

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2011年9月1日(01.09.2011)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2011/105355 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 21/00 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/053798
- (22) 国際出願日: 2011年2月22日(22.02.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2010-039525 2010年2月25日(25.02.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社明電舎(MEIDENSHA CORPORATION) [JP/JP]; 〒1410032 東京都品川区大崎2丁目1番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 只野 裕吾 (TADANO, Yugo).
- (74) 代理人: 橋本 剛, 外 (HASHIMOTO, Takeshi et al.); 〒1040044 東京都中央区明石町1番29号 掖済会ビル S H I G A 内外国特許事務所内 Tokyo (JP).

- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

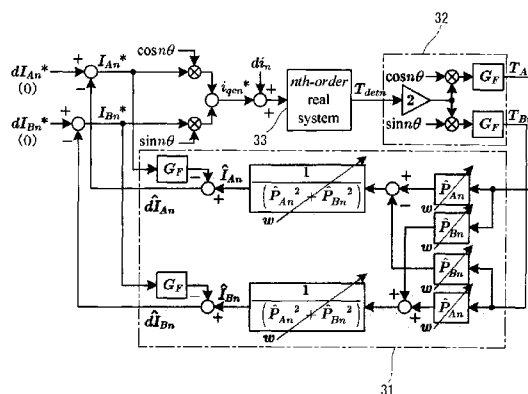
添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: TORQUE RIPPLE SUPPRESSION CONTROL APPARATUS AND TORQUE RIPPLE SUPPRESSION CONTROL METHOD FOR ROTATING ELECTRICAL MACHINE

(54) 発明の名称: 回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置および制御方法

[図1]



(57) Abstract: Torque ripples can be suppressed favorably, by reducing delays in the estimation of the real part and imaginary part components of a periodic-disturbance, in torque ripple suppression control by a periodic-disturbance observer. The periodic-disturbance observer (31) obtains the real part (I_{An}) and imaginary part (I_{Bn}) of an estimated current value including the periodic-disturbance, from a value that is a result of having system transfer functions for each of the nth-order torque ripple frequency components, starting from the torque command value through to a detected torque value, identified with a one-dimensional complex vector having a real part (P_{An}) and an imaginary part (P_{Bn}), and from a cosine coefficient (T_{An}), a sine coefficient (T_{Bn}), and the real part (P_{An}) and imaginary part (P_{Bn}) of the system transfer functions. The periodic-disturbance observer then obtains estimation values for the real part (dI_{An}) and imaginary part (dI_{Bn}) of a periodic-disturbance current for canceling the periodic-disturbance current, by subtracting compensation current command values (I_{An}^* , I_{Bn}^*) via ripple extraction filters (GF) from the real part (I_{An}) and imaginary part (I_{Bn}) of the estimated current value, respectively.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2011/105355 A1



周期性外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御に、周期性外乱の実部、虚部成分の推定遅れを少なくしてトルクリプルを良好に抑制できる。 周期性外乱オブザーバ 31 は、トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別のシステム伝達関数を実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ の 1 次元複素ベクトルで同定した値と、余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} およびシステム伝達関数の実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ から、周期性外乱を含む電流推定値の実部 I_{An} および虚部 I_{Bn} を求め、電流推定値の実部 I_{An} および虚部 I_{Bn} のそれぞれから脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 $d I_{An}$ および虚部 $d I_{Bn}$ の推定値を得る。

明 細 書

発明の名称：

回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置および制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、モータ等の回転電気機械のトルク制御装置において、回転電気機械のトルクリプル（トルク脈動）を自動的に抑制する制御装置および制御方法に係り、特に周期性外乱オブザーバによる周期性外乱抑制制御に関する。

背景技術

[0002] モータは原理的にトルクリプル（トルク脈動）を発生し、振動・騒音・乗り心地への悪影響、電気・機械共振等の種々の問題を引き起こす。特に、近年普及が進んでいる埋込磁石PMモータ（IPMSM）は、コギングトルクリプルとリラクタンストルクリプルが複合的に発生する。その対策として、トルクリプルを打ち消す補償電流をトルク指令に重畳する種々の方式が検討されている。

[0003] しかしながら、例えば数式解析モデルを用いてフィードフォワード補償を行なう方式では、解析誤差の影響が懸念される。また、定常動作点でのフィードバック学習制御結果を記憶してフィードフォワード補償する方式では動作点毎に制御パラメータを適切に調整するための時間を要し、オンライン補償が難しくなる。また、電流リプルを低減する方式は、トルクリプルの観点からは最適に抑制されているとは限らない。そのほか、トルクリプルオブザーバ補償方式も検討されているが、可変速運転時の特性やオンラインフィードバック抑制の検証が不十分なものであった。

[0004] 上記の課題に対し、電気・機械共振の元凶であるトルクリプルを高精度に抑制する目的で、軸トルクメータによるフィードバック抑制制御法を本願発明者等は既に提案している（例えば、非特許文献1参照）。この制御法は、トルクリプルの周期性に着目して脈動周波数成分毎に補償する制御系を構築

すると共に、システム同定結果を用いて動作状態変化に即応するようパラメータを自動調整する機能を設けたものであり、この制御法の詳細を以下に説明する。

[0005] (1) トルクリップ抑制制御装置の基本構成

図2は、従来のトルクリプル抑制制御装置の基本構成図である。同図は、モータによって負荷を駆動するシステムに適用したものである。

[0006] トルクリップの発生源となるモータ1と、何らかの負荷装置2をシャフト3で結合し、その軸トルクをトルクメータ4で計測してトルクリプル抑制装置5に入力する。また、ロータリエンコーダ等の回転位置センサ6を用いてモータの回転子位置（位相）情報を入力する。トルクリプル抑制装置5は、トルク脈動抑圧手段を搭載し、トルク指令値（あるいは速度指令値）に基づいて生成された電流指令値に、トルク脈動補償電流を上乗せした指令値をインバータ7に与える。図2の例では、インバータ7で電流ベクトル制御することを考慮して、モータの回転に同期した回転座標（直交d-q軸）上のd軸、q軸電流指令値 i_d^* 、 i_q^* を与えている。

[0007] トルクリップ（トルク脈動）はモータの構造上、回転子位置に応じて周期的に発生することが知られている。そこで、モータ回転に同期してトルクリプル周波数成分を抽出する手段を用い、任意次数 n のトルクリプルを余弦、正弦係数 T_{An} 、 T_{Bn} [Nm]に変換する。トルクリプル周波数成分の厳密な計測手段にはフーリエ変換などあがるが、演算容易性を重視すれば回転位相 θ [rad]を基準とした単相の高調波回転座標系に低域通過フィルタを通すことでトルクリプル周波数成分を抽出することができる。

[0008] トルクリップ抑制装置5では、上記の余弦、正弦係数 T_{An} 、 T_{Bn} を用いてトルクリプル抑制制御を行い、任意周波数成分の補償電流 i_{qc}^* [アンペア]の余弦／正弦係数 I_{An} 、 I_{Bn} [アンペア]を生成する。補償電流 i_{qc}^* への変換は、変換時と同じ回転位相 θ を用いて以下の(2)式で求め、この補償電流はq軸電流指令値に重畳して通常のベクトル制御を行う。

[0009]

[数1]

$$iqc^* = I_{An}^* \cdot \cos(n\theta) + I_{Bn}^* \cdot \sin(n\theta) \dots\dots\dots (2)$$

[0010] 図3は、前記の軸トルク検出値 T_{det} と回転位相 θ からトルクリプルの余弦、正弦係数 T_{An} 、 T_{Bn} を求め、これらと回転速度 ω から補償電流余弦係数 I_{An} および正弦係数 I_{Bn} を求めてトルク周期性外来抑制の補償電流を求めるトルクリプル抑制装置の制御ブロック図である。図中の記号は、以下の意味である。

[0011] T^* : トルク指令値、 T_{det} : 軸トルク検出値、 T_{An} : n 次トルク脈動抽出成分（余弦係数）、 T_{Bn} : n 次トルク脈動抽出成分（正弦係数）、 ω : 回転数検出値、 θ : 回転位相検出値、 iqc^* : トルクリプル補償電流、 id : d 軸電流検出値、 id^* : d 軸電流指令値、 iq : q 軸電流検出値、 iq^* : q 軸電流指令値、 iu 、 iv 、 iw : u 、 v 、 w 相電流、 iqo^* : q 軸電流指令値（補償電流重畳前）、 I_{An} : n 次補償電流余弦係数、 I_{Bn} : n 次補償電流正弦係数、 abz : 回転センサ信号。なお、添え字の n は n 次成分トルクリプルである。

[0012] 図3において、指令値変換部11は、トルク指令値 T^* から、ベクトル制御における回転 dq 座標系の d 軸および q 軸電流指令値 id^* 、 iqo^* に変換する。一般には、最大トルク／電流制御を実現するような変換数式やテーブルなどが用いられる。電流ベクトル制御部12は、 q 軸電流指令値 iqo^* にトルク脈動補償電流 iqc^* を重畳したものを q 軸電流指令値 iq^* としてトルク脈動を抑制する。図3の例では q 軸電流指令値に補償電流 iqc を重畳しているが、 d 軸電流、あるいは d 軸と q 軸の両方に与えても良い。あるいは、 dq 軸電流の干渉が問題にならないシステムであれば、トルク指令値に対して直接的にトルク脈動補償信号を重畳しても良い。

[0013] 電流ベクトル制御部12は、一般的な直交回転座標系 dq 軸において、電流ベクトル制御の動作を行い、モータ（IPMSM）13をベクトル制御で駆動することで、負荷装置14を駆動する。座標変換部15は、電流セン

サ 16 で検出する 3 相交流電流 i_u 、 i_v 、 i_w とモータ回転位相 θ から、モータ回転座標に同期した d q 軸直交回転座標系の電流 i_d 、 i_q に変換する。回転位相／速度検出部 17 は、エンコーダ等の回転位置センサ 18 の回転センサ信号 a b z から回転速度 ω および回転位相 θ の情報に変換する。

[0014] トルク脈動周波数成分抽出部 19 では、軸トルクメータ 20 で検出する軸トルク検出値 T_{det} と回転位相 θ からトルク周期性外乱を脈動周波数成分ごとに抽出する。代表的な抽出手段としてフーリエ変換がある。脈動成分の抽出方法は任意であるが、演算容易性を重視し、軸トルク検出値 T_{det} [Nm] に回転位相 θ を基準とした n 次余弦波・正弦波を乗じ、それぞれに低域通過フィルタを施すことで、(3) ~ (5) 式に示す近似的なフーリエ変換を行う。これを、トルクリプル同期座標変換と称する。

[0015] [数2]

$$\begin{cases} T_{detA}^n(t) = T_{det}(t) \cdot \cos n\theta \\ T_{detB}^n(t) = T_{det}(t) \cdot \sin n\theta \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

$$\begin{cases} T_{detA}^n(s) = \mathcal{L}[T_{detA}^n(t)] \\ T_{detB}^n(s) = \mathcal{L}[T_{detB}^n(t)] \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{cases} T_{An} = 2 \cdot G_F(s) \cdot T_{detAn}(s) = 2 \cdot \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot T_{detAn}(s) \\ T_{Bn} = 2 \cdot G_F(s) \cdot T_{detBn}(s) = 2 \cdot \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \cdot T_{detBn}(s) \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

[0016] $\mathcal{L}$: ラプラス変換、 G_F : 脈動抽出フィルタ、 ω_f : 脈動抽出口ーパスフィルタ遮断周波数 [rad/s]、 s : ラプラス演算子

[0017] トルクリプル抑制制御部 21 では、(3) ~ (5) 式で抽出・変換した T_{An} 、 T_{Bn} を用いてトルクリプル抑制制御を各次成分で行い、補償電流 i_{qc}^* [A] の n 次周波数成分 i_{qcn}^* [A] の余弦係数 I_{An}^* [A] ならびに正弦係数 I_{Bn}^* [A] を生成する。 n 次補償電流 i_{qcn}^* への変換は、前記 (2) 式と同様に、トルクリプル同期座標変換時と同一の回転位相 θ を用いて計算する。

[0018] トルク指令 T^* [Nm] は、最大トルク／電流制御を実現する d q 軸電流指令値 i_d^* 、 i_{q0}^* に変換し、(2) 式で生成した各次補償電流の合成値 i_{qc}^* を i_{q0}^* に重畳して、ベクトル制御を行う。基本的に、トルクリプル抑制制御装置で行う演算処理内容は、軸トルク脈動成分抽出・トルクリプル抑制・補償電流信号生成であり、それ以外の処理については一般的なインバータで行っている。

[0019] 上記のトルクリプル抑制制御部 21 の代表形態として、周期性外乱オブザーバ補償法または補償電流フーリエ係数学習制御法を用いることができる。

[0020] 補償電流生成部 22 では、前記の (2) 式で補償電流指令値 i_{qc}^* を生成し、 q 軸電流指令値に重畳する。

[0021] (2) システムの同定

図 2 に示すようなシステム構成は、PM モータ 1、負荷装置 2、トルクメータ 4、カップリング 3 等の慣性モーメントにより多慣性軸ねじれ共振系となる。軸トルク検出値をフィードバックする場合は複数の共振・反共振周波数があるため、動作状態に応じて適切に抑制制御パラメータを決定しなければならない。制御パラメータの学習時間が長いと電気・機械共振現象を増大させる危険があるため、速やかな自動調整機能が必要である。

[0022] そこで、非特許文献 1 では、回転速度変化に適応する可変ノミナル制御パラメータを導出するために、図 2 のトルクリプル抑制装置 5 の出力値から入力値までのシステム伝達関数、すなわち図 3 における補償電流指令値 i_{qc}^* から軸トルク検出器 4 の検出値 T_{det} までの周波数伝達関数を同定する。システム同定手法は任意であるが、開ループで i_{qc}^* にガウス性ノイズ信号を与えた時の軸トルク検出値 T_{det} を演算周期 $100 \mu s$ で 20 秒間計測し、入出力のパワースペクトル密度の比から周波数伝達関数をノンパラメトリックに推定した結果を図 4 に示す（機械系、インバータ電流応答、トルクメータ応答、無駄時間などを含んだ実機の実機特性）。また、周波数伝達関数の傾向から 4 慣性系に近似した場合のパラメトリック同定結果も併せて示す。近似のための最適化手法にも種々の方式があるが、周波数領域で 1 kHz までの振幅特性

の誤差を評価し、制約付き非線形最小化（逐次２次計画法）を行った。

[0023] 図３ではトルクリプル周波数に同期した座標で制御系を構築するため、図４のシステム同定結果から任意の周波数伝達関数のみを抽出する。定常状態において、トルクリプル周波数に同期したシステムの振幅・位相伝達関数は１次元複素ベクトルで表現できるので、図３の制御系でのシステム特性 P_{sys} を下記の（６）式のように定義する。

[0024] [数3]

$$P_{SYS} = P_{Am} + P_{Bm} \cdot i \quad \dots\dots\dots (6)$$

[0025] P_{Am} ：システム特性の実部、 P_{Bm} ：システム特性の虚部、 m ：システム同定テーブルの周波数要素番号

[0026] 例えば、１～１０００〔Ｈｚ〕までのシステム特性を１Ｈｚ毎に（６）式で表現した場合、１０００個の複素ベクトルの要素からシステム同定テーブルを構築することができる。制御系で使用されるのは常に１つの複素ベクトルに限られ、回転速度変化（トルクリプル周波数変化）に応じて同定テーブルから瞬時に P_{Am} と P_{Bm} を読み出し、線形補間を施して複素ベクトル化された同定結果を抑制制御に適用する。なお、回転位相を基準とした実部と虚部の軸を定義するため、（５）式における余弦係数は実部成分、正弦係数は虚部成分に対応する。

[0027] （３）補償電流フーリエ係数学習制御法

前記の非特許文献１に方式１として記載されるトルクリプル抑制制御法であり、トルクリプル周波数成分のフーリエ係数として求め、これから前記（２）式の演算で補償電流 i_{qc}^* を求める。この制御法では、トルクリプル周波数に同期した周波数成分のシステム伝達関数を１次元複素ベクトルで表現し、任意周波数成分のトルクリプルの実部・虚部をフーリエ変換等で抽出している。その余弦・正弦フーリエ係数を複素ベクトルの実部・虚部に当てはめて、フィードバック抑制制御系を構築する。

[0028] 補償電流係数はＩ－Ｐ（比例・積分）学習制御方式で求める。Ｉ－Ｐ抑制

制御系の閉ループ特性が、モデルマッチング法によって任意の標準系規範モデルの極配置と一致するように比例・積分ゲインを決定する。また、それらは前記のシステム同定結果と回転速度情報を用いて自動的にパラメータを適応させるので、多慣性共振系システムへの実装を容易にする。

[0029] 任意の定常動作点（定常トルク・定常回転数）において、抑制完了したときの補償電流信号の振幅・位相を保存し、それを複数の動作点で実施して、トルク・回転数の2次元テーブルとして実装する。この際、トルク・回転数情報をテーブルに入力し、読み出した補償電流振幅・位相データから補償電流を生成してフィードフォワード抑制することが可能となる。

[0030] （４）周期性外乱オブザーバ補償法

前記の非特許文献１に方式２として記載されるトルクリプル抑制制御法である。前記補償電流フーリエ係数学習制御法での制御パラメータ自動調整手法は、Ｉ－Ｐ制御ゲインの調整を介して外乱を抑制するため、可変速運転に対する即応性が低下する。そのため、学習した結果を予めテーブル化しておき、フィードフォワード抑制する使い方を推奨している。

[0031] 本方式の周期性外乱オブザーバ補償法は、周期性外乱オブザーバという考え方を用いて直接的にトルクリプル外乱を推定するため、上記の即応性の問題を改善できる。したがって、可変速・負荷変動を有するシステムに対しても常時オンラインフィードバックでトルクリプルを抑制できる。また、補償電流フーリエ係数学習制御法と同様に１次元複素ベクトルで表現したシステム同定結果を用いて、周期性外乱オブザーバの逆モデルを自動調整する機能を持たせることで、多慣性共振系システムへの実装も容易になる特徴を持つ。

[0032] 図５は周期性外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御の演算ブロック図であり、３１は周期性外乱オブザーバ部、３２はトルクリプル抽出部、３３は実システムを表現している。同図中、 $d I_{An}^*$ ： n 次周期性外乱電流実部（余弦係数）指令値、 $d I_{Bn}^*$ ： n 次周期性外乱電流虚部（正弦係数）指令値、 $i_{qc n}$ ： n 次補償電流、 $d I_{An}$ ： n 次周期性外乱の実部（余弦）成分推定値、

d I_{Bn} : n 次周期性外乱の虚部（正弦）成分推定値、 I_{An} : n 次補償電流実部（余弦係数）、 I_{Bn} : n 次補償電流虚部（正弦係数）。

[0033] 同図は、トルクリプル周波数に同期した制御系のみを示しているので、実システムの伝達特性は 1 次元複素ベクトルで示される。すなわち、以下の（7）式で実システムを表現し、そのシステム同定結果を（8）式とする。なお、（8）式中の推定値および以降の式中では「 $\hat{}$ 」記号を P の頂部に付して示すが、明細書中では「 $P^{\wedge}$ 」のように記す。

[0034] [数4]

$$P_{sys} = P_{An} + P_{Bn} \cdot i \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\hat{P}_{sys} = \hat{P}_{An} + \hat{P}_{Bn} \cdot i \quad \dots\dots\dots (8)$$

[0035] P_{An} : n 次トルクリプル周波数成分のシステム実部、 P_{Bn} : n 次トルクリプル周波数成分のシステム虚部、 $\hat{P}_{An}$: n 次トルクリプル周波数成分のシステム実部推定値、 $\hat{P}_{Bn}$: n 次トルクリプル周波数成分のシステム虚部推定値

[0036] 図中のトルクリプル抽出部のローパスフィルタ伝達関数は前記（5）式より、以下の（9）式となる。

[0037] [数5]

$$G_F = \frac{1}{(1 / wf)s + 1} \quad \dots\dots\dots (9)$$

[0038] 図 5 は、一般的な従来の外乱オブザーバと同じ構成であるが、周期性外乱のみに着目しているため、システム特性は（7）式のように 1 次元複素ベクトルで表され、オブザーバ部の逆システム $\hat{P}_{sys}^{-1}$ はシステム同定結果を用いて（8）式の逆数で簡単に示すことができる。

[0039] [数6]

$$\hat{P}_{sys}^{-1} = \frac{1}{(\hat{P}_{An} + \hat{P}_{Bn} \cdot i)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

[0040] 周期性外乱オブザーバは、上記の複素ベクトル演算した後に、オブザーバフィルタを介して周期性外乱（トルクリプル）の実部成分と虚部成分をそれぞれ推定する。周期性外乱推定値実部 $d I_{An}$ および虚部 $d I_{Bn}$ は、図5のごとく、その外乱成分を打ち消すように補償電流として与えればよい。通常は、周期性外乱電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* をゼロ（0）とすることで、その周波数成分の外乱電流を抑制できる。

先行技術文献

非特許文献

[0041] 非特許文献1：只野 他、「PMモータの周期性外乱に着目したトルクリプル抑制制御法の検討」、平成21年電気学会産業応用部門大会、1-615～618、会期：平成21年8月31日～9月2日、会場：三重大学

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0042] 一般に、トルクリプルを検出し、全周波数帯域に亘るフィードバック制御でトルクリプルを抑制する装置では、高周波帯域では演算無駄時間の影響を受けてフィードバック制御応答が低下し、高周波帯域の外乱抑圧性能が低下し、所望の補償電流生成が困難となる。

[0043] 一方、前記のI-P（比例・積分）学習制御方式などで求める周期的学習法は、周期性外乱と同一周波数の正弦波・余弦波を生成してから、その正弦・余弦係数（振幅・位相と等価）を調整対象とする。したがって、この方式は、全周波数帯域の補償電流を一括して生成する制御器よりも高周波外乱への対応が容易になり、周期性外乱抑圧性能の改善が期待できる。また、対象次数毎に並列にトルクリプル抑制制御器を構成すれば、同時に複数の次数のトルクリプル抑制にも対応できる。

[0044] また、図3ではトルクリプル周波数に同期した座標で制御系を構築するため、トルクリプル補償電流指令値 i_{qc}^* から軸トルク検出値 T_{det} までのシステム伝達関数を同定する。このシステム同定結果から任意の周波数伝達関数のみ

を抽出してフィードバック制御する。定常状態において、トルクリプル周波数に同期したシステムの振幅・位相伝達関数は 1 次元複素ベクトルで表現できるので、実システムの周波数伝達関数を回転速度 ω に関する複素ベクトル $P(j\omega)$ で (12) 式のとおり定義することができる。

[0045] [数7]

$$\overrightarrow{P(j\omega)} = P_A(\omega) + j \cdot P_B(\omega) \dots\dots\dots (12)$$

[0046] $P_A(\omega)$: 実システムの実部、 $P_B(\omega)$: 実システムの虚部

[0047] 非特許文献 1 では、トルクリプル同期座標で制御系を構築するため、(12) 式から任意 n 次成分の周波数伝達関数のみを抽出し、トルクリプル同期座標の実システムを (13) 式とする。つまり、任意 n 次成分のシステムの振幅・位相特性は、単純な 1 次元複素ベクトル P_n で表現できることに着目する。なお、(2) ~ (5) 式と同様に、回転位相 θ を基準として実部・虚部の軸を定義し、余弦係数は実部成分、正弦係数は虚部成分に対応させている。

[0048] [数8]

$$\overrightarrow{P_n} = P_{An} + jP_{Bn} \dots\dots\dots (13)$$

[0049] P_{An} : 実システム n 次成分実部、 P_{Bn} : 実システム n 次成分虚部

[0050] 図 3 の制御系におけるシステム同定結果についても、同様に 1 次元複素ベクトルで (14) 式のとおり定義することができる。

[0051] [数9]

$$\overrightarrow{\hat{P}_n} = \hat{P}_{An} + j\hat{P}_{Bn} \dots\dots\dots (14)$$

[0052] $\hat{P}_{An}$: 同定結果の n 次成分実部、 $\hat{P}_{Bn}$: 同定結果の n 次成分虚部

[0053] 例えば、1 ~ 1000 Hz までのシステム同定結果を 1 Hz 毎に複素ベク

トルで表現した場合、1000個の1次元複素ベクトルの要素からなるテーブルを構築することができる。同定結果を近似式で表現することも可能である。

[0054] 以上から、複雑なシステムであってもシステムモデルは常に簡素な1次元複素ベクトルとなり、モータ回転速度 ω の変化（トルクリプル周波数変化）に応じて（14）式も瞬時に参照値を変更すれば可変速運転にも容易に対応できる。

[0055] ここで、図3に示すように、トルクリプル抑制制御には、モータに流れる電流の基本波成分周波数の整数倍で回転する高調波の回転座標変換を施し、その成分の高調波電流を抽出して電流ベクトル制御部12に設けたI-P（比例・積分）制御器で0となるように抑圧している。その際、高調波の速度起電力を外乱として捉えて、それを推定する外乱オブザーバを構成して高調波回転座標上の電流指令値に加算し、高調波電流を抑圧する。この手法はモータに流れる高調波電流を抑制できるが、トルク脈動を高精度に抑制できるとは限らず、また、多慣性系システムやインバータ応答等の複雑な電気機械特性にも対応していない。

[0056] 本発明の目的は、周期性外乱オブザーバによる周期性外乱抑制に、多慣性系システムやインバータ応答等の複雑な電気機械特性にも対応して、トルクリプルを高精度に抑制できる回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置および制御方法を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0057] 本発明は、前記の課題を解決するため、周期性外乱オブザーバは、トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別のシステム伝達関数を実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ の1次元複素ベクトルで同定した値と、余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} およびシステム伝達関数の実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ から、周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求め、電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周

期性外乱電流実部 $d \hat{I}_{An}$ および虚部 $d \hat{I}_{Bn}$ の推定値を得るようにしたもので、以下の装置および方法を特徴とする。

[0058] (1) 回転電気機械システムのトルク指令値または速度指令値をベクトル制御における回転座標系の d , q 軸電流指令値に変換し、回転電気機械の制御系の周波数特性をシステムの同定によって任意周波数成分の複素ベクトルで表現したモデル化を行い、このモデルを使って任意周波数成分のトルクリプルの実部・虚部を周期性外乱オブザーバで推定し、この周期性外乱を抑圧するように前記 d , q 軸電流指令値にフィードバック補償電流を重畳する回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置であって、

回転電気機械の軸トルク検出値 T_{det} と脈動抽出フィルタ G_F および回転位相 θ から回転電気機械システムのトルクリプルが有する n 次周波数成分別のトルク脈動の余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} を求めるトルクリプル抽出部と、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および回転電気機械の回転速度 ω からトルクリプルの n 次補償電流余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ を推定する周期性外乱オブザーバと、

前記余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ をトルクリプル補償電流指令値とし、これら余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ と回転電気機械の回転位相 θ から回転電気機械システムの周期性外乱抑制のフィードバック補償電流を求める補償電流生成部とを備え、

前記周期性外乱オブザーバは、

トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別の回転電気機械システムの伝達関数を n 次成分実部 P_{An} と n 次成分虚部 P_{Bn} の 1 次元複素ベクトルで同定した値を推定しておく手段と、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および前記 n 次成分実部 P_{An} と n 次成分虚部 P_{Bn} から、次式

[0059]

[数10]

$$\begin{cases} \hat{I}_{An} = \frac{\hat{P}_{An} T_{An} - \hat{P}_{Bn} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \\ \hat{I}_{Bn} = \frac{\hat{P}_{Bn} T_{An} + \hat{P}_{An} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \end{cases}$$

[0060] の演算によって周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求める手段と、

前記電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから、前記脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 $d\hat{I}_{An}$ および虚部 $d\hat{I}_{Bn}$ の推定値を得る手段と、

を備えたことを特徴とする。

[0061] (2) 前記脈動抽出フィルタ G_F は、1次ローパスフィルタまたは高次の低域通過フィルタとしたことを特徴とする。

[0062] (3) 回転電気機械システムのトルク指令値または速度指令値をベクトル制御における回転座標系の d 、 q 軸電流指令値に変換し、回転電気機械の制御系の周波数特性をシステムの同定によって任意周波数成分の複素ベクトルで表現したモデル化を行い、このモデルを使って周期性外乱を推定し、この周期性外乱を抑圧するように前記 d 、 q 軸電流指令値にフィードバック補償電流を重畳する回転電気機械のトルクリプル抑制制御方法であって、

トルクリプル抽出部は、回転電気機械の軸トルク検出値 T_{det} と脈動抽出フィルタ G_F および回転位相 θ から回転電気機械システムのトルクリプルが有する n 次周波数成分別のトルク脈動の余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} を求め、

周期性外乱オブザーバは、前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および回転電気機械の回転速度 ω からトルクリプルの n 次補償電流余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ を推定し、

補償電流生成部は、前記余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ をトルクリプル補

償電流指令値とし、これら余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ と回転電気機械の回転位相 θ から回転電気機械システムの周期性外乱抑制のフィードバック補償電流を求め、

前記周期性外乱オブザーバは、

トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別の回転電気機械システムの伝達関数を n 次成分実部 $\hat{P}_{An}$ と n 次成分虚部 $\hat{P}_{Bn}$ の 1 次元複素ベクトルで同定した値を推定しておき、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および前記 n 次成分実部 $\hat{P}_{An}$ と n 次成分虚部 $\hat{P}_{Bn}$ から、次式

[0063] [数11]

$$\begin{cases} \hat{I}_{An} = \frac{\hat{P}_{An}T_{An} - \hat{P}_{Bn}T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \\ \hat{I}_{Bn} = \frac{\hat{P}_{Bn}T_{An} + \hat{P}_{An}T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \end{cases}$$

[0064] の演算によって周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求め、

前記電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから、前記脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 dI_{An} および虚部 dI_{Bn} の推定値を得ることを特徴とする。

発明の効果

[0065] 以上のとおり、本発明によれば、周期性外乱オブザーバは、トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別のシステム伝達関数を実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ の 1 次元複素ベクトルで同定した値と、余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} およびシステム伝達関数の実部 $\hat{P}_{An}$ と虚部 $\hat{P}_{Bn}$ から、周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求め、電流推定値の実

部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 $\hat{I}_{An}^*$ 、 $\hat{I}_{Bn}^*$ を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 $d\hat{I}_{An}$ および虚部 $d\hat{I}_{Bn}$ の推定値を得るようにしたため、多慣性系システムやインバータ応答等の複雑な電気機械特性にも対応して、トルクリプルを高精度に抑制できる。

図面の簡単な説明

- [0066] [図1] 周期性外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御の演算ブロック図。
[図2] 従来のトルクリプル抑制制御装置の基本構成図。
[図3] 従来のトルクリプル抑制装置の制御ブロック図。
[図4] 周波数伝達関数のノンパラメトリック推定によるシステム同定結果。
[図5] 従来の周期性外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御の演算ブロック図。

発明を実施するための形態

- [0067] 図1は、本実施形態における周期性外乱オブザーバによるトルクリプル抑制制御の演算ブロック図である。
- [0068] トルクリプル抽出部32（図3のトルクリプル脈動周波数成分抽出部19）は、前記の（3）～（5）式を基にした演算を行い、 n 次トルク脈動抽出成分（余弦係数） T_{An} と n 次トルク脈動抽出成分（正弦係数） T_{Bn} を求める。周期性外乱オブザーバ31（図3のトルクリプル抑制制御部21）では、非特許文献1で提案した周期性外乱オブザーバと類似するが、トルクリプル同期座標で構成するため、トルクリプル検出値から周期性外乱電流を推定するための逆システムのモデルには（14）式で示した1次元複素ベクトルの逆特性を用いる。
- [0069] まず、（2）式で示した n 次補償電流 i_{qon}^* を複素ベクトルで表現すると、オイラーの公式から以下のように変換される。
- [0070]

[数12]

$$\begin{aligned}
 i_{qcn}^* &= I_{An}^* \cos n\theta + I_{Bn}^* \sin n\theta \\
 &= \frac{I_{An}^* - jI_{Bn}^*}{2} e^{jn\theta} + \frac{I_{An}^* + jI_{Bn}^*}{2} e^{-jn\theta} \dots\dots\dots (15)
 \end{aligned}$$

[0071] 同様に、 n 次成分のトルクリプル検出値 T_{det} を以下のように表現する。

[0072] [数13]

$$\begin{aligned}
 T_{dctn} &= T_{An} \cos n\theta + T_{Bn} \sin n\theta \\
 &= \frac{T_{An} - jT_{Bn}}{2} e^{jn\theta} + \frac{T_{An} + jT_{Bn}}{2} e^{-jn\theta} \dots\dots\dots (16)
 \end{aligned}$$

[0073] ここで、(13) 式の実システムを用いると、以下の関係が成り立つ。

[0074] [数14]

$$T_{dctn} = \vec{P}_n \cdot i_{qcn}^* + \vec{P}_n \cdot di_n \dots\dots\dots (17)$$

[0075] di_n : n 次周期性外乱電流

[0076] n 次周期性外乱電流 di_n は、以下のように表現できる。

[0077] [数15]

$$\begin{aligned}
 di_n &= dI_{An} \cos n\theta + dI_{Bn} \sin n\theta \dots\dots\dots (18) \\
 &= \frac{dI_{An} - j \cdot dI_{Bn}}{2} e^{jn\theta} + \frac{dI_{An} + j \cdot dI_{Bn}}{2} e^{-jn\theta}
 \end{aligned}$$

[0078] ここで、システム同定結果を用いて(14)、(15) 式を(17) 式に代入し、(5) 式に示す抽出フィルタ特性を考慮すると、以下のようになる。

[0079]

[数16]

$$\begin{aligned}
T_{dctn} &= 2G_F \cdot (\hat{P}_{An} + j\hat{P}_{Bn}) \cdot \left(\frac{I_{An}^* - jI_{Bn}^*}{2} e^{in\theta} + \frac{I_{An}^* + jI_{Bn}^*}{2} e^{-in\theta} \right) \\
&\quad + 2G_F \cdot (\hat{P}_{An} + j\hat{P}_{Bn}) \cdot \left(\frac{dI_{An} - j \cdot dI_{Bn}}{2} e^{in\theta} + \frac{dI_{An} + j \cdot dI_{Bn}}{2} e^{-in\theta} \right) \\
&= 2G_F \cdot \frac{(\hat{P}_{An} I_{An}^* + \hat{P}_{Bn} I_{Bn}^*) - j(\hat{P}_{An} I_{Bn}^* - \hat{P}_{Bn} I_{An}^*)}{2} e^{in\theta} \\
&\quad + 2G_F \cdot \frac{(\hat{P}_{An} I_{An}^* - \hat{P}_{Bn} I_{Bn}^*) + j(\hat{P}_{An} I_{Bn}^* + \hat{P}_{Bn} I_{An}^*)}{2} e^{-in\theta} \\
&\quad + 2G_F \cdot \frac{(\hat{P}_{An} dI_{An} + \hat{P}_{Bn} dI_{Bn}) - j(\hat{P}_{An} dI_{Bn} - \hat{P}_{Bn} dI_{An})}{2} e^{in\theta} \\
&\quad + 2G_F \cdot \frac{(\hat{P}_{An} dI_{An} - \hat{P}_{Bn} dI_{Bn}) + j(\hat{P}_{An} dI_{Bn} + \hat{P}_{Bn} dI_{An})}{2} e^{-in\theta} \dots\dots\dots (19)
\end{aligned}$$

[0080] (16) 式の複素フーリエ係数 n 次成分 T_{cn} ($n > 0$) を取り出すと、以下のようになる。

[0081] [数17]

$$T_{cn} = \frac{T_{An} - jT_{Bn}}{2} e^{in\theta} \quad (n > 0) \dots\dots\dots (20)$$

[0082] 同様に、(19) 式の複素フーリエ係数 n 次成分 T_{cn} ($n > 0$) を取り出すと、以下のようになる。

[0083]

[数18]

$$T_{Cn} = 2G_F \cdot \frac{\left(\hat{P}_{An} I_{An}^* + \hat{P}_{Bn} I_{Bn}^* + \hat{P}_{An} \frac{dI_{An}}{d\theta} + \hat{P}_{Bn} \frac{dI_{Bn}}{d\theta} \right) - j \left(\hat{P}_{An} I_{Bn}^* - \hat{P}_{Bn} I_{An}^* + \hat{P}_{An} \frac{dI_{Bn}}{d\theta} - \hat{P}_{Bn} \frac{dI_{An}}{d\theta} \right)}{2} e^{in\theta} \quad (n > 0) \quad \dots\dots\dots (21)$$

[0084] (20)式と(21)式の実部・虚部の係数を比較し、以下の関係式を導

くことができる。

[0085] [数19]

$$\begin{cases} T_{An} = 2G_F \left\{ \hat{P}_{An} (I_{An}^* + dI_{An}) + \hat{P}_{Bn} (I_{Bn}^* + dI_{Bn}) \right\} \\ T_{Bn} = 2G_F \left\{ \hat{P}_{An} (I_{Bn}^* + dI_{Bn}) - \hat{P}_{Bn} (I_{An}^* + dI_{An}) \right\} \end{cases} \dots\dots\dots (22)$$

[0086] 周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ ($\doteq I_{An}^* + dI_{An}$) および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ ($\doteq I_{Bn}^* + dI_{Bn}$) は、(22) 式から以下のように導かれる。

[0087] [数20]

$$\begin{cases} \hat{I}_{An} = \frac{\hat{P}_{An} T_{An} - \hat{P}_{Bn} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \\ \hat{I}_{Bn} = \frac{\hat{P}_{Bn} T_{An} + \hat{P}_{An} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \end{cases} \dots\dots\dots (23)$$

[0088] 続いて、図1および(24)式に示すとおり、外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ と虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから、脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流の実部 dI_{An} および虚部 dI_{Bn} の推定値を得る。

[0089] [数21]

$$\begin{cases} d\hat{I}_{An} = \hat{I}_{An} - G_F \cdot I_{An}^* \\ d\hat{I}_{Bn} = \hat{I}_{Bn} - G_F \cdot I_{Bn}^* \end{cases} \dots\dots\dots (24)$$

[0090] 上記(24)式により周期性外乱電流が推定できるので、この推定値に基づいて図1に示すように、予め周期性外乱電流を打ち消すように周期性外乱電流指令値 dI_{An}^* および虚部 dI_{Bn}^* (通常0) から減算し、補償電流指令値実部 I_{An}^* および虚部 I_{Bn}^* を生成する。

[0091] システム同定結果を正として、本制御系のトルクリプル検出値までの目標値応答は(25)式、周期性外乱応答は(26)式のように導出できる。

[0092] [数22]

$$\begin{cases} T_{An} = \frac{2w_f P_{An}}{s + 2w_f} dI_{An}^* + \frac{2w_f P_{Bn}}{s + 2w_f} dI_{Bn}^* \\ T_{Bn} = \frac{-2w_f P_{Bn}}{s + 2w_f} dI_{An}^* + \frac{2w_f P_{An}}{s + 2w_f} dI_{Bn}^* \end{cases} \dots\dots\dots (25)$$

[0093] [数23]

$$\begin{cases} T_{An} = \frac{(2w_f P_{An})s}{(s + w_f)(s + 2w_f)} dI_{An} + \frac{(2w_f P_{Bn})s}{(s + w_f)(s + 2w_f)} dI_{Bn} \\ T_{Bn} = \frac{(-2w_f P_{Bn})s}{(s + w_f)(s + 2w_f)} dI_{An} + \frac{(2w_f P_{An})s}{(s + w_f)(s + 2w_f)} dI_{Bn} \end{cases} \dots\dots\dots (26)$$

[0094] これらの式より、極配置は脈動抽出フィルタ G_F の遮断周波数 ω_f によって決まり、(26) 式の最終値定理より、周期性外乱電流を抑制できることが分かる。

[0095] 本実施形態ではシステム同定結果に基づき、(23) 式の逆モデルが回転速度 ω (トルクリプル周波数) に適応して変化する特徴を持ち、制御系パラメータが自動調整される。

[0096] なお、本実施形態では、脈動抽出フィルタ G_F として、最も簡易的な 1 次ローパスフィルタの事例で解説したが、高次の低域通過フィルタを用いても同様に周期性外乱を抑制できる。

符号の説明

- [0097] 1 1 指令値変換部
 1 2 電流ベクトル制御部
 1 3 モータ
 1 4 負荷装置
 1 5 座標変換部

- 1 6 電流センサ
- 1 7 回転位相／速度検出部
- 1 8 回転位置センサ
- 1 9 トルク脈動周波数成分抽出部
- 2 0 軸トルク検出器
- 2 1 トルクリップ抑制制御部
- 2 2 補償電流生成部
- 3 1 周期性外乱オブザーバ部
- 3 2 トルクリップ抽出部
- 3 3 実システム

請求の範囲

[請求項1]

回転電気機械システムのトルク指令値または速度指令値をベクトル制御における回転座標系の d , q 軸電流指令値に変換し、回転電気機械の制御系の周波数特性をシステムの同定によって任意周波数成分の複素ベクトルで表現したモデル化を行い、このモデルを使って任意周波数成分のトルクリプルの実部・虚部を周期性外乱オブザーバで推定し、この周期性外乱を抑圧するように前記 d , q 軸電流指令値にフィードバック補償電流を重畳する回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置であって、

回転電気機械の軸トルク検出値 T_{det} と脈動抽出フィルタ G_F および回転位相 θ から回転電気機械システムのトルクリプルが有する n 次周波数成分別のトルク脈動の余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} を求めるトルクリプル抽出部と、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および回転電気機械の回転速度 ω からトルクリプルの n 次補償電流余弦係数 $I_{An}^{\wedge}$ と正弦係数 $I_{Bn}^{\wedge}$ を推定する周期性外乱オブザーバと、

前記余弦係数 $I_{An}^{\wedge}$ と正弦係数 $I_{Bn}^{\wedge}$ をトルクリプル補償電流指令値とし、これら余弦係数 $I_{An}^{\wedge}$ と正弦係数 $I_{Bn}^{\wedge}$ と回転電気機械の回転位相 θ から回転電気機械システムの周期性外乱抑制のフィードバック補償電流を求める補償電流生成部とを備え、

前記周期性外乱オブザーバは、

トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別の回転電気機械システムの伝達関数を n 次成分実部 $P_{An}^{\wedge}$ と n 次成分虚部 $P_{Bn}^{\wedge}$ の 1 次元複素ベクトルで同定した値を推定しておく手段と、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および前記 n 次成分実部 $P_{An}^{\wedge}$ と n 次成分虚部 $P_{Bn}^{\wedge}$ から、次式

[数24]

$$\begin{cases} \hat{I}_{An} = \frac{\hat{P}_{An} T_{An} - \hat{P}_{Bn} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \\ \hat{I}_{Bn} = \frac{\hat{P}_{Bn} T_{An} + \hat{P}_{An} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \end{cases}$$

の演算によって周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求める手段と、

前記電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから、前記脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 $d\hat{I}_{An}$ および虚部 $d\hat{I}_{Bn}$ の推定値を得る手段と、

を備えたことを特徴とする回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置。

[請求項2]

前記脈動抽出フィルタ G_F は、1次ローパスフィルタまたは高次の低域通過フィルタとしたことを特徴とする請求項1に記載の回転電気機械のトルクリプル抑制制御装置。

[請求項3]

回転電気機械システムのトルク指令値または速度指令値をベクトル制御における回転座標系の d 、 q 軸電流指令値に変換し、回転電気機械の制御系の周波数特性をシステムの同定によって任意周波数成分の複素ベクトルで表現したモデル化を行い、このモデルを使って周期性外乱を推定し、この周期性外乱を抑圧するように前記 d 、 q 軸電流指令値にフィードバック補償電流を重畳する回転電気機械のトルクリプル抑制制御方法であって、

トルクリプル抽出部は、回転電気機械の軸トルク検出値 T_{det} と脈動抽出フィルタ G_F および回転位相 θ から回転電気機械システムのトルクリプルが有する n 次周波数成分別のトルク脈動の余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} を求め、

周期性外乱オブザーバは、前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および回転電気機械の回転速度 ω からトルクリプルの n 次補償電流余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ を推定し、

補償電流生成部は、前記余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ をトルクリプル補償電流指令値とし、これら余弦係数 $\hat{I}_{An}$ と正弦係数 $\hat{I}_{Bn}$ と回転電気機械の回転位相 θ から回転電気機械システムの周期性外乱抑制のフィードバック補償電流を求め、

前記周期性外乱オブザーバは、

トルク指令値からトルク検出値までの n 次トルクリプル周波数成分別の回転電気機械システムの伝達関数を n 次成分実部 $\hat{P}_{An}$ と n 次成分虚部 $\hat{P}_{Bn}$ の 1 次元複素ベクトルで同定した値を推定しておき、

前記余弦係数 T_{An} と正弦係数 T_{Bn} および前記 n 次成分実部 $\hat{P}_{An}$ と n 次成分虚部 $\hat{P}_{Bn}$ から、次式

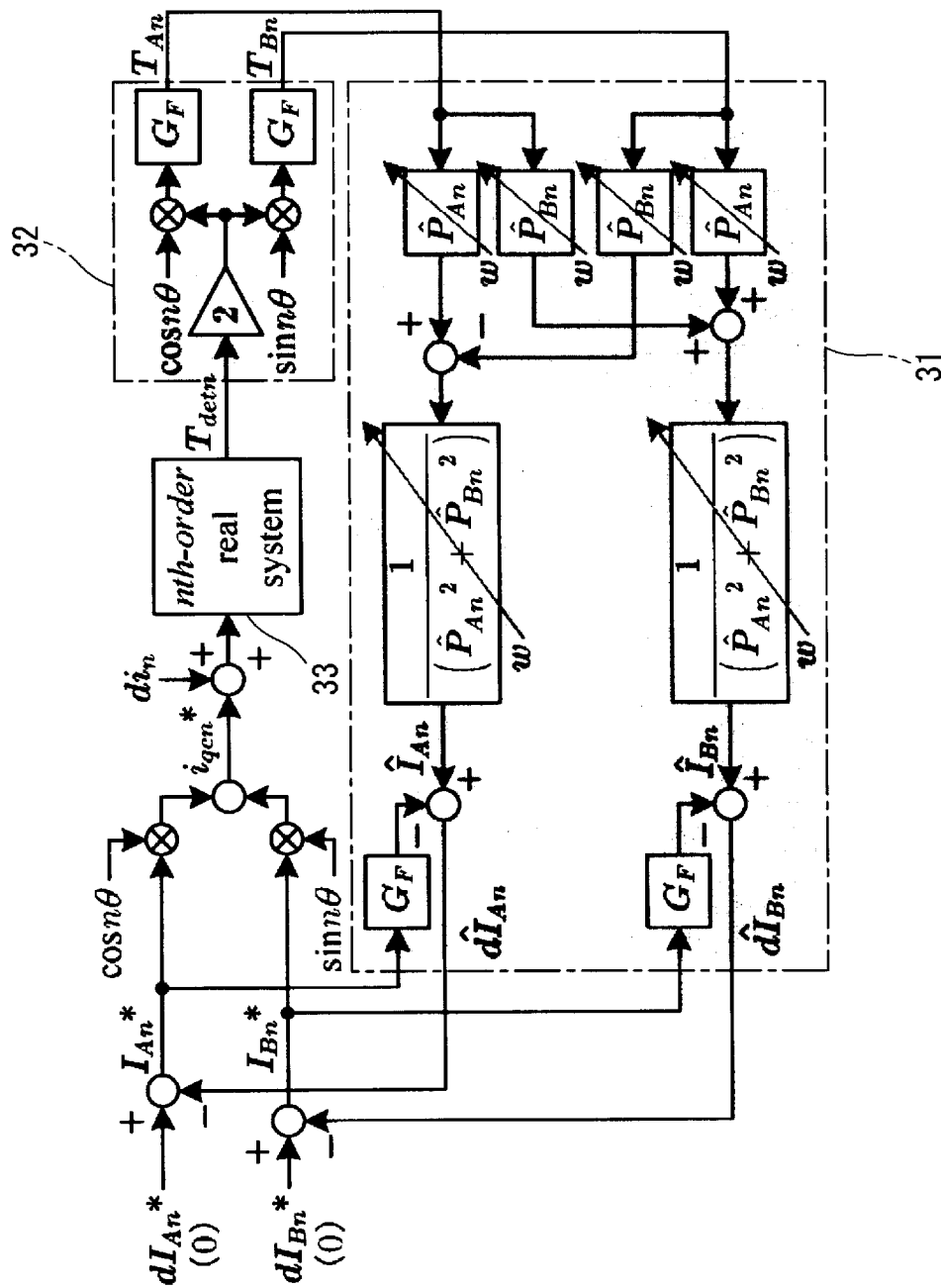
[数25]

$$\begin{cases} \hat{I}_{An} = \frac{\hat{P}_{An} T_{An} - \hat{P}_{Bn} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \\ \hat{I}_{Bn} = \frac{\hat{P}_{Bn} T_{An} + \hat{P}_{An} T_{Bn}}{\hat{P}_{An}^2 + \hat{P}_{Bn}^2} \end{cases}$$

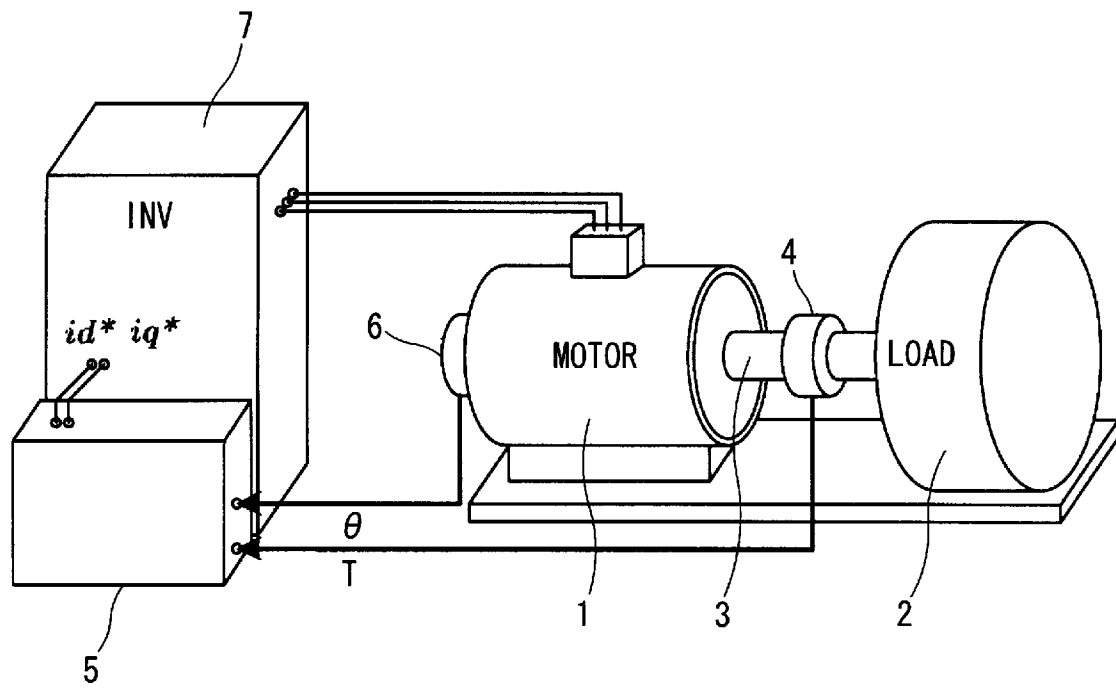
の演算によって周期性外乱を含む電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ を求め、

前記電流推定値の実部 $\hat{I}_{An}$ および虚部 $\hat{I}_{Bn}$ のそれぞれから、前記脈動抽出フィルタ G_F を介した補償電流指令値 I_{An}^* 、 I_{Bn}^* を差し引き、周期性外乱電流を打ち消すための周期性外乱電流実部 $d I_{An}$ および虚部 $d I_{Bn}$ の推定値を得ることを特徴とする回転電気機械のトルクリプル抑制制御方法。

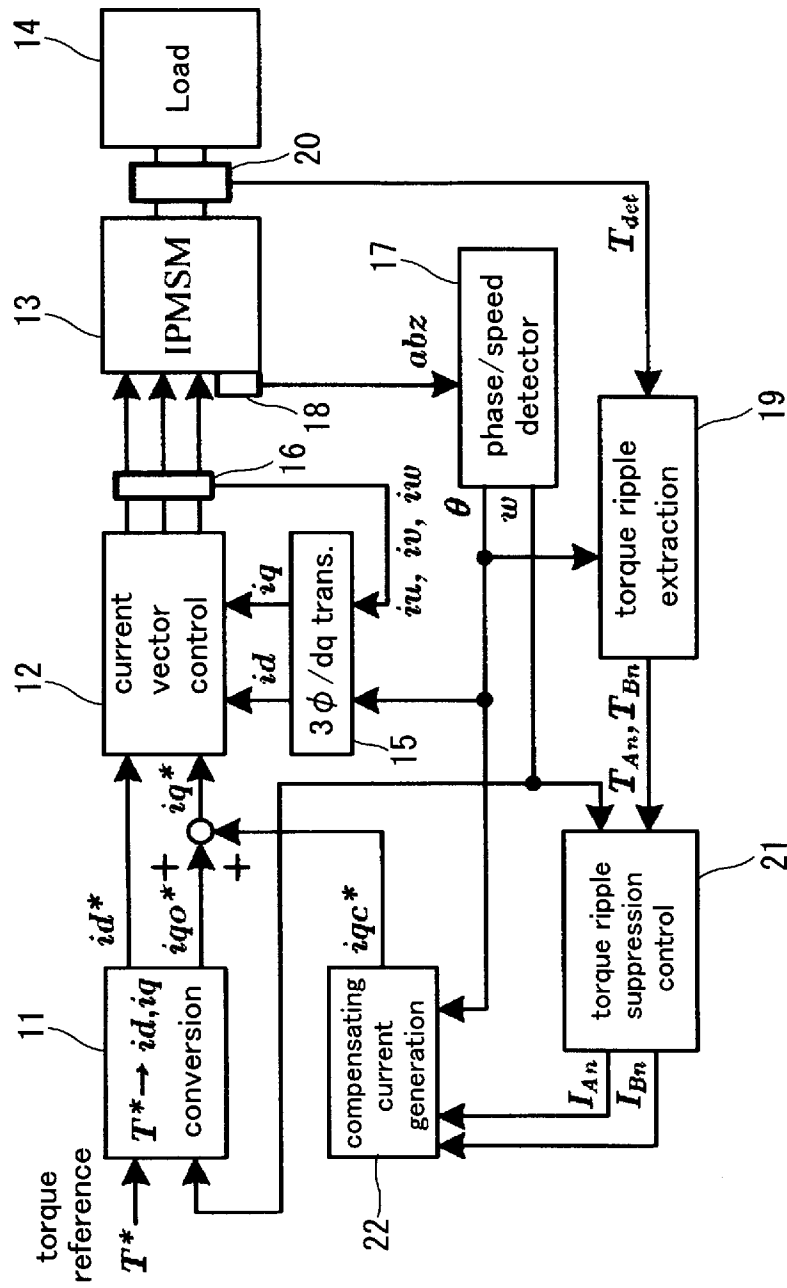
[図1]



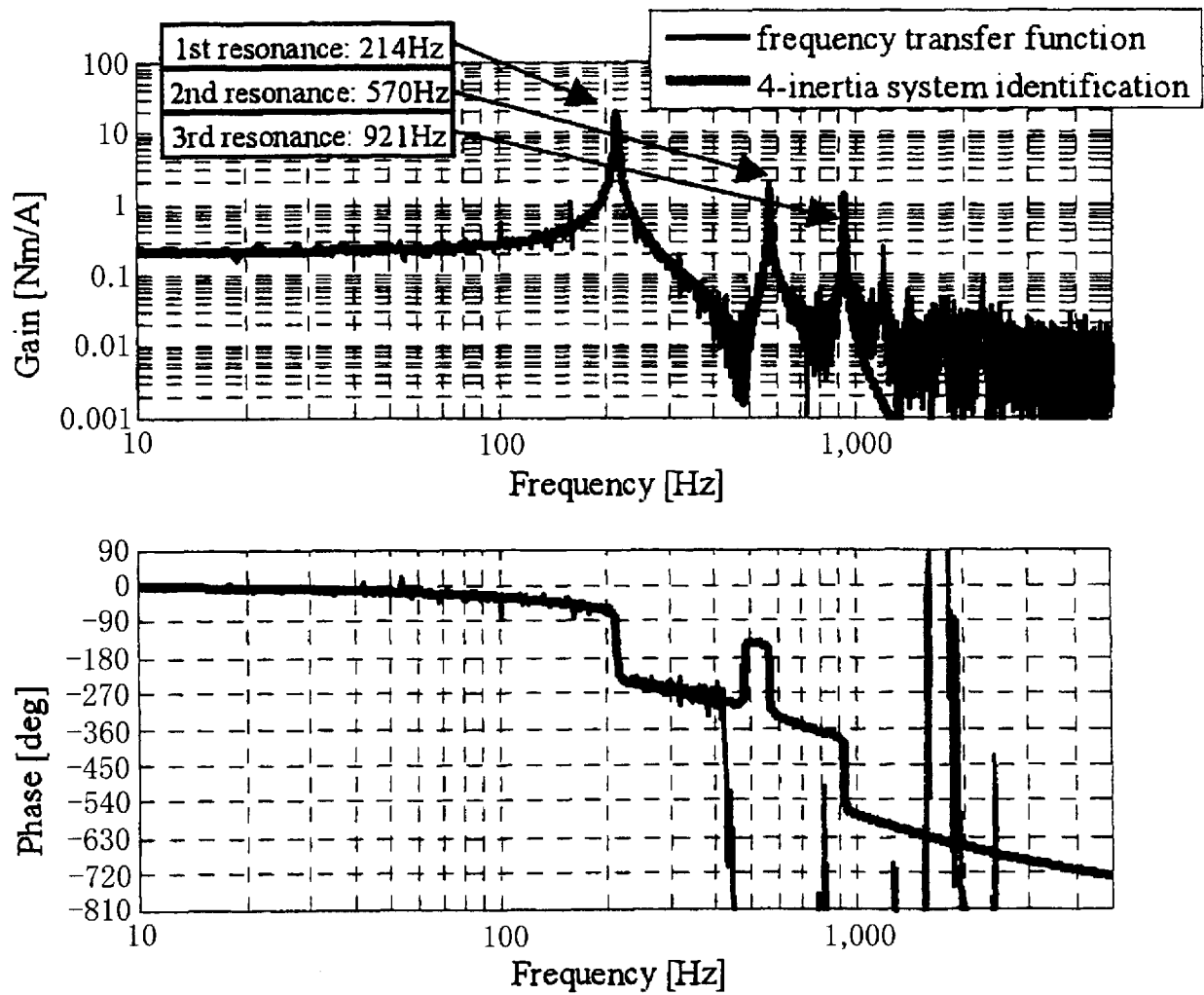
[図2]



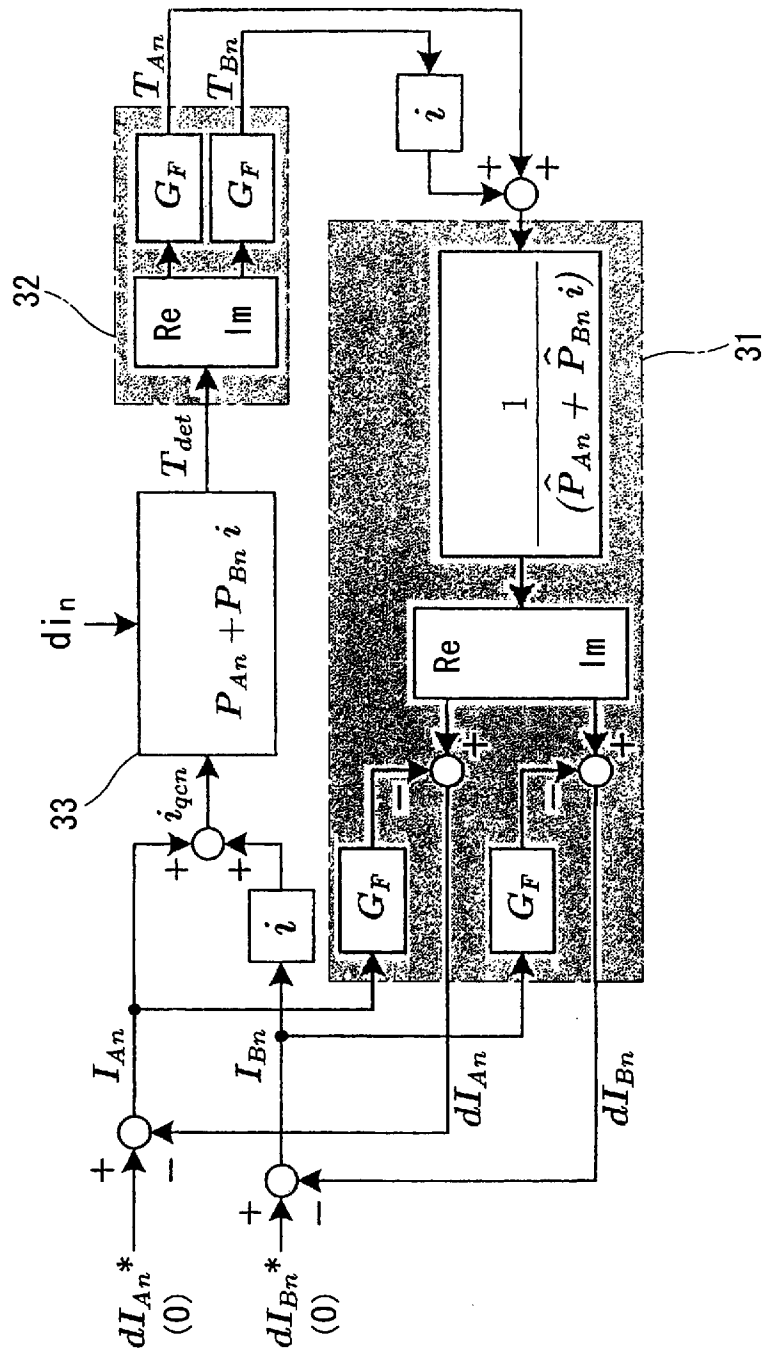
[図3]



[図4]



[図5]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/053798

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00 (2006.01) i, H02P27/04 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P21/00, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2011

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2011 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2011

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2004-120814 A (Mitsubishi Electric Corp.), 15 April 2004 (15.04.2004), entire text; all drawings (Family: none)	1-3
A	JP 2007-267466 A (Meidensha Corp.), 11 October 2007 (11.10.2007), entire text; all drawings (Family: none)	1-3
A	JP 2009-296752 A (Meidensha Corp.), 17 December 2009 (17.12.2009), entire text; all drawings (Family: none)	1-3



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

16 May, 2011 (16.05.11)

Date of mailing of the international search report

24 May, 2011 (24.05.11)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P21/00 (2006.01)i, H02P27/04 (2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02P21/00, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 1 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 1 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 1 年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2004-120814 A (三菱電機株式会社) 2004.04.15, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-3
A	JP 2007-267466 A (株式会社明電舎) 2007.10.11, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-3
A	JP 2009-296752 A (株式会社明電舎) 2009.12.17, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-3

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 6 . 0 5 . 2 0 1 1

国際調査報告の発送日

2 4 . 0 5 . 2 0 1 1

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

森山 拓哉

3 V

3 9 2 4

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8