

他励直流機による慣性シミュレータ[†]

堀 洋一・茅 陽一*

ABSTRACT Flywheel is generally used as an experimental power load equipment in the research field of machine control. However, flywheel is expensive and is not flexible for the requirement of the load parameter change.

We constructed the inertia simulator which can generate an inertia moment hundred times bigger than the inherent inertia of the machine used in the simulator.

We discussed the relation among the magnitude of the simulated inertia, the response time and the system stability. We showed that we can adjust the magnitude of the simulated inertia to any quantity, while keeping the response time of the inertia control loop to the specified constant value. Further, we showed that the inertia controller can be implemented easily using two potentiometers sharing the axis, and confirmed its effectiveness by the experiment.

Finally, we proved that the above intuitive design method is equivalent to the model following control system using the disturbance torque observer and the inertia model.

1. まえがき

電動機制御分野の実験室レベルにおける負荷装置としては、フライホイールや渦電流を利用したトルク吸収装置が一般に使用されている。しかし、これらは高価でありかつ負荷特性としてのパラメータ変更に対する柔軟性の面でも不満足である。さらに、基本的にエネルギー吸収形の装置であるため、急速に変動する負荷特性を模擬することは不可能である。

筆者らは、すでに、4象限動作の制御整流器（十字結線方式サイリスタコンバータ）と他励直流機を用いた「汎用電動機負荷装置」を開発した経験があるが¹⁾²⁾、制御アルゴリズムの設計が一部不適当であったことや、制御整流器は電力変換部に存在する無駄時間が大きく、電流制御系の応答速度を十分上げることができなかったために、十分な大きさの慣性をシミュレートできないでいた。

今回、パワートランジスタによる4象限チョップパを使用してスイッチング周波数を2.5kHzとし、電流制

御系の応答速度を800 μ s程度にまで高めた。その結果、制御性能は飛躍的に向上し、ほぼ電流制御系の応答速度で、実慣性の数百倍の慣性を発生することができ、実験室での負荷装置として十分な特性を持つものを構成することができた。

また、慣性制御アルゴリズムの設計においては、シミュレートする慣性の大きさとその応答速度、安定度に関してきわめて見通しのよい議論を行い、慣性制御ループの応答速度を一定に保ったままで制御慣性の大きさを自由に換えられることを明らかにし、実験によりそれを確認した。

さらに、古典制御理論の枠内での直感にもとづく上記の設計法が、現代制御理論の立場から見れば、外乱トルクオブザーバと慣性のモデルを用いたモデル追従制御と等価であることを示した。

2. 負荷特性の分類³⁾

負荷装置（慣性シミュレータ）の直流機軸に直結される駆動用電動機は、駆動トルクを発生して負荷装置を加速あるいは減速しようとする。負荷装置は、この駆動用電動機に対して、ある特性をもった負荷が加えられるであろうトルクを発生して対抗する必要がある。しかも、負荷装置に駆動側電動機から供給される情報は電動機軸の回転速度のみでなければならない。

Inertia Simulator Using Separately Excited DC Machine. By Yoichi Hori & Yoichi Kaya (Faculty of Engineering, University of Tokyo)

*東京大学工学部電気工学科

[†]1987年4月23日

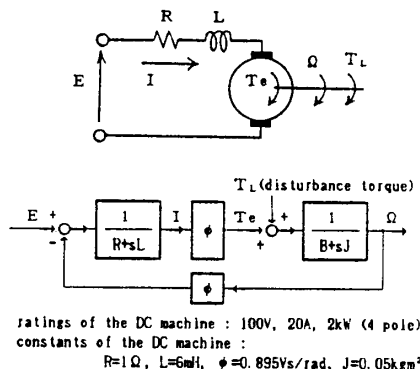


Fig. 1 Block diagram of DC machine

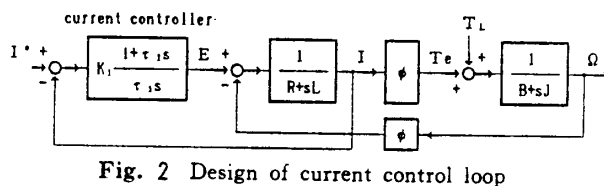


Fig. 2 Design of current control loop

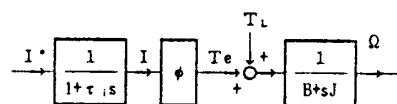


Fig. 3 Block diagram of DC machine with the current controller

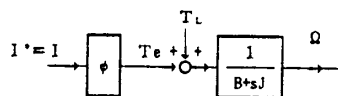


Fig. 4 Block diagram of DC machine when neglecting the response of the current control loop

駆動電動機から見た場合に、負荷装置が発生すべき代表的なトルク特性は、

$$T = a_1 \dot{\Omega} + a_2 + a_3 \Omega + a_4 \Omega^2 \quad (1)$$

である。 $a_1 \sim a_4$ は、順に、慣性負荷・定トルク負荷・粘性負荷・流体負荷の大きさを表わす係数である。一般の負荷はこれらの和として表現できる。

この内、慣性負荷以外はとくに問題なく容易に発生することができるのでここでは取り扱わず、以下では最も難しいと考えられる純粋な慣性制御のみを考えることにする。

3. 実験装置の構成

実験装置としては、慣性制御に用いる他励直流機（4極、定格100V、20A、2kW）と、駆動用電動機である誘導電動機が直結されたMGセットを用いている。4象限チョップ主回路は450V、50A、ストレージ時間12μsのパワートランジスタ4個で構成される。電圧指令を2.5kHz一定振幅の三角波キャリアと比較し、トランジスタのオンオフパターンを決めている。

上下アームの短絡防止期間は25μsとした。電源電圧は100Vである。電機子回路に挿入する平滑リアクトルは5.8mHである。電機子電流はホール素子を用いた電流検出器にて高速（10kHz程度）に検出している。また、電動機速度の検出にはタコジェネレータを用いている。

4. 電流制御系

Fig. 1に他励直流機のブロック図を示す。記号は慣用に従っている。各定数の値は、 $R=1\Omega$ 、 $L=6\text{mH}$ （平滑リアクトルを含む）、 $J=0.05\text{kgm}^2$ 、 $\phi=0.895\text{Vs/rad}$ である。また、とりあえず $B=0$ としておく。電流制御器のない場合、 E から I までの伝達関数は

$$\frac{I}{E} = \frac{J}{\phi^2} \frac{s}{1 + \tau_e s + \tau_e \tau_m s^2} \quad (2)$$

ただし、 $\tau_e = L/R$ ：電気系時定数、

$$\tau_m = JR/\phi^2$$

一般に、 $\tau_e \ll \tau_m$ (3)

となり、Fig. 2の電流制御器で、

$$\tau_i = \tau_e \quad (4)$$

に選んで電気系の極を打ち消せば、電流指令 I^* から I までの伝達関数は、

$$\frac{I}{I^*} = \frac{K_i}{1 + \tau_i s} \quad (5)$$

ただし、

$$K_i = \frac{K_1 J / \tau_e \phi^2}{1 + K_1 J / \tau_e \phi^2} \doteq 1 \quad (6)$$

$$\tau_i = \frac{\tau_m}{1 + K_1 J / \tau_e \phi^2} \quad (7)$$

と簡単になる。ゲイン K_1 は τ_i を定めれば(7)に従ってきめることができる。ここではスイッチング周波数を2.5kHz（スイッチング周期400μs）としているので、 τ_i は800μs程度が十分実現可能である。

以上により、電流制御器付の他励直流機はFig. 3のように簡単に表現できる。さらに、電流制御の応答速度は十分短いとして無視すれば、Fig. 4が得られる。

5. 慣性制御

5.1 慣性制御器の基本的設計

慣性制御の目的は、外乱トルク（あるいは駆動トルク） T_L から回転速度 Ω までの伝達関数を、

$$\Omega / T_L \doteq 1/J's \quad (8)$$

とすることである。ただし、 J' は模擬された総慣性モ

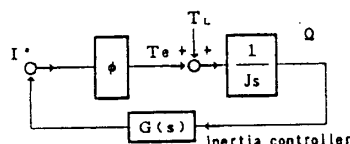


Fig. 5 Basic desing of inertia controller

ーメントである。

いま、回転速度 Ω を観測して電流指令 I^* を生成する「慣性制御器」を考え、その伝達関数を $G(s)$ としよう (Fig. 5)。ただし、ここでは $B=0$ とされている。この系において、 Ω/T_L を計算すれば、

$$\frac{\Omega}{T_L} = \frac{1}{\left[J - \frac{\phi G(s)}{s} \right] s} \quad (9)$$

を得る。そこで、

$$G(s) = -(J_N/\phi)s \quad (10)$$

とすれば、模擬される総慣性が、

$$J' = J + J_N \quad (11)$$

となることがわかる。すなわち、基本的には、速度の微分を電流指令としてフィードバックすればよいのである。

模擬された総慣性モーメント J' から、物理的な慣性モーメント J を差し引いた部分、すなわち J_N は制御によって新しく発生した慣性モーメントであると考えられるから、これを制御慣性と呼ぶことにする。

5.2 慣性制御器の具体的設計

実際には (10) のような、完全微分器を作ることは不可能であるから、慣性制御器としては、

$$G(s) = -\frac{J_N}{\phi} \frac{s}{1 + \tau_N s} \quad (12)$$

といった形になる (Fig. 6)。

この場合、 T_L から Ω までの伝達関数は、

$$\frac{\Omega}{T_L} = \frac{1}{(J + J_N)s} \frac{1 + \tau_N s}{1 + \frac{J \tau_N}{J + J_N} s} \quad (13)$$

となる。これより、制御慣性の大きさは J_N であること、 $1/(J + J_N)s$ 以外の部分が慣性制御の応答を表わしていることがわかる。

従って、慣性制御器の設計は、望みの J_N をフィードバックゲインとして指定したあと、もうひとつのパラメータ τ_N をいかに決めるかということに帰着される。

ここでは、制御慣性の大きさによらず、慣性制御系の応答時定数を、一定値 τ_{in}^* (電流制御系の応答 τ_i の数倍程度) とする設計を行った。その理由は、慣性制御の応答速度が電流制御の速さを越えるような設計を行えば、ここでは十分小さいとしたチョップのむだ時間が表面化して、安定性を損なうためである。

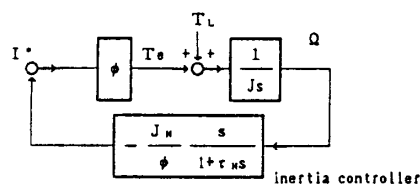


Fig. 6 Practical inertia controller

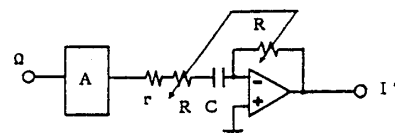


Fig. 7 Circuit diagram of the inertia controller

$$\tau_{in}^* = \frac{J \tau_N}{J + J_N} \quad (14)$$

より、

$$\tau_N = \frac{J + J_N}{J} \tau_{in}^* \quad (15)$$

とする。

5.3 慣性制御器の実現回路

慣性制御器 (12) は、(15) を代入して、

$$G(s) = -\frac{J_N}{\phi} \frac{s}{1 + \frac{J + J_N}{J} \tau_{in}^* s} \quad (16)$$

となる。 J_N のみが可変である。

ここで、Fig. 7 の、固定ゲインと2連ポリウムを用いた不完全微分回路の組み合わせ回路の伝達関数は、

$$G(s) = -A \frac{CRs}{1 + C(r + R)s} \quad (17)$$

となるので、(16)(17)の対応をとることにより、

$$R = \frac{\tau_{in}^* J_N}{JC}, \quad r = \frac{\tau_{in}^*}{C}, \quad A = \frac{J}{\phi \tau_{in}^*} \quad (18) \sim (20)$$

とすればよいことがわかる。 $R \rightarrow \infty$ で慣性制御器のゲインが増大し、制御慣性も大きくなる。またこれに従って微分時定数も大きくする必要があるが、その機能は、2連ポリウムを用いることで簡単に実現できることがわかる。

5.4 摩擦の補償

今までの議論では、簡単のために、電動機機械系の特性として慣性のみを考えてきた。しかし、実際には各種の摩擦が存在すると考えられるので、この分を補償しておく必要がある。この場合、制御式は、

$$I^* = -\frac{1}{\phi} \frac{J_N s}{1 + \tau_N s} \Omega + \frac{B}{\phi} \Omega + \frac{D}{\phi} \text{sign} \Omega \quad (21)$$

となる。 B および D はそれぞれ粘性摩擦および動摩擦を表す係数で、実験的に調整している。

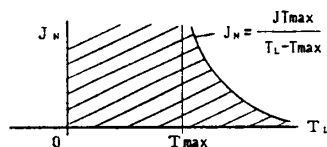


Fig. 8 Relation between the disturbance torque and the realizable controlled inertia

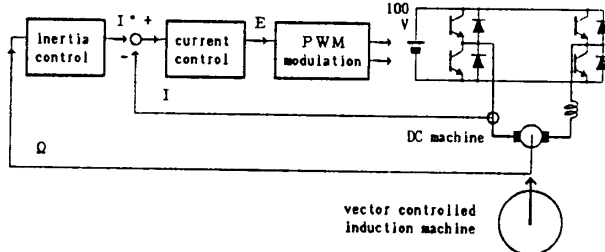


Fig. 9 Experimental system

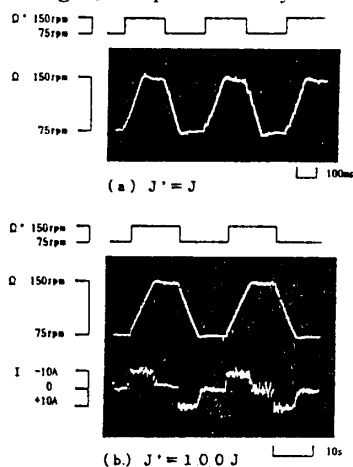


Fig. 10 Characteristics of the inertia simulator driven by the vector controlled induction machine

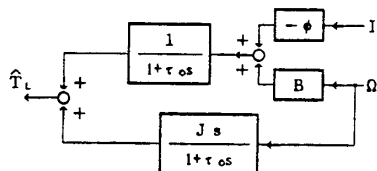


Fig. 11 Disturbance torque observer

5.5 実現できる制御慣性の最大値

T_L の外乱トルクが加わると、慣性シミュレータは

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J+J_N} T_L \quad (22)$$

に従って加速される。そのとき、電流は、およそ

$$I = -(J_N/\phi) \dot{\Omega} \quad (23)$$

となっていると考えられる。これには、チョップに設ける電流制限器によって、

$$|I| \leq I_{\max} \quad (24)$$

なる制限が設けられるので、(22)~(24)より、

$$J_N(|T_L| - T_{\max}) \leq J T_{\max} \quad (25)$$

を得る。ただし、

$$T_{\max} = \phi I_{\max} \quad (26)$$

とされている。(25)を満たす J_N を $|T_L|$ に対して図示すれば、Fig. 8を得る。すなわち、直流機が供給できる最大トルクを越えない限り、実現できる慣性モーメントの大きさは無限に大きくできることがわかる。

5.6 実験結果

Fig. 9は実験装置の構成である。Fig. 10に、ベクトル制御された誘導電動機によって、本慣性シミュレータを駆動した実験結果を示す。(a)は制御を行わない場合、(b)は $J'=100J$ の場合である。負荷の制御慣性が大きいために、駆動側誘導機はトルク制限にかかっており、ほとんど定トルクを発生するために、直線的な加速が行われていることが見て取れる。

6. 外乱トルクオブザーバを用いた慣性制御系設計

近年、他励直流機の制御に外乱トルクオブザーバを用いて、外乱抑制などの特性改善をはかる試みが報告されている⁵⁾。ここでは、今回提案の慣性制御系が、外乱トルクオブザーバを用いたモデル追従制御と等価であることを示し、前章までの設計法が現代制御理論の面からも妥当であることを示す。

6.1 外乱トルクオブザーバ

他励直流機の状態方程式は、

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -B/J & 1/J \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi/J \\ 0 \end{bmatrix} I \quad (27)$$

で与えられる。ただし、回転速度 Ω を状態変数、電機子電流 I を入力変数としている。また外乱トルク T_L はステップ状を仮定し、オブザーバを構成するために、状態方程式の一部に取り込んである。

この系に対し直接観測できない T_L を推定するために、Gopinathの方法⁴⁾に従って最小次元オブザーバを構成すると、

$$\hat{T}_L = \frac{Js}{1+\tau_0 s} \Omega + \frac{B}{1+\tau_0 s} \Omega - \frac{\phi}{1+\tau_0 s} I \quad (28)$$

を得る (Fig. 11)。ただし、 τ_0 はオブザーバの極である。

6.2 外乱トルクオブザーバを用いた慣性制御

推定された外乱トルク $\hat{T}_L$ を、慣性のモデルに入力し、モデルの出力 $\hat{\Omega}$ と実際の回転速度 Ω との差を増幅して (ゲイン K) 直流機の入力変数とする、モデル追従制御の考え方に従って、慣性制御を実現することができる。これを Fig. 12 に示す。

いま、(28)で $B=0$ として得られるトルク推定値を、慣性モデル

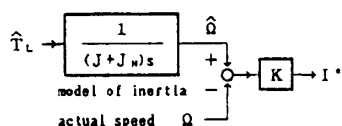


Fig. 12 Inertia controller design using the disturbance torque observer

$$\hat{Q} = \frac{1}{(J+J_N)s} \hat{T}_L \quad (29)$$

に代入し、さらに、制御器

$$I^* = K(\hat{Q} - \Omega) \quad (30)$$

に代入して整理すれば、

$$I^* = -\frac{J_N}{\phi} \frac{1 + \frac{J+J_N}{J_N} \tau_o s}{1 + \frac{J+J_N}{K\phi} s + \frac{J+J_N}{K\phi} \tau_o s^2} s \Omega \quad (31)$$

となる。ここで、トルクオブザーバを十分速く設計したとして、

$$\tau_o \rightarrow 0 \quad (32)$$

とすると

$$I^* = -\frac{J_N}{\phi} \frac{1}{1 + \frac{J+J_N}{K\phi} s} s \Omega \quad (33)$$

となる。これはすでに (12) で与えた直感的な慣性制御器の伝達関数と同一である。なお、最終的な制御式にはオブザーバは陽には出てこない。(32)を仮定するときにも、実際にオブザーバを構成している訳ではないことを注意しておきたい。

7. あとがき

以上、実慣性程度から実慣性の数百倍の慣性までを同一の応答速度を保ったまま模擬できる慣性シミュレ

ータを構成し、実験によってその有効性を確かめた。

また、本慣性制御系の外乱トルクオブザーバ等との関係についても議論を行い、本設計法が、外乱トルクオブザーバと慣性のモデルを用いた、モデル追従制御と等価であることを示した。

本慣性シミュレータは、近年著しい発達を示している電動機制御分野の、実験室レベルの負荷装置として有用であることは論を待たないが、電気鉄道の台車試験装置や自動車の走行試験装置などにも適用可能であると思われる。

参 考 文 献

- 1) 堀, 曾根, 垣添, 中沢: サイリスタレオナード方式による汎用電動機負荷, 昭和56年電気学会全国大会, No. 573 (1981)
- 2) 森川, 曾根, 堀: マイクロプロセッサ制御による汎用電動機負荷, 昭和57年電気学会全国大会, No. 533 (1982)
- 3) 堀, 曾根: マイクロプロセッサ制御による汎用電動機負荷, 電気学会情報処理研究会資料, IP-82-35 (1982)
- 4) B. Gopinath: On the Control of Linear Multiple Input-Output Systems, The Bell System Technical Journal, 50-3 (1971)
- 5) 大石, 大西, 宮地: 状態観測器を用いた他励直流機の一制御法, 電気学会論文誌B, 104B-6, 373/379 (1984)
- 6) 大西: メカトロニクスにおける新しいサーボ技術, 電気学会論文誌D(特集解説), 107D-1, 83/86 (1987)
- 7) 堀, Wrenn, 茅: 他励直流機を用いた慣性シミュレータ 昭和62年電気学会全国大会, No. 626 (1987)
- 8) 堀, Wrenn, 茅: 他励直流機を用いた慣性シミュレータの設計と製作, 電気学会システム・制御研究会資料, SC-87-8 (1987)