

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4526628号
(P4526628)

(45) 発行日 平成22年8月18日 (2010. 8. 18)

(24) 登録日 平成22年6月11日 (2010. 6. 11)

(51) Int. Cl. F 1
 H02P 21/00 (2006.01) H02P 5/408 A
 H02P 27/04 (2006.01)

請求項の数 2 (全 10 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|-----------------|
| (21) 出願番号 | 特願2000-1130 (P2000-1130) | (73) 特許権者 | 000005326 |
| (22) 出願日 | 平成12年1月6日 (2000. 1. 6) | | 本田技研工業株式会社 |
| (65) 公開番号 | 特開2001-197798 (P2001-197798A) | | 東京都港区南青山二丁目1番1号 |
| (43) 公開日 | 平成13年7月19日 (2001. 7. 19) | (74) 代理人 | 100064908 |
| 審査請求日 | 平成18年12月1日 (2006. 12. 1) | | 弁理士 志賀 正武 |
| | | (74) 代理人 | 100108578 |
| | | | 弁理士 高橋 詔男 |
| | | (74) 代理人 | 100101465 |
| | | | 弁理士 青山 正和 |
| | | (74) 代理人 | 100094400 |
| | | | 弁理士 鈴木 三義 |
| | | (74) 代理人 | 100107836 |
| | | | 弁理士 西 和哉 |
| | | (74) 代理人 | 100108453 |
| | | | 弁理士 村山 靖彦 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 交流モータの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

トルク指令に基づいた電流指令値を、回転直交座標系をなす d q 座標上での d 軸目標電流及び q 軸目標電流として発生する目標電流発生手段と、

多相の交流モータの各相に供給される交流電流を検出する電流検出器と、

前記電流検出器により検出された前記交流電流を前記 d q 座標上の d 軸電流及び q 軸電流に変換する座標変換手段と、

前記目標電流発生手段にて発生された前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流の波形を、前記交流モータへ供給される前記交流電流の波形が矩形波又は擬似矩形波になるように変換する波形変換手段と、

波形変換後の前記 d 軸目標電流に前記 d 軸電流を追従させ、波形変換後の前記 q 軸目標電流に前記 q 軸電流を追従させるように電流フィードバック制御を行うベクトル制御手段と、

前記ベクトル制御手段により制御されて前記交流モータを駆動する電力変換装置と、この電力変換装置に直流電力を供給する電源装置とを備え、

前記波形変換手段は、前記矩形波又は前記擬似矩形波の実効値電流と、波形変換前の前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流に基づいて前記電力変換装置から前記交流モータへ供給される前記交流電流の実効値電流とが等しくなるように、前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流の波形を変換することを特徴とする交流モータの制御装置。

【請求項 2】

前記擬似矩形波は、前記矩形波をフーリエ展開した際に得られる適宜の次数のフーリエ級数にて構成されていることを特徴とする請求項 1 に記載の交流モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、交流モータをベクトル制御する交流モータの制御装置に関し、特に、電力変換装置から交流モータへ供給される交流電力を制御する技術に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、例えば特開平 9 - 308300 号公報に開示された交流モータの制御装置のように、界磁に永久磁石を利用する永久磁石式モータのような交流モータにおいて、交流モータの電機子に流れる電流を測定して、この測定値を回転子に同期して回転する直交座標、すなわち dq 座標系に変換して、この dq 座標上で電流の指令値と測定値との偏差がゼロとなるようにフィードバック制御を行う交流モータの制御装置が知られている。

このような交流モータの制御装置では、 dq 座標上での電流の指令値と測定値との各偏差 i_d 、 i_q から、例えば PI 動作により dq 座標上での d 軸電圧指令値 $*V_d$ 及び q 軸電圧指令値 $*V_q$ が演算され、次に、これらの d 軸電圧指令値 $*V_d$ 及び q 軸電圧指令値 $*V_q$ から、交流モータの各相、例えば U 相、 V 相、 W 相の 3 相に供給される相電圧に対する各電圧指令値 $*V_u$ 、 $*V_v$ 、 $*V_w$ が演算される。そして、これらの各電圧指令値 $*V_u$ 、 $*V_v$ 、 $*V_w$ が、例えば $IGBT$ 等のスイッチング素子からなるインバータにスイッチング指令として入力され、これらのスイッチング指令に応じてインバータから交流モータを駆動するための交流電力が出力される。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記従来技術の一例に係る交流モータの制御装置においては、インバータ等から交流モータへ大きな電流が供給されている時に、交流モータの回転数が低い状態、或いは停止状態になる場合、例えば交流モータを走行用モータとして搭載した電気自動車は坂道で停止する場合のように、交流モータに通電した状態で回転子の回転数が低くなったり回転が停止すると、多相の交流モータの、ある相の巻線のみで電流が流れる状態になる。この場合、インバータを構成する、例えば半導体デバイスからなる複数のスイッチング素子のうち、交流モータのある相に対応する一つのスイッチング素子のみが「オン」状態となり、このスイッチング素子を介して交流モータへ電流が供給される。

ここで、例えばインバータから交流モータへ供給される電流が正弦波電流の場合に、この正弦波のピーク近傍の位相で回転子が停止していると、ピーク電流或いはピーク近傍の高いレベルの電流が、ある一つのスイッチング素子に流れ続けることになり、インバータに電流を通電する際の発熱が一つのスイッチング素子に集中してしまうという問題が生じる。

【0004】

この場合、例えばインバータを構成するスイッチング素子の容量や耐熱限度を増大させたり、インバータを冷却する冷却装置の性能を上げると、装置が大型化してしまったり、装置の製作コストが高くなるという問題が生じる。

また、交流モータへ供給する電流のピーク値を抑えれば、一つのスイッチング素子へ流れる最大電流は低くなり、スイッチング素子の発熱を低減させることができるが、これでは、交流モータへ供給される電流の実効値が低減して、所定の出力を得ることができなくなるという問題が生じる。

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、交流モータの駆動性能を損なうことなく、交流モータや交流モータへ電力を供給するインバータの発熱を低減することが可能な交流モータの制御装置を提供することを目的とする。

【0005】

10

20

30

40

50

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決して係る目的を達成するために、請求項 1 に記載の本発明の交流モータの制御装置は、トルク指令（例えば、後述する実施の形態においてはトルク指令 * T）に基づいた電流指令値を、回転直交座標系をなす d q 座標上での d 軸目標電流（例えば、後述する実施の形態においては d 軸目標電流初期値 * i_{dorg} ）及び q 軸目標電流（例えば、後述する実施の形態においては q 軸目標電流初期値 * i_{qorg} ）として発生する目標電流発生手段（例えば、後述する実施の形態においては目標電流演算部 22）と、多相の交流モータ（例えば、後述する実施の形態においては交流モータ 11）の各相（例えば、後述する実施の形態においては U 相，V 相，W 相）に供給される交流電流を検出する電流検出器（例えば、後述する実施の形態においては電流検出器 16，17）と、前記電流検出器により検出された前記交流電流を前記 d q 座標上の d 軸電流（例えば、後述する実施の形態においては d 軸電流 i_d ）及び q 軸電流（例えば、後述する実施の形態においては q 軸電流 i_q ）に変換する座標変換手段（例えば、後述する実施の形態においては 3 相交流 - d q 座標変換器 31）と、前記目標電流発生手段にて発生された前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流の波形を、前記交流モータへ供給される前記交流電流の波形が矩形波（例えば、後述する実施の形態においては矩形波 A）又は擬似矩形波（例えば、後述する実施の形態においては擬似矩形波 B）になるように変換する波形変換手段（例えば、後述する実施の形態においては波形変換部 23）と、波形変換後の前記 d 軸目標電流（例えば、後述する実施の形態においては d 軸目標電流 * i_d ）に前記 d 軸電流を追従させ、波形変換後の前記 q 軸目標電流（例えば、後述する実施の形態においては q 軸目標電流 * i_q ）に前記 q 軸電流を追従させるように電流フィードバック制御を行うベクトル制御手段（例えば、後述する実施の形態においてはベクトル制御部 24）と、前記ベクトル制御手段により制御されて前記交流モータを駆動する電力変換装置（例えば、後述する実施の形態においてはインバータ 13）と、この電力変換装置に直流電力を供給する電源装置（例えば、後述する実施の形態においては電源 14）とを備え、前記波形変換手段は、前記矩形波又は前記擬似矩形波の実効値電流と、波形変換前の前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流に基づいて前記電力変換装置から前記交流モータへ供給される前記交流電流（例えば、後述する実施の形態においては正弦波 S）の実効値電流とが等しくなるように、前記 d 軸目標電流及び前記 q 軸目標電流の波形を変換することを特徴としている。

【0006】

上記構成の交流モータの制御装置によれば、ベクトル制御手段には、電力変換装置から交流モータの各相へ供給される相電流が矩形波又は擬似矩形波になるように波形変換された d 軸目標電流及び q 軸目標電流が入力されており、この矩形波又は擬似矩形波の最大振幅が、波形変換以前の d 軸目標電流及び q 軸目標電流に基づいて電力変換装置から交流モータの各相へ供給される相電流、例えば正弦波電流の最大振幅よりも小さくなるように設定することで、電力変換装置、例えばインバータを構成するスイッチング素子に流れる電流のピーク値を低減することができ、スイッチング素子 1 個当たりの発熱量を低減させることで、電力変換装置の発熱を抑制することができる。

また、この場合、交流モータの電機子に流れる相電流のピーク値も低減していることから、交流モータの発熱も抑制することができる。

【0008】

上記構成の交流モータの制御装置によれば、電力変換装置から交流モータの各相へ供給される相電流の実効値電流は不変のまま、電力変換手段を構成するスイッチング素子に流れる電流のピーク値を低減することができるため、交流モータの最大トルク、すなわち駆動性能を損なうこと無しに、電力変換装置及び交流モータの発熱を抑制することができる。

【0009】

さらに、請求項 2 に記載の本発明の交流モータの制御装置では、前記擬似矩形波は、前記矩形波をフーリエ展開した際に得られる適宜の次数（例えば、後述する実施の形態においては 1 次、5 次、7 次）のフーリエ級数にて構成されていることを特徴としている。

【0010】

10

20

30

40

50

上記構成の交流モータの制御装置によれば、例えば波形変換後のd軸目標電流及びq軸目標電流を、波形変換以前のd軸目標電流及びq軸目標電流をフーリエ展開した際に得られる適宜の次数のフーリエ級数で構成することで、電力変換装置から交流モータの各相へ供給される疑似矩形波状の相電流を、矩形波をフーリエ展開した際に得られる適宜の次数のフーリエ級数にて構成することができる。

このため、特にベクトル制御手段を変更すること無しに、交流モータの駆動性能は不変のまま、電力変換装置及び交流モータの発熱を抑制することができる。

【0011】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の交流モータの制御装置の一実施形態について添付図面を参照しながら説明する。図1は本発明の一実施形態に係る交流モータの制御装置10の構成図であり、図2は図1に示すベクトル制御部24の構成図であり、図3はインバータ13から交流モータ11へ供給される矩形波状の各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を示すグラフ図であり、図4はインバータ13から交流モータ11へ供給される疑似矩形波状の各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を示すグラフ図である。

本実施の形態による交流モータの制御装置10は、例えば電気自動車に搭載される交流モータ11を駆動制御するものであって、この交流モータ11は、例えば界磁として永久磁石を利用する永久磁石式の交流同期モータとされている。

図1に示すように、この交流モータの制御装置10は、ECU12と、インバータ13と、電源14とを備えて構成されている。

【0012】

インバータ13は、例えばPWMインバータをなすものであって、IGBT等のスイッチング素子(図示略)から構成されている。そして、インバータ13は、例えばバッテリーや燃料電池等からなる電源14から供給される直流電力を、3相交流電力に変換して交流モータ11に供給する。

ECU12はインバータ13の電力変換動作を制御しており、スイッチング指令としてU相交流電圧指令値 $*V_u$ 及びV相交流電圧指令値 $*V_v$ 及びW相交流電圧指令値 $*V_w$ をインバータ13に出力して、これらの各電圧指令値 $*V_u$ 、 $*V_v$ 、 $*V_w$ に応じたU相電流 i_u 及びV相電流 i_v 及びW相電流 i_w を、インバータ13から交流モータ11の各相へと出力させる。

このため、ECU12には、例えば運転者によるアクセルペダルの踏み込み操作等に関するアクセル操作量Acの信号と、交流モータ11に備えられた磁極位置-角速度検出器15から出力される磁極位置 r_e (電気角)及び交流モータ11の回転数Nの信号と、インバータ13と交流モータ11の間で例えばU相及びW相に供給される交流電流を検出する電流検出器16、17から出力されるU相電流 i_u 及びW相電流 i_w の信号と、電源14に備えられた電圧検出器18から出力される電源電圧Vdcの信号とが入力されている。

【0013】

さらに、ECU12は、トルク指令演算部21と、目標電流演算部22と、波形変換部23と、ベクトル制御部24とを備えて構成されている。

トルク指令演算部21は、アクセル操作量Ac及び回転数Nに基づいて必要とされるトルク値を演算して、このトルク値を交流モータ11に発生させるためのトルク指令 $*T$ を生成して目標電流演算部22へ出力する。

【0014】

目標電流演算部22は、トルク指令 $*T$ 及び回転数Nに基づいて、インバータ13から交流モータ11へ供給する各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を指定するための電流指令を演算しており、この電流指令は、回転する直交座標上でのd軸目標電流初期値 $*i_{dorg}$ 及びq軸目標電流初期値 $*i_{qorg}$ として、波形変換部23へ出力されている。

波形変換部23は、d軸目標電流初期値 $*i_{dorg}$ 及びq軸目標電流初期値 $*i_{qorg}$ の波形を、後述する所定の波形に変換して、それぞれd軸目標電流 $*i_d$ 及びq軸目標

10

20

30

40

50

電流 * i q として、ベクトル制御部 24 へ出力している。

なお、回転直交座標をなす d q 座標は、例えば界磁の磁束方向を d 軸とし、この d 軸と直交する方向を q 軸としており、交流モータ 11 の回転子（図示略）と共に同期して電気角速度 θ_{re} で回転している。これにより、交流モータ 11 の各相に供給される交流信号に対する電流指令として、直流的な信号である d 軸目標電流 * i d 及び q 軸目標電流 * i q を与えるようになっている。

【0015】

ベクトル制御部 24 は、d q 座標上で電流のフィードバック制御を行うものであり、d 軸目標電流 * i d 及び q 軸目標電流 * i q に基づいて、インバータ 13 へ出力する各電圧指令値 * V u , * V v , * V w を算出すると共に、実際にインバータ 13 から交流モータ 11 に供給される各相電流 i u , i v , i w を d q 座標上に変換して得た d 軸電流 i d 及び q 軸電流 i q と、d 軸目標電流 * i d 及び q 軸目標電流 * i q との各偏差がゼロとなるように制御を行う。

すなわち、図 2 に示すように、インバータ 13 から交流モータ 11 の各相へと供給される U 相電流 i u 及び V 相電流 i v 及び W 相電流 i w のうち、例えば U 相電流 i u 及び W 相電流 i w は、それぞれ電流検出器 16 , 17 により検出されて 3 相交流 - d q 座標変換器 31 に入力されている。

【0016】

3 相交流 - d q 座標変換器 31 は、静止する座標上における U 相電流 i u 及び W 相電流 i w を、下記数式 (1) に基づいて、交流モータ 11 の回転位相による回転座標、すなわち d q 座標上での d 軸電流 i d 及び q 軸電流 i q に変換する。

なお、数式 (1) での磁極位置 θ_{re} (電気角) は、磁極位置 - 角速度検出器 15 から出力されており、例えば U 相電機子巻線を基準として V 相周りにとった界磁の角度である。また、 $i v = -i u - i w$ とされている。

【0017】

【数 1】

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \sqrt{2} \begin{pmatrix} \sin(\theta_{re} + 2\pi/3) & -\sin \theta_{re} \\ \cos(\theta_{re} + 2\pi/3) & -\cos \theta_{re} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_u \\ i_w \end{pmatrix} \dots (1)$$

【0018】

3 相交流 - d q 座標変換器 31 から出力された d 軸電流 i d 及び q 軸電流 i q は、それぞれ減算器 32 , 33 に入力されている。

減算器 32 は d 軸目標電流 * i d と d 軸電流 i d との偏差 i_{d_err} を算出し、減算器 33 は q 軸目標電流 * i q と q 軸電流 i q との偏差 i_{q_err} を算出する。

この場合、d 軸目標電流 * i d 及び q 軸目標電流 * i q と、d 軸電流 i d 及び q 軸電流 i q とは直流的な信号であるため、例えば位相遅れや振幅誤差等は直流分として検出される。

【0019】

各減算器 32 , 33 から出力された偏差 i_{d_err} 及び偏差 i_{q_err} は、それぞれ電流制御部 34 , 35 に入力されている。

そして、電流制御部 34 は、例えば P I 動作により偏差 i_{d_err} を制御増幅して d 軸電圧指令値 * V d を算出し、電流制御部 35 は、例えば P I 動作により偏差 i_{q_err} を制御増幅して q 軸電圧指令値 * V q を算出する。

【0020】

また、非干渉制御器 36 には、d 軸目標電流 * i d 及び q 軸目標電流 * i q と、磁極位置 - 角速度検出器 15 から出力される交流モータ 11 の電気角速度 θ_{re} とが入力されてお

10

20

30

40

50

り、さらに、d軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q の値が保持されている。

そして、非干渉制御器36は、d軸とq軸との間で干渉し合う速度起電力成分を相殺してd軸及びq軸を独立して制御するために、d軸及びq軸に対する各干渉成分を相殺するd軸補償項 V_{dk} 及びq軸補償項 V_{qk} を算出する。

【0021】

非干渉制御器36から出力されたd軸補償項 V_{dk} と、電流制御部34から出力されたd軸電圧指令値 $*V_d$ とは加算器37に入力されており、非干渉制御器36から出力されたq軸補償項 V_{qk} と、電流制御部35から出力されたq軸電圧指令値 $*V_q$ とは加算器38に入力されている。

10

そして、加算器37はd軸補償項 V_{dk} とd軸電圧指令値 $*V_d$ とを加算して得た値を、新たなd軸電圧指令値 $*V_d$ とする。

同様に、加算器38はq軸補償項 V_{qk} とq軸電圧指令値 $*V_q$ とを加算して得た値を、新たなq軸電圧指令値 $*V_q$ とする。

【0022】

加算器37から出力されたd軸電圧指令値 $*V_d$ 及び加算器38から出力されたq軸電圧指令値 $*V_q$ はdq-3相交流座標変換器40に入力されている。

dq-3相交流座標変換器40は、dq座標上でのd軸電圧指令値 $*V_d$ 及びq軸電圧指令値 $*V_q$ を、下記数式(2)に基づいて、静止座標である3相交流座標上でのU相交流電圧指令値 $*V_u$ 及びW相交流電圧指令値 $*V_w$ に変換する。なお、数式(2)において、変換係数 $C = (\frac{2}{3})^{1/2}$ は、変換の前後で取り扱う電力が変わらないようにするための係数である。

20

【0023】

【数2】

$$\begin{pmatrix} *V_u \\ *V_w \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \cos(\theta_{re} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{re} + 2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} *V_d \\ *V_q \end{pmatrix} \dots (2)$$

30

【0024】

dq-3相交流座標変換器40から出力されたU相交流電圧指令値 $*V_u$ 及びW相交流電圧指令値 $*V_w$ は、演算器41に入力されている。

演算器41は、 $*V_v = -(*V_u) - (*V_w)$ により、V相交流電圧指令値 $*V_v$ を算出する。

そして、dq-3相交流座標変換器40から出力されたU相交流電圧指令値 $*V_u$ 及びW相交流電圧指令値 $*V_w$ と、演算器41から出力されたV相交流電圧指令値 $*V_v$ とは、インバータ13のスイッチング素子をオン/オフさせるためのスイッチング指令としてインバータ13に供給されている。

40

【0025】

本実施の形態による交流モータの制御装置10は上記構成を備えており、次に、この交流モータの制御装置10の動作、特に、波形変換部23の動作について添付図面を参照しながら説明する。

波形変換部23は、インバータ13から交流モータ11の各相へ供給される各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w の波形が、電気角での 120° 幅の矩形波A(図3に示す太実線A)或いは疑似矩形波B(図4に示す太実線B)となるように、d軸目標電流初期値 $*i_{dorg}$ 及びq軸目標電流初期値 $*i_{qorg}$ の波形を変換する。

ただし、この矩形波Aは、d軸目標電流初期値 $*i_{dorg}$ 及びq軸目標電流初期値 $*i_{qorg}$ を波形変換せずにベクトル制御部24へ入力した際に得られる、例えば正弦波S

50

(図3及び図4に示す点線S)と同一の実効値電流を有するように設定されている。すなわち、正弦波Sの最大振幅 I_s に対して、矩形波Aの最大振幅 I_A は、 $I_A = 3^{(1/2)} / 2 \times I_s$ となり、波高値が約13%程度低くされている。

【0026】

また、疑似矩形波Bは、例えば矩形波Aを有限次数のフーリエ級数にて構成したものであり、具体的には、波形変換部23にてd軸目標電流初期値 $*idorg$ 及びq軸目標電流初期値 $*iqorg$ を、例えば下記数式(3)によって、それぞれd軸目標電流 $*id$ 及びq軸目標電流 $*iq$ に変換すると、インバータ13から交流モータ11の各相へ供給される各相電流 i_u, i_v, i_w の波形は、矩形波Aを1次、5次、7次までのフーリエ級数でフーリエ展開してなる疑似矩形波Bとなる。

10

この場合、さらに、フーリエ級数の高次項が加えられることで、疑似矩形波Bは矩形波Aへと収束する。

なお、数式(3)にて、 $\theta = -\text{atan}(*idorg/*iqorg)$ であり、 θ はフーリエ級数に対する変数である。

【0027】

【数3】

$$\begin{cases} *id = *idorg \times 3/\pi \\ \quad + [\{ *idorg \times \cos 6\psi \} + \{ *iqorg \times 6 \times \sin 6\psi \}] \times 6 / (35 \times \pi) \\ *iq = *iqorg \times 3/\pi \\ \quad + [\{ *iqorg \times \cos 6\psi \} - \{ *idorg \times 6 \times \sin 6\psi \}] \times 6 / (35 \times \pi) \end{cases} \quad \dots(3)$$

20

【0028】

上述したように、本実施の形態による交流モータの制御装置10によれば、例えば交流モータ11の回転が停止している場合に、交流モータ11のある相の巻線のみ各相電流 i_u, i_v, i_w の何れかが通電されたり、或いは、交流モータ11が極めて低い回転数にて回転している場合に、インバータ13を構成する複数のスイッチング素子のうち、ある一つのスイッチング素子のみが「オン」状態となっても、このスイッチング素子の発熱量を低減させることができる。

30

すなわち、インバータ13から交流モータ11の各相へ供給される各相電流 i_u, i_v, i_w の波形は矩形波A又は疑似矩形波Bとされており、例えば矩形波Aは、同一の実効値電流を有する正弦波Sの最大振幅 I_s よりも、約13%程度低い最大振幅 I_A を有しており、交流モータ11が発生可能な最大トルク、すなわち交流モータ11の駆動性能を損なうこと無しに、インバータ13のスイッチング素子1個当たりの発熱を低減することができる。これにより、インバータ13の容量や耐熱性能及び冷却性能等を増大させる必要がなくなり、装置の大型化を防ぎ、装置の製作費用の削減に資することができる。

40

【0029】

なお、本実施の形態において、インバータ13から交流モータ11の各相へ供給される各相電流 i_u, i_v, i_w の波形を、電気角での120°幅の矩形波A(図3に示す太実線A)或いは疑似矩形波B(図4に示す太実線B)としたが、これに限定されず、その他の幅の矩形波或いは疑似矩形波であっても良い。要するに、同一の実効値電流を有する正弦波よりも低い最大振幅を有する矩形波或いは疑似矩形波であれば良い。

【0030】

さらに、本実施の形態においては、交流モータ11を永久磁石式の交流同期モータとしたが、これに限定されず、例えば誘導モータ等の、その他の交流モータであっても良い。

【0031】

50

【発明の効果】

以上説明したように、請求項 1 に記載の本発明の交流モータの制御装置によれば、電力変換装置から交流モータの各相へ供給される相電流を矩形波又は擬似矩形波として、相電流の最大振幅を低くすることで電力変換装置及び交流モータの発熱を抑制することができる。

さらに、電力変換装置から交流モータの各相へ供給される相電流を、例えば同一実効値の正弦波電流から矩形波又は擬似矩形波状の交流電流とすることで、交流モータの最大トルク、つまり駆動性能を損なうことなく、電力変換装置及び交流モータの発熱を抑制することができる。

また、請求項 2 に記載の交流モータの制御装置によれば、ベクトル制御手段を変更すること無しに、交流モータの駆動性能は不変のまま、電力変換装置及び交流モータの発熱を抑制することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施形態に係る交流モータの制御装置の構成図である。

【図 2】 図 1 に示すベクトル制御部の構成図である。

【図 3】 インバータから交流モータへ供給される矩形波状の各相電流 i_u , i_v , i_w を示すグラフ図である。

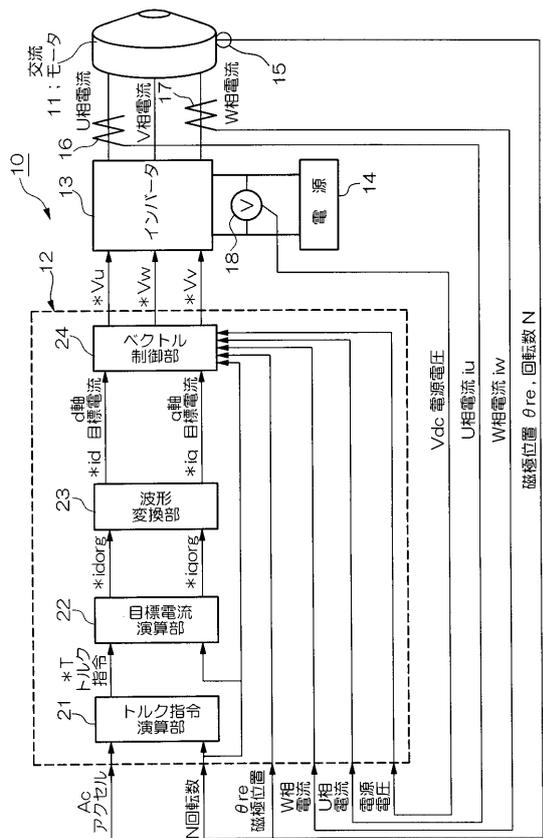
【図 4】 インバータから交流モータへ供給される擬似矩形波状の各相電流 i_u , i_v , i_w を示すグラフ図である。

【符号の説明】

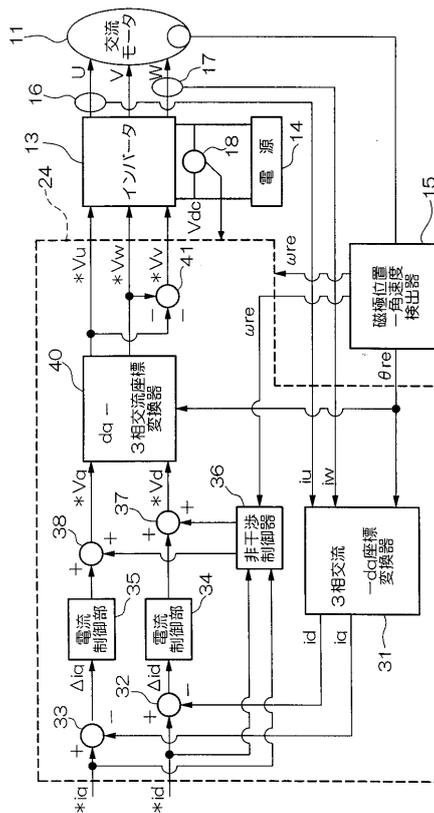
20

- 1 0 交流モータの制御装置
- 1 1 交流モータ
- 1 3 インバータ（電力変換装置）
- 1 4 電源（電源装置）
- 1 6 , 1 7 電流検出器
- 2 2 目標電流演算部（目標電流発生手段）
- 2 3 波形変換部（波形変換手段）
- 2 4 ベクトル制御部（ベクトル制御手段）
- 3 1 3 相交流 - d q 座標変換器（座標変換手段）

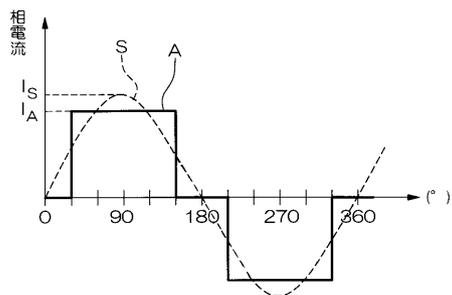
【図1】



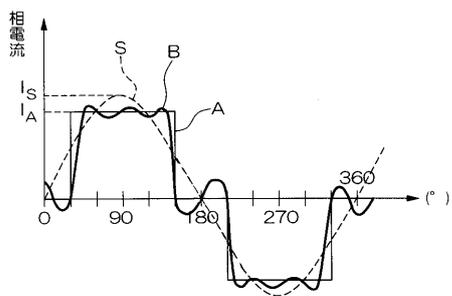
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

- (72)発明者 近藤 一
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 斉藤 祐司
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 陣在 秀之
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 瀧澤 一晃
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 篠木 弘明
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内
- (72)発明者 伊藤 智之
埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内

審査官 山村 和人

- (56)参考文献 特開平11-215881(JP,A)
特開平11-235100(JP,A)
特開平11-069900(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 6/00 - 6/24
21/00 - 27/18