

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2018-166350

(P2018-166350A)

(43) 公開日 平成30年10月25日(2018.10.25)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02P 21/18 (2016.01)	H02P 21/18	5H505
H02P 21/34 (2016.01)	H02P 21/34	

審査請求 未請求 請求項の数 16 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2017-62050 (P2017-62050)	(71) 出願人	000005108
(22) 出願日	平成29年3月28日 (2017. 3. 28)		株式会社日立製作所
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
		(74) 代理人	100098660
			弁理士 戸田 裕二
		(72) 発明者	國廣 直希
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社 日立製作所内
		(72) 発明者	岩路 善尚
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社 日立製作所内
		(72) 発明者	児島 徹郎
			東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
			式会社 日立製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導電動機の駆動装置

(57) 【要約】

【課題】

本発明の目的は、誘導電動機のセンサレスベクトル制御における初期速度推定方式を改善し、推定に必要とする時間を短縮し、かつ、起動におけるトルクショックを大幅に低減することに関する。

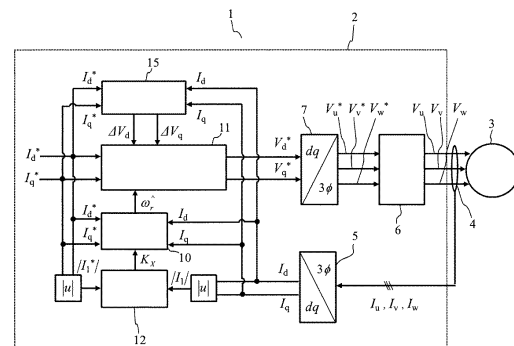
【解決手段】

本発明は、誘導電動機の初期速度を推定する際、誘導電動機への通電開始と同時に、通電する交流周波数を流れた電流値に応じて修正し、当該電流値に応じて交流周波数の変化率を調整することに関する。

本発明によれば、センサレスベクトル制御で駆動される誘導電動機の停止や、フリーラン状態からの再起動において、高速かつ、低トルクショックに初期速度を推定できる。

【選択図】 図1

【図1】



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置であって、
外部からの指令に基づき前記誘導電動機を制御する制御装置が、前記誘導電動機への通電開始時の駆動周波数を、前記誘導電動機の電流検出手段によって検出した電流値により修正して初期速度を推定し、更に、当該修正時における前記駆動周波数の変化率を、検出された前記電流値に応じて変化させる初期速度推定部を有することを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記初期速度推定部が、q 軸電流指令値と q 軸電流検出値の偏差をゼロとなるように制御することを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

10

【請求項 3】

請求項 1 乃至請求項 2 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記初期速度推定部が、初期速度の推定時における通電開始時の d 軸電流検出値が、d 軸電流指令値に対して大きくなるに従って、前記駆動周波数の変化率を、通電開始時よりも高くすることを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

【請求項 4】

請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記初期速度推定部が、推定した初期速度が、所定の閾値以下になった際に、第 1 の d 軸電流指令値に d 軸電流補償量を加算することにより、第 2 の d 軸電流指令値を演算することを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

20

【請求項 5】

請求項 1 乃至請求項 4 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記初期速度推定部の制御ゲインが、d 軸二次磁束指令値を含み、当該 d 軸二次磁束指令値として、d 軸電流指令の波形または印加時間に応じて過渡的に変化する d 軸二次磁束の演算指令値が用いられることを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

【請求項 6】

請求項 1 乃至請求項 5 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記初期速度推定部の推定初期値が、前記制御装置の外部から入力される速度情報に基づいて設定されることを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

30

【請求項 7】

請求項 1 乃至請求項 6 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置において、
前記誘導電動機を駆動する電力変換器が、S i C インバータであることを特徴とする誘導電動機の駆動装置。

【請求項 8】

請求項 1 乃至請求項 7 のいずれかに記載の誘導電動機の駆動装置を搭載した電気車。

【請求項 9】

誘導電動機のセンサレスベクトル制御における初期速度推定方法であって、
誘導電動機の制御装置が、前記誘導電動機への通電開始時の駆動周波数を、前記誘導電動機に流れる電流値により修正し、更に、修正時における前記駆動周波数の変化率を、前記電流値に応じて変化させることを特徴とする初期速度推定方法。

40

【請求項 10】

請求項 9 に記載の初期速度推定方法において、
前記誘導電動機の制御装置が、q 軸電流指令値と q 軸電流検出値の偏差をゼロとなるように制御することを特徴とする初期速度推定方法。

【請求項 11】

請求項 9 乃至請求項 10 のいずれかに記載の初期速度推定方法において、
前記誘導電動機の制御装置が、初期速度の推定時における通電開始時の d 軸電流検出値が、d 軸電流指令値に対して大きくなるに従って、前記駆動周波数の変化率を、通電開始

50

時よりも高くすることを特徴とする初期速度の推定方法。

【請求項 1 2】

請求項 9 乃至請求項 1 1 のいずれかに記載の初期速度推定方法において、

前記誘導電動機の制御装置が、推定した初期速度が、所定の閾値以下になった際に、第 1 の d 軸電流指令値に d 軸電流補償量を加算することにより、第 2 の d 軸電流指令値を演算することを特徴とする初期速度推定方法。

【請求項 1 3】

請求項 9 乃至請求項 1 2 のいずれかに記載の初期速度推定方法において、

前記誘導電動機の制御装置が、制御ゲインとして、d 軸二次磁束指令値を含み、当該 d 軸二次磁束指令値として、d 軸電流指令の波形または印加時間に応じて過渡的に変化する d 軸二次磁束の演算指令値を用いることを特徴とする初期速度推定方法。

10

【請求項 1 4】

請求項 9 乃至請求項 1 3 のいずれかに記載の初期速度推定方法において、

推定初期値が、前記誘導電動機の制御装置の外部から入力される速度情報に基づいて設定されることを特徴とする初期速度推定方法。

【請求項 1 5】

請求項 9 乃至請求項 1 4 のいずれかに記載の初期速度推定方法において、

前記誘導電動機の制御装置が、S i C インバータを制御することを特徴とする初期速度推定方法。

【請求項 1 6】

20

請求項 9 乃至請求項 1 5 のいずれかに記載の初期速度推定方法を用いることにより電気の誘導電動機を駆動する方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

本発明は誘導電動機の駆動装置または鉄道車両にかかり、特に、鉄道車両の停車時や惰行時からの再起動時における車体振動を低減可能な制御装置を備えた誘導電動機の駆動装置に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

30

産業機器類の多くはモータによって駆動しており、モータが占める国内の電力消費量割合は約 5 0 % にも上り、この電力消費量低減のため、高効率なモータの開発が進められてきた。また、インバータ等の電力変換装置を用いたモータの可変速駆動によっても大きな省エネ効果を得ることができることから、電力変換装置の普及が進んでいる。

【0 0 0 3】

電力変換装置内にはモータ制御ソフトが搭載され、制御手法として高精度にモータを制御可能なベクトル制御が主流となっている。このベクトル制御では、モータの速度情報を必要とするが、近年、省保守化や信頼性向上、モータ容量を増加による出力向上を目的として、速度センサによる検出に替えて推定速度を用いることにより速度センサを不要とした速度センサレスベクトル制御が開発された。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0 0 0 4】

【特許文献 1】特開 2 0 1 3 - 1 0 6 4 6 1 号公報

【特許文献 2】国際公開第 2 0 1 0 / 1 2 5 6 3 7 号

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0 0 0 5】

本願発明者が、誘導電動機のセンサレスベクトル制御における初期速度推定に必要とする時間を短縮し、かつ、起動におけるトルクショックを大幅に低減することについて鋭意

50

検討した結果、次の知見を得るに至った。

【 0 0 0 6 】

速度センサレスベクトル制御では、制御ソフト内に速度推定のアルゴリズムを持たせ、モータの回転速度を推定している。仮に、この推定速度が、実際の速度に対して誤差を持ってしまうと、ベクトル制御が認識する制御軸（ d q 軸）が、実際のモータの d q 軸とずれた状態となり、トルク偏差やトルクショックを引き起こしてしまう。

【 0 0 0 7 】

電力変換装置によって駆動していないモータの停止時や、フリーラン状態から再起動する際には、通電開始と同時に速度を推定する初期速度推定が行われる。ここでは、初期速度の推定を失敗せずに確実に推定することに加え、モータが接続される負荷側にトルクショックを与えないことが求められており、初期速度の推定にかかる時間を短縮し、トルクショックを低減することが課題となる。

10

【 0 0 0 8 】

初期速度推定方式については、永久磁石同期電動機や誘導電動機といったモータの種類によって回転力を得る原理が異なるため、モータ毎に異なる課題を持つ。

【 0 0 0 9 】

永久磁石同期電動機のように、常時、磁石磁束を有するモータであれば、電力変換装置のゲート ON と同時に、磁石磁束が固定子コイルに鎖交することにより誘起電圧が発生し、固定子コイルに電流が流れる。この誘起電圧が過度に生じることを抑制するために様々な技術が検討されているが、通電開始直後から誘起電圧を利用できるため、初期速度推定は比較的短時間で行うことができる。

20

【 0 0 1 0 】

一方、誘導電動機においては、界磁源が二次側に流れる誘導電流であるため、通電開始直後は磁束が確立されていない状態から速度を推定する必要があり、永久磁石同期電動機よりも初期速度推定に時間を要する課題がある。初期速度推定に時間が掛かると、制御軸が誤差を持っている時間も長くなるため、軸誤差がない状態ではゼロとなる q 軸側二次磁束が発生し、 q 軸側二次磁束と d 軸電流の積に比例したトルクショックの発生に繋がってしまう。

【 0 0 1 1 】

特開 2 0 1 3 - 1 0 6 4 6 1 号公報（特許文献 1）には、速度センサレスベクトル制御のフリーラン状態の電動機の回転速度を精度良く同定するために、電動機制御部が、速度サーチを実施する際に周波数掃引を行う周波数掃引手段を有し、周波数掃引中に検出 q 軸電流 I_q の極性が反転した場合、検出 d 軸電流 I_d の値が所定の判定閾値以下であれば、電動機の回転速度（実速度）と指令回転速度（掃引周波数）とが一致したと判断する機能を備えることが開示されている。また、特許文献 1 の〔0041〕から〔0043〕には、周波数掃引のレートを高くし過ぎると不安定化するため、ティーチング機能で最適レートに設定することが開示されている。

30

【 0 0 1 2 】

しかし、特許文献 1 では、初期速度推定の成否は、制御応答のみならず、モータの時定数にも大きく影響を受けるため、特定の条件で最適レートを決めてティーチングしたとしても、ダイナミックに変化するモータの温度条件、磁束密度条件が変化した場合、時定数も変化するため、不安定化する可能性が考えられる。

40

【 0 0 1 3 】

国際公開第 2 0 1 0 / 1 2 5 6 3 7 号（特許文献 2）には、フリーラン状態の交流回転機の再起動時におけるトルクショックの更なる低減を目的に、フリーラン速度を演算する第 1 の演算部と、第 1 の演算部で算出した速度、または磁束の少なくとも 1 つを初期値として、電圧指令と駆動速度を演算出力する第 2 の演算部を備えることが開示されている。この第 1 の演算部においては、電圧方程式をもとにしたオブザーバ方式が適用されている。また、特許文献 2 の〔図 2〕では、推定初期値が 0 Hz となっているため、低速域（0 Hz 付近）の推定は高速かつ低トルクショックに推定が可能である。

50

【 0 0 1 4 】

しかし、特許文献 2 では、実際の初期速度が高くなる程、磁束の立ち上がりが遅れ、初期速度推定の所要時間が長くなり、トルクショックが発生することが予想される。

【 0 0 1 5 】

本発明の目的は、誘導電動機のセンサレスベクトル制御における初期速度推定方式を改善し、推定に必要とする時間を短縮し、かつ、起動におけるトルクショックを大幅に低減することに関する。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 6 】

本発明は、誘導電動機の初期速度を推定する際、誘導電動機への通電開始と同時に、通電する交流周波数を流れた電流値に応じて修正し、当該電流値に応じて交流周波数の変化率を調整することに関する。

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明によれば、センサレスベクトル制御で駆動される誘導電動機の停止や、フリーラン状態からの再起動において、高速かつ、低トルクショックに初期速度を推定できる。

【 0 0 1 8 】

例えば、本発明によれば、特許文献 1 と異なり、駆動周波数の変化率を、通電電流の値に応じて変化させるため、推定速度が実速度と大きく乖離している条件では速度推定を高速化し、推定速度が実速度に近付いた条件になると、速度推定ゲインは小さくすることができ、自然に安定化する。強制的に一定レートで周波数掃引しているわけではなく、モータの状態変化が含まれた検出情報（電流検出値）に基づき、速度推定応答を可変にする制御系にしているため、モータの温度条件や磁束密度条件が変化した場合においても、初期速度の推定を失敗することなく安定した初期速度推定を実現できる。

【 0 0 1 9 】

また、本発明によれば、特許文献 2 と異なり、速度推定値と実際の速度の差に応じて、誘導電動機の電流検出値が大きくなる性質を利用し、駆動周波数の変化率を通電電流の値に応じて変化させ、速度推定応答を可変にして高速化しているため、初期速度推定値と実際の速度が大きく離れている場合でも高速に初期速度を推定し、低トルクショック化を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 0 】

【図 1】実施例 1 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 2】実施例 1 にかかる誘導電動機の T 型等価回路図

【図 3】誘導電動機におけるすべり周波数と相電流の関係を示す図

【図 4】実施例 1 による初期速度推定期間の速度推定結果の比較図

【図 5】実施例 1 による初期速度推定期間のトルクショック低減効果の比較図

【図 6】実施例 2 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 7】実施例 3 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 8】実施例 4 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 9】実施例 4 による初期速度推定結果を示す図

【図 10】実施例 5 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 11】実施例 5 にかかる d 軸二次磁束指令演算を示す概略説明図

【図 12】実施例 6 にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図

【図 13】実施例 7 にかかる誘導電動機の駆動装置の一部を示す概略構成図

【図 14】実施例 8 にかかる誘導電動機の駆動装置を有する鉄道車両の一部を示す概略構成図

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 1 】

実施例では、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置で

10

20

30

40

50

あって、外部からの指令に基づき誘導電動機を制御する制御装置が、誘導電動機への通電開始時の駆動周波数を、誘導電動機の電流検出手段によって検出した電流値により修正して初期速度を推定し、更に、当該修正時における駆動周波数の変化率を、検出された電流値に応じて変化させる初期速度推定部を有するものを開示する。

【0022】

また、実施例では、誘導電動機のセンサレスベクトル制御における初期速度推定方法であって、誘導電動機の制御装置が、誘導電動機への通電開始時の駆動周波数を、誘導電動機に流れる電流値により修正し、更に、修正時における駆動周波数の変化率を、電流値に応じて変化させるものを開示する。

【0023】

また、実施例では、q軸電流指令値とq軸電流検出値の偏差をゼロとなるように制御することを開示する。

【0024】

また、実施例では、初期速度の推定時における通電開始時のd軸電流検出値が、d軸電流指令値に対して大きくなるに従って、駆動周波数の変化率を、通電開始時よりも高くすることを開示する。

【0025】

また、実施例では、推定した初期速度が、所定の閾値以下になった際に、第1のd軸電流指令値にd軸電流補償量を加算することにより、第2のd軸電流指令値を演算することを開示する。

【0026】

また、実施例では、初期速度推定部の制御ゲインが、d軸二次磁束指令値を含み、当該d軸二次磁束指令値として、d軸電流指令の波形または印加時間に応じて過渡的に変化するd軸二次磁束の演算指令値が用いられることを開示する。また、誘導電動機の制御装置が、制御ゲインとして、d軸二次磁束指令値を含み、当該d軸二次磁束指令値として、d軸電流指令の波形または印加時間に応じて過渡的に変化するd軸二次磁束の演算指令値を用いることを開示する。

【0027】

また、実施例では、推定初期値が、制御装置の外部から入力される速度情報に基づいて設定されることを開示する。

【0028】

また、実施例では、誘導電動機を駆動する電力変換器が、SiCインバータであることを開示する。また、誘導電動機の制御装置が、SiCインバータを制御することを開示する。

【0029】

また、実施例では、誘導電動機の駆動装置を搭載した電気車を開示する。また、初期速度推定方法を用いることにより電気車の誘導電動機を駆動する方法を開示する。

【0030】

以下、上記およびその他の本発明の新規な特徴と効果について図面参酌して説明する。なお、実施例および図面は専ら発明の理解のために用いるものであり、権利範囲を限縮するものではない。

【実施例1】

【0031】

図1は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、本実施例による誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【0032】

図1に示す誘導電動機の駆動装置1には、誘導電動機3が接続されている。誘導電動機の駆動装置1には、制御装置2と電力変換器（主回路）が組み込まれている。電力変換器は、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）

10

20

30

40

50

等のトランジスタや、ダイオードから成るパワーデバイスから構成されており、直流電圧または交流電圧を任意の交流電圧に変換し、電力変換器に接続されている誘導電動機を駆動する。制御装置 2 には、誘導電動機 3 を速度センサレスでベクトル制御するための制御プログラムが実装されている。なお、図 1 において、電力変換器は図示を省略している。

【0033】

誘導電動機 3 は、固定子巻線に 3 相交流電圧を印加して発生した回転磁界が、回転子にすべりが生じたときに回転子導体に流れる誘導電流との相互作用により回転トルクを発生させる。

【0034】

電圧指令演算部 11 には、励磁軸（磁束軸）である d 軸の d 軸電圧指令 V_d^* と、d 軸と電氣的に直行する方向の q 軸電圧指令 V_q^* を出力している。d 軸電圧指令 V_d^* 、q 軸電圧指令 V_q^* から、座標変換器 7 が 3 相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成し、PWM 演算部 6 (Pulse Width Modulation) が PWM 制御することにより、誘導電動機の駆動装置 1 から誘導電動機 3 に 3 相電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が出力される。座標変換器 5 および座標変換器 7 において、座標変換するには周波数 ω_1 を積分した位相 θ が必要となるが、図 1 では図示を省略している。実際には、 ω は角周波数であるが、本実施例では簡略化して速度や周波数として用いる。

10

【0035】

誘導電動機 3 に流れる電流は、電流検出器 4 によって検出している。電流検出器 4 は、ホール CT (Current Transformer) 等から成り、U 相、V 相、W 相の 3 相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w を検出している。ただし、電流検出器 4 によって必ずしも 3 相全ての電流を検出する必要はなく、いずれかの 2 相を検出し、3 相電流が平衡状態であると仮定して他の 1 相を演算により求める構成でも良い。

20

【0036】

検出電流は、座標変換器 5 によって、3 相からベクトル制御の d q 座標に変換され、 I_d 、 I_q として誘導電動機の駆動装置 1 に取り込まれる。

【0037】

電流制御器 15 では、電流検出値が、d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* に対して偏差量をゼロとするようにフィードバック制御する。

【0038】

初期速度推定演算部 10 では、電流検出値が取り込まれ、誘導電動機 3 の等価回路定数などの情報を基にした速度推定モデルによって速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ を演算する。この速度推定モデルは、q 軸電流偏差量をゼロに制御する方式や、モデルベースによるオブザーバ方式等でもよく、必ずしもここに記載された方式に限定されるわけではない。

30

【0039】

また、各フィードバック制御系における制御方式においては、PI 制御（比例・積分型制御）や、PID 制御（比例・二重積分型制御）等が適宜用いられるものとする。

【0040】

速度推定変化率演算部 12 について説明する。本実施例では、誘導電動機 3 が、誘導電動機 3 に印加する駆動電圧の周波数と、ロータ周波数の差分である「すべり周波数」に応じて、誘導電動機 3 のインピーダンスが変化する性質を利用し、初期速度推定を高速化している。これは、二次側に誘導電流を流して回転力を得る誘導電動機 3 の性質に着目したものであるため、二次側に導体を配置するリアインダクションモータ等に好適である。

40

【0041】

図 2 は、本実施例にかかる誘導電動機の T 型等価回路図であり、誘導電動機 3 の T 型等価回路を示す。相電圧ベクトル V_1 と相電流ベクトル I_1 を式 (1)、(2) のように定義すると、合成インピーダンス Z は式 (6) で表わされる。

【0042】

【数 1】

$$\dot{V}_1 = V_d + jV_q \quad (1)$$

$$\dot{I}_1 = I_d + jI_q \quad (2)$$

$$\dot{Z}_1 = r_1 + jx_1 \quad (3)$$

$$\dot{Z}_{2s} = r_2/s + jx_2 \quad (4)$$

$$\dot{Y}_0 = -j \frac{1}{X_m} \quad (5)$$

10

$$\dot{Z} = \dot{Z}_1 + \frac{\frac{\dot{Z}_{2s}}{\dot{Y}_0}}{\dot{Z}_{2s} + \frac{1}{\dot{Y}_0}} = \dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_{2s}}{1 + \dot{Z}_{2s}\dot{Y}_0} \quad (6)$$

【0043】

ここで、 r_1 は一次抵抗、 r_2 は二次抵抗、 x_1 は一次漏れリアクタンス、 x_2 は二次漏れリアクタンス、 s はすべり、 Z_1 は一次側インピーダンス、 Z_2 は二次側インピーダンス、 Y_0 は励磁アドミタンス、 X_m は励磁リアクタンスとする。誘導電動機 3 の電流ベクトル I_1 は式 (7) となる。

20

【0044】

【数 2】

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}} = \dot{V}_1 \frac{1 + \dot{Z}_{2s}\dot{Y}_0}{\dot{Z}_1(1 + \dot{Z}_{2s}\dot{Y}_0) + \dot{Z}_{2s}} \quad (7)$$

【0045】

図 3 は、誘導電動機におけるすべり周波数と相電流の関係を示す図であり、式 (7) によるすべり周波数 f_s (= 速度推定誤差) と、相電流ベクトル I_1 の絶対値 $|I_1|$ の関係を示す。速度推定値と実際の速度が一致する条件では、すべり周波数がゼロとなって、二次側インピーダンス Z_2 が無限大となるため、相電流は最小となる。

30

【0046】

逆に、すべりが正もしくは負に過大の条件では、二次側インピーダンス Z_2 が小さくなり、すべりがゼロの条件と比べて電流は大きくなる。言い換えれば、推定速度が実際の速度と一致している条件で電流が最小となり、推定速度が実際の速度と大きく乖離している条件では相電流の検出値 $|I|$ は大きくなる。

【0047】

図 1 に示す本実施例では、相電流指令値 $|I^*|$ と相電流検出値 $|I|$ を速度推定変化率演算部 12 に入力し、相電流指令値 $|I^*|$ に対して相電流検出値 $|I|$ が大きくなるに従って、可変ゲイン K_x を大きくする演算を行う。速度推定変化率演算部 12 により演算された可変ゲイン K_x は、初期速度推定演算部 10 の制御ゲインに積算され、初期速度推定演算部 10 の速度推定応答を速度推定偏差量が大きい場合に高速化する役割を果たす。

40

【0048】

すなわち、初期速度推定演算部 10 による速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ が実際の速度 ω_r に対して大きく乖離している場合には、可変ゲイン K_x が大きくなり、速度推定を高応答化することにより、推定速度 $\omega_r^{\wedge}$ を実速度 ω_r に高速に収束させることができる。

【0049】

50

速度推定ゲインをハイゲイン化することにより、速度推定系が不安定になることが考えられるが、図 3 に示したように、速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ と実際の速度 ω_r が近づいた場合には、相電流指令 $|I^*|$ と相電流検出値 $|I|$ の差も図 3 に示すように小さくなるため、可変ゲイン K_x は自然に小さくなり速度推定系は安定化する。

【0050】

図 4 は、本実施例による初期速度推定期間の速度推定結果の比較図であり、本実施例適用の有無を比較した計算結果の一例を示す。図 4 は、ロータ周波数 $f_r = 30 \text{ Hz}$ のフリーラン状態において、初期速度推定の開始と同時に、所定の電流指令を与え、誘導電動機 3 に流れる電流検出値の情報をもとに、推定初期値を 200 Hz として初期速度を推定した結果である。

10

【0051】

図 4 (a) は、本実施例適用時の初期速度推定結果を示しており、初期速度推定の開始後に電流検出値が増加し、速度推定変化率演算部 12 の出力である可変ゲイン K_x が増加していることがわかる。可変ゲイン K_x は、速度推定ゲインに積算されるため、速度推定値 $f_r^{\wedge}$ の変化率は K_x に応じて変化している。これによって、速度推定値 $f_r^{\wedge}$ は実際の速度 f_r に向かって高速に収束させることができる。

【0052】

図 4 (b) は、従来技術 (特許文献 1) によって初期速度推定した結果を示している。特許文献 1 の [0015] に記載の通り、速度サーチを実施する際の周波数掃引は最高周波数から一定レートで変化させており、電流検出値によらず、駆動周波数は一定の変化率 ($K_x = 1$) となる。この場合、速度推定値 $f_r^{\wedge}$ は実際の速度 f_r に対して収束方向に向かってはいるものの、推定初期値 (200 Hz) と実際の速度 (30 Hz) といったように初期速度推定開始時点での速度推定偏差が大きい条件では、膨大な時間を要する。

20

【0053】

図 5 は、本実施例による初期速度推定期間のトルクショック低減効果の比較図であり、初期速度推定時における本実施例と従来技術 (特許文献 1) でのトルクショックの比較を示す。従来技術 (特許文献 1) におけるトルクショックを 100% とした際の割合で比較している。本実施例によれば、初期速度推定を高速化できるため、従来技術と比較してトルクショックを 96% 低減することが可能である。

【0054】

30

仮に、推定速度が実際の速度と一致していない状態では、大電流が流れることにより q 軸二次磁束 $\Phi_2 q$ が生じ、トルクショックにつながる。本実施例では、図 4 で比較したように、大電流が流れる前に、速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ を実速度 ω_r に高速に収束させるため、この q 軸二次磁束 $\Phi_2 q$ の発生を抑制し、トルクショックを大幅に低減できる。

【0055】

更に、近年の誘導電動機 3 は電力消費量低減の要求に応え、従来よりも更に回転子の二次抵抗 r_2 を小さく (低すべり化) することにより、高効率化している。低すべりになる程、電氣的、磁氣的な時定数は長くなり、応答が鈍くなるため、初期速度の推定に時間を要するようになる。本実施例では、速度推定変化率演算部 12 によって、速度推定を高速化できるため、定格すべりが 1% 以下となる高効率な誘導電動機 3 に対しても、短時間かつ低トルクショックに初期速度を推定できる。

40

【0056】

以上のように、本実施例によると、誘導電動機 3 のすべり周波数に応じたインピーダンス変化を利用し、電流検出値をもとに速度推定応答を可変にすることにより、初期速度推定の高速化・低トルクショック化を実現する誘導電動機の駆動装置を提供できる。

【実施例 2】

【0057】

本実施例では、実施例 1 と異なり、速度推定系と電流制御系を一体化するものである。以下、実施例 1 との相違点を中心に説明する。

【0058】

50

図 6 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【 0 0 5 9 】

本実施例では、モータ定数の変動に対するロバスト性を高めることを目的に、初期速度推定演算部 10 が q 軸電流偏差量をもとに速度推定演算を行い、d 軸電流指令 I_d^* がフィードフォワードで電圧指令演算部 11 に入力される点で実施例 1 と異なる。

【 0 0 6 0 】

初期速度推定演算部 10 では、q 軸電流偏差量に、比例ゲイン K_P8 、積分ゲイン K_I9 を積算して、両者を加算することにより速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ を演算する。初期速度推定演算部 10 により算出した速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ にすべり周波数指令値 ω_s^* を加算することにより、一次周波数指令 ω_1^* が算出される。ただし、本実施例においては、トルク電流である q 軸電流指令 I_q^* をゼロに制御するため、すべり周波数指令 ω_s^* もゼロであり、速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ は一次周波数指令値 ω_1^* と同一値となる。

【 0 0 6 1 】

以下、本実施例における比例ゲイン K_P8 と積分ゲイン K_I9 の導出について示す。誘導電動機の電圧方程式は式 (8) で表わされる。

【 0 0 6 2 】

【数 3】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + r_2' + L_\sigma \cdot s & -\omega_1 \cdot L_\sigma & -\frac{r_2'}{M} & -\omega_r \cdot \frac{M}{L_2} \\ \omega_1 \cdot L_\sigma & r_1 + r_2' + L_\sigma \cdot s & \omega_r \cdot \frac{M}{L_2} & -\frac{r_2'}{M} \\ -\frac{M}{T_2} & 0 & \frac{1 + T_2 \cdot s}{T_2} & -\omega_s \\ 0 & -\frac{M}{T_2} & \omega_s & -\frac{1 + T_2 \cdot s}{T_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

【 0 0 6 3 】

ただし、 r_1 は一次抵抗、 r_2' は一次換算された二次抵抗、 L_σ は一次換算された漏れインダクタンス、 M は相互インダクタンス、 L_2 は二次自己インダクタンス、 T_2 は二次時定数、 ϕ_{2d} は d 軸二次磁束、 ϕ_{2q} は q 軸二次磁束、 s はラプラス演算子である。ここで、一次自己インダクタンス L_1 、二次自己インダクタンス L_2 、一次換算漏れインダクタンス L_σ 、二次時定数 T_2 、一次換算した二次抵抗 r_2' は以下の通りとする。

【 0 0 6 4 】

【数 4】

$$L_1 = l_1 + M \quad (9)$$

$$L_2 = l_2 + M \quad (10)$$

$$L_\sigma = l_1 + l_2 \cdot \left(\frac{M}{L_2} \right) \quad (11)$$

$$T_2 = \frac{L_2}{r_2} \quad (12)$$

$$r_2' = r_2 \cdot \left(\frac{M}{L_2} \right)^2 \quad (13)$$

【 0 0 6 5 】

式(8)における第2行目の V_q に関する式を展開すると、誘導電動機3と誘導電動機の駆動装置1における q 軸電流 I_q 、 I_q^* はそれぞれ次式で表わされる。

【0066】

【数5】

$$I_q = \frac{1}{R_\sigma + s \cdot L_\sigma} \cdot \left(V_q - \omega_1 \cdot L_\sigma \cdot I_d - \omega_r \cdot \frac{M}{L_2} \cdot \phi_{2d} + \frac{r_2'}{M} \cdot \phi_{2q} \right) \quad (14)$$

$$I_q^* = \frac{1}{R_\sigma^* + s \cdot L_\sigma^*} \cdot \left(V_q - \omega_1 \cdot L_\sigma^* \cdot I_d^* - \omega_r \cdot \frac{M^*}{L_2^*} \cdot \phi_{2d}^* + \frac{r_2'^*}{M^*} \cdot \phi_{2q}^* \right) \quad (15)$$

10

【0067】

ここで、誘導電動機3の定数と、制御装置2の定数が一致しているとし、 I_d 、 ϕ_{2d} 、 ϕ_{2q} は指令値と一致していると仮定すると、次式となる。

【0068】

【数6】

$$I_q^* - I_q = \frac{1}{R_\sigma^* + s \cdot L_\sigma^*} \cdot \left(\omega_r - \omega_r^* \right) \cdot \frac{M^*}{L_2^*} \cdot \phi_{2d}^* \quad (16)$$

20

【0069】

すなわち、 q 軸電流の偏差からロータ周波数の偏差を表わす伝達関数は次式となる。

【0070】

【数7】

$$G_s = \frac{(\omega_r - \omega_r^*)}{(I_q^* - I_q)} = \frac{(R_\sigma^* + s \cdot L_\sigma^*) \cdot L_2^*}{M^* \cdot \phi_{2d}^*} \quad (17)$$

30

【0071】

よって、 q 軸電流の偏差量から、誘導電動機3の速度を1次遅れ系で推定する制御式は次式となる。ただし、 ω_{acr} は電流制御の応答周波数とする。

【0072】

【数8】

$$\omega_r^* = \frac{\omega_{acr}}{s} \cdot G(s) \cdot (I_q^* - I_q) \quad (18)$$

40

$$= \frac{\omega_{acr} \cdot L_\sigma^*}{M^* \cdot \phi_{2d}^*} \cdot (I_q^* - I_q) + \frac{\omega_{acr} \cdot R_\sigma^*}{\frac{M^*}{L_2^*} \cdot \phi_{2d}^* \cdot s} \cdot (I_q^* - I_q) \quad (19)$$

【0073】

以上より、図6における比例ゲイン K_P8 、積分ゲイン K_I9 は次式となる。

【0074】

【数 9】

$$K_p = \frac{\omega_{acr} \cdot L_\sigma^*}{\frac{M^*}{L_2} \cdot \phi_{2d}^*} \quad (20)$$

$$K_I = \frac{\omega_{acr} \cdot R_\sigma^*}{\frac{M^*}{L_2} \cdot \phi_{2d}^*} \quad (21)$$

10

【0075】

そして、本実施例の最終的な速度推定式について、速度推定変化率演算部12の出力 K_x が積算され、次式となる。

【0076】

【数10】

$$\omega_r^{\wedge} = \left\{ \frac{\omega_{acr} \cdot L_\sigma^*}{\frac{M^*}{L_2} \cdot \phi_{2d}^*} \cdot (I_q^* - I_q) + \frac{\omega_{acr} \cdot R_\sigma^*}{\frac{M^*}{L_2} \cdot \phi_{2d}^* \cdot s} \cdot (I_q^* - I_q) \right\} \cdot K_x \quad (22)$$

20

【0077】

以上のように、本実施例では、図1に示したように電流制御器15と初期速度推定演算部10を別々に設けず、q軸電流偏差量をゼロにするように速度推定値 $\omega_r^{\wedge}$ を制御する構成とすることにより、速度推定系と電流制御系を一体化した構成としている。

【0078】

また、定数変動に対するロバスト性に関しても、本実施例では、誘導電動機3の温度上昇等によって定数変動が生じた場合、初期速度推定時間は変わってしまうものの、q軸電流偏差をゼロ（すべり周波数をゼロ）にするようにフィードバック制御しているため、速度推定精度については高精度に初期速度を推定できる。

30

【0079】

他の方式について例を挙げると、誘導電動機3の電圧方程式に基づくオブザーバ方式では、定数変動の影響を受け易いことが考えられる。例えば、特許文献2の第1の演算部では、初期速度を $(V_q^* - R_1 \cdot I_q) / \phi_1$ の数式から演算している。特に低速域においては、 V_q^* が小さくなるので、モータの温度変動で R_1 の定数誤差が生じた際、 R_1 の誤差が与える影響が相対的に大きくなるため、速度推定偏差によってトルクショックの発生に繋がってしまうことが考えられる。

【0080】

本実施例では、q軸電流偏差をゼロに制御するように速度を推定する構成にして、速度推定系と電流制御系を一体化することにより、速度推定応答を電流制御応答と同一にでき、速度推定が高速なことに加え、定数変動が生じた場合でも、 I_q 偏差量がゼロになるようにフィードバック制御する構成であるため、定数変動に対するロバスト性も高い特徴を持つ。

40

【0081】

前述した定数変動時の初期速度推定時間の変動については、誘導電動機3の抵抗値が最小となる条件（モータ温度範囲の下限値）においても、初期速度推定を完了できるように予めマージンを持たせ制御装置2を設計する。

【0082】

本実施例では、実施例1よりも、初期速度推定の更なる高速化・低トルクショック化を

50

実現し、定数変動に対するロバスト性を更に高めた誘導電動機の駆動装置を提供できる。

【実施例 3】

【0083】

本実施例は、実施例 1 乃至 2 よりも速度推定変化率の演算を簡素化したものである。以下、実施例 1 乃至 2 との相違点を中心に説明する。

【0084】

図 7 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【0085】

本実施例では、速度推定変化率演算部 12 の演算を簡素化し、制御装置 2 における演算負荷を低減することを目的に、速度推定変化率演算部 12 において、 d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流検出値 I_d を入力して可変ゲイン K_x を演算している。

【0086】

q 軸は電流偏差をゼロにするように制御し、 d 軸はフィードフォワード制御にする構成にしているため、 $I_q = I_q^*$ と仮定すると、速度推定偏差は d 軸電流に現れることになる。すなわち、 $|I| = I_d$ と見なせるため、 d 軸電流偏差量のみから速度推定偏差量の大小を判別でき、速度推定変化率演算部 12 の入力を I_d^* 、 I_d とできる。

【0087】

実施例 2 では、電流検出値 I_d 、 I_q の絶対値を演算する処理を行っていたが、本実施例ではこの演算処理が不要になり、演算処理を簡素化し、制御装置 2 の演算の負荷率を低減できる。

【0088】

速度推定変化率演算部 12 における演算処理 G14 は、 I_d / I_d^* のように単純な比でも良いが、事前に d 軸電流偏差量に対する可変ゲインテーブルを準備し、 d 軸偏差量を入力とする可変ゲインの演算方法としても良い。実施例 1 のように、誘導電動機 3 がすべり周波数に応じて電流変化する性質を利用し、速度推定応答を可変にすれば良い。

【0089】

本実施例では、実施例 2 よりも、速度推定変化率演算部 12 の演算を簡素化でき、演算負荷を更に低減した誘導電動機の駆動装置を提供できる。

【実施例 4】

【0090】

本実施例は、低速域で d 軸電流指令 I_d^* を増加させるものである。以下、実施例 1 乃至 3 との相違点を中心に説明する。

【0091】

図 8 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【0092】

本実施例では、低速域における初期速度推定の失敗の防止を目的に、速度推定値 ω_r が所定の判定閾値以下となった際に、 d 軸電流指令 I_d^* に ΔI_d^* を加算する d 軸ブースト制御演算部 13 を備える。

【0093】

式 (16) に示した通り、実施例 2 等の初期速度推定方式は、速度起電力と q 軸電流偏差量の関係を線形化したものである。式 (16) から明らかであるように、式 (16) 右辺の速度起電力がゼロになってしまうと、本速度推定方式は成立しなくなる。式 (16) 右辺は、誘導電動機 3 のロータの速度 ω_r と d 軸二次磁束 Φ_{2d} の積に比例しているため、速度が低下する程、小さくなる。つまり、低速域において、速度推定が破綻しないようにするために、 d 軸二次磁束指令 Φ_{2d}^* を増加させ、誘導電動機 3 における d 軸二次磁束 Φ_{2d} を増やすことにより、低速域においても速度起電力の低下を抑えることができる

10

20

30

40

50

。

【0094】

本実施例のd軸ブースト制御演算部13は、速度推定値 $\omega_r^\wedge$ をもとに低速域と判断した場合には、適切な大きさのd軸電流指令補償量 ΔI_d^* を出力し、第1の電流指令 I_d^* に ΔI_d^* を加算して、第2の電流指令 I_d^{**} を演算する。

【0095】

これによって、低速域と判断した場合のみ、速度起電力を増加させ、速度推定失敗を防止できる。なお、d軸電流指令補償量 ΔI_d^* は、誘導電動機3の回路定数や、制御装置2の仕様に応じて適切に設計する。

【0096】

また、本実施例では推定の初期値を200Hz（駆動周波数の上限値）に設定しているが、この値に限定されるものではない。必ずしも上限値とする必要はないが、駆動速度範囲の中央値よりも高い値に設定することが望ましい。仮に、推定初期値を低速域に設定して高速域の推定を行う場合、推定開始直後にd軸ブースト制御演算部13が動作し、不要なトルクショックを発生させる可能性がある。

【0097】

本実施例の制御構成では、速度起電力が大きく、初期速度推定が容易な高速域を最初にサーチし、その後、低速域と判断した場合のみd軸ブースト制御演算部13を動作させ、d軸二次磁束 Φ_{2d} を増加させる。本制御構成では、速度起電力が過小になることを防止するために、必要な速度域で必要な大きさの電流指令を与える方式としている。これによ

【0098】

図9は、本実施例による初期速度推定結果を示す図であり、d軸ブースト制御演算部の有無での、速度推定結果の比較を示す。図9では、初期速度の推定が特に難しいロータ周波数 $f_r = -10\text{Hz}$ （逆回転時）における初期速度推定結果を比較している。本比較においては、一例として、速度推定値 $f_r^\wedge$ が3Hz以下となった時点で、d軸ブースト制御演算部13を動作させている。この速度推定値の判定値は、誘導電動機3の諸元に合わせ、適切に設定されるものとする。図9(a)では、推定周波数 $f_r^\wedge$ が3Hz以下になった時点で、d軸ブースト制御が動作し、第2のd軸電流指令 I_d^{**} がステップ状に大きくなり、d軸二次磁束 Φ_{2d} が立ち上がり、所定の速度起電力を確保することで、速度推定値 $f_r^\wedge$ が実際の速度 f_r に収束する。一方、図9(b)では、推定周波数 $f_r^\wedge$ が実際の周波数 f_r （-10Hz）へ向かうものの、d軸二次磁束 Φ_{2d} が立ち上がりず、 $f_r^\wedge$ がゼロに収束し（速度起電力がゼロに収束）、初期速度推定を失敗する結果となる。この速度起電力がゼロになる現象は、誘導電動機3の原理上、低速域になる程、q軸二次磁束 Φ_{2q} が発生し易く、d軸に影響を及ぼし易くなることに起因する。本実施例では、d軸二次磁束 Φ_{2d} を増加させて、q軸二次磁束 Φ_{2q} の干渉によってd軸二次磁束 Φ_{2d} がゼロになることを防ぐことにより解決している。d軸電流指令補償量 ΔI_d^* はステップ状に加算しているが、d軸電流を増加させるものであれば、どのような形状でも良い。

【0099】

また、高効率な誘導電動機3は、低すべりであることから、二次時定数 T_2 （二次磁束の時定数）が長く、d軸二次磁束の確立が難しく、初期速度の推定失敗が発生し易い傾向にある。このような、低すべりな誘導電動機3に対しても、本実施例を適用することにより、速度推定失敗を発生することなく、初期速度を推定できる。

【0100】

以上より、本実施例では、低速域でd軸電流指令 I_d^* を増加させるd軸ブースト制御を備えることにより、実施例3よりも、低速域における初期速度推定の精度を更に高めた誘導電動機の駆動装置を提供できる。

【実施例5】

【0101】

本実施例は、 d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* に過渡値を用いるものである。以下、実施例 1 乃至 4 との相違点を中心に説明する。

【0102】

図 10 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【0103】

本実施例では、初期速度推定の更なる時間短縮および低トルクショック化を目的に、初期速度推定演算部 10 に用いる d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* に、定常値ではなく、過渡値を用いる。

10

【0104】

図 11 は、本実施例にかかる d 軸二次磁束指令演算を示す概略説明図であり、本実施例と従来技術における d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* の比較したものである。従来技術では、 d 軸電流指令 I_d^* に基づき、初期速度推定の開始と同時に定常値の d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* を出力する。一方、本実施例では、 d 軸電流指令 I_d^* に基づき、二次時定数 T_2 の LPF (Low Pass Filter) を通過させることにより、 d 軸二次指令 ϕ_{2d}^* は、次式で示すように、初期速度推定開始からの経過時間 t に応じた過渡的な値を出力する。ただし、式 (23) は d 軸電流指令 I_d^* をステップ入力した際の、 d 軸二次磁束 ϕ_{2d} の過渡値を示す式であるが、 d 軸電流指令 I_d^* はステップ形状、フィルタを通した一次遅れ形状、通電開始直後に急激に流して徐々に減衰させるフォーシング形状でも良く、限定されるものではない。

20

【0105】

【数 11】

$$\phi_{2d}^* = M^* \cdot I_d^* \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T_2^*}} \right) \quad (23)$$

【0106】

30

初期速度推定の開始直後は、速度推定値が一致しておらず、制御軸が一致していない状態であるため、図 9 に示したように、誘導電動機 3 に実際に発生している d 軸二次磁束 ϕ_{2d} は、ほぼゼロに近い値である。即ち、初期速度推定演算部 10 における制御ゲインの d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* に定常値を考慮した場合、式 (22) に示すように速度推定系のゲインが不足することとなる。本実施例では、速度推定系ゲインの d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* に、 d 軸電流指令 I_d^* の波形や印加時間に応じて過渡的に変化する d 軸二次磁束指令の演算指令値を用いることにより、誘導電動機 3 の実際の ϕ_{2d} により近い値とすることができ、推定モデルを高精度化し、このゲイン不足を解消できる。

【0107】

また、低すべりな誘導電動機においては、二次時定数 T_2 も長くなり、 d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* の立ち上がりも緩やかになるが、本実施例では、誘導電動機 3 が低すべりになる程、初期速度推定系のゲインを高める方向に作用する。

40

【0108】

本実施例では、初期速度推定演算部 10 に用いる d 軸二次磁束指令 ϕ_{2d}^* に、 d 軸電流指令 I_d^* の波形や印加時間に応じて過渡的に変化する演算指令値を用いることにより、実施例 4 よりも更に高速に初期速度を推定でき、トルクショックを低減できる。

【実施例 6】

【0109】

本実施例は、駆動システムの速度情報を初期値に用いるものである。以下、実施例 1 乃至 5 との相違点を中心に説明する。

50

【 0 1 1 0 】

図 1 2 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の機能ブロック図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の構成を機能ブロックにより示したものである。

【 0 1 1 1 】

本実施例では、初期速度推定の更なる時間短縮および低トルクショック化を目的に、鉄道車両等の駆動システムの速度情報を制御装置 2 に取り込み、初期速度推定演算部 1 0 の積分器の初期値に設定する。

【 0 1 1 2 】

駆動システムの速度情報 V_{car} を制御装置 2 へ取り込み、電気角周波数換算部 1 5 によって、電気角周波数 $\omega_{rin i}$ に換算し、初期速度推定演算部 1 0 の推定初期値として用いる。速度情報 V_{car} は、必ずしも正確な値でなくても良く、鉄道車両で用いられる速度段のリレー信号等のような概算値でも良い。駆動周波数の概算値を初期値として、実施例 1 乃至 5 にかかる構成を適用することにより、更に高速かつ低トルクショックの初期速度推定を実現できる。本実施例は、駆動システムの速度情報を誘導電動機の駆動装置 1 に取り込めるシステムに適用できる。

【 0 1 1 3 】

本実施例では、初期速度推定演算部 1 0 に用いる推定初期値を実速度に近付けることができるため、実施例 5 よりも更に高速かつ、低トルクショックな初期速度推定を実現できる。

【 実施例 7 】

【 0 1 1 4 】

本実施例は、スイッチング素子やダイオードに $S i C$ 素子を用いるものである。以下、実施例 1 乃至 6 との相違点を中心に説明する。

【 0 1 1 5 】

図 1 3 は、本実施例にかかる誘導電動機の駆動装置の一部を示す概略構成図であり、誘導電動機をセンサレスベクトル制御で駆動する誘導電動機の駆動装置の一部を示す概略構成図である。

【 0 1 1 6 】

図 1 3 では、鉄道車両の駆動システムの一部を例として記載している。制御装置 2 のベクトル制御演算に基づき、ゲートドライバ 1 0 4 が、半導体モジュール 1 0 3 のスイッチング動作を制御している。また、入力側においてはフィルタリアクトル 1 0 5 とフィルタコンデンサ 1 0 6 により LC フィルタ回路を構成しており、架線 1 0 7 に流れるノイズをカットする構成となっている。

【 0 1 1 7 】

本実施例では、初期速度推定の更なる時間短縮および低トルクショック化を目的に、誘導電動機の駆動装置 1 の半導体モジュール 1 0 3 において、スイッチング素子 1 0 1 とダイオード 1 0 2 の一方もしくは両者に $S i C$ 素子を使用する。

【 0 1 1 8 】

本実施例では、低損失で高速スイッチングが可能な $S i C$ インバータを用いることにより、キャリア周波数を向上でき、制御装置 2 における電流制御応答 ω_{acr} を向上できる。実施例 2 に記載した通り、電流制御系と速度推定系が一体化されているため、電流制御応答 ω_{acr} を向上すると、速度推定系も同一の推定応答を得ることができる。

【 0 1 1 9 】

本実施例によれば、 $S i C$ インバータとの相乗効果により、実施例 6 よりも更に高速かつ、低トルクショックの初期速度推定を実現できる。

【 実施例 8 】

【 0 1 2 0 】

本実施例は、誘導電動機の駆動装置を鉄道車両に用いたものである。以下、実施例 1 乃至 7 との相違点を中心に説明する。

10

20

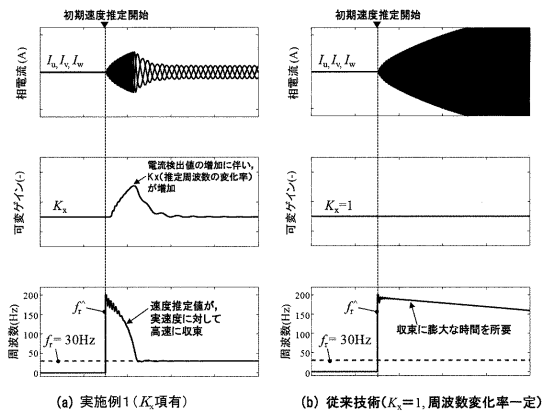
30

40

50

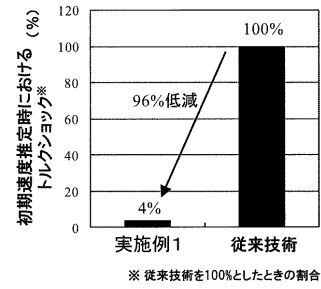
【図4】

【図4】



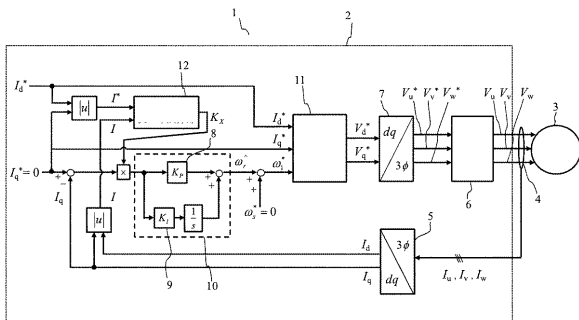
【図5】

【図5】



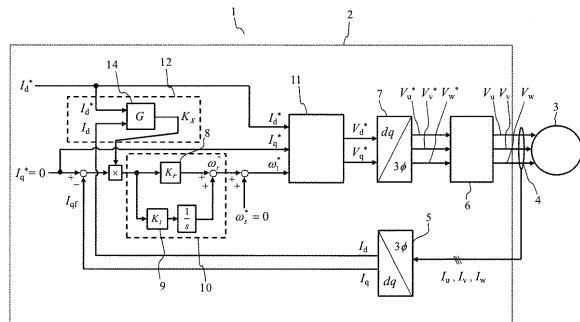
【図6】

【図6】



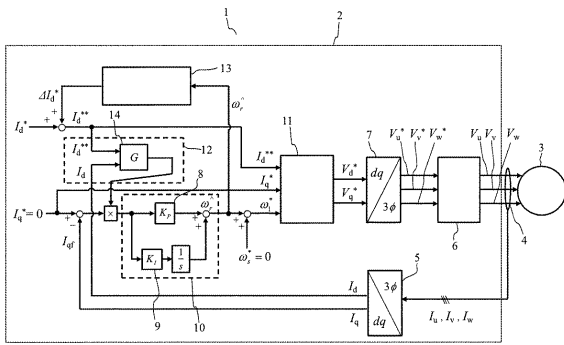
【図7】

【図7】



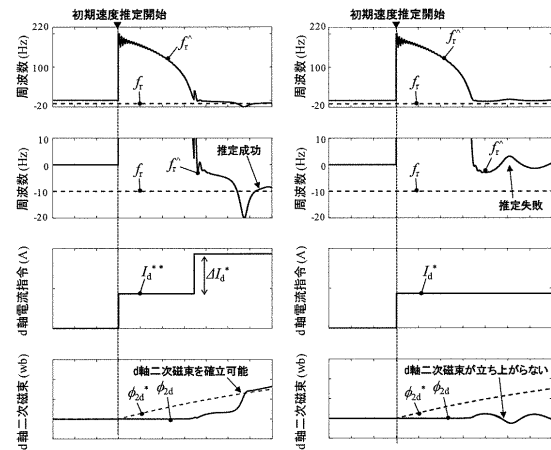
【図 8】

【図8】



【図 9】

【図9】

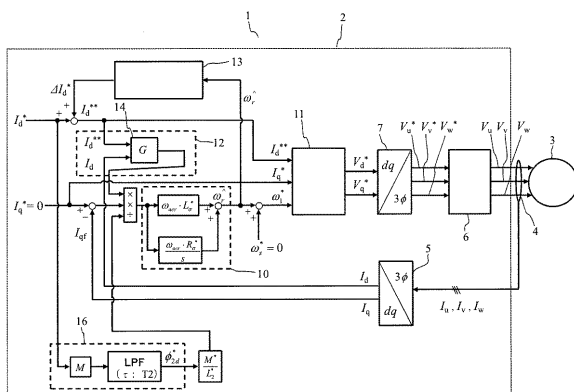


(a) 実施例4 (Idブースト制御有)

(b) 従来技術 (Idブースト制御無)

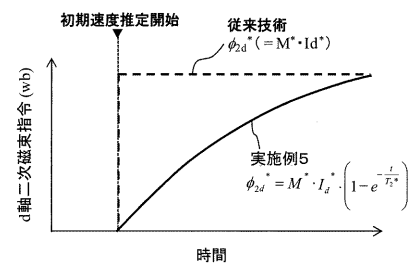
【図 10】

【図10】

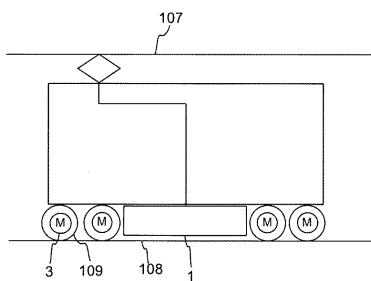


【図 11】

【図11】



【図12】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5H505 AA19 BB04 DD03 DD05 EE41 EE49 EE58 FF01 GG04 GG08
HA10 HB01 JJ04 JJ06 JJ17 JJ24 JJ25 JJ26 LL14 LL22