

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4519864号
(P4519864)

(45) 発行日 平成22年8月4日(2010.8.4)

(24) 登録日 平成22年5月28日(2010.5.28)

(51) Int. Cl. F I
HO2P 27/04 (2006.01) HO2P 5/408 Z
HO2P 21/00 (2006.01) HO2P 5/408 A

請求項の数 19 (全 33 頁)

(21) 出願番号	特願2007-17800 (P2007-17800)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成19年1月29日(2007.1.29)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2008-187797 (P2008-187797A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成20年8月14日(2008.8.14)	(74) 代理人	100094916
審査請求日	平成21年1月6日(2009.1.6)		弁理士 村上 啓吾
		(74) 代理人	100073759
			弁理士 大岩 増雄
		(74) 代理人	100093562
			弁理士 児玉 俊英
		(74) 代理人	100088199
			弁理士 竹中 考生
		(72) 発明者	金原 義彦
			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】 交流回転機の電氣的定数測定方法およびこの測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流回転機の角周波数で回転する回転二軸座標（以下、d - q 軸と称す）上の電流指令に基づき前記交流回転機を駆動する交流回転機の制御装置を使用して前記交流回転機の電氣的定数を測定する方法であって、

前記交流回転機の制御装置は、

前記交流回転機の電流を検出する電流検出手段、前記電流検出手段からの電流検出値を前記 d - q 軸上の電流検出値に変換する座標変換手段、前記 d - q 軸上の電流指令と前記角周波数と前記交流回転機の複数の電氣的定数との関係式から前記 d - q 軸上の第 1 の電圧指令を演算する第 1 の電圧指令演算手段、前記 d - q 軸上の電流指令と前記 d - q 軸上の電流検出値との差分電流が零に収斂するよう前記差分電流に基づき前記 d - q 軸上の第 2 の電圧指令を演算する第 2 の電圧指令演算手段、前記 d - q 軸上の第 1 の電圧指令と前記 d - q 軸上の第 2 の電圧指令とを加算して前記 d - q 軸上の第 3 の電圧指令を演算する第 3 の電圧指令演算手段、および前記 d - q 軸上の第 3 の電圧指令に基づき前記交流回転機に電圧を印加する電圧印加手段を備え、

更に、前記第 1 の電圧指令演算手段は、その前記複数の電氣的定数の少なくとも 1 つを外から入力する定数設定値で設定するようにし、

前記定数設定値を、前記第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令を、もしくは前記第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令を前記回転二軸座標上の電流指令で除算する演算式により演算した結果を、更に積分し該積分した値に比例定数を乗算する処理を行

10

20

った結果を前記定数設定値として出力する定数測定手段を備えた交流回転機の制御装置を使用し、

前記電流指令および前記角周波数を所定の値または範囲に設定して前記制御装置を起動し、前記第2の電圧指令が所定の範囲内となった時点における前記定数測定手段からの前記定数設定値を、測定対象である前記交流回転機の電氣的定数として出力する交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項2】

前記定数測定手段は、前記定数設定値を、前記第2の電圧指令演算手段からの第2の電圧指令、前記電流指令および前記角周波数に基づき演算することを特徴とする請求項1記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

10

【請求項3】

前記交流回転機は同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のq軸成分に基づき、前記定数設定値としての電機子抵抗設定値を演算することを特徴とする請求項1記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項4】

前記交流回転機は同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のd軸成分に基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンス設定値を演算することを特徴とする請求項1記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

20

【請求項5】

前記交流回転機は同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のq軸成分と前記電流指令のq軸成分とに基づき、前記定数設定値としての電機子抵抗設定値を演算することを特徴とする請求項2記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項6】

前記交流回転機は同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のd軸成分と前記電流指令のq軸成分と前記角周波数とに基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンス設定値を演算することを特徴とする請求項2記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

30

【請求項7】

前記交流回転機は突極性を有する同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のq軸成分に基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンスのd軸成分設定値を演算することを特徴とする請求項1記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項8】

前記交流回転機は突極性を有する同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のd軸成分に基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンスのq軸成分設定値を演算することを特徴とする請求項1記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

40

【請求項9】

前記交流回転機は突極性を有する同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のq軸成分と前記電流指令のd軸成分と前記角周波数とに基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンスのd軸成分設定値を演算することを特徴とする請求項2記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項10】

前記交流回転機は突極性を有する同期機であって、

前記定数測定手段は、前記第2の電圧指令のd軸成分と前記電流指令のq軸成分と前記角周波数とに基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンスのq軸成分設定値を演算することを特徴とする請求項2記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

50

【請求項 1 1】

前記交流回転機は同期機であって、
前記定数測定手段は、前記第 2 の電圧指令の d 軸成分に基づき、前記 d - q 軸の d 軸と前記交流回転機の回転子磁束との位相差を演算し、更に、前記位相差と前記交流回転機の回転位置検出値とに基づき、前記定数設定値としての前記交流回転機の角周波数設定値を演算することを特徴とする請求項 1 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項 1 2】

前記交流回転機は同期機であって、
前記定数測定手段は、前記第 2 の電圧指令の q 軸成分に基づき、前記定数設定値としての前記交流回転機の磁束振幅設定値を演算することを特徴とする請求項 1 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

10

【請求項 1 3】

前記交流回転機は誘導機であって、
前記第 1 の電圧指令演算手段は、前記 d - q 軸上の電流指令と前記電氣的定数とに基づき、前記交流回転機のすべり角周波数を演算し、
前記すべり角周波数と前記交流回転機の角周波数検出値とから前記交流回転機の角周波数を演算する加算器を備えたことを特徴とする請求項 1 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項 1 4】

前記定数測定手段は、前記第 2 の電圧指令の d 軸成分と q 軸成分との和に基づき、前記定数設定値としての電機子インダクタンス設定値、回転子インダクタンス設定値または相互インダクタンス設定値のいずれかを演算することを特徴とする請求項 1 3 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

20

【請求項 1 5】

前記定数測定手段は、前記第 2 の電圧指令の d 軸成分と q 軸成分との差に基づき、前記定数設定値としての回転子抵抗設定値を演算することを特徴とする請求項 1 3 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項 1 6】

前記定数測定手段は、前記定数設定値を、前記第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令、前記電流指令および前記角周波数に基づき演算することを特徴とする請求項 1 3 記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

30

【請求項 1 7】

前記定数測定手段は、前記角周波数が所定値以上の範囲にある場合のみ前記定数設定値を演算し、前記角周波数が前記所定値未満の範囲では前記定数設定値の演算を停止するようにしたことを特徴とする請求項 1 ないし 1 6 のいずれかに記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項 1 8】

電圧飽和が発生しない最大角周波数を $\omega_{B A S E}$ 、前記電圧印加手段が出力可能な最大電圧振幅を $V_{B A S E}$ としたとき、

前記第 3 の電圧指令と前記角周波数とに基づき、

40

$(\text{前記交流回転機の角周波数}) / \omega_{B A S E} = (\text{第 3 の電圧指令の振幅}) / V_{B A S E}$

が成立するよう、前記電流指令の d 軸成分を演算する磁束調整手段を備えたことを特徴とする請求項 1 ないし 1 7 のいずれかに記載の交流回転機の電氣的定数測定方法。

【請求項 1 9】

請求項 1 ないし 1 8 のいずれかに記載の交流回転機の電氣的定数測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

この発明は、誘導機や同期機といった交流回転機の電氣的定数を測定する方法およびその測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来より、交流回転機の制御装置を使用し、交流回転機の電氣的定数として、例えば、電機子インダクタンスや磁束ベクトルを測定する方法が紹介されている。

例えば、特許文献1では、先ず、 V/f 一定の制御処理で、1次角周波数指令 ω_1 に比例して1次電圧指令 V_{1c} を出力する。また、この1次角周波数指令 ω_1 を積分して1次電圧ベクトルの位相指令 v_1 を求める。そして、この1次電圧の大きさ指令 V_{1c} と、1次電圧ベクトルの位相指令 v_1 に対応してPWM信号を出力し、定格周波数近くで、定格磁束（定格周波数と定格電圧の比）で定常運転を行なう。次に、一般的な三相交流/二相直流変換処理により所定の演算を行ない、無効パワー分電流 I_d と有効パワー分電流 I_q を求めている。そして、この I_d 、 I_q 、1次角周波数指令値 ω_1 および1次電圧指令値 V_{1c} と、予め測定した1次抵抗 r_1 と合成漏れインダクタンス L_x ($L_x = L_{l1} + L_{l2}$) とを基に所定の演算により自己インダクタンス、即ち、電機子インダクタンス L_1 を求めている。

10

【0003】

また、特許文献2は、永久磁石型同期電動機に電力を供給する電力変換器と前記同期電動機の永久磁石の磁束ベクトルの大きさを用いて電力変換器の出力電圧を制御する制御装置からなる永久磁石型同期電動機の制御装置というものである。そして、この同期電動機に所定の大きさの交流電流を流して同期電動機を所定の回転数にまで回転させる加速モードと同期電動機の一次電流を0または微少な値とする計測モードとを有する磁束計測用電流制御器と、該磁束計測用電流制御器が計測モードの時に、検出または推定された同期電動機の一次電圧ベクトルを時間積分して磁束ベクトルを演算する磁束計測用磁束ベクトル演算器と、該磁束計測用磁束ベクトル演算器の出力より磁束ベクトルの大きさを求める磁束演算器と、該磁束演算器の出力を記憶する磁束記憶器とからなる磁束計測手段を具備し、磁束記憶器に記憶されている磁束ベクトルの大きさを更新する必要がある場合にこの磁束計測手段を動作させていた。

20

【0004】

【特許文献1】特許第3019653号公報

30

【特許文献2】特開2002-171797号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

特許文献1のような従来の交流回転機の制御装置にあっては、1次角周波数指令値 ω_1 および1次電圧指令値 V_{1c} に基づき、インバータを駆動して、交流電動機を定常状態で運転し、この時の1次角周波数指令を積分した位相と交流電動機の電流検出値から、電動機電流ベクトル I_1 のインバータ1次電圧ベクトル方向と同一の方向の成分 I_q と、インバータ1次電圧ベクトル方向と同一の方向から 90° 遅れた方向と同一の方向の成分 I_d を演算し、1次角周波数指令値 ω_1 および1次電圧指令値 V_{1c} 、または1次電圧検出値 V_1 と、 I_q および I_d に基づいて交流電動機の1次自己インダクタンス L_1 、または、相互インダクタンス M を、電圧と電流と角周波数の加減乗除演算だけを用いて算出していた。このため、電圧検出値や電流検出値に存在するノイズが直接反映され、測定した定数もノイズの影響を受けるといった問題があった。また、電機子インダクタンスの測定は、予め測定した1次抵抗 r_1 と合成漏れインダクタンス L_x ($L_x = L_{l1} + L_{l2}$) を基に所定の演算を行うので、予め測定した1次抵抗 r_1 と合成漏れインダクタンス L_x の精度が良くないと、電機子インダクタンスの測定精度も低下してしまう問題があった。

40

【0006】

また、特許文献2のような交流回転機の制御装置にあっては、検出または推定された同期電動機の一次電圧ベクトルを時間積分して磁束ベクトルを演算する磁束計測用磁束ベク

50

トル演算器を用いていたので、永久磁石の磁束ベクトルの大きさを測定する場合、円軌跡を描く磁束ベクトルの磁束計測用磁束ベクトル演算器の出力に対して、半径の長さから永久磁石の磁束ベクトルの大きさを求めていた。このため、磁束の振幅を直流量として測定できず、磁束ベクトルの半径の長さを求めるには、十分早いサンプリングが可能なマイコンなどの演算装置が必要となるので安価な演算装置では実現できないという問題があった。

【 0 0 0 7 】

この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであり、電流制御をしながら簡便にしかも高精度で交流回転機の電氣的定数を測定することができる方法およびその測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置を得ることを目的としている。

10

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

この発明に係る交流回転機の電氣的定数測定方法は、交流回転機の角周波数で回転する回転二軸座標（以下、 $d - q$ 軸と称す）上の電流指令に基づき前記交流回転機を駆動する交流回転機の制御装置を使用して前記交流回転機の電氣的定数を測定する方法であって、前記交流回転機の制御装置は、

前記交流回転機の電流を検出する電流検出手段、前記電流検出手段からの電流検出値を前記 $d - q$ 軸上の電流検出値に変換する座標変換手段、前記 $d - q$ 軸上の電流指令と前記角周波数と前記交流回転機の複数の電氣的定数との関係式から前記 $d - q$ 軸上の第 1 の電圧指令を演算する第 1 の電圧指令演算手段、前記 $d - q$ 軸上の電流指令と前記 $d - q$ 軸上の電流検出値との差分電流が零に収束するよう前記差分電流に基づき前記 $d - q$ 軸上の第 2 の電圧指令を演算する第 2 の電圧指令演算手段、前記 $d - q$ 軸上の第 1 の電圧指令と前記 $d - q$ 軸上の第 2 の電圧指令とを加算して前記 $d - q$ 軸上の第 3 の電圧指令を演算する第 3 の電圧指令演算手段、および前記 $d - q$ 軸上の第 3 の電圧指令に基づき前記交流回転機に電圧を印加する電圧印加手段を備え、

20

更に、前記第 1 の電圧指令演算手段は、その前記複数の電氣的定数の少なくとも 1 つを外部から入力する定数設定値で設定するようにし、

前記定数設定値を、前記第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令を、もしくは前記第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令を前記回転二軸座標上の電流指令で除算する演算式により演算した結果を、更に積分し該積分した値に比例定数を乗算する処理を行った結果を前記定数設定値として出力する定数測定手段を備えた交流回転機の制御装置を使用し、

30

前記電流指令および前記角周波数を所定の値または範囲に設定して前記制御装置を起動し、前記第 2 の電圧指令が所定の範囲内となった時点における前記定数測定手段からの前記定数設定値を、測定対象である前記交流回転機の電氣的定数として出力するものである。

【 0 0 0 9 】

また、この発明に係る交流回転機の制御装置は、当該電氣的定数測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置である。

【発明の効果】

【 0 0 1 1 】

この発明に係る、交流回転機の電氣的定数測定方法およびその測定方法の実施に使用する交流回転機の制御装置は、以上のように、電流指令および角周波数を所定の値または範囲に設定して制御装置を起動し、第 2 の電圧指令が所定の範囲内となった時点における定数測定手段からの定数設定値を、測定対象である交流回転機の電氣的定数として出力するものである。交流回転機の電氣的定数を簡便に測定することができ、電圧検出値や電流検出値のノイズが直接反映されることを防ぎ、測定した電氣的定数もノイズの影響を受けず正確な測定値が得られる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 2 】

実施の形態 1 .

50

図1は本発明の実施の形態1によ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。交流回転機1は同期機であって、ここでは、表面磁石型の同期機である。交流回転機1には、電圧を印加する、インバータ等の電力変換器が相当する電圧印加手段2と、交流回転機1の電流を検出する電流検出手段3と、交流回転機1の回転位置を検出する回転位置検出器4とが接続されている。

【0013】

電圧印加手段2は、交流回転機1に三相電圧のU相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 、W相電圧 v_w を印加し、電流検出手段3は、交流回転機1の三相電流のうち少なくとも二相分の電流を検出する。本実施の形態における電流検出手段3は、交流回転機1と電圧印加手段2とを結ぶ電力線からU相電流 i_u とV相電流 i_v を検出する。

10

なお、電流検出手段3は、図1に示すようなU相電流およびV相電流を直接検出する方法以外に、U相電流およびV相電流に加えW相電流も直接検出する方法でも良いし、公知技術である電圧印加手段2のDCリンク電流からU相電流およびV相電流を検出する方法（例えば、Y. Murai et al., "Three-Phase Current-Waveform-Detection on PWM Inverter from DC Link Current-Steps", Proceedings of IPEC-Yokohama 1995, pp. 271-275, Yokohama, Japan, April 1995）を用いても良い。

【0014】

微分器5は、回転位置検出器4が出力する回転位置の変化率を演算し、交流回転機1の回転速度 r として出力する。座標変換手段6は、電流検出手段3から得た電流を角周波数 r で回転する回転二軸座標（d-q軸）上の電流に座標変換する。換言すると、座標変換手段6は、電流検出手段3が出力するU相電流 i_u 、V相電流 i_v から得られる三相電流を、角周波数 $(=r)$ で回転する位相でもある回転位置に同期して回転する回転二軸座標（d-q軸）上に座標変換し、回転二軸座標（d-q軸）上の電流 i_d および i_q を出力する。

20

【0015】

第1の電圧指令演算手段7は、後述する(3)、(4)式により、回転二軸座標（d-q軸）上の電流指令 i_d^* および i_q^* と角周波数 r とに基づいて回転二軸座標（d-q軸）上の第1の電圧指令 v_{d1}^* および v_{q1}^* を出力する。第1の電圧指令演算手段7には、交流回転機1の電氣的定数の少なくとも1つ、ここでは、電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 を、定数測定手段8から得る。

30

【0016】

第2の電圧指令演算手段9は、回転二軸座標（d-q軸）上の電流指令 i_d^* および i_q^* と回転二軸座標（d-q軸）上の電流 i_d および i_q の差分電流をそれぞれ演算し、この差分電流が零に収斂するように当該差分電流に基づいて回転二軸座標（d-q軸）上の第2の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* を出力する。

定数測定手段8は、第2の電圧指令演算手段9が出力する第2の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* に基づいて演算した交流回転機1の電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 を第1の電圧指令演算手段7に出力する。

【0017】

第3の電圧指令演算手段10は、第1の電圧指令 v_{d1}^* および v_{q1}^* と第2の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* との加算電圧を演算し、この加算電圧に基づいて回転二軸座標（d-q軸）上の第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* を出力する。

40

電圧印加手段2は、第3の電圧指令演算手段10が出力する第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* に基づいて交流回転機1に電圧を印加する。

【0018】

第2の電圧指令演算手段9は、回転二軸座標（d-q軸）上の電流指令のd軸成分 i_d^* から回転二軸座標（d-q軸）上の電流のd軸成分 i_d を減算して差分電流を演算する減算器11と、回転二軸座標（d-q軸）上の電流指令のq軸成分 i_q^* から回転二軸座標（d-q軸）上の電流のq軸成分 i_q を減算して差分電流を演算する減算器12と、減算器11の出力を比例積分によって増幅する増幅器13と、減算器12の出力を比例積分

50

によって増幅する増幅器 14 とを備える。

【0019】

第3の電圧指令演算手段10は、第1の電圧指令のd軸成分 v_{d1}^* と第2の電圧指令のd軸成分 v_{d2}^* とを加算した加算電圧を演算する加算器15と、第1の電圧指令のq軸成分 v_{q1}^* と第2の電圧指令のq軸成分 v_{q2}^* とを加算した加算電圧を演算する加算器16とを備え、加算器15と加算器16との出力をそれぞれ第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* として出力している。

【0020】

次に、各演算手段の具体的な演算内容について説明する。この実施の形態1での交流回転機1は、表面磁石型同期機であり、回転直交座標(d-q軸)のd軸が交流回転機1の回転子磁束と一致している場合、次式が成り立つ。

【0021】

$$v_d = R \times i_d - r \times L \times i_q \quad \dots (1)$$

$$v_q = R \times i_q + r \times (L \times i_d + f) \quad \dots (2)$$

【0022】

但し、

v_d : 交流回転機1の電圧のd軸成分

v_q : 交流回転機1の電圧のq軸成分

R : 交流回転機1の電機子抵抗

L : 交流回転機1の電機子インダクタンス

f : 交流回転機1の回転子磁束振幅

【0023】

一方、第1の電圧指令演算手段7では、回転二軸座標(d-q軸)上の電流指令 i_d^* および i_q^* と角周波数 r とに基づいた(3)、(4)式によって回転二軸座標(d-q軸)上の第1の電圧指令 v_{d1}^* および v_{q1}^* を出力する。

【0024】

$$v_{d1}^* = R_0 \times i_d^* - r \times L_0 \times i_q^* \quad \dots (3)$$

$$v_{q1}^* = R_0 \times i_q^* + r \times (L_0 \times i_d^* + f_0) \quad \dots (4)$$

【0025】

但し、

f_0 : 交流回転機1の回転子磁束振幅設定値

ここでは、交流回転機1の回転子磁束振幅は既知であると仮定して説明する。この仮定が成り立つ場合、 $f_0 = f$ が成り立つ。なお、交流回転機1の回転子磁束振幅が未知である場合については後述する実施の形態5で説明する。

【0026】

以上の制御系が起動した後、その動作が定常状態、ここでは、各電圧、電流がほぼ一定値、例えば、第2の電圧指令演算手段9の出力である第2の電圧指令演算値 v_{d2}^* および v_{q2}^* の絶対値が零に近い所定の範囲内になった時点では以下の動作が確認できる。

即ち、第2の電圧指令演算手段9では、減算器11の出力を比例積分によって増幅する増幅器13によって電流指令のd軸成分 i_d^* と電流のd軸成分 i_d とが一致するとともに、減算器12の出力を比例積分によって増幅する増幅器14によって電流指令のq軸成分 i_q^* と電流のq軸成分 i_q とが一致している。また、電圧印加手段2は、第3の電圧指令演算手段10が出力する第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* に基づいて交流回転機1に電圧を印加しているので、交流回転機1の電圧のd軸成分 v_d およびq軸成分 v_q は、第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* に一致する。これらの関係を勘案すると(5)~(10)式が成り立つ。

【0027】

$$v_{d3}^* = v_{d2}^* + R_0 \times i_d^* - r \times L_0 \times i_q^* \quad \dots (5)$$

$$v_{q3}^* = v_{q2}^* + R_0 \times i_q^* + r \times (L_0 \times i_d^* + f_0) \quad \dots (6)$$

$$i_d = i_d^* \quad \dots (7)$$

10

20

30

40

50

$$i q = i q^* \quad \dots (8)$$

$$v d = v d 3^* \quad \dots (9)$$

$$v q = v q 3^* \quad \dots (10)$$

【0028】

(1) ~ (10) 式の関係を整理すると(11)、(12)式を得る。

【0029】

$$v d 2^* = - (R 0 - R) \times i d^* + r \times (L 0 - L) \times i q^* \quad \dots (11)$$

$$v q 2^* = - (R 0 - R) \times i q^* - r \times (L 0 - L) \times i d^* \quad \dots (12)$$

【0030】

この(11)、(12)式によれば、抵抗誤差($R 0 - R$)およびインダクタンス誤差($L 0 - L$)がない場合、 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ は零であり、抵抗誤差やインダクタンス誤差が発生する場合、 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ の少なくとも一方は非零となる。(11)、(12)式を整理すると(13)、(14)式を得る。

10

【0031】

$$(R 0 - R) = - (v d 2^* \times i d^* + v q 2^* \times i q^*) \div (i d^{*2} + i q^{*2}) \quad \dots (13)$$

$$(L 0 - L) = (v d 2^* \times i q^* - v q 2^* \times i d^*) \div \{ r \times (i d^{*2} + i q^{*2}) \} \quad \dots (14)$$

【0032】

交流回転機1の電氣的定数としての電機子抵抗 R と電機子インダクタンス L を求めるため、本実施の形態1では、 $i d^* = 0$ 、 $i q^* =$ (正の一定値)で与え、 $r > 0$ である場合について考える。(13)、(14)式に、 $i d^* = 0$ を代入すると、(15)、(16)式となる。

20

【0033】

$$(R 0 - R) = - (v q 2^* \div i q^*) \quad \dots (15)$$

$$(L 0 - L) = v d 2^* \div (r \times i q^*) \quad \dots (16)$$

【0034】

$i q^*$ を正の一定値で与えている場合について考えているので、(15)式右辺は「 $-v q 2^*$ 」に比例する値となり、(16)式右辺は「 $v d 2^* \div r$ 」に比例する値となる。

30

【0035】

(15)式から電機子抵抗について次のことが判る。

・ (電機子抵抗設定値 $R 0$) > (電機子抵抗 R) の場合、 $v q 2^* < 0$

・ (電機子抵抗設定値 $R 0$) < (電機子抵抗 R) の場合、 $v q 2^* > 0$

従って、 $v q 2^*$ が正の場合、電機子抵抗設定値 $R 0$ を大きくすると抵抗誤差($R 0 - R$)は零に近づき、 $v q 2^*$ が負の場合、電機子抵抗設定値 $R 0$ を小さくすると抵抗誤差($R 0 - R$)は零に近づく。

【0036】

同様に、(16)式から電機子インダクタンスについて次のことが判る。

・ (電機子インダクタンス設定値 $L 0$) > (電機子インダクタンス L) の場合、

$$v d 2^* > 0$$

・ (電機子インダクタンス設定値 $L 0$) < (電機子インダクタンス L) の場合、

$$v d 2^* < 0$$

従って、 $v d 2^*$ が正の場合、インダクタンス設定値 $L 0$ を小さくするとインダクタンス誤差($L 0 - L$)は零に近づき、 $v d 2^*$ が負の場合、インダクタンス設定値 $L 0$ を大きくするとインダクタンス誤差($L 0 - L$)は零に近づく。

40

【0037】

以上の関係、特に、 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ の正負号と抵抗誤差およびインダクタンス誤差の増減との関係を踏まえ、定数測定手段8は、(17)、(18)式により第2の電圧指令 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ に基づいて演算した交流回転機1の電機子抵抗設定値 $R 0$

50

と電機子インダクタンス設定値 L_0 を第 1 の電圧指令演算手段 7 に出力する。

【 0 0 3 8 】

$$R_0 = k_R (v_{q2}^*) dt \quad \dots (17)$$

$$L_0 = -k_L (v_{d2}^*) dt \quad \dots (18)$$

但し、 k_R 、 k_L ：比例定数

【 0 0 3 9 】

本実施の形態 1 における動作波形の一例を図 2 に示す。図において、1 段目は電流指令の d 軸成分 i_{d}^* 、2 段目は電流指令の q 軸成分 i_{q}^* 、3 段目は交流回転機 1 の角周波数 r 、4 段目は抵抗誤差 ($R_0 - R$)、5 段目はインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) を示している。

10

時刻 0 ~ 1 秒の期間は、停止した状態で電流指令 i_{d}^* および i_{q}^* は零である。時刻 1 秒以降、 i_{q}^* は正の一定値を保つと同時に、交流回転機 1 の角周波数 r は加速して行く。定数測定手段 8 は、時刻 3 秒に到達するまでは動作を停止しており、時刻 3 秒に到達するとともに、(17) 式により第 2 の電圧指令 v_{q2}^* に基づいて電機子抵抗設定値 R_0 を演算することで、 R_0 は電機子抵抗 R に近づき抵抗誤差 ($R_0 - R$) は零に収束する。

電機子インダクタンスについても、定数測定手段 8 は、時刻 3 秒に到達するとともに、(18) 式により第 2 の電圧指令 v_{d2}^* に基づいて電機子インダクタンス設定値 L_0 を演算することで、 L_0 は電機子インダクタンス L に近づきインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) は零に収束する。

20

【 0 0 4 0 】

(11)、(12) 式から分かるように、角周波数 r が零に近い所定値より小さいと、インダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の大小に拘わらず両式の右辺第 2 項が零に近づき両誤差 ($R_0 - R$)、($L_0 - L$) が求められないことになる。

従って、定数測定手段 8 は、角周波数 r の大きさが所定値よりも大きくなる時刻 3 秒以降で交流回転機 1 の電氣的定数を演算し、任意の角周波数 r の大きさが所定値よりも小さい時刻 3 秒以前では電氣的定数の演算を停止するようにしている。これにより、角周波数 r が小さく精度よく測定できない場合、定数誤差に起因する制御性能の低下を防ぐことができる。

【 0 0 4 1 】

30

また、従来の交流回転機の制御装置では、電圧と電流と角周波数との加減乗除だけを用いて算出していたので、電圧や電流や角周波数が含まれているノイズの影響が電機子抵抗設定値や電機子インダクタンス設定値に現れる問題があったが、本実施の形態 1 の (17)、(18) 式による演算は電機子抵抗や電機子インダクタンスの設定値を第 2 の電圧指令を積分演算で得るようにしたので、電圧検出値や電流検出値のノイズが直接反映することを防ぎ、測定した定数もノイズの影響を受ける問題を解決することができる。

【 0 0 4 2 】

以上のように、本実施の形態 1 の構成により、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令に回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流が一致するように制御しながら交流回転機 1 の定数を定数測定手段 8 が測定することにより、第 1 の電圧指令演算手段 7 で用いる電氣的定数の設定ができるという効果がある。

40

また、本実施の形態 1 では定数測定手段 8 が、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令の d 軸成分の大きさを零とし、q 軸成分の大きさを一定に保ったときの第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令に基づいて交流回転機 1 の電氣的定数を演算するので、電機子抵抗と電機子インダクタンスといった 2 種類の電氣的定数の測定ができるという効果がある。

また、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令に基づいて演算した交流回転機 1 の電機子インダクタンス設定値および電機子抵抗設定値を第 1 の電圧指令演算手段 7 に出力するので、該交流回転機 1 の制御装置の制御精度が向上するという効果がある。

更に、電機子抵抗や電機子インダクタンスの設定値を第 2 の電圧指令に基づいた積分演

50

算から得るようにしたので、電圧検出値や電流検出値のノイズが直接反映することを防ぎ、測定した定数もノイズの影響を受ける問題を解決できるという効果がある。

【0043】

実施の形態2 .

先の実施の形態1では、定数測定手段8は、(17)、(18)式に従い、第2の電圧指令 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ に基づいて交流回転機1の電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 とを演算していたが、この実施の形態2では、第2の電圧指令 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ に加え、電流指令のq軸成分 i_q^* および角周波数 r を用いて電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 とを演算している。

実施の形態1に比較して構成、演算は多少複雑になるが、 i_q^* および r の設定が任意となるので、その分、設定値 R_0 、 L_0 を測定するための運転条件の自由度が高まり適用が容易になるという利点がある。

10

【0044】

図3は、本発明の実施の形態2による構成を示すブロック図であり、定数測定手段8aは、第2の電圧指令 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ に加え、電流指令のq軸成分 i_q^* および角周波数 r に基づいて電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 とを演算し、第1の電圧指令演算手段7に R_0 および L_0 を出力する。なお、図3において図1と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複する部分の個々の説明は省略する。

【0045】

本実施の形態2では、 $i_d^* = 0$ で与える場合を考える。先の(15)、(16)式を(19)、(20)式として再掲する。

20

【0046】

$$(R_0 - R) = - (v_q 2^* \div i_q^*) \dots (19)$$

$$(L_0 - L) = v_d 2^* \div (r \times i_q^*) \dots (20)$$

【0047】

この(19)式右辺は $-v_q 2^*$ の大きさに比例し、 i_q^* の大きさに反比例する。実施の形態1では、 i_q^* は正の一定値としたが、本実施の形態2では、正の一定値とは限らない。この場合でも、(19)式右辺は「 $-(v_q 2^* \div i_q^*)$ 」に比例すると言っても良い。

30

また、(20)式右辺は $v_d 2^*$ の大きさに比例し、 i_q^* の大きさに反比例するとともに、 r の大きさに反比例する。換言すると、(20)式右辺は「 $v_d 2^* \div (r \times i_q^*)$ 」に比例すると言っても良い。

これらを勘案し、本実施の形態2に示す定数測定手段8aは、(21)、(22)式により第2の電圧指令 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ に基づいて演算した交流回転機1の電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 とを第1の電圧指令演算手段7に出力する。

【0048】

$$R_0 = k_R (v_q 2^* \div i_q^*) dt \dots (21)$$

$$L_0 = -k_L \{v_d 2^* \div (r \times i_q^*)\} dt \dots (22)$$

但し、 k_R 、 k_L : 比例定数

40

【0049】

実施の形態1では、 i_q^* は正の一定値で、かつ角周波数 r も正であるという制約が伴った。本実施の形態2では、定数測定手段8aが、(21)、(22)式を用いるので、 i_q^* の符号や r の符号に拘わらず、正確な電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 の演算を行うことができる。

【0050】

図4は、本実施の形態2における定数測定手段8aの内部構成を示す図である。図において、乗算器20は、電流指令のq軸成分 i_q^* と角周波数 r との積を演算しリミッタ21に出力する。リミッタ21は、乗算器20の出力が正の場合は正の所定値以上になる

50

ようにリミット動作を行うとともに、乗算器 20 の出力が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器 22 が零で除算しないようにする。

除算器 22 は、第 2 の電圧指令の d 軸成分 v_{d2}^* をリミッタ 21 の出力で除算し、積分器 23 は、除算器 22 の出力値を積分して $-k_L$ 倍し、電機子インダクタンス設定値 L_0 として出力する。乗算器 20、リミッタ 21、除算器 22、積分器 23 による一連の演算によって前記 (22) 式の演算を行うことができる。

【0051】

同様に、リミッタ 24 は、 i_{q}^* が正の場合は正の所定値以上になるようにリミット動作を行うとともに、 i_{q}^* が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器 25 が零で除算しないようにする。

除算器 25 は、第 2 の電圧指令の q 軸成分 v_{q2}^* をリミッタ 24 の出力で除算し、積分器 26 は、除算器 25 の出力値を積分して k_R 倍し、電機子抵抗設定値 R_0 として出力する。

【0052】

本実施の形態 2 における動作波形の一例を図 5 に示す。図において、1 段目は電流指令の d 軸成分 i_{d}^* 、2 段目は電流指令の q 軸成分 i_{q}^* 、3 段目は交流回転機 1 の角周波数 r 、4 段目は抵抗誤差 ($R_0 - R$)、5 段目はインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) を示している。

時刻 0 ~ 1 秒の期間は、停止した状態で電流指令 i_{d}^* および i_{q}^* は零である。時刻 1 秒以降、 i_{q}^* は正の一定値を保つと同時に、交流回転機 1 の角周波数 r は加速して行く。定数測定手段 8 は、時刻 3 秒に到達するまでは動作を停止しており、時刻 3 秒に到達するとともに、(21) 式により第 2 の電圧指令 v_{q2}^* に基づいて電機子抵抗設定値 R_0 を演算することで、 R_0 は電機子抵抗 R に近づき抵抗誤差 ($R_0 - R$) は零に収束する。

【0053】

電機子インダクタンスについても、定数測定手段 8 は、時刻 3 秒に到達するとともに、(22) 式により第 2 の電圧指令 v_{d2}^* に基づいて電機子インダクタンス設定値 L_0 を演算することで、 L_0 は電機子インダクタンス L に近づきインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) は零に収束する。

ここで、図 5 を先の実施の形態 1 の図 3 と比較すると、インダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の収束性が向上している。実施の形態 1 では、インダクタンス設定値の演算は (18) 式に基づいていたが、 v_{d2}^* は角周波数 r の大きさに比例するので、角周波数 r が小さい場合はインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) があっても v_{d2}^* の値も小さく、インダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の収束性が悪かった。

本実施の形態 2 では (22) 式に基づいてインダクタンス設定値の演算を行うようにしたので、インダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の収束性が向上した。同様に、 i_{q}^* の大きさが変化する場合でも本実施の形態 2 に示した定数測定手段 8 a を用いれば i_{q}^* の大きさに拘わらず抵抗誤差 ($R_0 - R$) およびインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の収束性を一定に保つことができ、適切な比例定数 k_R 、 k_L を与えることによってそれぞれの収束性を向上させることができる。

【0054】

以上のように、本実施の形態 2 では、定数測定手段 8 a は、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* 、 v_{q2}^* 、電流指令の q 軸成分 i_{q}^* および角周波数 r に基づいて電機子抵抗設定値 R_0 と電機子インダクタンス設定値 L_0 とを演算するようにしたので、電流指令の q 軸成分 i_{q}^* および角周波数 r の符号や大きさに拘わらず、正確な電機子抵抗設定値および電機子インダクタンス設定値を得られるという効果がある。

また、電機子抵抗設定値および電機子インダクタンス設定値は、第 2 の電圧指令を電流指令で除算するようにしたので、電流指令の大きさに拘わらず抵抗誤差 ($R_0 - R$) の収束性およびインダクタンス誤差 ($L_0 - L$) の収束性が向上するという効果がある。

また、電機子インダクタンス設定値については、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* を角周波数

10

20

30

40

50

rで除算した値に基づいて演算するようにしたので、角周波数 r に拘わらずインダクタンス誤差 (L 0 - L) の収束性が向上するという効果がある。

【 0 0 5 5 】

実施の形態 3 .

先の実施の形態 1、2における交流回転機 1 は同期機であって、特に、表面磁石型の同期機の場合を扱った。本実施の形態 3 では、交流回転機 1 b は同期機であって、特に、埋め込み磁石型の同期機の場合について説明する。埋め込み磁石型同期機は、永久磁石を埋め込むため回転子の磁気回路形状が軸対称ではなく、いわゆる突極性を有するものとなる。

図 6 は、本発明の実施の形態 3 による構成を示すブロック図であり、交流回転機 1 b は同期機であって、埋め込み磁石型の同期機である。定数測定手段 8 b は、交流回転機 1 b の電機子インダクタンスの d 軸成分設定値 L d 0 および交流回転機 1 b の電機子インダクタンスの q 軸成分設定値 L q 0 を演算し、第 1 の電圧指令演算手段 7 b に L d 0 および L q 0 を出力する。なお、図 6 において、図 1 と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当し、重複する部分の個々の説明は省略する。

10

【 0 0 5 6 】

交流回転機 1 b は、埋め込み磁石型同期機であり、回転直交座標 (d - q 軸) の d 軸が交流回転機 1 の回転子磁束と一致している場合、次式が成り立つ。

【 0 0 5 7 】

$$v d = R \times i d - r \times L q \times i q \dots (2 3)$$

20

$$v q = R \times i q + r \times (L d \times i d + f) \dots (2 4)$$

【 0 0 5 8 】

但し、

L d : 交流回転機 1 の電機子インダクタンスの d 軸成分

L q : 交流回転機 1 の電機子インダクタンスの q 軸成分

一方、第 1 の電圧指令演算手段 7 b では、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令 i d * および i q * と角周波数 r に基づいた (2 5)、(2 6) 式によって回転二軸座標 (d - q 軸) 上の第 1 の電圧指令 v d 1 * および v q 1 * を出力する。

【 0 0 5 9 】

$$v d 1 * = R 0 \times i d * - r \times L q 0 \times i q * \dots (2 5)$$

30

$$v q 1 * = R 0 \times i q * + r \times (L d 0 \times i d * + f 0) \dots (2 6)$$

【 0 0 6 0 】

ここでは、交流回転機 1 b の回転子磁束振幅および電機子抵抗は既知であるとし、 f 0 = f および R 0 = R が成り立っている場合について説明する。

先の実施の形態 1 の場合と同様、動作が定常状態で、第 2 の電圧指令演算手段 9 の出力である第 2 の電圧指令演算値 v d 2 * および v q 2 * の絶対値が零に近い所定の範囲内になった時点では以下の動作が確認できる。

【 0 0 6 1 】

即ち、第 2 の電圧指令演算手段 9 では、電流指令の d 軸成分 i d * と電流の d 軸成分 i d とが一致するとともに、電流指令の q 軸成分 i q * と電流の q 軸成分 i q とが一致している。また、電圧印加手段 2 は、第 3 の電圧指令演算手段 1 0 が出力する第 3 の電圧指令 v d 3 * および v q 3 * に基づいて交流回転機 1 に電圧を印加しているため、交流回転機 1 b の電圧の d 軸成分 v d および q 軸成分 v q は第 3 の電圧指令 v d 3 * および v q 3 * に一致する。これらの関係を勘案すると (2 7) ~ (3 2) 式が成り立つ。

40

【 0 0 6 2 】

$$v d 3 * = v d 2 * + R 0 \times i d * - r \times L q 0 \times i q * \dots (2 7)$$

$$v q 3 * = v q 2 * + R 0 \times i q * + r \times (L d 0 \times i d * + f 0) \dots (2 8)$$

$$i d = i d * \dots (2 9)$$

$$i q = i q * \dots (3 0)$$

$$v d = v d 3 * \dots (3 1)$$

50

$$v_q = v_q 3^* \quad \dots (32)$$

【0063】

以上の関係式を整理すると(33)、(34)式を得る。

【0064】

$$v_d 2^* = r \times (L_q 0 - L_q) \times i_q^* \quad \dots (33)$$

$$v_q 2^* = - r \times (L_d 0 - L_d) \times i_d^* \quad \dots (34)$$

【0065】

この(33)、(34)式によれば、d軸インダクタンス誤差($L_d 0 - L_d$)およびq軸インダクタンス誤差($L_q 0 - L_q$)がない場合、 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ は零であり、d軸インダクタンス誤差やq軸インダクタンス誤差が発生する場合、 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ の少なくとも一方は非零となる。(33)、(34)式を整理すると(35)、(36)式を得る。

【0066】

$$(L_d 0 - L_d) = -v_q 2^* \div (r \times i_d^*) \quad \dots (35)$$

$$(L_q 0 - L_q) = v_d 2^* \div (r \times i_q^*) \quad \dots (36)$$

【0067】

本実施の形態3では、 i_d^* を負の一定値、 $i_q^* = -i_d^*$ でそれぞれ与え、 $r > 0$ である場合について考える。

(35)式から、電機子インダクタンスのd軸成分について次のことが判る。

【0068】

$$\cdot (L_d 0) > (L_d) \quad \text{の場合、} v_q 2^* > 0$$

$$\cdot (L_d 0) < (L_d) \quad \text{の場合、} v_q 2^* < 0$$

【0069】

従って、 $v_q 2^*$ が正の場合、電機子インダクタンスのd軸成分設定値 $L_d 0$ を小さくするとd軸インダクタンス誤差($L_d 0 - L_d$)は零に近づき、 $v_q 2^*$ が負の場合、電機子インダクタンスのd軸成分設定値 $L_d 0$ を大きくするとd軸インダクタンス誤差($L_d 0 - L_d$)は零に近づく。

同様に、(36)式から電機子インダクタンスのq軸成分について次のことが判る。

【0070】

$$\cdot (L_q 0) > (L_q) \quad \text{の場合、} v_d 2^* > 0$$

$$\cdot (L_q 0) < (L_q) \quad \text{の場合、} v_d 2^* < 0$$

【0071】

従って、 $v_d 2^*$ が正の場合、 $L_q 0$ を小さくするとq軸インダクタンス誤差($L_q 0 - L_q$)は零に近づき、 $v_d 2^*$ が負の場合、 $L_q 0$ を大きくするとq軸インダクタンス誤差($L_q 0 - L_q$)は零に近づく。

【0072】

以上の関係を用いて定数測定手段8bは、(37)、(38)式に基づいて第2の電圧指令 $v_d 2^*$ および $v_q 2^*$ に基づいて演算した交流回転機の電機子インダクタンス設定値のd軸成分 $L_d 0$ およびq軸成分 $L_q 0$ を第1の電圧指令演算手段7bに出力する。

【0073】

$$L_d 0 = -k_{L_d} (v_q 2^*) d t \quad \dots (37)$$

$$L_q 0 = -k_{L_q} (v_d 2^*) d t \quad \dots (38)$$

但し、 k_{L_d} 、 k_{L_q} ：比例定数

【0074】

本実施の形態3における動作波形の一例を図7に示す。図において、1段目は電流指令のd軸成分 i_d^* 、2段目は電流指令のq軸成分 i_q^* 、3段目は交流回転機1の角周波数 r 、4段目はd軸インダクタンス誤差($L_d 0 - L_d$)、5段目はq軸インダクタンス誤差($L_q 0 - L_q$)を示している。

時刻0～1秒の期間は、停止した状態で電流指令 i_d^* および i_q^* は零である。時刻1秒以降、 i_d^* は負の一定値を保つと同時に i_q^* は正の一定値を保ち、交流回転機1

10

20

30

40

50

bの角周波数 r は発生したトルクによって加速して行く。定数測定手段 8 b は、時刻 3 秒に到達するまでは動作を停止しており、時刻 3 秒に到達すると、第 2 の電圧指令 v_{q2}^* に基づいて電機子インダクタンス設定値の d 軸成分 L_{d0} を演算することで、 L_{d0} は電機子インダクタンスの d 軸成分 L_d に近づき抵抗誤差 ($L_{d0} - L_d$) は零に収束する。

電機子インダクタンスの q 軸成分についても、定数測定手段 8 b は、時刻 3 秒に到達すると、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* に基づいて電機子インダクタンス設定値の q 軸成分 L_{q0} を演算することで、 L_{q0} は電機子インダクタンスの q 軸成分 L_q に近づき q 軸インダクタンス誤差 ($L_{q0} - L_q$) は零に収束する。

【 0 0 7 5 】

以上のように、本実施の形態 3 では、定数測定手段 8 b が、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令の d 軸成分を負の一定値を保つとともに電流指令の q 軸成分を正の一定値に保ち、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令に基づいて交流回転機 1 b の電氣的定数を演算するので、電機子インダクタンスの d 軸成分および q 軸成分といった 2 種類の電氣的定数の測定ができるという効果がある。

また、交流回転機 1 b は突極性を有する同期機であって、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令の d 軸成分に基づいて演算した交流回転機 1 b の q 軸インダクタンス値および第 2 の電圧指令の q 軸成分に基づいて演算した交流回転機 1 b の d 軸インダクタンス値を第 1 の電圧指令演算手段 7 b に出力するので、突極性を有する同期機の d 軸インダクタンス値および q 軸インダクタンス値を定数測定手段 8 b が測定し、第 1 の電圧指令演算手段 7 b の電氣的定数として設定することができるという効果を得る。

【 0 0 7 6 】

実施の形態 4 .

先の実施の形態 3 では、定数測定手段 8 b は、(3 7)、(3 8) 式に従い、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* に基づいて交流回転機 1 b の電機子インダクタンス設定値の d 軸成分 L_{d0} および q 軸成分 L_{q0} を演算していたが、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* 、 v_{q2}^* 、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* 、q 軸成分 i_{q}^* 、および角周波数 r に基づいて電機子インダクタンス設定値の d 軸成分 L_{d0} および q 軸成分 L_{q0} を演算しても良い。

【 0 0 7 7 】

図 8 は、本発明の実施の形態 4 による構成を示すブロック図であり、ここでは、定数測定手段 8 c は、電機子インダクタンスの d 軸成分設定値 L_{d0} および電機子インダクタンスの q 軸成分設定値 L_{q0} を演算していたが、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* 、 v_{q2}^* 、電流指令 i_{d}^* 、 i_{q}^* および角周波数 r に基づいて電機子インダクタンスの d 軸成分設定値 L_{d0} および電機子インダクタンスの q 軸成分設定値 L_{q0} を演算し、第 1 の電圧指令演算手段 7 b に L_{d0} および L_{q0} を出力する。なお、図 8 において、図 6 と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複する部分の個々の説明は省略する。

【 0 0 7 8 】

先の (3 5)、(3 6) 式を (3 9)、(4 0) 式として再掲する。

【 0 0 7 9 】

$$(L_{d0} - L_d) = -v_{q2}^* \div (r \times i_{d}^*) \quad \dots (39)$$

$$(L_{q0} - L_q) = v_{d2}^* \div (r \times i_{q}^*) \quad \dots (40)$$

【 0 0 8 0 】

この (3 9) 式右边は、 $-v_{q2}^*$ の大きさに比例し、 i_{d}^* の大きさに反比例するとともに、 r の大きさに反比例する。また、(4 0) 式右边は、 v_{d2}^* の大きさに比例し、 i_{q}^* の大きさに反比例するとともに、 r の大きさに反比例する。これらを勘案し、本実施の形態 4 に示す定数測定手段 8 c は、(4 1)、(4 2) 式を利用し、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* に基づいて演算した電機子インダクタンスの d 軸成分設定値 L_{d0} および電機子インダクタンスの q 軸成分設定値 L_{q0} を第 1 の電圧指令演算手段 7 b に出力する。

【 0 0 8 1 】

$$L d 0 = - k_{L d} \{ v q 2^* \div (r \times i d^*) \} d t \quad \dots (41)$$

$$L q 0 = k_{L q} \{ v d 2^* \div (r \times i q^*) \} d t \quad \dots (42)$$

但し、 $k_{L d}$ 、 $k_{L q}$ ：比例定数

【0082】

先の実施の形態3では、 $i d^*$ を負の一定値、 $i q^* = - i d^*$ でそれぞれ与え、かつ、角周波数 r も正であるという制約が伴った。これに対し、本実施の形態4では、定数測定手段8cが(41)、(42)式を用いるので、 $i d^*$ 、 $i q^*$ の符号や r の符号に拘わらず、正確な電機子インダクタンスのd軸成分設定値 $L d 0$ および電機子インダクタンスのq軸成分設定値 $L q 0$ の演算を行うことができる。

【0083】

図9は、本実施の形態4における定数測定手段8cの内部構成を示す図である。図において、乗算器30は、電流指令のq軸成分 $i q^*$ と角周波数 r との積を演算しリミッタ31に出力する。リミッタ31は、乗算器30の出力が正の場合は正の所定値以上になるようにリミット動作を行うとともに、乗算器30の出力が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器32が零で除算しないようにする。

除算器32は、第2の電圧指令のd軸成分 $v d 2^*$ をリミッタ31の出力で除算し、積分器33は、除算器32の値を積分して $k_{L q}$ 倍し、電機子インダクタンス設定値のq軸成分 $L q 0$ として出力する。乗算器30、リミッタ31、除算器32、積分器33による一連の演算によって(42)式の演算を行うことができる。

【0084】

同様に、乗算器34は、電流指令のd軸成分 $i d^*$ と角周波数 r との積を演算しリミッタ35に出力する。リミッタ35は、乗算器34の出力が正の場合は正の所定値以上になるようにリミット動作を行うとともに、乗算器34の出力が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器36が零で除算しないようにする。

除算器36は、第2の電圧指令のq軸成分 $v q 2^*$ をリミッタ35の出力で除算し、積分器37は、除算器36の値を積分して $k_{L d}$ 倍し、電機子インダクタンス設定値のd軸成分 $L d 0$ として出力する。乗算器34、リミッタ35、除算器36、積分器37による一連の演算によって(41)式の演算を行うことができる。

【0085】

以上のように、本実施の形態4では、定数測定手段8cは、第2の電圧指令 $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ 、電流指令の $i d^*$ 、 $i q^*$ および角周波数 r に基づいて電機子インダクタンスのd軸成分設定値 $L d 0$ および電機子インダクタンスのq軸成分設定値 $L q 0$ を演算するようにしたので、電流指令 $i d^*$ 、 $i q^*$ および角周波数 r の符号や大きさに拘わらず、正確な電機子インダクタンス設定値を得るという効果がある。

【0086】

また、電機子インダクタンス設定値は、第2の電圧指令を電流指令で除算するようにしたので、電流指令の大きさに拘わらずd軸インダクタンス誤差 ($L d 0 - L d$)およびq軸インダクタンス誤差 ($L q 0 - L q$)の収束性が向上するという効果がある。

また、第2の電圧指令 $v d 2^*$ を角周波数 r で除算した値に基づいて演算するようにしたので、角周波数 r に拘わらずd軸インダクタンス誤差 ($L d 0 - L d$)およびq軸インダクタンス誤差 ($L q 0 - L q$)の収束性が向上するという効果がある。

【0087】

実施の形態5.

先の実施の形態例では、回転子磁束の振幅および位相は既知である場合について説明した。

即ち、回転子磁束の振幅が既知である場合とは、回転子磁束に関して、 $f 0 = f$ が成り立っている場合を指す。交流回転機単体試験などで回転機の誘起電圧定数を予め得ている場合などが該当する。

また、回転子磁束の位相が既知である場合とは、位置センサの絶対位置と回転子磁束と

10

20

30

40

50

の関係が一意に定まっている場合を指す。具体例としては、エンコーダなどの位置センサを取り付けるときに回転子磁束の位相を考慮して取り付け作業を行ったり、エンコーダ取り付け後に回転機単体試験などで誘起電圧と回転位置の関係を予め得ている場合などが該当する。

【 0 0 8 8 】

回転子磁束の振幅が既知でない場合として、機械に組み込まれた既設回転機のような回転機単体試験などができないような場合がある。また、回転子磁束の位相が既知でない場合としては、エンコーダなどの位置センサの0度と回転子磁束が一致していない場合がある。回転子磁束の振幅や位相が既知でない場合、例えば、先の実施の形態1では、回転子磁束の振幅と位相が既知である必要があるため、本実施の形態5によってこれらを既知にする。実施の形態1への展開ができる利点がある。

10

本実施の形態5では、交流回転機1bは同期機であって、特に、回転子磁束の振幅および位相が不明の場合について説明する。

【 0 0 8 9 】

図10は、本発明の実施の形態5による構成を示すブロック図であり、定数測定手段8dは、交流回転機1bの磁束振幅設定値 f_0 および回転直交座標 (d - q 軸) の d 軸と交流回転機1bの回転子磁束との位相差 θ を演算し、第1の電圧指令演算手段7bに f を出力するとともに、減算器40に位相差 θ を出力する。なお、図6と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複する部分の個々の説明は省略する。

20

【 0 0 9 0 】

交流回転機1bは、埋め込み磁石型同期機であり、回転直交座標 (d - q 軸) の d 軸が交流回転機1bの回転子磁束との間に位相差 θ がある場合、次式が成り立つ。

【 0 0 9 1 】

$$v_d = R \times i_d - r \times (L_q \times i_q - f \times \sin \theta) \quad \dots (43)$$

$$v_q = R \times i_q + r \times (L_d \times i_d + f \times \cos \theta) \quad \dots (44)$$

【 0 0 9 2 】

一方、第1の電圧指令演算手段7bでは、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令 i_d^* および i_q^* と角周波数 ω に基づいた (25)、(26) 式によって回転二軸座標 (d - q 軸) 上の第1の電圧指令 v_{d1}^* および v_{q1}^* を出力する。(25)、(26) 式を (45)、(46) 式として再掲する。

30

【 0 0 9 3 】

$$v_{d1}^* = R_0 \times i_d^* - \omega \times L_q \times i_q^* \quad \dots (45)$$

$$v_{q1}^* = R_0 \times i_q^* + \omega \times (L_d \times i_d^* + f_0) \quad \dots (46)$$

【 0 0 9 4 】

先の実施の形態1の場合と同様、動作が定常状態で、第2の電圧指令演算手段9の出力である第2の電圧指令演算値 v_{d2}^* および v_{q2}^* の絶対値が零に近い所定の範囲内になった時点では以下の動作を確認できる。

即ち、第2の電圧指令演算手段9では、電流指令の d 軸成分 i_d^* と電流の d 軸成分 i_d とが一致するとともに、電流指令の q 軸成分 i_q^* と電流の q 軸成分 i_q とが一致している。また、電圧印加手段2は、第3の電圧指令演算手段10が出力する第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* に基づいて交流回転機1bに電圧を印加しているため、交流回転機1bの電圧の d 軸成分 v_d および q 軸成分 v_q は、第3の電圧指令 v_{d3}^* および v_{q3}^* に一致する。これらの関係を勘案すると (47) ~ (52) 式が成り立つ。

40

【 0 0 9 5 】

$$v_{d3}^* = v_{d2}^* + R_0 \times i_d^* - \omega \times L_q \times i_q^* \quad \dots (47)$$

$$v_{q3}^* = v_{q2}^* + R_0 \times i_q^* + \omega \times (L_d \times i_d^* + f_0) \quad \dots (48)$$

$$i_d = i_d^* \quad \dots (49)$$

$$i_q = i_q^* \quad \dots (50)$$

50

$$v_d = v_{d3}^* \quad \dots (51)$$

$$v_q = v_{q3}^* \quad \dots (52)$$

【0096】

(43) ~ (52) 式の関係を整理すると(53)、(54)式を得る。

【0097】

$$v_{d2}^* = - (R_0 - R) \times i_{d}^* + r \times (L_{q0} - L_q) \times i_{q}^* - r \times f \times \sin \quad \dots (53)$$

$$v_{q2}^* = - r \times (L_{d0} - L_d) \times i_{d}^* - (R_0 - R) \times i_{q}^* - r \times (f_0 + f \times \cos) \quad \dots (54)$$

【0098】

ここでは、電流指令を $i_d^* = i_q^* = 0$ で与える。なお、後段の図11による動作の説明で触れるが、具体的には、交流回転機1bを何らかの方法で回転させた後に、 $i_d^* = i_q^* = 0$ と設定し、回転子磁束の振幅と位相を測定することになる。

この場合、(53)、(54)式は(55)、(56)式となる。

【0099】

$$v_{d2}^* = - f \times \sin \quad \dots (55)$$

$$v_{q2}^* = - f_0 + f \times \cos \quad \dots (56)$$

【0100】

この(55)、(56)式によれば、位相差 θ および磁束誤差 ($f_0 - f$) がない場合、 v_{d2}^* および v_{q2}^* は零であり、位相差 θ または磁束誤差 ($f_0 - f$) が発生する場合、 v_{d2}^* または v_{q2}^* の少なくとも一方は非零となる。

$\sin \theta$ 、 $\cos \theta = 1$ とし、(55)、(56)式を整理すると(57)、(58)式を得る。

【0101】

$$v_{d2}^* = - v_{d2}^* \div f \quad \dots (57)$$

$$(f_0 - f) = - v_{q2}^* \quad \dots (58)$$

【0102】

(57)式から位相差 θ について次のことが判る。

【0103】

・ (回転直交座標のd軸位相) > (回転子磁束の位相) の場合、 $v_{d2}^* < 0$

・ (回転直交座標のd軸位相) < (回転子磁束の位相) の場合、 $v_{d2}^* > 0$

【0104】

従って、 v_{d2}^* が正の場合、回転直交座標のd軸位相を大きくすると位相差 θ は零に近づき、 v_{d2}^* が負の場合、回転直交座標のd軸位相を小さくすると位相差 θ は零に近づく。

同様に、上記(58)式から回転子磁束の振幅について次のことが判る。

【0105】

・ (f_0) > (f) の場合、 $v_{q2}^* < 0$

・ (f_0) < (f) の場合、 $v_{q2}^* > 0$

【0106】

従って、 v_{q2}^* が正の場合、 f_0 を大きくすると磁束振幅誤差 ($f_0 - f$) は零に近づき、 v_{q2}^* が負の場合、 f_0 を小さくすると磁束振幅誤差 ($f_0 - f$) は零に近づく。

【0107】

以上の関係を用いて定数測定手段8dは、(59)、(60)式により第2の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* に基づいて演算した位相差 θ を回転位置検出器4が出力する回転位置 θ に加算し、また、磁束振幅設定値 f_0 を第1の電圧指令演算手段7bに出力する。

【0108】

$$v_{d2}^* = k \times (v_{d2}^*) \times dt \quad \dots (59)$$

10

20

30

40

50

$$f_0 = -k \quad (v_{q2}^*) dt \quad \dots (60)$$

但し、 k 、 k : 比例定数

【0109】

以上のように、本実施の形態5では、定数測定手段8dが、回転二軸座標(d-q軸)上の電流指令のd軸成分およびq軸成分を一定値に保ち、第2の電圧指令演算手段9が出力する第2の電圧指令に基づいて交流回転機1bの電氣的定数を演算するので、位相差および磁束振幅設定値 f_0 といった2種類の電氣的定数の測定ができるという効果がある。

【0110】

本実施の形態5における動作波形の一例を図11に示す。図において、1段目は電流指令のd軸成分 i_{d}^* 、2段目は電流指令のq軸成分 i_{q}^* 、3段目は交流回転機1bの角周波数 r 、4段目は位相差、5段目は磁束振幅誤差 ($f_0 - f$) を示している。

10

時刻0~1秒の期間は、停止した状態で電流指令 i_{d}^* および i_{q}^* は零である。時刻1秒以降、 i_{d}^* は零を保つと同時に i_{q}^* は正の一定値を保ち、交流回転機1bの角周波数 r は発生したトルクによって加速して行く。定数測定手段8dは、時刻6秒に到達するまでは動作を停止しておく。時刻6秒に到達すると、 i_{d}^* および i_{q}^* は零を保ち、定数測定手段8dは、第2の電圧指令 v_{d2}^* および v_{q2}^* に基づいて位相差 および磁束振幅設定値 f_0 を演算することで、位相差 および磁束振幅誤差 ($f_0 - f$) は零に収束する。

20

$i_{d}^* = i_{q}^* = 0$ の条件を満足させておけば、RやLに起因する電圧降下が発生しないので、RやLが未知であっても f_0 や を得ることが可能となる。

【0111】

以上のように、本実施の形態5では、定数測定手段8dが、回転二軸座標(d-q軸)上の電流指令を零に保ち、第2の電圧指令演算手段9が出力する第2の電圧指令に基づいて交流回転機1bの電氣的定数を演算するので、位相差 および磁束振幅設定値 f_0 といった2種類の電氣的定数の測定ができるという効果がある。

【0112】

実施の形態6。

先の各実施の形態における交流回転機は、同期機を扱った。本実施の形態6においては、交流回転機1eが誘導機である場合について説明する。

30

図12は、本発明の実施の形態6による構成を示すブロック図であり、交流回転機1eは誘導機である。なお、図12において、先の実施の形態例と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複する部分の個々の説明は省略する。

【0113】

第1の電圧指令演算手段7eは、回転二軸座標(d-q軸)上の電流指令 i_{d}^* および i_{q}^* と角周波数 とに基づいて回転二軸座標(d-q軸)上の第1の電圧指令 v_{d1}^* および v_{q1}^* を出力するとともに、すべり角周波数 s を出力する。

定数測定手段8eは、交流回転機1eの電機子インダクタンス設定値 L_{s0} および交流回転機1eの回転子抵抗設定値 R_{r0} を演算し、第1の電圧指令演算手段7eに L_{s0} および R_{r0} を出力する。

40

速度検出器50は、交流回転機1eの回転角周波数 r を検出し、加算器51は回転角周波数 r とすべり角周波数 s とを加算して、角周波数 を出力する。積分器52は、加算器51から得た角周波数 を積分して位相 を出力する。

【0114】

交流回転機1eは誘導機であり、回転直交座標(d-q軸)が任意の角周波数 で回転している場合、次式が成り立つ。

【0115】

$$v_d = R_s \times i_d - \omega \times L_s \times i_q - M \div L_r \times \omega_r \quad \dots (61)$$

$$v_q = R_s \times i_q + \omega \times L_s \times i_d + M \div L_r \times \omega_r \quad \dots (62)$$

50

$$d_r = M \times R_r \times (R_r \times i_{d^*} + s \times L_r \times i_{q^*}) \div (R_r^2 + s^2 \times L_r^2) \dots (63)$$

$$q_r = M \times R_r \times (R_r \times i_{q^*} - s \times L_r \times i_{d^*}) \div (R_r^2 + s^2 \times L_r^2) \dots (64)$$

【0116】

但し、

R_s : 交流回転機 1 e の電機子抵抗

R_r : 交流回転機 1 e の回転子抵抗

L_s : 交流回転機 1 e の電機子インダクタンス

M : 交流回転機 1 e の相互インダクタンス

L_r : 交流回転機 1 e の回転子インダクタンス

σ : 交流回転機 1 e の漏れ係数

d_r : 交流回転機 1 e の回転子磁束の d 軸成分

q_r : 交流回転機 1 e の回転子磁束の q 軸成分

s : 交流回転機 1 e のすべり角周波数

10

【0117】

一方、第 1 の電圧指令演算手段 7 e では、回転二軸座標 (d - q 軸) 上の電流指令 i_{d^*} および i_{q^*} と角周波数 ω に基づき (65)、(66) 式によって回転二軸座標 (d - q 軸) 上の第 1 の電圧指令 v_{d1^*} および v_{q1^*} を出力するとともに、(67) 式によってすべり角周波数 s を出力する。

20

【0118】

$$v_{d1^*} = R_{s0} \times i_{d^*} - \omega \times L_{s0} \times i_{q^*} \dots (65)$$

$$v_{q1^*} = R_{s0} \times i_{q^*} + \omega \times L_{s0} \times i_{d^*} \dots (66)$$

$$s = R_{r0} \times i_{q^*} \div (L_{r0} \times i_{d^*}) \dots (67)$$

【0119】

但し、

R_{s0} : 交流回転機 1 e の電機子抵抗設定値

R_{r0} : 交流回転機 1 e の回転子抵抗設定値

L_{s0} : 交流回転機 1 e の電機子インダクタンス設定値

L_{r0} : 交流回転機 1 e の回転子インダクタンス設定値

σ₀ : 交流回転機 1 e の漏れ係数設定値

30

【0120】

ここでは、交流回転機 1 e の漏れ係数は既知であるとともに電機子インダクタンスと回転子インダクタンスが等しく、即ち、σ₀ = 1 および L_{s0} = L_{r0}、L_s = L_r が成り立っている場合について説明する。

先の実施の形態 1 の場合と同様、動作が定常状態で、第 2 の電圧指令演算手段 9 の出力である第 2 の電圧指令演算値 v_{d2^*} および v_{q2^*} の絶対値が零に近い所定の範囲内になった時点では以下の動作が確認できる。

【0121】

即ち、第 2 の電圧指令演算手段 9 では、電流指令の d 軸成分 i_{d^*} と電流の d 軸成分 i_d とが一致するとともに、電流指令の q 軸成分 i_{q^*} と電流の q 軸成分 i_q とが一致している。また、電圧印加手段 2 は、第 3 の電圧指令演算手段 10 が出力する第 3 の電圧指令 v_{d3^*} および v_{q3^*} に基づいて交流回転機 1 e に電圧を印加しているため、交流回転機 1 e の電圧の d 軸成分 v_d および q 軸成分 v_q は、第 3 の電圧指令 v_{d3^*} および v_{q3^*} に一致する。これらの関係を勘案すると (68) ~ (73) 式が成り立つ。

40

【0122】

$$v_{d3^*} = v_{d2^*} + R_{s0} \times i_{d^*} - \omega \times L_{s0} \times i_{q^*} \dots (68)$$

$$v_{q3^*} = v_{q2^*} + R_{s0} \times i_{q^*} + \omega \times L_{s0} \times i_{d^*} \dots (69)$$

$$i_d = i_{d^*} \dots (70)$$

$$i_q = i_{q^*} \dots (71)$$

50

$$v d = v d 3^* \quad \dots (72)$$

$$v q = v q 3^* \quad \dots (73)$$

【0123】

ここで、電機子抵抗および回転子抵抗について $R s 0 = R s$ 、 $R r 0 = R r$ が成り立つ場合、(65) ~ (73) 式に代入して $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ に関する近似解を求めると(74)、(75)式を得る。

【0124】

$$v d 2^* - \frac{x i d^{* 2} \div (i d^{* 2} + i q^{* 2})}{x (L s 0 - L s) x i q^*} \quad \dots (74)$$

$$v q 2^* - \frac{x i d^{* 2} \div (i d^{* 2} + i q^{* 2})}{x (L s 0 - L s) x i d^*} \quad \dots (75)$$

10

【0125】

この(74)、(75)式によれば、電機子インダクタンス誤差 $(L s 0 - L s)$ が無い場合、 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ は零であり、電機子インダクタンス誤差が発生する場合、 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ は非零となる。

【0126】

一方、電機子抵抗および電機子インダクタンスについて $R s 0 = R s$ 、 $L s 0 = L s$ が成り立つ場合、(65) ~ (73) 式に代入して $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ に関する近似解を求めると(76)、(77)式を得る。

【0127】

$$v d 2^* \quad \frac{x L r 0 x i d^* x i q^* \div \{ (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x R r 0 \}}{x (R r 0 - R r) x i d^*} \quad \dots (76)$$

$$v q 2^* - \frac{x L r 0 x i d^* x i q^* \div \{ (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x R r 0 \}}{x (R r 0 - R r) x i q^*} \quad \dots (77)$$

20

【0128】

上記(74) ~ (77)式を勘案すると、電機子抵抗が既知であり、回転子抵抗および電機子インダクタンスが未知の場合、 $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ に関して(78)、(79)の近似式が成り立つ。

【0129】

$$v d 2^* - \frac{x i d^{* 2} \div (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x (L s 0 - L s) x i q^*}{x L r 0 x i d^* x i q^* \div \{ (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x R r 0 \}} + \frac{x (R r 0 - R r) x i d^*}{\dots} \quad \dots (78)$$

$$v q 2^* - \frac{x i d^{* 2} \div (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x (L s 0 - L s) x i d^*}{x L r 0 x i d^* x i q^* \div \{ (i d^{* 2} + i q^{* 2}) x R r 0 \}} - \frac{x (R r 0 - R r) x i q^*}{\dots} \quad \dots (79)$$

30

【0130】

$L s 0 = L r 0$ として(78)、(79)式を整理すると(80)、(81)式を得る。

【0131】

$$L s 0 - L s = (v d 2^* x i q^* + v q 2^* x i d^*) \div (x i d^{* 2}) \quad \dots (80)$$

$$R r 0 - R r = \frac{(v d 2^* x i d^* - v q 2^* x i q^*) x R r 0}{x L s 0 x i d^* x i q^*} \quad \dots (81)$$

40

【0132】

そして、本実施の形態6では、 $i d^*$ と $i q^*$ とを正の一定値 $I 1^*$ で与え、 > 0 である場合について考える。このとき、(80)、(81)式は(82)、(83)式となる。

【0133】

$$L s 0 - L s = (v d 2^* + v q 2^*) x L s 0 \div (x L s 0 x I 1^*) \quad \dots (82)$$

50

$$Rr0 - Rr = (vd2^* - vq2^*) \times Rr0 \div (\dots \times Ls0 \times I1^*) \dots (83)$$

【0134】

(82)式から電機子インダクタンスについて次のことが判る。

【0135】

- ・(Ls0) > (Ls) の場合、(vd2* + vq2*) < 0
- ・(Ls0) < (Ls) の場合、(vd2* + vq2*) > 0

【0136】

従って、(vd2* + vq2*)が正の場合、電機子インダクタンス設定値Ls0を大きくすると電機子インダクタンス誤差(Ls0 - Ls)は零に近づき、(vd2* + vq2*)が負の場合、電機子インダクタンス設定値Ls0を小さくすると電機子インダクタンス誤差(Ls0 - Ls)は零に近づく。

10

【0137】

同様に、上記(83)式から回転子抵抗について次のことが判る。

【0138】

- ・(Rr0) > (Rr) の場合、(vd2* - vq2*) > 0
- ・(Rr0) < (Rr) の場合、(vd2* - vq2*) < 0

【0139】

従って、(vd2* - vq2*)が正の場合、Rr0を小さくすると回転子抵抗誤差(Rr0 - Rr)は零に近づき、(vd2* - vq2*)が負の場合、Rr0を大きくすると回転子抵抗誤差(Rr0 - Rr)は零に近づく。

20

【0140】

以上の関係を用いて定数測定手段8eは、(84)、(85)式により第2の電圧指令vd2*およびvq2*に基づいて演算した交流回転機1eの電機子インダクタンス設定値Ls0および回転子抵抗設定値Rr0を第1の電圧指令演算手段7eに出力する。

【0141】

$$Ls0 = k_{Ls} (vd2^* + vq2^*) dt \dots (84)$$

$$Rr0 = -k_{Rr} (vd2^* - vq2^*) dt \dots (85)$$

但し、k_{Ls}、k_{Rr}：比例定数

【0142】

本実施の形態6における動作波形の一例を図13に示す。図において、1段目は電流指令のd軸成分id*、2段目は電流指令のq軸成分iq*、3段目は交流回転機1eの回転角周波数r、4段目は回転子抵抗誤差(Rr0 - Rr)、5段目は電機子インダクタンス誤差(Ls0 - Ls)を示している。

30

時刻0～1秒の期間は、停止した状態でid*はI1*、iq*は零である。時刻1秒以降、id*とiq*の大きさはI1*を保ち、交流回転機1eの回転角周波数rは発生したトルクによって加速して行く。

定数測定手段8eは、時刻3秒に到達するまでは動作を停止しており、時刻3秒に到達すると、第2の電圧指令vd2*およびvq2*に基づいて電機子インダクタンス設定値Ls0を演算することで、Ls0は電機子インダクタンスLsに近づきインダクタンス誤差(Ls0 - Ls)は零に収束する。

40

回転子抵抗についても、定数測定手段8eは、時刻3秒に到達すると、第2の電圧指令vd2*およびvq2*に基づいて回転子抵抗設定値Rr0を演算することで、Rr0は回転子抵抗Rrに近づき回転子抵抗誤差(Rr0 - Rr)は零に収束する。

【0143】

また、(84)、(85)式は回転子抵抗や電機子インダクタンスの設定値を第2の電圧指令を積分して得るようにしたので、電圧検出値や電流検出値のノイズが直接反映することを防ぎ、測定した定数もノイズの影響を受ける問題を解決することができる。

なお、本実施の形態6に示した定数測定手段8eは、電機子インダクタンス設定値Ls0の演算を行ったが、誘導機である交流回転機1eにはLs = Lr / Mの関係があるので

50

、定数測定手段 8 e は $L s 0$ の代わりに回転子インダクタンス若しくは相互インダクタンスの設定値を演算しても良い。

【 0 1 4 4 】

以上のように、本実施の形態 6 では、交流回転機 1 e は誘導機であって、第 2 の電圧指令演算手段 9 は、定数測定手段 8 e が出力する電氣的定数を用いて交流回転機 1 e のすべり角周波数 s を演算するとともに、このすべり角周波数 s と交流回転機 1 e の回転角周波数 r との和を任意の角周波数 ω として出力する加算器 5 1 を備えたので、交流回転機 1 e がすべりが発生する誘導機であっても、該交流回転機 1 e の電氣的定数を得ることができるという効果がある。

また、交流回転機 1 e は誘導機であって、定数測定手段 8 e は、相互インダクタンス値、電機子インダクタンス値、回転子抵抗値を第 2 の電圧指令に基づいて演算し第 1 の電圧指令演算手段 7 e に出力するので、誘導機の、電機子インダクタンス値と回転子抵抗値を定数測定手段 8 e が測定し、第 1 の電圧指令演算手段 7 e で用いる電氣的定数として設定することができる。

【 0 1 4 5 】

また、定数測定手段 8 e は、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令の d 軸成分と q 軸成分との和に基づいて、電機子インダクタンス値を演算し、その演算結果を第 1 の電圧指令演算手段 7 e に出力するので、誘導機である交流回転機 1 e の電機子インダクタンス値をより正確に測定し、第 1 の電圧指令演算手段 7 e で用いる電氣的定数の設定を行えるという効果がある。

また、定数測定手段 8 e は、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令の d 軸成分と q 軸成分との差に基づいて回転子抵抗値を演算し、その演算結果を第 1 の電圧指令演算手段 7 e に出力するので、誘導機である交流回転機 1 e の回転子抵抗を正確に測定し、第 1 の電圧指令演算手段 7 e で用いる電氣的定数の設定を行えるという効果がある。

【 0 1 4 6 】

以上のように、本実施の形態 6 では、定数測定手段 8 e が、回転二軸座標 ($d - q$ 軸) 上の電流指令の d 軸成分と q 軸成分とを所定値 $I 1^*$ に保ち、第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令に基づいて交流回転機 1 e の電氣的定数を演算するので、誘導機の電機子インダクタンスおよび回転子抵抗といった 2 種類の電氣的定数の測定ができるという効果がある。即ち、定数測定手段 8 e は、回転二軸座標 ($d - q$ 軸) 上の電流指令の d 軸成分の大きさと q 軸成分の大きさが等しいときの第 2 の電圧指令演算手段 9 が出力する第 2 の電圧指令に基づいて交流回転機 1 e の電氣的定数を演算するので、電機子インダクタンスと回転子抵抗といった交流回転機の電氣的定数を測定し、第 1 の電圧指令演算手段 7 e で用いる電氣的定数の設定を行えるという効果がある。

【 0 1 4 7 】

実施の形態 7 .

先の実施の形態 6 では、定数測定手段 8 e は (8 4)、(8 5) 式に従い、第 2 の電圧指令 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ に基づいて交流回転機 1 e の電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ と回転子抵抗設定値 $R r 0$ とを演算していたが、第 2 の電圧指令 $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ 、電流指令 $i d^*$ 、 $i q^*$ および角周波数 ω に基づいて電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ と回転子抵抗設定値 $R r 0$ とを演算しても良い。

【 0 1 4 8 】

図 1 4 は、本発明の実施の形態 7 による構成を示すブロック図であり、定数測定手段 8 f は、電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ と回転子抵抗設定値 $R r 0$ とを第 2 の電圧指令 $v d 2^*$ 、 $v q 2^*$ 、電流指令 $i d^*$ 、 $i q^*$ および角周波数 ω に基づいて演算し、第 1 の電圧指令演算手段 7 e に $L s 0$ および $R r 0$ を出力する。なお、図 1 4 において、図 1 と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複する部分の個々の説明は省略する。

【 0 1 4 9 】

(8 0)、(8 1) 式を (8 6)、(8 7) 式として再掲する。

【0150】

$$L s 0 - L s = (v d 2^* \times i q^* + v q 2^* \times i d^*) \div (i d^{* 2}) \quad \dots (86)$$

$$R r 0 - R r = (v d 2^* \times i d^* - v q 2^* \times i q^*) \times R r 0 \div (L s 0 \times i d^* \times i q^*) \quad \dots (87)$$

【0151】

この(86)式右辺は、 $-(v d 2^* \times i q^* + v q 2^* \times i d^*)$ の大きさに比例し、 $i d^{* 2}$ の大きさに反比例するとともに、 $i d^*$ の大きさに反比例する。

また、(87)式右辺は、 $(v d 2^* \times i q^* - v q 2^* \times i d^*)$ の大きさに比例し、 $(i d^* \times i q^*)$ の大きさに反比例するとともに、 $L s 0$ の大きさに反比例する。

これらを勘案し、本実施の形態7に示す定数測定手段8fは、(88)、(89)式に基づいて交流回転機1eの電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ と回転子抵抗設定値 $R r 0$ とを第1の電圧指令演算手段7eに出力する。

【0152】

$$L s 0 = k_{L s} \{ (v d 2^* \times i q^* + v q 2^* \times i d^*) \div (i d^{* 2}) \} d t \quad \dots (88)$$

$$R r 0 = -k_{R r} \{ (v d 2^* \times i d^* - v q 2^* \times i q^*) \div (i d^* \times i q^*) \} d t \quad \dots (89)$$

但し、 $k_{L s}$ 、 $k_{R r}$ ：比例定数

【0153】

先の実施の形態6では、 $i d^*$ と $i q^*$ は正の一定値で、かつ角周波数 ω も正であるという制約が伴った。本実施の形態7では、定数測定手段8fが(88)、(89)式を用いるので、 $i q^*$ の符号や大きさ、および ω の符号や大きさに拘わらず、正確な電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ と回転子抵抗設定値 $R r 0$ との演算を行うことができる。

【0154】

図15は、本実施の形態7における定数測定手段8fの内部構成を示す図である。図において、乗算器60は、第2の電圧指令のd軸成分 $v d 2^*$ と電流指令のq軸成分 $i q^*$ との積を演算し、乗算器61は、第2の電圧指令のq軸成分 $v q 2^*$ と電流指令のd軸成分 $i d^*$ との積を演算する。加算器62は、乗算器60の出力と乗算器61の出力とを加算する。乗算器63は、電流指令のd軸成分 $i d^*$ の二乗と角周波数 ω との積を演算しリミッタ64に出力する。リミッタ64は、乗算器63の出力が正の場合は正の所定値以上になるようにリミット動作を行うとともに、乗算器63の出力が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器65が零で除算しないようにする。除算器65は、加算器62の出力をリミッタ64の出力で除算し、積分器66は、除算器65の値を積分して $k_{L s}$ 倍し、電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ として出力する。乗算器60、乗算器61、加算器62、乗算器63、リミッタ64、除算器65、積分器66による一連の演算によって(88)式の演算を行うことができる。

【0155】

同様に、乗算器67は、第2の電圧指令のd軸成分 $v d 2^*$ と電流指令のd軸成分 $i d^*$ との積を演算し、乗算器68は、第2の電圧指令のq軸成分 $v q 2^*$ と電流指令のq軸成分 $i q^*$ との積を演算する。減算器69は、乗算器67の出力から乗算器68の出力を減算する。乗算器70は、電流指令 $i d^*$ と $i q^*$ と角周波数 ω との積を演算しリミッタ71に出力する。リミッタ71は、乗算器70の出力が正の場合は正の所定値以上になるようにリミット動作を行うとともに、乗算器70の出力が負の場合は負の所定値以下になるようにリミット動作を行うことによって、除算器72が零で除算しないようにする。除算器72は、減算器69の出力をリミッタ71の出力で除算し、積分器73は、除算器72の値を積分して $-k_{R r}$ 倍し、回転子抵抗設定値 $R r 0$ として出力する。乗算器67、乗算器68、減算器69、乗算器70、リミッタ71、除算器72、積分器73による一連の演算によって(89)式の演算を行うことができる。

【0156】

10

20

30

40

50

以上のように、本実施の形態 7 では、定数測定手段 8 f は、第 2 の電圧指令 v_{d2}^* 、 v_{q2}^* 、電流指令の i_{d}^* 、 i_{q}^* および角周波数 に基づいて回転子抵抗設定値 R_r0 と電機子インダクタンス設定値 L_{s0} とを演算するようにしたので、電流指令 i_{d}^* 、 i_{q}^* および角周波数 の符号や大きさに拘わらず、正確な回転子抵抗設定値および電機子インダクタンス設定値を得る効果がある。

【0157】

実施の形態 8 .

先の実施の形態 7 では、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* を所定値で与えていたが、角周波数が基準角周波数 ω_{BASE} (電圧飽和が発生しない最大角周波数) であるときに電圧印加手段 2 が出力可能な最大電圧振幅になるように i_{d}^* を調整しても良い。

交流回転機 1 e の電圧振幅を大きくすることができれば、同じ出力に対して電流振幅を小さくすることができ、銅損などの損失低減による高効率制御が可能になる。しかし、電圧印加手段 2 が出力できないような電圧振幅に制御しようとするとき電圧飽和が発生し、所望の制御特性が得られない。そこで、電圧印加手段 2 の出力する角周波数が基準角周波数 ω_{BASE} であるときに出力可能な最大電圧振幅になるように i_{d}^* の調整をすることで、角周波数が基準角周波数 ω_{BASE} 以下では電圧飽和が発生しない範囲で電圧振幅が大きくなるようにする。

【0158】

以上の観点から、この実施の形態 8 は、電気的定数の概念を広く捉え、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* を電気的定数として扱い、この i_{d}^* を求める磁束調整手段 8 0 を新たに設けたものである。

図 16 は、本発明の実施の形態 8 による構成を示すブロック図であり、磁束調整手段 8 0 は、電圧印加手段 2 に入力される第 3 の電圧指令 v_{d3}^* 、 v_{q3}^* および角周波数に基づいて電流指令の d 軸成分 i_{d}^* を出力する。公知の通り、交流回転機 1 e の磁束振幅は、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* に比例するので、 i_{d}^* を調整することは交流回転機 1 e の磁束を調整することでもある。なお、図 16 において図 14 と同一の符号を付したものは、同一またはこれに相当するものであり、重複部分の個々の説明は省略する。

【0159】

磁束調整手段 8 0 の動作説明をする前に、交流回転機 1 e の電圧振幅、即ち、電圧印加手段 2 に入力される第 3 の電圧指令の振幅と、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* との関係について説明する。

図 17 は、角周波数 $50 \div 2$ [rad/s] および $60 \div 2$ [rad/s] における電流指令 i_{d}^* と電圧指令の振幅との関係を示す図であり、電圧指令の振幅は (90) 式で定義する。

【0160】

$$\text{電圧指令の振幅} = (v_{d3}^{*2} + v_{q3}^{*2}) \dots (90)$$

【0161】

図 17 を見て判るように、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* を 100% よりも大きくすると電圧指令の振幅は大きくなると同時に、 i_{d}^* を 20% よりも小さくしても電圧指令の振幅は大きくなるので i_{d}^* と電圧指令の振幅とは比例関係ではない。しかしながら、 i_{d}^* が 100% 近傍である範囲に限定すると、図 17 の近似直線のように、 i_{d}^* と電圧指令の振幅とが比例する関係であると見なしても良い。

図 18 は、角周波数 と電圧指令の振幅との関係を示す図であり、 i_{d}^* が 50 ~ 200% の範囲であれば、角周波数 と電圧指令の振幅との関係は概ね比例関係であると言っても良い。特に、基準角周波数 ω_{BASE} を 60×2 [rad/s] に設定する場合、電流指令の d 軸成分 i_{d}^* が 50 ~ 200%、かつ、角周波数が基準角周波数 ω_{BASE} 近傍では、角周波数 と電圧指令の振幅とは比例関係にあり、また、 i_{d}^* と電圧指令の振幅とも比例関係にあると言っても良い。換言すると、次の関係が成り立つ。

【0162】

$$\text{電圧指令の振幅} \propto i_{d}^*$$

但し、電流指令のd軸成分 $i d^*$ は、100%近傍、かつ、角周波数 は、 $B A S E$ 近傍とする。

【0163】

以上の関係を勘案して、磁束調整手段80は、電圧印加手段2に入力される第3の電圧指令 $v d 3^*$ 、 $v q 3^*$ および角周波数 に基づいて、角周波数 が基準角周波数 $B A S E$ であるときに電圧印加手段2が出力可能な最大電圧振幅になるように $i d^*$ を調整する。

【0164】

図19は、本実施の形態における磁束調整手段80の内部構成を示す図である。図において、絶対値演算器90は、角周波数 の絶対値を演算し、ゲイン演算器91は、絶対値演算器90の出力を $1 / B A S E$ 倍する。乗算器92は、第3の電圧指令のd軸成分 $v d 3^*$ の二乗を演算し、乗算器93は、第3の電圧指令のq軸成分 $v q 3^*$ の二乗を演算する。

加算器94は、乗算器92の出力と乗算器93の出力との加算演算を行い、平方演算器95は、加算器94の平方を演算し、ゲイン演算器96は、平方演算器95の出力を $1 / V B A S E$ 倍する。ここで、 $V B A S E$ は電圧印加手段2が出力可能な最大電圧振幅である。

減算器97は、ゲイン演算器91の出力からゲイン演算器96の出力を減算し、増幅器98は、減算器97の出力を積分若しくは比例積分によって増幅する。この比例積分によって「絶対値演算器90の出力の $1 / B A S E$ 倍」と「平方演算器95の出力の $1 / V B A S E$ 倍」とを一致させることが可能であり、その結果、角周波数 が $B A S E$ であるときに電圧指令の振幅が $V B A S E$ になるような電流指令のd軸成分 $i d^*$ を出力できる。リミッタ99は、増幅器98の出力が $i d^*$ の50~200%になるように上限と下限をリミットする。

定数測定手段として機能する磁束調整手段80を図19の構成にすることにより、角周波数 が $B A S E$ であるときに電圧指令の振幅が $V B A S E$ になるような電流指令のd軸成分 $i d^*$ を出力することができる。

【0165】

本実施の形態8における動作波形の一例を図20に示す。図において、1段目は電流指令のd軸成分 $i d^*$ 、2段目は電流指令のq軸成分 $i q^*$ 、3段目は交流回転機1eの回転角周波数 r 、4段目は回転子抵抗誤差 ($R r 0 - R r$)、5段目は電機子インダクタンス誤差 ($L s 0 - L s$) を示している。

時刻0~1秒の期間は、停止した状態で $i d^*$ は $I 1^*$ 、 $i q^*$ は零である。時刻1秒以降、 $i d^*$ と $i q^*$ の大きさは $I 1^*$ を保ち、交流回転機1eの回転角周波数 r は発生したトルクによって加速して行く。定数測定手段8fは、時刻3秒に到達するまでは動作を停止しており、時刻3秒に到達すると、第2の電圧指令 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ に基づいて電機子インダクタンス設定値 $L s 0$ を演算することで、 $L s 0$ は電機子インダクタンス $L s$ に近づき電機子インダクタンス誤差 ($L s 0 - L s$) は零に収束する。

【0166】

回転子抵抗についても、定数測定手段8fは、時刻3秒に到達すると、第2の電圧指令 $v d 2^*$ および $v q 2^*$ に基づいて回転子抵抗設定値 $R r 0$ を演算することで、 $R r 0$ は回転子抵抗 $R r$ に近づき回転子抵抗誤差 ($R r 0 - R r$) は零に収束する。

磁束調整手段80は、時刻8秒に到達するまでは動作を停止している。 $I 1^*$ に保たれている電流指令のd軸成分 $i d^*$ は100%近傍であり、かつ、時刻8秒に到達した時点で角周波数 は $B A S E$ 近傍となるので、時刻8秒から磁束調整手段80は動作を開始し、角周波数 が $B A S E$ であるときに電圧印加手段2が出力可能な最大電圧振幅 $V B A S E$ になるような $i d^*$ の調整ができる。

【0167】

以上のように、本実施の形態8では、磁束調整手段80が所定速度近傍で電圧指令の振幅の定数倍が角周波数 の定数倍に一致するように電流指令のd軸成分 $i d^*$ を調整する

10

20

30

40

50

ことで、交流回転機 1 e の磁束を調整するようにしたので、電圧印加手段 2 が基準角周波数 ω_{BASE} であるときに出力可能な最大電圧振幅になるような i_d^* を得、角周波数が基準角周波数 ω_{BASE} 以下では電圧飽和が発生しない範囲で電圧振幅が大きくなるようにできるので、交流回転機 1 e を安定かつ効率良く制御することができるという効果がある。

【0168】

また、この発明の各変形例において、定数測定手段は、定数設定値を、第 2 の電圧指令演算手段からの第 2 の電圧指令、電流指令および角周波数に基づき演算するので、定数設定値を演算する条件が緩和され、定数設定値を求める演算の収束性が向上する。

【0169】

また、交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の q 軸成分に基づき、定数設定値としての電機子抵抗設定値を演算するので、交流回転機である同期機の電機子抵抗が、簡便に精度よく求められる。

【0170】

交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の d 軸成分に基づき、定数設定値としての電機子インダクタンス設定値を演算するので、交流回転機である同期機の電機子インダクタンスが、簡便に精度よく求められる。

【0171】

また、交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の q 軸成分と電流指令の q 軸成分とに基づき、定数設定値としての電機子抵抗設定値を演算するので、交流回転機である同期機の電機子抵抗が、簡便に精度よく求められる。

【0172】

また、交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の d 軸成分と電流指令の q 軸成分と角周波数とに基づき、定数設定値としての電機子インダクタンス設定値を演算するので、交流回転機である同期機の電機子インダクタンスが、簡便に精度よく求められる。

【0173】

また、交流回転機は突極性を有する同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の q 軸成分に基づき、定数設定値としての電機子インダクタンスの d 軸成分設定値を演算するので、交流回転機である突極性を有する同期機の電機子インダクタンスの d 軸成分が、簡便に精度よく求められる。

【0174】

また、交流回転機は突極性を有する同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の d 軸成分に基づき、定数設定値としての電機子インダクタンスの q 軸成分設定値を演算するので、交流回転機である突極性を有する同期機の電機子インダクタンスの q 軸成分が、簡便に精度よく求められる。

【0175】

また、交流回転機は突極性を有する同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の q 軸成分と電流指令の d 軸成分と角周波数とに基づき、定数設定値としての電機子インダクタンスの d 軸成分設定値を演算するので、交流回転機である突極性を有する同期機の電機子インダクタンスの d 軸成分が、簡便迅速に精度よく求められる。

【0176】

また、交流回転機は突極性を有する同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の d 軸成分と電流指令の q 軸成分と角周波数とに基づき、定数設定値としての電機子インダクタンスの q 軸成分設定値を演算するので、交流回転機である突極性を有する同期機の電機子インダクタンスの q 軸成分が、簡便迅速に精度よく求められる。

【0177】

また、交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第 2 の電圧指令の d 軸成分に基づき、d - q 軸の d 軸と交流回転機の回転子磁束との位相差を演算し、更に、位相差と交流回転機の回転位置検出値とに基づき、定数設定値としての交流回転機の角周波数設定値

10

20

30

40

50

を演算するので、交流回転機である同期機の角周波数が、簡便に精度よく求められる。

【0178】

また、交流回転機は同期機であって、定数測定手段は、第2の電圧指令のq軸成分に基づき、定数設定値としての交流回転機の磁束振幅設定値を演算するので、交流回転機である同期機の磁束振幅が、簡便に精度よく求められる。

【0179】

また、交流回転機は誘導機であって、第1の電圧指令演算手段は、d-q軸上の電流指令と電氣的定数とに基づき、交流回転機のすべり角周波数を演算し、すべり角周波数と交流回転機の角周波数検出値とから交流回転機の角周波数を演算する加算器を備えたので、交流回転機である誘導機の角周波数が、簡便に精度よく求められる。

10

【0180】

また、定数測定手段は、第2の電圧指令のd軸成分とq軸成分との和に基づき、定数設定値としての電機子インダクタンス設定値、回転子インダクタンス設定値または相互インダクタンス設定値のいずれかを演算するので、交流回転機である誘導機の電機子インダクタンス、回転子インダクタンスまたは相互インダクタンスが、簡便に精度よく求められる。

【0181】

また、定数測定手段は、第2の電圧指令のd軸成分とq軸成分との差に基づき、定数設定値としての回転子抵抗設定値を演算するので、交流回転機である誘導機の回転子抵抗が、簡便に精度よく求められる。

20

【0182】

また、定数測定手段は、定数設定値を、第2の電圧指令演算手段からの第2の電圧指令、電流指令および角周波数に基づき演算するので、定数設定値を演算する条件が緩和され、定数設定値を求める演算の収束性が向上する。

【0183】

また、定数測定手段は、角周波数が所定値以上の範囲にある場合のみ定数設定値を演算し、角周波数が所定値未満の範囲では定数設定値の演算を停止するようにしたので、定数誤差に起因する制御性能の低下を防ぐことができる。

【0184】

また、電圧飽和が発生しない最大角周波数を ω_{BASE} 、電圧印加手段が出力可能な最大電圧振幅を V_{BASE} としたとき、第3の電圧指令と角周波数とに基づき、

30

(前記交流回転機の角周波数) / 前記 $\omega_{BASE} = (\text{第3の電圧指令の振幅}) / V_{BASE}$ が成立するように、電流指令のd軸成分を演算する磁束調整手段を備えたので、電圧飽和が発生しない範囲で電圧振幅が大きくなるようにできるので、交流回転機を安定かつ効率良く制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【0185】

【図1】本発明の実施の形態1によ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】本発明の実施の形態1における動作波形の一例を示す図である。

40

【図3】本発明の実施の形態2によ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4】図3の定数測定手段8aの内部構成を示す図である。

【図5】本発明の実施の形態2における動作波形の一例を示す図である。

【図6】本発明の実施の形態3によ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7】本発明の実施の形態3における動作波形の一例を示す図である。

【図8】本発明の実施の形態4によ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9】図8の定数測定手段8cの内部構成を示す図である。

50

【図10】本発明の実施の形態5によ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11】本発明の実施の形態5における動作波形の一例を示す図である。

【図12】本発明の実施の形態6によ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】本発明の実施の形態6における動作波形の一例を示す図である。

【図14】本発明の実施の形態7によ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15】図14の定数測定手段8fの内部構成を示す図である。

【図16】本発明の実施の形態8によ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。

10

【図17】本発明の実施の形態8における電流指令 i_d^* と電圧指令の振幅との関係を示す図である。

【図18】本発明の実施の形態8における角周波数 と電圧指令の振幅との関係を示す図である。

【図19】図16の磁束調整手段80の内部構成を示す図である。

【図20】本発明の実施の形態8における動作波形の一例を示す図である。

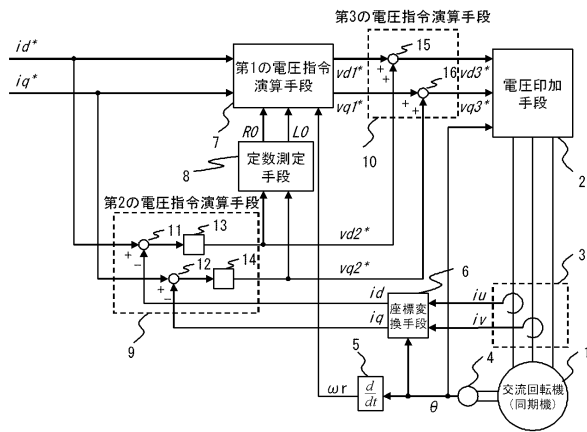
【符号の説明】

【0186】

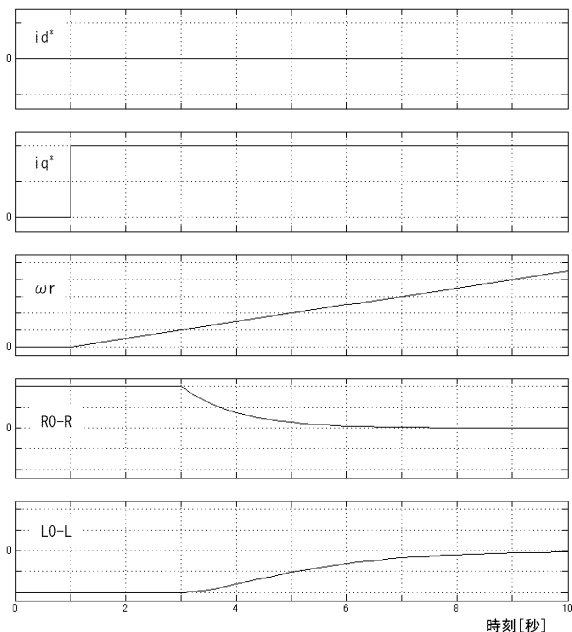
- 1, 1b, 1c, 1e 交流回転機、2 電圧印加手段、3 電流検出手段、
- 4 回転位置検出器、6 座標変換手段、
- 7, 7b, 7c, 7e 第1の電圧指令演算手段、
- 8, 8a, 8b, 8c, 8d, 8e, 8f 定数測定手段、
- 9 第2の電圧指令演算手段、10 第3の電圧指令演算手段、80 磁束調整手段。

20

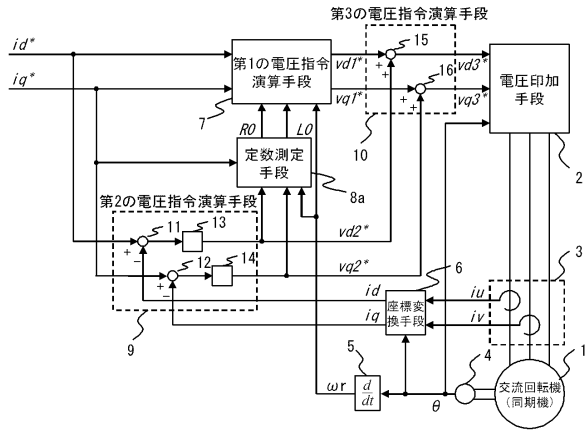
【図1】



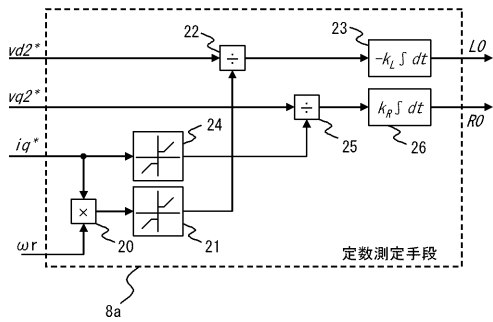
【図2】



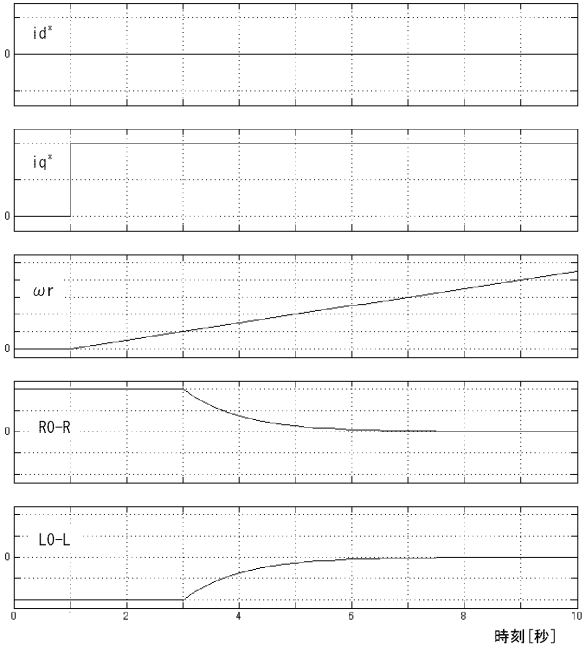
【図3】



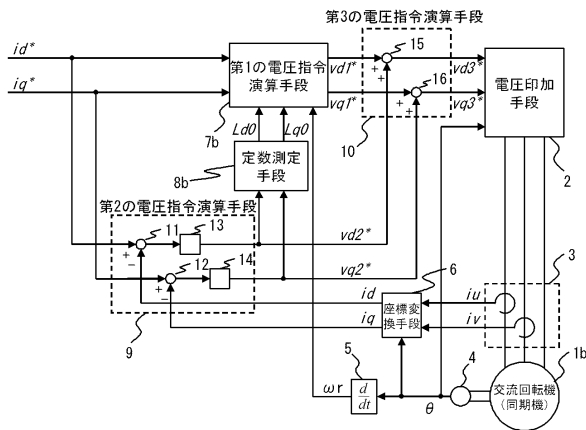
【図4】



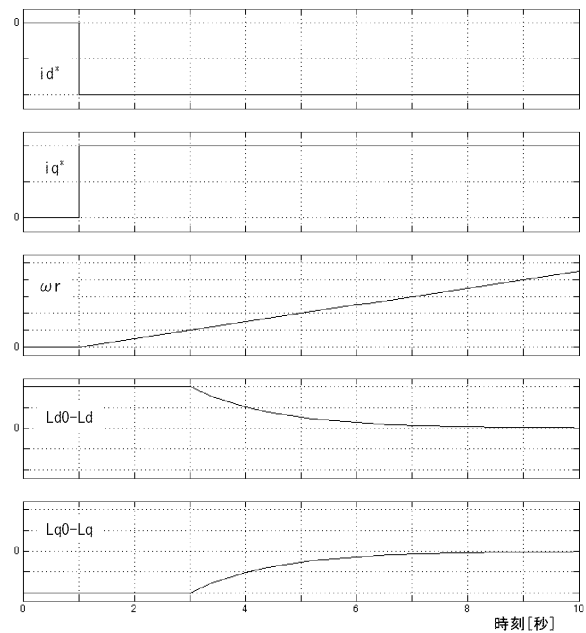
【図5】



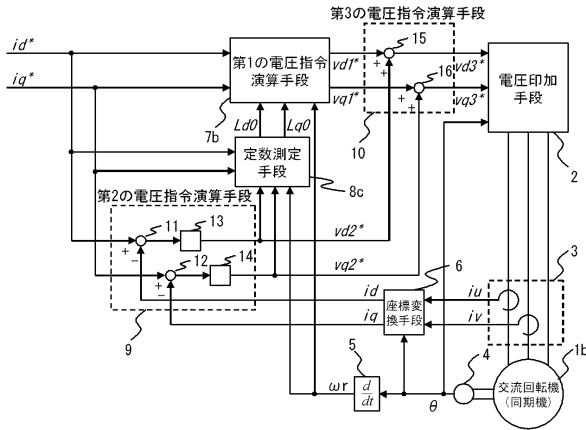
【図6】



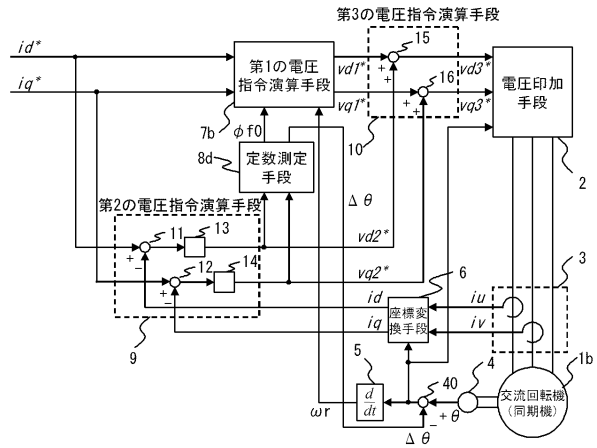
【図7】



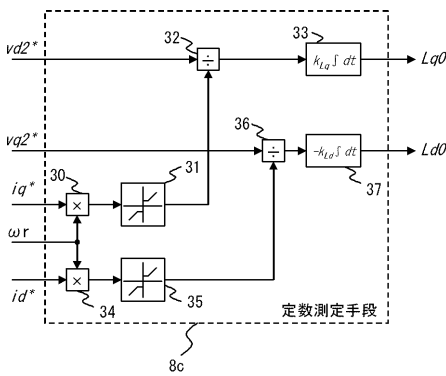
【図 8】



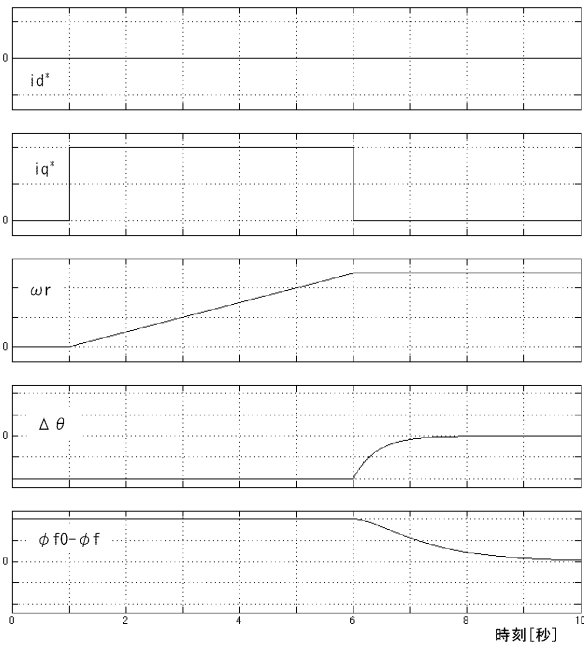
【図 10】



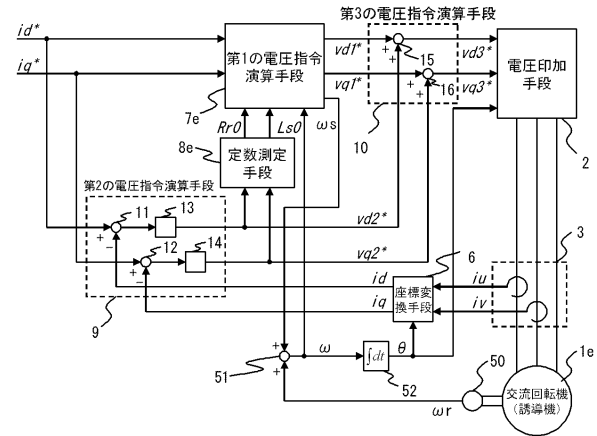
【図 9】



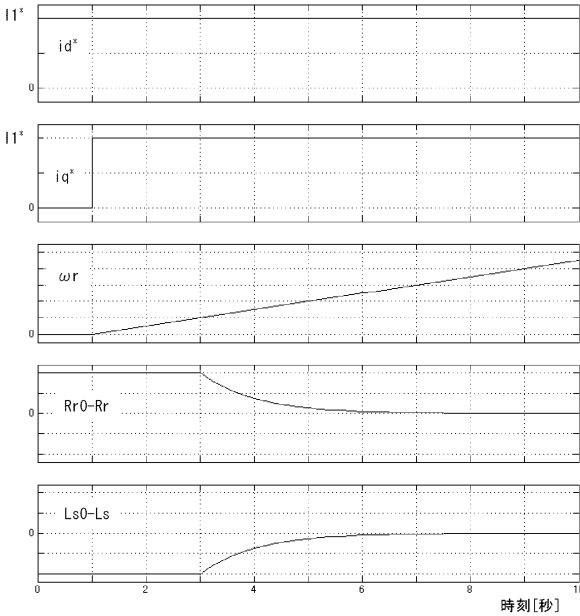
【図 11】



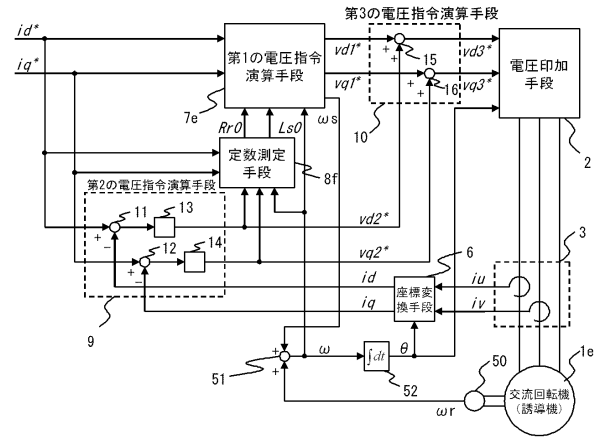
【図 12】



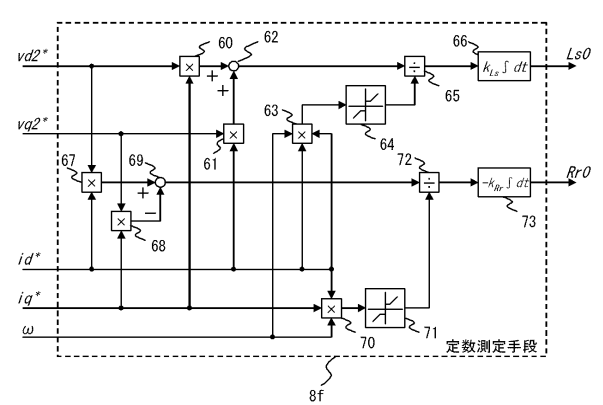
【図13】



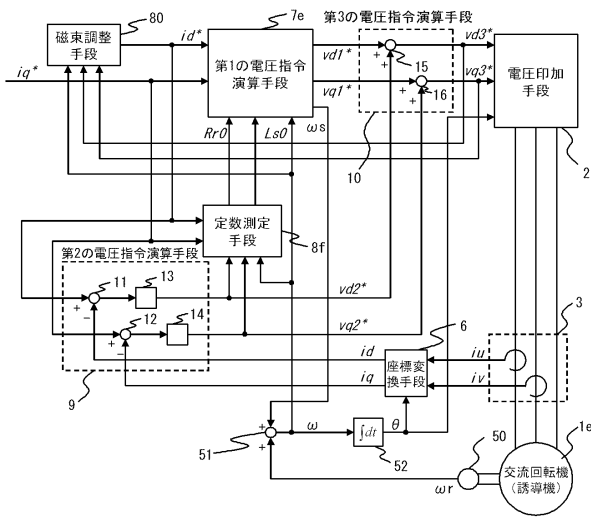
【図14】



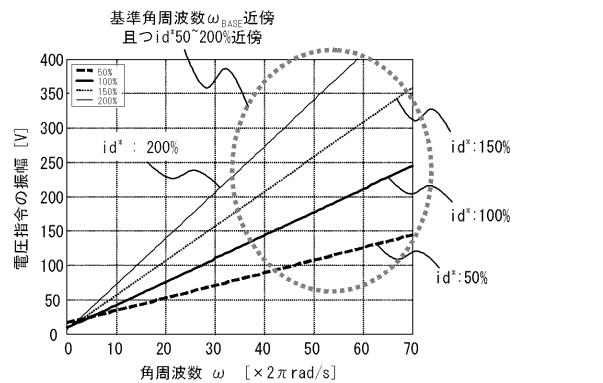
【図15】



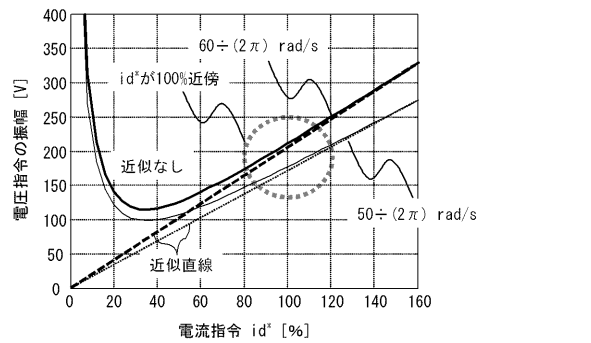
【図16】



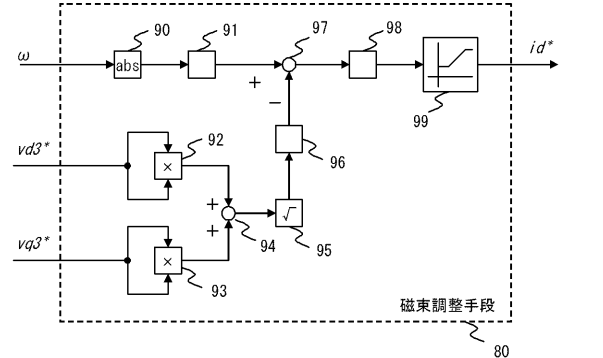
【図18】



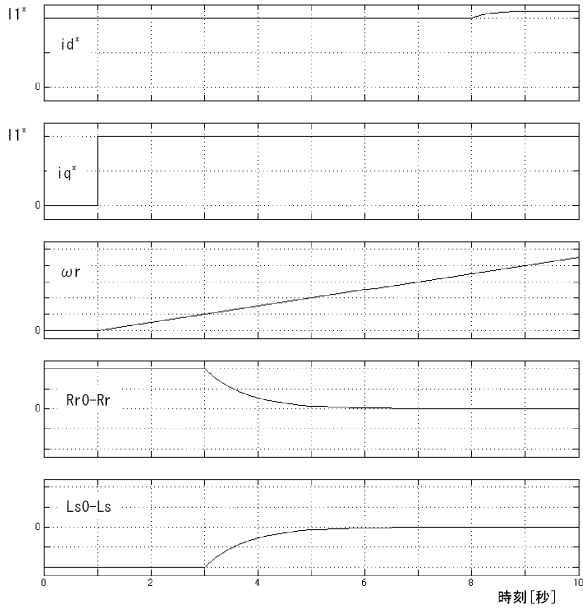
【図17】



【図19】



【 20 】



フロントページの続き

- (72)発明者 小林 貴彦
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 山村 和人

- (56)参考文献 特開平08-187000(JP,A)
特開2001-251889(JP,A)
特開2004-297966(JP,A)
特開平05-103471(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02P | 27/04 |
| H02P | 21/00 |
| H02P | 6/00 |