

不規則入力エネルギーで駆動される系の出力安定化制御

Power Stabilization Control of The System driven by Random Energy

○小玉 成人*, 松坂 知行**

○Kodama Naruhito*, Tomoyuki Matsuzaka**

八戸工業大学

Hachinohe Institute of Technology

キーワード: 不規則入力エネルギー(Random energy), 出力安定化(Power stabilization), フィードフォワード制御(Feed forward control), 風力発電機(Wind generator)

連絡先: 〒031 八戸市妙字大開 88-1 八戸工業大学情報システム工学研究所 松坂研究室
小玉成人, Tel.: (0178)25-3111, Fax.: (0178)25-1691, E-mail: naru@stud.hi-tech.ac.jp

1. 前書き

風力を始めとする自然エネルギーは、地球環境を汚染させないため、米国、欧州諸国で実用化が推進されている¹⁾。また、近時我が国においても電力会社、自治体を中心に導入が促進されつつある。しかし、自然エネルギーは供給が持続的でないことや、変動が大きいため発生した電力の変動が大きいことが実用化のための障害になっている。前者の問題に対処するには発生した電力を系統連系し、自然エネルギーが多い場合にのみ供給してやるという方法をとるの

が現実的である。しかし、後者のように、風力などの自然エネルギーは変動が大きい²⁾ため、連系点の配電線の容量が小さい場合や、自然エネルギーによる発電機の容量が大きい場合、電圧変動が生じるという問題が起こる。当然のことながら、これらの変動を抑制するための制御が行われるが、風力などの自然エネルギーによる発電方式は、風車の慣性モーメントが極めて大きい³⁾ため、通常のフィードバック制御では、フィードバック信号の位相遅れが大きく、入力の自然エネルギーの変動に追従できない。

そこで本研究では、このような系を不規則エネルギーによる駆動系にとらえ、出力変動の抑制を行うための制御方法について検討した。具体的な方法としては、フィードフォワード制御の導入を提案する。この方法を適用することにより、変動を事前に素早く検出して制御を行うため、フィードバックのみの制御系よりも、遙かに変動が少ないことが、これまでの研究結果として得られている²⁾³⁾。フィードフォワード制御を実現するには、フィードフォワード信号が必要であるが、風力発電など自然エネルギーで駆動される系は、風速の計測などによりこの信号を取り出すことが可能である。本稿では、駆動エネルギーの変動分を外乱としてとらえ、通常のフィードバック制御系に、不規則変動する駆動源の外乱をフィードフォワードするループを加えたコントローラを提案し、シミュレーションと実験を通してこの制御系の有効性を検討した。その結果、フィードフォワード制御を加えたコントローラの有効性が確認され、実用化のための目途がついたので報告する。

2. 制御系の構成

2-1 フィードフォワード制御による外乱抑制の原理

図1に本研究で用いたシステム全体の構成図を示す。このシステムは、通常のフィードバックによる閉ループの他にフィード

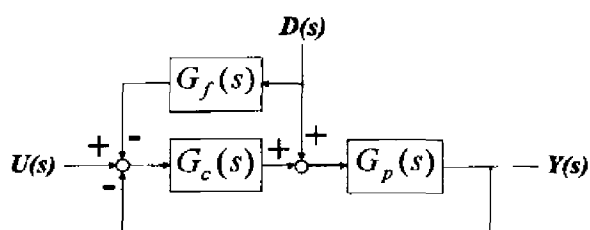


図1 コントローラの構成

フォワード要素 $G_f(s)$ によるフィードフォワードループを備えている。

ここで

$U(s)$: 目標値

$Y(s)$: 出力

$D(s)$: 外乱

$G_c(s)$: コントローラの伝達関数

$G_p(s)$: 制御対象の伝達関数

$G_f(s)$: フィードフォワードの伝達関数である。

いま、外乱 $D(s)$ が存在するときの出力 $Y(s)$ を求めると

$$Y(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)}U(s) + \frac{(1-G_c(s)G_f(s))G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)}D(s) \quad (1)$$

となる。第1項は目標値による出力、第2項はこのときの外乱による影響である。したがって、外乱による影響をなくすためには、右辺の第二項の分子が零になればよい。そこで、

$$1-G_c(s)G_f(s)=0 \quad (2)$$

とおくと、フィードフォワードの伝達関数 $G_f(s)$ は、

$$G_f(s) = \frac{1}{G_c(s)} \quad (3)$$

となり、コントローラの逆数で与えられることがわかる。当然のことながら、 $G_f(s)$ が存在しない場合(1)式は

$$Y(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)}{1+G_p(s)G_c(s)}U(s) + \frac{G_p(s)}{1+G_p(s)G_c(s)}D(s) \quad (4)$$

となり、外乱の影響が残ることになる。

また、外乱 $D(s)$ は風速などの不規則エネルギーであり、風速計などで実際に計測

可能であるので、 $G_f(s)$ を介してフィードフォワード可能である。

ここで、フィードフォワードを用いた場合の安定性について考察する。フィードフォワードが理論通りに動作していれば、第二項は零になり、安定性には影響がない。また、零から外れた場合は分母の特性方程式より、ラウス・フルビッツ等の従来の方法で判別できる。つまり、第一項の安定性が保証されればフィードフォワードを用いようと安定性は保証される。

2-2 実験装置の構成

図2は実験装置の構成図である。

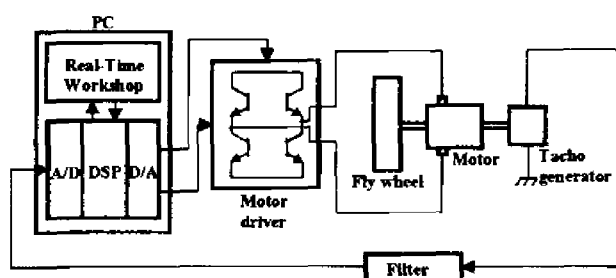


図2 実験装置の構成図

今回の研究で用いた制御系は、図2に示すように PC、モータドライバ、フライホイール、モータ、タコジェネレータ、フィルタにより構成されている。

PCには A/D 変換器、DSP、D/A 変換器が装備されており、制御ソフトウェアは Matlab の Real Time Workshop⁴⁾と呼ばれるプログラムで生成される。このソフトウェアで PWM 信号及びモータドライバの駆動電圧を変動させて外乱を生成させている。またフライホイールは、風車などの大きな慣性モーメントを模擬するために装着し、フィードバック信号の遅れを発生する系を実現している。モータ

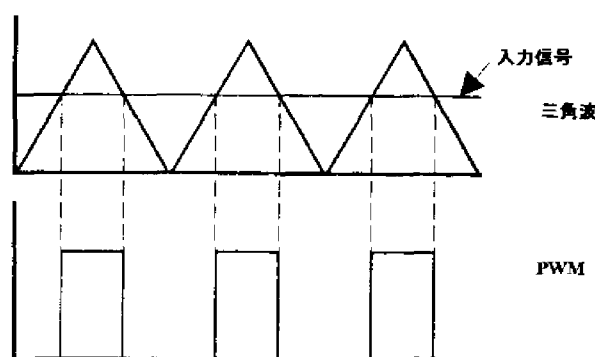


図3 PWMの原理

は直流サーボモータを用い、出力はタコジェネレータより電圧として検出している。また、PWM 信号及びタコジェネレータによるノイズが大きいためフィルタでこれを除去している。

図3に本装置で用いた PWM 信号の発生原理を示す。今回の研究では、ステップサイズが $100(\mu s)$ 以下にできなかったため、十分な分解能を保つよう周期を $20(ms)$ とした三角波と、入力信号を比較することにより、PWM 信号を生成した。

2-3 外乱抑制の原理

図4に外乱抑制制御の原理を示す。トルクと角速度の関係は、図に示すように垂下特性をもっており、この特性は風車のトルクと角速度の関係に類似している。いま電圧 V_0 のとき角速度 ω_0 で平衡してい

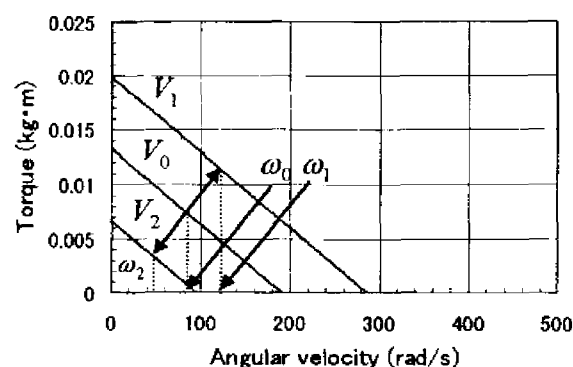


図4 トルクと角速度の関係

るものとする。このとき外乱により電圧が V_1 になったとすると角速度は ω_1 に変動する。このとき電圧が V_0 になるよう制御してやれば角速度は ω_0 になり、一定の角速度に保たれる。また、電圧が下がって V_2 になったとしても同様である。本装置では、電圧の制御を PWM 波のデューティ比を変えることにより実現している。

3. 制御系の特性解析とシミュレーション

3-1 制御系のモデリング

フィードフォワード制御が慣性モーメントの大きな系に対して有効であることをシミュレーションによって確認する。まず実際の装置の入力及び外乱にステップ入力を加えて応答を調べ、この応答を実現するモデルを構築した。このシミュレーションのブロック図を図 5 に示す。コントローラにはレートコントローラを用いている。風車のピッチ制御においては、油圧制御器の単位時間あたりの制御エネルギーが制限されるので飽和要素で表現した。フィードフォワード要素は、コントローラが飽和しない場合コントローラを s 領域で表すと

$$\frac{K/s}{1+K/s} = \frac{K}{K+s} \quad (5)$$

となり、この逆数は(3)式より

$$\frac{K+s}{K} \cong \frac{K+s}{K+0.01s} \quad (6)$$

となる。図 5 ではこれらを z 領域で表している。モデルの作製には Matlab の Simulink を用いて行った。

ここで、PWM ジェネレータ、外乱 d 、フィードフォワード要素は、Real-TimeWorkshop のブロックと同じものを用いている。また、モータドライバでは、係数をかけて実際のものと同じモータ印可電圧が出力されるように調整した。モータ及びタコジェネレータは、実際は 2 次系になるところであるが、出力側に流れる電流が小さいことやモータの電機子インダクタンスが小さいことにより、1 次系で近似した(付録 1)。また、実験でも 1 次系に近い応答をする事確かめた。フィルタに関しては、同定誤差は少ないと思われる。以上のことからこのブロック図は実際の制御系とほぼ同じ動作をするものと思われる。

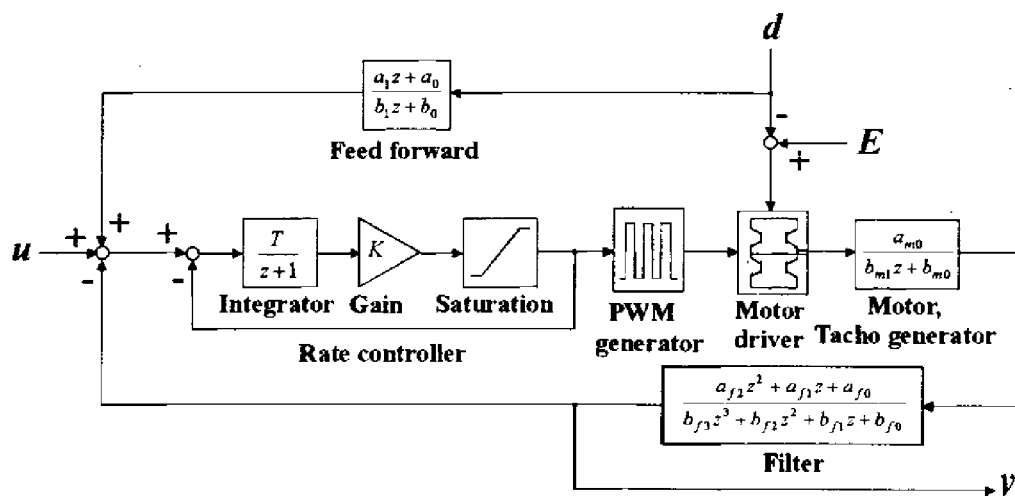


図 5 モデルのブロック図

3-2 目標値に対する周波数応答

次に、システムの特性を調べるため、周波数応答を求めた。ブロック図の中に PWM 発生器を含む非線形要素が存在する。そこで、目標値に振幅 1 の正弦波を入れ、出力応答 $Y(s)$ の振幅と位相を直接観測し求めた。この結果の利得特性及び位相特性を図 6、図 7 に示す。

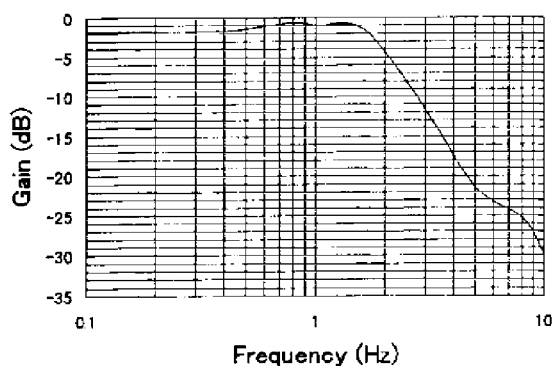


図 6 利得特性

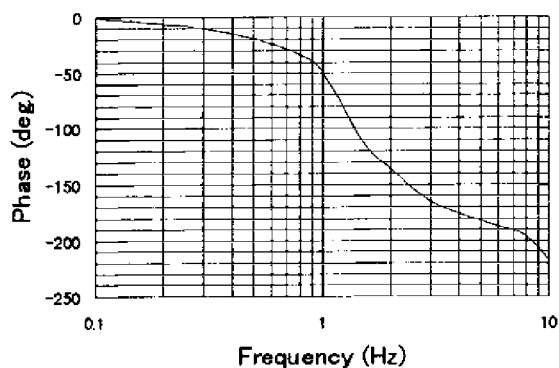


図 7 位相特性

この結果から、制御系は、1(Hz) 付近において利得が大きく最も敏感に反応することがわかる。また、それよりも小さい周波数では、応答が速いのでフィードバックが十分に働き、それよりも高い周波数になると慣性モーメントが大きいため、入力信号に系が応答できず、利得が下がり、また位相も遅れてくる。

3-3 外乱に対する周波数応答

次に、フィードフォワード制御の効果を確認するため、フィードフォワード要素が存在する場合とそうでない場合の外乱に対する周波数応答を示す。目標値 $U(s)$ を一定とし、 $D(s)$ に振幅 1 の正弦波を加え、3-1 と同様にして周波数応答を求めた。図 8 と図 9 にその結果を示す。

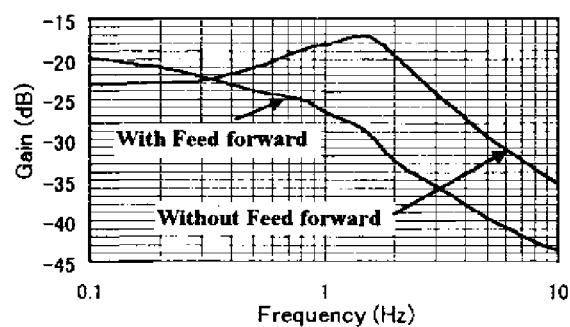


図 8 利得特性

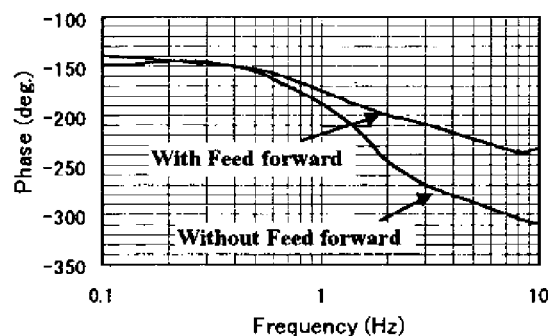


図 9 位相特性

利得特性は 3-1 で述べたように低い周波数ではフィードバックが十分に働いたため利得が低く、高い周波数ではシステムが応答できず利得が低い。しかし、1.5(Hz) 付近では利得が高く外乱に反応しやすいことが分かる。比較すると、0.3(Hz) 以下で多少特性が悪くなるものの、0.3(Hz) 以上ではかなりゲインが低くなっ

ており、フィードフォワードのある場合には、外乱に対して制御の効果が大きいことが分かる。ここで、 $0.3(Hz)$ 以下で特性がかえって悪くなる原因は、周波数が低いとレートコントローラの飽和要素が飽和してしまい非線形となる。このため正確なフィードフォワード制御ができなくなるからである。また、位相特性においても低い周波数のところでは効果があまり見られないが、 $1(Hz)$ 以上では位相の遅れが少なくなっている。このようにフィードフォワード制御を用いる有効性が周波数応答の面からも確認された。

3-4 時間領域における応答

次に外乱として、正弦波 $\{f=1(Hz)$, 振幅 $3(V)$ $\}$ と、周波数が異なる正弦波を組み合わせた不規則波 $\{f=0.8,1,1.5,2(Hz)$, 振幅 $1.5(V)$ $\}$ の2つを用いて時間応答を比較するためシミュレーションを行った。それぞれの波形を図10, 11に示す。

外乱として正弦波を用いた場合のシミュレーション結果を図12に、外乱として不規則波を用いた場合のシミュレーション結果を図13に示す。これらの結果からわかるようにフィードフォワード制御を用いた場合、フィードバックのみの場合

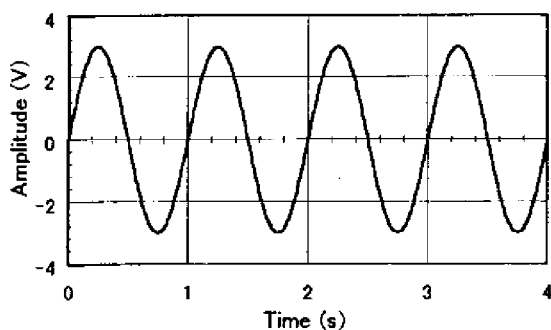


図10 外乱(正弦波)

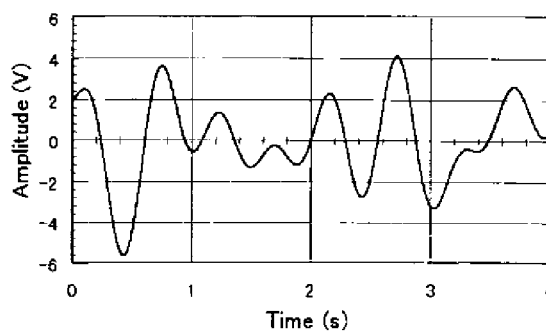


図11 外乱(不規則波)

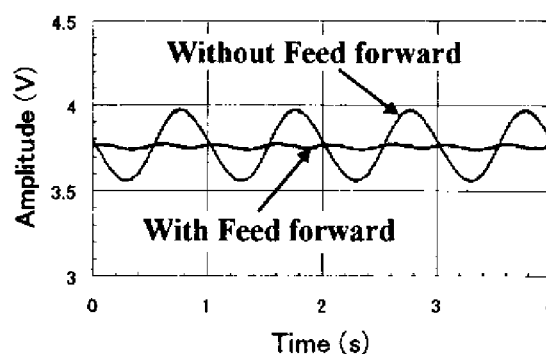


図12 外乱として正弦波を用いた場合の比較

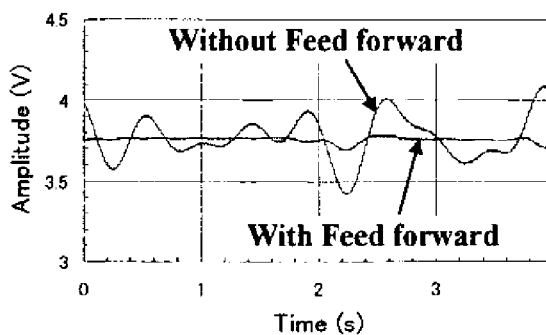


図13 外乱として不規則波を用いた場合の比較

に比べて遙かに良好な制御をしていることがシミュレーション上で確認された。

4. 実験による検討

次に、実験によりフィードフォワードの効果を確認した。シミュレーションと同

様に外乱として正弦波を用いた場合と、不規則波を用いた場合について実験を行った。

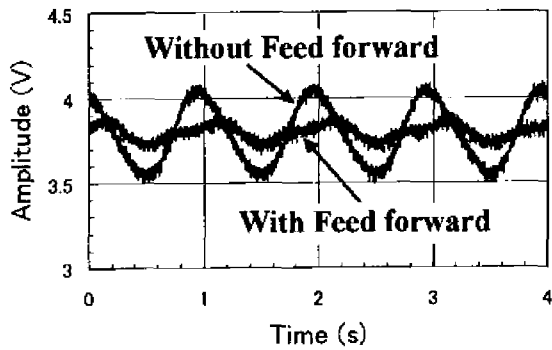


図 14 外乱として正弦波を用いた場合の比較

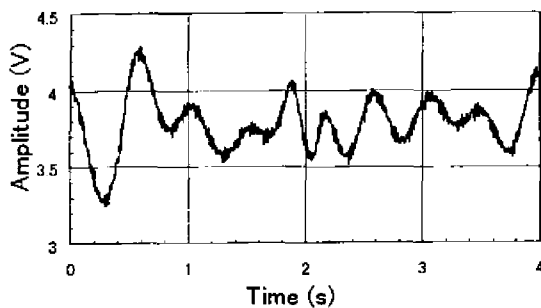


図 15 外乱として不規則波を用い、フィードフォワード用いない場合

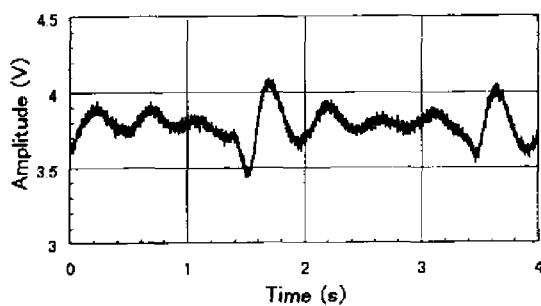


図 16 外乱として不規則波を用い、フィードフォワード用いた場合

外乱として正弦波を用いた場合の実験結果の比較を図 14 に示す。また、外乱として不規則波を用いた場合は、フィードフ

ォワードを用いなかった場合の実験結果を図 15 に、フィードフォワードを用いた場合の実験結果を図 16 に示す。正弦波を外乱として用いた場合には、シミュレーションほどではないがフィードフォワードを用いた方が変動は小さくなっている。また、不規則波を用いた場合は、小さくはなっているが明確に分かるほどではない。これは、PWM とモータドライバのダイナミックレンジが不足し、フィードフォワードが十分に動作しないためである。そこで、この比較を行うため分散を求めたものを表 3 に示す。これらの結果からもシミュレーション同様、フィードフォワードを用いた方がフィードバックのみときと比べてより変動を小さくすることができると示された。

表 1 分散

フィードフォワードの有無	分散
無	0.03255396
有	0.010834926

5. まとめ

本研究では、不規則波入力により駆動された慣性モーメントの大きいシステムの出力安定化について検討を行った。フィードバックのみの制御系では、慣性モーメントが大きいためフィードバック信号に位相遅れが生じ十分に変動を小さくすることができない。そこで、本研究では、フィードフォワード制御を導入し、その有効性をシミュレーション及び実験で確認した。

今後の課題としては、第一にコントローラの伝達関数を正確に同定しないと有効なフィードフォワード制御ができないということである。第二に非線形の伝達特性と

なる場合の対処方法を考慮しなければならない。そこで、今後はニューラルネットワークによる手法を工夫したいと考えている。

最後に、本研究は平成8年度文部省科研費及び本学のプロジェクト研究の援助を戴いたものである。

参考文献

- 1) 松坂: 竜飛ウインドパークにおける風力発電, 計測と制御, 35-6, 447/478(1996)
- 2) 松坂, 土屋: 風力発電機出力安定化に関する研究, 電気学会論文誌 B, Vol.117-B, 5, 625/633(1997)
- 3) T.Matsuzaka, K.Tuchiya: Power Fluctuation Stabilization of a Wind Generator by using Feed Forward control, Prof. of EU Wind Energy Conf., 898/901(1996), Gortborg, Sweden
- 4) Real-Time Workshop ユーザーズガイド, The MATH WORKS Inc.

付録1 モータ及びタコジェネレータの伝達関数の誘導

モータ及びタコジェネレータの方程式は、

$$V_m = R_a i_a + L \frac{di_a}{dt} + K_E \omega \quad (7)$$

$$T_m - T_g = J \frac{d\omega}{dt} + k\omega \quad (8)$$

$$T_m = K_T i_a \quad (9)$$

$$V_g = K_{EC} \omega \quad (10)$$

であり

i_a : モータの電機子電流

i_g : タコジェネレータの出力電流

V_m : モータ入力電圧

V_g : タコジェネレータの発生電圧

T_m : モータの駆動トルク

T_g : タコジェネレータの負荷トルク

L : モータの電機子インダクタンス

J : 全慣性モーメント

ω : 角速度

とする。ここで、 i_g は非常に小さいため零であるとし、 K_{T2} をタコジェネレータのトルク定数とすると

$$T_g = K_{T2} i_g = 0 \quad (11)$$

となり、(6)式は、

$$T_m = J \frac{d\omega}{dt} + k\omega \quad (12)$$

となる。また、(7),(10)式より

$$K_T i_a = J \frac{d\omega}{dt} + k\omega \quad (13)$$

を得る。ここで、(5),(8),(11)式をラプラス変換すると

$$V_m(s) = R_a I_a(s) + sL I_a(s) + K_E \Omega(s) \quad (14)$$

$$K_T I_a(s) = sJ \Omega(s) + k \Omega(s) \quad (15)$$

$$V_g(s) = K_{EC} \Omega(s) \quad (16)$$

となり、これらからモータ入力電圧に対するタコジェネレータの発生電圧の伝達関数

$$\frac{V_g(s)}{V_m(s)} = \frac{K_T K_{EC}}{(R_a + sL)(sJ + k) + K_E K_T} \quad (17)$$

を得る。

ここで、 R_a が $2.57(\Omega)$ 、 L が $0.4(mH)$ であるので、モータ角速度が $150(rad/sec)$ の場合、(15)式の sL は $0.06(\Omega)$ となり R_a と比較すると遙かに小さい値をとることが分かる。そこで、 sL を零で近似すると(15)式は

$$\frac{V_g(s)}{V_m(s)} = \frac{K_T K_{EC} / (kR_a + K_E K_T)}{1 + s(JR_a / (kR_a + K_E K_T))} \quad (20)$$

となり、一次式で近似される

付録2 実験装置の各種パラメータ

パラメータ	諸元値	単位
モータの電機子抵抗 R_a	2.57	Ω
モータのトルク定数 K_T	4.61×10^{-2}	$kg \cdot m^2 / s^2 / A$
モータの誘起電圧定数 K_E	5.22×10^{-2}	$V / (rad / s)$
モータの慣性モーメント J_M	1.039×10^{-5}	$kg \cdot m^2$
モータの時定数 τ_m	12.1	ms
タコジェネレータの発生電圧定数 K_{EC}	2.51×10^{-2}	$V / (rad / s)$
タコジェネレータの慣性モーメント J_T	1.078×10^{-6}	$kg \cdot m^2$
フライホイールの慣性モーメント J_F	2.2646×10^{-4}	$kg \cdot m^2$
摩擦係数 k	4.3478×10^{-6}	$V / (rad / s)$
制御対象の時定数 τ	243	ms

付録3 各ブロックのパラメータ

パラメータ	緒言値
a_0	-99.95122942
a_1	100
b_0	-0.95122942
b_1	1
a_{m0}	1.8926146×10^{-4}
b_{m0}	-0.99958856
b_{m1}	1
a_{f0}	6.3092×10^{-7}
a_{f1}	2.54356×10^{-6}
a_{f2}	6.4091×10^{-7}
b_{f0}	-0.96907242
b_{f1}	2.93766095
b_{f2}	-2.96858471
b_{f3}	1
T	1.0×10^{-4}
K	5