Proposal of Claw Pole Type Double 2 Phase PM Stepping Motor

Akira Tozune Member (Ibaraki University, tozune@mx.ibaraki.ac.jp)

Toru Takeuchi Member (Ibaraki University, takeuchi@mx.ibaraki.ac.jp)

Masafumi Sakamoto Member (Japan Servo Co., Ltd., msakamot@japanservo.co.jp)

Keywords: claw pole type, stepping motor, double two phase, alternating torque, cogging torque

Claw pole type 2 phase PM stepping motors (Fig. 1) are employed more than those of any other structure, because this type has simple structure and production cost is low. However, its performance is not necessarily satisfactory and a field of application is limited.

This paper is concerned with the improvement of performance of claw pole type 2 phase PM stepping motor. First, alternating torque and cogging torque of PM stepping motor are analyzed in relation to the harmonic components of winding currents and field flux, and the causes of generation of vibration torque and the frequency of these torque are clarified.

From the analytical results, the method of decreasing alternating torque and cogging torque is examined by using 2 sets of 2-phase PM motors (Fig. 2), that is, they are connected so that the generated variation torque on both motors may be canceled each other (this motor is called double 2 phase PM stepping motor (Fig. 3)).

Fig. 1. Claw pole type 2 phase PM stepping motor

Fig. 2. Principal of reduction of torque variation

Characteristics of double 2-phase PM stepping motor are compared with those of 2-phase PM stepping motor. Fig. 4 is the comparison of speed variation. It is understood that the speed variation decreases greatly by use of a double 2 phase motor. Fig. 5 is the comparison of cogging torque. From this figure, it can be known that the cogging torque in double 2 phase motor is mainly present due to the existence of the 8th harmonic permeance component.

It becomes clear that the double 2 phase PM stepping motor not only brings half step angle, small alternating torque, small cogging torque but also improves step accuracy and pull-out torque characteristics.

Fig. 3. Structure of double 2 phase PM stepping motor

Fig. 4. Comparison of speed variation

Fig. 5. Comparison of cogging torque

クローポール形ダブル2相PMステッピングモータの提案

正員 戸恒 明* 正員 竹内 亨*
正員 坂本 正文**

Proposal of Claw Pole Type Double 2 Phase PM Stepping Motor

Akira Tozune*, Member, Toru Takeuchi*, Member, Masafumi Sakamoto**, Member

This paper is concerned with the improvement of performance of claw pole type PM stepping motor. First, alternating torque and cogging torque of claw pole PM stepping motor are analyzed in relation to the harmonic components of winding currents and field flux, and the causes of generation of torque variation and their variation frequency are clarified.

Based on the above analytical results, the method for decreasing these torque variation is discussed, and the double 2 phase PM stepping motor is proposed, in which 2 sets of 2-phase PM motors are connected so that the generated variation torque of both motors may be canceled each other.

It becomes clear that the double 2 phase PM stepping motor not only brings small alternating torque and small cogging torque but also improves step accuracy and pull-out characteristics.

キーワード：クローポール形，ステッピングモータ，ダブル2相，振動トルク，コギングトルク

Keywords: claw pole type, stepping motor, double two phase, alternating torque, cogging torque

1. はじめに

ステッピングモータは開ループで制御ができることから、事務機や自動化機器等に広く用いられている。近年、ステッピングモータにおいても、高性能化の要望が高まるにつれ、HB形ステッピングモータについては、5相機⁽¹⁾や3相機⁽²⁾⁽³⁾の開発、また最近になって、3相機の分解能の向上と特性改善を目指したダブル3相機の検討⁽⁴⁾など、構造面からの検討が多くなされてきた。一方、構造が簡単で安価なクローポール形PMステッピングモータにおいては、ステップ角大、界磁束の高調波が大きいことに伴うコギングトルク大⁽⁵⁾、ステップ角度誤差大、また連続回転時における振動トルク大等の特性上の問題がある。しかし、その特性改善に関しては、これまでに、界磁束の高調波の影響を電流の高調波で打ち消すことで振動を低減しようとする試み⁽⁶⁾などがなされているが、十分な効果は得られていないようである。したがって、クローポール形PMステッピングモータ

タについては、更なる特性の改善が求められる。

本論文では、2相クローポール形PMステッピングモータについて、まず、一定回転時の特性や静特性に大きな影響を及ぼす振動トルクおよびコギングトルクについて解析し、それらと巻線電流および界磁束の高調波との関係、並びにそれらの変動周波数などを明らかにする。つぎに、振動トルクおよびコギングトルクを低減させる方法として、これらの変動トルクと逆位相のトルクを、別のもう一台のモータに発生させて互いに打ち消す方法（このような2台のモータを一体化した構造をダブル2相モータと呼ぶことにする）を考え⁽⁷⁾、そのための2台のモータの接続条件、並びに駆動条件について検討する。さらに、本方法による2相クローポール形PMステッピングモータの特性改善効果を実験的に考察する。

2. 2相機のトルク解析

まず、回転時の特性および静特性に大きな影響を及ぼす振動トルクとコギングトルクについて解析し、これらと電流および界磁束の高調波との関連を明らかにする。

〈2・1〉振動トルクの解析 図1に示す2相クローポール形PMステッピングモータは、図2のような解析モデルで表される。

A相、B相の巻線電流 I_A 、 I_B および回転子からの鎖交磁束 ϕ_A 、 ϕ_B をそれぞれ第5調波まで考慮して、

* 茨城大学工学部
〒316-8511 日立市中成沢町 4-12-1
Faculty of Engineering, Ibaraki University
4-12-1, Nakanarusawa, Hitachi 316-8511

** 日本サーボ（株）
〒376-0011 桐生市相生町 3-93
Japan Servo Co., Ltd.
3-93, Aioi, Kiryu 376-0011

図 1 2 相クローポール形 PM ステッピングモータ
Fig. 1. 2 phase claw pole type stepping motor.

図 2 解析モデル
Fig. 2. Analytical model of 2 phase PM stepping motor.

$$\left. \begin{aligned} I_A &= I_1 \cos \omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_5 \cos 5\omega t \\ \phi_A &= \phi_1 \cos \theta + \phi_3 \cos 3\theta + \phi_5 \cos 5\theta \\ I_B &= I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t \\ \phi_B &= \phi_1 \sin \theta - \phi_3 \sin 3\theta + \phi_5 \sin 5\theta \end{aligned} \right\} \dots\dots (1)$$

とくと、A、B 相に発生する全トルク τ_1 は、

$$\tau_1 = I_A \frac{d\phi_A}{d\theta} + I_B \frac{d\phi_B}{d\theta} \dots\dots\dots (2)$$

より求められ、

$$\begin{aligned} \tau_1 &= I_1 \phi_1 \sin(\omega t - \theta) + 3I_3 \phi_3 \sin 3(\omega t - \theta) \\ &\quad + 5I_5 \phi_5 \sin 5(\omega t - \theta) \\ &\quad - 3I_1 \phi_3 \sin(\omega t + 3\theta) + 5I_1 \phi_5 \sin(\omega t - 5\theta) \\ &\quad - I_3 \phi_1 \sin(3\omega t + \theta) - 5I_3 \phi_5 \sin(3\omega t + 5\theta) \\ &\quad + I_5 \phi_1 \sin(5\omega t - \theta) - 3I_5 \phi_3 \sin(5\omega t + 3\theta) \\ &\quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

となる。ここで、負荷角を δ とし、一定速度で回転しているものとして、 $\theta = \omega t - \delta$ とくと、

$$\begin{aligned} \tau_1 &= I_1 \phi_1 \sin \delta + 3I_3 \phi_3 \sin 3\delta + 5I_5 \phi_5 \sin 5\delta \\ &\quad - \{3I_1 \phi_3 \sin(4\omega t - 3\delta) + 5I_1 \phi_5 \sin(4\omega t - 5\delta) \\ &\quad + I_3 \phi_1 \sin(4\omega t - \delta) - I_5 \phi_1 \sin(4\omega t + \delta)\} \\ &\quad - \{5I_3 \phi_5 \sin(8\omega t - 5\delta) + 3I_5 \phi_3 \sin(8\omega t - 3\delta)\} \\ &\quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

図 3 磁気等価回路
Fig. 3. Equivalent magnetic circuit.

となる。

(4) 式から、2 相励磁時における発生トルクは、一定トルクの他に電流周波数の 4 の整数倍調波の振動トルクが発生することがわかる。また、4 調波トルクは基本波電流と第 3、第 5 調波界磁磁束の作用、および基本波界磁磁束と第 3、第 5 調波電流の作用によって生じ、いずれも基本波成分が関与することになるので、その値はかなり大きくなるものと思われる。一方、8 調波より高次の振動トルクは高次の電流と高次の界磁磁束の作用によって生じ、基本波成分はかかわっていないため、それらはあまり大きな値にはならないことがわかる。

〈2・2〉 コギングトルクの解析 A 相のクローポールがそれぞれ回転子の N 極と S 極に正対向しているとき、B 相のクローポールは N 極および S 極とそれぞれ $\pi/2$ ずれて対向することになる。したがって、A 相のギャップパーミアンス P_{AN} , P_{AS} および B 相のギャップパーミアンス P_{BN} , P_{BS} はそれぞれ (5) 式のような関係で表される。1 相分のマグネットのパーミアンスと起磁力をそれぞれ P_m , F_m と表すと、各相の磁気回路は互いに独立していることから磁気等価回路は図 3 のように表される。このことから、各相の奇数次ギャップパーミアンスは現れないことになる。

$$\left. \begin{aligned} P_{AN} &= P(\theta) = P_0 + P_1 \cos \theta + P_2 \cos 2\theta \\ &\quad + P_3 \cos 3\theta + P_4 \cos 4\theta + \dots \\ P_{AS} &= P(\theta - \pi) \\ P_{BN} &= P(\theta - \pi/2) \\ P_{BS} &= P(\theta - 3\pi/2) \end{aligned} \right\} \dots\dots (5)$$

図 3 から A 相のギャップ磁気エネルギー W_{mA} は

$$W_{mA} = \frac{1}{2} F_{AN}^2 P_{AN} + \frac{1}{2} F_{AS}^2 P_{AS} \dots\dots\dots (6)$$

と表される。ここで $P_0 \gg P_m$, $P_0 \gg P_n$ ($n = 1, 2, 3, 4, \dots$) の関係を用いると、

$$\left. \begin{aligned} F_{AN} &= F_m \frac{1/P_{AN}}{1/P_m + 1/P_{AN} + 1/P_{AS}} \cong \frac{P_m}{P_0} F_m \\ F_{AS} &= F_m \frac{1/P_{AS}}{1/P_m + 1/P_{AN} + 1/P_{AS}} \cong \frac{P_m}{P_0} F_m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

となり、

$$\begin{aligned}\therefore W_{mA} &= \frac{1}{2} \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 (P_{AN} + P_{AS}) \\ &= \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 (P_0 + P_2 \cos 2\theta + P_4 \cos 4\theta + \dots) \\ &\dots\dots\dots (8)\end{aligned}$$

となる。したがって、A 相のコギングトルク τ_{gA} は回転子の磁極対数を N_R とすると、 $\theta = N_R \theta_m$ の関係から

$$\begin{aligned}\tau_{gA} &= -\frac{\partial W_{mA}}{\partial \theta_m} \\ &= 2N_R \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 (P_2 \sin 2\theta + 2P_4 \sin 4\theta + \dots) \\ &\dots\dots\dots (9)\end{aligned}$$

となる。同様にして、B 相のコギングトルク τ_{gB} は、

$$\begin{aligned}\tau_{gB} &= 2N_R \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 \left\{ P_2 \sin 2 \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right. \\ &\quad \left. + 2P_4 \sin 4 \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) + \dots \right\} \dots\dots\dots (10)\end{aligned}$$

となるから、A、B 相の合成コギングトルク τ_{g1} は

$$\begin{aligned}\tau_{g1} &= \tau_{gA} + \tau_{gB} \\ &= 8N_R \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 (P_4 \sin 4\theta + P_8 \sin 8\theta + \dots) \\ &\dots\dots\dots (11)\end{aligned}$$

となり、界磁磁束の 4 の整数倍調波のコギングトルクを発生することがわかる。

3. ダブル 2 相機の提案

〈3・1〉 トルク変動低減の原理 (4) 式からわかるように、4 調波振動トルクの合成値は負荷状態、すなわち、 δ によって変化することになるため、全ての使用状況において振動トルクを低減することは容易ではないように思われる。

そこでここでは、いかなる使用状況においても、発生する振動トルクとコギングトルクが、常にこれらと逆位相のトルクを発生するもう 1 台のモータによって同時に打ち消され、全体として変動トルクが低減するような方法を検討する (図 4、図 5 参照)。

〈3・2〉 ダブル 2 相機のトルク解析 図 6 に示すように、2 台の 2 相 PM モータを直結することを考える。その際、同図に示すように、2 組の 2 相機は、A 相巻線軸と回転子磁極の位置関係および C 相巻線軸と回転子磁極の位置関係が電気角で θ_0 だけずれるようにして直結し、さらに第 2 モータに流れる電流の位相を第 1 モータの電流よりそれぞれ β だけ進めるようにする。このとき発生する振動トルクおよびコギングトルクについて検討する。

〈3・2・1〉 振動トルク 図 6 の C 相と D 相によって発生するトルク τ_2 を、A、B 相のときと同様に求める。

いま、C 相、D 相の巻線電流 I_C 、 I_D および C 相、D 相の回転子からの鎖交磁束 ϕ_C 、 ϕ_D をそれぞれ第 5 調波まで

図 4 振動低減の原理

Fig. 4. Principle of alternating torque reduction.

図 5 コギングトルク低減の原理

Fig. 5. Principle of cogging torque reduction.

図 6 ダブル 2 相機解析モデル

Fig. 6. Analytical model of double 2 phase PM stepping motor.

考慮して、

$$\left. \begin{aligned}I_C &= I_1 \cos(\omega t + \beta) + I_3 \cos 3(\omega t + \beta) + I_5 \cos 5(\omega t + \beta) \\ \phi_C &= \phi_1 \cos(\theta + \theta_0) + \phi_3 \cos 3(\theta + \theta_0) + \phi_5 \cos 5(\theta + \theta_0) \\ I_D &= I_1 \sin(\omega t + \beta) - I_3 \sin 3(\omega t + \beta) + I_5 \sin 5(\omega t + \beta) \\ \phi_D &= \phi_1 \sin(\theta + \theta_0) - \phi_3 \sin 3(\theta + \theta_0) + \phi_5 \sin 5(\theta + \theta_0) \\ &\dots\dots\dots (12)\end{aligned}\right\}$$

とおき、さらに $\theta = \omega t - \delta$ として一定回転時のトルクを求めると、

図 7 ダブル 2 相機磁気等価回路

Fig. 7. Equivalent magnetic circuit of double 2 phase PM stepping motor.

$$\begin{aligned} \tau_2 = & I_1 \phi_1 \sin(\delta + \beta - \theta_0) + 3I_3 \phi_3 \sin 3(\delta + \beta - \theta_0) \\ & + 5I_5 \phi_5 \sin 5(\delta + \beta - \theta_0) \\ & - 3I_1 \phi_3 \sin(4\omega t - 3\delta + \beta + 3\theta_0) \\ & - 5I_1 \phi_5 \sin(4\omega t - 5\delta - \beta + 5\theta_0) \\ & - I_3 \phi_1 \sin(4\omega t - \delta + 3\beta + \theta_0) \\ & - 5I_3 \phi_5 \sin(8\omega t - 5\delta + 3\beta + 5\theta_0) \\ & + I_5 \phi_1 \sin(4\omega t + \delta + 5\beta - \theta_0) \\ & - 3I_5 \phi_3 \sin(8\omega t - 3\delta + 5\beta + 3\theta_0) \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$

となる。

(4) 式と (13) 式を比較すると、モータ 1 の 4 調波振動トルクがモータ 2 によって打ち消されるためには、以下のような関係を持たせることが必要であることがわかる。

$$\beta = \theta_0 = \pi/4 \dots \dots \dots (14)$$

このとき、モータ 1、モータ 2 が発生する全トルク τ は (15) 式のようになる。

$$\begin{aligned} \tau = & 2\{I_1 \phi_1 \sin \delta + 3I_3 \phi_3 \sin 3\delta + 5I_5 \phi_5 \sin 5\delta\} \\ & - 2\{5I_3 \phi_5 \sin(8\omega t - 5\delta) + 3I_5 \phi_3 \sin(8\omega t - 3\delta)\} \\ & \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

(15) 式から、(14) 式を満たすように 2 台の 2 相機を直結した場合（これをダブル 2 相機と呼ぶことにする）には、第 4 調波振動トルクは負荷に関係なく消去されていることがわかる。

〈3・2・2〉 コギングトルク 図 6 の無励磁における磁気等価回路は、 P_{CN} 、 P_{CS} を C 相の P_{DN} 、 P_{DS} を D 相のギャップパーミアンスとすると、図 7 のように表される。ギャップパーミアンス P_{CN} 、 P_{CS} 、 P_{DN} 、 P_{DS} は (14) 式の関係が成り立っているときには、次式のように表される。

図 8 モータ構造図

Fig. 8. Structures of 2 phase and double 2 phase PM stepping motor.

$$\left. \begin{aligned} P_{CN} &= P(\theta - \pi/4) \\ P_{CS} &= P(\theta - 5\pi/4) \\ P_{DN} &= P(\theta - 3\pi/4) \\ P_{DS} &= P(\theta - 7\pi/4) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (16)$$

このとき、C、D 相のコギングトルク τ_{g2} を A、B 相のときと同様に求めると、

$$\begin{aligned} \tau_{g2} = & 8N_R \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 \left\{ P_4 \sin 4 \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) \right. \\ & \left. + P_8 \sin 8 \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) + \dots \right\} \dots \dots \dots (17) \end{aligned}$$

となる。A、B 相と合わせた全体のコギングトルク τ_g は

$$\begin{aligned} \tau_g = & \tau_{g1} + \tau_{g2} \\ = & 16N_R \left(\frac{P_m}{P_0} \right)^2 F_m^2 (P_8 \sin 8\theta + \dots) \dots \dots \dots (18) \end{aligned}$$

となり、4 調波のコギングトルクは除去されていることがわかる。これは、モータ 1 の A 相巻線軸とモータ 2 の C 相巻線軸では回転子磁軸とのなす角が $\pi/4$ ずれていることから、両モータの発生する 4 調波のコギングトルクは逆位相となり互いに打ち消されるためである。

したがって、図 6 に示す 2 台のモータを (14) 式の条件を満たすダブル 2 相機にすれば、振動トルク、コギングトルクとも低減されることになる。

〈3・3〉 ダブル 2 相機構造 上記の結果から、全発生トルクは、図 6 中の α には無関係、すなわち、2 台のモータの固定子巻線軸の位置関係には影響されないことになるから α を $-\pi/4$ に固定し、2 台のモータの回転子磁軸を一致させた方が 1 個の回転子を共通に使用でき、製作上有利であると思われる。そこで、図 8(b) に示すように、固定子を 4 相構造として A、B、C、D 相の固定子歯の配置を順に

図 9 電流波形

Fig. 9. Current waveforms.

$\pi/4$ (電気角) ずらした構造にすればよいことになる。なお、このときの各相電流波形は図 9 のようになる。このダブル 2 相機構造により、振動トルク、コギングトルクの小さいクローポール形 PM ステッピングモータが得られることになる。

4. 実測結果

〈4・1〉 実験方法 実験は便宜上、同一の 2 相 PM モータ (仕様を表 1 に示す) 2 台を用いて行った。まず、2 台のモータを直結し、これを外力で一定速度にて回転させる。このときに、A 相と C 相に誘起する電圧の位相が同相になるように回転子を直結した場合を通常の 2 相モータ (2 台並列運転) と考え、また、A 相と C 相に誘起する電圧の位相差が電気角で $\pi/4$ となるように直結された場合をダブル 2 相機として扱った。なお、各相に流した電流波形を図 9 に示す。図 9 からステップ角は 2 相機の 1/2 となることがわかる。

〈4・2〉 特性比較 図 10 にフルステップ駆動時、図 11 にマイクロステップ駆動時 (8 分割) の速度変動の比較を示す。両者とも、特に低速領域において速度変動が大幅に改善されていることがわかる。これは、4 調波の振動トルクが減少したことにより、共振が抑えられたためと考えられる。なお、速度変動はステッピングモータに低慣性のコアレスモータを直結させ、その出力電圧から測定した。

つぎに、コギングトルクの比較を図 12 に示した。比較するに当たって、まず 2 相機 1 台のコギングトルクを測定し、これを 2 倍したものと、2 相機 1 台のコギングトルクの測定結果に、これと位相を $\pi/4$ ずらせたトルクを加えたものをダブル 2 相機のコギングトルクとし、両者を比較した。図 12 には、ダブル 2 相機にすることによって、(18) 式から予想されるように、4 調波コギングトルクは打ち消され、コギングトルクは主に 8 調波成分となり、その値は 2 相機 4 調波コギングトルクの 40% 程度となることが示されている。

つぎに、2 相機およびダブル 2 相機のステップ誤差を測

表 1 供試機の仕様

Table 1. Specifications of sampled motor.

Number of pole	24
Winding resistance	12 [Ω /phase]
Winding inductance	6.1 [mH/phase]
Step angle	7.5 [deg.]
Stator outer diameter	49 [mm]
Stack length	21.8 [mm]

図 10 回転むら特性の比較 (フルステップ駆動)

Fig. 10. Comparison of speed variation (full step operation).

図 11 回転むら特性の比較 (マイクロステップ駆動)

Fig. 11. Comparison of speed variation (micro step operation).

図 12 コギングトルクの比較

Fig. 12. Comparison of cogging torque.

図 13 2 相機ステップ誤差

Fig. 13. Step position error (2 phase motor).

図 14 ダブル 2 相機ステップ誤差

Fig. 14. Step position error (double 2 phase motor).

図 15 脱出トルク特性

Fig. 15. Characteristics of pull-out torque.

定した結果をそれぞれ、図 13、図 14 に示す。同図から、2 相機はステップ角度誤差が 2° 程度（ステップ角 7.5° ）あるのに対し、ダブル 2 相機は 0.45° 程度（ステップ角 3.75° ）にとどまっており、ステップ誤差特性も大幅に改善されることがわかる。

図 15 に脱出トルク特性の比較を示す。同図に見られるように、低速域でのトルクが改善されているが、これは振動トルクの減少に伴い共振の影響が軽減したものと考えられる。

5. まとめ

2 相クローボール形 PM ステッピングモータの特性改善について検討し、以下のことを得た。

- (1) 電流および界磁磁束に高調波を含む場合の振動トルクおよびコギングトルクの表示式を誘導し、これらの発生原因、これらのトルクと各高調波次数との関係、変動トルクの周波数などを明らかにした。
- (2) 振動トルクおよびコギングトルクを、2 組の 2 相 PM 形ステッピングモータを用い、それぞれのモータに逆位相の変動トルクを発生させて全体として変動トルクを低減させる方法を提案し、そのための条件を求めた（ダブル 2 相 PM ステッピングモータの提案）。
- (3) ダブル 2 相機と従来の 2 相機との特性比較を行った。その結果、ステップ角が $1/2$ となると同時に、振動トルク、コギングトルクが大幅に減少すること、また、脱出トルク特性の低速領域における特性が改善されること、ステップ誤差が大幅に小さくなることなど、ダブル 2 相機の適用により、クローボール形 PM ステッピングモータの特性が特性全般に亘って改善されることが明らかになった。

以上のことから、クローボール形 PM ステッピングモータの応用範囲が一層広がることが期待される。

（平成 18 年 7 月 11 日受付，平成 18 年 11 月 22 日再受付）

文 献

- (1) H. Domeki: "Characteristics comparison among polyphase stepping motors", RM-93, No.22-31, pp.9-16 (1993) (in Japanese)
百目鬼英雄:「多相ステッピングモータの特性比較」, 電学回転機研資, RM-93, No.22-31, pp.9-16 (1993)
- (2) K. Ohnishi, M. Sakamoto, K. Isozaki, N. Sasaki, and Y. Kuwano: "Development of Three -Phase HB-type Stepping Motors", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.6, pp.578-583 (1996-6) (in Japanese)
大西和夫・坂本正文・磯崎弘雄・佐々木直孝・桑野好文:「3 相 HB 形ステッピングモータの開発」, 電学論 D, **116**, 6, pp.578-583 (1996-6)
- (3) A. Tozune, M. Sakamoto, M. Iida, and T. Horii: "Characteristics of Hybrid Type 3-Phase Stepping Motor", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.6, pp.743-750 (1997-6) (in Japanese)
戸恒 明・坂本正文・飯田真之・堀井龍夫:「3 相ハイブリッド形ステッピングモータの基礎特性」, 電学論 D, **117**, 6, pp.743-750 (1997-6)
- (4) M. Sakamoto and A. Tozune: "Study of Double 3 Phase Hybrid Type Stepping Motor", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.3, pp.393-394 (1997-3) (in Japanese)
坂本正文・戸恒 明:「ダブル 3 相ハイブリッド形ステッピングモータの検討」, 電学論 D, **117**, 3, pp.393-394 (1997-3)
- (5) Y. Kawase, T. Yamaguchi, Y. Mizuno, and Y. Koike: "3-D Finite Element Analysis of Cogging Torque Characteristics of Claw-Poled Stepping Motor", The 2000 Annual Meeting Record of IEE Japan, No.5-019 (2000) (in Japanese)
河瀬順洋・山口 忠・水野泰成・小池良和:「三次元有限要素法を用いたクローボール形ステッピングモータのコギングトルク特性解析」, 平 12 年電学全大講演論文集, No.5-019 (2000)
- (6) 百目鬼英雄:「ハイブリッド PM ステッピングモータのマイクロステップの検討」, 電学回転機研資, RM-88, No.93, pp.9-16 (1988)
- (7) H. Kato, A. Tozune, T. Takeuchi, and M. Sakamoto: "Characteristics of Double 2 Phase Claw Pole Type Stepping Motor", The 2006 Annual Meeting Record of IEE Japan, No.5-094 (2006) (in Japanese)
加藤栄光・戸恒 明・竹内 亨・坂本正文:「ダブル 2 相クローボール形ステッピングモータの特性検討」, 平 18 年電学全大講演論文集, No.5-094 (2006)

戸 恒 明

(正員) 1941 年 7 月 16 日生。1967 年 3 月群馬大学大学院修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月三洋電機(株)入社。1970 年 1 月群馬大学工学部助手。講師, 助教授を経て 1992 年 4 月茨城大学工学部教授, 現在に至る。主として, 制御機器に関する研究に従事。工学博士。計測自動制御学会, システム制御情報学会, IEEE 会員。

坂 本 正 文

(正員) 1941 年 7 月 15 日生。1965 年 3 月群馬大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月, 日本サーボ(株)入社。桐生工場にてシンクロナスモータ, ステッピングモータの設計, 開発に従事。技師長。工学博士。

竹 内 亨

(正員) 1971 年 10 月 14 日生。1999 年 3 月茨城大学大学院理工学研究科博士後期課程生産科学専攻満期退学。同年 4 月茨城大学工学部助手, 現在に至る。主として, メカトロニクス of 制御に関する研究に従事。博士(工学)。精密工学会会員。