

(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 1 月 7 日(07.01.2016)



(10) 国際公開番号
WO 2016/002745 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 6/08 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/068762
- (22) 国際出願日: 2015 年 6 月 30 日(30.06.2015)
- (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 2014-135463 2014 年 6 月 30 日(30.06.2014) JP
- (71) 出願人: マイクロスペース株式会社 (MICROSPACE CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1410001 東京都品川区北品川 5 丁目 7 番 1 4 号 4 0 2 Tokyo (JP). 太陽誘電株式会社 (TAIYO YUDEN CO., LTD.) [JP/JP]; 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 田中 正人(TANAKA, Masato); 〒1410001 東京都品川区北品川 5 丁目 7 番 1 4 号 4 0 2 Tokyo (JP). 萩原 弘三(HAGIWARA, Hiromi); 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 浅沼 和夫

(ASANUMA, Kazuo); 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP). 白川 弘和(SHIRAKAWA, Hirokazu); 〒1100005 東京都台東区上野 6 丁目 1 6 番 2 0 号 太陽誘電株式会社内 Tokyo (JP).

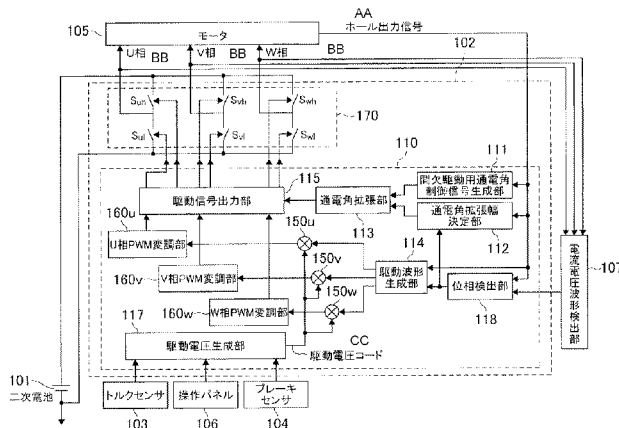
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, 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), ユーロパ (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ユーロパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC,

[続葉有]

(54) Title: MOTOR-DRIVING CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: モータ駆動制御装置



- 101 Secondary cell
103 Torque sensor
104 Brake sensor
105 Motor
106 Operation panel
107 Current voltage waveform-detecting unit
111 Intermittent-drive energization-angle-control-signal-generating unit
112 Energization-angle-increased-width-determining unit
113 Energization-angle-increasing unit
114 Drive-waveform-generating unit
115 Drive-signal-outputting unit
117 Drive-voltage-generating unit
118 Phase-detecting unit
160u U phase PWM-modulating unit
160v V phase PWM-modulating unit
160w W phase PWM-modulating unit
AA Hall output signal
BB Phase
CC Drive voltage code

(57) Abstract: A motor-driving control device according to one embodiment of the present invention drives a brushless motor, wherein the motor-driving control device is provided with an inverter circuit for supplying a drive voltage to the brushless motor by controlling the on/off state of a switching element, an energization-angle-control unit for setting the energization angle so as to increase in accordance with the frequency of the drive voltage, and a drive-control unit for driving the brushless motor by causing a drive signal for the energization angle set by the energization-angle-control unit to be outputted to the inverter circuit, thereby suppressing the generation of vibration and/or noise when switching between an intermittent energization drive system and a continuous energization drive system.

(57) 要約: 本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置は、ブラシレスモータを駆動するモータ駆動制御装置であり、スイッチング素子のオンオフ制御により駆動電圧を前記ブラシレスモータに供給するインバータ回路と、通電角を前記駆動電圧の周波数に応じて大きくなるように定める通電角制御部と、前記通電角制御部において定められた通電角の駆動信号を前記インバータ回路に出力して前記ブラシレスモータを駆動する駆動制御部と、を備えることにより、間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式とを切り替える際の振動や騒音の発生を抑制する。



MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, 添付公開書類:
TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, — 国際調査報告 (条約第 21 条(3))
KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

明 細 書

発明の名称： モータ駆動制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、モータの駆動を制御するモータ駆動制御装置に関し、特に三相ブラシレスモータの駆動を制御するモータ駆動制御装置に関する。

背景技術

[0002] ブラシレスモータを駆動するための駆動方式として、間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式とが知られている。

[0003] 間欠通電駆動方式においては、各相への通電が停止される通電停止区間が設けられており、この通電停止区間において相電流が切り替えられるため、厳密な進角制御を行わなくとも効率が劣化しないという利点がある。また、モータに印加される駆動電圧波形として矩形波が用いられることが多く、駆動信号を生成するための回路を比較的簡素なものとすることができる。このような利点があるため、商用の三相ブラシレスモータについては、間欠通電駆動方式が広く用いられており、中でも通電角を 120° とした 120° 通電駆動方式がよく用いられている。

[0004] 一方、連続通電駆動方式においては、正弦波などの連続的な波形の駆動信号により駆動制御が行われるため、間欠通電駆動方式に比べてトルク変動が少なく、その結果、振動や騒音の発生を抑制できるという利点がある。また、正弦波形状の駆動電圧を用いる場合には、適切な進角制御を行って誘起電圧の位相と相電流の位相を合わせることにより、誘起電圧と相電流の波形が相似形となるため高効率が得られる。

[0005] しかしながら、連続通電駆動方式における進角制御は、通常、センサ（典型的にはホールセンサ）の出力信号から、あるいはモータ105の各相のコイル端子の電圧波形および電流波形を測定する電圧電流検出部を備え、電圧波形および電流波形から予測される磁極の位置に基づいて行われる。どちらの場合も、モータの始動直後の低速回転時には磁極位置の予測が不可能又は

著しく困難となり、適切な進角制御が実現できなくなる。連続通電駆動において適切な進角制御が行われないと、誘起電圧の位相と相電流の位相がずれてしまう。この場合、連続通電駆動方式においては通電休止期間が無いことから、誘起電圧の位相と相電流の位相とが逆極性となって急激に効率が劣化してしまう。

[0006] このように、モータの回転速度やトルクの変化が大きく磁極位置の予測が困難な過渡的状态においては、連続通電駆動方式の利点である高効率を実現されず、むしろ間欠通電駆動方式よりも効率が劣化することになる。このような問題に対処するために、モータの低速回転時等の過渡的状态においては間欠通電駆動方式で駆動を行い、モータの回転速度が所定速度を超えて回転が定常状態となった場合に連続通電駆動方式に移行する技術が提案されている。例えば、特開2001-245487号公報（特許文献1）においては、回転速度の急激な変化などの外乱の有無に応じて間欠通電駆動信号と連続通電駆動信号とを切り替えることが提案されている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2001-245487号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] しかしながら、従来の間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式へ移行する切替制御においては、間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式への切換え時にモータのトルクが急激に変化するため、振動や騒音が発生しやすいという問題がある。

[0009] そこで、本発明は、間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式とを切り替える際の振動や騒音の発生を抑制できるモータ駆動制御装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] 本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置は、ブラシレスモータを駆動するモータ駆動制御装置に関する。本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置は、スイッチング素子のオンオフ制御により駆動電圧を前記ブラシレスモータに供給するインバータ回路と、前記駆動電圧の周波数に応じて大きくなるように通電角を定める通電角制御部と、前記通電角制御部において定められた通電角の駆動信号を前記インバータ回路に出力して前記ブラシレスモータを駆動する駆動制御部と、を備える。

[0011] 当該実施形態におけるモータ駆動制御装置によれば、ブラシレスモータに供給される駆動電圧の周波数に応じて通電角が 180° に達するまで大きくなるので、当該ブラシレスモータの低速回転時には通電角が小さい間欠駆動方式で駆動制御を行い、当該ブラシレスモータの回転速度が上がるにつれて、通電角が 180° つまり連続駆動方式まで連続的に移行することができる。したがって、当該モータ駆動制御装置は、ブラシレスモータの回転速度に応じて間欠駆動方式と連続通電方式とを切り替えて当該モータを駆動制御できるとともに、切替え前後における駆動電圧波形の突然の段差が生じないので、切替え時における振動や騒音の発生を抑制することができる。また、低速から高速それぞれの運転条件において、最良の駆動効率を維持することができる。

[0012] 本発明の一実施形態において、前記通電角は、前記駆動電圧の周波数が連続通電移行周波数 f_t のときに 180° つまり連続通電となる。当該実施形態によれば、駆動されるブラシレスモータの特性に応じて連続通電移行周波数 f_t を適切に定めておくことにより、回転速度の不足による効率の劣化を防止することができる。

[0013] 本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置は、前記ブラシレスモータを連続通電駆動するための連続通電駆動波形信号を生成する連続通電駆動波形生成部をさらに備える。この連続通電駆動波形信号は、前記インバータ回路からの駆動電圧が正弦波波形となるPWM信号に変換されてもよい。本発明の一実施形態に係る駆動制御部は、前記通電角制御部において定められた

前記通電角で、前記連続通電駆動用PWM信号を前記駆動信号として出力する。

[0014] 当該実施形態によれば、通電角が 180° 未満で間欠通電駆動が行われている場合であっても、連続通電駆動波形信号のPWM信号が駆動信号としてインバータ回路に出力される。このように、インバータ回路の駆動信号を常時連続通電駆動用PWM信号とすることにより、間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式への切替えの前後で駆動電圧波形が大きく変化しないため、間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式への切替え時にモータの出力トルクの変動を小さくし、振動や騒音の発生を抑制できる。

[0015] 本発明の一実施形態に係る通電角制御部は、前記ブラシレスモータからのホール出力信号の各エッジによってトリガされる 180° 未満の基準通電角を所定の時間だけ延長することにより、前記通電角を定める通電角拡張部を備える。本発明の一実施形態に係る通電角制御部は、前記ブラシレスモータからのホール出力信号の各エッジから所定の出力時間だけモノマルチ出力信号を出力するモノマルチ処理部を備える。本発明の一実施形態に係る通電角延長部は、前記基準通電角を前記モノマルチ出力信号の前記出力時間に相当する電気角だけ延長することにより前記通電角を定める。当該実施形態によれば、ホール出力信号のエッジから所定のパルス幅のモノマルチ出力信号を生成するだけで、基準通電角の延長幅を定めることができる。

[0016] 本発明の一実施形態に係るモノマルチ処理部は、リトリガラブル・モノマルチ処理により前記モノマルチ出力信号を生成することができる。これらのモノマルチは連続駆動に移行した速度よりさらに高速になって、モノマルチ出力が継続している間に次の相のトリガが来ても見逃さずに、再度その時点から延長されるようにリトリガラブル・モノマルチ処理とする。また、前記ブラシレスモータが複数のホール出力信号を備えている場合、各ホール出力信号を受け取る都度、それぞれ個別にモノマルチ出力信号を生成して基準通電角を延長することもできる。

[0017] 本発明の一実施形態において、前記モノマルチ出力信号の出力時間は以下

の式で表すことができる。

$$\text{モノマルチ出力時間} = (1 / f_t) \times (180 - \text{前記基準通電角}) / 360$$

前記モノマルチ出力信号の出力時間を上記式のように設定することにより、駆動電圧の周波数が f の場合の前記基準通電角は、 $(f / f_t) \times (180 - \text{前記基準通電角})^\circ$ の電気角だけ延長されることになる。例えば、基準通電角が 120° の場合には、基準通電角の延長電気角は $(f / f_t) \times 60^\circ$ となる。よって、基準通電角は、当該周波数 f に比例した電気角だけ延長されることになる。延長幅（電気角換算）は、駆動電圧の周波数が f_t 未満の場合には 60° 未満であり、駆動電圧の周波数が f_t の場合に 60° となる。延長幅（電気角換算）が 60° となると、延長後の通電角が 180° となって連続通電駆動に移行することになる。

[0018] 本発明の一実施形態に係る通電角制御部は、前記ブラシレスモータからのホール出力信号のエッジを検出し、当該エッジ間に位相内挿を行ってのこぎり刃状の下位位相内挿信号を生成する位相検出部と、前記下位位相内挿信号の絶対値をとって所定の振幅を有する三角波信号を生成する三角波生成部と、通電角拡張関数に基づいて、前記ホール出力信号により定められる前記駆動電圧の周波数に対応する通電角拡張係数を算出する通電角拡張係数算出部と、を備える。この通電角拡張関数は、前記駆動電圧の周波数の逆数と通電角拡張係数との関係を定める関数であり、前記駆動電圧の周波数が前記連続通電移行周波数 f_t の場合の通電角拡張係数が前記三角波信号の振幅と等しくなり、前記駆動電圧の周波数が f_t 未満の場合には当該周波数が大きくなるほど通電角拡張係数が小さくなるように、前記駆動電圧の周波数の逆数と通電角拡張係数との関係を定める。また、本発明の一実施形態に係る通電角拡張部は、前記通電角拡張係数算出部により算出された通電角拡張係数が前記三角波信号の振幅よりも大きい電気角領域で前記基準通電角を拡張する。

[0019] 当該実施形態によれば、ホール出力信号のエッジ間を位相内挿することにより得られた三角波を利用して、基準通電角を拡張することができる。この

とき、前記基準通電角の位相と前記三角波の位相や三角波の前後対称性を調整することにより、通電角を基準通電角の前方、後方、前方及び後方の両方のいずれかに拡張することができる。

[0020] 本発明の一実施形態において、通電角拡張関数は、前記連続通電移行周波数 f_t よりも小さい閾値周波数 $f_{t'}$ において通電角拡張係数がゼロとなるように、前記駆動電圧の周波数の逆数と通電角拡張係数との関係を定める。ブラシレスモータの低速回転時には、ホール周期間に相対的な周期ムラが大きくなり、位相内挿の精度が悪く、電圧波形や電流波形を使用する方式で位相検出する場合も電圧レベルが低くなるのでやはり検出精度が落ちるため、このような精度の悪い位相信号に基づいて基準通電角を拡張すると、逆に効率が劣化するおそれがある。当該実施形態によれば、駆動電圧の周波数が当該閾値周波数 $f_{t'}$ よりも小さい低速回転時には、基準通電角を拡張する制御が行われないので、低精度の位相検出処理に起因する効率の劣化を防止することができる。

発明の効果

[0021] 本発明によれば、間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式とを切り替える際の振動や騒音の発生を抑制できるモータ駆動制御装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0022] [図1]本発明の一実施形態に係る電動アシスト自転車を概略的に示す図
[図2]本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置の機能ブロック図
[図3]本発明の一実施形態における、ホール出力信号、通電角制御信号、モノマルチ出力信号、及びV相の拡張通電角制御信号（V__On信号）のタイミングチャート
[図4]本発明の一実施形態におけるPWM信号および電圧波形を示す図
[図5]本発明の一実施形態におけるV相用のPWM信号を示す図
[図6]本発明の一実施形態における通電角拡張幅決定部の機能ブロック図
[図7]本発明の一実施形態における通電角拡張関数の例を示す図

[図8]本発明の一実施形態における、ホール出力信号、下位位相内挿信号、三角波、及び比較器出力信号のタイミングチャート

[図9]本発明の一実施形態における、ホール出力信号、通電角制御信号、比較器出力信号、及びV相の拡張通電角制御信号（V_{On}信号）のタイミングチャート

[図10]本発明の一実施形態における比較器出力信号及び各相の電圧波形のタイミングチャート

[図11]本発明の一実施形態における駆動信号生成部の機能ブロック図

[図12]本発明の一実施形態における波形移行関数の例を示す図

[図13]モータコイルのスター結線の例

発明を実施するための形態

[0023] 以下、適宜図面を参照し、本発明の様々な実施形態を説明する。なお、図面において共通する構成要素には同一の参照符号が付されている。

[0024] 図1は、本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置を適用可能な電動アシスト自転車を概略的に示す。電動アシスト自転車は、停車時又は低速走行時に、大きなトルクでのアシストを必要とするので、停車時又は低速走行時は間欠通電駆動方式でモータを駆動することが望ましい。一方、一定速度に達した後は高効率での駆動が求められるので、間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式で駆動されることが望ましい。本発明のモータ駆動制御装置は、間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式へのスムーズな移行を可能とする。これにより、従来の方式において間欠通電駆動方式と連続通電駆動方式への切り替え時に発生していた振動や騒音の発生を抑制することができる。このように、本発明に係るモータ駆動制御装置は、電動アシスト自転車での利用に適したものである。しかしながら、電動アシスト自転車は本発明に係るモータ駆動制御装置を適用可能な応用例の一例に過ぎず、本発明に係るモータ駆動制御装置は様々な用途におけるブラシレスモータの駆動制御に用いられ得る。

[0025] 図1に示すとおり、電動アシスト自転車1はクランク軸と後輪がチェーン

を介して連結されている一般的な後輪駆動型のものであり、この電動アシスト自転車 1 は、例えば、二次電池 101 と、モータ駆動制御装置 102 と、トルクセンサ 103 と、ブレーキセンサ 104 と、モータ 105 と、操作パネル 106 とを備える。

[0026] 二次電池 101 としては、リチウムイオン二次電池、リチウムイオンポリマー二次電池、ニッケル水素蓄電池などの様々な二次電池を用いることができる。本発明の一実施形態において、二次電池 101 は、供給最大電圧（満充電時の電圧）が 24 V のリチウムイオン二次電池である。

[0027] トルクセンサ 103 は、クランク軸に取付けられたホイールに設けられる。トルクセンサ 103 は、ペダルの踏力を検出し、この検出結果をモータ駆動制御装置 102 に出力することができる。

[0028] ブレーキセンサ 104 は、磁石（不図示）と周知のリードスイッチ（不図示）とから構成されている。磁石は、ブレーキレバーを固定するとともにブレーキワイヤー（不図示）が送通される筐体内において、ブレーキレバーに連結されたブレーキワイヤーに固定されている。ブレーキレバーは手で握られたときにリードスイッチをオン状態にするように構成されている。また、リードスイッチは筐体内に固定されている。このリードスイッチの導通信号はモータ駆動制御装置 102 に送られる。

[0029] モータ 105 は、例えば周知の三相直流ブラシレスモータである。モータ 105 は、例えば電動アシスト自転車 1 の前輪に装着される。モータ 105 は、前輪を回転させるとともに、前輪の回転に応じて内蔵のローターが回転するように前輪に連結されている。また、モータ 105 は、内蔵のロータに備えられた磁極の位置（すなわちロータの位相）を検出するために、複数個（典型的には 3 個）のホール素子（不図示）を備えている。ホール素子によって検出されたロータの位相を示す信号（すなわちホール出力信号）はモータ駆動制御装置 102 に出力される。ホール素子が 3 つの場合には、この 3 つのホール素子は、モータ 105 に周方向に沿って例えば電気角 120° 間隔で等間隔に配置される。ホール素子は、モータ 105 のロータが回転する

と、ロータの永久磁石が作り出す磁界を検出し、検出した磁界強度に応じたホール出力信号 H_u 、 H_v 、 H_w （図3（a）参照）を出力する。本発明の一実施形態において、電動アシスト自転車1は、正弦波駆動方式の位相検出方法によってはモータ105の各相のコイル端子の電圧波形および電流波形を測定する電流電圧波形検出部107を備えてもよい。電圧電流検出部107は、電圧波形および電流波形（又はその一方）を位相検出部118に供給することができる。

[0030] モータ105の駆動を制御するモータ駆動制御装置102を図2に概略的に示す。本発明の一実施形態に係るモータ駆動制御装置102は、自転車1の静止時及び低速時には間欠通電駆動方式でモータ105を駆動し、自転車1の車速が大きくなるにつれて通電角を徐々に大きくし（逆に言えば、自転車1の車速が大きくなるにつれて各相の通電OFF区間を徐々に狭め）、自転車1の車速が所定の速度 V_t （以下「連続通電移行速度 V_t 」ということがある。）よりも大きくなったときには 180° の通電角でモータ105を駆動する（つまり、通電OFF区間がなくなり、連続通電駆動方式でモータ105を駆動する）ように構成される。この速度 V_t は、連続通電駆動方式のために十分な精度で磁極位置の推定を可能とするホール出力信号が得られる自転車1の速度であり、例えば、 0.2 km/h ないし数 km/h 程度であり、好ましくは 0.5 km/h 程度である。また、自転車1の速度が連続通電移行速度 V_t となるときのモータ105の駆動電圧の周波数（以下、本明細書において「連続通電移行周波数 f_t 」ということがある。）は、連続通電移行速度 V_t とモータ105の減速比とに基づいて定めることができる。

[0031] 図2に示すように、モータ駆動制御装置102は、駆動制御部110と、FET（Field Effect Transistor）ブリッジから成るインバータ回路120とを有する。インバータ回路120は、3相ブラシレスモータ105のU相についてのスイッチングを行うハイサイドFET（ S_{uh} ）及びローサイドFET（ S_{ul} ）と、モータ

105のV相についてのスイッチングを行うハイサイドFET（S_{vh}）及びローサイドFET（S_{vl}）と、モータ105のW相についてのスイッチングを行うハイサイドFET（S_{wh}）及びローサイドFET（S_{wl}）とを含み、これらの各FETを3相ブリッジ接続して構成される。インバータ回路120に備えられた各FETは、制御部110の駆動信号出力部115（後述）から出力される駆動信号によって駆動される。この駆動信号は、例えば、PWM変換により生

成されたPWM駆動信号である。このように、インバータ回路120は、制御部110から出力されるPWM駆動信号に基づいてスイッチング素子（各FET）をオンオフ制御し、このスイッチング素子のオンオフ制御によって、二次電池101から供給される電圧を変換して各相の駆動電圧を生成する。生成された各相の駆動電圧は、モータ105の各相に供給される。

[0032] 本発明の一実施形態に係る駆動制御部110は、間欠駆動用通電角制御信号生成部111（単に間欠駆動用通電角制御信号生成部111ということがある。）と、通電角拡張幅決定部112と、通電角拡張部113と、駆動波形生成部114と、駆動信号出力部115と、駆動電圧生成部117と、位相検出部118と、実効駆動電圧乗算部150と、PWM変調部160と、を備える。なお、実効駆動電圧乗算部150は、各相（U相、V相、W相）用の実効駆動電圧乗算部150_u、実効駆動電圧乗算部150_v、及び実効駆動電圧乗算部150_wを総称したものであり、PWM変調部160は、各相（U相、V相、W相）用のPWM変調部160_u、PWM変調部160_v、及びPWM変調部160_wを総称したものである。駆動制御部110には、演算に用いる各種データ及び処理途中のデータ等を格納する不図示のメモリが備えられてもよい。このメモリは、制御部110とは別に設けられてもよい。

[0033] 通電角制御信号生成部111は、モータ105からの各相のホール出力に基づいて、モータ105の各相の通電タイミングを示す通電角制御信号を生成する。図3（b）は、図3（a）のホール出力信号に基づいて生成される

各相の通電角制御信号の例を示し、U120、V120、及びW120はそれぞれ、U相、V相、及びW相の通電角制御信号を示す。なお、ホール出力信号1周期を電気角360度とする。この1周期は、図示のように、フェーズ1ないしフェーズ6の6つのフェーズに分けられる。U相の通電角制御信号U120は、U相のホール出力の各エッジから120°の電気角に相当する区間（フェーズ1及びフェーズ2並びにフェーズ4及びフェーズ5）でハイレベルとなり、その後の60°の電気角に相当する区間（フェーズ3及びフェーズ6）においてローレベルとなる。したがって、通電角制御信号U120は、120°の電気角に相当するハイレベル区間と60°の電気角に相当するローレベル区間とが交互に現れるように生成される。V相及びW相の通電角制御信号も同様に、それぞれV相及びW相のホール出力に基づいて、120°の電気角に相当するハイレベル区間と60°の電気角に相当するローレベル区間とが交互に現れるように生成される。各相の通電角制御信号におけるハイレベル区間は、120°通電駆動を行う場合における通電角（各相における巻線が導通する区間）に相当する。本明細書においては、より一般に、通電角制御信号において、各相のホール出力の各エッジでトリガされる180°未満の電気角を有するハイレベル区間を基準通電角と称することがある。

[0034] 本発明の一実施形態に係る通電角拡張幅決定部112は、通電角制御信号生成部111において生成される通電角制御信号の基準通電角を拡張するための通電角拡張幅を決定し、当該通電角拡張幅を示す拡張幅信号を通電角拡張部113に出力する。例えば、通電角拡張幅決定部112は、各相のホール出力のそれぞれの立上がりエッジ及び立下がりエッジを検出し、この検出時点から一定時間（ $E \times \text{MM}$ ）にわたって、ハイレベル信号（モノマルチ出力信号）を出力するモノマルチ回路から成る。この場合、モノマルチ回路から出力されるモノマルチ出力信号が拡張幅信号となる。図3の例では、各相のホール出力信号は180°ごとにオンオフが切り替わるが、通電角拡張幅決定部112をリトリガブル・モノマルチバイブレータとすることによ

り、 60° ずつずれて現れる各相のホール出力信号に基づいて、(180° ごとではなく) 60° ごとにワンショットのモノマルチ出力信号を出力できる。つまり、リトリガラブル・モノマルチバイブレータを用いることにより、図3(c)に示すように、電気角 60° ごとに現れるU相、V相、及びW相のホール出力信号のエッジの各々に基づいてモノマルチ出力信号を出力することができる。

[0035] モノマルチ回路がワンショットのハイレベル信号を出力する時間 $E \times _MM$ は、連続通電移行速度 V_t に対応する連続通電移行周波数 f_t において、電気角 60° に相当する時間だけハイレベル信号が継続するように、以下の式で定められる。

$$E \times _MM = (1 / f_t) \times (60^\circ / 360^\circ) = 1 / 6 f_t$$

[0036] このように時間 $E \times _MM$ を定めることにより、モノマルチ回路は、自転車1の車速が速度 V (ただし、 V は V_t 以下) のとき、 $(V / V_t) \times 60^\circ$ に相当する電気角だけモノマルチ出力信号(拡張幅信号)を出力することができる。したがって、自転車1の車速 V がゼロ近辺の場合、一定時間幅延長は電気角ほぼ 0° の延長にしかならず、この車速が増加するにつれてモノマルチ出力信号(ハイレベル信号)が出力される区間が電気角が 60° まで拡大し、連続通電移行速度 V_t においては電気角 60° に亘ってモノマルチ出力信号が出力される。このように、自転車1の速度 V がゼロから V_t まで変化する間には、図3(c)に示すように、通電角拡張幅決定部112から出力されるハイレベル信号の信号幅(電気角相当)は、自転車の速度 V に比例して 0° から 60° まで増加する。つまり、自転車1の速度 V が高速になるにつれて通電角拡張幅決定部112から出力されるハイレベル信号が出力される電気角が大きくなり、 $V \geq V_t$ になると、 60° の区間全てにおいてモノマルチ出力信号が出力される。本実施形態においては、モータ駆動制御装置102が自転車に搭載される場合を例に説明しているため、通電角の延長幅の説明を自転車の車速 V 及び連続通電移行速度 V_t との関係で行っているが、自転車の車速 V とモータ105の駆動電圧の周波数は比例するので

、上記の通電角の拡張幅に関する説明は、モータ 105 の駆動電圧の周波数と連続通電移行周波数 f_t との間にも等価に成り立つ。例えば、モノマルチ回路は、モータ 105 の駆動電圧の周波数が f （ただし、 f は f_t 以下）のとき、 $(f / f_t) \times 60^\circ$ に相当する電気角だけモノマルチ出力信号（拡張幅信号）を出力することができる。上述したように、本発明のモータ駆動制御装置は電動自転車のアシスト用モータ以外のブラシレスモータの駆動に用いることもできる。本発明のモータ駆動制御装置を電動アシスト自転車以外の駆動のために用いられるブラシレスモータの制御に応用する場合には、当該ブラシレスモータの駆動電圧の周波数と当該用途に適した連続通電移行周波数とに基づいて基準通電角の拡張幅を定めることができる。

[0037] 通電角拡張部 113 は、通電角拡張幅決定部 112 から受け取ったモノマルチ出力信号（拡張幅信号）に基づいて、通電角制御信号生成部 111 から受け取った各相の通電角制御信号における基準通電角を拡張する。具体的には、通電角拡張部 113 は、各相の通電角制御信号とモノマルチ出力信号とを OR 合成することにより、各相の通電角制御信号における基準通電角を拡張することができる。本明細書においては、このようにして基準通電角が拡張された通電角制御信号を「拡張通電角制御信号」と称し、拡張通電角制御信号における拡張された後の通電角（拡張通電角制御信号の ON 区間を電気角で表したもの）を「拡張通電角」と称することがある。

[0038] 図 3（c）は、通電角拡張幅決定部 112（モノマルチ回路）の出力パターンの例を示し、図 3（d）は、V 相の通電角制御信号 V_{120} とモノマルチ回路の出力パターンとを OR 合成して得られた V 相の拡張通電角制御信号の例を示す。図 3（c）及び図 3（d）にはそれぞれ、自転車の速度 V がほぼゼロ（停車時や発車直後）の場合、速度 V が低速の場合、速度 V が比較的高速（ただし、連続通電移行速度 V_t 未満）の場合、速度 V が連続通電移行速度 V_t 以上の場合におけるモノマルチ回路の出力パターン及び V 相の延長通電角制御信号をそれぞれ示している。自転車 1 の速度 V がほぼゼロの場合には、図 3（c）に示すとおり、モノマルチ出力信号（モノマルチ回路の出

力パターンのハイレベル区間)が電気角換算ではほとんど存在しないので、通電角制御信号V120とモノマルチ回路の出力パターンとをOR合成したV相の拡張通電角制御信号(V_{On}信号)は、通電角制御信号V120とほぼ同一のオンオフパターンを有している。Vが低速の場合及びVが高速(ただし、Vは連続通電移行速度V_t未満)の場合には、図3(d)に示すとおり、V相の拡張通電角制御信号(V_{On}信号)は、モノマルチ出力信号の電気角の分だけ、通電角制御信号V120の基準通電角が後方に延長されたオンオフパターンを有している。そして、 $V \geq V_t$ となった場合には、図3(c)に示すとおりモノマルチ回路の出力パターンが常にハイレベルとなるので、V相の拡張通電角制御信号(V_{On}信号)も常にハイレベルとなり通電休止区間が存在しない連続通電状態となる。

[0039] このように、通電角拡張部113は、自転車1の車速(またはモータ105の駆動電圧の周波数)に応じて、当初の通電角制御信号の基準通電角を後方に延長することができる(逆に言えば、当初の通電角制御信号における通電休止区間を前方に向かって短縮することができる)。なお、図3(d)においては、V相の通電角制御信号を例に説明したが、他相(U相及びW相)の通電角制御信号についても同様に、通電角制御信号生成部111からの通電角制御信号とモノマルチ回路からの出力パターンとをOR合成することにより、当初の通電角制御信号における基準通電角を、自転車1の車速(またはモータ105の駆動電圧の周波数)に応じてモノマルチ出力信号の電気角に相当する幅だけ後方に延長することができる。本実施形態におけるモノマルチ回路は、各相のホール出力信号の各エッジからモノマルチ出力信号を生成しているので、このモノマルチ回路の出力パターンは、U相、V相、W相の各々の拡張通電角制御信号を生成するために用いることができる。

[0040] 以上のようにして生成された各相の拡張通電角制御信号は、駆動信号出力部115に出力される。駆動信号出力部115については後述する。

[0041] 本発明の一実施形態に係る位相検出部118は、ホール出力信号及び電流電圧波形検出部107からの出力信号(電圧波形、電流波形、又はその一方

）に基づいて、正弦波駆動用の高分解能の位相出力を得る。本発明の一実施形態に係る駆動信号生成部 114 は、実効駆動電圧乗算部 150 および PWM 変調部 160 および駆動信号出力部 115 経由でインバータ回路 120 の各 FET を駆動してモータ 105 を連続通電駆動するための波形信号を生成する。駆動波形生成部 114 は、例えば、モータ 105 からのホール出力信号に基づいて当該モータ 105 のロータに備えられた磁極位置を予測し、予測した磁極位置に基づいて、またホール出力信号から算出された自転車 1 の車速を示す入力、トルクセンサ 103 で検出された踏力を示す入力、ブレーキセンサ 104 で検出されたブレーキ力を示す入力、及びこれら以外の様々な信号に基づいて算出した進角値に基づいて通電波形を生成する。駆動電圧生成部 117 は、操作パネル 106 からの入力（例えばアシスト比）、ホール出力信号から算出された自転車 1 の車速を示す入力、トルクセンサ 103 で検出された踏力を示す入力、ブレーキセンサ 104 で検出されたブレーキ力を示す入力、二次電池 101 からの出力電圧をデジタル化して駆動電圧コードを生成する。実効駆動電圧乗算部 150 は、この駆動電圧コードに基づいて駆動波形生成部 114 の出力のレベルを制御する。PWM 変調部 160 は、実効駆動電圧乗算部 150 出力波形を駆動信号出力部経由でインバータを駆動するための 2 値 PWM 信号に変換する。なお、デューティ比や進角値の具体的な演算方法については、本出願人らが出願した特願 2012-549736 に詳述されている。

[0042] このようにして生成された各相の連続駆動用 PWM 信号の例を図 4 に示す。図 4 において、U 相用 PWM 信号は、U 相についてのスイッチングを行うハイサイド FET (S_{uh}) 用の PWM 信号の例であり、V 相用 PWM 信号は、V 相についてのスイッチングを行うハイサイド FET (S_{vh}) 用の PWM 信号の例であり、W 相用 PWM 信号は、W 相についてのスイッチングを行うハイサイド FET (S_{wh}) 用の PWM 信号の例である。図 4 において「On (PWM)」と表された区間では、上述したようにして設定されたデューティ比で PWM 変調された駆動電圧信号が生成され、「On (Gnd)」区間

では、デューティ比ゼロでPWM変調された駆動電圧信号が生成される。各相のローサイドFET用のPWM信号については図示していないが、各相のPWMがオンであればオフとなりPWMがオフであればオンとなる。このような各相のPWM信号がインバータ回路120の対応する相のFETの制御端子に出力される場合には、モータ105の各相には、各相のコイルに発生する瞬時誘導起電力と相似の連続駆動用の波形（通常は正弦波）の駆動電圧が各相のコイルに印加される。ただし、後述するように、インバータ回路120のFETへの駆動信号の出力は、実際にはPWM変調部160からではなく駆動信号出力部115からなされる点に留意されたい。その時PWM信号により駆動された各相コイル端子の実質的波形つまり各相のPWMデューティが表す電圧波形が対Gnd駆動電圧波形である。これは一見正弦波でないように見えるが、インバータ出力端子が対Gnd基準の電圧波形となっているためそのように見える。これを図13のU、V、W各コイル中心の接続中点Tnの電位としてU、V、W各相の出力の中点電位つまり各コイルの対Gnd電圧の平均電圧を基準にして、各相の対Gnd駆動電圧波形を見ると、中点に対して各相コイルにかかっている電圧は上の逆起電力波形と同じとなる。この時、その中点基準の駆動電圧が逆起電力より大きい場合が力行状態つまり加速方向、中点基準の駆動電圧が逆起電力より小さい場合が回生制動状態つまり減速方向となる。

[0043] 本発明の一実施形態に係る駆動信号出力部115は、駆動波形生成部114から実効駆動電圧乗算部150およびPWM変調部160経由で受け取った各相のPWM信号を、通電角拡張部113からの対応する各相用の拡張通電角制御信号でオンオフ制御してPWM駆動信号を生成し、生成したPWM駆動信号をインバータ回路120の各相のFETに出力する。具体的には、本発明の一実施形態に係る駆動信号出力部115は、通電角延長部113からの各相の延長通電角制御信号における延長通電角において、駆動信号生成部114から実効駆動電圧乗算部150およびPWM変調部160経由で受け取った各相のPWM信号をPWM駆動信号としてインバータ回路120の

対応するFETに出力する。一方、延長通電角制御信号のローレベル区間においては、インバータ回路120の対応するFETがハイインピーダンス状態に制御される。

[0044] 図5は、駆動信号出力部115からインバータ回路120に出力されるV相のPWM駆動信号の例を示す。図5には、図3(c)や図3(d)と同様に、自転車の速度Vがほぼゼロ(停車時や発車直後)の場合、速度Vが低速の場合、速度Vが比較的高速(ただし、連続通電移行速度 V_t 未満)の場合、速度Vが連続通電移行速度 V_t 以上の場合のそれぞれについて、V相のPWM駆動信号の例が示されている。図5(a)は、図4に示したV相用のPWM信号(駆動信号生成部114から駆動信号出力部115に入力される信号)を再掲したものであり、図5(b)ないし図5(e)はそれぞれ、自転車の速度Vがほぼゼロの場合、速度Vが低速の場合、速度Vが比較的高速(ただし、連続通電移行速度 V_t 未満)の場合、速度Vが連続通電移行速度 V_t 以上の場合における拡張通電角制御信号(V_On 信号)及びV相用のPWM駆動信号(駆動信号出力部115からインバータ回路120へ出力される信号)を示している。

[0045] 図5(b)に示されているように、自転車の速度Vがほぼゼロの場合には、V相用の拡張通電角制御信号における拡張後通電角(フェーズ1、フェーズ3、フェーズ4、及びフェーズ6の全体)において、V相用のPWM信号がインバータ回路120のV相スイッチング用のハイサイドFET(S_{vh})及びローサイドFET(S_{vl})に出力される(上述のとおり、ローサイドFET(S_{vl})への出力電圧波形は、ハイサイドFET(S_{vh})への出力電圧波形と逆極性となる)。一方、V相用の延長通電角制御信号がローレベルの 60° の区間(フェーズ2及びフェーズ5)は通電休止区間に相当するので、ハイサイドFET(S_{vh})及びローサイドFET(S_{vl})ともにハイインピーダンス状態に制御される。

[0046] これと同様に、図5(c)及び図5(d)にそれぞれ示されている自転車の速度Vが低速の場合及び高速の場合も、V相用の拡張通電角制御信号にお

ける拡張後通電角（ハイレベル区間）においてV相用のPWM信号がインバータ回路120のV相スイッチング用のハイスайдFET（S_{vh}）及びローサイドFET（S_{vl}）に出力され、V相用の拡張通電角制御信号がローレベルの区間においては、ハイスайдFET（S_{vh}）及びローサイドFET（S_{vl}）とともにハイインピーダンス状態に制御される。

[0047] 図5（b）から図5（d）を比較すれば明らかなように、自転車の速度Vが速くなるほど（つまり、モータ105の駆動電圧の周波数が大きくなるほど）、拡張通電角制御信号における拡張後通電角が大きくなる。そして、図5（e）に示すように、速度Vが連続通電移行速度V_tに達すると（モータ105の駆動電圧の周波数が連続通電移行周波数f_tに達すると）、拡張後通電角が180°に達し、拡張通電角制御信号はホール出力信号1周期にわたってハイレベルとなるため、ホール出力信号1周期全体においてV相用のPWM信号がインバータ回路120のV相スイッチング用のハイスайдFET（S_{vh}）及びローサイドFET（S_{vl}）に出力されるようになる。このとき、モータ105の駆動は連続通電駆動方式による駆動制御と同じになる。なお、V相以外についても、V相について説明した上記の制御と同様の制御が行われる。

[0048] 以上のように、本発明の一実施形態においては、各相の拡張通電角制御信号における拡張後通電角においては、駆動波形生成部114からの各相用の連続通電駆動波形信号が実効駆動電圧乗算部150およびPWM変調部160経由でインバータ回路120の対応するFETに出力され、一方、拡張通電角制御信号がローレベルの区間においてはインバータ回路120の対応するFETがハイインピーダンス状態に制御される。このとき、各相の拡張通電角制御信号の拡張後通電角は、自転車の速度Vに応じて（モータ105の駆動電圧の周波数fに応じて）連続的に拡張され、自転車の速度Vが所定の連続通電移行速度V_t以上（モータ105の駆動電圧の周波数fが所定の連続通電移行周波数f_t以上）では、ホール出力信号1周期にわたって通電角となる。そして、このような通電角の拡張に伴って、連続通電駆動波形信号

が出力される区間が長くなり、連続通電移行速度 V_t 以上ではホール出力信号 1 周期にわたって連続通電駆動波形の PWM 信号によりモータ 105 が駆動されるようになる。

[0049] したがって、自転車の発車直後においては間欠通電駆動方式と同様の駆動形式でモータの駆動制御が行われ、自転車が加速するにつれて通電角が自転車の速度に比例して連続的に拡張され、所定の連続通電移行速度 V_t において全区間が通電区間となって連続通電駆動方式と同様の駆動電圧でモータ 105 の駆動制御が行われるようになる。このように、本実施形態によれば、低速では間欠通電駆動方式による駆動制御が行われ、所定速度以上では連続通電駆動方式による駆動制御が行われるので、効率よくモータ 105 を駆動することができる。

[0050] また、図 5 (d) と図 5 (e) の V 相用 PWM 駆動信号同士を比較すれば明らかなように、連続通電駆動方式に移行する直前の通電休止期間が連続的に短くなって消えて行くため、間欠通電駆動用の駆動信号と連続通電駆動用の駆動信号とを単純に切り替える従来の切替方法と比較して、間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式へ移行する際の振動や騒音の発生を抑制できる。このような間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式への滑らかな移行を実現するために、駆動方式切替え前後で、モータ 105 の出力トルクを一致させるため、切替前後の実効駆動電圧の差を完璧に調整する必要が無い点は注目すべきである。つまり、本実施形態においては、モータ 105 の出力トルクの調整を行わなくとも、ホール出力信号から一定時間幅通電区間を延長するだけのモノマルチ回路を設けるという簡素な構成によって間欠通電駆動方式から連続通電駆動方式への滑らかな移行を実現しているのである。さらに、本発明の一実施形態における通電角拡張処理は、通電角拡張信号生成部 112 内で 1 つのモノマルチをホール出力の各エッジでトリガして通電角拡張信号を生成し、通電角制御信号生成部からの各相通電制御信号とを通電角拡張部で合成して通電角を拡張するという方法だけでなく、通電角拡張部 113 内に、通電角制御信号生成部 111 の UVW の各相用の出力に対して直接複

数のモノマルチを個別に設けることもできる。当該実施形態によっても各相の基準通電角を直接後方に拡張することができる。

[0051] 次に、図6ないし図10を参照して、本発明の他の実施形態に係るモータ駆動制御装置について説明する。図6は、本発明の他の実施形態に係るモータ駆動制御装置に備えられる通電角拡張幅決定部112'の機能を示すブロック図である。本実施形態に係るモータ駆動制御装置は、図2に示したモータ駆動制御装置102において、駆動制御部110に代えて駆動制御部210を備えたものである。この駆動制御部210は、通電角延長幅決定部112に代えて通電角拡張幅決定部112'を備える点以外は、駆動制御部110と同様の構成を有するので、通電角拡張幅決定部112'以外については詳細な説明を省略する。

[0052] 本発明の一実施形態に係る駆動制御部210は、通電角制御信号生成部111から受け取った各相の通電角制御信号の通電区間の延長を通電角拡張関数とホール出力信号のエッジ間に位相内挿して、もしくはモータ105からの各相コイルの電圧波形、電流波形から演算により求められた正弦波駆動用の高分解能の位相情報から得られる三角波とを比較した比較結果に基づいて行う点で、駆動制御部110と異なっている。

[0053] 具体的には、本発明の一実施形態に係る駆動制御部210は、通電角制御信号生成部111、通電角延長幅決定部112'、通電角延長部113、駆動信号生成部114、及び駆動信号出力部115を備える。この通電角延長幅決定部112'は、図6に示すように、車速算出部211と、拡張係数生成部212と、三角波生成部214と、比較器215と、を備える。

[0054] 本発明の一実施形態に係る車速算出部211は、モータ105からのホール出力信号に基づいて、単位時間におけるロータの回転数を算出し、当該ロータの回転数とモータ105の減速比とに基づいて、自転車1の車速Vを算出する。算出された自転車1の車速Vは、拡張係数値算出部212に出力される。

[0055] 本発明の一実施形態に係る拡張係数生成部212は、所定の通電角拡張関

数を用いて、車速算出部 211 から受け取った車速 V に対応する関数値を算出する。図 7 に、通電角拡張関数の例を示す。図 7 に示すように、通電角拡張関数は、自転車の車速（または、モータ 105 の駆動電圧の駆動周波数）の逆数を、通電角の拡張幅に関連する通電角拡張係数と対応付ける関数である。図 7 における通電角拡張関数は、自転車 1 の車速 V が連続通電移行速度 V_t の場合（モータ 105 の駆動電圧の周波数が連続通電移行周波数 f_t の場合）の通電角拡張係数が 0.5（後述する三角波信号の振幅と等しい値）となり、車速 V が（モータ 105 の駆動電圧の周波数が）大きくなるほど通電角拡張係数が大きくなるように、自転車の車速（または、モータ 105 の駆動電圧の駆動周波数）の逆数を通電角の拡張幅に関連する通電角拡張係数と対応付けている。また、図 7 の通電角拡張関数においては、自転車 1 の車速 V が連続通電移行速度 V_t よりも小さい $V_{t'}$ において（連続通電移行周波数 f_t よりも小さい閾値周波数 $f_{t'}$ において）通電角拡張係数が負となる。速度 $V_{t'}$ は、ホール出力信号に基づいて、後述する位相内挿が精度良く行える自転車 1 の車速の下限であり、例えば $0.2 \text{ km/h} \sim 1.0 \text{ km/m}$ の間の値を取ることができる。

[0056] 本発明の一実施形態に係る入力 1 つの位相信号は、モータ 105 からの各相のホール出力信号のエッジ間に下位位相を内挿して生成、もしくはモータ 105 からの各相コイルの電圧波形、電流波形から演算により求められた正弦波駆動用の高分解能の位相情報である。この例では図 8 にホール出力信号から内挿された下位位相内挿信号の例を示すが、他の信号から得られた位相信号の場合も同様の波形となる。例えば、位相検出部 218 は、図 8 (a) に示す各相のホール出力信号の各エッジを検出し、図 8 (b) に示すように、検出したエッジ間を一次関数によって内挿することにより、のこぎり刃状の下位位相内挿信号を生成する。

[0057] 本発明の一実施形態に係る三角波生成部 214 は、位相検出部 218 で生成された下位位相内挿信号の絶対値をとって三角波を生成し、生成した三角波を電気角で 30° 進めて（又は遅らせて）比較器 215 に出力する。この

ようにして比較器 215 に出力された三角波の例が図 8 (c) に示されている。

[0058] 本発明の一実施形態に係る比較器 215 は、拡張係数生成部 212 からの通電角拡張係数を基準信号とし、当該基準信号と三角波生成部 214 からの三角波との比較結果に基づいて出力信号（以下、本明細書において「比較器出力信号」ということがある。）を生成する。具体的には、比較器 215 は、三角波生成部 214 からの三角波が前記基準信号（拡張係数生成部 212 からの通電角拡張係数）よりも小さいときにハイレベル信号（On 信号）を出力し、三角波生成部 214 からの三角波が前記基準信号よりも大きいときにローレベル信号（Off 信号）を出力する。生成された出力信号は、通電角延長部 113 に出力される。

[0059] 比較器 215 の出力信号の例を図 8 (d) に示す。自転車の車速 V が V_t' 未満の場合（モータ 105 の駆動電圧の周波数 f が f_t' 未満の場合）には、拡張係数算出部 212 からの通電角拡張係数が常に負の値となるため、三角波生成部 214 からの三角波が全区間において当該拡張係数よりも大きくなり、その結果、比較器 215 の出力信号は全区間でローレベルとなる。次に、 $V_t' \leq V < V_t$ の場合（ $f_t' \leq f < f_t$ の場合）には、当該 V が大きくなるにつれて、拡張係数算出部 212 からの通電角拡張係数が三角波生成部 214 からの三角波よりも大きくなる区間が拡大するので、これに応じて比較器 215 の出力信号におけるハイレベルの区間も拡大する。そして、 $V \geq V_t$ （ $f \geq f_t$ ）においては、拡張係数算出部 212 からの通電角拡張係数が 0.5 以上の値となるので、この拡張係数は、三角波生成部 214 からの三角波よりも常に大きくなり、比較器 215 の出力信号は全区間でハイレベルとなる。

[0060] 比較器 215 からの出力信号は、拡張幅信号として通電角拡張部 113 へ出力される。通電角拡張部 113 は、通電角拡張幅決定部 112 から受け取った拡張幅信号に基づいて、通電角制御信号生成部 111 から受け取った各相の通電角制御信号の基準通電角を拡張する。具体的には、通電角拡張部 1

13は、各相の通電角制御信号と比較器215の出力信号とをOR合成することにより、拡張通電角制御信号を生成する。

[0061] 図9は、図6の実施形態において生成されるV相の拡張通電角制御信号（ V_On 信号）の例を示すタイミングチャートであり、図9（a）は図3（a）と同様にモータ105からの各相のホール出力信号を示し、図9（b）は図3（b）と同様に通電角制御信号生成部111において生成される各相の通電角制御信号を示し、図9（c）は図8（d）と同様に比較器215からの出力信号を示し、図9（d）はV相の延長通電角制御信号（ V_On 信号）を示す。図9（d）に示されているV相の拡張通電角制御信号（ V_On 信号）は、V相の通電角制御信号V120と図9（c）に示されている出力器215からの出力信号とを通電角拡張部113においてOR合成して得られる。

[0062] 図9（d）に示すように、 $V < V_{t'}$ の場合（ $f < f_{t'}$ の場合）には、図9（c）に示すとおり、比較器出力信号は全区間においてローレベルなので、通電角制御信号V120と比較器出力信号とをOR合成したV相の拡張通電角制御信号（ V_On 信号）は、通電角制御信号V120と同一のオンオフパターンを有している。 $V_{t'} \leq V < V_t$ の場合（ $f_{t'} \leq f < f_t$ の場合）には、図9（d）に示すとおり、V相の拡張通電角制御信号（ V_On 信号）は、図9（c）に示す比較器出力信号のハイレベル区間に相当する電気角の分だけ、通電角制御信号V120の基準通電角（ハイレベル区間）が前方及び後方に拡張されたオンオフパターンを有している。そして、 $V \geq V_t$ （ $f \geq f_t$ ）となった場合には、図9（c）に示すとおり比較器出力信号が常にハイレベルとなるので、V相の拡張通電角制御信号（ V_On 信号）も常にハイレベルとなり、通電休止区間が存在しなくなる。図9においては、V相の拡張通電角制御信号についてのみ図示したが、他相（U相及びW相）の拡張通電角制御信号もこれと同様にして生成される。生成された各相の拡張通電角制御信号は、駆動信号出力部115に出力される。

[0063] 駆動信号出力部115は、上述したように、駆動波形生成部114から実

効駆動電圧乗算部、PWM変換経由で受け取った各相のPWM信号を、通電角拡張部113からの対応する各相用の拡張通電角制御信号でオンオフ制御してPWM駆動信号を生成し、生成したPWM駆動信号をインバータ回路120の各FETに出力する。

[0064] このように、本実施形態においては、通電角拡張関数の関数値を基準値とし、この基準値と、位相検出部によりホール出力信号のエッジ間に位相内挿を行って生成、もしくは各相コイルの瞬時電圧や瞬時電流から演算で求められた、位相信号に基づき生成した三角波との比較結果に基づいて通電角制御信号の拡張幅を画する拡張幅信号（比較器215の出力信号）が生成される。このようにして生成された拡張幅信号は、通電角制御信号の基準通電角の前後に位置しているので、通電角制御信号は前後両方向に拡張されることになる。ここで、図10に本発明の一実施形態における比較器出力信号及び各相の誘導起電力およびインバータ回路120出力による各相コイルの最終駆動電圧波形のタイミングチャートを示す。一般に、間欠通電駆動方式においては、各相のコイル巻線に生じる誘導起電力のゼロクロスポイントの前後に通電停止区間を設けることにより、転流制御時にコイル巻線に駆動電圧と逆極性の相電流が流れることを防止している。図10に示されているように、本発明の一実施形態においては、車速 V が V_t に近づくにつれて比較器出力信号のON信号が各相の誘導起電力のゼロクロスポイントに向かって前後両方から延長されるように比較器215からの比較器出力信号の出力タイミングが制御されている。これにより、車速 V が V_t になるまで比較器出力信号のOFF区間が各相の誘導起電力のゼロクロスポイント付近に存在し、そして、各相のコイルの最終駆動電圧波形のように各相の駆動ゼロクロスポイント付近がハイインピーダンス（ H_i-Z ）状態となるように制御されているため、大きな逆極性の相電流の流れるおそれが無く、より滑らかに連続通電制御へ移行することができる。また、連続通電制御への移行が滑らかであるため、図2に示した実施形態と比較して、連続通電移行速度 V_t をより小さな値に設定しても、異音や振動が搭乗者に感知されにくい。

[0065] 上記実施形態において、三角波の前後対称性など波形を変更したり、三角波の位相を進めたり遅らせたりすることにより、通電角制御信号の基準通電角を前方にのみ又は後方にのみ拡張することも可能である。なお、上記実施形態では通電角制御信号生成部 111 と通電角拡張幅決定部 112 による信号を通電角拡張部 113 で OR 合成する方法としたが、通電角制御信号生成部 111 において最初から速度と位相信号による可変幅の通電角制御信号生成を行なっても良い。

[0066] また、上記実施形態によれば、本実施形態における通電角拡張関数は、位相検出つまり高分解能の位相信号生成の精度が精度良く行える程度に自転車 1 の車速 V が速くなってから（モータ 105 の駆動電圧の周波数が大きくなってから）、位相検出により得られた位相信号による三角波を用いた比較がなされるように、 $V < V_{t'}$ の範囲では三角波の下限よりも小さい値を取るよう定められているので、位相検出の精度が悪い速度範囲（ $V < V_{t'}$ ）においては、位相検出により得られた位相信号による三角波を用いた基準通電角の拡張は行われない。そして、ある程度位相検出の精度が得られる速度範囲（ $V \geq V_{t'}$ ）となってから当該三角波に基づく基準通電角の拡張が行われている。これにより、精度の悪い位相信号を用いて通電角を拡張することによる効率の悪化を防止している。

[0067] 次に、図 11 を参照して、本発明のさらに他の実施形態について説明する。図 11 は、本発明の他の実施形態に係る駆動波形生成部 114' の機能を示すブロック図である。本実施形態に係るモータ駆動制御装置は、駆動制御部 110 に代えて駆動制御部 310 を備える。この駆動制御部 310 は、駆動波形生成部 114 に代えて駆動波形生成部 114' を備える点以外は、駆動制御部 110 と同様の構成を有するので、駆動波形生成部 114' 以外については詳細な説明を省略する。

[0068] 本発明の一実施形態に係る駆動制御部 310 は、実効駆動電圧乗算部 150 へ入力される駆動信号として、連続通電駆動用の駆動信号だけでなく、間欠通電駆動用の駆動信号も生成し、この両者を利用する点で、図 2 の駆動制

御部 110 と異なっている。

[0069] 具体的には、本発明の一実施形態に係る駆動制御部 310 は、間欠駆動用通電角制御信号生成部 111、通電角拡張信号生成部 112、通電角拡張部 113、駆動波形生成部 114'、駆動電圧生成部 117、位相検出部 118、実効駆動電圧乗算部 150、PWM変換部 160、及び駆動信号出力部 115 を備える。この駆動波形生成部 114' は、図 11 に示すように、波形移行係数生成部 311 と、連続通電駆動信号生成部 312 と、第 1 の乗算部 313 と、間欠通電駆動波形用一定レベル生成部 314 と、第 2 の乗算部 315 と、信号加算部 316 と、を備える。

[0070] 本発明の一実施形態に係る波形移行係数生成部 311 は、所定の波形移行関数を用いて、

自転車 1 の車速 V に対応する関数値である波形移行係数を算出する。図 12 に、波形移行関数の例を示す。図 12 に示すように、波形移行関数は、自転車の車速 V （または、モータ 105 の駆動電圧の周波数 f ）の逆数を波形移行係数と対応付ける関数である。波形移行係数は、0 以上 1 以下の任意の値を取り得る。波形移行係数生成部 311 は、例えば図 12 に示す波形移行関数を用いて、ホール出力信号から算出された自転車 1 の車速 V （または周波数 f ）の逆数に対応する波形移行係数を決定する。波形移行関数により定められる波形移行係数の内第 1 係数は、自転車の車速 V が V_t' のとき（周波数 f が f_t' のとき）に 0 となり、自転車の車速 V が V_t のとき（周波数 f が f_t のとき）に 1 となる。速度 V_t （周波数 f_t ）及び速度 V_t' （周波数 f_t' ）の意義及び範囲については、上述のとおりである。上記のようにして算出された波形移行係数第 1 係数は、第 1 係数が第 1 乗算部 313 に、第 2 係数が第 2 乗算部 315 に出力される。

[0071] 本発明の一実施形態に係る連続通電駆動信号生成部 312 は、インバータ回路 120 の各 FET をスイッチングしてモータ 105 を正弦波駆動電圧による連続通電駆動するための波形信号を生成する。駆動信号生成部 312 は、位相検出部 118 でモータ 105 からのホール出力もしくは電圧波形、電

流波形検出部からの各相コイルの瞬時電圧波形、電流波形、およびこれら以外の様々な入力信号に基づいて進角値など算出し、算出した進角値に基づく高分解能の位相出力信号に基づいて当該モータ 105 に与えるべき、各相の連続駆動用波形信号を生成する。連続通電駆動信号生成部 312 における波形信号の生成方法は、駆動波形生成部 114 における波形信号の生成方法と同様であるため、詳細な説明は省略する。生成された各相の連続通電駆動波形信号は、第 1 乗算部 313 に出力される。

[0072] 本発明の一実施形態に係る間欠通電駆動波形用一定レベル生成部 314 は、実効駆動電圧乗算部 150 及び PWM 変調部 160 を経由した後、インバータ回路 120 の各 FET をスイッチングしてモータ 105 を矩形波駆動電圧による間欠通電駆動するための波形信号として一定レベルの間欠駆動用波形信号を生成する。この間欠駆動用波形信号は、第 2 乗算部 315 に出力される。

[0073] 本発明の一実施形態に係る第 1 乗算部 313 は、波形移行係数生成部 311 からの波形移行係数である第 1 係数と連続通電駆動信号生成部 312 からの各相の連続通電駆動用波形信号とを乗算する。第 1 係数は、図 12 に示すとおり、自転車の車速 V が $V_{t'}$ よりも小さい場合（周波数 f が $f_{t'}$ よりも小さい場合）には常にゼロとなるため、 $V < V_{t'}$ の範囲（ $f < f_{t'}$ の範囲）においては、第 1 乗算部 313 からの出力レベルは常にゼロとなる。一方、 $V_{t'} \leq V < V_t$ の範囲（ $f_{t'} \leq f < f_t$ の範囲）においては、波形移行係数生成部 311 から自転車 1 の車速 V （モータ 105 の駆動電圧の周波数 f ）に応じた 0 から 1 の間の第 1 係数が出力されているので、連続通電駆動信号生成部 312 からの連続通電駆動用 PWM 信号に当該第 1 係数を乗じて得られる電圧信号が信号加算部 316 に出力される。 $V \geq V_t$ （ $f \geq f_t$ ）においては、第 1 係数は常に 1 であるため、第 1 乗算部 313 は、連続通電駆動信号生成部 312 からの連続通電駆動用 PWM 信号をそのまま信号加算部 316 に出力する。

[0074] 本発明の一実施形態に係る第 2 乗算部 315 は、波形移行係数生成部 311

1からの波形移行係数である第1係数を1から減じた値（例えば、波形以降係数が0.3であれば、 $1 - 0.3 = 0.7$ ）である第2係数と間欠通電駆動波形用一定レベル生成部314からの各相の間欠通電駆動用波形信号とを乗算する。 $V < V_t'$ ($f < f_t'$ の範囲)の範囲においては、第1乗算部313からの出力レベルは常にゼロとなり、第2乗算部315は、間欠通電駆動波形用一定レベル生成部314からの間欠通電駆動用波形信号をそのまま信号加算部316に出力する。一方、 $V_t' \leq V < V_t$ の範囲 ($f_t' \leq f < f_t$ の範囲)においては、波形移行係数生成部311から、自転車1の車速 V （周波数 f ）に応じた0から1の間の波形移行係数が出力されているので、第2係数に間欠通電駆動波形用一定レベル生成部314からの間欠通電駆動波形信号を乗じて得られた信号レベルが信号加算部316に出力される。 $V \geq V_t$ ($f \geq f_t$)においては、第2係数は常に0となる。したがって、第2乗算部315から信号加算部316に出力される信号レベルは、 $V \geq V_t$ ($f \geq f_t$)においては常に0となる。

[0075] 本発明の一実施形態に係る信号加算部316は、第1乗算部313からの各相の出力波形と第2乗算部315からの対応する各相の出力波形とを加算して各相の駆動波形信号を生成し、生成した駆動波形信号を実効駆動電圧乗算部150へ出力する。実効駆動電圧乗算部150の出力はPWM変換部160により2値のPWM信号に変換される。

駆動信号出力部115では、PWM変調部160からの各相の駆動波形信号を、通電角拡張部113からの対応する各相用の拡張通電角制御信号でオンオフ制御してPWM駆動信号を生成し、生成したPWM駆動信号をインバータ回路120の各相のFETに出力する。

[0076] このように、本実施形態によれば、駆動波形生成部114'において、連続通電駆動用波形信号だけでなく、間欠通電駆動用の一定レベル波形信号も利用して、駆動実効電圧乗算部150へ入力する駆動波形を生成する。特に、自転車1の車速が低速のときには、矩形波駆動電圧による間欠通電駆動用の波形信号によってモータ105が駆動されるので、正弦波駆動用の位相検

出精度が落ちていても、モータ 105 のトルクを最大限に引き出すことができる。また、自転車 1 の車速が高速になるにつれて、駆動信号における連続駆動用波形信号の重みが大きくなり、連続通電駆動への切替時（車速 V が V_t のとき）には、連続通電駆動用波形信号によりモータ 105 が駆動されるので、間欠通電駆動から連続通電駆動への切替えを滑らかに行うこともできる。

[0077] 以上本発明の実施の形態を説明したが、本発明はこれに限定されない。上で述べた機能を実現する具体的な演算手法は複数存在しており、いずれを採用しても良い。また、駆動制御部 110、210、310 で実行される機能の少なくとも一部は専用の回路で実現されてもよく、コンピュータプロセッサによってプログラムを実行することにより上述した各機能を実現してもよい。

[0078] 本明細書中で説明される処理及び手順が単一の装置やソフトウェアによって実行される旨が説明されたとしても、そのような処理または手順は複数の装置、複数のソフトウェアによって実行され得る。本明細書において説明された機能ブロックは、それらをより少ない機能ブロックに統合して、またはより多くの機能ブロックに分解することによって説明することも可能である。例えば、図 2 に示した実施形態においては、基準通電角制御信号生成部 111 によって生成される通電角制御信号における基準通電角を、モノマルチ回路（通電角拡張幅決定部 112）によって生成されるモノマルチ出力信号で決定される拡張幅だけ拡張することにより拡張通電角を決定しているが、このような拡張通電角の算出方法はあくまで一例に過ぎず、これ以外の様々な方法により拡張通電角を決定することができる。例えば、ホール出力信号やそれ以外の入力信号に基づいて拡張通電角を演算により求めることができるソフトウェアプログラムをコンピュータプログラムによって実行することにより、拡張通電角又は拡張通電角制御信号を求めることも可能である。

符号の説明

[0079] 102 モータ駆動制御装置

- 1 0 5 モータ
- 1 1 0、2 1 0、3 1 0 駆動制御部
- 1 1 1 通電角制御信号生成部
- 1 1 2、1 1 2' 通電角拡張幅決定部
- 1 1 3 通電角拡張部
- 1 1 4、1 1 4' 駆動波形生成部
- 1 1 5 駆動信号出力部
- 1 2 0 インバータ回路
- 2 1 1 車速算出部
- 2 1 2 拡張係数算出部
- 2 1 4 三角波生成部
- 2 1 5 比較器
- 2 1 8 位相検出部
- 3 1 1 波形移行係数生成部
- 3 1 2 連続通電駆動波形生成部
- 3 1 3 第1乗算部
- 3 1 4 間欠通電駆動波形用一定レベル生成部
- 3 1 5 第2乗算部
- 3 1 6 信号加算部

請求の範囲

- [請求項1] ブラシレスモータを駆動するモータ駆動制御装置であって、
 前記ブラシレスモータのコイル駆動相切替の指標を出力する回転位相センサと、
 前記ブラシレスモータの位相を計算して回転位相信号を出力する回転位相検出部と、
 前記回転位相センサ出力に基づき前記ブラシレスモータへの通電を制御する通電制御信号を出力する通電角制御部と、
 前記回転位相信号に応じて、前記ブラシレスモータを駆動するための駆動波形を生成してPWM信号として出力する駆動制御部と、
 前記通電制御信号と前記PWM信号に基づき、スイッチング素子のオンオフ制御により駆動電圧を前記ブラシレスモータに供給するインバータ回路と、
 を備え、
 前記通電角制御部は、
 前記ブラシレスモータの回転速度に応じて、前記回転位相センサの出力により生成される、間欠駆動用に最適化された180°未満の基準通電角から、前記回転速度が大きくなるほど通電角を連続的に増加させ、前記回転速度が所定の連続通電移行速度以上では連続通電となるように制御することを特徴とする、
 モータ駆動制御装置。
- [請求項2] 前記駆動制御部は、前記回転位相信号に応じて、前記ブラシレスモータを正弦波連続通電駆動するための連続通電駆動波形を生成する連続通電駆動波形生成部をさらに備え、
 前記駆動制御部は、全ての回転速度領域において、常に前記連続通電駆動波形を前記駆動波形として出力することを特徴とする、
 請求項1に記載のモータ駆動制御装置。
- [請求項3] 前記通電角制御部は、前記基準通電角の通電期間をモノマルチによ

り一定時間だけ延長する事によって、通電角を連続的に制御することを特徴とする、請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

[請求項4] 前記通電角制御部は、前記回転速度および前記回転位相信号を使用して通電開始位相および通電終了位相が制御された前記通電制御信号を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

[請求項5] 前記回転位相検出部は、前記ブラシレスモータからの回転位相センサの出力の変化点を検出し、当該変化点間に位相内挿を行なって回転位相信号を生成することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ駆動制御装置。

[請求項6] 前記通電角制御部は、前記回転速度の上昇に連れて、前記基準通電角の通電期間から前後方向に拡張することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ駆動制御装置。

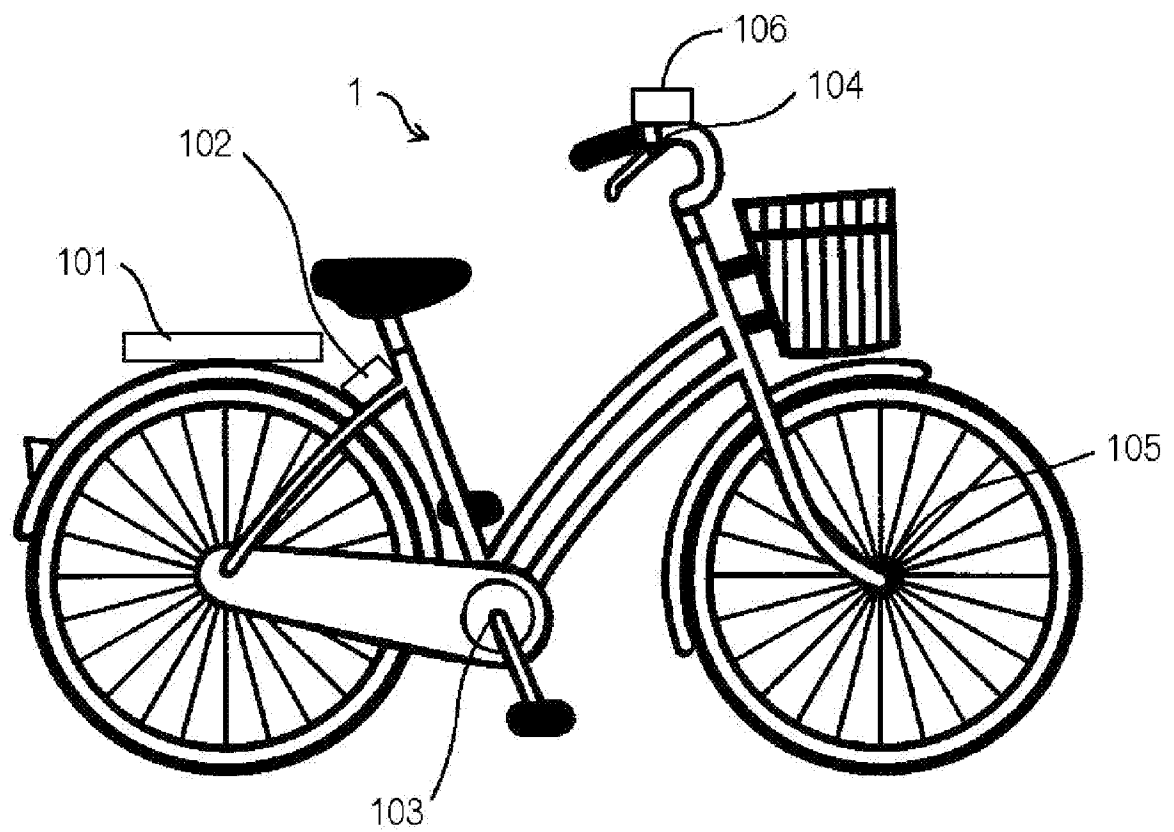
[請求項7] 前記通電角制御部は、前記連続通電移行速度よりも小さい別の閾値速度においては、前記通電角が前記基準通電角で一定となる通電制御信号を出力することを特徴とする請求項 4 に記載のモータ駆動制御装置。

[請求項8] 前記駆動制御部は、
前記回転位相信号に応じて、前記ブラシレスモータを正弦波連続通電駆動するための連続通電駆動波形を生成する連続通電駆動波形生成部と、

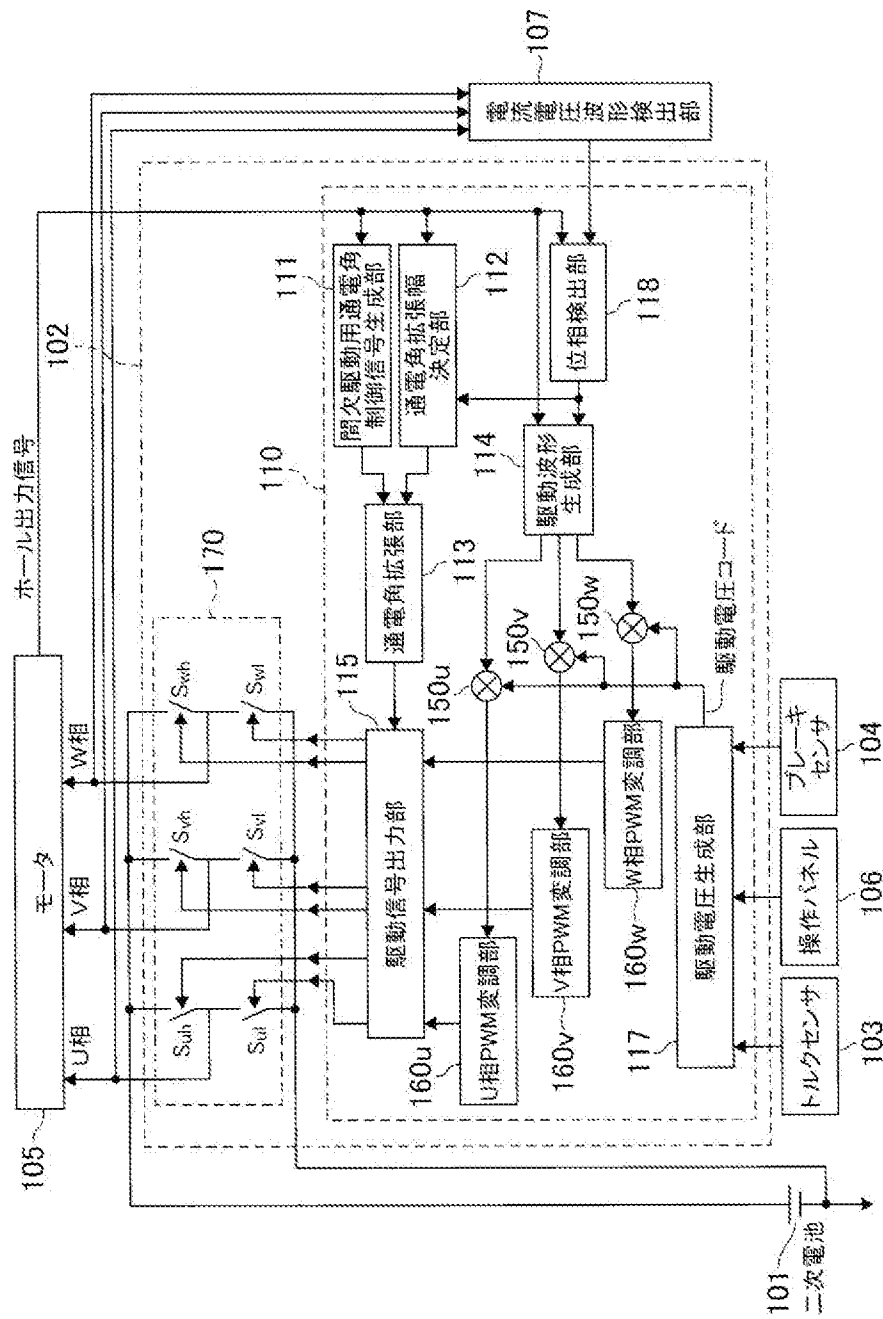
矩形波間欠通電駆動のための一定レベルの直流波形と前記連続通電駆動波形を前記回転速度に応じた混合比で混合して前記駆動波形を生成する波形混合部と、 をさらに備え、

前記波形混合部は、前記回転速度が大きくなるほど前記連続通電駆動波形の混合比率を大きくし、前記回転速度が前記連続通電移行速度以上では前記連続通電駆動波形の混合比率を 100% とすることを特徴とする請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置。

[図1]



[図2]

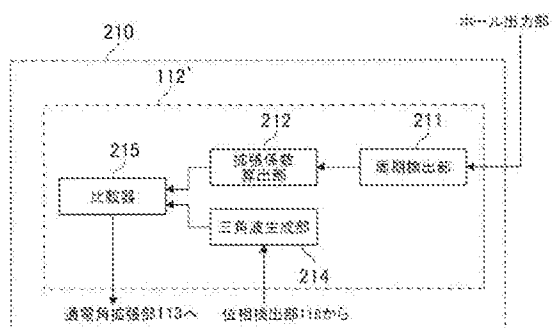
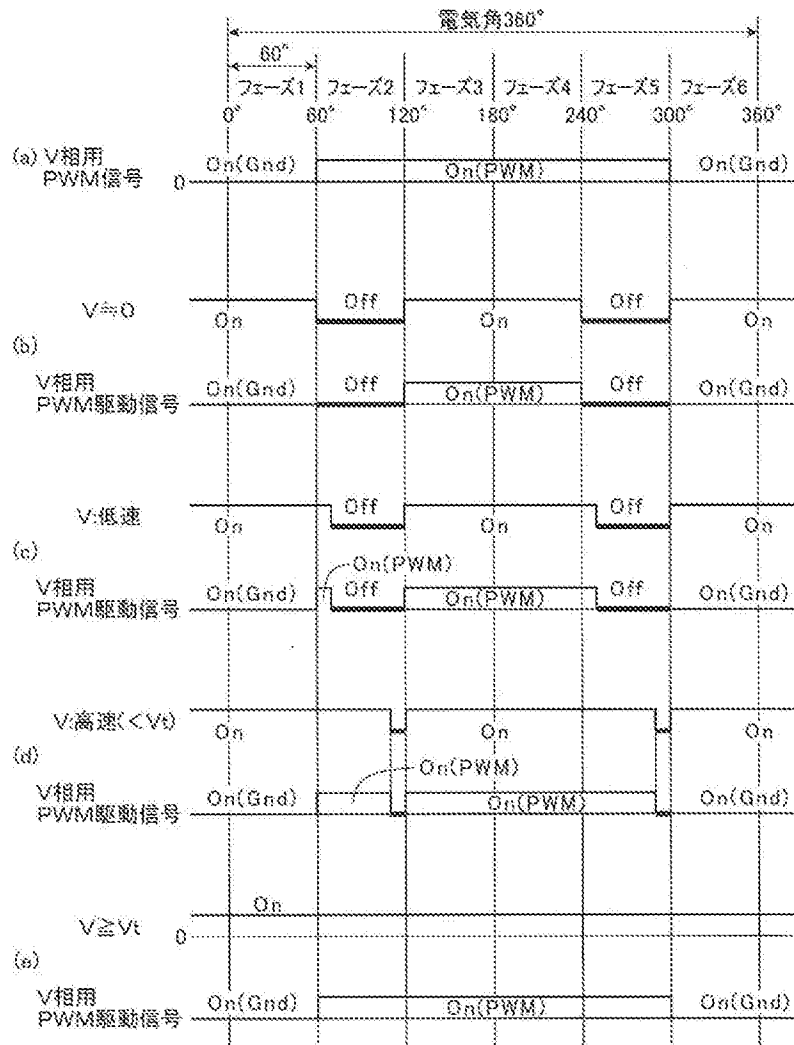


[図3]

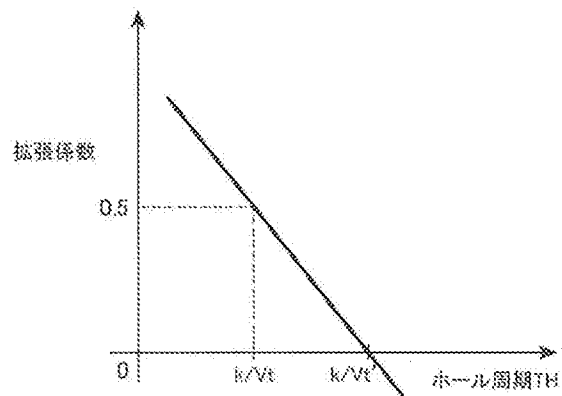


[図4]

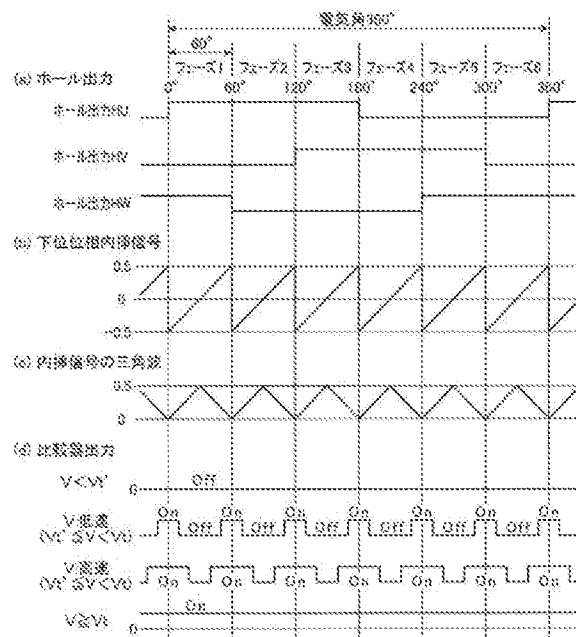




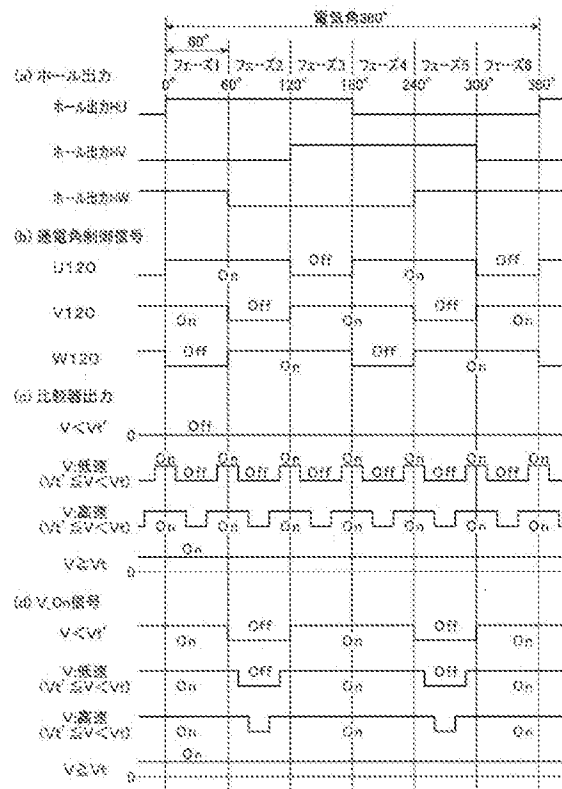
[図7]



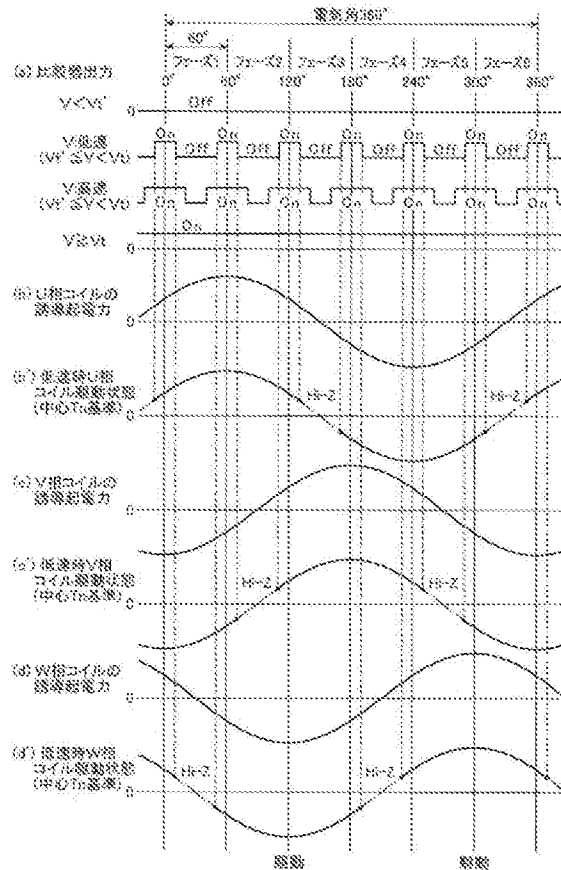
[図8]



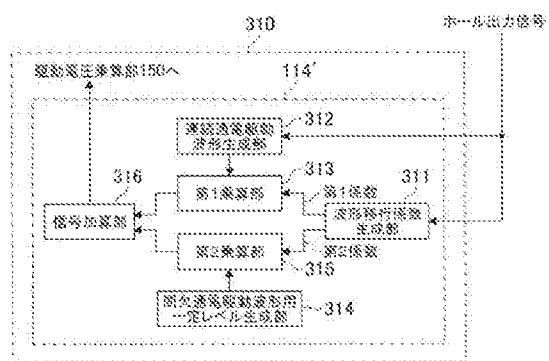
[図9]



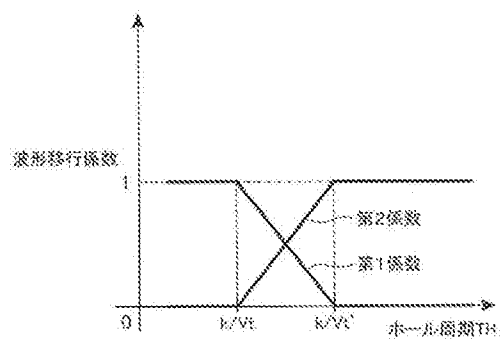
[図10]



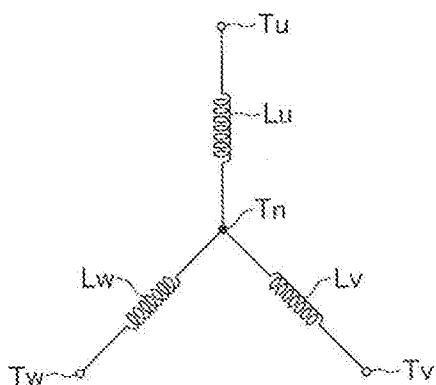
[圖11]



[図12]



[図13]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/068762

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/08 (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)

H02P6/08

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	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2003-111469 A (Sharp Corp.), 11 April 2003 (11.04.2003), paragraphs [0002] to [0073]; fig. 1 to 18 (Family: none)	1-2, 4-7 3, 8
Y A	JP 2005-160183 A (Mitsubishi Electric Corp.), 16 June 2005 (16.06.2005), paragraphs [0017] to [0113]; fig. 1 to 19 (Family: none)	1-2, 4-7 3, 8
Y A	JP 2004-282954 A (Daikin Industries, Ltd.), 07 October 2004 (07.10.2004), paragraphs [0022] to [0051]; fig. 1 to 9 (Family: none)	2

☒ 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
10 September 2015 (10.09.15)

Date of mailing of the international search report
29 September 2015 (29.09.15)

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/JP2015/068762

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 2001-245487 A (Sharp Corp.), 07 September 2001 (07.09.2001), paragraphs [0053] to [0201]; fig. 1 to 27 & US 6400107 B1 & DE 10037936 A1	1-8
A	WO 2013/042437 A1 (Hitachi Appliances, Inc.), 28 March 2013 (28.03.2013), paragraphs [0052] to [0073]; fig. 8 to 9 & JP 5718474 B2 & KR 10-2014-0018407 A & CN 103703669 A	1-8

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/08(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/08

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	1971-2015年
日本国実用新案登録公報	1996-2015年
日本国登録実用新案公報	1994-2015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
Y A	JP 2003-111469 A（シャープ株式会社）2003.04.11, 段落 [0002]-[0073]、図 1-18（ファミリーなし）	1-2, 4-7 3, 8
Y A	JP 2005-160183 A（三菱電機株式会社）2005.06.16, 段落 [0017]-[0113]、図 1-19（ファミリーなし）	1-2, 4-7 3, 8
Y A	JP 2004-282954 A（ダイキン工業株式会社）2004.10.07, 段落 [0022]-[0051]、図 1-9（ファミリーなし）	2

☒ 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

10.09.2015

国際調査報告の発送日

29.09.2015

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A/J P）

郵便番号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 2001-245487 A (シャープ株式会社) 2001.09.07, 段落 [0053]-[0201]、図 1-27 & US 6400107 B1 & DE 10037936 A1	1-8
A	WO 2013/042437 A1 (日立アプライアンス株式会社) 2013.03.28, 段 落[0052]-[0073]、図 8-9 & JP 5718474 B2 & KR 10-2014-0018407 A & CN 103703669 A	1-8