制御システムの構成を示すブロック図である。

【図2】前記電動機駆動制御システムにおけるインバータ回路の構成を示す回路図である。

30

【図3】電流制御系のブロック図である。

【図4】速度制御系のブロック図である。

【図5】前記電動機駆動制御システムにおける動作を示すフローチャートである。

【図6】変形形態における電動機駆動制御システムにおける動作を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下、図面を参照して、本発明の1または複数の実施形態が説明される。しかしながら、発明の範囲は、開示された実施形態に限定されない。なお、各図において同一の符号を付した構成は、同一の構成であることを示し、適宜、その説明を省略する。本明細書において、総称する場合には添え字を省略した参照符号で示し、個別の構成を指す場合には添え字を付した参照符号で示す。

40

【0022】

実施形態における電動機駆動制御システムは、電動機を、制御しつつ、駆動するシステムであり、例えば、電動機と、前記電動機を制御する電動機駆動制御部とを備える、この電動機駆動制御部は、時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いることによって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定する脈動トルク推定部と、前記脈動トルク推定部で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成する補償値生成部と、前記補償値生成部で生成した補償値に基づく制御指令値で前記電動機を制御して駆動する駆動制御部とを備える、ここで、前記脈動トルクは、前記電動機

50

の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因する第1脈動トルク、および、コギングトルクである第2脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む。以下、このような電動機駆動制御部とを備える電動機駆動制御システムについて、より具体的に説明する。

【0023】

図1は、実施形態における電動機駆動制御システムの構成を示すブロック図である。図2は、前記電動機駆動制御システムにおけるインバータ回路の構成を示す回路図である。図3は、電流制御系のブロック図である。図4は、速度制御系のブロック図である。

【0024】

実施形態における電動機駆動制御システムSは、例えば、図1に示すように、電動機Mと、インバータ回路IVと、PWM変調器PWと、2相3相変換部CV1と、駆動制御部DCと、3相2相変換部CV2と、回転速度処理部RSCと、電流測定部CSと、回転角度測定部VSと、脈動トルク推定部PTと、補償値生成部CVとを備える。

10

【0025】

電動機Mは、インバータ回路IVに接続され、インバータ回路IVの交流出力で駆動される電動機である。例えば、電動機Mは、インバータ回路IVから出力されるU相、V相およびW相の三相交流電力で駆動される同期電動機、より具体的には、本実施形態では表面型永久磁石式同期電動機(Surface mounted permanent magnet synchronous motor、SPMSM)であり、その速度制御を対象としている。なお、電動機Mは、これに限定されるものではなく、例えば、誘導電動機(induction motor、IM)やSRモータ(Switched Reluctance motor、SRM)等の他の種類であってもよい。

20

【0026】

PWM変調器PWは、変更可能なパルス幅で矩形波を出力する回路であり、インバータ回路IVは、直流電力を交流電力に変換する回路であり、本実施形態では、PWM変調器PWおよびインバータ回路IVにより、三相交流電力で電動機を駆動する、いわゆる3相PWMインバータモータドライバが構成される。これらPWM変調器PWおよびインバータ回路IVは、2相3相変換部CV1を介して駆動制御部DCに接続され、駆動制御部DCの制御に従って、直流電源Vdcからの直流電力を、所定の周波数の交流電力へ変換する。より具体的には、PWM変調器PWは、駆動制御部DCの制御に従った周波数およびパルス幅の矩形波を制御信号(IV制御信号)としてインバータ回路IVへ出力する回路である。インバータ回路IVは、PWM変調器PWに接続され、PWM変調器PWからのIV制御信号に従って、直流電源Vdcの直流電力を、所定の周波数の交流電力へ変換する回路である。インバータ回路IVは、例えば、図2に示すように、直列に接続された2個のスイッチング素子Trを1組として、互いに並列に接続された3組Tr1、Tr4；Tr2、Tr5；Tr3、Tr6を備える。より具体的には、インバータ回路IVは、6個の第1ないし第6スイッチング素子Tr1～Tr6を備える。これら第1ないし第6スイッチング素子Tr1～Tr6は、例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(IGBT)等の、オンオフするスイッチ機能を持つ電力用半導体素子である。第1ないし第3スイッチング素子Tr1～Tr3の各一方端子(例えば各コレクタ端子)は、それぞれ、直流電源Vdcの一方端子に接続される。第1スイッチング素子Tr1の他方端子(例えばエミッタ端子)は、第4スイッチング素子Tr4の一方端子(例えば各コレクタ端子)に接続される。第2スイッチング素子Tr2の他方端子(例えばエミッタ端子)は、第5スイッチング素子Tr5の一方端子(例えば各コレクタ端子)に接続される。第3スイッチング素子Tr3の他方端子(例えばエミッタ端子)は、第6スイッチング素子Tr6の一方端子(例えば各コレクタ端子)に接続される。これら第4ないし第6スイッチング素子Tr4～Tr6の各他方端子(例えば各エミッタ端子)は、それぞれ、直流電源Vdcの他方端子に接続される。これら第1ないし第6スイッチング素子Tr1～Tr6における、スイッチング素子TrをオンオフするためのIV制御信号が入力される各制御端子(例えばゲート端子)は、PWM変調器PWに接続される。これら第1ないし第6スイッチング素子Tr1～Tr6それぞれにおいて、その一方端子と他方端子との各間それぞれには、他方

30

40

50

端子にアノード端子を接続した各ダイオード  $D_1 \sim D_6$  が接続される。そして、第 1 スイッチング素子  $Tr_1$  と第 4 スイッチング素子  $Tr_4$  とを接続する第 1 接続点は、例えば U 相の交流電流を出力し、電動機 M の U 相を接続する入力端子に接続される。第 2 スイッチング素子  $Tr_2$  と第 5 スイッチング素子  $Tr_5$  とを接続する第 2 接続点は、例えば V 相の交流電流を出力し、電動機 M の V 相を接続する入力端子に接続される。第 3 スイッチング素子  $Tr_3$  と第 6 スイッチング素子  $Tr_6$  とを接続する第 3 接続点は、例えば W 相の交流電流を出力し、電動機 M の W 相を接続する入力端子に接続される。このような構成では、インバータ回路  $IV$  は、いわゆる 2 レベル 3 相インバータ回路であり、各組の一方のスイッチング素子  $Tr_1$ 、 $Tr_2$ 、 $Tr_3$  と他方のスイッチング素子  $Tr_4$ 、 $Tr_5$ 、 $Tr_6$  とは、互いに逆のスイッチング態様（一方がオンの場合には他方がオフで、一方がオフの場合には他方がオンである態様）となるように、PWM 変調器  $PW$  からの  $IV$  制御信号に従って制御され、直流電源  $V_{dc}$  の直流電力を変換して U 相、V 相および W 相の 3 相の交流電流を電動機 M へ出力する。

#### 【0027】

電流測定部  $CS$  は、3 相 2 相変換部  $CV_2$  に接続され、インバータ回路  $IV$  から電動機 M へ流れる電流、本実施形態では、U 相電流、V 相電流および W 相電流それぞれを測定し、その各測定結果を 3 相 2 相変換部  $CV_2$  へ出力する装置である。電流測定部  $CS$  は、例えば交流電流計を備えて構成される。

#### 【0028】

回転角度測定部  $VS$  は、2 相 3 相変換部  $CV_1$ 、3 相 2 相変換部  $CV_2$ 、回転速度処理部  $RSC$  および脈動トルク推定部  $PT$  それぞれに接続され、電動機 M における磁極位置を角度で測定し、その測定結果（回転角度、電気角（= 機械角 / 電動機 M の極対数））を 2 相 3 相変換部  $CV_1$ 、3 相 2 相変換部  $CV_2$ 、回転速度処理部  $RSC$  および脈動トルク推定部  $PT$  それぞれに出力する装置である。回転角度測定部  $VS$  は、例えば、ロータリエンコーダ（パルスジェネレータ）や、ホール IC 等を備えて構成される。なお、センサレスの場合には、回転角度測定部  $VS$  は、電動機 M のモデルを用いて電流および電圧から電動機 M の回転角度を求めてもよい。

#### 【0029】

2 相 3 相変換部  $CV_1$  は、駆動制御部  $DC$  に接続され、回転角度測定部  $VS$  から入力された測定結果（回転角度）および駆動制御部  $DC$  で生成された電圧指令値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  から、この電圧指令値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  に対応する U 相電流、V 相電流および W 相電流をインバータ回路  $IV$  から出力するように PWM 変調器  $PW$  を制御するための制御信号（PWM 制御信号）を求め、この PWM 制御信号を PWM 変調器  $PW$  へ出力するものである。

#### 【0030】

3 相 2 相変換部  $CV_2$  は、駆動制御部  $DC$  に接続され、電流測定部  $CS$  から入力された測定結果（U 相電流、V 相電流および W 相電流）および回転角度測定部  $VS$  から入力された測定結果（回転角度）から、いわゆるクラーク（Clarke）変換およびパーク（Park）変換によって、励磁電流（d 軸電流） $i_d$  およびトルク分電流（q 軸電流） $i_q$  を求め、この求めた d 軸電流  $i_d$  および q 軸電流  $i_q$  を駆動制御部  $DC$  へ出力するものである。

#### 【0031】

回転速度処理部  $RSC$  は、駆動制御部  $DC$  に接続され、回転角度測定部  $VS$  から入力された測定結果（回転角度）から、電動機 M の回転速度  $\omega_m$  を求め、この求めた回転速度  $\omega_m$  を駆動制御部  $DC$  へ出力するものである。例えば、回転角度測定部  $VS$  で測定された回転角度  $\theta_e$  を時間微分して電動機 M の極対数  $p$  の逆数を乗じることによって回転速度  $\omega_m$  が求められる。

#### 【0032】

駆動制御部  $DC$  は、補償値生成部  $CV$  で後述のように生成した補償値に基づく制御指令値で電動機 M を制御して駆動するものである。より具体的には、駆動制御部  $DC$  は、制御目標に応じたフィードバック制御で電動機 M を制御する装置であって、前記制御目標に基

10

20

30

40

50

づく d 軸電流指令値および q 軸電流指令値を生成する電流指令生成部  $G I d$ 、 $G I q$  と、前記電流指令生成部  $G I d$ 、 $G I q$  で生成した d 軸電流指令値および q 軸電流指令値と前記電動機 M に給電された電流値に対応する d 軸電流値および q 軸電流値との各偏差を、前記 d 軸電流指令値および q 軸電流指令値から前記 d 軸電流値および q 軸電流値をそれぞれ減算することによって生成する偏差生成部  $S M 2 d$ 、 $S M 2 q$  と、前記偏差生成部  $S M 2 d$ 、 $S M 2 q$  で生成した各偏差に基づく d 軸電圧指令値および q 軸電圧指令値を例えばいわゆる P I 制御で生成する電流制御部  $G V d$ 、 $G V q$  とを備える。本実施形態では、電動機 M は、永久磁石型同期電動機 (PMSM)、より具体的には、表面型永久磁石式同期電動機 (SPMSM) であるので、トルクに寄与するのは、q 軸のみであり、d 軸の制御目標は、常に、定数 0 となり、d 軸の電流指令生成部  $G I d$  は、図 1 に示すように、省略される。したがって、この d 軸の制御目標 0 は、d 軸の偏差生成部  $S M 2 d$  に入力される。q 軸の電流指令生成部  $G I q$  は、図 1 に示すように、制御目標  $m^*(k)$  と回転速度処理部 RSC で求めた電動機 M の回転速度  $m$  との偏差を、前記制御目標  $m^*(k)$  から前記電動機 M の回転速度  $m$  を減算することによって求める偏差生成部  $S M 1 q$  と、前記偏差生成部  $S M 1 q$  で求めた偏差に応じた q 軸電流指令値を例えば P I 制御で生成する生成部 P I とを備える。

10

## 【0033】

このような構成の駆動制御部 DC は、電動機 M の駆動電流を制御する電流制御系および前記電動機 M の速度を制御する速度制御系を含んでいる。

## 【0034】

脈動トルク推定部 PT は、補償値生成部 CV に接続され、時間経過に従ってトルクの大きさが増減する脈動トルクを表す脈動モデルを用いることによって、次の制御タイミングで生じる脈動トルクを推定するものである。前記脈動トルクは、例えば、前記電動機 M の円周方向における起磁力分布の空間高周波成分に起因する第 1 脈動トルク、および、コギングトルクである第 2 脈動トルクのうちの少なくとも一方を含む。本実施形態では、次式 1 のように、第 1 および第 2 脈動トルク  $p_n$ 、 $T_{cog}$ 、の両方を含むように脈動トルク  $T_{dist}$  がモデル化されるが、例えば電動機駆動制御システム S の仕様等に応じて、一方が省略されて脈動トルク  $T_{dist}$  がモデル化されてもよい。

20

## 【0035】

## 【数 1】

$$\text{式 1: } T_{dist}(k) = p_n \left( \phi_{dh}(\theta_e(k)) i_q(k) - \phi_{qh}(\theta_e(k)) i_d(k) \right) + T_{cog}(\theta_e(k))$$

30

## 【0036】

ここで、 $i_d(k)$  は、k 番目の制御における d 軸電流であり、 $i_q(k)$  は、k 番目の制御における q 軸電流であり、 $\theta_e(k)$  は、k 番目の制御における電動機 M の回転角度である。 $\phi_{dh}(\theta_e)$  は、d 軸上の鎖交磁束の高調波成分であり、 $\phi_{qh}(\theta_e)$  は、q 軸上の鎖交磁束の高調波成分である。この式 1 の第 1 項は、前記第 1 脈動トルク  $p_n$  を表し、前記式 1 の第 2 項は、前記第 2 脈動トルク  $T_{cog}$  を表している。この第 1 脈動トルク  $p_n$  は、例えば、電動機 M の円周方向における起磁力分布がサインカーブとなる理想状態からのズレによって生じる。

40

## 【0037】

この第 1 脈動トルク  $p_n$  における  $\phi_{dh}(\theta_e)$  および  $\phi_{qh}(\theta_e)$  は、例えば、無負荷で前記電動機 M を駆動して得られた逆起電圧値  $v_d$ 、 $v_q$  を検出して次式 2 に用いることによって求められ、これによって第 1 脈動トルク  $p_n$  が求められる。 $\phi_{dh}(\theta_e)$  は、電動機 M における永久磁石の差交磁束である。あるいは、例えば、 $\phi_{dh}(\theta_e)$  および  $\phi_{qh}(\theta_e)$  は、同様の駆動状態を模擬したシミュレーションによって、もしくは、いわゆる FEM 解析から求められる。

## 【0038】

50

【数 2】

$$\text{式2: } \begin{bmatrix} \Phi_{dh} \\ \Phi_{qh} \end{bmatrix} = \frac{1}{\omega_e} I^{-1} \begin{bmatrix} v_d - \psi \\ v_q \end{bmatrix}$$

$$\text{ただし、 } I = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

10

【0039】

この第2 脈動トルク  $T_{cog}$  は、例えば、同様に、無負荷で前記電動機  $M$  を駆動して得られた推力値を検出することによって求められる。あるいは、例えば、第2 脈動トルク  $T_{cog}$  は、同様の駆動状態を模擬したシミュレーションによって、もしくは、いわゆる  $FEM$  解析から求められる。

【0040】

本実施形態では、電動機  $M$  の回転角度  $\theta_e(k)$  に依存して変化する脈動トルク  $T_{dist}$  が上述の式1 の脈動モデルによって推定され、この推定された脈動トルク  $T_{dist}$  を打ち消す補償値を制御指令に加えることで、脈動トルク  $T_{dist}$  が抑制される。ここで、回転角度測定部  $VS$  により検出した回転角度  $\theta_e(k)$  から推定した脈動トルク  $T_{dist}$  は、現在での回転角度  $\theta_e(k)$  で発生する脈動トルク  $T_{dist}$  の推定値であり、実際には、補償値を生成するための処理時間が必要となるので、少なくとも1 制御周期の前記処理時間が経過しているため、脈動トルク  $T_{dist}$  の推定値と実際に発生する脈動トルク  $T_{dist}$  との間で前記処理時間の遅れが生じ、この遅れに起因する不整合がこれら両者間に生じる。特に、高速で回転している場合は、この不整合が制御に大きく影響し、脈動トルク  $T_{dist}$  の抑制が難しくなる。脈動トルク  $T_{dist}$  を抑制するためには、この遅れを補償する必要があり、本実施形態では、脈動トルク  $T_{dist}$  の推定に用いる回転角度  $\theta_e(k)$  の遅れが補償される。本実施形態では、前記遅れ（前記処理時間）が1 制御周期  $T_s$  の時間とされ、1 制御周期  $T_s$  の時間だけ経過した回転角度  $\theta_e(k+1)$  が次式3 によって推定され、この回転角度の推定値  $\theta_e(k+1)$  を、脈動トルク  $T_{dist}$  の推定に用いることによって、前記遅れが補償される。なお、現在、 $k$  番目の制御の場合、 $(k+1)$ 、 $(k+2)$ 、 $(k+3)$ 、 $\dots$  は、予測値であることを表している。

20

30

【0041】

【数 3】

$$\text{式3: } \theta_e(k+1) = \theta_e(k) + T_s \omega_e(k)$$

【0042】

したがって、本実施形態では、脈動トルク推定部  $PT$  は、回転角度測定部  $VS$  に接続され、回転角度測定部  $VS$  で測定した電動機  $M$  の回転角度  $\theta_e(k)$  に基づいて、1 制御周期  $T_s$  の時間だけ経過した回転角度  $\theta_e(k+1)$  を上記式3 によって推定する回転角度推定部  $DA$  と、前記回転角度推定部  $DA$  に接続され、前記回転角度推定部  $DA$  で推定した1 制御周期  $T_s$  後の回転角度  $\theta_e(k+1)$  に基づいて第1 脈動トルク  $p_n$  を推定する、上記式1 の第1 項に相当する第1 脈動トルク推定部  $PN$  と、前記回転角度推定部  $DA$  に接続され、前記回転角度推定部  $DA$  で推定した1 制御周期  $T_s$  後の回転角度  $\theta_e(k+1)$  に基づいて第2 脈動トルク  $T_{cog}$  を推定する、上記式1 の第2 項に相当する第2 脈動トルク推定部  $TC$  と、前記第1 脈動トルク推定部  $PN$  で推定した第1 脈動トルク  $p_n$  と前記第2 脈動トルク推定部  $TC$  で推定した第2 脈動トルク  $T_{cog}$  とを加算する加算部  $SM$  とを備える。

40

50

【 0 0 4 3 】

補償値生成部 C V は、脈動トルク推定部 P T で推定した脈動トルクを打ち消すための補償値を生成するものである。

【 0 0 4 4 】

本実施形態では、脈動トルク T<sub>dis</sub> の周波数が低い場合には、駆動制御部 D C 自体で脈動トルク T<sub>dis</sub> を打ち消すことができるので、このような場合には、補償値生成部 C V は、前記補償値を生成しない。より具体的には、駆動制御部 D C における電流および速度の各制御系の制御指令値を入力とする各閉ループ伝達関数が求められ、これらの各遮断周波数（カットオフ周波数）に応じて補償値の生成の可否および前記補償値の入力箇所が決定される。すなわち、補償値生成部 C V は、脈動トルクの周波数、駆動制御部 D C の前記電流制御系が前記脈動トルクに追従できる前記電流制御系の第 1 周波数帯域および前記駆動制御部 D C の前記速度制御系が前記脈動トルクに追従できる前記速度制御系の第 2 周波数帯域に基づいて前記補償値を生成するか否かを決定し、前記補償値を生成すると決定した場合に前記補償値を生成する。

10

【 0 0 4 5 】

より詳しくは、前記電流制御系は、例えば、図 3 に示すように近似され、制御目標の q 軸電流 i<sub>q</sub><sup>\*</sup> と電動機 M の q 軸電流 i<sub>q</sub> との偏差を、前記制御目標の q 軸電流 i<sub>q</sub><sup>\*</sup> から前記電動機 M の q 軸電流 i<sub>q</sub> を減算することによって求める減算器 1 1 と、前記減算器 1 1 で求めた偏差に基づいて電動機 M をフィードバック制御する制御器 1 2 と、前記制御器 1 2 によって制御される電動機 M の電気回路 1 3 とを備える。制御器 1 2 は、例えば、k<sub>pi</sub> + k<sub>Ii</sub> / s で表され、電動機 M の電気回路 1 3 は、例えば、1 / ( L s + R ) で表される。

20

【 0 0 4 6 】

この前記電流制御系における制御目標の q 軸電流 i<sub>q</sub><sup>\*</sup> から実電流 i<sub>q</sub> までの閉ループ伝達関数 G<sub>i<sub>q</sub></sub> ( s ) は、次式 4 で表され、例えば、k<sub>pi</sub> = c<sub>fi</sub> × L とし、k<sub>Ii</sub> = k<sub>pi</sub> × ( R / L ) とすると、次式 5 で表される。

【 0 0 4 7 】

【数 4】

$$\text{式4: } G_{i_q}(s) = \frac{\dot{i}_q}{i_q^*} = \frac{k_{pi}s + k_{li}}{Ls^2 + (R + k_{pi})s + k_{li}}$$

30

【 0 0 4 8 】

【数 5】

$$\text{式5: } G_{i_q}(s) = \frac{\dot{i}_q}{i_q^*} = \frac{\omega_{cfi}}{s + \omega_{cfi}}$$

40

ここで、L は、電動機 M の巻線のインダクタンスであり、R は、電動機 M の巻線の抵抗であり、c<sub>fi</sub> は、前記電流制御系の遮断周波数である。s は、ラプラス変換の演算子である。上述の k<sub>pi</sub> = c<sub>fi</sub> × L とし、k<sub>Ii</sub> = k<sub>pi</sub> × ( R / L ) のゲイン設定は、一例であり、この他のゲイン設定でも、上記式 4 から遮断周波数は、求められ得る。

【 0 0 4 9 】

上記式 5 から、前記電流制御系は、遮断周波数 c<sub>fi</sub> の 1 次遅れとなる。このため、遮断周波数 c<sub>fi</sub> 以下の周波数（第 1 周波数帯域 FW 1 ; 0 < FW 1 < c<sub>fi</sub>）では、この電流制御系は、制御対象の時間変化に追従でき、脈動トルクを打ち消すことができる。

50

## 【 0 0 5 0 】

同様に、前記速度制御系は、例えば、図 4 に示すように近似され、制御目標の回転速度  $\omega_m^*$  と電動機 M の回転速度  $\omega_m$  との偏差を、前記制御目標の回転速度  $\omega_m^*$  から前記電動機 M の回転速度  $\omega_m$  を減算することによって求める減算器 2 1 と、前記減算器 2 1 で求めた偏差に基づいて電動機 M をフィードバック制御する制御器 2 2 と、前記制御器 2 2 によって制御される電動機 M の電気回路 2 3 とを備える。制御器 2 2 は、例えば、 $k_{ps} + k_{is}/s$  で表され、電動機 M の電気回路 2 3 は、例えば、 $1/Js$  で表される。J は、電動機 M の慣性モーメントである。外乱トルク  $T_d$  は、制御器 2 2 の出力に混入される（加算される）。ただし、前記速度制御系の周波数応答は、前記電流制御系よりも十分に小さいと仮定された。

10

## 【 0 0 5 1 】

この前記速度制御系における制御目標の回転速度  $\omega_m^*$  から実回転速度  $\omega_m$  までの閉ループ伝達関数  $G_{is}(s)$  は、次式 6 で表され、例えば、 $k_{ps} = c_{fs} \times J$  とすると、次式 7 で表される。さらに、外乱トルク  $T_d$  から実回転速度  $\omega_m$  までの伝達関数は、次式 8 で表される。

## 【 0 0 5 2 】

## 【数 6】

$$\text{式6: } G_{is}(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{k_{ps}}{Js + k_{ps}}$$

20

## 【 0 0 5 3 】

## 【数 7】

$$\text{式7: } G_{sq}(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{\omega_{cfs}}{s + \omega_{cfs}}$$

30

## 【 0 0 5 4 】

## 【数 8】

$$\text{式8: } G_{sd}(s) = \frac{\omega_m}{T_d} = \frac{1}{\omega_{cfs}} \left( \frac{\omega_{cfs}}{s + \omega_{cfs}} \right)$$

## 【 0 0 5 5 】

上記式 8 から、遮断周波数  $\omega_{cfs}$  以下の周波数（第 2 周波数帯域  $FW2$  ;  $0 < FW2 < \omega_{cfs}$ ）では、この速度制御系は、制御対象の時間変化に追従でき、外乱トルク  $T_d$ 、すなわち、本実施形態では脈動トルクを打ち消すことができる。

40

## 【 0 0 5 6 】

一方、第 1 および第 2 脈動トルク  $p_n$ 、 $T_{cog}$  は、電動機 M の回転速度に依存した周期で発生する。第 1 脈動トルク  $p_n$  の周波数  $f_{mag}$  は、その主成分を m 次とすると、次式 9 で表される。なお、集中巻きの表面型永久磁石式同期電動機（SPMSM）は、 $m = 6$  であることが一般に知られている。第 2 脈動トルク  $T_{cog}$  が生じる回転角度の周期は、次式 10 で表され、回転速度から、第 2 脈動トルク  $T_{cog}$  の周波数  $f_{cog}$  は、次式 11 で表される。なお、 $n_s$  は、電動機 M のスロット数であり、 $l_{cm}(A, B)$  は、 $A$  と  $B$  と

50

の最小公倍数を求める演算子である。

【 0 0 5 7 】

【数 9】

$$\text{式9; } f_{mag} = m \frac{\omega_m}{2\pi}$$

【 0 0 5 8 】

【数 1 0】

$$\text{式10; } \theta_{cog} = \frac{\pi}{lcm(2p, n_s)}$$

【 0 0 5 9 】

【数 1 1】

$$\text{式11; } f_{cog} = \frac{\omega_m}{2p\theta_{cog}}$$

【 0 0 6 0 】

以上から、第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が前記電流制御系の遮断周波数 $c_{fi}$ 以下の場合( $2 f_{mag} < c_{fi}$ )では、第1脈動トルク $p_n$ は、この電流制御系で追従でき、第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が前記電流制御系の遮断周波数 $c_{fi}$ を超える場合( $2 f_{mag} > c_{fi}$ )では、第1脈動トルク $p_n$ は、駆動制御部DCの入力側、図1に示す例では、電流制御部GVqの入力に補償値を用いて打ち消せばよい。第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が前記電流制御系の遮断周波数 $c_{fi}$ 以下の場合( $2 f_{cog} < c_{fi}$ )では、第2脈動トルク $T_{cog}$ は、この電流制御系で追従でき、第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が前記電流制御系の遮断周波数 $c_{fi}$ を超える場合( $2 f_{cog} > c_{fi}$ )では、第2脈動トルク $T_{cog}$ は、駆動制御部DCの入力側、図1に示す例では、電流制御部GVqの入力に補償値を用いて打ち消せばよい。同様に、第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が前記速度制御系の遮断周波数 $c_{fs}$ 以下の場合( $2 f_{mag} < c_{fs}$ )では、第1脈動トルク $p_n$ は、この速度制御系で追従でき、第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が前記速度制御系の遮断周波数 $c_{fs}$ を超える場合( $2 f_{mag} > c_{fs}$ )では、第1脈動トルク $p_n$ は、駆動制御部DCの出力、図1に示す例では、電流制御部GVqの出力に補償値を用いて打ち消せばよい。第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が前記速度制御系の遮断周波数 $c_{fs}$ 以下の場合( $2 f_{cog} < c_{fs}$ )では、第2脈動トルク $T_{cog}$ は、この速度制御系で追従でき、第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が前記速度制御系の遮断周波数 $c_{fs}$ を超える場合( $2 f_{cog} > c_{fs}$ )では、第2脈動トルク $T_{cog}$ は、駆動制御部DCの出力、図1に示す例では、電流制御部GVqの出力に補償値を用いて打ち消せばよい。

【 0 0 6 1 】

したがって、補償値生成部CVは、より詳しくは、図1に示すように、第1可変増幅部VA1と、第2可変増幅部VA2と、第1減算部SM3と、第2減算部SM4と、ゲイン制御部GCとを備える。

【 0 0 6 2 】

10

20

30

40

50

第1可変増幅部VA1は、入力側で脈動トルク推定部PTの加算部SMに接続され、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ をゲイン $K_{TI}$ で増幅することによって、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消すための、q軸電流指令値の補償値を生成するものである。第1可変増幅部VA1は、出力側で第1減算部SB3に接続され、d軸電流指令値の補償値を第1減算部SB3に出力する。

【0063】

第2可変増幅部VA2は、入力側で脈動トルク推定部PTの加算部SMに接続され、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ をゲイン $K_{IV}$ で増幅することによって、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消すための、q軸電圧指令値の補償値を生成するものである。第2可変増幅部VA2は、出力側で第2減算部SB4に

10

【0064】

第1減算部SB3は、偏差生成部SM2qと電流制御部GVqとの間に介装され、偏差生成部SM2qで生成した偏差から、第1可変増幅部VA1で生成したq軸電流指令値の補償値を減算するものである。減算することによって、第1可変増幅部VA1で生成したq軸電流指令値の補償値が、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消すように、偏差生成部SM2qで生成した偏差に取り入れられる。

【0065】

第2減算部SB4は、電流制御部GVqと2相3相変換部CV1との間に介装され、電流制御部GVqで生成したq軸電圧指令値から、第2可変増幅部VA2で生成したd軸電圧指令値の補償値を減算するものである。減算することによって、第2可変増幅部VA2で生成したq軸電圧指令値の補償値が、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消すように、電流制御部GVqで生成したq軸電圧指令値に取り入れられる。

20

【0066】

このように電流制御部GVqの入力に補償値を入力しても補償しきれない脈動トルクに対し、本実施形態では、電流制御部GVqの出力に補償値が、直接、入力される。

【0067】

ゲイン制御部GCは、第1および第2可変増幅部VA1、VA2それぞれに接続され、第1および第2可変増幅部VA1、VA2の各ゲイン $K_{TI}$ 、 $K_{IV}$ を制御するものである。

30

【0068】

より具体的には、ゲイン制御部GCは、第1に、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{mag} > c_{fi}$ )および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{cog} > c_{fi}$ )のうちのいずれでもない場合では、駆動制御部DCが追従できるので、前記補償値(q軸電流指令値の補償値およびq軸電圧指令値の補償値)を生成しないように決定する。すなわち、ゲイン制御部GCは、第1および第2可変増幅部VA1、VA2の各ゲイン $K_{TI}$ 、 $K_{IV}$ を0に制御する( $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ )。

【0069】

ゲイン制御部GCは、第2に、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{mag} > c_{fi}$ )および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{cog} > c_{fi}$ )のうちの少なくともいずれかである場合であって、かつ、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合( $2 \cdot f_{mag} > c_{fs}$ )および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合( $2 \cdot f_{cog} > c_{fs}$ )のうちのいずれでもない場合、前記駆動制御部DCの入力側、図1に示す例では電流制御部GVqの入力に用いる前記補償値(q軸電流指令値の補償値)を生成するように決定する。すなわち、ゲイン制御部GCは、第1可変

40

50

増幅部VA1のゲイン $K_{TI}$ を後述のような値に制御し、第2可変増幅部VA2のゲイン $K_{IV}$ を0に制御する( $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ )。これによって電流制御部GVqの入力にq軸電流指令値の補償値が用いられ、第1減算部SB3によって、偏差生成部SM2qで生成した偏差から、第1可変増幅部VA1で生成したq軸電流指令値の補償値が減算される。

【0070】

ゲイン制御部GCは、第3に、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{mag} > c_{fi}$ )および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第1周波数帯域FW1を超えている場合( $2 \cdot f_{cog} > c_{fi}$ )のうちの少なくともいずれかである場合であって、かつ、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合( $2 \cdot f_{mag} > c_{fs}$ )および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合( $2 \cdot f_{cog} > c_{fs}$ )のうちの少なくともいずれかである場合、前記駆動制御部DCの出力、図1に示す例では電流制御部GVqの出力に用いる前記補償値(q軸電圧指令値の補償値)を生成するように決定する。すなわち、ゲイン制御部GCは、第1可変増幅部VA1のゲイン $K_{TI}$ を0に制御し、第2可変増幅部VA2のゲイン $K_{IV}$ を後述のような値に制御する( $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ )。これによって電流制御部GVqの出力にq軸電圧指令値の補償値が用いられ、第2減算部SB4によって、電流制御部GVqで生成したq軸電圧指令値から、第2可変増幅部VA2で生成したq軸電圧指令値の補償値が減算される。

【0071】

ここで、第1および第2可変増幅部VA1、VA2の各ゲイン $K_{TI}$ 、 $K_{IV}$ は、例えば、チューニングによって、求められて設定されてよいが、次式12、次式13によって求められてもよい。前記ゲイン $K_{TI}$ を求める式12は、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消す電流を、脈動トルク推定部PTで推定した脈動トルク $T_{dis}$ および電動機Mの特性パラメータ $p$ 、に基づいて求めるように、設定されている。前記ゲイン $K_{IV}$ を求める式13は、前記ゲイン $K_{TI}$ を電圧に変換するように、設定されている。ここで、 $k_{TI}$ 、 $k_{IV}$ は、電動機Mにおける設計値と実機の値との差異や前記ゲイン $K_{TI}$ を電圧に変換する際に巻き線のインダクタンス $L$ を考慮していないため、これらに起因するズレを調整するための調整パラメータであり、予め適宜に設定される。

【0072】

【数12】

$$\text{式12; } K_{TI} = k_{TI} \frac{T_{dist}}{p\psi i_q}$$

【0073】

【数13】

$$\text{式13; } K_{IV} = k_{IV} \frac{K_{TI}}{R}$$

【0074】

このような脈動トルク推定部PT、補償値生成部CV、駆動制御部DC、2相3相変換部CV1、3相2相変換部CV2および回転速度処理部RSCは、CPU(Central Processing Unit)、メモリおよびその周辺回路を備えて構成されるマ

イクロプロセッサで構成可能であり、脈動トルク推定部 P T、補償値生成部 C V、駆動制御部 D C、2相3相変換部 C V 1、3相2相変換部 C V 2 および回転速度処理部 R S C は、所定のプログラムの実行により、前記 C P U に機能的に構成される。このときに、脈動トルク推定部 P T における回転角度推定部 D A、第1脈動トルク推定部 P N、第2脈動トルク推定部 T C および加算部 S M、補償値生成部 C V におけるゲイン制御部 G C、第1可変増幅部 V A 1、第2可変増幅部 V A 2、第1減算部 S B 3 および第2減算部 S B 4、ならびに、駆動制御部 D C における電流指令生成部 G I q (偏差生成部 S M 1 q、生成部 P I)、偏差生成部 S M 2 d、S M 2 q および電流制御部 G V d、G V q は、前記 C P U に機能的に構成される。

【0075】

次に、本実施形態の動作について説明する。図5は、前記電動機駆動制御システムにおける動作を示すフローチャートである。

【0076】

このような電動機駆動制御システム S では、電源が投入されると、必要な各部の初期化を実行し、その稼働を始める。そして、例えば、プログラムの実行によって、前記 C P U には、脈動トルク推定部 P T、補償値生成部 C V、駆動制御部 D C、2相3相変換部 C V 1、3相2相変換部 C V 2 および回転速度処理部 R S C が機能的に構成され、脈動トルク推定部 P T には、回転角度推定部 D A、第1脈動トルク推定部 P N、第2脈動トルク推定部 T C および加算部 S M が機能的に構成され、補償値生成部 C V には、ゲイン制御部 G C、第1可変増幅部 V A 1、第2可変増幅部 V A 2、第1減算部 S B 3 および第2減算部 S B 4 が機能的に構成され、駆動制御部 D C には、電流指令生成部 G I q (偏差生成部 S M 1 q、生成部 P I)、偏差生成部 S M 2 d、S M 2 q および電流制御部 G V d、G V q が機能的に構成される。

【0077】

そして、脈動トルクを打ち消すための制御に関し、図5に示す処理 S 1 ないし処理 S 8 の各処理が、電動機 M の駆動が停止されるまで、所定の制御周期  $T_s$  ごとに繰り返し実行される。

【0078】

図5において、電動機駆動制御システム S は、脈動トルク推定部 P T の回転角度推定部 D A によって、回転角度測定部 V S から、電動機 M の回転角度  $e(k)$  を取得する (S 1)。

【0079】

次に、電動機駆動制御システム S は、回転角度推定部 D A によって、1制御周期  $T_s$  の時間だけ経過した回転角度  $e(k+1)$  (次の制御タイミングでの回転角度  $e(k+1)$ ) を推定する (S 2)。

【0080】

電動機駆動制御システム S は、脈動トルク推定部 P T の第1脈動トルク推定部 P N によって、前記処理 S 2 で回転角度推定部 D A によって推定した1制御周期  $T_s$  後の回転角度  $e(k+1)$  に基づいて第1脈動トルク  $p_n$  を推定し、脈動トルク推定部 P T の第2脈動トルク推定部 P N によって、前記回転角度  $e(k+1)$  に基づいて第2脈動トルク  $p_{cog}$  を推定し、脈動トルク推定部 P T の加算部 S M によって、これら第1および第2脈動トルク  $p_n$ 、 $T_{cog}$  を加算し、これによって脈動トルク  $T_{dis} (= p_n + T_{cog})$  を推定する (S 3)。この推定した脈動トルクは、加算部 S M から、補償値生成部 C V における第1および第2可変増幅部 V A 1、V A 2 それぞれへ出力される。

【0081】

次に、電動機駆動制御システム S は、補償値生成部 C V のゲイン制御部 G C によって、前記脈動トルク  $T_{dis}$  における第1脈動トルク  $p_n$  の周波数  $f_{mag}$  が第1周波数帯域 F W 1 を超えている場合 ( $2 f_{mag} > c f i$ )、および、前記脈動トルク  $T_{dis}$  における第2脈動トルク  $T_{cog}$  の周波数  $f_{cog}$  が第1周波数帯域 F W 1 を超えている場合 ( $2 f_{cog} > c f i$ ) のうちのいずれかであるか否かを判定する (S 4)。この判定の

10

20

30

40

50

結果、前記各場合のうちのいずれでもない場合（No）では、電動機駆動制御システムSは、次に、処理S5を実行した後に、今回の制御タイミングでの本処理を終了する。一方、前記判定の結果、前記各場合のうちの少なくともいずれかである場合（Yes、 $2f_{mag} > c_{fi}$ の場合、 $2f_{cog} > c_{fi}$ の場合、 $2f_{mag} > c_{fi}$ かつ $2f_{cog} > c_{fi}$ の場合のうちのいずれかである場合）では、電動機駆動制御システムSは、次に、処理S6を実行する。

#### 【0082】

この処理S5では、電動機駆動制御システムSは、補償値生成部CVのゲイン制御部GCによって、第1および第2可変増幅部VA1、VA2の各ゲイン $K_{TI}$ 、 $K_{IV}$ を0に制御する（ $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ ）。したがって、前記脈動トルク $T_{dis}$ は、駆動制御部DCによって低減される。

10

#### 【0083】

前記処理S6では、電動機駆動制御システムSは、ゲイン制御部GCによって、前記脈動トルク $T_{dis}$ における第1脈動トルク $p_n$ の周波数 $f_{mag}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合（ $2f_{mag} > c_{fs}$ ）および前記脈動トルク $T_{dis}$ における第2脈動トルク $T_{cog}$ の周波数 $f_{cog}$ が第2周波数帯域FW2を超えている場合（ $2f_{cog} > c_{fs}$ ）のうちのいずれであるか否かを判定する。この判定の結果、前記各場合のうちのいずれでもない場合（No）では、電動機駆動制御システムSは、次に、処理S7を実行した後に、今回の制御タイミングでの本処理を終了する。一方、前記判定の結果、前記各場合のうちの少なくともいずれかである場合（Yes、 $2f_{mag} > c_{fs}$ の場合、 $2f_{cog} > c_{fs}$ の場合、 $2f_{mag} > c_{fs}$ かつ $2f_{cog} > c_{fs}$ の場合のうちのいずれかである場合）では、電動機駆動制御システムSは、次に、処理S8を実行した後に、今回の制御タイミングでの本処理を終了する。

20

#### 【0084】

この処理S7では、電動機駆動制御システムSは、ゲイン制御部GCによって、第1可変増幅部VA1のゲイン $K_{TI}$ を前記式12によって求め、この求めたゲイン $K_{TI}$ になるように第1可変増幅部VA1を制御し、第2可変増幅部VA2のゲイン $K_{IV}$ を0に制御する（ $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ ）。この処理S7の実行によって電流制御部GVqの入力にq軸電流指令値の補償値が用いられ、第1減算部SB3によって、偏差生成部SM2qで生成した偏差から、第1可変増幅部VA1で生成したq軸電流指令値の補償値が減算され、これにより、前記脈動トルク $T_{dis}$ がこのq軸電流指令値の補償値によって低減される。

30

#### 【0085】

前記処理S8では、電動機駆動制御システムSは、ゲイン制御部GCによって、第1可変増幅部VA1のゲイン $K_{TI}$ を0に制御し、第2可変増幅部VA2のゲイン $K_{IV}$ を前記式13によって求め、後述のような値に制御する（ $K_{TI} = 0$ 、 $K_{IV} = 0$ ）。なお、このゲイン $K_{IV}$ を前記式13によって求めるために前記式12によってゲイン $K_{TI}$ が求められるが、第1可変増幅部VA1のゲイン $K_{TI}$ は、上述の通り、0に制御される。この処理S8の実行によって電流制御部GVqの出力にq軸電圧指令値の補償値が用いられ、第2減算部SB4によって、電流制御部GVqで生成したq軸電圧指令値から、第2可変増幅部VA2で生成したq軸電圧指令値の補償値が減算され、これにより、前記脈動トルク $T_{dis}$ がこのq軸電圧指令値の補償値によって低減される。

40

#### 【0086】

以上説明したように、本実施形態における電動機駆動制御システムS、電動機駆動制御装置およびこれに実装された電動機駆動制御方法は、次の制御タイミングで生じる脈動トルク $T_{dis}$ を推定し、この推定した脈動トルク $T_{dis}$ を打ち消すための補償値を生成するので、電動機M自体に生じる第1および第2脈動トルク $p_n$ 、 $T_{cog}$ のうちの少なくとも一方、上述では両方を含む脈動トルク $T_{dis}$ をより適切に抑制できる。このため、上記電動機駆動制御システムS、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法は、低振動や低騒音を実現でき、目標速度や目標位置により精度良く追従できる。

50

## 【 0 0 8 7 】

上記電動機駆動制御システム S、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法は、前記脈動トルク  $T_{dis}$ 、上述では第 1 および第 2 脈動トルク  $p_n$ 、 $T_{cog}$  の各周波数  $f_{mag}$ 、 $f_{cog}$ 、第 1 周波数帯域  $FW1$  および第 2 周波数帯域  $FW2$  に基づいて前記補償値を生成するか否かを決定するので、適切に前記補償値を生成できる。

## 【 0 0 8 8 】

前記特許文献 1 は、低速時では、脈動の周波数が小さく、電流制御部のみで脈動を抑制ができる場合でも、電圧指令の基本値に電圧指令補正値を重電する構成であり、ゲインの設定が適切でない場合、電圧指令補正値が外乱となってしまう虞もある。しかしながら、上記電動機駆動制御システム S、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法は、前記処理 S4 において、 $2 \cdot f_{mag} > c_{fi}$  および  $2 \cdot f_{cog} > c_{fi}$  のうちのいずれでもない場合 (No) には、処理 S5 が実行され、第 1 および第 2 可変増幅部 VA1、VA2 の各ゲイン  $K_{TI}$ 、 $K_{IV}$  が 0 に制御されるので、前記補償値が生成されず、前記外乱となることが防止される。

## 【 0 0 8 9 】

なお、上述の実施形態では、電動機 M が表面型永久磁石式同期電動機 (SPMSM) であるので、トルクに寄与する q 軸のみに対し、必要に応じて脈動トルクを打ち消すための補償値が導入されたが、電動機 M の種類に応じて、q 軸および d 軸に対し、脈動トルクを打ち消すための補償値が導入されてもよい。

## 【 0 0 9 0 】

また、上述の実施形態において、補償値生成部 CV は、前記補償値に基づく制御指令値に対応する電圧値が前記電動機に給電する電源における所定の出力電圧値を超える場合には、前記補償値を生成しないことが好ましい。前記所定の出力電圧値は、予め適宜に設定され、例えば、電源に接続する電動機 M やインバータ IV の仕様や運転条件等を考慮して設定される。このような電動機駆動制御システム S、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法は、電源の定格電圧値以内で電動機 M を制御するので、制御の不安定化を回避できる。特に、前記特許文献 1 では、上述のように、前記重畳後の電圧指令を、フィードバック制御を介さずに直接 PWM 制御部に入力しているため、前記重畳後の電圧指令に対応する電圧値が電源電圧を超えると、制御が困難となるが、この変形形態では、このような事態が回避できる。

## 【 0 0 9 1 】

図 6 は、変形形態における電動機駆動制御システムにおける動作を示すフローチャートである。このような変形形態における電動機駆動制御システムは、図 6 に示すように、図 5 を用いて上述した処理 S8 の実行前に、処理 S11 を実行する。すなわち、変形形態における電動機駆動制御システムは、図 5 を用いて上述した処理 S1 ないし処理 S7 の各処理を実行し、処理 S6 での判定の結果、前記各場合のうちの少なくともいずれかである場合 (Yes) では、電動機駆動制御システム S は、次に、処理 S11 を実行する。

## 【 0 0 9 2 】

この処理 S11 では、電動機駆動制御システム S は、補償値生成部 CV のゲイン制御部 GC によって、前記補償値に基づく制御指令値に対応する電圧値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  が電動機 M に給電する電源の定格電圧値  $V_{dc}$  を超えているか否かを判定する。より具体的には、ゲイン制御部 GC は、前記補償値に基づく制御指令値に対応する電圧値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  がマージン  $a$  を考慮した定格電圧値  $V_{dc}$  の  $a$  倍以下であるか否かを判定する ( $(v_d^* + v_q^*) \cdot a < V_{dc}$ )。  $a$  は、1 未満で予め適宜に設定され、例えば、 $0.9 < a < 1$  の範囲のいずれかの値に設定される。この判定の結果、前記  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  が  $a \cdot V_{dc}$  以下である場合 (Yes) には、電動機駆動制御システム S は、次に、図 5 を用いて上述した処理 S8 を実行した後に、今回の制御タイミングでの本処理を終了する。一方、前記判定の結果、前記  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  が  $a \cdot V_{dc}$  以下ではない場合 (No) には、電動機駆動制御システム S は、何も実行せずに、今回の制御タイミングでの本処理を終了する。これにより、制御の不安定化が回避される。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 9 3 】

本発明を表現するために、上述において図面を参照しながら実施形態を通して本発明を適切且つ十分に説明したが、当業者であれば上述の実施形態を変更および/または改良することは容易に為し得ることであると認識すべきである。したがって、当業者が実施する変更形態または改良形態が、請求の範囲に記載された請求項の権利範囲を離脱するレベルのものでない限り、当該変更形態または当該改良形態は、当該請求項の権利範囲に包括されると解釈される。

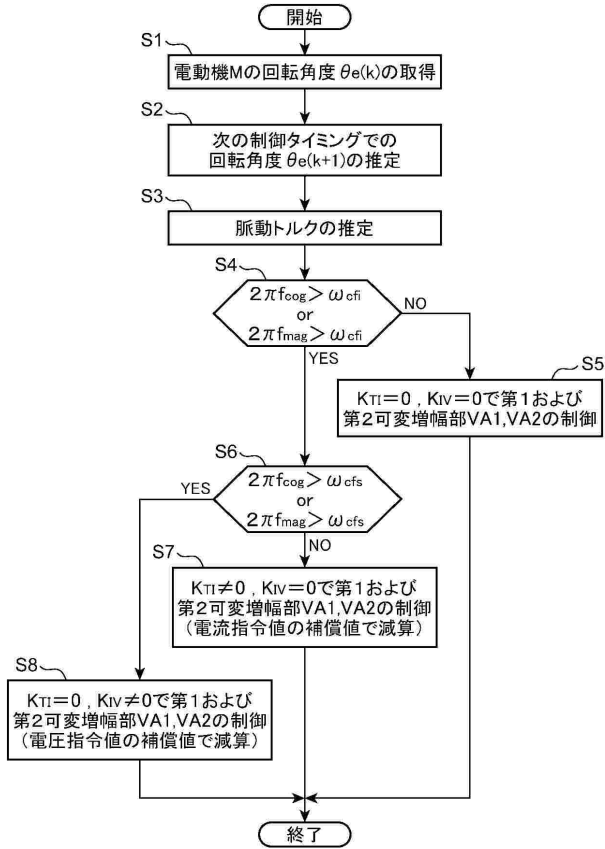
## 【符号の説明】

## 【 0 0 9 4 】

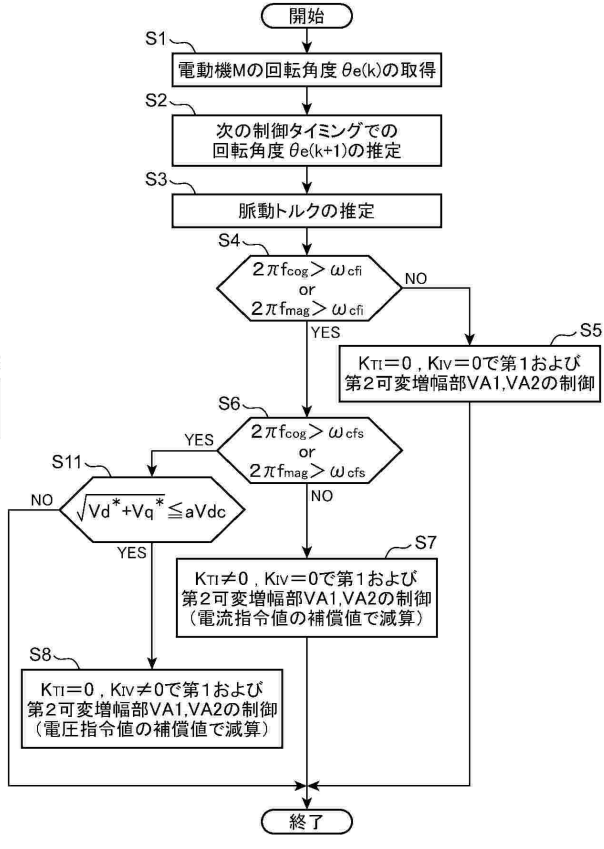
S	電動機駆動制御システム	10
M	電動機	
I V	インバータ回路	
P M	P W M変調器	
D C	駆動制御部	
C S	電流測定部	
V S	回転角度測定部	
C V 1	2相3相変換部	
C V 2	3相2相変換部	
R S C	回転速度処理部	
P T	脈動トルク推定部	20
D A	回転角度推定部	
P N	第1脈動トルク推定部	
T C	第2脈動トルク推定部	
S M	加算部	
C V	補償値生成部	
V A 1	第1可変増幅部	
V A 2	第2可変増幅部	
G C	ゲイン制御部	
S B 3	第1減算部	
S B 4	第2減算部	30



【 図 5 】



【 図 6 】



10

20

30

40

50

## フロントページの続き

兵庫県神戸市中央区脇浜海岸通二丁目2番4号 株式会社神戸製鋼所内

審査官 谿花 正由輝

- (56)参考文献 特開2006-067665(JP,A)  
米国特許出願公開第2014/0265962(US,A1)  
特許第3822565(JP,B2)  
国際公開第2016/104427(WO,A1)
- (58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)  
H02P 21/05