電機子巻線が直流励磁巻線を兼ねたブラシレス三相同期電動機

正員 柴田 福夫 (金沢工大)

正員 深見 正 (金沢工大)

A Brushless Three-Phase Synchronous Motor Using an Armature Winding Both as Load and DC Exciting Windings

Fukuo Shibata, Member, Tadashi Fukami, Member (Kanazawa Institute of Technology)

This paper presents a new brushless three-phase synchronous motor which has no exciter. The technique applied to the motor gives an effective way for conventional brushless synchronous motors to simplify the system configuration. The stator of the motor is equipped with a double-star connected armature winding which has two neutral points. The rotor is a cylindrical one, which is equipped with a two-phase field winding. The field winding is connected with shaft-mounted rectifiers. A DC voltage is applied to the two neutral points of the armature winding to obtain the rotor excitation when the motor is operated at synchronous speed. At that time, the armature winding acts as a stator DC exciting winding while acting as a load winding. In this paper the principle and characteristics of the motor are described, and the experimental results are shown. It is confirmed that with a 2-kW experimental machine, the proposed motor has good performance. For example, by adjusting the stator DC current, this motor's power factor can be easily controlled within a wide range.

キーワード：同期電動機，ブラシレス励磁方式

1. ま え が き

同期機のブラシレス励磁方式として，構造の簡略化を目的に励磁機なしで同期機をブラシレス化する研究がなされている⁽¹⁾⁽²⁾。Smithらは同期機と励磁機を異なる極数で構成し，励磁機の巻線を同期機内部に納めたブラシレス方式を報告している⁽¹⁾。また，野中らはSmithらの方式の回転子構造を改良し，構造の簡略化を図っている⁽²⁾。しかし，両方式とも同期機内部に極数の異なる追加の励磁巻線を必要とし，スロット中の巻線配列が複雑化するなど，構造上の問題点を依然残している。

これに対し柴田は，図1に示すような方法で，電機子巻線に交流または直流の励磁電流を供給し固定子側に主磁極と極数の異なる励磁極を形成して，これによ

図1 電機子の基本回路

Fig. 1. Circuits of the armature.

り誘導する回転子交流電圧を整流し界磁の励磁が得られるブラシレス方式⁽³⁾⁻⁽⁵⁾を考案した。この方式は，極数の異なる励磁極を利用して固定子側から回転子側

に励磁電力を誘導伝送する点で、前記2方式⁽¹⁾⁽²⁾と類似している。しかし、さきの2方式⁽¹⁾⁽²⁾は極数の異なる励磁極を形成するのに別の励磁巻線を必要とする。これに対し本方式では、電機子巻線と界磁巻線が主磁極と共に極数の異なる励磁極を形成し、両巻線が異極数励磁巻線も兼ねるため追加の励磁巻線など一切必要としない。

著者らは、以前からこの方式^{(3)~(5)}の同期電動機の実現に向けて研究を進めてきた。当初は、方式の原理確認として、回転子に界磁巻線と極数の異なる交流励磁巻線を設けた方式⁽³⁾⁽⁴⁾について検討し、図1に示した方法で電機子巻線が励磁巻線も兼ね得ることを明白にした⁽⁶⁾。その後、電機子交流励磁による方式を無整流子電動機に適用し、本方式が可変速度電動機としても有用であることを示した⁽⁷⁾。更に著者らは、上記交流励磁巻線と界磁巻線を1組の巻線で兼用し⁽⁵⁾、電機子交流励磁による方式にてその特性⁽⁸⁾と無整流子電動機として運転した場合の特性⁽⁹⁾を明らかにした。しかし、これまで検討を進めてきた電機子交流励磁による方式は、速度ゼロでも界磁の励磁が得られ可変速運転に適するなど利点はあるが、電機子巻線に交流励磁電流を供給するため変圧器を必要とする。これに対して、電機子を直流で励磁すれば、励磁用の変圧器が不要となるばかりでなく、直流は三相交流に比べて制御も容易である。従って、あまり広範囲の速度制御を必要としない負荷に対してはむしろ電機子直流励磁による場合が有利である。

そこで著者らは、今回、固定子も回転子も1組の巻線だけで構成した電機子直流励磁によるブラシレス三相同期電動機について検討を行った。

本論文はこの結果を報告するもので、方式の一例として、固定子に直流励磁用の二つの中性点をもつ二重星形電機子巻線を設け、回転子は回転整流器とブリッジ接続した二相界磁巻線を施す場合について詳述する。本論文では、まずこの三相同期電動機の回路構成を示し、その動作原理について説明する。次に、近似解析により電動機特性を理論的に解明し、2kW試作機による実験結果を示して理論の妥当性と本機の有用性を明確にする。

2. 回路構成と原理

図2に電機子直流励磁によるブラシレス三相同期電動機の回路を示す。固定子は直流励磁用端子 O_1, O_2 を有する二重星形電機子巻線 W_a を施し、回転子は回転整流器とブリッジ接続した二相界磁巻線 W_f を設ける。 W_f を二相巻線とするのは、商用周波数電源で誘

図2 ブラシレス三相同期電動機の回路
Fig.2. Circuit of the brushless three-phase synchronous motor.

導機始動させる場合、ゲルゲス現象の発生を防ぎ効率良く始動トルクを発生させるためである。従って、 W_f は、始動時、二相巻線として働き、同期運転中、直流励磁巻線として働く。

以下、説明を簡単にするために電機子を4極で直流励磁する2極同期電動機の場合を例にとり説明する。

図3は電機子巻線と界磁巻線の巻線法とその磁束曲線（ギャップ中の基本波磁束分布）を示す。電機子巻線は端子 U, V, W で2極三相負荷巻線として働き、同時に励磁端子 O_1, O_2 間で4極直流励磁巻線として働く。また、界磁巻線は、直流端子 J, K 間で2極直流励磁巻線として働き、交流端子 m, n 間で4極交流励磁巻線として働く。このような回路構成で、両巻線はギャップ中に図3に示すような2種類の磁束を同時に作る。図3では巻線構成の原理を簡単に説明するため、いずれの巻線も集中巻で示している。しかし実際は分布巻され、ギャップ磁束を正弦波分布にしている。

図2の場合、同期化スイッチ S を閉じ、巻線 W_a の端子 U, V, W に三相負荷電流 i_u, i_v, i_w を供給すると、固定子には2極回転磁界がつくられ、回転子速度は2極磁極に対応した同期速度付近まで上昇する。このときスイッチ S を開放し、端子 O_1, O_2 間に直流励磁電流 i_{e1} を供給し固定子に4極静止磁極を重畳すれば、これと同じ磁極を構成する巻線 W_f の m, n 間に i_{e1} に対応した交流電圧が誘導される。この誘導電圧が回転子上に設けた整流器で全波整流され、 W_f の J, K 間に整流電流 i_f が流れて、2極の界磁極が形成される。こうして電動機は同期化し、2極同期電動機

として動作する。なお、同期化スイッチ S は遠心力スイッチとし、スイッチの開閉を自動化して電動機はブラシレス化される。

3. 特性解析

本方式の同期電動機は、上述のように2極機の場合電機子を4極で直流励磁する。4極機では8極、6極機では12極で直流励磁し、主磁極の2倍の極数で電機子を直流励磁する。しかし、いずれの組合せによる場合も磁極の電氣的な空間配置（例えば図3の α, β など）が同じになるので、電動機の電気特性も同じとなる。従って、以下、図3に示した巻線構成による2極同期電動機をモデルにとり解析を行う。

図4は、図3に基づく電動機の各巻線軸の関係を示したものである。ただし、 θ_{af} は巻線 W_a の U 相軸

と巻線 W_f の J - K 軸との間の電気角、 θ_{e12} は W_a の O_1 - O_2 軸と W_f の m - n 軸との間の電気角を表す。また、 α は W_a の U 相軸と O_1 - O_2 軸との間、 β は W_f の m - n 軸と J - K 軸との間の電気角をそれぞれ示す。本論文では、扱う角度はすべて主磁極を基準にした電気角とする。

〈3・1〉 解析上の仮定 解析を簡単にするために、次の仮定を設ける。

- (i) 回転子は一定の電気角速度 ω で回転する。
- (ii) 電機子および界磁の巻線抵抗は、それぞれのリアクタンスに比べて十分小さいので無視する。
- (iii) 磁路の飽和や空間高調波の影響は無視する。
- (iv) 整流器の順方向電圧降下を無視する。

〈3・2〉 電圧方程式 電機子の三相回路は平衡三相となるので、電動機の定常特性を考える場合、一相のみ考察すればよい。電機子 U 相の電圧方程式は次のように書ける。

$$U_u = \frac{d}{dt}(L_a i_u + M_{af} i_f \cos \theta_{af}) \quad \dots\dots\dots (1)$$

上式において、

$$\theta_{af} = \omega t + \theta_0 \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 U_u : U 相電圧、 i_u : U 相負荷電流、 i_f : 界磁電流、 L_a : W_a 一相の同期インダクタンス、 M_{af} : W_a の U 相と W_f の J - K 端子間との間の相互インダクタンスの最大値、 θ_0 : $t=0$ のときの θ_{af} の値

また、 $t=0$ の原点を U_u が正の最大値をとる瞬間に選べば、 θ_0 は次のように表せる。

$$\theta_0 = -\frac{\pi}{2} - \delta \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 δ : 負荷角

〈3・3〉 界磁電流解 図4から、界磁巻線各コイル①~④の磁束鎖交数と電流の関係式として次式が得られる⁽²⁾。

図3 巻線構成の原理

Fig. 3. Principle of winding arrangements.

図4 巻線軸の関係

Fig. 4. Relations of winding axes.

$$\begin{bmatrix} \phi_{f1} \\ \phi_{f2} \\ \phi_{f3} \\ \phi_{f4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & -M_{fn} & M_{f0} & M_{fn} \\ -M_{fn} & L_f & M_{fn} & M_{f0} \\ M_{f0} & M_{fn} & L_f & -M_{fn} \\ M_{fn} & M_{f0} & -M_{fn} & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \\ i_{f4} \end{bmatrix} + M_{e12} I_{e1} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_{e12} \\ -\cos 2\theta_{e12} \\ -\cos 2\theta_{e12} \\ \cos 2\theta_{e12} \end{bmatrix} \quad (4)$$

上式において、

$$\theta_{e12} = \theta_{ar} - \alpha - \beta \quad (5)$$

ここで、 $\phi_{f1} \sim \phi_{f4}$ 、 $i_{f1} \sim i_{f4}$ ：界磁巻線各コイル①～④の磁束鎖交数と電流、 L_f ：界磁巻線のブリッジ回路の一边となるコイルの自己インダクタンス、 M_{fn} ：ブリッジ回路の隣接する界磁コイル間の相互インダクタンス、 M_{f0} ：ブリッジ回路の対向する界磁コイル間の相互インダクタンス、 M_{e12} ：電機子巻線 W_a の O_1 - O_2 端子間とブリッジ回路の一边となる界磁巻線コイルとの間の相互インダクタンスの最大値、 I_{e1} ：固定子直流励磁電流の平均値

図3(b)に示す各界磁コイルの配置と整流器の接続から、電流 $i_{f1} \sim i_{f4}$ の間には次の関係式が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} i_{f1}(t) &= i_{f4}(t), & i_{f2}(t) &= i_{f3}(t) \\ i_{f1}(t + \pi/2\omega) &= i_{f2}(t) \\ i_{f4}(t + \pi/2\omega) &= i_{f3}(t) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

ここで、 $i_{f1}(t) \sim i_{f4}(t)$ は、各電流値 $i_{f1} \sim i_{f4}$ を時刻 t の関数で表したものである。

また、時刻 $t = \tau$ で界磁コイル①および④に接続された整流器が導通を開始し、更に $t = \tau + \pi/2\omega$ でコイル②および③に接続された整流器がそれぞれ導通を開始するものとするれば、

$$\left. \begin{aligned} i_{f1}(\tau) &= i_{f4}(\tau) = 0 \\ i_{f2}(\tau + \pi/2\omega) &= i_{f3}(\tau + \pi/2\omega) \\ &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

の条件式が得られる。

(4)式に(6)、(7)式の条件を適用すると、 $\tau = -(\theta_0 - \alpha - \beta)/\omega$ 、 $\phi_{f1} = \phi_{f2} = \phi_{f3} = \phi_{f4} = (L_f + M_{f0})M_{e12}I_{e1}/(L_f + 2M_{fn} - M_{f0})$ となり、電流解 $i_{f1} \sim i_{f4}$ として次式が求まる。

$$\left. \begin{aligned} i_{f1} &= i_{f4} = \frac{M_{e12}}{L_{e2}} I_{e1} (1 - \cos 2\theta_{e12}) \\ i_{f2} &= i_{f3} = \frac{M_{e12}}{L_{e2}} I_{e1} (1 + \cos 2\theta_{e12}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ただし、 $L_{e2} = L_f + 2M_{fn} - M_{f0}$

従って、界磁巻線 W_f の直流端子 J - K 間を流れる電流 i_f は

$$i_f = i_{f1} + i_{f2} = 2 \frac{M_{e12}}{L_{e2}} I_{e1} \equiv I_f \quad (9)$$

となる。また、交流端子 m - n 間を流れる電流 i_{e2} は次式となる。

$$i_{e2} = i_{f1} - i_{f3} = \sqrt{2} I_{e2} \cos(2\theta_{e12} - \pi) \quad (10)$$

ただし、 $I_{e2} = I_f/\sqrt{2}$

以上のように、本電動機は界磁巻線の大きなインダクタンスの作用により界磁電流 i_f が時間的に変化せず、ほぼ一定の直流電流 I_f で界磁を励磁できる。また、固定子直流励磁電流 I_{e1} の制御により I_f の値が調整できることもわかる。

〈3・4〉 負荷電流解 電機子巻線 U 相の電圧 U_u および負荷電流 i_u を次のように仮定する。

$$U_u = \sqrt{2} V \cos \omega t \quad (11)$$

$$i_u = \sqrt{2} I \cos(\omega t - \phi_L) \quad (12)$$

ただし、 V, I ：電圧、電流の実効値、 ϕ_L ：

電圧と電流の位相角（力率角）

(1)式に(9)、(11)式および(12)式を代入してベクトル表示すれば次式が得られる。

$$V = j\omega L_a I_e^{-j\theta_L} + \frac{\omega M_{af}}{\sqrt{2}} I_f e^{-j\delta} \quad (13)$$

(13)式から、 I と ϕ_L は

$$I = \frac{V}{\omega L_a} \sqrt{1 + x^2 - 2x \cos \delta} \quad (14)$$

$$\phi_L = \tan^{-1}[(1/x) - \cos \delta] / \sin \delta \quad (15)$$

ただし、 $x = \omega M_{af} I_f / \sqrt{2} V = (\sqrt{2} \omega M_{af} M_{e12} / (L_{e2} V)) I_{e1}$

〈3・5〉 負荷角による特性の表示 さきの電流解を用いて、電機子巻線の三相端子 U, V, W への入力電力 P_{ai} と力率 $\cos \phi_L$ を求めると次のようになる。

$$P_{ai} = 3VI \cos \phi_L = 3x \frac{V^2}{\omega L_a} \sin \delta \quad (16)$$

$$\cos \phi_L = x \sin \delta / \sqrt{1 + x^2 - 2x \cos \delta} \quad (17)$$

(17)式から、負荷が一定の場合、 x すなわち固定子直流励磁電流 I_{e1} の制御により力率 $\cos \phi_L$ が調整できることがわかる。

〈3・6〉 固定子直流励磁電流に重畳する高調波成分

(10)式で示されるように、界磁巻線の交流端子 m - n 間には i_{e2} なる単相交流電流が流れる。このため回転子上に 2ω の角周波数をもつ交番磁界が形成される。この交番磁界は 2ω で互いに反対方向に回転する回転磁界に分けて考えることができる。このうち、回転子と同じ方向に回転する正相分回転磁界は、電機子

巻線を 4ω の角速度で切るので、界磁巻線の m - n 間と同じ極数を形成する O_1 - O_2 間に 4ω の角周波数の交流電圧が誘導される。このため O_1 - O_2 間に供給する直流励磁電流に電源の 4 倍周波数の交流電流が重畳して流れる。この高調波成分は次のように求められる。

いま、固定子直流励磁電流の瞬時値を次のように仮定する。

$$i_{e1} = I_{e1} + i_{e1(4)} \dots\dots\dots (18)$$

ここで、

$$i_{e1(4)} = \sqrt{2} I_{e1(4)} \cos(4\omega t + \phi_{e1(4)}) \dots\dots\dots (19)$$

ただし、 $I_{e1(4)}$, $\phi_{e1(4)}$: 固定子直流励磁電流に含まれる高調波成分の実効値と位相角

図 2 から、励磁用の直流電源 E_e の内部抵抗を無視し、固定子励磁回路の電圧方程式を求めると次のようになる。

$$0 = \frac{d}{dt}(L_{e1}i_{e1} + M_{e12}i_{e2} \cos 2\theta_{e12}) \dots\dots\dots (20)$$

ただし、 L_{e1} : 電機子巻線 O_1 - O_2 間の自己インダクタンス

(20)式に(10)、(18)式を代入すれば、 $I_{e1(4)}$ と $\phi_{e1(4)}$ として次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} I_{e1(4)} &= \frac{M_{e12}^2}{\sqrt{2} L_{e1} L_{e2}} I_{e1} \\ \phi_{e1(4)} &= 4(\theta_0 - \alpha - \beta) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (21)$$

以上のように、本機の固定子励磁回路には(19)式で示される高調波電流が流れる。従って、この値が大きい場合には、励磁用の直流電源 E_e と直列に比較的大きなリアクトルを挿入するなど考慮が必要である。また、今後この値を最小にするような設計法の確立や高調波が発生しない構造の開発も必要である。

〈3・7〉 固定子励磁磁束の考察 電機子巻線 O_1 - O_2 間の磁束鎖交数を ϕ_{e1} とすれば、次式で与えられる。

$$\phi_{e1} = L_{e1}i_{e1} + M_{e12}i_{e2} \cos 2\theta_{e12} \dots\dots\dots (22)$$

上式に(10)式と(18)式を代入し、静止磁束成分 $\phi_{e1(s)}$ のみ示せば次式となる。

$$\begin{aligned} \phi_{e1(s)} &= L_{e1}I_{e1} - \sqrt{2}M_{e12}I_{e2}/2 \\ &= \sigma L_{e1}I_{e1} \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

ただし、 $\sigma = 1 - M_{e12}^2/(L_{e1}L_{e2})$: 励磁回路の漏れ係数

(23)式から、回転子交流励磁電流による起磁力が固定子直流励磁電流による静止磁束を打消す傾向に生じ、電機子直流励磁による鉄心の偏磁作用が軽減されることがわかる。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験装置 実験には図 3 と磁極の空間配置が電氣的に同じ 2 kW, 220 V, 60 Hz, 4 極の三相同期電動機(電機子 8 極励磁)を使用した。固定子と回転子の外径寸法は、それぞれ 300 mm, 170 mm, 鉄心積厚は 100 mm, ギャップの長さは 0.5 mm である。この電動機の巻線仕様を表 1 に示す。整流器と同期化スイッチ S は回転子電流観測のためスリッピングとブラシを介して接続した。従って、スイッチ S の開閉は便宜上外部で手動により行った。実験機の定数は、 $L_a = 58$ mH, $M_{af} = 139$ mH, $L_{e1} = 71$ mH, $L_{e2} = 418$ mH, $M_{e12} = 69$ mH, $\alpha = 30^\circ$, $\beta = 45^\circ$ である。

〈4・2〉 運転特性 以下に示す特性はすべて電機子端子電圧 $V_{uv} = 220$ V, 電源周波数 $f = 60$ Hz(回転速度 $n = 1,800$ rpm) 一定のもとで測定ならびに数値計算した結果を示す。

図 5 は固定子直流励磁電流 I_{e1} を変化させた場合の界磁電流 I_f と、回転子交流励磁電流 I_{e2} の計算値と実測値を示す。 I_f と I_{e2} の計算値は、(9)、(10)式から求めたもので実測値と概略一致している。同図から、 I_f と I_{e2} は、 I_{e1} に比例して変化しこれにより調整できることが確認できる。

図 6 は、任意の負荷状態で固定子直流励磁電流 I_{e1} を変化させた場合の V 曲線(実測値)を示す。 I_{e1} を制御すれば力率 $\cos \phi_L$ を遅れ、進みの両領域で調整でき、各負荷状態で力率 1 の運転が可能である。

図 7 は電機子励磁一定の場合の負荷角特性の計算値と実測値を示す。各計算値は、(14)、(16)、(17)式から求めたもので、計算特性は実測特性の傾向を概略表示している。なお、図 7 の負荷角 δ は、実験機の回転子軸に位置検出器を取付け、これにより検出された界磁極の位置と電機子相電圧との間の角をオシロスコープで実測したもので、軸出力がゼロの場合を基準にとり電気角で示している⁽⁷⁾⁽⁹⁾。実験機の最大効率は

表1 実験機の巻線仕様

Table 1. Winding specification of testing machine.

要 目	電機子巻線	界 磁 巻 線
相 数	3	2
極 数	4 極 (励磁極 8 極)	4 極 (励磁極 8 極)
スロット数	36	24
コイル巻数	22	60
巻線の種類	二重星形結線、二層重巻	ブリッジ結線、二層重巻
コイルピッチ	2/3 短節巻 (4 極基準)	2/3 短節巻 (4 極基準)

図 5 I_{e1} に対する I_f と I_{e2} の関係
Fig. 5. I_f and I_{e2} as a function of I_{e1} .

図 6 I_{e1} を関数とした V 曲線
Fig. 6. V curves as a function of I_{e1} .

2 kW 負荷で 65% であった。

図 8 は、2 kW 負荷時における各部電圧電流の計算波形と実測波形を示す。計算波形と実測波形は正確な近似は得られていないが、各波形のプロファイルや位相関係などは比較的一致している。(b)図の実測波形から、界磁電流 i_f は解析式で無視した巻線抵抗に起因してリップルが含まれるが、界磁巻線の大きなインダクタンスの作用によりほぼ一定の直流電流となることが確認できる。また、固定直流励磁電流 i_{e1} と回転子交流励磁電流 i_{e2} の実測波形にも若干のリップルが見られる。これは異極数励磁極の形成により発生した磁束の空間高調波による影響が一因と考えられる。なお、負荷電流 i_u の実測波形も幾分ひずんでいるが、この

図 7 負荷角特性
Fig. 7. Load angle characteristics.

(a) 計算波形

(b) 実測波形

図 8 計算波形と実測波形
Fig. 8. Calculated and measured waveforms.

原因は今のところ解明できておらず検討課題である。

5. む す び

以上、本論文は固定子電機子巻線に設けた励磁端子から直流励磁を行うブラシレス三相同期電動機について検討し、基本特性の理論解析および実験結果を述べた。解析結果は実験結果と概略一致し、近似的ではあるが本機の諸特性を表示できることを示した。

本機はブラシレス構造で励磁機を必要とせず、しかも界磁の励磁のために追加の励磁巻線など一切必要としない。また、固定子直流励磁電流の制御により力率も容易に調整できることが確認された。従って、一定速度、高力率の三相電動機として有用と考えられる。

なお、電動機の効率アップと固定子励磁電流に含まれる高調波成分の除去、負荷電流波形のひずみ原因究明など、今後検討する必要がある、より高性能な特性を得るための改善を図っていきたい。

最後に、本研究に対して有益な御討議をいただいた金沢工業大学大学院博士課程 直江伸至君(現在、金沢高専講師)に感謝の意を表す。

(平成3年9月17日受付)

文 献

- (1) I. R. Smith & P. A. Nisar: "Brushless and Self-Excited 3-Phase Synchronous Machine", *Proc. IEE*, 115, 1655 (1968)
- (2) S. Nonaka & K. Kesamaru: "Novel PWM-VSI Fed Brushless Three-Phase synchronous motor", Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Part I, p. 11 (1988)
- (3) 柴田: 「多相ブラシなし交流同期機」, 特許 801992 号
- (4) F. Shibata: "Electric Machine Arrangements Including Electric Rotating Machines", US Patent, No. 3,573,578 (1971)
- (5) 柴田: 「ブラシなし交流同期機」, 特許公報, 昭 51-2601 (昭 51)

- (6) F. Shibata & T. Fukami: "A Brushless and Exciterless Poly-Phase Synchronous Motor", *IEEE Trans. Energy Conversion*, EC-2, 480 (1987)
- (7) F. Shibata & T. Fukami: "An Exciterless-and Brushless-Type Commutatorless Motor Fed from a Transformer in Parallel with a Voltage Source Inverter", *IEEE Trans. Industr. Applications*, 25, 1118 (1989)
- (8) 柴田・深見: 「二重結線界磁巻線を持つ励磁機なしブラシレス三相同期電動機の特性解析」, 昭 63 電気関係学会北陸支部連大, No. A-47, p. 35
- (9) 柴田・深見: 「電圧形インバータ方式励磁機なしブラシレス無整流子電動機の基礎特性」, 電学論 D, 109, 423 (平元-6)

柴 田 福 夫 (正員)

大正 13 年 10 月 31 日生。昭和 22 年 9 月京都大学工学部電気工学科卒業。同年 10 月川崎重工業(株)入社。同社技術研究所勤務を経て、53 年 4 月金沢工業大学電気工学科教授、現在に至る。主として、誘導機の数値制御、同期機のブラシレス化に関する研究に従事。技術士。工学博士。28 年電気工業会進歩賞, 29, 32, 39, 40, 43 年発明協会表彰, 52 年日本造船学会賞, 日本海事協会賞, 日本造船振興会会長賞, 54 年日本船用機関学会大賞受賞。IEEE 会員。

深 見 正 (正員)

昭和 37 年 12 月 19 日生。平成 2 年金沢工業大学大学院博士課程修了。同年 4 月三菱電機(株)入社、中央研究所に勤務。4 年 4 月金沢工業大学電気工学科助手、現在に至る。工学博士。主として、同期機のブラシレス化に関する研究に従事。59 年オーム奨学賞受賞。