

9 直流電動機の逆起電力または負荷電流検出による回転速度安定化

電子部 小田原 幸 生

要 旨

チョップ回路による直流電動機の回転速度の安定化に誘導起電力または負荷電流の検出制御が有効であることを解析と試験で確認した。回路や調整の点では負荷電流検出制御の方が簡単であるが、低速域では誘導起電力検出制御の方が特性が良いことが分かった。

1. 緒 言

漁船や自動車などに搭載される機械にはバッテリーを電源とするバッテリー・モータが使用されている。これらは使用環境が厳しいため、また、コストを下げるため、複雑な回路は用いないことが多い。一方、回転速度を調整するためにチョップ回路を用いることもあるが、通常、回転速度を安定化させる制御は行っていないので、出力を絞って回転数を下げた時、重い負荷ではモータが停止することもある。一般に回転速度の安定化にはタコ・ジェネやパルス・ジェネレータを用いたフィードバック制御が使われるが、今回は耐環境・コストの面から外部検出器を用いない他の制御方法を検討することにした。

従来からテープ・レコーダや8ミリ・カメラなどに使われる小型直流モータの回転速度の安定化に「電子ガバナ（調速器）」と呼ばれる回路が使われることがある。今回、バッテリー・モータのチョップ制御にこの回路を応用し、モータ逆起電力または負荷電流の検出と制御方法について検討を行った。

(本報告では電動機をモータ、誘導起電力を逆起電力としている。)

2. 制御の解析

2. 1 直流モータのチョップ制御の解析

図1の試験回路ブロック図に制御モデルと式の記号を示す。

解析では転流ダイオードや電流検出用などの電気抵抗は無視する。スイッチング周期 Δt が十分に短いとき、スイッチ・オンの時間を Δt_1 とするとこの間の電流増加 Δi_1 は、 $L=L_c+L_a$ とすると、

$$L(\Delta i_1/\Delta t_1)=V_o-V_e-R_a \cdot i$$

また、スイッチ・オフ時の電流増加 Δi_2 は

$$L(\Delta i_2/(\Delta t-\Delta t_1))=-V_e-R_a \cdot i$$

従って1スイッチング周期の電流増加 Δi は

$$\Delta i = \Delta i_1 + \Delta i_2$$

$$= \{ \Delta t_1 \cdot V_o - (V_e - R_a \cdot i) \cdot \Delta t \} / L$$

モータ設定電圧 V_c を

$$V_c = (\Delta t_1 / \Delta t) \cdot V_o$$

とし、微分方程式で表すと、

$$dt/di = \{ V_c - (V_e + R_a \cdot i) \} / L \tag{1}$$

(①式の V_c はモータ印加電圧に対する電流の式

$$dt/di = \{ V_M - (V_e + R_a \cdot i) \} / L_a \tag{2}$$

の V_M に対応する。)

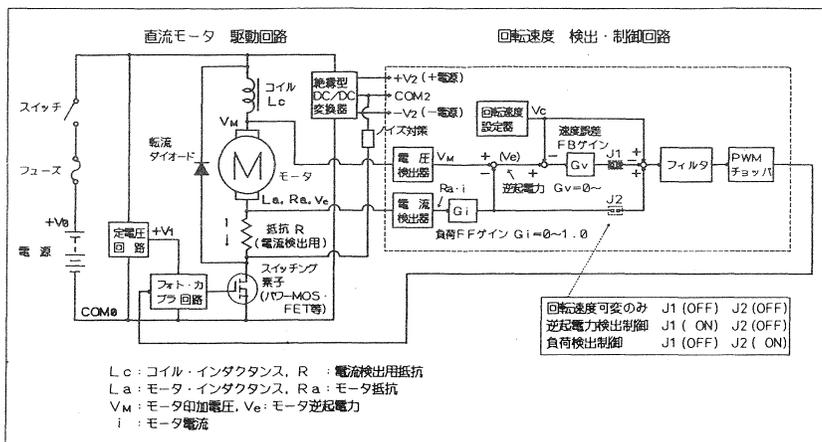


図1 逆起電力・負荷電流検出回転速度安定化回路ブロック

また、モータ回転速度を ω (rad/s)、逆起電力定数を K_e (Vs/rad)とすると、

$$V_e = K_e \cdot \omega \quad (3)$$

モータ出力トルクを T_r (Nm)、負荷トルクを T_L (Nm)、モータの回転子・負荷の慣性モーメントを J (kg・m²)、トルク定数を K_t (Nm/A)とすると、

$$T_r = J \cdot (d\omega/dt) \quad (4)$$

$$T_r = K_t \cdot i - T_L \quad (5)$$

図2にチョップ制御におけるモータ設定電圧 V_c による出力トルクと回転速度の関係を示す。

2.2 逆起電力検出制御

R_a' を等価電気子抵抗($R_a' = R_a$)とし、逆起電力 $V_e (= V_M - R_a' \cdot i)$ より出力回転速度を検出し、回転速度設定電圧 V_c に対してフィードバック制御をかける。図3に制御ブロックを示す。

(②式 $V_e = V_M - R_a \cdot i - L_a \cdot (di/dt)$ で、近似的に過渡項 $L_a \cdot (di/dt)$ を無視。)

制御ブロック図から V_c 、負荷トルク T_L に対する出力のラプラス変換 $\omega(s)$ は次式のとおりである。

$$b_1 V_c(s) + (b_3' s^2 + b_2' s + b_1') \{ R_a T_L(s) / K_t \} = (s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1) \{ K_e \omega(s) \} \quad (6)$$

$$b_1 = (1 + G_v) / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_1' = 1 / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_2' = \{ (1 + G_v) \tau_e + \tau_f \} / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_3' = 1 / \tau_m$$

$$a_1 = (1 + G_v) / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$a_2 = (\tau_f + \tau_m) / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$a_3 = \{ (1 + G_v) \tau_e + \tau_f \} / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

($\tau_e = (L_a + L_c) / R_a$ 、 $\tau_m = (R_a J) / (K_e K_t)$ 、 τ_f = フィルタ時定数)

($R_a \cdot T_L / K_t = 0$)として V_c が $0 \rightarrow 1$ に変化した時のステップ応答、 $V_c = 1$ として($R_a \cdot T_L / K_t$)が $0 \rightarrow -1$ に変化した時のステップ応答を図5(1)に示す。

2.3 負荷電流検出制御

負荷 T_L とモータ電流 i は比例するので、負荷により電流が Δi 増加した時、 $V_e = V_M - R_a \cdot i$ により $R_a \cdot \Delta i$ だけモータ電圧 $V_M (= \text{モータ設定電圧 } V_c)$ を上げれば回転速度($\omega = V_e / K_e$)を一定に保てる。図4に制御ブロック図を示す。

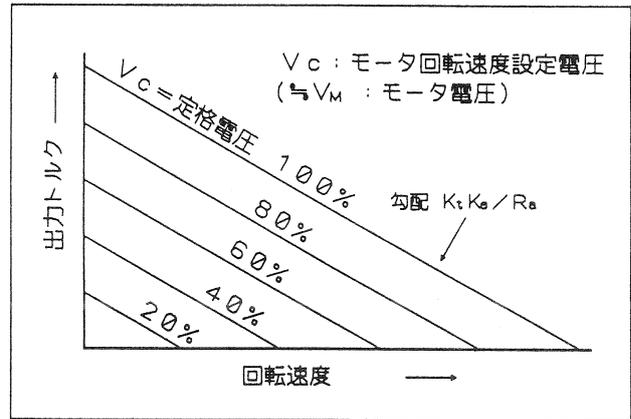


図2 直流モータのチョップ制御における出力トルク/回転速度の関係

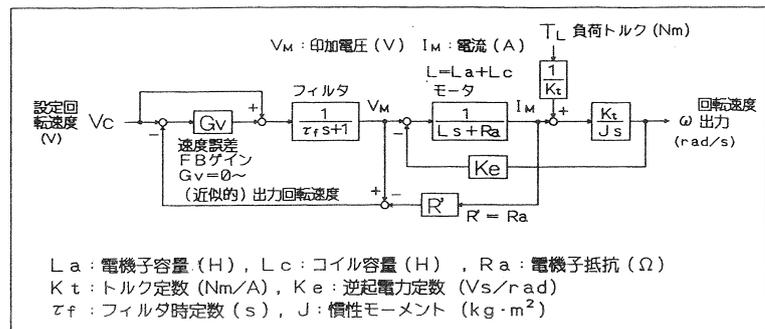


図3 逆起電力検出制御ブロック図

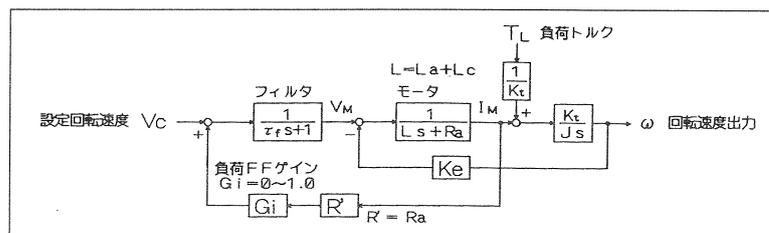


図4 負荷電流検出制御ブロック図

制御ブロック図から設定速度 V_c 、負荷トルク T_L に対する出力のラプラス変換 $\omega(s)$ は次式のとおりである。

$$b_1 V_c(s) + (b_3' s^2 + b_2' s + b_1') \{ R_a T_L(s) / K_t \} = (s^3 + a_3 s^2 + a_2 s + a_1) \{ K_e \omega(s) \} \quad (6)$$

$$b_1 = 1 / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_1' = (1 - G_i) / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_2' = (\tau_e + \tau_f) / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$b_3' = 1 / \tau_m$$

$$a_1 = 1 / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

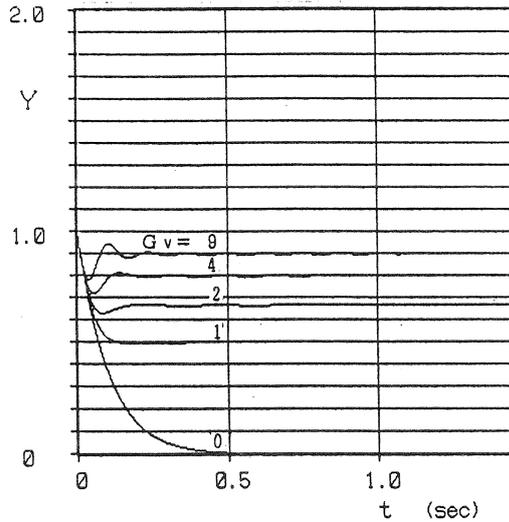
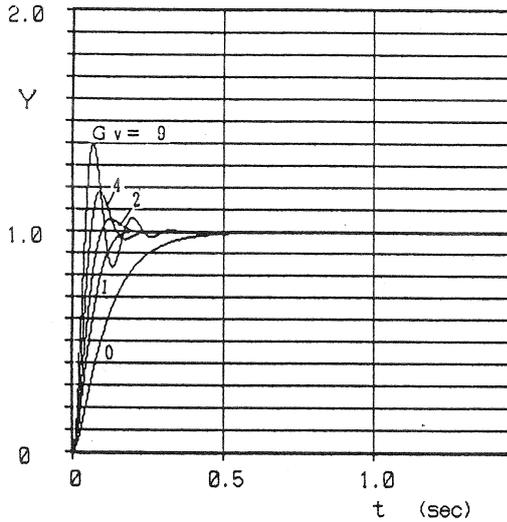
$$a_2 = \{ (1 - G_i) \tau_m + \tau_f \} / (\tau_e \tau_f \tau_m)$$

$$a_3 = 1 / \tau_e + 1 / \tau_f$$

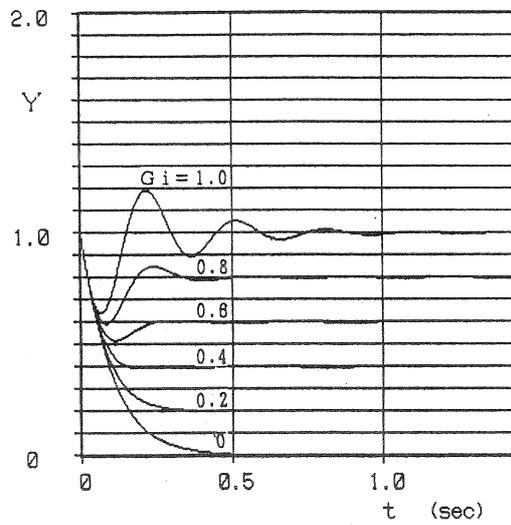
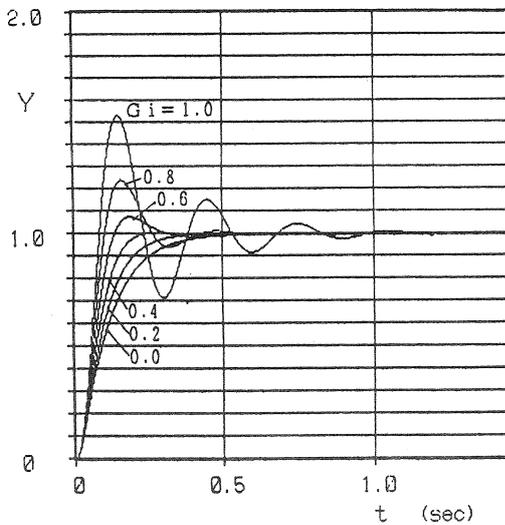
共通： $\tau_e=0.002(s)$, $\tau_m=0.100(s)$, $\tau_f=0.020(s)$

設定 $V_c = 0 \rightarrow 1$, 負荷 $(Ra \cdot T_L / K_t) = 0$

設定 $V_c = 1$, 負荷 $(Ra \cdot T_L / K_t) = 0 \rightarrow -1$



(1) 逆起電力検出制御



(2) 負荷電流検出制御

図5 制御シュミレーション

(τ_e , τ_m は⑤式の場合と同じ。)

($Ra \cdot T_L / K_t = 0$ として V_c が $0 \rightarrow 1$ に変化した時のステップ応答、 $V_c = 1$ として($Ra \cdot T_L / K_t$)が $0 \rightarrow -1$ に変化した時のステップ応答を図5(2)に示す。

2.4 シュミレーション結果の考察

逆起電力検出制御と負荷電流検出制御で共に回転速度の安定化が実現可能で、理論的には性能に差はない。

負荷に対する回転速度の変動を小さくするためには、 G_v (0以上：逆起電力検出)、 G_i (0~1：負荷検出)

の設定は大きくしなければならないが、逆にオーバーシュート(アンダーシュート)、振動などが発生する。これを避けるため、モータと負荷の慣性モーメント(J)を大きくする、電源投入時にスロー・スタートを効かせる手段が考えられる。モータ電圧(V_M)、電流(i)の検出信号に含まれるノイズを除去するためのフィルタ回路の時定数(τ_f)の設定は機械の時定数(τ_m)と比べて小さくしないと負荷に対する応答を遅らせる。

3. 制御試験

試験回路と直流モータを写真1に、仕様を表1に示す。

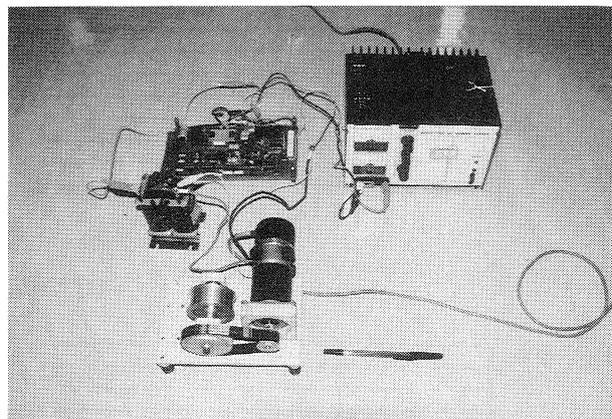
試験では回転速度を5段階に設定し、無負荷で回転するモータに対してシャフトに摩擦力（直流電源の電流の増加で確認）を与え、装着されているロータリ・エンコーダにより回転速度の変化を測定した。定常状態での回転速度の変化を等しくするために、逆起電力検出制御では $G_v=4$ 、負荷電流検出制御では $G_i=0.8$ とした。試験

結果を表2に示す。

両方式共、回転速度の安定化に役立っていることが確認できた。しかし、逆起電力検出制御では設定回転速度がモータ最高回転数の10%の時も安定であったのに対し、負荷電流検出制御では負荷変動が大きかった。これは、チョップ回路のスイッチング損失や転流ダイオードにおける発熱損失が補償されないためと考えられる。一方、回路や調整は負荷電流検出制御の方が簡単である。

表1 試験に用いた直流モータと回路の仕様

型式	: UGRMEM-02MA2
メーカー名	: 安川電機製作所
定格出力	: 100W
定格電圧・電流	: 32V 4.5A
定格回転数	: 3000rpm
慣性モーメント	: $0.28\text{kg}\cdot\text{cm}^2$
電機子抵抗・容量	: 0.92Ω 、 0.90H
$\tau_e=(L_s+L_c)/R_s=0.002$ 、 $\tau_m=0.0039$ 、 $\tau_f=0.001(\text{s})$	



試験に用いた直流モータと制御回路

表2 モータ負荷試験結果

設定回転数 rps (電源無負荷電流)	4 (8%) (0.16A)	10 (20%) (0.22A)	20 (40%) (0.35A)	30 (60%) (0.50A)	40 (80%) (0.65A)
チョップ制御のみ	停止	-8.8	-6.3	-5.0	-4.3
逆起電検出制御 ($G_v=4$)	-1.4	-1.3	-1.3	-1.3	-1.3
負荷検出制御 ($G_i=0.8$)	-3.6	-3.3	-2.4	-2.1	-1.1

※負荷電流が無負荷電流に対して1(A)の増加になるようにモータ回転軸に摩擦力による負荷を加えた。
 ※加えた摩擦力は計測していないが、低速設定時の方が大きいと考えられる。
 ※試験結果は毎秒回転数(rps)の変化量で記入。
 ※設定回転数(%)は最大回転数に対する比

4. 結言

直流電動機のチョップ制御における回転速度安定化のために逆起電地から検出制御、負荷電流検出制御が有効であることがシミュレーションと直流サーボモータを用いた試験で確認できた。しかし、負荷電流検出制御では制御回路が簡単である一方、低速運転時の回転速度の変動が大きいことが分かった。

課題としては、今回の解析では回路の損失として電機子抵抗のみを考慮したが、チョップ回路におけるスイッチング素子、転流ダイオード損失が特に低速設定時に無

視できないと思われ、この点の解明と、これらを考慮した回路設計を行う必要がある。また、課題の方法は界磁に電磁石を用いた分巻きや複巻き式モータにも適用できる。今後、逆回転制御を付加した実用回路についても検討する。

参考文献

- 1) DCモータの基本動作 谷腰欣司
トランジスタ技術 1983.12 P.312~