(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2017-46430
(P2017-46430A)
(43)公開日 **平成29年3月2日(2017.3.2)**

(51)Int.Cl.		F I			テーマコード（参考）
H02P 21/00	**(2016.01)**	H02P	5/408	C	5H505
H02P 27/04	**(2016.01)**	H02P	6/02	371S	5H560
H02P 6/18	**(2016.01)**				

審査請求 未請求　請求項の数 10　ＯＬ　（全 37 頁）

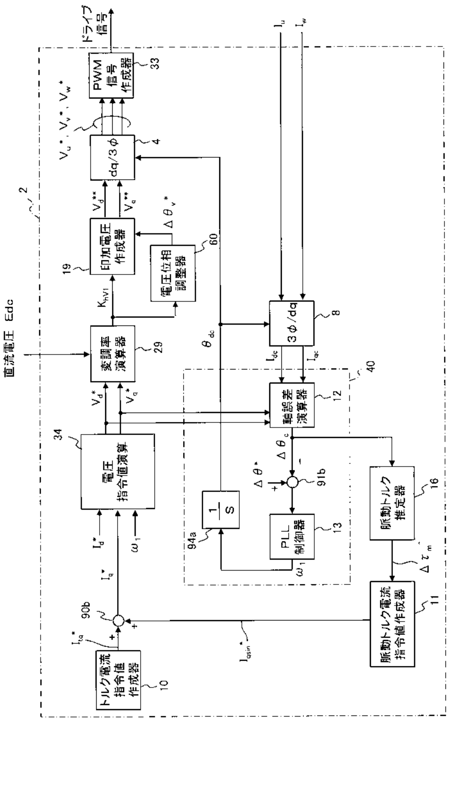
(21)出願番号　特願2015-166306(P2015-166306)
(22)出願日　平成27年8月26日(2015.8.26)

(71)出願人　515294031
ジョンソンコントロールズ　ヒタチ　エア　コンディショニング　テクノロジー（ホンコン）リミテッド
ホンコン、ケーエルエヌ　カオルーンベイ　８ラムチャックストリート　オクタタワー　１２／エフ
(74)代理人　110001807
特許業務法人磯野国際特許商標事務所
(72)発明者　鈴木　尚礼
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　田村　建司
東京都港区海岸一丁目１６番１号　日立アプライアンス株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】モータ制御装置、流体機械、空気調和機およびプログラム

(57)【要約】
【課題】モータの振動や騒音を抑制する。
【解決手段】
直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルクが周期的に変動する負荷装置に結合される電動機を駆動する電力変換回路と、前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部（２）と、を有し、前記制御部（２）は、前記負荷トルクに応じた周期で増減する負荷トルク対応パラメータ（電圧変調率K_{hV1}）を演算し、前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動するようにした。
【選択図】図１１



【特許請求の範囲】
【請求項１】
　直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルクが周期的に変動する負荷装置に結合される電動機を駆動する電力変換回路と、
　前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部と、
　を有し、前記制御部は、
　前記負荷トルクに対応する周期で増減する負荷トルク対応パラメータを演算する機能と、
　前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動する機能と
　を有することを特徴とするモータ制御装置。
【請求項２】
　前記制御部は、前記弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動している際に前記ピーク値が前記第１の閾値よりも低い第２の閾値未満になると、前記誘起電圧を抑制しない通常状態で前記電力変換回路を駆動する
　ことを特徴とする請求項１に記載のモータ制御装置。
【請求項３】
　前記負荷トルク対応パラメータは、前記交流電圧を指令する電圧指令値の振幅と前記直流電圧との比である電圧変調率であり、
　前記制御部は、前記電圧変調率のピーク値が前記第１の閾値以下になるように、前記電圧指令値の位相を制御する
　ことを特徴とする請求項１に記載のモータ制御装置。
【請求項４】
　前記制御部は、前記電圧変調率のピーク値が前記第１の閾値以下になるように前記電圧指令値の位相を制御する際に、前記電圧変調率の平均値を減少させる
　ことを特徴とする請求項３に記載のモータ制御装置。
【請求項５】
　前記負荷トルクは、前記電動機の機械角一回転の所定値倍の周期で変動する
　ことを特徴とする請求項１に記載のモータ制御装置。
【請求項６】
　前記電動機は永久磁石を埋設した回転子と固定子とを有し、
　前記制御部は、前記永久磁石の主磁束方向をｄ軸とし、前記ｄ軸から回転方向に電気的に９０度進んだ軸をｑ軸とし、前記ｑ軸に流れる電流の脈動成分である脈動トルク電流指令値を計算するものであり、
　前記負荷トルク対応パラメータは、前記脈動トルク電流指令値である
　ことを特徴とする請求項１に記載のモータ制御装置。
【請求項７】
　前記制御部は、
　前記電圧指令値の位相を、前記電動機の機械角一回転の所定値倍の周期で変動させる
　ことを特徴とする請求項３に記載のモータ制御装置。
【請求項８】
　負荷トルクが周期的に変動する負荷装置と、
　前記負荷装置に結合される電動機と、
　直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、前記電動機を駆動する電力変換回路と、
　前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部と、
　前記電動機と前記負荷装置とを収納する収納容器と、
　を有し、前記制御部は、
　前記負荷トルクに対応する周期で増減する負荷トルク対応パラメータを演算する機能と

、
前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動する機能と
を有することを特徴とする流体機械。
【請求項９】
負荷トルクが周期的に変動する圧縮機構部と、
前記圧縮機構部に結合される電動機と、
直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、前記電動機を駆動する電力変換回路と、
前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部と、
前記電動機と前記圧縮機構部とを収納する収納容器と、
前記圧縮機構部に接続された室内熱交換器と、
前記圧縮機構部および前記室内熱交換器に接続された室外熱交換器と、
を有し、前記制御部は、
前記負荷トルクに対応する周期で増減する負荷トルク対応パラメータを演算する機能と、
前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動する機能と
を有することを特徴とする空気調和機。
【請求項１０】
直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルクが周期的に変動する負荷装置に結合される電動機を駆動する電力変換回路と、コンピュータを有し前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部と、を有するモータ制御装置に適用されるプログラムであって、前記コンピュータを、
前記負荷トルクに応じた周期で増減する負荷トルク対応パラメータを演算する手段、
前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動する手段、
として機能させるためのプログラム。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、モータ制御装置、流体機械、空気調和機およびプログラムに関する。
【背景技術】
【０００２】
モータ制御装置の背景技術として、下記特許文献１の要約書には、「交流電源１からの交流電圧を整流し、任意の目標直流電圧となるように、直流電圧へ変換するコンバータ２と、電動機４を概正弦波状または概台形波状の電流にて駆動するインバータ５を備え、インバータ５の変調率に応じて、コンバータ２の目標電圧およびインバータ５の電流位相を予め記憶された補正パターンに基づいて補正することで、適切な直流電圧および電流位相で電動機を駆動することにより、トータル効率を高めることができる」と記載されている。
【先行技術文献】
【特許文献】
【０００３】
【特許文献１】特開２００６－２０４０５０号公報
【発明の概要】
【発明が解決しようとする課題】

【０００４】
直流電圧を交流電圧に変換するインバータによってモータを駆動する際、回転速度を高めるためには、モータに印加する交流電圧を上昇させる必要が生じる。ここで、交流電圧を限界付近まで高めた後、さらに回転速度を高めるためには、特許文献１に示されているように「弱め磁束制御（弱め界磁制御）」が適用される。これは、電流位相を進め、モータ内の磁束を弱めることによって誘起電圧を抑える制御である。
【０００５】
しかし、「弱め磁束制御」を適用すると、より大きな電流がモータに流れ、効率が悪くなるという問題が生じる。従って、弱め磁束制御は、それを適用しなければ実現できない回転速度に対してのみ適用し、弱め磁束制御を適用しなくても実現できる回転速度に対しては、適用しないことが通常である。
【０００６】
また、モータに結合される負荷によって生じる負荷トルクが脈動すると、モータに振動、騒音が生じる原因になる。振動、騒音を低減するためには、負荷トルクの増減に追従してモータ発生トルクを増減させるとよい。しかし、モータに印加する交流電圧に制約があると、モータ発生トルクが負荷トルクに追従できなくなり、振動、騒音が大きくなることがある。
本発明は、上述した事情に鑑みてなされたものであり、モータの振動や騒音を抑制できるモータ制御装置、流体機械、空気調和機およびプログラム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】
【０００７】
上記課題を解決するため、本発明のモータ制御装置は 、直流電圧を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルクが周期的に変動する負荷装置に結合される電動機を駆動する電力変換回路と、前記電力変換回路を駆動するドライブ信号を出力する制御部と、を有し、前記制御部は、前記負荷トルクに応じた周期で増減する負荷トルク対応パラメータを演算する機能と、前記負荷トルク対応パラメータのピーク値が所定の第１の閾値を超えると、前記電動機の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路を駆動する機能と、を有することを特徴とする。
【発明の効果】
【０００８】
本発明のモータ制御装置、流体機械、空気調和機およびプログラムによれば、モータの振動や騒音を抑制できる。
【図面の簡単な説明】
【０００９】
【図１】本発明の第１実施形態におけるモータ制御システムのブロック図である。
【図２】圧縮機の（ａ）側断面図および（ｂ）Ｉ－Ｉ’断面図である。
【図３】回転角度位置に対する負荷トルクの変化の例を示す図である。
【図４】電力変換回路および電流検出部のブロック図である。
【図５】ＰＷＭ信号作成器の動作説明図である。
【図６】電圧変調率と、電圧比率との関係を示す図である。
【図７】制御軸の回転角度位置と実際の回転子の回転角度位置の関係を示す図である。
【図８】固定座標系である三相軸と回転座標系である制御軸との関係を示す図である。
【図９】（ａ）電圧変調率の時間変化の例を示す図、（ｂ）はオーバーフラグの波形の例を示す図である。
【図１０】部分電圧飽和領域で駆動した場合の電圧ベクトル軌跡の例を示す図。
【図１１】制御部のブロック図である。
【図１２】電圧指令値演算部のブロック図である。
【図１３】変調率演算器と印加電圧作成器のブロック図である。
【図１４】電圧ベクトルの変化を示す図である。

【図１５】ＰＬＬ制御器のブロック図である。
【図１６】トルク電流指令値作成器のブロック図である。
【図１７】脈動トルク推定器の原理を説明する図である。
【図１８】脈動トルク推定器のブロック図である。
【図１９】脈動トルク電流指令値作成器のブロック図である。
【図２０】振動の周波数依存特性の例を示す図である。
【図２１】電圧位相調整器のブロック図である。
【図２２】（ａ）圧縮機構部の吐出圧の波形図、（ｂ）最大電圧変調率Ｋおよび平均電圧変調率の波形図、（ｃ）電圧位相調整量の波形図、（ｄ）オーバーフラグの波形図、（ｅ）アンダーフラグの波形図、（ｆ）減算フラグの波形図である。
【図２３】電圧位相調整器による電圧変調率の時間変化の例を示す図である。
【図２４】電圧位相調整器による電圧ベクトル軌跡の変化の例を示す図である。
【図２５】第２実施形態における電圧位相調整器のブロック図である。
【図２６】第３実施形態における電圧位相調整器のブロック図である。
【図２７】第３実施形態における電力変換回路および電流検出部のブロック図である。
【図２８】第３実施形態における（ａ）直流電圧の波形図、（ｂ）最大電圧変調率および平均電圧変調率の波形図、（ｃ）ｄ軸電流指令値の波形図、（ｄ）オーバーフラグの波形図、（ｅ）アンダーフラグの波形図、（ｆ）減算フラグの波形図である。
【図２９】第４実施形態による流体機械の模式図である。
【図３０】第４実施形態における電圧位相調整器のブロック図である。
【図３１】電圧位相調整積分ゲインの第１の設定例を示す図である。
【図３２】電圧位相調整積分ゲインの第２の設定例を示す図である。
【図３３】回転速度に応じて変調率判定値を変更する設定例を示す図である。
【図３４】吐出圧または吐出温度に応じて変調率判定値を変更する設定例を示す図である。
【図３５】第５実施形態における流体機械の模式図である。
【図３６】レシプロ圧縮機の負荷トルクの変化の例を示す図。
【図３７】第５実施形態における電圧位相調整器のブロック図である。
【図３８】第６実施形態による空気調和機の模式図である。
【図３９】第６実施形態における電圧位相調整積分の設定例を示す図である。
【図４０】第６実施形態における変調率判定値を変更する設定例を示す図である。
【図４１】第７実施形態による検証システムのブロック図である。
【発明を実施するための形態】
【００１０】
［第１実施形態］
＜全体構成＞
まず、図１に示すブロック図を参照し、本発明の第１実施形態によるモータ制御システムＳの全体構成を説明する。
モータ制御システムＳは、モータ制御装置１と、圧縮機１７とを有している。圧縮機１７は、共通の密閉容器に収納された電動機６と負荷装置９とを有している。本実施形態において、電動機６は、回転子に永久磁石を埋設した三相の永久磁石同期モータであり、負荷装置９は、回転ロータリー型圧縮機構である。
【００１１】
また、モータ制御装置１は、インバータを有し直流電圧源から供給された電力によって交流電圧を出力し電動機６を駆動する電力変換回路５と、該電力変換回路５を駆動するドライブ信号を出力する制御部２と、電動機６または電力変換回路５に流れる電流を検出する電流検出部７とを有している。すなわち、制御部２および電力変換回路５によって与えられる交流電圧または交流電流によって、電動機６の速度やトルクを所望の状態に制御し、電動機６に結合された負荷装置９を回転駆動する。
【００１２】

制御部２は、ＣＰＵ（Central Processing Unit）、ＤＳＰ（Digital Signal Processor）、ＲＡＭ（Random Access Memory）、ＲＯＭ（Read Only Memory）等、一般的なコンピュータとしてのハードウエアを備えており、ＲＯＭには、ＣＰＵによって実行される制御プログラム、ＤＳＰによって実行されるマイクロプログラムおよび各種データ等が格納されている。図１において、制御部２の内部は一部のみ示すが、制御部２の詳細構成は後述する図１１に示す。図１１は、制御プログラムおよびマイクロプログラムによって実現される機能を、ブロックとして示している。

【００１３】

＜圧縮機１７＞

次に、図２（ａ），（ｂ）を参照し、圧縮機１７の構成を説明する。なお、図２（ａ）は、圧縮機１７の側断面図であり、図２（ｂ）は図２（ａ）におけるＩ－Ｉ’断面図である。

図２（ａ）において、圧縮機１７は、負荷装置９として採用される回転ロータリー型圧縮機構部５００と、電動機６とを有し、これらは密閉容器５１１に収容されている。圧縮機構部５００は、円筒状のシリンダ５０４と、偏心しつつシリンダ５０４内を回動するロータリーピストン５０１とを有している。電動機６は回転子６ａと固定子６ｂとを有しており、回転子６ａはシャフト５０２を上方向に突出させている。このシャフト５０２はクランクシャフト５０３に結合され、クランクシャフト５０３はロータリーピストン５０１に結合されている。これにより、圧縮機構部５００は電動機６のシャフト５０２によって回転駆動される。

【００１４】

また、図２（ｂ）に示すように、シリンダ５０４には、吸込み口５０５と吐出口５０７とが形成されるとともに、ベーン５０６が設けられている。ベーン５０６は、シリンダ５０４の中心に向かって付勢されており、ロータリーピストン５０１に摺動しつつ半径方向に移動自在になっている。このような構成により、圧縮機構部５００では、電動機６を動力源としてロータリーピストン５０１が偏心駆動され、圧縮機としての吸込み、圧縮、吐出の一連の工程が実行される。次に、図２（ｂ）を参照しつつ具体的な圧縮工程を説明する。まずシリンダ５０４に設けられた吸込み口５０５から気化した冷媒が吸い込まれる。

【００１５】

その後、電動機６の回転によりロータリーピストン５０１が回転し、図中にてベーン５０６よりも左側の空間の容積が小さくなることで冷媒が圧縮される。さらにロータリーピストン５０１が回転し、ベーン５０６を外方向に押し切るあたりで、吐出口５０７から圧縮された（液化された）冷媒が吐出される。以上のような吸込み、圧縮、吐出の一連の工程においては、ロータリーピストン５０１に印加される圧力が変化する。この圧力変化を、ロータリーピストン５０１を駆動する電動機６から見ると、周期的に負荷トルクが変化していることを意味する。

【００１６】

図３は、ロータリーピストン５０１の機械角一回転における、回転子６ａの回転角度位置θ_dに対する負荷トルクτ_Lの変化の例を示す図である。図３の横軸はロータリーピストン５０１の１周期（０度から３６０度）を示し、縦軸は負荷トルクτ_Lの大きさを示している。本実施形態では、電動機６として４極電動機（回転子６ａの極数が「４」）の例を示しているため、電気角２周期が機械角１周期に相当する。従って、仮に、電動機６が６極であった場合は、電気角３周期が機械角１周期に相当することになる。また、回転子６ａの位置とロータリーピストン５０１との位置関係は組み付けによって決まるが、図３では、ロータリーピストン５０１が、図２（ａ）においてベーン５０６を最大限外側に押し出す位置を０°としている。

【００１７】

図３によれば、圧縮工程が進むにつれ負荷トルクτ_Lが急激に大きくなり、吐出工程では、負荷トルクτ_Lが減少しており、１回転中において負荷トルクτ_Lが変動していることが分かる。また、回転する度に回転角度位置に応じて負荷トルクτ_Lが変動するため、電

動機６から見ると周期的に負荷トルクτ_Lが変動していることになる。従って、電動機６の回転の都度、図３のパターンのトルク変化が生じていることになる。但し、たとえ同一の圧縮機構部５００を用いたとしても、電動機６の回転速度、吸込み口５０５や吐出口５０７の圧力、吸込み口５０５と吐出口５０７の圧力差等によって、負荷トルクτ_Lのピーク値や、ピーク値となる回転角度位置θ_dや、負荷トルクの増減変化波形は変化する。

【００１８】

圧縮機構部５００における負荷トルクτ_Lの変動と、電動機６が発生するモータ発生トルクτ_mとに差が生じると、振動や騒音が生じる。特に、前述のように負荷トルクτ_Lの変動が大きい場合は、制御部２の構成によっては、電動機６に流れる電流に跳ね上りが生じ、あるいは電動機６の回転速度変動が生じるため、振動や騒音が生じやすい。本実施形態においては、このような振動や騒音を抑制するため、後述する制御部２（図１１参照）においては、負荷トルクτ_Lに追従するように、モータ発生トルクτ_mが設定される。

【００１９】

＜電力変換回路５および電流検出部７＞

次に、図４に示すブロック図を参照し、電力変換回路５および電流検出部７の構成を説明する。

電力変換回路５は、図４に示すように、インバータ２１と、直流電圧源２０と、ゲートドライバ回路２３とを有している。直流電圧源２０は、直流電圧Ｅｄｃを出力する。インバータ２１は、スイッチング素子２２ａ～２２ｆ（例えば、ＩＧＢＴやＭＯＳ－ＦＥＴ等の半導体スイッチング素子）と、これらに並列に接続された還流用ダイオードとを有している。なお、スイッチング素子２２ａ～２２ｆを総称して「スイッチング素子２２」と呼ぶ。直流電圧源２０には、シャント抵抗器２５が直列接続されている。これは、過大な電流が流れないようにスイッチング素子２２を保護するものである。

【００２０】

これらのスイッチング素子２２は、２組のスイッチング素子２２が直列に接続されることにより、各相の上下アームを構成している。図４の例においては、スイッチング素子２２ａ，２２ｂによりＵ相、スイッチング素子２２ｃ，２２ｄによりＶ相、スイッチング素子２２ｅ，２２ｆによりＷ相の上下アームが構成されている。各相の上下アームの接続点は、電動機６へ接続されている。ゲートドライバ回路２３は、図１に示すＰＷＭ信号作成器３３が出力するパルス状のドライブ信号（詳細は後述する）を受信し、これに基づいてドライブ信号２４ａ～２４ｆを出力する。インバータ２１においては、これらドライブ信号２４ａ～２４ｆに基づいて、各スイッチング素子２２がスイッチング制御される。

【００２１】

上下アームのスイッチングの状態によって、電力変換回路５の各相の電圧は、直流電圧Ｅｄｃまたは零電圧の何れかになる。電力変換回路５においては、電動機６に現れる交流電圧の周波数よりも充分に高い周波数でスイッチングを行うため、電力変換回路５の各相の出力電圧は、上下アームのスイッチングの比率（スイッチングデューティ）を変えることにより自由に調整できる。すなわち、任意の周波数の三相交流電圧を電動機６に印加することができ、これによって電動機６の可変速駆動や、トルク制御を実現することができる。

【００２２】

電流検出部７は、電力変換回路５から電動機６に流れる三相の交流電流のうち、Ｕ相とＷ相に流れる電流を検出し、その結果を交流電流検出値I_u，I_wとして出力する。勿論、全相の交流電流を検出しても差支えないが、キルヒホッフの第１法則から、三相のうち２相が検出できれば、他の１相は検出した２相から算出できる。

【００２３】

＜ＰＷＭ信号作成器３３＞

（ＰＷＭ信号作成器３３の基本的動作）

図１において制御部２の内部のＰＷＭ信号作成器３３は、供給された３相の電圧指令値V_u^*，V_v^*，V_w^*と、キャリア信号である三角波との比較により、電力変換回路５に与え

るドライブ信号を生成する。電気角一周期における１相分の電圧指令値と三角波キャリア信号とドライブ信号との関係を図５に示す。図５は本実施形態におけるＰＷＭ信号作成器３３の波形図であり、図中の「電圧指令値」とは、上述のV_u^*，V_v^*，V_w^*の何れかである。生成されるドライブ信号G_p，G_nは、対応する相における上アーム，下アーム（図４参照）のドライブ信号である。例えば、Ｕ相の電圧指令値V_u^*に対して、生成されるドライブ信号G_p，G_nは、図４におけるドライブ信号２４ａ，２４ｂに対応する。

【００２４】

図５において、電圧指令値が三角波キャリア信号のレベル以上になると、上アームのドライブ信号G_pはＨレベルになり、上アームのスイッチング素子はオン状態になる。また、下アームのドライブ信号G_nはＬレベルになり、下アームのスイッチング素子はオフ状態になる。また、電圧指令値が三角波キャリア信号のレベル未満になると、上アームのドライブ信号G_pはＬレベルになり、上アームのスイッチング素子はオフ状態になる。また、下アームのドライブ信号G_nはＨレベルになり、下アームのスイッチング素子はオン状態になる。従って、図５に示すように、電圧指令値のレベルに応じて、ドライブ信号のデューティ比が設定される。

【００２５】

なお、ゲートドライバ回路２３やスイッチング素子２２自体の遅れに起因して、上下アームのスイッチング素子２２が短絡する恐れがあるため、実際には上下アームの両方がオフ状態となるデッドタイム（数マイクロ秒～十数マイクロ秒程度）を付加して最終的なドライブ信号とすることが望ましい。但し、以下の説明においては、説明の簡略化のため、デッドタイムを有しない理想的なドライブ信号を用いることを前提として説明する。

【００２６】

（変調率と電圧比率）

図６に示すグラフは、電力変換回路５をＰＷＭ変調で制御した場合の電圧変調率K_hと、電圧比率R_hとの関係を示すものである。ここで、横軸の電圧変調率K_hは、「電圧指令値の振幅（波高値）／三角波キャリア信号の振幅（波高値）」に等しい値である。なお、電圧変調率K_hは、「電圧指令値の振幅（波高値）／直流電圧Ｅｄｃ」であってもよい。電力変換回路５の出力電圧は、直流電圧源２０に対するスイッチングデューティで決定されるため、図示のように、電圧変調率K_hによって表現している。また、縦軸の電圧比率R_hは、「相電圧の基本波の振幅（波高値）／直流電圧Ｅｄｃ」に等しい値である。

【００２７】

また、特性L_1は、線間変調を行った場合の特性であり、特性L_2は、相変調を行った場合の特性である。電圧変調率K_hが「１．０」未満である場合は、特性L_1，L_2は一致している。本実施形態においては、線間変調を行うこととしている。この場合、電圧変調率K_hが２／√３（ １．１５）以下であれば、電圧変調率K_hと電圧比率R_hとの関係は線形である。この領域を「通常領域」と呼ぶ。一方、電圧変調率K_hが境界値K_{hsat}（＝２／√３）を超えると、両者の関係は非線形になる。この領域を、「電圧飽和領域」と呼ぶ。電圧飽和領域においては、制御部２の各部の応答特性も非線形になるため、電動機６の動作が不安定になりやすくなる。電動機６を安定に駆動する方法として、「電圧飽和領域では電流制御を停止する」という方法が考えられる。しかし、単に電流制御を停止すると、負荷トルクτ_Lの脈動に対応する電流制御も行えなくなるため、電動機６の回転速度変動が生じ、振動や騒音が悪化するという問題が生じる。

【００２８】

<座標軸の説明>

モータ制御装置１の各部の説明の前に、座標軸の定義を明確にしておく。図７は、モータ制御装置１にて検出、推定、あるいは仮定する制御軸の回転角度位置（推定回転角度位置θ_{dc}）と、実際の回転子６ａの回転角度位置θ_dとの関係を示す図である。回転子６ａに設けられた永久磁石の主磁束方向をｄ軸とし、ｄ軸から回転方向に電気的に９０度（電気角９０度）進んだｑ軸とからなるｄ－ｑ軸を定義する。このｄ－ｑ軸は回転座標系である。

【００２９】
図７において、回転子６ａの回転角度位置θ_{d}はｄ軸の位相を示す。このｄ－ｑ軸に対し、制御上の仮想回転子位置をｄｃ軸とし、そこから回転方向に電気的に９０度進んだ軸をｑｃ軸とし、ｄｃ軸，ｑｃ軸からなるｄｃ－ｑｃ軸を定義する。ｄｃ－ｑｃ軸も回転座標系である。これらの座標軸の関係が図７に示されている。なお、これ以降の説明において、ｄ－ｑ軸を実軸、ｄｃ－ｑｃ軸を制御軸と呼ぶこともある。また、実軸と制御軸のズレである誤差角を軸誤差$\Delta\theta_{d}$と呼ぶ。但し、本実施形態においては、位置センサ等によって実際の軸誤差$\Delta\theta_{d}$が直接的に得られるわけではなく、推測によって求めるため、軸誤差$\Delta\theta_{d}$の推定値を推定軸誤差$\Delta\theta_{c}$と呼ぶ。

【００３０】
図８は、固定座標系である３相軸と回転座標系である制御軸との関係を示した図である。図８ではＵ相を基準にｄｃ軸の回転角度位置（磁極位置）を推定し、その結果を上述の推定回転角度位置θ_{dc}とする。ｄｃ軸は図中の円弧状矢印の方向（反時計方向）に回転している。そのため、回転周波数（後に示す、インバータ周波数指令値ω_{1}）を積分することで、推定回転角度位置θ_{dc}が得られる。本実施形態では、電動機６として永久磁石同期モータを用いているため、モータ制御装置１にて検出、推定、あるいは仮定する制御軸の推定回転角度位置θ_{dc}と、実際の回転子６ａの回転角度位置θ_{d}とは、基本的には同期している場合が多い。

【００３１】
＜部分的な電圧飽和駆動時の課題＞
図９（ａ）は、電圧飽和領域に近い領域で電動機６を駆動した場合の電圧変調率K_{h}の時間変化の例を示す図である。図９（ａ）においては、直流電圧源２０が出力する直流電圧Ｅｄｃ（図４参照）は一定であると仮定している。しかし、負荷トルクτ_{L}の変動によって、機械角一回転の周期で電圧変調率K_{h}は変化している。ここで、電圧変調率K_{h}の機械角一回転中の平均値を電圧変調率K_{h}の「直流成分」と呼び、電圧変調率K_{h}からこの直流成分を減算したものを「交流成分」と呼ぶ。

【００３２】
電動機６の一回転中の負荷トルクτ_{L}の変動が大きくなると、一回転中のある一部の期間のみ、電圧変調率K_{h}が境界値K_{hsat}（＝２／√３）を超えるような状態が生じる。このような状態を「部分電圧飽和状態」と呼ぶ。また、図９（ｂ）に示すオーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇは、電圧変調率K_{h}が境界値K_{hsat}を超えた場合に“１”になり、それ以外の場合に“０”になるフラグである。このフラグの用途については後述する。

【００３３】
図１０は、部分電圧飽和状態で駆動した場合の電圧ベクトル軌跡の例を示す図である。一点鎖線で示す円弧１０２の外側が電圧飽和領域になり、円弧１０２の内側が通常領域になる。電圧ベクトル１０４は、機械角一回転中に、一周するような電圧ベクトル軌跡１０６を描くが、部分電圧飽和状態においては、電圧ベクトル軌跡１０６の一部が、円弧１０２の外側にはみ出す。なお、図１０において、電圧ベクトル１０４は、機械角一回転中における平均値を示している。電圧ベクトル１０４は、瞬時的には、電圧ベクトル軌跡１０６上の何れかの点に位置することになる。

【００３４】
このような部分電圧飽和状態での駆動は、短時間であれば問題にならない場合が多い。しかし、部分電圧飽和状態が継続すると、電動機６に対する電流制御が適切に行われず、電動機６が不安定になる場合がある。そこで、本実施形態においては、電圧変調率K_{h}の最大値が境界値K_{hsat}以下になるように、電圧変調率K_{h}を抑制するとともに、電動機６に充分な電流を流せるように、電圧指令値の位相を制御する（弱め磁束制御を行う）ことにしている。これにより、電動機６の負荷トルクτ_{L}の変動や直流電圧Ｅｄｃの変動があった場合においても、安定的に電動機６を駆動することができる。

【００３５】
＜制御部２＞

（全体構成）
　次に、図１１に示すブロック図を参照し、ＰＷＭ信号作成器３３以外の制御部２の各構成要素について説明する。
　図中の３φ／ｄｑ変換器８は、推定回転角度位置$θ_{dc}$を用いて、３相軸上の交流電流検出値I_u，I_wを制御軸上（すなわちｄｃ軸上およびｑｃ軸上）の電流検出値I_{dc}，I_{qc}に座標変換する。また、ｄｑ／３φ変換器４は、推定回転角度位置$θ_{dc}$を用いて、制御軸上の電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}を３相軸上の電圧指令値V_u^*，V_v^*，V_w^*に座標変換する。
【００３６】
　これらにより、制御部２の内部では、主として回転座標系であるｄｃ－ｑｃ軸が使用される。その理由は、回転座標系では電圧や電流の定常的な値は直流量として扱えるという利点があるためである。座標変換のためには、電動機６の回転子６ａの回転角度位置の情報が必要になる。本実施形態では、位置センサ等によって回転角度位置を検出するのではなく、上述したように、電動機６に流れる電流および電動機６への印加電圧に基づいて、推定回転角度位置$θ_{dc}$を計算することとしている。これにより、回転子６ａに位置センサ等を設けることが不要になり、コストダウンを図ることができる。
【００３７】
　軸誤差演算器１２は、制御軸上の電流検出値I_{dc}，I_{qc}と、制御軸上の電圧指令値V_d^*，V_q^*とに基づいて、実軸と制御軸との推定軸誤差$Δθ_c$を演算する。減算器９１ｂは、推定軸誤差$Δθ_c$と軸誤差指令値$Δθ^*$（通常は零）との差分を出力する。ＰＬＬ制御器１３は、この差分が零に近づくように、位相制御を行いつつ、インバータ周波数指令値$ω_1$を出力する。積分器９４ａは、インバータ周波数指令値$ω_1$を積分することにより、上述した推定回転角度位置$θ_{dc}$を出力する。このように、軸誤差演算器１２、減算器９１ｂ、ＰＬＬ制御器１３および積分器９４ａは、推定回転角度位置$θ_{dc}$を求める位置推定部４０を構成する。
【００３８】
　脈動トルク推定器１６は、モータ発生トルク$τ_m$と負荷トルク$τ_L$との差分（差トルク$Δτ_m$）の推定値である差トルク推定値$Δτ_m\hat{}$を求める。また、トルク電流指令値作成器１０は、負荷トルク$τ_L$の平均値に応じたトルク電流指令値I_{tq}^*を作成する。また、脈動トルク電流指令値作成器１１は、差トルク推定値$Δτ_m\hat{}$に基づいて、これを補償する脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*を出力する。加算器９０ｂは、トルク電流指令値I_{tq}^*と脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*とを加算し、その結果をｑ軸電流指令値I_q^*として出力する。
【００３９】
　電圧指令値演算部３４は、ｄ軸電流指令値I_d^*と、ｑ軸電流指令値I_q^*と、インバータ周波数指令値$ω_1$とに基づいて、制御軸上の電圧指令値V_d^*，V_q^*を出力する。変調率演算器２９は、直流電圧源２０（図４参照）が出力する直流電圧Ｅｄｃと、電圧指令値V_d^*，V_q^*とに基づいて、電圧変調率K_{hV1}を出力する。なお、「電圧変調率K_{hV1}」は、図６、図９等に示した「電圧変調率K_h」と同様であるが、電圧変調率K_{hV1}は、「電圧指令値V_d^*，V_q^*の振幅すなわち$\sqrt{}(V_d^{*2}+V_q^{*2})$と、直流電圧Ｅｄｃとの比」という意味に限定して用いる。電圧変調率K_{hV1}は、負荷トルク$τ_L$に対応する周期（例えば同一の周期）で増減する。このようなパラメータを「負荷トルク対応パラメータ」と呼ぶ。
【００４０】
　電圧位相調整器６０は、電圧指令値V_d^*，V_q^*に対して、進めるべき位相を電圧位相調整量$Δθ_v^*$として出力する。印加電圧作成器１９は、電圧指令値V_d^*，V_q^*に対して、電圧位相調整量$Δθ_v^*$だけ位相を進め、その結果を電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}として出力する。なお、図１１および他の図においては、見やすくするために、一部の信号線は結線していない。しかし、同一の記号を付した箇所（例えば、インバータ周波数指令値の「$ω_1$」を付した箇所）は、結線されているのと等価である。
【００４１】
（電圧指令値演算部３４）
　次に、図１２を参照し、電圧指令値演算部３４の構成を説明する。電圧指令値演算部３

４には、ｄ軸，ｑ軸の電流指令値I_d^*，I_q^*が供給される。また、電圧指令値演算部３４には、ＰＬＬ制御器１３からインバータ周波数指令値ω_1が供給されるとともに、３φ／ｄｑ変換器８から電流検出値I_{dc}，I_{qc}が供給される。ｄ軸電流指令値I_d^*は本実施形態においては零値を設定しているので、この理由について述べておく。本実施形態においては、電動機６は、非突極型の永久磁石同期モータであることを想定しているため、ｄ軸，ｑ軸のインダクタンスL_d，L_qが同一になる。

【００４２】

これにより、本実施形態においては、ｄ軸，ｑ軸のインダクタンスL_d，L_qの差によって発生するリラクタンストルクは考慮する必要がなくなる。したがって、電動機６が発生するモータ発生トルクτ_mはｑ軸を流れる電流に比例するものと考え、ｄ軸電流指令値I_d^*は零値を設定している。また、後述する弱め磁束制御を行うことにより、電動機６には弱め磁束制御に基づくｄ軸電流が流れるが、これは印加電圧作成器１９および電圧位相調整器６０（図１１参照）等によって実現されるため、電圧指令値演算部３４内ではｄ軸電流指令値I_d^*は零値として扱う。

【００４３】

なお、電動機６が突極型（ｄ軸とｑ軸のインダクタンスの差がある）である場合は、ｑ軸電流によるトルクの他に、ｄ軸とｑ軸のインダクタンスの差に起因するリラクタンストルクが生じる。この場合は、リラクタンストルクを考慮してｄ軸電流指令値I_d^*を設定することにより、同じトルクを小さいｑ軸電流で発生でき、消費エネルギーを削減できる。

【００４４】

図１２のｄ軸電流制御器１４ａにおいて、減算器９１ｃは、ｄ軸電流指令値I_d^*からｄｃ軸電流検出値I_{dc}を減算する。比例器９２ｃ，９２ｄは、この減算結果に対して、各々所定のゲインＫｐ＿ａｃｒｄ，Ｋｉ＿ａｃｒｄを乗算する。積分器９４ｃは、比例器９２ｄの出力結果、すなわち「Ｋｉ＿ａｃｒｄ×（$I_d^*-I_{dc}$）」を積分する。加算器９０ｃは、比例器９２ｃの乗算結果と、積分器９４ｃの積分結果とを加算し、その加算結果をｄ軸電流指令値I_d^{**}として出力する。

【００４５】

同様に、ｑ軸電流制御器１４ｂにおいて、減算器９１ｄはｑ軸電流指令値I_q^*からｑｃ軸電流検出値I_{qc}を減算する。比例器９２ｅ，９２ｆは、この減算結果に対して、各々ゲインＫｐ＿ａｃｒｑ，Ｋｉ＿ａｃｒｑを乗算する。積分器９４ｄは、比例器９２ｆの出力結果、すなわち「Ｋｉ＿ａｃｒｑ×（$I_q^*-I_{qc}$）」を積分する。加算器９０ｄは、比例器９２ｅの乗算結果と、積分器９４ｄの積分結果とを加算し、その加算結果をｑ軸電流指令値I_q^{**}として出力する。このように、ｄ軸電流制御器１４ａおよびｑ軸電流制御器１４ｂは、各々比例積分演算器を構成している。

【００４６】

ここで、電流制御器１４ａ，１４ｂにおいて比例積分演算を行っている理由について説明しておく。後述する乗算器９２ｇ，９２ｉ等の構成要素では、電動機６の１相あたりの巻線抵抗値Ｒを用いて演算を行っている。しかし、実際の巻線抵抗値Ｒは一定値ではない。例えば、固定子６ｂに対して大きな電流を供給すると、固定子６ｂの温度上昇によって実際の巻線抵抗値Ｒは大きくなる。

【００４７】

このような場合、ｄ軸，ｑ軸の電流指令値I_d^*，I_q^*と、想定した巻線抵抗値Ｒとに基づいてｄ軸，ｑ軸電圧指令値V_d^*，V_q^*を出力すると、実際のｄ軸，ｑ軸の電流値がｄ軸，ｑ軸の電流指令値I_d^*，I_q^*に一致しなくなり、トルク制御の精度が悪化する。そこで、ｄ軸，ｑ軸電流指令値I_d^*，I_q^*と、対応する電流検出値I_{dc}，I_{qc}とを比較し、その差分に基づいて求めたｄ軸，ｑ軸電流指令値I_d^{**}，I_q^{**}を用いることにより、巻線抵抗値Ｒの変動による影響を吸収しつつ制御を続行することが可能になる。

【００４８】

ｄ軸，ｑ軸電流指令値I_d^{**}，I_q^{**}には、乗算器９２ｇ，９２ｉにて、それぞれ電動機６の１相あたりの巻線抵抗値Ｒが乗算され、電圧値$R\times I_d^{**}$，$R\times I_q^{**}$が出力される。

また、ｄ軸電流指令値I_d^{**}は、低域通過フィルタ９８ｂに供給され、一次遅れフィルタの伝達関数「１／（１＋T_dｓ）」にてフィルタリングされ、ｄ軸電流指令値I_{df}^{**}として出力される。同様に、ｑ軸電流指令値I_q^{**}は、低域通過フィルタ９８ａに供給され、一次遅れフィルタの伝達関数「１／（１＋T_qｓ）」にてフィルタリングされ、ｑ軸電流指令値I_{qf}^{**}として出力される。ここで、時定数T_d，T_qは、電動機６の固定子６ｂの電気時定数であり、$T_d = L_d / R$，$T_q = L_q / R$になる。

【００４９】

乗算器９２ｈにおいては、ｑ軸電流指令値I_{qf}^{**}に対して、インバータ周波数指令値ω_1と、ｑ軸のインダクタンスL_qとが乗算される。減算器９１ｅにおいては、電圧値$R \times I_d^{**}$から乗算器９２ｈの出力信号$\omega_1 \times L_q \times I_{qf}^{**}$から減算され、下式（１）に示すｄ軸電圧指令値$V_d^*$が出力される。

$$V_d^* = R \times I_d^{**} - \omega_1 \times L_q \times I_{qf}^{**} \quad \cdots (1)$$

【００５０】

また、乗算器９２ｊにおいては、ｄ軸電流指令値I_{df}^{**}に対して、インバータ周波数指令値ω_1と、ｄ軸のインダクタンスL_dとが乗算される。乗算器９２ｋにおいては、インバータ周波数指令値ω_1に対して、誘起電圧定数K_eが乗算される。電動機６は同期電動機であると同時に同期発電機でもある。すなわち、回転子６ａが回転すると、回転速度に比例する起電力が固定子６ｂに生ずる。その際の比例定数が上記誘起電圧定数K_eである。そして、加算器９０ｅにおいては、乗算器９２ｉ，９２ｊ，９２ｋの各出力信号が加算され、その結果として下式（２）に示すｑ軸電圧指令値V_q^*が出力される。

$$V_q^* = R \times I_q^{**} + \omega_1 \times L_d \times I_{df}^{**} + \omega_1 \times K_e \quad \cdots (2)$$

【００５１】

上述の乗算器９２ｈ，９２ｊは、ｄ軸，ｑ軸間の相互干渉をシミュレートしようとするものである。ｑ軸電流によって生じた起電力は、ほぼ９０°遅れてｄ軸に現れる。この現象をシミュレートするため、減算器９１ｅにおいては、電圧値$I_d^{**}R$から$\omega_1 \times L_q \times I_{qf}^{**}$を減算している。また、ｄ軸電流によって生じた起電力は、ほぼ９０°遅れてｑ軸のマイナス方向に現れる。この現象をシミュレートするため、加算器９０ｅでは、電圧値$I_q^{**}R$に対して$\omega_1 \times L_d \times I_{df}^{**}$を加算している。

【００５２】

図１２の回路構成では、電圧指令値演算部３４の中に、電流制御器１４ａ，１４ｂを設けた点と、電動機６の電気時定数相当の遮断周波数を有する一次遅れフィルタである低域通過フィルタ９８ａ，９８ｂを設けた点とが特徴である。これらによって電動機６の逆モデルを成立させているため、制御部２の演算周期に制約がある場合においても電動機６に対するベクトル制御を実現できる。

【００５３】

（変調率演算器２９および印加電圧作成器１９）

次に、図１３に示すブロック図を参照し、変調率演算器２９および印加電圧作成器１９の構成を説明する。

変調率演算器２９の内部において、極座標変換器８８は、ｄ軸，ｑ軸電圧指令値V_d^*，V_q^*を極座標に変換することにより、電圧指令値振幅V_1と、電圧位相δＶとを出力する。除算器９３ｂは、直流電圧源２０（図４参照）の直流電圧Ｅｄｃを１／２で除し、除算器９３ａは、電圧指令値振幅V_1を、「Ｅｄｃ／２」で除し、その結果を電圧変調率K_{hV1}として出力する。これにより、変調率演算器２９は、電圧変調率K_{hV1}と、電圧位相δＶとを出力する。

【００５４】

また、印加電圧作成器１９の内部において、加算器９０ｇは、電圧位相δＶと、電圧位相調整器６０から出力された電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$とを加算する。電圧変調率K_{hV1}と、加算器９０ｇの出力信号（$\delta V + \Delta\theta_v^*$）とは、直交座標変換器８９に供給され、これらは再度、直交二軸上の電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}に変換される。このように、電圧変調率K_{hV1}を用いて電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}を生成することにより、直流電圧Ｅｄｃが変化した

場合においても、所望の電圧を電動機６に印加できる可能性を高めることができる。
【００５５】
図１４は、変調率演算器２９に入力されたｄ軸，ｑ軸電圧指令値V_d^*，V_q^*と、印加電圧作成器１９から出力された電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}との、電圧ベクトルの変化を示す図である。図１４から明らかなように、電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}は、電圧指令値V_d^*，V_q^*に対して同一の振幅を有し、電圧位相が電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$相当だけ変更されたものになる。
【００５６】
（位置推定部４０）
図１１に戻り、位置推定部４０についてさらに詳細を説明する。
本実施形態においては、電動機６の回転子６ａの回転角度位置θ_dを実測せず、電流検出値I_{dc}，I_{qc}と電圧指令値V_d^*，V_q^*とに基づいて、推定回転角度位置θ_{dc}を求め、位置センサレス制御を行っている。また、推定回転角度位置θ_{dc}は、直接的に推定するのではなく、実軸と制御軸のズレである誤差角（軸誤差$\Delta\theta_d$）の推定値である推定軸誤差$\Delta\theta_c$を求め、これが零値に近づくように制御することにより、間接的に推定している。
【００５７】
上述したように、軸誤差演算器１２は、制御軸上の電流検出値I_{dc}，I_{qc}と、制御軸上の電圧指令値V_d^*，V_q^*とに基づいて、推定軸誤差$\Delta\theta_c$を演算するが、これは具体的には下式（３）によって求めている。
【数１】

$$\Delta\theta_c = \tan^{-1}\left(\frac{V_d^* - R\times I_{dc} + \omega_1\times L_q\times I_{qc}}{V_q^* - R\times I_{qc} - \omega_1\times L_q\times I_{dc}}\right) \quad \cdots (3)$$

【００５８】
次に、図１５に示すブロック図を参照し、ＰＬＬ制御器１３の構成を説明する。
ＰＬＬ制御器１３は、軸誤差$\Delta\theta_c$が軸誤差指令値$\Delta\theta^*$（本実施形態では零値）に一致させる方向にインバータ周波数指令値ω_1を調整するものである。減算器９１ｂから、軸誤差指令値$\Delta\theta^*$と軸誤差$\Delta\theta_c$との差分が出力されると、比例器９２ａは、この差分に比例ゲインＫｐ＿ｐｌｌを乗算し、比例器９２ｂは該差分に比例ゲインＫｉ＿ｐｌｌを乗算する。積分器９４ｂは、比例器９２ｂの出力を積分する。これにより、比例器９２ｂと積分器９４ｂとは、積分演算部９５を構成する。この積分演算部９５における演算結果と比例器９２ａにおける乗算結果とは、加算器９０ａにて加算され、この加算結果がインバータ周波数指令値ω_1になる。これにより、ＰＬＬ制御器１３は、いわゆる比例積分演算器を構成している。
【００５９】
図１１に戻り、ＰＬＬ制御器１３の後段に設けられた積分器９４ａにより、インバータ周波数指令値ω_1が積分される。速度を積分すると位置になるから、積分器９４ａは、インバータ周波数指令値ω_1を積分することによって、推定回転角度位置θ_{dc}を出力する。このように、本実施形態の位置推定部４０は、実軸と制御軸のズレである軸誤差$\Delta\theta_d$を推定して推定軸誤差$\Delta\theta_c$を求め、推定軸誤差$\Delta\theta_c$が零値に近づくよう制御することにより、推定回転角度位置θ_{dc}を間接的に推定するものである。出力された推定回転角度位置θ_{dc}は、上述したように、ｄｑ／３φ変換器４、３φ／ｄｑ変換器８等に供給される。
【００６０】
（トルク電流指令値作成器１０）
次に、図１６に示すブロック図を参照し、図１１に示したトルク電流指令値作成器１０の詳細構成を説明する。
図１６において、減算器９１ｆは、周波数指令値ω^*と、インバータ周波数指令値ω_1との差分を出力する。なお、回転速度指令値ω^*は、図示せぬ上位制御系等から与えられる。この差分に対して、比例器９２ｐ，９２ｑでは、各々比例ゲインＫｐ＿ａｓｒ，Ｋｉ＿

ａｓｒが乗算され、比例器９２ｑの出力は積分器９４ｅによって積分される。比例器９２ｐおよび積分器９４ｅの出力は、加算器９０ｆにおいて加算され、その結果がトルク電流指令値I_{tq}^{*}として出力される。すなわち、トルク電流指令値作成器１０は、いわゆる比例積分演算器を構成している。比例ゲインＫｐ＿ａｓｒ，Ｋｉ＿ａｓｒは、比較的応答速度が遅くなるように設定されているため、トルク電流指令値作成器１０が出力するトルク電流指令値I_{tq}^{*}は、負荷トルクτ_Lの平均値に比例する値になる。

【００６１】

（脈動トルク推定器１６）

電動機６により駆動される負荷装置９の負荷トルクτ_Lが、図３に示したように１回転中において変動する場合、モータ発生トルクτ_mや、電動機の実周波数（電動機の回転速度）や、電動機に流れる電流等が電動機の回転周波数で脈動することが知られている。しかし、ＰＬＬ制御器１３（図１５参照）、電流制御器１４ａ，１４ｂ（図１２参照）、トルク電流指令値作成器１０（図１６参照）等のフィードバック制御器に設定可能な応答周波数には制約があり、１回転中における負荷トルクτ_Lの変動を充分に補償することは難しい。そこで、負荷トルクτ_Lの変動を抑制するために、脈動トルク推定器１６と、脈動トルク電流指令値作成器１１とが設けられている。

【００６２】

トルク電流指令値作成器１０（図１６参照）について説明したように、インバータ周波数指令値ω_1の平均値は、上位制御系等から与えられる周波数指令値ω^{*}に一致する。しかし、瞬時速度には、式（４）に示す速度変動$\Delta\omega$が生じる。

【数２】

$$\Delta\omega = \int \frac{\tau_m - \tau_L}{J} dt \quad \cdots (4)$$

ここで、τ_mはモータ発生トルク、τ_Lは負荷トルク、Ｊは電動機６の慣性モーメントである。式（４）から明らかなように、モータ発生トルクτ_mと負荷トルクτ_Lとの差によって、速度変動が生じる。また、速度変動が生じるということは、位置誤差も生じることを意味している。

【００６３】

図１７は、モータ発生トルクτ_mと負荷トルクτ_Lとの差が軸誤差$\Delta\theta_d$に至るまでの現象をブロック線図として示したものである。モータ発生トルクτ_mと負荷トルクτ_Lとの差トルク$\Delta\tau_m$を減算器９１ｈにて求め、これに慣性モーメントＪの逆数を乗算して積分器９４ｆにて積分することで、電動機の回転子６ａの機械速度ω_rが得られる。次に、機械速度ω_rに電動機６の極対数（＝極数Ｐ／２）を乗算器９２ｒにて乗算することにより、電動機６の電気速度ω_eが得られる。さらに電気速度ω_eを積分器９４ｇにて積分することにより、回転子６ａの回転角度位置θ_dが得られる。そして、推定回転角度位置θ_{dc}から回転子６ａの回転角度位置θ_dを減算器９１ｉにて減算することにより、その角度誤差（軸誤差$\Delta\theta_d$）が得られる。

【００６４】

図１７に示した過程を経て、差トルク$\Delta\tau_m$が軸誤差$\Delta\theta_d$に至ると考えることができる。これは、換言すると、軸誤差$\Delta\theta_d$を検出または推定できれば、差トルク$\Delta\tau_m$を推定することが可能になることを意味している。前述の通り、本実施形態では、位置センサレス制御を採用しているため、軸誤差$\Delta\theta_d$は直接的には得られないが、軸誤差$\Delta\theta_d$に代えて推定軸誤差$\Delta\theta_c$を用いることができる。そこで、軸誤差$\Delta\theta_d$から差トルク$\Delta\tau_m$が得られるように、図１７における矢印を逆方向にし、図１７における複素数ｓをｊω_rに置き換えて整理し、かつ、本実施形態で検出あるいは推定が可能な値を用いるように等価変換すると、図１８に示すブロック図が得られる。この図１８に示すブロック図が、脈動トルク推定器１６の構成に等しくなる。すなわち、脈動トルク推定器１６は、推定軸誤差$\Delta\theta_c$が入力されると、これに「$2 \times J \times \omega_r^2 / P$」を乗算し、その乗算結果を差トルク推定

値$Δτ_m$^として出力する。

【００６５】

（脈動トルク電流指令値作成器１１）

次に、図１９に示すブロック図を参照し、脈動トルク電流指令値作成器１１の構成を説明する。

図１９において、積分器９４ｊはインバータ周波数指令値$ω_1$を積分することにより、推定回転角度位置$θ_{dc}$を出力する。乗算器９２ｏでは、推定回転角度位置$θ_{dc}$に「２／Ｐ」（Ｐは極数）が乗算され、その結果が推定機械角度位置$θ_r$として出力される。余弦演算器９６および正弦演算器９７は、それぞれ推定機械角度位置$θ_r$の余弦成分ｃｏｓ$θ_r$および正弦成分ｓｉｎ$θ_r$を出力する。

【００６６】

脈動トルク推定器１６（図１８参照）から出力された差トルク推定値$Δτ_m$^は、図１７に示したモータ発生トルク$τ_m$と負荷トルク$τ_L$の差分に相当する値である。単相座標変換器３２においては、差トルク推定値$Δτ_m$^に推定機械角度位置$θ_r$の余弦成分ｃｏｓ$θ_r$および正弦成分ｓｉｎ$θ_r$が乗算され、下式（５），（６）に示すように、機械速度$ω_r$（機械角１次成分）における余弦成分$Δτ_{mc}$と正弦成分$Δτ_{ms}$とが出力される。すなわち、差トルク推定値$Δτ_m$^が、機械速度$ω_r$で回転する座標系に座標変換される。

$Δτ_{mc}=\cos θ_r×Δτ_m$^　　…（５）

$Δτ_{ms}=\sin θ_r×Δτ_m$^　　…（６）

【００６７】

低域通過フィルタ９８ｃ，９８ｄでは、差トルク推定値余弦成分$Δτ_{mc}$および差トルク推定値正弦成分$Δτ_{ms}$のうち、機械速度$ω_r$以上の成分が減衰される。次に、減算器９１ｊ，９１ｋにおいては、差トルク推定値余弦成分$Δτ_{mc}$，差トルク推定値正弦成分$Δτ_{ms}$と、それぞれの指令値（$Δτ_{mc}^*$＝０，$Δτ_{ms}^*$＝０）との差が求められる。そして、求められた差に対して比例器９２ｔ，９２ｍでは積分ゲインＫｉ＿ａｔｒが乗じられ、積分器９４ｈ，９４ｉでは、各乗算結果が積分される。

【００６８】

これらの積分結果は、脈動トルク電流指令値の余弦成分$I_{qsin}{}^*{}_c$および正弦成分$I_{qsin}{}^*{}_s$になる。この後、再度、単相座標逆変換器３７にて、次式（７）に基づいて座標変換が実行される。

$Δτ_{mm}$^$=\cos θ_r×I_{qsin}{}^*{}_c+\sin θ_r×I_{qsin}{}^*{}_s$　　…（７）

【００６９】

この座標変換により、差トルク推定値$Δτ_m$^の機械速度$ω_r$の成分$Δτ_{mm}$^が得られる。差トルク推定値の機械速度成分$Δτ_{mm}$^には、比例器９２ｎにてゲインＫｔｒｑが乗算され、その乗算結果が脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*として出力される。なお、本実施形態では、ゲインＫｔｒｑは「１」である。そして、図１１について上述したように、加算器９０ｂにおいては、脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*とトルク電流指令値I_{tq}^*とが加算され、加算結果がｑ軸電流指令値I_q^*として出力される。

【００７０】

（部分電圧飽和状態における脈動トルク制御の課題）

以上のように、脈動トルク推定器１６、脈動トルク電流指令値作成器１１を設けることにより、周期的な負荷変動を補償し、電動機６の騒音や振動を低減することが可能になる。

しかし、前述の通り、部分電圧飽和状態で制御部２を継続して駆動すると、電流制御器１４や脈動トルク電流指令値作成器１１が適切に動作せず、電動機６が不安定になる場合がある。

様々な回転速度で電動機６および負荷装置９を駆動した際の振動（振動振幅値）の周波数特性の例を図２０に示す。図示のように、全体的には、回転速度が低速になっていくにつれ、振動振幅値が大きくなっていく傾向を有する。これは、電動機６の速度が低下すると、慣性力が小さくなるためである。また、１３００ｒｐｍ近傍にピークが現れているが

、これは電動機６や負荷装置９等の機械系の機械共振周波数である。

【００７１】

振動の周波数特性は、負荷条件によっても変動する。図２０に破線で示した周波数特性は、実線よりも負荷が重い場合の例である。例えば、圧縮機構部５００（図３（ｂ）参照）の吸込み口５０５の圧力と吐出口５０７の圧力の差が大きくなれば、負荷が大きくなる。負荷が大きい場合であっても、３０００ｒｐｍ付近の高速域では振動の差は小さくなる。一方、回転速度が低速になるほど振動の増加（悪化）が顕著になる。

【００７２】

例えば、１３００ｒｐｍ付近の回転速度で電動機６を駆動すると、負荷が重くなり、あるいは直流電圧源２０（図４参照）の電圧が低下することで、部分電圧飽和状態が発生する可能性がある。その際、単純に電流制御器１４ａ，１４ｂ（図１２参照）や脈動トルク電流指令値作成器１１（図１９参照）を停止してしまうと、電動機６の回転速度変動が生じ、振動や騒音が悪化する。

【００７３】

ここで、再び図１０を参照し、電圧ベクトル軌跡１０６に着目すると、電圧ベクトル１０４の平均値つまり楕円の電圧ベクトル軌跡１０６の中央部分は、通常領域であり、充分に余裕があることが分かる。この点が、電動機６の負荷変動および直流電圧Ｅｄｃの変動が生じた場合においても、安定に電動機６を駆動制御する着眼点になる。

【００７４】

（電圧位相調整器６０）

次に、図２１のブロック図を参照し、電圧位相調整器６０の構成を説明する。

上述したように、電圧位相調整器６０は、電圧変調率$Ｋ_{hV1}$に基づいて、電圧位相調整量$Δθ_v^*$を出力するためのものであり、比較器６１ａ，６１ｂと、状態保持器（ラッチ回路）８２と、ピークホールド回路６３と、論理積器８３と、入力切替器８４と、積分器９４ｋとを有している。ピークホールド回路６３は、電圧変調率$Ｋ_{hV1}$のピーク値を検出するとそのピーク値をラッチして出力し、次のピークを検出するまで、そのピーク値を出力し続ける。電圧変調率$Ｋ_{hV1}$は機械角一回転を周期として脈動するため、このピーク値は、過去の機械角一回転中の電圧変調率$Ｋ_{hV1}$の最大値に等しい。そこで、このピーク値を「最大電圧変調率$Ｋ_{hp}$」と呼ぶ。比較器６１ａは、最大電圧変調率$Ｋ_{hp}$と第一の判定値ＫｈＪｕｄ１とを比較し、「$Ｋ_{hp}$＞ＫｈＪｕｄ１」である場合は“１”、「$Ｋ_{hp}$≦ＫｈＪｕｄ１」である場合は“０”になるオーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇを出力する。

【００７５】

上述した図９（ａ），（ｂ）においては、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１は、境界値$Ｋ_{hsat}$（＝２／√３）に等しいことを想定している。但し、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１は、必ずしも境界値$Ｋ_{hsat}$に一致する必要はない。例えば、ある程度の振動、騒音を容認しても消費電力を低減させたい場合は、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１は境界値$Ｋ_{hsat}$よりも大きくするとよい。

【００７６】

比較器６１ｂは、最大電圧変調率$Ｋ_{hp}$と第二の判定値ＫｈＪｕｄ２とを比較し、「$Ｋ_{hp}$＜ＫｈＪｕｄ２」である場合は“１”、「$Ｋ_{hp}$≧ＫｈＪｕｄ２」である場合は“０”になるアンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇを出力する。なお、第二の判定値ＫｈＪｕｄ２は、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１よりも若干低い値になっている。状態保持器８２は、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“１”になると、そのオーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇの値（“１”）を保持し続け、信号Ｓ８２として出力する。

【００７７】

また、ラッチ解除フラグＵｎｌａｔｃｈＦｌｇが“１”になると、信号Ｓ８２は“０”にリセットされる。論理積器８３は、信号Ｓ８２およびアンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇの双方が“１”である場合に“１”となり、それ以外の場合に“０”になる減算フラグＤｅｃＦｌｇを出力する。積分器９４ｋは、減算フラグＤｅｃＦｌｇが“１”である場合は、積分結果（すなわち電圧位相調整量$Δθ_v^*$）を、所定の減算レートで減少させる。

【００７８】
なお、図２１には２種類の矢印が示されているが、Ｖ字状に開いた矢印は、「状態切替信号」または「トリガー」が伝達されることを示し、先端が黒塗り三角形の矢印は他の「信号」が伝達されることを示す。入力切替器８４は、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“１”になると電圧変調率K_{hV1}を選択し、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“０”になると零値を選択し、選択した値を積分器９４ｋに供給する。これにより、積分器９４ｋは、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“１”になると、電圧変調率K_{hV1}を積分する。そして、積分器９４ｋにおける積分結果は、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$として出力される。
零値検出器６４は、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$が「０」以上の値から「０」になった場合、その旨を検出し、ワンショットのラッチ解除フラグＵｎｌａｔｃｈＦｌｇを出力する。
【００７９】
＜実施形態の動作＞
次に、図２２（ａ）～（ｆ）の波形図を参照し、本実施形態の動作を説明する。
なお、図２２（ａ）は、圧縮機構部５００（図３（ａ），（ｂ）参照）の吐出口５０７における吐出圧の波形図であり、図２２（ｂ）は、最大電圧変調率K_{hp}および平均電圧変調率K_{ha}の波形図である。なお、平均電圧変調率K_{ha}とは、電圧変調率K_{hV1}を機械角一回転毎に平均した値である。図２２（ｃ）は電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$の波形図、図２２（ｄ）はオーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇの波形図、図２２（ｅ）はアンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇの波形図、図２２（ｆ）は減算フラグＤｅｃＦｌｇの波形図である。
【００８０】
本実施形態においては、負荷トルクτ_Lは機械角一回転周期で脈動するため、電圧変調率K_{hV1}が変化する要因として、
（１）直流電圧源２０（図４参照）の直流電圧Ｅｄｃの変化、
（２）電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の直流成分（１回転中の平均値）の変化、および
（３）電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の交流成分の変化、
という３つの要因が考えられる。しかし、図２２（ａ）～（ｆ）では説明の簡略化のために、「直流電圧Ｅｄｃは一定である」「電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の直流成分は一定である」と仮定する。
【００８１】
より具体的には、直流電圧源２０の直流電圧Ｅｄｃ、電動機６の回転速度、および圧縮機構部５００の吸込圧は一定であり、圧縮機構部５００の吐出圧が時間的に変化するものと考える。吐出圧が変化すると、負荷トルクτ_Lの振幅が変化する。すなわち、電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の交流成分が変化する。なお、厳密にはｄ－ｑ軸の干渉等によって、電圧指令値の平均値も変化するが、吐出圧のみが変化する場合は、電圧指令値の交流成分の変化が支配的になるため、ここでは電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の交流成分のみが変化すると仮定する。図２２（ｂ）の縦軸は電圧変調率であるが、直流電圧源２０の直流電圧Ｅｄｃが一定であれば、縦軸は電力変換回路５のスイッチングデューティと見なすこともできる。
【００８２】
図２２（ａ）においては、時刻ｔ1から圧縮機構部５００の吐出圧が上昇し始めている。吐出圧が上昇すると、これに伴って電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の交流成分も大きくなる。これにより、図２２（ｂ）においても、時刻ｔ1に最大電圧変調率K_{hp}が上昇し始めており、時刻ｔ2に最大電圧変調率K_{hp}は第二の判定値ＫｈＪｕｄ２に達している。これにより、図２２（ｅ）に示すように、アンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇは、時刻ｔ2において“１”から“０”に立ち下がっている。
【００８３】
時刻ｔ2以降も圧縮機構部５００の吐出圧の上昇に伴って最大電圧変調率K_{hp}も上昇を続け、時刻ｔ3において最大電圧変調率K_{hp}は第一の判定値ＫｈＪｕｄ１に達している。これは、機械角一回転中に、電圧変調率K_{hV1}が第一の判定値ＫｈＪｕｄ１を超える期間が生じた、ということであり、それ以降、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇは、機械角

一回転を周期として、“１”および“０”に交互に切り替わるようになる。なお、図２２（ｅ）には、状態保持器８２が出力する信号Ｓ８２の波形も示しておく。なお、時刻ｔ1～ｔ3の区間を「区間Ａ」と呼び、時刻ｔ3～ｔ4の区間を「区間Ｂ」と呼ぶ。

【００８４】

オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“１”になる期間が生じると、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇのデューティ比に応じて、積分器９４ｋにて電圧変調率K_{hV1}が積分される。従って、その積分結果である電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$は、図２２（ｃ）の区間Ｂの波形に示すように、徐々に上昇してゆく。

【００８５】

上述したように、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$は、印加電圧作成器１９（図１３参照）に供給され、電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の位相に反映される。電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の電圧位相を進めると、電動機６における誘起電圧を抑制することができる。誘起電圧を抑制すると、電動機６に供給可能な電流が増加するため、電圧飽和領域ではなく通常領域での駆動を実現することができる。従って、電流制御器１４ａ，１４ｂおよび脈動トルク電流指令値作成器１１を継続的に動作させることができ、電動機６を安定に駆動することが可能になる。換言すると、トルク制御を適用できる速度範囲が高速側および高負荷側に拡大でき、広い動作範囲での低振動駆動を実現できる。

【００８６】

図２２（ａ）の時刻ｔ4において、圧縮機構部５００の吐出圧の上昇が止まっている。これにより、１回転中の電圧変調率K_{hV1}の変動幅も、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$も、ある値に収束するようになる。時刻ｔ4～ｔ5の区間は、吐出圧が一定になっており、この区間を「区間Ｃ」と呼ぶ。区間Ｃにおいて電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}の電圧位相を進めること、すなわち弱め磁束制御を行うことにより、通常領域においては、より低い電圧指令値V_d^{**}，V_q^{**}によって必要な電流I_d，I_qを流すことができるため、区間Ｃにおける電圧変調率K_{hV1}の平均電圧変調率K_{ha}は、区間Ａよりも低くなっている。区間Ｃにおける電圧変調率K_{hV1}の時間変化の一例を図２３に示す。区間Ｃにおいては、電圧変調率K_{hV1}の最大値は、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１以下であり、電圧飽和領域には達しておらず、部分電圧飽和も発生していない。

【００８７】

図２４は、区間Ｃにおける電圧ベクトル軌跡の変化の状態を示す図である。

電圧ベクトル軌跡１１６は、区間Ｃにおける電圧ベクトルの軌跡であり、電圧ベクトル１１４は、区間Ｃにおける電圧ベクトルの平均値である。図示のように、電圧位相調整器６０を用いることにより、電圧ベクトル１１４の１回転中の平均電圧角度がδＶａｖｅ_1になっている。これにより、電圧ベクトル軌跡１１６は、その全体が通常領域内にとどまっている。比較のため、図１０に示した電圧ベクトル１０４および電圧ベクトル軌跡１０６も図２４内に破線で図示する。

【００８８】

図２２（ａ）に戻り、時刻ｔ5以降は、圧縮機構部５００の吐出圧が減少し始めており、これに伴って、図２２（ｂ）に示すように、最大電圧変調率K_{hp}も減少し始めている。そして、時刻ｔ6において、最大電圧変調率K_{hp}は第二の判定値ＫｈＪｕｄ２未満になる。これにより、図２２（ｅ）に示すように、時刻ｔ6において、アンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇが“０”から“１”に立ち上がる。時刻ｔ5～ｔ6の区間を「区間Ｄ」と呼ぶ。また、図２２（ｄ）に示す信号Ｓ８２は、それ以前から“１”であった。これにより、図２２（ｆ）に示すように、信号Ｓ８２とアンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇとの論理積である減算フラグＤｅｃＦｌｇは、時刻ｔ6に“０”から“１”に立ち上がる。

【００８９】

減算フラグＤｅｃＦｌｇが“１”になると、積分器９４ｋは、積分結果（すなわち電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$）を、所定の減算レートで減少させる。これにより、図２２（ｃ）に示すように、時刻ｔ6以降、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$が所定の減算レートで減少している。そして、時刻ｔ7において電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$は零値になっている。時刻ｔ6～ｔ7の区間

を「区間Ｅ」と呼び、時刻ｔ7以降の区間を「区間Ｆ」と呼ぶ。

【００９０】

時刻ｔ7において電圧位相調整量Δθ$_{v}^{*}$が“０”になると、零値検出器６４（図２１参照）がワンショットのラッチ解除フラグＵｎｌａｔｃｈＦｌｇを出力する。これにより、状態保持器８２から出力される信号Ｓ８２は、図２２（ｄ）に示すように、“０”に立ち下がる。また、図２２（ｆ）に示すように、減算フラグＤｅｃＦｌｇも“０”に立ち下がる。これにより、時刻ｔ7以降の各部の状態は、時刻ｔ1以前の状態と同様になり、通常のトルク制御が続行される。

【００９１】

＜実施形態の効果＞

以上のように、本実施形態におけるモータ制御装置１は、直流電圧（Ｅｄｃ）を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルク（τ_{L}）が周期的に変動する負荷装置（９）に結合される電動機（６）を駆動する電力変換回路（５）と、前記電力変換回路（５）を駆動するドライブ信号を出力する制御部（２）と、を有し、前記制御部（２）は、前記負荷トルク（τ_{L}）に対応する周期で増減する負荷トルク対応パラメータ（K_{hV1}）を演算し、前記負荷トルク対応パラメータのピーク値（K_{hp}）が所定の第１の閾値（ＫｈＪｕｄ１）を超えると、前記電動機（６）の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路（５）を駆動するものである。

【００９２】

さらに、本実施形態における制御部２は、前記弱め磁束状態で前記電力変換回路（５）を駆動している際に前記ピーク値（K_{hp}）が前記第１の閾値（ＫｈＪｕｄ１）よりも低い第２の閾値（ＫｈＪｕｄ２）未満になると、前記誘起電圧を抑制しない通常状態で前記電力変換回路（５）を駆動するものである。

【００９３】

さらに、本実施形態において、前記負荷トルク対応パラメータ（K_{hV1}）は、前記交流電圧を指令する電圧指令値の振幅と前記直流電圧（Ｅｄｃ）との比である電圧変調率（K_{hV1}）であり、前記制御部（２）は、前記電圧変調率（K_{hV1}）のピーク値（K_{hp}）が前記第１の閾値（ＫｈＪｕｄ１）以下になるように、前記電圧指令値の位相を制御するものである。

さらに、制御部２は、前記電圧変調率（K_{hV1}）のピーク値（K_{hp}）が前記第１の閾値（ＫｈＪｕｄ１）以下になるように前記電圧指令値の位相を制御する際に、前記電圧変調率（K_{hV1}）の平均値を減少させるものである。

さらに、前記負荷トルク（τ_{L}）は、前記電動機（６）の機械角一回転の所定値倍の周期で変動するものである。

【００９４】

これらの特徴により、本実施形態のモータ制御装置１は、負荷トルクτ_{L}に変動が生じた場合や、直流電圧Ｅｄｃの変動が大きくなった場合においても、電動機６を安定して駆動制御することができる。さらに、トルク制御を適用できる速度範囲が高速側および高負荷側に拡大でき、広い動作範囲に渡って、振動、騒音を抑制することができる。

【００９５】

［第２実施形態］

＜実施形態の構成・動作＞

次に、本発明の第２実施形態によるモータ制御システムについて説明する。

本実施形態のモータ制御システムの全体構成は、第１実施形態のもの（図１参照）と同様であるが、本実施形態においては、第１実施形態のモータ制御装置１に含まれる電圧位相調整器６０（図２１参照）に代えて、図２５に示す電圧位相調整器６０ｂが適用される。

【００９６】

電圧位相調整器６０ｂの構成は、第１実施形態の電圧位相調整器６０と比較すると、電圧変調率K_{hV1}に代えて脈動トルク電流指令値I_{qsin}^{*}が入力信号になっている。これによ

り、ピークホールド回路６３は、脈動トルク電流指令値I_{qsin}^{*}のピーク値である最大脈動トルク電流指令値I_{qsinp}^{*}を出力する。また、比較器６１ａ，６１ｂに代えて、比較器６１ｃ，６１ｄが適用される点が異なる。ここで、比較器６１ｃは、最大脈動トルク電流指令値I_{qsinp}^{*}と第一の判定値ＩｑＪｕｄ１とを比較し、「I_{qsinp}^{*}＞ＩｑＪｕｄ１」である場合は“１”、「I_{qsinp}^{*}≦ＩｑＪｕｄ１」である場合は“０”になるオーバーフラグＩｑＯｖｅｒＦｌｇを出力する。

【００９７】

また、比較器６１ｄは、最大脈動トルク電流指令値I_{qsinp}^{*}と第二の判定値ＩｑＪｕｄ２とを比較し、「I_{qsinp}^{*}＜ＩｑＪｕｄ２」である場合は“１”、「I_{qsinp}^{*}≧ＩｑＪｕｄ２」である場合は“０”になるアンダーフラグＩｑＵｎｄｅｒＦｌｇを出力する。なお、第二の判定値ＩｑＪｕｄ２は、第一の判定値ＩｑＪｕｄ１よりも若干低い値になっている。状態保持器８２は、オーバーフラグＩｑＯｖｅｒＦｌｇが“１”になると、そのオーバーフラグＩｑＯｖｅｒＦｌｇの値（“１”）を保持し続け、信号Ｓ８２として出力する。

【００９８】

電圧位相調整器６０ｂの上述した以外の構成は、第１実施形態の電圧位相調整器６０と同様である。脈動トルク電流指令値I_{qsin}^{*}は、電圧変調率K_{hV1}と同様に脈動し、ピークが現れるタイミングも近いため、このように電圧変調率K_{hV1}に代えて用いることができる。

【００９９】

＜実施形態の効果＞

以上のように、本実施形態におけるモータ制御装置は、第１実施形態のものと同様に、直流電圧（Ｅｄｃ）を交流電圧に変換し出力することにより、負荷トルク（τ_{L}）が周期的に変動する負荷装置（９）に結合される電動機（６）を駆動する電力変換回路（５）と、前記電力変換回路（５）を駆動するドライブ信号を出力する制御部（２）と、を有し、前記制御部（２）は、前記負荷トルク（τ_{L}）に対応する周期で増減する負荷トルク対応パラメータ（I_{qsin}^{*}）を演算し、前記負荷トルク対応パラメータのピーク値（I_{qsinp}^{*}）が所定の第１の閾値（ＩｑＪｕｄ１）を超えると、前記電動機（６）の回転により発生する誘起電圧を抑制する弱め磁束状態で前記電力変換回路（５）を駆動するものである。

【０１００】

さらに、本実施形態においては、前記電動機（６）は永久磁石を埋設した回転子（６ａ）と固定子（６ｂ）とを有し、前記制御部（２）は、前記永久磁石の主磁束方向をｄ軸とし、前記ｄ軸から回転方向に電気的に９０度進んだ軸をｑ軸とし、前記ｑ軸に流れる電流の脈動成分である脈動トルク電流指令値（I_{qsin}^{*}）を計算するものであり、前記負荷トルク対応パラメータは、前記脈動トルク電流指令値（I_{qsin}^{*}）である。

【０１０１】

かかる特徴により、本実施形態においては、第１実施形態のものと同様に、広い動作範囲に渡って、振動、騒音を抑制することができる。

さらに、本実施形態においては、電流指令値I_{d}^{*}，I_{q}^{*}を演算するループ内で、弱め磁束制御を実現できるので、印加電圧作成器１９（図１１参照）において電圧位相を変更する必要がなくなり、第１実施形態のものよりも少ない演算量で弱め磁束制御を実現できる。

【０１０２】

［第３実施形態］

＜実施形態の構成＞

次に、本発明の第３実施形態によるモータ制御システムについて説明する。

本実施形態のモータ制御システムの全体構成は、第１実施形態のもの（図１参照）と同様であるが、本実施形態においては、第１実施形態の電圧位相調整器６０（図２１参照）に代えて、図２６に示す電圧位相調整器６０ｃが適用される。

【０１０３】

電圧位相調整器６０ｃは、電圧変調率K_{hV1}を入力信号としているが、出力信号はｄ軸電流指令値I_d^*である。すなわち、電圧位相調整器６０ｃが出力するｄ軸電流指令値I_d^*は、電圧指令値演算部３４（図１１、図１２参照）に入力される。
また、電圧位相調整器６０ｃにおいては、電圧変調率K_{hV1}の入力端子と入力切替器８４との間に減算器９１ｋが挿入されている。減算器９１ｋは、電圧変調率K_{hV1}から第三の判定値ＫｈＪｕｄ３を減算する。なお、第三の判定値ＫｈＪｕｄ３は第一の判定値ＫｈＪｕｄ１と同じ値であってもよく、異なっていてもよい。積分器９４ｋは、入力切替器８４を介して供給された信号の負値を積分し、積分結果をｄ軸電流指令値I_d^*として出力する。
【０１０４】
本実施形態によれば、積分器９４ｋは、入力切替器８４において減算器９１ｋが選択されると、「電圧変調率K_{hV1}が第三の判定値ＫｈＪｕｄ３を超えた値」の負値を積分する。これにより、積分を開始する電圧変調率K_{hV1}と、実際に積分に使用する被積分値とを異ならせることができ、様々な電圧変調率K_{hV1}の変化に対応することが可能になる。また、本実施形態においては、第１実施形態の電力変換回路５（図５参照）に代えて、図２７に示す電力変換回路５ａが適用される。
【０１０５】
図２７において、直流電圧源３０は、商用電源等の交流電圧源２６の交流電圧を全波整流する整流回路２７と、整流回路２７の出力端子に並列に接続された、電界コンデンサ等の平滑コンデンサ２８とを有している。電力変換回路５ａの上記以外の構成は、第１実施形態の電力変換回路５のものと同様である。本実施形態においては、直流電圧Ｅｄｃには、交流電圧源２６のリプル電圧が重畳する。すなわち、図２７のように単相交流電圧源を用いた場合は電源周波数の２倍、三相交流電圧源を用いた場合は電源周波数の６倍の周波数のリプル電圧が直流電圧Ｅｄｃに重畳する。
【０１０６】
<実施形態の動作>
次に、図２８（ａ）～（ｆ）の波形図を参照し、本実施形態の動作を説明する。
なお、図２８（ａ）は、直流電圧Ｅｄｃの波形図であり、図２８（ｂ）は、最大電圧変調率K_{hp}および平均電圧変調率K_{ha}の波形図、図２８（ｃ）はｄ軸電流指令値I_d^*の波形図、図２８（ｄ）はオーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇの波形図、図２８（ｅ）はアンダーフラグＫｈＵｎｄｅｒＦｌｇの波形図、図２８（ｆ）は減算フラグＤｅｃＦｌｇの波形図である。
また、図２８（ａ）～（ｆ）においては、電動機６の回転速度、圧縮機構部５００の吸込圧および吐出圧は一定であり、直流電圧源２０の直流電圧Ｅｄｃが変化すると仮定して説明する。
【０１０７】
前述のように、電圧変調率K_{hV1}は、電圧指令値V_d^*，V_q^*の振幅すなわち$\sqrt{(V_d^{*2}+V_q^{*2})}$と、直流電圧Ｅｄｃとの比であるため、直流電圧Ｅｄｃに含まれるリプル電圧によって、電圧変調率K_{hV1}は変化する。すなわち、電動機６の回転速度、圧縮機構部５００の吸込圧および吐出圧が一定であって電圧指令値V_d^*，V_q^*が変化しなかったとしても、図２８（ａ）の区間Ａに示すように、直流電圧Ｅｄｃにはリプル電圧が重畳し、最大電圧変調率K_{hp}と平均電圧変調率K_{ha}との間に差が生じる。
【０１０８】
リプル電圧の振幅値は、平滑コンデンサ２８の容量によって大きく影響を受ける。すなわち、平滑コンデンサ２８の容量を大きくするほど、リプル電圧の振幅を小さくできる。その反面、平滑コンデンサ２８の体積は容量に応じて大きくなる。したがって、リプル電圧が大きい場合においても、安定にモータを駆動できれば、電力変換回路５ａを小型にすることができる。
【０１０９】
図２８（ａ）においては、時刻ｔ1以降、交流電圧源２６の交流電圧が低下したことを

想定している。交流電圧が低下したことにより、図２８（ｂ）に示すように、最大電圧変調率K_{hp}および平均電圧変調率K_{ha}が上昇している。時刻ｔ13においては、交流電圧がさらに低下したことにより、最大電圧変調率K_{hp}が第一の判定値ＫｈＪｕｄ１を超えており、オーバーフラグＫｈＯｖｅｒＦｌｇが“１”または“０”に振動するようになり、信号Ｓ８２は“１”になる。これにより、図２６に示す入力切替器８４は、減算器９１ｋの出力信号を選択するようになり、「電圧変調率K_{hV1}が第三の判定値ＫｈＪｕｄ３を超えた値」が積分器９４ｋに入力され、積分器９４ｋでは、その負値が積分される。

【０１１０】

積分器９４ｋの積分結果は、ｄ軸電流指令値I_d^*として出力されるため、図２８（ｃ）に示すように、時刻ｔ13以降、ｄ軸電流指令値I_d^*が負の方向の増加し、これによって電圧指令値V_d^*，V_q^*の位相が進む。電圧指令値V_d^*，V_q^*の位相が進むと、これによって電動機６に流れる電流の位相も進み、電動機６における誘起電圧を減少させることができる。これにより、駆動領域を、電圧飽和領域から通常領域に変えることができる。

【０１１１】

図２８（ａ）の時刻ｔ15においては、交流電圧源２６の交流電圧が上昇し始め、それに伴って、図２８（ｂ）に示すように、最大電圧変調率K_{hp}および平均電圧変調率K_{ha}が減少し始める。そして、時刻ｔ16においては、最大電圧変調率K_{hp}が第二の判定値ＫｈＪｕｄ２を下回り、これによって図２８（ｃ）に示すように、時刻ｔ16以降はｄ軸電流指令値I_d^*の絶対値が減少している。これにより、電圧指令値V_d^*，V_q^*の位相も基に戻る方向に変化してゆく。そして、時刻ｔ17においては、ｄ軸電流指令値I_d^*が零値に戻るため、零値検出器６４（図２６参照）がワンショットのラッチ解除フラグＵｎｌａｔｃｈＦｌｇを出力する。これにより、状態保持器８２から出力される信号Ｓ８２は、図２８（ｄ）に示すように、“０”に立ち下がり、図２２（ｆ）に示す減算フラグＤｅｃＦｌｇも“０”に立ち下がる。時刻ｔ17以降の各部の状態は、時刻ｔ11以前の状態と同様になり、通常のトルク制御が続行される。

【０１１２】

以上のように、本実施形態によれば、第１，第２実施形態と同様に、電流制御器１４ａ，１４ｂおよび脈動トルク電流指令値作成器１１を継続して動作させることができる。すなわち、負荷トルクτ_Lの変動や、直流電圧Ｅｄｃの変動が大きい場合においても、電動機６を安定して駆動することができ、振動、騒音を低減することができる。さらに、本実施形態によれば、リプル電圧が大きい場合においても、安定して電動機６を駆動できるので、平滑コンデンサ２８の容量を小さくすることができ、電力変換回路５ａを小型にすることができる。

【０１１３】

［第４実施形態］

次に、図２９に示す模式図を参照し、本発明の第４実施形態による流体機械３０２の構成を説明する。

図２９に示す流体機械３０２においては、動力源である電動機６と圧縮機構部５００とが、密閉容器５１１の中に配置されている。電動機６の回転子６ａに接続されている。そして、電動機６は、配線ケーブル３１０を介してモータ制御装置３０１に接続されている。シャフト５０２とロータリーピストン５０１とは、クランクシャフト５０３を介して接続されている。

【０１１４】

クランクシャフト５０３の下端は、軸受け５１０によって支持されている。密閉容器５１１の底部には潤滑油が貯溜されており、軸受け５１０および圧縮機構部５００を潤滑する。シャフト５０２の上端部には、バランスウェイト５１２が付加されており、ロータリーピストン５０１の偏心による重量のアンバランスを緩和している。これにより、電動機６の回転に応じてロータリーピストン５０１が偏心して回転し、吸込み、圧縮、吐出、といった一連の工程を行う。なお、圧縮機構部５００の断面形状は、第１実施形態のもの（図２（ｂ）参照）と同様である。

【０１１５】
吸込みパイプ５０８は吸込み口５０５（図２（ｂ）参照）に接続され、吐出パイプ５０９は、密閉容器５１１の内部の空間を介して吐出口５０７にそれぞれ接続されており、流体機械３０２に接続される外部のシステムとの間で冷媒を循環する。但し、流体機械３０２は、圧縮機に限られるものではなく、周期的に変動する負荷トルク特性を有するモータ制御装置（例えば、ポンプなど）にも適用可能であり、圧縮機に適用した場合と同様の効果があることは言うまでもない。
【０１１６】
圧縮機構部５００によって生じる負荷トルクτ_Lの変化パターンは、たとえ同じ圧縮機構部５００を用いたとしても、電動機６の回転速度、吸込み口５０５や吐出口５０７の圧力（吸込み圧および吐出圧）、吸込み口５０５と吐出口５０７の圧力比等によって異なる。すなわち、負荷トルクτ_Lのピーク値、ピーク値となる回転角度位置、負荷トルクの増減変化波形等が変化する。従って、本実施形態は、トルク変化のパターン変化によって電圧ベクトル軌跡（特に部分電圧飽和状態での軌跡）が変化した場合であっても、安定に電動機６を駆動制御可能なモータ制御装置を実現しようとするものである。
【０１１７】
モータ制御装置３０１の機能構成は、第１実施形態のモータ制御装置１（図１参照）と同様である。但し、第１実施形態の電圧位相調整器６０（図２１参照）に代えて、本実施形態においては、図３０に示す電圧位相調整器６０ｄが適用される。電圧位相調整器６０ｄの構成は第１実施形態の電圧位相調整器６０と同様であるが、入力切替器８４と積分器９４ｋとの間に比例器８５が挿入されている点が異なる。比例器８５は、入力された信号に電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶを乗算した後に積分器９４ｋに供給する。ここで、電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶは、周波数指令値ω^*、インバータ周波数指令値ω_1（以下、これらを総称して「回転速度」という）または吐出温度Ｔｃに基づいて決定される。
【０１１８】
図３１は、電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶの第１の設定例を示す図である。図３１の例では、回転速度が高い領域では電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶが高くなり、回転速度が低くなる領域では電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶも低くなるように設定される。そこで、その理由を説明しておく。式（１）および式（２）から明らかなように、回転速度（式中のω_1）が高くなるほど、ｄ軸，ｑ軸電圧指令値V_d^*，V_q^*は高くなる。すなわち、回転速度が高くなると、平均電圧変調率K_{ha}は高くなるため、平均電圧変調率K_{ha}と第一の判定値ＫｈＪｕｄ１との差が小さくなる。従って、電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶを高くする（高応答化する）ことで最大電圧変調率K_{hp}の変化に電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$を高速に応答させることができるようになり、部分電圧飽和状態から通常領域への変移が短時間で実現できるようになる。この結果、電動機６を安定して駆動制御することができる。一方、回転速度が低い領域では、電圧位相調整積分ゲインを低くする（低応答化する）ことにより、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$が過度に調整されないようにすることができ、最適な電圧位相近傍で、安定して電動機６を駆動制御することができ、振動、騒音を低減できるようになる。
【０１１９】
図３２は、電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶの第２の設定例を示す図である。図３２の例では、吐出口５０７（図２（ｂ）参照）における吐出圧または吐出温度Ｔｃに応じて電圧位相調整積分ゲインを変更する。吐出圧は、トルク変化のパターンを決める主要要素の一つである。吐出圧を直接測定してもよいが、吐出圧の測定が難しい場合は、吐出パイプ５０９と密閉容器５１１との境界部分、または吐出口５０７に温度センサを設置し、その温度変化から間接的に吐出圧を推定するとよい。吐出圧が高いと平均電圧変調率K_{ha}は高くなるため、平均電圧変調率K_{ha}と第一の判定値ＫｈＪｕｄ１との差が小さくなる。従って、電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶを高くする（高応答化する）ことで吐出圧の変化に電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$を高速に応答させることができるようになり、部分電圧飽和状

態から通常領域への変移が短時間で実現できるようになる。これにより、最適な電圧位相近傍で、安定して電動機６を駆動制御することができ、振動、騒音を低減できるようになる。

【０１２０】

　また、回転速度に応じて変調率判定値（第一の判定値ＫｈＪｕｄ１および第二の判定値ＫｈＪｕｄ２のうち、少なくとも１つ）を変更するようにしてもよい。図３３は、回転速度に応じて変調率判定値を変化させる際の設定例を示す。前述の通り、回転速度が高い領域では、平均電圧変調率K_{ha}は高くなるため、平均電圧変調率K_{ha}と第一の判定値ＫｈＪｕｄ１との差が小さくなる。そこで、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１を回転速度の増加に応じて下げることにより、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$を早めに調整できるようになる。この結果、安定にモータを駆動制御することができ、振動、騒音を抑制することができる。

【０１２１】

　また、吐出圧または吐出温度Ｔｃに応じて、変調率判定値を変更するようにしてもよい。図３４は、吐出圧または吐出温度Ｔｃに応じて変調率判定値を変化させる際の設定例を示す。負荷トルクτ_Lが高くなるほど平均電圧変調率K_{ha}は高くなるため、平均電圧変調率K_{ha}と第一の判定値ＫｈＪｕｄ１との差が小さくなる。そこで、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１を吐出圧または吐出温度Ｔｃの増加に応じて下げることにより、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$を早めに調整できるようになる。この結果、安定にモータを駆動制御することができ、振動、騒音を抑制することができる。

【０１２２】

［第５実施形態］

　次に、図３５に示す模式図を参照し、本発明の第５実施形態による流体機械３０２ａの構成を説明する。

　図３５に示す流体機械３０２ａにおいては、動力源である電動機６とレシプロ型圧縮機構部６００とが、密閉容器６１１の中に配置され、電動機６を動力源としてピストン６０１を駆動し、これにより、圧縮動作を行う。電動機６のシャフト６０２には、クランクシャフト６０３が接続され、電動機６の回転運動を直線運動に変換している。電動機６の回転に応じて、ピストン６０１も動作し、吸込み、圧縮、吐出、といった一連の工程を行う。圧縮機構の工程では、まずシリンダ６０４に設けられた吸込み口６０５から冷媒を吸い込む。その後、弁６０６を閉じて圧縮を行い、吐出口６０７から圧縮した冷媒を吐出する。また、電動機６は、配線ケーブル６１０を介してモータ制御装置３０１ａに接続されている。

【０１２３】

　一連の工程において、ピストン６０１にかかる圧力が変化する。これは、ピストンを駆動する電動機６から見ると、周期的に負荷トルクτ_Lが変化していることを意味する。図３６は、機械角一回転における、回転子６ａの回転角度位置に対する負荷トルクτ_Lの変化の例を示している。図３６では、電動機６として４極モータの例を示しているため、電気角２周期が機械角１周期に相当する。回転子６ａの位置とピストン６０１との位置関係は組み付けによって決まるが、図３６ではピストン６０１の下死点が機械角の０°として、回転角度位置（ピストン位置）に対する負荷トルクτ_Lの変化を示している。

【０１２４】

　圧縮工程が進むにつれ負荷トルクτ_Lが大きくなり、吐出工程では、急激に負荷トルクτ_Lが小さくなるのが特徴的である。図３６から、１回転中において負荷トルクτ_Lが変動している事が分かる。回転する度に負荷トルクτ_Lが変動するため、電動機６から見ると周期的に負荷トルクτ_Lが変動していることになる。

【０１２５】

　モータ制御装置３０１ａの機能構成は、第１実施形態のモータ制御装置１（図１参照）と同様である。但し、第１実施形態の電圧位相調整器６０（図２１参照）に代えて、本実施形態においては、図３７に示す電圧位相調整器６０ｅが適用される。電圧位相調整器６０ｅは、第１実施形態の電圧位相調整器６０と同様の構成を有しているが、積分器９４ｋ

の後段に位置依存比例器６２が挿入されている点が異なる。
【０１２６】
　位置依存比例器６２は、図３６に示した負荷トルクτ_Lの変化のように、所定の回転角度範囲において負荷トルクτ_Lが急変する場合に、比例ゲインを調整する。回転角度位置（機械角）としては、脈動トルク電流指令値作成器１１（図１９参照）の乗算器９２ｏから出力される推定機械角度位置θ_rを用いるとよい。位置依存比例器６２は、通常は０ｄＢのゲインが設定されるが、推定機械角度位置θ_rが所定の範囲内にある場合には、０ｄＢよりも大きなゲインが設定される。
【０１２７】
　以上のように、本実施形態によれば、制御部２は、電圧指令値の位相を、電動機６の機械角一回転の所定値倍（本実施形態では１倍）の周期で変動させるので、負荷トルクτ_Lが所定の回転角度範囲において急変する場合に、電圧位相調整量$\Delta\theta_v^*$を大きくすることができ、モータを安定に駆動制御することができる。
【０１２８】
［第６実施形態］
　次に、図３８に示す模式図を参照し、本発明の第６実施形態による空気調和機３００の構成を説明する。
　図３８において、空気調和機３００は、室内機３０３と室外機３０４とを有している。室内機３０３と室外機３０４とは、配管３０５を介して接続され、配管内を冷媒が流れることで冷凍サイクルを形成している。室内機３０３は、熱交換器３０６と送風機３０７とを有している。また、室外機３０４は、熱交換器３０８、送風機３０９、流体機械３０２、モータ制御装置３０１を有している。モータ制御装置３０１と流体機械３０２とは、配線ケーブル３１０で接続されている。なお、モータ制御装置３０１、配線ケーブル３１０および流体機械３０２は、第２実施形態（図２９参照）に示したものと同様である。
【０１２９】
　空気調和機３００は、室内機３０３と室外機３０４の間に冷媒を流通させ、室内機３０３の熱交換器３０６により、冷風または温風を室内に送風する。このような構成において、流体機械３０２には、機械角一回転毎、または負荷の特性によって生じる脈動トルクが存在する。また、冷房運転や暖房運転といった運転モードによって脈動トルクのパターンは変わる。空気調和機においては、地球温暖化や電気代削減のために、省エネルギー化が強く望まれている。そのため、流体機械３０２をインバータで駆動して可変速にすることで、冷凍サイクルの起動停止によるロスを削減することが一般的となっている。
【０１３０】
　さらに、住宅の断熱性能の向上により、一旦室内の温度が設定値に至ると、後は空気調和機の能力を最小化して動作し続けることが望まれている。その一方で、快適性を向上するために、短時間で室温が設定温度に達することが望まれている。そのためには、圧縮機を高速駆動し冷媒循環量を増やすことが望ましい。高速駆動の際は、負荷変動も大きくなるため、電動機６の負荷変動が大きい場合においても、安定にモータを駆動制御することが望ましい。
【０１３１】
　図３９は、本実施形態における電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶの設定例を示す図である。図３９の例では、空気調和機の運転モードに応じて電圧位相調整積分ゲインを変更する。冷房運転と暖房運転では、回転速度、吸込圧、吐出圧は異なる。すなわち、負荷トルクτ_Lの変化の仕方が異なる。そこで、運転モードに応じて電圧位相調整積分ゲインＫｉ＿δＶを変更することにより、様々な運転モードにおいても安定にモータを駆動制御することができ、振動、騒音を抑制できる。
【０１３２】
　図４０は、回転速度に応じて変調率判定値（第一の判定値ＫｈＪｕｄ１および第二の判定値ＫｈＪｕｄ２のうち、少なくとも１つ）を変更する例を示す図である。空気調和機３００は運転時間が長いため、運転中に電源電圧が変動することが考えられる。前述の通り

、電源電圧は電圧変調率K_{hV1}に影響を与える。電源電圧が低下した場合は、平均電圧変調率K_{ha}は高くなるため、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１との差が小さくなる。そこで、第一の判定値ＫｈＪｕｄ１または第二の判定値ＫｈＪｕｄ２を回転数の増加に応じて下げることにより、早めに電圧位相を調整できるようになる。この結果、安定にモータを駆動制御することができ、振動、騒音を抑制できる。

【０１３３】

［第７実施形態］

次に、本発明の第７実施形態による検証システムについて説明する。

上述の第１～第６実施形態に適用されたモータ制御装置は、マイクロコンピュータやＤＳＰなどの半導体集積回路によって構成され、ソフトウエア等で実現していることが多い。そのため、これらモータ制御装置が正しく構成されているか、検証することが難しくなるという課題がある。そこで、本実施形態においては、第１～第６実施形態の構成が正しく動作しているかを検証する検証システムを提供するものである。

【０１３４】

図４１は、本実施形態による検証システムのブロック図である。

図４１において、電動機６には、回転子６ａの磁極の位置、すなわち回転角度位置θ_dを直接的に検出する磁極位置センサ１９４が装着されている。磁極位置センサ１９４は、電動機６のシャフト５０２（図２、図２９参照）に、エンコーダ等を用いた角度センサを装着することによって実現できる。また、電力変換回路５の内部においては、シャント抵抗２５の両端の電圧を測定する電圧検出器１９２が設けられている。また、第１実施形態に適用されていた直流電圧源２０に代えて、本実施形態においては、電圧を増減できる可変直流電圧源３０が適用される。

【０１３５】

電力変換回路５と電動機６との間の各相の結線には、計器用変流器１９１ａ，１９１ｂ，１９１ｃと、電圧計１９３ａ，１９３ｂ，１９３ｃとが挿入されている。これらの電圧計は、各相の電位と、可変直流電圧源３０のＮ（マイナス）側との電位との差を各相の電圧として検出する。なお、計器用変流器１９１ａ，１９１ｂ，１９１ｃは、電流検出部７よりも高精度のものである。

【０１３６】

さらに、本実施形態においては、検証装置１９０が設けられている。その内部に設けられた３φ／ｄｑ変換器１９５は、上記計器用変流器１９１ａ，１９１ｂ，１９１ｃを介して電動機６の各相に供給される電流I_U，I_V，I_Wを検出するとともに、電圧検出器１９２の測定結果をシャント抵抗２５の抵抗値で除算し、電流値を求める。また、電圧判定部１９７は、電圧計１９３ａ，１９３ｂ，１９３ｃを介して、電動機６の各相の交流電圧V_U，V_V，V_Wを取得する。また、速度変換部１９８は、回転角度位置θ_dに基づいて、回転速度を求める。

【０１３７】

さらに、電圧判定部１９７は、各相のドライブ信号（ゲート信号）を、制御部２またはゲートドライバ回路２３の基準電位からの電位差によって検出する。３φ／ｄｑ変換器１９５は、電流I_U，I_V，I_Wまたはシャント抵抗２５に流れる電流値と、回転角度位置θ_d（磁極位置）とが供給されると、下式（８）に基づいて、三相軸上の電流をｄ－ｑ軸上の電流I_d，I_qに変換する。

【数３】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_d & \sin\theta_d \\ -\sin\theta_d & \cos\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_U \\ I_V \\ I_W \end{bmatrix} \quad \cdots (8)$$

【０１３８】

電流判定部１９６は、ｑ軸電流I_qが適切であるか否かを判定する。電圧判定部１９７においては、各相の交流電圧V_U，V_V，V_Wのうち少なくとも２相以上の電圧から、回転数１次成分の振幅と位相とが求められる。そして、各電圧の位相と、電動機６の回転角度位置θ_dとが比較され、両者の差が検出される。仮に、制御部２が所望の動作を行っている場合は、負荷の変化が大きい期間において、電圧の位相が変化するはずである。このように、回転角度位置θ_d、各相の交流電流I_U，I_V，I_W、交流電圧V_U，V_V，V_W、電動機６に流れる電流およびドライブ信号等を測定することにより、第１～第６実施形態の制御部２が所期の動作を行っているか否かを検証することができる。

また、可変直流電圧源３０の電圧を図２８のように変化させ、電圧の振幅と位相の変化を測定することにより、第１～第６実施形態の制御部２が所期の動作を行っているか否かを検証することができる。

【０１３９】

［変形例］

本発明は上述した実施形態に限定されるものではなく、種々の変形が可能である。上述した実施形態は本発明を理解しやすく説明するために例示したものであり、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、ある実施形態の構成の一部を他の実施形態の構成に置き換えることが可能であり、また、ある実施形態の構成に他の実施形態の構成を加えることも可能である。また、各実施形態の構成の一部について削除し、若しくは他の構成の追加・置換をすることが可能である。上記実施形態に対して可能な変形は、例えば以下のようなものである。

【０１４０】

（１）上記各実施形態においては、電動機６は回転子に永久磁石を有する永久磁石同期モータを用いた例で説明したが、その他各種の電動機（例えば、誘導機、同期機、スイッチトリラクタンスモータ、シンクロナスリラクタンスモータなど）を電動機６として適用してもよい。その際、電動機の種類によってはトルク電流指令値作成器１０等での演算方法が変わるが、それ以外については同様に適用でき、本発明の目的を達成可能である。

【０１４１】

（２）上記各実施形態においては、負荷装置９として、回転ロータリー型の圧縮機構部５００やレシプロ型圧縮機構部６００を適用した例を説明したが、負荷装置９は、スクロール型など他の圧縮方式の圧縮機構部を適用してもよく、ポンプ等に適用することも可能である

【０１４２】

（３）上記各実施形態において、インバータ周波数指令値ω_1を用いていた箇所（例えば図１９に示す脈動トルク電流指令値作成器１１）においては、インバータ周波数指令値ω_1に代えて、周波数指令値ω^*を用いてもよい。

【０１４３】

（４）上記各実施形態においては、「負荷トルク対応パラメータ」の例として、電圧変調率K_{hV1}または脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*を適用した例を説明したが、これら以外にも負荷トルクτ_Lに対応する周期で増減するパラメータを「負荷トルク対応パラメータ」として用いてもよい。

【０１４４】

（５）上記各実施形態に用いた負荷トルクτ_Lは、空気調和機の室内機と室外機の風速や、室外機や室内機の周辺温度によっても変化する。そのため、これらの情報に基づいて第一～第三の判定値ＫｈＪｕｄ１～ＫｈＪｕｄ３等の設定を変更してもよい。

【０１４５】

（６）上記第３実施形態の電圧位相調整器６０ｃ（図２６）においては、電圧変調率K_{hV1}に基づいてｄ軸電流指令値I_d^*を操作したが、脈動トルク電流指令値I_{qsin}^*に基づいてｄ軸電流指令値I_d^*を制御するようにしてもよい。

【０１４６】

（７）上記各実施形態においては、電動機６と負荷装置９とは直結されていたが、電動機

６と負荷装置９との間に変速機を挿入してもよい。この場合、負荷トルクτ_Lは、電動機６の機械角一回転を周期として変動するのではなく、機械角一回転の所定値（例えば減速比）倍で変動することになる。

【０１４７】

（８）上記各実施形態において図１１、図１２、図２１等に示した処理は、コンピュータおよびＤＳＰによって実現できるため、これらの処理の内容を記述したプログラム等を記憶媒体に格納し、または伝送路を介して頒布してもよい。

【０１４８】

（９）上記各実施形態において図１１、図１２、図２１等に示した処理は、上記各実施形態ではＣＰＵ用のプログラムまたはＤＳＰ用のマイクロプログラムを用いたソフトウエア的な処理として説明したが、その一部または全部をＡＳＩＣ(Application Specific Integrated Circuit；特定用途向けＩＣ)、あるいはＦＰＧＡ(field-programmable gate array)等を用いたハードウエア的な処理に置き換えてもよい。

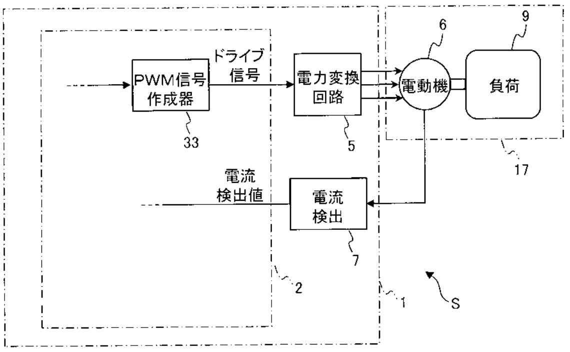
【符号の説明】

【０１４９】

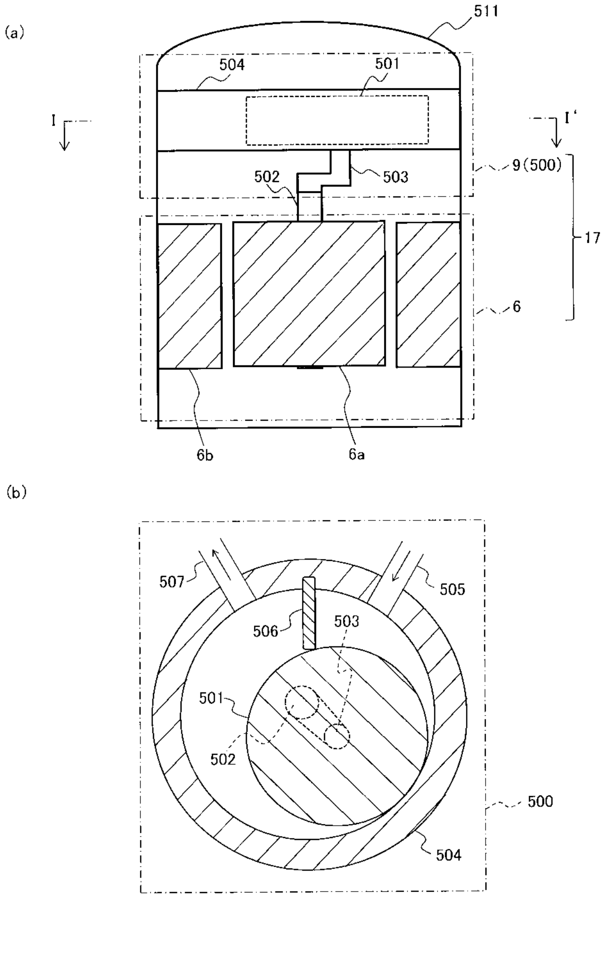
１　モータ制御装置
２　制御部
４　ｄｑ／３φ変換器
８　３φ／ｄｑ変換器
５，５ａ　電力変換回路
６　電動機
６ａ　回転子
６ｂ　固定子
７　電流検出部
９　負荷装置
１０　トルク電流指令値作成器
１１　脈動トルク電流指令値作成器
１２　軸誤差演算器
１３　ＰＬＬ制御器
１４ａ　ｄ軸電流制御器
１４ｂ　ｑ軸電流制御器
１４ａ，１４ｂ　電流制御器
１６　脈動トルク推定器
１７　圧縮機
１９　印加電圧作成器
２０　直流電圧源
３０　可変直流電圧源
３０２，３０２ａ　流体機械
３０６　熱交換器
３０８　熱交換器
Ｅｄｃ　直流電圧
G_n，G_p　ドライブ信号
I_d^*，I_q^*　電流指令値
I_{dc}，I_{qc}　電流検出値
I_{tq}^*　トルク電流指令値
I_{qsin}^*　脈動トルク電流指令値（負荷トルク対応パラメータ）
I_{qsinp}^*　最大脈動トルク電流指令値
ＩｑＪｕｄ１　第一の判定値（第１の閾値）
ＩｑＪｕｄ２　第二の判定値（第２の閾値）
K_e　誘起電圧定数

K_{ha}　平均電圧変調率
K_{hp}　最大電圧変調率（ピーク値）
K_{hV1}　電圧変調率（負荷トルク対応パラメータ）
KhJud1　第一の判定値（第１の閾値）
KhJud2　第二の判定値（第２の閾値）
KhJud3　第三の判定値
V_1　電圧指令値振幅
V_d^*，V_q^*　電圧指令値
V_d^{**}，V_q^{**}　電圧指令値
S　モータ制御システム
Tc　吐出温度
τ_L　負荷トルク
τ_m　モータ発生トルク
θ_d　回転角度位置
θ_{dc}　推定回転角度位置
θ_r　推定機械角度位置
ω_e　電気速度
ω_r　機械速度
$\Delta\theta_c$　推定軸誤差
$\Delta\theta_d$　軸誤差
$\Delta\tau_m$　差トルク
$\Delta\tau_m^{\wedge}$　差トルク推定値
$\Delta\theta_v^*$　電圧位相調整量

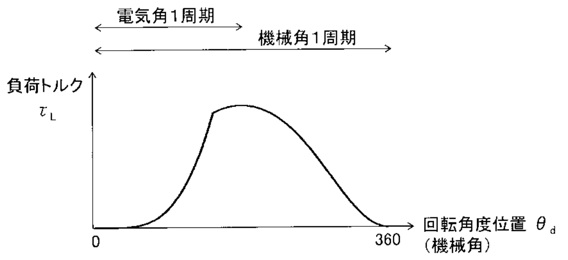
【図１】



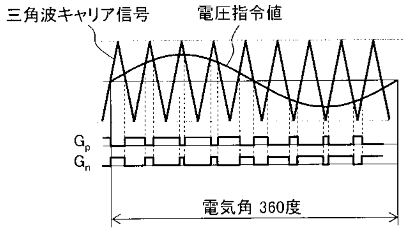
【図２】



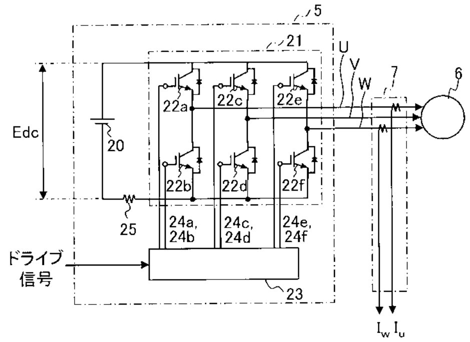
【図３】



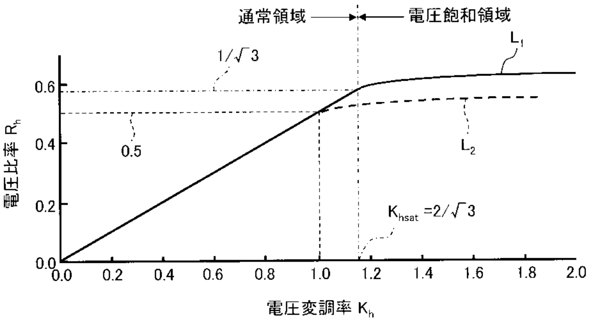
【図５】



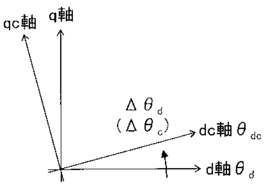
【図４】



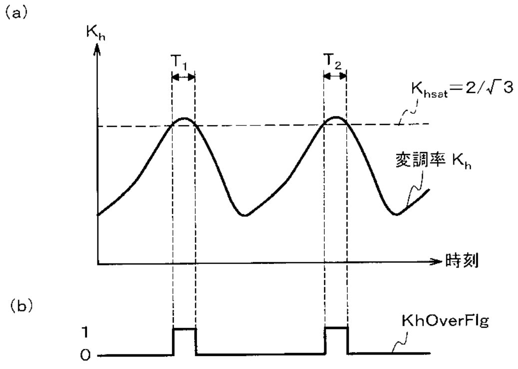
【図６】



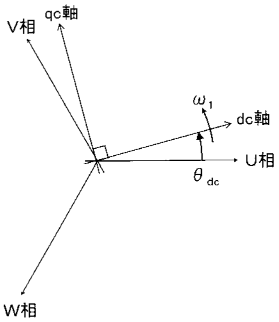
【図７】



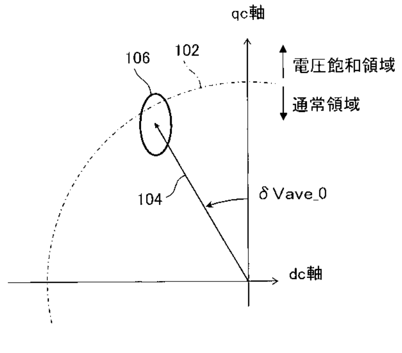
【図９】



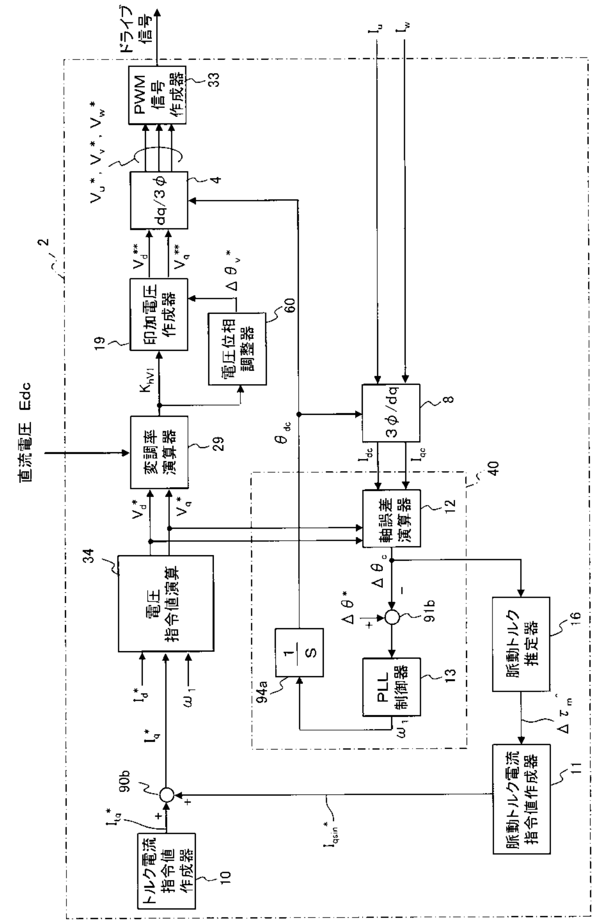
【図８】



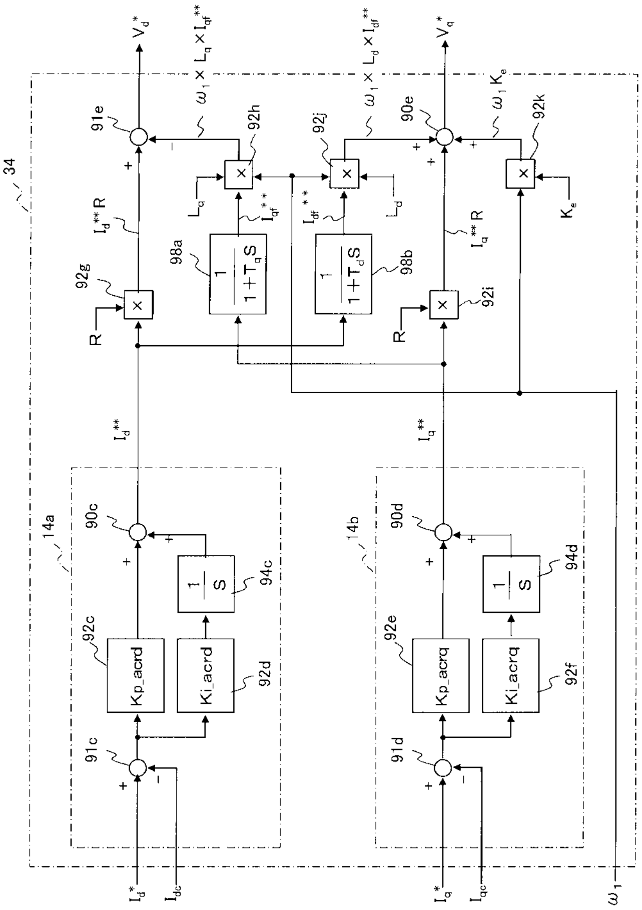
【図１０】



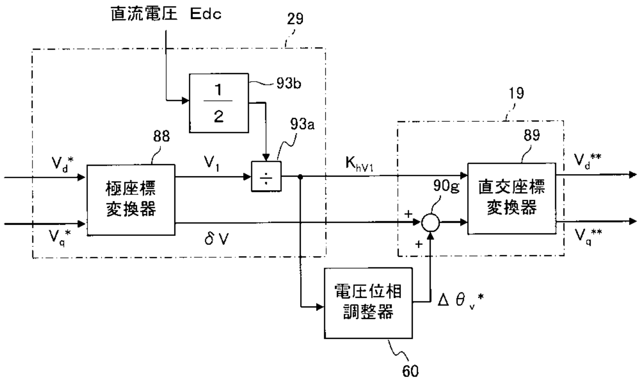
【図１１】



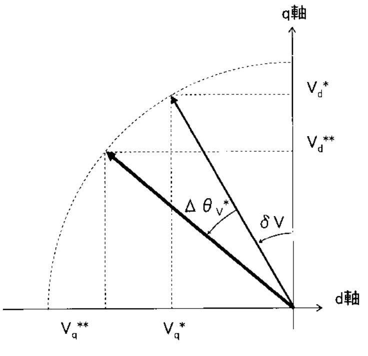
【図１２】



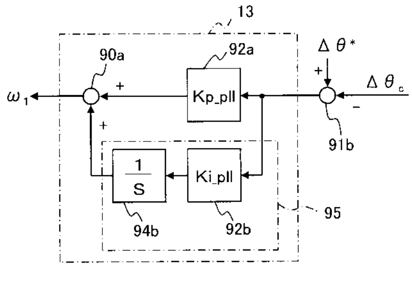
【図１３】



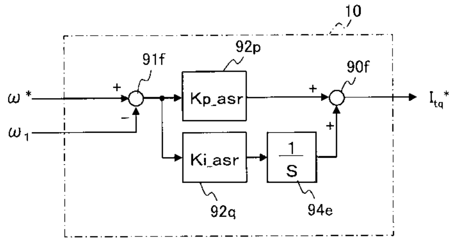
【図１４】



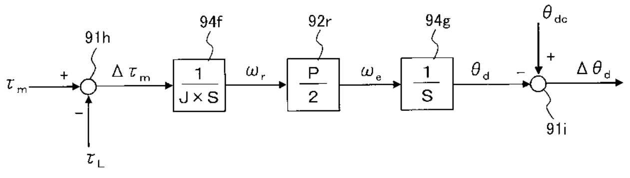
【図１５】



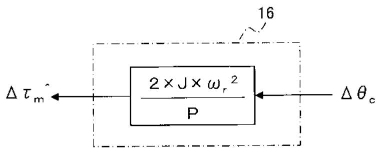
【図１６】



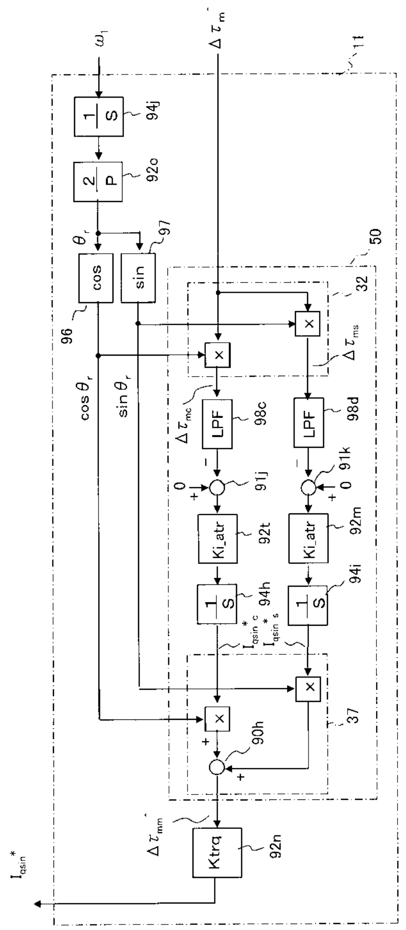
【図１７】



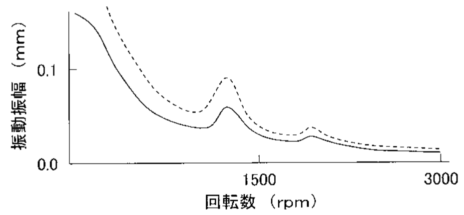
【図１８】



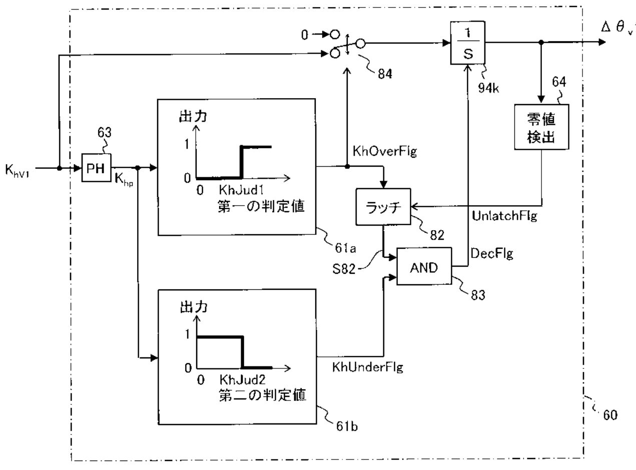
【図１９】



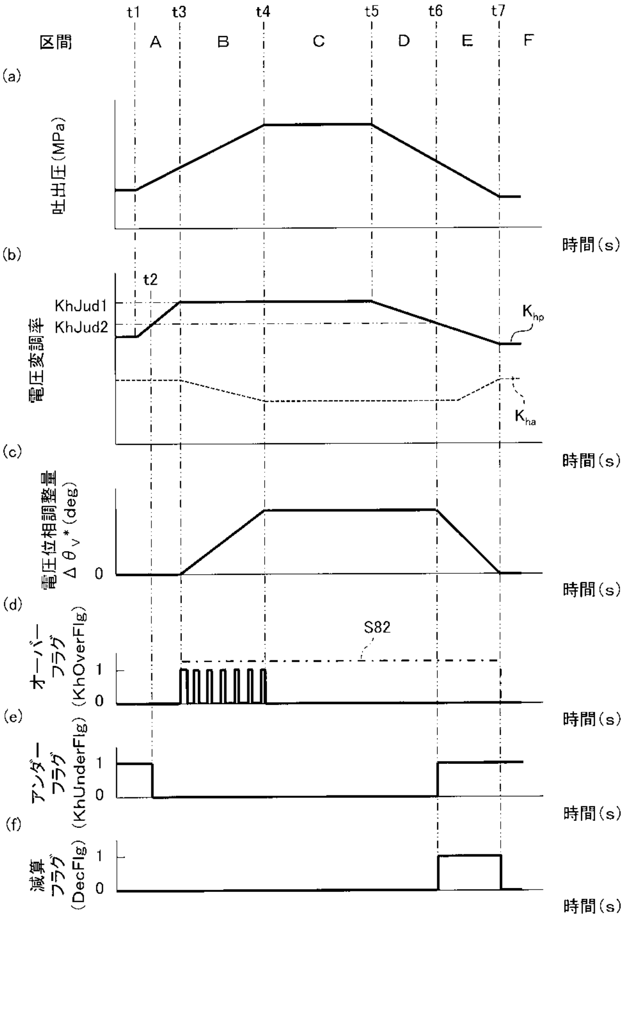
【図２０】



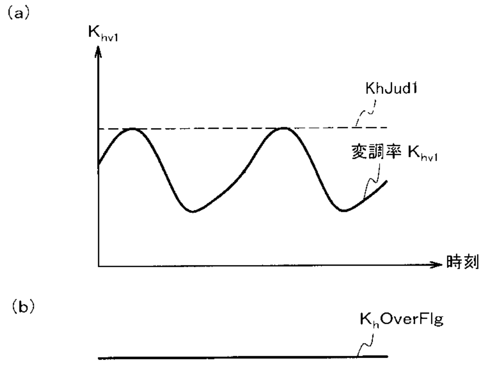
【図２１】



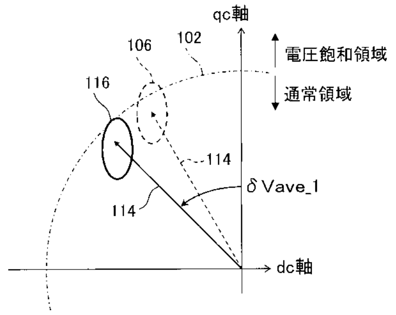
【図２２】



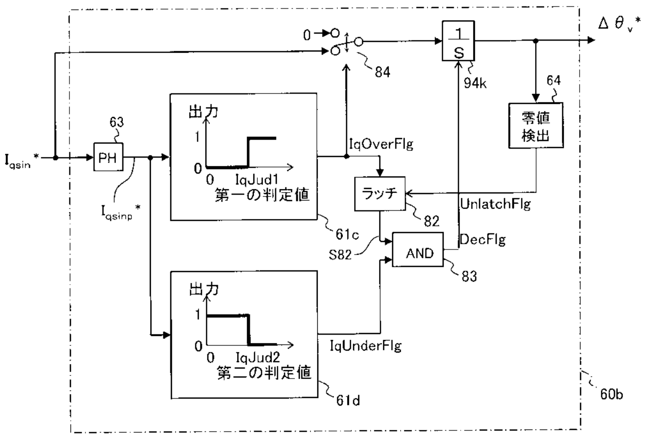
【図２３】



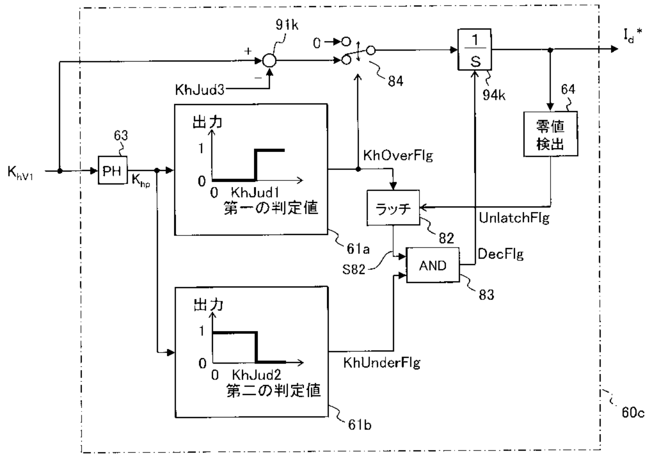
【図２４】



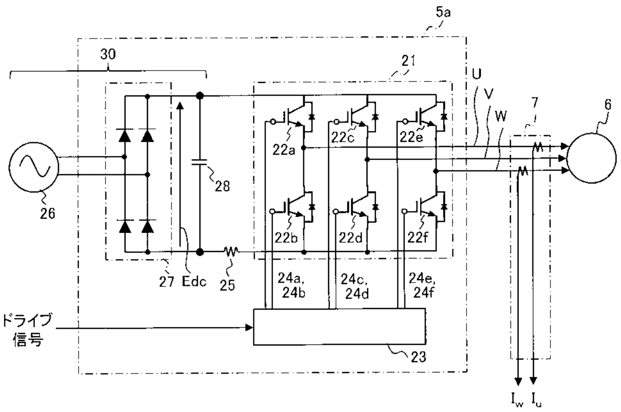
【図２５】



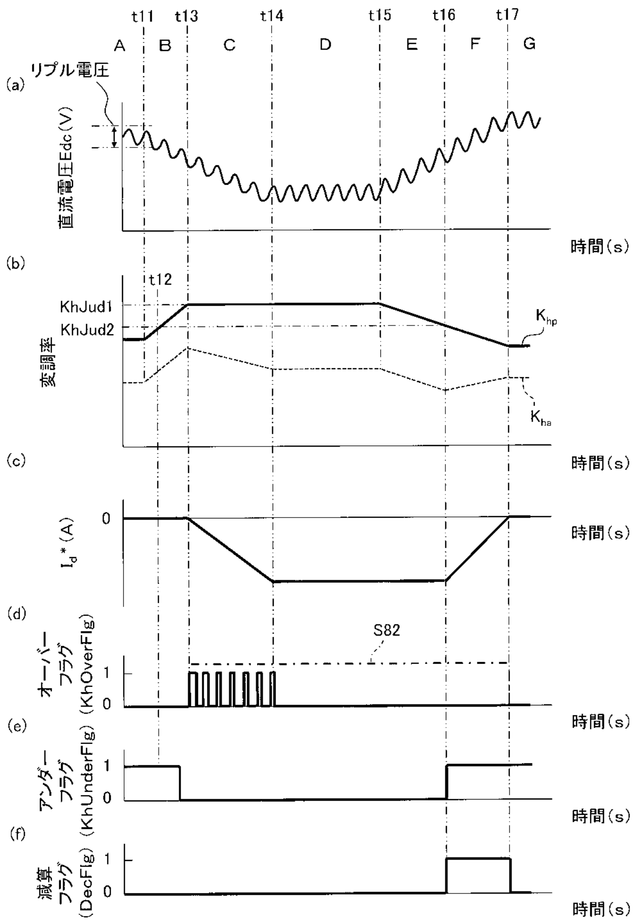
【図２６】



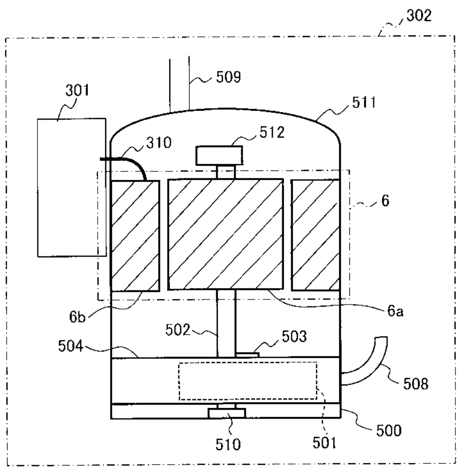
【図２７】



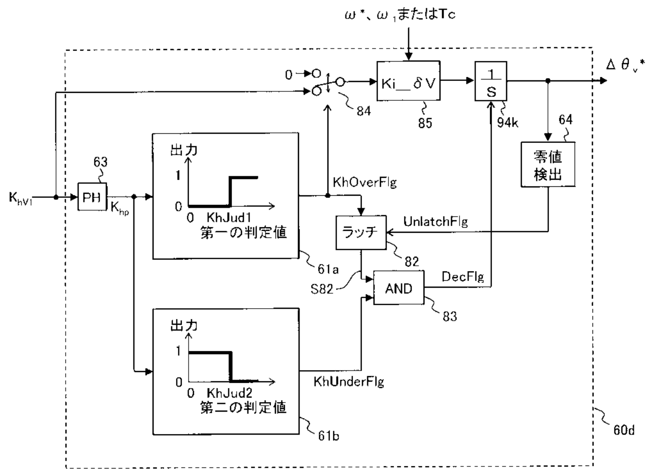
【図２８】



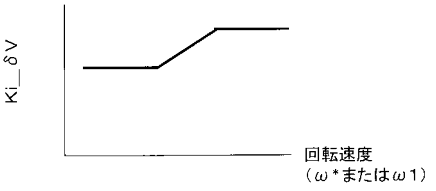
【図２９】



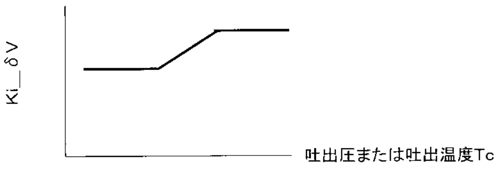
【図３０】



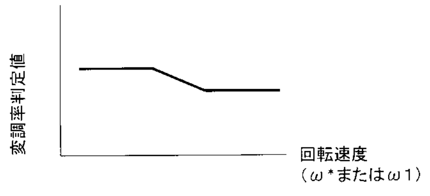
【図３１】



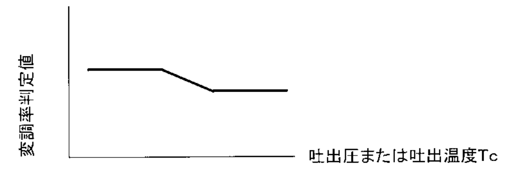
【図３２】



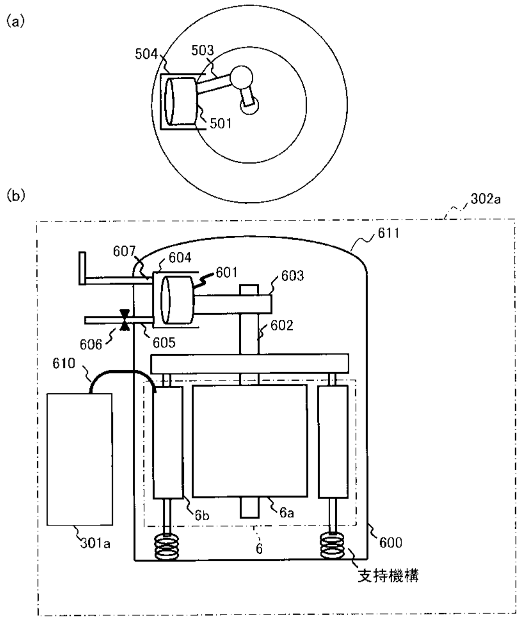
【図３３】



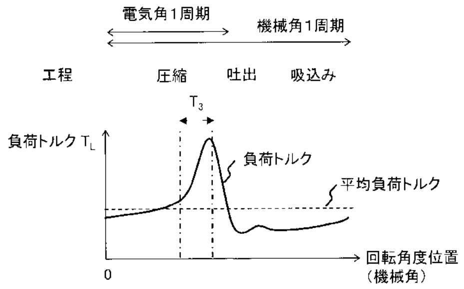
【図３４】



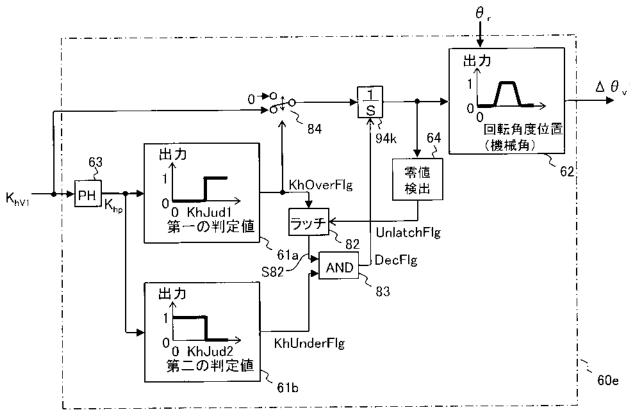
【図３５】



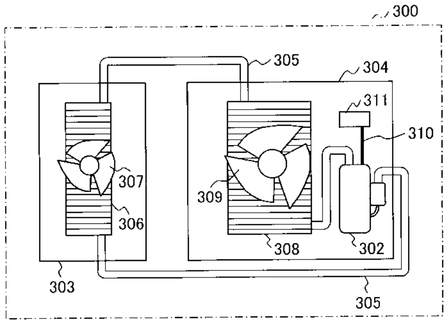
【図３６】



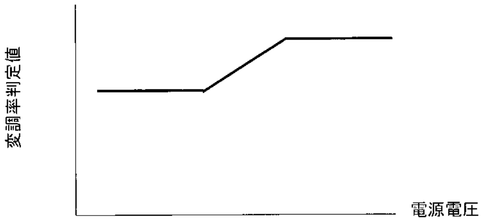
【図３７】



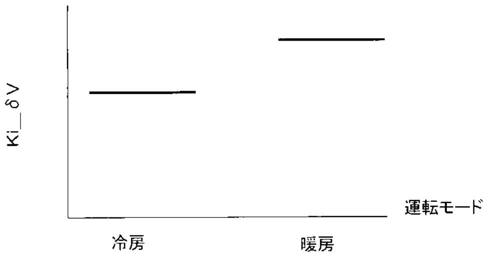
【図３８】



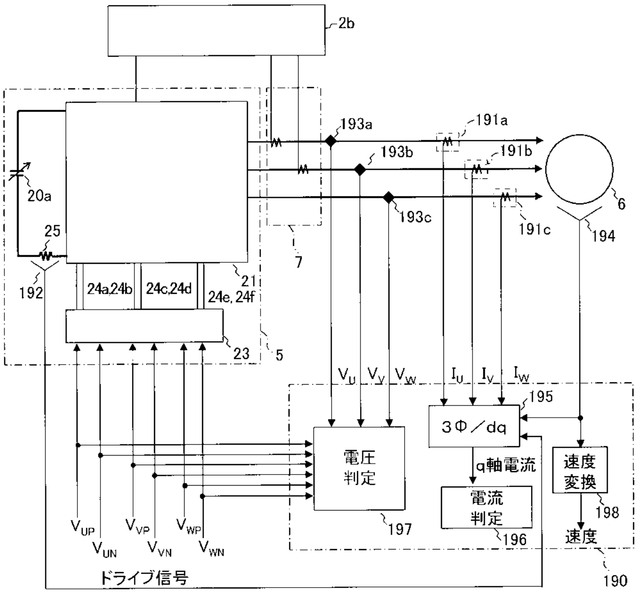
【図４０】



【図３９】



【図４１】


2b
193a
191a
193b
191b
20a
193c
191c
6
25
194
7
192
24a,24b
24c,24d
21
24e, 24f
23
5
V_U V_V V_W
I_U I_V I_W
195
3Φ／dq
電圧
判定
q軸電流
速度
変換
電流
判定
198
197
V_{UP}
V_{VP}
V_{WP}
V_{UN}
V_{VN}
V_{WN}
196
速度
ドライブ信号
190

フロントページの続き

(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

Ｆターム(参考) 5H505 AA06 DD03 DD06 EE30 EE41 HB01 LL12 LL41
5H560 AA02 BB04 BB12 DA12 DB11 EB01 EC01 XA13 XA17