(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4882730号
(P4882730)
(45)発行日　平成24年2月22日(2012.2.22)　(24)登録日　平成23年12月16日(2011.12.16)

(51)Int.Cl.　　F I
F16K 31/06 (2006.01)　　F16K 31/06 310A
H01F 7/18 (2006.01)　　F16K 31/06 385A
F16K 31/06 385C
H01F 7/18 K

請求項の数 4　(全 18 頁)

(21)出願番号　特願2006-344459 (P2006-344459)
(22)出願日　平成18年12月21日 (2006.12.21)
(65)公開番号　特開2008-157304 (P2008-157304A)
(43)公開日　平成20年7月10日 (2008.7.10)
審査請求日　平成21年11月26日 (2009.11.26)

(73)特許権者　000003997
日産自動車株式会社
神奈川県横浜市神奈川区宝町２番地
(74)代理人　100075513
弁理士　後藤　政喜
(74)代理人　100114236
弁理士　藤井　正弘
(74)代理人　100120178
弁理士　三田　康成
(74)代理人　100120260
弁理士　飯田　雅昭
(72)発明者　中村　英夫
神奈川県横浜市神奈川区宝町２番地　日産自動車株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】誘導負荷電流制御装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
電源とグランドとの間に、前記電源側から順に、誘導負荷、スイッチ手段及び電流計測手段を直列に接続し、
前記誘導負荷の誘起電圧による還流電流を流すためのダイオードを、前記誘導負荷とスイッチ手段の間と、前記電源と前記誘導負荷の間とを接続する回路に挿入し、
前記スイッチ手段をＰＷＭ制御するＰＷＭ制御手段と、
電流計測値を平滑する電流平滑手段と、
誘導負荷電流値を推定する誘導負荷電流推定手段と、
前記誘導負荷電流推定値を電流指令値に一致させるために前記ＰＷＭ制御のデューティを調整する電流フィードバック制御手段と、
を備え、
前記誘導負荷電流推定手段は、前記電流計測値と前記誘導負荷電流値との関係を前記デューティを用いて表すＤｕｔｙ指標値を算出し、前記Ｄｕｔｙ指標値と平滑された前記電流計測値とに基づいて前記誘導負荷電流推定値を算出することを特徴とする誘導負荷電流制御装置。
【請求項２】
前記Ｄｕｔｙ指標値は前記電流計測値と前記誘導負荷電流値との比であり、
前記誘導負荷電流推定手段は平滑された前記電流計測値を前記Ｄｕｔｙ指標値で除算又は乗算することで前記誘導負荷電流推定値を算出することを特徴とする請求項１に記載の

誘導負荷電流制御装置。
【請求項３】
前記誘導負荷電流推定手段は、前記Ｄｕｔｙ指標値を所定の下限値に下限制限又は上限値に上限制限することを特徴とする請求項２に記載の誘導負荷電流制御装置。
【請求項４】
前記誘導負荷電流推定手段は、前記Ｄｕｔｙ指標値に、前記電流平滑手段の遅れ特性と略同等の遅れ補償を施すことを特徴とする請求項１から３のいずれか一つに記載の誘導負荷電流制御装置。

【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、例えば車両用の可変動弁機構の油圧をコントロールするためのソレノイドバルブに流れる電流を精度よく計測及び制御するための装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
車両に用いる装置、例えば可変動弁機構（ＶＴＣ）やブレーキ装置等、に用いるソレノイドバルブを駆動するための電源回路として、電流計測用センサ、電流計測用センサの両端子電圧を増幅する作動増幅器、スイッチ手段（ＦＥＴ等）、スイッチ手段をＰＷＭ（Ｐｕｌｓｅ　Ｗｉｄｔｈ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）制御した際にソレノイドバルブのコイルで発生するコイル誘導起電圧による還流電流を流すためのダイオードを構成要素とするものが知られている。そして、このような電源回路では、ダイオードを流れる還流電流によりソレノイドバルブを流れる電流を平滑化し、電流計測用センサで計測された電流計測値と電流目標値とを比較して、両者が一致するようにスイッチ手段をＰＷＭ制御することでソレノイドバルブ電流をフィードバック制御している。
【０００３】
ところで、電流計測用センサとして比較的安価なシャント抵抗を用い、シャント抵抗の両端子電圧を差動増幅器で増幅する場合を考えると、回路構成として以下のようなものが考えられる。
【０００４】
第１の回路構成として、電源側からソレノイドバルブ、シャント抵抗、スイッチ手段の順に接続し、還流電流を流すためのダイオードをシャント抵抗の下端から電源に向けて接続するものが考えられる。このように接続すると、シャント抵抗の両端子間の電圧は略一定になるが、前記コイルの誘導起電圧の発生により、各端子電圧はスイッチ手段のＰＷＭキャリア周波数に同期して大きく脈動する。これにより、差動増幅器の出力電圧にはノイズが発生し易くなるという問題がある。なお、上記のように構成した場合には、スイッチ手段として比較的安価なＮｃｈ－ＦＥＴを用いることができ、ＦＥＴゲート端子の駆動にも特別な回路は必要ない。
【０００５】
第２の回路構成として、電源側とＧＮＤとの間に、電源側からシャント抵抗、ソレノイドバルブ、スイッチ手段の順に接続し、還流電流を流すためのダイオードをソレノイドバルブ下端がら電源側に向けて接続するものが考えられる。このように接続すると、シャント抵抗の一端が安定した電源電圧に繋がれているので、他端の電圧は電流値に比例した分のみ変化する。したがって、差動増幅器の出力電圧のノイズを抑制することができる。しかし、シャント抵抗の一端が電源に繋がる、すなわち差動増幅器の一入力端子が電源に繋がるので、基準となるバイアス電圧を得るためにオペレーションアンプ（ＯＰアンプ）の周辺抵抗に電流を常時流すことになる。このため、ＯＰアンプ出力にはオフセット誤差が発生し易く、出力精度を確保するためには高精度の回路素子が必要となり、コスト増加を招くという問題がある。
【０００６】

これらの問題を解決するための回路構成として、電源側からスイッチ手段、ソレノイドバルブ、シャント抵抗の順に接続し、還流電流を流すためのダイオードをＧＮＤからソレノイドバルブ上端に向けて接続する回路構成が特許文献１に開示されている。この回路構成によると、シャント抵抗の一端が安定したＧＮＤに繋がっているため、上述したノイズやオフセット誤差の問題は解消できる。

【特許文献１】特開平０６－８１９３８号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００７】

しかしながら、特許文献１に開示されている回路構成において、スイッチ手段として比較的安価なＮｃｈ－ＦＥＴを使用するためには、ゲート電圧駆動用の昇圧回路を設ける必要がある。また、前記昇圧回路を用いないのであれば、スイッチ手段にはオン抵抗が大きく比較的高価なＰｃｈ－ＦＥＴを利用する必要がある。すなわち、昇圧回路を用いる場合、Ｐｃｈ－ＦＥＴを用いる場合のいずれもコストが増大するという問題がある。また、オン抵抗が大きくなると、効率低下や最大電流の低下を招くという問題もある。

【０００８】

そこで、本発明では、ソレノイドバルブ等の誘導負荷に流れる電流を低コストで、かつ精度良く計測及び制御することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【０００９】

本発明の誘導負荷電流制御装置は、電源とグランドとの間に、前記電源側から順に、誘導負荷、スイッチ手段及び電流計測手段を直列に接続し、前記誘導負荷の誘起電圧による還流電流を流すためのダイオードを、前記誘導負荷とスイッチ手段の間と、前記電源と前記誘導負荷の間とを接続する回路に挿入し、前記スイッチ手段をＰＷＭ制御するＰＷＭ制御手段と、電流計測値を平滑する電流平滑手段と、誘導負荷電流値を推定する誘導負荷電流推定手段と、前記誘導負荷電流推定値を電流指令値に一致させるために前記ＰＷＭ制御のデューティを調整する電流フィードバック制御手段と、を備え、前記誘導負荷電流推定手段は、前記電流計測値と前記誘導負荷電流値との関係を前記デューティを用いて表すＤｕｔｙ指標値を算出し、前記Ｄｕｔｙ指標値と平滑された前記電流計測値とに基づいて前記誘導負荷電流推定値を算出する。

【発明の効果】

【００１０】

本発明によれば、電流計測手段の一端が安定したＧＮＤに繋がっているので、電流計測手段の出力には、前述したノイズやオフセット誤差の問題は生じず、また、スイッチ手段として比較的安価なＮｃｈ－ＦＥＴを使用でき、ＦＥＴゲート端子の駆動に特別な回路は必要ない。したがって、低コストかつ精度良く電流計測及び制御を行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００１１】

以下本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。

【００１２】

図１は本発明の第１実施形態を適用するバルブタイミング制御装置のシステム図である。１は可変動弁機構（ＶＴＣ）、７はオイルポンプ、８はオイルパン、９はＶＴＣ変換角位置決めコントローラ、１０はソレノイドバルブである。

【００１３】

ＶＴＣ変換角位置決めコントローラ９は、クランク角センサ１１及びカム軸位置センサ１２の検出値に基づいて後述するＶＴＣ１の変換角を計測するとともに、水温センサ１３の検出値や運転者のアクセル開度等に応じて目標変換角を算出し、目標変換角に応じた電流指令値をソレノイドバルブ１０に出力し、変換角を制御する。

【００１４】

オイルポンプ７はオイルパン８内のオイルを汲み上げてソレノイドバルブ１０に供給し

、ソレノイドバルブ１０はＶＴＣ変換角位置決めコントローラ９からの電流指令値に基づいて、ＶＴＣ１に供給する油圧の調節、油路の切替えを行う。

【００１５】

ＶＴＣ１は、エンジンのカム軸３の一端にカム軸３と一体回転可能に固定された複数のベーン４と、カム軸３と同軸かつカム軸３に対して周方向に回転可能に取り付けたカム軸駆動用スプロケット２とで構成される。カム軸駆動用スプロケット２は内部に油圧室が設けられ、この油圧室はベーン４によって進角室５と遅角室６とに区切られている。また、カム軸駆動用スプロケット２には図示しないタイミングチェーンが掛けまわされ、このタイミングチェーンを介して図示しないクランクシャフトと同期回転する。ここで、カム軸駆動用スプロケット２の回転方向は図中時計回りとする。そして、カム軸駆動用スプロケット２が回転すると、カム軸３はカム軸駆動用スプロケット２に対して相対位相角（以下、変換角という）をもって回転する。なお、上記のＶＴＣ機構１は吸気側又は排気側のいずれか一方又は両方に備える。

【００１６】

上記のような構成において、進角室５又は遅角室６のいずれに油圧を供給するかにより進角側又は遅角側の何れの方向の変換角にするかを制御し、供給する油圧の大きさにより変換角の大きさを制御する。例えば、遅角室６に油圧を供給すると、ベーン４はカム軸駆動用スプロケット２に対して反時計回りに相対回転するので、バルブ開閉時期は相対的に遅角する。これとは反対に進角室５に油圧を供給すると、ベーン４はカム軸駆動用スプロケット２に対して時計回りに相対回転するので、バルブ開閉時期は相対的に進角する。進角量又は遅角量、すなわち変換角の大きさは、進角室５又は遅角室６に供給する油圧の大きさを調節することにより制御する。例えば、供給する油圧を高くするほど進角量又は遅角量は大きくなり、供給する油圧を低くするほど進角量又は遅角量は小さくなる。

【００１７】

次に、ＶＴＣ１の変換角の位置決め制御について説明する。

【００１８】

図２は、ＶＴＣ１の実際の変換角（実変換角）θ_{now}を目標変換角θ_{com}に追従させるためのＶＴＣ変換角位置決めコントローラ９の制御ブロック図である。なお、目標変換角θ_{com}は図しない別の制御ブロックにて、一般的な可変バルブタイミング制御と同様にエンジン回転数や運転者のアクセル操作量等に基づいてマップ検索等により算出する。

【００１９】

上記制御ブロックは、水温センサ１３の検出値（以下、水温という）やエンジン回転数等から変換角速度の飽和要素の制限値である上限値ω_{limH}と下限値ω_{limL}を推定する角速度制限値算出部Ｂ１０１と、水温及びエンジン回転数等から時定数Ｔ１を推定する時定数算出部Ｂ１０２と、電流指令値（Ｆ／Ｆ項）I_{comff}と変換角規範応答θ_{ref}を演算するＦ／Ｆ補償部Ｂ１０３と、クランク角センサ１１及びカム軸位置センサ１２の検出値から実変換角θ_{now}を算出する変換角算出部Ｂ１０４と、変換角規範応答θ_{ref}と実変換角θ_{now}から電流指令値（Ｆ／Ｂ項）I_{comfb}を算出するＦ／Ｂ補償部Ｂ１０５、から構成される。制御対象であるソレノイドバルブ１０に出力する電流指令値I_{com}は電流指令値（Ｆ／Ｆ項）I_{comff}と電流指令値（Ｆ／Ｂ項）I_{comfb}の和である。

【００２０】

図３は、ソレノイドバルブ１０に流れる電流を電流指令値I_{com}に一致させる電流制御系の構成図である。バッテリ電源１４とＧＮＤ１７の間に、バッテリ電源１４側からソレノイドバルブ１０、スイッチ手段としてのＦＥＴ１５、電流計測手段としてのシャント抵抗１６の順に接続する。そして、ソレノイドバルブ１０の両端子間には、ＦＥＴ１５をＰＷＭ制御した際に発生するコイル誘導起電圧による還流電流を流すためのダイオード１９をバッテリ電源１４側に向けて接続し、シャント抵抗１６の両端子間には、シャント抵抗１６の両端子間電圧を増幅するための差動増幅器１８を接続する。さらに、ＦＥＴ１５をＰＷＭ制御するＰＷＭ制御部２０と、ＰＷＭ制御のデューティ（ＯＮ時間比率）を出力する電流フィードバック制御部２２と、シャント抵抗１６の両端電圧を平滑するローパスフ

ィルタ２１と、ソレノイドバルブ電流Ｉａを推定するソレノイドバルブ電流推定部２３と、を備える。

【００２１】

ＰＷＭ制御部２０は電流フィードバック制御部２２からのデューティに基づいてＦＥＴ１５の制御を行う。ソレノイドバルブ電流推定部２３は、電流計測値Ｉｂとデューティに基づいてソレノイドバルブ電流Ｉａを推定する。なお、ソレノイドバルブ電流Ｉａの推定方法については後述する。電流フィードバック制御部２２は、ソレノイドバルブ電流Ｉａを電流指令値I_{com}に一致させるようフィードバック制御を行い、デューティを決定する。

【００２２】

次に、ＶＴＣ１の変換角を設定するためにＶＴＣ変換角位置決めコントローラ９が行う制御ルーチンについて、図４のフローチャートを参照して説明する。

【００２３】

ステップＳ１では、クランク角センサ１１により検出されるエンジン回転数、水温センサ１３により検出される水温を読み込み、角速度制限値算出部Ｂ１０１及び時定数算出部Ｂ１０２に入力する。

【００２４】

ステップＳ２では、変化角算出部Ｂ１０４にて、クランク角センサ１１及びカム軸位置センサ１２のそれぞれの検出値に基づいて実際の変換角（実変換角）を算出する。

【００２５】

ステップＳ３では、角速度制限値算出部Ｂ１０１にて、変換角速度の飽和要素の制限値である上限値ω_{limH}、下限値ω_{limL}を、ステップＳ１で読み込んだエンジン回転数及び水温に基づいて推定する。推定には、エンジン回転数及び水温を入力として変換角速度の飽和要素の制限値を出力とする３次元マップを用いる。例えば、上限値ω_{limH}を推定する場合には、図５に示すような変換角速度をエンジン回転数及び水温に割り付けた３次元マップを用いる。図５からわかるように、上限値ω_{limH}はエンジン回転数が高くなるほど大きくなる傾向があり、また、水温が常温域（５～５０度）から外れると小さくなる傾向がある。

【００２６】

ステップＳ４では、時定数算出部Ｂ１０２にて、制御対象の過渡特性である時定数Ｔ１をエンジン回転数及び水温から推定し可変調整する。推定には、エンジン回転数及び水温を入力として時定数Ｔ１を出力とする３次元マップを用いる。

【００２７】

ステップＳ５では、Ｆ／Ｆ補償器Ｂ１０３にて、電流指令値（Ｆ／Ｆ項）I_{comff}と変換角規範応答θ_{ref}を算出する。ここで、Ｆ／Ｆ補償部Ｂ１０３での処理について図６を参照して説明する。

【００２８】

Ｆ／Ｆ補償部Ｂ１０３は、モデルマッチング型制御部G_{MM}（ｓ）と制御対象モデルで構成され、制御対象モデルは電流の飽和を表した入力飽和要素Ｂ２０２と電流から位置までの線形特性を表した伝達関数G_P（ｓ）とで構成している。

【００２９】

Ｂ２０３の伝達関数G_P（ｓ）は式（１）で表される。ここで、ｓはラプラス演算子、K_Pは電流から変換角速度へのゲイン、T_1はステップＳ４の処理においてエンジン回転数と水温とから推定した時定数である。

【００３０】

【数１】

$$G_P = \frac{K_P}{s(T_1 + 1)} \qquad \cdots (1)$$

【００３１】
入力飽和要素Ｂ２０２はＶＴＣ１の電流の上限値及び下限値を制限する。上限値及び下限値は、ステップＳ３で算出した変換角速度の飽和要素の制限値である上限値ω_{limH}、下限値ω_{limL}を、式（２）を用いて電流制限値として換算した値である。
【００３２】
【数２】

$$I_{\lim L} = \frac{\omega_{\lim L}}{K_P}$$

$$I_{\lim H} = \frac{\omega_{\lim H}}{K_P} \qquad \cdots(2)$$

【００３３】
入力飽和要素の処理は以下のとおりである。
【００３４】
$I_1 \leqq I_{limL}$の場合は、　　$I_{comff} = I_{lim}L$
$I_{limL} \leqq I_1 \leqq I_{limH}$の場合は、　$I_{comff} = I_1$
$I_{limH} \leqq I_1$の場合は、　　$I_{comff} = I_{limH}$
Ｆ／Ｆ補償部Ｂ１０３内のＦ／Ｂ制御部であるモデルマッチング型制御部G_{MM}（ｓ）Ｂ２０１は、目標変換角から制御対象モデルの出力である変換角規範応答θ_{ref}までの線形特性が所望の応答特性である規範モデル伝達特性G_{ref}（ｓ）となるように設計する。規範モデル伝達特性G_{ref}（ｓ）は式（３）に示すように２次振動系で設定する。
【００３５】
【数３】

$$Gref(s) = \frac{\omega_n^{\,2}}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^{\,2}} \qquad \cdots(3)$$

ω_n：線形規範モデルの固有振動数、
ξ　　：減衰率

【００３６】
モデルマッチング型制御部G_{MM}（ｓ）は式（４）で表される。T_1はステップＳ４の処理においてエンジン回転数及び水温から推定した時定数であり、可変調整される。
【００３７】
【数４】

$$G_{MM}(s) = \frac{\omega_n^{\,2}(T_1 s + 1)}{K_P(s + 2\xi\omega_n)} \qquad \cdots(4)$$

【００３８】
ステップＳ６ではＦ／Ｂ補償部Ｂ１０５にて、電流指令値（Ｆ／Ｂ項）I_{comfb}を算出するための演算を行う。Ｆ／Ｂ補償部Ｂ１０５はＰＩＤ制御で構成されており、ステップＳ２で算出した実変換角θ_{now}とステップＳ５で算出した変換角規範応答θ_{ref}との偏差に対してＰＩＤ制御の演算を行うことで、Ｆ／Ｂ補償部出力I_{comfb}を求める。
【００３９】

ステップＳ７では、電流指令値（Ｆ／Ｆ項）I_{comff}と電流指令値（Ｆ／Ｂ項）I_{comfb}の和を電流指令値I_{com}として求める。

【００４０】

ステップＳ８では、ソレノイドバルブ電流推定部２３にて、一周期前に演算されたデューティと電流計測値Ｉｂとからソレノイドバルブ電流Ｉａを推定する。具体的には、予め作成しておいたデューティと電流比率Ｉｂ／Ｉａとの関係式及び一周期前に演算されたデューティから電流比率Ｉｂ／Ｉａを算出し、これに上下限値の処理を施し、さらにローパスフィルタ２１と同じ遅れ特性をデジタルフィルタで施す。ここで電流比率Ｉｂ／Ｉａに対してローパスフィルタ２１と同じ遅れ特性を施すのは、電流比率Ｉｂ／Ｉａの位相を、ローパスフィルタ２１によって位相が遅れた電流計測値Ｉｂと同位相にするためである。このように電流比率Ｉｂ／Ｉａと電流計測値Ｉｂの位相を揃えることにより、電流指令値I_{com}が変化する過渡状態であっても、ソレノイドバルブ電流Ｉａを精度良く推定することができる。

【００４１】

こうして得られた電流比率Ｉｂ／ＩａをＡ／Ｄコンバータ（図示せず）で取り込んだ電流計測値Ｉｂで除算してソレノイドバルブ電流Ｉａを算出する。

【００４２】

上記のデューティと電流比率Ｉｂ／Ｉａとの関係式は、次のように求まる。図３に示したような回路構成では、電流計測値ＩｂにはＦＥＴ１５がＯＮ時の誘導負荷電流Ｉａが含まれるが、ＯＦＦ時にダイオード１９を流れる還流電流Ｉｃは含まれないので、電流比率Ｉｂ／Ｉａはデューティで決まる。すなわち、図５のＡ線で示すようにデューティが大きくなるほど電流計測値Ｉｂは誘導負荷電流Ｉａに対して大きくなる関係となり、式（５）のように表される。なお、ａは定数であるが、通常はａ＝１である。

【００４３】

【数５】

$$\frac{Ib}{Ia} = a \cdot Duty \qquad \cdots (5)$$

【００４４】

式（５）から明らかなように、バッテリ電源１４の電圧やソレノイドバルブ１０の抵抗（誘導負荷抵抗）には関係がないので、バッテリ電源１４の電圧の変動や負荷抵抗の温度特性や製造バラツキ等には影響されない。すなわち、ソレノイドバルブ１０に流れる電流を精度良く計測することができる。

【００４５】

ステップＳ９では、電流フィードバック制御部２２にて、ステップＳ７で算出した電流指令値I_{com}にソレノイドバルブ電流Ｉａが一致するようにフィードバック演算を行い、ＰＷＭ制御のデューティを決定する。なお、ここでは単純なＰＩＤ制御とする。

【００４６】

以上のように、本実施形態によれば次のような効果が得られる。

【００４７】

バッテリ電源１４とＧＮＤ１７との間に、バッテリ電源１４側から順に、ソレノイドバルブ１０、ＦＥＴ１５及びシャント抵抗１６を直列に接続し、ソレノイドバルブ１０の誘起電圧による還流電流を流すためのダイオード１９をソレノイドバルブ１０とＦＥＴ１５の間からバッテリ電源１４とソレノイドバルブ１０の間に向けて接続した回路構成とするので、差動増幅器１８の出力にはノイズやオフセット誤差といった問題は生じず、また、スイッチ手段として比較的安価なＮｃｈ－ＦＥＴを用いることができ、ＦＥＴゲート端子の駆動にも特別な回路を必要としないので、電流計測及び制御用の回路を低コストで実現することができる。

【００４８】

上述した回路構成において、デューティを用いて式（５）から電流比率Ｉｂ／Ｉａを算出し、電流計測値Ｉｂを電流比率Ｉｂ／Ｉａで除算することでソレノイドバルブ電流Ｉａを推定するので、バッテリ電源１４の電圧変動やソレノイドバルブ１０の温度特性、製造バラツキの影響を受けずに、精度良く電流を計測及び制御することができる。

【００４９】

電流比率Ｉｂ／Ｉａに、ローパスフィルタ２１の遅れ特性と略同等の遅れ補償を施すので、電流値が変化する過渡状態であっても精度良くソレノイドバルブ電流Ｉａを推定し、制御することができる。

【００５０】

第２実施形態について説明する。

【００５１】

本字実施形態の制御及び回路構成は、基本的に第１実施形態と同様であり、ソレノイドバルブ電流推定部２３の演算で用いる電流比率Ｉｂ／Ｉａとデューティとの関係式のみが異なる。

【００５２】

一般に、ＦＥＴ１５等のスイッチ手段は、ＯＮ時の遅れ特性とＯＦＦ時の遅れ特性に差異がある場合が多い。この差異はデューティとは無関係に電流比率Ｉｂ／Ｉａに影響を与えるものである。そこで、電流比率Ｉｂ／Ｉａとデューティとの関係式として式（６）を用いる。

【００５３】

【数６】

$$\frac{Ib}{Ia} = a \cdot Duty + b \qquad \cdots (6)$$

【００５４】

この関係は図５のＢ線のように表される。なお、ｂは定数であり、上記遅れ特性の差異が与える影響に相当する。ＯＮ時の方がＯＦＦ時に比べて応答が早い場合にはｂ＞０となり、逆の場合にはｂ＜０となる。

【００５５】

以上により本実施形態では、第１実施形態と同様の効果に加え、さらに、ソレノイドバルブ電流Ｉａを推定する際に、ＦＥＴ１５の遅れ特性の差異を考慮した式（６）をもちいるので、より精度良くソレノイドバルブ電流Ｉａを推定することができるという効果が得られる。

【００５６】

第３実施形態について説明する。

【００５７】

本実施形態は制御及び回路構成は、基本的に第２実施形態と同様であるが、ソレノイドバルブ電流推定部２３での処理に異なる点がある。

【００５８】

シャント抵抗１６により計測した電流計測値Ｉｂは、差動増幅器１８やＡ／Ｄコンバータ(図示せず)を介してソレノイドバルブ電流推定部２３に取り込まれる。この際に、電流計測値Ｉｂにオフセット誤差が僅かでも生じると、電流比率Ｉｂ／Ｉａとデューティの関係は式（７）のようになる。なお、ｃは定数であり、定数ｃの正負は電流計測値Ｉｂのオフセット誤差の正負と同じである。

【００５９】

【数７】

$$\frac{Ib}{Ia} = a \cdot Duty + b + \frac{c}{Duty} \qquad \cdots (7)$$

【００６０】

式（７）の右辺第３項はデューティが小さいときほど顕著に大きくなる。これを図５に表すと、デューティが小さくなるにつれてＢ線から乖離するＣ線のようになる。すなわち、デューティに基づいて算出した電流比率Ｉｂ／Ｉａは、小さくなるほどデューティに対する感度が鈍くなる。

【００６１】

そこで、式（７）から求めた電流比率Ｉｂ／Ｉａに下限制限を設ける。下限値としては、例えば、Ｃ線がＢ線から乖離し始める辺りの電流比率Ｉｂ／Ｉａ（図５中のα）を設定する。

【００６２】

これにより、デューティと電流比率Ｉｂ／Ｉａとの関係は図５中の破線のように表すことができる。なお、下限値は上記のαに限られるわけではなく、ソレノイドバルブ電流Ｉａに対する要求計測誤差や、オフセット誤差等の条件に応じて設定すればよい。

【００６３】

以上により、本実施形態では第１、第２実施形態と同様の効果に加え、さらに電流比率Ｉｂ／Ｉａを所定の下限値に下限制限するので、オフセット誤差による電流値計測精度及び制御精度の低下を防止できるという効果が得られる。

【００６４】

なお、本発明は上記の実施の形態に限定されるわけではなく、特許請求の範囲に記載の技術的思想の範囲内で様々な変更を成し得ることは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【００６５】

【図１】本実施形態を適用するバルブタイミング制御装置のシステム構成図である。

【図２】ＶＴＣ変換角位置決めコントローラの制御ブロック図である。

【図３】本実施形態の回路構成を表す図である。

【図４】ＶＴＣ変換角位置決めコントローラの制御動作フローチャートである。

【図５】変換角速度の制限値マップの一例としての上限値マップである。

【図６】Ｆ／Ｆ補償部の制御ブロック図である。

【図７】計測電流とソレノイドバルブ電流（誘導負荷電流）の関係を表す図である。

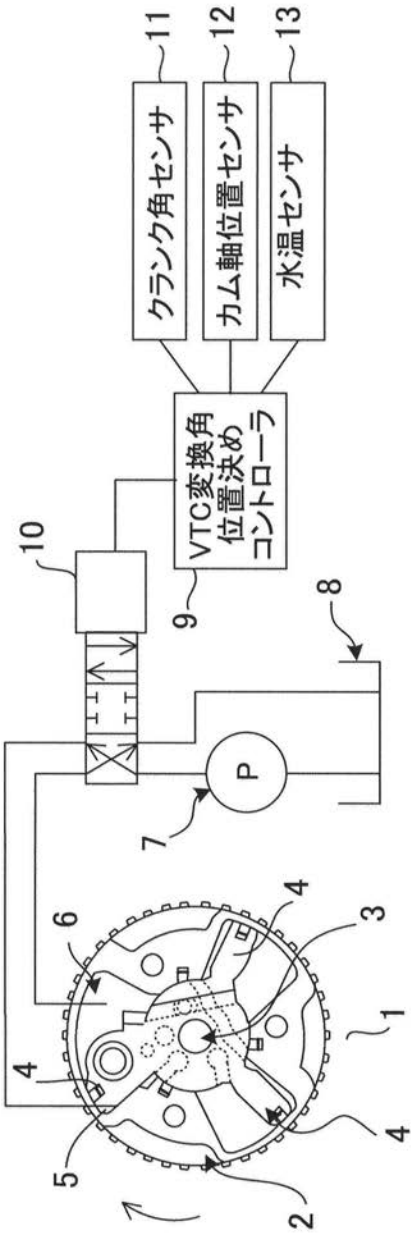
【符号の説明】

【００６６】

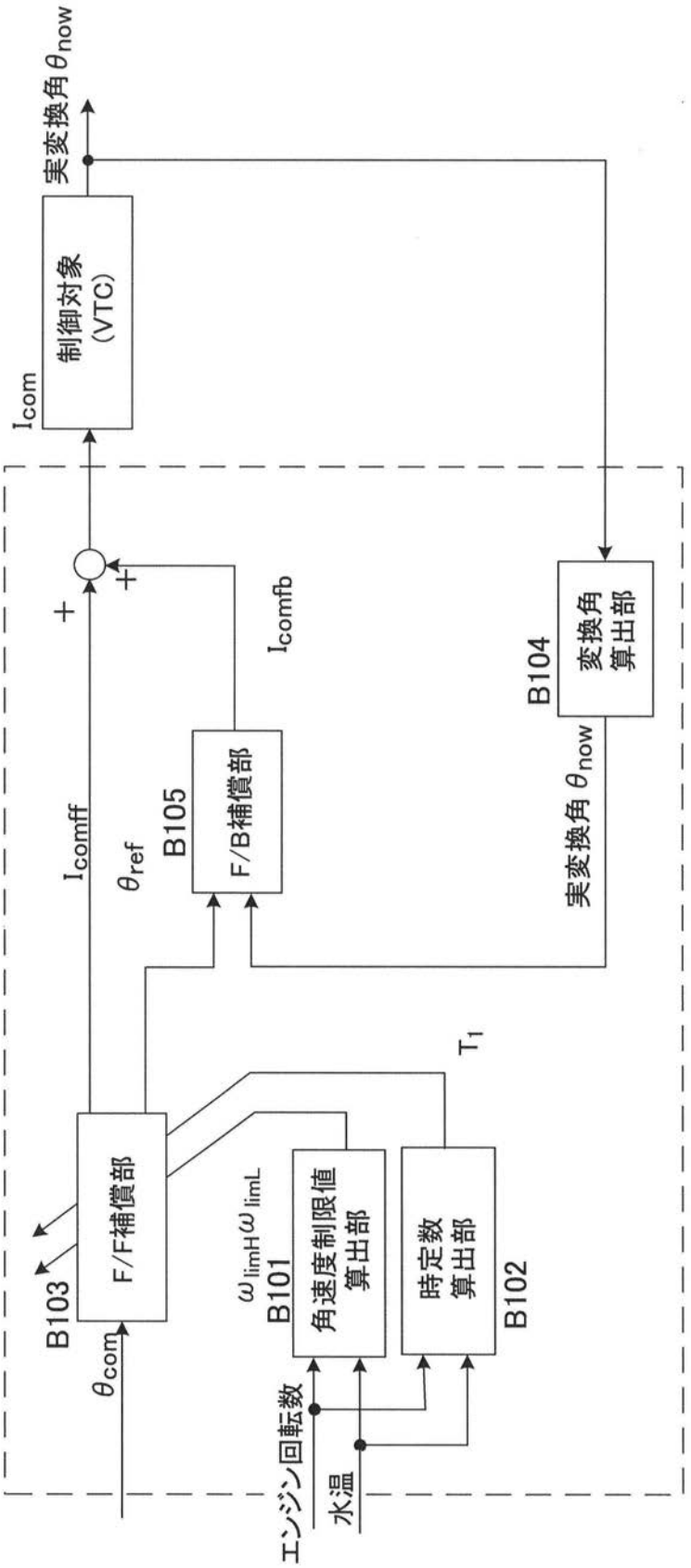
１　可変動弁機構（ＶＴＣ）
２　カム軸駆動用スプロケット
３　カム軸
４　ベーン
５　進角室
６　遅角室
７　オイルポンプ
８　オイルパン
９　ＶＴＣ変換角位置決めコントローラ
１０　ソレノイドバルブ
１１　クランク角センサ
１２　カム軸位置センサ
１３　水温センサ
１４　バッテリ電源

１５　ＦＥＴ
１６　シャント抵抗
２０　ＰＷＭ制御部
２１　ローパスフィルタ
２２　電流フィードバック制御部
２３　ソレノイドバルブ電流推定部

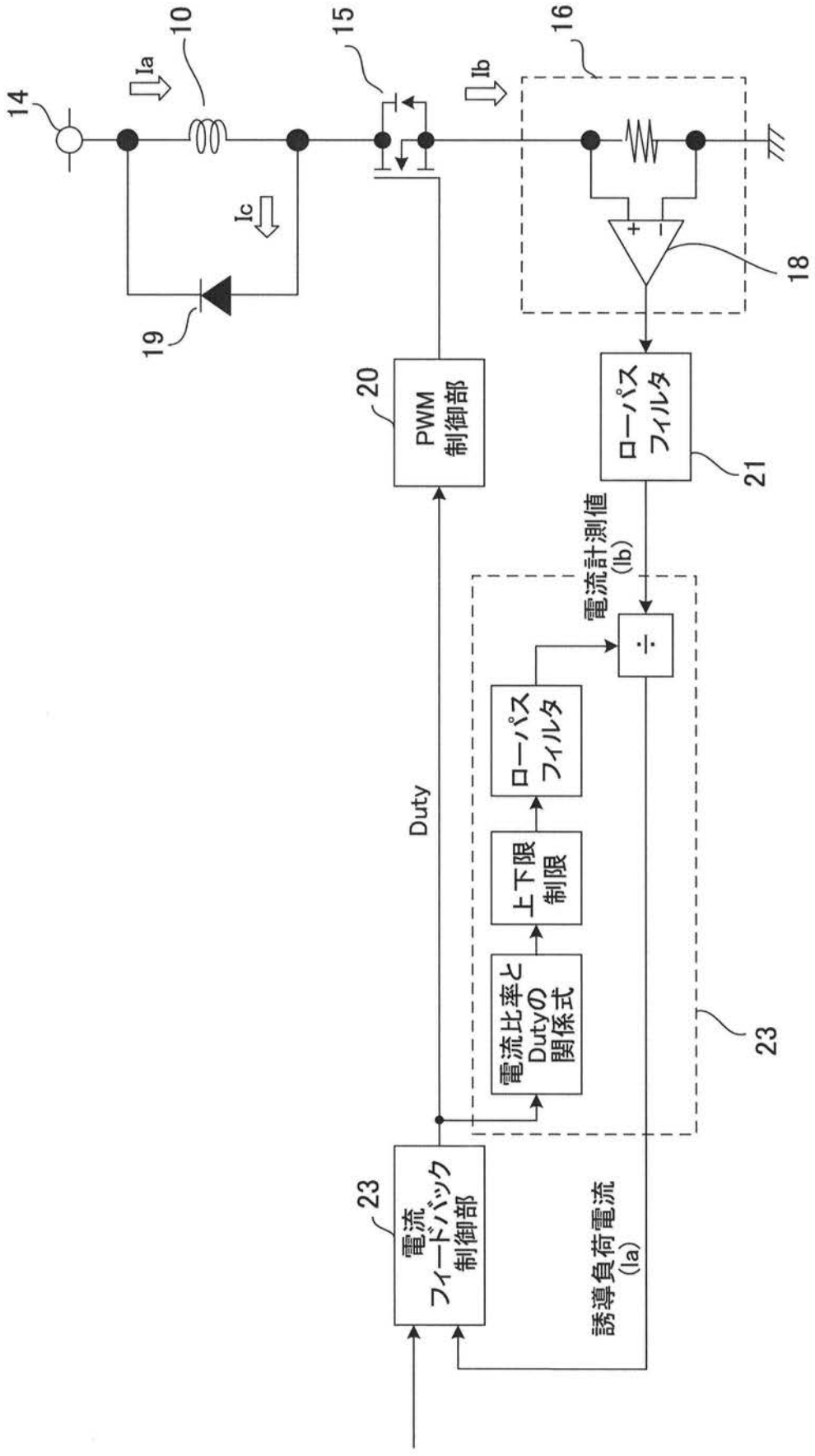
【図１】


11
12
13
クランク角センサ
カム軸位置センサ
水温センサ
VTC変換角
位置決め
コントローラ
9
10
8
P
7
6
4
3
1
4
5
2

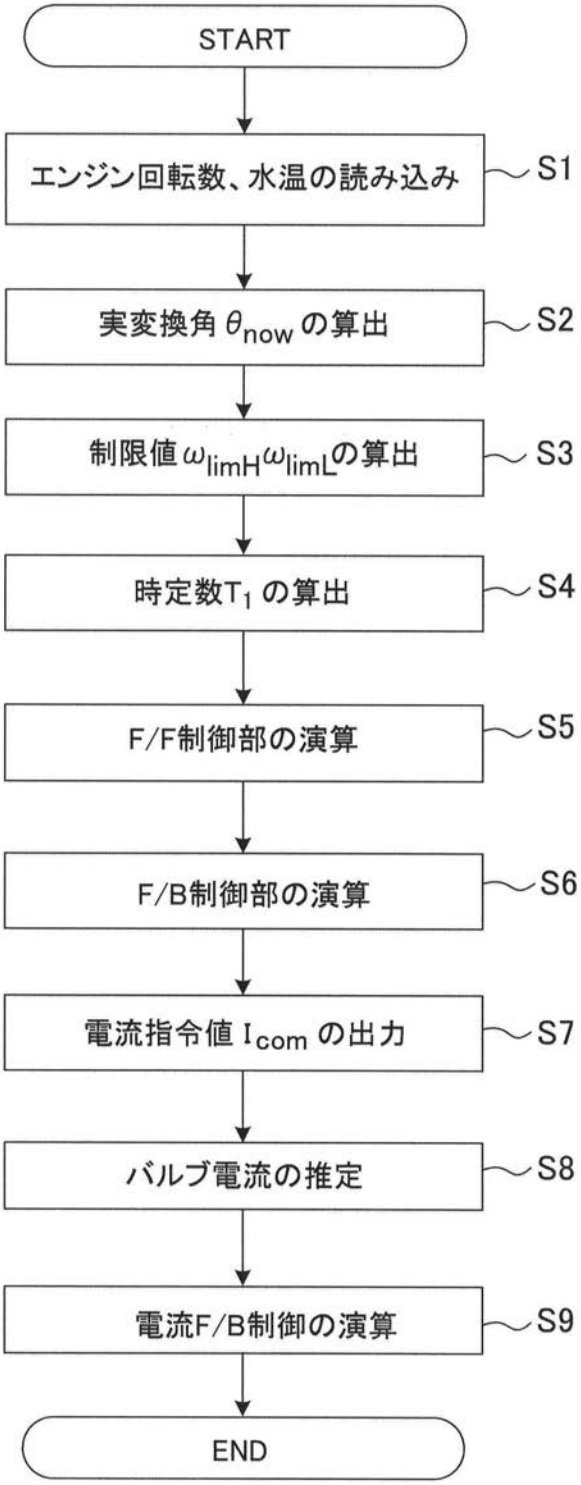
【図２】


実変換角 θnow
制御対象
(VTC)
Icom
+
+
Icomfb
Icomff
θref
B105
F/B補償部
B104
変換角
算出部
実変換角 θnow
T1
B103
F/F補償部
θcom
ωlimH ωlimL
B101
角速度制限値
算出部
時定数
算出部
B102
エンジン回転数
水温

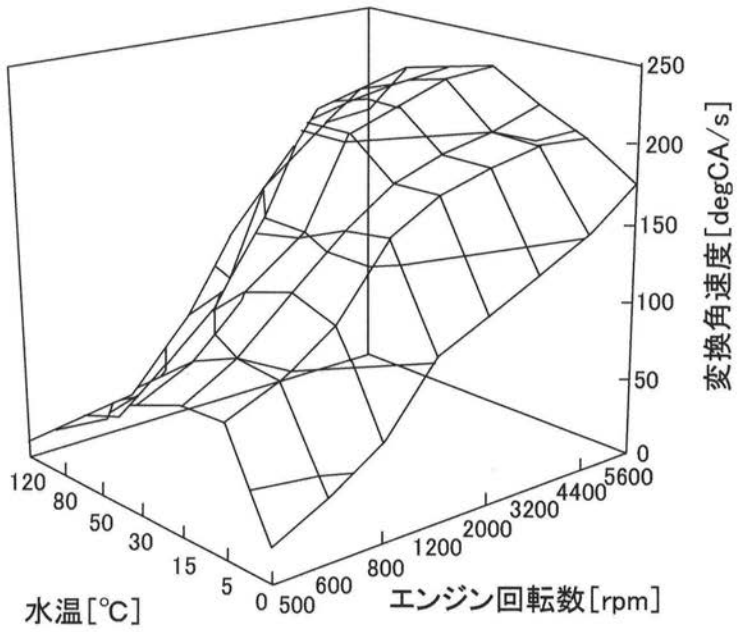
【図３】


14
10
Ia
15
16
Ib
Ic
18
19
20
PWM
制御部
ローパス
フィルタ
21
電流計測値
(Ib)
÷
ローパス
フィルタ
上下限
制限
電流比率と
Dutyの
関係式
Duty
23
23
電流
フィードバック
制御部
誘導負荷電流
(Ia)

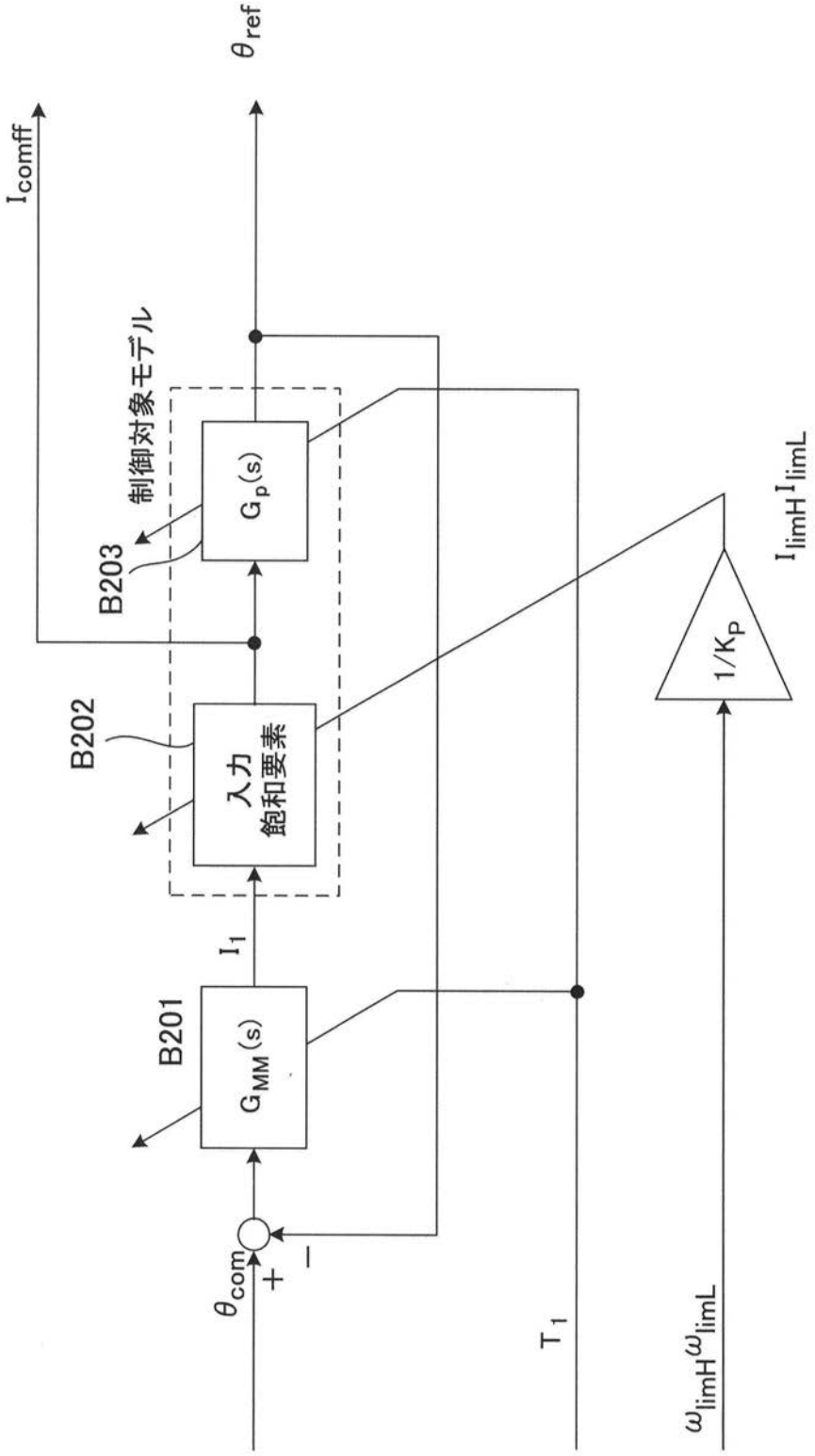
【図４】


START
エンジン回転数、水温の読み込み
S1
実変換角 θ_{now} の算出
S2
制限値 ω_{limH} ω_{limL} の算出
S3
時定数 T_1 の算出
S4
F/F制御部の演算
S5
F/B制御部の演算
S6
電流指令値 I_{com} の出力
S7
バルブ電流の推定
S8
電流F/B制御の演算
S9
END

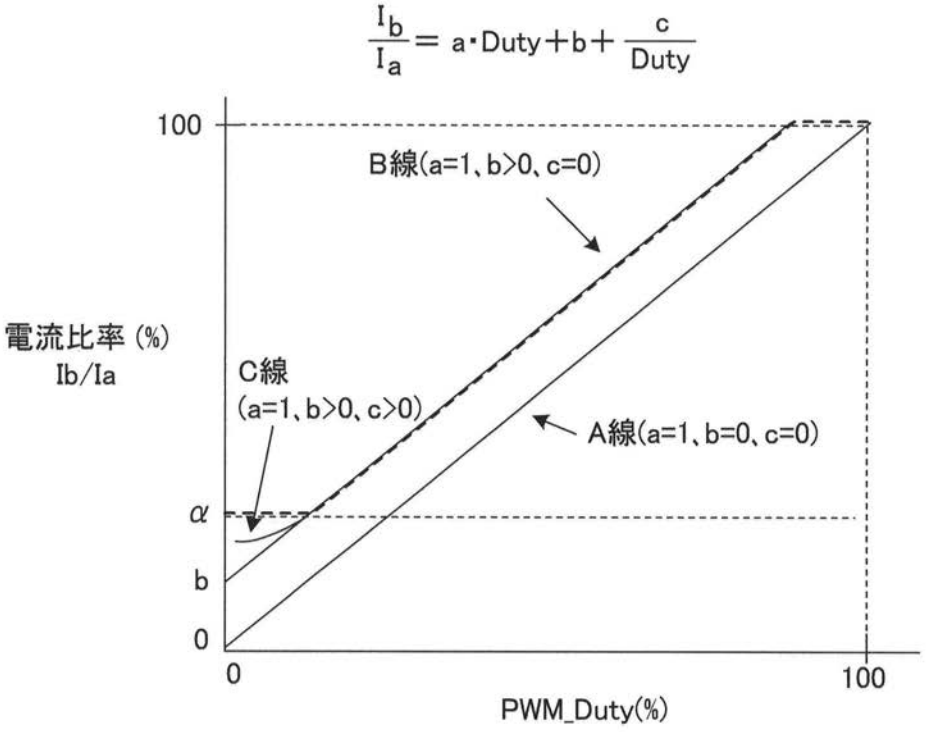
【図５】


250
200
150
100
50
0
変換角速度[degCA/s]
120
80
50
30
15
5
0
水温[℃]
500
600
800
1200
2000
3200
4400
5600
エンジン回転数[rpm]

【図６】


θref
Icomff
制御対象モデル
B203
Gp(s)
B202
入力
飽和要素
I1
B201
GMM(s)
θcom
+
−
T1
1/KP
IlimH IlimL
ωlimH ωlimL

【図７】


$\frac{I_b}{I_a} = a \cdot Duty + b + \frac{c}{Duty}$
100
B線(a=1、b>0、c=0)
電流比率 (%)
Ib/Ia
C線
(a=1、b>0、c>0)
A線(a=1、b=0、c=0)
α
b
0
0
100
PWM_Duty(%)

フロントページの続き

(72)発明者　瀬川　哲
神奈川県横浜市神奈川区宝町２番地　日産自動車株式会社内
(72)発明者　土田　敏博
神奈川県横浜市神奈川区宝町２番地　日産自動車株式会社内
(72)発明者　安達　和孝
神奈川県横浜市神奈川区宝町２番地　日産自動車株式会社内

審査官　大谷　謙仁

(56)参考文献　特開平１０－２２３４３４（ＪＰ，Ａ）
特開昭６０－１３２１８２（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－１００５０９（ＪＰ，Ａ）
特開２００６－２５２４１６（ＪＰ，Ａ）
特開２００８－０６９７１９（ＪＰ，Ａ）
特開２０００－００９２４８（ＪＰ，Ａ）
特開平１０－０３９９０２（ＪＰ，Ａ）
特開平０３－１６４０９３（ＪＰ，Ａ）
特開２０００－２６６２１９（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－１６０１９９（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－０８１９３８（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｆ１６Ｋ　３１／０６－３１／１１，
Ｈ０１Ｆ　７／１８