コアを用いた高速応答・高精度電流センサ

正員 園田 敏 勝 (九州工大)

正員 上 田 隆 三 (九州工大)

High Response and High Accuracy Current Sensor Constituted by Using Magnetic Core

Toshikatsu Sonoda, Member, Ryuzo Ueda, Member (Kyushu Institute of Technology)

Vector control in induction motor drive system gives a theoretical foundation for realizing high accurate torque control. However, the control accuracy in practice depends on the performances of voltage and current sensors used for the purpose. Particularly, the current sensor is required to satisfy the following: (i) It is non-contacting type; (ii) The detectable frequency range covers from DC to the one beyond over the inverter chopping frequency; (iii) The current range over from mA to several 10 A has to be covered with the accuracy of 0.1 % in FS (Full Scale); (iv) The same detection characteristics is easily obtainable for the application to each phase in three phases; (v) The effect of the environmental temperature variation on the detection characteristics is small; (vi) The sensor is little affected by the external magnetic noise and surge voltage.

This paper presents a current sensor which has a possibility of satisfying almost all the above items by using two magnetic cores.

キーワード：ベクトル制御，電圧・電流センサ，検出精度，応答性，零磁界，対称性

1. ま え が き

インバータ駆動誘導機におけるベクトル制御は，トルクの高精度制御を実現する理論的な基礎を与え，パワーデバイスの進歩に伴い，現在実用期に入っているといえる^{(1)~(3)}。しかしながら，実際の制御精度は用いる電圧・電流センサの性能によって定まるといっても過言ではない。ここで電流センサに着目すると，例えば次の条件を満たすものが要求される。

- (1) 非接触形であること。
- (2) 直流からインバータのチョッピング周波数(数kHz~10kHz程度)に十分追従する周波数応答性を有すること。
- (3) 通常使用する誘導機を考え，mAオーダから数10A(4桁程度)の範囲をカバーし，0.1%FSの精度を有すること。
- (4) 三相に用いるため同一の検出特性を有するものが容易に得られること。

(5) 温度依存性が小さいこと。

(6) 外乱磁気雑音，サージ電圧の影響を受けにくいこと。

コアを用いた電流センサとして筆者らはコアの動作磁界レベルが等価的に零になるように制御して検出する，いわゆる零磁界形の電流センサについて検討してきた。その検出特性は応答性を除き上記の条件を十分に満足するものであった⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

本論文では，応答性の改善と高精度化を実現すべく直流バイアス方式⁽⁶⁾⁽⁷⁾を導入した零磁界形の電流センサについて検討する。直流バイアス方式とは，あらかじめトロイダルコア二個に大きさが等しく逆極性の直流バイアス磁界を印加し，これを各コアの動作磁界レベルとする。次に，それぞれの動作磁界レベルが被検出電流によってともに同方向にシフトするように巻線を施すと，各動作点における増分透磁率の変化は互いに逆になる。この両者の変化分を高周波の補助励磁に対する探りコイル電圧の変化としてとらえることによ

り、両コアの磁化状態を知る方式である。この方式の特徴はコアの動作磁界レベルを、いわゆる回転磁化あるいは飽和漸近範囲⁽⁸⁾に設定することにより、メジャーリングでは困難であった高周波励磁が可能となり、応答性の改善が期待できる。また、零磁界とは閉ループ化することにより、先のシフト分を相殺するように両コアを逆励磁し、その電流から被検出電流を知ることが意味する。このようにするとコア自身の磁気特性が直接表に出ない形で検出特性が定まり、高精度化を実現できる。実際コバルト基のアモルファスコアを用い、その補助励磁周波数を1.0 MHzとした場合、振幅比で-0.1 dB、位相差については8°の遅れを許せばDCから20 kHzの範囲をカバーし、1 A FSに対して精度0.5%程度のセンサを構成することができた。また、微小電流検出時にしばしば見受けられる一種のヒステリシス現象⁽⁹⁾は、バイアスレベルを深くすることにより100 μ A以下の電流に対してもなお認められなかった。ところが、磁化状態を検出するのに二磁心を用いているため、両コアの温度変化に基づいて生じる動作磁界の対称性の崩れは、室温から100°Cの上昇に対し6%近くに達することから、温度特性の改善に対しては、用いるコア材質の選択を含めて今後問題を残した。以上の結果、一磁心形と二磁心形の特徴を明確にすることができた。

2. 提案する電流センサの検出原理

一般に零磁界形の電流あるいは磁界センサを実現するためには、コアの磁化状態を正確に知る方法を確立する必要がある。これに対し、著者らは二つの方法を示した。その一つは探りコイル上から見たコアの磁化特性が、被検出電流 i_1 による磁界によって異なることに着目したもの、他の一つはコアの高角形磁化特性を利用する方法であった⁽⁴⁾⁽⁵⁾。それらはいずれも補助励磁周波数の一周期あるいは半周期後でなければ動

図1 直流バイアス形電流センサの基本構成
Fig. 1. Fundamental configuration of DC-biased type current sensor.

作磁界レベルの判断ができないため、この周波数で検出の応答性は規定された。上記二方法をコアの B - H ループから見た場合、いずれも過励振という条件で励磁しているため、微小電流検出時のヒステリシス現象は問題にならなかったが、励磁周波数はコアの発熱、あるいは励磁電源が大形になるため高くとれなかった。これに対して図1は二個のトロイダルコア(Core,P, Core,N)を用いた直流バイアス形電流センサの基本構成(なお、これ自身で開ループ形の電流センサになる。)を示したもので、その動作磁界レベルを鉄損の小さくなる回転磁化あるいは飽和漸近範囲に設定することにより、高周波励磁を可能とし、応答性を格段に改善することを目指している。図2はその動作原理を示したものである。あらかじめ両コアに対称な逆極性の直流バイアス磁界 $\pm H_{dc}$ を I_{dc} で与えて動作磁界レベルを定める。次にその動作レベルが i_1 によって生じる磁界 H_1 ($\propto i_1$)に対しては同様に、磁化状態を知るための補助励磁磁界 h_{ex} (補助励磁電流 i_{ex} , 周波数 f_{ex} で与える)に対しては互いに逆相になるように巻線 $N_{ex,P}$, $N_{ex,N}$ をそれぞれ施す。そうすると、両コアの動作磁界レベルは i_1 によって互いに逆方向にシフトすることになり、各コアの動作点における h_{ex} に対する増分透磁率 $\mu_d = \Delta B / \Delta H$ は互いに逆方向に変化する。この両者の変化分を h_{ex} に対する探り

(a) $i_1 = 0$ の場合

(b) $i_1 > 0$ の場合

図2 検出動作
Fig. 2. Detection principle.

コイル $N_{sch, P}$, $N_{sch, N}$ に誘起する電圧 $e_{sch, P}$, $e_{sch, N}$ の変化として捕らえれば、これからコアの磁化状態を知ることができる。

i_1 と e_{sch} との関係を調べるにあたり次の仮定を置く。

(1) 各コアは同一の飽和特性を有し、ヒステリシスはないものとする。なお簡単のため、コア内の渦電流は存在しないものとする。

(2) i_{ex} から見た場合、 i_1 は直流とみなせる。

(3) 直流バイアス磁界と比較し $H_{ex, m}$, H_1 はともに十分小さいとする。

$$H_{dc} \gg H_{ex, m}, H_1 \dots\dots\dots (1)$$

(4) 動作磁界レベルを十分深くとることにより補助励磁磁界は正弦波で与えられるものとする。

$$h_{ex} = H_{ex, m} \sin \omega_{ex} t \dots\dots\dots (2)$$

各コアの動作磁界 H_P , H_N は(3)式で与えられるが

$$\left. \begin{aligned} H_P &= H_1 + H_{dc} \\ H_N &= H_1 - H_{dc} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

$i_1 = 0$ すなわち $H_1 = 0$ の場合には、図 2 (a) に示す動作から(4)式に示すように各 e_{sch} の大きさは等しく逆極性の電圧になる。

$$\begin{aligned} e_{sch, P, 0} &= -N_{sch, P} d\phi_0 / dt \\ &= -A_1 \mu_{d, 0} \cos \omega_{ex} t \\ &= -e_{sch, N, 0} \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

ここで

$$\mu_{d, P, 0} = \mu_{d, N, 0} = \mu_{d, 0} \dots\dots\dots (5)$$

$$A_1 = N_{sch} S \mu_0 \omega_{ex} H_{ex, m} \dots\dots\dots (6)$$

$e_{sch, 0}$: $i_1 = 0$ 時における各探りコイルに誘起する電圧の瞬時値, N_{sch} : 各コアに施した探りコイルの巻回数, ϕ_0 : $i_1 = 0$ 時の h_{ex} によって生じた各探りコイルと鎖交する磁束数, S : コアの等価断面積, $\mu_{d, 0}$: $i_1 = 0$ の場合の動作磁界レベルにおける h_{ex} に対する増分透磁率, $H_{ex, m}$: h_{ex} の最大値, ω_{ex} : h_{ex} の角周波数,

$i_1 > 0$ の場合には、図 2 (b) に示すように各動作点がともに H_1 だけシフトした点が新しい動作点になる。この点における増分透磁率をそれぞれ μ_d とし、シフトに伴う μ_d の変化分を $\Delta\mu_d$ とすると $Core_P$ は H_{dc} より深くバイアスされ、逆に $Core_N$ は浅くなるので、次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \mu_{d, P} &= \mu_{d, 0} - \Delta\mu_{d, P} \quad (\mu_{d, P} < \mu_{d, 0}) \\ \mu_{d, N} &= \mu_{d, 0} + \Delta\mu_{d, N} \quad (\mu_{d, N} > \mu_{d, 0}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

従って、この場合の各探りコイル電圧は、(8)式ととなり、両者の和は(9)式で与えられる。

図 3 検出動作波形
Fig. 3. Wave-forms of i_{ex} and e_{sch} .

図 4 B - H ループおよびセンサ外観
Fig. 4. B - H loop of the core and external shape of the sensor.

$$\left. \begin{aligned} e_{sch, P} &= A_1 \mu_{d, P} \cos \omega_{ex} t \\ e_{sch, N} &= -A_1 \mu_{d, N} \cos \omega_{ex} t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

$$\begin{aligned} \Delta e_{sch} &= e_{sch, P} + e_{sch, N} \\ &= -(\Delta\mu_{d, P} + \Delta\mu_{d, N}) A_1 \cos \omega_{ex} t \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

同様に $i_1 < 0$ の場合には(9)式とは逆位相の Δe_{sch} となることから、各探りコイルの電圧からコアの磁化状態を知ることができる。

図 3 は以上のことを確認するため、図 4 に示す B - H ループと同じ材質のアモルファストロイダルコア ($l = 4.71 \times 10^{-2}$ m, $S = 0.101 \times 10^{-4}$ m²) を用いて、写真に示すようなセンサを試作し、これを次の条件で励磁した場合の e_{sch} の波形を示したものである。ここでは動作を明確に示すため H_1 すなわち i_1 を大きく与えている。

$$N_1 = 1, N_{ex} = N_{sch} = 30, H_{dc} = 240 \text{ A/m}$$

$$H_{ex, m} = 24.6 \text{ A/m}, f_{ex} = 1.02 \text{ MHz}$$

いま、 $i_1 = 0, 1.35, -1.35$ A (rms), ($\rightarrow H_1 = 0, \pm 28.66$ A/m) とした場合の各 i_1 に対する探りコイル電圧はおおよそ 1.55, 1.3, 1.8 V (p-p) となり、これからコアの等価比透磁率 μ_{eq} を(10)式から求めると 12.7, 10.7, 14.8 程度になる。ここで E_{sch} は e_{sch} の実効値である。

数 η_{rec} は f_{ex} などを勘案して定める。

$$G_{rec}(s) = 1/(1 + s\eta_{rec}) \quad (13)$$

また $K_{core, c}$ は(11)式と同様に N_c に対する平均的な等価コアゲインである。

$$K_{core, c} \equiv \{(\Delta\mu_{N}/\Delta i_c) + (\Delta\mu_{d, P}/\Delta i_c)\}/2 \quad (14)$$

i_c の目標値 $i_{c, r}$ は

$$i_{c, r} = \epsilon_H G(s) = KH_d G(s) \quad (15)$$

ここに、 ϵ_H はコアの磁界レベルの目標値 H_r と KH_d との偏差である。ここで $H_r=0$ は各コアの動作磁界レベルの目標値が $\pm H_{dc}$ であることを意味する。 N_c につながる電流アンプ A_c のゲインが十分大きいとすると、(16)、(17)式が得られる。

$$i_{c, r} = i_c R_d \quad (16)$$

$$i_c = -A_1(K_{core, N_1}\Delta i_1 + K_{core, c}\Delta i_c) \times G_{rec}(s)G(s)/R_d \quad (17)$$

ここで、 $G(s)$ のゲインが十分大きいとすると、(18)式が得られる。

$$\Delta i_c = -K_R \Delta i_1 \quad (18)$$

$$K_R = K_{core, N_1}/K_{core, c} \quad (19)$$

ここで、常に零磁状態が保たれる、すなわち Δi_1 に基づくシフト分は瞬時に i_c で逆励磁されるとすれば、各コアの動作磁界は $\pm H_{dc}$ となり K_R の値が一意に定まり、 $\Delta i_1 \rightarrow i_1$ 、 $\Delta i_c \rightarrow i_c$ と置ける。従って、 i_1 は(20)式として検出されることになる。

$$i_{1, det} = i_c R_d = -K_R R_d i_1 \quad (20)$$

ここでコアの対称性は得られているものとして、センサ回路を構成する電子回路のオフセットやドリフトの影響（ここでは簡単の為両者を合わせた影響を $f(D_0)$ と表現する。）について考えてみる。まず I_{dc} を与える回路の $f(D_0, I_{dc})$ だが、これはコアの対称性により相殺され問題にならない。 N_c につながる電流アンプの $f(D_0, N_c)$ は、 $G(s)$ のゲインに依存するが、基本的にはこれも問題にならないと言える。結果的に問題になるのは(12)式の KH_d を得るために構成する回路の $f(D_0, KH_d)$ であり、これは等価的に $H_r \neq 0$ つまり ϵ_H の存在として現れることになる。しかしながら、第5章で検討するコアの非対称性に基づく誤差と比較すると電子回路自身の $f(D_0)$ はほとんど問題にならない。

4. 検出特性

図7は独立に静電シールドされた二本の電線を平行な状態で両センサコアに貫通させ、すなわち $N_1=N_c=1$ 、 $K_R=1.00$ を得、励磁条件を図3の場合と等しくした場合の直流検出特性を示したものである。な

図7 直流検出特性

Fig. 7. DC current detection characteristics.

お、 K_R の値は N_{ex} などを分布巻にしたとしても、 i_1 が交流の場合には、直流と比較するとわずかであるがコアを貫通する N_1 、 N_c の位置に依存することがある。このことはトロイダルコアが必ずしも至るところ

図 8 交流検出特性

Fig. 8. AC current detection characteristics.

一様でないことを意味する⁽¹⁰⁾。また当然であるが、検出電流を拡大するため N_c を 2 以上にすると、動作磁界レベル (μ_d の大きさ) にも依存するが、 N_c の巻数と K_R との比例性が、厳密には成立しなくなる。

直流検出誤差 E_{dc} は R_d を 1.0Ω に等価換算して、

図 9 周波数特性

Fig. 9. Frequency characteristics.

図 10 動特性

Fig. 10. Dynamic response in time domain.

(21)式より求めた。

$$E_{dc} = (1 - i_{1, \text{det}}/i_1) \times 100 \dots \dots \dots (21)$$

これより、mA オーダから 1 A の範囲を 0.5% 程度の精度で検出しており、微小電流検出時のヒステリシスは H_{dc} を 240 A/m と十分深くバイアスしたために認められなかった。なお、検出精度が良くないのは次の理由による。つまり本論文では、応答性に主眼を置いたため $G(s)$ を比例ゲインのみとし、その値は系の安定性を考慮し 48.3 dB と小さ目に設定したためである。逆に応答性を問題にしなければ、 $G(s)$ の比例ゲインを小さくし、これに積分要素を加えることにより、十分な精度が得られる (1 A FS に対し 0.01%)。このように応答性と精度との間には相反する関係が存在し、具体的な $G(s)$ は被測定電流を勘案して定めることになる。

図 8 は正弦波 1 kHz の振幅変化に対する特性を示す。この場合も直流検出の場合とほぼ同程度の精度であった。また図 9 は $I_1 = 0.5 \text{ A (rms)}$ で $f_1 = 100 \text{ Hz}$ の検出電圧を 0 dB として基準化し、 f_1 の周波数を変化した場合の検出特性 $A(s)$ のボード線図である。振幅比で -0.1 dB、位相差で 8° の遅れを許せば DC から 20 kHz をカバーしており、-3 dB では 70 kHz までをカバーできることを示している。図 10 は動特性を示したもので、 $f_1 = 20 \text{ kHz}$ (三角波) とし (a) 図は

図 11 リサージュ図形
Fig. 11. Lissajous's figure.

(a) iR 降下との比較

(b) (a)図の時間拡大

図 12 インバータ出力電流

Fig. 12. Detection results of the inverter output current.

$i_1 = 5 \text{ mA/div}$, (b)図は $i_1 = 0.5 \text{ A/div}$ の場合である。同様に図 11 は $i_1 = 0.2 \text{ A/div}$ で $f_1 = 2$ および 10 kHz に対するリサージュ図形を示したもので、これからの動的な線形性に問題のないことがわかる。なおこれら検出波形と(13)式の時定数 $\tau_{\text{rec}} (=1.22 \times 10^{-6})$ との関係について考えると、 $2f_{\text{ex}}$ に対する(13)式の大きさは 0.0638 になることから、当然 f_{ex} 成分が検出信号に現れるはずである。図 10(a)にはその影響が認められるものの、十分に除去されているとして良い。このことは、 $G(s)$ および A_c が単純な比例ゲインみでなく遅れ要素を含んでいることを意味している。

結果的に提案するセンサは、直流から 10 kHz 程度までの周波数に対し十分な特性を有すると考えてよい。これを実際インバータ駆動される誘導機の電流検

図 13 温度変化に対するコアの非対称性
Fig. 13. Temperature effect on the symmetry for two cores.

出に適用した例を図 12 に示す。(a)図の上部波形は電流検出抵抗の iR 降下を示し、下部はセンサの検出波形である。この時間を拡大したのが(b)図である。これからインバータ電流が遅れなく検出されると言えるが、よく観察すると i_1 の時間微分に基づくと考えられる成分が若干認められる。

5. コアの非対称性と検出精度

文献(4),(5),(9)に示したように一磁心で動作磁界レベルを知り、これを零磁界として構成した電流・磁界センサの検出精度を支配する要因は、補助励磁磁界に対するセンサコアの $B-H$ ループが原点对称性を有して動作しているか否かのみであった。これはコアを過励振すれば一応満足されることから、原理的な検出上限は存在しない、センサコアの形状や磁化特性が直接検出特性を定めないという結果を得た。従って、温度依存性もなくなるはずである。実際、磁界センサを例にとると $-76 \sim 300^\circ\text{C}$ の変化に対し $10^{-4} \text{ \%/}^\circ\text{C}$ (FS) というように一磁心で零磁界の特徴がよく生かされたセンサを実現できた。ところが、本論文で検討しているセンサは二磁心形であるため、前述のセンサと比較すると両コアの定常的な非対称性が極めて大きく検出特性に現れることになる。図 13 は実験に用いた二組のコアの非対称率を(22)式で定義して求めた温度依存性である。ここに E_{sch} は e_{sch} の実効値である。

$$E_D \equiv \frac{E_{\text{sch}, P} - E_{\text{sch}, N}}{2(E_{\text{sch}, P} + E_{\text{sch}, N})} \times 100 \quad \dots\dots\dots (22)$$

$C_{0,A}$ はあらかじめ室温で対称性が得られているものの組合せ、 $C_{0,B}$ は得られていないものの組合せであるが、ここで片方の e_{sch} にある重みを付け、常温では等価的に対称性が得られるようにして測定している。 25°C から 200°C の変化に対し $C_{0,A}$ は $37\% B$ は 13.3% も変化している。これから、むしろ常温で対

図 14 センサの温度特性
Fig. 14. Temperature characteristics.

称性の悪いほうが逆に温度変化に対しては良いと言う結果になっている。この非対称性が実際のセンサでは、どのように影響するかを $C_{0,A}$ の組合せを用いて調べたのが図 14 である。55°Cまでは問題ないがこれ以上で影響が現れ始め、被検出電流に換算した制御電流 i_{eq} が余分に流れることになる。例えば、100°Cではその大きさは-85 mAに相当する。この温度依存性に対しては、特性の良く一致したつまり、 E_D が小さくなるコアの組合せを得ることにより解決するが、これは動作磁界レベルの検出に二磁心を用いる方式特有の問題と言える。

6. む す び

二磁心を用いてコアの磁化状態を知る直流バイアス法を適用した零磁界形電流センサについて検討した。その結果、高周波励磁を可能にしたため、応答性に関しては一応の改善を見ることができた。

二磁心形特有の誤差要因である、両コアの温度変化に基づいて生じる非対称性は、温度管理を行えば解決するがやっかいである。従って、この問題については、用いるコア材質の選択を含めて今後検討する予定である。

直流バイアス法は本来高い検出感度を有すが、本論文では、応答性と安定性に着目し、動作磁界レベルを十分に深く設定して動作させた。すなわち μ_d の小さいところを動作磁界レベルに設定したため、外来雑音磁界の影響は、被検出電流の作る磁界に等価換算して比較すると文献(5)の場合より大きく現れ 616 A/m, 1 kHz の雑音に対し、0.107%, 10 kHz では 0.44%であった。もちろんこの値も非対称性に依存する。またサージ電圧に関してはコア近傍の N_1 に対して静電シールドを施せばよいが、その高周波に対するインピーダンスを考慮する必要がある。なお、コアゲインが大きくなる範囲に動作磁界レベルを設定すれば、文献

(11)に示す磁界センサの場合と同様、極めて高感度の電流センサになると考えられることから、微小零相電流の検出、雑音磁界発生源の特定用などについても検討する予定である。
(平成2年4月2日受付)

文 献

- (1) F. Blaschke: "Das Prinzip der Feldorientierung", die Grundlage für die TRANSVEKTOR-Regelung von Drehfeldmaschinen, Siemens-Z. 45 (1971) S. 757 bis 760
- (2) 岩金:「インバータによる誘導機ドライブとベクトル制御方式について」, 安川電機, 148, No.4 (昭49)
- (3) 難波江:「誘導機のトルク伝達関数デジタル制御」, 電気学論 B, 98, 303 (昭53-3)
- (4) 園田・上田:「磁界制御形電流センサ」, 同上 C, 107, 673-680 (昭62-7)
- (5) T. Sonoda, R. Ueda & K. Koga: "A Current Sensor of High Accuracy Fit for Precise and Exact Motion Control", IEEE IAS 1989 Ann. Meeting Conf. Rec., p. 343
- (6) 園田・上田:「コアの磁束レベルの新しい検出法」, 日本応用磁気学会学術講演概要集, 4 aC-9 (昭61)
- (7) 園田・上田:「直流バイアス形電流センサ」, 電学会研資, MAG-86-157 (昭61)
- (8) 近角:強磁性体の物理, (第4版) (昭40) 裳華房
- (9) T. Sonoda & R. Ueda: "Distinctive Features of Magnetic Field Controlled Type Magnetic Field Sensor", IEEE Trans. Magnetics, MAG-25, p. 3393 (1989)
- (10) 園田・上田:「零磁界形直流漏れ電流センサの検出精度について(1), (2)」, 昭61電気関係学会九州支部連大, 113, 114
- (11) T. Sonoda, R. Ueda, H. Ikemoto, K. Kudo & K. Kajiura: "Differentially DC Biased Type Magnetic Field Sensor of High Sensitivity", IEEE Trans. Magnetics, MAG-25, p. 3396 (1989)

園田 敏勝 (正員)

昭和19年3月7日生。40年3月東京都立向島工業高等学校(定)電気科卒業。41年8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。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。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE 会員。

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気工学専攻修士課程修了。45年4月同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, 60年4月同教授, 学部改組により電気工学科教授, 現在に至る。工学博士, 電力システムの安定性, 誘導機駆動システムの安定性, センサなどに関する研究に従事。1990年IEEE/IAS賞。日本非破壊検査協会, 日本応用磁気学会, IEEE 会員。