

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4013483号

(P4013483)

(45) 発行日 平成19年11月28日(2007.11.28)

(24) 登録日 平成19年9月21日(2007.9.21)

(51) Int. Cl.

F I

HO2P 21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	A
HO2P 27/04	(2006.01)	B6OL	9/18	A
B6OL 9/18	(2006.01)	HO2M	7/48	E
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2P	7/63	3O2R
HO2P 27/06	(2006.01)			

請求項の数 13 (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2001-34782 (P2001-34782)
 (22) 出願日 平成13年2月13日(2001.2.13)
 (65) 公開番号 特開2002-238298 (P2002-238298A)
 (43) 公開日 平成14年8月23日(2002.8.23)
 審査請求日 平成16年8月16日(2004.8.16)

前置審査

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (72) 発明者 石田 誠司
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立
 研究所内
 (72) 発明者 奥山 俊昭
 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
 株式会社 日立製作所 日立
 研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器の制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電流指令に基づき直流電圧を可変周波数可変電圧の交流電圧に変換する電力変換器の交流側の電流を検出する電流検出器と、

前記電流指令と前記交流側の電流に基づき第1の電圧指令を出力する電圧制御器と、

前記電流指令と前記交流側の電流に基づき第1の周波数指令を出力する周波数制御器と

を有し、前記電力変換器に対して、電圧指令と周波数指令に基づき交流電圧指令を出力する電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流側の電気量を検出する検出器と、

検出した電気量から直流成分を除去するハイパスフィルタと、

前記第1の電圧指令に前記ハイパスフィルタの出力に基づく電圧補正量を加算して第2の電圧指令を求める電圧補正器と、

前記第1の周波数指令に前記ハイパスフィルタの出力に基づく周波数補正量を加算して第2の周波数指令を求める周波数補正器とを具備し、

前記周波数補正器と前記電圧補正器の出力に基づいて前記電力変換器に交流電圧指令を出力することを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項2】

請求項1の電力変換器の制御装置において、

前記電気量は電力変換器の直流電圧であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

10

20

【請求項 3】

請求項 1 の電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流電圧は直流電源と直列に接続されたりアクトルと電力変換器と並列に接続されたコンデンサを介して供給されると共に、前記電気量は前記リアクトルの両端電圧であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 の電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流電圧は直流電源と直列に接続されたりアクトルと電力変換器と並列に接続されたコンデンサを介して供給されると共に、前記電気量は前記リアクトルに流れる電流であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

10

【請求項 5】

電流指令に基づき直流電圧を可変周波数可変電圧の交流電圧に変換する電力変換器の交流側の電流を検出する電流検出器と、

前記電流指令と前記交流側の電流に基づき第 1 の q 軸電圧指令を出力する電圧制御器と

前記電流指令と前記交流側の電流に基づき第 1 の周波数指令を出力する周波数制御器と

を有し、前記電力変換器に対して、交流電圧指令を出力する電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流側の電気量を検出する検出器と、

検出した電気量から直流成分を除去するハイパスフィルタと、

前記第 1 の q 軸電圧指令に前記ハイパスフィルタの出力に基づく q 軸電圧補正量を加算して第 2 の q 軸電圧指令を求める q 軸電圧補正器と、

前記第 1 の周波数指令に前記ハイパスフィルタの出力に基づく周波数補正量を加算して第 2 の周波数指令を求める周波数補正器とを具備し、

前記周波数補正器の出力と前記 q 軸電圧補正器の出力に基づき前記電力変換器に交流電圧指令を出力することを特徴とする電力変換器の制御装置。

20

【請求項 6】

請求項 5 の電力変換器の制御装置において、

前記電気量は電力変換器の直流電圧であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

30

【請求項 7】

請求項 5 の電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流電圧は直流電源と直列に接続されたりアクトルと電力変換器と並列に接続されたコンデンサを介して供給され、前記電気量は前記リアクトルの両端電圧であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 8】

請求項 5 の電力変換器の制御装置において、

電力変換器の直流電圧は直流電源と直列に接続されたりアクトルと電力変換器と並列に接続されたコンデンサを介して供給され、前記電気量は前記リアクトルに流れる電流であることを特徴とする電力変換器の制御装置。

40

【請求項 9】

請求項 5 乃至請求項 8 の何れかの電力変換器の制御装置において、

前記電圧制御部から出力された第 1 の d 軸電圧指令に前記ハイパスフィルタの出力に基づく d 軸電圧補正量を加算して第 2 の d 軸電圧指令を求める d 電圧補正器を具備し、

前記周波数補正器の出力、前記第 2 の q 軸電圧指令及び前記第 2 の d 軸電圧指令に基づき交流電圧指令を出力することを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項 10】

請求項 5 乃至請求項 9 の何れかの電力変換器の制御装置において、

電力変換器の交流側電流を検出する交流電流検出器と、

交流電流検出器から第 1 の q 軸電流を検出する電流座標変換部と、

50

前記ハイパスフィルタの出力に基づき該第1のq軸電流を補正し第2のq軸電流を出力するq軸電流補正器とを具備することを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項11】

請求項5乃至請求項10の何れかの電力変換器の制御装置において、

電力変換器の交流側に接続された誘導機の回転速度を推定し推定速度を出力する速度推定部を具備し、前記周波数制御部は該推定速度に基づき前記第1の周波数指令を出力することを特徴とする電力変換器の制御装置。

【請求項12】

請求項5乃至請求項10の何れかの電力変換器の制御装置において、

電力変換器の交流側に接続された誘導機の回転速度を検出する速度検出器を具備し、前記周波数制御部は該速度検出器の出力に基づき前記第1の周波数指令を出力することを特徴とする電力変換器の制御装置。

10

【請求項13】

請求項9の電力変換器の制御装置において、

電力変換器の出力電圧が飽和する場合には、前記d軸電圧補正量もしくは前記q軸電圧補正量を0とすることを特徴とする電力変換器の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直流電源を交流に変換し誘導電動機を駆動する電力変換器の制御装置に関する。

20

【0002】

【従来の技術】

鉄道車両分野では、架線の直流電圧を可変周波数可変電圧の交流に変換する電力変換器で制御した誘導機により、電気車を駆動している。図2に従来技術の誘導機の制御方法を示す。図2において、1は集電器、2はフィルタリアクトル、3はフィルタコンデンサ、4は電力変換器、5は誘導機、6は回転速度検出器、7は電流検出器、8はバンドパスフィルタ、9及び10は加算器、11は積分器、12は係数器、13は電圧指令部である。

【0003】

架線から供給される直流電圧を集電器1で受電し、フィルタリアクトル2及びフィルタコンデンサ3により、高周波成分を除去し、電力変換器4に直流電圧を供給する。電力変換器4は、交流電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、及び V_w^* に基づき、可変周波数可変電圧の交流電圧に変換し、誘導機5を制御する。誘導機5の回転速度を検出する回転速度検出器6の検出した回転速度 r に外部から設定するすべり周波数指令 s^* を加算器9で加算し、第1の周波数指令 ω_1^* を求める。電流検出器7で検出したフィルタリアクトル2を流れる架線電流 I_s をバンドパスフィルタ8に入力し、フィルタリアクトル2とフィルタコンデンサ3で決まる共振周波数近傍の成分を検出する。バンドパスフィルタ8の出力である、周波数補正量 d と前記の第1の周波数指令 ω_1^* を加算器10で加算し、第2の周波数指令 ω_2^* を求める。第2の周波数指令 ω_2^* を積分器11で積分して電圧位相 v を求める。また、係数器12で、第1の周波数指令 ω_1^* に予め定めた周波数電

30

40

【0004】

上記制御方法が、特開昭57-145503号公報に開示されている。特開昭57-145503号公報には、架線電流に基づき交流電圧を操作する制御方法が開示されている。上記従来技術によれば、フィルタリアクトルとフィルタコンデンサの共振による不安定や振動を抑制できる。

【0005】

また、誘導機で電気車を駆動する制御方法が、特開平5-83976号公報や特開2000-312403号公報に開示されている。

50

【 0 0 0 6 】

【 発明が解決しようとする課題 】

鉄道車両では架線から電力変換器に供給された直流電圧の帰線電流を、電気車が走行する軌道に流す。一方、軌道は地上に設置した保安装置等が電気車の在線を検知する軌道回路としても使われている。このため、電力変換器の帰線電流に、軌道回路が利用する交流信号と同一の周波数成分の障害電流が含まれると、軌道回路が障害を受けるおそれがある。このため、帰線電流に含まれる障害電流を除去する必要がある。なお、軌道に流れる帰線電流とフィルタリアクトルに流れる架線電流は、同じ値であるため、以下では特に区別が必要な場合を除いて架線電流に統一する。

【 0 0 0 7 】

架線電流に含まれる障害電流は、鉄道車両に搭載するフィルタリアクトルやフィルタコンデンサで除去できるが、分倍周軌道回路のように低い周波数を用いる軌道回路に対応するためには、フィルタリアクトルのインダクタンスやフィルタコンデンサの容量を大きくする必要がある。しかし、これらを大きくすると鉄道車両の重量が増加し、加減速性能の低下や消費電力の増加などの問題が発生する。

【 0 0 0 8 】

従来技術では、架線電流に応じて周波数を操作して誘導機の電力を制御して電力変換器の直流側の電流を制御し、障害電流を除去している。しかし、周波数を操作して誘導機の電力を制御する場合、誘導機の電気的な遅れ要素により周波数の操作量に対して電力に大きな時間遅れが生じる。図3(a)と図3(b)は従来技術で周波数の操作量から誘導機の電力までの周波数特性で、誘導機5の回転速度を変えた6個の特性である。図3(a)の横軸は周波数の操作量に含まれる交流成分の周波数を表し、縦軸は横軸の周波数成分に対応する誘導機の電力の交流成分の振幅との比を表す。また図3(b)の横軸は図3(a)と同じで、縦軸は該交流成分の位相と誘導機の電力の交流成分の位相の差を表す。図3(a)と図3(b)とから軌道回路でよく使用される25Hz～60Hzの帯域では周波数の操作量に対して誘導機の電力の位相が大きく遅れることがわかる。操作量から制御量までの位相遅れが大きい場合に図2のようなフィードバックループを構成すると、不安定になりやすく、障害電流を抑制するために、フィードバックループのゲインを上げると制御系が不安定になり、架線電流に含まれる障害電流を効果的に抑制できない。

【 0 0 0 9 】

また、架線電流に基づいて交流電圧を操作する制御方法でも操作量に対して誘導機の電力の位相遅れが大きいため、効果的に障害電流を抑制できない。

【 0 0 1 0 】

本発明の目的は、フィルタリアクトルやフィルタコンデンサを大型化することなく、効果的に架線電流に含まれる障害電流を抑制することである。

【 0 0 1 1 】

【 課題を解決するための手段 】

上記目的を実現するには、直流電圧を可変周波数可変電圧の交流電圧に変換する電力変換器に対し、電圧指令と周波数指令に基づき交流電圧指令を出力する電力変換器の制御装置において、電力変換器の直流側の電気量である直流電圧、フィルタリアクトルの両端電圧、あるいはフィルタリアクトルに流れる電流を検出する検出器と、検出した電気量から直流成分を除去するハイパスフィルタと該ハイパスフィルタの出力に基づき前記電圧指令を補正する電圧補正器と前記ハイパスフィルタの出力に基づき前記周波数指令を補正する周波数補正器とを具備し、該周波数補正器と前記電圧補正器の出力に基づいて交流電圧指令を出力すればよい。このように周波数と電圧を同時に操作すれば、電力変換器の交流側に接続された誘導機内部の干渉を抑制できるので、誘導機の電力を小さな位相遅れで制御でき、障害電流を効果的に抑制できる。

【 0 0 1 2 】

また、電力変換器の交流側の電圧が飽和する場合には、電圧指令の操作を止めて、周波数指令のみの制御に切り替えることにより安定な制御ができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 3 】

【 発明の実施の形態 】

図 1 に本発明の第 1 の実施例を示す。図 1 は、障害電流を抑制できる速度センサがないベクトル制御の構成である。なお、前記従来技術と同一の構成要素には同一の符号を用いた。図 1 中、20 は電流検出器、21 は電圧検出器、22 は受電部、100 は電圧制御部、101, 108, 109、及び 110 は加算器、102 はすべり制御部、103 は速度推定部、104 及び 105 は減算器、106 はハイパスフィルタ、107 は第 1 のノイズ抑制部、111 は電圧座標変換部、112 は電流座標変換部、113 は積分器である。

【 0 0 1 4 】

受電部 22 は、集電器 1, フィルタリアクトル 2, フィルタコンデンサ 3、及び電圧検出器 21 を含み、電力変換器 4 へ直流電圧を供給すると共に、第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} を出力する。電圧制御部 100 では、外部から与えた d 軸電流指令 i_d^* , q 軸電流指令 i_q^* 、及び加算器 101 の出力である第 1 の周波数指令 ω_1 を入力として (1) 式に基づき第 1 の d 軸電圧指令 v_{d1} を演算し、さらに (2) 式に基づき第 1 の q 軸電圧指令 v_{q1} を演算する。

【 0 0 1 5 】

【 数 1 】

$$v_{d1} = R\sigma \cdot i_d^* - \omega_{l1} \cdot l\sigma \cdot i_q^* \quad \dots (1)$$

10

20

【 0 0 1 6 】

【 数 2 】

$$v_{q1} = \omega_{l1} \cdot L1 \cdot i_d^* + R\sigma \cdot i_q^* \quad \dots (2)$$

【 0 0 1 7 】

なお、 R , l , $L1$ は誘導機 5 のモータ定数であり、 R は 1 次換算の巻線抵抗、 l は 1 次換算の漏れインダクタンス、 $L1$ は 1 次自己インダクタンスである。

【 0 0 1 8 】

すべり制御部 102 では、d 軸電流指令 i_d^* , q 軸電流指令 i_q^* を入力として (3) 式に基づきすべり周波数指令 s^* を演算する。

【 0 0 1 9 】

【 数 3 】

$$\omega s^* = \frac{R2 \cdot i_q^*}{L2 \cdot i_d^*} \quad \dots (3)$$

30

40

【 0 0 2 0 】

なお、 $R2$, $L2$ は誘導機 5 のモータ定数であり、 $R2$ は 2 次抵抗、 $L2$ は 2 次自己インダクタンスである。

【 0 0 2 1 】

速度推定部 103 では、q 軸電流指令 i_q^* と減算器 104 の出力である第 2 の q 軸電流 i_{q2} の差を求める減算器 105 の出力を用いて、(4) 式に基づき誘導機 5 の回転速度を推定し回転速度推定値 r^{\wedge} を演算する。

【 0 0 2 2 】

50

【数 4】

$$\omega r^{\wedge} = \left(Kp + \frac{Ki}{s} \right) \cdot (iq^* - i2q) \quad \dots (4)$$

【0023】

なお、 Kp 及び Ki は制御ゲインであり、 s はラプラス演算子である。

【0024】

加算器 101 では、すべり周波数指令 s^* と回転速度推定値 r^{\wedge} を加算し、第 1 の周波数指令 11 を演算する。

10

【0025】

ハイパスフィルタ 106 は電圧検出器 21 で検出したフィルタコンデンサ 3 の両端電圧である第 1 のフィルタコンデンサ電圧 $Ecf1$ の直流成分を含む低周波成分を除去し、第 2 のフィルタコンデンサ電圧 $Ecf2$ を出力する。

【0026】

第 1 のノイズ抑制部 107 では、第 2 のフィルタコンデンサ電圧 $Ecf2$ に基づき、 d 軸電圧補正量 dvd 、 q 軸電圧補正量 $d v q$ 、周波数補正量 d 1、及び q 軸電流補正量 $d i q$ を演算する。なお、第 1 のノイズ抑制部 107 の詳細は後述する。

20

【0027】

加算器 108 では、 d 軸電圧補正量 dvd と第 1 の d 軸電圧指令 $v d 1$ を加算し第 2 の d 軸電圧指令 $v d 2$ を求める。加算器 109 では、 q 軸電圧補正量 $d v q$ と第 1 の q 軸電圧指令 $v q 1$ を加算し第 2 の q 軸電圧指令 $v q 2$ を求める。電圧座標変換部 111 では、第 2 の d 軸電圧指令 $v d 2$ 、第 2 の q 軸電圧指令 $v q 2$ を積分器 113 の出力である位相 に基づき回転座標変換して交流電圧指令 Vu^* 、 Vv^* 、及び Vw^* を演算する。

【0028】

加算器 110 では、周波数補正量 d 1 と第 1 の周波数指令 11 を加算し第 2 の周波数指令 12 を求め、積分器 113 において第 2 の周波数指令 12 を積分して位相 を求める。電流座標変換部 112 では、電力変換器 4 から誘導機 5 に流れる電流を検出する電流検出器 20 で検出したモータ電流 $i u$ 、 $i v$ 、及び $i w$ を位相 に基づき回転座標変換して d 軸電流 $i d$ 及び第 1 の q 軸電流 $i q 1$ を求める。減算器 104 では、第 1 の q 軸電流 $i q 1$ から q 軸電流補正量 $d i q$ を減算して第 2 の q 軸電流 $i q 2$ を出力する。

30

【0029】

図 4 に第 1 のノイズ抑制部 107 の構成の詳細を示す。図 4 において、401 は制御器、402 は 1 次遅れ要素、403、404、407、408、及び 410 は係数器、405 は進み遅れ要素、406 及び 409 は加算器である。制御器 401 は、第 2 のフィルタコンデンサ電圧 $Ecf2$ を入力として q 軸電流補正指令 $d i q^*$ を出力する。制御器 401 では、例えば (5) 式に示す伝達関数を用いる。

【0030】

40

【数 5】

$$\frac{K1 \cdot s}{(1 + T1 \cdot s) \cdot (1 + T2 \cdot s)} \quad \dots (5)$$

【0031】

なお、 $K1$ は制御ゲイン、 $T1$ 及び $T2$ は制御時定数である。

【0032】

50

q 軸電流補正指令 $d i q^*$ に基づき、d 軸電圧補正量 $d v d$ 、q 軸電圧補正量 $d v q$ 、周波数補正量 $d \omega_1$ 、及び q 軸電流補正量 $d i q$ を演算する。q 軸電流補正量 $d i q$ は、q 軸電流補正指令 $d i q^*$ を入力とする 1 次遅れ要素 402 の出力である。周波数補正量 $d \omega_1$ は q 軸電流補正量 $d i q$ に (6) 式に示すゲインを乗算する係数器 403 の出力である。

【0033】

【数6】

$$\frac{R2}{L2 \cdot id^*} \quad \dots (6)$$

10

【0034】

d 軸電圧補正量 $d v d$ は、q 軸電流補正量 $d i q$ に第 1 の周波数指令 ω_1 を乗算した係数器 407 の出力と周波数補正量 $d \omega_1$ に q 軸電流指令 $i q^*$ を乗算した係数器 408 の出力を加算器 409 で加算し、さらに係数器 410 で -1 を乗算して求められる。q 軸電圧補正量 $d v q$ は、q 軸電流補正指令 $d i q^*$ が入力である進み遅れ要素 405 の出力と周波数補正量 $d \omega_1$ に係数器 404 で d 軸電流指令 $i d^*$ と漏れインダクタンス l の積を乗算した結果を加算器 406 で加算して求められる。

20

【0035】

次に本実施例の動作原理を説明する。架線電流への障害電流を抑制するには、直流側から電力変換器 4 に流れる直流電流から障害を引き起こす交流成分を除去すればよい。このとき、フィルタコンデンサ電圧の当該周波数の交流成分が 0 になるため、フィルタコンデンサ電圧の当該周波数の交流成分が 0 になるように電力変換器 4 の直流電流を制御すればよい。

【0036】

電力変換器 4 の交流側と直流側では、電力変換器 4 の損失が十分小さいと仮定すると、電力が等しくなる。このことから電力変換器 4 の直流電流 $I d c$ は (7) 式となる。

【0037】

【数7】

$$idc = \frac{1}{Ecf} \cdot (vd \cdot id + vq \cdot iq) \quad \dots (7)$$

30

【0038】

なお、 $v d$ 及び $v q$ は回転速度 ω_1 で回転する回転座標上での電力変換器 4 の交流側の出力電圧である d 軸電圧及び q 軸電圧である。 $i d$ 及び $i q$ は回転速度 ω_1 で回転する回転座標上での電力変換器 4 の交流側の出力電流である d 軸電流及び q 軸電流であり、電流座標変換部 112 の出力である。 $E c f$ は電力変換器 4 の直流電圧であるフィルタコンデンサ 3 の両端電圧である。

40

【0039】

障害電流が問題なのは、直流電流が大きくなる誘導機 5 の回転速度 r が大きい場合である。このとき、d 軸電圧 $V d$ に比べて、q 軸電圧 $V q$ が大きくなる。よって、(7) 式は (8) 式で近似できる。

【0040】

【数8】

$$i_{dc} = \frac{1}{E_{cf}} \cdot v_q \cdot i_{lq} \quad \dots (8)$$

【0041】

(8)式から第1のq軸電流 i_{q1} を制御できれば、直流電流 i_{dc} を制御できる。次に、第1のq軸電流 i_{q1} を制御する方法を述べる。

【0042】

(9)式に角速度 ω で回転するdq軸回転座標系での誘導機5の電圧方程式を示す。 10

【0043】

【数9】

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R\sigma + s \cdot l\sigma & -\omega l \cdot l\sigma & -\frac{M}{L_2^2} \cdot R_2 & -\omega r \cdot \frac{M}{L_2} \\ \omega l \cdot l\sigma & R\sigma + s \cdot l\sigma & \omega r \cdot \frac{M}{L_2} & -\frac{M}{L_2^2} \cdot R_2 \\ -R_2 \cdot \frac{M}{L_2} & 0 & \frac{R_2}{L_2} + s & -\omega s \\ 0 & -R_2 \cdot \frac{M}{L_2} & \omega s & \frac{R_2}{L_2} + s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_d \\ i_{lq} \\ \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix} \quad \dots (9)$$

20

【0044】

s は ω と r の差、すなわちすべり周波数、 M は誘導機5の相互インダクタンスである。また、 ϕ_d は誘導機5のd軸磁束、 ϕ_q は誘導機5のq軸磁束である。

【0045】

(9)式から、d軸とq軸及び電流と磁束が相互に関係することがわかる。このため、周波数 ω のみを操作すると第1のq軸電流 i_{q1} が制御されるだけでなく、d軸電流 i_d 、d軸磁束 ϕ_d 、及びq軸磁束 ϕ_q が変動し、干渉を引き起こすため、高応答な制御を行うことが難しい。電圧だけを制御した場合も同様である。 30

【0046】

このため、第1のq軸電流 i_{q1} を制御した際に、d軸電流 i_d 、d軸磁束 ϕ_d 、及びq軸磁束 ϕ_q が変動しない制御方法が必要である。そこで、第1のq軸電流 i_{q1} をq軸電圧 v_q で制御し、q軸磁束 ϕ_q を周波数 ω で制御し、d軸電流 i_d をd軸電圧 v_d で制御して、第1のq軸電流 i_{q1} を制御した際にd軸電流 i_d とq軸磁束 ϕ_q の変動を抑制する。なお、d軸磁束 ϕ_d は(9)式の3行目が第1のq軸電流 i_{q1} を含まず、d軸電流 i_d とq軸磁束 ϕ_q のみを含むため、d軸電流 i_d とq軸磁束 ϕ_q の変動を抑制してd軸磁束 ϕ_d の変動を抑制できる。 40

【0047】

まずq軸電圧補正量 $d v_q$ を説明する。第1のq軸電流 i_{q1} を i_{q1} だけ変動すると(9)式の2行目からq軸電圧補正量 $d v_q$ は(10)式で制御する必要がある。

【0048】

【数10】

$$dvq = l\sigma \cdot id \cdot d\omega_1 + (R\sigma + s \cdot l\sigma) \cdot \Delta iq \quad \dots (10)$$

【0049】

なお、d軸電流 i_d 、d軸磁束 ϕ_d 、q軸磁束 ϕ_q の変動は抑制されているため(10)式には現れない。一方、周波数補正量 d_1 は後述するように操作するため、考慮する必要がある。また、 i_{q1} は微小であり線形化近似できる。しかし、(10)式では微分項を含むため、このままでは実現できない。そこで、 i_{q1} は(11)式で示すように q軸電流補正指令 d_{iq}^* に対し時間遅れを入れる。 10

【0050】

【数11】

$$\Delta iq_1 = \frac{1}{1+T \cdot s} \cdot diq^* \quad \dots (11)$$

【0051】

(10)式に(11)式を代入すると(12)式となり、(12)式に従ってq軸電圧補正量 dvq を操作すればよい。 20

【0052】

【数12】

$$dvq = l\sigma \cdot id^* \cdot d\omega_1 + \frac{R\sigma + s \cdot l\sigma}{1+s \cdot T} \cdot diq^* \quad \dots (12)$$

【0053】

なお、d軸電流指令 i_d^* と d軸電流 i_d は(1)式及び(2)式に基づき電圧制御しているため、ほぼ一致する。 30

【0054】

次に周波数補正量 d_1 について説明する。(9)式の4行目をq軸磁束 ϕ_q について解くと(13)式となる。

【0055】

【数13】

$$\phi_q = \frac{1}{\frac{R2}{L2} + s} \cdot \left(\frac{R2 \cdot M}{L2} \cdot iq - \omega s \cdot \phi_d \right) \quad \dots (13)$$

40

【0056】

回転速度 r は機械的要素が関与するため時定数が長いので、変動を無視できる。従って、すべり周波数 s は周波数補正量 d_1 により直接操作できる。よって、周波数補正量 d_1 を(14)式で制御して、(13)式の括弧内は0となるため、q軸磁束 ϕ_q の変動を抑制できる。

【0057】

【数14】

50

$$d\omega_l = \frac{R_2}{L_2 \cdot i_d^*} \cdot \frac{1}{1+s \cdot T} \cdot diq^* \quad \dots (14)$$

【0058】

なお、(1)式及び(2)式に基づき電圧を制御しているため、 $d = M \cdot i_d^*$ である。

【0059】

次にd軸電圧補正量 dvd について説明する。d軸磁束 d 、及びq軸磁束 q の変動は抑制されていることと、第1のq軸電流 i_{q1} を i_{q1}^* に制御することと、周波数 ω_1 を ω_1^* で操作することと、回転速度 r の変動が無視できることを考慮すると、d軸電流の変動量 Δi_d とd軸電圧操作量 dvd の関係は、(9)式の1行目から(15)式となる。

【0060】

【数15】

$$(R\sigma + s \cdot l\sigma) \cdot \Delta i_d = dvd + d\omega_l \cdot l\sigma \cdot i_{q1} + \omega_l \cdot l\sigma \cdot \Delta i_{q1} \quad \dots (15)$$

【0061】

d軸電流 i_d の変動を抑制するには(15)式の右辺を0にすればよい。よって、(11)式からd軸電圧操作量 dvd を(16)式で制御すればよい。

【0062】

【数16】

$$dvd = -l\sigma \cdot \left(i_{q1}^* \cdot d\omega_l + \frac{\omega_l}{1+T \cdot s} \cdot diq^* \right) \quad \dots (16)$$

【0063】

なお、速度推定部103の働きによりq軸電流指令 i_{q1}^* と第2のq軸電流 i_{q2} が一致し、さらにq軸電流補正量 $d i_{q1}$ が微少であるため、q軸電流指令 i_{q1}^* と第1のq軸電流 i_{q1} はほぼ等しい。

【0064】

次にq軸電流補正量 $d i_{q1}$ について説明する。第1のq軸電流を i_{q1} 変動させたとき、変動した i_{q1} により速度推定部103の出力である速度推定値 r^{\wedge} が変動し、第1のd軸電圧指令 v_{d1} 、第1のq軸電圧指令 v_{q1} 、第1の周波数指令 ω_{11} が変動し干渉する。これを防ぐには、第2のq軸電流は、第1のq軸電流から i_{q1} の変動を除去した値であればよい。よって、q軸電流補正量 $d i_{q1}$ は i_{q1} と同じ値であればよい。ため、(11)式から(17)式であればよい。

【0065】

【数17】

10

20

30

40

$$diq = \frac{1}{1+T \cdot s} \cdot diq^* \quad \dots (17)$$

【0066】

以上から d 軸電圧補正量 dvd 、q 軸電圧補正量 $d v q$ 、q 軸電流補正量 $d i q$ 、及び周波数補正量 d_{-1} を q 軸電流補正指令 $d i q^*$ に基づき (16) 式、(12) 式、(14) 式、及び (17) 式に従って操作すれば、q 軸電流補正指令 $d i q^*$ に対して実際の q 軸電流の変動は $i q 1$ となる。図 4 に示すブロックによれば、d 軸電圧補正量 dvd 、q 軸電圧補正量 $d v q$ 、q 軸電流補正量 $d i q$ 、及び周波数補正量 d_{-1} を q 軸電流補正指令 $d i q^*$ に基づき (16) 式、(12) 式、(14) 式、及び (17) 式に従って操作できる。q 軸電流補正指令 $d i q^*$ と $i q 1$ の関係は (11) 式であるから、一次遅れの特性となり、ゲインと位相の周波数特性はそれぞれ図 5 (a)、図 5 (b) のようになる。図 5 (a)、図 5 (b) は図 3 (a)、図 3 (b) の周波数特性と比べて、位相の遅れが少なく、また回転速度に対する依存性がない。このため、高応答に第 1 の q 軸電流を制御できる。よって、(8) 式から直流電流も高応答に制御でき、効果的なノイズ抑制ができる。

10

【0067】

また、図 1 の速度推定部 103 の制御ゲイン Kp 及び Ki が小さく、回転速度の推定応答が低い場合は、第 2 の q 軸電流 $i q 2$ に含まれる周波数の高い成分は、第 1 の d 軸電圧指令 $v d 1$ 、第 1 の q 軸電圧指令 $v q 1$ 、及び第 1 の周波数指令 d_{-1} に現れない。このため、抑制すべき障害電流の周波数に比べ回転速度の推定応答が低い場合は、q 軸電流補正量 $d i q$ を 0 とするか、あるいは省略しても同様な効果がある。

20

【0068】

また、漏れインダクタンス L が小さい場合には、d 軸電圧補正量 dvd の値が小さくなるため、d 軸電圧補正量 dvd を 0 とするか、あるいは省略しても同様な効果がある。

【0069】

図 6 に本発明の第 2 の実施例を示す。なお、第 1 の実施例を示す図 1 と同一の構成要素については同じ符号で表わす。図 6 において、201 は回転速度検出器、202 は電流制御部、203 は加算器である。

30

【0070】

図 6 と図 1 との違いは、図 1 では速度推定部 103 の出力である速度推定値 r^{\wedge} を用いて制御するのに対し、図 6 では、回転速度検出器 201 で検出した誘導機 5 の回転速度 r を用いて制御する。図 6 において、回転速度検出器 201 で検出した回転速度 r を速度推定値 r^{\wedge} の代わりに加算器 101 に入力する。また、減算器 105 の出力を、電流制御部 202 に入力して、(18) 式に基づき第 2 の q 軸電圧補正量 $v q$ として出力する。

【0071】

【数 18】

$$\Delta vq = \left(Kp2 + \frac{Ki2}{s} \right) \cdot (iq^* - i2q) \quad \dots (18)$$

【0072】

なお、 $Kp2$ 、及び $Ki2$ は制御ゲインである。第 2 の q 軸電圧補正量 $v q$ 、第 1 の q 軸電圧指令 $v q 1$ 、及び q 軸電圧補正量 $d v q$ は、加算器 203 で加算され、第 2 の q 軸電圧指令 $v q 2$ になる。

40

50

【 0 0 7 3 】

図 6 の構成でも、q 軸電流補正量 $d i q$ により第 1 の q 軸電流から q 軸電流の変動量 $i q 1$ を除去した第 2 の q 軸電流 $i q 2$ を用いて制御するため、第 1 の実施例と同様の原理が成り立ち、同様の効果が得られる。

【 0 0 7 4 】

また、電流制御部 2 0 2 の制御ゲイン $K p 2$ 及び $K i 2$ が小さく、電流の制御応答が低い場合は、第 2 の q 軸電流 $i q 2$ に含まれる周波数の高い成分は、第 2 の q 軸電圧指令 $v q 2$ に現れない。このため、抑制すべき障害電流の周波数に比べ電流の制御応答が低い場合には、q 軸電流補正量 $d i q$ を 0 とするか、あるいは省略しても同様な効果がある。

【 0 0 7 5 】

また、漏れインダクタンス l が小さい場合には、d 軸電圧補正量 $d v d$ の値が小さくなるため、d 軸電圧補正量 $d v d$ を 0 とするか、あるいは省略しても同様な効果がある。

【 0 0 7 6 】

図 7 に本発明の第 3 の実施例を示す。なお、図 6 と同一の構成要素については同じ符号で表し、説明を省略する。図 7 において、3 0 0 は第 2 のノイズ抑制部、3 0 1 は係数器、3 0 2 は加算器、3 0 3 は電圧座標変換部である。図 7 は、すべり周波数制御に適用した例である。すべり周波数指令 s^* は外部から与えられ、加算器 1 0 1 において回転速度 r と加算され、第 1 の周波数指令 $1 1$ となる。係数器 3 0 1 において、第 1 の周波数指令に周波数電圧比 K を乗算し、第 1 の電圧指令 $v 1 1$ を演算する。また、ハイパスフィルタ 1 0 6 の出力である第 2 のフィルタコンデンサ電圧 $E c f 2$ が第 2 のノイズ抑制部 3 0 0 に入力され電圧補正量 $d v 1$ 及び周波数補正量 $d 1$ が出力される。加算器 1 1 0 において周波数補正量 $d 1$ と第 1 の周波数指令 $1 1$ が加算されて第 2 の周波数指令 $1 2$ が演算される。

【 0 0 7 7 】

第 2 の周波数指令 $1 2$ は積分器 1 1 3 で積分されて位相 θ となる。また、電圧補正量 $d v 1$ と第 1 の電圧指令 $v 1 1$ は加算器 3 0 2 で加算されて第 2 の電圧指令 $v 1 2$ が演算される。電圧座標変換部 3 0 3 では、位相 θ と第 2 の電圧指令 $v 1 2$ に基づき交流電圧指令 $V u^*$ 、 $V v^*$ 、及び $V w^*$ を出力する。

【 0 0 7 8 】

図 8 に第 2 のノイズ抑制部 3 0 0 の構成を示す。図 4 に示す第 1 のノイズ抑制部と同一の構成要素には同一の符号を付け、説明を省略する。図 8 において、5 0 1 は係数器である。進み遅れ要素 4 0 5 の出力が電圧補正量 $d v 1$ として出力される。また、1 次遅れ要素 4 0 2 の出力は係数器 5 0 1 に入力され、係数器 5 0 1 の出力が周波数補正量 $d 1$ として出力される。

【 0 0 7 9 】

すべり周波数制御の場合、電流制御器がないため q 軸電流補正量 $d i q$ は不要である。また、漏れインダクタンス l が小さいことを仮定すると d 軸電圧補正量も不要である。また、誘導機 5 の回転速度 r が小さい場合を除けば、d 軸電圧に比べ q 軸電圧が大きいいため、電圧指令と q 軸電圧指令はほぼ一致する。このため、q 軸電圧補正量 $d v q$ を電圧補正量 $d v 1$ としても問題がない。また、第 1 の q 軸電圧指令 $v q 1$ と第 1 の電圧指令がほぼ等しいことと (2) 式とから (1 9) 式となる。

【 0 0 8 0 】

【 数 1 9 】

$$\omega l \cdot L l \cdot i d^* + R \sigma \cdot i q^* = K \cdot \omega l \quad \dots (19)$$

【 0 0 8 1 】

さらに、(1 9) 式の左辺の第 1 項に比べ左辺の第 2 項が小さいため左辺の第 2 項を無視

10

20

30

40

50

し、さらに2次自己インダクタンス L_2 と1次自己インダクタンスは通常ほぼ同じ値であるので(20)式が成り立つ。

【0082】

【数20】

$$K = L_2 \cdot id^* \quad \dots (20)$$

【0083】

よって図4の係数器403に代えて、係数器501を用いることができる。

【0084】

よって、第3の実施例でも、第1の実施例及び第2の実施例と同様に、電圧で直流電流を制御し、周波数で干渉を抑制でき、同様の効果が得られる。

【0085】

図9に第4の実施例を示す。図1に示す第1の実施例と同一の構成要素には同一の符号を付け、説明を省略する。

【0086】

図9において、23は第2の受電部、601は第3のノイズ抑制部である。第2の受電部23が、図1の受電部22と異なるのは、第1のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} に加えて、第3のノイズ抑制部601の入力である第3のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} を出力することである。第3のノイズ抑制部601は、第3のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} 、第2のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf2} 、第1のd軸電圧指令 v_{d1} 、及び第1のq軸電圧指令 v_{q1} を入力として、d軸電圧補正量 d_{vd} 、q軸電圧補正量 d_{vq} 、q軸電流補正量 d_{iq} 、及び周波数補正量 d_{f1} を出力する。なお、第3のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} は第1のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} と同じであるが接続先が異なるため、後述する第2の受電部の別の構成で説明を容易にするため区別して表記する。

【0087】

第3のノイズ抑制部601の構成を図10に示す。図4に示す第1のノイズ抑制部と同一の構成要素には同一の符号を付け、説明を省略する。図10において、701、702、703、704、及び705は乗算器、706は加算器、707、708、及び710は関数発生器、709は除算器、711はバンドパスフィルタである。

【0088】

関数発生器710は第1のd軸電圧指令 v_{d1} 及び第1のq軸電圧指令 v_{q1} を入力として(21)式に示す演算を行い、 v_{dq} を出力する。

【0089】

【数21】

$$vdq = \sqrt{vd^2 + vq^2} \quad \dots (21)$$

【0090】

関数発生器710の出力 v_{dq} は除算器709で第3のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} で除算され、関数発生器707及び関数発生器708に入力される。関数発生器707は入力が小さいときには0を出力し、入力が大きいときには1を出力する。一方、関数発生器708は入力が小さいときには1を出力し、入力が大きいときには0を出力する。

【0091】

バンドパスフィルタ711は第2のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf2} を入力とし、ノイズを抑制する必要のある周波数成分のみを出力する。バンドパスフィルタ711の出力と関

10

20

30

40

50

数発生器 707 の出力は乗算器 705 において乗算され、加算器 706 に入力される。また、係数器 403 の出力と関数発生器 708 の出力は乗算器 704 において乗算され、加算器 706 に入力される。加算器 706 では、乗算器 704 の出力と乗算器 705 の出力が加算され、周波数補正量 d_{-1} として出力される。

【0092】

加算器 406 の出力と関数発生器 708 の出力は、乗算器 701 において乗算され、q 軸電圧補正量 d_{vq} として出力される。係数器 410 の出力と関数発生器 708 の出力は、乗算器 702 において乗算され、d 軸電圧補正量 d_{vd} として出力される。一次遅れ要素 402 の出力と関数発生器 708 の出力は、乗算器 703 において乗算され、q 軸電流補正量 d_{iq} として出力される。

10

【0093】

第 4 の実施例は、電力変換器 4 の交流側電圧に大きさの制限がある場合に有効である。交流側出力電圧が低いときには、関数発生器 710 の出力 v_{dq} が小さいため、関数発生器 707 は 0 を出力し、関数発生器 708 は 1 を出力する。このときには、加算器 406 の出力と q 軸電圧補正量 d_{vq} 、係数器 410 の出力と d 軸電圧補正量 d_{vd} 、1 次遅れ要素 402 の出力と q 軸電流補正量 d_{iq} 、係数器 403 の出力と周波数補正量 d_{-1} がそれぞれ等しくなるため、前述した図 4 に示す第 1 のノイズ抑制部と同じ動作となり、第 1 の実施例と同様の効果がある。

【0094】

また、交流側出力電圧が大きさの制限にかかる場合は、d 軸電圧補正量 d_{vd} 、q 軸電圧補正量 d_{vq} による操作ができない。この場合には、関数発生器 710 の出力 v_{dq} が大きいため、関数発生器 707 は 1 を出力し、関数発生器 708 は 0 を出力する。このときには、d 軸電圧補正量 d_{vd} 、q 軸電圧補正量 d_{vq} 、及び q 軸電流補正量 d_{iq} が 0 となり、これらの操作を停止する。一方、周波数補正量 d_{-1} は第 2 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf2} の内、障害電流を抑制したい周波数成分のみを含む。この場合の動作を以下説明する。

20

【0095】

第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} が増加すると、第 2 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf2} も増加し、周波数補正量 d_{-1} が増加する。周波数補正量 d_{-1} が増加すると電力変換器 4 の交流側出力の周波数が増加し、誘導機 5 のすべりが増加する。誘導機 5 のすべりが増加すると、トルクが増加し入力電力も増加する。よって、電力変換器 4 の交流側電力が増加し、これにより、直流側電力も増加し電力変換器 4 の直流側電流が増加する。この結果、第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} の増加が抑制される。第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} が減少した場合も同様に減少が抑制されるため、第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} の変動が抑制可能となり、その結果、障害電流を抑制できる。この場合の動作は従来技術と類似している。しかし、図 3 に示す周波数特性では、誘導機 5 の回転速度が大きい領域で、周波数の操作量に対する直流電流の位相遅れが小さい。交流側出力電圧が飽和するのは、回転速度が大きい領域である。よって、周波数の操作量に対する直流電流の位相遅れが小さいため、本実施例でも十分な効果がある。

30

【0096】

また、外部的な原因で集電器 1 の電圧が減少した場合、第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} も減少する。この場合には、電力変換器 4 の交流側出力の大きさの制限値が減少する。これに対し、第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} すなわち第 3 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} が減少すると、除算器 709 の除数が減少し、除算器 709 の出力が増加する。このため、関数発生器 707 及び関数発生器 708 の出力が切り替わるときの、交流側出力の大きさは小さくなる。よって、制限値の低下にあわせて、切り替わるときの交流側出力の大きさも小さくなる。このため、集電器 1 の電圧が変動した場合も、正常に動作する。

40

【0097】

関数発生器 707 及び関数発生器 708 の出力の切り替えは、交流側出力電圧が飽和する

50

前であることが必要である。このため、交流側出力が飽和する時の除算器 709 の出力よりも小さい値で関数発生器 707 及び関数発生器 708 の出力は切り替わる様に設定する。また、切替時の衝撃を小さくするためには、入力に対する出力の傾きを有限の傾きにして、徐々に切り替える。

【0098】

また、第 2 の実施例や第 3 の実施例についても同様に、電力変換器 4 の出力側電圧が飽和する場合には電圧の補正量を 0 にして、周波数制御を図 10 に示す方法に切り替えて、電力変換器 4 の出力側電圧が飽和する場合にも安定して動作できる。

【0099】

図 11 に本発明の第 5 の実施例を示す。前述した第 1 の実施例、第 2 の実施例、及び第 3 の実施例では受電部 22 のフィルタコンデンサ電圧を検出したが、本実施例では図 11 に示すように集電器 1 及びフィルタリアクトル 2 に流れる架線電流 I_s を検出する。図 11 において、801 は架線電流 I_s を検出する電流検出器、802 は進み遅れ要素である。架線電流 I_s とフィルタコンデンサ 3 の両端電圧 E_{cf} の間にはフィルタリアクトル 2 のインダクタンス L_f とフィルタリアクトル 2 の抵抗分 R_f により (22) 式に示す関係がある。

【0100】

【数 22】

$$E_{cf} = (s \cdot L_f + R_f) \cdot I_s \quad \dots (22)$$

【0101】

よって、進み遅れ要素 802 で (23) 式の伝達関数を実現すれば受電部 22 と同様の第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} を出力できる。但し、 $T3$ は完全微分を避けるための制御時定数であり、抑制したい障害電流の周波数に対して十分小さい値である。

【0102】

【数 23】

$$\frac{s \cdot L_f + R_f}{s \cdot T3 + 1} \quad \dots (23)$$

【0103】

よって図 11 に示す構成でも、受電部 22 と同様の効果がある。

【0104】

図 12 に本発明の第 6 の実施例を示す。本実施例では、第 1 の実施例、第 2 の実施例、及び第 3 の実施例の受電部 22 を図 12 とした。図 12 において、901 はフィルタリアクトルの両端電圧を検出する電圧検出器、902 は符号を反転する反転器である。

【0105】

集電器 1 の電圧が一定の場合、フィルタリアクトルの両端電圧とフィルタコンデンサの両端電圧の和は一定となるため、交流分に注目するとフィルタリアクトルの両端電圧は、フィルタコンデンサの両端電圧は大きさが同じで符号が反対である。このため、電圧検出器 901 の出力を反転器 902 で符号を反転すると、反転器 902 の出力の交流分と、受電部 22 の第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} の交流分は等しくなる。よって、受電部 22 に代えて図 12 に示す構成を用いても同様の効果がある。

【0106】

図 13 と図 14 に本発明の第 6 の実施例を示す。本実施例は第 4 の実施例の図 8 の受電部 23 に代えて、図 13 及び図 14 に示す受電部を用いる。図 13 は、図 11 にフィルタコ

10

20

30

40

50

ンデンサ 3 の両端電圧を検出する電圧検出器 2 1 を加えたものである。なお、電圧検出器 2 1 は受電部 2 3 のものと同一である。前記 (2 2) 式が完全微分を含むことから、進み遅れ要素 8 0 2 の出力の直流分は、フィルタコンデンサ 3 の両端電圧の直流分と一致しない。一方、図 9 の第 3 のノイズ抑制部 6 0 1 の入力である第 3 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} では、直流分を含めたフィルタコンデンサ 3 の両端電圧が必要である。このため、第 3 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} には電圧検出器 2 1 の出力を用いる必要がある。

【0107】

第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} は先に説明したように受電部 2 3 と同様であるため、図 9 に示す構成と同様の効果が得られる。

【0108】

図 1 4 は、図 1 2 にフィルタコンデンサ 3 の両端電圧を検出する電圧検出器 2 1 を加えたものである。なお、電圧検出器 2 1 は受電部 2 3 のものと同一である。反転器 9 0 2 の出力の直流分は、フィルタコンデンサ 3 の両端電圧の直流分と一致しない。このため、第 3 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf3} には電圧検出器 2 1 の出力を用いる必要がある。

【0109】

第 1 のフィルタコンデンサ電圧 E_{cf1} は先に説明したように受電部 2 3 と同様であるため、図 9 に示す構成と同様の効果が得られる。

【0110】

【発明の効果】

本発明によれば、フィルタリアクトルやフィルタコンデンサを大型化することなく、効果的に架線電流に含まれる障害電流を抑制できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】第 1 の実施例の構成図である。

【図 2】従来技術の誘導機の制御方法の構成図である。

【図 3 (a)】従来技術の操作量の交流成分の周波数と、操作量の交流成分の周波数成分に対する誘導機の電力の交流成分の振幅との比を示すグラフである。

【図 3 (b)】従来技術の操作量の交流成分の周波数と、操作量の交流成分の位相に対する誘導機の電力の交流成分の位相との差を示すグラフである。

【図 4】第 1 の実施例の第 1 のノイズ抑制部の構成図である。

【図 5 (a)】第 1 の実施例の q 軸電流補正指令 i_q^* に対する q 軸電流の変動量 i_{q1} のゲインの周波数特性を示すグラフである。

【図 5 (b)】第 1 の実施例の q 軸電流補正指令 i_q^* に対する q 軸電流の変動量 i_{q1} の位相の周波数特性を示すグラフである。

【図 6】第 2 の実施例の構成図である。

【図 7】第 3 の実施例の構成図である。

【図 8】第 3 の実施例の第 2 のノイズ抑制部の構成図である。

【図 9】第 4 の実施例の構成図である。

【図 10】第 4 の実施例の第 3 のノイズ抑制部の構成図である。

【図 11】第 5 の実施例の受電部の構成図である。

【図 12】第 6 の実施例の受電部の構成図である。

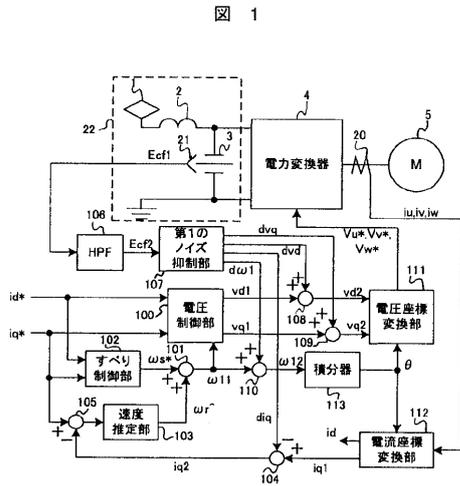
【図 13】第 7 の実施例の受電部の構成図である。

【図 14】第 7 の実施例の別の受電部の構成図である。

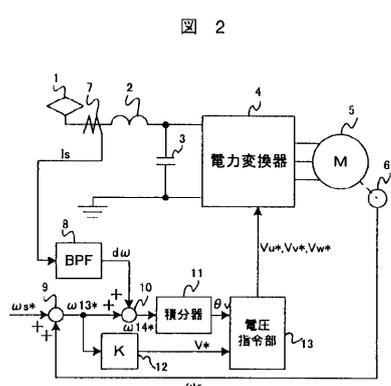
【符号の説明】

2 ... フィルタリアクトル、3 ... フィルタコンデンサ、4 ... 電力変換器、5 ... 誘導機、2 0 ... 電力変換器 4 の出力電流を検出する電流検出器、2 1 ... フィルタコンデンサ 3 の両端電圧を検出する電圧検出器、1 0 0 ... 電圧制御部、1 0 3 ... 速度推定部、1 0 6 ... ハイパスフィルタ、1 0 7 ... 第 1 のノイズ抑制部、1 1 2 ... 電流座標変換部、2 0 1 ... 回転速度検出器、3 0 0 ... 第 2 のノイズ抑制部、601... 第 3 のノイズ抑制部、8 0 1 ... 電流検出器、9 0 1 ... 電圧検出器。

【 図 1 】

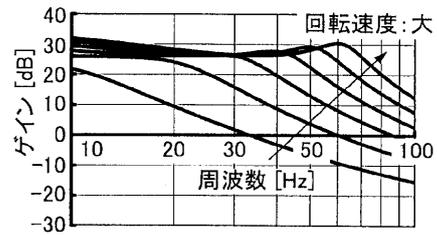


【 図 2 】



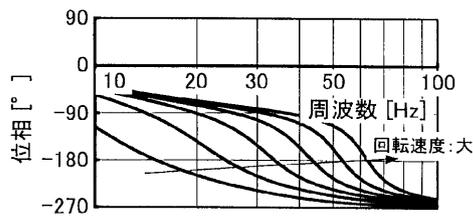
【 図 3 (a) 】

図 3(a)



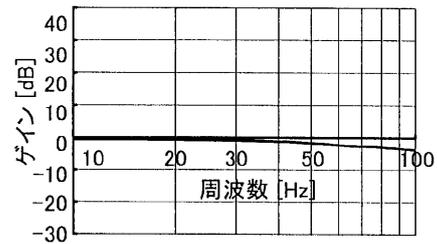
【 図 3 (b) 】

図 3(b)



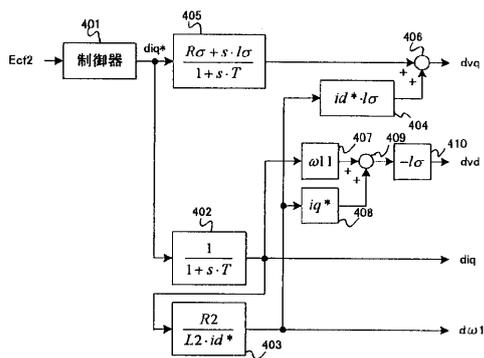
【 図 5 (a) 】

図 5(a)



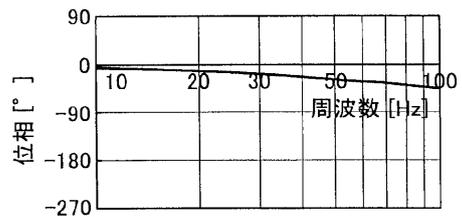
【 図 4 】

図 4



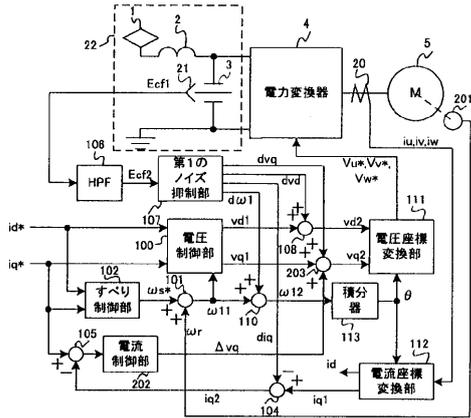
【 図 5 (b) 】

図 5(b)



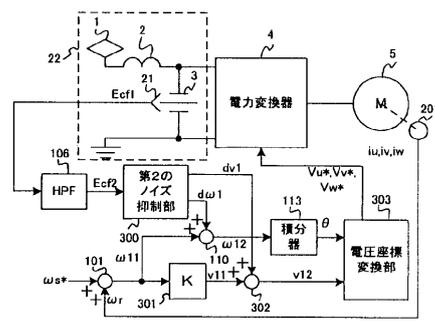
【図6】

図6



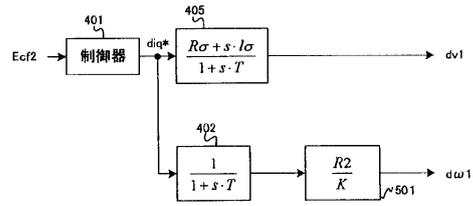
【図7】

図7



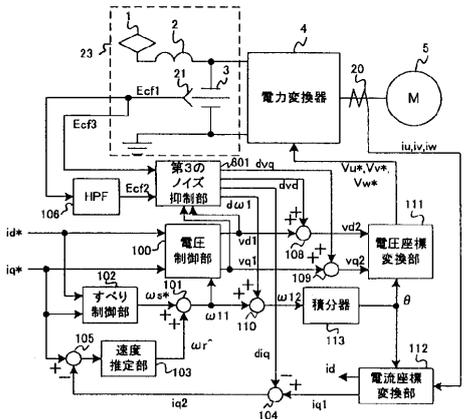
【図8】

図8



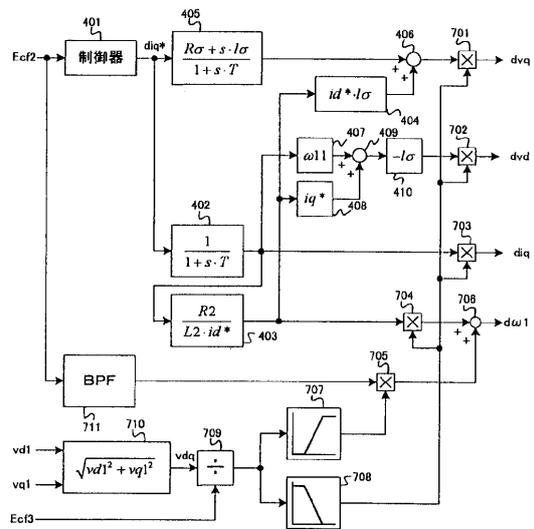
【図9】

図9

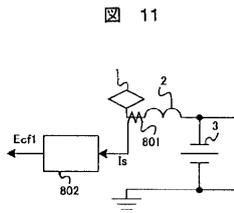


【図10】

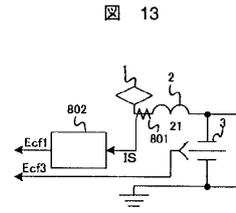
図10



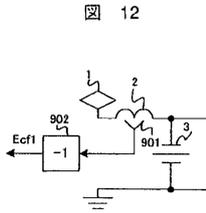
【 図 1 1 】



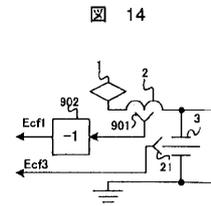
【 図 1 3 】



【 図 1 2 】



【 図 1 4 】



フロントページの続き

- (72)発明者 小川 岳
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号
株式会社 日立製作所 日立研究所内
- (72)発明者 児島 徹郎
茨城県ひたちなか市市毛1070番地
部 水戸交通システム本部内
株式会社 日立製作所 交通システム事業
- (72)発明者 仲田 清
茨城県ひたちなか市市毛1070番地
部 水戸交通システム本部内
株式会社 日立製作所 交通システム事業

審査官 牧 初

- (56)参考文献 特開昭63-136902(JP,A)
特開平11-206199(JP,A)
特開平09-172783(JP,A)
特開平06-311787(JP,A)
特開平04-145892(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00-27/18