UDC 621.313.392-9: 621.316.718.5

論文

54-B 80

無整流子電動機速度制御系の過渡特性解析

正員 片岡 昭 雄 (東工大)

正員 西方 正 司 (東工大)

1. ま え が き

無整流子電動機は直流電動機における機械的整流子の難点を除去した可変速電動機として、既に種々な分野で実用されており、その適用分野も次第に拡大される傾向にある。一方、この電動機の理論的研究もこれまで数多く発表されており、その定常動作時に関しては既に十分な検討がなされているといえる。しかしながら、過渡時の特性に関してはその解明が著しく遅れており、この方面の理論の進展が強く望まれる。

このような状況から、筆者らは最近無整流子電動機の過渡解析を行ない、電動機の機械的ならびに電氣的応答の伝達関数を導出すると共に、電源電圧急変時のこれら応答について基本的考察を行なった^{(1)~(3)}。また筆者らとは解析手法は異なるが、同じく過渡時を扱った解析的研究が若干報告されている^{(4)~(6)}。

さて前論文⁽³⁾では導出した伝達関数をもとに種々な過渡応答を調べたが、これらは電動機に速度帰還などをかけない場合の、いわば無整流子電動機単体の過渡応答であった。実際の無整流子電動機の運転では負荷に応じて速度制御が要求される場合が多いので、このような制御系としての過渡特性の解明が必要となる。

本論文は前論文⁽³⁾で得た伝達関数を適用することにより、無整流子電動機速度制御系の過渡特性について基本的な解析を行なうものである⁽⁷⁾⁽⁸⁾。以下、まず前論文で得た伝達関数について、その要点と本論文での取扱いについて述べたのち、速度制御系の機械的ならびに電氣的応答の伝達関数を導出する。これを基に、根軌跡の手法を用いて系の安定性の検討を行ない、また速度基準変化時の系の諸応答に及ぼす制御装置定数並びに電動機定数の影響について調べることにする。

2. 無整流子電動機の伝達関数と本論文での取扱い

本論文は前論文⁽³⁾で得た無整流子電動機の伝達関数

Transient Analysis of Commutatorless Motor Speed Control System. By Teruo Kataoka, Member & Shoji Nishikata, Member (Tokyo Institute of Technology).

片岡昭雄: 正員, 東京工業大学工学部電気・電子工学科助教授, 電機変換工学講座

西方正司: 正員, 東京工業大学工学部電気・電子工学科助手

を基礎とするので、まず前論文の伝達関数について、その要点と本論文での取扱いについて述べておく。

(1) 前論文では位置検出に近接スイッチを用いた非突極構造の直流電源逆起電力転流形無整流子電動機に対し、電源電圧および負荷トルクの変動に対する回転角速度、直流側電流、重なり角、制御進み角などの応答の伝達関数を求めたが、これらは直流利アクトル、界磁回路、 d 軸および q 軸ダンパ回路、および機械軸のために一般に5次の伝達関数となる〔詳細は前論文⁽³⁾(38)式参照〕。

(2) これら伝達関数のうち、電源電圧の変動に対する回転角速度の伝達関数 $G_{\omega v}$ は、その分子がラプラス変数 s の3次式に、分母は上記のように s の5次式となるが、電動機に速度帰還などをかけない開ループ駆動時においては、 $G_{\omega v}$ は慣性モーメントによる過渡現象のみを考慮した1次の伝達関数で近似可能である。

以上が前論文⁽³⁾で得た伝達関数の要点である。

本論文で扱う無整流子電動機の構成は前論文⁽³⁾と同様であり、上記の伝達関数を基に解析を行なう。但し、上記(2)の伝達関数 $G_{\omega v}$ については原則として5次の伝達関数のままで扱い、 $G_{\omega v}$ の低次系近似についてはその速度制御系への適用性を第4章で検討する。

なお、以上の伝達関数では電動機の d 軸、 q 軸の両ダンパ巻線の定数は等しいものとしているが、両ダンパ巻線の抵抗値を区別して検討した結果、これら抵抗が系の過渡応答に及ぼす影響には顕著な差のあることが明らかとなったので、第6章において速度基準変化時の系の過渡応答に及ぼす電動機定数の影響を調べる場合に限り、 d 軸と q 軸のダンパ抵抗を区別して扱うこととする。但し、その場合両軸のダンパのリアクタンスは前論文⁽³⁾と同様等しいものとする。

d 軸と q 軸のダンパ抵抗の違いを伝達関数に考慮するには、前論文⁽³⁾の(38)式の伝達関数 $G_{\omega v}$, G_{iv} , ... などの式中に現われるすべてのダンパ時定数 $T_d = L_{a0}/r_d$ (r_d : d 軸、 q 軸共通のダンパ抵抗)のうち、式 $l_f T_d s^2 + \overline{L}_{f0} + r_f T_d \cdot s + r_f$ に含まれる T_d は $T_d = L_{a0}/r_{ad}$ (r_{ad} : d 軸ダンパ抵抗)として、また式 $T_d s + 1$ に含まれる T_d は $T_d = L_{a0}/r_{aq}$ (r_{aq} :

q 軸ダンパ抵抗)として扱えばよい。

3. 速度制御系の構成と系の伝達関数

〈3・1〉 速度制御系の構成 無整流子電動機の手速度は電源電圧、界磁電流、無負荷時制御進み角 γ_0 などを变化させることにより制御できるが、一般には電源電圧を变化させる方法がとられているので、本論文でもこの方法によることとし、かつ速度制御系はその機械的、電氣的応答の基本的振舞の把握を容易にするため、最も基本的な構成を研究の対象とする。第1図にそのブロック線図を示す。

(a)図において破線内部は無整流子電動機を伝達関数により表わした部分で、 $G_{\omega V}$ 、 $G_{\omega T}$ はそれぞれ電源電圧、負荷トルクの変動に対する回転角速度の伝達関数を表わし、前述のようにともに5次の伝達関数である。 $k_{\omega}(\text{V/rad/s})$ は速度検出部の速度-電圧変換係数で定数とし、検出による遅れはないとする。 G_c は系の過渡特性を補償する補償回路の伝達関数で、補償回路には比例動作(P動作)のもつ速応性と積分動作(I動作)のもつオフセット-掃とを併わせもつPI調節器がよく用いられるので、本論文でもこれを研究の対象とする。このとき G_c は次の形に書ける。

$$G_c = k_p \{1 + 1/(T_i s)\} \dots\dots\dots (1)$$

但し、 k_p 、 T_i は定数、 s ：ラプラス変数

また、 A は増幅部の電圧増幅度(定数)でこの部分も時間遅れはないものとする。

この系において、速度基準の変化 ΔV_r (ラプラス変数 s の関数、他の変化分も同様)、あるいは外乱としての負荷トルクの変化 ΔT_L が加わると、 ΔV_r と制御量である回転角速度の検出値 ΔV_m との間に偏差 ΔV_e が生じ、これが G_c 、 A に伝達されて電動機の電源電圧に ΔV_d なる変化を生じる。これにより速度は変化し、最終的にその基準値に一致するように制御が行なわれる。

〈3・2〉 系の伝達関数 第1図(b)は入力角速度基準の変化分 $\Delta \omega_r = \Delta V_r / k_{\omega}$ にとって (a) 図を等価変形し、これに電動機の電氣的出力として直流側電流、制御進み角および重なり角の各変化分 ΔI_d 、 $\Delta \gamma$ および Δu をつけ加えたものである。 G_{IV} 、 G_{IV} 、 $G_{\omega V}$ はそれぞれ電源電圧の変化に対する直流側電流、制御進み角、重なり角の伝達関数で、5次の伝達関数である。また G_A は次式で与えられる。

$$G_A = k_c \{1 + 1/(T_i s)\}, k_c = k_{\omega} k_p A \dots\dots\dots (2)$$

以下では伝達関数 G_A で表わされる部分を制御装置と呼び、 k_c 、 T_i をそれぞれ制御装置のゲイン、積分時定数と呼ぶことにする。

第1図 無整流子電動機速度制御系のブロック線図

Fig. 1. Block diagrams of commutatorless motor speed control system.

さて、第1図(b)を基に $\Delta \omega_r$ および ΔT_L を入力とする系の機械的および電氣的応答の伝達関数を求めることができる。本論文では入力として $\Delta \omega_r$ をとり、機械的応答として回転角速度 $\Delta \omega_m$ 、電氣的応答として電動機の直流電源電圧(整流回路の出力電圧) ΔV_d 、サイリスタの過渡電流を決める直流側電流 ΔI_d および安定な転流に関する転流余裕角 $\Delta(\gamma - u)$ をとったときの各伝達関数を扱うこととする。

これら伝達関数は第1図(b)より次のようになる。

$$\text{回転角速度: } \Delta \omega_m / \Delta \omega_r = G / (1 + G) \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{電源電圧: } \Delta V_d / \Delta \omega_r = G_A / (1 + G) \dots\dots\dots (4)$$

$$\text{直流側電流: } \Delta I_d / \Delta \omega_r = G_A / (1 + G) \cdot G_{IV} \dots\dots\dots (5)$$

$$\text{転流余裕角: } \Delta(\gamma - u) / \Delta \omega_r = G_A / (1 + G) \cdot (G_{\gamma V} - G_{uV}) \dots\dots\dots (6)$$

但し、 G は系の一巡伝達関数で

$$G = G_A \cdot G_{\omega V} \dots\dots\dots (7)$$

これら伝達関数によれば速度制御系の安定性や、機械的、電氣的応答を容易に解析でき、これを速度制御系の設計に役立てることも可能となる。

4. 系の安定性の検討

前章で無整流子電動機速度制御系の伝達関数が得られたので、本章ではまず系の安定性について検討する。無整流子電動機の手速度制御系が安定に動作するためには、まず第一に通常の制御理論における安定条件、すなわち、系の特性根が複素平面(根平面)の右半面に存在しないことが必要である。この条件が満たされた上で、第二の条件として、サイリスタの転流余裕角が定常時、過渡時を通じて十分確保されることが必要になる。ここでは第一の条件について検討する。

なお、第二の条件は系への入力や外乱の大きさに支配されるもので、その本格的検討は線形化理論に基づ

く本論文の範囲を越えるが、線形化理論によっても、転流余裕角の過渡応答から安定な転流についてのかなりの情報を得ることができる。これについては次章以下で触れることとする。

以下の検討では一般性を期するため、無整流子電動機の定数として前論文で示した平均的定数を用いることとし、これを第1表に示す⁽³⁾。また、実験的検討に用いる供試機は前論文⁽³⁾の供試機と同一である。

〈4・1〉 根軌跡および安定限界 さて、第1図の制御系の特性方程式は次式で与えられる。

$$1 + G = 0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここに G は系の一巡伝達関数で、上式左辺は(3)～(6)式の分母の共通因子に他ならない。

系の安定性を調べるにはこの方程式の根(特性根)の複素平面上の配置を調べればよい。 G は(7)式で与えられるが、式中の $G_{\omega v}$ は第2章で述べたことから

$$G_{\omega v} = K \prod_{k=1}^3 (s - z_k) / \prod_{k=1}^5 (s - p_k)$$

書ける。これと(2)式を用いて G を表わせば、特性方程式は次のようになる。

$$T_i s \prod_{k=1}^5 (s - p_k) + k_c (1 + T_i s) K \prod_{k=1}^3 (s - z_k) = 0 \quad \dots\dots\dots (9)$$

それゆえ特性根は6個存在する。以下、この式でゲイン k_c を零から無限大まで変化させたときの、これら特性根の複素平面上での軌跡を調べることにする。

第2図は第1表の定数をもつ無整流子電動機につき、定常動作点を図中の値に選び、積分時定数 $T_i = 50$ puとして上記の根軌跡を求めた結果を示す($T_i(s)$, k_c (V/rad/s)および座標軸目盛(1/sまたはrad/s)はいずれもpu値で示す。基準値はそれぞれ1/100π(s), 直流電圧基準値/角速度基準値および100π(rad/s)である)。⊗印は G の極で、(9)式で $k_c = 0$ としたときの根であり、また○印は G の零点で、同じく $k_c = \infty$ としたときの根に等しい。極は6個(図には記入していないが、 p_1 , p_3 の共役極として p_2 , p_4 がある)、零点は4個存在する。6個の特性根は k_c を零から増加すると、上記6個の極から出発して図示の軌跡を描き、 k_c が大きくなると、そのうち4本の軌跡は零点に、他の2本は無限遠に至る。図より極 p_0 から出発する根は k_c のわずかな増加ですぐ零点 z_1 に近づくため、また p_5 から出発する根は原点から非常に離れているために系の応答にはほとんど影響を及ぼさないことがわかる。つまり、系の応答への影響が大きいのは p_1 から出発する根と p_3 から出発する根であるが、 k_c

第1表 過渡応答の計算に用いた定数

Table 1. Constants used for the calculation of transient responses of commutatorless motor speed control system.

平滑用リアクトルの抵抗	R_{de}	0.0	pu	ダンパ巻線の自己リアクタンス	X_{dg}	0.96	pu
平滑用リアクトルのリアクタンス	X_{de}	5.5	pu	ダンパ巻線の抵抗	r_d	0.0335	pu
電機子巻線の抵抗(1相)	r	0.00637	pu	界磁巻線の漏れリアクタンス	X_{if}	0.18	pu
同期リアクタンス	X_s	1.06	pu	界磁巻線の抵抗	r_f	0.00125	pu
同期過渡リアクタンス	X_s'	0.20	pu	単位慣性定数	H	2.5	s
電機子有効リアクタンス	X_{ad}	0.96	pu	制動摩擦抵抗	R_a	0.0	pu

(注) 回転子は円筒形で d , q ダンパ巻線は同一構造である。
pu=単位法による値を示す。

第2図 第1図の系の根軌跡の例 ($T_i = 50$ pu)

Fig. 2. Root locus for the system in Fig. 1.

の比較的小さい範囲では前者、 k_c が5 puを越えて更に増加すると後者の影響が次第に大となり、 $k_c > 36$ puの範囲で特性根は複素平面の右半面に移り、系は不安定になることがわかる。

以上により、第1表に示す平均的定数をもつ無整流子電動機速度制御系は制御装置の一定の積分時定数 T_i に対し、ゲインを大きくすると不安定になることがわかった。

ところで、このような不安定が発生する k_c の値は T_i の値によって変わることが予想される。また系の定常動作点によっても変わるであろう。このような k_c , T_i の安定限界を把握しておくことは速度制御系の設計上有益なことから考えられる。そこで筆者らは上と異なる種々な T_i および定常速度(従って電源電圧)についても同様に不安定の現われる k_c の値を計算した。第3図はその結果を示したものである(速度

および電源電圧以外の定常動作点は第2図と同じ)。各曲線の上側が系が不安定となる領域で、一定の動作速度に対しては積分時定数 T_i が小さいほど、また、一定の T_i に対しては動作速度が低いほど、不安定を生じるゲインの値は小さくなるのがわかる。制御装置定数（従って、PI 調節器の定数）の選定に際してはこのような性質を十分念頭に置かねばならない。

〈4・2〉 $G_{\omega v}$ の近似と根軌跡 さて、前節の検討では伝達関数 $G_{\omega v}$ として5次の伝達関数を用いたが、第2章で述べたように、 $G_{\omega v}$ は電動機の開ループ駆動時には1次の伝達関数で近似可能であった。また文献(2)では、同じく開ループ駆動時において、 $G_{\omega v}$ を慣性モーメントと直流リアクトルによる過渡現象を考慮した2次の伝達関数でも近似できることを示した。そこで、これらの近似伝達関数の第1図の速度制御系への適用が考えられるわけであるが、結論を先に述べれば、ゲイン k_c が比較的小さい範囲ではこれらの近似伝達関数はほぼ適用可能である。しかし、 k_c が大きくなると、これらを適用した場合誤差が大きくなり、特に、本章のような安定限界の検討にはこれらの近似伝達関数は使用できないことが判明した。

第4図はこれを根軌跡によって示したものである。図は $G_{\omega v}$ としてこれら1次、2次の近似伝達関数を用いた各場合につき第2図に対応する根軌跡を求め、第2図のそれと比較したもので、系の応答への影響が比較的大きい特性根の軌跡だけを示してある。 k_c が小さく、例えば $k_c=1\text{ pu}$ では系の支配根は $G_{\omega v}$ の1次系近似、2次系近似および5次系のいずれの場合も図の□印の位置に集まり、 $G_{\omega v}$ の1次または2次系近似が適用できるが、 k_c が大きくなると支配根は各場合で異なったものになり、 $G_{\omega v}$ の近似による誤差が大きくなることがわかる。更に、 $G_{\omega v}$ が5次系の場合に $k_c > 36\text{ pu}$ の範囲で現われる不安定性が $G_{\omega v}$ を近似した場合には現われず、系の安定限界などの検討には $G_{\omega v}$ の1次系や2次系近似は適用できないことがわかる。

〈4・3〉 供試機による検討 〈4・1〉節では無整流子電動機速度制御系はゲイン k_c と積分時定数 T_i の組み合わせによっては不安定になり得ることが理論的に示されたが、筆者らはその妥当性を調べるため、供試電動機を用いて第1図の制御系を構成し、実験的検討を行なった。供試電動機の直流電源はサイリスタによる三相ブリッジ整流回路で構成し、この整流回路の出力電圧（平均値）がPI 調節器の出力電圧に比例するようにゲート制御を行なった。増幅度 $A=4.55$ である。PI 調節器は演算増幅器と抵抗、コンデンサとで構成

第3図 制御装置定数と不安定領域との関係
Fig. 3. Regions of system instability due to controller gain and integral time constant.

第4図 伝達関数 $G_{\omega v}$ を近似した場合の系の根軌跡

Fig. 4. Root loci in which the transfer function $G_{\omega v}$ is approximated.

し、積分時定数 $T_i=0.1\text{ s}$ とし、ゲイン k_p は可変とした。また電動機速度は回転子の位置パルス信号を f - V 変換して検出した。変換係数 $k_{\omega}=0.106\text{ V/rad/s}$ である。実験はまずPI 調節器のゲイン k_p を小さくして、速度基準 710 rpm （直流電圧 50 V ）で系を定常運転させた。この状態から k_p を徐々に増加したところ、 $k_p=5.53$ ($k_c=2.67\text{ V/rad/s}$) で系全体の機械的、電気的諸量が 1.77 Hz で振動を始めた。第5図はこのときの速度変動のオシログラムを示す。 k_p を更に増加すると、系の振動は発散状態すなわち、不安定となることがわかった。一方、実験と同じ定常動作点および T_i の値で起こる不安定性を本論文の理論から系の根軌跡を描いて調べたところ、 $k_c > 3.0\text{ V/rad/s}$ の範囲で系は不安定になり、また安定限界 ($k_c=3.0\text{ V/}$

第5図 速度変動のオシログラム
Fig. 5. Oscillogram of speed variation.

rad/s)における持続振動の周波数は 1.83 Hz であった。これらの値は実験値に近く、本理論のほぼ妥当であることを示すものである。

なお、筆者らは系の安定領域内において、速度基準変化時の機械的、電気的応答波形を実測し、第3章の伝達関数から得られる理論値との比較も行っており、この面からも理論の妥当性を確かめている。

5. 速度基準変化時の過渡応答に及ぼす 制御装置定数の影響

無整流子電動機速度制御系の構成にあたって、制御装置のゲイン k_c および積分時定数 T_i をどのように選ぶかは基本的に重要な問題である。前章で調べた系の安定限界は両定数の選定の大わくを与えるものといえる。 k_c , T_i の選定にはこの安定限界の他に、良好な特性を得るために、両定数の値が機械的および電気的応答に及ぼす影響を知る必要がある。そこで、本章では速度基準がステップ状に変化した場合のこれら応答について両定数の影響を調べることにする。用いる電動機定数は前章と同様第1表の値とする。

第6図は第2図と同じ定常動作点および T_i において、角速度基準を 0.005 pu (定常値の 0.81%) だけステップ状に増加したときの電動機の角速度、直流電源電圧、直流側電流および転流余裕角の各変化分 $\Delta\omega_m$, ΔV_a , ΔI_a および $\Delta(\gamma-u)$ の応答波形を、ゲイン k_c をパラメータとして(3)~(6)式の伝達関数から計算したものである ($k_c=0.1$ pu については速度応答のみを示す)。角速度基準の変化幅 (0.005 pu) は本線形理論の適用範囲を考慮し、直流電源電圧変化分 ΔV_a のピーク値が定常値の 10% 程度に納まるように選んでいる。

図より速度の応答は k_c が大きいほど速いこと、一方、 ΔV_a など電気的諸量の応答は k_c が大きいほどその変動が増大することがわかる。

ΔV_a の変化についてみると、その初期値は k_c に比例して大きくなっている。これは第1図(b)にお

第6図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす k_c の影響 ($T_i=50$ pu)

Fig. 6. Effects of controller gain on step responses for speed reference input.

いて速度基準がステップ状に増加する ($\Delta\omega_r$ がステップ状に加わる) と系の慣性などにより $\Delta\omega_m$ は即座に増加できないので、 ΔV_a は $\Delta\omega_r$ の k_c 倍にステップ状に上昇するからで、 ΔV_a はこの値を初期値として新しい速度基準に対応する電圧に向かう。そこで、 k_c が大きいほど ΔI_a の立上りは速くなり、そのピーク値も大きくなる。このような ΔI_a の増加は電動機のトルクを増加させるので、速度の応答は k_c の大きいほどその速応性が向上するわけである。しかし一方、 ΔI_a の増加は重なり角 Δu を増加させるとともに、電機子反作用を増大させるため制御進み角を減少させる ($\Delta\gamma$ を負で増大させる) ので、 k_c の大きいほど、転流余裕角 $\Delta(\gamma-u)$ は大きく減少することとなる。それゆえ、ゲイン k_c をあまり大きくすることは、サイリスタの安定な転流を確保する上で好ましくないことがわかる。

第7図は第6図と同じ定常動作点で $k_c=5$ pu (一定) とし、速度基準を 0.005 pu だけステップ状に増加したときの各応答を積分時定数 T_i をパラメータとして示したものである。

T_i が小さいほど速度応答は速くなるがその最大行き過ぎ量も大きくなること、一方、電気的応答は T_i が小さいほどその変動が増大することがわかる。

ΔV_a の変化については、 ΔV_a の初期値は k_c が同

じであるから T_i の値によらず一定となるが、その後の変化は T_i が小さいほど速度偏差（第1図（b）の $\Delta\omega_r$ ）の積分効果が大きくなるために、大きく変動することとなる。その結果、 T_i が小さいほど、 ΔI_d を大きく増加させるので電動機のトルクの増加も大きくなり速度の応答が速くなる。一方、 ΔI_d の増加に伴って $\Delta(\gamma-u)$ は大きく減少することとなる。

以上により、ゲイン k_c は大きいほど、また積分時定数 T_i は小さいほど速度応答は速くなるが、これに伴って直流側電圧、電流のピーク値が増大し、サイリスタの転流余裕角も大きく減少することが示されたわけである。 k_c および T_i の選定にあたってはこれらの点を十分考慮することが必要である。

6. 速度基準変化時の過渡応答に及ぼす電動機定数の影響

前章では速度基準変化時の過渡応答に及ぼす制御装置定数の影響を調べたが、本章では過渡応答に影響を及ぼす他の因子として、電動機定数の影響を調べることにする。無整流子電動機が速度制御されない場合については、既に前論文⁽³⁾でも直流電源電圧がステップ状に変化した場合の過渡応答に対し、電動機定数の影響を調べたが、本論文のように速度制御される場合には、電動機の直流電源電圧は速度偏差の時間的変化に応じて複雑に変化するので、過渡応答波形も前論文とはおのずと異なったものとなる。従って、電動機定数の影響を改めて検討する必要がある。

なお、前章まで等しいとして扱った d 軸と q 軸のダンパ抵抗は、第2章で述べたように、以下では別別して扱う。この場合の速度制御系の伝達関数は(3)～(7)式に含まれる伝達関数 $G_{\omega v}$, G_{Iv} , ...などを第2章に示した方法で修正したものとなる。

過渡応答の計算に用いる電動機諸定数の値は第1表の値を基準とし、平滑用リアクトルのリアクタンス X_{dc} , q 軸ダンパ抵抗 r_{aq} , d 軸ダンパ抵抗 r_{ad} および系の単位慣性定数 H などの4定数を第1表の値の前後で変えて過渡応答への影響を調べることとする。制御装置の定数値は第5章の解析結果（第7図）より、速度応答が速く、かつ電氣的応答も割合良好な $T_i=100\text{ pu}$, $k_c=5\text{ pu}$ を選ぶものとする。

第8図～第11図は上記の諸定数値をとる無整流子電動機の第2図の場合と同じ定常動作点において速度基準が 0.005 pu ステップ状に増加したときの過渡応答計算値を示す。

第8図は第1表の定数のうち平滑用リアクトルの X_{dc} のみを変化した場合の過渡応答波形を示す。まず

第7図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす T_i の影響 ($k_c=5\text{ pu}$)

Fig. 7. Effects of controller integral time constant on step responses for speed reference input.

速度応答は X_{dc} が大きいほどその初期の立上りが遅れるが、応答波形全体としては X_{dc} が 1.5 から 10 pu 程度の範囲では大差ないことがわかる。 X_{dc} がこれより大となれば最大行き過ぎ量も大きくなり、応答が悪化することがわかる。 ΔV_a についてはその初期値は X_{dc} の値によらず一定であるが、 X_{dc} が大きいほど ΔV_a のピーク値が大きくなっている。これは X_{dc} が大きいほど速度応答の立上りが遅れる結果、速度偏差とその積分効果が大きくなるからである。一方、 ΔI_d については X_{dc} が大きいほど X_{dc} の電流抑制効果も大きいために、応答の立上りが遅く、ピーク値も小さい。また上記の ΔV_a の上昇の効果も加わってピークを過ぎたのちの減衰も緩慢になる。このような結果 X_{dc} があまり大きいと加速トルクも長く加わるので速度応答に大きな行き過ぎを生ずることになる。転流余裕角の応答波形については、 ΔI_d の増加は重なり角 Δu を増加させ制御進み角 $\Delta \gamma$ を負で増大させるため、ほぼ直流電流の波形に対応して変化することがわかる。

以上により、直流電流の増加と転流余裕角の減少の抑制の点では X_{dc} は大きい程よいが、これがあまり大きいことは速度応答の最大行き過ぎ量が増加し、振動性が顕著となるので、かえって好ましくないことがわかる。前論文⁽³⁾で扱った開ループ駆動時の直流電源電圧のステップ状変化に対する速度応答には X_{dc} の

第 8 図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす X_{dc} の影響 ($k_c=5$ pu, $T_i=100$ pu)

Fig. 8. Effects of dc reactor inductance on step responses for speed reference input.

第 9 図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす r_{dq} の影響 ($k_c=5$ pu, $T_i=100$ pu)

Fig. 9. Effects of q-axis damper resistance on step responses for speed reference input.

大小は殆ど影響を及ぼさなかったが、上の結果はこれとは異なっている。これは本論文では閉ループ駆動で直流電源電圧に対する条件が異なるためである。

第 9 図は q 軸ダンパ抵抗 r_{dq} のみを変化した場合の応答を示したものである。 r_{dq} は $\Delta\omega_m$, ΔV_d , ΔI_d

第 10 図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす r_{dd} の影響 ($k_c=5$ pu, $T_i=100$ pu)

Fig. 10. Effects of d-axis damper resistance on step responses for speed reference input.

第 11 図 速度基準ステップ増加時の各応答に及ぼす単位慣性定数の影響 ($k_c=5$ pu, $T_i=100$ pu)

Fig. 11. Effects of inertia constant on step responses for speed reference input.

などの初期の変化にあまり影響を及ぼさないが、これは ΔV_d の初期値がゲイン k_c のみによって決まり、 ΔI_d もその初期の立上がりはこの ΔV_d と X_{dc} によって決まるためである。その後は r_{dq} の大小に各応答には顕著な差が現われてくる。これは r_{dq} の大小により q 軸反作用に差が生じるためである。すなわち、

ΔI_a の立上がりと共に電機子反作用磁束が増加するが、その q 軸成分の増加は q 軸ダンパ回路の抵抗 r_{dq} が小さいほど遅れる。このため、 r_{dq} が小さいほど、制御進み角 γ の減少も遅れ、インバータの直流側電圧 E_a (平均値) の増加 ΔE_a もそれだけ遅れることになる〔前論文⁽³⁾で述べたように、速度応答が十分立上らない時点では、主に制御進み角の減少により ΔE_a は増加する〕。従って、 r_{dq} が小さいほど ΔE_a による ΔI_a の抑制作用が遅れるので、 ΔI_a のピークはそれだけ増加することになる。このような結果、 r_{dq} が小さいと速度応答も比較的早い時期にオーバシュートを生じ、振動性も強くなり、最終値に落ち着く時間は長くなることになる。また転流余裕角も r_{dq} が小さいほど減少する。但し、その減少の程度は ΔI_a の増加ほどは大きくない。これは r_{dq} が小さいほど $\Delta \gamma$ の変化が遅れるが、一方 Δu は ΔI_a とほぼ同時に変化するためである。

なお、 r_{dq} がある程度以上大きくなると、各応答に及ぼす r_{dq} の影響は飽和の傾向を示すことがわかる。

第 10 図は d 軸ダンパ抵抗 r_{da} を変化した場合の応答を示す。これを前図と比較して、両ダンパ抵抗の影響には著しい差のあることが明らかである。すなわち、 r_{dq} の場合と異なり、各応答は r_{da} をかなり大幅に変えてもほとんどその影響を受けないことがわかる。これは ΔI_a の増加と共に増加する d 軸反作用磁束に対しては、 d 軸ダンパの他に界磁回路も作用するために、 d 軸ダンパの影響がそれだけ少なくなること、および基本的には d 軸反作用は制御進み角の減少に直接影響を及ぼさないことなどのためである。

第 11 図は単位慣性定数 H を変化した場合の応答を示す。 H が大きいほど速度応答が遅れ、最大行き過ぎ量も大きくなること、 ΔI_a 、 $\Delta(\gamma-u)$ の立上りに H の影響はほとんどないが、それらのピーク値は H が大きいほど大きいことなどがわかる。 ΔI_a の立上りにほとんど変化のみられないのは、初期には ΔV_a にほとんど差がなく、速度もほとんど立上っていないためである。また H が大きいほど ΔI_a の最大値が大きいのは、この時点になると H の大小による速度上昇の遅速が顕著になり始めること、このため電源電圧 ΔV_a は H が大きいほど高くなることなどによる。このような ΔI_a の変化に応じて、転流余裕角の減少も初期には H の影響を受けないこと、減少のピークは H が大きいほど大きくなることが理解されよう。また、 H が大きくなると速度上昇に時間を要し、速度偏差の減少に時間がかかるので、 ΔV_a 、 ΔI_a も減衰に時間がかかることになる。その結果、

回転子の加速時間も長びき速度応答の最大行き過ぎ量も大きくなる。なお、本論文では ΔI_a 、 $\Delta(\gamma-u)$ のピーク値は H の影響をかなり受ける結果が得られたが、前論文⁽³⁾ではこれらは H の影響をほとんど受けなかった。これは前論文では本論文と異なり、電源電圧が同一で、かつ開ループ駆動のため ΔI_a 、 $\Delta(\gamma-u)$ のピークの現われる時点では速度がほとんど立上っていないためである。

7. む す び

以上、速度帰還と PI 調節器をもつ無整流子電動機の基本的な速度制御系を対象として、その過渡特性を解析したが、これを要約すれば次のようになる。

(1) PI 調節器のゲイン、積分時定数と系の動作点の組合わせによっては系は不安定になり得ることを明らかにした。

(2) 速度基準急変時の応答に及ぼす PI 調節器のゲインおよび積分時定数の影響について調べ、速度応答を速めるようにこれらの定数を選定すると必然的に直流側電流のピークが増大し、サイリスタの転流余裕角の減少も大きくなることを明らかにした。

(3) 速度基準急変時の応答に及ぼす電動機定数の影響について調べ、平滑用リアクトルのリアクタンスがあまり大きいと、速度応答の最大行き過ぎ量が増加して振動性が顕著となること、 q 軸ダンパ抵抗は大きいほど電氣的応答も速度応答も良好となるが、 d 軸ダンパ抵抗は各応答にほとんど影響を与えないこと、および慣性モーメントは小さいほど電氣的応答、速度応答ともに良好となることなどを明らかにした。

以上により、無整流子電動機速度制御系の機械的、電氣的諸量の振舞と系の種々なパラメータとの関係について、基本的概念を与え得たものと考ええる。今後はこれらを基に、実際面で必要となる一層複雑な無整流子電動機制御系の検討その他を行なう予定である。

(昭 53 年 9 月 1 日受付、同 54 年 4 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 片岡、他：電気学会回転機研資 RM-76-6 (昭 51-7)
- (2) 片岡、他：電気学会回転機研資 RM-76-7 (昭 51-7)
- (3) 片岡・西方：電学論 B 98, 527 (昭 53-6)
- (4) 内藤、他：電気学会情報処理研資 IP-76-32 (昭 51-9)
- (5) 松葉・岸本・丸橋：昭 52 電気学会全大 No. 886
- (6) 浅田・武田・平紗：昭 52 電気学会全大 No. 887
- (7) 片岡、他：電気学会回転機研資 RM-78-3 (昭 53-2)
- (8) 片岡、他：電気学会回転機研資 RM-78-4 (昭 53-2)