

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流モータが接続される電力変換器を制御するモータ制御装置において、
前記交流モータの交流量が指令値に一致するように前記電力変換器の電圧指令を生成する電圧ベクトル演算部と、

前記交流量の d q 軸成分の振動成分に基づいて、前記交流量の位相が進んだ時点における d 軸成分の前記振動成分もしくは q 軸成分の前記振動成分を演算し、演算された前記 d 軸成分の前記振動成分もしくは前記 q 軸成分の前記振動成分に基づいて、前記電圧指令を補正するための補正量を生成する減衰比制御部と、
を備えることを特徴とするモータ制御装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記交流量がモータ電流またはモータ磁束であることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記交流量の前記位相が無駄時間に応じて進んだ時点における前記 d 軸成分の前記振動成分もしくは前記 q 軸成分の前記振動成分を演算することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
d 軸および q 軸を前記交流量の前記位相の進みだけ回転する座標変換により、前記 d 軸成分の前記振動成分もしくは前記 q 軸成分の前記振動成分を演算することを特徴とするモータ制御装置。

20

【請求項 5】

請求項 4 に記載のモータ制御装置において、
前記座標変換は、無駄時間に応じた前記位相の進みだけ前記 d 軸および前記 q 軸を回転することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記電圧ベクトル演算部は、前記補正量によって、前記電圧指令の d 軸電圧指令値または q 軸電圧指令値を補正することを特徴とするモータ制御装置。

30

【請求項 7】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記電圧ベクトル演算部は、前記補正量によって、前記電圧指令の位相を補正することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記補正量に応じて d 軸および q 軸を回転させることを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 9】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記減衰比制御部は、
前記交流量の前記 d 軸成分と、前記交流量の d 軸成分指令値との差分から前記 d 軸成分の前記振動成分を抽出し、
前記交流量の前記 q 軸成分と、前記交流量の q 軸成分指令値との差分から前記 q 軸成分の前記振動成分を抽出することを特徴とするモータ制御装置。

40

【請求項 10】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、
前記減衰比制御部は、
前記交流量の前記 d 軸成分から前記 d 軸成分の前記振動成分を抽出し、
前記交流量の前記 q 軸成分から前記 q 軸成分の前記振動成分を抽出することを特徴とするモータ制御装置。

50

【請求項 1 1】

請求項 1 に記載のモータ制御装置において、

前記減衰比制御部は、前記交流量の前記 d q 軸成分の前記振動成分をハイパスフィルタによって抽出することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 1 2】

交流モータによって駆動される電気車において、

前記交流モータに接続され、前記交流モータに電力を供給する電力変換器と、

前記電力変換器を制御するモータ制御装置と、

を備え、

前記モータ制御装置は、請求項 1 に記載のモータ制御装置であることを特徴とする電気車。 10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、同期モータなどの交流モータを駆動するためのモータ制御装置並びにそれを用いる電気車に関する。

【背景技術】

【0002】

モータを小型化するために、モータの高速回転化や高磁束密度化が進んでいる。特に、電気自動車などの電気車においては、モータの重量が消費電力量に影響を与えるため、その傾向は顕著である。 20

【0003】

高速回転化に対応するために、モータを安定に駆動するための安定化制御が要求される。

【0004】

安定化制御に関する従来技術として、特許文献 1 および特許文献 2 に記載された技術が知られている。

【0005】

特許文献 1 に記載された技術では、電流検出値の振動成分に対して逆相となるように電圧を制御することで、モータの共振周波数に対する電流制御のゲインを低下させる。 30

【0006】

特許文献 2 に記載された技術では、電流検出値の振動成分に基づいて、回転位相角を制御することで、モータの共振周波数に対するゲイン特性を制御する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献 1】特開 2014 - 168335 号公報

【特許文献 2】特開 2010 - 172060 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】 40

【0008】

特許文献 1 に記載の技術では、高速域になると、無駄時間の影響により、振動成分に対する電圧の位相が逆相からずれてしまう。したがって、振動成分の抑制が難しくなる。

【0009】

また、特許文献 2 に記載の技術においても、高速域になると、無駄時間の影響による電圧の位相のずれによって、振動成分の抑制が難しくなる。

【0010】

そこで、本発明は、無駄時間の影響があっても交流モータを安定に駆動できるモータ制御装置、並びにこのモータ制御装置によって制御される交流モータを搭載する電気車を提供する。 50

【課題を解決するための手段】

【0011】

上記課題を解決するために、本発明によるモータ制御装置は、交流モータが接続される電力変換器を制御するものであって、交流モータの電流量が指令値に一致するように電力変換器の電圧指令を生成する電圧ベクトル演算部と、電流量のd q軸成分の振動成分に基づいて、電流量の位相が進んだ時点におけるd軸成分の振動成分もしくはq軸成分の振動成分を演算し、演算されたd軸成分の振動成分もしくはq軸成分の振動成分に基づいて、電圧指令を補正するための補正量を生成する減衰比制御部と、を備える。

【0012】

上記課題を解決するために、本発明による電気車は、交流モータによって駆動されるものであって、交流モータに接続され、交流モータに電力を供給する電力変換器と、電力変換器を制御するモータ制御装置と、を備え、モータ制御装置は、本発明によるモータ制御装置である。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、無駄時間の影響があっても交流モータを安定に駆動できる。

【0014】

上記した以外の課題、構成および効果は、以下の実施形態の説明により明らかにされる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】実施例1であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図2】第二d q軸電流指令演算部24におけるPI制御器の構成を示す機能ブロック図である。

【図3】減衰比制御部26の構成を示す機能ブロック図である。

【図4】電圧ベクトル演算部18の構成を示す機能ブロック図である。

【図5】d q軸電流の振動成分を示す波形図である。

【図6】実施例1の第1の変形例であるモータ制御装置における、減衰比制御部の構成を示す機能ブロック図である。

【図7】実施例1の第2の変形例であるモータ制御装置における、減衰比制御部の構成を示す機能ブロック図である。

【図8】実施例2であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図9】減衰比制御部26Aの構成を示す機能ブロック図である。

【図10】電圧ベクトル演算部18Aの構成を示す機能ブロック図である。

【図11】実施例3であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図12】減衰比制御部26Bの構成を示す機能ブロック図である。

【図13】実施例3の一変形例である減衰比制御部26Bの構成を示す機能ブロック図である。

【図14】電圧ベクトル演算部18Bの構成を示す機能ブロック図である。

【図15】実施例4であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図16】電圧ベクトル演算部18Cの構成を示す機能ブロック図である。

【図17】実施例5であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図18】第二d q軸磁束指令演算部25におけるPI制御器の構成を示す機能ブロック図である。

【図19】減衰比制御部27の構成を示す機能ブロック図である。

【図20】電圧ベクトル演算部19の構成を示す機能ブロック図である。

【図21】実施例6であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図22】減衰比制御部27Aの構成を示す機能ブロック図である。

【図23】電圧ベクトル演算部19Aの構成を示す機能ブロック図である。

【図24】実施例7であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 25】減衰比制御部 27B の構成を示す機能ブロック図である。

【図 26】実施例 7 の第 1 の変形例における減衰比制御部 26B の構成を示す機能ブロック図である。

【図 27】実施例 7 の第 2 の変形例における減衰比制御部 26B の構成を示す機能ブロック図である。

【図 28】電圧ベクトル演算部 19B の構成を示す機能ブロック図である。

【図 29】実施例 8 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図 30】電圧ベクトル演算部 19C の構成を示す機能ブロック図である。

【図 31】電圧ベクトルと磁束ベクトルを示すベクトル図である。

【図 32】1 パルス制御における、U 相ゲート信号および U 相電圧指令値を示す波形図である。 10

【図 33】実施例 9 である電気車の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、本発明の実施形態について、下記の実施例 1 ~ 9 により、図面を用いながら説明する。各図において、参照番号が同一のものは、同一の構成要件あるいは類似の機能を備えた構成要件を示している。

【0017】

いずれの実施例においても、交流モータの交流量をフィードバック量とするベクトル制御が適用される。実施例 1 ~ 4 では、フィードバック量はモータ電流である。実施例 5 ~ 8 では、フィードバック量はモータ磁束である。 20

【0018】

各実施例において、制御対象である交流モータは、永久磁石同期モータ(以下、「PMSM」(Permanent Magnet Synchronous Motorの略)と記す)である。

【実施例 1】

【0019】

図 1 は、本発明の実施例 1 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。なお、本実施例においては、マイクロコンピュータなどのコンピュータシステムが、所定のプログラムを実行することにより、図 1 に示すモータ制御装置として機能する(他の実施例も同様)。 30

【0020】

図 1 において、電力変換器 2 の交流側および直流側には、それぞれ PMSM 1 および直流電圧源 9 (例えばバッテリー) が接続される。電力変換器 2 は、直流電圧源 9 からの直流電力を交流電力に変換して PMSM 1 へ出力する。PMSM 1 は、この交流電力によって、回転駆動される。電力変換器 2 は、半導体スイッチング素子からなるインバータ主回路を備えている。半導体スイッチング素子がゲート信号によってオン・オフ制御されることにより、直流電力が交流電力に変換される。なお、半導体スイッチング素子としては、例えば、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) が適用される。

【0021】

相電流検出器 3 は、電力変換器 2 から PMSM 1 に流れる 3 相のモータ電流、すなわち U 相電流 I_u 、V 相電流 I_v および W 相電流 I_w を検出して、それぞれ U 相電流検出値 I_{uc} 、V 相電流検出値 I_{vc} および W 相電流検出値 I_{wc} として出力する。なお、相電流検出器 3 としては、ホール CT (Current Transformer) などが適用される。 40

【0022】

磁極位置検出器 4 は、PMSM 1 の磁極位置を検出して、磁極位置情報 * を出力する。磁極位置検出器 4 としては、レゾルバなどが適用される。

【0023】

周波数演算部 5 は、磁極位置検出器 4 が出力する磁極位置情報 * から、時間微分演算などによって速度情報 v_1^* を演算して出力する。

【0024】

座標変換部 7 は、相電流検出器が出力する I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} を、磁極位置情報 * に応じて、回転座標系における d q 軸電流検出値 I_{dc} , I_{qc} に変換して、 I_{dc} , I_{qc} を出力する。

【 0 0 2 5 】

なお、 I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} と、座標変換部 7 が演算処理する電流との間の時間遅れを補償するために、座標変換における位相を補正してもよい。

【 0 0 2 6 】

第二 d q 軸電流指令演算部 2 4 は、上位制御装置などから与えられる第一 d q 軸電流指令値 I_{d^*} , I_{q^*} と、 d q 軸電流検出値 I_{dc} , I_{qc} が一致するように、比例積分 (P I) 制御器によって第二 d q 軸電流指令値 $I_{d^{**}}$, $I_{q^{**}}$ を演算して出力する。

10

【 0 0 2 7 】

図 2 は、第二 d q 軸電流指令演算部 2 4 (図 1) における P I 制御器の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 0 2 8 】

図 2 の上図に示すように、第二 d 軸電流指令値 $I_{d^{**}}$ を演算する P I 制御器においては、加減算器 8 1 によって、第一 d 軸電流指令値 I_{d^*} と d 軸電流検出値 I_{dc} との差分 ($I_{d^*} - I_{dc}$) が演算され、比例器 8 7 によって、差分演算値に、比例ゲイン (K_p) が乗算される。また、差分演算値は、積分器 8 3 によって積分され、比例器 8 5 によって、積分値に積分ゲイン (K_I) が乗算される。比例ゲイン K_p が乗算された差分演算値と、積分ゲイン K_I が乗算された積分値とが、加算器 8 9 によって加算され、第二 d 軸電流指令値 $I_{d^{**}}$ が演算される。

20

【 0 0 2 9 】

図 2 の下図に示すように、第二 q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ を演算する P I 制御器においては、加減算器 9 1 によって、第一 q 軸電流指令値 I_{q^*} と q 軸電流検出値 I_{qc} との差分 ($I_{q^*} - I_{qc}$) が演算され、比例器 9 7 によって、差分演算値に比例ゲイン (K_p) が乗算される。また、差分演算値は、積分器 9 3 によって積分され、比例器 9 5 によって、積分値に積分ゲイン (K_I) が乗算される。比例ゲイン K_p が乗算された差分演算値と、積分ゲイン K_I が乗算された積分値とが、加算器 9 9 によって加算され、第二 q 軸電流指令値 $I_{q^{**}}$ が演算される。

【 0 0 3 0 】

30

図 1 に示す減衰比制御部 2 6 は、モータ電流の振動成分を抽出し、抽出した振動成分に応じて、この振動成分を減衰させるための電圧指令値 (以下、「安定化電圧指令値」と称す) を生成する。本実施例では、図 1 に示すように、減衰比制御部 2 6 は、第一 d 軸電流指令値 I_{d^*} 、第一 q 軸電流指令値 I_{q^*} 、 d 軸電流検出値 I_{dc} 、 q 軸電流検出値 I_{qc} および速度情報 ω^* に基づき、 d 軸電流および q 軸電流の各振動成分を抽出し、抽出した両振動成分に応じて、モータ電流の振動成分を減衰させるための d 軸安定化電圧指令値 V_{dd^*} を生成する。

【 0 0 3 1 】

電圧指令に対するモータの応答 (電流など) における減衰比の値は、通常は、モータ定数 (電機子巻線の抵抗や電機子巻線のインダクタンスなど) によって設定され、制御が難しい。これに対し、本実施例 1 では、このような減衰比が、減衰比制御部 2 6 によって、等価的に、応答の振動を抑えるように制御される。

40

【 0 0 3 2 】

図 3 は、減衰比制御部 2 6 (図 1) の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 0 3 3 】

図 3 に示すように、減衰比制御部 2 6 においては、一次遅れ演算器 6 1 および一次遅れ演算器 6 2 によって、それぞれ、第一 d 軸電流指令値 I_{d^*} の一次遅れおよび第一 q 軸電流指令値 I_{q^*} の一次遅れが演算される。なお、本実施例 1 では、制御系のカットオフ角周波数 ω_c の逆数を、一次遅れにおける時定数としている。

【 0 0 3 4 】

50

さらに、d 軸電流検出値 I_{dc} と、第一 d 軸電流指令値 I_d^* の一次遅れとの d 軸電流差分 $dI_d (= I_{dc} - (I_d^* \text{の一次遅れ}))$ が、加減算器 63 によって演算される。かつ、q 軸電流検出値 I_{qc} と、第一 q 軸電流指令値 I_q^* の一次遅れとの q 軸電流差分 $dI_q (I_{qc} - (I_q^* \text{の一次遅れ}))$ が、加減算器 64 によって演算される。

【0035】

座標変換器 65 は、制御動作に伴う無駄時間を補償するために、d 軸電流差分 dI_d および q 軸電流差分 dI_q を、制御軸である d q 軸を無駄時間分の位相だけ回転させた座標における補正 d 軸電流差分 dI_d' および補正 q 軸電流差分 dI_q' に変換する。

【0036】

座標変換器 65 は、予め座標変換器 65 に設定されている式 (1) を用いて、d 軸電流差分 dI_d および q 軸電流差分 dI_q を、速度情報 ω_1^* と無駄時間 dt を乗算した補正位相 $\omega_1^* dt$ だけ d q 軸を回転させた座標における補正 d 軸電流差分 dI_d' および補正 q 軸電流差分 dI_q' を演算する。

10

【0037】

【数 1】

$$\begin{bmatrix} dI_d' \\ dI_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1^* dt) & \sin(\omega_1^* dt) \\ -\sin(\omega_1^* dt) & \cos(\omega_1^* dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_d \\ dI_q \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0038】

座標変換器 65 によれば、振動成分を含む d 軸電流差分 dI_d および q 軸電流差分 dI_q が、 I_{dc} および I_{qc} (もしくは、三相電流 (I_u, I_v, I_w)) を検出した時点から、無駄時間分だけ位相を進めた時点での、振動成分を含む d 軸電流差分 dI_d' および q 軸電流差分 dI_q' に変換される。

20

【0039】

図 3 に示すように、本実施例において、座標変換器 65 は dI_d' を出力する。したがって、座標変換器 65 は、 dI_d' および dI_q' の内、 dI_d' だけを演算する。なお、座標変換器 65 には、式 (1) のように dI_d' および dI_q' を表す式に限らず、 dI_d' を表す式だけが設定されていてもよい。

【0040】

座標が変換された d 軸電流差分 dI_d' の振動成分が、ハイパスフィルタ 66 (図 3 中に伝達関数を示す) によって抽出される。抽出された dI_d' の振動成分、すなわち d 軸電流の振動成分に、比例器 67 によって、ゲイン ($2/L_d$) が乗算される。 L_d は、d 軸インダクタンスである。ハイパスフィルタ 66 が出力する、d 軸電流差分 dI_d' の振動成分は、座標変換器 65 によって位相が進められた d 軸電流の振動成分である。

30

【0041】

ここで、 α は、振動成分の減衰の程度に関わる制御パラメータである。すなわち、 α は、モータの応答における減衰比に相当するが、制御系において、モータの応答における減衰比とは独立に、任意 (ただし、 $0 < \alpha < 1$) に設定される定数である。そこで、以下、 α を「減衰比」と称する。

40

【0042】

図 3 に示すように、ゲイン ($2/L_d$) が乗算された d 軸電流の振動成分に、PMSM 1 (図 1) の速度情報 ω_1^* の絶対値が、乗算器 69 によって乗算される。これにより、電流値が電圧値に変換される。なお、速度情報 ω_1^* の絶対値は、絶対値演算器 68 (ABS) によって演算される。

【0043】

ローパスフィルタ 57 は、乗算器 69 の出力から高周波成分を除去して、d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* を出力する。なお、後述するように、ローパスフィルタ 57 のカットオフ周波数は、速度情報 ω_1^* に応じて設定される。

【0044】

50

図 1 に示す電圧ベクトル演算部 18 は、電流制御に関わるモータモデルの逆モデルに基づいて、電圧指令値を生成する

モータモデルの逆モデルは、モータの d 軸電流および q 軸電流をそれぞれ I_d および I_q とし、モータの d 軸電圧および q 軸電圧をそれぞれ V_d および V_q とすると、式 (2) のような電圧方程式によって表される。

【0045】

【数 2】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_d & -\omega_1^* L_q \\ \omega_1^* L_d & R + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_1^* K_e \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

10

【0046】

本実施例 1 においては、式 (2) において、 I_d および I_q をそれぞれ第二 d 軸電流指令値 I_d^{**} および第二 q 軸電流指令値 I_q^{**} とする。電圧ベクトル演算部 18 は、式 (2) によって演算した V_d と、減衰比制御部 26 が出力する d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* とに基づいて、d 軸電圧指令値 V_d^* を生成して出力する。また、電圧ベクトル演算部 18 は、式 (2) によって演算した V_q を、q 軸電圧指令値 V_q^* として出力する。

【0047】

図 4 は、式 (2) で表される逆モデルに基づく電圧ベクトル演算部 19 の構成を示す機能ブロック図である。図 4 において、 R 、 L_d 、 L_q 、 K_e は、それぞれ PMSM 1 における巻線抵抗、d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンス、誘起電圧定数である。

20

【0048】

L_d を係数とする微分器 45 によって、 $sL_d I_d^{**}$ が演算される。また、比例器 46 によって、 $R I_d^{**}$ が演算される。さらに、加算器 47 によって、 $(R + sL_d) I_d^{**}$ が演算される。

【0049】

乗算器 48 によって、比例器 (L_q) によって演算された $L_q I_q^{**}$ と ω_1^* とが乗算される。加減算器 49 によって、加算器 47 による加算演算値から乗算器 48 による乗算値が減算され、 $(R + sL_d) I_d^{**} - \omega_1^* L_q I_q^{**}$ が演算される。この演算値は、式 (2) における d 軸電圧 V_d に対応する。加減算器 49 は、さらに、減衰比制御部 26 (図 1, 3) によって生成された d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* を減算する。これにより、d 軸電圧指令値 V_d^* が生成される。

30

【0050】

L_q を係数とする微分器 35 によって、 $sL_q I_q^{**}$ が演算される。また、比例器 36 によって、 $R I_q^{**}$ が演算される。さらに、加算器 37 によって、 $(R + sL_q) I_q^{**}$ が演算される。

【0051】

乗算器 38 によって、比例器 (L_d) によって演算された $L_d I_d^{**}$ と ω_1^* とが乗算される。加算器 39 によって、加算器 37 による加算演算値と、乗算器 38 による乗算値と、誘起電圧値 $\omega_1^* K_e$ とが加算され、 $(R + sL_q) I_q^{**} + \omega_1^* L_d I_d^{**} + \omega_1^* K_e$ が演算される。これにより、q 軸電圧指令値 V_q^* が生成される。なお、加算器 39 による演算値は、式 (2) における q 軸電圧 V_q に対応する。

40

【0052】

図 1 に示す座標変換部 11 は、電圧ベクトル演算部 18 が出力する、電力変換器 2 に対する d q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を、磁極位置検出器 4 で検出される磁極位置情報 θ^* を用いて座標変換することにより、電力変換器 2 に対する三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を生成して出力する。なお、 V_d^* 、 V_q^* と、座標変換部 11 が演算処理する V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* との間の時間遅れを補償するために、座標変換における位相を補正してもよい。

【0053】

50

図 1 に示す直流電圧検出器 6 は、直流電圧源 9 の電圧を検出して、直流電圧情報 V_{dc} を出力する。

【0054】

図 1 に示す PWM 制御器 12 は、座標変換部 11 から三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を受けるとともに、直流電圧検出器 6 から直流電圧情報 V_{dc} を受け、これらに基づいて、パルス幅変調によって、電力変換器 2 に与えるゲート信号を生成して出力する。PWM 制御器 12 は、例えば、キャリア信号として三角波を用い、三相電圧指令値を変調波とするパルス幅変調によってゲート信号を生成する。

【0055】

前述のように、減衰比制御部 26 における座標変換器 65 によって無駄時間分だけ位相が進められた d 軸電流の振動成分に基づいて生成された V_{dd}^* が、式 (2) に基づいて生成される d 軸電圧 V_d に、振動成分を相殺する方向に重畳される。このため、無駄時間が補償されたモータ電流の振動成分の抑制が可能になる。

10

【0056】

以下、本実施例における無駄時間補償に関する本発明者による検討について説明する。

【0057】

図 5 は、d q 軸電流の振動成分を示す波形図である。

【0058】

本発明者の検討によれば、図 5 に示すように、d 軸電流の振動成分 311 と q 軸電流の振動成分 315 については、位相差が 90 度であり、かつ振幅が同じ大きさである。したがって、式 (1) のような座標軸を回転させる座標変換により、減衰比制御部 26 (図 1) における無駄時間補償が可能になる。公知の位相進み補償では高周波域のゲインを上げるのに対し、ゲインを上げることなく座標軸を回転させる座標変換によれば、安定に無駄時間を補償することができる。

20

【0059】

また、図 3 に示すように、ローパスフィルタ 57 によって、乗算器 69 の出力から高周波成分を除去することにより、高周波帯域における位相の進みすぎが抑制できる。例えば、基本波周波数の成分の位相を 45 度進める場合、6 次成分の位相は 270 度進んでしまう。これに対し、ローパスフィルタ 57 で高周波成分をカットすることにより、このような位相の進みすぎが抑制できる。なお、ローパスフィルタ 57 のカットオフ周波数は、速度情報 v_1^* に対して 1.5 ~ 2 倍程度の値に設定することが好ましい。これにより、高周波帯域の位相が進みすぎてしまうことが防止される。

30

【0060】

本実施例によれば、座標変換によって d q 軸電流の振動成分の位相を進めることにより、基本波周波数が高いために無駄時間の影響が大きくなる場合においても、無駄時間の影響を補償して、安定した減衰比制御が可能になる。

【0061】

なお、ハイパスフィルタに代えて、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。例えば、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなどを適用することができる。

40

【0062】

図 6 は、実施例 1 の第 1 の変形例であるモータ制御装置における、減衰比制御部の構成を示す機能ブロック図である。

【0063】

本変形例では、座標変換器 65 の前段にハイパスフィルタが設けられる。図 6 に示すように、d 軸電流差分 dI_d の振動成分 dI_{dh} がハイパスフィルタ 66 (図 6 中に伝達関数を示す) によって抽出され、かつ q 軸電流差分 dI_q の振動成分 dI_{qh} がハイパスフィルタ 66A (図 6 中に伝達関数を示す) によって抽出される。座標変換器 65 は、式 (1) を用いて、振動成分 dI_{dh} および dI_{qh} を、d q 軸を無駄時間分の位相だけ回転させた座標における振動成分 dI_{dh}' および dI_{qh}' に変換する。なお、本変形例では 50

、座標変換器 65 は、 $d I d h'$ および $d I q h'$ の内、 $d I d h'$ のみを出力する。

【0064】

図 7 は、実施例 1 の第 2 の変形例であるモータ制御装置における、減衰比制御部の構成を示す機能ブロック図である。

【0065】

本変形例においても、座標変換器の前段にハイパスフィルタが設けられる。図 7 に示すように、 d 軸電流検出値 $I d c$ の振動成分 $I d h$ がハイパスフィルタ 66 B (図 7 中に伝達関数を示す) によって抽出され、かつ q 軸電流検出値 $I q c$ の振動成分 $I q h$ がハイパスフィルタ 66 C (図 7 中に伝達関数を示す) によって抽出される。座標変換器 65 A は、式 (1) を用いて、振動成分 $I d h$ および $I q h$ を、 $d q$ 軸を無駄時間分の位相だけ回 10
 転させた座標における振動成分 $I d h'$ および $I q h'$ に変換する。なお、本変形例では、座標変換器 65 A は、 $d I d h'$ および $d I q h'$ の内、 $d I d h'$ のみを出力する。

【0066】

これらの変形例によれば、実施例 1 と同様に、座標変換によって $d q$ 軸電流の振動成分の位相を進めることにより、基本波周波数が高いために無駄時間の影響が大きくなる場合においても、無駄時間の影響を補償して、安定した減衰比制御が可能になる。

【実施例 2】

【0067】

図 8 は、本発明の実施例 2 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。以下、主に、実施例 1 と異なる点について説明する。 20

【0068】

図 8 に示すように、本実施例 2 においては、実施例 1 (図 1) とは異なり、減衰比制御部 26 A は、 q 軸安定化電圧指令値 $V q d^*$ を生成する。

【0069】

図 9 は、減衰比制御部 26 A (図 8) の構成を示す機能ブロック図である。

【0070】

本実施例 2 における減衰比制御部 26 A (図 8) が備える座標変換器 65 A (図 9) は、実施例 1 (図 3) と同様に、式 (1) を用いて、 d 軸電流差分 $d I d$ および q 軸電流差分 $d I q$ を、制御軸である $d q$ 軸を無駄時間分の位相 $\theta_1^* d t$ だけ回転させた座標における補正 d 軸電流差分 $d I d'$ および補正 q 軸電流差分 $d I q'$ に変換する。 30

【0071】

なお、図 9 に示すように、本実施例 2 において、座標変換器 65 A は $d I q'$ を出力する。したがって、座標変換器 65 A は、 $d I d'$ および $d I q'$ の内、 $d I q'$ だけを演算する。座標が変換された q 軸電流差分 $d I q'$ の振動成分が、ハイパスフィルタ 66 D (図 9 中に伝達関数を示す) によって抽出される。

【0072】

図 10 は、式 (2) で表される逆モデルに基づく、本実施例 2 における電圧ベクトル演算部 18 A (図 8) の構成を示す機能ブロック図である。

【0073】

加減算器 49 A によって、加算器 47 による加算演算値から、乗算器 48 による乗算値が減算され、 $(R + s L d) I d^{**} - \theta_1^* L q I d^{**}$ が演算される。これにより、 d 軸電圧指令値 $V d^*$ が生成される。なお、加減算器 49 A による演算値は、式 (2) における d 軸電圧 $V d$ に対応する。 40

【0074】

加減算器 34 によって、加算器 37 による演算値から q 軸安定化電圧指令値 $V q d^*$ が減算される。加算器 39 により、加減算器 34 の演算値と、乗算器 38 の演算値と、 $\theta_1^* K e$ とが加算され、 $(R + s L q) I q^{**} + \theta_1^* L d I d^{**} + \theta_1^* K e - V q d^*$ が演算される。この演算値は、式 (2) における q 軸電圧 $V q$ から q 軸安定化電圧指令値 $V q d^*$ を減算した演算値に対応する。加算器 39 は、演算値を q 軸電圧指令値 $V q^*$ として出力する。 50

【 0 0 7 5 】

本実施例 2 によれば、実施例 1 と同様に、座標変換によって d q 軸電流の振動成分の位相を進めることにより、無駄時間の影響を補償して、安定した減衰比制御が可能になる。

【 0 0 7 6 】

なお、本実施例 2 においても、実施例 1 と同様に、ハイパスフィルタに代えて、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

【 0 0 7 7 】

また、本実施例 2 においても、実施例 1 の第 1 および第 2 の変形例と同様の変形例が可能である。

【 実施例 3 】

10

【 0 0 7 8 】

図 1 1 は、本発明の実施例 3 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 0 7 9 】

以下、主に、実施例 1 と異なる点について説明する。

【 0 0 8 0 】

図 1 1 に示すように、本実施例 3 における減衰比制御部 2 6 B は、第一 d 軸電流指令値 I_d^* 、第一 q 軸電流指令値 I_q^* 、d 軸電流検出値 I_{dc} 、q 軸電流検出値 I_{qc} 、および速度情報 ω_1^* に基づき、d q 軸電流の振動成分を抽出し、抽出した振動成分に応じて、この振動成分を減衰させるための安定化電圧指令位相補正量 d^* を生成する。

20

【 0 0 8 1 】

実施例 1 では、電圧方程式（式（1））から演算される電圧指令の電圧値が補正されるのに対し、本実施例 3 では、安定化電圧指令位相補正量 d^* によって電圧指令の位相が補正される。

【 0 0 8 2 】

図 1 2 は、本実施例 3 における減衰比制御部 2 6 B（図 1 1）の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 0 8 3 】

図 1 2 に示すように、実施例 1（図 3）と同様に、 I_d^* 、 I_q^* 、 I_{dc} 、 I_{qc} および ω_1^* に基づき、一次遅れ演算器 6 1、6 2、加減算器 6 3、6 4、座標変換器 6 5 およびハイパスフィルタ 6 6 によって位相が進められた d 軸電流の振動成分が演算される。さらに、実施例 1（図 3）と同様に、比例器 6 7 によって、電流値が電圧相当値（= 電圧値 / ω_1^* ）に変換される。

30

【 0 0 8 4 】

本実施例 3 においては、比例器 5 1 および加算器 5 3 によって、電圧ベクトルの d 軸成分相当値（= d 軸電圧成分値 / ω_1^* = $L_d \cdot I_d^* + K_e$ ）が演算される。さらに、除算器 5 5 によって、加算器 5 3 の演算値を除数とし、比例器 6 7 の演算値を被除数とする除算値が演算される。これにより、d 軸電流の振動成分に応じた、電圧指令ベクトルの位相の変化分が演算される。除算器 5 5 の演算値は、ローパスフィルタ 5 7 によって高周波成分が除去される。ローパスフィルタ 5 7 は、高周波成分が除去された除算器 5 5 の演算値を、安定化電圧指令位相補正量 d^* として出力する。

40

【 0 0 8 5 】

図 1 3 は、実施例 3 の一変形例における減衰比制御部 2 6 B の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 0 8 6 】

図 1 3 に示すように、本変形例においては、 I_d^* 、 I_q^* 、 I_{dc} 、 I_{qc} および ω_1^* に基づき、一次遅れ演算器 6 1、6 2、加減算器 6 3、6 4、座標変換器 6 5 およびハイパスフィルタ 6 6 A によって、位相が進められた q 軸電流の振動成分が演算される。さらに、比例器 6 7 A によって、電流値が電圧相当値（= 電圧値 / ω_1^* ）に変換される。

50

【0087】

本変形例においては、比例器52によって、電圧ベクトルのq軸電圧成分相当値(=q軸電圧成分値/ I_q^*)が演算される。さらに、除算器56によって、比例器52の演算値を除数とし、比例器67Aの演算値を被除数とする除算値が演算される。これにより、q軸電流の振動成分に応じた、電圧指令ベクトルの位相の変化分が演算される。除算器56の演算値は、ローパスフィルタ57によって高周波成分が除去される。ローパスフィルタ57は、高周波成分が除去された除算器56の演算値を、安定化電圧指令位相補正量 d^* として出力する。

【0088】

図14は、本実施例3における電圧ベクトル演算部18B(図11)の構成を示す機能ブロック図である。なお、図14に示す電圧ベクトル演算部18Bは、図13に減衰比制御部26Bを示した変形例においても、適用される。

10

【0089】

電圧ベクトル演算部18Bにおいては、実施例1と同様に、前述の式(2)の電圧方程式によって表される、モータモデルの逆モデルが用いられる。

【0090】

さらに、本実施例3における電圧ベクトル演算部18Bは、減衰比制御部26Bによって生成された安定化電圧指令位相補正量 d^* に応じて、電圧指令値の位相を補正する座標変換部40を有する。

【0091】

座標変換部40は、電圧方程式を用いて生成される電圧指令値(電圧指令ベクトル(V_d0^* , V_q0^*))の位相を、安定化電圧指令位相補正量 d^* に応じて回転させる。上述のように、 d^* は、位相が進められた電流ベクトルの振動成分に応じて生成される。したがって、モータ電流の振動が抑制されるので、PMSM1の制御の安定性が向上する。

20

【0092】

本実施例3によれば、座標変換を用いた進み補償によって基本波周波数の振動を抑制することができる。

【0093】

なお、本実施例3においても、実施例1と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

30

【0094】

また、本実施例3においても、実施例1の第1(図6)および第2(図7)の変形例と同様に、ハイパスフィルタを座標変換器65の前段に設けたり、電流検出値を電流指令値との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【実施例4】

【0095】

図15は、本発明の実施例4であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

40

【0096】

以下、主に、実施例3と異なる点について説明する。

【0097】

図15に示すように、本実施例4では、加減算器15によって、減衰比制御部26Bが生成する安定化電圧指令位相補正量 d^* が、磁極位置検出器4による磁極位置検出値 θ^* から減算される。加減算器15による演算値($\theta^* - d^*$)が、磁極位置情報 θ^* として、周波数演算部5、座標変換部7および座標変換部11において用いられる。

【0098】

すなわち、座標変換部7における三相/dq変換において用いられる制御用回転座標軸、並びに座標変換部11におけるdq/三相変換において用いられる制御用回転座標軸を

50

、 d^* に応じて回転させる。

【0099】

図16は、本実施例4における電圧ベクトル演算部18C(図15)の構成を示す機能ブロック図である。

【0100】

本実施例4における電圧ベクトル演算部18Cは、実施例3(図14)のような座標変換部40は備えていない。このため、電圧ベクトル演算部18Cは、式(2)で表される逆モデルに基づいて演算するd軸電圧値およびq軸電圧値を、補正することなく、それぞれd軸電圧指令値 $V d^*$ およびq軸電圧指令値 $V q^*$ として出力する。

【0101】

本実施例4では、実施例3と同様に安定化電圧指令位相補正量 d^* が生成されるが、電圧ベクトル演算部18Cにおいては、安定化電圧指令位相補正量 d^* による電圧位相の補正は実行されない。本実施例4では、磁極位置検出値 θ^* から安定化電圧指令位相補正量 d^* を減算して位置情報 θ^* とし、この位置情報 θ^* を用いてベクトル制御が実行される。これにより、実質的に電圧ベクトルの位相を制御できる。

【0102】

なお、本実施例4(図15)における、磁極位置検出器4(例えば、レゾルバ)で検出される磁極位置検出値 θ^* に代えて、センサレス制御による磁極位置推定値を用いてもよい。また、磁極位置を推定する際にPLL(Phase Locked Loop)を用いる場合、PLLの目標値を用いてもよい。本実施例4によれば、センサレス制御であってもPMSM1の共振を確実に抑えることができるので、センサレス制御の安定性が向上する。

【0103】

本実施例4によれば、座標変換を用いた位相進み補償によって基本波周波数の振動を抑制することができる。

【0104】

なお、本実施例4においても、実施例1と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

【0105】

また、本実施例4においても、実施例1の第1(図6)および第2(図7)の変形例と同様に、減衰比制御部26Bにおけるハイパスフィルタを座標変換器の前段に設けたり、電流検出値を電流指令値との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【実施例5】

【0106】

図17は、本発明の実施例5であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。以下、主に、実施例1と異なる点について説明する。

【0107】

本実施例5では、モータ電流の検出値から変換された磁束量をフィードバック量としている(実施例6~8も同様)。

【0108】

dq軸磁束推定部23は、座標変換部7が出力するdq軸電流検出値 $I d c$, $I q c$ に基づいて、ルックアップテーブル(テーブルデータ)を参照して、dq軸磁束推定値 d , q を推定する。dq軸磁束推定部23が参照するルックアップテーブル(テーブルデータ)は、 $I d c$, $I q c$ と d , q との対応を表す表データであり、本実施例5のモータ制御装置が備える記憶装置(図示せず)に記憶されている。なお、ルックアップテーブルに替えて、所定の関数(近似式など)を用いてもよい。

【0109】

第一dq軸磁束指令演算部21は、上位制御装置などから与えられるdq軸電流指令値 $I d c^*$, $I q c^*$ に基づいて、ルックアップテーブル(テーブルデータ)を参照して、

10

20

30

40

50

第一 d q 軸磁束指令値 d^* , q^* を演算して出力する。第一 d q 軸磁束指令演算部 2 1 が参照するルックアップテーブル (テーブルデータ) は、 $I d c^*$, $I q c^*$ と d^* , q^* との対応を表す表データであり、本実施例 5 のモータ制御装置が備える記憶装置 (図示せず) に記憶されている。ルックアップテーブルに替えて、所定の関数 (近似式など) を用いてもよい。

【 0 1 1 0 】

なお、 P M S M 1 における磁束と電流の対応関係を表す情報である、上述のルックアップテーブル、テーブルデータ、関数 (近似式) は、実測や磁場解析などに基づいて、設定することができる。

【 0 1 1 1 】

第二 d q 軸磁束指令演算部 2 5 は、第一 d q 軸磁束指令値 d^* , q^* と d q 軸磁束推定値 d , q が一致するように、比例積分 (P I) 制御器によって第二 d q 軸磁束指令値 d^{**} , q^{**} を演算して出力する。

【 0 1 1 2 】

図 1 8 は、第二 d q 軸磁束指令演算部 2 5 (図 1 7) における P I 制御器の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 1 1 3 】

図 1 8 の上図に示すように、第二 d 軸磁束指令値 d^{**} を演算する P I 制御器においては、加減算器 1 8 1 によって、第一 d 軸磁束指令値 d^* と d 軸磁束推定値 d との差分 ($d^* - d$) が演算され、比例器 1 8 7 によって、差分演算値に、比例ゲイン (K_P) が乗算される。また、差分演算値は、積分器 1 8 3 によって積分され、比例器 1 8 5 によって、積分値に積分ゲイン (K_I) が乗算される。比例ゲイン K_P が乗算された差分演算値と、積分ゲイン K_I が乗算された積分値とが、加算器 1 8 9 によって加算され、第二 d 軸磁束指令値 d^{**} が演算される。

【 0 1 1 4 】

図 1 8 の下図に示すように、第二 q 軸磁束指令値 q^{**} を演算する P I 制御器においては、加減算器 1 9 1 によって、第一 q 軸磁束指令値 q^* と q 軸磁束推定値 q との差分 ($q^* - q$) が演算され、比例器 1 9 7 によって、差分演算値に比例ゲイン (K_P) が乗算される。また、差分演算値は、積分器 1 9 3 によって積分され、比例器 1 9 5 によって、積分値に積分ゲイン (K_I) が乗算される。比例ゲイン K_P が乗算された差分演算値と、積分ゲイン K_I が乗算された積分値とが、加算器 1 9 9 によって加算され、第二 q 軸磁束指令値 q^{**} が演算される。

【 0 1 1 5 】

図 1 7 に示す減衰比制御部 2 7 は、モータ磁束の振動成分を抽出し、抽出した振動成分に応じて、この振動成分を減衰させるための電圧指令値 (以下、「安定化電圧指令値」と称す) を生成する。本実施例 5 では、図 1 7 に示すように、減衰比制御部 2 7 は、第一 d 軸磁束指令値 d^* 、第一 q 軸磁束指令値 q^* 、 d 軸磁束推定値 d 、 q 軸磁束推定値 q および速度情報 ω_1^* に基づき、 d 軸磁束および q 軸磁束の各振動成分を抽出し、抽出した両振動成分に応じて、モータ電流の振動成分を減衰させるための d 軸安定化電圧指令値 $V d d^*$ を生成する。

【 0 1 1 6 】

図 1 9 は、減衰比制御部 2 7 (図 1 7) の構成を示す機能ブロック図である。

【 0 1 1 7 】

図 1 9 に示すように、減衰比制御部 2 7 においては、一次遅れ演算器 1 6 1 および一次遅れ演算器 1 6 2 によって、それぞれ、第一 d 軸磁束指令値 d^* の一次遅れおよび第一 q 軸磁束指令値 q^* の一次遅れが演算される。なお、本実施例 5 では、制御系のカットオフ角周波数 c の逆数を、一次遅れにおける時定数としている。

【 0 1 1 8 】

さらに、 d 軸磁束推定値 d と、第一 d 軸磁束指令値 d^* の一次遅れとの d 軸磁束差分 $d - d$ (= $d - (d^*$ の一次遅れ)) が、加減算器 1 6 3 によって演算される。か

10

20

30

40

50

つ、q 軸磁束推定値 \hat{q} と、第一 q 軸磁束指令値 q^* の一次遅れとの q 軸磁束差分 d q ($\hat{q} - (q^* \text{の一次遅れ})$) が、加減算器 164 によって演算される。

【0119】

座標変換器 165 は、制御動作に伴う無駄時間を補償するために、d 軸磁束差分 d d および q 軸磁束差分 d q を、制御軸である d q 軸を無駄時間分の位相だけ回転させた座標における補正 d 軸磁束差分 d d' および補正 q 軸磁束差分 d q' に変換する。

【0120】

座標変換器 165 は、予め座標変換器 165 に設定されている式 (3) を用いて、d 軸磁束差分 d d および q 軸磁束差分 d q を、速度情報 ω_1^* と無駄時間 d t を乗算した補正位相 $\omega_1^* d$ t だけ d q 軸を回転させた座標における補正 d 軸磁束差分 d d' およ

10

び補正 q 軸磁束差分 d q' を演算する。

【数 3】

$$\begin{bmatrix} d\phi_d' \\ d\phi_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_1^* dt) & \sin(\omega_1^* dt) \\ -\sin(\omega_1^* dt) & \cos(\omega_1^* dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d\phi_d \\ d\phi_q \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

【0122】

座標変換器 165 によれば、振動成分を含む d 軸磁束差分 d d および q 軸磁束差分 d q が、 d d および q が推定された時点（もしくは、三相電流 (I_u, I_v, I_w) が

20

検出された時点) から、無駄時間分だけ位相を進めた時点での、振動成分を含む d 軸磁束差分 d d' および q 軸電流差分 d q' に変換される。

【0123】

図 19 に示すように、本実施例 5 において、座標変換器 165 は d d' を出力する。したがって、座標変換器 165 は、 d d' および d q' の内、 d d' だけを演算する。なお、座標変換器 65 には、式 (3) のように d d' および d q' を表す式に限らず、 d d' を表す式だけが設定されていてもよい。

【0124】

座標が変換された d 軸磁束差分 d d' の振動成分が、ハイパスフィルタ 166 (図 19 中に伝達関数を示す) によって抽出される。抽出された d d' の振動成分、すなわち

30

d 軸磁束の振動成分に、比例器 167 によって、ゲイン (2) が乗算される。ハイパスフィルタ 166 が出力する、d 軸磁束差分 d d' の振動成分は、座標変換器 165 によって位相が進められた d 軸磁束の振動成分である。

【0125】

実施例 1 と同様に、 α は、振動成分の減衰の程度に関わる制御パラメータである。すなわち、 α は、モータの応答における減衰比に相当するが、制御系において、モータの応答における減衰比とは独立に、任意 (ただし、 $0 < \alpha < 1$) に設定される定数である。そこで、以下、 α を「減衰比」と称する。

【0126】

図 19 に示すように、ゲイン (2) が乗算された d 軸電流の振動成分に、PMSM 1

40

(図 17) の速度情報 ω_1^* の絶対値が、乗算器 169 によって乗算される。これにより、磁束値が電圧値に変換される。なお、速度情報 ω_1^* の絶対値は、絶対値演算器 168 (ABS) によって演算される。

【0127】

ローパスフィルタ 157 は、乗算器 169 の出力から高周波成分を除去して、d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* を出力する。なお、実施例 1 (図 3) と同様に、ローパスフィルタ 157 のカットオフ周波数は、速度情報 ω_1^* に応じて設定される。

【0128】

図 17 に示す電圧ベクトル演算部 19 は、磁束制御に関わるモータモデルの逆モデルに基づいて、電圧指令値を生成する

50

モータモデルの逆モデルは、モータの d 軸磁束および q 軸磁束をそれぞれ ϕ_d および ϕ_q とし、モータの d 軸電圧および q 軸電圧をそれぞれ V_d および V_q とすると、式 (4) のような電圧方程式によって表される。

【 0 1 2 9 】

【 数 4 】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ L_d & \\ 0 & R \\ & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_d - K_e \\ \dot{\phi}_q \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} + \omega_1 \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

10

【 0 1 3 0 】

本実施例 5 においては、式 (4) で表される逆モデルが適用されるが、 ϕ_d^* および ϕ_q^* をそれぞれ第二 d 軸磁束指令値 ϕ_d^* および第二 q 軸磁束指令値 ϕ_q^* とし、 ω_1 を速度情報 ω_1^* とする。電圧ベクトル演算部 19 は、式 (4) によって演算した V_d と、減衰比制御部 27 が出力する d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* とに基づいて、d 軸電圧指令値 V_d^* を生成して出力する。また、電圧ベクトル演算部 19 は、式 (4) によって演算した V_q を、q 軸電圧指令値 V_q^* として出力する。

【 0 1 3 1 】

図 20 は、式 (4) で表される逆モデルに基づく電圧ベクトル演算部 19 の構成を示す機能ブロック図である。なお、 R 、 L_d 、 L_q 、 K_e は、それぞれ PMSM 1 における巻線抵抗、d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンス、誘起電圧定数である。

20

【 0 1 3 2 】

図 20 に示すように、微分器 145 により、 ϕ_q^* の微分が演算される。また、加減算器 144 により、 ϕ_q^* と K_e との差分 ($\dot{\phi}_q^* - K_e$) が演算される。この差分演算値に、比例器 146 によって、 R/L_d が乗じられる。微分器 145 による微分演算値と、比例器 146 によってゲインである R/L_d が乗じられた差分演算値とが、加算器 147 によって加算される。また、乗算器 148 によって、 ω_1^* と ϕ_q^* とが乗算される。さらに、加減算器 149 によって、加算器 147 による加算演算値から、乗算器 148 による乗算値と、減衰比制御部 27 (図 17) によって生成された d 軸安定化電圧指令値 V_{dd}^* とが減算される。これにより、 V_d^* が生成される。

30

【 0 1 3 3 】

図 20 に示すように、微分器 135 により、 ϕ_q^* の微分が演算される。また、比例器 136 によって、 ϕ_q^* に R/L_q が乗じられる。微分器 135 による微分演算値と、比例器 136 によって R/L_q が乗じられた $\dot{\phi}_q^*$ とが、加算器 137 によって加算される。また、乗算器 138 によって、 ω_1^* と ϕ_d^* とが乗算される。さらに、加算器 139 によって、加算器 137 による加算演算値と、乗算器 138 による乗算値とが加算される。これにより、 V_q^* が生成される。

【 0 1 3 4 】

前述のように、減衰比制御部 27 における座標変換器 65 によって無駄時間分だけ位相が進められた d 軸磁束の振動成分に基づいて生成された V_{dd}^* が、式 (4) に基づいて生成される d 軸電圧 V_d に、振動成分を相殺する方向に重畳される。このため、無駄時間が補償されたモータ電流の振動成分の抑制が可能になる。

40

【 0 1 3 5 】

なお、本実施例 5 においても、実施例 1 と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

【 0 1 3 6 】

また、本実施例 5 においても、実施例 1 の第 1 (図 6) および第 2 (図 7) の変形例と同様に、ハイパスフィルタを座標変換器 65 の前段に設けたり、磁束推定値を磁束指令値

50

との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【実施例 6】

【0137】

図 2 1 は、本発明の実施例 6 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【0138】

以下、主に、実施例 5 と異なる点について説明する。

【0139】

図 2 1 に示すように、本実施例 6 においては、実施例 5 (図 1 7) とは異なり、減衰比制御部 2 7 A は、q 軸安定化電圧指令値 V_{qd}^* を生成する。

10

【0140】

図 2 2 は、減衰比制御部 2 7 A (図 2 1) の構成を示す機能ブロック図である。

【0141】

本実施例 6 における減衰比制御部 2 7 A (図 2 1) が備える座標変換器 1 6 5 は、実施例 5 (図 1 9) と同様に、式 (3) を用いて、d 軸磁束差分 d_d および q 軸磁束差分 d_q を、制御軸である d q 軸を無駄時間分の位相 $\theta_1^* d t$ だけ回転させた座標における補正 d 軸磁束差分 d_d' および補正 q 軸磁束差分 d_q' に変換する。

【0142】

なお、図 2 2 に示すように、本実施例 6 において、座標変換器 1 6 5 は d_q' を出力する。したがって、座標変換器 1 6 5 は、 d_d' および d_q' の内、 d_q' だけを演算する。座標が変換された q 軸磁束差分 d_q' の振動成分が、ハイパスフィルタ 1 6 6 A (図 2 2 に伝達関数を示す) によって抽出される。

20

【0143】

図 2 3 は、式 (4) で表される逆モデルに基づく、本実施例 6 における電圧ベクトル演算部 1 9 A (図 2 1) の構成を示す機能ブロック図である。

【0144】

加減算器 1 4 9 A によって、加算器 1 4 7 による加算演算値から、乗算器 1 4 8 による乗算値が減算されて、d 軸電圧指令値 V_{d^*} が生成される。なお、加減算器 1 4 9 A による演算値は、式 (4) における d 軸電圧 V_d に対応する。

【0145】

加減算器 1 3 9 A によって、加算器 1 3 7 による演算値と、乗算器 1 3 8 による演算値とが加算されるとともに、q 軸安定化電圧指令値 V_{qd}^* が減算される。加減算器 1 3 9 A による演算値は、式 (4) における q 軸電圧 V_d から q 軸安定化電圧指令値 V_{qd}^* を減算した演算値に対応する。加減算器 1 3 9 A は、演算値を q 軸電圧指令値 V_{q^*} として出力する。

30

【0146】

本実施例 6 によれば、実施例 5 と同様に、座標変換によって d q 軸磁束の振動成分の位相を進めることにより、無駄時間の影響を補償して、安定した減衰比制御が可能になる。

【0147】

前述のように、減衰比制御部 2 7 A における座標変換器 1 6 5 によって無駄時間分だけ位相が進められた q 軸磁束の振動成分に基づいて生成された V_{qd}^* が、式 (4) に基づいて生成される q 軸電圧 V_q に、振動成分を相殺する方向に重畳される。このため、無駄時間が補償されたモータ電流の振動成分の抑制が可能になる。

40

【0148】

なお、本実施例 6 においても、実施例 1 と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

【0149】

また、本実施例 6 においても、実施例 1 の第 1 (図 6) および第 2 (図 7) の変形例と同様に、ハイパスフィルタを座標変換器 6 5 の前段に設けたり、磁束推定値を磁束指令値

50

との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【実施例 7】

【0150】

図 2 4 は、本発明の実施例 7 であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

【0151】

以下、主に、実施例 5, 6 と異なる点について説明する。

【0152】

図 2 4 に示すように、本実施例 7 における減衰比制御部 2 7 B は、第一 d 軸磁束指令値 d^* 、第一 q 軸磁束指令値 $I q^*$ 、d 軸磁束推定値 d 、q 軸磁束推定値 q 、および速度情報 v_1^* に基づき、d q 軸磁束の振動成分を抽出し、抽出した振動成分に応じて、この振動成分を減衰させるための安定化電圧指令位相補正量 d^* を生成する。

【0153】

実施例 5, 6 では、電圧方程式 (式 (4)) から演算される電圧指令の電圧値が補正されるのに対し、本実施例 7 では、安定化電圧指令位相補正量 d^* によって電圧指令の位相が補正される。

【0154】

図 2 5 は、本実施例 7 における減衰比制御部 2 7 B (図 2 4) の構成を示す機能ブロック図である。

【0155】

図 2 5 に示すように、実施例 5 (図 1 9) と同様に、 d^* 、 q^* 、 d 、 q および v_1^* に基づき、一次遅れ演算器 1 6 1, 1 6 2、加減算器 1 6 3, 1 6 4、座標変換器 1 6 5 およびハイパスフィルタ 1 6 6 によって、位相が進められた d 軸磁束の振動成分が演算される。さらに、実施例 5 (図 1 9) と同様に、比例器 1 6 7 によって、磁束値が電圧相当値 (= 電圧値 / v_1^*) に変換される。

【0156】

本実施例 7 においては、 d^* の一次遅れが、電圧ベクトルの d 軸成分相当値 (= d 軸電圧成分値 / v_1^*) として、除算器 1 5 5 に入力される。除算器 1 5 5 は、 d^* の一次遅れを除数とし、比例器 1 6 7 の演算値を被除数とする除算値を演算する。これにより、d 軸磁束の振動成分に応じた、電圧指令ベクトルの位相の変化分が演算される。除算器 1 5 5 の演算値は、ローパスフィルタ 1 5 7 によって高周波成分が除去される。ローパスフィルタ 1 5 7 は、高周波成分が除去された除算器 1 5 5 の演算値を、安定化電圧指令位相補正量 d^* として出力する。

【0157】

図 2 6 は、実施例 7 の第 1 の変形例における減衰比制御部 2 7 B の構成を示す機能ブロック図である。

【0158】

図 2 6 に示すように、第 1 の変形例においては、 d^* 、 q^* 、 d 、 q および v_1^* に基づき、一次遅れ演算器 1 6 1, 1 6 2、加減算器 1 6 3, 1 6 4、座標変換器 1 6 5 およびハイパスフィルタ 1 6 6 A によって、位相が進められた q 軸磁束の振動成分が演算される。さらに、比例器 1 6 7 によって、磁束値が電圧相当値 (= 電圧値 / v_1^*) に変換される。

【0159】

第 1 の変形例においては、 q^* の一次遅れが、電圧ベクトルの q 軸成分相当値 (= q 軸電圧成分値 / v_1^*) として、除算器 1 5 6 に入力される。除算器 1 5 6 は、 q^* の一次遅れを除数とし、比例器 1 6 7 の演算値を被除数とする除算値を演算する。これにより、q 軸磁束の振動成分に応じた、電圧指令ベクトルの位相の変化分が演算される。除算器 1 5 6 の演算値は、ローパスフィルタ 1 5 7 によって高周波成分が除去される。ローパスフィルタ 1 5 7 は、高周波成分が除去された除算器 1 5 6 の演算値を、安定化電圧指令位相補正量 d^* として出力する。

【0160】

図27は、実施例7の第2の変形例における減衰比制御部26Bの構成を示す機能ブロック図である。

【0161】

図27に示すように、第2の変形例においては、一次遅れ演算器261によって、第一d軸磁束指令 d^* の一次遅れが演算される。また、一次遅れ演算器262によって、第一q軸磁束指令 q^* の一次遅れが演算される。なお、制御系のカットオフ角周波数 c の逆数を、一次遅れにおける時定数とする。

【0162】

d軸磁束推定値 d と、第一d軸磁束指令 d^* の一次遅れとのd軸磁束差分 $d - d^*$ が、加減算器263によって演算される。また、q軸磁束推定値 q と、第一q軸磁束指令 q^* の一次遅れとのq軸磁束差分 $d - q^*$ が、加減算器264によって演算される。

【0163】

座標変換器165は、実施例5(図19)と同様に、式(3)を用いて、d軸磁束差分 $d - d^*$ およびq軸磁束差分 $d - q^*$ を、制御軸であるdq軸を無駄時間分の位相 $\theta_1^* - \theta_t$ だけ回転させた座標における補正d軸磁束差分 $d - d'$ および補正q軸磁束差分 $d - q'$ に変換する。なお、座標変換器165は、 $d - d'$ および $d - q'$ を出力する。

【0164】

$d - d'$ および $d - q'$ の振動成分が、それぞれハイパスフィルタ255および256によって抽出される。

【0165】

ハイパスフィルタ255によって抽出された $d - d'$ の振動成分に、 d^* の一次遅れ(以下、「 $d f^*$ 」と記す)が乗算器257によって乗算される。また、ハイパスフィルタ256によって抽出された $d - q'$ の振動成分に、 q^* の一次遅れ(以下、「 $q f^*$ 」と記す)が乗算器258によって乗算される。また、乗算器257による乗算値と乗算器258による乗算値とが、加算器259によって加算される。加算器259による加算演算値は、磁束指令ベクトルと磁束の振動成分ベクトルとの内積に相当する。

【0166】

$d f^*$ および $q f^*$ は、乗算器257, 258のほかに、二乗和演算器260にも入力される。二乗和演算器260は、 $q f^*$ の二乗と $d f^*$ の二乗との和を演算する。

【0167】

二乗和演算器260による二乗和演算値 $((d f^*)^2 + (q f^*)^2)$ と、加算器259による加算値とが、除算器265に入力される。除算器265は、二乗和演算器260による二乗和演算値を除数とし、加算器259による加算値を被除数として、除算値 $((加算値) \div (二乗和))$ を演算する。

【0168】

ここで、除算器265による除算値は、磁束の振動成分の、磁束指令の振幅方向の成分の値 $((磁束指令ベクトルと磁束の振動成分ベクトルとの内積) \div (磁束指令ベクトルの大きさ (= ((q f^*)^2 + (d f^*)^2)^{1/2}))$ を、電圧指令の位相補正量(ゲイン乗算前の暫定的な補正量)に変換 $((磁束指令の振幅方向の成分) \div (磁束指令の大きさ (= ((q f^*)^2 + (d f^*)^2)^{1/2}))$ した値である。

【0169】

除算器265による除算値に、比例器266によって、ゲイン(2)が乗算される。これにより、安定化電圧指令位相補正量 d^* が生成される。比例器266の演算値は、ローパスフィルタ267によって高周波成分が除去される。ローパスフィルタ267は、高周波成分が除去された比例器266の演算値を、安定化電圧指令位相補正量 d^* として出力する。

【0170】

なお、実施例5(図25)と同様に、ローパスフィルタ267のカットオフ周波数は、

速度情報 ω_1^* に応じて設定される。

【0171】

図28は、実施例7における電圧ベクトル演算部19B(図24)の構成を示す機能ブロック図である。なお、図28に示す電圧ベクトル演算部19Bは、図26および27に減衰比制御部26Bを示した第1および第2の変形例においても、適用される。

【0172】

電圧ベクトル演算部19Bにおいては、実施例5と同様に、前述の式(4)の電圧方程式によって表される、モータモデルの逆モデルが用いられる。

【0173】

さらに、本実施例7における電圧ベクトル演算部19Bは、減衰比制御部27Bによって生成された安定化電圧指令位相補正量 d^* に応じて、電圧指令値の位相を補正する座標変換部140を有する。

10

【0174】

座標変換部140は、電圧方程式を用いて生成される電圧指令値(電圧指令ベクトル(V_{d0}^* , V_{q0}^*))の位相を、安定化電圧指令位相補正量 d^* に応じて回転させる。上述のように、 d^* は、位相が進められた磁束ベクトルの振動成分に応じて生成される。したがって、モータ電流の振動が抑制されるので、PMSM1の制御の安定性が向上する。

【0175】

なお、本実施例7においても、実施例1と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

20

【0176】

また、本実施例7においても、実施例1の第1(図6)および第2(図7)の変形例と同様に、ハイパスフィルタを座標変換器65の前段に設けたり、磁束推定値を磁束指令値との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【実施例8】

【0177】

図29は、本発明の実施例8であるモータ制御装置の構成を示す機能ブロック図である。

30

【0178】

以下、主に、実施例7と異なる点について説明する。

【0179】

図29に示すように、本実施例8では、加減算器15によって、減衰比制御部27Bが生成する安定化電圧指令位相補正量 d^* が、磁極位置検出器4による磁極位置検出値 θ^* から減算される。加減算器15による演算値($\theta^* - d^*$)が、磁極位置情報 θ^* として、周波数演算部5、座標変換部7および座標変換部11において用いられる。

【0180】

すなわち、座標変換部7における三相/dq変換において用いられる制御用回転座標軸、並びに座標変換部11におけるdq/三相変換において用いられる制御用回転座標軸を、 d^* に応じて回転させる。

40

【0181】

図30は、本実施例8における電圧ベクトル演算部19C(図29)の構成を示す機能ブロック図である。

【0182】

本実施例8における電圧ベクトル演算部19Cは、実施例7(図28)のような座標変換部140は備えていない。このため、電圧ベクトル演算部19Cは、式(4)で表される逆モデルに基づいて演算するd軸電圧値およびq軸電圧値を、補正することなく、それぞれd軸電圧指令値 V_{d0}^* およびq軸電圧指令値 V_{q0}^* として出力する。

【0183】

50

本実施例 8 は、実施例 7 と同様に安定化電圧指令位相補正量 d^* が生成されるが、電圧ベクトル演算部 19C においては、安定化電圧指令位相補正量 d^* による電圧位相の補正は実行されない。本実施例 8 では、磁極位置検出値 θ^* から安定化電圧指令位相補正量 d^* を減算して位置情報 θ^* とし、この位置情報 θ^* を用いてベクトル制御が実行される。これにより、実質的に電圧ベクトルの位相を制御できる。

【0184】

なお、本実施例 8 (図 29) における、磁極位置検出器 4 (例えば、レゾルバ) で検出される磁極位置検出値 θ^* に代えて、センサレス制御による磁極位置推定値を用いてもよい。また、磁極位置を推定する際に PLL (Phase Locked Loop) を用いる場合、PLL の目標値を用いてもよい。本実施例 8 によれば、センサレス制御であっても PMSM 10 の共振を確実に抑えることができるので、センサレス制御の安定性が向上する。

【0185】

なお、本実施例 8 においても、実施例 1 と同様に、ハイパスフィルタに代えて、フーリエ級数展開やバンドパスフィルタなど、基本波周波数の振動成分を抽出する他の手段を適用してもよい。

【0186】

また、本実施例 8 においても、実施例 1 の第 1 (図 6) および第 2 (図 7) の変形例と同様に、減衰比制御部 26B におけるハイパスフィルタを座標変換器の前段に設けたり、磁束推定値を磁束指令値との差分を取らずに直接ハイパスフィルタに入力したりすることも可能である。

【0187】

従来技術 (例えば、上述の特許文献 1 もしくは特許文献 2 に記載の技術) では、電圧指令値を生成するために電流制御に関わる電圧方程式が用いられるが、この場合、トルクや速度に応じて電流と電圧の方向は変化し、関係性は一定ではない。これに対し、実施例 5 ~ 8 では、磁束制御に関する電圧方程式が用いられるが、この場合、一次抵抗成分を無視すれば、電圧と磁束は直交する。

【0188】

図 31 は、電圧ベクトルと磁束ベクトルを示すベクトル図である。

【0189】

図 31 に示すように、磁束ベクトル ψ () と電圧ベクトル V () は互いに直交する。したがって、磁束の振幅方向は、電圧の振幅方向に直交する方向、すなわち電圧ベクトルの位相方向に相当する。

【0190】

したがって、実施例 7, 8 のように、磁束の振幅方向の振動成分に応じて電圧位相角を、この振動成分に対して電圧の位相方向の成分が逆方向になるように制御すれば、実施例 5, 6 のように磁束の振動成分と逆方向に電圧指令値を補正する場合と同様に、PMSM 1 の共振を抑制できる。

【0191】

なお、実施例 7, 8 は、電圧位相を補正制御するため、電力変換器 2 (例えば、インバータ) の出力電圧が、出力可能な電圧の制限 (上限) に近い領域である場合でも、確実に共振を抑えることができる。例えば、実施例 5, 6 において、電圧ベクトル V の大きさの補正が難しくても、位相を補正して、 V_d , V_q を変化させて、磁束ベクトルの変動を抑えることができる。

【0192】

このように、実施例 7, 8 によれば、電圧制限に近い領域において、PMSM 1 の共振を抑制できる。例えば、本実施例 3 は、1 パルス制御によって、PMSM 1 を駆動制御する場合に、好適である。

【0193】

図 32 は、1 パルス制御における、U 相ゲート信号 (S_{u+} , S_{u-}) および U 相電圧指令値 V_u を示す波形図である。なお、U 相ゲート信号 S_{u+} および S_{u-} は

10

20

30

40

50

、それぞれ、電力変換器 2（三相インバータ）の U 相上アームおよび U 相下アームに与えられるゲート信号である。

【0194】

図 3 2 に示すように、PWM 制御器 1 2 は、1 パルス制御では、基本波周波数でオン・オフを繰り返す矩形波のゲート信号を出力する。したがって、電力変換器 2 が出力する電圧の大きさは一定値に維持される。このため、電圧値の大きさの補正は難しいが、電圧の位相を補正して、共振を抑えることができる。

【0195】

上述のように、実施例 7, 8 によれば、電圧指令の大きさの補正が難しい場合でも、電圧指令の位相を補正することにより、PMSM 1 の振動を抑えることができる。

10

【実施例 9】

【0196】

図 3 3 は、本発明の実施例 9 である電気車の構成を示すブロック図である。なお、本実施例 9 における電気車は、電気自動車である。

【0197】

モータ制御装置 1 0 0 は、電力変換器 2（インバータ）から PMSM 1 に供給する交流電力を制御する。直流電圧源 9（例えばバッテリー）は、電力変換器 2（インバータ）に直流電力を供給する。電力変換器 2（インバータ）は、モータ制御装置 1 0 0 によって制御されることにより、直流電圧源 9 からの直流電力を交流電力に変換する。モータ制御装置 1 0 0 として、前述の実施例 1 ~ 8 の内のいずれかのモータ制御装置が適用される。

20

【0198】

PMSM 1 は、トランスミッション 1 0 1 に機械的に接続される。トランスミッション 1 0 1 は、ディファレンシャルギア 1 0 3 を介してドライブシャフト 1 0 5 に機械的に接続され、車輪 1 0 7 に機械的動力を供給する。これにより、車輪 1 0 7 が回転駆動される。

【0199】

なお、PMSM 1 が、トランスミッション 1 0 1 を介さず、直接、ディファレンシャルギア 1 0 3 に接続されてもよい。また、自動車の前輪および後輪の各々が、独立した PMSM およびインバータによって駆動されてもよい。

【0200】

電気自動車においては、振動抑制や空転制御のためにトルクの高速度応答を要する場合、制御系の減衰比を高精度に設定することが要求される。このため、制御設計が複雑になるが、実施例 1 ~ 8 のモータ制御装置によれば、実質的に減衰比が制御されるので、制御設計を複雑化することなく、トルク応答を高速化しながらも、モータの振動が抑制された安定な制御が可能になる。

30

【0201】

また、実施例 1 ~ 8 のモータ制御装置によれば、電気自動車における、低レベルから高レベルまでの広範囲にわたる速度やトルクに応じた広範囲の動作点で、モータ振動を減衰させることができる。

【0202】

また、電気自動車においては、速度およびトルクの範囲が広い電気自動車用のモータは、高効率化のために一次抵抗が小さく、図 3 1 に示すような電圧ベクトルと磁束ベクトルの直交関係が、広い速度範囲で成り立つ。したがって、前述の実施例 7, 8 が好適である。

40

【0203】

また、本実施例 9 によれば、モータの振動を抑制できるので、運転者や搭乗者の乗り心地が向上する。

【0204】

本発明の実施例 1 ~ 8 は、上述の電気自動車に限らず、電気鉄道車両なども含む電気車に対して適用でき、上述した作用・効果を生じる。

50

【 0 2 0 5 】

なお、本発明は前述した実施例に限定されるものではなく、様々な変形例が含まれる。例えば、前述した各実施例は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、各実施例の構成の一部について、削除、置き換え、他の構成の追加をすることが可能である。

【 0 2 0 6 】

例えば、制御対象の交流モータは、PMSMに限らず、同期リラクタンスモータ、巻線界磁型同期電動機などでもよい。

【 0 2 0 7 】

また、PMSMは、埋込磁石型および表面磁石型のいずれでもよいし、外転型および内転型のいずれでもよい。 10

【 0 2 0 8 】

また、インバータ主回路を構成する半導体スイッチング素子は、IGBTに限らず、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などでもよい。

【 0 2 0 9 】

また、上記各実施例によるモータ制御装置は、交流モータと、交流モータを駆動する電力変換器と、電力変換器を制御する制御装置を備える各種のモータ駆動システムにおいて、この制御装置として適用できる。

【 符号の説明 】 20

【 0 2 1 0 】

1 : PMSM、2 : 電力変換器、3 : 相電流検出器、4 : 磁極位置検出器、5 : 周波数演算部、6 : 直流電圧検出器、7 : 座標変換部、9 : 直流電圧源、11 : 座標変換部、12 : PWM制御器、15 : 加減算器、18, 18A, 18B, 18C : 電圧ベクトル演算部、19, 19A, 19B, 19C : 電圧ベクトル演算部、21 : 第一dq軸磁束指令演算部、23 : dq軸磁束推定部、24 : 第二dq軸電流指令演算部、25 : 第二dq軸磁束指令演算部、26, 26A, 26B : 減衰比制御部、27, 27A, 27B : 減衰比制御部、34 : 加減算器、35 : 微分器、36 : 比例器、37 : 加算器、38 : 乗算器、39 : 加算器、40 : 座標変換部、45 : 微分器、46 : 比例器、47 : 加算器、48 : 乗算器、49, 49A : 加減算器、51 : 比例器、52 : 比例器、53 : 加算器、55 : 除算器、56 : 除算器、57 : ローパスフィルタ、61 : 一次遅れ演算器、62 : 一次遅れ演算器、63 : 加減算器、64 : 加減算器、65, 65A : 座標変換器、66, 66A, 66B, 66C, 66D : ハイパスフィルタ、67, 67A : 比例器、68 : 絶対値演算器、69 : 乗算器、81 : 加減算器、83 : 積分器、85 : 比例器、87 : 比例器、89 : 加算器、91 : 加減算器、93 : 積分器、95 : 比例器、97 : 比例器、99 : 加算器、100 : モータ制御装置、101 : トランスミッション、103 : ディファレンシャルギア、105 : ドライブシャフト、107 : 車輪、135 : 微分器、136 : 比例器、137 : 加算器、138 : 乗算器、139 : 加算器、139A : 加減算器、140 : 座標変換部、144 : 加減算器、145 : 微分器、146 : 比例器、147 : 加算器、148 : 乗算器、149, 149A : 加減算器、155 : 除算器、156 : 除算器、157 : ローパスフィルタ、161 : 一次遅れ演算器、162 : 一次遅れ演算器、163 : 加減算器、164 : 加減算器、165 : 座標変換器、166, 166A : ハイパスフィルタ、167 : 比例器、168 : 絶対値演算器、169 : 乗算器、181 : 加減算器、183 : 積分器、185 : 比例器、187 : 比例器、189 : 加算器、191 : 加減算器、193 : 積分器、195 : 比例器、197 : 比例器、199 : 加算器、251 : 一次遅れ演算器、252 : 一次遅れ演算器、253 : 加減算器、254 : 加減算器、255 : ハイパスフィルタ、256 : ハイパスフィルタ、257 : 乗算器、258 : 乗算器、259 : 加算器、260 : 二乗和演算器、261 : 一次遅れ演算器、262 : 一次遅れ演算器、263 : 加減算器、264 : 加減算器、265 : 除算器、266 : 比例器、267 : ローパスフィルタ、268 : 絶対値演算器 30 40 50

【 図 面 】

【 図 1 】

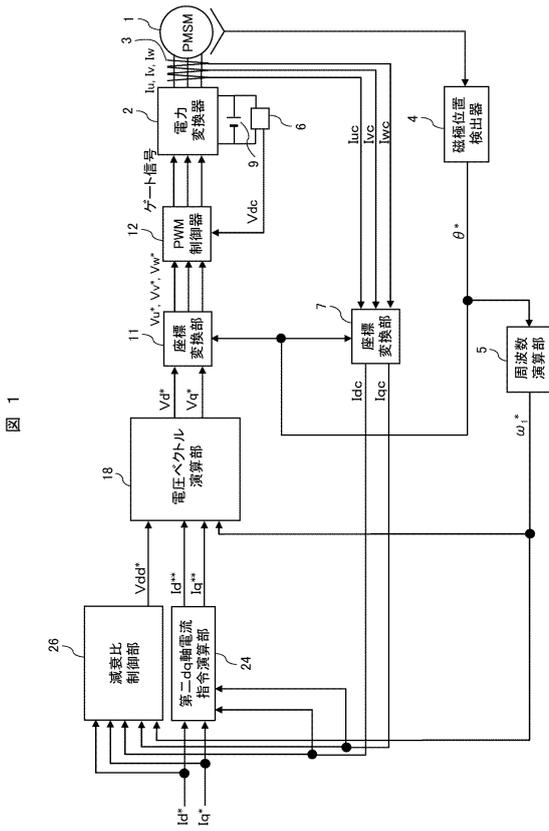
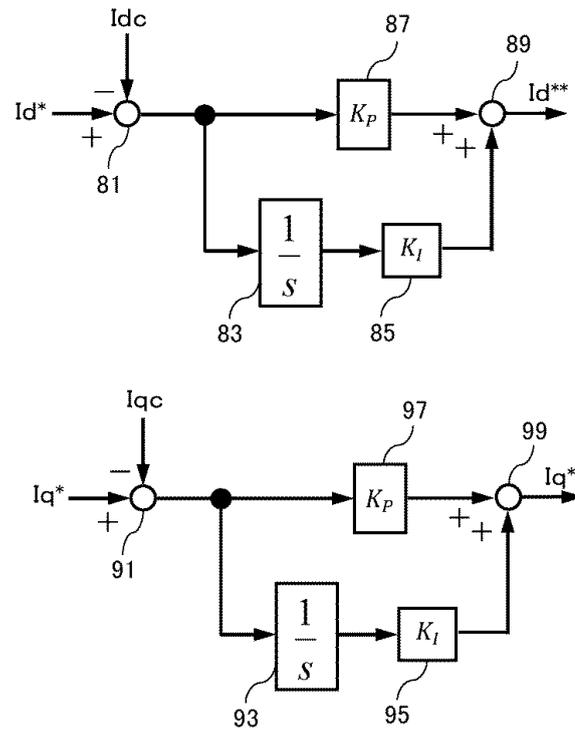


図 1

【 図 2 】

図 2

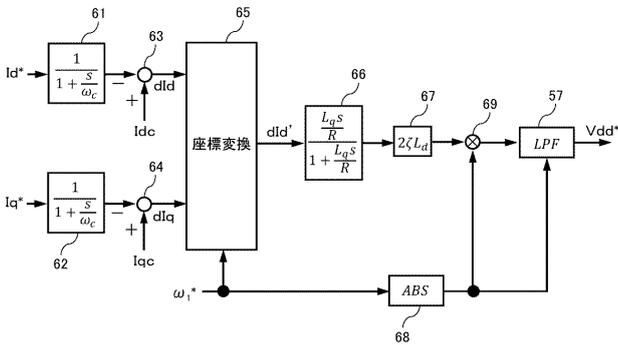


10

20

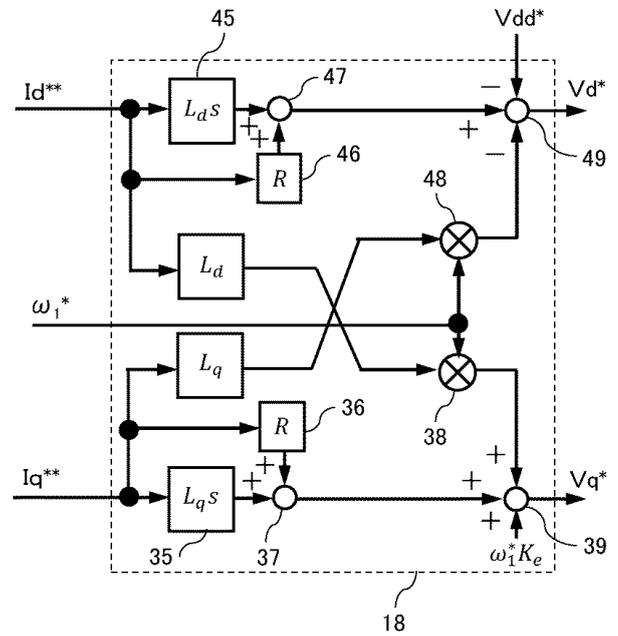
【 図 3 】

図 3



【 図 4 】

図 4

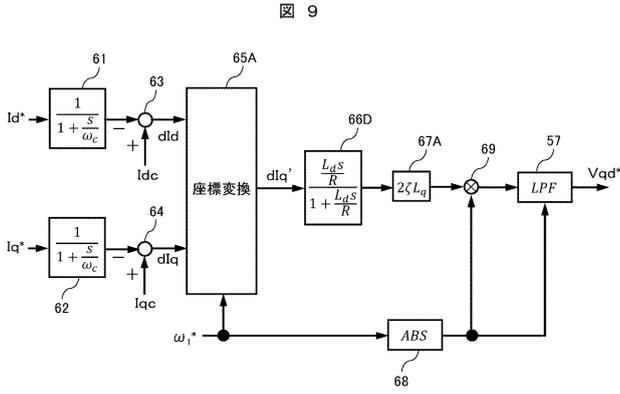


30

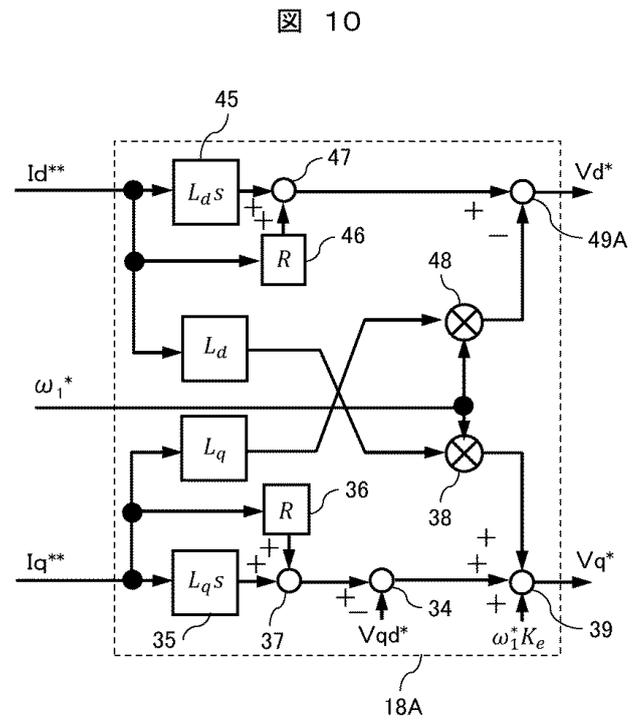
40

50

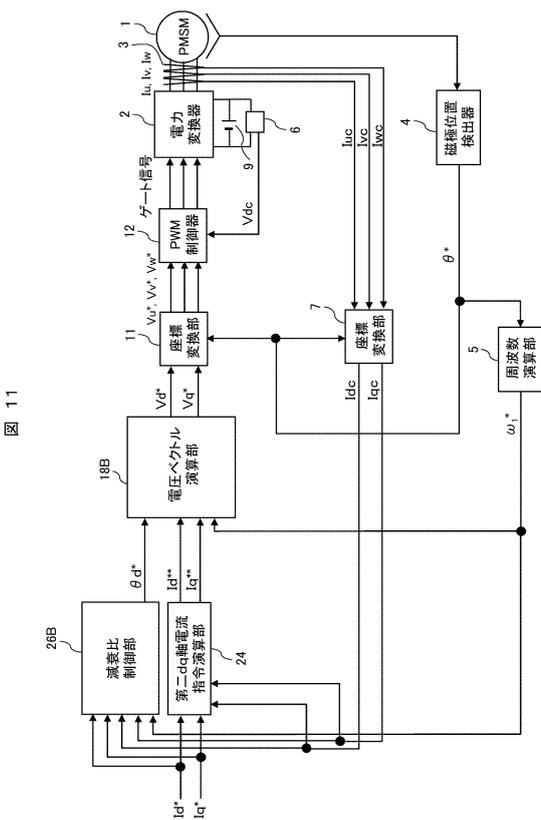
【 図 9 】



【 図 10 】



【 図 11 】



【 図 12 】

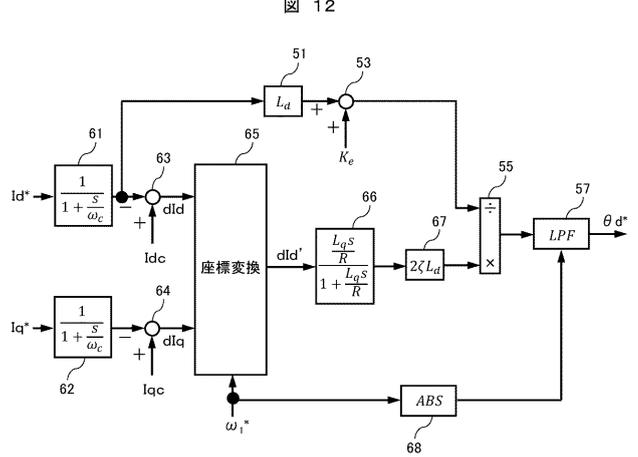


図 11

図 12

10

20

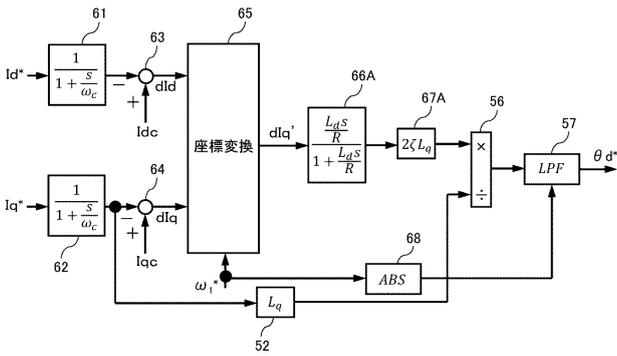
30

40

50

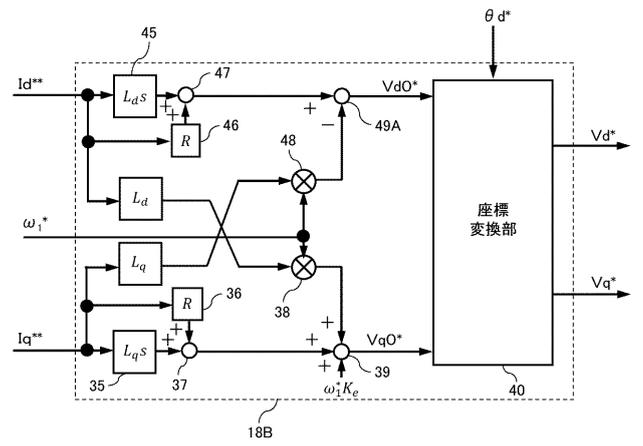
【 図 1 3 】

図 13



【 図 1 4 】

図 14



10

【 図 1 5 】

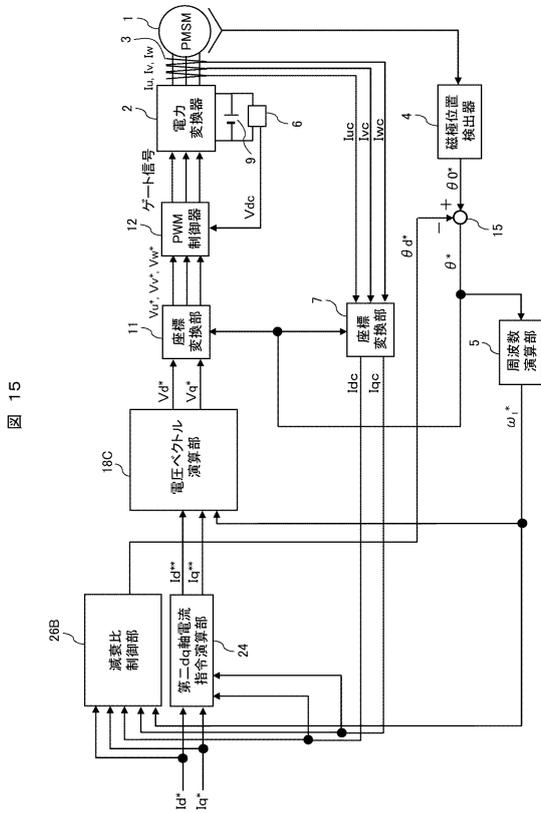
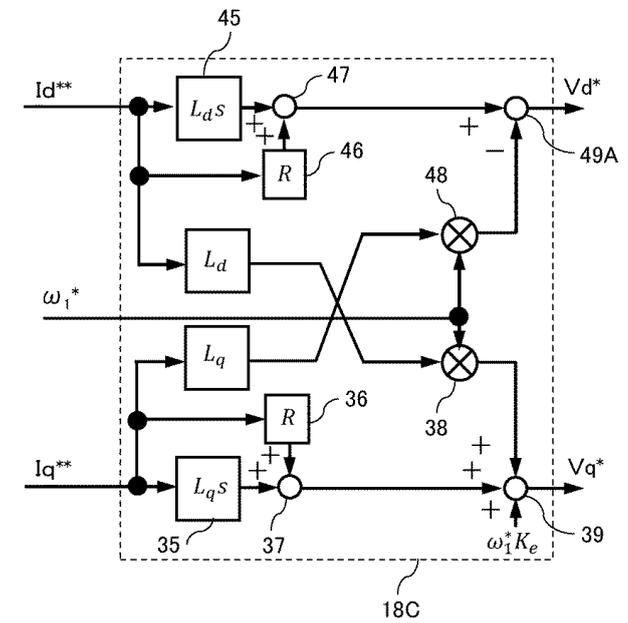


図 15

【 図 1 6 】

図 16



20

30

40

50

【 図 17 】

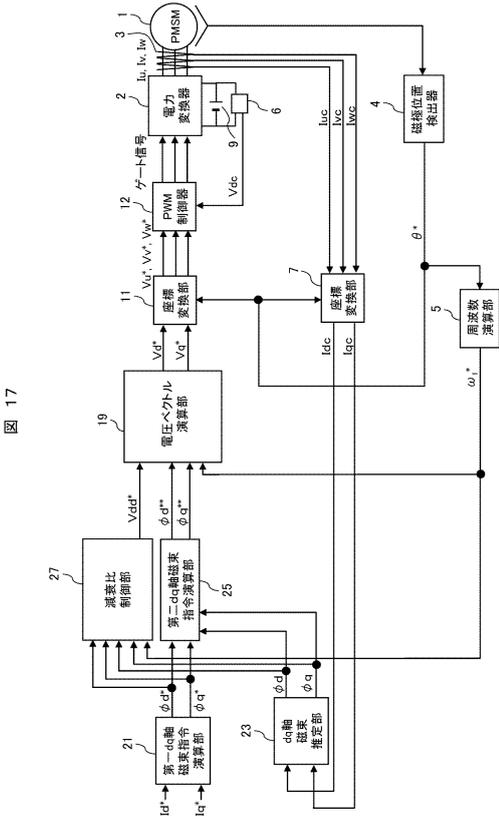


図 17

【 図 18 】

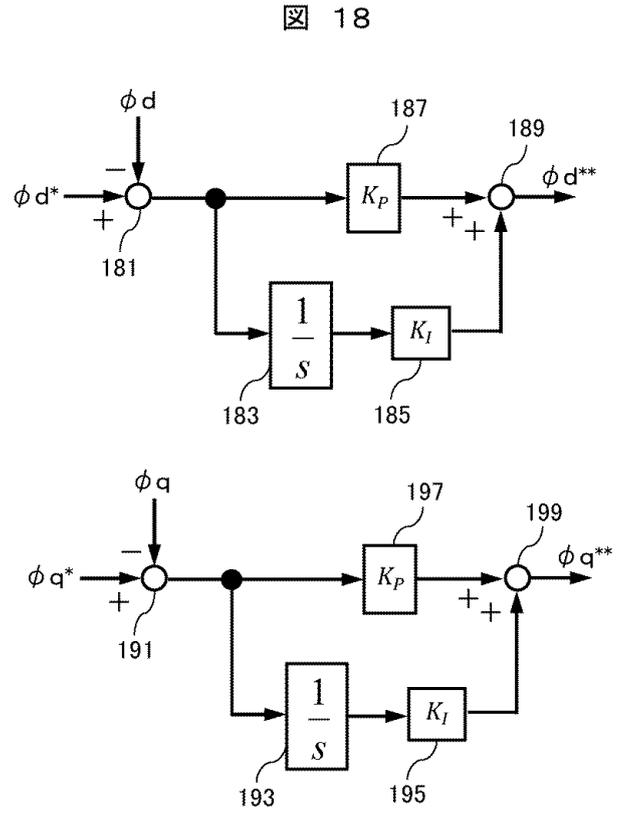


図 18

10

20

【 図 19 】

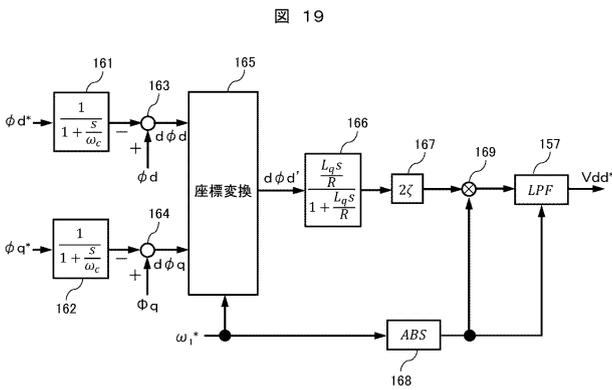


図 19

【 図 20 】

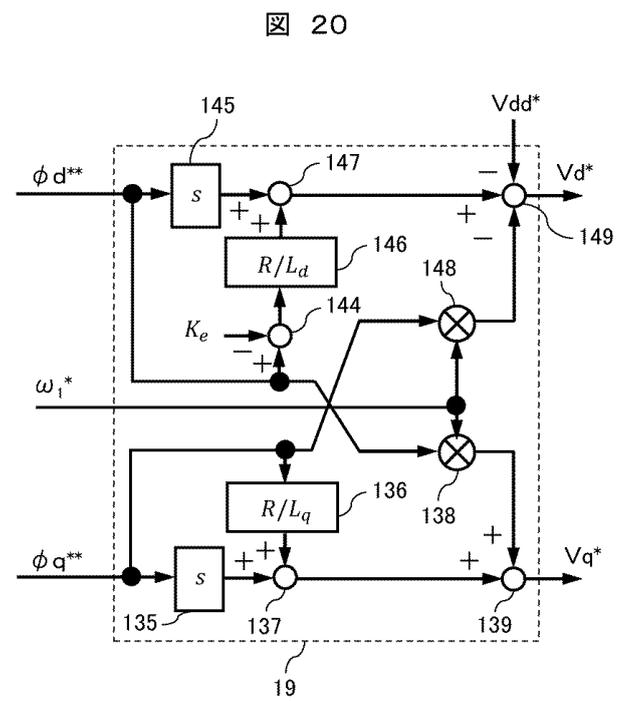


図 20

30

40

50

【 図 2 1 】

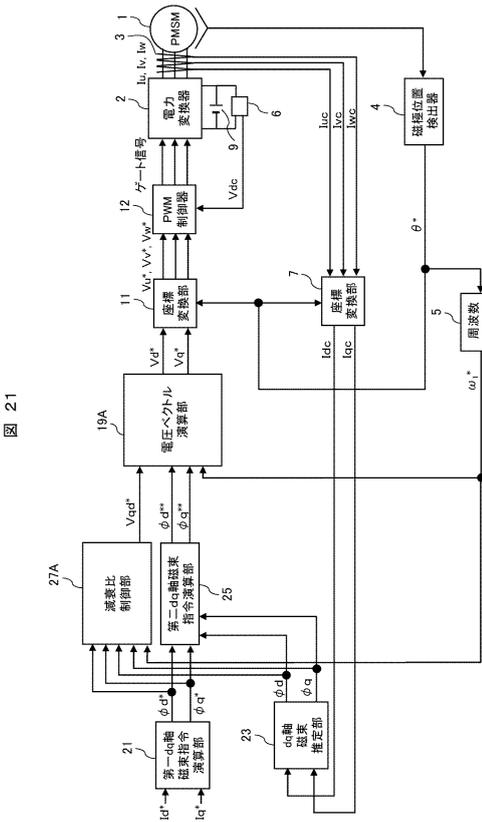


図 21

【 図 2 2 】

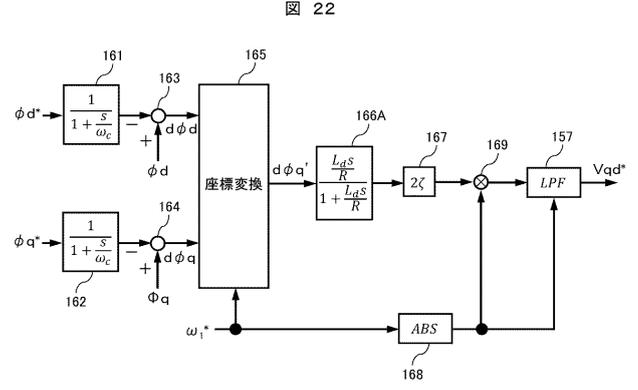


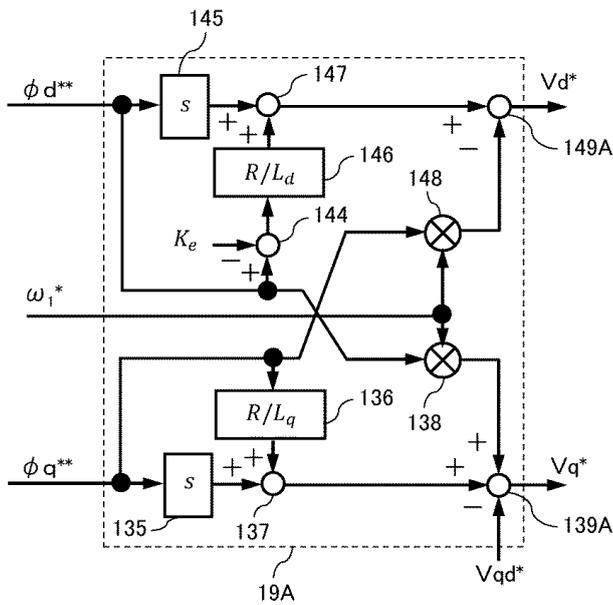
図 22

10

20

【 図 2 3 】

図 23



【 図 2 4 】

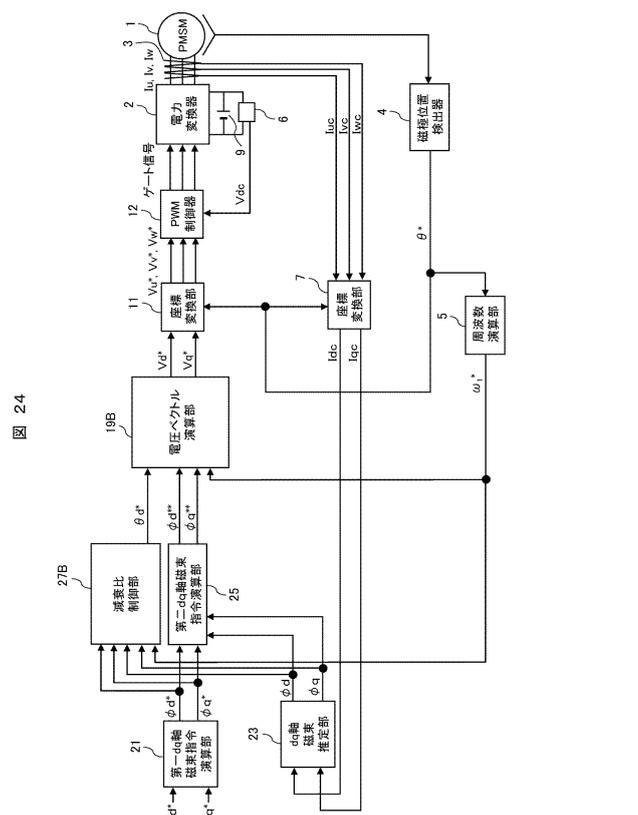


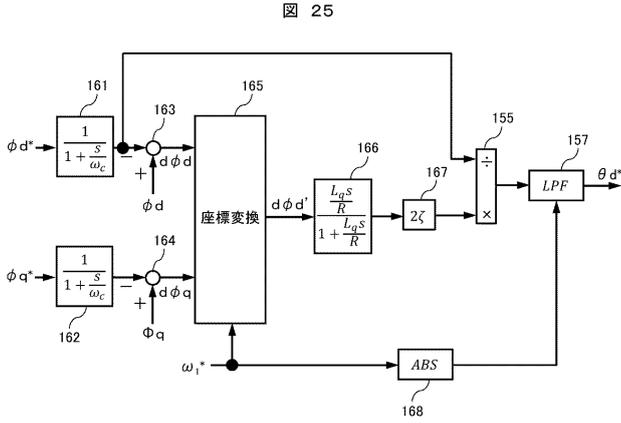
図 24

30

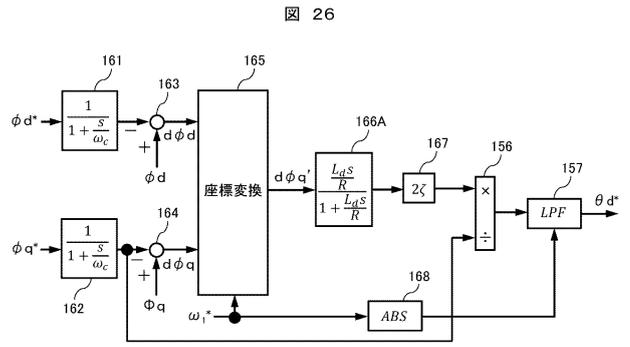
40

50

【 図 2 5 】

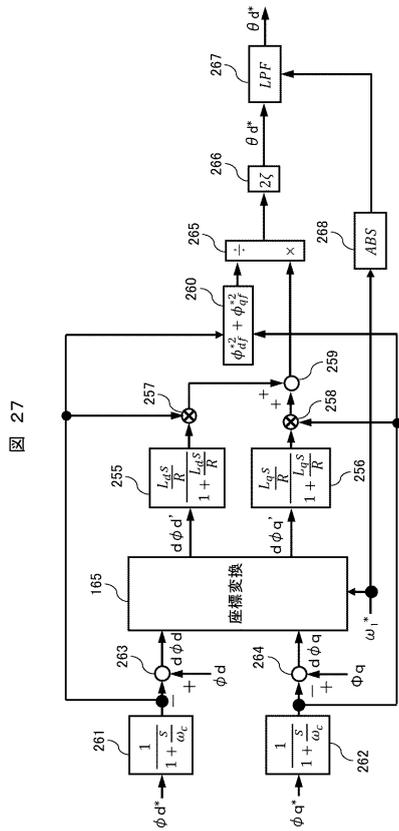


【 図 2 6 】

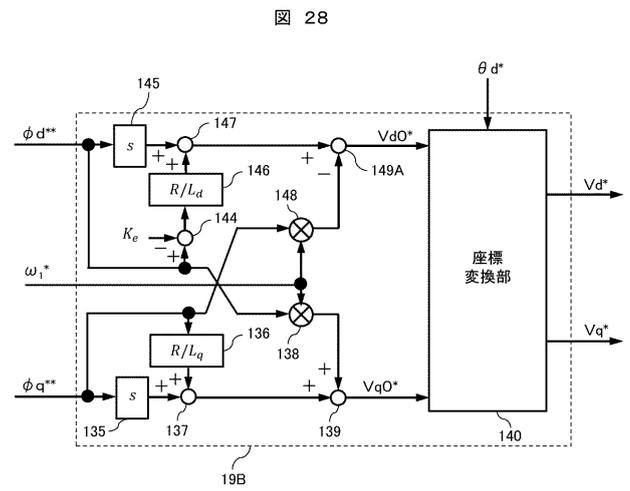


10

【 図 2 7 】



【 図 2 8 】



20

30

40

50

【 図 2 9 】

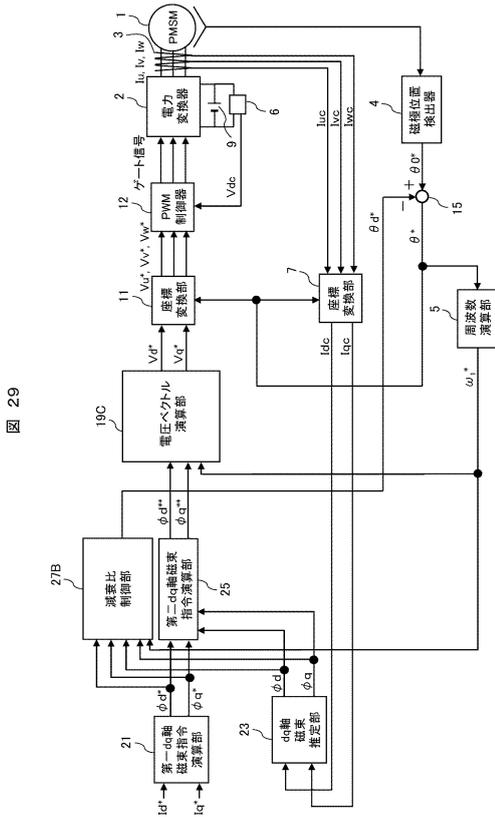
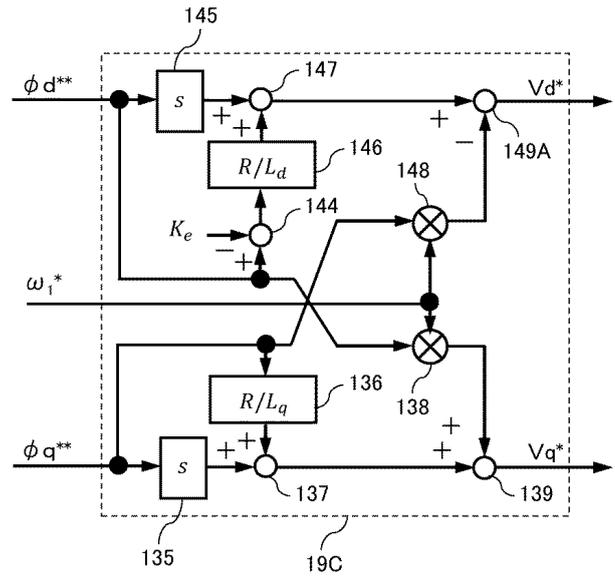


図 29

【 図 3 0 】

図 30

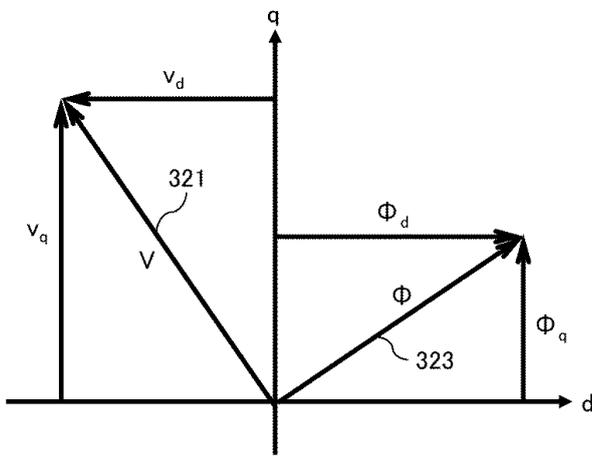


10

20

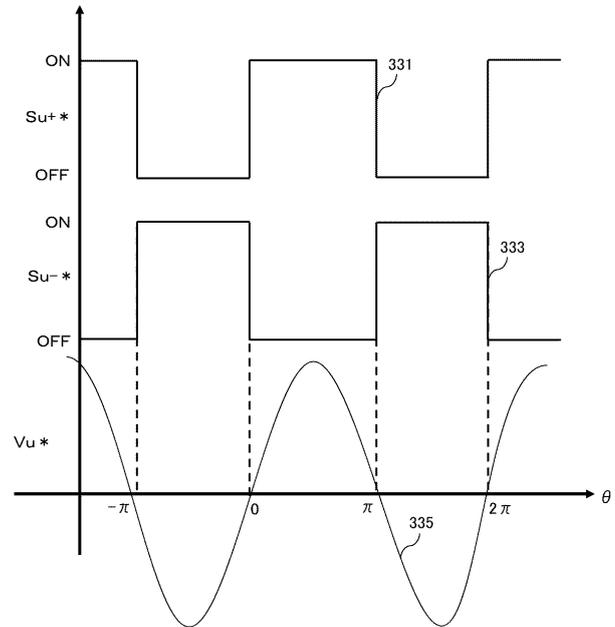
【 図 3 1 】

図 31



【 図 3 2 】

図 32



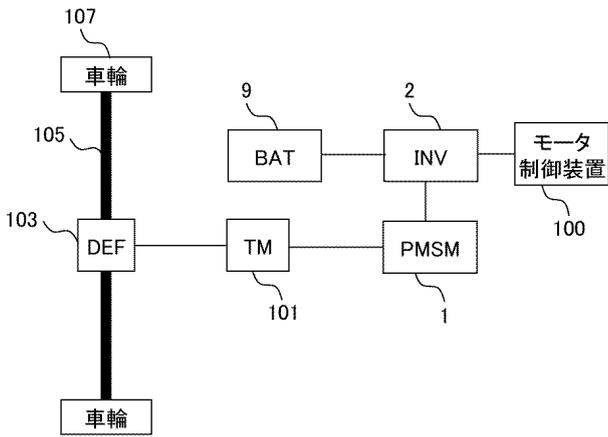
30

40

50

【 図 3 3 】

図 33



10

20

30

40

50

