

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2008-67556
(P2008-67556A)

(43) 公開日 平成20年3月21日(2008.3.21)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2P 6/16 (2006.01)	HO2P 6/02 341N	5H505
HO2P 6/06 (2006.01)	HO2P 6/02 341H	5H560
HO2P 21/00 (2006.01)	HO2P 5/408 C	
HO2P 27/04 (2006.01)		

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 39 頁)

(21) 出願番号 特願2006-245025 (P2006-245025)
(22) 出願日 平成18年9月11日 (2006.9.11)

(71) 出願人 00001889
三洋電機株式会社
大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号
(74) 代理人 100085501
弁理士 佐野 静夫
(74) 代理人 100128842
弁理士 井上 温
(74) 代理人 100129562
弁理士 山本 昌則
(72) 発明者 富樫 仁夫
大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三洋電機株式会社内
Fターム(参考) 5H505 AA06 AA16 BB04 DD08 EE41
EE49 GG02 GG04 HA09 HB02
JJ04 LL12 LL22 LL41
最終頁に続く

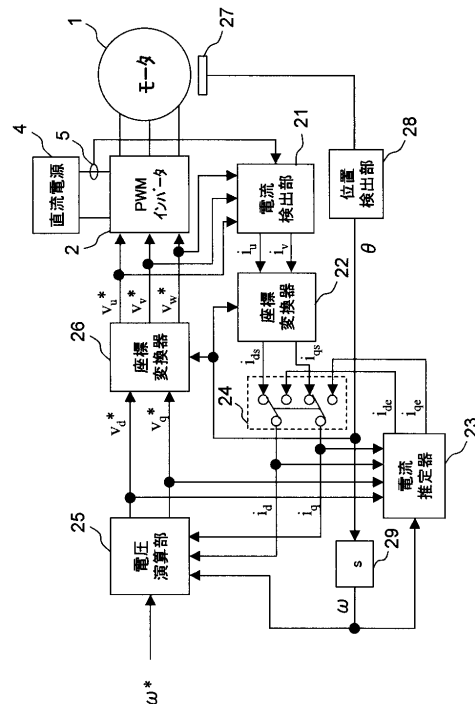
(54) 【発明の名称】 モータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】 1シャント電流検出方式を採用した場合において、良好なモータ制御を実現可能とする。

【解決手段】 モータ制御装置は、三相式のモータ1を駆動するインバータ2と該インバータ2に直流電圧を供給する直流電源4との間の母線に流れる母線電流を検出する電流検出部21(5)と、d q座標上におけるモータ1の電流ベクトルを推定する電流推定器23とを備え、電流検出部21の検出結果と電流推定器23の推定結果の何れか一方を用いてモータ1に流れるモータ電流を検出し、検出したモータ電流に基づいてインバータ2を介してモータ1を制御する。電流推定器23は、例えば、過去に検出したモータ電流と電圧指令とに基づいて電流ベクトルを推定する。

【選択図】 図8



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

三相式のモータを駆動するインバータと直流電源との間に流れる電流を検出電流として検出する電流検出手段と、

前記モータの回転子の回転に伴って回転する回転座標上における、前記モータの電流ベクトルを推定する電流推定手段と、を備え、

前記電流検出手段の検出結果と前記電流推定手段の推定結果の何れか一方を用いて前記モータに流れるモータ電流を検出し、検出した前記モータ電流に基づいて前記インバータを介して前記モータを制御することを特徴とするモータ制御装置。

10

【請求項 2】

前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧を表す電圧指令と、に基づいて前記電流ベクトルを推定することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 3】

検出された前記モータ電流と該モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令とに基づいて前記電圧指令を算出する演算手段を更に備え、

前記インバータは、前記電圧指令に従って前記モータを駆動し、

前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記電圧指令と、に基づいて前記電流ベクトルを形成する直交 2 軸成分を推定することを特徴とする請求項 2 に記載のモータ制御装置。

20

【請求項 4】

前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令と、に基づいて前記電流ベクトルを推定することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】

与えられた外部指令に基づいて前記電流指令を算出し、且つ、前記モータ電流が前記電流指令に追従するように非干渉制御により前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧を表す電圧指令を算出する演算手段を更に備え、

前記インバータは、前記電圧指令に従って前記モータを駆動し、

前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記電流指令と、に基づいて前記電流ベクトルを形成する直交 2 軸成分を推定することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ制御装置。

30

【請求項 6】

前記インバータは、P W M インバータであって、検出された前記モータ電流と該モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令とに基づいて算出された三相電圧指令に従った三相の P W M 信号を生成し、

各相の P W M 信号のパルス幅に応じて前記モータに設けられた各相の電機子巻線に相電流が供給され、

当該モータ制御装置は、前記三相の P W M 信号のパルス幅に基づいて、前記検出電流に基づく前記モータ電流の検出と前記電流ベクトルに基づく前記モータ電流の検出とを切替える切替え制御手段を更に備えた

ことを特徴とする請求項 1 ~ 請求項 5 の何れかに記載のモータ制御装置。

40

【請求項 7】

前記モータに印加される電圧ベクトルに基づいて、前記検出電流に基づく前記モータ電流の検出と前記電流ベクトルに基づく前記モータ電流の検出とを切替える切替え制御手段を更に備えた

ことを特徴とする請求項 1 ~ 請求項 5 の何れかに記載のモータ制御装置。

【請求項 8】

三相式のモータと、

50

前記モータを駆動するインバータと、

前記インバータを制御することにより前記モータを制御する請求項 1 ~ 請求項 7 の何れかに記載のモータ制御装置と、を備えたことを特徴とするモータ駆動システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータを駆動制御するモータ制御装置に関し、特に、1シャント電流検出方式を採用したモータ制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

モータに三相交流電力を供給してモータをベクトル制御するためには、U相、V相及びW相の3相の内、2相分の電流（例えばU相電流及びV相電流）を検出する必要がある。2相分の電流を検出するために、通常、2つの電流センサ（カレントトランス等）が用いられるが、2つの電流センサの使用はモータを組み込んだシステム全体のコストアップを招く。

【0003】

このため、従来より、インバータと直流電源間の母線電流（直流電流）を1つの電流センサにて検出し、その検出した母線電流から2相分の電流を検出する方式が提案されている。この方式は、1シャント電流検出方式（シングルシャント電流検出方式）とも呼ばれており、この方式の基本原理は、例えば下記特許文献1に記載されている。

【0004】

図18に、1シャント電流検出方式を採用した従来のモータ駆動システムの全体ブロック図を示す。インバータ（PWMインバータ）202は、上アームと下アームを備えたハーフブリッジ回路を3相分備え、制御部203から与えられた三相電圧指令値に従って各アームをスイッチングさせることにより、直流電源204からの直流電圧を三相交流電圧に変換する。該三相交流電圧は三相永久磁石同期式のモータ201に供給され、モータ201が駆動制御される。

【0005】

インバータ202内の各下アームと直流電源204とを結ぶ線路を母線213という。電流センサ205は、母線213に流れる母線電流を表す信号を制御部203に伝達する。制御部203は、電流センサ205の出力信号を適切なタイミングでサンプリングすることにより、電圧レベルが最大となる相（最大相）の相電流と最小となる相（最小相）の相電流、即ち、2相分の電流を検出する。

【0006】

各相の電圧レベルが互いに十分離れている場合は、上述の処理によって2相分の電流を検出することができるのであるが、電圧の最大相と中間相が接近すると或いは電圧の最小相と中間相が接近すると2相分の電流が検出できなくなる。尚、この2相分の電流が検出できなくなることについての説明を含む1シャント電流検出方式の説明は、図3～図5を参照しつつ後にも行われる。

【0007】

これに鑑み、下記特許文献2では、1シャント電流検出方式において、2相分の電流が検出できない期間には、過去の電流情報から3相電流を推定するようにしている。より具体的には、過去の3相電流を変換して得たd軸q軸電流を3相に逆変換することにより、3相電流を推定している。

【0008】

過去の3相電流だけに基づいて推定を行う場合、定常状態では或る程度の推定精度が見込めるものの、過渡状態においては、モータに印加した電圧の影響が推定に反映されないため良好な推定を見込めない。仮に、検出可能な1相分の電流情報を用いて残りの相の電流を推定したとしても、該1相分の電流情報に印加電圧の影響は反映されきれず、良好な

10

20

30

40

50

推定はなされ難い。

【0009】

また、下記特許文献3では、1シャント電流検出方式において、2相分の電流が検出できなくなるような期間には、3相のゲート信号に基づいてインバータ内の各アームに対するPWM信号のパルス幅を補正するようにしている。

【0010】

この補正にも対応する、一般的な電圧指令（パルス幅）の補正例を図19に示す。図19において、横軸は時間を表し、220u、220v及び220wは、U相、V相及びW相の電圧レベルを表している。各相の電圧レベルは各相に対する電圧指令（パルス幅）に従うため、両者は等価と考えることができる。図19に示す如く、電圧の「最大相と中間相」及び「最小相と中間相」が所定間隔以下に接近しないように、各相の電圧指令（パルス幅）が補正される。これにより、2相分の電流が検出できないほど各相電圧が接近することがなくなり、安定的に2相分の電流を検出することができる。

10

【0011】

しかしながら、このような電圧の補正を行うと、各相電圧がクロスする周辺の期間に電圧（モータの印加電圧ベクトル）が不連続となるため、モータの滑らかな駆動にとって悪影響が及ぼされうる。また、3相分の電圧指令（パルス幅）の関係から補正量を決定する必要があり、特に、印加電圧が低い時には3相全てに対して補正が必要となる場合が生じて補正処理が煩雑となる。

【0012】

尚、下記特許文献1には、2相分の電流が検出できなくなることに對する対策手法は記載されていない。

20

【0013】

また、下記非特許文献1には、モータの電流制御に対して非干渉制御を適用すると、電流応答は1次遅れに近似できることが説明されている。また、下記非特許文献2には、最大トルク制御軸に基づく永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御に関する説明が記載されている。

【0014】

【特許文献1】特許第2712470号公報

【特許文献2】特開2004-64903号公報

30

【特許文献3】特開2003-189670号公報

【非特許文献1】杉本、他2名、「ACサーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社, 1990年1月, p. 80-85

【非特許文献2】比田、他2名、「最大トルク制御軸に基づく永久磁石同期モータの位置センサレスベクトル制御」, 平成18年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 電気学会産業応用部門, 平成18年8月, p. 385-388 (I-385~I-388)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

上述の如く、1シャント電流検出方式を採用することによってシステム全体のコストダウンが見込めるが、1シャント電流検出方式の特有の問題が存在し、この問題を解決する技術が切望されている。

40

【0016】

そこで本発明は、1シャント電流検出方式を採用した場合において、良好なモータ制御を実現可能とするモータ制御装置及びモータ駆動システムを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0017】

上記目的を達成するために本発明に係るモータ制御装置は、三相式のモータを駆動するインバータと直流電源との間に流れる電流を検出電流として検出する電流検出手段と、前記モータの回転子の回転に伴って回転する回転座標上における、前記モータの電流ベクト

50

ルを推定する電流推定手段と、を備え、前記電流検出手段の検出結果と前記電流推定手段の推定結果の何れか一方を用いて前記モータに流れるモータ電流を検出し、検出した前記モータ電流に基づいて前記インバータを介して前記モータを制御することを特徴とする。

【0018】

上記特許文献2の如く3相電流を推定するのではなく、回転座標上の電流ベクトルを推定する。検出電流から2相分の電流を検出できない期間において、推定した電流ベクトルを用いることによりモータを適切に制御することが可能となる。

【0019】

そして例えば、前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧を表す電圧指令と、に基づいて前記電流ベクトルを推定する。

10

【0020】

電流ベクトルの推定に際して電圧指令をも参照することにより、モータへの印加電圧の影響が電流ベクトルの推定に反映され、過渡状態においても良好な推定が期待できる。

【0021】

より具体的には例えば、検出された前記モータ電流と該モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令とに基づいて前記電圧指令を算出する演算手段を更に備え、前記インバータは、前記電圧指令に従って前記モータを駆動し、前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記電圧指令と、に基づいて前記電流ベクトルを形成する直交2軸成分を推定する。

20

【0022】

また例えば、前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令と、に基づいて前記電流ベクトルを推定する。

【0023】

モータ電流は電流指令に従うため、電流指令と過去のモータ電流を参照すればモータ電流の変化状態が分かる。このため、電流ベクトルの推定に際して電流指令をも参照することにより、モータ電流の変化状態が推定に反映され、過渡状態においても良好な推定が期待できる。

【0024】

より具体的には例えば、与えられた外部指令に基づいて前記電流指令を算出し、且つ、前記モータ電流が前記電流指令に追従するように非干渉制御により前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧を表す電圧指令を算出する演算手段を更に備え、前記インバータは、前記電圧指令に従って前記モータを駆動し、前記電流推定手段は、過去に検出された前記モータ電流と、前記電流指令と、に基づいて前記電流ベクトルを形成する直交2軸成分を推定する。

30

【0025】

また例えば、前記インバータは、PWMインバータであって、検出された前記モータ電流と該モータ電流が追従すべき電流を表す電流指令とに基づいて算出された三相電圧指令に従った三相のPWM信号を生成し、各相のPWM信号のパルス幅に応じて前記モータに設けられた各相の電機子巻線に相電流が供給され、当該モータ制御装置は、前記三相のPWM信号のパルス幅に基づいて、前記検出電流に基づく前記モータ電流の検出と前記電流ベクトルに基づく前記モータ電流の検出とを切替える切替え制御手段を更に備えている。

40

【0026】

また例えば、前記モータに印加される電圧ベクトルに基づいて、前記検出電流に基づく前記モータ電流の検出と前記電流ベクトルに基づく前記モータ電流の検出とを切替える切替え制御手段を更に備えるようにしてもよい。

【0027】

また、上記目的を実現するために本発明に係るモータ駆動システムは、三相式のモータと、前記モータを駆動するインバータと、前記インバータを制御することにより前記モータを制御する上記の何れかに記載のモータ制御装置と、を備えたことを特徴とする。

50

【発明の効果】

【0028】

本発明は、1シャント電流検出方式を採用した場合において、良好なモータ制御を実現可能とする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

以下、本発明の実施の形態につき、図面を参照して具体的に説明する。参照される各図において、同一の部分には同一の符号を付し、同一の部分に関する重複する説明を原則として省略する。

【0030】

後に第1～第6実施例を説明するが、まず、各実施例に共通する事項及び各実施例にて参照される事項について説明する。図1は、本発明の実施の形態に係るモータ駆動システムのブロック構成図である。

【0031】

図1のモータ駆動システムは、三相永久磁石同期モータ1（以下、単に「モータ1」と記す）と、PWM（Pulse Width Modulation）インバータ2（以下、単に「インバータ2」という）と、制御部3と、直流電源4と、電流センサ5と、を備える。直流電源4は、負出力端子4bを低電圧側として、正出力端子4aと負出力端子4bとの間に直流電圧を出力する。図1のモータ駆動システムは、1シャント電流検出方式を採用している。

【0032】

モータ1は、永久磁石が設けられた回転子6と、U相、V相及びW相の電機子巻線7u、7v及び7wが設けられた固定子7と、を備えている。電機子巻線7u、7v及び7wは、中性点14を中心にY結線されている。電機子巻線7u、7v及び7wにおいて、中性点14の反対側の非結線端は、夫々、端子12u、12v及び12wに接続されている。

【0033】

インバータ2は、U相用のハーフブリッジ回路、V相用のハーフブリッジ回路及びW相用のハーフブリッジ回路を備える。各ハーフブリッジ回路は、一对のスイッチング素子を有する。各ハーフブリッジ回路において、一对のスイッチング素子は、直流電源4の正出力端子4aと負出力端子4bとの間に直列接続され、各ハーフブリッジ回路に直流電源4からの直流電圧が印加される。

【0034】

U相用のハーフブリッジ回路は、高電圧側のスイッチング素子8u（以下、上アーム8uとも呼ぶ）及び低電圧側のスイッチング素子9u（以下、下アーム9uとも呼ぶ）から成る。V相用のハーフブリッジ回路は、高電圧側のスイッチング素子8v（以下、上アーム8vとも呼ぶ）及び低電圧側のスイッチング素子9v（以下、下アーム9vとも呼ぶ）から成る。W相用のハーフブリッジ回路は、高電圧側のスイッチング素子8w（以下、上アーム8wとも呼ぶ）及び低電圧側のスイッチング素子9w（以下、下アーム9wとも呼ぶ）から成る。また、スイッチング素子8u、8v、8w、9u、9v及び9wには、夫々、並列に、直流電源4の低電圧側から高電圧側に向かう方向を順方向としてダイオード10u、10v、10w、11u、11v及び11wが接続されている。各ダイオードは、フリーホイールダイオードとして機能する。

【0035】

直接接続された上アーム8uと下アーム9uの接続点、直接接続された上アーム8vと下アーム9vの接続点、直接接続された上アーム8wと下アーム9wの接続点は、夫々、端子12u、12v及び12wに接続される。尚、図1では、各スイッチング素子として電界効果トランジスタが示されているが、それらをIGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）などに置き換えることもできる。

【0036】

インバータ2は、制御部3から与えられた三相電圧指令値に基づいて各相に対するPW

10

20

30

40

50

M信号（パルス幅変調信号）を生成し、該PWM信号をインバータ2内の各スイッチング素子の制御端子（ベース又はゲート）に与えることで、各スイッチング素子をスイッチング動作させる。制御部3からインバータ2に供給される三相電圧指令値は、U相電圧指令値 v_u^* 、V相電圧指令値 v_v^* 及びW相電圧指令値 v_w^* から構成され、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* によって、夫々、U相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 及びW相電圧 v_w の電圧レベル（電圧値）が表される。そして、インバータ2は、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に基づいて、各スイッチング素子のオン（導通）又はオフ（非導通）を制御する。

【0037】

同一の相の上アームと下アームが同時にオンとなるのを防ぐためのデットタイムを無視すると、各ハーフブリッジ回路において、上アームがオンである時は下アームはオフであり、上アームがオフである時は下アームはオンである。以下の説明は、上記デットタイムを無視して行うものとする。

10

【0038】

インバータ2に印加されている直流電源4からの直流電圧は、インバータ2内の各スイッチング素子のスイッチング動作によって、PWM変調（パルス幅変調）された三相交流電圧に変換される。該三相交流電圧がモータ1に印加されることによって、各電機子巻線（7u、7v及び7w）に、三相交流電圧に応じた電流が流れてモータ1が駆動される。

【0039】

電流センサ5は、インバータ2の母線13に流れる電流（以下、「母線電流」という）を検出する。母線電流は直流成分を有するため、それを直流電流と解釈することもできる。インバータ2において、下アーム9u、9v及び9wの低電圧側は共通結線されて直流電源4の負出力端子4bに接続される。下アーム9u、9v及び9wの低電圧側が共通結線される配線が母線13であり、電流センサ5は、母線13に直列に介在している。電流センサ5は、検出した母線電流（検出電流）の電流値を表す信号を制御部3に伝達する。制御部3は、電流センサ5の出力信号等を参照しつつ上記三相電圧指令値を生成及び出力する。尚、電流センサ5は、例えば、シャント抵抗又はカレントトランス等である。また、下アーム9u、9v及び9wの低電圧側と負出力端子4bとを接続する配線（母線13）にではなく、上アーム8u、8v及び8wの高電圧側と正出力端子4aとを接続する配線に電流センサ5を設けるようにしてもよい。

20

【0040】

ここで、図2～図6を用いて、母線電流と各相の電機子巻線に流れる相電流との関係等について説明する。電機子巻線7u、7v及び7wに流れる電流を、夫々、U相電流、V相電流及びW相電流と呼び、それらの夫々を（或いはそれらを総称して）相電流と呼ぶ（図1参照）。また、相電流において、端子12u、12v又は12wから中性点14に流れ込む方向の電流の極性を正とし、中性点14から流れ出す方向の電流の極性を負とする。

30

【0041】

図2は、モータ1に印加される三相交流電圧の典型的な例を示す。図2において、100u、100v及び100wは、夫々、モータ1に印加されるべきU相電圧、V相電圧及びW相電圧の波形を表す。U相電圧、V相電圧及びW相電圧の夫々を（或いはそれらを総称して）相電圧と呼ぶ。モータ1に正弦波状の電流を流す場合、インバータ2の出力電圧は正弦波状とされる。

40

【0042】

図2に示す如く、U相電圧、V相電圧及びW相電圧の間の電圧レベルの高低関係は、時間の経過と共に変化していく。この高低関係は三相電圧指令値によって定まり、インバータ2は三相電圧指令値に従って各相に対する通電パターンを決定する。図3に、この通電パターンを表として示す。図3の左側から第1列目～第3列目に通電パターンを表す。第4列目については後述する。

【0043】

通電パターンには、

50

U、V及びW相の下アームが全てオンの通電パターン「LLL」と、
 W相の上アームがオン且つU及びV相の下アームがオンの通電パターン「LLH」と、
 V相の上アームがオン且つU及びW相の下アームがオンの通電パターン「LHL」と、
 V及びW相の上アームがオン且つU相の下アームがオンの通電パターン「LHH」と、
 U相の上アームがオン且つV及びW相の下アームがオンの通電パターン「HLL」と、
 U及びW相の上アームがオン且つV相の下アームがオンの通電パターン「HLH」と、
 U及びV相の上アームがオン且つW相の下アームがオンの通電パターン「HHL」と、
 U、V及びW相の上アームが全てオンの通電パターン「HHH」と、
 がある（上アーム及び下アームの符号（8u等）を省略して記載）。

【0044】

図4に、3相変調を行う場合における、各相電圧の電圧レベルとキャリア信号との関係、並びに、その関係に応じたPWM信号及び母線電流の波形を示す。各相電圧の電圧レベルの高低関係は様々に変化するが、説明の具体化のため、図4は、図2に示す或るタイミング101に着目している。即ち、図4は、U相電圧の電圧レベルが最大であって且つW相電圧の電圧レベルが最小である場合を示している。電圧レベルが最大の相を「最大相」、電圧レベルが最小の相を「最小相」、電圧レベルが最大でも最小でもない相を「中間相」と呼ぶ。図4に示す状態では、最大相、中間相及び最小相は、夫々、U相、V相及びW相となっている。図4において、符号CSは各相電圧の電圧レベルと比較されるキャリア信号を表す。キャリア信号は周期的な三角波信号となっており、その信号の周期をキャリア周期という。尚、キャリア周期は、図2に示す三相交流電圧の周期よりも遥かに短いため、仮に図4に示すキャリア信号の三角波を図2上で表すと、その三角波は1本の線となって見える。

【0045】

図5(a)～(d)を更に参照して相電流と母線電流との関係について説明する。図5は、図4の各タイミングにおける、電機子巻線周辺の等価回路である。

【0046】

各キャリア周期の開始タイミング、即ちキャリア信号が最低レベルにあるタイミングをT0と呼ぶ。タイミングT0において、各相の上アーム（8u、8v及び8w）はオンとされる。この場合、図5(a)に示す如く、短絡回路が形成されて直流電源4への電流の出入りがない状態となるため、母線電流はゼロとなる。

【0047】

インバータ2は、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* を参照して各相電圧の電圧レベルとキャリア信号を比較する。そして、キャリア信号のレベル（電圧レベル）の上昇過程において、最小相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングT1に至ると、最小相の下アームがオンとされ、図5(b)に示す如く、最小相の電流が母線電流として流れる。図4に示す例の場合、タイミングT1から後述のタイミングT2に至るまでの間は、W相の下アーム9wがオンとなるため、W相電流（極性は負）が母線電流として流れる。

【0048】

更にキャリア信号のレベルが上昇して中間相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングT2に至ると、最大相の上アームがオン且つ中間相及び最小相の下アームがオンとなって、図5(c)に示す如く、最大相の電流が母線電流として流れる。図4に示す例の場合、タイミングT2から後述のタイミングT3に至るまでの間は、U相の上アーム8uがオン且つV相及びW相の下アーム9v及び9wがオンとなるため、U相電流（極性は正）が母線電流として流れる。

【0049】

更にキャリア信号のレベルが上昇して最大相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングT3に至ると、全ての相の下アームがオンとなって、図5(d)に示す如く、短絡回路が形成されて直流電源4への電流の出入りがない状態となるため、母線電流はゼロとなる。

【0050】

10

20

30

40

50

タイミングT3と後述するタイミングT4の中間タイミングにおいて、キャリア信号が最大レベルに達した後、キャリア信号のレベルは下降していく。キャリア信号のレベルの下降過程では、図5(d)、(c)、(b)及び(a)に示す状態が、この順番で訪れる。即ち、キャリア信号のレベルの下降過程において、最大相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングをT4、中間相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングをT5、最小相の電圧レベルがキャリア信号と交差するタイミングをT6、次のキャリア周期の開始タイミングをT7とすると、タイミングT4 - T5間、タイミングT5 - T6間、タイミングT6 - T7間は、夫々、タイミングT2 - T3間、タイミングT1 - T2間、タイミングT0 - T1間と同じ通電パターンとなる。

【0051】

従って例えば、タイミングT1 - T2間或いはT5 - T6間で母線電流を検出すれば、母線電流から最小相の電流を検出することができ、タイミングT2 - T3間或いはT4 - T5間で母線電流を検出すれば、母線電流から最大相の電流を検出することができる。そして、中間相の電流は、三相電流の総和が0になることを利用して計算で得ることができる。図3の表の第4列目には、各通電パターンにおいて母線電流として流れる電流の相を、電流極性付きで示している。例えば、図3の表の8行目に対応する通電パターン「HHL」においては、母線電流としてW相電流(極性は負)が流れる。

【0052】

尚、キャリア周期からタイミングT1とT6との間の期間を除いた期間は最小相に対するPWM信号のパルス幅を表し、キャリア周期からタイミングT2とT5との間の期間を除いた期間は中間相に対するPWM信号のパルス幅を表し、キャリア周期からタイミングT3とT4との間の期間を除いた期間は最大相に対するPWM信号のパルス幅を表す。

【0053】

U相が最大相且つW相が最小相の場合を例に挙げたが、最大相、中間相及び最小相の組み合わせは、6通りある。図6に、この組み合わせを表として示す。U相電圧、V相電圧及びW相電圧を、夫々、 v_u 、 v_v 及び v_w で表した場合において、

$v_u > v_v > v_w$ 、が成立する状態を第1モード、

$v_v > v_u > v_w$ 、が成立する状態を第2モード、

$v_v > v_w > v_u$ 、が成立する状態を第3モード、

$v_w > v_v > v_u$ 、が成立する状態を第4モード、

$v_w > v_u > v_v$ 、が成立する状態を第5モード、

$v_u > v_w > v_v$ 、が成立する状態を第6モード、

と呼ぶ。図4及び図5に示した例は、第1モードに対応している。また、図6には、各モードにおいて検出される電流の相も示されている。

【0054】

U相電圧指令値 v_u^* 、V相電圧指令値 v_v^* 及びW相電圧指令値 v_w^* は、具体的には、夫々、カウンタの設定値CntU、CntV及びCntWとして表される。相電圧が高いほど、大きな設定値が与えられる。例えば、第1モードにおいては、 $\text{CntU} > \text{CntV} > \text{CntW}$ 、が成立する。

【0055】

制御部3に設けられたカウンタ(不図示)は、キャリア周期ごとに、タイミングT0を基準としてカウント値を0からアップカウントする。そして、そのカウント値がCntWに達した時点でW相の上アーム8wがオンの状態から下アーム9wがオンの状態に切り替えられ、そのカウント値がCntVに達した時点でV相の上アーム8vがオンの状態から下アーム9vがオンの状態に切り替えられ、そのカウント値がCntUに達した時点でU相の上アーム8uがオンの状態から下アーム9uがオンの状態に切り替えられる。キャリア信号が最大レベルに達した後は、カウント値はダウンカウントされ、逆の切り替え動作が行われる。

【0056】

従って、第1モードにおいては、上記のカウンタ値がCntWに達した時点がタイミン

10

20

30

40

50

グT1に対応し、CntVに達した時点がタイミングT2に対応し、CntUに達した時点がタイミングT3に対応することになる。このため、第1モードにおいては、カウンタ値がアップカウントされている状態で、カウンタ値がCntWより大きく且つCntVより小さいタイミングに電流センサ5の出力信号をサンプリングすることにより母線電流として流れるW相電流（極性は負）を検出することができ、カウンタ値がCntVより大きく且つCntUより小さいタイミングに電流センサ5の出力信号をサンプリングすることにより、母線電流として流れるU相電流（極性は正）を検出することができる。

【0057】

同様に考えて、図6に示す如く、第2モードにおいては、上記のカウンタ値がCntWに達した時点がタイミングT1に対応し、CntUに達した時点がタイミングT2に対応し、CntVに達した時点がタイミングT3に対応することになる。このため、第2モードにおいては、カウンタ値がアップカウントされている状態で、カウンタ値がCntWより大きく且つCntUより小さいタイミングの母線電流からW相電流（極性は負）を検出することができ、カウンタ値がCntUより大きく且つCntVより小さいタイミングの母線電流からV相電流（極性は正）を検出することができる。第3～第6モードについても同様である。

10

【0058】

また、タイミングT1-T2間の、最小相の相電流を検出するサンプリングタイミング（例えば、タイミングT1とT2の中間タイミング）をST1にて表し、タイミングT2-T3間の、最大相の相電流を検出するサンプリングタイミング（例えば、タイミングT2とT3の中間タイミング）をST2にて表す。

20

【0059】

尚、三相電圧指令値（ v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* ）としてのカウンタの設定値CntU、CntV及びCntWによって、各相に対するPWM信号のパルス幅（及びデューティ）は特定される。

【0060】

上述の原理に基づき母線電流から各相電流を検出することができるのであるが、図4を参照して理解されるように、例えば最大相と中間相の電圧レベルが接近するとタイミングT2-T3間及びT4-T5間の時間長さが短くなる。母線電流は図1の電流センサ5からのアナログ出力信号をデジタル信号に変換することによって検出されるが、この時間長さが極端に短いと、必要なA/D変換時間やリングング（スイッチングに由来して生じる電流脈動）の収束時間を確保できなくなって、最大相の相電流を検出できなくなる。同様に、最小相と中間相の電圧レベルが接近すると、最小相の相電流を検出できなくなる。2相分の電流を実測できなければ、3相分の相電流を再現することはできず、モータ1をベクトル制御することはできない。

30

【0061】

本実施形態（後述する各実施例）では、このような2相分の電流を実測できない期間において、モータ1に供給される電流の直交2軸成分（後述のd軸電流とq軸電流など）を推定し、その推定電流を用いてモータ1のベクトル制御を継続する。この推定手法として、以下に、第1～第4推定手法を例示する。また、2相分の電流を実測できない期間を「実測不能期間」と呼び、2相分の電流を実測できる期間を「実測可能期間」と呼ぶ。

40

【0062】

各推定手法の説明を行う前に、各種の状態量（状態変数）の説明及び定義等を行う。図7は、モータ1の解析モデル図である。図7には、U相、V相、W相の電機子巻線固定軸（以下、それらを、単に、U相軸、V相軸及びW相軸とも呼ぶ）が示されている。6aは、モータ1の回転子6に設けられた永久磁石である。永久磁石6aが作る磁束と同じ速度で回転する回転座標系において、永久磁石6aが作る磁束の方向をd軸にとる。また、図示していないが、d軸から電気角で90度進んだ位相にq軸をとる。

【0063】

また、モータ1にベクトル制御を行うに際して回転子位置検出用の位置センサを用いな

50

い場合は、真の d 軸及び q 軸が不明であるため、制御上の推定軸が定義される。d 軸に対応する制御上の推定軸を \hat{d} 軸とし、q 軸に対応する制御上の推定軸を \hat{q} 軸とする。 \hat{d} 軸は、 \hat{q} 軸から電気角で 90 度進んだ軸である（図 7 において不図示）。通常、ベクトル制御は、 \hat{d} 軸及び \hat{q} 軸が d 軸及び q 軸と一致するように実施される。d 軸と q 軸は、実軸の回転座標系の座標軸であり、それらを座標軸に選んだ座標を d q 座標とよぶ。 \hat{d} 軸と \hat{q} 軸は、制御上の回転座標系（推定回転座標系）の座標軸であり、それらを座標軸に選んだ座標を $\hat{d}\hat{q}$ 座標とよぶ。

【0064】

d 軸（及び q 軸）は回転しており、その回転速度（電気角速度）を実モータ速度 ω と呼ぶ。 \hat{d} 軸（及び \hat{q} 軸）も回転しており、その回転速度（電気角速度）を推定モータ速度 $\hat{\omega}$ と呼ぶ。また、ある瞬間の回転している d q 座標において、d 軸の位相を U 相の電機子巻線固定軸を基準として θ （実回転子位置）により表す。同様に、ある瞬間の回転している $\hat{d}\hat{q}$ 座標において、 \hat{d} 軸の位相を U 相の電機子巻線固定軸を基準として $\hat{\theta}$ （推定回転子位置 $\hat{\theta}$ ）により表す。そうすると、d 軸と \hat{d} 軸との軸誤差 $\theta - \hat{\theta}$ は、 $\theta - \hat{\theta} = \int (\omega - \hat{\omega}) dt$ で表される。

10

【0065】

また、インバータ 2 からモータ 1 に印加される全体のモータ電圧を V_a にて表し、インバータ 2 からモータ 1 に供給される全体のモータ電流を I_a にて表す。そして、モータ電圧 V_a の \hat{d} 軸成分、 \hat{q} 軸成分、d 軸成分及び q 軸成分を、それぞれ $v_{\hat{d}}$ 軸電圧 $v_{\hat{q}}$ 、 v_d 軸電圧 v_q 、d 軸電圧 v_d 及び q 軸電圧 v_q で表し、モータ電流 I_a の \hat{d} 軸成分、 \hat{q} 軸成分、d 軸成分及び q 軸成分を、それぞれ $i_{\hat{d}}$ 軸電流 $i_{\hat{q}}$ 、 i_d 軸電流 i_q 、d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q で表す。

20

【0066】

R_a は、モータ抵抗（モータ 1 の電機子巻線の 1 相分の抵抗値）であり、 L_d 、 L_q は、夫々 d 軸インダクタンス（モータ 1 の電機子巻線のインダクタンスの d 軸成分）、q 軸インダクタンス（モータ 1 の電機子巻線のインダクタンスの q 軸成分）であり、

Φ_a は、永久磁石 1 a による電機子鎖交磁束である。

尚、 L_d 、 L_q 、 R_a 及び Φ_a は、モータ駆動システムの製造時に定まる値であり、それらの値はモータ駆動システム内の演算にて使用される。また、後に示す各式において、s はラプラス演算子を表し、p は微分演算子を表す。

30

【0067】

[第 1 推定手法]

第 1 推定手法について説明する。第 1 推定手法は、回転子位置検出用の位置センサを用いて回転子 6 の位置（位相）を実測する場合に用いられる。

【0068】

まず、永久磁石同期モータの電圧方程式として、下記式（1-1）が知られており、式（1-1）を変形すると下記式（1-2）が得られる。

【0069】

【数 1】

40

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_a \end{bmatrix} \quad \dots (1-1)$$

【0070】

【数 2】

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_d & \omega L_q/L_d \\ -\omega L_d/L_q & -R_a/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d/L_d \\ v_q/L_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_a \end{bmatrix} \quad \dots (1-2)$$

50

【 0 0 7 1 】

サンプリング周期 T_s にて離散化することにより、式 (1 - 2) から下記の差分方程式 (1 - 3) が得られる。そして、式 (1 - 3) から式 (1 - 4) 及び (1 - 5) が得られる。

【 0 0 7 2 】

【 数 3 】

$$\frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_d/L_d & \omega L_q/L_d \\ -\omega L_d/L_q & -R_q/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d(k)/L_d \\ v_q(k)/L_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_a \end{bmatrix}$$

… (1 - 3)

10

【 0 0 7 3 】

【 数 4 】

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{v_d(k) + \omega L_q i_q(k) - R_d i_d(k)}{L_d/T_s} \quad \dots (1-4)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{v_q(k) - \omega \Phi_a - \omega L_d i_d(k) - R_q i_q(k)}{L_q/T_s} \quad \dots (1-5)$$

20

【 0 0 7 4 】

式 (1 - 3) ~ 式 (1 - 5) 並びに T_s が現れる後の各式において、カッコ “ () ” 内に表記される記号 (k または $k + 1$) は、サンプリング周期 T_s で離散化した場合のサンプリングタイミングを表している。 k は自然数であり、 ($k + 1$) は、 k の次に訪れるサンプリングタイミングを表す。例えば、 $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ は、 k 番目のサンプリングタイミングにおける i_d 及び i_q であり、 $i_d(k + 1)$ 及び $i_q(k + 1)$ は、 ($k + 1$) 番目のサンプリングタイミングにおける i_d 及び i_q である。 i_d 及び i_q 以外も同様である。

【 0 0 7 5 】

尚、サンプリング周期 T_s は、キャリア信号のキャリア周期 (図 4 参照) の整数倍とされる。キャリア周期が $1 / (10 \times 10^3)$ [秒] の場合、 T_s は、例えば、 $1 / (10 \times 10^3)$ 、 $1 / (5 \times 10^3)$ 又は $1 / (2.5 \times 10^3)$ [秒] とされる。このように、サンプリング周期 T_s に関するサンプリングタイミングは、母線電流の検出の説明にて述べたサンプリングタイミング $ST1$ 及び $ST2$ (図 4 及び図 6 参照) と異なることに注意すべきである。

30

【 0 0 7 6 】

後述の対応する実施例にても説明するが、 d 軸電圧 v_d 及び q 軸電圧 v_q は、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* に追従する。そこで、式 (1 - 4) 及び式 (1 - 5) における $v_d(k)$ 及び $v_q(k)$ を $v_d^*(k)$ 及び $v_q^*(k)$ に置き換え、更に $i_d(k)$ を $i_{de}(k)$ と置き換えることにより、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q の推定式として、下記式 (1 - 6) 及び式 (1 - 7) が得られる。 i_{de} 及び i_{qe} は、推定された i_d 及び i_q であり、それらを夫々推定 d 軸電流及び推定 q 軸電流と呼ぶ。

40

【 0 0 7 7 】

【数 5】

$$i_{de}(k+1) = i_d(k) + \frac{v_d^*(k) + \omega(k)L_q i_q(k) - R_a i_d(k)}{L_d/T_s} \quad \dots (1-6)$$

$$i_{qe}(k+1) = i_q(k) + \frac{v_q^*(k) - \omega(k)\Phi_a - \omega(k)L_d i_d(k) - R_a i_q(k)}{L_q/T_s} \quad \dots (1-7)$$

【0078】

第1推定手法では、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、式(1-6)及び式(1-7)に基づいて推定d軸電流 i_{de} 及び推定q軸電流 i_{qe} を算出することにより、次のサンプリングタイミングにおけるd軸電流及びq軸電流を推定する。 10

【0079】

[第2推定手法]

次に、第2推定手法を説明する。第2推定手法は、回転子位置検出用の位置センサを用いない場合、即ち、所謂センサレス制御を実施する場合に用いられる。第2推定手法は、第1推定手法をセンサレス制御に適用したものに相当する。

【0080】

まず、永久磁石同期モータの拡張誘起電圧方程式として、下記式(2-1)が知られている。式(2-1)に表れる E_{ex} は、一般に拡張誘起電圧と呼ばれ、それは式(2-2)によって表される。 20

【0081】

【数6】

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix} \quad \dots (2-1)$$

$$E_{ex} = \omega\Phi_a + \omega(L_d - L_q)i_d - (L_d - L_q)(pi_q) \quad \dots (2-2)$$

30

【0082】

上記の式(2-1)及び(2-2)は、推定された座標系である座標系では、下記(2-3)及び(2-4)によって表されることが知られている(尚、式(2-2)と式(2-4)は同じ式である)。

【0083】

【数7】

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad \dots (2-3)$$

$$E_{ex} = \omega\Phi_a + \omega(L_d - L_q)i_d - (L_d - L_q)(pi_q) \quad \dots (2-4)$$

40

【0084】

そして、式(2-3)を变形することにより、下記式(2-5)が得られる。ここで、 E_{ex} 及び E_{ex} はそれぞれ E_{ex} の軸成分及び軸成分である。

【0085】

【数 8】

$$P \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R_a/L_d & \omega L_q/L_d \\ -\omega L_q/L_d & -R_a/L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{ex\gamma} \\ E_{ex\delta} \end{bmatrix} \quad \dots (2-5)$$

【0086】

第1推定手法と同様、サンプリング周期 T_s にて離散化し、 $i_e = i_e(k)$ 、 $E_{ex} = E_{ex}(k)$ 、 $v_e = v_e(k)$ 、 $v_e^* = v_e^*(k)$ 、 $v_e = v_e^*(k)$ とおくと、式(2-5)から次のサンプリングタイミングの電流を推定するための下記式(2-6)及び式(2-7)が得られる。 $i_{\gamma e}$ 及び $i_{\delta e}$ は、推定された i_γ 及び i_δ であり、それらを夫々推定 d 軸電流及び推定 q 軸電流と呼ぶ。尚、式(2-6)及び式(2-7)における $E_{ex\gamma}$ 及び $E_{ex\delta}$ は、拡張誘起電圧 E_{ex} の d 軸成分及び q 軸成分の推定値であり、それらの真値とは厳密には異なるが、推定値と真値と間の誤差が小さいと仮定して両者を同一視する。

【0087】

【数 9】

$$i_{\gamma e}(k+1) = i_\gamma(k) + \frac{v_\gamma^*(k) - E_{ex\gamma}(k) + \omega_e(k)L_q i_\delta(k) - R_a i_\gamma(k)}{L_d/T_s} \quad \dots (2-6)$$

$$i_{\delta e}(k+1) = i_\delta(k) + \frac{v_\delta^*(k) - E_{ex\delta}(k) - \omega_e(k)L_q i_\gamma(k) - R_a i_\delta(k)}{L_d/T_s} \quad \dots (2-7)$$

【0088】

[第3推定手法]

次に、第3推定手法を説明する。第3推定手法は、回転子位置検出用の位置センサを用いて回転子 θ の位置(位相)を実測する場合に用いられる。

【0089】

複数の状態変数を持つシステムでは、各状態変数が他の状態変数から干渉を受けることがあり、このような干渉が存在すると制御が複雑になると共にシステム全体の制御特性が悪くなることがある。このような異なる状態変数間の干渉を排除する制御は非干渉制御と呼ばれ、モータの電流制御において一般的に用いられる。そして、モータ1の電流制御に対して非干渉制御を適用すると、電流応答は1次遅れに近似できることが古くから一般的に知られている(例えば、上記非特許文献1参照)。

【0090】

電流応答が1次遅れに近似できることを簡単に説明しつつ、その1次遅れの特性を利用した第3推定手法について説明する。下記式(3-1)及び式(3-2)によって表されるような非干渉制御(非干渉電流制御)を行う場合を考える。 i_d 及び i_q に対する電流制御が比例積分制御であるとする。

【0091】

【数 10】

$$v_d^* = v_d = v_d' - \omega L_q i_q = K_{id} \left(1 + \frac{1}{T_{id}s}\right) (i_d^* - i_d) - \omega L_q i_q \quad \dots (3-1)$$

$$v_q^* = v_q = v_q' + \omega(L_d i_d + \Phi_a) = K_{iq} \left(1 + \frac{1}{T_{iq}s}\right) (i_q^* - i_q) + \omega(L_d i_d + \Phi_a) \quad \dots (3-2)$$

【0092】

ここで、 i_d^* はd軸電流 i_d が追従すべきd軸電流指令値であり、 i_q^* はq軸電流 i_q が追従すべきq軸電流指令値である。また、式(3-1)及び式(3-2)において、 v_d^*

及び v_q^* は夫々 v_d 及び v_q と等しい、としている。 K_{id} は、 d 軸電流に対する比例積分制御の比例係数（比例ゲイン）であり、 T_{id} は、 d 軸電流に対する比例積分制御の積分時間である。 K_{iq} は、 q 軸電流に対する比例積分制御の比例係数（比例ゲイン）であり、 T_{iq} は、 q 軸電流に対する比例積分制御の積分時間である。

【 0 0 9 3 】

式（ 3 - 1 ） 及び式（ 3 - 2 ） にて表されるような非干渉制御を行う場合、 上記式（ 1 - 2 ） は下記式（ 3 - 3 ） のように変形され、 d 軸と q 軸との間の干渉が無くなることが分かる。

【 0 0 9 4 】

【 数 1 1 】

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_d/L_d & 0 \\ 0 & -R_q/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d'/L_d \\ v_q'/L_q \end{bmatrix} \quad \dots (3-3)$$

10

【 0 0 9 5 】

そして、 $T_{id} = L_d / R_a$ 、 $T_{iq} = L_q / R_a$ 、 が成立するように積分時間を設定すると、 i_d 制御系のオープンループ伝達関数 $G_{id}^o(s)$ 及び i_q 制御系のオープンループ伝達関数 $G_{iq}^o(s)$ は、 下記式（ 3 - 4 ） 及び式（ 3 - 5 ） によって表され、 単なる積分要素となる。

20

【 0 0 9 6 】

【 数 1 2 】

$$G_{id}^o(s) = \frac{T_{id}s+1}{T_{id}s} \cdot \frac{\frac{K_{id}}{R_a}}{\frac{L_d}{R_a}s+1} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{id}}s} \quad \dots (3-4)$$

$$G_{iq}^o(s) = \frac{T_{iq}s+1}{T_{iq}s} \cdot \frac{\frac{K_{iq}}{R_a}}{\frac{L_q}{R_a}s+1} = \frac{1}{\frac{L_q}{K_{iq}}s} \quad \dots (3-5)$$

30

【 0 0 9 7 】

そうすると、 i_d 制御系のクローズドループ伝達関数 $G_{id}^c(s)$ 及び i_q 制御系のクローズドループ伝達関数 $G_{iq}^c(s)$ は、 下記式（ 3 - 6 ） 及び式（ 3 - 7 ） によって表される。つまり、電流制御の伝達関数は 1 次遅れとなる。

【 0 0 9 8 】

【 数 1 3 】

$$G_{id}^c(s) = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{id}}s+1} \quad \dots (3-6)$$

40

$$G_{iq}^c(s) = \frac{1}{\frac{L_q}{K_{iq}}s+1} \quad \dots (3-7)$$

【 0 0 9 9 】

第 3 推定手法では、電流制御の伝達関数が 1 次遅れであると仮定し、電流制御系の時定数 $T_d (= L_d / K_{id})$ 及び $T_q (= L_q / K_{iq})$ を考慮して、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q を

50

推定する。具体的には、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、式(3-8)及び式(3-9)に基づいて、離散化された推定d軸電流 i_{de} 及び推定q軸電流 i_{qe} を算出する。

【0100】

【数14】

$$i_{de}(k+1) = \frac{T_d}{T_s + T_d} i_d(k) + \frac{T_s}{T_s + T_d} i_d^*(k+1) \quad \dots (3-8)$$

$$i_{qe}(k+1) = \frac{T_q}{T_s + T_q} i_q(k) + \frac{T_s}{T_s + T_q} i_q^*(k+1) \quad \dots (3-9)$$

10

【0101】

[第4推定手法]

次に、第4推定手法を説明する。第4推定手法は、回転子位置検出用の位置センサを用いない場合、即ち、所謂センサレス制御を実施する場合に用いられる。第4推定手法は、第3推定手法をセンサレス制御に適用したものに相当する。

【0102】

下記式(4-1)及び式(4-2)によって表されるような非干渉制御(非干渉電流制御)を行う場合を考える。 i_γ 及び i_δ に対する電流制御が比例積分制御であるとする。

20

【0103】

【数15】

$$v_\gamma^* = v_\gamma = v_\gamma' - \omega_e L_q i_\delta + E_{ex\gamma} = K_{i\gamma} \left(1 + \frac{1}{T_{id\gamma}}\right) (i_\gamma^* - i_\gamma) - \omega_e L_q i_\delta + E_{ex\gamma} \quad \dots (4-1)$$

$$v_\delta^* = v_\delta = v_\delta' + \omega_e L_q i_\gamma + E_{ex\delta} = K_{i\delta} \left(1 + \frac{1}{T_{id\delta}}\right) (i_\delta^* - i_\delta) + \omega_e L_q i_\gamma + E_{ex\delta} \quad \dots (4-2)$$

【0104】

30

ここで、 i_γ^* は軸電流 i_γ が追従すべき軸電流指令値であり、 i_δ^* は軸電流 i_δ が追従すべき軸電流指令値である。また、式(4-1)及び式(4-2)において、 v_γ^* 及び v_δ^* は夫々 v_γ' 及び v_δ' と等しい、としている。 $K_{i\gamma}$ は、 i_γ 軸電流に対する比例積分制御の比例係数(比例ゲイン)であり、 $K_{i\delta}$ は、 i_δ 軸電流に対する比例積分制御の比例係数(比例ゲイン)である。 $T_{id\gamma}$ は、比例積分制御の積分時間である。

【0105】

式(4-1)及び式(4-2)における $E_{ex\gamma}$ 及び $E_{ex\delta}$ は、拡張誘起電圧 E_{ex} の i_γ 軸成分及び i_δ 軸成分の推定値であり、それらの真値とは厳密には異なるが、推定値と真値との間の誤差が小さいと仮定して両者を同一視している。更に、 ω_e と仮定すると、上記式(2-5)は下記式(4-3)のように変形され、 i_γ 軸と i_δ 軸との間の干渉が無くなる。

40

【0106】

【数16】

$$p \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a/L_d & 0 \\ 0 & -R_a/L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \quad \dots (4-3)$$

【0107】

そして、 $T_{id} = L_d / R_a$ が成立するように積分時間を設定すると、 i 制御系のオー

50

プループ伝達関数 $G^o_{iy}(s)$ 及び i 制御系のオープンループ伝達関数 $G^o_{i\delta}(s)$ は、下記式 (4-4) 及び式 (4-5) によって表され、単なる積分要素となる。

【0108】

【数17】

$$G^o_{iy}(s) = \frac{T_{id}s+1}{T_{id}s} \cdot \frac{\frac{K_{iy}}{R_a}}{\frac{L_d}{R_a}s+1} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{iy}}s} \quad \dots (4-4)$$

$$G^o_{i\delta}(s) = \frac{T_{id}s+1}{T_{id}s} \cdot \frac{\frac{K_{i\delta}}{R_a}}{\frac{L_d}{R_a}s+1} = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{i\delta}}s} \quad \dots (4-5)$$

10

【0109】

そうすると、 i 制御系のクローズドループ伝達関数 $G^c_{iy}(s)$ 及び i 制御系のクローズドループ伝達関数 $G^c_{i\delta}(s)$ は、下記式 (4-6) 及び式 (4-7) によって表される。つまり、電流制御の伝達関数は1次遅れとなる。

【0110】

【数18】

$$G^c_{iy}(s) = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{iy}}s+1} \quad \dots (4-6)$$

$$G^c_{i\delta}(s) = \frac{1}{\frac{L_d}{K_{i\delta}}s+1} \quad \dots (4-7)$$

20

30

【0111】

第4推定手法では、電流制御の伝達関数が1次遅れであると仮定し、電流制御系の時定数 T ($= L_d / K_i$) 及び T ($= L_d / K_i$) を考慮して、軸電流 i_y 及び軸電流 i_δ を推定する。具体的には、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、式 (4-8) 及び式 (4-9) に基づいて、離散化された推定軸電流 i_{ye} 及び推定軸電流 $i_{\delta e}$ を算出する。

【0112】

【数19】

$$i_{ye}(k+1) = \frac{T_\gamma}{T_s + T_\gamma} i_y(k) + \frac{T_s}{T_s + T_\gamma} i_y^*(k+1) \quad \dots (4-8)$$

$$i_{\delta e}(k+1) = \frac{T_\delta}{T_s + T_\delta} i_\delta(k) + \frac{T_s}{T_s + T_\delta} i_\delta^*(k+1) \quad \dots (4-9)$$

40

【0113】

以下、上述の何れかの推定手法を利用した各実施例を説明する。尚、或る実施例 (例えば第1実施例) に記載した事項は、矛盾なき限り、他の実施例にも適用される。

【0114】

<< 第1実施例 >>

50

まず、第1実施例について説明する。第1実施例では、上述の第1推定手法が利用される。図8は、第1実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。図8において、図1と同一の部分には同一の符号を付す。

【0115】

図8のモータ駆動システムは、モータ1、インバータ2、直流電源4及び電流センサ5を備えていると共に、図1の制御部3を形成する「電流検出部21、座標変換器22、電流推定器23、電流切替部24、電圧演算部25、座標変換器26、位置センサ27、位置検出部28及び微分器29」を備えている。

【0116】

位置センサ27は、ロータリエンコーダ等であり、モータ1の回転子6の実回転子位置（位相）に応じた信号を位置検出部28に送る。位置検出部28は、位置センサ27の出力信号に基づいて実回転子位置を検出する。微分器29は、その実回転子位置を微分することにより、実モータ速度を算出して出力する。

【0117】

上述の如く、電流センサ5は、母線電流を検出し該母線電流の電流値を表す信号を出力する。電流検出部21は、2相分の電流を実測可能な「実測可能期間」において、座標変換器26が出力する三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* を参照して、何れの相が最大相、中間相及び最小相であるかを特定すると共に（即ち、各相電圧の高低関係が図6を参照して説明した第1～第6モードの何れに属するかを特定し）電流センサ5の出力信号をサンプリングするタイミングST1及びST2（図6参照）を決定し、そのタイミングにおいて得た母線電流の電流値からU相電流 i_u 及びV相電流 i_v を算出及び出力する。この際、必要に応じて、 $i_u + i_v + i_w = 0$ 、の関係式を用いる（ i_w はW相電流を表す）。

【0118】

座標変換器22は、実回転子位置を参照してU相電流 i_u 及びV相電流 i_v をd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q に変換する。この変換によって得られた i_d 及び i_q を、電流推定器23の出力値と区別するべく、それぞれ実測d軸電流及び実測q軸電流と呼び、それぞれを i_{ds} 及び i_{qs} にて表す。即ち、座標変換器22は、実測d軸電流 i_{ds} 及び実測q軸電流 i_{qs} を算出し、それらを電流切替部24に出力する。

【0119】

電流推定器23は、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、上述の第1推定手法に従い、推定d軸電流 i_{de} 及び推定q軸電流 i_{qe} を算出し、それらを電流切替部24に出力する。

【0120】

以下、実測d軸電流及び実測q軸電流を総称して実測電流とも呼び、推定d軸電流及び推定q軸電流を総称して推定電流とも呼ぶ。

【0121】

電流切替部24は、与えられた実測d軸電流 i_{ds} と推定d軸電流 i_{de} の内の何れか一方をd軸電流 i_d として選択して出力すると共に、与えられた実測q軸電流 i_{qs} と推定q軸電流 i_{qe} の内の何れか一方をq軸電流 i_q として選択して出力する。「実測可能期間」においては、 i_{ds} 及び i_{qs} が i_d 及び i_q として選択及び出力され、「実測不能期間」においては、 i_{de} 及び i_{qe} が i_d 及び i_q として選択及び出力される。

【0122】

現時点が「実測可能期間」であるか或いは「実測不能期間」であるかの判別は、例えば、三相電圧指令値に基づいて行われる。具体的には、三相電圧指令値にて表される各相のカウンタの設定値CntU、CntV及びCntWを参照し（図6参照）、中間相のカウンタの設定値と最小相のカウンタの設定値との差の絶対値が所定の閾値 TH_1 よりも小さい場合、或いは、最大相のカウンタの設定値と中間相のカウンタの設定値との差の絶対値が閾値 TH_1 よりも小さい場合は、実測不能期間であると判別し、そうでない場合は実測可能期間であると判別する。例えば、第1モードにおいては、不等式： $|CntV - CntW| < TH_1$ 、及び、不等式： $|CntU - CntV| < TH_1$ 、の成立/不成立を判断

10

20

30

40

50

する。そして、2つの不等式の少なくとも一方が成立すれば実測不能期間であると判別し、2つの不等式が共に不成立の場合は実測可能期間であると判別する。

【0123】

三相電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*)としてのカウンタの設定値CntU、CntV及びCntWによって各相に対するPWM信号のパルス幅は特定されるため、上記の2つの不等式による閾値 TH_1 との比較は、「中間相に対するPWM信号のパルス幅と最小相に対するPWM信号のパルス幅との差」及び「最大相に対するPWM信号のパルス幅と中間相に対するPWM信号のパルス幅との差」の夫々を、所定のパルス幅閾値と比較しているのと等価である。つまり、各相のPWM信号のパルス幅(デューティ)の関係に基づいて、現時点が実測可能期間と実測不能期間の何れに属しているかを判別している、と表現することができる。この判別は、例えば、電流切替部24(或いは後述する電流切替部24a)にて行われる。

10

【0124】

電圧演算部25には、外部から、モータ1(回転子6)を所望の速度で回転させるための指令値としてモータ速度指令値 ω^* が与えられる。また、電圧演算部25には、微分器29から実モータ速度 ω が与えられ、電流切替部24からd軸電流 i_d 及びq軸電流 i_q が与えられる。電圧演算部25は、速度誤差($\omega^* - \omega$)に基づいて、q軸電流 i_q が追従すべきq軸電流指令値 i_q^* を算出する。例えば、比例積分制御によって($\omega^* - \omega$)がゼロに収束するように i_q^* を算出する。更に、電圧演算部25は、 i_q^* を参照して、d軸電流 i_d が追従すべきd軸電流指令値 i_d^* を算出する。例えば、最大トルク制御を実現するための i_d^* を算出する。

20

【0125】

そして、電圧演算部25は、上記の式(3-1)及び式(3-2)に従って、d軸電圧 v_d が追従すべきd軸電圧指令値 v_d^* 及びq軸電圧 v_q が追従すべきq軸電圧指令値 v_q^* を算出及び出力する。これにより、電流誤差($i_d^* - i_d$)及び($i_q^* - i_q$)はゼロに収束するようになる。

【0126】

座標変換器26は、位置検出部28からの実回転子位置 θ を参照して電圧演算部25からの v_d^* 及び v_q^* を三相電圧指令値(v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*)に変換し、該三相電圧指令値をインバータ2に出力する。インバータ2は、該三相電圧指令値に従って、上述の如く三相交流電流をモータ1に供給する。

30

【0127】

電流推定器23の動作について詳細に説明する。第1実施例では、上述の第1推定手法が適用される。図8のモータ駆動システムの各部位は、モータ駆動システム内で算出される各値(i_d 、 v_d^* 、 ω 等)をサンプリング周期 T_s にて逐次更新する。

【0128】

電流推定器23は、電流切替部24からの i_d 及び i_q と、電圧演算部25からの v_d^* 及び v_q^* と、微分器29からの ω と、に基づいて推定電流を算出する。より具体的には、電流推定器23は、実測不能期間において、

前回の i_d 及び i_q を $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ とし、且つ、

40

前回の v_d^* 及び v_q^* を $v_d^*(k)$ 及び $v_q^*(k)$ とし、且つ、

前回の ω を $\omega(k)$ とした上で、

上記式(1-6)及び(1-7)に従って $i_{de}(k+1)$ 及び $i_{qe}(k+1)$ を算出し、

算出した $i_{de}(k+1)$ 及び $i_{qe}(k+1)$ を今回の i_{de} 及び i_{qe} として出力する。

【0129】

実測可能期間から実測不能期間に移行する直前は、電流切替部24から実測電流(i_{ds} 及び i_{qs})に基づく i_d 及び i_q が出力される。このため、実測可能期間から実測不能期間に移行した直後においては、その実測電流に基づく i_d 及び i_q を $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ として用いて推定電流(i_{de} 及び i_{qe})が算出される。そして、その後、実測不能期間が継続する場合は、推定電流に基づく i_d 及び i_q が電流切替部24から出力されるため、推

50

定電流に基づく i_d 及び i_q を新たな $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ として用いて推定電流の算出を継続する。

【0130】

モータ1に供給される電流を回転座標上の電流ベクトルとして考えた場合、 i_d 及び i_q は、その電流ベクトルの直交2軸成分(d軸成分及びq軸成分)であり、その直交2軸成分によって電流ベクトルは形成される。つまり、電流推定器23によってdq座標上の電流ベクトルが推定される。

【0131】

そして、第1実施例によれば、実測不能期間において、過去の電流値(i_d 及び i_q)と、電圧指令値(v_d^* 及び v_q^*)と、に基づいて、電流ベクトルを形成する直交2軸成分が推定される。これにより、過渡状態においても精度良く電流の推定が行え、モータ1を適切にベクトル制御することが可能となる。また、電圧に歪みを与えるようなPWM信号のパルス幅の補正を行わないので、モータ1を滑らかに駆動することができる。このため、モータ1の駆動による振動及び騒音は低レベルに抑えられる。

10

【0132】

尚、実測不能期間においても電圧指令値は逐次更新されていくため、過去の電流値だけでモータ電流を推定するようにすると過渡状態において電流推定精度が悪くなる。

【0133】

<<第2実施例>>

次に、第2実施例について説明する。第2実施例では、上述の第2推定手法が利用される。図9は、第2実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。図9において、図1及び図8と同一の部分には同一の符号を付す。同一の部分の重複する説明を省略する。

20

【0134】

図9のモータ駆動システムは、モータ1、インバータ2、直流電源4及び電流センサ5を備えていると共に、図1の制御部3を形成する「電流検出部21、座標変換器22a、電流推定器23a、電流切替部24a、電圧演算部25a、座標変換器26a、速度推定器30及び積分器31」を備えている。

【0135】

第2実施例では、回転子位置検出用の位置センサが設けられておらず、モータ1をベクトル制御するための推定回転子位置 θ_e が算出される。このため、第1実施例における「 d 及び q 」は「 u 及び v 」に置換される。また、電流検出部21等が参照する三相電圧指令値は座標変換器26aから出力される。

30

【0136】

座標変換器22aは、推定回転子位置 θ_e を参照して電流検出部21からのU相電流 i_u 及びV相電流 i_v を u 軸電流 i_u 及び v 軸電流 i_v に変換する。この変換によって得られた i_u 及び i_v を、電流推定器23aの出力値と区別するべく、それぞれ実測 u 軸電流及び実測 v 軸電流と呼び、それぞれを i_{u_s} 及び i_{v_s} にて表す。即ち、座標変換器22aは、実測 u 軸電流 i_{u_s} 及び実測 v 軸電流 i_{v_s} を算出し、それらを電流切替部24aに出力する。

40

【0137】

電流推定器23aは、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、上述の第2推定手法に従い、推定 u 軸電流 i_{u_d} 及び推定 v 軸電流 i_{v_d} を算出し、それらを電流切替部24aに出力する。

【0138】

以下、実測 u 軸電流及び実測 v 軸電流を総称して実測電流とも呼び、推定 u 軸電流及び推定 v 軸電流を総称して推定電流とも呼ぶ。

【0139】

電流切替部24aは、与えられた実測 u 軸電流 i_{u_s} と推定 u 軸電流 i_{u_d} の内の何れか一方を u 軸電流 i_u として選択して出力すると共に、与えられた実測 v 軸電流 i_{v_s} と推

50

定 軸電流 i_{δ} の内の何れか一方を 軸電流 i_{γ} として選択して出力する。「実測可能期間」においては、 i_{δ} 及び i_{γ} が i_{δ} 及び i_{γ} として選択及び出力され、「実測不能期間」においては、 i_{δ} 及び i_{γ} が i_{δ} 及び i_{γ} として選択及び出力される。実測可能期間と実測不能期間の判別手法として、第 1 実施例で述べたものと同様の手法を採用可能である。

【0140】

電圧演算部 25 a には、外部から、モータ 1 (回転子 6) を所望の速度で回転させるための指令値としてモータ速度指令値 v^* が与えられる。また、電圧演算部 25 a には、速度推定器 30 から推定モータ速度 v_e が与えられ、電流切替部 24 a から 軸電流 i_{δ} 及び 軸電流 i_{γ} が与えられる。電圧演算部 25 a は、速度誤差 ($v^* - v_e$) に基づいて、 軸電流 i_{δ} が追従すべき 軸電流指令値 i_{δ}^* を算出する。例えば、比例積分制御によって ($v^* - v_e$) がゼロに収束するように i_{δ}^* を算出する。更に、電圧演算部 25 a は、 i_{δ}^* を参照して、 軸電流 i_{γ} が追従すべき 軸電流指令値 i_{γ}^* を算出する。例えば、最大トルク制御を実現するための i_{γ}^* を算出する。

10

【0141】

そして、電圧演算部 25 a は、上記の式 (4 - 1) 及び式 (4 - 2) に従って、 軸電圧 v_{δ} が追従すべき 軸電圧指令値 v_{δ}^* 及び 軸電圧 v_{γ} が追従すべき 軸電圧指令値 v_{γ}^* を算出及び出力する。これにより、電流誤差 ($i_{\delta}^* - i_{\delta}$) 及び ($i_{\gamma}^* - i_{\gamma}$) はゼロに収束するようになる。

【0142】

座標変換器 26 a は、積分器 31 からの推定回転子位置 θ_e を参照して電圧演算部 25 a からの v_{δ}^* 及び v_{γ}^* を三相電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*) に変換し、該三相電圧指令値をインバータ 2 に出力する。インバータ 2 は、該三相電圧指令値に従って、上述の如く三相交流電流をモータ 1 に供給する。

20

【0143】

速度推定器 30 は、 v_{δ}^* 、 v_{γ}^* 、 i_{δ} 及び i_{γ} の値の全部又は一部を用いて、推定モータ速度 v_e を算出する。推定モータ速度 v_e の算出手法として様々な手法が知られており、 v_e の算出に当たって何れの手法を用いることも可能である。例えば、速度推定器 30 は、拡張誘起電圧 E_{ex} の 軸成分 $E_{ex\delta}$ 及び 軸成分 $E_{ex\gamma}$ から、下記式 (5) に従って軸誤差 $\Delta\theta$ を算出する。尚、 $\Delta\theta$ の算出に当たり、微分項 $pL_d i_{\delta}$ 及び $pL_q i_{\gamma}$ を無視することができる。

30

【0144】

【数 20】

$$\Delta\theta = \tan^{-1} \frac{-E_{ex\gamma}}{E_{ex\delta}} = \tan^{-1} \frac{-(v_{\gamma}^* - (R_a + pL_d)i_{\gamma} + \omega_e L_q i_{\delta})}{v_{\delta}^* - (R_a + pL_d)i_{\delta} - \omega_e L_q i_{\gamma}} \dots (5)$$

$$\approx \frac{v_{\gamma}^* - (R_a + pL_d)i_{\gamma} + \omega_e L_q i_{\delta}}{v_{\delta}^* - (R_a + pL_d)i_{\delta} - \omega_e L_q i_{\gamma}}$$

40

【0145】

そして、速度推定器 30 は、軸誤差 $\Delta\theta$ がゼロに収束するように比例積分制御を行って推定モータ速度 v_e を算出及び出力する。積分器 31 は、推定モータ速度 v_e を積分して推定回転子位置 θ_e を算出及び出力する。また、速度推定器 30 は、 $\Delta\theta$ の算出のために算出した $E_{ex\delta}$ 及び $E_{ex\gamma}$ を電流推定器 23 a に出力する。

【0146】

電流推定器 23 a の動作について詳細に説明する。第 2 実施例では、上述の第 2 推定手法が適用される。図 9 のモータ駆動システムの各部位は、モータ駆動システム内で算出される各値 (i_{δ} 、 v_{δ}^* 、 v_e 等) をサンプリング周期 T_s にて逐次更新する。

50

【0147】

電流推定器23aは、電流切替部24aからの i_{α} 及び i_{β} と、電圧演算部25aからの v_{α}^* 及び v_{β}^* と、積分器31からの θ_e と、速度推定器30からの E_{ex} 及び E_{ex} と、に基づいて推定電流を算出する。より具体的には、電流推定器23aは、実測不能期間において、

前回の i_{α} 及び i_{β} を $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ とし、且つ、

前回の v_{α}^* 及び v_{β}^* を $v_{\alpha}^*(k)$ 及び $v_{\beta}^*(k)$ とし、且つ、

前回の θ_e を $\theta_e(k)$ とし、且つ、

前回の E_{ex} 及び E_{ex} を $E_{ex}(k)$ 及び $E_{ex}(k)$ とした上で、

上記式(2-6)及び(2-7)に従って $i_{\alpha_e}(k+1)$ 及び $i_{\beta_e}(k+1)$ を算出し、算出した $i_{\alpha_e}(k+1)$ 及び $i_{\beta_e}(k+1)$ を今回の i_{α_e} 及び i_{β_e} として出力する。

10

【0148】

実測可能期間から実測不能期間に移行する直前は、電流切替部24aから実測電流(i_{α_s} 及び i_{β_s})に基づく i_{α} 及び i_{β} が出力される。このため、実測可能期間から実測不能期間に移行した直後においては、その実測電流に基づく i_{α} 及び i_{β} を $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ として用いて推定電流(i_{α_e} 及び i_{β_e})が算出される。そして、その後、実測不能期間が継続する場合は、推定電流に基づく i_{α} 及び i_{β} が電流切替部24aから出力されるため、推定電流に基づく i_{α} 及び i_{β} を新たな $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ として用いて推定電流の算出を継続する。

20

【0149】

尚、「 $\sin \theta_e \approx 0$ 、 $\cos \theta_e \approx 1$ 」と近似することにより、「 $E_{ex} \approx 0$ 、 $E_{ex} \approx \theta_e$ 」と近似することもできる。上記式(2-6)及び(2-7)を用いて推定電流を算出する際、この近似を用いるようにしてもよい。

【0150】

モータ1に供給される電流を回転座標上の電流ベクトルとして考えた場合、 i_{α} 及び i_{β} は、その電流ベクトルの直交2軸成分(d 軸成分及び q 軸成分)であり、その直交2軸成分によって電流ベクトルは形成される。つまり、電流推定器23aによって d 座標上の電流ベクトルが推定される。

【0151】

第2実施例によれば、第1実施例と同様の効果が得られる。

30

【0152】

<<第3実施例>>

次に、第3実施例について説明する。第3実施例では、上述の第3推定手法が利用される。図10は、第3実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。図10において、図1及び図8と同一の部分には同一の符号を付す。同一の部分の重複する説明を省略する。

【0153】

図10のモータ駆動システムには、電流推定器23bが設けられている。図10のモータ駆動システムは、図8のモータ駆動システムにおける電流推定器23が電流推定器23bに置換されている点において図8のモータ駆動システムと相違しており、その他の点において両モータ駆動システムは同様である。但し、第3実施例では、電圧演算部25にて算出された d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* が電流推定器23bに出力される。電圧演算部25では、上記の式(3-1)及び式(3-2)に従う非干渉制御(非干渉電流制御)が行われる。図10のモータ駆動システムの各部位は、モータ駆動システム内で算出される各値(i_d 、 v_d^* 、 i_d^* 、等)をサンプリング周期 T_s にて逐次更新する。

40

【0154】

電流推定器23bは、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、上述の第3推定手法に従って推定 d 軸電流 i_{d_e} 及び推定 q 軸電流 i_{q_e} を算出し、それらを電流切替部24に出力する。

50

【0155】

これについてより詳細に説明する。電流推定器23bは、電流切替部24からの i_d 及び i_q と、電圧演算部25からの i_d^* 及び i_q^* と、に基づいて推定電流を算出する。より具体的には、電流推定器23bは、実測不能期間において、前回の i_d 及び i_q を $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ とし、且つ、今回の i_d^* 及び i_q^* を $i_d^*(k+1)$ 及び $i_q^*(k+1)$ とした上で、上記式(3-8)及び(3-9)に従って $i_{de}(k+1)$ 及び $i_{qe}(k+1)$ を算出し、算出した $i_{de}(k+1)$ 及び $i_{qe}(k+1)$ を今回の i_{de} 及び i_{qe} として出力する。これを可能とするため、各サンプリング周期 T_s において、 i_{de} 及び i_{qe} の算出に先立って電圧演算部25から i_d^* 及び i_q^* が出力される。

10

【0156】

実測可能期間から実測不能期間に移行する直前は、電流切替部24から実測電流(i_{ds} 及び i_{qs})に基づく i_d 及び i_q が出力される。このため、実測可能期間から実測不能期間に移行した直後においては、その実測電流に基づく i_d 及び i_q を $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ として用いて推定電流(i_{de} 及び i_{qe})が算出される。そして、その後、実測不能期間が継続する場合は、推定電流に基づく i_d 及び i_q が電流切替部24から出力されるため、推定電流に基づく i_d 及び i_q を新たな $i_d(k)$ 及び $i_q(k)$ として用いて推定電流の算出を継続する。

【0157】

第3実施例によれば、実測不能期間において、過去の電流値(i_d 及び i_q)と、電流指令値(i_d^* 及び i_q^*)と、に基づいて、dq座標上の電流ベクトルを形成する直交2軸成分(i_d 及び i_q)が推定される。

20

【0158】

上述の第3推定手法を採用して電流制御に非干渉制御を適用する場合、上述の如く電流応答は1次遅れに近似することができる。従って、過去の電流値と最新の電流指令値を参照すれば、電流がどのような方向に向かっているかを推測することが可能である。上記式(3-8)及び(3-9)を用いて推定電流を算出することは、この1次遅れの応答特性を考慮して電流を推定するということを意味している。

【0159】

このように、電流変化の応答特性を考慮して電流の推定を行うことにより、過渡状態においても精度良く電流の推定が行え、モータ1を適切にベクトル制御することが可能となる。また、電圧に歪みを与えるようなPWM信号のパルス幅の補正を行わないので、モータ1を滑らかに駆動することができる。このため、モータ1の駆動による振動及び騒音は低レベルに抑えられる。

30

【0160】

<<第4実施例>>

次に、第4実施例について説明する。第4実施例では、上述の第4推定手法が利用される。図11は、第4実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。図11において、図1及び図9と同一の部分には同一の符号を付す。同一の部分の重複する説明を省略する。

40

【0161】

図11のモータ駆動システムには、電流推定器23cが設けられている。図11のモータ駆動システムは、図9のモータ駆動システムにおける電流推定器23aが電流推定器23cに置換されている点において図9のモータ駆動システムと相違しており、その他の点において両モータ駆動システムは同様である。但し、第4実施例では、電圧演算部25aにて算出された軸電流指令値 i_d^* 及び軸電流指令値 i_q^* が電流推定器23cに出力される。電圧演算部25aでは、上記の式(4-1)及び式(4-2)に従う非干渉制御(非干渉電流制御)が行われる。図11のモータ駆動システムの各部位は、モータ駆動システム内で算出される各値(i 、 v 、 i 、 ω 等)をサンプリング周期 T_s にて逐次更新する。

50

【0162】

電流推定器23cは、2相分の電流を実測不能な「実測不能期間」において、上述の第4推定手法に従って推定軸電流 i_{α} 及び推定軸電流 i_{β} を算出し、それらを電流切替部24aに出力する。

【0163】

これについてより詳細に説明する。電流推定器23cは、電流切替部24aからの i_{α} 及び i_{β} と、電圧演算部25aからの i_{α}^* 及び i_{β}^* と、に基づいて推定電流を算出する。より具体的には、電流推定器23cは、実測不能期間において、前回の i_{α} 及び i_{β} を $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ とし、且つ、今回の i_{α}^* 及び i_{β}^* を $i_{\alpha}^*(k+1)$ 及び $i_{\beta}^*(k+1)$ とした上で、上記式(4-8)及び(4-9)に従って $i_{\alpha}(k+1)$ 及び $i_{\beta}(k+1)$ を算出し、算出した $i_{\alpha}(k+1)$ 及び $i_{\beta}(k+1)$ を今回の i_{α} 及び i_{β} として出力する。これを可能とするため、各サンプリング周期 T_s において、 i_{α} 及び i_{β} の算出に先立って電圧演算部25aから i_{α}^* 及び i_{β}^* が出力される。

10

【0164】

実測可能期間から実測不能期間に移行する直前は、電流切替部24から実測電流(i_{α} 及び i_{β})に基づく i_{α} 及び i_{β} が出力される。このため、実測可能期間から実測不能期間に移行した直後においては、その実測電流に基づく i_{α} 及び i_{β} を $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ として用いて推定電流(i_{α}^* 及び i_{β}^*)が算出される。そして、その後、実測不能期間が継続する場合は、推定電流に基づく i_{α} 及び i_{β} が電流切替部24aから出力されるため、推定電流に基づく i_{α} 及び i_{β} を新たな $i_{\alpha}(k)$ 及び $i_{\beta}(k)$ として用いて推定電流の算出を継続する。

20

【0165】

第4実施例によれば、実測不能期間において、過去の電流値(i_{α} 及び i_{β})と、電流指令値(i_{α}^* 及び i_{β}^*)と、に基づいて、座標上の電流ベクトルを形成する直交2軸成分(i_d 及び i_q)が推定される。これにより、第3実施例と同様の効果が得られる。

【0166】

<<第5実施例>>

第1～第4実施例では、実測可能時間と実測不能期間の判別を、三相電圧指令値(各相のPWM信号のパルス幅)に基づいて行っているが、その判別をモータ1に印加される電圧のベクトル(以下、単に電圧ベクトルという)に基づいて行うことも可能である。この判別手法を説明するための実施例として第5実施例を説明する。第5実施例に記載した判別手法は、第1～第4実施例の何れかと組み合わせ用いられる。

30

【0167】

図12に、固定軸であるU相軸、V相軸及びW相軸と、回転軸であるd軸及びq軸と、電圧ベクトルと、の関係を表す空間ベクトル図を示す。符号110が付されたベクトルが、電圧ベクトルである。q軸から見た電圧ベクトル110の位相を θ にて表す。U相軸を基準とした電圧ベクトル110の位相は、 $(\theta + \pi/2)$ にて表される。電圧ベクトル110は、モータ1に印加される電圧をベクトルとして捉えたものであり、例えばdq座標に着目した場合、電圧ベクトル110のd軸成分及びq軸成分は、それぞれ v_d (v_d^*)及び v_q (v_q^*)である。

40

【0168】

U相軸近傍、V相軸近傍及びW相軸近傍のハッチングが施されたアスタリスク状の領域111は、2相分の電流が検出できない領域を表している。例えば、V相電圧とW相電圧が近くて2相分の電流が検出できない場合、電圧ベクトル110はU相軸近傍に位置することになり、U相電圧とW相電圧が近くて2相分の電流が検出できない場合、電圧ベクトル110はV相軸近傍に位置することになる。

【0169】

このように、2相分の電流が検出不可能な領域111は、U相軸を基準として電気角で60度ごとに存在し、電圧ベクトル110が、その領域111に位置する期間が上述の実

50

測不能期間である。

【0170】

今、2相分の電流を検出不可能な領域111の特性に着目して、電気角60度ごとにステップ的に回転する座標を考える。この座標を、ab座標と呼ぶ(尚、dq座標や座標は連続的に回転する座標である)。ab座標は、互いに直交するa軸とb軸を座標軸としている。図13に、a軸がとり得る6つの軸を示す。a軸は、電圧ベクトル110の位相(+ + / 2) に応じて、a₁軸 ~ a₆軸の何れかとなる。a₁軸、a₃軸及びa₅軸は、それぞれU相軸、V相軸及びW相軸に一致し、a₂軸、a₄軸及びa₆軸は、それぞれa₁軸とa₃軸の中間軸、a₃軸とa₅軸の中間軸及びa₅軸とa₁軸の中間軸である。尚、符号131が付された円については後述する。

10

【0171】

電圧ベクトル110が、符号121が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $11 / 6 (+ + / 2) < 0$ 、又は、 $0 (+ + / 2) < / 6$ 、が成立する場合、a軸はa₁軸となり、

電圧ベクトル110が、符号122が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $/ 6 (+ + / 2) < / 2$ 、が成立する場合、a軸はa₂軸となり

電圧ベクトル110が、符号123が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $/ 2 (+ + / 2) < 5 / 6$ 、が成立する場合、a軸はa₃軸となり

電圧ベクトル110が、符号124が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $5 / 6 (+ + / 2) < 7 / 6$ 、が成立する場合、a軸はa₄軸となり

20

電圧ベクトル110が、符号125が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $7 / 6 (+ + / 2) < 3 / 2$ 、が成立する場合、a軸はa₅軸となり

電圧ベクトル110が、符号126が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $3 / 2 (+ + / 2) < 11 / 6$ 、が成立する場合、a軸はa₆軸となる。

例えば、電圧ベクトル110が図13に示す位置にある場合、a軸はa₄軸となる。

【0172】

このように、a軸は、電圧ベクトルの回転に伴って、60度ごとにステップ的に回転し、b軸も、a軸と直交しつつa軸と共に60度ごとにステップ的に回転する。a軸及びb軸は60度ごとに量子化されて60度ごとに回転する座標軸である、とも表現できる。このため、a軸は、常に、2相分の電流を検出不可能な領域の中心に位置することになる。第5実施例では、dq座標上の電圧ベクトルをab座標上に変換し、そのab座標上に変換された電圧ベクトルのa軸成分及びb軸成分を参照して、実測可能期間と実測不能期間の判別を行う。後に詳説するが、例えば、b軸成分が小さければ実測不能期間と判断する。

30

【0173】

この判別手法の具体的な手順について説明する。a₁軸 ~ a₆軸の内、電圧ベクトル110が最も近い軸の位相は、U相軸を基準として、「(n+2) / 3」にて表される。ここで、nは、(+) を / 3 で割った時に得られる商である。便宜上、図14に示す如く、を、上記の位相(n+2) / 3と、その位相(n+2) / 3ととの差分位相_Dと、に分解する。これらの位相の関係は、式(6-1)及び式(6-2)にて表される。

40

【0174】

【数21】

$$\theta + \varepsilon = \frac{n\pi}{3} + \alpha, \quad \left(\text{但し、} 0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3} \right) \quad \dots (6-1)$$

$$\theta = \theta_D + \frac{(n+2)\pi}{3} \quad \dots (6-2)$$

50

【 0 1 7 5 】

d q 座標を差分位相 θ_D だけ座標変換することにより、電圧ベクトル 1 1 0 を a b 座標上における電圧ベクトルとして捉える。a b 座標上で考え、電圧ベクトル 1 1 0 の a 軸成分及び b 軸成分を a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b とすると、d 軸電圧 v_d 及び q 軸電圧 v_q と a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b は、下記式 (6 - 3) の座標変換式を満たす。

【 0 1 7 6 】

【 数 2 2 】

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_D & -\sin \theta_D \\ \sin \theta_D & \cos \theta_D \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad \dots (6-3)$$

10

【 0 1 7 7 】

差分位相 θ_D は、以下のように算出できる。下記式 (6 - 4) を用いて算出される θ_D に合致する n (即ち、() を $\pi / 3$ で割った時に得られる商) を、式 (6 - 2) を参照して求める。その求めた n と θ_D を上記式 (6 - 2) に代入すれば、差分位相 θ_D が得られる。尚、下記式 (6 - 4) 中の v_d 及び v_q として、 v_d^* 及び v_q^* が用いられる。

【 0 1 7 8 】

【 数 2 3 】

$$\varepsilon = \tan^{-1} \left(\frac{-v_d}{v_q} \right) \quad \dots (6-4)$$

20

【 0 1 7 9 】

そして、式 (6 - 3) に従って算出された a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b に基づいて、実測可能期間と実測不能期間の判別を行う。

【 0 1 8 0 】

例えば、この判別手法を第 1 又は第 3 実施例 (図 8 又は図 1 0) に適用する場合、算出された v_d^* 及び v_q^* を、式 (6 - 3) における v_d 及び v_q として用いて、式 (6 - 3) に従って a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b を算出する。そして、算出した a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b が、下記式 (6 - 5) 及び (6 - 6) を満たすかを判断する。

30

【 0 1 8 1 】

【 数 2 4 】

$$|v_b| < \Delta \quad \dots (6-5)$$

$$v_a < \sqrt{3}\Delta \quad \dots (6-6)$$

【 0 1 8 2 】

40

そして、式 (6 - 5) 及び (6 - 6) の何れか一方でも満たされる場合は、現時点は実測不能期間に属すると判断し、式 (6 - 5) 及び (6 - 6) の何れもが満たされない場合は、現時点は実測可能期間に属すると判断する。つまり、算出した b 軸電圧 v_b の絶対値が所定の閾値 Δ よりも小さい場合は、電圧ベクトル 1 1 0 が a 軸近傍に位置するため、実測不能期間と判断する。また、式 (6 - 6) によって、電圧ベクトル 1 1 0 が図 1 3 の円 1 3 1 の内部に含まれるかを判断している。電圧ベクトル 1 1 0 が円 1 3 1 の内部に含まれる状態は、三相の相電圧が互いに接近している状態に対応しており、この状態においては、b 軸電圧 v_b の大きさに関わらず 2 相分の電流は検出できない。

【 0 1 8 3 】

尚、回転子位置検出用の位置センサがある場合に着目して、即ち、実軸である d 軸と q

50

軸に着目して第5実施例を説明したが、第5実施例にて説明した実測可能期間と実測不能期間の判別手法は、位置センサがない第2又は第4実施例にも適用可能である。第2又は第4実施例に適用する場合、第5実施例における説明文中の「d」及び「q」を、夫々、「 d_m 」及び「 q_m 」に読み替えればよい。当然、「 d 」及び「 q 」も、「 d_m 」及び「 q_m 」に読み替えられる。

【0184】

このように第5実施例では、モータ1に印加される電圧ベクトルに基づいて、実測可能期間と実測不能期間の判別がなされる。この判別結果は、図8～図11における電流切替部24又は24aの切替え処理に利用される。

【0185】

<<第6実施例>>

第1～第4実施例では、d軸及びq軸が検出されるように或いは推定されるように、モータ1をベクトル制御しているが、d軸及びq軸と異なる軸を検出或いは推定するようにしてもよい。例として、本出願人が提案する d_m 軸及び q_m 軸を推定する実施例を、第6実施例として説明する。第6実施例は、第2又は第4実施例に適用可能である。

【0186】

d_m 軸及び q_m 軸に関する詳細な説明は、日本国特許出願番号2006-177646の明細書等に記載されていると共に、上記非特許文献2にも記載されている。以下、 d_m 軸及び q_m 軸に関する手法を $d_m q_m$ 手法と呼ぶ。

【0187】

図15及び図16に、 $d_m q_m$ 手法を説明するためのモータ1の解析モデル図を示す。図15は、図7の解析モデル図を更に詳細に表した図に相当する。

【0188】

最大トルク制御を実現する際にモータ1に供給されるべき電流ベクトルの向きと向きが一致する回転軸を q_m 軸と定める。そして、 q_m 軸から電気角で90度遅れた軸を d_m 軸と定める。 d_m 軸と q_m 軸とを座標軸に選んだ座標を $d_m q_m$ 座標と呼ぶ。

【0189】

周知の如く、最大トルク制御を実現するモータ電流は、正の q 軸成分と負の d 軸成分を有する。このため、 q_m 軸は q 軸よりも位相が進んだ軸となる。図15及び図16において、反時計回りの方向が位相の進みの方向である。

【0190】

q_m 軸から見た q 軸の位相(角度)を θ_{qm} 、 d 軸から見た q_m 軸の位相(角度)を θ_{dqm} 、と表す。この場合、勿論、 d_m 軸から見た d 軸の位相も θ_{dqm} 、 q 軸から見た d_m 軸の位相も θ_{qm} となる。 θ_{qm} は、 q 軸(d 軸)から見た q_m 軸(d_m 軸)の進み角である。 θ_{dqm} は、 q_m 軸と d 軸との間の軸誤差を表している。 d 軸と q 軸との間の軸誤差である θ_{dq} は、 $\theta_{dqm} = \theta_{dq} + \theta_{qm}$ にて表される。

【0191】

上述のごとく、 d_m 軸は d 軸よりも位相が進んでおり、この際、 θ_{dqm} は負の値をとるものとする。同様に、 q 軸が d_m 軸よりも位相が進んでいる場合、 θ_{qm} は負の値をとる。図16に示されているベクトル(E_m 等)については、後述する。

【0192】

また、モータ電流 I_a の d_m 軸成分及び q_m 軸成分を、夫々、 d_m 軸電流 i_{dm} 及び q_m 軸電流 i_{qm} で表す。モータ電圧 V_a の d_m 軸成分及び q_m 軸成分を、それぞれ d_m 軸電圧 v_{dm} 及び q_m 軸電圧 v_{qm} で表す。

【0193】

$d_m q_m$ 手法では、 q_m 軸(d_m 軸)と d 軸(q 軸)との間の軸誤差 θ_{dqm} を推定して推定軸である d 軸を d_m 軸に収束させる(即ち、軸誤差 θ_{dqm} をゼロに収束させる)。そして、モータ電流 I_a を q_m 軸に平行な q_m 軸電流 i_{qm} と d_m 軸に平行な d_m 軸電流 i_{dm} とに分解することによって、モータ1をベクトル制御する。

【0194】

10

20

30

40

50

q m軸の定義から明らかなように、最大トルク制御を行う際におけるモータ電流 I_a の電流軌跡は、図 17 の実線 82 に示す如く、q m軸上にある。このため、最大トルク制御を行うに際して、複雑な軸電流指令値 i^* の算出は不要となり、演算負荷が軽減される。この際、軸電流指令値 i^* は、 i の値に関係なく、ゼロまたはゼロ近傍の所定値とされる。

【0195】

電圧方程式を用いて、d m q m手法を説明する。尚、日本国特許出願番号 2006 - 177646 の明細書中の式の番号との整合を図るべく、本明細書において式(7) ~ (29)を設けない。

【0196】

d m - q m軸に着目して、推定軸上の拡張誘起電圧方程式である上記式(2 - 3)を書き改めると、式(30)が得られる。

【0197】

【数25】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_m \\ \cos\theta_m \end{bmatrix} \quad \dots (30)$$

【0198】

ここで、式(31)が成立すると定義する。更に、 $i_d = i_{qm} \cdot \sin\theta_m$ であることを考慮すると、式(32)が成立する。

【0199】

【数26】

$$L_{q1} i_{qm} = \sin\theta_m \{ \Phi_a + (L_d - L_q) i_d \} \quad \dots (31)$$

$$L_{q1} i_{qm} = \sin\theta_m \{ \Phi_a + (L_d - L_q) i_d \} = \sin\theta_m \{ \Phi_a + (L_d - L_q) i_{qm} \sin\theta_m \}$$

... (32)

【0200】

式(32)を用いて式(30)を変形すると、式(33)が得られる。但し、 E_m は、式(34)によって表される。 L_{q1} は、 θ_m に依存する仮想インダクタンスである。 L_{q1} は、式(30)の右辺第2項に存在する $E_{ex} \cdot \sin\theta_m$ を、仮想インダクタンスによる電圧降下として取り扱うために便宜上定められる。尚、 L_{q1} は、負の値をとる。

【0201】

【数27】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega(L_q + L_{q1}) \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots (33)$$

$$E_m = (\omega((L_d - L_q) i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(p i_q)) \cos\theta_m = E_{ex} \cos\theta_m \quad \dots (34)$$

【0202】

ここで、等式： $L_m = L_q + L_{q1}$ 、が成立すると近似する (L_m は i_q 及び i_{qm} に依存するため、 L_{q1} は i_q 及び i_{qm} に依存する。また、 L_q も磁気飽和の影響により i_q 及び i_{qm} に依存する。 L_{q1} の i_q 依存性と L_q の i_q 依存性を、 L_m に集約し、推定時に i_q 及び i_{qm} の

10

20

30

40

50

影響を考慮する)。そうすると、式(33)は、下記式(35)のように変形される。

【0203】

【数28】

$$\begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + E_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots (35)$$

【0204】

更に、式(35)を変形すると、下記式(36)が得られる。ここで、 E_{exm} は、下記式(37)によって表される。

10

【0205】

【数29】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{qm} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_m \end{bmatrix} + \omega(L_q - L_m) \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{exm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \dots (36)$$

20

$$\begin{aligned} E_{exm} &= (\omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q)) \cos \theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\ &= E_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \end{aligned}$$

...

30

【0206】

- 軸とdm-qm軸との間に軸誤差 θ_m があったとすると、式(36)は下式(38)のように変形される。

【0207】

【数30】

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_m \\ \omega L_m & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + E_{exm} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_m \\ \cos \Delta\theta_m \end{bmatrix} - (p\Delta\theta_m)L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \dots (38)$$

40

【0208】

また、 $p \theta_m \approx 0$ 、 $i_{dm} \approx 0$ 、 $(L_d - L_q)(pi_q) \approx 0$ 、と近似すると、式(37)によって表される E_{exm} は、下記式(39)のように近似される。

【0209】

【数 3 1】

$$\begin{aligned}
E_{exm} &= (\omega((L_d - L_q)i_d + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q)) \cos \theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\
&\approx (\omega((L_d - L_q)i_\delta \sin \theta_m + \Phi_a) - (L_d - L_q)(pi_q)) \cos \theta_m + \omega(L_q - L_m)i_{dm} \\
&\approx \omega((L_d - L_q)i_\delta \sin \theta_m + \Phi_a) \cos \theta_m
\end{aligned}$$

... (39)

【0 2 1 0】

10

また、上記式 (32) に「 $L_m = L_q + L_{q1}$ 」を代入して得られる式を θ_m について解き、更に、 $i_{dm} = i_{qm} \sin \theta_m$ と仮定すると、下記式 (40) が得られる。式 (40) で表されるように、 θ_m は i_{qm} の関数であるから、 E_{exm} も i_{qm} の関数となる。

【0 2 1 1】

【数 3 2】

$$\theta_m = \sin^{-1} \left(\frac{\Phi_a - \sqrt{\Phi_a^2 + 4(L_q - L_m)(L_q - L_d)i_\delta^2}}{2i_\delta(L_q - L_d)} \right) \dots (40)$$

20

【0 2 1 2】

図 16 を参照しつつ、 E_{ex} と E_m と E_{exm} との関係について説明を加えておく。 E_{ex} 、 E_m 及び E_{exm} を、回転座標系における電圧ベクトルとして考える。この場合、 E_{ex} は拡張誘起電圧ベクトルと呼ぶことができる。拡張誘起電圧ベクトル E_{ex} は、 q 軸上の誘起電圧ベクトルである。拡張誘起電圧ベクトル E_{ex} を、 qm 軸上の誘起電圧ベクトルと dm 軸上の誘起電圧ベクトルとに分解して考える。上記式 (34) から分かるように、この分解によって得られた qm 軸上の誘起電圧ベクトルが、 E_m である。また、この分解によって得られた、図 16 の符号 80 で表される dm 軸上の誘起電圧ベクトル ($E_{ex} \cdot \sin \theta_m$) は、仮想インダクタンス L_{q1} による電圧降下ベクトルである。

30

【0 2 1 3】

式 (34) と (37) の比較からも分かるように、 E_{exm} は、 E_m に $(L_q - L_m)i_{dm}$ を加えたものとなっている。このため、回転座標系において、 E_{exm} も、 E_m と同様、 qm 軸上の誘起電圧ベクトルとなる。最大トルク制御を行う際には、上述したように $i_{dm} = 0$ であるため、 E_{exm} は E_m に (略) 一致する。

【0 2 1 4】

上述の dm qm 手法を第 2 又は第 4 実施例に適用する場合、図 9 又は図 11 に示す速度推定器 30 は、例えば、下記式 (41) に従って軸誤差 θ_m を算出する。 E_{exm} 及び E_{ex} は、誘起電圧ベクトル E_{exm} の dm 軸成分及び qm 軸成分である。下記式 (41) は、上記の行列式 (38) の 1 行目と 2 行目を変形した結果を用いることにより得られる (但し、行列式 (38) の右辺第 3 項を無視する)。式 (41) 中の ω_e 、 v_e 及び v_e^* として、 ω_e 、 v_e^* 及び v_e^* が用いられる。そして、この場合、速度推定器 30 は、軸誤差 θ_m がゼロに収束するように比例積分制御を行って推定モータ速度 ω_e を算出及び出力する。

40

【0 2 1 5】

【数 3 3】

$$\begin{aligned} \triangle \theta_m &= \tan^{-1} \frac{-E_{exm\gamma}}{E_{exm\delta}} = \tan^{-1} \frac{-(v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_m i_\delta)}{v_\delta - (R_a + pL_d)i_\delta - \omega L_m i_\gamma} \dots (41) \\ &\approx \frac{v_\gamma - (R_a + pL_d)i_\gamma + \omega L_m i_\delta}{v_\delta - (R_a + pL_d)i_\delta - \omega L_m i_\gamma} \end{aligned}$$

【0 2 1 6】

10

式(41)を利用して θ_m を算出する際、微分項 $pL_d i_\gamma$ 及び $pL_d i_\delta$ を無視することができる。また、 θ_m の算出に必要な L_m の値の算出には、下記式(42)を利用する。上記式(32)に「 $i_{dm} = 0$ と下記式(43)及び(44)」を代入して得られた式を L_{q1} について解き、その結果を利用することで、式(42)を得ることができる。

【0 2 1 7】

【数 3 4】

$$\begin{aligned} L_m &= L_q + L_{q1} \\ &= L_q + \frac{i_d \{ \Phi_a + (L_d - L_q) i_d \}}{i_d^2 + i_q^2} \dots (42) \end{aligned}$$

20

$$i_{qm} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \dots (43)$$

$$\sin \theta_m = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \dots (44)$$

【0 2 1 8】

30

更に、最大トルク制御に一致する d 軸電流 i_d の式(45)と、 i_d と i_q と i_{qm} の関係式(近似式)である式(43)とを利用して、上記式(42)を変形すると、 L_m は i_{qm} の関数となる(即ち、 L_m の算出式から i_d と i_q の項がなくなる)。従って、 i_d と i_q を i_{qm} と仮定することにより、 i_{qm} の関数で表される L_m の値を i_{qm} に基づいて算出可能である。そして、算出した L_m の値を用いて式(41)から軸誤差 θ_m を算出することができる。

【0 2 1 9】

【数 3 5】

$$i_d = \frac{\Phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \dots (45)$$

40

【0 2 2 0】

上述のような dmqm 手法を、上記の第 2 推定手法及び第 2 実施例に適用することを考える。上記式(38)の右辺第 3 項を無視した式と上記式(2-3)との対比からも明らかのように、センサレス制御にて d m 軸及び q m 軸を推定する場合(即ち、軸誤差 θ_m をゼロに収束させる制御を実施する場合)において、第 2 推定手法を適用すると、推定電流を下記式(2-6a)及び(2-7a)にて算出できることが分かる。下記式(2-6a)及び(2-7a)は、上記式(2-6)及び(2-7)における E_{ex} 及び E_{ex} を E_{exm} 及び E_{ex} に置換した式に相当する。即ち、dmqm 手法を用いる場合、図 9

50

の電流推定器 23a は、下記式 (2-6a) 及び (2-7a) に従って推定電流を算出すればよい。この際、 E_{exm} 及び E_{ex} の値として、軸誤差 θ_m を求める際に算出したそれらの値を利用可能である。

【0221】

【数36】

$$i_{\gamma e}(k+1) = i_{\gamma}(k) + \frac{v_{\gamma}^*(k) - E_{exm\gamma}(k) + \omega_e(k)L_q i_{\delta}(k) - R_a i_{\gamma}(k)}{L_d / T_s} \quad \dots (2-6a)$$

$$i_{\delta e}(k+1) = i_{\delta}(k) + \frac{v_{\delta}^*(k) - E_{exm\delta}(k) - \omega_e(k)L_q i_{\gamma}(k) - R_a i_{\delta}(k)}{L_d / T_s} \quad \dots (2-7a)$$

10

【0222】

上述のような dmqm 手法を、上記の第 4 推定手法及び第 4 実施例に適用することを考える。上記の式 (4-1) 及び (4-2) を、dmqm 手法に適合するように書き改めると下記式 (4-1a) 及び (4-2a) が得られる。このため、結局、d 軸及び q 軸を推定する場合と同様、式 (4-3) が得られ、最終的に上記式 (4-8) 及び (4-9) が得られる。つまり、dmqm 手法を第 4 実施例に適用する場合でも、図 11 の電流推定器 23c の動作は第 4 実施例にて上述したそれと同じである。

【0223】

【数37】

$$v_{\gamma}^* = v_{\gamma} = v_{\gamma}' - \omega_e L_m i_{\delta} + E_{exm\gamma} = K_{i\gamma} \left(1 + \frac{1}{T_{id} s}\right) (i_{\gamma}^* - i_{\gamma}) - \omega_e L_m i_{\delta} + E_{exm\gamma} \quad \dots (4-1a)$$

$$v_{\delta}^* = v_{\delta} = v_{\delta}' + \omega_e L_m i_{\gamma} + E_{exm\delta} = K_{i\delta} \left(1 + \frac{1}{T_{id} s}\right) (i_{\delta}^* - i_{\delta}) + \omega_e L_m i_{\gamma} + E_{exm\delta} \quad \dots (4-2b)$$

20

【0224】

<< 変形等 >>

本発明を適用したモータ駆動システムの実施例を上述したが、本発明は、様々な変形例 (又は他の実施例) を含む。以下に、変形例 (又は他の実施例) 又は注釈事項として、注釈 1 ~ 注釈 5 を記す。各注釈に記載した内容は、矛盾なき限り、任意に組み合わせることが可能である。

【0225】

[注釈 1]

インバータ 2 にて 3 相変調を用いる場合を取り扱ったが、本発明は変調方式に依存しない。例えば、インバータ 2 にて 2 相変調を行う場合、通電パターンは、図 3 に示した 3 相変調のそれと異なってくる。2 相変調では、最小相の下アームが常にオンとされるため、図 4 におけるタイミング T0 - T1 間及び T6 - T7 間に対応する通電パターンが存在しない。しかしながら、結局、タイミング T1 - T2 間及び T2 - T3 間に対応する通電パターンにて母線電流を検出するようにすれば、最大相及び最小相の電流を検出できるとに変わりはない。

30

40

【0226】

[注釈 2]

また、上述のモータ駆動システムを構成する各部位は、必要に応じてモータ駆動システム内で生成される値の全てを自由に利用可能となっている。

【0227】

[注釈 3]

また、制御部 3 (図 1 参照) の機能の一部または全部は、例えば汎用マイクロコンピュ

50

ータ等に組み込まれたソフトウェア（プログラム）を用いて実現される。ソフトウェアを用いて制御部 3 を実現する場合、制御部 3 の各部の構成を示すブロック図は機能ブロック図を表すこととなる。勿論、ソフトウェア（プログラム）ではなく、ハードウェアのみによって制御部 3 を構成しても構わない。

【 0 2 2 8 】

[注釈 4]

また、例えば、制御部 3 は、モータ制御装置として機能する。モータ制御装置内に、図 1 等の電流センサ 5 が含まれていると考えても構わない。また、例えば、図 8 又は図 9 等における電圧演算部 2 5 又は 2 5 a は、演算手段として機能する。

【 0 2 2 9 】

[注釈 5]

また、本明細書では、記述の簡略化上、記号（ i など）のみの表記によって、その記号に対応する状態量（状態変数）などを表現している場合もある。即ち、本明細書では、例えば、「 i 」と「軸電流 i 」は同じものを指す。

【 0 2 3 0 】

また、本明細書等において下記の点に留意すべきである。上記の数 m （ m は 1 以上の整数）と表記した墨付きかっこ内の式（式（2 - 3）等）の記述又は図面において、所謂下付き文字として表現されている 及び（等）は、それらの墨付きかっこ外において、下付き文字でない標準文字として表記されうる。この 及び の下付き文字と標準文字との相違は無視されるべきである。

【 0 2 3 1 】

【 数 3 8 】

即ち、例えば、 i_γ は i_γ と同じものを表し、 i_δ は i_δ と同じものを表す。

【 産業上の利用可能性 】

【 0 2 3 2 】

本発明は、モータを用いるあらゆる電気機器に好適である。上述したように、モータ 1 の駆動による振動及び騒音は低レベルに抑えられるため、特に、冷蔵庫用の圧縮機や車載用空気調和機などに好適である。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 2 3 3 】

【 図 1 】 本発明の実施の形態に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【 図 2 】 図 1 のモータに印加される三相交流電圧の典型的な例を示す図である。

【 図 3 】 図 1 のモータに対する通電パターンと、各通電パターンと母線電流との関係を表として示した図である。

【 図 4 】 図 1 のモータにおける各相電圧の電圧レベルとキャリア信号との関係、並びに、その関係に応じた PWM 信号及び母線電流の波形を示す図である。

【 図 5 】 図 4 の各タイミングにおける、図 1 の電機子巻線周辺の等価回路図である。

【 図 6 】 図 1 のモータにおける各相電圧の高低関係の組み合わせ（モード）及び各組み合わせにおいて検出される電流の相を、表として示した図である。

【 図 7 】 図 1 のモータの解析モデル図である。

【 図 8 】 本発明の第 1 実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【 図 9 】 本発明の第 2 実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【 図 1 0 】 本発明の第 3 実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【 図 1 1 】 本発明の第 4 実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【 図 1 2 】 本発明の第 5 実施例に係り、固定軸である U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、回転軸である d 軸及び q 軸と、電圧ベクトルと、の関係を表す空間ベクトル図である。

【 図 1 3 】 本発明の第 5 実施例にて定義される a 軸を説明するための図である。

【 図 1 4 】 本発明の第 5 実施例に係り、回転子の位相（ ）の分解の様子を示す図である

10

20

30

40

50

【図15】本発明の第6実施例に係るd m q m手法を説明するための解析モデル図である

【図16】本発明の第6実施例に係るd m q m手法を説明するための解析モデル図である

【図17】本発明の第6実施例を採用した場合における、モータ電流の電流軌跡を示す図である。

【図18】1シャント電流検出方式を採用した、従来のモータ駆動システムの全体構成ブロック図である。

【図19】従来技術に係り、1シャント電流検出方式を採用した場合における電圧指令（パルス幅）の補正例を示す図である。

10

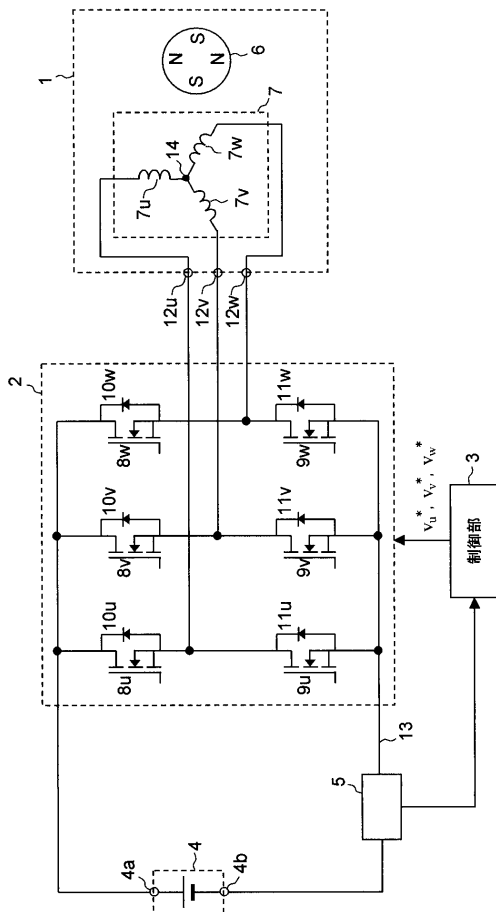
【符号の説明】

【0234】

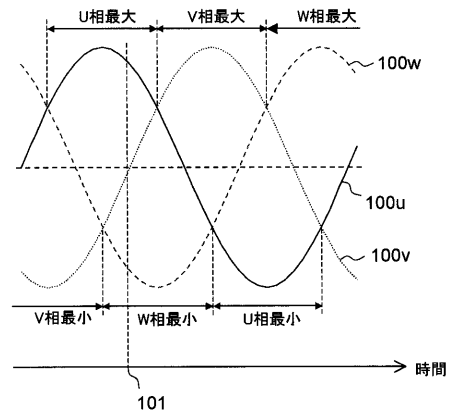
- 1 モータ
- 2 インバータ
- 3 制御部
- 4 直流電源
- 5 電流センサ
- 6 回転子
- 7 固定子
- 7u、7v、7w 電機子巻線
- 21 電流検出部
- 23、23a、23b、23c 電流推定器
- 24、24a 電流切替部
- 25、25a 電圧演算部

20

【図1】



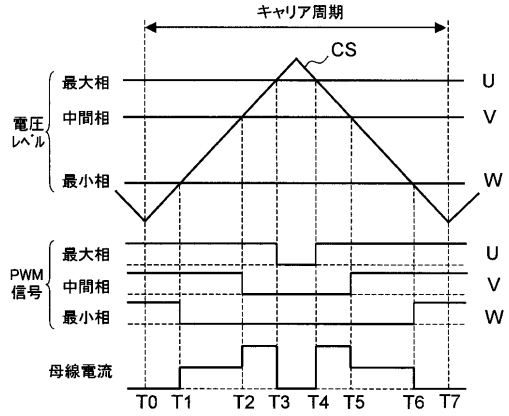
【図2】



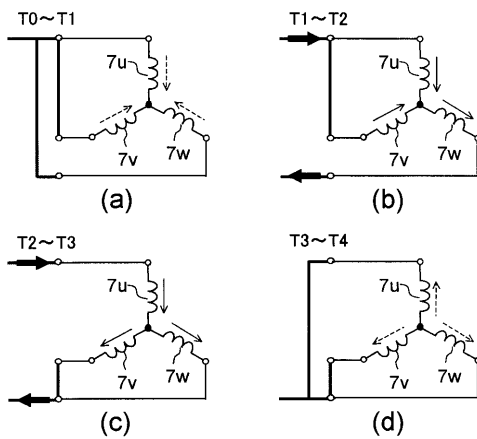
【 図 3 】

U	V	W	母線電流
L	L	L	-
L	L	H	w
L	H	L	v
L	H	H	-u
H	L	L	u
H	L	H	-v
H	H	L	-w
H	H	H	-

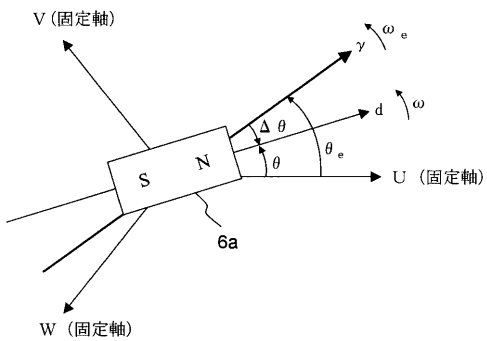
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 7 】

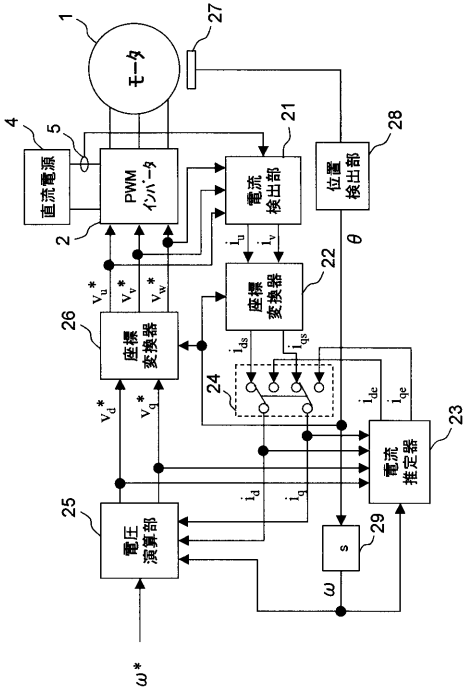


【 図 6 】

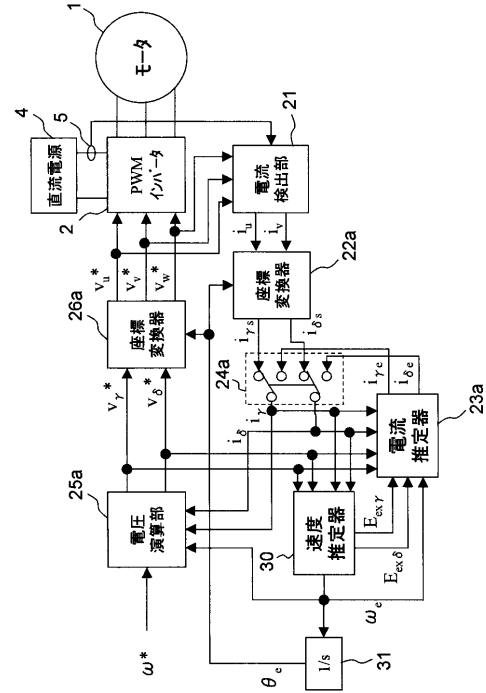
	T1	T2	T3	検出相電流		
				モード	T1~T2	T2~T3
$v_u > v_v > v_w$	CntW	CntV	CntU	1	-w	u
$v_v > v_u > v_w$	CntW	CntU	CntV	2	-w	v
$v_v > v_w > v_u$	CntU	CntW	CntV	3	-u	v
$v_w > v_v > v_u$	CntU	CntV	CntW	4	-u	w
$v_w > v_u > v_v$	CntV	CntU	CntW	5	-v	w
$v_u > v_w > v_v$	CntV	CntW	CntU	6	-v	u

サンプリングタイミング
 ST1:T1~T2
 ST2:T2~T3

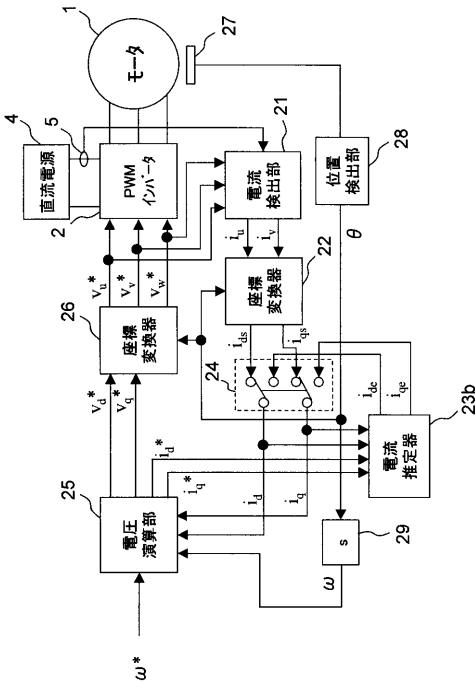
【図 8】



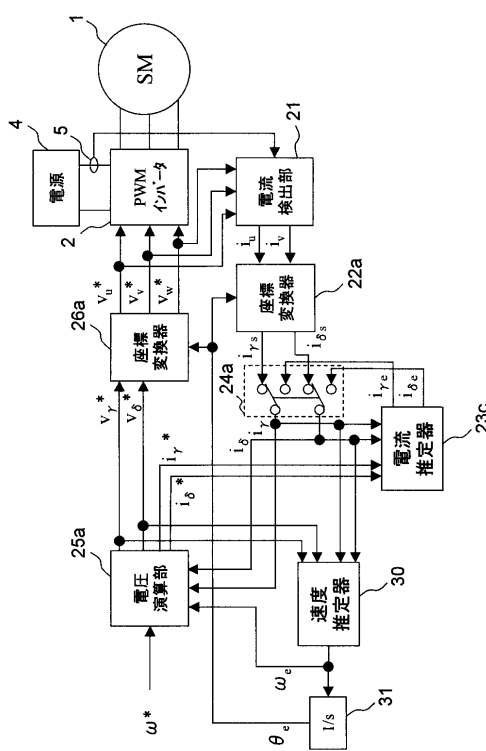
【図 9】



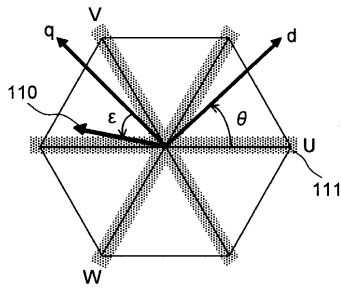
【図 10】



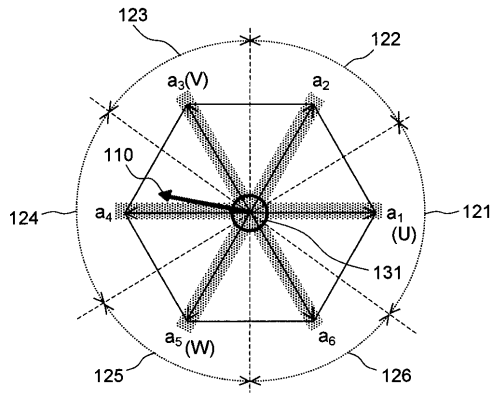
【図 11】



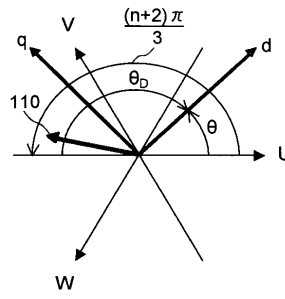
【 図 1 2 】



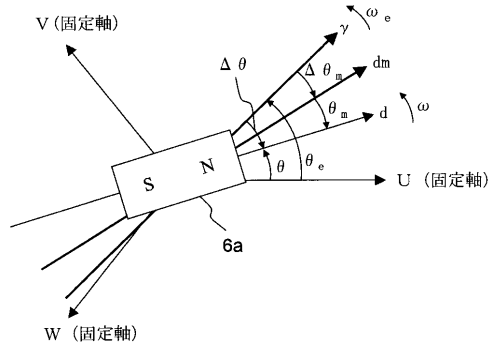
【 図 1 3 】



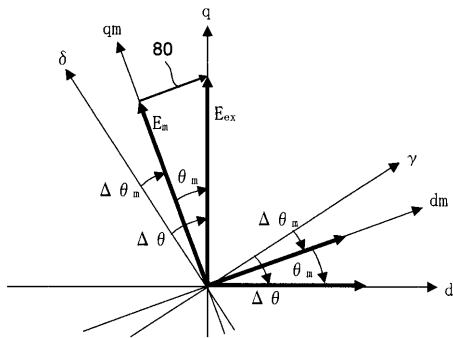
【 図 1 4 】



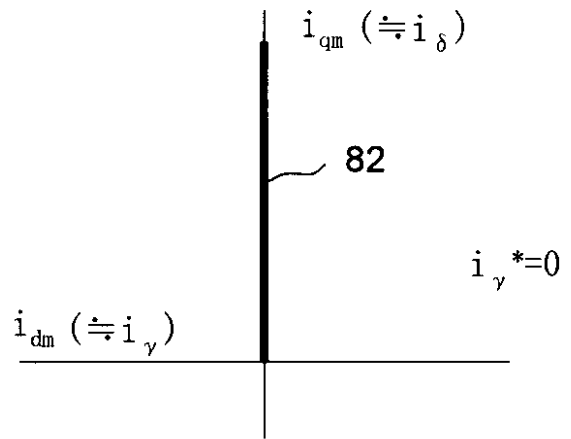
【 図 1 5 】



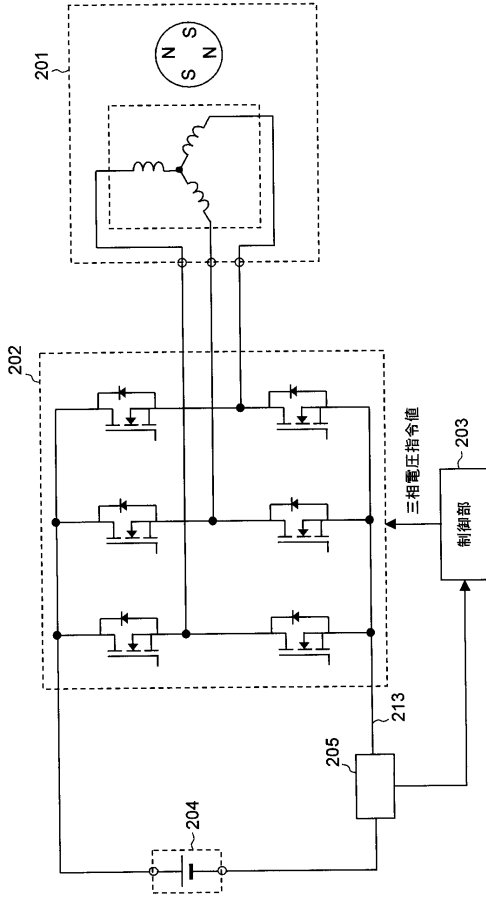
【 図 1 6 】



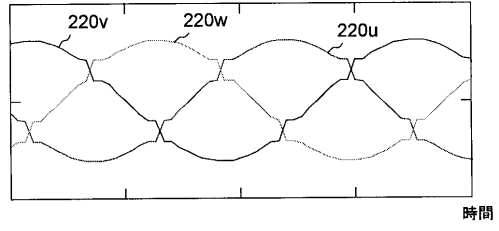
【 図 1 7 】



【 図 1 8 】



【 図 1 9 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 AA08 AA10 BB04 BB07 BB12 DA07 DB20 DC12 EB01 RR01
UA05 XA02 XA04 XA12 XA13