

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6170715号
(P6170715)

(45) 発行日 平成29年7月26日(2017.7.26)

(24) 登録日 平成29年7月7日(2017.7.7)

(51) Int.Cl.		F I
HO2P 6/18	(2016.01)	HO2P 6/18
HO2P 6/20	(2016.01)	HO2P 6/20
HO2P 6/28	(2016.01)	HO2P 6/28
HO2P 21/00	(2016.01)	HO2P 21/00
HO2P 21/24	(2016.01)	HO2P 21/24

請求項の数 3 (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号	特願2013-90560 (P2013-90560)	(73) 特許権者	505461072 東芝キャリア株式会社
(22) 出願日	平成25年4月23日(2013.4.23)		神奈川県川崎市幸区堀川町7番地34
(65) 公開番号	特開2014-217113 (P2014-217113A)	(74) 代理人	110001737 特許業務法人スズエ国際特許事務所
(43) 公開日	平成26年11月17日(2014.11.17)	(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
審査請求日	平成28年3月11日(2016.3.11)	(74) 代理人	100109830 弁理士 福原 淑弘
		(74) 代理人	100088683 弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100103034 弁理士 野河 信久
		(74) 代理人	100095441 弁理士 白根 俊郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一对のスイッチング素子の直列回路を3相分有し、これらスイッチング素子のオン、オフによりモータへの駆動電力を出力するインバータと、

前記モータの起動に際し、前記各スイッチング素子をPWM制御することにより前記モータの3つの相巻線に所定の励磁電流を流して前記モータのロータを空間ベクトル角度基準で表わされる初期位置へと回動させる制御手段と、

を備え、

前記制御手段は、空間ベクトル角度基準で60度ずつ異なる6つの位置を前記初期位置として定め、これら6つの初期位置を前記モータの起動ごとに1ずつ一巡する状態で切

10

換えながら、この一巡する切換えを周期的に繰り返す、

【請求項2】

前記制御手段は、空間ベクトル角度基準で60度ずつ異なる30度、90度、150度、210度、270度、330度の位置を前記初期位置として定める、

ことを特徴とする請求項1記載のモータ駆動装置。

【請求項3】

前記各スイッチング素子は、絶縁ゲートバイポーラトランジスタである、

前記制御手段は、前記モータの起動に際し、3相変調により生成したパルス幅変調信号で前記各スイッチング素子をオン、オフすることにより前記モータの3つの相巻線に所定

20

の励磁電流を流して前記モータのロータを空間ベクトル角度基準で表わされる初期位置へと回動させる、

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 記載のモータ駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明の実施形態は、永久磁石同期モータを駆動するモータ駆動装置に関する。

【背景技術】

【0002】

複数の相巻線を有するステータおよび複数の永久磁石を有するロータからなる永久磁石同期モータ（ブラシレスDCモータともいう）が知られている。この永久磁石同期モータを駆動するモータ駆動装置は、モータへの駆動電力を出力するインバータを備え、モータの起動に際し、各相巻線に所定の経路で励磁電流を流してロータを予め定めた初期位置へと回動させるいわゆる初期位置決めを行う。この初期位置決めの後、ロータ軸上の界磁軸（d軸）座標に換算された界磁成分電流（d軸電流） I_d を各相巻線に印加する強制転流を行い、起動を完了する。そして、起動の完了後、各相巻線に流れる電流（相電流）を検出し、その検出電流に基づいてロータ速度（=角速度）を推定し、この推定ロータ速度が目標速度となるようインバータのスイッチングを制御するいわゆるセンサレス・ベクトル制御を行う。

【0003】

ロータの初期位置として、電気角基準で240度の位置および70度の位置のいずれかを二者択一する例が知られている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特許第3695889号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ロータの初期位置決めを行う場合、各相巻線に所定の経路で励磁電流が流れるよう、インバータにおける特定のスイッチング素子をオンして残りのスイッチング素子をオフするので、特定のスイッチング素子に偏って電流が流れる。このため、特定のスイッチング素子の寿命が他のスイッチング素子の寿命に比べて短くなるという問題がある。

【0006】

本発明の実施形態の目的は、インバータの各スイッチング素子に流れる電流を均一化できるモータ駆動装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0007】

請求項1のモータ駆動装置は、一对のスイッチング素子の直列回路を3相分有し、これらスイッチング素子のオン、オフによりモータへの駆動電力を出力するインバータと、前記モータの起動に際し、前記各スイッチング素子をPWM制御することにより前記モータの3つの相巻線に所定の励磁電流を流して前記モータのロータを空間ベクトル角度基準で表わされる初期位置へと回動させる制御手段と、を備える。そして、制御手段は、空間ベクトル角度基準で60度ずつ異なる6つの位置を前記初期位置として定め、これら6つの初期位置を前記モータの起動ごとに1つずつ一巡する状態で切換えながら、この一巡する切換えを周期的に繰り返す。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】—実施形態の制御回路のブロック図。

【図2】—実施形態の制御を示すフローチャート。

10

20

30

40

50

【図3】一実施形態におけるロータの初期位置のローテーションを示す図。

【図4】一実施形態の初期位置決め用の励磁電流を3相変調による通電パターンに対応付けて示す図。

【図5】図4における励磁電流の値を示す図。

【図6】一実施形態におけるIGBTの電流と損失との関係を示す図。

【図7】一実施形態の変形例として、初期位置決め用の励磁電流を2相変調による通電パターンに対応付けて示す図。

【図8】一実施形態の変形例における励磁電流の具体的な値を示す図。

【図9】一実施形態の別の変形例における励磁電流の具体的な値を示す図。

【発明を実施するための形態】

10

【0009】

以下、一実施形態について図面を参照して説明する。

図1に示すように、商用交流電源1の交流電圧をダイオードブリッジ2および平滑コンデンサ3からなる整流回路4で直流電圧に変換する。この直流電圧をスイッチング回路10のスイッチングにより所定周波数の交流電圧に変換し、その交流電圧を永久磁石同期モータ20へ駆動電力として供給する。整流回路4およびスイッチング回路10により、インバータを構成している。

【0010】

永久磁石同期モータ20は、インバータの出力端に接続される入力端子21、複数の相巻線Lu, Lv, Lwを有するステータ(電機子)22、複数例えば2つの永久磁石M1, M2を2極として埋設したロータ(回転子)23を有する。永久磁石M1, M2は、ロータ軸23aを挟んで相対向する位置に配置する。

20

【0011】

本実施形態では、ロータ23の位置が分かり易いよう、2つの永久磁石M1, M2を有する2極のロータ23を例としている。

【0012】

2極の永久磁石M1, M2を埋設したロータ23の位置は、電気角基準で0度~359度の位置として表わすことができる。すなわち、永久磁石M1, M2と相巻線Lu, Lv, Lwとの対応関係が図1の状態にあるとき、ロータ23の位置は電気角0度(=360度)の位置にある。電気角と空間ベクトルの関係は、電気角が0度の時に空間ベクトルは270度となる。逆に空間ベクトルが0度の時には電気角は90度となる。

30

【0013】

したがって、電気角90度~150度の位置は空間ベクトルの第1セクション(0度~60度)、以後、60度ごとに空間ベクトルのセクションが進み、電気角30度~90度の位置は空間ベクトルの第6セクション(300度~360度)に相当する。

【0014】

スイッチング回路10は、直流電圧の印加方向に沿って上流側と下流側の関係になる一対のスイッチング素子例えば絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(Insulated-gate bipolar transistor; IGBTと略称する)11u, 12uの直列回路、直流電圧の印加方向に沿って上流側と下流側の関係になる一対のスイッチング素子例えばIGBT11v, 12vの直列回路、直流電圧の印加方向に沿って上流側と下流側の関係になる一対のスイッチング素子例えばIGBT11w, 12wの直列回路を有する。IGBT11u, 12uの相互接続点を永久磁石同期モータ20の相巻線Luの一端に接続し、IGBT11v, 12vの相互接続点を永久磁石同期モータ20の相巻線Lvの一端に接続し、IGBT11w, 12wの相互接続点を永久磁石同期モータ20の相巻線Lwの一端に接続する。永久磁石同期モータ20の相巻線Lu, Lv, Lwの他端は、中性点として相互接続される。なお、各IGBTはそれぞれ寄生ダイオードを有する。

40

【0015】

スイッチング回路10の出力端と永久磁石同期モータ20の入力端子21との間のU相通電路、V相通電路、W相通電路に、永久磁石同期モータ20の相巻線Lu, Lv, Lw

50

に流れる電流（相電流）を検知する電流センサである電流トランス 3 1 , 3 2 , 3 3 を配置する。この電流トランス 3 1 , 3 2 , 3 3 の出力を制御手段であるコントロールユニット 4 0 に供給する。

【 0 0 1 6 】

コントロールユニット 4 0 は、主制御部 4 1、記憶部 4 2、およびセンサレス・ベクトル制御部 5 0 を有する。記憶部 4 2 は、不揮発性のメモリ例えば E E P R O M (electric erasable programmable read-only memory) である。コントロールユニット 4 0 および上記インバータにより、モータ駆動装置を構成している。

【 0 0 1 7 】

センサレス・ベクトル制御部 5 0 は、電流検出部 5 1、速度推定演算部 5 2、積分部 5 3、減算部 5 4、速度制御部 5 5、演算部 5 6、減算部 5 7, 5 8、電流制御部（第 1 電流制御部）6 1、電流制御部（第 2 電流制御部）6 2、P W M 信号生成部 6 3 を含む。

【 0 0 1 8 】

電流検出部 5 1 は、電流トランス 3 1 , 3 2 , 3 3 の検知電流を 3 相 2 相変換して、永久磁石同期モータ 2 0 におけるロータ軸上の界磁軸（d 軸）座標およびトルク軸（q 軸）座標にそれぞれ換算された界磁成分電流（d 軸電流ともいう） I_d およびトルク成分電流（q 軸電流ともいう） I_q を検出する。

【 0 0 1 9 】

速度推定演算部 5 2 は、電流検出部 5 1 で検出した界磁成分電流 I_d およびトルク成分電流 I_q に基づく演算により永久磁石同期モータ 2 0 のロータ速度 ω_{est} を推定する。具体的には、界磁成分電流 I_d 、トルク成分電流 I_q 、後述の電流制御部 6 1, 6 2 で求める界磁成分電圧 V_d 、トルク成分電圧 V_q を用いる演算により永久磁石同期モータ 2 0 における界磁成分速度起電力（d 軸速度起電力という） E_d を推定し、この d 軸速度起電力 E_d の比例・積分制御（P I 制御）演算に基づいて推定ロータ速度 ω_{est} を求める。

【 0 0 2 0 】

積分部 5 3 は、速度推定演算部 5 2 で求めた推定ロータ速度 ω_{est} を積分することにより、推定ロータ位置 θ_{est} を得る。この推定ロータ位置 θ_{est} を電流検出部 5 1 および P W M 信号生成部 6 3 に供給する。減算部 5 4 は、入力される目標速度 ω_{ref} から推定ロータ速度 ω_{est} を減算することにより、目標速度 ω_{ref} と推定ロータ速度 ω_{est} の速度偏差を得る。

【 0 0 2 1 】

速度制御部 5 5 は、減算部 5 4 で得た速度偏差を比例・積分制御（P I 制御）演算することにより、トルク成分電流 I_q の目標値 I_{qref} を求める。演算部 5 6 は、トルク成分電流 I_q の目標値 I_{qref} から界磁成分電流 I_d の目標値 I_{dref} を求める。減算部 5 7 は、目標値 I_{dref} から界磁成分電流 I_d を減算することにより、目標値 I_{dref} と界磁成分電流 I_d との偏差 ΔI_d を得る。減算部 5 8 は、目標値 I_{qref} からトルク成分電流 I_q を減算することにより、目標値 I_{qref} とトルク成分電流 I_q との偏差 ΔI_q を得る。

【 0 0 2 2 】

電流制御部 6 1 は、偏差 ΔI_d の比例・積分制御（P I 制御）演算により、永久磁石同期モータ 2 0 におけるロータ軸上の d 軸座標に換算した界磁成分電圧 V_d を求める。電流制御部 6 2 は、偏差 ΔI_q の比例・積分制御（P I 制御）演算により、永久磁石同期モータ 2 0 におけるロータ軸上の q 軸座標に換算したトルク成分電圧 V_q を求める。

【 0 0 2 3 】

P W M 信号生成部 6 3 は、界磁成分電圧 V_d 、トルク成分電圧 V_q 、および推定ロータ位置 θ_{est} に応じて、スイッチング回路 1 0 に対するスイッチング用のパルス幅変調信号（P W M 信号という）を生成する。この P W M 信号により、スイッチング回路 1 0 の各スイッチング素子がオン、オフ動作し、永久磁石同期モータ 2 0 の各相巻線に対する駆動電圧 V_u, V_v, V_w がスイッチング回路 1 0 から出力される。

【 0 0 2 4 】

このセンサレス・ベクトル制御部 5 0 において、界磁成分電圧 V_d およびトルク成分電

10

20

30

40

50

圧 V_q は次の式で表わされる。

$$V_d = (R + P L_d) \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q + E_d$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + (R + P L_q) \cdot I_q + E_q$$

R は電機子抵抗、 P は微分 ($= d/dt$)、 ω はモータ軸の電気角速度 (電氣的回転速度)、 L_q はステータ 22 の q 軸インダクタンス、 E_d は d 軸速度起電力 (界磁成分速度起電力)、 L_d はステータ 22 の d 軸インダクタンス、 E_q は q 軸速度起電力 (トルク成分速度起電力; $= \omega \cdot \Phi$) である。なお、電機子抵抗 R は、インバータの出力が 3 相変調の場合、1 つの相巻線の抵抗の 2 倍の値が用いられ、また 2 相変調で 1 相 (下相) 100% 通電方式の場合には、巻線への通電パターンとして下側が並列となることから 1 つの相巻線の抵抗の 1.5 倍の値が用いられる。

10

【0025】

$P L_d$ と $P L_q$ は、微分項なので、定常状態では零となる。センサレス・ベクトル制御では、界磁軸 (d 軸) を基準にして各相巻線電流 (電機子電流) が制御されるので、界磁成分速度起電力 E_d は基本的に零となるように制御される。

$$V_d = R \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q$$

$$= (R \cdot I_d - V_d) / (\omega \cdot L_q \cdot I_q)$$

$$V_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + R \cdot I_q + E_q$$

$$V_q - R \cdot I_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + E_q$$

$$\omega \cdot L_d \cdot I_d = V_q - R \cdot I_q$$

$$= (V_q - R \cdot I_q) / (\omega \cdot L_d \cdot I_d)$$

20

なお、上記式中 ω は、モータ定数の 1 つである誘起電圧係数 ($V \cdot s / rad$) である。上記 d 軸の回路方程式が成り立つように、速度推定演算部 52 において推定ロータ速度 ω_{est} の演算を行う。一方、 d 軸速度起電力 E_d は基本的に零となるように制御するのであるが、推定ロータ速度 ω_{est} の演算のパラメータであるステータ 22 の q 軸インダクタンス L_q や d 軸インダクタンス L_d が実際の値と異なっていると、 d 軸速度起電力 E_d が零とならない。この d 軸速度起電力 E_d は、推定値として、次のように求めることができる。

$$E_d = V_d - (I_d \cdot R - \omega_{est} \cdot I_q \cdot L_q)$$

この d 軸速度起電力 E_d の比例・積分制御 (PI 制御) 演算により、速度ずれ量 err を推定することができる。この速度ずれ量 err を目標速度 ω_{ref} から減算することで、推定ロータ速度 ω_{est} を得ることができる。

30

$$err = PI(E_d), \quad \omega_{est} = \omega_{ref} - err$$

主制御部 41 は、主要な機能として次の (1) ~ (4) の手段を有する。

(1) 永久磁石同期モータ 20 の起動に際し、PWM 信号生成部 63 により各相ごとに特定の PWM 波形を出力させ、この PWM 信号に基づきスイッチング回路 10 の各 IGBT を駆動することにより、永久磁石同期モータ 20 の相巻線 L_u , L_v , L_w に所定の経路で励磁電流を流し、永久磁石同期モータ 20 のロータ 23 を電気角基準 (または空間ベクトル角度基準) で表わされる初期位置 θ_0 へと回動させる第 1 制御手段。なお、以下の説明は、角度については空間ベクトル角度基準で記載する。

【0026】

40

(2) 上記初期位置角度 θ_0 を永久磁石同期モータ 20 の起動ごとに一定角度 $\Delta\theta$ 度ずつ順にローテーションして切換える第 2 制御手段。一定角度 $\Delta\theta$ 度は、例えば 60 度である。なお、この際には、決定された角度の出力が行われるよう PWM 信号生成部 63 に決定された角度を指示して PWM 出力を行わせ、これに基づきスイッチング回路 10 の各 IGBT をオン、オフする。ここで PWM 信号生成部 63 は、3 相変調による通電パターンを出力するようになっている。

【0027】

(3) 第 1 制御手段により初期位置決めを行った後、ロータ軸 23 a 上の界磁軸 (d 軸) 座標に換算された界磁成分電流 (d 軸電流) I_d を相巻線 L_u , L_v , L_w に流す強制電流を行うべく、PWM 信号生成部 63 を制御してスイッチング回路 10 の各 IGBT を

50

オン，オフする第3制御手段。

【0028】

(4)上記強制転流の後(起動完了後)、センサレス・ベクトル制御部50によるセンサレス・ベクトル制御を開始する第4制御手段。

【0029】

つぎに、主制御部41が実行する制御を図2のフローチャートを参照しながら説明する。

[1回目の起動]

永久磁石同期モータ20の起動に際し(ステップ101のYES)、記憶部42内の初期位置(=例えば30度)、切換回数N、および一定角度(=60度)を読み出す(ステップ102)。この初期位置、切換回数N、一定角度を用いる下式の演算により、ロータ23の新たな初期位置nを求める(ステップ103)。

$$n = \theta_0 + \alpha \times N$$

すなわち、切換回数Nが初期値“0”であれば、新たな初期位置nとして1(=30度+60度×0=30度)を求めることができる。この初期位置1に対応する出力が行われるようにPWM信号生成部63により出力されたPWM信号をスイッチング回路10における所定のIGBTに供給し、各IGBTをオン・オフ制御し、ロータ23を図3の左側上部に示す初期位置1へと回動させる(ステップ104)。

【0030】

初期位置1への回動後、切換回数Nが“5”に達しているか判定する(ステップ105)。この場合、切換回数Nはまだ“0”なので(ステップ105のNO)、切換回数Nを“1”アップして“1”とし、それを記憶部42に更新記憶する(ステップ106)。そして、強制転流を行い(ステップ109)。続いてセンサレス・ベクトル制御部50によるセンサレス・ベクトル制御を開始する(ステップ110)。

【0031】

初回の運転が終了し、モータを停止させた後、再度起動(2回目の起動)する場合、永久磁石同期モータ20の2回目の起動に際し(ステップ101のYES)、記憶部42内の初期位置(=30度)、切換回数N(=“1”)、および一定角度(=60度)を読み出す(ステップ102)。この初期位置、切換回数N、一定角度を用いる上式の演算により、ロータ23の新たな初期位置nを求める(ステップ103)。この場合、切換回数Nが“1”なので、新たな初期位置nとして2(=30度+60度×1=90度)を求めることができる。

【0032】

この初期位置2に対応する所定の経路で相巻線Lu, Lv, Lwに励磁電流が流れるよう、スイッチング回路10における所定のIGBTをPWM出力に基づきオン・オフし、ロータ23を図3の右側上部に示す初期位置2へと回動させる(ステップ104)。この場合、切換回数Nはまだ“1”なので(ステップ105のNO)、切換回数Nを“1”アップして“2”とし、それを記憶部42に更新する(ステップ106)。

【0033】

以後、起動の度にステップ101～ステップ106が繰り返され、初期位置nが決定され、モータが制御される。

【0034】

そして、7回目の起動となった場合、1回目と同じになる。永久磁石同期モータ20の起動に際し(ステップ101のYES)、記憶部42内の初期位置(=30度)、切換回数N(=“0”)、および一定角度(=60度)を読み出す(ステップ102)。この場合、前回の6回目の起動の際に、切換回数Nは“5”なので(ステップ105のYES)、切換回数Nを初期値“0”とし、それを記憶部42に更新記憶している(ステップ107)。このため、切換回数Nが1回目と同じ“0”なので、新たな初期位置nとして1(=30度+60度×0=30度)となり、初回の起動時と同じ初期位置になる。以後、6回の起動ごとに同じ初期位置が繰り返される。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 5 】

〔 励磁電流 〕

ロータ 2 3 を初期位置 1 ~ 6 に回動させるための励磁電流は、図 4 に示すように、起動完了後のセンサレス・ベクトル制御で行う 3 相変調の通電パターンと同じになっている。

【 0 0 3 6 】

すなわち、ロータ 2 3 を初期位置 1 (= 3 0 度) に回動させる場合、1 時点における通常のベクトル制御運転中と同じ PWM 出力波形が用いられる。したがって、U 相の IGBT 1 1 u, 1 2 u では、上相となる IGBT 1 1 u のオンデューティが大きく、V 相の IGBT 1 1 v, 1 2 v では、上相となる IGBT 1 1 v のオンデューティが小さく、W 相の IGBT 1 1 w, 1 2 w では、上相となる IGBT 1 1 w のオンデューティが最も小さく、逆に下相の IGBT 1 2 w のオンデューティが大きくなる。この際の各相巻線の電流の大きさとしては、図 5 に示すように各正弦波の相対値である相巻線 L u の励磁電流 $I_{u1} = 0.8660$ 、相巻線 L v の励磁電流 $I_{v1} = 0$ 、相巻線 L w の励磁電流 $I_{w1} = -0.8660$ となる。励磁電流 I_{u1} は、整流回路 4 の正側出力端からスイッチング回路 1 0 の IGBT 1 1 u を通って相巻線 L u に流れる電流である。その相巻線 L u を経て相巻線 L w に流入し、その相巻線 L w からスイッチング回路 1 0 の IGBT 1 2 w を通って整流回路 4 の負側出力端に戻る電流が、励磁電流 I_{w1} である。

10

【 0 0 3 7 】

ロータ 2 3 を初期位置 6 (= 3 3 0 度) に回動させる場合も、同様に各 IGBT が PWM 信号に従って、オン・オフされ、各相巻線 L u ~ L w に図 5 の励磁電流を流す。初期位置 6 の場合の励磁電流 I_{u6} は、整流回路 4 の正側出力端からスイッチング回路 1 0 の IGBT 1 1 u を通って相巻線 L u に流れる電流である。その相巻線 L u を経て相巻線 L v に流入し、その相巻線 L v からスイッチング回路 1 0 の IGBT 1 2 v を通って整流回路 4 の負側出力端に戻る電流が、励磁電流 I_{v6} である。

20

【 0 0 3 8 】

以上の 6 つの各初期位置において、図 5 の表の最下行に示すように IGBT 1 1 u に流れる励磁電流 I_{u1} , I_{u6} および IGBT 1 2 u に流れる励磁電流 I_{u3} , I_{u4} の相対値の絶対値の和は、3.4641 となる。IGBT 1 1 v に流れる励磁電流 I_{v2} , I_{v3} および IGBT 1 2 v に流れる励磁電流 I_{v5} , I_{v6} の相対値の絶対値の和も、3.4641 である。同様に、IGBT 1 1 w に流れる励磁電流 I_{w4} , I_{w5} および IGBT 1 2 w に流れる励磁電流 I_{v1} , I_{v2} の相対値の絶対値の和も、3.4641 で、すべて同じになる。

30

【 0 0 3 9 】

このように、ロータ 2 3 の初期位置を永久磁石同期モータ 2 0 の起動ごとに初期位置 1 ~ 6 へと順にローテーションして切換えることにより、スイッチング回路 1 0 の各 IGBT に流れる電流を偏りなく均一化できる。これにより、各 IGBT の寿命を均一化することができ、安定した信頼性の高いモータ駆動が可能となる。

【 0 0 4 0 】

しかも、初期位置 1, 2, 3, 4, 5, 6 として空間ベクトル角度基準で 3 0 度, 9 0 度, 1 5 0 度, 2 1 0 度, 2 7 0 度, 3 3 0 度を選定していることにより、各初期位置における励磁電流をそれぞれ最小に抑えることができる。すなわち、図 4 の最上段に示すように各角度における励磁電流の絶対値の和の変化は、3 0 度, 9 0 度, 1 5 0 度, 2 1 0 度, 2 7 0 度, 3 3 0 度において、最小値となるため、他の角度を用いた場合よりも電流値を下げるができる。

40

【 0 0 4 1 】

スイッチング素子として用いている IGBT は、図 6 に示すように、導通損が通電電流 (励磁電流) に比例するという特性があるので、各初期位置における励磁電流値をそれぞれ最小に抑えることで、IGBT の導通損を低減できるという効果が得られる。

〔 変形例 〕

上記実施形態では、初期位置 1, 2, 3, 4, 5, 6 を空間ベクトル角度

50

基準で30度, 90度, 150度, 210度, 270度, 330度としたが、電気角基準で定めてもよい。

【0042】

上記実施形態では、ロータ23を初期位置1~6へと回転させるための励磁電流をPWM信号生成部63により3相変調を用いたPWM通電パターンにより出力させたが、図7に示すように、PWM信号生成部63により2相変調のPWM通電パターンを出力させてもよい。

【0043】

また、初期位置1~6としては、IGBTの損失をそれほど考慮しないのであれば、図8に示すように空間ベクトル角度基準で60度, 120度, 180度, 240度, 300度, 0度と定めてもよく、図9に示すように空間ベクトル角度基準で40度, 100度, 160度, 220度, 280度, 340度と定めてもよい。ちなみに、図9に示す通り、空間ベクトル角度基準の40度, 100度, 160度, 220度, 280度, 340度は、電気角基準では、130度, 180度, 250度, 310度, 10度, 70度に相当する。

10

【0044】

上記実施形態では、2つの永久磁石M1, M2を2極として有する永久磁石同期モータを例に説明したが、4つの永久磁石を4極として有する永久磁石同期モータにも同様に実施できる。

【0045】

その他、上記実施形態および変形例は、例として提示したものであり、発明の範囲を限定することは意図していない。この新規な実施形態および変形例は、その他の様々な形態で実施されることが可能であり、発明の要旨を逸脱しない範囲で、種々の省略、書き換え、変更を行うことができる。これら実施形態や変形は、発明の範囲は要旨に含まれるとともに、特許請求の範囲に記載された発明とその均等の範囲に含まれる。

20

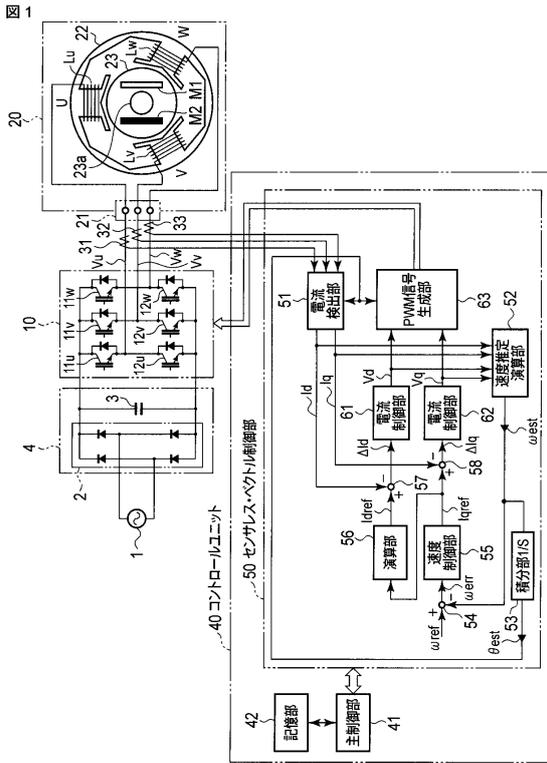
【符号の説明】

【0046】

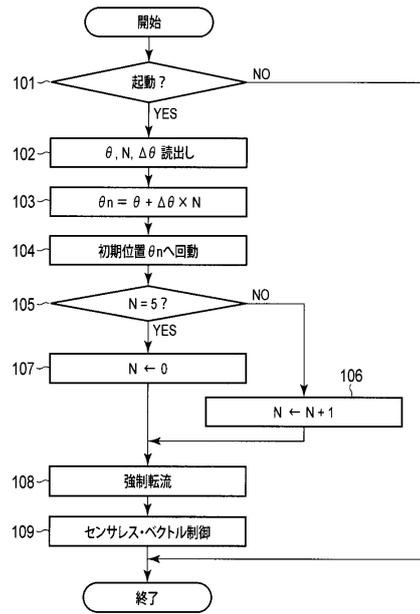
1...商用交流電源、2...ダイオードブリッジ、3...平滑コンデンサ、4...整流回路、10...スイッチング回路、11u, 12u, 11v, 12v, 11w, 12w...IGBT(スイッチング素子)、20...永久磁石同期モータ、21...入力端子、22...ステータ、Lu, Lv, Lw...相巻線、23...ロータ、23a...ロータ軸、M1, M2...永久磁石、31, 32, 33...電流センサ、40...コントロールユニット、41...主制御部、42...記憶部、50...センサレス・ベクトル制御部、51...電流検出部、52...速度推定演算部、53...積分部、54...減算部、55...速度制御部、56...演算部、57, 58...減算部、61...電流制御部、62...電流制御部、63...PWM信号生成部

30

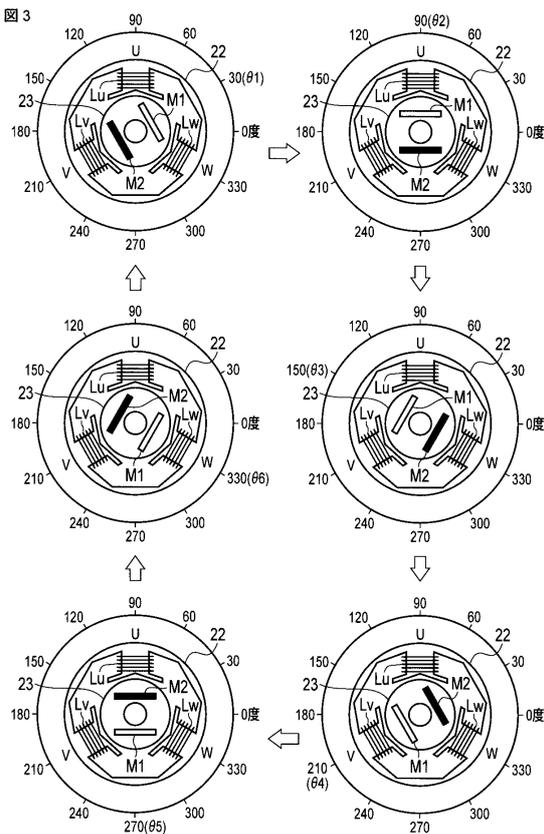
【図1】



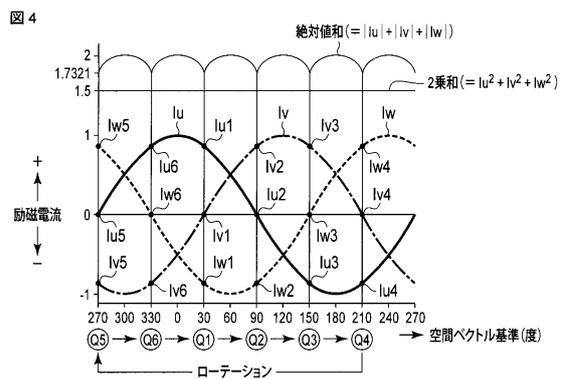
【図2】



【図3】



【図4】



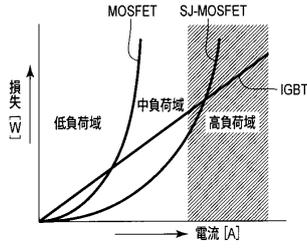
【図5】

図5

初期位置	空間ベクトル基準(度)	電気角t(度)	U相電流(A) $I_u = \sin(t)$	V相電流 $I_v = \sin(t-120)$	W相電流 $I_w = \sin(t-240)$	絶対値和 $ I_u + I_v + I_w $	2乗和 $I_u^2 + I_v^2 + I_w^2$
Q1	30	120	$I_{u1} = 0.8660$	$I_{v1} = 0.0000$	$I_{w1} = 0.8660$	1.7321	1.5000
Q2	90	180	$I_{u2} = 0.0000$	$I_{v2} = 0.8660$	$I_{w2} = 0.8660$	1.7321	1.5000
Q3	150	240	$I_{u3} = 0.8660$	$I_{v3} = 0.8660$	$I_{w3} = 0.0000$	1.7321	1.5000
Q4	210	300	$I_{u4} = 0.8660$	$I_{v4} = 0.0000$	$I_{w4} = 0.8660$	1.7321	1.5000
Q5	270	0	$I_{u5} = 0.0000$	$I_{v5} = 0.8660$	$I_{w5} = 0.8660$	1.7321	1.5000
Q6	330	60	$I_{u6} = 0.8660$	$I_{v6} = 0.8660$	$I_{w6} = 0.0000$	1.7321	1.5000
			絶対値和3.4641	絶対値和3.4641	絶対値和3.4641		

【 図 6 】

図 6



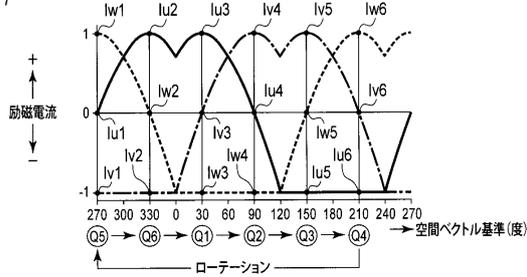
【 図 8 】

図 8

初期位置	空間ベクトル基準(度)	電気角t(度)	U相電流 $I_u = \sin(t)$	V相電流 $I_v = \sin(t-120)$	W相電流 $I_w = \sin(t-240)$	絶対値和 $ I_u + I_v + I_w $	2乗和 $I_u^2+I_v^2+I_w^2$
Q1	60	150	$I_{u1} = 0.5000$	$I_{v1} = 0.5000$	$I_{w1} = -1.0000$	2.0000	1.5000
Q2	120	210	$I_{u2} = -0.5000$	$I_{v2} = 1.0000$	$I_{w2} = -0.5000$	2.0000	1.5000
Q3	180	270	$I_{u3} = -1.0000$	$I_{v3} = 0.5000$	$I_{w3} = 0.5000$	2.0000	1.5000
Q4	240	330	$I_{u4} = -0.5000$	$I_{v4} = -0.5000$	$I_{w4} = 1.0000$	2.0000	1.5000
Q5	300	30	$I_{u5} = 0.5000$	$I_{v5} = -1.0000$	$I_{w5} = 0.5000$	2.0000	1.5000
Q6	0	90	$I_{u6} = 1.0000$	$I_{v6} = -0.5000$	$I_{w6} = -0.5000$	2.0000	1.5000
			絶対値和4.0000	絶対値和4.0000	絶対値和4.0000		

【 図 7 】

図 7



【 図 9 】

図 9

初期位置	空間ベクトル基準(度)	電気角t(度)	U相電流 $I_u = \sin(t)$	V相電流 $I_v = \sin(t-120)$	W相電流 $I_w = \sin(t-240)$	絶対値和 $ I_u + I_v + I_w $	2乗和 $I_u^2+I_v^2+I_w^2$
Q1	40	130	$I_{u1} = 0.7660$	$I_{v1} = 0.1736$	$I_{w1} = -0.9397$	1.8974	1.5000
Q2	100	190	$I_{u2} = -0.1736$	$I_{v2} = 0.9397$	$I_{w2} = -0.7660$	1.8974	1.5000
Q3	160	250	$I_{u3} = -0.9397$	$I_{v3} = 0.7660$	$I_{w3} = 0.1736$	1.8974	1.5000
Q4	220	31	$I_{u4} = -0.7660$	$I_{v4} = -0.1736$	$I_{w4} = 0.9397$	1.8974	1.5000
Q5	280	10	$I_{u5} = 0.1736$	$I_{v5} = -0.9397$	$I_{w5} = 0.7660$	1.8974	1.5000
Q6	340	70	$I_{u6} = 0.9397$	$I_{v6} = -0.7660$	$I_{w6} = -0.1736$	1.8974	1.5000
			絶対値和3.7588	絶対値和3.7588	絶対値和3.7588		

フロントページの続き

(51)Int.Cl.		F I
H 0 2 P 21/34 (2016.01)		H 0 2 P 21/34
H 0 2 P 27/08 (2006.01)		H 0 2 P 27/08

(74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎

(74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹

(74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克

(74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三

(74)代理人 100172580
弁理士 赤穂 隆雄

(74)代理人 100179062
弁理士 井上 正

(74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志

(74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志

(74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子

(74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓

(72)発明者 野田 浩二
静岡県富士市蓼原336番地 東芝キャリア株式会社内

審査官 田村 恵里加

(56)参考文献 特開2006-238571(JP,A)
特開2007-209157(JP,A)
特開2012-196064(JP,A)
特開平10-290592(JP,A)
米国特許出願公開第2005/0218848(US,A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H 0 2 P 6 / 0 0 - 6 / 3 4 , 2 1 / 0 0 - 2 1 / 3 6 , 2 7 / 0 4 - 2 7 / 1 8