無整流子電動機の急加減速制御時の過渡特性解析

正 員 西 方 正 司 (東京電機大)

Dynamic Performance Analysis in Rapid Acceleration and Deceleration of a Commutatorless DC Motor

Shoji Nishikata, Member (Tokyo Denki University)

The commutatorless DC motor has been used in various fields as a variable speed motor since it can produce characteristics similar to those of a conventional DC motor without a mechanical commutator, and it is essentially important to know the dynamic performance of this variable-speed motor.

In previous papers the author and his colleagues derived various transfer functions for this motor and a set of nonlinear equations valid for large-signal transient state, and analyzed in detail transient performance of the motor by using these functions and equations. They also investigated the stability and the dynamic responses of speed control systems containing this motor, and proposed control strategies to improve the dynamic performance of the systems.

In this paper, the dynamic performance of the speed control system with air-gap flux and margin angle control loops as well as current control loop and a current limiter is analyzed in detail not only for the case of motoring but also for the case of regenerative braking operation. First, the dynamic responses of the system in the case of step-up change in speed reference is analyzed for two types of air-gap flux control circuits. It is clarified that when field current control loop is used for controlling the flux, the change in the margin angle of commutation during transients is reduced if the controller constants of the loop are selected so as to enlarge the increase in the field voltage in the transient state, and that satisfactory dynamic responses are obtained concerning the field voltage as well as the margin angle of commutation when the field voltage control loop is used as a flux loop. Second, the dynamic performance of the system in the case of regenerative braking operation is analyzed in detail and it is shown that the both types of air-gap flux control circuits in this operation are useful not only for a fast speed response but also for a safe commutation of the inverter, and that the transient increase in the field voltage for the case of the field current control is much larger than that for the field voltage control. Moreover, a guide for selecting controller constants for various moment of inertia is shown.

キーワード：電動機制御，無整流子電動機，急加速制御，回生制動，ギャップ磁束制御，転流余裕角制御

1. ま え が き

無整流子電動機は優れた制御性を有し，また保守が容易であるなどのことから，可変速電動機として種々な産業分野で実用されている。

最近，この無整流子電動機の過渡時の特性を対象と

した理論的研究が各方面で行われるようになり，その基本的な過渡特性は次第に明らかになってきた^{(1)~(8)}。また，実用上重要となる速度制御系を構成した場合には，系の安定性の検討や過渡応答に及ぼす系各部のパラメータの影響の解明，更に例えばインバータのサイリスタの安定な転流を確保しつつ即応性の

また文献(11)では、系の過渡特性に及ぼす機械系のパラメータ(特に慣性モーメント)の影響については検討しなかったが、これを明らかにすると共に、そこで対象としたような電流リミッタの動作する場合の、種々な負荷慣性に対する系の制御装置定数の選定法を検討することも系の設計上重要と考えられる。更に前論文ではもっぱら系の加速時について検討を行い、無整流子電動機の減速に有用な、再生運転時の過渡特性については扱わなかったが、これに関する理論的研究はまだほとんど報告されておらず、その解析は実用上

本論文は以上の点にかんがみ、無整流子電動機の急加速ならびに再生運転による急減速制御時の過渡特性を解析したものである⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。まず系の構成を明らかにした後、速度基準急増時の過渡特性に及ぼすギャップ磁束制御法の影響について調べる。次いで、過渡特性に及ぼす慣性モーメントの影響について述べ、種々な慣性モーメントに対する制御装置定数の選定法について検討する。更に、再生運転による急減速制御時の過渡特性を解析する。

〈2・1〉 電動運転時 (図 1 において, SW A, SW B, SW C : M 側。SW D : 1 側) このとき, 速度基

準 ω_r から直流入力電圧 V_d に至る経路で次式が成り立つ。

$$I_{dr}^* = G_\omega(\omega_r - \omega_m) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{dr} &= I_{dr}^* \dots\dots I_{dr}^* < I_{lim} \text{ のとき} \\ &= I_{lim} \dots\dots I_{dr}^* > I_{lim} \text{ のとき} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$V_d = G_I(I_{dr} - I_d) \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 ω_m ：回転角速度、 I_{lim} ：電流リミッタの電流上限値、 I_{dr} ：直流電流基準、 I_d ：直流側電流、 G_ω 、 G_I ：制御装置の伝達関数

(3)式で与えられる電圧 V_d により電動機速度 ω_m は速度基準 ω_r と一致するように制御されるわけである。(1)式の G_ω は、ここではオーバシュートのない速度応答を得るために I_{dr}^* の値に応じて P または PI 調節器のいずれかとする⁽¹¹⁾。

$$\left. \begin{aligned} G_\omega &= k_{c\omega} \dots\dots I_{dr}^* > I_{lim} \\ &= k_{c\omega} \{1 + 1/(T_{i\omega}P)\} \dots\dots I_{dr}^* < I_{lim} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 $k_{c\omega}$ ：ゲイン、 $T_{i\omega}$ ：積分時定数、 P ：微分演算子

また、(3)式の G_I は PI 調節器とする。

$$G_I = k_{cI} \{1 + 1/(T_{iI}P)\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 k_{cI} 、 T_{iI} ：ゲイン、積分時定数

制御進み角 γ は、サイリスタの転流余裕角 ($\gamma - u$) を負荷の広い範囲にわたりほぼ一定な小さい値に保つため、次式により制御する⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

$$\gamma = (\gamma - u)_r + K_I I_d \quad \dots\dots\dots (6)$$

一方、図1のギャップ磁束の減少を補償する制御法としては、ここでは簡単かつ実用的な方法として図2(a)、(b)の二法を比較検討の対象とする。

(a)図は界磁電圧 V_f を直流側電流 I_d に応じて増加し、ギャップ磁束の減少を補償するもので⁽¹¹⁾、

$$V_f = V_{f0} + K_f I_d \quad \dots\dots\dots (7)$$

また、(b)図は界磁電流基準 i_{fr} を I_d に応じて調整

し、界磁電流 i_f を i_{fr} に一致させるように V_f を制御することによりギャップ磁束をほぼ一定に保つ方法である。

$$i_{fr} = i_{f0} + K_{if} I_d \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$V_f = G_f(i_{fr} - i_f) \quad \dots\dots\dots (9)$$

(9)式の G_f は制御装置の伝達関数で、ここでは PI 調節器を対象とする。

$$G_f = k_{cf} \{1 + 1/(T_{if}P)\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 k_{cf} 、 T_{if} ：ゲイン、積分時定数

〈2・2〉 回生運転時 無整流子電動機の回生運転は直流側電流の方向を変更せずに制御進み角 γ を $90^\circ < \gamma < 180^\circ$ の範囲に設定すると共に、直流電圧 V_d の極性を反転することにより行うことができる。

以下、まず回生運転とその前後における図1の系の動作の概要を述べておく。系が電動運転中に速度基準 ω_r がステップ的に減少すると、まず $SW D$ が1から2に切り替わり、電源電圧 V_d は $V_d^*(> 0)$ からその負の最大値 $-V_{dmax}$ にステップ的に減少する。その結果、直流電流 I_d は急速に減少して $I_d \approx 0$ となる*1。この時点で $SW D$ が再び2から1に切り替わると同時に $SW A$ 、 $SW B$ ならびに $SW C$ がそれぞれ M から R に切り替わり、このため電流帰還信号の符号および制御装置 G_I の出力符号が反転すると共に制御進み角 γ が変化する。これらの結果系は電動運転から回生制動運転に移行する。回生運転に入ると電動機速度 ω_m は急速に減少し、やがて ω_r と一致することとなる。この時点で $SW A$ 、 $SW B$ ならびに $SW C$ はそれぞれ R から M に再び切り替わり、その結果系は回生運転から電動運転に復帰する。なお、この切換え時においては上述した、 I_d の一時的な遮断は行わないこととする*2。

以上が図1の系の回生運転とその前後における動作の概要である。次いで、同図を基に回生運転時の系各部の方程式を示すことにする。

ω_r から V_d までの経路で次式が成り立つ。

$$I_{dr}^* = G_\omega(\omega_r - \omega_m) \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{dr} &= I_{dr}^* \dots\dots I_{dr}^* > -I_{lim} \text{ のとき} \\ &= -I_{lim} \dots\dots I_{dr}^* < -I_{lim} \text{ のとき} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$V_d = -G_I(I_{dr} + I_d) \quad \dots\dots\dots (13)$$

(11)式における G_ω は速度応答の行過ぎ量なるべく少なくするため、 P 調節器とする〔前節で述べたよう

図2 ギャップ磁束制御法
Fig. 2. Air-gap flux control methods.

*1：このような電流 I_d の一時的な遮断は運転モードの切換えに伴う I_d の過渡的な増加を制御するためによく行われる。

*2：回生運転から電動運転への切換えは直流側電流が十分に減少した時点で行われるため、切換えに伴う電流 I_d の過渡的な増加はあまり問題とならない。なお、図12の実験結果を参照のこと。

に、電動運転時（加速時）には電流リミッタの飽和期間における G_w の積分効果は不要となるので、回生運転による減速制御時においてもこの積分効果は不要となる（ことが予想される）。すなわち、

$$G_w = k_{cw} \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 k_{cw} は（４）式のものと同一とする。

また、（１３）式の G_r は電動運転時と同一の PI 調節器とし、（５）式で与えられる。

一方、制御進み角 γ は図に示す範囲で一定とする。

$$\gamma = \text{一定}(90^\circ < \gamma < 180^\circ) \dots\dots\dots (15)$$

回生運転時の電機子反作用は減磁作用となるので、これによるギャップ磁束の減少を補償するため、回生時も電動運転時と同様なギャップ磁束制御（図２）を行うこととする。この場合の制御回路の方程式は（７）～（１０）式で与えられる。

図１の系の過渡特性を解析するには、上記の（１）～（１５）式のほかに無整流子電動機自身の過渡時の方程式が必要となる。これらを付録の付表１に示す⁽⁶⁾。

３．急加速時の過渡特性

＜３・１＞ 過渡特性に及ぼすギャップ磁束制御法の影響 まず、図２に示す二種のギャップ磁束制御回路を図１の系にそれぞれ適用した場合について、速度基準 ω_r がステップ的に増加したときの機械的、電気的過渡特性を調べ、これらを比較検討する。なお、本章および次章では、得られる結果に一般性をもたせるため、平均的な突極同期電動機定数をもつ無整流子電動機を検討の対象とし、その定数を表１に示す⁽⁶⁾⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾（同表の使用記号については付録参照）。

図３は表１の定数をもつ無整流子電動機の定常特性を示したものである。制御進み角 γ の制御則は図中に示してある。ギャップ磁束制御ループ（図２）の制御則は比較を容易にするため、界磁電圧制御、界磁電流制御の双方の場合について定常特性が同一になるように選んであり、やはり図中に示してある。

図より、ギャップ磁束鎖交角 ψ_g ならびにサイリス

タの転流余裕角 $\gamma - u$ は直流側電流 I_d の広い範囲にわたりほぼ一定に保たれていることなどがわかる。

図４は図３に示す定常動作点から ω_r が 0.125 pu（定常速度の 25%）ステップ的に増加したときの速度 $\Delta\omega_m$ 、直流電圧 ΔV_d 、直流側電流 ΔI_d および転流余裕角 $\Delta(\gamma - u)$ の各応答の計算値を、界磁電流制御（図 2(b)）を適用した場合について示したものである[*d*

図 3 表 1 の定数をもつ無整流子電動機の定常特性
Fig. 3. Steady-state characteristics of commutatorless motor having constants shown in Table 1.

図 4 速度基準急増時の過渡応答計算値
（界磁電流制御）

Fig. 4. Calculated dynamic responses when speed reference is stepped up (field current control).

表 1 過渡応答の計算に用いた定数

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

R	0.007	$X_{d\text{do}}$	0.96	X'_s	0.2
X_{DC}	5.5	$X_{d\text{ao}}$	0.61	X_{IF}	0.18
X_{ad}	0.96	r_{da}, r_{dq}	0.0335	H	2.5 s
X_{aq}	0.61	r_f	0.00125	R_w	0.0

（注） 単位慣性定数 H 以外は単位法による値

は定常動作点からの変化分を示す。これらの応答は(1)～(6), (8)～(10)式および付表1に示す電動機の過渡方程式を連立させ、デジタル計算機を用いてシミュレートして求めた。以下同様。応答は制御装置 G_f の積分時定数 T_{if} の二つの値について計算した。 G_f のゲイン k_{cf} は一定で、 G_f 以外の系各部の制御装置定数、電流リミッタ設定値ならびに界磁電流基準 i_{fr} の制御則などと共に図中に示してある*3。

以下、図1(電動運転時)を参照しながらこれらの過渡応答を説明する。 ω_r がステップ的に増加すると G_ω の出力 I_{dr}^* はその定常値 0.5 pu から $k_{c\omega}\Delta\omega_r = 9.375$ pu ステップ的に増加する。この I_{dr}^* の増加は電流リミッタを飽和させるので、(4)式より G_ω の積分効果は除去されると共に電流基準 I_{dr} は $\Delta I_{dr} = I_{lim} - I_d = 1.0$ pu ステップ的に増加することとなる。この I_{dr} の増加により電圧 V_d は図示のように $\Delta V_d = k_{cl}\Delta I_{dr} = 0.5$ pu ステップ的に増加し、これにより電流 I_d は急速に増加することとなる*4。しかしながら、 I_d が増加すると電流偏差 $I_{dr} - I_d$ は急速に減少するから、いったん増加した V_d も急速に減少し、その結果 I_d の増加は図に示すように抑制されることとなる。その後、 I_d はリミッタの飽和期間中は I_{lim} に近いほぼ一定の値に保たれるので、最大加速トルクが得られ ω_m はほぼ直線状に上昇することとなる。さて、 ω_m が増加すると速度偏差 ω_e 、従って I_{dr}^* は減少し、 $I_{dr}^* = I_{lim}$ となった時点(図の破線)で電流リミッタは未飽和領域に復帰すると共に G_ω の積分動作が再び始まることとなる[(4)式参照]。これらの結果オーバーシュートのない速度応答が得られるわけである。図より $\Delta\omega_m$, ΔV_d および ΔI_d の各応答には T_{if} の影響はあまりないことがわかる。

一方、転流余裕角の応答をみると、 I_d が大きく増加する電流リミッタの飽和期間中においても、 $\Delta(\gamma - u)$ の減少は比較的小さいが、 T_{if} の値によりその減少の程度は異なり、 T_{if} の小さいほど $\Delta(\gamma - u)$ の減少が小さくなることわかる。これは、 T_{if} の小さいほど G_f [(図2(b))]の積分効果が大きくなるため I_d の増加による界磁電圧(従って界磁電流)の過渡的な増加は大きくなり、その結果過渡時のギャップ磁束の減少もそれだけ効果的に補償されるためである。

以上により、 T_{if} を小さく選定したほうが過渡時のサイリスタの転流をより安定に行えることが明らかと

図5 速度基準急増時の $\Delta(\gamma - u)$ に及ぼす k_{cf} の影響 (計算値, $T_{if} = 25$ pu)

Fig. 5. Effects of k_{cf} on the responses of margin angle when speed reference is stepped up (calculated).

図6 界磁電圧および界磁電流の過渡応答計算値
Fig. 6. Calculated dynamic responses of field voltages and field currents.

なったが、 T_{if} を小さくすると上述のように界磁電圧 V_f の過渡的な増加が大きくなることに注意すべきである。図4の $T_{if} = 25$ pu に対する V_f の過渡的な増加の最大値(変化分)は $\Delta V_{fmax} = 0.00165$ pu で(図6参照)、 $T_{if} = 100$ pu の場合の1.26倍であり、これは定常界磁電圧(0.00167 pu)とほぼ同じ値である。

図5は G_f のゲイン k_{cf} の二つの値に対する速度基準急増時の $\Delta(\gamma - u)$ の過渡応答を計算したものである。 $T_{if} = 25$ pu (一定)であり、 k_{cf} , T_{if} 以外の条件は図4と同一である。 k_{cf} が大きいほど過渡時の転流余裕角の減少は少なくなり、 T_{if} を小さくした場合の応答とほぼ同様な傾向を示すことが明らかである。なお、この場合の $\Delta\omega_m$, ΔV_d ならびに ΔI_d などの応答に及ぼす k_{cf} の影響は少なく、図4と同様な結果が得られるのでここでは省略する。

次に、ギャップ磁束制御法として図2(a)の界磁電圧制御を適用した場合の過渡応答特性について述べる。この場合の速度基準急増時の $\Delta\omega_m$, ΔV_d , ΔI_d ならびに $\Delta(\gamma - u)$ などの応答は、界磁電圧の制御則を図3に示すように選び、またその他の条件を図4の場合と同一とすると、図4の $T_{if} = 25$ pu に対する応答

* 3: 図中の $k_{c\omega}$, $T_{i\omega}$, k_{cl} および T_{if} の値は文献(11)での検討結果に基づく。

* 4: この I_d の増加は、 γ の増加[(6)式]による E_d の減少[付(2)式]によって更に助長される。

とほぼ一致するので、ここでは省略する。図6はこのときの界磁回路の諸量の応答の計算値を界磁電流制御の場合 ($T_{if}=25$ pu) と併せて示したものである。図より、界磁電流 i_f の応答は両者の制御法でほぼ一致するが、界磁電圧の変化分 ΔV_f の最大値は界磁電圧制御のほうが18%程度小さいことがわかる。これは、界磁電圧 V_f は界磁電流制御では i_{fr} (従って I_d) および i_f などの変化に応じて変化するのに対し、界磁電圧制御では単に I_d の変化に応じて変化するためである (図2参照)。

以上より、界磁電圧制御は界磁電流制御と比較して界磁電圧の変化幅は小さくなること、また界磁電圧以外についてはほぼ同程度の過渡応答が得られることなどが明らかとなった。

3・2 過渡特性に及ぼす単位慣性定数の影響

本節では種々な単位慣性定数 H (慣性モーメント) に対する速度基準増加時の過渡応答を調べ、制御装置定数の選定法について検討する。電流リミッタが動作しない場合については、慣性にかかわらず系の一巡伝達関数が一定になるように制御装置定数を選定すれば、ほぼ同一の速度応答が得られることが予想できるが、ここで対象とするような非線形要素である電流リミッタの動作する場合に対しては新たな検討が必要である。

まず、制御装置定数を H によらず一定とした場合について述べる。この場合、種々な H に対する速度基準急増時の過渡応答を界磁電流制御、界磁電圧制御双方について計算した結果、いずれの場合も H が大きくなると速度偏差の減少に時間がかかるため、電流リミッタが飽和から未飽和領域に復帰した後の G_ω の積分効果がそれだけ大きくなるので、電源電圧 V_d ならびに直流側電流 I_d の応答が振動的となり⁽¹¹⁾、速度応答の整定も悪化することが明らかとなった。そこで、種々な H についてこのような電流リミッタの未飽和領域復帰後の V_d および I_d の振動が起らない制御装置定数を以下検討することとする。

(1), (2)式ならびに(4)式より、電流リミッタの飽和から未飽和領域への移行および G_ω の積分動作の開始はゲイン k_{cw} の大きいほど速度偏差がより減少した (速度がより目標値に接近した) 時点で行われることがわかる*5。そこで、速度偏差の減少に時間のかか

*5: (4)式に基づき G_ω の制御則を P 動作から PI 動作に切換える具体的な回路は文献(11)の Fig. 6 であるが、ゲイン k_{cw} を大きく選ぶことは、同図において回路の入力である速度偏差 ω_e の十分減少した時点 ($\omega_e = I_{lim}/k_{cw}$ の時点) で積分器のコンデンサを短絡していたスイッチを開放し、これにより G_ω の積分動作を開始することを意味する⁽¹¹⁾。

図7 種々な単位慣性定数 H に対する過渡応答計算値 (界磁電圧制御)

Fig. 7. Calculated dynamic responses for various inertia constants H (field voltage control).

る H の大きい場合に対しては、 k_{cw} を大きくしてリミッタの飽和から未飽和領域への復帰を速度偏差が十分に減少した時点で行うことにより、先述した H の大きい場合における G_ω の余剰な積分効果を取除くことが可能となり、同時に電圧ならびに電流応答の振動を除去することが可能となる。このような考えに基づき種々検討した結果、界磁電流制御、界磁電圧制御双方について H ならびに k_{cw} 以外の条件は図6と同一の場合、 G_ω のゲイン k_{cw} を H に比例させ

$$k_{cw} = 30H(\text{pu}) \quad (H \text{ は秒で表した値})$$

のように選定すれば、 H のかなり広い範囲にわたり上述のような振動は現れないことが判明した。図7はゲイン k_{cw} を上記のように選定した場合、種々な H に対する速度基準ステップ増加時 ($\Delta\omega_r=0.25$ pu) の系の過渡応答計算値を界磁電圧制御の場合について示したものである。図より、それぞれの H について整定の速い速度応答が得られること、および転流余裕角 ($\gamma-u$) の過渡的な減少もほとんどないことなどがわかる。なお、界磁電流制御についても図7とほぼ同様な結果が得られることを付け加えておく。

4. 回生運転による急減速制御時の過渡特性

本章では、回生運転による急減速制御時の過渡特性を解析し、図2に示す二種のギャップ磁束制御法の影響を明らかにする。以下では、〈2・2〉節で述べた電動運転から回生運転への切換時における直流側電流の遮断は瞬時に行われるものと仮定して計算を行うこととする（すなわちスイッチSW Dが2となる期間は短いのでこれを無視する）。

まず、ギャップ磁束無制御（界磁電圧 V_f = 一定）の場合と、図2(b)の界磁電流制御を行った場合の速度基準急減時の系の過渡特性を比較検討し、回生運転時における界磁電流制御の影響を明らかにする。

図8は表1の定数をもつ無整流子電動機について、速度基準 ω_r が0.75 pu から0.25 pu ステップ的に減少したときの速度 ω_m 、直流電圧 V_d 、直流側電流 I_d 、ならびに転流余裕角 ($\gamma - u$) の各応答を界磁電流制御を行った場合ならびに界磁電圧一定 ($V_f = 0.00167$ pu) の各場合について示したものである。比較を容易にするため両者の定常動作点は同一に選んであり、

図8 速度基準急減時の過渡応答に及ぼす界磁電流制御の影響（計算値）

Fig. 8. Effects of field current control on dynamic responses when speed reference is stepped down (calculated).

I_d , γ , u などの動作点については図3に示してある。 V_d の定常値は0.669 puである。回生運転中の各制御装置のゲインならびに積分時定数は図8に示してあり、これらは図4の $T_{if} = 25$ puの場合と同じである。電流リミッタの設定値 $-I_{lim} = -1.5$ pu、回生時の制御進み角 $\gamma = 150^\circ$ （一定）である。また、回生運転から再び電動運転に復帰した後の制御装置定数も図4 ($T_{if} = 25$ pu)の場合と同じである。

まず、界磁電流制御を行った場合の過渡応答を説明しよう。 ω_r がステップ的に減少すると、電流 I_d は直ちに零に減少すると共に系は電動運転から回生運転に移行し（図1において、SW A, SW B, SW C: $M \rightarrow R$ ）、制御装置 G_w (P調節器)の出力信号 I_{dr}^* はその定常値 ($= 0.5$ pu) から $k_{cw} \times \Delta\omega_r = -18.75$ puへステップ的に減少する。この I_{dr}^* の減少は電流リミッタを飽和させるので、電流基準 I_{dr} は $-I_{lim} = -1.5$ puにステップ的に減少する。この I_{dr} の変化とSW A, SW Bの切換えとにより、電圧 V_d は図に示すようにその初期値 $V_{dn} (= 0.669$ pu) から $-[V_{dn} + k_{cl}(-I_{lim} + I_d)] = +0.081$ puにステップ的に減少する。一方、インバータ直流側電圧 E_d （図9参照）は、SW Cの切換えにより制御進み角 γ が定常値 ($= 33.4^\circ$) から 150° にステップ的に変化するため、正の値から負の値にステップ的に変化する〔付2〕式参照〕。この V_d と E_d の変化により I_d は図示のように急速に増加することとなる。しかしながら、 I_d が増加すると電流偏差 $(-I_{lim} + I_d)$ はその初期値 -1.5 puから急速に増加し、その結果 V_d が急速に減少するため、 I_d の増加は抑制されることとなる。その後、 I_d は電流リミッタの設定値の大きさ $|-I_{lim}|$ に近いほぼ一定の値に保たれる。この電流リミッタの飽和期間中は最大制動トルクが得られ、 ω_m はほぼ直線的に減少することとなる。図より、減速に要する時間は加速の場合〔図7 ($H = 2.5$ s)の速度応答：これは界磁電圧制御に対するものであるが、界磁電流制御でもほぼ同様な応答になる〕の約50%であることがわかる。これは負荷トルクの制動作用のためである。さて、速度が減少し新たな目標値に近づくとき V_d が急速に減少

図9 直流側等価回路

Fig. 9. Equivalent circuit viewed from DC source.

図 10 界磁電圧および界磁電流の過渡応答計算値 (回生制動運転時)

Fig. 10. Calculated dynamic responses of field voltages and currents (regenerative braking mode).

し、また I_d も急減するが、これは速度偏差の大きさ $|\omega_e|$ の減少により電流リミッタが飽和領域から未飽和領域へ移行し、電流基準の大きさ $|I_{ar}|$ が急減するためである。 ω_e が零になった時点 ($\omega_m = \omega_r$) で、回生運転から電動運転への切換えが行われる。図に示すように、切換え後の V_d ならびに I_d の応答にやや振動が見られるが、速度応答のアンダシュートはほとんどなく整定の速い応答が得られていることがわかる。転流余裕角 ($\gamma - u$) の応答については回生運転時は $\gamma = 150^\circ$ であるから、サイリスタの転流に関しては問題を生じない。更に、回生運転から電動運転へ復帰した後の ($\gamma - u$) の過渡的な減少も図示のようにほとんどなく、サイリスタを安定に転流できることがわかる。これは、界磁電流制御により回生運転時のギャップ磁束の減少が補償されるので、電動運転に復帰した直後のギャップ磁束は定常値にほぼ等しくなっているためである。

一方、ギャップ磁束無制御 ($V_f = \text{一定}$) の場合については、全体的な応答は上述の場合と比べて大差ないが、速度応答がやや遅いこと、電動運転へ復帰した後の ($\gamma - u$) が大きく減少していることなどがわかる。これは界磁電圧一定の場合過渡時のギャップ磁束が減少するためである。

次いで、ギャップ磁束制御法として界磁電圧制御を採用した場合の回生運転時の過渡応答を説明する。この場合の、速度基準急減時の ω_m , V_d , I_d ならびに ($\gamma - u$) などの応答は界磁電圧の制御則を図 3 に示す

図 11 種々な単位慣性定数 H に対する速度基準ステップ減少時の過渡応答計算値 (界磁電圧制御)

Fig. 11. Calculated dynamic responses for various inertia constants H when speed reference is stepped down (field voltage control).

ように選び、またその他の条件を図 8 の場合と同一とすると、図 8 の界磁電流制御の場合とほぼ同じ応答になるので、ここでは省略する。

図 10 は図 8 の界磁電流制御における界磁諸量の応答を、界磁電圧制御を採用した場合と比較したものである。図より、電動運転時について調べた図 6 と同様、界磁電流 i_f の応答は両者の制御法であまり大差ないが、一方、界磁電圧の変化分 ΔV_f の最大値は界磁電圧制御のほうが約 70% も小さくなっていることがわかる。これは、図 6 でも説明したように、界磁電圧 V_f は界磁電流制御では i_{fr} (I_d) および i_f などの変化に応じて変化するのに対し、界磁電圧制御では単に I_d の変化に応じて変化するためである。

以上により、図 2 に示す二種のギャップ磁束制御法は回生運転とこれに続く電動運転時の系の過渡特性の改善にとって有用であること、界磁電圧制御は界磁電流制御と比較して界磁電圧の変化幅が著しく小さくなることなどが明らかとなった。

図 11 は速度基準が 0.25 pu ステップ的に減少したときの種々な単位慣性定数 H に対する過渡応答を、界磁電圧制御を用いた場合について計算したものである。定常動作点ならびに H 以外の電動機定数は図 8 の場合と同じである。また、回生運転時ならびにその前後の電動運転における制御装置定数（これらは図中に示してある）は図 7 の場合と同じで、やはり制御装置 G_w のゲインを $k_{cw}=30H(\text{pu})$ のように選定した。図より、それぞれの単位慣性定数に対して整定の速い速度応答が得られていることなどがわかる⁽¹³⁾。

なお、界磁電流制御を採用した場合の、図 11 と同様な過渡応答特性についても調べた。その結果、界磁諸量を除く応答は図 11 とほぼ同じ傾向を示すことが明らかとなっている。

5. 実験的検討

本論文で述べた系の有用性を検証するため、著者は図 1 の速度制御系を構成し、急加速ならびに急減速制御時の過渡応答実験値と理論値を種々比較した。供試機として文献(11)の実験的検討に使用した突極同期電動機 (2.2 kW, 4 極, 200 V, 8 A, 50 Hz) を用いた。

図 12 はギャップ磁束制御法として図 2 の界磁電圧制御を適用した場合の実験結果の一例である。図は速度基準を 1,000 rpm から 1,500 rpm にステップ的に増加し、その後再び 1,000 rpm にステップ的に減少した

図 12 過渡応答の計算値と実測値との比較
Fig.12. Comparison between theoretical and experimental dynamic responses.

場合の過渡応答を示す。定常動作点は

$$V_d=169 \text{ V}(0.626 \text{ pu}), I_d=2.7 \text{ A}(0.263 \text{ pu}), \\ V_f=46.3 \text{ V}(0.00803 \text{ pu}), I_f=1.05 \text{ A}(2.18 \text{ pu}), \\ \gamma=25.5^\circ, \gamma-u=20^\circ, N=1,000 \text{ rpm}(0.667 \text{ pu})$$

である。また、

$$K_f=1.41 \text{ V/A}(0.00251), K_r=17.5 \text{ deg/(直 流 側 電 流 1 pu)}, I_{im}=16 \text{ A}(1.56 \text{ pu}), -I_{im}=-15.5 \text{ A}(-1.51 \text{ pu}), \text{ 回生時の } \gamma=150^\circ(\text{一定})$$

である*⁶。更に制御装置定数は図中に示してある。

図より、理論値と実験値はかなりよく一致していること、また速度応答のオーバーシュートならびにアンダシュートはほとんどなく、整定の速い速度応答が得られていること、更に加速時における転流余裕角の変化は比較的小さいことなどがわかる*⁷。なお、ギャップ磁束制御法として界磁電流制御(図 2(b))を適用した場合についても実験的な検討を行っており、同じく理論の妥当性を確認している。

6. む す び

以上、無整流子電動機の急加速ならびに回生運転による急減速制御時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) 速度基準急増時の過渡応答特性に及ぼすギャップ磁束制御法の影響を調べた。その結果、ギャップ磁束制御法として界磁電流制御を適用した場合制御装置定数を界磁電圧(界磁電流)の過渡的な増加が大きくなるように選定すれば、過渡時のサイリスタの転流余裕角はほとんど減少しなくなること、一方界磁電圧制御を適用した場合は、過渡時の転流余裕角の減少が少ないうに、界磁電流制御に比べて界磁電圧の過渡時の増加は少なくなるなど、過渡特性の面で利点を有すること、などが明らかとなった。

(2) 種々な単位慣性定数 H に対する制御装置定数の選定法について調べた。その結果、制御装置 G_w のゲイン k_{cw} を H に比例させ、平均的同期機定数をもつ無整流子電動機に対しては $k_{cw}=30H(\text{pu})$ のように選定することにより、整定の速い速度応答が得られることが判明した。

(3) 速度基準急減速時の過渡応答特性を調べた。そ

* 6: 上記 K_f に対してギャップ磁束がほぼ一定に保たれることは理論的、実験的に確認されている。

* 7: 同図における回生運転から電動運転への切換え時において、直流側電流 I_d (実測値) に短期間の過渡的な増加が若干見られるが、これはインバータならびに整流回路の制御角が離散量であるため、運転の切換えが同時に行われていないことによる。また、 I_d (実測値) の転流に伴う脈動は小さいので、これを無視した。

の結果、再生時においてもギャップ磁束制御を行うと共に速度制御装置 G_w を P 調節器とし、また電流リミッタを使用することにより、整定の速い速度応答が得られるだけでなく電動運転復帰直後の転流余裕角の減少もほとんどなくなることで、また界磁電圧制御は界磁電流制御より過渡時の界磁電圧の変化が著しく小さくなること、更に種々な単位慣性定数 H に対しては G_w のゲイン k_{cw} を加速時と同様に選定することにより良好な速度応答が得られることなどが明らかとなった。

終りに、本研究を行うにあたり詳細な御検討ならびに数多くの有益な御助言を賜った東京工業大学片岡昭雄教授に心よりお礼申し上げる次第である。

(平成元年 5 月 8 日受付, 同元年 8 月 24 日再受付)

文 献

- (1) 片岡・西方：電学論 B, 98, 527 (昭 53-6)
- (2) F. Harashima, et al.: *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-15, 36 (1979)
- (3) 片岡・西方・前田・武藤：電気学会電力応用研資, EPA-79-8 (昭 54)
- (4) 采女・武田・平紗：パワーエレクトロニクス研究会例会資料, 5, 82 (昭 54)
- (5) 原島・内藤・稲場：昭 55 電気学会大会, No. 501
- (6) T. Kataoka & S. Nishikata: *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-17, 152 (1981)
- (7) 浦野・福田・新居：昭 56 電気学会大会, No. 536
- (8) 片岡・西方：電学論 B, 101, 299 (昭 56-6)
- (9) 片岡・西方：同上 B, 99, 659 (昭 54-10)
- (10) S. Nishikata, S. Muto & T. Kataoka: *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IA-18, 205 (1982)
- (11) S. Nishikata & T. Kataoka: *ibid.*, IA-20, 598 (1984)
- (12) H. Le-Huy, A. Jakubowicz & R. Perret: *ibid.*, IA-18, 46, (1982)
- (13) 西方・片岡・山本・嶋田：電気学会回転機研資, RM-84-8 (昭 59)
- (14) 片岡・西方・山本・嶋田：昭 59 電気学会大会, No. 546

付 録

付表 1 無整流子電動機の過渡方程式 (単位法表示, 誘導起電力検出法)

app. Table 1. Transient equations of the motor (per-unit representation, induced voltage sensing type).

	過渡方程式 (単位法表示)
直 流 側 回 路	$V_d = (R + X_{dc}P)I_d + E_d \dots\dots\dots (付 1)$
	$E_d = V_i \cos \gamma + E_x \dots\dots\dots (付 2)$
	$E_x = (\pi/6) \omega_m X_s'' I_d \dots\dots\dots (付 3)$
	$E_x = V_i (\cos \gamma - u - \cos \gamma)/2 \dots\dots\dots (付 4)$
	$V_i = \sqrt{A^2 + B^2} \dots\dots\dots (付 5)$

内部誘導起電力	$A = \omega_m h_d \psi_{dd} + h_q P \psi_{q0} \dots\dots\dots (付 6)$
	$B = -\omega_m h_q \psi_{q0} + h_d P \psi_{dd} \dots\dots\dots (付 7)$
ダンパおよび 界 磁 回 路	$\psi_{dd} = \psi_{d01} + X_{d0} i_{dd1} + X_{ad} i_f \dots\dots\dots (付 8)$
	$\psi_{q0} = \psi_{q01} + X_{q0} i_{dq1} \dots\dots\dots (付 9)$
	$0 = r_{dq} i_{dd1} + P \psi_{dd} \dots\dots\dots (付 10)$
	$0 = r_{dq} i_{dq1} + P \psi_{q0} \dots\dots\dots (付 11)$
	$V_f = (r_f + X_{lf}P) i_f + P \psi_{dd} \dots\dots\dots (付 12)$
ダンパ巻線 磁 束 鎖 交 数	$\psi_{d01} = -I_1 X_{ad} \sin(\gamma - \alpha - u/2) \dots\dots\dots (付 13)$
	$\psi_{q01} = I_1 X_{aq} \cos(\gamma - \alpha - u/2) \dots\dots\dots (付 14)$
	$\tan \alpha = B/A \dots\dots\dots (付 15)$
	$I_1 = I_d \dots\dots\dots (付 16)$
発 生 ト ル ク および機械系	$T_{av} = (JP + R_\omega) \omega_m + T_L \dots\dots\dots (付 17)$
	$T_{av} = I_1 \psi_g \cos \delta \dots\dots\dots (付 18)$
	$\psi_g = \sqrt{(h_d \psi_{dd})^2 + (h_q \psi_{q0})^2} \dots\dots\dots (付 19)$
	$\delta = \gamma - \alpha + \tan^{-1} \{ -h_q \psi_{q0} / (h_d \psi_{dd}) \} - u/2 \dots\dots (付 20)$

(注) 時間離散量である制御進み角 γ および重なり角 u などは連続量とみなしている。

ただし, $h_d = X_{ax}/X_{d0}$, $h_q = X_{aq}/X_{q0}$, P : 微分演算子, ω_m : 回転角速度, V_d : 直流入力電圧, I_d : 直流入力電流, E_d : インバータ直流側電圧 (平均値), V_i : 電機子誘導起電力実効値, E_x : 重なりによる電圧降下, i_{dd1} , i_{dq1} : d 軸, q 軸ダンパ電流, I_1 : 電機子電流基本波実効値, V_f , i_f : 界磁電圧および界磁電流, ψ_{dd} , ψ_{q0} : d 軸, q 軸ダンパ巻線全磁束鎖交数, ψ_g : ギャップ磁束鎖交数, R : 直流側等価抵抗, X_{dc} : 平滑リアクトルリアクタンス, X_s'' : d 軸および q 軸初期過渡リアクタンスの平均値, r_{dq} : d 軸, q 軸ダンパ抵抗, X_{d0} , X_{q0} : d 軸, q 軸ダンパ巻線の自己リアクタンス, X_{ad} , X_{aq} : d 軸, q 軸電機子反作用リアクタンス, r_f , X_{lf} : 界磁巻線の抵抗, 漏れリアクタンス, J : 慣性モーメント, R_ω : 制御摩擦抵抗, T_{av} : 発生トルク平均値, T_L : 負荷トルク, γ : 制御進み角, u : 電流重なり角

西 方 正 司 (正員)

昭和 24 年 11 月 12 日生。50 年 3 月東京電機大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月東京工業大学工学部助手。59 年 4 月より東京電機大学工学部に勤務, 現在助教授。この間、主に電動機制御系に関する研究に従事。工学博士。62 年 3 月より 1 年間アメリカ・ウィスコンシン大学 Visiting Assistant Professor。54 年電気学会論文賞, 56 年, 57 年 IEEE 論文賞 (IA Society) 受賞。IEEE 会員。