

(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2010-142013

(P2010-142013A)

(43) 公開日 平成22年6月24日 (2010.6.24)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)  
 H02P 21/00 (2006.01) H02P 5/408 A 5H505  
 H02P 27/04 (2006.01)

審査請求 未請求 請求項の数 10 ○ L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2008-315426 (P2008-315426)  
 (22) 出願日 平成20年12月11日 (2008.12.11)

(71) 出願人 000003997  
 日産自動車株式会社  
 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地  
 (74) 代理人 100083806  
 弁理士 三好 秀和  
 (74) 代理人 100100712  
 弁理士 岩▲崎▼ 幸邦  
 (74) 代理人 100100929  
 弁理士 川又 澄雄  
 (74) 代理人 100095500  
 弁理士 伊藤 正和  
 (74) 代理人 100101247  
 弁理士 高橋 俊一  
 (74) 代理人 100098327  
 弁理士 高松 俊雄

最終頁に続く

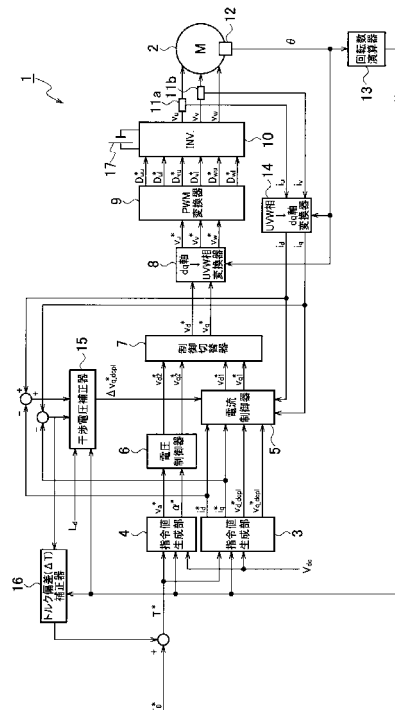
(54) 【発明の名称】 交流電動機の制御装置及び制御方法

(57) 【要約】

【課題】モータの制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制する。

【解決手段】モータ2の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、モータ2の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、干渉電圧補正器15が、制御モードの切替前のd軸電流検出値  $i_d$  と切替後のd軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $i_d$  に基づいてq軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を算出し、電流制御器5が、q軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を用いて指令値生成部3から出力されたq軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}^*$  を補正する。これにより、モータ2の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制できる。

【選択図】 図1



**【特許請求の範囲】****【請求項 1】**

トルク指令値に応じた電流指令値と干渉電圧指令値を算出し、前記干渉電圧指令値に基づいて非干渉制御を行うと共に前記電流指令値に基づく電流ベクトル制御演算を行うことにより第 1 の電圧指令値を出力して交流電動機を制御する電流制御モードと、

前記トルク指令値に応じた第 2 の電圧指令値を算出し、算出された第 2 の電圧指令値に基づいて交流電動機を制御する電圧制御モードと、

前記電流制御モードと前記電圧制御モードとの間で交流電動機の制御モードを切り替える切替手段と、

前記切替手段が交流電動機の制御モードを前記電圧制御モードから前記電流制御モードに切り替える際、切替前の交流電動機の実電流値に基づいて前記干渉電圧指令値を補正する補正手段と

を備えることを特徴とする交流電動機の制御装置。

10

**【請求項 2】**

請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記干渉電圧指令値がトルク指令値と干渉電圧指令値の対応関係を示すテーブルを参照することにより算出され、且つ、交流電動機の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、前記補正手段は、制御モードの切替前の d 軸電流値と切替後の d 軸電流指令値の差に基づいて q 軸側の干渉電圧指令値を補正することを特徴とする交流電動機の制御装置。

20

**【請求項 3】**

請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記干渉電圧指令値がトルク指令値と干渉電圧指令値の対応関係を示すテーブルを参照することにより算出される場合、前記補正手段は、制御モードの切替前の q 軸電流値と切替後の q 軸電流指令値の差に基づいて d 軸側の干渉電圧指令値を補正し、制御モードの切替前の d 軸電流値と切替後の d 軸電流指令値の差に基づいて q 軸側の干渉電圧指令値を補正することを特徴とする交流電動機の制御装置。

**【請求項 4】**

請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記干渉電圧指令値が前記電流指令値に対して電流応答相当のフィルタ処理を施すことにより得られる電流応答推定値を用いて算出され、且つ、交流電動機の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、前記補正手段は、制御モードの切替前の d 軸電流値に基づいて q 軸側の干渉電圧指令値を補正することを特徴とする交流電動機の制御装置。

30

**【請求項 5】**

請求項 1 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記干渉電圧指令値が前記電流指令値に対して電流応答相当のフィルタ処理を施すことにより得られる電流応答推定値を用いて算出される場合、前記補正手段は、制御モードの切替前の q 軸電流値に基づいて d 軸側の干渉電圧指令値を補正し、切替前の d 軸電流値に基づいて q 軸側の干渉電圧指令値を補正することを特徴とする交流電動機の制御装置。

40

**【請求項 6】**

請求項 1 乃至請求項 5 のうち、いずれか 1 項に記載の交流電動機の制御装置において、

交流電動機の制御モードを前記電圧制御モードから前記電流制御モードに切り替えることによる出力トルクの変化量を算出し、制御モードの切替前後で出力トルクが一定になるように切替後のトルク指令値と電流指令値の少なくとも一方を補正する第 2 の補正手段を備えることを特徴とする交流電動機の制御装置。

**【請求項 7】**

請求項 6 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記第 2 の補正手段は、交流電動機の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、制御モードの切替前の q 軸電流値と切替後の q 軸電流指令値の差に基づいて出力

50

トルクの変化量を算出することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 8】

請求項 6 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記第 2 の補正手段は、制御モードの切替前の d 軸電流値及び q 軸電流値と、切替後の d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値と、d 軸電流値及び q 軸電流値に対応する d 軸及び q 軸のインダクタンス値とを用いて出力トルクの変化量を算出することを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 9】

請求項 1 乃至請求項 5 のうち、いずれか 1 項に記載の交流電動機の制御装置において、

交流電動機の出力トルクがトルク目標値に一致するようにトルク指令値又は電流指令値を補正する第 3 の補正手段を有し、当該第 3 の補正手段は、前記切替手段が交流電動機の制御モードを前記電圧制御モードから前記電流制御モードに切り替える際、切替前の電流検出値又は電流指令値と切替後の電流指令値の偏差を算出し、算出された偏差を電流指令値オフセット量として電流指令値に加え、電流指令値オフセットを 0 に漸近させることを特徴とする交流電動機の制御装置。

【請求項 10】

トルク指令値に応じた電流指令値と干渉電圧指令値を算出し、前記干渉電圧指令値に基づいて非干渉制御を行うと共に前記電流指令値に基づく電流ベクトル制御演算を行うことにより第 1 の電圧指令値を出力して交流電動機を制御する電流制御処理と、

前記トルク指令値に応じた第 2 の電圧指令値を算出し、算出された第 2 の電圧指令値に基づいて交流電動機を制御する電圧制御処理と、

前記電流制御処理と前記電圧制御処理との間で交流電動機の制御モードを切り替える切替処理と、

前記切替処理により交流電動機の制御モードを前記電圧制御処理から前記電流制御処理に切り替える際、切替前の交流電動機の実電流値に基づいて前記干渉電圧指令値を補正する補正処理と

を有することを特徴とする交流電動機の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電流制御モードと電圧制御モードを有する交流電動機の制御装置及び制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、電流制御モードと電圧制御モードとの間で交流電動機の制御モードを切り替える制御装置が知られている（特許文献 1 参照）。この制御装置は、電圧制御モードにより交流電動機を制御している場合、交流電動機に供給される電流の位相及び振幅の少なくとも一方が所定の判定閾値になった際、制御モードを電流制御モードに切り替える。一方、電流制御モードにより交流電動機を制御している場合には、制御装置は、交流電動機に印加される電圧の振幅が所定の判定閾値以上になった際、制御モードを電圧制御モードに切り替える。

【特許文献 1】特開 2002 - 223590 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

制御モードを電流制御モードに切り替える際、切替前の電流検出値（実電流値）と切替後の電流指令値が連続的に繋がるように、判定閾値を電流制御モードにおける電流指令値とすることが望ましい。同様に、制御モードを電圧制御モードに切り替える際には、切替前の電圧振幅検出値（実振幅値）と切替後の電圧振幅指令値が連続的に繋がるように、判定閾値を電圧制御モードにおける電圧振幅指令値とすることが望ましい。ところがこのよ

10

20

30

40

50

うに各判定閾値を設定した場合、交流電動機の磁石温度が変化しない理想状態において、電流制御モードに切り替える切替条件に対応する交流電動機の動作点（出力トルクと回転数）と電圧制御モードに切り替える切替条件に対応する交流電動機の動作点がほぼ同じになることから、切替動作が頻発するチャタリングが発生する可能性がある。

【0004】

そこで従来の制御装置は、電流指令値に所定のヒステリシス電流値を加えた値を制御モードを電流制御モードに切り替える際の判定閾値に設定することにより、電流制御モードの切替条件と電圧制御モードの切替条件とを異ならせている。しかしながら、電流指令値に所定のヒステリシス電流値を加えた値を判定閾値とした場合、切替前の電流検出値から切替後の電流指令値への変化に対し電流制御モードにおける干渉電圧指令値と電圧制御モードにおける電圧指令値の比率が適切な値にならない。このため従来の制御装置によれば、制御モードを電流制御モードに切り替えた際、制御モードの切替前後で交流電動機に供給される電流が大きく変化することによりトルク脈動が発生する。

10

【0005】

本発明は上記課題に鑑みてなされたものであり、その目的は、交流電動機の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制可能な交流電動機の制御装置及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】

【0006】

本発明に係る交流電動機の制御装置及び制御方法は、交流電動機の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、切替前の交流電動機の実電流値に基づいて干渉電圧指令値を補正する。

20

【発明の効果】

【0007】

本発明に係る交流電動機の制御装置及び制御方法によれば、切替前の実電流値から切替後の電流指令値への変化に対し、電流制御モードにおける干渉電圧指令値と電圧制御モードにおける電圧指令値の比率が適切な値になるので、交流電動機の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0008】

以下、図面を参照して、本発明の第1乃至第4の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成について説明する。

30

【0009】

〔第1の実施形態〕

始めに、図1乃至図9を参照して、本発明の第1の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成について説明する。

【0010】

〔制御装置の構成〕

本発明の第1の実施形態となる制御装置1は、図1に示すように、車両を駆動するモータ2の動作を制御するものであり、モータ2に印加する電圧の振幅及び位相を制御する電圧制御モードとモータ2に供給する電流を制御する電流制御モードとの2つの制御モードを有する。本実施形態では、制御装置1は、指令値生成部3，指令値生成部4，電流制御器5，電圧制御器6，制御切替器7，d q軸UVW相変換器8，PWM変換器9，インバータ(INV.)10，電流センサ11a，11b，位置検出器12，回転数演算器13，UVW相d q軸変換器14，干渉電圧補正器15，及びトルク偏差(T)補正器16を備える。

40

【0011】

指令値生成部3は、トルク指令値 $T^*$ ，モータ2の機械角速度 $\omega_m$ ，及び直流電源17の電圧 $V_{dc}$ と電流制御モードにおけるd q軸電流指令値 $i_d^*$ ， $i_q^*$ 及びd q軸干渉電圧指令値 $v_{d\_dcpl}^*$ ， $v_{q\_dcpl}^*$ との対応関係を示すテーブルを有する。指

50

指令値生成部 3 は、トルク指令値  $T^*$ 、回転数演算器 13 から出力されるモータ 2 の機械角速度  $\omega_m$ 、及び直流電源 17 の電圧  $V_{dc}$  に対応する d q 軸電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  及び d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}^*$ 、 $v_{q\_dcp1}^*$  をテーブルから検索し、検索された d q 軸電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  及び d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}^*$ 、 $v_{q\_dcp1}^*$  を出力する。このように指令値生成部 3 は、オープンループ方式により d q 軸電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  及び d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}^*$ 、 $v_{q\_dcp1}^*$  を制御する。

【0012】

指令値生成部 4 は、トルク指令値  $T^*$ 、モータ 2 の機械角速度  $\omega_m$ 、及び直流電源 17 の電圧  $V_{dc}$  と電圧制御モードにおける電圧振幅指令値  $v_a^*$  及び電圧位相指令値  $\alpha^*$  との対応関係を示すテーブルを有する。指令値生成部 4 は、トルク指令値  $T^*$ 、回転数演算器 13 から出力されるモータ 2 の機械角速度  $\omega_m$ 、及び直流電源 17 の電圧  $V_{dc}$  に対応する電圧振幅指令値  $v_a^*$  及び電圧位相指令値  $\alpha^*$  をテーブルから検索し、検索された電圧振幅指令値  $v_a^*$  及び電圧位相指令値  $\alpha^*$  を出力する。このように指令値生成部 4 は、オープンループ方式により電圧振幅指令値  $v_a^*$  及び電圧位相指令値  $\alpha^*$  を制御する。

10

【0013】

電流制御器 5 は、指令値生成部 3 から出力された d q 軸電流指令値  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  及び d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}^*$ 、 $v_{q\_dcp1}^*$  と UVW 相 d q 軸変換器 14 から出力される d q 軸電流検出値  $i_d$ 、 $i_q$  とを用いて電流偏差比例積分 (PI) 増幅と非干渉制御からなる一般的な電流ベクトル制御演算を行うことにより、d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$  を生成、出力する (詳細は後述)。なお“非干渉制御”とは、モータ 2 に供給する電流をモータ 2 の 2 次磁束に直交する q 軸電流成分と 2 次磁束に対し平行な d 軸電流成分とに分離して電流制御を行う電流ベクトル制御において、電流、q 軸、d 軸のインダクタンス、及びモータ 2 の機械回転数の作用によって、d 軸電流成分及び q 軸電流成分がそれぞれ q 軸電圧及び d 軸電圧として他方の電流成分に干渉することによる影響を打ち消す制御を意味し、具体的には干渉電圧指令値を用いて電圧指令値を補正する制御を意味する。

20

【0014】

電圧制御器 6 は、以下の数式 1 を利用して指令値生成部 4 から出力された電圧振幅指令値  $v_a^*$  及び電圧位相指令値  $\alpha^*$  から d q 軸電圧指令値  $v_{d2}^*$ 、 $v_{q2}^*$  を算出、出力する。

30

【数 1】

$$\begin{cases} v_{d2}^* = -v_a^* \cdot \sin \alpha^* \\ v_{q2}^* = -v_a^* \cdot \cos \alpha^* \end{cases}$$

【0015】

制御切替器 7 は、モータ 2 の制御モードが電流制御モードである場合、電流制御器 5 から出力された d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$  を電流制御モードにおける d q 軸電圧指令値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  として出力し、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードである場合には、電圧制御器 6 から出力された d q 軸電圧指令値  $v_{d2}^*$ 、 $v_{q2}^*$  を電圧制御モードにおける d q 軸電圧指令値  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  として出力する。d q 軸 UVW 相変換器 8 は、以下の数式 2 を利用して制御切替器 7 から出力された d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$  と位置検出器 12 により検出されたモータ 2 の回転子の電気角  $\theta_e$  から U 相、V 相、及び W 相の三相の電圧指令値  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を算出、出力する。

40

【数 2】

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}$$

【0016】

10

PWM変換器9は、d q軸 UVW相変換器8から出力されたU相、V相、及びW相の三相の電圧指令値 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ に対応するインバータ10の駆動信号 $D_{uu}^*$ 、 $D_{ul}^*$ 、 $D_{vu}^*$ 、 $D_{vl}^*$ 、 $D_{wu}^*$ 、 $D_{wl}^*$ を生成、出力する。なお駆動信号 $D_{uu}^*$ 、 $D_{ul}^*$ はそれぞれU相に対応する上段及び下段のスイッチング素子に対する信号を示し、駆動信号 $D_{vu}^*$ 、 $D_{vl}^*$ はそれぞれV相に対応する上段及び下段のスイッチング素子に対する信号を示し、駆動信号 $D_{wu}^*$ 、 $D_{wl}^*$ はそれぞれW相に対応する上段及び下段のスイッチング素子に対する信号を示す。

【0017】

20

インバータ10は、PWM変換器8から出力された駆動信号 $D_{uu}^*$ 、 $D_{ul}^*$ 、 $D_{vu}^*$ 、 $D_{vl}^*$ 、 $D_{wu}^*$ 、 $D_{wl}^*$ に従って対応するスイッチング素子をオン/オフすることにより直流電源17の電圧 $V_{dc}$ を三相の交流電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ に変換してモータ2に出力する。電流センサ11a、11bは、U相とV相の電流値 $i_u$ 、 $i_v$ を検出してUVW相 d q軸変換器14に出力する。本実施形態のように、電流センサを二相だけに取り付ける場合、検出しない残り1相（本実施形態ではW相）の電流値は以下の数式3から算出することができる。

【数 3】

$$i_w = -i_u - i_v$$

【0018】

30

位置検出器12は、モータ2の回転子の電気角を検出してd q軸 UVW相変換器8、回転数演算器13、及びUVW相 d q軸変換器14に出力する。回転数演算器13は、モータ2の回転子の電気角の時間変化量からモータ2の機械角速度を算出して指令値生成部3、指令値生成部4、干渉電圧補正器15、及びトルク偏差補正器16に出力する。UVW相 d q軸変換器14は以下の数式4を利用して電流センサ11a、11bにより検出されたU相とV相の電流値 $i_u$ 、 $i_v$ と位置検出器12により検出されたモータ2の回転子の電気角からd q軸電流検出値 $i_d$ 、 $i_q$ を算出する。

【数 4】

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$$

40

【0019】

干渉電圧補正器15は、モータ2の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、制御モードの切替前のd軸電流検出値 $i_d$ と切替後のd軸電流指令値 $i_d^*$ の差分 $i_d (= i_d - i_d^*)$ を以下の数式5に代入することによりq軸干渉電圧補正值 $v_{q\_dcp1}^*$ を算出する。なお数式6中、パラメータ $\omega_m$ はモータ2の機械角速度を示し、パラメータ $L_d$ はd軸のインダクタンスを示す。また“モータの出力に対しマグネット

50

トルクが支配的である”とは、マグネットトルクのトルク波形の積分強度がリラクタンストルクのトルク波形の積分強度より大きいことを意味する。

【数 5】

$$\Delta V_{q\_dcpl}^* = \omega L_d \Delta i_d$$

【0020】

トルク偏差補正器 16 は、モータ 2 の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、制御モードの切替前の q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $i_q (= i_q - i_q^*)$  を以下の数式 6 に代入することによりトルク目標値に対するモータ 2 の出力トルクの差をトルク偏差  $T$  として算出，出力する。なお数式 6 中、パラメータ  $\omega$  はモータ 2 の機械角速度を示し、パラメータ  $\phi_a$  はモータ 2 の磁束密度を示す。このトルク偏差  $T$  は、トルク目標値  $T_0^*$  と加算されることによりトルク指令値  $T^*$  として指令値生成部 3，4 に入力される。

10

【数 6】

$$\Delta T = \omega \phi_a \Delta i_q$$

【0021】

〔電流制御器の構成〕

電流制御器 5 は、図 2 に示すように、PI 制御部 20 と非干渉制御部 21 を備える。PI 制御部 20 は、d 軸電流検出値  $i_d$  と d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $i_d (= i_d - i_d^*)$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  と q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $i_q (= i_q - i_q^*)$  を比例積分 (PI) 演算増幅することにより d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ ， $v_{q1}^*$  を演算する。非干渉制御部 21 は、干渉電圧補正器 15 から出力された q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcpl}^*$  を指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  に加算することにより q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  を補正した後、d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcpl}^*$ ， $v_{q\_dcpl}^*$  に対応する d q 軸干渉電圧値  $v_{d\_dcpl}$ ， $v_{q\_dcpl}$  をテーブルから読み出すオープンループ方式により d q 軸干渉電圧  $v_{d\_dcpl}$ ， $v_{q\_dcpl}$  を演算する。そして非干渉制御部 21 は、PI 制御部 20 により演算された d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ ， $v_{q1}^*$  に d q 軸干渉電圧値  $v_{d\_dcpl}$ ， $v_{q\_dcpl}$  を加算した値を d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ ， $v_{q1}^*$  として出力する。

20

30

【0022】

〔非干渉制御部の構成〕

非干渉制御部 21 は、図 3 に示すように、ローパスフィルタ (LPF) 22，23 を備える。ローパスフィルタ 22 は、指令値生成部 3 から出力された d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcpl}^*$  から高周波成分を除去して出力する。ローパスフィルタ 23 は、指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  から高周波成分を除去して出力する。ローパスフィルタ 23 の出力初期値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点において q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  に q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcpl}^*$  を加算した値に設定される。これにより、ローパスフィルタ 23 の出力値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点から時間が経過するのに伴い、q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  に q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcpl}^*$  を加算した値から q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  に収束する。

40

【0023】

〔モータ制御動作〕

次に、上記制御装置 1 によるモータ 2 の制御動作について説明する。

【0024】

図 4 は、モータ 2 の出力特性と制御切替ポイントの関係を示し、縦軸及び横軸はそれぞれモータ 2 の出力トルク及び機械回転数を示す。図中に示す最大効率領域とは、モータ 2

50

がトルク目標値を出力し得る最小の電流（最大効率電流）を選択してモータ2の動作を制御する領域を示す。一般に、モータ2の機械回転数が上昇すると、誘起電圧が上昇することによってモータ2の端子電圧の大きさはインバータ10が出力可能な電圧の最大値に達する。このためモータ2の端子電圧が所定値以上になった場合には、磁石磁束を弱める電流を増やすことによってモータ2の端子電圧がインバータ10が出力可能な電圧の最大値を超えないようにモータ2の動作を制御する必要がある。具体的には、電圧振幅をインバータ10が出力可能な最大値で一定にし、電圧位相を制御することでトルクを所望の値にすることにより、結果的に磁石磁束を弱める電流を流し、モータ2の端子電圧がインバータ10が出力可能な電圧の最大値を超えないようにする。図4においてはこの磁石磁束を弱める電流を流す制御領域を弱め磁束領域と表記する。

10

## 【0025】

モータ2の回転子の回転数が上昇してモータ2の制御モードが電流制御モードから電圧位相制御モードに切り替わる際は図4に示すB点のように上述の最大効率領域と弱め磁束領域の境界線上で行うことが望ましい。しかしながらモータ2の機械回転数が下がって電圧制御モードから電流制御モードに切り替わる際も同じ境界線上で行うと、制御切替が頻発（チャタリング）する恐れがある。そこで実際には電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際は図4に示すD点で切り替えるようにして、制御モード切替のタイミングにヒステリシスを設けるようにする。以下、図5に示すフローチャートを参照して、この制御モード切替処理について詳しく説明する。

20

## 【0026】

〔制御モード切替処理〕

図5に示すフローチャートは、制御装置1の電源がオフ状態からオン状態に切り換えられたタイミングで開始となり、制御モード切替処理はステップS1の処理に進む。なおこの制御モード切替処理は所定制御周期毎に繰り返し実行されるものとする。

## 【0027】

ステップS1の処理では、制御切替器7が、現在の制御モードが電流制御モードと電圧制御モードのどちらであるかを判別する。判別の結果、現在の制御モードが電流制御モードである場合、制御切替器7は制御モード切替処理をステップS2の処理に進める。一方、現在の制御モードが電圧制御モードである場合には、制御切替器7は制御モード切替処理をステップS5の処理に進める。

30

## 【0028】

ステップS2の処理では、制御切替器7が、 $dq$ 軸電圧指令値 $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$ から算出される電圧振幅 $(v_{d1}^{*2} + v_{q1}^{*2})^{1/2}$ が電圧振幅指令値 $v_a^*$ 以上であるか否かを判別する。判別の結果、電圧振幅 $(v_{d1}^{*2} + v_{q1}^{*2})^{1/2}$ が電圧振幅指令値 $v_a^*$ 以上である場合、制御切替器7は、ステップS3の処理としてモータ2の制御モードを電流制御モードから電圧制御モードに切り替えた後、制御モード切替処理をステップS7の処理に進める。一方、電圧振幅 $(v_{d1}^{*2} + v_{q1}^{*2})^{1/2}$ が電圧振幅指令値 $v_a^*$ 未満である場合には、制御切替器7は、制御モードを電流制御モードに維持するべく、制御モード切替処理をステップS4の処理に進める。

40

## 【0029】

ステップS4の処理では、制御切替器7が、電流制御器5から出力された $dq$ 軸電圧指令値 $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$ を $dq$ 軸電圧指令値 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ として出力する。これにより、ステップS4の処理は完了し、制御モード切替処理はステップS1の処理に戻る。

## 【0030】

ステップS5の処理では、制御切替器7が、 $dq$ 軸電流検出値 $i_d$ 、 $i_q$ が図6に示す切替ラインL2に達したか否かを判別する。なお図6に示す実線L1は $dq$ 軸電流座標上における最大効率電流を示し、最大効率領域内における電流指令値はこの最大効率電流となるように制御される。電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際は、この最大効率電流を示す実線L1上で行うことが望ましいが、前述のようにチャタリングを回避するため、最大効率電流にヒステリシスを加えた点線L2のような切替ラインを設定する。

50

制御切替器 7 は、予め記憶された点線 L 2 の軌跡データを利用して d q 軸電流検出値  $i_d$  ,  $i_q$  が切替ライン L 2 に達したか否かを判別する。判別の結果、d q 軸電流検出値  $i_d$  ,  $i_q$  が切替ライン L 2 に達した場合、制御切替器 7 は、ステップ S 6 の処理としてモータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替えた後、制御モード切替処理をステップ S 4 の処理に進める。一方、d q 軸電流検出値  $i_d$  ,  $i_q$  が切替ライン L 2 に達していない場合には、制御切替器 7 は、制御モードを電圧制御モードに維持するべく、制御モード切替処理をステップ S 7 の処理に進める。

【0031】

ステップ S 7 の処理では、制御切替器 7 が、電圧制御器 6 から出力された d q 軸電圧指令値  $v_{d2}^*$  ,  $v_{q2}^*$  を d q 軸電圧指令値  $v_d^*$  ,  $v_q^*$  として出力する。これにより、ステップ S 7 の処理は完了し、制御モード切替処理はステップ S 1 の処理に戻る。

10

【0032】

〔干渉電圧補正処理〕

次に、図 7 に示すフローチャートを参照して、本発明の第 1 の実施形態となる干渉電圧補正処理の流れについて説明する。図 7 に示すフローチャートは、制御装置 1 の電源がオフ状態からオン状態に切り換えられたタイミングで開始となり、干渉電圧補正処理はステップ S 11 の処理に進む。なおこの干渉電圧補正処理は所定制御周期毎に繰り返し実行されるものとする。

【0033】

ステップ S 11 の処理では、干渉電圧補正器 15 が、現在の制御モードが電圧制御モード、電流制御モード、電圧制御モードから電流制御モードへの制御モード切替時、電流制御モードから電圧制御モードへの制御モード切替時のいずれであるかを判別する。判別の結果、現在の制御モードが電圧制御モードである場合、干渉電圧補正器 15 は干渉電圧補正処理をステップ S 12 の処理に進める。現在の制御モードが電流制御モード又は電流制御モードから電圧制御モードへの制御モード切替時である場合には、干渉電圧補正器 15 は一連の干渉電圧補正処理を終了する。現在の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードへの制御モード切替時である場合には、干渉電圧補正器 15 は干渉電圧補正処理をステップ S 13 の処理に進める。

20

【0034】

ステップ S 12 の処理では、干渉電圧補正器 15 が、U V W d q 軸変換器 14 から入力された d 軸電流検出値  $i_d$  を記憶する。なお前回の干渉電圧補正処理により d 軸電流検出値  $i_d$  が記憶されている場合、干渉電圧補正器 15 は、今回の d 軸電流検出値  $i_d$  により前回の d 軸電流検出値  $i_d$  を上書きする。これにより、ステップ S 12 の処理は完了し、一連の干渉電圧補正処理は終了する。

30

【0035】

ステップ S 13 の処理では、干渉電圧補正器 15 が、ステップ S 12 の処理により記憶された制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $i_d (= i_d - i_d^*)$  を算出する。これにより、ステップ S 13 の処理は完了し、干渉電圧補正処理はステップ S 14 の処理に進む。

【0036】

ステップ S 14 の処理では、干渉電圧補正器 15 が、ステップ S 13 の処理により算出された差分値  $i_d$  を既述の数式 6 に代入することにより q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_d\_cp1}^*$  を算出し、算出された q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_d\_cp1}^*$  を電流制御器 5 に出力する。これにより、ステップ S 14 の処理は完了し、干渉電圧補正処理はステップ S 15 の処理に進む。

40

【0037】

ステップ S 15 の処理では、電流制御器 5 が、指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_d\_cp1}^*$  にステップ S 14 の処理により算出された q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_d\_cp1}^*$  を加算した値をローパスフィルタ 23 の出力初期値に設定する。これにより、ステップ S 15 の処理は完了し、一連の干渉電圧補正処理は終了する。

50

## 【 0 0 3 8 】

〔トルク脈動及びトルク段差〕

図 8 は、本発明の実施形態となる制御装置 1（本願発明）及び従来の制御装置（従来技術）においてモータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替えた際の（a）トルク応答，（b）トルク指令値，（c）q 軸電流検出値，（d）d 軸電流検出値，（e）q 軸電圧指令値，及び（f）q 軸干渉電圧の時間変化を示す波形図である。また図 9 は、図 8 に示す（e）q 軸電圧指令値及び（f）q 軸干渉電圧の時間変化の拡大波形図である。なお図 8，9 に示す点 A は上述の干渉電圧補正処理による補正前の干渉電圧値を示し、点 B は上述の干渉電圧補正処理による補正後の干渉電圧値を示す。また時刻  $T = T_1$  はモータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替えた時間を示す。

10

## 【 0 0 3 9 】

モータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、切替前の電流検出値と切替後の電流指令値が連続的になる地点で切り替えることが望ましい。しかしながら実際には、チャタリングを防止するためにヒステリシスが与えられていることから、制御モードは電流にヒステリシスを与えた地点で切り替わる。この場合、従来技術では切替直前の電流検出値と切替後の電流指令値に差が生じ、切替前後で電流が急変するので、結果としてトルク脈動が生じる（図 8（a）の点線参照）。このトルク脈動は、制御モードの切替時に、切替前の実電流値と切替後の電流指令値の変化に対し、切替後の電流制御モードにおける非干渉制御の干渉電圧値（図 9 に示す電圧 E）と電流偏差比例積分制御の電圧値（図 9 に示す電圧 D）の比率（ $D/E$ ）が適切な値になっていないために発生する。これに対して本願発明では、既述の通り、制御モードの切替時に、切替前の実電流値と切替後の電流指令値の変化に基づいて干渉電圧補正值を算出して干渉電圧値を補正することにより、切替前の実電流値と切替後の電流指令値の変化に対し、電流制御モードにおける非干渉制御の干渉電圧値と電流偏差比例積分制御の電圧値の比率（ $D/E$ ）が適切な値になるようにした。この結果、干渉電圧  $v_{q\_dcp1}$  が図 8（f）及び図 9（f）に実線で示すような理想的な応答を示し、図 8（a）に実線で示すようにトルク脈動を抑制することができる。

20

## 【 0 0 4 0 】

電流制御モードでは指令値生成部 3 により各指令値が制御され、電圧制御モードでは指令値生成部 4 により各指令値が制御されている。従来技術では、モータ 2 の温度と指令値生成部 3，4 が参照するテーブルデータが作成された時のモータ 2 の温度が異なる場合、電流制御モードにおけるトルクは図 8（a）に点線で示す値となり、電圧制御モードにおける出力トルクとの間に段差が生じてしまう。モータ 2 の出力トルクは磁束と電流によって決まるが、電流制御モード時は電流は所望の値に制御されているので、モータ 2 の温度変化による磁束の変化がトルク誤差要因になる。一方、電圧制御モードでは電流を制御していないので、磁束と電流が電動機の温度変化に伴って変化しトルク誤差の要因になる。つまり、電流制御モードと電圧位相制御モードではモータ 2 の温度に対するトルク誤差特性が異なることから、出力トルクの段差が生じる。これに対し本願発明では、既述の通り、切替による出力トルクの変化を算出し、切替前後の出力トルクが一定となるよう、図 8（b）に示すトルク指令値のように切替後のトルク指令値を補正するようにしているので、図 8（a）に実線で示すようにトルク段差が解消される。

30

40

## 【 0 0 4 1 】

以上の説明から明らかなように、本発明の第 1 の実施形態となる制御装置 1 によれば、モータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、モータ 2 の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、干渉電圧補正器 15 が、制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $i_d$  に基づいて q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を算出し、電流制御器 5 が、q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を用いて指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}^*$  を補正する。そしてこのような構成によれば、切替前の d 軸電流検出値  $i_d$

50

と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  の変化に対し、電流制御モードにおける非干渉制御の干渉電圧値と電流偏差比例積分制御の電圧値の比率が適切な値になるので、モータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制できる。

【0042】

また本発明の第 1 の実施形態となる制御装置 1 によれば、トルク偏差補正器 16 が、モータ 2 の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、制御モードの切替前の q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $\Delta i_q (= i_q - i_q^*)$  に基づいて切替動作による出力トルクの変化量を算出し、切替前後の出力トルクが一定となるようトルク指令値を補正するので、モータ 2 の制御モードの切替前後でトルク段差が発生することを抑制できる。なおトルク偏差補正器 16 は、トルク指令値と電流指令値の少なくとも一方を補正するようにしてもよい。

10

【0043】

〔第 2 の実施形態〕

次に、図 10 乃至図 12 を参照して、本発明の第 2 の実施形態となる交流電動機の制御装置 21 の構成について説明する。

【0044】

〔制御装置の構成〕

本実施形態では、電流制御器 5、干渉電圧補正器 15、及びトルク偏差補正器 16 の構成と干渉電圧補正処理の流れが上記第 1 の実施形態におけるそれと異なる。そこで以下では、電流制御器 5、干渉電圧補正器 15、及びトルク偏差補正器 16 の構成と本実施形態における干渉電圧補正処理についてのみ説明する。

20

【0045】

〔干渉電圧補正器の構成〕

干渉電圧補正器 15 は、制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $\Delta i_d (= i_d - i_d^*)$  及び制御モードの切替前の q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $\Delta i_q (= i_q - i_q^*)$  を以下の数式 7 に代入することにより d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcpl}^*$  及び q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcpl}^*$  を算出する。なお数式 7 中、パラメータ  $\omega$  はモータ 2 の機械角速度、パラメータ  $L_d$ 、 $L_q$  はそれぞれ d 軸及び q 軸のインダクタンスを示す。

30

【数 7】

$$\begin{cases} \Delta v_{d\_dcpl}^* = \omega L_q \Delta i_q \\ \Delta v_{q\_dcpl}^* = \omega L_d \Delta i_d \end{cases}$$

【0046】

〔電流制御器の構成〕

電流制御器 5 は、図 10 に示すように、PI 制御部 20 と非干渉制御部 24 を備える。PI 制御部 20 は、d 軸電流検出値  $i_d$  と d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $\Delta i_d (= i_d - i_d^*)$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  と q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $\Delta i_q (= i_q - i_q^*)$  を比例・積分 PI 演算増幅することにより d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$  を演算する。非干渉制御部 24 は、干渉電圧補正器 15 から出力された d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcpl}^*$  及び q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcpl}^*$  を指令値生成部 3 から出力された d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcpl}^*$  及び q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  に加算することにより d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcpl}^*$  及び q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcpl}^*$  を補正した後、d q 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcpl}^*$ 、 $v_{q\_dcpl}^*$  に対応する d q 軸干渉電圧値  $v_{d\_dcpl}$ 、 $v_{q\_dcpl}$  をテーブルから読み出すオープンループ方式により d q 軸干渉電圧  $v_{d\_dcpl}$ 、 $v_{q\_dcpl}$  を演算する。そして非干渉制御部 24 は、PI 制御部 20 により演算された d q 軸電圧指令値  $v_{d1}^*$ 、 $v_{q1}^*$

40

50

1 \* に d q 軸干渉電圧値  $v_{d\_dcp1}$  ,  $v_{q\_dcp1}$  を加算した値を d q 軸電圧指令値  $v_{d1}$  \* ,  $v_{q1}$  \* として出力する。

【0047】

〔非干渉制御部の構成〕

非干渉制御部 24 は、図 11 に示すように、ローパスフィルタ (LPF) 25 , 26 を備える。ローパスフィルタ 25 は、指令値生成部 3 から出力された d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}$  \* から高周波成分を除去して出力する。ローパスフィルタ 26 は、指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}$  \* から高周波成分を除去して出力する。ローパスフィルタ 25 の出力初期値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点において d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}$  \* に d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}$  \* を加算した値に設定される。これにより、ローパスフィルタ 25 の出力値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点から時間が経過するのに伴い、d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}$  \* に d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}$  \* を加算した値から d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}$  \* に収束する。ローパスフィルタ 26 の出力初期値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点において q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}$  \* に q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}$  \* を加算した値に設定される。これにより、ローパスフィルタ 26 の出力値は、モータ 2 の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点から時間が経過するのに伴い、q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}$  \* に q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}$  \* を加算した値から q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}$  \* に収束する。

10

20

【0048】

〔トルク偏差補正器の構成〕

トルク偏差補正器 16 は、制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d$  \* の差分  $i_d$  ( $= i_d - i_d$  \*) 及び制御モードの切替前の q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の q 軸電流指令値  $i_q$  \* の差分  $i_q$  ( $= i_q - i_q$  \*) を以下の数式 8 に代入することによりトルク偏差  $T$  を算出、出力する。なお数式 8 中、パラメータ  $\omega$  はモータ 2 の機械角速度を示し、パラメータ  $\phi_a$  はモータ 2 の磁束密度を示す。このトルク偏差  $T$  は、トルク目標値  $T_0$  \* と加算されることによりトルク指令値  $T$  \* として指令値生成部 3 , 4 に入力される。

30

【数 8】

$$\Delta T = \omega \{ \phi_a \Delta i_q + (L_d - L_q) \Delta i_d \Delta i_q \}$$

【0049】

〔干渉電圧補正処理〕

次に、図 12 に示すフローチャートを参照して、本発明の第 2 の実施形態となる干渉電圧補正処理の流れについて説明する。図 12 に示すフローチャートは、制御装置 1 の電源がオフ状態からオン状態に切り換えられたタイミングで開始となり、干渉電圧補正処理はステップ S 21 の処理に進む。なおこの干渉電圧補正処理は所定制御周期毎に繰り返し実行されるものとする。

40

【0050】

ステップ S 21 の処理では、干渉電圧補正器 15 が、現在の制御モードが電圧制御モード、電流制御モード、電圧制御モードから電流制御モードへの制御モード切替時、電流制御モードから電圧制御モードへの制御モード切替時のいずれであるかを判別する。判別の結果、現在の制御モードが電圧制御モードである場合、干渉電圧補正器 15 は干渉電圧補正処理をステップ S 22 の処理に進める。現在の制御モードが電流制御モード又は電流制御モードから電圧制御モードへの制御モード切替時である場合には、干渉電圧補正器 15 は一連の干渉電圧補正処理を終了する。現在の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードへの制御モード切替時である場合には、干渉電圧補正器 15 は干渉電圧補正処理をステップ S 23 の処理に進める。

50

## 【 0 0 5 1 】

ステップ S 2 2 の処理では、干渉電圧補正器 1 5 が、U V W d q 軸変換器 1 4 から入力された d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  を記憶する。なお前回の干渉電圧補正処理により d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  が記憶されている場合、干渉電圧補正器 1 5 は、今回の d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  により前回の d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  を上書きする。これにより、ステップ S 2 2 の処理は完了し、一連の干渉電圧補正処理は終了する。

## 【 0 0 5 2 】

ステップ S 2 3 の処理では、干渉電圧補正器 1 5 が、ステップ S 2 2 の処理により記憶された制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  及び q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $i_d (= i_d - i_d^*)$  及び差分  $i_q (= i_q - i_q^*)$  を算出する。これにより、ステップ S 2 3 の処理は完了し、干渉電圧補正処理はステップ S 2 4 の処理に進む。

10

## 【 0 0 5 3 】

ステップ S 2 4 の処理では、干渉電圧補正器 1 5 が、ステップ S 2 3 の処理により算出された差分値  $i_d$  及び差分  $i_q$  を既述の数式 7 に代入することにより d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}^*$  及び q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を算出し、算出された d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}^*$  及び q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を電流制御器 5 に出力する。これにより、ステップ S 2 4 の処理は完了し、干渉電圧補正処理はステップ S 2 5 の処理に進む。

20

## 【 0 0 5 4 】

ステップ S 2 5 の処理では、電流制御器 5 が、指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}^*$  及び q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}^*$  にステップ S 2 4 の処理により算出された d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}^*$  及び q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を加算した値をそれぞれローパスフィルタ 2 5 及びローパスフィルタ 2 6 の出力初期値に設定する。これにより、ステップ S 2 5 の処理は完了し、一連の干渉電圧補正処理は終了する。

## 【 0 0 5 5 】

以上の説明から明らかなように、本発明の第 2 の実施形態となる制御装置 2 1 によれば、モータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、干渉電圧補正器 1 5 が、制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  の差分  $i_d$  に基づいて q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を算出し、制御モードの切替前の q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の q 軸電流指令値  $i_q^*$  の差分  $i_q$  に基づいて d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}^*$  を算出する。そして電流制御器 5 は、q 軸干渉電圧補正值  $v_{q\_dcp1}^*$  を用いて指令値生成部 3 から出力された q 軸干渉電圧指令値  $v_{q\_dcp1}^*$  を補正し、d 軸干渉電圧補正值  $v_{d\_dcp1}^*$  を用いて指令値生成部 3 から出力された d 軸干渉電圧指令値  $v_{d\_dcp1}^*$  を補正する。そしてこのような構成によれば、切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  と切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  及び q 軸電流検出値  $i_q^*$  の変化に対し、電流制御モードにおける非干渉制御の干渉電圧値と電流偏差比例積分制御の電圧値の比率が適切な値になるので、モータ 2 の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制できる。

30

40

## 【 0 0 5 6 】

また本発明の第 2 の実施形態となる制御装置 2 1 によれば、トルク偏差補正器 1 6 が、制御モードの切替前の d 軸電流検出値  $i_d$  及び q 軸電流検出値  $i_q$  , 切替後の d 軸電流指令値  $i_d^*$  及び q 軸電流指令値  $i_q^*$  , 及びこれら電流値に基づく d q 軸インダクタンス値  $L_d$  ,  $L_q$  を用いて切替動作による出力トルクの変化量を算出し、切替前後の出力トルクが一定となるようトルク指令値を補正するので、モータ 2 の制御モードの切替前後でトルク段差が発生することを抑制できる。

## 【 0 0 5 7 】

50

## 〔第3の実施形態〕

次に、図13を参照して、本発明の第3の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成について説明する。

## 【0058】

## 〔制御装置の構成〕

本発明の第3の実施形態となる制御装置31は、図13に示すように、指令値生成部4、電流制御器5、電圧制御器6、制御切替器7、dq軸UVW相変換器8、PWM変換器9、インバータ10、電流センサ11a、11b、位置検出器12、回転数演算器13、UVW相dq軸変換器14、干渉電圧補正器15、トルク偏差補正器16、指令値生成部32、LPF33、及び非干渉制御部34を備える。なお上記第1の実施形態となる制御装置1と同じ構成要素には同符号を付与することにより以下ではその説明を省略する。

10

## 【0059】

指令値生成部32は、トルク指令値 $T^*$ 、モータ2の機械角速度 $\omega_m$ 、及び直流電源17の電圧 $V_{dc}$ と電流制御モードにおけるdq軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ との対応関係を示すテーブルを有する。指令値生成部32は、トルク指令値 $T^*$ 、回転数演算器13から出力されるモータ2の機械角速度 $\omega_m$ 、及び直流電源17の電圧 $V_{dc}$ に対応するdq軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ をテーブルから検索し、検索されたdq軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ を出力する。LPF33は、指令値生成部32から出力されたdq軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ に対し電流応答相当のフィルタ処理を施すことによりdq軸電流応答推定値 $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$ を生成、出力する。非干渉制御部34は、dq軸電流応答推定値 $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$ を用いてdq軸干渉電圧指令値 $v_{d\_dcp1^*}$ 、 $v_{q\_dcp1^*}$ を算出して電流制御器5に出力する。

20

## 【0060】

このように本実施形態における制御装置31は、dq軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ に対し電流応答相当のフィルタ処理を施すことにより得られるdq軸電流応答推定値 $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$ を用いて非干渉制御で用いるdq軸干渉電圧指令値 $v_{d\_dcp1^*}$ 、 $v_{q\_dcp1^*}$ を算出するオープンループ方式となっており、モータ2の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際、モータ2の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的である場合、電流制御器5は、切替前のd軸電流検出値 $i_d$ を用いて非干渉制御部34から出力されたq軸干渉電圧指令値 $v_{q\_dcp1^*}$ を補正する。一方、モータ2の出力トルクに対しマグネットトルクが支配的でない場合には、電流制御器5は、切替前のd軸電流検出値 $i_d$ 及びq軸電流検出値 $i_q$ を用いてそれぞれ非干渉制御部34から出力されたq軸干渉電圧指令値 $v_{q\_dcp1^*}$ 及びd軸干渉電圧指令値 $v_{d\_dcp1^*}$ を補正する。そしてこのような構成によれば、切替前の電流検出値と切替後の電流指令値の変化に対し、電流制御モードにおける非干渉制御の干渉電圧値と電流偏差比例積分制御の電圧値の比率が適切な値になるので、モータ2の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際にトルク脈動が発生することを抑制できる。

30

## 【0061】

## 〔第4の実施形態〕

最後に、図14を参照して、本発明の第4の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成について説明する。

40

## 【0062】

## 〔制御装置の構成〕

本発明の第4の実施形態となる制御装置41は、図14に示すように、指令値生成部3、指令値生成部4、電流制御器5、電圧制御器6、制御切替器7、dq軸UVW相変換器8、PWM変換器9、インバータ10、電流センサ11a、11b、位置検出器12、回転数演算器13、UVW相dq軸変換器14、干渉電圧補正器15、PI制御部42、電力演算部43、トルク推定器44、LPF45a、45b、及びオフセット量演算部46を備える。なお上記第1の実施形態となる制御装置1と同じ構成要素には同符号を付

50

与することにより以下ではその説明を省略する。

【0063】

PI制御部42はトルク推定器44から出力されるトルク推定値 $T^{\wedge}$ とトルク目標値 $T_0^*$ の偏差を比例積分増幅し、増幅後の偏差をトルク目標値 $T_0^*$ から減算することによりトルク指令値 $T^*$ を算出、出力する。電力演算部43は、制御切替器7から出力されたdq軸電圧指令値 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ とUVWdq軸変換器14から出力されたdq軸電流検出値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ の積をモータ2の消費電力として演算出力する。トルク推定器44は、以下の数式9を用いて電力演算部43から出力されたモータ2の消費電力とモータ2の回転角速度からトルク推定値 $T^{\wedge}$ を演算、出力する。なお数式8は銅損や鉄損等の損失を無視しているが、損失分を考慮してトルク推定値 $T^{\wedge}$ を算出してよい。

10

【数9】

$$\hat{T} = \frac{1}{\omega} (v_d^* \cdot i_d + v_q^* \cdot i_q)$$

【0064】

オフセット量演算部46は、モータ2の制御モードを電圧位相制御モードから電流制御モードに切替える直前にのみ動作し、d軸電流検出値 $i_d$ 及びq軸電流検出値 $i_q$ とd軸電流指令値 $i_d^*$ 及びq軸電流指令値 $i_q^*$ の電流偏差 $i_{d0} (= i_d - i_d^*)$ 、 $i_{q0} (= i_q - i_q^*)$ を算出する。LPF45a、45bは、制御モードが電流制御モードである場合のみ動作し、その入力は常に0に設定されている。LPF45a、45bはそれぞれ電流オフセット量 $i_d$ 、 $i_q$ を出力する。LPF45a、45bの出力初期値は、制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替わる直前にそれぞれ電流偏差 $i_{d0}$ 、 $i_{q0}$ に設定される。これにより、ローパスフィルタ45a、45bの出力値は、モータ2の制御モードが電圧制御モードから電流制御モードに切り替えられた時点から時間が経過するのに伴い、電流偏差 $i_{d0}$ 、 $i_{q0}$ から0に収束する。

20

【0065】

このように本発明の第4の実施形態となる制御装置41は、制御モードの切替直前の電流検出値と切替後の電流指令値の偏差を一次遅れで0に収束させつつ、制御モードに関係なく電力フィードバック(トルク推定フィードバック)により出力トルクがトルク目標値に一致するようにトルク指令値を調整する構成になっている。このような構成によれば、上記第1の実施形態の技術的効果と共に、電力フィードバックを高速に行い電流変化を速くできるという技術的効果を得ることができる。なお制御装置41は、制御モードの切替直前の電流指令値と切替後の電流指令値の偏差を一次遅れで0に収束させるようにしてもよい。また制御装置41は、出力トルクがトルク目標値に一致するように電流指令値を調整するようにしてもよい。

30

【0066】

本発明に係る切替手段及び補正手段は制御切替器7に対応する。本発明に係る第2の補正手段はトルク偏差補正器16に対応する。本発明に係る第3の補正手段はPI制御部42に対応する。

【0067】

以上、本発明者らによってなされた発明を適用した実施の形態について説明したが、本実施形態による本発明の開示の一部をなす記述及び図面により本発明は限定されることはない。例えば本実施形態は、モータ2の制御モードを電圧制御モードから電流制御モードに切り替える際に発生するトルク脈動を抑制するためのものであるが、本発明は本実施形態に限定されることはなく、制御モードの切替を行う際に電圧又は電流が急変してトルクが変動する制御全般に対し適用できる。具体的には、異なる指令値生成部により制御される第1の電流制御モードと第2の電流制御モードを有し、これらの中でモータ2の制御モードを切り替える際に適用できる。また図1に示す電圧制御器6を矩形波電圧制御とし、以下の数式10、11を用いて電圧指令値 $v_d^*$ と電源電圧 $V_{dc}$ から算出される基本波成分相当のdq軸電圧指令値 $v_{d2}^*$ 、 $v_{q2}^*$ を出力する場合にも適用できる。

40

50

【数 1 0】

$$v_a = \sqrt{\frac{6}{\pi}} V_{dc}$$

【数 1 1】

$$\begin{cases} v_{d2}^* = -v_a \sin \alpha \\ v_{q2}^* = v_a \cos \alpha \end{cases}$$

10

【0068】

また制御モードの切替ポイントのヒステリシスの設け方は実施例で示した以外にもさまざま考えられるが、いずれにしてもヒステリシスを設けることにより電圧又は電流が急変し、トルクが変動してしまう制御全般に本発明は適用できる。このように、本実施形態に基づいて当業者等によりなされる他の実施の形態、実施例及び運用技術等は全て本発明の範疇に含まれる。

【図面の簡単な説明】

【0069】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

20

【図 2】図 1 に示す電流制御器の内部構成を示すブロック図である。

【図 3】図 2 に示す非干渉制御部の内部構成を示すブロック図である。

【図 4】モータの出力特性と制御切替ポイントの関係を示す図である。

【図 5】本発明の第 1 の実施形態となる制御モード切替処理の流れを示すフローチャート図である。

【図 6】制御モードの切替ラインの一例を示す図である。

【図 7】本発明の第 1 の実施形態となる干渉電圧補正処理の流れを示すフローチャート図である。

【図 8】本発明の第 1 の実施形態となる制御装置（本願発明）及び従来の制御装置（従来技術）においてモータの制御モードを電圧位相制御モードから PWM 電流制御モードに切り替えた際の（a）トルク応答，（b）トルク指令値，（c）q 軸電流検出値，（d）d 軸電流検出値，（e）q 軸電圧指令値，及び（f）q 軸干渉電圧の時間変化を示す波形図である。

30

【図 9】図 8 に示す（e）q 軸電圧指令値及び（f）q 軸干渉電圧の時間変化の拡大波形図である。

【図 10】本発明の第 2 の実施形態となる交流電動機の制御装置における電流制御器の内部構成を示すブロック図である。

【図 11】図 10 に示す非干渉制御部の内部構成を示すブロック図である。

【図 12】本発明の第 2 の実施形態となる干渉電圧補正処理の流れを示すフローチャート図である。

40

【図 13】本発明の第 3 の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 14】本発明の第 4 の実施形態となる交流電動機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

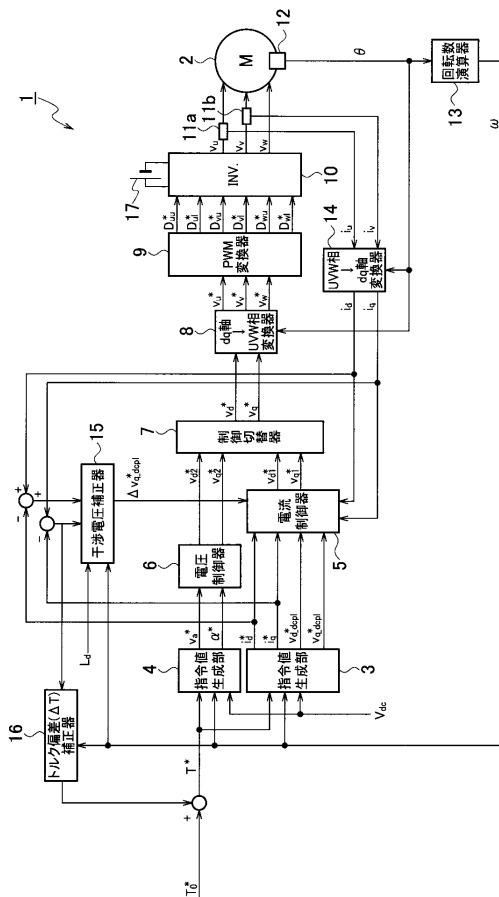
【0070】

- 1：制御装置
- 2：モータ（交流電動機）
- 3，4：指令値生成部
- 5：電流制御器

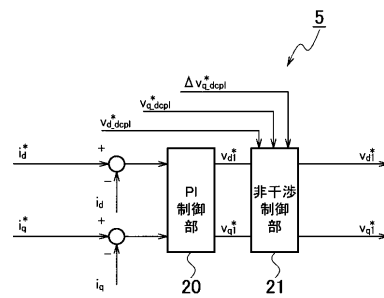
50

- 6 : 電圧制御器
- 7 : 制御切替器
- 8 : d q 軸 U V W 相変換器
- 9 : P W M 変換器
- 10 : インバータ
- 11 a , 11 b : 電流センサ
- 12 : 位置検出器
- 13 : 回転数演算器
- 14 : U V W 相 d q 軸変換器
- 15 : 干渉電圧補正器
- 16 : トルク偏差 (  $\Delta T$  ) 補正器

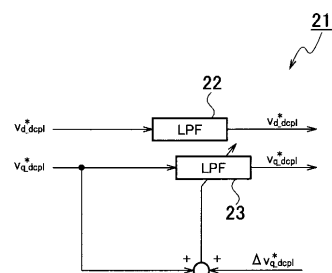
【 図 1 】



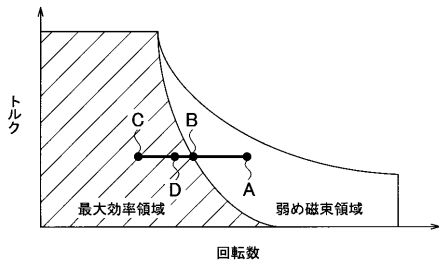
【 図 2 】



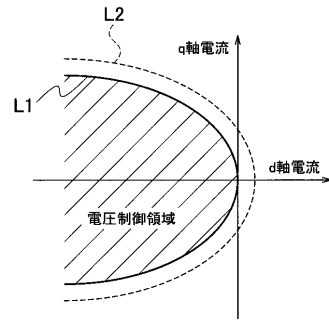
【 図 3 】



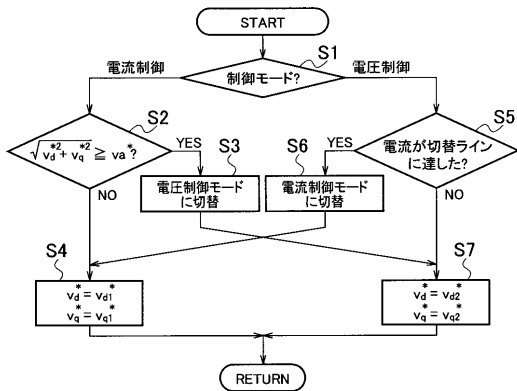
【 図 4 】



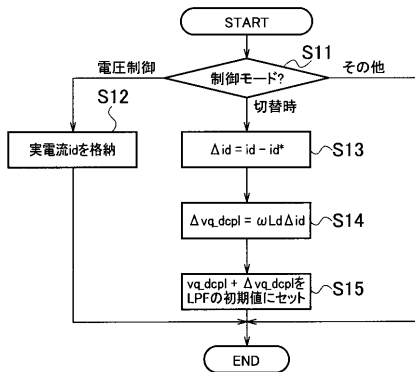
【 図 6 】



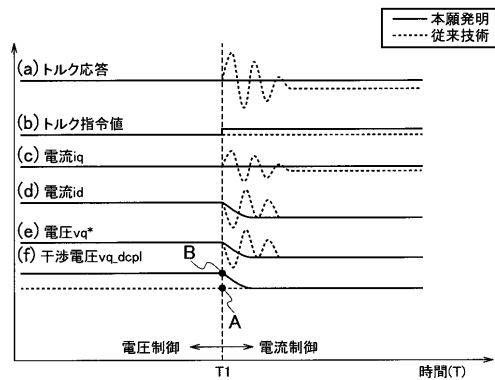
【 図 5 】



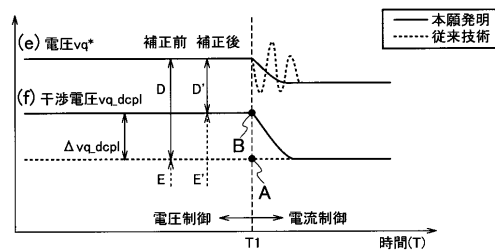
【 図 7 】



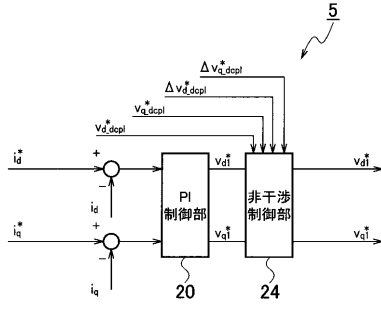
【 図 8 】



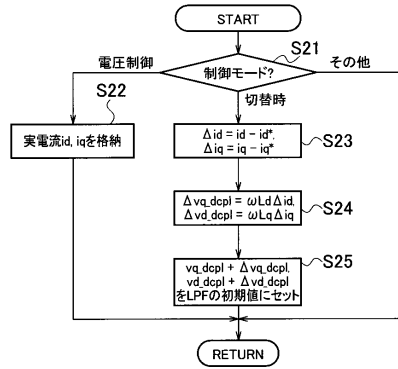
【 図 9 】



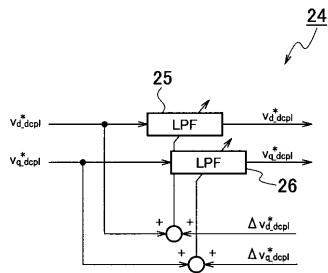
【図10】



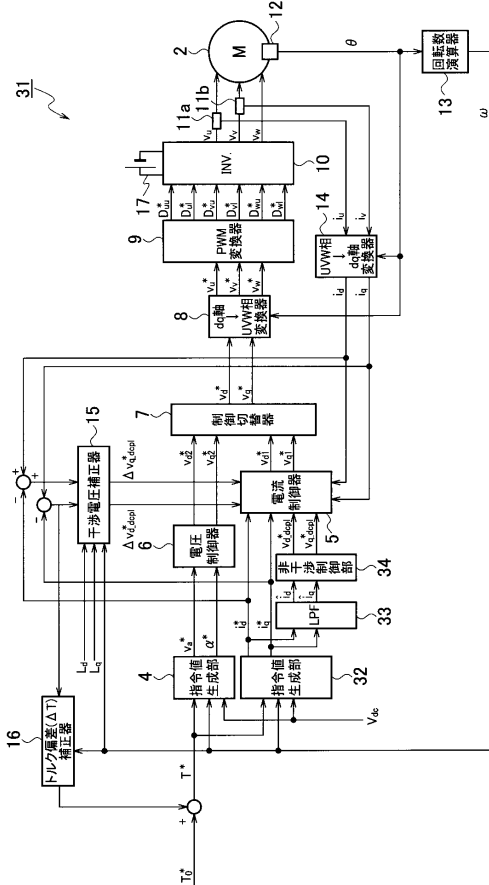
【図12】



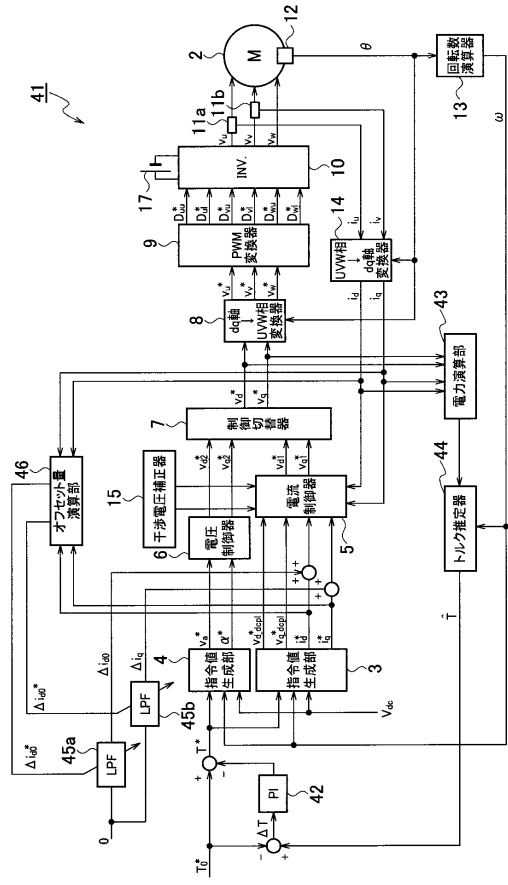
【図11】



【図13】



【図14】



---

フロントページの続き

(72)発明者 下田 倫子

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

(72)発明者 苅込 卓明

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

(72)発明者 正治 満博

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

Fターム(参考) 5H505 DD03 DD05 DD06 EE41 EE51 GG07 HB01 LL22 LL41