

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4363169号
(P4363169)

(45) 発行日 平成21年11月11日(2009.11.11)

(24) 登録日 平成21年8月28日(2009.8.28)

(51) Int.Cl.	F I
A 4 7 L 15/42 (2006.01)	A 4 7 L 15/42 F
H O 2 P 6/18 (2006.01)	H O 2 P 6/02 3 7 1 S
H O 2 P 21/00 (2006.01)	H O 2 P 5/408 C
H O 2 P 27/04 (2006.01)	

請求項の数 7 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2003-412988 (P2003-412988)	(73) 特許権者	000005821
(22) 出願日	平成15年12月11日(2003.12.11)		パナソニック株式会社
(65) 公開番号	特開2005-168797 (P2005-168797A)		大阪府門真市大字門真1006番地
(43) 公開日	平成17年6月30日(2005.6.30)	(74) 代理人	100097445
審査請求日	平成17年9月5日(2005.9.5)		弁理士 岩橋 文雄
前置審査		(74) 代理人	100109667
			弁理士 内藤 浩樹
		(74) 代理人	100109151
			弁理士 永野 大介
		(72) 発明者	木内 光幸
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内
		(72) 発明者	鈴木 将大
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下
			電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 食器洗い機のモータ駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

交流電源と、前記交流電源の交流電力を直流電力に変換する整流回路と、前記整流回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路により駆動され洗浄ポンプ、あるいは排水ポンプを駆動するモータと、前記インバータ回路の出力電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路をPWM制御して設定回転数となるように前記モータを制御する制御手段とを備え、
前記モータの印加電圧と前記モータの電流 I との位相差を θ とし、前記モータの電流 I の無効電流成分 $I \sin \theta$ を無効電流とし、前記制御手段は、設定回転数におけるモータ負荷のトルク電流に応じた所定値に前記無効電流を設定し、前記設定回転数において前記無効電流が前記所定値となるように制御することにより、前記インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相を制御するようにした食器洗い機のモータ駆動装置。

【請求項2】

インバータ回路は、6ヶのトランジスタとダイオードよりなる3相フルブリッジインバータ回路より構成し、電流検出手段は前記3相フルブリッジインバータ回路の下アームトランジスタの負電位側端子にそれぞれ接続したシャント抵抗より構成し、前記シャント抵抗に流れる電流を検出することにより前記インバータ回路の出力電流を検出するようにした請求項1における食器洗い機のモータ駆動装置。

【請求項3】

モータは、扁平状の位置センサレスDCブラシレスモータより構成するようにした請求項

1における食器洗い機のモータ駆動装置。

【請求項4】

インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流が所定値となるように制御することにより前記インバータ回路の出力電流と前記モータの誘起電圧との位相がほぼ同位相となるように制御するようにした請求項1における食器洗い機のモータ駆動装置。

【請求項5】

インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流が所定値となるように制御することにより前記モータの誘起電圧に対する前記インバータ回路の出力電流位相が進み角となるように制御するようにした請求項1における食器洗い機のモータ駆動装置。

10

【請求項6】

インバータ回路をPWM制御するスイッチング周期に同期して電流検出手段により前記インバータ回路の出力電流を検出し、前記電流検出手段により検出した電流値とスイッチング周期に同期して演算設定した出力電流値とを比較することにより前記インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流の瞬時値が所定値となるように制御するようにした請求項1における食器洗い機のモータ駆動装置。

【請求項7】

モータを正回転、あるいは逆回転に制御して洗浄ポンプ動作、あるいは排水ポンプ動作が可能となるようし、前記ポンプ駆動時に前記モータを設定回転数に制御しインバータ回路出力電流が所定値以下になると前記ポンプのエア噛み検知判定するようにした請求項1における食器洗い機のモータ駆動装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は家庭用の食器を洗浄する食器洗い機に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来、この種の食器洗い機のモータ駆動装置は、インバータによりセンサレスブラシレスモータを駆動することによりポンプモータを小型化する必要があった（例えば、特許文献1参照）。

30

【特許文献1】特開2003-190070号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

しかしながら、前記従来の構成では、位置検出のためにモータ誘起電圧を検出する必要があるため、120度通電、あるいは方形波駆動と呼ばれるモータ駆動方法を採用しているためモータ電流の波形歪みが大きくモータ騒音が増加する課題があった。また、センサレス駆動ではなく位置センサ信号により駆動する場合には、モータに位置センサを設ける必要があり、モータ厚みが大きくなり、モータの信頼性が低下して高価格となる課題があった。

40

【0004】

本発明は、上記従来課題を解決するもので、ポンプモータをセンサレス正弦波駆動することによりモータ騒音を低下させ、位置センサをなくすことによりモータを小型化、薄型化、低価格化して信頼性を向上させることを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記従来課題を解決するために、本発明の食器洗い機のモータ駆動装置は、交流電力を整流回路により直流電力に変換し、洗浄ポンプ、あるいは排水ポンプを駆動するモータ

50

をインバータ回路により駆動し、インバータ回路の出力電流を電流検出手段により検出して設定回転数となるようにインバータ回路をPWM制御し、モータの印加電圧と前記モータの電流Iとの位相差をとし、そのモータの電流Iの無効電流成分 $I \sin$ を無効電流とし、制御手段が、設定回転数におけるモータ負荷のトルク電流に応じた所定値に無効電流を設定し、設定回転数において無効電流が所定値となるように制御することにより、インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相を制御するようにしたものである。

【発明の効果】

【0006】

本発明の食器洗い機のモータ駆動装置は、設定回転数におけるモータ負荷のトルク電流に応じた無効電流を流すことによりDCブラシレスモータ（同期モータ）をセンサレス正弦波駆動するようにしたものであり、位置センサを無くしても高効率運転が可能であり、モータ騒音を減らし、位置センサを無くしてモータを小型化でき、信頼性向上と低価格化を実現できる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

第1の発明は、交流電源と、前記交流電源の交流電力を直流電力に変換する整流回路と、前記整流回路の直流電力を交流電力に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路により駆動され洗浄ポンプ、あるいは排水ポンプを駆動するモータと、前記インバータ回路の出力電流を検出する電流検出手段と、前記電流検出手段の出力信号により前記インバータ回路をPWM制御して設定回転数となるように前記モータを制御する制御手段とを備え、前記モータの印加電圧と前記モータの電流Iとの位相差をとし、前記モータの電流Iの無効電流成分 $I \sin$ を無効電流とし、前記制御手段は、設定回転数におけるモータ負荷のトルク電流に応じた所定値に前記無効電流を設定し、前記設定回転数において前記無効電流が前記所定値となるように制御することにより、前記インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相を制御するようにしたもので、位置センサを無くしても高効率運転が可能であり、モータ騒音を減らし、位置センサを無くしてモータを小型化でき、信頼性向上と低価格化を実現できる。

20

【0008】

第2の発明は、第1の発明におけるインバータ回路は、6ヶのトランジスタとダイオードよりなる3相フルブリッジインバータ回路より構成し、電流検出手段は前記3相フルブリッジインバータ回路の下アームトランジスタの負電位側端子にそれぞれ接続したシャント抵抗より構成し、前記シャント抵抗に流れる電流を検出することにより前記インバータ回路の出力電流を検出するようにしたもので、直流成分の検出が容易となり、低価格のシャント抵抗により電流検出手段を構成できるので、電流検出手段を小型でき、低価格のセンサレスモータ駆動装置を実現できる。

30

【0009】

第3の発明は、第1の発明におけるモータは、扁平状の位置センサレスDCブラシレスモータより構成するようにしたものであり、DCブラシレスモータにより構成することによりモータを小型化でき、さらに、位置センサが無いのでモータを扁平形状にすることができ、洗浄槽底部のモータ等装着容積を減らすことが可能となり、食器を配設する洗浄槽容積を大きくできコンパクト大容量の食器洗い機を実現できる。

40

【0010】

第4の発明は、第1の発明においてインバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流が所定値となるように制御することにより前記インバータ回路の出力電流と前記モータの誘起電圧との位相がほぼ同位相となるように制御するようにしたものであり、モータ誘起電圧位相とモータ電流位相をほぼ同位相とすることによりモータ電流を減らして最大効率運転が可能となり、モータの温度上昇を減らすことができるのでモータの小型化、扁平化が可能となり、モータ装着容積を減らし、食器を配設する洗浄槽容積を大きくできコンパクト大容量、低価格の食器洗い機が実現できる。

【0011】

50

第5の発明は、第1の発明においてインバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流が所定値となるように制御することにより前記モータの誘起電圧に対する前記インバータ回路の出力電流位相が進み角となるように制御するようにしたものであり、負荷変動により電流位相が変動しても誘起電圧に対する電流位相が遅れになってトルクが減少して脱調することがなくなり制御が安定化するので、ポンプのエア噛みのような急激な負荷変動に対しても安定に動作させることができると同時に弱め界磁制御により極数の多いモータにおいても高速運転が可能となる。

【0012】

第6の発明は、第1の発明においてインバータ回路をPWM制御するスイッチング周期に同期して電流検出手段により前記インバータ回路の出力電流を検出し、前記電流検出手段により検出した電流値とスイッチング周期に同期して演算設定した出力電流値とを比較することにより前記インバータ回路の出力電圧と出力電流との位相、あるいは無効電流の瞬時値が所定値となるように制御するようにしたので、モータ駆動周波数よりも高いキャリア周波数でモータ電流位相や無効電流、あるいは電流絶対値検出が可能となり、モータ制御応答時間を早くして負荷変動に追従できるので、ポンプのエア噛みのような急激な負荷変動に対しても安定に動作させることができる。

10

【0013】

第7の発明は、第1の発明においてモータを正回転、あるいは逆回転に制御して洗浄ポンプ動作、あるいは排水ポンプ動作が可能となるようし、前記ポンプ駆動時に前記モータを設定回転数に制御しインバータ回路出力電流が所定値以下になると前記ポンプのエア噛み検知判定するようにしたので、エア噛み検知判定時の騒音増加を防ぐために、洗浄運転あるいはすすぎ運転時には回転数を減らすか水量を増やすことができ、排水運転時にはポンプ動作を一時停止して洗浄槽下部に洗浄水が溜まるまで待ち、再度排水ポンプを駆動することにより運転時間を減らし騒音発生を減らすことが可能となる。

20

【0014】

(実施の形態1)

図1は、本発明の第1の実施の形態における食器洗い機のモータ駆動装置のブロック図を示すものである。

【0015】

図1において、交流電源1より整流回路2に交流電力を加えて直流電力に変換し、インバータ回路3により直流電力を3相交流電力に変換してモータ4を駆動する。整流回路2は、全波整流回路20の直流出力端子にコンデンサ21a、21bを直列接続し、コンデンサ21a、21bの接続点を交流電源入力の方の端子に接続して直流倍電圧回路を構成し、インバータ回路3への印加電圧を高くする。インバータ回路3の負電圧側に電流検出手段5を接続し、インバータ回路3の3相各下アームに流れる電流を検出することによりインバータ回路3の出力電流、すなわち、モータ4の各相電流を検出する。

30

【0016】

制御手段6は、電流検出手段5の出力信号よりインバータ回路3の出力電流を演算し、設定回転数に応じた所定周波数、所定電圧を印加してモータ4を回転駆動するものであり、モータ負荷に応じて出力電圧に対する出力電流位相、あるいは無効電流となるように制御することにより設定同期速度でモータ4を回転駆動できる。

40

【0017】

図2はインバータ回路3の詳細な回路図であり、6個のトランジスタとダイオードよりなる3相フルブリッジインバータ回路により構成している。ここで、3相アームの1つのU相アーム30Aについて説明すると、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(以下、IGBTと略す)よりなる上アームトランジスタ31a1と逆並列ダイオード32a1の並列接続体と、IGBTよりなる下アームトランジスタ31a2と逆並列ダイオード32a2の並列接続体を直列に接続し、上アームトランジスタ31a1のコレクタ端子は直流電源の正電位端子Lpに接続し、上アームトランジスタ31a1のエミッタ端子は出力端子Uに接続し、下アームトランジスタ31a2のエミッタ端子は電流検出手段5を構成するシ

50

ヤント抵抗 50 a を介して直流電源の負電位側端子 L n に接続する。

【0018】

上アームトランジスタ 31 a 1 は上アーム駆動信号 U p に応じて上アームゲート駆動回路 33 a 1 により駆動され、下アームトランジスタ 31 a 2 は下アーム駆動信号 U n に応じて下アームゲート駆動回路 33 a 2 によりオンオフスイッチング制御される。上アームゲート駆動回路 33 a 1 は、微分信号によりセットリセットされる RS フリップフロップ回路を内蔵し、上アーム駆動信号 U p の立ち上がりで上アームトランジスタ 31 a 1 をオン動作させ、上アーム駆動信号 U p の立ち下がりでは上アームトランジスタ 31 a 1 をオフ動作させる。下アームゲート駆動回路 33 a 2 には RS フリップフロップ回路は不必要であり、内蔵していない。

10

【0019】

IGBT のゲート印加電圧は 10 ~ 15 V 必要であり、下アームトランジスタ 31 a 2 をオンさせると、15 V の直流電源の + 端子 B 1 よりブートストラップ抵抗 34 a、ブートストラップダイオード 35 a を介してブートストラップコンデンサ 36 a が充電されるので、ブートストラップコンデンサ 36 a の蓄積エネルギーにより上アームトランジスタ 31 a 1 をオンオフスイッチングできる。また、下アームの逆並列ダイオード 32 a 2 が導通した場合にも同様にブートストラップコンデンサ 36 a が充電される。

【0020】

V 相アーム 30 B、W 相アーム 30 C も同様の接続であり、各アームの下アームトランジスタのエミッタ端子は電流検出手段 5 を構成するシャント抵抗 50 b、50 c に接続し、シャント抵抗 50 b、50 c の他方の端子は直流電源負電位端子 L n に接続している。IGBT、あるいはパワー MOSFET により下アームトランジスタを構成すると、ゲート電圧を制御することによりスイッチング制御できるので、IGBT の場合はエミッタ端子、パワー MOSFET の場合にはソース端子に接続するシャント抵抗の電圧が 1 V 以下となるように抵抗値を選定すればスイッチング動作にはほとんど影響することなく電圧制御によりオンオフスイッチング制御でき、シャント抵抗 50 a、50 b、50 c の電圧 v_{eu} 、 v_{ev} 、 v_{ew} を検出することによりインバータ回路出力電流、すなわちモータ電流を検出できる特徴がある。

20

【0021】

図 3 は、インバータ回路出力電流の検出タイミングを示し、三角波変調により PWM 制御して、スイッチングノイズの影響を減らすために上下アーム IGBT のスイッチングタイミングをはずして高速 A/D 変換してマイクロコンピュータ等のモータ制御プロセッサにより電流検出する。

30

【0022】

図 3 において、ck は三角波変調信号 V t のピーク値すなわち時間 t 3 にて発生させる同期信号であり、v u は U 相電圧制御信号で、三角波変調信号 V t と U 相電圧制御信号 v u を比較して U 相上アームトランジスタ 31 a 1 の駆動信号 U p と U 相下アームトランジスタ 31 a 2 の駆動信号 U n を発生させる。t 1 ~ t 2 区間、t 5 ~ t 6 区間は上下アームトランジスタの非導通期間でデッドタイム t と呼び、A/D 変換タイミングは、上アームトランジスタがオフで下アームトランジスタがオンとなる時間 t 3、あるいは、時間 t 3 からデッドタイム t 時間ずらした時間 t 4 の範囲内で行うとよい。

40

【0023】

図 4 は、本発明による制御手段のブロック図で、マイクロコンピュータ、あるいはデジタルシグナルプロセッサ等の高速プロセッサによりセンサレス正弦波駆動を実現するものである。

【0024】

基本的な制御方法について図 5 のベクトル図を用いて説明する。図 5 は、ロータ表面に永久磁石を設けた表面永久磁石モータ（略して SPM モータ）の d - q 座標系のベクトル図であり、モータ誘起電圧 V r は q 軸と同軸となり、誘起電圧 V r は誘起電圧定数 k r と回転数 N、すなわちモータ駆動周波数 f に比例する。言い換えれば、モータ誘起電圧 V r

50

と周波数 f の比 (V_r / f) は常に一定となる。

【0025】

モータ電流 I を q 軸と同軸に制御するとベクトル制御になるが、 q 軸は検出できないので、角度 進角していると仮定する。モータの電圧方程式は式 1 で表現されるので、駆動周波数 f が固定された場合、 $d - q$ 座標系においては、電流ベクトル I を固定するとモータ印加電圧ベクトル V_i が固定される。逆に、モータ印加電圧ベクトル V_i を固定すると電流ベクトル I は固定される。また、モータ印加電圧 V_i (母線軸) を主軸とする $a - r$ 軸に座標変換した場合においても同様であり、電流ベクトル I を固定するとモータ誘起電圧ベクトル V_r が固定される。言い換えれば、モータ定数があらかじめわかれば、電流ベクトル I を固定することにより誘起電圧 V_r と電流 I の位相は一定に制御できるので、 q 軸電流 I_q (すなわちトルク電流) をほぼ一定に制御できベクトル制御とほとんど同じ制御が可能となる。

10

【0026】

【数 1】

$$V_i = (R + j\omega L) I + V_r$$

【0027】

無効電流 $I \sin$ を適当な値に選び、進角 を小さくすることにより、モータ電流 I はトルク電流 (q 軸電流) I_q とほとんど同じとなり、高効率運転が可能となり、モータ損失が減らせるのでモータの温度上昇を減らし、モータを小型化できる。

20

【0028】

また、通常運転において、図 5 に示したようにモータ電流 I を 進角設定することにより、急激な負荷変動により位相 が変化しても q 軸との位相 が遅れてトルクが急減して脱調することがなくなる。特に、急に回転数が低下して位相 が q 軸に対して遅れ、かつ、位相 が 90 度以上になると脱調する可能性が高くなるので、進角制御することにより遅れ位相になる場合が減少し、回転制御の安定性能が向上する。

【0029】

さらに、進角制御により弱め界磁制御 (d 軸電流が負) となるので、モータ誘起電圧 V_r とコイル巻線電圧 ($j L I$) の和の電圧ベクトル V_o を小さくできるのでトルク電流 I_q を増加させて高速回転が可能となる。

30

【0030】

以上述べたように、モータ定数 (巻線抵抗 R 、巻線インダクタンス L 、モータ誘起電圧定数 k_r) とモータ負荷に対応したトルク電流 I_q がわかっているならば、モータ電流ベクトルを制御するためにモータ印加電圧 V_i に対するインバータ電流 I の絶対値と位相を制御すればよいので、図 5 のベクトル図において $d - q$ 座標から母線軸座標変換後の r 軸電流 $I_r (= I \sin)$ 、あるいは a 軸電流 $I_a (= I \cos)$ を所定値に制御するものである。

【0031】

図 4 において、駆動条件設定手段 60 は、モータ駆動条件に応じて駆動回転数、トルク電流、進み角 を求めて、駆動周波数 f 、無効電流 $I \sin$ 等を設定するもので、回転数設定手段 61、無効電流設定手段 62 に設定信号を送る。キャリア信号発生手段 63 は、PWM 変調のための三角波信号 V_t と同期信号 c_k を発生させるもので、キャリア周波数 (スイッチング周波数) はモータ騒音を減らすために 15 kHz 以上の超音波周波数に設定する。同期信号 c_k は各演算ブロックに送られ、同期信号 c_k に同期して各演算ブロックが動作する。

40

【0032】

回転数設定手段 61 は、モータ駆動周波数 f を設定するためにキャリア信号周期 T_c の位相角 を求めて電気角演算手段 64 に加え、 V / f 設定手段 65 に駆動周波数信号 f を送る。電気角演算手段 64 は、同期信号 c_k に同期して位相 を求め、規格化された正弦波テーブルを記憶する記憶手段 66 や座標変換手段等に位相信号 を加える。

50

【 0 0 3 3 】

V / f 設定手段 6 5 は、駆動周波数 f と負荷トルクに応じた印加電圧定数 k v n を設定するもので回転数あるいは負荷トルクに比例した値が設定される。ポンプモータの場合には、負荷トルクは回転数の 2 乗で増加するので、印加電圧定数 k v n は駆動周波数の 2 乗に比例して増加させる必要がある。後ほど述べるように、1 モータ 2 ポンプ、あるいは、1 モータ 1 ポンプ方式により正回転で洗浄運転、逆回転で排水運転させる場合にはモータに必要なトルク電流がそれぞれ変化するので、印加電圧定数 k v n を正転と逆転で設定値を変更させる必要がある。

【 0 0 3 4 】

記憶手段 6 6 は、位相角に対応した三角関数の演算を行うために必要な規格化された正弦波テーブルを記憶領域に記憶しており、例えば、位相 0 から 2 π まで - 1 から + 1 までの正弦波データを持っている。

10

【 0 0 3 5 】

高速 A / D 変換手段 6 7 は、図 3 のタイミングチャートに示したように三角波変調信号 V t のピーク値にて電流検出手段 5 の出力信号 v e u、v e v、v e w をインバータ出力電流に対応したデジタル信号 I u、I v、I w に数マイクロ秒以下で A / D 変換して 3 相 / 2 相・母線軸変換手段 6 8 に各相電流の瞬時値を加える。

【 0 0 3 6 】

3 相 / 2 相・母線軸変換手段 6 8 は、図 5 に示したようにインバータ回路出力電流の瞬時値を 3 相 / 2 相変換してインバータ回路出力電圧軸、すなわちモータ母線軸 (a - r 軸) へ座標変換するもので、式 2 を用いて絶対変換し、a 軸成分 I a と r 軸成分 I r を求める。I r は I s i n θ に相当しインバータ出力 (母線電圧) からみると無効電流成分となる。座標変換することにより、出力電流瞬時値より瞬時に無効電流成分 I r が求まるだけでなく、式 3 に示す二乗平均により出力電流ベクトル絶対値 I m を瞬時に求めることができる。また、インバータ出力 (母線電圧) からみた電流位相 φ は式 4 より瞬時に求まるので、電流ゼロクロス検知手段を設けて位相検知するよりも応答性が格段に向上する。

20

【 0 0 3 7 】

【 数 2 】

$$\begin{bmatrix} I_r \\ I_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}$$

30

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}$$

【 0 0 3 8 】

40

【 数 3 】

$$I_m = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}$$

【 0 0 3 9 】

【 数 4 】

$$\phi = \tan^{-1}(I_r / I_a)$$

【 0 0 4 0 】

無効電流比較手段 6 9 は、3 相 / 2 相・母線軸変換手段 6 8 の出力信号 I r と無効電流設定手段 6 2 の設定信号 I r s を比較し誤差信号 Δ I r を出力し、誤差信号増幅演算手段

50

70により増幅あるいは積分して印加電圧定数変更信号k vを制御電圧比較設定手段71に出力する。

【0041】

制御電圧比較設定手段71は、V/f設定手段65の出力信号k v nと誤差信号増幅演算手段70の出力信号k vを比較してインバータ出力電圧制御信号V aを発生させるもので、無効電流成分I rが所定値となるようにインバータ出力電圧を制御するもので、インバータ出力電圧制御信号V aを、2相/3相・母線軸逆変換手段72に加える。

【0042】

2相/3相・母線軸逆変換手段72は、式5に示す逆変換式を用いて3相正弦波電圧信号を発生させる。インバータ出力電圧はa軸と同相なので、V aのみ演算すればよく、3相電圧v u、v v、v wをPWM制御手段73に出力する。

【0043】

【数5】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_a \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_r \\ V_a \end{bmatrix}$$

【0044】

図6は、PWM制御による各部波形のタイミングチャートを示す。

【0045】

E uは中性点からみたモータ誘起電圧波形で、I uはU相電流波形であり、モータ誘起電圧E uからわずかに進んでいる。v u、v v、v wはU相、V相、W相の各PWM制御入力信号、すなわち、2相/3相・母線軸逆変換手段72の出力信号で三角波変調信号V tと比較することによりPWM制御出力信号U pを生成する。信号v uとU相出力電圧位相は同じであり、U相電流I uの位相は信号v uから位相遅れる。

【0046】

図7は、食器洗い機を簡略化して表したもので、1モータ1ポンプ方式の構造を示す断面図である。洗浄槽7に給水弁8より水道水を給水し、洗浄水9を洗浄槽7に貯水する。洗浄槽7の下部に軸方向が垂直となるように扁平状のDCブラシレスモータ4を配設し、モータ4の下部にポンプケーシング10を配置し、インペラー11を回転させることにより軸方向から遠心方向に圧力を加える。正転方向に回転させると噴射ノズル12 aを有する噴射翼12 bから食器(図示せず)に洗浄水を噴射して洗浄する。正回転させるとポンプケーシング10の内部圧力が高くなって、ポンプケーシング10側面に設けた排水弁13が閉じるので、水流方向は噴射翼12 b側となる。インペラー11を逆転させるとインペラー11の側面から垂直方向に圧力が加わり排水弁13が開いて垂直方向の水流が排水管14方向に流れるので1つのモータとポンプで洗浄と排水が可能となる。洗浄用と排水用にそれぞれインペラーとポンプケーシングを設ける1モータ2ポンプ方式でも、正回転で洗浄、逆回転で排水とすることが可能であるが、ポンプの高さが高くなり、洗浄槽7の下部容積を小さくできない課題がある。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 7 】

本発明によれば、DCブラシレスモータの位置センサを無くすことができるので、扁平構造のモータを更に薄くでき、1モータ1ポンプ方式と組み合わせることにより洗浄槽下部容積を減らして食器を配設する洗浄槽容積を大きくすることができる。さらに、DCブラシレスモータ4はモータ出力一定ならば回転数を高くするほどモータを小型化できるので、インペラー回転数を高くすることによりポンプ形状とモータ形状を小型化できる特長がある。

【 0 0 4 8 】

(実施の形態2)

図8は、本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の動作を示すモータ制御プログラムのフローチャートである。

10

【 0 0 4 9 】

ステップ100よりモータ駆動プログラムが開始し、ステップ101にて駆動周波数、V/f設定、無効電流等の各種設定を行う。次にステップ102に進んで起動運転かどうかの判定を行い、起動運転ならばステップ103に進んで起動制御サブルーチンを実行する。

【 0 0 5 0 】

起動制御サブルーチン103は、図11に示すように周波数零から設定周波数 f_s となるまで、駆動周波数 f を直線的に上昇させるもので、駆動周波数 f に応じてV/f制御と無効電流設定値 I_{rs} を変更する。ポンプ負荷の場合、トルクは回転数の2乗により変化するので、厳密には回転数に対応したトルク電流 I_q を求め、 I_{sin} を計算してテーブルにより起動制御することにより安定な起動が可能となる。

20

【 0 0 5 1 】

次に、ステップ104に進んでキャリア信号割込の有無を判定し、キャリア信号割込があればステップ105のキャリア信号割込サブルーチンとステップ106の回転数制御サブルーチンを実行する。

【 0 0 5 2 】

図9は、キャリア信号割込サブルーチンの詳細であり、ステップ200よりプログラムが開始し、ステップ201にてキャリア同期信号 ck のカウント数 k がモータ駆動周波数 f の1周期内のキャリア数 k_c かどうか判定し、等しければステップ202に進んでキャリアカウント数 k をクリアする。モータ駆動周波数 f の1周期内のキャリア数 k_c は、駆動周波数設定時に予め求める。

30

【 0 0 5 3 】

例えば、8極モータの回転数 4040rpm における駆動周波数 f は 269.3Hz 、周期 T は 3.712ms となり、キャリア周期 T_c が $64\mu\text{s}$ (キャリア周波数 15.6kHz)の場合、パルス数 k_c は58となる。1キャリア周期 T_c の位相は、駆動周波数 f の1周期を2とすると、 $= 2 / k_c$ となる。

【 0 0 5 4 】

ステップ203にてキャリア同期信号のカウント数をインクリメントとし、次にステップ204に進んで、キャリア数 k と1キャリア周期 T_c の位相より電気角の演算を行う。次にステップ205に進んで電流検出手段5からの信号を検出してインバータ出力電流 I_u 、 I_v 、 I_w を検出する。次にステップ206に進んで式2に従い3相/2相・母線軸座標変換を行い無効電流 I_r と有効電流 I_a を求め、ステップ207に進んで I_r 、 I_a をメモリする。

40

【 0 0 5 5 】

次に、ステップ208に進んでモータ電流のベクトル絶対値 I_m を式3により求め、次にステップ209に進んで演算値 I_m が過電流設定値 I_{max} 以上かどうか判定する。

【 0 0 5 6 】

演算値 I_m が過電流設定値 I_{max} 以上ならばステップ210に進んでインバータ回路3のパワー半導体の駆動を停止しモータ駆動を停止し、ステップ211に進んで過電流異

50

常フラグをたてる。

【 0 0 5 7 】

演算値 I_m が過電流設定値 I_{max} 未満ならばステップ 2 1 2 に進み、回転数制御サブルーチンからのインバータ出力制御信号 V_a を呼出し、次にステップ 2 1 3 に進んで式 5 に従い、2 相 / 3 相・母線軸座標逆変換を行いインバータ各相制御信号 v_u 、 v_v 、 v_w を求め、ステップ 2 1 4 に進んで PWM 制御を行い、ステップ 2 1 5 に進んでリターンする。

【 0 0 5 8 】

図 1 0 は、回転数制御サブルーチンでキャリア信号毎に必ずしも行う必要はなく、例えば 2 キャリア信号毎に実行してもよい。キャリア周波数が超音波周波数になるとキャリア周期内のプログラム処理時間が問題となるので、位相計算や電流検出演算、あるいは PWM 制御等のキャリア毎に必ず実行する処理と、座標変換や図 1 0 に示したキャリア毎に必ずしも実行する必要のない処理を分け、キャリア毎に必ずしも実行する必要のない処理を複数に分割して処理することによりモータ制御以外の食器洗い機のシーケンスプログラムを実行させることができる。

【 0 0 5 9 】

図 1 0 において、ステップ 3 0 0 より回転数制御サブルーチンが開始し、ステップ 3 0 1 にて駆動周波数設定値 f_s を呼出し、次にステップ 3 0 2 に進んで周波数設定値 f_s に対応した無効電流設定値 I_{rs} を呼び出し、ステップ 3 0 3 に進んで 3 相 / 2 相・母線軸座標変換より求めた無効電流 I_r を呼出し、ステップ 3 0 4 に進んで印加電圧定数設定値 V/f を呼び出す。次にステップ 3 0 5 に進んで I_{rs} と I_r を比較し誤差信号 I_r より印加電圧定数 k_v を演算し、次に、ステップ 3 0 6 に進んで印加電圧定数設定値 V/f とステップ 3 0 5 にて求めた印加電圧定数 k_v より母線軸印加電圧信号 V_a を演算し、ステップ 3 0 7 に進んで V_a をメモリし、ステップ 3 0 8 に進んでリターンする。

【 0 0 6 0 】

再び、図 8 に示すモータ駆動プログラムに戻り、ステップ 1 0 7 にて排水ポンプ駆動かどうか判定し、排水ポンプ駆動ならばステップ 1 0 8 に進んでモータ電流 I_m を検出し、次にモータ電流 I_m が設定値 I_s よりも小さいかどうか判定し、小さければステップ 1 1 0 に進んでエア噛み検知フラグをたて、次にステップ 1 1 1 に進んでモータ駆動停止させ、次にステップ 1 1 2 に進んでリターンする。

【 0 0 6 1 】

図 1 2 は、ポンプ駆動回転数に応じて V/f 、 I_{sin} 、エア噛み検知電流レベル I_{ma} を設定するもので、図 1 3 に示すように、ポンプがエア噛みすると、モータ負荷が軽くなりトルク電流 I_{q1} が減少するのでモータ印加電圧 V_i は小さくなり、無効電流 I_r は一定なので位相 θ が大きくなり印加電圧位相は q 軸に対して大きく進むことにより電流実効値 I_1 は減少する。

【 0 0 6 2 】

排水ポンプ駆動時には、排水動作により洗浄槽内の洗浄水が無くなるとエア噛みして排水運転時の騒音が大きくなるのでエア噛み検知するとモータ駆動を至急停止させ、しばらく休止の後、再起動して排水運転を行うことを数回繰り返す。

【 0 0 6 3 】

洗浄運転時には、エア噛み検知するとモータ駆動回転数を減らしてエア噛みを減らすことができる。また、回転数を減らすと洗浄性能が低下する場合があるので、回転数はそのままで補給水して洗浄水量を増加させてエア噛みを減らす場合もある。あるいは、その両方を行ってもよい。

【 0 0 6 4 】

モータ電流 I_m と式 4 より求まる位相 θ からエア噛み検知がよりはっきりするので両方のデータからエア噛み検知判定してもよい。

【 0 0 6 5 】

また、エア噛みするとモータ負荷が軽くなって、モータ印加電圧（インバータ出力電圧

10

20

30

40

50

)を減らす動作をするが、モータ電流が減少して無効電流が減るので逆に無効電流を増やす動作をするので、電流エンベロープが大きく振動し、電流振幅値が大きくなる場合もあるが、逆に小さくなる場合もあるので、電流振幅が減少した場合に検知する方が検知精度は高くなる。

【0066】

さらに、電流、あるいは電圧振動を検知する手段として、エンベロープの最大値と最小値の差を求めることによりエア噛み検知ができる。

【0067】

以上のように、本発明による食器洗い機のモータ駆動装置は、低価格の電流検出手段によりインバータ回路電流を検出してDCブラシレスモータをセンサレス正弦波駆動するもので、位置センサをなくし、かつ、高効率運転が可能となるので、モータを小型化、薄型化、低振動、低価格化して信頼性を向上させることができる。

10

【0068】

さらに、キャリア周期に同期し、パワートランジスタのスイッチングタイミングをはずして電流検出することによりスイッチングノイズの影響を少なくして電流検出でき、3シャント方式によりキャリア周波数が超音波周波数においても問題なく検出できる特長がある。

【0069】

さらに、キャリア周期に同期してインバータ出力電圧母線軸へ座標変換するので、瞬時に電流ベクトル絶対値と電流位相、あるいは無効電流が検出できるのでポンプモータがエア噛みするような急速な負荷変動に対しても高速応答が可能となり脱調することが無い特長がある。

20

【0070】

また、瞬時電流検出が容易にできるので、モータ負荷変動によるモータ電流変化よりエア噛み検知が容易となる。

【0071】

また、以上SPMモータについて説明したが、ロータ鉄心内に永久磁石を配置するIPMモータについても本発明は同様の効果がある。

【0072】

また、主として無効電流 I_{\sin} 一定について説明したが、有効電流 I_{\cos} や位相一定制御でもほぼ同様の効果がある。

30

【産業上の利用可能性】

【0073】

以上のように、本発明による食器洗い機のモータ駆動装置は、交流電力を整流回路により直流電力に変換し、モータをインバータ回路により駆動し、インバータ回路の出力電流を電流検出手段により検出して設定回転数となるようにインバータ回路をPWM制御し、インバータ回路出力電圧と電流位相、あるいは無効電流が所定値となるように制御するようにしたものであるから、モータの高効率のセンサレス正弦波駆動が可能となり、食器洗い乾燥機の乾燥ファンモータ、あるいは洗濯乾燥機の乾燥用ファンモータや風呂水ポンプモータ駆動等の用途にも適用できる。

40

【図面の簡単な説明】

【0074】

【図1】本発明の実施の形態における食器洗い機のモータ駆動装置のブロック図

【図2】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置のインバータ回路を示す図

【図3】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の電流検出タイミングチャート

【図4】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の制御手段のブロック図

【図5】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の制御ベクトル図

【図6】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の各部波形とタイミングチャート

【図7】本発明の実施の形態における食器洗い機のモータ駆動装置の断面図

【図8】本発明の第2の実施の形態におけるモータ制御プログラムフローチャート

50

【図9】本発明によるモータ制御プログラムのキャリア信号割込サブルーチンのフローチャート

【図10】本発明によるモータ制御プログラムの回転数制御サブルーチンのフローチャート

【図11】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の起動制御のタイミングチャート

【図12】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置の回転数に対応した制御テーブルを示す図

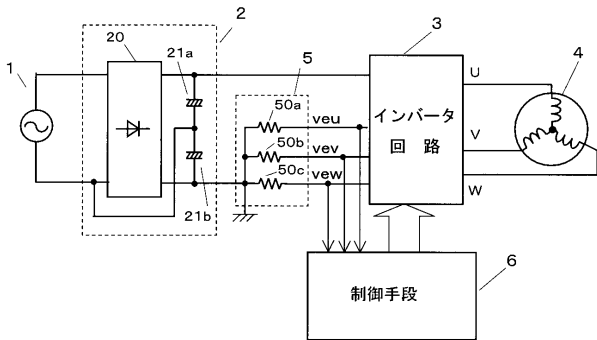
【図13】本発明による食器洗い機のモータ駆動装置のエア噛み時の制御ベクトル図

【符号の説明】

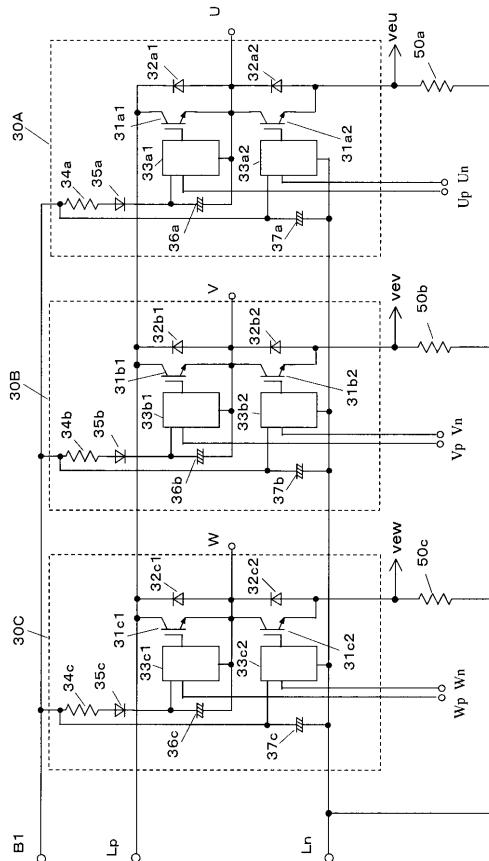
【0075】

- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ回路
- 4 モータ
- 5 電流検出手段
- 6 制御手段
- 7 排水手段

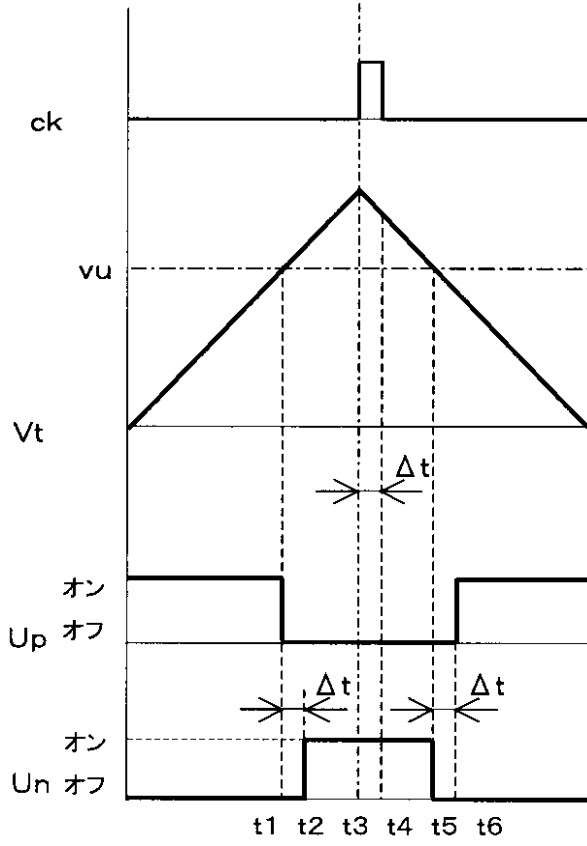
【図1】



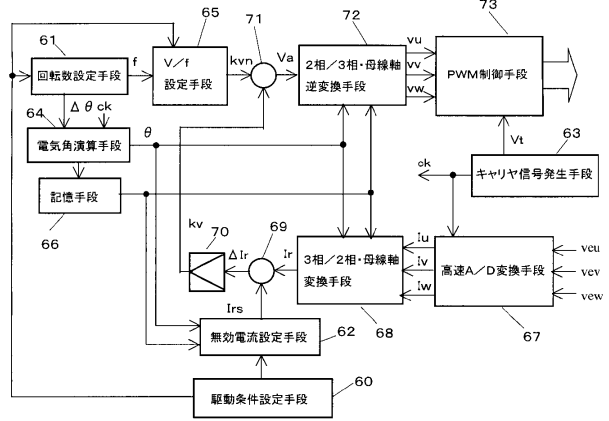
【図2】



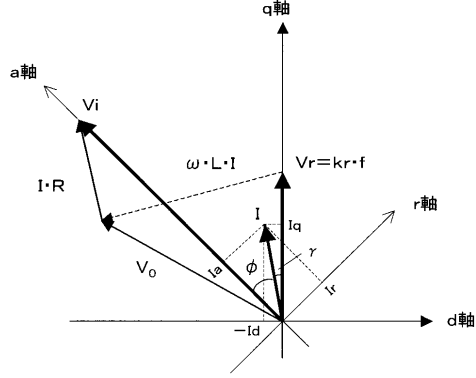
【図3】



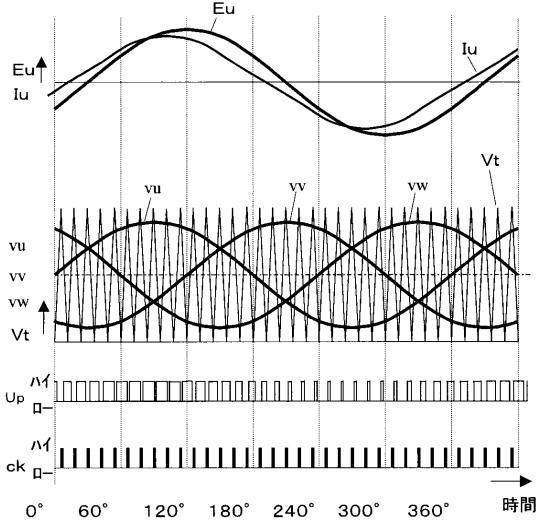
【図4】



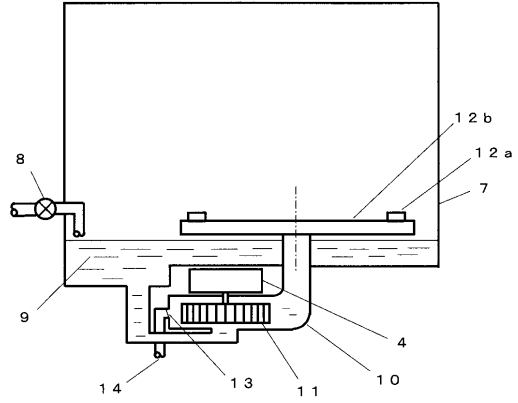
【図5】



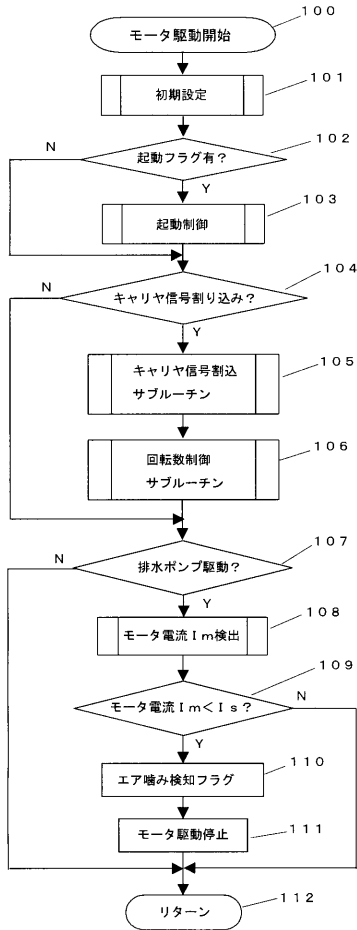
【図6】



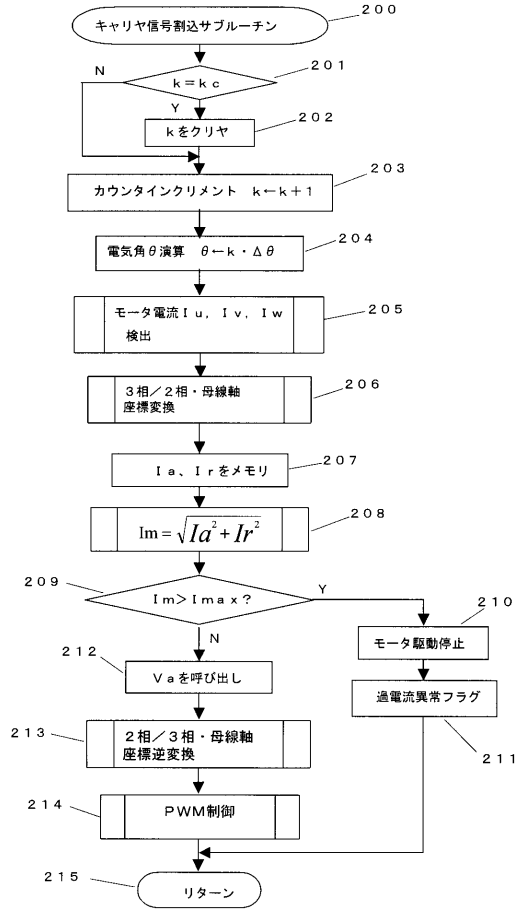
【図7】



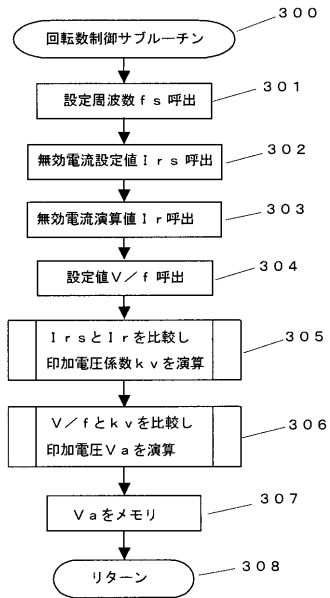
【図 8】



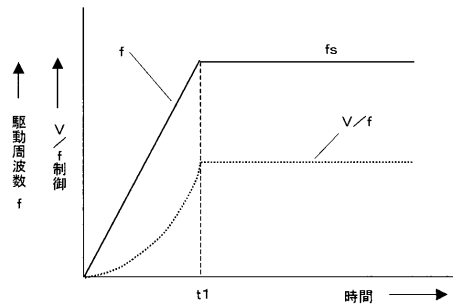
【図 9】



【図 10】



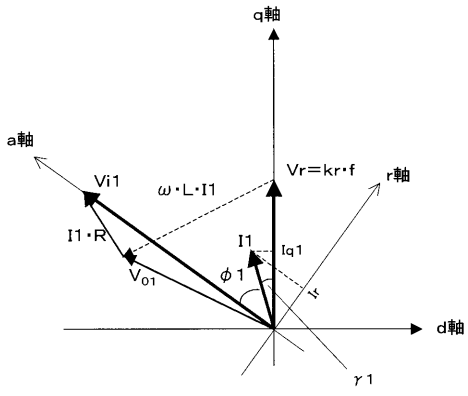
【図 11】



【図 12】

洗浄/排水運転	回転数	V/f設定値	I _{sinφ} 設定値	エア噛み検知レベル
洗浄	N1	kv1	Irs1	Ima1
	N2	kv2	Irs2	Ima2
	N3	kv3	Irs3	Ima3
排水	N4	kv4	Irs4	Ima4
	N5	kv5	Irs5	Ima5
	N6	kv6	Irs6	Ima6

【図 13】



フロントページの続き

- (72)発明者 中田 秀樹
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 吉岡 包晴
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 木戸 優華

- (56)参考文献 特開2001-212061(JP,A)
特開2003-190070(JP,A)
特開2003-333887(JP,A)
特開2002-051964(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| A47L | 15/42 |
| H02P | 6/18 |
| H02P | 21/00 |
| H02P | 27/04 |