誘導電動機の磁束検出

正員 古賀 国夫 (広島商船高専)

正員 上田 隆三 (東亜大学)

正員 園田 敏勝 (九州工大)

非会員 高城 洋明 (九州工大)

Detection of Magnetic Flux in Induction Motors

Kunio Koga, Member (Hiroshima National College of Maritime Technology), Ryuzo Ueda, Member (University of East Asia), Toshikatsu Sonoda, Member (Kyushu Institute of Technology), Hiroaki Takajo, Non-member (Kyushu Institute of Technology)

Performances of vector controlled induction motor are improved by knowing the spacial position of the rotating magnetic flux in the induction motor at every instant. Usually, hole generators are buried in the teeth of the stator for detecting the air gap flux. However, this method is strongly affected with the slot ripple and does not work well due to the high temperature operating condition.

This paper proposes a novel and effective method for detecting the magnetic flux. Zero magnetic field sensor(MFS) is applied, which is buried in the yoke of the stator, since it has a wide operating temperature range ($-76\sim 300^{\circ}\text{C}$) with the high accuracy of 0.1 %. Two components, radial component and tangential one, are investigated for which is more fit for the purpose. Both of them include no slot ripple but their wave distortion is inevitable owing to the nonlinearity of the core. Inadition, the value of the detected flux also varies as a function of the mounted position of MFS. Their degree is much smaller in the tangential component than that in the radial one. This signifies that the tangential component is profitable for our purpose. The effect of the wave distortion can be almost completely suppressed by properly arranging three MFSs based on the three phase theory without using any filters. DC flux at zero frequency can also be detected. Effectiveness of the proposed method is verified through these experimental investigation.

キーワード：誘導電動機，磁束検出，ベクトル制御，磁束センサ，回転磁界

1. ま え が き

ベクトル制御の発展によって直流電動機が使用されていた可変速分野にも誘導電動機が使用されるようになった。初期のベクトル制御の開発段階では、誘導電動機の磁束（以下、磁束と略記）を検出して制御する磁束制御形ベクトル制御が研究された⁽¹⁾。この磁束検出は、ホール発電器を固定子の歯に埋め込む必要がある。しかし、この検出方式は、ホール発電器の温度ドリフトが大きく、かつ誘導電動機内部のような高温環境では使用できないことと、検出磁束にスロットリップルが発生する問題がある⁽²⁾。そのため、磁束検出を必要としないスベリ周波数形ベクトル制御が、実用化された。スベリ周波数形ベクトル制御は、パラメータの変動を受けやすい問題がある。この問題を解決しベクトル制御の高性能化を図

るため、誘導電動機の端子電圧および一次巻線電流の検出値より得られた磁束を制御に使用する方式がある⁽³⁾。しかし、この方式は、一次電流が直流および低周波において検出誤差が大きくなる問題がある。また、速度センサレスベクトル制御は、一次電流が直流およびその近傍では不安定になる問題がある⁽⁴⁾。これらの問題は、磁束検出によって解決するので磁束検出が強く期待されている。

本論文では、磁束検出における前述の問題を基本的に解決する新しい磁束検出方式を示す。すなわち、磁束センサとしては、零磁界形磁束センサを使用する⁽⁵⁾。この磁束センサは、アモルファスコアを使用するので温度ドリフトが小さく、かつ 300°C まで使用でき誘導電動機内での使用が可能である。また、磁束センサは、誘導電動機のヨーク部に設置するので

スロットリップルが発生しない。

本論文では、まず、ヨーク部内に存在する半径方向磁束と接線方向磁束とでは、どちらが検出に適するかを理論および実験で検討し接線方向磁束が適することを明らかにする。次に検出磁束に含まれる高調波成分を除去する方法を示し、実験によってその効果を検証する。また、直流磁束に対する基本波と高調波の概念を明らかにする。

2. 磁束センサの位置と磁束検出方向

この章では、適した磁束センサの位置およびヨーク部磁束の検出方向を理論および実験で検討する。

〈2・1〉 磁束センサの位置 最初に磁束センサの位置を明らかにする。従来の磁束検出では、固定子スロットの歯に磁束センサが設置されていた。しかし、この方式では、固定子スロットの歯と回転子スロットの歯とが一致したとき検出磁束が大きくなり、一致しないときに小さくなる。いわゆるスロットリップルが発生する。また、固定子スロットの歯は、誘導電動機の内部に位置し高温になりホール発電機の温度ドリフトが大きいことと、その許容温度を超え使用できない場合がある。このため、この方式は実用化されなかった⁽²⁾。

図1は、供試汎用誘導電動機 2.2[kW]、4極、220[v]、60[Hz]、1750[rpm]の固定子鉄心の断面図と平面図を示している。ここでは、磁束センサを固定子スロットの歯に設置することをやめ図1に示すように固定子のヨーク部に設置する。磁束センサ用穴は、直径 5[mm]であり、その面積の固定子1極当たりの表面積に対する割合は、1.83[%]と小さく誘導電動機の特性に影響を与えない。磁束センサ用穴の深さは15[mm]であり、スロットの底より3[mm]離れている。磁束センサは、深さ4.7[mm]の位置に設置している。

磁束センサの最少個数は、原理的に電気角で90°離れた2個でよい。しかし、図1では磁束センサは、3個使用しているが、その理由は第3章で述べる。

〈2・2〉 接線方向磁束と半径方向磁束の比較 ヨーク部には、図1に示すように接線方向磁束 ϕ_x と半径方向磁束 ϕ_y が存在する。磁束検出としては、どちらの方向が適するか理論的に検討する。概略の検討を行うためリニア誘導電動機として考察する。図2は、リニア誘導電動機のx, y平面での断面図である。z軸は、x, y軸に直角で誌面の裏面より表面に向かっている。z軸方向の磁束分布は、一様と仮定する。誘導電動機内の磁束分布の検討は、無負荷時の励磁電流のみ流れている状態のできるで回転子の電流は考慮していない。固定子鉄心の厚さはh、空隙の長さはgである。さらに、スロットは無視し、鉄心のヒステリシス等の非線形性および鉄心内の渦電流は無視する⁽⁶⁾。また鉄心の比透磁率は十分に大きいと仮定する。固定子鉄心のz, x平面には、z軸に平行な単

図1 磁束センサの配置
Fig. 1 Arrangement of magnetic flux sensors.

図2 リニア誘導電動機
Fig. 2. Linear induction motor.

位長あたりのシート電流 $K_z(x)$ が流れているものと仮定すると $K_z(x)$ は次式で示される。

$$K_z(x) = i \cos \beta x \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここに、 λ は、電流の波長を示す。 i は、励磁電流を示し時間関数である。固定子鉄心および回転子鉄心には電流が流れないので、静磁界として解析でき次式が成立する。

$$\text{rot } B = 0 \quad \dots \dots \dots (3)$$

$$\text{div } B = 0 \quad \dots \dots \dots (4)$$

ここに、 B は磁束密度であり B のxおよびy方向成分をそれぞれ B_x 、 B_y とすると次式で示される。

図3 磁束振幅特性

Fig. 3. Characteristics of magnetic flux amplitude.

$$B = \{B_x(x, y), B_y(x, y)\} \dots \dots \dots (5)$$

B の z 方向成分 B_z は、零と仮定する。従って、 B_z は、(5)式に含まれない。 B_z が零の条件と(3)、(4)式より次の関係式が得られる。

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) B_x = 0 \dots \dots \dots (6)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) B_y = 0 \dots \dots \dots (7)$$

次に、図2のループCにアンペアの周回積分の法則を適用すると次式が得られる。ただし、ループCの y 方向の距離は十分に短いものとする。

$$B_x(x, 0) = \mu_0 i \cos \beta x \dots \dots \dots (8)$$

ここに、 μ_0 は空気の透磁率である。次に、境界条件として、(I) 固定子鉄心外の磁束密度は零、(II) y が零において固定子鉄心内の磁束密度の y 方向成分と空隙内の磁束密度の y 方向成分が等しい、(III) y が $-g$ において磁束密度の x 方向成分が零および(IV) (8)式による条件を定める。これらにより(6)、(7)式の解として次式が得られる。

$$0 \leq y \leq h$$

$$B_x(x, y) = -B_{mx} \cos \beta x \dots \dots \dots (9)$$

$$B_y(x, y) = B_{my} \sin \beta x \dots \dots \dots (10)$$

ここに、

$$B_{mx} = k \cosh \beta(h - y) \dots \dots \dots (11)$$

$$B_{my} = k \sinh \beta(h - y) \dots \dots \dots (12)$$

$$k = \frac{\mu_0 i}{\tanh(\beta g) \sinh(\beta h)} \dots \dots \dots (13)$$

$B_x(x, y)$ および $B_y(x, y)$ の振幅 B_{mx} 、 B_{my} は、(11)、(12)式で表される。この特性を供試誘導電動機の諸元を用いて計算した結果を図3に示している。ただし、 g は $0.6[\text{mm}]$ である。

図4 磁気シールド効果

Fig. 4. Effect of magnetic shield.

図3より明らかなように、 B_{my} は、 y の変化に対して大きく変化するが B_{mx} の変化は小さい。これは、接線方向磁束検出が、半径方向磁束検出より磁束センサの位置変化に対してロバストであり有利であることを意味している。また、磁束レベルの面でも接線方向が半径方向より高く、有利である。

〈2・3〉 磁気シールド効果 図1より明かなようにに磁束センサは、強磁性体である鉄心の中に設けられた磁束センサ用穴の中に設置されるので一種の磁気シールドされた状態にあるとみなされる。この場合、図4に示すように接線方向磁束密度 B_x に対してはセンサ用穴は、扁平構造であり磁気シールド効果は小さい。しかし、半径方向磁束密度 B_y に対しては奥行きが深く磁気シールド効果は、大きくなる。このため、接線方向磁束の検出が、半径方向より検出レベルが高くなり検出に適する。

次に検出歪みについて考察する。ヨーク部磁束 ϕ は、センサ用穴を通る磁束 ϕ_s とそれ以外の鉄心を通る磁束 ϕ_r に分流する。この場合の分流割合は、センサ用穴の磁気抵抗 R_s とそれ以外の鉄心の磁気抵抗 R_r によって決まる。しかし、 R_s は空気で構成されるので線形であるが R_r は鉄心のヒステリシス特性や飽和特性のために非線形となる。従って、 ϕ が正弦波であっても磁束センサの検出磁束は、歪むことになる。この場合、磁気シールド効果が大きいほど歪みの度合いは大きくなるので、磁気シールド効果の小さい接線方向の磁束検出に適する。また、鉄心の磁気飽和が大きいほど検出磁束の歪みが大きくなるので、鉄心は飽和しない範囲で使用するのが良い。

〈2・4〉 予備実験結果 以上の検討によって磁束検出としては、接線方向磁束の検出が適することが分かった。そこで、確認を行うためホール発電器を使用して予備実験を行った。図5にその結果を示している。予備実験用の $2.2[\text{kW}]$ 誘導電動機を $220[\text{V}]$ 、 $60[\text{Hz}]$ の商用電源で無負荷運転した場合である。図5(a)は、半径方向磁束の検出結果である。固定子鉄心の表面より深さ $D[\text{mm}]$ の位置にホール発電器を配置した。 D を $15[\text{mm}]$ より $12[\text{mm}]$ に減少させると磁束の振幅が急速

に減少し、波形歪みも大きくなることが分かる。なお、同図では励磁電流 i も表示している。図 5(b)は、接線方向磁束の検出結果である。D を 3[mm]より 15[mm]まで変化させているが、磁束振幅の変動は小さく、波形歪みも小さいことが分かる。以上の実験結果は、理論的に接線方向磁束の検出が適するという結果の妥当性を示している。

3. 交流磁束の検出

前章において磁束検出は、接線方向磁束の検出が適するが波形歪みが発生する問題が明らかになった。この章では、まず、誘導電動機内のような厳しい環境での磁束検出が可能な零磁界形磁束センサの概要について述べ、その後、高調波磁束の抑制方法と検出磁束の特性を述べる。

〈3・1〉 零磁界形磁束センサ 本研究で使用する磁束センサは、角形ヒステリシス特性を有するアモルファスコアの

(a)半径方向磁束

(b)接線方向磁束

図 5 接線方向磁束と半径方向磁束の測定結果
Fig. 5. Measured magnetic flux of tangential and radial component. (a) radial component. (b) tangential component.

磁界を零にすることによって磁束を測定する方式で 300℃の高温でも使用可能であり、かつ 10^{-10} [T]の低レベルの磁界が検出できる⁽⁵⁾。従って、磁束検出用穴のような磁気シールドされた状態の磁束も検出できる。さらに、原理的に温度フリーであり 0.1[%]以下の高精度の検出ができる。周波数特性は、直流から数[kHz]であり磁束検出には十分である。以下の計測では、この零磁界形磁束センサを使用した。

〈3・2〉 第 3 調波の抑制 磁束検出にあたって磁束センサを使用すると同時に比較のために誘導電動機にサーチコイルを巻き、その電圧を積分して磁束を求めた。また、誘導電動機の制御は、停止状態より高速まで測定するので速度センサ付きベクトル制御とした。

図 6 に 16.9[Hz]、無負荷での磁束検出波形例を示している。サーチコイルによる検出磁束は正弦波であるが、磁束センサの検出値には歪みが見られる。しかし、スロットリップルは、表れていない。磁束センサの検出値は、正の波形と負の波形が等しいので奇数次の高調波成分を含むことが分かる。図 6 と同様な波形を誘導電動機の周波数 f を変化させて測定し、周波数分析を行った結果を図 7 に示している。負荷を -100[%] から 100[%]まで変化させた場合も、図 7 とほぼ同じ結果が得られた。図 7 より第 3 調波成分が 13.5~25[%]、第 5 調波成分が 2.5~3.1[%]、第 7 調波成分が 0.3~0.5[%]含まれていることが分かる。特に、第 3 調波成分が大きく主要な高調波成分であることが分かる。この第 3 調波成分を除去する方法としてフィルタの使用が考えられる。しかし、ベクトル制御では、誘導電動機の一次電流が直流になる場合も使用するのでフィルタは使用できない。すなわち、直流では基本波と高調波の区別がつかないからである。従って、ここではフィルタを使用せずに第 3 調波成分を除去することを考える。

第 3 調波等の 3 の倍数調波成分は、対称 3 相回路においては瞬時値の等しい同相成分になる。そこで、図 1 に示すよう

図 6 検出磁束波形
Fig. 6. Waveforms of detected magnetic flux.

図7 高調波
Fig. 7. Higher harmonics

に3個の磁束センサを電気角で120°離して配置する。3個の磁束センサの出力を ϕ_a , ϕ_b , ϕ_c として次式により磁束のd, q軸成分 ϕ_d , ϕ_q を演算する。

$$\phi_d = \frac{(\phi_c - \phi_b)}{\sqrt{3}} \dots \dots \dots (14)$$

$$\phi_q = \frac{2\phi_a - \phi_b - \phi_c}{3} \dots \dots \dots (15)$$

(14), (15)式とも、検出磁束の2相分の差の演算が行われているので、3の倍数調波成分は相殺するが基本波成分は相殺しない。図7の第3調波(抑制後)で表示している曲線が ϕ_q であり抑制効果を示している。低周波においては、約1/5に抑制されていることが分かる。抑制後の検出磁束の波形例を図8に示している。抑制後の残留値として第3調波が約5%存在するのは、固定子鉄心のヨーク部には組み立て用の穴等があり厳密には対称構造でないためと思われる。

〈3・3〉 振幅および位相特性 周波数および負荷を変えて検出磁束 ϕ_q の振幅と位相遅れ角をサーチコイルの電圧を積分して検出した値と比較した結果を、図9および図10に示している。両検出値は、1000[rpm]、周波数が約33.4[Hz]のときを100[%]にしている。図9よりサーチコイルによる検出値との振幅差は、約10[%]以内であることが分かる。図10は、 ϕ_q のサーチコイルによる検出値に対する位相遅れ角を示している。同図より位相遅れ角は、約12~20°以内である。

磁束の高精度検出が必要な場合は、検出値を補正する必要があるが、最近のインバータはデジタルシグナルプロセッサ等を装備しているので比較的簡単に補正できると思われる。

4. 直流磁束の検出

第2章では、回転磁界が回転している場合の磁束である交流磁束の検出に関する問題について述べた。この章では、回転磁界が静止した状態について考察する。この場合の検出磁束は、時間的には直流になるので直流磁束と呼ぶことにする。

〈4・1〉 直流磁束の高調波 直流磁束の場合、誘導電動

図8 ϕ_d , ϕ_q 波形
Fig. 8. Waveforms of ϕ_d and ϕ_q .

図9 検出磁束の振幅変動
Fig. 9. Amplitude variation of detected magnetic flux.

機内の磁束分布が空間的に正弦波でも磁束検出で歪みが発生する場合と発生しない場合では磁束検出値に差が生じる。すなわち、検出歪みは、検出直流電圧の差として表れる。また、直流磁束は、直流電圧として検出されるので周波数分析器を使って図7のような高調波分析はできない。

しかし、直流磁束でも、高調波磁束と基本波磁束を定義できれば高調波磁束の抑制方法などの検討に都合がよい。従って、以下にこれらの定義を行うことにする。

ここでは、検出磁束は歪まないが誘導電動機内の空間磁束が等価的に歪んでいると考える。そこで、最も簡単な基本波と一つの高調波成分が存在する場合を考える。この方法は、多くの高調波成分を含む場合にも容易に拡張できる。検出磁束 ϕ は、(16)式で示される。

$$\phi = \Phi_1 \sin(\omega t - \frac{2\pi x}{\lambda} + \delta_1) + \Phi_n \sin\{n(\omega t - \frac{2\pi x}{\lambda}) + \delta_n\} \dots (16)$$

(16)式で λ は波長、 δ_1 、 δ_n は位相角、 ω は角周波数、 x は空間位置である。 x が零のときの ϕ を ϕ_d 、 x が $\lambda/4$ のときの ϕ を ϕ_q とすると ϕ_d 、 ϕ_q は次式ようになる。

$$\phi_d = \Phi_1 \sin(\omega t + \delta_1) + \Phi_n \sin(n\omega t + \delta_n) \dots (17)$$

$$\phi_q = -\Phi_1 \cos(\omega t + \delta_1) \pm \Phi_n \cos(n\omega t + \delta_n) \dots (18)$$

(18)式の復号の+は、 n が 3, 7, 11, ... の場合であり、-は 5, 9, 13, ... の場合である。ただし、偶数調波は含まれていないものとする。(17)、(18)式は、交流の場合、従来の基本波と高調波を示しており同じである。(16)式で ω が零のとき、直流の場合である。この場合、(16)式の第1項および第2項が x に関して基本波と n 倍調波となるので、これらを直流に対する基本波および n 倍調波と定義する。

〈4・2〉 実験結果 直流では比較のためのサーチコイルによる磁束検出は使用できないので、固定子に直流電流を流して磁束検出値と比較した。誘導電動機が停止状態のとき一次巻線に直流電流を流すと、この電流はすべて励磁電流になるので検出磁束と比較できる。いま、 a 相の励磁電流を(19)式で示すと b および c 相の電流は、それぞれ位相が 120° ずつ遅れた電流となる。

$$i_a = I_m \sin(\omega t) \dots (19)$$

周知のように対称3相交流では、電流が2線間のみ流れる瞬間が存在する。その瞬間は、 ωt が、 0° 、 60° 、 120° 、...、 300° である。この角度に対応する 1, 2, 3, ... 6 のモードについて誘導電動機の2線間に励磁電流に等しい直流電流 I_0 を流して磁束を検出する。本実験では、 I_0 は I_m の 86.6[%]に相当し 2.92[A]である。誘導電動機は、デルタ結線であるので線電流と相電流とでは 30° の位相差が発生する。磁束センサは、相電流によって発生した磁束を検出するように配置しているので各モードでの磁束ベクトルは、図11のようになる。ここで各ベクトルの大きさは hI_0 である。 h は比例定数である。

図11で1～6は各モードを示している。1と6のモードは、 d 軸と 30° の角度を有している。各モードは、各々 60° の間隔を有している。図11より各モードの d 軸成分磁束 ϕ_d と q

図10 検出磁束の位相遅れ
Fig. 10. Phase lag of detected magnetic flux.

図11 ベクトル図
Fig.11. Vector diagram.

表1 静止磁束
Table 1. Stationary magnetic flux.

mode	ϕ_d	ϕ_q	$(\phi_d^2 + \phi_q^2)^{1/2}$
1	0.986/0.866	0.434/0.5	1.078/1
2	0.028/0	1/1	1/1
3	-0.848/-0.866	0.416/0.5	0.945/1
4	-0.822/-0.866	-0.481/-0.5	0.953/1
5	0.068/0	-0.977/-1	0.979/1
6	0.963/0.866	-0.435/-0.5	1.056/1

軸成分磁束 ϕ_q は容易に求まり表1の分母で示される。表1では、この理論値に対応する磁束の測定値を分子で示している。ただし、モード2の ϕ_q を基準として1で表している。モード2と5の ϕ_d は、磁束が空間的に正弦波なら零である。実際には、3相間のバラツキ等によって3の倍数次調波も若干残るので零にはならない。また磁束の大きさの誤差は、最大で7.8[%]である。表1の値は、全体的に見て理論値と実験値の差が小さく第3調波の抑制効果を示している。

5. むすび

本論文では、固定子ヨーク部に設置した磁束センサによって誘導電動機の磁束を検出する方式を明らかにした。接線方向磁束検出と半径方向磁束検出の比較では、接線方向磁束検

出が適することが分かった。接線方向磁束検出においては、スロットリップルは表れないが鉄心の非線形性のため検出歪みを発生する。フィルタを使用しないで検出歪みを抑制する方法を提案し、その効果を実験で確認した。また、回転磁界が静止した場合の直流磁束に対する基本波と高調波の定義を行った。

最後に、本研究の一部は平成8年度文部省科学研究費基盤研究(C)の援助によるものであることを付記し、誌面を借りて関係者に謝意を表す。

(平成9年4月23日受付, 平成9年8月14日再受付)

文 献

- (1) Felix Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschine-n", Siemens-Z. 45 S.757 bis 760(1993)
- (2) 中野, 他: 「ベクトル制御の開発裏話」, 電学論 D, **114**, 1(平6-1)
- (3) 多田隈, 他: 「FF/FB 制御を用いた誘導機のベクトル制御方式」, 電気学会全大 No. 1492(昭63)
- (4) 古賀, 他: 「速度センサレスベクトル制御における低速域での不安定性について」, 電気学会全大 No. 653(平5)
- (5) 園田, 上田: 「零磁界形磁界センサ」, 電学論 C, **110**, 699(平2-11)
- (6) 森田, 他: 「漏れ磁束検出法による誘導電動機のかご形回転子の異常診断」, 計測自動制御学会論文誌 Vol. **29**, No. 11, 1269(平5)

古賀 国夫 (正員) 昭和17年3月28日生。42年3月九州

工業大学工学部第二部電気工学科卒業。(株)安川電機を経て、平成4年4月広島商船高等専門学校電子制御工学科教授、現在に至る。工学博士。主として、交流電動機駆動システムおよび非線形システムの応用に関する研究に従事。1990年 IEEE/IAS 論文賞受賞。

上田 隆三 (正員) 昭和15年12月15日生。45年3月九州

工業大学大学院工学研究科電子工学専攻修士課程終了。45年4月九州工業大学電子工学科助手, 49年4月同第二部電気工学科講師, 50年7月同助教授, 学部改組により電気工学科教授。平成9年6月東亜大学大学院教授, 現在に至る。工学博士。電力システムの安定性, センサなどに関する研究に従事。1990年 IEEE/IAS 論文賞受賞。IEEE 会員。

園田 敏勝 (正員) 昭和19年3月7日生。41年9月東海大

学短期大学部(二部)電気工学科2年中退。41年8月九州大学工学部技官, 46年4月九州工業大学工学部技官, 51年5月九州工業大学助手, 現在に至る。工学博士。可変速ドライブシステムおよび検出器に関する研究に従事。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。

高城 洋明 (非会員) 昭和19年4月16日生。49年3月北海

道大学大学院工学研究科電子工学専攻修士課程終了。工学博士。50年1月九州工業大学電子工学科講師。現在, 同助教授。電磁気および光工学に関する研究に従事。電子情報通信学会, OSA 会員。