

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4353304号
(P4353304)

(45) 発行日 平成21年10月28日(2009.10.28)

(24) 登録日 平成21年8月7日(2009.8.7)

| | | | | | |
|-------------------|------------------|-----|------|------|------|
| (51) Int.Cl. | | F I | | | |
| HO2P 27/06 | (2006.01) | | HO2P | 7/63 | 3O2N |
| HO2P 27/08 | (2006.01) | | HO2P | 7/63 | ZHV |
| | | | HO2P | 7/63 | 3O2K |
| | | | HO2P | 7/63 | 3O3V |

請求項の数 8 (全 17 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|------------------------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2008-37677 (P2008-37677) | (73) 特許権者 | 000003207 トヨタ自動車株式会社 |
| (22) 出願日 | 平成20年2月19日(2008.2.19) | | 愛知県豊田市トヨタ町1番地 |
| (65) 公開番号 | 特開2009-201192 (P2009-201192A) | (74) 代理人 | 100075258 弁理士 吉田 研二 |
| (43) 公開日 | 平成21年9月3日(2009.9.3) | (74) 代理人 | 100096976 弁理士 石田 純 |
| 審査請求日 | 平成20年9月16日(2008.9.16) | (72) 発明者 | 山川 隼史 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 |
| | | (72) 発明者 | 花田 秀人 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ駆動制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源と、直流電源から供給される直流電圧を昇圧可能な電圧変換部と、電圧変換部から供給される直流電圧を交流モータ駆動のための交流電圧に変換するインバータと、電圧変換部およびインバータに制御信号を出力する制御部とを備えるモータ駆動制御装置であって、

制御部は、交流モータ制御に関して第1のマップと第2のマップとを有し、第1のマップおよび第2のマップはモータ回転数とモータ最大出力トルクとの関係は同じであるが、第1のマップは第2のマップよりも電圧変換部の昇圧開始ポイントが高回転域に設定されて前記昇圧開始ポイントの低回転域側にも矩形波制御領域が設定されていることで第2のマップに対して比較的広い矩形波制御領域を含むマップであり、第2のマップは主としてパルス幅変調制御を実行するためのマップであり、制御部は第1のマップに基づく矩形波制御実行中に直流電源の出力電圧が所定値より低下したとき又は直流電源の温度が所定値より低下したときに第1のマップに基づく制御から第2のマップに基づくパルス幅変調制御へ切り替えるマップ切替部を含むことを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項2】

請求項1に記載のモータ駆動制御装置において、

第2のマップでは、直流電源の出力電圧から電圧変換部による昇圧上限電圧までのパルス幅変調制御可能な全領域がパルス幅変調制御領域になっているのに対し、第1のマップでは、直流電源の出力電圧を電圧変換部で昇圧することなくそのまま用いて、矩形波制御

を行う矩形波制御領域とパルス幅変調制御を行うパルス幅変調制御領域とを含むことを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低いときに第 1 のマップから第 2 のマップへの切替制御を実行することを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、電圧変換部入力電圧が所定値よりも低いときに第 1 のマップから第 2 のマップへの切替制御を実行することを特徴とするモータ駆動制御装置。

10

【請求項 5】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、電圧変換部の出力電圧値に対するモータ入力電圧の振幅値の比である変調率が所定値よりも大きいときに第 1 のマップから第 2 のマップへの切替制御を実行することを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、第 1 のマップに基づく矩形波制御実行中のときに、第 1 のマップから第 2 のマップへの切り替えを行う際に、電圧変換部での昇圧レートに制限をかけることを特徴とするモータ駆動制御装置。

20

【請求項 7】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、モータ回転数が所定値よりも小さいときに第 1 のマップから第 2 のマップへの切替制御を実行することを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項 8】

請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

制御部は、モータが力行中か回生中かを判定する判定手段をさらに有し、マップ切替部は、モータが回生中のときには第 1 のマップから第 2 のマップへの切り替えを行わないことを特徴とするモータ駆動制御装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータ駆動制御装置に関し、より詳しくは、可変直流電圧をインバータにより交流電圧に変換して負荷である交流モータに印加するモータ駆動制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

直流電源、例えばバッテリーから供給される直流電圧を用いて交流モータを駆動する場合、上記直流電圧を電圧変換器であるコンバータで昇圧してからインバータで交流電圧に変換して交流モータに印加することが一般に行われている。この場合の交流モータ駆動制御方式としては、大別してパルス幅変調 (P W M (Pulse Width Modulation)) 制御と矩形波制御とがある。

40

【0003】

例えば特許文献 1 には、 P W M 制御および矩形波制御のいずれでもモータ駆動が可能なモータ運転領域では、インバータやモータでの損失が少ない方の制御方式へ切り換えて駆動することが開示されている。

【0004】

【特許文献 1】特開 2 0 0 4 - 1 6 6 4 1 5 号公報

50

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

一般に、矩形波制御は、要求トルクに対する制御応答性がPWM制御に劣るものの電圧利用率についてはPWM制御よりも高効率である。

【0006】

しかしながら、矩形波制御では、インバータにおけるスイッチング素子のオン時間（制御周期）が比較的長く、そのためバッテリーからの電流の持ち出しが多くなり、バッテリーでの電圧降下が大きくなる傾向にある。この傾向は、外部環境によってバッテリー温度が低下するとバッテリー内部抵抗が大きくなるために特に顕著となる。バッテリー電圧が低下すると、矩形波制御領域が大きくなり、要求トルクに対するモータ出力トルクのずれ（以下、「トルクずれ」という）が大きくなって制御応答性が低下するとともに燃費が悪くなる。また、バッテリー電圧が低下して下限電圧値割れが発生すると、バッテリーにダメージを与えて寿命を短くすることになる。

10

【0007】

本発明の目的は、矩形波制御を行うことによるバッテリー電圧下限割れを防止しつつ、電力的な燃費向上を可能にするモータ駆動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】

本発明に係るモータ駆動制御装置は、直流電源と、直流電源から供給される直流電圧を昇圧可能な電圧変換部と、電圧変換部から供給される直流電圧を交流モータ駆動のための交流電圧に変換するインバータと、電圧変換部およびインバータに制御信号を出力する制御部とを備えるモータ駆動制御装置であって、制御部は、交流モータ制御に関して第1のマップと第2のマップとを有し、第1のマップと第2のマップはモータ回転数とモータ最大出力トルクとの関係は同じであるが、第1のマップは第2のマップよりも電圧変換部の昇圧開始ポイントが高回転域に設定されて前記昇圧開始ポイントの低回転域側にも矩形波制御領域が設定されていることで第2のマップに対して比較的広い矩形波制御領域を含むマップであり、第2のマップは主としてパルス幅変調制御を実行するためのマップであり、制御部は第1のマップに基づく矩形波制御実行中に直流電源の出力電圧が所定値より低下したとき又は直流電源の温度が所定値より低下したときに第1のマップに基づく制御から第2のマップに基づくパルス幅変調制御へ切り替えるマップ切替部を含むことを特徴とするものである。

20

30

【0009】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、比較的広い矩形波制御領域を含む第1のマップに基づいてモータ駆動制御を行うことでインバータでの電力損失を低減することにより燃費向上を図りつつ、直流電源の出力電圧に応じて第1のマップに基づく矩形波制御から第2のマップに基づくパルス幅変調制御に切り替えることで、直流電源の電圧下限割れを防止することができる。

【0010】

本発明に係るモータ駆動制御装置において、第2のマップでは、直流電源の出力電圧から電圧変換部による昇圧上限電圧までのパルス幅変調制御可能な全領域がパルス幅変調制御領域になっているのに対し、第1のマップでは、直流電源の出力電圧を電圧変換部で昇圧することなくそのまま用いて、矩形波制御を行う矩形波制御領域とパルス幅変調制御を行うパルス幅変調制御領域とを含むことが好ましい。

40

【0011】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、直流電源の出力電圧を昇圧させることなくそのまま用いて矩形波制御およびパルス幅変調制御を行う領域を含む第1のマップを通常マップとして採用することで、電圧変換部におけるスイッチング損失抑制によってさらに燃費向上を図ることができ、直流電源の状態に応じて第1のマップに基づく制御からほぼ全領域がパルス幅変調制御領域である第2のマップに基づく制御に切り替えることで、直流電

50

源の電圧下限割れを確実に防止できる。

【0012】

また、本発明に係るモータ駆動制御装置において、マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低いときに第1のマップから第2のマップへの切替制御を実行してもよい。

【0013】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、直流電源の出力電圧が所定値よりも小さくなったときに第1のマップに基づく制御から第2のマップに基づく制御に切り替えることで、直流電源の電圧下限割れをより確実に防止できる。

【0014】

また、本発明に係るモータ駆動制御装置において、マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、電圧変換部の出力電圧値に対するモータ入力電圧の振幅値の比である変調率が所定値よりも大きいときに第1のマップから第2のマップへの切替制御を実行してもよい。

【0015】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、変調率が所定値よりも大きいときに第1のマップから第2のマップへの切替制御を実行することで、第1のマップに基づく制御でパルス幅変調制御から矩形波制御へ移行しそうなときに第2のマップに基づくパルス幅変調制御に切り替えることにより、パルス幅変調制御のまま電圧変換部による昇圧を開始することができ、制御応答性の悪化によるトルクずれの発生を防止できる。

【0016】

また、本発明に係るモータ駆動制御装置において、マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、第1のマップに基づく矩形波制御実行中のときに、第1のマップから第2のマップへの切替制御を実行する際に、電圧変換部での昇圧レートを制限するのが好ましい。

【0017】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、第1のマップに基づく矩形波制御から第2のマップに基づくパルス幅変調制御に切り替わる際に電圧変換部における昇圧レートを制限をかけることで、制御方式の切り替えを円滑かつ安全に行うことができ、制御破綻を来たすのを回避できる。

【0018】

また、本発明に係るモータ駆動制御装置において、マップ切替部は、直流電源の出力電圧が所定値よりも低く、かつ、モータ回転数が所定値よりも小さいときに第1のマップから第2のマップへの切替制御を実行するのが好ましい。

【0019】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、モータ低回転域で制御の比較的不安定な矩形波制御が実行されるのを回避できる。

【0020】

さらに、本発明に係るモータ駆動制御装置において、制御部は、モータが力行中か回生中かを判定する判定手段をさらに有し、マップ切替部は、モータが回生中のときには第1のマップから第2のマップへの切り替えを行わないことが好ましい。

【0021】

この構成のモータ駆動制御装置によれば、回生中は直流電源からの電流持ち出しがなく電圧下限割れの懸念がないので、マップ切り替えを行わずに比較的広い矩形波領域を含む第1のマップに基づく制御を継続することにより燃費向上を図ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

以下に、添付図面を参照しつつ本発明に係るモータ駆動制御装置の実施の形態について詳細に説明する。この説明において、具体的な形状、材料、数値等は、本発明の理解を容

10

20

30

40

50

易にするための例示であって、用途、目的、仕様当のあわせて適宜変更することができる。

【 0 0 2 3 】

図 1 は、本発明の一実施形態であるモータ駆動制御装置 1 0 の全体概略構成図である。モータ駆動制御装置 1 0 は、直流電源としてのバッテリー B と、システムスイッチ S W 1 , S W 2 と、バッテリー B から平滑コンデンサ 3 3 を介して供給される直流電圧を昇圧可能な電圧変換部としてのコンバータ 1 2 と、コンバータ 1 2 から平滑コンデンサ 1 4 を介して供給される直流電圧をモータ駆動用の交流電圧に変換するインバータ 1 6 と、インバータ 1 6 から供給される交流電圧によって駆動される交流モータ M と、入力されるトルク指令 * に基づいてコンバータ 1 2 およびインバータ 1 6 に制御信号を出力する制御部 2 0 とを備える。

10

【 0 0 2 4 】

モータ駆動制御装置 1 0 はさらに、バッテリー B の出力電圧 V B および温度 T B を検出する電圧センサ 2 2 および温度センサ 2 4 と、バッテリー電流 I B を検出する電流センサ 2 3 と、平滑コンデンサ 3 3 の端子間電圧すなわちコンバータ入力電圧 V L を検出する電圧センサ 3 7 と、平滑コンデンサ 1 4 の端子間電圧すなわちインバータに供給されるシステム電圧 V H を検出する電圧センサ 2 6 と、インバータ 1 6 から交流モータ M の各 U , V , W 相端子にそれぞれ流れるモータ各相電流 i_u , i_v , i_w を検出する電流センサ 2 8 と、交流モータ M のロータ回転角 θ を検出する例えばレゾルバまたはパルスエンコーダ等からなる回転角センサ 3 0 とを備える。各センサ 2 2 ~ 3 7 の検出信号は、制御部 2 0 へそれぞれ出力されるようにしてある。

20

【 0 0 2 5 】

交流モータ M は、3 相同期型または 3 相誘導型のモータであって、ハイブリッド自動車や電気自動車等の車両の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り、回生時には電力を出力する発電機として機能するよう構成されることができ。また、交流モータ M は、ハイブリッド自動車におけるエンジン始動用の動力を与え得るものとして用いられてもよい。

【 0 0 2 6 】

バッテリー B は、ニッケル水素電池やリチウムイオン電池等の二次電池で構成されることができ。システムスイッチ S W 1 はバッテリー B の正極端子と電力ライン 3 2 との間に接続され、システムスイッチ S W 2 はバッテリー B の負極端子とアースライン 3 4 との間に接続されている。システムスイッチ S W 1 , S W 2 は、制御部 2 0 からの信号を受けてオン・オフされ、各スイッチ S W 1 , S W 2 がオンされることによってバッテリー B から平滑コンデンサ 3 3 に直流電圧が供給される。平滑コンデンサ 3 3 は、電力ライン 3 2 とアースライン 3 4 間に接続され、バッテリー B から供給される直流電圧を平滑化してインバータ 1 6 に供給する。

30

【 0 0 2 7 】

コンバータ 1 2 は、リアクトル L と、電力用スイッチング素子（以下、単に「スイッチング素子」という）E 1 , E 2 と、ダイオード D 1 , D 2 とを含む。スイッチング素子 E 1 , E 2 は、電力ライン 3 2 およびアースライン 3 4 間に直列に接続される。スイッチング素子 E 1 , E 2 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、また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。ダイオード D 1 , D 2 は、各スイッチング素子 E 1 , E 2 に対して、エミッタ側からコレクタ側に電流を流すようにそれぞれ並列接続されている。

40

【 0 0 2 8 】

リアクトル L は、スイッチング素子 E 1 , E 2 間の接続ライン 3 5 と電力ライン 3 2 との間に接続されている。また、平滑コンデンサ 1 4 は、コンバータ 1 2 とインバータ 1 6 とを接続する電力ライン 3 6 およびアースライン 3 4 間に接続されている。平滑コンデンサ 1 4 は、コンバータ 1 2 から供給される直流電圧を平滑化したシステム電圧 V H をインバータ 1 6 に供給する。

50

【 0 0 2 9 】

インバータ 1 6 は、電力ライン 3 6 およびアースライン 3 4 との間に互いに並列に設けられる、U 相アーム 3 8、V 相アーム 4 0、および W 相アーム 4 2 を含む。各相アーム 3 8 ~ 4 2 は、電力ライン 3 6 およびアースライン 3 4 間に直列接続された 2 つのスイッチング素子と、各スイッチング素子に対して逆並列にそれぞれ接続された 2 つのダイオードとからそれぞれ構成される。詳細には、U 相アーム 3 8 はスイッチング素子 E 3、E 4 およびダイオード D 3、D 4 からなり、V 相アーム 4 0 はスイッチング素子 E 5、E 6 およびダイオード D 5、D 6 からなり、W 相アーム 4 2 はスイッチング素子 E 7、E 8 およびダイオード D 7、D 8 からなっている。各スイッチング素子 E 3 ~ E 8 には、例えば I G B T 等を用いることができる。スイッチング素子 E 3 ~ E 8 のオン・オフは、制御部 2 0 からのスイッチング信号 S 3 ~ S 8 によって制御される。

10

【 0 0 3 0 】

各相アーム 3 8、4 0、4 2 の中間点は、交流モータ M の U 相、V 相および W 相（以下、単に「3 相」という）の各相コイル（図示せず）の各一端にそれぞれ接続されている。各相コイルの各他端は、モータ M 内の中性点に共通接続されている。

【 0 0 3 1 】

コンバータ 1 2 は、昇圧動作時には、バッテリー B から供給される直流電圧を昇圧する。昇圧後の直流電圧は、システム電圧 V H としてインバータ 1 6 に供給される。より詳細には、制御部 2 0 からのスイッチング信号 S 1、S 2 に応じて、スイッチング素子 E 1 のオン期間およびスイッチング素子 E 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相当する。

20

【 0 0 3 2 】

一方、コンバータ 1 2 は、降圧動作時には、平滑コンデンサ 1 4 を介してインバータ 1 6 から供給される直流電圧を降圧してバッテリー B に充電する。より詳細には、制御部 2 0 からのスイッチング信号 S 1、S 2 に応じて、スイッチング素子 E 1 だけがオンする期間と、スイッチング素子 E 1、E 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相当する。

【 0 0 3 3 】

インバータ 1 6 は、交流モータ M のトルク指令 $*$ が正 ($* > 0$) の場合には、平滑コンデンサ 1 4 から直流電圧が供給されると、制御部 2 0 からのスイッチング信号 S 3 ~ S 8 に応じたスイッチング素子 E 3 ~ E 8 のオン・オフ動作により直流電圧を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 を駆動する。また、インバータ 1 6 は、交流モータ M のトルク指令 $*$ が零 ($* = 0$) の場合には、制御部 2 0 からのスイッチング信号 S 3 ~ S 8 に応じたスイッチング素子 E 3 ~ E 8 のオン・オフ動作により直流電圧を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 を駆動する。

30

【 0 0 3 4 】

さらに、モータ駆動制御装置 1 0 が搭載された車両の回生時には、交流モータ M のトルク指令 $*$ は負 ($* < 0$) に設定される。この場合、インバータ 1 6 は、スイッチング信号 S 3 ~ S 8 に応じたスイッチング素子 E 3 ~ E 8 のオン・オフ動作により、交流モータ M 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 1 4 を介してコンバータ 1 2 に供給する。なお、ここでの「回生」には、車両のドライバによってブレーキ操作が行われた場合に限らず、アクセル操作の解除による車両の加速中止や減速等の場合も含まれる。

40

【 0 0 3 5 】

電流センサ 2 8 は、交流モータ M に流れる 3 相の各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を検出して、制御部 2 0 へ出力する。回転角センサ 3 0 は、交流モータ M のロータ回転角 θ を検出して、制御部 2 0 へ出力する。なお、3 つの電流センサ 2 8 で上記各相電流 i_u 、 i_v 、 i_w をそれぞれ検出するのに代えて、 $i_u + i_v + i_w = 0$ になる関係があることから 2 相電流を検出して残る 1 つの相電流を算出して求めてもよい。

【 0 0 3 6 】

50

次に、本実施形態における制御部 20 による交流モータ M の制御方式について詳細に説明する。一般に、交流モータの制御方式として、正弦波 PWM 制御、過変調 PWM 制御、矩形波制御の 3 つの制御方式が知られている。

【 0037 】

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（一般に三角波）との電圧比較にしたがって制御する。この結果、上アーム素子のオン期間に対応するハイレベル期間と、下アーム素子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、一定期間内でモータ入力電圧が正弦波となるようにデューティ比が制御される。正弦波 PWM 制御方式では、比較的 low 回転域であっても滑らかな回転が得られるものの、インバータ入力電圧であるシステム電圧 V_H に対するモータ入力電圧の振幅の比である変調率（または電圧利用率）を最大で 0.61 までしか高めることができないことが周知である。

10

【 0038 】

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 対 1 の矩形波 1 パルス分を交流モータに印加する。これにより、変調率を 0.78 まで高めることができ、比較的高回転域での出力を向上させることができる。また、弱め界磁電流を減少させることができるため、交流モータ M での銅損の発生を抑えてエネルギー効率を向上させることができる。さらに、インバータ 16 でのスイッチング回数を少なくすることができるため、スイッチング損失も抑えることができるという利点もある。

20

【 0039 】

過変調 PWM 制御方式は、正弦波 PWM 制御と矩形波制御との間の中間的な PWM 制御方式であって、搬送波の振幅を縮小するように歪ませた上で上記正弦波 PWM 制御方式と同様の PWM 制御を行うことで、電圧増加方向にシフトさせた略正弦波状に歪んだモータ入力電圧を生成することができ、これにより変調率を 0.61 ~ 0.78 の範囲に高めることができる。

【 0040 】

交流モータ M 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、それに伴って必要電圧も高くなる。コンバータによる昇圧電圧、すなわちシステム電圧 V_H は、このモータ必要電圧よりも高く設定する必要がある。その一方で、コンバータ 12 によって昇圧可能な電圧値には上限（システム電圧最大値）が存在する。

30

【 0041 】

したがって、モータ必要電圧がシステム電圧 V_H の最大値、例えば 650 V 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、ベクトル制御にしたがったモータ電流制御によって出力トルクがトルク指令 * に合致するよう制御される。

【 0042 】

一方、モータ必要電圧がシステム電圧最大値を超えると、システム電圧 V_H を最大値に維持した上で弱め磁界制御にしたがって矩形波制御方式が適用される。この場合、モータ入力電圧の振幅が固定されるため、トルク推定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行われる。

40

【 0043 】

図 2 に、正弦波 PWM 制御および過変調 PWM 制御の最大トルク制御を実行するための制御ブロック例を示す。制御部 20 は、PWM 制御ブロック 50 を有する。PWM 制御ブロック 50 は、電流指令生成部 52、電圧指令生成部 54、2 相 3 相変換部 56、スイッチング信号生成部 58、3 相 2 相変換部 60、および回転数演算部 62 を含む。

【 0044 】

電流指令生成部 52 は、外部に設けられた電子制御ユニット（ECU）から制御部 20 へ入力されるトルク指令 * を受けて、予め設定されているマップまたはテーブルからトルク指令 * およびモータ回転数 N に対応する d 軸電流指令 I_d^* および q 軸電流指令 I

50

q^* を算出して電圧指令生成部 54 へ出力する。ここでモータ回転数 N は、回転角センサ 30 による検出値 に基づいて回転数演算部 62 で算出されたものを用いる。

【0045】

電圧指令生成部 54 は、 d 軸実電流 i_d および q 軸実電流 i_q を d 軸電流指令 I_d^* および q 軸電流指令 I_q^* にそれぞれ一致させるための d 軸および q 軸電圧指令 V_d^* , V_q^* を、下記数 1 式の PI 演算により算出して 2 相 3 相変換部 56 へ出力する。ここでの d 軸実電流 i_d および q 軸実電流 i_q は、3 相 2 相変換部 60 において、電流センサ 28 により検出された 3 相の各相電流 i_u , i_v , i_w をモータ回転角 に基づいて変換したものをを用いる。

(数 1)

$$V_d^* = G_{pd} (I_d^* - i_d) + G_{id} (I_d^* - i_d) dt$$

$$V_q^* = G_{pq} (I_q^* - i_q) + G_{iq} (I_q^* - i_q) dt$$

ここで、 G_{pd} , G_{pq} は d 軸および q 軸電流制御の比例ゲイン、 G_{id} , G_{iq} は d 軸および q 軸電流制御の積分ゲインである。

【0046】

2 相 3 相変換部 56 は、交流モータ M の回転角 に基づいて d 軸電圧指令 V_d^* および q 軸電圧指令 V_q^* を 3 相の各相電圧 V_u , V_v , V_w に変換してスイッチング信号生成部 58 へ出力する。なお、 d 軸電圧指令 V_d^* および q 軸電圧指令 V_q^* から 3 相の各相電圧 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。

【0047】

スイッチング信号生成部 58 は、3 相の各相電圧 V_u , V_v , V_w と所定の搬送波との比較に基づいて、スイッチング信号 $S_3 \sim S_8$ を生成してインバータ 16 へ出力する。これにより、インバータ 16 の各スイッチング素子 $E_3 \sim E_8$ がスイッチング制御されることで、交流モータ M に対してトルク指令 T^* に応じたトルクを出力するための交流電圧が印加される。なお、上述したように、過変調 PWM 制御時には、スイッチング信号生成部 58 において用いられる搬送波が、正弦波 PWM 制御時の一般的なものから振幅を縮小するよう歪ませたものに切り替えられる。

【0048】

次に、図 3 を参照して矩形波制御ブロック 70 について説明する。制御部 20 は、矩形波制御ブロック 70 を有する。矩形波制御ブロック 70 は、3 相 2 相変換部 72、トルク推定部 74、電圧位相演算部 76、矩形波発生部 78、およびスイッチング信号生成部 80 を含む。

【0049】

3 相 2 相変換部 72 は、電流センサ 28 により検出される 3 相の各相電流 i_u , i_v , i_w をモータ回転角 に基づいて d 軸実電流 i_d および q 軸実電流 i_q に変換してトルク推定部 74 へ出力する。トルク推定部 74 は、予め設定されているマップまたはテーブルから d 軸実電流 i_d および q 軸実電流 i_q に基づいてトルク推定値 を表引きして電圧位相演算部 76 へ出力する。

【0050】

電圧位相演算部 76 は、トルク指令 T^* からトルク推定値 を減算することによって求められるトルク偏差 に、所定ゲインによる PI 演算を行って制御偏差を求め、この制御偏差に応じて矩形波電圧の位相 を設定し、矩形波生成部 78 へ出力する。具体的には、トルク指令 T^* が正 ($T^* > 0$) の場合、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、トルク指令 T^* が負 ($T^* < 0$) の場合、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。

【0051】

矩形波生成部 78 は、入力された電圧位相 にしたがって、各相電圧指令 V_u , V_v , V_w (矩形波パルス) を生成し、スイッチング信号生成部 80 へ出力する。スイッチング信号生成部 80 は、各相電圧指令 V_u , V_v , V_w にしたがってスイッチング信号 $S_3 \sim S_8$ を生成し、インバータ 16 へ出力する。これにより、インバータ 16 がスイッチング

10

20

30

40

50

信号 S 3 ~ S 8 にしたがったスイッチング動作を行うことで、電圧位相 にしたが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、トルクのフィードバック制御によりモータトルク制御を行うことができる。

【 0 0 5 2 】

なお、矩形波制御ブロック 7 0 におけるスイッチング信号生成部 8 0 は、 P W M 制御ブロック 5 0 のスイッチング信号生成部 5 8 によって兼用されることができる。

【 0 0 5 3 】

次に、本実施形態のモータ駆動制御装置 1 0 におけるモータ制御方式の切り替えについて、コンバータ制御とともに説明する。図 4 に示すように、制御部 2 0 はさらに、制御方式選択部 (マップ切替部) 9 0 と、コンバータ制御部 9 2 とを備える。制御方式選択部 9 0 には、外部に設けられた E C U からのトルク指令 *、回転角センサ 3 0 の検出値から算出されたモータ回転数 N、電圧センサ 2 2 で検出されるバッテリー電圧 V B、電圧センサ 3 7 で検出されるコンバータ入力電圧 V L、および温度センサ 2 4 で検出されるバッテリー温度 T B が入力される。

【 0 0 5 4 】

制御方式選択部 9 0 は、図 5 および図 6 に示すように、交流モータ M に関してトルクと回転数に基づいて定められる 2 種類のマップを予め記憶しており、これらのマップのいずれかを適用してモータ制御方式を選択する。

【 0 0 5 5 】

図 5 に示すマップは、主として P W M 制御を実行するための P W M 制御マップ (第 2 のマップ) である。 P W M 制御マップは、ハッチングで示す正弦波 P W M 制御領域 A 1 を主として利用するためのマップであり、この場合の正弦波 P W M 制御における変調率 K は最大値 0 . 6 1 で一定になるようシステム電圧 V H (すなわちコンバータ 1 2 による昇圧比) が制御される。ただし、コンバータ 1 2 による昇圧には上限があるため、システム電圧 V H が最大値で変調率 K が 0 . 6 1 < K < 0 . 7 8 となる高回転領域が過変調 P W M 制御領域 A 2 となり、システム電圧 V H が最大値で変調率 K = 0 . 7 8 となる更に高回転領域が矩形波制御領域 A 3 になる。なお、図 5 において、コンバータ 1 2 による昇圧開始ポイントを連ねたライン (以下、「昇圧開始ライン」という) C 1 が正弦波 P W M 制御領域 A 1 中に一点鎖線で示されている。

【 0 0 5 6 】

一方、図 6 に示すマップは、燃費向上マップ (第 1 のマップ) である。燃費向上マップは、モータ回転数とモータ最大出力トルクとの関係 (すなわちマップの外形線) は P W M 制御マップと同じであるが、コンバータ 1 2 による昇圧開始ライン C 2 が P W M 制御マップの昇圧開始ライン C 1 よりも高回転域に設定されている。昇圧開始ライン C 2 の右側領域は、上記 P W M 制御マップと同様に、正弦波 P W M 制御領域 A 1、過変調 P W M 制御領域 A 2 および矩形波制御領域 A 3 になっている。

【 0 0 5 7 】

一方、昇圧開始ライン C 2 より左側の領域すなわち低回転域は、回転数が高くなる方向に沿って順に、正弦波 P W M 制御領域 a 1、過変調 P W M 領域 a 2 および矩形波制御領域 a 3 が設定されている。ここで、正弦波 P W M 制御領域 a 1 の変調率 K 0 . 6 1、過変調 P W M 制御領域 a 2 の変調率 0 . 6 1 < K < 0 . 7 8、矩形波制御領域 a 3 の変調率 K = 0 . 7 8 は、 P W M 制御マップの場合と同様である。

【 0 0 5 8 】

これらの各制御領域 a 1 , a 2 , a 3 では、バッテリー B からのバッテリー電圧 V B、例えば 2 0 0 V がコンバータ 1 2 で昇圧されることなくそのままシステム電圧 V H としてインバータ 1 6 へ供給される。このように燃費向上マップでは、昇圧開始ライン C 2 を高回転域に設定することで、バッテリー電圧 V B をそのまま用いて実行される矩形波制御領域を比較的広くしている。その結果、通常時にこの燃費向上マップに基づくモータ駆動制御を行って、上記比較的広い矩形波制御領域内の運転ポイントを活用することで、コンバータ 1 2 およびインバータ 1 6 でのスイッチング損失を抑制することにより燃費向上を図れる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 9 】

制御方式選択部 9 0 は、通常は図 6 に示す燃費向上マップを選択しており、トルク指令 * およびモータ回転数 N に基づいて、ドライバによって車両に要求される運転ポイントが領域 a 1 ~ a 3 , A 1 ~ A 3 のどの領域にあるかを判定する。そして、要求運転ポイントが領域 a 1 , a 2 , A 1 または A 2 にあると判定された場合にはトルク指令 * を PWM 制御ブロック 5 0 へ出力し、一方、要求運転ポイントが領域 a 3 または A 3 にあると判定された場合にはトルク指令 * を矩形波制御ブロック 7 0 へ出力する。また、この判定において、要求運転ポイントが領域 a 1 , a 2 , a 3 のいずれかにあると判定された場合には、コンバータ 1 2 による昇圧動作を停止する。このときには、バッテリー電圧 V B がそのままシステム電圧 V H としてインバータ 1 6 へ供給される。

10

【 0 0 6 0 】

ここで、要求運転ポイントが領域 A 1 にあると判定された場合には、トルク指令 * とモータ回転数 N とに基づき特定されるモータ必要電圧 V M に対して変調率 K : 0 . 6 1 で除算して算出される電圧指令 V H * をコンバータ制御部 9 2 へ出力する。この電圧指令 V H * を受けてコンバータ制御部 9 2 は、バッテリー電圧 V B を V H * に昇圧しようスイッチング信号 S 1 , S 2 を生成して、コンバータ 1 2 へ出力する。これにより、領域 A 1 におけるトルク指令 * に応じた正弦波 PWM 制御を実行するのに必要なシステム電圧 V H がコンバータ 1 2 からインバータ 1 6 へ供給される。

【 0 0 6 1 】

また、要求運転ポイントが領域 A 2 または A 3 にあると判定された場合には、コンバータ 1 2 の昇圧上限値である 6 5 0 V の電圧指令 V H * をコンバータ制御部 9 2 へ出力する。この電圧指令 V H * を受けてコンバータ制御部 9 2 は、バッテリー電圧 V B を 6 5 0 V に昇圧しようスイッチング信号 S 1 , S 2 を生成して、コンバータ 1 2 へ出力する。これにより、コンバータ 1 2 が作動してバッテリー電圧 V B が 6 5 0 V まで昇圧され、平滑コンデンサ 1 4 を介してインバータ 1 6 へ供給される。したがって、領域 A 2 では 6 5 0 V のシステム電圧 V H を用いて過変調 PWM 制御が実行され、領域 A 3 では 6 5 0 V のシステム電圧 V H を用いて矩形波制御が実行される。

20

【 0 0 6 2 】

上述した図 6 の燃費向上マップの領域 a 3 では、コンバータ 1 2 による昇圧を行わずにバッテリー電圧 V B をそのままシステム電圧 V H として供給して矩形波制御を実行することから、燃費向上マップ中における矩形波制御領域 a 3 の位置および広さはバッテリー電圧 V B に大きく依存する。特に、外部環境によってバッテリー温度が低下すると内部抵抗の増大によって電圧降下も大きくなり、バッテリー電圧 V B が低下する。その結果、図 6 において矢印 B で示すように、矩形波制御領域 a 3 が左方向すなわち低回転域側にシフトまたは拡大することになり、トルクずれが大きくなって制御応答性が悪化するとともに燃費もかえって悪くなる。また、バッテリー電圧が低下して下限割れが発生すると、バッテリー自体にダメージを与えて寿命を縮めることにもなる。そこで、このような不都合を防止するため、本実施形態のモータ駆動制御装置 1 0 において、制御方式選択部 9 0 は、マップをバッテリー状態に応じて燃費向上マップから PWM 制御マップへ切り替える制御を次のように実行する。

30

40

【 0 0 6 3 】

図 7 ~ 図 1 2 は、燃費向上マップから PWM 制御マップへの切替制御をそれぞれ示すフローチャートである。これらの制御フローの処理は、燃費向上マップが適用されているときに所定周期で実行されることができ、あるいは、車両外部の気温が所定温度 (例えば 0) 以下になったことが車両に搭載された温度センサによって検知された場合に、所定周期で実行されてもよい。また、下記の各制御フローでは、電圧センサ 2 2 で検出されるバッテリー電圧 V B を判定パラメータとして用いているが、これに代えて、温度センサ 2 4 で検出されるバッテリー温度 T B やバッテリー内部抵抗から推定されるバッテリー電圧に基づいてマップ切替を判定してもよい。この場合、温度センサ 2 4 で検出されるバッテリー温度 T B が例えばマイナス 1 0 を下回ったときにマップ切替を実行してもよい。

50

【 0 0 6 4 】

図 7 は、第 1 の態様の制御フローを示す。まず、現在の運転ポイントが燃費向上マップの領域 a 3 に位置するか否か、すなわち交流モータ M について未昇圧電圧 2 0 0 V で矩形波制御が行われているか否かが判定される（ステップ S 1）。この判定において、領域 a 3 がないと判定されると（ステップ S 1 で N O）、燃費向上マップの他の領域での運転ポイントでのモータ制御を継続する。

【 0 0 6 5 】

一方、領域 a 3 にあると判定されると（ステップ S 1 で Y E S）、次に電圧センサ 2 2 により検出されるバッテリー電圧 V B が 1 5 0 V を下回っていないか否かを判定する（ステップ S 2）。バッテリー電圧 V B が 1 5 0 V を下回っていない場合には（ステップ S 2 で N O）、マップ切替を行うことなく引き続き燃費向上マップに基づく制御を継続する。一方、バッテリー電圧 V B が 1 5 0 V を下回った場合は（ステップ S 2 で Y E S）、適用マップを燃費向上マップから P W M 制御マップに切り替える制御を実行する（ステップ S 1 0）。なお、上記バッテリー電圧 V B に代えて、電圧センサ 3 7 により検出されるコンバータ入力電圧 V L を用いてもよい。

【 0 0 6 6 】

図 8 は、第 2 の態様の制御フローを示す。この制御フローのステップ S 1 および S 2 は、図 7 に示す第 1 の態様の制御フローと同じである。バッテリー電圧 V B が 1 5 0 V を下回った場合（ステップ S 2 で Y E S）、電圧センサ 3 7 により検出されるコンバータ入力電圧 V L が 1 5 0 V よりも低くなっているか否かが判定される（ステップ S 3）。これは、昇圧前の元電圧であるコンバータ入力電圧 V L も確認することで、バッテリー状態の判定をより確実なものにするためである。コンバータ入力電圧 V L が 1 5 0 V 以上の場合には（ステップ S 3 で N O）、マップ切替を行うことなく引き続き燃費向上マップに基づく制御を継続する。一方、コンバータ入力電圧 V L が 1 5 0 V 未満の場合には（ステップ S 3 で Y E S）、適用マップを燃費向上マップから P W M 制御マップに切り替える制御を実行する（ステップ S 1 0）。

【 0 0 6 7 】

上述したように、バッテリーの出力電圧、温度、内部抵抗等のバッテリー状態に応じて交流モータ M の制御方式が燃費向上マップに基づく矩形波制御から P W M 制御マップに基づく正弦波 P W M 制御に切り替わることで、バッテリー B の電圧下限割れを防止できるとともに、制御応答性向上および燃費悪化防止を図れる。

【 0 0 6 8 】

図 9 は、第 3 の態様の制御フローを示す。この制御フローのステップ S 1 ~ S 3 は、第 2 の態様の制御フローと同じである。コンバータ入力電圧 V L が 1 5 0 V 未満である場合（ステップ S 3 で Y E S）、変調率 K が 0 . 6 1 よりも大きいか否かを判定する（ステップ S 4）。変調率 K が 0 . 6 1 未満の場合（ステップ S 4 で N O）、マップ切替を行うことなく引き続き燃費向上マップに基づく制御を継続する。一方、変調率 K が 0 . 6 1 より大きくなった場合（ステップ S 4 で Y E S）、適用マップを燃費向上マップから P W M 制御マップに切り替える制御を実行する（ステップ S 1 0）。

【 0 0 6 9 】

第 3 の態様の制御フローによれば、バッテリー電圧 V B およびコンバータ入力電圧が低下しており、かつ変調率 K が 0 . 6 1 よりも大きいときに燃費向上マップから P W M 制御マップへの切替制御を実行することで、燃費向上マップの矩形波制御領域 a 3 が広がっている状態で P W M 制御から矩形波制御へ移行しそうなときに P W M 制御マップに基づく正弦波 P W M 制御に切り替える。これにより、P W M 制御のままコンバータ 1 2 による昇圧を開始することができ、制御応答性の悪化によるトルクずれの発生を防止できる。

【 0 0 7 0 】

図 1 0 は、第 4 の態様の制御フローを示す。この制御フローのステップ S 1 ~ S 3 は、第 3 の態様の制御フローと同じである。コンバータ入力電圧 V L が 1 5 0 V 未満である場合（ステップ S 3 で Y E S）、交流モータ M について矩形波制御が実行されているか否か

10

20

30

40

50

が判定される（ステップS5）。矩形波制御が実行されていない場合、すなわち正弦波PWM制御または過変調PWM制御が実行されている場合（ステップS5でNO）、直ちに燃費向上マップからPWM制御マップへの切替制御を実行する（ステップS10）。一方、矩形波制御が実行されている場合（ステップS5でYES）、コンバータ12による電圧指令 VH^* に向けての昇圧動作に関して昇圧レート、すなわち単位時間当たりの電圧上昇幅が比較的緩やかになるよう制限をかけた上で（ステップS6）、燃費向上マップからPWM制御マップへの切替制御を実行する（ステップS10）。

【0071】

この第4の態様の制御フローによれば、燃費向上マップに基づく矩形波制御からPWM制御マップに基づく正弦波PWM制御に切り替える際にコンバータ12における昇圧レートを制限することで、制御方式の切り替えを円滑かつ安全に行うことができ、制御破綻を来たすのを回避できる。

10

【0072】

図11は、第5の態様の制御フローを示す。この制御フローのステップS1およびS2は、第1の態様の制御フローと同じである。バッテリー電圧 VB が150Vを下回った場合（ステップS2でYES）、モータ回転数 N が2000rpmより低いかなかを判定する（ステップS7）。回転数 N が2000rpmよりも高い場合（ステップS7でNO）、マップ切替を行うことなく引き続き燃費向上マップに基づく制御を継続する。一方、回転数 N が2000rpmより低い場合（ステップS7でYES）、適用マップを燃費向上マップからPWM制御マップに切り替える制御を実行する（ステップS10）。

20

【0073】

この第5の態様の制御フローによれば、モータ低回転域で制御が比較的不安定な矩形波制御が実行されるのを回避できる。

【0074】

図12は、第6の態様の制御フローを示す。この制御フローのステップS1およびS2は、第1の態様の制御フローと同じである。バッテリー電圧 VB が150Vを下回った場合（ステップS2でYES）、電流センサ23により検出されるバッテリー電流 IB が正か否かが判定される（ステップS8）。バッテリー電流 IB が正でない場合、すなわち車両が力行中でない場合（ステップS8でNO）、マップ切替を行うことなく引き続き燃費向上マップに基づく制御を継続する。一方、バッテリー電流 IB が正である場合（ステップS8でYES）、適用マップを燃費向上マップからPWM制御マップに切り替える制御を実行する（ステップS10）。

30

【0075】

この第6の態様の制御フローによれば、回生中は直流電源からの電流持ち出しがなく電圧下限割れの懸念がないので、マップ切り替えを行わずに燃費向上マップに基づく矩形波制御を継続することにより燃費向上を図ることができる。

【0076】

なお、上述したモータ駆動制御装置10は、電気自動車やハイブリッド自動車等の車両に適用されるものとして例示されているが、本発明に係るモータ駆動制御装置は車両に限られず、交流モータによって駆動力を得る他の機械、機構、装置にも広く適用可能である。

40

【図面の簡単な説明】

【0077】

【図1】本発明の一実施形態であるモータ駆動制御装置の全体概略構成図である。

【図2】モータ駆動制御装置の制御部の一部を構成するPWM制御ブロックを示す図である。

【図3】モータ駆動制御装置の制御部の一部を構成する矩形波制御ブロックを示す図である。

【図4】モータ駆動制御装置の制御部の一部を構成する制御方式選択部およびコンバータ制御部を示す図である。

50

【図5】PWM制御マップを示す図である。

【図6】燃費向上マップを示す図である。

【図7】制御方式選択部で実行される第1の態様の制御を示すフローチャートである。

【図8】制御方式選択部で実行される第2の態様の制御を示すフローチャートである。

【図9】制御方式選択部で実行される第3の態様の制御を示すフローチャートである。

【図10】制御方式選択部で実行される第4の態様の制御を示すフローチャートである。

【図11】制御方式選択部で実行される第5の態様の制御を示すフローチャートである。

【図12】制御方式選択部で実行される第6の態様の制御を示すフローチャートである。

【符号の説明】

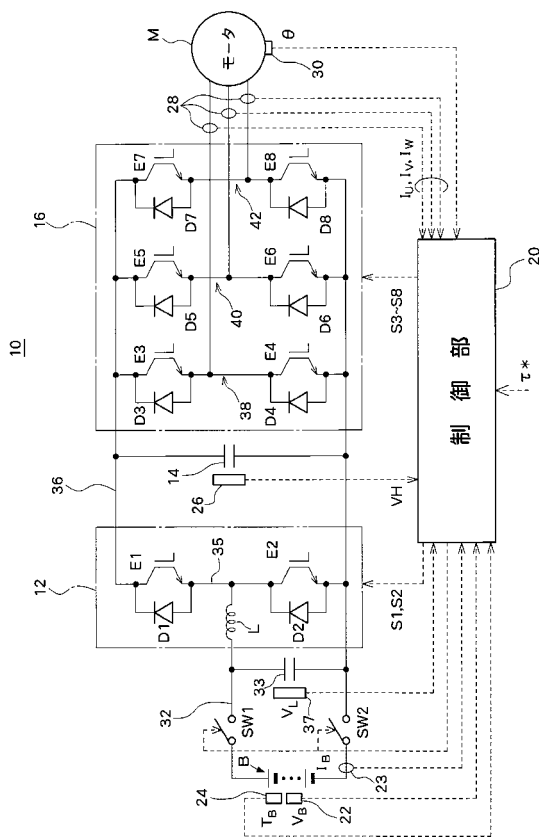
【0078】

10 モータ駆動制御装置、12 コンバータ、14 平滑コンデンサ、16 インバータ、20 制御部、22 電圧センサ、23 電流センサ、24 温度センサ、26 電圧センサ、28 電流センサ、30 回転角センサ、32 電力ライン、33 平滑コンデンサ、34 アースライン、35 接続ライン、36 電力ライン、37 電圧センサ、38 U相アーム、40 V相アーム、42 W相アーム、50 PWM制御ブロック、52 電流指令生成部、54 電圧指令生成部、56 2相3相変換部、58 スwitching信号生成部、60 3相2相変換部、62 回転数演算部、70 矩形波制御ブロック、72 3相2相変換部、74 トルク推定部、76 電圧位相演算部、78 矩形波生成部、80 スwitching信号生成部、90 制御方式選択部、92 コンバータ制御部、B バッテリ、M 交流モータ、D1~D8 ダイオード、E1~E8 スwitching素子。

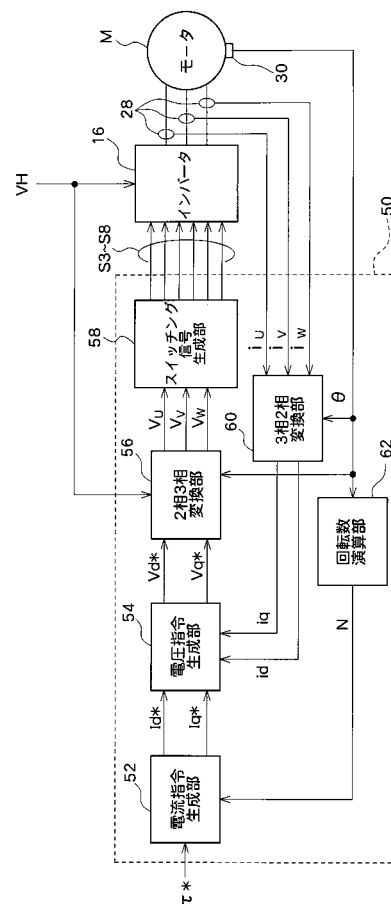
10

20

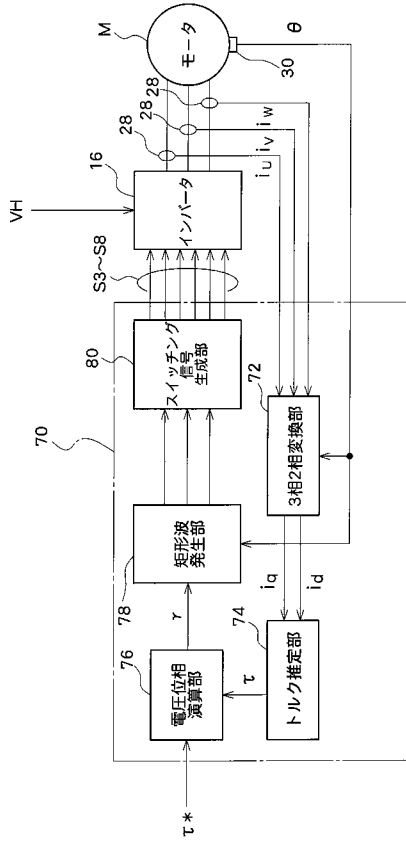
【図1】



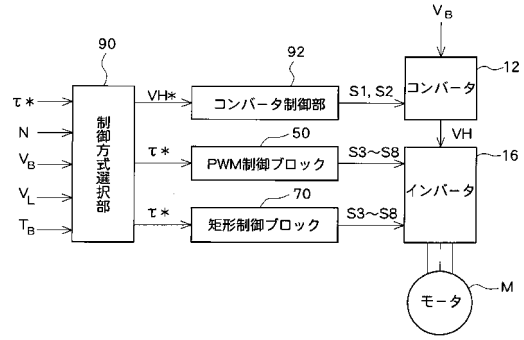
【図2】



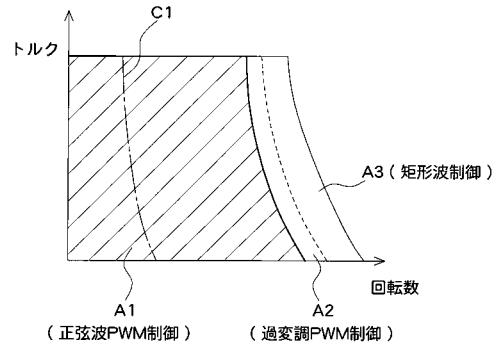
【図3】



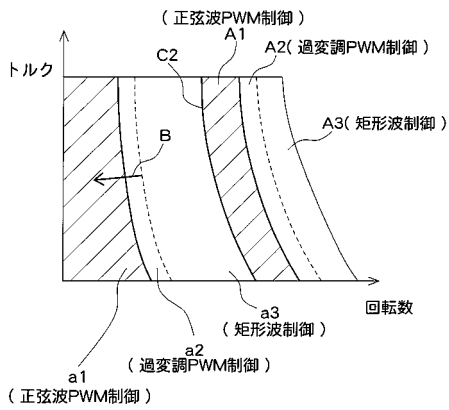
【図4】



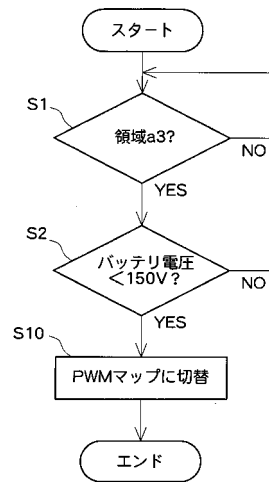
【図5】



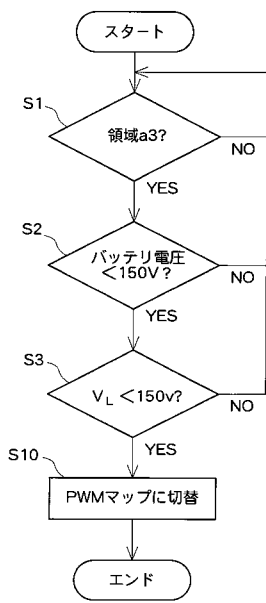
【図6】



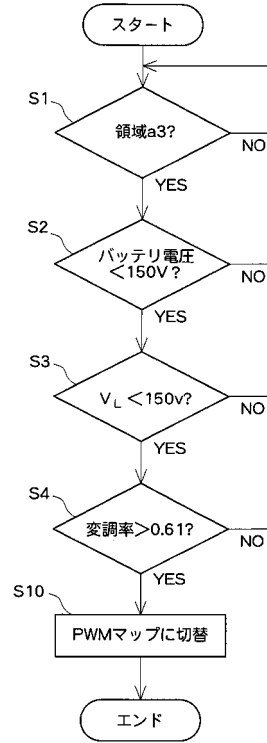
【図7】



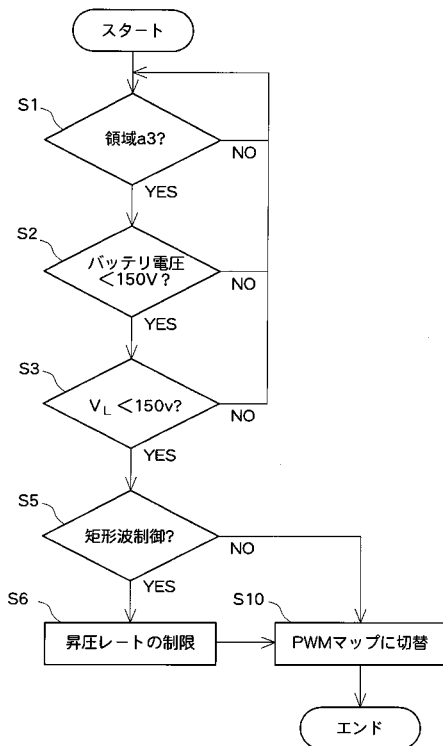
【図8】



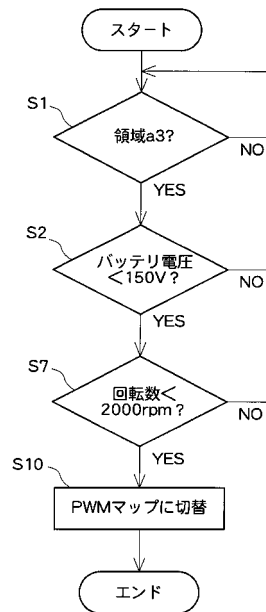
【図9】



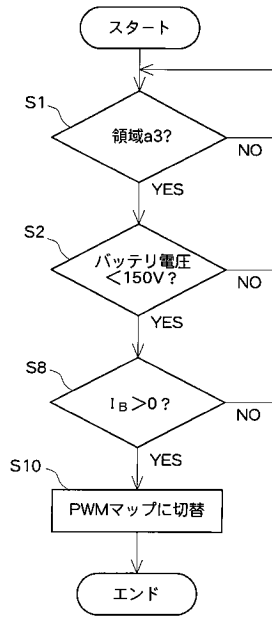
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

- (72)発明者 林 和仁
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
- (72)発明者 洲濱 将圭
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

審査官 森山 拓哉

- (56)参考文献 特開2007-306658(JP,A)
特開2005-051894(JP,A)
特開2004-166415(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02P 21/00 - 27/18