電機システム制御特論　レポート課題

Assignment(2016/06/03)

九州工業大学大学院　工学府

機械知能工学専攻　知能制御工学コース

所属： 西田研究室

学籍番号： 16344217

提出者氏名： 津上　祐典

平成 28 年 6 月 10 日

目 次

1　問題

以下に示す特性を持つ DC モータの速度制御系を少なくとも 2 つの方法で設計せよ．

表 1. DC モータのパラメータ

名称 [単位]	記号	数値
定格電力 [kW]	P	150
定格電圧 [V]	V	450
電機子抵抗 [Ω]	R_a	0.15
電機子インダクタンス [H]	L_a	0.003
慣性モーメント [kgm^3]	J	10
誘起電圧定数 [V·s/rad]	K_E	8.50
トルク定数 [Nm/A]	K_T	8.50
基底速度 [rpm]	ω	500

2　DC モータの特性

はじめに，本レポートで用いる DC モータのブロック線図を図 1 に示す．

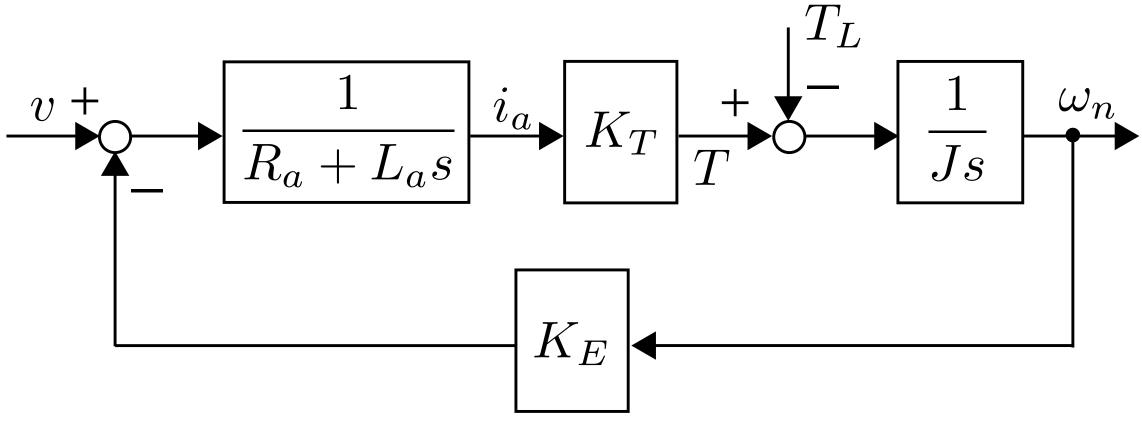


図 1. DC モータのブロック線図

はじめに，図 1 に示す DC モータのモデルの伝達特性を導出する．図 1 より

$$\Omega_m(s) = \frac{1}{Js}\left\{\frac{K_T}{R_a + L_a s}(V - K_E\Omega_m) - T_L\right\} \tag{1}$$

と表され，式変形すると，

$$\left(Js + \frac{K_T K_E}{R_a + L_a}s\right)\Omega_m(s) = \frac{K_T}{R_a + L_a s} - T_L$$

$$\Omega_m(s) = \frac{K_T}{JL_a s^2 + JR_a s + K_T K_E} - \frac{R_a + L_a s}{JL_a s^2 + JR_a s + K_T K_E}T_L$$

$$\Omega_m(s) = \frac{\frac{1}{K_E}}{\frac{JL_a}{K_T K_E}s^2 + \frac{JR_a}{K_T K_E}s + 1} - \frac{\frac{R_a + L_a s}{K_T K_E}}{\frac{JL_a}{K_T K_E}s^2 + \frac{JR_a}{K_T K_E}s + 1}T_L \tag{2}$$

となる．ここで $K_T = K_E$ である．(2) 式において

$$\begin{cases} T = \sqrt{\frac{L_a J}{K_E K_T}} \\ \zeta = \frac{R_a}{2}\sqrt{\frac{J}{K_E K_T L_a}} \\ K = \frac{1}{K_E} \end{cases} \tag{3}$$

とおく．すると＊＊から＊＊までの伝達特性は，

$$P(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1} \tag{4}$$

となる．

3 IP-D

IP-D

4 IMC(Internal Model Contorl) 法

本節では IMC(Internal Model Contorl) 法を用いて DC モータの速度制御系を設計する．IMC 法（内部モデル制御法）は適切なフィルタを選ぶことで簡単に安定な制御系を設計できる手法である．

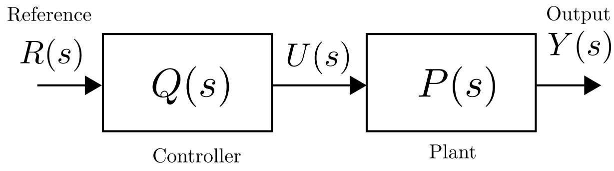


図 2. フィードフォワード制御系

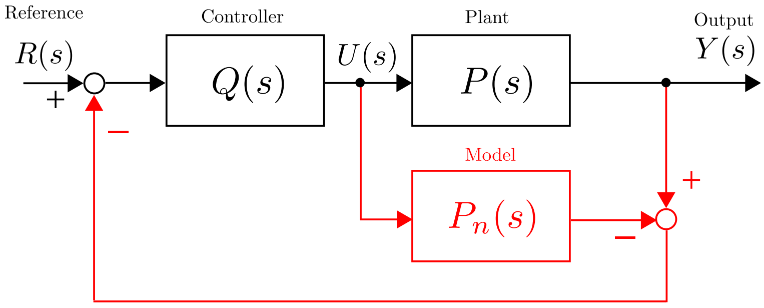


図 3. IMC 法を用いた制御系

4.1 IMC の原理

まず，IMC 法の原理について説明する．図 2 にフィードフォワード制御系のブロック線図を示す．ここで，コントローラ $Q(s)$ がプラントのモデル $P(s)$ の逆数と等価であるとき，出力 $Y(s)$ は，入力を $R(s)$ とすると，

$$Y(s) = P(s)Q(s)R(s) = P(s)P^{-1}(s)R(s) = R(s) \tag{5}$$

となる．つまり，出力 $Y(s)$ は入力 $R(s)$ と等しくなる．これが IMC 法の原理であり，コントローラはプラントのモデルの情報を含む形になる．図 3 に IMC 法を用いた制御系のブロック線図を示す．ここで $P_n(s)$ はプラントのノミナルモデルである．もし，ノミナルモデルがプラントのモデルと完全に一致（つまり $P_n(s) = P(n)$）しているなら，プラントの出力とノミナルモデルの出力は等しくなる．したがって，図 2 に示すフィードフォワード制御系と等価になる．コントローラはプラントのモデルの逆数であることが望ましいが，場合によって，右半面に零点（実部が正の零点）もしくはむだ時間要素を持つシステムである非最小位相（NMP）系になる可能性がある．プラントのモデルの逆数は制御系のパフォーマンスに影響してくる．このようになった場合の改善策として以下の 3 点が挙げられる．

- プラントにむだ時間要素を含む場合，$P^{-1}(s)$ はコントローラとして使えないので $P^{-1}(s)$

からむだ時間要素を取り除けば良い（無視すれば良い）．

- プラントに実部が正の零点を持つ場合，$P^{-1}(s)$ は不安定である．この場合は，実部が正の零点を取り除き，実部が正の零点を含むような全域通過関数（all-pass function）を構成すれば良い．例として，$P_n(s)$ に $s = 4$ という実部が正の零点を持つ場合，$P_n(s)$ に $(s+4)/(s+4)$ を掛ける．すると全域通過関数は $(s+4)/(s-4)$ となる．

- $P(n)$ が厳密にプロパーで，$P^{-1}(s)$ がプロパーでない場合，IMC フィルターと呼ばれるローパスフィルタを追加すれば良い．

上述した 3 つ目の場合におけるコントローラの設計に関して考える．プラントのノミナルモデル $P_n(s)$ は最小位相（Minimum Phase）部 $P_{nM}(s)$ と全域通過（all-pass）部 $P_{nA}(s)$ に分解できる．

$$P_n(s) = P_{nM}(s)P_{nA}(s) \tag{6}$$

ここで $P_{nA}(s)$ はむだ時間要素もしくは実部が正の零点をもつ伝達関数である．ここで，IMC フィルタは以下の式で与えられる．

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s+1)^n} \tag{7}$$

したがってコントローラ $Q(s)$ は

$$Q(s) = P_{nM}^{-1}(s)F(s) \tag{8}$$

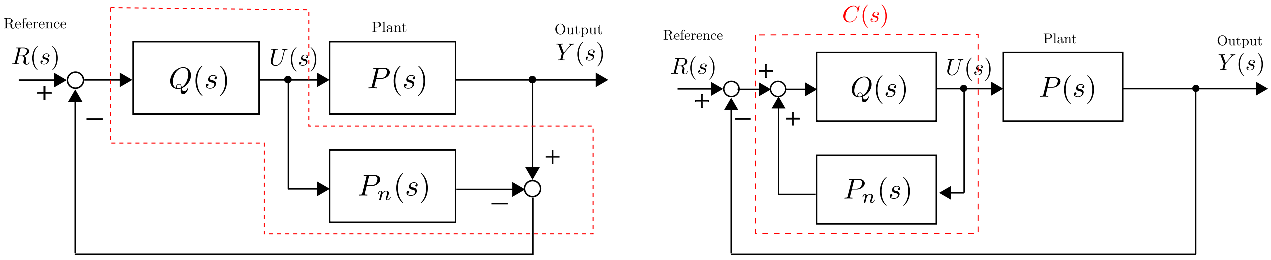
となる．また，図 3 に示した IMC を用いた制御系は図 4 に示すような等価変形することが出来る．図 4(b) 中のコントローラ $C(s)$ は，

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1-P_n(s)Q(s)} \tag{9}$$

となる．

4.2 制御系の設計

次に，先ほど説明した IMC 法を用いて DC モータの速度制御系を設計する．ここではノミナルモデルはプラントと等しい，つまり $P(s) = P_n(s)$ である．また，ノミナルモデルは最小



(a) IMC　　(b) IMC を等価変換したもの

図 4. IMC の等価変換

位相系である，つまり $P_n(s) = P_{nM}(s)$ であると仮定する．すると，IMC コントローラ $Q(s)$ は (4),(8) 式より

$$Q(s) = P_{nM}^{-1}(s)F(s) = P^{-1}(s)F(s) = \frac{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}{K}F(s) \tag{10}$$

となる．ここで一次（$n = 1$）の IMC フィルタ $F(s)$ を考えると，(7) 式より $F(s)$ は

$$F(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \tag{11}$$

となる．以上より，IMC コントローラ $Q(s)$ は

$$Q(s) = \frac{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}{K(\lambda s + 1)} \tag{12}$$

となる．したがって，一般のフィードバックコントローラ $C(s)$ は

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - P_n(s)Q(s)} \\ &= \frac{\frac{T^2s^2+2\zeta Ts+1}{K(\lambda s+1)}}{1 - \frac{K}{T^2s^2+2\zeta Ts+1}\frac{T^2s^2+2\zeta Ts+1}{K(\lambda s+1)}} \\ &= \frac{T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1}{K\lambda s} \\ &= \frac{2\zeta T}{K\lambda}\left(1 + \frac{1}{2\zeta Ts} + \frac{T}{2\zeta}s\right) \end{aligned} \tag{13}$$

となる．13 を見ると

4.3　シミュレーション

目標を達するのは早いがトルクは？

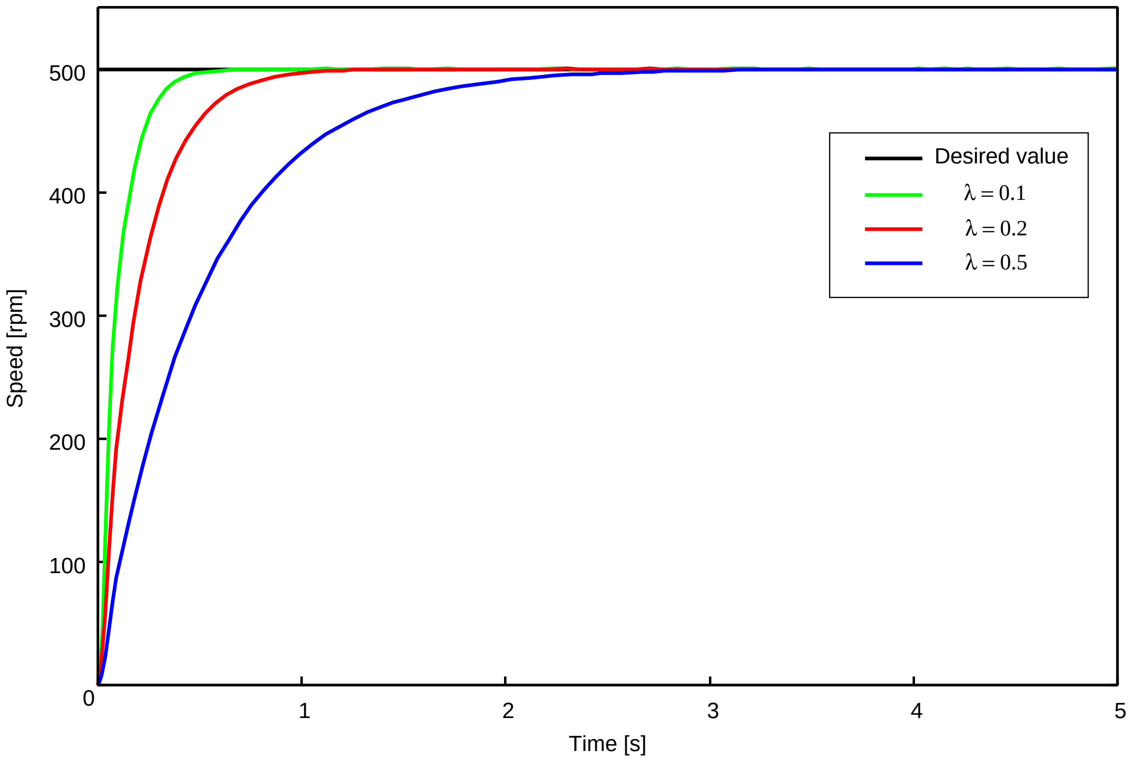


図 5. IMC 法で $\lambda = 0.1, 0.2, 0.5$ として設計したシステムのステップ応答

5　まとめ