

p.26 表2.2

26 第2章 複素数とラプラス変換

表2.2 ラプラス変換の性質

性 質	数 式
(1) 線形性	$\mathcal{L}[\alpha x(t) + \beta y(t)] = \alpha \mathcal{L}[x(t)] + \beta \mathcal{L}[y(t)]$
(2) 時間軸推移	$\mathcal{L}[x(t - \tau)] = e^{-\tau s} X(s) \quad (\tau > 0)$

p.30 下から4行目

式(2.30)の両辺に $(s+2)^2$ を乗じて分母を払うと,

$$(s+2)^2 X(s) = b_1 + (s+2)b_2 \quad (2.32)$$

となり, この式で $s = -2$ とおくことにより, b_1 は次のように決定できる.

$$b_1 = (s+2)^2 X(s)|_{s=-2} = (s+3)|_{s=-2} = 1$$

(2.31)

p.56 式(4.38)

である. すると, 式(4.35)より, 2次遅れ要素のステップ応答は

$$f(t) = \left\{ 1 + \frac{1}{\alpha - \beta} (\beta e^{\alpha t} - \alpha e^{\beta t}) \right\} u_s(t) \quad (4.38)$$

p.57 式(4.42)

$$\begin{aligned} f(t) &= 1 - e^{-\zeta \omega_n t} \left(\cos \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n t + \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin \sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n t \right) \\ &= 1 - e^{-\zeta \omega_n t} \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cos \left(\omega_n t - \arctan \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \end{aligned} \quad (4.42)$$

で与えられ, 不足制動と呼ばれる.

$\sqrt{1 - \zeta^2}$

p.58 式(4.44), 図4.15

$$T_p = \frac{\pi}{\sqrt{1 - \zeta^2} \omega_n} \quad (4.44)$$

式(4.43)より, O_s は ζ の関数であり, ζ が小さいほど O_s は大きくなることから, 代表的な ζ と O_s の関係を表4.3に示す. また, この場合の極の位置を図4.16に示す.

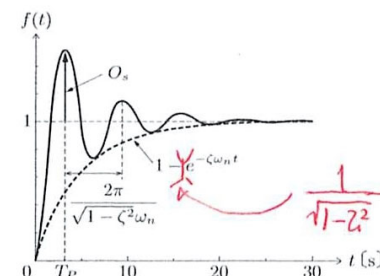


図4.15 2次遅れ要素のステップ応答 ($\zeta = 0.2$)

p.60 下から4行目

となる. これより,

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}[y(s)] = \left\{ 1 + \frac{1}{99} (e^{-t} - 100e^{-0.01t}) \right\} u_s(t)$$

p.62 図4.20

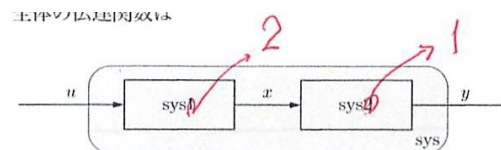


図4.20 システムの直列接続

p.74 例題5.1

例題 5.1 (周波数応答の計算)

伝達関数が

$$G(s) = \frac{1}{s+1} \quad (5.1)$$

である1次遅れ系に、周波数 ω の正弦波入力 $u(t) = \sin \omega t$ を印加したときの出力 $y(t)$ の定常値を、ラプラス変換を用いて求めなさい。

定常状態における

p.77 Point 5.1

このとき、周波数 ω をさまざまな値に変化させて得られる関数 $G(j\omega)$ ($\omega = 0 \sim \infty$) を周波数伝達関数 (frequency transfer function) あるいは周波数応答 (frequency response) という。これは周波数領域における LTI システムの入出力関係を記述する。また、 $|G(j\omega)|$ をゲイン特性 (あるいは振幅特性)、 $\psi(\omega)$ を位相特性と呼ぶ。ゲイン特性と位相特性は、周波数特性と呼ばれる。

p.86 図5.8

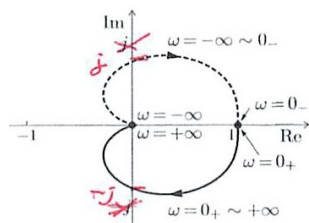


図5.8 ナイキスト線図の一例

p.89 図5.11

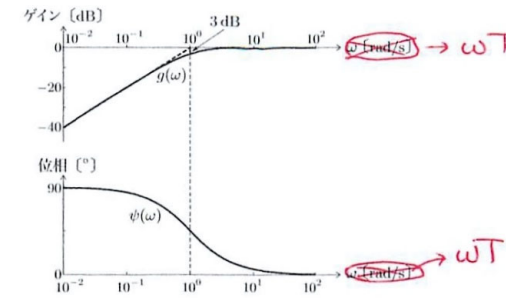


図5.11 近似微分要素のボード線図

p.91 図5.14

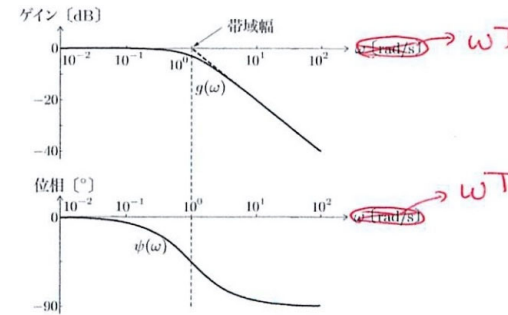


図5.14 1次遅れ要素のボード線図

p.93 図5.16

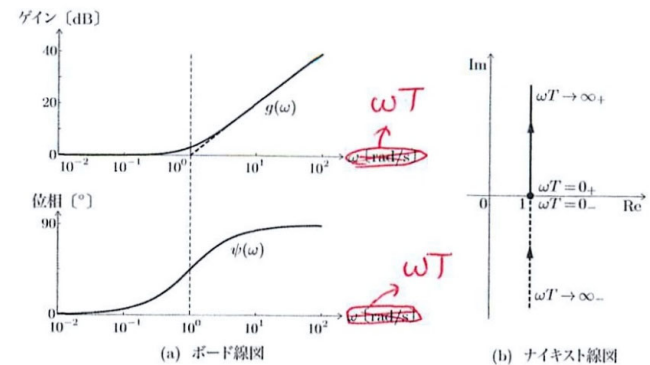


図5.16 1次進み要素のボード線図とナイキスト線図

p.93 例題5.5の解答 (2)

(2) この伝達関数を基本要素に分解すると、

$$G(s) = \frac{1}{s}(s+1)$$

となるので、 $G(s)$ は積分器と $T=1$ の1次進み要素の直列接続である。よって、それぞれのゲイン線図を足し合わせると、図5.17 (b)が得られる。

p.96 図5.19, 5.20

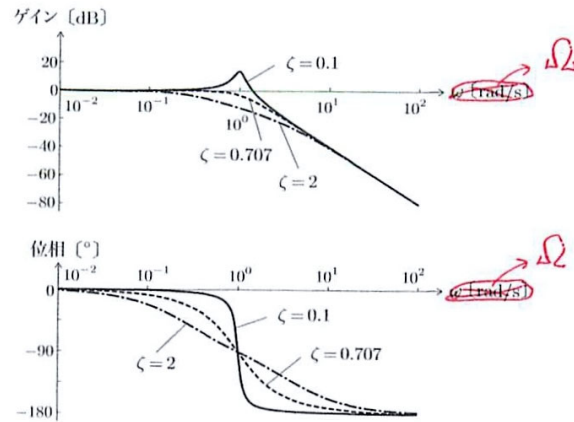


図5.19 さまざまな ζ に対する2次遅れ要素のボード線図

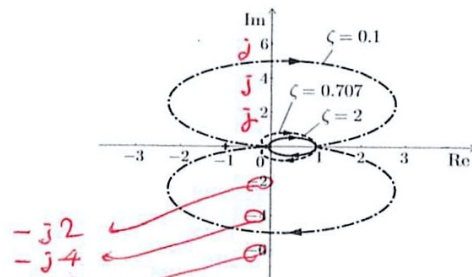
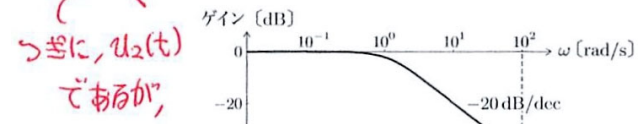


図5.20 さまざまな ζ に対する2次遅れ要素のナイキスト線図

p.102 最終行

$$y_1(t) = \sin 0.1t$$

である。その周波数のゲインと位相をボード線図から読み取ると、ゲインは約



p.138 真ん中あたり

により、外乱の影響を抑制することが可能になる。

[4] 制御対象のモデルの不確かさに対するロバスト化

この問題についても、式(8.2)の制御対象と式(8.3)のコントローラの例を用いて説明する。問題設定はフィードフォワード制御のときと同じにする。

このとき、フィードバック制御で $K=100$ とすると、

p.139 3行目から

となる。ただし、

$$T' = \frac{1}{1+K}, \quad K' = \frac{K}{1+K}$$

とおいた、これより、 $T' < T$ であるので、フィードバック制御を施すことにより、制御系の時定数は必ず小さくなり、また、十分大きい K に対しては $K' \approx 1$ であることがわかる。

p.145 式(9.8) から

$$s_i \neq s_j \quad (i \neq j)$$

9.3 伝達関数表現の場合 145

$$A(s) = (s - s_1)(s - s_2) \cdots (s - s_n), \quad s_1 \neq s_2 \neq \cdots \neq s_n \quad (9.8)$$

とおく。ここで、一般性を失うことなく、 ~~$s_i = 1$~~ とおいた。また、 s_i は実数あるいは複素数である。

式(9.67)のA(s)の s^n は係数は1とあった。

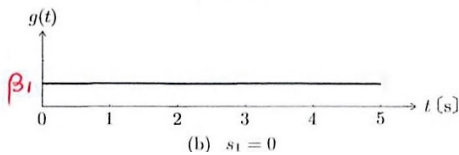
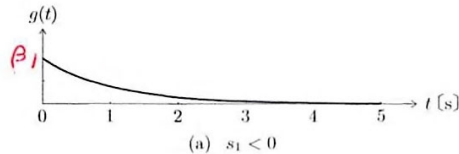
いま、インパルス応答はインパルス入力 $u(t) = \delta(t)$ に対する出力なので、 $y(t) = g(t)$ となり、これをラプラス変換すると、

p.146 3行目の式

これより

$$\int_0^\infty |g(t)| dt = \int_0^\infty |2e^{-3t} - e^{-4t}| dt = \left(\frac{1}{12} \right) < \infty$$

p.146 図9.3 (a), (b)



p.150

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	$\cdots$
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	$\cdots$
s^{n-2}	$b_1 := \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}}$	$b_2 := \frac{a_{n-1}a_{n-4} - a_n a_{n-5}}{a_{n-1}}$	b_3	$\cdots$
s^{n-3}	$c_1 := \frac{b_1 a_{n-3} - a_{n-1} b_2}{b_1}$	$c_2 := \frac{b_1 a_{n-5} - a_{n-1} b_3}{b_1}$	c_3	$\cdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	
s^0				

システムが安定であるための必要十分条件は、ラウス表の第1列 $\{a_n, a_{n-1}, b_1, c_1, \dots\}$ (これをラウス数列という) の要素がすべて同符号であることである。なお、正の実部を持つ特性根、すなわち不安定根の数は、ラウス数列における正負の符号変化の数に等しい。

このようにシステムの安定性を判別する方法を、ラウスの安定判別法あるいはラウス=フルビッツの安定判別法という。

ただし、1値のλでない、ここは 0 を入れる。

p.261 4.1 (4)

(3) ステップ応答は、

$$f(t) = 10(1 - e^{-(t-2)})u_s(t-2)$$

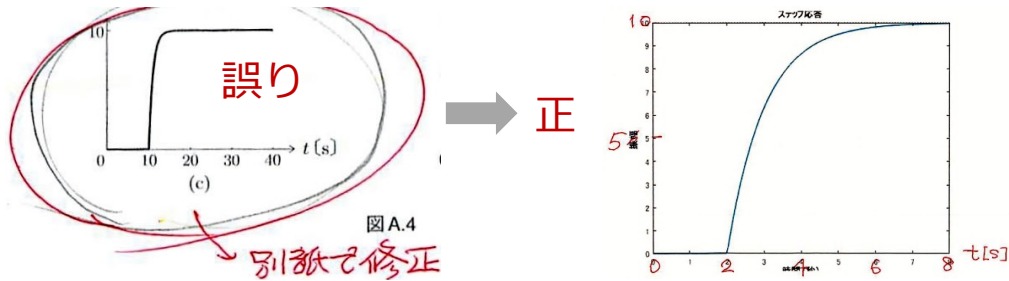
となり、むだ時間が2のステップ応答になる (図 A.4 (c)).

(4) ステップ応答は、

$$f(t) = 1 - e^{-0.5t} (\cos 0.87t + 0.58 \sin 0.87t) u_s(t)$$

$$\cos \frac{\sqrt{3}}{2} t + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \frac{\sqrt{3}}{2} t$$

p.261 図A.4 (c)



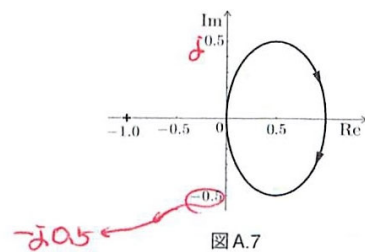
p.262 5.1(1)

第5章

[5.1] (1) 与えられた伝達関数は位相遅れ要素 $G_1(s)$ と位相進み要素 $G_2(s)$ の積である。折線近似法を用いて描いたボード線図を図A.5に実線で示す。なお、図中の破線は MATLAB を用いて描いたものである。

p.263 5.3, 5.4

[5.3] ナイキスト線図を図A.7に示す。



[5.4] $y_1(t) = \sin 0.001t$, $y_2(t) = 0.01 \sin(10t - 90^\circ)$

p.269 7 (3)

- [7] (1) $G(s) = 10 \frac{1}{s} \frac{1}{10s + 1} \frac{1}{0.1s + 1} (s + 1)$ → 10^{-5}
 (2) 折線近似法により描いたボード線図を図B.4に示す。
 (3) $y(t) = 10^4 \sin(10^{-3}t - 90^\circ) + 10^{-6} \sin(10^3t - 180^\circ)$

以上です