

(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



(43) 国際公開日
2009年9月17日(17.09.2009)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2009/113452 A1

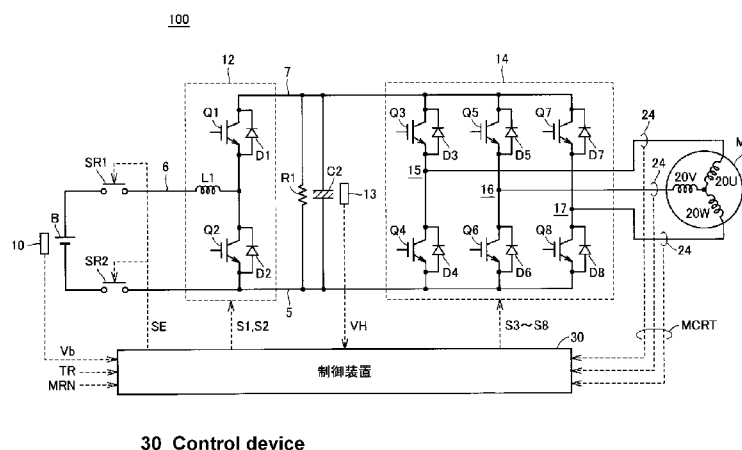
- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2009/054268
- (22) 国際出願日: 2009年3月6日(06.03.2009)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2008-060071 2008年3月10日(10.03.2008) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): トヨタ自動車株式会社 (TOYOTA JIDOSHA KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1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): 竹内 誉人 (TAKEUCHI, Shigeto) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP). 平良 友嗣 (TAIRA, Tomotsugu) [JP/JP]; 〒4710026 愛知県豊田市若宮町2丁目31番地
- (74) 代理人: 深見 久郎, 外 (FUKAMI, Hisao et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島二丁目2番7号 中之島セントラルタワー22階 深見特許事務所 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, 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, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, 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, 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 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,

[続葉有]

(54) Title: ELECTRIC MOTOR DRIVE DEVICE AND CONTROL METHOD THEREOF

(54) 発明の名称: 電動機駆動装置およびその制御方法

[図1]



30 Control device

(57) Abstract: A control device (30) controls the switching operation of switching elements (Q3) to (Q8) so that the AC voltage at which an AC motor (M1) can output torque according to a torque instruction value is applied to each phase coil winding (20U), (20V) and (20W). The control device (30) variably sets the gate resistance between a first pulse voltage and the remaining pulse voltages when the polarity of the AC voltage is reversed, in a drive circuit that turns the switching elements (Q3) to (Q8) on or off in response to respective switching control signals (S3) to (S8). The occurrence of a partial discharge between individual phase coil winding gaps can be limited by extending the rise time of the first pulse voltage when polarity is reversed.

(57) 要約: 制御装置 (30) は、交流モータ (M1) がトルク指令値に従ったトルクを出力できるように、交流電圧が各相コイル巻線 (20U, 20V, 20W) に印加されるように、スイッチング素子 (Q3~Q8) のスイッチング動作を制御する。制御装置 (30) は、スイッチング制御信号 (S3~S8) に応答して、スイッチング素子 (Q3~Q8) をそれぞれオン/オフさせるドライブ回路において、交流電圧の極性反転時における1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間でゲート抵抗を可変に設定する。極性反転時1番目のパルス電圧の立ち上がり時間を長くすることによって、各相コイル巻線のギャップ間での部分放電の発生が抑制される。

WO 2009/113452 A1



GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, 添付公開書類:

NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF,
CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD,
TG).

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

電動機駆動装置およびその制御方法

技術分野

[0001] この発明は、電動機駆動装置およびその制御方法に関し、より特定のには、インバータにより電動機を駆動する構成の電動機駆動装置における相間絶縁破壊防止技術に関する。

背景技術

[0002] 車両駆動用の電動機(モータ)を駆動制御するための電力変換装置として、たとえば特開平10-127064号公報(特許文献1)は、直流電源電圧を、正(高電位)、中(零電位)および負(低電位)の3つの電圧レベルを有する交流相電圧に変換する電力変換装置を開示する。

[0003] これによれば、電力変換装置は、PWM制御として、出力電圧の一周期にわたりパルス为正負交互に出力するダイポラ変調モードと、出力電圧の半周期中に同一極性のパルスを出力するユニポラ変調モードとを有しており、力行または回生運転モードに応じて、ダイポラ変調モードを使い分ける手段を備えている。これによれば、装置の運転モードに応じてダイポラ変調モードを選択的に使用不可能とすることにより、スイッチング損失を平均的に低減することができる。特許文献1は、このようにして、スイッチング素子の熱発生を抑制し、装置全体の小型軽量化と装置の高効率化とを図っている。

特許文献1:特開平10-127064号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、上記特許文献1に記載の電力変換装置では、ユニポラ変調モードの実行中において、電動機のコイル巻線の空隙(ギャップ)に部分放電が発生し易いという問題がある。

[0005] すなわち、電動機のコイル巻線においては、巻線/コア間の対地絶縁のみならず、相間絶縁が問題となる。特に、コイル巻線のギャップで部分放電が発生することを起

点として、絶縁材の劣化が進行することにより最終的には相間絶縁が短絡して機器故障に至ってしまう可能性がある。

[0006] この部分放電は、電動機の動作環境によってその起こり易さが異なっている。特に、ユニポーラ変調モードのように、コイル巻線に印加される交流電圧の極性が反転する場合には、コイル巻線表面(厳密には絶縁膜表面)に誘起される表面電荷によって、コイル巻線間の空隙部(ギャップ)に生じる電界が強められることにより、当該ギャップに部分放電が発生し易くなる。しかしながら、上記特許文献1には、相間絶縁破壊に至る可能性がある部分放電を防止するための電動機の駆動制御については何ら言及されていない。

[0007] それゆえ、この発明は、かかる課題を解決するためになされたものであり、その目的は、インバータにより電動機を駆動する構成の電動機駆動装置において、コイル巻線間の相間絶縁破壊に至る部分放電の発生を防止するようにインバータを制御可能な電動機駆動装置および制御方法を提供することである。

課題を解決するための手段

[0008] この発明によれば、電動機駆動装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって交流電圧を発生する電力変換装置と、電力変換装置からの交流電圧が印加されるコイル巻線を有する電動機と、電力変換装置のスイッチング動作を制御する制御装置とを備える。制御装置は、交流電圧が所定値を超えときには、交流電圧の極性反転時における電圧変化率が相対的に小さくなるように、電力変換装置のスイッチング動作を制御する。

[0009] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータを含む。制御装置は、所定の電圧振幅が所定値を超えときには、両極性パルス電圧の極性反転時における立ち上がり時間が相対的に長くなるように、インバータのスイッチング動作を制御する。

[0010] 好ましくは、インバータは、各電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含む。制御装置は、所定の電圧振幅が所定値を超えときには、両極性パルスの極性反転時において、経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定す

る。

- [0011] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータを含む。制御装置は、所定の電圧振幅が所定値を超えるとときには、両極性パルスの立ち上がり時間が相対的に長くなるように、インバータのスイッチング動作を制御する。
- [0012] 好ましくは、インバータは、各電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含む。制御装置は、所定の電圧振幅が所定値を超えるとときには、経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する。
- [0013] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータと、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、インバータへの入力電圧を可変制御可能に構成された直流電源とを含む。制御装置は、交流電圧が所定値を超えるとときには、交流電圧の極性反転時における入力電圧が相対的に低くなるように、直流電源のスイッチング動作を制御する。
- [0014] 好ましくは、直流電源は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって蓄電機構からの直流電圧を電圧変換するコンバータと、蓄電機構とインバータとの間にコンバータをバイパスするように電流経路を形成するためのバイパス用スイッチング素子とを含む。制御装置は、交流電圧が所定値を超えるとときには、交流電圧の極性反転時において、バイパス用スイッチング素子をオンする。
- [0015] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータと、コイル巻線に対してインバータと並列に接続され、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、コイル巻線にパルス进行加可能に構成されたパルス発生装置をさらに備える。制御装置は、交流電圧が所定値を超えるとときには、交流電圧の極性反転時において、交流電圧が零電位であるときに、交流電圧よりも相対的に小さい電圧振幅を有するパルスをコイル巻線に印加するように、パルス発生装置を制御する。

- [0016] この発明の別の局面に従えば、電力用半導体素子のスイッチング動作によって交流電圧を発生する電力変換装置と、電力変換装置からの交流電圧が印加されるコイル巻線を有する電動機とを備えた電動機駆動装置の制御方法は、交流電圧を取得するステップと、交流電圧が所定値を超えるときには、交流電圧の極性反転時における電圧変化率が相対的に小さくなるように、電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップとを備える。
- [0017] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータを含む。電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、所定の電圧振幅が所定値を超えるときには、両極性パルス電圧の極性反転時における立ち上がり時間が相対的に長くなるように、インバータのスイッチング動作を制御する。
- [0018] 好ましくは、インバータは、各電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含む。インバータのスイッチング動作を制御するステップは、所定の電圧振幅が所定値を超えるときには、両極性パルスの極性反転時において、経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する。
- [0019] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータを含む。電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、所定の電圧振幅が所定値を超えるときには、両極性パルス電圧の立ち上がり時間が相対的に長くなるように、インバータのスイッチング動作を制御する。
- [0020] 好ましくは、インバータは、各電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含む。インバータのスイッチング動作を制御するステップは、所定の電圧振幅が所定値を超えるときには、経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する。
- [0021] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータと、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、インバータ

への入力電圧を可変制御可能に構成された直流電源とを含む。電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、交流電圧が所定値を超えるときには、交流電圧の極性反転時における入力電圧が相対的に低くなるように、直流電源のスイッチング動作を制御する。

[0022] 好ましくは、直流電源は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって蓄電機構からの直流電圧を電圧変換するコンバータと、蓄電機構とインバータとの間にコンバータをバイパスするように電流経路を形成するためのバイパス用スイッチング素子とを含む。直流電源のスイッチング動作を制御するステップは、交流電圧が所定値を超えるときには、交流電圧の極性反転時において、バイパス用スイッチング素子をオンする。

[0023] 好ましくは、電力変換装置は、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータと、コイル巻線に対してインバータと並列に接続され、電力用半導体素子のスイッチング動作によって、コイル巻線にパルスを印加可能に構成されたパルス発生装置をさらに備える。電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、交流電圧が所定値を超えるときには、交流電圧の極性反転時において、交流電圧が零電位であるときに、交流電圧よりも相対的に小さい電圧振幅を有するパルスをコイル巻線に印加するように、パルス発生装置を制御する。

発明の効果

[0024] この発明によれば、インバータにより電動機を駆動する構成の電動機駆動装置において、コイル巻線間の相間絶縁破壊に至る部分放電の発生を防止するようにインバータを制御することができる。

図面の簡単な説明

[0025] [図1]この発明の実施の形態1による電動機駆動装置の構成を説明する概略ブロック図である。

[図2]図1における制御装置のブロック図である。

[図3]スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作により発生する交流電圧(モータ駆動電圧) V_m の出力波形図である。

[図4]図3のモータ駆動電圧 V_m が各相コイル巻線に印加されたときの部分放電の測定波形を示す図である。

[図5]モータ駆動電圧 V_m と交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係を示す図である。

[図6]モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧、および当該パルス電圧が各相コイル巻線に印加されたときの部分放電の測定波形である。

[図7]パルス電圧の立ち上がり時間を可変にするドライブ回路の一例を示す電気回路図である。

[図8]この発明の実施の形態1に従う電動機駆動装置におけるインバータのスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。

[図9]この発明の実施の形態1の変更例に従う電動機駆動装置におけるインバータ14のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。

[図10]この発明の実施の形態2に従う電動機駆動装置の構成を説明する概略ブロック図である。

[図11]図10における制御装置のブロック図である。

[図12]実施の形態2に従うスイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作により発生する交流電圧 V_m の出力波形図である。

[図13]この発明の実施の形態2に従う電動機駆動装置におけるインバータのスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。

[図14]この発明の実施の形態3に従う電動機駆動装置の構成を説明する概略ブロック図である。

[図15]実施の形態3に従うインバータのスイッチング動作により交流モータの各相コイル巻線に印加される電圧の出力波形図である。

[図16]この発明の実施の形態3に従う電動機駆動装置におけるインバータ14および31のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。

符号の説明

[0026] 5 アースライン、6, 7 電源ライン、10, 13 電圧センサ、12, 12A 昇降圧コンバータ、14, 31 インバータ、15 U相アーム、16 V相アーム、17 W相アーム、20

U U相コイル巻線、20V V相コイル巻線、20W W相コイル巻線、24 電流センサ、30, 30A, 30B 制御装置、40 モータ制御用相電圧演算部、42 インバータ用PWM信号変換部、50 インバータ入力電圧指令演算部、52 コンバータ用デューティ比演算部、54, 54A コンバータ用PWM信号変換部、100, 100A, 100B 電動機駆動装置、B 蓄電機構、BL 電流供給ライン、C2 平滑コンデンサ、D1～D8 逆並列ダイオード、L1 リアクトル、M1 交流モータ、Q1～Q8, Q11, Q12, Qb スwitchング素子、R1 放電抵抗、RG1, RG2 抵抗、SR1, SR2 システムリレー。

発明を実施するための最良の形態

[0027] 以下、この発明の実施の形態について図面を参照して詳しく説明する。なお、図中同一符号は同一または相当部分を示す。

[0028] [実施の形態1]

図1は、この発明の実施の形態1による電動機駆動装置100の構成を説明する概略ブロック図である。

[0029] 図1を参照して、この発明の実施の形態1による電動機駆動装置100は、蓄電機構Bと、電圧センサ10, 13と、システムリレーSR1, SR2と、昇降圧コンバータ12と、放電抵抗R1と、平滑コンデンサC2と、インバータ14と、電流センサ24と、交流モータM1と、制御装置30とを備える。

[0030] 交流モータM1は、たとえばハイブリッド自動車または電気自動車の駆動輪を駆動するためのトルクを発生するための駆動モータである。あるいは、このモータはエンジンにて駆動される発電機の機能を持つように、そして、エンジンに対して電動機として動作し、たとえば、エンジン始動を行ない得るようなものとしてハイブリッド自動車に組み込まれるようにしてもよい。

[0031] 蓄電機構Bは、たとえばニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池を含んで構成され、電源ライン6およびアースライン5の間に直流電圧を出力する。電圧センサ10は、蓄電機構Bから出力される直流電圧(バッテリー電圧)Vbを検出し、その検出した直流電圧Vbを制御装置30へ出力する。

[0032] システムリレーSR1は、蓄電機構Bの正極端子および電源ライン6の間に接続され

、システムリレーSR2は、蓄電機構Bの負極端子およびアースライン5の間に接続される。システムリレーSR1, SR2は、制御装置30からの信号SEによりオン／オフされる。

[0033] 昇降圧コンバータ12は、一例として、昇降圧チョッパ回路により構成され、リアクトルL1と、電力用半導体スイッチング素子(以下、単にスイッチング素子とも称する)Q1, Q2と、ダイオードD1, D2とを含む。

[0034] スwitchング素子Q1およびQ2は、電源ライン7とアースライン5との間に直列接続される。リアクトルL1は、電源ライン6とスイッチング素子Q1およびQ2の接続ノードとの間に接続される。各スイッチング素子Q1, Q2のエミッタ／コレクタ間には、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流すように、逆並列ダイオードD1, D2がそれぞれ接続されている。

[0035] スwitchング素子Q1およびQ2のオン・オフは、制御装置30からのスイッチング制御信号S1, S2によって制御される。この実施の形態におけるスイッチング素子としては、たとえばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)が適用される。

[0036] 平滑コンデンサC2は、電源ライン7およびアースライン5の間に接続される。また、電源ライン7およびアースライン5の間には、電動機駆動装置100の停止時等において平滑コンデンサC2の残留電荷を抜くための放電抵抗R1が、平滑コンデンサC2に並列に接続される。

[0037] インバータ14は、電源ライン7およびアースライン5の間に並列に接続される、U相アーム15、V相アーム16およびW相アーム17から成る。各相アームは、電源ライン7およびアースライン5の間に直列接続されたスイッチング素子から構成される。たとえば、U相アーム15は、スイッチング素子Q3, Q4から成り、V相アーム16は、スイッチング素子Q5, Q6から成り、W相アーム17は、スイッチング素子Q7, Q8から成る。また、スイッチング素子Q3～Q8のコレクタ／エミッタ間には、逆並列ダイオードD3～D8がそれぞれ接続されている。

[0038] スwitchング素子Q3～Q8のオン・オフは、制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8によって制御される。より具体的には、スイッチング素子Q3～Q8は、その

制御電極への電氣的入力に応じてオンまたはオフされる。たとえば、IGBTは、ゲート(制御電極)の電圧に応じてオンまたはオフされる。スイッチング素子Q3～Q8の制御電極(ゲート)へは、スイッチング制御信号S3～S8が、図示しないドライブ回路を経て入力される。

[0039] 各相アーム15～17の中間点は、交流モータM1のU相コイル巻線20U、V相コイル巻線20VおよびW相コイル巻線20Wの一端側とそれぞれ電氣的に接続される。たとえば、交流モータM1は、U相コイル巻線20U、V相コイル巻線20VおよびW相コイル巻線20Wが中性点に共通接続されて構成された、3相永久磁石モータである。U相コイル巻線20U、V相コイル巻線20VおよびW相コイル巻線20Wは、本発明における「コイル巻線」に対応する。また、交流モータM1は、本発明における「電動機」に対応する。

[0040] 交流モータM1には、電流センサ24が設けられる。電流センサ24は、3相分のモータ電流MCRT(U相電流、V相電流およびW相電流)を検出し、検出したモータ電流MCRTを制御装置30へ送出する。なお、三相電流の瞬時値の和は零であるので、電流センサ24は2相分のモータ電流を検出するように配設すれば足りる。

[0041] 昇降圧コンバータ12は、昇圧動作時には、蓄電機構Bから供給された直流電圧を昇圧してインバータ14へ供給する。より具体的には、制御装置30からのスイッチング制御信号S1、S2に応答して、スイッチング素子Q1のオン期間およびQ2のオン期間が交互に設けられ、昇圧比はこれらのオン期間の比に応じたものとなる。

[0042] また、昇降圧コンバータ12は、降圧動作時には、平滑コンデンサC2を介してインバータ14から供給された直流電圧を降圧して蓄電機構Bを充電する。より具体的には、制御装置30からのスイッチング制御信号S1、S2に応答して、スイッチング素子Q1のみがオンする期間とスイッチング素子Q1、Q2の両方がオフする期間とが交互に設けられ、降圧比は上記オン期間のデューティ比に応じたものとなる。

[0043] 平滑コンデンサC2は、昇降圧インバータ12からの直流電圧を平滑化し、その平滑化した直流電圧をインバータ14へ供給する。電圧センサ13は、平滑コンデンサC2の両端の電圧VH、すなわち、昇降圧コンバータ12の出力電圧(インバータ14の入力電圧に相当する。以下同じ。)を検出し、その検出した電圧VHを制御装置30へ出

力する。

- [0044] インバータ14は、平滑コンデンサC2から直流電圧が供給されると、制御装置30からのスイッチング制御信号S3～S8に応答した、スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作により直流電圧を交流電圧に変換して交流モータM1を駆動する。
- [0045] また、インバータ14は、電動機駆動装置100が搭載されたハイブリッド自動車または電気自動車の回生制動時、スイッチング制御信号S3～S8に応答したスイッチング動作により、交流モータM1が発電した交流電圧を直流電圧に変換し、その変換した直流電圧を平滑コンデンサC2を介して昇降圧コンバータ12へ供給する。
- [0046] なお、ここで言う回生制動とは、ハイブリッド自動車または電気自動車を運転するドライバーによるフットブレーキ操作があった場合の回生発電を伴う制動や、フットブレーキを操作しないものの、走行中にアクセルペダルをオフすることで回生発電をさせながら車速を減速(または加速を中止)させることを含む。
- [0047] 制御装置30は、外部に設けられたECU (Electrical Control Unit)からトルク指令値TRおよびモータ回転数MRNを受け、電圧センサ10から直流電圧Vbを受け、電圧センサ13から電圧VHを受け、電流センサ24からモータ電流MCRTを受ける。制御装置30は、これらの入力信号に基づいて、後述する方法により交流モータM1がトルク指令値TRに従ったトルクを出力するように、昇降圧コンバータ12およびインバータ14の動作を制御する。すなわち、昇降圧コンバータ12およびインバータ14を上記のように制御するためのスイッチング制御信号S1～S8を生成して、昇降圧コンバータ12およびインバータ14へ出力する。
- [0048] このとき、制御装置30は、交流モータM1がトルク指令値TRに従ったトルクを出力できるような交流電圧が各相コイル巻線20U, 20Vおよび20Wに印加されるように、スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作を制御する。すなわち、制御装置30は、このようなスイッチング動作に対応するようなスイッチング制御信号S3～S8を生成する。以下では、各相コイル巻線20U, 20V, 20Wに印加される交流電圧を、「モータ駆動電圧」とも称する。
- [0049] なお、制御装置30により生成されたスイッチング制御信号S3～S8は、図示しないドライブ回路へ与えられる。ドライブ回路は、スイッチング制御信号S3～S8に応答し

て、スイッチング素子Q3～Q8をそれぞれオンまたはオフさせるためのゲート電圧を発生する。

[0050] 図2は、図1における制御装置30のブロック図である。

図2を参照して、制御装置30は、モータ制御用相電圧演算部40と、インバータ用PWM信号変換部42と、インバータ入力電圧指令演算部50と、コンバータ用デューティ比演算部52と、コンバータ用PWM信号変換部54とを含む。

[0051] モータ制御用相電圧演算部40は、外部ECUからトルク指令値TRを受け、電圧センサ13から昇降圧コンバータ12の出力電圧VH、すなわち、インバータ14の入力電圧を受け、電流センサ24からモータ電流MCRTを受ける。そして、モータ制御用相電圧演算部40は、これらの入力信号に基づいて、交流モータM1の各相コイル巻線に印加する電圧(モータ駆動電圧)の操作量(以下、電圧指令とも称する) V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を計算し、その計算した結果をインバータ用PWM信号変換部42へ出力する。

[0052] インバータ用PWM信号変換部42は、モータ制御用相電圧演算部40から受けた各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて、実際にインバータ14の各スイッチング素子Q3～Q8をオン／オフするためのスイッチング制御信号S3～S8を生成してインバータ14へ出力する。

[0053] これにより、各スイッチング素子Q3～Q8は、スイッチング制御され、交流モータM1が指令されたトルクを出力するように交流モータM1の各相コイル巻線に流す電流を制御する。このようにして、モータ駆動電流が制御され、トルク指令値TRに応じたモータトルクが出力される。

[0054] インバータ入力電圧指令演算部50は、外部ECUからのトルク指令値TRおよびモータ回転数MRNに基づいてインバータ入力電圧の最適値(目標値)、すなわち、電圧指令 V_{dc_com} を演算し、その演算した電圧指令 V_{dc_com} をコンバータ用デューティ比演算部52へ出力する。

[0055] コンバータ用デューティ比演算部52は、インバータ入力電圧指令演算部50から電圧指令 V_{dc_com} を受け、電圧センサ10から直流電圧Vb(以下、バッテリー電圧Vbとも称す)を受けると、電圧センサ13からの出力電圧VHを電圧指令 V_{dc_com} に

設定するためのデューティ比を演算する。そして、コンバータ用デューティ比演算部52は、その演算したデューティ比をコンバータ用PWM信号変換部54へ出力する。

[0056] コンバータ用PWM信号変換部54は、コンバータ用デューティ比演算部52からのデューティ比に基づいて昇降圧コンバータ12のスイッチング素子Q1, Q2をオン／オフするためのスイッチング制御信号S1, S2を生成して昇降圧コンバータ12へ出力する。

[0057] なお、昇降圧コンバータ12の下側のスイッチング素子Q2のオンデューティを大きくすることによりリアクトルL1の電力蓄積が大きくなるため、より高電圧の出力を得ることができる。一方、上側のスイッチング素子Q1のオンデューティを大きくすることにより電源ラインの電圧が下がる。そこで、スイッチング素子Q1, Q2のデューティ比を制御することで、インバータ14の入力電圧VHを、蓄電機構Bの出力電圧を下限として、スイッチング素子の素子耐圧などを基に設定された上限値までの任意の電圧に制御可能である。

[0058] そして、このような昇降圧コンバータ12の制御を行なうことによってインバータ14の入力電圧VHを交流モータM1の動作状態に応じて可変させることにより、電動機駆動装置100で発生する損失(モータ損失、インバータ損失および昇圧コンバータ損失を含む)を最小限に抑え、モータ駆動効率を高めることができる。

[0059] そして、インバータ14は、蓄電機構Bの出力電圧以上の高電圧に変換された入力電圧VHを、スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作によって交流電圧(モータ駆動電圧)に変換して交流モータM1を駆動する。

[0060] 図3は、スイッチング素子Q3～Q8のスイッチング動作により発生する交流電圧(モータ駆動電圧)V_mの出力波形図である。

[0061] 図3を参照して、モータ駆動電圧V_mは、半周期ごとに極性が反転する両極性パルス電圧である。半周期中における同一極性のパルス電圧は、所定の電圧振幅と所定のパルス幅とを有している。このときの所定の電圧振幅は、上述した交流モータM1の各相コイル巻線の電圧指令V_u*, V_v*, V_w*に応じた大きさとなる。また、所定のパルス幅は、インバータ14のスイッチング制御信号S3～S8を生成するためのキャ

リア信号のキャリア周波数に応じたものとなる。

[0062] そして、図3に示すモータ駆動電圧 V_m が交流モータM1の各相コイル巻線に印加されると、各相コイル巻線では、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時において、コイル巻線間の空隙(ギャップ)に部分放電が発生する可能性がある。その結果、コイル巻線の導線を被膜する絶縁材の劣化が進行することにより、最終的には相間絶縁が短絡して機器故障に至ってしまうケースが起きてしまう。

[0063] 図4は、図3のモータ駆動電圧 V_m が各相コイル巻線に印加されたときの部分放電の測定波形を示す図である。なお、図4には、モータ駆動電圧 V_m が図3の領域RG N1内の特性を示すときに測定される部分放電の波形を抽出して示される。

[0064] 図4を参照して、モータ駆動電圧 V_m は、上述したように、半周期中において所定の電圧振幅およびパルス幅を有する同一極性のパルス電圧から構成されている。なお、モータ駆動電圧 V_m は、時刻 t_1 以前においては負電位に設定されており、零電位を経由した後、時刻 t_1 において正電位に設定される。

[0065] そして、このモータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧が立ち上がるタイミングである時刻 t_1 において、コイル巻線間のギャップには部分放電が発生している。このときの部分放電は、時刻 t_1 よりも後であって、2番目以降のパルス電圧が立ち上がるタイミングである時刻 t_2 , t_3 等で発生する微小放電に比べて著しく大きくなっている。

[0066] このようにモータ駆動電圧の極性反転時には、極性反転前および極性反転後と比較して、相対的に部分放電が発生し易くなっている。これは、モータ駆動電圧の極性反転時には、コイル巻線表面に誘起される電荷(表面電荷)が発生し易く、コイル巻線のギャップに表面電荷により生じる電界が相対的に強められることに起因する。

[0067] 特に、図4のようにモータ駆動電圧 V_m がパルス電圧である場合には、モータ駆動電圧 V_m の極性反転が短時間に行なわれるため、極性反転前において相対的に正電位に設定された一方のコイル巻線の導線の絶縁膜表面に誘起された表面電荷が拡散できずに残った状態で、反転時において新たに負電位から正電位に設定された他方のコイル巻線の導線の絶縁膜表面に表面電荷が誘起され始める。これにより、コイル巻線間のギャップに表面電荷によって生じる電界により、コイル巻線間のギャ

ップ電圧が高められる。この結果、絶縁を構成している間隔が短い当該ギャップ部分に放電(部分放電)が発生し易くなる。すなわち、ギャップに表面電荷によって生じる電界が強くなることによって、部分放電開始電圧が低下する。これにより、絶縁膜の劣化が進行することによって、最終的には相間絶縁が短絡して絶縁寿命が短くなってしまう可能性がある。

[0068] 図5は、モータ駆動電圧 V_m と交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係を示す図である。

[0069] 図5を参照して、交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命は、モータ駆動電圧 V_m が低くなるに従って長くなる傾向を示している。これは、各相コイル巻線間のギャップに発生する部分放電が、モータ駆動電圧 V_m の大きさに応じて、3つの発生パターンに大別されることに起因する。

[0070] 具体的には、モータ駆動電圧 V_m が相対的に高い場合には、各相コイル巻線間のギャップには、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時だけでなく、同一極性の全てのパルス電圧の立ち上がり時において部分放電が発生している。その結果、各相コイル巻線の絶縁寿命は、相対的に短くなっている。

[0071] これに対して、モータ駆動電圧 V_m が相対的に低い場合には、各相コイル巻線間のギャップには微小放電が発生するに留まっており、その結果、各相コイル巻線の絶縁寿命は相対的に長くなっている。

[0072] そして、モータ駆動電圧 V_m がこれら2つの電圧レベルの間にある場合には、図4で述べたように、各相コイル巻線間のギャップにはモータ駆動電圧 V_m の極性反転時において部分放電が発生する。なお、交流モータM1の通常運転時には、このような極性反転時の部分放電が比較的多く発生する。

[0073] ここで、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時におけるギャップでの部分放電が発生し難くするためには、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時にコイル巻線の絶縁膜表面に誘起された表面電荷が拡散する時間を確保する必要がある。これには、モータ駆動電圧 V_m の極性反転を緩やかにすることが有効である。すなわち、極性反転時のモータ駆動電圧 V_m の電圧変化率を小さくすることによって、ギャップに表面電荷によって生じる電界を弱くすることができる。その結果、部分放電開始電圧の低下を防止で

きる。

[0074] そこで、実施の形態1では、このようなモータ駆動電圧 V_m の極性反転時における電圧変化率を小さくするための方策として、極性反転時における1番目のパルス電圧(図4の領域RGN2参照)の立ち上がり時間が、後続する残余のパルス電圧よりも相対的に長くなるように、インバータ14のスイッチング動作を制御する構成とする。

[0075] 図6は、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧および当該パルス電圧が交流モータM1の各相コイル巻線に印加されたときに発生する部分放電の測定波形である。

[0076] 図6において、ラインLN1およびLN3はそれぞれ、通常のスイッチング制御により発生したモータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧および部分放電の測定波形を示している。一方、図中のラインLN2およびLN4はそれぞれ、極性反転時のモータ駆動電圧 V_m の電圧変化率を小さくする制御を行なうことにより発生した極性反転時における1番目のパルス電圧および部分放電の測定波形を示している。

[0077] 図6からは、極性反転時における1番目のパルス電圧の立ち上がり時間を長くすることによって、各相コイル巻線のギャップ間では部分放電の発生が抑えられているのが分かる。すなわち、コイル巻線のギャップに残存する表面電荷により生じる電界がギャップ電圧を強めて部分放電が発生し易くなるような状況が回避されている。これにより、部分放電の発生を抑制して、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することが可能となる。

[0078] なお、このような極性反転時における1番目のパルス電圧の立ち上がり時間を長くする構成は、実際には、スイッチング制御信号S8～S8に応答して、スイッチング素子Q3～Q8をそれぞれオンまたはオフさせるためのゲート電圧を発生するドライブ回路を、1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間でゲート抵抗を可変に設定可能な構成とすることにより実現することができる。

[0079] 図7は、パルス電圧の立ち上がり時間を可変にするドライブ回路の一例を示す電気回路図である。

[0080] 図7を参照して、ドライブ回路は、抵抗RG1、RG2と、スイッチング素子Q11、Q12

と、電流供給ラインBLとを含む。抵抗RG1, RG2は、インバータ14のスイッチング素子(たとえばQ3とする)のベースに一端が接続され、スイッチング素子Q11, Q12のエミッタにそれぞれ他端が接続される。スイッチング素子Q11, Q12は、電流供給ラインBLにコレクタが接続され、抵抗RG1, RG2にそれぞれエミッタが接続され、制御装置30からのスイッチング制御信号をそれぞれベースに受ける。

[0081] 抵抗RG1, RG2については、抵抗RG1の抵抗値が抵抗RG2の抵抗値よりも大きい。したがって、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時には、抵抗値が相対的に大きい抵抗RG1を選択することにより、各スイッチング素子Q3～Q8においては、ターンオンおよびターンオフ時におけるコレクタエミッタ間電圧が相対的に緩やかな波形となる。この結果、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における立ち上がり時間が相対的に長くすることができる。

[0082] そして、モータ駆動電圧 V_m の極性が反転した後の2番目以降のパルス電圧については、抵抗値が相対的に小さい抵抗RG2を選択することにより、各スイッチング素子Q3～Q8においては、ターンオンおよびターンオフ時におけるコレクタエミッタ間電圧が相対的に急峻な波形となる。なお、抵抗RG2を、各スイッチング素子Q3～Q8においてターンオンおよびターンオフ時に発生する損失を低減するのに最適な抵抗値とすることにより、図4に示すような立ち上がり波形が急峻なパルス電圧が生成される。その結果、各スイッチング素子Q3～Q8においてターンオンおよびターンオフ時に発生する損失を低く保つことができる。

[0083] 図8は、この発明の実施の形態1による電動機駆動装置100におけるインバータ14のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。図8に示したフローチャートに従う制御処理は、制御装置30が予め格納されたプログラムを所定周期毎に実行することにより実現される。

[0084] 図8を参照して、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、モータ制御用相電圧演算部40として機能する制御装置30から各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* を取得すると(ステップS01)、これらの電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* が予め設定された所定の閾値 V_{th1} 以上であるか否かを判定する(ステップS02)。なお、所定の閾値 V_{th1} は、図5に示すモータ駆動電圧 V_m と交流モータ

M1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係に基づいて、各相コイル巻線間のギャップに微小放電が発生するときのモータ駆動電圧 V_m を上回るように設定される。

[0085] 電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* が所定の閾値 V_{th1} を下回る場合(ステップS02にてNOの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、インバータ14を構成するスイッチング素子 $Q_3 \sim Q_8$ に対して、通常のスイッチング制御を実行することにより、実際にインバータ14の各スイッチング素子 $Q_3 \sim Q_8$ をオン/オフするためのスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する(ステップS04)。この場合、図7に示すドライブ回路においては抵抗 R_{G2} が選択されている。

[0086] これに対して、電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* が所定の閾値 V_{th1} 以上となる場合(ステップS02にてYESの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧の立ち上がり時間が相対的に長くなるように、スイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成する(ステップS03)。具体的には、制御装置30は、図7に示すドライブ回路を用いて、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間でゲート抵抗を可変に設定する。この結果、部分放電の発生の防止により、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0087] なお、実施の形態1では、インバータ14のスイッチング動作におけるゲート抵抗を、極性反転時1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間で可変に設定する構成としたが、ゲート抵抗に限定されることなく、制御装置30からのスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ が各スイッチング素子 $Q_3 \sim Q_8$ のゲート(制御電極)へ伝達される経路における遅延インピーダンスを、極性反転時1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間で可変設定すればよいことは明らかである。すなわち、当該伝達経路における抵抗成分(ゲート抵抗)に代えて、付加される容量値またはインダクタンス値を可変に設定する構成としても、同様の効果を得ることができる。

[0088] さらに、実施の形態1では、ゲート抵抗に代表される遅延インピーダンスの可変設定を、極性反転時1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧とに応じて2段階としたが、極性反転時1番目のパルス電圧については、さらに細分化して3以上の複数段階に遅延インピーダンスを可変設定してもよい。または、モータ駆動電圧 V_m の上昇に

従って遅延インピーダンスが徐々に延長されるように、遅延インピーダンスを連続的に可変設定する構成としてもよい。これによれば、各スイッチング素子Q3～Q8に発生する損失を抑えつつ、部分放電の発生を効果的に防止することが可能となる。

[0089] [変更例]

図9は、この発明の実施の形態1の変更例による電動機駆動装置におけるインバータ14のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。図9に示したフローチャートに従う制御処理は、制御装置30が予め格納されたプログラムを所定周期毎に実行することにより実現される。

[0090] 図9を参照して、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、モータ制御用相電圧演算部40として機能する制御装置30から各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を取得すると(ステップS01)、これらの電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が予め設定された所定の閾値 V_{th2} 以上であるか否かを判定する(ステップS021)。なお、所定の閾値 V_{th2} は、図5に示したモータ駆動電圧 V_m と交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係に基づいて、同一極性の全てのパルス電圧の立ち上がり時において部分放電が発生するときのモータ駆動電圧 V_m を下限值を含むように設定されている。

[0091] 電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th2} を下回る場合(ステップS021にてNOの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、インバータ14を構成するスイッチング素子Q3～Q8に対して、通常のスイッチング制御を実行することにより、実際にインバータ14の各スイッチング素子Q3～Q8をオン／オフするためのスイッチング制御信号S3～S8を生成する(ステップS04)。この場合、図7に示すドライブ回路においては抵抗RG2が選択される。

[0092] これに対して、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th2} 以上となる場合(ステップS021にてYESの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30は、モータ駆動電圧 V_m を構成する同一極性の全てのパルス電圧の立ち上がり時間が相対的に長くなるように、スイッチング制御信号S3～S8を生成する(ステップS031)。具体的には、制御装置30は、図7に示すドライブ回路を用いて、同一極性の全てのパルス電圧に対して、ゲート抵抗を相対的に高い抵抗値に設

定する。この結果、モータ駆動電圧 V_m が相対的に高く、部分放電がより発生しやすい状況においても、部分放電の発生を確実に防止できるため、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0093] なお、本変更例のように、同一極性の全てのパルス電圧の立ち上がり時間が相対的に長くするには、ゲート抵抗を高くする構成以外に、インバータ14の入力側に設けられる平滑コンデンサC2の容量および放電抵抗R1の抵抗値を調整することによっても行なうことができる。

[0094] [実施の形態2]

図10は、この発明の実施の形態2に従う電動機駆動装置100Aの構成を説明する概略ブロック図である。

[0095] 図10を参照して、実施の形態2に従う電動機駆動装置100Aは、図1に示す電動機駆動装置100と比較して、昇降圧コンバータ12に代えて、昇降圧コンバータ12Aを備える点で異なる。電動機駆動装置100Aのその他の部分の構成は図1に示した電動機駆動装置100と同様であるので詳細な説明は繰り返さない。

[0096] 昇降圧コンバータ12Aは、昇降圧チョッパ回路により構成された昇降圧コンバータ12に対して、電源ライン6および電源ライン7の間を、リアクトルL1およびスイッチング素子Q1を介さず直接的に接続するためのスイッチング素子Qbをさらに含むものである。

[0097] スwitchング素子Qbは、制御装置30Aからのスイッチング制御信号Sbによりオンまたはオフされる。スイッチング素子Qbがオンされた場合には、蓄電機構Bからの直流電流はスイッチング素子Qbを介して電源ライン7に流れる。そのため、リアクトルL1には電流が供給されないために昇圧動作が行なわれず、インバータ14の入力電圧 V_H は蓄電機構Bの出力電圧と略同じ電圧レベルとなる。

[0098] これに対して、スイッチング素子Qbがオフされた場合には、スイッチング素子Q1、Q2のデューティ比を制御することにより、インバータ14の入力電圧 V_H は、蓄電機構Bの出力電圧を下限とする任意の電圧に制御される。

[0099] なお、図10の構成において、スイッチング素子Qbは、本発明における「バイパス用スイッチング素子」に対応する。

[0100] 図11は、図10における制御装置30Aのブロック図である。

図11を参照して、制御装置30Aは、図2に示す制御装置30と比較して、コンバータ用PWM信号変換部54に代えて、コンバータ用PWM信号変換部54Aを備える点で異なる。制御装置30Aのその他の部分の構成は図2に示した制御装置30と同様であるので詳細な説明は繰り返さない。

[0101] コンバータ用PWM信号変換部54Aは、コンバータ用デューティ比演算部52からデューティ比を受け、電圧センサ13からインバータ14の入力電圧 V_H を受け、インバータ用PWM信号変換部42から各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を受ける。そして、コンバータ用PWM信号変換部54Aは、デューティ比に基づいて昇降圧コンバータ12Aのスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 をオン／オフするためのスイッチング制御信号 S_1 、 S_2 を生成して昇降圧コンバータ12Aへ出力する。

[0102] さらに、コンバータ用PWM信号変換部54Aは、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} 以上であるか否かを判定する。電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} 以上である場合には、コンバータ用PWM信号変換部54Aは、バイパス用スイッチング素子を構成するスイッチング素子 Q_b をオンするためのスイッチング制御信号 S_b を生成してスイッチング素子 Q_b へ出力する。これにより、スイッチング素子 Q_b がオンされ、インバータ14の入力電圧 V_H は、蓄電機構Bの出力電圧と略等しくなる。

[0103] このとき、コンバータ用PWM信号変換部54Aは、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいてモータ駆動電圧 V_m の極性が反転するタイミングを検知し、その検知したタイミングにおいて一時的にスイッチング制御信号 S_b を生成してスイッチング素子 Q_b へ出力する。これにより、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時において、インバータ14には、一時的に蓄電機構Bの出力電圧に略等しい電圧が入力されることになる。

[0104] 図12は、実施の形態2に従うスイッチング素子 $Q_3 \sim Q_8$ のスイッチング動作により発生する交流電圧(モータ駆動電圧) V_m の出力波形図である。

[0105] 図12を参照して、モータ駆動電圧 V_m は、先の実施の形態1と同様に、半周期ごとに極性が反転する両極性パルス電圧である。本実施の形態2では、上述したスイッチング素子 Q_b のスイッチング制御により、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1

番目のパルス電圧の電圧振幅(図中の符号60参照)が、後続する残余のパルス電圧の電圧振幅よりも相対的に小さくなっている。このことは、実質的に、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における電圧変化率が小さくなることに等しい。したがって、実施の形態2においても、各相コイル巻線のギャップ間に部分放電が発生するのが抑制され、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0106] 図13は、この発明の実施の形態2による電動機駆動装置100Aにおけるインバータ14のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。図13に示したフローチャートに従う制御処理は、制御装置30Aが予め格納されたプログラムを所定周期毎に実行することにより実現される。

[0107] 図13を参照して、コンバータ用PWM信号変換部54Aとして機能する制御装置30Aは、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30Aから各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を取得すると(ステップS01)、これらの電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が予め設定された所定の閾値 V_{th1} 以上であるか否かを判定する(ステップS02)。なお、所定の閾値 V_{th1} は、実施の形態1と同様に、図5に示すモータ駆動電圧 V_m と交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係に基づいて、各相コイル巻線間のギャップに微小放電が発生するときのモータ駆動電圧 V_m を上回るように設定される。

[0108] 電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} を下回る場合(ステップS02にてNOの場合)には、コンバータ用PWM信号変換部54Aとして機能する制御装置30Aは、昇降圧コンバータ12を構成するスイッチング素子Q1、Q2に対して、通常の電圧変換制御を実行することにより、スイッチング素子Q1、Q2をオン／オフするためのスイッチング制御信号S1、S2を生成する(ステップS042)。この場合、図10に示す電動機駆動装置100Aにおいてはスイッチング素子Qbはオフ状態に維持されている。

[0109] これに対して、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} 以上となる場合(ステップS02にてYESの場合)には、コンバータ用PWM信号変換部54Aとして機能する制御装置30Aは、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧の電圧振幅が相対的に小さくなるように、スイッチング制御信号S1、S2、Sbを生

成する(ステップS032)。具体的には、制御装置30Aは、スイッチング素子Qbをオン／オフすることにより、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における1番目のパルス電圧と残余のパルス電圧との間で電圧振幅を可変に設定する。この結果、部分放電の発生の防止により、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0110] [実施の形態3]

図14は、この発明の実施の形態3に従う電動機駆動装置100Bの構成を説明する概略ブロック図である。

[0111] 図14を参照して、実施の形態3に従う電動機駆動装置100Bは、図1に示す電動機駆動装置100と比較して、交流モータM1に対してインバータ14と並列に接続されるインバータ31をさらに備える点で異なる。電動機駆動装置100Bのその他の部分の構成は図1に示した電動機駆動装置100と同様であるので詳細な説明は繰り返さない。

[0112] インバータ31は、図示は省略するが、インバータ14と同様の構成からなる。すなわち、インバータ31は、電源ライン7およびアースライン5の間に並列に設けられたU相アーム、V相アームおよびW相アームからなる。各相アームは、直列接続されたスイッチング素子からなる。そして、各相アームの中間点は、交流モータM1の各相コイル巻線20U, 20V, 20Wの各相端に接続されている。

[0113] インバータ31は、平滑コンデンサC2から直流電圧 V_H が供給されると、制御装置30Bからのスイッチング制御信号S13～S18に応答した、スイッチング素子Q3～Q8(図示せず)のスイッチング動作により直流電圧 V_H からパルス電圧を生成する。そして、その生成したパルス電圧を交流モータM1の各相コイル巻線に印加する。

[0114] これにより、交流モータM1の各相コイル巻線にはそれぞれ、インバータ14から供給されるモータ駆動電圧 V_m に加えて、インバータ31からのパルス電圧が印加されることになる。

[0115] 図15は、実施の形態3に従うインバータ14, 31のスイッチング動作により交流モータM1の各相コイル巻線に印加される電圧の出力波形図である。

[0116] 図15を参照して、各相コイル巻線には、インバータ14からのモータ駆動電圧 V_m が印加される。モータ駆動電圧 V_m は、先の実施の形態1と同様に、半周期ごとに極性

が反転する両極性パルス電圧である。本実施の形態3では、このモータ駆動電圧 V_m の極性が反転するときに零電位を経由する期間において、インバータ31からパルス電圧(図中の符号62参照)がさらに印加される。

[0117] すなわち、インバータ31は、モータ駆動電圧 V_m の半周期ごとにパルス電圧を発生するようにスイッチング動作が制御される。このパルス電圧の電圧振幅は、モータ駆動電圧 V_m を構成するパルス電圧の電圧振幅よりも小さい値に設定される。

[0118] そして、モータ駆動電圧 V_m とパルス電圧とを重ね合わせることで、各相コイル巻線に印加される交流電圧は、総合的に、極性反転時の電圧立ち上がりが緩やかな波形となる。この結果、モータ駆動電圧 V_m の極性反転時における電圧変化率を小さくすることができるため、実施の形態3においても、各相コイル巻線のギャップ間に部分放電が発生するのを抑制することができ、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0119] 図16は、この発明の実施の形態3による電動機駆動装置100Bにおけるインバータ31のスイッチング制御処理を説明するためのフローチャートである。図16に示したフローチャートに従う制御処理は、制御装置30Bが予め格納されたプログラムを所定周期毎に実行することにより実現される。

[0120] 図16を参照して、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30Bは、モータ制御用相電圧演算部40として機能する制御装置30Bから各相コイル巻線の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を取得すると(ステップS01)、これらの電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が予め設定された所定の閾値 V_{th1} 以上であるか否かを判定する(ステップS02)。なお、所定の閾値 V_{th1} は、実施の形態1と同様に、図5に示すモータ駆動電圧 V_m と交流モータM1の各相コイル巻線の絶縁寿命との関係に基づいて、各相コイル巻線間のギャップに微小放電が発生するときのモータ駆動電圧 V_m を上回るように設定される。

[0121] 電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} を下回る場合(ステップS02にてNOの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30Bは、インバータ31の運転を停止する(ステップS043)。具体的には、インバータ用PWM信号変換部42は、インバータ31を構成するスイッチング素子Q3～Q8の各々

がスイッチング動作を停止(すべてオフ)するように、スイッチング制御信号S13～S18を生成する。

[0122] これに対して、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が所定の閾値 V_{th1} 以上となる場合(ステップS02にてYESの場合)には、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30Bは、モータ駆動電圧 V_m の極性が反転するときに零電位を経由する期間において、インバータ31からパルス電圧が発生するように、スイッチング制御信号S13～S18を生成してインバータ31へ出力する(ステップS033)。

[0123] なお、ステップS033、S043の処理に並行して、インバータ用PWM信号変換部42として機能する制御装置30Bは、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいて、実際にインバータ14の各スイッチング素子Q3～Q8をオン／オフするためのスイッチング制御信号S3～S8を生成する。

[0124] これにより、交流モータM1の各相コイル巻線には、モータ駆動電圧 V_m とパルス電圧とが合成された交流電圧が印加される。この交流電圧は、モータ駆動電圧 V_m と比較して、極性反転時の電圧変化率が小さいことから、コイル巻線のギャップ間に部分放電が発生するのを抑制することができる。この結果、部分放電の発生の防止により、コイル巻線間の相間絶縁破壊の発生を防止することができる。

[0125] 今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなく、請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

産業上の利用可能性

[0126] この発明は、ハイブリッド車両に搭載された電源装置に適用することができる。

請求の範囲

- [1] 電力用半導体素子のスイッチング動作によって交流電圧を発生する電力変換装置と、
前記電力変換装置からの交流電圧が印加されるコイル巻線(20U, 20V, 20W)を有する電動機(M1)と、
前記電力変換装置のスイッチング動作を制御する制御装置(30)とを備え、
前記制御装置(30, 30A, 30B)は、前記交流電圧が所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時における電圧変化率が相対的に小さくなるように、前記電力変換装置のスイッチング動作を制御する、電動機駆動装置。
- [2] 前記電力変換装置は、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)を含み、
前記制御装置(30)は、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルス電圧の極性反転時における立ち上がり時間が相対的に長くなるように、前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第1項に記載の電動機駆動装置。
- [3] 前記インバータ(14)は、各前記電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含み、
前記制御装置(30)は、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルスの極性反転時において、前記経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する、請求の範囲第2項に記載の電動機駆動装置。
- [4] 前記電力変換装置は、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)を含み、
前記制御装置(30)は、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルスの立ち上がり時間が相対的に長くなるように、前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第1項に記載の電動機駆動装置。
- [5] 前記インバータ(14)は、各前記電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を

伝達する経路を含み、

前記制御装置(30)は、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する、請求の範囲第4項に記載の電動機駆動装置。

[6] 前記電力変換装置は、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)と、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記インバータ(14)への入力電圧を可変制御可能に構成された直流電源とを含み、

前記制御装置(30A)は、前記交流電圧が前記所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時における前記入力電圧が相対的に低くなるように、前記直流電源のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第1項に記載の電動機駆動装置。

[7] 前記直流電源は、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって蓄電機構(B)からの直流電圧を電圧変換するコンバータ(12)と、

前記蓄電機構(B)と前記インバータ(14)との間に前記コンバータをバイパスするように電流経路を形成するためのバイパス用スイッチング素子(Qb)とを含み、

前記制御装置(30A)は、前記交流電圧が前記所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時において、前記バイパス用スイッチング素子(Qb)をオンする、請求の範囲第6項に記載の電動機駆動装置。

[8] 前記電力変換装置は、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)と、

前記コイル巻線に対して前記インバータ(14)と並列に接続され、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記コイル巻線にパルスを印加可能に構成されたパルス発生装置(31)をさらに備え、

前記制御装置(30B)は、前記交流電圧が前記所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時において、前記交流電圧が零電位であるときに、前記交流電圧よりも相対的に小さい電圧振幅を有するパルスを実記コイル巻線に印加するように、前記パルス発生装置(31)を制御する、請求の範囲第1項に記載の電動機駆動装置。

- [9] 電力用半導体素子のスイッチング動作によって交流電圧を発生する電力変換装置と、前記電力変換装置からの交流電圧が印加されるコイル巻線を有する電動機(M1)とを備えた電動機駆動装置の制御方法であって、

前記交流電圧を取得するステップと、

前記交流電圧が所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時における電圧変化率が相対的に小さくなるように、前記電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップとを備える、電動機駆動装置の制御方法。

- [10] 前記電力変換装置は、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)を含み、

前記電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルス電圧の極性反転時における立ち上がり時間が相対的に長くなるように、前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第9項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [11] 前記インバータ(14)は、各前記電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含み、

前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御するステップは、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルスの極性反転時において、前記経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する、請求の範囲第10項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [12] 前記電力変換装置は、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)を含み、

前記電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、前記所定の電圧振

幅が前記所定値を超えるときには、前記両極性パルス電圧の立ち上がり時間が相対的に長くなるように、前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第9項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [13] 前記インバータ(14)は、各前記電力用半導体素子の制御電極に駆動制御信号を伝達する経路を含み、

前記インバータ(14)のスイッチング動作を制御するステップは、前記所定の電圧振幅が前記所定値を超えるときには、前記経路の遅延インピーダンスを相対的に高く設定する、請求の範囲第12項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [14] 前記電力変換装置は、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)と、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記インバータ(14)への入力電圧を可変制御可能に構成された直流電源とを含み、

前記電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、前記交流電圧が前記所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時における前記入力電圧が相対的に低くなるように、前記直流電源のスイッチング動作を制御する、請求の範囲第9項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [15] 前記直流電源は、

前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって蓄電機構(B)からの直流電圧を電圧変換するコンバータ(12)と、

前記蓄電機構(B)と前記インバータ(14)との間に前記コンバータ(12)をバイパスするように電流経路を形成するためのバイパス用スイッチング素子(Qb)とを含み、

前記直流電源のスイッチング動作を制御するステップは、前記交流電圧が前記所定値を超えるときには、前記交流電圧の極性反転時において、前記バイパス用スイッチング素子(Qb)をオンする、請求の範囲第14項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

- [16] 前記電力変換装置は、

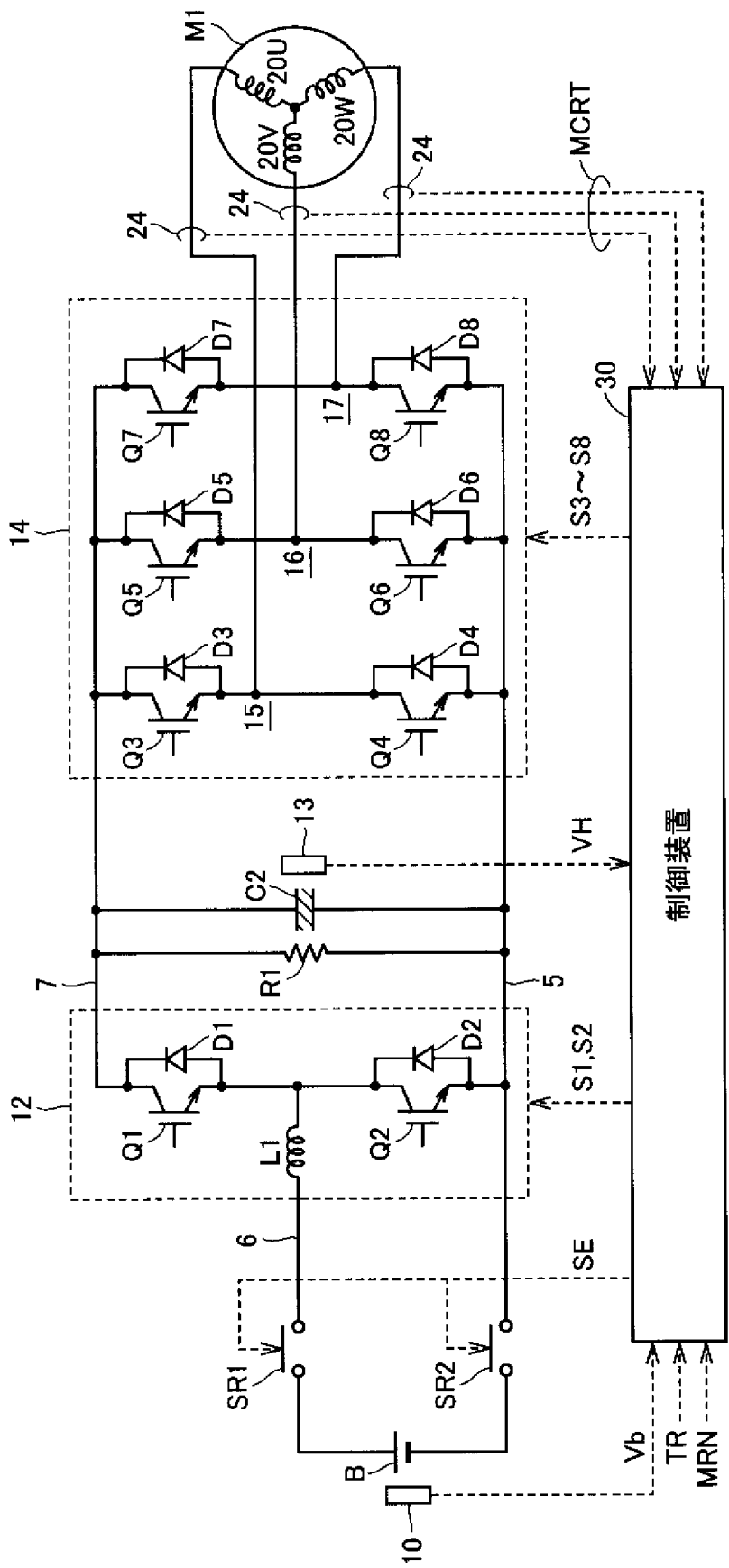
前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記交流電圧として、所定の電圧振幅および所定のパルス幅を有する両極性パルス電圧を発生するインバータ(14)と、

前記コイル巻線に対して前記インバータ(14)と並列に接続され、前記電力用半導体素子のスイッチング動作によって、前記コイル巻線にパルスを印加可能に構成されたパルス発生装置(31)をさらに備え、

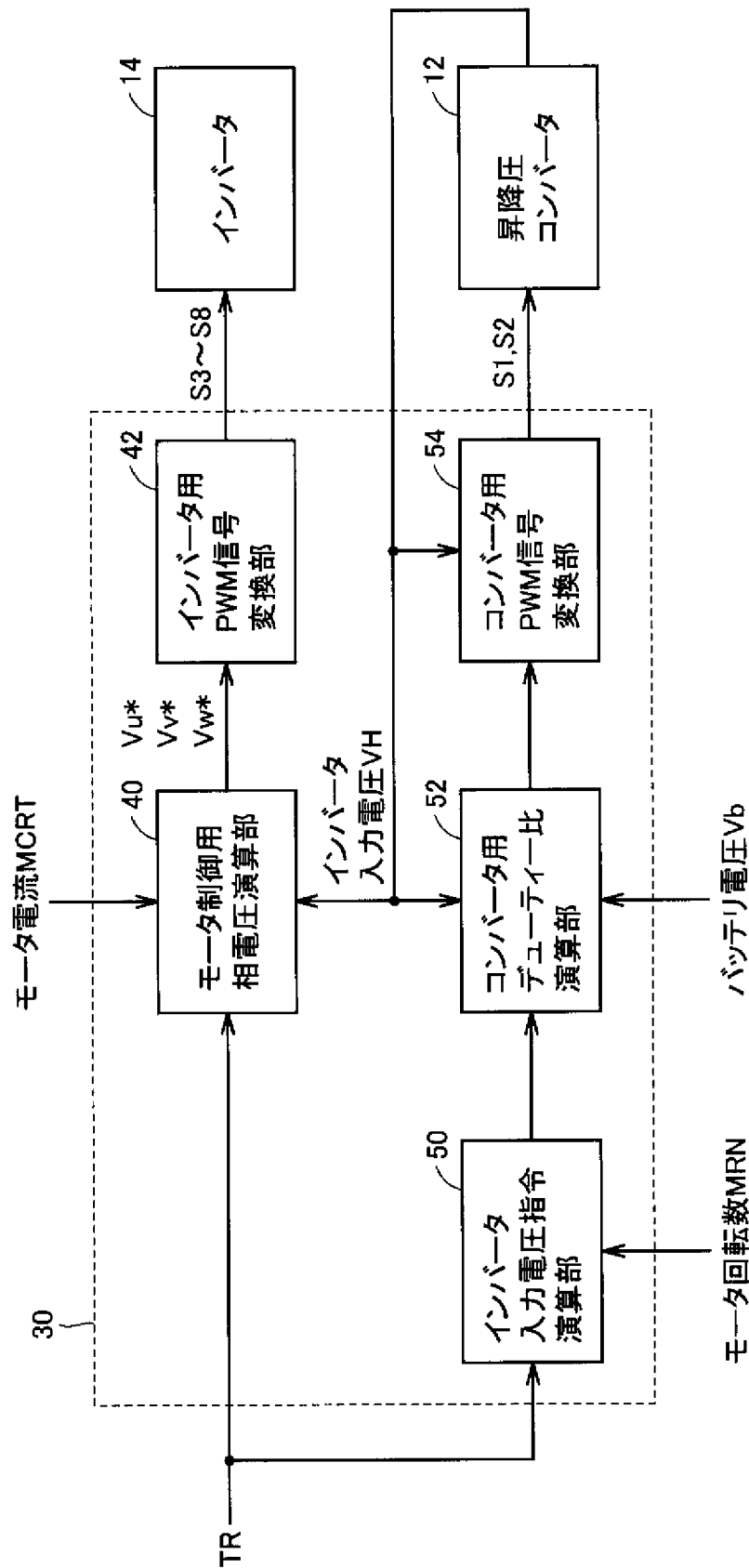
前記電力変換装置のスイッチング動作を制御するステップは、前記交流電圧が前記所定値を超えるとときには、前記交流電圧の極性反転時において、前記交流電圧が零電位であるときに、前記交流電圧よりも相対的に小さい電圧振幅を有するパルスを前記コイル巻線に印加するように、前記パルス発生装置(31)を制御する、請求の範囲第9項に記載の電動機駆動装置の制御方法。

[図1]

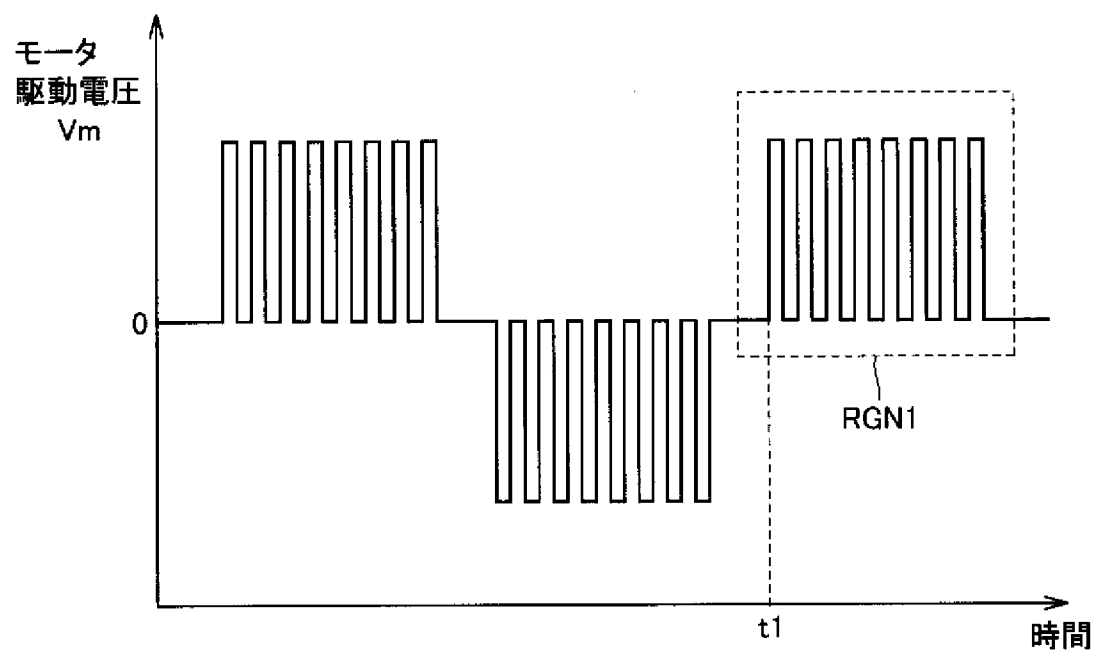
100



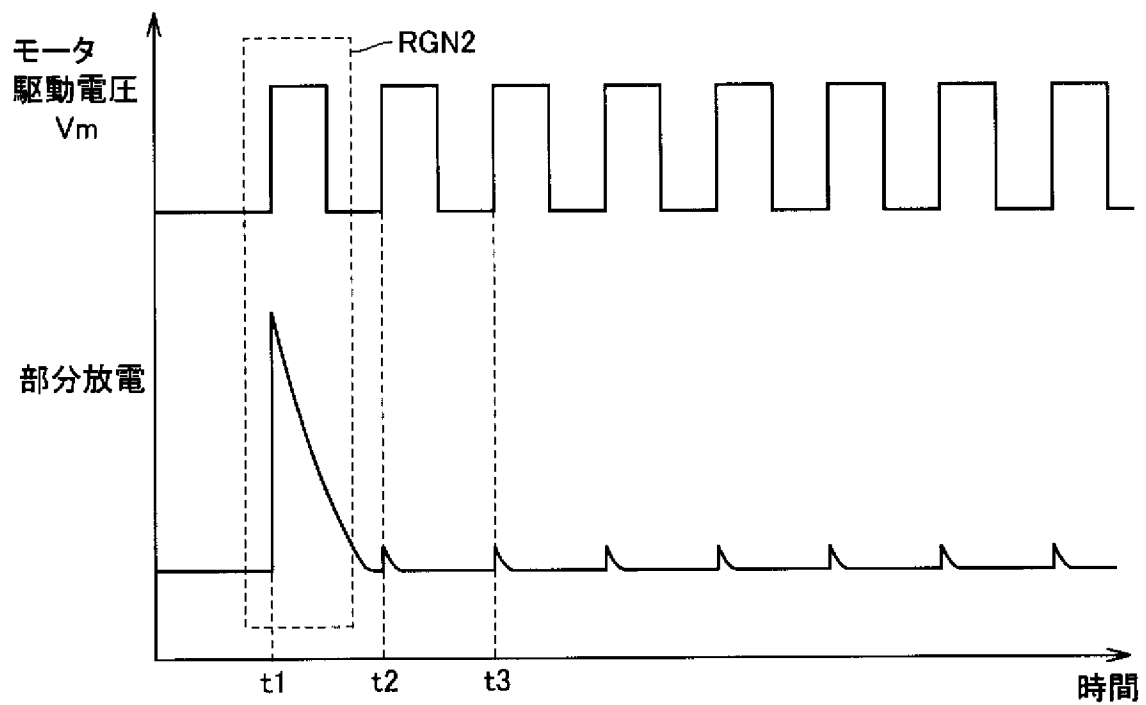
[図2]



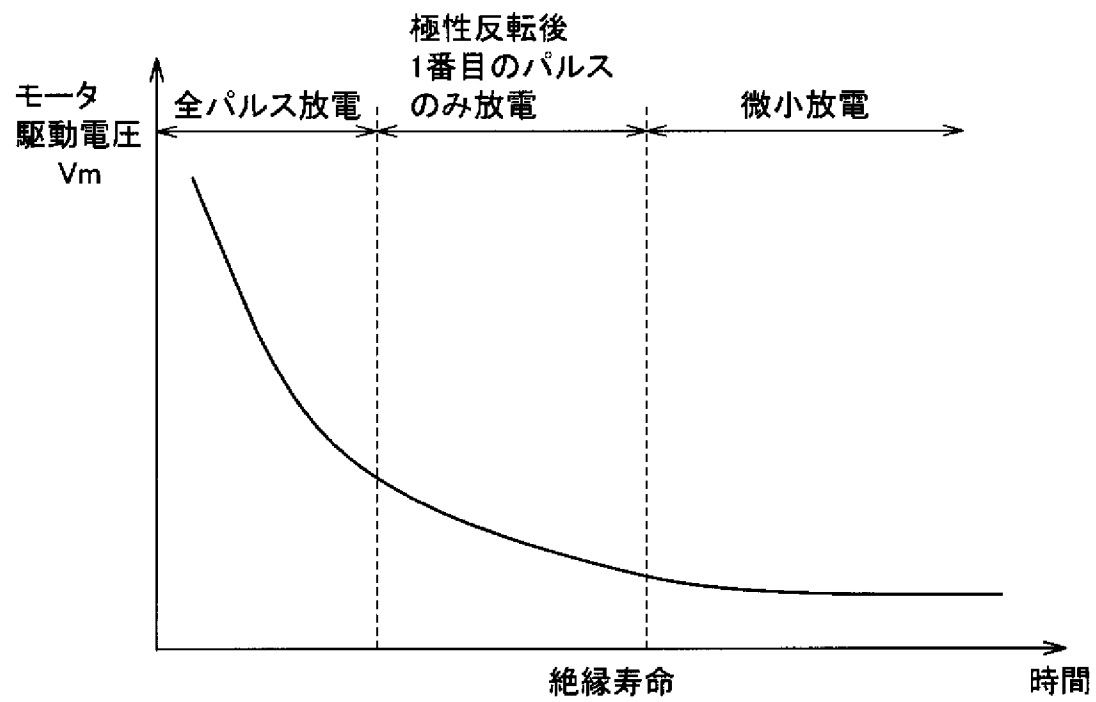
[図3]



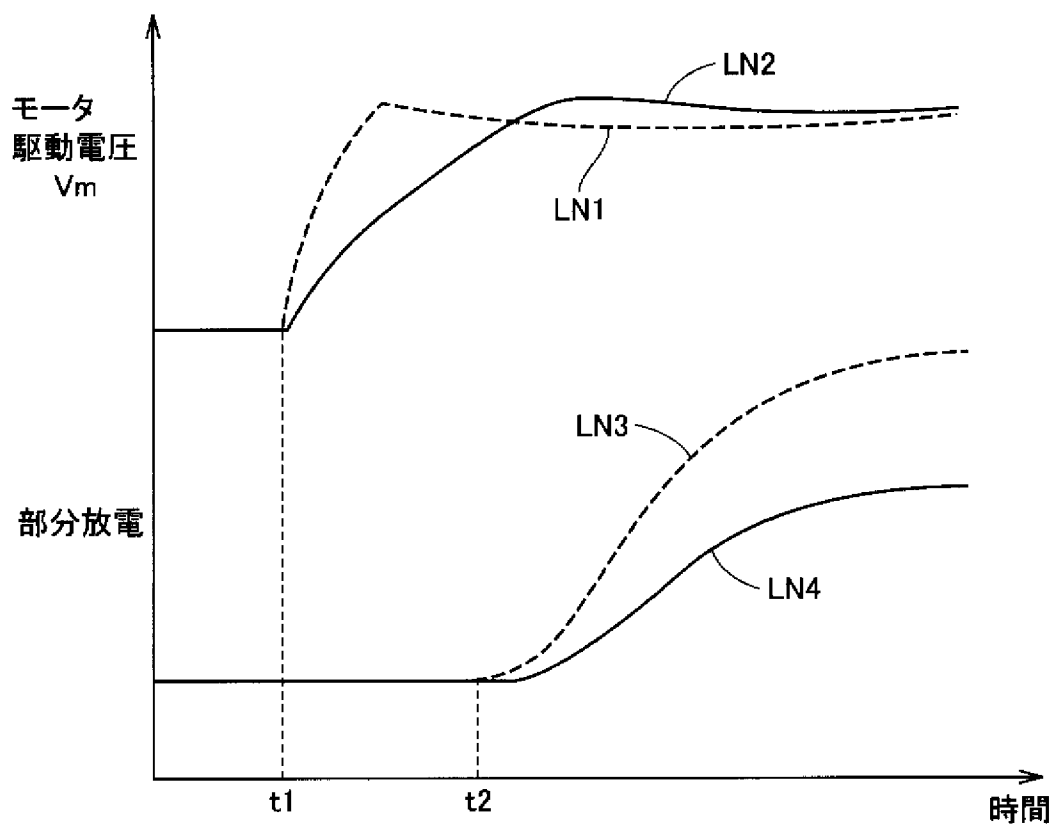
[図4]



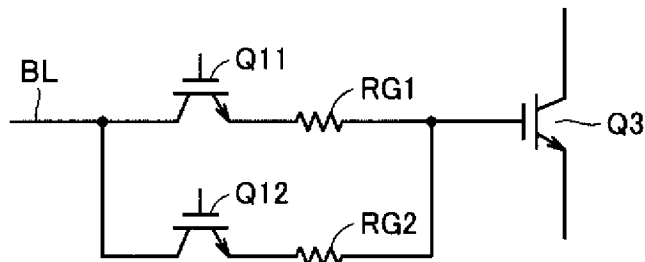
[図5]



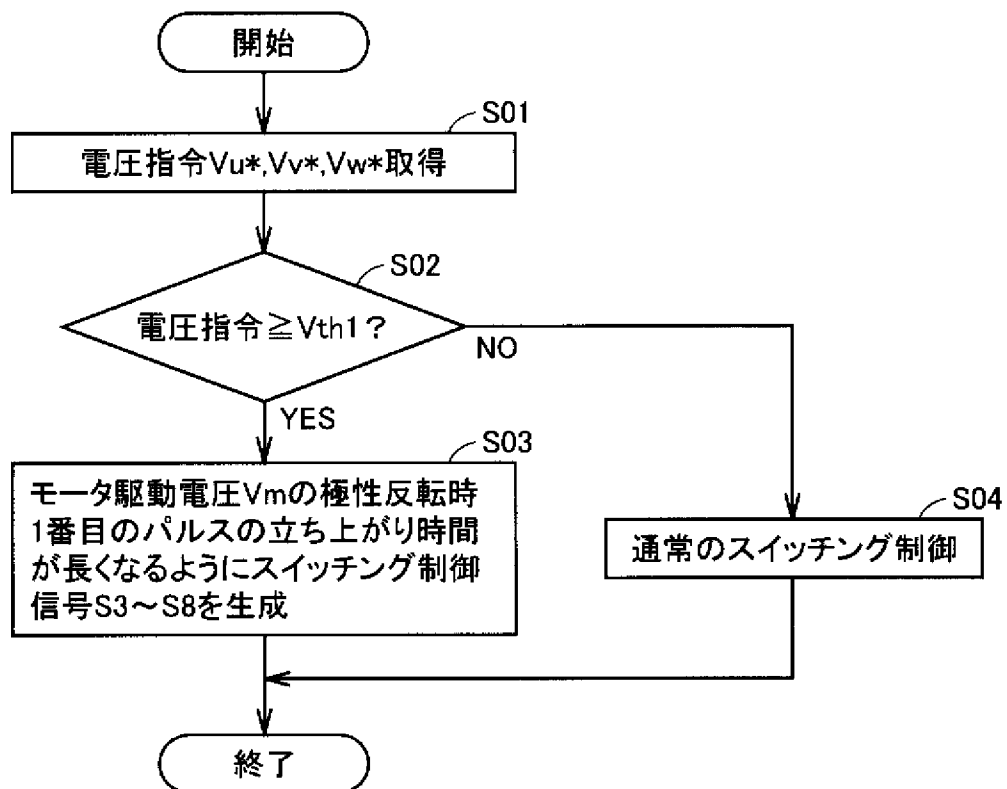
[図6]



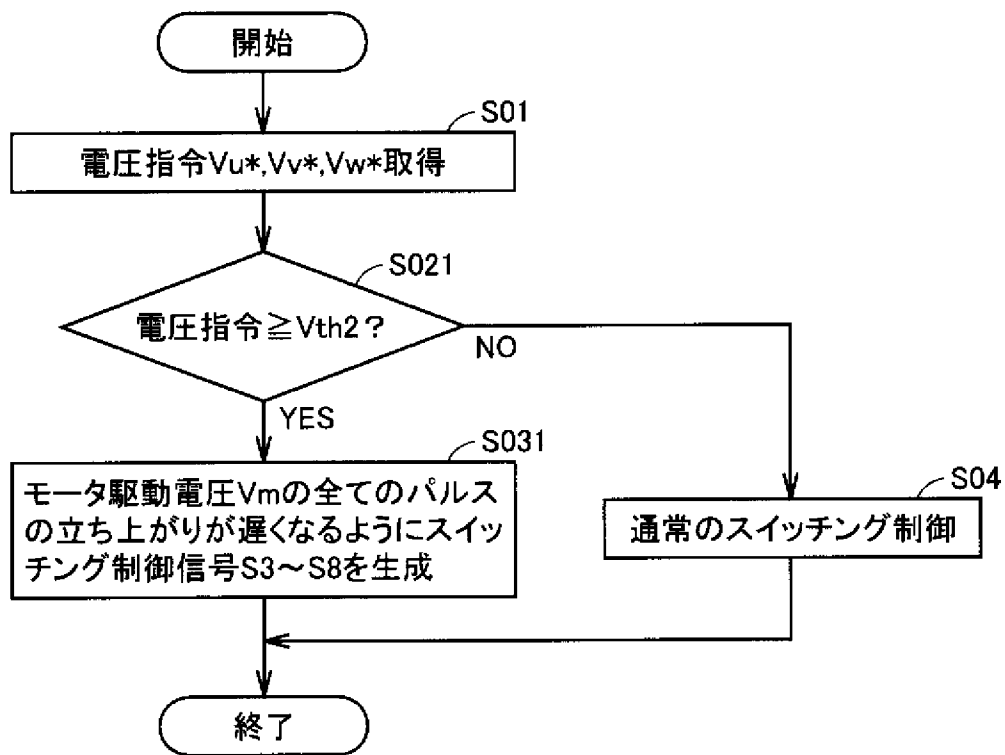
[図7]



[図8]

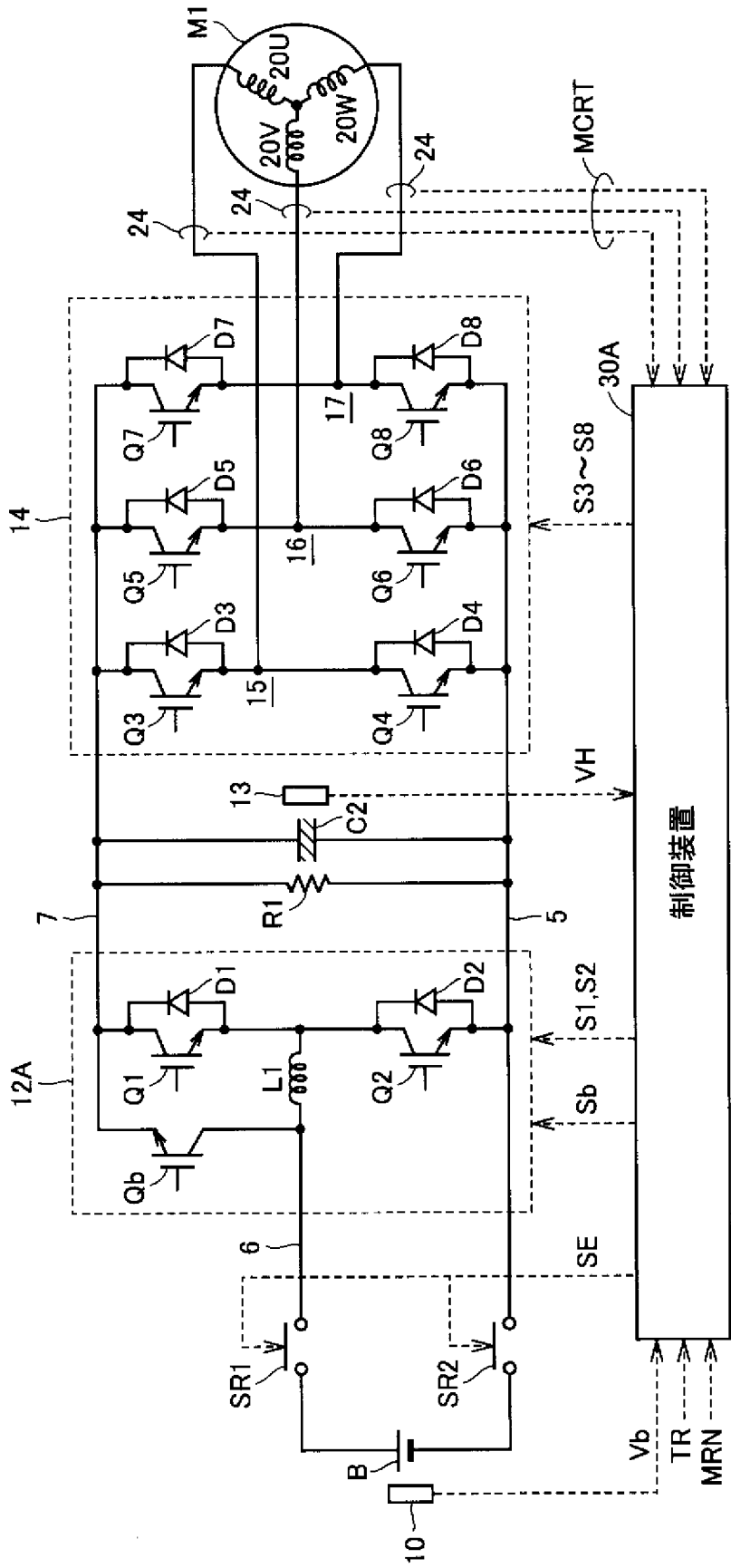


[図9]

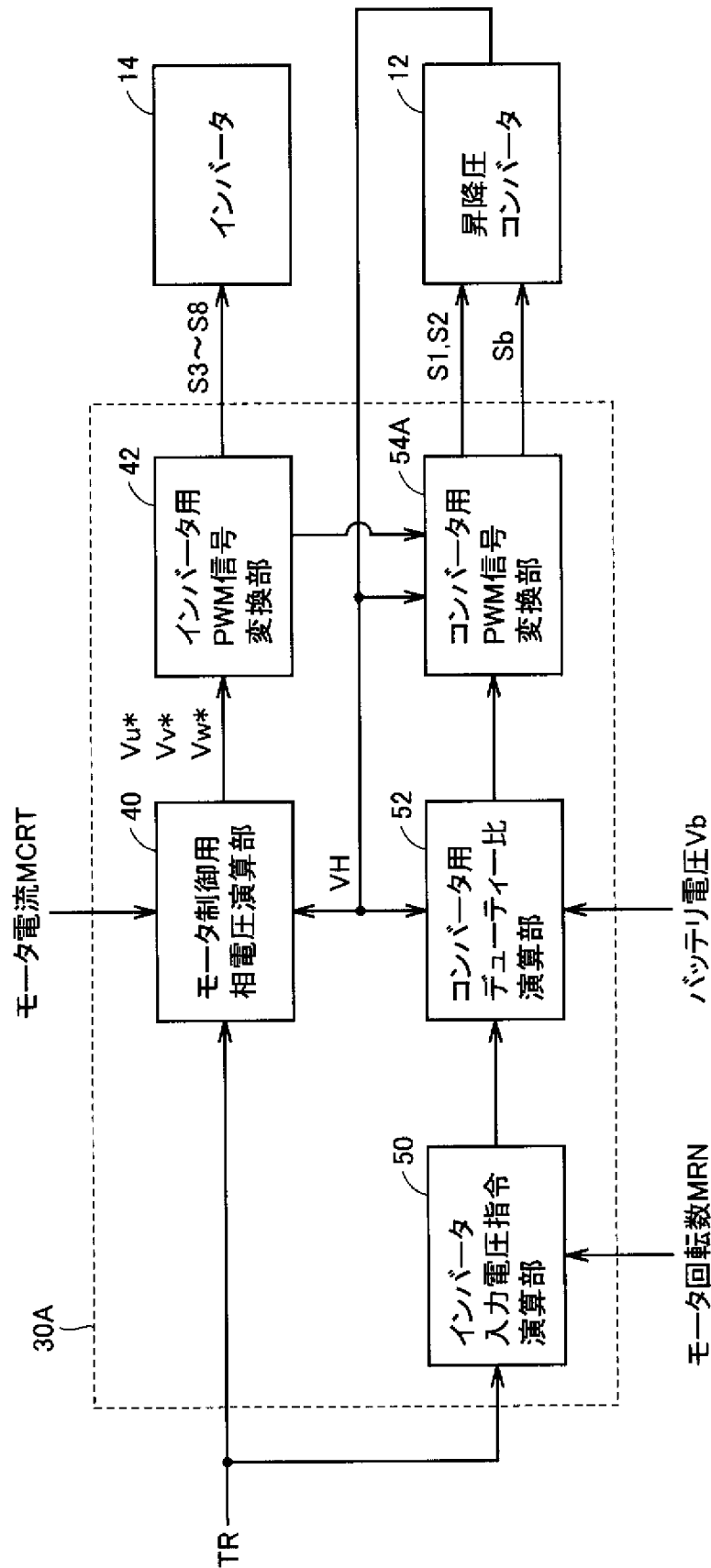


[図10]

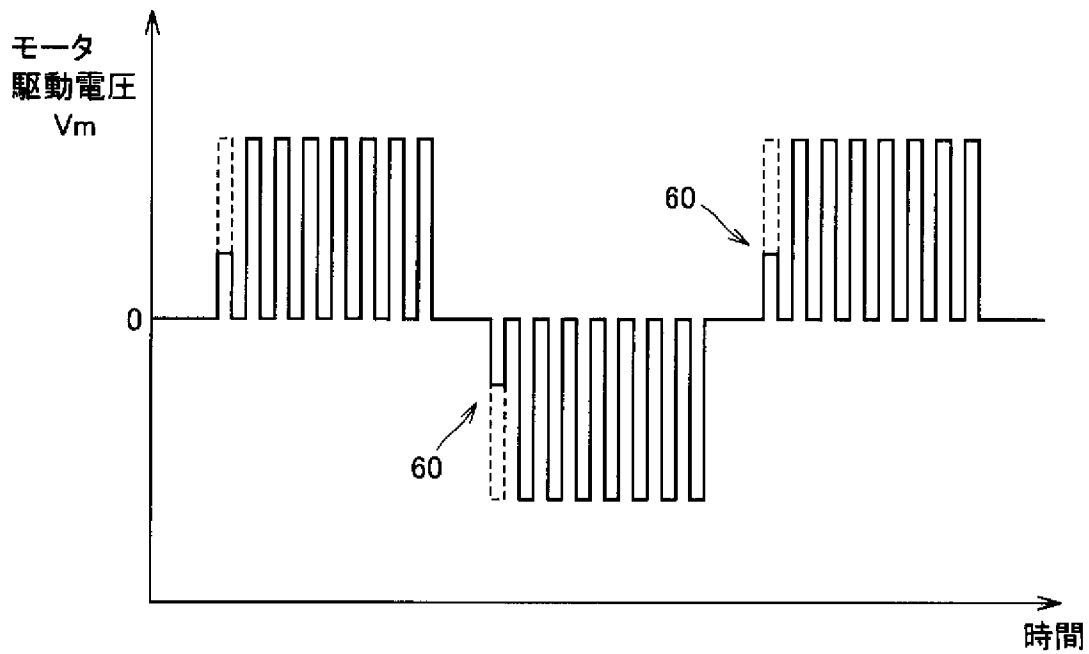
100A



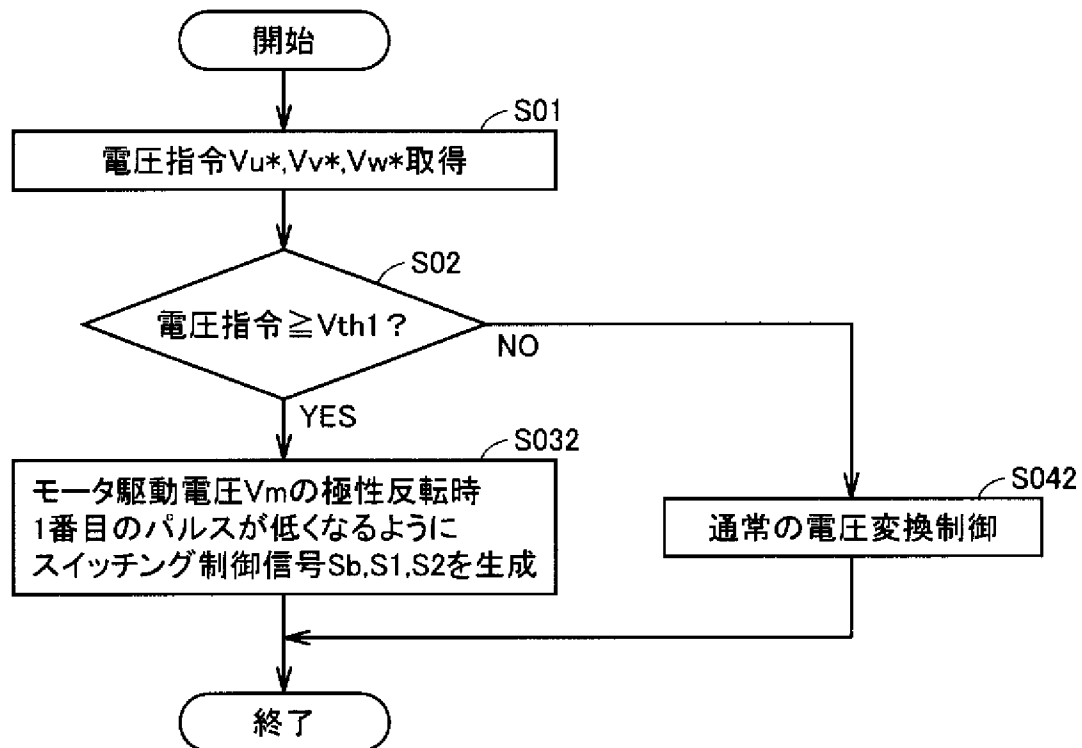
[図11]



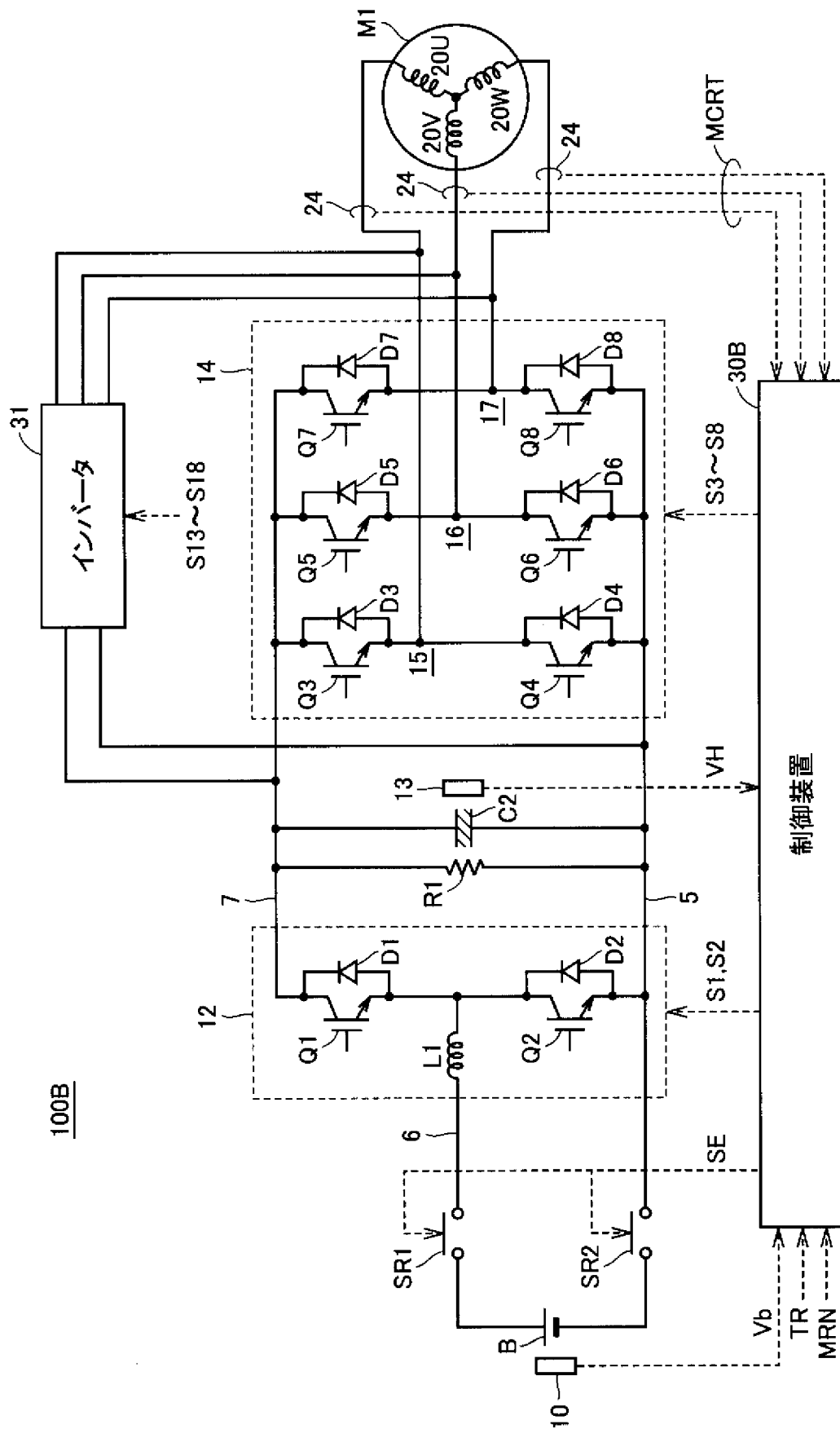
[図12]



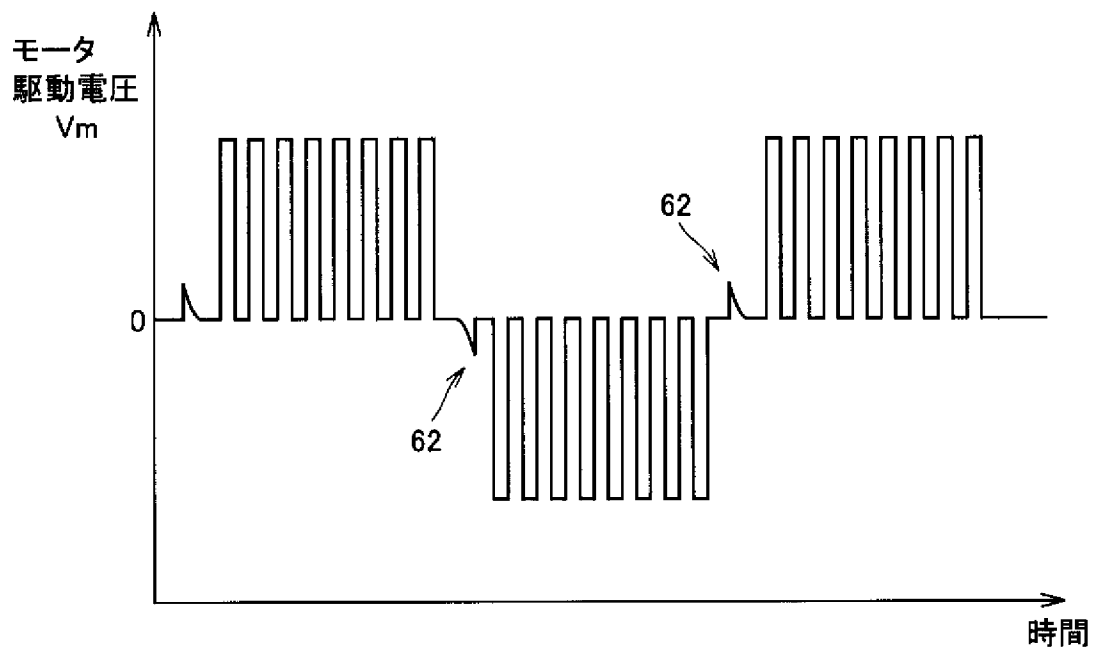
[図13]



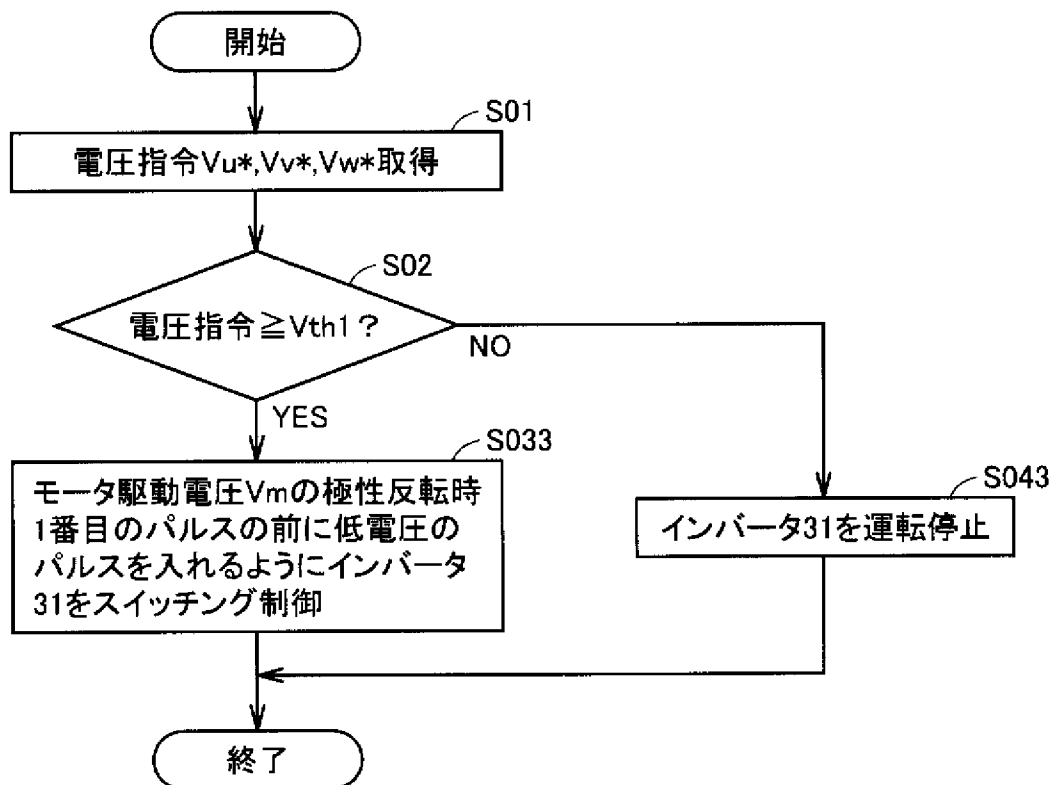
[図14]



[図15]



[図16]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/054268

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	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

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.
Y A	JP 2008-22624 A (Toyota Motor Corp.), 31 January, 2008 (31.01.08), Par. Nos. [0071] to [0092]; Figs. 6 to 13 (Family: none)	1-7, 9-15 8, 16
Y	JP 2007-240160 A (Mitsubishi Electric Corp.), 20 September, 2007 (20.09.07), Par. Nos. [0022] to [0029] (Family: none)	1-7, 9-15
Y	JP 2007-295749 A (Toyota Motor Corp.), 08 November, 2007 (08.11.07), Fig. 1 (Family: none)	7, 15

☒ 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
20 May, 2009 (20.05.09)

Date of mailing of the international search report
02 June, 2009 (02.06.09)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2009/054268

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
P, X	JP 2008-301685 A (Nippon Soken, Inc.), 11 December, 2008 (11.12.08), Par. Nos. [0032] to [0100]; Figs. 1 to 10 (Family: none)	1-6, 9-14

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 9 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 9 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 9 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
Y A	JP 2008-22624 A（トヨタ自動車株式会社）2008.01.31, 段落【0071】 - 【0092】, 図 6-13（ファミリーなし）	1-7, 9-15 8, 16
Y	JP 2007-240160 A（三菱電機株式会社）2007.09.20, 段落【0022】 - 【0029】（ファミリーなし）	1-7, 9-15
Y	JP 2007-295749 A（トヨタ自動車株式会社）2007.11.08, 図 1（ファ ミリーなし）	7, 15

☒ 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

2 0 . 0 5 . 2 0 0 9

国際調査報告の発送日

0 2 . 0 6 . 2 0 0 9

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 1 0 0 - 8 9 1 5

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）

森山 拓哉

3 V

3 9 2 4

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8

C (続き) . 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
P, X	JP 2008-301685 A (株式会社日本自動車部品総合研究所) 2008.12.11, 段落【0032】 - 【0100】, 図 1-10 (ファミリーなし)	1-6, 9-14