

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2006年11月16日 (16.11.2006)

PCT

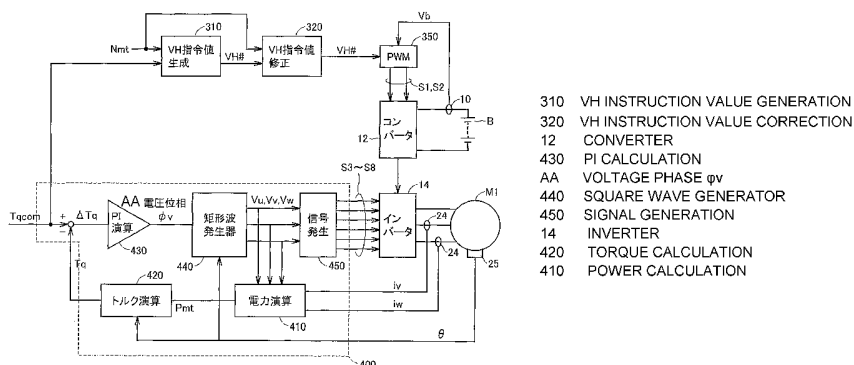
(10) 国際公開番号
WO 2006/121093 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 27/08 (2006.01) H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2006/309442
- (22) 国際出願日: 2006年5月1日 (01.05.2006)
- (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2005-137063 2005年5月10日 (10.05.2005) 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 (米国についてののみ): 岡村 賢樹 (OKA-MURA, Masaki) [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).
- (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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

/ 続葉有 /

(54) Title: MOTOR DRIVE SYSTEM CONTROL DEVICE AND ELECTRIC VEHICLE USING THE SAME

(54) 発明の名称: モータ駆動システムの制御装置およびそれを備える電動車両



(57) Abstract: A square wave voltage having an amplitude equal to an output voltage (VH) of a converter (12) is applied to an AC motor (M1) by a square wave control block (400). Torque control of the AC motor (M1) is performed basically by changing the voltage phase (ϕ_v) of the square wave voltage according to the torque deviation (ΔT_q). When the motor rpm (Nm t) is suddenly changed, a VH instruction value correction unit (320) sets a voltage instruction value (VH#) of the output voltage (VH) of the converter (12) according to a change ratio of the motor rpm. This improves control of the motor current by changing the voltage applied to the motor in accordance with the sudden change of the motor rpm without waiting for torque feedback control having a low control response.

(57) 要約: 矩形波制御ブロック (400) により、コンバータ (12) の出力電圧 (VH) を振幅とする矩形波電圧が交流モータ (M1) へ印加される。交流モータ (M1) のトルク制御は、基本的には、トルク偏差 (ΔT_q) に応じて矩形波電圧の電圧位相 (ϕ_v) を変化させることにより行なわれる。モータ回転数 (Nm t) が急激に変化した場合には、VH指令値修正部 (320) により、モータ回転数の変化比に応じてコンバータ (12) の出力電圧 (VH) の電圧指令値 (VH#) を設定する。これにより、制御応答性があまり高くないトルクフィードバック制御を待つことなく、モータ回転数の急変に対応させてモータ印加電圧を変化させてモータ電流の制御性を向上できる。



(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, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各*PCT*ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

明細書

モータ駆動システムの制御装置およびそれを備える電動車両

5 技術分野

この発明は、モータ駆動システムの制御装置およびそれを備える電動車両に関し、より特定的には、直流電圧をインバータにより交流電圧に変換して交流モータへ印加するモータ駆動システムの制御装置に関する。

10 背景技術

直流電圧をインバータによって交流電圧に変換して交流モータを駆動制御するモータ駆動システムが一般的に用いられている。このようなモータ駆動システムでは、一般的には交流モータを高効率に駆動するためにベクトル制御に基づく正弦波PWM (Pulse Width Modulation) 制御に従ってモータ電流が制御される。

15 しかしながら、正弦波PWM制御方式では、インバータの出力電圧の基本波成分を十分に高めることができず電圧利用率に限界があるため、回転速度の高い領域で高出力を得ることが難しいという問題点がある。この点を考慮して、正弦波PWM制御方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力可能な変調方式の採用が提案されている。

20 たとえば、特開2000-50689号公報（特許文献1）には、高回転域での出力向上のために矩形波電圧を交流モータに印加して、この交流モータを回転駆動する制御構成（以下、「矩形波制御方式」とも称する）において、トルク指令値と実際のトルクとの偏差に基づいてこの矩形波電圧の位相を制御することによって交流電動機のトルク制御を行なうことが提案されている。

25 また、上記矩形波制御方式と正弦波PWM制御方式の中間的な電圧波形を利用する「過変調PWM制御方式」をさらに採用したモータ駆動システムをハイブリッド自動車に適用した構成が開示されている（たとえば、「エコとパワーを両立するトヨタのモータ制御技術」、日経ものづくり2004年8月号、p. 89-95）。このモータ駆動システムでは、正弦波PWM制御、過変調PWM制御お

よび矩形波制御の3制御方式を、モータ運転条件（代表的にはトルク・回転数）によって適切に切換えて使用する。

さらに、モータ電流フィードバック制御においてインバータの出力電圧が飽和したときに、モータに流れる電流にも高調波が重畳することになる点を考慮して、
5 検出されたモータ電流からフィルタ演算部によって高調波成分を除去した後に、モータ電流フィードバック制御を行なう構成が開示されている（たとえば、特開平9-215398号公報：特許文献2）。

ここで、正弦波PWM制御方式よりもインバータ出力電圧の基本波成分が大きい変調方式、代表的には上記矩形波制御方式および過変調制御方式では、交流モータの中回転域および高回転域での出力向上が可能となる一方で、モータ印加電圧の電圧波形を歪ませるため、正弦波PWM制御方式と比較して制御応答性が低下する。
10

なぜなら、矩形波制御方式では、操作量がモータ印加電圧（矩形波電圧）の位相のみとなるため、印加電圧の振幅および位相の2つを操作量として採用できる
15 正弦波PWM制御方式と比較して制御性が低下するからである。また、モータ印加電圧波形に歪みが大きくなることからモータ電流の歪み成分も大きくなり、上記特許文献2と同様のフィルタ処理（たとえば、時定数：数十ms程度）が必要となり、この面からも制御遅れが発生してしまう。

また、過変調制御方式でも、モータ電流の歪み成分が大きくなる点は同様であるため、上記フィルタ処理によって正弦波PWM制御方式と比較して制御性が低下してしまう。
20

このため、矩形波制御方式および過変調制御方式のような、正弦波PWM制御方式よりもインバータ出力電圧の基本波成分が大きい変調方式では、モータ回転数（単位時間の回転数を意味し、回転速度と同義。以下同じ）の急変時にモータ印加電圧の制御応答が遅れることにより、モータ電流が乱れてしまうおそれがある。特に、モータ電流が増大方向に発散するように乱れると、過電流・過電圧の発生によってシステム停止や機器破壊といった不具合の発生につながる可能性がある。また、上記のような制御応答性の低下に起因する過電圧・過電流発生のおそれに過度に対応してシステム構成機器の定格（耐圧・電流容量等）を設計する
25

と、製造コストの上昇を招いてしまう。

発明の開示

この発明は、上記のような問題点を解決するためになされたものであって、この発明の目的は、正弦波PWM制御方式よりもインバータ出力電圧（モータ印加電圧）の基本波成分が大きい変調方式に従って交流モータを制御するモータ駆動システムの制御装置において、交流モータ回転数の急変時にモータ電流を適切に制御することである。

本発明によるモータ駆動システムの制御装置は、直流電圧を交流モータを駆動するための交流電圧に変換するインバータを備えたモータ駆動システムを制御する。制御装置は、電流検出部と、回転速度検出部と、制御方式選択部と、第1のモータ制御部と、第2のモータ制御部と、回転速度変化発生検出部と、モータ電圧修正部とを備える。電流検出部は、交流モータに供給されるモータ電流を検出する。回転速度検出部は、交流モータの回転速度を検出する。制御方式選択部は、交流モータの運転条件に応じて、インバータにおける電圧変換の制御方式を選択的に設定する。第1のモータ制御部は、制御方式選択部がベクトル制御による正弦波パルス幅変調方式に従って交流モータへの印加電圧を制御する第1の制御方式を選択した場合に、電流検出部によって検出されたモータ電流に基づいてトルク制御を行なう。第2のモータ制御部は、制御方式選択部が正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力する変調方式に従って交流モータへの印加電圧を制御する第2の制御方式を選択した場合に、電流検出部によって検出されたモータ電流に基づいてトルク制御を行なう。回転速度変化発生検出部は、回転速度検出部の出力に基づき、第2の制御方式の選択中において、交流モータに所定以上の回転速度変化が発生したことを検出する。モータ電圧修正部は、回転速度変化発生検出部によって所定以上の回転速度変化発生が検出された場合に、第2のモータ制御部による交流モータへの印加電圧を回転速度変化に応じて修正する。

本発明による電動車両は、駆動輪を駆動するためのトルクを発生するように構成された交流モータと、直流電圧を交流モータを駆動するための交流電圧に変換

するインバータを含んで構成されたモータ駆動システムと、モータ駆動システムを制御するための制御装置とを含む。制御装置は、電流検出部と、回転速度検出部と、制御方式選択部と、第1のモータ制御部と、第2のモータ制御部と、回転速度変化発生検出部と、モータ電圧修正部とを備える。電流検出部は、交流モータに供給されるモータ電流を検出する。回転速度検出部は、交流モータの回転速度を検出する。制御方式選択部は、交流モータの運転条件に応じて、インバータにおける電圧変換の制御方式を選択的に設定する。第1のモータ制御部は、制御方式選択部がベクトル制御による正弦波パルス幅変調方式に従って交流モータへの印加電圧を制御する第1の制御方式を選択した場合に、電流検出部によって検出されたモータ電流に基づいてトルク制御を行なう。第2のモータ制御部は、制御方式選択部が正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力する変調方式に従って交流モータへの印加電圧を制御する第2の制御方式を選択した場合に、電流検出部によって検出されたモータ電流に基づいてトルク制御を行なう。回転速度変化発生検出部は、回転速度検出部の出力に基づき、第2の制御方式の選択中において、交流モータに所定以上の回転速度変化が発生したことを検出する。モータ電圧修正部は、回転速度変化発生検出部によって所定以上の回転速度変化発生が検出された場合に、第2のモータ制御部による交流モータへの印加電圧を回転速度変化に応じて修正する。

上記モータ駆動システムの制御装置および電動車両によれば、正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力する変調方式（代表的には、過変調PWM制御方式および矩形波制御方式）に従って交流モータを制御する場合に、制御対象である交流モータの回転速度（単位時間当たりの回転数）が急変したときには、発生した回転速度変化に応じて交流モータへの印加電圧を修正することができる。したがって、交流モータのモータ電流検出に基づく第2の制御方式によるフィードバック制御に制御遅れがあっても、交流モータの回転速度変化に応じた修正制御を行なうことができる。この結果、交流モータの回転速度急変時に、モータ電流を適切に制御してモータ電流が過大となることを防止できる。これにより、システム構成機器の保護が図られる他、これら構成機器の定格（耐圧・電流容量等）の設計に関する安全度を低減させることができるので、製造コストの

抑制にも寄与できる。

好ましくは、本発明によるモータ駆動システムの制御装置では、モータ駆動システムは、インバータへ入力される直流電圧のレベルを電圧指令値に従って可変制御するコンバータをさらに備える。さらに、モータ電圧修正部は、回転速度変化発生検出部によって所定値以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、回転速度変化に応じてコンバータの電圧指令値を設定するように構成される。

上記モータ駆動システムの制御装置によれば、インバータへの入力電圧の電圧レベルを可変制御可能な構成において、交流モータの回転変動時には、発生した回転速度変化に応じてインバータへの入力電圧を修正することによって、第2の制御方式（過変調PWM制御または矩形波制御方式）による制御遅れを防止する方向に交流モータへの印加電圧を増加あるいは減少させることができる。これにより、モータ回転速度急変時におけるモータ電流の増大を防止することができる。

また好ましくは、本発明によるモータ駆動システムの制御装置では、第2のモータ制御部は、矩形波制御部を含む。矩形波制御部は、インバータへ入力された直流電圧を振幅とする矩形波電圧が交流モータに印加され、かつ、矩形波電圧がトルク指令値に対するトルク偏差に応じた位相を有するようにインバータのスイッチングを制御する。さらに、モータ電圧修正部は、回転速度変化発生検出部によって所定以上の回転速度減少が検出された場合に、矩形波電圧に回転速度変化に応じたデューティ比率を強制的に設けるようにインバータのスイッチングを制御するように構成される。

上記モータ駆動システムの制御装置によれば、矩形波制御方式において、交流モータの回転速度が急激に減少した場合に、交流モータに印加される矩形波電圧にデューティ比率を強制的に設けることによって交流モータの回転速度減少に応じて交流モータへの印加電圧を減少させることができる。したがって、交流モータの回転速度急減時に矩形波制御方式の制御遅れによって過電流が発生することを防止できる。

あるいは好ましくは、本発明によるモータ駆動システムの制御装置では、第2のモータ制御部は、演算部と、パルス幅変調部とを含む。演算部は、トルク指令値に応じた電流指令値に対するモータ電流の偏差に応じて交流モータへの印加電

5 圧の電圧指令値を生成する。パルス幅変調部は、電圧指令値に従ってインバータのスイッチングを制御する。さらに、モータ電圧修正部は、回転速度変化発生検出部によって所定値以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、演算部によって生成された電圧指令値を回転速度変化に応じて修正して、パルス幅変調部へ

10 上記モータ駆動システムの制御装置によれば、過変調PWM制御方式において、交流モータの回転速度が急激に変動した場合に、電圧指令値（d軸電圧、q軸電圧）を修正することによって、過変調PWM制御による制御遅れを防止する方向に交流モータへの印加電圧を増加あるいは減少させることができる。したがって、交流モータの回転速度急変時に過変調PWM制御方式の制御遅れによって過電流が発生することを防止できる。

15 さらに好ましくは、本発明によるモータ駆動システムの制御装置では、モータ電圧修正部は、交流モータの回転速度減少時における回転速度変化に対する交流モータへの印加電圧の修正度合いを、交流モータの回転速度上昇時における修正度合いよりも大きく設定する。

上記モータ駆動システムの制御装置によれば、交流モータの特性上、モータ電流が過大方向に乱れるモータ回転速度急減時において、モータ電流制御の遅れに起因して過電流が発生することをより効果的に防止できる。

20 本発明によるモータ駆動システムの制御装置およびそれを備えた電動車両によれば、正弦波PWM制御方式よりもインバータ出力電圧（モータ印加電圧）の基本波成分が大きい変調方式に従ったモータ制御において、交流モータの回転数（回転速度）の急変時（たとえば、電動車両走行中のスリップ、グリップ発生時における車両駆動力発生用モータの回転数急変時）にモータ電流を適切に制御することができる。

25 図面の簡単な説明

図1は、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの全体構成図である。

図2は、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムで用いられる制御方式を説明する図である。

図 3 は、制御方式の選択手法を説明するフローチャートである。

図 4 は、モータ条件に対応した制御方式の切換えを説明する図である。

図 5 は、正弦波 P W M 制御方式および過変調 P W M 制御方式における制御ブロック図である。

5 図 6 は、矩形波制御方式における制御ブロック図である。

図 7 は、矩形波制御方式でのモータ回転数急変時におけるモータ電流の乱れ発生を説明する動作波形図である。

図 8 は、図 7 での V I I I 領域の拡大図である。

10 図 9 は、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムの制御装置によるシステム電圧制御を説明するフローチャートである。

図 1 0 は、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムの制御装置によるモータ回転数急変時における制御動作を説明する図である。

図 1 1 は、図 1 0 での X I 領域の拡大図である。

15 図 1 2 は、実施の形態 1 に従うモータ駆動システムの制御装置による P W M 制御方式の制御ブロック図である。

図 1 3 は、実施の形態 2 に従うモータ駆動システムの制御装置による矩形波制御の制御ブロック図である。

図 1 4 は、矩形波制御方式時の通常での各相モータ電圧を示す波形図である。

20 図 1 5 は、図 1 3 に示した矩形波デューティ制御部の動作を説明するフローチャートである。

図 1 6 は、実施の形態 2 に従うモータ駆動システムの制御装置による矩形波制御方式でのモータ回転数急減時における制御動作を説明する図である。

図 1 7 は、図 1 6 での X V I I 領域の拡大図である。

25 図 1 8 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムの制御装置による P W M 制御の制御ブロック図である。

図 1 9 は、図 1 8 に示した電圧指令修正部の動作を説明するフローチャートである。

発明を実施するための最良の形態

以下において、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。
なお、以下では図中の同一または相当部分には同一符号を付してその説明は原則として繰返さないものとする。

(実施の形態 1)

5 図 1 は、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システムの全体構成図である。

図 1 を参照して、本発明の実施の形態に従うモータ駆動システム 100 は、直流電圧発生部 10 〃と、平滑コンデンサ C0 と、インバータ 14 と、交流モータ M1 とを備える。

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等の電動
10 車両に搭載された駆動輪を駆動するためのトルクを発生する駆動用電動機である。
あるいは、この交流モータ M1 は、エンジンにて駆動される発電機の機能を持つ
ように構成されてもよく、電動機および発電機の機能を併せ持つように構成され
てもよい。さらに、交流モータ M1 は、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
15 み込まれるようにしてもよい。

直流電圧発生部 10 〃は、直流電源 B と、システムリレー SR1, SR2 と、
平滑コンデンサ C1 と、昇降圧コンバータ 12 とを含む。

直流電源 B は、ニッケル水素またはリチウムイオン等の二次電池や燃料電池、
あるいは両者の組合せから成る。直流電源 B が出力する直流電圧 Vb は、電圧セ
20 ンサ 10 によって検知される。電圧センサ 10 は、検出した直流電圧 Vb を制御
装置 30 へ出力する。

システムリレー SR1 は、直流電源 B の正極端子および電力線 6 の間に接続さ
れ、システムリレー SR2 は、直流電源 B の負極端子およびアース線 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
25 りオン／オフされる。より具体的には、システムリレー SR1, SR2 は、制御
装置 30 からの H (論理ハイ) レベルの信号 SE によりオンされ、制御装置 30
からの L (論理ロー) レベルの信号 SE によりオフされる。平滑コンデンサ C1
は、電力線 6 およびアース線 5 の間に接続される。

昇降圧コンバータ 12 は、リアクトル L1 と、電力用半導体スイッチング素子

Q 1, Q 2 と、ダイオード D 1, D 2 とを含む。

電力用スイッチング素子 Q 1 および Q 2 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に直列に接続される。電力用スイッチング素子 Q 1 および Q 2 のオン・オフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 1 および S 2 によって制御される。

5 この発明の実施の形態において、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」と称する）としては、I G B T（Insulated Gate Bipolar Transistor）、電力用 M O S（Metal Oxide Semiconductor）トランジスタあるいは、電力用バイポーラトランジスタ等を用いることができる。スイッチング素子 Q 1, Q 2 に対しては、逆並列ダイオード D 1, D 2 が配置されている。

10 リアクトル L 1 は、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 の接続ノードと電力線 6 の間に接続される。また、平滑コンデンサ C 0 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に接続される。

インバータ 1 4 は、電力線 7 およびアース線 5 の間に並列に設けられる、U 相アーム 1 5 と、V 相アーム 1 6 と、W 相アーム 1 7 とから成る。各相アームは、
15 電力線 7 およびアース線 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 1 5 は、スイッチング素子 Q 3, Q 4 から成り、V 相アーム 1 6 は、スイッチング素子 Q 5, Q 6 から成り、W 相アーム 1 7 は、スイッチング素子 Q 7, Q 8 から成る。また、スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 に対して、逆並列ダイオード D 3 ~ D 8 がそれぞれ接続されている。スイッチング素子 Q 3
20 ~ Q 8 のオン・オフは、制御装置 3 0 からのスイッチング制御信号 S 3 ~ S 8 によって制御される。

各相アームの中間点は、交流モータ M 1 の各相コイルの各相端に接続されている。すなわち、交流モータ M 1 は、3 相の永久磁石モータであり、U, V, W 相の 3 つのコイルの一端が中性点に共通接続されて構成される。さらに、各相コ
25 イルの他端は、各相アーム 1 5 ~ 1 7 のスイッチング素子の中間点と接続されている。

昇降圧コンバータ 1 2 は、昇圧動作時には、直流電源 B から供給された直流電圧 V b を昇圧した直流電圧（インバータ 1 4 への入力電圧に相当するこの直流電圧を、以下「システム電圧」とも称する）をインバータ 1 4 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 S 1, S 2 に応答して、スイッチング素子 Q 1 のオン期間および Q 2 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。

5 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 C 0 を介してインバータ 14 から供給された直流電圧（システム電圧）を降圧して直流電源 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 S 1, S 2 に応答して、スイッチング素子 Q 1 のみがオンする期間と、スイッチング素子 Q 1, Q 2 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。

10 平滑コンデンサ C 0 は、昇降圧コンバータ 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 C 0 の両端の電圧、すなわち、システム電圧を検出し、その検出値 V_H を制御装置 30 へ出力する。

インバータ 14 は、交流モータ M 1 のトルク指令値が正 ($T_{q\,com} > 0$) の場合には、平滑コンデンサ C 0 から直流電圧が供給されると制御装置 30 からの
15 スwitchング制御信号 S 3 ~ S 8 に応答した、スイッチング素子 Q 3 ~ Q 8 のスイッチング動作により直流電圧を適切なモータ印加電圧（交流電圧）に変換して正のトルクを出力するように交流モータ M 1 を駆動する。また、インバータ 14 は、交流モータ M 1 のトルク指令値が零の場合 ($T_{q\,com} = 0$) には、ス
20 witchング制御信号 S 3 ~ S 8 に応答したスイッチング動作により、直流電圧を適切なモータ印加電圧（交流電圧）に変換してトルクが零になるように交流モータ M 1 を駆動する。これにより、交流モータ M 1 は、トルク指令値 $T_{q\,com}$ によって指定された零または正のトルクを発生するように駆動される。

さらに、モータ駆動システム 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には、交流モータ M 1 のトルク指令値 $T_{q\,com}$ は負に設定される ($T_{q\,com} < 0$)。この場合には、インバータ 14 は、スイッチング
25 制御信号 S 3 ~ S 8 に応答したスイッチング動作により、交流モータ M 1 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（システム電圧）を平滑コンデンサ C 0 を介して昇降圧コンバータ 12 へ供給する。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両を減速（または加速の中止）させることを含む。

5 電流センサ 24 は、交流モータ M1 に流れるモータ電流を検出し、その検出したモータ電流を制御装置 30 へ出力する。なお、三相電流 i_u , i_v , i_w の瞬時値の和は零であるので、図 1 に示すように電流センサ 24 は 2 相分のモータ電流（たとえば、V 相電流 i_v および W 相電流 i_w ）を検出するように配置すれば足りる。

10 回転角センサ（レゾルバ） 25 は、交流モータ M1 のロータ回転角 θ を検出し、その検出した回転角 θ を制御装置 30 へ送出する。制御装置 30 では、回転角 θ に基づき交流モータ M1 の回転数（回転速度）を算出する。

制御装置 30 は、外部に設けられた電子制御ユニット（ECU）から入力されたトルク指令値 T_{q_com} 、電圧センサ 10 によって検出されたバッテリー電圧 V_b 、
15 電圧センサ 13 によって検出されたシステム電圧 V_H および電流センサ 24 からのモータ電流 i_v , i_w 、回転角センサ 25 からの回転角 θ 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 T_{q_com} 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
20 ためのスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_8$ 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。

昇降圧コンバータ 12 の昇圧動作時には、制御装置 30 は、平滑コンデンサ C0 の出力電圧 V_H をフィードバック制御し、出力電圧 V_H が電圧指令値となるようにスイッチング制御信号 S_1 , S_2 を生成する。

25 また、制御装置 30 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 RGE を外部 ECU から受けると、交流モータ M1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換するようにスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を生成してインバータ 14 へ出力する。これにより、インバータ 14 は、交流モータ M1 で発電された交流電圧を直流電圧に変換して昇降圧コンバータ 12 へ

供給する。

さらに、制御装置 30 は、ハイブリッド自動車または電気自動車が回生制動モードに入ったことを示す信号 RGE を外部 ECU から受けると、インバータ 14 から供給された直流電圧を降圧するようにスイッチング制御信号 S1, S2 を生成し、昇降圧コンバータ 12 へ出力する。これにより、交流モータ M1 が発電した交流電圧は、直流電圧に変換され、降圧されて直流電源 B に供給される。

さらに、制御装置 30 は、システムリレー SR1, SR2 をオン/オフするための信号 SE を生成してシステムリレー SR1, SR2 へ出力する。

次に、制御装置 30 によって制御される、インバータ 14 における電力変換について詳細に説明する。

図 2 に示すように、本発明の実施の形態によるモータ駆動システム 100 では、モータ制御、より具体的にはインバータ 14 における電力変換について 3 つの制御方式を切換えて使用する。

正弦波 PWM 制御方式は、一般的な PWM 制御として用いられるものであり、各相アームにおけるスイッチング素子のオン・オフを、正弦波状の電圧指令値と搬送波（代表的には三角波）との電圧比較に従って制御する。この結果、上アーム素子（図 1 での Q3, Q5, Q7）のオン期間に対応するハイレベル期間と、下アーム素子（図 1 での Q4, Q6, Q8）のオン期間に対応するローレベル期間との集合について、一定期間内でその基本波成分が正弦波となるようにデューティ比が制御される。周知のように、正弦波 PWM 制御方式では、この基本波成分振幅をインバータ入力電圧の 0.61 倍までしか高めることができない。

一方、矩形波制御方式では、上記一定期間内で、ハイレベル期間およびローレベル期間の比が 1 : 1 の矩形波 1 パルス分を交流モータ印加する。これにより、変調率は 0.78 まで高められる。

過変調 PWM 制御方式は、搬送波の振幅を縮小するようにを歪ませた上で上記正弦波 PWM 制御方式と同様の PWM 制御を行なうものである。この結果、基本波成分を歪ませることができ、変調率を 0.61 ~ 0.78 の範囲まで高めることができる。

交流モータ M1 では、回転数や出力トルクが増加すると誘起電圧が高くなり、

その必要電圧が高くなる。コンバータ 1 2 による昇圧電圧すなわち、システム電圧 V_H は、このモータ必要電圧（誘起電圧）よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ 1 2 による昇圧電圧すなわち、システム電圧には限界値（ V_H 最大電圧）が存在する。

- 5 したがって、モータ必要電圧（誘起電圧）がシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）より低い領域では、正弦波 PWM 制御方式または過変調 PWM 制御方式による最大トルク制御が適用されて、ベクトル制御に従ったモータ電流制御によって出力トルクがトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ に制御される。

10 その一方で、モータ必要電圧（誘起電圧）がシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）に達すると、システム電圧 V_H を維持した上で弱め界磁制御に従った矩形波制御方式が適用される。矩形波制御方式では、基本波成分の振幅が固定されるため、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、矩形波パルスの電圧位相制御によってトルク制御が実行される。

15 図 3 のフローチャートに示されるように、図示しない ECU によって、アクセル開度等に基づく車両要求出力より交流モータ M1 のトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ が算出される（ステップ S10）のを受けて、制御装置 30 は、予め設定されたマップ等に基づいて、交流モータ M1 のトルク指令値 $T_{q\,c\,o\,m}$ および回転数からモータ必要電圧（誘起電圧）を算出し（ステップ S20）、さらに、モータ必要電圧とシステム電圧の最大値（ V_H 最大電圧）との関係に従って、弱め界磁制御
20 （矩形波制御方式）および最大トルク制御（正弦波 PWM 制御方式／過変調 PWM 制御方式）のいずれを適用してモータ制御を行なうかを決定する（ステップ S30）。最大トルク制御適用時に、正弦波 PWM 制御方式および過変調 PWM 制御方式のいずれを用いるかについては、ベクトル制御に従う電圧指令値の変調率範囲に応じて決定する。上記制御フローに従って、交流モータ M1 の運転条件に
25 従って、図 2 に示した複数の制御方式のうちから適正な制御方式が選択される。

 この結果、図 4 に示されるように、低回転数域 A1 ではトルク変動を小さくするために正弦波 PWM 制御方式が用いられ、中回転数域 A2 では過変調 PWM 制御方式、高回転数域 A3 では、矩形波制御方式が適用される。特に、過変調 PWM 制御方式および矩形波制御方式の適用により、交流モータ M1 の出力向上が実

現される。このように、図2に示した制御方式をいずれを用いるかについては、実現可能な変調率の範囲内で決定される。

図5は、制御装置30によって実行される、正弦波PWM制御方式および過変調PWM制御方式における制御ブロック図である。なお、図5に示す制御ブロック図は、制御装置30によって実行される所定プログラムに従った制御演算処理によって実現される。

図5を参照して、PWM制御ブロック200は、電流指令生成部210と、座標変換部220、250と、回転数演算部230と、PI演算部240と、PWM信号生成部260とを含む。

電流指令生成部210は、予め作成されたテーブル等に従って、交流モータM1のトルク指令値 $T_{q\ com}$ に応じた、d軸電流指令値 $I_{d\ com}$ およびq軸電流指令値 $I_{q\ com}$ を生成する。

座標変換部220は、回転角センサ25によって検出される交流モータM1の回転角 θ を用いた座標変換（3相→2相）により、電流センサ24によって検出されたv相電流 i_v およびw相電流 i_w を基に、d軸電流 i_d およびq軸電流 i_q を算出する。回転数演算部230は、回転角センサ25からの出力に基づいて、交流モータM1の回転数 $N_{m\ t}$ を演算する。

PI演算部240には、d軸電流の指令値に対する偏差 ΔI_d ($\Delta I_d = I_{d\ com} - i_d$) およびq軸電流の指令値に対する偏差 ΔI_q ($\Delta I_q = I_{q\ com} - i_q$) が入力される。PI演算部240は、d軸電流偏差 ΔI_d およびq軸電流偏差 ΔI_q のそれぞれについて、所定ゲインによるPI演算を行なって制御偏差を求め、この制御偏差に応じたd軸電圧指令値 $V_{d\ \#}$ およびq軸電圧指令値 $V_{q\ \#}$ を生成する。

座標変換部250は、交流モータM1の回転角 θ を用いた座標変換（2相→3相）によって、d軸電圧指令値 $V_{d\ \#}$ およびq軸電圧指令値 $V_{q\ \#}$ をU相、V相、W相の各相電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w に変換する。なお、d軸、q軸電圧指令値 $V_{d\ \#}$ 、 $V_{q\ \#}$ から各相電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w への変換には、システム電圧 V_H も反映される。

PWM信号生成部260は、各相における電圧指令値 V_u 、 V_v 、 V_w と所定

の搬送波との比較に基づいて、図1に示したスイッチング制御信号S3～S8を生成する。インバータ14が、PWM制御ブロック200によって生成されたスイッチング制御信号S3～S8に従ってスイッチング制御されることにより、交流モータM1に対してトルク指令値 $T_{q\,com}$ に従ったトルクを出力するための交流電圧が印加される。なお、上述のように、過変調PWM制御方式時には、PWM信号生成部260におけるPWM変調時に用いられる搬送波が、正弦波PWM制御方式時の一般的なものから切換えられる。

本発明の実施の形態に従うモータ駆動システム制御システムでは、制御モード判定部300と、VH指令値生成部310と、PWM信号生成部350とがさらに設けられる。

制御モード判定部300は、図3に示したフローチャートに従って最大トルク制御（正弦波PWM制御方式／過変調PWM制御方式）が選択されたときに、以下に示す変調率演算に従って、正弦波PWM制御方式および過変調PWM制御方式の一方を選択する。

制御モード判定部300は、PI演算部240によって生成されたd軸電圧指令値 $V_{d\#}$ およびq軸電圧指令値 $V_{q\#}$ を用いて、下記(1)、(2)式に従って線間電圧振幅 V_{amp} を算出する。

$$V_{amp} = |V_{d\#}| \cdot \cos \phi + |V_{q\#}| \cdot \sin \phi \quad \cdots (1)$$

$$\tan \phi = V_{q\#} / V_{d\#} \quad \cdots (2)$$

さらに、制御モード判定部300は、システム電圧VHに対する上記演算による線間電圧振幅 V_{amp} の比である変調率 K_{md} を下記(3)式に従って演算する。

$$K_{md} = V_{amp} / V_{H\#} \quad \cdots (3)$$

制御モード判定部300は、上記の演算により求められた変調率 K_{md} に従って、正弦波PWM制御方式および過変調PWM制御方式の一方を選択する。なお、上述のように、制御モード判定部300による制御方式の選択はPWM信号生成部260における搬送波の切換えに反映される。すなわち、過変調PWM制御方式時には、PWM信号生成部260におけるPWM変調時に用いられる搬送波が、正弦波PWM制御方式時の一般的なものから切換えられる。

VH指令値生成部310は、図3に示したフローチャートに従い、交流モータM1のトルク指令値 $T_{q\ com}$ および回転数 $N_{m\ t}$ に応じて、システム電圧VHの制御指令値VH#（以下、電圧指令値VH#とも称する）を生成する。

PWM信号生成部350は、電圧センサ10によって検出されたバッテリー電圧Vb、現在のシステム電圧VHに基づき、コンバータ12の出力電圧が電圧指令値VH#となるように、所定のPWM制御方式に従って、スイッチング制御信号S1、S2を生成する。

このような構成とすることにより、交流モータM1の出力トルクがトルク指令値 $T_{q\ com}$ と一致するように、モータ電流(i_d , i_q)のフィードバック制御が行なわれる。なお、過変調PWM制御方式時には、座標変換部220による検出されたモータ電流(i_v , i_w)からd軸電流 i_d 、q軸電流 i_q への変換時に、歪み成分を除去するためのフィルタ処理が併せて実行される。

次に、図6を用いて、矩形波制御方式時における制御ブロック図を説明する。

図6を参照して、矩形波制御ブロック400は、電力演算部410と、トルク演算部420と、PI演算部430と、矩形波発生器440と、信号発生部450とを含む。なお、図6に示す制御ブロック図についても、制御装置30によって実行される所定プログラムに従った制御演算処理によって実現される。

電力演算部410は、電流センサ24によるV相電流 i_v およびW相電流 i_w から求められる各相電流と、各相(U相、V相、W相)電圧 V_u 、 V_v 、 V_w とにより、下記(4)式に従ってモータへの供給電力(モータ電力) $P_{m\ t}$ を算出する。

$$P_{m\ t} = i_u \cdot V_u + i_v \cdot V_v + i_w \cdot V_w \quad \cdots (4)$$

トルク演算部420は、電力演算部410によって求められたモータ電力 $P_{m\ t}$ および回転角センサ25によって検出される交流モータM1の回転角 θ から算出される角速度 ω を用いて、下記(5)式に従ってトルク推定値 T_q を算出する。

$$T_q = P_{m\ t} / \omega \quad \cdots (5)$$

PI演算部430へは、トルク指令値 $T_{q\ com}$ に対するトルク偏差 ΔT_q ($\Delta T_q = T_{q\ com} - T_q$)が入力される。PI演算部430は、トルク偏差 ΔT_q について所定ゲインによるPI演算を行なって制御偏差を求め、求められ

た制御偏差に応じて矩形波電圧の位相 ϕ_v を設定する。具体的には、正トルク発生 ($T_{qcom} > 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を進める一方で、トルク過剰時には電圧位相を遅らせるとともに、負トルク発生 ($T_{qcom} < 0$) 時には、トルク不足時には電圧位相を遅らせる一方で、トルク過剰時には電圧位相を進める。

矩形波発生器 440 は、PI 演算部 430 によって設定された電圧位相 ϕ_v に従って、各相電圧指令値 (矩形波パルス) V_u , V_v , V_w を発生する。信号発生部 450 は、各相電圧指令値 V_u , V_v , V_w に従ってスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ を発生する。インバータ 14 がスイッチング制御信号 $S_3 \sim S_8$ に従ったスイッチング動作を行なうことにより、電圧位相 ϕ_v に従った矩形波パルスが、モータの各相電圧として印加される。

このように、矩形波制御方式時には、トルク (電力) のフィードバック制御により、モータトルク制御を行なうことができる。ただし、矩形波制御方式ではモータ印加電圧の操作量が位相のみとなるので、モータ印加電圧の振幅および位相を操作量とできる PWM 制御方式と比較して、その制御応答性は低下する。また、電力演算部 410 における電力演算 (式 (4)) の際には、検出されたモータ電流 (i_v , i_w) から歪み成分を除去するためのフィルタ処理が併せて実行される。

図 7 は、矩形波制御方式でのモータ回転数急変時におけるモータ電流の乱れ発生を説明する動作波形図である。

図 7 には、モータ制御モードが、正弦波 PWM 方式 (I) および過変調 PWM 方式 (II) を経て矩形波制御方式 (III) となった状態でモータ回転数が急変した場合の動作が示される。このようなモータ回転数の急変は、たとえば、交流モータ M1 が車両駆動用モータとして搭載されたハイブリッド車両 (電動車両) において、車両が低 μ 路または高 μ 路を通過するときに車輪がスリップあるいはグリップすることで発生する。

モータ回転数の急増時 (スリップ時) には、本来は、モータ電流が徐々に増加するように制御すべきところ、上述したような、矩形波制御方式での制御遅れの影響により、モータ印加電圧を速やかに変化させることができず、モータ電流を

所望の状態に追従させることが困難である。また反対に、モータ回転数の急減時（スリップ時）には、モータ電流を徐々に減少させるような制御が行なわれるべきところ、モータ制御性の遅れにより電流振幅が過大となってしまう可能性がある。この場合には、直流電源B（バッテリー）からの電流出力も大きくなり、モータ駆動システム内部に過電流・過電圧が発生する可能性がある。

図8には、図7に示した車両グリップ時におけるモータ電流の挙動を詳細にするために、図7でのV I I I領域（モータ回転数の急減区間）の拡大図を示している。

図8を参照して、基本的にはシステム電圧（コンバータ出力電圧）V_Hが一定の下でインバータ出力電圧（すなわち、モータ印加電圧）は矩形波制御されるため、その制御性が低いことに起因して、モータ回転数の急変に追従できずにモータ電流の振幅が増大方向に乱れてしまう。

図8に示した現象を回避するために、実施の形態1に従うモータ駆動システムの制御装置では、図6で示したV_H指令値修正部320により、以下に説明するシステム電圧制御を行なう。

図9は、実施の形態1に従うモータ駆動システムの制御装置によるシステム電圧制御を説明するフローチャートである。

図9を参照して、V_H指令値修正部320は、ステップS100では、その時点でのモータ回転数N_{mt}(i)をサンプリングする。さらに、ステップS110では、V_H指令値修正部320は、ステップS100で今回サンプリングしたモータ回転数N_{mt}(i)と、nサンプル前（n：所定の自然数）におけるモータ回転数N_{mt}(i-n)との回転数差が、所定の判定値ΔN_jよりも大きいかどうかの判定により、モータ回転数の急変を検知する。すなわち、ステップS110では、下記(6)式が成立するか否かが判定される。

$$|N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n)| > \Delta N_j \quad \dots (6)$$

ステップS110がNO判定である場合、すなわち、モータ回転数の急変が検知されない場合には、ステップS130により、V_H指令値生成部310によって生成された電圧指令値V_H#を修正することなく、そのままコンバータ12の電圧指令値V_H#として採用する。

一方、ステップS110がYES判定である場合、すなわち、モータ回転数の急変が検知された場合には、ステップS120により、VH指令値修正部320は、VH電圧指令値VH#を、回転数変化に応じて下記(7)式に従って修正する。

$$5 \quad VH\#(i) = VH\#(i-n) \cdot \frac{Nmt(i)}{Nmt(i-n)} \cdot k \quad \dots (7)$$

このように、VH指令値修正部320は、モータ回転数の比に従って、システム電圧VHの指令値を修正する。なお、式(7)中のkは、調整係数($k > 0$)である。さらに、VH指令値修正部320は、ステップS140では、ステップS120またはS130を経て決定された電圧指令値VH#を、nサンプル後でのシステム電圧制御に備えて記憶する。

ここで、モータ回転数の変動とモータ電圧との関係について説明する。

周知のとおり、同期モータにおけるd軸およびq軸上での電圧方程式は、下記(8)、(9)式で示される。

$$Vd = Ra \cdot id - \omega \cdot Lq \cdot iq \quad \dots (8)$$

$$15 \quad Vq = \omega \cdot Ld \cdot id + Ra \cdot iq + \omega \cdot \phi \quad \dots (9)$$

なお、(8)、(9)式において、Raは電気子巻線抵抗を示し、 ω は交流モータM1の電気角速度を示し、 ϕ は永久磁石の電機子鎖交磁束数を示している。巻線抵抗に依存する電圧成分はごく低回転領域で寄与し、回転数上昇に従いそれ以外の成分が支配的になる。このため、矩形波制御方式が高回転数域で利用される(図2)ことを考慮すると、(8)、(9)式での巻線抵抗成分は無視できる。このため、上記(2)、(3)式は、矩形波制御方式時には、下記(10)、(11)式で示される。なお、(10)、(11)式は、中回転数域で利用される過変調PWM制御方式時にも成立する。

$$Vd = -\omega \cdot Lq \cdot iq \quad \dots (10)$$

$$25 \quad Vq = \omega \cdot Ld \cdot id + \omega \phi = \omega (Ld \cdot id + \phi) \quad \dots (11)$$

また、電気角速度 ω は、モータ回転数Nmtと下記(12)式の関係にある。

$$\omega = 2\pi \cdot f = 2\pi \cdot (N_m t / 60) \cdot p \quad \dots (12)$$

なお、式(12)において、 f は電気周波数(図8に示したインバータ出力電圧1相分の周期の逆数)であり、 p は交流モータM1の極対数である。

式(12)を、式(10)、(11)式に代入すると、下記(13)、(14)式が得られる。

$$V_d = -2\pi \cdot (N_m t / 60) \cdot p \cdot L_q \cdot i_q \quad \dots (13)$$

$$V_q = 2\pi \cdot (N_m t / 60) \cdot p \cdot (L_d \cdot i_d + \phi) \quad \dots (14)$$

(13)、(14)式から理解されるように、 d 軸電圧 V_d および q 軸電圧 V_q は、モータ回転数 $N_m t$ に比例する。このため、下記(15)式に示すように、モータ端子電圧(線間電圧) V_r もモータ回転数 $N_m t$ に比例する。

$$V_r = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} = 2\pi \cdot (N_m t / 60) \cdot p \cdot \sqrt{L_q^2 i_q^2 + (L_d \cdot i_d + \phi)^2} \quad \dots (15)$$

したがって、モータ回転数の急変時には、 V_H 指令値修正部320によって上記ステップS120のようにコンバータ12の電圧指令値 V_H を修正することにより、回転数比に従ってインバータ入力電圧(すなわちシステム電圧 V_H)を変化させる。これにより、制御応答性の低いモータ電流に基づくトルク(電力)フィードバック制御を待つことなく、フィードフォワード制御的にモータ印加電圧を回転数比に従って低下あるいは増大させることができる。

図10および図11には、実施の形態1に従うモータ駆動システムの制御装置によるモータ回転数急変時における制御動作が示される。

図10には、図7と同一の条件のモータ回転数急変時において、図9に示した V_H 指令値(V_H 井)修正制御を行なうことにより、モータ電流の増大が抑制された動作例が示される。

図11は、図10におけるXI領域(モータ回転数の急減区間)でのコンバータ出力電圧、インバータ出力電圧(モータ印加電圧)およびモータ電流の推移を示す拡大図である。

図11を参照して、図9に示したフローチャートに従って、コンバータ出力電

圧（システム） V_H をモータ回転数 N_{mt} に応じて減少させることにより、インバータ出力電圧すなわち、モータ印加電圧を減少できる。これにより、モータ電流は、モータ回転数の急減時にも、フィードバック制御の応答性が低いことに起因する発散状態を引き起こすことなく、適正なレベルに保たれる。

- 5 なお、図12に示すように、 V_H 指令値修正部320によるコンバータ出力電圧制御は、交流モータM1の中回転速域で適用される過変調制御時にも用いることができる。すなわち、図5に示した制御構成に V_H 指令値修正部320（図6）を付加することにより、過変調制御方式適用時においても、図9と同様の V_H 指令値修正ルーチンを実行して、インバータ14の入力電圧（システム電圧 V_H ）をモータ回転数の急変に対応させて設定する制御構成とすることができる。

10 このような制御構成とすることにより、モータ回転数が急激に変動しても、過変調制御時のモータ電流制御性低下による過大なモータ電流の発生を防止して、モータ電流を適切なレベルに維持できる。

- 15 以上により、平滑コンデンサ、インバータ等の機器保護が図られるほか、インバータを構成するスイッチング素子の定格（耐圧・電流容量等）の設計に関する安全度を低減させることができるので、製造コストの抑制にも寄与できる。

- 20 また、式（7）中の調整係数 k については、モータ回転数減少時（すなわち、 $N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n) < 0$ の場合）と、モータ回転数増加時（すなわち、 $N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n) > 0$ の場合）とで異なる値とすることができる。特に、モータの特性上モータ電流が過大方向に乱れるモータ回転数減少時において、調整係数 k を大きく（1.0近傍）して、モータ回転数変化に対するモータ印加電圧の修正度合いを大きくする一方で、モータ電流過小方向に制御応答性が低下するモータ回転数増加時には調整係数 k を小さく（たとえば零近傍）とすることも可能である。

- 25 ここで実施の形態1に例示したモータ駆動システムの制御構成と本発明の構成との対応関係を説明すると、制御装置30のうちの図3に示したフローチャートに従う制御方式の選択機能部分が本発明の「制御方式選択手段（部）」に対応し、正弦波PWM制御時における図5のPWM制御ブロック200が本発明の「第1のモータ制御手段（部）」に対応する。また、過変調PWM制御時における図5

のPWM制御ブロック200および図6の矩形波制御ブロック400が本発明の「第2のモータ制御手段(部)」に対応する。

さらに、図9のステップS110は本発明の「回転数変化検出手段(部)」に対応し、図9のステップS120および図6のVH指令値修正部320は、本発明の「モータ電圧修正手段(部)」に対応する。

(実施の形態2)

実施の形態2では、矩形波制御方式時において同様の技術課題を解決するための制御構成のバリエーションを説明する。なお、実施の形態2に従う制御構成は、モータ電流が過大方向に乱れるモータ回転数減少時に対応するものである。

図13は、実施の形態2に従うモータ駆動システムの制御装置による矩形波制御の制御ブロック図である。

図13を図6と比較して、実施の形態2に従う矩形波制御構成では、図6に示した制御構成に加えて、矩形波デューティ制御部330がさらに設けられる。その他の部分の構成は、図6と同様であるので詳細な説明は繰返さない。

矩形波デューティ制御部330は、モータ回転数 N_{mt} に応じて、以下に説明するように矩形波制御方式時のモータ印加電圧を制御する。

図14に示されるように、通常の矩形波制御では、U相、V相およびW相のモータ印加電圧は、電気角で互いに 120° ずつずれた矩形波となる。そして、各相間での 120° ずつの位相差を維持した状態で、全体の電圧位相は、電圧位相 ϕ_v (図6、図13)に応じて変化する。

図15は、矩形波デューティ制御部330の動作を説明するフローチャートである。

図15を参照して、矩形波デューティ制御部330は、ステップS200では、その時点でのモータ回転数 $N_{mt}(i)$ をサンプリングする。さらに、ステップS210では、矩形波デューティ制御部330は、ステップS100で今回サンプリングしたモータ回転数 $N_{mt}(i)$ が、 n サンプル前(n :所定の自然数)におけるモータ回転数 $N_{mt}(i-n)$ と比較して所定の判定値 ΔN_j を超えて減少しているかどうかの判定により、モータ回転数の急速な減少を検知する。すなわち、ステップS210では、下記(16)式が成立するか否かが判定される。

$$N_{mt}(i) - N_{mt}(i-n) < \Delta N_j \quad \cdots (16)$$

ステップS210がNO判定である場合、すなわち、モータ回転数の急変が検知されない場合には、ステップS230により、矩形波デューティ比 $DT(i)$ = 1.0に設定されて、通常の矩形波制御方式に従って図13に示した矩形波電圧が交流モータM1に印加される。

一方、ステップS210がYES判定である場合、すなわち、モータ回転数の急減が検知された場合には、ステップS220により、矩形波デューティ制御部330は、下記(17)式に従って、回転数変化に応じて矩形波デューティ比 $DT(i)$ を1.0より小さく設定する。

$$DT(i) = DT(i-n) \cdot \frac{N_{mt}(i)}{N_{mt}(i-n)} \cdot k \quad \cdots (17)$$

式(17)中の調整係数 k ($k > 0$)は適宜設定可能である。さらに、ステップS240では、ステップS220またはS230を経て決定された、モータ回転数 $N_{mt}(i)$ に対応する矩形波デューティ比 $DT(i)$ が、 n サンプル後での制御に備えて記憶される。

図16および図17には、実施の形態2に従うモータ駆動システムの制御装置による矩形波制御方式でのモータ回転数急変時における制御動作が示される。

図16には、図7と同一の条件のモータ回転数急変時において、上記矩形波強制PWM制御によりモータ電流の増大が抑制された動作例が示される。図17は、図16におけるXVI領域（モータ回転数の急減区間）でのコンバータ出力電圧、インバータ出力電圧（モータ印加電圧）およびモータ電流の推移を示す拡大図である。

図17に示されるように、モータ回転数急減時には、本来矩形波となる各相電圧に、モータ回転数変化に応じたデューティ比 $DT(i)$ を強制的に設けるようなPWM制御が行なわれる。これにより、モータ回転数が急激に減少した場合には、矩形波制御時のモータ印加電圧の平均値をモータ回転数比に応じて低下させることができる。これにより、実施の形態1と同様に、モータ電流が過大に発散するのを防止できる。

なお、実施の形態2に例示した構成において、図15のステップS220およ

び図 13 の矩形波デューティ制御部 330 は、本発明の「モータ電圧修正手段（部）」に対応する。

（実施の形態 3）

5 実施の形態 3 では、過変調 PWM 制御方式時において同様の技術課題を解決するための制御構成のバリエーションを説明する。

図 18 は、実施の形態 3 に従うモータ駆動システムの制御装置による PWM 制御の制御ブロック図である。

図 18 を図 5 と比較して、実施の形態 3 に従う制御構成では、PWM 制御ブロック 200 内に、過変調制御モード時に用いられる電圧指令修正部 245 がさらに設けられる。その他の部分の構成は、図 5 と同様であるので詳細な説明は繰返さない。

図 19 は、電圧指令修正部 245 の動作を説明するフローチャートである。

図 19 を参照して、電圧指令修正部 245 は、ステップ S300 では、制御モード判定部 300 の出力に基づいて、過変調制御中であるかどうかを判定する。
15 過変調制御中でない場合（ステップ S300 の NO 判定時）には、電圧指令修正部 245 による電圧指令修正は実行されない。

過変調制御中、すなわちステップ S300 の YES 判定時には、電圧指令修正部 245 は、ステップ S310 により、その時点でのモータ回転数 $N_{mt}(i)$ をサンプリングする。さらに、ステップ S320 では、電圧指令修正部 245 は、
20 ステップ S310 で今回サンプリングしたモータ回転数 $N_{mt}(i)$ と、 n サンプル前（ n ：所定の自然数）におけるモータ回転数 $N_{mt}(i-n)$ との回転数差が、所定の判定値 ΔN_j よりも大きいかどうかの判定により、モータ回転数の急変を検知する。すなわち、ステップ S110 と同様の式（6）式が判定される。

ステップ S320 が NO 判定である場合、すなわち、モータ回転数の急変が検知されない場合には、ステップ S340 により、PI 演算部 240 によって生成された電圧指令値 $V_{d\#}$ （ d 軸）および $V_{q\#}$ （ q 軸）を修正することなく、モータ印加電圧指令値として座標変換部 250 へ出力する。

一方、ステップ S320 が YES 判定である場合、すなわち、モータ回転数の急変が検知された場合には、ステップ S330 により、電圧指令修正部 245 は、

電圧指令値 $V_{d\#}$ (d 軸) および $V_{q\#}$ (q 軸) を、回転数変化に応じて下記 (18), (19) 式に従って修正した上でモータ印加電圧指令値として座標変換部 250 へ出力する。

$$V_{d\#}(i) = V_{d\#}(i-n) \cdot \frac{N_{mt}(i)}{N_{mt}(i-n)} \cdot k \quad \dots (18)$$

$$5 \quad V_{q\#}(i) = V_{q\#}(i-n) \cdot \frac{N_{mt}(i)}{N_{mt}(i-n)} \cdot k \quad \dots (19)$$

式 (18), (19) により、モータ回転数変動比に応じて、d 軸および q 軸電圧指令値が修正されるので、回転数変化に応じてモータ印加電圧を変化することが可能となる。

10 なお、式 (18), (19) 式中の調整係数 k ($k > 0$) についても、式 (7) 中の調整係数と同様に設定できる。すなわち、モータ電流が過大方向に乱れるモータ回転数減少時において、調整係数 k を大きく (1.0 近傍) して、モータ回転数変化に対するモータ印加電圧の修正度合いを大きくする一方で、モータ電流過小方向に制御応答性が低下するモータ回転数増加時には調整係数 k を小さく (たとえば零近傍) とすることが可能である。

15 さらに、ステップ S350 では、ステップ S330 または S340 を経て決定された、モータ回転数 $N_{mt}(i)$ に対応する d 軸および q 軸電圧指令値 $V_{d\#}(i)$ 、 $V_{q\#}(i)$ が、 n サンプル後での制御に備えて記憶される。

20 このような構成とすることによっても、過変調制御時にモータ回転数の急変に対応して、モータ印加電圧をモータ回転数比に応じて変化させることができる。これにより、実施の形態 1 と同様に、モータ電流が過大に発散するのを防止できる。

25 なお、実施の形態 3 に例示した構成において、図 19 のステップ S330 および図 18 の電圧指令修正部 245 は、本発明の「モータ電圧修正手段 (部)」に対応する。

30 実施の形態 1 ~ 3 では、好ましい構成例として、インバータ 14 への入力電圧 (システム電圧 V_H) を可変制御可能なように、モータ駆動システムの直流電圧発生部 10 # が昇降圧コンバータ 12 を含む構成を示した。しかしながら、実施

の形態 2 および 3 では、インバータ入力電圧が可変であることは必須ではなく、インバータ 1 4 への入力電圧が固定された構成（たとえば、昇降圧コンバータ 1 2 の配置を省略した構成）に対しても適用可能である。また、実施の形態 1 についても、インバータ 1 4 への入力電圧を可変制御可能であれば、直流電圧発生部 1 0 井は本実施の形態に例示した構成には限定されない。さらに、モータ駆動システム 5 の負荷となる交流モータについても、本実施の形態では永久磁石モータを例示したが、任意の交流モータを負荷とする構成について、本願発明を適用可能である。

また、モータ回転数の急変を検出するステップ S 1 1 0 (図 9) および S 3 2 10 0 (図 1 9) では、式 (6) に従ってモータ回転数差の絶対値と判定値とを比較することにより、モータ回転数の増加時および減少時とも共通の判定値を用いている。しかしながら、本願発明の適用においては、これらのステップにおいて、モータ回転数の増加時および減少時のそれぞれで異なる判定値を設けることも可能である。この際には、モータ電流が過大方向に乱れるモータ回転数減少時において判定値を相対的に小さい値とすることが好ましい。 15

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て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。

請求の範囲

1. 直流電圧 (VH) を交流モータ (M1) を駆動するための交流電圧に変換するインバータ (14) を備えたモータ駆動システム (100) の制御装置であ
5 って、

前記交流モータに供給されるモータ電流を検出する電流検出手段 (24) と、

前記交流モータの回転速度を検出する回転速度検出手段 (S100) と、

前記交流モータの運転条件に応じて、前記インバータにおける前記電圧変換の
制御方式を選択的に設定する制御方式選択手段 (S10-S30) と、

10 前記制御方式選択手段がベクトル制御による正弦波パルス幅変調方式に従って
前記交流モータへの印加電圧を制御する第1の制御方式を選択した場合に、前記
電流検出手段によって検出された前記モータ電流に基づいてトルク制御を行なう
第1のモータ制御手段 (200) と、

前記制御方式選択手段が前記正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大き
15 い電圧を出力する変調方式に従って前記交流モータへの印加電圧を制御する第2
の制御方式を選択した場合に、前記電流検出手段によって検出された前記モータ
電流に基づいてトルク制御を行なう第2のモータ制御手段 (200, 400) と、

前記回転速度検出手段の出力に基づき、前記第2の制御方式の選択中において、
前記交流モータに所定以上の回転速度変化が発生したことを検出する回転速度変
20 化発生検出手段 (S110) と、

前記回転速度変化発生検出手段によって前記所定以上の回転速度変化の発生が
検出された場合に、前記第2のモータ制御手段による前記交流モータへの印加電
圧を前記回転速度変化に応じて修正するモータ電圧修正手段 (S120/320,
S220/330, S230/245) とを備える、モータ駆動システムの制御
25 装置。

2. 前記モータ駆動システム (100) は、前記インバータへ入力される前記
直流電圧 (VH) のレベルを電圧指令値 (VH#) に従って可変制御するコンバ
ータ (12) をさらに備え、

前記モータ電圧修正手段は、

前記回転速度変化発生検出手段によって前記所定値以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記回転速度変化に応じて前記コンバータの前記電圧指令値を設定する手段（S 1 2 0 / 3 2 0）を含む、請求の範囲第 1 項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

5 3. 前記第 2 のモータ制御手段は、

前記インバータ（1 4）へ入力された前記直流電圧（V H）を振幅とする矩形波電圧が前記交流モータ（M 1）に印加され、かつ、前記矩形波電圧がトルク指令値（T q c o m）に対するトルク偏差（ $\Delta T q$ ）に応じた位相（ ϕv ）を有するように前記インバータのスイッチングを制御する矩形波制御手段（4 0 0）を含み、

前記モータ電圧修正手段は、

前記回転速度変化発生検出手段によって前記所定以上の回転速度の減少が検出された場合に、前記矩形波電圧に前記回転速度変化に応じたデューティ比率（D T）を強制的に設けるように前記インバータのスイッチングを制御する手段（S 2 2 0 / 3 3 0）を含む、請求の範囲第 1 項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

15 4. 前記第 2 のモータ制御手段（2 0 0）は、

前記トルク指令値（T q c o m）に応じた電流指令値（I d c o m, I q c o m）に対する前記モータ電流の偏差に応じて前記交流モータ（1 4）への印加電圧の電圧指令値（V d #, V q #）を生成する演算手段（2 4 0）と、

前記電圧指令値に従って前記インバータのスイッチングを制御するパルス幅変調手段（2 6 0）とを含み、

前記モータ電圧修正手段は、

前記回転速度変化発生検出手段によって前記所定以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記演算手段によって生成された前記電圧指令値を前記回転速度変化に応じて修正して、前記パルス幅変調手段へ伝達するための手段（S 3 2 0 / 2 4 5）を含む、請求の範囲第 1 項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

25 5. 前記モータ電圧修正手段は、前記交流モータの回転速度減少時における前

記回転速度変化に対する前記交流モータへの印加電圧の修正度合いを、前記交流モータの回転速度上昇時における前記修正度合いよりも大きく設定する、請求項1、2または4のいずれか1項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

5 6. 直流電圧(VH)を交流モータ(M1)を駆動するための交流電圧に変換するインバータ(14)を備えたモータ駆動システム(100)の制御装置であって、

前記交流モータに供給されるモータ電流を検出する電流検出部(24)と、

前記交流モータの回転速度を検出する回転速度検出部(S100)と、

10 前記交流モータの運転条件に応じて、前記インバータにおける前記電圧変換の制御方式を選択的に設定する制御方式選択部(S10-S30)と、

前記制御方式選択部がベクトル制御による正弦波パルス幅変調方式に従って前記交流モータへの印加電圧を制御する第1の制御方式を選択した場合に、前記電流検出部によって検出された前記モータ電流に基づいてトルク制御を行なう第1のモータ制御部(200)と、

15 前記制御方式選択部が前記正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力する変調方式に従って前記交流モータへの印加電圧を制御する第2の制御方式を選択した場合に、前記電流検出部によって検出された前記モータ電流に基づいてトルク制御を行なう第2のモータ制御部(200, 400)と、

20 前記回転速度検出部の出力に基づき、前記第2の制御方式の選択中において、前記交流モータに所定以上の回転速度変化が発生したことを検出する回転速度変化発生検出部(S110)と、

前記回転速度変化発生検出部によって前記所定以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記第2のモータ制御部による前記交流モータへの印加電圧を前記回転速度変化に応じて修正するモータ電圧修正部(S120/320, S220/330, S230/245)とを備える、モータ駆動システムの制御装置。

25 7. 前記モータ駆動システム(100)は、前記インバータへ入力される前記直流電圧(VH)のレベルを電圧指令値(VH#)に従って可変制御するコンバータ(12)をさらに備え、

前記モータ電圧修正部(S120/320)は、前記回転速度変化発生検出部

によって前記所定値以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記回転速度変化に応じて前記コンバータの前記電圧指令値を設定するように構成される、請求の範囲第6項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

8. 前記第2のモータ制御部は、

5 前記インバータ(14)へ入力された前記直流電圧(VH)を振幅とする矩形波電圧が前記交流モータ(M1)に印加され、かつ、前記矩形波電圧がトルク指令値(Tqcom)に対するトルク偏差(ΔTq)に応じた位相(ϕ_v)を有するように前記インバータのスイッチングを制御する矩形波制御部(400)を含み、

10 前記モータ電圧修正部(S220/330)は、前記回転速度変化発生検出部によって前記所定以上の回転速度の減少が検出された場合に、前記矩形波電圧に前記回転速度変化に応じたデューティ比率(DT)を強制的に設けるように前記インバータのスイッチングを制御するように構成される、請求の範囲第6項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

15 9. 前記第2のモータ制御部(200)は、

前記トルク指令値(Tqcom)に応じた電流指令値(Idcom, Iqcom)に対する前記モータ電流の偏差に応じて前記交流モータ(14)への印加電圧の電圧指令値(Vd#, Vq#)を生成する演算部(240)と、

20 前記電圧指令値に従って前記インバータのスイッチングを制御するパルス幅変調部(260)とを含み、

前記モータ電圧修正部(S320/245)は、前記回転速度変化発生検出部によって前記所定以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記演算部によって生成された前記電圧指令値を前記回転速度変化に応じて修正して、前記パルス幅変調部へ伝達するように構成される、請求の範囲第6項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

25 10. 前記モータ電圧修正部は、前記交流モータの回転速度減少時における前記回転速度変化に対する前記交流モータへの印加電圧の修正度合いを、前記交流モータの回転速度上昇時における前記修正度合いよりも大きく設定する、請求項6、7または9のいずれか1項に記載のモータ駆動システムの制御装置。

1 1. 電動車両であって、

駆動輪を駆動するためのトルクを発生するように構成された交流モータ（M1）と、

5 直流電圧（VH）を前記交流モータ（M1）を駆動するための交流電圧に変換するインバータ（14）を含んで構成されたモータ駆動システム（100）と、
前記モータ駆動システムを制御するための制御装置とを備え、
前記制御装置は、

前記交流モータに供給されるモータ電流を検出する電流検出部（24）と、

前記交流モータの回転速度を検出する回転速度検出部（S100）と、

10 前記交流モータの運転条件に応じて、前記インバータにおける前記電圧変換の制御方式を選択的に設定する制御方式選択部（S10-S30）と、

前記制御方式選択部がベクトル制御による正弦波パルス幅変調方式に従って前記交流モータへの印加電圧を制御する第1の制御方式を選択した場合に、前記電流検出部によって検出された前記モータ電流に基づいてトルク制御を行なう第1
15 のモータ制御部（200）と、

前記制御方式選択部が前記正弦波パルス幅変調方式よりも基本波成分が大きい電圧を出力する変調方式に従って前記交流モータへの印加電圧を制御する第2の制御方式を選択した場合に、前記電流検出部によって検出された前記モータ電流に基づいてトルク制御を行なう第2のモータ制御部（200, 400）と、

20 前記回転速度検出部の出力に基づき、前記第2の制御方式の選択中において、前記交流モータに所定以上の回転速度変化が発生したことを検出する回転速度変化発生検出部（S110）と、

前記回転速度変化発生検出部によって前記所定以上の回転速度変化の発生が検出された場合に、前記第2のモータ制御部による前記交流モータへの印加電圧を
25 前記回転速度変化に応じて修正するモータ電圧修正部（S120/320, S220/330, S230/245）とを含む、電動車両。

FIG.1

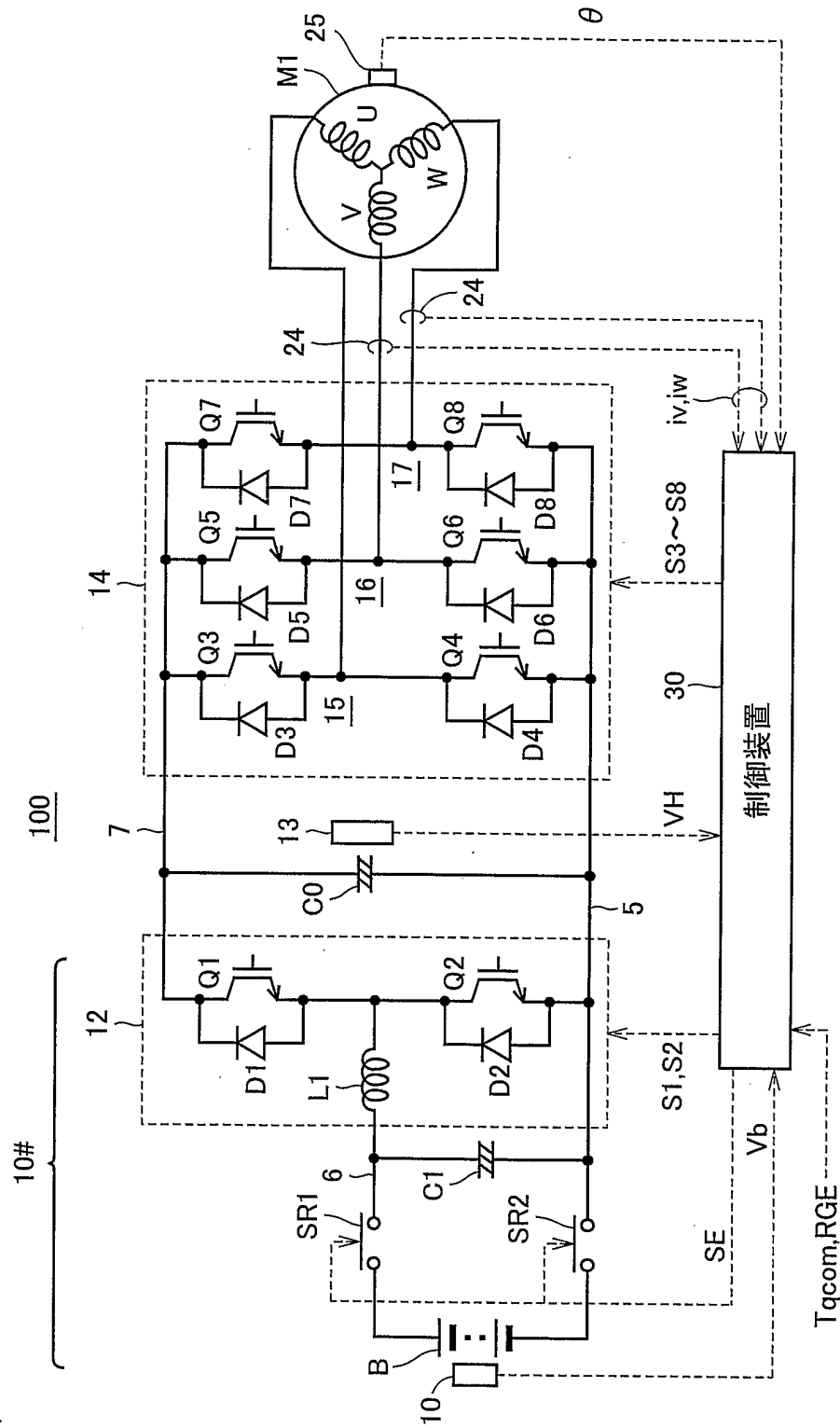


FIG.2

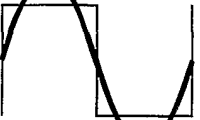
最大トルク制御		弱め界磁制御	
制御方式	I.正弦波PWM	II.過変調PWM	III.矩形波(1パルス)
インバータの出力 電圧波形	基本波成分 	基本波成分 	基本波成分 
変調率	0~0.61	0.61~0.78	0.78
特徴	トルク変動小	中速域の 出力向上	高速域の 出力向上

FIG.3

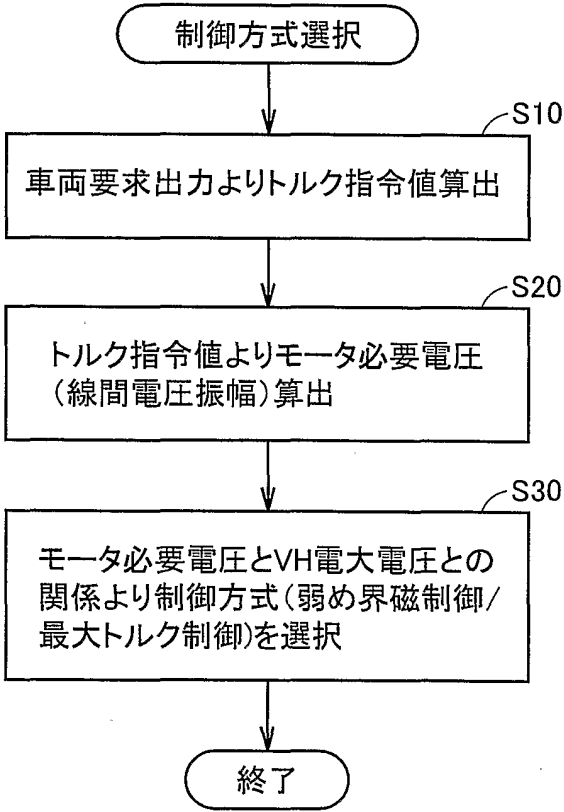
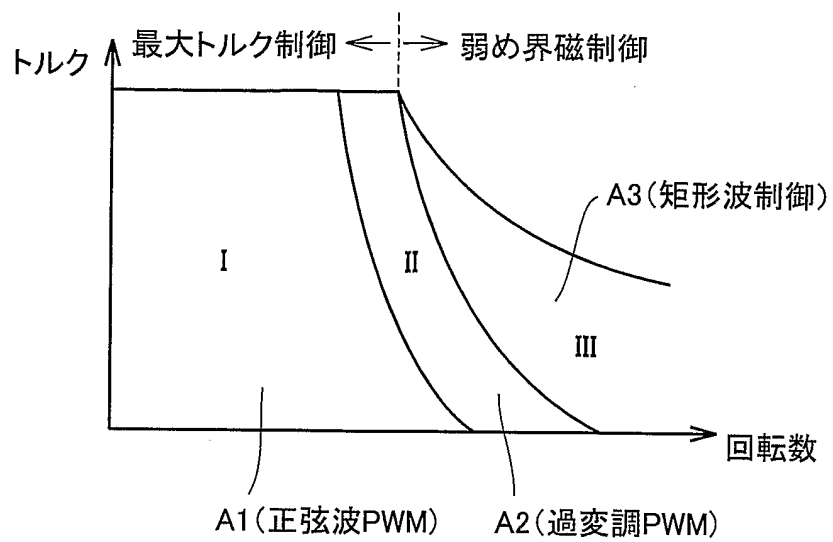


FIG.4



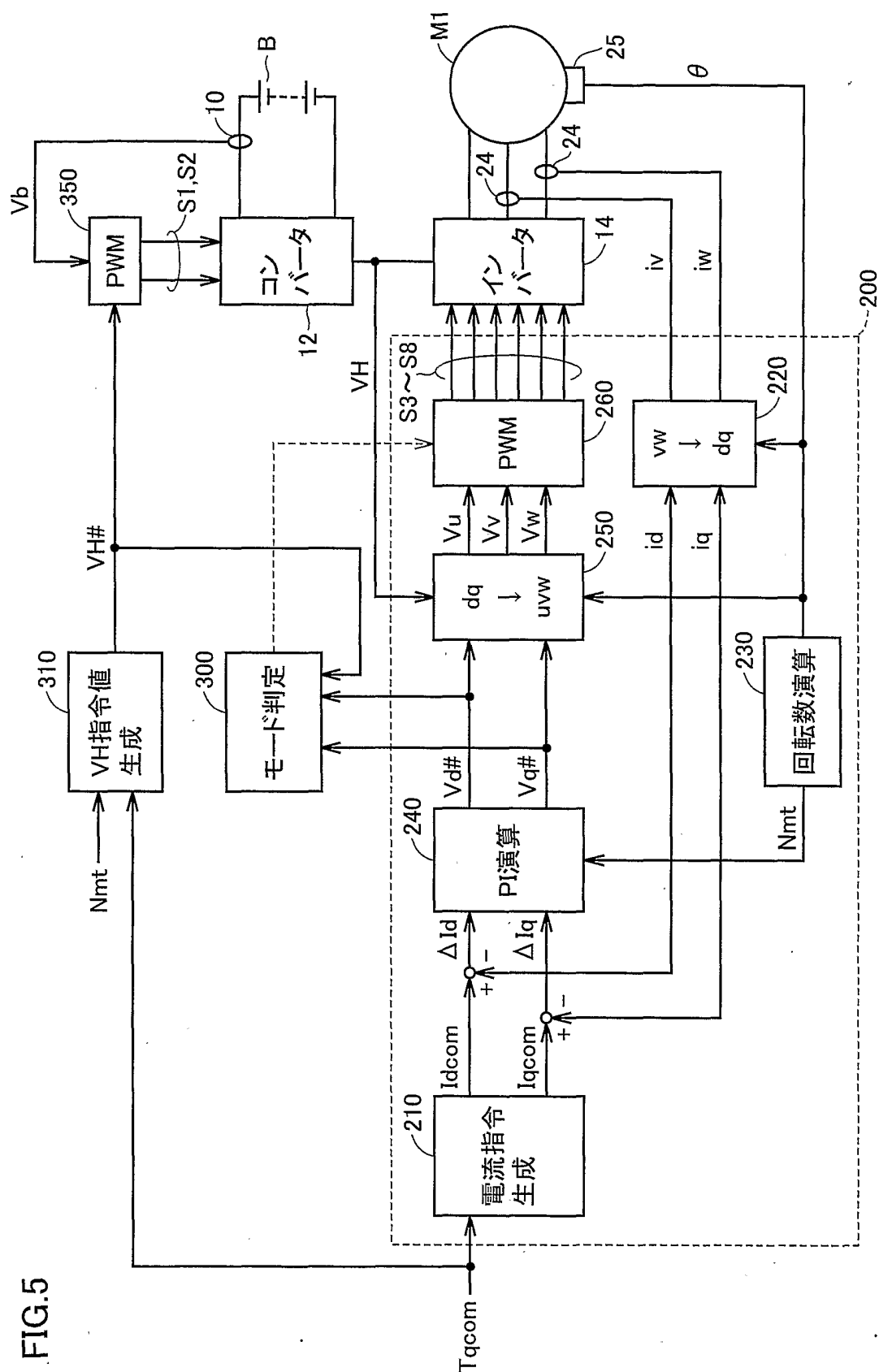


FIG. 5

FIG. 6

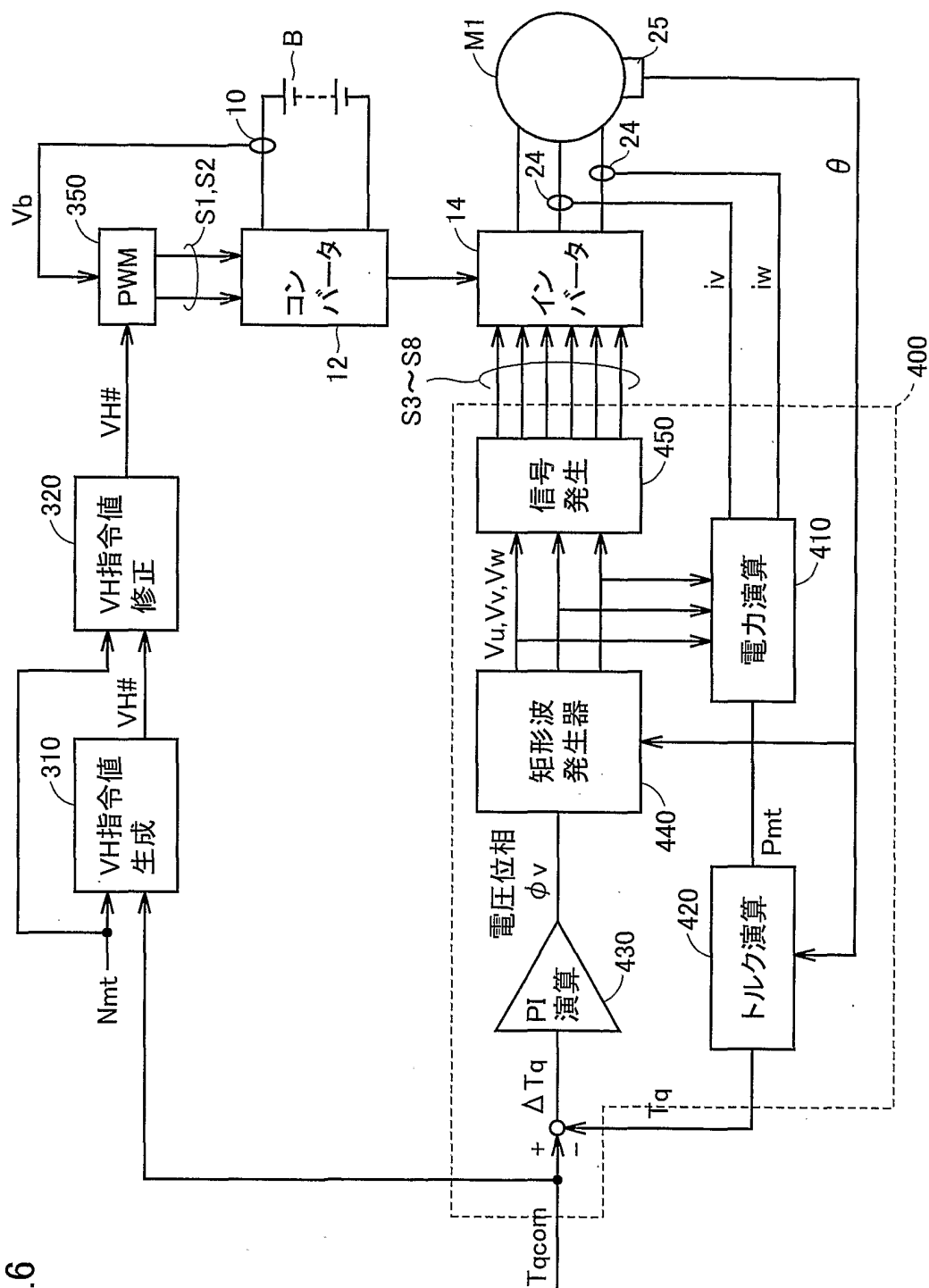


FIG.7

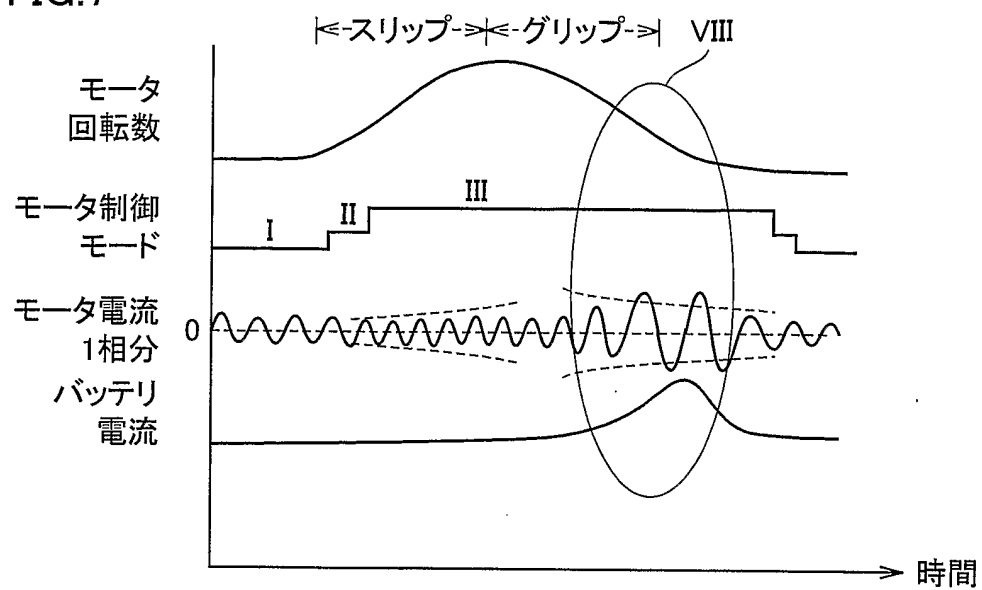


FIG.8

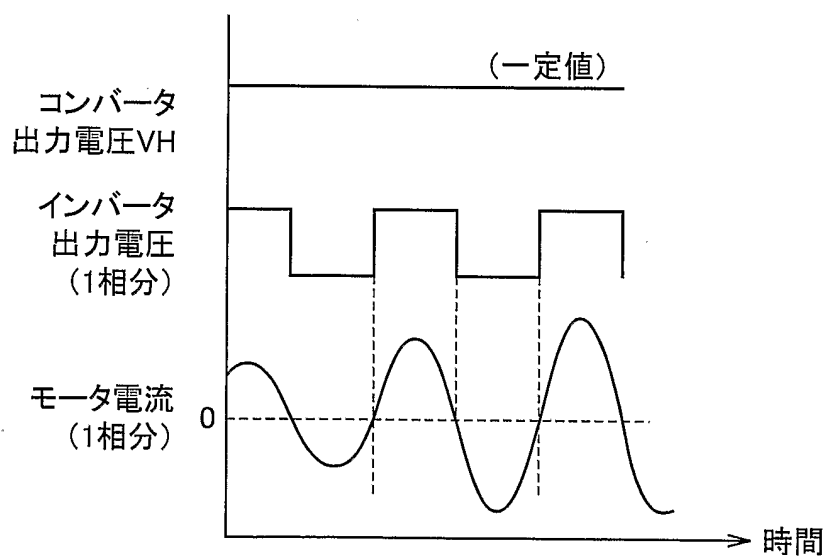


FIG.9

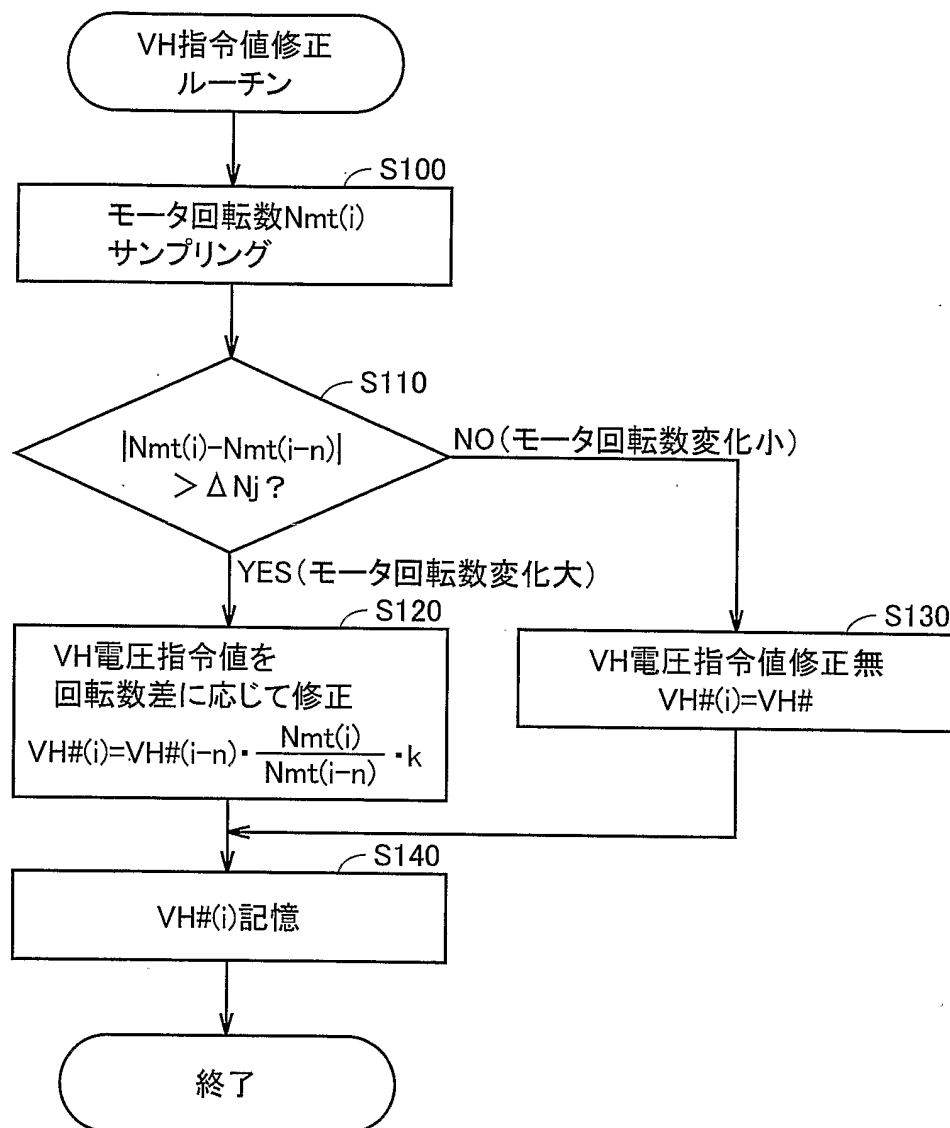


FIG.10

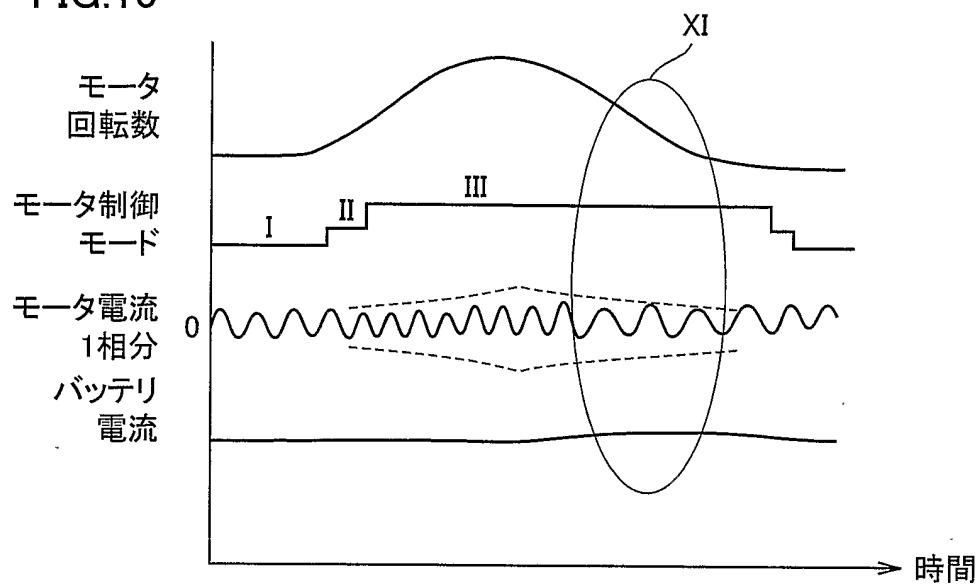
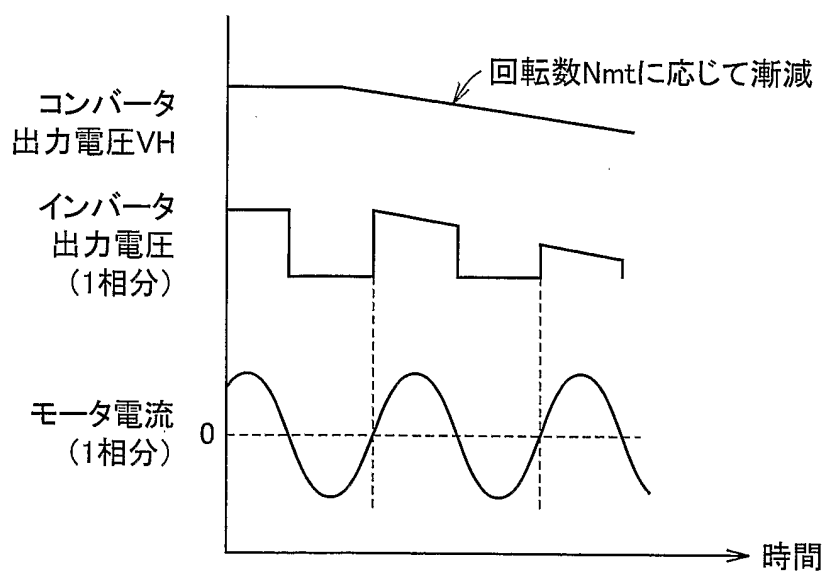


FIG.11



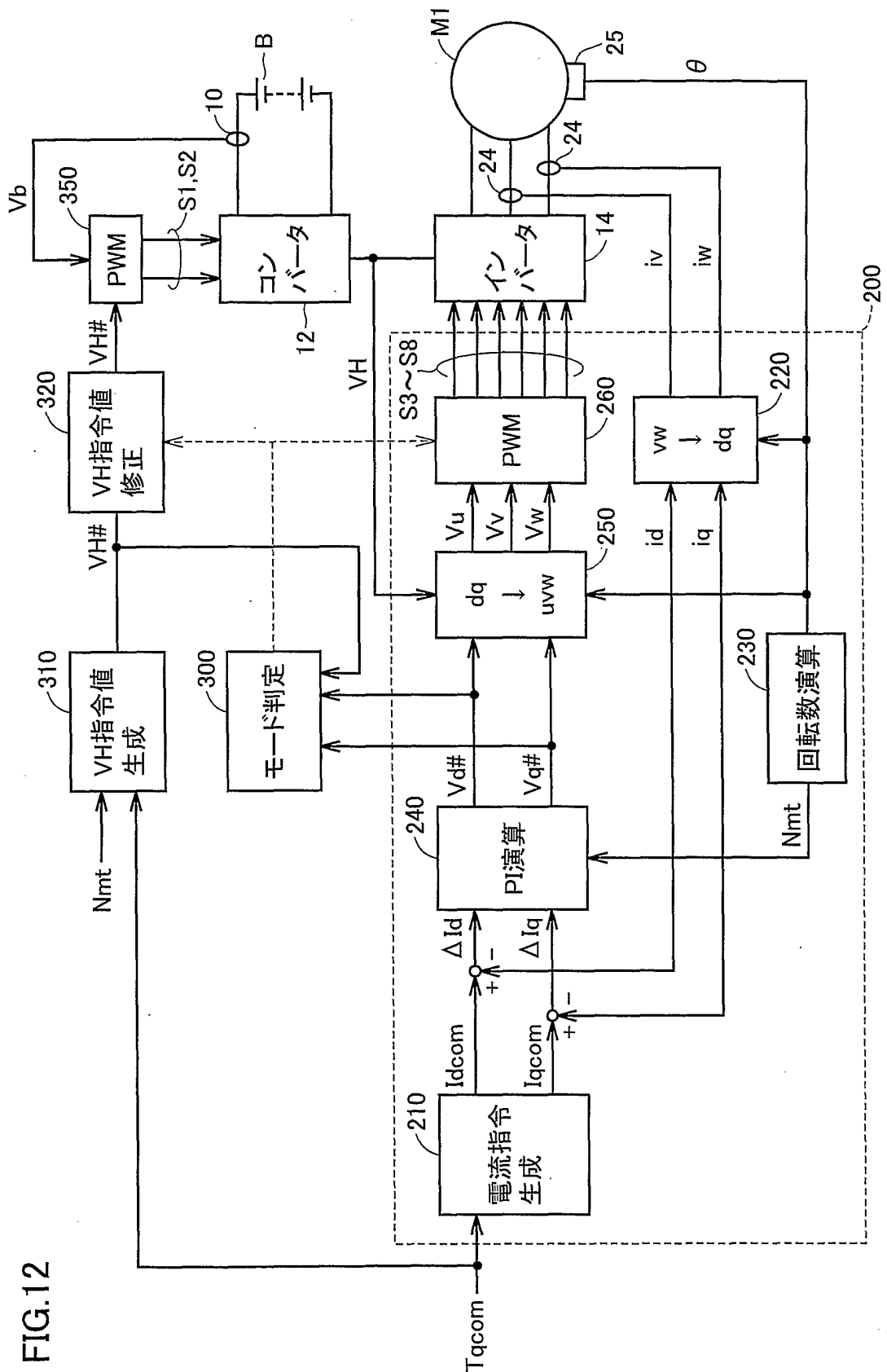


FIG. 13

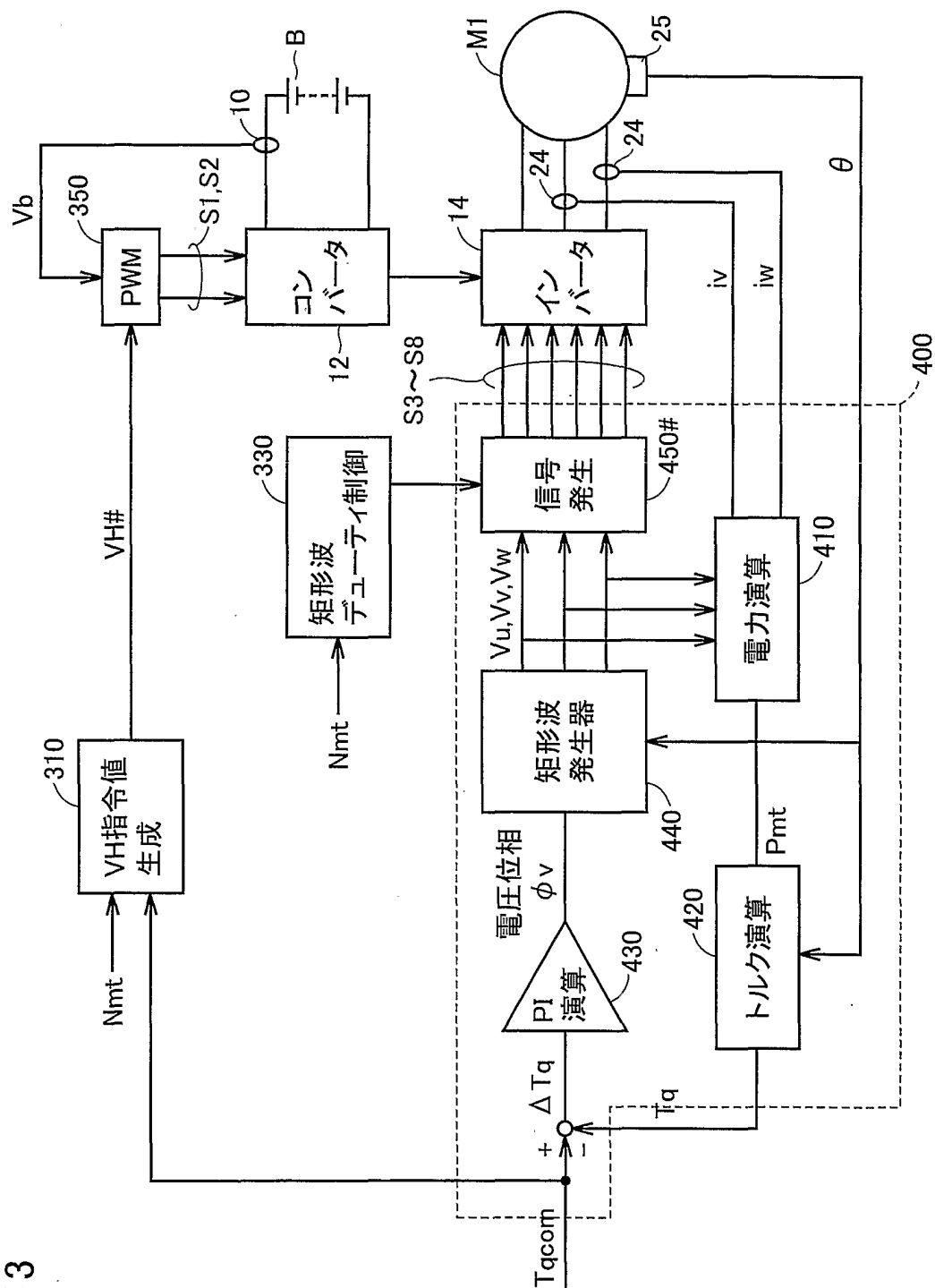


FIG.14

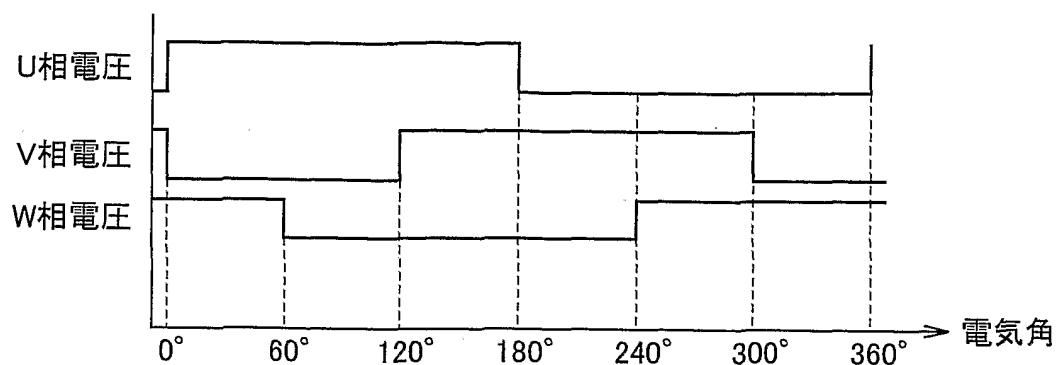


FIG.15

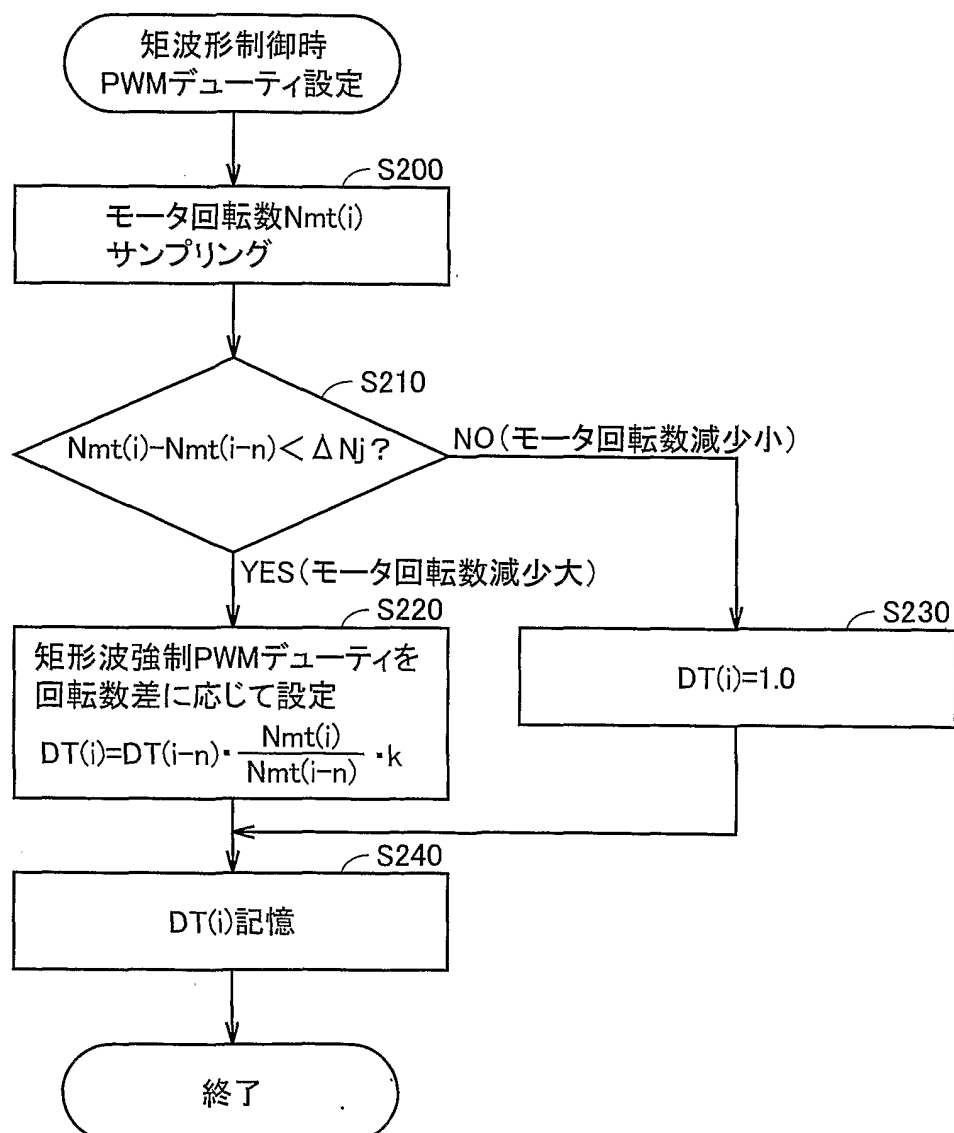


FIG.16

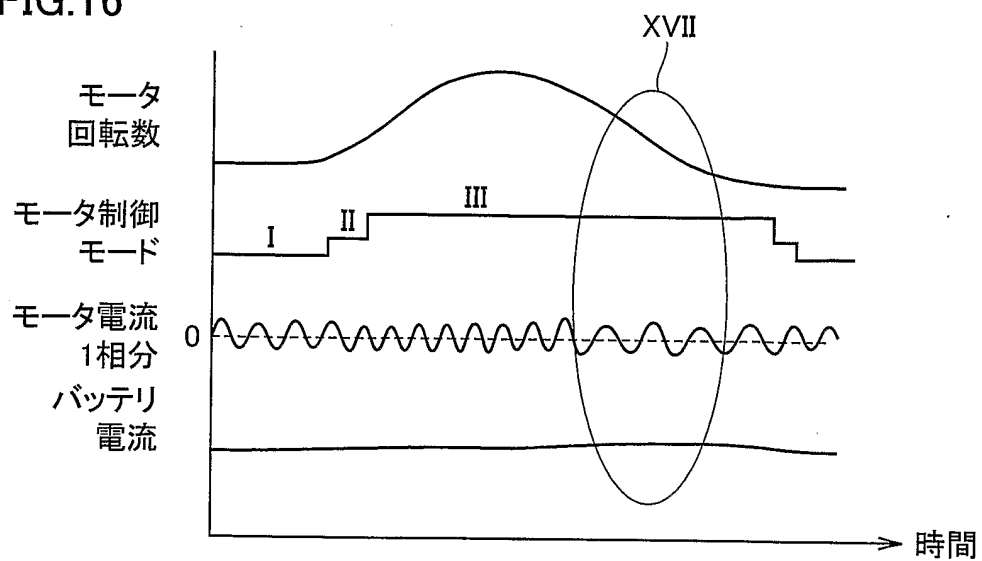
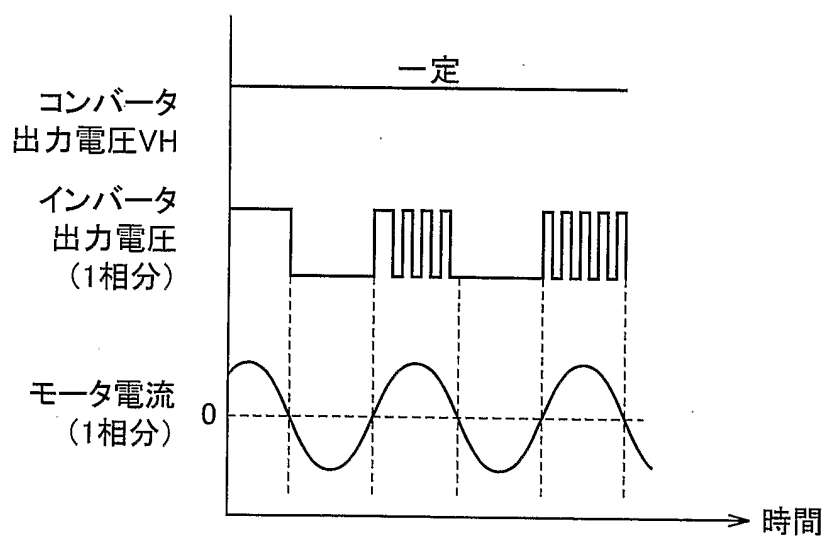


FIG.17



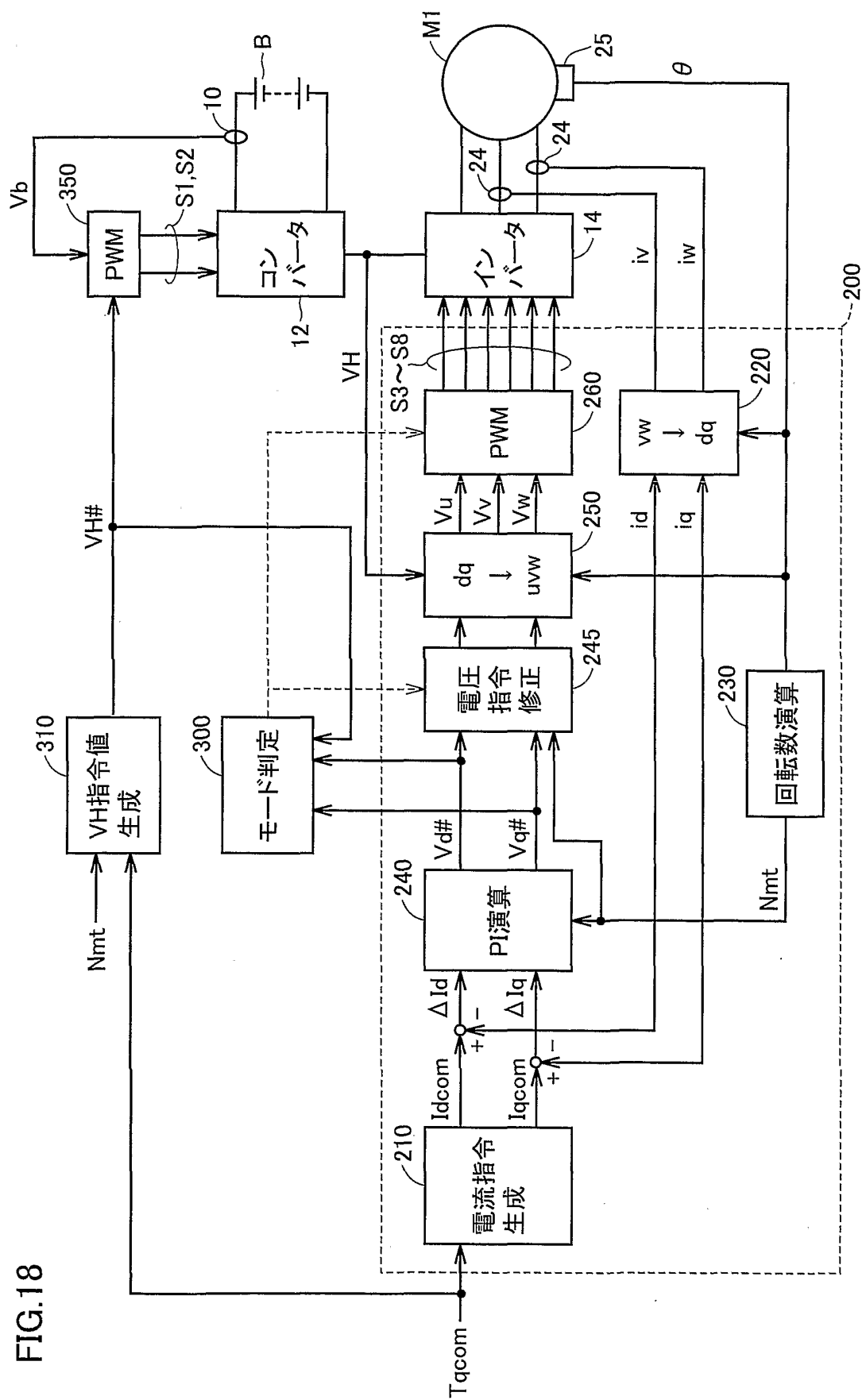
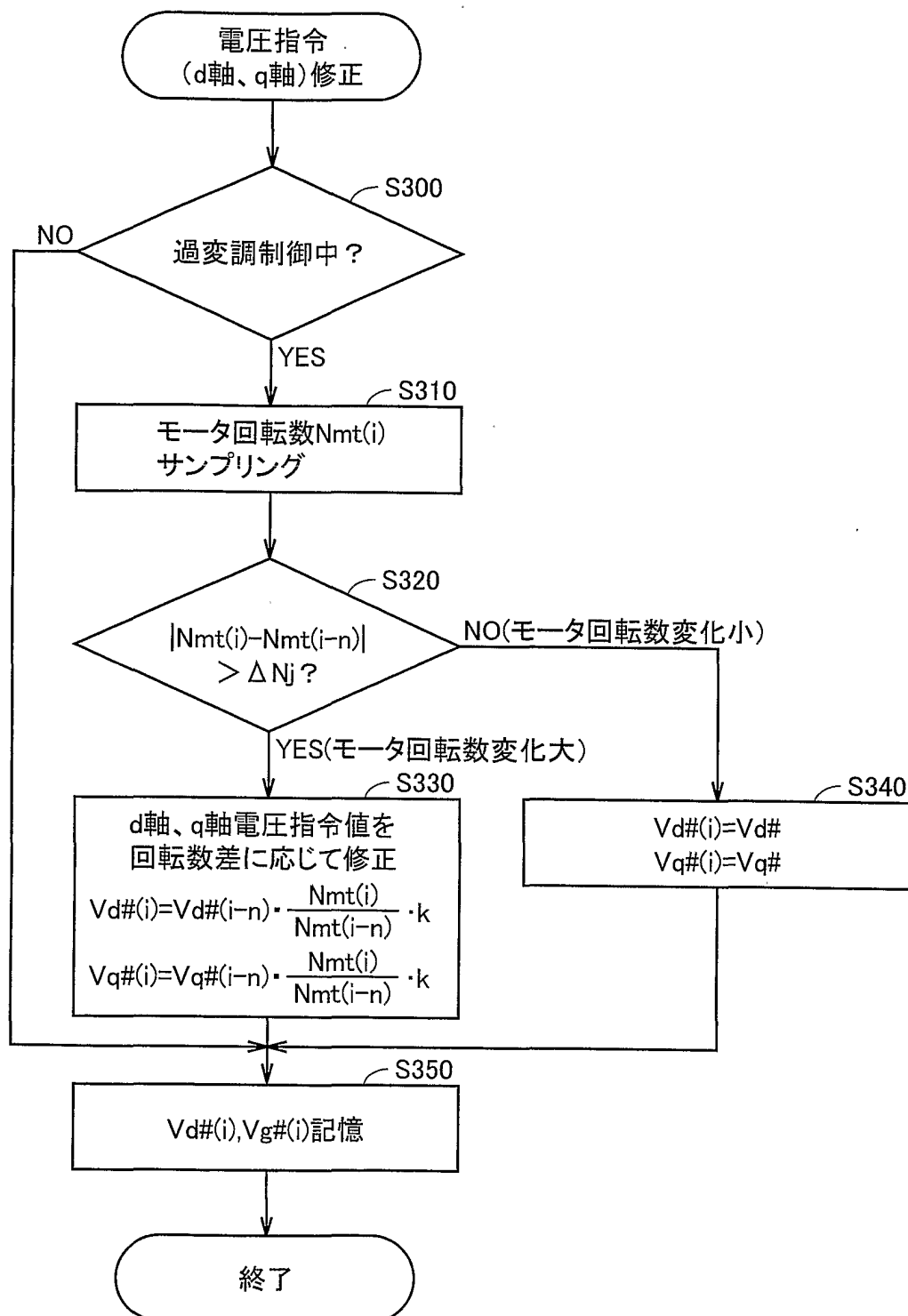


FIG. 18

FIG.19



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2006/309442

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P27/08(2006.01)i, 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)
H02P27/00, H02P21/00

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 1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2006 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2006

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.
Y A	JP 11-285288 A (Toyota Motor Corp.), 15 October, 1999 (15.10.99), Par. Nos. [0029] to [0034], [0054]; Fig. 5 (Family: none)	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10
Y A	JP 1-97102 A (Toshiba Corp.), 14 April, 1989 (14.04.89) Page 5, upper left column, line 11 to upper right column, line 13 (Family: none)	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10
Y A	JP 2005-51894 A (Toyota Motor Corp.), 24 February, 2005 (24.02.05), Par. Nos. [0024] to [0042]; Fig. 1 & WO 2005/013473 A1 & EP 1649590 A1	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10

☒ 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
08 August, 2006 (08.08.06)

Date of mailing of the international search report
15 August, 2006 (15.08.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/309442

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 5-83976 A (Hitachi, Ltd.), 02 April, 1993 (02.04.93), Par. Nos. [0041] to [0043] & EP 0536569 A2	3-5,8-10
A	JP 2004-72954 A (Hitachi, Ltd.), 04 March, 2004 (04.03.04), Par. Nos. [0034] to [0035] (Family: none)	3-5,8-10
A	JP 2004-166415 A (Hitachi, Ltd.), 10 June, 2004 (10.06.04), Par. Nos. [0029] to [0047]; Fig. 1 (Family: none)	3-5,8-10
A	JP 2003-88157 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 20 March, 2003 (20.03.03), Par. Nos. [0092] to [0131] & CN 1185783 C	3-5,8-10
A	JP 2002-354873 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 06 December, 2002 (06.12.02), Par. Nos. [0029] to [0037] & CN 1387310 A	3-5,8-10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C)) Int.Cl. H02P27/08 (2006.01)i, 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. H02P27/00, H02P21/00			
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 6 年 日本国実用新案登録公報 1 9 9 6 - 2 0 0 6 年 日本国登録実用新案公報 1 9 9 4 - 2 0 0 6 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 請求の範囲の番号	
Y A	JP 11-285288 A (トヨタ自動車株式会社) 1999. 10. 15, 【0029】 - 【0034】、【0054】、第 5 図 (ファミリーなし)	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10	
Y A	JP 1-97102 A (株式会社東芝) 1989. 04. 14, 第 5 頁左上欄第 11 行-右上欄第 13 行 (ファミリーなし)	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10	
☒ 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 0 8 . 0 8 . 2 0 0 6		国際調査報告の発送日 1 5 . 0 8 . 2 0 0 6	
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) 山村 和人 電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8	3 V 3 2 2 1

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 請求の範囲の番号
Y A	JP 2005-51894 A (トヨタ自動車株式会社) 2005. 02. 24, 【0024】 - 【0042】、第1図 & WO 2005/013473 A1 & EP 1649590 A1	1, 2, 6, 7, 11 3-5, 8-10
A	JP 5-83976 A (株式会社日立製作所) 1993. 04. 02, 【0041】 - 【0043】 & EP 0536569 A2	3-5, 8-10
A	JP 2004-72954 A (株式会社日立製作所) 2004. 03. 04, 【0034】 - 【0035】 (ファミリーなし)	3-5, 8-10
A	JP 2004-166415 A (株式会社日立製作所) 2004. 06. 10, 【0029】 - 【0047】、第1図 (ファミリーなし)	3-5, 8-10
A	JP 2003-88157 A (松下電器産業株式会社) 2003. 03. 20, 【0092】 - 【0131】 & CN 1185783 C	3-5, 8-10
A	JP 2002-354873 A (松下電器産業株式会社) 2002. 12. 06, 【0029】 - 【0037】 & CN 1387310 A	3-5, 8-10