

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-93931

(P2010-93931A)

(43) 公開日 平成22年4月22日(2010.4.22)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
H02P 21/00 (2006.01) H02P 5/408 C 5H505
H02P 27/04 (2006.01)

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2008-260777 (P2008-260777)	(71) 出願人	000006208
(22) 出願日	平成20年10月7日 (2008. 10. 7)		三菱重工業株式会社
			東京都港区港南二丁目16番5号
		(74) 代理人	100100077
			弁理士 大場 充
		(74) 代理人	100136010
			弁理士 堀川 美夕紀
		(72) 発明者	角藤 清隆
			愛知県名古屋市中村区岩塚町字高道1番地
			三菱重工業株式会社名古屋研究所内
		(72) 発明者	蟹江 徹雄
			愛知県名古屋市中村区岩塚町字高道1番地
			三菱重工業株式会社名古屋研究所内

最終頁に続く

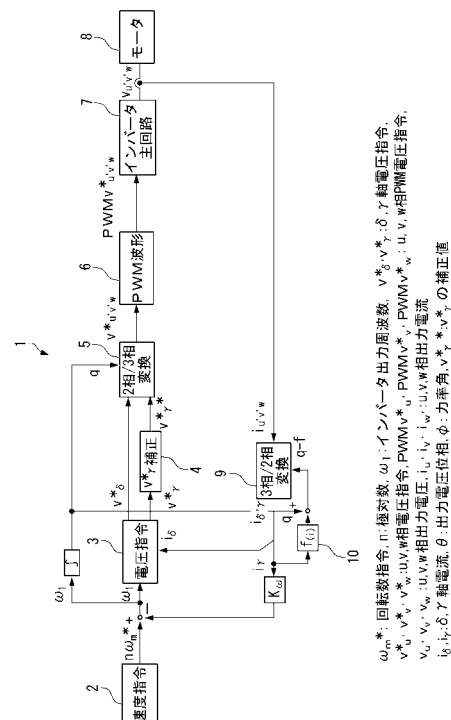
(54) 【発明の名称】 永久磁石型同期モータの制御装置及び制御方法

(57) 【要約】

【課題】過変調制御領域においても、インバータ出力電圧を電圧指令値と比例させることのできる永久磁石型同期モータの制御装置を提供することを目的とする。

【解決手段】モータ8の周波数に比例した電圧指令値IIを回転直角座標系の δ 軸及び γ 軸の2軸で設定する電圧指令値設定手段3と、2軸の電圧指令値IIを3相へ座標変換する2相/3相変換手段5と、3相の電圧指令値IIをインバータによる電力変換を経てモータに印加するインバータ7と、モータ8の界磁方向を検出せずに、モータ8の端子電流を電圧指令値IIにフィードバックする手段と、過変調制御領域において、電圧指令値とインバータ7からの出力電圧とが比例するように、電圧指令値IIを補正する補正手段4と、を有する。

【選択図】図1



ω_1^* : 回転数指令, ω_1 : インバータ出力周波数, $v_{\delta}^*, v_{\gamma}^*$: δ - γ 軸電圧指令, v_u^*, v_v^*, v_w^* : u - v - w 相電圧指令, $PWMv_{\delta}^*, PWMv_{\gamma}^*, PWMv_u^*, PWMv_v^*, PWMv_w^*$: u - v - w 相PWM電圧指令, $i_{\delta}^*, i_{\gamma}^*$: δ - γ 軸電流指令, i_{δ}, i_{γ} : δ - γ 軸電流, i_u, i_v, i_w : u - v - w 相電流, $i_{\delta}^*, i_{\gamma}^*$: δ - γ 軸電流, θ : 出力電圧位相, ϕ : カサ角, $v_{\delta}^*, v_{\gamma}^*$ の補正値

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

モータの周波数に比例した電圧指令値 V^* を回転直角座標系の δ 軸及び γ 軸の2軸で設定する電圧指令値設定手段と、

2軸の前記電圧指令値 V^* を3相の電圧指令値 V へ座標変換する2相/3層変換手段と

、

3相の前記電圧指令値 V を電力変換してモータに印加するインバータと、

前記モータの界磁方向を検出せずに、前記モータの端子電流を前記電圧指令値 V にフィードバックする手段と、

過変調制御領域において、前記電圧指令値 V と前記インバータからの出力電圧とが比例するように、前記電圧指令値 V を補正する補正手段と、
を有することを特徴とする永久磁石型同期モータの制御装置。

10

【請求項 2】

前記補正手段は、

前記電圧指令値設定手段と前記2相/3相変換手段の間で、前記電圧指令値設定手段で設定された電圧指令値 v^*_{δ} 及び v^*_{γ} の一方又は双方を補正することを特徴とする請求項1に記載の永久磁石型同期モータの制御装置。

【請求項 3】

3相の前記電圧指令値 V をパルス幅変調波形に変換するPWM波形手段を有することを特徴とする請求項1又は2に記載の永久磁石型同期モータの制御装置。

20

【請求項 4】

モータの周波数に比例した電圧指令値 V を回転直角座標系の δ 軸及び γ 軸の2軸で設定するステップ(a)と、

2軸の前記電圧指令値 V を3相の電圧指令値 V へ座標変換するステップ(b)と、

3相の前記電圧指令値 V をインバータにより電力変換をして前記モータに印加するステップ(c)と、

前記モータの界磁方向を検出せずに、前記モータの端子電流をフィードバックするステップ(d)と、

過変調制御領域において、前記電圧指令値 V とインバータからの出力電圧とが比例するように、前記電圧指令値 V を補正するステップ(e)と、
を有することを特徴とする永久磁石型同期モータの制御方法。

30

【請求項 5】

前記補正するステップ(e)は、

前記ステップ(a)と前記ステップ(b)の間で、設定された電圧指令値 v^*_{δ} 及び v^*_{γ} の一方又は双方を補正することを特徴とする請求項4に記載の永久磁石型同期モータの制御方法。

【請求項 6】

3相の前記電圧指令値 V をパルス幅変調波形に変換して、前記インバータに供給するステップ(f)を有することを特徴とする請求項4又は5に記載の永久磁石型同期モータの制御装置。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石型同期モータの制御装置に関するものであり、さらに詳しくは、過変調制御領域においても、インバータ出力電圧を電圧指令値と比例させる装置及び方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

永久磁石型同期モータのトルク τ は、一般に次式(1)で表される。

【0003】

50

【数 1】

$$\tau = n\Lambda_d i_q + n(\mathcal{L}_d - \mathcal{L}_q) i_d i_q \quad (1)$$

【0004】

ここで、 Λ_d は誘起電圧係数、 i_d 、 i_q は、それぞれ d 軸、q 軸の電機子電流である。また、 $\mathcal{L}_d$ 、 $\mathcal{L}_q$ はそれぞれ d 軸と q 軸のインダクタンス、 n は極対数である。なお、d 軸はモータ回転子の界磁方向に設けられる軸で、q 軸は d 軸から位相が 90 度進んだ方向の軸である。

【0005】

式(1)の第一項は、磁石による界磁方向と直角の方向に流れる q 軸電流によって発生するトルク(マグネットトルク)を表している。また、同式の第二項は、リラクタンスが d 軸方向と q 軸方向で異なるときに発生するトルク(リラクタンストルク)を表している。 $\mathcal{L}_d = \mathcal{L}_q$ となる表面磁石型モータ(SPM)では、上記第二項は無視できる。また、内部磁石型モータ(IPM)であっても $\mathcal{L}_d$ と $\mathcal{L}_q$ との差がわずかならば第二項は無視して考えることが多い。

【0006】

このため、永久磁石型同期モータを制御する場合、 $I_d = 0$ に制御できれば、最も少ない電流でトルクを発生させることができ、高効率となる。そして、モータの界磁方向を検出しないセンサレス制御の場合、モータ定数(誘起電圧定数)を基にして算出できるイン

10

20

【0007】

以上を前提として、特許文献1において、シンプルな構成で、かつ最小電流で高効率に制御する永久磁石型同期モータの制御装置を提案した。この装置は、図15に示すように、基本的な構成は、一般的な V/f 制御の構成であるが、永久磁石型同期モータ(以下、単にモータ)8の端子の電流を3相/2相変換する際に用いられる回転軸を θ ではなく $\theta - \varphi$ とする力率角設定手段10を有するようにした。 φ を求めるには、まず、フィードバックされる δ 軸および γ 軸電流を用いて I を求める。 I が求めれば、それに定数を乗じて φ を求める手段9によって φ を3相/2相変換の回転軸 θ から差し引くようにする。 $\theta - \varphi$ を回転軸として3相/2相変換された電流は、電圧指令に負帰還され、最小電流となる

30

【0008】

【特許文献1】特開2006-197789号公報(図1)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

ところで、従来の制御装置において、インバータ7の出力電圧(v_u と v_v 線間の電圧)の最大値 V_{mMAX} は、次式(2)の値以下に制限されている。ただし、式(2)において、 V_{dc} は、インバータ7中のコンバータ電圧である。

【0010】

【数 2】

$$v_{dc} / \sqrt{2} \quad (2)$$

【0011】

V_{mMAX} が式(2)の値以下に制限されるのは、電圧指令値 v_y^* とインバータの出力電圧との関係が比例している領域(以下、 v/f 制御領域)が、図16に示すように、式(2)の値までとなっているためである。もちろん、電圧指令値 v_y^* を式(1)で与えられる値より大きくすることは可能であるが、図16に示すように、電圧指令値 v_y^* とインバータ出力電圧が比例しないために制御が不安定になるので、これまで、 v/f 制

40

50

御領域を超える領域である過変調制御領域を使うことはない。

本発明は、このような技術的課題に基づいてなされたもので、過変調制御領域においても、インバータ出力電圧を電圧指令値と比例させることのできる永久磁石型同期モータの制御装置及び制御方法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】

【0012】

かかる目的のもと、本発明の永久磁石型同期モータの制御装置は、モータの周波数に比例した電圧指令値 II を回転直角座標系の δ 軸及び γ 軸の2軸で設定する電圧指令値設定手段と、2軸の電圧指令値 II を3相の電圧指令値 III へ座標変換する2相/3相変換手段と、3相の電圧指令値 III を電力変換してモータに印加するインバータと、モータの界磁方向を検出せずに、モータの端子電流を電圧指令値 II にフィードバックする手段と、過変調制御領域において、電圧指令値 III とインバータからの出力電圧とが比例するように、電圧指令値 II を補正する補正手段と、を有することを特徴とする。

10

【0013】

本発明の永久磁石型同期モータの制御装置において、補正手段は、電圧指令値設定手段と2相/3相変換手段の間で、電圧指令値設定手段で設定された電圧指令値 v^*_{δ} 及び v^*_{γ} の一方又は双方を補正することが好ましい。

また、本発明の永久磁石型同期モータの制御装置において、3相の電圧指令値 III をパルス幅変調波形に変換するPWM波形手段を有することが好ましい。

20

【0014】

本発明は、永久磁石型同期モータの制御方法として捉えることができ、この制御方法は、モータの周波数に比例した電圧指令値 II を回転直角座標系の δ 軸及び γ 軸の2軸で設定するステップ(a)と、2軸の電圧指令値 II を3相の電圧指令値 III へ座標変換するステップ(b)と、3相の電圧指令値 III をインバータにより電力変換をしてモータに印加するステップ(c)と、モータの界磁方向を検出せずに、モータの端子電流をフィードバックするステップ(d)と、過変調制御領域において、電圧指令値 III とインバータからの出力電圧とが比例するように、電圧指令値 II を補正するステップ(e)とを有することを特徴とする。

【0015】

本発明の制御方法において、補正するステップ(e)は、ステップ(a)とステップ(b)の間で、設定された電圧指令値 v^*_{δ} 及び v^*_{γ} の一方又は双方を補正することが好ましい。

30

また、本発明の制御方法において、3相の電圧指令値 III をパルス幅変調波形に変換して、インバータに供給するステップ(f)を有することが好ましい。

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、過変調制御領域においても、インバータ出力電圧を電圧指令値と比例させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

以下に、本発明にかかる永久磁石型同期モータ制御装置の実施形態を図面に基づいて詳細に説明する。

40

【0018】

図1は、本発明の一実施形態に係る永久磁石型同期モータの制御装置1を示す機能ブロック線図である。図1において、 ω_m は回転数指令(値)、 n はモータの極対数、 ω_1 はインバータ出力周波数(一次周波数)、 v^*_{δ} 、 v^*_{γ} は、それぞれ δ 軸、 γ 軸電圧指令(値)、 v^*_u 、 v^*_v 、 v^*_w はそれぞれ u 相、 v 相、 w 相の電圧指令(値)、 v_u 、 v_v 、 v_w はそれぞれ u 相、 v 相、 w 相の出力電圧、 i_u 、 i_v 、 i_w は、それぞれ u 相、 v 相、 w 相の出力電流、 i_{δ} 、 i_{γ} はそれぞれ δ 軸、 γ 軸のインバータ出力電流であり、 i_{δ} は励磁電流成分、 i_{γ} はトルク電流成分である。 θ は出力電圧位相、および ϕ は力

50

率角である。

【 0 0 1 9 】

制御装置 1 は、速度指令設定手段 2、電圧指令値設定手段 3、電圧指令値補正手段 4、2 相 / 3 相変換手段 5、P W M (Pulse Wide Modulation:パルス幅変調) 波形手段 6、インバータ 7、3 相 / 2 相変換手段 9、および力率角設定手段 10 で構成される。永久磁石型同期モータ (以下、単にモータ) 8 は、最終的にインバータ 7 から印加される電圧で駆動される。制御装置 1 は、モータの界磁方向を検出しないセンサレス制御を行なう。

【 0 0 2 0 】

電圧指令値設定手段 3 では、インバータ 7 の出力電圧 v_u 、 v_v 、 v_w をモータ 8 に加えることにより流れる u 、 v 、 w 3 相の各電流 i_u 、 i_v 、 i_w を、3 相 / 2 相変換手段 9 で 3 相 / 2 相変換した後の δ 軸電流 i_δ 、インバータ出力周波数 ω_1 、比例定数 K 、 d 軸の誘起電圧係数 Λ_d 、および比例ゲイン K を用いた以下の式 (3 - 1) (3 - 2) の演算により、 δ 軸電圧指令値 v_δ^* および y 軸電圧指令値 v_y^* を求める。

【 0 0 2 1 】

【数 3】

$$v_\delta^* = -K_\delta i_\delta \quad (3 - 1)$$

【 0 0 2 2 】

【数 4】

$$v_y^* = \Lambda_d \omega_1 - K \int i_\delta dt \quad (3 - 2)$$

【 0 0 2 3 】

以下に、電圧指令値設定手段 3 を上記式 (3 - 1)、(3 - 2) のようにしたときの制御について説明する。まず、理解を助けるため、力率角 φ (i) が 0 の場合について説明する。 φ は力率角であるから、モータ 8 への印加電圧とその電流の位相差を 0 とする場合、 $\cos \varphi$ で表される力率は 1 となる。したがって、この制御は、いわゆる力率 1 制御となる。

【 0 0 2 4 】

上記式 (3 - 1)、(3 - 2) による電圧指令値演算では、たとえば、モータ 8 の端子電圧より y 軸電圧指令値 v_y^* が小さければ、界磁を弱めるために δ 軸のインバータ出力電流 i_δ は負になる。逆に、 v_y^* が大きければ、それに合わせて強め界磁となり、 i_δ は正となる。

具体的に式 (3 - 1) の演算では、 δ 軸電圧指令値 v_δ^* は δ 軸電流 i_δ が 0 になるように負の比例制御を行っている。これで、 i_δ の正負のふらつきがあれば、ゲイン K_δ によって早急に i_δ のふらつきをなくすように電圧指令値 v_δ^* が決定される。

【 0 0 2 5 】

y 軸電圧指令値 v_y^* は、誘起電圧に相当する $\Lambda_d \omega_1$ の電圧を補うような電圧値とすることに加え、 δ 軸電流 i_δ を 0 にする演算をするために、ここでは i_δ を積分する積分制御を行う。つまり、式 (3 - 2) の演算では、 δ 軸電流 i_δ が正負のどちらか一方の値で累積すれば、その分大きな値で元に戻るような電圧値が決定される。なお、ここでは積分制御を用いたが、制御応答性によっては、比例制御、比例積分制御等としてもよい。

【 0 0 2 6 】

このようにすることで、 i_δ は 0 になり、 i_δ が 0 になれば v_δ も 0 になる。結局、モータ 8 に流す電流とモータ印加電圧は y 軸成分のみとなり、位相は一致するので力率 1 となる。これだけでも、電圧と電流の積は最小となり、省電力な制御が可能である。

【 0 0 2 7 】

しかしながら、I P M (内部磁石型) モータでは、式 (1) の第二項となるリラクタンストルクも利用できるので、マグネットトルクとリラクタンストルクの双方をバランスよく利用することで、電流をさらに減らすことができる。モータ電流 (δ 軸と y 軸を合成し

10

20

30

40

50

た絶対値) I が誘起電圧に対して進み角 θ で流れていると d 軸電流 i_d および q 軸電流 i_q は式 (4 - 1)、(4 - 2) のように表すことができる。

【0028】

【数5】

$$i_d = -I \sin \theta \quad (4 - 1)$$

【0029】

【数6】

$$i_q = -I \cos \theta \quad (4 - 2)$$

10

【0030】

モータ電流 I に対してモータトルク τ が最大となる条件は、式 (4 - 1)、(4 - 2) を式 (1) に代入して得られる τ (式 (5 - 1)) の θ についての微分が 0 になることである。これを式 (5 - 2) とすると、以下ようになる。

【0031】

【数7】

$$\tau = n \Lambda_d I \cos \theta \cdot n (\mathcal{L}_d - \mathcal{L}_q) \cdot I^2 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta \quad (5 - 1)$$

【0032】

【数8】

$$d\tau/d\theta = -n \cdot \Lambda_d I \cdot \sin \theta - n (\mathcal{L}_d - \mathcal{L}_q) \cdot I^2 \cdot (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) = 0 \quad (5 - 2)$$

【0033】

上記式 (5 - 2) の $I \cdot \sin \theta$ 、 $I \cdot \cos \theta$ を式 (4 - 1)、(4 - 2) の i_d 、 i_q で表すと次式 (6) となる。

【0034】

【数9】

$$\Lambda_d \cdot i_d + (\mathcal{L}_d - \mathcal{L}_q)(i_d^2 - i_q^2) = 0 \quad (6)$$

30

【0035】

式 (6) は、 $A = \Lambda_d / 2 (\mathcal{L}_d - \mathcal{L}_q)$ として、 $(i_d + A)^2 - i_q^2 = A^2$ という関係を表した式であり、 i_d を縦軸、 i_q を横軸とすると図 2 に示すようなグラフとなる。

【0036】

したがって、同図が最小電流となるとき i_d 、 i_q の組み合わせを表しているが、 i_d と i_q の関係は、平方根を含んだ形になっているので、制御で利用するにはテーブル化する等の手法が必要となる。

【0037】

そこで、モータ電流 I とモータ印加電圧 V の位相差で制御する。まず、 ϕ は、モータ印加電圧 V の位相とモータ電流 I の位相の差であるから、次式 (7) で表される。

40

【0038】

【数10】

$$\phi = \tan^{-1}(-v_d / v_q) - \tan^{-1}(-i_d / i_q) \quad (7)$$

【0039】

上述したように、最小電流のときの i_d と i_q の関係は、 $(i_d + A)^2 - i_q^2 = A^2$ であり、これは双曲線なので、双曲線関数 ($\sinh$ 、 $\cosh$) により、次式 (8 - 1)、(8 - 2) のように表せる。

【0040】

50

【数 1 1】

$$i_d = A(\cosh a - 1) \quad (8 - 1)$$

【0 0 4 1】

【数 1 2】

$$i_q = A \sinh a \quad (8 - 2)$$

【0 0 4 2】

そして、 α が十分小さく、0 とみなせる場合は、それぞれ $i_d = A \alpha^2$ 、 $i_q = A \alpha$ と近似できる。また、モータに印加する電圧を d 軸と q 軸でとらえた v_d 、 v_q は、モータ回路の等価式から、次式 (9 - 1)、(9 - 2) のようにみなせる。通常、動作回転数に於いて抵抗は無視できるからである。

【0 0 4 3】

【数 1 3】

$$v_d = -n\omega_m \mathcal{L}_q i_q \approx -\omega_m \mathcal{L}_q A a \quad (9 - 1)$$

【0 0 4 4】

【数 1 4】

$$v_q = n\omega_m \mathcal{L}_d i_d + \Lambda_d n\omega_m \approx \Lambda_d n\omega_m \quad (9 - 2)$$

【0 0 4 5】

これらの式を用いると、式 (7) の位相差 ϕ は、次式 (10) のように近似できる。

【0 0 4 6】

【数 1 5】

$$\phi = \tan^{-1}(-v_d/v_q) - \tan^{-1}(-i_d/i_q)$$

$$\approx \tan(\phi) = (-v_d i_q + v_q i_d) / (v_q i_q - v_d i_d) \quad (10)$$

$$\approx (\mathcal{L}_q A / \Lambda_d + 1/2) \cdot a$$

【0 0 4 7】

ここで、モータ電流 I は次式 (11) で表せるので、結局位相差 ϕ は、次式 (12) のようになる。つまり、位相差 ϕ は、電流とほぼ比例関係になる。また、制御により $i_\delta = 0$ となっており、モータ電流 I は i_y に比例しているので、位相差 ϕ は i_y にも比例する。

上記のように近似せずに d 軸電流と q 軸電流をつかってプロットして得られる位相差 ϕ とモータ電流 I の関係を示したのが図 3 である。このようにしてもほぼ比例しており、比例関係を用いて制御することの妥当性がわかる。

【0 0 4 8】

【数 1 6】

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} / 3 \approx A a / \sqrt{3} \quad (11)$$

【0 0 4 9】

【数 17】

$$\phi = \sqrt{3} \{ \mathcal{L}_q / \Lambda_d + 1 / (2A) \} \cdot I \quad (12)$$

【0050】

このように、トルクを出すために必要となる最小電流の制御は、 $\phi = 0$ ではなく、力率角（位相差）を積極的に制御してやることにより実現できる。そこで、制御装置1では、図1に示すように、モータ8の端子の電流を、3相/2相変換手段9で3相/2相変換する際に用いられる回転軸を θ ではなく $\theta - \phi$ とする力率角設定手段10を有するようにした。 ϕ は、モータ電流 I の関数であるから、同図に示すように、まず、フィードバックされる y 軸電流を用いてモータ電流 I を求める（ i_δ は0に制御されている。）。モータ電流 I が求めれば、それに定数を乗じて ϕ を求める。これによって ϕ を3相/2相変換の回転軸 θ から差し引くようにする。

10

【0051】

そして、 $\theta - \phi$ を回転軸として3相/2相変換手段9で3相/2相変換された電流は、ゲイン $K\omega$ が乗じられて周波数たる速度指令 $n\omega_m^*$ に負帰還され、永久磁石型同期モータ8が安定して動作するように指令 $n\omega_m^*$ が修正される。これは、負荷が重くなり、回転子の位置が回転磁界に対して遅れると電流が増え、逆に負荷が軽くなり、回転子の位置が回転磁界に対して進むと電流が減るので、速度指令を修正することで安定化させるものである。（3-1）、（3-2）式により、 $v_\delta = I_\delta = 0$ となるように制御しているので、電流の3相/2相変換と電圧の2相/3相変換に使用する位相が異なれば、その差である ϕ が力率角となるように制御される。

20

【0052】

上記モータ電流 I と位相差 ϕ の関係は、比例関係にあるので、適切な比例定数を選択して演算により ϕ を導くようにしてもよいし、電流値の大きい範囲での正確性を求めるのであれば、モータ電流 I と ϕ の関係をテーブル化してもよい。テーブル化した構成を採用した場合であっても、ほぼ比例しているためテーブルデータを細かく取る必要が無いというメリットがある。

このようにしても、 i_δ と i_y との組み合わせである2次元テーブルを参照するのは異なり、モータ電流 I は実際のフィードバックで得られるので、 ϕ は一義的に決定でき、常に適切な位相差 ϕ を求めることができる。

30

【0053】

以上により、制御装置1によれば、IPMモータのリラクタンストルクも考慮した最小電流で永久磁石型同期モータ8のトルクを制御することができる。また、複雑な演算を必要とせず、3相/2相変換の際の回転軸角度を変化させるだけで、最小電流によるトルク制御が可能になるので、構成がシンプルとなり、メンテナンス性も向上する。さらに、図4に示すように、力率1制御の場合に対し、 V/f 制御が適正となるトルク範囲が拡張され、低速回転から高速回転まで単純な V/f 制御を基調としつつ、電流を最小にして動作させることが可能となる。

【0054】

次に、制御装置1は、電圧指令値 v_y^* を補正する電圧指令値補正手段4を有している。電圧指令値補正手段4は、電圧指令値設定手段3と2相/3相変換手段5との間に位置し、電圧指令値設定手段3で生成された電圧指令値 v_δ^* および電圧指令値 v_y^* のうち、電圧指令値 v_y^* を補正する。電圧指令値 v_δ^* を補正してもよいが、本発明者らの検討によると、電圧指令値 v_y^* のみを補正すれば足りる。

40

【0055】

図16に基づいて説明したように、従来は、過変調制御領域内で制御することはなかった。しかし、制御装置1は、電圧指令値 v_y^* を補正することにより、過変調制御領域を比例制御ができるようにする。図5は、この補正の内容の一例を示すグラフ（テーブル）であり、横軸が電圧指令値 v_y^* を示し、縦軸が電圧指令値 v_y^* を補正して得られる補正電圧指令値 $v_y^{* *}$ を示す。つまり、補正は、電圧指令値 v_y^* に補正関数曲線L上の

50

対応する値を乗ずることによって、電圧指令値により発生する実際のPWM波形出力の基本成分が電圧指令値111に対し比例的に出力されるように行われる。なお、補正は、過変調制御領域において行われるものであり、図5において横軸の「100」が過変調制御領域の開始点、つまり補正の開始点である。また、補正は、 $V_{dc} \times 1.12$ （横軸の「112」）以下の範囲で適用される。なお、補正を $V_{dc} \times 1.12$ 以下とするのは、それを超える値にするとパルス幅変調が行えなくなるためである。

【0056】

図6は、過変調制御領域について補正電圧指令値 v_y^* を適用した場合の、電圧指令値 v_y^* （ v_y^* ）とインバータ7の出力電圧との関係を示す。比例制御が可能な v/f 制御に続く過変調制御領域においても、コンバータ電圧 V_{dc} の1.12倍の範囲まで、電圧指令値 v_y^* （ v_y^* ）に対してインバータ7の出力電圧 V_m を比例制御が可能になる。したがって、制御装置1によれば、従来の過変調制御領域を使用しない制御装置に比べて、インバータの出力電圧の最大値を $1.12 \times V_{mMAX}$ まで高めることができる。

10

【0057】

電圧指令値補正手段4により、実際のPWM波形出力の基本波成分が電圧指令値に対し過変調制御領域まで比例的に出力されるためモータ8を駆動する際に次の効果が得られる。

（1）過変調制御領域を使用しない従来制御に係るモータと同じターン数のモータ8を駆動することにより、インバータ7の出力電圧が従来の1.12倍までアップする。したがって、従来制御と同じターン数のモータ7を用いたとすると、図7に示すように、従来の最大回転数より1.12倍の回転数まで制御が可能である。

20

（2）従来制御に係るモータよりターン数の多いモータ8を駆動したとすると、図8に示すように、従来と最大回転数は同等レベルとなるが、インバータ7の出力電流は従来の $1/1.12$ まで低減されるので、モータ8の運転効率が向上する。

【0058】

制御装置1は、PWM波形手段6を備えている。PWM波形手段6は、 v/f 制御領域においては、3相中の1相が連続して電気角で約60度期間スイッチングを停止する2相変調を行い、過変調制御領域では、3相変調に3次高調波を重畳させた変調に切り換えを行うことを特徴とする。

30

このようなPWM波形手段6を設けることにより、正弦波をPWM波形に変換することができ、制御中のスイッチング回数を減らして、モータ8の駆動効率を向上できる。

【0059】

また、制御装置1は、過変調制御領域でインバータ7の出力電圧が最大値（ $1.12 \times V_{mMAX}$ ）に達した以降は、図9に示すように、その最大値電圧を一定として制御する弱め界磁制御を実施することができる。そうすることにより、インバータ7の最大電圧に達した後も、継続してモータ8の回転数制御が可能となる。

【0060】

以上説明した制御が可能になると、工業製品の小型化、省電力化に寄与することができる。たとえば、空気調和装置の圧縮機を駆動するためのモータは、小型化の要請と共に空気調和装置が大量に電力を消費する機器であることから、この他、省電力化の要請が強い。永久磁石型同期モータが採用されてきているのも、その現れの一つであるが、制御装置1は上記要請に沿うものとなる。

40

制御装置1は、電圧指令値補正手段4を、電圧指令値設定手段3と2相/3相変換手段5との間に設けている。また、制御装置1は、電圧指令値 v^* および電圧指令値 v_y^* のうち、電圧指令値 v_y^* のみを補正している。このように、制御装置1は、構成の変更を最小限に抑えて、補正を示現している。

【0061】

次に、上述した本発明の一実施形態に係るモータ8の制御装置1により行われるモータの脱調検出方法について説明する。

50

上述したように、本実施形態に係る永久磁石型同期モータは、上記(3-1)、(3-2)式に示す通り、 $v_{\delta} = 0$ となるように制御されている。また、本実施形態に係る制御方法では、制御安定化のために、 δ 軸電流指令値 i_{δ}^* との偏差を積分して、この偏差を打ち消すように電圧指令値 v_{δ} 、 v_{γ} を決定している。従って、通常運転状態においては、 γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}} (= K \int i_{\delta} dt)$ は、略一定値に収束する。

図10に、正常時における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。図10において、上から γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 、 δ 軸電流 i_{δ} 、モータ電流波形(U相)の波形を示している。この図に示すように、正常時においては、 γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 及び δ 軸電流 i_{δ} の双方において、ゼロに収束している。

【0062】

一方、脱調が発生すると、 δ 軸電流 i_{δ} は増大し、強め界磁状態となる。図11に脱調状態における永久磁石型同期モータ8の起動時の波形を示す。図11において、上から γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 、 δ 軸電流 i_{δ} 、モータ電流波形(U相)の波形を示している。この図に示すように、脱調状態では、 γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 及び δ 軸電流 i_{δ} が増大していることがわかる。

そこで、制御装置1の脱調検出方法では、この δ 軸電流 i_{δ} 或いは γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ の増大を検知することにより、脱調の検出を行う。

【0063】

具体的には、 δ 軸電流 i_{δ} が規定値以上の状態が所定の期間継続した場合に、脱調を検出する。これにより、非常に容易に、モータの脱調を検出することが可能となる。ここで、規定値、及び所定の期間は、モータの特性に応じて任意に設定できる値である。

更に、 δ 軸電流 i_{δ} に代わって、この δ 軸電流の積分値である γ 電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ を用いて脱調を検出するようにしても良い。具体的には、 γ 電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ が規定値以上となった場合、好ましくは、 γ 電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ が規定値以上の状態が所定の期間継続した場合に、脱調を検出するようにしても良い。

【0064】

一般的に、同期モータにおいては、起動時に強制同期運転により引き込み運転が行われる。この強制同期運転の期間においては、 δ 軸電流 i_{δ} がゼロに収束しないので、上述のように δ 軸電流 i_{δ} だけをモニタしていると、脱調の誤検知をする可能性がある。このような場合であっても、 δ 軸電流 i_{δ} の積分値である γ 電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ を利用することで、脱調の誤検知を防ぎ、脱調検出精度の向上を図ることができる。

【0065】

以上説明してきたように、本実施形態に係る制御装置によれば、モータ制御に用いられている γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 及び δ 軸電流 i_{δ} の少なくともいずれか一方を用いてモータの脱調の検出を行うので、非常に容易に脱調の検出を実現させることができる。

【0066】

更に、本実施形態に係る脱調検出方法においては、モータ温度による磁束量の変化を考慮して、上記規定値を温度に応じて更新するようにしても良い。例えば、温度が上昇すると、磁束量は低下するため、上記 δ 軸電流 i_{δ} は減少する。逆に、温度が低下すると、磁束量は増加するため、上記 δ 軸電流 i_{δ} は増加する。従って、温度が上昇した場合には上記規定値を高く設定し、温度が低下した場合には上記規定値を低く設定することにより、脱調検出の精度を更に高めることが可能となる。

【0067】

なお、モータの磁束量の変化によっても γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ は変動する。図12～図14に、正常時、つまり、脱調が発生していない状態において、磁束量を変化させた場合の起動時の各状態量の変化を示す。図12は磁束量が通常の場合、図14は磁束量を増加させた場合、図13は磁束量を図12と図14との中間としたときの各状態量を示している。図12～図14において、上から γ 軸電圧オフセット値 $V_{\gamma \text{ of s}}$ 、 δ 軸電流 i_{δ} 、モータ電流波形(U相)の波形をそれぞれ示している。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 8 】

このように、脱調が発生していない場合であっても、磁束量に応じて y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ が増減する。従って、 y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ の変化だけを検出していたのでは、その変化が脱調に起因するものなのか、或いは、磁束量の変化に起因するものなのかを区別することが難しい場合がある。しかしながら、このような場合であっても、 y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ とインバータ出力電力等との組み合わせによって、脱調と電磁状態とを区別することができる。

【 0 0 6 9 】

つまり、モータの磁束量が増加した場合、 y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ が増加しても、インバータ出力はその時の運転状態に応じた値をとるのに対し、一方、脱調発生時には、 y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ が増加すると、インバータとして仕事をしなくなるので出力電力が減少し、規定値以下となる。

よって、 y 軸電圧オフセット値 $V_{y\text{ofs}}$ が規定値以上となる状態が所定期間継続し、且つ、インバータ出力電力が規定値以下となる状態が所定期間継続した場合に、脱調と判断することで、磁束量の変動による誤検知を回避することが可能となる。また、インバータ出力電力以外に、モータ電流の実効値等により判断することも可能である。

【 0 0 7 0 】

制御装置 1 は、空気調和装置の圧縮機を駆動するためのモータに適用されるが、本発明はこれに限定されるものでなく、永久磁石型同期モータの制御に広く適用できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 7 1 】

【 図 1 】 本実施の形態に係る制御装置のシステム構成を示すブロック線図である。

【 図 2 】 最小電流となるときの d 軸電流と q 軸電流の関係を示すグラフであり、縦軸は d 軸電流、横軸は q 軸電流である。

【 図 3 】 最小電流となるときの電流と位相差の関係を示すグラフであり、縦軸は位相差、横軸は電流である。

【 図 4 】 力率 1 制御の場合と本発明の場合との電流 - トルク特性を示すグラフであり、縦軸は電流、横軸はトルクである。

【 図 5 】 過変調制御領域において、電圧指令値 v^*_y を補正電圧指令値 v^{**}_y に補正するための補正完成曲線を示すグラフである。

【 図 6 】 過変調制御領域について補正電圧指令値 v^{**}_y を適用した場合の、電圧指令値 v^*_y (v^{**}_y) とインバータの出力電圧との関係を示すグラフである。

【 図 7 】 本実施の形態に係る制御装置を用い、ターン数の同じモータを駆動させるときの効果を示すグラフである。

【 図 8 】 本実施の形態に係る制御装置を用い、ターン数の多いモータを駆動させるときの効果を示すグラフである。

【 図 9 】 本実施の形態に係る制御装置を用い、過変調制御領域でインバータの出力電圧が最大値に達した以降に弱め界磁制御を行うことを示すグラフである。

【 図 1 0 】 モータ正常状態における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。

【 図 1 1 】 モータ脱調状態における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。

【 図 1 2 】 モータ正常状態、且つ、磁束量が通常状態の場合における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。

【 図 1 3 】 モータ正常状態、且つ、磁束量を通常状態よりもやや増加させた場合における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。

【 図 1 4 】 モータ正常状態、且つ、磁束量を図 1 3 の磁束量よりも更に増加させた場合における永久磁石型同期モータの起動時の波形を示す。

【 図 1 5 】 特許文献 1 に開示される従来の制御装置のシステム構成を示すブロック線図である。

【 図 1 6 】 従来の制御装置における、電圧指令値インバータの出力電圧との関係を示すグラフである。

10

20

30

40

50

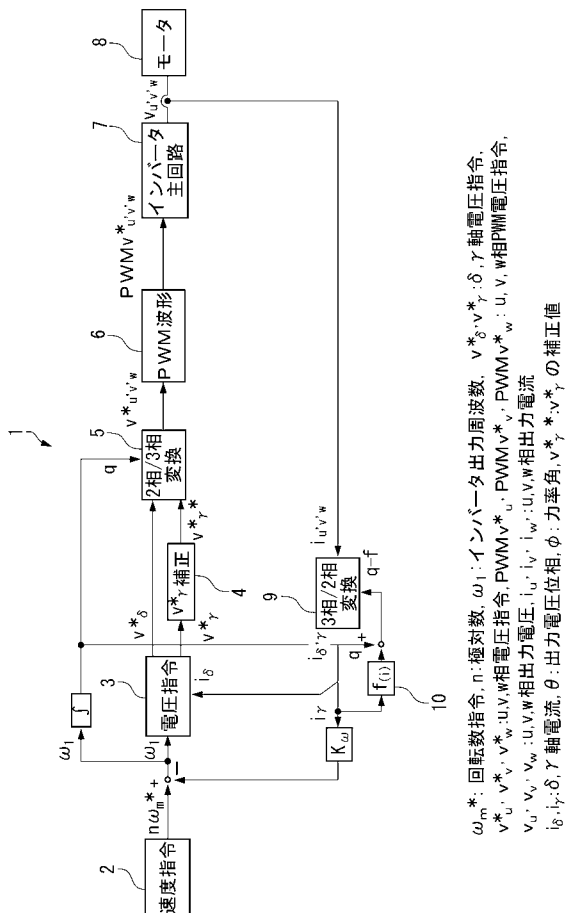
【符号の説明】

【 0 0 7 2 】

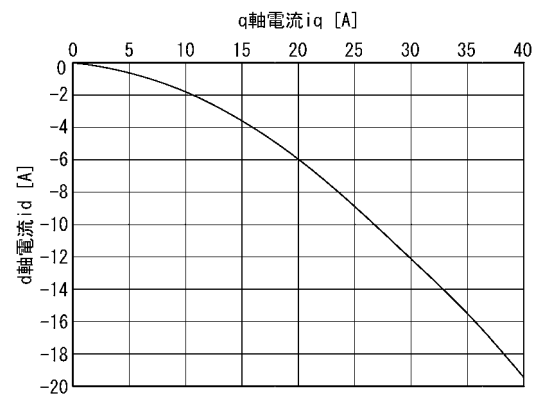
- 1 ... 制御装置
- 2 ... 速度指令設定手段
- 3 ... 電圧指令値設定手段
- 4 ... 電圧指令値補正手段
- 5 ... 2相 / 3相変換手段
- 6 ... P W M 波形手段
- 7 ... インバータ
- 8 ... 永久磁石型同期モータ（モータ）
- 9 ... 3相 / 2相変換手段
- 10 ... 力率角設定手段

10

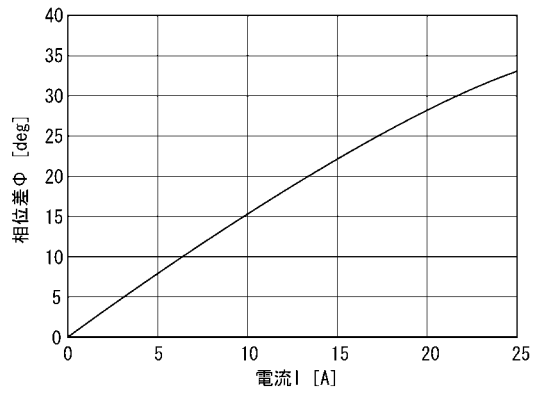
【 図 1 】



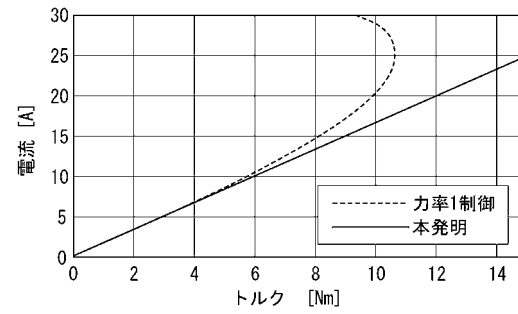
【 図 2 】



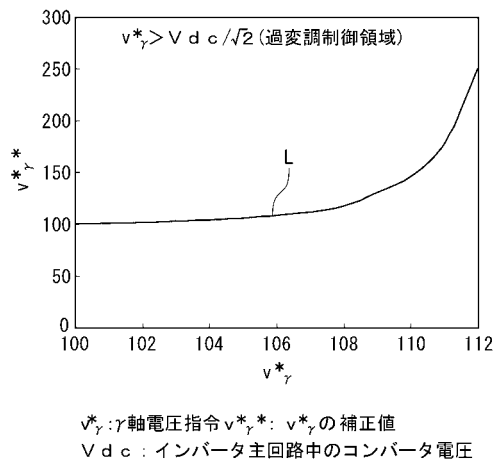
【図 3】



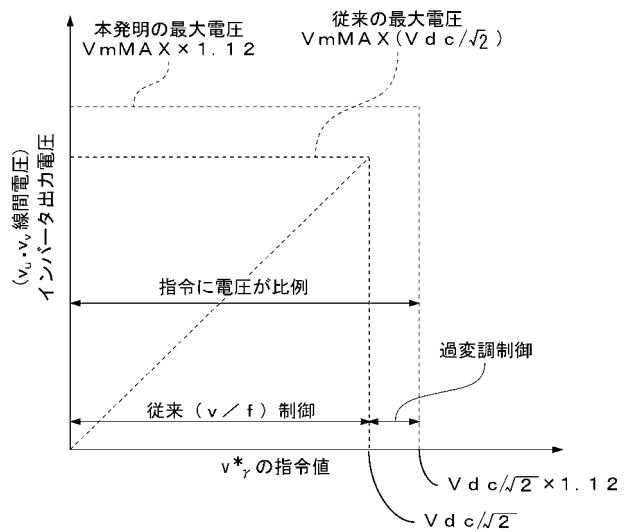
【図 4】



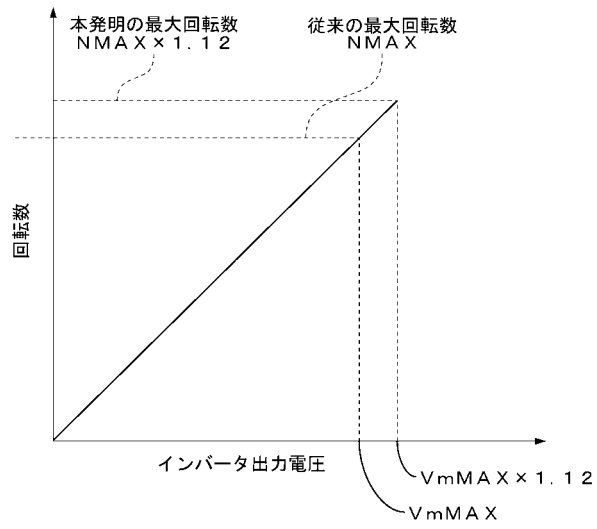
【図 5】



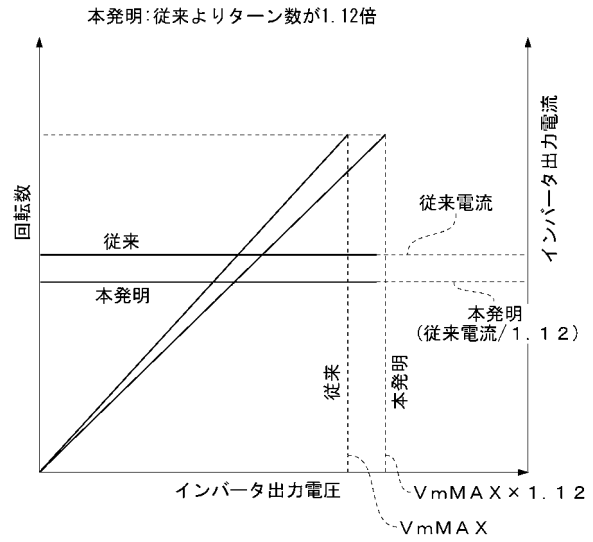
【図 6】



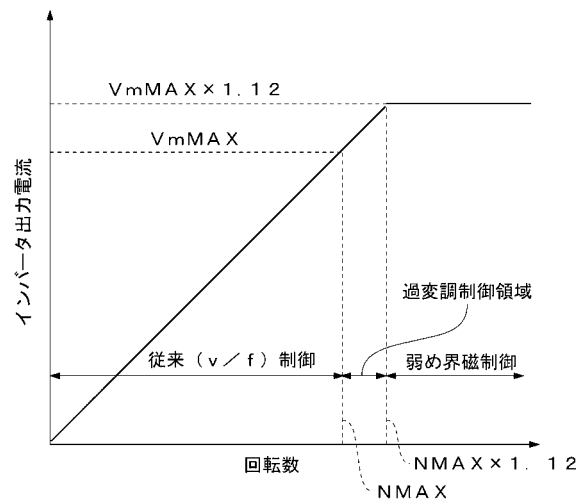
【図 7】



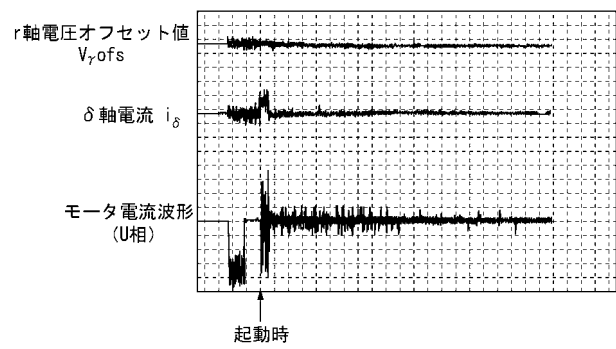
【図 8】



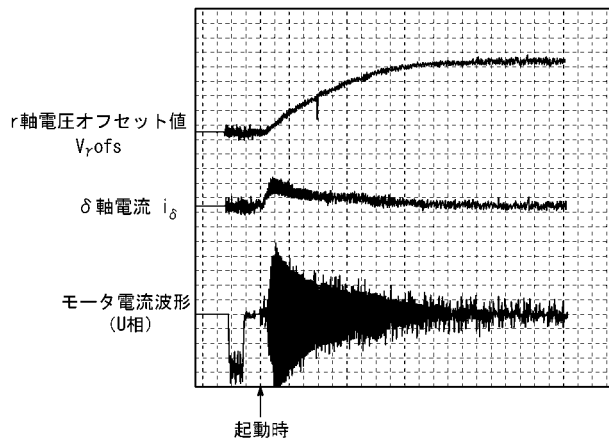
【図 9】



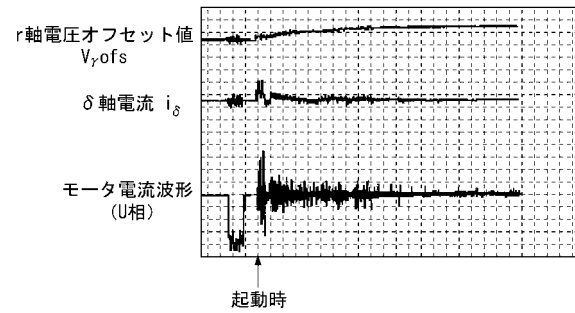
【図 10】



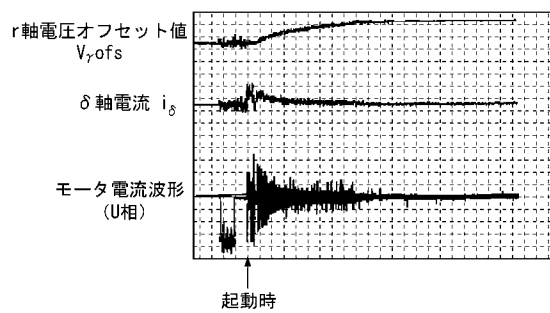
【図 1 1】



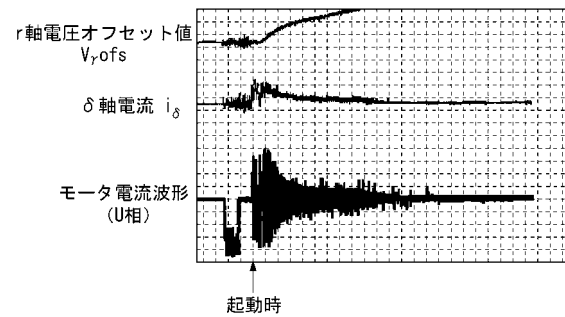
【図 1 2】



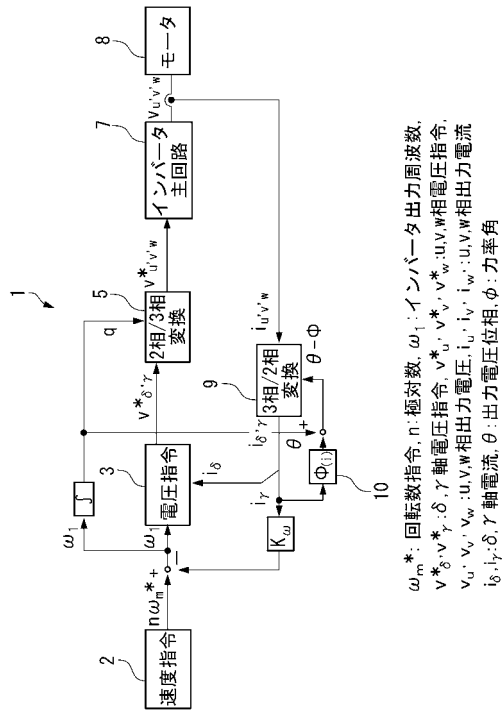
【図 1 3】



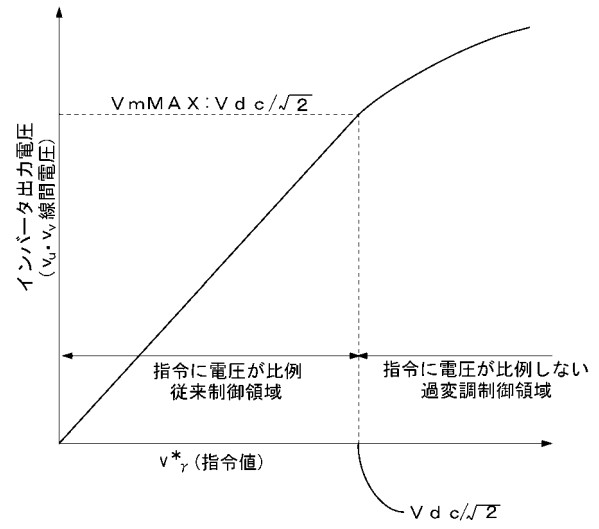
【図 1 4】



【図 15】



【図 16】



フロントページの続き

(72)発明者 清水 健志

愛知県名古屋市中村区岩塚町字高道 1 番地 三菱重工業株式会社名古屋研究所内

(72)発明者 近藤 成治

愛知県清須市西枇杷島町旭三丁目 1 番地 三菱重工業株式会社冷熱事業本部内

(72)発明者 宮田 昌幸

愛知県名古屋市中村区岩塚町字九反所 6 0 番地の 1 中菱エンジニアリング株式会社内

F ターム(参考) 5H505 DD08 EE41 EE43 HB01 LL22