

E8 オペアンプによるフィードバック制御

E8.1 はじめに

オペアンプによるアナログ演算回路を使うと、PID 制御器や補償器をはじめとして、有限次元の伝達関数で表わせる制御要素を、比較的簡単・安価に、精度よく実装できる。今回は、このようなオペアンプによる制御について、DC モータ駆動系を対象として、実際に回路を組んで実験しながら学ぼう。最後に、一般的な有限次元要素をアナログ回路によって実装する例を紹介する。

今日の目標

1. オペアンプを使ったアナログ演算回路によって、PID 制御器を実装できるようになる。
2. オペアンプによる DC モータ PID 位置制御系のパラメータ決定を体験する。
3. アナログ演算回路による有限次元線形動的システムの実現方法を知る。

E8.2 DC モータ PID 位置制御系のおさらい (C8 の復習)

復習 E8.1 DC モータ PID 位置制御系

E6 で学んだように、電圧駆動、位置 (角度) 出力とすると、よく用いられる DC モータ駆動系の線形モデルの伝達関数は次のように表わせる。

$$P_M(s) \triangleq \frac{K_M}{s(sT_M + 1)} \quad (\text{E8.1})$$

これに対して、今回取り上げる DC モータの PID 位置制御系の構成を、C8 と同様に図 E8.1 のとおりとする。 y が出力軸角度 (制御量)、 y_r がその目標値、 e が制御偏差、 u が電機子電圧 (操作量) である。

復習 E8.2 PID 各補償器の効果

図 E8.1 の制御系において、PID パラメータの効果は以下のとおりであった。

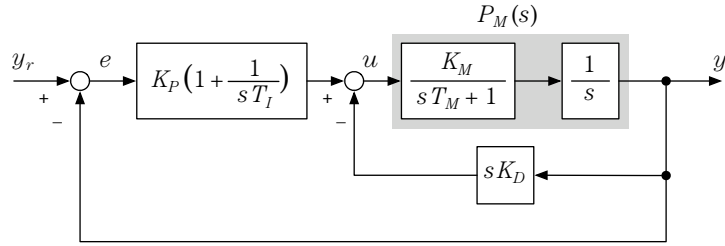


図 E8.1: DC モータ PID 位置制御系

微分ゲイン K_D の効果 図 E8.1 の制御系において、式 (E8.1) で与えられる制御対象 $P_M(s)$ に微分補償だけを施した部分は図 E8.2 のとおりになり、この部分をまとめた伝達関数は、

$$P_D(s) \triangleq \frac{K}{s(sT + 1)} \tag{E8.2}$$

$$K \triangleq \frac{K_M}{1 + K_M K_D}, \quad T \triangleq \frac{T_M}{1 + K_M K_D} \tag{E8.3}$$

と書ける。 $P_D(s)$ は、図 E8.1 において等価的に PI 補償器 $K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right)$ の制御対象と見ることができる。これにより、もとの DC モータ駆動系 $P_M(s)$ に対して、折れ点 $1/T$ をパラメータ K_D によって調整できることが分かる。 $1/T$ を大きくするほど最終的な制御帯域を広くとれる。なお、ゲイン K はあとで K_P を決定するときにキャンセルできるので、この段階では気にしなくてよい。

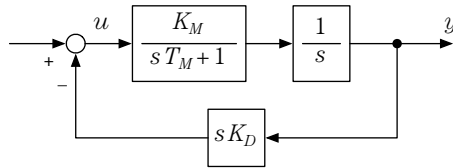


図 E8.2: PI 制御の等価制御対象 (K_D の効果)

比例ゲイン K_P の効果 比例要素 K_P を加えると、 $P_D(s)$ に対する偏差フィードバック制御系となる (図 E8.3 参照)。このとき、目標値 y_r から制御量 y までの閉ループ伝達関数 (相補感度関数) は、

$$H_P(s) \triangleq \frac{K K_P/T}{s^2 + s/T + K K_P/T} \tag{E8.4}$$

すなわち 2 次系になり、固有角周波数、減衰係数は次のとおり：

$$\omega_n \triangleq \sqrt{\frac{K K_P}{T}}, \quad \zeta \triangleq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{K K_P T}}. \tag{E8.5}$$

E8.2. DC モータ PID 位置制御系のおさらい (C8 の復習)

このように、 K_P は ω_n , ζ の両方に影響するが、 ω_n はもっぱら T を小さくすることによって稼ぎ、 K_P は ζ が小さくなりすぎて応答が振動的にならないことを重視して決定する。

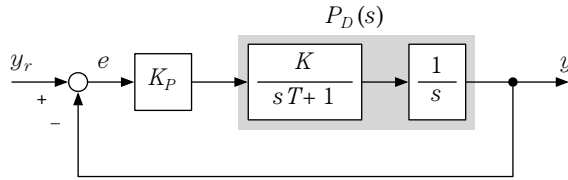


図 E8.3: PD 制御系 (K_P の効果)

積分時間 T_I の効果 さらに積分補償を加えて図 E8.1 の構成にする。上記のことから、この系は図 E8.4 参照と等価だから、この偏差 $e(t)$ の経路を開いた開ループ一巡伝達関数は次式で与えられる。

$$L_{PID}(s) \triangleq K K_P \frac{s + \frac{1}{T_I}}{s^2 (sT + 1)} \tag{E8.6}$$

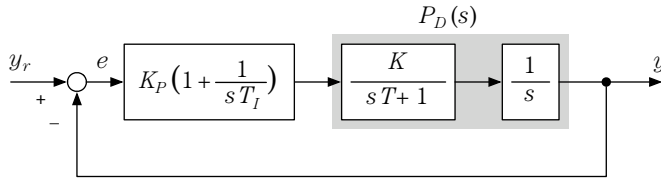


図 E8.4: PID 制御系の等価ブロック線図

この伝達関数のゲイン線図は、図 E8.5 のように折れ線近似できる。図より、積分補償には開ループ伝達関数の低域のゲインを増し、トルク外乱などに対して定常偏差を抑える効果が期待できる。 $L_{PID}(s)$ の低域側の折れ点周波数 (零点由来) が $1/T_I$ [rad/s] なので、 K_D , K_P を固定すると T_I が小さいほど低域の補償効果が大きい。なお、 $1/T_I \ll 1/T$ であれば、先に決定している K_D , K_P の効果にはほとんど影響せず、PI の等価制御対象の伝達関数：式 (E8.3)、閉ループ動特性：式 (E8.4) はほぼ変わらない。

開ループ一巡周波数応答 以上をまとめると、図 E8.1 の制御系において、まず、安定余裕から見て、図 E8.5 で傾きが -20dB/dec の範囲にゲインクロスオーバー周波数を置くことが基本的な設計条件となる。すなわち、 $1/T > \omega_c > 1/T_I$ である、また、定常偏差抑制の観点からは $1/T_I$ を、制御帯域の観点からは ω_c を、いづれもできるだけ大きくすることが望ましい。しかし、 ω_c を $1/T_I$ に近づけると応答が振動的になる。実際の手順としては、 $1/T$, ω_c , $1/T_I$ の順に、それぞれ、パラメータ K_D , K_P , T_I を調整して決定する。

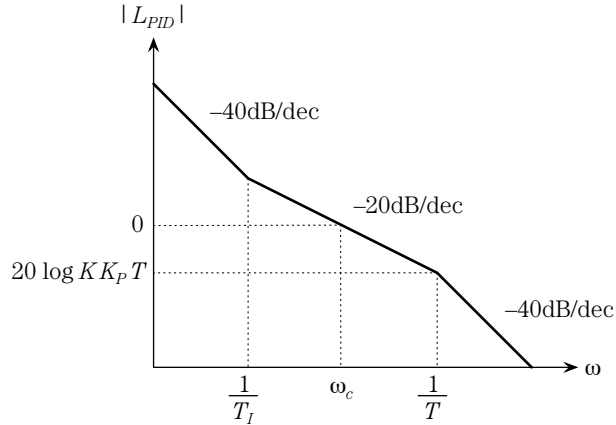


図 E8.5: PID 位置制御系の開ループ一巡周波数応答 (ゲイン線図)

復習 E8.3 PID パラメータの決定法

以上より，実験によるパラメータ決定の手順は次のようにすればよい。

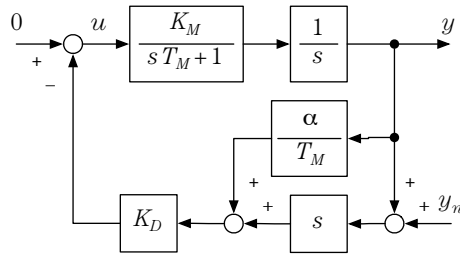


図 E8.6: K_D 決定のための実験系

K_D の決定 まず，図 E8.6 に示す構成で，位置検出値にステップ状のノイズ信号 y_n を加えて y を観測し， K_D を調整する。ただし，ゲイン・フィードバック項 α/T_M は，微分フィードバックだけでは出力軸の角度が一定に定まらずドリフトする恐れがあるので，これを防止するために付加する。これは， $K_P = \alpha K_D/T_M$ として， $\alpha \ll 1$ となるように実装する。 $\alpha \approx 0$ とすると，図 E8.6 で y_n から y までの伝達関数は，

$$\frac{K_M K_D}{1 + K_M K_D} \frac{1}{s T + 1} \tag{E8.7}$$

で近似できることが分かる。すなわち， K_D によらず 1 次遅れ系とみなせる。しかし，現実の実験装置では， K_D を大きくすると応答が振動的になるなど，線形 1 次遅れ系とは異なるふるまいを見せる。そこで，そうならない範囲で，折れ点周波数 $1/T$ が十分高くなるように（すなわち， y_n に対する y のステップ応答の時定数が小さくなるように） K_D を調整する。

E8.3. アナログ演算回路による DC モータの PID 位置制御

K_P の決定 K_D を前項で得た値に固定して、図 E8.7 の構成で目標値 y_r から y へのステップ応答を観測しながら、望ましい応答になるように K_P を調整する。ただし、図 E8.5 において開ループ・ゲイン・クロスオーバー周波数を $\omega_c < 1/T$ とするために、 $K_P < 1/K$ の範囲で選ぶ。

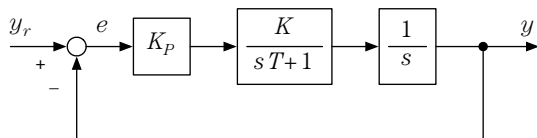


図 E8.7: K_P 決定のための実験系

K_I の決定 K_D , K_P を以上で決めた値に固定して、図 E8.8 に示す構成で外乱 d に対するステップ応答を観測しながら、その挙動と定常偏差が望ましくなるように K_I を調整する。ただし、 $1/T_I \ll 1/T$ が必要。

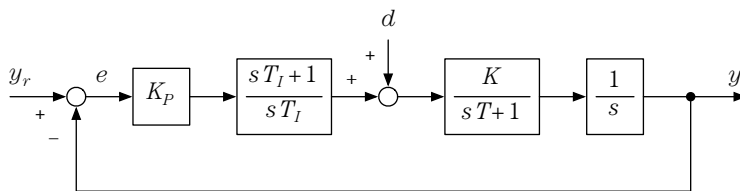


図 E8.8: K_I 決定のための実験系

E8.3 アナログ演算回路による DC モータの PID 位置制御

原理 E8.1 アナログ演算回路による PID 制御器

図 E8.1 の PID 制御系の制御器部分は、E6 で学んだアナログ演算基本回路のゲイン要素、積分要素、疑似微分要素を組み合わせることによって近似実現できる。まず、図 E8.1 において微分要素を疑似微分に置き換え、アナログ演算基本回路が反転回路であることを考慮すると、図 E8.9 のように構成すればよい。ここで T_D は疑似微分の時定数で、 T に対して十分小さく、かつ高周波帯域（制御帯域に比べて）でノイズなどの影響が顕著にならないように選ぶ。この構成を要素ごとにアナログ演算基本回路で実現する例を図 E8.10 に示す。ただし、あとでパラメータ決定に用いる端子 a-b, 実験用入力電圧 v_d , v_n からの回路を付加してある。また、 R_1 , R_2 は、観測信号に対してオペアンプの動

作信号の電圧スケールが適切な範囲になるよう換算するために用いる。図 E8.9 の PID パラメータと回路パラメータの対応は、次式で与えられる：

$$K_D = C_D R_D, \quad T_D = C_D R_3, \quad K_P = \frac{R_2 R_D}{R_1 R_P}, \quad T_I = C_I R_I. \quad (\text{E8.8})$$

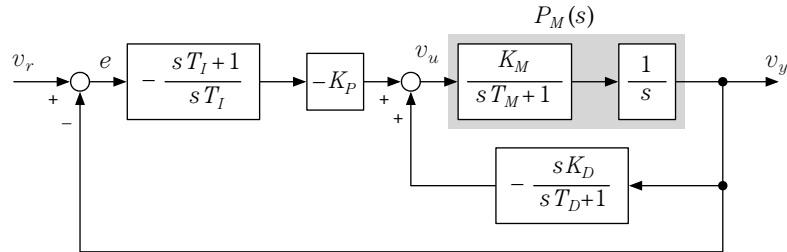


図 E8.9: アナログ演算回路による PID 制御器の構成

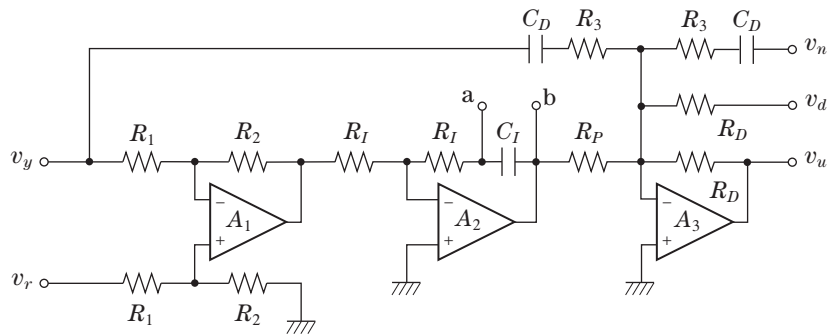


図 E8.10: アナログ演算回路による PID 制御器

準備課題 E8.1 アナログ PID 制御器の仮パラメータの選定

次の実習のため、アナログ PID 制御器の回路パラメータの初期値を以下により選定せよ。

1. まず、 $K_D = 0$, $T_I = \infty$ と仮定して、弱いゲインフィードバックを実現する K_P を求める。
 - (a) $K_D = 0$ のとき、式 (E8.3) から $K = K_M$, $T = T_M$ となるので、これらの値を E6 の結果から確認する。
 - (b) さらに $T_I = \infty$ と仮定して、開ループ伝達関数 L_{PID} のゲイン交差角周波数が $\omega_c = 0.1/T_M$ となるような K_P の概算値を、図 E8.5 に示した Bode 線図の折れ線近似から求める。
 - (c) このときの閉ループ系の ζ , ω_n (式 (E8.5) 参照) を求めておく。

E8.3. アナログ演算回路による DC モータの PID 位置制御

7

2. 次に, 上の K_P を実現する回路パラメータを式 (E8.8) から求める. 同時に, K_D , T_I , T_D の値を設定する.

(a) 上の K_P を誤差 $\pm 10\%$ 以内で実現する R_P を, E12 系列の範囲で決定する. ただし, 以下を前提とする:

- $C_D = 0.047\mu\text{F}$ とし, $T_D \approx T_M/300$ となるように R_3 を E12 系列から選ぶ. 理由は次のとおり:
 - 式 (E8.3) から, のちのパラメータ調整の結果 $T \leq T_M$ となる.
 - 疑似微分の時定数 T_D は, 最終的な T より十分小さくする必要がある.
 - そこでここでは, T の最大値である T_M の値に対して, $T_D \approx T_M/300$ となるように, 回路パラメータを選定する. C_D は K_D の調整を考慮して選んである.
- $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 22\text{k}\Omega$ とする. 理由は次のとおり:
 - オペアンプの電源は $V_{cc} = 5\text{V}$ の正負対称 2 電源, モータのポテンショの電源は $\pm 5\text{V}$ とする.
 - オペアンプ A_1 の出力電圧のスケールを V_{cc} の $1/5$ 程度にするため, $R_2/R_1 \approx 0.2$ とする.
 - ポテンショの出力側から見た抵抗値に対して R_1 が 100 倍程度以上となることと, 使用する汎用オペアンプ IC の性能 (主に入力バイアス電流より信号電流が十分大きくなること) を考慮して, E12 系列の範囲から, $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 22\text{k}\Omega$ とする.
- R_P 以外の残りの回路パラメータ: R_D , R_I , C_I は, 初期値として $R_D = 10\text{k}\Omega$, $R_I = 1\text{M}\Omega$, $C_I = 2.2\mu\text{F}$ とする. これらは, パラメータ調整の初期値として有効と思われるものを選んである.

(b) 以上で選定した回路パラメータによる開ループ系のパラメータ K_P , K_D , T , ω_c , T_I , 閉ループ系のパラメータ ζ , ω_n を概算しておく.

実習 E8.1 アナログ PID 制御器 (仮パラメータ) の実装と応答観測

次の手順で, ブレッドボードに図 E8.10 の回路を実装し, 閉ループ系の動作を観測する.

1. 準備課題で求めた値の回路素子とオペアンプ, 電源バイパスコンデンサを用意する. ただし;

- オペアンプ IC としては LM358N を 2 個用いる.

- v_d から A_3 への回路素子 R_D は、あとで実験によって値を決めるまで付加しない。

2. 実体配線図を描く：

- 実際にブレッド・ボードに実装する状況を想定して、接続点の数を考慮に入れて描くこと。
- オペアンプの電源は $V_{cc} = 5V$ の正負対称 2 電源とする。
- 現段階では、端子 a-b 間を短絡する。
- 使用しないオペアンプ素子については独立したボルテージ・フォロワを構成し、入力を接地しておく。
- 次の PID パラメータ決定の過程で素子を入れ替えたり回路の一部を変更・追加するので、スペースに余裕を持たせること。

3. 実体配線図のとおり配線する。

4. 結線が終わり、特に電源の誤配線がないことを確認したら、図 E8.11 のように DC モータ駆動系や計測器類を接続し、計測系を構成する。すなわち：

- モータ出力軸のポテンショへの電源は、 $\pm 5V$ とする。
- 今回使う PWM ドライブ回路の入力には 2.5V のオフセットが必要なので、入力抵抗値を考慮して PWM 回路の 5V 電源と v_u のそれぞれから $1k\Omega$ の抵抗を介して入力に接続する。これによって、E8 で測定したモータ実験装置のゲインはおよそ 1% 変化するだけで、その影響は実験上無視できる程度と考えられる。

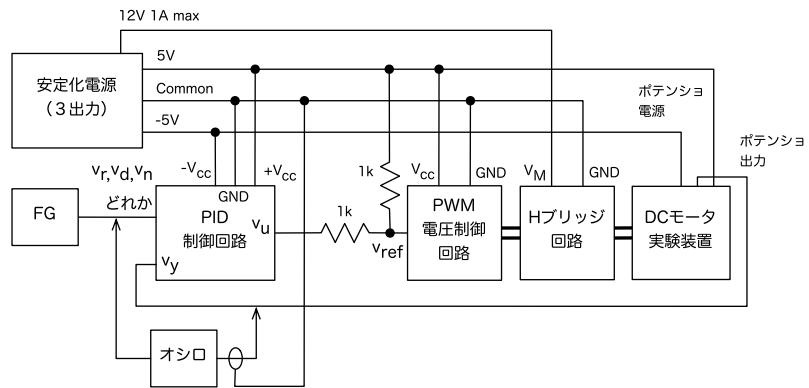


図 E8.11: PID パラメータ決定のための実験系の構成

5. 回路に電源を投入し、 $v_r = 0$ としてモータが一定の角度に止まること、 v_r を手動で変化させるとモータが追従することを確認する。もし、モータの回転が止まらない場合は、モータの接続を逆にして試す。

6. FG から $\pm 0.5\text{V}$ 程度の矩形波状の目標値電圧 v_r を加え、オシロを使って入出力応答（矩形波応答）を観測する。ただし、矩形波の周期は、予想されるステップ応答の波形の観測に適した範囲とすることに注意。回路の動作がおおむね設計どおりであること（たとえば、閉ループ系のステップ応答が準備課題で概算した値と整合していること）を確認する。

実習 E8.2 実験による PID パラメータ決定と動作確認

実験により、回路パラメータを介して PID パラメータを決定する。同時に、PID パラメータの効果を応答によって確認する。

1. まず次のように K_D （直接には R_D ）を決定する：

- (a) R_P を、モータ回転角度が落ち着き、オペアンプ A_3 の出力電圧が飽和しない範囲で十分大きな値とする（目安として、回路実装の際に決めた値の 10 倍以上）。端子 a-b 間は短絡したままとする。上記のように、 v_d から A_3 への回路素子はまだ付加しない。目標値電圧 $v_r = 0\text{V}$ とする。
- (b) R_D を $10\text{k}\Omega$ から徐々に大きく設定しながら、 v_n として $\pm 0.5\text{V}$ 程度の矩形波電圧ノイズを加え、ポテンショ出力電圧の応答を観測する。
- (c) 応答が振動状や不安定にならない範囲で、望ましい速さの応答が得られる値に R_D を決定する。

なお、このような回路パラメータの調整（以下 R_P , C_I も同様）では、値をやや大きく等比（標準数で等ステップ）に変化させると作業効率がよい。2つの値の間に値を絞り込むときには相乗平均付近（標準数の順番で中央）を選ぶようにする。

2. 続いて K_P (R_P) を決定する：

- (a) R_D を上で決定した値とする。端子 a-b 間は短絡したまま、 v_n を接地する。
- (b) R_P を徐々に小さくしながら、目標値電圧 v_r として $\pm 0.5\text{V}$ 程度の矩形波電圧信号を加え、ポテンショ出力電圧の応答を観測する。
- (c) 望ましい波形が得られる値に R_P を決定する。

3. 最後に K_I (C_I) を決定する：

- (a) R_D , R_P は上で決定した値とする。端子 a-b 間の短絡を外す。図 E8.10 における、 v_d への回路素子 R_D を付加する。 v_r , v_n とも接地する。
- (b) C_I を徐々に小さくしながら、外乱電圧 v_d として $\pm 0.5\text{V}$ 程度の矩形波電圧信号を加え、ポテンショ出力電圧の応答を観測する。

- (c) 十分な外乱抑制が実現できる R_I を決定する。なお, C_I で調節できない場合は R_I を変える。
4. 得られたパラメータによる DC モータ PID 位置制御系の周波数応答の概要を, 入出力のリサージュ図形により観測する。
- (a) 閉ループ系の v_r から v_y までの動特性について, 位相遅れが 90° となる周波数を実験によって求めよ。
- (b) ステップ状の外乱入力 v_d に対する定常偏差までのゲインを計測せよ。
- (c) 最終的なパラメータにおける T , ω_c , T_I を確認できるような実験を行なえ。

復習課題 E8.1 PID パラメータ決定実験結果の検証

上の実験結果を用いて以下を行ない, 結果について考察せよ。

- 閉ループ系の v_r から v_y までの動特性について, 位相遅れが 90° となる周波数の理論値を求め, 実験結果と比較せよ。
- ステップ状の外乱入力 v_d に対する定常偏差までのゲインの理論値を求め, 実験結果と比較せよ。
- 最終的に決定したパラメータ値における T , ω_c , T_I を計算し, 実験結果と比較せよ。

E8.4 アナログ演算回路による任意の有限次元線形系の実現

より一般的な制御要素やフィルタの実現について考えよう。基本的な制御要素やフィルタ, あるいは動的システムには, 有限次元の伝達関数:

$$G(s) \triangleq \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \quad (\text{E8.9})$$

もしくはこれと等価な線形微分方程式:

$$\begin{aligned} & \left\{ \left(\frac{d}{dt} \right)^n + a_{n-1} \left(\frac{d}{dt} \right)^{n-1} + \cdots + a_1 \frac{d}{dt} + a_0 \right\} y(t) \\ & = \left\{ b_n \left(\frac{d}{dt} \right)^n + b_{n-1} \left(\frac{d}{dt} \right)^{n-1} + \cdots + b_1 \frac{d}{dt} + b_0 \right\} u(t) \end{aligned} \quad (\text{E8.10})$$

で表わされるものが多い。実は, このような入出力特性は, アナログ演算基本回路のうち積分回路と加減算回路を組み合わせるだけで実現できる。したがって, このような特性の制御要素やフィルタ, アナログ・シミュレータは, オペ

E8.4. アナログ演算回路による任意の有限次元線形系の実現

アンプを使って実装できる。以下では、例として2次系の場合を取り上げ、具体的に説明する。

原理 E8.2 積分要素で表わす任意の2次系

任意の2次系

$$G(s) \triangleq \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \tag{E8.11}$$

$$\ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_2 \ddot{u}(t) + b_1 \dot{u}(t) + b_0 u(t) \tag{E8.12}$$

は、図 E8.12 のような構造で表わすことができる。同様に、積分要素を次数の分だけ並べることにより、式 (E8.9) で表わされる任意の次数の有理伝達関数が積分要素とゲイン、加減算だけで表わせる。このことを、図 E8.12 の入出力関係式を求めて確認しよう。

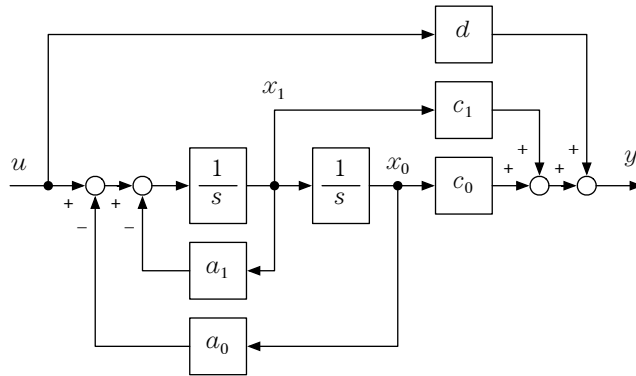


図 E8.12: 積分要素を使った任意の2次系の構造

図 E8.12 における各変数間には次の関係が成立つ関係が成立つ：

$$y(t) = c_1 x_1(t) + c_0 x_0(t) + d u(t), \tag{E8.13}$$

$$\dot{x}_0(t) = x_1(t), \tag{E8.14}$$

$$\dot{x}_1(t) = -a_1 x_1(t) - a_0 x_0(t) + u(t). \tag{E8.15}$$

これを整理すると、

$$\ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_2 \ddot{u}(t) + b_1 \dot{u}(t) + b_0 u(t), \tag{E8.16}$$

$$b_2 = d, \quad b_1 = c_1 + a_1 d, \quad b_0 = c_0 + a_0 d \tag{E8.17}$$

が得られる。

原理 E8.3 アナログ演算回路による任意の2次系

図 E8.12 から、以下のようにして任意の 2 次系の入出力特性をアナログ演算回路で実現できる。まず、積分回路が負のゲインを持つことなど、アナログ基本回路で実現することを考慮して図 E8.12 を等価変換すると図 E8.13 のようになる。

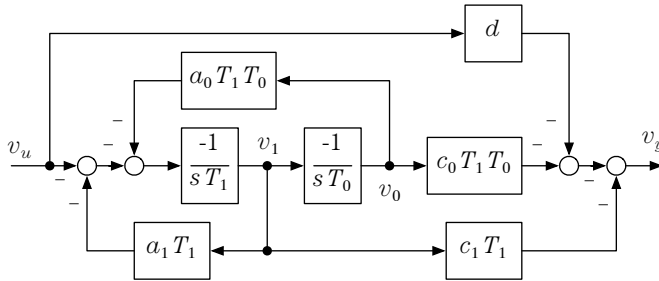


図 E8.13: アナログ演算回路を想定した任意の 2 次系の構造

この構造は、図 E8.14 のように、積分回路、反転加算増幅回路だけを用いて実現できる。ただし、ここでは図 E8.12 における係数はすべて正であると仮定した。負の係数が含まれる場合には、その出力電圧信号を反転加算増幅回路へ入力する場所を変えればよい。この回路のパラメータと図 E8.13 のパラメータの対応は次のようになる：

$$a_1 = \frac{R}{R_1 T_1}, \quad a_0 = \frac{R}{R_2 T_0 T_1}, \quad c_1 = \frac{R}{R_7 T_1}, \quad c_0 = \frac{R}{R_6 T_0 T_1},$$

$$d = \frac{R}{R_5}, \quad T_1 = C R_3, \quad T_0 = C R_4. \quad (E8.18)$$

例 E8.1 2 次の状態変数フィルタ

2 次系で、伝達関数が

$$G(s) \triangleq \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (E8.19)$$

の形の場合を考える。これを実現するアナログ演算回路は、図 E8.15 のとおり。

この回路において、入力 $v_i(t)$ から、 $v_a(t)$ 、 $v_b(t)$ および $v_c(t)$ までの 3 つの伝達関数を求めると、

$$G_a(s) \triangleq \frac{b_a s^2}{s^2 + a_1 s + a_0}, \quad G_b(s) \triangleq -\frac{b_b s}{s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (E8.20)$$

$$G_c(s) \triangleq \frac{b_c}{s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (E8.21)$$

$$a_1 \triangleq \frac{R}{C R_1 R_3}, \quad a_0 \triangleq \frac{R}{C^2 R_2 R_3 R_4}, \quad (E8.22)$$

$$b_a \triangleq \frac{R}{R_5}, \quad b_b \triangleq \frac{R}{C R_3 R_5}, \quad b_c \triangleq \frac{R}{C^2 R_3 R_4 R_5} \quad (E8.23)$$

E8.4. アナログ演算回路による任意の有限次元線形系の実現

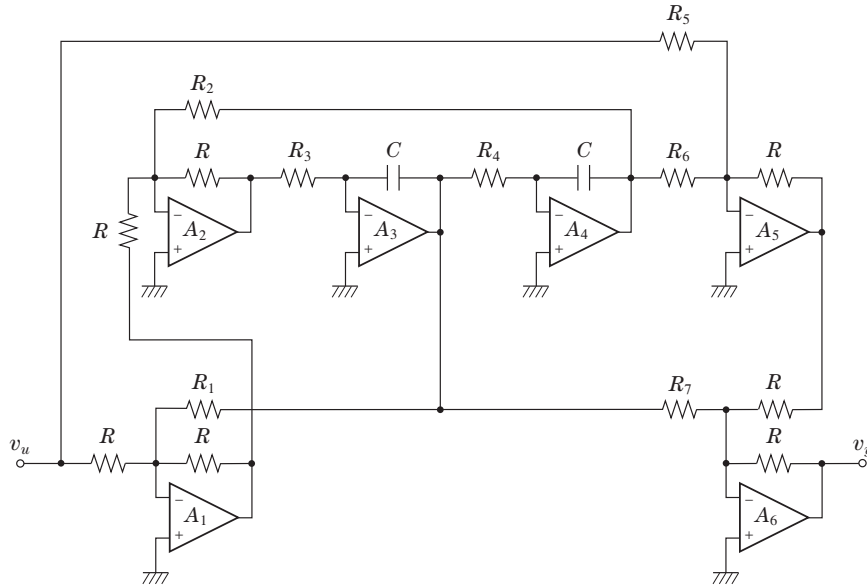


図 E8.14: 任意の 2 次系（係数が正）を実現するアナログ演算回路

となる。これらの伝達関数のゲイン線図の一例を図 E8.16 に示す。したがって、1つの回路でハイパス、バンドパス、ローパスの3つのフィルタ機能が得られて、1つの入力信号 $v_i(t)$ を同時に3つの周波数成分に分解できることが分かる。このような、次数分の積分回路の直列構造に基づくアナログ演算回路をフィルタとして用いるとき、これを状態変数フィルタと呼ぶ。

復習課題 E8.2 2 次の状態変数フィルタの設計

1. 以下の条件を、誤差 $\pm 10\%$ 以内で同時に満たす 2 次の状態変数フィルタ

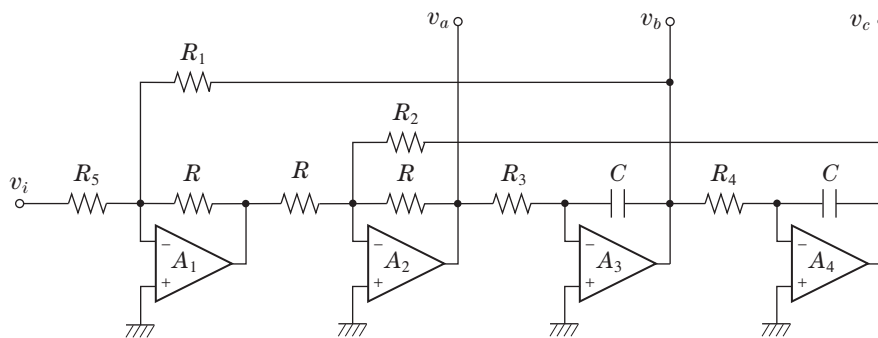


図 E8.15: 2 次の状態変数フィルタ

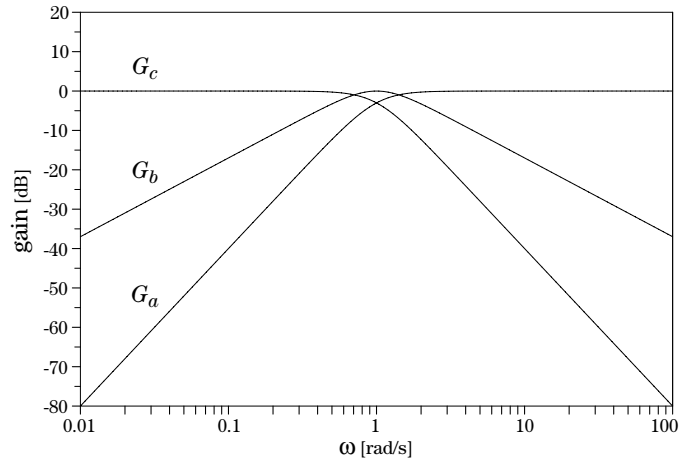


図 E8.16: 2 次の状態変数フィルタの周波数特性

回路を設計せよ (回路パラメータ値を E12 系列の中から選ぶ. ただし, 抵抗値は $1\text{k}\Omega$ から $1\text{M}\Omega$ 程度の範囲内とすること):

- G_b のゲインのピークが $f_n = 1\text{kHz}$,
- G_c の減衰係数 $\zeta = \sqrt{2}/2$,
- G_c の直流ゲインが 0dB ,
- G_a の高周波ゲインが 0dB .

2. 設計した回路における G_a , G_b , G_c ゲイン線図をプロットせよ.

E8.5 おわりに

今回の主な内容を振り返ると以下のとおり.

- DC モータの PID 位置制御系を例に, PID 制御器をアナログ演算回路によって実現する方法を学んだ.
- オペアンプ IC を使って PID 制御器を実装した.
- 実験により PID パラメータに対応する回路パラメータを決定した.
- 任意の有限次元線形系をアナログ演算回路で実現する方法を 2 次系を例として学び, 状態変数フィルタについて知った.