

パワーエレクトロニクス実験・実習教材

誘導モータの制御技術 その3

職業能力開発総合大学校 山本 修・佐々木英世・荒 隆裕

6. 三相誘導モータの等価回路定数の算定

6.1 商用試験

ベクトル制御回路は、すべり演算部とPI速度制御部の設計のために、誘導モータの等価回路定数が必要となる。誘導モータの等価回路定数 ($r_1, x_1, r_m, x_m, r_2, x_2$) は、

- 1) 固定子巻線抵抗測定
- 2) 無負荷試験
- 3) 拘束試験

の商用試験から算定する方法が一般的である。

固定子巻線抵抗は、電圧降下法（固定子巻線の二端子間に直流を印加したときの電圧、電流から抵抗を求める方法）を用いて測定する。無負荷試験では、定格電圧、定格周波数で誘導モータを無負荷運転し、入力が一定になった状態の端子電圧 V_{co} 、無負荷電流 I_{co} 、無負荷入力 W_{co} を測定する。拘束試験では、回転子を拘束した後、固定子巻線に定格電流に近い電流が流れるような低電圧を加え、そのときの端子電圧 V_{cs} 、拘束電流 I_{cs} 、拘束入力 W_{cs} を測定する。これらの試験法および定数算定法は、JEC-37¹⁾に規定

$$R_{cs} = \frac{W_{cs}}{3I_{cs}^2}$$

$$X_{cs} = \sqrt{\left(\frac{V_{cs}}{3I_{cs}}\right)^2 - R_{cs}^2}$$

$$R_{co} = \frac{W_{co} - W_m}{3I_{co}^2}$$

$$X_{co} = \sqrt{\left(\frac{V_{co}}{3I_{co}}\right)^2 - R_{co}^2}$$

$$x_1 = \frac{X_{cs}}{2}$$

$$r_m = R_{co} - r_1$$

$$x_m = X_{co} - x_1$$

$$r_2 = \frac{(r_m(R_{cs} - r_1) - x_m(X_{cs} - x_1))(R_{co} - R_{cs}) + (x_m(R_{cs} - r_1) + r_m(X_{cs} - x_1))(X_{co} - X_{cs})}{(R_{co} - R_{cs})^2 + (X_{co} - X_{cs})^2}$$

$$x_2 = \frac{(x_m(R_{cs} - r_1) + r_m(X_{cs} - x_1))(R_{co} - R_{cs}) - (r_m(R_{cs} - r_1) - x_m(X_{cs} - x_1))(X_{co} - X_{cs})}{(R_{co} - R_{cs})^2 + (X_{co} - X_{cs})^2}$$

ただし、 V_{co}, I_{co}, W_{co} : 無負荷試験時における
線間電圧[V], 電流[A], 入力[W]
 V_{cs}, I_{cs}, W_{cs} : 拘束試験時における
線間電圧[V], 電流[A], 入力[W]
 W_m : 機械損
 r_1, x_1 : 固定子巻線の抵抗および
漏れリアクタンス[]
 r_2, x_2 : 回転子巻線の抵抗および
漏れリアクタンス[]
 r_m : 鉄損抵抗[]
 x_m : 励磁リアクタンス[]

...(12)

されている。

6.2 等価回路定数算定

図13は、誘導機のT形等価回路である。これらの等価回路定数は、(12)式によって算出される。また、無負荷試験時の等価回路は、図13ですべり $S=0$ とした回路に対応する。拘束試験時は、図13の回路で $S=1$ とした回路に対応する。機械損 W_m の測定では、まず、前節の無負荷試験において、端子電圧を定格の120%程度まで上昇させた後、これを徐々に下降させ、回転数が変化しない最低電圧まで下げる。次に、横軸を電圧、縦軸を入力として、このときの測定データをプロットし、電圧が0[V]における入力値が機械損 W_m に相当し、補外によって求める。

ベクトル制御では、電源角周波数が可変であること、および鉄損抵抗 r_M の速度制御に及ぼす影響が小さいことから、一般にこれを無視した等価回路が

用いられる。図13の等価回路定数のリアクタンスを(13)式によってインダクタンスとして求めて、等価回路上に表現すると図14となる。

表1に本教材の供試機(400W・200V・2.2A・4P・50Hz)における定数の算定例を示す。ただし、拘束試験は、定格周波数における結果を用いている。

$$\left. \begin{aligned} M &= \frac{X_M}{2f} \\ I_s &= \frac{X_1}{2f} \\ I_r &= \frac{X_2}{2f} \end{aligned} \right\} \dots(13)$$

ただし、 $L_s = I_s + M$ 、 $L_r = I_r + M$ 、 $R_s = r_1$ 、 $R_r = r_2$ である。また、 f は定格周波数である。

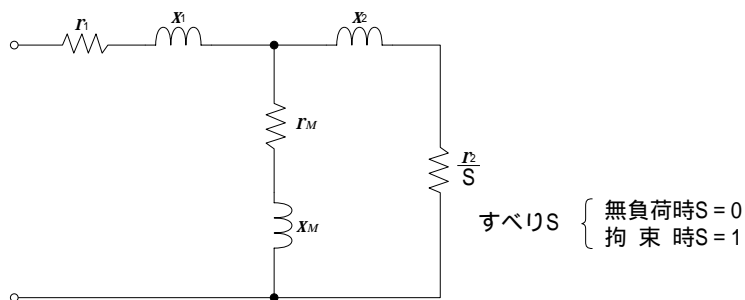


図13 誘導機のT形等価回路

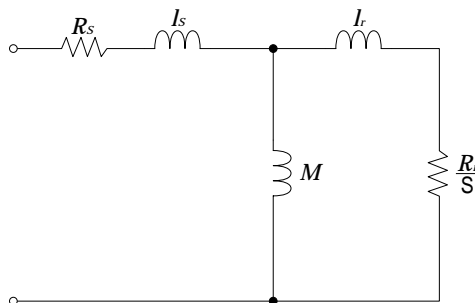


図14 ベクトル制御に用いられる誘導機のT形等価回路

表1 等価回路定数算出例

等価回路定数	計算値
R_s	5.767 []
R_r	3.024 []
M	0.200 [H]
l_s	1.344×10^2 [H]
L_s	2.134×10^1 [H]
l_r	1.405×10^2 [H]
L_r	2.141×10^1 [H]

ただし，固定子巻線抵抗： $r_1 = 5.767$ []
 定格電圧： $V_{co} = 200.0$ [V]
 無負荷電流： $I_{co} = 1.707$ [A]
 無負荷入力： $W_{co} = 86.0$ [W]
 拘束時の電圧： $V_{cs} = 49.75$ [V]
 拘束時の電流： $I_{cs} = 2.41$ [A]
 拘束時の入力： $W_{cs} = 146.6$ [W]
 機械損： $W_m = 4.0$ [W]

7. PI速度制御部の設計

誘導モータの回転速度のフィードバック制御にはPI速度制御器を用いている。制御回路全体の速度フ

ィードバックループの構成を図15に示す。ロータリ・エンコーダより得られた回転角速度 m は，指令値 m^* と比較され，その偏差がPI制御回路に入力される。この，PI演算された値がトルク分電流指令値 i_s^* としてベクトル制御部へ出力される。電流制御部は，ヒステリシスコンパレータを用いた電流追従形PWMインバータである。PI速度制御器の演算式は，

$$i_s^* = \left(K_P + K_I \frac{1}{s} \right) (m^* - m) \quad \dots(14)$$

ただし， K_P ：比例ゲイン
 K_I ：積分ゲイン

である。

モータの伝達関数 $G_m(s)$ は，トルク分電流 i_s を入力，回転角速度 m を出力として，

$$G_m(s) = \frac{k}{J s} \quad \dots(15)$$

ただし， k ：モータのトルク定数
 (トルク = $k \times i_s$)
 J ：モータの慣性モーメント

のように表すことができる。

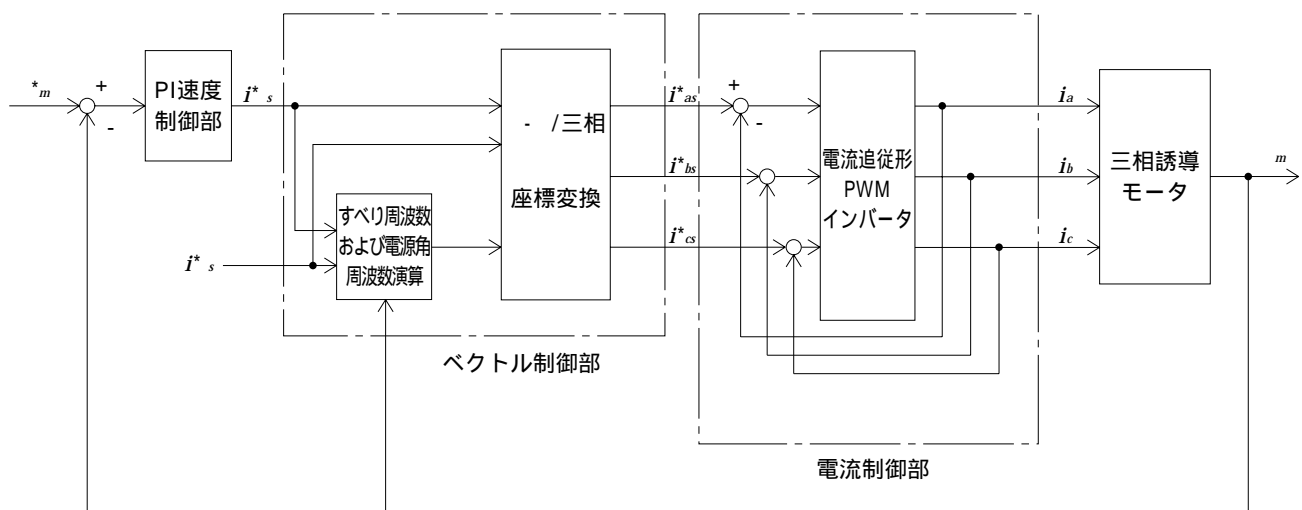


図15 誘導電動機速度フィードバック制御系の構成

また、この制御系は、電流制御系のマイナーループと速度制御系のメジャーループから構成されている。一般に、マイナーループの応答性がメジャーループの応答性よりも十分に速くなるように設計する。このとき速度制御系から電流制御系をみると、ほぼ、(電流指令値) = (実際の電流値)と見なすことができる。よって、速度制御系からみた電流制御系の伝達関数 $G_i(s)$ は、

$$G_i(s) = 1 \quad \dots(16)$$

ただし、 $G_i(s)$: 電流制御系の伝達関数

と見なせるので、速度制御系のブロック線図は図16となる。

PI速度制御器のパラメータ設計法は、さまざまな方法が考えられるが、ここでは、比較的容易にその

設計を行うことができる以下の方法²⁾を採用する。

図16の速度制御系の開ループ伝達関数 $G_o(s)$ は、

$$G_o(s) = \left(K_p + K_I \frac{1}{s} \right) \cdot \frac{k}{J \cdot s} \quad \dots(17)$$

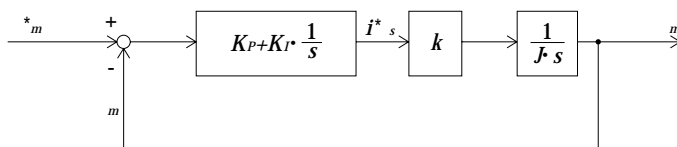
のように表すことができる。

図17は、この開ループ伝達関数の周波数特性(ボード線図)を折れ線グラフで近似表現したものである。この図で、角周波数 ω_c が交差角周波数 ω_s 付近における開ループ伝達関数 $G_o(s)$ は、

$$G_o(s) = K_p \cdot \frac{k}{J \cdot s} \quad \dots(18)$$

となる。

次に、比例ゲイン K_p の値を、



J : 慣性モーメント
 k : トルク定数
 T : トルク

図16 速度制御系のブロック線図

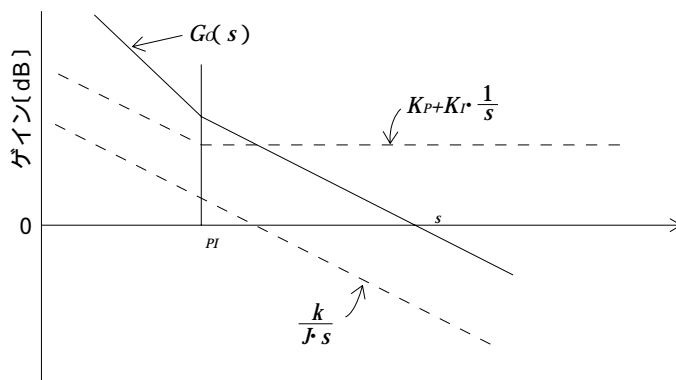


図17 折れ線グラフで近似した速度制御系の開ループ周波数特性

$$K_P = \frac{J}{k} \omega_s \quad \dots(19)$$

のように定めて(13)式へ代入すれば、 ω_s 付近における速度制御系の開ループ伝達関数 $G_O(s)$ は、 $G_O(s) = \omega_s/s$ となる。この $G_O(s)$ において、 $s=j\omega_s$ としてゲイン $|G_O(j\omega_s)|$ を求めると、

$$\left| G_O(j\omega_s) \right| = \left| \frac{\omega_s}{j\omega_s} \right| = 1 \quad \dots(20)$$

となる。

したがって、図17の交差角周波数は ω_s となるので、比例ゲイン K_P は(13)式によって決定される。

次に、積分ゲイン K_I の値を求める方法について述べる。図17に示すPI制御器の折れ点角周波数 ω_{PI} は、

$$\omega_{PI} = \frac{K_I}{K_P} \quad \dots(21)$$

である。経験的に折れ点周波数 ω_{PI} は、ほぼ、

$$\omega_{PI} \leq \frac{\omega_s}{5} \quad \dots(23)$$

のように設定できるので、積分ゲイン K_I は、

$$K_I = K_P \cdot \omega_{PI} \quad \dots(22)$$

のように決定できる。

本教材の供試機における K_P 、 K_I の設計例を示す。供試機の慣性モーメント J とトルク定数 k は、

$$\begin{aligned} J &= 0.00436 \text{ [kg} \cdot \text{m}^2 \text{]} \\ k &= P \frac{M^2}{L_r} i_s \\ &= 2 \cdot (0.2 \cdot 0.2 / 0.2141) \cdot 0.7 \\ &= 0.262 \text{ [Nm/A]} \end{aligned}$$

である。慣性モーメントは、JEC-37に記載されている方法で測定した値を用いている。速度制御系の交差角周波数 ω_s は、任意に設定できるが、電流制御

系の交差角周波数よりも十分に小さくする必要がある。ここでは、ヒステリシスコンパレータを用いた電流制御系を構成していることから、経験上100 [rad/s] を ω_s の値として設定すると、

$$\begin{aligned} K_P &= 0.00436 \cdot 100 / 0.262 \\ &= 1.66 \\ K_I &= 1.66 \cdot 100 / 5 \\ &= 33.2 \end{aligned}$$

となる。

参考文献

- 1) 電気学会：電気規格調査会標準規格，誘導機JEC-37，1979.
- 2) 杉本他：「ACサーボシステムの理論と設計の実際」，総合電子出版，1990.

