(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
2013 年 7 月 18 日(18.07.2013)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2013/105173 A1

(51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01) *H02P 6/06* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2012/007815

(22) 国際出願日: 2012 年 12 月 6 日(06.12.2012)

(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 2012-003718 2012 年 1 月 12 日(12.01.2012) JP

(71) 出願人: パナソニック株式会社 (PANASONIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真１００６番地 Osaka (JP).

(72) 発明者: 河地　光夫(KAWAJI, Mitsuo).

(74) 代理人: 鮫島　睦, 外(SAMEJIMA, Mutsumi et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区城見１丁目３番７号ＩＭＰビル青山特許事務所 Osaka (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, 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, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

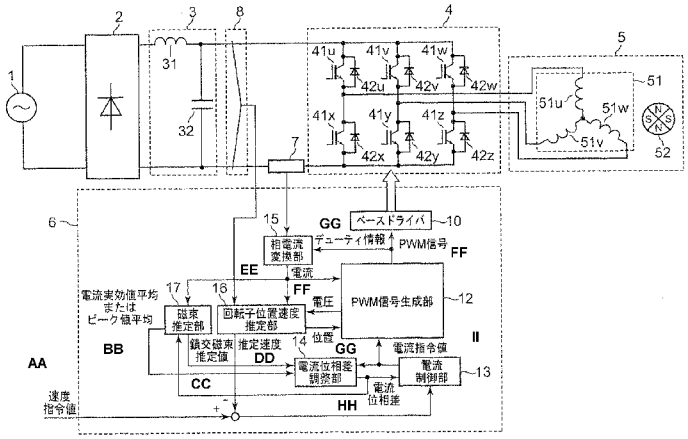
添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

WO 2013/105173 A1

(54) **Title**: INVERTER CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称 : インバータ制御装置



10 Base driver
12 PWM signal generator
13 Current control unit
14 Current phase difference adjustment unit
15 Phase current converter
16 Rotor position speed estimation unit
17 Flux estimation unit
AA Current root-mean-square value average or peak value average
BB Speed command value
CC Flux linkage estimated value
DD Estimation speed
EE Current
FF Voltage
GG Position
HH Current phase difference
II Current command value

(57) **Abstract**: A drive control unit (6) in an inverter control device configured from a small-capacity capacitor (32) includes: a flux estimation unit (17) for estimating the flux linkage of an electric motor (5), on the basis of the armature current of the electric motor (5), which has a high proportion of reluctance torque; and a current phase difference adjustment unit (14) for adjusting the phase difference of the current in relation to the induced voltage generated by the electric motor (5). In addition, the drive control unit (6) is configured so as to adjust the phase using the current phase difference adjustment unit in a manner such that the flux linkage estimated value estimated by the flux estimation unit (17) is at or below a prescribed set value, and one or more of the following values is a minimum value: the average value of the current command value applied to the electric motor (5), the average value of the root-mean-square value of the armature current, and the average value of the peak value of the armature current.

(57) 要約:

[続葉有]

小容量のコンデンサ３２で構成されたインバータ制御装置における駆動制御部６は、リラクタンストルクの割合の高い電動機５の電機子電流に基づいて、電動機５の鎖交磁束を推定する磁束推定部１７と、電動機５が発生する誘起電圧に対する電流の位相差を調整する電流位相差調整部１４とを含み、磁束推定部１７で推定された鎖交磁束推定値が所定の設定値以下、かつ電動機５に与える電流指令値の平均値、電機子電流の実効値の平均値、電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成されている。

明　細　書

発明の名称 ： インバータ制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、整流手段の出力端子に著しく小容量のコンデンサで構成される平滑手段を接続し、出力電圧が交流電源周波数の２倍周波で大きく脈動するようなインバータ制御装置に関し、特に、ブラシレスＤＣモータ等の電動機を任意の回転数で駆動するインバータ制御装置に関するものである。

背景技術

[0002] 一般的な電動機を駆動するインバータ制御装置は、交流電源を整流し、整流後の直流電力を平滑コンデンサで平滑し、平滑後の直流電力をインバータで任意の回転数、電圧の交流電力に変換し、その交流電力を電動機に供給するものである。

[0003] 前記のような構成の場合、平滑コンデンサが必須となるため、この平滑コンデンサが従来のインバータ制御装置における大型化、コストアップの要因になっていた。しかしながら、平滑コンデンサを不要もしくは大幅に小容量化した場合には、整流後の直流電圧に交流電源と同期した脈動が発生し、電動機にトルク脈動の増大や駆動効率の低下等の悪影響を及ぼすことが知られている。

[0004] そこで、この平滑コンデンサを不要もしくは大幅に小容量化した場合の直流電圧の脈動による電動機への悪影響を軽減するため、電動機に対する電圧指令値に相当するインバータ出力電圧が得られない飽和状態となったときに、ＰＷＭ信号の出力タイミングを早めてインバータ出力電圧の位相を進ませる方法がある（例えば、特許文献１を参照）。

[0005] 特許文献１の方法は、インバータに印加される直流電圧が脈動により低下する場合には、電動機の界磁磁束を弱めることで電動機の印加電圧を制限するものである（いわゆる弱め界磁制御に相当する）。

[0006] しかしながら、特許文献１の方法では、電動機の界磁磁束を弱めるために

電機子電流を流す必要があり、電機子電流の増加や電動機の駆動効率の低下などの悪影響が懸念される。

[0007] そのため、平滑コンデンサを不要もしくは大幅に小容量化した構成のインバータ制御装置において、電動機の印加電圧を制限する場合に、電動機の総磁束量を一定に保つように電流制御することにより弱め界磁動作が自然と行われるようにして、電動機の電機子電流を最小限に抑えて電動機の駆動効率の低下を軽減する方法が提案されている（例えば、特許文献２を参照）。

[0008] 特許文献２の方法は、電動機の印加電圧と電動機の巻線抵抗による電圧降下分（巻線抵抗値×電流値）との電圧差分を積分することにより電動機の総磁束（固定子側から発生する磁束と回転子側から発生する磁束との合成ベクトル）の量を演算し、磁束指令と総磁束演算値との磁束差分に基づいて比例積分制御を実施し、総磁束演算値が一定値（磁束指令）となるように、電動機の印加電圧の変化に応じて弱め界磁動作に作用する成分（直交２軸座標系）の電流を制御するものである。

[0009] なお、特許文献２においては、高速回転領域では弱め界磁制御の効果を高めるために、電動機の回転速度が上昇するにつれて磁束指令を低減させることにより、これに伴って一定に保つ総磁束量も低下させることが記載されている。

[0010] また、特許文献２のインバータ制御装置では、電動機からの回生エネルギーにより、交流電源からの入力電流に不通流期間が発生することで、入力電流の高調波成分が増加する現象への対策についても記載されている。この対策としては、交流電源電圧のゼロクロス点に相当する位相において、弱め界磁動作に作用する成分（直交２軸座標系）の電流指令値を低減することで、交流電源電圧のゼロクロス付近における回生動作方向の電流を抑制する方法や、埋め込み磁石界磁型の同期電動機（ＩＰＭモータ）において、界磁磁石により発生する誘起電圧の影響を軽減しリラクタンストルクの割合を高めた仕様の電動機を用いる方法が記載されており、いずれの方法も回生エネルギーを低減することにより、入力電流の高調波成分を抑制する効果が提示され

ている。

[0011] さらに、電動機の電機子電流を最小限に抑えて電動機の駆動効率の低下を軽減する別の方法として、電動機の印加電圧の制限値から求められる「弱め界磁制御」の電流指令値と、同一トルクを発生させる電流ベクトルの中で電動機の電機子電流の振幅が最小となるような電流位相で求められる「最大トルク制御」の電流指令値とを用いる方法が非特許文献１に提案されている。非特許文献１には、それぞれの電流指令値から求められた電動機の誘起電圧を比較し、誘起電圧がより小さくなる電流指令値（弱め界磁制御または最大トルク制御のいずれか）を選択して電流制御することにより、電動機の安定駆動を実現しつつ、電動機の駆動効率の低下を軽減する方法が提示されている。

先行技術文献

特許文献

[0012] 特許文献1：特開平１０－１５０７９５号公報

特許文献2：特許第４６９３９０４号公報

非特許文献

[0013] 非特許文献1：西原達也、森本茂雄、真田雅之著「ＩＰＭＳＭ速度制御システムにおける電解コンデンサレス化の影響」平成２１年電気学会全国大会、４－０６７、Ｐ．１１６～１１７（第４分冊）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0014] 前記のように従来構成のインバータ制御装置においては、弱め界磁動作を必要最小限とすることで電動機の電機子電流を最小限に抑え、電動機の駆動効率の低下を軽減する構成、もしくは回生動作方向の電流を制御することや界磁磁石により発生する誘起電圧の影響を軽減しリラクタンストルクの割合を高めた仕様の電動機を用いることで、電動機からの回生エネルギーを低減し、交流電源からの入力電流の高調波成分を抑制する構成がある。しかしな

がら、このような構成では、インバータ制御装置に制御対象である電動機を含めた電動機駆動システムにおけるシステム全体としての効率を最適にすることができないという課題を有していた。

[0015] 本発明は、前記の従来構成のインバータ制御装置における課題を解決するものであり、小容量コンデンサで構成されたインバータ制御装置において、リラクタンストルクの割合を高めた電動機を活用し、その電動機からの回生エネルギーを制御することにより電動機駆動システムにおけるシステム全体の効率の最適化を図ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0016] 前記従来の課題を解決するために、本発明のインバータ制御装置は、

界磁磁束および電機子電流に伴って発生するマグネットトルクと、電機子巻線のインダクタンス変化および電機子電流に伴って発生するリラクタンストルクとを併用して利用し、そのリラクタンストルクの割合を高めた電動機を駆動するインバータ制御装置であって、

交流電源を入力とする整流部と、

前記整流部の出力電圧が交流電源周波数の略２倍周波で脈動するようコンデンサの値を設定した平滑部と、

前記電動機を駆動するため前記平滑部からの平滑電圧を所望の交流電圧に変換する直交変換部と、

前記平滑電圧に対応した電動機駆動を行うための情報を前記直交変換部に伝達する駆動制御部と、

前記電動機の電機子電流を検出する電流検出部と、を備え、

前記駆動制御部は、前記電流検出部により検出された電機子電流に基づいて前記電動機の鎖交磁束を推定する磁束推定部と、前記電動機が発生する誘起電圧に対する電機子電流の位相差を調整する電流位相差調整部とを含み、

前記磁束推定部で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下であり、かつ前記電動機に与えるトルク指令値または電流指令値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流の実効値の平均値、前

記電流検出部により検出された電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように前記電流位相差調整部において位相調整を行うよう構成されている。

[0017] 前記のように構成された本発明のインバータ制御装置は、電動機からの回生エネルギーを所定値以下に制御することにより「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化を図り、電動機の電機子電流を最小限に抑制することで電動機効率の低下を軽減して、システム全体の効率の最適化を図ることができる。

[0018] 発明の新規な特徴は添付の請求の範囲に特に記載したものに他ならないが、構成及び内容の双方に関して本発明は、他の目的や特徴と合わせて図面と共に以下の詳細な説明を読むことにより、より良く理解され評価されるであろう。

発明の効果

[0019] 本発明のインバータ制御装置によれば、リラクタンストルクの割合を高めた電動機を活用して、その電動機からの回生エネルギーを制御することにより電動機を含む電動機駆動システムにおけるシステム全体の効率を最適にすることができる。

図面の簡単な説明

[0020] [図1]本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置のシステム構成図

[図2]本発明に係る実施の形態２のインバータ制御装置のシステム構成図

[図3]本発明に係る実施の形態３のインバータ制御装置のシステム構成図

[図4]電動機の相電流状態の時間的変化の一例を示す図

[図5]ＰＷＭ信号の変化の一例を示す図

[図6]図５におけるＰＷＭ信号による駆動時に電動機および直交変換部に流れる電流の状態を示す図

[図7]ＰＷＭ信号の変化の一例を示す図

[図8]図７におけるＰＷＭ信号による駆動時に電動機および直交変換部に流れる電流の状態を示す図

[図9]（ａ）本発明のインバータ制御装置の第１の動作特性図、（ｂ）本発明のインバータ制御装置の第１の動作特性図

[図10]（ａ）本発明のインバータ制御装置の第２の動作特性図、（ｂ）本発明のインバータ制御装置の第２の動作特性図

[図11]本発明のインバータ制御装置における回生エネルギー総量と電動機鎖交磁束の一特性図

[図12]（ａ）本発明のインバータ制御装置における回生エネルギー総量とコンバータ（整流部＋平滑部）効率の特性図、（ｂ）回生エネルギー総量とインバータ（直交変換部）効率の特性図、（ｃ）回生エネルギー総量とトータル効率の特性図

[図13]本発明のインバータ制御装置における電動機出力トルクの一特性図

[図14]本発明のインバータ制御装置における第１の処理フローの概略図

[図15]本発明のインバータ制御装置における第２の処理フローの概略図

[図16]本発明のインバータ制御装置における電流位相差と電機子電流の一特性図

発明を実施するための形態

[0021] 本発明に係る第１の態様のインバータ制御装置は、

界磁磁束および電機子電流に伴って発生するマグネットトルクと、電機子巻線のインダクタンス変化および電機子電流に伴って発生するリラクタンストルクとを併用して利用し、そのリラクタンストルクの割合を高めた電動機を駆動するインバータ制御装置であって、

交流電源を入力とする整流部と、

前記整流部の出力電圧が交流電源周波数の略２倍周波で脈動するようコンデンサの値を設定した平滑部と、

前記電動機を駆動するため前記平滑部からの平滑電圧を所望の交流電圧に変換する直交変換部と、

前記平滑電圧に対応した電動機駆動を行うための情報を前記直交変換部に伝達する駆動制御部と、

前記電動機の電機子電流を検出する電流検出部と、を備え、

前記駆動制御部は、前記電流検出部により検出された電機子電流に基づいて前記電動機の鎖交磁束を推定する磁束推定部と、前記電動機が発生する誘起電圧に対する電機子電流の位相差を調整する電流位相差調整部とを含み、

前記磁束推定部で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下であり、かつ前記電動機に与えるトルク指令値または電流指令値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流の実効値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように前記電流位相差調整部において位相調整を行うよう構成されている。

このように構成された本発明に係る第１の態様のインバータ制御装置は、電動機からの回生エネルギーを所定値以下に制御することにより、「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化を図り、電動機の電機子電流を最小限に抑制することで電動機効率の低下を軽減して、システム全体の効率を最適化することができる。

[0022] 本発明に係る第２の態様のインバータ制御装置において、前記の第１の態様における前記駆動制御手段は、前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測する回生期間計測部をさらに含み、

前記磁束推定部で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下であり、かつ前記回生期間計測部で計測された回生期間計測値が予め設定された回生期間設定値以下であり、かつ前記電動機に与えるトルク指令値または電流指令値の平均値、前記電流検出手段により検出された電機子電流の実効値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように前記電流位相差調整部において位相調整を行うよう構成しても良い。

このように構成された本発明に係る第２の態様のインバータ制御装置は、電動機からの回生エネルギーおよび回生電流が流れている期間をそれぞれ所定値以下に制御することにより、交流電源からの入力電流の不通流期間を確

実に所定値以下に抑制しつつ「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化を図り、電動機の電機子電流を最小限に抑制することで電動機効率の低下を軽減して、システム全体の効率を最適化することができる。

[0023] 本発明に係る第３の態様のインバータ制御装置において、前記の第１または第２の態様における前記磁束推定部は、予め設定された前記電動機の諸元値と、前記電流検出部により検出された電機子電流とに基づいて、直交２軸座標系の鎖交磁束を算出して推定するよう構成しても良い。

このように構成された本発明に係る第３の態様のインバータ制御装置は、演算により電動機の鎖交磁束を算出することができるため、センサ等を新たに設ける必要がなくコスト面で有利となる。

[0024] 本発明に係る第４の態様のインバータ制御装置は、前記の第２または第３の態様において、前記交流電源の電圧を検出する交流電圧検出部と、前記交流電圧検出部により検出された交流電圧検出値の絶対値を算出する絶対値変換部と、前記平滑電圧を検出する平滑電圧検出部と、をさらに備え、

前記回生期間計測部は、前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値と、前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値との大小関係に基づいて、前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測するよう構成しても良い。

このように構成された本発明に係る第４の態様のインバータ制御装置は、交流電源の電圧歪、および／または電源周波数が変動した場合でも確実に電動機からコンデンサに回生電流が流れている期間を計測することができる。

[0025] 本発明に係る第５の態様のインバータ制御装置において、前記の第２または第３の態様における前記電流検出部は、前記直交変換部の直流側の母線電流を直接検出し、その母線電流の検出値から間接的に前記電動機に流れる電機子電流を検出するよう構成され、

前記回生期間計測部は、前記母線電流の検出値に基づいて前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測するよう構成されても良

い。

このように構成された本発明に係る第５の態様のインバータ制御装置は、電動機に流れる電機子電流の検出を併用できるため、センサ等を新たに設ける必要がなくコスト面で有利となる。

[0026] 本発明に係る第６の態様のインバータ制御装置は、前記の第１、第２、第３または第５の態様において、前記平滑電圧を検出する平滑電圧検出部をさらに備え、前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成されても良い。

このように構成された本発明に係る第６の態様のインバータ制御装置は、マイクロコンピュータおよびシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図ることができる。

[0027] 本発明に係る第７の態様のインバータ制御装置は、前記の第１、第２、第３または第５の態様において、前記交流電源の電圧を検出する交流電圧検出部と、前記交流電圧検出部で検出された交流電圧検出値の絶対値を算出する絶対値変換部と、をさらに備え、

前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成されても良い。

このように構成された本発明に係る第７の態様のインバータ制御装置は、マイクロコンピュータおよびシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図ることができる。

[0028] 本発明に係る第８の態様のインバータ制御装置は、前記の第４の態様において、前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値、および前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値のうち少なくともいずれか１つの値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成されても良い。

このように構成された本発明に係る第８の態様のインバータ制御装置は、

マイクロコンピュータおよびシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図ることができる。

[0029] 本発明に係る第９の態様のインバータ制御装置において、前記の第１乃至第８の態様のいずれかの態様における前記平滑部は、コンデンサおよびリアクタで構成され、前記コンデンサおよびリアクタにより求められる共振周波数を、交流電源周波数の４０倍以上になるよう設定するよう構成されても良い。

このように構成された本発明に係る第９の態様のインバータ制御装置は、交流電源からの入力電流における電源高調波特性の高性能化を実現することができる。

[0030] 本発明に係る第１０の態様のインバータ制御装置において、前記の第１乃至第９の態様のいずれかの態様における前記鎖交磁束設定値は、前記電動機から前記コンデンサへ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように設定されても良い。

このように構成された本発明に係る第１０の態様のインバータ制御装置は、電動機からの回生エネルギーを所定値以下に確実に制御することにより、「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率の最適化を図ることができる。

[0031] 本発明に係る第１１の態様のインバータ制御装置は、前記の第１乃至第１０の態様のいずれかの態様における所定の回転数および負荷トルクにおいて、前記駆動制御部で制御される前記電動機の鎖交磁束が、前記電動機から前記コンデンサへ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように前記電動機の仕様を決定するよう構成されても良い。

このように構成された本発明に係る第１１の態様のインバータ制御装置は、電動機からの回生エネルギーを所定値以下に確実に抑制することにより、「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率の最適化を図ることができる。

[0032] 以下、本発明のインバータ制御装置に係る実施の形態について、添付の図面を参照しながら説明する。なお、本発明のインバータ制御装置は、以下の実施の形態に記載したインバータ制御装置の構成に限定されるものではなく、以下の実施の形態において説明する技術的思想と同等の技術的思想に基づいて構成されるインバータ制御装置を含むものである。

[0033] （実施の形態１）

図１は、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置のシステム構成を示す図である。実施の形態１のインバータ制御装置は、単相交流電源である商用電源等の交流電源１により電力が供給されて、供給された交流電源１を全波整流するダイオードブリッジで構成された整流手段である整流部２と、整流部２からの出力電圧が交流電源１の電源周波数の略２倍周波で大きく脈動するようにコンデンサ３２の値が設定された平滑手段である平滑部３と、平滑部３からの平滑電圧を所望の周波数、電圧値の交流電圧に変換する直交変換手段である直交変換部４と、平滑電圧に対応した電動機駆動を行うための情報を直交変換部４に伝達する駆動制御手段である駆動制御部６と、を備える。

[0034] インバータ制御装置により駆動制御される電動機５は、中性点を中心にＹ結線された３つの電機子巻線（５１ｕ、５１ｖ、５１ｗ）が取り付けられた固定子５１と、磁石が装着されている回転子５２とから構成される。電動機５においては、回転子５２の磁石による界磁磁束および固定子５１の電機子巻線（５１ｕ、５１ｖ、５１ｗ）に流れる電機子電流に伴って発生するマグネットトルクと、電機子巻線（５１ｕ、５１ｖ、５１ｗ）のインダクタンス変化および電機子電流に伴って発生するリラクタンストルクと、を併用して利用し、そのリラクタンストルクの割合を高めている。

[0035] 直交変換部４は、一対のスイッチング素子からなるハーフブリッジ回路をＵ相用、Ｖ相用、W相用として３相分備える。ハーフブリッジ回路の一対のスイッチング素子は、コンデンサ３２の高圧側端と低圧側端の間に直列接続され、ハーフブリッジ回路にコンデンサ３２の両端の平滑電圧が印加される

。Ｕ相用のハーフブリッジ回路は、高圧側のスイッチング素子４１ｕおよび低圧側のスイッチング素子４１ｘにより構成される。Ｖ相用のハーフブリッジ回路は、高圧側のスイッチング素子４１ｖおよび低圧側のスイッチング素子４１ｙにより構成される。Ｗ相用のハーフブリッジ回路は、高圧側のスイッチング素子４１ｗおよび低圧側のスイッチング素子４１ｚにより構成される。また、各スイッチング素子（４１ｕ～４１ｚ）と並列に還流ダイオード（４２ｕ～４２ｚ）が接続されている。即ち、上アームにはスイッチング素子（４１ｕ、４１ｖ、４１ｗ）と還流ダイオード（４２ｕ、４２ｖ、４２ｗ）が設けられており、下アームにはスイッチング素子（４１ｘ、４１ｙ、４１ｚ）と還流ダイオード（４２ｘ、４２ｙ、４２ｚ）が設けられている。

[0036] 直交変換部４に印加されている平滑電圧は、前述した直交変換部４内のスイッチング素子のスイッチング動作によって３相の交流電圧に変換され、そのように変換された交流電圧により電動機５が駆動される。また、直交変換部４の直流側の母線には母線電流を検出する電流検出手段である電流検出部７が設けられている。

[0037] 平滑部３は、ＬＣ共振周波数が交流電源１の電源周波数の４０倍以上となるように設定されており、小容量のコンデンサ３２への突入充放電電流のピーク値を軽減するためのリアクタ３１を備えている。

[0038] 駆動制御部６は、マイクロコンピュータおよび／またはシステムＬＳＩ等により構成可能なものであり、ベースドライバ１０、ＰＷＭ信号生成部１２、電流制御部１３、電流位相差調整部１４、相電流変換部１５、回転子位置速度推定部１６、磁束推定部１７の各機能ブロックを備えている。

[0039] 相電流変換部１５は、電流検出部７に流れる直交変換部４の直流側の母線電流を観察し、その母線電流を電動機５の電機子電流に変換する。相電流変換部１５は実際には直交変換部４の直流側の母線電流が変換したときから所定期間の間だけ電流を検出する。

[0040] 回転子位置速度推定部１６は、相電流変換部１５により変換された電動機５の電機子電流と、ＰＷＭ信号生成部１２で演算される出力電圧と、平滑電

圧検出部８で検出される平滑電圧の情報により、電動機５の回転子磁極位置と回転速度を推定する。

[0041] 電流制御部１３では、電流位相差調整部１４から与えられる電流位相差と、回転子位置速度推定部１６で推定された電動機５の回転速度と、外部から与えられる速度指令値との偏差情報と、に基づいて電動機５の回転速度が速度指令値に一致するように電流指令値をＰＩ演算等を用いて導出する。

[0042] ＰＷＭ信号生成部１２は、電流制御部１３により導出される電流指令値と、相電流変換部１５により変換された電動機５の電機子電流と、回転子位置速度推定部１６より推定される電動機５の回転子磁極位置の情報とにより、電動機５を駆動するためのＰＷＭ信号を生成する。

[0043] ＰＷＭ信号生成部１２におけるＰＷＭ信号の生成は、例えば、直交変換部４に印加される平滑電圧が２００Ｖの状況において、Ｕ相の指示電圧が１５０Ｖ、Ｖ相の指示電圧が１００Ｖ、Ｗ相の指示電圧が０Ｖであった場合、各相のＰＷＭ信号のデューティ（ＰＷＭ信号のキャリア周期における上アームスイッチング素子がオンである状態の時間比率）は、Ｕ相が７５％、Ｖ相が５０％、Ｗ相が０％となる。

[0044] すなわち、各相の指示電圧を平滑電圧で除算した結果がＰＷＭ信号のデューティとなる。また、各相の指示電圧が平滑電圧を上回る場合には、ＰＷＭ信号のデューティは１００％となる。

[0045] 前述のように求められたＰＷＭ信号は、最終的にベースドライバ１０に出力され、各スイッチング素子（４１ｕ～４１ｚ）はＰＷＭ信号に従い駆動され、正弦波状の交流を生成する。このように実施の形態１においては、正弦波状の電機子電流を流すことにより、電動機５の正弦波駆動を実現している。

[0046] 次に、図４～８を用いて直交変換部４の直流側の母線に流れる母線電流において電動機５の電機子電流が現れる様子について説明する。

[0047] 図４は、電動機５の電機子巻線に流れる電機子電流の状態と、６０°毎の電気角の各区間における各相の電機子巻線に流れる電流の方向とを示した図

である。

[0048] 図４を参照すると、電気角０～６０°の区間においては、Ｕ相巻線５１ｕとW相巻線５１ｗには非結線端から中性点に向けて、Ｖ相巻線５１ｖには中性点から非結線端に向けて電流が流れている。また、電気角６０～１２０°の区間においては、Ｕ相巻線５１ｕには非結線端から中性点に向けて、Ｖ相巻線５１ｖとW相巻線５１ｗには中性点から非結線端に向けて電流が流れている。以降、電気角６０°毎に各相の巻線に流れる相電流の状態が変化していく様子が示されている。

[0049] 例えば、図４において電気角３０°の時にＰWM信号生成部１２で生成された半キャリア周期分のＰWM信号が図５のように変化する場合を考える。

[0050] ここで、図５において、信号Ｕはスイッチング素子４１ｕを動作させる信号、信号Ｖはスイッチング素子４１ｖを動作させる信号、信号Wはスイッチング素子４１ｗを動作させる信号、信号Ｘはスイッチング素子４１ｘを動作させる信号、信号Ｙはスイッチング素子４１ｙを動作させる信号、および信号Ｚはスイッチング素子４１ｚを動作させる信号を示す。

[0051] これらの信号はアクティブ・ハイで記載している。この場合、直交変換部４の直流側の母線には図６に示すように、タイミング１では電流が現れず、タイミング２ではW相巻線５１ｗに流れる電機子電流（W相電流）が現れ、タイミング３ではＶ相巻線５１ｖに流れる電機子電流（Ｖ相電流）が現れる。

[0052] 別の例として、図４において電気角３０°の時にＰWM信号生成部１２で生成された半キャリア周期のＰWM信号が図７のように変化する場合を考える。この場合、直交変換部４の直流側の母線には図８に示すように、タイミング１では電流が現れず、タイミング２ではＵ相巻線５１ｕに流れる電機子電流（Ｕ相電流）が現れ、タイミング３ではW相巻線５１ｗに流れる電機子電流（W相電流）が現れる。

[0053] ここで、図８に示すタイミング３における直交変換部４の直流側の母線電流は、コンデンサ３２の低圧側端から直交変換部４を介してコンデンサ３２

の高圧側端へと流れる方向であり、電動機５にて発生した電気エネルギーがコンデンサ３２に戻される回生状態を示している（以下、この電気エネルギーを回生エネルギーと記載）。

[0054] 上記のように、直交変換部４の母線上にスイッチング素子（４１ｕ～４１ｚ）のオンオフ状態に応じた電動機５の相電流が現れることが分かる。

[0055] 具体的には、上アームのスイッチング素子（４１ｕ、４１ｖ、４１ｗ）のいずれか１つがオンしている状態の時において、そのオンした相の電機子電流が直交変換部４の母線上に現れる、あるいは下アームのスイッチング素子（４１ｘ、４１ｙ、４１ｚ）のいずれか１つがオンしている状態の時において、そのオンした相の電機子電流が直交変換部４の母線上に現れるという関係性が成り立つ。

[0056] 前述のようにキャリア周期内の近接したタイミングで２相分の電流を判断することができれば、下記の式１の関係から各相の電機子電流（ｉｕ、ｉｖ、ｉｗ）が求められることは明らかである。

[0057] [数1]

$$iu + iv + iw = 0 \quad (1)$$

[0058] なお、タイミング４とタイミング５は、スイッチング素子（４１ｕ～４１ｚ）の動作遅延により直交変換部４の上下アームが短絡するのを防止するためのデッドタイム期間である。このデッドタイム期間における直交変換部４の母線電流は、各相の電機子電流の流れる向きによって不定である。

[0059] 図９は、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置の第１の動作特性図である。図９の（ａ）は、交流電源１の交流電圧絶対値（図９（ａ）の破線部）と、直交変換部４に印加される平滑電圧（図９（ａ）の実線部）とを示している。また、図９の（ｂ）は、電流検出部７に流れる直交変換部４の直流側の母線電流の波形を示している。

[0060] 本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置におけるコンデンサ３２の容量は、著しく小さいものを用いているため、電動機５に電流が流れると直交変換部４に印加される平滑電圧は、交流電源１の電源周波数ｆｓの略２

倍周波で大きく脈動する。

[0061] 図９の（ｂ）において、電流検出部７に流れる直交変換部４の直流側の母線電流の波形は、直交変換部４からコンデンサ３２の低圧側端へと流れる方向を正として、逆にコンデンサ３２の低圧側端から直交変換部４へと流れる方向を負として表示している。図９の（ｂ）に示すように、母線電流は直交変換部４における各スイッチング素子（４１ｕ～４１ｚ）の動作に応じたパルス状の波形となっている。

[0062] 小容量のコンデンサ３２で構成されたインバータ制御装置では、図９に示したように、直交変換部４の直流側の母線電流が負となる期間（以下、回生期間と記載）が交流電源１の電源電圧のゼロクロス付近で発生することがあり、この回生期間では電動機５からの回生エネルギーがコンデンサ３２に充電される。

[0063] このコンデンサ３２に充電される回生エネルギーの総量Ｅｒｅｇは、以下に示す式２のように、直交変換部４に印加される平滑電圧Ｖｄｃと交流電源１の交流電圧絶対値｜Ｖａｃ｜との差分を積分することで求めることができる。即ち、この回生エネルギーの総量Ｅｒｅｇは、図９の（ａ）における斜線部面積に相当する。

[0064] [数2]

$$Ereg = \int (Vdc - |Vac|)\, dt \qquad (2)$$

[0065] この回生エネルギー総量Ｅｒｅｇは、交流電源１の交流電圧値、平滑部３のリアクタ３１、コンデンサ３２の容量の他に、電動機５の仕様、電動機５の負荷条件（回転数、負荷トルク、環境温度等）等に大きく関係する。特に、本発明者は電動機５が発生する誘起電圧に寄与する鎖交磁束（ｄ軸鎖交磁束）、および電動機５を駆動するために必要な印加電圧に寄与する鎖交磁束（１次鎖交磁束）が回生エネルギー総量Ｅｒｅｇに関係すること着目した。

[0066] 図１１は、異なる２つの負荷条件（Ａ、Ｂ）において回生エネルギー総量Ｅｒｅｇと駆動制御部６で制御されている電動機５の鎖交磁束（ｄ軸鎖交磁束／１次鎖交磁束）の特性を示した図である。図１１に示すように、電動機

５の鎖交磁束（ｄ軸鎖交磁束／１次鎖交磁束）が大きくなるにつれて回生エネルギー総量Ｅｒｅｇが増加する単調増加の関係性がある。

[0067] また、図１２の（ａ）は、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇとコンバータ（整流部２＋平滑部３）の効率の特性を示し、図１２の（ｂ）は、インバータ（直交変換部４）の効率の特性を示し、図１２の（ｃ）は、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇとトータル効率（コンバータ＋インバータ）の特性を示した図である。図１２の（ｃ）に示すように、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇが過大になると「コンバータ（整流部２＋平滑部３）＋インバータ（直交変換部４）」のトータル効率が低下する。このため、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置では必要最低限（予め設定した効率目標値）のトータル効率を実現するために、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇに制限値を設けて、電動機５からの回生エネルギー総量Ｅｒｅｇを制限値以下に制御するものである。

[0068] 回生エネルギー総量Ｅｒｅｇを制限値以下に制御した場合の動作の一例として図１０を用いて説明する。図１０は、本発明係る実施の形態１のインバータ制御装置の第２の動作特性図であり、図９と同様に交流電源１の交流電圧絶対値（図１０の（ａ）の破線部）と、直交変換部４に印加される平滑電圧（図１０の（ａ）の実線部）と、電流検出部７に流れる直交変換部４の直流側の母線電流（図１０の（ｂ））の波形を示している。図９に対して図１０では、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇだけでなく回生期間も減少している。その結果、電動機５からコンデンサ３２へ充電される回生エネルギーに起因する無効電力を減少させることができる。

[0069] この回生エネルギー総量Ｅｒｅｇを間接的に検出するため、図１１の単調増加の関係性を踏まえ、駆動制御部６で制御されている電動機５の鎖交磁束（ｄ軸鎖交磁束／１次鎖交磁束）を推定する方法を採用し、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇの制限値に相当する電動機５の鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）を設けている。

[0070] ただし、図１１に示すように、電動機５の鎖交磁束は負荷条件（回転数、負荷トルク、環境温度等）にも依存するため、実機試験結果やシミュレーシ

ョン解析結果等を踏まえて、例えば、予め回転数毎のテーブルデータとして複数の鎖交磁束設定値を設けておく。図１１では異なる２つの負荷条件（Ａ、Ｂ）に対して、それぞれの鎖交磁束設定値（λＡｓｅｔ、λＢｓｅｔ）を設けている。

[0071] なお、鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）については、実機試験結果やシミュレーション解析結果等を踏まえて、電動機５からコンデンサ３２へ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように設定するのが好ましい。例えば、図１１の負荷条件Ａの場合、電動機５からの回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束をλＡ０とすると、鎖交磁束設定値λＡｓｅｔは下記式３の条件を満足するように設定する。

[0072] [数3]

$$\lambda Aset \leqq 2.5 \times \lambda A0 \qquad (3)$$

[0073] そこで、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置では、磁束推定部１７で電動機５の鎖交磁束を推定し、その鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下、かつ電流制御部１３における電動機５に与える電流指令値の平均値、相電流変換部１５により変換された電機子電流の実効値の平均値、電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小となるように、電動機５が発生する誘起電圧に対する電流の位相差を電流位相差調整部１４で位相調整するものである。

[0074] 以下、図１４を用いて本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置の特徴である磁束推定部１７、電流位相差調整部１４の具体的な動作について説明する。

[0075] 図１４は、実施の形態１のインバータ制御装置の第１の処理フローの概略を示した図であり、実施の形態１のインバータ制御装置における平滑部３のコンデンサ３２の容量は著しく小さいものを用いており、電動機５の電機子電流は大きく脈動する。このため、磁束推定部１７における電動機５の鎖交磁束の推定に先立ち、外部より与えられる速度指令値を一定にして、電動機

５を所定回転数、例えば、前述のテーブルデータの複数の回転数のうちの１つに固定する（Ｓ１０１）。

[0076] 次に、磁束推定部１７では、下記式４のように、まず始めに予め設定した所定時間Ｔａ毎に、相電流変換部１５により変換された電機子電流の実効値の平均値Ｉａを算出する（Ｓ１０２）。

[0077] [数4]

$$Ia = \Sigma \{\sqrt{}(id\hat{}2 + iq\hat{}2) / \sqrt{}(3) \times \Delta T\} / Ta \quad (4)$$

[0078] ここで、ｉｄ：ｄ軸電流検出値、ｉｑ：ｑ軸電流検出値、ｉｄ＾２：ｉｄの２乗値、ｉｑ＾２：ｉｑの２乗値であり、電機子電流は３相交流座標系（ｉｕ、ｉｖ、ｉｗ）から回転座標系（ｉｄ、ｉｑ）に座標変換を実施している。

[0079] なお、所定時間Ｔａについては平滑電圧の変動周期の整数倍を設定するのが好ましい。

[0080] 前記のように算出された電機子電流の実効値の平均値Ｉａと、予め設定された電動機５の諸元値（ｄ軸インダクタンスＬｄ、ｑ軸インダクタンスＬｑ、起電力係数Λ）に基づいて直交２軸座標系の鎖交磁束を算出する（Ｓ１０３）。

[0081] [数5]

$$\lambda da = \Lambda + Ld \times ida \quad (5)$$

[0082] [数6]

$$\lambda qa = Lq \times iqa \quad (6)$$

[0083] [数7]

$$\lambda 1a = \sqrt{}(\lambda da\hat{}2 + \lambda qa\hat{}2) \quad (7)$$

[0084] [数8]

$$ida = -\sqrt{}(3) \times Ia \times \sin(\beta T) \quad (8)$$

[0085] [数9]

$$iqa = \sqrt{(3)} \times Ia \times \cos(\beta T) \quad (9)$$

[0086] ここで、ｉｄａ：ｄ軸電流平均値、ｉｑａ：ｑ軸電流平均値、βＴ：電流位相差設定値、λｄａ：ｄ軸鎖交磁束平均値、λｑａ：ｑ軸鎖交磁束平均値、λｄａ＾２：λｄａの２乗値、λｑａ＾２：λｑａの２乗値、λ１ａ：１次鎖交磁束平均値である。

[0087] 前記のように、磁束推定部１７では、式４～式９の演算により電動機５の鎖交磁束を算出することができるため、鎖交磁束の検出において、センサ等を新たに設ける必要がなくコスト面で有利となる。

[0088] なお、ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａのみで十分な制御性能が確保できる場合には、マイクロコンピュータやシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図る等の目的で、ｑ軸鎖交磁束平均値λｑａや１次鎖交磁束平均値λ１ａ等の演算処理は割愛しても良い。

[0089] 次に、電流位相差調整部１４では、まず磁束推定部１７で推定された鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が予め設定された鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下か否かを判別する（Ｓ１０４）。鎖交磁束推定値が鎖交磁束設定値を超えている場合には、鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下となるまで、電流位相差βＴを所定の変化幅Δβ１ずつ単調増加させて弱め界磁動作を行う（Ｓ１０６）。このように、電動機５からの回生エネルギーの総量Ｅｒｅｇを所定の制限値以下に制御することができる。

[0090] 次に、鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下になった後の電流位相差調整部１４の動作として、電流位相差βＴを所定の変化幅Δβ２（Δβ１よりも変化幅が小）だけ変化させ、電流位相差βＴの変化前後の電機子電流の実効値の平均値Ｉａ（式４で算出）の変化に基づいてＩａの値が最小値となるように電流位相差βＴを調整する（Ｓ１０５）

。

[0091] 具体的には、図１６に示すように、電流位相差βＴに対する電機子電流の実効値の平均値Ｉａは最小値を持つ２次関数で変化する。このため、まず電流位相差βＴを変化量Δβ２だけ増加させて、電流位相差βＴの変化前後で平均値Ｉａの変化が減少方向となる場合には、さらに電流位相差βＴをΔβ２だけ増加させる。逆に電流位相差βＴの変化前後で平均値Ｉａの変化が増加方向となる場合には、電流位相差βＴをΔβ２だけ減少させる。このように、電流位相差βＴを変化した場合の平均値Ｉａの値の変化が減少方向から増加方向となるよう電流位相差βＴを調整することにより、平均値Ｉａが最小値となる値を探索して、平均値Ｉａを最小値とすることができる。

[0092] 前述のように電動機５からの回生エネルギーを所定値以下に制御することにより、「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化（必要最低限（予め設定した効率目標値）のトータル効率を実現）を図りつつ、電動機５の電機子電流を最小限に抑制することにより、電動機効率の低下を軽減し、システム全体の効率最適化を図ることができる。

[0093] なお、前述の説明では、磁束推定部１７において、相電流変換部１５により変換された電機子電流の実効値の平均値Ｉａを用いて、鎖交磁束推定値を算出しているが、下記式４ａのように、相電流変換部１５により変換された電機子電流のピーク値の平均値Ｉｐａを用いても良い。

[0094] [数10]

$$Ipa=\Sigma\{\sqrt{(id\hat{}2+iq\hat{}2)}\times\sqrt{(2/3)}\times\Delta T\}/Ta \qquad (4a)$$

[0095] この場合には、下記の式８ａおよび式９ａを用いてｄ軸電流平均値ｉｄａ、ｑ軸電流平均値ｉｑａを算出し、前述の式５～式７の演算により鎖交磁束推定値を算出すれば良い。

[0096] [数11]

$$ida=-\sqrt{(3/2)}\times Ipa\times\sin(\beta T) \qquad (8a)$$

[0097]

[数12]

$$iqa = \sqrt{(3/2)} \times Ipa \times \cos(\beta T) \quad (9a)$$

[0098] また、電流位相差調整部１４において、式４ｂのように、電流位相差βＴの変化前後の電機子電流の実効値の平均値Ｉａの変化に基づいて平均値Ｉａの値が最小値となるように電流位相差βＴを調整するようにしているが、磁束推定部１７において電機子電流のピーク値の平均値Ｉｐａを用いる場合には、電機子電流の実効値の平均値Ｉａの代わりに電機子電流のピーク値の平均値Ｉｐａを用いて、この平均値Ｉｐａの値が最小値となるように電流位相差βＴを調整するようにすれば良い。

[0099] さらに、別の方法として、磁束推定部１７において、下記式４ｂで示す、電流制御部１３で設定される電流指令値の平均値Ｉａ＊（電機子電流の実効値の平均値に相当）を用いても良い。

[0100] [数13]

$$Ia* = \Sigma \{\sqrt{(id*^2 + iq*^2)} / \sqrt{(3)} \times \Delta T\} / Ta \quad (4b)$$

[0101] ここで、ｉｄ＊：ｄ軸電流指令値、ｉｑ＊：ｑ軸電流指令値、ｉｄ＊＾２：ｉｄ＊の２乗値、ｉｑ＊＾２：ｉｑ＊の２乗値であり、この場合には、式８、式９の平均値Ｉａの代わりに電流指令値の平均値Ｉａ＊を用いて、鎖交磁束推定値を算出すれば良い。

[0102] また、電流位相差調整部１４において、電流位相差βＴの変化前後の電機子電流の実効値の平均値Ｉａの変化に基づいて、この平均値Ｉａの値が最小値となるように電流位相差βＴを調整するようにしているが、磁束推定部１７において電流指令値の平均値Ｉａ＊を用いる場合には、電機子電流の実効値の平均値Ｉａの代わりに電流指令値の平均値Ｉａ＊を用いて、この平均値Ｉａ＊の値が最小値となるように電流位相差βＴを調整するようにすれば良い。

[0103] 以下、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置に係わる小容量のリアクタ３１と小容量のコンデンサ３２の仕様決定に関する具体的な方法に

ついて説明する。

[0104] 実施の形態１のインバータ制御装置では、交流電源１からの入力電流の高調波成分を抑制してＩＥＣ規格をクリアするために、リアクタ３１とコンデンサ３２との共振周波数ｆＬＣを電源周波数ｆｓの４０倍以上となるように（ｆＬＣ≧（４０×ｆｓ）の制約条件を満足するように）リアクタ３１とコンデンサ３２の組み合わせを決定するものである。

[0105] ここで、リアクタの容量をＬ１［Ｈ］、コンデンサ３２の容量をＣ１［Ｆ］とすると、共振周波数ｆＬＣは下記式１０のように表される。

[0106] [数14]

$$fLC = 1 / \{2\pi \times \sqrt{(L1 \times C1)}\} \quad (10)$$

[0107] 例えば、電源周波数を５０Ｈｚ、コンデンサ３２の容量を１０μＦとすると、前述の制約条件と式１４より、Ｌ１≦０．６３３［ｍＨ］の範囲でリアクタ３１の容量を選定することになる。

[0108] このように、小容量のリアクタ３１と小容量のコンデンサ３２の組み合わせを決定することにより、交流電源１からの入力電流における電源高調波特性の高性能化を実現することができる。

[0109] 以下、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置に係わる電動機５の仕様決定に関する具体的な方法について説明する。

[0110] 実施の形態１のインバータ制御装置に係わる電動機５は、回転子５２の磁石による界磁磁束および固定子５１の電機子巻線（５１ｕ、５１ｖ、５１ｗ）に流れる電機子電流に伴って発生するマグネットトルクと、電機子巻線（５１ｕ、５１ｖ、５１ｗ）のインダクタンス変化および電機子電流に伴って発生するリラクタンストルクとを併用して利用し、そのリラクタンストルクの割合を高めた仕様であり、図１３を用いて従来のマグネットトルク主体の電動機仕様との違いについて説明する。

[0111] 図１３は、従来のマグネットトルク主体の電動機仕様（１）と実施の形態１のインバータ制御装置に係わるリラクタンストルクの割合を高めた電動機仕様（２）における電動機出力トルク（マグネットトルクとリラクタンスト

ルクとの合成トルク）の特性を示した図である。図１３において、従来のマグネットトルク主体の電動機仕様（１）の特性曲線を破線で示し、リラクタンストルクの割合を高めた電動機仕様（２）の特性曲線を実線で示す。図１３に示す特性曲線は、電機子電流の実効値の平均値Ｉａが同一条件下において、最大出力トルクＴｍａｘが同一、かつ最大出力トルクＴｍａｘが得られるときの電流位相差βＴが電動機仕様（１）のβｓ１から電動機仕様（２）のβｓ２へと増加するように電動機の仕様が決定されている。なお、βｓ２の取り得る範囲は、βｓ１＜βｓ２≦４５［ｄｅｇ］とする。

[0112] 前述のように磁束推定部１７および電流位相差調整部１４においては、電動機５の鎖交磁束を推定することにより、電動機５からの回生エネルギー総量Ｅｒｅｇを間接的に検出し、その鎖交磁束推定値が予め設定した鎖交磁束以下となるよう電流位相差βＴを調整することにより、回生エネルギー総量Ｅｒｅｇが制限値以下となるように制御している。しかしながら、次のように電動機５の仕様を決定することにより、確実に回生エネルギー総量Ｅｒｅｇが制限値以下となるように制御することができる。

[0113] 具体的には、所定の回転数、負荷トルクにおいて、駆動制御部６で制御される電動機の実際の鎖交磁束（ｄ軸鎖交磁束／１次鎖交磁束）が、電動機からコンデンサ３２へ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように電動機の仕様を決定する（鎖交磁束に係わる電動機の諸元は、ｄ軸インダクタンスＬｄ、ｑ軸インダクタンスＬｑ、起電力係数Λである）。

[0114] 前記のように、本発明に係る実施の形態１のインバータ制御装置においては、電動機からの回生エネルギーを所定値以下に確実に抑制することにより、「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化（必要最低限（予め設定した効率目標値）のトータル効率を実現）を確実に図ることができる。

[0115] （実施の形態２）

図２は、本発明に係る実施の形態２のインバータ制御装置のシステム構成

を示す図である。実施の形態２において、前述の実施の形態１のインバータ制御装置（図１）と同じ機能、構成を有するものには同一符号を付し、その動作が同一の場合には、説明が重複するため省略して、異なる事項について説明する。

[0116] 実施の形態２のインバータ制御装置において、実施の形態１のインバータ制御装置と異なる点は、構成要素として、電流検出部７により検出された直交変換部４の直流側の母線電流検出値に基づいて、平滑電圧の変動周期毎に電動機５からコンデンサ３２に回生電流が流れている期間を計測する回生期間計測部１８を新たに設けた点である。実施の形態２のインバータ制御装置における電流位相差調整部１４では、磁束推定部１７で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下、かつ回生期間計測部１８で計測された回生期間計測値が予め設定された回生期間設定値以下であり、かつ電流制御部１３における電動機５に与える電流指令値の平均値、相電流変換部１５により変換された電機子電流の実効値の平均値、電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように、電動機５が発生する誘起電圧に対する電流の位相差を調整するものである。

[0117] 以下、図１５を用いて本発明に係る実施の形態２のインバータ制御装置の特徴である磁束推定部１７、回生期間計測部１８、電流位相差調整部１４の具体的な動作について説明する。

[0118] 図１５は、実施の形態２のインバータ制御装置における第２の処理フローの概略を示した図である。前述の実施の形態１のインバータ制御装置と同様に、実施の形態２のインバータ制御装置においては、平滑部３のコンデンサ３２の容量は著しく小さいものを用いており、電動機５の電機子電流は大きく脈動する。このため、磁束推定部１７における電動機５の鎖交磁束の推定に先立ち、外部より与えられる速度指令値を一定にして、電動機５を所定回転数、例えば前述の実施の形態１において説明したようにテーブルデータの複数の回転数のうちの１つに固定する（Ｓ２０１）。

[0119] 次に、回生期間計測部１８では、予め設定した所定時間Ｔａ毎に、電流検

出部７により検出された直交変換部４の直流側の母線電流検出値が負となる期間を計測する（Ｓ２０２）。

[0120] 具体的には、電流検出部７ではキャリア周期Ｔｓ毎に母線電流を検出しているため、カウンタ等で母線電流検出値が所定値（±δ、ノイズ等の影響を鑑みて設定）未満となる回数をカウントし、所定時間Ｔａ（平滑電圧の変動周期の整数倍を設定、Ｍ倍とする）の間にカウントした回数がＮ回とすると、平滑電圧の変動周期毎の回生期間計測値Ｔｒｅｇは下記式１１により算出できる。

[0121] [数15]

$$Treg = N \times Ts / M \qquad (11)$$

[0122] このように、回生期間計測部１８では、電動機５に流れる電機子電流の検出値を相電流変換部１５と併用できるため、実施の形態２の構成ではセンサ等を新たに設ける必要がなく、コスト面で有利となる。

[0123] 次に、磁束推定部１７では、まず始めに予め設定した所定時間Ｔａ毎に、相電流変換部１５により変換された電機子電流の実効値の平均値Ｉａを式４より算出する（Ｓ２０３）。

[0124] また、磁束推定部１７は、算出した電機子電流の実効値の平均値Ｉａと、予め設定された電動機５の諸元値（ｄ軸インダクタンスＬｄ、ｑ軸インダクタンスＬｑ、起電力係数Λ）に基づいて直交２軸座標系の鎖交磁束を式５～式９により算出する（Ｓ２０４）。

[0125] 次に、電流位相差調整部１４では、まず磁束推定部１７で推定された鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が予め設定された鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下か否かを判別する（Ｓ２０５）。鎖交磁束推定値が鎖交磁束設定値を超えている場合には、鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下となるまで、所定時間Ｔａ毎に電流位相差βＴを所定の変化幅Δβ１ずつ単調増加させて弱め界磁動作を行う（Ｓ２０９）。このように、

電動機５からの回生エネルギーの総量Ｅｒｅｇを所定の制限値以下に制御することができる。

[0126] 次に、Ｓ２０５において鎖交磁束推定値（ｄ軸鎖交磁束平均値λｄａ／１次鎖交磁束平均値λ１ａ）が鎖交磁束設定値（ｄ軸鎖交磁束設定値／１次鎖交磁束設定値）以下になった後の電流位相差調整部１４の動作として、まず回生期間計測部１８で計測された回生期間計測値Ｔｒｅｇが予め設定された回生期間設定値以下か否かを判別する（Ｓ２０６）。回生期間計測値Ｔｒｅｇが回生期間設定値を超えている場合には、回生期間計測値Ｔｒｅｇが回生期間設定値以下となるまで、所定時間Ｔａ毎に電流位相差βＴを所定の変化幅Δβ３（Δβ１よりも変化幅が小、Δβ２よりも変化幅が大；Δβ２＜Δβ３＜Δβ１）ずつ単調増加させて弱め界磁動作を行い、回生期間の最適化を実施する（Ｓ２０８）。

[0127] 最後に、Ｓ２０６において回生期間計測値Ｔｒｅｇが回生期間設定値以下になった後の電流位相差調整部１４の動作として、電流位相差βＴを所定の変化幅Δβ２（Δβ１およびΔβ３よりも変化幅が小；Δβ２＜Δβ３＜Δβ１）だけ変化させ、電流位相差βＴの変化前後の電機子電流の実効値の平均値Ｉａ（数式４で算出）の変化に基づいてＩａの値が最小値となるように電流位相差βＴを調整する（Ｓ２０７）。

[0128] 前述のように、電動機５からの回生エネルギーおよび回生電流が流れている期間をそれぞれ所定値以下に制御することにより、交流電源１からの入力電流の不通流期間を確実に所定値以下に抑制しつつ「コンバータ（整流部＋平滑部）＋インバータ（直交変換部）」の効率最適化（必要最低限（予め設定した効率目標値）のトータル効率を実現）を図り、電動機５の電機子電流を最小限に抑制することで電動機効率の低下を軽減し、システム全体の効率最適化を図ることができる。

[0129] （実施の形態３）

図３は、本発明に係る実施の形態３のインバータ制御装置のシステム構成を示す図である。実施の形態３において、前述の実施の形態１のインバータ

制御装置（図１）および実施の形態２のインバータ制御装置（図２）と同じ機能、構成を有するものには同一符号を付し、その動作が同一の場合には、説明が重複するため省略して、異なる事項について説明する。

[0130] 実施の形態３のインバータ制御装置（図３）において、実施の形態２のインバータ制御装置（図２）と異なる点は、構成要素として、交流電源１の電圧を検出する交流電圧検出手段である交流電圧検出部９と、交流電圧検出部９により検出された交流電圧検出値Ｖａｃの絶対値を算出する絶対値変換部１９を新たに設けた点である。実施の形態３のインバータ制御装置における回生期間計測部１８では、絶対値変換部１９により得られた交流電圧検出値の絶対値｜Ｖａｃ｜と、平滑電圧検出部８により検出された平滑電圧検出値Ｖｄｃとの大小関係に基づいて、電動機５からコンデンサ３２に回生電流が流れている期間を計測する。なお、交流電圧検出値Ｖａｃと平滑電圧検出値Ｖｄｃを検出する頻度は同一であり、それらを検出するタイミングは比較的近いことが好ましい。

[0131] 具体的には、交流電流検出値Ｖａｃと平滑電圧検出値Ｖｄｃの検出周期をＴｓｍｐとし、回生期間計測部１８では、カウンタ等で「Ｖｄｃ＞｜Ｖａｃ｜±δ２（δ２はノイズ等の影響を鑑みて設定）」を満足する場合の回数をカウントし、所定時間Ｔａ（平滑電圧の変動周期の整数倍を設定、Ｍ２倍とする）の間にカウントした回数がＮ２回とすると、平滑電圧の変動周期毎の回生期間計測値Ｔｒｅｇ２は下記式１２により算出できる。

[0132] [数16]

$$Treg2 = N2 \times Tsmp / M2 \qquad (12)$$

[0133] その他の構成要素の動作については、前述の実施の形態２のインバータ制御装置と同一のため説明を省略する。

[0134] このように、実施の形態３のインバータ制御装置は、交流電圧検出値の絶対値｜Ｖａｃ｜と平滑電圧検出値Ｖｄｃの大小関係に基づいて、電動機５からコンデンサ３２に回生電流が流れている期間を計測するよう構成されている。実施の形態３のインバータ制御装置においては、交流電源１の電圧歪み

や電源周波数が変動した場合でも確実に電動機５からコンデンサ３２に回生電流が流れている期間を計測することができる。

[0135] なお、実施の形態１から実施の形態３のインバータ制御装置においては、電流位相差調整部１４から与えられた電流位相差と、回転子位置速度推定部１６で推定された電動機５の回転速度と、外部から与えられた速度指令値との偏差情報とに基づいて、電動機５の回転速度が速度指令値に一致するよう電流指令値を導出する電流制御部１３を備える構成で説明した。しかし、本発明に係るインバータ制御装置としては、電流指令値の代わりにトルク指令値Ｔｑ＊を導出するトルク制御部を備える構成とし、電流位相差調整部１４において、所定時間Ｔａ毎のトルク指令値Ｔｑ＊の平均値Ｔｑａ＊が最小値となるように電流位相差βＴを調整するように構成しても良い。例えば、電流指令値Ｉ＊にゲインＫを乗じて「Ｔｑ＊＝Ｋ×Ｉ＊」のようにトルク指令値Ｔｑ＊を導出する。

[0136] 実施の形態１から実施の形態３のインバータ制御装置においては、電動機５の回転子磁極位置と回転速度とを推定する回転子位置速度推定部１６を備える構成で説明したが、回転子位置速度推定部１６の代わりにエンコーダやレゾルバ等の回転子の磁極位置を検出する位置センサを使用しても良いことは言うまでもない。

[0137] 実施の形態１および実施の形態３のインバータ制御装置における電流検出手段（電流検出部７）としては、直交変換部４の直流側の母線電流を直接検出し、その母線電流の検出値から間接的に電動機５に流れる電機子電流を検出する構成で説明した。しかし、本発明に係るインバータ制御装置としては、電流検出手段としてＤＣ－ＣＴ等の電流センサを使用しても良いことは言うまでもない。ただし、この場合には、直接電機子電流が検出できるため、相電流変換部１５が不要となる。

[0138] なお、実施の形態１から実施の形態３のインバータ制御装置においては、平滑電圧検出部８で検出された平滑電圧検出値が任意の設定値未満の場合にのみ、電流位相差調整部１４で位相調整を行うことにより、マイクロコンピ

ュータやシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図ることができる。ここで、任意の設定値とは、電動機５からの回生エネルギーによるコンデンサ３２の充電電圧の最大値～平滑電圧最大値の範囲内で、交流電源１の交流電圧値、平滑部３のリアクタ３１およびコンデンサ３２の容量等も考慮して設定される。

[0139] なお、実施の形態３のインバータ制御装置において、絶対値変換部１９で変換された交流電圧検出値の絶対値が任意の設定値未満の場合にのみ、電流位相差調整部１４で位相調整を行うことにより、マイクロコンピュータやシステムＬＳＩ等の処理時間の短縮を図ることができる。ここで、任意の設定値とは、電動機５からの回生エネルギーによるコンデンサ３２の充電電圧の最大値～交流電圧検出値の絶対値の最大値の範囲内で、交流電源１の交流電圧値、平滑部３のリアクタ３１およびコンデンサ３２の容量等も考慮して設定される。

[0140] 本開示をある程度の詳細さをもって各実施の形態において説明したが、これらの実施の形態の開示内容は構成の細部において変化してしかるべきものであり、各実施の形態における要素の組合せや順序の変化は請求された本開示の範囲及び思想を逸脱することなく実現し得るものである。

産業上の利用可能性

[0141] 以上のように、本発明のインバータ制御装置は、小容量のコンデンサで構成されたインバータ制御装置に対応してリラクタンストルクの割合を高めた電動機を活用し、その電動機からの回生エネルギーを制御することにより、電動機駆動システムの効率最適化を図ることが可能となるため、エアコン等の空気調和機、冷凍冷蔵庫、掃除機等の電動機を駆動する用途に適用できる。

符号の説明

[0142] １ 交流電源

２ 整流部

３ 平滑部

４　直交変換部

５　電動機

６　駆動制御部

７　電流検出部

８　平滑電圧検出部

９　交流電圧検出部

１０　ベースドライバ

１２　ＰＷＭ信号生成部

１３　電流制御部

１４　電流位相差調整部

１５　相電流変換部

１６　回転子位置速度推定部

１７　磁束推定部

１８　回生期間計測部

１９　絶対値変換部

３１　リアクタ

３２　コンデンサ

４１ｕ～４１ｚ　スイッチング素子

４２ｕ～４２ｚ　還流ダイオード

５１　固定子

５１ｕ～５１ｗ　電機子巻線

５２　回転子

請求の範囲

［請求項1］ 界磁磁束および電機子電流に伴って発生するマグネットトルクと、電機子巻線のインダクタンス変化および電機子電流に伴って発生するリラクタンストルクとを併用して利用し、そのリラクタンストルクの割合を高めた電動機を駆動するインバータ制御装置であって、

交流電源を入力とする整流部と、

前記整流部の出力電圧が交流電源周波数の略２倍周波で脈動するようコンデンサの値を設定した平滑部と、

前記電動機を駆動するため前記平滑部からの平滑電圧を所望の交流電圧に変換する直交変換部と、

前記平滑電圧に対応した電動機駆動を行うための情報を前記直交変換部に伝達する駆動制御部と、

前記電動機の電機子電流を検出する電流検出部と、を備え、

前記駆動制御部は、前記電流検出部により検出された電機子電流に基づいて前記電動機の鎖交磁束を推定する磁束推定部と、前記電動機が発生する誘起電圧に対する電機子電流の位相差を調整する電流位相差調整部とを含み、

前記磁束推定部で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下であり、かつ前記電動機に与えるトルク指令値または電流指令値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流の実効値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように前記電流位相差調整部において位相調整を行うよう構成されたインバータ制御装置。

［請求項2］ 前記駆動制御手段は、前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測する回生期間計測部をさらに含み、

前記磁束推定部で推定された鎖交磁束推定値が予め設定された鎖交磁束設定値以下であり、かつ前記回生期間計測部で計測された回生期

間計測値が予め設定された回生期間設定値以下であり、かつ前記電動機に与えるトルク指令値または電流指令値の平均値、前記電流検出手段により検出された電機子電流の実効値の平均値、前記電流検出部により検出された電機子電流のピーク値の平均値のうち少なくともいずれか１つの値が最小値となるように前記電流位相差調整部において位相調整を行うよう構成された請求項１に記載のインバータ制御装置。

［請求項3］ 前記磁束推定部は、予め設定された前記電動機の諸元値と、前記電流検出部により検出された電機子電流とに基づいて、直交２軸座標系の鎖交磁束を算出して推定するよう構成された請求項１または２に記載のインバータ制御装置。

［請求項4］ 前記交流電源の電圧を検出する交流電圧検出部と、前記交流電圧検出部により検出された交流電圧検出値の絶対値を算出する絶対値変換部と、前記平滑電圧を検出する平滑電圧検出部と、をさらに備え、

前記回生期間計測部は、前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値と、前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値との大小関係に基づいて、前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測するよう構成された請求項２または３に記載のインバータ制御装置。

［請求項5］ 前記電流検出部は、前記直交変換部の直流側の母線電流を直接検出し、その母線電流の検出値から間接的に前記電動機に流れる電機子電流を検出するよう構成され、

前記回生期間計測部は、前記母線電流の検出値に基づいて前記電動機から前記コンデンサに回生電流が流れている期間を計測するよう構成された請求項２または３に記載のインバータ制御装置。

［請求項6］ 前記平滑電圧を検出する平滑電圧検出部をさらに備え、前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成された請求項１、２、３または５のいずれか１項に記載のインバータ制御装置。

[請求項7] 前記交流電源の電圧を検出する交流電圧検出部と、前記交流電圧検出部で検出された交流電圧検出値の絶対値を算出する絶対値変換部と、をさらに備え、

前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成された請求項１、２、３または５のいずれか１項に記載のインバータ制御装置。

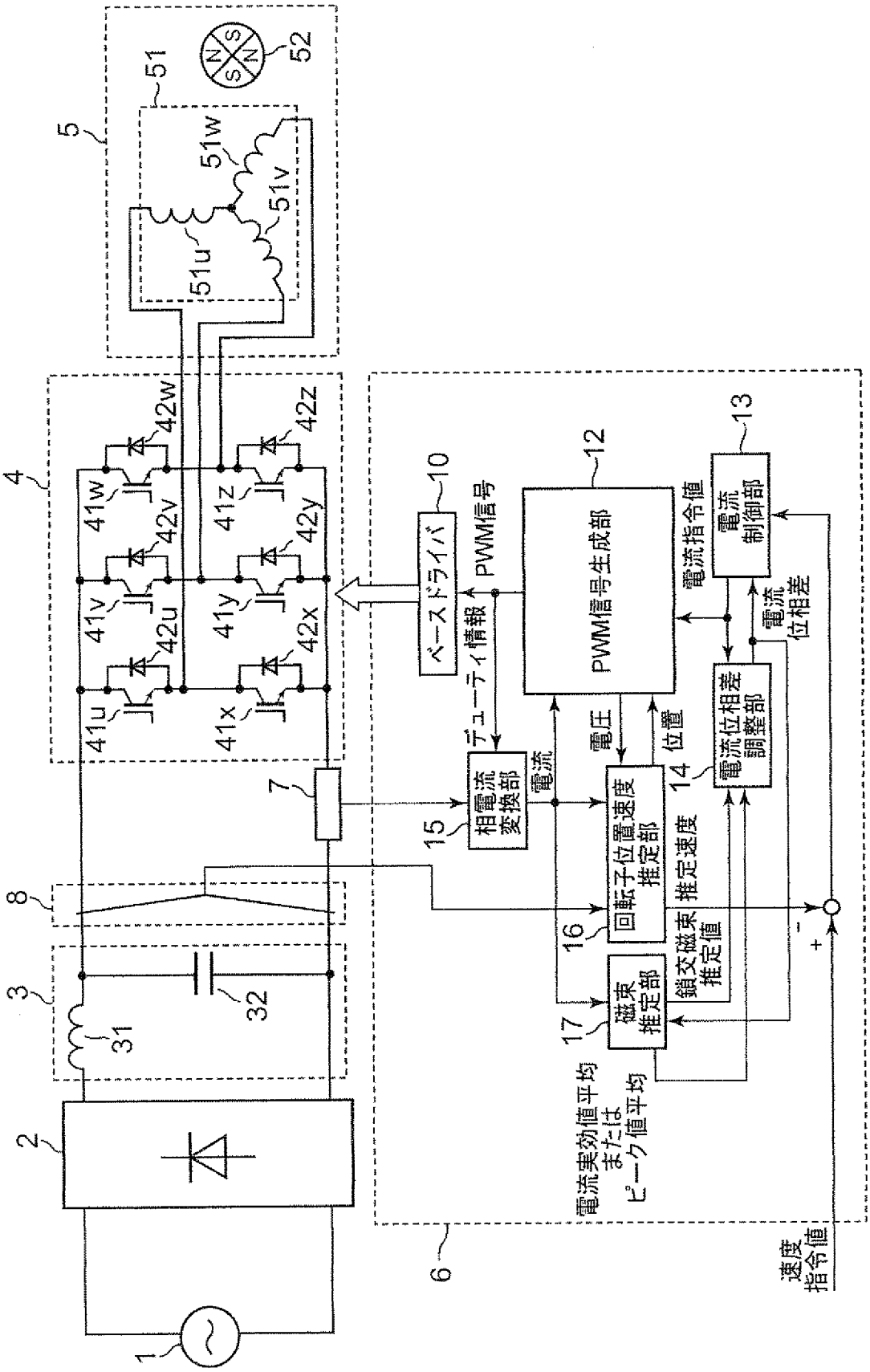
[請求項8] 前記平滑電圧検出部で検出された平滑電圧検出値、および前記絶対値変換部で変換された交流電圧検出値の絶対値のうち少なくともいずれか１つの値が任意の設定値未満の場合にのみ、前記電流位相差調整部で位相調整を行うよう構成された請求項４に記載のインバータ制御装置。

[請求項9] 前記平滑部は、コンデンサおよびリアクタで構成され、前記コンデンサおよびリアクタにより求められる共振周波数を、交流電源周波数の４０倍以上になるよう設定するよう構成された請求項１乃至８のいずれか１項に記載のインバータ制御装置。

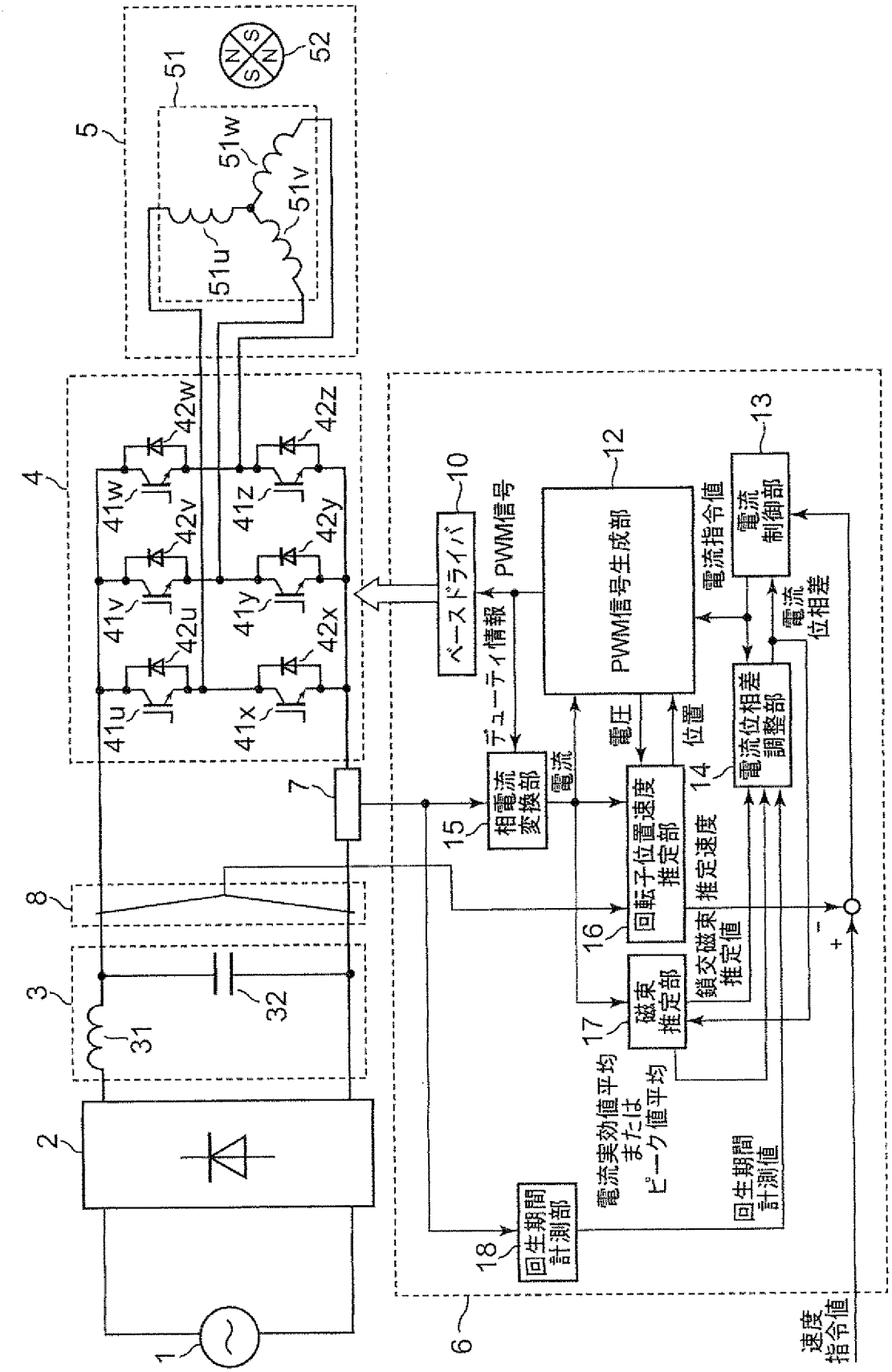
[請求項10] 前記鎖交磁束設定値は、前記電動機から前記コンデンサへ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように設定された請求項１乃至９のいずれか１項に記載のインバータ制御装置。

[請求項11] 所定の回転数および負荷トルクにおいて、前記駆動制御部で制御される前記電動機の鎖交磁束が、前記電動機から前記コンデンサへ充電される回生エネルギーがゼロとなる場合の鎖交磁束の２．５倍以下となるように前記電動機の仕様を決定するよう構成された請求項１乃至１０のいずれか１項に記載のインバータ制御装置。

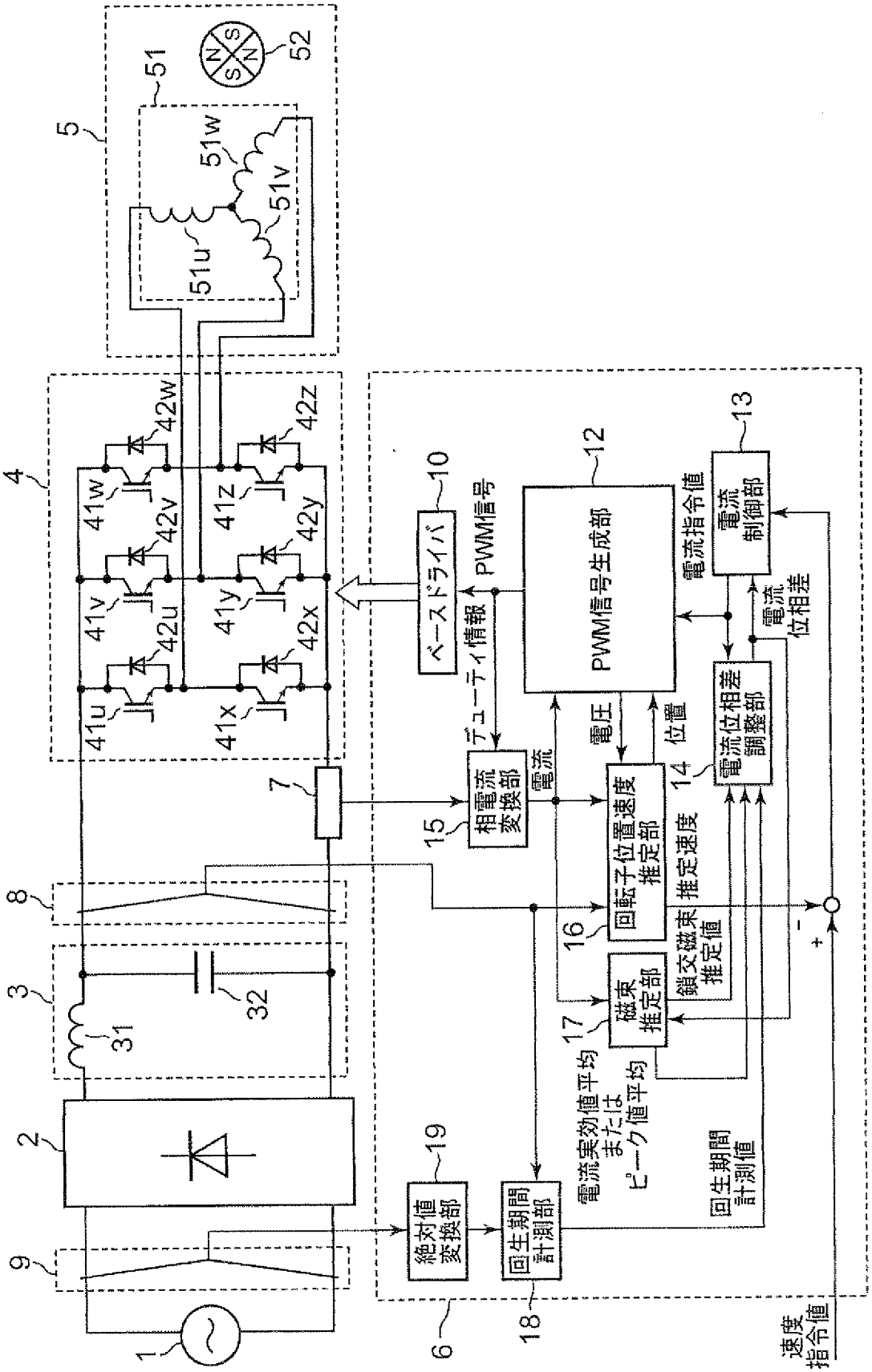
[図1]


1
2
3
31
32
4
41u
41v
41w
41x
41y
41z
42u
42v
42w
42x
42y
42z
5
51
51u
51v
51w
52
6
7
8
10
ベースドライバ
PWM信号
デューティ情報
12
PWM信号生成部
13
電流制御部
電流指令値
電流位相差
14
電流位相差調整部
15
相電流変換部
電流
電圧
位置
16
回転子位置速度推定部
推定速度
17
磁束推定部
鎖交磁束推定値
電流実効値平均
または
ピーク値平均
速度指令値
+
-

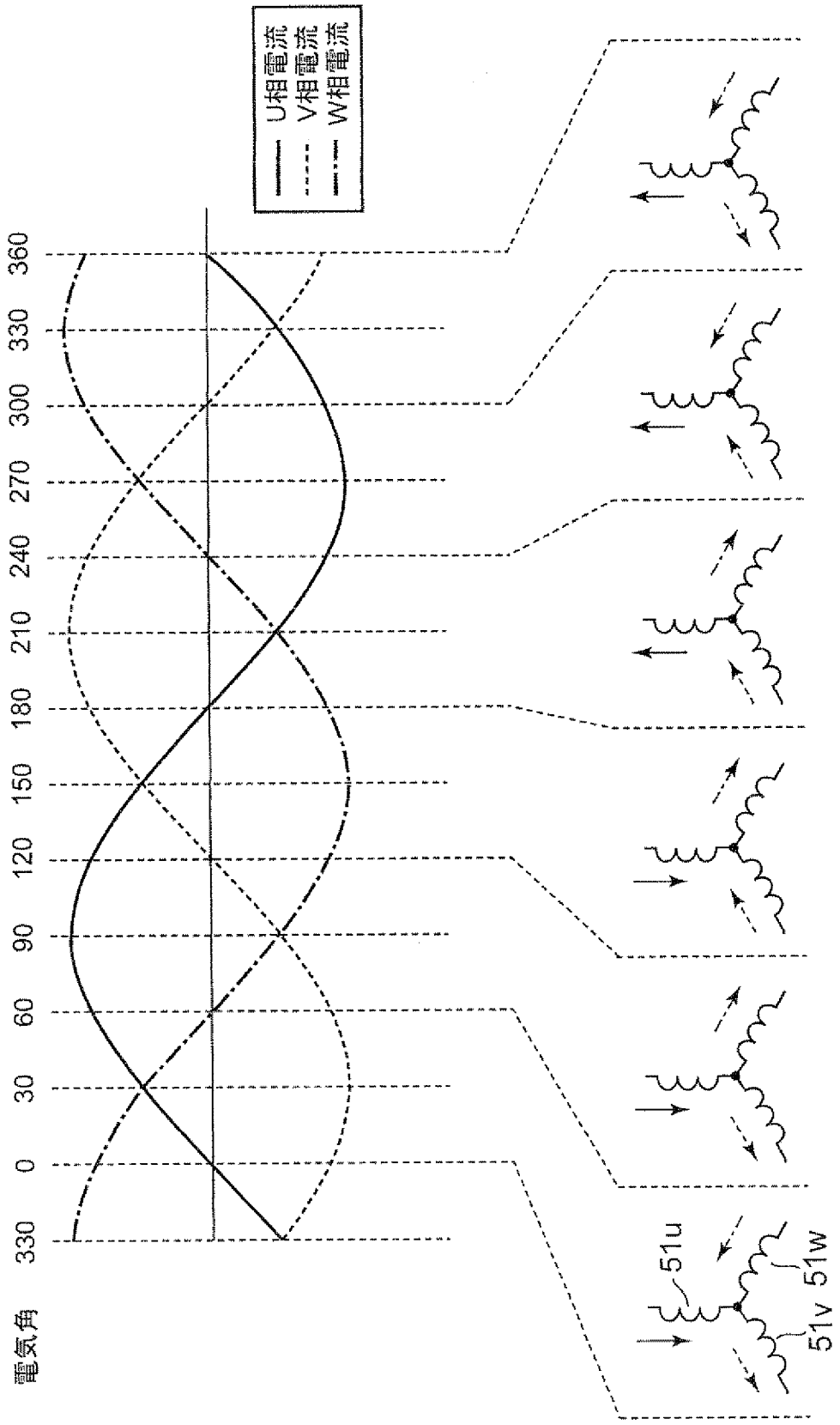
[図2]


1
2
3
31
32
4
41u
41v
41w
41x
41y
41z
42u
42v
42w
42x
42y
42z
5
51
51u
51v
51w
52
6
7
8
10
ベースドライバ
PWM信号
デューティ情報
12
PWM信号生成部
電流指令値
13
電流制御部
電流位相差
14
電流位相差調整部
15
相電流変換部
電流
電圧
位置
回転子位置速度推定部
推定速度
16
17
磁束推定部
鎖交磁束推定値
18
回生期間計測部
電流実効値平均
または
ピーク値平均
回生期間計測値
速度指令値
+
-

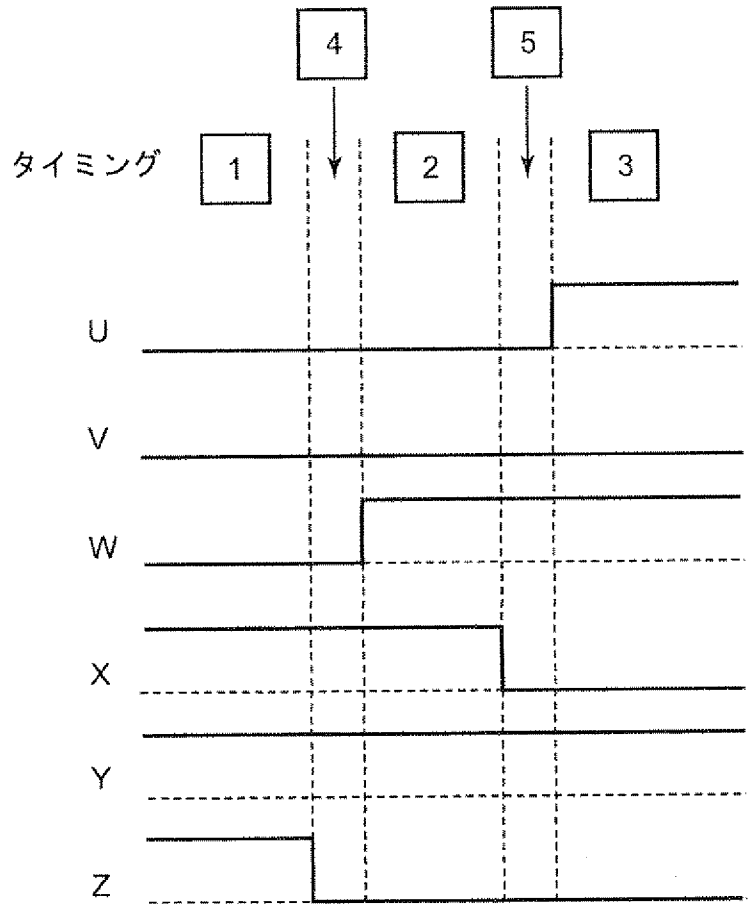
[図3]


5
51
52
51w
51v
51u
4
42w
42z
41w
42v
41z
42y
41v
42u
41y
42x
41u
41x
10
ベースドライバ
PWM信号
12
PWM信号生成部
13
電流制御部
電流指令値
デューティ情報
電圧
位置
電流
電流位相差
7
15
相電流変換部
14
電流位相差調整部
8
16
回転子位置速度推定部
推定速度
3
31
32
鎖交磁束推定値
17
磁束推定部
2
電流実効値平均
または
ピーク値平均
19
絶対値変換部
回生期間計測部
回生期間計測値
9
1
6
18
速度指令値
+
-

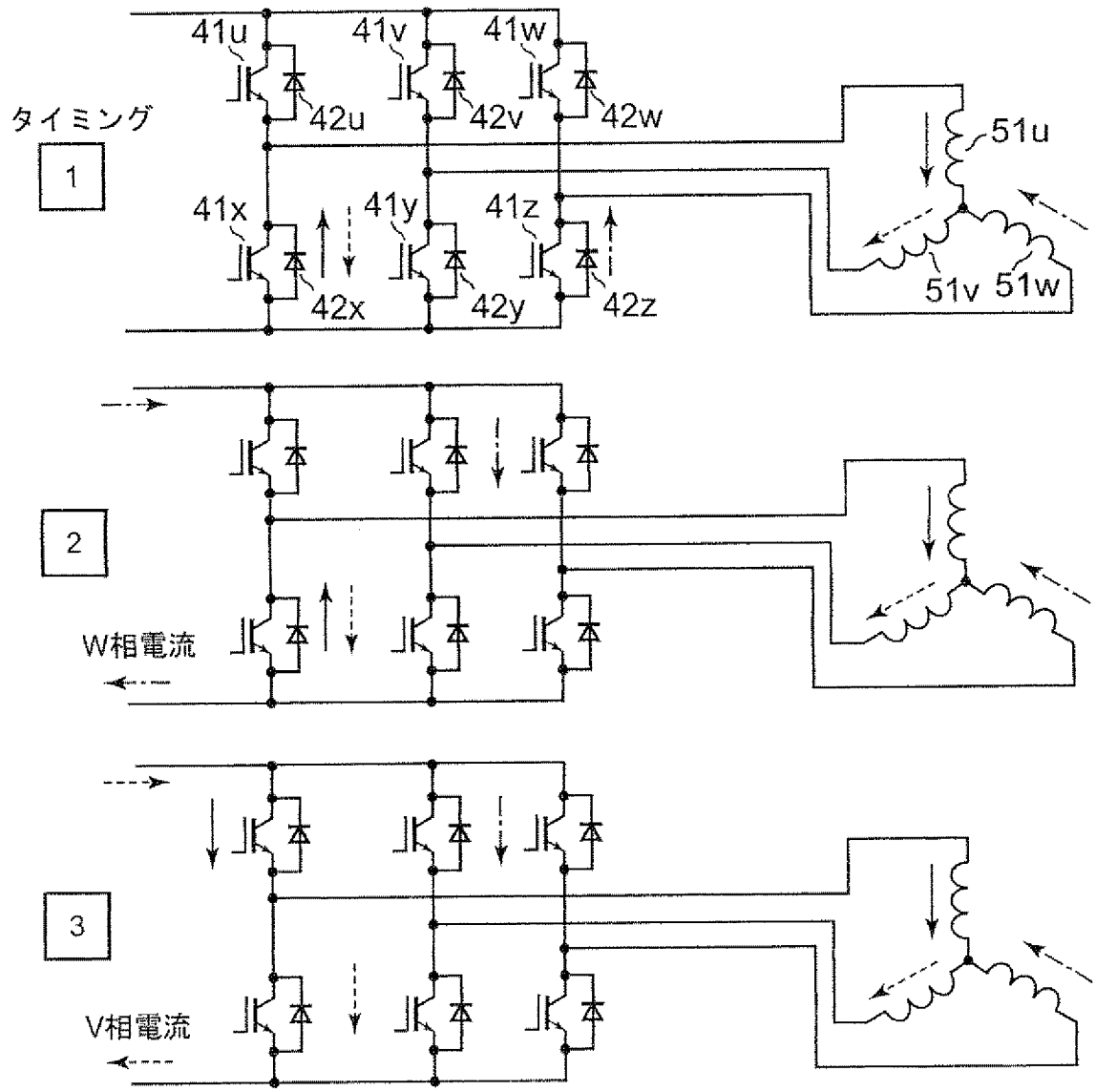
[図4]


U相電流
V相電流
W相電流
360
330
300
270
240
210
180
150
120
90
60
30
0
330
電気角
51u
51v
51w

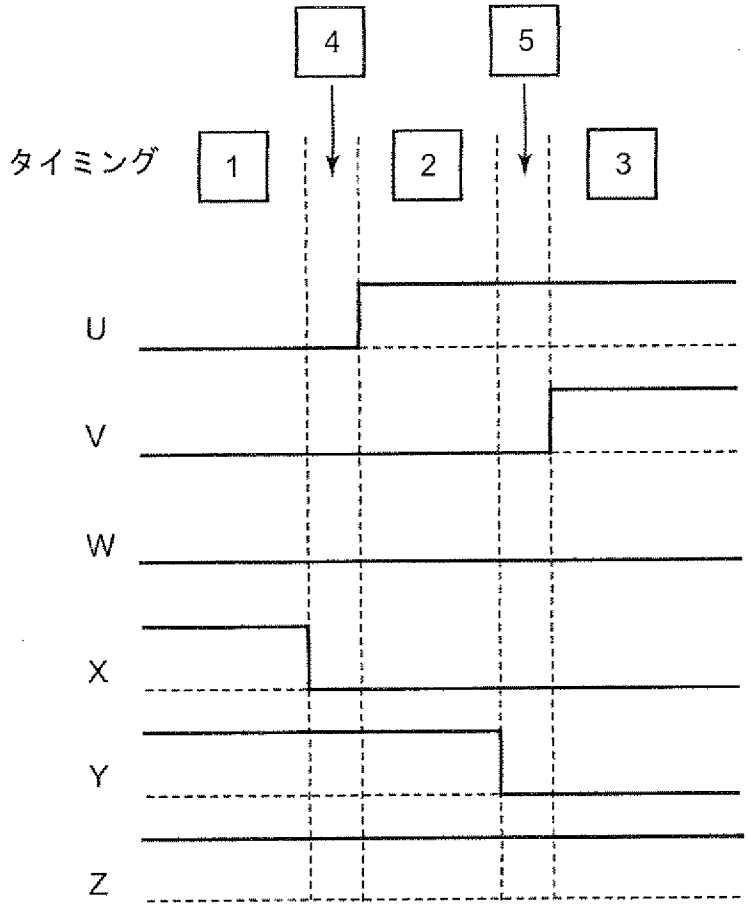
[図5]



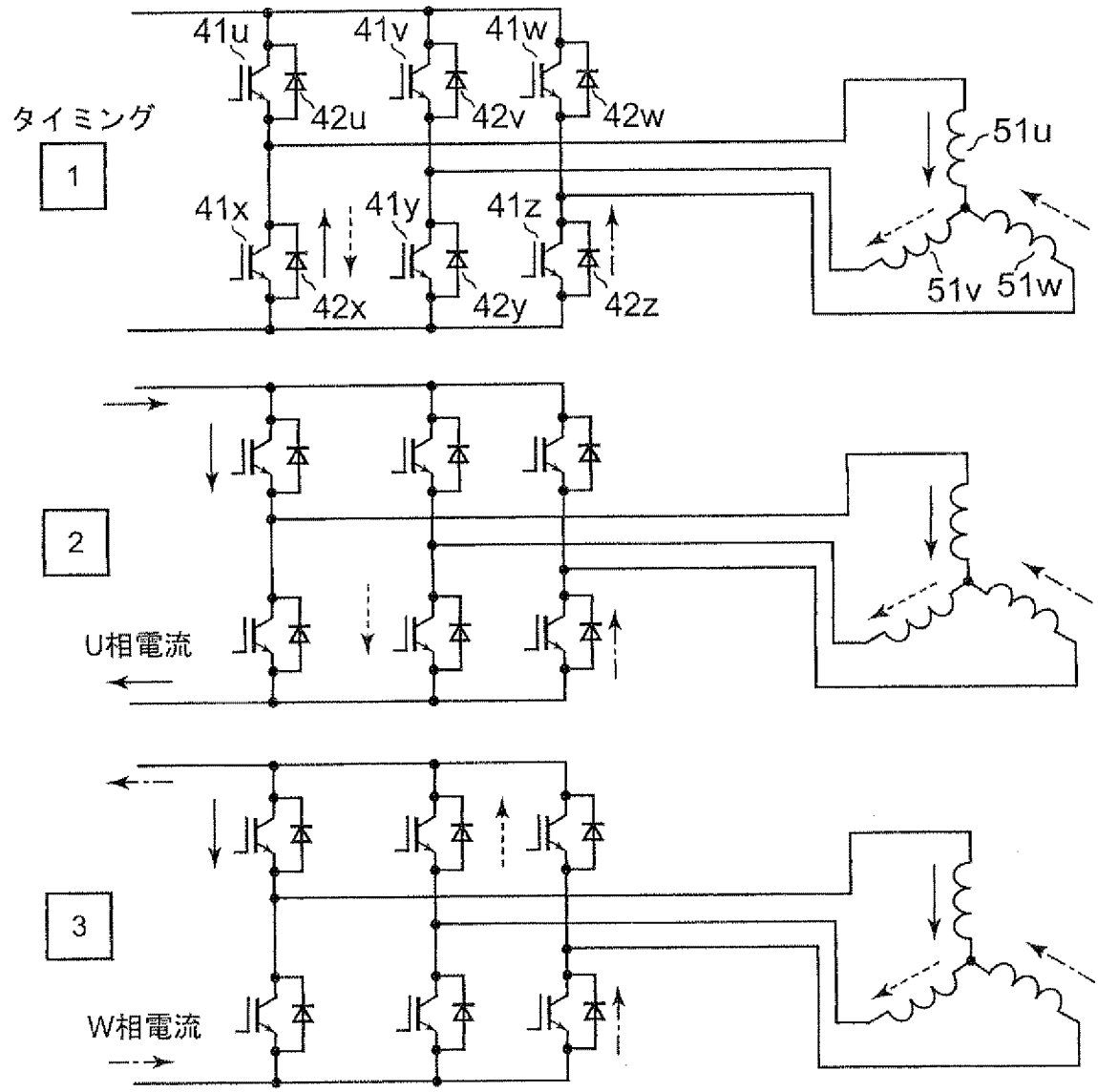
[図6]


タイミング
1
41u
41v
41w
42u
42v
42w
41x
41y
41z
42x
42y
42z
51u
51v
51w
2
W相電流
3
V相電流

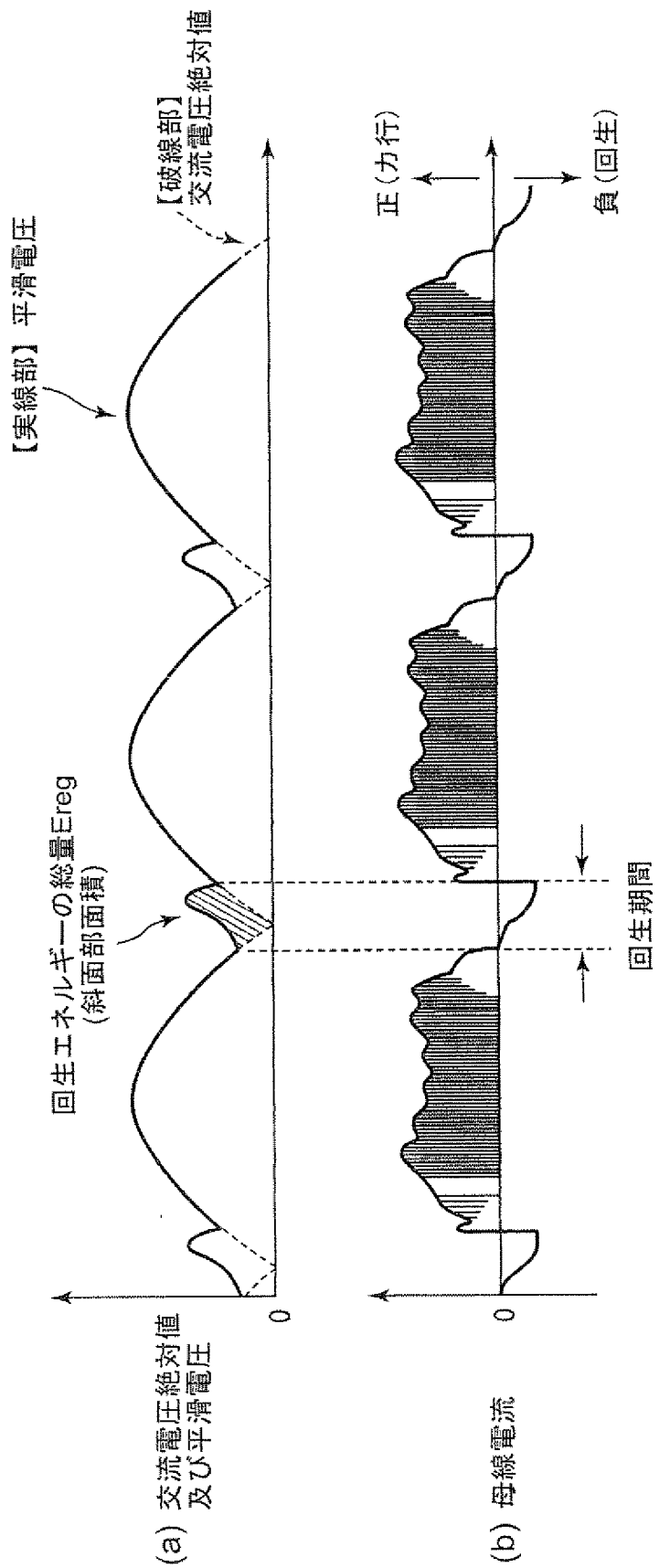
[図7]



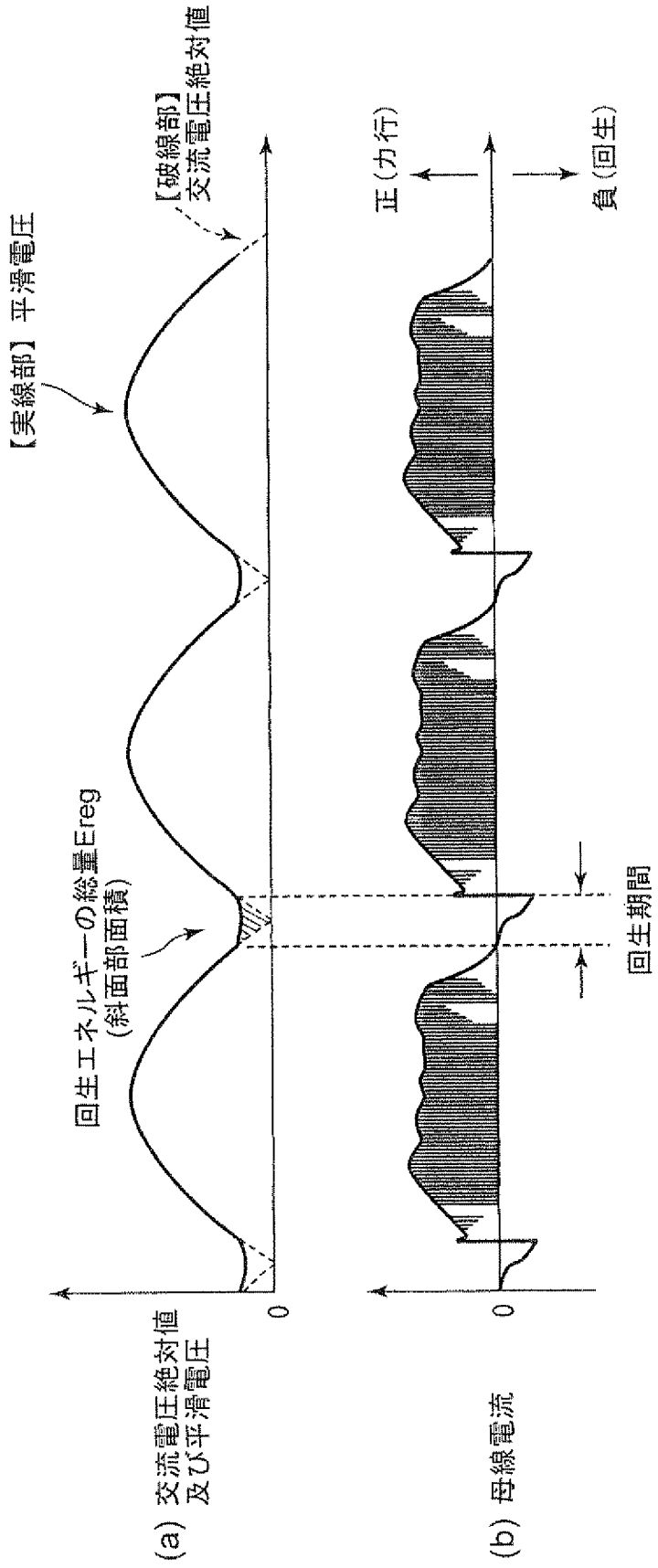
[図8]


タイミング
1
2
3
41u
41v
41w
42u
42v
42w
41x
41y
41z
42x
42y
42z
51u
51v
51w
U相電流
W相電流

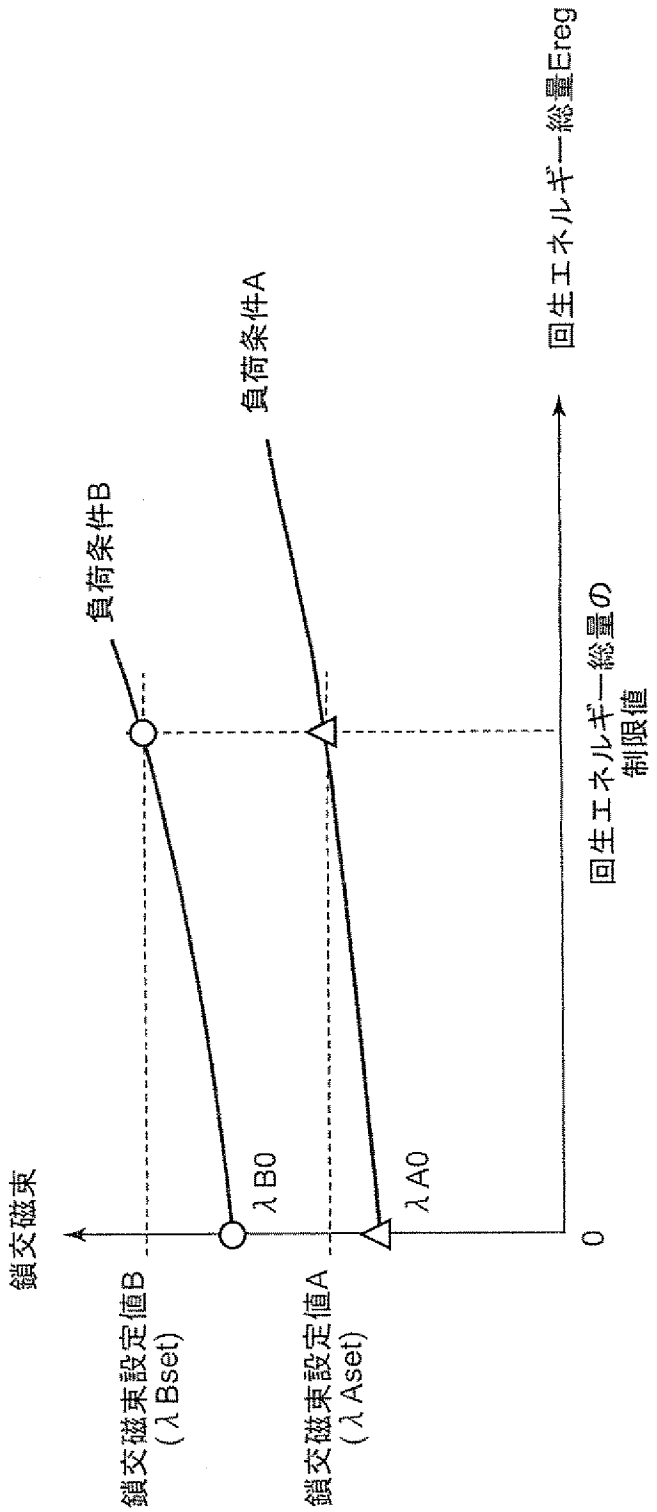
[図9]


【実線部】平滑電圧
【破線部】
交流電圧絶対値
回生エネルギーの総量Ereg
(斜面部面積)
0
(a) 交流電圧絶対値
及び平滑電圧
正(力行)
負(回生)
回生期間
0
(b) 母線電流

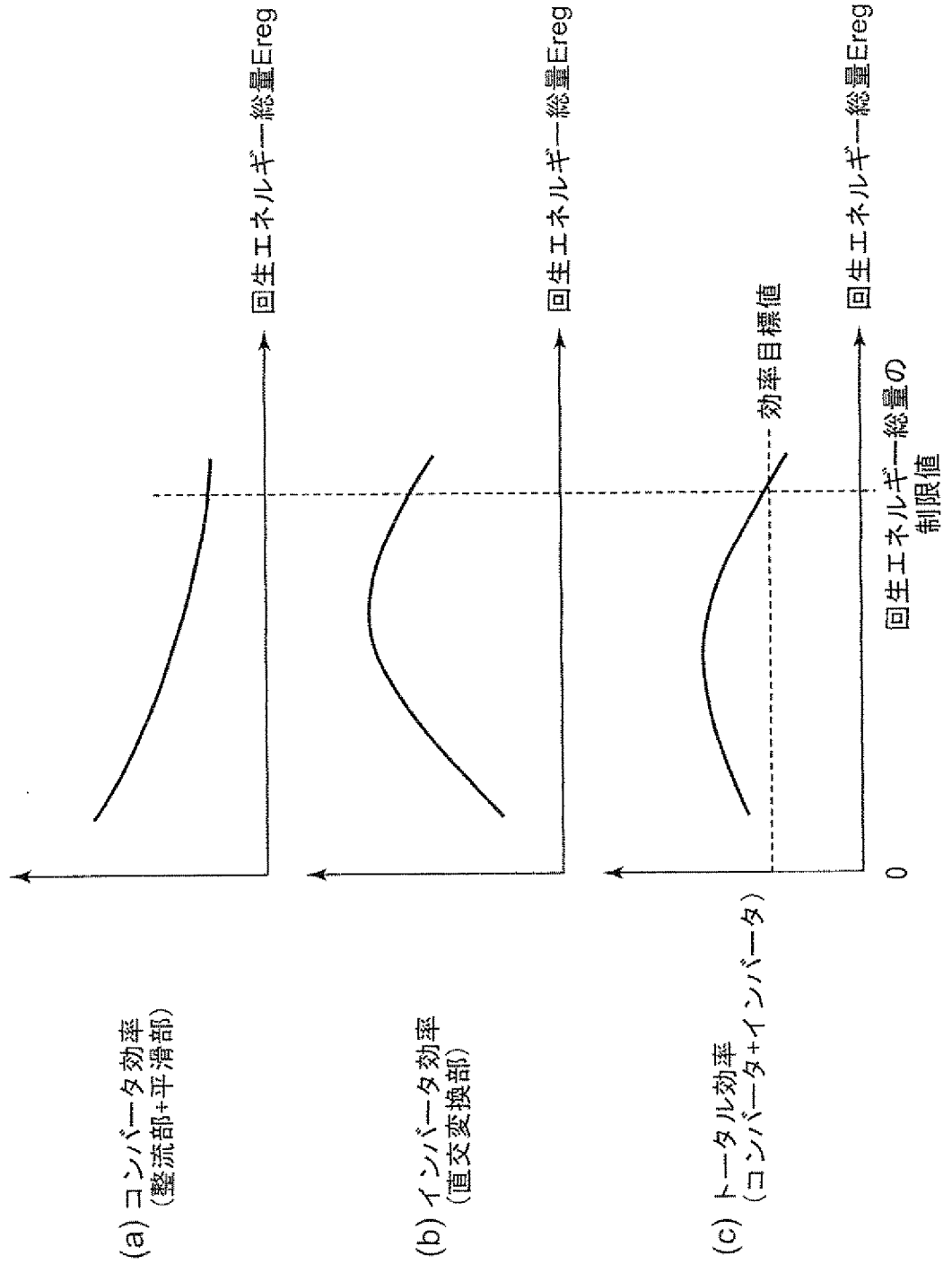
[図10]


【実線部】平滑電圧
【破線部】交流電圧絶対値
回生エネルギーの総量Ereg
(斜面部面積)
0
(a) 交流電圧絶対値及び平滑電圧
正(力行)
負(回生)
回生期間
0
(b) 母線電流

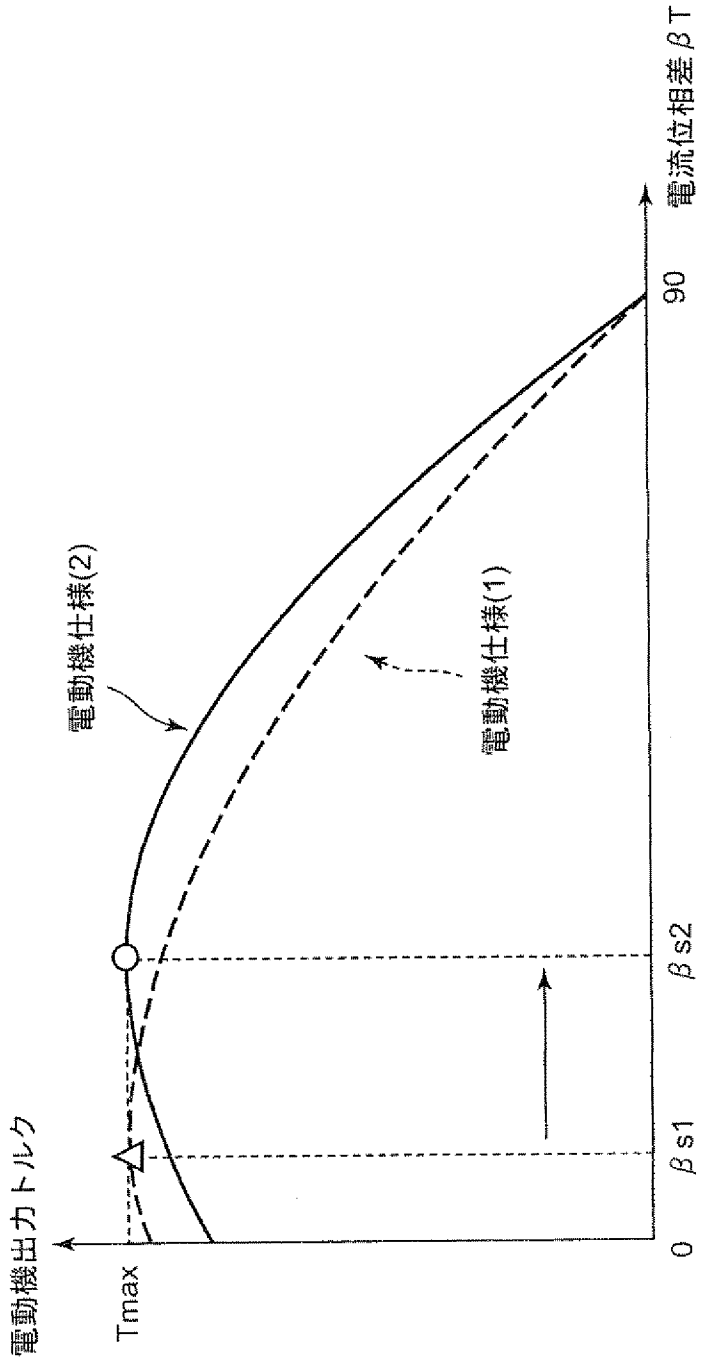
[図11]


鎖交磁束
負荷条件B
負荷条件A
回生エネルギー総量Ereg
λB0
λA0
0
鎖交磁束設定値B
(λBset)
鎖交磁束設定値A
(λAset)
回生エネルギー総量の
制限値

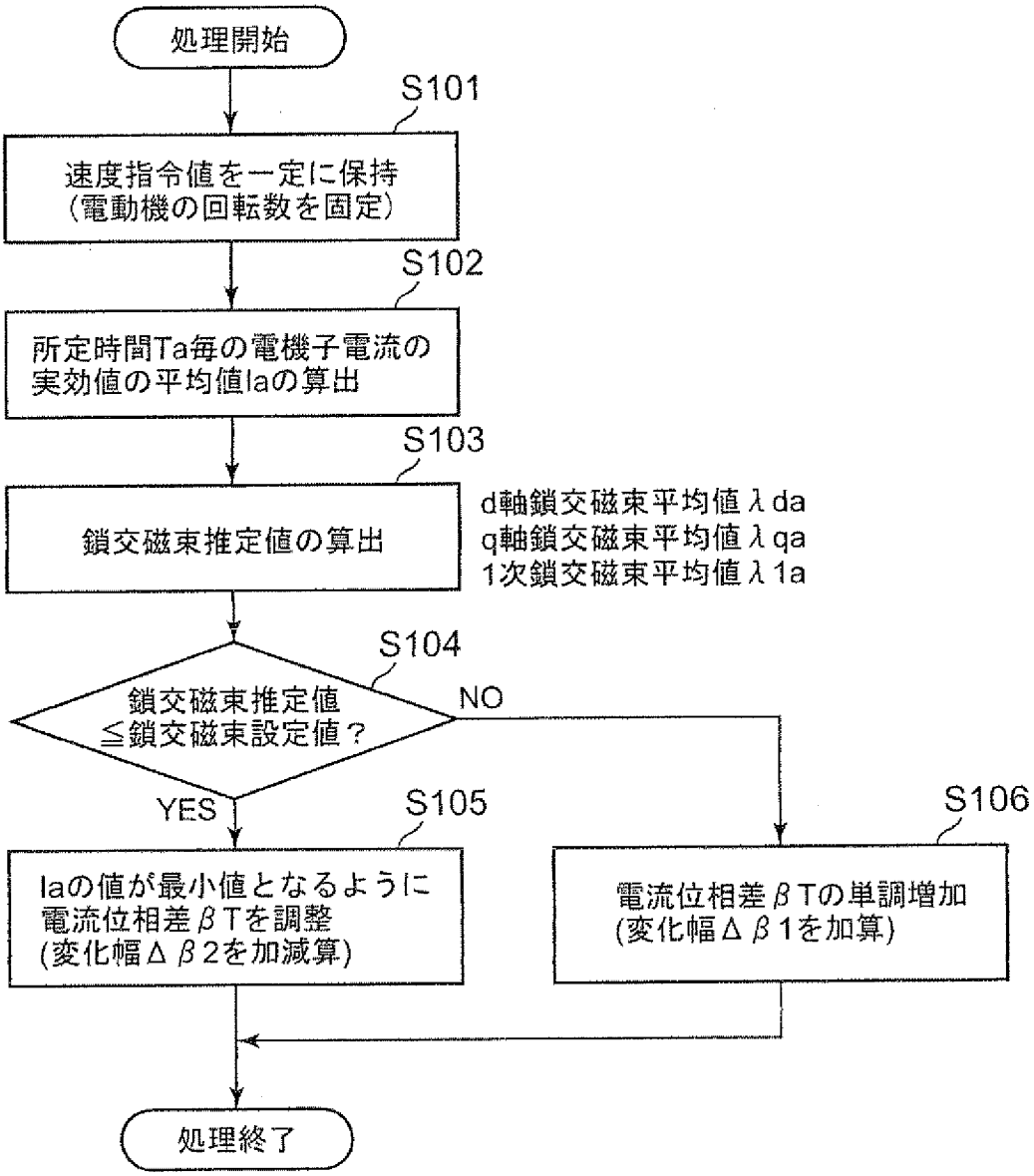
[図12]


回生エネルギー総量Ereg
回生エネルギー総量Ereg
効率目標値
回生エネルギー総量Ereg
回生エネルギー総量の
制限値
0
(a) コンバータ効率
(整流部+平滑部)
(b) インバータ効率
(直交変換部)
(c) トータル効率
(コンバータ+インバータ)

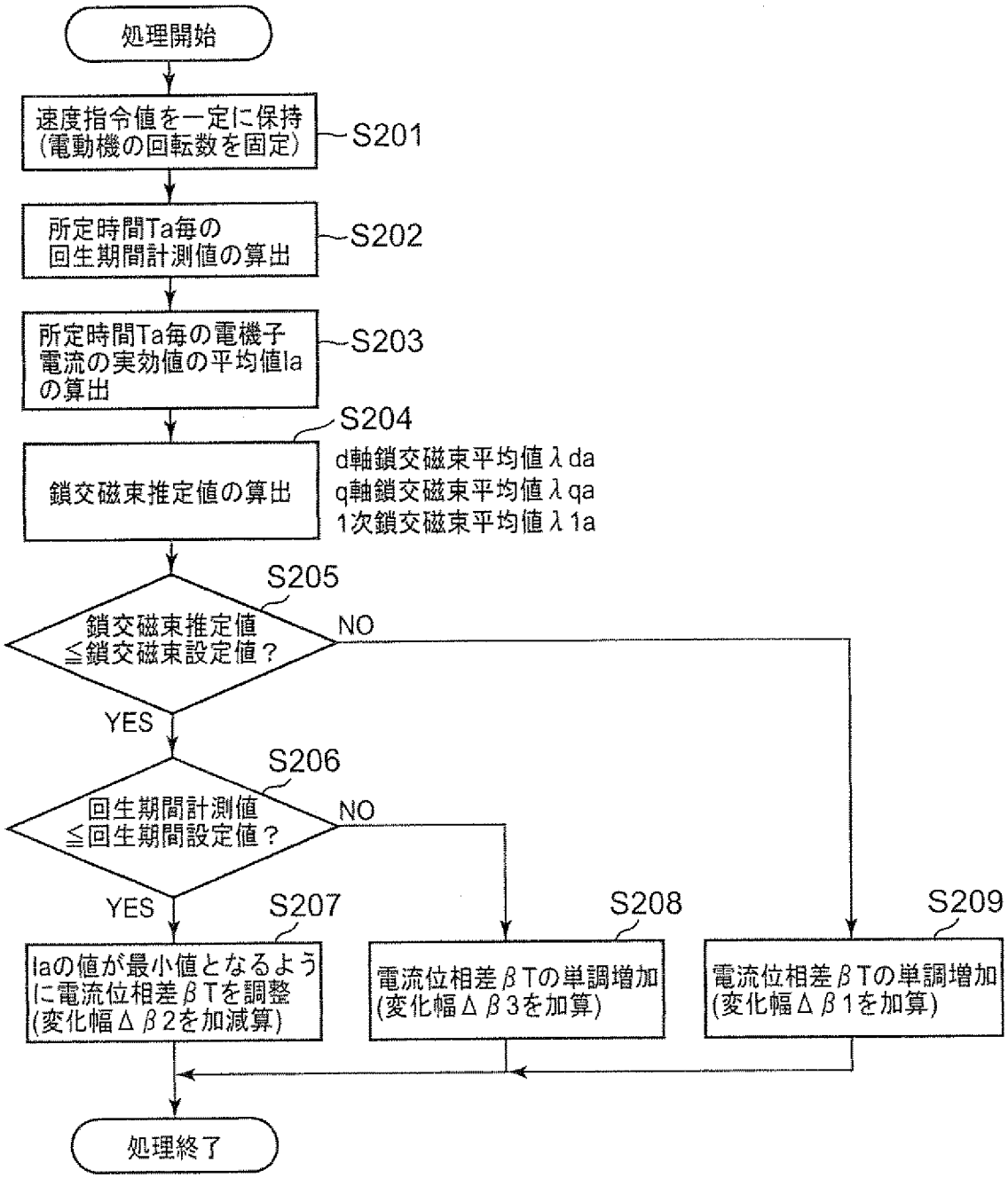
[図13]



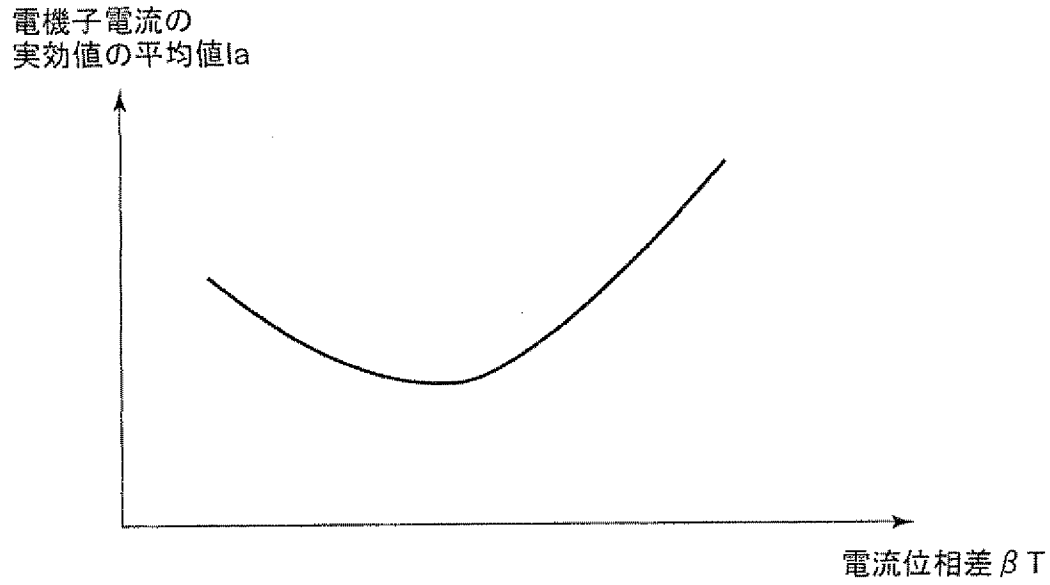
[図14]


処理開始
S101
速度指令値を一定に保持
(電動機の回転数を固定)
S102
所定時間Ta毎の電機子電流の
実効値の平均値Iaの算出
S103
鎖交磁束推定値の算出
d軸鎖交磁束平均値λda
q軸鎖交磁束平均値λqa
1次鎖交磁束平均値λ1a
S104
鎖交磁束推定値
≦鎖交磁束設定値？
NO
YES
S105
Iaの値が最小値となるように
電流位相差βTを調整
(変化幅Δβ2を加減算)
S106
電流位相差βTの単調増加
(変化幅Δβ1を加算)
処理終了

[図15]


処理開始
速度指令値を一定に保持
(電動機の回転数を固定)
S201
所定時間Ta毎の
回生期間計測値の算出
S202
所定時間Ta毎の電機子
電流の実効値の平均値Ia
の算出
S203
S204
鎖交磁束推定値の算出
d軸鎖交磁束平均値λda
q軸鎖交磁束平均値λqa
1次鎖交磁束平均値λ1a
S205
鎖交磁束推定値
≦鎖交磁束設定値？
NO
YES
S206
回生期間計測値
≦回生期間設定値？
NO
YES
S207
S208
S209
Iaの値が最小値となるよう
に電流位相差βTを調整
(変化幅Δβ2を加減算)
電流位相差βTの単調増加
(変化幅Δβ3を加算)
電流位相差βTの単調増加
(変化幅Δβ1を加算)
処理終了

[図16]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2012/007815

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02P27/06(2006.01)i, *H02P6/06*(2006.01)i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02P27/06, H02P6/06

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

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

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 2009-177934 A (Panasonic Corp.), 06 August 2009 (06.08.2009), entire text (Family: none)	1-11
A	JP 2011-10430 A (Panasonic Corp.), 13 January 2011 (13.01.2011), entire text (Family: none)	1-11
A	JP 2009-183051 A (Mitsubishi Electric Corp.), 13 August 2009 (13.08.2009), entire text (Family: none)	1-11

☒ 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 01 March, 2013 (01.03.13)	Date of mailing of the international search report 12 March, 2013 (12.03.13)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 2009)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2012/007815

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 2001-119978 A (Daikin Industries, Ltd.), 27 April 2001 (27.04.2001), entire text (Family: none)	1-11
A	JP 2009-65758 A (Honda Motor Co., Ltd.), 26 March 2009 (26.03.2009), entire text & US 2009/0058337 A1 & EP 2034603 A1 & DE 602008004707 D	1-11

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１２／００７８１５

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02P27/06(2006.01)i, H02P6/06(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（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02P27/06, H02P6/06

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２０１３年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１３年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１３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 2009-177934 A (パナソニック株式会社) 2009.08.06, 全文（ファミリーなし）	１－１１
A	JP 2011-10430 A (パナソニック株式会社) 2011.01.13, 全文（ファミリーなし）	１－１１
A	JP 2009-183051 A (三菱電機株式会社) 2009.08.13, 全文（ファミリーなし）	１－１１

☑　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	国際調査報告の発送日
０１．０３．２０１３	１２．０３．２０１３

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
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）　３Ｖ　４４１４
武市　匡紘
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３３５８

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 2001-119978 A (ダイキン工業株式会社) 2001.04.27, 全文 (ファミリーなし)	１－１１
Ａ	JP 2009-65758 A (本田技研工業株式会社) 2009.03.26, 全文 & US 2009/0058337 A1 & EP 2034603 A1 & DE 602008004707 D	１－１１