

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(10) 国際公開番号

WO 2011/122104 A1

PCT

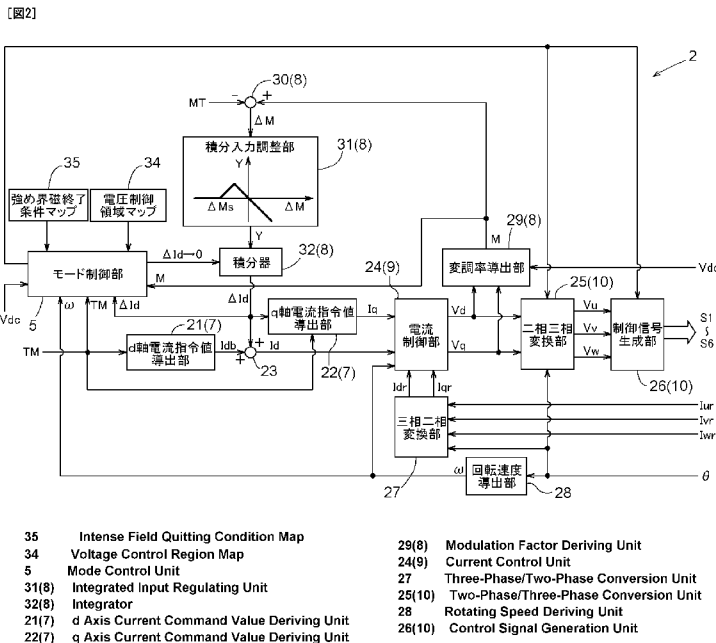
(43) 国際公開日  
2011年10月6日(06.10.2011)

- (51) 国際特許分類:  
H02P 21/00 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/052398
- (22) 国際出願日: 2011年2月4日(04.02.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2010-081514 2010年3月31日(31.03.2010) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): アイシン・エイ・ダブリュ株式会社 (AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 賀 鵬 (HE Peng) [CN/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). サハ スブラタ (SAHA Subrata) [IN/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根10番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 岩月健 (IWATSUKI Ken) [JP/JP]; 〒
- (74) 代理人: 北村修一郎 (KITAMURA Shuichiro); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島三丁目3番3号 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT,

[続葉有]

(54) Title: CONTROL DEVICE FOR AN ELECTRIC MOTOR DRIVE DEVICE

(54) 発明の名称: 電動機駆動装置の制御装置



(57) Abstract: Disclosed is a control device for an electric motor drive device that adequately quits intense field control in a configuration that implements intense field control and square wave control based on a voltage index such as a modulation factor or the like. A voltage waveform control unit (10) executes PWM control when a voltage index (M) that represents a size of a voltage command value (Vd, Vq) for a DC voltage (Vdc) is below a predetermined square wave threshold, and executes square wave control when the voltage index (M) is above the predetermined square wave threshold. A field regulating unit (8) executes intense field control if the voltage index (M) is smaller than the predetermined square wave threshold. A mode control unit (5) quits intense field control by the field regulating unit (8) if a rotating speed ( $\omega$ ) is less than a rotating speed threshold ( $\omega T$ ) determined based on a target torque (TM) and the DC voltage (Vdc).

(57) 要約: 変調率等の電圧指標に基づいて強め界磁制御及び矩形波制御を実行する構成において、適切に強め界磁制御を終了させることができる電動機駆動装置の制御装置を実現する。電

圧波形制御部10は、直流電圧Vdcに対する電圧指令値Vd、Vqの大きさを表す電圧指標Mが所定の矩形波しきい値未満である場合にはPWM制御を実行し、電圧指標Mが矩形波しきい値以上である場合には矩形波制御を実行し、界磁調整部8は、電圧指標Mが矩形波しきい値より小さい所定の強め界磁しきい値以上となったことを条件として強め界磁制御を実行し、モード制御部5は、回転速度 $\omega$ が、目標トルクTM及び直流電圧Vdcに基づいて定まる回転速度しきい値 $\omega T$ 未満となったことを条件として、界磁調整部8による強め界磁制御を終了させる。

WO 2011/122104 A1

NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI 添付公開書類:  
(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, — 国際調査報告 (条約第 21 条(3))  
NE, SN, TD, TG).

## 明 細 書

### 発明の名称： 電動機駆動装置の制御装置

#### 技術分野

[0001] 本発明は、直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機に供給する直流交流変換部を備えた電動機駆動装置の制御を行う制御装置に関する。

#### 背景技術

[0002] 直流電源からの直流電圧をインバータにより交流電圧に変換して交流電動機を駆動する電動機駆動装置が一般的に用いられている。このような電動機駆動装置では、交流電動機の各相のコイルに正弦波状の交流電圧を供給して効率的にトルクを発生させるために、ベクトル制御に基づく正弦波PWM（パルス幅変調）制御及び最大トルク制御が多く行われている。ところで、電動機は、回転速度が高くなるに従って誘起電圧が高くなり、電動機を駆動するために必要となる交流電圧（以下「必要電圧」という。）も高くなる。そして、この必要電圧が、インバータから出力し得る最大の交流電圧（以下「最大出力電圧」という。）を超えると、コイルに必要な電流を流すことができなくなり、電動機を適切に制御することができない。そこで、この誘起電圧を下げるために、電動機の界磁磁束を弱める弱め界磁制御が行われる。しかし、弱め界磁制御を行うと、最大トルク制御を行うことができなくなるために出力可能な最大トルクが低下するとともに効率も低下する。

[0003] このような問題に対して、下記の特許文献1には、電動機の回転速度が上昇して誘起電圧が高くなるに従って、正弦波PWM制御から過変調PWM制御、更には矩形波制御に移行する電動機駆動装置の制御装置の技術が記載されている。ここで、直流電源電圧（システム電圧）に対する交流電圧波形の基本波成分の実効値の比率である変調率に関して、正弦波PWM制御では変調率の上限が0.61である。これに対して、過変調PWM制御では変調率を0.61～0.78の範囲まで高めることができ、矩形波制御では変調率が最大の0.78となる。従って、この特許文献1に記載された制御装置に

よれば、過変調PWM制御又は矩形波制御によって交流電動機に供給する交流電圧波形の基本波成分の振幅を大きくする（変調率を高める）ことにより、正弦波PWM制御のみを行う構成に比べて、直流電圧を有効利用して最大トルク制御を行うことが可能な回転速度領域を拡大している。そして、電動機の必要電圧が最大出力電圧より低い状態では正弦波PWM制御又は過変調PWM制御と共に最大トルク制御を行い、電動機の必要電圧が最大出力電圧に達すると矩形波制御と共に弱め界磁制御を行う。

[0004] ところで、特許文献1に記載された制御装置では、最大トルク制御を行うことが可能な動作領域においてPWM制御が行われるが、このようなPWM制御はインバータを構成するスイッチング素子のオンオフ回数が多いため、スイッチング損失が大きくなり易い。電動機の効率を更に向上させるためには、このようなスイッチング損失を抑制することが効果的である。一方、矩形波制御によればスイッチング素子のオンオフ回数をPWM制御に比べて大幅に少なくすることができるため、スイッチング損失を抑制することが可能である。下記の特許文献2には、PWM制御を行うことが可能な動作領域においても、交流電動機の界磁磁束を強める方向に界磁調整指令値を決定することにより、変調率を最大値として矩形波制御（1パルス駆動）を行うことが記載されている。これにより、電動機に流れる電流が増加して電動機における損失は若干増加するが、インバータにおけるスイッチング損失を低減することができ、システム全体として効率を高めることが可能となっている。

## 先行技術文献

### 特許文献

- [0005] 特許文献1：特開2006-311770号公報  
特許文献2：特開2008-079399号公報

### 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

[0006] ところで、矩形波制御中は、変調率が最大値に維持されるため、変調率に

よって矩形波制御とPWM制御とを切り替える構成では、交流電動機の運転状態が変化しても矩形波制御を終了することができない。そのため、交流電動機の回転速度が低下し、或いは目標トルクが低下した場合であっても、界磁磁束を強める方向に界磁調整指令値が大きくなるだけで矩形波制御は終了しない。従って、界磁調整指令値が大きくなることにより効率が低下し、或いは回転速度が低い領域で矩形波制御を行うことにより交流電動機の出カトルクに振動等が生じる可能性がある。しかしながら、上記特許文献2には、このような界磁磁束を強める強め界磁制御によって矩形波制御を実行する構成において、当該矩形波制御及び強め界磁制御を適切に終了するための構成について一切記載されていない。

[0007] そこで、上記変調率等の電圧指標に基づいて強め界磁制御及び矩形波制御を実行する構成において、適切に強め界磁制御を終了させることができる電動機駆動装置の制御装置を実現することが望まれる。

#### 課題を解決するための手段

[0008] 上記目的を達成するための本発明に係る、直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機に供給する直流交流変換部を備えた電動機駆動装置の制御を行う制御装置の特徴構成は、前記交流電動機の目標トルクに基づいて、前記直流交流変換部から前記交流電動機に供給する電流の指令値である基本電流指令値を決定する電流指令決定部と、前記基本電流指令値の調整値である界磁調整指令値を決定する界磁調整部と、前記界磁調整指令値により前記基本電流指令値を調整した後の調整後電流指令値、及び前記交流電動機の回転速度に基づいて、前記直流交流変換部から前記交流電動機に供給する電圧の指令値である電圧指令値を決定する電圧指令決定部と、前記電圧指令値に基づいて前記直流交流変換部を制御し、パルス幅変調制御及び矩形波制御を少なくとも含む電圧波形制御を実行する電圧波形制御部と、前記界磁調整部及び前記電圧波形制御部を制御するモード制御部と、を備え、前記電圧波形制御部は、前記直流電圧に対する前記電圧指令値の大きさを表す電圧指標が所定の矩形波しきい値未満である場合には前記パルス幅変調制御を実行し、前記電圧

指標が前記矩形波しきい値以上である場合には前記矩形波制御を実行し、前記界磁調整部は、前記基本電流指令値に対して前記交流電動機の界磁磁束を強める調整を行うように前記界磁調整指令値を決定する強め界磁制御、及び前記基本電流指令値に対する調整を行わないように前記界磁調整指令値を決定する通常界磁制御を少なくとも含む界磁制御を実行するように構成され、前記電圧指標が前記矩形波しきい値より小さい所定の強め界磁しきい値以上となったことを条件として前記強め界磁制御を実行し、前記モード制御部は、前記回転速度が、前記目標トルク及び前記直流電圧に基づいて定まる回転速度しきい値未満となったことを条件として、前記界磁調整部による前記強め界磁制御を終了させる点にある。

[0009] この特徴構成によれば、直流電圧に対する電圧指令値の大きさを表す電圧指標に基づいて強め界磁制御を実行し、当該強め界磁制御を実行することにより電圧指標を上昇させて電圧波形制御を矩形波制御に移行させることができる。従って、交流電動機における矩形波制御が行われる運転領域を広げることができ、直流交流変換部におけるスイッチング損失を低減して効率を高めることができる。またこの際、界磁調整部により界磁調整指令値を適切に決定して強め界磁の程度を変化させることにより、交流電動機の回転速度に関わらず目標トルクに応じたトルクを適切に交流電動機に出力させることができる。更にこの特徴構成によれば、交流電動機の回転速度が、目標トルク及び直流電圧に基づいて定まる回転速度しきい値未満となったことを条件として強め界磁制御を終了させるため、交流電動機の回転速度が矩形波制御の実行に適した回転速度未満に低下する前に、適切に強め界磁制御を終了させることができる。従って、回転速度が低い領域で矩形波制御を行うことにより交流電動機の出カトルクに振動等が生じることを抑制できる。この際、目標トルク及び直流電圧に基づいて定まる回転速度しきい値を用いることにより、目標トルク及び直流電圧に応じた適切な回転速度しきい値を設定することができる。

[0010] ここで、前記モード制御部は、前記強め界磁制御と共に前記矩形波制御を

実行する強め界磁・矩形波制御モード中に、前記強め界磁制御を終了する際には、前記界磁磁束の調整量を減少させる方向に前記界磁調整指令値を次第に変化させることで前記電圧指標を次第に低下させ、前記強め界磁制御と共に前記パルス幅変調制御を実行する強め界磁・パルス幅変調制御モードを経て、前記通常界磁制御と共に前記パルス幅変調制御を実行する通常界磁・パルス幅変調制御モードに移行させると好適である。

[0011] この構成によれば、強め界磁・矩形波制御モードから強め界磁制御を終了する際に、強め界磁制御と共にパルス幅変調制御を実行する強め界磁・パルス幅変調制御モードを経て通常界磁・パルス幅変調制御モードに移行させるので、強め界磁制御を終了する際に界磁調整指令値及び電圧指標が急激に変化することを抑制できる。従って、交流電動機のコイルに流れる電流の急激な変化やオーバーシュートを抑制できると共に、交流電動機の出カトルクの振動が発生することを抑制することができる。

[0012] また、前記目標トルク及び前記直流電圧の双方の値に応じて、前記通常界磁制御の実行中において前記電圧指標が前記強め界磁しきい値となる回転速度を、前記回転速度しきい値とすると好適である。

[0013] この構成によれば、通常界磁制御の実行中において、目標トルク及び直流電圧に応じて変化する電圧指標に合わせて、実質的に当該電圧指標が強め界磁しきい値未満となったことを条件として強め界磁制御を終了するように適切に回転速度しきい値を設定することができる。これにより、強め界磁制御を開始する条件と合致するように、強め界磁制御を終了する条件を設定することができる。また、このような強め界磁制御の終了条件を、目標トルク及び直流電圧の双方の値に応じた回転速度に基づいて判定することができるので、容易かつ適切に強め界磁制御を終了させることができる。

[0014] また、前記モード制御部は、前記回転速度が前記回転速度しきい値未満となったこと、及び前記界磁調整指令値が、前記界磁磁束を強める方向に所定の調整指令しきい値以上となったこと、の双方の条件を判断し、少なくとも一方の条件が満たされた場合に、前記強め界磁制御を終了させると好適であ

る。

- [0015] この構成によれば、回転速度が前記回転速度しきい値未満となったことに加えて、界磁調整指令値が調整指令しきい値以上となったことも条件として判断し、少なくとも一方の条件が満たされた場合に強め界磁制御を終了させるため、界磁調整指令値が大きくなることにより効率低下が拡大することも抑制できる。すなわち、界磁調整指令値が大きくなることによる電動機における損失の増大と、矩形波制御を実行することによるスイッチング損失の低減との関係に応じて適切に強め界磁制御を終了することができるので、交流電動機及び電動機駆動装置を含むシステム全体としての効率が悪化することを抑制できる。なお、調整指令しきい値は、矩形波制御によるスイッチング損失の低減に伴う効率向上が、界磁磁束を強める方向に界磁調整指令値が大きくなることによる効率低下を上回る範囲内に設定するのが好適である。
- [0016] また、前記モード制御部は、前記交流電動機の目標トルクが所定の強め界磁許容トルク範囲から外れている場合には、前記界磁調整部が前記強め界磁制御を実行しないように制御する構成とすると好適である。
- [0017] ここで、矩形波制御ではコイルに流れる電流に含まれる基本波成分以外の高調波成分が大きくなり易い。そのため、交流電動機の目標トルクの値によっては、強め界磁制御を行うことによって矩形波制御に移行することが適切でない場合がある。この構成によれば、強め界磁制御を行うことを許容するトルク範囲を制限することにより、矩形波制御に移行することが適切な状態でのみ強め界磁を行い、適切に矩形波制御を実行することができる。
- [0018] また、前記モード制御部は、前記強め界磁制御を終了させる際には、前記界磁調整指令値を現在値からゼロに向かって一定の変化速度で変化させるように前記界磁調整部を制御する構成とすると好適である。
- [0019] この構成によれば、強め界磁制御を終了する際に、界磁調整指令値が一定の速度でゼロに向かって減少するように変化させるので、電圧指標を次第に低下させることができる。これにより、電圧指標が矩形波しきい値から次第に低下する間に、適切に強め界磁・パルス幅変調制御モードを実行することが

できる。従って、強め界磁制御を終了する際に界磁調整指令値及び電圧指標が急激に変化することを抑制でき、交流電動機のコイルに流れる電流の急激な変化やオーバーシュートを抑制できると共に、交流電動機の出カトルクの振動が発生することを抑制することができる。

[0020] また、前記電圧指令決定部は、直流交流変換部から前記交流電動機に供給される電流の実際の値である実電流値に基づいて、前記調整後電流指令値に対するフィードバック制御を行い、前記電圧指令値を決定すると好適である。

[0021] この構成によれば、電流センサ等により検出される実電流値と、界磁調整指令値による調整後の電流指令値との偏差に基づく電流フィードバック制御により、電圧指令値を適切に決定することができる。

### 図面の簡単な説明

[0022] [図1]本発明の実施形態に係る電動機駆動装置の構成を示す回路図である。

[図2]本発明の実施形態に係る制御装置の機能ブロック図である。

[図3]本発明の実施形態に係る電圧制御領域マップの例を示す図である

[図4]本発明の実施形態に係る基本 d 軸電流指令値マップの例を示す図である。

[図5]本発明の実施形態に係る q 軸電流指令値マップの例を示す図である。

[図6]本発明の実施形態に係る積分入力調整部において用いられる変換マップの例を示す図である。

[図7]本発明の実施形態に係る回転速度しきい値の導出方法を示す概念図である。

[図8]本発明の実施形態に係る調整指令しきい値の導出方法を示す概念図である。

[図9]本発明の実施形態に係る制御装置の動作の流れを示すフローチャートである。

[図10]本発明の実施形態に係る制御装置における、目標トルク及び回転速度の変化に伴う d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値の変化の一例を示す図であ

る。

## 発明を実施するための形態

[0023] まず、本発明の実施形態について図面に基づいて説明する。図1に示すように、本実施形態においては、電動機駆動装置1が、三相交流により動作する交流電動機としての埋込磁石構造の同期電動機4（IPMSM、以下単に「電動機4」という。）を駆動する装置として構成されている場合を例として説明する。この電動機4は、必要に応じて発電機としても動作するように構成されている。この電動機4は、例えば、電動車両やハイブリッド車両等の駆動力源として用いられる。電動機駆動装置1は、直流電圧 $V_{dc}$ を交流に変換して電動機4に供給するインバータ6を有して構成されている。そして、本実施形態では、図2に示すように、制御装置2は、電動機駆動装置1を制御することにより、ベクトル制御法を用いて電動機4の電流フィードバック制御を行う。この際、制御装置2は、電圧波形制御として、パルス幅変調（Pulse Width Modulation、以下「PWM」という）制御及び矩形波制御を実行可能に構成されている。また、制御装置2は、界磁調整制御として、目標トルク $T_M$ に基づいて決定された基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対する調整を行わない通常界磁制御、電動機4の界磁磁束を弱めるように基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対する調整を行う弱め界磁制御、及び電動機4の界磁磁束を強めるように基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対する調整を行う強め界磁制御を実行可能に構成されている。そして、この制御装置2は、電圧指標としての変調率 $M$ に基づいて強め界磁制御及び矩形波制御を実行する構成において、電動機4の運転状態に応じて適切に強め界磁制御を終了させることができるように構成されている点に特徴を有している。以下、本実施形態に係る電動機駆動装置1及びその制御装置2について詳細に説明する。

### [0024] 1. 電動機駆動装置の構成

まず、本実施形態に係る電動機駆動装置1の構成について図1に基づいて説明する。この電動機駆動装置1は、直流電圧 $V_{dc}$ を交流電圧に変換して電動機4に供給するインバータ6を備えている。また、電動機駆動装置1は

、直流電圧 $V_{dc}$ を発生させる直流電源3と、直流電源3からの直流電圧 $V_{dc}$ を平滑化する平滑コンデンサ $C_1$ と、を備えている。直流電源3としては、例えば、ニッケル水素二次電池やリチウムイオン二次電池等の各種二次電池、キャパシタ、或いはこれらの組合せ等が用いられる。直流電源3の電圧である直流電圧 $V_{dc}$ は、電圧センサ41により検出されて制御装置2へ出力される。

[0025] インバータ6は、直流の直流電圧 $V_{dc}$ を交流電圧に変換して電動機4に供給するための装置であり、本発明における直流交流変換部に相当する。インバータ6は、複数組のスイッチング素子 $E_1 \sim E_6$ と、ダイオード $D_1 \sim D_6$ と、を備えている。ここでは、インバータ6は、電動機4の各相（U相、V相、W相の3相）のそれぞれについて一対のスイッチング素子、具体的には、U相用上アーム素子 $E_1$ 及びU相用下アーム素子 $E_2$ 、V相用上アーム素子 $E_3$ 及びV相用下アーム素子 $E_4$ 、並びにW相用上アーム素子 $E_5$ 及びW相用下アーム素子 $E_6$ を備えている。これらのスイッチング素子 $E_1 \sim E_6$ として、本例では、IGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）を用いる。各相用の上アーム素子 $E_1$ 、 $E_3$ 、 $E_5$ のエミッタと下アーム素子 $E_2$ 、 $E_4$ 、 $E_6$ のコレクタとが、電動機4の各相のコイルにそれぞれ接続されている。また、各相用の上アーム素子 $E_1$ 、 $E_3$ 、 $E_5$ のコレクタはシステム電圧線51に接続され、各相用の下アーム素子 $E_2$ 、 $E_4$ 、 $E_6$ のエミッタは負極線52に接続されている。また、各スイッチング素子 $E_1 \sim E_6$ には、それぞれフリーホイールダイオードとして機能するダイオード $D_1 \sim D_6$ が並列接続されている。なお、スイッチング素子 $E_1 \sim E_6$ としては、IGBTの他に、バイポーラ型、電界効果型、MOS型など種々の構造のパワートランジスタを用いることができる。

[0026] スwitching素子 $E_1 \sim E_6$ のそれぞれは、制御装置2から出力されるスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_6$ に従ってオンオフ動作を行う。これにより、インバータ6は、直流電圧 $V_{dc}$ を交流電圧に変換して電動機4に供給し、目標トルク $T_M$ に応じたトルクを電動機4に出力させる。この際、各スイッ

チング素子E 1～E 6は、スイッチング制御信号S 1～S 6に従って、後述するPWM制御又は矩形波制御に従ったスイッチング動作を行う。本実施形態では、スイッチング制御信号S 1～S 6は、各スイッチング素子E 1～E 6のゲートを駆動するゲート駆動信号である。一方、電動機4が発電機として機能する際には、インバータ6は、発電された交流電圧を直流電圧に変換してシステム電圧線5 1に供給する。電動機4の各相のコイルに流れる各相電流、具体的には、U相電流 $I_{ur}$ 、V相電流 $I_{vr}$ 、及びW相電流 $I_{wr}$ は、電流センサ4 2により検出されて制御装置2へ出力される。

[0027] また、電動機4のロータの各時点での磁極位置 $\theta$ は、回転センサ4 3により検出されて制御装置2へ出力される。回転センサ4 3は、例えばレゾルバ等により構成される。ここで、磁極位置 $\theta$ は、電気角上でのロータの回転角度を表している。電動機4の目標トルク $T_M$ は、図示しない車両制御装置等の他の制御装置等からの要求信号として制御装置2に入力される。すなわち、目標トルク $T_M$ は、電動機4に対する出力トルクの指令値（トルク指令値）とされている。

## [0028] 2. 制御装置の構成

次に、図1に示される制御装置2の構成について、図2～図7を用いて詳細に説明する。以下に説明する制御装置2の各機能部は、マイクロコンピュータ等の論理回路を中核部材として、入力されたデータに対して種々の処理を行うためのハードウェア又はソフトウェア（プログラム）或いはその両方により構成されている。上記のとおり、制御装置2には、目標トルク $T_M$ 及び磁極位置 $\theta$ が入力される。更に、制御装置2には、U相電流 $I_{ur}$ 、V相電流 $I_{vr}$ 、及びW相電流 $I_{wr}$ も入力される。そこで、図2に示すように、制御装置2は、これらの目標トルク $T_M$ 、磁極位置 $\theta$ 、磁極位置 $\theta$ から導出される電動機4の回転速度 $\omega$ 、及び各相電流 $I_{ur}$ 、 $I_{vr}$ 、 $I_{wr}$ に基づいて、ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を行い、電動機4に供給する電圧の指令値である電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ を決定する。そして、この電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ に基づいてインバータ6を駆動するためのスイッ

チング制御信号  $S_1 \sim S_6$  を生成して出力し、当該インバータ 6 を介して電動機 4 の駆動制御を行う。

[0029] 2-1. 制御モード

本実施形態では、制御装置 2 は、電圧指令値  $V_d$ 、 $V_q$  に基づいてインバータ 6 を制御して行う電圧波形制御に関して PWM 制御及び矩形波制御を実行可能に構成されている。また、基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  に対する界磁調整指令値としての  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を決定することにより電動機 4 の界磁磁束を調整する界磁制御に関して、通常界磁制御、強め界磁制御、及び弱め界磁制御を実行可能に構成されている。そして、制御装置 2 は、これらの電圧波形制御と界磁制御とを組み合わせることで複数の制御モードの何れかを選択的に実行する。

[0030] PWM 制御では、インバータ 6 の各スイッチング素子  $E_1 \sim E_6$  のオンオフを、電圧指令値  $V_d$ 、 $V_q$  に基づく三相交流電圧  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  (図 2 参照) に基づいて制御する。具体的には、 $U$ 、 $V$ 、 $W$  の各相のインバータ 6 の出力電圧波形である PWM 波形が、上アーム素子  $E_1$ 、 $E_3$ 、 $E_5$  がオン状態となるハイレベル期間と、下アーム素子  $E_2$ 、 $E_4$ 、 $E_6$  がオン状態となるローレベル期間とにより構成されるパルスの集合で構成されると共に、その基本波成分が一定期間で略正弦波状となるように、各パルスのデューティ比を制御する。本実施形態では、PWM 制御には、通常 PWM 制御と過変調 PWM 制御の 2 つの制御方式が含まれる。

[0031] 通常 PWM 制御は、交流電圧波形  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  がキャリア波形の振幅以下である PWM 制御である。このような通常 PWM 制御としては、正弦波 PWM 制御が代表的であるが、本実施形態では、正弦波 PWM 制御の各相の基本波に対して中性点バイアス電圧を印加する空間ベクトル PWM (Space Vector PWM、以下「SVPWM」という) 制御を用いる。なお、SVPWM 制御では、キャリアとの比較によらずにデジタル演算により直接 PWM 波形を生成するが、その場合でも交流電圧波形  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  は仮想的なキャリア波形の振幅以下である。本発明においては、このようにキャリアを用いず

にPWM波形を生成する方式も、仮想的なキャリア波形の振幅との比較で通常PWM制御又は過変調PWM制御に含めることとする。直流電圧 $V_{dc}$ に対するインバータ6の出力電圧波形の基本波成分の実効値の比率を変調率 $M$ （後述する式（4）参照）とすると、通常PWM制御としてのSVPWM制御では、変調率 $M$ は「 $0 \sim 0.707$ 」の範囲で変化させることができる。

[0032] 過変調PWM制御は、交流電圧波形 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の振幅がキャリア波形（三角波）の振幅を超えるPWM制御である。過変調PWM制御では、通常PWM制御に比べて、各パルスのデューティ比を基本波成分の山側で大きく谷側で小さくすることにより、インバータ6の出力電圧波形の基本波成分の波形を歪ませ、振幅が通常PWM制御よりも大きくなるように制御する。過変調PWM制御では、変調率 $M$ は「 $0.707 \sim 0.78$ 」の範囲で変化させることができる。

[0033] 矩形波制御は、各スイッチング素子 $E_1 \sim E_6$ のオン及びオフが電動機4の電気角1周期につき1回ずつ行われ、各相について電気角半周期につき1回のパルスが出力される回転同期制御である。すなわち、矩形波制御では、 $U$ 、 $V$ 、 $W$ の各相のインバータ6の出力電圧波形が、1周期につき前記ハイレベル期間と前記ローレベル期間とが1回ずつ交互に表れるとともにこれらのハイレベル期間とローレベル期間との比が $1 : 1$ の矩形波となるように制御する。このとき、各相の出力電圧波形は、互いに $120^\circ$ 位相をずらして出力される。これにより、矩形波制御は、インバータ6に矩形波状電圧を出力させる。矩形波制御では、変調率 $M$ は最大変調率 $M_{max}$ である「 $0.78$ 」に固定される。すなわち、変調率 $M$ が最大変調率 $M_{max}$ に到達すると矩形波制御が実行される。このため、本実施形態においては、矩形波制御を実行させるための変調率 $M$ のしきい値である矩形波しきい値 $M_b$ は、最大変調率 $M_{max}$ に設定されている。

[0034] 上記のとおり、本実施形態における界磁制御には、通常界磁制御、強め界磁制御、及び弱め界磁制御が含まれる。後述するように、電流指令決定部7において、電動機4の目標トルク $T_M$ に基づく、インバータ6から電動機4

に供給する電流の指令値である基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  が決定される。界磁制御は、このように決定された基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  を調整する界磁調整指令値（ $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$ ）により、電動機 4 の界磁磁束を調整する制御である。具体的には、電流指令決定部 7 は、目標トルク  $T_M$  に基づいて、基本電流指令値としての基本  $d$  軸電流指令値  $I_{db}$  及び基本  $q$  軸電流指令値  $I_{qb}$  を決定する。ここで、電流ベクトル制御法においては、 $d$  軸は界磁の磁束方向に設定し、 $q$  軸は界磁の向きに対して電気角で  $\pi/2$  進んだ方向に設定する。そのため、基本  $d$  軸電流指令値  $I_{db}$  を調整する  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を界磁調整指令値として適切に決定することにより、電動機 4 の界磁磁束を調整することができる。

[0035] 後述するように、電流指令決定部 7 は、最大トルク制御を行うように基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  を決定する。ここで、最大トルク制御は、同一電流に対して電動機 4 の出力トルクが最大となるように電流位相を調節する制御である。この最大トルク制御では、電動機 4 の電機子コイルに流す電流に対して最も効率的にトルクを発生させることができる。なお、電流位相とは、 $d$  軸電流指令値と  $q$  軸電流指令値との合成ベクトルの  $q$  軸に対する位相である。通常界磁制御は、電流指令決定部 7 により決定された基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  に対する調整を行わない界磁制御である。すなわち、通常界磁制御では、 $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が基本  $d$  軸電流指令値  $I_{db}$  に対する調整を行わないようにゼロ（ $\Delta I_d = 0$ ）に設定される。従って、本実施形態においては、制御装置 2 は、通常界磁制御の実行中には、最大トルク制御を行うことになる。言い換えれば、本実施形態に係る通常界磁制御は最大トルク制御である。

[0036] 強め界磁制御は、通常界磁制御（最大トルク制御）に比べて電動機 4 の界磁磁束を強めるように基本電流指令値  $I_{db}$ 、 $I_{qb}$  に対する調整を行う界磁制御である。すなわち、強め界磁制御は、電動機 4 の界磁磁束を強める方向の磁束が電機子コイルから発生するように電流位相を調節する制御である。ここでは、強め界磁制御では、通常界磁制御よりも電流位相を遅らせるよ

うにd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を設定する。具体的には、強め界磁制御では、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が、基本d軸電流指令値 $I_{db}$ を正方向に変化させる（増加させる）ように正の値（ $\Delta I_d > 0$ ）に設定される。

[0037] 弱め界磁制御は、通常界磁制御（最大トルク制御）に比べて電動機4の界磁磁束を弱めるように基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対する調整を行う界磁制御である。すなわち、弱め界磁制御は、電動機4の界磁磁束を弱める方向の磁束が電機子コイルから発生するように電流位相を調節する制御である。ここでは、弱め界磁制御では、通常界磁制御よりも電流位相を進めるようにd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を設定する。具体的には、弱め界磁制御では、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が、基本d軸電流指令値 $I_{db}$ を負方向に変化させる（減少させる）ように負の値（ $\Delta I_d < 0$ ）に設定される。

[0038] 図3は、回転速度 $\omega$ と目標トルク $T_M$ とにより規定される電動機4の動作可能領域の中における各制御モードが実行される領域を規定した電圧制御領域マップ34（図2参照）の例を示す図である。この図に示すように、本実施形態においては、制御装置2は、通常界磁制御と共にPWM制御を実行する通常界磁・PWM制御モードA1、強め界磁制御と共にPWM制御を実行する強め界磁・PWM制御モードA2、強め界磁制御と共に矩形波制御を実行する強め界磁・矩形波制御モードA3、弱め界磁制御と共に矩形波制御を実行する弱め界磁・矩形波制御モードA5を実行可能に構成されている。更に、この制御装置2は、強め界磁・PWM制御モードA2及び強め界磁・矩形波制御モードA3を経ずに弱め界磁・矩形波制御モードA5へ移行する場合には、通常界磁・PWM制御モードA1と弱め界磁・矩形波制御モードA5との間で、弱め界磁制御と共にPWM制御を実行する弱め界磁・PWM制御モードA4を実行可能に構成されている。図3のマップに示される領域Fは、強め界磁制御が実行される強め界磁制御領域である。この強め界磁制御領域Fでは、基本的に強め界磁・矩形波制御モードA3が実行されるが、当該強め界磁・矩形波制御モードA3と他のモードとの間の移行の際に、強め界磁・PWM制御モードA2が実行される。

[0039] また、上記のとおり、本実施形態ではPWM制御として通常PWM制御及び過変調PWM制御の2つの電圧波形制御を実行する。そのため、通常界磁・PWM制御モードA1は、通常界磁制御と共に通常PWM制御を実行する通常界磁・通常PWM制御モードA1aと、通常界磁制御と共に過変調PWM制御を実行する通常界磁・過変調PWM制御モードA1bとを含んでいる。一方、強め界磁・PWM制御モードA2は、強め界磁制御と共に過変調PWM制御を実行する強め界磁・過変調PWM制御モードA2bとなっている。更にここでは、弱め界磁・PWM制御モードA4は、弱め界磁制御と共に過変調PWM制御を実行する弱め界磁・過変調PWM制御モードA4aとされている。

[0040] 図3に示す電圧制御領域の例において、曲線L1～L3は、いずれも通常界磁制御（最大トルク制御）中における変調率Mがある値になるときの電動機4の回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ により定まる線である。曲線L1は、通常界磁制御中における変調率Mが、最大変調率 $M_{max}$ （ $=0.78$ ）となる線である。曲線L2は、通常界磁制御中における変調率Mが、通常PWM制御と過変調PWM制御との境界の値に設定された過変調しきい値 $M_o$ （ $=0.707$ ）となる線である。本実施形態では、後述する強め界磁しきい値 $M_s$ が、過変調しきい値 $M_o$ と一致するように設定されている。曲線L3は、通常界磁制御中における変調率Mが、過変調しきい値 $M_o$ と最大変調率 $M_{max}$ との間に設定された値（例えば、 $0.76$ ）となる線である。

[0041] ところで、電動機4は、回転速度 $\omega$ が高くなるに従って誘起電圧が高くなり、電動機4を駆動するために必要となる交流電圧（以下「必要電圧」という。）も高くなる。そして、この必要電圧が、そのときの直流電圧 $V_{dc}$ を変換してインバータ6から出力し得る最大の交流電圧（以下「最大出力電圧」という。）を超えると、コイルに必要な電流を流すことができなくなり、電動機4を適切に制御することができない。そこで、直流電圧 $V_{dc}$ に基づく最大出力電圧に対する電動機4の必要電圧を表す変調率Mが最大変調率 $M_{max}$ に達する曲線L1より高回転側の領域では、弱め界磁・矩形波制御モード

A 5が実行される。なお、上記の必要電圧及び最大出力電圧は、共に交流電圧の実効値として互いに比較することができる。

[0042] 更に、本実施形態においては、変調率Mが最大変調率 $M_{max}$ より低い状態でも、所定の条件を満たす場合には、強め界磁制御と共に矩形波制御を実行する強め界磁・矩形波制御モードA 3を実行する。また、強め界磁・矩形波制御モードA 3と他のモードとの間の移行に際して、調整後電流指令値 $I_d$ 、 $I_q$ が急激に変化することを抑制するために、強め界磁・PWM制御モードA 2が実行される。これにより、電動機4のコイルに流れる電流の急激な変化やオーバーシュートを抑制すると共に電動機4の出力トルクの振動が生じることを抑制することができる。通常界磁制御を行うとすれば変調率Mが最大変調率 $M_{max}$ より低くなる状態で、強め界磁制御を実行することで、目標トルク $T_M$ に応じたトルクを電動機4に出力させつつ矩形波制御を行うことができる。

[0043] 図3に示すように、強め界磁制御領域Fは、目標トルク $T_M$ について規定された強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 内に設定されている。すなわち、強め界磁制御領域Fは、強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 内であって、通常界磁制御中における変調率Mが強め界磁しきい値 $M_s$ （ここでは過変調しきい値 $M_o$ と一致、曲線L 2）から最大変調率 $M_{max}$ （曲線L 1）までとなる領域（ $M_s \leq M < M_{max}$ ）に設定されている。電動機4の回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ により定まる動作点が、通常界磁・PWM制御モードA 1の領域から移動して強め界磁制御領域F内に入った場合には、制御装置2は、通常界磁・PWM制御モードA 1から強め界磁・PWM制御モードA 2を経て強め界磁・矩形波制御モードA 3へ移行する制御を行なう。逆に、電動機4の動作点が、強め界磁制御領域Fから移動して通常界磁・PWM制御モードA 1の領域内に入った場合には、制御装置2は、強め界磁・矩形波制御モードA 3から強め界磁・PWM制御モードA 2を経て通常界磁・PWM制御モードA 1へ移行する制御を行なう。電動機4の動作点が強め界磁制御領域F内に留まっている場合には、強め界磁・矩形波制御モードA 3の実行状態が継

続される。このような強め界磁制御領域 F を設定していることにより、従来からある弱め界磁・矩形波制御モード A 5 だけを有する場合に比べて、電動機 4 の動作可能領域の中における矩形波制御が実行される領域が拡大されている。なお、図 3 において強め界磁制御領域 F 内を区画する破線は、電動機 4 の回転速度  $\omega$  又は目標トルク  $T_M$  が所定の変化速度で変化した場合に、強め界磁・PWM制御モード A 2 が実行される領域と強め界磁・矩形波制御モード A 3 が実行される領域とが切り替わる境界の一例を示している。この境界の位置は、回転速度  $\omega$  又は目標トルク  $T_M$  の変化速度によって異なる位置となる。

[0044] 曲線 L 2 より低回転側の領域で、通常界磁・通常 PWM 制御モード A 1 a が実行される。また、強め界磁許容トルク範囲  $T_{MR}$  以外では、曲線 L 2 より高回転側であって曲線 L 3 より低回転側の領域で、通常界磁・過変調 PWM 制御モード A 1 b が実行される。更に、強め界磁許容トルク範囲  $T_{MR}$  以外では、曲線 L 3 より高回転側であって曲線 L 1 より低回転側の領域で弱め界磁・過変調 PWM 制御モード A 4 a（弱め界磁・PWM 制御モード A 4）が実行される。通常界磁・過変調 PWM 制御モード A 1 b から急激に弱め界磁制御と共に矩形波制御を行う状態（弱め界磁・矩形波制御モード A 5）に移行させると、調整後電流指令値  $I_d$ 、 $I_q$  が急激に変化するが、弱め界磁・過変調 PWM 制御モード A 4 a を実行することで、調整後電流指令値  $I_d$ 、 $I_q$  の急激な変化を抑制することができる。

[0045] 2-2. 制御装置の機能部

次に、図 2 に示す制御装置 2 の機能ブロック図に基づいて、制御装置 2 の各機能部について説明する。図 2 に示すように、d 軸電流指令値導出部 2 1 には、目標トルク  $T_M$  が入力される。d 軸電流指令値導出部 2 1 は、入力された目標トルク  $T_M$  に基づいて基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  を導出する。ここで、基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  は、最大トルク制御を行う場合における d 軸電流の指令値に相当する。本実施形態では、d 軸電流指令値導出部 2 1 は、図 4 に示す基本 d 軸電流指令値マップを用いて、目標トルク  $T_M$  の値に応じ

た基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  を導出する。図示の例では、目標トルク  $T_M$  として「 $T_{M1}$ 」の値が入力された場合には、これに応じて、d 軸電流指令値導出部 21 は、基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  として「 $I_{d1}$ 」を導出する。同様に、d 軸電流指令値導出部 21 は、目標トルク  $T_M$  として「 $T_{M3}$ 」、「 $T_{M5}$ 」の値が入力された場合には、基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  として「 $I_{d3}$ 」、「 $I_{d5}$ 」をそれぞれ導出する。このように導出された基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  は、加算器 23 へ入力される。加算器 23 には、後述する積分器 32 により導出された d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が更に入力される。加算器 23 は、下記の式 (1) に示すように、基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  に d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を加算し、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  を導出する。

$$I_d = I_{db} + \Delta I_d \cdots (1)$$

[0046] q 軸電流指令値導出部 22 には、目標トルク  $T_M$  及び d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が入力される。q 軸電流指令値導出部 22 は、入力された目標トルク  $T_M$  と d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  とに基づいて調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  を導出する。本実施形態では、q 軸電流指令値導出部 22 は、図 5 に示す q 軸電流指令値マップを用いて、目標トルク  $T_M$  及び d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  の値に応じた調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  を導出する。図 5 において、細い実線は、 $T_{M1} \sim T_{M5}$  の各トルクを出力するための d 軸電流と q 軸電流との値の組み合わせを示す等トルク線 61 であり、太い実線は最大トルク制御を行うための d 軸電流及び q 軸電流の値を示す最大トルク制御線 62 である。また、図 5 において、太い一点鎖線は、そのときの電動機 4 の回転速度  $\omega$  及び直流電圧  $V_{dc}$  により制限される d 軸電流及び q 軸電流が取り得る値の範囲を示す電圧制限楕円 63 である。この電圧制限楕円 63 の径は、電動機 4 の回転速度  $\omega$  に反比例し、直流電圧  $V_{dc}$  に比例する。調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  及び調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  がこの電圧制限楕円 63 上の値をとる際には、変調率  $M$  は最大変調率  $M_{max}$  ( $= 0.78$ ) となる。このとき、制御装置 2 は電圧波形制御部 10 に矩形波制御を行わせる。また、図 5 にハッチングを施して示す強め界磁制御領域  $F$  は、強め界磁・PWM 制御モード

A 2 及び強め界磁・矩形波制御モード A 3 が実行される領域を示している。この強め界磁制御領域 F の上限は最大トルク制御線 6 2 が電圧制限楕円 6 3 と交差する点で規定される。また、後述するように、強め界磁制御は、通常界磁制御中における変調率 M が強め界磁しきい値  $M_s$  となったときに開始し、所定の強め界磁終了条件を満たしたときに終了する。従って、強め界磁制御領域 F の下限は、これらの強め界磁しきい値  $M_s$  及び強め界磁終了条件によって規定される。

[0047] 図示の例では、目標トルク  $T_M$  として「 $T_{M1}$ 」の値が入力された場合には、q 軸電流指令値導出部 2 2 は、目標トルク  $T_M = T_{M1}$  の等トルク線 6 1 と最大トルク制御線 6 2 との交点の q 軸電流の値である「 $I_{q1}$ 」を基本 q 軸電流指令値  $I_{qb}$  として導出する。ここで、基本 q 軸電流指令値は、最大トルク制御を行う場合における q 軸電流の指令値に相当する。この場合、弱め界磁制御及び強め界磁制御の双方が行われず、後述する積分器 3 2 から入力される d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  はゼロ ( $\Delta I_d = 0$ ) である。従って、調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は基本 q 軸電流指令値  $I_{qb}$  と同じ値となる。このとき制御装置 2 は、通常界磁・PWM 制御モード A 1 を実行する。

[0048] また、目標トルク  $T_M$  として「 $T_{M3}$ 」の値が入力された場合には、q 軸電流指令値導出部 2 2 は、目標トルク  $T_M = T_{M3}$  の等トルク線 6 1 と最大トルク制御線 6 2 との交点の q 軸電流の値である「 $I_{q3}$ 」を基本 q 軸電流指令値  $I_{qb}$  として導出する。この際、基本 d 軸電流指令値  $I_{db}$  及び基本 q 軸電流指令値  $I_{qb}$  は、強め界磁制御領域 F 内に入っているため強め界磁制御が行われる。この場合、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  として正の値、ここでは「 $\Delta I_{d1}$ 」 ( $\Delta I_{d1} > 0$ ) が後述する積分器 3 2 から入力される。従って、q 軸電流指令値導出部 2 2 は、目標トルク  $T_M = T_{M3}$  の等トルク線 6 1 に沿って d 軸の正方向に「 $\Delta I_{d1}$ 」だけ移動した電圧制限楕円 6 3 上の q 軸電流の値である「 $I_{q4}$ 」を調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  として導出する。このとき制御装置 2 は、強め界磁・矩形波制御モード A 3 を実行する。

[0049] また、目標トルク $T_M$ として「 $T_{M5}$ 」の値が入力された場合には、 $q$ 軸電流指令値導出部22は、目標トルク $T_M = T_{M5}$ の等トルク線61と最大トルク制御線62との交点の $q$ 軸電流の値である「 $I_{q5}$ 」を基本 $q$ 軸電流指令値 $I_{qb}$ として導出する。この際、基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ 及び基本 $q$ 軸電流指令値 $I_{qb}$ は、電圧制限楕円63よりも外側にあるため、弱め界磁制御が行われる。この場合、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ として負の値、ここでは「 $-\Delta I_{d2}$ 」( $-\Delta I_{d2} < 0$ )が後述する積分器32から入力される。従って、 $q$ 軸電流指令値導出部22は、目標トルク $T_M = T_{M5}$ の等トルク線61に沿って $d$ 軸の負方向に「 $-\Delta I_{d2}$ 」だけ移動した電圧制限楕円63上の $q$ 軸電流の値である「 $I_{q6}$ 」を調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ として導出する。このとき制御装置2は、弱め界磁・矩形波制御モードA5を実行する。

[0050] なお、図5の $q$ 軸電流指令値マップにより求められる基本 $q$ 軸電流指令値 $I_{qb}$  ( $I_{q1}$ 、 $I_{q3}$ 、 $I_{q5}$ )に対応する $d$ 軸電流の値 ( $I_{d1}$ 、 $I_{d3}$ 、 $I_{d5}$ )は、図4に示す基本 $d$ 軸電流指令値マップを用いて求められる基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ の値と一致する。よって、基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ をこの図5に示すマップにより求めることも可能である。本実施形態においては、電動機4の目標トルク $T_M$ に基づいて基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ 及び基本 $q$ 軸電流指令値 $I_{qb}$ を決定する $d$ 軸電流指令値導出部21及び $q$ 軸電流指令値導出部22が、本発明における電流指令決定部7を構成している。そして、基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ 及び基本 $q$ 軸電流指令値 $I_{qb}$ が、インバータ6から電動機4に供給する電流の指令値である、本発明における基本電流指令値となる。

[0051] 電流制御部24には、上記のように導出された調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ が入力される。更に、電流制御部24には、三相二相変換部27から実 $d$ 軸電流 $I_{dr}$ 及び実 $q$ 軸電流 $I_{qr}$ が入力され、回転速度導出部28から電動機4の回転速度 $\omega$ が入力される。実 $d$ 軸電流 $I_{dr}$ 及び実 $q$ 軸電流 $I_{qr}$ は、インバータ6から電動機4に供給される電

流の実際の値に対応しており、電流センサ 4 2（図 1 参照）により検出された U 相電流  $I_{ur}$ 、V 相電流  $I_{vr}$ 、及び W 相電流  $I_{wr}$  と回転センサ 4 3（図 1 参照）により検出された磁極位置  $\theta$  とに基づいて、三相二相変換部 2 7 により三相二相変換を行って導出される。また、電動機 4 の回転速度  $\omega$  は、回転センサ 4 3（図 1 参照）により検出された磁極位置  $\theta$  に基づいて回転速度導出部 2 8 により導出される。

[0052] 電流制御部 2 4 は、実 d 軸電流  $I_{dr}$  及び実 q 軸電流  $I_{qr}$  に基づいて、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  及び調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  に対するフィードバック制御を行い、電圧指令値  $V_d$ 、 $V_q$  を決定する。そのために、電流制御部 2 4 は、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  と実 d 軸電流  $I_{dr}$  との偏差である d 軸電流偏差  $\delta I_d$ 、及び調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  と実 q 軸電流  $I_{qr}$  との偏差である q 軸電流偏差  $\delta I_q$  を導出する。そして、電流制御部 2 4 は、d 軸電流偏差  $\delta I_d$  に基づいて比例積分制御演算（P I 制御演算）を行って基本 d 軸電圧指令値  $V_{zd}$  を導出すると共に、q 軸電流偏差  $\delta I_q$  に基づいて比例積分制御演算を行って基本 q 軸電圧指令値  $V_{zq}$  を導出する。なお、これらの比例積分制御演算に代えて比例積分微分制御演算（P I D 制御演算）を行っても好適である。

[0053] そして、電流制御部 2 4 は、下記の式（2）に示すように、基本 d 軸電圧指令値  $V_{zd}$  に対して q 軸電機子反作用  $E_q$  を減算する調整を行って d 軸電圧指令値  $V_d$  を導出する。

$$\begin{aligned} V_d &= V_{zd} - E_q \\ &= V_{zd} - \omega \cdot L_q \cdot I_{qr} \dots (2) \end{aligned}$$

この式（2）に示されるように、q 軸電機子反作用  $E_q$  は、電動機 4 の回転速度  $\omega$ 、実 q 軸電流  $I_{qr}$ 、及び q 軸インダクタンス  $L_q$  に基づいて導出される。

[0054] 更に、電流制御部 2 4 は、下記の式（3）に示すように、基本 q 軸電圧指令値  $V_{zq}$  に対して d 軸電機子反作用  $E_d$  及び永久磁石の電機子鎖交磁束による誘起電圧  $E_m$  を加算する調整を行って q 軸電圧指令値  $V_q$  を導出する。

$$V_q = V_{zq} + E_d + E_m$$

$$=V_z q + \omega \cdot L_d \cdot I_{d r} + \omega \cdot M I_f \cdot \dots \quad (3)$$

この式(3)に示されるように、d軸電機子反作用 $E_d$ は、電動機4の回転速度 $\omega$ 、実d軸電流 $I_{d r}$ 、及びd軸インダクタンス $L_d$ に基づいて導出される。また、誘起電圧 $E_m$ は、永久磁石の電機子鎖交磁束の実効値により定まる誘起電圧定数 $M I_f$ 及び電動機4の回転速度 $\omega$ に基づいて導出される。

[0055] 本実施形態においては、d軸電圧指令値 $V_d$ 及びq軸電圧指令値 $V_q$ が、本発明における電圧指令値に相当する。そして、基本電流指令値 $I_{d b}$ 、 $I_{q b}$ に対してd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ による界磁調整を行った後の調整後電流指令値 $I_d$ 、 $I_q$ と、電動機4の回転速度 $\omega$ と、実d軸電流 $I_{d r}$ 及び実q軸電流 $I_{q r}$ とに基づいて、電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ が決定される。よって、この電流制御部24により、本発明における電圧指令決定部9が構成されている。

[0056] 電圧波形制御部10は、電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ に基づいてインバータ6を制御し、PWM制御及び矩形波制御を少なくとも含む電圧波形制御を実行する。本実施形態では、電圧波形制御部10は、通常PWM制御、過変調PWM制御、及び矩形波制御のいずれかを選択的に実行する。本実施形態では、電圧波形制御部10は、後述するモード制御部5からの指令に従って、変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ ( $=0.78$ )以上である場合には矩形波制御を実行する。また、電圧波形制御部10は、変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ 未満である場合には、更に過変調しきい値 $M_o$ ( $=0.707$ )に基づいて通常PWM制御又は過変調PWM制御を実行する。電圧波形制御部10には、二相三相変換部25及び制御信号生成部26が含まれる。

[0057] 二相三相変換部25には、d軸電圧指令値 $V_d$ 及びq軸電圧指令値 $V_q$ が入力される。また、二相三相変換部25には、回転センサ43(図1参照)により検出された磁極位置 $\theta$ も入力される。二相三相変換部25は、磁極位置 $\theta$ を用いてd軸電圧指令値 $V_d$ 及びq軸電圧指令値 $V_q$ に対して二相三相変換を行い、三相の交流電圧指令値、すなわちU相電圧指令値 $V_u$ 、V相電

圧指令値 $V_v$ 、及びW相電圧指令値 $V_w$ を導出する。但し、これらの交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ の波形は、制御モード毎に異なるため、二相三相変換部25は、制御モード毎に異なる電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を制御信号生成部26に出力する。具体的には、二相三相変換部25は、後述するモード制御部5から通常PWM制御の実行指令を受けた場合には、当該通常PWM制御に応じた交流電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。ここでは、通常PWM制御はSVPWM制御とされているので、当該SVPWM制御用の交流電圧波形に従って交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。また、二相三相変換部25は、モード制御部5から過変調PWM制御の実行指令を受けた場合には、当該過変調PWM制御に応じた交流電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。また、二相三相変換部25は、モード制御部5から矩形波制御の実行指令を受けた場合には、当該矩形波制御に応じた交流電圧波形の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ を出力する。ここで、矩形波制御を実行する際の交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ は、インバータ6の各スイッチング素子E1～E6のオンオフ切替位相の指令値とすることができる。この指令値は、各スイッチング素子E1～E6のオンオフ制御信号に対応し、各スイッチング素子E1～E6のオン又はオフを切り替えるタイミングを表す磁極位置 $\theta$ の位相を表す指令値である。

[0058] 制御信号生成部26には、二相三相変換部25により生成されたU相電圧指令値 $V_u$ 、V相電圧指令値 $V_v$ 、及びW相電圧指令値 $V_w$ が入力される。制御信号生成部26は、それらの交流電圧指令値 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ に従って、図1に示すインバータ6の各スイッチング素子E1～E6を制御するスイッチング制御信号S1～S6を生成する。そして、インバータ6は、スイッチング制御信号S1～S6に従って各スイッチング素子E1～E6のオンオフ動作を行う。これにより、電動機4のPWM制御（通常PWM制御又は過変調PWM制御）又は矩形波制御が行われる。

[0059] 変調率導出部29には、電流制御部24により導出されたd軸電圧指令値

V<sub>d</sub>及びq軸電圧指令値V<sub>q</sub>が入力される。また、変調率導出部29には、電圧センサ41により検出された直流電圧V<sub>dc</sub>の値が入力される。変調率導出部29は、これらの値に基づいて変調率Mを、下記の式(4)に従って導出する。

$$M = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} / V_{dc} \dots (4)$$

本実施形態では、変調率Mは、直流電圧V<sub>dc</sub>に対するインバータ6の出力電圧波形の基本波成分の実効値の比率であり、ここでは、3相の線間電圧実効値を直流電圧V<sub>dc</sub>の値で除算した値として導出される。本実施形態においては、この変調率Mが、そのときの直流電圧V<sub>dc</sub>に対する電圧指令値V<sub>d</sub>、V<sub>q</sub>の大きさを表す電圧指標に相当する。上記のとおり、変調率Mの最大値(最大変調率M<sub>max</sub>)は、矩形波制御を実行している際の変調率Mに相当する「0.78」である。ここでは、この最大変調率M<sub>max</sub>は、矩形波しきい値M<sub>b</sub>でもある。

[0060] 減算器30には、変調率導出部29により導出された変調率Mと、所定の指令変調率M<sub>T</sub>とが入力される。本実施形態では、指令変調率M<sub>T</sub>は、最大変調率M<sub>max</sub>(=0.78)に設定している。減算器30は、下記の式(5)に示すように、変調率Mから指令変調率M<sub>T</sub>を減算した変調率偏差ΔMを導出する。

$$\Delta M = M - M_T \dots (5)$$

本実施形態では、変調率偏差ΔMは、電圧指令値V<sub>d</sub>、V<sub>q</sub>がそのときの直流電圧V<sub>dc</sub>によって出力し得る最大の交流電圧の値を超えている程度を表す。従って、変調率偏差ΔMは、実質的には直流電圧V<sub>dc</sub>の不足の程度を表す電圧不足指標として機能する。

[0061] 積分入力調整部31には、減算器30により導出された変調率偏差ΔMが入力される。積分入力調整部31は、変調率偏差ΔMの値に対して所定の調整を行い、当該調整後の値である調整値Yを積分器32へ出力する。図6は、この積分入力調整部31により用いられる変換マップの一例を示す図である。この図に示すように、本実施形態においては、積分入力調整部31は、

変調率偏差 $\Delta M$ が所定の強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$  ( $\Delta M_s < 0$ ) 以上ゼロ未満の状態 ( $\Delta M_s \leq \Delta M < 0$ ) では正の調整値 $Y$  ( $Y > 0$ ) を出力し、変調率偏差 $\Delta M$ がゼロより大きい状態 ( $0 < \Delta M$ ) では負の調整値 $Y$  ( $Y < 0$ ) を出力し、変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 未満の状態 ( $\Delta M < \Delta M_s$ ) 及び変調率偏差 $\Delta M$ がゼロの状態 ( $\Delta M = 0$ ) では調整値 $Y$ としてゼロ ( $Y = 0$ ) を出力する。より詳しくは、積分入力調整部31は、変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 以上であって中間偏差 $\Delta M_{sm}$ 未満の状態 ( $\Delta M_s \leq \Delta M < \Delta M_{sm}$ ) では、変調率偏差 $\Delta M$ が増加するに従って増加する調整値 $Y$ を出力する。この範囲では、変調率偏差 $\Delta M$ と調整値 $Y$ との関係は一次関数により表すことができる。このように変調率偏差 $\Delta M$ の増加に従って調整値 $Y$ が増加する変換マップの領域を設定することにより、強め界磁制御を開始した直後にd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が急激に上昇することを抑制できる。よって、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の急激な上昇に起因して調整後の電流指令値 $I_d$ 、 $I_q$ が急激に変化することによって生じる、電動機4のコイルに流れる電流の急激な変化やオーバーシュートを抑制すると共に電動機4の出力トルクの振動を抑制することができる。

[0062] また、積分入力調整部31は、変調率偏差 $\Delta M$ が中間偏差 $\Delta M_{sm}$ 以上の状態 ( $\Delta M_{sm} \leq \Delta M$ ) では、変調率偏差 $\Delta M$ が増加するに従って減少する調整値 $Y$ を出力する。この範囲では、調整値 $Y$ は変調率偏差 $\Delta M$ に比例し、比例定数は負の値となる。ここで、強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ は、強め界磁制御を開始するための変調率偏差 $\Delta M$ のしきい値であり、ゼロ未満の値に設定される。この強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ は、指令変調率 $M_T$ と合わせて強め界磁制御の開始条件を構成する。よって、強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ は、指令変調率 $M_T$  ( $= 0.78$ ) と合わせて決定される強め界磁しきい値 $M_s$ が適切な値となるように設定される。上記のとおり、本実施形態では、強め界磁しきい値 $M_s$ は過変調しきい値 $M_o$  ( $= 0.707$ ) と一致するように設定される。よって、ここでは強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ は、「 $-0.073$ 」 ( $= 0.707 - 0.78$ ) に設定される。なお、中間偏差 $\Delta M_{sm}$ は、強め界

磁開始偏差 $\Delta M_s$ より大きくゼロ未満の値、例えば「 $-0.035$ 」に設定される。このように、強め界磁しきい値 $M_s$ は、矩形波しきい値 $M_b$ （本実施形態では、指令変調率 $M_T$ 及び最大変調率 $M_{max}$ に等しい）より小さい値に設定される。強め界磁制御は、変調率 $M$ がこの強め界磁しきい値 $M_s$ 以上となったことを条件として実行される。

[0063] 図2に示すように、積分器32には積分入力調整部31により導出された調整値 $Y$ が入力される。積分器32は、この調整値 $Y$ を所定のゲインを用いて積分し、当該積分値を $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ として導出する。本実施形態では、この $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が、基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ の調整値であり、電動機4の界磁磁束を調整するための界磁調整指令値に相当する。この $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は、変調率導出部29、減算器30、積分入力調整部31、及び積分器32により決定される。よって、本実施形態では、変調率導出部29、減算器30、積分入力調整部31、及び積分器32により、界磁調整部8が構成されている。そして、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ に応じて、通常界磁制御（最大トルク制御）、強め界磁制御、又は弱め界磁制御が選択的に実行される。ここで、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロである場合（ $\Delta I_d = 0$ ）には通常界磁制御（最大トルク制御）が行われる。 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が正の値をとる場合（ $\Delta I_d > 0$ ）、基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対して電動機4の界磁磁束を強める調整が行われる。すなわち正の $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ である強め界磁電流が流れることにより、通常界磁制御に比べて電動機4の界磁磁束が強められ、強め界磁制御が行われる。 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が負の値をとる場合（ $\Delta I_d < 0$ ）、基本電流指令値 $I_{db}$ 、 $I_{qb}$ に対して電動機4の界磁磁束を弱める調整が行われる。すなわち負の $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ である弱め界磁電流が流れることにより、通常界磁制御に比べて電動機4の界磁磁束が弱められ、弱め界磁制御が行われる。

[0064] 上記のように、変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 以上ゼロ未満の状態（ $\Delta M_s \leq \Delta M < 0$ ）では、調整値 $Y$ として正の値（ $Y > 0$ ）が出力さ

れるので、積分器 32 により導出される d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  は増加（正方向に変化）し、電動機 4 の界磁磁束を強める方向に d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が変化する。また、変調率偏差  $\Delta M$  がゼロより大きい状態（ $0 < \Delta M$ ）では、調整値 Y として負の値（ $Y < 0$ ）が出力されるので、積分器 32 により導出される d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  は減少（負方向に変化）し、電動機 4 の界磁磁束を弱める方向に d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が変化する。変調率偏差  $\Delta M$  が強め界磁開始偏差  $\Delta M_s$  未満（ $\Delta M < \Delta M_s$ ）及び変調率偏差  $\Delta M$  がゼロの状態（ $\Delta M = 0$ ）では、調整値 Y としてゼロ（ $Y = 0$ ）が出力されるので、積分器 32 により導出される d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  は変化せず、電動機 4 の界磁磁束を変化させないように d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が決定される。

[0065] 上記のとおり、本実施形態に係る通常界磁制御では、同一電流に対して電動機 4 の出力トルクが最大となるように電流位相を調節する最大トルク制御が行われる。そのため、通常界磁制御を実行するための d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  の基準値（ $\Delta I_d = 0$ ）から、電動機 4 の界磁磁束を強める方向に d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が変化するに従って、同一トルクを出力するために必要とされる調整後の電流指令値  $I_d$ 、 $I_q$  は増加し、それに基づいて導出される電圧指令値  $V_d$ 、 $V_q$  及び変調率 M は増加する。言い換えると、電圧指令決定部 9 は、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が基準値（ $\Delta I_d = 0$ ）から増加する（正方向に変化する）に従って電圧指令値  $V_d$ 、 $V_q$  を増大させる。また、変調率導出部 29 は、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が基準値（ $\Delta I_d = 0$ ）から増加する（正方向に変化する）に従って変調率 M を増大させる。

[0066] モード制御部 5 は、回転速度  $\omega$  及び目標トルク  $T_M$  を含む電動機 4 の動作状態並びに直流電圧  $V_{dc}$  に基づいて複数の制御モードの中から実行する制御モードを決定し、当該制御モードに応じて界磁調整部 8 及び電圧波形制御部 10 を含む制御装置 2 の各部を制御する。更に、モード制御部 5 は、強め界磁制御の実行中には強め界磁終了条件の判定を行い、当該強め界磁終了条件が満たされた場合には強め界磁制御を終了させる強め界磁終了制御も行う

。ここでは、図2に示すように、モード制御部5には、回転速度 $\omega$ 、目標トルク $T_M$ 、直流電圧 $V_{dc}$ 、変調率 $M$ 、及びd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が入力され、これらに基づいてモード制御部5の制御動作が行われる。本実施形態では、モード制御部5は、基本的に、図3に例を示す電圧制御領域マップ34に基づいて制御モードの決定を行う。また、モード制御部5は、強め界磁制御の実行中は、図7及び図8に例を示す強め界磁終了条件マップに基づいて強め界磁制御の終了判定を行う。このモード制御部5の詳細については以下に説明する。

[0067] 2-3. モード制御部の詳細

図3に示すように、モード制御部5は、強め界磁制御領域Fを除いて、電動機4の回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ が高くなるに従って、通常界磁・通常PWM制御モードA1a、通常界磁・過変調PWM制御モードA1b、弱め界磁・過変調PWM制御モードA4a、弱め界磁・矩形波制御モードA5の順に制御モードを移行させる。上記のとおり、これらの各制御モード間の境界(曲線L1、L2、L3)は、通常界磁制御(最大トルク制御)中における変調率 $M$ が一定となる位置に設定されている。この中で、曲線L1は、通常界磁制御中における変調率 $M$ が最大変調率 $M_{max}$ ( $=0.78$ )となる位置に設定されており、回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ に基づいて通常界磁制御を行うべく導出した変調率 $M$ が最大変調率 $M_{max}$ を超える状態では、制御装置2は、弱め界磁・矩形波制御モードA5を実行する。

[0068] 強め界磁制御領域Fは、目標トルク $T_M$ について規定された強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 内に設定されている。また、強め界磁制御領域Fは、弱め界磁制御領域(弱め界磁・矩形波制御モードA5が実行される領域)を除く領域全体で、強め界磁制御を行わずに通常界磁制御を行ったと仮定した場合における変調率 $M$ が、強め界磁しきい値 $M_s$ (曲線L2)から最大変調率 $M_{max}$ (曲線L1)までとなる領域( $M_s \leq M < M_{max}$ )に設定されている。ここで、強め界磁しきい値 $M_s$ は、指令変調率 $M_T$ と強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ との双方の設定によって定まる。すなわち、変調率 $M$ が次第に上昇し

て指令変調率 $M_T$ に近づく状況において、積分入力調整部31は、上記のとおり、変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$  ( $\Delta M_s < 0$ ) 以上ゼロ未満の状態 ( $\Delta M_s \leq \Delta M < 0$ ) で正の調整値 $Y$  ( $Y > 0$ ) を出力する。そして、変調率偏差 $\Delta M$ は、上記式(5)に示すように、変調率 $M$ から指令変調率 $M_T$ を減算して求められる。従って、強め界磁制御を開始するときの変調率 $M$ の値である強め界磁しきい値 $M_s$ は、下記の式(6)に示すように、指令変調率 $M_T$ に強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ を加算して求められる。

$$M_s = M_T + \Delta M_s \dots (6)$$

本実施形態では、指令変調率 $M_T$ が「0.78」に設定され、強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ が「-0.073」に設定されているので、強め界磁しきい値 $M_s$ は過変調しきい値 $M_o$ と等しい「0.707」となる。このため、目標トルク $T_M$ が強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 内にある状態で通常界磁・通常PWM制御モードA1aの実行中に変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s$ を超えた場合、すなわち電動機4の動作点が強め界磁制御領域Fに入った場合、界磁調整部8は強め界磁制御を開始する。

[0069] また、モード制御部5は、変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$  (最大変調率 $M_{max}$ ) 以上の状態では電圧波形制御部10に矩形波制御を実行させ、変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ 未満の状態では電圧波形制御部10にPWM制御を実行させる。更に本実施形態では、PWM制御には通常PWM制御と過変調PWM制御の2つが含まれるため、モード制御部5は、変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ 未満の状態であって、過変調しきい値 $M_o$  ( $= 0.707$ ) 以下の状態では電圧波形制御部10に通常PWM制御を実行させ、過変調しきい値 $M_o$  ( $= 0.707$ ) より大きい状態では電圧波形制御部10に過変調PWM制御を実行させる。上記のとおり、電圧波形制御部10は、二相三相変換部25及び制御信号生成部26を備えて構成されており、これらによってPWM制御及び矩形波制御を含む電圧波形制御が実行される。

[0070] 回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ により定まる電動機4の動作点が強め界磁制御領域Fに入った場合には、上記のような指令変調率 $M_T$ 及び強め界磁開

始偏差 $\Delta M_s$ の設定によって、積分入力調整部31から正の調整値 $Y$ が出力され、積分器32により正の $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が出力される。これにより強め界磁制御が開始される。上記のとおり、強め界磁制御領域 $F$ を規定する強め界磁しきい値 $M_s$ （曲線L2）は、指令変調率 $M_T$ （ $=0.78$ ）及び強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ （ $=-0.073$ ）により定まり、本例では過変調しきい値 $M_o$ （ $=0.707$ ）に一致している。モード制御部5は、強め界磁制御の開始後、まず、電圧波形制御部10にPWM制御を実行させる。本例では、強め界磁制御の開始時の変調率 $M$ は過変調しきい値 $M_o$ であるので、モード制御部5は、電圧波形制御部10に過変調PWM制御を実行させる。すなわち、モード制御部5は、強め界磁制御を開始した際には、まず強め界磁・過変調PWM制御モードA2bを実行する。その後、強め界磁制御によって変調率 $M$ が次第に上昇し、最終的には矩形波しきい値 $M_b$ に到達する。変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ に到達した後は、モード制御部5は、電圧波形制御部10に矩形波制御を実行させる。これにより、強め界磁・矩形波制御モードA3が実行される。

[0071] ところで、界磁調整部8は、変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s$ を超えて強め界磁制御を開始した後は、変調率 $M$ を指令変調率 $M_T$ に一致させるように $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を調整する。ここで、指令変調率 $M_T$ は矩形波しきい値 $M_b$ と同じく最大変調率 $M_{max}$ （ $=0.78$ ）値とされている。従って、強め界磁制御を開始した後、変調率 $M$ は、最終的には最大変調率 $M_{max}$ に収束する。このように変調率 $M$ が矩形波しきい値 $M_b$ である最大変調率 $M_{max}$ に達した後は、モード制御部5が電圧波形制御部10に矩形波制御を実行させる。また、この状態から、電動機4の目標トルク $T_M$ や回転速度 $\omega$ が変化することに伴って変調率 $M$ が変化した場合、当該変調率 $M$ の変化に応じて変調率偏差 $\Delta M$ も変化するため、界磁調整部8において界磁磁束を強める方向又は弱める方向に $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が適宜変更される。これにより、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は、強め界磁制御が行われる正の値から弱め界磁制御が行われる負の値まで適宜変化する。 $d$ 軸電流調整指令値

$\Delta I_d$ が負の値になった状態では、弱め界磁制御が実行される。強め界磁制御及び弱め界磁制御のいずれが行われる場合においても、変調率 $M$ は矩形波しきい値 $M_b$ である最大変調率 $M_{max}$ に収束し、矩形波制御を実行する状態が維持される。

[0072] 2-4. 強め界磁終了制御

上記のとおり、本実施形態に係る制御装置2では、矩形波制御の実行中は、変調率 $M$ を矩形波しきい値 $M_b$ である最大変調率 $M_{max}$ に維持するように $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が決定され、強め界磁制御や弱め界磁制御が実行される。そのため、変調率 $M$ のみによって矩形波制御とPWM制御とを切り替える構成では、電動機4の運転状態が変化しても矩形波制御は終了しない。すなわち、回転速度 $\omega$ 及び目標トルク $T_M$ の一方又は双方が低下して電動機4の動作点が、図3の曲線L2より左側の通常界磁・通常PWM制御モードA1aの領域に入った場合であっても、界磁磁束を強める方向に $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が大きくなるだけで矩形波制御及び強め界磁制御は終了しない。このため、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が大きくなることにより効率が低下し、或いは回転速度 $\omega$ が低い領域で矩形波制御を行うことにより電動機4の出力トルクに振動等が生じる可能性がある。そこで、モード制御部5は、このような場合に適切に強め界磁制御を終了させることにより、矩形波制御を終了させることができるように強め界磁終了制御を行う。

[0073] すなわち、モード制御部5は、目標トルク $T_M$ 、直流電圧 $V_{dc}$ 、及び $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ に基づいて、強め界磁制御を終了する条件である強め界磁終了条件を判定する。そして、強め界磁終了条件を満たす場合には、モード制御部5は、界磁調整部8による強め界磁制御を終了させる。本実施形態においては、強め界磁終了条件は、以下の(A)、(B)、及び(C)の3つの条件のいずれかを満たすこととしている。

- (A) 電動機4の回転速度 $\omega < \omega_T$
- (B)  $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d \geq \Delta I_{dT}$
- (C) 目標トルク $T_M$ が強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 外であること

なお、本実施形態においては、上記の条件（C）に示すように、目標トルク  $T_M$  が強め界磁許容トルク範囲  $T_{MR}$  外であることも強め界磁終了条件に含めて判定することにより、強め界磁許容トルク範囲  $T_{MR}$  内でのみ強め界磁制御を行なうように規制している。以下では、これらの強め界磁終了条件及び強め界磁制御の終了動作について詳細に説明する。

[0074] 2-4-1. 強め界磁終了条件（A）：回転速度  $\omega$  に基づく終了条件

上記のように、モード制御部 5 は、強め界磁終了条件（A）として、電動機 4 の回転速度  $\omega$  に基づく終了条件を用いる。すなわち、モード制御部 5 は、電動機 4 の回転速度  $\omega$  が、目標トルク  $T_M$  及び直流電圧  $V_{dc}$  に基づいて定まる回転速度しきい値  $\omega_T$  未満となったこと（ $\omega < \omega_T$ ）を条件として、界磁調整部 8 による強め界磁制御を終了させる。本実施形態では、目標トルク  $T_M$  及び直流電圧  $V_{dc}$  の双方の値に応じて、通常界磁制御の実行中において変調率  $M$  が上述した強め界磁しきい値  $M_s$ （=0.707）となる電動機 4 の回転速度  $\omega$  を、回転速度しきい値  $\omega_T$  とする。

[0075] 制御装置 2 は、目標トルク  $T_M$  及び直流電圧  $V_{dc}$  に関連付けて適切な回転速度しきい値  $\omega_T$  を規定した回転速度しきい値マップ 35A（図 7（c）参照）を強め界磁終了条件マップ 35（図 1 参照）として備えている。モード制御部 5 は、この回転速度しきい値マップ 35A に基づいて、目標トルク  $T_M$  及び直流電圧  $V_{dc}$  に応じた適切な回転速度しきい値  $\omega_T$  を導出する。図 7 は、この回転速度しきい値  $\omega_T$  の導出方法、言い換えれば、回転速度しきい値マップ 35A の作成方法を示す概念図である。

[0076] 適切な回転速度しきい値  $\omega_T$  は、実際の制御装置 2 を用いて実験的に求めることができる。例えば、図 7（a）に示すように、まず、直流電源 3 が取り得る直流電圧  $V_{dc}$  の範囲内から任意の電圧、ここでは「 $V_{dc1}$ 」を選択する（ $V_{dc} = V_{dc1}$ ）。また、電動機 4 が取り得る目標トルク  $T_M$  の範囲内から任意のトルク、例えば「 $T_{M1}$ 」を選択する（ $T_M = T_{M1}$ ）。次に、選択した直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  及び目標トルク  $T_M = T_{M1}$  を制御装置 2 に入力し、インバータ 6 に PWM 制御（ここでは通常 PWM 制御）

を実行させ、電動機 4 の回転速度  $\omega$  をゼロから次第に上昇させる。そして、回転速度  $\omega$  に応じた d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を計測し、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  がゼロから正の値に変化する瞬間の回転速度  $\omega$  を計測する。上記のとおり、界磁調整部 8 は、変調率 M が強め界磁しきい値  $M_s$  を超えたときに正の d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が出力されるように構成されている。従って、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を監視することにより、変調率 M が強め界磁しきい値  $M_s$  となるときの回転速度  $\omega$  を計測することができる。図 7 (a) に示す例では、このときの回転速度  $\omega$  は「 $\omega_{11}$ 」となっている。このようにして求めた回転速度  $\omega = \omega_1$  を、その直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  及び目標トルク  $T_M = T_{M1}$  での回転速度しきい値  $\omega_T$  とする。すなわち、この回転速度しきい値  $\omega_T = \omega_1$  が、引数としての直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  及び目標トルク  $T_M = T_{M1}$  に対応する回転速度しきい値マップ 35 A (図 7 (c) 参照) の値となる。

[0077] その後、直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  を維持したまま、電動機 4 が取り得る目標トルク  $T_M$  の範囲内で様々なトルクを選択し、同様に、PWM 制御を実行させながら、電動機 4 の回転速度  $\omega$  をゼロから次第に上昇させ、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  がゼロから正の値に変化する瞬間の回転速度  $\omega$  を計測する。図 7 (a) の例では、目標トルク  $T_M = T_{M2}$  での回転速度  $\omega$  は「 $\omega_{12}$ 」、目標トルク  $T_M = T_{M3}$  での回転速度  $\omega$  は「 $\omega_{13}$ 」となっている。多数のトルクを選択し、各トルクについての回転速度  $\omega$  を計測することで、図 7 (a) に曲線  $L_{\omega_T}$  として示すように、直流電圧  $V_{dc}$  が「 $V_{dc1}$ 」である状態で、通常界磁制御中において変調率 M が強め界磁しきい値  $M_s$  (= 0.707) となる目標トルク  $T_M$  と回転速度  $\omega$  との関係を求めることができる。この曲線  $L_{\omega_T}$  は、上述した変調率 M が過変調しきい値  $M_o$  (= 0.707) となる曲線  $L_2$  と理論上一致する。図 7 (b) に示すように、このように求めた目標トルク  $T_M$  と回転速度  $\omega$  との関係 (曲線  $L_{\omega_T}$ ) を、当該直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  についての回転速度しきい値  $\omega_T$  のマップとする。その後、直流電圧  $V_{dc} = V_{dc2}$ 、直流電圧  $V_{dc} = V_{dc3}$ 、...

のように、直流電源 3 が取り得る直流電圧  $V_{dc}$  の範囲内で様々な電圧を選択し、同様に、変調率  $M$  が強め界磁しきい値  $M_s (=0.707)$  となる目標トルク  $T_M$  と回転速度  $\omega$  との関係を求める。そして、各直流電圧  $V_{dc}$  について求めた目標トルク  $T_M$  と回転速度  $\omega$  との関係を、各直流電圧  $V_{dc}$  についての回転速度しきい値  $\omega_T$  のマップとし、回転速度しきい値マップ 35 A に登録する。

[0078] 以上により、図 7 (c) に示すように、目標トルク  $T_M$  及び直流電圧  $V_{dc}$  に関連付けて適切な回転速度しきい値  $\omega_T$  を規定した回転速度しきい値マップ 35 A が作成できる。制御装置 2 は、図 1 に示す強め界磁終了条件マップ 35 の一部として、上記のような回転速度しきい値マップ 35 A をモード制御部 5 から参照可能に備えている。

[0079] 2-4-2. 強め界磁終了条件 (B) :  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  に基づく終了条件

上記のように、モード制御部 5 は、強め界磁終了条件 (B) として、界磁調整指令値としての  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  に基づく終了条件を用いる。すなわち、モード制御部 5 は、 $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が、界磁磁束を強める方向に、目標トルク  $T_M$  及び電圧速度比  $R V \omega$  に基づいて定まる調整指令しきい値  $\Delta I_d T$  以上となったこと ( $\Delta I_d \geq \Delta I_d T$ ) を条件として、界磁調整部 8 による強め界磁制御を終了させる。ここで、電圧速度比  $R V \omega$  は、直流電圧  $V_{dc}$  と電動機 4 の回転速度  $\omega$  との比である。本実施形態では、強め界磁制御と共に矩形波制御を実行することにより得られるインバータ 6 におけるスイッチング損失の低減効果と、界磁磁束を強める方向に  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を増大することによる効率の悪化との関係に着目する。具体的には、通常界磁・PWM制御モード A 1 (ここでは通常界磁・通常 PWM制御モード A 1 a) を実行した場合の電動機 4 及び電動機駆動装置 1 の損失を通常時損失  $L_{oss 1}$  とし、強め界磁・矩形波制御モード A 3 を実行した場合の電動機 4 及び電動機駆動装置 1 の損失を強め界磁時損失  $L_{oss 2}$  とし、強め界磁制御を実行することによる効率向上分を損失差分  $\Delta L_{oss}$

$s (=Loss_1 - Loss_2)$  とする。そして、強め界磁時損失  $Loss_2$  が通常時損失  $Loss_1$  より少なくなる、すなわち、損失差分  $\Delta Loss$  が正 ( $\Delta Loss > 0$ ) となる  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta Id$  の範囲における界磁磁束を強める方向の上限を、調整指令しきい値  $\Delta Id_T$  とする。

[0080] 制御装置 2 は、目標トルク  $T_M$  及び電圧速度比  $R V \omega$  に関連付けて適切な調整指令しきい値  $\Delta Id_T$  を規定した調整指令しきい値マップ 35 B (図 8 (c) 参照) を強め界磁終了条件マップ 35 (図 1 参照) として備えている。モード制御部 5 は、この調整指令しきい値マップ 35 B に基づいて、目標トルク  $T_M$  及び電圧速度比  $R V \omega$  に応じた適切な調整指令しきい値  $\Delta Id_T$  を導出する。図 8 は、この調整指令しきい値  $\Delta Id_T$  の導出方法、言い換えれば、調整指令しきい値マップ 35 B の作成方法を示す概念図である。

[0081] 適切な調整指令しきい値  $\Delta Id_T$  は、実際の制御装置 2 を用いて実験的に求めることができる。例えば、図 8 (a) に示すように、まず、直流電源 3 が取り得る直流電圧  $V_{dc}$  の範囲内から任意の電圧、及び電動機 4 が取り得る目標トルク  $T_M$  の範囲内から任意のトルクを選択する。ここでは、一例として、直流電圧  $V_{dc}$  として「 $V_{dc1}$ 」、目標トルク  $T_M$  として「 $T_{M3}$ 」を選択する ( $V_{dc} = V_{dc1}$ 、 $T_M = T_{M3}$ )。そして、選択した直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  及び目標トルク  $T_M = T_{M3}$  において、PWM 制御を実行可能な回転速度  $\omega$  である PWM 可能上限速度  $\omega_U$  を導出する。この PWM 可能上限速度  $\omega_U$  は、図 8 (a) に示すような  $I_d - I_q$  平面上において、直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  とした場合に、最大トルク制御線 62 及び目標トルク  $T_M = T_{M3}$  の等トルク線 61 の交点を通る電圧制限楕円 63 U の回転速度  $\omega$  として求めることができる。次に、選択した直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  及び目標トルク  $T_M = T_{M3}$  を制御装置 2 に入力し、インバータ 6 に PWM 制御 (ここでは通常 PWM 制御) を実行させ、電動機 4 の回転速度  $\omega$  を PWM 可能上限速度  $\omega_U$  から次第に低下させる。そして、回転速度  $\omega$  に応じて変化する  $d$  軸電流調整指令値  $\Delta Id$  と通常時損失  $Loss_1$  との関係を計測する。また、同じ直流電圧  $V_{dc}$  及び目標トルク  $T_M$  の条件で、インバー

タ 6 に矩形波制御を実行させ、電動機 4 の回転速度  $\omega$  を PWM 可能上限速度  $\omega_U$  から次第に低下させる。そして、回転速度  $\omega$  に応じて変化する d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  と強め界磁時損失  $L_{oss2}$  との関係を計測する。ここで、通常時損失  $L_{oss1}$  及び強め界磁時損失  $L_{oss2}$  は、それぞれ、PWM 制御又は矩形波制御での、電動機 4 における銅損及び鉄損、並びに電動機駆動装置 1 におけるスイッチング損失等を含み、直流電源 3 から電動機駆動装置 1 に供給した電力と電動機 4 により得られた出力との差により求められる。

[0082] 以上より、回転速度  $\omega$  に応じて変化する d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  と、通常時損失  $L_{oss1}$  と、強め界磁時損失  $L_{oss2}$  と、の関係が求まる。そこで、各 d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  (回転速度  $\omega$ ) での通常時損失  $L_{oss1}$  と強め界磁時損失  $L_{oss2}$  との差分 ( $L_{oss1} - L_{oss2}$ ) から、図 8 (a) に示すように、回転速度  $\omega$  に応じて変化する d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  と損失差分  $\Delta L_{oss}$  との関係を導出する。そして、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  と損失差分  $\Delta L_{oss}$  との関係に基づいて、損失差分  $\Delta L_{oss}$  が正から負に変化する瞬間 (損失差分  $\Delta L_{oss} = 0$  となる瞬間) の回転速度  $\omega$  及び d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  を計測する。図 8 (a) に示す例では、このときの回転速度  $\omega$  は「 $\omega_1$ 」、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  は「 $\Delta I_{d31}$ 」となっている。このように求めた回転速度  $\omega = \omega_1$  と直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  との比が、このときの電圧速度比  $R V \omega_1$  となる。そして、このように求めた d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d = \Delta I_{d31}$  を、その電圧速度比  $R V \omega = R V \omega_1$  及び目標トルク  $T_M = T_{M3}$  での調整指令しきい値  $\Delta I_{dT}$  とする。すなわち、この調整指令しきい値  $\Delta I_{dT} = \Delta I_{d31}$  が、引数としての電圧速度比  $R V \omega = R V \omega_1$  及び目標トルク  $T_M = T_{M3}$  に対応する調整指令しきい値マップ 35B (図 8 (c) 参照) の値となる。

[0083] その後、図 8 (b) に示すように、直流電圧  $V_{dc} = V_{dc1}$  を維持したまま、目標トルク  $T_M = T_{M1}$ 、目標トルク  $T_M = T_{M2}$ 、・・・のように、電動機 4 が取り得る目標トルク  $T_M$  の範囲内で様々なトルクを選択し、同

様に、回転速度 $\omega$ に応じて変化するd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ と損失差分 $\Delta L_{oss}$ との関係を導出する。そして、各目標トルク $T_M$ について、損失差分 $\Delta L_{oss}$ が正から負に変化する瞬間の回転速度 $\omega$ 及びd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を求め、その回転速度 $\omega$ と直流電圧 $V_{dc}$ との比をこのときの電圧速度比 $RV\omega$ として、このように求めたd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を、その電圧速度比 $RV\omega$ 及び目標トルク $T_M$ での調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ とする。また、直流電圧 $V_{dc} = V_{dc2}$ 、直流電圧 $V_{dc} = V_{dc3}$ 、・・・のように、直流電源3が取り得る直流電圧 $V_{dc}$ の範囲内で様々な電圧を選択し、各直流電圧 $V_{dc}$ について、上記と同様に目標トルク $T_M$ を様々に選択して、回転速度 $\omega$ に応じて変化するd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ と損失差分 $\Delta L_{oss}$ との関係を導出する。そして、直流電圧 $V_{dc}$ と目標トルク $T_M$ との組み合わせのそれぞれについて、損失差分 $\Delta L_{oss}$ が正から負に変化する瞬間の回転速度 $\omega$ 及びd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を求め、その回転速度 $\omega$ と直流電圧 $V_{dc}$ との比をこのときの電圧速度比 $RV\omega$ として、このように求めたd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を、その電圧速度比 $RV\omega$ 及び目標トルク $T_M$ での調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ とする。そして、電圧速度比 $RV\omega$ と目標トルク $T_M$ と調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ との関係を、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ のマップとして調整指令しきい値マップ35Bに登録する。

[0084] 以上により、図8(c)に示すように、目標トルク $T_M$ 及び電圧速度比 $RV\omega$ に関連付けて適切な調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を規定した調整指令しきい値マップ35Bが作成できる。制御装置2は、図1に示す強め界磁終了条件マップ35の一部として、上記のような調整指令しきい値マップ35Bをモード制御部5から参照可能に備えている。なお、上記の方法では、損失差分 $\Delta L_{oss}$ が正から負に変化する瞬間の回転速度 $\omega$ に基づいて、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ の引数としての電圧速度比 $RV\omega$ を求める構成としている。そのため、調整指令しきい値マップ35Bの縦軸を構成する電圧速度比 $RV\omega$ が、各目標トルク $T_M$ について同じ値とならない場合がある。その場合には、線形補間等により、電圧速度比 $RV\omega$ を所定の値に揃えた場合の調整

指令しきい値 $\Delta I_d T$ を求めてマップ化すると好適である。

[0085] 2-4-3. 強め界磁終了条件 (C) : 強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ に基づく終了条件

また、本実施形態では、モード制御部5は、強め界磁終了条件 (C) として、強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ に基づく終了条件を用いる。すなわち、モード制御部5は、電動機4の目標トルク $T_M$ が所定の強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ から外れている場合には、界磁調整部8が強め界磁制御を実行しないように、強め界磁制御を終了させる。すなわち、モード制御部5は、強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ の上限を許容トルク上限 $T_{MRH}$ とし、下限を許容トルク下限 $T_{MRL}$ として、目標トルク $T_M < \text{許容トルク下限 } T_{MRL}$ 、又は目標トルク $T_M > \text{許容トルク上限 } T_{MRH}$ のときに強め界磁制御を終了させる。ここで、許容トルク上限 $T_{MRH}$ は、例えば、電動機4に流れる交流電流の基本波成分以外の高調波成分が大きくなり易い矩形波制御を行った際に、電動機4の電機子コイルに流れる電流が当該電動機4に許容される電流制限値を超えないように設定すると好適である。また、許容トルク下限 $T_{MRL}$ は、例えば、出力トルクが小さすぎるために矩形波制御を行うのに適さないトルク範囲を強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ から除外するように設定すると好適である。

[0086] 2-4-4. 強め界磁制御の終了動作

そして、モード制御部5は、上述した強め界磁終了条件 (A) ~ (C) のいずれかを満たす場合には、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ をゼロとする制御を行う。すなわち、モード制御部5は、強め界磁終了条件を満たす場合には、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ をゼロとする指令を積分器32へ出力し、積分器32が出力するd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ をゼロとする。この際、モード制御部5は、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を現在値からゼロに向かって一定の変化速度で変化させるように界磁調整部8を制御する。すなわち、強め界磁制御の実行中は、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は正の値となっているので、モード制御部5は、強め界磁制御を終了させる際には、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$

を時間の経過に従って現在値からゼロまで次第に低下（減少）させる。モード制御部5は、このように強め界磁制御を終了する際に、界磁磁束の調整量を減少させる方向にd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を次第に変化させることで変調率Mを次第に低下させる制御を行う。これにより、変調率Mを、矩形波制御モードが実行される矩形波しきい値 $M_b$ （最大変調率 $M_{max} = 0.78$ ）から次第に低下させ、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロとなるまでの間であって且つ変調率Mが過変調しきい値 $M_o (= 0.707)$ となるまでの間に強め界磁・過変調PWM制御モードA2b（強め界磁・PWM制御モードA2）を実行する。そして、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロとなり、変調率Mが過変調しきい値 $M_o$ 未満となったときに、通常界磁・通常PWM制御モードA1a（通常界磁・PWM制御モードA1）に移行する。

[0087] よって、本実施形態では、モード制御部5は、強め界磁制御を終了する際には、強め界磁・矩形波制御モードA3から強め界磁・PWM制御モードA2を経て通常界磁・PWM制御モードA1に移行させる。これにより、強め界磁制御を終了する際にd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ による調整後の電流指令値 $I_d$ 、 $I_q$ が急激に変化すること、及び変調率Mが急激に変化することを抑制でき、電動機4のコイルに流れる電流の急激な変化やオーバーシュートを抑制できると共に、電動機4の出力トルクの振動が発生することを抑制することができる。なお、モード制御部5は、上記強め界磁終了条件（A）、（B）、及び（C）の全てが満たされなくなったときには、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を強制的にゼロとするための終了動作を停止する。これにより、積分器32が調整値Yを積分してd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を導出する制御が再開される。

### [0088] 3. 制御装置の動作

次に、制御装置2の各部の動作について、図9及び図10を用いて詳細に説明する。図9は、本実施形態に係る制御装置2における電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ の導出までの各部の動作の流れを示すフローチャートである。

[0089] 図9に示すように、制御装置2は、まず、変調率導出部29により変調率

Mを導出する（ステップ#01）。次に、減算器30により、変調率Mから指令変調率 $M_T$ （最大変調率 $M_{max}=0.78$ ）を減算した変調率偏差 $\Delta M$ （ $=M-M_T$ ）を導出する（ステップ#02）。その後、制御装置2は、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロより大きい（ $\Delta I_d > 0$ ）か否かを判定する（ステップ#03）。この判定は、そのときに制御装置2が強め界磁制御中であるか否かを判定するものである。d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロ以下（ $\Delta I_d \leq 0$ ）である場合には（ステップ#03：No）、制御装置2が通常界磁制御中又は弱め界磁制御中であると判定できる。そこで次に、変調率偏差 $\Delta M$ がゼロ未満（ $\Delta M < 0$ ）であるか否かを判定する（ステップ#04）。この判定は、変調率Mが指令変調率 $M_T$ 未満であるか否かを判定するものである。変調率偏差 $\Delta M$ がゼロ以上（ $\Delta M \geq 0$ ）である場合には（ステップ#04：No）、処理はステップ#06へ進み、当該変調率偏差 $\Delta M$ に基づいて積分入力調整部31から出力されるゼロ以下の調整値Y（図6参照）を積分器32により積分し、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を導出する（ステップ#06）。これにより、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は負方向、すなわち電動機4の界磁磁束を弱める方向に変化する。このとき、通常界磁制御中であれば弱め界磁制御が開始され、弱め界磁制御中であれば弱め界磁の程度が増大する。

[0090] 変調率偏差 $\Delta M$ がゼロ未満（ $\Delta M < 0$ ）である場合には（ステップ#04：Yes）、次に、変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 以上（ $\Delta M \geq \Delta M_s$ ）であるか否かを判定する（ステップ#05）。変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 未満（ $\Delta M < \Delta M_s$ ）である場合には（ステップ#05：No）、積分入力調整部31により調整値Yとしてゼロが出力される（図6参照）。従って、積分器32による調整値Yの積分は行わず、処理はステップ#07へ進む。よって、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は変化しない。このとき、通常界磁制御中であれば当該通常界磁制御が継続され、弱め界磁制御中であれば当該弱め界磁制御が継続される。変調率偏差 $\Delta M$ が強め界磁開始偏差 $\Delta M_s$ 以上（ $\Delta M \geq \Delta M_s$ ）である場合には（ステップ#05：Yes

s)、積分入力調整部31により調整値Yとして正の値が出力される(図6参照)。そこで、積分器32により正の調整値Yを積分し、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を導出する(ステップ#06)。これにより、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は正方向、すなわち電動機4の界磁磁束を強める方向に変化する。このとき、通常界磁制御中であれば強め界磁制御が開始され、弱め界磁制御中であれば弱め界磁の程度が減少し或いは強め界磁制御に移行する。

[0091] 一方、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロより大きい( $\Delta I_d > 0$ )場合には(ステップ#03: Yes)、制御装置2が強め界磁制御中であると判定できる。そこで次に、モード制御部5により、上述した強め界磁終了条件(A)~(C)を判定する。具体的には、条件(A): 電動機4の回転速度 $\omega$ が、目標トルク $T_M$ 及び直流電圧 $V_{dc}$ に基づいて定まる回転速度しきい値 $\omega_T$ 未満である( $\omega < \omega_T$ )か否か(ステップ#10)、条件(B): d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が、目標トルク $T_M$ 及び電圧速度比 $R_V\omega$ に基づいて定まる調整指令しきい値 $\Delta I_{dT}$ 以上である( $\Delta I_d \geq \Delta I_{dT}$ )か否か(ステップ#11)、条件(C): 電動機4の目標トルク $T_M$ が所定の強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 外であるか否か(ステップ#12)を判定する。これらの強め界磁終了条件(A)~(C)のいずれかを満たす場合(ステップ#10: Yes、ステップ#11: Yes、又はステップ#12: Yes)には、モード制御部5が強め界磁制御の終了動作を行う。すなわち、モード制御部5は、強め界磁制御を終了するために、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を一定の変化速度でゼロにする(ステップ#13)。これにより、強め界磁制御が終了し、通常界磁制御が実行される状態となる。上記の強め界磁終了条件(A)~(C)のいずれも満たさない場合(ステップ#10: No、ステップ#11: No、及びステップ#12: No)には、強め界磁制御を継続することとし、処理はステップ#06へ進む。従って、変調率偏差 $\Delta M$ に応じて積分入力調整部31により出力された調整値Yを積分器32により積分し、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を導出する(ステップ#06)。これにより、強め界磁制御中も、変調率偏差 $\Delta M$ に応じてd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が

適切に調整される。この際、 $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が負方向に変化して強め界磁制御から弱め界磁制御へ移行することもある。

[0092] その後、 $d$ 軸電流指令値導出部21により導出された基本 $d$ 軸電流指令値 $I_{db}$ と積分器32により導出された $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ とを加算して調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ を導出する（ステップ#07）。また、 $q$ 軸電流指令値導出部22により調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ を導出する（ステップ#08）。そして、これらの調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ に基づいて、電流制御部24により電圧指令値 $V_d$ 、 $V_q$ を導出する（ステップ#18）。以上で処理を終了する。

[0093] 次に、図9に示すフローチャートに従う制御装置2の動作の具体例について、図3及び図10を用いて説明する。図10は、時間 $T$ の経過に従って図3に示す点 $t_0$ から $t_6$ へ向かって順に電動機4の動作点を変化させ、その後点 $t_7$ から $t_{13}$ へ向かって順に電動機4の動作点を変化させた際における、目標トルク $T_M$ 、回転速度 $\omega$ 、及び $d$ 軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ による調整後の電流指令値 $I_d$ 、 $I_q$ の変化の一例を示す図である。具体的には、図10(a)は時間軸 $T$ に沿った目標トルク $T_M$ の変化、図10(b)はそのとき回転速度 $\omega$ の変化、図10(c)はそのときの調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ の変化をそれぞれ示している。

[0094] 本例では、時点 $t_0 \sim t_1$ では、目標トルク $T_M$ がゼロの状態では回転速度 $\omega$ をゼロから $\omega_1$ まで上昇させる。このとき、調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ はゼロのままである。時点 $t_1 \sim t_2$ では、回転速度 $\omega$ を $\omega_1$ で一定とした状態で目標トルク $T_M$ をゼロから $T_{M6}$ まで上昇させる。このとき、調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ は目標トルク $T_M$ に比例して $I_{d8}$ まで減少し、調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ は目標トルク $T_M$ に比例して $I_{q8}$ まで増加する。時点 $t_2 \sim t_6$ では、目標トルク $T_M$ を $T_{M6}$ で一定とした状態で回転速度 $\omega$ を $\omega_1$ から $\omega_2$ まで上昇させる。このとき、電動機4の動作点が強め界磁制御領域 $F$ に入るまでの時点 $t_2 \sim t_3$ では、調整後 $d$ 軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後 $q$ 軸電流指令値 $I_q$ は一定に維持される。

時点  $t_0 \sim t_3$  では、通常界磁・PWM制御モード A1（通常界磁・通常 PWM制御モード A1a）が実行される。電動機 4 の動作点が強め界磁制御領域 F に入ってから時点  $t_3 \sim t_4$  で、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が増加することにより強め界磁制御が実行され、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  は  $I_{d8}$  から  $I_{d9}$  まで増加し、調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は  $I_{q8}$  から  $I_{q9}$  まで増加する。この際、変調率 M が矩形波しきい値  $M_b$  に到達するまでの間（時点  $t_3 \sim t_4$ ）に強め界磁・PWM制御モード A2 が実行される。

[0095] その後、時点  $t_4 \sim t_5$  では、回転速度  $\omega$  が上昇することによって図 5 に示す電圧制限楕円 63 の径が縮小するため、矩形波制御中には電圧制限楕円 63 上に設定される調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  及び調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  が共に減少する。具体的には、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  は  $I_{d9}$  から  $I_{d8}$  まで減少し、調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は  $I_{q9}$  から  $I_{q8}$  まで減少する。このとき、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  も減少する。時点  $t_4 \sim t_5$  では強め界磁・矩形波制御モード A3 が実行される。そして、時点  $t_5$  で d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  がゼロとなり強め界磁制御が終了する。強め界磁制御領域 F から出てからの時点  $t_5 \sim t_6$  では、d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が更に減少して負の値になることにより弱め界磁制御が実行され、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  は  $I_{d8}$  から  $I_{d7}$  まで減少し、調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は  $I_{q8}$  から  $I_{q7}$  まで減少する。時点  $t_6 \sim t_7$  では、回転速度  $\omega$  及び目標トルク  $T_M$  の双方が一定に維持されるため、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  及び調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は共に変化しない。

[0096] 時点  $t_7 \sim t_{11}$  では、目標トルク  $T_M$  を  $T_{M6}$  で一定とした状態で回転速度  $\omega$  を  $\omega_2$  から  $\omega_1$  まで下降させる。このとき、電動機 4 の動作点が強め界磁制御領域 F に入るまでの時点  $t_7 \sim t_8$  では、弱め界磁制御が実行されつつ d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  が次第に増加し、調整後 d 軸電流指令値  $I_d$  は  $I_{d7}$  から  $I_{d8}$  まで増加し、調整後 q 軸電流指令値  $I_q$  は  $I_{q7}$  から  $I_{q8}$  まで増加する。そして、時点  $t_8$  で d 軸電流調整指令値  $\Delta I_d$  がゼロとなり弱め界磁制御が終了する。時点  $t_5 \sim t_8$  では弱め界磁・矩形波制御モ

ードA5が実行される。電動機4の動作点が強め界磁制御領域Fに入ってから  
の時点 $t_8 \sim t_9$ では、回転速度 $\omega$ が下降することによって図5に示す電  
圧制限楕円63の径が拡大するため、矩形波制御中に電圧制限楕円63上に  
設定される調整後d軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後q軸電流指令値 $I_q$ が共に  
増加する。具体的には、調整後d軸電流指令値 $I_d$ は $I_{d8}$ から $I_{d9}$ まで  
増加し、調整後q軸電流指令値 $I_q$ は $I_{q8}$ から $I_{q9}$ まで増加する。この  
とき、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ も増加する。時点 $t_8 \sim t_9$ では強め界磁  
・矩形波制御モードA3が実行される。本例では、時点 $t_9$ で強め界磁終了  
条件(A)～(C)のいずれかが満たされる状態となり、その後時点 $t_{10}$   
までの間に、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を一定の変化速度(減少速度)でゼ  
ロにする。これにより、調整後d軸電流指令値 $I_d$ は $I_{d9}$ から $I_{d8}$ まで  
減少し、調整後q軸電流指令値 $I_q$ は $I_{q9}$ から $I_{q8}$ まで減少する。この  
ようにd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の減少速度が規制されるため、d軸電流調  
整指令値 $\Delta I_d$ による調整後の調整後d軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後q軸電  
流指令値 $I_q$ の減少速度も規制されて緩やかな曲線を描くように増加する。  
これにより、変調率Mの変化速度(下降速度)が規制され、変調率Mが強め  
界磁しきい値 $M_s$ (図3の曲線L2)に到達するまでに所定の時間が確保さ  
れるので、この間(時点 $t_9 \sim t_{10}$ )に強め界磁・PWM制御モードA2  
が実行される。

- [0097] 電動機4の動作点が強め界磁制御領域Fから出てからの時点 $t_{10} \sim t_{11}$   
では、調整後d軸電流指令値 $I_d$ 及び調整後q軸電流指令値 $I_q$ は一定に  
維持される。時点 $t_{11} \sim t_{12}$ では、回転速度 $\omega$ を $\omega_1$ で一定とした状態  
で目標トルク $T_M$ を $T_{M6}$ からゼロまで下降させる。このとき、調整後d軸  
電流指令値 $I_d$ は目標トルク $T_M$ に比例して $I_{d8}$ からゼロまで増加し、調  
整後q軸電流指令値 $I_q$ は目標トルク $T_M$ に比例して $I_{q8}$ からゼロまで減  
少する。時点 $t_{12} \sim t_{13}$ では、目標トルク $T_M$ がゼロの状態では回転速度  
 $\omega$ を $\omega_1$ からゼロまで下降させる。このとき、調整後d軸電流指令値 $I_d$ 及  
び調整後q軸電流指令値 $I_q$ はゼロのままである。時点 $t_{10} \sim t_{13}$ では

、通常界磁・PWM制御モードA1（通常界磁・通常PWM制御モードA1a）が実行される。

[0098] 4. その他の実施形態

（1）上記の実施形態では、強め界磁終了条件（B）で用いる調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ として、目標トルク $T_M$ 及び電圧速度比 $R V \omega$ に基づいて定まる値を用いる場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。例えば、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を、目標トルク $T_M$ 及び電圧速度比 $R V \omega$ に関わらず一定の値に設定することも、本発明の好適な実施形態の一つである。この場合、例えば、強め界磁・PWM制御モードA2から強め界磁・矩形波制御モードA3に切り替わる瞬間のd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を求め、このd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ とすると好適である。このようなd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ は、目標トルク $T_M$ に関わらずほぼ一定となることが、発明者らの実験により確認されている。また、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を、目標トルク $T_M$ 、直流電圧 $V_{dc}$ 、及び回転速度 $\omega$ のいずれか1つ又は2つに基づいて定まる値とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。例えば、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を、目標トルク $T_M$ のみに基づいて定まる値とし、或いは電圧速度比 $R V \omega$ のみに基づいて定まる値としても好適である。このように調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を定める場合、当該調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ に基づく強め界磁終了条件（B）と、上述した回転速度しきい値 $\omega T$ に基づく強め界磁終了条件（A）との双方が満たされた場合に強め界磁制御を終了させる構成とすると特に好適である。この場合、モード制御部5は、回転速度 $\omega$ が回転速度しきい値 $\omega T$ 未満となり、且つd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が、界磁磁束を強める方向に調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ 以上となったことを条件として、強め界磁制御を終了させる。なお、この場合においても、強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ に基づく強め界磁終了条件（C）は選択的条件とし、条件（A）且つ条件（B）と条件（C）とのいずれかが満たされた場合に強め界磁制御を終了させる構成とすると更に好適である。

[0099] (2) 上記の実施形態では、(A) 電動機4の回転速度 $\omega <$ 回転速度しきい値 $\omega_T$ 、(B) d軸電流調整指令値 $\Delta I_d \geq$ 調整指令しきい値 $\Delta I_{dT}$ 、及び(C) 目標トルク $T_M$ が強め界磁許容トルク範囲 $T_{MR}$ 外であること、の3つの強め界磁終了条件のいずれかを満たす場合に強め界磁制御を終了させる場合を例と説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。例えば、モード制御部5が、強め界磁終了条件(A)のみを判断する構成とし、当該条件(A)が満たされた場合にのみ強め界磁終了制御を行う構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。また、モード制御部5が、強め界磁終了条件(A)及び(B)、或いは強め界磁終了条件(A)及び(C)を判断し、これらのいずれかの強め界磁終了条件が満たされた場合にのみ強め界磁終了制御を行う構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。

[0100] (3) 上記の実施形態では、強め界磁終了条件(A)で用いる回転速度しきい値 $\omega_T$ として、変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s (=0.707)$ となる電動機4の回転速度 $\omega$ を用いる場合について説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されるものではない。回転速度しきい値 $\omega_T$ を、変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s$ 以外の一定値となるとき回転速度 $\omega$ に設定することも可能である。従って、回転速度しきい値 $\omega_T$ を、変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s$ より小さい値(例えば $M=0.7$ 、 $M=0.65$ 、 $M=0.5$ 等)となるとき回転速度 $\omega$ に設定し、或いは変調率 $M$ が強め界磁しきい値 $M_s$ より大きい値(例えば $M=0.72$ 、 $M=0.75$ 等)となるとき回転速度 $\omega$ に設定することも、本発明の好適な実施形態の一つである。また、変調率 $M$ が一定値となるとき回転速度 $\omega$ に限定されず、目標トルク $T_M$ と直流電圧 $V_{dc}$ とに基づいて定まる所定の回転速度 $\omega$ を回転速度しきい値 $\omega_T$ として設定することも可能である。例えば、 $T_M = -\alpha\omega + \beta$  ( $\alpha$ 、 $\beta$ は定数)を満たす回転速度 $\omega$ を直流電圧 $V_{dc}$ の値毎に設定し、それを回転速度しきい値 $\omega_T$ とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。

[0101] (4) 上記の実施形態では、強め界磁終了条件(B)で用いる調整指令しき

い値 $\Delta I_d T$ を、強め界磁制御を実行することによる効率向上分である損失差分 $\Delta Loss$  ( $= Loss_1 - Loss_2$ )が正となるd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の範囲の上限に設定する場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。例えば、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を、損失差分 $\Delta Loss$ が正となるd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の範囲内の任意の値に設定し、或いは損失差分 $\Delta Loss$ が負となるd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の範囲内に設定することも可能である。また、調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ を、損失差分 $\Delta Loss$ とは無関係に、目標トルク $T_M$ 及び電圧速度比 $R V \omega$ に基づいて定まる値を調整指令しきい値 $\Delta I_d T$ として設定することも可能である。

[0102] (5) 上記の実施形態では、強め界磁・矩形波制御モード中に、強め界磁制御を終了する際には、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を一定の変化速度で次第に減少させることで変調率 $M$ を次第に低下させ、強め界磁・パルス幅変調制御モードを経て通常界磁・パルス幅変調制御モードに移行させる制御を行なう場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。例えば、強め界磁制御を終了する際のd軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ の現在の大きさに関わらず、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ が現在値からゼロとなるまでの変化時間が一定となるように、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ を次第に減少させる構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。この場合にも、d軸電流調整指令値 $\Delta I_d$ がゼロとなるまでの時間が確保されるため、強め界磁・矩形波制御モードから通常界磁・パルス幅変調制御モードに移行する際に、強め界磁・パルス幅変調制御モードを実行することができる。

[0103] (6) 上記の実施形態では、強め界磁しきい値 $M_s$ が過変調しきい値 $M_o$  ( $= 0.707$ )と一致するように設定される場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されない。強め界磁しきい値 $M_s$ を、過変調しきい値 $M_o$ より小さい値 (例えば $M=0.7$ 、 $M=0.65$ 、 $M=0.5$ 等) に設定し、或いは過変調しきい値 $M_o$ より大きい値 (例えば $M=0.72$ 、 $M=0.75$ 等) に設定することも、本発明の好適な実施形態の一

つである。なお、強め界磁しきい値 $M_s$ を、過変調しきい値 $M_o$ より大きい値に設定した場合には、強め界磁制御が開始される前に、通常界磁・PWM制御モードA1として通常界磁・過変調PWM制御モードA1bが実行される。

[0104] (7) 上記の実施形態では、電動機駆動装置1が直流電源3からの直流電圧 $V_{dc}$ をインバータ6へ供給する構成である場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されるものではない。例えば、直流電源3からの電源電圧を変換して所望値のシステム電圧を生成するDC-DCコンバータ等の電圧変換部を備え、当該電圧変換部により生成されたシステム電圧を直流交流変換部としてのインバータ6に供給する構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。この場合において、電圧変換部は、電源電圧を昇圧する昇圧コンバータとすることができる他、電源電圧を降圧する降圧コンバータとし、或いは電源電圧の昇圧及び降圧の双方を行う昇降圧コンバータとすることもできる。

[0105] (8) 上記の実施形態では、交流電動機4が三相交流により動作する埋込磁石構造の同期電動機(IPMSM)である場合を例として説明した。しかし、本発明の実施形態はこれに限定されるものではなく、例えば、交流電動機4として、表面磁石構造の同期電動機(SPMSM)を用いることができ、或いは、同期電動機以外にも、例えば、誘導電動機等を用いることもできる。また、このような交流電動機に供給する交流として、三相以外の単相、二相、又は四相以上の多相交流を用いることができる。

[0106] (9) 上記の実施形態では、例えば電動機4が電動車両やハイブリッド車両等の駆動力源として用いられる場合を例として説明した。しかし、本実施形態に係る電動機4の用途はこれに限定されるものではなく、あらゆる用途の電動機について、本発明を適用することが可能である。

### 産業上の利用可能性

[0107] 本発明は、直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機に供給する直流交流変換部を備えた電動機駆動装置の制御を行う制御装置に好適に利用可能であ

る。

## 符号の説明

- [0108] 1 : 電動機駆動装置  
2 : 制御装置  
4 : 交流電動機  
5 : モード制御部  
6 : インバータ (直流交流変換部)  
7 : 電流指令決定部  
8 : 界磁調整部  
9 : 電圧指令決定部  
10 : 電圧波形制御部  
V d c : 直流電圧  
T M : 目標トルク  
 $\omega$  : 回転速度  
I d b : 基本 d 軸電流指令値 (基本電流指令値)  
I d : 調整後 d 軸電流指令値 (調整後電流指令値)  
I q b : 基本 q 軸電流指令値 (基本電流指令値)  
I q : 調整後 q 軸電流指令値 (調整後電流指令値)  
 $\Delta I d$  : d 軸電流調整指令値 (界磁調整指令値)  
V d : d 軸電圧指令値 (電圧指令値)  
V q : q 軸電圧指令値 (電圧指令値)  
M : 変調率 (電圧指標)  
M b : 矩形波しきい値  
M s : 強め界磁しきい値  
R V  $\omega$  : 電圧速度比  
 $\omega T$  : 回転速度しきい値  
 $\Delta I d T$  : 調整指令しきい値  
T M R : 強め界磁許容トルク範囲

- A 1 : 通常界磁・PWM制御モード
- A 2 : 強め界磁・PWM制御モード
- A 3 : 強め界磁・矩形波制御モード

## 請求の範囲

[請求項1]

直流電圧を交流電圧に変換して交流電動機に供給する直流交流変換部を備えた電動機駆動装置の制御を行う制御装置であって、

前記交流電動機の目標トルクに基づいて、前記直流交流変換部から前記交流電動機に供給する電流の指令値である基本電流指令値を決定する電流指令決定部と、

前記基本電流指令値の調整値である界磁調整指令値を決定する界磁調整部と、

前記界磁調整指令値により前記基本電流指令値を調整した後の調整後電流指令値、及び前記交流電動機の回転速度に基づいて、前記直流交流変換部から前記交流電動機に供給する電圧の指令値である電圧指令値を決定する電圧指令決定部と、

前記電圧指令値に基づいて前記直流交流変換部を制御し、パルス幅変調制御及び矩形波制御を少なくとも含む電圧波形制御を実行する電圧波形制御部と、

前記界磁調整部及び前記電圧波形制御部を制御するモード制御部と、を備え、

前記電圧波形制御部は、前記直流電圧に対する前記電圧指令値の大きさを表す電圧指標が所定の矩形波しきい値未満である場合には前記パルス幅変調制御を実行し、前記電圧指標が前記矩形波しきい値以上である場合には前記矩形波制御を実行し、

前記界磁調整部は、前記基本電流指令値に対して前記交流電動機の界磁磁束を強める調整を行うように前記界磁調整指令値を決定する強め界磁制御、及び前記基本電流指令値に対する調整を行わないように前記界磁調整指令値を決定する通常界磁制御を少なくとも含む界磁制御を実行するように構成され、前記電圧指標が前記矩形波しきい値より小さい所定の強め界磁しきい値以上となったことを条件として前記強め界磁制御を実行し、

前記モード制御部は、前記回転速度が、前記目標トルク及び前記直流電圧に基づいて定まる回転速度しきい値未満となったことを条件として、前記界磁調整部による前記強め界磁制御を終了させる電動機駆動装置の制御装置。

[請求項2] 前記モード制御部は、前記強め界磁制御と共に前記矩形波制御を実行する強め界磁・矩形波制御モード中に、前記強め界磁制御を終了する際には、前記界磁磁束の調整量を減少させる方向に前記界磁調整指令値を次第に変化させることで前記電圧指標を次第に低下させ、前記強め界磁制御と共に前記パルス幅変調制御を実行する強め界磁・パルス幅変調制御モードを経て、前記通常界磁制御と共に前記パルス幅変調制御を実行する通常界磁・パルス幅変調制御モードに移行させる請求項1に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項3] 前記目標トルク及び前記直流電圧の双方の値に応じて、前記通常界磁制御の実行中において前記電圧指標が前記強め界磁しきい値となる回転速度を、前記回転速度しきい値とする請求項1又は2に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項4] 前記モード制御部は、前記回転速度が前記回転速度しきい値未満となったこと、及び前記界磁調整指令値が、前記界磁磁束を強める方向に所定の調整指令しきい値以上となったこと、の双方の条件を判断し、少なくとも一方の条件が満たされた場合に、前記強め界磁制御を終了させる請求項1から3のいずれか一項に記載の電動機駆動装置の制御装置。

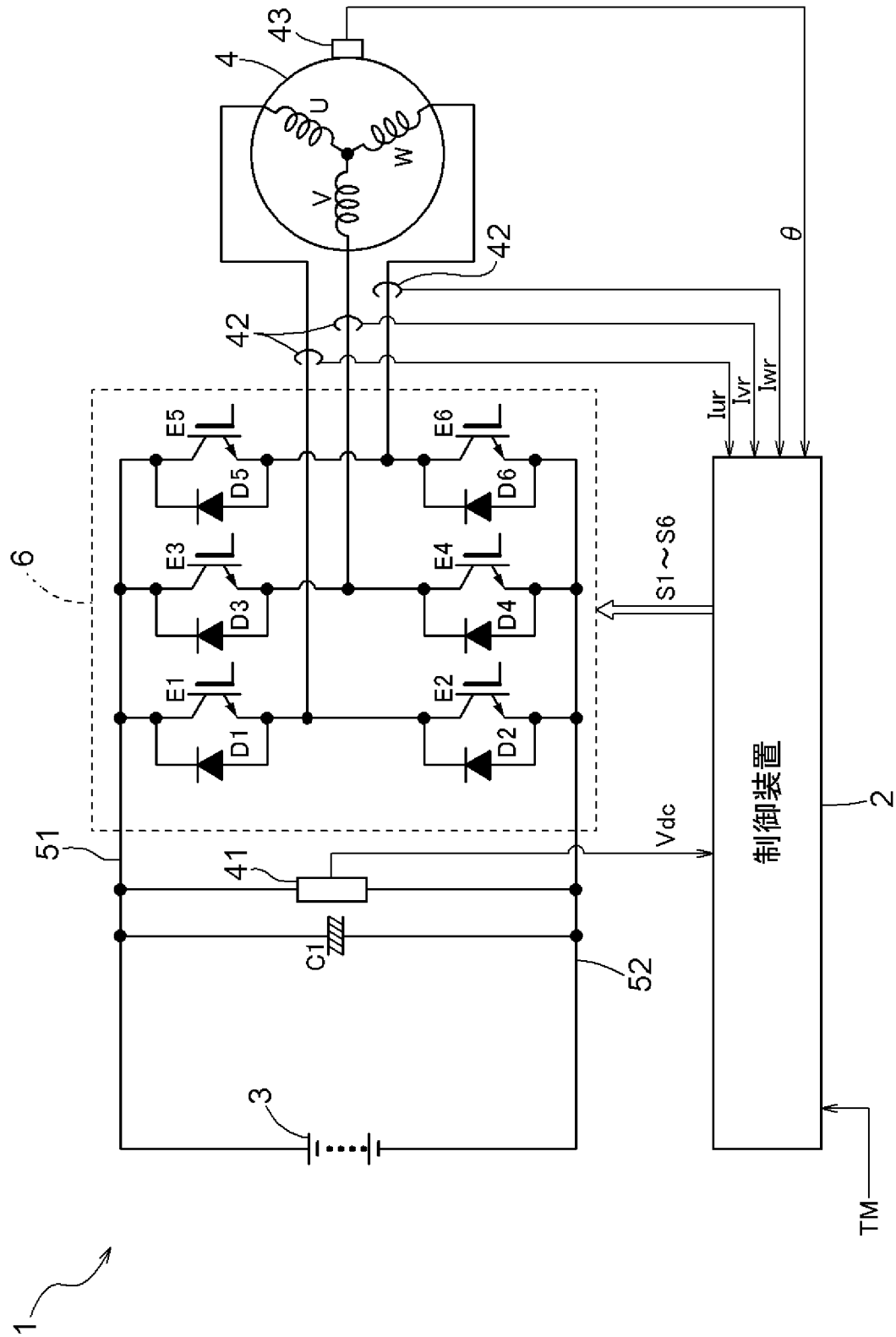
[請求項5] 前記モード制御部は、前記交流電動機の目標トルクが所定の強め界磁許容トルク範囲から外れている場合には、前記界磁調整部が前記強め界磁制御を実行しないように制御する請求項1から4のいずれか一項に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項6] 前記モード制御部は、前記強め界磁制御を終了させる際には、前記界磁調整指令値を現在値からゼロに向かって一定の変化速度で変化させ

るように前記界磁調整部を制御する請求項 1 から 5 のいずれか一項に記載の電動機駆動装置の制御装置。

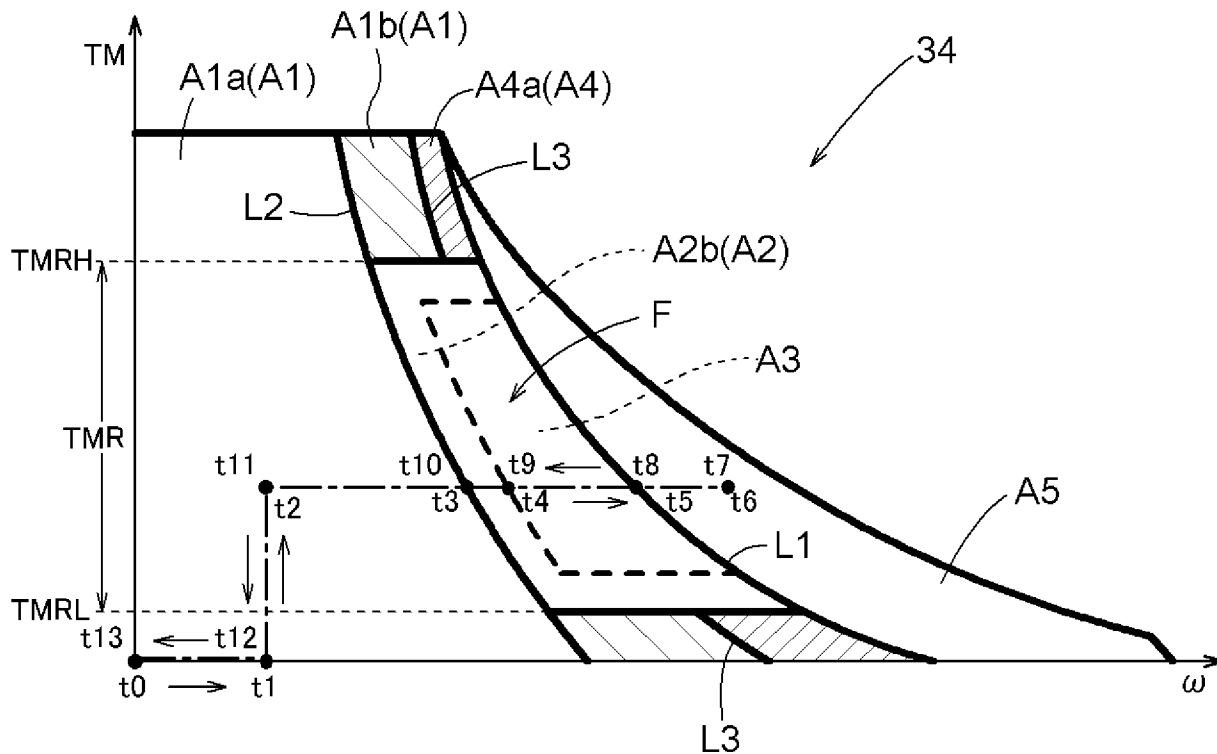
[請求項7] 前記電圧指令決定部は、直流交流変換部から前記交流電動機に供給される電流の実際の値である実電流値に基づいて、前記調整後電流指令値に対するフィードバック制御を行い、前記電圧指令値を決定する請求項 1 から 6 のいずれか一項に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[図1]

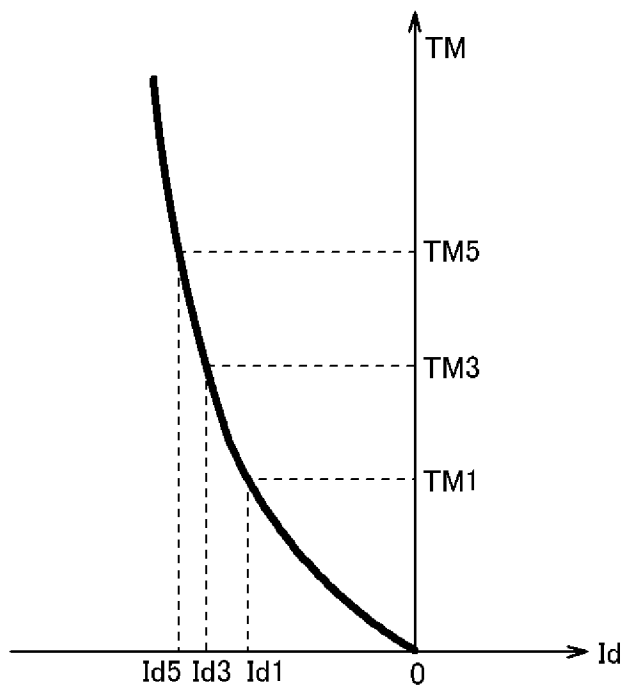




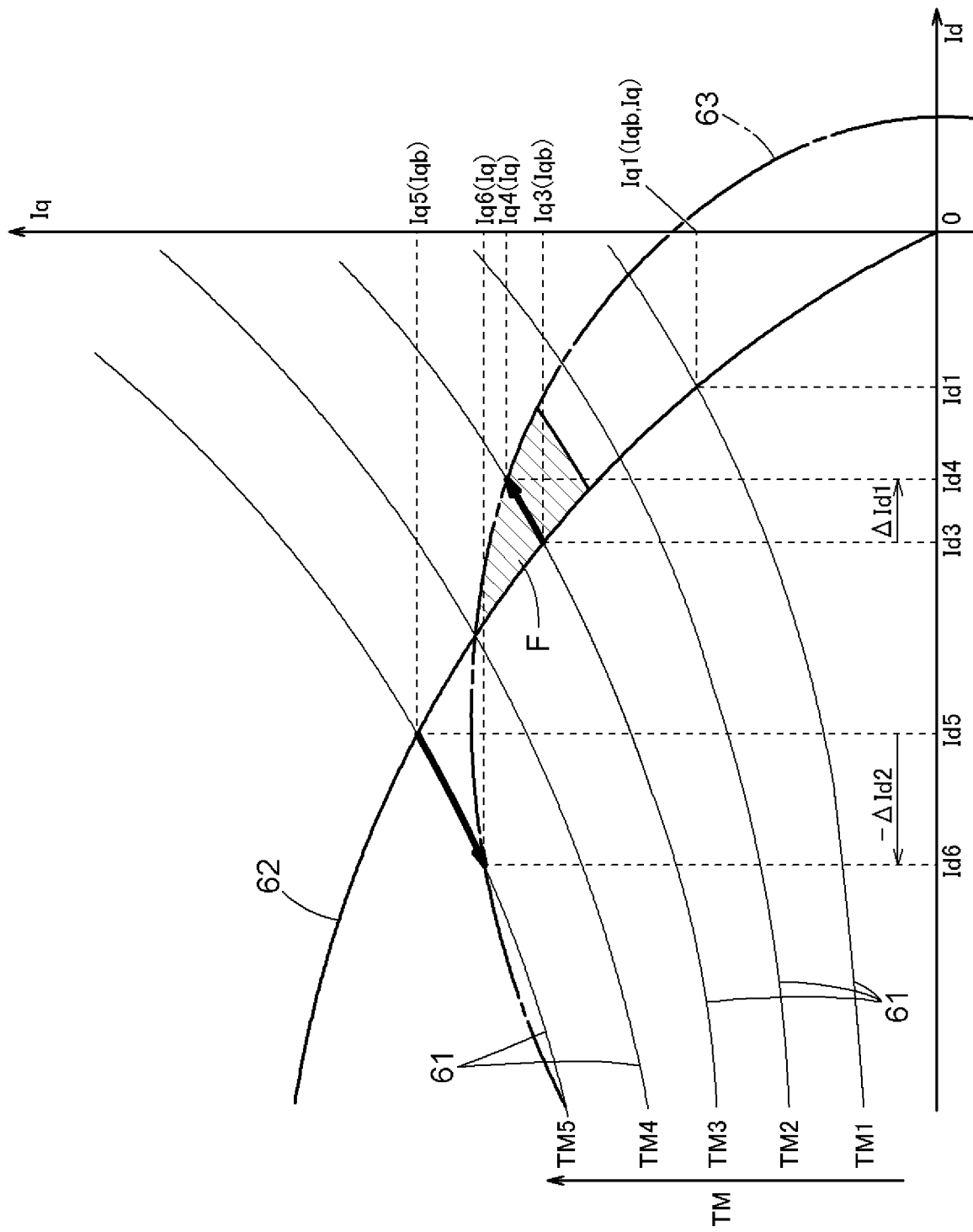
[图3]



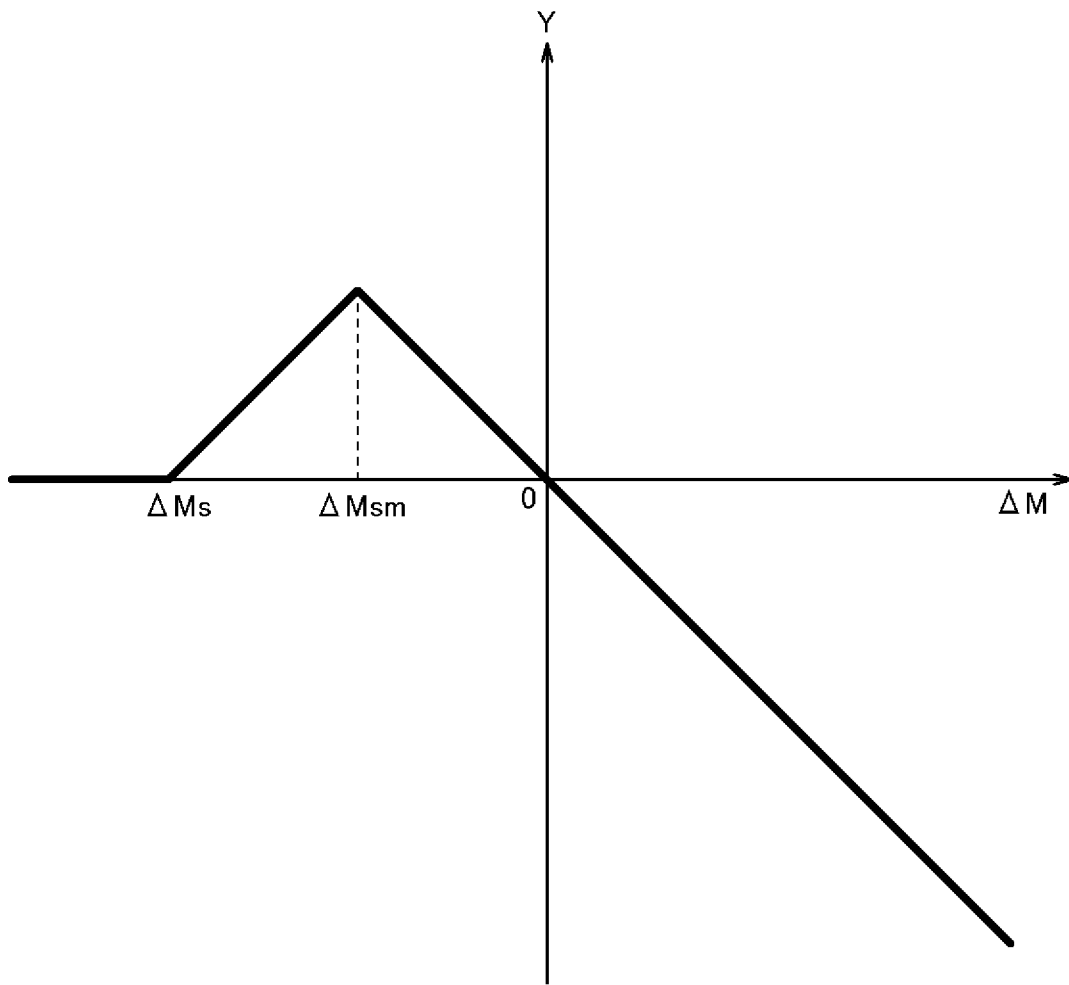
[图4]



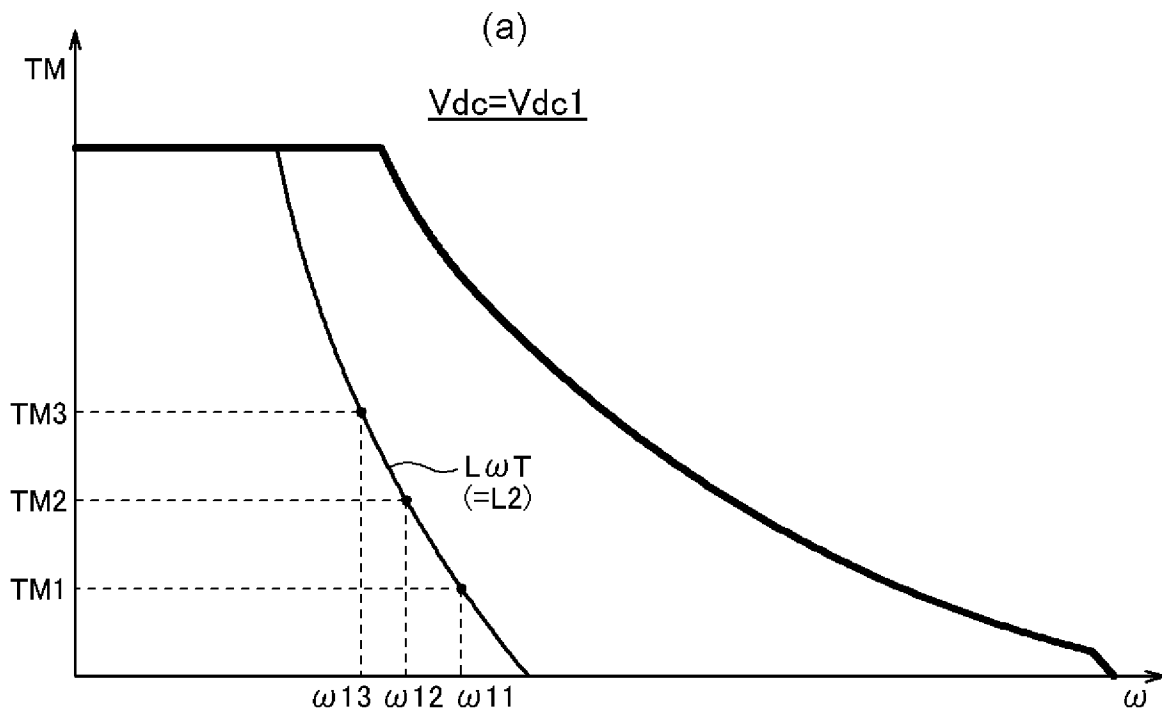
[図5]



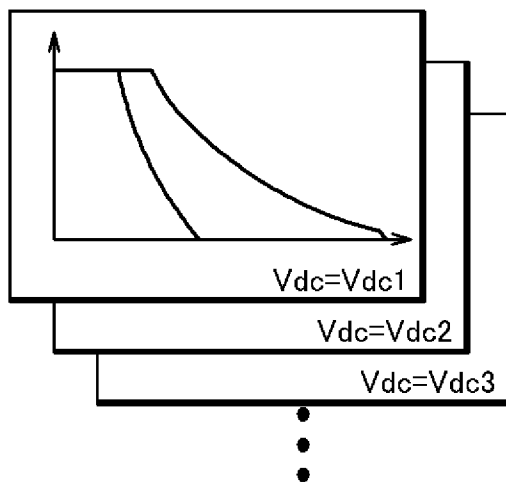
[圖6]



[図7]



(b)

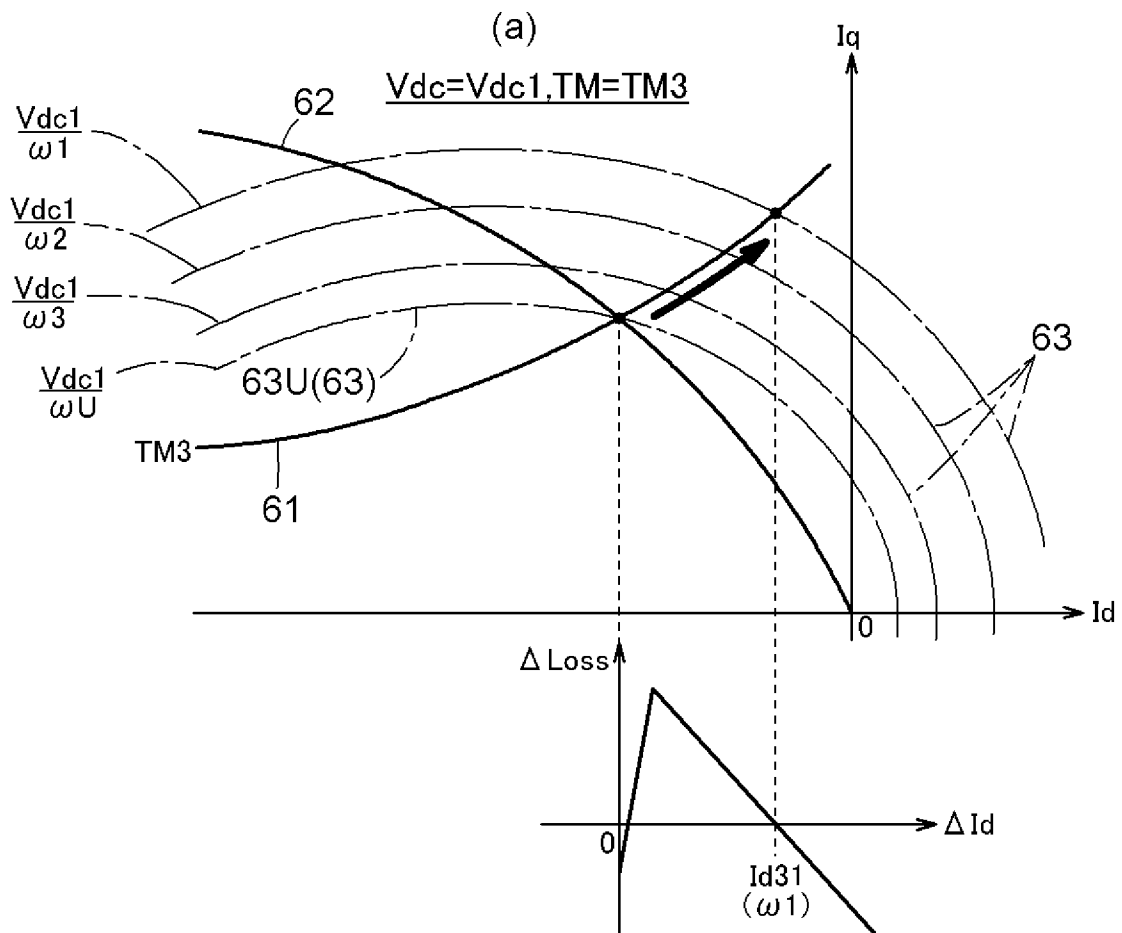


(c)

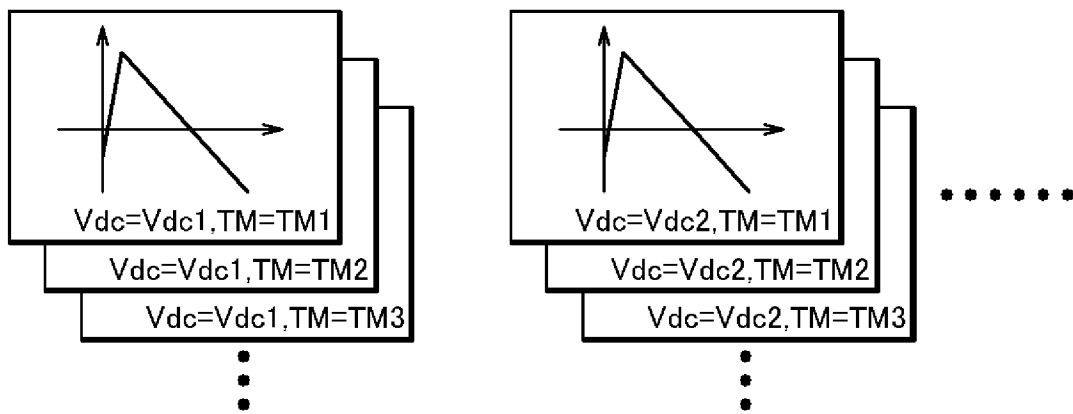
35A

TM \ Vdc	TM1	TM2	TM3	• • • • •
Vdc1	$\omega_{11}$	$\omega_{12}$	$\omega_{13}$	} $\omega T$
Vdc2	$\omega_{21}$	$\omega_{22}$	$\omega_{23}$	
Vdc3	$\omega_{31}$	$\omega_{32}$	$\omega_{33}$	
•				
•				
•				
•				

[圖8]



(b)



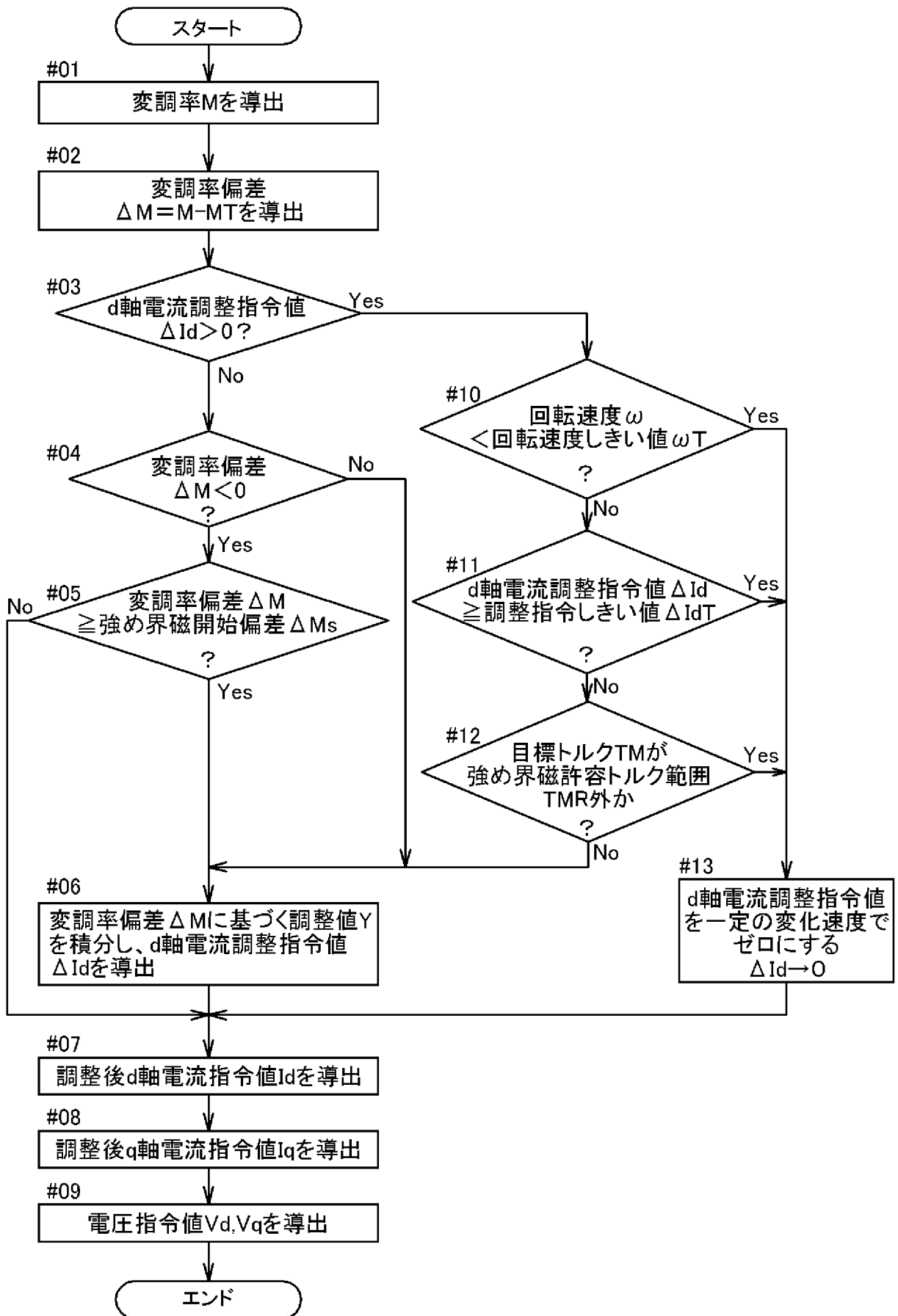
(c)

35B

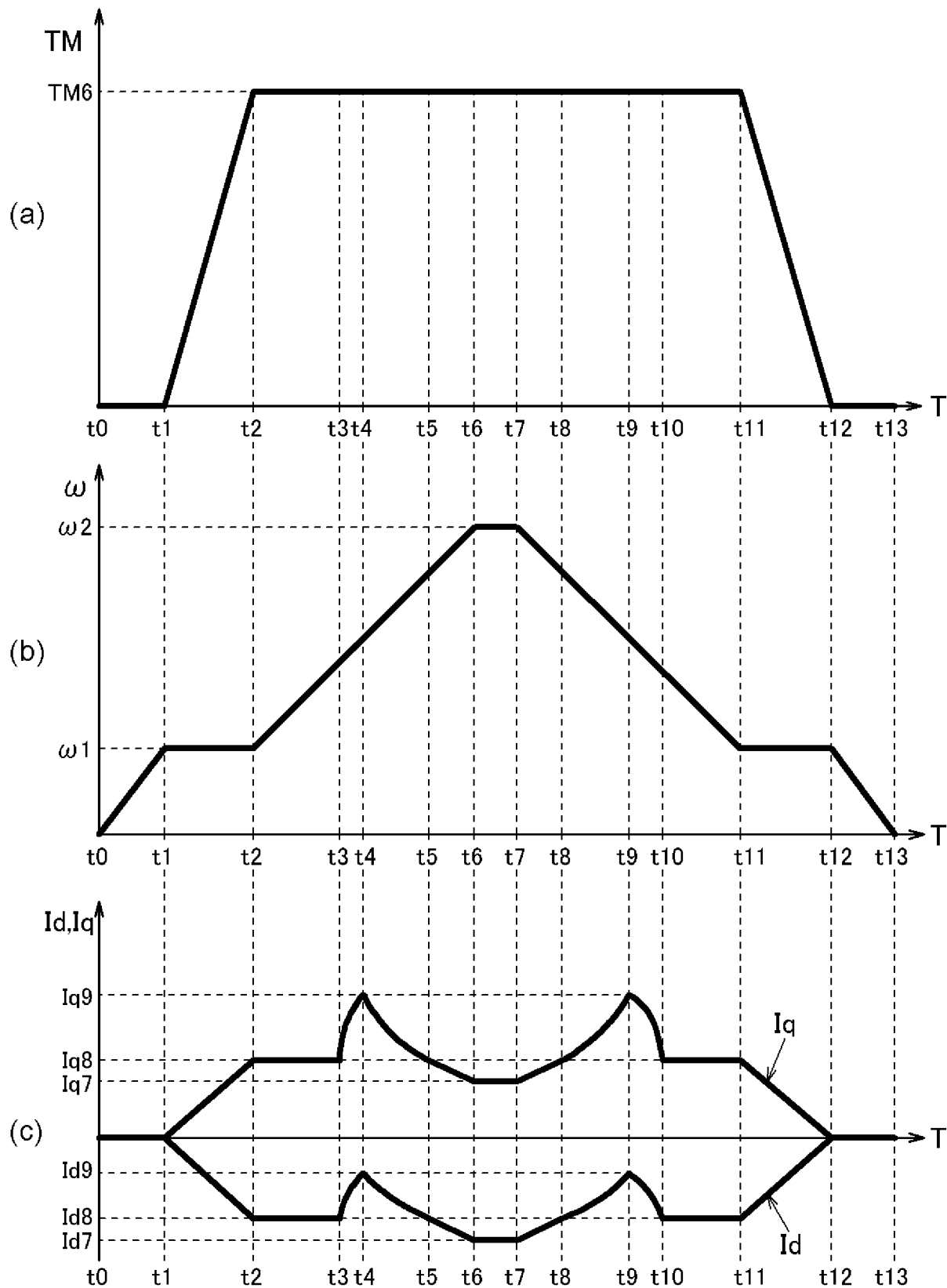
$R V \omega$ ( $= V_{dc} / \omega$ ) \ TM	TM1	TM2	TM3	...
$R V \omega 1$	$\Delta I_{d11}$	$\Delta I_{d21}$	$\Delta I_{d31}$	
$R V \omega 2$	$\Delta I_{d12}$	$\Delta I_{d22}$	$\Delta I_{d32}$	
$R V \omega 3$	$\Delta I_{d13}$	$\Delta I_{d23}$	$\Delta I_{d33}$	
⋮				

}  $\Delta I_{dT}$

[図9]



[図10]



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2011/052398

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
*H02P21/00 (2006.01) i, H02P27/04 (2006.01) i*

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
*H02P21/00, H02P27/04*

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

<i>Jitsuyo Shinan Koho</i>	<i>1922-1996</i>	<i>Jitsuyo Shinan Toroku Koho</i>	<i>1996-2011</i>
<i>Kokai Jitsuyo Shinan Koho</i>	<i>1971-2011</i>	<i>Toroku Jitsuyo Shinan Koho</i>	<i>1994-2011</i>

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)  
*WPI*

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<i>JP 2007-259538 A (Aisin AW Co., Ltd.), 04 October 2007 (04.10.2007), entire text (Family: none)</i>	1-7
A	<i>JP 2006-81287 A (Aisin AW Co., Ltd.), 23 March 2006 (23.03.2006), entire text &amp; US 2006/0049792 A1 &amp; DE 102005042777 A1 &amp; CN 1747306 A</i>	1-7
A	<i>JP 2008-79399 A (Toshiba Corp.), 03 April 2008 (03.04.2008), entire text (Family: none)</i>	1-7

Further documents are listed in the continuation of Box C.       See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search <i>21 April, 2011 (21.04.11)</i>	Date of mailing of the international search report <i>10 May, 2011 (10.05.11)</i>
---	--

Name and mailing address of the ISA/ <i>Japanese Patent Office</i>	Authorized officer
---	--------------------

Facsimile No.	Telephone No.
---------------	---------------

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.

PCT/JP2011/052398

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2006-311770 A (Toyota Motor Corp.), 09 November 2006 (09.11.2006), entire text (Family: none)	1-7

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02P21/00, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2011年
日本国実用新案登録公報	1996-2011年
日本国登録実用新案公報	1994-2011年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

WPI

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2007-259538 A (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 2007.10.04, 全文 (ファミリーなし)	1-7
A	JP 2006-81287 A (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 2006.03.23, 全文 & US 2006/0049792 A1 & DE 102005042777 A1 & CN 1747306 A	1-7
A	JP 2008-79399 A (株式会社東芝) 2008.04.03, 全文 (ファミリーなし)	1-7
A	JP 2006-311770 A (トヨタ自動車株式会社) 2006.11.09, 全文 (ファミリーなし)	1-7

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの  
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献  
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21.04.2011

国際調査報告の発送日

10.05.2011

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)  
 郵便番号100-8915  
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

武市 匡紘

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

3V

4414