

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5190155号  
(P5190155)

(45) 発行日 平成25年4月24日(2013.4.24)

(24) 登録日 平成25年2月1日(2013.2.1)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408		C
HO2P 27/04	(2006.01)	HO2P	1/46		
HO2P 1/46	(2006.01)				

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2012-525264 (P2012-525264)	(73) 特許権者	000006013
(86) (22) 出願日	平成22年7月23日 (2010.7.23)		三菱電機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2010/004726		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(87) 国際公開番号	W02012/011155	(74) 代理人	100094916
(87) 国際公開日	平成24年1月26日 (2012.1.26)		弁理士 村上 啓吾
審査請求日	平成24年7月11日 (2012.7.11)	(74) 代理人	100073759
早期審査対象出願			弁理士 大岩 増雄
		(74) 代理人	100127672
			弁理士 吉澤 憲治
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 考生
		(72) 発明者	加藤 将
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流回転機の制御装置および制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電流指令に基づき電圧指令を発生し、この電圧指令に基づきスイッチング指令を発生する制御回路と、

前記スイッチング指令に基づき振幅と角周波数が制御された交流電圧を発生する電力変換器と、

この電力変換器の出力により駆動される交流回転機に流れる交流相電流を検出する電流検出器とを備え、

前記制御回路は、フリーラン状態にある前記交流回転機に対して前記電力変換器を起動して前記交流回転機を起動する起動制御を行い、前記起動制御の開始時点の前記交流回転機の回転方向と前記電流検出器が検出した電流の極性とに基づいて前記起動制御の開始時点の回転位相を設定する開始位相設定器を有する交流回転機の制御装置。

【請求項2】

前記開始位相設定器は、前記起動制御の開始時点に前記交流回転機の回転方向および前記電流検出器が検出した各相の電流の極性に基づいて、初期推定回転位相が進み位相となる6種類の位相から選択し、初期回転位相として設定する請求項1記載の交流回転機の制御装置。

【請求項3】

前記開始位相設定器は、前記起動制御の開始時点に前記交流回転機の回転方向および前記電流検出器が検出した特定相の電流の極性に基づいて、初期推定位相が進み位相となる2

種類の位相から選択し、初期回転位相として設定する請求項 1 記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 4】

前記制御回路は、前記電力変換器を起動した時点から所定期間経過までの間の起動制御期間に d 軸電圧指令とゼロとの差分を入力とする P I 制御を行い、前記 P I 制御の演算結果と、前記電流検出器が検出した電流と、q 軸電圧指令とに基づいて前記交流回転機の回転角周波数を推定する開始速度演算器を有する請求項 1 ないし請求項 3 のいずれか 1 項記載の交流回転機の制御装置。

【請求項 5】

前記制御回路は、前記起動制御が終了し定常制御に移行する時に、前記起動制御中の二軸電圧指令値の比と前記起動制御中に演算した推定回転位相から前記定常制御の開始時点の回転位相を算出する開始位相設定器を更に有する請求項 4 記載の交流回転機の制御装置。

10

【請求項 6】

フリーラン状態にある交流回転機に対して電力変換器を起動して前記交流回転機を起動する起動制御を行う交流回転機の起動制御方法であって、

前記起動制御の開始時点の前記交流回転機の回転方向と前記交流回転機に流れる交流相電流の極性とに基づいて前記起動制御の開始時点の回転位相を設定して前記交流回転機を駆動する前記電力変換器を起動する第 1 のステップと、

前記電力変換器を起動した時点から所定期間経過までの間の起動制御期間に d 軸電圧指令とゼロとの差分を入力とする P I 制御を行って、前記 P I 制御の演算結果と、前記交流相電流と、q 軸電圧指令とに基づいて前記交流回転機の回転角周波数を推定するように制御する第 2 のステップとを実行する交流回転機の起動制御方法。

20

【請求項 7】

前記起動制御が終了し定常制御に移行する時に、前記起動制御期間の二軸電圧指令値の比と前記起動制御期間に演算した推定回転位相から前記定常制御の開始時点の回転位相を算出する第 3 のステップを更に実行する請求項 6 記載の交流回転機の起動制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、交流回転機、特に、永久磁石を用いた同期機を位置センサレスでインバータにより制御する交流回転機の制御装置に係り、特に、交流回転機が零速から高速回転中の全速度域における再起動を確実に安定に行うことが可能な交流回転機の制御装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

交流回転機の出カトルクを高精度に制御する場合、交流回転機の回転子位置に基づいて電流を流し込むために回転子位置センサを取り付ける必要があった。しかし、回転子位置センサは、比較的体積が大きいために配置上の制約や、センサ出力を制御装置まで伝送するための制御伝送線の引き回しがわずらわしく、断線などの故障要因の増加となる。これに対して交流回転機の回転中に発生する誘起電圧を検出することで間接的に回転子位置を知ることができ、これに基づいて高速高精度なトルク制御を行う、いわゆるセンサレスベクトル制御が既に実用に供され始めている。センサレスベクトル制御においては、一般的に交流回転機に印加したインバータ電圧指令と、交流回転機に流れた電流検出値とから誘起電圧が推定演算される。しかるに、インバータ動作開始前には、モータ回転子位置を知ることができず、特に交流回転機が高速に回転して誘起電圧振幅が大きいときは、インバータ再起動時に、電流制御不安定による不要なトルク発生や、最悪の場合は過電流保護動作が働き、再起動できなくなる場合もあった。

40

【0003】

このような課題を解決するために、特許文献 1 の手法が提案されている。特許文献 1 の手法では、インバータ再起動から一定時間の間は、センサレス制御を実施せずに、電流

50

フィードバック制御のみを実施する。その間の電圧ベクトルまたは電流ベクトルの回転速度からモータ回転速度の概略値を推測し、その後当該推測値を初期値としてセンサレス制御を開始する。これにより、永久磁石モータが高速に回転している状態においても、スムーズにインバータの再起動が行われる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2005-065410号公報（段落番号0011及び図1）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0005】

しかし、特許文献1の手法のように電流フィードバック制御のみを実施し、その間の電圧ベクトルまたは電流ベクトルの回転速度からモータ回転速度の概略値を推測する方法では、以下の問題がある。すなわち、モータが高速回転時において、初期位相が分からないまま電流フィードバック制御のみを実施すると、モータの誘起電圧ベクトルとインバータの出力電圧ベクトルが一致していないために、起動制御開始時に過大な電流が流れ、不要なトルクが発生し、最悪の場合、制御が不安定になる可能性がある。

【0006】

この発明は、上記のような課題を解決し、交流回転機、特に、永久磁石モータの位置センサレスベクトル制御の再起動を、确实且つ安定に行うことが可能な交流回転機の制御装置を提供することを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0007】

電流指令に基づき電圧指令を発生し、この電圧指令に基づきスイッチング指令を発生する制御回路と、スイッチング指令に基づき振幅と角周波数が制御された交流電圧を発生する電力変換器と、この電力変換器の出力により駆動される交流回転機に流れる交流相電流を検出する電流検出器とを備え、制御回路は、フリーラン状態にある交流回転機に対して電力変換器を起動して交流回転機を起動する起動制御を行い、起動制御の開始時点の交流回転機の回転方向と電流検出器が検出した電流の極性とに基づいて起動制御の開始時点の回転位相を設定する開始位相設定器を有するものである。

30

【発明の効果】

【0008】

この発明の交流回転機の制御装置の制御回路は、フリーラン状態にある交流回転機に対して電力変換器を起動して交流回転機を起動する起動制御を行い、起動制御の開始時点の交流回転機の回転方向と電流検出器が検出した電流の極性とに基づいて起動制御の開始時点の回転位相を設定する開始位相設定器を有するものであるため、起動制御開始直後の過大電流及びトルクショックの発生を低減でき、保護動作を働かせることなく、确实且つ安定に再起動することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

40

【図1】この発明の実施の形態1である交流回転機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図2】この発明の実施の形態1である交流回転機の制御装置の定常制御時の動作を示すブロック図である。

【図3】この発明の実施の形態1である交流回転機の制御装置の起動制御時の動作を示すブロック図である。

【図4】この発明の実施の形態1である交流回転機の制御装置の開始速度演算器の構成を示すブロック図である。

【図5】この発明の実施の形態1である交流回転機の制御装置の開始速度演算器の動作を説明するフローチャートである。

50

【図 6】この発明の実施の形態 1 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の構成を示すブロック図である。

【図 7】この発明の実施の形態 1 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の位相と相電流の関係を示す図である。

【図 8】この発明の実施の形態 1 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の動作を説明する図である。

【図 9】この発明の実施の形態 2 である交流回転機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 10】この発明の実施の形態 2 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の位相と軸電流の関係を示す図である。

10

【図 11】この発明の実施の形態 2 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の構成を示すブロック図である。

【図 12】この発明の実施の形態 3 である交流回転機の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 13】この発明の実施の形態 3 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の理論を示すベクトル図である。

【図 14】この発明の実施の形態 3 である交流回転機の制御装置の開始位相設定器の構成を示すブロック図である。

【図 15】この発明の実施の形態 3 である交流回転機の制御装置の起動制御時の動作を示すブロック図である。

20

【発明を実施するための形態】

【0010】

実施の形態 1 .

以下、本願発明の実施の形態 1 について、図に基づいて説明する。図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る交流回転機の制御装置 1 の構成を示すブロック図であり、図 2、3 は交流回転機の制御装置 1 の動作を示すブロック図、図 4 ~ 図 8 は主要構成回路の構成および動作を説明する図である。

【0011】

以下、この発明の実施の形態 1 に係る交流回転機の制御装置 1 の構成を、図 1 に基づいて説明する。

30

交流回転機の制御装置 1 は、制御回路 2、電力変換器 3、電流検出器 5、平滑用コンデンサ 6 および電圧検出器 7 から構成され、交流回転機 4 を制御する。

電力変換器 3 は、例えば三相電力変換器であり、直流電力と三相の交流電力との電力変換を行なう。電力変換器 3 は、直流電源（図示せず）に互いに並列に接続される U、V、W の三相変換回路を備える。この各相の変換回路は、それぞれ正側と負側の一对のスイッチを備え、この一对のスイッチの間に、三相の交流給電路  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  が接続される。電力変換器 3 は、具体的には、可変電圧可変周波数型の三相電力変換器として構成される。

この電力変換器 3 は、直流電力を三相交流電力に変換するときは、制御回路 2 からスイッチング指令  $su^*$ 、 $sv^*$ 、 $sw^*$  を受け、このスイッチング指令に基づき、制御された出力電圧と制御された角周波数を持った三相交流電力を発生する。スイッチング指令  $su^*$ 、 $sv^*$ 、 $sw^*$  は、電力変換器 3 のそれぞれ U、V、W 各相の変換回路に供給され、各変換回路の一对のスイッチを制御された位相でオン、オフする。

40

【0012】

交流回転機（モータ）4 は、永久磁石を用いた同期電動機であり、三相の交流給電路  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  を介して電力変換器 3 に接続される。

電流検出器 5 は、例えば交流給電路  $I_u$ 、 $I_w$  に配置され、電力変換器 3 から同期電動機 4 に流れる交流相電流、すなわち U 相電流  $i_u$  と W 相電流  $i_w$  を検出し、 $i_u + i_v + i_w = 0$  の関係を用い、残りの V 相電流  $i_v$  を演算する。

電圧検出器 7 は、電力変換器 3 に加わる入力側の直流電圧  $V_{dc}$  を検出するものであり、例えば電力変換器 3 の入力側に設けられた平滑コンデンサ 6 の電圧を検出する電圧センサ

50

が適用される。

#### 【 0 0 1 3 】

制御回路 2 は、定常制御時のセンサレスベクトル制御に関する回路と、起動制御に関する起動制御回路 1 1 で構成される。

定常制御に関する回路は、トルク指令  $T^*$  から電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を生成する電流指令器 1 2、電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  に変換する電流制御器 1 3、座標変換器 1 4 および 1 5、電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  と電流検出値  $i_d$ 、 $i_q$  からセンサレスベクトル制御に必要な交流回転機 4 の回転速度すなわち回転角周波数を推定する速度演算器 1 7、回転角周波数の推定値から推定回転位相  $\theta$  を演算する積分器 1 6 から構成される。

起動制御回路 1 1 は、定常制御に関する回路と共通する回路以外に、起動電流指令器 1 8、電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  と電流検出値  $i_d$ 、 $i_q$  から運転開始回転速度すなわち運転開始回転角周波数を推定する開始速度演算器 1 9 および起動制御を開始する際の通電開始回転位相を電流検出値  $i_u$ 、 $i_w$  から設定する開始位相設定器 2 0 を備える。

定常制御と起動制御の切り替えは、起動制御フラグ 2 1 a および 2 1 b (以降、2 1 で総称する) で行う。具体的には電流指令器 1 2 と起動電流指令器 1 8 から電流制御器 1 3 への入力の切り替えおよび速度演算器 1 7 と開始速度演算器 1 9 から積分器 1 6 への入力の切り替えを起動制御フラグ 2 1 で行う。

#### 【 0 0 1 4 】

次に、交流回転機の制御装置 1 の動作について説明するが、まず定常制御時のセンサレスベクトル制御の動作について説明し、その後、起動制御の動作について説明する。

交流回転機の制御装置 1 の定常制御時の動作について、図 2 に基づき説明する。

交流回転機の制御装置 1 の定常制御は、図 2 の実線の経路で行われる。

トルク指令  $T^*$  を受けて電流指令器 1 2 は電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を生成し、この電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を電流制御器 1 3 に供給する。

電流制御器 1 3 は、電流指令器 1 2 からの電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と、後に説明する座標変換器 1 5 からの d 軸検出電流  $i_d$  と q 軸検出電流  $i_q$  を受けて、d 軸検出電流  $i_d$  を d 軸電流指令  $i_d^*$  に等しくし、また q 軸検出電流  $i_q$  を q 軸電流指令  $i_q^*$  に等しくするように、d 軸電圧指令  $v_d^*$  と q 軸電圧指令  $v_q^*$  を発生する。

座標変換器 1 4 は、直交する d 軸と q 軸を含む回転二軸座標から三相時間座標へ変換する座標変換器であり、電流制御器 1 3 からの電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  と、後で説明する積分器 1 6 からの推定回転位相  $\theta$  と、電圧検出器 7 の電圧検出値  $V_{dc}$  を受けて、スイッチング指令  $s_u^*$ 、 $s_v^*$ 、 $s_w^*$  を生成する。このスイッチング指令  $s_u^*$ 、 $s_v^*$ 、 $s_w^*$  は、電力変換器 3 に供給される。

座標変換器 1 5 は、三相時間座標から直交する d 軸と q 軸を含む回転二軸座標へ変換する座標変換器であり、電流検出器 5 からの検出電流  $i_u$ 、 $i_w$  と、後で説明する積分器 1 6 からの推定回転位相  $\theta$  を受けて、それを直交する d 軸と q 軸を含む回転二軸座標上の d 軸検出電流  $i_d$  と、q 軸検出電流  $i_q$  に変換する。

積分器 1 6 は、速度演算器 1 7 が演算する推定回転角周波数  $\omega$  から、その値を積分して推定回転位相  $\theta$  を演算し、座標変換器 1 4 および座標変換器 1 5 に供給する。

速度演算器 1 7 は、回転二軸座標上の d 軸検出電流  $i_d$  と q 軸検出電流  $i_q$  および電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  とに基づいて、推定回転角周波数  $\omega$  を演算して積分器 1 6 に供給する。

なお、図 2 の構成で交流回転機 2 の運転を開始するためには、積分器 1 6 の初期値として運転開始回転位相  $\theta_0$  と、速度演算器 1 7 の初期値として運転開始回転角周波数  $\omega_0$  が必要となる。この初期値の設定について、以降の起動制御時の動作説明の中で説明する。

#### 【 0 0 1 5 】

次に交流回転機の制御装置 1 の起動制御時の動作について、図 3 ~ 図 8 に基づき説明する。

交流回転機の制御装置 1 の起動制御は、図 3 の実線の経路で行われる。

#### 【 0 0 1 6 】

この起動制御は、電力変換器 3 が電力変換動作を停止し、交流回転機 4 がフリーラン状

10

20

30

40

50

態にあるときから、電力変換器 3 を起動して、その電力変換動作を開始させ、この電力変換器 3 により交流回転機 4 を起動するときに行われる。具体的には、起動制御は、電力変換器 3 を起動した時点から SP[sec] を起動制御期間とし、図 3 の実線の構成で動作し、運転開始回転位相と運転開始回転角周波数を算出し、起動制御期間終了時点で図 2 の実線の構成に切り替え、定常制御に移行する。

ここで、SP[sec] は、数 10 ミリ秒から数百ミリ秒の期間であり、実施の形態 1 では、例えば 100 [msec] に設定される。

【0017】

起動電流指令器 18 は、起動制御中の電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を生成する。この電流指令は起動制御中に交流回転機 4 がトルクを発生しないような指令値であり、例えば  $i_d^*=0$ 、 $i_q^*=0$  のように設定される。ただし、 $i_d^*$  については必ずしもゼロでなくてもよい。

10

起動電流指令器 18 は、この電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  を電流制御器 13 に供給する。

電流制御器 13 は、起動電流指令器 18 からの電流指令  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  と座標変換器 15 からの d 軸検出電流  $i_d$  と q 軸検出電流  $i_q$  を受けて、d 軸検出電流  $i_d$  を d 軸電流指令  $i_d^*$  に等しくし、また q 軸検出電流  $i_q$  を q 軸電流指令  $i_q^*$  に等しくするように、d 軸電圧指令  $v_d^*$  と q 軸電圧指令  $v_q^*$  を発生する。

座標変換器 14 は、電流制御器 13 からの電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  と積分器 16 からの推定回転位相と電圧検出器 7 の電圧検出値  $V_{dc}$  を受けて、スイッチング指令  $su^*$ 、 $sv^*$ 、 $sw^*$  を生成する。このスイッチング指令  $su^*$ 、 $sv^*$ 、 $sw^*$  は、電力変換器 3 に供給される。

座標変換器 15 は、電流検出器 5 からの検出電流  $i_u$ 、 $i_w$  と積分器 16 からの推定回転位相を受けて、それを直交する d 軸と q 軸を含む回転二軸座標上の d 軸検出電流  $i_d$  と、q 軸検出電流  $i_q$  に変換する。

20

【0018】

この起動制御期間 SP において、電力変換器 3 から交流回転機 4 に流れる交流相電流  $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  は、ゼロに制御されるため、起動制御中に不要なトルクが発生せず、交流回転機 4 を安定に起動できる。

【0019】

次に座標変換器 14、座標変換器 15 に供給する推定回転位相の演算方法について説明する。

開始速度演算器 19 は、起動制御時の電圧指令  $v_d^*$ 、 $v_q^*$  と電流検出値  $i_d$ 、 $i_q$  から、定常制御の運転開始回転角周波数を推定する。その推定した運転開始回転角周波数を積分器 16 で積算することにより、起動制御中に座標変換器 14、15 に供給する位相、すなわち交流回転機の回転位相を推定する。

30

【0020】

交流回転機 4 が永久磁石を用いた同期電動機の場合、その d q 軸上の電圧方程式は式 (1) で表すことができる。これより、回転角周波数について以下の通り展開をすると式 (2)、式 (3) のようになる。

【0021】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+sL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R+sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

40

$$\begin{cases} v_d = (R+sL_d)i_d - \omega L_q i_q & (*) \\ v_q = \omega L_d i_d + (R+sL_q)i_q + \omega\phi & (**) \end{cases}$$

【0022】

【数2】

$$(*) \text{ より } \omega = \frac{(R + sL_d)id - vd}{Lq i_q} \quad \dots (2)$$

$$(**) \text{ より } \omega = \frac{vq - (R + sL_q)iq}{Ld id + \phi} \quad \dots (3)$$

ここで、Rは電機子抵抗、Ldはd軸成分のインダクタンス、Lqはq軸成分のインダクタンス、 $\phi$ は永久磁石による電機子鎖交磁束、 $\omega$ は交流回転機の誘起電圧の回転角周波数、sはラプラス演算子である。

10

【0023】

式(2)、式(3)より、回転角周波数 $\omega$ についての演算式は2つ存在することになるが、ゼロ割等を考慮すると、式(3)を演算に用いるほうがよい。ここで、式(3)より、交流回転機の無負荷誘起電圧vqの代わりに電圧指令vq\*を用いることで永久磁石モータの磁石位置に同期して回転する誘起電圧の回転角周波数の推定値 $\omega'$ 及び推定回転位相 $\theta'$ を式(4)、式(5)で推定することができる。

【0024】

【数3】

$$\omega' = \frac{vq^* - (R + sL_q)iq}{Ld id + \phi} \quad \dots (4)$$

20

$$\theta' = \int \omega' dt \quad \dots (5)$$

ただし、式(4)において式中に微分項が含まれているため、実際に制御系を構成する上で、ノイズ等を考慮し式(6)のように擬似微分となるように構成することが望ましい。

【0025】

【数4】

$$s \cong \frac{s}{Ts + 1} \quad \dots (6)$$

30

しかし、式(1)は交流回転機の位相が正確にわかっている場合の電圧方程式である。したがって、センサレス制御など実際の位相が直接検出できない場合は、定数誤差などにより、推定回転位相 $\theta'$ と実位相との位相誤差が発生し、上記式(1)は適切に適用できないことがある。この発明の課題である起動制御も同様であり、式(1)は適用できない。

【0026】

そこで、起動制御中において、定数誤差があった場合でも実位相を推定する仕組みを以下に説明する。

40

位置センサ付き制御系の場合、 $id^*=0$ 、 $iq^*=0$ の指令値で電流制御を行った時の電圧指令値vd\*とvq\*は式(1)より次式で演算できる。

【0027】

【数5】

$$vd^* = 0 \quad \dots (7)$$

$$vq^* = \omega \phi \quad \dots (8)$$

ここで、 $\theta'$ ずれた位相で電流制御を行った場合、制御軸上の電圧指令値vd\*'、vq\*'は、

50

【 0 0 2 8 】

【 数 6 】

$$vd^* = \omega \phi \sin \Delta \theta \quad \dots (9)$$

$$vq^* = \omega \phi \cos \Delta \theta \quad \dots (10)$$

となり、 $\theta' = \arctan(vd^* / vq^*)$  で演算することができる。この  $\theta'$  を式 ( 1 1 ) のように位相誤差として補正することで実回転位相を推定することができる。

【 0 0 2 9 】

【 数 7 】

$$\theta' = \int \omega' dt + \Delta \theta \quad \dots (11)$$

しかし、起動制御中において式 ( 1 1 ) の演算を行うと制御系が不安定となる場合があり適用が困難であった。

【 0 0 3 0 】

そこで、d軸電圧指令をゼロとなるよう式 ( 1 2 ) にてPI制御演算によりVcmpを演算し、式 ( 4 ) を式 ( 1 3 ) のように変更する。

【 0 0 3 1 】

【 数 8 】

$$V_{cmp} = \text{signFR} \times G_{PI} (0 - vd^*) \quad \dots (12)$$

ここで

signFR=+1：正転指令の場合

-1：逆転指令の場合

【 0 0 3 2 】

【 数 9 】

$$\omega' = \frac{vq^* + V_{cmp} - (R + sLq)iq}{Ldid + \phi} \quad \dots (13)$$

これにより、定数誤差があった場合でも、実回転角周波数を起動制御中の推定回転角周波数  $\omega'$  で推定することができるようになる。

【 0 0 3 3 】

図 4 は、式 ( 1 2 )、( 1 3 ) を開始速度演算器 1 9 に適用したブロック図である。

電圧指令  $vd^*$ 、 $vq^*$  と検出電流  $id$ 、 $iq$  と電機子鎖交磁束 および交流回転機 4 の回転方向から、切替器 6 1、加減算器 6 2、6 5、6 8、7 0、PI制御器 6 3、乗算器 6 4、割算器 6 6、比例器 6 7、6 9、7 2、および微分器 7 1 を用いて推定回転角周波数  $\omega'$  を演算している。

【 0 0 3 4 】

位相補正の動作を図 5 に示す。

遅れ位相の場合について、図 4 との対応を説明する。

式 ( 9 ) より、遅れ位相 ( $\Delta \theta < 0$ ) となると  $vd^* < 0$  となる ( 図 5 中ステップ 1 1 1 )。これにより、図 4 の加減算器 6 2、PI制御器 6 3、乗算器 6 4 を経て  $V_{cmp} > 0$  となる ( 図 5 中ステップ 1 1 2 )。さらに、図 4 の加減算器 6 5 により速度推定演算の分子を大きくする ( 図 5 中ステップ 1 1 3 )。これにより、図 4 の割算器 6 6 により演算される推定速度が増加する ( 図 5 中ステップ 1 1 4 )。これにより推定速度  $>$  モータ速度となることで ( 図 5 中ステップ 1 1 5 )、推定位相は進み位相方向に動くことになる ( 図 5 中ステップ 1 1 6 )。

次に、進み位相の場合について、図 4 との対応を説明する。

式 ( 9 ) より、進み位相 ( $\Delta \theta > 0$ ) となると  $vd^* > 0$  となる ( 図 5 中ステップ 1 2 1

10

20

30

40

50

）。これにより、図4の加減算器62、PI制御器63、乗算器64を経て $V_{cmp} < 0$ となる(図5中ステップ122)。さらに、図4の加減算器65により速度推定演算の分子を小さくする(図5中ステップ123)。これにより、図4の割算器66により演算される推定速度が減少する(図5中ステップ124)。これにより推定速度<モータ速度となることで(図5中ステップ125)、推定位相は遅れ位相方向に動くことになる(図5中ステップ126)。

図5によれば、定数誤差により遅れ位相になった場合には進み位相になるように補正をかけ、逆に進み位相になれば遅れ位相方向の補正をかかるとなる。この結果、推定回転位相と実回転位相の差異は徐々に解消される。

このように定数誤差があった場合でも、定数誤差にロバストな位相推定が可能となる。ただし、式(12)に示すように $V_{cmp}$ の補正方向は回転方向により反対となることに注意が必要である。

このように式(12)、式(13)に基づき開始速度演算器19を構成することで、定数誤差にロバストな起動制御を行うことができ、交流回転機4を安定に起動できる。

#### 【0035】

次に運転開始回転位相の推定および設定方法を説明する。

図6に開始位相設定器20の構成例の一例を示す。図6に示す開始位相設定器20では回転座標軸上の電流検出値 $i_u$ と $i_w$ から起動制御開始時の通電開始回転位相を出力する構成としている。

具体的には、開始位相設定器20は検出電流値と電流閾値とを比較する比較回路82、サンプルホールド回路83、テーブル参照回路84、切替器81、加減算器85および位相調整回路86から構成される。比較回路82は相電流の1つが電流閾値を超えたことを検出し、フラグ1を立て、サンプルホールド回路83を経由して、テーブル参照回路84は図7のテーブルを参照し、位相調整回路86が通電開始回転位相 $\theta_0$ を設定する。

#### 【0036】

次に、図6に示す開始位相設定器20の動作について、図7および図8に基づいて説明する。

図7(a)は、交流回転機4が正転方向に回転している場合の起動制御開始直後のモータ位相と三相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の関係を示すテーブルである。図7(a)より三相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の符号から起動制御の開始回転位相を6つの領域に分けることができる。また、図7(b)、は交流回転機4が逆転方向に回転している場合の起動制御開始直後のモータ位相と三相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の関係を示すテーブルである。図7(a)と図7(b)を比べると回転方向により特性が異なることがわかる。また、その特性の差異は、起動制御開始直後のモータ位相を $180$ 度ずらした関係になる。このテーブルの関係をを用いることで起動制御の通電開始回転位相 $\theta_0$ を $1/6$ の間隔で設定でき、より実位相に近い位相で起動制御を開始することで、不要なトルクを低減することができる。

#### 【0037】

図8に示すように、A点において起動制御(通電)を開始し、インバータを起動する。その際、起動制御開始直後はモータ位相が分からないため、制御系はそのままで通電開始回転位相をセット(積分器の積算値を通電開始回転位相とする)。このため、B点において、推定回転位相 $\theta_0$ は真値ではなく、位相誤差があるため電流が流れる。

開始位相設定器20は三相交流電流のうち $i_u$ 、 $i_w$ を検出し、C点において3相のうちいずれかの相電流が任意の閾値 $I_{oc0}$ 以上となった時、図6のフラグ1および2を立てる。開始位相設定器20は、一度だけ図7(a)のテーブルから通電開始回転位相 $\theta_0$ を参照し、D点で起動制御の開始回転位相として、積分器16にこの通電開始回転位相 $\theta_0$ を設定する。

E点において、電流 $i_v$ が閾値 $I_{oc0}$ 以上となっているが、サンプルホールド回路83の出力のフラグ2は変化しないためテーブル参照は行われない。

また、図7(a)のテーブルは正転方向のテーブルであるが、回転方向により $180$ 度ずれた特性を利用して交流回転機4が逆転方向に回転している場合には、補正值として $180$

10

20

30

40

50

0 度 ( rad ) を加算する構成としている。

なお、上記回転方向は予め別の方法にてわかっているものとする。

これにより、60 度刻みで通電開始回転位相  $\theta_0$  を設定することができ、実際のモータ位相により近い位相で起動制御を開始することができるため、前述した課題を解決し、交流回転機 4 を安定に起動できる。

#### 【 0 0 3 8 】

60 度刻みで通電開始回転位相を設定することができるため、実際のモータ位相に近くなるが、完全に一致するには至らず、位相ずれは残る。この位相ずれは、開始速度演算器 19 で図 5 に示した補正を実行することで解消される。

#### 【 0 0 3 9 】

開始位相設定器 20 には、予め起動制御期間 SP [sec] より十分短く設定された時間 SP0 [sec] を設定しておく。開始位相設定 20 の処理において、いずれの相電流も閾値  $I_{oc0}$  に到達することなく SP0 [sec] が経過した場合には、電流 0 制御に対して、不要な外乱電流が発生しないレベルの回転状態と判断できるため、積分器 16 には位相  $\theta_0$  を設定し、そのまま、起動制御を続行する。SP0 としては、例えば SP の  $1/10$ 、この実施の形態 1 の例では 10 [msec] 程度とする。

#### 【 0 0 4 0 】

このように実施の形態 1 によれば、交流回転機の制御装置 1 の起動制御において、開始位相設定器 20 により、電力変換器 3 を起動した時点から、起動制御時間に比して十分短い時間の間の電流の挙動から 60 度刻みの精度で通電開始回転位相を設定できるため、起動制御開始直後の電流振幅及びトルクショックを低減でき、確實且つ安定に再起動することができる効果がある。

また、この実施の形態 1 で説明した開始速度演算器 19 に式 ( 12 )、( 13 ) を具体化した図 5 の回路を使用し、d 軸電圧をゼロに制御することで、開始位相設定器 20 で設定した通電開始回転位相と実モータ位相との差異が徐々に解消され、定数誤差にロバストな起動制御が可能で交流回転機 4 を安定に起動できる効果がある。

#### 【 0 0 4 1 】

実施の形態 2 .

以下、本願発明の実施の形態 2 について図に基づいて説明する。図 9 はこの発明の実施の形態 2 に係る交流回転機の制御装置 41 の構成図である。図において、図 1 と同一あるいは相当部分には同一符号を付している。また、図 10、11 は開始位相設定器の構成および動作を説明する図である。

この実施の形態 2 においては、制御回路 42 内の起動制御回路 43 の開始位相設定器 44 の構成、動作が実施の形態 1 と異なっている。

#### 【 0 0 4 2 】

この実施の形態 2 の交流回転機の制御装置 41 は、実施の形態 1 の構成に対して開始位相設定器 44 の入力を静止座標軸上の検出電流値  $i_u$ 、 $i_w$  から回転座標上の検出電流  $i_d$  へ変更し、起動制御を開始する際の通電開始回転位相を電流検出値  $i_d$  から設定するように構成したものである。

開始位相設定器 44 の構成以外は、実施の形態 1 と同様であるため、開始位相設定器 44 の動作について説明する。

#### 【 0 0 4 3 】

図 10 (a)、図 10 (b) に起動制御開始直後のモータ位相と検出電流  $i_d$ 、 $i_q$  の関係を示す。

図 10 (a) は交流回転機 4 が正転の場合、図 10 (b) は交流回転機 4 が逆転の場合を示している。安定に起動制御を開始するためには、推定回転角周波数の立ち上がりを考慮して、交流回転機 4 が正転の場合は進み位相、交流回転機 4 が逆転の場合は遅れ位相となるように起動制御の通電開始回転位相  $\theta_0$  を設定するのがよい。

そこで、図 11 に示すように開始位相設定器 44 の構成を特定相である検出電流  $i_d$  の符号が正の場合に通電開始回転位相  $\theta_0$  を 180 度 ( rad ) に設定し、負の場合には 0 を設

10

20

30

40

50

定するように切替器 9 1 を使用して構成する。

交流回転機 4 が正転の場合、検出電流  $i_d$  の符号が正のときは、 $0$  を  $180$  度 ( rad ) に設定することで積分器は  $180$  度 ( rad ) から積算を開始するため、必ず進み位相から起動制御を開始する。また、交流回転機 4 が逆転している場合、検出電流  $i_d$  の符号が正のときは、通電開始回転位相  $0$  を  $180$  度 ( rad ) に設定することで必ず交流回転機 4 の位相に対して遅れ位相で起動制御を開始する。このため、トルクショックを軽減して安定に起動できる。

【 0 0 4 4 】

通電開始回転位相を  $180$  度刻みで設定するため、実際のモータ位相との位相ずれは残る。この位相ずれは実施の形態 1 で説明したように、開始速度演算器 1 9 で図 5 に示した補正を実行することで解消される。

10

【 0 0 4 5 】

このように実施の形態 2 によれば、交流回転機の制御装置 4 1 の起動制御において、開始位相設定器 4 4 により、電力変換器 3 を起動した時点から、起動制御時間に比して十分短い時間の間の電流  $i_d$  の挙動から起動制御の初期位相を交流回転機の位相に対して、交流回転機の回転方向が正転方向では進み位相、逆転方向では遅れ位相となる位相を設定して起動できるため、起動制御開始直後の過電流およびトルクショックの発生を低減でき、確實且つ安定に再起動することができる効果がある。

【 0 0 4 6 】

実施の形態 3 .

20

以下、本願発明の実施の形態 3 について図に基づいて説明する。図 1 2 はこの発明の実施の形態 3 に係る交流回転機の制御装置 5 1 の構成図である。図において、図 1 と同一あるいは相当部分には同一符号を付している。また、図 1 3 ~ 1 5 は開始位相設定器 5 4 の構成および動作を説明する図である。

この実施の形態 3 においては、制御回路 5 2 内の起動制御回路 5 3 に開始位相設定器 5 4 を実施の形態 1 の交流回転機の制御装置 1 に更に追設し、起動制御から通常のセンサレスベクトル制御にショックなく切り替えることができる構成としたものである。

【 0 0 4 7 】

開始位相設定器 5 4 の構成以外は、実施の形態 1 と同様であるため、開始位相設定器 5 4 の動作について説明する。

30

実施の形態 1 で説明したように、起動制御を行うことにより交流回転機 4 を安定に起動できる。しかし、図 4 に示す開始速度演算器 1 9 の構成では、式 ( 1 2 ) の演算において回転方向と  $V_{cmp}$  の補正方向の符号が違っていた場合 ( すなわち、指令に対して逆転していた場合 ) には、開始速度演算器 1 9 で推定した運転開始回転位相が誤差を含むことになる。この誤差を含む位相を定常制御運転開始回転位相として定常制御を開始した場合は、不要なトルク電流が流れトルクショックが発生する。最悪の場合、過大な電流となり定常制御が起動できない。

【 0 0 4 8 】

この起動制御から定常制御に移行する際の問題を解決するために、新たに開始位相設定器 5 4 を追設する。

40

以下、この開始位相設定器 5 4 の構成、動作について説明する。

開始位相設定器 5 4 は、起動制御期間  $SP$  が終了し、通常のセンサレスベクトル制御に移行する際の 1 制御周期期間  $T_s$  のみ動作する。

図 1 3 に、起動制御により電流ゼロ制御を行った場合の電圧指令ベクトルの関係を示す。回転中の交流回転機 4 を電流ゼロに制御するためには、モータ軸において  $Q$  軸上のみ交流回転機 4 の無負荷誘起電圧分に相当する電圧を電力変換器 3 から出力すればよい。しかし、図 1 3 のように、制御軸が だけ実際の軸からずれた状態で電流ゼロ制御を行った場合は、図 1 3 に示す通り、制御軸上に  $d$  軸電圧指令  $v_d^*$  と  $q$  軸電圧指令  $v_q^*$  が出力される。この  $d$  軸電圧指令  $v_d^*$  と  $q$  軸電圧指令  $v_q^*$  の関係は式 ( 1 4 )、式 ( 1 5 ) で表される。

50

【 0 0 4 9 】

【 数 1 0 】

$$vd^{*'} = vq \sin \Delta\theta \quad \dots (14)$$

$$vq^{*'} = vq \cos \Delta\theta \quad \dots (15)$$

そこで起動制御中の電圧指令  $vd^{*}$ 、 $vq^{*}$  から式 (16) を用いて位相誤差  $\Delta\theta$  を演算し、式 (17) のように起動制御によって得られた起動制御から定常制御への移行時の推定回転位相  $\theta_1$  に位相誤差  $\Delta\theta$  を加算する。このように定常制御の運転開始回転位相  $\theta_1$  を演算し、積分器 16 に定常制御の運転開始回転位相として設定する。

10

【 0 0 5 0 】

【 数 1 1 】

$$\Delta\theta = \arctan(vd^{*'} / vq^{*'}) \quad \dots (16)$$

$$\theta_1 = \theta_1' + \Delta\theta \quad \dots (17)$$

【 0 0 5 1 】

図 14 に、開始位相設定器 54 の構成例を示す。

電圧指令  $vd^{*}$ 、 $vq^{*}$  および推定回転位相  $\theta_1$  から、加減算器 101、割算器 102 および演算器 103 により、運転開始回転位相  $\theta_1$  を演算する。

20

【 0 0 5 2 】

次に、この本実施の形態 3 における起動制御の一連の動作を図 15 で説明する。

図 15 では、位相の変化を実位相は点線で、推定回転位相は実線で表している。

この実施の形態 3 の交流回転機の制御装置 51 は、インバータ再起動から一定時間の間は、定常のセンサレスベクトル制御を動作させる前に、実施の形態 1 で説明した起動制御を実施する。

具体的な起動法の動作は、まず A 点で運転指令を受け通電を開始し、B 点で開始位相設定器 20 が動作し、C 点で通電開始直後の電流から通電開始回転位相  $\theta_0$  を設定する。

その後、通電を開始している間、起動制御では交流相電流が所定の電流振幅となるよう交流電圧の振幅を調整し、併せて、検出電流と電圧指令に基づいて交流回転機の回転角周波数と回転位相を推定する。

30

そして、定常制御に移行するとき、D 点で起動制御フラグが変化し、起動制御から定常制御へ移行するとともに、開始位相設定器 54 が動作する。開始位相設定器 54 は起動制御から定常制御への移行時の推定回転位相角  $\theta_1$  と電圧指令から交流回転機の実回転位相  $\theta_1$  を演算し、E 点でこの  $\theta_1$  を設定する。

トルク指令は定常制御に入った以降、立ち上がる。

【 0 0 5 3 】

なお、実施の形態 2 の交流回転機の制御装置 41 の起動制御回路 11 に開始位相設定器 54 を更に追設した構成としても、この実施の形態 3 の交流回転機の制御装置 51 と同様の効果を得ることができる。

40

【 0 0 5 4 】

このように実施の形態 3 によれば、交流回転機の制御装置 51 の起動制御から定常制御への切り替え時において、推定回転位相と実回転位相とに差異があっても、定常制御運転開始回転位相を正しく設定することができるため、スムーズにインバータの再起動を行うことができる。したがって、通電開始直後および定常運転開始直後においても過大電流やトルクショックの発生を防止でき、确实且つ安定に再起動することができる効果がある。

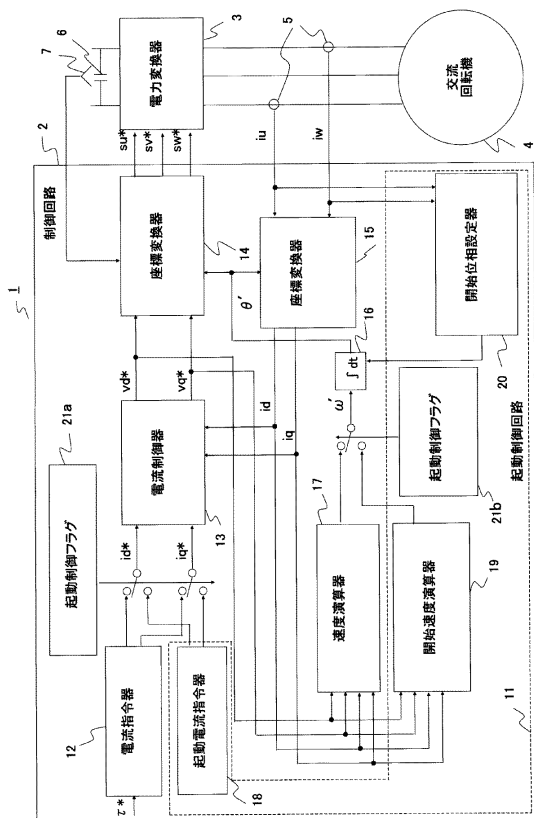
【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 5 5 】

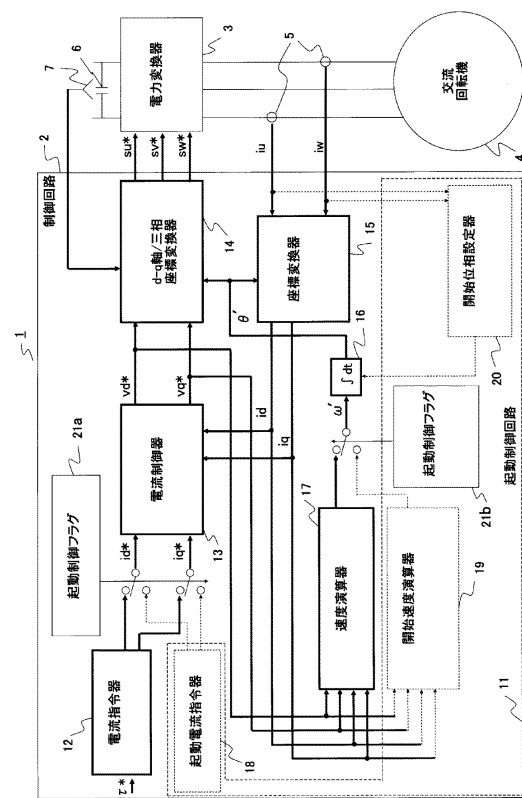
この発明は、永久磁石を用いた交流回転同期機の位置センサレスインバータ制御、特に起動制御に関するものであり、交流回転機の制御装置に広く適用できる。

50

【図 1】



【図 2】

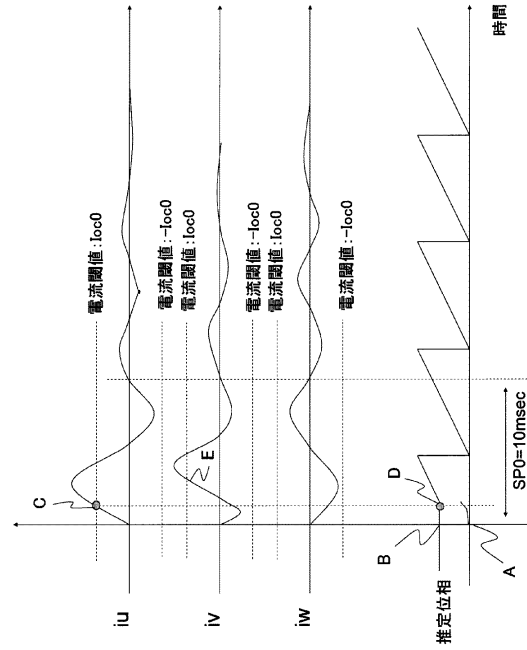




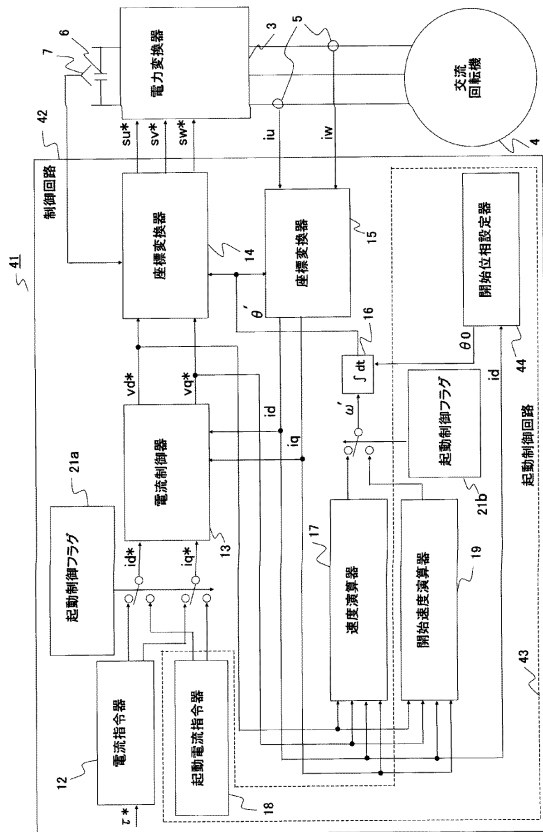
【 図 7 】

正転時			逆転時			
通電開始位相[度]	iu	iv	iw	iu	iv	iw
0	正	負	正	負	正	負
60	正	負	負	負	正	正
120	正	正	負	負	負	正
180	負	正	負	正	負	正
240	負	正	正	正	負	負
300	負	負	正	正	正	負

【 図 8 】



【 図 9 】



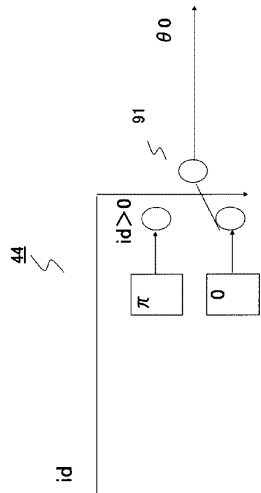
【 図 10 】

正転時		逆転時		
通電開始位相[度]	id	iq	id	iq
0	正	負	負	正
90	正	正	負	負
180	負	負	正	正
270	負	正	正	負

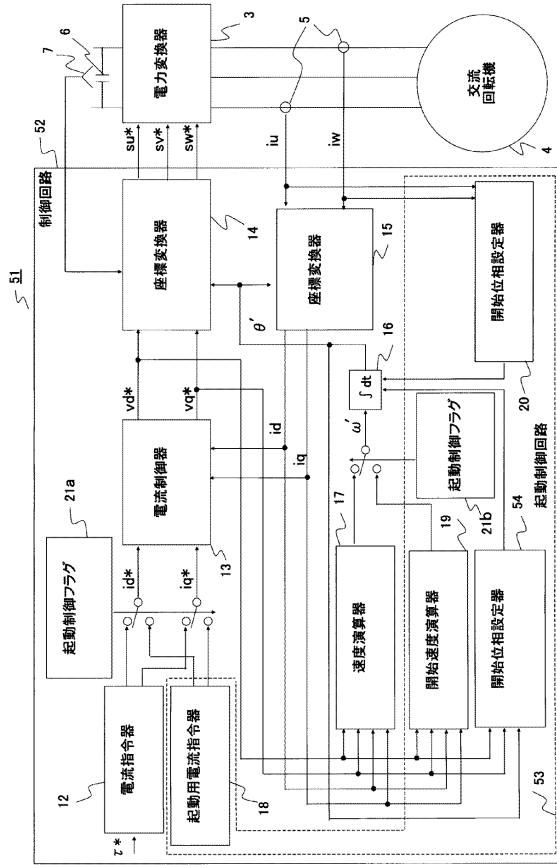
(a)

(b)

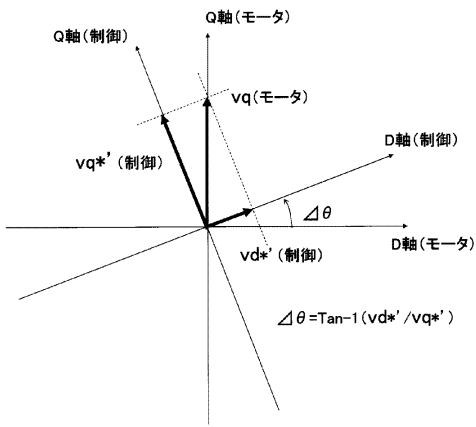
【図11】



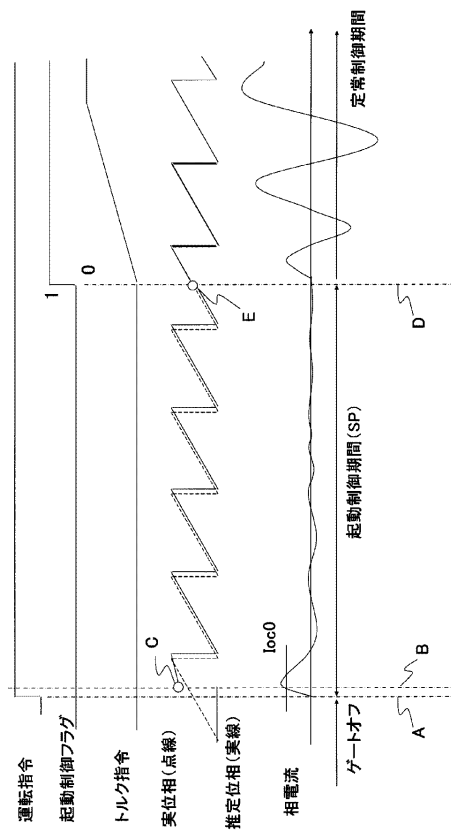
【図12】



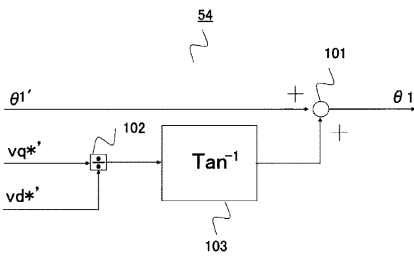
【図13】



【図15】



【図14】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 山崎 尚徳  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 河野 雅樹  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 畠中 啓太  
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 高橋 祐介

- (56)参考文献 特開平7-177788(JP,A)  
特開2006-115599(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- H02P 21/00
  - H02P 1/46
  - H02P 27/04