

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2017-149284
(P2017-149284A)

(43) 公開日 平成29年8月31日(2017.8.31)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
B 6 2 D 6/00 (2006.01)	B 6 2 D 6/00	3 D 2 3 2
H 0 2 P 6/08 (2016.01)	H 0 2 P 6/02 3 5 1 J	5 H 5 6 0
B 6 2 D 137/00 (2006.01)	B 6 2 D 137:00	

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2016-34015 (P2016-34015)
(22) 出願日 平成28年2月25日 (2016. 2. 25)

(71) 出願人 509186579
日立オートモティブシステムズ株式会社
茨城県ひたちなか市高場2520番地
(74) 代理人 110000350
ポレール特許業務法人
(72) 発明者 加島 督己
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立
オートモティブシステムズステアリング株
式会社内
(72) 発明者 杉山 吉隆
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立
オートモティブシステムズステアリング株
式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パワーステアリング装置の制御装置、及びそれを用いたパワーステアリング装置

(57) 【要約】

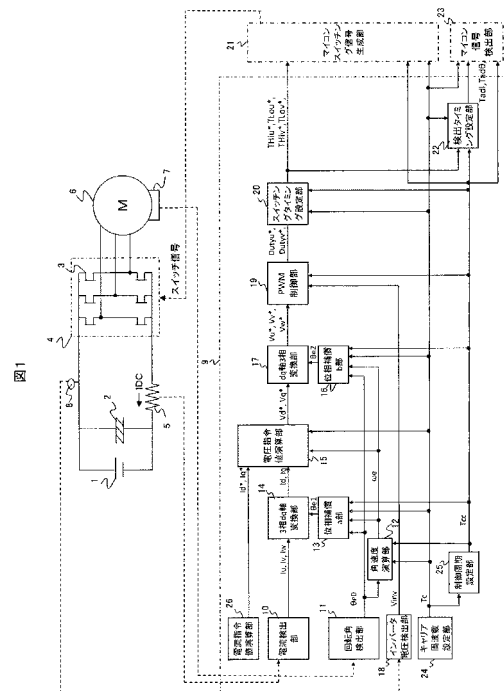
【課題】

スペクトラム拡散により電磁ノイズが低減でき、安定したモータ制御を実現できる、パワーステアリング装置の制御装置、及びそれを用いたパワーステアリング装置を提供することを目的とする。

【解決手段】

制御周期は一定とせずキャリア周期の整数倍で制御周期の1周期とする。そして、制御周期が変化しても制御性を損なわないようにするために、次の制御周期のキャリア周期を決める演算を現在の制御周期の電圧指令値演算部の出力である電圧指令値が演算されるよりも前に実施することとし、前回と現在と次の制御周期の変化に合わせて操作量とパラメータをモータ制御周期毎に更新することとした。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構に操舵力を付与するモータを駆動制御するパワーステアリング装置の制御装置であって、

車両の運転状況に応じて前記モータへの電流指令値を演算する電流指令値演算部と、

前記電流指令値に基づき前記モータへの電圧指令値を演算する電圧指令値演算部と、

前記電圧指令値に応じて前記モータの各相への P W M デューティ信号を出力する P W M 制御部と、

前記 P W M デューティ信号によって駆動制御されるスイッチング素子によって構成され、前記モータを駆動制御するブリッジ回路と、

制御装置が制御動作を行う所定の周期である制御周期を可変に設定する制御周期設定部と、

前記 P W M デューティ信号のオン、オフの切り替え周期である P W M キャリア周期を前記制御周期の 1 周期内に自然数個設け、かつ前記 P W M キャリア周期の長さを可変に設定するキャリア周波数設定部と、

前記制御周期の中で前記モータに流れる電流であるモータ電流の検出を行う電流検出部と、

前記制御周期の中で前記モータのロータの回転角であるモータ回転角を検出する回転角検出部と、

前記制御周期設定部によって設定された前記制御周期に基づき、前記電流検出部による前記モータ電流の検出のタイミングまたは前記回転角検出部による前記モータ回転角の検出のタイミングを設定する検出タイミング設定部と、

を有することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

前記制御周期設定部によって設定された前記制御周期および前記回転角検出部によって検出された前記モータ回転角に基づき、前記電流検出部によって前記モータ電流が検出されたときの前記モータ回転角を推定するモータ回転角推定部を備え、

前記電流指令値演算部は、前記モータ電流および前記モータ電流が検出されたときのの前記モータ回転角に基づき前記電流指令値を演算することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

前記モータ電流の信号または前記モータ回転角の信号のフィルタ処理を行うデジタルフィルタリング処理部を備え、

前記デジタルフィルタリング処理部は、前記フィルタ処理を行う際のカットオフ周波数を前記制御周期に基づき設定することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

前記電圧指令値演算部は、前記モータ電流に基づき P I 制御によって前記電流指令値を演算すると共に、前記制御周期に基づき前記 P I 制御の積分ゲインを設定することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 5】

請求項 1 に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

前記 P W M デューティ信号のオン、オフの切り替えタイミングを設定するスイッチングタイミング設定部を備え、

前記スイッチングタイミング設定部は、前記制御周期に基づき前記スイッチングタイミングを設定することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項 6】

請求項 1 に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

10

20

30

40

50

前記キャリア周波数設定部は、前記操舵操作の状態に応じて前記PWMキャリア周期を設定することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項7】

請求項6に記載のパワーステアリング装置の制御装置であって、

前記キャリア周波数設定部は、前記PWMキャリア周期を所定の周期に設定した後、前記所定の周期を中心に前記所定の周期よりも短い周期と長い周期に夫々変化するように前記PWMキャリア周期を設定することを特徴とするパワーステアリング装置の制御装置。

【請求項8】

ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構と、

前記操舵機構に操舵力を付与するモータと、

前記モータを駆動制御する制御装置とを有し、

前記制御装置は、

車両の運転状況に応じて前記モータへの電流指令値を演算する電流指令値演算部と、

前記電流指令値に基づき前記モータへの電圧指令値を演算する電圧指令値演算部と、

前記電圧指令値に応じて前記モータの各相へのPWMデューティ信号を出力するPWM制御部と、

前記PWMデューティ信号によって駆動制御されるスイッチング素子によって構成され、前記モータを駆動制御するブリッジ回路と、

制御動作を行う所定の周期である制御周期を可変に設定する制御周期設定部と、

前記PWMデューティ信号のオン、オフの切り替え周期であるPWMキャリア周期を前記制御周期の1周期内に自然数個設け、かつ前記PWMキャリア周期の長さを可変に設定するキャリア周波数設定部と、

前記制御周期の中で前記モータに流れる電流であるモータ電流の検出を行う電流検出部と、

前記制御周期の中で前記モータのロータの回転角であるモータ回転角を検出する回転角検出部と、

前記制御周期設定部によって設定された前記制御周期に基づき、前記電流検出部による前記モータ電流の検出のタイミングまたは前記回転角検出部による前記モータ回転角の検出のタイミングを設定する検出タイミング設定部と、

を有することを特徴とするパワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パワーステアリング装置に係り、特にそれに用いる制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

パワーステアリング装置において、ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構に操舵力を付与し、補助操舵トルクを発生するモータが用いられる。このモータを駆動制御する、直流回路からの直流電力を交流電力に変換する電力変換装置において、その変換方法は1つ以上の巻き線（負荷）を含む複数の相を含む3相ブリッジ回路で、各相と供給電圧との間に接続されるHi側スイッチング素子と各相とGNDとの間に接続されるLo側スイッチング素子を、ショートしないようにそのスイッチングタイミングを制御して巻き線に交流電力を与える。この制御方法として、例えば供給される直流電力の電圧が一定であった場合には、交流回路に与える電圧をそのスイッチングのON・OFF時間（パルス幅）を調整することで制御している（PWM制御）。PWM制御は、一般的にキャリア（搬送波）と呼ばれる基準の周期信号を使い、スイッチングのONとOFFの合計時間をそのキャリアの周期中で、所望の電圧を印加できるようにスイッチングのON・OFFタイミングを決めている。

【0003】

しかしこのような電力変換装置では、スイッチングによるスイッチング音や電磁ノイズ

10

20

30

40

50

(E M I) が課題として挙げられている。これらはスイッチングの周期、すなわちキャリア周波数によってその周波数特性が決まる。

【 0 0 0 4 】

この対策方法としては、例えば、ハードウェアではスイッチングの過渡的な応答を下げるためのフィルタ回路の追加や、またソフトウェアではキャリア周波数を問題とされる周波数帯を避けるように設定することがある。ここで、キャリア周波数の設定には制限があり、負荷の電圧に対する電流の応答性が P W M キャリア周期を超えないようにキャリア周波数を設定することと、スイッチング音を人の可聴域 (2 0 H z ~ 2 0 k H z) から外す様な周波数に設定する必要がある。また、上記のように、スイッチングには供給電圧から G N D まででショートさないように一般的にはデッドタイムと呼ばれる H i 側スイッチングと L o 側スイッチングが共に O F F となる時間 (スイッチング損失) があるが、この損失分も極力小さくするようにキャリア周波数を設定する必要があり、電動パワーステアリングではキャリア周波数は 2 0 k H z 近辺に設定される。

10

【 0 0 0 5 】

しかし、この制限の中でも電磁ノイズの課題は残り、価格競争を考慮すると、ハードウェアでの対策だけでなくソフトウェアでの対策も必要とされるため、設定したキャリア周波数でスイッチングした電磁エネルギーのピークを下げるように、キャリア周波数をある一定周期またはランダムに変更してスペクトラム拡散を行う方法がある。

【 0 0 0 6 】

本技術分野の背景技術として、特開 2 0 1 3 - 3 8 9 1 6 号公報 (特許文献 1) がある。特許文献 1 は、スイッチング周波数をスペクトラム拡散させる場合でも、制御対象を安定化させ、高調波電流や電磁ノイズの仕様を満足できるスイッチング装置を提供することを目的とし、スイッチング素子に対してオン・オフを制御する操作信号を伝達して、スイッチング素子のスイッチング制御を行うスイッチング装置において、複数種類のパルス周期から二種類以上のパルス周期を選択するパルス周期選択手段と、パルス周期選択手段によって選択されたパルス周期の合計を制御周期として設定する制御周期設定手段と、制御周期設定手段によって設定された制御周期ごとに、オン・オフのデューティ比を変更して操作信号を伝達する操作信号伝達手段と、を有する構成が開示されている。

20

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

30

【 0 0 0 7 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 3 - 3 8 9 1 6 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 8 】

特許文献 1 では、制御周期は一定としてその制限の中で複数種類の P W M キャリア周期の合計が制御周期となり、またこの制御周期の整数倍が複数種類の P W M キャリア周期の変調周期となるようにしている。

【 0 0 0 9 】

ここで、特に電動パワーステアリング装置においては、近年、操舵感の向上や緊急回避時でも安定した制御が実現できるよう高応答化が期待されており、電動パワーステアリング装置に使われるモータの電流制御の目標応答は、例えば、1 m s e c が要求されることもある。そのためモータ制御周期としては、この目標応答までに、例えば、約 5 回以上の印加電圧の演算更新周期、すなわち約 5 回以上の制御周期 (1 周期 1 / 5 m s e c 以下) が要求される。さらにキャリア周波数が可聴域を外すため 2 0 k H z に設定される場合、目標応答 1 m s e c の中で P W M キャリア周期は 2 0 回となる。すなわち 1 回の制御周期中に P W M キャリア周期は最大で 4 回含むことができる。しかし 4 回の中で P W M キャリア周期を変更する場合、4 回の P W M キャリア周期の合計時間 (制御周期) が変わらないように、且つ、所望のスペクトラムを拡散するために 4 回のうち 1 つでも短い周期を準備した場合に残りの周期は必ず長くするような調整が必要となる。よってこのような場合で

40

50

は、制御周期を固定する制限の中では制御周期中のキャリア周波数の平均値を大きくずらすことは不可能であり、また周波数の振り幅を大きくする場合には複数種類のPWMキャリア周期のひとつひとつの間隔が広がってしまうという問題がある。

【0010】

また、キャリア周波数の変更はスペクトラム拡散以外の目的でも実施されることがあり、例えばモータ出力が最大となる駆動状態において、上記デッドタイムによるスイッチング損失を極力小さくするためにキャリア周波数を下げることがある。このようなケースでは上記電動パワーステアリング装置における制限事項の中で、特許文献1では、例えばキャリア周波数を10kHzにしてPWMキャリア周期2回で1回の制御周期を作ることとなってしまう、2種類のPWMキャリア周期しか準備することができない。

10

【0011】

また、上記特許文献1の構成を言い換えると制御周期（電圧更新周期）1回に対してPWMキャリア周期が複数回変化するため、所望の電圧を安定して印加することはできないという問題がある。

また、キャリア周波数を大きく変化させたい場合には、滑らかな周波数の変更が不可能で周波数の切替時に電流のショックが発生したり、電磁ノイズを下げるための所望の周波数の変化を自由に設計することができない。

【0012】

また、制御周期中にPWMキャリア周期が変わることによるスイッチングタイミングの更新がないため、所望の電圧が印加できず、所望の電流制御応答が実現できず、制御周期中に変化するPWMキャリア周期の変動に応じた電流振動が発生する。たとえ、これを回避するための手法として、制御周期よりも短くPWMキャリア周期に同期した割り込みタスクを生成してこのタスク内でPWMキャリア周期に合わせたスイッチングタイミングの更新をする設計をしたとしても、マイコンの設計が複雑化し、さらにマイコンの演算負荷が高くなってしまいう問題がある。

20

【0013】

本発明は、上記課題を解決し、スペクトラム拡散により電磁ノイズが低減でき、安定したモータ制御を実現できる、パワーステアリング装置の制御装置、及びそれを用いたパワーステアリング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】

30

【0014】

上記課題を解決するために、本発明は、その一例を挙げるならば、ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構に操舵力を付与するモータを駆動制御するパワーステアリング装置の制御装置であって、車両の運転状況に応じて前記モータへの電流指令値を演算する電流指令値演算部と、電流指令値に基づき前記モータへの電圧指令値を演算する電圧指令値演算部と、電圧指令値に応じて前記モータの各相へのPWMデューティ信号を出力するPWM制御部と、PWMデューティ信号によって駆動制御されるスイッチング素子によって構成され、モータを駆動制御するブリッジ回路と、制御装置が制御動作を行う所定の周期である制御周期を可変に設定する制御周期設定部と、WMデューティ信号のオン、オフの切り替え周期であるPWMキャリア周期を制御周期の1周期内に自然数個設け、かつ前記PWMキャリア周期の長さを可変に設定するキャリア周波数設定部と、制御周期の中で前記モータに流れる電流であるモータ電流の検出を行う電流検出部と、制御周期の中でモータのロータの回転角であるモータ回転角を検出する回転角検出部と、制御周期設定部によって設定された制御周期に基づき、電流検出部によるモータ電流の検出のタイミングまたは回転角検出部によるモータ回転角の検出のタイミングを設定する検出タイミング設定部と、を有する構成とする。

40

【発明の効果】

【0015】

本発明によれば、スペクトラム拡散により電磁ノイズが低減でき、安定したモータ制御を実現できる、パワーステアリング装置の制御装置、及びそれを用いたパワーステアリン

50

グ装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0016】

【図1】実施例におけるパワーステアリング装置のモータと電力変換装置とその制御装置とを示したシステム構成図である。

【図2】実施例における制御装置のタイムチャートである。

【図3】実施例における角速度演算関連のタイムチャートである。

【図4】実施例における3相dq軸座標変換用位相補償のタイムチャートである。

【図5】実施例における電流検出回転角検出タイミングずれイメージのベクトル図である。

10

【図6】実施例における電圧指令値演算部の構成図である。

【図7】実施例における制御装置のタイムチャートである。

【図8】実施例における電圧出力回転角検出タイミングずれイメージのベクトル図である。

【図9】実施例におけるスイッチングタイミングである。

【図10】実施例におけるスペクトラム拡散向けキャリア周波数設定の概念図である。

【図11】実施例におけるキャリア周波数可変による電磁ノイズのスペクトラム拡散効果のシミュレーション結果である。

【発明を実施するための形態】

【0017】

以下、本発明の実施例を図面を用いて説明する。

【実施例】

【0018】

本実施例は、制御周期は一定とせずキャリア周期の整数倍で制御周期の1周期とする。そして、制御周期が変化しても制御性を損なわないようにするために、次の制御周期のキャリア周期を決める演算を現在の制御周期の電圧指令値演算部の出力である電圧指令値が演算されるよりも前に実施することとし、前回と現在と次の制御周期の変化に合わせて操作量とパラメータをモータ制御周期毎に更新することとした。

【0019】

図1は本実施例におけるパワーステアリング装置のモータと電力変換装置とその制御装置とを示したシステム構成図である。図1において、直流電源1と、並列に接続された平滑コンデンサ2と6個のFET等のスイッチング素子3からなる3相ブリッジ回路4を有する電力変換装置（インバータ）を介してモータ6が接続され、平滑コンデンサ2と3相ブリッジ回路4との間の下流側にシャント抵抗5を設け、モータ6には回転子角度センサ7とインバータ電圧センサ8と制御装置9を備える。

30

【0020】

制御装置9は、シャント抵抗5に流れる下流側直流母線電流IDCを入力とし、電流検出部10でIDCをもとにモータに流れる3相電流 I_u, I_v, I_w を再現し、回転子角度センサ7からの信号を受けて回転角検出部11でモータ電気角 e_0 を取得し、角速度演算部12で e_0 の今回値と前回値の差分から電気角速度 e を出力し、位相補償部13で電流検出タイミングで回転角検出をしたかのようにこの時間ずれを考慮して電気角を補正した e_1 を出力し、3相dq軸変換部14で前記 I_u, I_v, I_w と前記 e_1 を用いて3相交流を2軸直流に置き換えるベクトル制御用に座標変換を施して磁束（d軸）電流 I_d とトルク（q軸）電流 I_q を出力する。

40

【0021】

電流指令値演算部26は、車両の運転状況に応じてモータ6への電流指令値を演算し、電圧指令値演算部15は、電流指令値演算部26の指令電流 I_d^*, I_q^* に前記 I_d と I_q が追従するように前記 $I_d^*, I_q^*, I_d, I_q, e$ を用いて、モータ6への電圧指令値である、d軸指令電圧 V_d^* とq軸指令電圧 V_q^* とを出力する。

位相補償部16は、電圧出力タイミングで回転角検出をしたかのようにこの時間ずれを

50

考慮して電気角を補正した e_2 を出力し、dq軸3相変換部17で前記 V_d^* , V_q^* と前記 e_2 を用いてベクトル制御用の2軸直流を実際の3相交流に戻すよう座標変換を施して3相電圧指令 V_u^* , V_v^* , V_w^* を出力する。

【0022】

インバータ電圧センサ8からの信号を受けてインバータ電圧検出部18でインバータ電圧 V_{inv} を取得し、PWM制御部19で V_u^* , V_v^* , V_w^* と V_{inv} の比率から、各相へのPWMデューティ信号である、3相指令 $Duty$ 比 $Duty_u^*$, $Duty_v^*$, $Duty_w^*$ を出力し、スイッチングタイミング設定部20で $Duty_u^*$, $Duty_v^*$, $Duty_w^*$ とPWMキャリア周期 T_c とを比較して3相Hi側/Low側スイッチごとにそのスイッチングタイミング $THiu^*$, $TLou^*$, $THiv^*$, $TLov^*$, $THiw^*$, $TLow^*$ を出力し、マイコンスイッチング信号生成部21でPWMキャリア周期 T_c を時間基準に6つのスイッチング素子3にスイッチング信号を与える。

10

【0023】

そして、検出タイミング設定部22で $THiu^*$, $TLou^*$, $THiv^*$, $TLov^*$, $THiw^*$, $TLow^*$ から前記 I_{DC} 、回転角、インバータ電圧を検出する検出タイミング $TadI$, $TadV$ を設定し、マイコン信号検出部23がPWMキャリア周期 T_c から生成した制御周期に同期した信号を基準に $TadI$, $TadV$ のタイミングで信号検出を実施する。

【0024】

角速度演算部12は、回転子角速度センサ7で検出したモータ電気角 e_0 に検出誤差成分があると、演算した角速度 e が振動的になる場合がある。このような場合においては角速度 e にデジタルフィルタリング処理部を設けて角速度 e の振動成分を除去するフィルタ処理を含む。ここで、デジタルフィルタリング処理部は、フィルタ処理を行う際のカットオフ周波数を制御周期に基づき設定すれば良い。これにより、カットオフ周波数も、変化する制御周期に合わせ調整することで、適切なデジタルフィルタリングを行うことができる。

20

【0025】

キャリア周波数設定部24では本実施例の基準となる事前に準備された複数種類のPWMキャリア周期 T_c を選択する。制御周期設定部25では、キャリア周波数設定部24で選択したPWMキャリア周期 T_c の整数倍で制御周期 T_{cc} を生成する。そして、制御周期 T_{cc} に依存する、すなわちPWMキャリア周期 T_c に依存する、角速度演算部12と位相補償a部13と電圧指令値演算部15と位相補償b部16とスイッチングタイミング設定部20とマイコンスイッチング信号生成部21と検出タイミング設定部22とマイコン信号検出部23とにPWMキャリア周期 T_c と制御周期 T_{cc} を出力する。

30

【0026】

位相補償a部13は、制御周期設定部25によって設定された制御周期 T_{cc} および回転角検出部11によって検出されたモータ回転角に基づき、電流検出部10によってモータ電流が検出されたときのモータ回転角を推定するモータ回転角推定部である。そして、電流指令部は、モータ電流およびモータ電流が検出されたときのモータ回転角に基づき電流指令値を演算する。従来、モータ電流の検出タイミングとモータ回転角の検出タイミングが異なるため、モータ電流の検出時においては、そのときのモータ回転角は分からない。そこで、その後を検出されたモータ回転角と制御周期に基づき、モータ電流が検出されたときのモータ回転角を遡って推定することにより、モータ電流検出タイミングにおけるモータ回転角の情報を得ることができ、適切な電流指令値演算を行うことができる。

40

【0027】

図2は本実施例における制御装置のPWMキャリア周期やスイッチング素子のスイッチングタイミング等を示すタイムチャートである。図2中の k は何番目の制御周期かを示している (k : 自然数)。ここで制御周期 T_{cc} はPWMキャリア周期 T_c の3倍で設定(同期)する。すなわち1制御周期中でのキャリア周波数はPWMキャリア3周期中は固定となり、また制御用に検出した入力信号と演算した出力信号は1制御周期中で更新されることはない。また出力される信号は次制御周期で反映される。

タスク27は図1に示した制御装置9の処理を1制御周期中に処理する制御タスクであり

50

、タスク 27 の入力 は現在の制御周期内で取得した信号値であり、タスク 27 の出力 は次制御周期の図 1 に示した P W M キャリア周期と制御周期の T_c, T_{cc} と 3 相の H_i 側スイッチと L_o 側スイッチのスイッチングタイミング $THiu^*, THiv^*, THiw^*, TLou^*, T Lov^*, T Low^*$ と電流と回転角とインバータ電圧の検出タイミング $TadI, Tad, TadV$ である。

各タイミングについて基準点を明記する。現在の制御周期の H_i / L_o 側スイッチのスイッチングタイミング $THiu^*(k), THiv^*(k), THiw^*(k), TLou^*(k), T Lov^*(k), T Low^*(k)$ は現在の制御周期中 (k) の各 P W M キャリア $T_c(k)$ の先頭を基準として演算されたタイミングに従い H_i / L_o 側とも O F F タイミングが生成され、またデッドタイム T_d をあけて O N タイミングが自動的に生成される。ここでデッドタイム T_d は P W M キャリア周期に依存せず固定である。

【 0 0 2 8 】

現在の制御周期の電流の検出タイミング $Tad1(k), Tad2(k)$ はそれぞれ現在の制御周期中 (k) の制御周期 $T_{cc}(k)$ に同期した検出基準信号の先頭を基準に現在の制御周期中 (k) の P W M キャリアの 2 周期目の 3 相 H_i 側スイッチのタイミングが真ん中となる相の H_i 側 O F F タイミング ($THiu^*, THiv^*, THiw^*$ を大中小で並べたときに中に該当するタイミング) を中心に $Ti1$ 時間手前, $Ti2$ 時間後で演算される。ここで $Ti1, Ti2$ は、直流母線におけるシャント抵抗での直流 IDC から 3 相電流を再現する方法において回路特性により事前に決定された時間であり、P W M キャリア周期に依存せず固定である。

【 0 0 2 9 】

現在の制御周期の回転角の検出タイミング $Tad(k)$ は現在の制御周期中 (k) の制御周期 $T_{cc}(k)$ に同期した検出タイミング基準信号の先頭を基準に現在の制御周期中 (k) の P W M キャリアの 2 周期目の中心に設定される。

現在の制御周期のインバータ電圧の検出タイミング $TadV(k)$ は回転角の検出タイミング $Tad(k)$ の後に逐次信号検出されるよう設定される。

【 0 0 3 0 】

次に、本実施例の特徴である、制御周期が変化しても制御性を劣化させないための P W M キャリア周期を使った、図 1 の角速度演算部 1 2 と位相補償 a 部 1 3 と電圧指令値演算部 1 5 と位相補償 b 部 1 6 とスイッチングタイミング設定部 2 0 と検出タイミング設定部 2 2 における各操作量とパラメータの演算実施例を示し、またキャリア周波数設定部 2 4 でのスペクトラム拡散を実現した

キャリア周波数とその変調仕様の実施例を示す。

【 0 0 3 1 】

まず、角速度演算部 1 2 について、離散システムにおいては角速度の演算は、現在の制御周期で検出した回転角と前回の制御周期で検出した回転角との差分値とその検出時間間隔から求めることができる。すなわちこの検出時間区間は制御周期に依存し、前回の制御周期と今回の制御周期が既知であれば適切な角速度を得ることができる。(ここで、次の制御周期のキャリア周期の更新は、角速度演算部よりも前である必要はない。) よって、現在の制御周期中に使用する角速度 $e(k)$ は、前制御周期中に得たモータ電気角 $e_0(k-1)$ と現在の制御周期中に得たモータ電気角 $e_0(k)$ との差分(微分)から演算される。しかし

離散システムにおいては制御周期が可変となることにより微分演算においてその時間係数 $Tad(k)$ を可変となるよう以下のように考慮する必要がある。図 3 に角速度演算関連のタイムチャートを示す。図 3 から、下記式が導かれる。

【 0 0 3 2 】

$$\begin{aligned} e'(k)[\text{rad}/\text{Tad}(k)\text{sec}] &= (e_0(k)[\text{rad}] - e_0(k-1)[\text{rad}]) \\ e(k)[\text{rad}/\text{sec}] &= (e_0(k)[\text{rad}] - e_0(k-1)[\text{rad}]) \div \text{Tad}(k)[\text{sec}] \\ &= (e_0(k)[\text{rad}] - e_0(k-1)[\text{rad}]) \div \\ &\quad \{(T_{cc}(k-1)[\text{sec}] - \text{Tad}(k-1)[\text{sec}]) + \text{Tad}(k)[\text{sec}]\} \\ &= (e_0(k)[\text{rad}] - e_0(k-1)[\text{rad}]) \div \\ &\quad (1/2 \times T_{cc}(k-1)[\text{sec}] + 1/2 \times T_{cc}(k)[\text{sec}]) \end{aligned}$$

ここで本実施例では $1/2 \times T_{cc}(k)[\text{sec}] = \text{Tad}(k)[\text{sec}]$

10

20

30

40

50

さらに角速度 $e(k)$ が振動的である場合には角速度 $e(k)$ を算出する毎にフィルタ演算を実施し（サンプリング周期 $T =$ 制御周期 T_{cc} ）、現在の制御周期と目標のカットオフ周波数 f_c を用いて離散系システムにおけるカットオフ周波数を定める係数 $K_f(k)$ を求め、以下のようにデジタルフィルタをかけてフィルタ後の角速度信号 $ef(k)$ を算出する。

【 0 0 3 3 】

$$ef(k)[\text{rad/sec}] = K_f(k)[-] \times \{ e(k)[\text{rad/sec}] - ef(k-1)[\text{rad/sec}] \} + ef(k-1)[\text{rad/sec}] \\ = \{ (2 \times f_c[\text{Hz}] \times T_{cc}[\text{sec}]) \div (1 + 2 \times f_c[\text{Hz}] \times T_{cc}[\text{sec}]) \} \times \{ e(k)[\text{rad/sec}] - ef(k-1)[\text{rad/sec}] \} + ef(k-1)[\text{rad/sec}]$$

次に、位相補償a部 1 3 および位相補償b部 1 6 に関して説明する。

10

【 0 0 3 4 】

まず、電力変換装置における電流検出の方法は複数あるが、どれも制御周期またはスイッチングタイミングに同期した検出タイミングの設定が重要となる。例えば、相にシャントを設けて電流を検出するシステムにおいては、次の制御周期中すなわち所望の電圧が一定に印加される区間の中間または後半で検出タイミングを現在の制御周期中に設定する。

【 0 0 3 5 】

また別の検出方法である、3相ブリッジ回路前もしくは後の直流回路にシャント1つを設けた電流検出システムにおいては、所望の電圧を印加する次の制御周期向けに設定したスイッチングタイミングに同期して電流検出タイミングを現在の制御周期中に設定する。これにより安定して電流を検出することが可能となる。

20

【 0 0 3 6 】

電流検出タイミングは、電圧指令値演算部より後で演算されるので、次の制御周期のキャリア周期設定を現在の制御周期中の電圧指令値演算部までに演算することで、次の制御周期における電流検出のタイミングを適切に設定することができる。

【 0 0 3 7 】

交流回路を使ったモータの制御では一般的にベクトル制御と呼ばれるモータに流れる交流電流と回転角信号を使って交流器を直流器のように扱う制御（座標変換）が用いられており、所望の電流応答を実現するための電圧を演算するまでに交流器から直流器に変換して扱い、また実際にモータに印加する交流電圧すなわちスイッチングタイミングを指定するまでには直流器から交流器に変換して扱う手法である。

30

【 0 0 3 8 】

そしてこのベクトル制御においては、電流が検出された際のモータの回転角がどこにあるか、また電圧出力する際のモータの回転角がどこにあるかが把握できていることが安定した制御を実現する技術となる。しかし一般的にはマイコンの仕様などにより電流を検出するタイミングとモータの回転角を検出するタイミングは同期できず、さらに電圧が出力されるタイミングまでにはすでに直流器から交流器への変換処理は終わっているため、電圧が出力されるタイミングとモータの回転角を検出するタイミングは同期することができない。

【 0 0 3 9 】

この補正として、電流の交流から直流への変換用回転角には、回転角検出タイミングから電流検出タイミングまでに進んだ（もしくは遅れた）モータの回転進み角（もしくは遅れ角）を回転角速度と検出タイミングのずれ時間から演算し、これを検出した回転角に足すことで補正する。具体的には、位相補償a部 1 3 において、現在の制御周期中だが異なるタイミングで取得した電流と回転角の信号を座標変換用に同じタイミングで検出したかのように検出したモータ電気角 $e_0(k)$ と演算した電気角速度 $e(k)$ と検出タイミングずれ時間 $T_{ad1}(k)$ を用いて3相dq軸変換用の位相 $e_1(k)$ を以下のように求める。図4に3相dq軸座標変換用位相補償のタイムチャートを、図5に電流検出回転角検出タイミングずれイメージのベクトル図を示す。ここで電流の検出タイミングは $T_{ad1}(k)$ と $T_{ad2}(k)$ の中間地点とする。図4、図5から下記式が導かれる。

40

$$e_1(k)[\text{rad}] = e_0(k)[\text{rad}] + \text{error}_1[\text{rad}]$$

50

$$\begin{aligned}
 &= e0(k)[\text{rad}] + e(k)[\text{rad/s}] \times \text{Tad1}(k)[\text{sec}] \\
 &= e0(k)[\text{rad}] + e(k)[\text{rad/s}] \times \\
 &\quad \{ \{ \text{Tad11}(k)[\text{sec}] + \text{Tad12}(k)[\text{sec}] \} / 2 - \text{Tad}(k)[\text{sec}] \}
 \end{aligned}$$

また、電圧の直流から交流への変換用回転角には、回転角検出タイミングから電圧出力区間までに進むモータの回転進み角を回転角速度と検出タイミングのずれ時間から演算し、検出した回転角に足すことで補正する。具体的には、位相補償部16で、ベクトル制御でdq軸に変換して演算した電圧指令を3相の座標系に戻すため現在の制御周期中に取得した回転角の検出タイミングと次制御周期で3相電圧出力されるタイミングを座標変換用に同期させるよう、検出したモータ電気角 $e0(k)$ と演算した電気角速度 $e(k)$ とタイミングずれ時間 $\text{TadV}(k)$ を用いてdq軸3相変換用の位相 $e2(k)$ を以下のように求める。図7にタイミングずれ時間 $\text{TadV}(k)$ に関するタイムチャートを、図8に電圧出力回転角検出タイミングずれイメージのベクトル図を示す。ここで3相電圧出力(スイッチングタイミング)は1制御周期中は固定であるので、同期の目標タイミングは電圧出力期間中の中間地点とする。図7、図8から下記式が導かれる。

$$\begin{aligned}
 e2(k)[\text{rad}] &= e0(k)[\text{rad}] + \text{error2}[\text{rad}] \\
 &= e0(k)[\text{rad}] + e(k)[\text{rad/s}] \times \text{TadV}(k)[\text{sec}] \\
 &= e0(k)[\text{rad}] + e(k)[\text{rad/s}] \times \\
 &\quad \{ \{ \text{Tcc}(k)[\text{sec}] - \text{Tad}(k)[\text{sec}] \} + 1/2 \times \text{Tcc}(k+1)[\text{sec}] \}
 \end{aligned}$$

これらにより理想的なベクトル制御が可能となる。ここで電流検出タイミングと回転角検出タイミングは現在の制御周期までに実施されて電流の交流から直流への変換用回転角の補正は電圧指令値演算部よりも前で実施されるため、次の制御周期のキャリア周期の更新は本補正前に実施される必要はない。

回転角検出タイミングは現在の制御周期までに実施されて電圧出力区間は次の制御周期中を目標として、電圧の直流から交流への変換用回転角の補正が電圧指令値演算部よりも後で実施されるので、次の制御周期のキャリア周期設定を現在の制御周期中の電圧指令値演算部までに演算することで次の制御周期における電圧出力の位相を適切に設定することができる。

【0040】

次に、電圧指令値演算部15では、電流のフィードバック制御でよく用いられるPI制御を適用している。PI制御のうちI制御は、目標電流値と検出した電流値との差(偏差信号)を積分した値に積分ゲインをかけてI制御の電圧指令値として出力する。離散システムにおいては、上記偏差信号の積分は上記偏差信号を制御周期毎(積分時間区間)に加算していく。ただし制御周期が変動する本実施例においては、変動する制御周期に合わせて積分ゲインを調整することにより安定したI制御の電圧指令値を出力することができる。図6に本実施例における電圧指令値演算部の構成図を示す。図6において、PI制御部ではd軸、q軸それぞれに対して現在の制御周期で求めた指令電流 $Id^*(k)$ 、 $Iq^*(k)$ と現在の制御周期の座標変換で得た検出電流 $Id(k)$ 、 $Iq(k)$ の偏差を積分し、これに積分ゲイン Ki をかけて、次制御周期で実際には出力される電圧指令 $Vdi^*(k+1)$ 、 $Vqi^*(k+1)$ を求める。離散システムにおいては制御周期が可変となることにより積分演算においてその積分係数 Ki が可変となるように以下のように考慮する必要がある。

【0041】

まず偏差積 $Iqersum[A \cdot \text{sec}]$ を演算する上で離散システムにおいてその演算は、下記式となる。

【0042】

$$\begin{aligned}
 Iqersum(k)[A \cdot \text{Tcc}(k)\text{sec}] &= Iqersum(k-1)[A \cdot \text{Tcc}(k-1)\text{sec}] + \\
 &\quad \{ Iq^*(k)[A] - Iq(k)[A] \}
 \end{aligned}$$

また、この偏差積を用いて次制御周期中に反映される電圧指令値は、下記式となる。

【0043】

$$\begin{aligned}
 Vqi^*(k+1)[V] &= Iqersum(k)[A \cdot \text{Tcc}(k)\text{sec}] \times Ki(k)[V/A \cdot \text{Tcc}(k)\text{sec}] \\
 &= Iqersum(k)[A \cdot \text{Tcc}(k)\text{sec}] \times \{ \text{Tcc}(k) \times Ki'(k)[V/A \cdot \text{sec}] \}
 \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

(d軸もq軸と同様の処理を実施する.)

これにより、積分ゲインも、変化する制御周期に合わせ調整することにより、適切なP I制御を行うことができる。

【0044】

次に、スイッチングタイミング設定部20については、所望の電流応答性を実現するために必要な所望の電圧指令は、現在の制御周期中もしくはそれまでに検出した電流と回転角の信号をもとに演算される。また演算した所望の電を実現するための次制御周期で設定すべきスイッチングタイミングは、現在の制御周期中もしくはそれまでに検出した供給電圧からデューティ比を演算し、演算したデューティ比と次制御周期中のキャリア周期におけるスイッチングON時間とOFF時間の比率が合うように、次制御周期で与えるスイッチングON時間を決める。

10

【0045】

すなわち、現在の制御周期中に演算した3相電圧指令値 $Vu^*(k)$, $Vv^*(k)$, $Vw^*(k)$ とインバータ電圧値 $V_{inv}(k)$ から求めた各相毎のPWM Duty比 $Dutyu^*(k)$, $Dutyv^*(k)$, $Dutyw^*(k)$ が、PWMキャリア周期中のスイッチON時間 $Donu^*(k)$, $Donv^*(k)$, $Donw^*(k)$ とOFF時間 $Doffu^*(k)$, $Doffv^*(k)$, $Doffw^*(k)$ との比率が合うように設定し、さらにデッドタイム T_d を考慮して次制御周期のPWMキャリア周期の始点を基準に次制御周期のスイッチングタイミングを設定する。

【0046】

本実施例ではスイッチON時間の操作はHi側スイッチOFFとLo側スイッチOFFのタイミングを設定することで実現可能である。なぜならば、Hi側スイッチONタイミングはLo側スイッチOFFタイミングからデッドタイム T_d 経過後にマイコンで自動的にスイッチングされ、Lo側スイッチONタイミングはHi側スイッチOFFタイミングからデッドタイム T_d 経過後にマイコンで自動的にスイッチングされるためである。また本実施例ではセンターアラインでスイッチング波形を生成する。図9に、本実施例におけるスイッチングタイミングを示す。図9において、まずスイッチON時間を下記により求める。

20

【0047】

$$Donu^*(k) = Dutyu^*(k) \times T_c(k+1)$$

次にHi側スイッチOFFタイミング,Lo側スイッチOFFタイミングを設定する。

$$THiu^*(k+1) = T_c(k+1) \div 2 + (Donu^*(k) - T_d) \div 2$$

$$= \{T_c(k+1) + Donu^*(k)\} \div 2 - T_d \div 2$$

$$TLou^*(k+1) = T_c(k+1) \div 2 - (Donu^*(k) - T_d) \div 2 - T_d$$

$$= \{T_c(k+1) - Donu^*(k)\} \div 2 - T_d \div 2$$

30

これにより制御周期が可変であっても安定して所望の電圧を印加することができ所望の電流応答性を確保することができる。スイッチングタイミング設定部は電圧指令値演算部より後で演算されるので、次の制御周期のキャリア周期設定は現在の制御周期中の電圧指令値演算部までに演算することで、次の制御周期におけるスイッチングON時間を適切に設定することができる。

【0048】

このように、スイッチングタイミング設定部は、制御周期に基づきスイッチングタイミングを設定する。これにより、スイッチングタイミングも、変化する制御周期に合わせ調整することにより、適切なデューティ制御を行うことができる。

40

【0049】

次に、検出タイミング設定部22は、現在の制御周期中に演算した次制御周期中に反映される3相Hi側,Lo側スイッチのタイミングのうち3相のHi側スイッチOFFタイミング $THiu^*(k+1)$, $THiv^*(k+1)$, $THiw^*(k+1)$ をタイミングの遅い順(=Dutyの大きい順)から大($THiB$), 中($THiM$), 小($THiS$)と並べたときに中($THiM$)となる信号を基準に手前 $Ti1$ [sec], 後 $Ti2$ [sec]で、次制御周期中の2番目のPWMキャリア周期で実施される電流検出タイミング $Tad1(k+1)$ と $Tad2(k+2)$ を演算し、また次制御周期中に実施される回転角検出タイミング $Tad(k+1)$ を演算する。なお、インバータ電圧検出タイミング $TadV$ は回転角が検出された後にす

50

ぐ実施されるため敢えてそのタイミングを設定しない。図 2 から、下記が導かれる。

【 0 0 5 0 】

電流検出タイミングは、下記式で、

$$Tad1(k+1)=Tc(k+1)+THiM-Ti1$$

$$Tad2(k+1)=Tc(k+1)+THiM+Ti2$$

回転角検出タイミングは、下記式で設定される。

$$Tad(k+1)=Tc(k+1) \times (3/2)$$

次に、キャリア周波数設定部 2 4 には、本実施例では事前に電磁ノイズを低減できるキャリア周波数の変調周期と変調幅が検討され、これを実現する P W M キャリア周期のパターンを P W M キャリア周期の整数倍で事前に準備している。キャリア周波数設定部では電動パワーステアリングの起動から停止まで常にこの事前に準備した P W M キャリア周期を制御周期毎に切り替えている。

10

【 0 0 5 1 】

ここで、キャリア周波数設定部 2 4 は、操舵操作の状態に応じて P W M キャリア周期を設定する。これにより、例えば、停車時における非操舵時、直進走行時のように操舵アシストが行われない状態においては、ラジオノイズの低減を重視した P W M キャリア周期とし、一方、緊急回避のような急転舵時、車庫入れのため大出力での操舵操作が頻繁に行われるときのような場合には、キャリア周波数を低めに設定する等、操舵状態に応じてキャリア周波数を設定することにより、適切なモータ制御を行うことができる。

【 0 0 5 2 】

また、P W M キャリア周期を所定の周期に設定した後、所定の周期を中心に所定の周期よりも短い周期と長い周期に夫々変化するように P W M キャリア周期を設定する。これにより、所定の周期を中心に長短交えた P W M キャリア周期となるように可変制御することにより、スイッチングタイミングのエネルギーのピークが拡散され、ラジオノイズを低減することができる。

20

【 0 0 5 3 】

図 1 0 に本実施例におけるスペクトラム拡散向けキャリア周波数設定の概念図を示す。図 1 0 において、事前に準備されたキャリア周波数は、平均周波数を 18kHz 且つ変調幅 2kHz とした 17kHz から 19kHz の周波数帯で周期約 1ms で変調させる。本実施例では目標の電流制御応答を 1ms としておりこの目標応答内に印加電圧の更新を 5 回以上にするため、制御周期を P W M キャリア周期の 3 周期で 1 周期として制御周期毎に印加電圧の更新と制御周期の更新がされるようにした。すなわち変調周期 1ms 中に変調回数は 6 回存在し、設定するキャリア周波数は 17kHz からスタートして 19kHz となりそして 17kHz に戻る変調周波数を 6 等分 (17.00kHz, 17.67kHz, 18.33kHz, 19.00kHz, 18.33kHz, 17.67kHz) して設定する。

30

【 0 0 5 4 】

図 1 1 に、本実施例におけるキャリア周波数可変による電磁ノイズのスペクトラム拡散効果のシミュレーション結果を示す。(A) がキャリア周波数固定の場合、(B) がキャリア周波数可変の場合の電磁ノイズレベルを示している。図 1 1 から明らかなように、本実施例では期待通りにスペクトラムが拡散され電磁ノイズが低減でき、安定したモータ制御を実現できる。

40

【 0 0 5 5 】

以上のように、本実施例は、ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構に操舵力を付与するモータを駆動制御するパワーステアリング装置の制御装置であって、車両の運転状況に応じて前記モータへの電流指令値を演算する電流指令値演算部と、電流指令値に基づき前記モータへの電圧指令値を演算する電圧指令値演算部と、電圧指令値に応じて前記モータの各相への P W M デューティ信号を出力する P W M 制御部と、P W M デューティ信号によって駆動制御されるスイッチング素子によって構成され、モータを駆動制御するブリッジ回路と、制御装置が制御動作を行う所定の周期である制御周期を可変に設定する制御周期設定部と、P W M デューティ信号のオン、オフの切り替え周期である P W M キャリア周期を制御周期の 1 周期内に自然数個設け、かつ前記 P W M キャ

50

リア周期の長さを可変に設定するキャリア周波数設定部と、制御周期の中で前記モータに流れる電流であるモータ電流の検出を行う電流検出部と、制御周期の中でモータのロータの回転角であるモータ回転角を検出する回転角検出部と、制御周期設定部によって設定された制御周期に基づき、電流検出部によるモータ電流の検出のタイミングまたは回転角検出部によるモータ回転角の検出のタイミングを設定する検出タイミング設定部と、を有する構成とする。

【0056】

また、ステアリングホイールの操舵操作に伴い転舵輪を転舵させる操舵機構と、操舵機構に操舵力を付与するモータと、モータを駆動制御する前記制御装置とを有したパワーステアリング装置とする。

10

【0057】

これにより、PWMキャリア周期、制御周期共に可変に設定されるため、制御周期を一定とした場合に比べ、PWMキャリア周期の設定自由度を向上させることができる。よって、例えば、所謂ラジオノイズ低減のためにキャリア周波数を可変に設定する際の制限を少なくしたり、大出力時にキャリア周波数を低く設定しスイッチングロスを少なくしたりすることができる。一方、制御周期内の所定のタイミングで実行されるモータ電流またはモータ回転角の検出のタイミングも変化してしまうが、このタイミングを制御周期設定部によって設定された制御周期に基づき変化した制御周期毎に設定することにより、所望の検出タイミングでの検出を行うことができる。

【0058】

20

以上実施例について説明したが、本発明は上記した実施例に限定されるものではなく、様々な変形例が含まれる。例えば、上記した実施例は本発明を分かりやすく説明するために詳細に説明したものであり、必ずしも説明した全ての構成を備えるものに限定されるものではない。

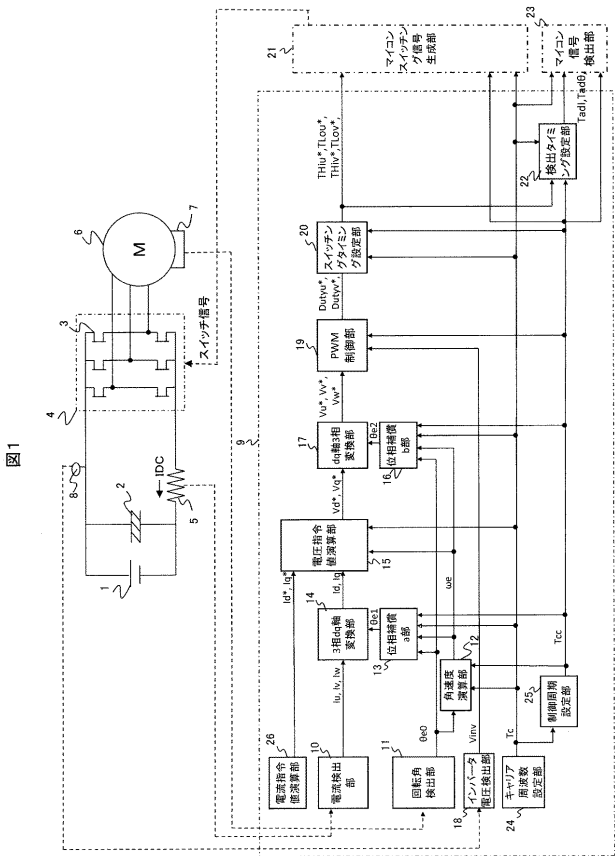
【符号の説明】

【0059】

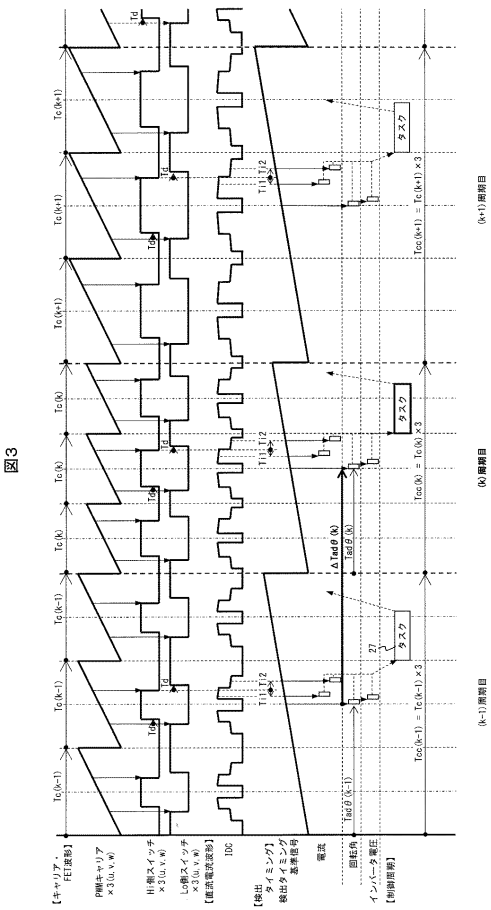
1：直流電源、2：平滑コンデンサ、3：スイッチング素子、4：3相ブリッジ回路、5：シャント抵抗、6：モータ、7：回転子角度センサ、8：インバータ電圧センサ、9：制御装置、10：電流検出部、11：回転角検出部、12：角速度演算部、13：位相補償a部、14：3相dq軸変換部、15：電圧指令値演算部、16：位相補償b部、17：dq軸3相変換部、18：インバータ電圧検出部、19：PWM制御部、20：スイッチングタイミング設定部、21：マイコンスイッチング信号生成部、22：検出タイミング設定部、23：マイコン信号検出部、24：キャリア周波数設定部、25：制御周期設定部、26：電流指令値演算部、27：タスク

30

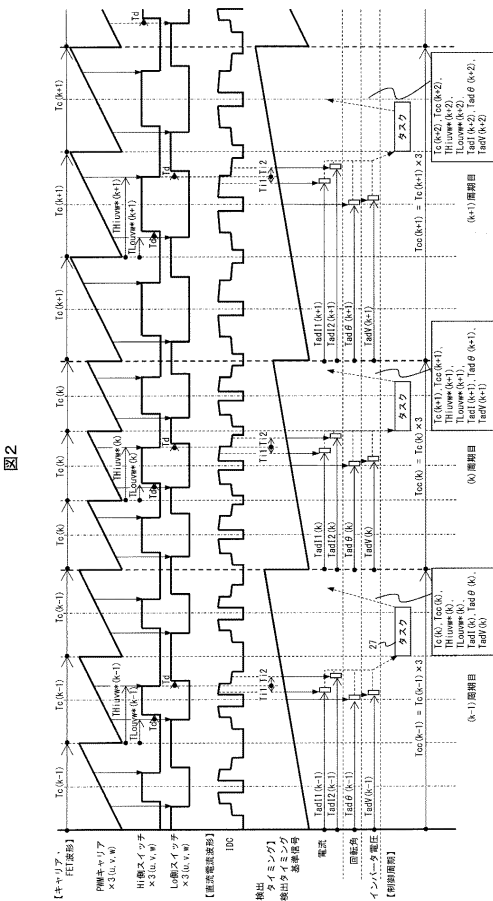
【図 1】



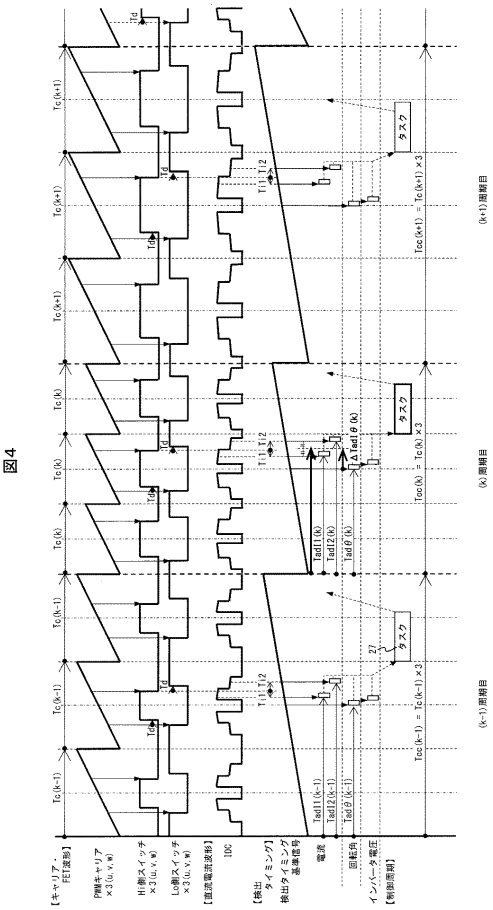
【図 3】



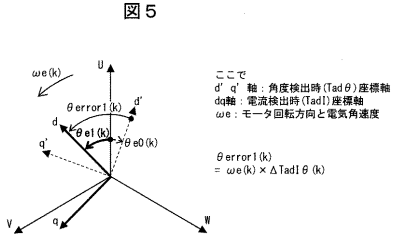
【図 2】



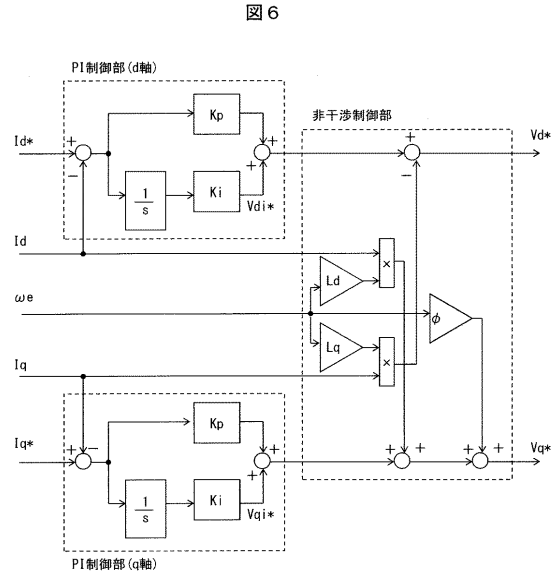
【図 4】



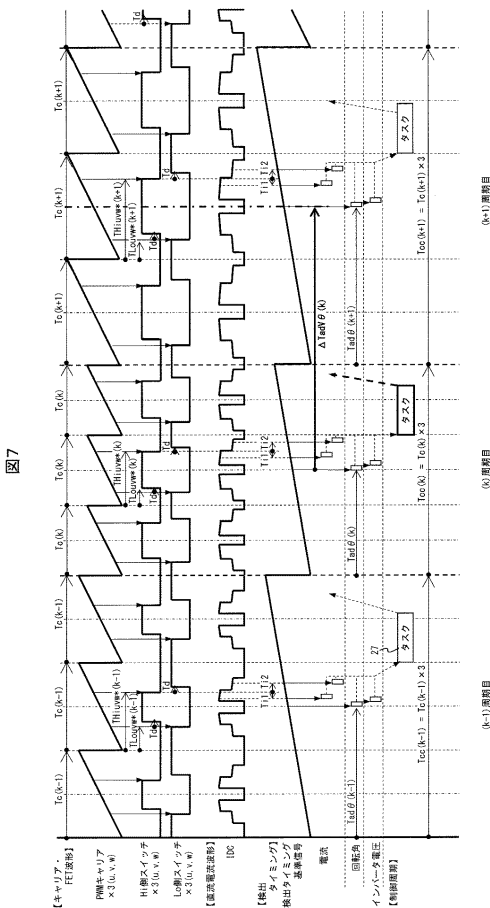
【 図 5 】



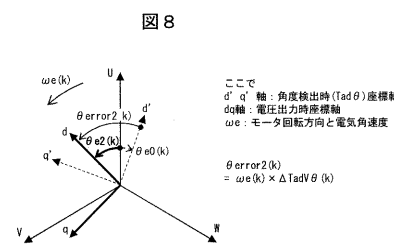
【 図 6 】



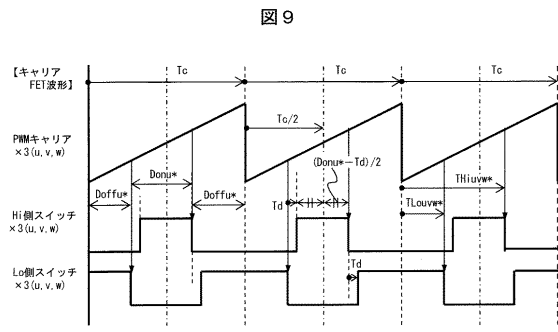
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



【図 10】

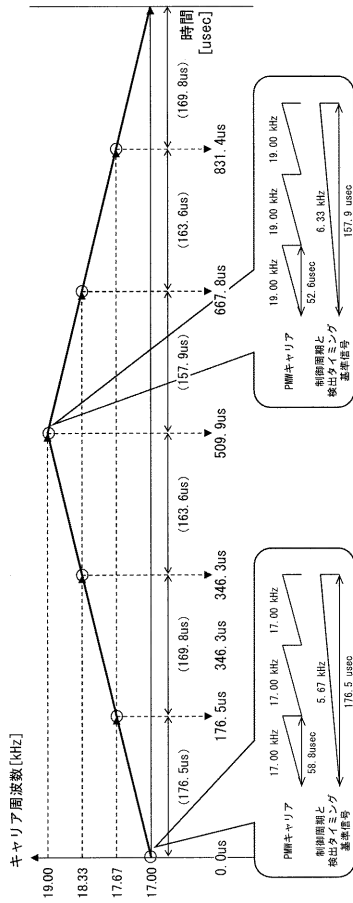
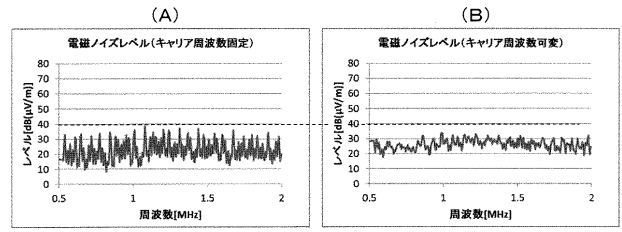


図10

【図 11】

図 11



フロントページの続き

- (72)発明者 板橋 正樹
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立オートモティブシステムズステアリング株式会社内
- (72)発明者 菅沼 直志
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立オートモティブシステムズステアリング株式会社内
- (72)発明者 山野 和也
神奈川県厚木市恩名四丁目7番1号 日立オートモティブシステムズステアリング株式会社内
- Fターム(参考) 3D232 CC22 CC27 DA63 DA64 DA65 DC02 DC04 DC11 DC12 DC17
DD02 DD06 DD10 DD17 DD20 EB07 EC23 GG01
5H560 AA10 BB04 BB12 DA00 DB20 DC12 DC13 EB01 RR10 SS02
TT09 TT15 UA05 XA02 XA03 XA12 XA13