Investigation on the Diode Temperature-Sensor with the Output Voltage Proportional to the Absolute Temperature

Noriaki Takashima Student Member (Tohoku Gakuin University)

Mitsuteru Kimura Member (Tohoku Gakuin University, kimura@tjcc.tohoku-gakuin.ac.jp)

Keywords : temperature-sensor, pn diode, semiconductor, Si, proportional output to the temperature, AC signal

Many researches on sensor devices integrated together with plural functions have been reported as miniturizing sensors and advancing the performance of microcomputer. Sensor devices with highly packed microwave circuits to communicate with another nodes, which are acting as a node in the sensor net-work and have many functions of physical sensing such as the temperature and the magnetic field, have been proposed. Especially in the medical use, highly functional and miniaturized wireless sensors directly introduced to the body to reduce the patient's load and to make high quality medical care have been reported. In this paper a new measurement method to conventionally measure the temperature is proposed and demonstrated. Thermistor and thermodiode are very familiar as an absolute temperature-sensor. However the thermistor has a narrow measurable temperature range as a single temperature-sensor and has a non-linear relationship between the temperature T and the output voltage.

As to the thermodiode they have a linear dependence between the forward voltage and the absolute temperature T under a fixed forward current I_0 . However, it needs the off-set balance control of the OP-amp in order to amplify the dc signal.

Our temperature-sensor uses only a single pn junction diode and it is unnecessary to control the off-set voltage. It uses a superimposed small ac current δI to the dc forward constant current I_0 and pickup the ac output voltage ΔV using the dc-cut capacitor connected to the pn junction diode as a temperature-sensor. It can measure the wide temperature range 77 -470 K and has the output voltage theoretically proportional to the absolute temperature T . In addition, it has merits that the calibration of our temperature-sensor should be theoretically done at only one temperature point and that thermometry of a very small area can be achieved because of a simple and very small sensing probe of the pn junction diode.

Generally forward biased current I of a pn junction diode is expressed as a following equation.

$$I = I_s(T) \left\{ \exp\left(\frac{qV_F}{nkT}\right) - 1 \right\} \approx I_s(T) \exp\left(\frac{qV_F}{nkT}\right) \dots\dots\dots (1)$$

Differentiating this equation (1) by V , changing it into an expression to the absolute temperature T , putting dc current I with constant value I_0 and rearranging dI/dV in $\Delta I/\Delta V$ for output signal or $\delta I/\delta V$ for superimposed signal, therefore we can get a following equation,

$$T = \frac{q}{nk} \frac{I_0}{\delta I} \Delta V = \alpha \Delta V \dots\dots\dots (2)$$

The above equation (2) means that the absolute temperature T is proportional to the amplitude of this ΔV . Therefore, we should determine the fixed value α in equation (2) at a single temperature point. We can achieve an extremely simple thermometer

displaying the absolute temperature T .

In Fig.1 the block diagram of the measurement circuits for the proposed method is shown.

We have used a commercial high speed Si pn junction diode to verify the theory, because it is unnecessary to use special diodes. In our experiments, we put the dc current $I_0=1000 \mu\text{A}$, $\delta I=30 \mu\text{A}$ (for both sine and square waves) and $f=1 \text{ kHz}$. Temperature T - output voltage V_o characteristics of the commercial Si diode is shown in Fig. 2. We can see from this Fig. 2 that the relationship between the output voltage V_o and the absolute temperature T has almost linear dependence in the temperature range between 77 and 470 K as the theory expressed in equation (2) for both sine and square waves. Errors in linearity of characteristics of the output voltage V_o vs. absolute temperature T were within 3 % and 6 % in measured temperature ranges of 100-320 K and 77-470 K, respectively. In actual use it will be easier to fix the amplitude of δI for the square wave than the sine wave.

Fig. 1. Block diagram of the measurement circuits for the proposed method

Fig. 2. Temperature T - output voltage V_o characteristics using sine and square wave as the δI

絶対温度に比例する出力を持つダイオード温度センサの検討

学生員 高嶋 徳明* 正員 木村 光照*

Investigation on the Diode Temperature-Sensor
with the Output Voltage Proportional to the Absolute Temperature

Noriaki Takashima*, Student Member, Mitsuteru Kimura*, Member

A new method to obtain the output voltage V_o proportional to the absolute temperature T is proposed. The linear relationship between V and T in the measurable temperature range of about 77-470 K is achieved using a commercial Si-pn diode. In this temperature-sensor the ac voltage change in the pn junction diode due to the temperature change is measured for a constant amplitude of superimposed ac small signal of current δI on the constant forward dc current I_0 . This sensor has merits that it can be calibrated at only one temperature point, that the output voltage is proportional to the absolute temperature T and that the ac signal circuits can be isolated from dc bias voltage circuits. In addition, we have ascertained that a square wave as the superimposed ac signal of current δI is superior to the sine wave because of easy connection to the digital circuits and easy measurement of the amplitude of the ac output voltage.

キーワード：温度センサ，pn ダイオード，半導体，Si，温度比例出力，交流信号

Keywords：temperature-sensor, pn diode, semiconductor, Si, proportional output to the temperature, AC signal

1. はじめに

センサの小型化，マイクロコンピュータの高性能化に伴い，複数の機能を集積化したセンサデバイスの研究が行われている^{(1)~(3)}。センサネットワークのノードとして作用し，温度や磁場など周囲の物理量を計測するセンサを有し，更に GPS 電波の受信，他のノードと情報交換するためのマイクロ波回路などを高密度に実装したセンサデバイスが提案されている⁽³⁾。また，MEMS 技術を用いて形成された微小なミラーを振動させ，光信号のパターンを変化させ情報を伝える方法が提案されており⁽⁴⁾，ワイヤレスであればノードの自由な配置が可能である。この超小型センサデバイスを空中に浮遊させ，その一帯の物理情報に関して，空間分解能の高いセンシングデータが得られ，これまで見落とされていた局所的な変化まで捉えようとする提案もある⁽³⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。医療分野では，ワイヤレス動作可能な小型観測器を体内に直接投入して診察する試みがなされており⁽⁷⁾，患者の負担を減らすため小型化し，詳細な情報を取得して高度な医療を実現するために，より高機能化したセンサが求められている。

上述のような物理情報収集においては，温度は基本的な物理量であり，他の物理量を変化させる要因となることがあ

多いので，センシング対象として，その計測が不可欠である場合が多い。

温度センサとして従来から知られているものには，サーミスタやサーモダイオードなどがある。サーミスタは温度によって抵抗値が大きく変化するので，感度は良い反面，一種類の素子で測定できる温度範囲が狭く，その温度特性が直線とならない。また，従来の一般のサーミスタは焼結体であることから特性のバラツキが大きく，更に，半導体基板に集積化する製造技術，特に，CMOS 技術との適合性が悪いという問題がある。

Fig. 1 に示した測定した市販の Si-pn 接合ダイオードの順

Fig. 1. I_F - V_F characteristics of a commercial Si pn junction diode for various ambient temperatures.

* 東北学院大学 工学部
〒985-8537 宮城県多賀城市中央1丁目13-1
Department of Electronics, Tohoku Gakuin University
1-13-1, chuo, Tagajo, Miyagi 985-8537

方向電圧 V_F —電流 I_F 特性では、低温側と比較して高温側では小さな電圧でも大きい電流が流れるようになる。従来のサーモダイオードでは、この特性を利用し、ダイオードに流す順方向電流 I_F を一定に保ち、その時のダイオードに加わる順方向電圧 V_F が絶対温度 T に関係することを利用したものである。温度 T に対する順方向電圧 V_F 特性は、不純物が全てイオン化している範囲内では直線で表される。しかし、切片を有する直線であり、かつ、傾きが負であるために得られた電圧をそのまま直接温度として表すことができない。また、直流電圧を測定するため、信号を増幅するには増幅回路でのオフセット調整が必要になる⁽⁸⁾。

ここで、サーモダイオードの特性を表す式を導き、順方向電圧 V_F が絶対温度 T の 1 次関数で表され、切片を持つことを示す。ダイオードを流れる順方向電流 I は、 $qV \gg nkT$ の場合、近似して(1)式のように表される⁽⁹⁾。

$$I = I_s(T) \left\{ \exp\left(\frac{qV_F}{nkT}\right) - 1 \right\} \approx I_s(T) \exp\left(\frac{qV_F}{nkT}\right) \dots\dots\dots (1)$$

(1)式を基に、お互いに不純物濃度が高い pn 接合の場合を仮定して、拡散電位 V_d を使って表した式を導くと(2)式となる。

$$I = I_\infty \exp\left(\frac{q(V_F - V_d)}{nkT}\right) \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 n : 理想係数、 k : ボルツマン係数、 q : 電荷素量、 I_s : 逆方向飽和電流、 I_∞ : $T = \infty$ とした場合のダイオード電流、 V_d : 等価的な拡散電位、 T : 絶対温度

(2)式を、順方向電圧 V_F を求める形に変形すると(3)式となる。

$$V_F = V_d - \frac{nkT}{q} \ln \frac{I_\infty}{I} \dots\dots\dots (3)$$

ここでは、等価的な拡散電位 V_d の温度変化は、ダイオード電流の指数関数的な温度依存性に対して無視している。高濃度不純物同士の pn 接合ダイオードの場合は、特に無視できるほど小さい。このため(3)式は、絶対温度 T のみのため 1 次関数の形で表すことができる。これをグラフに表す

Fig. 2. Ideal forward voltage V_F - temperature T characteristics in a traditional thermodiode.

と Fig. 2 のようになる。上記の 2 種類のセンサでは式上での未知数が 2 つあるため最低でも 2 点で温度校正をする必要がある。

これに対し、我々の提案する温度センサは、1 個のダイオードを用いて、77—470 K の広い温度範囲にわたって絶対温度に比例した出力が得られるため、増幅度を調整すれば温度を直読みすることができ、校正する場合に 1 点のみでよいという結果になる。例えば、室温 300 K の時に出力を 300 mV になるように 1 点で校正すれば絶対温度測定が可能になる。また、得られた値から、OP アンプなどを利用して 273 mV 分を減算することで $^{\circ}\text{C}$ 表示することも可能である。また、出力信号が交流であり、直流成分であるオフセット電圧の影響を受けないことからオフセット調整の必要がない。

よって、サーミスタのような高い感度は持たないが、簡単に構成の簡便な温度センサが得られる。また、単純な pn 接合やショットキ接合ダイオードでよい小型化可能であり、MEMS 技術により形成された薄膜上の極めて小さな場所の温度測定にも適用できる。

センサネットワークを構成するにあたって、利便性のためにワイヤレス化が必須であり、バッテリー動作させるため低消費電力である必要がある。このためには、センサダイオードの超小型化により、マイクロアンペア程度の電流で必要とする電流密度を達成し、測定時のみ電流を流す間欠動作をさせることで低消費電力化可能である。Si であれば IC 化可能で CMOS の製造技術と完全に適合するため、増幅回路、他の種類のセンサと集積化可能であり、低消費電力化によるバッテリーサイズの削減と併せてデバイスの小型化に貢献できる。

2. 原 理

ダイオードを流れる近似した順方向電流 I_F を表す(1)式を V_F で微分し、 T を求める式に変形すると、(4)式となる。ここで、 dI_F を微小交流電流 ΔI 、 dV_F を微小交流電圧 ΔV 、直流電流 I_F を一定値 I_0 とする。

$$T = \frac{q}{nk} I_0 \frac{\Delta V}{\Delta I} \dots\dots\dots (4)$$

Fig. 3. Expected temperature T - output voltage ΔV characteristics.

(4)式では ΔI 、 ΔV 以外は定数となり、我々の提案した測定方法⁽¹⁰⁾では(4)式を、 ΔI を測定して $T \propto 1/\Delta I$ と表されるもの、 ΔV を測定して $T \propto \Delta V$ と表されるものの2種類に展開できるが、本論文では、絶対温度に比例した出力電圧が得られ、この出力電圧から温度が直読みできる簡便であることを特長とするため、 ΔV を測定するものについてのみ述べる。

この方法では、 δI を重畳する一定振幅の交流電流、 ΔV を測定するダイオードの端子間に現れる交流出力電圧とすると、 ΔV 以外は定数となるため係数 α とおくと(5)式のようになる。

$$T = \frac{q}{nk} \frac{I_0}{\delta I} \Delta V = \alpha \Delta V, \dots\dots\dots (5)$$

$$\text{ここで } \alpha = \frac{q}{nk} \frac{I_0}{\delta I} \dots\dots\dots (6)$$

この式より温度 T は ΔV のみの関数で、 ΔV を測定することで温度が求まることになり、Fig. 3のような温度特性が予想される。未定係数が α の1つのみで、温度特性が原点から延びるため、ダイオードの種類やばらつきに依らず任意の1点のみで校正可能である。

3. 測定方法

〈3・1〉 正弦波の重畳電流 δI の場合 特別なダイオードは必要ないため市販の普通の小信号用 Si ダイオードを使用し理論の検証を行った。ダイオードに順バイアスを加えると Fig. 4 に示すような I - V 特性が得られる。ここで、ダイオードに一定の直流バイアス電流 I_0 を流し、そこに一定の交流電流 δI を重ねる。この時にダイオードの端子間に現れる交流電圧 ΔV を測定する。

実際には、定電流回路を構成して I_0 を流し、そこに δI を重ねさせる。ダイオードに現れた ΔV のみを OP アンプのオフセット電圧が無視できる程度に増幅した後、交流信号の振幅をピーク・ピーク・ホールド回路を用いて直流信号に変換し出力電圧 V_o として電圧計で測定する。この測定回路のブロック図を Fig. 5 に示す。

直流バイアス電流 I_0 を変化させた場合の影響を見るために $I_0=100 \mu\text{A}$ 、 $500 \mu\text{A}$ 、 $1000 \mu\text{A}$ として、それぞれに $\delta I=10 \mu\text{A}$ 、 $33 \mu\text{A}$ 、 $33 \mu\text{A}$ の 1 kHz の交流信号を重ねる。交流信号 δI として、原理的に基本波のみである正弦波を入力して実験する。

〈3・2〉 正弦波と矩形波の重畳電流 δI の場合の比較

Fig. 4 から分かるように、我々の提案している温度センサの測定方法では、交流信号を重ねて正のピークと負のピークの2点の電圧を検出しその差を出力としている。そのためここでは正弦波を重ねしピーク・ピーク値を求めている。しかし、結果から言えば、2点の電圧値が求まればよいので、任意の波形で良いはずである。このため、正弦波を用いた場合と同じ出力が得られることを確かめるため、両波形について同じ測定回路を使用し、信号波形以外の測定条件を同じとして比較、検証する。

Fig. 4. Schematic diagram to explain the proposed method.

Fig. 5. Block diagram of the measurement circuits for the proposed method.

A/D 変換する場合に、重畳する交流電流 δI が矩形波であれば、変換が完了するまで同じ電圧値が一定期間保持されるため、最大値が測定しやすくピークホールド回路などを付加する必要がない。従って、回路構成を簡単にすることができ、デジタル回路との適合性が高く、回路素子の削減によって小型化できる。

また、矩形波の場合、正弦波のように発振回路を構成して発振が安定するまで待つ必要がなく、簡単に安定した直流電圧を生成する方法が既に存在するため、これをチョッピングするだけで振幅の安定した入力信号が得られる。更に、単電源動作可能な回路を構成できるので、瞬時に安定した信号の生成が可能である。従って、センサの間欠動作による省電力化が可能で、バッテリー容積の削減による小型化にも貢献できる。

4. 実験結果および考察

〈4・1〉 正弦波を重ねた場合 正弦波を重ねて測定した結果を Fig. 6 に示す。 $I_0=100 \mu\text{A}$ では、室温付近で傾きが変化している部分があり、原点から引いた直線に乗らず直線性も良くない。 $I_0=500 \mu\text{A}$ 、 $1000 \mu\text{A}$ では、室温付近での傾きの変化がほぼ無くなり、原点から引いた直線に乗

Fig. 6. Temperature T - Output Voltage V_0 characteristics for various dc bias currents I_0 .

Fig. 7. Temperature T - output voltage V_0 characteristics for a sine and a square wave as the superimposed signal ΔI .

Fig. 8. Temperature dependence of the ideality factor n . (AC signal: Sine Wave)

っている。その他に、 I_0 を大きくすることで高温領域での直線性が改善され、直線的に変化する範囲が広がっている。

$I_0=500 \mu\text{A}$ と $1000 \mu\text{A}$ を比較すると、 $500 \mu\text{A}$ の方が 2 倍程度の出力が得られている。これは、 I_0 が $1/2$ になっているためであり、(5)式から分かるように、どちらも δI と、測定している温度 T とが同じため、 I_0 を変化した場合には変数

は ΔV のみであり式の両辺が等しくなるには ΔV が 2 倍になる必要があるためである。しかし、実際の測定結果が 2 倍に及んでいないが、これは、振幅が大きくなるほど単位時間当たりの信号電圧の変化が大きくなり、Fig. 5 に示すピークピークホールド回路に使用しているホールドコンデンサ (図は省略) への充電が間に合わずに正弦波の最大値を短時間で保持しきれなかったためと考えている。実際、ホールドコンデンサの容量の大きさに出力電圧が依存することを確かめている。Fig. 6 から、直流バイアス電流 I_0 が小さいときには、高温側で傾きが変化し、直線から外れる箇所が見られるが、この小さな電流 I_0 では、拡散電流に寄与するキャリアが少ないので、バンドギャップを超えて励起されるキャリアの増加が無視できないために、真性領域に近づいたためであると考えている。そのため、SiC などのバンドギャップの広い半導体材料を使ったダイオードであれば Si ダイオードよりも高い温度領域まで測定することができる。また、 I_0 を大きくすることで、高温まで直線的な特性の領域が得られるのは、注入されるキャリアが多くなったため、励起されたキャリアの割合が相対的に小さくなり、大きな変化として現れなかったのだと考えている。

〈4・2〉 正弦波と矩形波を重畳した場合の比較

Fig. 7 には、一定の交流電流 δI として、微小の正弦波電流と矩形波電流とを使用した場合のピークピークホールド回路の出力電圧 V_0 と絶対温度 T との関係の実験結果を示している。なお、Fig. 6 に示す正弦波を使用した場合の結果から、直線性の良かった $I_0=1000 \mu\text{A}$ とし、 $\delta I=30 \mu\text{A}$ とした。

Fig. 7 に示した結果から、矩形波でも原点から引いた直線上に乗ることが確認できた。しかし、条件が同じであるのに正弦波よりも矩形波を入力信号とした場合の方が、出力が大きく差が生じている。これは、〈4・1〉節で述べたようにピークピークホールド回路で振幅を測定しているため、正弦波は出力が常に変化するため最大値を保持することが困難であるが、矩形波であれば同じ電圧値が一定期間保持されるため、ピークホールド回路のホールドコンデンサ (実験では、同一の $1 \mu\text{F}$ のコンデンサを使用した) への充電期間が十分確保できたのだと考えている。従って、矩形波であれば回路の面から見ても最大値を保持しやすく、容易に測定が可能である。

Fig. 7 で正弦波を用いた場合の特性から求めた理想係数 n を Fig. 8 に示す。理論で温度 T を表す式を導出する仮定において、 n を含む式を使用しているが、我々の提案では n が温度によらず一定という仮定の下で温度に対する出力特性が原点から引いた直線で表すことができるとしていた。実験結果から、市販の Si pn 接合ダイオードで、ほぼ 100 K から 320 K の範囲では 3% 以内、77 K から 470 K の測定を行った全範囲では 6% 以内の誤差で簡便な温度計測ができることが確認できた。また、Fig. 8 に示すように、実際に測定値から求めた n が温度によらずほぼ一定の値を示すことが確認できた。このことから、我々の仮定が成り立つと考えている。

6. 結 論

交流信号重畳型のダイオード温度センサを提案して、理論通り、出力電圧が完全に絶対温度に比例して原点からの直線的な特性が得られることを確認した。直流バイアス電流 I_0 を大きくすることで、計測温度範囲での直線性を改善でき、 $I_0=1000\ \mu\text{A}$ 、 $\delta I=30\ \mu\text{A}$ の時には、77 K~470 K までの広い範囲で誤差が 6%以内の直線的な特性が得られ、100 K 程度から 320 K の範囲での誤差は 3%であり非常に直線性の良い特性が得られた。従って、0K から伸びる 1 次関数の形で表すことができ、1 点校正が可能である。しかし、 I_0 が小さい場合などには直線性の悪い箇所が存在するため、これらの原因については今後検討する必要がある。

センサネットワークでは屋外での使用が想定され、太陽電池と従来のバッテリーと比べて寿命が長いコンデンサを組み合わせた電源が理想であるが、本センサは矩形波による間欠動作ができ極めて省エネ型にできるため、容量の小さいコンデンサであっても十分動作が可能である。また、医療分野では体内に埋め込んで使用されることが想定され、バッテリーの交換など患者の負担を避けるため永久的に発電できる温度差を使って発電する方式などが最適であるが、電力容量が小さいという問題があるため、このように低消費電力化が必要な用途にも応用可能である。

本実験では、ダイオードとして pn 接合ダイオードのみ扱ったが、理論的には、ショットキ接合ダイオードでも同一の(5)式が得られる。したがって、ダイヤモンドや酸化亜鉛(ZnO)などのようにバンドギャップが大きく、p 型と n 型の双方が未だ得られていないか、または、製作が困難な半導体でも、ショットキ接合が形成できれば、上述の簡易温度センサが達成されることになる。したがって、これらのワイドバンドギャップ半導体のショットキ接合ダイオードの使用により、更に高温までの簡易温度センサが達成されと考えている。

(平成 18 年 12 月 28 日受付, 平成 19 年 3 月 1 日再受付)

文 献

- (1) R. X. Gao and Z. Fan : "Architectural design of a sensory node controller for optimized energy utilization in sensor networks", *IEEE Trans. instrument & measure*, Vol.55, No.2 (2006-4)
- (2) A. J. Skinner and M. F. Lambert : "Using Smart Sensor Strings for Continuous Monitoring of Temperature Stratification in Large Water Bodies", *IEEE Sensors Journal*, Vol.6, No.6 (2006-12)
- (3) 安藤 繁・田村陽介・戸辺義人・南 正輝 : 「センサネットワーク技術 ユビキタス情報環境の構築に向けて」, 東京電機大学出版局, pp.41-186 (2005)
- (4) P. B. Chu, N. R. Lo, E. Berg, and K. S. J. Pister : "Optical Communication Using Micro Corner Cuber Reflectors", *MEMS 97*, Nagoya, Japan, 26-30 pp.350-5 (1997-1)
- (5) K. C. Clarke : "Geocomputation's future at the extremes high performance computing and nanoclients", *Parallel Computing* Vol.29 pp.1281-1295 (2003)
- (6) J. L. Hill and D. E. Culler : "Mica : A wireless platform for deeply embedded networks", *IEEE Micro.*, Vol.22, No.6, pp.12-24 (2002-11/12)
- (7) K. Saito, H. Hashimoto, S. Endo, Y. Ueda, H. Mizuno, M. Kudo, and A. Uchiyama : "Telemetry Capsule for Gastric pH Monitoring", *The Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.31, No.6, pp.699-704 (1995) (in Japanese)
斉藤恵一・橋本 洋・遠藤伸悟・植田康弘・水野 均・工藤正宏・内山明彦 : 「胃内 pH モニタ用テレメータカプセル」, 計測自動制御学会論文集, **31**, 6, pp.699-704 (1995)
- (8) G. C. M. Meijer and A. W. Herwaarden (Editors) : "Thermal Sensors", *Institute of Physics Publishing*, pp.116-120 (1994)
- (9) M. Kimura and K. Toshima : "Thermistor-like pn junction temperature-Sensor with variable sensitivity and its combination with a micro-air-bridge heater", *Sensors and Actuators*, A108, pp.239-243 (2003)
- (10) N. Takashima and M. Kimura : "Pn junction Temperature-Sensor by Use of Superimposed AC Signal", *Proceedings of The 23rd Sensor Symposium*, pp.253-256 (2006)

高 嶋 徳 明 (学生員) 1984 年 3 月 9 日生。2006 年 3 月東北学院大学工学部電気情報工学科卒業。現在、同大学大学院工学研究科博士前期課程在籍。

木 村 光 照 (正員) 1942 年 11 月 14 日生。1967 年 3 月電気通信大学卒業, 1969 年および 1974 年 3 月東北大学大学院修士課程および博士課程修了。工学博士。1974 年 4 月から東北学院大学工学部電気工学に講師として勤務, 1988 年 4 月より同教授, 現在, 名称変更により同電気情報工学科教授。1986 年 8 月から 87 年 3 月までカリフォルニア大学バークレイ校客員教授。現在, 半導体デバイス, 特に, 各種センサの開発研究に従事。応用物理学会, 電子情報通信学会, 日本応用磁気学会, IEEE の会員。