直 江 伸 至**

Voltage Regulation Performance of Interior Permanent-Magnet Generator

by Nobuyuki Naoe

Permanent-magnet generators can be very efficient, do not require excitation. However, the voltage regulation of Permanent-magnet generators became large in their over load conditions, because the magnet field cannot be controlled. It is preferable that the voltage regulation factor of generators has a small numerical value. In this paper, I discuss the voltage regulation of IPM (Interior Permanent-Magnet) generator. The IPM generator has two-layers of the permanent-magnet embedded in the rotor. The voltage regulation performances of the IPM generator are calculated using extended to cover the effect of various parameters on the voltage regulation performances. Experimental results of the IPM generators which confirm the analyses are also given. In this experimental result, the voltage regulation factor is 1.5% at the resistive load.

1. ま え が き

数キロワットから数十キロワットのポータブル発電機は、工事用電源や小型船舶用電源ばかりではなく、災害などに使用する非常用電源、レジャーに使用する電源として需要が増加している。ポータブル発電機は一般に過酷な条件で使用されるため、構造が堅牢、保守が容易、信頼性が高いことが要求される。上記の要求に対しては、回転子巻線を持たない発電機が有利である。回転子に巻線を持たない発電機として、リラクタンス型や永久磁石型などがある。リラクタンス型は、簡単構造ではあるが、効率が低く、用途が高速機に限定される。永久磁石型は、高効率、簡単構造であるが、容量制限、界磁制御の不能などの欠点がある。従来の表面張り付け型永久磁石発電機(d軸リアクタンスとq軸リアクタンスがほぼ同じ)では電圧変動が大きいため、ポータブル発電機としては不向きであった。しかし、永久磁石材料の飛躍的な進歩

により、数十キロワット程度の高性能な永久磁石機が造られるようになってきた。⁽¹⁾⁽²⁾最近、永久磁石と巻線界磁との利点を兼ね備えたハイブリッド励磁形同期機が開発された。このハイブリッド励磁形同期機は、ギャップ主磁束の等価的な増減により界磁制御を行う方式であり、種々の機械に適用が考えられる。⁽³⁾また、回転子構造が、回転子内部に磁石を埋め込んだ埋込型永久磁石回転機も盛んに研究されている。⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾この埋込型永久磁石回転機を電動機として動作させれば、永久磁石によるトルクに加えて逆突極性によるリラクタンストルクも利用できるため、モータの性能を向上させることができる。一方、埋込型永久磁石回転機を発電機として動作させると、上記の利点に加えて、q軸リアクタンスが大きくとれるため電機子反作用が抑制でき、その結果電圧変動率を小さくできる。埋込型永久磁石回転機の研究は、電動機に対する検討が主であり、発電機に関する検討は十分になされていない。埋込型永久磁石発電機の研究例としては文献(8)で永久磁石が一層のものが報告されているが、電圧変動率が大きな値となっている。本研究では、更に特性を改善するため永久磁石を二層に埋め込ん

*原稿受付 平成11年7月19日

**正会員 金沢工業高等専門学校(金沢市久安2-270)

だ二層埋込型永久磁石発電機を検討する。永久磁石を二層とすれば、q軸リアクタンスが一層のものに比べて大きくできるため、電機子反作用を抑制でき、更に電圧変動率の小さな発電機を開発できる。

本論文では、二層埋込型永久磁石発電機について、設計値による理論的考察と試作機による実験結果から電圧変動を抑えられることを明らかにしている。^{(9) (10)}

2. 磁気等価回路とベクトル図による電圧方程式

2.1 試作機構造 試作機は固定子にY接続の電機子巻線を施し、回転子には図1で示すように磁石を二層に埋め込んでいる。埋込型永久磁石発電機のd軸リアクタンス X_d とq軸リアクタンス X_q との関係は、通常の実極同期発電機との逆、 $X_q > X_d$ となる。回転子の磁石を2層に埋め込むことで、磁石を一層に埋め込む場合に比べて、 X_q を大きくできる。

試作機は表1に示す1kVA、200V、4極、60Hzの二層埋込型永久磁石発電機を使用した。試作機の定数

図1 埋込型永久磁石発電機の回転子構造

表1 実験機の仕様

固定子		回転子	
巻線	電機子巻線	極数	4
相数	3	磁石配置	二層/極
極数	4	永久磁石	NdFeB, $B_r=1.18\text{T}$ $iH_c=1,671\text{KA/m}$ (設計値)
スロット数	36		
巻き方	同心巻, 0.61		

測定値は、電機子抵抗 $r_a=1.8\Omega$ 、d軸インダクタンス $L_d=15\text{mH}$ 、q軸インダクタンス $L_q=48\text{mH}$ である。回転子にはNdFeB矩形磁石を使用した。

2.2 回転子の磁気等価回路 図2は二層埋込型永久磁石発電機における回転子磁束の流れを示す。磁路は、磁石(N極またはS極)→ギャップ→固定子鉄心→ギャップ→磁石(S極またはN極)→回転子鉄心である。

図3(a)は図2の磁気等価回路を示す。図3(b)は図3(a)を簡略化した磁気等価回路を示す。この磁気等価回路では、ギャップの磁気抵抗に比べて固定子及び回転子の磁気抵抗は非常に小さいため無視する。

記号の説明 B_r : 永久磁石材の残留磁束密度[T], Φ_{mn} : 永久磁石材の磁束[Wb], μ_r : リコイル比透磁率, μ_0 : 空気の透磁率[H/m], A_{mn} : 永久磁石材の表面積[m²], l_{mn} : 永久磁石材の長さ[m], P_{mn} : 永久

図2 回転子磁束の流れ

(a)

(b)

図3 磁気等価回路

磁石材のパーミアンス[Wb/A], P_{ln} : 漏れパーミアンス[Wb/A], R_{gn} : ギャップの磁気抵抗[A/Wb], g : ギャップ長[m], A_{gn} : ギャップ表面積[m²], 永久磁石 M1, M2 の諸量を計算する場合には, 各式の添字 n に 1 または 2 を代入する.

永久磁石材から発生する磁束 Φ_{mn} は次式で示される.

$$\Phi_{mn} = B_r \cdot A_{mn} \quad (1)$$

永久磁石材のパーミアンス P_{mn} と漏れパーミアンス P_{ln} を加えた値 P'_{mn} は次式となる.

$$P'_{mn} = P_{mn} + P_{ln} \quad (2)$$

$$P_{mn} = \frac{\mu_0 \mu_r A_{mn}}{l_{mn}} \quad (3)$$

通常, P_{ln} は, P'_{mn} の 5%~20% 程度であるため, 本解析では漏れパーミアンスは小さいと仮定して無視する.

また, エアギャップの磁気抵抗 R_{gn} 及びエアギャップの表面積 A_{gn} は

$$R_{gn} = \frac{g'}{\mu_0 A_{gn}} \quad (4)$$

$$A_{gn} = \frac{b_i r_n l_n \pi}{\tau \cdot p} \quad (5)$$

但し, b_i : 極弧[m], τ : 極ピッチ[m], p : 極対数, r_n : 回転子半径[m], l_n : 回転子の長さ[m], $g' = K_c \cdot g$, K_c : カーター係数

図 3 (b) からギャップ中の磁束は $\Phi_g = \Phi_{g1} + \Phi_{g2}$ であり, 次式で示される.

$$\Phi_g = \Phi_{g1} + \Phi_{g2} = \frac{\Phi_{n1} + \Phi_{n2}}{1 + p'_m \cdot R'_g} \quad (6)$$

$$\Phi_{g1} = \frac{(\Phi_{n1} + \Phi_{n2}) R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2} (P_{m1} + P_{m2}) R_{g1} \cdot R_{g2}} \quad (7)$$

$$\Phi_{g2} = \frac{(\Phi_{n1} + \Phi_{n2}) R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2} (P_{m1} + P_{m2}) R_{g1} \cdot R_{g2}} \quad (8)$$

$$P'_{mn} = P'_{mn1} + P'_{mn2} = P_{mn1} + P_{mn2} + P_{12} \quad (9)$$

$$R'_m = \frac{R_{g1} \cdot R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \quad (10)$$

誘導起電力 E は

$$E = 4.44 k_w N f \Phi_f \quad (11)$$

但し, k_w : 巻線係数, N : 巻数, f : 周波数,

$\Phi_f = k_f \Phi_g$, k_f : 基本波磁束に換算する係数

2.3 ベクトル図による電圧方程式 図 4 は定常時における埋込型永久磁石発電機の d-q 軸のベクトル図⁽⁸⁾である. 簡単化のため, ギャップの磁束分布は正弦波とし, 電機子電流の高調波成分は無視している.

記号の説明 E : 無負荷誘導起電力[V], V : 端子電圧[V], I : 負荷電流[A], I_d : d 軸電流[A], I_q : q 軸電流[A], $I_{ac} = I \cos \phi$, $I_{re} = I \sin \phi$, X_d : d 軸リアクタンス[Ω], X_q : q 軸リアクタンス[Ω], r_a : 電機子抵抗[Ω], δ : 負荷角, ϕ : 力率角

図 4 より抵抗負荷 ($\cos \phi = 1.0$) の電圧方程式は次式で示される.

$$\begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos \delta \\ V \sin \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_d & r_a \\ r_a & -X_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin \delta \\ I \cos \delta \end{bmatrix} \quad (13)$$

図 5 (a) は負荷力率 1 の電圧ベクトル軌跡を描いたものである. 但し, 電機子抵抗による電圧降下はリアクタンスによる電圧降下より小さいため, 本ベクトル図では無視している. このベクトル図は, 端子電圧変

図 4 埋込型永久磁石発電機のベクトル図

動を直感的に理解するためのものである。無負荷誘導起電力 E は磁石の磁束に比例するため、回転速度が一定の場合、無負荷誘導起電力 E も一定である。 $I_d X_d$ (d軸リアクタンス降下)は端子電圧 V を減少させるように働き、 $I_q X_q$ (q軸リアクタンス降下)は増加させるように働く。負荷力率1の場合では、 $I_q X_q$ 成分が $I_d X_d$ 成分に比べて大きいので、 $I_d X_d$ 成分が増加しても端子電圧には、大きく影響しない。

図4より遅れ負荷の電圧方程式は次式で示される。

$$\begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos \delta \\ V \sin \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_d & -ra \\ ra & -X_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \sin \delta + I_r \cos \delta \\ I_a \sin \delta + I_r \cos \delta \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \delta & \cos \delta \\ \cos \delta & -\sin \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ac} \\ I_{re} \end{bmatrix} \quad (15)$$

図5(b)は遅れ負荷の電圧ベクトル軌跡を描いたものである。図5(a)と同様に電機子抵抗による電圧降下は無視している。無負荷誘導起電力 E が一定で、遅れ負荷の場合では図5(a)に比較して $I_d X_d$ が大きく、 $I_d X_d$ が支配的になるため端子電圧 V が減少する。

図5 ベクトル軌跡 (点線は E の軌跡)

図6 X_q と I_q の関係

3. 設計値を用いた理論的考察

設計値を用いた理論的考察では表2の仕様をもとにして理論的考察を行う。定格駆動回転速度(周波数)における、定格端子電圧、電流をそれぞれ基準電圧、電流として規格化した値で計算する。規格化した値の添え字は大文字で示す。

本考察では、 X_q のみが磁気飽和の影響を受けるものとし、その他の定数は一定と考える。図6は X_q と I_q の関係を示す。電流 k 未満では、 X_q の値が $a - bI_q$ (a, b は定数、 $a=0.45$, $b=0.015$)で降下すると考え、 k 以上では一定値 c と考える。この k 値は、試作機の回転子構造により異なる。これ以下で使用する定数(a, b, X_d, X_q, r_a)は、予備的に製作した機械の設計値及び予備試作機による実験結果より得られた定数を設計値として用いる。

端子電圧の計算手順は次のようである。

- (1) 図3の磁気等価回路定数を求める。
- (2) 磁気等価回路と(11)式を用いて無負荷誘導起電力を求める。
- (3) 図4のベクトル図より求めた電圧方程式に無負荷誘導起電力を代入する。

表2 規格値

	設計値	規格値
P	1kVA	1
V	115.5V	1
I	2.9A	1
r_a	1.8Ω	0.045
X_d	5.97(15.8mH)	0.15
X_q	17.94(47.5mH)	0.45

図7 負荷力率を変化した時の電圧変動特性

(4) 飽和磁気特性を考慮し、式(12)、(13)または(14)、(15)式に各々の負荷電流 I と力率角 ϕ を与え、端子電圧 V 、負荷角 δ を求める。但し、 $V > 0$ 、 $\delta \leq \pi/2$ の範囲で計算する。

図7は $K_{sa}=3$ 、電機子抵抗 $r_A=0.045$ で力率を変化した場合の電圧変動特性を示す。負荷力率1(抵抗負荷)では、交差磁化作用であるため電圧変動は小さくなり、ほぼ定電圧となっている。負荷力率0.9、0.8(遅れ)の場合は減磁作用であるため、電圧変動は若干大きくなる。図5の電圧ベクトル軌跡で電圧変動を説明すると、抵抗負荷の場合、 $I_q X_q$ が $I_d X_d$ よりも数倍以上大きいので、 $I_d X_d$ の影響が小さいため、端子電圧 V はほぼ一定となる。また、遅れ負荷の場合は、抵抗負荷に比べて、 $I_q X_q$ と $I_d X_d$ との差が小さく $I_d X_d$ が支配的になり、端子電圧 V が降下すると考えられる。

図8は負荷力率1、電機子抵抗 $r_A=0.045$ で K_{sa} を変

図8 K_{sa} を変化した時の電圧変動特性

図9 r_{an} を変化した時の電圧変動特性

化した場合の電圧変動特性を示す。本考察では K_{sa} が大きくなるという意味は、 X_d のリアクタンス値が小さくなることを示す。 $K_{sa}=4$ のとき、 X_d が $K_{sa}=2$ に比べて、50%リアクタンス値が小さくなり、電圧変動が小さくなっている。また、図より K_{sa} が5以上では、出力1付近では、端子電圧が上昇する傾向にあり、電圧変動も若干大きくなる。従って、本考察結果では、 K_{sa} は3～4程度の値が妥当であると思われる。

図9は負荷力率1、 $K_{sa}=3$ で電機子抵抗 r_A を変化した場合の電圧変動特性を示す。電機子抵抗 r_A による電圧降下の影響を示すものであり、定格負荷で $r_A=0.045$ と $r_A=0$ の電圧変動率には7%程度の差があることがわかる。

図10 端子電圧と回転速度の関係

図11 力率を変化した時の電圧変動特性

4. 実験結果

文 献

実験は表1で示した試作機を用いて実施した。試作機は直流電動機に直結させ、1800rpm一定で駆動させた。

図10は無負荷状態における端子電圧と回転速度の関係を示す。回転速度が上昇につれて速度起電力が増加し、端子電圧が比例して上昇していることがわかる。

図11は埋込型永久磁石発電機の力率変化による電圧変動特性を示す。抵抗負荷では電圧変動率は1.5%であり、負荷力率0.8の遅れ負荷では、10%程度であった。本試作機の効率は約90%と良好であった。また、端子電圧波形は、スロットリップルは含まれるが、ほぼ正弦波である。

5. む す び

以上、本論文では、埋込型永久磁石発電機の設計値による理論的考察および試作機の実験結果について述べた。埋込型永久磁石機を発電機として利用すれば、抵抗負荷及び遅れ負荷で電圧変動率を小さくできることを明らかにし、本発電機構成がポータブル発電機として十分に利用できることを示した。今後、さらに遅れ負荷の電圧変動率を小さくできる構造について検討していきたい。

最後に本研究を進めるに当たり終始御討論・御助言を頂いた金沢工業大学助教授 深見 正先生に感謝致します。なお、本研究の一部は、平成9年度文部省科学研究費奨励研究（A）の補助で行われたものである。

- 1) 津田・井上・牛勝, 昭63電気学会全大, 647.
- 2) 技術開発レポート, 電学論D, 113, (平7-2), 269.
- 3) 水野・永山・足利, 他, 電学論D, 115, (平7-11), 1402~1410.
- 4) V.B. Honsiger, IEEE, PAS-101, (1985-4), 867~876
- 5) B.J. Chalmers, S.A.Hamed,G.D.Baines, IEE Proc-B, 132 (1985-3), 117-124.
- 6) 武田・森本・大山・山際, 電学論D, 114 (平6-11), 662~667.
- 7) 本田・村上・檜崎, 他, 電学論D, 117 (平9-7), 898~904.
- 8) B.J. Chalmers, IEE Proc-Electr. Power, 141, (1994-7), 186~190.
- 9) 直江・藤原・高島, 舶機講演前刷, 209 (平9), 145~149.
- 10) 直江, 舶機講演前刷, 206 (平10), 82~85