HB 形バーニアモータの解析

正 員 須田 宏* 正 員 松島由太郎**
非会員 徐 粒* 正 員 穴澤 義久*

Analysis of HB Type Vernier Motor

Hiroshi Suda*, Member, Yoshitaro Matsushima**, Member, Li Xu*, Non-member,
Yoshihisa Anazawa*, Member

Direct drive motors are used as actuators in numerous applications in which they must rotate at low speeds with high torque and low torque ripple. Recently, various types of vernier motor have been developed. The HB type vernier motor is one of them. The structure of rotor is the same as HB type stepping motor. Our model of HB type vernier motor has a winding as field system in the rotor, but stator has three-phase windings.

Relationship between S , R and P is $S \pm P/2 = R/2$, where S , R and P are the numbers of stator and rotor slots and the number of poles. The rotor of the vernier motor moves at a sub-multiple of the angular velocity of the stator mmf. The multiplying factor is P/R .

As a result of analysis, the voltage equation on the γ - δ axis of HB type vernier motor is equal to general synchronous machine. The tests were performed on the trial motor. The calculated pull-out torque agreed well with the measured values. Our model of HB type vernier motor is equivalent with the PM type vernier motor which has permanent magnets in the rotor. The result of this analysis is useful for the design of both types of vernier motor.

キーワード：HB 形バーニアモータ，ダイレクトドライブ，界磁巻線，脱出トルク

Keywords: HB type vernier motor, direct drive, field winding, pull-out torque

1. まえがき

ダイレクトドライブ用モータは，低速回転で大トルクを発生する必要があり，ステッピングモータや DC ブラシレスモータが使用されている。

ステッピングモータのトルクは，固定子巻線が集中巻で通常はパルス状の励磁電圧によって駆動するので回転時のトルクの脈動が原理的に存在してしまう。電圧波形を制御することで脈動を減少させる方法が検討されているが，一定トルクの正確な発生には不利であると考えられる⁽¹⁾。

一方，本質的にトルク脈動がない種々のバーニアモータが開発されている^{(2)~(4)}。ハイブリット (HB) 形バーニアモータは，固定子には S 個のスロットを持ち，普通の三相巻線が施されている。回転子は HB 形ステッピングモータと同

じ構造である。HB 形は，永久磁石を回転子や固定子に配置する永久磁石 (PM) 形と違い，容易に突極 (歯) を増やすことができる利点がある。

HB 形バーニアモータについて，筆者らは磁化された部分を等価コイルに置き換えて解析を行うことにより電圧方程式およびトルクの式を導出しており，同期トルクを発生する回転速度については理論と実測の一致を見ている⁽⁵⁾。

本論文では，解析手法について述べるとともに，脱出トルクについて解析手法の妥当性検証の観点から測定値と比較検討する。

本解析によって一般的な同期機と同じ形の電圧方程式およびトルクの式を得た。これは，HB 形バーニアモータの制御に既存の手法が適用可能であることを示している。次に，解析手法の妥当性検証のため試作機を製作し脱出トルクを測定した。脱出トルクの計算値と測定値はよく一致していることを確認した。よって同期リアクタンス (X_s) と誘導起電力 (E_0) を得るだけで正確に脱出トルクを算定でき，実験室での簡便な脱出トルク算出はもちろん，設計においては有限要素法から X_s と E_0 を求めることで脱出トルクを高速に算定でき，最適設計に応用できる。

本 HB 形バーニアモータは，回転子のみに永久磁石を施

* 秋田県立大学システム科学技術学部
〒015-0055 本荘市土谷字海老ノ口 84-4
Faculty of System Science of Technology Akita Prefectural University
84-4, Ebinokuchi, Tsuchiya, Honjyo 015-0055

** 静岡大学工学部
〒432-8561 浜松市城北 3-5-1
Faculty of Engineering, Shizuoka University
3-5-1, Johoku, Hamamatsu 432-8561

図 1 HB 形バーニアモータの構造

Fig. 1. Structure of HB type vernier motor.

した PM 形バーニアモータ⁽⁴⁾と等価であり、これらのバーニアモータの設計にも本報告は有用である。

2. HB 形バーニアモータの構造と動作原理

図 1 に HB 形バーニアモータの構造を示す。固定子スロットには普通の三相巻線が施されており、回転子は図 1(b) に示すように、二つの部分からなる積層鉄心が軸方向に磁束を通すように巻かれた界磁巻線部分を挟持している。積層鉄心は $1/2$ スロットピッチ分、周方向にずれて構成される(付録に写真掲載)。N 極に磁化された突極と S 極に磁化された突極が交互に現れる磁極を持つ構造になる。

固定子スロット数を S 、回転子突極数を R 、極数を P とする。ギャップの回転磁界は、固定子の三相巻線が作る基本波と、固定子スロットの存在によるギャップパーミアンス分布の脈動による $(S \pm P/2)$ 次高調波(スロット高調波)磁界が発生し、回転子はスロット高調波回転磁界に同期して回転する。 S 、 R 、 P の関係は (1) 式となる。

$$S \pm \frac{P}{2} = \frac{R}{2} \quad (1)$$

図 1 は、回転子突極数 $R = 10$ 、固定子スロット数 $S = 6$ 、極数 $P = 2$ の場合を示している。回転子は $(S - 1)$ 次スロット高調波、すなわち 5 次高調波に同期して回転する。

電源周波数を f [Hz] とすると HB 形バーニアモータの同期速度 N [min^{-1}] は、回転子が固定子巻線の作る回転磁界の P/R の速さで回転するので (2) 式となる。

$$N = \frac{120fP}{P/R} = \frac{120f}{R} \quad (2)$$

(2) 式より、(1) 式の条件下で R を大きくすることで低速駆動を実現できる。 $f = 50$ [Hz] とすると、図 1 の HB 形バーニアモータの同期速度は 600 [min^{-1}] となる。

3. HB 形バーニアモータの解析

図 1 において N 極側および S 極側の作るギャップ磁束密度は、固定子スロットの影響を無視すると、図 2(a) のようになる。固定子巻線に誘起する起電力は図 2(a) に示す磁束の脈動分によって発生する。したがって回転子モデルは図 2(b) に示すような、平滑な鉄心に R 極の単相励磁巻線が施されているものと考えることができる。HB 形バーニア

図 2 回転子永久磁石の等価コイルによる置換

Fig. 2. Substitution by equivalent coils for permanent magnets of rotor.

図 3 HB 形バーニアモータの座標系

Fig. 3. Coordinate system of analysis on HB type vernier motor.

モータのインダクタンス行列を求めるには、図 2(c) のように各コイルの接続を切断した場合のインダクタンス行列を求め接続行列によって変換すればよい。

解析の座標系は図 3 に示すように、a 相巻線軸と回転子 1 番目の磁極がなす角を θ' 、エアギャップ内の点 O を通る半径方向に通る直線と a 相巻線軸がなす角を θ 、O を通る直線と回転子 1 番目がなす角を ϕ とする⁽⁵⁾。

3.1 固定子巻線による起磁力分布 固定子 k 相巻線に I_1 [A] の直流電流を流した場合の k 相の起磁力分布は、

(3) 式で表される。

$$F_{1k}(\theta) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \frac{2k_{W1}(l)W_1I_1}{\pi} \times \cos l\{\theta - (k-1)\alpha\} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、

$$k_{W1}(l) = \frac{\sin(\frac{l\pi}{2m})}{q \sin(\frac{l\pi}{2mq})} \sin l\theta_1 \dots\dots\dots (4)$$

$k_{W1}(l)$: l 次高調波に対する巻線係数, W_1 : 一相の巻数, l : 高調波次数, $\alpha = \frac{2}{3}\pi$, m : 相数, q : 毎極毎相のスロット数, $2\theta_1$: コイルピッチ

3・2 等価回転子巻線による起磁力分布 回転子 k 番目コイルに I_2 [A] の直流電流を流した場合の起磁力分布は, (5) 式で表される。

$$F_{2k}(\phi) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \frac{2k_{W2}(l)W_2I_2}{\pi} \times \cos l\left\{\phi - (k-1)\frac{2\pi}{R}\right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、

$$k_{W2}(l) = \sin l\theta_2 \dots\dots\dots (6)$$

$k_{W2}(l)$: 巻線係数, W_2 : 1 個のコイルの巻数, $2\theta_2$: コイルピッチ ($2\theta_2 = 2\pi/R$)

3・3 ギャップパーミアンス分布 ギャップパーミアンス分布は (7) 式で表される。

$$P(\theta, \phi) = P_{00} + P_{S0} \cos(S\theta) \dots\dots\dots (7)$$

ここで、

P_{00} : ギャップパーミアンス分布の平均値

P_{S0} : ギャップパーミアンスの固定子側の脈動分

である。ただし, $\theta = \theta' + \phi$ である。回転子スロットによるギャップパーミアンスの脈動分は, 回転子歯が左右で $1/2$ スロットピッチずれて構成されており等価的に円筒形とみなせるので無視できる。

3・4 インダクタンス 磁束密度分布は起磁力分布とパーミアンス分布の積として表され, (8) 式となる。

$$B(\theta, \theta') = F_k(\theta)P(\theta, \theta') \dots\dots\dots (8)$$

固定子 k 相巻線を励磁した場合, 固定子 g 相巻線の磁束鎖交数は (9) 式で表される⁽⁷⁾。

$$\Phi_{1gk} = k_{W1}(l)W_1 \times \int_{-\frac{\pi}{2} + (g-1)\alpha}^{\frac{\pi}{2} + (g-1)\alpha} F_{1k}(\theta) \cdot P(\theta, \theta') ur d\theta \dots\dots\dots (9)$$

また, 固定子 k 相巻線を励磁した場合, 回転子 g 番目のコイルの磁束鎖交数は (10) 式で表される⁽⁷⁾。

$$\Phi_{Mgk} = k_{W2}(l)W_2 \times \int_{-\frac{\pi}{R} + \frac{(g-1)2\pi}{R}}^{\frac{\pi}{R} + \frac{(g-1)2\pi}{R}} F_{1k}(\theta' + \phi) \cdot P(\theta', \phi) ur d\phi \dots\dots\dots (10)$$

回転子 k 番目コイルを励磁した場合, 回転子 g 番目のコイルの磁束鎖交数は (11) 式で表される⁽⁷⁾。

$$\Phi_{2gk} = k_{W2}(l)W_2 \times \int_{-\frac{\pi}{R} + \frac{(g-1)2\pi}{R}}^{\frac{\pi}{R} + \frac{(g-1)2\pi}{R}} F_{2k}(\phi) \cdot P(\theta', \phi) ur d\phi \dots\dots\dots (11)$$

ここで, u : 鉄心長, r : 回転子半径

図 2(b) と (c) における電流 i_F と $i_1 \sim i_R$ の関係は (12) 式となる。

$$\left. \begin{aligned} i_F &= i_1 = i_3 = \dots = i_{R-3} = i_{R-1} \\ i_F &= -i_2 = -i_4 = \dots = -i_{R-2} = -i_R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

よって, R 行 1 列の接続行列 $[C]$ が求まる。転置して表すと (13) 式となる。

$$[C]_t = [1, -1, 1 - 1, \dots] \dots\dots\dots (13)$$

(8)~(11) 式より求めたインダクタンス行列を接続行列で変換することによって, HB 形パーニアモータのインダクタンス行列が求まり (14) 式となる。

$$[L] = \begin{bmatrix} l_1 + L_0 & -\frac{L_0}{2} \\ -\frac{L_0}{2} & l_1 + L_0 \\ -\frac{L_0}{2} & -\frac{L_0}{2} \\ M_R \cos \frac{R\theta'}{2} & M_R \cos \frac{R(\theta' - \alpha)}{2} \\ & -\frac{L_0}{2} & M_R \cos \frac{R\theta'}{2} \\ & -\frac{L_0}{2} & M_R \cos \frac{R(\theta' - \alpha)}{2} \\ & l_1 + L_0 & M_R \cos \frac{R(\theta' - 2\alpha)}{2} \\ & M_R \cos \frac{R(\theta' - 2\alpha)}{2} & L_F \end{bmatrix} \dots\dots (14)$$

ここで、

$$L_0 = \sum_{l=1}^{\infty} \left[\frac{4\{k_{W1}(l)W_1\}^2}{\pi \cdot l^2} P_{00} ur + \frac{2\{k_{W1}(S+l)k_1\}^2}{\pi \cdot l(S+l)} P_{S0} ur + \frac{2\{k_{W1}(S-l)k_1\}^2}{\pi \cdot l(S-l)} P_{S0} ur \right] \dots\dots\dots (15)$$

$$M_R = \sum_{l=1}^{\infty} \left[\frac{4k_{W1}(l)k_{W2}(l)W_1 W_2}{\pi \cdot l^2} P_{00} C(l) ur + \frac{2k_{W1}(l)k_{W2}(S+l)W_1 W_2}{\pi \cdot l(S+l)} P_{S0} C(S+l) ur + \frac{2k_{W1}(l)k_{W2}(S-l)W_1 W_2}{\pi \cdot l(S-l)} P_{S0} C(S-l) ur \right] R \dots\dots\dots (16)$$

$$L_F = \sum_{l=1}^{\infty} \left[\frac{4\{k_{W2}(l)W_2\}^2}{\pi \cdot l^2} P_{00} C(l)^2 ur \right] R^2 \dots\dots\dots (17)$$

ここで, l_1 : 漏れインダクタンス, $C(l)$: 接続係数 (Connection factor) である。 $C(l)$ は R によって異なるが, $R = 10$ の場合 (18) 式となり, l は 5 の倍数のみとなる。

$$C(l) = \frac{1}{5} \sin l \frac{\pi}{2} \left(\cos l \frac{2\pi}{5} - \cos l \frac{\pi}{5} + \frac{1}{2} \right) \dots \dots \dots (18)$$

以上より, HB 形バーニアモータの電圧方程式は (19) 式で表される。

$$[v] = \{[r] + p[L]\}[i] \dots \dots \dots (19)$$

ここで, $[v]$: 電圧行列, $[r]$: 抵抗行列, $[i]$: 電流行列, として, $p = d/dt$ である。

3・5 γ - δ 軸上の電圧方程式 インダクタンス行列に三相-二相変換を施して零相分を除き, 整流子変換すると, γ - δ 軸上の電圧方程式は (20) 式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \\ v_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + p(l_1 + \frac{3}{2}L_0) & -\frac{R\omega_m}{2}(l_1 + \frac{3}{2}L_0) \\ \frac{R\omega_m}{2}(l_1 + \frac{3}{2}L_0) & r_1 + p(l_1 + \frac{3}{2}L_0) \\ p\sqrt{\frac{3}{2}}M_R & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \\ i_F \end{bmatrix} \quad (*)$$

$$(*) \quad \begin{bmatrix} p\sqrt{\frac{3}{2}}M_R \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}\frac{R\omega_m}{2}M_R \\ r_F + pL_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \\ i_F \end{bmatrix} \dots \dots \dots (20)$$

このとき, γ - δ 軸上のトルクは, (21) 式となる。

$$T = -\left(\frac{R}{2}\right) M_F i_F i_\delta \dots \dots \dots (21)$$

このとき, $M_F = \sqrt{\frac{3}{2}} M_R$ である。

3・6 同期運転時における定常解 同期運転時における定常状態での HB 形バーニアモータの電圧方程式は次のように求められる⁽⁸⁾。平衡三相電圧が印加され, 平衡三相電流が流れているものとする。

$$\left. \begin{aligned} v_a &= \sqrt{2}V \sin \omega_1 t \\ v_b &= \sqrt{2}V \sin(\omega_1 t - \alpha) \\ v_c &= \sqrt{2}V \sin(\omega_1 t - 2\alpha) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (22)$$

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{2}I \sin(\omega_1 t - \phi_1) \\ i_b &= \sqrt{2}I \sin(\omega_1 t - \alpha - \phi_1) \\ i_c &= \sqrt{2}I \sin(\omega_1 t - 2\alpha - \phi_1) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (23)$$

これらの電圧・電流を γ - δ 軸上に変換し $\omega_1 t = R\theta'/2 + R\delta_L/2$ の関係を代入すると (24), (25) 式で表される。ここで, ω_1 : 電源角周波数, $R\delta_L$: 内部相差角, ϕ_1 : 位相角である。

$$\left. \begin{aligned} v_\gamma &= \sqrt{3}V \sin\left(\frac{R\delta_L}{2}\right) \\ v_\delta &= -\sqrt{3}V \cos\left(\frac{R\delta_L}{2}\right) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (24)$$

$$\left. \begin{aligned} i_\gamma &= \sqrt{3}I \sin\left(\frac{R\delta_L}{2} - \phi_1\right) \\ i_\delta &= -\sqrt{3}I \cos\left(\frac{R\delta_L}{2} - \phi_1\right) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (25)$$

定常状態では電圧・電流は直流に変換されているので (20) 式の微分演算子 $p = 0$ とおき, (24), (25) 式に代入すると,

次の (26), (27) 式を得る。

$$V \sin\left(\frac{R\delta_L}{2}\right) = -r_1 I \sin\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) + X_S I \cos\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) \dots \dots \dots (26)$$

$$V \cos\left(\frac{R\delta_L}{2}\right) = X_S I \sin\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) + r_1 I \cos\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) + E_0 \dots \dots \dots (27)$$

ただし, $X_S = \omega_1 \left(l_1 + \frac{3}{2}L_0\right)$ である。

誘導起電力は (28) 式となる。

$$E_0 = \frac{\omega_1}{\sqrt{3}} M_F I_F \dots \dots \dots (28)$$

ここで, V : 電源電圧, r_1 : 電機子巻線抵抗, X_S : 同期リアクタンス, E_0 : 誘導起電力, $M_F I_F$: 空隙鎖交磁束数である。

(26), (27) 式を電流について解くと, (29), (30) 式となる。

$$I \sin\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) = \frac{V}{Z} \sin\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) - \frac{X_S}{Z^2} E_0 = -\frac{I_\gamma}{\sqrt{3}} \dots \dots \dots (29)$$

$$I \cos\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) = \frac{V}{Z} \cos\left(\phi_1 - \frac{R\delta_L}{2}\right) - \frac{r_1}{Z^2} E_0 = -\frac{I_\delta}{\sqrt{3}} \dots \dots \dots (30)$$

ここで, $\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{X_S}{r_1}\right)$, $Z = \sqrt{r_1^2 + X_S^2}$ である。

(21) 式に (28)~(30) 式を代入し, 電機子巻線抵抗を無視 ($r_1 = 0$) で, または電源周波数が十分高いとしたとき, HB 形バーニアモータの同期トルクは (31) 式である。

$$T = \frac{3}{\omega_1} \left(\frac{R}{2}\right) \frac{V E_0}{X_S} \sin\left(\frac{R\delta_L}{2}\right) \dots \dots \dots (31)$$

脱出トルクは (31) 式で内部相差角 $R\delta_L/2 = \pi/2$ とおくと (32) 式で表される。

$$T = \frac{3}{\omega_1} \left(\frac{R}{2}\right) \frac{V E_0}{X_S} \dots \dots \dots (32)$$

脱出トルクは, 同期リアクタンス X_S , 誘導起電力 E_0 が未知数となる。

4. 試験結果

解析の妥当性を検証するため表 1 に示す仕様の HB 形バーニアモータを試作し, 試験を行った。

4・1 巻線抵抗の測定 電圧降下法により巻線抵抗の測定を行った。結果を表 2 に示す。

4・2 無負荷飽和曲線・短絡特性曲線と同期リアクタンス 無負荷飽和曲線と短絡特性曲線の測定を行った。図 4 には補完曲線のみを示す。図 4 の同期リアクタンス X_S は, 両曲線により計算した値である。試作機は, 界磁電流の低いところから, 磁束が既に飽和していることがわかる。

表 1 試作機の仕様

Table 1. Specifications of trial motor.

pole number	12
number of stator slots	36
number of rotor slots	60
outside diameter of rotor	179.4 mm
inside diameter of stator	180.0 mm
core length	60 mm
number of field turns	270 turn
number of turns per phase	336 turn
synchronous speed	100 min ⁻¹

表 2 巻線の抵抗値 (26.1°C)

Table 2. Winding resistance (26.1°C).

Resistance of armature winding	0.9 Ω
Resistance of field winding	2.8 Ω

図 4 無負荷飽和曲線，短絡特性曲線と同期リアクタンス

Fig. 4. No-load saturation curve; short-circuit characteristic curve; calculated synchronous reactance.

4.3 脱出トルク 脱出トルク-電圧特性測定回路の構成を図 5 に示す。脱出トルク-電圧特性は，トルク速度計のアナログ出力を用い，アナライジングレコーダー (A.R.) で記録した。トルクの正負は，図 5 に示した相回転方向を正としている。

脱出トルク-電圧特性の測定結果を図 6 に示す。脱出トルクの計算値は図 4 の E_0 と X_s より (32) 式から求めた。脱出トルクの計算値と測定値は良く一致している。

5. まとめ

HB 形バーニアモータの磁化部分を等価コイルに置き換えて解析するとともに，解析手法の妥当性を検証するため HB 形バーニアモータを試作し，各種試験を行った。以下に結果についてまとめる。

A.R. : Analyzing Recorder
P.M. : Power Meter
H.B.V.M. : trial machine of HyBrit type Vernier Motor
T/S.D. : Torque/Speed Detector
T/S.M. : Torque/Speed Meter
1:6 G. : 1:6 Gear
D.C.M. (4P) : Direct Current Motor (four-poles)

図 5 脱出トルク-電圧特性測定回路の構成

Fig. 5. Measurement system of pull-out torque-voltage characteristic.

図 6 脱出トルク-電圧特性 ($I_f = 10$ A)

Fig. 6. Pull-out torque - voltage characteristics of HB type vernier motor ($I_f = 10$ A).

(1) 解析から HB 形バーニアモータの電圧方程式およびトルクの式は一般的な同期機と同様な式となり，既存の制御方法が適用可能であることを示した。

(2) 解析より得た脱出トルクの計算値と測定値はよく一致した。よって X_s と E_0 を得るだけで正確に脱出トルクを算定でき，実験室での簡便な脱出トルク算出はもちろん，設計においては有限要素法から X_s と E_0 を求めることで脱出トルクを高速に算定でき，最適設計に応用できる。

本 HB 形バーニアモータは，回転子のみに永久磁石を施した PM 形バーニアモータと等価であり，本解析結果はこれらのバーニアモータの設計に有用である。

今後の課題としては，HB 形，PM 形バーニアモータの最適設計法の検討がある。

(平成 16 年 3 月 25 日受付，平成 16 年 10 月 12 日再受付)

文 献

- (1) A. Ishizaki, Y. Shibata, K. Watanabe, and K. Saitoh: "Low Speed High Torque Drive System Applying Vernier Motor Torque", *T. IEE Japan*, Vol.111-D, No.9, pp.785-793 (1991-9) (in Japanese)
石崎 彰・柴田幸也・渡邊勝之・斎藤和夫:「バーニアモータのトルクを活用した低速大トルク駆動について」, 電学論 D, 111, 9, pp.785-793 (1991-9)
- (2) C.H. Lee: "Vernier Motor and its Design", IEEE Winter General Meeting (1963)
- (3) H. Suda, Y. Matsushima, L. Xu, and Y. Anazawa: "Analysis of HB Type Vernier Motor", The Papers of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan, RM-03-91 (2003-10) (in Japanese)
須田 宏・松島由太郎・徐 粒・穴澤義久:「HB 形バーニアモータの解析」, 電気学会回転機研資, RM-03-91 (2003-10)
- (4) A. Toba, T. Watanabe, Y. Koganei, and H. Ohsawa: "Design and Experimental Evaluation of 5kW-Surface Permanent Magnet Vernier Machines", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.2, pp.162-168 (2002-2) (in Japanese)
鳥羽章夫・渡部俊春・小金井義則・大沢 博:「5kW 級低速大トルク表面磁石バーニアモータの特性評価」, 電学論 D, 122, 2, pp.162-168 (2002-2)
- (5) 松島由太郎・穴澤義久・伊藤雄三・磯崎弘毅:「HB 形バーニアモータの解析」, 電気学会回転機研資, RM-94-122 (1994-10)
- (6) A. Ishizaki, T. Tanaka, K. Takasaki, S. Nishikata, and A. Katagiri: "Study on Optimum Design of PM Vernier Motor", *T. IEE Japan*, Vol.114-D, No.12, pp.1228-1234 (1994-12) (in Japanese)
石崎 彰・田中丈志・高崎一彦・西方正司・片桐淳夫:「PM 形バーニアモータの最適設計化に関する検討」, 電学論 D, 114, 12, pp.1228-1234 (1994-12)
- (7) 穴澤義久・加賀昭夫・赤上陽出男・藤原 一:「PAM 方式極数切換誘導電動機のインダクタンス行列」, 電学論 B, Vol.106, No.2, pp.71-78 (1986-2)
- (8) C.V. Jones: "The Unified Theory of Electrical Machines", p.246, Butterworths (1967)
- (9) H. Suda, Y. Anazawa, L. Xu, and Y. Matsushima: "About the load Characteristic of VR Type Vernier Motor", The Papers of Technical Meeting on Rotating Machinery, IEE Japan, RM-00-109 (2000-10) (in Japanese)
須田 宏・穴澤義久・徐 粒・松島由太郎:「VR 形バーニアモータの負荷特性について」, 電気学会回転機研資, RM-00-109 (2000-10)

付 録

1. 試作機回転子概観

付図 1 に試作機回転子の概観を示す。

2. X_S の計算について

ある界磁電流のときの同期リアクタンス X_S は電機子巻線抵抗を無視すると, 無負荷飽和曲線での誘導起電力 E_0 と

付図 1 回転子の概観

app. Fig. 1. General view of the rotor.

付図 2 出力特性 ($I_f = 10 \text{ A}$, $V = 200 \text{ V}$)

app. Fig. 2. Output characteristic ($I_f = 10 \text{ A}$, $V = 200 \text{ V}$).

短絡特性曲線での短絡電流 I_S を用い, 次式で求める。

$$X_S = \frac{E_0}{I_S} \dots\dots\dots (付 1)$$

3. 試作機の出力特性について

負荷試験を行った結果を付図 2 に示す。試作機は最適設計されたものではない。力率は VR 形バーニアモータ⁽⁹⁾よりも高いが, 0.4~0.5 程度となった。

須田 宏 (正員) 1971 年 8 月 26 日生。1996 年 3 月秋田大学大学院鉱山学研究科博士課程前期課程修了。同年 4 月 (株) メイテック入社。1999 年 4 月より秋田県立大学助手, 現在に至る。主として, 同期機の研究に従事。IEEE 会員。

松島 由太郎 (正員) 1948 年 5 月 25 日生。1980 年 3 月北海道大学工学研究科博士課程単位取得退学。同年 4 月静岡大学工業短期大学部講師, 1982 年 1 月助教, 1996 年 10 月工学部助教授, 現在に至る。主として, 直流機の整流, 低速リニアモータの研究に従事。

徐 粒（非会員）1956年8月29日生。1993年3月豊橋技術科学大学大学院博士課程修了。同年同大学工学部助手。1998年4月朝日大学経営学部講師。2000年4月秋田県立大学助教授，現在に至る。多次元システム理論などの研究に従事。IEEE，計測自動制御学会会員。博士（工学）。

穴澤 義久（正員）1947年4月3日。1975年3月北海道大学工学研究科博士課程単位取得退学。同年4月秋田大学鉱山学部助手，講師，1989年4月助教授。1999年4月より秋田県立大学教授，現在に至る。主として，誘導電動機の研究に従事。工学博士。