

(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
2016年6月23日(23.06.2016)



(10) 国際公開番号
WO 2016/098487 A1

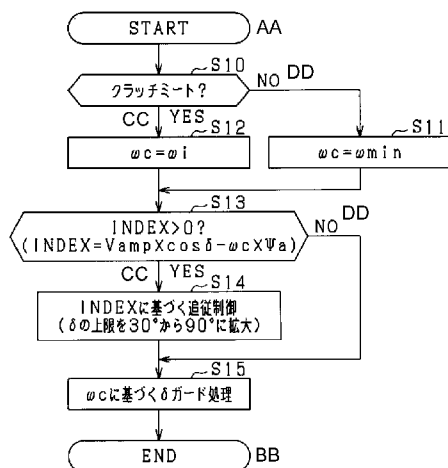
- (51) 国際特許分類:
H02P 21/00 (2016.01) H02P 9/04 (2006.01)
H02P 6/16 (2016.01) H02P 27/04 (2016.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/081554
- (22) 国際出願日: 2015年11月10日(10.11.2015)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2014-252656 2014年12月15日(15.12.2014) JP
特願 2014-252657 2014年12月15日(15.12.2014) JP
特願 2014-252658 2014年12月15日(15.12.2014) JP
- (71) 出願人: 株式会社デンソー(DENSO CORPORATION) [JP/JP]; 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 不破 康宏(FUWA, Yasuhiro); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 Aichi (JP). 地高 俊和(CHITAKA, Toshikazu); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 Aichi (JP). 永田 孝一(NAGATA, Kouichi); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 Aichi (JP).

- (74) 代理人: 菊地 保宏(KIKUCHI, Yasuhiro); 〒1600003 東京都新宿区本塩町18番地4 MY K四ツ谷 2階 よつや国際特許事務所 Tokyo (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, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[続葉有]

(54) Title: ELECTRIC CURRENT ESTIMATING DEVICE

(54) 発明の名称: 電流推定装置



S10 Is the clutch engaged?
S14 Tracking control based on INDEX
(upper limit for δ increased from 30° to 90°)
S15 δ -guard processing based on ωc
AA START
BB END
CC YES
DD NO

(57) Abstract: A control device which controls a starter generator is provided with an electric current estimating unit and an applied voltage calculating unit. The electric current estimating unit estimates the electric current flowing between a battery and an inverter, on the basis of a d-axis inductance of the starter generator, determined in advance. With the condition that a d-axis current in a dq coordinate system must be greater than zero, the applied voltage calculating unit manipulates a voltage phase δ , which is the phase of a voltage vector, or manipulates a voltage amplitude Vamp, which is the amplitude of the voltage vector, or manipulates the voltage phase δ and then manipulates the voltage amplitude Vamp, in such a way that a q-axis component " $Vamp \times \cos \delta$ " of the voltage vector of the inverter tracks an induced voltage component " $\omega c \times \Psi a$ " of the starter generator.

(57) 要約: 始動発電機を制御対象とする制御装置は、電流推定部と、印加電圧算出部とを備えている。電流推定部は、始動発電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、バッテリーとインバータとの間に流れる電流を推定する。印加電圧算出部は、dq座標系におけるd軸電流が0よりも大きくなることを条件として、インバータの電圧ベクトルのq軸成分 " $Vamp \times \cos \delta$ " を始動発電機の誘起電圧成分 " $\omega c \times \Psi a$ " に追従させるべく、電圧ベクトルの位相である電圧位相 δ を、電圧ベクトルの振幅である電圧振幅 Vamp を、あるいは電圧位相 δ を操作した後、電圧振幅 Vamp を操作する。

WO 2016/098487 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：電流推定装置

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換回路、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源と電力伝達を行う回転電機を備えるシステムに適用される電流推定装置に関する。

背景技術

[0002] 従来、下記特許文献1に見られるように、回転電機の電圧方程式に基づいて d q 座標系における d 、 q 軸電流を算出する制御装置が知られている。詳しくは、この制御装置では、 d 軸インダクタンスに基づいて d 、 q 軸電流を算出している。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特許第5396906号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] ところで、電力変換回路、及び電力変換回路に対する通電操作により直流電源と電力伝達を行う回転電機を備えるシステムにおいて、直流電源と電力変換回路との間に流れる電流を推定する技術がある。この技術では、予め定められた d 軸インダクタンスに基づいて、 d 、 q 軸電流を算出し、算出された d 、 q 軸電流に基づいて、直流電源と電力変換回路との間に流れる電流を推定する。

[0005] ここで、 d 軸インダクタンスは、 d 軸電流が0よりも大きくなる場合に生じる急激な磁気飽和の影響によって変化する。この場合、実際の d 軸インダクタンスが予め定められた d 軸インダクタンスから大きくずれ、直流電源と電力変換回路との間に流れる電流の推定誤差が大きくなる懸念がある。なお、上述した急激な磁気飽和が発生する場合における d 軸インダクタンスの特

性を正確に把握することも考えられる。ただし、この特性を正確に把握することは困難である。

[0006] 本発明は、直流電源と電力変換回路との間に流れる電流の推定誤差を好適に抑制できる電流推定装置を提供することを主たる目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] 以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

[0008] 本発明に係る電流推定装置は、電力変換回路、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源と電力伝達を行う回転電機とを備えるシステムに適用される。電流推定装置は、前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、前記回転電機のd-q座標系におけるd軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電力変換回路の電圧ベクトルのq軸成分を前記回転電機の誘起電圧成分に追従させるべく前記電圧ベクトルの位相である電圧位相を操作する位相操作手段とを備えることを特徴とする。

[0009] 電圧ベクトルのq軸成分が誘起電圧成分と一致する状態においては、d軸電流が0となる。この点に鑑み、上記発明に係る電流推定装置では、d軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、電圧位相の操作により、電圧ベクトルのq軸成分を回転電機の誘起電圧成分に追従させる。このため、実際のd軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められたd軸インダクタンスから大きくずれることを回避できる。これにより、電流推定手段による電流の推定誤差を好適に抑制することができる。

[0010] 本発明に係る他の電流推定装置は、電力変換回路、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源と電力伝達を行う回転電機を備えるシステムに適用される。この電流推定装置は、前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、前記回転電機のd-q座標系におけるd軸

電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電力変換回路の電圧ベクトルのq軸成分を前記回転電機の誘起電圧成分に追従させるべく前記電圧ベクトルの振幅である電圧振幅を操作する振幅操作手段とを備えることを特徴とする。

[0011] 電圧ベクトルのq軸成分が誘起電圧成分と一致する状態においては、d軸電流が0となる。この点に鑑み、本願発明に係る電流推定装置では、d軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、電圧振幅の操作により、電圧ベクトルのq軸成分を回転電機の誘起電圧成分に追従させる。このため、実際のd軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められたd軸インダクタンスから大きくずれることを回避できる。これにより、電流推定手段による電流の推定誤差を好適に抑制することができる。

[0012] 本発明に係る他の電流推定装置は、電力変換回路、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源と電力伝達を行う回転電機を備えるシステムに適用される。この電流推定装置は、前記電力変換回路の電圧ベクトルの振幅を電圧振幅とし、前記電圧ベクトルの位相を電圧位相とし、前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、前記回転電機のd-q座標系におけるd軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電圧ベクトルのq軸成分と前記回転電機の誘起電圧成分との偏差が0よりも大きい規定値未満の値となるまで、正のq軸を基準として前記電圧ベクトルを時計まわりに回転させる方向に前記電圧位相を操作する位相操作手段と、前記d軸電流が前記所定の値となることを条件として、前記q軸成分と前記誘起電圧成分との偏差が前記規定値未満となる領域において、前記電圧ベクトルのq軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるべく前記電圧振幅を操作する振幅操作手段とを備えることを特徴とする。

[0013] 電圧ベクトルのq軸成分が誘起電圧成分と一致する状態においては、d軸電流が0となる。この点に鑑み、上記発明では、まず、d軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、q軸成分と誘起電圧成分との偏差

が規定値未満の値となるまで、正の q 軸を基準として電圧ベクトルを時計まわりに回転させる方向に電圧位相を操作する。また、電圧振幅の操作により、q 軸成分を誘起電圧成分に追従させる。このため、実際の d 軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められた d 軸インダクタンスから大きくずれることを回避できる。これにより、電流推定手段による電流の推定誤差を好適に抑制することができる。

[0014] さらに、上記電流推定装置は、q 軸成分と誘起電圧成分との偏差が規定値未満となる領域において、q 軸成分を誘起電圧成分に追従させるべく電圧振幅を操作する。電圧ベクトルを時計まわりに回転させる方向への電圧位相の操作は、回転電機の発電電力を増大させる。これに対し、電圧位相の操作に先立ち、q 軸成分を誘起電圧成分に追従させるための電圧振幅の操作を行うと、発電電力を減少させることがある。このため、発電電力の減少を抑制する上では、電圧振幅の操作量は小さい方がよい。そこで、q 軸成分と誘起電圧成分との偏差が規定値未満となる領域において電圧振幅を操作することにより、発電電力を減少させることなく q 軸成分を誘起電圧成分に近づける。これにより、電流の推定誤差を抑制することに伴う発電電力の減少を抑制することができる。

[0015] ここで、前記システムでは、前記回転電機の磁極位置を規定周期毎に検出する磁極位置検出手段を備え、前記電圧位相を 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい規定位相以下にすることを条件として前記回転電機を制御するための前記電圧位相を算出する位相算出手段と、前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相と、前記磁極位置検出手段によって検出された前記磁極位置とに基づいて、前記回転電機の印加電圧を制御する電圧制御手段とをさらに備え、前記位相操作手段は、前記規定周期を制御周期として、前記偏差が前記規定値未満の値となるまで前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相を操作し、前記振幅操作手段は、前記規定周期よりも短い周期を制御周期として、前記 q 軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるための前記電圧振幅の操作を、前記印加電圧を調整することで行うこととしてもよ

い。

[0016] 磁極位置検出手段による磁極位置の検出周期が規定周期とされているため、位相操作手段の制御周期も規定周期に設定されている。一方、電圧位相の情報を要しない振幅操作手段の制御周期は、位相操作手段の制御周期よりも短い周期に設定されている。このため、振幅操作手段による q 軸成分の誘起電圧成分への追従精度は、位相操作手段による追従精度よりも高い。したがって、q 軸成分と誘起電圧成分との偏差が規定値未満となる領域において追従精度の高い電圧振幅を操作することで、q 軸成分を誘起電圧成分に迅速かつ高精度に追従させることができる。その結果、電流の推定誤差をいっそう好適に抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0017] [図1]本願発明の実施形態に係る電流推定装置を備えた自動2輪車の全体構成図である。

[図2]始動発電機の制御システムの全体構成図である。

[図3]磁極位置検出センサの出力信号を示すタイムチャートである。

[図4]印加電圧算出部の処理を示すブロック図である。

[図5]第1実施形態に係る電流推定装置における電流推定部の処理を示すブロック図である。

[図6]アイドリング状態における電流推定誤差の増大態様の一例を示す図である。

[図7] q 軸電圧を誘起電圧に追従させることで d 軸電流が 0 となることを示す d q 座標系である。

[図8]誘起電圧追従制御処理の手順を示すフローチャートである。

[図9] (a)、(b) は、1 燃焼サイクルにおける回転変動を示すタイムチャートである。

[図10]電圧位相のガード処理態様を示す図である。

[図11] Duty 100% の場合の 180° 通電制御態様を示す図である。

[図12]第2実施形態に係る電流推定装置における印加電圧算出部の処理を示

すブロック図である。

[図13] q 軸電圧を誘起電圧に追従させることで d 軸電流が 0 となることを示す d q 座標系である。

[図14] 第 2 実施形態に関する誘起電圧追従制御処理の手順を示すフローチャートである。

[図15] D u t y 1 0 0 % 未満の場合の誘起電圧追従制御時の 1 8 0 ° 通電制御態様を示す図である。

[図16] 電圧位相と時比率補正量との関係を示す図である。

[図17] 変形例における 1 2 0 ° 通電制御態様を示す図である。

[図18] 変形例における、誘起電圧追従制御時の 1 2 0 ° 通電制御態様を示す図である。

[図19] 第 3 実施形態に係る電流推定装置における印加電圧算出部の処理を示すブロック図である。

[図20] 電流推定部の処理を示すブロック図である。

[図21] 誘起電圧追従制御処理の手順を示すフローチャートである。

[図22] 第 3 実施形態に係る電流推定装置の電圧位相操作処理の手順を示すフローチャートである。

[図23] (a) , (b) , (c) は、誘起電圧追従制御の一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0018] [第1実施形態] 以下、車載主機としてエンジンを搭載した自動 2 輪車（オートバイ）に、第1実施形態に係る電流推定装置を適用した場合について、図面を参照しつつ説明する。

[0019] 図 1 に示すように、自動 2 輪車 1 0 は、エンジン 1 1、回転電機としての始動発電機 1 2、電力変換回路としてのインバータ 1 3、直流電源としてのバッテリー 1 4、変速装置 1 5、クラッチ 1 6、駆動輪 1 7、及び制御装置 2 0 を備えている。エンジン 1 1 は、自動 2 輪車 1 0 の車載主機であり、本実施形態では、単気筒 4 ストロークエンジンである。なお、エンジン 1 1 の燃

焼制御は、制御装置 20 とは異なる他の制御装置（図示せず）によって行われてもよいし、制御装置 20 によって行われてもよい。

[0020] エンジン 11 の出力軸（以下、クランク軸 11a）の第 1 端には、変速装置 15 の入力側（具体的には例えば、エンジン側プーリ）が連結されている。本実施形態では、変速装置 15 として、自動変速装置（具体的には、無段変速装置）を用いている。変速装置 15 の出力側（具体的には例えば、駆動輪側プーリ）には、クラッチ 16 と、図示しない 2 次減速機構とを介して、駆動輪 17 が連結されている。

[0021] クラッチ 16 は、変速装置 15 の出力側と駆動輪 17 との間の動力を伝達可能な状態（以下、クラッチミート状態）、及び変速装置 15 の出力側と駆動輪 17 との間の動力が遮断される状態（以下、クラッチ遮断状態）のいずれかに切り替え可能に構成されている。本実施形態では、クラッチ 16 として、自動遠心クラッチを用いている。本実施形態にかかる自動遠心クラッチは、変速装置 15 の出力側に接続されたクラッチシュー、クラッチスプリング、及び駆動輪 17 側に接続されたクラッチアウターを備えている。この構成において、エンジン 11 の低回転時においては、クラッチスプリングの弾性力によってクラッチシューが縮径し、クラッチシューとクラッチアウターとが非接触状態とされる。これにより、クラッチ遮断状態とされる。一方、エンジン 11 の回転速度が上昇してクラッチシューに作用する遠心力が増大すると、クラッチスプリングの弾性力に打ち勝ってクラッチシューが拡張し、クラッチシューがクラッチアウターに接触した状態となる。これにより、クラッチミート状態とされる。特に本実施形態では、クランク軸 11a の回転速度が所定回転速度（ >0 ）以上となった場合にクラッチミート状態とされるようにクラッチ 16 が構成されている。本実施形態において、上記所定回転速度は、エンジン 11 のアイドル回転速度よりも高い回転速度に設定されている。

[0022] クランク軸 11a の第 2 端には、始動発電機 12 を構成するロータの回転軸が直結されている。このため、始動発電機 12 のロータは、クランク軸 1

1 a と一体に回転する。始動発電機 1 2 は、電動機（エンジン始動用のスタータ）及び発電機として動作可能であり、エンジンブロックに取り付けられている。本実施形態において、始動発電機 1 2 は、3 相交流の永久磁石型同期機であり、永久磁石が設けられた上記ロータと、各相巻線が巻回されたステータとを備えている。

[0023] 続いて、図 2 を用いて、始動発電機 1 2 の制御システムについて説明する。始動発電機 1 2 は、インバータ 1 3 を介して、バッテリー 1 4 に電氣的に接続されている。インバータ 1 3 は、上アームスイッチ S_{up} , S_{vp} , S_{wp} と下アームスイッチ S_{un} , S_{vn} , S_{wn} との直列接続体を備えている。U 相上, 下アームスイッチ S_{up} , S_{un} の接続点には、始動発電機 1 2 の図示しない U 相巻線の第 1 端が接続され、V 相上, 下アームスイッチ S_{vp} , S_{vn} の接続点には、図示しない V 相巻線の第 1 端が接続され、W 相上, 下アームスイッチ S_{wp} , S_{wn} の接続点には、図示しない W 相巻線の第 1 端が接続されている。U, V, W 相巻線の第 2 端同士は、短絡されている。すなわち、本実施形態では、始動発電機 1 2 として、Y 結線されたものを用いている。各上アームスイッチ S_{up} , S_{vp} , S_{wp} の高電位側の端子には、バッテリー 1 4 の正極端子が接続され、各下アームスイッチ S_{un} , S_{vn} , S_{wn} の低電位側の端子には、バッテリー 1 4 の負極端子が接続されている。

[0024] ちなみに、各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ としては、例えば、MOS-FET や IGBT 等の電圧制御形の半導体スイッチング素子を用いることができる。また、各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ には、各フリーホイールダイオード $D_{up} \sim D_{wn}$ が逆並列に接続されている。なお、各フリーホイールダイオード $D_{up} \sim D_{wn}$ は、各スイッチが例えば MOS-FET の場合、ボディダイオードであってもよいし、外付けのダイオードであってもよい。

[0025] 制御システムは、電圧センサ 1 8 と、磁極位置検出センサ 1 9 とを備えている。本実施形態において、電圧センサ 1 8 は、バッテリー 1 4 の端子間電圧を検出する。また、磁極位置検出センサ 1 9（例えば、ホールセンサであり

、より具体的にはホールIC)は、各相に対応して設けられ、ロータの回転に応じて図3に示すような出力信号を出力する。これにより、始動発電機12の回転角度(電気角 θ)を電気角 60° 間隔で把握することができる。なお、図3には、U、V、W相に対応する出力信号をSigU、SigV、SigWで示した。

[0026] 先の図2の説明に戻り、電圧センサ18及び磁極位置検出センサ19の出力信号は、制御装置20に入力される。制御装置20は、マイコンを主体として構成されている。本実施形態において、制御装置20は、始動発電機12を発電機として動作させる場合において、電圧センサ18によって検出されたバッテリー14の端子間電圧(以下、バッテリー電圧VDC)を目標電圧Vtgtに制御すべく、インバータ13を操作する。詳しくは、制御装置20は、上記各種センサの検出値に基づき、始動発電機12を周知の3相 180° 通電方式で駆動させるためのU、V、W相印加電圧Vu、Vv、Vwを算出する。制御装置20は、算出された印加電圧に基づいて、各スイッチSup～Swmをオンオフ操作する。これにより、各相のそれぞれについて上アームスイッチと下アームスイッチとが電気角 180° 毎に交互にオン状態とされてかつ、上アームスイッチのオフ状態への切り替えが相毎に電気角で互いに 120° だけずれるようにスイッチングが行われる。

[0027] ここで、図2に示す本願発明の実施形態に係る制御システムは、バッテリー14とインバータ13とを接続する電気経路に流れる直流電流IDCを検出する電流センサを備えていない。このため、本実施形態において、制御装置20は、直流電流IDCを推定する電流推定処理を行う。以下、始動発電機12の制御について説明した後、電流推定処理について説明する。

[0028] 制御装置20は、速度算出部21、印加電圧算出部22、電流推定部23(「電流推定手段」に相当)、及びSOC算出部24(「充電率算出手段」に相当)を備えている。速度算出部21は、磁極位置検出センサ19の出力信号(具体的には例えば、出力信号の論理反転タイミングの間隔)に基づいて、始動発電機12の回転速度 ω (電気角速度)を算出する。

[0029] 印加電圧算出部22は、各相巻線に対する印加電圧の指令値である各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。以下、図4を用いて、印加電圧算出部22について説明する。印加電圧算出部22において、電圧偏差算出部22a（「電圧偏差算出手段」に相当）は、バッテリー14の目標電圧 V_{tgt} からバッテリー電圧 V_{DC} を減算することで、電圧偏差 ΔV を算出する。位相算出部22b（「位相算出手段」に相当）は、電圧偏差 ΔV に基づいて、インバータ13の出力電圧ベクトル V_n の位相である電圧位相 δ を算出する。本実施形態では、電圧偏差 ΔV を0にフィードバック制御するための操作量として電圧位相 δ を算出する。具体的には例えば、電圧偏差 ΔV を入力とする比例制御又は比例積分制御によって電圧位相 δ を算出すればよい。ここで、本実施形態では、 $d-q$ 座標系における正の q 軸を基準として、時計まわりに電圧ベクトル V_n が回転する場合の電圧位相 δ を正の値で定義する。特に本実施形態では、電圧ベクトル V_n を時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を遅角させると称し、電圧ベクトル V_n を反時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を進角させると称することとする。なお、電圧ベクトル V_n の振幅である電圧振幅を「 V_{amp} 」とする。

[0030] 位相算出部22bは、始動発電機12を発電機として動作させる場合、電圧位相 δ を 0° から規定位相までの範囲内で算出する。規定位相は、 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい値に設定されている。なお、本実施形態では、ステータティースへの磁極位置検出センサ19の取付位置の制約等から、規定位相を 30° に設定した。ただし、規定位相としては、 30° に限らず、 0° よりも大きくてかつ 90° 未満の値であれば、他の値に設定してもよい。

[0031] 位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ は、追従制御部220cに入力される。追従制御部220cは、入力された電圧位相 δ に所定の処理を施して出力する。追従制御部220cについては、後に詳述する。

[0032] 追従制御部220cから出力された電圧位相 δ は、矩形波信号生成部22dに入力される。矩形波信号生成部22dは、入力された電圧位相 δ と、バ

ッテリ電圧 V_{DC} と、図示しない磁極位置検出センサ 19 の出力信号とに基づいて、矩形波信号としての各相印加電圧 V_u , V_v , V_w を算出する。詳しくは、まず、バッテリー電圧 V_{DC} に電圧利用率を乗算することにより、電圧振幅 V_{amp} を算出する。ここで、電圧利用率とは、バッテリー電圧 V_{DC} に対する電圧振幅 V_{amp} の指令値の比率のことである。本実施形態において、電圧利用率は、その上限値「0.78」に設定されている。そして、算出された電圧振幅 V_{amp} と、電圧位相 δ とに基づいて、 180° 通電のための各相印加電圧 V_u , V_v , V_w を算出する。矩形波信号生成部 22d は、算出された各相印加電圧 V_u , V_v , V_w をインバータ 13 に対して出力する。

[0033] また、矩形波信号生成部 22d は、電圧位相 δ と、電圧振幅 V_{amp} とに基づいて、電圧ベクトル V_n の d 軸成分である d 軸電圧 V_d と、電圧ベクトル V_n の q 軸成分である q 軸電圧 V_q とを算出する。

[0034] 先の図 2 の説明に戻り、電流推定部 23 は、速度算出部 21 によって算出された回転速度 ω 、バッテリー電圧 V_{DC} 、及び矩形波信号生成部 22d によって算出された d, q 軸電圧 V_d , V_q に基づいて、直流電流 I_{DC} を推定する。以下、図 5 を用いて、電流推定部 23 の行う電流推定処理について説明する。電流推定部 23 において、d q 軸電流推定部 23a は、回転速度 ω を入力として、以下の式 (eq1) に基づいて d, q 軸電流 i_d , i_q を推定する。

[0035] [数1]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{Ra^2 + \omega^2 \cdot Ld \cdot Lq} \begin{bmatrix} Ra \cdot Vd + \omega \cdot Lq \cdot Vq - \omega^2 \cdot Lq \cdot \Psi a \\ -\omega \cdot Ld \cdot Vd + Ra \cdot Vq - Ra \cdot \omega \cdot \Psi a \end{bmatrix} \dots \quad (eq1)$$

式 (eq1) において、「 Ra 」は電機子巻線抵抗を示し、「 Ld 」, 「 Lq 」は d, q 軸インダクタンスを示し、「 Ψa 」は誘起電圧定数を示す。式 (eq1) は、永久磁石型同期機の電圧方程式を表す以下の式 (eq2) に対して、過渡現象を無視するとの条件を課し、d, q 軸電流 i_d , i_q について変形することで導くことができる。なお、以下の式 (eq2) におい

て、「p」は微分演算子を示す。

[0036] [数2]

$$\begin{bmatrix} Vd \\ Vq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ra + p \cdot Ld & -\omega \cdot Lq \\ \omega \cdot Ld & Ra + p \cdot Lq \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \cdot \Psi a \end{bmatrix} \quad \dots \quad (eq2)$$

式(e q 1)において、d、q軸インダクタンスL d、L q、巻線抵抗R a及び誘起電圧定数Ψ aは、制御対象とする回転電機の仕様や実験データ等で予め定められた固定値であり、記憶手段としての機器定数記憶部2 3 b(例えば、不揮発性メモリ)に記憶されている。なお、巻線抵抗R a及び誘起電圧定数Ψ aが温度依存性を有することから、巻線抵抗R a及び誘起電圧定数Ψ aを温度と関係付けたテーブルやマップを予め作成しておき、テーブルやマップを用いて巻線抵抗R a及び誘起電圧定数Ψ aを設定してもよい。

[0037] 直流電流推定部2 3 cは、バッテリー電圧V D C、d q軸電流推定部2 3 aによって推定されたd、q軸電流i d、i q、及び矩形波信号生成部2 2 dによって算出されたd、q軸電圧V d、V qを入力として、以下の式(e q 3)に基づいて直流電流I D Cを推定する。

[0038] [数3]

$$IDC = \frac{Vd \cdot id + Vq \cdot iq}{VDC} \quad \dots \quad (eq3)$$

先の図2の説明に戻り、S O C算出部2 4は、直流電流推定部2 3 cによって推定された直流電流I D Cの積算値に基づいて、バッテリー1 4の充電率S O Cを算出する。算出された充電率S O Cは、例えば車両の各種処理に用いられる。

[0039] ところで、d軸電流が正の値となる場合には、図6に示すように、直流電流I D Cの推定誤差Δ I e r rが大きくなる。ここで、図6は、直流電流I D Cの推定値、直流電流の実測値、d軸電流i d、及びエンジン回転速度Nの推移を示す。図6には、時刻t 1以降においてエンジン1 1の運転状態がアイドル運転状態に移行し、d軸電流が負の値から正の値に移行して推定誤

差 ΔI_{err} が増大することを示した。d 軸電流が正の値となる場合に推定誤差 ΔI_{err} が増大するのは、急激な磁気飽和の影響によって実際の d 軸インダクタンスが小さくなり、実際の d 軸インダクタンスが、機器定数記憶部 23b に記憶されている d 軸インダクタンス L_d から大きくずれるためである。特に、エンジン回転速度（クランク軸 11a の回転速度）がアイドル回転速度付近である場合において電圧位相 δ が規定位相に達しているときには、始動発電機 12 の回転速度 ω が低く始動発電機 12 の誘起電圧が小さいことから、d 軸電流が正の値になって推定誤差 ΔI_{err} が増大しやすい。

[0040] そこで本実施形態では、電流推定処理が行われている状況下において、d 軸電流が正の値となる場合、d 軸電流を 0 とする処理を追従制御部 220c において行う。以下、図 7 を用いて d 軸電流を 0 とできる理由を説明した後、追従制御部 220c の行う処理について説明する。

[0041] 図 7 に、電圧位相 δ が規定位相（ 30° ）となる場合の電圧ベクトルを「 V_{n0} 」にて示し、q 軸電圧 V_q が誘起電圧「 $\omega \times \Psi_a$ 」と一致する場合の電圧ベクトルを「 V_{n1} 」にて示し、電圧ベクトル V_{n1} よりも電圧位相 δ が大きい場合の電圧ベクトルを「 V_{n2} 」にて示す。また、各電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} に対応する各電流ベクトルを「 I_{n0} 、 I_{n1} 、 I_{n2} 」にて示す。

[0042] 図示されるように、誘起電圧ベクトルと電圧ベクトルとの位置関係により、d、q 軸電機子反作用が生じる。詳しくは、電圧ベクトル V_{n0} の q 軸成分が誘起電圧よりも大きい場合、電流ベクトルは、d 軸電機子反作用によって正の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n0} となる。ここで、電圧ベクトル V_{n1} の q 軸成分を誘起電圧と一致させると、d 軸電機子反作用がなくなることから、電流ベクトルは、d 軸電流が 0 となるような電流ベクトル I_{n1} となる。電圧位相が電圧ベクトル V_{n1} よりも大きい電圧ベクトル V_{n2} では、d 軸電流の符号が反転し、電流ベクトルは、負の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n2} となる。このように、電圧ベクトルの q 軸成分と誘起電圧との偏差に応じて電流ベクトルの位相が変化する。このことを利

用して、電流推定処理が行われている状況下において、d軸電流を0とする。

[0043] 図8に、追従制御部220cによって行われる処理について説明する。この処理は、例えば所定の処理周期で繰り返し実行される。

[0044] この一連の処理では、まずステップS10において、クラッチミート状態であるか否かを判断する。ステップS10においてクラッチミート状態でない（クラッチ遮断状態である）と判断した場合には、ステップS11に進み、計算用回転速度 ω_c を、図9に示すように、エンジン11の1燃焼サイクル（720°CA）における回転速度 ω の最小値 ω_{min} とする。この処理は、クラッチ遮断状態においては、直流電流IDCの推定誤差が生じやすいことに鑑みて設けられた処理である。つまり、クラッチミート状態である場合、始動発電機12の回転軸が駆動輪17と連結されていることから、回転慣性が大きくなり、始動発電機12の回転変動が抑制される。これに対し、クラッチ遮断状態においては、始動発電機12の回転軸が駆動輪17と連結されていないことから、回転慣性が小さくなり、エンジン11の燃焼制御に伴う始動発電機12の回転変動が大きくなる。このため、都度の回転速度 ω を用いて後述するステップS13において誘起電圧「 $\omega_c \times \Psi_a$ 」を算出すると、算出された誘起電圧が実際の誘起電圧よりも大きくなることがある。この場合、算出された誘起電圧にq軸電圧 V_q を追従させても、d軸電流を0以下にすることができない。

[0045] そこで本実施形態では、クラッチ遮断状態である場合、エンジン11の1燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いる。

[0046] 一方、ステップS10においてクラッチミート状態であると判断した場合には、ステップS12に進み、計算用回転速度 ω_c を、磁極位置検出センサ19の出力信号から把握される最新の回転速度 ω_i とする。

[0047] ステップS11、S12の処理の完了後、ステップS13に進む。ステップS13では、電圧振幅 V_{amp} 、計算用回転速度 ω_c 、位相算出部22b

によって算出された電圧位相 δ 、及び機器定数記憶部 23b に記憶されている誘起電圧定数 Ψ_a を入力として、以下の式 (eq4) に基づいて、誘起電圧偏差 INDEX を算出する。

[0048] [数4]

$$INDEX = V_{amp} \cdot \cos \delta - \omega_c \cdot \Psi_a \quad \dots \quad (eq4)$$

式 (eq4) において、電圧振幅 V_{amp} は、バッテリー電圧 V_{DC} に電圧利用率の上限値「0.78」を乗算することで算出すればよい。そして、誘起電圧偏差 INDEX が 0 よりも大きいかな否かを判断する。この処理は、d 軸電流が 0 よりも大きいかな否かを判断するための処理である。

[0049] ステップ S13 において肯定判断した場合には、d 軸電流が 0 よりも大きいと判断し、ステップ S14 に進む。ステップ S14 では、規定位相を 30° から 90° に拡大しつつ、電圧位相 δ を規定位相以下にすることを条件として、誘起電圧偏差 INDEX を 0 にフィードバック制御するための操作量として電圧位相 δ を算出する。ここでは、誘起電圧偏差 INDEX が大きいほど、電圧位相 δ を大きく算出する。すなわち、q 軸電圧 V_q を誘起電圧に制御すべく、位相算出部 22b によって算出された電圧位相 δ を補正する。なお、上限拡大後の規定位相が 90° とされているのは、過度に電圧位相 δ を遅角させると、q 軸電流が減少して発電量が減少したり、d 軸電流が増大して損失が増大したりすることを回避するためである。ちなみに、本実施形態において、本ステップの処理が、「誘起電圧算出手段」及び「位相変更手段」を含む。

[0050] ステップ S13 において否定判断した場合や、ステップ S14 の処理が完了した場合には、ステップ S15 に進む。ステップ S15 では、電圧位相 δ がガード値 α を超える場合、電圧位相 δ をガード値 α で制限するガード処理を行う。本実施形態において、ガード値 α は、図 10 に示すように、q 軸電圧が誘起電圧と一致する場合の電圧位相よりも大きくてかつ、計算用回転速度 ω_c が高いほど小さく設定される。また、ガード値 α は、 90° 以下の値

に設定される。この処理は、電圧位相 δ が過度に遅角されることによって q 軸電流が増大し、始動発電機12の発電電力が過度に大きくなることを回避するための処理である。図10には、ステップS14の処理によって電圧ベクトルが V_{n1} から V_{n2} に変更されるものの、ガード処理によって電圧ベクトルが V_{n3} とされた例を示している。なお、本実施形態において、本ステップの処理が「ガード値算出手段」を含む。

[0051] ちなみに、ステップS13において否定判断した場合には、 d 軸電流が0以下であると判断する。

[0052] 以上詳述した第1実施形態に係る電流推定装置によれば、以下の効果が得られるようになる。

[0053] (1) 誘起電圧偏差INDEXが0よりも大きくなる場合、 q 軸電圧 V_q を誘起電圧「 $\omega_c \times \Psi_a$ 」に追従させた。このため、実際の d 軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められた d 軸インダクタンス L_d から大きくずれることを回避できる。これにより、直流電流IDCの推定誤差を好適に抑制することができる。したがって、バッテリー14の充電率SOCの算出精度の低下を回避することができる。

[0054] (2) 誘起電圧偏差INDEXが0よりも大きくなる場合、 q 軸電圧 V_q を誘起電圧に追従させるべく、規定位相を 90° まで拡大しつつ、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ を変更した。電圧位相を規定位相以下とする制限が課せられていると、 d 軸電流が0よりも大きくなる場合に、電圧位相 δ の操作によって q 軸電圧 V_q を誘起電圧に追従させることができない場合がある。このため、 d 軸電流が0よりも大きくなる状況下においては、規定位相を 90° まで拡大する。これにより、追従が妨げられることを回避できる。ここで、規定位相を 90° を超えて拡大させると、 q 軸電流の減少による発電量の減少と、 d 軸電流の増大による損失増大とにより、始動発電機12の発電効率が低下する懸念がある。そこで、上限を 90° とすることにより、発電効率の低下を抑制することができる。

[0055] (3) クラッチ遮断状態である場合、エンジン11の1燃焼サイクルにお

ける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いた。本実施形態では、エンジン11のアイドル運転状態時にクラッチ遮断状態とされるため、クラッチ遮断状態は、誘起電圧が低い上に回転速度の変動が大きい状況である。この状況下においても、q軸電圧 V_q を的確に誘起電圧以下にすることができ、d軸電流を0以下とすることができる。これにより、クラッチミート前においても、直流電流IDCの推定誤差を的確に抑制することができる。

[0056] (4) ガード値 α で電圧位相 δ を制限した。このため、電圧位相 δ の過度な遅角を防止でき、ひいては発電電力が過度に増大することを回避できる。

[0057] (第1実施形態の変形例)

なお、上記した第1実施形態に係る上記電流推定装置は、以下のように変更して実施してもよい。

[0058] 第1実施形態に係る電流推定装置では、追従制御部220cにおいて、誘起電圧偏差INDEXを算出し、算出された誘起電圧偏差INDEXが0よりも大きいことをもってd軸電流が0よりも大きいと判断したがこれに限らない。例えば、追従制御部220cにおいて、dq軸電流推定部23aによって推定されたd軸電流 i_d が0よりも大きいかな否かを判断してもよいし、上記誘起電圧偏差INDEX又はd軸電流 i_d が0を超える値よりも大きいかな否かを判断してもよい。

[0059] 始動発電機12としては、永久磁石型同期機に限らず、例えば、ロータに界磁巻線を備える界磁巻線型同期機であってもよい。また、始動発電機12としては、Y結線されたものに限らず、例えば Δ 結線されたものであってもよい。

[0060] クラッチ16としては、自動遠心クラッチに限らず、例えば、ユーザのクラッチレバー操作によってクラッチミート状態及びクラッチ遮断状態のいずれかに切り替え可能に構成された断続式クラッチであってもよい。

[0061] 始動発電機12の駆動方式としては、3相180°通電方式に限らず、3相120°通電方式等、他の通電方式であってもよい。

[0062] 図4の矩形波信号生成部22dにおいて用いられる電圧利用率としては、

その上限値に限らず、上限値未満の値であってもよい。

- [0063] 図8のステップS14において、誘起電圧偏差INDEXを、0ではない規定値にフィードバック制御するように電圧位相 δ を変更してもよい。すなわち、d軸電流を規定値未満の規定電流とするように電圧位相 δ を変更してもよい。
- [0064] 図8のステップS13において否定判断された場合、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ をそのまま矩形波信号生成部22dに入力してもよい。
- [0065] 第1実施形態に係る電流推定装置において、誘起電圧の算出に用いる回転速度を以下のように算出してもよい。詳しくは、エンジン11の1燃焼サイクル(720°CA)毎に、クランク軸11aの回転角度位置が予め設定された回転角度位置となる時の回転速度(以下、所定角度位置の回転速度)を算出する。そして、算出された所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた1燃焼サイクルの回転速度の最小値とに基づいて、誘起電圧の算出に用いる回転速度の最小値 ω_{min} を算出してもよい。具体的には例えば、所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた回転速度の最小値との差分又は偏差値を算出し、算出した差分又は偏差値によって所定角度位置の回転速度を補正することで、上記最小値 ω_{min} を算出してもよい。
- [0066] また、上記実施形態では、誘起電圧の算出にエンジン11の1燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を用いたがこれに限らず、例えば、上記最小値 ω_{min} の直前や直後の回転速度 ω 等、上記最小値 ω_{min} よりもやや高い回転速度 ω を用いてもよい。
- [0067] 電力変換回路としては、3相インバータに限らない。要は、始動発電機12から出力された交流電圧を直流電圧に変換してバッテリー14に印加可能な電力変換回路であれば、他の電力変換回路であってもよい。
- [0068] 本発明の第1実施形態に係る電流推定装置の適用対象としては、自動2輪車に限らず、自動車等、他の車両であってもよい。
- [0069] (第2実施形態) 以下、車載主機としてエンジンを搭載した自動2輪車(

オートバイ)に、本願発明の第2実施形態に係る電流推定装置を適用した場合について、図面を参照しながら説明する。ここで、図2に示す本願発明の各実施形態に係る制御システムは、バッテリー14とインバータ13とを接続する電気経路に流れる直流電流 I_{DC} を検出する電流センサを備えていない。このため、第2実施形態においても、制御装置20は、直流電流 I_{DC} を推定する電流推定処理を行う。なお、第2実施形態に係る電流推定装置では、図2に示したように、上アームスイッチ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} の高電位側の端子からバッテリー14の正極端子へと流れる直流電流 I_{DC} (充電電流)を正の値で定義し、バッテリー14の正極端子から上アームスイッチ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} の高電位側の端子へと流れる直流電流 I_{DC} (放電電流)を負の値で定義する。また、第1実施形態でも説明したように、始動発電機12の回転角度(電気角 θ)を電気角 60° 間隔で把握することができる。図3では、U、V、W相に対応する出力信号を $Sig U$ 、 $Sig V$ 、 $Sig W$ で示している。

[0070] 第2実施形態における制御装置20は、速度算出部21、印加電圧算出部22、電流推定部23(「電流推定手段」に相当)、及びSOC算出部24(「充電率算出手段」に相当)を備えている。速度算出部21は、磁極位置検出センサ19の出力信号(具体的には例えば、出力信号の論理反転タイミングの間隔)に基づいて、始動発電機12の回転速度 ω (電気角速度)を算出する。

[0071] 印加電圧算出部22は、各相巻線に対する印加電圧の指令値である上記各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。以下、図12を用いて、印加電圧算出部22について説明する。印加電圧算出部22において、電圧偏差算出部22a(「電圧偏差算出手段」に相当)は、バッテリー14の目標電圧 V_{tgt} からバッテリー電圧 V_{DC} を減算することで、電圧偏差 ΔV を算出する。位相算出部22b(「位相算出手段」に相当)は、電圧偏差 ΔV に基づいて、インバータ13の出力電圧ベクトル V_n の位相である電圧位相 δ を算出する。本実施形態では、電圧偏差 ΔV を0にフィードバック制御するための操

作量として電圧位相 δ を算出する。具体的には例えば、電圧偏差 ΔV を入力とする比例制御又は比例積分制御によって電圧位相 δ を算出すればよい。ここで、本実施形態では、 dq 座標系における正の q 軸を基準として、時計まわりに電圧ベクトル V_n が回転する場合の電圧位相 δ を正の値で定義する。特に本実施形態では、電圧ベクトル V_n を時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を遅角させると称し、電圧ベクトル V_n を反時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を進角させると称することとする。また、電圧ベクトル V_n の振幅である電圧振幅を「 V_{amp} 」とする。

[0072] 位相算出部22bは、始動発電機12を発電機として動作させる場合、電圧位相 δ を 0° から規定位相までの範囲内で算出する。規定位相は、 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい値に設定されている。なお、本実施形態では、ステータティースへの磁極位置検出センサ19の取付位置の制約等から、規定位相を 30° に設定した。ただし、規定位相としては、 30° に限らず、 0° よりも大きくてかつ 90° 未満の値であれば、他の値に設定してもよい。

[0073] 位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ は、矩形波信号生成部22cに入力される。矩形波信号生成部22cは、入力された電圧位相 δ と、バッテリー電圧 V_{DC} と、図示しない磁極位置検出センサ19の出力信号とに基づいて、矩形波信号としての各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。詳しくは、まず、バッテリー電圧 V_{DC} に電圧利用率 M_r を乗算することにより、電圧振幅 V_{amp} を算出する。ここで、電圧利用率 M_r とは、バッテリー電圧 V_{DC} に対する電圧振幅 V_{amp} の指令値の比率のことである。本実施形態において、電圧利用率 M_r は、基本的にはその上限値 M_{limit} (0.78)に設定されている。そして、算出された電圧振幅 V_{amp} と、電圧位相 δ とに基づいて、 180° 通電のための各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。矩形波信号生成部22cは、算出された各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w をインバータ13に対して出力する。

[0074] また、矩形波信号生成部22cは、電圧位相 δ と、電圧振幅 V_{amp} とに

基づいて、電圧ベクトル V_n のd軸成分であるd軸電圧 V_d と、電圧ベクトル V_n のq軸成分であるq軸電圧 V_q とを算出する。ちなみに、本実施形態において、矩形波信号生成部22cが「電圧制御手段」を含む。

[0075] 図2の説明に戻り、電流推定部23は、速度算出部21によって算出された回転速度 ω 、バッテリー電圧 V_{DC} 、及び矩形波信号生成部22cによって算出されたd、q軸電圧 V_d 、 V_q に基づいて、直流電流 I_{DC} を推定する。以下、図5を用いて、電流推定部23の行う電流推定処理について説明する。電流推定部23において、dq軸電流推定部23aは、回転速度 ω を入力として、第1実施形態の説明で用いた式(eq1)に基づいてd、q軸電流 i_d 、 i_q を推定する。尚、式(eq1)において、「 R_a 」は電機子巻線抵抗を示し、「 L_d 」，「 L_q 」はd、q軸インダクタンスを示し、「 Ψ_a 」は誘起電圧定数を示す。式(eq1)は、永久磁石型同期機の電圧方程式を表す式(eq2)に対して、過渡現象を無視するとの条件を課し、d、q軸電流 i_d 、 i_q について変形することで導くことができる。なお、第1実施形態の説明で用いた式(eq2)において、「 p 」は微分演算子を示す。

[0076] 式(eq1)において、d、q軸インダクタンス L_d 、 L_q 、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a は、制御対象とする回転電機の仕様や実験データ等で予め定められた固定値であり、記憶手段としての機器定数記憶部23b（例えば、不揮発性メモリ）に記憶されている。なお、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a が温度依存性を有することから、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a を温度と関係付けたテーブルやマップを予め作成しておき、テーブルやマップを用いて巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a を設定してもよい。

[0077] 直流電流推定部23cは、バッテリー電圧 V_{DC} 、dq軸電流推定部23aによって推定されたd、q軸電流 i_d 、 i_q 、及び矩形波信号生成部22cによって算出されたd、q軸電圧 V_d 、 V_q を入力として、第1実施形態の説明で用いた式(eq3)に基づいて直流電流 I_{DC} を推定する。

[0078] 図2の説明に戻り、SOC算出部24は、直流電流推定部23cによって推定された直流電流 I_{DC} の積算値に基づいて、バッテリー14の充電率SOC

Cを算出する。算出された充電率SOCは、例えば車両の各種処理に用いられる。

[0079] ところで、d軸電流が正の値となる場合には、図6で示したように、直流電流IDCの推定誤差 ΔI_{err} が大きくなる。ここで、図6は、直流電流IDCの推定値、直流電流の実測値、d軸電流id、及びエンジン回転速度Nの推移を示す。図6には、時刻t1以降においてエンジン11の運転状態がアイドル運転状態に移行し、d軸電流が負の値から正の値に移行して推定誤差 ΔI_{err} が増大することを示した。d軸電流が正の値となる場合に推定誤差 ΔI_{err} が増大するのは、急激な磁気飽和の影響によって実際のd軸インダクタンスが小さくなり、実際のd軸インダクタンスが、機器定数記憶部23bに記憶されているd軸インダクタンスLdから大きくずれるためである。特に、エンジン回転速度（クランク軸11aの回転速度）がアイドル回転速度付近である場合において電圧位相 δ が規定位相に達しているときには、始動発電機12の回転速度 ω が低く始動発電機12の誘起電圧が小さいことから、d軸電流が正の値になって推定誤差 ΔI_{err} が増大しやすい。

[0080] そこで第2実施形態では、電流推定処理が行われている状況下において、d軸電流が正の値となる場合、d軸電流を0とする処理を矩形波信号生成部22cにおいて行う。以下、図13を用いてd軸電流を0とできる理由を説明した後、矩形波信号生成部22cの行う処理について説明する。

[0081] 図13に、電圧位相 δ が規定位相（ 30° ）となる場合の電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} を示す。ここで、電圧ベクトル V_{n0} は、そのq軸成分が誘起電圧「 $\omega \times \Psi_a$ 」よりも高くなる場合の電圧ベクトルを示し、電圧ベクトル V_{n1} は、q軸成分が誘起電圧と一致する場合の電圧ベクトルを示す。また、電圧ベクトル V_{n2} は、q軸成分が誘起電圧よりも低くなる場合の電圧ベクトルを示す。また、各電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} に対応する各電流ベクトルを「 I_{n0} 、 I_{n1} 、 I_{n2} 」にて示す。

[0082] 図示されるように、誘起電圧ベクトルと電圧ベクトルとの位置関係により

、 d 、 q 軸電機子反作用が生じる。詳しくは、電圧ベクトル V_{n0} の q 軸成分が誘起電圧よりも大きい場合、電流ベクトルは、 d 軸電機子反作用によって正の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n0} となる。ここで、電圧ベクトル V_{n1} の q 軸成分を誘起電圧と一致させると、 d 軸電機子反作用がなくなることから、電流ベクトルは、 d 軸電流が 0 となるような電流ベクトル I_{n1} となる。電圧位相が電圧ベクトル V_{n1} よりも大きい電圧ベクトル V_{n2} では、 d 軸電流の符号が反転し、電流ベクトルは、負の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n2} となる。このように、電圧ベクトルの q 軸成分と誘起電圧との偏差に応じて電流ベクトルの位相が変化する。このことを利用して、電流推定処理が行われている状況下において d 軸電流を 0 とする。

[0083] 以下、第2実施形態に係る電流推定装置の矩形波信号生成部22cによって行われる処理について、図14のフローチャートを参照しながら説明する。この処理は、例えば所定の処理周期で繰り返し実行される。

[0084] この一連の処理では、まずステップS140において、クラッチミート状態であるか否かを判断する。ステップS140においてクラッチミート状態でない（クラッチ遮断状態である）と判断した場合には、ステップS141に進み、計算用回転速度 ω_c を、図9（a）、（b）に示すように、エンジン11の1燃焼サイクル（720℃A）における回転速度 ω の最小値 ω_{min} とする。この処理は、クラッチ遮断状態においては、直流電流 I_{DC} の推定誤差が生じやすいことに鑑みて設けられた処理である。つまり、クラッチミート状態である場合、始動発電機12の回転軸が駆動輪17と連結されていることから、回転慣性が大きくなり、始動発電機12の回転変動が抑制される。これに対し、クラッチ遮断状態においては、始動発電機12の回転軸が駆動輪17と連結されていないことから、回転慣性が小さくなり、エンジン11の燃焼制御に伴う始動発電機12の回転変動が大きくなる。このため、都度の回転速度 ω を用いて後述するステップS143において誘起電圧「 $\omega_c \times \Psi_a$ 」を算出すると、算出された誘起電圧が実際の誘起電圧よりも大きくなることがある。この場合、算出された誘起電圧に q 軸電圧 V_q を追従

させても、 d 軸電流を0以下にすることができない。

[0085] そこで第2実施形態に係る電流推定装置では、クラッチ遮断状態である場合、エンジン11の1燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いる。

[0086] 一方、ステップS140においてクラッチミート状態であると判断した場合には、ステップS142に進み、計算用回転速度 ω_c を、磁極位置検出センサ19の出力信号から把握される最新の回転速度 ω_i とする。

[0087] ステップS141、S142の処理の完了後、ステップS143に進む。ステップS143では、電圧振幅 V_{amp} 、計算用回転速度 ω_c 、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ 、及び機器定数記憶部23bに記憶されている誘起電圧定数 Ψ_a を入力として、第1実施形態の説明で用いた式（eq4）に基づいて、誘起電圧偏差INDEXを算出する。

[0088] 式（eq4）において、電圧振幅 V_{amp} は、バッテリー電圧VDCに電圧利用率の上限値 M_{limit} （0.78）を乗算することで算出すればよい。そして、誘起電圧偏差INDEXが0よりも大きいかな否かを判断する。この処理は、 d 軸電流が0よりも大きいかな否かを判断するための処理である。ちなみに、本実施形態において、ステップS143の処理が「誘起電圧算出手段」を含む。

[0089] ステップS143において肯定判断した場合には、 d 軸電流が0よりも大きいと判断し、ステップS144に進む。ステップS144では、誘起電圧偏差INDEXを0にフィードバック制御するための操作量として時比率補正量 $\Delta Duty$ （ ≥ 0 ）を算出する。ここでは、誘起電圧偏差INDEXが大きいほど、時比率補正量 $\Delta Duty$ を大きく算出する。第2実施形態において、ステップS144の処理が「時比率設定手段」を含む。以下、ステップS144の処理について説明する。

[0090] ステップS144の処理は、図15に示すように、 180° 通電制御を基本としつつも、 180° 通電制御に $Duty$ 制御（PWM制御ともいう）を組み合わせることで、 q 軸電圧を誘起電圧に追従させるための処理である。

ここで、図15のタイミングチャートは、図11のタイミングチャートに対応している。第2実施形態では、下アームスイッチ S_{un} , S_{vn} , S_{wn} （「対象スイッチ」に相当）について、 180° 通電制御によって規定されるオン期間をオン操作可能期間とし、このオン操作可能期間内において、オンオフ操作を繰り返す。ここで、オンオフ操作1周期（1スイッチング周期 T_{sw} ）に対するオン操作時間 T_{on} の割合である時比率 $Duty$ （ $=T_{on}/T_{sw}$ ）を調整することで、電圧振幅 V_{amp} を調整することができる。詳しくは、時比率 $Duty$ が小さくなるほど、電圧振幅 V_{amp} が小さくなる。

[0091] 第2実施形態では、電圧利用率がその上限値 $Mlimit$ となる場合の時比率 $Duty$ を100%とする（図11参照）。そして、100%から、ステップS144で算出した時比率補正量 $\Delta Duty$ を減算した値を最終的な時比率「 $100 - \Delta Duty$ 」に設定して各相印加電圧 V_u , V_v , V_w を算出する。

[0092] なお、図16に、電圧振幅 V_{amp} の調整態様の一例を示した。図示されるように、q軸電圧が互いに同一の電圧ベクトル V_{n1} , V_{n2} において、電圧位相 δ が大きい電圧ベクトルほど、q軸電圧を誘起電圧に一致させるための時比率補正量 $\Delta Duty$ が大きく設定される。なお図16において、便宜上、電圧ベクトル V_{n2} を、電圧位相が規定位相（ 30° ）を超える状態で記載した。

[0093] 図14の説明に戻り、ステップS144の処理が完了した場合や、ステップS143において否定判断した場合（d軸電流が0以下であると判断した場合）には、ステップS145に進む。ステップS145では、電圧位相 δ 、時比率補正量 $\Delta Duty$ 、バッテリー電圧 V_{DC} 、図示しない磁極位置検出センサ19の出力信号に基づいて、矩形波信号生成部22cにおける上述した手法によって各相印加電圧 V_u , V_v , V_w を算出する。ここでは、電圧振幅 V_{amp} を算出するための電圧利用率 M_r を、例えば、以下の式（eq5）によって算出すればよい。なお本実施形態において、ステップS143

で否定判断された場合には、時比率補正量 $\Delta Duty$ が 0 とされる。

[0094] [数5]

$$Mr = \frac{100 - \Delta Duty}{100} \times Mlimit \quad \dots \quad (eq5)$$

以上、詳細に説明した第 2 実施形態に係る電流推定装置によれば、以下の効果が得られるようになる。

[0095] (1) 誘起電圧偏差 INDEX が 0 よりも大きくなる場合、電圧振幅 V_{amp} を低下させることで q 軸電圧 V_q を誘起電圧「 $\omega_c \times \Psi_a$ 」に追従させた。ここでは、 180° 通電制御を基本としつつ $Duty$ 制御を行うことで電圧振幅 V_{amp} を低下させた。このため、実際の d 軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められた d 軸インダクタンス L_d から大きくずれることを回避できる。これにより、直流電流 I_{DC} の推定誤差を好適に抑制することができる。したがって、バッテリー 14 の充電率 SOC の算出精度の低下を回避することができる。

[0096] (2) クラッチ遮断状態である場合、エンジン 11 の 1 燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いた。本実施形態では、エンジン 11 のアイドル運転状態時にクラッチ遮断状態とされるため、クラッチ遮断状態は、誘起電圧が低い上に回転速度の変動が大きい状況である。この状況下においても、q 軸電圧 V_q を的確に誘起電圧以下にすることができ、d 軸電流を 0 以下とすることができる。これにより、クラッチミート前においても、直流電流 I_{DC} の推定誤差を的確に抑制することができる。

[0097] (第 2 実施形態の変形例) なお、第 2 実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

[0098] 第 2 実施形態では、矩形波信号生成部 22c において、誘起電圧偏差 INDEX を算出し、算出された誘起電圧偏差 INDEX が 0 よりも大きいことをもって d 軸電流が 0 よりも大きいと判断したがこれに限らない。例えば、矩形波信号生成部 22c において、dq 軸電流推定部 23a によって推定された d 軸電流 i_d が 0 よりも大きいかな否かを判断してもよいし、上記誘起電

圧偏差 INDEX 又は d 軸電流 i_d が 0 を超える値よりも大きいかな否かを判断してもよい。

[0099] 始動発電機 12 としては、永久磁石型同期機に限らず、例えば、ロータに界磁巻線を備える界磁巻線型同期機であってもよい。また、始動発電機 12 としては、Y 結線されたものに限らず、例えば Δ 結線されたものであってもよい。

[0100] クラッチ 16 としては、自動遠心クラッチに限らず、例えば、ユーザのクラッチレバー操作によってクラッチミート状態及びクラッチ遮断状態のいずれかに切り替え可能に構成された断続式クラッチであってもよい。

[0101] 第 2 実施形態では、上アームスイッチのオン操作可能期間において、上アームスイッチを時比率に従ってオンオフ操作することで、q 軸電圧を誘起電圧に追従させるべく電圧振幅 V_{amp} を低下させたがこれに限らない。例えば、下アームスイッチのオン操作可能期間において、下アームスイッチを時比率に従ってオンオフ操作することで電圧振幅 V_{amp} を低下させてもよい。

[0102] また、q 軸電圧を誘起電圧に追従させる手法としては、時比率 $Duty$ を低下させるものに限らない。例えば、バッテリー 14 の端子間電圧を可変にできる構成をシステムに備える場合、バッテリー 14 の端子間電圧を低下させることで電圧振幅 V_{amp} を低下させてもよい。

[0103] 始動発電機 12 の駆動方式としては、3 相 180° 通電方式に限らず、3 相 120° 通電方式等、他の通電方式であってもよい。ここで、図 17 には、基本となる 120° 通電制御を示し、図 18 には、 120° 通電制御に $Duty$ 制御を組み合わせた制御を示した。

[0104] 矩形波信号生成部 22c において用いられる基本となる電圧利用率としては、その上限値 $Limit$ に限らず、上限値未満の値であってもよい。

[0105] 図 14 のフローチャートのステップ S144 において、誘起電圧偏差 INDEX を、0 ではない規定値にフィードバック制御するように時比率補正量 $\Delta Duty$ を算出してもよい。すなわち、d 軸電流を規定値未満の規定電流

とるように電圧振幅 V_{amp} を操作してもよい。

- [0106] 上記した第2実施形態およびその変形例において、誘起電圧の算出に用いる回転速度を以下のように算出してもよい。詳しくは、エンジン11の1燃焼サイクル（720°CA）毎に、クランク軸11aの回転角度位置が予め設定された回転角度位置となる時の回転速度（以下、所定角度位置の回転速度）を算出する。そして、算出された所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた1燃焼サイクルの回転速度の最小値とに基づいて、誘起電圧の算出に用いる回転速度の最小値 ω_{min} を算出してもよい。具体的には例えば、所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた回転速度の最小値との差分又は偏差値を算出し、算出した差分又は偏差値によって所定角度位置の回転速度を補正することで、上記最小値 ω_{min} を算出してもよい。
- [0107] また、上記した第2実施形態およびその変形例では、誘起電圧の算出にエンジン11の1燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を用いたがこれに限らず、例えば、上記最小値 ω_{min} の直前や直後の回転速度 ω 等、上記最小値 ω_{min} よりもやや高い回転速度 ω を用いてもよい。
- [0108] 電力変換回路としては、3相インバータに限らない。要は、始動発電機12から出力された交流電圧を直流電圧に変換してバッテリー14に印加可能な電力変換回路であれば、他の電力変換回路であってもよい。
- [0109] 本発明の第1実施形態に係る電流推定装置と同様に、第2実施形態に係る電流推定装置の適用対象としては、自動2輪車に限らず、自動車等、他の車両であってもよい。
- [0110] （第3実施形態）以下、車載主機としてエンジンを搭載した自動2輪車（オートバイ）に、本願発明の第3実施形態に係る電流推定装置を適用した場合について、図面を参照しながら説明する。
- [0111] 第1実施形態や第2実施形態でも説明したように、図1に示す自動2輪車10は、エンジン11、回転電機としての始動発電機12、電力変換回路としてのインバータ13、直流電源としてのバッテリー14、変速装置15、クラッチ16、駆動輪17、及び制御装置20を備えている。エンジン11は、

自動２輪車１０の車載主機であり、各実施形態では、単気筒４ストロークエンジンである。なお、エンジン１１の燃焼制御は、制御装置２０とは異なる他の制御装置（図示せず）によって行われてもよいし、制御装置２０によって行われてもよい。

[0112] また、第１実施形態および２実施形態でも説明したように、始動発電機１２の制御システムについて図２を参照しながら説明する。始動発電機１２は、インバータ１３を介して、バッテリー１４に電氣的に接続されている。インバータ１３は、上アームスイッチ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} と下アームスイッチ S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} との直列接続体を備えている。Ｕ相上、下アームスイッチ S_{up} 、 S_{un} の接続点には、始動発電機１２の図示しないＵ相巻線の第１端が接続され、Ｖ相上、下アームスイッチ S_{vp} 、 S_{vn} の接続点には、図示しないＶ相巻線の第１端が接続され、Ｗ相上、下アームスイッチ S_{wp} 、 S_{wn} の接続点には、図示しないＷ相巻線の第１端が接続されている。Ｕ、Ｖ、Ｗ相巻線の第２端同士は、短絡されている。すなわち、本実施形態では、始動発電機１２として、Ｙ結線されたものを用いている。各上アームスイッチ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} の高電位側の端子には、バッテリー１４の正極端子が接続され、各下アームスイッチ S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} の低電位側の端子には、バッテリー１４の負極端子が接続されている。

[0113] ちなみに、各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ としては、例えば、 $MOS-FET$ や $IGBT$ 等の電圧制御形の半導体スイッチング素子を用いることができる。また、各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ には、各フリーホイールダイオード $D_{up} \sim D_{wn}$ が逆並列に接続されている。なお、各フリーホイールダイオード $D_{up} \sim D_{wn}$ は、各スイッチが例えば $MOS-FET$ の場合、ボディダイオードであってもよいし、外付けのダイオードであってもよい。

[0114] 制御システムは、電圧センサ１８と、磁極位置検出センサ１９とを備えている。本実施形態において、電圧センサ１８は、バッテリー１４の端子間電圧を検出する。また、磁極位置検出センサ１９（例えば、ホールセンサであり、より具体的にはホールＩＣ）は、各相に対応して設けられ、ロータの回転

に応じて図3で示したような出力信号を出力する。これにより、始動発電機12の磁極位置（電気角 θ ）を、電気角 60° 間隔で把握することができる。なお、第1実施形態でも説明したように、図3には、U、V、W相に対応する出力信号 $Sig U$ 、 $Sig V$ 、 $Sig W$ が示されている。

[0115] 図2で示したように、電圧センサ18及び磁極位置検出センサ19の出力信号は、制御装置20に入力される。制御装置20は、マイコンを主体として構成されている。本実施形態において、制御装置20は、始動発電機12を発電機として動作させる場合において、電圧センサ18によって検出されたバッテリー14の端子間電圧（以下、バッテリー電圧 VDC ）を目標電圧 V_{tgt} に制御すべく、インバータ13を操作する。詳しくは、制御装置20は、上記各種センサの検出値に基づき、始動発電機12を周知の3相 180° 通電方式で駆動させるためのU、V、W相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。制御装置20は、算出された印加電圧に基づいて各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ をオンオフ操作する。

[0116] ここで、第3実施形態に係る制御システムは、バッテリー14とインバータ13とを接続する電気経路に流れる直流電流 IDC を検出する電流センサを備えていない。このため、本実施形態において、制御装置20は、直流電流 IDC を推定する電流推定処理を行う。以下、始動発電機12の制御について説明した後、電流推定処理について説明する。

[0117] 制御装置20は、速度算出部21、印加電圧算出部22、電流推定部23（「電流推定手段」に相当）、及びSOC算出部24（「充電率算出手段」に相当）を備えている。速度算出部21は、磁極位置検出センサ19の出力信号（具体的には例えば、出力信号の論理反転タイミングの間隔）に基づいて、始動発電機12の回転速度 ω （電気角速度）を算出する。

[0118] 印加電圧算出部22は、各相巻線に対する印加電圧の指令値である各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。以下、図19を用いて、印加電圧算出部22について説明する。印加電圧算出部22において、電圧偏差算出部22a（「電圧偏差算出手段」に相当）は、バッテリー14の目標電圧 V_{tgt}

からバッテリー電圧 V_{DC} を減算することで、電圧偏差 ΔV を算出する。位相算出部22b（「位相算出手段」に相当）は、電圧偏差 ΔV に基づいて、インバータ13の出力電圧ベクトル V_n の位相である電圧位相 δ を算出する。本実施形態では、電圧偏差 ΔV を0にフィードバック制御するための操作量として電圧位相 δ を算出する。具体的には例えば、電圧偏差 ΔV を入力とする比例制御又は比例積分制御によって電圧位相 δ を算出すればよい。ここで、本実施形態では、 $d-q$ 座標系における正の q 軸を基準として、時計まわりに電圧ベクトル V_n が回転する場合の電圧位相 δ を正の値で定義する。特に本実施形態では、電圧ベクトル V_n を時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を遅角させると称し、電圧ベクトル V_n を反時計まわりに回転させることを、電圧位相 δ を進角させると称することとする。また、電圧ベクトル V_n の振幅である電圧振幅を「 V_{amp} 」とする。

[0119] 位相算出部22bは、始動発電機12を発電機として動作させる場合、電圧位相 δ を 0° から規定位相までの範囲内で算出する。規定位相は、 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい値に設定されている。なお、本実施形態では、ステータティースへの磁極位置検出センサ19の取付位置の制約等から、規定位相を 30° に設定した。ただし、規定位相としては、 30° に限らず、 0° よりも大きくてかつ 90° 未満の値であれば、他の値に設定してもよい。

[0120] 位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ は、矩形波信号生成部22cに入力される。矩形波信号生成部22cは、入力された電圧位相 δ と、バッテリー電圧 V_{DC} と、磁極位置検出センサ19の出力信号とに基づいて、矩形波信号としての各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。詳しくは、まず、バッテリー電圧 V_{DC} に電圧利用率 M_r を乗算することにより、電圧振幅 V_{amp} を算出する。ここで、電圧利用率 M_r とは、バッテリー電圧 V_{DC} に対する電圧振幅 V_{amp} の指令値の比率のことである。そして、算出された電圧振幅 V_{amp} と、電圧位相 δ とに基づいて、 180° 通電のための各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。矩形波信号生成部22cは、算出

された各相印加電圧 V_u , V_v , V_w をインバータ 13 に対して出力する。

[0121] 本実施形態において、上記各相印加電圧 V_u , V_v , V_w (各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ のオンオフ操作状態) は、電気角 60° の期間に渡って維持される。すなわち、各相印加電圧 V_u , V_v , V_w は、電気角 60° 間隔で更新される。これは、磁極位置検出センサ 19 による電気角 θ の検出周期が、上述したように 60° であるためである。

[0122] 第3実施形態において、上記電圧利用率 M_r は、その基本利用率 M_b に設定され、基本利用率 M_b は、0 よりも大きくてかつ上限利用率 M_{limit} (0.78) 未満の値に設定されている。以下、図 11 及び図 15 を用いて、各相印加電圧 V_u , V_v , V_w の算出態様について説明する。

[0123] 図 11 は、電圧利用率 M_r が上限利用率 M_{limit} に設定される場合の各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ の操作状態 (各相印加電圧 V_u , V_v , V_w に対応) を示す。本実施形態において、電圧利用率 M_r が上限利用率 M_{limit} となる場合の時比率 $Duty$ を 100% とする。時比率 $Duty$ は、各スイッチのオンオフ操作 1 周期 (1 スイッチング周期 T_{sw}) に対するオン操作時間 T_{on} の比率 (T_{on}/T_{sw}) である。

[0124] 第3実施形態では、電圧利用率 M_r が上限利用率 M_{limit} 未満の基本利用率 M_b に設定されている。このため、各スイッチ $S_{up} \sim S_{wn}$ の操作状態は、実際には、図 15 に示すように、 180° 通電制御を基本としつつも、 180° 通電制御に $Duty$ 制御 (PWM 制御ともいう) を組み合わせたものとなる。本実施形態では、下アームスイッチ S_{un} , S_{vn} , S_{wn} (「対象スイッチ」に相当) について、 180° 通電制御によって規定されるオン期間をオン操作可能期間とし、このオン操作可能期間内において、オンオフ操作を繰り返す。ここでは、時比率 $Duty$ を調整することで、電圧振幅 V_{amp} を調整することができる。詳しくは、時比率 $Duty$ が小さくなるほど、電圧振幅 V_{amp} が小さくなる。ちなみに、本実施形態における基本利用率 M_b は、時比率 $Duty$ 90% に対応した値とされている。

[0125] 矩形波信号生成部 22c は、さらに、電圧位相 δ と、電圧振幅 V_{amp} と

に基づいて、電圧ベクトル V_n の d 軸成分である d 軸電圧 V_d と、電圧ベクトル V_n の q 軸成分である q 軸電圧 V_q とを算出する。なお、 d 、 q 軸電圧 V_d 、 V_q の算出に用いられる電圧位相 δ は、後述する電圧位相操作処理が行われる場合、その処理によって補正された値である。また、 d 、 q 軸電圧 V_d 、 V_q の算出に用いられる電圧振幅 V_{amp} は、後述する電圧振幅操作処理が行われる場合、その処理によって補正された値である。

[0126] 図2の説明に戻り、電流推定部23は、速度算出部21によって算出された回転速度 ω 、バッテリー電圧 V_{DC} 、及び矩形波信号生成部22cによって算出された d 、 q 軸電圧 V_d 、 V_q に基づいて、直流電流 I_{DC} を推定する。以下、図20を用いて、電流推定部23の行う電流推定処理について説明する。電流推定部23において、 dq 軸電流推定部23aは、回転速度 ω を入力として、第1および第2実施形態の説明で用いた式(eq1)に基づいて d 、 q 軸電流 i_d 、 i_q を推定する。

[0127] 式(eq1)において、「 R_a 」は電機子巻線抵抗を示し、「 L_d 」，「 L_q 」は d ， q 軸インダクタンスを示し、「 Ψ_a 」は誘起電圧定数を示す。式(eq1)は、永久磁石型同期機の電圧方程式を表す式(eq2)に対して、過渡現象を無視するとの条件を課し、 d ， q 軸電流 i_d ， i_q について変形することで導くことができる。なお、第1実施形態および第2実施形態の説明で用いた式(eq2)において、「 p 」は微分演算子を示す。

[0128] 式(eq1)において、 d ， q 軸インダクタンス L_d ， L_q 、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a は、制御対象とする回転電機の仕様や実験データ等で予め定められた固定値であり、記憶手段としての機器定数記憶部23b（例えば、不揮発性メモリ）に記憶されている。なお、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a が温度依存性を有することから、巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a を温度と関係付けたテーブルやマップを予め作成しておき、テーブルやマップを用いて巻線抵抗 R_a 及び誘起電圧定数 Ψ_a を設定してもよい。

[0129] 直流電流推定部23cは、バッテリー電圧 V_{DC} 、 dq 軸電流推定部23aによって推定された d 、 q 軸電流 i_d ， i_q 、及び矩形波信号生成部22d

によって算出された d 、 q 軸電圧 V_d 、 V_q を入力として、第1実施形態および第2実施形態の説明で用いた式（ e_q3 ）に基づいて直流電流 I_{DC} を推定する。

[0130] 図2の説明に戻り、SOC算出部24は、直流電流推定部23cによって推定された直流電流 I_{DC} の積算値に基づいて、バッテリー14の充電率SOCを算出する。算出された充電率SOCは、例えば車両の各種処理に用いられる。

[0131] ところで、 d 軸電流が正の値となる場合には、図6で示したように、直流電流 I_{DC} の推定誤差 ΔI_{err} が大きくなる。ここで、図6は、直流電流 I_{DC} の推定値、直流電流の実測値、 d 軸電流 i_d 、及びエンジン回転速度 N の推移を示す。図6には、時刻 t_1 以降においてエンジン11の運転状態がアイドル運転状態に移行し、 d 軸電流が負の値から正の値に移行して推定誤差 ΔI_{err} が増大することを示した。 d 軸電流が正の値となる場合に推定誤差 ΔI_{err} が増大するのは、急激な磁気飽和の影響によって実際の d 軸インダクタンスが小さくなり、実際の d 軸インダクタンスが、機器定数記憶部23bに記憶されている d 軸インダクタンス L_d から大きくずれるためである。特に、エンジン回転速度（クランク軸11aの回転速度）がアイドル回転速度付近である場合において電圧位相 δ が規定位相に達しているときには、始動発電機12の回転速度 ω が低く始動発電機12の誘起電圧が小さいことから、 d 軸電流が正の値になって推定誤差 ΔI_{err} が増大しやすい。

[0132] そこで第3実施形態では、電流推定処理が行われている状況下において、 d 軸電流が正の値となる場合、 d 軸電流を0とする処理を矩形波信号生成部22cにおいて行う。以下、図7及び図13を用いて d 軸電流を0とできる理由を説明した後、矩形波信号生成部22cの行う処理について説明する。

[0133] 図7を用いて、電圧位相 δ の操作によって d 軸電流を0とできる理由について説明する。図7には、電圧位相 δ が規定位相（ 30° ）となる場合の電圧ベクトルを「 V_{n0} 」にて示し、 q 軸電圧 V_q が誘起電圧「 $\omega \times \Psi_a$ 」と

一致する場合の電圧ベクトルを「 V_{n1} 」にて示し、電圧ベクトル V_{n1} よりも電圧位相 δ が大きい場合の電圧ベクトルを「 V_{n2} 」にて示した。また、各電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} に対応する各電流ベクトルを「 I_{n0} 、 I_{n1} 、 I_{n2} 」にて示した。

[0134] 図示されるように、誘起電圧ベクトルと電圧ベクトルとの位置関係により、 d 、 q 軸電機子反作用が生じる。詳しくは、電圧ベクトル V_{n0} の q 軸成分が誘起電圧よりも大きい場合、電流ベクトルは、 d 軸電機子反作用によって正の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n0} となる。ここで、電圧ベクトル V_{n1} の q 軸成分を誘起電圧と一致させると、 d 軸電機子反作用がなくなることから、電流ベクトルは、 d 軸電流が0となるような電流ベクトル I_{n1} となる。電圧位相が電圧ベクトル V_{n1} よりも大きい電圧ベクトル V_{n2} では、 d 軸電流の符号が反転し、電流ベクトルは、負の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n2} となる。

[0135] 続いて図13を用いて、電圧振幅 V_{amp} の操作によって d 軸電流を0とできる理由について説明する。図13には、電圧位相 δ が規定位相（ 30° ）となる場合の電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} を示した。ここで、電圧ベクトル V_{n0} は、その q 軸成分が誘起電圧「 $\omega \times \Psi_a$ 」よりも高くなる場合の電圧ベクトルであり、電圧ベクトル V_{n1} は、 q 軸成分が誘起電圧と一致する場合の電圧ベクトルである。また、電圧ベクトル V_{n2} は、 q 軸成分が誘起電圧よりも低くなる場合の電圧ベクトルである。また、各電圧ベクトル V_{n0} 、 V_{n1} 、 V_{n2} に対応する各電流ベクトルを「 I_{n0} 、 I_{n1} 、 I_{n2} 」にて示した。

[0136] 図示されるように、誘起電圧ベクトルと電圧ベクトルとの位置関係により、 d 、 q 軸電機子反作用が生じる。詳しくは、電圧ベクトル V_{n0} の q 軸成分が誘起電圧よりも大きい場合、電流ベクトルは、 d 軸電機子反作用によって正の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n0} となる。ここで、電圧ベクトル V_{n1} の q 軸成分を誘起電圧と一致させると、 d 軸電機子反作用がなくなることから、電流ベクトルは、 d 軸電流が0となるような電流ベクトル

I_{n1} となる。電圧振幅が電圧ベクトル V_{n1} よりも小さい電圧ベクトル V_{n2} では、 d 軸電流の符号が反転し、電流ベクトルは、負の d 軸電流が流れるような電流ベクトル I_{n2} となる。このように、電圧ベクトルの q 軸成分と誘起電圧との偏差に応じて電流ベクトルの位相が変化する。このように、電圧位相 δ 及び電圧振幅 V_{amp} の操作によって d 軸電流を0とできる。これを利用して、電流推定処理が行われている状況下において d 軸電流を0とする。

[0137] 図21に、矩形波信号生成部22cによって行われる処理について説明する。この処理は、電流推定処理が行われていることを条件として、繰り返し実行される。

[0138] この一連の処理では、まずステップS210において、 d q 軸電流推定部23aによって推定された d 軸電流 i_d が0よりも大きいかな否かを判断する。この処理は、電流の推定精度が低下する状況であるかな否かを判断するための処理である。

[0139] ステップS210において否定判断した場合には、電流の推定精度が低下する状況でないと判断し、ステップS211に進む。ステップS211では、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ 、バッテリー電圧 V_{DC} 、及び磁極位置検出センサ19の出力信号に基づいて、各相印加電圧 V_u , V_v , V_w を算出する通常時電圧フィードバック制御を行う。なお、本実施形態では、ステップS210で否定判断された場合、各相印加電圧 V_u , V_v , V_w の算出に用いられる電圧利用率 M_r は上記基本利用率 M_b に設定され、各相印加電圧 V_u , V_v , V_w の算出に用いられる電圧位相 δ は、位相算出部22bによって算出された値に設定されることとする。

[0140] ステップS210において肯定判断した場合には、電流の推定精度が低下する状況にあると判断し、ステップS212に進む。ステップS212では、クラッチミート状態であるかな否かを判断する。ステップS212においてクラッチミート状態でない（クラッチ遮断状態である）と判断した場合には、ステップS213に進み、計算用回転速度 ω_c を、図9(a), (b)に

示すように、エンジン 11 の 1 燃焼サイクル（720℃A）における回転速度 ω の最小値 ω_{min} とする。この処理は、クラッチ遮断状態においては、直流電流 I DC の推定誤差が生じやすいことに鑑みて設けられた処理である。つまり、クラッチミート状態である場合、始動発電機 12 の回転軸が駆動輪 17 と連結されていることから、回転慣性が大きくなり、始動発電機 12 の回転変動が抑制される。これに対し、クラッチ遮断状態においては、始動発電機 12 の回転軸が駆動輪 17 と連結されていないことから、回転慣性が小さくなり、エンジン 11 の燃焼制御に伴う始動発電機 12 の回転変動が大きくなる。このため、都度の回転速度 ω を用いて後述するステップ S 215 において誘起電圧「 $\omega_c \times \Psi_a$ 」を算出すると、算出された誘起電圧が実際の誘起電圧よりも大きくなることがある。この場合、算出された誘起電圧に q 軸電圧 V_q を追従させても、d 軸電流を 0 以下にすることができない。

[0141] そこで第 3 実施形態では、クラッチ遮断状態である場合、エンジン 11 の 1 燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いる。

[0142] 一方、ステップ S 212 においてクラッチミート状態であると判断した場合には、ステップ S 214 に進み、計算用回転速度 ω_c を、磁極位置検出センサ 19 の出力信号から把握される最新の回転速度 ω_i とする。

[0143] ステップ S 213、S 214 の処理の完了後、ステップ S 215 に進む。ステップ S 215 では、電圧振幅 V_{amp} 、計算用回転速度 ω_c 、位相算出部 22b によって算出された電圧位相 δ 、及び機器定数記憶部 23b に記憶されている誘起電圧定数 Ψ_a を入力として、第 1 実施形態および第 2 実施形態の説明で用いた式（eq 4）に基づいて、誘起電圧偏差 INDEX を算出する。

[0144] 式（eq 4）において、電圧振幅 V_{amp} は、バッテリー電圧 V DC に基本利用率 M_b を乗算することで算出すればよい。ちなみに、本実施形態において、本ステップ S 215 の処理が「誘起電圧算出手段」及び「誘起偏差算出手段」を含む。

- [0145] 続くステップS 2 1 6では、バッテリー電圧V D Cが規定電圧V t h (> 0) 未満であるか否かを判断する。この処理は、バッテリー1 4が充電不足であるか否かを判断するための処理である。
- [0146] ステップS 2 1 6において肯定判断した場合には、充電不足であると判断し、ステップS 2 1 7に進む。ステップS 2 1 7では、誘起電圧偏差I N D E Xが負の所定値「-K」よりも大きいか否かを判断する。この処理は、q軸電圧が誘起電圧未満の値まで低下したか否かを判断するための処理である。
- [0147] ステップS 2 1 7において肯定判断した場合には、ステップS 2 1 8に進み、計算用回転速度 ωc が下限速度 $\omega 0$ 以上であるか否かを判断する。ここで、下限速度 $\omega 0$ は、エンジン1 1の燃焼制御中の自動2輪車としては取り得ない回転速度（例えば1 0 0 r p m）に設定されている。この処理は、電圧位相 δ が過度に遅角されることを回避するための処理である。つまり、過度に回転速度が低い場合、電圧位相 δ の遅角量が過度に大きくなる。この場合、後述する電圧振幅操作処理によって電圧振幅V a m pをその最大値まで増大させたとしても、q軸電圧を誘起電圧まで到達させることができなくなる懸念がある。このため、回転速度が過度に低い場合には、d軸電流が0よりも大きくなる場合であっても、後述する電圧位相操作処理を禁止することで、電圧位相 δ の遅角量が過度に大きくなることを回避する。
- [0148] ステップS 2 1 8において否定判断した場合には、電圧位相操作処理を禁止し、ステップS 2 1 1に進み、通常時電圧フィードバック制御を行う。一方、ステップS 2 1 8において肯定判断した場合には、ステップS 2 1 9に進み、電圧位相操作処理を行う。以下、図2 2を用いて、この処理について説明する。
- [0149] この一連の処理では、図2 2のステップS 2 1 9 1において、規定位相を 30° から 90° に拡大しつつ、電圧位相 δ を規定位相以下にすることを条件として、誘起電圧偏差I N D E Xを0にフィードバック制御するための操作量として電圧位相 δ を算出する。ここでは、誘起電圧偏差I N D E Xが大

きいほど、電圧位相 δ を大きく算出する。すなわち、 q 軸電圧を誘起電圧に制御すべく、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ を補正する。なお、上限拡大後の規定位相が 90° とされているのは、過度に電圧位相 δ を遅角させると、 q 軸電流が減少して発電量が減少したり、 d 軸電流が増大して損失が増大したりすることを回避するためである。

[0150] 続くステップS2192では、電圧位相 δ がガード値 α を超える場合、電圧位相 δ をガード値 α で制限するガード処理を行う。本実施形態において、ガード値 α は、図10に示すように、 q 軸電圧が誘起電圧と一致する場合の電圧位相よりも大きくてかつ、計算用回転速度 ω_c が高いほど小さく設定される。また、ガード値 α は、 90° 以下の値に設定される。この処理は、電圧位相 δ が過度に遅角されることによって q 軸電流が増大し、始動発電機12の発電電力が過度に大きくなることを回避するための処理である。図10には、ステップS2191の処理によって電圧ベクトルが V_{n1} から V_{n2} に変更されるものの、ガード処理によって電圧ベクトルが V_{n3} とされた例を示している。なお、本実施形態において、本ステップの処理が「ガード値算出手段」を含む。

[0151] 図21の説明に戻り、ステップS219の処理の完了後、ステップS211に進み、各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。詳しくは、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ が電圧位相操作処理によって補正された値、バッテリー電圧 V_{DC} 、及び磁極位置検出センサ19の出力信号に基づいて、各相印加電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を算出する。

[0152] 一方、ステップS216、S217で否定判断した場合には、ステップS220に進み、電圧振幅操作処理を行う。詳しくは、誘起電圧偏差INDEXを0にフィードバック制御するための操作量として時比率補正量 $\Delta Duty$ (≥ 0)を算出する。ここでは、誘起電圧偏差INDEXが負の値であってかつその絶対値が大きいほど、時比率補正量 $\Delta Duty$ を大きく算出する。本実施形態において、本ステップS220の処理が「時比率設定手段」を含む。

[0153] 本ステップS220の処理は、先の図15に示したように、180°通電制御を基本としつつも、180°通電制御にDuty制御を組み合わせることで、q軸電圧を誘起電圧に追従させるための処理である。基本利用率Mbに対応した時比率Duty90%に、ステップS220で算出した時比率補正量 $\Delta Duty$ を加算補正することで、最終的な時比率「90%+ $\Delta Duty$ 」を設定する。

[0154] 続くステップS211では、電圧位相操作処理によって補正された電圧位相 δ 、最終的な時比率「90%+ $\Delta Duty$ 」、バッテリー電圧VDC、及び磁極位置検出センサ19の出力信号に基づいて、各相印加電圧Vu, Vv, Vwを算出する。ここでは、電圧振幅Vampを算出するために用いる電圧利用率Mrを、例えば、以下の式(eq6)によって算出すればよい。

[0155] [数6]

$$Mr = \frac{90 + \Delta Duty}{90} \times Mb \quad \dots \quad (eq6)$$

続いて、図21で説明した処理を、図23(a), (b), (c)に示すベクトル図を用いてさらに説明する。

[0156] 図23(a)は、電圧位相操作処理及び電圧振幅操作処理の実行前の図である。ここでは、電圧位相 δ_1 が規定位相(30°)とされている。その後、図23(b)に示すように、電圧位相操作処理によって電圧位相が δ_2 まで遅角されることにより、誘起電圧偏差INDEXが負の所定値「-K」未満、すなわちq軸電圧が誘起電圧未満の値とされる。その後、図23(c)に示すように、電圧振幅操作処理により、q軸電圧を誘起電圧に追従させる。

[0157] 上記したように第3実施形態では、q軸電圧を誘起電圧に追従させるにあたり、まず、電圧位相 δ の遅角によってq軸電圧を誘起電圧に近づけた。電圧位相 δ の遅角操作は、始動発電機12の発電電力を増大させる。これに対し、電圧位相 δ の遅角操作に先立ち、q軸電圧を誘起電圧に追従させるための電圧振幅Vampの操作を行うと、電圧振幅Vampの低下によって発電

電力を減少させる。このため、発電電力の減少を抑制する上では、電圧振幅 V_{amp} の操作量は小さい方がよい。そこで、まず、電圧位相 δ の操作により、発電電力を減少させることなく q 軸電圧を誘起電圧に近づける。これにより、電流の推定誤差を抑制することに伴う発電電力の減少を抑制することができる。

[0158] また、第3実施形態では、磁極位置検出センサ19によって電気角 θ を 60° 間隔でしか把握できないことから、電圧位相操作処理の制御周期 ΔT_1 も電気角 60° 間隔に設定されている。一方、電圧振幅操作処理の制御周期 ΔT_2 は、この処理において電圧位相 δ を要しないことから、電圧位相操作処理の制御周期 ΔT_1 よりも短い周期に設定されている。特に本実施形態において、電圧振幅操作処理の制御周期 ΔT_2 は、制御装置20の1制御周期に設定されている。このため、電圧振幅操作処理による電圧振幅 V_{amp} の更新頻度は、電圧位相操作処理による電圧位相 δ の更新頻度よりも多い。

[0159] したがって、電圧振幅操作処理による q 軸電圧の誘起電圧への追従精度は、電圧位相操作処理による追従精度よりも高い。このため、まず、電圧位相 δ の遅角によって d 軸電流を0に近づけた後、追従精度の高い電圧振幅 V_{amp} を操作することで、 q 軸電圧を誘起電圧に迅速かつ高精度に追従させることができる。

[0160] 以上詳述した第3実施形態に係る電流推定装置によれば、以下の効果が得られるようになる。

[0161] (1) 誘起電圧偏差 $INDEX$ が0よりも大きくなる場合、誘起電圧偏差 $INDEX$ が規定値「 $-K$ 」以下となるまで、位相算出部22bによって算出された電圧位相 δ を遅角させた。そして、 q 軸電圧を誘起電圧に追従させるべく、電圧振幅 V_{amp} を大きくした。このため、実際の d 軸インダクタンスが、電流推定に用いられる予め定められた d 軸インダクタンス L_d から大きくずれることを回避できる。これにより、直流電流 DC の推定誤差を好適に抑制することができる。したがって、バッテリー14の充電率 SOC の算出精度の低下を回避することができる。

- [0162] さらに、電圧振幅 V_{amp} の増大によって q 軸電圧を誘起電圧に追従させるにあたり、電圧振幅 V_{amp} の操作に先立ち、電圧位相 δ の遅角によって q 軸電圧を誘起電圧に近づけた。これにより、電流の推定誤差を抑制することに伴う始動発電機 1 2 の発電電力の減少を抑制することもできる。
- [0163] (2) 電圧振幅操作処理による制御周期を、電圧位相操作処理による制御周期よりも短く設定した。このため、 q 軸電圧を誘起電圧に迅速かつ高精度に追従させることができ、ひいては電流の推定誤差をいっそう好適に抑制することができる。
- [0164] (3) バッテリ電圧 V_{DC} が規定電圧 V_{th} 未満であることを条件として、電圧位相操作処理を行った。電圧位相操作処理は、始動発電機 1 2 の発電電力を増大させる。このため、電流の推定誤差を抑制すべき状況下において、バッテリー 1 4 の充電不足を迅速に解消できる。
- [0165] (4) d 軸電流が 0 よりも大きい場合であっても、計算用回転速度 ω_c が下限速度 ω_0 未満であることを条件として、電圧位相操作処理の実行を禁止した。これにより、電圧位相 δ の遅角量が過度に大きくなることを回避できる。
- [0166] (5) 電圧位相操作処理を、規定位相を 90° まで拡大しつつ、位相算出部 22 b によって算出された電圧位相 δ を変更する処理とした。電圧位相を規定位相以下とする制限が課せられていると、 d 軸電流が 0 よりも大きくなる場合に、電圧位相 δ の操作によって q 軸電圧を誘起電圧未満の値にできないといった不都合が生じる場合がある。このため、 d 軸電流が 0 よりも大きくなる状況下においては、規定位相を 90 度まで拡大する。これにより、上記不都合を回避できる。ここで、規定位相を 90° を超えて拡大させると、 q 軸電流の減少による発電量の減少と、 d 軸電流の増大による損失増大とにより、始動発電機 1 2 の発電効率が低下する懸念がある。そこで、上限を 90° とすることにより、発電効率の低下を抑制することができる。
- [0167] (6) ガード値 α で電圧位相 δ を制限した。このため、電圧位相 δ の過度な遅角を防止でき、ひいては発電電力が過度に増大することを回避できる。

[0168] (7) クラッチ遮断状態である場合、エンジン 11 の 1 燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を誘起電圧の算出に用いた。本実施形態では、エンジン 11 のアイドル運転状態時にクラッチ遮断状態とされるため、クラッチ遮断状態は、誘起電圧が低い上に回転速度の変動が大きい状況である。この状況下においても、q 軸電圧を的確に誘起電圧に追従させることができ、d 軸電流を 0 とすることができる。これにより、クラッチミート前においても、直流電流 I DC の推定誤差を的確に抑制することができる。

[0169] (第 3 実施形態の変形例)

なお、上記した第 3 実施形態は、以下のような変形例で実施してもよい。

[0170] 図 21 のステップ S 210 の処理を、d 軸電流 i_d が 0 を超える値よりも大きいかな否かを判断する処理、誘起電圧偏差 INDEX が 0 よりも大きいかな否かを判断する処理、又は誘起電圧偏差 INDEX が 0 を超える値よりも大きいかな否かを判断する処理に置き換えてもよい。

[0171] 図 21 のステップ S 217 の処理を、dq 軸電流推定部 23a によって推定された d 軸電流 i_d が負の所定値よりも大きいかな否かを判断する処理に置き換えてもよい。

[0172] 図 22 のステップ S 2192 のガード処理を除去してもよい。

[0173] 上記した第 3 実施形態では、q 軸電圧が誘起電圧未満となるまで電圧ベクトルを遅角方向に回転させた後、電圧振幅 V_{amp} を増大させて q 軸電圧を誘起電圧に追従させたがこれに限らない。q 軸電圧が誘起電圧よりも大きい値となるまで電圧ベクトルを遅角方向に回転させた後、電圧振幅 V_{amp} を減少させて q 軸電圧を誘起電圧に追従させてもよい。この場合、基本利用率 M_b を例えば上限利用率 M_{limit} に設定してもよい。

[0174] さらに図 21 のステップ S 216 の処理を、SOC 算出部 24 によって算出されたバッテリー 14 の充電率 SOC が所定 SOC 未満であるかな否かを判断する処理に置き換えてもよい。

[0175] 図 22 のステップ S 2191 において、誘起電圧偏差 INDEX を、0 ではない値 I_{th} にフィードバック制御するように電圧位相 δ を変更してもよ

い。すなわち、 d 軸電流を上記0ではない値 I_{th} 未満の規定電流とするように電圧位相 δ を変更してもよい。

[0176] また、図21のステップS220において、誘起電圧偏差INDEXを、0ではない値 I_{th} にフィードバック制御するように時比率補正量 $\Delta Duty$ を算出してもよい。すなわち、 d 軸電流を上記0ではない値 I_{th} 未満の規定電流とするように電圧振幅 V_{amp} を操作してもよい。

[0177] 上記した第3実施形態では、下アームスイッチのオン操作可能期間において、下アームスイッチを時比率に従ってオンオフ操作することで、 q 軸電圧を誘起電圧に追従させるべく電圧振幅 V_{amp} を低下させたがこれに限らない。例えば、上アームスイッチのオン操作可能期間において、上アームスイッチを時比率に従ってオンオフ操作することで電圧振幅 V_{amp} を低下させてもよい。

[0178] また、 q 軸電圧を誘起電圧に追従させるための電圧振幅 V_{amp} の増大手法としては、時比率 $Duty$ を増大させるものに限らない。例えば、バッテリー14の端子間電圧を可変にできる構成をシステムに備える場合、バッテリー14の端子間電圧を上昇させることで電圧振幅 V_{amp} を増大させてもよい。

[0179] 始動発電機12としては、永久磁石型同期機に限らず、例えば、ロータに界磁巻線を備える界磁巻線型同期機であってもよい。また、始動発電機12としては、Y結線されたものに限らず、例えば Δ 結線されたものであってもよい。

[0180] 始動発電機12の駆動方式としては、3相180°通電方式に限らず、3相120°通電方式等、他の通電方式であってもよい。ここで、図17には、基本となる120°通電制御を示し、図18には、120°通電制御に $Duty$ 制御を組み合わせた制御を示した。

[0181] 磁極位置検出センサとしては、磁極位置が検出可能であれば、ホールセンサに限らず他のセンサであってもよい。

[0182] 上記した第3実施形態およびその変形例において、誘起電圧の算出に用い

る回転速度を以下のように算出してもよい。詳しくは、エンジン 11 の 1 燃焼サイクル (720° CA) 毎に、クランク軸 11a の回転角度位置が予め設定された回転角度位置となる時の回転速度 (以下、所定角度位置の回転速度) を算出する。そして、算出された所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた 1 燃焼サイクルの回転速度の最小値とに基づいて、誘起電圧の算出に用いる回転速度の最小値 ω_{min} を算出してもよい。具体的には例えば、所定角度位置の回転速度と、予め実験等で定められた回転速度の最小値との差分又は偏差値を算出し、算出した差分又は偏差値によって所定角度位置の回転速度を補正することで、上記最小値 ω_{min} を算出してもよい。

[0183] また、第 3 実施形態およびその変形例では、誘起電圧の算出にエンジン 11 の 1 燃焼サイクルにおける回転速度の最小値 ω_{min} を用いたがこれに限らず、例えば、上記最小値 ω_{min} の直前や直後の回転速度 ω 等、上記最小値 ω_{min} よりもやや高い回転速度 ω を用いてもよい。

[0184] 電力変換回路としては、3 相インバータに限らない。要は、始動発電機 12 から出力された交流電圧を直流電圧に変換してバッテリー 14 に印加可能な電力変換回路であれば、他の電力変換回路であってもよい。

[0185] クラッチ 16 としては、自動遠心クラッチに限らず、例えば、ユーザのクラッチレバー操作によってクラッチミート状態及びクラッチ遮断状態のいずれかに切り替え可能に構成された断続式クラッチであってもよい。

[0186] 本発明の第 1 実施形態および第 2 実施形態に係る電流推定装置と同様に、第 3 実施形態に係る電流推定装置の適用対象としては、自動 2 輪車に限らず、自動車等、他の車両であってもよい。

符号の説明

[0187] 12…始動発電機、13…インバータ、14…バッテリー、20…制御装置。

請求の範囲

[請求項1] 電力変換回路（13）、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源（14）と電力伝達を行う回転電機（12）を備えるシステムに適用され、

前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、

前記回転電機のd-q座標系におけるd軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電力変換回路の電圧ベクトルのq軸成分を前記回転電機の誘起電圧成分に追従させるべく、前記電圧ベクトルの位相である電圧位相を操作する位相操作手段とを備えることを特徴とする電流推定装置。

[請求項2] d-q座標系における正のq軸を基準として、前記電圧ベクトルが時計まわりに回転する場合の前記電圧位相を正の値で定義し、

前記位相操作手段は、

前記電圧位相を 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい規定位相以下にすることを条件として、前記回転電機を制御するための前記電圧位相を算出する位相算出手段と、

前記d軸電流が前記所定の値となることを条件として、前記電圧ベクトルのq軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるべく、前記規定位相を 90° まで拡大しつつ前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相を変更する位相変更手段とを含むことを特徴とする請求項1記載の電流推定装置。

[請求項3] 前記規定位相よりも大きくてかつ 90° 以下に設定される値であって、前記回転電機の回転速度が高い場合よりも前記回転電機の回転速度が低い場合に大きく設定されるガード値を算出するガード値算出手段をさらに備え、

前記位相変更手段は、前記ガード値を上限に前記電圧位相を変更す

ることを特徴とする請求項2記載の電流推定装置。

[請求項4]

前記システムは、車載主機としてのエンジン（11）と、前記エンジンの出力軸（11a）に連結された駆動輪（17）と、前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力を伝達可能な状態、及び前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力が遮断される状態のいずれかに切り替え可能に構成されたクラッチ（16）とを備える車両（10）に搭載され、

前記回転電機の回転軸は、前記エンジンの出力軸に直結され、

前記位相操作手段は、前記クラッチが前記遮断される状態とされていることを条件として、前記回転軸の回転速度であって、前記エンジンの1燃焼サイクルにおける前記回転速度の最小値近傍の回転速度に基づいて、前記誘起電圧成分を算出する誘起電圧算出手段を含み、算出された前記誘起電圧成分に前記電圧ベクトルのq軸成分を追従させるべく前記電圧位相を操作することを特徴とする請求項1～3のいずれか1項に記載の電流推定装置。

[請求項5]

前記車両は、自動2輪車であることを特徴とする請求項4記載の電流推定装置。

[請求項6]

前記位相操作手段は、前記直流電源の電圧とその目標電圧との偏差を算出する電圧偏差算出手段と、前記電圧位相を 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい規定位相以下にすることを条件として、前記電圧偏差を0にフィードバック制御するための操作量として前記電圧位相を算出する位相算出手段とを含み、

前記電流推定手段によって推定された電流に基づいて、前記直流電源の充電率を算出する充電率算出手段を、さらに備えることを特徴とする請求項1～5のいずれか1項に記載の電流推定装置。

[請求項7]

電力変換回路（13）、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源（14）と電力伝達を行う回転電機（12）を備えるシステムに適用され、

前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、

前記回転電機のd-q座標系におけるd軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電力変換回路の電圧ベクトルのq軸成分を前記回転電機の誘起電圧成分に追従させるべく、前記電圧ベクトルの振幅である電圧振幅を操作する振幅操作手段と、

を備えることを特徴とする電流推定装置。

[請求項8]

前記電圧ベクトルの位相を電圧位相とし、

d-q座標系における正のq軸を基準として、前記電圧ベクトルが時計まわりに回転する場合の前記電圧位相を正の値で定義し、

前記電圧位相を 0° よりも大きくてかつ 90° よりも小さい規定位相以下にすることを条件として前記回転電機を制御するための前記電圧位相を算出する位相算出手段と、

前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相に基づいて、前記回転電機の印加電圧を制御する電圧制御手段とをさらに備え、

前記振幅操作手段は、前記q軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるための前記電圧振幅の操作を、前記印加電圧を調整することで行うことを特徴とする請求項7記載の電流推定装置。

[請求項9]

前記電力変換回路は、上アームスイッチ(S_{up} , S_{vp} , S_{wp})及び下アームスイッチ(S_{un} , S_{vn} , S_{wn})の直列接続体を備え、

前記電圧制御手段は、前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相に基づいて、 180° 通電制御又は 120° 通電制御によって前記上アームスイッチ及び前記下アームスイッチをオンオフ操作することで前記印加電圧を制御し、

前記上アームスイッチ及び前記下アームスイッチのうちいずれか一方のスイッチを対象スイッチ(S_{un} , S_{vn} , S_{wn})とし、

前記振幅操作手段は、前記 q 軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるための前記電圧振幅の操作を、前記 180° 通電制御又は前記 120° 通電制御によって規定される前記対象スイッチのオン操作可能期間において時比率に従って前記対象スイッチをオンオフ操作することで行うことを特徴とする請求項 8 記載の電流推定装置。

[請求項10] 前記誘起電圧成分に対して前記電圧ベクトルの q 軸成分が大きいほど、前記時比率を小さく設定する時比率設定手段をさらに備えることを特徴とする請求項 9 記載の電流推定装置。

[請求項11] 前記システムは、車載主機としてのエンジン（11）と、前記エンジンの出力軸（11a）に連結された駆動輪（17）と、前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力を伝達可能な状態、及び前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力が遮断される状態のいずれかに切り替え可能に構成されたクラッチ（16）とを備える車両（10）に搭載され、

前記回転電機の回転軸は、前記エンジンの出力軸に直結され、

前記振幅操作手段は、前記クラッチが前記遮断される状態とされていることを条件として、前記回転軸の回転速度であって、前記エンジンの 1 燃焼サイクルにおける前記回転速度の最小値近傍の回転速度に基づいて、前記誘起電圧成分を算出する誘起電圧算出手段を含み、算出された前記誘起電圧成分に前記電圧ベクトルの q 軸成分を追従させるべく前記電圧振幅を操作することを特徴とする請求項 7～10 のいずれか 1 項に記載の電流推定装置。

[請求項12] 前記車両は、自動 2 輪車であることを特徴とする請求項 11 記載の電流推定装置。

[請求項13] 前記電圧ベクトルの位相を電圧位相とし、

前記直流電源の電圧とその目標電圧との偏差を算出する電圧偏差算出手段と、

前記電圧ベクトルの位相である電圧位相を 0° よりも大きくてかつ

90°よりも小さい規定位相以下にすることを条件として、前記電圧偏差を0にフィードバック制御するための操作量として前記電圧位相を算出する位相算出手段と、

前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相に基づいて、前記回転電機の印加電圧を制御する電圧制御手段と、

前記電流推定手段によって推定された電流に基づいて、前記直流電源の充電率を算出する充電率算出手段とをさらに備えることを特徴とする請求項7～12のいずれか1項に記載の電流推定装置。

[請求項14] 電力変換回路（13）、及び前記電力変換回路に対する通電操作により直流電源（14）と電力伝達を行う回転電機（12）を備えるシステムに適用され、

前記電力変換回路の電圧ベクトルの振幅を電圧振幅とし、前記電圧ベクトルの位相を電圧位相とし、

前記回転電機の予め定められたd軸インダクタンスに基づいて、前記直流電源と前記電力変換回路との間に流れる電流を推定する電流推定手段と、

前記回転電機のd-q座標系におけるd軸電流が0よりも大きい所定の値となることを条件として、前記電圧ベクトルのq軸成分と前記回転電機の誘起電圧成分との偏差が0よりも大きい規定値未満の値となるまで、正のq軸を基準として前記電圧ベクトルを時計まわりに回転させる方向に前記電圧位相を操作する位相操作手段と、

前記d軸電流が前記所定の値となることを条件として、前記q軸成分と前記誘起電圧成分との偏差が前記規定値未満となる領域において、前記q軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるべく前記電圧振幅を操作する振幅操作手段とを備えることを特徴とする電流推定装置。

[請求項15] d-q座標系における正のq軸を基準として、前記電圧ベクトルが時計まわりに回転する場合の前記電圧位相を正の値で定義し、

前記電圧位相を0°よりも大きくてかつ90°よりも小さい規定位

相以下にすることを条件として、前記回転電機を制御するための前記電圧位相を算出する位相算出手段と、

前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相に基づいて、前記回転電機の印加電圧を制御する電圧制御手段とをさらに備え、

前記位相操作手段は、前記 q 軸成分と前記誘起電圧成分との偏差が前記規定値未満の値となるまで前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相を操作し、

前記振幅操作手段は、前記 q 軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるための前記電圧振幅の操作を、前記印加電圧を調整することで行うことを特徴とする請求項 14 記載の電流推定装置。

[請求項16] 前記システムは、前記回転電機の磁極位置を規定周期毎に検出する磁極位置検出手段（19）を備え、

前記電圧制御手段は、前記電圧位相に加えて、前記磁極位置検出手段によって検出された前記磁極位置に基づいて、前記印加電圧を制御し、

前記位相操作手段は、前記規定周期を制御周期として、前記電圧位相を操作し、

前記振幅操作手段は、前記規定周期よりも短い周期を制御周期として、前記印加電圧を調整することを特徴とする請求項 15 記載の電流推定装置。

[請求項17] 前記電圧制御手段は、前記電圧振幅をその最大値未満の値に設定して前記印加電圧を制御し、

前記位相操作手段は、前記規定位相を 90° まで拡大しつつ、前記 q 軸成分が前記誘起電圧成分未満の値となるまで前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相を操作し、

前記振幅操作手段は、前記電圧振幅の操作を、前記電圧振幅を前記最大値に向かって増大させるように前記印加電圧を調整することで行うことを特徴とする請求項 15 又は 16 記載の電流推定装置。

[請求項18] 前記電力変換回路は、上アームスイッチ（ S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} ）及び下アームスイッチ（ S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} ）の直列接続体を備え、

前記電圧制御手段は、前記位相算出手段によって算出された前記電圧位相に基づいて、 180° 通電制御又は 120° 通電制御によって前記上アームスイッチ及び前記下アームスイッチをオンオフ操作することで前記印加電圧を制御し、

前記上アームスイッチ及び前記下アームスイッチのうちいずれか一方のスイッチを対象スイッチ（ S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} ）とし、

前記振幅操作手段は、前記 q 軸成分を前記誘起電圧成分に追従させるための前記電圧振幅の操作を、前記 180° 通電制御又は前記 120° 通電制御によって規定される前記対象スイッチのオン操作可能期間において時比率に従って前記対象スイッチをオンオフ操作することで行うことを特徴とする請求項17記載の電流推定装置。

[請求項19] 前記誘起電圧成分に対して前記 q 軸成分が小さいほど、前記時比率を大きく設定する時比率設定手段をさらに備えることを特徴とする請求項18記載の電流推定装置。

[請求項20] 前記規定位相よりも大きくてかつ 90° 以下に設定される値であって、前記回転電機の回転速度が高い場合よりも前記回転電機の回転速度が低い場合に大きく設定されるガード値を算出するガード値算出手段をさらに備え、

前記位相操作手段は、前記ガード値を上限に前記電圧位相を操作することを特徴とする請求項15～19のいずれか1項に記載の電流推定装置。

[請求項21] 前記位相算出手段は、前記直流電源の電圧とその目標電圧との偏差を算出する電圧偏差算出手段を含み、前記電圧偏差算出手段によって算出された偏差を0にフィードバック制御するための操作量として前記電圧位相を算出し、

前記電流推定手段によって推定された電流に基づいて、前記直流電源の充電率を算出する充電率算出手段をさらに備えることを特徴とする請求項 15～20 のいずれか 1 項に記載の電流推定装置。

[請求項22] 前記位相操作手段は、前記直流電源の充電量が 0 よりも大きい所定量未満であることを条件として、前記電圧位相を操作することを特徴とする請求項 14～21 のいずれか 1 項に記載の電流推定装置。

[請求項23] 前記 d 軸電流が前記所定の値よりも大きい場合であっても、前記回転電機の回転速度が 0 よりも高い下限速度未満であることを条件として、前記位相操作手段による前記電圧位相の操作を禁止する禁止手段をさらに備えることを特徴とする請求項 14～22 のいずれか 1 項に記載の電流推定装置。

[請求項24] 前記システムは、車載主機としてのエンジン（11）と、前記エンジンの出力軸（11a）に連結された駆動輪（17）と、前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力を伝達可能な状態、及び前記エンジンの出力軸と前記駆動輪との間の動力が遮断される状態のいずれかに切り替え可能に構成されたクラッチ（16）とを備える車両（10）に搭載され、

前記回転電機の回転軸は、前記エンジンの出力軸に直結され、

前記クラッチが前記遮断される状態とされていることを条件として、前記回転軸の回転速度であって、前記エンジンの 1 燃焼サイクルにおける前記回転速度の最小値近傍の回転速度に基づいて、前記誘起電圧成分を算出する誘起電圧算出手段と、

前記誘起電圧算出手段によって算出された前記誘起電圧成分を前記 q 軸成分から減算することで、誘起電圧偏差を算出する誘起偏差算出手段とをさらに備え、

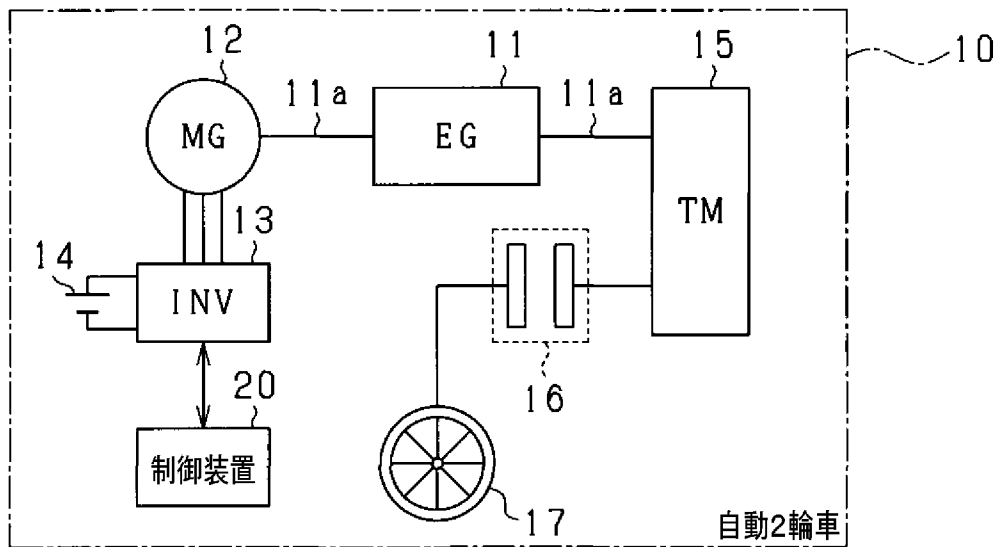
前記位相操作手段は、前記誘起電圧偏差が 0 未満の値となるまで前記電圧位相を操作し、

前記振幅操作手段は、前記誘起電圧算出手段によって算出された前

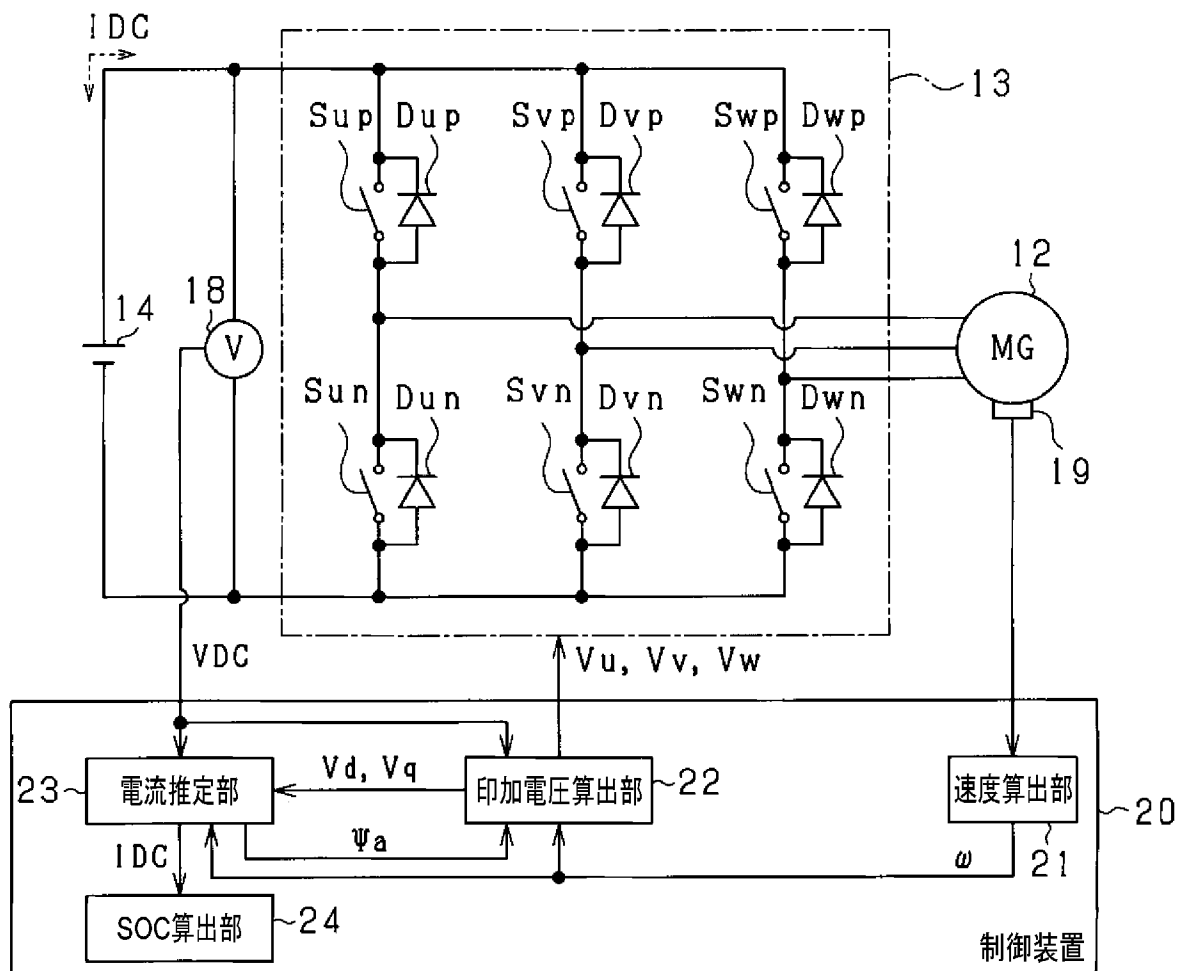
記誘起電圧成分に前記 q 軸成分を追従させるべく前記電圧振幅を操作することを特徴とする請求項 14～23 のいずれか 1 項に記載の電流推定装置。

[請求項25] 前記車両は、自動 2 輪車であることを特徴とする請求項 24 に記載の電流推定装置。

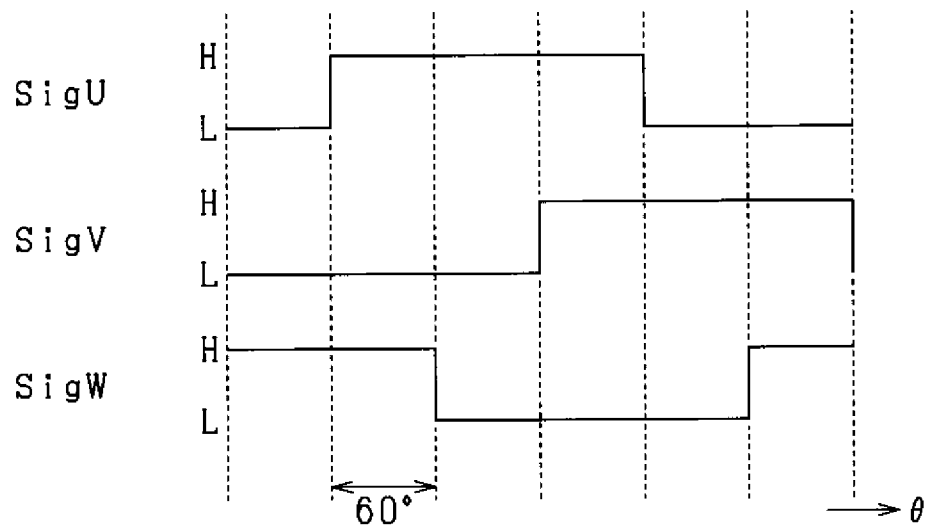
[図1]



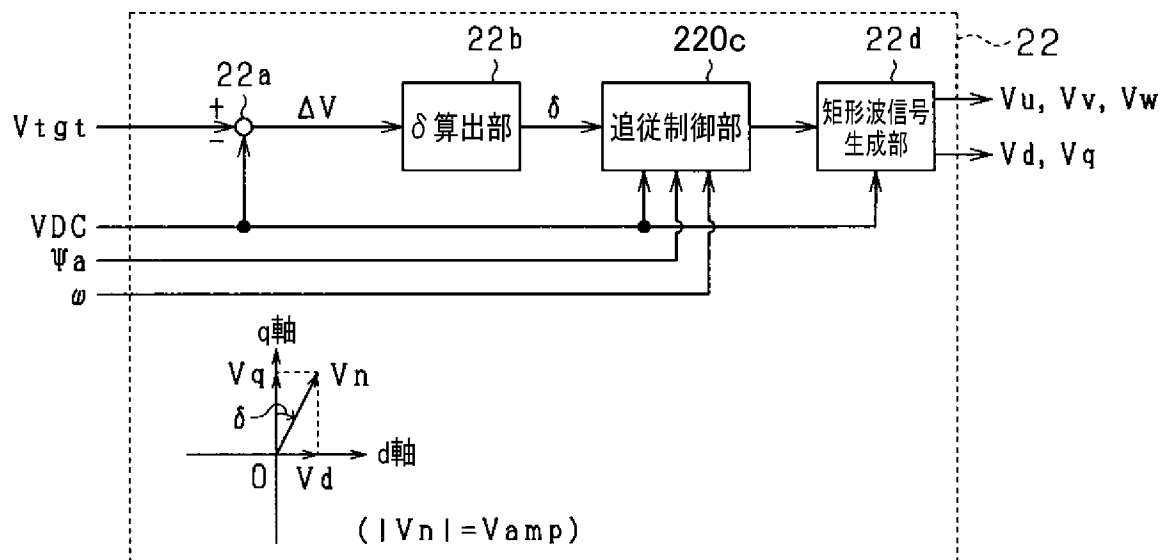
[図2]



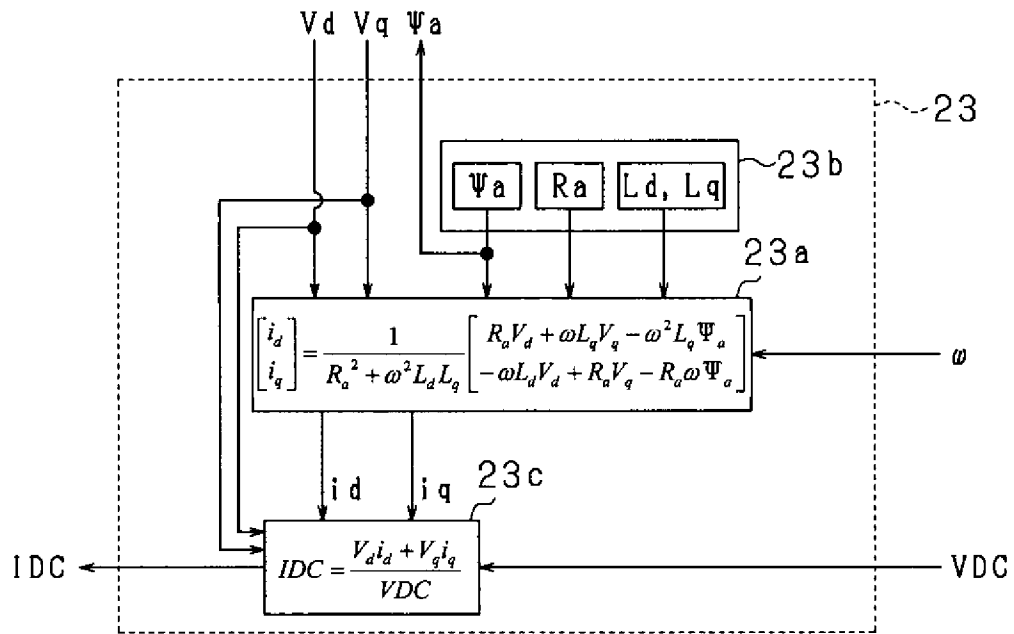
[図3]



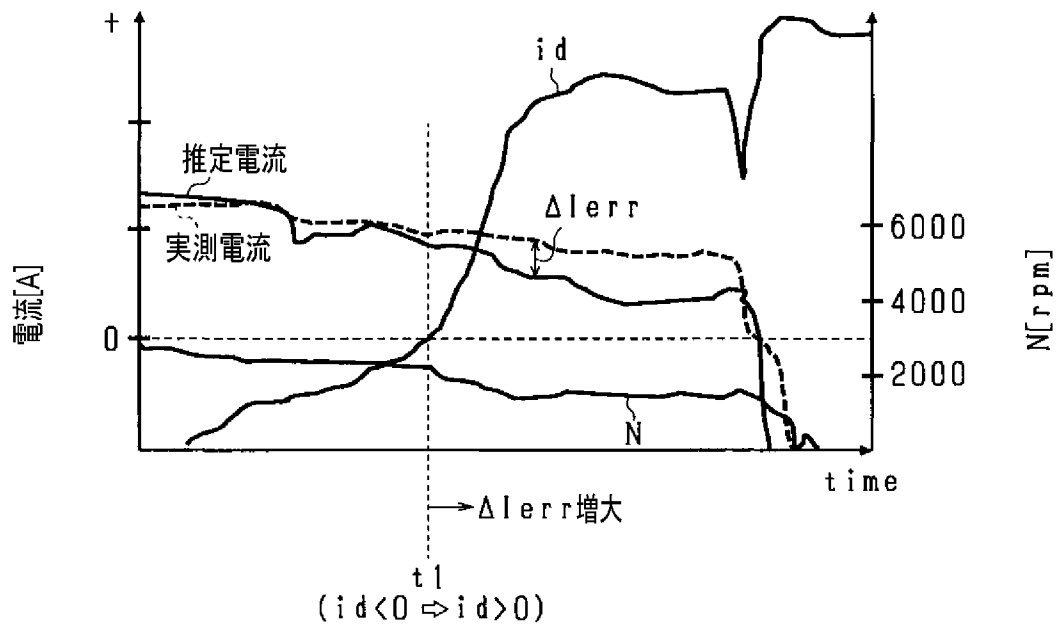
[図4]



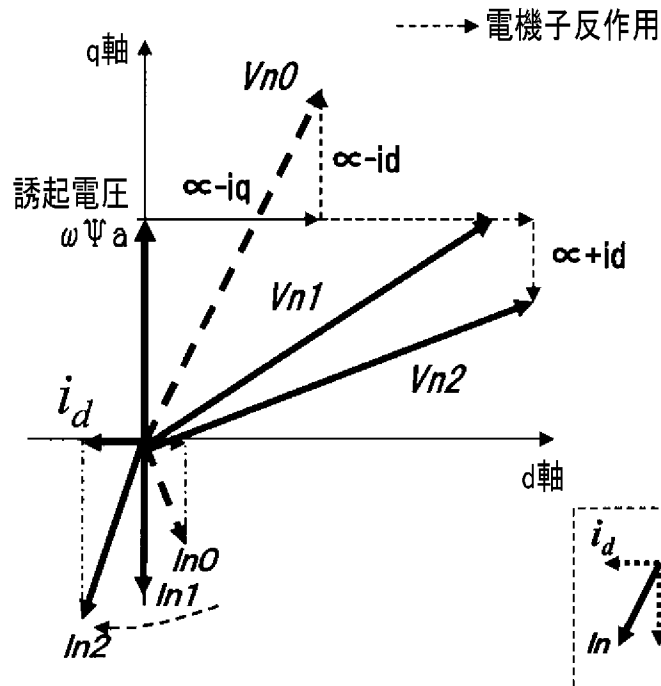
[図5]



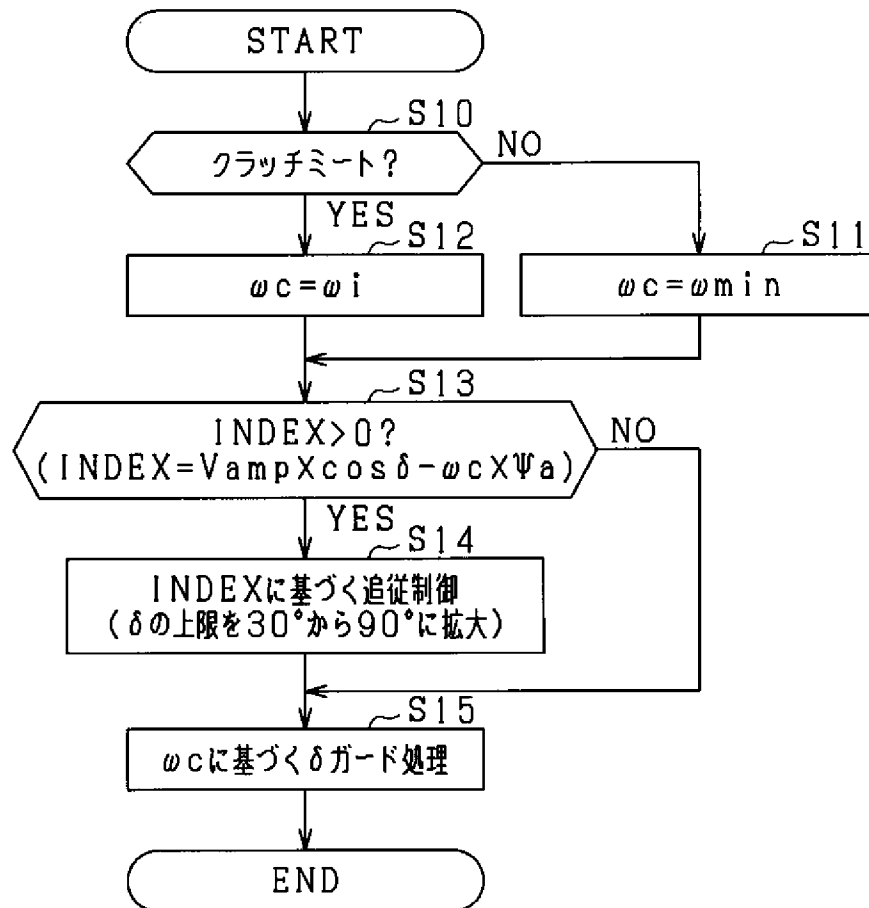
[図6]



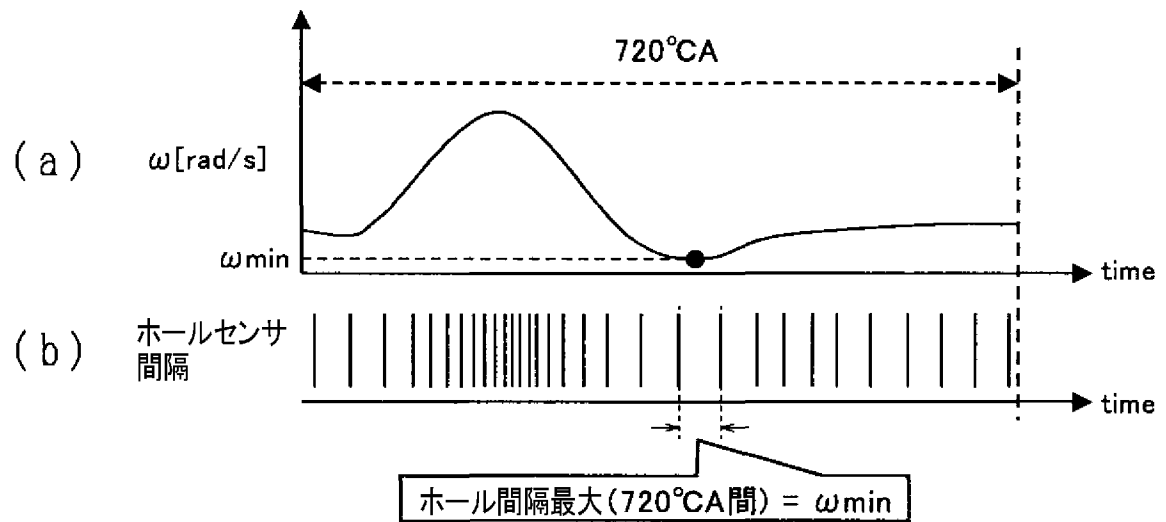
[図7]



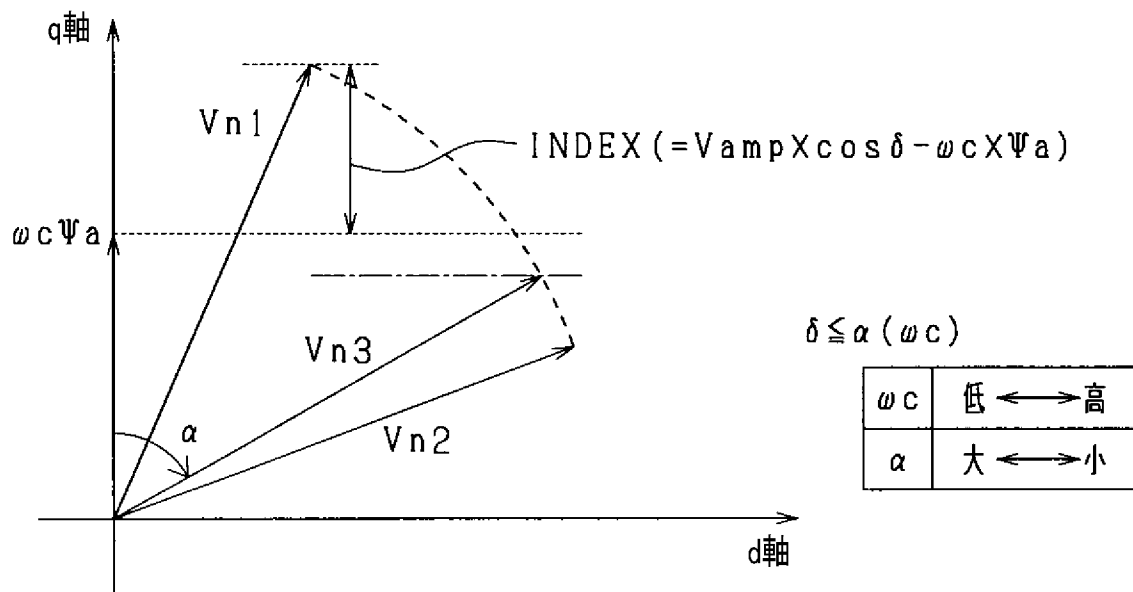
[図8]



[図9]

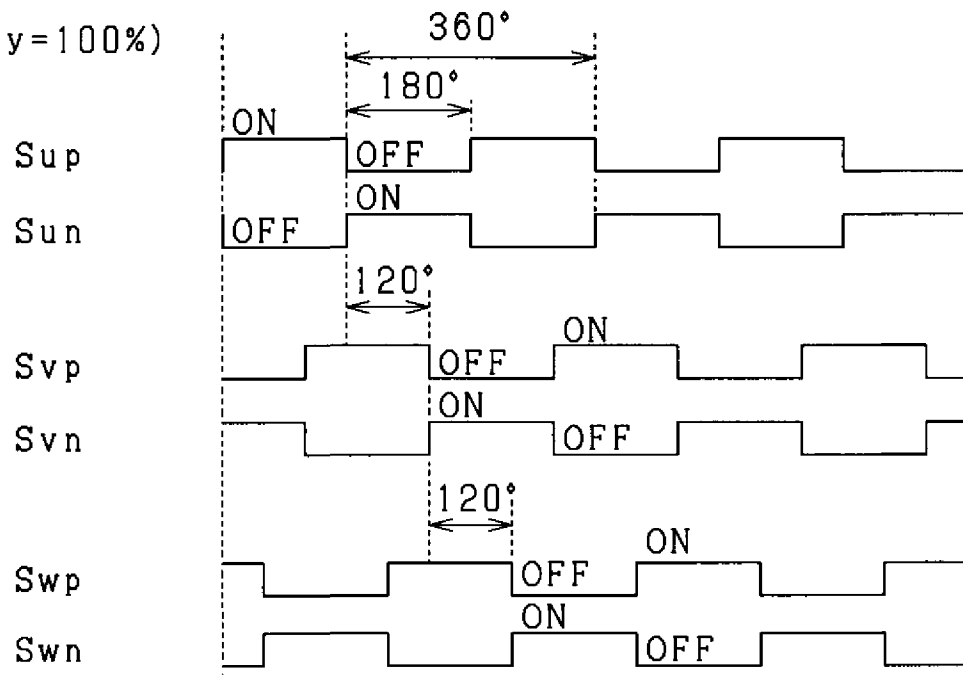


[図10]

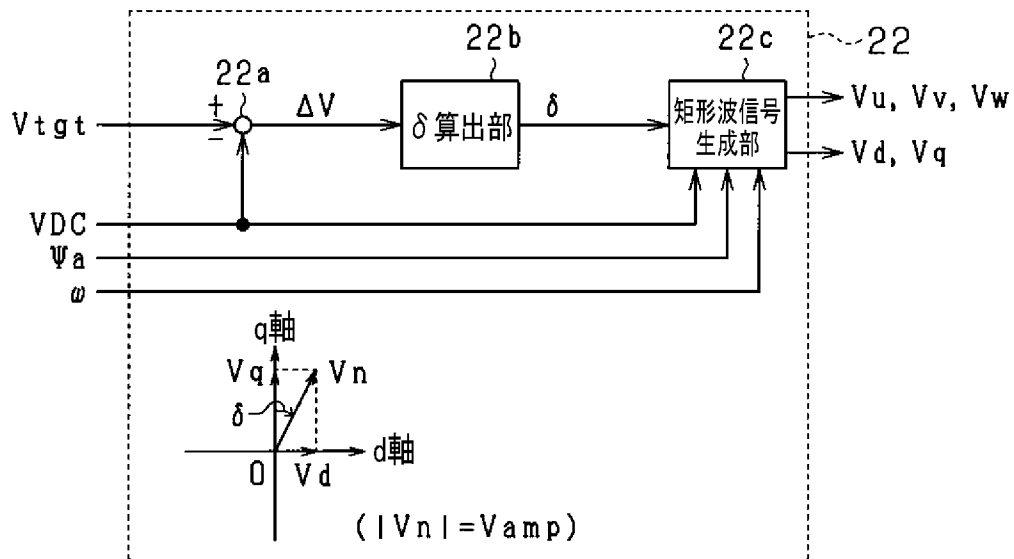


[図11]

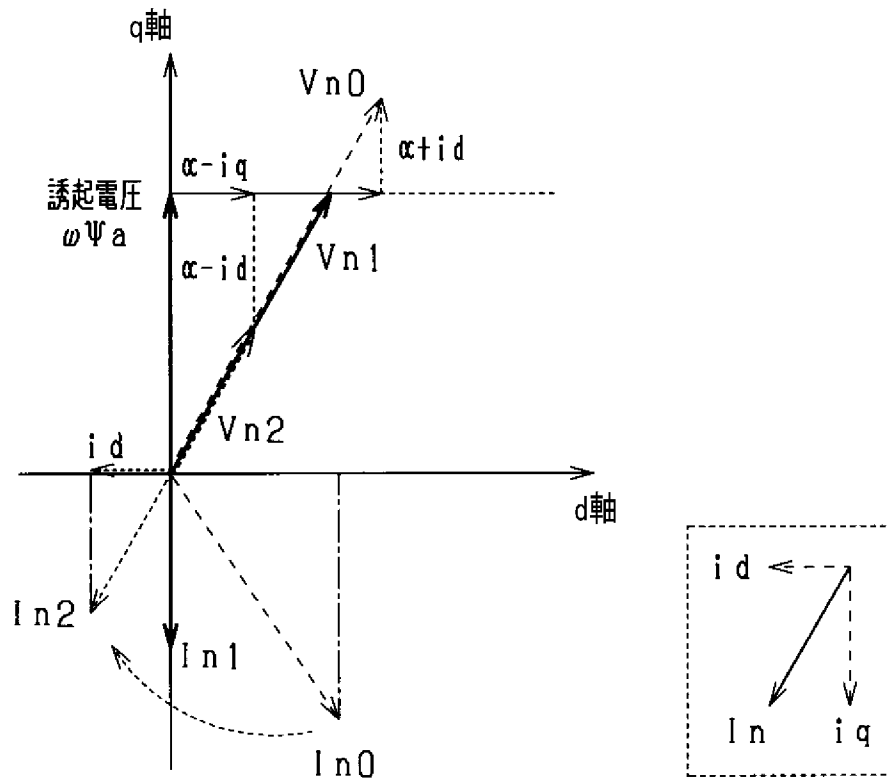
(Duty=100%)

→ θ

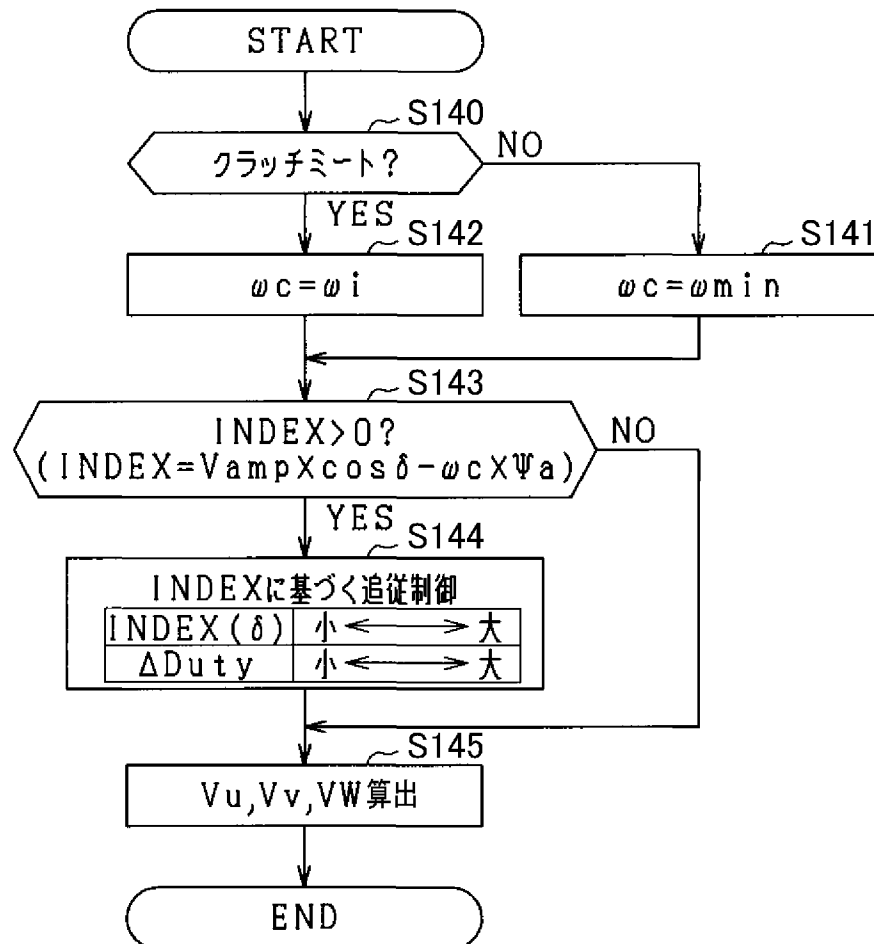
[図12]



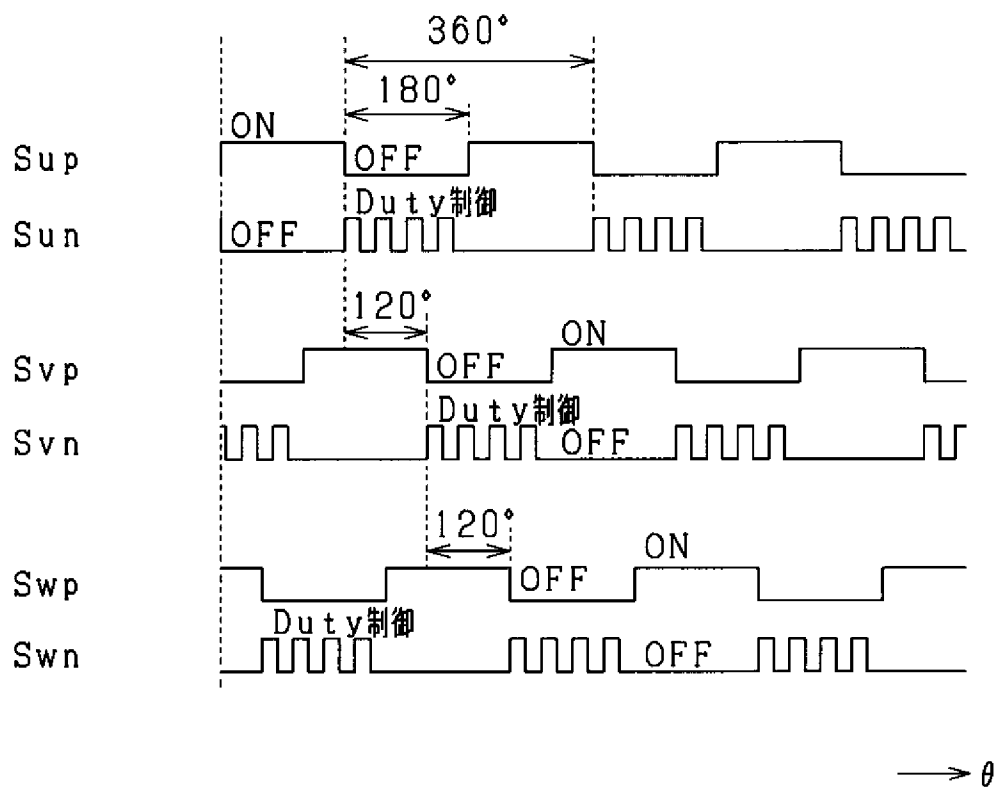
[図13]



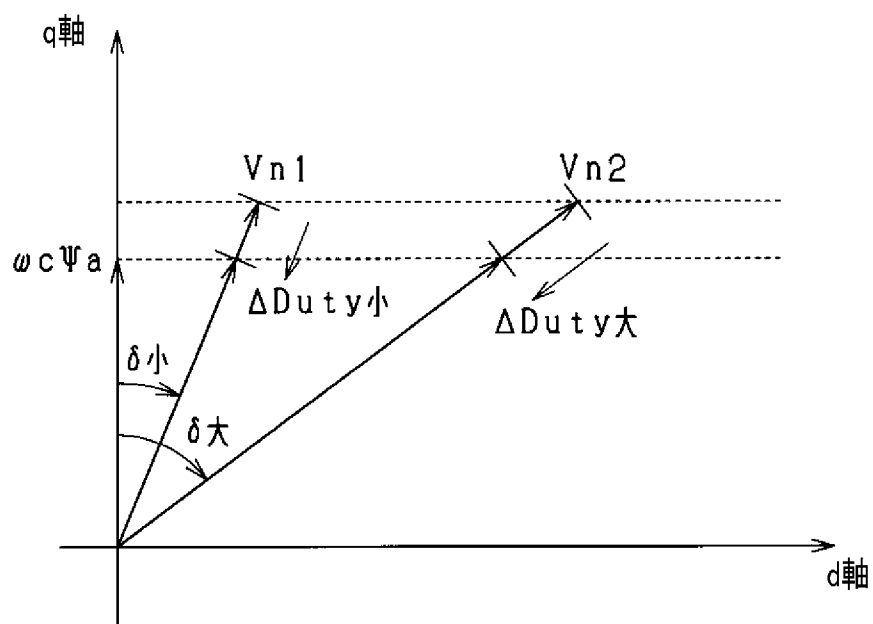
[図14]



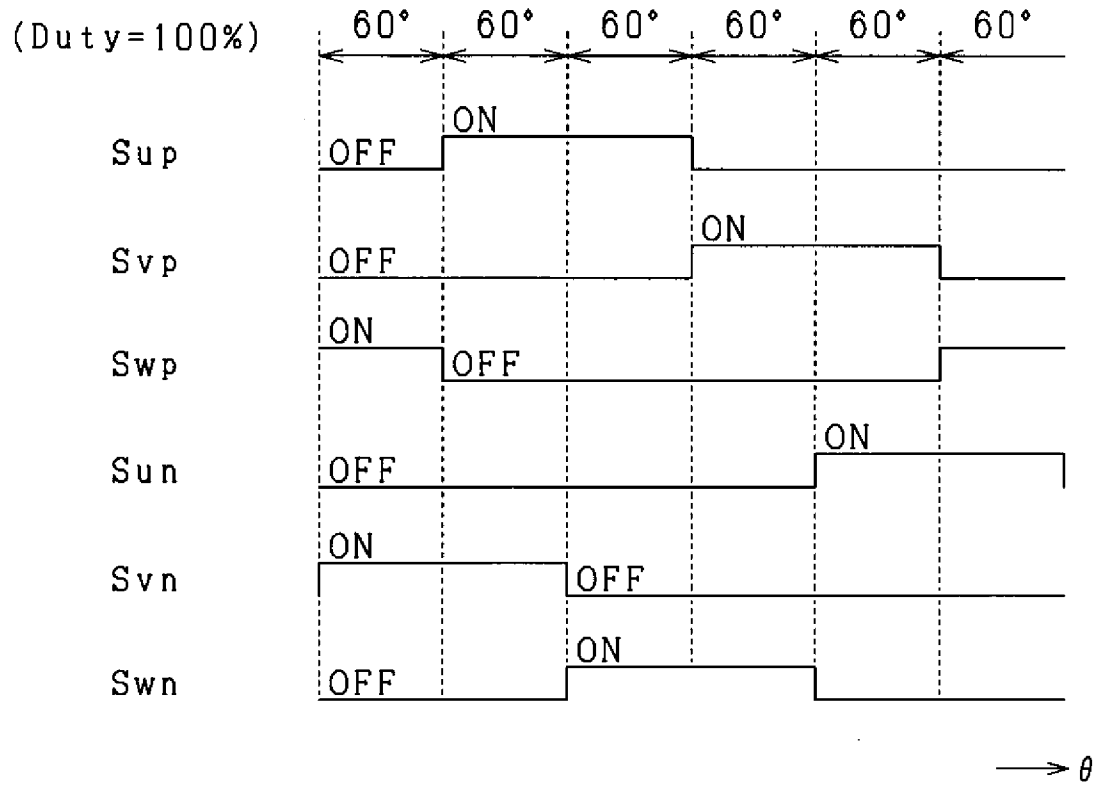
[図15]



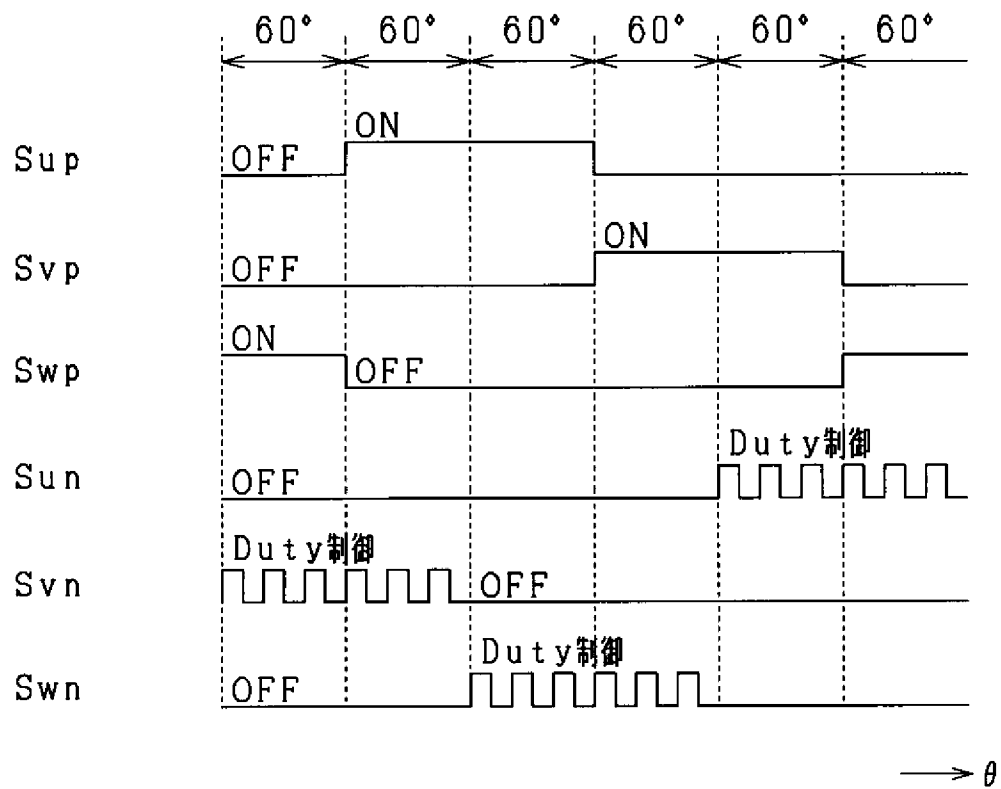
[図16]



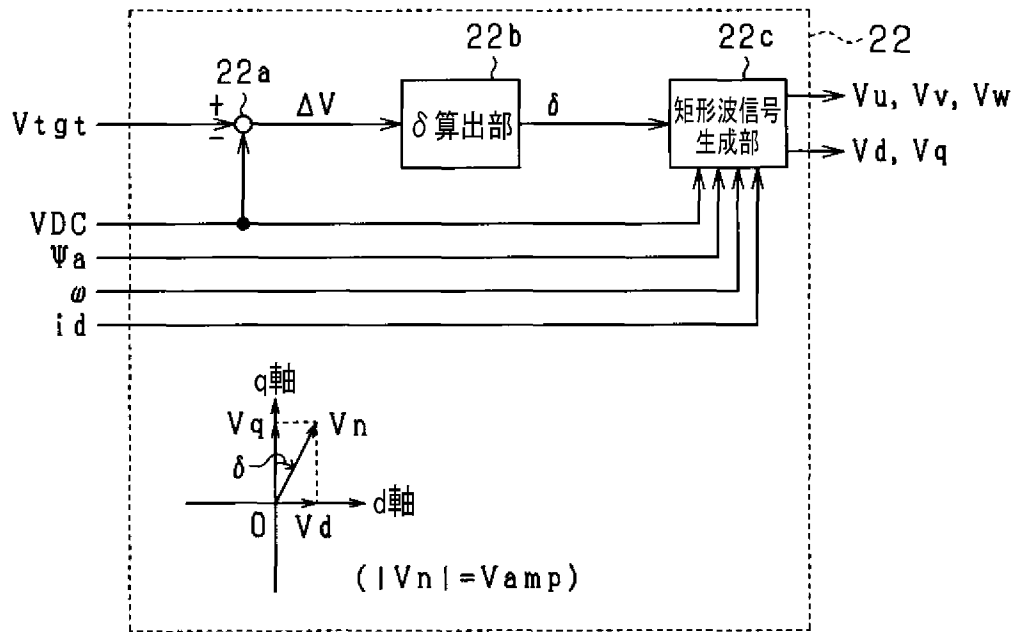
[図17]



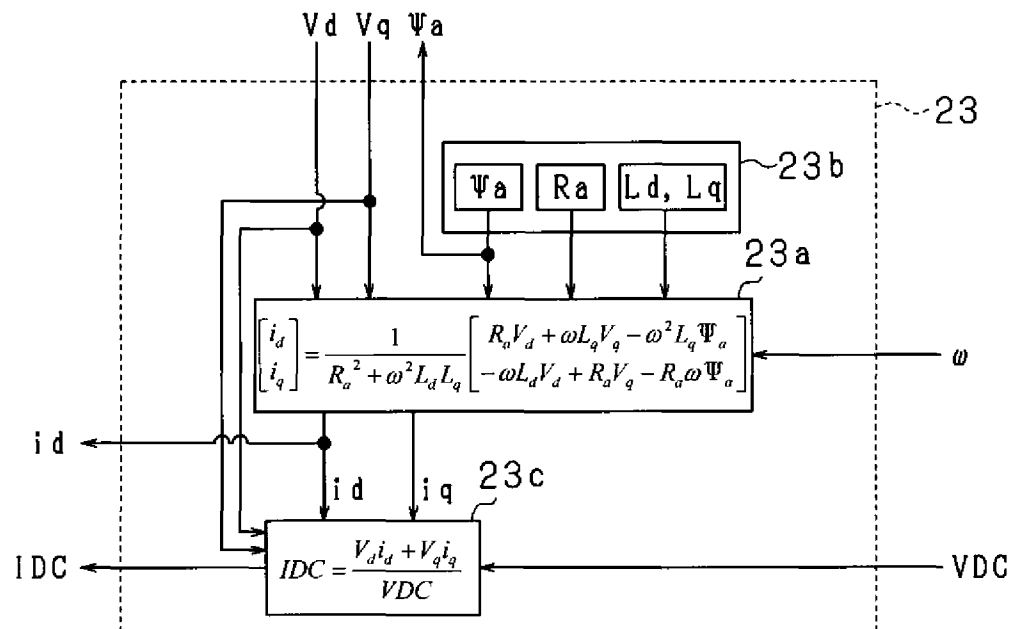
[図18]



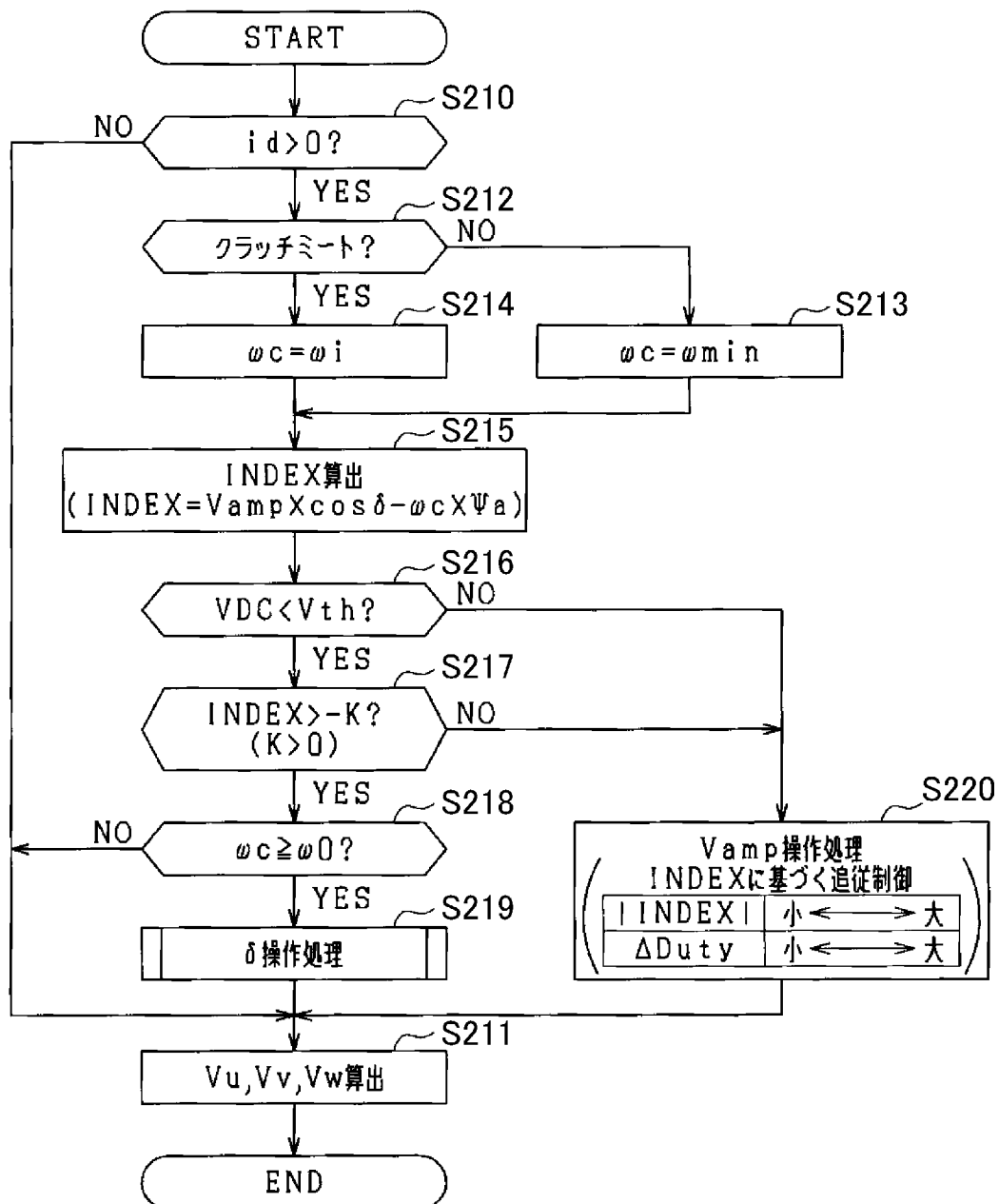
[図19]



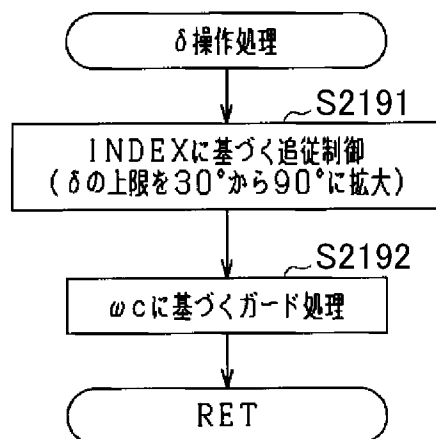
[図20]



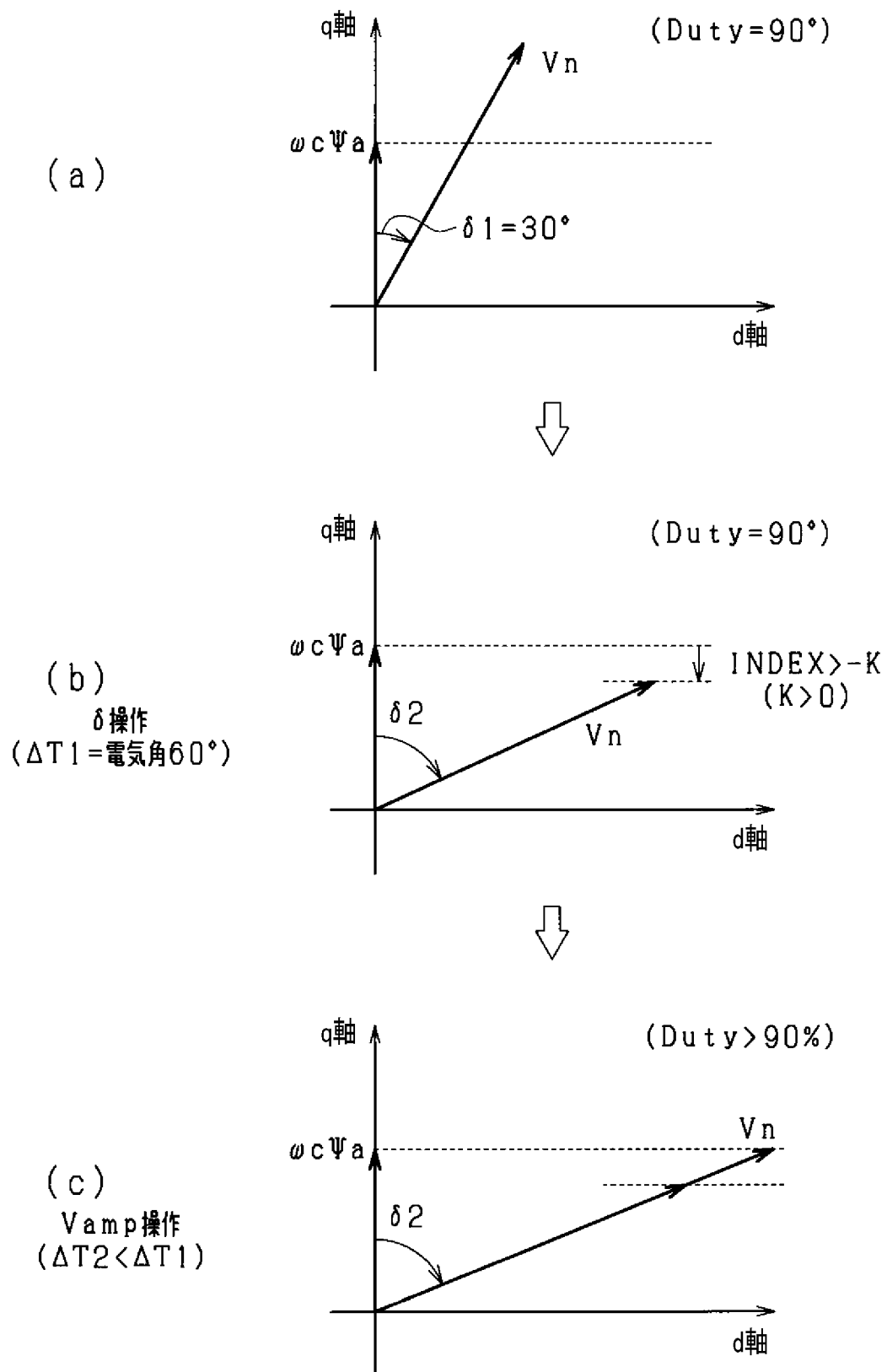
[図21]



[図22]



[図23]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/081554

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00(2016.01)i, H02P6/16(2016.01)i, H02P9/04(2006.01)i, H02P27/04(2016.01)i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P21/00, H02P6/16, H02P9/04, H02P27/04

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	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2006-33970 A (Fuji Heavy Industries Ltd.), 02 February 2006 (02.02.2006), entire text; all drawings (Family: none)	1-25
A	JP 2005-65353 A (Toyota Motor Corp.), 10 March 2005 (10.03.2005), paragraph [0011] (Family: none)	1-25
A	JP 5396906 B2 (Nissan Motor Co., Ltd.), 22 January 2014 (22.01.2014), entire text; all drawings (Family: none)	1-25

☒ 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
03 February 2016 (03.02.16)

Date of mailing of the international search report
16 February 2016 (16.02.16)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/081554

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 2001-268980 A (Koyo Seiko Co., Ltd.), 28 September 2001 (28.09.2001), entire text; all drawings (Family: none)	1-25
A	WO 2014/057558 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 17 April 2014 (17.04.2014), paragraphs [0045] to [0046] & US 2015/0222216 A1 paragraph [0049] & CN 104703835 A	1-25

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P21/00(2016.01)i, H02P6/16(2016.01)i, H02P9/04(2006.01)i, H02P27/04(2016.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P21/00, H02P6/16, H02P9/04, H02P27/04

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016年

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

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2006-33970 A（富士重工業株式会社） 2006.02.02, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-25
A	JP 2005-65353 A（トヨタ自動車株式会社） 2005.03.10, 段落[0011]（ファミリーなし）	1-25
A	JP 5396906 B2（日産自動車株式会社） 2014.01.22, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-25

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

03.02.2016

国際調査報告の発送日

16.02.2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

森山 拓哉

3 V

3924

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

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
A	JP 2001-268980 A (光洋精工株式会社) 2001.09.28, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-25
A	WO 2014/057558 A1 (三菱電機株式会社) 2014.04.17, 段落[0045]-[0046] & US 2015/0222216 A1, 段落[0049] & CN 104703835 A	1-25