

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6621356号  
(P6621356)

(45) 発行日 令和1年12月18日(2019.12.18)

(24) 登録日 令和1年11月29日(2019.11.29)

(51) Int.Cl.	F 1
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48 E
HO2M 7/12 (2006.01)	HO2M 7/12 B
F25B 1/00 (2006.01)	HO2M 7/12 C F25B 1/00 361 D

請求項の数 8 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2016-65524 (P2016-65524)
(22) 出願日	平成28年3月29日(2016.3.29)
(65) 公開番号	特開2017-184365 (P2017-184365A)
(43) 公開日	平成29年10月5日(2017.10.5)
審査請求日	平成31年2月6日(2019.2.6)

(73) 特許権者	316011466 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社 東京都港区海岸一丁目16番1号
(74) 代理人	110000350 ポレール特許業務法人
(72) 発明者	季 東昇 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(72) 発明者	岩路 善尚 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内
(72) 発明者	能登原 保夫 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】電力変換装置、モータ駆動装置及びそれを用いた冷凍機器

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

交流電源と直流負荷または直流電源間での電力変換を行う電力変換装置であって、  
インバータ回路と、  
前記交流電源の交流電流を検出する電流検出手段と、  
前記電流検出手段で検出された交流電流信号に基づき前記インバータ回路の指令電圧を  
生成する電圧制御器と、  
特定の周波数に対しゲインを有し前記交流電流信号に基づき前記指令電圧を補正する補  
正部とを備え、  
前記補正部は、前記電圧制御器から出力された後の前記指令電圧を補正し、下記式に示  
す伝達関数を用いることを特徴とする電力変換装置。

## 【数 1】

$$G(s) = \frac{K_1 \cdot s^2 + K_2 \cdot s}{s^2 + K_3 \cdot s + \omega_0^2}$$

ここで、s : ラプラス演算子、0 : 中心周波数、K1、K2、K3 : 制御ゲイン

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載の電力変換装置であって、  
前記補正部の中心周波数は、前記電流検出手段で検出された交流電流信号の高次成分に  
基づいて設定することを特徴とする電力変換装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 に記載の電力変換装置であって、

前記電流検出手段で検出された交流電流信号に複数の高次成分が存在する場合、複数の前記補正部を併用することを特徴とする電力変換装置。

## 【請求項 4】

直流電圧から交流電圧に変換するインバータ回路と、前記インバータ回路の出力である交流電流を検出する電流検出手段と、を備えたモータ駆動装置であって、

前記電流検出手段で検出された交流電流信号に基づき前記インバータ回路の指令電圧を生成する電圧制御器と、

特定の周波数に対しゲインを有し前記交流電流信号に基づき前記指令電圧を補正する補正部とを備え、

前記補正部は、前記電圧制御器から出力された後の前記指令電圧を補正し、下記式に示す伝達関数を用いることを特徴とするモータ駆動装置。

## 【数 2】

$$G(s) = \frac{K_1 \cdot s^2 + K_2 \cdot s}{s^2 + K_3 \cdot s + \omega_0^2}$$

ここで、s : ラプラス演算子、0 : 中心周波数、K1、K2、K3 : 制御ゲイン

## 【請求項 5】

請求項 4 に記載のモータ駆動装置であって、

前記補正部の中心周波数は、前記電流検出手段で検出された交流電流信号の高次成分に基づいて設定することを特徴とするモータ駆動装置。

## 【請求項 6】

請求項 4 に記載のモータ駆動装置であって、

前記電流検出手段で検出された交流電流信号に複数の高次成分が存在する場合、複数の前記補正部を併用することを特徴とするモータ駆動装置。

## 【請求項 7】

請求項 4 から 6 の何れか 1 項に記載のモータ駆動装置であって、

前記指令電圧を補正する前の前記電圧制御器から出力された指令電圧に対して軸誤差演算を行うことを特徴とするモータ駆動装置。

## 【請求項 8】

圧縮機を有する冷凍機器であって、

前記圧縮機はモータを内蔵し、

請求項 4 から 6 の何れか 1 項に記載のモータ駆動装置を用いて、前記圧縮機に内蔵されたモータを駆動することを特徴とする冷凍機器。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、電力変換装置、モータ駆動装置及びそれを用いた冷凍機器に関し、特に、インバータ回路を有する電力変換装置やモータ駆動装置において、交流電圧の歪みやインバータ回路の非線形特性などに起因する電流歪みを低減する技術に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

いわゆる直流電圧を交流電圧に変換するインバータ回路は、不間断電源装置、系統連結電力変換装置や交流モータ駆動装置において広く応用されている。

## 【0003】

一般的に、これらの応用に使用されたインバータ回路は電圧形であり、出力電圧を調整して出力電流を制御している。故に、負荷側の交流電圧（系統電圧やモータ誘起電圧）に歪み成分があれば、交流電流にも同様な成分の歪みが発生する。更に、リアクトルやモータの磁気飽和（非線形）特性の影響で、交流電流のピーク付近に、歪みが発生しやすい。

10

20

30

40

50

また、インバータ回路自身にも、デッドタイムの補正誤差や半導体パワー素子の電圧降下など非線形特性があり、電流歪みの起因になる。

インバータ回路の出力電流の歪みが発生すると、リアクトルの損失増加、モータトルクの脈動発生、及び電源高調波増加などの課題がある。

#### 【0004】

交流電圧の歪みを検出して、適正な制御を採用すれば、交流電圧歪みに起因する電流歪みの改善が可能であるが、高精度な電圧検出手段が必要であり、コスト増加となる。また、モータ駆動中に誘起電圧を検出することは困難である。

#### 【0005】

本技術分野における背景技術として、特許第5049707号公報（特許文献1）がある。特許文献1には、インバータ回路のデッドタイム補正精度を向上して電流ひずみを低減する手法が開示されている。 10

#### 【先行技術文献】

#### 【特許文献】

#### 【0006】

#### 【特許文献1】特許第5049707号公報

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0007】

特許文献1に記載の方法では、専用の電圧検出手路と特定な半導体集積回路（マイコン）機能を利用して、高精度なデッドタイム補正を実現できるが、専用機能を備えるマイコン及び追加回路を必要とする欠点がある。 20

#### 【0008】

そこで本発明は、追加回路を不要として電流歪みを抑制できる、電力変換装置、モータ駆動装置及びそれを用いた冷凍機器を提供することにある。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0009】

上記課題を解決するために、本発明は、その一例を挙げるならば、交流電源と直流負荷または直流電源間での電力変換を行う電力変換装置であって、インバータ回路と、交流電源の交流電流を検出手段と、電流検出手段で検出された交流電流信号に基づきインバータ回路の指令電圧を生成する電圧制御器と、特定の周波数に対しゲインを有し交流電流信号に基づき指令電圧を補正する補正部とを備え、補正部は、電圧制御器から出力された後の指令電圧を補正するように構成する。 30

#### 【発明の効果】

#### 【0010】

本発明によれば、電流歪みを抑制できる、電力変換装置、モータ駆動装置及びそれを用いた冷凍機器を提供することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0011】

【図1】実施例1における電力変換装置の構成図である。 40

【図2】実施例1における電力変換装置の制御機能ブロック構成図である。

【図3】実施例1における電力変換装置の電圧制御器の機能ブロック図である。

【図4】実施例1における電力変換装置の高調波抑制器の機能ブロック図である。

【図5】実施例1におけるS制御器の伝達関数とゲイン特性を示す図である。

【図6】実施例1における電力変換装置の電流波形及び指令電圧波形である。

【図7】実施例2におけるモータ駆動装置の構成図である。

【図8】実施例2におけるモータ駆動装置の制御機能ブロック構成図である。

【図9】実施例2におけるモータ駆動装置の制御軸、モータ回転軸である。

【図10】実施例2におけるモータ駆動装置の速度 & 位相推定器の機能ブロック図である

【図11】実施例2におけるモータ駆動装置の電流波形である。

【図12】実施例3における冷凍機器の構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明の実施例について図面を用いて説明する。

【実施例1】

【0013】

本実施例は、電力変換装置について説明する。

【0014】

図1は、本実施例に係る電力変換装置の全体構成図である。電力変換装置は、図1に示すように、交流電源1に直列に接続されたノイズフィルタ2と、リクトル3と、半導体スイッチング素子からなるインバータ回路4と、インバータ回路4の直流側の正極/負極間に接続された平滑コンデンサ5と、交流電圧を検出する電圧検出手段6と、直流電圧を検出する分圧抵抗(電圧検出手段)7と、インバータ回路4のPWM(Pulse width modulation)制御を行う制御装置8と、交流電流を検出する電流検出手段9と、を備えて構成されている。なお、電力変換装置の交流側は交流電源1に接続され、電力変換装置の直流側は直流負荷又は直流電源(直流負荷/直流電源)10に接続されている。

【0015】

次にインバータ回路4の動作モードについて説明する。動作モードとして、交流電源1から交流電力を受電して直流負荷/直流電源10に直流電力を供給する整流モード(交流/直流変換モード)と、直流負荷/直流電源10からの直流電力を逆変換して交流電源1へ交流電力を出力する回生モード(直流/交流変換モード)とがある。整流モードと回生モード(インバータモード)との動作モードの切り替えは、制御装置8からの制御信号によって実現される。なお、直流負荷/直流電源10における直流電源を提供する手段としては、例えば、図示しない太陽光発電設備や蓄電池などが適宜用いられる。

【0016】

インバータ回路4は、6個の半導体スイッチング素子(本実施例ではIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor))と各半導体スイッチング素子に逆並列に接続されたダイオードとによって三相ブリッジ回路が構成されている。この三相ブリッジ回路は、三相の交流電源1に対応している。なお、各半導体スイッチング素子に逆並列に接続されたダイオードは、それぞれの半導体スイッチング素子のオフ時の転流用ダイオードであり、インバータ回路の公知の基本構成に属するものである。そのため、ダイオードについての詳細な説明は省略する。

【0017】

平滑コンデンサ5は、インバータ回路4の直流側の直流電圧のリップルとサージ電圧を抑制するための要素である。

【0018】

制御装置8としては、マイクロコンピュータ、DSP(Digital Signal Processor)等の演算処理装置が好適に用いられる。制御装置8に内蔵されるサンプリングホールド回路とA/D(Analog/Digital)変換部などにより、各電圧・電流の検出信号はデジタル信号に変換される。

【0019】

図2は、図1に示す制御装置8の制御構成を示すブロック図である。図2に例示する制御装置8は、演算処理装置が所定のプログラムを実行することで、インバータ回路4の電圧指令を演算し、インバータ回路4の各半導体スイッチング素子をスイッチング(オン/オフ)制御するためのPWM制御信号を生成するように動作する。

【0020】

詳しく述べると、制御装置8は、図2に示すように、電源位相演算器11と、電圧制御器12と、3相/2軸変換器13と、2軸/3相変換器14と、高調波抑制器15と、PWM制御器16とを備えて構成されている。

10

20

30

40

50

## 【0021】

電源位相演算器11は、交流電圧検出信号を入力して、電源電圧位相(  $s$  )を演算して、3相/2軸変換器13及び2軸/3相変換器14へそれぞれ出力する。

## 【0022】

3相/2軸変換器13は、三相交流系統の2相分の電流を検出する電流検出手段9で検出された交流電流検出信号(  $I_u$ ,  $I_v$  )と、電源位相演算器11で演算された電源電圧位相(  $s$  )に基づいて、d軸電流  $I_d$  とq軸電流  $I_q$  とを、下記の式(1)及び式(2)に基づいて演算する。式(1)は、3相/2軸変換の演算式を表し、式(2)は回転座標系への変換の演算式を表している。

## 【0023】

## 【数1】

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\cos(\pi/3) & -\cos(\pi/3) \\ 0 & \cos(\pi/6) & -\cos(\pi/6) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ -(I_u + I_v) \end{pmatrix} \quad \dots(1)$$

## 【0024】

## 【数2】

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad \dots(2)$$

10

20

## 【0025】

電圧制御器12は、d軸電流指令値  $I_d^*$  及びq軸電流指令値  $I_q^*$  と、3相/2軸変換器13で求められたd軸電流検出値  $I_d$  及びq軸電流検出値  $I_q$  との誤差を無くすように、比例積分(PI)制御器などを用いて、d軸電圧指令値  $V_d$  及びq軸電圧指令値  $V_q$  を演算する。

## 【0026】

図3は、電圧制御器12の内部構成の一例を示す。電流誤差をPI制御器17で処理して電圧指令を調整する。また、制御応答性と安定性を改善するために、フィードフォーワード項(  $2 \cdot fs \times L \times Id^*$  と、  $2 \cdot fs \times L \times Iq^*$  と  $Es$  )をそれぞれの電圧指令に加(減)算する。ここで、  $fs$  は電源周波数、  $L$  はリアクトル3のインダクタンス値、  $Es$  は交流電源電圧の実効値である。

30

## 【0027】

しかし、図3に示す制御構成では、制御系の安定性を保つために、PI制御器の応答周波数は数十Hz程度であり、数百Hzの高い周波数の外乱成分に対して、抑制効果が不十分である。例えば、三相電源の場合、主な電源電圧の歪みは5次成分(周波数は250Hz(50Hz電源)/300Hz(60Hz電源))と7次成分(周波数は350Hz(50Hz電源)/420Hz(60Hz電源))であるため、図3に示す制御だけは、5次と7次の電流ひずみを抑制することが困難である。

40

## 【0028】

そこで、交流電流の高次高調波成分を抑制するために、本実施例では、高調波抑制器15を追加する。図4は、高調波抑制器15の詳細構成図である。

## 【0029】

高調波抑制器15は、d軸電流検出値  $I_d$  及びq軸電流検出値  $I_q$  の特定周波数の交流成分を抑制するためのものであり、主に複数のS制御器21から構成される。ここで、S制御器21とは、電流成分から高調波成分を取り除くための、いわば発振器に相当する。

## 【0030】

図5を用いてS制御器を説明する。図5は、S制御器21の伝達関数及びゲイン特性を示す。図5(B)に示すゲイン特性24から分かるように、特定の中心周波数(  $\omega_0$  )に

50

おいて大きなゲインを持つことが S 制御器の特徴である。

【 0 0 3 1 】

図 5 ( A ) に示すように、 S 制御器 2 1 の伝達関数には、三つのゲイン ( $K_1, K_2, K_3$ ) を設けている。これらのゲインの調整により、特定の中心周波数 ( $\omega_0$ ) に対応するゲインの大きさと帯域幅及び位相特性の調整ができる。中心周波数は、電流検出手段で検出された交流電流信号の高次成分に基づいて設定する。

【 0 0 3 2 】

図 4 に示すように、各 S 制御器の入力は、指令値 ( $= 0$ ) と d 軸電流検出値  $I_d$  及び q 軸電流検出値  $I_q$  との差分である。図 5 ( B ) に示すゲイン特性 2 4 により、各 S 制御器の出力には、 S 制御器の伝達関数に設定された中心周波数 ( $\omega_0$ ) の成分のみが逆位相で現れる。そのため、図 2 で示す、電圧制御器 1 2 の出力である d 軸電圧指令値  $V_d$  及び q 軸電圧指令値  $V_q$  と高調波抑制器 1 5 で求めた逆位相の高調波成分を加算することで高調波成分をキャンセルすることができる。すなわち、高調波抑制器 1 5 は、交流電流信号に基づき電圧指令値を補正する補正部として作用する。なお、上記は、高調波成分を逆位相で加算することでキャンセルするように構成しているが、高調波成分を同位相で差し引いても良い。

10

【 0 0 3 3 】

三相交流系統では、電源周波数の 5 次と 7 次成分が交流電流ひずみの主要成分であるため、3 相 / 2 軸変換器 1 3 により変換された d 軸電流検出値  $I_d$  及び q 軸電流検出値  $I_q$  には、6 次成分が現れる。故に、高調波抑制器 1 5 には、電源周波数の 6 次に対応する周波数 ( $\omega_0 = 2 \times f_s \times 6$ ) の S 制御器を設ければ、交流電流の 5 次と 7 次成分を抑制できる。電流ひずみの改善効果を更に向上するためには、11 次と 13 次の周波数成分に対して、同様に電源周波数の 12 次に対応する周波数 ( $\omega_0 = 2 \times f_s \times 12$ ) の S 制御器を追加すれば良い。このように、電流検出手段で検出された交流電流信号に複数の高次成分が存在する場合、複数の S 制御器を併用すれば良い。また、直流負荷 / 直流電源 1 0 の直流電圧のリップルに起因する電流歪みに対しても、前記直流電圧のリップルの周波数に対応する S 制御器を追加すれば、同様に電流歪み改善が図れる。

20

【 0 0 3 4 】

2 軸 / 3 相変換器 1 4 は、電圧制御器 1 2 と高調波抑制器 1 5 で求められた d 軸と q 軸の電圧指令値の和 (つまり、d 軸電圧指令値  $V_d^*$  及び q 軸電圧指令値  $V_q^*$ ) と、電源位相演算器 1 1 で求められた電源電圧位相 ( $\theta_s$ ) とを用いて、下記の式 (3) 及び式 (4) に基づいて、電圧指令逆変換を行い、三相電圧指令値 ( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ ) を算出して PWM 制御器 1 6 へ出力する。なお、式 (3) は、回転座標系から固定座標系への変換の演算式を表す。また、式 (4) は、2 軸 / 3 相変換の演算式を表す。

30

【 0 0 3 5 】

【 数 3 】

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \\ -\cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{pmatrix} \quad \dots (3)$$

40

【 0 0 3 6 】

【 数 4 】

$$\begin{pmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad \dots (4)$$

【 0 0 3 7 】

PWM 制御器 1 6 は、2 軸 / 3 相変換器 1 4 からの三相電圧指令値 ( $V_u^*, V_v^*, V_w^*$ ) と直流電圧検出信号 ( $E_{dc}$ ) 及び三角波又は鋸歯状波のキャリア波に基づい

50

て PWM 制御信号を生成し、インバータ回路 4 の各半導体スイッチング素子をスイッチング動作させ、該インバータ回路 4 の出力電圧を制御する。

【0038】

図 6 は、上述した高調波抑制器 15 により電流ひずみの改善効果を示す波形である。時間軸の 0.3 s から、本実施例の高調波抑制器 15 がオンにさせて、高調波抑制器 15 から d 軸電圧補正量波形 ( $V_{d,h}$ ) 32 と q 軸電圧補正量波形 ( $V_{q,h}$ ) 33 を出力し、d 軸電圧指令値  $V_{d,*}$  及び q 軸電圧指令値  $V_{q,*}$  を調整する。その結果、電流波形 31 (図 1 の交流電源 1 の直後の電流) のひずみが改善されたことを確認できる。

【0039】

以上のように、本実施例は、交流電源と直流負荷または直流電源間での電力変換を行う電力変換装置であって、インバータ回路と、交流電源の交流電流を検出する電流検出手段と、電流検出手段で検出された交流電流信号に基づきインバータ回路の指令電圧を生成する電圧制御器と、特定の周波数に対しゲインを有し交流電流信号に基づき指令電圧を補正する補正部とを備え、補正部は、電圧制御器から出力された後の指令電圧を補正するよう構成する。

【0040】

すなわち、インバータ回路の電流制御系に、指定の周波数成分に対して大きなゲインを持つ伝達関数を利用する制御手段を追加して、特定の高次成分に対して指令電圧を補正することにより、追加回路が不要としながら、電流歪みを抑制できる電力変換装置を提供することができる。

10

20

【実施例 2】

【0041】

本実施例は、モータ駆動装置について説明する。

【0042】

図 7 は本実施例におけるモータ駆動装置の全体構成を示す図である。図 7 において、本実施例におけるモータ駆動装置は、交流電源 41 に接続され、交流電源 41 からの交流電圧を直流電圧に変換する整流回路 42 を備える。平滑コンデンサ 43 は整流回路 42 の直流出力端子に接続され、整流回路 42 の出力である直流電圧を平滑する。インバータ回路 44 は平滑コンデンサ 43 の出力である直流電圧を交流電圧に変換して出力し、モータ 45 の回転数を可変駆動する。また、蓄電池など直流電源から給電する場合、整流回路 42 を省略しても良い。

30

【0043】

電流検出回路 47 は平滑コンデンサ 43 とインバータ回路 44 の間に設けられたシャント抵抗により、インバータ回路 44 の直流電流 (母線電流) を検出する。またインバータ回路 44 を制御する制御器 46 と、直流電圧検出回路 48 とを備えてモータ駆動装置が構成されている。なお、制御器 46 はマイクロコンピュータもしくは DSP (デジタルシグナルプロセッサ) 等の半導体演算素子を用いている。

【0044】

図 8 はインバータ回路 44 を制御する制御器 46 の制御構成を示す図であり、各機能は CPU (コンピュータ) 及び演算プログラムにより実現される。制御器 46 は、d q ベクトル制御により、モータ 45 に印加する電圧指令信号を演算し、インバータ回路 44 の PWM 制御信号を生成するものであり、図 8 に示すように、速度制御器 50 と、d 軸電流指令発生器 51 と、電圧制御器 52 と、2 軸 / 3 相変換器 53 と、速度 & 位相推定器 54 と、3 相 / 2 軸変換器 55 と、電流再現演算器 56 と、高調波抑制器 57 と、PWM 制御器 58 とを備える。

40

【0045】

電流再現演算器 56 は、電流検出回路 47 から出力される検出信号 ( $I_{sh}$ ) と、三相電圧指令値  $V_{u,*}$  ,  $V_{v,*}$  ,  $V_{w,*}$  を用いてインバータ回路 44 の出力電流  $I_u$  ,  $I_v$  ,  $I_w$  を再現する。ここで、コストを低減するために、母線電流から三相電流を再現する方式を採用しているが、電流センサなどの電流検出手段を用いてインバータ回路 44 の出力

50

である交流電流を検出してても良い。

【0046】

図9は本実施例のモータ駆動装置の制御軸、モータ回転軸を示す図であり、d c - q c 軸は制御系の推定軸、d - q 軸はモータ回転軸であり、d - q 軸とd c - q c 軸との軸誤差を $\theta_c$ と定義する。そして3相/2軸変換器55は、再現された三相の出力電流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ と、速度&位相推定器54により推定された位相情報 $\theta_{dc}$ とに基づいて、d c 軸電流 $I_{dc}$ とq c 軸電流 $I_{qc}$ とを式(5)と式(6)に基づいて演算する。

【0047】

【数5】

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad \dots(5)$$

10

【0048】

【数6】

$$\begin{pmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_{dc}) & -\sin(\theta_{dc}) \\ \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad \dots(6)$$

20

【0049】

速度制御器50は、外部からの速度指令値(\*\*)に従って、q 軸電流指令値(i qc \*)を作成する。また、モータ電流を最小化するためにd 軸電流指令発生器51からd 軸電流指令値(i dc \*)を発生する。

【0050】

電圧制御器52では、d 軸電流指令発生器51から与えられる電流指令値 $I_{dc*}$ と、速度制御器50から与えられる電流指令値 $I_{qc*}$ と、d c 軸電流検出値 $I_{dc}$ と、q c 軸電流検出値 $I_{qc}$ と、速度指令値 $\omega_1*$ およびモータ定数を用いて、d c 軸電圧指令値 $V_{dc}$ 、q c 軸電圧指令値 $V_{qc}$ を演算する。この電圧制御はモータ制御の公知の基本構成に属するものであるため、詳細な説明を省略する。

30

【0051】

続いて、以下、モータ位置センサレス制御を実現するための速度&位相推定方法について、詳細に説明する。

【0052】

図10は、図8の速度&位相推定器54の詳細な機能ブロック図である。この速度&位相推定器54は、モータ回転子位置センサレス制御法により、回転子位置と回転速度とを推定するものである。具体的には、モータ軸(d - q 軸)と制御系軸(d c - q c 軸)との軸誤差を演算する軸誤差演算器61と、モータ回転速度を推定する速度推定器62と、位相演算器63とを備える。

40

【0053】

軸誤差演算器61は、前記d c 軸電圧指令値( $V_{dc}$ )、q c 軸指令電圧値( $V_{qc}$ )、d c 軸電流値( $i_{dc}$ )、q c 軸電流値( $i_{qc}$ )、モータ定数64(巻き線抵抗( $r$ )、d 軸インダクタンス( $L_d$ )、q 軸インダクタンス( $L_q$ ))、そして、モータ回転速度推定値( $\omega_1$ )とから、以下の式(7)を用いて、軸誤差( $\theta_c$ )を演算する。

【0054】

【数7】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1} \left( \frac{V_{dc} - r \times i_{dc} + \omega_1 \times L_q \times i_{qc}}{V_{qc} - r \times i_{qc} - \omega_1 \times L_d \times i_{dc}} \right) \quad \dots(7)$$

【0055】

50

速度推定器 6 2 は、上記軸誤差演算器 6 1 が output する軸誤差 (  $\theta_{dc}$  ) を、所謂、 P I 制御器を用いて処理し、モータ回転速度の推定値 (  $\omega_1$  ) を output するものである。ここで、 P I 制御器は、モータ軸 ( d - q 軸 ) と制御系軸 (  $d_{dc}$  -  $q_{dc}$  軸 ) との推定軸誤差 (  $\theta_{dc}$  ) をなくすように P L L ( Phase-Locked Loop ) 制御するものである。また、位相演算器 6 3 では、推定したモータ回転速度 (  $\omega_1$  ) を積分して、制御系位相 (  $\theta_{dc}$  ) を演算する。

#### 【 0 0 5 6 】

速度 & 位相推定器 5 4 によって、モータ 4 5 の回転子位置センサが無くても良いので、駆動システム全体のコスト低減が可能である。もちろん、エンコーダなど回転子位置センサを採用して常に回転子の速度と位置情報を検出しても良い。

10

#### 【 0 0 5 7 】

高調波抑制器 5 7 は、モータ電流の高調波成分を抑制するための制御である。高調波抑制器 5 7 は、実施例 1 の図 4 に示す高調波抑制器 1 5 の構成と同じであり、その詳細な説明は省略するが、モータ  $d_{dc}$  軸電流  $I_{d_{dc}}$  及び  $q_{dc}$  軸電流  $I_{q_{dc}}$  の特定周波数の交流成分を抑制するためのものであり、複数の S 制御器 2 1 を並列にして構成される。但し、各 S 制御器の中心周波数は、モータ回転数やインバータ周波数 (  $f_1$  ) 及びインバータの特性に従って調整する。例えば、三相交流モータの場合、インバータ周波数の 5 次と 7 次成分がモータ電流ひずみの主要成分であるため、3 相 / 2 軸変換器 5 5 により変換された  $d_{dc}$  軸電流検出値  $I_{d_{dc}}$  及び  $q_{dc}$  軸電流検出値  $I_{q_{dc}}$  には、インバータ周波数の 6 次成分が現れる。故に、高調波抑制器 5 7 には、インバータ周波数の 6 次に対応する周波数 (  $f_0 = 2 \times f_1 \times 6$  ) の S 制御器を設ければ、モータ電流の 5 次と 7 次成分を抑制できる。勿論、電流ひずみの改善効果を更に向上するためには、11 次以上の周波数成分に対して、同様に S 制御器を追加すれば良い。また、平滑コンデンサ 4 3 の直流電圧リップルに起因する電流歪み成分を抑制したい場合、直流電圧リップルの周波数に対応する S 制御器を追加すれば良い。

20

#### 【 0 0 5 8 】

高調波抑制器 5 7 の出力 (  $V_{dh}$  と  $V_{qh}$  ) は電圧制御器 5 2 の出力 (  $V_{dc}$  と  $V_{qc}$  ) と加算して、モータ電圧指令 (  $V_{d_{dc}}^*$  、  $V_{q_{dc}}^*$  ) を算出する。

#### 【 0 0 5 9 】

ここで、高調波抑制器 5 7 の出力 (  $V_{dh}$  と  $V_{qh}$  ) が主に高調波 ( 交流 ) 成分なので、電圧制御器 5 2 の出力 (  $V_{dc}$  と  $V_{qc}$  ) の交流成分が少なくなる。その結果、式 ( 7 ) により算出された軸誤差 (  $\theta_{dc}$  ) のリップルが低減され、モータ制御系の安定性を向上できる。すなわち、高調波抑制器 5 7 の出力と電圧制御器 5 2 の出力との加算の前に、電圧制御器 5 2 の出力に対して軸誤差演算を行うことでモータ制御系の安定性を向上できる。

30

#### 【 0 0 6 0 】

そして、算出されたモータ電圧指令 (  $V_{d_{dc}}^*$  、  $V_{q_{dc}}^*$  ) と速度 & 位相推定器 5 4 からの位相情報 (  $\theta_{dc}$  ) を用いて、下記の式 ( 8 ) 及び式 ( 9 ) に基づいて、2 軸 / 3 相変換器 5 3 により三相指令電圧 (  $V_u^*$  、  $V_v^*$  、  $V_w^*$  ) を算出する。

#### 【 0 0 6 1 】

#### 【 数 8 】

40

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \\ -\cos(\theta_{dc}) & \sin(\theta_{dc}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc}^* \\ V_{qc}^* \end{pmatrix} \quad \dots (8)$$

#### 【 0 0 6 2 】

## 【数9】

$$\begin{pmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \dots (9)$$

## 【0063】

最後に、直流電圧検出回路48からの直流電圧信号(E<sub>d</sub>)を用いて、PWM制御器58で変調率を算出してインバータ回路44のPWM制御信号を作成する。インバータ回路4の半導体スイッチング素子(IGBTやパワーMOSなど)が前記PWM制御信号に従つてオン・オフ動作し、各相の出力端子から、パルス状の電圧(振幅値が直流電圧、幅がPWM信号によって変化)を出力する。  
10

## 【0064】

図11は、上述した高調波抑制器57により、モータ電流のひずみを改善する効果を示す波形である。時間軸の0.6sから、本実施例の高調波抑制により、モータのU相電流波形71のひずみ成分が大幅に抑制されたことを確認できる。

## 【0065】

以上のように、本実施例は、直流電圧から交流電圧に変換するインバータ回路と、インバータ回路の出力である交流電流を検出する電流検出手段と、を備えたモータ駆動装置であって、電流検出手段で検出された交流電流信号に基づきインバータ回路の指令電圧を生成する電圧制御器と、特定の周波数に対しゲインを有し交流電流信号に基づき指令電圧を補正する補正部とを備え、補正部は、電圧制御器から出力された後の指令電圧を補正するように構成する。  
20

## 【0066】

すなわち、インバータ回路の電流制御系に、指定の周波数成分に対して大きなゲインを持つ伝達関数を利用する制御手段を追加して、特定の高次成分に対して指令電圧を補正することにより、追加回路が不要としながら、電流歪みを抑制できるモータ駆動装置を提供することができる。

## 【実施例3】

## 【0067】

本実施例は、冷凍機器について説明する。  
30

## 【0068】

図12は、本実施例における空気調和機や冷凍機などの冷凍機器の構成図を示す。冷凍機器200は、空気温度を調和する装置であり、室外機と室内機とが冷媒配管206により接続されて構成される。ここで室外機は冷媒と空気の熱交換を行う室外熱交換器202と、この室外熱交換器202に空気を送風する室外ファン204と、冷媒を圧縮して循環させる圧縮機205を備える。また、圧縮機205は内部に永久磁石同期モータを備えた圧縮機用モータ208を有し、モータ駆動装置207により圧縮機用モータ208を駆動することで圧縮機が駆動される。モータ駆動装置207は、交流電源の交流電圧を直流電圧に変換して、モータ駆動用インバータに提供し、モータを駆動する。  
40

## 【0069】

圧縮機205は詳細な図示構造はないが、ロータリ圧縮機やスクロール圧縮機等が採用され、内部に圧縮機構部を備えており、この圧縮機構部は圧縮機用モータ208により駆動される。圧縮機構部はスクロール圧縮機であれば、固定スクロールと旋回スクロールにより構成され、固定スクロールに対して旋回スクロールが旋回運動を行うことで、スクロール間に圧縮室が形成されるものである。

## 【0070】

このモータ駆動装置207として実施例2のモータ駆動装置を使用することにより、モータ電流のひずみを抑制し、高い制御性能を確保できる。また、モータ電流ひずみの抑制により、より安定駆動ができるので、冷凍機器として、製品の振動や騒音の低減ができる  
50

。

## 【0071】

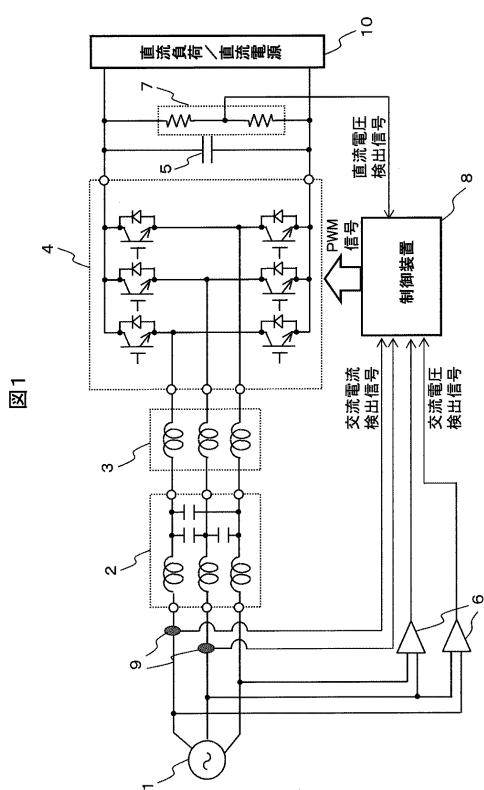
以上実施例について説明したが、本発明は上記した実施例に限定されるものではなく、様々な変形例が含まれる。例えば、上記した実施例は本発明を分かりやすく説明するためには詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。また、ある実施例の構成の一部を他の実施例の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施例の構成に他の実施例の構成を加えることも可能である。

## 【符号の説明】

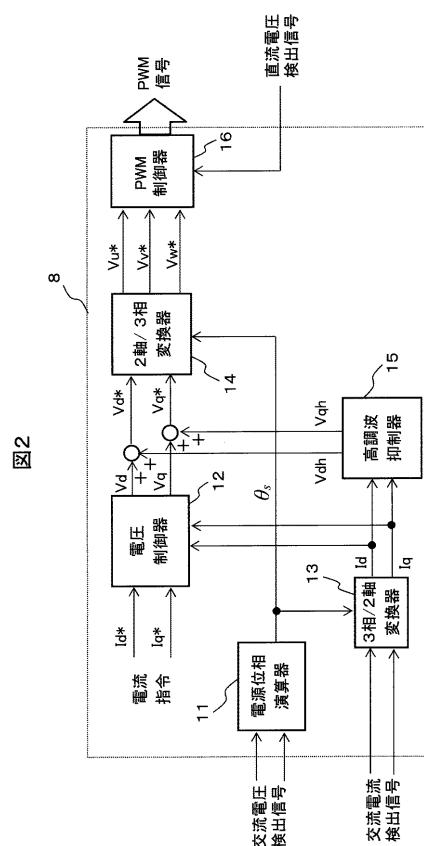
## 【0072】

1：交流電源、2：ノイズフィルタ、3：リアクトル、4：インバータ回路、5：平滑コンデンサ、6：電圧検出手段、7：分圧抵抗、8：制御装置、9：電流検出手段、10：直流負荷／直流電源、11：電源位相演算器、12：電圧制御器、13：3相／2軸変換器、14：2軸／3相変換器、15：高調波抑制器、16：PWM制御器、17：PI制御器、21：S制御器、22：d軸高調波抑制器、23：q軸高調波抑制器、24：ゲイン特性、31：電流波形、32：d軸電圧補正量波形、33：q軸電圧補正量波形、41：交流電源、42：整流回路、43：平滑コンデンサ、44：インバータ回路、45：モータ、46：制御器、47：電流検出回路、48：直流電圧検出回路、50：速度制御器、51：d軸電流指令発生器、52：電圧制御器、53：2軸／3相変換器、54：速度＆位相推定器、55：3相／2軸変換器、56：電流再現演算器、57：高調波抑制器、58：PWM制御器、61：軸誤差演算器、62：速度推定器、63：位相演算器、64：モータ定数、71：U相電流波形

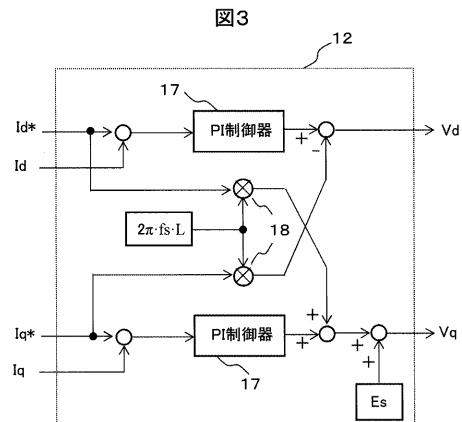
【図1】



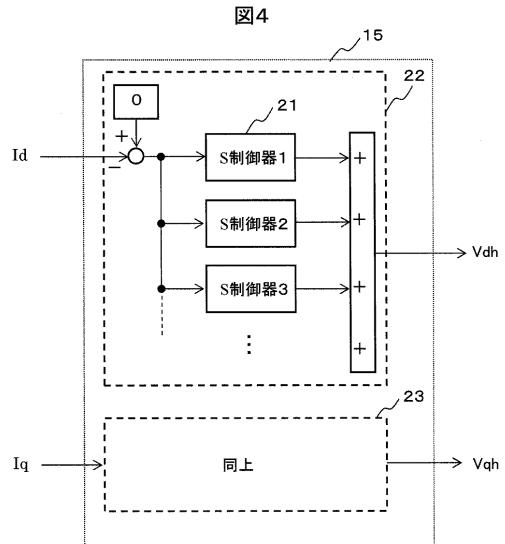
【図2】



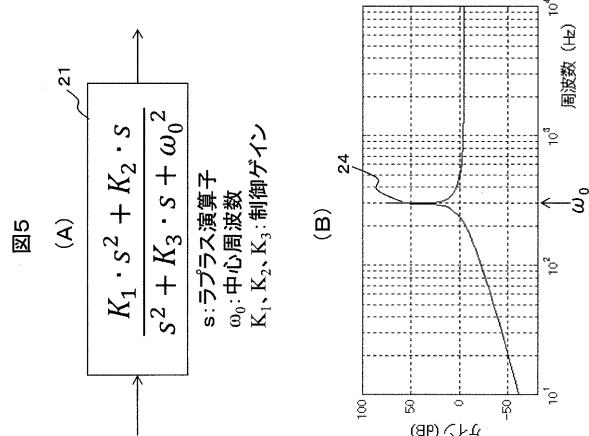
【図3】



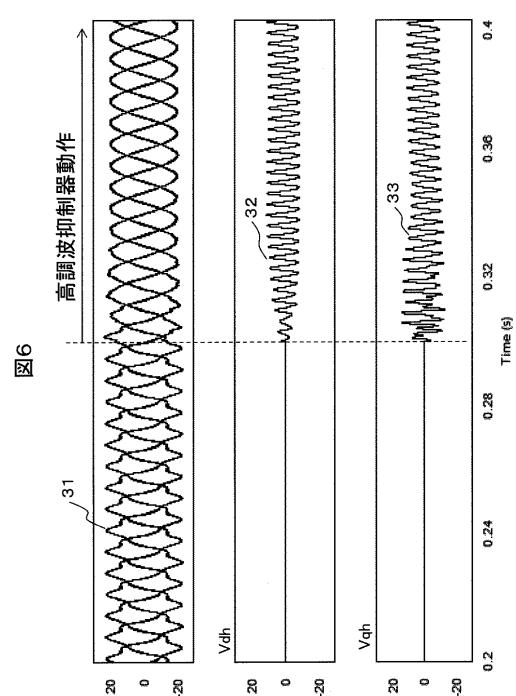
【図4】



【図5】



【図6】



【図7】

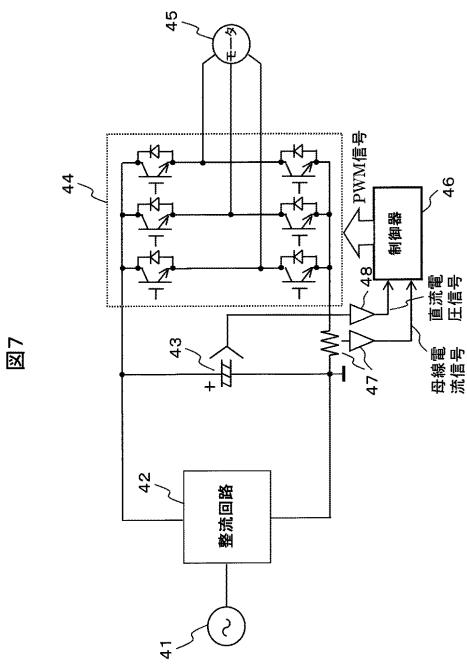


図7

【図8】

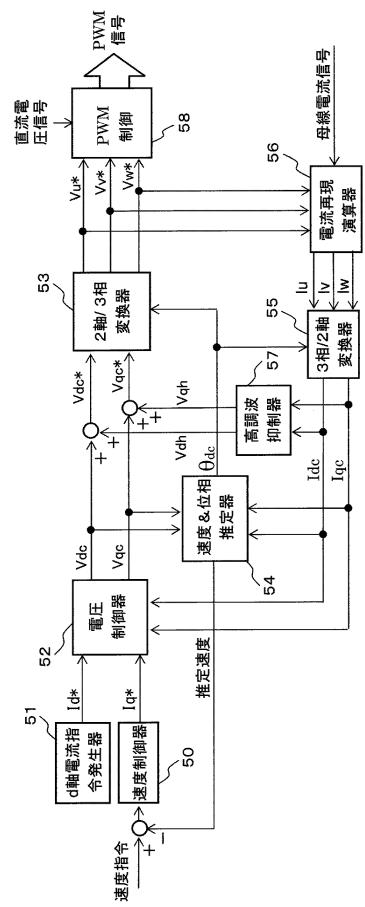
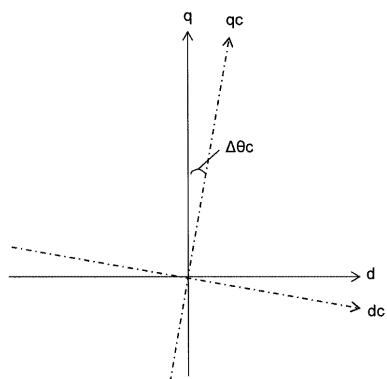


図8

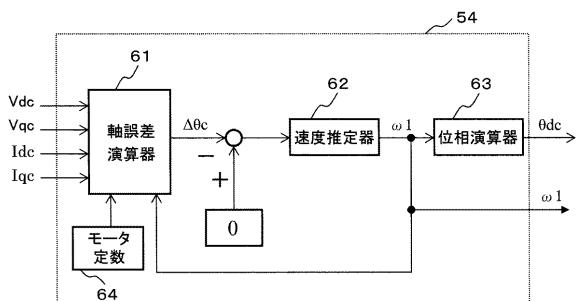
【図9】

図9



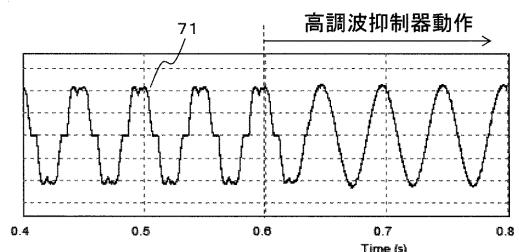
【図10】

図10



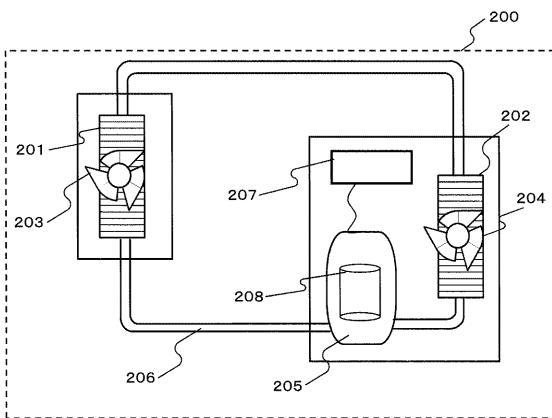
【図11】

図11



【図12】

図12



---

フロントページの続き

(72)発明者 山本 裕二

東京都港区海岸1丁目16番1号 日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社内

審査官 佐藤 匡

(56)参考文献 特開2003-18900 (JP, A)

特開2014-138526 (JP, A)

特開2010-206874 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48, 7/12

H02P 6/00, 21/00

F25B 1/00