

(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
2017年7月20日(20.07.2017)



(10) 国際公開番号
WO 2017/122490 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/087466
- (22) 国際出願日: 2016年12月16日(16.12.2016)
- (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 2016-003171 2016年1月12日(12.01.2016) JP
- (71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社 (HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.)
[JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).
- (72) 発明者: 磯部 純希 (ISOBE Junki); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 安島 俊幸 (AJIMA Toshiyuki); 〒1008280 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 Tokyo (JP). 古川 公久 (FURUKAWA Kimihisa); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号

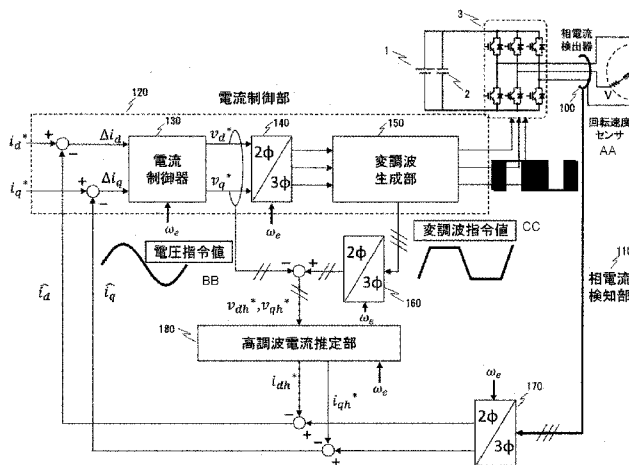
号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 田村 浩志 (TAMURA Hiroshi); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP).

- (74) 代理人: 戸田 裕二 (TODA Yuji); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目6番1号 株式会社日立製作所内 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, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, 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, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユー

[続葉有]

(54) Title: MOTOR CONTROL SYSTEM

(54) 発明の名称: モータ制御システム



100 Phase current detector
110 Phase current detecting unit
120 Current control unit
130 Current controller
150 Modulation wave generating unit
180 Harmonic wave current estimating unit
AA Rotational speed sensor
BB Voltage command value
CC Modulation wave command value

(57) Abstract: The purpose of the present invention is to obtain a motor control system which can stably control the torque of an alternating current motor by using an inverter. A motor control system of the present invention is provided with: a current control unit 120 which calculates a voltage command value on the basis of a target current command value and generates a modulation wave command value of an inverter 3 on the basis of the voltage command value; a phase current detecting unit 110 which detects a phase current value output from the inverter 3 to an alternating current motor 4 according to the modulation wave command value; and a harmonic wave current estimating unit 180 which calculates a harmonic wave current component estimation value of the phase current value on the basis of the voltage command value and the modulation wave command value, the motor control system being characterized in that the current control unit 120 performs feedback correction on the target current command value by using the phase current value and the harmonic wave current component estimation value.

(57) 要約:

[続葉有]



ロシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

インバータにより交流モータのトルクを安定に制御できるモータ制御システムを得ること。本発明のモータ制御システムは、目標電流指令値に基づいて電圧指令値を演算し、電圧指令値に基づいてインバータ 3 の変調波指令値を生成する電流制御部 120 と、変調波指令値に応じてインバータ 3 から交流モータ 4 に出力される相電流値を検知する相電流検知部 110 と、電圧指令値及び変調波指令値に基づいて相電流値の高調波電流成分推定値を演算する高調波電流推定部 180 とを備え、電流制御部 120 は、相電流値と高調波電流成分推定値とを用いて目標電流指令値をフィードバック補正することを特徴とする。

明 細 書

発明の名称： モータ制御システム

技術分野

[0001] 本発明は、モータ制御システムに関する。

背景技術

[0002] インバータにより交流モータを駆動するモータ制御システムの技術が種々提案されている（特許文献1）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2006-223089号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] モータ電流は、モータ回転数が上昇するにつれて高調波電流成分が増大する。したがって、高調波電流成分を含んだモータ電流をそのままフィードバック制御に用いると、過変調・矩形波変調領域において高調波電流成分が増幅される傾向にある。したがって、電流制御量が飽和あるいは大幅に変動し、過変調・矩形波変調領域での電流制御が不安定になり、モータのトルクを安定に制御できないという課題がある。

[0005] 本発明は、上記課題に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、インバータにより交流モータのトルクを安定に制御できるモータ制御システムを提供することである。

課題を解決するための手段

[0006] 上記課題を解決する本発明のモータ制御システムは、インバータにより交流モータを駆動制御するモータ制御システムであって、目標電流指令値に基づいて電圧指令値を演算し、該電圧指令値に基づいて前記インバータの変調波指令値を生成する電流制御部と、前記変調波指令値に応じて前記インバータから前記交流モータに出力される相電流値を検知する相電流検知部と、前

記電圧指令値及び前記変調波指令値に基づいて前記相電流値の高調波電流成分推定値を演算する高調波電流推定部とを備え、前記電流制御部は、前記相電流値と前記高調波電流成分推定値とを用いて前記目標電流指令値をフィードバック補正することを特徴とする。

発明の効果

[0007] 本発明によれば、インバータにより交流モータのトルクを安定に制御できる。なお、上記した以外の課題、構成及び効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

図面の簡単な説明

- [0008] [図1]モータ回転数とモータ入力電流との関係を示す図。
[図2]第1実施形態に係わるモータ制御システムを説明する図。
[図3]第2実施形態に係わるモータ制御システムを説明する図。
[図4]モータ制御システムの出力電圧と電圧指令の波形を説明する図。
[図5]モータ制御システムの高調波電流計算ロジックを示す図。

発明を実施するための形態

- [0009] 次に、本発明の実施形態について図面を用いて説明する。
- [0010] 図1は、モータ回転数とモータ入力電流との関係を示す図であり、正弦波変調領域から過変調・矩形波変調領域でのモータ入力電流の状態を表している。
- [0011] モータ回転数は、上昇して高くなるに連れて正弦波変調領域から過変調・矩形波変調領域に移行し、モータ入力電流に含まれている高調波電流成分が増大する。このモータ入力電流の高調波電流成分を含んだモータ電流がフィードバックされると、電流制御量が飽和あるいは大幅に変動し、過変調・矩形波変調領域での電流制御が不安定になり、モータのトルクを安定に制御できない。
- [0012] 過変調領域における電流フィードバック系の振る舞いとして、高調波電流成分は抑制されることなく逆に増幅される傾向にある。これは以下の原理に基づく。電流フィードバック制御器では相電流検出器で検出された高調波電

流は電流指令値と比較され、その電流偏差を小さくするためにより大きな高調波電圧がモータに印加される。特に、過変調領域においては電流の高調波成分が大きいため、電流偏差は大きくなり実際に印加できる電圧値を超過した電圧指令値が生じることによって電圧飽和が起こる。これにより、基本波電流を実現するための電圧が不足することになり、高調波電流が増加する。この現象が繰り返されることによって、高調波電流の増幅が起こり、電流制御系に不安定が生じる。

[0013] 上記の問題点を解決するため、本発明は、インバータ 3 を用いてモータ 4 を駆動制御するモータ制御システムにおいて、過変調時の電流制御系の安定性に大きな影響を及ぼすインバータの出力電圧中の高調波電圧から高調波電流を推定する高調波電流推定部を設けて、そこで推定した高調波電流を、相電流検出器で検出したモータ電流から減算することにより、モータ電流の基本波電流のみをフィードバックする。これにより、過変調・矩形波変調領域でも高調波電流の影響を低減することができ、電流制御を安定に行うことができる。

[0014] 図 2 は、第 1 実施形態に係わるモータ制御システムの構成図である。

[0015] モータ制御システムは、高圧電源 1 と、平滑コンデンサ 2 と、インバータ 3 と、モータ（交流モータ） 4 と、回転速度センサ 5 と、相電流検出器 100 と、相電流検知部 110 と、電流制御部 120 と、電流制御器 130 と、2 相 3 相変換部 140 と、変調波生成部 150 と、3 相 2 相変換部 160、170 と、高調波電流推定部 180 とを有する。

[0016] 高圧電源 1 は、システム駆動用の電源回路である。平滑コンデンサ 2 は、高圧電源 1 とインバータ 3 の間に接続されており、電圧の変動を小さくする。インバータ 3 は、直流側が平滑コンデンサ 2 に接続され、3 相交流側はモータ 4 に接続される。モータ 4 は、インバータ 3 の 3 相交流側に接続される。回転速度センサ 5 は、モータ 4 に接続され、モータ 4 の回転速度と角度情報を取得する。

[0017] 相電流検出器 100 は、インバータ 3 の 3 相交流側とモータ 4 との間の U

VW相に接続され、インバータ3からモータ4に出力されるUVW相電流を検出する。相電流検知部110は、相電流検出器100から検出された相電流を検知し、3相2相変換部170に相電流値を入力する。

[0018] 電流制御部120は、インバータ3に接続され、電流指令から算出した電圧を出力する。電流制御部120は、目標電流指令 i_d 、 i_q に基づいて電圧指令（電圧指令値） v_d^* 、 v_q^* を演算し、電圧指令 v_d^* 、 v_q^* に基づいてインバータ3の変調波指令値を生成する。電流制御部120は、その内部機能として、電流制御器130と、2相3相変換部140と、変調波生成部150を有している。

[0019] 電流制御器130は、目標電流指令（目標電流指令値） i_d 、 i_q とフィードバック電流との偏差 Δi_d 、 Δi_q を入力とし、電圧指令 v_d^* 、 v_q^* を演算する。電流制御器130は、2相3相変換部140に接続されており、電圧指令 v_d^* 、 v_q^* を出力する。

[0020] 2相3相変換部140は、電流制御器130と変調波生成部150の間に接続され、電流制御器130から取得した2相の電圧値を回転速度センサ5から取得したモータ4の回転速度 ω_e と角度情報を用いて3相の電圧値に変換し、変調波生成部150に出力する。変調波生成部150は、2相3相変換部140とインバータ3の間に接続され、2相3相変換部140から取得した電圧値のON/OFF時間比率を変化させて、インバータ3にかかる平均電力を調整する。

[0021] 3相2相変換部160は、変調波生成部150と高調波電流推定部180の間に接続され、変調波生成部150から取得した3相電圧を、回転速度センサ5から取得したモータ4の回転速度 ω_e と角度情報を用いて2相電圧に変換する。3相2相変換部170は、相電流検知部110と電流制御部120の間に接続され、相電流検知部110から取得した3相電流を回転速度センサ5から取得したモータ4の回転速度 ω_e と角度情報を用いて2相電流に変換する。

[0022] 高調波電流推定部180は、3相2相変換部160を介して電流制御部1

20と、3相2相変換部170を介して相電流検知部110との間に接続され、電流制御部120から取得した変調波指令値と電圧指令値の差である2相電圧を用いて、高調波電流（高調波電流成分推定値） i_{dh}^* , i_{qh}^* を推定する。

[0023] 高調波電流推定部180は、インバータ3の出力電圧中の高調波電圧 v_{dh}^* , v_{qh}^* を用いて高調波電流 i_{dh}^* , i_{qh}^* を推定する。本実施形態のモータ制御システムは、高調波電流推定部180で推定した推定電流（高調波電流 i_{dh}^* , i_{qh}^* ）を、相電流検出器100で検出したモータ電流（相電流値）から減算することにより、モータ電流の基本波電流成分を演算し（基本波電流演算部）、その算出したモータ電流の基本波電流成分のみを電流制御部120の電流制御器130にフィードバックする。

[0024] 電流制御部120は、フィードバックされた基本波電流成分を用いて目標電流指令 i_d , i_q をフィードバック補正する。具体的は、目標電流指令 i_d , i_q とフィードバック電流との偏差 Δi_d , Δi_q を電流制御器130に入力する。

[0025] 次に、高調波電流推定部180での高調波電流推定法について詳細に説明する。過変調領域におけるU相出力電圧 v_u と、変調波生成器で生成したU相電圧指令 v_u^* の波形を図4に示す。U相出力電圧 v_u^{**} は、基本波成分と高調波成分を含んでおり、一方、U相電圧指令 v_u^* は、ほぼ基本波成分のみである。よって、インバータ3の出力電圧に含まれるUVW相の高調波電圧（ v_{uh}^* , v_{vh}^* , v_{wh}^* ）は、以下の式（1）で表せる。

[0026] [数1]

$$\begin{aligned} v_{uh}^* &= v_u^{**} - v_u^* \\ v_{vh}^* &= v_v^{**} - v_v^* \\ v_{wh}^* &= v_w^{**} - v_w^* \end{aligned} \quad \dots (1)$$

[0027] 上記式（1）は、UVW相静止座標系で表したUVW相高調波電圧（ v_{uh}^* , v_{vh}^* , v_{wh}^* ）であり、これをd-q軸回転座標系に変換すると、d-q軸高調波電

圧 (vdh*, vqh*) は、下記の式 (2) で表すことができる。

[0028] [数2]

$$\begin{aligned} v_{dh}^* &= v_d^{**} - v_d^* \\ v_{qh}^* &= v_q^{**} - v_q^* \end{aligned} \quad \dots (2)$$

[0029] 以上により、インバータ3の出力電圧中に含まれるd q軸高調波電圧を推定する。

[0030] 次に、上記式 (2) とモータ4の電圧方程式を用いて、d q軸高調波電圧 (idh*, iqh*) の推定式を導出する。下記の式 (3) に示すモータ4の電圧方程式を、d q軸電流の時間微分系に変換して整理すると、下記の式 (4) が算出される。

[0031] [数3]

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e k_e \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

[0032] [数4]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \omega_e k_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

[0033] vd : d軸電圧[V]、vq : q軸電圧[V]、R : モータ相抵抗[W]、 ω_e : モータ電気周波数 [rad/s]、id : d軸電流[A]、iq : q軸電流[A]、Ld : d軸インダクタンス、Lq : q軸インダクタンス、ke : 逆起電力定数[V/rad/s]

上記式 (4) のd q軸電圧 (vd, vq) は変調波生成部で生成したd q軸電圧指令 (vd**, vq**) と一致し、かつ電流制御器で生成したd q軸電圧指令 (vd*, vq*) と高調波電流推定部で算出したd q軸高調波電圧 (vdh*, vqh*) の和で表すことができるため、式 (4) を高調波成分に着目した電圧方程式に変換すると式 (5) が導出される。

[0034] [数5]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dh}^* \\ v_{qh}^* \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

[0035] 以上により、モータ電流に含まれるd q軸高調波電圧を推定する。

[0036] 上記のようにして推定したd q軸高調波電流 (i_{dh}^* , i_{qh}^*) を、相電流検出器100で検出したモータ4のd q軸電流から減算することにより、モータ電流の基本波成分のみを電流制御器130にフィードバックすることができる。

[0037] 図3は、第2実施形態に係わるモータ制御システムの構成図である。第1実施形態と同様の構成要素には、同一の符号を付することでその詳細な説明を省略する。

[0038] モータ制御システムは、第1実施形態の変調波生成部150の代わりに、シームレス矩形波処理部200と、PWM・矩形波変調器210を有している。シームレス矩形波処理部200は、2相3相変換部140とPWM・矩形波変調器210との間に接続されており、電流制御器130から2相3相変換部140を介して取得した電圧指令を台形波指令値に変換する。PWM・矩形波変調器210は、シームレス矩形波処理部200とインバータ3の間に接続されており、シームレス矩形波処理部200から取得した台形波指令値を電圧値のON/OFF時間比率を変化させて、インバータ3にかかる平均電力を調整する。

[0039] 図4は、本実施形態にかかるモータ制御システムの出力電圧と電圧指令の波形を説明する図である。図4には、過変調領域におけるU相出力電圧 v_u とU相電圧指令 v_u^* の波形が示されている。

[0040] U相出力電圧 v_u は、変調波生成部150（シームレス矩形波処理部200）で生成したU相電圧指令 v_u^{**} と同一波形であり、基本波成分と高調波成分を含んでいる。一方、電流制御器130で生成したd q軸電圧指令 (v_d^* , v_q^*) を2相3相変換部140より取得されたU相電圧指令 v_u^* は、ほぼ基本波成

分のみである。よって、U相電圧指令 v_{u**} からU相電圧指令 v_{u*} を減算することにより、U相高調波電圧 v_{uh*} を算出できる。

[0041] 図5は、本実施形態にかかるモータ制御システムの高調波電流計算ロジックを示す図である。図5には、高調波電流推定部180での高調波電流計算ロジックが示されている。

[0042] 電圧指令のd q軸の干渉成分を補償しており、モータ制御定数が変化しても式展開が可能であり、またモータの電気周波数である回転速度 ω_e が含まれることにより、モータの実速度に応じた制御が可能となりロバスト性に優れている。すなわち、モータ制御システムが過変調となる運転状態において、負荷変動によってモータの速度が変動した場合にも回転速度を用いた高応答な電流制御を実現できるため、モータ停止状態から高速回転状態まで安定したモータ制御システムを提供できる利点がある。更に、回転速度を微分して負荷トルクを検出し、負荷トルクとトルク指令とが一致するようにトルクをフィードバック制御する制御構成にすることで、モータの負荷がステップ状に変化する急激な負荷変動をする場合にも安定した高応答なトルク制御ができるモータ制御システムを提供できる利点がある。

[0043] 以上、本発明の実施形態について詳述したが、本発明は、前記の実施形態に限定されるものではなく、特許請求の範囲に記載された本発明の精神を逸脱しない範囲で、種々の設計変更を行うことができるものである。例えば、前記した実施の形態は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施形態の構成の一部を他の実施形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施形態の構成に他の実施形態の構成を加えることも可能である。さらに、各実施形態の構成の一部について、他の構成の追加・削除・置換をすることが可能である。

符号の説明

- [0044] 1 高圧電源
2 平滑コンデンサ

- 3 インバータ
- 4 モータ（交流モータ）
- 5 回転速度センサ
- 100 相電流検出器
- 110 相電流検知部
- 120 電流制御部
- 130 電流制御器
- 140 2相3相変換部
- 150 変調波生成部
- 160 3相2相変換部
- 170 3相2相変換部
- 180 高調波電流推定部
- 200 シームレス矩形波処理部
- 210 PWM・矩形波変調器

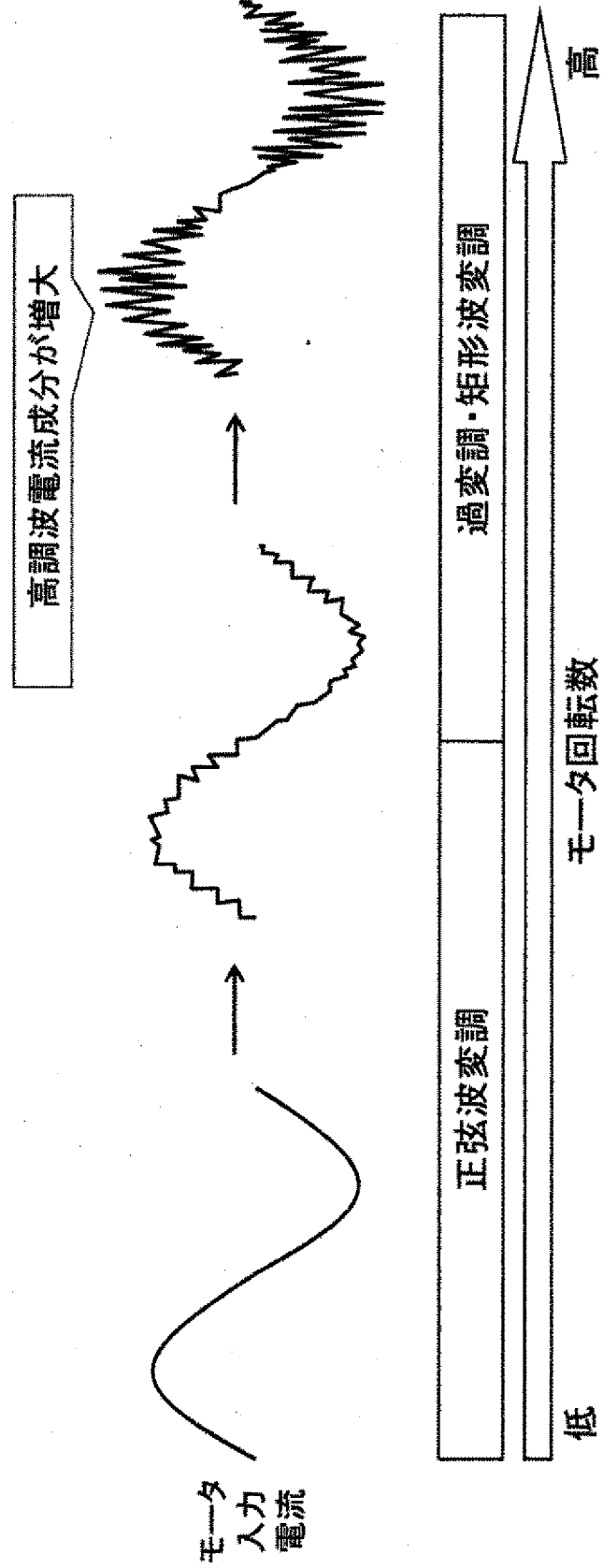
請求の範囲

- [請求項1] インバータにより交流モータを駆動制御するモータ制御システムであって、
- 目標電流指令値に基づいて電圧指令値を演算し、該電圧指令値に基づいて前記インバータの変調波指令値を生成する電流制御部と、
- 前記変調波指令値に応じて前記インバータから前記交流モータに出力される相電流値を検知する相電流検知部と、
- 前記電圧指令値及び前記変調波指令値に基づいて前記相電流値の高調波電流成分推定値を演算する高調波電流推定部と、を備え、
- 前記電流制御部は、前記相電流値と前記高調波電流成分推定値とを用いて前記目標電流指令値をフィードバック補正することを特徴とするモータ制御システム。
- [請求項2] 前記相電流値と前記高調波電流成分推定値に基づいて前記相電流値の基本波電流成分を演算する基本波電流成分演算部と、を備え、
- 前記電流制御部は、前記基本波電流成分を用いて前記目標電流指令値をフィードバック補正することを特徴とする請求項1に記載のモータ制御システム。
- [請求項3] 前記高調波電流推定部は、前記インバータの出力電圧中の高調波電圧に基づき、高調波電流を推定することを特徴とする請求項1又は2に記載のモータ制御システム。
- [請求項4] 前記交流モータの回転速度を検出する回転速度センサを備え、
- 前記高調波電流推定部は、前記電圧指令値及び前記変調波指令値及び前記回転速度に基づいて前記相電流値の高調波電流成分推定値を演算することを特徴とする請求項1から請求項3のいずれか一項に記載のモータ制御システム。
- [請求項5] 前記電流制御部は、前記回転速度に基づいて2相の電圧値を3相の電圧値に変換することを特徴とする請求項4に記載のモータ制御システム。

[請求項6] 前記電流制御部により生成された3相の電圧値を前記交流モータの回転速度に基づいて2相の電圧値に変換する3相2相変換部を有することを特徴とする請求項5に記載のモータ制御システム。

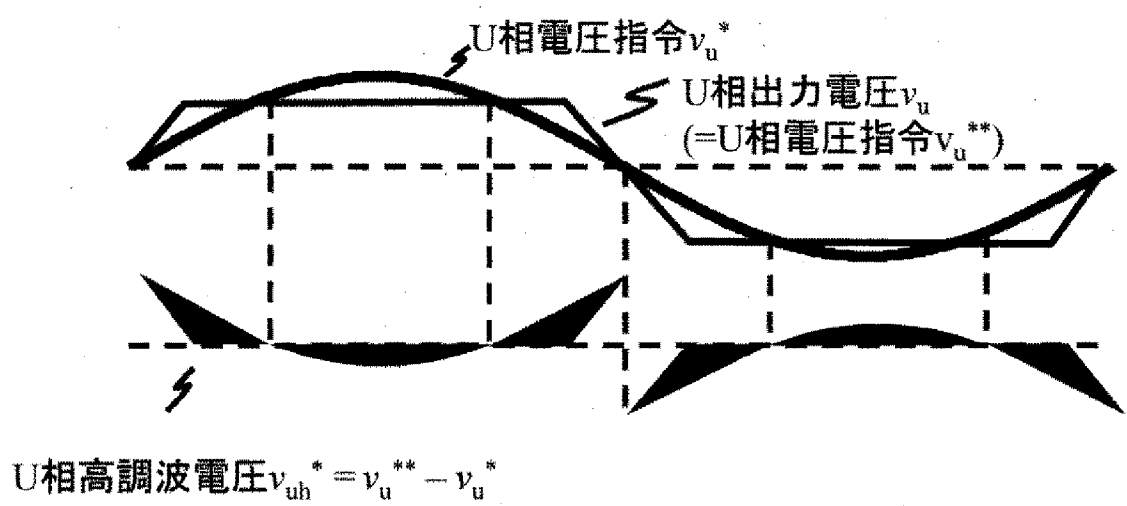
[図1]

【図1】



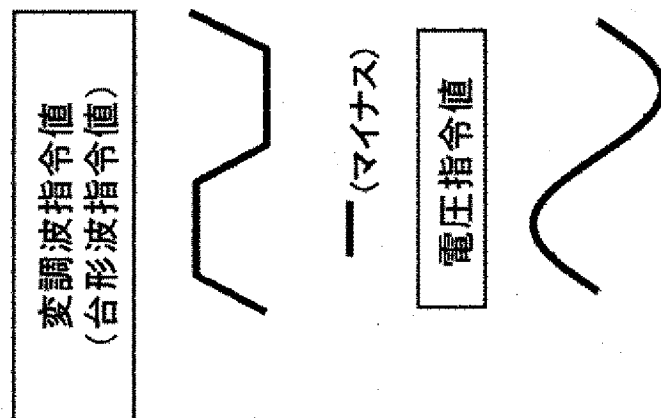
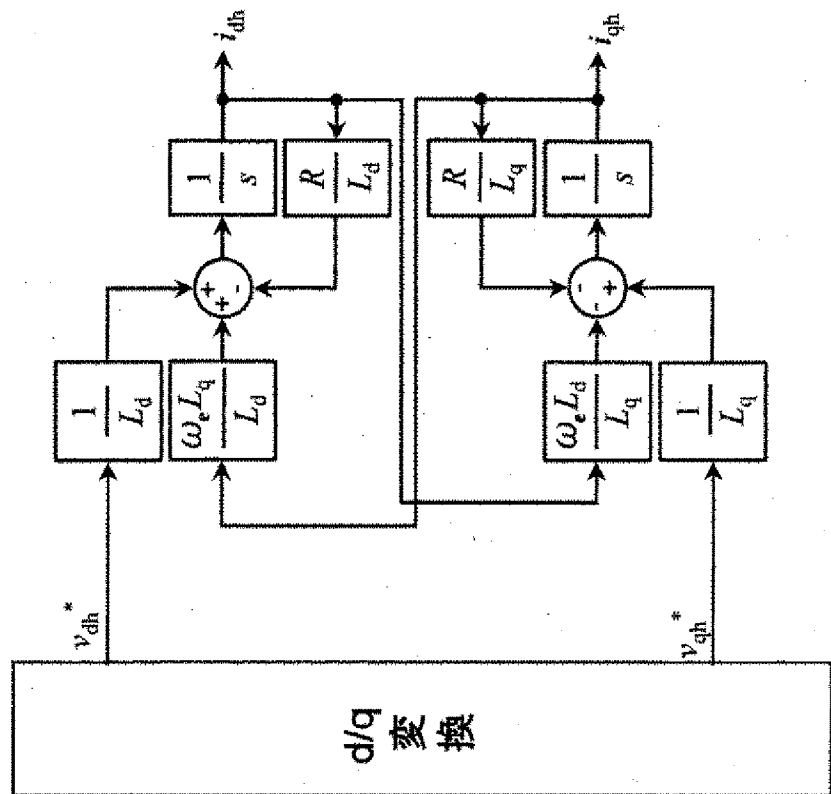
[図4]

【図4】



[図5]

【図5】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/087466

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P27/06(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)

H02P27/06

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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.
X	LERDUDOMSAK Smith;KADOTA Mitsuhiro;DOKI Shinji;	1-4
Y	OKUMA Shigeru, Harmonic Currents Estimation and Compensation for Current Control System of IPMSM in Overmodulation Range, Power Conversion Conference -Nagoya,2007.PCC'07, IEEE, 2007.06.18, page 1323, FIG.8	5-6
Y	JP 2013-94031 A (Hitachi Automotive Systems, Ltd.), 16 May 2013 (16.05.2013), paragraphs [0014] to [0026]; fig. 2 & WO 2013/061808 A1	5-6

☐ 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
07 April 2017 (07.04.17)

Date of mailing of the international search report
18 April 2017 (18.04.17)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02P27/06 (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 (IPC))

Int.Cl. H02P27/06

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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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
X	LERDUDOMSAK Smith;KADOTA Mitsuhiro;DOKI Shinji;OKUMA Shigeru,	1-4
Y	Harmonic Currents Estimation and Compensation for Current Control System of IPMSM in Overmodulation Range, Power Conversion Conference -Nagoya,2007.PCC'07, IEEE, 2007.06.18, 第 1323 ページ、FIG.8	5-6
Y	JP 2013-94031 A (日立オートモティブシステムズ株式会社) 2013.05.16, 段落[0014]-[0026]、図 2 & WO 2013/061808 A1	5-6

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

07.04.2017

国際調査報告の発送日

18.04.2017

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号 100-8915

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)

尾家 英樹

3 V

9 3 3 5

電話番号 03-3581-1101 内線 3357