



同期電動機 の 速度制御について

メタデータ	言語: jpn 出版者: 室蘭工業大学 公開日: 2014-06-02 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 図所, 忠則, 近藤, 修 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/10258/3233

同期電動機 の 速度制御について

図所 忠則・近藤 修

A Study of the Method of Controlling Speed of Synchronous Motor

Tadanori Zusho, Osamu Kondo

Abstract

The torque and the mechanical power output of a synchronous motor can be produced only when the m, m, f waves of rotor and stator are stationary with respect to one another. This condition is true for the motor not only when it runs at synchronous speed, but the stator runs backwards or forwards with any speed.

On the basis of the fact mentioned above, the writers established the analytical equations between those revolving stator and rotor theoretically, and developed a new method of speed control on the synchronous motor in this paper. That is to say; instead of a bandbrake "Supersynchronous Motor", A, C or D, C generator is mechanically coupled on the stator; thus, the mechanical power produced by the stator, through the generator, is transformed into electrical energy, which can be fed back to another motor mechanically coupled with the rotor.

Theoretical investigations lead us to the conclusion that this new method has some important characteristics, which are briefly stated as follows;

- a. The starting condition, the starting torque, pull-out torque are improved, and the speed is changeable from 0 to $2 n_0$.
- b. This is more capable and powerful than any other methods such as Schrbius drive, Krämer drive, Ward-Leonard System about p, f and efficiency.

1. 緒 言

同期電動機は誘導電動機等の非同期機に比較していくつかの利点を有するが原理上回転子速度は極数、周波数によって定まる同期速度に一致しなければ出力を発生しない、従って変速運転を必要とする負荷に使用できず、その適用範囲を狭めている。然し回転子速度はその固定子に対して相対的に同期速度に一致すれば十分で、固定子が回転可能であれば同期速度で回転する必要がない。定速度電動機の固定子を回転し回転子を連続的に変化する方式は所謂電動機速度の機械的制御として知られ古く B. J. Arnold¹⁾ によって単相誘導電動機速度制御に企てられ更に A. M. Rossman²⁾ は火力発電所補機の駆動について詳報したが、いずれも固定子駆動タ力は外部から供給される(或は外部電源に回生される)方式であった。一方重起動トルク負荷の起動問題の解決策として固定子回転型同期電動機が開発され特殊な分野に使用されてい

る。然し此の型に於いて固定子回転の期間は負荷起動時の極く短時間であり定常運転時は固定子はブレーキによって固定され普通型と異なる所はない^{3), 4)}。此の報告では同期電動機の固定子を回転させ、その有する機械的エネルギーを適当な系を介して再び回転子に正帰還する、新しい速度制御系について論じた。最初に一般的な原理と固定子の有する機械的エネルギーの処理の仕方による特性への影響について述べ、次いで比較的詳細に新制御系のトルク、出力、効率等の諸特性について述べ此の系が同期電動機としての利点を保持しつつトルク特性等が改善されることを示した。更に回転子速度が同期速度以上の場合について若干の特性を考察し、又安定度等の動的諸問題に於いて重要な因子となる系の等価慣性モーメントについて簡単にふれた。

2. 一般原理及び固定子回転子間のトルク関係

静止固定子軸を基準として固定子を空隙の回転磁界と逆方向に回転させれば回転磁界は静止軸に対して $\omega_0 - \omega_s$ なる角速度で回転する。ここで ω_0 は同期速度に対する角速度であり ω_s は固定子の静止軸に対する角速度である。更に回転子が静止軸に対して固定子と逆方向に ω_r なる角速度で回転し且同期状態にあるとすれば

$$\omega_r = \omega_0 - \omega_s \quad (1)$$

となる。従って同期を保持しつつ何等かの方法により ω_s を変化すればそれに応じて ω_r が変化し制御可能となる。

同期電動機に於いて電圧等の条件が同一であればその電流、出力、トルク等の諸特性は定常状態では、その内部相差角 δ によって一意的に定まることは周知であるが、固定子回転の場合も同期状態にある限り損失、効率等の若干の変化を除いて、電動機単体としての諸特性は回転子速度に無関係にあることは容易に推察される所である。

同期状態にあれば回転子にある方向のトルクが発生するが、同時に固定子に方向反対のトルクが作用する。固定子、回転子のトルクを夫々 τ_s, τ_r としそのときの出力を P_s, P_r とすれば

$$P_s = \tau_s \omega_s \quad P_r = \tau_r \omega_r$$

又此の時の電動機の出力は

$$P_0 = P_s + P_r \quad (2)$$

であり電動機の内部相差角が一定であれば回転子発生トルクはその回転数に無関係で一定であり出力についても同様である。従って回転子角速度が ω_0 に等しいとくと

$$P_0 = \tau_r \omega_0 \quad (3)$$

となり結局

$$\tau_r \omega_0 = \tau_s \omega_s + \tau_r \omega_r$$

$$\tau_s = \tau_r \quad (4)$$

を得る。 τ_r の値は円筒型回転子の場合

$$\tau_r = \frac{1}{\omega_0 Z_s} \{e_s e_r \cos(\varphi_s - \delta) - e_r^2 \cos \varphi_s\} \quad (5)$$

をそのまま適用し得る。

ここで e_r ; 電動機誘起電圧, e_s ; 電源電圧, Z_s ; 同期インピーダンス, $\varphi_s = \sin^{-1} \frac{X_s}{Z_s}$

3. 固定子回転型同期電動機の一般トルク特性

固定子が回転磁界と逆方向に回転している場合その固定子出力 P_s を如何に処理するかによって回転子側の合成速度トルク特性が異ってくる。此の特性を推定するため図-1の様な系を考える。図-1 に於いて

S, M; 主電動機 (被制御電動機)

g ; 補助発電機

m ; 補助電動機

t ; エネルギー変換装置

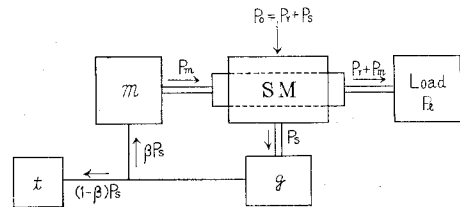


図-1 系の構成及びエネルギーの流れ

図について説明すると主電動機固定子と補助発電機回転子は、機械的に連結され補助発電機は固定子出力 P_s を全部吸収し、これを電気的エネルギーに変換し、その1部 βP_s を主電動機回転子と直結されている補助電動機に送る。補助電動機の出力は回転子出力に加わる、即ち P_s の1部が正帰還される。 P_s の残り $(1-\beta) P_s$ は t により電源に回生されるか又は消費させられる。各部の損失は簡単のため0とし、更に此の報告の全てに亘り g はその速度の如何に関らず P_s を完全に吸収し所要のブレーキトルクを発生するものと仮定する。初めに内部相差角が一定である条件を満たす場合の系の速度トルク特性を推論する。

A. δ ; 一定

$$(i) \quad \beta = 0$$

$\beta = 0$ の条件は従来の“電動機の機械的速度制御方式”及び機構に於いては若干異なるが固定子回転型同期電動機の場合に対応するものである。さて P_m , P_l を夫々補助電動機、負荷の出力として

$$P_m = \beta P_s = 0 \quad \text{よって} \quad P_l = P_r + P_m = P_r$$

これより

$$\tau_r = \tau_l = \text{一定} (\because \delta; \text{一定}) \quad (6)$$

即ち δ ; 一定, $\beta = 0$ の条件下では回転子の合成速度トルク特性は速度に無関係に一定で定トルク特性を示す (図-2, I 線)。此の場合の固定子出力は ω_s の変化に対して

$$P_s = \tau_r \omega_s = \tau_r (\omega_0 - \omega_r) \quad (7)$$

となり回転子速度の増加と共に直線的に減少する。

$$(ii) \quad \beta = 1$$

此の場合は新速度制御方式に於ける理想的な条件となる

$$\begin{aligned} \tau_r \omega_s &= P_s = P_m = \tau_m \omega_r \quad \text{よつて} \quad \tau_m = \tau_r \omega_s / \omega_r \\ \tau_i &= \tau_r + \tau_m = \tau_r \left(1 + \frac{\omega_s}{\omega_r} \right) = \tau_r \frac{\omega_0}{\omega_r} \end{aligned} \quad (8)$$

系の速度トルク特性は ω_r に逆比例する定出力特性を示す (図-2 II 線)。

$$(iii) \quad 0 < \beta < 1$$

$$\beta P_s = \beta \tau_r \omega_s = P_m = \tau_m \omega_r \quad \text{から} \quad \tau_m = \beta \tau_r \omega_s / \omega_r$$

従つて

$$\tau_i = \tau_r + \tau_m = \tau_r \left(1 + \frac{\beta \omega_s}{\omega_r} \right) = \tau_r \left\{ (1 - \beta) + \beta \frac{\omega_0}{\omega_r} \right\} \quad (9)$$

これは (i) (ii) の中間特性であり図-2, I, II 線の間 τ_i 曲線が存在する。図-2 III 線は $\beta = 0.5$ の場合を示す。

B. δ が変化する場合

前節に於ては δ が一定と仮定したが実際には自由に変化する。(5) 式の如く主電動機の発生トルクは δ の函数であり、 δ の値は理論的には 0° より主電動機単体の脱出トルクに対応する δ_m° まで連続的に変化し得る。従つて β のある条件の下で図-2 の I, II, III, 線に類似の曲線が δ の変化に対して無数に描かれることになり、結局図-2 に於いて τ_r を主電動機単体の脱出トルクに等しいとおいた曲線と両座標軸間の領域が此の系の速度トルク特性を満たすことになる。一般に電動機の数速度トルク曲線は電源電圧等の条件が定まれば只一本のみ存在するに対して大いに異なる所である。此の事は安定な制御に対する困難さを予期させられる一面であるが、他面負荷の要求により定トルク特性、定出力特性、又分捲特性等と主電動機固定子出力 P_s を適宜調節することにより万能的に速度トルク特性を変化させ得ることを意味する。制御可能な領域は上記の如くで $\beta = 1$ から $\beta = 0$ まで β の値に応じてそのトルクの上限が定まる。図-2 で明らかな様に $\beta = 1$ 即ち固定子出力 P_s の 100% 正帰還の場合が最も制御可能な領域が広くなり、電動作用として有利であることが分る。此の系を 1 個の同期電動機とした場合同期速

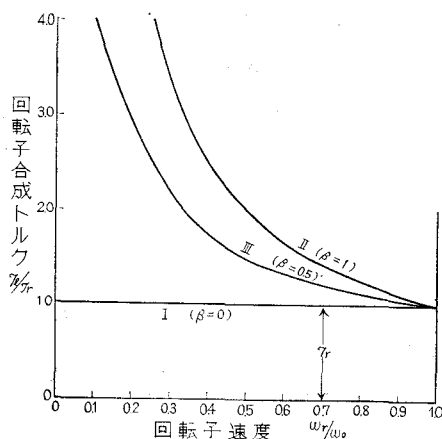


図-2 速度トルク特性 (δ ; 一定)

度以下に於いてある速度トルク特性の負荷に対して $\beta=1$ の場合各回転子速度に於いて最も内部相差角が小さい状態で動作している、換言すれば実質的な安定度が向上される事を意味する。その他起動トルク等についても従来の方式 ($\beta=0$) に比較して有利なことは図-2 より一目瞭然である。

4. 系の特性 (I)

上記の如く $\beta=1$ の場合系の電動作用が最も大きい。以下 $\beta=1$ の場合についてその各特性を考察する。

A. トルクについて

$\beta=1$ であるから理論的には固定子出力 P_s は 100% 回転子側に正帰還されるわけであるが実際には固定子、補助発電機、補助電動機等の各部 (以下帰還系と称する) に損失があり全部回転子側に有効に帰還されない。此等帰還系の合成効率を η_f とすれば

$$\eta_f P_s = P_m$$

となり η_f と β とはその機構は異なるが同様な意味を持つ、従って τ_r と τ_i の関係は前節 (iii) の (9) 式において β の代りに η_f を入れて

$$\tau_i = \tau_r \{ (1 - \eta_f) + \eta_f \omega_0 / \omega_r \} \quad (10)$$

$$\text{又は} \quad \tau_r = \tau_i / \{ (1 - \eta_f) + \eta_f \omega_0 / \omega_r \} \quad (11)$$

この時の τ_m は τ_i で表わして

$$\tau_m = \frac{\eta_f (\omega_0 / \omega_r - 1)}{(1 - \eta_f) + \eta_f \omega_0 / \omega_r} \tau_i \quad (12)$$

(i) トルクの配分 (δ ; 一定)

δ が一定の場合 τ_i の ω_r に対する変化を示せば図-3 を得る。但し η_f をパラメータとする。 η_f は一般に P_s と ω_r の関数であるが $\eta_f = f(\omega_r)$ とおき図-3 上の η_f をパラメータとする τ_i 曲線群と $\eta_f = f(\omega_r)$ の交点を求めて行けば η_f の変化を加味した実際の τ_i 曲線が得られる。図-3 の太線は $\eta_f = f(\omega_r)$ を仮定し作図したものである。任意の ω_r に於いて τ_r は回転子発生トルクであり τ_i と τ_r との差が帰還系を通じて回転子に付加されるトルク τ_m である。

(ii) 最大トルク

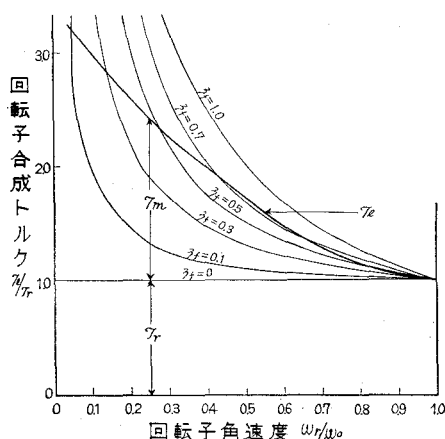


図-3 速度対トルク特性 (δ ; 一定)

此の系の合成最大トルクは勿論 $\delta = \delta_m$ のときに生じ τ_r を δ_m に対応した値とする場合の τ_i 曲線が速度—最大トルク特性を表す。

(iii) 起動トルク

系の起動方法は負荷の起動トルクとも関係するが最初固定子を回転し同期牽入後、固定子側にブレーキを掛けて負荷軸を回転するという順序が一般的に考慮される。従って負荷を起動するときのトルク即ち起動トルクは (10) 式に於いて $\omega_r = 0$ のときの τ_i が起動トルクを表わすことになる。 $\omega_r = 0$ に於いては帰還系の効率は 0 となるから起動トルクを τ_{i0} とすれば

$$\tau_{i0} = \tau_r \{1 + \omega_0 f'(0)\} \quad (13)$$

となる。ここで $f'(0) = \{d\eta_f/d\omega_r\}_{\omega_r=0}$

実際の系に於いては $f'(0) > 0$ であるから τ_r より大きい有限値になる。 $f'(0)$ は帰還系の設計に依存する量であり $\omega_0 f'(0)$ を τ_r の最大値より大きくすることは容易であり結局最大起動トルクは主電動機単体の脱出トルクより十分大にすることが出来る。他型式の同期電動機に比較して有利な点である。

B. 出力について (δ ; 一定)

(i) 出力の配分

$$P_i = P_m + P_r = \eta_f P_s + P_r$$

又 $P_0 = P_s + P_r$ で且つ $P_s = P_r \omega_s / \omega_r$

上 2 式より

$$P_r = \frac{P_0}{1 + \frac{\omega_s}{\omega_r}}$$

以上より回転子合成出力を主電動機出力で表わせば

$$P_i = \left\{ \eta_f + \frac{(1 - \eta_f) \omega_r}{\omega_0} \right\} P_0 \quad (14)$$

ω_r に対する P_i の変化を η_f をパラメータとして示せば図-4 を得る。トルクの場合と同様 η_f をパラメータとする直線群と $\eta_f = f(\omega_r)$ との交点が実際の回転子合成出力 P_i を表わすことになる。系各部の出力の配分は例えば図-4 の如くなり得る。回転子合成出力に及ぼす η_f の影響は回転子速度が同期速度に近い程小さくなることが判る。

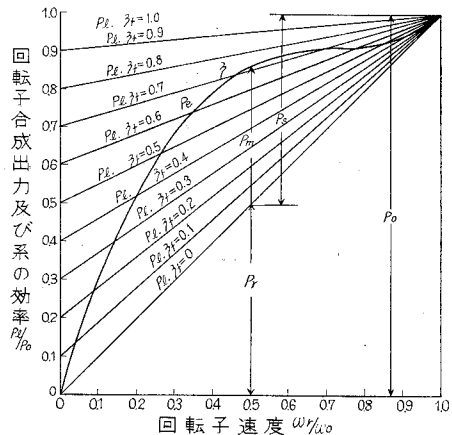


図-4 速度対出力、効率特性 (δ ; 一定)

(ii) 最大出力

系の任意の ω_r に対する最大出力は図-4 に於いて P_0 を δ_m に対する値とした場合となる。
 $\beta=0$ の場合最大出力線は P_r 線となり従来方式はその電動作用を少なからず犠牲にしていることが理解される。

C. 効 率

主電動機固有の効率を η_0 とすれば電動機入力を P_i として

$$\eta_0 = P_o/P_i$$

系の総合効率を η とすれば

$$\eta = P_l/P_i = \eta_0 P_l/P_o$$

(14) 式より

$$P_l/P_o = \{\eta_f + (1-\eta_f)\omega_r/\omega_0\}$$

従って

$$\eta = \eta_0 \{\eta_f + (1-\eta_f)\omega_r/\omega_0\} \quad (15)$$

(15) 式は P_l の形と同様であり図-4 に於いて P_l/P_o を η/η_0 で置きかへれば $\eta_0=1$ とした場合の系の速度対効率特性を図示することになる。

5. 系の時性 (II)

前述した様に系の速度トルク特性は一意的に定まらず他の条件が同一でも ω_r と δ の変化によりある領域内に分布している。此の場合系の諸特性は負荷の速度トルク特性が定まって初めて明確にされる。系の諸特性推定のため負荷の速度特性中代表的なもの1,2を仮定してトルク出力等について考察する。又帰還系の効率が系の諸特性に及ぼす影響の大なることは上述の通りであり此の点も同時に取扱う。

A. $\tau_i = \tau + K\omega_r$ (τ ; 一定トルク分, K ; 定数)

速度の一次式で表わされるような負荷のトルク特性は例えば近似的にある種のミル⁵⁾等に見られる。

(i) トルクの配分

(11) 式の τ_i に $\tau + K\omega_r$ を代入して

$$\tau_r = \frac{(\tau + K\omega_r)}{\{(1-\eta_f) + \eta_f\omega_0/\omega_r\}} \quad (16)$$

又 τ_m は

$$\tau_m = \frac{\eta_f(\omega_0/\omega_r - 1)}{\{(1-\eta_f) + \eta_f\omega_0/\omega_r\}} (\tau + K\omega_r) \quad (17)$$

η_f をパラメータとして τ_i , τ_r , τ_m 間の関係を図示すれば図-5 を得る。 η_f をパラメータとする曲線群と $\eta_f = f(\omega_r)$ との交点は η_f を考慮した τ_r 線を表わす。 τ_i 線と τ_r 線との差が τ_m を示す。

当然の事ながら η_f が小さい程 τ_m が減少し τ_r が大となり、同一負荷トルクに対して δ が増大し主電動機入力が増加となる。

(ii) 出力の配分

系各部の出力は夫々次の如くなる。

$$P_r = \frac{\omega_r(\tau + K\omega_r)}{\{(1-\eta_f) + \eta_f\omega_0/\omega_r\}} \quad (18)$$

$$P_s = \frac{\omega_s(\tau + K\omega_r)}{\{(1-\eta_f) + \eta_f\omega_0/\omega_r\}} \quad (19)$$

$$P_0 = \frac{\omega_0(\tau + K\omega_r)}{\{(1-\eta_f) + \eta_f\omega_0/\omega_r\}} \quad (20)$$

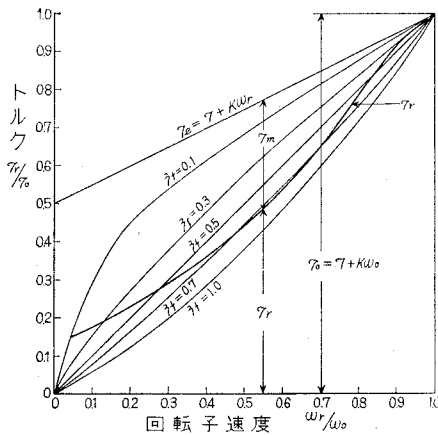


図-5 トルクの配分 ($\tau_r = \tau + K\omega_r$)

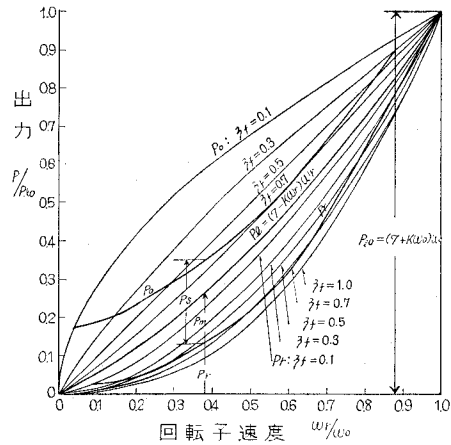


図-6 速度对各出力配分 ($\tau_i = \tau + K\omega_r$)

P_r 及び P_0 について η_f をパラメータとして図示すれば図-6 を得る。各部出力の配分例は図に記した様になり得る。

(iii) 効 率

主電動機固有の効率 $\eta_0 = 1$ とした場合の系の総合効率は

$$\eta = \frac{P_i}{P_0} = \left\{ \eta_f + (1-\eta_f) \frac{\omega_r}{\omega_0} \right\}$$

となり (15) と全く同様になる。

(iv) 内部相差角の変化

ω_r の増加, η_f の減少は何れも P_0 の増加となり δ が増加する。円筒型回転子の場合 (5) に ω_0 を乗じた P_0 の値と (20) 式を等しいとおいて δ の変化を算定し得る。ここでは $\tau_i = \tau$, $\varphi_s =$

$\pi/2$ の場合について ω_r , η_f の δ に及ぼす影響を考える。上の 2 仮定の下に

$$\frac{e_s e_r}{z} \sin \delta = \frac{\omega_r \omega_0 \tau}{(1-\eta_f) \omega_r + \eta_f \omega_0} \quad (21)$$

となり更に $\omega_r = \omega_0$ に於いて $\delta = 30^\circ$ と仮定すれば (通常定格出力に於いては δ は 30° 付近である)

$$\delta = \sin^{-1} \frac{\omega_r}{2\{1-\eta_f\}\omega_r + \eta_f \omega_0} \quad (22)$$

η_f をパラメータとし (22) 式を計算し図示すると図-7 を得る。

(v) 固定子出力

ある速度トルク特性の負荷が任意の速度で安定に運転し且制御可能であるためには固定子側出力 P_s を ω_r の変化に応じて適宜調節する必要がある、与えられた速度トルク特性に対して固定子出力の変化及び最大値を把握することは系の設計に最も重要である。さて (19) 式を再び書いて

$$P_s = \frac{\omega_r (\omega_0 - \omega_r)}{(1-\eta_f) \omega_r + \eta_f \omega_0} (\tau + K \omega_r)$$

上式に於いて $0 < \omega_r < \omega_0$ で P_s の最大値が存在するがそのときの回転子速度 ω'_r は周知の通り $dP_s/d\omega_r = 0$ を満足する ω_r となる。 P_s 式を ω_r で微分し整理すると

$$-2K(1-\eta_f)\omega_r^3 - \{K\omega_0(4\eta_f-1) + (1-\eta_f)\tau\}\omega_r^2 - 2\eta_f\omega_0(\tau - K\omega_0)\omega'_r + \eta_f\omega_0^2\tau = 0 \quad (23)$$

ここで $\tau/K\omega_0 = x$ とおけば

$$-2(1-\eta_f)\omega_r^3 - \{4\eta_f(1-x) + (1-\eta_f)x\}\omega_0\omega_r^2 - 2\eta_f(x-1)\omega_0^2\omega'_r + \eta_f x \omega_0^3 = 0 \quad (24)$$

となる。即ち (24) 式に於いて $0 < \omega'_r < \omega_0$ を満足する実数根が P_s の最大値を与える回転子角速度となりその値は x と η_f の関数になる。 x の変化に対して (24) 式を満足する ω'_r の値が如何に変化するか又同時に P_s がどの様に変化するかを知らるため、初めに $x=0$, $x \rightarrow \infty$ の両極限について考察する。

$x=0$ ($\tau = K\omega_0$) の場合

此のとき (24) 式は

$$-2(1-\eta_f)\omega_r^3 - (4\eta_f-1)\omega_0\omega_r^2 + 2\eta_f\omega_0^2 = 0 \quad (25)$$

となり ω'_r は

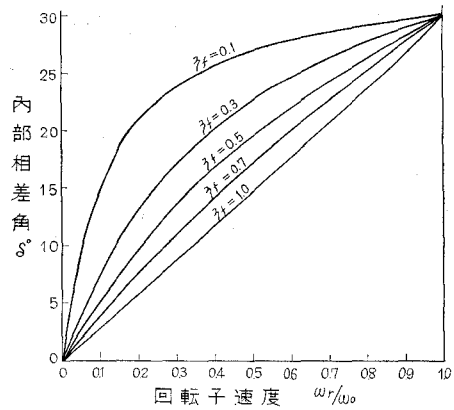


図-7 主電動機内部相差角の変化 (z_L ; 一定)

$$\omega_r' = \frac{(4\eta_f - 1) - \sqrt{1 + 8\eta_f}}{4(\eta_f - 1)} \omega_0 \quad (26)$$

となる。

η_f をパラメータとし ω_r' を計算し P_s の最大値を求め得る。図-8 は ω_r に対する P_s の変化を示す。

$x \rightarrow \infty$ ($\tau_l = \tau$) の場合

此の場合は (24) 式を x で除して $x \rightarrow \infty$ を代入すれば

$$1 - \eta_f(\omega_0/\omega_r' - 1)^2 = 0 \quad (27)$$

となり更に

$$\omega_r' = \frac{\sqrt{\eta_f}}{1 + \sqrt{\eta_f}} \omega_0 \quad (28)$$

を得る。 $x=0$ の場合と同様の手続きにより $x \rightarrow \infty$ の場合の P_s の変化を図示すれば図-9 を得る。

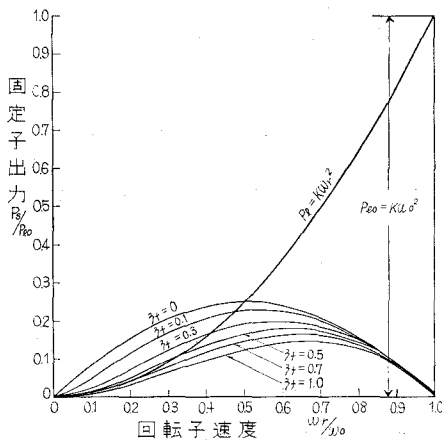


図-8 速度対固定子出力特性 ($z_l = K\omega_r$)

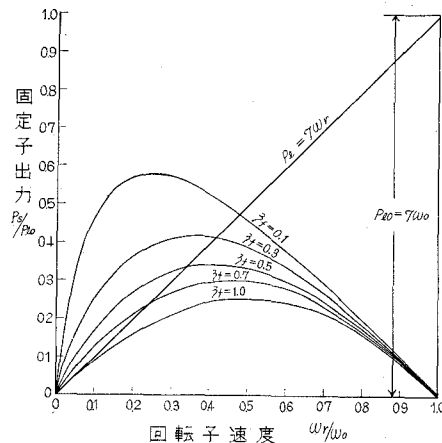


図-9 速度対固定子出力特性 ($z_l = \tau$)

$0 < x < \infty$ の場合

x が任意の場合一般に ω_r' を求め P_s の最大値を決定する代り x 及び η_f のいくつかの値に対して計算しその存在領域或はその傾向を推定することにする。夫々の計算値を表-1, 表-2 に示す。

ω_r' の値及び $P_{s \max}$ の値は予期された様に $x=0$, $x \rightarrow \infty$ の場合をその上, 下限として夫々中間値をとる。表-1 で明らかな様に同一 η_f に対して x の増加は ω_r' を小なる方へ移して行く又 η_f の影響は x の場合と逆になる。 $P_{s \max}$ に於ける x , η_f の影響は表-2 より ω_r' の場合と夫々逆の傾向を持たせていることが判る。補助発電機の入力を決定する最大固定子出力の値は x

表—1 最大固定出力を与える回転子角速度 (ω_r') $\{\omega_r'/\omega_0\}$

$x \backslash \eta_f$	0	0.5	1.0	2.0	5.0	∞
1.0	0.67	0.610	0.580	0.550	0.522	0.50
0.7	0.642	0.572	0.537	0.506	0.477	0.456
0.5	0.620	0.539	0.50	0.466	0.437	0.416
0.3	0.585	0.489	0.445	0.406	0.376	0.354
0.1	0.567	0.398	0.321	0.286	0.259	0.240
0	0.50	0.25	0	—	—	—

表—2 最大固定出力 ($P_{s \max}$) $\{P_{s \max}/\omega_0(z+K\omega_0)\}$

$x \backslash \eta_f$	0	0.5	1.0	2.0	5.0	∞
1.0	0.148	0.176	0.193	0.210	0.230	0.250
0.7	0.166	0.201	0.222	0.245	0.267	0.296
0.5	0.180	0.224	0.250	0.279	0.310	0.344
0.3	0.201	0.257	0.295	0.331	0.373	0.418
0.1	0.228	0.312	0.371	0.435	0.504	0.577
0	0.250	0.375	—	—	—	—

$\rightarrow \infty$ のとき ($\tau_l = \tau$) に最も大きくなり、 η_f が 0.5 のとき系の合成出力の約 34% になる。帰還系の効率 η_f は上表の ω_r' の範囲内では 0.5~0.7 程度と考えてよく、従って負荷の速度トルク特性が ω_r の一次式で近似できる場合 $P_{s \max}$ の値は系の合成出力の大約 35% が起り得る最大値となる。

B. $\tau_l = K'\omega_r^2$

そのトルクが角速度の 2 乗に比例する様な負荷は例えば或る種のポンプやファン等に見られる。前節と同様にして種々の特性を推論し得るが此の場合は系の綜合設計に重要な固定子出力についてのみ述べる。さて固定子出力 P_s は前述と同様の手続きにより

$$P_s = \tau_r \omega_s = \frac{K' \omega_r^3 (\omega_0 - \omega_r)}{(1 - \eta_f) \omega_r + \eta_f \omega_0} \quad (29)$$

となる。更に $dP_s/d\omega_r$ より ω_r' を求めると

$$\omega_r' = \frac{(1 - 3\eta_f) + \sqrt{1 + 3\eta_f}}{3(1 - \eta_f)} \quad (30)$$

此の ω_r' を η_f のいくつかの値について計算し $P_{s \max}$ を求めた結果が表-3 である。又 P_s の ω_r に対する関係図は図-10 のようになる。表及び図より ω_r' の値は前節の各場合より更に角速度の大なる方向に移り、 η_f の影響については同様であり $P_{s \max}$ の値 ($K'\omega_0^3$ に対する比) は著しく小になることが判る。

表-3

η_f	0	0.1	0.3	0.5	0.7	1.0
ω_r'/ω_0	0.667	0.682	0.705	0.721	0.733	0.75
$P_{s\max}/K'\omega_0^3$	0.148	0.141	0.130	0.122	0.115	0.106

C. 負荷の速度トルク特性が固定子出力に及ぼす影響

今一般的に負荷の速度トルク特性を $\tau_t = \tau + K''\omega_r^2$ とおけば前述から予想される様に

(i) ω_r' について

最大固定子出力を与える負荷角速度 ω_r' は定トルク分 $\tau/K''\omega_0^2$ の大なる程小さな値に移って行く、又 n の増加は ω_r' を大なる方へ移動させ。 η_f の減少は ω_r' を小なる方へ移す。

(ii) $P_{s\max}$ について

最大固定子出力 $P_{s\max}$ は $\tau/K''\omega_0^2$ の大なる程大きくなる、又 n の増加は此の値を小さい方へ移す。 η_f の減少は $P_{s\max}$ の値を大にする。

以上の内容は簡単に推論検証し得るところであり更に負荷の速度トルク特性が上に凸となる場合 $P_{s\max}$ の値は大となることが予想される。

上述のことから補助発電機、電動機の入出力を系の合成出力の約 35% 程度に設計すると何等手を加えることなく可成り広範囲な種類の負荷に応じられること、及び制御に必要な補助機の相対的容量が小さくてすみ有利であることが判る。

6. 回転子速度が同期速度を超過する場合

回転子速度を同期速度以上にするためには固定子を回転磁界と同方向に回転させればよい。此のとき回転子角速度は (1) 式の ω_s 符号を逆にして

$$\omega_r = \omega_0 + \omega_s \quad (31)$$

固定子には回転磁界と逆方向のトルクが作用しているからこれに逆って回転させるためには、補助発電機 g を電動機として動作させねばならない。そのエネルギーとしては第 2 章と同様外部に求める方法もあるが、ここでは補助電動機 m を発電機として主電動機回転子よりエネルギーを受けこれを電気エネルギーに変え g に供給する方式について述べる。図-1 の系に於いて

$$\beta = -1 \quad P_t = P_r - P_m \quad (32)$$

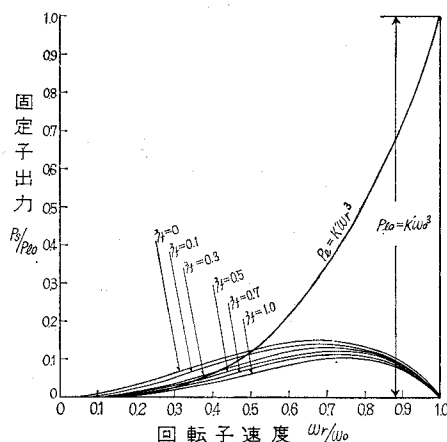


図-10 速度対固定子出力特性 ($\tau_t = k'\omega_r^2$)

となる。又帰還系に逆向きのエネルギーが流れる場合その合成効率を η_b とする。

A. トルク

(32) 式を ω_r で除して

$$\tau_l = \tau_r - \tau_m = \tau_s \quad (33)$$

を得これより

$$P_s = \tau_s \omega_s = (\tau_r - \tau_m) \omega_s = \eta_b \tau_m \omega_r$$

となり

$$\tau_m = \frac{\tau_l (\omega_r - \omega_0)}{\omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r} \quad (33)$$

及び

$$\tau_l = \frac{\tau_r \{ \omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r \}}{\eta_b \omega_r} \quad (34)$$

を得る。 δ が一定の場合 τ_l の ω_r に対する変化を示せば図-11 を得る。更に τ_r を脱出トルクに対応せしめ且つ $\eta_b = f(\omega_r)$ と η_b をパラメータとする曲線群との交点を求めれば、 $\omega_r > \omega_0$ の場合の最大トルク特性を得る。

B. 出力

δ が一定の場合回転子合成出力 P_l は (34) 式より

$$P_l = \tau_l \omega_r = \frac{\omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r}{\eta_b \omega_0} P_0 \quad (35)$$

ここで $P_0 = \tau_r \omega_0$ とする。

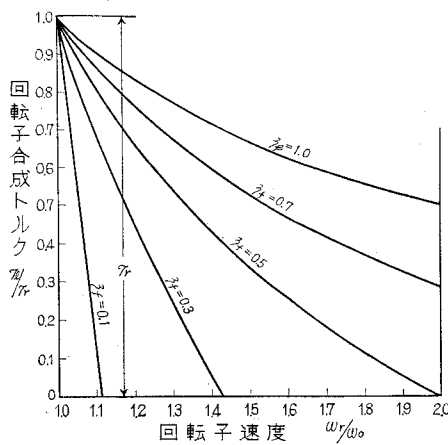


図-11 速度トルク特性 ($\omega_r > \omega_0$, δ ; 一定)

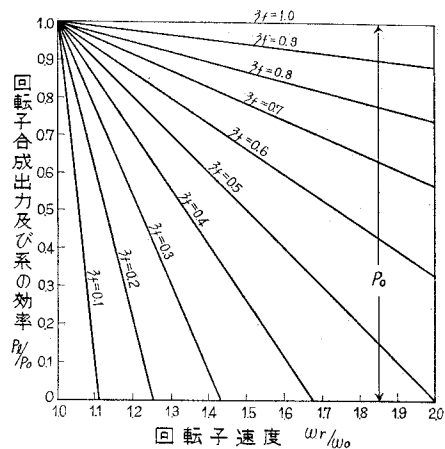


図-12 速度対出力、効率特性 ($\omega_r > \omega_0$, δ ; 一定)

η_b をパラメータとして P_t の ω_r に対する変化を図示すれば図-12 を得る。トルクの場合と同様 P_0 を主電動機単体の最大出力とすれば、そのときの η_f をパラメータとする τ_t 曲線群と $\eta_b = f(\omega_r)$ との交点は、此の際の同期速度以上のときの最大出力特性を示すことになる。

又負荷の速度出力特性が定まっているとき系各部の出力の配分は夫々次式により決定される。

$$P_r = \frac{\eta_b \omega_r}{\omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r} P_t \quad (36)$$

$$P_s = \frac{\eta_b (\omega_r - \omega_0)}{\omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r} P_t \quad (37)$$

C. 効 率

主電動機固有の効率を1とした場合の系の効率は

$$\frac{P_t}{P_0} = \frac{\omega_0 - (1 - \eta_b) \omega_r}{\eta_b \omega_0} \quad (38)$$

となり (35) 式と同様になる。従って図示も図-12 と同じになる。

以上回転子速度が同期速度以上の場合についてトルク出力効率について簡単に述べたが、各図より明らかな様にトルク、出力、効率の低下は著しく、その有効な速度制御範囲は狭くなる。然し帰還系の設計に留意して η_b を極力高めれば、大約回転子速度が $1.5 \omega_0$ 程度までは使用可能と思われる。此の使用範囲は出力効率の低下よりトルクの低下により決定されることは上2図より明らかであるが更にトルクによる制限を除くためには、外部より固定子駆動々力を供給しなければならない。

7. 等価慣性モーメントについて

前章までは系の静的特性について論じたが主電動機のみに着目すると固定子が回転する外普通型の同期電動機と異るところはない。従って乱調、安定度等の動的諸問題も当然生ずる。此等動的問題の処理に於いて重要な因子となる慣性モーメントについて述べる。今

I_s ; 固定子及び補助発電機の合成慣性モーメント, I_r ; 回転子, 補助電動機, 負荷の合成慣性モーメント, とすれば固定子側, 回転子側夫々の運動エネルギーは

$$T_s = 1/2 I_s \omega_s^2 \quad T_r = 1/2 I_r \omega_r^2$$

で、且主電動機の有するポテンシャルエネルギーを $U(\delta)$ とすれば系の損失を0とした時のLagrangian L は

$$L = \frac{1}{2} I_s \omega_s^2 + \frac{1}{2} I_r \omega_r^2 - U(\delta) \quad (39)$$

となる。Euler-Lagrange の方程式

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\delta}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial \delta_i} = 0 \quad (\delta_i: \delta_s, \delta_r) \quad (40)$$

より系の運動方程式が求められる。

今固定子が回転磁界と逆方向に $\omega_s + \Delta\omega_s$, 回転子が回転磁界と同方向に $\omega_r + \Delta\omega_r$ に加速されたとする (但し $\omega_0 = \omega_s + \omega_r$)。然るとき回転磁界と回転子間の相対的角速度 $\Delta\omega$ は

$$\Delta\omega = \Delta\omega_s + \Delta\omega_r$$

となり更に $\omega = d\delta/dt$ であるから結局

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{d\delta_s}{dt} + \frac{d\delta_r}{dt} \quad (41)$$

(39) (40) (41) 式より

$$I_s \frac{d^2 \delta_s}{dt^2} = \frac{\partial U(\delta)}{\partial \delta} \quad (42)$$

$$I_r \frac{d^2 \delta_r}{dt^2} = \frac{\partial U(\delta)}{\partial \delta} \quad (43)$$

となり更に

$$\frac{d^2}{dt^2} (\delta_s + \delta_r) = \frac{d^2 \delta}{dt^2} = \left(\frac{1}{I_s} + \frac{1}{I_r} \right) \frac{\partial U(\delta)}{\partial \delta} = \frac{1}{I} \frac{\partial U(\delta)}{\partial \delta} \quad (44)$$

ここで

$$I = I_s I_r / I_s + I_r \quad (45)$$

となる。即ち動的問題の取扱いにおいて (46) 式の様な等価慣性モーメント I を考えることによって固定子静止の場合と同様に論じ得ることが分る。又 (45) 式は一般に $I < I_r$ を示して居り此の系に於いては動的問題に関する限り有利とは云えない。尚 (44) 式に於いて $\partial U(\delta)/\partial \delta$ は主電動機の発生トルクを意味し円筒型回転子では (5) 式と一致する。

7. 結 言

以上主として理想的な帰還系を持つ新制御方式の静特性について論述したがその利点を要約すると大略次の通りである。

(i) 従来の機械的な速度制御方式に比較して速度トルク特性の有効な範囲 (特に低速度領域に於いて) が大きくなり電動作用のみに着目すれば出力, 効率等が優れる。

(ii) 負荷の要求に応じて固定子側出力を適宜調節することにより分捲, 直捲, 或は定トルク特性等と万能的にその速度—トルク特性を変化し得る。

(iii) 起動トルクが主電動機単体としての脱出トルクより十分大きくすることが可能であり他の高起動トルク型同期電動機より起動特性が優れている。更に同期速度以下ではその最大

トルクは脱出トルクより大である。

(iv) 回転子，回転子共に回転するが電氣的には通常の同期電動機と同様であり効率に於ける若干の低下等を除けば同期電動機としての利点を殆んどそのまま生かし得る。

(v) 回転子速度を同期速度以上にすることが出来る。

(vi) ワードレオナード方式，或は二次励磁による誘導電導機と速度制御各方式に比較して補助系の容量が一般に小さくてすみ又補助系の要素，構成等が簡単である。

此の報告に於いて補助発電機に理想的な特性を付寄した，即ちその回転数の如何に関らず固定子出力を完全に吸収し常に所要のブレーキトルクを発生するとした，実際の場合には此の仮定は同期速度付近に於いて正しくなくトルク，出力，効率等に可成りの影響を及ぼしその低下をもたらす。更に今回はふれなかったが帰還系の具体的な設計，回生制動の可否，又安定度等動的問題の詳細の解析等が今後に残されている。以上の諸点，並びに試作機による資料等は更に続報の予定である。

(昭和40年4月30日受理)

文 献

- 1) B. J. Arnold: Trans. A. I. E. E. **19** 1003 (1902).
- 2) A. M. Rossman: Trans A. I. E. E. **50** 162 (1931).
- 3) A. S. Langsdorf: Theory of Alternating-Current Machinery p 507 (McGraw-Hill).
- 4) 十塚: 安川電機, **14** 77 (昭-25).
- 5) 安川・西沢・十塚: 安川電機, **16** 29 (昭-27).