

(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 1 月 24 日(24.01.2013)



(10) 国際公開番号
WO 2013/011807 A1

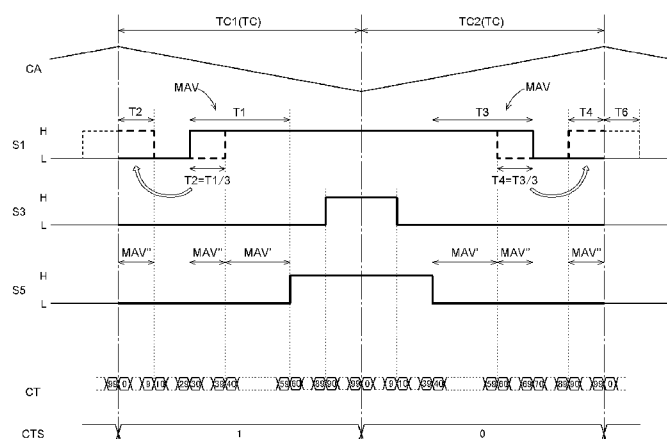
- (51) 国際特許分類:
H02P 21/00 (2006.01) *H02P 27/04* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2012/066153
- (22) 国際出願日: 2012 年 6 月 25 日(25.06.2012)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-159178 2011 年 7 月 20 日(20.07.2011) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): アイシン・エイ・ダブリュ株式会社(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10 番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 中村充(NA-KAMURA Mitsuru) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP), サハスプラタ(SAHA Subrata) [IN/JP]; 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 北村修一郎, 外(KITAMURA Shuichiro et al.); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島三丁目 3 番 3 号 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, 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, 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).

[続葉有]

(54) Title: ROTATING ELECTRIC MACHINE CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 回転電機制御装置

[図6]



(57) Abstract: The purpose of the present invention is to reduce ripple current when driving an inverter by using a continuous pulse width modulation method. An inverter control unit uses pulse width modulation according to a predetermined modulation frequency to generate modulated pulses as inverter driving signals for multiple phases of AC power. When a standard modulation period (TC) based on the modulation frequency includes a single phase active vector interval (MAV) in which the signal level of the modulated pulse of only one of the phases is at a high level, the inverter control unit uses a sub-modulation frequency higher than the modulation frequency of the other phase signals to generate the modulated pulses for the one sole phase (S1) in which the signal level is at the high level during the single phase active vector interval (MAV) in the standard modulation period (TC) including the single phase active vector interval (MAV).

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2013/011807 A1



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

— 補正された請求の範囲 (条約第 19 条(1))

インバータを連続パルス幅変調方式で駆動する際の電流リップルを低減する。複数相の交流電力に対応するインバータの駆動信号として、所定の変調周波数に応じたパルス幅変調により変調パルス生成するインバータ制御部は、変調周波数に基づく基準変調期間 T_C に、複数相の内の 1 相のみの変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間 MAV を含む場合、単相アクティブベクトル区間 MAV を含む基準変調期間 T_C において単相アクティブベクトル区間 MAV に信号レベルがハイレベルとなる 1 相のみの変調パルス S_1 を、他の相の変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて生成する。

明 細 書

発明の名称： 回転電機制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、直流電源の直流電力と回転電機の複数相の交流電力との間で電力変換するインバータを備えた回転電機駆動装置を制御する回転電機制御装置に関する。

背景技術

[0002] インバータを備えた回転電機駆動装置を制御する制御装置では、多くの場合パルス幅変調（PWM：pulse width modulation）制御が実施される。パルス幅変調では、出力させる交流電力の波形に応じた電圧指令と、例えば三角波などのキャリア（搬送波）との比較により、矩形パルスを生じさせて電圧指令を離散的なパルス信号に変調する。インバータを構成するスイッチング素子は、このようなパルス信号によってスイッチングされるため、出力される交流電力の波形は、滑らかな正弦波状とはならず、微細な変動を含んでいる。このような変動成分をリップルと称し、回転電機を流れる電流に生じるリップルをリップル電流と称する。このリップル電流は、回転電機の鉄損などの損失の原因となる。

[0003] リップル電流を抑制する方法として、パルス幅変調のキャリアの周波数を高くする方法が知られている。しかし、キャリアの周波数が高くなると、矩形パルスのパルス数が増加するため、インバータを構成するスイッチング素子のスイッチング回数も増加し、スイッチング損失が増加する。このため、例えば特開2009-291019号公報（特許文献1）には、電圧指令値が大きい領域でキャリア周波数を高く設定し、電圧指令値が小さい領域でキャリア周波数を低く設定することが提案されている（第9～12段落、請求項1、要約等）。また、特開2009-11028号公報（特許文献2）には、リップル電流（ I_{rp} ）と所定の基準値（ $I_{rp\#}$ ）とを比較して、リップル電流が大きいとき（ $I_{rp} > I_{rp\#}$ ）にはキャリアの周波数を上昇

させ、逆にリップル電流が小さいとき ($I_{rp} \leq I_{rp\#}$) にはキャリアの周波数を低下させることが提案されている (図7等)。

- [0004] 特許文献1や特許文献2において提案された技術は、キャリア周波数を高くすることでリップル電流を低減させつつ、キャリア周波数が高くなることによるスイッチング損失の増大を、ある程度抑制可能である。但し、インバータが3相交流などの多相交流と直流との間で電力変換を行う場合、リップル電流も相ごとに発生する。また、リップル電流が最も大きい相は順次移り変わる。このため、キャリア周波数を変化させるとリップル電流が少ない相においてもスイッチング回数が増加して、リップル電流の低減に寄与することなくスイッチング損失が増加する場合がある。従って、スイッチング損失の増加を抑制しながら、より効果的にリップル電流を低減するためには改善の余地がある。

先行技術文献

特許文献

- [0005] 特許文献1：特開2009-291019号公報
特許文献2：特開2009-11028号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0006] 上記背景に鑑みて、インバータのスイッチング損失の増加を抑制すると共に、リップル電流を低減することが可能な技術の提供が望まれる。

課題を解決するための手段

- [0007] 上記課題に鑑みた本発明に係る回転電機制御装置の特徴構成は、
直流電源と交流の回転電機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と前記回転電機の複数相の交流電力との間で電力変換するインバータを備えた回転電機駆動装置を制御する回転電機制御装置であって、
前記複数相の前記交流電力に対応する前記インバータの複数相のスイッチング素子の駆動信号として、所定の変調周波数に応じたパルス幅変調により

変調パルスを生成して、前記インバータを制御するインバータ制御部を備え、

前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の1相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる1相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて生成する点にある。即ち、前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の1相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる1相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数を有するパルスとして生成する。

[0008] この特徴構成によれば、変調周波数に基づく基準変調期間、例えば、キャリアの1周期や半周期、2周期などに相当する期間に、単相アクティブベクトル区間を含む場合にのみ、変調周波数よりも高い副変調周波数による変調が行われる。即ち、変調周波数よりも高い副変調周波数を有するパルスとして、変調パルスが生成される。その結果、相対的に変調周波数が低い場合には変調周波数が高い場合に比べて単相アクティブベクトル区間の継続時間が長くなる。単相アクティブベクトル区間には電流が増加するが、この継続時間が相対的に長い場合は、短い場合に比べて電流の増加量も大きくなる。このため、単相アクティブベクトル区間と、単相アクティブベクトル区間ではない区間との電流の差が大きくなり、リップル電流の振幅が大きくなる。本特徴構成のように、変調周波数よりも高い副変調周波数によって変調するようにすることで、単相アクティブベクトル区間の継続時間を短くすることができるので、この単相アクティブベクトル区間における電流の増加量が抑制される。その結果、単相アクティブベクトル区間と、単相アクティブベクトル

ル区間ではない区間との電流の差が小さくなり、リップル電流の振幅も小さくなる。

[0009] 尚、変調周波数を高くしているだけであるから、1つの単相アクティブベクトル区間の継続時間は短くなるが、単相アクティブベクトル区間が出現する回数が増加するので、単相アクティブベクトル区間の総継続時間は維持される。従って、複数相の交流電力の相間電圧も変調周波数の変更に拘わらず維持される。さらに、本特徴構成によれば、当該単相アクティブベクトル区間を含む基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる1相のみの変調パルスを生成するための変調周波数が副変調周波数に変更され、他の相の変調周波数は変わらない。つまり、インバータのスイッチング損失の増加は、当該1相のみに限定されるから、スイッチング損失の増加が抑制される。このように、本特徴構成によれば、インバータのスイッチング損失の増加を抑制すると共に、リップル電流を低減することが可能となる。

[0010] 多くの場合、基準変調期間の中で1カ所にしか出現しない単相アクティブベクトル区間を2カ所以上に分割して配分すれば、基準変調期間を2つ以上に分割したこととほぼ等価となる。基準変調期間は、変調周波数に基づく期間であるから、基準変調期間を2つ以上に分割することは、変調周波数を高くすることとほぼ等価である。従って、1つの態様として、本発明に係る回転電機制御装置の前記インバータ制御部は、前記単相アクティブベクトル区間を、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間の中で複数に分割して配分すると好適である。

[0011] ここで、1つの態様として、本発明に係る回転電機制御装置の前記インバータ制御部が、前記基準変調期間のそれぞれにおいて前記信号レベルを1回変化させるものである場合、前記インバータ制御部は、前記基準変調期間の先頭及び末尾の内、信号レベルがローレベルである側に、分割した前記単相アクティブベクトル区間を配分すると好適である。この態様によれば、基準変調期間のそれぞれにおいて変調パルスの信号レベルが1回変化するので、

基準変調期間の先頭でハイレベルであれば末尾ではローレベルとなり、先頭でローレベルであれば末尾ではハイレベルとなる。従って、ある基準変調期間の先頭側に単相アクティブベクトル区間が存在するとき（先頭においてハイレベルであるとき）、当該基準変調期間の末尾には単相アクティブベクトルは存在せず、信号レベルはローレベルとなる。一方、この基準変調期間に続く基準変調期間では、変調パルスはローレベルから始まり、信号レベルが変化してハイレベルで終わる。つまり、変調パルスは、この基準変調期間の先頭でローレベルであり、末尾でハイレベルである。

[0012] 上述したように、1つの態様として、1つの基準変調期間において、分割前に単相アクティブベクトル区間が存在する側とは異なる側である、信号レベルがローレベルである側に、分割した前記単相アクティブベクトル区間を配分することができる。例えば、基準変調期間の先頭に単相アクティブベクトル区間が存在する場合には、末尾の信号レベルがローレベルであり、当該基準変調期間の末尾に分割後の単相アクティブベクトル区間が配分される。また、基準変調周期の末尾に単相アクティブベクトル区間が存在する場合には、先頭の信号レベルがローレベルであり、当該基準変調期間の先頭に分割後の単相アクティブベクトル区間が配分される。この態様によれば、当該基準変調期間の先頭と末尾とに単相アクティブベクトル区間が存在することとなり、仮想的に基準変調期間が2つに分割されることとなって変調周波数を高くすることになる。つまり、この態様によれば、基準変調期間やキャリアを変更することなく、簡単な基準に基づいて単相アクティブ区間を分割し、配分することによって、インバータのスイッチング損失の増加を抑制すると共に、リップル電流を低減することが可能となる。

[0013] ところで、基準変調期間のそれぞれにおいて、信号レベルが1回だけ変化する場合、変調パルスの信号レベルが、基準変調期間の先頭でハイレベルであれば末尾ではローレベルとなり、先頭でローレベルであれば末尾ではハイレベルとなる。従って、アクティブベクトル区間が、ある基準変調期間（Xとする）の先頭側に存在すると、次の基準変調期間（Yとする）の先頭側に

は単相アクティブベクトル区間は存在しない。当該次の基準変調期間（Y）にアクティブベクトル区間が存在する場合には、末尾側に存在することになる。ここで、基準変調期間の先頭側に存在するアクティブベクトル区間（Aとする）を分割すると、分割後の単相アクティブベクトル区間の一方（A'とする）は元の位置に残され、他方（A''とする）は末尾に配分される。一方、この基準変調期間（X）の次の基準変調期間（Y）の末尾側に存在するアクティブベクトル区間（Bとする）を分割すると、分割後の単相アクティブベクトル区間の一方（B'とする）は元の位置に残され、他方（B''とする）は先頭に配分される。つまり、隣接する2つの基準変調期間（X，Y）において分割後に元の位置とは異なる位置へ配分される各単相アクティブベクトル区間（A''，B''）は、2つの基準変調期間（X，Y）の境において連続し、1つのアクティブベクトル区間（ $C = A'' + B''$ ）となる。

[0014] ここで、分割前の2つの単相アクティブベクトル区間（A，B）の長さが同じであると仮定する。そして、A'とA''、B'とB''との比率が“2：1”となるように元のアクティブベクトル区間が分割されると、A'とB'とC（ $= A'' + B''$ ）との長さが同一であるから、“A'：B'：C = 1：1：1”となる。つまり、2つのアクティブベクトル区間が均等に3つのアクティブベクトル区間に配分される。尚、分割前の2つの単相アクティブベクトル区間（A，B）の長さが異なっても、各アクティブベクトル区間から一定の割合で異なる位置へ配分されることになるから、全体としてアクティブベクトル区間は、ほぼ均等に設定されることになる。また、2つの単相アクティブベクトル区間を3つの単相アクティブベクトル区間に再配分しているが、これは、2つのアクティブベクトル区間の中間に1つずつ新たなアクティブベクトル区間を設定していくことと、ほぼ等価である。従って、アクティブベクトル区間の間隔がほぼ均等となり、リップル電流の振幅もほぼ一定に抑制される。このように、1つの態様として、本発明に係る回転電機制御装置の前記インバータ制御部は、前記基準変調期間において分割前の前記単相アクティブベクトル区間が存在する側に残す区間と別の側に配分さ

れる区間との比が2対1となるように、前記単相アクティブベクトル区間を分割すると好適である。

[0015] また、本発明に係る回転電機制御装置は、前記副変調周波数に応じて生成された前記変調パルスに含まれる前記単相アクティブベクトル区間が、前記信号レベルをハイレベルとローレベルとの間で変化させる際に、前記インバータの1相のレッグを構成する上段側アームの前記スイッチング素子及び下段側アームの前記スイッチング素子が共にオフ状態にスイッチングされる期間であるデッドタイム期間以上の長さに設定されると好適である。直流電源の正極と負極との間に直列接続されて相補的にオン状態となる上段側アームのスイッチング素子と下段側アームのスイッチング素子とは、両アームのスイッチング素子が一時的にでも同時にオン状態となった場合に、直流電源を短絡させてしまう。従って、両アームスイッチング素子の一方がオン状態からオフ状態へ、他方がオフ状態からオン状態へと遷移する際には、両アームのスイッチング素子が共にオフ状態となるようにスイッチングされる期間であるデッドタイム期間が設定される。このデッドタイム期間は、インバータの安全性を確保するために必ず設けなければならない期間であるから、分割後の単相アクティブベクトル区間の長さは、このデッドタイム期間以上の長さに設定されると好適である。尚、1つの態様として、インバータ制御部は、分割後の単相アクティブベクトル区間の長さがこのデッドタイム期間以上の長さに設定可能か否かに応じて、単相アクティブベクトル区間の分割を行うか否かを決定するようにしてもよい。

図面の簡単な説明

- [0016] [図1]回転電機制御装置を含むシステム構成例を模式的に示すブロック図
[図2]インバータを含む回転電機駆動装置の構成例を模式的に示すブロック図
[図3]連続パルス幅変調の原理を示す説明図
[図4]分割前の単相アクティブベクトル区間を含む変調パルスの一例を示す波形図
[図5]分割後の単相アクティブベクトル区間を含む変調パルスの一例を示す波

形図

[図6]単相アクティブベクトル区間を分割し配分する一例を示す波形図

[図7]副変調周波数に応じたサブキャリアに基づく変調パルスの一列を示す波形図

発明を実施するための形態

[0017] 以下、本発明の実施形態を、ハイブリッド自動車や電気自動車などの車両の駆動源及び当該車両の直流電源への回生源となる回転電機を制御する回転電機制御装置を例として、図面に基づいて説明する。本実施形態では、回転電機制御装置が、内燃機関と回転電機とが協働するハイブリッド自動車に搭載される回転電機を制御する場合を例として説明する。説明を容易にするために、本実施形態では、1つの回転電機を制御する場合を例として説明するが、複数の回転電機を制御する回転電機制御装置にも本発明を適用することが可能である。尚、以下、回転電機を適宜、モータと称して説明するが、これは、電動機及び発電機として機能する回転電機を指す。

[0018] 図1のブロック図は、そのようなモータMの制御装置50（回転電機制御装置）を含む車両のシステム構成の一例を模式的に示している。図1に示すように、本実施形態では、交流の回転電機として3相同期モータMが備えられている。図1に示すように、モータMは、インバータ5を備えた回転電気駆動装置1を介して、直流電源3と電氣的に接続される。この直流電源3は、バッテリーであっても良いし、バッテリー及びバッテリーの出力電圧を昇圧するコンバータを含むものであってもよい。本実施形態では、図2に示すように直流電源3としてバッテリーを例示している。インバータ5は、直流電源3から出力される直流電力を3相交流電力（多相交流電力）に変換する。変換された3相交流電力によって、電動機として機能するモータMが駆動される。また、インバータ5は、モータMが発電機として機能する場合には、発電された3相交流電力を直流電力に変換して直流電源3に回生する。

[0019] インバータ5は、よく知られているようにスイッチング素子を用いた複数相（ここでは3相）のブリッジ回路により構成される。スイッチング素子に

は、ＩＧＢＴ（insulated gate bipolar transistor）やＭＯＳＦＥＴ（metal oxide semiconductor field effect transistor）を適用すると好適である。本実施形態では、スイッチング素子としてＩＧＢＴを用いる場合を例として説明する。

[0020] 図２に示すように、インバータ５の直流の正極側と直流の負極側との間には、２つのＩＧＢＴが直列に接続された１相分のレッグが構成され、このレッグが３回線並列接続される。つまり、モータＭのＵ、Ｖ、Ｗ各相に対応するステータコイルのそれぞれに一組のレッグが対応したブリッジ回路が構成される。各レッグの上段側のＩＧＢＴ（Ｅ１、Ｅ３、Ｅ５）のコレクタはインバータ５の直流の正極側に接続され、エミッタは各レッグの下段側のＩＧＢＴ（Ｅ２、Ｅ４、Ｅ６）のコレクタに接続される。また、各レッグの下段側のＩＧＢＴ（Ｅ２、Ｅ４、Ｅ６）のエミッタは、インバータ５の直流の負極側（例えば、グラウンド）に接続される。各レッグにおいて対となるＩＧＢＴの中間点、つまり、ＩＧＢＴの接続点は、モータＭの３相のステータコイルにそれぞれ接続される。ＩＧＢＴには、それぞれ、カソード端子がＩＧＢＴのコレクタ端子に接続され、アノード端子がＩＧＢＴのエミッタ端子に接続される形でフリーホイールダイオード（還流ダイオード）が並列に（逆並列に）接続される。各ＩＧＢＴのゲートは、後述するドライバ回路５５を介してＥＣＵ（electronic control unit）５０に接続されており、それぞれ個別にスイッチング制御される。

[0021] ＥＣＵ５０は、マイクロコンピュータなどの論理回路を中核として構成される。本実施形態では、ＥＣＵ５０は、マイクロコンピュータであるＣＰＵ（central processing unit）５１と、インターフェース回路５２と、その他の周辺回路等とを有して構成される。ＣＰＵ５１は、回転電機制御プログラムを実行するコンピュータであり、本発明の回転電機制御装置に相当する制御装置５０の中核となる。インターフェース回路５２は、ＥＭＩ（electro-magnetic interference）対策部品やバッファ回路などにより構成される。ドライバ回路５５は、インバータ５のスイッチング素子Ｅ１～Ｅ６を駆動する

駆動信号（スイッチング制御信号 S 1 ～ S 6 ）の電圧を変換する回路である。高電圧をスイッチングする I G B T や M O S F E T の制御端子（ゲート）に入力される駆動信号は、マイクロコンピュータなどの一般的な電子回路の電源電圧よりも高い電圧を必要とする。このため、駆動信号は、ドライバ回路 5 5 を介して電圧変換（例えば昇圧）された後、インバータ 5 に入力される。

[0022] 本実施形態の C P U 5 1 は、例えば、C P U コア 1 1 と、プログラムメモリ 1 2 と、パラメータメモリ 1 3 と、ワークメモリ 1 4 と、通信制御部 1 5 と、A / D コンバータ 1 6 と、タイマ 1 7 と、ポート 1 8 とを有して構成される。C P U コア 1 1 は、C P U 5 1 の中核であり、命令レジスタや命令デコード、種々の演算の実行主体となる A L U (arithmetic logic unit)、フラグレジスタ、汎用レジスタ、割り込みコントローラなどを有して構成される。つまり、C P U コア 1 1 を主として、ワークメモリ 1 4 やタイマ 1 7 などを含むハードウェアと、プログラムメモリ 1 2 やパラメータメモリ 1 3 に格納されたプログラムやパラメータなどのソフトウェアとの協働により、制御装置 5 0 の中核が構成される。

[0023] プログラムメモリ 1 2 は、モータ制御プログラム（回転電機制御プログラム）が格納された不揮発性のメモリである。パラメータメモリ 1 3 は、プログラムの実行の際に参照される種々のパラメータが格納された不揮発性のメモリである。尚、パラメータメモリ 1 3 は、プログラムメモリ 1 2 と区別することなく構築されてもよい。また、プログラムメモリ 1 2 やパラメータメモリ 1 3 は、例えばフラッシュメモリなどによって構成されると好適である。ワークメモリ 1 4 は、プログラム実行中の一時データを一時記憶するメモリである。ワークメモリ 1 4 は、揮発性で問題なく、高速にデータの読み書きが可能な D R A M (dynamic RAM) や S R A M (static RAM) により構成される。

[0024] 通信制御部 1 5 は、車両内の他のシステムとの通信を制御する。例えば、車両内の C A N (controller area network) などのネットワークを介して、

走行制御システム 60 や、その他のシステム、センサ等との通信を制御する。本実施形態では、CPU 51 は、通信制御部 15 を介して、走行制御システム 60 から、モータ制御指令 H_r （例えば、モータ M に対する要求トルク）を受け取り、これに基づいて、モータ M を制御する。

[0025] A/Dコンバータ 16 は、アナログの電気信号をデジタルデータに変換する。本実施形態では、モータ M の各ステータコイルに流れるモータ電流の検出結果を電流センサ 58 から受け取り、デジタルデータに変換する。本実施形態では、U, V, W 相の 3 相電流の全てが非接触型の電流センサ 58 により検出される場合を例示している。但し、3 相電流は平衡しており、その瞬時値はゼロであるので、2 相分のみの電流を検出し、残る 1 相は CPU 51 において演算により求めてもよい。また、本例では、A/Dコンバータ 16 が複数のアナログ入力を有しているように図示しているが、必ずしも複数の入力を有する必要はない。例えば、インターフェース回路 52 にマルチプレクサを備えて、時分割により複数の電流値を取得してもよい。

[0026] ところで、交流モータを制御する方法として、ベクトル制御と呼ばれる制御方法が知られている。ベクトル制御では、交流モータの 3 相各相のステータコイルに流れるコイル電流を、回転子に配置された永久磁石が発生する磁界の方向に準じた第 1 軸（例えば、磁界の方向に沿った d 軸）と、第 1 軸に直交する第 2 軸（例えば q 軸）との 2 相のベクトル成分に座標変換してフィールドバック制御を行う。本実施形態においては、この d-q 軸ベクトル空間（d-q 軸直交座標系）におけるベクトル制御を採用した場合を例として説明する。

[0027] ベクトル制御における座標変換に際しては、モータ M の回転状態をリアルタイムで知る必要がある。従って、図 1 に示すように、モータ M の近傍にレゾルバなどの回転検出センサ 59 が備えられる。その検出結果は、上述したように、CPU 51 のポート 18 を介して、CPU コア 11 内のレジスタやワークメモリ 14 に伝達される。制御装置 50 は、回転検出センサ 59 の回転検出信号 R に基づいて、ロータ位置（電気角 θ ）や、回転速度（角速度 ω ）

）を求める。尚、回転検出センサ 59 が直接、電気角 θ や角速度 ω を出力するものであってもよい。

[0028] 図 2 に示すように、制御装置 50 は、ベクトル制御によりインバータ 5 を含む回転電機駆動装置を制御する機能部として、インバータ制御部 10 を備えて構成されている。インバータ制御部 10 は、走行制御システム 60 から与えられるモータ制御指令（走行制御指令） H_r に基づいて、各モータ M を制御するための要求トルクであるトルク指令を演算し、それぞれのトルク指令に応じて電流フィードバック制御のための 2 相の目標電流である電流指令 i_d , i_q を設定する。電流指令 i_d , i_q は、上述した d 軸及び q 軸に対応して設定される目標電流である。続いて、インバータ制御部 10 は、電流指令 i_d , i_q と、フィードバックされたモータ電流との偏差に基づいて、例えば比例積分制御（ PI 制御）や、比例積分微分制御（ PID 制御）を行い、目標電圧である電圧指令 v_d , v_q を設定する。尚、電流センサ 58 により検出されるモータ電流は、3 相電流であるから、電気角 θ に基づいて 2 相電流 I_d , I_q に座標変換される。そして、電流指令 i_d , i_q と 2 相モータ電流 I_d , I_q との偏差、及び、角速度 ω に基づいて、 PID 制御が行われ、電圧指令 v_d , v_q が演算される。

[0029] 次に、インバータ制御部 10 は、電圧指令 v_d , v_q に基づいて、インバータ 5 の 3 相の $IGBT$ を駆動するスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_6$ （変調パルス）を生成する。インバータ制御部 10 は、2 相の電圧指令 v_d , v_q を、電気角 θ に基づいて 3 相の電圧指令 V_u , V_v , V_w に座標変換する。そして、インバータ制御部 10 は、インバータ 5 を構成する各 $IGBT$ のスイッチング制御信号 $S_1 \sim S_6$ を生成する。スイッチング制御信号 $S_1 \sim S_6$ は、パルス幅変調によって生成される。

[0030] パルス幅変調には、正弦波パルス幅変調や空間ベクトルパルス幅変調などの連続パルス幅変調（ $CPWM$: continuous PWM）や、不連続パルス幅変調（ $DPWM$: discontinuous PWM）などの方式がある。 $DPWM$ は、例えば 3 相の交流電力の内の 1 相に対応するインバータのスイッチング制御信号の信

号レベルを順次固定して、他の2相に対応するスイッチング制御信号の信号レベルを変動させる方式である。C PWMは、このように何れかの相に対応するスイッチング制御信号が固定されることなく、全ての相が変調される方式である。これらの変調方式は、モータMに求められる回転速度やトルクなどの運転条件、そして、その運転条件を満足するために必要な変調率（3相交流の相間電圧の実効値に対する直流電圧の割合）に応じて決定される。ここでは、変調方式として、C PWMが選択されている場合について説明する。

[0031] ここで、図3を参照してC PWMの原理について説明する。図3において、上段は、キャリアCAと3相の電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w との関係を示しており、下段は、3相のスイッチング制御信号 S_1 、 S_3 、 S_5 （変調パルス）を示している。U相の上段アームのスイッチング素子E1を駆動するスイッチング制御信号 S_1 は、U相の電圧指令 V_u がキャリアCA以上の場合に信号レベルがハイレベル（H）となり、電圧指令 V_u がキャリアCAより小さい場合に信号レベルがローレベル（L）となる変調パルスである。V相の上段アームのスイッチング素子E3を駆動するスイッチング制御信号 S_3 、及び、W相の上段アームのスイッチング素子E5を駆動するスイッチング制御信号 S_5 も、同様にキャリアCAと電圧指令 V_v 、及び、電圧指令 V_w とに基づいて生成される。

[0032] 尚、各相の下段側アームのスイッチング素子E2、E4、E6は、共にオフ状態となる場合を除いて上段側アームのスイッチング素子E1、E3、E5と相補的にスイッチングする。従って、以下の説明においては、3相のスイッチング制御信号（変調パルス）として、スイッチング制御信号 S_1 、 S_3 、 S_5 を代表として扱う。インバータ制御部10は、複数相の交流電力に対応するインバータ5の複数相のスイッチング素子E1～E6の駆動信号として、所定の変調周波数に応じたパルス幅変調（C PWM）により変調パルスを生成して、インバータ5を制御する。

[0033] ところで、3相のスイッチング制御信号 S_1 、 S_3 、 S_5 の相互の関係を

みると、複数相の内の1相のみの変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる区間が存在することが判る（図3の符号MAV）。ここでは、この区間を「単相アクティブベクトル区間」と称する。また、複数相の全ての相の変調パルスの信号レベルがハイレベルやローレベルとなる区間も存在する（図3の符号NV）。ここでは、この区間を「ゼロベクトル区間」又は「ヌルベクトル区間」と称する。尚、単相アクティブベクトル区間を含め、信号レベルがハイレベルとなる相と、ローレベルとなる相とが存在する区間を「アクティブベクトル区間」と称する。これらの区間を規定する単相アクティブベクトル、ゼロベクトル、アクティブベクトルは、ベクトル制御における空間ベクトルである。

[0034] ベクトル制御においては、例えば上段側アームの3相のスイッチング制御信号S1, S3, S5の信号レベルの組み合わせによって8つの空間ベクトルを定義することができる。各スイッチング制御信号の信号レベルがハイレベルの場合を“1”、ローレベルの場合を“0”として、(UVW)で示される空間ベクトルは以下の8つとなる。即ち、(000), (001), (010), (011), (100), (101), (110), (111)の8つである。尚、上述したように、下段側アームの3相のスイッチング制御信号S2, S4, S6については、それぞれ上段側アームのスイッチング制御信号S1, S3, S5と相補的な信号レベルとなる。従って、3相のインバータ5をスイッチング制御するための空間ベクトルは上述した8つに代表される。

[0035] 上記、8つの空間ベクトルの内、(000), (111)は、相間電圧がゼロとなってモータMに電流が流れないためにゼロベクトル又はヌルベクトルと称される。これに対して、他の6つの空間ベクトルは、アクティブベクトルと称される。アクティブベクトルの内、U, V, W相の何れか1つの値のみが“1”となる空間ベクトル、(001), (010), (100)の3つは、複数相の内の1相のみの変調パルスの信号レベルがハイレベルとなっている際の空間ベクトルである。従って、これら3つの空間ベクトルを「

単相アクティブベクトル」と称する。単相アクティブベクトルは、図3に破線の領域Gで示すように、電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w の値が高い領域に出現する。

[0036] 図3の下段には、U相電流 I_u を模式的に示している。図3に示すように、ゼロベクトルではない期間（単相アクティブベクトル区間MAVを含むアクティブベクトル区間）には電流が増加し、ゼロベクトル区間NVにはステータコイルには電流が流れなくなる。つまり、アクティブベクトル区間では、直流電源3とモータMとがインバータ5を介して接続されて電流が流れるが、ゼロベクトル区間NVでは、直流電源3とモータMとの間に電流が流れず、インバータ5とモータMとの間で電流が還流するためである。尚、インバータ5とモータMとの間で還流する電流は、抵抗損失等によって消費される。図3のU相電流 I_u の波形より明らかなように、アクティブベクトル区間とゼロベクトル区間NVとの電流に差が生じることから、モータMのステータコイルを流れる電流には、リップルが生じる。このリップル（リップル電流）の振幅は、アクティブベクトル区間とゼロベクトル区間NVとの電流の増減幅に相当する。

[0037] 図4は、単相アクティブベクトル区間MAVを含む期間を拡大したスイッチング制御信号 S_1 、 S_3 、 S_5 の波形を模式的に示している。インバータ制御部10は、CPWM方式により、所定の変調周波数に応じて変調パルス生成する。この変調周波数は、図3及び図4に示すキャリアCAの周波数である。本実施形態では、このキャリアCAの半周期、つまり三角波のキャリアCAの波形が谷（ボトム）から山（ピーク）へ向かう期間と、山から谷へ向かう期間とを基準変調期間TCとして変調パルス生成する。

[0038] インバータ制御部10は、アクティブベクトル区間とゼロベクトル区間NVとの電流の増減幅を抑制して、リップル電流の振幅を低減させる。具体的には、リップル電流の周波数を高くすることによって、リップル電流の1周期当たりの振幅を抑制する。リップル電流の周波数を高くする方法の1つは、キャリアCAの周波数を高くすることである。しかし、キャリアCAの周

波数を単純に高くすると、インバータ5におけるスイッチング素子E 1～E 6のスイッチング回数が増加して、スイッチング損失を増加させてしまう。そこで本実施形態では、複数相の内の1相のみのキャリアCAの周波数を高くすることによってリップル電流の周波数を高くする。本実施形態では、空間ベクトル(000)で表されるゼロベクトル区間NVの間に、単相アクティブベクトル区間MAVを設定することによって、仮想的に1相のみのキャリアCAの周波数を高くする。

[0039] 具体的には、上述した基準変調期間TCに単相アクティブベクトル区間MAVが含まれる場合に、当該単相アクティブベクトル区間MAVを分割して、同じ基準変調期間TCの中の異なるタイミングに分配する。図4に示すように、基準変調期間TCの中に単相アクティブベクトル区間MAVが含まれる場合には、当該基準変調期間TCの中で、全相の信号レベルがローレベルとなるゼロベクトル区間NVが存在する。従って、分割後の単相アクティブベクトル区間MAVは、ゼロベクトル区間NVに配置される。

[0040] 図4に示すように、本実施形態では、インバータ制御部10は、基準変調期間TCのそれぞれにおいて信号レベルをハイレベルとローレベルとの間で1回変化させる。図4に示す例においては、スイッチング制御信号S1, S3, S5は、共に、キャリアCAが山から谷へ向かう下り期間(第1期間TC1)に対応する基準変調期間TCにおいてローレベルからハイレベルに1回変化し、キャリアCAが谷から山へ向かう上り期間(第2期間TC2)に対応する基準変調期間TCにおいてハイレベルからローレベルに1回変化している。尚、キャリアCAの下り期間及び上り期間に対する第1期間及び第2期間の呼称は、単に区別のためのものであって何ら順序を規定するものではない。当然ながら、第1期間と第2期間との呼称が反対であってもよい。

[0041] 第1期間TC1は、全相の信号レベルがローレベルであるゼロベクトル区間NVから始まり、最初にスイッチング制御信号S1がハイレベルとなり、その後、スイッチング制御信号S5、スイッチング制御信号S3の順にハイレベルとなる。つまり、第1期間TC1の先頭は、全相ローレベルのゼロベ

クトル区間N Vであり、単相アクティブベクトル区間M A V及びアクティブベクトル区間を経て、末尾は全相ハイレベルのゼロベクトル区間N Vとなる。第2期間T C 2は、全相の信号レベルがハイレベルであるゼロベクトル区間N Vから始まり、スイッチング制御信号S 3、スイッチング制御信号S 5、スイッチング制御信号S 1の順にローレベルとなる。つまり、第2期間T C 2の先頭は、全相ハイレベルのゼロベクトル区間N Vであり、アクティブベクトル区間及び単相アクティブベクトル区間M A Vを経て、末尾は、全相ローレベルのゼロベクトル区間N Vとなる。このように、図4に示す基準変調期間T Cの中には、スイッチング制御信号S 1のみがハイレベルとなり、スイッチング制御信号S 3、S 5がローレベルとなる単相アクティブベクトル区間M A Vが存在する。

[0042] インバータ制御部10は、単相アクティブベクトル区間M A Vを含む基準変調期間T Cの中で当該単相アクティブベクトル区間M A Vを複数（ここでは2つ）に分割して、同一の基準変調期間T Cのゼロベクトル区間N Vの範囲内に配分する。具体的には、基準変調期間T Cの先頭及び末尾の内、信号レベルがローレベルである側に、分割した単相アクティブベクトル区間M A Vを配分する。即ち、インバータ制御部10は、図4の第1期間T C 1のように、基準変調期間T Cの先頭において分割・配分対象の変調パルスの信号レベルがローレベルである場合には、当該基準変調期間T Cの先頭に分割後の一方の単相アクティブベクトル区間M A Vを配分する。また、インバータ制御部10は、図4の第2期間T C 2のように、基準変調期間T Cの先頭において分割・配分対象の変調パルスの信号レベルがハイレベルであった場合には、末尾の信号レベルがローレベルであるから、当該基準変調期間T Cの末尾に分割後の一方の単相アクティブベクトル区間M A Vを配分する。

[0043] 本実施形態では、インバータ制御部10は、基準変調期間T Cにおいて分割前の単相アクティブベクトル区間M A Vが存在する側に残す区間（M A V'）と、他の位置へ配分される区間（M A V''）との比が2対1となるように、単相アクティブベクトル区間M A Vを分割する。図4に示すように、第

1 期間TC1の単相アクティブベクトル区間MAVの期間T1の内、 $1/3$ に相当する期間T2を有する区間(MAV'')が第1期間TC1の先頭に配分され、 $2/3$ に相当する区間(MAV')は元の位置に残る。また、第2期間TC2の単相アクティブベクトル区間MAV(期間T3)の内、 $1/3$ に相当する期間T4を有する区間(MAV'')が第2期間TC2の末尾に配分され、 $2/3$ に相当する区間(MAV')は元の位置に残る。

[0044] ここで、例えば、上り期間である第2期間TC2に続く下り期間である第1期間(以後、区別のため「第3期間TC3」と称する。)の単相アクティブベクトル区間MAVの期間T5が、第2期間TC2の単相アクティブベクトル区間MAVの期間T3と同じであるとする。第3期間TC3の単相アクティブベクトル区間MAVの期間T5の $1/3$ に相当する期間T6は、第3期間TC3の先頭に配分され(MAV'')、 $2/3$ は元の位置に残る(MAV')。第2期間TC2から第3期間TC3まで続けて見ると、3つ存在する単相アクティブベクトル区間MAVの長さは、それぞれ、期間T3の $2/3$ 、期間T3の $2/3$ ($=1/3+1/3$)、期間T3の $2/3$ となる。つまり、第2期間TC2から第3期間TC3の2つの単相アクティブベクトル区間MAVは、均等な幅で3つの単相アクティブベクトル区間MAVに分割されて配分されたことになる(図5参照)。第2期間TC2と第3期間TC3とに含まれる単相アクティブベクトル区間MAVの合計の長さは分割の前後で同じである。また、分割前の、第2期間TC2及び第3期間TC3におけるアクティブ区間の期間N3及び期間N5との合計(図4参照)と、分割後の第2期間TC2及び第3期間TC3におけるアクティブベクトル区間の期間N3'、期間N4、期間N5'の合計(図5参照)も同じである。

[0045] 単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分の前後において単相アクティブベクトル区間MAVの総和、アクティブベクトル区間の長さの総和は同じである。従って、単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分の前後において3相の線間電圧は維持され、分割・配分前と同等の電圧をモータMに印加することができる。つまり、モータMに印加する電圧を維持したま

まで、リップル電流を抑制することが可能となる。

[0046] 以上、単相アクティブベクトル区間MAVを分割し、配分する概念について説明した。以下、図6を参照して、実際にマイクロコンピュータなどを用いて単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分を実現する手法について説明する。上述したように、本実施形態のインバータ制御部10は、CPU51を中核として構成されている。CPU51においてキャリアCAは、タイマ17（カウンタと同義）やタイマ17と協働するレジスタなどによって仮想的に実現される。具体的には、図6の下段に示すように、キャリアCAの下り期間に相当する第1期間TC1及び上り期間に相当する第2期間TC2の長さに対応する基準変調期間TCは、タイマ17によるカウント値CTによって規定される。ここでは、10進数で0～99の100カウントによって、基準変調期間TCが設定されている場合を例示している。

[0047] また、下り期間（第1期間TC1）と上り期間（第2期間TC2）との区別は、別のカウント値CTSによって規定される。本実施形態では、カウント値CTSが“0”の場合が下り期間（第1期間TC1）であり、カウント値CTSが“1”の場合が上り期間（第2期間TC2）である。尚、同一のカウント値の上位ビットによって下り期間と上り期間の区別を表し、下位ビットによって基準変調期間TCの長さを表してもよい。また、本実施形態では、上り期間及び下り期間共に、値が増加するアップカウンタ方式で規定する例を示したが、例えば、上り期間はアップカウンタ方式で規定し、下り期間は値が減少するダウンカウンタ方式で規定してもよい。このようなアップダウンカウンタ方式を採用すると、カウント値によって山や谷を表現することが可能である。

[0048] ここで、第1期間TC1において、スイッチング制御信号S1の電圧指令Vuとして“29”が設定され、スイッチング制御信号S3の電圧指令Vvとして“89”が設定され、スイッチング制御信号S5の電圧指令Vwとして“59”が設定されているとする。第1期間TC1の先頭での信号レベルは全てローレベルであり、それぞれの変調パルスの第1期間TC1の先頭か

らのローレベルの長さは、スイッチング制御信号 S 1 が “30”、スイッチング制御信号 S 3 が “90”、スイッチング制御信号 S 5 が “60” となる。図 6 に示すように、この場合には、単相アクティブベクトル区間 M A V の期間 T 1 は、カウント値 C T の “30” に相当する長さとなる。これを “ $T_1 = 30$ ” と表す。この単相アクティブベクトル区間 M A V が、元の位置に残す区間 (M A V') と別の位置に配分される区間 (M A V'') との比率が “2 : 1” となるように分割される。配分される区間 (M A V'') の期間 T 2 は、期間 T 1 の $1/3$ の長さであるから、“ $T_2 = T_1 / 3 = 10$ ” となる。そして、この演算結果を用いて、スイッチング制御信号 S 1 の電圧指令 V u が調整される。

[0049] 上述したように、スイッチング制御信号 S 1 は、第 1 期間 T C 1 の先頭において信号レベルがローレベルであり、当該基準変調期間 T C (第 1 期間 T C 1) の期間内に 1 回信号レベルが変化して末尾においてハイレベルとなる信号である。このため、例えば、電圧指令 V u は、基準変調期間 T C の先頭における信号レベルを示す情報 “L” (又は “0”) と、期間内での 1 回の変化点を示す情報 “29” とを有して構成される。

[0050] 単相アクティブベクトル区間 M A V を分割し、信号レベルがローレベルであった基準変調期間 T C の先頭に配分する場合には、電圧指令 V u は、さらに、もう 1 回分の変化点を示す情報を有するように調整される。この場合には、分割された期間 T 2 (= 10) を基準変調期間 T C の先頭に配分するので、基準変調期間 T C の先頭における信号レベルを変更し、期間 T 2 を経てハイレベルからローレベルへ変化する変化点の情報を追加する。また、元の単相アクティブベクトル区間 M A V の期間 T 1 は、分割された期間 T 2 の分だけ短くなるので、変化点が期間 T 2 に相当する分 (= 10) だけ末尾側にずれることとなる。つまり、電圧指令 V u は、基準変調期間 T C の先頭における信号レベルを示す情報 “H” (又は “1”) と、期間内での 1 回目の変化点を示す情報 “9” と、2 回目の変化点を示す情報 “39 (= 29 + 10)” とを有するように調整される。

- [0051] 第1期間TC1に続く第2期間TC2も同様である。スイッチング制御信号S1は、第2期間TC2の先頭において信号レベルがハイレベルであり、当該基準変調期間TC（第2期間TC2）の期間内に1回信号レベルが変化して末尾においてローレベルとなる。例えば、電圧指令Vuは、基準変調期間TCの先頭における信号レベルを示す情報“H”（又は“1”）と、期間内での1回の変化点を示す情報“69”とを有して構成されている。
- [0052] 上述したように、電圧指令Vuは、さらに、もう1回分の変化点を示す情報を有するように調整される。第2期間TC2では、分割された期間T4（＝10）を基準変調期間TCの末尾に配分するので、基準変調期間TCの先頭における信号レベルには変更はない。元の単相アクティブベクトル区間MAVの期間T3を、分割される期間T4の分だけ短くするため、1回目の変化点は期間T4に相当する分（＝10）だけ先頭側にずれることとなる。さらに、末尾の手前に期間T4（＝10）だけハイレベルの期間を設定するために、2回目の変化点が末尾から期間T4（＝10）分、先頭側に設定される。つまり、電圧指令Vuは、基準変調期間TCの先頭における信号レベルを示す情報“H”（又は“1”）と、期間内での1回目の変化点を示す情報“59（＝69－10）”と、2回目の変化点を示す情報“89（＝99－10）”とを有するように調整される。
- [0053] このように、基準変調期間TCの期間内における変化点が1つから2つに増加するので、基準変調期間TCの周期が短くなったこと、つまり、変調周波数（キャリアCAの周波数）が高くなったことと等価である。また、本実施形態のように、マイクロコンピュータなどによりインバータ制御部10が構成される場合、上述したように各基準変調期間TCの中で分割と配分とが完結すると、プログラムへの影響も少なく好適である。つまり、単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分を実施しない場合とほぼ同様のプログラムを利用して、リップル電流を抑制することができる。また、各基準変調期間TCにおいて、単相アクティブベクトル区間MAVの占める割合は維持されている。従って、単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分の前

後においてモータMに印加される3相の相間電圧が維持された状態でリップル電流を抑制することが可能となる。

[0054] ところで、図4～図6を用いて例示した実施形態においては、実際にはキャリアCAの周波数を高くしたり、基準変調期間TCの周期を短くしたりすることなく、単相アクティブベクトル区間MAVを構成する変調パルスの波形を整形することによって、結果的に1相のみの変調パルスの変調周波数を他の相の変調周波数よりも高い周波数（副変調周波数）にした。つまり、波形の成形によって、1相のみの変調パルスが、他の相の変調パルスの変調周波数よりも高い副変調周波数を有するパルスとして生成された。しかし、実際にキャリアCAの変調周波数よりも高い副変調周波数に応じたサブキャリアCA'を用いて当該1相のみの変調パルスを生成してもよい。図7は、図6と同様に、実際にマイクロコンピュータなどを用いてキャリアCAの変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて変調パルスを生成する手法を例示している。

[0055] 図7の上段には、図6と同様にキャリアCAと、キャリアCAを仮想的に実現するタイマ17のカウント値CTを示している。ここで、このカウント値CTをサブカウント値CT'に変換する。例えば、図7に示すように、カウント値CTの“1”に相当する期間が、サブカウント値CT'の“2”に相当する期間となるようにサブカウント値CT'を設定する。つまり、サブカウント値CT'はカウント値CTよりも2倍早く進むカウンタ（タイマ）の出力値となる。カウント値CTが仮想的にキャリアCAを実現するのと同じように、サブカウント値CT'は仮想的にサブキャリアCA'を実現する。つまり、図7に示すように、キャリアCAの変調周波数よりも高い（ここでは2倍の）副変調周波数のサブキャリアCA'となる。サブキャリアCA'の上り期間又は下り期間は、基準変調期間TCの1/2の長さの副基準変調期間TC'となる。換言すれば、基準変調期間TCは、2つの副基準変調期間TC'を含むことになる。

[0056] 上述したように、各基準変調期間TCにおいて、電圧指令Vu, Vv, V

wが設定され、これら電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w に応じてスイッチング制御信号 S_1 、 S_3 、 S_5 が生成される。ここでは、単相アクティブベクトル区間 MAV を構成する1相（U相）のみのスイッチング制御信号が副変調周波数のサブキャリア CA' に基づく調整後スイッチング制御信号 S_1' として生成される。そして、この調整後スイッチング制御信号 S_1' が、スイッチング制御信号 S_1 としてスイッチング素子 E_1 をスイッチングする。

[0057] 図7に示した例では、副基準変調期間 TC' は基準変調期間 TC の $1/2$ の長さであり、2つの副基準変調期間 TC' に同一の電圧指令 V_u が与えられるとソフトウェア等の構成を大きく変える必要がなく好適である。図7には、基準変調期間 TC に基づいて生成されるスイッチング制御信号 S_1 と他の2相のスイッチング制御信号 S_3 、 S_5 との関係で定まる単相アクティブベクトル区間 MAV と、副基準変調期間 TC' に基づいて生成される調整後スイッチング制御信号 S_1' と他の2相のスイッチング制御信号 S_3 、 S_5 との関係で定まる調整後単相アクティブベクトル区間 $AMAV$ との双方を示している。基準変調期間 TC の2回分、即ち、キャリア CA の1周期内における単相アクティブベクトル区間 MAV の合計の長さと、調整後単相アクティブベクトル区間 $AMAV$ の長さの合計は、U相の変調パルスが、スイッチング制御信号 S_1 の場合と調整後スイッチング制御信号 S_1' の場合とで同一となる。

[0058] ところで、直流電源3の正極と負極との間に直列接続されて相補的にオン状態となる上段側アームのスイッチング素子と下段側アームのスイッチング素子とは、両アームのスイッチング素子が一時的にでも同時にオン状態となった場合に、直流の正負両極を短絡させてしまう。従って、両アームのスイッチング素子の一方がオン状態からオフ状態へ、他方がオフ状態からオン状態へと遷移する際には、両アームのスイッチング素子がオフ状態となるようにスイッチングされる期間であるデッドタイム期間が設定される。このデッドタイム期間は、インバータ5の安全性を確保するために必ず設けなければならない期間である。従って、分割後の単相アクティブベクトル区間 MAV

(特に元の位置とは別の位置に配分される区間(MAV''))の長さや、調整後単相アクティブベクトル区間AMAVの長さは、このデッドタイム期間以上の長さに設定される。インバータ制御部10は、分割・配分を含め、副変調周波数に基づいて変調パルスを生成した結果、デッドタイム期間を満足できない場合には、単相アクティブベクトル区間MAVの分割・配分を含めて、副変調周波数に基づく変調パルスの生成が実施されないようにしてもよい。

[0059] 尚、上述したようにキャリアCAの谷と山との間に基準変調期間TCが設定され、単相アクティブベクトル区間MAVが分割・配分される場合には、分割後に別の位置に配分される区間(MAV'')は、先行する基準変調期間TCの末尾と、続く基準変調期間TCの先頭において連続し、1つの単相アクティブベクトル区間MAVとなる。このような場合には、単独の基準変調期間TCにおいて分割され、先頭又は末尾に配分される区間(MAV'')がデッドタイム期間以上でなくても、隣接する基準変調期間TCにまたがって1つに合成される単相アクティブベクトル区間MAVがデッドタイム期間以上となる場合がある。従って、各基準変調期間TCで、分割後の区間(MAV'')がデッドタイム期間以上であることを判定するのではなく、隣接する基準変調期間TCにまたがって1つに合成される単相アクティブベクトル区間MAVがデッドタイム期間以上であることを判定してもよい。

[0060] [その他の実施形態]

以下、本発明のその他の実施形態について説明する。尚、以下に説明する各実施形態の構成は、それぞれ単独で適用されるものに限られず、矛盾が生じない限り、他の実施形態の構成と組み合わせて適用することも可能である。

[0061] (1) 上記実施形態においては、モータMとして3相交流回転電機を例示して説明したが、当業者であれば3相を超える多相交流回転電機にも本発明を適用可能であろう。空間ベクトルの内、単相アクティブベクトルが出現する区間を分割して配分することによって、3相交流回転電機と同様の効果を得

ることが可能である。従って、本発明は、3相を超える多相交流回転電機を制御対象とする回転電機制御装置にも適用することができる。

[0062] (2) 上記実施形態においては、分割元と配分先との比率が2対1となるように、単相アクティブベクトル区間MAVを分割して配分する例を示した。しかし、これに限定されることなく、1対1など他の割合で分割、配分することを妨げるものではない。

[0063] (3) 上記実施形態においては、1相のみの変調パルス、他の相の変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて生成する例を示した。ここで、当該1相のみの変調パルスを生成する変調周波数が、当該他の相の変調周波数よりも高ければよく、例えば、当該1相のみの変調パルスを生成する変調周波数を維持して、当該他の相の変調周波数を低下させてもよい。上述したように、単相アクティブベクトル区間を有する1相の電圧指令の値は高いから、他の相の電圧指令の値は相対的に低くなる(図3参照)。従って、当該他の相の変調パルスを生成する変調周波数を低下させても影響は少ない。例えば、3相交流の場合に、1相の変調周波数を1倍、他の2相の変調周波数を1/2倍とすると、全体として変調周波数が2/3倍となり、リップル電流を抑制しつつ、スイッチング損失も低下させることができる。変調の分解能が低下することが許容できれば、このような変調周波数の変更も好適である。

[0064] 尚、上記実施形態のように、3相交流において1相のみの変調周波数を2倍にし、他の相の変調周波数を1倍のままで維持すると、全体として変調周波数が4/3倍となる。この場合には、リップル電流を抑制する一方で、スイッチング損失は4/3倍となる。但し、3相全ての変調周波数を2倍にすれば、全体としてスイッチング損失は2倍となる。従って、1相のみの変調周波数を上げ、他の相の変調周波数を維持することで、リップル電流を良好に抑制しつつ、スイッチング損失の増加を抑制することが可能である。

産業上の利用可能性

[0065] 本発明は、直流電源と交流の回転電機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と前記回転電機の複数相の交流電力との間で電力変換するインバー

タを備えた回転電機駆動装置を制御する回転電機制御装置に適用することができる。

符号の説明

[0066]	1	: 回転電機駆動装置
	3	: 直流電源
	5	: インバータ
	10	: インバータ制御部
	56	: 直流電源
	50	: 制御装置（回転電機制御装置）
	MAV	: 単相アクティブベクトル区間
	MAV'	: 単相アクティブベクトル区間
	MAV''	: 単相アクティブベクトル区間
	AMAV	: 調整後単相アクティブベクトル区間
	E1～E6	: スwitchング素子
	I _u	: U相電流
	M	: モータ
	S1～S6	: スwitchング制御信号（変調パルス）
	CA	: キャリア
	CA'	: サブキャリア
	TC	: 基準変調期間
	TC'	: 副基準変調期間

請求の範囲

- [請求項1] 直流電源と交流の回転電機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と前記回転電機の複数相の交流電力との間で電力変換するインバータを備えた回転電機駆動装置を制御する回転電機制御装置であって、
- 前記複数相の前記交流電力に対応する前記インバータの複数相のスイッチング素子の駆動信号として、所定の変調周波数に応じたパルス幅変調により変調パルスを生成して、前記インバータを制御するインバータ制御部を備え、
- 前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の1相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる1相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて生成する回転電機制御装置。
- [請求項2] 前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の1相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる1相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数を有するパルスとして生成する請求項1に記載の回転電機制御装置。
- [請求項3] 前記インバータ制御部は、前記単相アクティブベクトル区間を、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間の中で複数に分割して配分する請求項1又は2に記載の回転電機制御装置。
- [請求項4] 前記インバータ制御部は、前記基準変調期間のそれぞれにおいて前記信号レベルを1回変化させるものであり、前記基準変調期間の先頭

及び末尾の内、信号レベルがローレベルである側に、分割した前記単相アクティブベクトル区間を配分する請求項 3 に記載の回転電機制御装置。

[請求項5] 前記インバータ制御部は、前記基準変調期間において分割前の前記単相アクティブベクトル区間が存在する側に残す区間と別の側に配分される区間との比が 2 対 1 となるように、前記単相アクティブベクトル区間を分割する請求項 4 に記載の回転電機制御装置。

[請求項6] 前記副変調周波数に応じて生成された前記変調パルスに含まれる前記単相アクティブベクトル区間は、前記信号レベルをハイレベルとローレベルとの間で変化させる際に、前記インバータの 1 相のレッグを構成する上段側アームの前記スイッチング素子及び下段側アームの前記スイッチング素子が共にオフ状態にスイッチングされる期間であるデッドタイム期間以上の長さに設定される請求項 1 から 5 の何れか一項に記載の回転電機制御装置。

補正された請求の範囲

[2012年9月14日(14.09.2012) 国際事務局受理]

[請求項 1] (補正後)

直流電源と交流の回転電機との間に介在されて前記直流電源の直流電力と前記回転電機の複数相の交流電力との間で電力変換するインバータを備えた回転電機駆動装置を制御する回転電機制御装置であって、

前記複数相の前記交流電力に対応する前記インバータの複数相のスイッチング素子の駆動信号として、所定の変調周波数に応じたパルス幅変調により変調パルスを生成して、前記インバータを制御するインバータ制御部を備え、

前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の 1 相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる 1 相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数に応じて生成するものであり、

さらに、前記インバータ制御部は、前記単相アクティブベクトル区間を、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間の中で複数に分割して同一の前記基準変調期間内に配分するものであり、

この配分に際して、前記インバータ制御部は、隣接する 2 つの前記基準変調期間において先行する前記基準変調期間の末尾と、それに続く前記基準変調期間の先頭とにおいて連続して 1 つの前記単相アクティブベクトル区間となるように、分割後の前記単相アクティブベクトル区間を配分して、前記 1 相のみの前記変調パルスを生成する回転電機制御装置。

[請求項 2]

前記インバータ制御部は、前記変調周波数に基づく基準変調期間に、前記複数相の内の 1 相のみの前記変調パルスの信号レベルがハイレベルとなる単相アクティブベクトル区間を含む場合、当該単相アクティブベクトル区間を含む前記基準変調期間において当該単相アクティブベクトル区間に信号レベルがハイレベルとなる 1 相のみの前記変調パルスを、他の相の前記変調周波数よりも高い副変調周波数を有するパルスとして生成する請求項 1

に記載の回転電機制御装置。

[請求項 3] (削除)

[請求項 4] (補正後)

前記インバータ制御部は、前記基準変調期間のそれぞれにおいて前記信号レベルを 1 回変化させるものであり、前記基準変調期間の先頭及び末尾の内、信号レベルがローレベルである側に、分割した前記単相アクティブベクトル区間を配分する請求項 1 又は 2 に記載の回転電機制御装置。

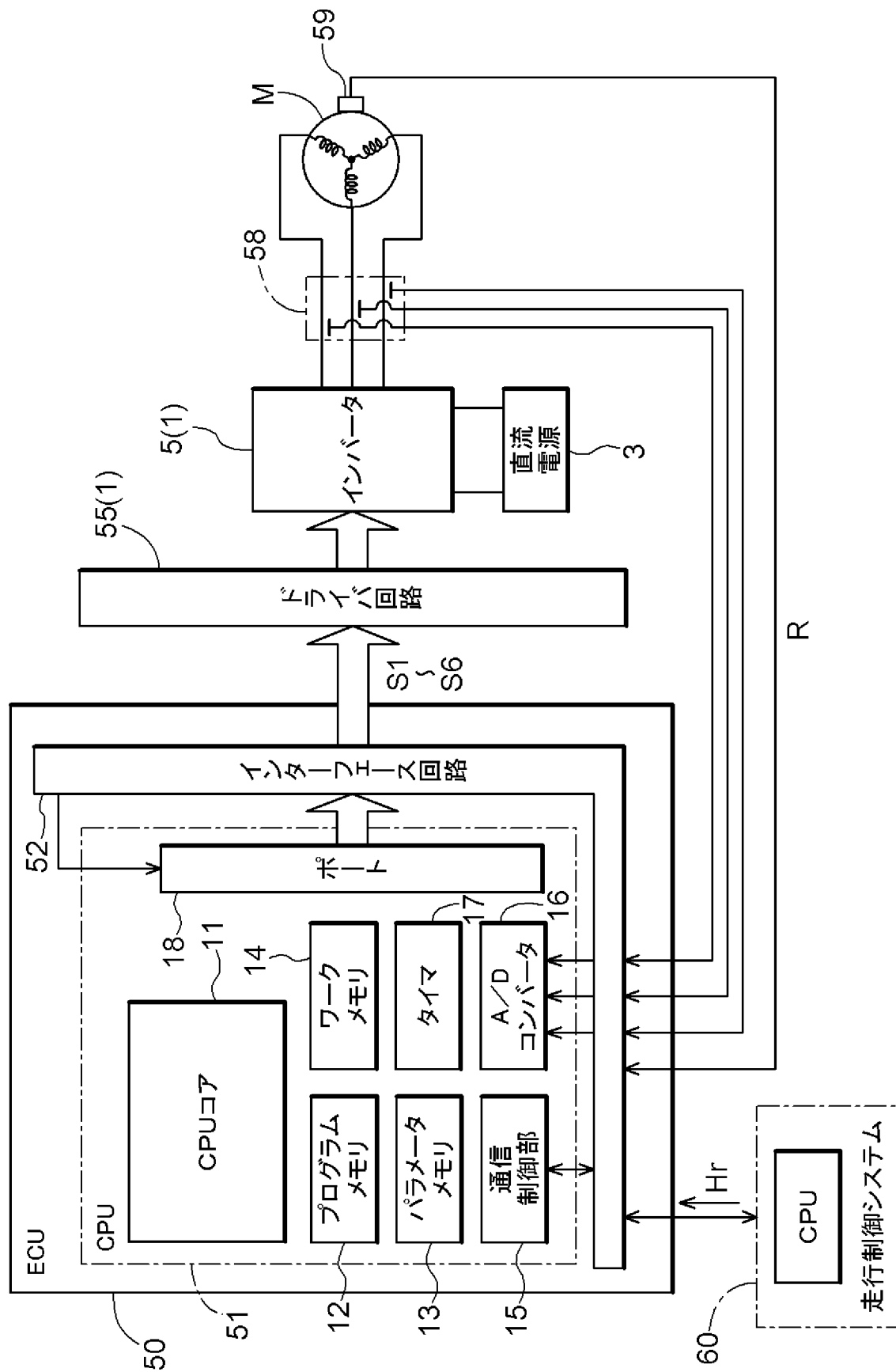
[請求項 5]

前記インバータ制御部は、前記基準変調期間において分割前の前記単相アクティブベクトル区間が存在する側に残す区間と別の側に配分される区間との比が 2 対 1 となるように、前記単相アクティブベクトル区間を分割する請求項 4 に記載の回転電機制御装置。

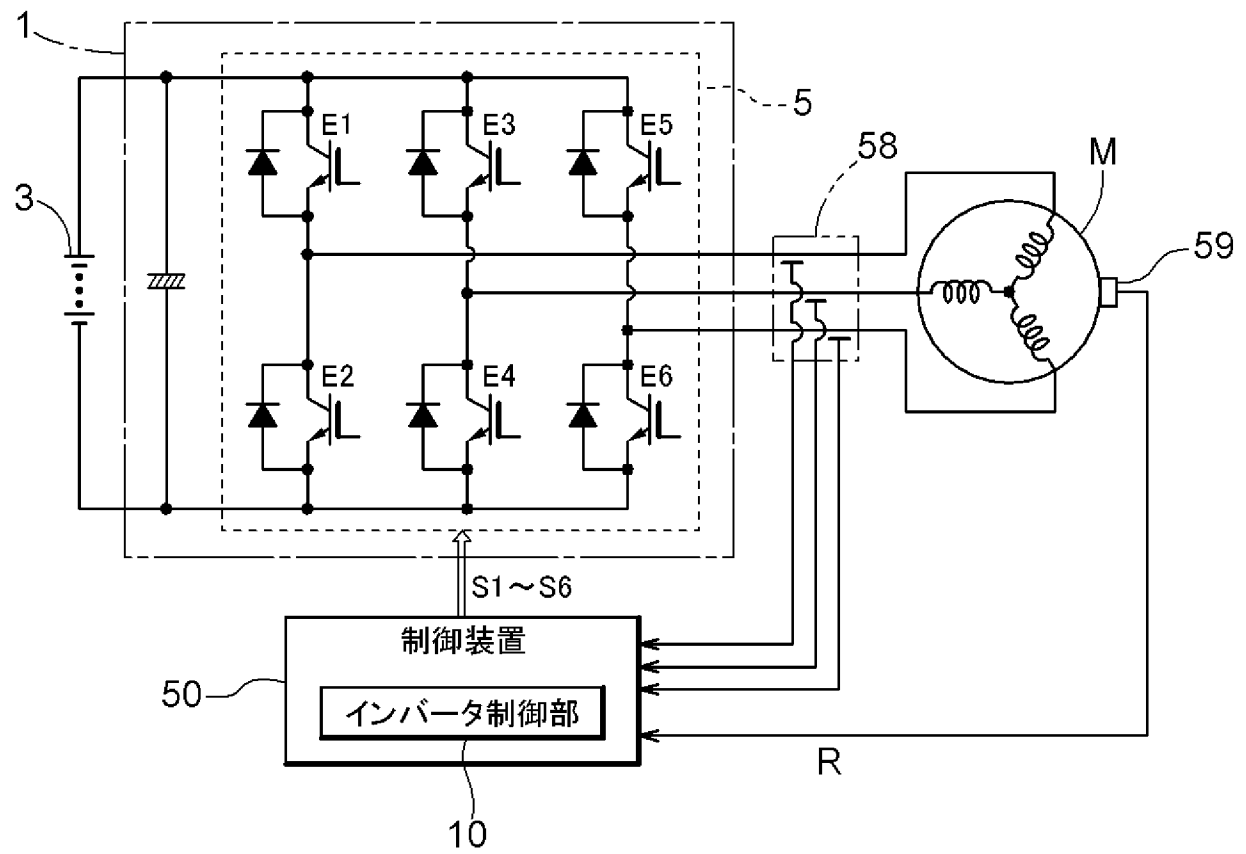
[請求項 6] (補正後)

前記副変調周波数に応じて生成された前記変調パルスに含まれる前記単相アクティブベクトル区間は、前記信号レベルをハイレベルとローレベルとの間で変化させる際に、前記インバータの 1 相のレッグを構成する上段側アームの前記スイッチング素子及び下段側アームの前記スイッチング素子が共にオフ状態にスイッチングされる期間であるデッドタイム期間以上の長さに設定される請求項 1、2、4 及び 5 の何れか一項に記載の回転電機制御装置。

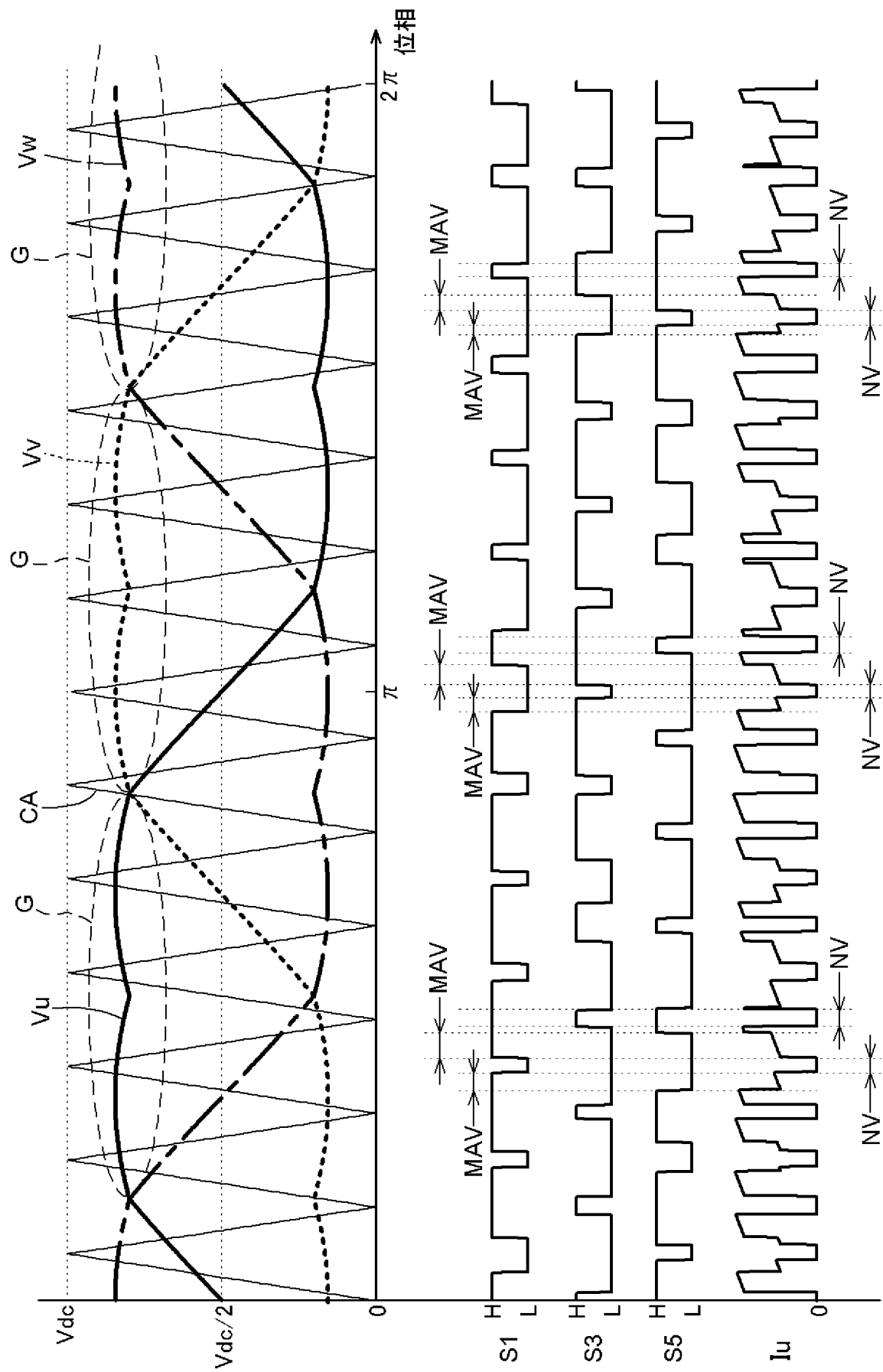
[図1]



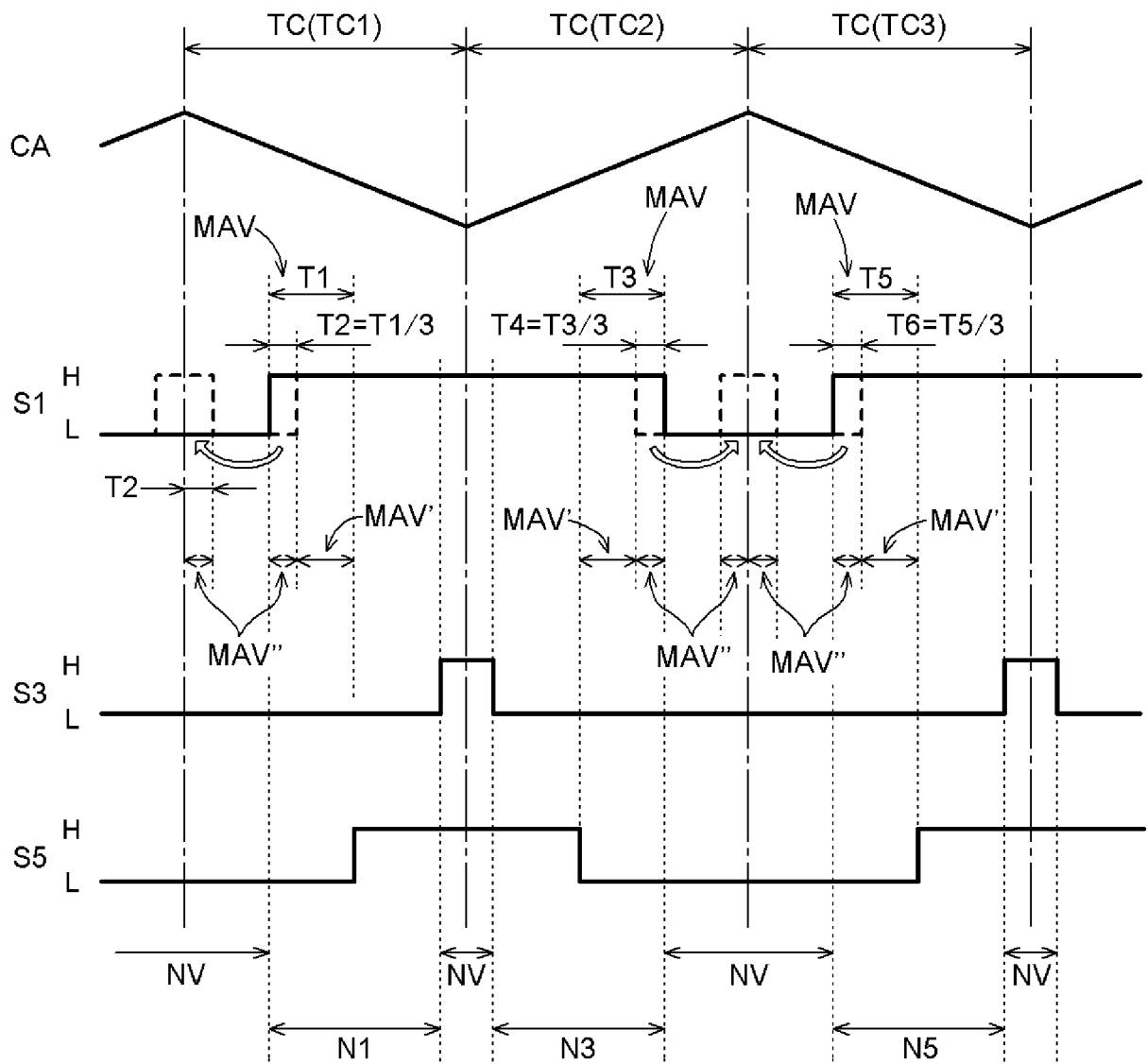
[図2]



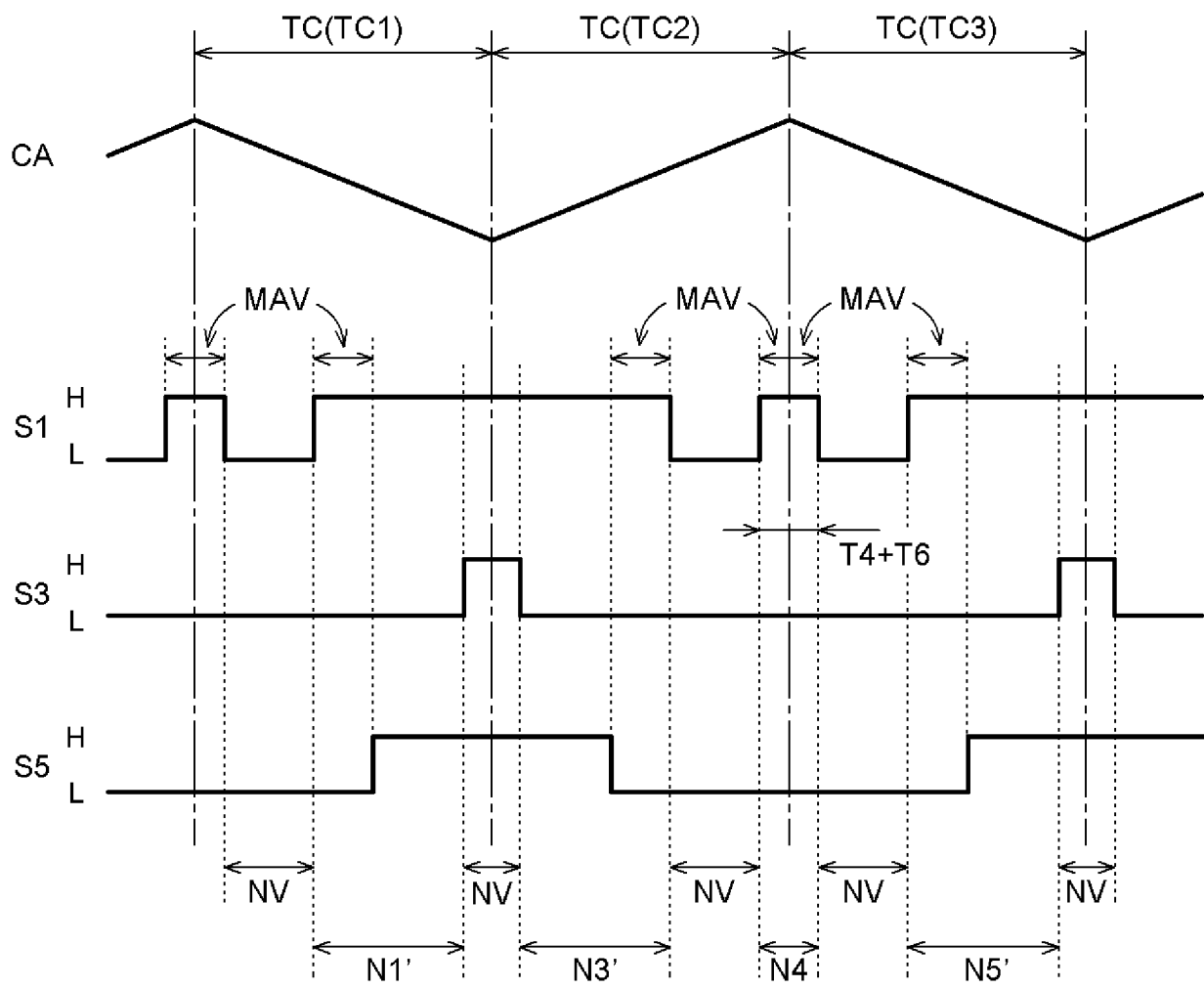
[図3]



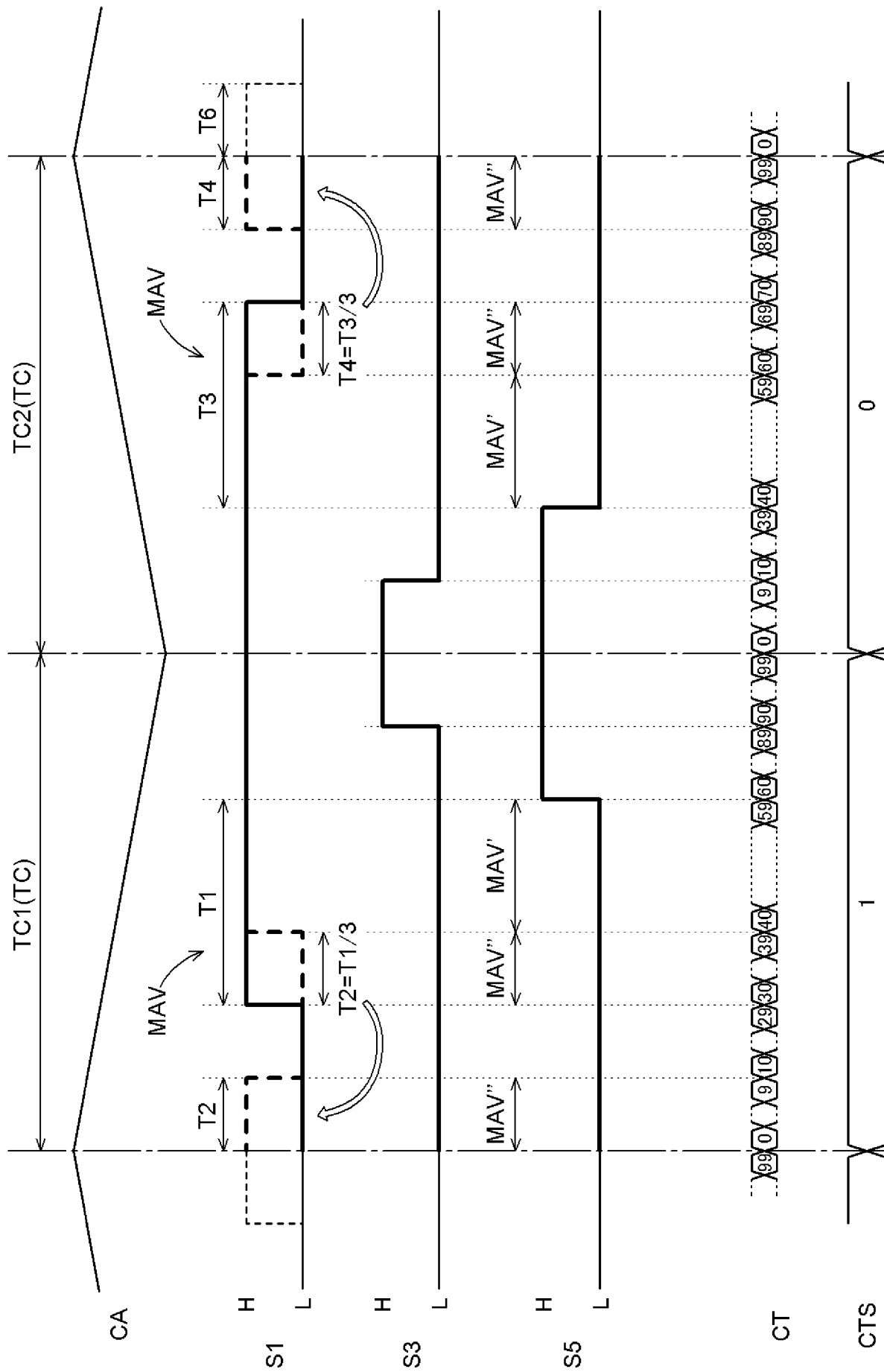
[図4]



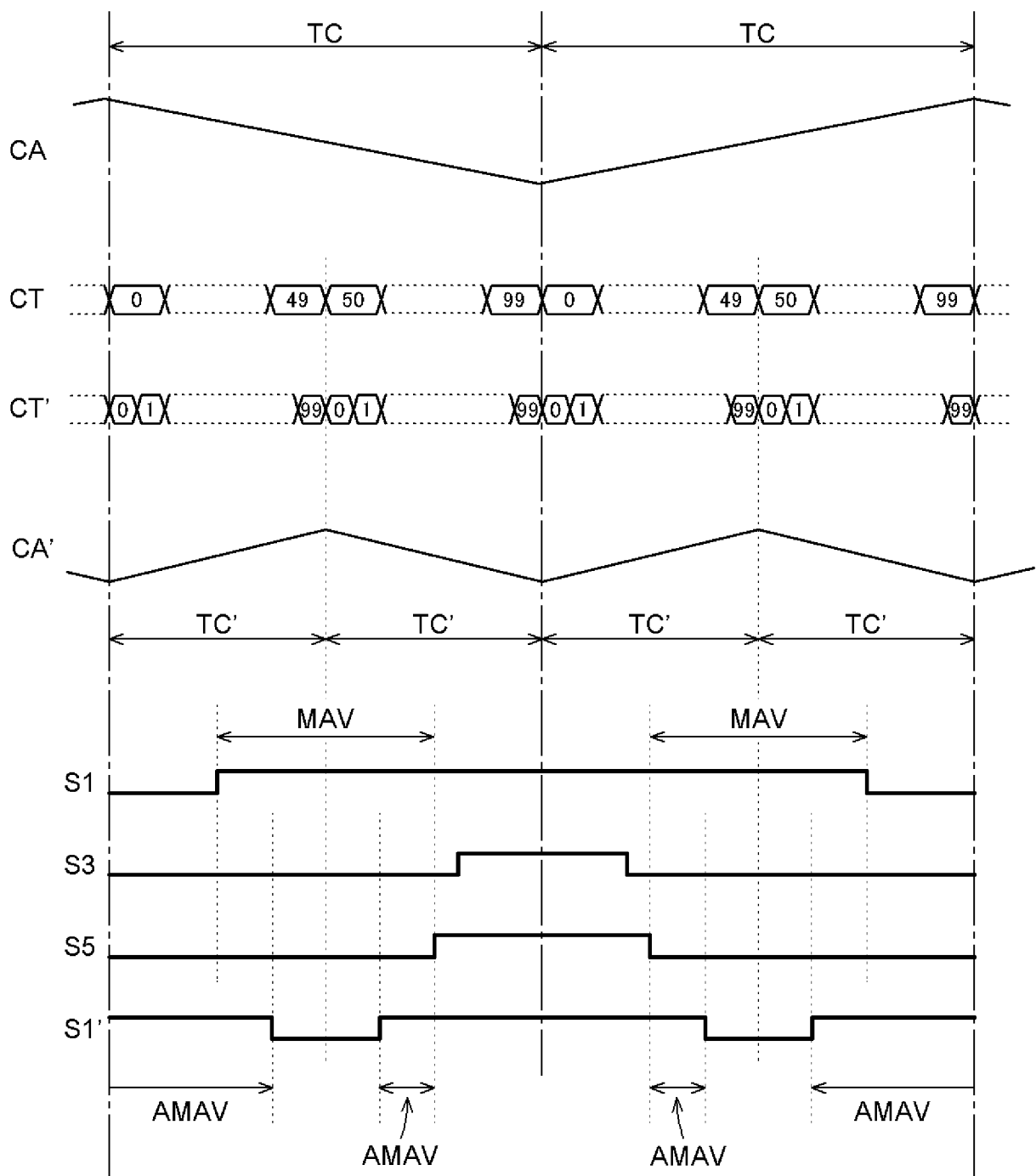
[図5]



[図6]



[図7]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/066153

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P21/00 (2006.01) i, H02P27/04 (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)

H02P21/00, 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 1996-2012

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2012 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2012

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.
X Y A	WO 2001/065675 A1 (Yaskawa Electric Corp.), 07 September 2001 (07.09.2001), description, page 9, line 1 to page 15, line 10; fig. 5 & JP 3844060 B & US 2003/0137857 A1 & EP 1261123 A1 & CN 1406409 A	1-4 6 5
Y	JP 2006-110037 A (Matsushita Electric Works, Ltd.), 27 April 2006 (27.04.2006), paragraph [0038] & US 2008/0097260 A1 & WO 2006/041112 A1 & KR 10-2007-0070201 A & CN 101040430 A	6

☒ 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
05 July, 2012 (05.07.12)Date of mailing of the international search report
17 July, 2012 (17.07.12)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2012/066153

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2003-229751 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 15 August 2003 (15.08.2003), paragraph [0049] (Family: none)	6
A	JP 1-303093 A (Daikin Industries, Ltd.), 06 December 1989 (06.12.1989), entire text; all drawings & US 4989128 A & EP 338798 A2	1-6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））
Int.Cl. H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(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. H02P21/00, 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	1971-2012年
日本国実用新案登録公報	1996-2012年
日本国登録実用新案公報	1994-2012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
X Y A	WO 2001/065675 A1（株式会社安川電機）2001.09.07, 明細書第9頁第1行から第15頁第10行、図5 & JP 3844060 B & US 2003/0137857 A1 & EP 1261123 A1 & CN 1406409 A	1-4 6 5
Y	JP 2006-110037 A（松下電工株式会社）2006.04.27, [0038] & US 2008/0097260 A1 & WO 2006/041112 A1 & KR 10-2007-0070201 A & CN 101040430 A	6

☒ 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	の日の後に公表された文献
「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	「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
「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	「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
「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）	「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
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」同一パテントファミリー文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

05.07.2012

国際調査報告の発送日

17.07.2012

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）

高橋 祐介

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

3V

3027

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
Y	JP 2003-229751 A (日産自動車株式会社) 2003.08.15, [0049] (ファミリーなし)	6
A	JP 1-303093 A (ダイキン工業株式会社) 1989.12.06, 全文、全図 & US 4989128 A & EP 338798 A2	1-6