

(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 2010/150786 A1

PCT

(43) 国際公開日
2010年12月29日(29.12.2010)

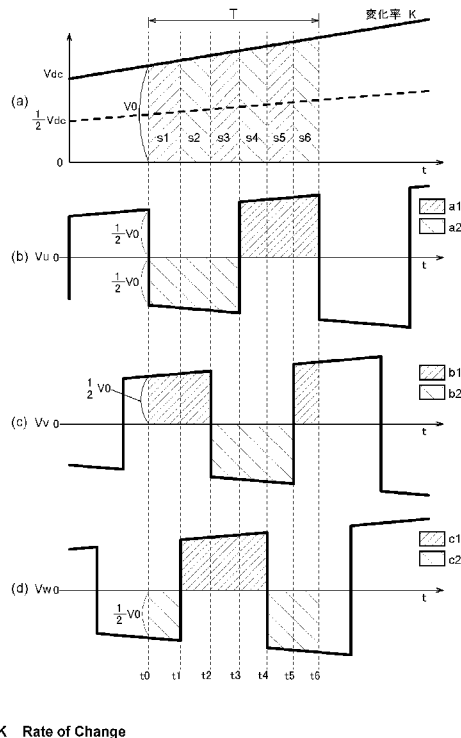
- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2010/060567
- (22) 国際出願日: 2010年6月22日(22.06.2010)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2009-147830 2009年6月22日(22.06.2009) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): アイシン・エイ・ダブリュ株式会社(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10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): 岩月健(IWATSUKI Ken) [JP/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). 陳志謙(CHEN Zhiqian) [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).
- (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, JP, 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, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

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

(54) 発明の名称: 電動機駆動装置の制御装置

[図6]



(57) Abstract: Provided is a control device for an electric motor drive unit that is capable of altering system voltage while suppressing the vibrations of an AC motor even during the square wave control, and that is capable of expanding the region used in square wave control, which has minimal switching loss, into the minimum rotation speed range. The control device is equipped with a switching control unit that controls the on-off state of a plurality of switching elements equipped with DC-AC conversion units and performs square wave control, in which square wave voltages having a plurality of phases are output. In cases where the system voltage (V_{dc}) changes during square wave control, the switching control unit performs square wave range adjusting control that sets the on-off timing of the plurality of switching elements on the basis of the rate of change (K) of the system voltage (V_{dc}) in a manner such that the time integral of the square wave voltage in each phase within the control cycle (T), which is set at the length of the integral multiple of an electrical angle, is roughly identical in each phase.

(57) 要約: 矩形波制御の実行中にも交流電動機の振動を抑えつつシステム電圧を変更することができ、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を低回転速度域側に拡大することができる電動機駆動装置の制御装置を提供する。直流交流変換部が備える複数のスイッチング素子をオンオフ制御し、複数相の矩形波状電圧を出力させる矩形波制御を行うスイッチング制御部を備え、スイッチング制御部は、矩形波制御の実行中にシステム電圧 V_{dc} が変化する場合には、システム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づいて、電気角一周の整数倍の長さで設定された制御周期 T 内での各相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを設定する矩形波幅調整制御を行う。

WO 2010/150786 A1



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

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、直流のシステム電圧を生成するシステム電圧生成部と、システム電圧を互いに位相がずれた複数相の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と、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、交流電動機は、回転速度が高くなるに従って誘起電圧が高くなり、交流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、システム電圧を変換して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、交流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、交流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、直流電源からの電源電圧を昇圧する昇圧コンバータを備え、システム電圧を高めることができる電動機駆動装置が記載されている。当該電動機駆動装置の制御を行う制御装置は、必要電圧の上昇に応じてシステム電圧を高めることで最大出力電圧を上昇させ、最大トルク制御領域をより高い回転速度域まで広げることが可能と

なっている。そして、システム電圧が昇圧コンバータにより昇圧可能な上限電圧（以下、「最大システム電圧」という。）に達した状態、すなわち、最大出力電圧がその上限電圧となった状態においても必要電圧が最大出力電圧を超えるほど回転速度が高くなると、当該制御装置は弱め界磁制御に従った矩形波制御を行うように構成されている。すなわち、特許文献 1 に記載の制御装置は、システム電圧が電源電圧に対して昇圧された最大システム電圧と等しくなった後、言い換えれば、交流電動機の回転速度が比較的高くなった後に、矩形波制御を行うように構成されている。

先行技術文献

特許文献

- [0004] 特許文献1：特開 2 0 0 6 - 3 1 1 7 7 0 号公報（段落 0 0 4 6 ～ 0 0 4 8 等）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0005] ところで、矩形波制御によれば、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。そこで、電動機駆動装置の効率を向上させるべく、矩形波制御をより低い回転速度域から行う構成とすることが考えられる。しかしながら、矩形波制御の実行中にシステム電圧の昇圧を行うと、各相のコイルに供給される電圧のバランスが崩れ、交流電動機出力トルクが回転角度により変動するトルクリップルが発生してしまう。特許文献 1 に記載の構成では、PWM 制御中にシステム電圧の昇圧を行い、システム電圧が電源電圧に対して昇圧された最大システム電圧と等しくなってから矩形波制御が行われる。よって、システム電圧が最大システム電圧まで昇圧されるまでの間に矩形波制御が行われず、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域が高回転速度域に制限されてしまう。
- [0006] ところで、昇圧コンバータを用いた能動的なシステム電圧の変更を行わず

直流電源からの直流電圧をそのまま供給する運転条件又はシステムにおいても、システム電圧の変化が生じる。すなわち、直流電源の放電電流又は充電電流に応じて、直流電源の出力電圧が変化し、それに応じてシステム電圧が変化する。仮に、システム電圧の変化中に、矩形波制御を行わないようにした場合は、矩形波制御によるトルクリップルの発生が防止されるものの、スイッチング損失の少ない矩形波制御の実行が制限されてしまう。一方、仮に、システム電圧の変化中にも、矩形波制御を行うようにした場合は、スイッチング損失の少ない矩形波制御を実行できるものの、矩形波制御によるトルクリップルが発生する可能性がある。

[0007] 本発明は上記の課題に鑑みてなされたものであり、その目的は、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を低回転速度域側に拡大することができ、矩形波制御中にシステム電圧が変化したとしても、交流電動機の振動を抑制できる電動機駆動装置の制御装置を提供することにある。

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、直流のシステム電圧を生成するシステム電圧生成部と、前記システム電圧を互いに位相がずれた複数相の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と、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、前記直流交流変換部が備える複数のスイッチング素子をオンオフ制御し、複数相の矩形波状電圧を出力させる矩形波制御を行うスイッチング制御部を備え、前記スイッチング制御部は、前記矩形波制御の実行中に前記システム電圧が変化する場合には、前記システム電圧の変化率に基づいて、電気角一周の整数倍の長さに設定された制御周期内での各相の前記矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを設定する矩形波幅調整制御を行う点にある。

[0009] 上記の特徴構成によれば、矩形波制御の実行中にシステム電圧が変化する場合にも、電気角一周の整数倍の長さに設定された制御周期内において各相のコイルに供給される電圧のバランスが崩れることを抑制することができ、

トルクリップルの発生を抑制することができる。

従って、システム電圧が変化している状態においても、交流電動機の振動を抑えつつ矩形波制御を行うことができる。その結果、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を拡大することができ、電動機駆動装置の効率を高めることができる。

また、システム電圧をコンバータなどにより能動的に昇圧又は降圧して、システム電圧を変更できるシステムにおいては、矩形波制御の実行中にも交流電動機の振動を抑えつつシステム電圧を変更することができ、システム電圧が最大システム電圧まで昇圧されていないような低回転速度域から矩形波制御を行うことができる。その結果、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を低回転速度域側に拡大することができ、電動機駆動装置の効率を高めることができる。

[0010] ここで、前記複数のスイッチング素子のオンオフにより各相の前記矩形波状電圧の電圧値がハイレベルとローレベルとの間で切り替わる点をハイロー切替点とするとともに、前記スイッチング制御部は、前記制御周期の始点を前記ハイロー切替点のいずれかと一致させ、複数相の前記矩形波状電圧の前記ハイロー切替点のそれぞれを分割点として前記制御周期を分割して設定される期間を分割期間とし、前記矩形波幅調整制御は、前記制御周期の長さ、前記制御周期の始点における前記システム電圧の値と、前記制御周期内における前記システム電圧の変化率と、に基づいて、前記分割期間のそれぞれにおける前記システム電圧の時間積分値が略同一となるように、前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを設定する制御であると好適である。

[0011] この構成によれば、制御周期の長さ、制御周期の始点におけるシステム電圧の値と、制御周期内におけるシステム電圧の変化率と、に基づいて、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧の時間積分値が略同一となるようにスイッチング素子のオンオフタイミングを設定するだけで、制御周期内での各相の矩形波状電圧の時間積分値を略同一とすることができる。従って、矩

形波幅調整制御のために必要となる演算を簡素化することができ、制御装置の構成を簡素なものとすることができる。

なお、上記の3つのパラメータとオンオフタイミングとの対応関係を表したマップデータを予め準備しておき、当該マップデータを参照して複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを取得して設定する構成としても好適である。

[0012] また、前記システム電圧生成部は、直流電源からの電源電圧を変換して所望の前記システム電圧を生成する電圧変換部を備え、前記電圧変換部により生成する前記システム電圧の指令値であるシステム電圧指令値を取得するとともに、当該システム電圧指令値に基づいて、前記電圧変換部が備えるスイッチング素子のオンオフ制御を行う電圧変換制御部を更に備え、前記電圧変換制御部は、前記電圧変換部に前記システム電圧を変更させる場合には、前記システム電圧の変更を開始する変更開始タイミングを前記直流交流変換部が備える前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングのいずれかと一致させ、前記スイッチング制御部は、前記制御周期の始点を前記変更開始タイミングと一致させると好適である。

[0013] この構成によれば、システム電圧の変更を開始した初期の時点から矩形波幅調整制御を行うことができ、トルクリップルの発生をより確実に抑制することができる。

[0014] また、前記電圧変換制御部は、前記システム電圧の変更を終了する変更終了タイミングを、前記直流交流変換部が備える前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングのうち、前記変更開始タイミングから電気角一周の整数倍だけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致させると好適である。

[0015] この構成によれば、変更開始タイミングから変更終了タイミングまでの全ての期間において矩形波幅調整制御を行うことができ、トルクリップルの発生をより確実に抑制することができる。

[0016] また、前記システム電圧は、直流電源の出力電圧であり、前記システム電

圧の変化率は、前記制御周期の始点における前記システム電圧の値と、当該制御周期の始点より過去の前記システム電圧の値とに基づき算出されると好適である。

- [0017] この構成によれば、放電電流又は充電電流に応じて、直流電源の出力電圧であるシステム電圧が変化している場合でも、当該システム電圧の変化に適応して、制御周期内での各相の矩形波状電圧の時間積分値を略同一とすることができる。従って、予期しないシステム電圧の変化が生じたとしても、適切に交流電動機の振動を抑えつつ矩形波制御を行うことができる。

図面の簡単な説明

- [0018] [図1]本発明の第一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]回転速度とトルクとにより規定される電動機の動作可能領域を示す図である。
- [図3]本発明の第一の実施形態に係るシステム電圧指令値の変化及びそれに伴う電動機の動作可能領域の変化を示す説明図である。
- [図4]本発明の第一の実施形態に係る制御装置の制御の流れを示すフローチャートである。
- [図5]矩形波幅調整制御の流れを示すフローチャートである。
- [図6]矩形波幅調整制御により実行されるスイッチング素子のオンオフタイミングの設定の説明図である。
- [図7]本発明の第一の実施形態に係る電圧変換制御の流れを示すフローチャートである。
- [図8]本発明の第一の実施形態に係る電圧変換制御により実行される変更開始タイミング及び変更終了タイミングの設定の説明図である。
- [図9]本発明の第二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10]本発明の第二の実施形態に係る制御装置の制御の流れを示すフローチャートである。

発明を実施するための形態

[0019] 〔第一の実施形態〕

本発明の第一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おり、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、直流のシステム電圧を生成するシステム電圧生成部 32 と、当該システム電圧 V_{dc} を互いに位相がずれた三相の交流電圧に変換して電動機 4 に供給するインバータ 6 とを有して構成されている。本実施形態では、システム電圧生成部 32 は、直流電源 3 と、当該直流電源 3 からの電源電圧 V_b を変換して所望のシステム電圧 V_{dc} を生成するコンバータ 5 とを備える。そして、本実施形態では、制御装置 2 は、ベクトル制御の手法を用いて電動機駆動装置 1 の制御を行い、インバータ 6 が備える複数のスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ をオンオフ制御し、三相の矩形波状電圧を出力させる矩形波制御を実行可能に構成されている。この際、制御装置 2 は、矩形波制御の実行中にコンバータ 5 がシステム電圧 V_{dc} を変更する場合には、システム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づいて、電気角一周の長さに設定された制御周期 T 内での各相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する矩形波幅調整制御を行う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。

[0020] 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、コンバータ 5 とインバータ 6 とを備えている。また、電動機駆動装置 1 は、直流電源 3 と、直流電源 3 からの直流電圧 V_b を平滑化する第一平滑コンデンサ C_1 と、コンバータ 5 による昇圧

後のシステム電圧 V_{dc} を平滑化する第二平滑コンデンサ C_2 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の電圧である電源電圧 V_b は、電源電圧センサ41により検出されて制御装置2へ出力される。

[0021] コンバータ5は、直流電源3からの電源電圧 V_b を変換して所望値の直流のシステム電圧 V_{dc} を生成するDC-DCコンバータであり、本発明における電圧変換部に相当する。本実施形態では、このコンバータ5は、電源電圧 V_b を昇圧して所望のシステム電圧 V_{dc} を生成する昇圧コンバータとして機能する。なお、電動機4が発電機として機能する際には、インバータ6からのシステム電圧 V_{dc} を降圧して直流電源3に供給し、当該直流電源3を充電する。コンバータ5は、リアクトル L_1 と、電圧変換用スイッチング素子 E_1 、 E_2 と、ダイオード D_1 、 D_2 と、を備えている。ここでは、コンバータ5は、電圧変換用スイッチング素子として、直列に接続された一対の上アーム素子 E_1 及び下アーム素子 E_2 を備えている。これらの電圧変換用スイッチング素子 E_1 、 E_2 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。上アーム素子 E_1 のエミッタと下アーム素子 E_2 のコレクタとが、リアクトル L_1 を介して直流電源3の正極端子に接続されている。また、上アーム素子 E_1 のコレクタは、コンバータ5による昇圧後の電圧が供給されるシステム電圧線51に接続され、下アーム素子 E_2 のエミッタは、直流電源3の負極端子につながる負極線52に接続されている。また、各電圧変換用スイッチング素子 E_1 、 E_2 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 、 D_2 が並列接続されている。なお、電圧変換用スイッチング素子 E_1 、 E_2 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。

[0022] 電圧変換用スイッチング素子 E_1 、 E_2 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 、 S_2 に従ってオンオフ動作を行う。本

実施形態では、スイッチング制御信号 S_1 、 S_2 は、各スイッチング素子 E_1 、 E_2 のゲートを駆動するゲート駆動信号である。これにより、コンバータ 5 は、昇圧動作時には、直流電源 3 から供給された電源電圧 V_b を所望のシステム電圧 V_{dc} まで昇圧し、システム電圧線 5 1 及びインバータ 6 に供給する。また、コンバータ 5 は、降圧動作時には、インバータ 6 から供給されたシステム電圧 V_{dc} を降圧して直流電源 3 に供給する。コンバータ 5 により生成されるシステム電圧 V_{dc} は、システム電圧センサ 4 2 により検出されて制御装置 2 へ出力される。なお、システム電圧の指令値であるシステム電圧指令値 $V_{dc,t}$ が電源電圧 V_b と等しくコンバータ 5 により昇圧を行わない場合には、システム電圧 V_{dc} は電源電圧 V_b と等しくなる。

[0023] インバータ 6 は、直流のシステム電圧 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 $E_3 \sim E_8$ と、ダイオード $D_3 \sim D_8$ 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_3 及び U 相用下アーム素子 E_4 、V 相用上アーム素子 E_5 及び V 相用下アーム素子 E_6 、並びに W 相用上アーム素子 E_7 及び W 相用下アーム素子 E_8 を備えている。これらのスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ 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_3 、 E_5 、 E_7 のエミッタと下アーム素子 E_4 、 E_6 、 E_8 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_3 、 E_5 、 E_7 のコレクタはシステム電圧線 5 1 に接続され、各相用の下アーム素子 E_4 、 E_6 、 E_8 のエミッタは負極線 5 2 に接続されている。また、各スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ 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 $D_3 \sim D_8$ が並列接続されている。なお、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ 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。

[0024] スイッチング素子E 3～E 8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 3～S 8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、システム電圧V d cを互いに位相がずれた三相の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 3～E 8は、スイッチング制御信号S 3～S 8に従って、後述するPWM（パルス幅変調）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 3～S 8は、各スイッチング素子E 3～E 8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、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及びコンバータ5に供給する。インバータ6と電動機4の各相のコイルとの間を流れる各相電流、具体的には、U相電流I u r、V相電流I v r、及びW相電流I w rは、電流センサ4 3により検出されて制御装置2へ出力される。

[0025] また、電動機4のロータの各時点での磁極位置 θ は、回転センサ4 4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 4は、例えばレゾルバ等により構成される。ここで、磁極位置 θ 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及びシステム電圧指令値V d c t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。

[0026] 2. 制御装置の構成

次に、本実施形態に係る制御装置2の機能について詳細に説明する。図1に示すように、制御装置2は、スイッチング制御部3 0と、電圧変換制御部3 1と、を備えている。これらの制御装置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 θ が入力される。そこで、スイッチング制御部3 0は、これらの目標トルクT M、磁極位置 θ 、及び磁極位置 θ から導出される電動機4の

回転速度 ω に応じて電動機 4 を駆動するためのスイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 を生成して出力し、インバータ 6 を駆動する。この際、制御装置 2 は、PWM制御及び最大トルク制御と、矩形波制御及び弱め界磁制御と、を切り替えてインバータ 6 を駆動する。また、制御装置 2 には、直流電源 3 の電源電圧 V b、コンバータ 5 により生成されたシステム電圧 V d c、及びシステム電圧指令値 V d c t が入力される。そこで、電圧変換制御部 3 1 は、入力されたシステム電圧指令値 V d c t と等しいシステム電圧 V d c 生成するためのスイッチング制御信号 S 1、S 2 を生成して出力し、コンバータ 5 を駆動する。

[0027] スイッチング制御部 3 0 は、インバータ 6 における直流-交流変換に際して、PWM制御と矩形波制御とを切り替えて実行する。本実施形態では、PWM制御には、正弦波 PWM制御と過変調 PWM制御の 2 つの制御方式が含まれる。正弦波 PWM制御では、インバータ 6 の各スイッチング素子 E 3 ~ E 8 のオンオフを、正弦波状の電圧指令値と搬送波との比較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 の出力電圧波形が、上アーム素子 E 3、E 5、E 7 がオン状態となるハイレベル期間と、下アーム素子 E 4、E 6、E 8 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正弦波となるように、各パルスのデューティ比を制御する。システム電圧 V d c 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 とすると、正弦波 PWM制御では、変調率 m は 0 ~ 0.61 の範囲で変化させることができる。この正弦波 PWM制御では、例えば、ベクトル制御に従ったモータ電流制御（モータ電流フィードバック制御）によってトルク制御を行うことができる。

[0028] スイッチング制御部 3 0 は、過変調 PWM制御では、正弦波 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て振幅が正弦波 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 $0.61 \sim 0.78$ の範囲で変化させることができる。

この過変調PWM制御において変調率 m を最大の 0.78 まで高めた状態が矩形波制御となる。この過変調PWM制御では、例えば、ベクトル制御に従ったモータ電流制御（モータ電流フィードバック制御）によってトルク制御を行うことができる。

[0029] スイッチング制御部30は、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周期につきハイレベル期間と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基本的には1:1の矩形波となるように制御する。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。すなわち、スイッチング制御部30は、上記のPWM制御に加え、インバータ6が備える複数のスイッチング素子E3～E8をオンオフ制御し、三相の矩形波状電圧を出力させる矩形波制御を行う制御部である。矩形波制御では、変調率 m は 0.78 で固定される。この矩形波制御では、例えば、電流センサ43にて検出されたU、V、Wの各相の電流値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と電圧指令値とによる電力演算によって求められるトルク実績値と、トルク指令値との偏差に基づく電圧位相制御（トルクフィードバック制御）によってトルク制御を行うことができる。また、ベクトル制御に従ったモータ電流制御（モータ電流フィードバック制御）によってトルク制御を行うこともできる。なお、スイッチング制御部30が行う上記の正弦波PWM制御、過変調PWM制御、及び矩形波制御については公知であるので、ここでは詳細な説明は省く（例えば、上記の特許文献1参照）。

[0030] ところで、電動機4は、回転速度 ω 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、そのときのシステム電圧 V_d を c 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、本実施形態では、電動

機 4 の必要電圧に応じて PWM 制御（正弦波 PWM 制御又は過変調 PWM 制御）における変調率 m を $0 \sim 0.78$ の範囲で変化させつつ、その範囲内の最大出力電圧より電動機 4 の必要電圧が低い状態では PWM 制御と共に最大トルク制御を行う。そして、電動機 4 の必要電圧が、PWM 制御の最大変調率（ $m = 0.78$ ）での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。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。また、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コイルから発生するように電流位相を調節する（進める）制御である。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。なお、上記の最大トルク制御及び弱め界磁制御については公知であるので、ここでは詳細な説明は省く（例えば、上記の特許文献 1 参照）。

[0031] 図 2 は、回転速度 ω 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、PWM 制御及び最大トルク制御が実行される領域 A 1 と矩形波制御及び弱め界磁制御が実行される領域 A 2 とを示した図である。なお、この図 2 は、システム電圧 V_{dc} の昇圧を考慮しない図となっている。上記のとおり、電動機 4 の回転速度 ω が高くなるに従って誘起電圧が高くなるため、電動機 4 の必要電圧もこれに応じて高くなる。従って、制御装置 2 に入力された目標トルク T_M とそのときの電動機 4 の回転速度 ω とにより定まる動作点が、比較的低回転の領域 A 1 内に位置する場合には PWM 制御及び最大トルク制御が実行され、当該動作点が、比較的高回転の領域 A 2 内に位置する場合には矩形波制御及び弱め界磁制御が実行される。領域 A 1 と領域 A 2 との境界は、電動機 4 の必要電圧が、PWM 制御の最大変調率（すなわち矩形波制御となる変調率 $m = 0.78$ ）での最大出力電圧に一致する回転速度 ω 及びトルクにより定まる。

[0032] 電圧変換制御部 31 は、コンバータ 5 により生成するシステム電圧 V_{dc} の指令値であるシステム電圧指令値 V_{dc}^* を取得するとともに、システム電圧指令値 V_{dc}^* に基づいて、コンバータ 5 が備えるスイッチング素子 E

1、E2のオンオフ制御を行う制御部である。電圧変換制御部31は、取得したシステム電圧指令値 $V_{dc}t$ に応じて、コンバータ5の電圧変換用スイッチング素子E1、E2を制御するスイッチング制御信号S1、S2を生成する。そして、コンバータ5の電圧変換用スイッチング素子E1、E2がスイッチング制御信号S1、S2に従ってオンオフ動作を行うことにより、電源電圧 V_b が昇圧される。具体的には、コンバータ5は、電圧変換制御部31からのスイッチング制御信号S1、S2に応答して、下アーム素子E2のみが所定期間オンする状態と、上アーム素子E1及び下アーム素子E2の双方が所定期間オフする状態とを交互に繰り返す動作を行い、電源電圧 V_b を昇圧する。この際の昇圧比は下アーム素子E2のオン期間のデューティ比に応じたものとなる。すなわち、下アーム素子E2のオンデューティを大きくするに従ってリアクトルL1における電力蓄積が大きくなるため、コンバータ5から出力されるシステム電圧 V_{dc} を高くすることができる。なお、制御装置2には、システム電圧指令値 $V_{dc}t$ に加え、電源電圧 V_b 及びシステム電圧 V_{dc} も入力される。そして、電圧変換制御部31は、システム電圧指令値 $V_{dc}t$ 及びシステム電圧 V_{dc} 、又は、システム電圧指令値 $V_{dc}t$ 、システム電圧 V_{dc} 、及び電源電圧 V_b に基づいてフィードバック制御を行い、コンバータ5にシステム電圧指令値 $V_{dc}t$ と等しいシステム電圧 V_{dc} を生成させる制御を行う。

[0033] 図3は、システム電圧指令値 $V_{dc}t$ の変化及びそれに伴う電動機4の動作可能領域の変化の一例を示す説明図である。図3(b)は、回転速度 ω が上昇した際のシステム電圧指令値 $V_{dc}t$ の変化の一例を示しており、図3(a)は、このようなシステム電圧指令値 $V_{dc}t$ の変化に応じた電動機4の動作可能領域の変化を示している。図3(a)において、実線で示す領域は電源電圧 V_b を昇圧せずにそのままシステム電圧 V_{dc} として用いた場合の動作可能領域であり、二点鎖線で示す領域は電源電圧 V_b を次第に昇圧した場合に変化する動作可能領域を示している。また、図3(a)中における複数の黒点は、目標トルク T_M の推移を示している。

- [0034] 図3 (a) に示すように、本例では、時刻 u_1 までは、目標トルク T_M 及び回転速度 ω により規定される電動機4の動作点が、電源電圧 V_b を昇圧する必要がなく、最大トルク制御及びPWM制御を実行可能な領域 A_1 にある。そのため、制御装置2は、最大トルク制御及びPWM制御を実行する。
- [0035] その後、時刻 $u_1 \sim u_2$ では、図3 (a) に示すように、電動機4の動作点が弱め界磁制御及び矩形波制御を行う必要がある領域 A_2 に入っており、制御装置2は、弱め界磁制御及び矩形波制御を実行する。この際、制御装置2は昇圧制御は行わず、システム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ は電源電圧 V_b と同じ値のままとなる。従って、電動機4が出力可能なトルクは、回転速度 ω の上昇に伴って次第に低下している。
- [0036] そして、時刻 $u_2 \sim u_3$ では、図3 (b) に示すように、制御装置2が昇圧制御を実行する。これにより、システム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ は、時刻 $u_2 \sim u_3$ における回転速度 ω の上昇に伴って電源電圧 V_b と同じ値からシステム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ の上限に設定された値 $V_{dc\ max}$ まで次第に増加している。なお、このシステム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ の上限値である $V_{dc\ max}$ は、コンバータ5により昇圧可能なシステム電圧 V_{dc} の上限値に設定されると好適である。このようにシステム電圧 V_{dc} が上昇することにより、図3 (a) に示すように、電動機4の動作可能領域は高回転側へ次第に拡大する。本例では、電動機4の回転速度 ω の上昇に伴ってシステム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ が昇圧されることにより、回転速度 ω の上昇中にも電動機4が出力可能なトルクが一定に維持されている。なお、昇圧制御中における電動機4の回転速度 ω と出力可能なトルクとの関係は、昇圧速度と電動機4のロータの加速度との関係により変化する。制御装置2は、このような昇圧制御中も弱め界磁制御及び矩形波制御を実行する。本例では、時刻 u_3 において、システム電圧指令値 $V_{dc\ t}$ がその上限値である $V_{dc\ max}$ に到達する。そして、時刻 u_3 以後は、電動機4が出力可能なトルクは、回転速度 ω の上昇に伴って次第に低下する。当然ながら、制御装置2は、この間も弱め界磁制御及び矩形波制御を実行する。

[0037] 以上説明したように、本実施形態に係る制御装置 2 の構成によれば、電動機 4 の回転速度 ω や目標トルク T_M が上昇する状況において、昇圧制御を行う前にまず弱め界磁制御及び矩形波制御を開始する（時刻 $u_1 \sim u_2$ ）。その後、更に回転速度 ω や目標トルク T_M が上昇すると、弱め界磁制御及び矩形波制御を維持したままシステム電圧 V_{dc} を昇圧する。従って、矩形波制御によるスイッチング損失の低減という効果を幅広い動作範囲で得ることが可能となり、電動機駆動装置 1 の効率を高めることができる。また、システム電圧指令値 V_{dc}^* がその上限値である V_{dcmax} に到達した後は、弱め界磁電流を増加させることにより電動機 4 の回転速度 ω を更に上昇させることができる。

[0038] 3. 制御装置の動作

次に、制御装置 2 の動作について説明する。上記のように、本実施形態では、制御装置 2 は、コンバータ 5 による昇圧制御中も矩形波制御を実行するように構成されている。そして、スイッチング制御部 30 は、このように矩形波制御の実行中にコンバータ 5 がシステム電圧 V_{dc} を変更する場合には、システム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づいて、電気角一周の長さに設定された制御周期 T 内での三相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する矩形波幅調整制御を実行する。以下、制御装置 2 の全体動作、矩形波幅調整制御、電圧変換制御の順に説明する。

[0039] 3-1. 全体動作

図 4 は、制御装置 2 が矩形波制御中に行う全体動作の流れを示すフローチャートである。以下、図 4 に示すフローチャートに沿って制御装置 2 の動作を順に説明する。まず、制御装置 2 は、システム電圧指令値 V_{dc}^* を取得する（ステップ #01）とともに、システム電圧 V_{dc} を取得する（ステップ #02）。そして、システム電圧指令値 V_{dc}^* とシステム電圧 V_{dc} とを比較し、システム電圧 V_{dc} の変更が必要か否かの判定を行う（ステップ #03）。ここでは、システム電圧指令値 V_{dc}^* とシステム電圧 V_{dc} と

の間に一定の値以上の差異があれば、システム電圧 V_{dc} の変更が必要と判定する。ここで、一定の値は、システム電圧センサ 42 により取得されるシステム電圧 V_{dc} に含まれる誤差や、システム電圧 V_{dc} を変更しない状態におけるシステム電圧 V_{dc} の変動幅等に応じて定めると好適である。そして、システム電圧 V_{dc} の変更が必要な場合には（ステップ #03 : Yes）、スイッチング制御部 30 が後述する矩形波幅調整制御を行うとともに（ステップ #04）、電圧変換制御部 31 が後述する電圧変換制御を行う（ステップ #05）。一方、システム電圧 V_{dc} の変更が必要でない場合には（ステップ #03 : No）、通常制御を行う（ステップ #06）。ここで通常制御とは、矩形波状電圧における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な制御を行うことである。

[0040] 3-2. 矩形波幅調整制御

次に、図 4 のフローチャートにおけるステップ #04 に対応する矩形波幅調整制御について、図 5 及び図 6 を用いて詳細に説明する。図 5 は、矩形波幅調整制御の流れを示すフローチャートである。図 6 は、矩形波幅調整制御により実行されるスイッチング素子 E3 ~ E8 のオンオフタイミングの設定の説明図である。なお、本例は、システム電圧 V_{dc} を上昇させる場合の例であり、具体的には、システム電圧 V_{dc} が一定の変化率 K で上昇する場合を示している。説明は省略するが、システム電圧 V_{dc} を下降させる場合も、以下に示す手順と同様にスイッチング素子 E3 ~ E8 のオンオフタイミングを設定することができる。

[0041] 図 6 (a) は、システム電圧 V_{dc} の時間変化を示す図である。図 6 (b) は、U 相のコイルに供給される U 相電圧 V_u の時間変化を示す図である。図 6 (c) は、V 相のコイルに供給される V 相電圧 V_v の時間変化を示す図である。図 6 (d) は、W 相のコイルに供給される W 相電圧 V_w の時間変化を示す図である。なお、図 6 (b) ~ (d) においては、U、V、W の各相の電圧は、各時点のシステム電圧 V_{dc} の半値 ($V_{dc}/2$) を基準として表されている。そのため、各相の電圧 V_u 、 V_v 、 V_w は、0 を中心とし、

ハイレベル期間では $(+V_{dc}/2)$ の電圧値を有し、ローレベル期間では $(-V_{dc}/2)$ の電圧値を有する矩形波となっている。また、ハイレベル期間では、各相の電圧値は $(K/2)$ の傾きで上昇し、ローレベル期間では、各相の電圧値は $(-K/2)$ の傾きで下降している。

[0042] 矩形波幅調整制御は、矩形波制御の実行中にコンバータ5がシステム電圧 V_{dc} を変更する場合に、スイッチング制御部30により行われる制御である。この矩形波幅調整制御では、システム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づいて、電気角一周の長さに設定された制御周期 T 内での三相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように複数のスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングが設定される。なお、以下の説明では、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフにより各相の矩形波状電圧の電圧値がハイレベルとローレベルとの間で切り替わる点をハイロー切替点と呼ぶ。

[0043] 本実施形態では、スイッチング制御部30は、矩形波幅調整制御を行う際に、制御周期 T の始点をハイロー切替点のいずれかと一致させる。そして、制御周期 T の長さと、制御周期 T の始点におけるシステム電圧 V_{dc} の値と、制御周期 T 内におけるシステム電圧 V_{dc} の変化率 K と、に基づいて、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるように、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する。ここで、分割期間とは、三相の矩形波状電圧のハイロー切替点のそれぞれを分割点として制御周期 T を分割して設定される期間である。以下、図6を適宜参照しながら、図5に示すフローチャートに沿ってスイッチング制御部30の動作を順に説明する。

[0044] まず、スイッチング制御部30は、制御周期 T の始点を設定する（ステップ#11）。図6に示す例では、制御周期 T の始点は時刻 t_0 に設定される。時刻 t_0 は、U相電圧 V_u のハイロー切替点である。具体的には、時刻 t_0 は、U相用上アーム素子 E_3 がオン状態からオフ状態にされ、U相用下アーム素子 E_4 がオフ状態からオン状態にされ、その結果、U相電圧 V_u がハイレベルからローレベルに切り替えられる時刻である。次に、制御周期 T の

長さを設定（ステップ# 1 2）する。本実施形態では、制御周期 T は電気角一周の長さに設定され、図 6 に示す例では、制御周期 T の長さは $(t_6 - t_0)$ となる。すなわち、本例では、制御周期 T の終点は、時刻 t_6 となる。この時刻 t_6 は、 U 相電圧 V_u のハイロー切替点であり、時刻 t_1 と同じく、 U 相電圧 V_u がハイレベルからローレベルに切り替えられる時刻である。

[0045] 次に、制御周期 T の始点（本例では時刻 t_0 ）におけるシステム電圧 V_{dc} を取得（ステップ# 1 3）する。図 6 に示す例では、この値は V_0 となる。次に、システム電圧 V_{dc} の変化率 K を取得（ステップ# 1 4）する。本実施形態では、電圧変換制御部 31 がシステム電圧 V_{dc} の変化率 K を算出し、その変化率 K がスイッチング制御部 30 に入力されるように構成されている。そして、スイッチング制御部 30 は、制御周期 T の長さ $(t_6 - t_0)$ と、制御周期 T の始点 t_0 におけるシステム電圧 V_{dc} の値 V_0 と、制御周期 T 内におけるシステム電圧 V_{dc} の変化率 K と、に基づいて、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるように、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する（ステップ# 1 5）。

[0046] ここで、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングの設定について詳細に説明する。図 6 に示す例では、制御周期 T 内には、6 つの分割期間が存在する。すなわち、 $[t_0 - t_1]$ 、 $[t_1 - t_2]$ 、 $[t_2 - t_3]$ 、 $[t_3 - t_4]$ 、 $[t_4 - t_5]$ 、 $[t_5 - t_6]$ の 6 つの分割期間が存在する。なお、 $[t_m - t_n]$ は、時刻 t_m から時刻 t_n までの間の期間を表す。また、時刻 t_1 は、 W 相用上アーム素子 E_7 がオフ状態からオン状態にされ、 W 相用下アーム素子 E_8 がオン状態からオフ状態にされ、その結果、 W 相電圧 V_w がローレベルからハイレベルに切り替えられる時刻である。時刻 t_2 は、 V 相用上アーム素子 E_5 がオン状態からオフ状態にされ、 V 相用下アーム素子 E_6 がオフ状態からオン状態にされ、その結果、 V 相電圧 V_v がハイレベルからローレベルに切り替えられる時刻である。時刻 t_3 は、 U 相用上アーム素子 E_3 がオフ状態からオン状態にされ、 U 相用下アーム素

子E 4 がオン状態からオフ状態にされ、その結果、U相電圧 V_u がローレベルからハイレベルに切り替えられる時刻である。時刻 t_4 は、W相用上アーム素子E 7 がオン状態からオフ状態にされ、W相用下アーム素子E 8 がオフ状態からオン状態にされ、その結果、W相電圧 V_w がハイレベルからローレベルに切り替えられる時刻である。時刻 t_5 は、V相用上アーム素子E 5 がオフ状態からオン状態にされ、V相用下アーム素子E 6 がオン状態からオフ状態にされ、その結果、V相電圧 V_v がローレベルからハイレベルに切り替えられる時刻である。

[0047] そして、上記のそれぞれの分割期間におけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が互いに等しくなるように、スイッチング素子E 3～E 8のオンオフタイミング（各相のハイロー切替点）を決定する時刻 $t_1 \sim t_5$ を設定する。図6（a）には、分割期間のそれぞれにおいて、分割期間の長さと同該分割期間におけるシステム電圧 V_{dc} とにより規定される区画の面積を、 $s_1 \sim s_6$ で表している。これらの面積 $s_1 \sim s_6$ は、それぞれの分割期間におけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値と等しくなる。よって、スイッチング制御部30は、面積 $s_1 \sim s_6$ が互いに等しくなるように、時刻 $t_1 \sim t_5$ を設定する。このような時刻 t_n （ $n=1, 2 \dots 5$ ）は、例えば、下記の式（1）を満たすような時刻 t_n として求めることができる。

$$\begin{aligned} & \{V_0 + K \cdot (t_n - t_0) / 2\} \cdot (t_n - t_0) \cdot (6/n) \\ & = (V_0 + K \cdot T / 2) \cdot T \cdot \cdot \\ & \cdot (1) \end{aligned}$$

なお、当然ながら、上記の式（1）以外の式に基づいて時刻 $t_1 \sim t_5$ を算出しても良い。また、制御周期 T の長さと、制御周期 T の始点におけるシステム電圧 V_{dc} の値と、制御周期 T 内におけるシステム電圧 V_{dc} の変化率 K と、スイッチング素子E 3～E 8のオンオフタイミングとの対応関係を表したマップデータを予め準備しておき、当該マップデータを参照してスイッチング素子E 3～E 8のオンオフタイミングを取得して設定する構成としても好適である。

[0048] 上記のように各時刻 t_n ($n = 1, 2 \cdots 5$) を設定することで、図 6 (b) ~ (d) に示すように、制御周期 T 内での U 、 V 、 W の各相の矩形波状電圧の時間積分値を各相間で略同一とすることができる。すなわち、図 6 (b) に示すように、 U 相電圧 V_u についてみると、6 つの全ての分割期間において、分割期間の長さ Δt と当該分割期間における U 相電圧 V_u とにより定まる区画の面積が互いに等しくなる。すなわち、各区画の面積が等しくなるため、ハイレベル期間に対応する面積の和 (a_1) 及びローレベル期間に対応する面積の和 (a_2) の双方が上記の各区画の面積の三倍となり、面積 a_1 と面積 a_2 とは互いに等しくなる。言い換えれば、ハイレベル期間における U 相電圧 V_u の積分値は、面積 a_1 と等しくなる。一方、ローレベル期間における U 相電圧 V_u の積分値は、面積 a_2 に (-1) を乗じたものに等しくなる。そして、上記のように面積 a_1 と面積 a_2 とは互いに等しいため、制御周期 T 内での U 相の矩形波状電圧 V_u の時間積分値はゼロとなる。

[0049] また、図 6 (c) に示すように、 V 相電圧 V_v についてみると、6 つの全ての分割期間において、分割期間の長さ Δt と当該分割期間における V 相電圧 V_v とにより定まる区画の面積が互いに等しくなる。すなわち、各区画の面積が等しくなるため、ハイレベル期間に対応する面積の和 (b_1) 及びローレベル期間に対応する面積の和 (b_2) の双方が上記の各区画の面積の三倍となり、面積 b_1 と面積 b_2 とは互いに等しくなる。言い換えれば、ハイレベル期間における V 相電圧 V_v の積分値は、面積 b_1 と等しくなる。一方、ローレベル期間における V 相電圧 V_v の積分値は、面積 b_2 に (-1) を乗じたものに等しくなる。そして、上記のように面積 b_1 と面積 b_2 とは互いに等しいため、制御周期 T 内での V 相の矩形波状電圧 V_v の時間積分値はゼロとなる。

[0050] また、図 6 (d) に示すように、 W 相電圧 V_w についてみると、6 つの全ての分割期間において、分割期間の長さ Δt と当該分割期間における W 相電圧 V_w とにより定まる区画の面積が互いに等しくなる。すなわち、各区画の面積が等しくなるため、ハイレベル期間に対応する面積の和 (c_1) 及びローレ

ベル期間に対応する面積の和（ c_2 ）の双方が上記の各区画の面積の三倍となり、面積 c_1 と面積 c_2 とは互いに等しくなる。言い換えれば、ハイレベル期間におけるW相電圧 V_w の積分値は、面積 c_1 と等しくなる。一方、ローレベル期間におけるW相電圧 V_w の積分値は、面積 c_2 に（ -1 ）を乗じたものに等しくなる。そして、上記のように面積 c_1 と面積 c_2 とは互いに等しいため、制御周期 T 内でのW相の矩形波状電圧 V_w の時間積分値はゼロとなる。このように、制御周期 T 内でのU、V、Wの各相について、各分割期間に対応する区画の面積が同相間及び異相間で互いに等しくなり、これによって、矩形波状電圧の時間積分値が各相間で等しくなる。

[0051] 上記のように時刻 $t_1 \sim t_5$ を設定することで、制御周期 T 内でのU、V、Wの各相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように複数のスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定することができる。そして、上記のように設定したスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングに従って、制御周期 T 内におけるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフ制御が行われる（ステップ#16）。

[0052] 以上のように、本実施形態では、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定することで、制御周期 T 内での三相の矩形波状電圧の時間積分値を各相間で略同一とすることができる。これにより、制御周期 T 内において各相のコイルに供給される電圧 V_u 、 V_v 、 V_w のバランスが崩れることを抑制することができ、トルクリップルの発生を抑制することができる。従って、矩形波制御の実行中にも電動機4の振動を抑えつつシステム電圧 V_{dc} を変更することができ、先に図3に示したように、システム電圧 V_{dc} が最大システム電圧 V_{dcmax} まで昇圧されていないような低回転速度域から矩形波制御を行うことができる。その結果、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を低回転速度域側に拡大することができ、電動機駆動装置1の効率を高めることができる。

[0053] なお、ここでは、図6（a）に示すように、システム電圧 V_{dc} が一定の

変化率 K で上昇する場合において、時刻 t_0 と時刻 t_6 との間に設定される制御周期 T における矩形波幅調整制御についてのみ説明した。当然ながら、システム電圧 V_{dc} が一定の変化率 K ではなく制御周期内において変化率 K が変化するような場合でも、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定することで、制御周期 T 内での三相の矩形波状電圧の時間積分値を各相間で略同一とすることができる。また、このような矩形波幅調整制御は、システム電圧 V_{dc} が変化し続けている状況において、制御周期 T の終点と次の制御周期 T の始点とが一致するように制御周期 T を繰り返し設定し、それぞれの制御周期 T において上記の矩形波幅調整制御を繰り返し行う構成とすることができる。

[0054] 3-3. 電圧変換制御

次に、図4のフローチャートにおけるステップ#05に対応する電圧変換制御について、図7及び図8を用いて詳細に説明する。ここでは、システム電圧 V_{dc} の現在値が V_1 であり、システム電圧指令値 V_{dc}^* として V_2 ($> V_1$) が与えられた場合の制御を行う場合を例として説明する。なお、説明は省略するが、システム電圧 V_{dc} を下降させる場合も、以下に示す手順と同様に電圧変換制御を行うことができる。図7は、電圧変換制御の流れを示すフローチャートである。図8は、電圧変換制御により実行される制御の説明図である。図8(a)は、システム電圧 V_{dc} の時間変化を示す図である。図8(b)は、図6(b)と同様に各時点のシステム電圧 V_{dc} の半値 ($V_{dc}/2$) を基準として表した、U相のコイルに供給されるU相電圧 V_u の時間変化を示す図である。なお、ここでは、V相電圧 V_v 及びW相電圧 V_w については図示を省略している。

[0055] 電圧変換制御は、コンバータ5にシステム電圧 V_{dc} を変更させる場合に、電圧変換制御部31により行われる制御である。この制御では、システム電圧 V_{dc} の変更を開始する変更開始タイミング t_{10} と、システム電圧 V_{dc} の変更を終了する変更終了タイミング t_{20} とが設定されるとともに、

システム電圧 V_{dc} の変化率 K が算出され、変更開始タイミング t_{10} と、変更終了タイミング t_{20} と、変化率 K とに基づいてコンバータ5のスイッチング素子 E_1 、 E_2 のオンオフ制御が行われる。具体的には、電圧変換制御部31は、変更開始タイミング t_{10} を、インバータ6が備えるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングのいずれかと一致するように設定する。また、電圧変換制御部31は、変更終了タイミング t_{20} を、インバータ6が備えるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングのうち、変更開始タイミング t_{10} から制御周期 T の整数倍だけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致するように設定する。以下、図8を適宜参照しながら、図7に示すフローチャートに沿って電圧変換制御部31の動作を順に説明する。

[0056] まず、電圧変換制御部31は、変更開始タイミング t_{10} を設定する（ステップ#21）。図8に示す例では、変更開始タイミング t_{10} は、U相電圧 V_u のハイロー切替点のうち、ハイレベルからローレベルに切り替えられるハイロー切替点と一致するように設定されている。そして、本例では、最初に設定される制御周期 T の始点が、変更開始タイミング t_{10} と一致するように設定される。そのため、システム電圧 V_{dc} の変更を開始する初期の時点から矩形波幅調整制御を行うことができ、トルクリップルの発生をより確実に抑制することができる構成となっている。

[0057] 次に、変更終了タイミング t_{20} を設定する（ステップ#22）。図8に示す例では、変更終了タイミング t_{20} は、変更開始タイミング t_{10} から電気角一周の整数倍（本例では電気角一周の三倍）に相当する時刻が経過後のU相電圧 V_u のハイロー切替点と一致するように設定されている。このように変更終了タイミング t_{20} が設定されるため、変更開始タイミング t_{10} から変更終了タイミング t_{20} までの間に複数（本例では3つ）の制御周期 T を連続して設定した際に、最初の制御周期 T の始点を変更開始タイミング t_{10} と一致させるとともに、最後の制御周期 T の終点を変更終了タイミング t_{20} と一致

させることができる。そのため、変更開始タイミング t_{10} から変更終了タイミング t_{20} までの全ての期間において矩形波幅調整制御を行うことができ、トルクリップルの発生をより確実に抑制することが可能となっている。

[0058] 次に、現在のシステム電圧 V_{dc} である V_1 、システム電圧指令値 V_{dc} である V_2 、変更開始タイミング t_{10} 、及び変更終了タイミング t_{20} に基づいて、以下の式 (2) より、変更開始タイミング t_{10} から変更終了タイミング t_{20} の間におけるシステム電圧 V_{dc} の変化率 K を算出する (ステップ # 23)。

$$K = (V_2 - V_1) / (t_{20} - t_{10}) \cdots (2)$$

そして、電圧変換制御部 31 は、算出したシステム電圧 V_{dc} の変化率 K を、スイッチング制御部 30 へ出力する。そして、電圧変換制御部 31 は、設定した変更開始タイミング t_{10} から変更終了タイミング t_{20} までの間、システム電圧 V_{dc} を V_1 から V_2 へ向かって変化率 K で変化させるべく、コンバータ 5 が備えるスイッチング素子 E_1 、 E_2 のオンオフタイミングを設定し (ステップ # 24)、スイッチング素子 E_1 、 E_2 のオンオフ制御を行う (ステップ # 25)。なお、スイッチング素子 E_1 、 E_2 のオンオフタイミングの設定は公知であるため、ここでは詳細な説明は省略する。

[0059] [第二の実施形態]

次に、本発明の第二の実施形態について説明する。上記の第一の実施形態では、システム電圧生成部 32 は、コンバータ 5 を備える場合を例に説明したが、本実施形態では、図 9 に示すように、システム電圧生成部 32 が、コンバータ 5 を備えず、直流電源 3 のみを備える場合を例に説明する。従って、本実施形態では、インバータ 6 は、コンバータ 5 を介さずに、直流電源 3 に接続されており、システム電圧 V_{dc} は、直流電源 3 の出力電圧となる。そして、制御装置 2 は、第一の実施形態における電圧変換制御部 31 を備えず、スイッチング制御部 30 を備えている。スイッチング制御部 30 は、第一の実施形態とは異なり、電圧変換制御部 31 と協働すること無しに矩形波幅調整制御を実行する。また、システム電圧 V_{dc} の変化率 K は、システム

電圧センサ 42 により検出されたシステム電圧 V_{dc} から算出される。ここで、システム電圧センサ 42 は、図 9 に示すように、第一の実施形態と同様に、インバータ 6 のシステム電圧線 51 と負極線 52 との間であって、システム電圧 V_{dc} を平滑化する第二平滑コンデンサ C2 と、インバータ 6 との間に接続されている。なお、制御装置 2 は、直流電源 3 の端子間電圧を検出する図示しない電源電圧センサにより検出された電源電圧を、システム電圧 V_{dc} として処理するようにしてもよい。以下では、本実施形態に係る制御装置 2 について、上記第一の実施形態との相違点を中心として説明する。なお、特に説明しない点については、上記第一の実施形態と同様とする。

[0060] 次に、本実施形態におけるシステム電圧 V_{dc} の変化について説明する。直流電源 3 は、上記のように二次電池により構成されている。二次電池は、内部抵抗を有しており、この内部抵抗によって、電池の起電力に対して、端子電圧が降下又は上昇する。この電圧降下又は電圧上昇の大きさは、内部抵抗の値に流れる電流の値を乗じた値に比例する。従って、例えば、電動機 4 の力行又は回生が行われ、直流電源 3 に放電電流、充電電流が生じた場合、電圧降下又は電圧上昇により、システム電圧 V_{dc} の変化が生じる。また、直流電源 3 に接続された他の電動機などの電気負荷の動作により、直流電源 3 の放電電流又は充電電流の変動が生じた場合も、システム電圧 V_{dc} の変化が生じる。また、内部抵抗は、電池の温度に反比例して大きくなる。よって、例えば、電動機駆動装置 1 の始動直後など、直流電源 3 の温度が低い間は、内部抵抗が大きくなり、直流電源 3 の放電電流、充電電流の変動に対する、システム電圧 V_{dc} の変化が大きくなり易い。

[0061] 4. 制御装置の動作

本実施形態では、システム電圧センサ 42 により検出したシステム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づき、矩形波幅調整制御を行う。以下、制御装置 2 の全体動作、矩形波幅調整制御について、第一の実施形態と異なる点について詳細に説明する。

[0062] 4-1. 全体動作

図 10 は、本実施形態に係る制御装置 2 が矩形波制御中に行う全体動作の流れを示すフローチャートである。以下、図 10 に示すフローチャートに沿って制御装置 2 の動作を順に説明する。まず、制御装置 2 は、システム電圧 V_{dc} の値を検出して取得し、システム電圧の変化率 K を算出する（ステップ # 31）。ここで、システム電圧 V_{dc} の変化率 K は、今回検出して取得したシステム電圧 V_{dc} の値と、過去に検出して取得したシステム電圧 V_{dc} の値に基づき算出される。この算出された変化率 K は、次の制御周期 T の間における変化率 K の予測値となる。変化率 K は、例えば、今回取得したシステム電圧 V_{dc} の値 V_0 と、前回取得したシステム電圧 V_{dc} の値 V_{o1} と、前回取得してから今回取得するまでの間隔 ΔT_1 とに基づき、下記の式（3）により算出される。ここで、過去に取得されたシステム電圧 V_{dc} の値、及び取得間隔は、制御装置 2 の RAM 等のメモリに記憶されている。

$$K = (V_0 - V_{o1}) / \Delta T_1 \cdots (3)$$

このシステム電圧 V_{dc} の取得、及び変化率 K の算出の実行タイミングは、例えば、矩形波制御の制御周期 T の始点に同期する。なお、変化率 K の算出は、今回と、過去の複数時点とに取得したシステム電圧 V_{dc} の値と、それらの取得間隔とに基づき、各種演算式により算出されるようにしてもよい。また、上記の実行タイミングは、制御周期 T に同期せずに、例えば制御周期 T とは別の所定周期に同期して設定されるようにしてもよい。また、算出した変化率 K 、あるいは検出したシステム電圧 V_{dc} に対してフィルタ処理を行った値を、変化率 K 、あるいはシステム電圧 V_{dc} として、他の処理に用いるようにしてもよい。

[0063] 次に、制御装置 2 は、矩形波幅調整制御を実行する条件である矩形波幅調整制御条件が成立しているか判定する（ステップ # 32）。この際、制御装置 2 は、システム電圧 V_{dc} が変化すると予測される場合に、矩形波幅調整制御条件が成立したと判定する。例えば、制御装置 2 は、ステップ # 31 で算出した変化率 K の絶対値が所定の閾値以上である場合に、矩形波幅調整制御条件が成立したと判定する。

[0064] そして、矩形波幅調整制御を実行すると判定した場合には（ステップ# 32 : Yes）、スイッチング制御部 30 が矩形波幅調整制御を行う（ステップ# 33）。一方、矩形波幅調整制御を実行しないと判定した場合には（ステップ# 32 : No）、上記した通常制御を行う（ステップ# 34）。

[0065] 4-2. 矩形波幅調整制御

次に、図 10 のフローチャートにおけるステップ# 33 に対応する矩形波幅調整制御について説明する。本実施形態に係る矩形波幅調整制御は、以下で説明する点を除き、図 5、図 6 を用いて説明した第一の実施形態と同様である。具体的には、スイッチング制御部 30 が図 5 のステップ# 14 で取得する変化率 K が、第一の実施形態と異なり本実施形態では、今回取得したシステム電圧 V_{dc} の値と過去に取得したシステム電圧 V_{dc} の値とに基づき、図 10 のステップ# 31 で算出された変化率 K の予測値とされる。そして、矩形波幅調整制御は、図 5 のステップ# 15 で、変化率 K の予測値に基づき、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する。

[0066] 本実施形態のように、変化率 K として、過去に取得したシステム電圧 V_{dc} の値に基づく変化率 K の予測値を用いても、第一の実施形態と同様に、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定することができ、制御周期 T 内での三相の矩形波状電圧の時間積分値を各相間で略同一とすることができる。これにより、制御周期 T 内において各相のコイルに供給される電圧 V_u 、 V_v 、 V_w のバランスが崩れることを抑制することができ、トルクリップルの発生を抑制することができる。従って、システム電圧 V_{dc} が変化している状態においても、交流電動機の振動を抑えつつ矩形波制御を行うことができる。その結果、スイッチング損失の少ない矩形波制御の使用領域を拡大することができ、電動機駆動装置 1 の効率を高めることができる。

[0067] 4. その他の実施形態

(1) 上記の実施形態では、制御周期 T が、電気角一周の長さに設定されて

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るものではない。従って、制御周期 T が、電気角一周の二倍や三倍の長さのような、電気角一周の整数倍の長さに設定され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。

[0068] (2) 上記の各実施形態では、システム電圧 V_{dc} の変更を開始する変更開始タイミング t_{10} が、インバータ6が備えるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングのいずれかと一致するとともに、制御周期 T の始点が、変更開始タイミング t_{10} と一致する場合と例として説明した。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。従って、制御周期 T の始点を、変更開始タイミング t_{10} とは異なるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングと一致させたり、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングのいずれとも一致させない構成とすることも、本発明の好適な実施形態の一つである。また、変更開始タイミング t_{10} を、いずれのオンオフタイミングとも一致させない構成としても好適である。

[0069] (3) 上記の各実施形態では、システム電圧 V_{dc} の変更を終了する変更終了タイミング t_{20} が、インバータが備えるスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングのうち、変更開始タイミング t_{10} から電気角一周の三倍だけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致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るものではない。従って、変更終了タイミング t_{20} を、変更開始タイミング t_{10} から電気角一周と同じだけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致させたり、変更開始タイミング t_{10} から電気角一周の二倍や四倍等の三倍以外の整数倍だけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致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。また、変更終了タイミング t_{20} を、変更開始タイミング t_{10} から電気角一周の整数倍だけタイミングが異なるオンオフタイミング以外のオンオフタイミングと一致させたり、いずれのオンオフタイミングとも一致させない構成としても好適である。

[0070] (4) 上記の各実施形態では、スイッチング制御部30が、矩形波幅調整制

御を行う際に、分割期間のそれぞれにおけるシステム電圧 V_{dc} の時間積分値が略同一となるように、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを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るものではない。従って、システム電圧 V_{dc} の時間積分値を考慮せずに、システム電圧 V_{dc} の変化率 K に基づいて、制御周期 T 内での各相の矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるようにスイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定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。具体的には、 U 相電圧 V_u のハイロー切替点と、 V 相電圧 V_v のハイロー切替点と、 W 相電圧 V_w のハイロー切替点とを、それぞれ独立に、制御周期 T 内での矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように設定する構成とすることができる。なお、この場合において、制御周期 T の始点をハイロー切替点のいずれとも一致させない構成としても良い。

[0071] (5) 上記の各実施形態では、図 6 (a) に示す面積 $s_1 \sim s_6$ が互いに等しくなるような時刻 $t_1 \sim t_5$ を、式 (1) に基づいて算出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るものではない。従って、以下の式 (3) に基づいて時刻 $t_1 \sim t_5$ を算出する構成としても好適である。

$$\{V_n + K \cdot \Delta t_n / 2\} \cdot \Delta t_n \cdot 6 = (V_0 + K \cdot T / 2) \cdot T \cdot \cdot \cdot (3)$$

ここで、 V_n は、時刻 t_n におけるシステム電圧 V_{dc} であり、 Δt_n は、時刻 t_n と次の時刻との差である。すなわち、この構成では、制御周期 T の始点 t_0 におけるシステム電圧 V_{dc} の値 V_0 、制御周期 T の長さ、制御周期 T におけるシステム電圧 V_{dc} の変化率 K に加え、時刻 t_n におけるシステム電圧 V_{dc} の値 V_n に基づいて、時刻 t_n の次の時刻を算出する。なお、時刻 t_n が定まらなないと V_n を求めることができないので、この構成では、時刻 t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 、 t_5 を記載の順に算出することになる。

[0072] (6) 上記の第一の実施形態では、制御周期 T 内において、システム電圧 V

d_c が一定の変化率 K で変化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るものではなく、予め制御周期 T 内における変化率 K の時間変化（システム電圧 V_{dc} の時間変化）が分かっているならば、当該制御周期 T 内において矩形波幅調整制御を行うことができる。この場合において、上記の実施形態のような面積の計算は行わず、変化率 K の時間変化に基づいてシステム電圧 V_{dc} や各相の矩形波状電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の時間積分値を演算して、スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ のオンオフタイミングを設定する構成とすることができる。

[0073] （７）上記の第一の実施形態では、電動機駆動装置１が、電圧変換部として電源電圧 V_b を昇圧してシステム電圧 V_{dc} を生成する昇圧コンバータ５を備える構成を例として説明した。しかし、このような実施形態に限定されず、本発明は、直流電源３からの電源電圧 V_b を変換して所望のシステム電圧 V_{dc} を生成する各種の電圧変換部を備える電動機駆動装置１に適用可能である。従って、例えば、電動機駆動装置１が、電圧変換部として電源電圧 V_b の昇圧及び降圧の双方を行う昇降圧コンバータを備え、或いは電源電圧 V_b の降圧を行う降圧コンバータを備え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。

[0074] （８）上記の各実施形態では、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。

[0075] （９）上記の各実施形態では、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。

[0076] (10) 上記の第一の実施形態では、スイッチング制御部30は、図5のステップ#14で、電圧変換制御部31が算出したシステム電圧 V_{dc} の変化率 K を取得するように構成して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るものではない。すなわち、第一の実施形態において、スイッチング制御部30は、第二の実施形態において図10のステップ#31で説明した処理のように、過去に取得した実際のシステム電圧 V_{dc} の値に基づき、変化率 K の予測値を算出するように構成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、スイッチング制御部30は、図5のステップ#14で、変化率 K として、算出した変化率 K の予測値を取得して、図5のステップ#15で、取得した変化率 K の予測値に基づき、スイッチング素子のオンオフタイミングを設定する。

[0077] (11) 上記の第二の実施形態では、システム電圧生成部32は、コンバータ5を備えず、制御装置2は、電圧変換制御部31を備えない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。すなわち、第二の実施形態において、図1に示した第一の実施形態と同様に、システム電圧生成部32が、コンバータ5を備え、制御装置2が、電圧変換制御部31を備えるように構成してもよい。そして、電圧変換制御部31が、昇圧又は降圧の電圧変換制御を実行しておらず、システム電圧が、直流電源3の出力電圧である場合に、スイッチング制御部30が、第二の実施形態に係る矩形波幅調整制御を実行するように構成することも本発明の好適な実施形態の一つである。

産業上の利用可能性

[0078] 本発明は、交流電動機を駆動するための電動機駆動装置の制御を行う制御装置に好適に利用することができる。

符号の説明

- [0079] 1 : 電動機駆動装置
2 : 制御装置
3 : 直流電源 (システム電圧生成部)

- 4 : 電動機（交流電動機）
- 5 : コンバータ（システム電圧生成部、電圧変換部）
- 6 : インバータ（直流交流変換部）
- 30 : スイッチング制御部
- 31 : 電圧変換制御部
- 32 : システム電圧生成部
- E1～E8 : スイッチング素子
- K : 変化率
- T : 制御周期
- Vb : 電源電圧
- Vdc : システム電圧
- Vdct : システム電圧指令値
- t10 : 変更開始タイミング
- t20 : 変更終了タイミング

請求の範囲

[請求項1] 直流のシステム電圧を生成するシステム電圧生成部と、前記システム電圧を互いに位相がずれた複数相の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と、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、

前記直流交流変換部が備える複数のスイッチング素子をオンオフ制御し、複数相の矩形波状電圧を出力させる矩形波制御を行うスイッチング制御部を備え、

前記スイッチング制御部は、前記矩形波制御の実行中に前記システム電圧が変化する場合には、前記システム電圧の変化率に基づいて、電気角一周の整数倍の長さに設定された制御周期内での各相の前記矩形波状電圧の時間積分値が各相間で略同一となるように前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを設定する矩形波幅調整制御を行う電動機駆動装置の制御装置。

[請求項2] 前記複数のスイッチング素子のオンオフにより各相の前記矩形波状電圧の電圧値がハイレベルとローレベルとの間で切り替わる点をハイロー切替点とするとともに、前記スイッチング制御部は、前記制御周期の始点を前記ハイロー切替点のいずれかと一致させ、

複数相の前記矩形波状電圧の前記ハイロー切替点のそれぞれを分割点として前記制御周期を分割して設定される期間を分割期間とし、

前記矩形波幅調整制御は、前記制御周期の長さ、前記制御周期の始点における前記システム電圧の値と、前記制御周期内における前記システム電圧の変化率と、に基づいて、前記分割期間のそれぞれにおける前記システム電圧の時間積分値が略同一となるように、前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングを設定する制御である請求項1に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項3] 前記システム電圧生成部は、直流電源からの電源電圧を変換して所望の前記システム電圧を生成する電圧変換部を備え、

前記電圧変換部により生成する前記システム電圧の指令値であるシステム電圧指令値を取得するとともに、当該システム電圧指令値に基づいて、前記電圧変換部が備えるスイッチング素子のオンオフ制御を行う電圧変換制御部を更に備え、

前記電圧変換制御部は、前記電圧変換部に前記システム電圧を変更させる場合には、前記システム電圧の変更を開始する変更開始タイミングを前記直流交流変換部が備える前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングのいずれかと一致させ、

前記スイッチング制御部は、前記制御周期の始点を前記変更開始タイミングと一致させる請求項 1 又は 2 に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項4]

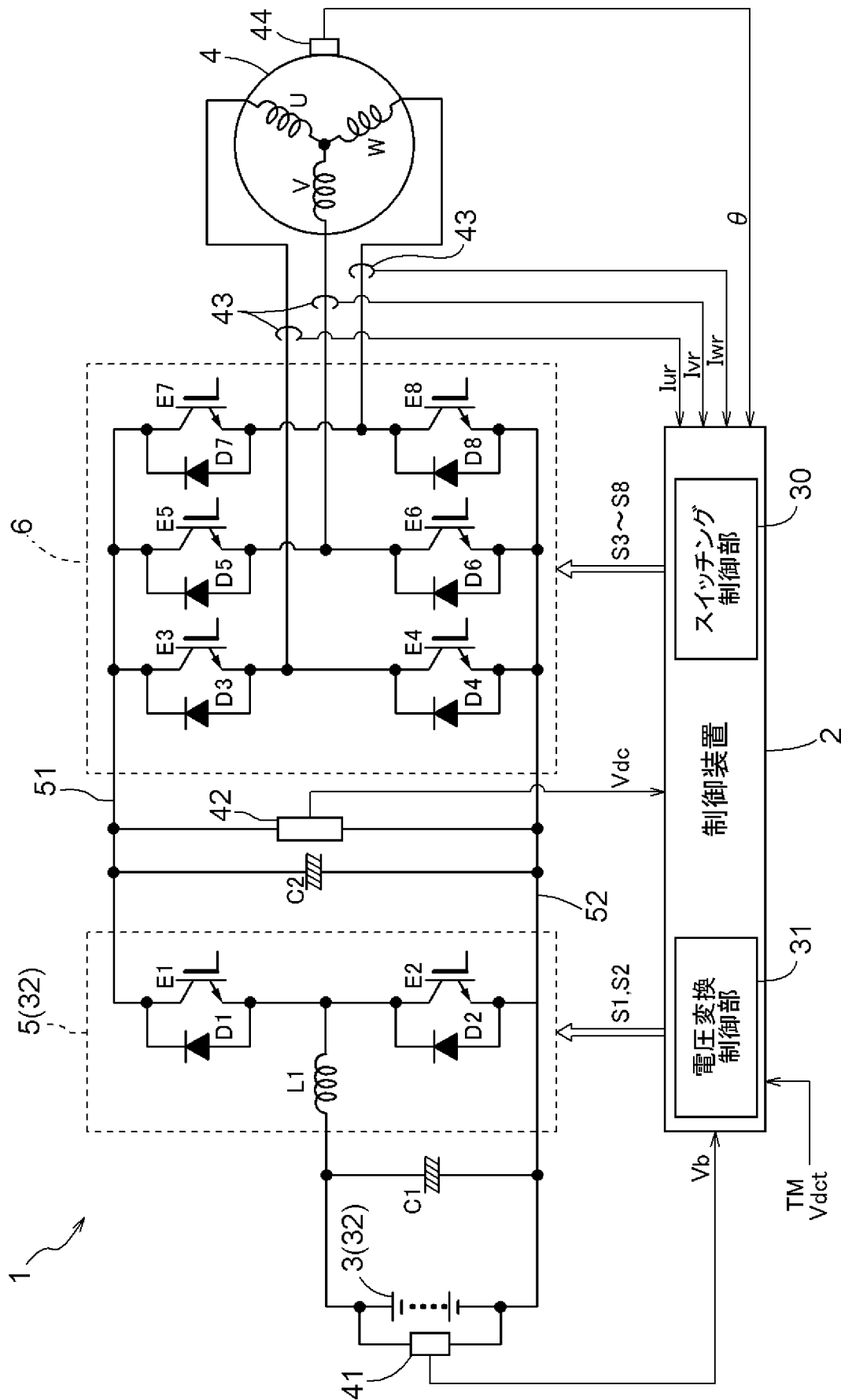
前記電圧変換制御部は、前記システム電圧の変更を終了する変更終了タイミングを、前記直流交流変換部が備える前記複数のスイッチング素子のオンオフタイミングのうち、前記変更開始タイミングから電気角一周の整数倍だけタイミングが異なるオンオフタイミングと一致させる請求項 3 に記載の電動機駆動装置の制御装置。

[請求項5]

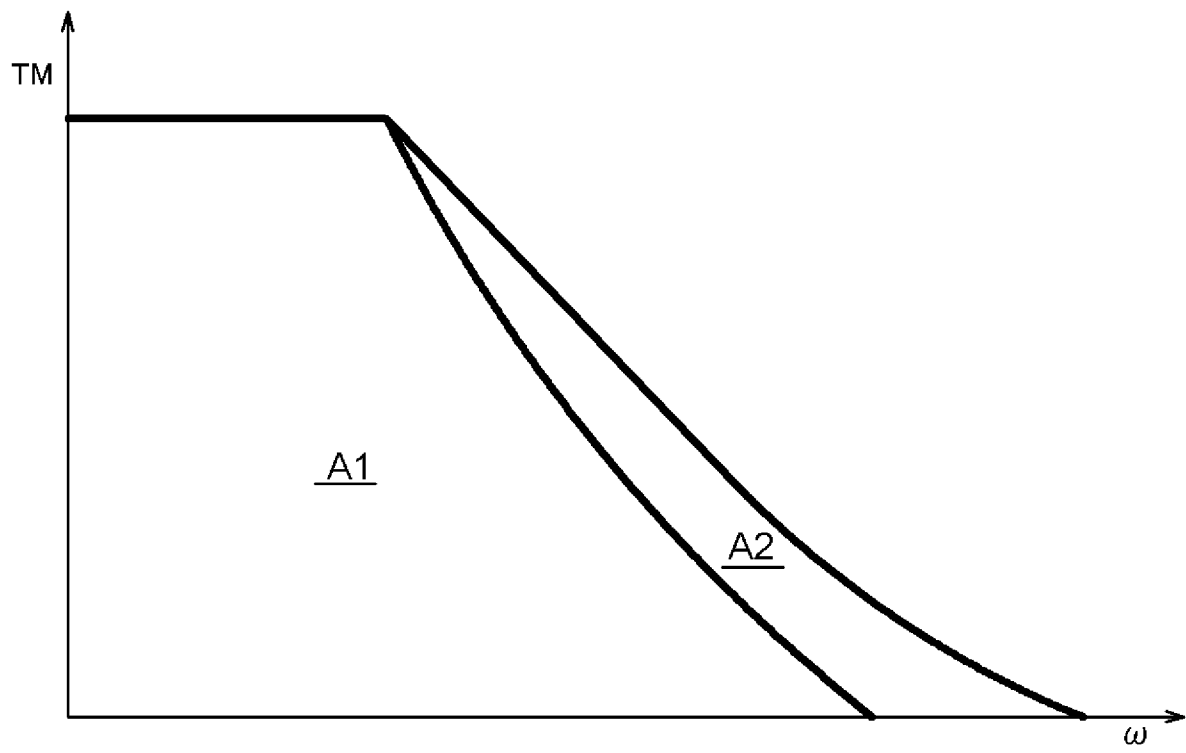
前記システム電圧は、直流電源の出力電圧であり、

前記システム電圧の変化率は、前記制御周期の始点における前記システム電圧の値と、当該制御周期の始点より過去の前記システム電圧の値とに基づき算出される請求項 1 又は 2 に記載の電動機駆動装置の制御装置。

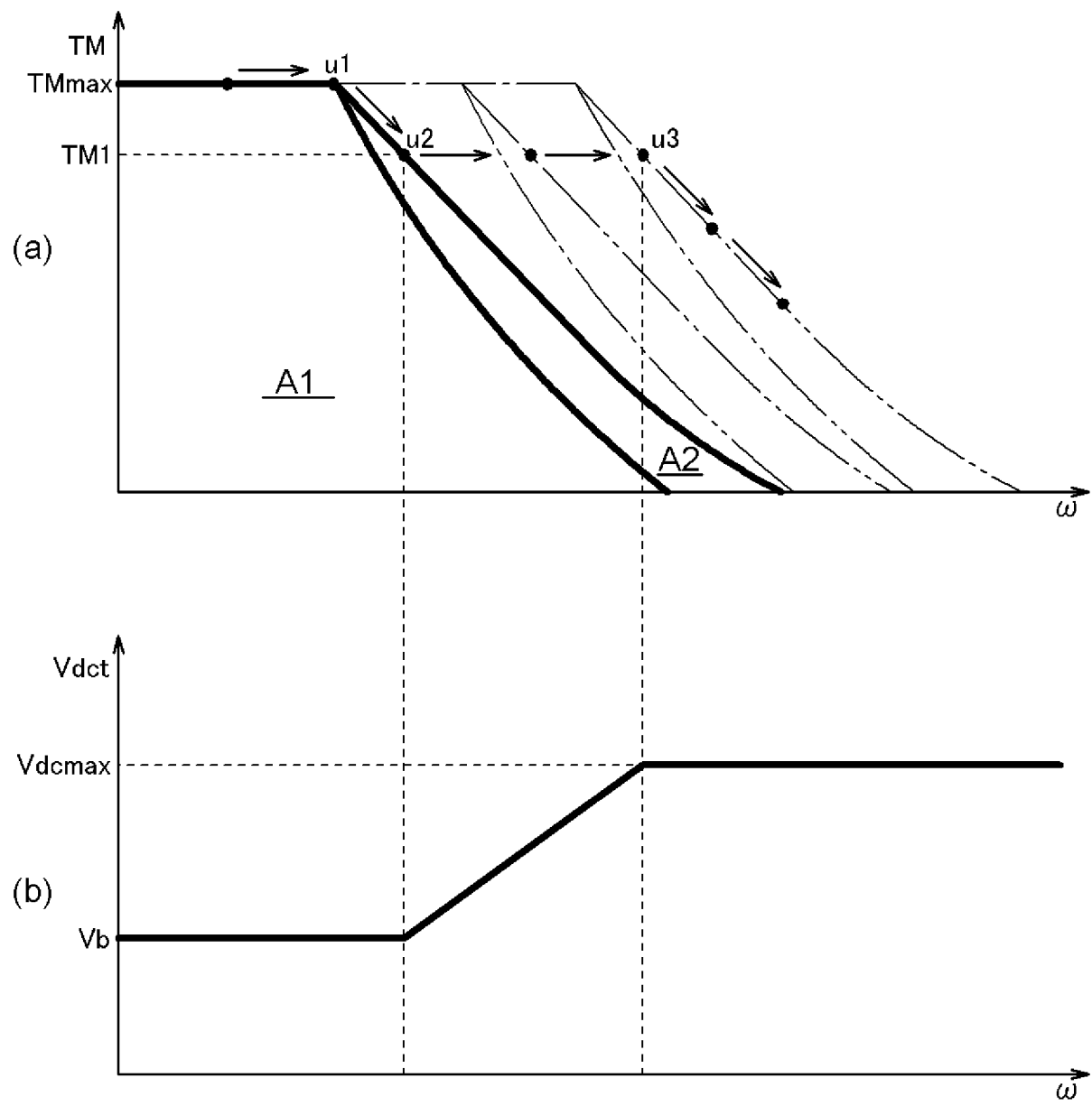
[図1]



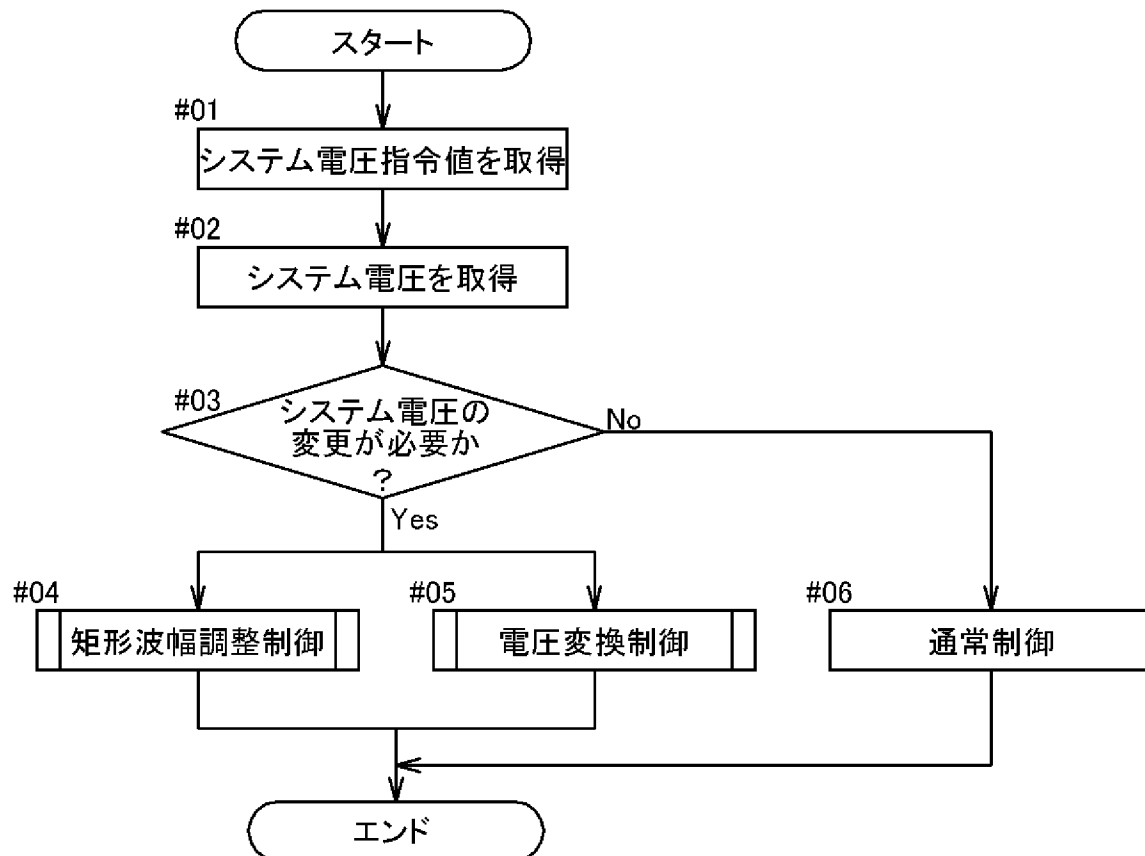
[図2]



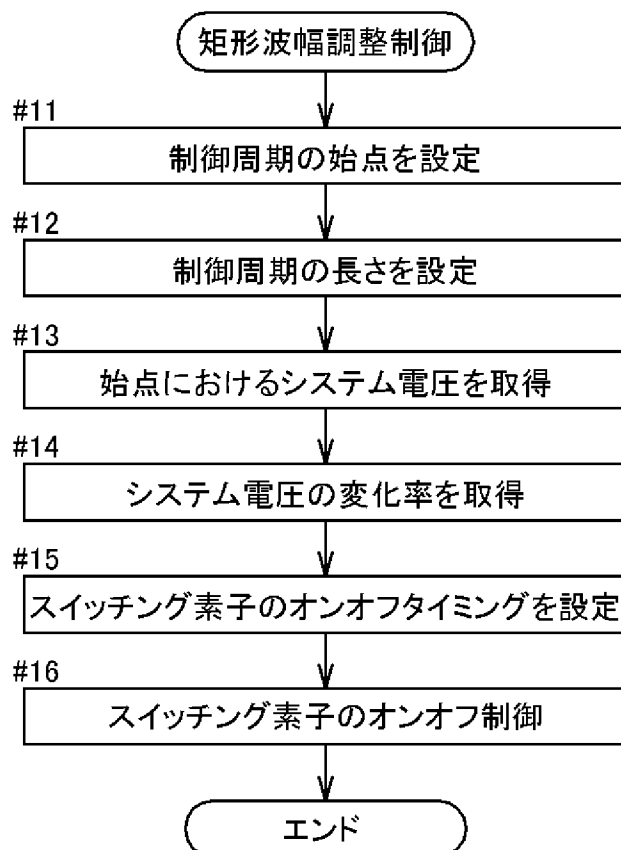
[図3]



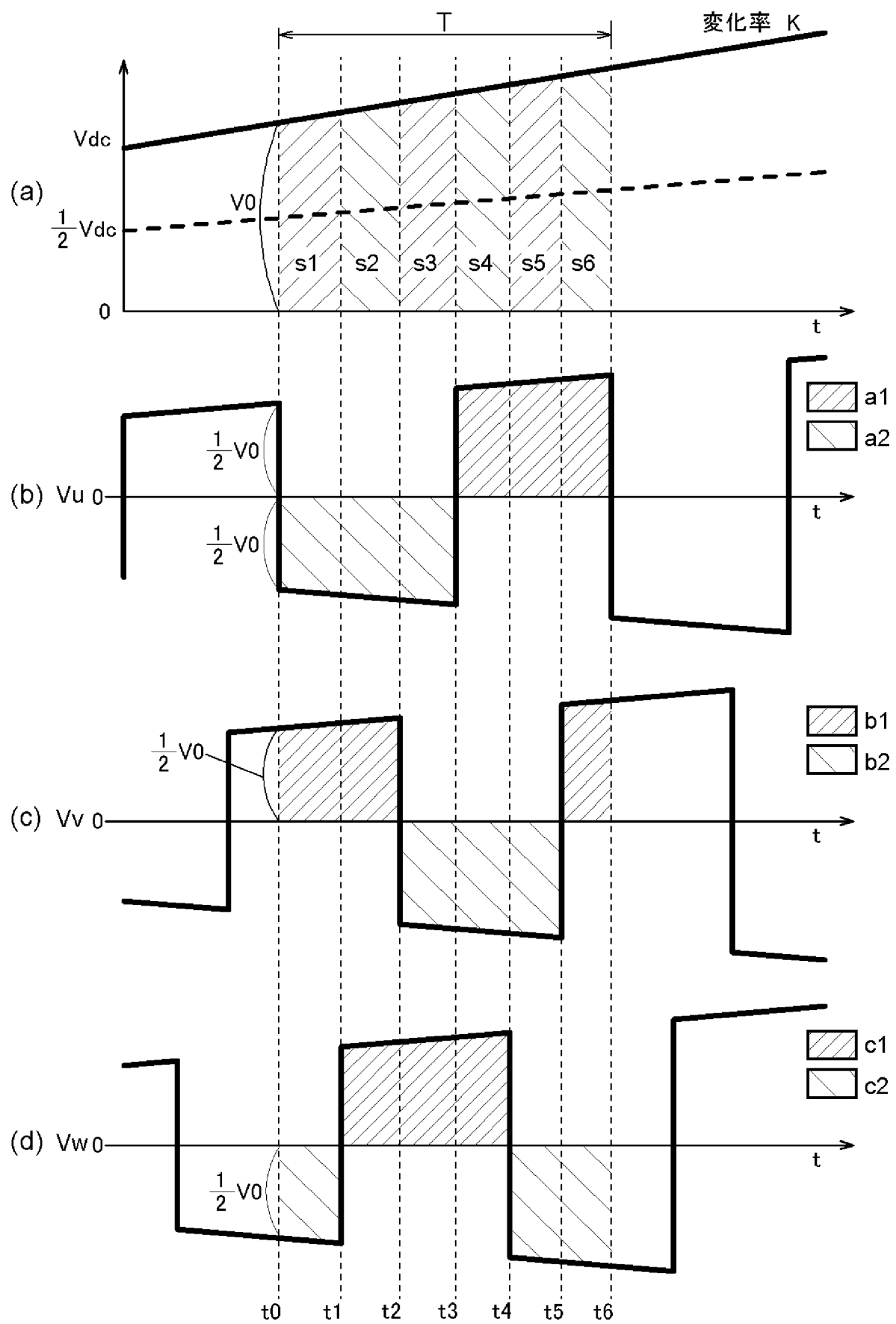
[図4]



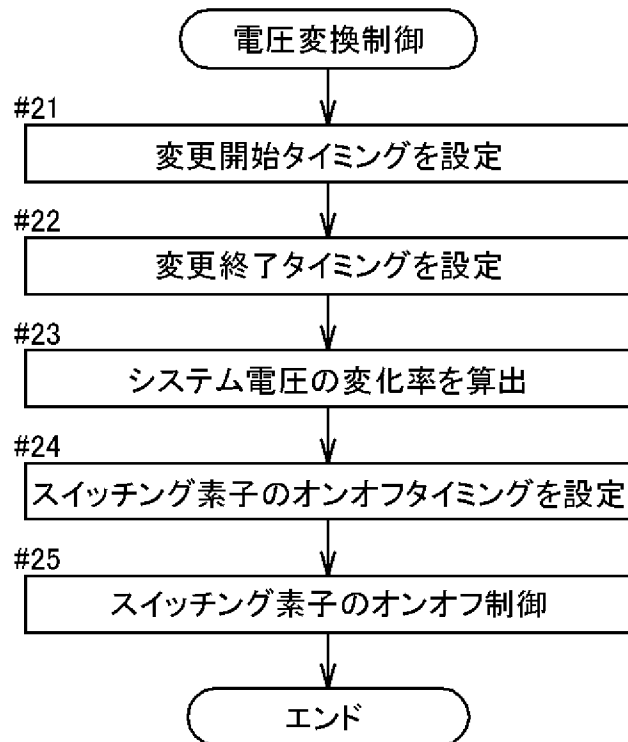
[図5]



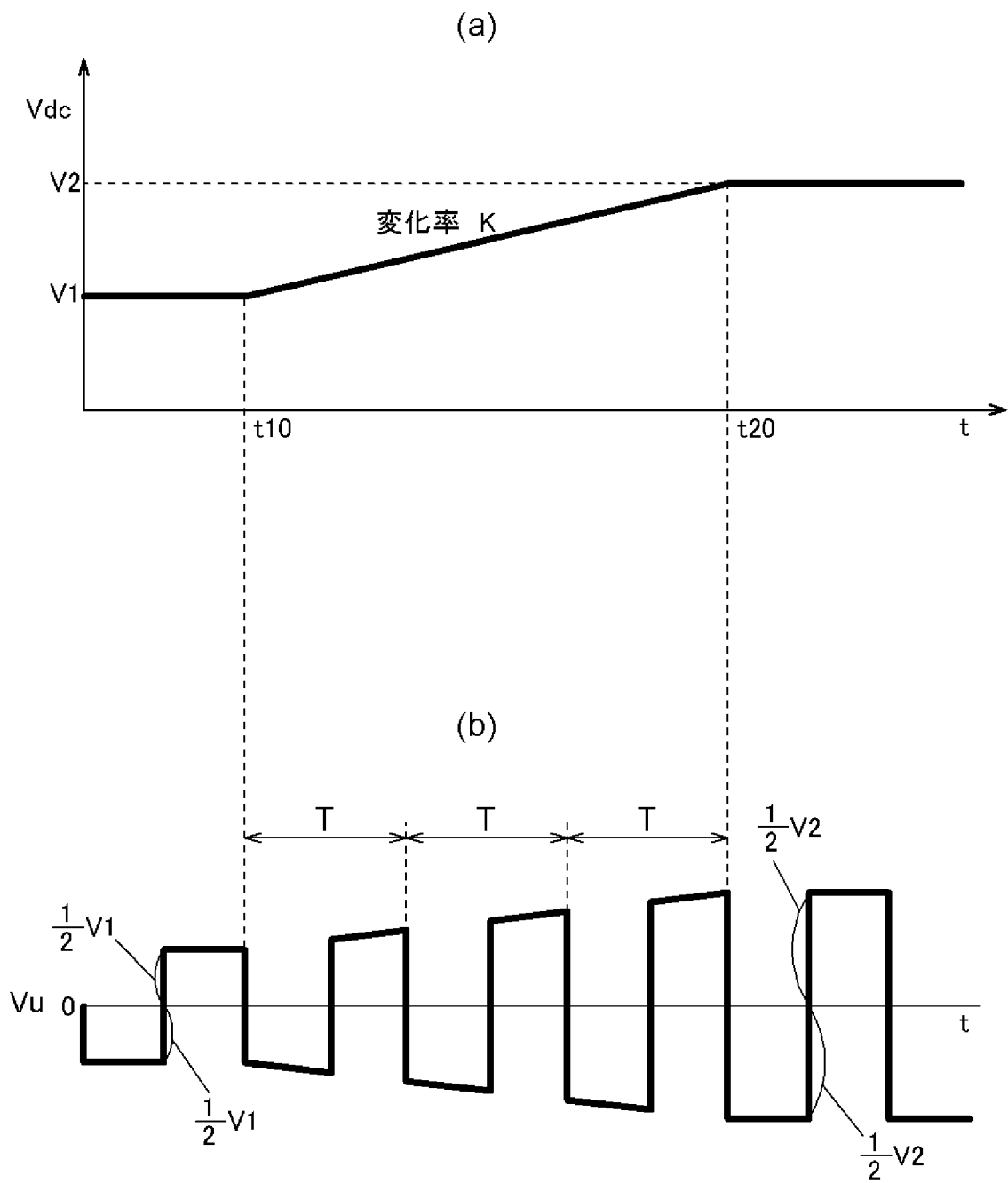
[図6]



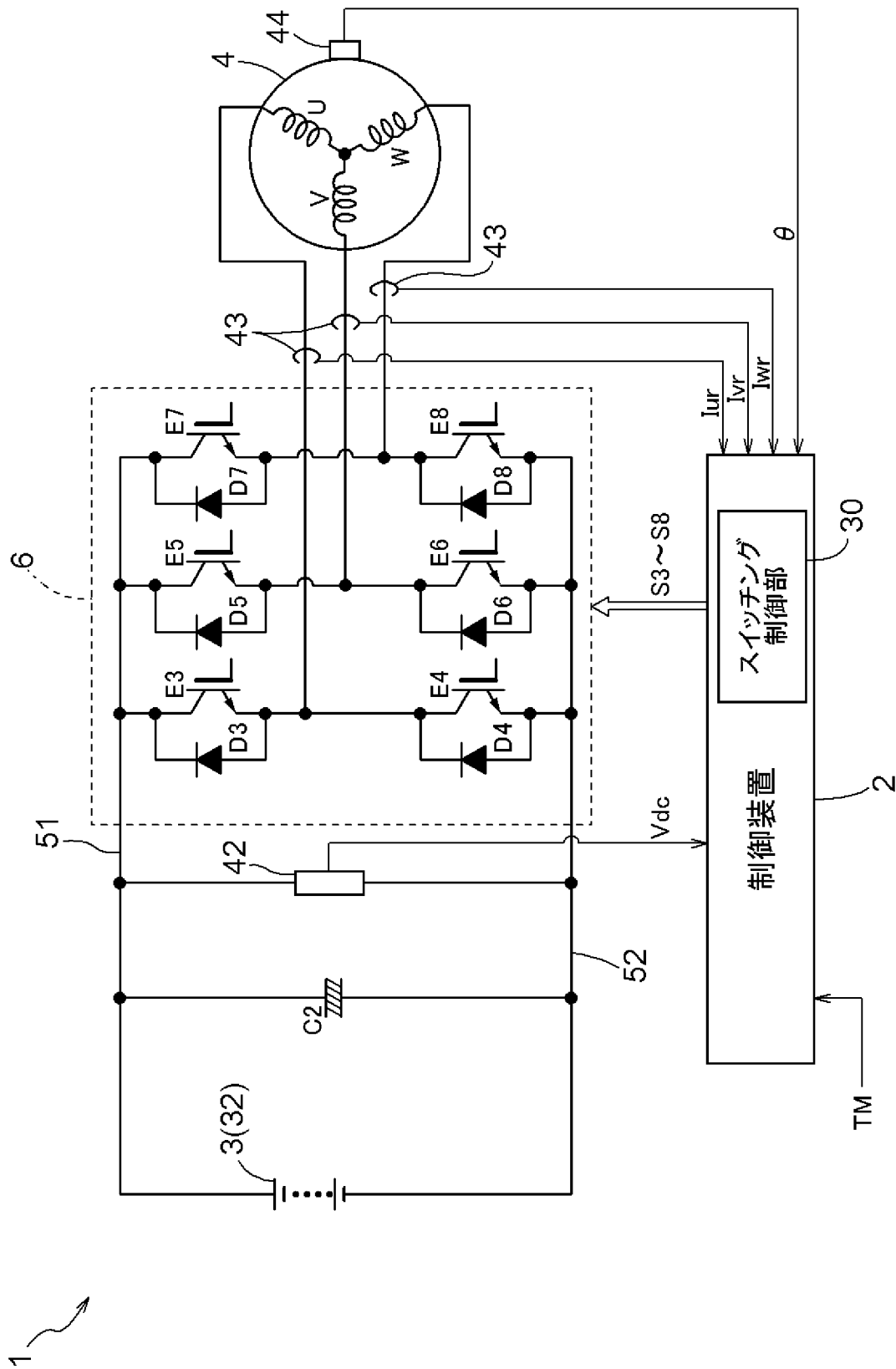
[図7]



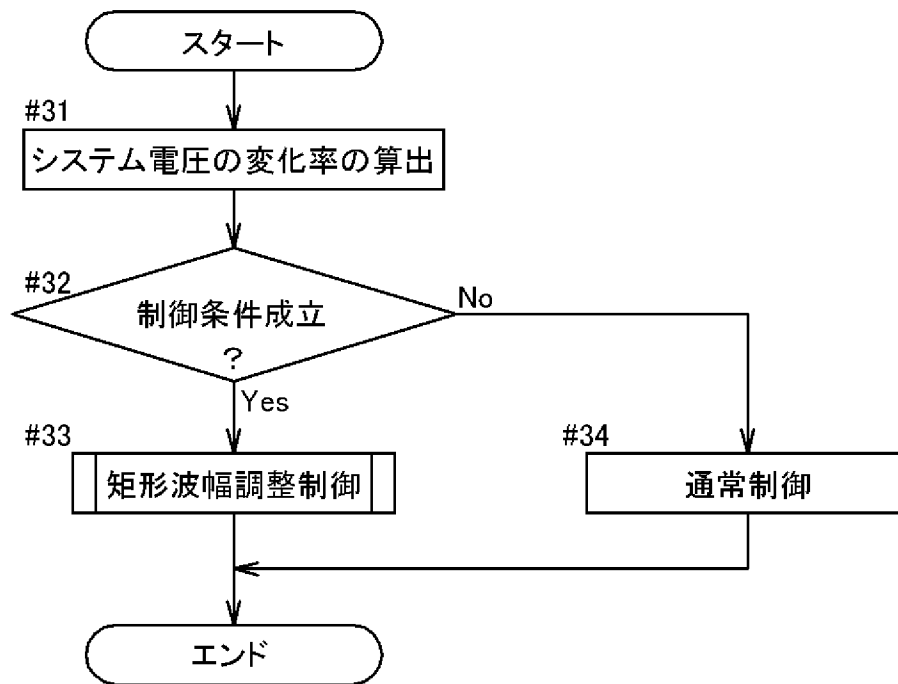
[図8]



[図9]



[図10]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/060567

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P27/06 (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)

H02P27/06

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2010
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2010	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2010

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2004-201487 A (NSK Ltd.), 15 July 2004 (15.07.2004), claims & US 2006/0071628 A1 & EP 1587210 A1 & WO 2004/049554 A1 & KR 10-2005-0083958 A & CN 1717860 A	1-5
A	JP 2001-145384 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 25 May 2001 (25.05.2001), claims (Family: none)	1-5

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“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)

“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

“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

“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

“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

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
17 August, 2010 (17.08.10)

Date of mailing of the international search report
31 August, 2010 (31.08.10)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P27/06 (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（I P C））

Int.Cl. H02P27/06

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	1971-2010年
日本国実用新案登録公報	1996-2010年
日本国登録実用新案公報	1994-2010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）

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 2004-201487 A（日本精工株式会社）2004.07.15, 特許請求の範囲 & US 2006/0071628 A1 & EP 1587210 A1 & WO 2004/049554 A1 & KR 10-2005-0083958 A & CN 1717860 A	1-5
A	JP 2001-145384 A（松下電器産業株式会社）2001.05.25, 特許請求の範囲（ファミリーなし）	1-5

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

17.08.2010

国際調査報告の発送日

31.08.2010

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A/J P）

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）

齋藤 健児

3V

3020

電話番号 03-3581-1101 内線 3358