⑧【モータドライブ】　講師：河村篤男

モータドライブの基礎

Atsuo Kawamura
Yokohama National University
河村篤男
横浜国立大学

目次

1. イントロ

ここまで、電力変換回路の基礎を学んできた。

パワエレ回路とモータを組み合わせると、運動制御(モーションコントロール)が行える。

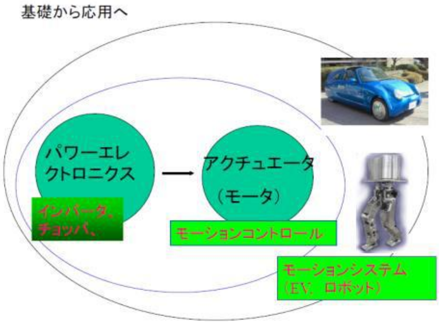
その基礎を俯瞰できるようなることを目標にする。

(1)pmモータの原理(ベクトル制御)

(2)システムとしてのモータ駆動系

(3)応用例に関して学ぶ。

基礎から応用へ



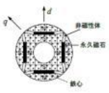
イントロ　参考文献

文献(1)河村他、パワーエレクトロニクス学入門—基礎から実用例まで　2009年2月 コロナ社

文献(2)河村、現代パワーエレクトロニクス、2005年、2009年2月　数理工学社

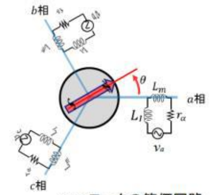
⑧【モータドライブ】　講師：河村篤男

2.　pmモータの基礎-1



ipm モータの
ロータの構造

図は星氏(東京理科大)より[1)]



spm モータの等価回路

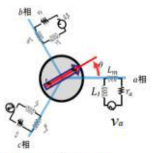
"現代パワーエレクトロニクス" 数理工学社(2005年)河村篤男著から抜粋

イメージ図

2.　pmモータの基礎-2(3相電圧電流)

図に示した円筒型pmモータの模式図において、ロータ磁石からの鎖交磁束および巻線からの鎖交磁束を考慮して回路方程式を作ると次式となる。

$$
\begin{aligned}
v_a &= r_a i_a + L_l \frac{d}{dt} i_a + \frac{d}{dt}\lambda_{as} + \frac{d}{dt}\lambda_{ar} \\
v_b &= r_a i_b + L_l \frac{d}{dt} i_b + \frac{d}{dt}\lambda_{bs} + \frac{d}{dt}\lambda_{br} \qquad (1) \\
v_c &= r_c i_c + L_l \frac{d}{dt} i_c + \frac{d}{dt}\lambda_{cs} + \frac{d}{dt}\lambda_{cr}
\end{aligned}
$$

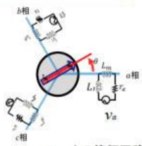


ただし、v_a, v_b, v_cは相電圧。r_a、L_l は巻線抵抗と漏れインダクタンス。λ_{as}、λ_{bs}、λ_{cs}、λ_{ar}、λ_{br}、λ_{cr}は、それぞれa,b,c相巻線が、ステータ側巻線およびロータ磁石から鎖交する磁束。

2.　pmモータの基礎-3

従って、λ_{as}、λ_{bs}、λ_{cs}は次式となる。

$$
\begin{aligned}
\lambda_{as} &= L_m i_a + L_m i_b \cos(2/3\pi) + L_m i_c \cos(4/3\pi) \\
\lambda_{bs} &= L_m i_b + L_m i_c \cos(2/3\pi) + L_m i_a \cos(4/3\pi) \\
\lambda_{cs} &= L_m i_c + L_m i_a \cos(2/3\pi) + L_m i_b \cos(4/3\pi)
\end{aligned}
$$



spm モータの等価回路

L_m は励磁インダクタンス。さらに、λ_{ar}、λ_{br}、λ_{cr}は次式となる。

$$
\begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi\cos\theta \\ \Phi\cos(\theta - 2\pi/3) \\ \Phi\cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}
$$

ただし、Φは磁石の作る磁束で、極対数1

2.　pmモータの基礎-4

誘起電圧を次式で定義すると、

$$
\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{d\lambda_{ar}}{dt} \\ \dfrac{d\lambda_{br}}{dt} \\ \dfrac{d\lambda_{cr}}{dt} \end{bmatrix}
$$

以上の式を使って(1)を整理すると、次式となる。

$$
\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_1 & -\frac{1}{2}pL_m & -\frac{1}{2}pL_m \\ -\frac{1}{2}pL_m & r_a + pL_1 & -\frac{1}{2}pL_m \\ -\frac{1}{2}pL_m & -\frac{1}{2}pL_m & r_a + pL_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \qquad (2)
$$

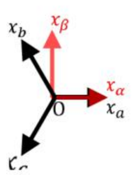
自己インダクタンス $L_1 = L_l + L_m$　pは微分演算子

2.　pmモータの基礎-2相/3相変換

2相/3相絶対変換と、3相/2相絶対変換

$$
\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad \text{(B-3)}
$$

$$
\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \qquad \text{(B-4)}
$$



2.　pmモータの基礎-5（2相の回路方程式）

式(B.4)を用いて式(2)を変形すると、

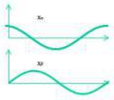
$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & 0 \\ 0 & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

これが2相でのpmモータの回路方程式と言われている。

ただし、$L_a = L_l + \frac{3}{2} L_m$

誘起電圧は、次式。

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \Phi_0 \sin\theta \\ \omega_r \Phi_0 \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$



ただし、$\Phi_0 = \sqrt{2/3}\Phi$

2.　pmモータの基礎-座標変換-1

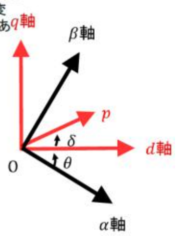
右図に示したように静止座標の2相(αβ軸)の変数を、角度θで回転する回転座標(dq軸)の変数に変換する式および変換行列Cは以下である。

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(B-10)}$$

$$C = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad \text{(B-11)}$$

$C^{-1} = C^T$　が成立するので、

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{(B-12)}$$



2.　pmモータの基礎-座標変換-2

例題：$x_\alpha = A\cos(\omega t + \delta)$　$x_\beta = A\sin(\omega t + \delta)$　に対して、

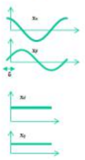
$\theta = \omega t$　の時に、(B-10)を用いて、dq軸座標に変換する。

計算例：

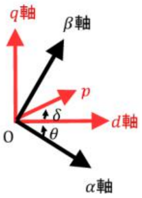
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A\cos(\omega t + \delta) \\ A\sin(\omega t + \delta) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A\cos\delta \\ A\sin\delta \end{bmatrix}$$

となり、xd, xq　は、直流量となる。



例題終わり



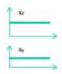
2.　pmモータの基礎-6（dq軸方程式）

さらに、回転座標変換式(B-12)を用いて、(3)を回転座標(dq軸)に変換すると、次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & -\omega_r L_a \\ \omega_r L_a & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

これが、pmモータのdq方程式と呼ばれる。

dq軸での変数（電圧、電流）は、定常状態では、直流量となるので、扱いやすい。



2.　pmモータの基礎-7（トルク）

また、トルクは、磁気随伴エネルギー $W_{m'}$ を角度θに関して偏微分すれば求まるので、

$$W_{m'} = \frac{1}{2}\sum \text{(巻線電流)} \times \text{(それに鎖交する磁束)}$$

$$= \frac{1}{2} i_\alpha \Phi_0 \cos\theta + \frac{1}{2} i_\beta \Phi_0 \sin\theta$$

をθで偏微分して求めると、1極分のトルクT_1は、

$$T_1 = \frac{\partial}{\partial\theta} W_{m'} = \frac{1}{2}\Phi_0 \begin{bmatrix} -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

さらに、式(B-10)で回転座標に変換すると、

$$T_1 = \frac{1}{2}\Phi_0 i_q \quad (7)$$

（注）Iqは定常状態では直流量になるので、トルクも直流量となる。

3相分のトルクは、これを極対数倍する。

2. pmモータの基礎-原理のまとめ

まとめ：

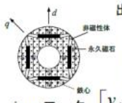
トルクは、q軸電流i_qだけ比例する。

$$T_1 = \frac{1}{2}\Phi_0 i_q$$

インバータで発生する電圧は交流であるが、
q軸電流が希望通りに変化するように、そのインバータ
電圧を制御できれば、モータのトルクは急変させること
ができる。⇒ベクトル制御とも呼ばれる。

3. システムとしてのモータ駆動系-1

2相のαβ軸方程式より回転座標でのdq軸方程式が導出される。(表面界磁型pmモータ(通称spmモータ))(2)



$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & 0 \\ 0 & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}$$

ipm モータ
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & -\omega_r L_a \\ \omega_r L_a & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_a \end{bmatrix}$$

ただし、静止座標から回転座標への座標変換は以下：

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad C \equiv \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

トルクは、q軸電流i_qだけ比例する。　$T_1 = \frac{1}{2}\Phi_0 i_q$

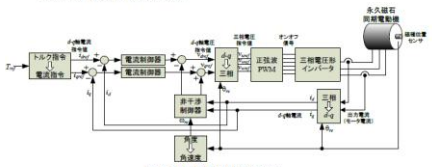
図は星氏(東京理科大)より(1)

3. システムとしてのモータ駆動系-2

総トルクはd軸電流に比例するので、

$$T_{all} = P_n \Phi_0 i_q$$

以下のようなトルク指令型のpmモータドライブ構成図が導ける。(1例)



図は星氏(東京理科大)より(1)

3. システムとしてのモータ駆動系-3(高速運転)

高速回転で運転させようとすると、次式に従い、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & -\omega_r L_a \\ \omega_r L_a & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

回転数ωrが、大きくなり、q軸電圧v_qも大きくなる。
しかし、インバータは直流電圧源で決まる最大電圧以上には、出力電圧が大きくできない。(インバータの性質)　インバータへ

高速運転の要望(例えば、車)がある場合の対応策：
(1)直流電圧源を可変して大きくするか？
(2)弱め界磁をするか？
(3)モータを工夫して、高速運転できるように特性改良するか？　または？

3. システムとしてのモータ駆動系-4(高速運転)

(1)直流電圧源を可変して大きくするか？
⇒昇圧チョッパで電圧を昇圧する。(高速運転時のみ：後述)

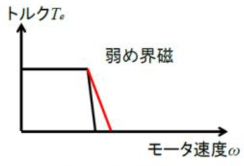
(2)弱め界磁をするか？

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_a & -\omega_r L_a \\ \omega_r L_a & r_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

V_qは、$\omega r L a i d$ と $(ra+pLa)iq$ と$\omega r \Phi_0$の和。
⇒ idを負の値にして、$\omega r \Phi_0$の増加分を打ち消せないか？
⇒ 弱め界磁と呼ばれる。(実質的に、界磁Φ_0を弱めている。)
⇒ ただし、限度がある(次頁)。つまり、Laの大きさに依存する。

3. システムとしてのモータ駆動系-5（高速運転）

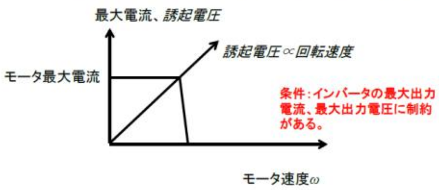
Spmモータでの弱め界磁⇒まだ、不十分か？



トルク—速度特性

3. システムとしてのモータ駆動系-6（高速運転）

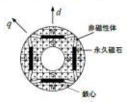
理由を解明：まず、spmモータのトルク—速度特性を復習する。



spmモータの一般的な特性

3. システムとしてのモータ駆動系-7（高速運転）

(3)モータ特性を改良する。埋め込み界磁型pmモータ(ipmモータ)



ipm モータ

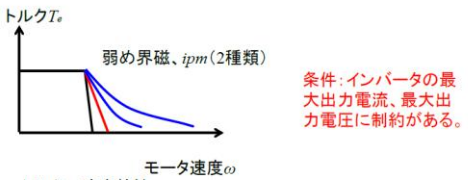
L_d とL_qの大きさが大きく異なる。
（L_qが大きい。）

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Phi_0 \end{bmatrix} \qquad (8)$$

$$T_1 = \frac{1}{2}\{\Phi_0 i_q + (L_d - L_q) i_d i_q\}$$

3. システムとしてのモータ駆動系-8（高速運転）

各種工夫により、トルク—速度特性が工夫できる。



トルク—速度特性

4 速度制御の基礎—概要

速度制御を行うと、例えば、下図のようなブロック図になる。
（実験書5日目PE-Expert4によるモータドライブ実験より抜粋）
⇒速度制御器からのトルク指令値がq軸電流i_qの指令値となる。

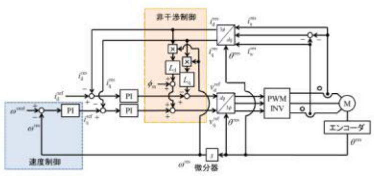


図 4-1. 速度制御ブロック線図

主催：特定非営利活動法人YUVEC
後援：YNU 国立大学法人 横浜国立大学
協力：よこはま高度実装技術コンソーシアム(YJC)

4 速度制御の基礎－1

速度制御のフィードバック制御
(1)プラントの性質
例えば、1次遅れ系(回転運動系)

(Jはイナーシャ、Dは摩擦係数)

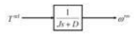
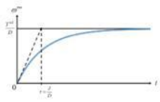


図 4-2. 一次遅れ系システム

伝達関数 $G_p(s)=\frac{T^{ref}}{\omega}=\frac{1}{Js+D}$



$$\omega(s)=G_p(s)\frac{T^{ref}}{s}=\frac{1}{Js+D}\frac{T^{ref}}{s}$$

$$\omega(t)=\frac{T^{ref}}{D}(1-e^{\frac{-D}{J}t})$$

図 4-3. 1次遅れ系のステップ応答

4 速度制御の基礎－2

速度制御のフィードバック制御
(2)フィードバック制御

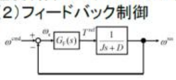


図 4-4. フィードバックシステム

$$\frac{\omega^{res}}{\omega^{cmd}}=G_S(s)=\frac{G_F(s)G_p(s)}{1+G_F(s)G_p(s)}$$

$$G_S(s)=\frac{G_F(s)}{G_F(s)+(Js+D)}$$

(2-1)比例制御なら $G_F(s)=K_p$

$$\omega^{res}(s)=\frac{K_p}{K_p+(Js+D)}\frac{\omega^{cmd}}{s}$$

$$\omega^{res}(t=\infty)=\frac{K_p}{K_p+D}\omega^{cmd}$$

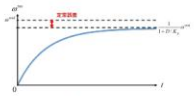


図 4-5. 一次遅れ系の比例制御のステップ応答

4 速度制御の基礎－3

(2-2)比例積分制御なら $G_F(s)=K_p+K_i/s$

伝達関数 $G_s(s)=\frac{K_p s+K_i}{Js^2+(D+K_p)s+K_i}=\frac{as+b}{s^2+2\zeta\omega_n s+{\omega_n}^2}$

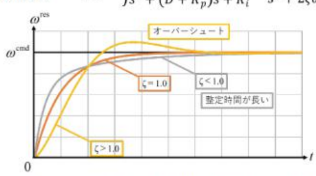


図 4-6. 一次遅れ系の比例積分制御のステップ応答
(注)定常誤差はゼロ、ただし、ゲインによっては振動する。

4 速度制御系のベクトル制御部分

速度制御を行うときに、電流制御によりトルクが瞬時に(機械系に比べて十分早い応答で)制御できれば、図4-1(下図)のブロック図は、図4-4と等価になる。(実験書5日目PE-Expert4によるモータドライブ実験より抜粋)

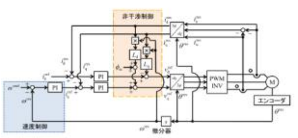


図 4-1. 速度制御ブロック線図

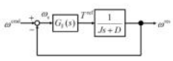
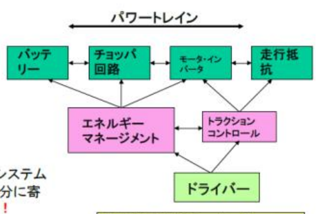


図 4-4. フィードバックシステム

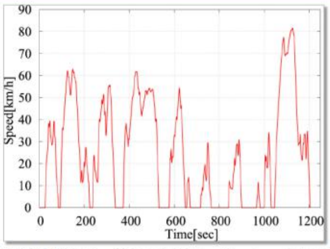
5. 応用例-1 EVのパワートレイン



図：電気自動車のエネルギーフロー

コメント：
パワーエレクトロニクスはシステムの階層構造のすべての部分に寄与する⇒**広い視野が必要！**

5. 応用例-2 EV駆動系の特性



ここで別の
ファイルへ
飛ぶ

都市内走行モードJC08走行モード ⇒ これを効率よく走るにはどうするか？(システムとしての最適化が必要)

6. まとめ

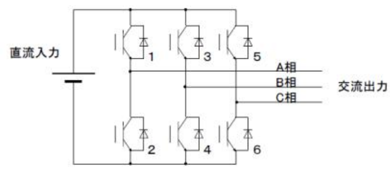
1. pm モータのdq方程式とベクトル制御を述べた。
2. システムとしてのモータ駆動系と特徴を説明した。
3. 速度制御の基礎を復習した。
4. 応用例として、EVのパワートレインを説明した。

5. パワーエレクトロニクスのモーションコントロール応用には、
 ⇒ 幅広い知識が必要：

Thank You for your attention !

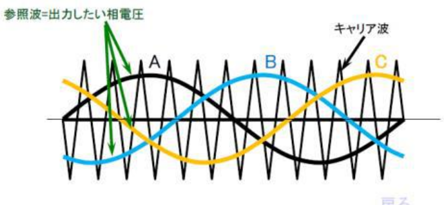
1.1 三相インバータの構成

IGBTを6つ使った回路となります。
ここでは、三相インバータの出力端子名は、A、B、Cと呼びます。
IGBTの名称は、U,V,W,X,Y,Zとする場合もありますが、ここでは数字で呼びます。



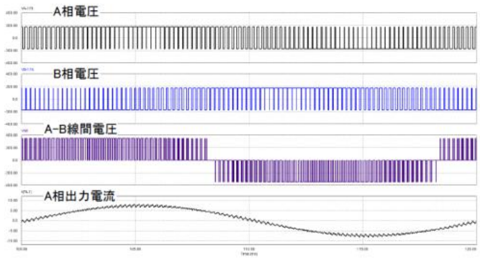
三相インバータのPWM制御

三相インバータでは、A、B、C相の相電圧に対応する参照波を作成し、3つの参照波を用いて、PWM制御をします。



戻る

三相インバータのシミュレーション波形例



付録1-1. ラプラス変換の基礎

ラプラス変換の定義：
時間関数f(t)を次式で複素関数F(s)へ変換する。

$$\mathcal{L}(\mathrm{f(t)}) = \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt = F(s) \qquad (1)$$

例題1： $\mathrm{f(t)} = e^{-at}$ の時

$$\mathcal{L}(\mathrm{f(t)}) = \int_0^\infty e^{-at}e^{-st}dt = \int_0^\infty e^{-(a+s)t}dt = \left[-\frac{e^{-(a+s)t}}{(s+a)}\right]_0^\infty = \frac{1}{s+a}$$

例題2： $\mathrm{f(t)} = 1$ の時

$$\mathcal{L}(\mathrm{f(t)}) = \int_0^\infty e^{-st}dt = \left[\frac{e^{-st}}{s}\right]_0^\infty = \frac{1}{s}$$

付録1-2. ラプラス変換の基礎

例題3： $\mathrm{f(t)} = \frac{\mathrm{df(t)}}{\mathrm{dt}}$ の時

$$\mathcal{L}(\mathrm{f(t)}) = \int_0^\infty \frac{\mathrm{df(t)}}{\mathrm{dt}}e^{-st}dt = [f(t)e^{-st}]_0^\infty - \int_0^\infty f(t)\frac{d}{dt}e^{-st}dt$$

$$= -f(0) + s\int_0^\infty f(t)e^{-st}dt = -f(0) + sF(s)$$

コメント：微分がsとなる。

付録1-3. 逆ラプラス変換の基礎

例題4：逆Laplace（ラプラス）変換の公式

$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s+a}\right] = e^{-at}$$

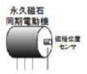
$$\mathcal{L}^{-1}\left[\frac{1}{s}\right] = 1$$

$$\mathcal{L}^{-1}[sF(s)] = \frac{d}{dt}f(t)$$

コメント：微分がsとなる。$1/s$は積分となる。

付録1-4. モータ制御での使い方

例題5：回転体の運動



J: イナーシャ [kgm²]
ω：角速度 [rad/sec]
Te: トルク[Nm]
D: 摩擦係数 [Nmsec/rad]

$$\mathrm{J}\frac{d\omega}{dt} = T_e - D\omega \qquad (1)$$

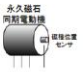
変形して $$\mathrm{J}\frac{d\omega}{dt} + \mathrm{D}\omega = T_e \qquad (2)$$

これが、1軸の回転体の運動方程式。
1階の微分方程式なので、これを解くことを考える。

⑧【モータドライブ】　講師：河村篤男

付録1-5. モータ制御での使い方

例題5(続き)：回転体の運動



$$J\frac{d\omega}{dt}+D\omega=T_e \qquad (2)\ 再掲$$

解法1：斉次階と特解の和

斉次方程式　$J\frac{d\omega}{dt}+D\omega=0 \qquad (3)$

解の形を　$\omega=Ae^{\lambda t}$ と仮定して、(3)に代入。

$$J\frac{dAe^{\lambda t}}{dt}+DAe^{\lambda t}=0$$

変形して　$J\lambda+D=0$　従って、　$\lambda=-D/J$　よって、$\omega=Ae^{-Dt/J}$

付録1-6. モータ制御での使い方

$J\frac{d\omega}{dt}+D\omega=T_e$

解法1の続き：斉次階と特解の和

斉次方程式の解は　$\omega=Ae^{-Dt/J} \qquad (4)$

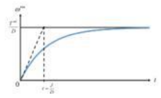
特解は　$\omega=T_e/D \qquad (5)$

一般解は　$\omega(t)=Ae^{-\frac{Dt}{J}}+T_e/D \qquad (6)$

初期値を$\omega(0)=0$と仮定して、(6)式に代入すると

$$A=-T_e/D$$

これを(6)に代入すると、解は　$\omega(t)=\frac{T_e}{D}(1-e^{-\frac{Dt}{J}}) \qquad (7)$

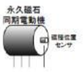


時間波形は左図

これをもっと簡単に解く！

付録1-7. モータ制御での使い方

解法2：回転体の運動



$$J\frac{d\omega}{dt}+D\omega=T_e \qquad (2)\ 再掲$$

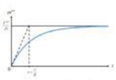
(2)の両辺をラプラス変換すると、

$$\mathcal{L}(J\frac{d}{dt}\omega+D\omega)=\mathcal{L}(T_e)$$

変形すると　$Js\omega(s)+D\omega(s)=\frac{T_e}{s}$

さらに変形して　$\omega(s)=\frac{T_e}{(Js+D)s} \qquad (8)$

もっと変形して　$\omega(s)=\frac{T_e}{D}(\frac{1}{s}-\frac{1}{s+\frac{D}{J}})$



逆ラプラス変換すると　$\mathcal{L}^{-1}[\omega(s)]=\frac{T_e}{D}\left(1-e^{-\frac{Dt}{J}}\right) \qquad (9)$　これは、(7)と同じ

付録1-8. モータ制御での使い方：伝達関数

伝達関数の概念：

$$J\frac{d\omega}{dt}+D\omega=T_e \qquad (2)\ 再掲$$

(2)の両辺をラプラス変換して整理すると、

$$\frac{\omega(s)}{T_e(s)}=\frac{1}{Js+D} \qquad (9)$$

これが伝達関数と呼ばれる。

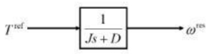


図　1次遅れ系の伝達関数

どう使うか？
フィードバックの例を考える！

付録1-9　速度制御の基礎ー比例(P)制御

速度のフィードバック制御

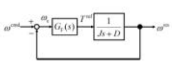


図 4-4. フィードバックシステム

比例制御なら　$G_F(s)=K_p$

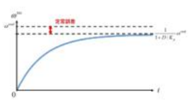
伝達関数の求め方：左図より

$$k_p(\omega_{cmd}(s)-\omega(s))\frac{1}{Js+D}=\omega(s)$$

変形して、

$$\frac{\omega(s)}{\omega_{cmd}(s)}=\frac{1}{Js+D+K_p}$$

もし、$\omega_{cmd}=\frac{\omega_0}{s}$ なら、



$$\omega(t)=\mathcal{L}^{-1}[\omega(s)]$$

図．一次遅れ系の比例制御のステップ応答

$$=\frac{K_p}{K_p+D}\left(1-e^{-\frac{(D+K_p)t}{J}}\right)\omega_0$$

⑧【モータドライブ】　講師：河村篤男