

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号
特許第7189075号
(P7189075)

(45)発行日 令和4年12月13日(2022.12.13)

(24)登録日 令和4年12月5日(2022.12.5)

(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 9 (全25頁)

(21)出願番号	特願2019-90433(P2019-90433)	(73)特許権者	000001199 株式会社神戸製鋼所 兵庫県神戸市中央区脇浜海岸通二丁目2 番4号
(22)出願日	令和1年5月13日(2019.5.13)	(74)代理人	100115381 弁理士 小谷 昌崇
(65)公開番号	特開2019-201545(P2019-201545 A)	(74)代理人	100111453 弁理士 櫻井 智
(43)公開日	令和1年11月21日(2019.11.21)	(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
審査請求日	令和3年10月26日(2021.10.26)	審査官	島倉 理
(31)優先権主張番号	特願2018-92815(P2018-92815)		
(32)優先日	平成30年5月14日(2018.5.14)		
(33)優先権主張国・地域又は機関	日本国(JP)		

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】

インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する電動機駆動制御装置であって、
前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、
生成する電圧パターン生成部と、

前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、
当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化部と、

前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該
時系列な平滑電圧パターンが前記電動機に入力された場合における前記電動機の制御目的
に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測部と、

前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、前記予測部で
予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電
圧パターンを選択する電圧パターン選択部と、

前記電圧パターン選択部で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記イン
バータ回路を制御するインバータ制御部とを備える、
電動機駆動制御装置。

【請求項2】

前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定する判定部をさら
に備え、

前記平滑化部は、前記判定部の判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成する、

請求項 1 に記載の電動機駆動制御装置。

【請求項 3】

前記平滑化部は、

前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化するデジタルローパスフィルタ部と、

平滑化の度合いを表す所定の平滑度となるように、前記デジタルローパスフィルタ部のフィルタ係数を制御するフィルタ係数制御部とを備える、

請求項 1 または請求項 2 に記載の電動機駆動制御装置。

【請求項 4】

前記電動機の制御目的に関する所定の物理量は、回転速度である、

請求項 1 ないし請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電動機駆動制御装置。

【請求項 5】

前記電動機の制御目的に関する所定の物理量は、駆動電流である、

請求項 1 ないし請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電動機駆動制御装置。

【請求項 6】

前記電動機へ流れる電流を取得する電流取得部と、

前記電動機の回転速度を取得する回転速度取得部とをさらに備え、

前記判定部は、前記電流取得部で取得した電流、前記回転速度取得部で取得した回転速度、前記インバータ回路に給電される最大電圧および前記電動機の特性パラメータに基づいて前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定する、

請求項 1 ないし請求項 5 のいずれか 1 項に記載の電動機駆動制御装置。

【請求項 7】

インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する電動機駆動制御方法であって、

前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する電圧パターン生成工程と、

前記電圧パターン生成工程で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化工程と、

前記平滑化工程で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが前記電動機に入力された場合における前記電動機の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測工程と、

前記平滑化工程で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、前記予測工程で予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択工程と、

前記電圧パターン選択工程で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記インバータ回路を制御するインバータ制御工程とを備える、

電動機駆動制御方法。

【請求項 8】

前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定する判定工程をさらに備え、

前記平滑化工程は、前記判定工程の判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成する、

請求項 7 に記載の電動機駆動制御方法。

【請求項 9】

電動機と、

前記電動機を駆動するインバータ回路と、

前記インバータ回路を制御することで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 ないし請求項 6 のいずれか 1 項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。

10

20

30

40

50

【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】

電動機の駆動制御には、例えばPI制御を用いたフィードバック制御が用いられることが多い。その速度制御では、目標速度に対する応答性は、電動機が用いられた製品の性能に影響するため、その高さが要求される。前記フィードバック制御では、フィードバックゲインを大きく設定することで、応答性を向上できるが、いわゆるオーバーシュートやハンチングが生じてしまう虞がある。

10

【0003】

このため、従来前記フィードバック制御に較べて高い応答性を実現できることから、モデル予測制御(model predictive control、MPC)が電動機の駆動制御に提案されている(例えば、特許文献1および特許文献2参照)。このモデル予測制御では、制御周期ごとに次の一連の処理が繰り返し実行されることで電動機が駆動制御される。前記一連の処理において、まず、電動機のモデルを用いることで複数の候補入力電圧ごとに、電動機における将来の挙動が予測される。次に、各予測結果(電動機の各挙動)が評価され、最も目標に近い予測結果が選択され、この選択された予測結果を与える候補入力電圧で電動機が駆動制御される。このようなモデル予測制御では、予測結果を基に最適化した候補入力電圧を決定できることから、従来前記フィードバック制御を超える高い応答性が期待できる。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【文献】特開2008-228419号公報
特開2013-62949号公報

【発明の概要】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところで、モデル予測制御は、上述のように、制御周期ごとに、前記予測および評価結果によって決定された候補入力電圧で電動機が駆動制御される。このため、制御周期で繰り返し実行される各制御間における入力電圧の差異が大きくなる場合がある。すなわち、前記各入力電圧をインバータ回路で生成する場合、前記インバータ回路の各出力電圧の差異が大きくなる場合がある。さらに、モデル予測制御では、上述から、インバータ回路のスイッチング操作は、1回の制御周期で1回のみとなることから、インバータ回路のスイッチング周期をモデル予測制御の制御周期に対し独立に設定できない。これらを要因として大きな電流脈動が生じてしまう。

40

【0006】

この電流脈動は、電動機の損失、出力トルクの脈動、機械的な振動および騒音を引き起こしてしまい、小さいことが望まれる。このため、インバータ回路のスイッチング周期を高めるために、モデル予測制御の制御周期を小さく設定したいが、この場合、単位時間当たりの情報処理量が多い、モデル予測制御の演算を実行する情報処理装置が必要となってしまう。

【0007】

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、モデル予測制御で電動機を駆動制御する場合に、電流脈動を低減できる電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法ならびに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

50

とである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

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、インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する装置であって、前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する電圧パターン生成部と、前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化部と、前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが前記電動機に入力された場合における前記電動機の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測部と、前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、前記予測部で予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択部と、前記電圧パターン選択部で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記インバータ回路を制御するインバータ制御部とを備える。好ましくは、電動機駆動制御装置は、インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する装置であって、前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する電圧パターン生成部と、前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化部と、前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが前記電動機に入力された場合における前記電動機の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測部と、前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、前記予測部で予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択部と、前記電圧パターン選択部で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記インバータ回路を制御するPWMインバータ制御部と、前記平滑化部で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記予測部で予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択部と、前記電圧パターン生成部、前記平滑化部、前記電圧パターン選択部および前記PWMインバータ制御部に、所定の制御周期で繰り返し実施させる繰り返し制御部とを備える。

【0009】

このような電動機駆動制御装置は、前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれを、前記平滑化部で平滑化し、この平滑化した複数の時系列な平滑電圧パターンの中から選択した平滑電圧パターンを用いるので、制御周期で繰り返し実行される各制御間における入力電圧の差異を低減できるから、電流脈動を低減できる。

【0010】

他の一態様では、上述の電動機駆動制御装置において、前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能なかを判定する判定部をさらに備え、前記平滑化部は、前記判定部の判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成する。

【0011】

このような電動機駆動制御装置は、前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能なかを判定した判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成するので、前記電動機を安定的に駆動できる。

【0012】

他の一態様では、これら上述の電動機駆動制御装置において、前記平滑化部は、前記電圧パターン生成部で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化するデジタルローパスフィルタ部と、平滑化の度合いを表す所定の平滑度となるように、前記デジタルローパスフィル

10

20

30

40

50

タ部のフィルタ係数を制御するフィルタ係数制御部とを備える。

【0013】

このような電動機駆動制御装置は、フィルタ係数制御部を備えるので、平滑度を調整できる。

【0014】

他の一態様では、これら上述の電動機駆動制御装置において、前記電動機の制御目的に関する所定の物理量は、回転速度である。

【0015】

これによれば、速度制御できる電動機駆動制御装置が提供できる。

【0016】

他の一態様では、これら上述の電動機駆動制御装置において、前記電動機の制御目的に関する所定の物理量は、駆動電流である。

【0017】

これによれば、駆動電流制御によるトルク制御できる電動機駆動制御装置が提供できる。

【0018】

他の一態様では、これら上述の電動機駆動制御装置において、前記電動機へ流れる電流を取得する電流取得部と、前記電動機の回転速度を取得する回転速度取得部とをさらに備え、前記判定部は、前記電流取得部で取得した電流、前記回転速度取得部で取得した回転速度、前記インバータ回路に給電される最大電圧および前記電動機の特性パラメータに基づいて前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定する。

【0019】

このような電動機駆動制御装置は、その取得した電流および回転速度（電動機の駆動状態）、ならびに、予め求められる最大電圧および特性パラメータに基づいて前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定するので、前記電動機の駆動状態からリアルタイムで前記判定を実施できる。

【0020】

本発明の他の一態様にかかる電動機駆動制御方法は、インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する方法であって、前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する電圧パターン生成工程と、前記電圧パターン生成工程で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化工程と、前記平滑化工程で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが前記電動機に入力された場合における前記電動機の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測工程と、前記平滑化工程で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、前記予測工程で予測された前記電動機の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択工程と、前記電圧パターン選択工程で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、前記インバータ回路を制御するインバータ制御工程とを備える。

【0021】

このような電動機駆動制御方法は、前記電圧パターン生成工程で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれを、前記平滑化工程で平滑化し、この平滑化した複数の時系列な平滑電圧パターンの中から選択した平滑電圧パターンを用いるので、制御周期で繰り返し実行される各制御間における入力電圧の差異を低減できるから、電流脈動を低減できる。

【0022】

他の一態様では、上述の電動機駆動制御方法において、前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定する判定工程をさらに備え、前記平滑化工程は、前記判定工程の判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成する。

【0023】

このような電動機駆動制御方法は、前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能か否かを判定した判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成するので、前記電

10

20

30

40

50

動機を安定的に駆動できる。

【 0 0 2 4 】

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、前記電動機を駆動するインバータ回路と、前記インバータ回路を制御することで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。

【 0 0 2 5 】

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、モデル予測制御で電動機を駆動制御する場合に、電流脈動を低減できる。

10

【発明の効果】

【 0 0 2 6 】

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、モデル予測制御で電動機を駆動制御する場合に、電流脈動を低減できる。そして、本発明によれば、こ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。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 7 】

【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】図 1 に示す第 1 実施形態の電動機駆動制御システムにおける M P C 制御部の構成を示すブロック図である。

20

【図 3】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 4】前記インバータ回路で出力可能な電圧を示すベクトル図である。

【図 5】前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンの一例を説明するための図である。

【図 6】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 7】第 1 実施形態において、速度制御のシミュレーション結果を示す図である。

【図 8】図 1 に示す第 2 実施形態の電動機駆動制御システムにおける M P C 制御部の構成を示すブロック図である。

【図 9】第 2 実施形態において、速度制御のシミュレーション結果を示す図である。

30

【図 10】インバータ回路の出力可能な電圧範囲において、速度偏差および電流偏差の平滑度別に関する、速度制御のシミュレーション結果を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 8 】

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。

【 0 0 2 9 】

40

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、インバータ回路の出力で駆動される電動機を制御する電動機駆動制御装置を備える。本実施形態では、電動機駆動制御システム S は、モデル予測制御を用いたベクトル制御によって、電動機を、制御しつつ、駆動する。以下、このような電動機駆動システムについて、第 1 および第 2 実施形態で、より具体的に説明する。

【 0 0 3 0 】

(第 1 実施形態)

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 1 には、第 1 および第 2 実施形態における電動機駆動制御システムの各構成が図示されており、第 1 および第 2 実施形態における電動機駆動システム S a、S b において共通な各

50

構成は、添え字無しで図示され、第1実施形態における電動機駆動システムS aの構成は、添え字「a」を付加することによって図示され、第2実施形態における電動機駆動システムS bの構成は、添え字「b」を付加することによって図示されている。図2は、図1に示す第1実施形態の前記電動機駆動制御システムにおけるM P C制御部の構成を示すブロック図である。図3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4は、前記インバータ回路で出力可能な電圧を示すベクトル図である。図5は、前記インバータ回路で出力可能な時系列な電圧パターンの一例を説明するための図である。

【0031】

第1実施形態における電動機駆動制御システムS aは、例えば、図1に示すように、電動機Mと、インバータ回路I Vと、P W M変調器P Wと、2相3相変換部C V 1と、モデル予測制御部M C aと、3相2相変換部C V 2と、回転速度処理部R S Cと、電流測定部C Sと、回転角度測定部V Sとを備える。

10

【0032】

電動機Mは、インバータ回路I Vに接続され、インバータ回路I V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I V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、本実施形態では永久磁石式同期電動機(permanent magnet synchronous motor、P M S M)である。なお、電動機Mは、これに限定されるものではなく、例えば、例えば、誘導電動機(induction motor、I M)やS Rモータ(Switched Reluctance motor、S R M)等の他の種類であっても良い。

20

【0033】

P W M変調器P W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I V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、P W M変調器P Wおよびインバータ回路I Vにより、三相交流電力で電動機を駆動する、いわゆる3相P W Mインバータモータドライバが構成される。これらP W M変調器P Wおよびインバータ回路I Vは、2相3相変換部C V 1を介してモデル予測制御部M C aに接続され、モデル予測制御部M C aの制御に従って、直流電源V d c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、P W M変調器P Wは、モデル予測制御部M C aの制御に従った周波数およびパルス幅の矩形波を後述の制御信号(I V制御信号)としてインバータ回路I Vへ出力する回路である。インバータ回路I Vは、P W M変調器P Wに接続され、P W M変調器P WからのI V制御信号に従って、直流電源V d c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I Vは、例えば、図3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T rを1組として、互いに並列に接続された3組T r 1、T r 4；T r 2、T r 5；T r 3、T r 6を備える。より具体的には、インバータ回路I Vは、6個の第1ないし第6スイッチングT r 1～T r 6を備える。これら第1ないし第6スイッチング素子T r 1～T r 6は、例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(I G B T)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T r 1～T r 3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V d cの一方端子に接続される。第1スイッチング素子T r 1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T r 4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T r 2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T r 5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T r 3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T r 6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T r 4～T r 6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V d c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T r 1～T r 6における、スイッチング素子T rをオンオフするためのI V制御信号が入力される各制御端子(例えばゲート端子)は、P W M変調器P Wに接続される。これら第1ないし第6スイッチング素子T r 1～T r 6それぞれにおいて、その一方端子と他方

30

40

50

端子との各間それぞれには、他方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。

【0034】

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。

【0035】

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 および回転速度処理部 RS_C 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 および回転速度処理部 RS_C 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良い。

【0036】

2相3相変換部 CV_1 は、モデル予測制御部 MC_a 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）およびモデル予測制御部 MC_a で後述のように求められた平滑電圧パターンに基づく目標電圧 v_d^* 、 v_q^* から、この目標電圧 v_d^* 、 v_q^* に対応する目標の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。

【0037】

3相2相変換部 CV_2 は、モデル予測制御部 MC_a 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 をモデル予測制御部 MC へ出力するものである。

【0038】

回転速度処理部 RS_C は、モデル予測制御部 MC_a 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 ω_m を求め、この求めた回転速度 ω_m をモデル予測制御部 MC_a 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 θ_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 ω_m が求められる。

【0039】

モデル予測制御部 MC_a は、モデル予測制御を用いたベクトル制御によって、電動機MをPWM変調器 PW およびインバータ回路 IV を介して駆動制御するものである。モデル予測制御部 MC_a は、より具体的には、例えば、図2に示すように、制御部11と、電圧

10

20

30

40

50

パターン生成部 1 2 と、平滑化部 1 3 a と、予測部 1 4 と、電圧パターン選択部 1 5 と、PWM インバータ制御部 1 6 とを備える。

【 0 0 4 0 】

制御部 1 1 は、電動機駆動制御システム S a の各部を当該各部の機能に応じて制御し、電動機駆動制御システム S a 全体の制御を司るものである。

【 0 0 4 1 】

電圧パターン生成部 1 2 は、インバータ回路 I V で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成するものである。すなわち、電圧パターン生成部 1 2 は、インバータ回路 I V で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する電圧パターン生成処理を実施する。インバータ回路 I V は、本実施形態では、上述のように、2 レベル 3 相インバータであるので、第 1 ないし第 6 スイッチング素子 $T r 1 \sim T r 6$ のスイッチング態様に依じて、図 4 に示すように、 $2^3 = 8$ 通りの電圧を出力できる。なお、電圧ベクトル V_0 は、第 1 ないし第 3 スイッチング素子 $T r 1 \sim T r 3$ がオフであって第 4 ないし第 6 スイッチング素子 $T r 4 \sim T r 6$ がオンであり、電動機 M に給電されない場合 ($V_0 = (0, 0, 0)$) である。電圧ベクトル V_7 は、第 1 ないし第 3 スイッチング素子 $T r 1 \sim T r 3$ がオンであって第 4 ないし第 6 スイッチング素子 $T r 4 \sim T r 6$ がオフであり、電動機 M に給電されない場合 ($V_7 = (0, 0, 0)$) である。時系列な電圧パターンは、予測する制御周期数である予測ホライズン、および、制御入力である電圧を可変とする制御周期数である制御ホライズンによって決定される。このため、モデル予測制御部 M C a には、予め予測ホライズンの数値および制御ホライズンの数値が、モデル予測制御の仕様等に応じて適宜に予め設定され、電圧パターン生成部 1 2 は、インバータ回路 I V で出力可能な電圧 (上述では 8 通り)、予測ホライズンの数値および制御ホライズンの数値に応じて互いに異なる複数の時系列な電圧パターンを生成する。図 5 には、一例として、予測ホライズン N_p が 2 であり、制御ホライズン N_c が 1 である場合のインバータ回路 I V で出力可能な全ての時系列な電圧パターンが樹形図で図示されている。図 5 では、現在の N 番目の制御における電圧に対し、予測ホライズン N_p が 2 であるので、次の (N + 1) 番目の制御における電圧と、さらに次の (N + 2) 番目の制御における電圧とが予測され、制御ホライズン N_c が 1 であるので、インバータ回路 I V で出力可能な全ての時系列な電圧パターンは、現在の N 番目の制御における電圧から、次の (N + 1) 番目の制御では、8 通りの電圧 $V_0 \sim V_8$ に分岐し、さらに次の (N + 2) 番目の制御では、各電圧 $V_0 \sim V_8$ から、それぞれ当該電圧 $V_0 \sim V_8$ に維持された 8 組の時系列な電圧パターンである。なお、他の一例として、予測ホライズンが 2 であり、制御ホライズンが 2 である場合、現在の N 番目の制御における電圧に対し、予測ホライズンが 2 であるので、次の (N + 1) 番目の制御における電圧と、さらに次の (N + 2) 番目の制御における電圧とが予測され、制御ホライズンが 2 であるので、インバータ回路 I V で出力可能な全ての時系列な電圧パターンは、(N + 1) 番目の制御および (N + 2) 番目の制御それぞれで 8 通りの電圧 $V_0 \sim V_8$ に分岐し、6 4 組の時系列な電圧パターンである。

【 0 0 4 2 】

平滑化部 1 3 a は、電圧パターン生成部 1 2 で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化 (スムージング) するものである。すなわち、平滑化部 1 3 a は、電圧パターン生成部 1 2 で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する平滑化処理を実施する。より具体的には、本実施形態では、平滑化部 1 3 a は、時系列な電圧パターンをローパスフィルタでフィルタリングすることで前記時系列な電圧パターンを平滑化する。より詳しくは、モデル予測制御部 M C a が、予め設定された所定の制御周期ごとに繰り返し電動機 M を制御する場合、k 番目の制御における d q 軸 (回転座標系) での電圧ベクトルを $v_{dq}(k)$ とし、その平滑化した電圧ベクトルを $v_{dq_s}(k)$ とし、パラメータとして、平滑化の度合いを調整する平滑度を K_a とする場合に、平滑化部 1 3 a は、電圧パターン生成部 1 2 によって生成された時系列な電圧パターンを、次式 1 で平滑化する。式 1 では、k 番目の制御に

10

20

30

40

50

おける、平滑化した電圧ベクトルを $v_{dq_s}(k)$ は、それまでの $(k-1)$ 番目の制御における、平滑化した電圧ベクトル $v_{dq_s}(k-1)$ と k 番目の制御における電圧ベクトルを $v_{dq}(k)$ とを、平滑度 K_a で重み付けした重み付け平均することによって求められる。平滑度 K_a は、0 から 1 までの範囲内で予め適宜に設定される ($0 < K_a < 1$)。平滑度 K_a が 1 に近づくほど、 $(k-1)$ 番目の制御における、平滑化した電圧ベクトル $v_{dq_s}(k-1)$ が重視され、 k 番目の制御における、平滑化した電圧ベクトル $v_{dq_s}(k)$ 中に占める、 $(k-1)$ 番目の制御における、平滑化した電圧ベクトル $v_{dq_s}(k-1)$ の割合が大きくなり、逆に、平滑度 K_a が 0 に近づくほど、 k 番目の制御における電圧ベクトル $v_{dq}(k)$ が重視され、 k 番目の制御における、平滑化した電圧ベクトル $v_{dq_s}(k)$ 中に占める、 k 番目の制御における電圧ベクトル $v_{dq}(k)$ の割合が大きくなる。なお、電圧ベクトル $v_{dq}(k)$ は、 $[v_d(k), v_q(k)]^T$ である ($v_{dq}(k) = [v_d(k), v_q(k)]^T$)。

10

【0043】

【数1】

$$\text{式 1 ; } \mathbf{v}_{dqs}(k) = K_\alpha \mathbf{v}_{dqs}(k-1) + (1 - K_\alpha) \mathbf{v}_{dq}(k)$$

【0044】

ここで、 $k=1$ の場合における式 1 の右辺第 1 項の $v_{dq_s}(0)$ には、前回の制御周期の制御で実際にインバータ回路 IV から出力された電圧値が用いられる。

20

【0045】

上述の例では、現在の k 番目の制御において、電圧パターン生成部 12 で生成された 8 通りの、2 制御周期先までの $[v_{dq}(k+1), v_{dq}(k+2)]$ に対し、平滑化部 13a によって 8 通りの、2 制御周期先までの $[v_{dq_s}(k+1), v_{dq_s}(k+2)]$ が求められる。

【0046】

予測部 14 は、平滑化部 13a で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが電動機 M に入力された場合における前記電動機 M の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測するものである。すなわち、平滑化部 13a で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが電動機 M に入力された場合における前記電動機 M の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する予測処理を実施する。より具体的には、本実施形態では、前記電動機 M の制御目的に関する所定の物理量は、回転速度であり、このため、予測部 14 は、平滑化した d 軸電圧 v_{ds} を用いた次式 2 によって d 軸電流 i_d を求め、平滑化した q 軸電圧 v_{qs} を用いた次式 3 によって q 軸電流 i_q を求める。そして、予測部 14 は、次式 4 によってトルク T_e を求め、この求めたトルク T_e を用いた次式 5 によって回転速度 ω_m を求める。

30

【0047】

【数2】

$$\text{式 2 ; } i_d(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L_d}\right) i_d(k) + \frac{T_s L_q}{L_d} \omega_e(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} v_{ds}(k)$$

40

【0048】

【数3】

$$\text{式 3 ; } i_q(k+1) = \left(1 - \frac{T_s R}{L_q}\right) i_q(k) - \frac{T_s L_d}{L_q} \omega_e(k) i_d(k) - \frac{T_s \psi}{L_q} \omega_e(k) + \frac{T_s}{L_q} v_{qs}(k)$$

【0049】

50

【数 4】

$$\text{式 4 ; } T_e(k+1) = \frac{3}{2} p(\psi i_q(k) + (L_d - L_q)i_d(k)i_q(k))$$

【0050】

【数 5】

$$\text{式 5 ; } \omega_m(k+1) = \frac{J - T_s D}{J} \omega_m(k) + \frac{T_s}{J} (T_e(k) - T_l(k))$$

10

【0051】

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、 L_d は、 d 軸インダクタンスであり、 L_q は、 q 軸インダクタンスである。なお、本実施形態では、電動機 M が永久磁石式同期電動機であるので、 $L_d = L_q = L$ となる。 T_s は、制御周期であり、 R は、電動機 M の巻線抵抗であり、 $\omega_m(k)$ は、 k 番目の制御における、測定された回転速度（実績の回転速度）であり、 p は、電動機 M における極対数であり、 ψ は、電動機 M における永久磁石の鎖交磁束であり、 J は、電動機 M における回転子の慣性モーメントであり、 D は、電動機 M における回転子の動摩擦抵抗である。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

【0052】

上述の例では、現在の k 番目の制御において、平滑化部 13a で求められた 8 通りの $[v_{dq}(k+1), v_{dq}(k+2)]$ に対し、予測部 14 によって、8 通りの 2 制御周期先までの $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ および 2 制御周期先までの $[\omega_m(k+1), \omega_m(k+2)]$ が各予測値として求められる。なお、電流ベクトル $i_{dq}(k)$ は、 $[i_d(k), i_q(k)]^T$ である ($i_{dq}(k) = [i_d(k), i_q(k)]^T$)。

【0053】

電圧パターン選択部 15 は、平滑化部 13a で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、予測部 14 で予測された電動機 M の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択するものである。すなわち、電圧パターン選択部 15 は、平滑化部 13a で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、予測部 14 で予測された電動機 M の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する電圧パターン選択処理を実施する。より具体的には、電圧パターン選択部 15 は、平滑化部 13a で平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、予測部 14 で予測された電動機 M の電流予測値 $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ および回転速度予測値 $[\omega_m(k+1), \omega_m(k+2)]$ を、例えば次式 6 の評価式 g に用いることによって、前記時系列な平滑電圧パターンを定量的に評価し、前記複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、最も高い評価の電流予測値 $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ および回転速度予測値 $[\omega_m(k+1), \omega_m(k+2)]$ に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する。式 6 の評価式 g では、評価値が小さいほど、評価が高い。したがって、前記複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、最も小さい評価値を与える電流予測値 $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ および回転速度予測値 $[\omega_m(k+1), \omega_m(k+2)]$ に対応する時系列な平滑電圧パターンが最適な時系列な平滑電圧パターンとして選択される。なお、モデル予測制御部 MCa には、外部から制御目的の目標値の回転速度 ω_m^* が入力され、設定される。

30

40

【0054】

【数 6】

50

$$\text{式 6 ; } g = a \sum_{i=1}^{N_p} g_s(k+i) + b \sum_{i=1}^{N_p} g_c(k+i)$$

$$\text{式 6a ; } g_s(k) = (\omega_m^*(k) - \omega_m(k))^2$$

$$\text{式 6b ; } g_c(k) = (0.0 - i_d(k))^2$$

10

【 0 0 5 5 】

上記式 6 の評価式 g は、速度制御の上で重要となることから、速度偏差を第 1 項とし、永久磁石式同期電動機の場合、無駄な給電を防止するために、トルクの発生に寄与しない d 軸電流 i_d を 0 に保持することが重要であることから、電流偏差を第 2 項とし、これら第 1 項および第 2 項を係数 a 、 b で線形結合することで構成されている。したがって、第 1 項と第 2 項における相対的な重要度に応じて係数 a 、 b が予め適宜に決定される。言い換えれば、係数 a 、 b で第 1 項と第 2 項における相対的な重要度が調整できる。すなわち、電動機 M の制御で、速度偏差が電流偏差より相対的に重要である場合には、係数 a は、係数 b より大きく設定され ($a > b$)、逆に、電動機 M の制御で、電流偏差が速度偏差より相対的に重要である場合には、係数 b は、係数 a より大きく設定され ($b > a$)、両者が等しく重要である場合には、係数 a は、係数 b と同値に設定される ($a = b$)。

20

【 0 0 5 6 】

PWM インバータ制御部 16 は、電圧パターン選択部 15 で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、インバータ回路 IV を制御するものである。すなわち、PWM インバータ制御部 16 は、電圧パターン選択部 15 で選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、インバータ回路 IV を制御する PWM インバータ制御処理を実施する。より具体的には、本実施形態では、PWM インバータ制御部 16 は、現在、 k 番目の制御である場合に、電圧パターン選択部 15 で選択された時系列な平滑電圧パターンにおける次の $(k+1)$ 番目の制御での d 軸電圧 $v_d(k+1)$ および q 軸電圧 $v_q(k+1)$ それぞれを d 軸目標電圧 v_d^* および q 軸目標電圧 v_q^* それぞれとして、この目標電圧 v_d^* 、 v_q^* に対応する目標の 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、2 相 3 相変換部 $CV1$ に PWM 制御信号を生成させてこの PWM 制御信号で PWM 変調器 PW に IV 制御信号を生成させ、この生成させた IV 制御信号を PWM 変調器 PW からインバータ回路 IV へ出力させる。

30

【 0 0 5 7 】

そして、制御部 11 は、前記電圧パターン生成処理、前記平滑化処理、前記予測処理、前記電圧パターン選択処理および前記インバータ制御処理を、電圧パターン生成部 12、平滑化部 13a、予測部 14、電圧パターン選択部 15 および PWM インバータ制御部 16 に、所定の制御周期で繰り返し実施させる。

40

【 0 0 5 8 】

このようなモデル予測制御部 MCa 、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、モデル予測制御部 MCa における制御部 11、電圧パターン生成部 12、平滑化部 13a、予測部 14、電圧パターン選択部 15 および PWM インバータ制御部 16、2 相 3 相変換部 $CV1$ 、3 相 2 相変換部 $CV2$ 、ならびに、回転速度処理部 RSC は、所定のプログラムの実行により、前記 CPU に機能的に構成される。

【 0 0 5 9 】

50

次に、本実施形態の動作について説明する。図 6 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。図 6 には、第 1 および第 2 実施形態における電動機駆動制御システムの各処理が図示されており、第 1 および第 2 実施形態における電動機駆動システム S a、S b において共通な各処理は、添え字無しで図示され、第 1 実施形態における電動機駆動システム S a の処理は、添え字「a」を付加することによって図示され、第 2 実施形態における電動機駆動システム S b の処理は、添え字「b」を付加することによって図示されている。図 7 は、第 1 実施形態において、速度制御のシミュレーション結果を示す図である。

【0060】

このような第 1 実施形態の電動機駆動制御システム S a 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 CPU には、モデル予測制御部 M C a、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、モデル予測制御部 M C a には、制御部 1 1、電圧パターン生成部 1 2、平滑化部 1 3 a、予測部 1 4、電圧パターン選択部 1 5 および PWM インバータ制御部 1 6 が機能的に構成される。

10

【0061】

そして、図 6 に示す処理 S 1 1 ないし処理 S 1 7 の各処理が、電動機 M の駆動が停止されるまで、制御部 1 1 によって所定の制御周期ごとに繰り返し実行される。

【0062】

図 6 において、まず、今回 (k 番目) において、電流測定部 C S によって測定された各相の電流値が取得され、回転角度測定部 V S によって測定された回転角度の値が取得される (S 1 1)。電流測定部 C S は、この取得した各相の電流値を、3 相 2 相変換部 C V 2 へ出力し、回転角度測定部 V S は、この取得した回転角度値を、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 それぞれへ出力する。

20

【0063】

続いて、3 相 2 相変換部 C V 2 は、処理 S 1 1 で取得された各相の電流値および回転角度値から、d 軸電流 i_d および 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 をモデル予測制御部 M C a へ出力し、回転速度処理部 R S C は、処理 S 1 1 で取得された各相の電流値および回転角度値から、回転速度 ω_m を求め、この求めた回転速度 ω_m を、モデル予測制御部 M C a へ出力する (S 1 2)。

30

【0064】

続いて、モデル予測制御部 M C a は、電圧パターン生成部 1 2 によって、予め設定された予測ホライズンの値および制御ホライズンの値に応じて、インバータ回路 I V で出力可能な時系列な電圧パターンを、互いに異なるように複数、生成する (S 1 3、電圧パターン生成処理)。

【0065】

続いて、モデル予測制御部 M C a は、平滑化部 1 3 a によって、処理 S 1 2 で電圧パターン生成部 1 2 によって生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する (S 1 4 a、平滑化処理)。

40

【0066】

続いて、モデル予測制御部 M C a は、予測部 1 4 によって、処理 S 1 4 a で平滑化部 1 3 a によって平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な平滑電圧パターンが電動機 M に入力された場合における前記電動機 M の制御目的に関する所定の物理量の値を予測値として予測する (S 1 5、予測処理)。より具体的には、本実施形態では、予測部 1 4 は、次式 2 によって d 軸電流 i_d を求め、次式 3 によって q 軸電流 i_q を求め、次式 4 によってトルク T_e を求め、次式 5 によって回転速度予測値 ω_m を求める。

【0067】

続いて、モデル予測制御部 M C a は、電圧パターン選択部 1 5 によって、処理 S 1 4 a

50

で平滑化部 13a によって平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、処理 S15 で予測部 14 によって予測された電動機 M の各予測値の中で最も高い評価の予測値に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する (S16、電圧パターン選択処理)。

【0068】

続いて、モデル予測制御部 MC は、PWM インバータ制御部 16 によって、処理 S16 で電圧パターン選択部 15 によって選択された時系列な平滑電圧パターンに基づいて、PWM 変調器 PW およびインバータ回路 IV を制御して電動機 M を駆動する (S17、PWM インバータ制御処理)。

【0069】

このように電動機 M が、制御目的の目標値の回転速度 ω_m^* となるように、モデル予測制御で制御され、駆動される。

10

【0070】

シミュレーション (数値実験) によって、本実施形態における電動機駆動制御システム Sa、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の効果が検証された。その一実施例の速度制御のシミュレーション結果がその比較例と共に図 7 に示されている。図 7A、図 7B および図 7C は、第 1 実施形態における電動機駆動制御システム Sa による速度制御のシミュレーション結果を示し、図 7A は、回転速度を示し、図 7B は、d 軸電流 i_d を示し、図 7C は、q 軸電流 i_q を示す。図 7D、図 7E および図 7F は、比較例による速度制御のシミュレーション結果を示し、図 7D は、回転速度を示し、図 7E は、d 軸電流 i_d を示し、図 7F は、q 軸電流 i_q を示す。図 7A ないし図 7F における各横軸は、経過時間であり、図 7A および図 7D の各縦軸は、回転速度であり、図 7B および図 7E の各縦軸は、d 軸電流 i_d であり、図 7C および図 7F の各縦軸は、q 軸電流 i_q である。比較例は、電圧パターン生成部 12 で生成された複数の電圧パターンを平滑化せずに、そのまま用いる点を除き、前記実施例と同様である。前記実施例および前記比較例では、モデル予測制御の制御周期は、 $100 \mu\text{sec}$ であり、キャリア周波数は、 10kHz である。前記実施例の平滑度 Ka は、0.9 とした。図 7E および図 7F から分かるように、前記比較例では、d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q それぞれに電流脈動が生じているが、図 7B および図 7C から分かるように、前記実施例では、これに較べて、d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q それぞれの電流脈動が低減されている。そして、図 7A および図 7D から分かるように、目標速度の追従性は、前記実施例と前記比較例とで差が無く、制御の応答性が維持されている。なお、図 7A および図 7D において、破線は、目標値 (参照値、reference) を示し、実線は、測定値 (measured) を示す。

20

30

【0071】

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 Sa、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、候補入力電圧として生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれを平滑化した複数の平滑電圧パターンの中から選択した平滑電圧パターンを用いるので、制御周期で繰り返し実行される各制御間における入力電圧の差異を低減できるから、電流脈動を低減できる。

【0072】

本実施形態によれば、速度制御できる電動機駆動制御システム Sa、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法が提供できる。

40

【0073】

次に、別の実施形態について説明する。

(第 2 実施形態)

平滑化部 13a で生成され電圧パターン選択部 15 で選択された平滑電圧パターンがインバータ回路 IV で出力可能であれば、インバータ回路 IV は、平滑電圧パターンで交流電力を電動機 M に給電でき、第 1 実施形態における電動機駆動制御システム Sa は、安定的に電動機 M を駆動できる。しかしながら、電圧パターン生成部 12 は、予測ホライズンの数値および制御ホライズンの数値に応じて互いに異なる複数の時系列な電圧パターンを

50

生成するので、前記電圧パターンがインバータ回路 I V で生成できる電圧範囲を超える場合が生じ得る。すなわち、前記電圧パターンが、PWM 変調器 P W の I V 制御信号とインバータ回路 I V の出力とが一致しない過変調領域になってしまう虞がある。このような場合には、電動機駆動制御システム S a は、電動機 M を安定的に駆動できなくなってしまう。そこで、第 2 実施形態では、このような平滑電圧パターンが抑制され、電動機 M がより安定的に駆動できる。

【 0 0 7 4 】

図 8 は、図 1 に示す第 2 実施形態の電動機駆動制御システムにおける M P C 制御部の構成を示すブロック図である。このような第 2 実施形態における電動機駆動制御システム S b は、例えば、図 1 に示すように、電動機 M と、インバータ回路 I V と、PWM 変調器 P W と、2 相 3 相変換部 C V 1 と、モデル予測制御部 M C b と、3 相 2 相変換部 C V 2 と、回転速度処理部 R S C と、電流測定部 C S と、回転角度測定部 V S とを備える。すなわち、第 2 実施形態における電動機駆動制御システム S b は、第 1 実施形態における電動機駆動制御システム S a に対し、モデル予測制御部 M C a に代え、モデル予測制御部 M C b を備える。このため、第 2 実施形態の電動機駆動制御システム S b における電動機 M、インバータ回路 I V、PWM 変調器 P W、2 相 3 相変換部 C V 1、3 相 2 相変換部 C V 2、回転速度処理部 R S C、電流測定部 C S および回転角度測定部 V S は、それぞれ、第 1 実施形態の電動機駆動制御システム S a における電動機 M、インバータ回路 I V、PWM 変調器 P W、2 相 3 相変換部 C V 1、3 相 2 相変換部 C V 2、回転速度処理部 R S C、電流測定部 C S および回転角度測定部 V S と同様であるので、その説明を省略する。

【 0 0 7 5 】

モデル予測制御部 M C b は、モデル予測制御を用いたベクトル制御によって、電動機 M を PWM 変調器 P W およびインバータ回路 I V を介して駆動制御するものである。第 2 実施形態では、モデル予測制御部 M C b は、より具体的には、例えば、図 8 に示すように、制御部 1 1 と、電圧パターン生成部 1 2 と、平滑化部 1 3 b と、予測部 1 4 と、電圧パターン選択部 1 5 と、PWM インバータ制御部 1 6 と、判定部 1 7 とを備える。すなわち、第 2 実施形態におけるモデル予測制御部 M C b は、第 1 実施形態におけるモデル予測制御部 M C a に対し、平滑化部 1 3 a に代え、平滑化部 1 3 b を備え、さらに、判定部 1 7 を備える。このため、第 2 実施形態のモデル予測制御部 M C b における制御部 1 1、電圧パターン生成部 1 2、予測部 1 4、電圧パターン選択部 1 5 および PWM インバータ制御部 1 6 は、それぞれ、第 1 実施形態のモデル予測制御部 M C a における制御部 1 1、電圧パターン生成部 1 2、予測部 1 4、電圧パターン選択部 1 5 および PWM インバータ制御部 1 6 と同様であるので、その説明を省略する。

【 0 0 7 6 】

判定部 1 7 は、前記平滑電圧パターンをインバータ回路 I V で出力可能か否かを判定するものである。すなわち、判定部 1 7 は、前記平滑電圧パターンをインバータ回路 I V で出力可能か否かを判定する判定処理を実施する。判定部 1 7 は、平滑化部 1 3 b で求めた平滑電圧パターンが電源 V d c の最大電圧以下であるか否かを判定することによって前記平滑電圧パターンをインバータ回路 I V で出力可能か否かを判定して良いが、本実施形態では、判定部 1 7 は、電動機 M へ流れる電流、電動機 M の回転速度、インバータ回路 I V に給電される最大電圧（インバータ回路 I V に給電する電源 V d c の最大出力電圧）および電動機 M の特性パラメータに基づいて前記平滑電圧パターンをインバータ回路 I V で出力可能か否かを判定する。より具体的には、判定部 1 7 は、電流測定部 C S および 3 相 2 相変換部 C V 2 で求めた q 軸電流 i_q が次式 7 で与えられる閾値（q 軸電流閾値） i_{q1im} 以下であるか否かを判定し、前記求めた q 軸電流 i_q が q 軸電流閾値 i_{q1im} 以下ではない場合（q 軸電流閾値 i_{q1im} を超えている場合）には、出力可能ではない（出力不能である）と判定する。判定部 1 7 は、この判定結果を平滑化部 1 3 b へ通知する。

【 0 0 7 7 】

【 数 7 】

10

20

30

40

50

$$\text{式 7 ; } i_{q \text{ lim}} = \frac{-R\omega_m \psi_m \pm \sqrt{R^2 \omega_m^2 \psi_m^2 - (\omega_m^2 L_q^2 + R^2)(\omega_m^2 \psi_m^2 - V_{\text{lim}}^2)}}{\omega_m^2 L_q^2 + R^2}$$

【 0 0 7 8 】

ここで、 ω_m は、回転角度測定部 V S および回転速度処理部 R S C で求められた実績の回転速度である。電動機 M の特性パラメータは、電動機 M の仕様を決めるパラメータであり、式 7 では、巻線抵抗 R、q 軸インダクタンス L_q 、永久磁石の鎖交磁束 ψ_m および極対数 p である。極対数 p は、上述したように、回転角測定部 V S で測定した回転角度 θ_e から回転速度 ω_m を回転速度処理部 R S C で求める際に用いられる。

10

【 0 0 7 9 】

この式 7 は、次式 8 の不等式から導出される。この不等式 8 のうち、左辺は、インバータ回路 I V に給電される最大電圧（インバータ回路 I V に給電する電源 V d c の最大出力電圧）によって決まるインバータ回路 I V で出力可能なインバータ回路 I V の最大出力電圧であり、その右辺は、電動機 M が現在出力しているトルクおよび回転速度を維持するために必要となる電圧である。この不等式 8 が成立している場合には、前記電源 V d c から供給される電圧は、前記電源 V d c の最大出力電圧以下であって、インバータ回路 I V は、現在の電動機 M の駆動を維持できる。一方、電動機の回転速度が上昇し、その結果、右辺の値が大きくなり、やがて、不等式 8 を満たさない場合（（不等式 8 の左辺） < （不等式 8 の右辺））には、電動機 M の駆動に必要な電圧は、インバータ回路 I V の最大出力電圧（前記電源 V d c の最大出力電圧）を超えてしまう。すなわち、P W M 変調器 P W の I V 制御信号とインバータ回路 I V の出力とが一致しない過変調領域に成ってしまう。そこで、回転角度測定部 V S および回転速度処理部 R S C で求められた実績の回転速度 ω_m を、不等式 8 の左辺と不等式 8 の右辺とを等しいとした等式（（不等式 8 の左辺） = （不等式 8 の右辺））に代入し、前記等式を q 軸電流 i_q について解くことによって、現在の回転速度 ω_m において、過変調領域に至らない q 軸電流 i_q の q 軸電流閾値 $i_{q \text{ lim}}$ が求められる。

20

【 0 0 8 0 】

【 数 8 】

$$\text{式 8 ; } V_{\text{lim}} \geq \sqrt{(-\omega_m L_q i_q)^2 + (R i_q + \omega_m \psi_m)^2} \left(= \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \right)$$

30

【 0 0 8 1 】

平滑化部 1 3 b は、平滑化部 1 3 a と同様に、電圧パターン生成部 1 2 で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化（スムージング）するものである。すなわち、平滑化部 1 3 b は、前記平滑化処理を実施する。ここで、第 2 実施形態では、平滑化部 1 3 b は、判定部 1 7 の判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成する。より具体的には、判定部 1 7 の判定結果が前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能である場合（すなわち、 $i_q \leq i_{q \text{ lim}}$ の場合、言い換えれば、過変調領域ではない場合）では、平滑化部 1 3 b は、上述の式 1（ $K_a > 0$ ）によって電圧パターンを平滑化し、平滑電圧パターンを求める。一方、判定部 1 7 の判定結果が前記平滑電圧パターンを前記インバータ回路で出力可能ではない場合（すなわち、 $i_q > i_{q \text{ lim}}$ の場合、言い換えれば、過変調領域である場合）では、平滑化部 1 3 b は、 $v_{dq s}(k) = v_{dq}(k)$ とする。すなわち、前記過変調領域では、平滑化部 1 3 b の式 1 による平滑化機能がオフとされ、制御方式が P W M を用いない方式に切り換えられる。言い換えれば、上述の式 1 において、 $K_a = 0$ とされる。これによって P W M 変調器 P W の I V 制御信号とインバータ回路 I V の出力との不一致が回避され、電動機 M がより安定的に駆動できる。

40

50

【 0 0 8 2 】

なお、本実施形態では、電流測定部 C S および 3 相 2 相変換部 C V 2 は、前記電動機へ流れる電流を取得する電流取得部の一例に相当し、回転角度測定部 V S および回転速度処理部 R S C は、前記電動機の回転速度を取得する回転速度取得部の一例に相当する。

【 0 0 8 3 】

次に、本実施形態の動作について説明する。このような第 2 実施形態の電動機駆動制御システム S b 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、モデル予測制御部 M C b、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、モデル予測制御部 M C b には、制御部 1 1、電圧パターン生成部 1 2、平滑化部 1 3 b、予測部 1 4、電圧パターン選択部 1 5、P W M インバータ制御部 1 6 および判定部 1 7 が機能的に構成される。

10

【 0 0 8 4 】

そして、図 6 に示す処理 S 1 1、処理 S 1 2 b、処理 S 1 3、処理 S 1 4 b、処理 S 1 5、処理 S 1 6 および処理 S 1 7 の各処理が、電動機 M の駆動が停止されるまで、制御部 1 1 によって所定の制御周期ごとに繰り返し実行される。これら第 2 実施形態における処理 S 1 1、処理 S 1 3、処理 S 1 5、処理 S 1 6 および処理 S 1 7 は、それぞれ、第 1 実施形態における処理 S 1 1、処理 S 1 3、処理 S 1 5、処理 S 1 6 および処理 S 1 7 と同様であるので、その説明を省略する。

【 0 0 8 5 】

前記処理 S 1 2 b では、上述の処理 S 1 2 a と同様に、3 相 2 相変換部 C V 2 は、処理 S 1 1 で取得された各相の電流値および回転角度値から、d 軸電流 i_d および 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 をモデル予測制御部 M C b へ出力し、回転速度処理部 R S C は、処理 S 1 1 で取得された各相の電流値および回転角度値から、回転速度 ω_m を求め、この求めた回転速度 ω_m を、モデル予測制御部 M C b へ出力する。そして、第 2 実施形態では、さらに、判定部 1 7 は、前記平滑電圧パターンをインバータ回路 I V で出力可能か否かを判定する。より具体的には、判定部 1 7 は、まず、回転速度処理部 R S C で求めた回転速度 ω_m を不等式 8 の左辺とその右辺とを等しいとした前記等式に代入し、q 軸電流 i_q について解くことによって、現在の回転速度 ω_m における q 軸電流閾値 i_{q1im} を求める。次に、判定部 1 7 は、3 相 2 相変換部 C V 2 で求めた q 軸電流 i_q と前記求めた q 軸電流閾値 i_{q1im} とを比較する。この比較の結果、前記求めた q 軸電流 i_q が前記求めた q 軸電流閾値 i_{q1im} 以下である場合には、判定部 1 7 は、出力可能 ($i_q \leq i_{q1im}$ 、非過変調領域) と判定し、一方、前記比較の結果、前記求めた q 軸電流 i_q が前記求めた q 軸電流閾値 i_{q1im} 以下ではない場合には、判定部 1 7 は、出力可能ではない ($i_q > i_{q1im}$ 、過変調領域) と判定する。そして、判定部 1 7 は、この判定結果を平滑化部 1 3 b へ通知する。

20

30

【 0 0 8 6 】

前記処理 S 1 4 b では、処理 S 1 4 a と同様に、平滑化部 1 3 b は、処理 S 1 2 で電圧パターン生成部 1 2 によって生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、式 1 によって、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化する。ここで、第 2 実施形態では、処理 S 1 2 b における判定部 1 7 の判定結果が出力可能である場合 ($i_q \leq i_{q1im}$ 、非過変調領域) には、予め設定された所定の K_a ($K_a > 0$) で式 1 が用いられ、処理 S 1 2 b における判定部 1 7 の判定結果が出力可能ではない場合 ($i_q > i_{q1im}$ 、過変調領域) には、 $K_a = 0$ とされ、平滑化部 1 3 b は、 $v_{dq}(k) = v_{dq}(k)$ とする。

40

【 0 0 8 7 】

このように電動機 M が、制御目的の目標値の回転速度 ω_m^* となるように、モデル予測制御で制御され、駆動される。

【 0 0 8 8 】

シミュレーション (数値実験) によって、本実施形態における電動機駆動制御システム

50

S b、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の効果が検証された。その一実施例の速度制御のシミュレーション結果が図9に示されている。図9 A、図9 Bおよび図9 Cは、第2実施形態における電動機駆動制御システムS bによる速度制御のシミュレーション結果を示し、図9 Aは、回転速度を示し、図9 Bは、d軸電流 i_d を示し、図9 Cは、q軸電流 i_q を示す。図9 Aないし図9 Cにおける各横軸は、経過時間であり、図9 Aの縦軸は、回転速度であり、図9 Bの縦軸は、d軸電流 i_d であり、図9 Cの縦軸は、q軸電流 i_q である。図7に示す第1実施形態における電動機駆動制御システムS aによる速度制御のシミュレーションと同様に、モデル予測制御の制御周期は、 $100\mu\text{sec}$ であり、キャリア周波数は、 10kHz である。前記平滑電圧パターンをインバータ回路I Vで出力可能である場合である線形領域($i_q \leq i_{q\text{lim}}$ 、非過変調領域)では、平滑度 K_a は、 0.9 とされ、過変調領域($i_q > i_{q\text{lim}}$)では、平滑度 $K_a = 0$ である。シミュレーションは、負荷トルクを一定とし、目標速度を加速(増加)させていき、線形領域と過変調領域との境界をまたぐように駆動領域を変化させることによって実施された。図9から分かるように、線形領域では、電圧パターンを平滑化していることから、第1実施形態と同様に、電流脈動が抑制できている。さらに、速度が増加され、PWMを用いた制御方式では、制御が不安定になる過変調領域においても、第2実施形態では、線形領域から過変調領域になると、電圧パターンを平滑化しないことで、速度制御が安定している。

10

【0089】

以上説明したように、第2実施形態における電動機駆動制御システムS b、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、第1実施形態における電動機駆動制御システムS a、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と同様の作用効果を奏する。そして、第2実施形態における電動機駆動制御システムS b、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、前記平滑電圧パターンをインバータ回路I Vで出力可能か否かを判定した判定結果に基づいて前記平滑電圧パターンを生成するので、電動機Mを安定的に駆動できる。

20

【0090】

第2実施形態における電動機駆動制御システムS b、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、その取得した電流および回転速度(電動機Mの駆動状態)、ならびに、予め求められる最大電圧および特性パラメータに基づいて前記平滑電圧パターンをインバータ回路I Vで出力可能か否かを判定するので、電動機Mの駆動状態からリアルタイムで前記判定を実施できる。

30

【0091】

すなわち、前記特許文献1や特許文献2に開示されたモデル予測制御を比較例とした場合、第1実施形態、第2実施形態および前記比較例における各作用効果を定性的に比較すると、表1の通りである。ここで、「○」は、その作用効果が好ましいことを表し、「□」は、その作用効果が普通であることを表し、「×」は、その作用効果が好ましくないことを表す。

【0092】

40

【表 1】

性能比較

	電流脈動 (線形領域)	制御性能(応答性・安定性)	
		線形領域	過変調領域
第1実施形態	◎	○	×
第2実施形態	◎	◎	◎
比較例 「特開2008-228419号公報」 「特開2013-62949号公報」	×	◎	◎

10

◎:好ましい

20

○:ふつう

×:好ましくない

【0093】

なお、上述の第1および第2実施形態において、電動機駆動制御システムS a、S b、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、平滑度K aが調整可能に構成されても良い。このような場合では、例えば、図2および図8に破線で示すように、平滑化部13 a、13 bは、電圧パターン生成部12で生成された複数の時系列な電圧パターンそれぞれについて、当該時系列な電圧パターンを時系列な平滑電圧パターンとして平滑化するデジタルローパスフィルタ部(DLPF部)131と、所定の平滑度K aとなるように、DLPF131のフィルタ係数を制御するフィルタ係数制御部132とを備える。このようなDLPF131およびフィルタ係数制御部132は、例えば、前記CPUに機能的に構成される。前記所定の平滑度K aは、例えばディップスイッチ、ロータリスイッチおよびキーボード等の数値を入力できる、MPC制御部MCに接続された図略の入力手段によって、外部から入力され、フィルタ係数制御部132に与えられる。

30

【0094】

シミュレーション(数値実験)によって、第1実施形態において、このような電動機駆動制御システムS a、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における平滑度別の効果が検証された。なお、第2実施形態についても、同様に、シミュレーションできる。

40

【0095】

図10は、インバータ回路の出力可能な電圧範囲において、速度偏差および電流偏差の平滑度別に関する、速度制御のシミュレーション結果を示す図である。図10A、図10Bおよび図10Cは、平滑度K aが0.3である場合を示し、図10D、図10Eおよび図10Fは、平滑度K aが0.6である場合を示し、図10G、図10Hおよび図10Iは、平滑度K aが0.9である場合を示す。図10A、図10Dおよび図10Gは、回転速度を示し、その各横軸は、経過時間であり、その各縦軸は、回転速度である。図10B、図10Eおよび図10Hは、d軸電流 i_d を示し、その各横軸は、経過時間であり、その各縦軸は、d軸電流 i_d である。図10C、図10Fおよび図10Iは、q軸電流 i_q

50

を示し、その各横軸は、経過時間であり、その各縦軸は、q軸電流 i_q である。これら平滑度別のシミュレーションでは、モデル予測制御の制御周期は、 $100 \mu\text{sec}$ であり、キャリア周波数は、 10kHz である。

【0096】

これら図10および図10Cと、図10Eおよび図10Fと、図10Hおよび図10Iとから分かるように、平滑度 K_a を大きく調整するに従って、d軸電流 i_d およびq軸電流 i_q それぞれの電流脈動が低減されている。また、図10A、図10Dおよび図10Gから分かるように、平滑度 K_a を大きく調整するに従って、応答性を確保しつつ電流脈動を改善できる。そして、電流脈動が改善できる結果、出力トルクの脈動も改善（減少）し、速度脈動も改善（減少）できる。このような傾向を考慮することによって、平滑度 K_a は、例えば、 $0 < K_a < 1$ の下で、電動機駆動制御システムSの仕様で許容されている範囲で適宜に調整されて良い。なお、図10A、図10Dおよび図10Gにおいて、破線は、目標値（参照値、reference）を示し、実線は、測定値（measured）を示す。

10

【0097】

また、上述の第1および第2実施形態では、速度制御するために、前記電動機Mの制御目的に関する所定の物理量は、回転速度であったが、これに限定されるものではなく、他であっても良い。例えば、トルク制御するために、前記電動機Mの制御目的に関する所定の物理量は、駆動電流であっても良い。これによれば、駆動電流制御によるトルク制御できる電動機駆動制御システムS a、S b、電動機駆動制御装置および電動機駆動制御方法が提供できる。

20

【0098】

この場合では、予測部14は、処理S15において、平滑化したd軸電圧 v_{ds} を用いた前記式2によってd軸電流 i_d を求め、平滑化したq軸電圧 v_{qs} を用いた前記式3によってq軸電流 i_q を求める。したがって、この場合では、前記式4および前記式5は、用いられない。そして、電圧パターン選択部15は、処理S16において、平滑化部13a、13bで平滑化された複数の時系列な平滑電圧パターンそれぞれについて、予測部14で予測された電動機Mの電流予測値 $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ を、例えば次式9の評価式gに用いることによって、前記時系列な平滑電圧パターンを定量的に評価し、前記複数の時系列な平滑電圧パターンの中から、最も高い評価の電流予測値 $[i_{dq}(k+1), i_{dq}(k+2)]$ に対応する時系列な平滑電圧パターンを選択する。式9の評価式gでは、評価値が小さいほど、評価が高い。

30

【0099】

【数9】

$$\text{式9} ; g = a \sum_{i=1}^{N_p} g_{cq}(k+i) + b \sum_{i=1}^{N_p} g_{cd}(k+i)$$

$$\text{式9a} ; g_{cq}(k) = \left(i_q^*(k) - i_q(k) \right)^2$$

40

$$\text{式9b} ; g_{cd}(k) = \left(0.0 - i_d(k) \right)^2$$

【0100】

上記式9の評価式gは、トルク制御の上で重要となることから、q軸電流 i_q の電流偏差を第1項とし、上述のように、永久磁石同期電動機の場合、無駄な給電を防止するために、トルクの発生に寄与しないd軸電流 i_d を0に保持することが重要であることから

50

、 d 軸電流 i_d の電流偏差を第 2 項とし、これら第 1 項および第 2 項を係数 a 、 b で線形結合することで構成されている。したがって、第 1 項と第 2 項とにおける相対的な重要度に応じて係数 a 、 b が予め適宜に決定される。

【 0 1 0 1 】

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。

10

【符号の説明】

【 0 1 0 2 】

S a、S b 電動機駆動制御システム

M 電動機

I V インバータ回路

P M P W M 変調器

M C a、M C b モデル予測制御部

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

1 1 制御部

1 2 電圧パターン生成部

1 3 a、1 3 b 平滑化部

1 4 予測部

1 5 電圧パターン選択部

1 6 P W M インバータ制御部

1 7 判定部

1 3 1 デジタルローパスフィルタ部 (D L P F 部)

1 3 2 フィルタ係数制御部

20

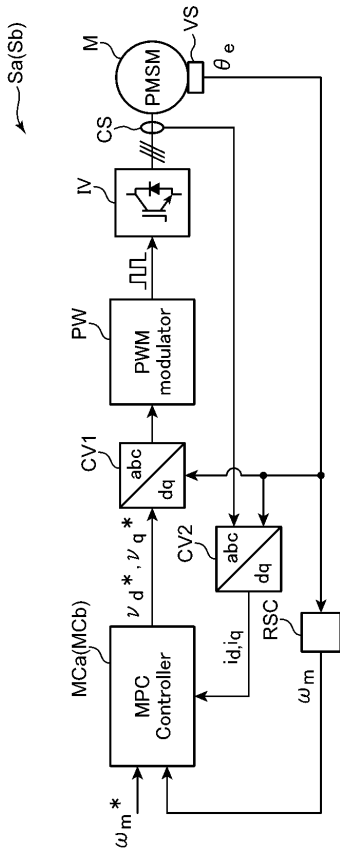
30

40

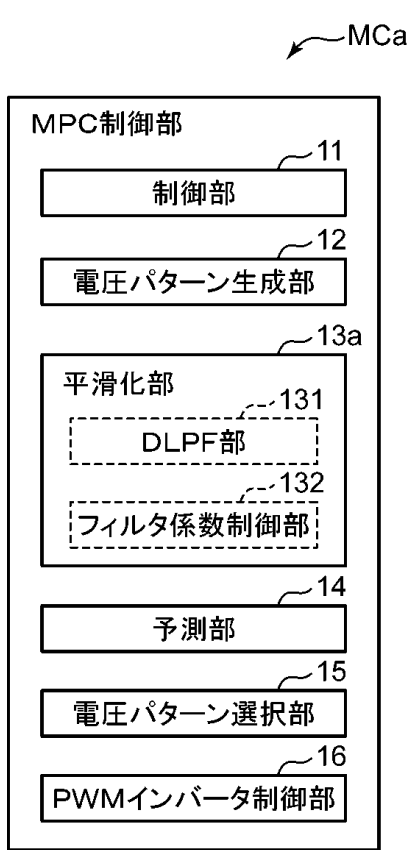
50

【図面】

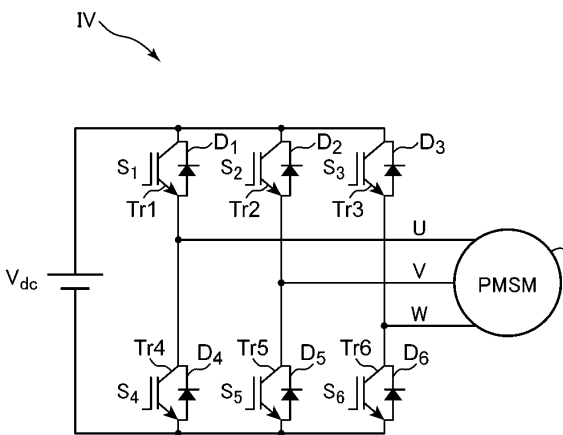
【図 1】



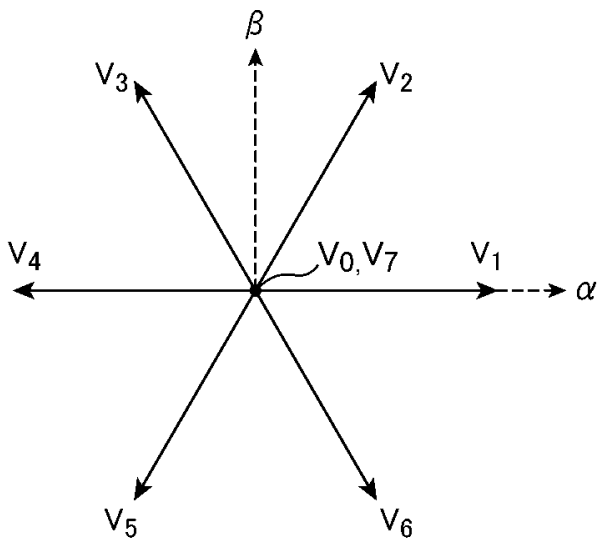
【図 2】



【図 3】



【図 4】



10

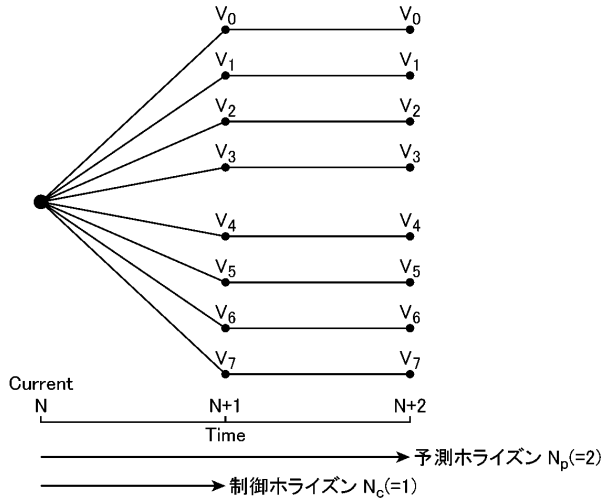
20

30

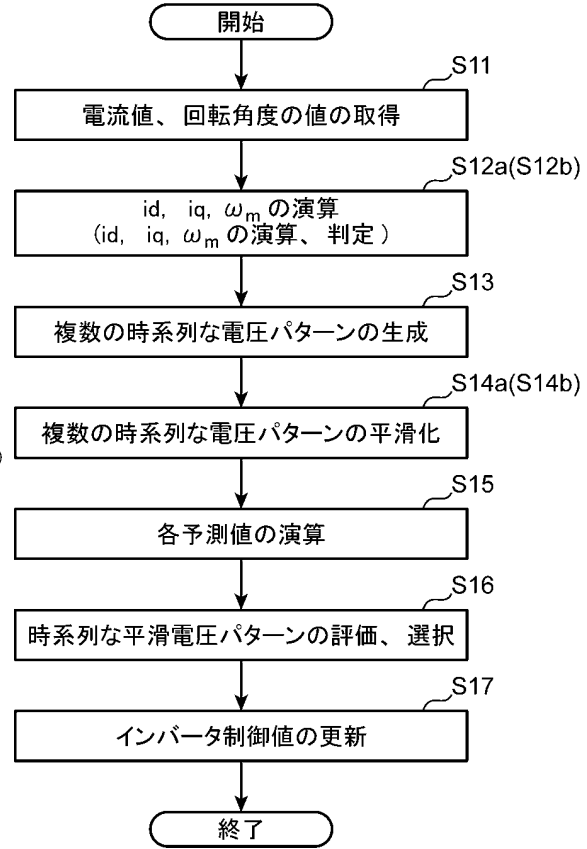
40

50

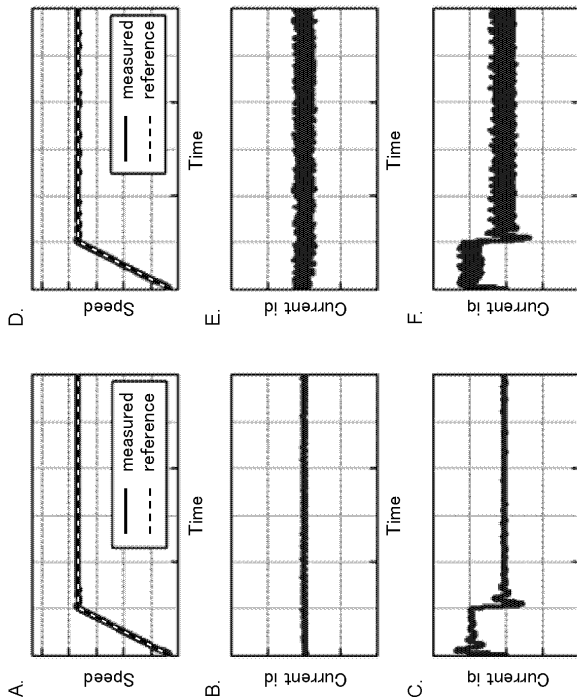
【図5】



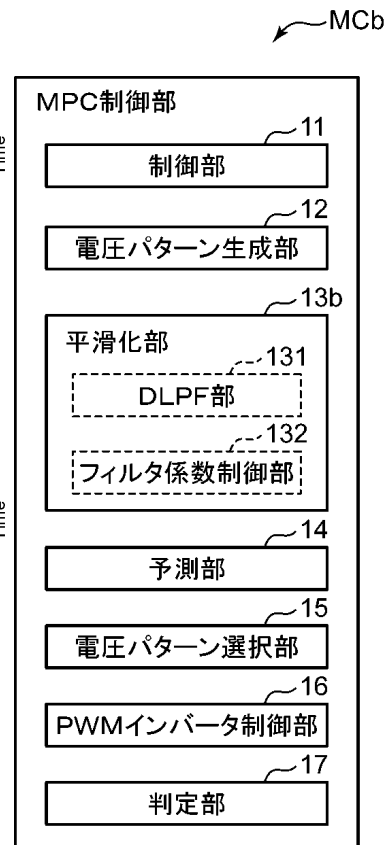
【図6】



【図7】



【図8】



10

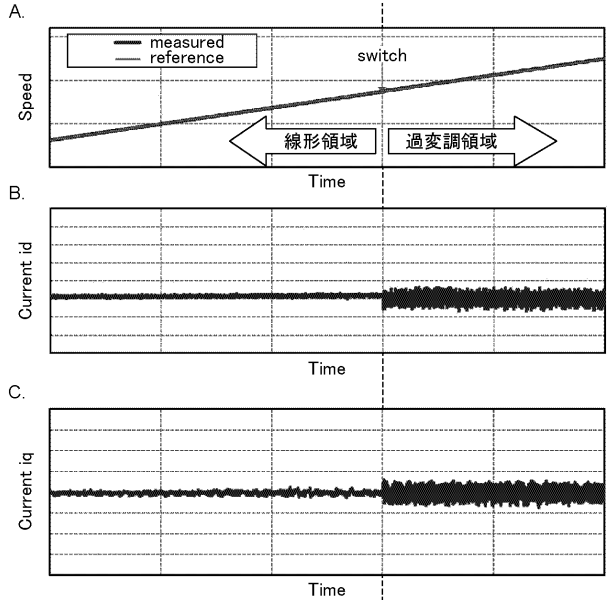
20

30

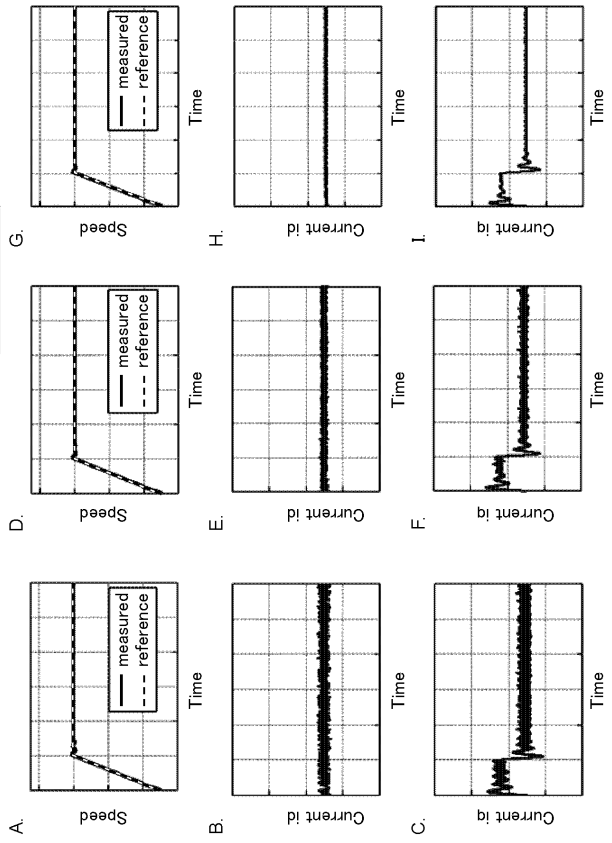
40

50

【 9 】



【 10 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 2 0 1 3 - 0 6 2 9 0 0 (J P , A)
特開 2 0 1 1 - 2 3 4 5 8 1 (J P , A)
特表 2 0 1 5 - 5 3 2 5 8 6 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 P 2 1 / 0 5