

(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2013-179833

(P2013-179833A)

(43) 公開日 平成25年9月9日(2013.9.9)

(51) Int.Cl.

HO2P 6/08 (2006.01)

F 1

HO2P 6/02

351H

テーマコード(参考)

5H56O

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2013-92330 (P2013-92330)
 (22) 出願日 平成25年4月25日 (2013.4.25)
 (62) 分割の表示 特願2009-543299 (P2009-543299)
 の分割
 原出願日 平成20年12月2日 (2008.12.2)
 (31) 優先権主張番号 特願2007-318150 (P2007-318150)
 (32) 優先日 平成19年12月10日 (2007.12.10)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000005821
 パナソニック株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100109667
 弁理士 内藤 浩樹
 (74) 代理人 100120156
 弁理士 藤井 兼太郎
 (74) 代理人 100137202
 弁理士 寺内 伊久郎
 (72) 発明者 小川原 秀治
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナ
 ソニック株式会社内
 F ターム(参考) 5H56O AA02 BB04 BB07 BB12 DA13
 DB20 DC13 EB01 EC01 SS07
 TT01 TT15 UA03 XA04 XA12

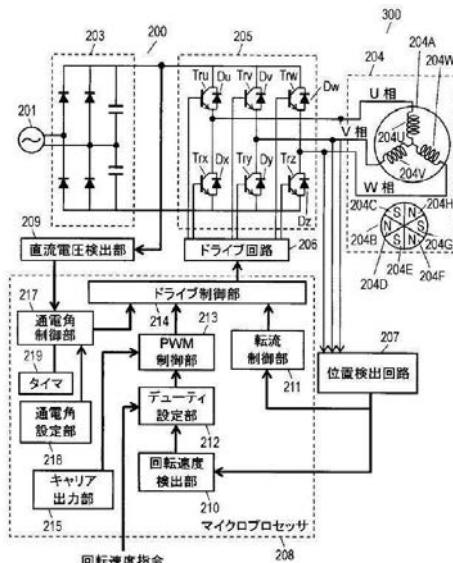
(54) 【発明の名称】電動圧縮機および家庭用電気機器

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】急激な回転変動を伴う負荷変動や瞬停や電圧変動が発生した場合にも適切な位置検出ができ、通電角を120°以上に拡げ安定な運転を継続するブラシレスDCモータ駆動の電動圧縮機を提供する。

【解決手段】ロータに永久磁石が設けられたブラシレスDCモータ204を駆動するためのインバータ制御装置200は、インバータ回路部205と、位置検出回路部207と、直流電圧検出部209と、通電角制御部217と、を有する。位置検出回路部207はブラシレスDCモータ204の誘起電圧によりステータに対するロータの位置を検出する。直流電圧検出部209はインバータ回路部205に供給される直流電源電圧の電圧値を検出する。通電角制御部217は直流電源電圧の変化率に応じてインバータ回路部における通電角を電気角で180度未満の範囲で変更する。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

ロータと、永久磁石を設けられたロータとを有するブラシレスDCモータを駆動するためのインバータ制御装置は、

前記ブラシレスDCモータに接続され前記ブラシレスDCモータを駆動するインバタ回路部と、

前記ブラシレスDCモータの誘起電圧により前記ステータに対する前記ロータの位置を検出する位置検出回路部と、

前記インバタ回路部に供給される直流電源電圧の電圧値を検出する直流電圧検出部と、前記直流電源電圧の変化率に応じて前記インバタ回路部における通電角を電気角で0度を超え180度未満の範囲で変更する通電角制御部とを有し、前記インバタ制御装置のインバタ回路部に駆動される前記ブラシレスDCモータと、前記ブラシレスDCモータにより駆動される圧縮部とを備えた電動圧縮機。10

【請求項 2】

前記直流電源電圧がある一定以上の変化率で下降する場合、前記直流電源電圧の変化率に応じ、前記通電角制御部が通電角を小さくするインバタ制御装置によって制御される請求項1記載の電動圧縮機。

【請求項 3】

前記通電角制御部は、前記直流電源電圧の変化率が大きいほど通電角をより小さくするインバタ制御装置によって駆動される、請求項2記載の電動圧縮機。20

【請求項 4】

前記直流電源電圧がある一定以上の変化率で上昇する場合、前記直流電源電圧の変化率に応じ、前記通電角制御部が通電角を小さくするインバタ制御装置によって制御される請求項1記載の電動圧縮機。

【請求項 5】

前記通電角制御部は、前記直流電源電圧の変化率が大きいほど通電角をより小さくするインバタ制御装置によって制御される請求項4記載の電動圧縮機。

【請求項 6】

前記通電角を設定する通電角設定部をさらに備え、

前記直流電源電圧が安定している場合、前記通電角制御部は、通電角を前記通電角設定部が設定した値となるように徐々に大きくするインバタ制御装置によって制御される請求項1記載の電動圧縮機。30

【請求項 7】

請求項1記載のインバタ制御装置と、

前記インバタ制御装置のインバタ回路部に駆動される前記ブラシレスDCモータと、前記ブラシレスDCモータにより駆動される被駆動体と、を備えた、

家庭用電気機器。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、ブラシレスDCモータのインバタ制御装置における広角通電制御に関する。また、本発明は、このインバタ制御装置を用いたモータ駆動装置、電動圧縮機および冷蔵庫等の家庭用電気機器に関する。40

【背景技術】**【0002】**

インバタの波形制御として、制御の容易さの観点から120度通電波形が一般に採用されている。ブラシレスDCモータを駆動するシステムにおいては、正負それぞれの電気角が180度あるにもかかわらず、電気角120度分だけしかインバタの各相スイッチを導通させていない。残りの電気角60度の区間は無制御となっている。したがって、無制御期間においては、インバタが所望の電圧を出力することができず、インバタの直50

流電圧利用率が低い。そして直流電圧利用率が低いことに起因してブラシレスDCモータの端子電圧が小さくなり運転範囲が狭くなってしまう。すなわち最高回転速度が低くなっている。

【0003】

これに対し、通電角を電気角120度以上に広げる広角制御を行うことにより、インバータの運転範囲を拡大することが提案されている。これによりインバータ制御装置の出力が増大する（例えば、特許文献1参照）。すなわち特許文献1では、電圧型インバータの通電幅を電気角で120度より大きく180度以下の所定の幅に設定しており、無制御区間を電気角で60度未満にしている。その結果、モータ端子電圧が大きくなり、運転範囲が広くなっている。

10

【0004】

また近年、モータを高効率化するためロータ内部に永久磁石を埋め込み、磁石に起因するトルクのみならずリラクタンスに起因するトルクを発生させる埋込磁石構造のブラシレスDCモータが用いられてきている。これにより、モータ電流を増加させることなく全体として発生トルクを大きくすることができる。

【0005】

このリタクタンストルクを有効に活用するために、モータ誘起電圧の位相に対してインバータの電圧位相を進める進角制御が行なわれている。さらに進角制御は弱め磁束効果を有効に活用でき、出力トルクを増大できる。

20

【0006】

また、圧縮機などでは使用環境、信頼性、メンテナンスの観点から、ホール素子等のセンサを用いずにステータ巻線に生じる誘起電圧によりロータ磁極位置を検知するセンサレス方式のインバータ制御装置が用いられている。この場合、無制御期間中の電気角60度の区間を用い、上下アームのスイッチのオフ期間中にモータ端子に現れる誘起電圧を観測する。これにより、ロータ磁極位置を検知する。

【0007】

以下、図面を参照しながら従来のインバータ制御装置を説明する。図7は従来のインバータ制御装置の構成を示す構成図である。図8は従来のインバータ制御装置の負荷トルク-回転速度特性を示す特性図であり、広角制御を行ったときの特性を示している。

30

【0008】

図8より、同じトルクであれば、通電角を大きくするほど、最高回転数が大きくなることがわかる。

【0009】

また図9は、従来のインバータ制御装置の各部の信号波形及び処理内容を示すタイミングチャートであり、通電角150度時の特性を示している。

【0010】

図7において、直流電源001の端子間に3対のスイッチングトランジスタTr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_zがそれぞれ直列接続されてインバータ回路部002が構成されている。ブラシレスDCモータ003は4極の分布巻き構造のステータ003Aと、ロータ003Bで構成されている。ロータ003Bは内部に永久磁石003N、003Sを埋め込まれた磁石埋込型構造を有する。

40

【0011】

各対のスイッチングトランジスタ同士の接続点は、ブラシレスDCモータ003のY接続された各相のステータ巻線003U, 003V, 003Wの端子にそれぞれ接続されている。そして、各対のスイッチングトランジスタ同士の接続点は、Y接続された抵抗004U, 004V, 004Wにもそれぞれ接続されている。なお、スイッチングトランジスタTr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_zのコレクタ-エミッタ端子間にそれぞれ、保護用の還流ダイオードD_u, D_x, D_v, D_y, D_w, D_zが接続されている。

【0012】

50

磁極位置検出回路 010 は、差動増幅器 011 と積分器 012 とゼロクロスコンパレータ 013 により構成されている。Y 接続されたステータ巻線 003U, 003V, 003W の中性点 003D の電圧は、抵抗 011A を介して増幅器 011B の反転入力端子に供給されている。一方、Y 接続された抵抗 004U, 004V, 004W の中性点 004D の電圧は、そのまま増幅器 011B の非反転入力端子に供給されている。また増幅器 011B の出力端子と反転入力端子との間には抵抗 011C が接続されている。このようにして、差動増幅器 011 が構成されている。

【0013】

また、差動増幅器 011 の出力端子から出力される出力信号は、抵抗 012A とコンデンサ 012B とを直列接続して構成された積分器 012 に供給されている。積分器 012 からの出力信号（抵抗 012A とコンデンサ 012B との接続点電圧）は、ゼロクロスコンパレータ 013 の非反転入力端子に供給されている。10

【0014】

ゼロクロスコンパレータ 013 の反転入力端子には中性点 003D の電圧が供給されている。そして、ゼロクロスコンパレータ 013 の出力端子から磁極位置検出信号が出力される。

【0015】

差動増幅器 011、積分器 012 およびゼロクロスコンパレータ 013 は、ブラシレス DC モータ 003 のロータ 003B の磁極位置を検出する磁極位置検出回路 010 を構成している。磁極位置検出回路 010 から出力される磁極位置検出信号はマイクロプロセッサ 020 に供給される。マイクロプロセッサ 020 は、供給された磁極位置検出信号に対し、周期測定、進角や通電角の設定のための位相補正などを行う。またマイクロプロセッサ 020 は電気角 1 周期当りのタイム値を算出し、スイッチングトランジスタ Tru, Trx, Try, Trw, Trz の転流信号を決定する。20

【0016】

また、マイクロプロセッサ 020 は回転速度指令に基づいて電圧指令を出力する。マイクロプロセッサ 020 は、電圧指令をパルス幅変調（PWM）する。また、回転速度指令と実回転速度の偏差に基づき PWM 信号の ON / OFF 比であるデューティ量を制御し、3 相分の PWM 信号を出力する。そして、回転速度指令に対し、実回転速度が低いとデューティを大きくし、逆に実回転速度が高いとデューティを小さくする。30

【0017】

この PWM 信号はドライブ回路 030 に供給される。ドライブ回路 030 は、スイッチングトランジスタ Tru, Trx, Try, Trw, Trz のそれぞれのベース端子に供給すべきドライブ信号を出力する。

【0018】

以上のインバータ制御装置について、通電の動作を説明する。図 9において、ブラシレス DC モータ 003 の U 相、V 相、W 相の誘起電圧 Eu, Ev, Ew は、それぞれの位相が 120 度ずつずれた状態で変化する。差動増幅器出力信号は差動増幅器 011 から出力される信号を示している。積分器出力信号は積分器 012 による積分波形である。この積分波形がゼロクロスコンパレータ 013 に供給されることにより、積分波形のゼロクロス点においてゼロクロスコンパレータ出力信号が立ち上り、また立ち下る。この励磁切替信号が磁極位置検出信号として出力される。40

【0019】

この励磁切替信号の立ち上り、立ち下りによりスタートする位相補正タイム G1 と、位相補正タイム G1 によりスタートする第 2 の位相補正タイム G2 により、転流パターンであるインバータモード N が 1 ステップ進む。

【0020】

ここで、W 相の誘起電圧波形から U 相の通電タイミングが算出されおり、位相補正タイム G1 によりインバータの位相進み量を制御できる。図 9においては、通電角 150 度で進角 60 度の設定である。したがって、位相補正タイム G1 の値は 45 度相当、第 2 位相

10

20

30

40

50

補正タイマ G 2 の値は 30 度相当の値となっている。

【0021】

その結果、各インバータモードに対応してスイッチングトランジスタ Tr u , Tr x , Tr v , Tr y , Tr w , Tr z の ON - OFF 状態が、それぞれ図示するように制御される。

【0022】

以上のように、通電期間を 120 度から 180 度に設定した状態でのブラシレス DC モータ 003 の駆動を達成することができる。またインバータ電圧の位相をモータ誘起電圧よりも進めた状態にすることができる。

【0023】

上記従来の構成では、ロータ 003B の回転に基づいてステータ巻線 003U , 003V , 003W に生じる誘起電圧が検出される。この誘起電圧を 90 度の遅れを有する積分器 012 により移相することによってロータ 003B の磁極に対応する位置検出信号が検出されている。そしてこの位置検出信号に基づいてステータ巻線 003U , 003V , 003W への通電タイミングが決定されている。このように、90 度遅れ位相の積分器 012 を用いているので急激な加減速に対する応答性が低い。

【0024】

そこで、応答性を改善した位置検出回路が提案されている（例えば、特許文献 2 参照）。以下、図面を参照しながら、特許文献 2 に記載された他の従来のインバータ制御装置について説明する。図 10 は、他の従来例のインバータ制御装置の構成を示す構成図、図 11 は他の従来例のインバータ制御装置の各部の信号波形及び処理内容を示すタイミングチャートである。

【0025】

図 10において、抵抗 101 , 102 は、母線 103 , 104 間に直列に接続されている。その共通接続点である検出端子 ON は、仮想中性点の電圧 VN を出力する。電圧 VN は、ブラシレス DC モータ 105 のステータ巻線 105U , 105V , 105W の中性点の電圧に相当する直流電源 001 の電圧の 1 / 2 である。

【0026】

コンパレータ 106A , 106B , 106C の各非反転入力端子 (+) はそれぞれ抵抗 107 , 108 , 109 を介して出力端子 OU , OV , OW にそれぞれ接続され、各反転入力端子 (-) は、検出端子 ON に接続されている。

【0027】

コンパレータ 106A , 106B , 106C の出力端子は論理回路を含むマイクロプロセッサ 110 の入力端子 I1 , I2 , I3 にそれぞれ接続されている。またマイクロプロセッサ 110 の出力端子 O1 ~ O6 からの出力はドライブ回路 120 を介してスイッチングトランジスタ Tr u , Tr x , Tr v , Tr y , Tr w , Tr z を駆動する。

【0028】

ブラシレス DC モータ 105 は 4 極分布巻き構造で、ロータ 105A はロータ表面に永久磁石 105N , 105S を配置した表面磁石構造を有する。したがって、ブラシレス DC モータ 105 は通電角 120 度、進角 0 度の設定となっている。

【0029】

次に図 11 を用いて説明する。U 相端子電圧 Vu 、V 相端子電圧 Vv 、W 相端子電圧 Vw はそれぞれ定常動作時におけるステータ巻線 105U , 105V , 105W の端子電圧を示す。ここでインバタ回路部 140 による供給電圧を供給電圧 Vua , Vva , Vwa とし、ステータ巻線 105U , 105V , 105W に発生する誘起電圧を誘起電圧 Vub , Vvb , Vwb とする。また転流切り換え時にインバタ回路部 140 の還流ダイオード Du , Dx , Dy , Dw , Dz の内のいずれかが導通することにより生じるパルス状のスパイク電圧をスパイク電圧 Vuc , Vvc , Vwc とする。このとき、端子電圧 Vu , Vv , Vw は供給電圧 Vua , Vva , Vwa と、誘起電圧 Vub , Vvb , Vwb と、スパイク電圧 Vuc , Vvc , Vwc との合成波形となる。

10

20

30

40

50

【0030】

コンパレータ出力信号 PS_u , PS_v , PS_w は、端子電圧 V_u , V_v , V_w と仮想中性点電圧 V_N とをコンパレータ 106A, 106B, 106C により比較した結果を示している。この場合、出力信号 PS_u , PS_v , PS_w は、誘起電圧 V_{ub} , V_{vb} , V_{wb} の正および負ならびに位相を表わす信号 PS_{ua} , PS_{va} , PS_{wa} と、スパイク電圧 V_{uc} , V_{vc} , V_{wc} に対応する出力信号 PS_{ub} , PS_{vb} , PS_{wb} とからなる。

【0031】

また、スパイク電圧 V_{uc} , V_{vc} , V_{wc} は、ウェイトタイマにより無視されているので、出力信号 PS_u , PS_v , PS_w は、結果として誘起電圧 V_{ub} , V_{vb} , V_{wb} の正および負ならびに位相を示す。10

【0032】

マイクロプロセッサ 110 は、各コンパレータの出力信号 PS_u , PS_v , PS_w の状態に基づいてモード欄に示すように 6 つのモード A, B, C, D, E, F を認識する。そして出力信号 PS_u , PS_v , PS_w のレベルが変化した時点から電気角で 30 度だけ遅らせて、ドライブ信号 $DS_u \sim DS_z$ を出力する。

【0033】

モード A ~ F の各時間 T は電気角 60 度を示し、モード A ~ F の 1 / 2 の時間、すなわち $T / 2$ は電気角で 30 度に相当する遅延時間を示す。

【0034】

このように、ブラシレス DC モータ 105 のロータ 105A の回転に応じて、マイクロプロセッサ 110 は、ステータ巻線 105U, 105V, 105W に生ずる誘起電圧からロータ 105A の位置状態を検出する。また、その誘起電圧の変化時間 T を検出してステータ巻線 105U, 105V, 105W への通電モード及びタイミングによりステータ巻線 105U, 105V, 105W の通電のための駆動信号を決定する。そしてステータ巻線 105U, 105V, 105W へ通電する。20

【0035】

そのため、特許文献 1 に記載された従来のインバータ制御装置とは異なり、フィルタ回路を必要としないことから誘起電圧の検出感度が高くなる。その結果、始動特性が向上し、低速駆動が可能となる。さらに、90 度遅れ特性のフィルタ回路を用いておらず、第 1 タイマ 122 及び第 2 タイマ 123 の組合せにより 30 度遅れで制御できるので、急激な加減速に対する応答性が改善される。30

【0036】

次に、インバータ制御装置の電圧と通電角の脱調特性について、図 12 を用いて説明する。図 12 は図 10 に示すインバータ制御装置の電圧と通電角の脱調特性の関係を示す特性図である。図 12 より、電圧を急激に下降した場合、通電角が大きい程、脱調耐力が低いことが分かる。電圧が急激に上昇した場合も同様な特性を示す。

【0037】

特許文献 1 は、電気角 180 度区間で位置検出可能な磁極位置検出回路 010 を提案している。しかしながら、フィルタを用いているため、電気角で 90 度の遅れが発生し、急激な負荷変動等の回転変動に対する応答性が低い。そのため、脱調し停止してしまうことがある。40

【0038】

特許文献 2 は、電気角で 90 度の遅れを発生しない位置検出回路を提案している。しかしながら、この構成でも急激な負荷変動等の回転変動に対して位置検出できずに脱調してしまうことがある。このような現象は例えば次のような場合に生じる。(1) 120 度以上に通電角を広げる広角制御を行った場合、(2) モータ誘起電圧の位相に対してインバータの電圧位相を進める進角制御を行った場合、(3) 高効率化のためステータ巻線 105U, 105V, 105W の巻数を多くしインダクタンスが増加することによりスパイク電圧幅を増大させた場合である。これらの場合、位置検出可能な区間は狭くなる。50

【0039】

また、高効率化や出力トルクアップのために集中巻き構造のステータを用いたモータにおいて、ブラシレスDCモータ105の極数を6極にした場合、4極時に比べ位置検出可能区間は機械角では2/3に減少する。したがって、上述の広角制御や、進角制御、モータ巻数の増大を行うことや、また、機械的な位置検出可能区間を狭める極数増大は、位置検出区間を狭める。そのため、急激な回転変動を伴う、負荷変動や瞬停や電圧変動が発生した場合、位置検知できずに脱調停止する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0040】

10

【特許文献1】国際公開第95/27328号パンフレット

【特許文献2】特開平1-8890号公報

【発明の概要】

【0041】

20

本発明は、直流電圧部の電圧に応じて瞬時に通電角を変更することにより、瞬停や急激な電圧変動に対して、ブラシレスDCモータが脱調停止するのを防止する信頼性の高いインバータ制御装置によって制御される電動圧縮機である。本発明のインバータ制御装置は、ロータに永久磁石を設けられたブラシレスDCモータを駆動する。このインバータ制御装置は、インバタ回路部と、位置検出回路部と、直流電圧検出部と、通電角制御部と、を有する。インバタ回路部はブラシレスDCモータに接続され、これを駆動する。位置検出回路部はブラシレスDCモータの誘起電圧によりステータに対するロータの位置を検出する。直流電圧検出部はインバタ回路部に供給される直流電源電圧の電圧値を検出する。通電角制御部は直流電源電圧の変化率に応じてインバタ回路部における通電角を電気角で180度未満の範囲で変更する。この構成により瞬停などの急激な電圧変化に対して回転速度が変動した場合に、通電角を小さくすることにより位置検出区間を拡大することができ、ロータ磁極位置を見失うことが無くなる。そのため、電圧変化による回転速度変動に対する応答性が向上し、電圧変動による脱調を防止し、瞬停耐量を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【0042】

30

【図1】本発明の実施の形態におけるインバータ制御装置の構成図

【図2】図1に示すインバータ制御装置における各部の信号波形と処理内容を示すタイミングチャート

【図3】図1に示すインバータ制御装置における電源電圧の変化と通電角の関係を示す特性図

【図4】図1に示すインバータ制御装置における電圧変動時の動作を示すタイミングチャート

【図5】図1に示すインバータ制御装置を用いた電動圧縮機のブロック図

【図6】図5に示す電動圧縮機を用いた家庭用電気機器の一例である冷蔵庫の模式断面図

40

【図7】従来のインバータ制御装置の構成を示す構成図

【図8】図7に示すインバータ制御装置の負荷トルク・回転速度特性を示す特性図

【図9】図7に示すインバータ制御装置の各部の信号波形及び処理内容を示すタイミングチャート

【図10】他の従来例のインバータ制御装置の構成を示す構成図

【図11】図10に示すインバータ制御装置の各部の信号波形及び処理内容を示すタイミングチャート

【図12】図10に示すインバータ制御装置の電圧と通電角の脱調特性の関係を示す特性図

【発明を実施するための形態】

【0043】

50

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、本実施の形態によってこの発明が限定されるものではない。

【0044】

図1は本発明の実施の形態におけるインバータ制御装置の構成図、図2はこのインバータ制御装置における各部の信号波形と処理内容を示すタイミングチャートである。また、図3はこのインバータ制御装置における電源電圧の変化と通電角の関係を示す特性図である。図4はこのインバータ制御装置におけるインバータ制御装置の電圧変動時の動作を示すタイミングチャートである。

【0045】

図1に示すように、インバータ制御装置200は、商用交流電源201とプラスレスDCモータ(以下、モータ)204に接続され、モータ204を駆動する。インバータ制御装置200とモータ204とは、モータ駆動装置300を構成している。モータ204は永久磁石204C～204Hを設けられたロータ204Bを有する。インバータ制御装置200はインバタ回路部205と、位置検出回路部207と、直流電圧検出部209と、通電角制御部217を含むマイクロプロセッサ208とを有する。10

【0046】

モータ204は6極の突極集中巻モータであり、3相巻線のステータ204Aとロータ204Bとで構成されている。ステータ204Aは6極9スロットの構造を有し、各相のステータ巻線204U、204V、204Wの巻数はそれぞれ189ターンである。ロータ204Bの内部には永久磁石204C～204Hが配置され、リラクタンストルクを発生する磁石埋込型構造を有する。20

【0047】

インバータ制御装置200はさらに、整流部203と、ドライブ回路206とを有する。整流部203は商用交流電源201を直流電源に変換する。ドライブ回路206はインバタ回路部205を駆動する。

【0048】

インバタ回路部205はモータ204に接続されモータ204を駆動する。インバタ回路部205は、6つの三相ブリッジ接続されたスイッチングトランジスタTr_u、Tr_x、Tr_v、Tr_y、Tr_w、Tr_zと、それぞれに並列に接続された還流ダイオードD_u、D_x、D_v、D_y、D_w、D_zより構成されている。30

【0049】

位置検出回路部207はモータ204の誘起電圧によりステータ204Aに対するロータ204Bの位置を検出する。位置検出回路部207は、コンパレータ(図示せず)などから構成されておりモータ204の誘起電圧に基づく端子電圧信号と基準電圧とをコンパレータにより比較してロータ204Bの位置信号を出力する。位置検出回路部207は図10に示すコンパレータ106A、106B、106Cと同様の構成である。

【0050】

直流電圧検出部209はインバタ回路部205に供給される直流電源電圧の電圧値を検出する。すなわち、直流電圧検出部209は直流電源に変換された整流部203の電圧を検知する。直流電圧検出部209は抵抗による分圧回路で構成されており、マイクロプロセッサ208に検出した電圧をアナログ値として出力している。また、ノイズ除去用のCRフィルタ回路を含む。40

【0051】

マイクロプロセッサ208内はインバタ回路部205を制御する各機能ブロックで示している。これらは専用の回路で構成しても、ハードウェアにソフトウェアを組み込んで構成してもよい。すなわち、マイクロプロセッサ208は、回転速度検出部210、転流制御部211、デューティ設定部212、PWM制御部213、ドライブ制御部214、キャリア出力部215を有する。

【0052】

さらに、マイクロプロセッサ208は直流電源電圧の変化率に応じて通電角を変更する

10

20

30

40

50

通電角制御部 217 と、通電角の最大値を設定する通電角設定部 218 を有する。後述するように通電角制御部 217 は直流電源電圧の変化率に応じてインバータ回路部 205 における通電角を電気角で 0 度を超える 180 度未満の範囲で変更する。またマイクロプロセッサ 208 は、直流電源電圧の変化率である単位時間当たりの電圧変化を求めるためにタイマ 219 を有する。

【0053】

以上のように構成されたインバータ制御装置 200 におけるマイクロプロセッサ 208 の各部の動作、作用を説明する。転流制御部 211 は、位置検出回路部 207 からの位置信号より転流のタイミングを計算する。そして、スイッチングトランジスタ Tr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_z の転流信号を生成する。

10

【0054】

回転速度検出部 210 は、位置検出回路部 207 からの位置信号を一定期間カウントしたり、パルス間隔を測定したりすることによりモータ 204 の回転速度を算出する。

【0055】

デューティ設定部 212 は、回転速度検出部 210 から得られた回転速度と、指令回転速度との偏差からデューティの加減演算を行い、デューティ値を PWM 制御部 213 へ出力する。回転速度指令に対し実回転速度が低いとデューティを大きくし、逆に実回転速度が高いとデューティを小さくする。

【0056】

キャリア出力部 215 は、スイッチングトランジスタ Tr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_z をスイッチングするキャリア周波数を設定する。本実施の形態では、キャリア周波数を 3 kHz から 10 kHz の間で設定している。

20

【0057】

PWM 制御部 213 では、キャリア出力部 215 で設定されたキャリア周波数と、デューティ設定部 212 で設定されたデューティ値から、PWM 变調信号を出力する。

【0058】

通電角制御部 217 は、直流電圧検出部 209 で検出された直流電圧に基づいてタイマ 219 により単位時間当たりの電圧変化率を算出する。そして、変化率が大きいほど通電角を小さくするようにインバータ回路部 205 における通電角を制御する。本実施の形態では、通電角制御部 217 はタイマ 219 によりサンプリング周期 5 ms 毎に直流電圧検出部 209 で検出された電圧値を読み込み直流電源電圧の変化率を算出している。また電圧変化が小さく変化がないと判断した場合、通電角を徐々に大きくしていく。

30

【0059】

ドライブ制御部 214 は、転流信号と PWM 变調信号と通電角、および進角を合成する。そして、スイッチングトランジスタ Tr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_z を ON/OFF するドライブ信号を生成し、ドライブ回路 206 へ出力する。ドライブ回路 206 は、このドライブ信号に基づき、スイッチングトランジスタ Tr_u, Tr_x, Tr_v, Tr_y, Tr_w, Tr_z の ON/OFF スイッチングを行い、モータ 204 を駆動する。

40

【0060】

次に図 2 を参照してインバータ制御装置 200 の各種波形について説明する。インバータ制御装置 200 は、通電角を 150 度とし、進角 15 度でモータ 204 を制御している。通電角設定部 218 では、最大値を 150 度、最小値を 120 度に設定している。

【0061】

図 2 に示すように、モータ 204 の U 相、V 相、W 相の端子電圧 V_u, V_v, V_w の位相は 120 度ずつずれた状態で変化する。ここでインバータ回路部 205 によるステータ巻線 204U, 204V, 204W への供給電圧を供給電圧 V_{ua}, V_{va}, V_{wa} とする。またステータ巻線 204U, 204V, 204W に発生する誘起電圧を誘起電圧 V_{ub}, V_{vb}, V_{wb} とする。そして転流切り換え時にインバータ回路部 205 の還流ダイオード D_u, D_x, D_v, D_y, D_w, D_z の内のいずれかが導通することにより生じる

50

パルス状のスパイク電圧をスパイク電圧 V_{uc} , V_{vc} , V_{wc} とする。このとき端子電圧 V_u , V_v , V_w は、供給電圧 V_{ua} , V_{va} , V_{wa} と、誘起電圧 V_{ub} , V_{vb} , V_{wb} と、スパイク電圧 V_{uc} , V_{vc} , V_{wc} との合成波形となる。コンパレータ出力信号 PS_u , PS_v , PS_w は、端子電圧 V_u , V_v , V_w と直流電源電圧 1 の $1/2$ の電圧たる仮想中性点電圧 V_N とを比較した結果として出力される。

【0062】

ここで、直流電源電圧が急激に下降すると、モータ 204 の実回転速度は直流電源電圧の変化率に比例して低下する。また、誘起電圧が仮想中性点電圧 V_N と交わるクロスポイントは通電区間の中へ消えてしまう。また同様に直流電源電圧が急激に上昇すると、モータ 204 の実回転速度が急激に上昇し、クロスポイントはスパイク電圧の中へ消えてしまう。いずれもロータ磁極位置の誤検知を招き、脱調が生じる。10

【0063】

そこで、本実施の形態では図 3 に示すように、直流電源電圧の変化を直流電圧検出部 209 で検知し、タイマ 219 の 5 ms の周期により、通電角制御部 217 で直流電源電圧の変化率を算出し通電角を決定している。通電角制御部 217 は直流電源電圧の変化が大きいほど通電角をより小さくし、変化している時間が長いほど通電角を小さくする。このように直流電源電圧の変化の割合に応じて通電角を変化させることで、より安定してモータ 204 を運転することができる。図 3 に示すように電圧の変化率が 100 V/s , 200 V/s , 300 V/s の場合を想定すると、基準時間 t_0 までは、直流電源電圧は基準電位 E_0 、通電角 150° で安定している。20

【0064】

t_0 を基点に直流電源電圧は変化し始める。通電角制御部 217 はタイマ 219 により常に 5 ms 毎に直流電源電圧を検知しているため、 5 ms 毎のポイント t_1 , t_2 , t_3 . . . で電圧変化率を算出することができる。

【0065】

本実施の形態では、通電角の最小分解能を電気角 3.75° としている。そのため、直流電源電圧の変化率が 100 V/s の場合は、 10 ms 毎に 3.75° ずつ小さくなり、 200 V/s の場合は、 5 ms 毎に 3.75° ずつ小さくなる。 300 V/s の場合は、 10 ms の間に 11.25° 小さくなる。

【0066】

次に、図 4 を用いて瞬停などの電圧変動時の動作を説明する。初期状態は、高負荷状態で、高回転で運転している状態である。まず、直流電源電圧が急激に低下した場合 (Step 1)、通電角制御部 217 は直流電源電圧の変化率に応じて通電角を小さくし、 150° から 127.5° まで通電角を小さくする。このように通電角を小さくし位置検出区間を拡大することができるので、位置検出回路部 207 がロータ磁極位置を通電区間の中へ見失うことが無くなり、電圧変動による脱調を防止することができる。30

【0067】

次に、直流電源電圧が急激に低下した場合から、そのまま低電圧で安定した場合 (Step 2)、徐々に (100 ms 毎に) 通電角制御部 217 は通電角を大きくする。そして 500 ms 後には、通電角は 127.5° から 142.5° まで変化する。この場合、低電圧のため低出力となってしまうため、出力を大きくするには通電角を大きくする必要がある。そのため通電角制御部 217 は最大設定値 150° まで大きくしようと動作する。すなわち、直流電源電圧が安定している場合、通電角制御部 217 は、通電角を通電角設定部 218 が設定した値となるように徐々に大きくする。このような場合、回転変動は発生しないため広角運転が可能となり、電圧が安定した場合に通電角を所定の値まで復帰させることができる。そのため、再び高回転、高トルクでモータ 204 を運転することができる。

【0068】

次に、直流電源電圧が安定した状態から急激に上昇した場合 (Step 3)、通電角制御部 217 は通電角を 142.5° から 120° まで変化させる。すなわち、直流電源電40

圧がある一定以上の変化率で上昇する場合には、直流電源電圧が急激に低下した場合と同様、通電角制御部 217 は直流電源電圧の変化率に応じて通電角を小さくする。これにより位置検出区間を拡大することができる。そのため、位置検出回路部 207 はロータ磁極位置をスパイク電圧の中へ見失うことが無くなる。その結果、電圧上昇による回転変動に対する脱調を防止することができる。

【0069】

さらに、直流電源電圧が上下変動する場合 (Step 4)においても、通電角制御部 217 は通電角を小さくするよう制御する。また、通電角が 120 度でさらに直流電源電圧が変動する場合 (Step 5)、通電角制御部 217 は通電角を最小設定値の 120 度のまま維持する。

10

【0070】

そして、直流電源電圧が高い電圧で安定した場合 (Step 6)、通電角制御部 217 は通電角を所定の値（最大設定値）150 度まで大きくしようとする。しかしながら、電圧が高いため高出力が可能となるので、最大設定値は 120 度など小さい通電角でも構わない。

【0071】

なお、通電角の最大設定値は、Duty、回転速度、直流電源電圧に応じて決定しても構わない。

【0072】

また、本実施の形態ではロータ 204B の内部に永久磁石 204C～204H を配置し、リラクタンストルクを発生する磁石埋込型構造で突極性を有するモータ 204 を用いている。この場合、リラクタンストルクを有効に活用するため進角制御が行われるが、広角制御と併用すると位置検出区間がさらに狭くなる。しかしながら本実施の形態によれば、進角制御を行っても電圧変動による脱調を低減することができ、瞬停耐量を向上することができる。

20

【0073】

また、モータ 204 のステータ 204A の巻数が多い場合には、インダクタンスが大きく、スパイク電圧幅が増大し位置検出区間が狭くなる。具体的には 160 ターン以上の場合にこの状態は顕著である。しかしながら本実施の形態によれば、このようなモータに対しても電圧変動による脱調を防止することができ、瞬停耐量を向上することができる。

30

【0074】

さらに、従来の 4 極型のモータに比べ、モータ 204 の極数が 6 極以上の場合、極数増加により機械的な角度上の問題で位置検出区間が狭くなり、速度変化に対して位置検出しづらくなる。しかしながら本実施の形態によれば、6 極以上のモータ 204 に対しても電圧変動による脱調を低減することができ、瞬停耐量を向上することができる。

【0075】

なお、本実施の形態において、通電角を 150 度から 9 段階で 120 度へ遷移させたが、直流電源電圧の変化率と通電角はリニアに変化させても良いし、直流電源電圧のサンプリング周期も任意に設定してもよい。さらに、120 度未満の通電角を用いることにより、さらに電源電圧の変動や瞬停に対して、耐量のあるシステムとすることができる。

40

【0076】

そして図 5 に示すように、インバータ制御装置 200 とモータ 204 で構成されたモータ駆動装置 300 と、モータ駆動装置 300 により駆動される被駆動体である圧縮部 400 を有する電動圧縮機 500 を構成することができる。電動圧縮機 500 では電圧変動によるモータ 204 の脱調を防止することができ、瞬停耐量を向上することができる。そのため信頼性が向上する。また図 6 に示すように、電動圧縮機 500 を用いて冷蔵庫等の家庭用電気機器を構成することができる。あるいはモータ駆動装置 300 を洗濯機用モータの駆動に適用してもよい。この場合、被駆動体はパルセータや回転ドラムである。このような家庭用電気機器でも良好なシステム運転が可能となる。

【産業上の利用可能性】

50

【0077】

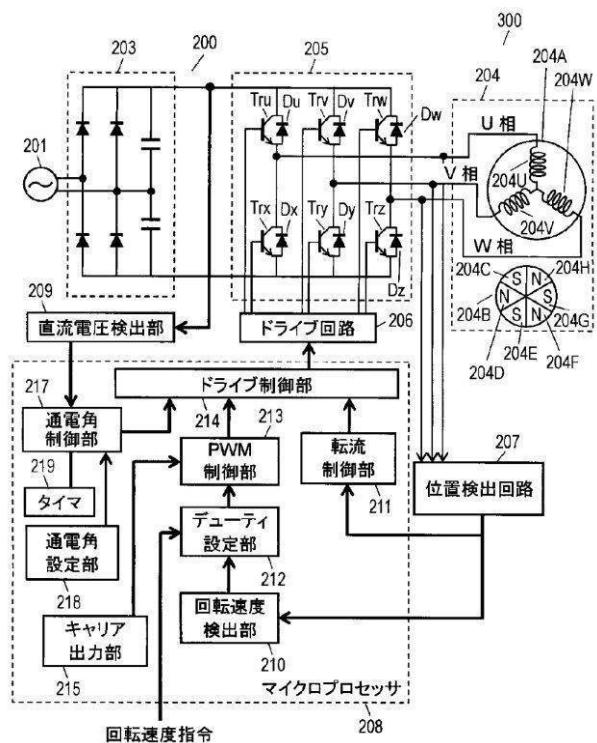
本発明によるインバータ制御装置では、電源電圧変動に対してロータ磁極を見失うことなく位置検出できる。そのため、電源電圧変動のあるエアコン、冷蔵庫、洗濯機等の家庭用電気機器や、電気自動車に有用である。また電源電圧変動の多い地域にも有用である。

【符号の説明】

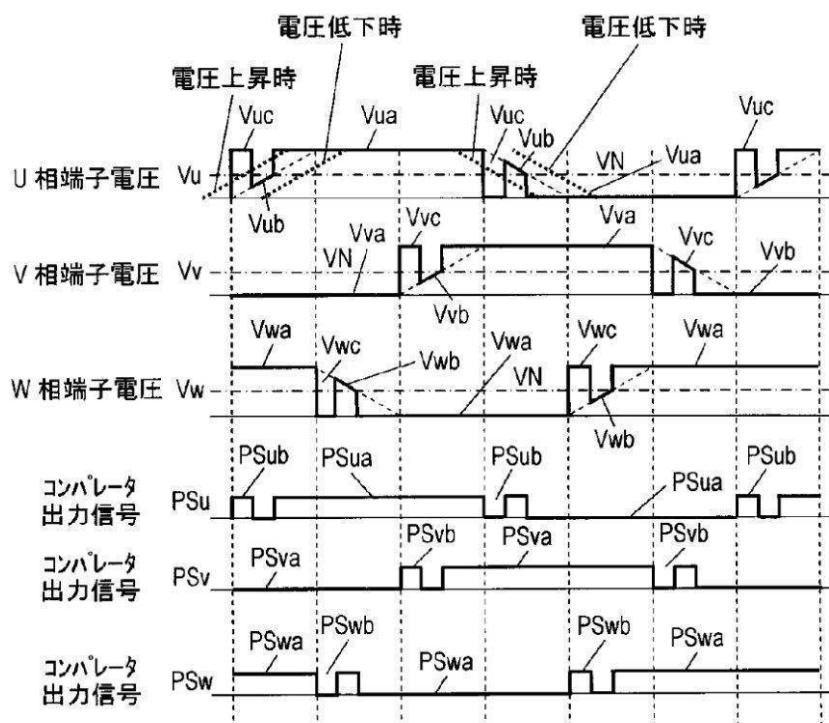
【0078】

200	インバータ制御装置	
201	商用交流電源	
203	整流部	
204	ブラシレスDCモータ(モータ)	10
204A	ステータ	
204B	ロータ	
204C, 204D, 204E, 204F, 204G, 204H	永久磁石	
204U, 204V, 204W	ステータ巻線	
205	インバタ回路部	
206	ドライブ回路	
207	位置検出回路部	
208	マイクロプロセッサ	
209	直流電圧検出部	
210	回転速度検出部	20
211	転流制御部	
212	デューティ設定部	
213	PWM制御部	
214	ドライブ制御部	
215	キャリア出力部	
217	通電角制御部	
218	通電角設定部	
219	タイマ	
300	モータ駆動装置	
400	圧縮部	30
500	電動圧縮機	

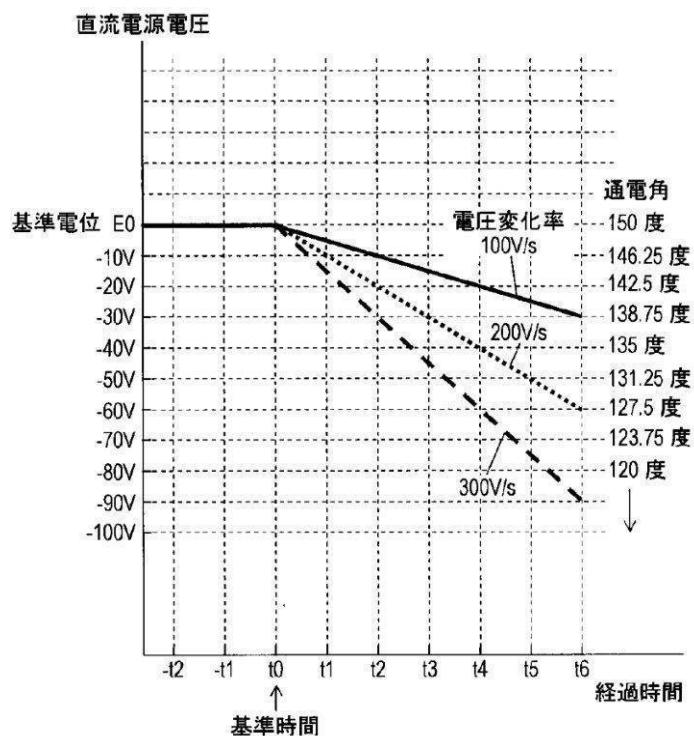
【図1】



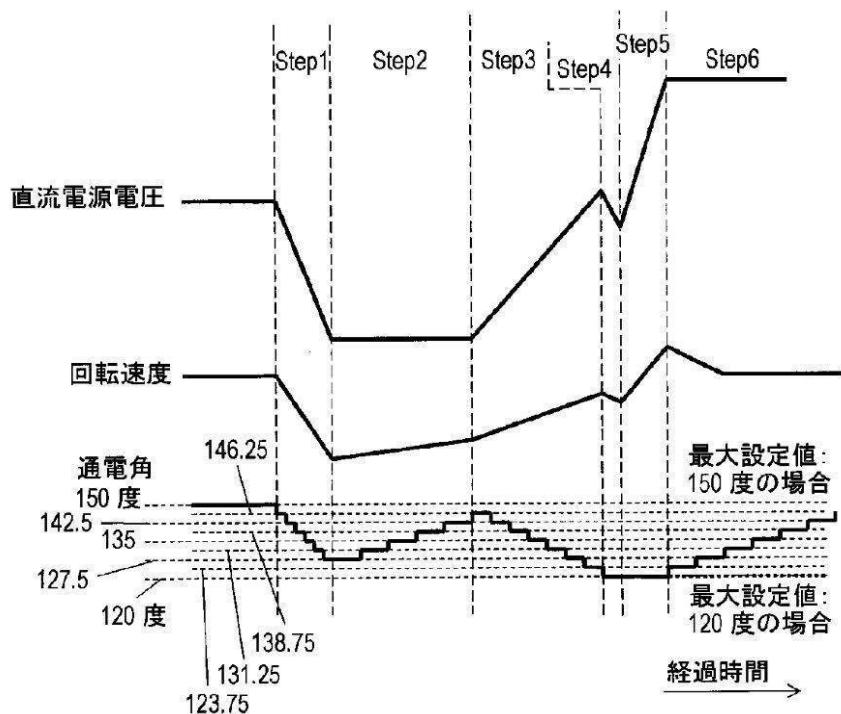
【図2】



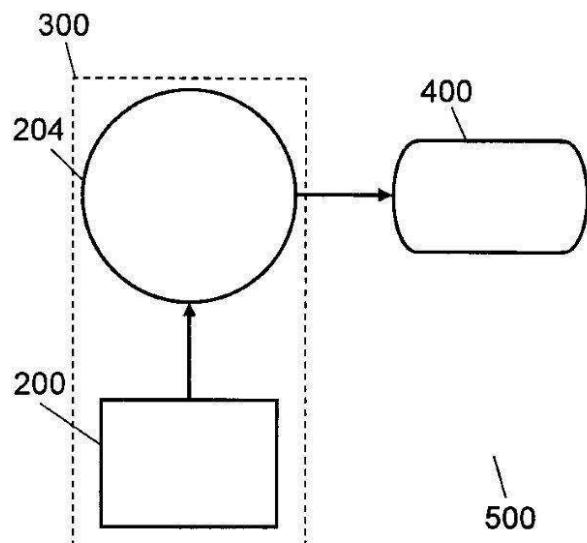
【図3】



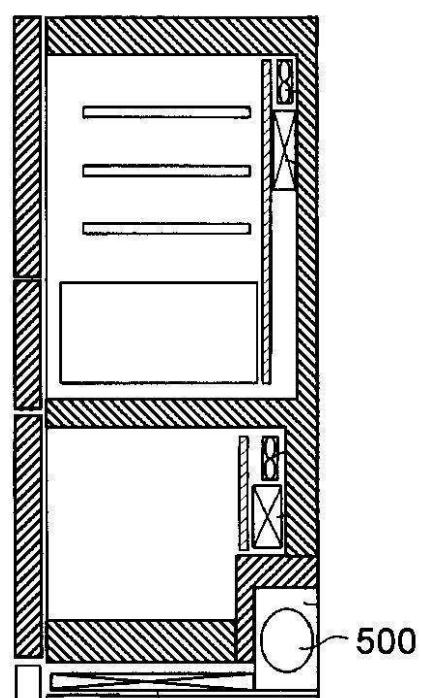
【図4】



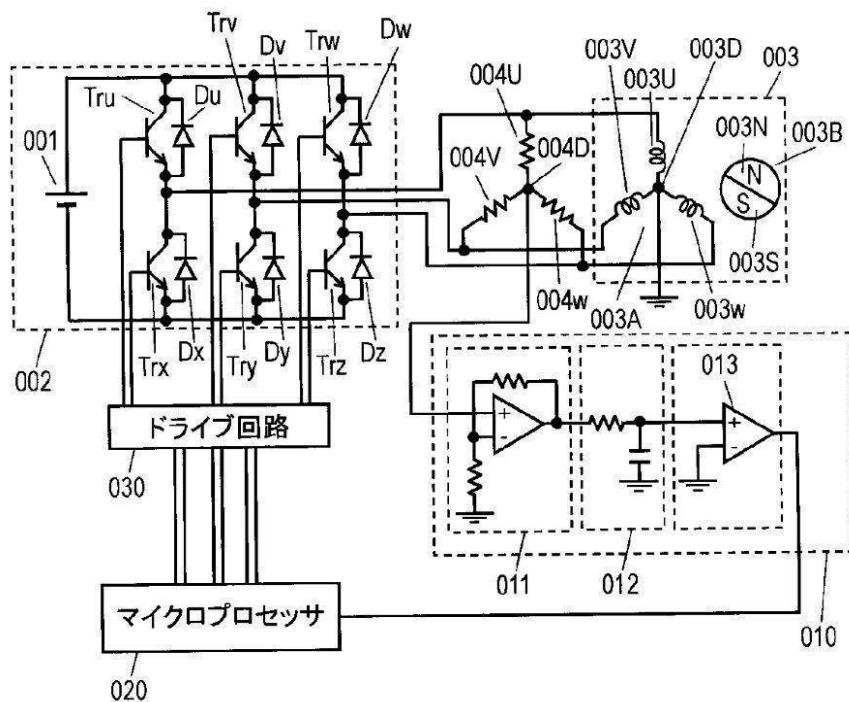
【図5】



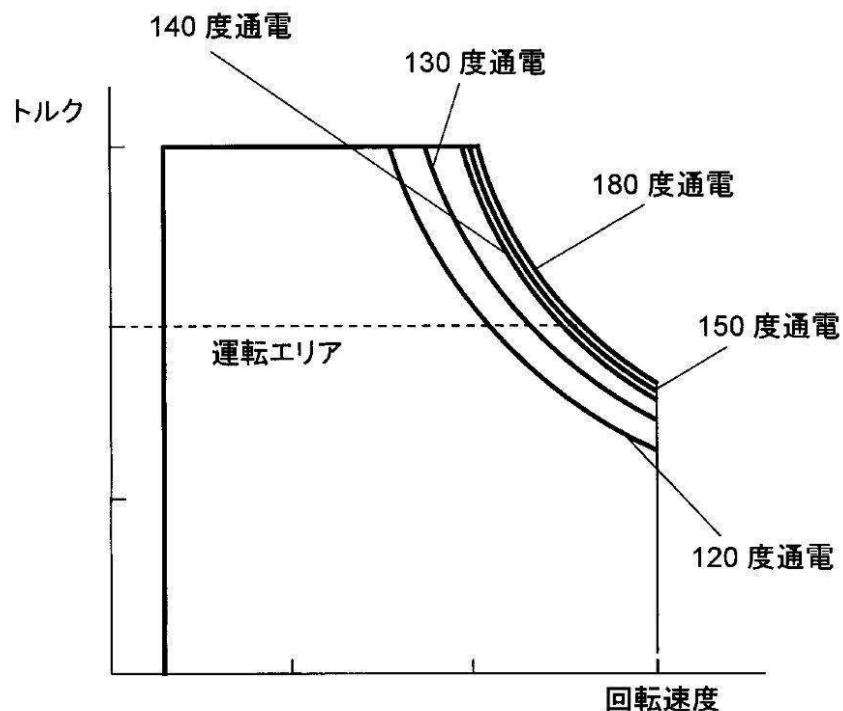
【図6】



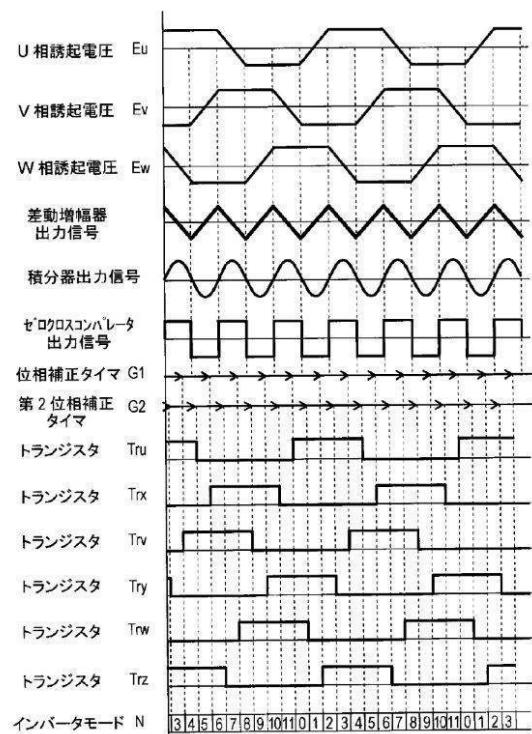
【図 7】



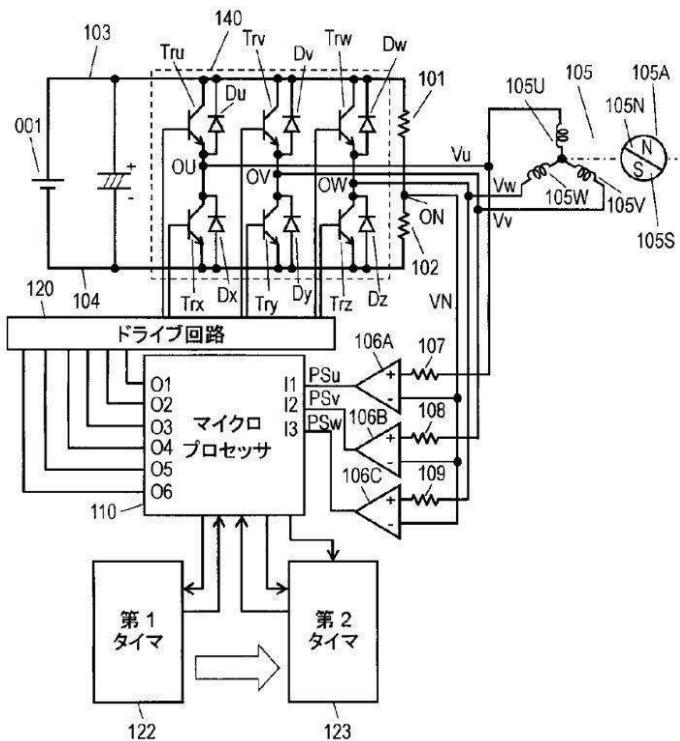
【図 8】



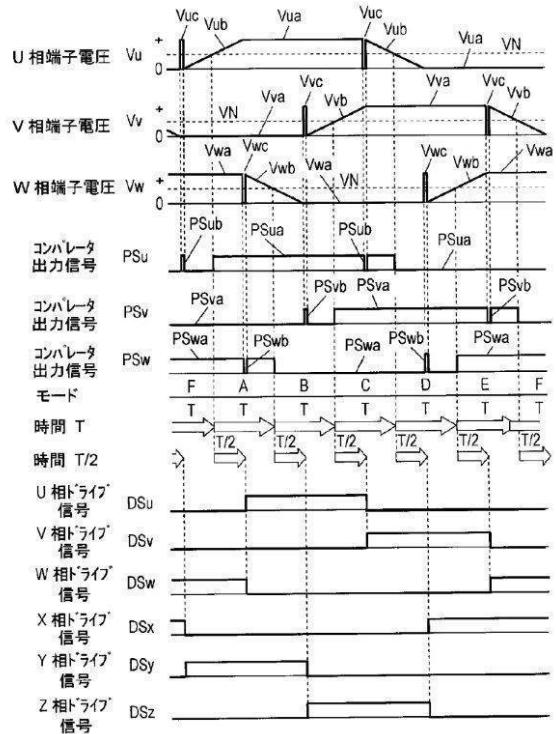
【図9】



【図10】



【図 1 1】



【図 1 2】

