PMモータの出力範囲に関する一般的な解析と 定出力運転に適した機器定数の検討

正員 森本 茂雄 (大阪府立大)

正員 武田 洋次 (大阪府立大)

Generalized Analysis of Operating Limits of PM Motor and Suitable Machine Parameters for Constant Power Operation

Shigeo Morimoto, Member, Yoji Takeda, Member (Osaka Prefecture University)

Permanent magnet synchronous motor (PM motor) is widely used for several industrial applications. Some applications such as an electric vehicle and a compressor drive require a constant power operation. The available maximum power considering the voltage and current constraints can be obtained by the optimal current vector control such as the maximum torque control and the flux-weakening control. The operating limits, however, deeply depend on the machine parameters. This paper examines the relationships between the machine parameters and the output characteristics, and it is clarified that the speed versus power characteristics depend only on the difference between the magnet flux-linkage and the maximum d-axis armature reaction flux-linkage. The maximum torque, the constant power operating range are given as a function of this difference value. The optimal machine parameters and the design of PM motor for the constant power operation are discussed based on the generally analyzed results and the examinations considering both copper loss and core loss in the light load operation.

キーワード：PMモータ，出力範囲，定出力運転，弱め磁束制御

1. まえがき

インバータで駆動される永久磁石同期電動機（PMモータ）は、保守性、制御性、耐環境性に優れ、高効率、高力率運転が可能であるため広く用いられている。最近では特に電気自動車やコンプレッサ駆動用の高効率モータとしても注目されている。回転子の構造については、永久磁石を回転子の内部に埋め込む埋込磁石構造PMモータが、永久磁石によるトルクに加えて逆突極性に起因するリラクタンストルクも有効に利用できるなどのメリットがあるため様々な構造が提案されている⁽¹⁾。また、モータ性能を十分に引き出すための各種電流ベクトル制御法も提案されている⁽²⁾⁻⁽⁶⁾。サーボモータとしての用途では高トルク運転など定トルク域の性能が重視されるが、電気自動車やコンプレッサ駆動では、高速域での定出力運転も必要となり、そのような要求を満足するモータの設計および制御法の開発が必要となる。筆者らはインバータで駆動されるPMモータに供給できる電圧と電流の制限を考慮したとき、最大の出力を得るための電流ベクトルの制御法を明らかにした⁽⁶⁾。

しかし、そのような最適電流ベクトルで運転してもモータの出力範囲は機器定数に大きく依存するため機器定数と出力特性との間の一般的な関係を明らかにすることは使用目的に応じたPMモータの設計において重要である。さらに、最大出力範囲の他に軽負荷運転時の特性も考慮した総合的な検討が必要である。

機器定数と出力範囲の関係や広範囲の定出力運転を実現するための機器定数については既に検討されているが、モータ定数と速度-出力特性の関係を一般的に表した研究はなく、また、最大出力範囲のみの検討で、軽負荷時の特性については検討されていない^{(6),(7)}。本論文では、電圧と電流の制限を考慮したときPMモータの速度-出力特性が永久磁石による磁束と最大のd軸電機子反作用磁束との差のみによって決定されることを明らかにし、その値と最大発生トルクや定出力運転範囲などの特性との一般的な関係を導出している⁽⁸⁾。また、同一の速度-出力特性を得るモータ定数の組合せについて、軽負荷運転時の効率特性も検討することにより必要な定出力運転範囲を得るとともに、高効率運転を実現するモータ定数を明らかにしている。

2. 解析モデルと電流ベクトルの制御法

d - q 座標上で表したPMモータの定常時の電圧とトルクは次式で与えられる。

$$v_d = R_a i_d + v_{od}, \quad v_q = R_a i_q + v_{oq} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$v_{od} = -\omega L_q i_q, \quad v_{oq} = \omega \phi_a + \omega L_d i_d \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$T = P_n \phi_a i_q + P_n (L_d - L_q) i_d i_q \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし, i_d, i_q : 電機子電流の d, q 軸成分, v_d, v_q : 電機子電圧の d, q 軸成分, $\phi_a = \sqrt{3/2} \phi_f$, ϕ_f : 永久磁石による電機子鎖交磁束の最大値, R_a : 電機子抵抗, L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス, $p = d/dt$, P_n : 極対数, $\rho = L_q/L_d$: 突極比

本論文では次式のように電機子電流と端子電圧の制限を考慮した時のモータの出力範囲と諸特性について検討する。

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{am} \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{am} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし, I_{am}, V_{am} : 電流および電圧の制限値

上記制約条件を考慮して, 最大の出力範囲を得る電流ベクトル制御法は既に提案しているので詳細は文献(5),(6)に譲るが, 制御式を要約すると次のようになる。

〈制御モードⅠ〉 電圧余裕がある低速域では電流に対する発生トルクが最大になる最大トルク制御で運転する。そのときの d, q 軸電流の関係は次式となる。

$$i_d = \begin{cases} 0 & (L_d = L_q \text{ のとき}) \\ \frac{\phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} & (L_d \leq L_q \text{ のとき}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$I_a = I_{am}$ のときの d, q 軸電流は次式となり, このとき発生トルクは最大となる。

$$i_{d1} = \begin{cases} 0 & (L_d = L_q \text{ のとき}) \\ \frac{\phi_a}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_{am}^2}{2}} & (L_d \leq L_q \text{ のとき}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$i_{q1} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{d1}^2} \quad \dots\dots\dots (8)$$

また, 電機子鎖交磁束も最大となり次式で与えられる。

$$\phi_{o1} = \sqrt{(\phi_a + L_d i_{d1})^2 + (L_q i_{q1})^2} \quad \dots\dots\dots (9)$$

〈制御モードⅡ〉 最大トルク制御で運転したときの電圧が制限値を越える高速域では弱め磁束制御を用いる。制御の簡単化のため電圧の制限を

$$V_o = \omega \sqrt{(\phi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \leq V_{om} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ただし, $V_{om} = V_{am} - R_a I_{am}$ とする

で与えると弱め磁束制御の条件は $V_o = V_{om}$ より次式で与えられ, (5)式の制約は満足される。

$$i_d = -\frac{\phi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{om}^2}{\omega^2} - (L_q i_q)^2} \quad \dots\dots\dots (11)$$

$I_a = I_{am}$ のときの出力が最大となり, d 軸電流は $L_d = L_q$ ($\rho = 1$)の非突極機の場合は

$$i_{d2} = -\frac{\phi_a^2 + (L_q I_{am})^2 - (V_{om}/\omega)^2}{2L_q \phi_a} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となり, $L_d \neq L_q$ の突極機の場合は

$$i_{d2} = \frac{L_d \phi_a - \sqrt{(L_q \phi_a)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \{ (L_q I_{am})^2 - (V_{om}/\omega)^2 \}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad \dots\dots\dots (13)$$

となる。また, q 軸電流は次式で与えられる。

$$i_{q2} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{d2}^2} \quad \dots\dots\dots (14)$$

なお, $\phi_a < L_d I_{am}$ の機器定数を有するPMモータの場合, 最大出力を得るためには高速域で制御モードⅢを選択する必要があるが, このように制御しても出力範囲は $\phi_a = L_d I_{am}$ のモータに比べて狭くなってしまい特性上好ましくない⁽⁶⁾。従って, 本論文では $\phi_a < L_d I_{am}$ の場合については検討しない。

(7), (8)式の電流ベクトルで運転し, 最大トルクを発生できる上限速度(基底速度) ω_{base} は, (9)式と(10)式の条件より次式となり, この速度までが定トルク運転領域となる。

$$\omega_{base} = \frac{V_{om}}{\phi_{o1}} \quad \dots\dots\dots (15)$$

また, 弱め磁束制御で運転しても出力が零となってしまう出力限界速度 ω_c は次式で与えられる。

$$\omega_c = \frac{V_{om}}{\phi_a - L_d I_{am}} \quad \dots\dots\dots (16)$$

以上のPMモータ基本式と制御式を用いてPMモータの特性を検討する。検討を一般化するために, 電流, 電圧の制限値 I_{am}, V_{om} および基底速度 ω_{base} を用いて電流, 電圧および速度を正規化し, 機器定数も次式のように無次元化する。

$$\left. \begin{aligned} \phi_{an} &= \frac{\omega_{base} \phi_a}{V_{om}}, & R_{an} &= \frac{R_a I_{am}}{V_{om}} \\ L_{dn} &= \frac{\omega_{base} L_d I_{am}}{V_{om}}, & L_{qn} &= \frac{\omega_{base} L_q I_{am}}{V_{om}} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (17)$$

本論文では全て正規化して扱うので正規化を示す添え字 n は以下では省略する。なお, 上記の正規化を行っても(1)~(16)式は成立する。ただし, $I_{am} = V_{om} = 1$ である。

3. 出力範囲とその一般化

<3・1> 機器定数と速度－出力特性 電流、電圧の制限を考慮したときの PM モータの最大出力範囲は、電流ベクトルを $\omega \leq \omega_{base}$ の速度領域（領域Ⅰ）では(7)、(8)式に従って、 $\omega > \omega_{base}$ の速度領域（領域Ⅱ）では、(12)～(14)式に従って制御することで得られる。このとき、電流は全速度領域で $I_a = I_{am} = 1 \text{ pu}$ となる。一方、電圧は $\omega < \omega_{base}$ の領域で $V_o < V_{om} = 1.0 \text{ pu}$ 、 $\omega \geq \omega_{base}$ の領域で $V_o = V_{om}$ となり、端子電圧 V_a は常に(5)式の条件を満足する。また、領域Ⅱでは $V_o = V_{om}$ の条件を考慮しているので速度－出力特性に電機子抵抗の影響は現れない。

$\omega = \omega_{base} (=1.0 \text{ pu})$ において $V_o = V_{om} (=1.0 \text{ pu})$ となるため(9)、(10)式より次式が成立する。

$$\sqrt{(\phi_a + L_d i_{d1})^2 + (L_q i_{q1})^2} = 1 \quad \dots\dots\dots (18)$$

上式中の i_{d1} 、 i_{q1} は(7)、(8)式で与えられ、それらは機器定数の関数となっているため(18)式は3つの機器定数 ϕ_a 、 L_d 、 L_q の関係を表す式となる。(18)式を満たす機器定数の組合せを図1に示す。同図(a)は3つの機器定数の組合せを3次元で表示しているが、2章で示した制御法と正規化を適用すれば全ての PM モータは図中の網掛け部に存在することになる。図1(b)は ϕ_a をパラメータとして L_d と L_q の関係を示したものである。図中の一点鎖線(a)は、突極比 $\rho (=L_q/L_d)$ が1の非突極機を表し、その左上の領域は $\rho > 1$ の逆突極機を表している。埋込磁石構造 PM モータはこの領域に相当する。また、(b)-1の破線は、 $\phi_a - L_d I_{am} = 0$ （ただし、 $I_{am} = 1 \text{ pu}$ ）すなわち(16)式より $\omega_c = \infty$ となる機器定数の組合せを表している。この破線上の機器定数を有する PM モータの出力限界は理論上存在しない^{(6),(7)}。本論文で検討している機器定数の範囲は $\rho \geq 1$ 、 $\phi_a \geq L_d I_{am}$ であり、図1(b)で一点鎖線(a)と破線(b)-1で囲まれる範囲となる。

突極比が $\rho = 1, 3, 6$ 、出力限界速度が $\omega_c = 5, 10$ の場合の機器定数を表1に示す。この6種類のモータの速度－出力特性と電流位相の q 軸からの進み角 $\beta (= \tan^{-1}(-i_d/i_q))$ を図2に示す。各モータは $\omega < \omega_{base}$ のとき最大トルク制御で運転され、 $I_a = I_{am} (=1 \text{ pu})$ 、 $V_o < V_{om} (=1 \text{ pu})$ となり、 $\omega \geq \omega_{base}$ のときは弱め磁束制御で運転され、 $I_a = I_{am}$ 、 $V_o = V_{om}$ となる。各モータは機器定数が異なるため電流位相 β は異なるが、速度－出力特性は ω_c が同一であればほとんど同じ特性を示すという興味深い結果が得られた。表2に図2の速度－出力特性における特徴的な値を示す。ここで、 T_{max} は定トルク運転領域（領域Ⅰ）における最大トルク、 ω_{upf} は力率が1になる速度でこのとき出力は最大値 1.0 pu となる、 ω_{cps} は基底速度における出力 $P_{base} (=T_{max})$ で定出力運転可能な上限速度である。各値は突極比によって多少の違いはあるもののその差は小さい。

<3・2> 出力特性の一般化 <3・1>節の結果より速度－出力特性は出力限界速度 ω_c 、すなわち $\phi_a - L_d$ のみでほぼ決定されるといえる。そこで、最も簡単な $\rho = 1$ の非突極機

(a) 3次元表示

(b) 2次元表示

図1 機器定数の組合せ範囲

Fig. 1. Combinations of machine parameters.

表1 シミュレーションに用いた機器定数

Table 1. Machine parameters for simulations.

モータ	ρ	ω_c	ϕ_a	L_d	L_q
#1	1	5	0.800	0.600	0.600
#2	3		0.568	0.368	1.104
#3	6		0.403	0.203	1.218
#4	1	10	0.755	0.655	0.655
#5	3		0.490	0.390	1.170
#6	6		0.313	0.213	1.278

表2 各モータの T_{max} 、 ω_{upf} 、 ω_{cps}

Table 2. T_{max} , ω_{upf} and ω_{cps} of several machines.

モータ	ρ	ω_c	T_{max}	ω_{upf}	ω_{cps}
#1	1	5	0.8000	1.890	3.571
#2	3		0.8127	1.851	3.493
#3	6		0.8099	1.859	3.510
#4	1	10	0.7553	2.662	7.089
#5	3		0.7677	2.609	6.950
#6	6		0.7639	2.625	6.994

図2 最大出力制御時の特性

Fig. 2. Characteristics on maximum power control.

について T_{max} , ω_{upf} , ω_{cps} を ω_c (ただし, $\omega_c \geq 1$) の関数として導出する。

$\rho=1$ より $L_q=L_d$ であること, および $I_{am}=1$, $V_{om}=1$ を(16), (18)式に代入すると

$$\left. \begin{aligned} \phi_a - L_d &= 1/\omega_c \\ \phi_a^2 + L_d^2 &= 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

の関係式が得られ、両式より3つの機器定数は ω_c の関数として次式で与えられる。

$$\phi_a = \frac{1 + \sqrt{2\omega_c^2 - 1}}{2\omega_c}, \quad L_d = L_q = \frac{-1 + \sqrt{2\omega_c^2 - 1}}{2\omega_c} \quad \dots\dots\dots (20)$$

$T_{max} = \phi_{a^i q1} = \phi_a$ より最大トルクは次式となる。

$$T_{max} = \frac{1 + \sqrt{2\omega_c^2 - 1}}{2\omega_c} \dots\dots\dots (21)$$

$\omega \omega_{base}$ の領域 (領域 II) では、電流ベクトルは (12), (14) 式で与えられ、速度 ω における出力は $P_2 = \omega \phi_a^2 q_2$ となる。 ω_{upf} は $P_2 = 1$ となる速度、 ω_{cps} は $P_2 = P_{base}$ ($= T_{max} = \phi_a$) となる速度であるため、(14), (20) 式よりそれぞれ次式で与えられる。

図3 ω_c と諸特性の関係

Fig. 3. Relationships between ω_c and characteristics.

(a) 突極比と機器定数の関係

(b) 定出力運転速度と機器定数の関係

図4 同一の出力範囲を得る機器定数の組合せ

Fig. 4. Combinations of machine parameters on same operating limits.

$$\omega_{upf} = \frac{\omega_c}{\sqrt[4]{2\omega_c^2 - 1}} \quad \dots\dots\dots (22)$$

$$\omega_{cps} = \frac{\omega_c^2}{\sqrt{2\omega_c^2 - 1}} \dots\dots\dots (23)$$

図3に ω_c と T_{max} , ω_{upf} , ω_{cps} の関係を示す。実線は非突極機について導出した理論式((21),(22),(23)式)を用いた計算結果、破線は $1 < \rho \leq 10$ のモータに対してシミュレーションで T_{max} , ω_{upf} , ω_{cps} を計算し、 $\rho=1$ の場合との最大誤差を示している。 $\rho=1$ の理論式との最大誤差は、 T_{max} で+1.8%, ω_{upf} で-2.2%, ω_{cps} で-2.5%であり、十分小さいと考えられる。従って、最大の速度-出力特性は ω_c のみで、すなわち $\phi_a \cdot L_d$ で決定され、 T_{max} , ω_{upf} , ω_{cps} はそれぞれ(21), (22), (23)式で求められる。また、同図より最大発生トルクと定出力範囲にはトレードオフの関係があることもわかる。

上述の結果より、 $\phi_a \cdot L_d$ が同一であれば同じ速度-出力特性が得られるが、そのときの機器定数の組合せは無数に存在する。図4に機器定数の組合せを示す。同図(a)で実線と一点鎖線で与えられる定数はそれぞれ図1(b)中の(b)-1と(b)-2の曲線上の定数に対応している。図4より突極比が大きいモータほど ϕ_a を小さくでき磁石のコスト低下に有利であるといえる。

<3・3> 抵抗考慮時の最大出力範囲 以上の検討では電圧制限を(10)式で与え、速度領域Ⅱでは $V_o = V_{om}$ となるように制御を行っている。図5にこの場合の速度領域Ⅱにおける電流ベクトルと電圧ベクトルの関係を示す。 $\omega > \omega_{base}$ の領域Ⅱでは(12)~(14)式に従って制御する結果、常に $\|v_o\| = V_o = V_{om}$ となるように制御されるが、実際の端子電圧 $V_a = \|v_a\|$ は力率が $\cos\phi = 1$ 以外では図5のように $V_a < V_{am}$ となり、電圧余裕がある。従って、 $V_a = V_{am}$ となる限界まで運転すれば出力限界はさらに広がる。すなわち、領域Ⅱでは速度 $\omega (= \omega_0$ と置く)における電流ベクトルは(12)~(14)式で与えられるが、この電流ベクトルで運転できる速度は ω_0 より高くなる。その速度を $\omega_R = k_R \omega_0$ と置くとき速度 ω_R では V_o のみが k_R 倍になるため図5の関係より次式が成り立つ。

$$V_a^2 = (k_R V_{om})^2 + (R_a I_{am})^2 + 2 R_a I_{am} k_R V_{om} \cos\phi \quad \dots (24)$$

上式と $V_a^2 = V_{am}^2 = (V_{om} + R_a I_{am})^2$, $V_{om} = I_{am} = 1$ より速度の補正係数 k_R は次式で与えられる。

$$k_R = -R_a \cos\phi + \sqrt{(R_a \cos\phi)^2 + 1 + 2 R_a} \quad \dots (25)$$

ここで、力率 $\cos\phi$ は領域Ⅱでは正規化した出力と等しくなる。領域Ⅱでは、速度 ω_0 における出力を P_0 と置くとき力率は $\cos\phi = P_0$ となり、これを(25)式に代入することで k_R が得られる。 $V_a = V_{am}$ となるのは速度 $\omega_R = k_R \omega_0$ のときであり、この速度で $T_0 = P_0 / \omega_0$ のトルクが発生できるため ω_R における出力は $P_R = T_0 \omega_R = k_R P_0$ となる。特別な場合を考えると、定トルク運転可能な上限速度(基底速度) ω_{base} と定出力運転可能な上限速度 ω_{cps} では、出力が共に $P_{base} (= T_{max})$ であり、その値を $\cos\phi$ として(25)式に代入すれば k_R が求められ、両速度ともに同じ比率で増加する。力率が1となる速度(=出力が最大となる速度) ω_{upf} では $\cos\phi = 1$ であるため $k_R = 1$ となり違いはない。出力限界速度 ω_c では $\cos\phi = 0$ となり、 $k_R = \sqrt{1 + 2 R_a}$ に限界速度が増加する。図6に表2の#2のモータにおいて、 $R_a = 0.1, 0.2$ (pu)とした場合の速度-出力特性を

図5 速度領域Ⅱにおける電流と電圧のベクトル図
Fig. 5. Vector diagram of current and voltage in speed region II.

図6 電機子抵抗の影響

Fig. 6. Effects of armature resistance.

示す。同図の実線は、 $V_o = V_{om}$ となるように制御したときの特性であり、抵抗の影響はなく図2の結果と一致する。この出力特性をもとに得られる補正係数 k_R は抵抗が大きいほど大きく、また高速域の出力が低下する(力率が低下する)領域ほど大きくなる。その結果、 $V_a = V_{am}$ となるように運転したときの速度-出力特性(図6の破線と一点鎖線)は高速域ほど違いが現れている。

4. 軽負荷時の特性

前章までは最大出力範囲のみについて検討し、機器定数が異なっても $\phi_a \cdot L_d$ が同一であれば同じ速度-出力特性が得られることを示した。しかし、最大出力範囲が同一であっても軽負荷時の特性は機器定数の組合せによって異なると考えられる。本章では軽負荷時の特性について検討する。

図7に $\omega_c = 5$ で突極比が $\rho = 1 \sim 6$ のモータについて出力に対する電流 I_a 、電圧 V_o 、損失 W_{loss} を示す。 ρ の違いにより機器定数は図4(a)の一点鎖線に示すように異なり、 ρ が大きくなるほど ϕ_a , L_d は小さくなる。また、損失は銅損と鉄損を考慮し、次式で与えている⁽⁴⁾。

$$W_{loss} = R_a I_a^2 + \frac{V_o^2}{R_c} \quad \dots (26)$$

ただし、 $R_a = 0.05$, $R_c = 20$ (等価鉄損抵抗)
 $\omega = 1$ のとき、出力が $P \leq P_{base} \approx 0.8$ の範囲では最大トルク制御で運転され負荷が軽くなるほど電流、電圧は減少する。 $\rho = 1$ の場合電流は出力に比例して減少するが、 ρ が大きいほ

図7 突極比と負荷特性 ($\omega_c=5$)

Fig. 7. Effects of saliency ratio on characteristics.

ど電流の減少割合は少ない。一方、電圧は、 ρ が小さいほど ϕ_a が大きなモータとなるため負荷の減少による電圧の低下は少なくなる。従って、軽負荷時の銅損は ρ が1に近いほど少なく、逆に鉄損は ρ が大きいほど小さくなる。その結果、全損失は R_a と R_c の値にも依存するが今回の検討では ρ が大きいほど損失が小さくなっている。また、 $P > P_{base}$ の範囲では電圧飽和が生じるため、弱め磁束制御を行っている。従って、 V_o は一定に制限され電流は負荷増加に伴い増加する。 ρ が小さいほど電流増加が大きいため損失も大きくなっている。次に、 $\omega=2$ では V_o の特性よりわかるように、 ρ が大きいモータの軽負荷運転時のみ最大トルク制御となるがそ

れ以外は全て弱め磁束制御が適用されている。 $\omega=3$ では全負荷範囲で弱め磁束制御で運転されている。弱め磁束制御された場合は、 $V_o=1$ に保たれるため損失を(26)式で仮定すると鉄損は常に一定となり、損失の増減は電流のみに依存する。 ρ が小さいモータでは磁石による鎖交磁束 ϕ_a が大きいため、軽負荷時であっても V_o を制限値に抑えるための減磁電流(負のd軸電流)が大きくなり ρ が大きいモータに比べ I_a が大きい。その結果銅損が大きくなり効率の低下を招く。以上より高速運転領域において軽負荷時の損失を低下させるにはより大きな突極比を持つモータが好ましいと言える。

5. あとがき

本論文では、PMモータの出力範囲と機器定数の関係を正規化による一般的な解析により詳細に検討した。電圧と電流の制限を考慮したときの速度－出力特性が出力限界速度 ω_c すなわち $\phi_a L_d$ のみでほぼ決定されることを明らかにし、諸特性を ω_c で表す一般式を導出した。その結果、要求される出力特性と機器定数の関係がより明確となった。また、同一の速度－出力特性が得られる場合の機器定数の組合せと軽負荷時の特性についても検討を加え、突極比が大きいほど永久磁石による鎖交磁束が少なく済むため低コスト化に有利であること、また高速領域における軽負荷運転時の損失低減にも減磁用電流が少ない突極比が大きいモータが適していることを明らかにした。これらの検討結果は、比較的広い定出力運転範囲を必要とする用途へのPMモータの適用およびその際のモータ設計に活用できるものと考えられる。

(平成8年8月28日受付, 平成8年12月24日再受付)

文 献

- (1) 松井・千葉・武田：「リラクタンストルクを利用した回転機」, 電学論D, **114**, 824 (平5-10)
- (2) 石崎・三野・齊藤：「起磁力相差角一定制御方式による内部磁石形PMモータの可変速運転」, 電学論D, **111**, 230 (平3-3)
- (3) T. M. Jahns : "Flux-Weakening Regime Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **IA-23**, 681 (1987)
- (4) 童・森本・森本・武田・平紗：「ブラシレスDCモータの省エネルギー高効率運転法」, 電学論D, **112**, 285 (平4-3)

- (5) 武田・森本・大山・山際：「PMモータの制御法と回転子構造による特性比較」, 電学論D, **114**, 662 (平2-11)
- (6) 森本・弓削・武田・平紗：「PMモータの機器定数と出力範囲」, 電学論D, **110**, 1171 (平2-11)
- (7) R. Schiferl, T. A. Lipo : "Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, **IA-26**, 115 (1990)
- (8) 松本・森本・武田：「定出力運転が可能なPMモータの機器定数と効率特性」, 平成7年電学産業応用部門全大, **Ⅲ**, 385 (平7-8)

森本 茂雄 (正員) 昭和34年6月28日生。59年3月大

阪府立大学大学院修士課程修了。同年4月三菱電機(株)入社, 63年7月大阪府立大学助手, 平成6年4月同助教授, 現在に至る。工学博士。主としてモータドライブシステム, モーションコントロールの研究に従事。計測自動制御学会, システム制御情報学会, 日本ロボット学会, IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。

武田 洋次 (正員) 昭和18年11月10日生。43年3月

大阪府立大学大学院修士課程修了。同年4月同大学助手, 講師, 助教授を経て平成5年4月同教授, 現在に至る。工学博士。主として, 電動機可変速制御システム, リニアアクチュエータの研究に従事。システム制御情報学会, IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。