ホール素子形乗算器の高精度化と磁束制御

非会員 吉 廣 晃 (九州工大)

非会員 小 島 隆 夫 (九州工大)

正 員 園 田 敏 勝 (九州工大)

正 員 辻 輝 生 (九州工大)

High Precision Multipliers using Hall Element with Magnetic Flux Control

Akira Yoshihiro, Non-member, Takao Kojima, Non-member, Toshikatu Sonoda, Member, Teruo Tsuji, Member (Kyushu Institute of Technology)

Recently it seems that there are almost no multipliers using Hall elements. This fact mainly comes from the magnetic nonlinearity such as magnetic saturation and hysteresis of a magnetic core used in order to increase the gain of the magnetic flux path.

This paper shows realization of a high precision multiplier using a Hall element with magnetic flux control. Moreover, the relation between the precision of the flux control and the precision of the multiplier is clarified. As a result, it is shown that the precision of the proposed multiplier is considerably higher than that of a existing IC multiplier.

キーワード：ホール素子，乗算動作，乗算精度，磁気飽和，ヒステリシス，磁束密度制御

1. ま え が き

1879年 E. H. Hall は、磁界中に置かれた導体に働く力と導体中の荷電粒子との関係からホール効果を発見した⁽¹⁾。以後、半導体の出現により 1950 年代中ごろには、多くのホール素子が開発され、これに伴いホール素子を用いた乗算器に関する多数の報告がなされた⁽²⁾。例えば、用いる磁心の磁化特性の影響を軽減するため、空隙を大きくしたり交流バイアス磁界を印加する方式や空隙に 2 個のホール素子を配置し、その一つは乗算動作を他の一つで空隙磁束密度を制御することにより、高精度化を目指したものもある⁽³⁾⁽⁴⁾。これら 1950～1960 年代に試みられた乗算器の直流誤差は、フルスケールで 0.1% 程度である。また今日では、乗算用 IC が開発されたためか、ホール素子を用いた乗算器に関する報告は、一部を除きほとんどみかけなくなった⁽⁵⁾。

ホール素子形乗算器を高精度化するためには、素子電流の制御法、ホール素子に印加する磁束の制御法、ホール起電力の計測法、外来雑音の除去法などに関する多くの問題を解決しなければならない⁽⁶⁾⁽⁷⁾。それらの中で、磁束の制御法において磁路を構成する磁心の磁気飽和とヒステリシスの問題は極めて厄介である。

本論文では、文献(4)と同様、磁心の非線形の問題を解決するため、磁束密度を制御した場合における制御性の限

界と乗算器精度との関係を明らかにする。具体的には、先ず用いるフェライトコアを常温で正弦波の電流源を用いて励磁⁽⁸⁾⁽⁹⁾した場合のヒステリシスが印加磁界の大きさにどのように依存するかを示し、磁束制御しなければ高精度の乗算器は望めないことを理論と実験により証明する。次に、汎用演算増幅器とホール素子とを用いて磁束密度を制御した場合、どの程度の精度が得られるかを示し、乗算動作の評価を特に問題となる乗数・被乗数がともに微小入力時における乗算結果（二乗算特性）から行うことにする。そして、直流乗算動作における精度を現時における乗算用 IC と比較した結果、入力範囲でみて 3 倍程度上回る結果を得ることができた。

2. ホール素子形乗算器の構成法

ホール素子形乗算器を構成する場合、先ず検討しなければならないのは、乗算器精度に大きく影響するホール係数 R_H の詳細についてである⁽¹⁰⁾。つまり、図 1 は幅が w 、厚みが d で長さ l の n 形ホール素子のモデルを示したものである。これに素子電流 I_x を流し、これと直交する向きに一樣磁界 B_y を印加した場合のホール起電力 V_H は、形状係数 f_H 、積感度を K_H として(1)式を厳密に満足するかどうかを確認しなければならない。

$$\begin{aligned} V_H &= (f_H R_H / d) I_x B_y \\ &= K_H I_x B_y \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

しかしながら、(1)式の厳密性と検討するホール素子形乗算器精度とを比較すると、零磁束形電流センサの例からも明らかなように、用いる磁性材料の磁気特性のほうがはるかに大きな問題となる⁽⁶⁾⁽¹¹⁾。従って、本論文では(1)式は正しいと仮定した上で、磁束密度を制御しなければ高精度の乗算器は望めないことを示す。仮に、大きな K_H を有する素子が得られれば、乗算器に非線形要素である磁性材料は用いないほうがよい。1例として空気で乗算器を構成したが、印加磁界に対して大きな磁束密度が得られず、精度は既存の乗算用ICにも及ばなかった⁽¹²⁾。つまり、ホール素子の幾何学的な非対称性などにに基づく不平衡電圧⁽³⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾や用いる増幅器の雑音などが精度を支配し、空気で高精度化するの簡単でなかった。従って、次に磁心を用いて構成する場合の例を示す。

〈2・1〉 磁心を用いたホール素子形乗算器 図2は検討するホール素子形乗算器のブロック図である。この回路は、フェライトコアで構成する磁路の空隙に2個のホール素子 $H_{E,B}$ と $H_{E,M}$ とを図のように配置し、その一つ $H_{E,B}$ で空隙の磁束密度 B_{gap} を制御し、ほかの $H_{E,M}$ で乗算動

図1 n 形ホール素子のモデル
 Fig. 1. Model of a n type Hall element.

作をさせようとするものである。つまり、乗算用ホール素子 $H_{E,M}$ に印加する B_{gap} をその目標値である $B_{gap,r}$ に正確に一致するように磁心の励磁コイル N_{coil} の電流 I_{coil} を制御して非線形性の問題を解決しようとしている。なお、図2に示す記号を説明すると以下のとおりである。

- $B_{gap,det}$: 空隙磁束密度の検出値
- ϵ_B : $B_{gap,r}$ と $B_{gap,det}$ との差
- $G_B(s)$: 磁束密度の誤差アンプ
- $I_{coil,r}$: 磁心を励磁するコイル電流 I_{coil} の目標値
- $I_{coil,det}$: コイル電流の検出値
- $\epsilon_{I_{coil}}$: $I_{coil,r}$ と $I_{coil,det}$ との差
- $G_{I_{coil}}$: コイル電流の誤差アンプ
- K_A : 磁心を励磁する電力増幅器のゲイン
- L_L : 磁心の励磁コイルのインダクタンス
- R_L : コイルの直流抵抗
- R_d : コイル電流の検出抵抗
- $I_{X,B}$: $H_{E,B}$ の素子電流
- $V_{H,B}$: $H_{E,B}$ の起電力 ($=B_{gap,det}$)
- $I_{X,M}$: 乗算用素子電流
- $V_{H,M}$: 乗算用ホール素子の起電力 (乗算器出力)

図2の回路に基づき $B_{gap,r}$ と B_{gap} との関係を求めると(2)式が得られる。ここで、磁束密度の誤差アンプ $G_B(s)$ はPIアンプで構成し、コイル電流の誤差アンプ $G_{I_{coil}}(s)$ は発振防止のため、積分時間の極めて短い積分アンプで構成している。

また、磁心のゲイン K_{core} は、(5)式で表されるものとする。

図2 ホール素子形乗算器のブロック図
 Fig. 2. Block diagram of the Hall element type multiplier.

表 1 乗算器に用いた回路定数
Table 1. Parameter of the Hall element type multiplier.

$K_B=10$	$\tau_B=0.047$	$K_{I\text{coil}}=1.0$
$\tau_{I\text{coil}}=1 \times 10^{-5}$	$K_{\text{core}}=8.39 \times 10^{-2}$	$K_A=5.0$
$R_d=0.1 \Omega$	$R_L=0.079 \Omega$	$L_L=27 \text{ mH}$

図 3 周波数特性
Fig. 3. Frequency characteristics.

$$B_{\text{gap}} = \frac{1}{1 + \frac{R_d(1 + G_{I\text{coil}}(s)K_A) + R_L + sL_L}{G_B(s)G_{I\text{coil}}(s)K_A K_{\text{core}}}} B_{\text{gap},r} \quad (2)$$

$$G_B(s) = K_B \{1 + 1/(s\tau_B)\} \quad (3)$$

$$G_{I\text{coil}}(s) = K_{I\text{coil}}/(s\tau_{I\text{coil}}) \quad (4)$$

$$K_{\text{core}} = \Delta B_{\text{gap,det}}/\Delta I_{\text{coil}} \quad (5)$$

〈2・2〉 乗算動作の精度と応答性の限界 ここでは、図 2 に示す形状のフェライトコアの空隙磁束がどの程度の精度で制御されるかを (2) 式に基づいて明らかにする。表 1 は実験に用いた回路定数で、図 3 はこの場合のボード線図である。

図 2 に示す $G_{I\text{coil}}(s)$ を含む I_{coil} の電流制御回路の応答性は、表 1 から明らかなように、十分に早いので、乗算動作の周波数特性は、主に (3) 式の $G_B(s)$ で定まる。従って、低周波の乗算動作を考え、ここでは τ_B を 0.047 秒と大きくした。

ここで $B_{\text{gap},r}$ が直流の場合には、(2) 式で $s=0$ とすると $|G_B(s)|=\infty$ となり、(6) 式が得られる。つまり、直流の場合には、 B_{gap} は $B_{\text{gap},r}$ に一致し、磁心の非線形の問題は解決するはずであり、このことは第 3 章で実験的に確認する。なお、厳密には $G_B(s)$ を構成する演算増幅器の開ループゲインが無限大でない⁽¹⁵⁾ ため、 10^{-6} T 程度の極めてわずかな定常偏差が生じる。この定常偏差は、目標とする磁束制御からみると無視でき (6) 式は成立すると考えてよい。

次に、検討する乗算器の上限周波数 f_{max} を考えてみる。 $B_{\text{gap}}=0.4$ T を与えるコイル電流は 10 A (図 4(a) 参照) であること、図 2 の P. A. には、 ± 30 V 出力のパワーアン

プを用いており、 I_{coil} の検出抵抗である R_d による電圧降下を無視すると $\omega_{\text{max}} L_L I_{\text{coil}} \leq 30$ V より 18 Hz 程度になる。

$$B_{\text{gap}} = B_{\text{gap},r} \quad (6)$$

3. 空隙磁束の制御精度

(1) 式に示すホール素子の積感度 K_H は一般に小さく、このままでは高精度の乗算器は望めない。そこで、大きな B_y を与えて高精度化を目指す、そのためには磁路に磁心を用いる必要がある。ところが、磁心には非線形性の強い問題があり、この問題を解決すれば、印加磁界に対して大きな磁束密度が得られることから、乗算器は高精度化されるはずである。

ここでは、図 2 に示す形状のフェライトコアの空隙磁束を制御した場合、どの程度の制御精度が得られるかを示す。

図 4 は、渦電流の影響を軽減するために低周波 (0.05 Hz) の正弦波を図 2 に示す電流源構成の $I_{\text{coil},r}$ から入力した、いわゆる電流励振⁽⁸⁾⁽⁹⁾ 時の I_{coil} に対する $B_{\text{gap,det}}$ を示したものである。図 4(a) のメジャーリングから判断すると磁心の線形領域 B_{Lin} は、0.615 T ($p-p$) 程度に見えるが、厳密な線形性は得られていない。つまり、図 4(a) の原点近傍を拡大した図 4(b) から明らかなように、過去に磁心を励磁した最大印加磁界の大きさ (図ではそのときに得られる最大磁束密度の大きさを $B_{\text{gap,det},m}$ で示している) に依存し、正負領域合わせて最大で 8.82×10^{-3} T ($p-p$) 程度の残留磁束密度 B_{resl} が生じているのが認められる。また、厳密な原点近傍におけるコアゲインも大きく励磁した後のほうが、小さく励磁したときよりもわずかであるが大きくなっているのが認められる。

ここで、磁心の非線形の割合を表す一つの方法として線形領域に対する残留磁束密度の割合で考えたところの (7) 式で定義する非線形率 $E_{L,\text{core}}$ を考えると、図 4(b) の電流励振した開ループでは、(8) 式が得られる。

$$E_{L,\text{core}} = (B_{\text{resl}}/B_{\text{Lin}}) \times 100 \quad (7)$$

$$E_{L,\text{core,open}} = (8.82 \times 10^{-3}/0.615) \times 100 = 1.43 \quad (8)$$

すなわち、実験に用いた磁心は、線形領域に対して、1.4% の残留磁束密度を有し、これが乗算動作の誤差となり、高精度の乗算器は得られないことがわかる。

次に、図 2 に示す回路で、磁心の磁束密度を汎用演算増幅器とホール素子とを用いて制御すると、図 5 に示す $B_{\text{gap},r}$ と $B_{\text{gap,det}}$ の関係が得られる。図 5(a) のメジャーリングからは 0.95 T ($p-p$) の範囲にわたって線形性が得られており、この場合は図 5(b) に示すように I_{coil} には、逆に大きな非線形性が現れている。図 5(c) は図 5(a) の原点近傍を拡大したもので、これからはヒステリシスはほとんど認められなくなっている。なお、この場合も図 5(d) に示すように、図 5(b) 同様 I_{coil} には、ヒステリシスが生じている。

図 6 は図 5(c) の $B_{\text{gap,det}}$ を時間軸でみたもので、その

(a) メジャーロープ

(b) 原点近傍の拡大図

図 4 実験に用いたフェライトコアの B-H ループ
Fig. 4. B-H loop of the ferrite core used as the multiplier.

(a) メジャーロープ

(b) メジャーロープ時のコイル電流

(c) 原点近傍の拡大図

(d) 原点近傍の拡大時のコイル電流

図 5 磁束密度を制御した場合の制御性
Fig. 5. Behavior of the flux density under controlled.

図 6 時間軸でみた磁束密度の揺らぎ
Fig. 6. Fluctuation of the flux density in time domain.

揺らぎは 2×10^{-5} T (p-p) である。この揺らぎ成分は、任意の $B_{\text{gap},r}$ に対して $B_{\text{gap},\text{det}}$ が一意に定まらない成分とみることができる。

ここで、磁束を制御した場合の制御精度を評価してみる。詳細については、種々検討しなければならないが、図 6 に示す揺らぎ成分を磁束密度を制御しない場合の B-H ループ（印加磁界に対して磁束密度が一意に定まらない現象）と同現象であると考えて (7) 式を適用すると (9) 式の評価値が得られる。

$$E_{L,\text{core,closed}} = (2 \times 10^{-5} / 0.95) \times 100 \\ = 2.1 \times 10^{-3} \dots \dots \dots (9)$$

つまり、磁束制御回路を閉ループ化したことにより、結果的には図 4 (a) より約 680 倍の線形性が得られたことになる。図 6 に示す揺らぎ成分は、磁心雑音、用いたホール素子、演算増幅器の性能とその帯域幅などにも依存することから、具体的な揺らぎの発生源が何であるかを特定するのは、今後の問題である。

4. 磁束密度の制御性と乗算器精度

第 3 章で検討したように、空隙磁束密度を制御すれば、ホール起電力検出回路を含めた磁束密度制御回路全体の精度として (9) 式に示す非線形率が得られた。

次に、(9) 式の値を評価するが、乗算器動作の場合には、通常の 1 入力に対する 1 出力系と異なり 2 入力を有するために簡単でない。乗算用 IC の精度を評価する際に経験することだが、一方の入力端子に定格電圧（以下、1 M. U. という）を入力した場合と 0.1 M. U. を入力した場合とでは、他入力端子からみた出力電圧の精度は大幅に異なってくる。従って、ここでは、乗算器の精度を 2 端子 (X , Y) に同振幅の電圧 $V_X = V_Y = V_{\text{in}}$ を入力した場合の出力電圧 V_Z で評価することにする。

まず、1 M. U. = 10 V とし、乗算器に誤差がない場合の V_Z は、(10) 式で与えられる。次に、 V_Z を計測すると乗算器自身に誤差を含んだ $V_{Z,\text{det}}$ が得られるが、この誤差を簡

図 7 乗算器入力に対する許容入力誤差電圧
Fig. 7. Relation between the allowable input error and input voltage.

単のため、入力に換算した入力誤差電圧 ΔV_{in} で示すと (11) 式となる。

乗算器誤差 ϵ_M を (12) 式で定義して、 ΔV_{in} と ϵ_M との関係

を求めると (14) 式が得られる。

$$V_Z = V_X V_Y / 10 = V_{\text{in}}^2 / 10 \dots \dots \dots (10)$$

$$V_{Z,\text{det}} = (V_{\text{in}} + \Delta V_{\text{in}})^2 / 10 \dots \dots \dots (11)$$

$$\epsilon_M = \frac{V_{Z,\text{det}} - V_Z}{V_Z} \times 100 \dots \dots \dots (12)$$

$$= \frac{(V_{\text{in}} + \Delta V_{\text{in}})^2 - V_{\text{in}}^2}{V_{\text{in}}^2} \times 100 \dots \dots \dots (13)$$

$$\Delta V_{\text{in}} = V_{\text{in}} \{-1 \pm (1 - \epsilon_M / 100)^{1/2}\} \dots \dots \dots (14)$$

ここで、乗算動作からみた (14) 式の結果を見やすくするため、 $\epsilon_M > 0$, $(\Delta V_{\text{in}} / V_{\text{in}})^2 < 1$ として V_{in} と ΔV_{in} との関係を示すと ϵ_M をパラメータとした図 7 が得られる。この図は、例えば ϵ_M を 1.0% 以下に抑えるためには、 $V_{\text{in}} = 10$ V の場合で、 ΔV_{in} は 5×10^{-3} M. U. 以下にしなければならないことを示している。例えば、(9) 式の場合、0.95 T = 1 M. U. とすると 2×10^{-5} T は 2.1×10^{-5} M. U. となり 21 ppm と小さいのだが、図 7 の乗算器動作の入力電圧で評価すると $V_{\text{in}} = 1.0 \sim 0.004$ M. U. つまり 10 V から 40 mV までの範囲しかカバーしておらず、乗算器を高精度するのは簡単でないといえる。

5. 乗算用 IC との精度比較

検討する乗算器では、磁心の磁束密度を制御することにより、0.05 Hz 励振時における非線形率を 1.4% から $2.1 \times 10^{-3}\%$ 程度までに低減し、高精度化の可能性を得た。また、この $2.1 \times 10^{-3}\%$ の非線形率を等価入力換算雑音と見なして図 7 に示す乗算器動作で評価し、許容入力誤差と入力との関係を検討した。

ここでは、具体的に直流入力時における乗算精度を代表的な乗算用 IC と比較してみる。

図 8 は、検討する乗算器を第 4 章で検討したように $V_X = V_Y = V_{\text{in}}$, 1 M. U. = 10 V とした場合の誤差を (12) 式で求めたものである。なお、ここでは V_X と V_Y の 1 M. U.

図 8 検討する磁束制御形乗算器の誤差

Fig. 8. Accuracy for flux controlled type multiplier.

図 9 乗算用 IC の誤差

Fig. 9. Accuracy for IC type multiplier.

それぞれを図 2 の $I_{X,M}=4.0\text{ mA}$, $B_{\text{gap},r}=0.4\text{ T}$ に対応置換し、この場合の $V_{H,M}$ が $10\text{ V}(=V_Z)$ になるようにしている⁷⁾。2%程度の誤差を許せば、 V_{in} の 1 M. U. ~ 0.003 M. U. の範囲をカバーしている。これに対し、図 9 はともに A 社の汎用と高精度乗算用 IC の場合を示している。両者ともに V_{in} の 1 M. U. ~ 0.01 M. U. つまり 2 けたの入力変化に対し $-2\sim -6\%$ の誤差を生じており、汎用品と高精度品との顕著な差は認められなかった。これらの結果から、検討する乗算器は入力電圧よりみて IC よりもおおよそ 3 倍程度高精度である。

検討する乗算器は、磁路の巻線がインダクタンスであることから、10 Hz 以上には不向きであった。これに対し、

乗算動作の一方の入力である $B_{\text{gap},r}$ が定数の場合には、数百 kHz ($I_{X,M}$ 制御回路の周波数特性) までカバーできる。

外部雑音磁界に対しては、日本における地磁気の全磁力が $3\times 10^{-5}\text{ T}$ 程度、実験室の雑音磁界 (60 Hz 成分) が $10^{-6}\sim 10^{-8}\text{ T}$ 程度⁽¹⁶⁾ であるのに対し、 $B_{\text{gap},r}=0.003\text{ M. U.}$ で $0.4\times 0.003=1.2\times 10^{-3}\text{ T}$ であるため、磁心の集磁効果を考慮しても特別には問題にならなかった。しかしながら、より高精度の乗算器を構成する場合には、これら雑音磁界は問題になってくる。

乗算器の温度環境だが、ペルチェ素子を用いた単槽構造の恒温槽⁽¹⁵⁾ を用いて 25°C の定温度で実験しており、ここ

では温度依存性については触れなかった。

6. ま と め

ホール素子形乗算器を高精度化するには、用いる磁心の非線形性の問題を解決しなければならないことを示した。

汎用増幅器とホール素子とを用いてフェライトコアの磁束密度を制御した結果、1/680 程度までに非線形率を低減することができた。

二乗特性である乗算動作から乗算器精度を検討し、最後に直流動作時における精度を現時における乗算用 IC と比較した。その結果、入力からみて 3 倍程度高精度であることがわかった。

更に高精度化するためには、論文で検討した磁束制御法のほかに素子電流の制御法、ホール起電力の計測法を確立し、外来雑音に対する対策が必要である。

ホール起電力端子には、ホール素子と等価な金属皮膜抵抗 (マルチメータで計測) で置き換えた場合とは異なる微小 ($1/10^{-5} \sim 10^{-6}$ M. U. 程度) な揺らぎが認められる。従って、最終的な乗算精度は、ホール素子の選択と個体差、雑音の振る舞いにも大きく依存すると思われ、今後はホール係数の詳細についても言及する必要があると考える。

本研究の一部は、科学研究補助金、基盤 (C) (2) 課題番号 08650500 の援助を受けた。

(平成 10 年 3 月 6 日受付, 同 10 年 6 月 24 日再受付)

文 献

- (1) E. H. Hall: "On the new Action of Magnetism on a permanent Electric Current", *Phil. Mag.*, S. 5, 10, No. 63, p. 301, Nov., (1880)
- (2) 電気試験所調査報告, 第 158 号: 「ホール効果の計測・制御・情報処理技術への応用」, 昭和 41 年 2 月
- (3) G. S. Glinski & J. P. Landolt: "Theory and Practice of Hall Effect Multipliers," *IRE International Convention Record*, Part 2, p. 143 (1961)
- (4) Lars Löfgren: "Analog Multiplier Based on the Hall Effect", *Journal of Applied Physics*, 29, No. 2, pp. 158~166, Feb., (1958)
- (5) 白井・富永・小助川: 「鉄損測定のためのホール素子形乗算器の特性 (第 1 報)」, *JEMIC Technical Report* 32, No. 1, pp. 1~6, (1997)
- (6) 吉廣・神・園田: 「ホール素子を用いた磁束制御形乗算器」, 電気学会マグネティックス研究 MAG-97-131, (平 9)
- (7) 吉廣・小島・園田: 「磁心を用いたホール素子形乗算器精度と電子回路」, 同上, MAG-97-270, (平 9)
- (8) 園田・上田・植山: 「磁性材料の励磁条件と磁化特性について」, 同上, MAG-88-153, (昭 63)
- (9) 園田・上田: 「B-H ループの励磁電源依存性について」, 同上, MAG-89-197, (平元)
- (10) 浜口智尋: 固体物性下, p. 372, (昭 51) 丸善
- (11) T. Sonoda & R. Ueda: "Distinctive Features of Magnetic Field Controlled Type Magnetic Field Sensor," *IEEE Trans. on MAG.*, 25, No. 5, pp. 3393~3395 (1989)
- (12) 園田・米須・上田: 「ホール素子形乗算器精度とホール係数」,

平成 5 年度電気関係学会九州支部連大, 952

- (13) V. H. Kuhr: "Eigenschaften del Hallgeneratoren", *Zeitschrift*, No. 8, pp. 370~376 (1954)
- (14) 吉廣・園田・辻: 「ホール素子形乗算器における不平衡電圧の新しい補償法」, 電学論 C, 118, 794~795 (平 10-5)
- (15) 園田・梶原・上田: 「ツェナーダイオード形基準電圧用 10^{-5}°C 分解能恒温槽の構成」, 同上 C, 117, No. 2, 179~185 (平 9)
- (16) 園田・上田・池本: 「地磁気フリー高感度磁界センサ」, 同上 C, 111, 279~286 (平 3-7)

吉 廣 晃 (非会員) 1968 年 2 月 1 日生。94 年 3 月九州工業大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了, 同年 4 月後期課程入学, 現在に至る。電子回路の高精度化に関する研究に従事。

小 島 隆 夫 (非会員) 1973 年 1 月 23 日生。96 年 3 月九州工業大学工学部電気工学科卒業, 同年 4 月九州工業大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程入学, 現在に至る。電子計測に関する研究に従事。

園 田 敏 勝 (正員) 1944 年 3 月 7 日生。66 年 9 月東海大学短期大学部 (二部) 電気工学科 2 年中退。同年 8 月九州大学工学部技官, 71 年 4 月九州工業大学工学部技官, 76 年 5 月同大助手, 現在に至る。可変ドライブシステム, 検出器および電子計測に関する研究に従事。工学博士 (九州大学), 技術士 (電気・電子)。1990 年 IEEE/IAS 論文賞受賞。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE 会員。

辻 輝 生 (正員) 1940 年 5 月 17 日生。68 年九州大学大学院電気工学専攻博士課程修了。同年九州工業大学工学部電気工学科講師, 71 年同助教授, 82 年同教授。86 年から 87 年文部省在外研究員 (ミネソタ大学)。制御理論系およびパワーエレクトロニクスの研究に従事。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。