

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4429338号
(P4429338)

(45) 発行日 平成22年3月10日 (2010. 3. 10)

(24) 登録日 平成21年12月25日 (2009. 12. 25)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 P 21/00 (2006. 01)

H O 2 P 5/408 C

H O 2 P 27/04 (2006. 01)

H O 2 P 6/02 3 7 1 N

H O 2 P 6/16 (2006. 01)

請求項の数 14 (全 48 頁)

(21) 出願番号 特願2007-175762 (P2007-175762)
 (22) 出願日 平成19年7月4日 (2007. 7. 4)
 (65) 公開番号 特開2008-99542 (P2008-99542A)
 (43) 公開日 平成20年4月24日 (2008. 4. 24)
 審査請求日 平成19年12月18日 (2007. 12. 18)
 (31) 優先権主張番号 特願2006-245101 (P2006-245101)
 (32) 優先日 平成18年9月11日 (2006. 9. 11)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(73) 特許権者 000001889
 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

審査官 森山 拓哉

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置、電流検出ユニット

(57) 【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を備え、

検出された前記検出電流から前記モータに流れるモータ電流を検出し、該モータ電流に
 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モータ制御装置において、

前記モータ電流に基づいて前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧のベクトルであっ
 て、前記三相の各相電圧の合成電圧のベクトルからなる電圧指令ベクトルを作成する電圧
 指令ベクトル作成手段と、

作成された前記電圧指令ベクトルを補正する電圧指令ベクトル補正手段と、を備え、

補正後の前記電圧指令ベクトルに従って前記モータを制御し、

前記電圧指令ベクトル補正手段は、該電圧指令ベクトル補正手段によって補正された後
 の前記電圧指令ベクトルが、前記モータ電流が検出不可能な領域外のベクトルとなるよう
 に補正する

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 2】

前記電圧指令ベクトルは、回転座標上の電圧指令ベクトルであり、

前記電圧指令ベクトル補正手段は、その回転座標上の電圧指令ベクトルを三相の固定座
 標上の三相電圧指令値に変換する過程において、前記回転座標上の電圧指令ベクトルを補
 正し、

10

20

当該モータ制御装置は、補正後の前記電圧指令ベクトルに対応する前記三相電圧指令値を前記インバータに供給することにより、前記モータを制御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】

前記電圧指令ベクトルは、所定の固定軸を基準とした前記電圧指令ベクトルの位相に応じて電気角 60 度ごとにステップ的に回転する a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルであることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載のモータ制御装置。

【請求項 4】

前記電圧指令ベクトル補正手段は、前記 a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルを形成する座標軸成分の大きさに基づいて補正の要否を判断し、補正が必要な場合、前記座標軸成分を補正することによって、前記電圧指令ベクトルを補正することを特徴とする請求項 3 に記載のモータ制御装置。

【請求項 5】

作成された前記電圧指令ベクトルに基づいて前記検出電流として流れる電流の相を判断し、その判断結果に従って前記モータ電流を検出し、

前記電圧指令ベクトル補正手段によって補正された後の前記電圧指令ベクトルから三相電圧指令値を作成する三相電圧指令値作成手段を更に備え、

前記判断結果と前記三相電圧指令値に基づいて前記検出電流を検出するタイミングを決定し、そのタイミングにて検出された前記検出電流から前記モータ電流を検出し、

前記三相電圧指令値を前記インバータに供給することにより、前記モータを制御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 6】

作成された前記電圧指令ベクトルの大きさに基づいて前記検出電流を検出するタイミングを決定し、そのタイミングにて検出された前記検出電流から前記モータ電流を検出することを特徴とする請求項 1 ～ 請求項 4 の何れかに記載のモータ制御装置。

【請求項 7】

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請求項 1 ～ 請求項 6 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。

【請求項 8】

三相式の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を備え、

検出された前記検出電流から前記インバータの三相電流を検出する電流検出ユニットにおいて、

前記インバータの三相電圧が追従すべき電圧のベクトルであって、前記三相の各相電圧の合成電圧のベクトルからなる電圧指令ベクトルを作成する電圧指令ベクトル作成手段と、

作成された前記電圧指令ベクトルを補正する電圧指令ベクトル補正手段と、を備え、

補正後の前記電圧指令ベクトルに従って前記インバータは制御され、

前記電圧指令ベクトル補正手段は、この電圧指令ベクトル補正手段によって補正された後の前記電圧指令ベクトルが、前記モータ電流が検出不可能な領域外のベクトルとなるように補正する

ことを特徴とする電流検出ユニット。

【請求項 9】

前記電圧指令ベクトルは、回転座標上の電圧指令ベクトルであり、

前記電圧指令ベクトル補正手段は、その回転座標上の電圧指令ベクトルを三相の固定座標上の三相電圧指令値に変換する過程において、前記回転座標上の電圧指令ベクトルを補正

10

20

30

40

50

し、
補正後の前記電圧指令ベクトルに対応する前記三相電圧指令値が前記インバータに供給されることによって、前記インバータは制御される
ことを特徴とする請求項 8 に記載の電流検出ユニット。

【請求項 10】

前記電圧指令ベクトルは、所定の固定軸を基準とした前記電圧指令ベクトルの位相に応じて電気角 60 度ごとにステップ的に回転する a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルである
ことを特徴とする請求項 8 または請求項 9 に記載の電流検出ユニット。

【請求項 11】

前記電圧指令ベクトル補正手段は、前記 a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルを形成する座標軸成分の大きさに基づいて補正の要否を判断し、補正が必要な場合、前記座標軸成分を補正することによって、前記電圧指令ベクトルを補正する
ことを特徴とする請求項 10 に記載の電流検出ユニット。

【請求項 12】

請求項 8 ~ 請求項 11 の何れかに記載の電流検出ユニットを備え、
検出した前記三相電流に基づいて前記インバータを制御するインバータ制御装置であって、
前記電圧指令ベクトル作成手段は、前記三相電流に基づいて前記電圧指令ベクトルを作成する
ことを特徴とするインバータ制御装置。

【請求項 13】

前記インバータの出力電圧の位相を基準として前記三相電流を有効電流と無効電流に変換する電流変換手段を更に備え、
前記電圧指令ベクトル作成手段は、前記有効電流及び前記無効電流に基づいて前記電圧指令ベクトルを作成する
ことを特徴とする請求項 12 に記載のインバータ制御装置。

【請求項 14】

請求項 12 または請求項 13 に記載のインバータ制御装置及びインバータを備え、
前記直流電源からの直流電圧を前記インバータによって三相の交流電圧に変換し、外部の三相交流電力系統に連系しつつ前記交流電圧に基づく交流電力を負荷に供給する
ことを特徴とする系統連系装置。

【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。また、本発明は、電流検出ユニット、インバータ制御装置及び系統連系装置に関する。

【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

10

20

30

40

50

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37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、良好な推定はなされ難い。

【0009】

また、上記特許文献2のように電流の推定を行う方式を採用すると、検出ではなく推定を行うが故に、ベクトル制御に用いる電流値に多少なりとも誤差が含まれることになる。この誤差は、モータの滑らかな駆動にとって好ましいものではない。

【0010】

そこで、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という手法が提案されている（例えば、下記特許文献3参照）。

【0011】

この補正にも対応する、一般的な電圧指令値（パルス幅）の補正例を図38に示す。図38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値（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38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、各相の電圧指令値（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可能となる。

【0012】

しかしながら、特許文献3に記載の手法では、3相分の電圧指令値（パルス幅）の関係

10

20

30

40

50

から補正量を決定する必要がある、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。

【0013】

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に対する対策手法は記載されていない。また、下記非特許文献1には、系統連系用の三相式インバータに対する制御技術が開示されている。

【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

【特許文献3】特開2003-189670号公報

10

【非特許文献1】山田、他2名、「電流制御形正弦波電圧連系三相インバータ(Current Controlled Type Sinusoidal Voltage Interconnecting Three-Phase Inverter)」,平成19年電気学会全国大会講演論文集,電気学会,平成19年3月,第4分冊,4-076,p.115

【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した際、図38に示すような補正は有効ではあるが、同時に、より簡素な処理にて、モータ電流の検出可能状態を維持するための所望の補正を実現する技術が切望されている。また、モータ制御に関わる従来技術について説明したが、その従来技術が抱える問題と同様の問題が、系統連系システムなどに対しても生じうる。

20

【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、簡素な処理にて、モータ電流の検出可能状態を維持するための所望の補正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。また本発明は、1シャント電流検出方式に対応する電流検出方式を採用し、インバータ出力電流の検出可能状態を維持するための所望の補正を実現可能とする電流検出ユニット、インバータ制御装置及び系統連系装置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】

30

【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を備え、検出された前記検出電流から前記モータに流れるモータ電流を検出し、該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モータ制御装置において、前記モータ電流に基づいて前記モータへの印加電圧が追従すべき電圧のベクトルを表す電圧指令ベクトルを作成する電圧指令ベクトル作成手段と、作成された前記電圧指令ベクトルを補正する電圧指令ベクトル補正手段と、を備え、補正後の前記電圧指令ベクトルに従って前記モータを制御することを特徴とする。

【0018】

40

例えば、前記電圧指令ベクトルは、回転座標上の電圧指令ベクトルであり、前記電圧指令ベクトル補正手段は、その回転座標上の電圧指令ベクトルを三相の固定座標上の三相電圧指令値に変換する過程において、前記回転座標上の電圧指令ベクトルを補正し、当該モータ制御装置は、補正後の前記電圧指令ベクトルに対応する前記三相電圧指令を前記インバータに供給することにより、前記モータを制御する。

【0019】

より具体的には例えば、前記電圧指令ベクトルは、所定の固定軸を基準とした前記電圧指令ベクトルの位相に応じて電気角60度ごとにステップ的に回転するa-b座標上の二相の電圧指令ベクトルである。

【0020】

50

これにより、電圧指令ベクトルの座標軸成分を補正するという簡素な処理によって、所望の補正を実現可能となる。

【0021】

つまり例えば、前記電圧指令ベクトル補正手段は、前記 a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルを形成する座標軸成分の大きさに基づいて補正の要否を判断し、補正が必要な場合、前記座標軸成分を補正することによって、前記電圧指令ベクトルを補正する。

【0022】

また例えば、当該モータ制御装置は、作成された前記電圧指令ベクトルに基づいて前記検出電流として流れる電流の相を判断し、その判断結果に従って前記モータ電流を検出する。

10

【0023】

電圧指令ベクトルに基づく上記の判断の手法として、より具体的には以下のような手法が考えられる。例えば、所定の固定軸を基準とした前記電圧指令ベクトルの位相に基づいて前記検出電流として流れる電流の相を判断する。

【0024】

これに代えて例えば、前記 a b 座標における前記電圧指令ベクトルの座標軸成分と、前記 a b 座標の座標軸と所定の固定軸との位相差に応じた変数と、に基づいて前記検出電流として流れる電流の相を判断する。

【0025】

そして例えば、当該モータ制御装置は、補正後の前記電圧指令ベクトルから三相電圧指令値を作成する三相電圧指令値作成手段を更に備え、前記判断結果と前記三相電圧指令値に基づいて前記検出電流を検出するタイミングを決定し、そのタイミングにて検出された前記検出電流から前記モータ電流を検出し、前記三相電圧指令値を前記インバータに供給することにより、前記モータを制御する。

20

【0026】

また例えば、作成された前記電圧指令ベクトルの大きさに基づいて前記検出電流を検出するタイミングを決定し、そのタイミングにて検出された前記検出電流から前記モータ電流を検出するようにしてもよい。

【0027】

また例えば、前記 a b 座標における前記電圧指令ベクトルの座標軸成分に基づいて前記検出電流を検出するタイミングを決定し、そのタイミングにて検出された前記検出電流から前記モータ電流を検出するようにしてもよい。

30

【0028】

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。

【0029】

また、上記目的を実現するために本発明に係る電流検出ユニットは、三相式の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を備え、検出された前記検出電流から前記インバータの三相電流を検出する電流検出ユニットにおいて、

40

前記インバータの三相電圧が追従すべき電圧のベクトルを表す電圧指令ベクトルを作成する電圧指令ベクトル作成手段と、作成された前記電圧指令ベクトルを補正する電圧指令ベクトル補正手段と、を備え、補正後の前記電圧指令ベクトルに従って前記インバータは制御されることを特徴とする。

【0030】

例えば、前記電流検出ユニットにおいて、前記電圧指令ベクトルは、回転座標上の電圧指令ベクトルであり、前記電圧指令ベクトル補正手段は、その回転座標上の電圧指令ベクトルを三相の固定座標上の三相電圧指令値に変換する過程において、前記回転座標上の電圧指令ベクトルを補正し、補正後の前記電圧指令ベクトルに対応する前記三相電圧指令値が前記インバータに供給されることによって、前記インバータは制御される。

50

【 0 0 3 1 】

より具体的には例えば、前記電流検出ユニットにおいて、前記電圧指令ベクトルは、所定の固定軸を基準とした前記電圧指令ベクトルの位相に応じて電気角 60 度ごとにステップ的に回転する a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルである。

【 0 0 3 2 】

これにより、電圧指令ベクトルの座標軸成分を補正するという簡素な処理によって、所望の補正を実現可能となる。

【 0 0 3 3 】

つまり例えば、前記電流検出ユニットにおいて、前記電圧指令ベクトル補正手段は、前記 a b 座標上の二相の電圧指令ベクトルを形成する座標軸成分の大きさに基づいて補正の要否を判断し、補正が必要な場合、前記座標軸成分を補正することによって、前記電圧指令ベクトルを補正する。

10

【 0 0 3 4 】

また、本発明に係るインバータ制御装置は、上記の電流検出ユニットを備え、検出した前記三相電流に基づいて前記インバータを制御するインバータ制御装置であって、前記電圧指令ベクトル作成手段は、前記三相電流に基づいて前記電圧指令ベクトルを作成することを特徴とする。

【 0 0 3 5 】

そして例えば、前記インバータ制御装置は、前記インバータの出力電圧の位相を基準として前記三相電流を有効電流と無効電流に変換する電流変換手段を更に備え、前記電圧指令ベクトル作成手段は、前記有効電流及び前記無効電流に基づいて前記電圧指令ベクトルを作成する。

20

【 0 0 3 6 】

また、本発明に係る系統連系装置は、上記のインバータ制御装置及びインバータを備え、前記直流電源からの直流電圧を前記インバータによって三相の交流電圧に変換し、外部の三相交流電力系統に連系しつつ前記交流電圧に基づく交流電力を負荷に供給することを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 3 7 】

本発明によれば、1 シャント電流検出方式を採用した場合において、簡素な処理にて所望の補正が実現可能となる。

30

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 3 8 】

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。

【 0 0 3 9 】

< 第 1 実施形態 >

まず、本発明の第 1 実施形態について説明する。後に、第 1 実施形態における第 1 ~ 第 5 実施例を説明するが、まず、それらの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、第 1 実施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。

40

【 0 0 4 0 】

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、P W M (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 4 b を低電圧側として、正出力端子 4 a と負出力端子 4 b 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。

【 0 0 4 1 】

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 7 u

50

、7 v 及び 7 w が設けられた固定子 7 と、を備えている。電機子巻線 7 u、7 v 及び 7 w は、中性点 1 4 を中心に Y 結線されている。電機子巻線 7 u、7 v 及び 7 w において、中性点 1 4 の反対側の非結線端は、夫々、端子 1 2 u、1 2 v 及び 1 2 w に接続されている。

【0042】

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、一対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、一対のスイッチング素子は、直流電源 4 の正出力端子 4 a と負出力端子 4 b 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。

10

【0043】

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 8 u (以下、上アーム 8 u とも呼ぶ) 及び低電圧側のスイッチング素子 9 u (以下、下アーム 9 u 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 8 v (以下、上アーム 8 v とも呼ぶ) 及び低電圧側のスイッチング素子 9 v (以下、下アーム 9 v 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 8 w (以下、上アーム 8 w とも呼ぶ) 及び低電圧側のスイッチング素子 9 w (以下、下アーム 9 w とも呼ぶ) から成る。また、スイッチング素子 8 u、8 v、8 w、9 u、9 v 及び 9 w 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 10 u、10 v、10 w、11 u、11 v 及び 11 w 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。

20

【0044】

直列接続された上アーム 8 u と下アーム 9 u の接続点、直列接続された上アーム 8 v と下アーム 9 v の接続点、直列接続された上アーム 8 w と下アーム 9 w の接続点は、夫々、端子 1 2 u、1 2 v 及び 1 2 w 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。

【0045】

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 PWM 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。

30

【0046】

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ド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、上記デッドタイムを無視して行うものとする。

40

【0047】

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、例えば、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 (7 u、7 v 及び 7 w) 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。

【0048】

電流センサ 5 は、インバータ 2 の母線 1 3 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

50

。インバータ 2 において、下アーム 9 u、9 v 及び 9 w の低電圧側は共通結線されて直流電源 4 の負出力端子 4 b に接続される。下アーム 9 u、9 v 及び 9 w の低電圧側が共通結線される配線が母線 1 3 であり、電流センサ 5 は、母線 1 3 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 9 u、9 v 及び 9 w の低電圧側と負出力端子 4 b とを接続する配線（母線 1 3）にではなく、上アーム 8 u、8 v 及び 8 w の高電圧側と正出力端子 4 a 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。

【 0 0 4 9 】

10

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について説明する。電機子巻線 7 u、7 v 及び 7 w 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 1 2 u、1 2 v 又は 1 2 w から中性点 1 4 に流れ込む方向の電流の極性を正とし、中性点 1 4 から流れ出す方向の電流の極性を負とする。

【 0 0 5 0 】

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、1 0 0 u、1 0 0 v 及び 1 0 0 w 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。尚、図 2 の各相電圧は理想的な正弦波となっているが、本実施形態において、実際には該正弦波に歪みが加えられる（詳細は後述）。

20

【 0 0 5 1 】

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。

【 0 0 5 2 】

30

通電パターンには、
U、V 及び W 相の下アームが全てオンの通電パターン「L L L」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「L L H」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「L H L」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「L H H」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「H L L」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「H L H」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「H H L」と、
U、V 及び W 相の上アームが全てオンの通電パターン「H H H」と、
がある（上アーム及び下アームの符号（8 u 等）を省略して記載）。

40

【 0 0 5 3 】

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 1 0 1 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 C S 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

50

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。

【 0 0 5 4 】

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。

【 0 0 5 5 】

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 T_0 と呼ぶ。タイミング T_0 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。

10

【 0 0 5 6 】

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 T_1 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 T_1 から後述のタイミング T_2 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。

【 0 0 5 7 】

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 T_2 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 T_2 から後述のタイミング T_3 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。

20

【 0 0 5 8 】

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 T_3 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。

30

【 0 0 5 9 】

タイミング T_3 と後述するタイミング T_4 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 T_4 、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 T_5 、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 T_6 、次のキャリア周期の開始タイミングを T_7 とすると、タイミング $T_4 - T_5$ 間、タイミング $T_5 - T_6$ 間、タイミング $T_6 - T_7$ 間は、夫々、タイミング $T_2 - T_3$ 間、タイミング $T_1 - T_2$ 間、タイミング $T_0 - T_1$ 間と同じ通電パターンとなる。

40

【 0 0 6 0 】

従って例えば、タイミング $T_1 - T_2$ 間或いは $T_5 - T_6$ 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 $T_2 - T_3$ 間或いは $T_4 - T_5$ 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。

【 0 0 6 1 】

尚、キャリア周期からタイミング T_1 と T_6 との間の期間を除いた期間は最小相に対す

50

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。

【0062】

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。

【0063】

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。

【0064】

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。

【0065】

従って、第1モードにおいては、上記のカウント値がCntWに達した時点がタイミング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、カウント値がアップカウントされている状態で、カウント値が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、カウント値が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。

【0066】

同様に考えて、図6に示す如く、第2モードにおいては、上記のカウント値が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、カウント値がアップカウントされている状態で、カウント値が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、カウント値が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。

【0067】

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

10

20

30

40

50

- T 3 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 T 2 と T 3 の中間タイミング）を S T 2 にて表す。

【 0 0 6 8 】

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 C n t U、C n u V 及び C n t W によって、各相に対する P W M 信号のパルス幅（及びデューティ）は特定される。

【 0 0 6 9 】

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 T 2 - T 3 間及び T 4 - T 5 間の時間長さが短くなる。母線電流は図 1 の電流センサ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。

【 0 0 7 0 】

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くなると考えられる期間において、モータ 1 への印加電圧を表す電圧ベクトル（電圧指令ベクトル）を補正して各相電圧間の電圧レベル差を所定値以上に保ち、これによって上記の不具合を解消する。

【 0 0 7 1 】

この補正手法の詳細な説明の前に、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。6 a 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 6 a 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 6 a 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。

【 0 0 7 2 】

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 γ 軸とし、q 軸に対応する制御上の推定軸を δ 軸とする。 δ 軸は、 γ 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、 γ 軸及び δ 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。 γ 軸と δ 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 $\gamma \delta$ 座標とよぶ。

【 0 0 7 3 】

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。 γ 軸（及び δ 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 ω_e 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 θ ）により表す。同様に、ある瞬間の回転している $\gamma \delta$ 座標において、 γ 軸の位相を U 相の電機子巻線固定軸を基準として θ_e （推定回転子位置 θ_e ）により表す。そうすると、d 軸と γ 軸との軸誤差 $\Delta \theta$ は、 $\Delta \theta = \theta - \theta_e$ で表される。

【 0 0 7 4 】

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 γ 軸成分、 δ 軸成分、d 軸成分及び q 軸成分を、それぞれ γ 軸電圧 v_γ 、 δ 軸電圧 v_δ 、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 y 軸成分、 δ 軸成分、 d 軸成分及び q 軸成分を、それぞれ y 軸電流 i_y 、 δ 軸電流 i_δ 、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q で表す。

【 0 0 7 5 】

また、後の各実施例でも参照されるが、 y 軸電圧 v_y 、 δ 軸電圧 v_δ 、 d 軸電圧 v_d 及び q 軸電圧 v_q に対する指令値（電圧指令値）を、夫々、 y 軸電圧指令値 v_y^* 、 δ 軸電圧指令値 v_δ^* 、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* にて表す。 v_y^* 、 v_δ^* 、 v_d^* 及び v_q^* は、モータ駆動システム内において算出され、夫々、 v_y 、 v_δ 、 v_d 及び v_q が追従すべき電圧（電圧値）を表す。

【 0 0 7 6 】

また更に、 y 軸電流 i_y 、 δ 軸電流 i_δ 、 d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q に対する指令値（電流指令値）を、夫々、 y 軸電流指令値 i_y^* 、 δ 軸電流指令値 i_δ^* 、 d 軸電流指令値 i_d^* 及び q 軸電流指令値 i_q^* にて表す。 i_y^* 、 i_δ^* 、 i_d^* 及び i_q^* は、モータ駆動システム内において算出され、夫々、 i_y 、 i_δ 、 i_d 及び i_q が追従すべき電流（電流値）を表す。

【 0 0 7 7 】

[補正手法について]

以下に、本実施形態の特徴的な機能である、電圧ベクトルの補正手法について説明する。

【 0 0 7 8 】

図 8 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 1 1 0 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 1 1 0 の位相を ε にて表す。 U 相軸を基準とした電圧ベクトル 1 1 0 の位相は、 $(\theta + \varepsilon + \pi / 2)$ にて表される。

【 0 0 7 9 】

電圧ベクトル 1 1 0 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 d q 座標に着目した場合、電圧ベクトル 1 1 0 の d 軸成分及び q 軸成分は、それぞれ v_d 及び v_q である。実際には、モータ駆動システム内において d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* が算出され、 v_d^* 及び v_q^* によって電圧ベクトル 1 1 0 が表される。このため、電圧ベクトルは、電圧指令ベクトルとも読み替えられる。

【 0 0 8 0 】

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 1 1 1 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 1 1 0 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 1 1 0 は V 相軸近傍に位置することになる。

【 0 0 8 1 】

このように、2 相分の電流が検出不可能な領域 1 1 1 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 1 1 0 が、その領域 1 1 1 に位置すると 2 相分の電流が検出できない。従って、電圧ベクトルが領域 1 1 1 内にある場合に、電圧ベクトルが領域 1 1 1 外のベクトルとなるように電圧ベクトルを補正してやればよい。

【 0 0 8 2 】

この補正を実行するべく、今、2 相分の電流を検出不可能な領域 1 1 1 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、 a b 座標と呼ぶ（尚、 d q 座標や y δ 座標は連続的に回転する座標である）。 a b 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 9 に、 a 軸がとり得る 6 つの軸を示す。 a 軸は、電圧ベクトル 1 1 0 の位相 $(\theta + \varepsilon + \pi / 2)$ に応じて、 a_1 軸 ~ a_6 軸の何れかとなる。 a_1 軸、 a_3 軸及び a_5 軸は、それぞれ U 相軸、 V 相軸及び W 相軸に一致し、 a_2 軸、 a_4 軸及び a_6 軸は、それぞれ a_1 軸と a_3 軸の中間軸、 a_3 軸と a_5 軸の中間軸及び a_5 軸と a_1 軸の中間軸である。尚、符号 1 3 1 が付された円については後述する。

【 0 0 8 3 】

10

20

30

40

50

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 1 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $11\pi/6 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 0$ 、又は、 $0 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < \pi/6$ 、が成立
 する場合、a 軸は a_1 軸となり、

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 2 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $\pi/6 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < \pi/2$ 、が成立する場合、a 軸は a_2 軸となり

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 3 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $\pi/2 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 5\pi/6$ 、が成立する場合、a 軸は a_3 軸となり

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 4 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $5\pi/6 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 7\pi/6$ 、が成立する場合、a 軸は a_4 軸となり

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 5 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $7\pi/6 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 3\pi/2$ 、が成立する場合、a 軸は a_5 軸となり

電圧ベクトル 1 1 0 が、符号 1 2 6 が付された範囲に位置する場合、即ち、
 $3\pi/2 \quad (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 11\pi/6$ 、が成立する場合、a 軸は a_6 軸となる。

例えば、電圧ベクトル 1 1 0 が図 9 に示す位置にある場合、a 軸は a_4 軸となる。

【0084】

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 相分の電流を検出可能な領域の中心に位置することになる。
 本補正手法では、d q 座標上の電圧ベクトルを a b 座標上に変換し、その a b 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、必要に応じてそれらを補正す
 る（例えば、補正によって b 軸成分を大きくする）。

【0085】

この補正処理のより具体的な実現方法について説明する。 a_1 軸 ~ a_6 軸の内、電圧ベク
 トル 1 1 0 が最も近い軸の位相は、U 相軸を基準として、「 $(n+2)\pi/3$ 」にて表さ
 れる。ここで、n は、 $(\theta + \varepsilon)$ を $\pi/3$ で割った時に得られる商である。便宜上、図 1
 0 に示す如く、 θ を、上記の位相 $(n+2)\pi/3$ と、その位相 $(n+2)\pi/3$ と θ と
 の差分位相 θ_D と、に分解する。これらの位相の関係は、式 (1-1) 及び式 (1-2)
 にて表される。

【0086】

【数 1】

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

$$\theta = \theta_D + \frac{(n+2)\pi}{3} \quad \cdots (1-2)$$

【0087】

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 (1-3) の座標変換式を満たす。

【0088】

【数 2】

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_D & -\sin \theta_D \\ \sin \theta_D & \cos \theta_D \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad \cdots (1-3)$$

【0089】

差分位相 θ_D は、以下のように算出できる。下記式 (1-4) を用いて算出される ε に

10

20

30

40

50

合致する n (即ち、 $(\theta + \varepsilon)$ を $\pi / 3$ で割った時に得られる商) を、 θ を参照して求める。その求めた n と θ を上記式 (1 - 2) に代入すれば、差分位相 θ_d が得られる。

【0090】

【数3】

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

【0091】

10

そして、式 (1 - 3) に従って算出された a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b を参照して補正処理を行う。図 11 に、この補正処理の手順を示すフローチャートを示す。ステップ S1 では、式 (1 - 3) に従う座標変換が行われる。続くステップ S2 において、 v_a 及び v_b に対する補正処理が行われる。

【0092】

ステップ S2 では、まず、 b 軸電圧 v_b の大きさ (絶対値) が所定の閾値 Δ (但し、 $\Delta > 0$) より小さいか否かを判断する。即ち、下記式 (1 - 5) が満たされるか否かを判断する。そして、 b 軸電圧 v_b の大きさが閾値 Δ より小さい場合であって且つ b 軸電圧 v_b が正である場合は、 v_b が Δ となるように補正する。 b 軸電圧 v_b の大きさが閾値 Δ より小さい場合であって且つ b 軸電圧 v_b が負である場合は、 v_b が $(-\Delta)$ となるように補正する。 b 軸電圧 v_b の大きさが閾値 Δ 以上の場合、 v_b に対して補正は施されない。

20

【0093】

また、ステップ S2 において、 a 軸電圧 v_a が下記式 (1 - 6) を満たすか否かも判断する。そして、式 (1 - 6) を満たす場合、 v_a が式 (1 - 6) の右辺と等しくなるように v_a を補正する。 v_a が下記式 (1 - 6) を満たさない場合、 v_a に対して補正は施されない。尚、式 (1 - 6) によって、電圧ベクトル 110 が図 9 の円 131 の内部に含まれるかを判断している。電圧ベクトル 110 が円 131 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。

【0094】

30

【数4】

$$|v_b| < \Delta \quad \dots (1-5)$$

$$v_a < \sqrt{3}\Delta \quad \dots (1-6)$$

【0095】

図 12 に、ステップ S2 による補正処理の前後の、 a b 座標上における電圧ベクトル (110) の軌跡を示す。図 12 (a) は、 a b 座標上における補正前の電圧ベクトル軌跡を表し、図 12 (b) は、 a b 座標上における補正後の電圧ベクトル軌跡を表す。図 12 (a) 及び (b) は、 b 軸電圧 v_b が補正される場合を例示している。図 12 (a) 及び (b) の夫々に、各タイミングの電圧を表すプロットが多数記されている。図 12 (a) に対応する補正前の電圧ベクトルは、2 相分の電流を検出不可能な a 軸近傍にも位置するが、図 12 (b) に対応する補正後の電圧ベクトルは、 v_b に対する補正によって a 軸近傍に位置することがない。

40

【0096】

ステップ S2 による補正処理の後、ステップ S3 に移行し、補正後の電圧ベクトル 110 を「位相 $(n + 2) \pi / 3$ 」だけ座標変換する。即ち、 a b 座標上における補正後の電圧ベクトル 110 を、 α β 座標上の電圧ベクトル 110 に変換する。 α β 座標 (α β 固定座標) は、 α 軸と α 軸に直交する β 軸とを座標軸に選んだ固定座標である。図 13 に示す

50

如く、 α 軸はU相軸と一致している。電圧ベクトル 1 1 0 の α 軸成分及び β 軸成分を α 軸電圧 v_α 及び β 軸電圧 v_β とすると、 α 軸電圧 v_α 及び β 軸電圧 v_β と補正後の a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b は、下記式 (1 - 7) の座標変換式を満たす。

【 0 0 9 7 】

【 数 5 】

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos((n+2)\pi/3) & -\sin((n+2)\pi/3) \\ \sin((n+2)\pi/3) & \cos((n+2)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} \quad \dots (1-7)$$

【 0 0 9 8 】

10

また、補正後の a 軸電圧 v_a 及び b 軸電圧 v_b を、下記式 (1 - 8) に従って U 相電圧 v_u 及び V 相電圧 v_v に変換することもできる。また、W 相電圧 v_w は、下記式 (1 - 9) に従って算出される。

【 0 0 9 9 】

【 数 6 】

$$\begin{pmatrix} v_u \\ v_v \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos((n+2)\pi/3) & -\sin((n+2)\pi/3) \\ \cos(n\pi/3) & -\sin(n\pi/3) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} \quad \dots (1-8)$$

$$v_w = -(v_u + v_v) \quad \dots (1-9)$$

20

【 0 1 0 0 】

上記の補正処理を経た電圧ベクトルの $\alpha \beta$ 座標上の軌跡を図 1 4 に示す。この補正処理により、固定座標である $\alpha \beta$ 座標において、電圧ベクトルが位置しない領域が電気角 60 度ごとに存在するようになる。また、上記の補正処理を経て得られる v_α 及び v_β の電圧波形を、横軸を時間にとり、図 1 5 (a) に示す。また、上記の補正処理を経て得られる v_u 、 v_v 及び v_w の電圧波形を、横軸を時間にとり、図 1 5 (b) に示す。図 1 5 (b) において、歪んだ正弦波上に並ぶプロット群 1 4 2 u は v_u の軌跡を、歪んだ正弦波上に並ぶプロット群 1 4 2 v は v_v の軌跡を、歪んだ正弦波上に並ぶプロット群 1 4 2 w は v_w の軌跡を表す。図 1 5 (b) から分かるように、上記の補正処理によって各相電圧間の電圧差が所定値以上、確保されている。

30

【 0 1 0 1 】

このように、本補正手法では、d q 座標から固定座標 (例えば、 $\alpha \beta$ 座標) へ座標変換する際、a b 座標を介して 2 段階の座標変換を行うようにする。そして、補正のしやすい a b 座標上において電圧ベクトルに対する補正処理を実行することで、必要な補正を、簡素に且つ確実に実現する。a b 座標において、電圧ベクトル (電圧指令ベクトル) の座標軸成分 v_a 及び v_b を独立して補正するだけで済むため、補正内容が簡素である。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が、このような場合にも補正量の決定が容易である。

【 0 1 0 2 】

40

尚、この 2 段階の座標変換と、d q 座標と $\alpha \beta$ 座標との座標変換 (通常の 1 段階の座標変換) とが等価であること、即ち下記式 (1 - 1 0) が成立することは、上記式 (1 - 2) より明らかである。

【 0 1 0 3 】

【 数 7 】

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos((n+2)\pi/3) & -\sin((n+2)\pi/3) \\ \sin((n+2)\pi/3) & \cos((n+2)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_D & -\sin \theta_D \\ \sin \theta_D & \cos \theta_D \end{bmatrix} \quad \dots (1-10)$$

【 0 1 0 4 】

50

また、ステップ S 2 での b 軸電圧 v_b に対する補正処理において、過去の補正を考慮して補正を行うようにしてもよい。この過去の補正を考慮した、 v_b に対する補正処理を、図 16 を参照して説明する。図 16 は、この補正処理の手順を示すフローチャートである。

【0105】

モータ駆動システム内において、 v_b の値は所定のサンプリング周期 T_s にて逐次更新されていく。 v_b をサンプリング周期 T_s にて離散化して考え、各サンプリング周期 T_s における v_b を $v_b(k)$ 、 $v_b(k-1)$ 、 $v_b(k-2)$ 、 $\dots$ と表記する。また、変数 Δb を定義し、各サンプリング周期 T_s における変数 Δb を $\Delta b(k)$ 、 $\Delta b(k-1)$ 、 $\Delta b(k-2)$ 、 $\dots$ と表記する。

10

【0106】

カッコ“()”内に表記される記号(k または $(k-1)$ など)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) は、 $(k-1)$ の次に訪れるサンプリングタイミングを表す。 $v_b(k)$ 及び $\Delta b(k)$ は、 k 番目のサンプリングタイミングにおける v_b 及び Δb であり、 $v_b(k-1)$ 及び $\Delta b(k-1)$ は、 $(k-1)$ 番目のサンプリングタイミングにおける v_b 及び Δb である。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。

【0107】

20

図 16 は、 k 番目のサンプリングタイミングに着目したフローチャートである。まず、ステップ S 11 において、今回の補正前の $v_b(k)$ から前回の補正を考慮した変数 $\Delta b(k-1)$ を差し引いた値を変数 v_{bb} に代入する。そして、ステップ S 12 において、変数 v_{bb} が正であるかを判断する。変数 v_{bb} が正である場合はステップ S 13 に移行し、変数 v_{bb} が負(或いはゼロ)である場合はステップ S 23 に移行する。

【0108】

ステップ S 13 では、変数 v_{bb} と上記の閾値 Δ (式(1-5)など参照)を比較し、不等式「 $v_{bb} < \Delta$ 」が成立する場合はステップ S 14 に移行する一方、該不等式が不成立の場合はステップ S 16 に移行する。ステップ S 14 に移行した場合は、閾値 Δ からステップ S 11 で算出した変数 v_{bb} を差し引いた値を変数 $\Delta b(k)$ に代入し、続くステップ S 15 において、閾値 Δ を $v_b(k)$ に代入する。他方、ステップ S 16 に移行した場合は、変数 $\Delta b(k)$ にゼロを代入し、続くステップ S 17 において変数 v_{bb} を $v_b(k)$ に代入する。ステップ S 15 又は S 17 の処理を終えると図 16 の処理は終了する。

30

【0109】

ステップ S 23 では、変数 v_{bb} と $(-\Delta)$ を比較し、不等式「 $v_{bb} > -\Delta$ 」が成立する場合はステップ S 24 に移行する一方、該不等式が不成立の場合はステップ S 26 に移行する。ステップ S 24 に移行した場合は、 $(-\Delta)$ からステップ S 11 で算出した変数 v_{bb} を差し引いた値を変数 $\Delta b(k)$ に代入し、続くステップ S 25 において、 $(-\Delta)$ を $v_b(k)$ に代入する。他方、ステップ S 26 に移行した場合は、変数 $\Delta b(k)$ にゼロを代入し、続くステップ S 27 において変数 v_{bb} を $v_b(k)$ に代入する。ステップ S 25 又は S 27 の処理を終えると図 16 の処理は終了する。

40

【0110】

図 16 のステップ S 15、S 17、S 25 又は S 27 の処理を経て得られた $v_b(k)$ は、今回の補正後の b 軸電圧 v_b として取り扱われる(但し、実際の補正が施されない場合もある)。ステップ S 14、S 16、S 24 又は S 26 の処理を経て得られた変数 $\Delta b(k)$ は、 $(k+1)$ 番目のサンプリングタイミングにおける v_b の補正処理に利用される。

【0111】

図 8 等の電圧ベクトル 110 が領域 111 外に位置するように v_b に対して補正を行うことにより、図 15(b) に示す如く各相電圧が不連続となってしまう。図 17 に、この

50

不連続部分における電圧（例えば v_u ）の様子を示す。この不連続性は、モータ 1 の滑らかな駆動にとって望ましいものではない。

【 0 1 1 2 】

補正が必要な期間において（即ち、式（ 1 - 5 ）が満たされる期間において）、上述のステップ S 2（図 1 1 参照）の如く、単純に、 v_b が正なら v_b に Δ を代入し且つ v_b が負なら v_b に（ - Δ ）を代入する手法を採用すれば、その不連続性は比較的大きくなるが、図 1 6 に示すような過去の補正を考慮した補正処理を実施することによって、 v_b が Δ と（ - Δ ）との間を行ったりきたりする。この結果、例えば図 1 8 に示すように、電圧の不連続部分で電圧（例えば v_u ）が P W M 変調されるかのように変動することになり、電圧の不連続性が緩和される。

10

【 0 1 1 3 】

以下に、上述の補正処理（補正手法）を適用した実施例として、第 1 ～ 第 5 実施例を例示する。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。

【 0 1 1 4 】

< 第 1 実施例 >

まず、第 1 実施例について説明する。図 1 9 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 1 9 において、図 1 と同一の部分には同一の符号を付す。

【 0 1 1 5 】

図 1 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 2 1、座標変換器 2 2、電圧演算部 2 3、電圧ベクトル補正部 2 4、座標変換器 2 5、位置センサ 2 7、位置検出部 2 8 及び微分器 2 9」を備えている。

20

【 0 1 1 6 】

位置センサ 2 7 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 θ （位相）に応じた信号を位置検出部 2 8 に送る。位置検出部 2 8 は、位置センサ 2 7 の出力信号に基づいて実回転子位置 θ を検出する。微分器 2 9 は、その実回転子位置 θ を微分することにより、実モータ速度 ω を算出して出力する。

【 0 1 1 7 】

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。母線電流を i_{dc} にて表す。電流検出部 2 1 は、座標変換器 2 5 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 S T 1 及び S T 2（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）。

30

【 0 1 1 8 】

座標変換器 2 2 は、実回転子位置 θ に基づいて 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 に変換して出力する。

40

【 0 1 1 9 】

電圧演算部 2 3 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 2 3 には、微分器 2 9 から実モータ速度 ω が与えられ、座標変換器 2 2 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 2 3 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 2 3 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。そして、電圧演算部 2 3 は、電流誤差（ $i_d^* - i_d$ ）及び（ $i_q^* - i_q$ ）がゼロに収束するように比例積分制御を行って、d 軸電圧 v_d が追従すべき d 軸電圧

50

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。

【0120】

電圧ベクトル補正部 24 は、 v_d^* 及び v_q^* 並びに θ に基づき、 v_d^* 及び v_q^* を座標変換を介して補正しつつ α 軸電圧 v_α が追従すべき α 軸電圧指令値 v_α^* 及び β 軸電圧 v_β が追従すべき β 軸電圧指令値 v_β^* を算出して出力する。座標変換器 25 は、実回転子位置 θ に基づいて v_α^* 及び v_β^* 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。

【0121】

図 20 に、電流検出部 21 の内部ブロック図を示す。電流検出部 21 の動作の説明に、
図 6 も参照される。電流検出部 21 は、タイミング生成部 41 と、A/D 変換器 42 と、相
判断部 43 と、を有する。図 6 を参照して説明したように、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* は、夫々、
カウンタの設定値 $CntU$ 、 $CntV$ 及び $CntW$ として表される。タイミング生成部
41 は、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に基づき、カウンタの設定値 $CntU$ 、 $CntV$ 及び $CntW$
の大小関係を判断して現時点が第 1 ~ 第 6 モードの何れに属するかを特定すると共に、
特定されたモードを考慮して母線電流を検出すべきタイミング $ST1$ 及び $ST2$ を決定す
る。例えば、「 $CntU > CntV > CntW$ 」である場合、現時点は第 1 モードに属す
ると判断し、設定値 $CntW$ と $CntV$ の間に対応するタイミングを $ST1$ 、設定値 $CntV$
と $CntU$ の間に対応するタイミングを $ST2$ と定める。

【0122】

以下、現時点が属するモードを表す情報を、「モード情報」と呼ぶ。

【0123】

A/D 変換器 42 は、タイミング $ST1$ と $ST2$ の夫々において電流センサ 5 の出力信号
(アナログ出力信号) をサンプリングすることにより、タイミング $ST1$ と $ST2$ の夫々
における母線電流 i_{dc} の電流値をデジタル値として検出及び出力する。相判断部 43 は、
タイミング生成部 41 にて特定されたモード情報を参照して、A/D 変換器 42 の出力信号
から i_u 及び i_v を算出する。例えば、モード情報が第 1 モードを表す場合、タイミング $ST1$
及び $ST2$ にて検出される母線電流は、それぞれ、 $(-i_w)$ 及び i_u である。 $i_u + i_v + i_w = 0$ 、
の関係式を用いれば、 i_u 及び i_v を算出可能である。

【0124】

図 21 に、電圧ベクトル補正部 24 の内部ブロック図を示す。電圧ベクトル補正部 24
は、座標回転部 51 及び 53 と、成分補正部 52 と、を有する。電圧ベクトル補正部 24
では、上記式 (1 - 3) 及び (1 - 4) における v_d 及び v_q として v_d^* 及び v_q^* が用いら
れる。

【0125】

座標回転部 51 は、 v_d^* 及び v_q^* 並びに θ に基づき、上記式 (1 - 3) に従って、 v_d^*
及び v_q^* を v_a 及び v_b に変換する。つまり、 v_d^* 及び v_q^* によって表される、 dq 座標上
の 2 相の電圧指令ベクトルを、 v_a 及び v_b によって表される、 ab 座標上の 2 相の電圧指
令ベクトルに変換する (これらの電圧指令ベクトルは、図 8 の電圧ベクトル 110 に相当
する)。

【0126】

式 (1 - 3) に基づく演算を実施する上で差分位相 θ_D が必要となるが、差分位相 θ_D は
、式 (1 - 4) を参照して上述した手法を用いて算出される。また、差分位相 θ_D を算出
する際に座標回転部 51 にて求められた n は、座標回転部 53 での演算に利用される。

【0127】

成分補正部 52 は、図 11 のステップ S2 における補正処理又は図 16 に示す補正処理
を v_a 及び v_b に対して施し、補正後の v_a 及び v_b を、夫々 v_{ac} 及び v_{bc} として出力する。
但し、補正が不要の場合は、 $v_{ac} = v_a$ 且つ $v_{bc} = v_b$ 、となる。

【0128】

座標回転部 53 は、上記式 (1 - 7) に従って、補正後の a 軸電圧及び b 軸電圧 (即ち

10

20

30

40

50

v_{ac} 及び v_{bc}) を v_{α^*} 及び v_{β^*} に変換する。つまり、 v_{ac} 及び v_{bc} によって表される、 $\alpha\beta$ 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルを、 v_{α^*} 及び v_{β^*} によって表される、 $\alpha\beta$ 座標 ($\alpha\beta$ 固定座標) 上の 2 相の電圧指令ベクトルに変換する。この際、式 (1 - 7) における v_a 、 v_b 、 v_{α} 及び v_{β} として、それぞれ v_{ac} 、 v_{bc} 、 v_{α^*} 及び v_{β^*} が用いられる。

【 0 1 2 9 】

第 1 実施例では、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* の大小関係に基づいて現時点が属するモードを特定することにより、タイミング $ST1$ 及び $ST2$ において母線電流として母線 13 (図 1 参照) に流れる電流の相を判断する。そして、その判断結果 (即ち、モード情報) に従って、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* からタイミング $ST1$ 及び $ST2$ を決定する。

【 0 1 3 0 】

10

< 第 2 実施例 >

次に、第 2 実施例について説明する。図 22 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 22 において、図 1 及び図 19 と同一の部分には同一の符号を付す。

【 0 1 3 1 】

図 22 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 21a、座標変換器 22、電圧演算部 23、電圧ベクトル補正部 24a、座標変換器 25、位置センサ 27、位置検出部 28 及び微分器 29」を備えている。

【 0 1 3 2 】

20

図 22 のモータ駆動システムは、図 19 のモータ駆動システムにおける電流検出部 21 及び電圧ベクトル補正部 24 が電流検出部 21a 及び電圧ベクトル補正部 24a に置換されている点において図 19 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。相違点に関して詳細に説明する。尚、第 1 実施例に記載した事項を第 2 実施例に適用する場合、符号 21 と 21a の相違と符号 24 と 24a の相違は、適宜、無視される。

【 0 1 3 3 】

図 23 に、電圧ベクトル補正部 24a の内部ブロック図を示す。電圧ベクトル補正部 24a は、座標回転部 51a 及び 53 と、成分補正部 52 と、を有する。電圧ベクトル補正部 24a では、上記式 (1 - 3) 及び (1 - 4) における v_d 及び v_q として v_d^* 及び v_q^* が用いられる。

30

【 0 1 3 4 】

座標回転部 51a は、 v_d^* 及び v_q^* 並びに θ に基づき、上記式 (1 - 3) に従って、 v_d^* 及び v_q^* を v_a 及び v_b に変換する。式 (1 - 3) に基づく演算を実施する上で差分位相 θ_D が必要となるが、差分位相 θ_D は、式 (1 - 4) を参照して上述した手法を用いて算出される。また、差分位相 θ_D を算出する際に座標回転部 51a にて求められた n は、座標回転部 53 での演算に利用される。

【 0 1 3 5 】

更に、座標回転部 51a は、 v_d^* 及び v_q^* に基づいて求めた ε をも参照して現時点が属するモードを特定し、モード情報を作成する。図 24 に、座標回転部 51a の処理内容をブロック図として示す。図 25 に、座標回転部 51a によるモード特定手法を説明するための表を示す。図 6 を参照して説明したように、例えば、第 1 モードにおいては「 $v_u > v_v > v_w$ 」が成立する。一方、図 8 を参照して説明したように、U 相軸を基準とした電圧ベクトル (電圧指令ベクトル) の位相は $(\theta + \varepsilon + \pi / 2)$ によって表され、「 $0 < (\theta + \varepsilon + \pi / 2) < \pi / 3$ 」が成立する場合に、「 $v_u > v_v > v_w$ 」が成立する。

40

【 0 1 3 6 】

これを考慮し、座標回転部 51a は、 θ 及び ε を参照し、「 $0 < (\theta + \varepsilon + \pi / 2) < \pi / 3$ 」が成立する場合は、現時点が第 1 モードに属すると判断する。同様に考えて、現時点は、

「 $\pi / 3 < (\theta + \varepsilon + \pi / 2) < 2\pi / 3$ 」が成立する場合、第 2 モードに属し、

50

「 $2\pi/3 < (\theta + \varepsilon + \pi/2) < \pi$ 」が成立する場合、第3モードに属し、
 「 $\pi < (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 4\pi/3$ 」が成立する場合、第4モードに属し、
 「 $4\pi/3 < (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 5\pi/3$ 」が成立する場合、第5モードに属し、
 「 $5\pi/3 < (\theta + \varepsilon + \pi/2) < 2\pi$ 」が成立する場合、第6モードに属すると判断する。

【0137】

図23における成分補正部52及び座標回転部53は、図21におけるそれらと同じものである。

【0138】

図26に、電流検出部21aの内部ブロック図を示す。電流検出部21aは、タイミング生成部41aと、AD変換器42と、相判断部43と、を有する。タイミング生成部41aは、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に基づき、電圧ベクトル補正部24aにて作成されたモード情報を考慮して母線電流を検出すべきタイミングST1及びST2を決定する。電圧ベクトル補正部24aからモード情報が与えられるため、第1実施例(図20)のタイミング生成部41と異なり、タイミング生成部41aにてモードを特定するための判断を行う必要はない。

10

【0139】

図26におけるAD変換器42及び相判断部43は、図20におけるそれらと同じものである。但し、図26の相判断部43に対し、モード情報は、電圧ベクトル補正部24aから与えられる。

20

【0140】

第2実施例では、U相軸を基準とした電圧指令ベクトルの位相($\theta + \varepsilon + \pi/2$)に基づいて現時点が属するモードを特定することにより、タイミングST1及びST2において母線電流として母線13(図1参照)に流れる電流の相を判断する。そして、その判断結果(即ち、モード情報)に従って、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* からタイミングST1及びST2を決定する。

【0141】

<<第3実施例>>

次に、第3実施例について説明する。第3実施例に係るモータ駆動システムの全体構成ブロック図は、第2実施例(図22)におけるそれと同様である。但し、第3実施例における電圧ベクトル補正部は、第2実施例におけるそれと異なる。第3実施例における電圧ベクトル補正部24bの内部ブロック図を図27に示す。第3実施例では、図22の電圧ベクトル補正部24aが電圧ベクトル補正部24bにて置き換えられる。電圧ベクトル補正部24bは、図26の電流検出部21aと組み合わせて用いられる。

30

【0142】

電圧ベクトル補正部24bは、座標回転部51及び53と、成分補正部52と、モード判断部54と、を有する。電圧ベクトル補正部24bでは、上記式(1-3)及び(1-4)における v_d 及び v_q として v_d^* 及び v_q^* が用いられる。

【0143】

座標回転部51及び53並びに成分補正部52は、図21におけるそれらと同じものである。座標回転部51にて算出された n 及び v_b は、モード判断部54に送られる。

40

【0144】

モード判断部54は、 v_b 及び n に基づいて現時点が属するモードを特定してモード情報を作成し、該モード情報を電流検出部21a(図22)に送る。図28に、モード判断部54によるモード特定手法を説明するための表を示す。

【0145】

図6を参照して説明したように、例えば、第1モードにおいては「 $v_u > v_v > v_w$ 」が成立する。一方、「 $3\pi/2 < (\theta + \varepsilon) < 11\pi/6$ 」が成立する場合に、「 $v_u > v_v > v_w$ 」が成立する。また、「 $3\pi/2 < (\theta + \varepsilon) < 5\pi/3$ 」が成立する場合は、 $n = 4$ 且つ $v_b > 0$ であり、「 $5\pi/3 < (\theta + \varepsilon) < 11\pi/6$ 」が成立する場合は、 n

50

= 5 且つ $v_b < 0$ である。

【 0 1 4 6 】

このような関係を考慮し、モード判断部 5 4 は、 v_b の極性と n の値に基づいて現時点が属するモードを特定する。具体的には、現時点は、

- $n = 4$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 5$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 1 モードに属し、
- $n = 5$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 0$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 2 モードに属し、
- $n = 0$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 1$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 3 モードに属し、
- $n = 1$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 2$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 4 モードに属し、
- $n = 2$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 3$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 5 モードに属し、
- $n = 3$ 且つ $v_b > 0$ の場合或いは $n = 4$ 且つ $v_b < 0$ の場合、第 6 モードに属すると判断

する。

【 0 1 4 7 】

第 3 実施例では、 a b 座標上における 2 相の電圧指令ベクトルの座標軸成分である v_b と、 a b 座標の座標軸 (a 軸) と U 相軸との位相差を電気角 60 度を単位として表した変数 n と、に基づいて現時点が属するモードを特定し、これによってタイミング $ST1$ 及び $ST2$ において母線電流として母線 1 3 (図 1 参照) に流れる電流の相を判断する。そして、その判断結果 (即ち、モード情報) に従って、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* からタイミング $ST1$ 及び $ST2$ を決定する。

【 0 1 4 8 】

< 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 2 相変調を用いる。このため、3 相変調を前提として上述してきた内容の一部 (図 4 に示す PWM 信号など) は、第 4 実施例において、適宜変更して解釈される。今、 d q 座標、 a b 座標又は α β 座標における電圧ベクトル (電圧指令ベクトル) の大きさを V_{a2} とし、その電圧ベクトルを 3 相電圧に変換した時の 1 相の電圧の振幅を V_{a3} とすると、下記式 (2 - 1) が成り立つ。

【 0 1 4 9 】

【数 8】

$$V_{a3} = \sqrt{2/3} \cdot V_{a2} \quad \dots (2-1)$$

【 0 1 5 0 】

また、3 相の電圧の内の 2 相の電圧が交差するとき、交差している 2 相の電圧が「+ (1 / 2) · V_{a3} 」であって且つ交差しない残りの 1 相の電圧が「- V_{a3} 」であるか、或いは、交差している 2 相の電圧が「- (1 / 2) · V_{a3} 」であって且つ交差しない残りの 1 相の電圧が「+ V_{a3} 」である。このため、2 相の電圧が交差するとき、交差する 2 相の電圧と残りの 1 相の電圧との電圧差の絶対値は、(3 / 2) · V_{a3} 、である。

【 0 1 5 1 】

2 相変調は、3 相の電圧の最小相の電圧だけ各相の電圧 (指令電圧) をシフトする変調方式であり、2 相変調を行うと、最小相に対する PWM 信号のパルス幅は常にゼロとなる (即ち、最小相に対する下アームが常にオンとなる)。2 相変調を行う場合における U 相電圧、 V 相電圧及び W 相電圧を、それぞれ v_u' 、 v_v' 及び v_w' とした場合、それらと 3 相変調を行う場合における v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* との関係は、下記式 (2 - 2)、(2 - 3) 及び (2 - 4) によって表される。ここで、 $\min(v_u^*, v_v^*, v_w^*)$ は、最小相の電圧、即ち、3 相変調を行う場合における v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* の内の最小値を表す。

【 0 1 5 2 】

【数 9】

$$v_u' = v_u^* - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \quad \dots (2-2)$$

$$v_v' = v_v^* - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \quad \dots (2-3)$$

$$v_w' = v_w^* - \min(v_u^*, v_v^*, v_w^*) \quad \dots (2-4)$$

【 0 1 5 3 】

10

20

30

40

50

図 29 に、横軸を時間にとり、 v_u' 、 v_v' 及び v_w' の電圧波形を示す。図 29 において、丸状のプロット群にて形成される曲線 150u、菱形状のプロット群にて形成される曲線 150v 及び正方形状のプロット群にて形成される曲線 150w は、夫々、 v_u' 、 v_v' 及び v_w' の電圧波形を表す。但し、曲線 150u、150v 及び 150w は、図 11 のステップ S2 等に示す補正処理を実行していない場合における電圧波形を表す。尚、図 29 並びに後に示す図 30 及び図 31 において、縦軸の長さは、キャリア信号（図 4 参照）の振幅に相当する。

【0154】

3 相変調を行う場合と同様、 v_u' 、 v_v' 及び v_w' の内の 2 つの電圧が交差するタイミングでは、2 相分の電流を母線電流から検出することはできない。例えば、W 相が最小相である場合において U 相電圧と V 相電圧が交差するタイミング T_A や、最小相が W 相から U 相に切り替わるタイミング T_B では、2 相分の電流を母線電流から検出することはできない。

10

【0155】

最小相から見て他の 2 相が交差する電圧を V_X とする。そうすると、上述の説明から明らかなように、 V_X は、 V_{a2} 又は V_{a3} を用いて下記（2-5）のように表される。

【0156】

【数 10】

$$V_X = 3/2 \cdot V_{a3} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{a2} = \sqrt{3/2} \cdot V_{a2} \quad \dots (2-5)$$

20

【0157】

ここで、式（2-6）が満たされるので、式（2-5）から、式（2-7）、（2-8）及び（2-9）が導かれる。

【0158】

【数 11】

$$V_{a2} = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2} = \sqrt{v_a^2 + v_\beta^2} \quad \dots (2-6)$$

$$V_X = \sqrt{3/2} \cdot \sqrt{v_a^2 + v_b^2} \quad \dots (2-7)$$

30

$$V_X = \sqrt{3/2} \cdot \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad \dots (2-8)$$

$$V_X = \sqrt{3/2} \cdot \sqrt{v_a^2 + v_\beta^2} \quad \dots (2-9)$$

【0159】

図 30 に、横軸を時間にとり、図 11 のステップ S2 等に示す補正処理を実行した場合における v_u' 、 v_v' 及び v_w' の電圧波形を示す。図 30 において、丸状のプロット群にて形成される曲線 151u、菱形状のプロット群にて形成される曲線 151v 及び正方形状のプロット群にて形成される曲線 151w は、夫々、上記補正処理が施された v_u' 、 v_v' 及び v_w' の電圧波形を表す。図 30 において、破線 152 は、電圧 V_X の電圧レベル（電圧値）を表す。

40

【0160】

図 30 にも表されているように、電圧 V_X は必ず最大相の電圧と中間相の電圧との間に存在する。従って、電圧 V_X を用いて母線電流を検出するタイミングを決定することができる。つまり、式（2-7）、（2-8）又は（2-9）から算出される電圧 V_X に相当するカウンタの設定値 $Cnt V_X$ を生成し、カウンタの設定値 $Cnt V_X$ を、母線電流から 1 相分の電流を検出するタイミングとして取り扱えばよい。

【0161】

50

図４～図６等を参照して説明したように、制御部３に設けられたカウンタは、キャリア周期ごとに、キャリア信号が最低レベルにあるタイミングを基準としてカウンタ値を０からアップカウントする。このため、各キャリア周期において、そのカウント値が $Cnt V_x$ に達したタイミングにて電流センサ５の出力信号をサンプリングすれば、母線電流を表す該出力信号から最大相の相電流を検出することができる。電圧 V_x は最大相の電圧と中間相の電圧との間に存在するため、カウント値が $Cnt V_x$ に達したタイミングは、三相変調を行う場合におけるタイミング $T2$ と $T3$ （図４参照）の間のタイミングに対応することになるからである。第４実施例では、カウント値が $Cnt V_x$ に達したタイミングをタイミング $ST2$ として取り扱う。

【０１６２】

10

２相変調を行う場合、最小相の下アームが常にオン（最小相のカウンタの設定値がゼロ）とされるため、キャリア信号が最低レベルにあるタイミングは、図４のタイミング $T1$ 又は $T6$ に相当することになる。従って、例えば、キャリア信号が最低レベルにあるタイミングにて電流センサ５の出力信号をサンプリングすれば、母線電流を表す該出力信号から最小相の相電流を検出することができる。第４実施例では、キャリア信号が最低レベルにあるタイミング、即ち、カウンタのカウント値がゼロであるタイミングをタイミング $ST1$ として取り扱う。

【０１６３】

また、電圧 V_x の計算を簡略化するために、 V_x を下記式（２－１０）のような近似式にて算出することもできる。図３１の曲線１５３は、式（２－１０）に従って算出された電圧 V_x の電圧レベル（電圧値）を表す。図３１における曲線１５１ u 、１５１ v 及び１５１ w は、図３０のそれらと同じものである。図３１に示す如く、式（２－１０）に従って電圧 V_x を算出したとしても、電圧 V_x は必ず最大相の電圧と中間相の電圧との間に存在する。従って、式（２－１０）から算出される電圧 V_x に相当するカウンタの設定値を $Cnt V_x$ として設定するようにしても良い。

20

【０１６４】

【数１２】

$$V_x \approx \sqrt{3/2} \cdot v_a \quad \cdots (2-10)$$

【０１６５】

30

また、リングング（スイッチングに由来して生じる電流脈動）等の存在を考慮すると、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は、なるだけ、インバータ２内のスイッチング素子のスイッチングタイミングから離れていた方がよい。このため、補正幅に対応する Δ （上記式（１－５）等参照）を考慮して、式（２－７）、（２－８）、（２－９）又は（２－１０）に基づいて決定される $Cnt V_x$ に補正を加えるようにしてもよい。

【０１６６】

上述の電圧 V_x の算出を利用した、モータ駆動システムの全体構成ブロック図を図３２に示す。図３２において、図１及び図１９と同一の部分には同一の符号を付す。

【０１６７】

40

図２２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 c 、座標変換器２２、電圧演算部２３、電圧ベクトル補正部２４ c 、座標変換器２５、位置センサ２７、位置検出部２８及び微分器２９」を備えている。

【０１６８】

図３２のモータ駆動システムは、図１９のモータ駆動システムにおける電流検出部２１及び電圧ベクトル補正部２４が電流検出部２１ c 及び電圧ベクトル補正部２４ c に置換されている点において図１９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。相違点に関して詳細に説明する。尚、第１実施例に記載した事項を第４実施例に適用する場合、符号２１と２１ c の相違と符号２４と２４ c の

50

相違は、適宜、無視される。

【 0 1 6 9 】

図 3 2 のモータ駆動システムでは 2 相変調が行われる。3 相変調を行う場合における v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* が式 (2 - 2) ~ 式 (2 - 4) に従って v_u' 、 v_v' 及び v_w' に変換され、これらの v_u' 、 v_v' 及び v_w' が 2 相変調における v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* とされる。図 3 2 の座標変換部 2 5 からは、この 2 相変調における v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* がインバータ 2 に与えられる。

【 0 1 7 0 】

図 3 3 に、電圧ベクトル補正部 2 4 c の内部ブロック図を示す。電圧ベクトル補正部 2 4 c は、座標回転部 5 1 及び 5 3 と、成分補正部 5 2 と、モード判断部 5 4 と、タイミン

10

グ生成部 5 5 と、を有する。つまり、電圧ベクトル補正部 2 4 c は、図 2 7 の電圧ベクトル補正部 2 4 b にタイミング生成部 5 5 を追加したものであり、この追加を除いて、両電圧ベクトル補正部は同様のものである。

【 0 1 7 1 】

尚、本実施例では、第 3 実施例と同様、モード判断部 5 4 を設けてモード情報を作成しているが、現時点が属するモードを特定するための手法として、第 1 又は第 2 実施例で説明した手法を用いるようにしてもよい。

【 0 1 7 2 】

タイミング生成部 5 5 は、座標回転部 5 1 からの v_a 及び v_b を用い或いは v_a のみを用い、上記式 (2 - 7) 又は式 (2 - 1 0) に従って電圧 V_x を算出する。そして、算出した電圧 V_x に相当するカウンタの設定値 $C n t V_x$ を設定する。この設定によってタイミン

20

グ $S T 2$ が定まり、また、上述したように、カウント値が 0 であるタイミングがタイミン

【 0 1 7 3 】

グ $S T 1$ とされる。

また、 v_d^* 及び v_q^* を式 (2 - 8) における v_d 及び v_q として用いつつ、式 (2 - 8) に従って電圧 V_x を算出するようにしてもよい。また、 v_d^* 及び v_q^* を $\alpha \beta$ 座標上に変換して (即ち、 θ だけ座標回転させて) 電圧ベクトルの α 軸成分及び β 軸成分を算出し、この α 軸成分及び β 軸成分を式 (2 - 9) における v_α 及び v_β として用いつつ、式 (2 - 9) に従って電圧 V_x を算出するようにしてもよい。

【 0 1 7 4 】

図 3 4 に、電流検出部 2 1 c の内部ブロック図を示す。電流検出部 2 1 c は、A D 変換器 4 2 及び相判断部 4 3 から成り、図 2 0 のタイミング生成部 4 1 のようなタイミング $S T 1$ 及び $S T 2$ を決定する部位を備えていない。電流検出部 2 1 c の A D 変換器 4 2 は、図 3 3 のタイミング生成部 5 5 にて決定されたタイミング $S T 2$ 及び $S T 1$ の夫々において、即ち、カウント値が設定値 $C n t V_x$ となるタイミングと 0 となるタイミングの夫々において、電流センサ 5 の出力信号 (アナログ出力信号) をサンプリングし、これによ

30

ってタイミング $S T 1$ と $S T 2$ の夫々における母線電流の電流値をデジタル値として検出及び出力する。相判断部 4 3 は、タイミング生成部 5 5 にて特定されたモード情報を参照して、A D 変換器 4 2 の出力信号から i_u 及び i_v を算出する。

【 0 1 7 5 】

第 4 実施例では、電圧ベクトル (電圧指令ベクトル) の大きさに基づいて、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が決定される。また、 $a b$ 座標上の電圧ベクトルの a 軸成分から、該タイミングを決定することも可能である。

40

【 0 1 7 6 】

< 第 5 実施例 >

第 1 ~ 第 4 実施例では、回転子位置検出用の位置センサ 2 7 が設けられたモータ駆動システムを取り扱ったが、上述した全ての内容は、位置センサ 2 7 が設けられていない場合、即ち、所謂センサレス制御を実行する場合にも適用可能である。例として、図 2 2 及び図 3 2 に示すモータ駆動システムにセンサレス制御を適用した実施例を、第 5 実施例として説明する。図 2 2 及び図 3 2 に対応する、第 5 実施例に係るモータ駆動システムの全体

50

ブロック図を、夫々、図 3 5 及び図 3 6 に示す。

【 0 1 7 7 】

図 3 5 のモータ駆動システムは、「図 2 2 のモータ駆動システムにおける位置センサ 2 7、位置検出部 2 8 及び微分器 2 9」を「速度推定器 3 0 及び積分器 3 1」に置換した点において図 2 2 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。図 3 6 のモータ駆動システムは、「図 3 2 のモータ駆動システムにおける位置センサ 2 7、位置検出部 2 8 及び微分器 2 9」を「速度推定器 3 0 及び積分器 3 1」に置換した点において図 3 2 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。

【 0 1 7 8 】

但し、図 3 5 及び図 3 6 のモータ駆動システムでは、位置センサが設けられていないため、適宜、上述の説明文及び各式における「 d 」、「 q 」、「 θ 」及び「 ω 」は、夫々「 y 」、「 δ 」、「 θ_e 」及び「 ω_e 」に読み替えられる。

【 0 1 7 9 】

従って、図 3 5 又は図 3 6 において、座標変換器 2 2 は、推定回転子位置 θ_e に基づいて i_u 及び i_v を i_y 及び i_δ に変換し、座標変換器 2 5 は、推定回転子位置 θ_e に基づいて v_α^* 及び v_β^* を三相電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*) に変換し、電圧演算部 2 3 は、 i_y 及び i_δ 並びに ω^* 及び推定モータ速度 ω_e に基づいて、 i_y 及び i_δ が追従すべき y 軸電流指令値 i_y^* 及び δ 軸電流指令値 i_δ^* を算出し、更に v_y 及び v_δ が追従すべき y 軸電圧指令値 v_y^* 及び δ 軸電圧指令値 v_δ^* を算出する。勿論、図 3 5 又は図 3 6 において、電圧ベクトル補正部 2 4 a 又は 2 4 c は、 v_d^* 及び v_q^* 並びに θ の代わりに v_y^* 及び v_δ^* 並びに θ_e を用いて、上述と同様の補正処理を行う。

【 0 1 8 0 】

速度推定器 3 0 は、 i_y 、 i_δ 、 v_y^* 及び v_δ^* の全部又は一部を用いて、推定モータ速度 ω_e を算出する。 ω_e の算出法として様々な手法が知られており、その何れをも用いることができる。例えば、 i_y 、 i_δ 、 v_y^* 及び v_δ^* を用いてモータ 1 内に生じる誘起電圧を見積もることにより軸誤差 $\Delta\theta$ を算出し、軸誤差 $\Delta\theta$ がゼロに収束するように比例積分制御を行うことにより ω_e を算出する。積分器 3 1 は、 ω_e を積分することにより θ_e を算出する。

【 0 1 8 1 】

各実施例では、2 相分の電流を検出できない領域に電圧ベクトル（電圧指令ベクトル）が位置する場合、回転座標から 3 相の固定座標へ座標変換する過程において、電圧ベクトルが該領域外に位置するように電圧ベクトルを補正する。これにより、確実にモータ電流（各相電流）を検出することができる。モータ 1 の回転の停止状態又は低速状態においても確実にモータ電流を検出できるため、停止状態からのモータ駆動が確実に行えるようになり、特に、モータにて駆動する電動車 (Electric Vehicle；電動バイクを含む) 等において滑らかな始動を実現できる。尚、上記特許文献 2 のように電流の推定を行う方式を採用すると、検出ではなく推定を行うが故に、ベクトル制御に用いる電流値に多少なりとも誤差が含まれることになる。この誤差は、滑らかな始動にとって好ましくない。

【 0 1 8 2 】

また、電圧ベクトル（電圧指令ベクトル）の座標軸成分 v_a 及び v_b を独立して補正するだけで済むため、補正内容が簡素である。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が、このような場合にも補正量の決定が容易である。

【 0 1 8 3 】

本発明を適用したモータ駆動システムの実施例を上記したが、本発明は、様々な変形例（又は他の実施例）を含む。以下に、第 1 実施形態に対する変形例（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。

【 0 1 8 4 】

[注釈 1]

第4実施例を除き、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ことに変わりはない。

【0185】

尚、2相変調を行うことにより、相電圧の基本波成分の振幅を3相変調（正弦波変調）におけるそれよりも拡大することができる。これにより、最大相のパルス幅に対する制限が緩和され、該最大相のパルス幅を最大限に利用可能となる（即ち、パルスのデューティを100%まで拡大することができる）。また、最小相に対するPWM信号のパルス幅は常にゼロとされるため、1相分のスイッチングロスが低減される。

【0186】

[注釈2]

第1～第5実施例に示したモータ駆動システムにおいては、補正されたa軸電圧及びb軸電圧を、一旦、 α 軸電圧及び β 軸電圧に変換し、その後三相電圧に変換している。しかしながら、 α 軸電圧及び β 軸電圧への変換を省略することも可能である。

【0187】

即ち、図21等の成分補正部52にて算出された v_{ac} 及び v_{bc} を、上記式(1-8)及び(1-9)に従って、 $\alpha\beta$ 座標を介することなく、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に変換するようにしてもよい。この際、式(1-8)及び(1-9)における v_a 及び v_b 並びに v_u 、 v_v 及び v_w として、 v_{ac} 及び v_{bc} 並びに v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* が用いられる。尚、この場合、図21等の座標回転部53は不要である。

【0188】

[注釈3]

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。

【0189】

[注釈4]

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。

【0190】

[注釈5]

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19等の電圧演算部23と図21等の座標回転部51（又は51a）は、電圧指令ベクトル作成手段として機能する。また例えば、図21等の成分補正部52は、電圧指令ベクトル補正手段として機能する。また例えば、図19等の座標変換器25は、三相電圧指令値作成手段として機能する。

【0191】

<<第2実施形態>>

次に、本発明の第2実施形態について説明する。第2実施形態では、上述の第1実施形態で述べた技術を系統連系に利用する。第1実施形態の記載内容は、適宜、第2又は後述の第3実施形態に適用されるが、第1実施形態と異なる点は、第2又は後述の第3実施形態における説明文中で記述される。

【0192】

10

20

30

40

50

図 3 9 は、第 2 実施形態に係る系統連系システムの全体構成図である。図 3 9 の系統連系システムでは、太陽電池で発電した電力を三相式のインバータを用いて三相の系統に連系する。本実施形態では、電流制御系電圧連系三相インバータを組み込んだ系統連系システムを例にとる。この種の系統連系インバータでは、電流指令値に追従するように連系点に電圧を印加することによって系統との連系がなされる（例えば、上記非特許文献 1 を参照）。

【 0 1 9 3 】

第 2 及び後述の第 3 実施形態間の共通事項を適宜指摘しながら、図 3 9 の各部位の接続関係等を説明する。図 3 9 において、符号 3 0 4 は、直流電源としての太陽電池である。図 3 9 には、太陽電池 3 0 4 の等価回路が示されている。太陽電池 3 0 4 は、太陽エネルギーに基づく発電を行い、直流電圧を発生させる。その直流電圧は、負出力端子 3 0 4 b を低電圧側として、正出力端子 3 0 4 a と負出力端子 3 0 4 b との間に生じる。平滑化コンデンサ c d の両端子間には正出力端子 3 0 4 a と負出力端子 3 0 4 b との間の直流電圧が印加され、平滑化コンデンサ c d は該直流電圧に応じた電荷を蓄える。電圧検出器 3 0 6 は、平滑化コンデンサ c d の両端子間電圧の電圧値を検出し、検出値を制御部 3 0 3 に送る。

【 0 1 9 4 】

図 3 9 における P W M インバータ 3 0 2（以下、単に「インバータ 3 0 2」という）は、図 1 のインバータ 2 と同じ三相式のインバータであり、その内部構成はインバータ 2 と同じである。

【 0 1 9 5 】

インバータ 3 0 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、一対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、一対のスイッチング素子は、正出力端子 3 0 4 a と負出力端子 3 0 4 b との間に直列接続され、各ハーフブリッジ回路に平滑化コンデンサ c d の両端子間電圧が印加される。尚、u、v 及び w は、一般的に、三相式のモータにおける各相を表す記号として用いられ、第 2 及び後述の第 3 実施形態で想定されるようなシステムでは、各相を表す記号として u、v 及び w 以外の記号（例えば、a、b 及び c）が用いられることも多い。しかしながら、第 2 及び後述の第 3 実施形態では、説明の便宜上、インバータ 3 0 2 の各相を表す記号として u、v 及び w を用いる。

【 0 1 9 6 】

系統連系システムにおいて、直列接続された上アーム 8 u と下アーム 9 u の接続点、直列接続された上アーム 8 v と下アーム 9 v の接続点、直列接続された上アーム 8 w と下アーム 9 w の接続点は、夫々、インバータ 3 0 2 の U 相の出力端子である端子 3 1 2 u、インバータ 3 0 2 の V 相の出力端子である端子 3 1 2 v、インバータ 3 0 2 の W 相の出力端子である端子 3 1 2 w に接続される。尚、図 3 9 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 I G B T（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。

【 0 1 9 7 】

端子 3 1 2 u、3 1 2 v 及び 3 1 2 w は、夫々、連系用リアクトル（インダクタ）及び屋内配線を介して連系点 3 3 0 u、3 3 0 v 及び 3 3 0 w に接続される。端子 3 1 2 u と連系点 3 3 0 u との間に介在する連系用リアクトル及び屋内配線のリアクタンス成分を L_c にて表す。同様に、端子 3 1 2 v と連系点 3 3 0 v との間におけるそれ、及び、端子 3 1 2 w と連系点 3 3 0 w との間におけるそれも L_c にて表す。尚、端子 3 1 2 u、3 1 2 v 及び 3 1 2 w と連系点 3 3 0 u、3 3 0 v 及び 3 3 0 w との間に三相変圧器（トランス；不図示）を介在させ、該三相変圧器を用いて系統連系を行うようにしてもよい。この三相変圧器は、インバータ 3 0 2 側と系統側（後述の電力系統 3 4 0 側）との絶縁や変圧を目的として設けられる。

【 0 1 9 8 】

符号 3 4 0 は、三相交流電力を供給する電力系統（系統側電源）である。電力系統 3 4

10

20

30

40

50

0を、3つの交流電圧源340u、340v及び340wに分解して考えることができ、交流電圧源340u、340v及び340wの夫々は、基準点341を基準として角周波数（角速度） ω_s の交流電圧を出力する。但し、交流電圧源340u、340v及び340wが出力する交流電圧の位相は、互いに、電気角で120度ずつ異なっている。

【0199】

電力系統340は、基準点341を基準とした交流電圧源340u、340v及び340wの出力電圧を、夫々、端子342u、342v及び342wから出力する。端子342u、342v及び342wは、夫々、屋外配線を介して連系点330u、330v及び330wに接続される。ここで、各屋外配線における線路インピーダンスのリアクタンス成分及び抵抗成分を夫々 L_s 及び R_s にて表す。

10

【0200】

異なる連系点間には家電製品等の負荷が接続される。図39に示す例では、連系点330uと330vとの間に線形負荷である負荷335が接続され、連系点330vと330wとの間に非線形負荷である負荷336が接続されている。このため、負荷335は、連系点330u - 330v間電圧を駆動電圧として駆動され、負荷336は、連系点330v - 330w間電圧を駆動電圧として駆動される。線形負荷とは、オームの法則に従う負荷であり、非線形負荷とは、オームの法則に従わない負荷である。例えば、AC/DCコンバータのような整流回路を含む負荷が負荷336として想定される。

【0201】

インバータ302は、制御部303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PWM信号（パルス幅変調信号）を生成し、該PWM信号をインバータ302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303からインバータ302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302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。尚、第2及び後述の第3実施形態においても、第1実施形態と同様、デッドタイムの存在を無視する。

20

【0202】

太陽電池304からの直流電圧は、インバータ302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。図39の系統連系システムでは、直流電源としての太陽電池304と電力系統340との系統連系が行われ、電力系統340に連係しつつインバータ302からの三相交流電圧に応じた交流電力が負荷335及び336に供給される。

30

【0203】

電流センサ305は、インバータ302の母線313に流れる電流を検出する。この電流を、第1実施形態と同様、第2及び及び後述の第3実施形態においても、母線電流と呼ぶ。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302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太陽電池304の負出力端子304b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313であり、電流センサ305は、母線313に直列に介在している。電流センサ305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303に伝達する。制御部303は、電流センサ305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305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304bとを接続する配線（母線313）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304aとを接続する配線に電流センサ305を設けるようにしてもよい。

40

【0204】

50

第 1 実施形態における U 相電圧 v_u 、V 相電圧 v_v 及び W 相電圧 v_w は、図 1 の中性点 14 から見た端子 12u、12v 及び 12w の電圧を意味していたが、第 2 及び後述の第 3 実施形態における U 相電圧 v_u 、V 相電圧 v_v 及び W 相電圧 v_w は、夫々、或る固定電位を有する基準電位点から見た端子 312u、312v 及び 312w の電圧を指す。例えば、第 2 実施形態では、基準点 341 を上記基準電位点として捉えることができる。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。更に、第 2 及び後述の第 3 実施形態において、端子 312u、312v 及び 312w を介して流れる電流を、夫々、U 相電流 i_u 、V 相電流 i_v 及び W 相電流 i_w 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。また、相電流において、端子 312u、312v 又は 312w から流れ出す方向の電流の極性を正とする。

10

【0205】

第 2 及び後述の第 3 実施形態における各相電圧は、第 1 実施形態における各相電圧と同様（図 2 参照）、正弦波状とされ且つ各相電圧間の電圧レベルの高低関係は時間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 302 は与えられた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。合計 8 通りの通電パターンは、第 1 実施形態におけるそれ（図 3 参照）と同じである。

【0206】

また、第 2 及び後述の第 3 実施形態において、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も、第 1 実施形態におけるそれら（図 4 参照）と同じである。キャリア信号は、各相電圧の電圧レベルと比較するために制御部 303（第 1 又は第 3 実施形態では制御部 3 又は 503）内で生成される周期的な三角波信号であり、その周期をキャリア周期という。また、第 2 及び後述の第 3 実施形態において、第 1 実施形態と同じように、最大相、中間相及び最小相を定義する。最大相、中間相及び最小相の組み合わせは、第 1 実施形態と同様に 6 通り存在し（図 6 参照）、第 2 及び後述の第 3 実施形態において、それらの 6 通りの組み合わせを第 1 実施形態と同様に第 1～第 6 モードにて分類する。

20

【0207】

v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に基づくインバータ 302 の各アームに対するスイッチング動作は、第 1 実施形態と同様である。即ち、インバータ 302 は、第 1 実施形態のインバータ 2 と同様、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* によって表される各相電圧の電圧レベルとキャリア信号を比較し、その比較結果に基づいて各アームのオン/オフを制御する。図 4 に示すような状況を想定した場合、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。

30

【0208】

また、第 2 及び後述の第 3 実施形態において、第 1 実施形態と同様、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、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。

40

【0209】

第 2 実施形態では、端子 312u、312v 及び 312w を介してインバータ 302 から出力される電流を、総称して「連系電流」と呼ぶ。U 相電流 i_u 、V 相電流 i_v 及び W 相電流 i_w は、夫々、連系電流の U 相軸成分、V 相軸成分及び W 相軸成分に相当する。

【0210】

図 40 に、制御部 303 の内部ブロック図を含む、第 2 実施形態に係る系統連系システムの全体構成図を示す。制御部 303 は、符号 351～356 で参照される各部位を含む。制御部 303 では、母線電流から各相電流を検出し、検出した 3 相の相電流を有効電流及び無効電流に変換することにより（即ち、連系電流を P - Q 変換することにより）、瞬

50

時有効電流 i_P 及び瞬時無効電流 i_Q を算出する。そして、平滑化コンデンサ C_d の両端子間電圧の電圧値が所望値に保たれるように且つ瞬時無効電流 i_Q がゼロとなるように電圧指令ベクトルが作成される。各相電流の検出を常時可能とするために、電圧指令ベクトルは、第 1 実施形態と同様にして $a-b$ 座標上で補正され、補正後の電圧指令ベクトルから三相電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*) が生成される。

【0211】

図 40 に示される各部位の動作を詳説する前に、制御部 303 内で参照される複数の軸の関係について説明する。図 41 は、固定軸である U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、回転軸である P 軸及び Q 軸と、の関係を表す空間ベクトル図である。第 1 実施形態と同様、V 相軸の位相は、U 相軸を基準として電気角で 120 度だけ進んでおり、W 相軸の位相は、V 相軸を基準として更に電気角で 120 度だけ進んでいる。P 軸の回転における角周波数 (角速度) は、各交流電圧源 340u、340v 及び 340w が出力する交流電圧の角周波数 ω_s と同じとする。図 39 の連系点 330u、330v 及び 330w における各電圧の合成電圧を二次元座標面上のベクトル量として捉え、その電圧のベクトルを e_c によって表す。仮に、インバータ 302 が e_c と同位相の電流 (e_c と向きが一致する電流ベクトルによって表される電流) を出力すれば、インバータ 302 は、有効電力のみを出力することになる (この場合、無効電力は電力系統 340 から供給されることになる)。

【0212】

従って、P 軸の向きは、電圧ベクトル e_c の向きと同じとされる (故に、電圧ベクトル e_c は P 軸上にのることになる)。そして、P 軸から電気角で 90 度進んだ位相に Q 軸をとり、P 軸及び Q 軸を座標軸に選んだ座標を PQ 座標と呼ぶ。また、U 相軸と P 軸が一致する時点からの経過時間を t で表し、U 相軸から見た P 軸の位相を $\omega_s t$ にて表す ($t = 0$ の時、U 相軸と P 軸は一致する)。インバータ 302 の出力電圧の位相は、 L_c で表される連系用リアクトルの分だけ電圧ベクトル e_c から進められる。図 41 において、符号 410 が付されたベクトルが、インバータ 302 の出力電圧の電圧ベクトルである。Q 軸から見た電圧ベクトル 410 の位相を ε_A にて表す。図 41 において、半時計回り方向を位相の進み方向と考え、 $\varepsilon_A < 0$ とする。そうすると、U 相軸を基準とした電圧ベクトル 410 の位相は、($\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2$) にて表される。

【0213】

第 1 実施形態における電圧ベクトル 110 と同様 (図 8 参照)、電圧ベクトル 410 は、U 相電圧 v_u 、V 相電圧 v_v 及び W 相電圧 v_w の合成電圧を二次元座標面上のベクトル量として捉えたものであり、電圧ベクトル 410 の U 相軸成分、V 相軸成分及び W 相軸成分が、 v_u 、 v_v 及び v_w に相当する。また、PQ 座標に着目すれば、電圧ベクトル 410 を P 軸成分と Q 軸成分に分解することができる。電圧ベクトル 410 の P 軸成分と Q 軸成分を、それぞれ P 軸電圧 v_P 及び Q 軸電圧 v_Q で表す。実際には、制御部 303 内において P 軸電圧指令値 v_P^* 及び Q 軸電圧指令値 v_Q^* が算出され、 v_P^* 及び v_Q^* によって電圧ベクトル 410 が表される。このため、符号 410 に対応する電圧ベクトルは、電圧指令ベクトルとも読み替えられる。

【0214】

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 411 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 410 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 410 は V 相軸近傍に位置することになる。領域 411 は、図 8 の領域 111 と同様、U 相軸を基準として電気角で 60 度ごとに存在する。このため、第 1 実施形態と同様の考え方で、第 1 実施形態と同様の、電気角 60 度ごとにステップ的に回転する $a-b$ 座標を定義することができる (尚、PQ 座標は連続的に回転する座標である)。具体的には、第 1 実施形態における図 8 の電圧ベクトル 110 及び電圧ベクトル 110 の位相 ($\theta + \varepsilon + \pi/2$) を、電圧ベクトル 410 及び電圧ベクトル 410 の位相 ($\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2$) に読み替えた上で、第 1 実施形態で述べた $a-b$ 座標の定義を本実施形態にも適用すればよ

10

20

30

40

50

い(図8及び図9参照)。この結果、a軸は、電圧ベクトル410の位相($\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2$)に応じて、電気角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ことになる。

【0215】

図40に示される各部位の動作の説明を行う。電流センサ305によって検出された母線電流(検出電流)の電流値を表す信号は、電流検出部351に伝達される。電流検出部351は、図19の電流検出部21と同様の動作を行う。即ち、電圧指令処理部356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電流センサ305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。

10

【0216】

座標変換器352は、位相 $\omega_s t$ に基づいて電流検出部351からの i_u 及び i_v をPQ座標上に座標変換することにより、連系電流における有効電流及び無効電流を算出する。算出された有効電流及び無効電流は、有効電流の瞬時値及び無効電流の瞬時値を表すため、それらを、それぞれ瞬時有効電流及び瞬時無効電流と呼ぶ。また、瞬時有効電流及び瞬時無効電流を、それぞれ i_P 及び i_Q で表す。 i_P 及び i_Q は、夫々、連系電流におけるP軸成分及びQ軸成分を表している。具体的には、 i_P 及び i_Q は、下記式(3-1)に従って算出される。

20

【0217】

【数13】

$$\begin{bmatrix} i_P \\ i_Q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\omega_s t + \pi/3) & \sin \omega_s t \\ \cos(\omega_s t + \pi/3) & \cos \omega_s t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \end{bmatrix} \quad \dots (3-1)$$

【0218】

位相 $\omega_s t$ は、インバータ302の出力電圧の位相に対応している。図41を参照して説明したように、U相軸とP軸が一致する時点からの経過時間を t で表し、U相軸から見たP軸の位相を $\omega_s t$ にて表すこととしているため、U相電圧 v_u の位相から位相 $\omega_s t$ を定めればよい。実際には、インバータ302による電圧出力を行う前に端子312uに現れる交流電圧源340uからの交流電圧の角周波数及び位相を検出し、検出した角周波数及び位相に合わせて ω_s の値及び $t = 0$ となる時点を決めればよい。 v_u 、 v_v 及び v_w は角周波数 ω_s の正弦波電圧とされ(但し、電圧指令処理部356の補正処理による歪みを含む)、それらの位相は互いに電気角で120度ずつ異なる。

30

【0219】

直流電圧制御部353には、電圧検出器306によって検出された平滑化コンデンサC_dの両端子間電圧 E_d と、その両端子間電圧 E_d の目標値を表す直流電圧指令値 E_d^* とが与えられる。直流電圧指令値 E_d^* は、太陽電池304から最大電力を得るための E_d (換言すれば、インバータ302の出力電力を最大とするための E_d)と合致する。直流電圧制御部353は、比例積分制御によって($E_d - E_d^*$)がゼロに収束するように有効電流指令値 i_P^* を算出及び出力する。また、無効電流指令値 i_Q^* はゼロとされる。 i_P^* は i_P が追従すべき目標値を表し、 i_Q^* は i_Q が追従すべき目標値を表す。

40

【0220】

有効電流制御部354は、直流電圧制御部353からの i_P^* と座標変換器352からの i_P とに基づき、電流誤差($i_P^* - i_P$)がゼロに収束するように比例積分制御を行うことにより、P軸電圧 v_P が追従すべきP軸電圧指令値 v_P^* を算出する。無効電流制御部355は、与えられた i_Q^* と座標変換器352からの i_Q に基づき、電流誤差($i_Q^* - i_Q$)がゼロに収束するように比例積分制御を行うことにより、Q軸電圧 v_Q が追従すべきQ軸電圧指令値 v_Q^* を算出する。

50

【 0 2 2 1 】

電圧指令処理部 3 5 6 の機能は、図 1 9 の電圧ベクトル補正部 2 4 及び座標変換器 2 5 を組み合わせた部位の機能と略同じである。図 4 2 に、電圧指令処理部 3 5 6 の内部ブロック図を示す。図 4 2 の電圧指令処理部 3 5 6 は、符号 3 6 1 ~ 3 6 4 にて参照される各部位を備える。

【 0 2 2 2 】

座標回転部 3 6 1 は、 $v P^*$ 及び $v Q^*$ 並びに $\omega_s t$ に基づき、上記式 (1 - 3) の変形式に従って、 $v P^*$ 及び $v Q^*$ を v_a 及び v_b に変換する。つまり、 $v P^*$ 及び $v Q^*$ によって表される、P Q 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルを、 v_a 及び v_a によって表される、a b 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルに変換する。

10

【 0 2 2 3 】

上記式 (1 - 3) の変形式とは、式 (1 - 3) における v_d 及び v_q を $v P^*$ 及び $v Q^*$ に置換することによって得られる式を指す。また、図 4 3 に示す如く、 a_1 軸 ~ a_6 軸の内 (図 9 参照)、電圧ベクトル 4 1 0 が最も近い軸の、U 相軸を基準とした位相は「 $(n + 2) \pi / 3$ 」にて表される。第 2 実施形態における n は、 $(\omega_s t + \varepsilon_A)$ を $\pi / 3$ で割った時に得られる商である。そして、下記式 (3 - 2) を満たす θ_D を、座標回転部 3 6 1 による式 (1 - 3) の変形式の演算に用いる。

【 0 2 2 4 】

【 数 1 4 】

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

20

【 0 2 2 5 】

式 (3 - 2) を満たす θ_D は、以下のように算出できる。下記式 (3 - 3) を用いて算出される ε_A に合致する n (即ち、 $(\omega_s t + \varepsilon_A)$ を $\pi / 3$ で割った時に得られる商) を、 $\omega_s t$ を参照して求める。その求めた n と $\omega_s t$ を上記式 (3 - 2) に代入すれば、 θ_D が得られる。また、この θ_D を算出する際に求められた n は、座標回転部 3 6 3 での演算に利用される。尚、Q 軸を基準とした ε_A の代わりに、P 軸を基準とした ε_A' を用いて各演算を行うようにしてもよい。 ε_A' は、P 軸から見た電圧ベクトル 4 1 0 の位相を表す。この場合、関係式「 $\varepsilon_A = \varepsilon_A' - \pi / 2$ 」を用いて変数 n の算出等が行われる。

30

【 0 2 2 6 】

【 数 1 5 】

$$\varepsilon_A = \tan^{-1} \left(\frac{-v P^*}{v Q^*} \right) \quad \dots (3 - 3)$$

【 0 2 2 7 】

図 4 2 の成分補正部 3 6 2、座標回転部 3 6 3 及び座標変換器 3 6 4 の機能は、夫々、第 1 実施形態における成分補正部 5 2、座標回転部 5 3 及び座標変換器 2 5 (図 1 9 及び図 2 1 参照) の機能と同様である。

40

【 0 2 2 8 】

即ち、成分補正部 3 6 2 は、図 1 1 のステップ S 2 における補正処理又は図 1 6 に示す補正処理を、座標回転部 3 6 1 にて得られた v_a 及び v_b に対して施し、補正後の v_a 及び v_b を、夫々 v_{ac} 及び v_{bc} として出力する。但し、補正が不要の場合は、 $v_{ac} = v_a$ 且つ $v_{bc} = v_b$ 、となる。

【 0 2 2 9 】

座標回転部 3 6 3 は、上記式 (1 - 7) に従って、成分補正部 3 6 2 から出力された補正後の a 軸電圧及び b 軸電圧 (即ち v_{ac} 及び v_{bc}) を $v \alpha^*$ 及び $v \beta^*$ に変換する。つまり、 v_{ac} 及び v_{bc} によって表される、a b 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルを、 $v \alpha^*$ 及び $v \beta^*$ によって表される、 $\alpha \beta$ 座標 ($\alpha \beta$ 固定座標) 上の 2 相の電圧指令ベクトルに変換

50

する。この際、式(1-7)における v_a 、 v_b 、 v_α 及び v_β として、それぞれ v_{ac} 、 v_{bc} 、 v_{α^*} 及び v_{β^*} が用いられる。尚、 $\alpha\beta$ 座標は、第1実施形態で定義したそれと同じものである。但し、勿論、第2実施形態における v_{α^*} 及び v_{β^*} は、インバータ302の出力電圧に対する電圧指令ベクトルの直交2軸成分である。

【0230】

座標変換器364は、座標回転部363にて得られた v_{α^*} 及び v_{β^*} 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302に出力する。また、この三相電圧指令値は、電流検出部351にも与えられる。

【0231】

このように、第1実施形態で述べた補正手法を系統連系システムに適用することが可能であり、これによって第1実施形態と同様の効果を得ることが可能である。即ち例えば、補正の簡素化や補正量の決定の容易化が図られる。

【0232】

尚、系統連系システムの制御部303によって実行される制御は、有効電流及び無効電流に対する制御と言えるが、有効電力及び無効電力に対する制御とも言える。電力系統340からの交流電圧は振幅が略一定の交流電圧であるがゆえ、その交流電圧と連系して有効電流及び無効電流が所望値となるように制御するということは、有効電力及び無効電力を所望値となるように制御していることに他ならないからである(電圧に有効電流を掛けたものが有効電力であり、無効電流を掛けたものが無効電力である)。従って、制御部303を、電流制御装置と呼ぶことができると共に電力制御装置と呼ぶこともできる。

【0233】

また、インバータ302に対する直流電源の例として太陽電池304を挙げたが、太陽電池304の代わりに燃料電池や風力発電機等を用いるようにしてもよい。

【0234】

<<第3実施形態>>

第1及び第2実施形態に係るシステムでは、検出した電流を電流制御(又は電力制御)に利用した。しかしながら、検出した電流を電流制御(又は電力制御)に用いるのではなく、保護等を目的として電流検出を行うシステムにも第1又は第2実施形態で述べた技術は適用可能である。この種のシステムを本発明の第3実施形態として説明する。

【0235】

図44は、第3実施形態に係る三相負荷駆動システムの全体構成図である。図44において、インバータ302、太陽電池304、電流センサ305及び平滑化コンデンサcdは、第2実施形態の図39に示すそれらと同じものであり、それらの間の接続関係も第2実施形態と同じであるとする。説明の便宜上、三相負荷駆動システムのインバータ302に対する直流電源を第2実施形態と同じく太陽電池304としているが、インバータ302に対する直流電源として任意の直流電源を用いることができる。

【0236】

第2実施形態と異なり、三相負荷駆動システムでは、インバータ302の出力端子である端子312u、312v及び312wが、系統側に接続されることなく、三相負荷に接続されている。より具体的には、端子312uは負荷540uを介して基準点541に接続され、端子312vは負荷540vを介して基準点541に接続され、端子312wは負荷540wを介して基準点541に接続されている。

【0237】

図44の三相負荷駆動システムにおけるU相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 及びW相電圧 v_w は、夫々、基準点541の電位を基準とする端子312u、312v及び312wの電圧であり、負荷540u、540v及び540wは、夫々、U相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 及びW相電圧 v_w を駆動電圧として受ける。負荷540u、540v及び540wは、夫々、例えば、インダクタや抵抗素子等の負荷である。 v_u 、 v_v 及び v_w は角周波数(角速度) ω_s の正弦波電圧とされ(但し、電圧指令処理部553の補正処理による歪みを含む)、それらの位相は互いに電気角で120度ずつ異なる。尚、説明の便宜上、第2実施形態でも導

10

20

30

40

50

入した記号「 ω_s 」を本実施形態でも用いているが、本実施形態における ω_s は、図39の電力系統340の交流電圧の角周波数とは無関係であるとする。

【0238】

与えられた三相電圧指令値（ v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* ）に基づくインバータ302の動作は、第2実施形態におけるそれと同じである。但し、図44の三相負荷駆動システムにおいては、三相電圧指令値（ v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* ）が制御部503から与えられる。

【0239】

制御部503は、符号551～554にて参照される各部位を含む。制御部503内では、第2実施形態のP軸及びQ軸に対応するX軸及びY軸が定義される。尚、本実施形態において記述される記号「X」は、第1実施形態の第4実施例で記述される同記号とは別のものを指す。

10

【0240】

図45は、固定軸であるU相軸、V相軸及びW相軸と、回転軸であるX軸及びY軸との関係を表す空間ベクトル図である。V相軸の位相は、U相軸を基準として電気角で120度だけ進んでおり、W相軸の位相は、V相軸を基準として更に電気角で120度だけ進んでいる。X軸の回転における角周波数（角速度）は ω_s である。符号610は、本実施形態におけるインバータ302の出力電圧の電圧ベクトルを表す。

【0241】

X軸の向きは、電圧ベクトル610の向きと同じとされる（故に、電圧ベクトル610はX軸上にのることになる）。そして、X軸から電気角で90度進んだ位相にY軸をとり、X軸及びY軸を座標軸に選んだ座標をXY座標と呼ぶ。また、本実施形態では、U相軸とX軸が一致する時点からの経過時間を t で表し、U相軸から見たX軸の位相を $\omega_s t$ にて表し（ $t=0$ の時、U相軸とX軸は一致する）、Y軸から見た電圧ベクトル610の位相を ε_A にて表す。図45において、半時計回り方向を位相の進み方向と考え、 $\varepsilon_A < 0$ とする。そうすると、U相軸を基準とした電圧ベクトル610の位相は、 $(\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2) = \omega_s t$ 、にて表される。

20

【0242】

電圧ベクトル610は、U相電圧 v_u 、V相電圧 v_v 及びW相電圧 v_w の合成電圧を二次元座標面上のベクトル量として捉えたものであり、電圧ベクトル610のU相軸成分、V相軸成分及びW相軸成分が、 v_u 、 v_v 及び v_w に相当する。また、XY座標に着目すれば、電圧ベクトル610をX軸成分とY軸成分に分解することができる。電圧ベクトル610のX軸成分とY軸成分を、それぞれX軸電圧 v_X 及びY軸電圧 v_Y で表す。実際には、制御部503内においてX軸電圧指令値 v_X^* 及びY軸電圧指令値 v_Y^* が算出され、 v_X^* 及び v_Y^* によって電圧ベクトル610が表される。このため、符号610に対応する電圧ベクトルは、電圧指令ベクトルとも読み替えられる。

30

【0243】

図41の領域411と同等の、U相軸近傍、V相軸近傍及びW相軸近傍の領域は、U相軸を基準として電気角で60度ごとに存在する。このため、第1実施形態と同様の考え方にて、第1実施形態と同様の、電気角60度ごとにステップ的に回転するab座標を定義することができる（尚、XY座標は連続的に回転する座標である）。具体的には、第1実施形態における図8の電圧ベクトル110及び電圧ベクトル110の位相（ $\theta + \varepsilon + \pi/2$ ）を、電圧ベクトル610及び電圧ベクトル610の位相（ $\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2$ ）に読み替えた上で、第1実施形態で述べたab座標の定義を本実施形態にも適用すればよい（図8及び図9参照）。この結果、a軸は、電圧ベクトル610の位相（ $\omega_s t + \varepsilon_A + \pi/2$ ）に応じて、電気角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ことになる。尚、図45に示される θ_D 及び $(n+2)\pi/3$ は、第2実施形態と同様に定義される角度量である（図43参照）。

40

【0244】

図44に示される各部位の動作の説明を行う。電流センサ305は、インバータ302の母線313に流れる母線電流を検出する。検出された母線電流（検出電流）の電流値を

50

表す信号は、電流検出部 551 に伝達される。電流検出部 551 は、図 19 の電流検出部 21 と同様の動作を行う。即ち、電圧指令処理部 553 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電流センサ 305 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 、V 相電流 i_v 及び W 相電流 i_w 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。

【0245】

検出電流処理部 552 は、電流検出部 551 から出力された i_u 、 i_v 及び i_w に基づいた所定の処理を行う。例えば、 i_u 、 i_v 及び i_w が異常に大きくなっていないか (即ち、インバータ 302 の出力電流が過電流となっていないか) を検出し、その検出結果に応じた保護動作を行う。

10

【0246】

電圧指令処理部 553 の機能及び内部構成は、図 42 の電圧指令処理部 356 のそれらと同様であり、電圧指令処理部 356 に対する「P 軸、Q 軸及び電圧ベクトル 410」を「X 軸、Y 軸及び電圧ベクトル 610」に置き換えて構成したものが電圧指令処理部 553 となる (図 42、図 43 及び図 45 参照)。電圧指令処理部 553 の内部ブロック図を、図 46 に示す。図 46 の電圧指令処理部 553 は、符号 561 及び 362 ~ 364 にて参照される各部位を備える。図 42 の電圧指令処理部 356 に対して説明した手法は、電圧指令処理部 553 にも適用される。

20

【0247】

座標回転部 561 は、与えられた v_x^* 及び v_y^* 並びに $\omega_s t$ に基づき、上記式 (1-3) の変形式に従って、 v_x^* 及び v_y^* を v_a 及び v_b に変換する。つまり、 v_x^* 及び v_y^* によって表される、XY 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルを、 v_a 及び v_b によって表される、ab 座標上の 2 相の電圧指令ベクトルに変換する。上記式 (1-3) の変形式とは、式 (1-3) における v_d 及び v_q を v_x^* 及び v_y^* に置換することによって得られる式を指す。

【0248】

電圧指令処理部 553 における成分補正部 362、座標回転部 363 及び座標変換器 364 の動作は、図 42 のそれらと同様であるため重複する説明を割愛する。但し、成分補正部 362 への v_a 及び v_b は、座標回転部 561 から得られる。座標変換器 364 は、算出した三相電圧指令値 (v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^*) をインバータ 302 及び電流検出部 551 に与える。

30

【0249】

電圧指令処理部 553 に与えられる v_x^* 及び v_y^* は、夫々、X 軸電圧 v_x が追従すべき X 軸電圧指令値及び Y 軸電圧 v_y が追従すべき Y 軸電圧指令値を表し、それらは電圧決定部 554 から出力される。図 45 に示したように、電圧ベクトル 610 は X 軸上にあるため v_y^* はゼロとされ、三相負荷に供給したい所望電力値に応じた値が v_x^* に代入される。第 1 実施形態では d 軸と U 相軸に一致する時点がモータの回転子位置に依存し、第 2 実施形態では P 軸と U 相軸に一致する時点が系統側の交流電圧の位相に依存するが、第 3 実施形態ではそのような依存は存在しないため、 $t = 0$ の時点を中心に定めることができる。 ω_s についても同様である。

40

【0250】

このように、第 1 実施形態で述べた補正手法を三相負荷駆動システムに適用することが可能であり、これによって第 1 実施形態と同様の効果を得ることが可能である。即ち例えば、補正の簡素化や補正量の決定の容易化が図られる。

【0251】

以下に、各実施形態 (特に、第 2 及び第 3 実施形態) に対する変形例などを記述する。

【0252】

第 2 及び第 3 実施形態において、現時点が属するモードの特定手法及びタイミング ST

50

1 及び S T 2 の決定手法 (図 6 参照) として、第 1 実施形態で述べた任意の手法 (即ち、第 1 実施形態における第 1 ~ 第 3 実施例に記載の手法の何れか) を用いることができる。

【 0 2 5 3 】

また、第 2 又は第 3 実施形態において、成分補正部 3 6 2 (図 4 2、図 4 6 参照) にて算出された v_{ac} 及び v_{bc} を、上記式 (1 - 8) 及び (1 - 9) に従って、 $\alpha \beta$ 座標を介することなく、 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に変換するようにしてもよい。この際、式 (1 - 8) 及び (1 - 9) における v_a 及び v_b 並びに v_u 、 v_v 及び v_w として、 v_{ac} 及び v_{bc} 並びに v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* が用いられる。尚、この場合、座標回転部 3 6 3 は不要となる。

【 0 2 5 4 】

また、第 2 又は第 3 実施形態において、制御部 (3 0 3 又は 5 0 3) 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 0 3 又は 5 0 3) を実現する場合、制御部 (3 0 3 又は 5 0 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 0 3 又は 5 0 3) を構成しても構わない。

【 0 2 5 5 】

第 1、第 2 又は第 3 実施形態において、上述の各種の指令値 (v_d^* 及び v_q^* 、 v_P^* 及び v_Q^* 並びに v_X^* 及び v_Y^* 等) やその他の状態量 (ε 、 ε_A 等) を含む、導出されるべき全ての値の導出手法は任意である。即ち、例えば、それらを、制御部 (3、3 0 3 又は 5 0 3) 内での演算によって導出するようにしてもよいし、予め設定しておいたテーブル

【 0 2 5 6 】

また例えば、以下のように考えることができる。

【 0 2 5 7 】

第 2 実施形態において、図 4 0 の系統連系システムは電流検出ユニットを備え、この電流検出ユニットは、電流検出部 3 5 1、有効電流制御部 3 5 4、無効電流制御部 3 5 5 及び電圧指令処理部 3 5 6 を含み、更に電流センサ 3 0 5 をも含みうる。そして例えば、図 4 0 の有効電流制御部 3 5 4 及び無効電流制御部 3 5 5 と図 4 2 の座標回転部 3 6 1 は、電圧指令ベクトル作成手段として機能し、図 4 2 の成分補正部 3 6 2 は、電圧指令ベクトル補正手段として機能する。また例えば、第 2 実施形態に係る制御部 3 0 3 は、インバータ制御装置 (又は電流制御装置若しくは電力制御装置) として機能し、そのインバータ制御装置に電流検出ユニットは内包される。また例えば、図 4 0 の系統連系システムは系統連系装置を含み、該系統連系装置はインバータ 3 0 2 及び制御部 3 0 3 を含む。該系統連系装置が、更に、直流電源としての太陽電池 3 0 4、電流センサ 3 0 5、電圧検出器 3 0 6 及び平滑化コンデンサ C d の一部又は全部を含むと考えることもできる。

【 0 2 5 8 】

第 3 実施形態において、図 4 4 の三相負荷駆動システムは電流検出ユニットを備え、この電流検出ユニットは、電流検出部 5 5 1、電圧決定部 5 5 4 及び電圧指令処理部 5 5 3 を含み、更に電流センサ 3 0 5 をも含みうる。そして例えば、図 4 4 の電圧決定部 5 5 4 と図 4 6 の座標回転部 5 6 1 は、電圧指令ベクトル作成手段として機能し、図 4 6 の成分補正部 3 6 2 は、電圧指令ベクトル補正手段として機能する。第 3 実施形態に係る制御部 5 0 3 をインバータ制御装置と捉えることも可能であるが、該インバータ制御装置は、電流検出部 5 5 1 の検出結果に基づいて電圧指令ベクトルを作成するわけではない。

【 0 2 5 9 】

電流検出ユニットは、第 1 実施形態におけるモータ駆動システムにも内在していると考えることが可能である。第 1 実施形態に係る電流検出ユニットは、図 1 9 等に表示される電流検出部 2 1、2 1 a 又は 2 1 c と、図 1 9 等に表示される電圧演算部 2 3 と、図 1 9 等に表示される電圧ベクトル補正部 2 4、2 4 a、2 4 b 又は 2 4 c と、を含み、更に電流センサ 5 及び / 又は図 1 9 等に表示される座標変換器 2 5 を含みうる。

【 0 2 6 0 】

10

20

30

40

50

尚、本明細書では、記述の簡略化上、記号（ i_y 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_y 」と「 y 軸電流 i_y 」は同じものを指す。

【0261】

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（1 - 7）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 α 、 β 、 γ 及び δ （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 γ 及び δ 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。

【0262】

【数 16】

即ち、例えば、 v_α は v_α と同じものを表し、 v_β は v_β と同じものを表す。

【産業上の利用可能性】

【0263】

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。特に、冷蔵庫用の圧縮機、車載用空気調和機、電動車などに好適である。この他にも、様々な系統連系システムや三相負荷駆動システムに好適である。

【図面の簡単な説明】

【0264】

【図 1】本発明の第 1 実施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 実施形態に係り、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 9】本発明にて定義される a 軸を説明するための図である。

【図 10】図 9 の a 軸との関係を考慮して回転子の位相（ θ ）を分解した様子を示す図である。

【図 11】本発明に係る電圧ベクトルの補正処理の手順を表すフローチャートである。

【図 12】図 11 の補正処理の前後の、a b 座標上における電圧ベクトルの軌跡を示す図である。

【図 13】U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、 α 軸及び β 軸と、の関係を示す図である。

【図 14】図 11 の補正処理を経て得られる電圧ベクトルの $\alpha \beta$ 座標上の軌跡を示す図である。

【図 15】図 11 の補正処理を経て得られる α 軸電圧及び β 軸電圧の電圧波形と、図 11 の補正処理を経て得られる U 相電圧、V 相電圧及び W 相電圧の電圧波形と、を示す図である。

【図 16】図 11 のステップ S2 の変形例の処理手順を表すフローチャートである。

【図 17】図 16 に示す処理の意義を説明するための図である。

【図 18】図 16 に示す処理の意義を説明するための図である。

【図 19】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 20】図 19 の電流検出部の内部ブロック図である。

【図 21】図 19 の電圧ベクトル補正部の内部ブロック図である。

【図 2 2】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 2 3】図 2 2 の電圧ベクトル補正部の内部ブロック図である。
 【図 2 4】図 2 3 の座標回転部の処理内容を示すブロック図である。
 【図 2 5】図 2 3 の座標回転部によるモード特定手法を説明するための表を示す図である。

【図 2 6】図 2 2 の電流検出部の内部ブロック図である。
 【図 2 7】本発明の第 3 実施例に係り、図 2 2 の電圧ベクトル補正部として利用可能な電圧ベクトル補正部の内部ブロック図である。
 【図 2 8】図 2 7 のモード判断部によるモード特定手法を説明するための表を示す図である。

10

【図 2 9】2 相変調に適用した場合における各相電圧の電圧波形を示す図であり、本発明の第 4 実施例の原理を説明するための図である。

【図 3 0】2 相変調に適用した場合における各相電圧の電圧波形を示す図であり、本発明の第 4 実施例の原理を説明するための図である。

【図 3 1】2 相変調に適用した場合における各相電圧の電圧波形を示す図であり、本発明の第 4 実施例の原理を説明するための図である。

【図 3 2】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 3 3】図 3 2 の電圧ベクトル補正部の内部ブロック図である。

【図 3 4】図 3 2 の電流検出部の内部ブロック図である。

【図 3 5】本発明の第 5 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。

20

【図 3 6】本発明の第 5 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 3 7】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 3 8】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値（パルス幅）の補正例を示す図である。

【図 3 9】本発明の第 2 実施形態に係る系統連系システムの全体構成図である。

【図 4 0】制御部の内部ブロック図を含む、図 3 9 の系統連系システムの全体構成図を示す。

【図 4 1】本発明の第 2 実施形態に係り、固定軸である U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、回転軸である P 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。

30

【図 4 2】図 4 0 の電圧指令処理部の内部ブロック図である。

【図 4 3】本発明の第 2 実施形態に係り、固定軸である U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、回転軸である P 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 4 4】本発明の第 3 実施形態に係る三相負荷駆動システムの全体構成図である。

【図 4 5】本発明の第 3 実施形態に係り、固定軸である U 相軸、V 相軸及び W 相軸と、回転軸である X 軸及び Y 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 4 6】図 4 4 の電圧指令処理部の内部ブロック図である。

【符号の説明】

【 0 2 6 5 】

1 モータ

40

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

7 u、7 v、7 w 電機子巻線

2 1、2 1 a、2 1 c 電流検出部

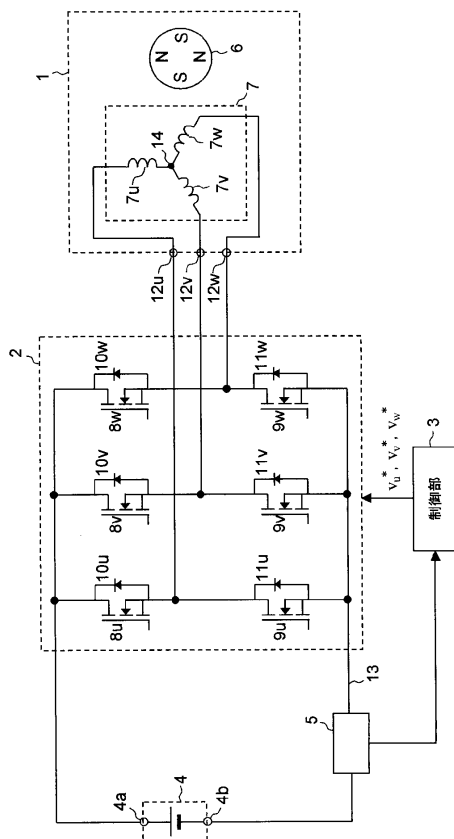
2 3 電圧演算部

2 4、2 4 a、2 4 b、2 4 c 電圧ベクトル補正部

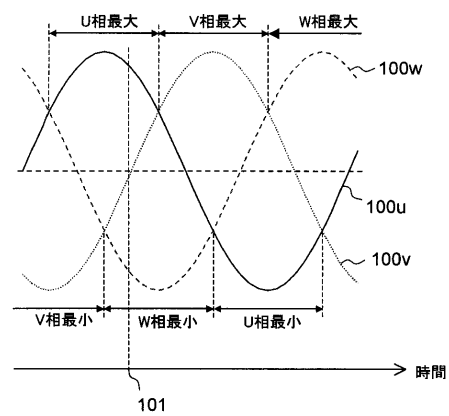
50

- 3 0 2 インバータ
- 3 0 3、5 0 3 制御部
- 3 0 4 太陽電池
- 3 0 5 電流センサ

【図 1】



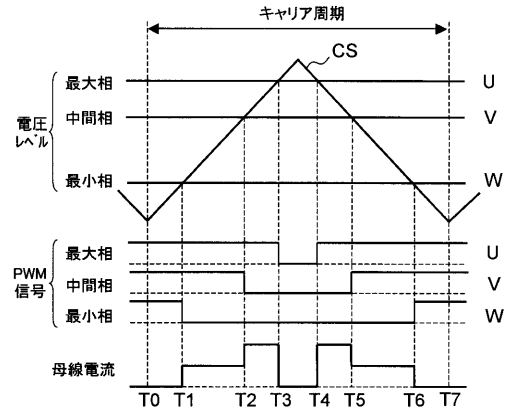
【図 2】



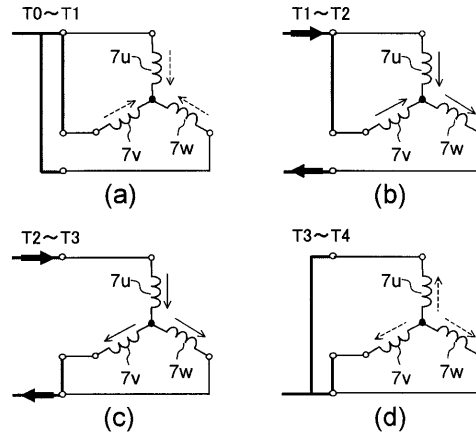
【図 3】

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】

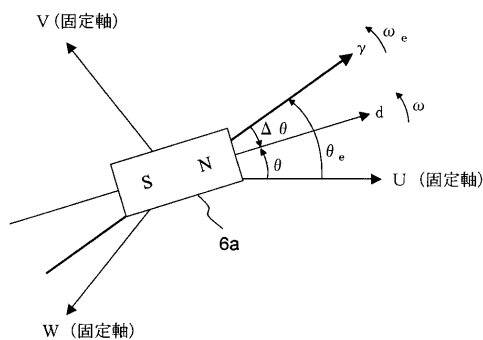


【図 6】

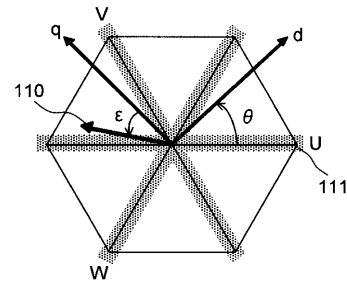
	T1	T2	T3	モード	検出相電流	
					T1~T2	T2~T3
$v_u > v_v > v_w$	CntW	CntV	CntU	1	-w	u
$v_v > v_u > v_w$	CntW	CntU	CntV	2	-w	v
$v_v > v_w > v_u$	CntU	CntW	CntV	3	-u	v
$v_w > v_v > v_u$	CntU	CntV	CntW	4	-u	w
$v_w > v_u > v_v$	CntV	CntU	CntW	5	-v	w
$v_u > v_w > v_v$	CntV	CntW	CntU	6	-v	u

サンプリングタイミング
ST1: T1~T2
ST2: T2~T3

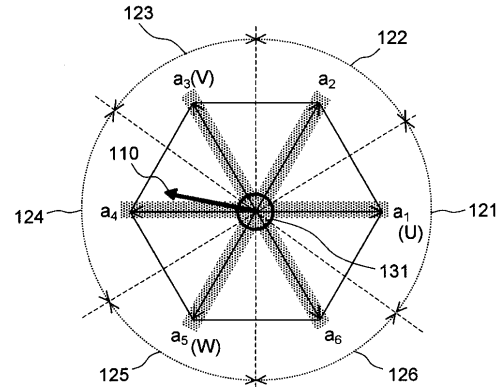
【図 7】



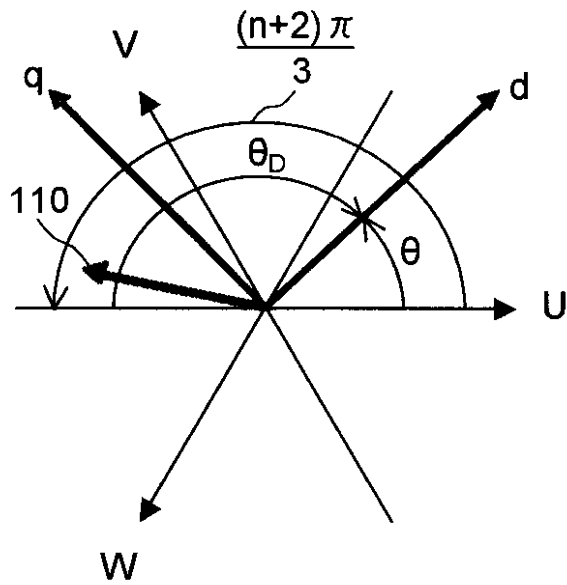
【図 8】



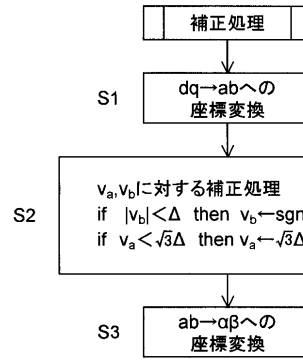
【図 9】



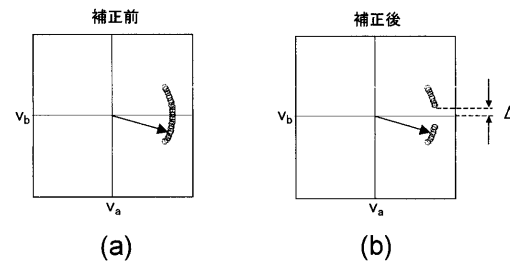
【図10】



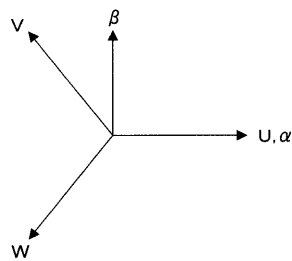
【図11】



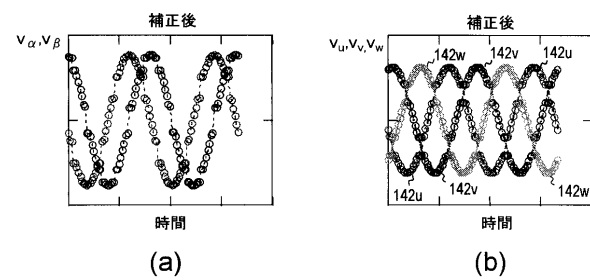
【図12】



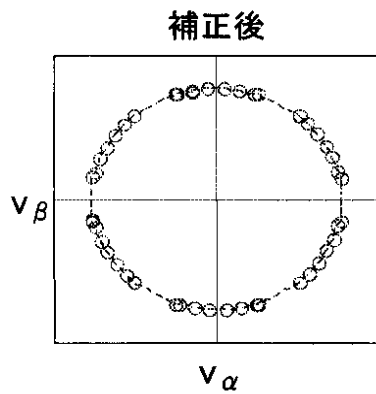
【図13】



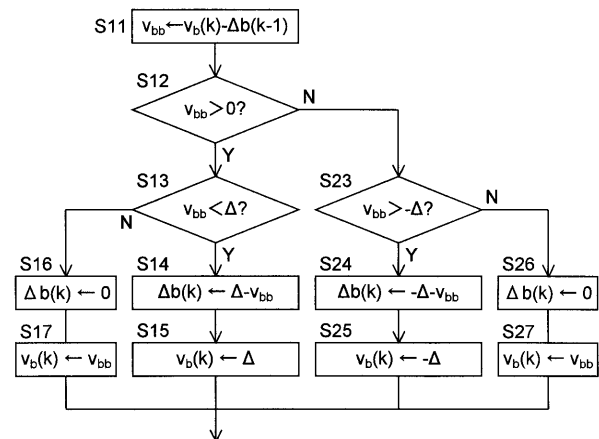
【図15】



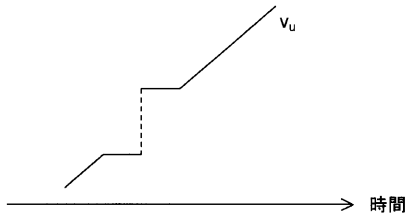
【図14】



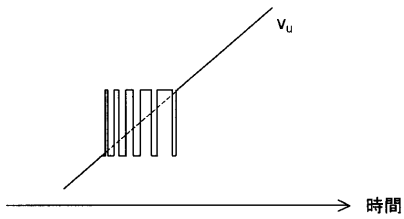
【図16】



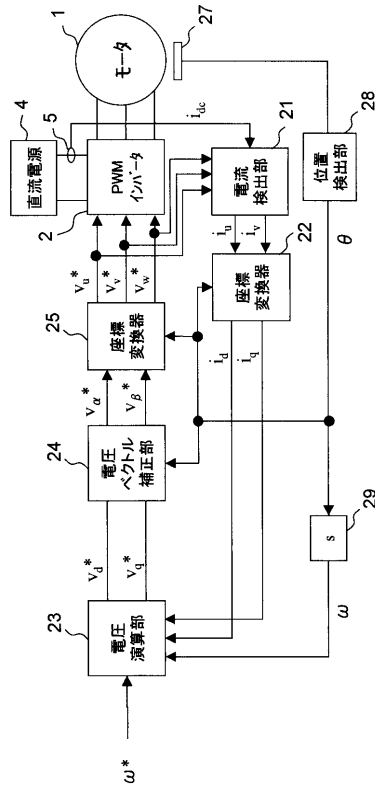
【図 17】



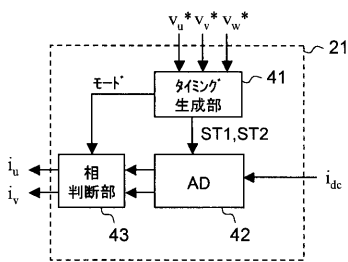
【図 18】



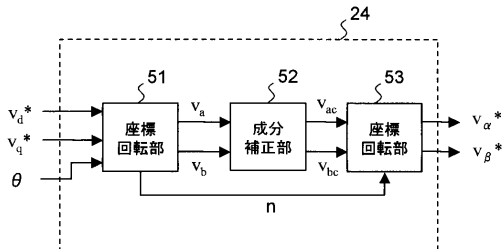
【図 19】



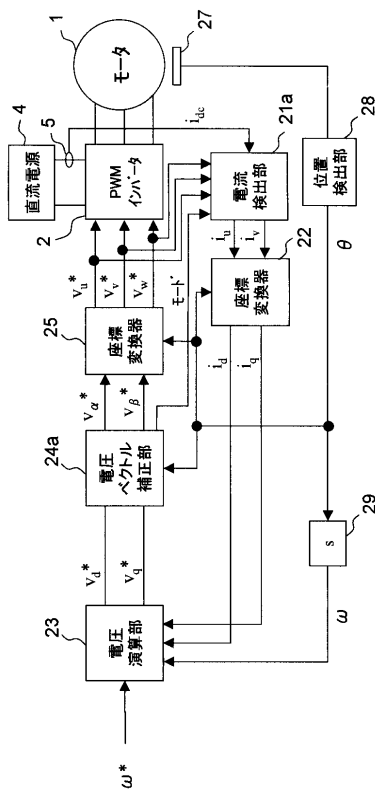
【図 20】



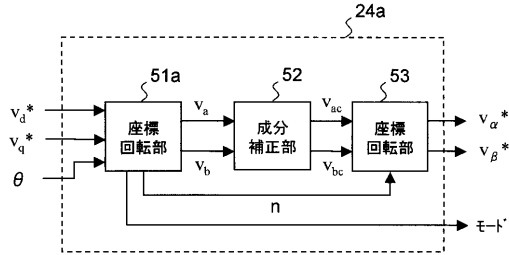
【図 21】



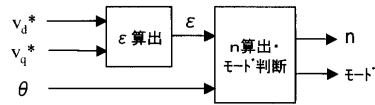
【図 22】



【図 23】



【図 24】

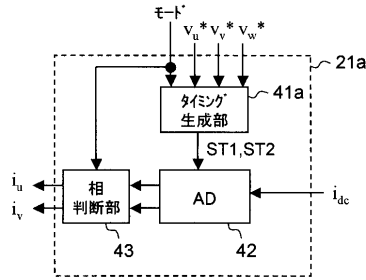


【図 25】

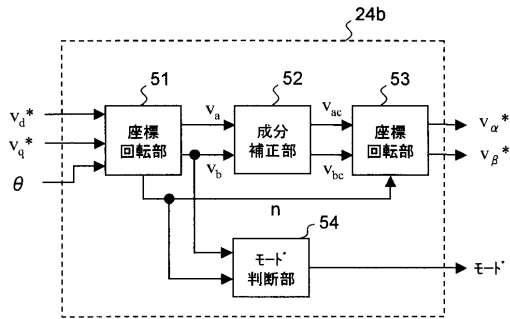
$\theta + \varepsilon + \pi/2$	T1	T2	T3	モータ	検出相電流	
					T1~T2	T2~T3
$0 \sim \pi/3$	CntW	CntV	CntU	1	-w	u
$\pi/3 \sim 2\pi/3$	CntW	CntU	CntV	2	-w	v
$2\pi/3 \sim \pi$	CntU	CntW	CntV	3	-u	w
$\pi \sim 4\pi/3$	CntU	CntV	CntW	4	-u	w
$4\pi/3 \sim 5\pi/3$	CntV	CntU	CntW	5	-v	w
$5\pi/3 \sim 2\pi$	CntV	CntW	CntU	6	-v	u

サンプリングタイミング
ST1: T1~T2
ST2: T2~T3

【図 26】



【図 27】

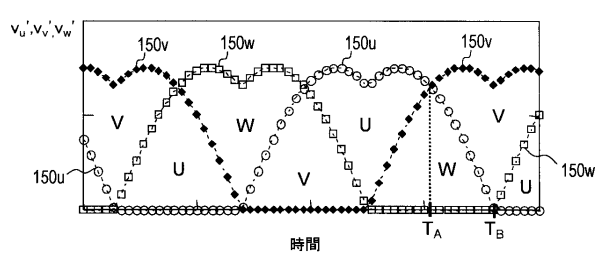


【図 28】

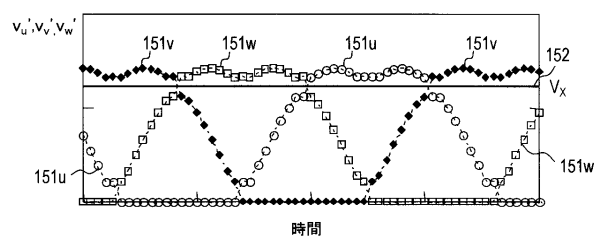
$\theta + \varepsilon$	n	v_b	T1	T2	T3	モータ	検出相電流	
							T1~T2	T2~T3
$0 \sim \pi/6$	0	-	CntW	CntU	CntV	2	-w	v
$\pi/6 \sim \pi/3$	0	+	CntU	CntW	CntV	3	-u	v
$\pi/3 \sim \pi/2$	1	-	CntU	CntW	CntV	3	-u	v
$\pi/2 \sim 2\pi/3$	1	+	CntU	CntV	CntW	4	-u	w
$2\pi/3 \sim 5\pi/6$	2	-	CntU	CntV	CntW	4	-u	w
$5\pi/6 \sim \pi$	2	+	CntV	CntU	CntW	5	-v	w
$\pi \sim 7\pi/6$	3	-	CntV	CntU	CntW	5	-v	w
$7\pi/6 \sim 4\pi/3$	3	+	CntV	CntW	CntU	6	-v	u
$4\pi/3 \sim 3\pi/2$	4	-	CntV	CntW	CntU	6	-v	u
$3\pi/2 \sim 5\pi/3$	4	+	CntW	CntV	CntU	1	-w	u
$5\pi/3 \sim 11\pi/6$	5	-	CntW	CntV	CntU	1	-w	u
$11\pi/6 \sim 2\pi$	5	+	CntW	CntU	CntV	2	-w	v

サンプリングタイミング
ST1: T1~T2
ST2: T2~T3

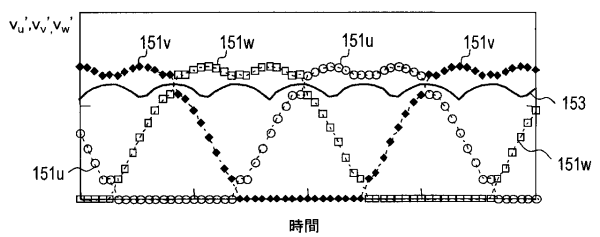
【図 29】



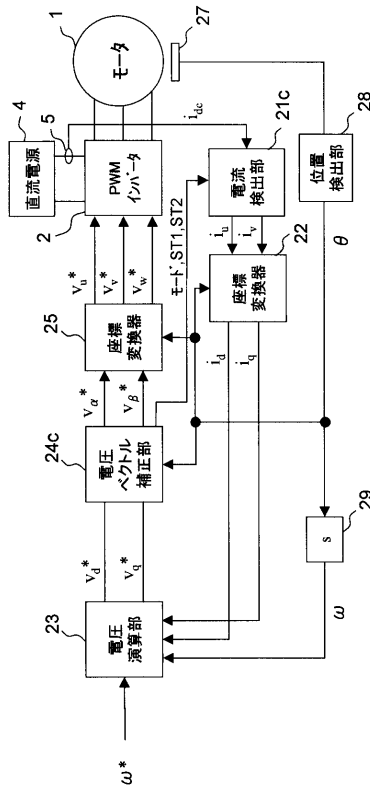
【図 30】



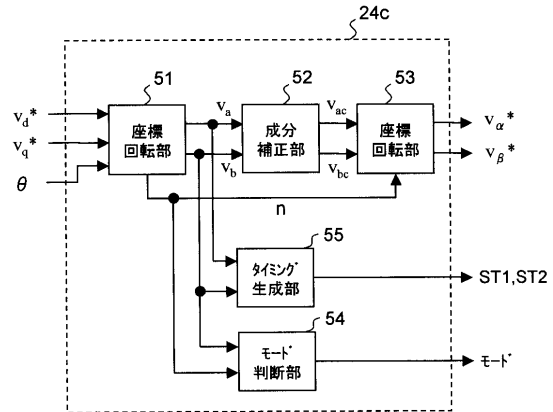
【図 31】



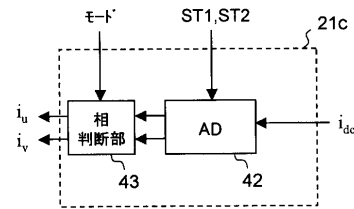
【図 3 2】



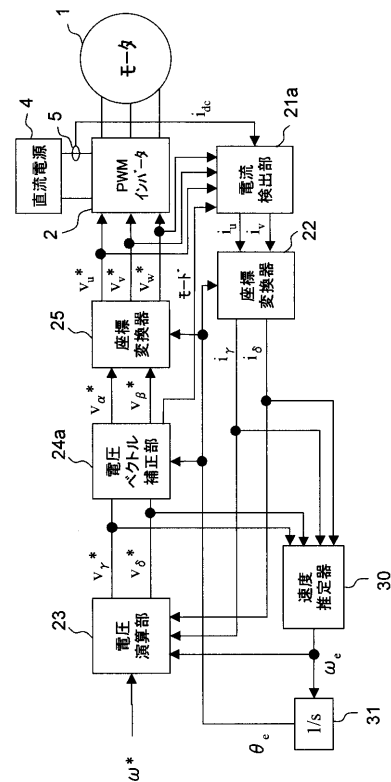
【図 3 3】



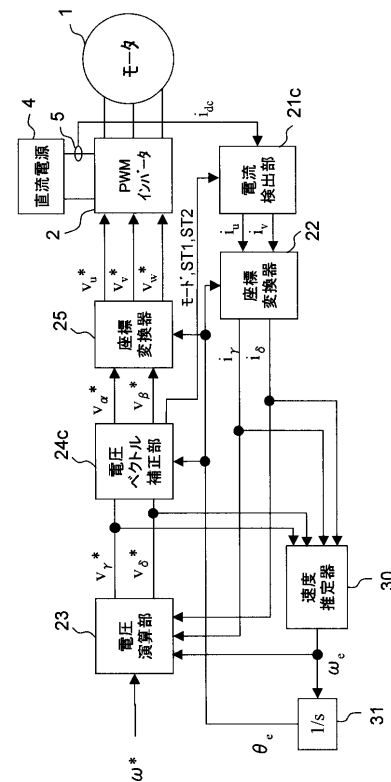
【図 3 4】



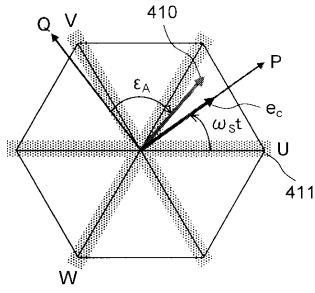
【図 3 5】



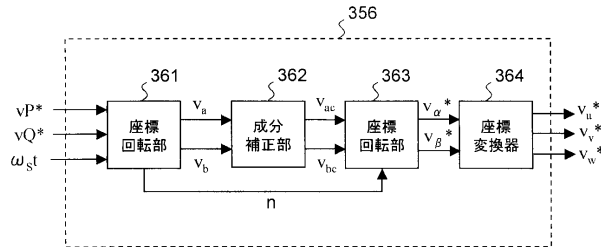
【図 3 6】



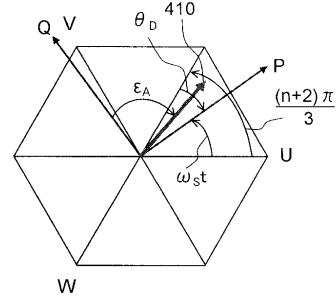
【図 4 1】



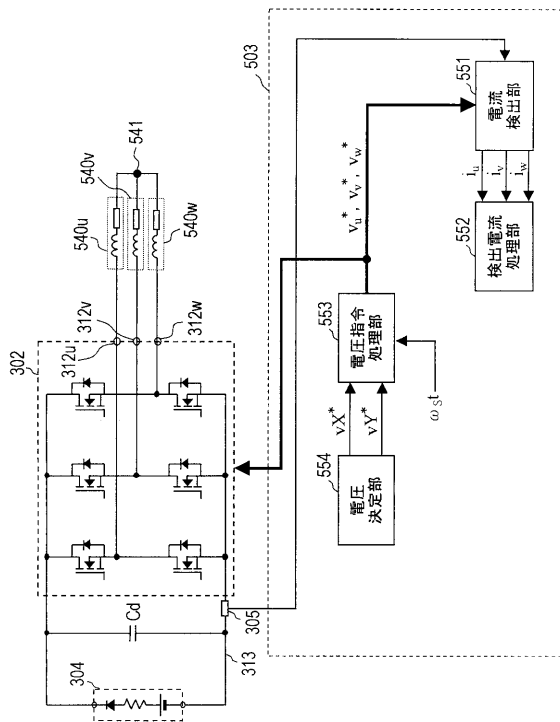
【図 4 2】



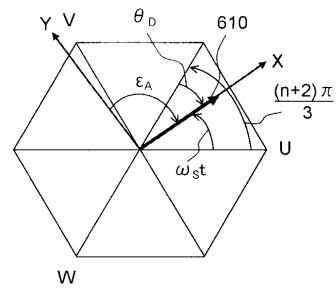
【図 4 3】



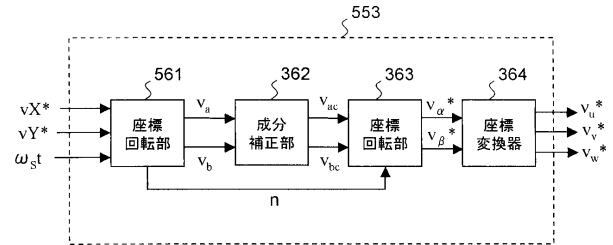
【図 4 4】



【図 4 5】



【図 4 6】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開2006-238637(JP,A)
特開2005-269768(JP,A)
特開平01-107662(JP,A)

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