

# サーミスタへのワイヤレス電力伝送特性を用いた PMSM の磁石温度検出システムにおける鉄損の影響評価

半場 諒\* 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)  
北条 善久 (東洋電機製造)

Investigation of Iron-Loss Effects in a PMSM Magnet Temperature Detection System  
Using Wireless Power Transfer Characteristics to a Thermistor  
Ryo Hamba\*, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)  
Yoshihisa Hojo (TOYO DENKI SEIZO)

This paper investigates iron-loss effects in a PMSM magnet temperature detection system that energizes a thermistor via wireless power transfer. It is shown that the input-power sensitivity to temperature depends on iron loss. Experiments confirm that adjusting iron loss with additional components yields characteristics suitable for sensing, whereas a conventional resonance-based design fails to achieve resonant operation. A resonance-based design method that accounts for iron loss is then presented and validated by simulation.

キーワード：永久磁石同期電動機、温度検出、ワイヤレス電力伝送  
(Permanent Magnet Synchronous Motor, Temperature Detection, Wireless Power Transfer)

## 1. はじめに

永久磁石同期電動機（以下、PMSM）は高い効率とトルク密度を有し、幅広い用途に用いられている。PMSM のロータに用いられる永久磁石は渦電流損により発熱し、減磁する。例えばネオジム磁石（NdFeB 磁石）は、温度が 1°C 上昇するごとに残留磁束密度が約 0.13% 減少する<sup>(1)</sup>。PMSM のトルクは磁束密度に依存するため、永久磁石の発熱はトルクに影響を及ぼす。さらに、永久磁石が過度に発熱すると保磁力が減少し、不可逆減磁を引き起こす。これにより磁力が永続的に低下した状態となり、所定のトルク出力が得られなくなる可能性がある。

これらの問題に対し、一般的には過負荷条件下での連続運転時間を制限することで PMSM の保護が図られる。しかしながら、実際の磁石温度は PMSM の周囲温度や過去の運転条件に依存するため、運転時間を一定時間以下に制限する手法では大幅なマージンを確保する必要がある。以上の観点から、PMSM のトルク制御精度や信頼性向上し、保護設計の過大なマージンを削減するため、磁石温度の測定または推定技術が求められている。

これまで磁石温度測定手法として、温度センサとスリップリングを組み合わせる手法が用いられてきた<sup>(2)</sup>。本手法ではスリップリングにより回転するロータ内の磁石温度デー

タを外部に伝達する。しかしながら、リングとブラシの接触により耐久性やメンテナンス性が低く、信頼性に課題がある。スリップリング等の物理接点を設けない手法として、温度センサにより取得したデータを無線通信により送信する手法<sup>(3)</sup>も提案されているが、回転部分にバッテリ等が必要となる。これにより、定期的なメンテナンスを要する。また、ロータ側への追加部品を必要としない手法としては、赤外線カメラにより物理的接触を持たずに温度を測定する技術が提案されている。しかしながら、本手法では測定対象物の表面温度しか測定できず、ロータ端部の温度測定には適するがロータ中央付近の温度測定には適さない。また、赤外線カメラのコストにも課題が残る。

一方、ロータ内磁石温度の推定手法として、熱モデルもしくは電気モデルを基に磁石温度を推定する手法が提案されている。熱モデルに基づいた手法<sup>(4)(5)</sup>は、PMSM 全体の熱伝達経路を熱回路でモデル化し、磁石温度を推定する。この手法は、較正を行った環境と冷却システムや周囲環境が変化すると推定精度が低下するおそれがあり、運転環境の変化に適応できないという課題がある。電気モデルに基づいた手法は、停止時および低速域向けの高周波信号注入法<sup>(6)</sup>と、中高速域向けの磁束観測法<sup>(7)</sup>がある。高周波信号注入法は、磁石温度依存性のある高周波抵抗や高周波インダクタンスを観測して磁石温度を推定する。磁束観測法は、PMSM の

電圧方程式に基づいて永久磁石の磁束を観測する。これらの電気モデルに基づいた手法では推定温度が全磁石の温度に依存するため、特定の磁石の温度推定はできない。

上記の課題を解決するため、筆者らはサーミスタへのワイヤレス電力伝送特性を用いて PMSM の磁石温度を検出する手法を提案してきた<sup>(8)-(10)</sup>。この手法は、ワイヤレス電力伝送回路の二次側に負荷として NTC サーミスタを接続した際、温度検出回路の入力電力がサーミスタ温度に依存することを利用する。文献(10)では、PMSM に取り付けていない温度検出回路により、静止状態のサーミスタの温度を最大誤差 11°C で検出可能であることを報告した。しかし、温度検出回路を PMSM に取り付けた際に発生することが予想される鉄損の影響については考慮していなかった。

本論文では、提案システムの構造上発生する鉄損の影響を検証する。まず、温度検出回路の特性が鉄損により変化することと、鉄損の影響を考慮せずに設計した場合に回路が共振条件を満足しないことを示す。実機検証により、鉄損の影響を無視できることと、追加部品により鉄損の発生量を変化させて温度検出に適した回路特性を得る手法を提案する。最後に、鉄損を考慮した温度検出回路の共振条件を示し、これを用いた回路設計法を明らかにしたので報告する。

## 2. 温度検出システム

**〈2・1〉 システム構成** 図 1 に提案システムの構成を示す。本システムは固定部と回転部から構成される。固定部は、直流電源と高周波電源、一次側コイルを含む送電回路と、電力検出器から構成される。回転部は、二次側コイルを含む受電回路とサーミスタから構成され、PMSM のロータとともに回転する。

電力検出器は、直流電源から高周波電源に供給される直流電圧と直流電流を測定し、直流電力を検出する。高周波電源および一次側コイルは、直流電源から受け取った電力を電磁誘導により二次側コイルを含む受電回路へ電力を伝送する。受電回路が受け取った電力はサーミスタで消費される。なお、送電回路は PMSM 駆動用インバータとは別に設ける。

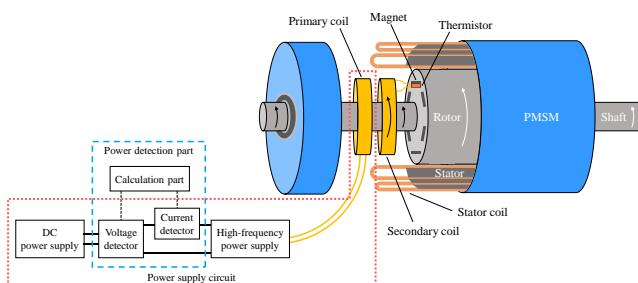


図 1 温度検出システムの構成

Fig. 1. Configuration of temperature detection system.

サーミスタは温度検出対象であるロータ内の磁石に取り付ける。したがって、サーミスタが取り付けられた磁石のみの温度が検出され、それ以外の箇所の温度は検出に影響しない。一次側コイルと二次側コイルはシャフト周囲に取り付ける。これにより、回転時に PMSM の筐体と提案システムが干渉しない構造となっている。コイルの中心を鉄製のシャフトが貫通する構造であるため、コイルが発する磁束がシャフトに鎖交して鉄損が発生する。

**〈2・2〉 鉄損を考慮した温度検出回路** 図 2 に T 型等価回路として表した温度検出回路を示す。S-S 補償方式の磁界結合型ワイヤレス電力伝送（以下、WPT）回路を基に構成されており、負荷として NTC サーミスタが接続されている。NTC サーミスタの抵抗  $R_{th}$  はサーミスタの温度  $T$  の関数であり、(1)式で表される。

$$R_{th}(T) = R_0 \exp \left\{ B \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right\} \quad \dots \dots \dots (1)$$

高周波電源（インバータ）と一次側回路が前節で述べた固定部に、二次側回路が回転部に相当する。相互インダクタンス  $M$  と並列に接続されている抵抗  $R_i$  は鉄損と同じ電力を消費する仮想的な抵抗成分であり、以降本論文では鉄損抵抗と呼称する。

この回路について閉路電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  を図 2 中に示すように定義すると、各閉路における電圧方程式は(2)式で表される。ここで、 $V_{lf}$  は一次側電圧  $V_1$  の基本波成分の実効値である。

$$\begin{pmatrix} r_1 + R_i + jX_1 & -R_i & 0 \\ -R_i & R_i + j\omega M & -j\omega M \\ 0 & -j\omega M & r_2 + R_{th} + jX_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{lf} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

$$X_1 = \omega L_1 - \omega M - \frac{1}{\omega C_1}, \quad X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$$

(2)式を解くと、一次側電流  $I_1$  は  $I_1 = I_a$  より(3)式で表される。ここで、分母  $\Delta$  は(4)式である。

$$\begin{aligned} I_1(T) = & \frac{\dot{V}_{lf}}{\Delta} \left[ R_i(r_2 + R_{th}(T)) - \omega M X_2 + (\omega M)^2 \right. \\ & \left. + j \{ \omega M (r_2 + R_{th}(T)) + R_i X_2 \} \right] \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (3)$$

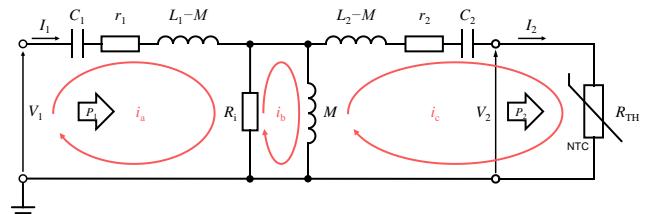


図 2 鉄損を考慮した温度検出回路

Fig. 2. Temperature detection circuit considering iron loss.

$$\Delta = (r_i + R_i + jX_1)(R_i + j\omega M)(r_2 + R_{th}(T) + jX_2) + (\omega M)^2(r_i + R_i + jX_1) - R_i^2(r_2 + R_{th}(T) + jX_2) \dots(4)$$

インバータで発生する損失を無視すると、インバータに入力される直流電力  $P_{DC}$  は一次側電力  $P_1$  に等しいため(5)式で表される。

$$P_{DC}(T) \approx P_1(T) = \text{Re}(\bar{I}_1(T)V_{if}) \dots(5)$$

したがって、温度検出回路の入力電力  $P_{DC}$  はサーミスタの温度  $T$  に依存する。つまり、回転部のサーミスタで測定された温度の変動が、固定部にて直流電力の変動として検出される。

### 3. 鉄損が温度検出回路の特性に及ぼす影響

**(3・1) 入力電力の温度特性** 本章では、鉄損が温度検出回路の入力電力特性および共振動作に及ぼす影響を検証する。鉄損が無視できる場合、S-S 補償方式 WPT 回路の共振条件は(6)式で表される。(6)式を(5)式に適用したものをサーミスタの抵抗  $R_{th}$  で偏微分すると、(7)式が得られる。なお、ここでは簡略化のため巻線抵抗  $r_1$  および  $r_2$  を無視した。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \dots(6)$$

$$\frac{\partial P_{DC}}{\partial R_{th}(T)} = \frac{R_i^2 \{(R_i + R_{th})^2 - (\omega_0 M)^2\}}{(\omega_0 M)^2 \{(R_i + R_{th})^2 + (\omega_0 M)^2\}^2} V_{if}^2 \dots(7)$$

$R_{th}$  はサーミスタの温度  $T$  の関数であるので、温度検出回路の入力電力  $P_{DC}$  のサーミスタ温度  $T$  に対する変化量は鉄損抵抗  $R_i$  に依存するといえる。

表 1 に示すパラメータを用いて、温度検出回路の入力電力  $P_{DC}$  のサーミスタ抵抗  $R_{th}$  に対する特性をシミュレーションにより得た。なお、全温度において鉄損抵抗  $R_i$  が一定であると仮定した。図 3 に鉄損抵抗  $R_i$  を変動させたときの  $P_{DC} - R_{th}$  特性の変化を示す。鉄損抵抗  $R_i$  が大きいほど  $P_{DC} - R_{th}$

表 1 シミュレーションパラメータ

Table 1. Circuit parameters of simulation.

Parameter	Symbol	Value
Primary side voltage	$V_1$	2.25 V
Resonant frequency	$f_0$	100 kHz
Coil inductance	$L_1 L_2$	6.8 $\mu$ H
Coil winding resistance	$r_1$	300 m $\Omega$
Coupling coefficient	$k$	0.19
Mutual inductance	$M$	1.3 $\mu$ H
Resonant capacitor	$C_1, C_2$	372 nF

特性の傾きが大きく、 $R_i$  を開放したとき、すなわち鉄損が発生しない場合に傾きが最大となる。言い換えると、鉄損抵抗  $R_i$  が小さいほど  $P_{DC} - R_{th}$  特性の傾きが小さいということになる。 $P_{DC} - R_{th}$  特性の傾きが小さくなるとサーミスタ温度の変動に伴う温度検出回路の入力電力の変動量が小さくなるため、温度検出精度の低下が懸念される。

**(3・2) 電流位相** (6)式を適用した一次側電流  $I_1$  および二次側電流  $I_2$  は(8)式で表される。

$$I_1 = V_{if} \frac{\{R_i(r_2 + R_{th}) + (\omega M)^2\} D_{Re} + \omega M(r_2 + R_{th}) D_{Im}}{D_{Re}^2 + D_{Im}^2} + jV_{if} \frac{\omega M(r_2 + R_{th}) D_{Re} - \{R_i(r_2 + R_{th}) + (\omega M)^2\} D_{Im}}{D_{Re}^2 + D_{Im}^2}$$

$$I_2 = V_{if} \frac{\omega M R_i D_{Im} + j\omega M R_i D_{Re}}{D_{Re}^2 + D_{Im}^2} \dots(8)$$

$$D_{Re} = r_i R_i (r_2 + R_{th}) + (\omega M)^2 (r_1 + r_2 + R_i + R_{th})$$

$$D_{Im} = \omega M \{r_i (r_2 + R_{th}) - (\omega M)^2\}$$

鉄損の影響がない S-S 補償方式 WPT 回路において一次側と二次側が共に共振条件を満たす場合、一次側電流  $I_1$  の虚部はゼロとなり一次側電圧  $V_1$  と位相が一致する。また、二次側電流  $I_2$  の実部はゼロとなり一次側電流  $I_1$  に対して 90°進み位相となる。しかし、(8)式より一次側電流  $I_1$  の虚部と二次側電流  $I_2$  の実部はいずれもゼロではない。したがって、シャフトの影響により比較的大きい鉄損が生じる提案構造の温度検出回路では、従来の S-S 補償方式の共振条件を適用しても、共振動作しないことがわかる。

**(3・3) 実機検証** 鉄損が温度検出回路の特性に及ぼす影響を実験により検証した。ここでは、PMSM のシャフ

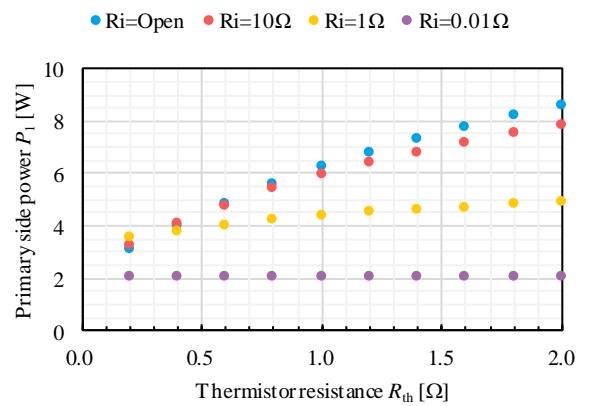


図 3 鉄損抵抗が変化したときの温度検出回路入力電力

Fig. 3. Input power of temperature detection circuit when iron loss resistance varies.

トを模擬した炭素鋼「S45C」製の棒材の周囲にコイルを取り付けて実験を行った。棒材の直径は 42 mm であり、提案システムの実装を想定している PMSM のシャフトの直径と概ね等しい。これにより、温度検出回路のコイルが発する磁束がシャフトに鎖交する際に生じる鉄損を簡易に再現した。本論文ではこれを条件 A と呼称する。また、発生する鉄損の大きさを変動させて温度検出回路の  $P_{DC}-T$  特性を変化させるため、電磁鋼板「10JNEX900」のシート材を炭素鋼の棒材の周囲に巻きつけた状態でも実験を行った。本論文ではこれを条件 B と呼称する。

条件 A および条件 B における回路パラメータをそれぞれ表 2 と表 3 に示す。いずれの条件においても、一次側と二次側に同仕様のソレノイドコイル（直径 75 mm、長さ 3.2 mm、巻き数 6 ターン）を用いた。これにもかかわらずインダクタンスと巻線抵抗が異なるのは、渦電流の影響によるものである。コイル間距離は両条件で 10 mm とした。共振コンデンサ  $C_1$  および  $C_2$  の値は(6)式により決定した。

実験では、サーミスタのみを恒温槽に入れ温度を変化させた。サーミスタの表面に貼り付けた熱電対により、サーミスタの実温度を観測した。実験器の構成を簡素化するため、本回転部に相当する二次側回路の回転はさせずに実験を行った。

図 4 に各温度における温度検出回路の入力電力を示す。シャフトで発生する鉄損を再現した条件 A では、サーミスタ温度  $T$  の変化に対して入力電力  $P_{DC}$  がほぼ変化していない。この特性では、電力の測定値を利用した温度検出が困難である。これに対し追加部品により鉄損を変化させた条件 B では、サーミスタ温度  $T$  の上昇に伴い入力電力  $P_{DC}$  が単調減少する特性がみられ、 $T$  の変化に対する  $P_{DC}$  の変化量は条件 A より大きい。したがって、追加部品により鉄損の発生量を変化させて温度検出回路の  $P_{DC}-T$  特性の傾きを大きくし、温度検出に適した回路特性が得られることを確認した。

図 5 に各条件における室温付近での動作波形を示す。なお本実験では、鉄損抵抗を無視することで導出される S-S 補償方式の共振条件を用いている。いずれの条件においても、各波形間の位相の関係が本来の S-S 補償方式 WPT 回路と異なる。したがって、鉄損が無視できる S-S 補償方式の共振条件により温度検出回路を設計しても、構造上鉄損抵抗が無視できない本システムにおいては共振動作しないことが実験により明らかとなった。

#### 4. 温度検出回路の共振条件

**(4.1) 鉄損を考慮した共振周波数** 本節では、鉄損を考慮した温度検出回路の共振条件を示す。ここでは、一次側電流  $I_1$  の虚部がゼロとなるように共振条件を定める。(3)式より、二次側の共振条件は(9)式である。

表 2 条件 A のパラメータ

Table 2. Parameters of case A.

Parameter	Symbol	Value
DC input voltage	$V_{DC}$	5 V
Resonant frequency	$f_0$	100 kHz
Coil inductance	$L_1 L_2$	6.8 $\mu$ H
Coil winding resistance	$r_1 r_2$	300 m $\Omega$
Coupling coefficient	$k$	0.191
Mutual inductance	$M$	1.3 $\mu$ H
Primary resonant capacitor	$C_1$	359 nF
Secondary resonant capacitor	$C_2$	358 nF

表 3 条件 B のパラメータ

Table 3. Parameters of case B.

Parameter	Symbol	Value
DC input voltage	$V_{DC}$	5 V
Resonant frequency	$f_0$	100 kHz
Coil inductance	$L_1 L_2$	8.0 $\mu$ H
Coil winding resistance	$r_1 r_2$	420 m $\Omega$
Coupling coefficient	$k$	0.31
Mutual inductance	$M$	2.48 $\mu$ H
Primary resonant capacitor	$C_1$	317 nF
Secondary resonant capacitor	$C_2$	275 nF

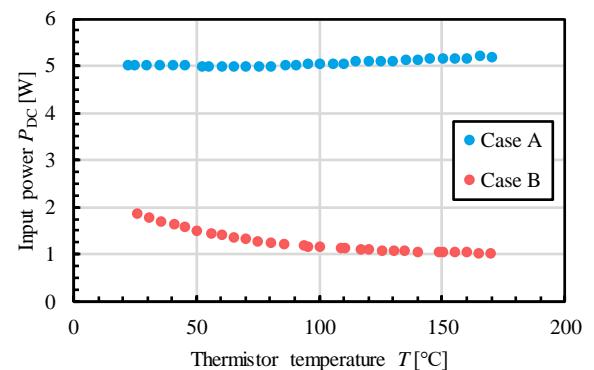


図 4 温度に対する入力電力特性の比較

Fig. 4. Comparison of input power characteristics with temperature.

$$\omega M (r_2 + R_{th}) + R_i \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) = 0 \quad \dots \dots \dots (9)$$

(9)式を(4)式に代入すると(10)式が得られる。(10)式の虚部がゼロとなるように、一次側の共振条件を(11)式のように定める。

$$\Delta = (r_i + R_i + jX_1) \{ R_i (r_2 + R_{th}) - \omega M X_2 \} + (\omega M)^2 (r_i + R_i + jX_1) - R_i^2 (r_2 + R_{th} + jX_2) \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$\left( \omega L_1 - \omega M - \frac{1}{\omega C_1} \right) \left\{ R_i (r_2 + R_{th}) + \frac{(\omega M)^2 (r_2 + R_{th})}{R_i} \right\} + (\omega M)^2 \left( \omega L_1 - \omega M - \frac{1}{\omega C_1} \right) - R_i \omega M (r_2 + R_{th}) = 0 \quad (11)$$

(11)式が  $\omega^2$  についての二次方程式であることに注意すると、(9)式および(11)式より共振角周波数  $\omega_0$  は(12)式となる。

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_i}{C_2 \{ M(r_2 + R_{th}) + R_i L_2 \}}} = \sqrt{\frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}} \quad (12)$$

$$A = M^2 C_1 (r_{2i} + R_{th} + R_i) (L_1 - M) \\ B = R_i^2 L_1 C_1 (r_2 + R_{th}) - M^2 (r_2 + R_{th} + R_i) \\ C = -R_i^2 (r_2 + R_{th})$$

以上より、鉄損を考慮した温度検出回路の共振条件は鉄損抵抗  $R_i$  に依存することが示された。また、共振条件はサーミスタの抵抗  $R_{th}$  にも依存するため、サーミスタ温度の変動により共振周波数も変動する。共振条件を適用した温度検出回路の一次側電流  $I_1$  および二次側電流  $I_2$  は(13)式のように導かれる。

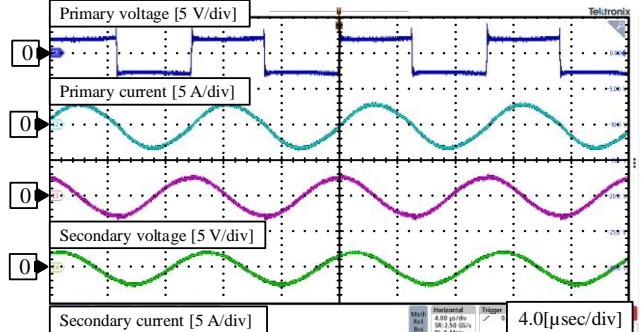
$$I_1 = \frac{R_i^2 (r_2 + R_{th}) + (\omega_0 M)^2 (r_2 + R_{th} + R_i)}{r_i R_i^2 (r_2 + R_{th}) + (r_i + R_i)(\omega_0 M)^2 (r_2 + R_{th} + R_i)} V_{if} \quad (13) \\ I_2 = j \frac{R_i^2 \omega_0 M}{r_i R_i^2 (r_2 + R_{th}) + (r_i + R_i)(\omega_0 M)^2 (r_2 + R_{th} + R_i)} V_{if}$$

一次側電流  $I_1$  の虚部はゼロとなり、一次側電圧  $V_1$  と位相が一致する。また、二次側電流  $I_2$  の実部はゼロとなり、一次側電流  $I_1$  に対して  $90^\circ$ 進み位相となる。

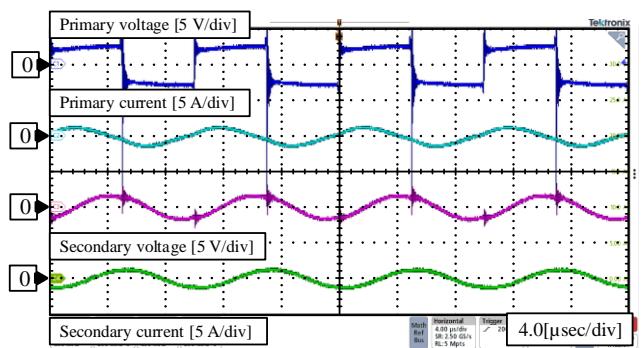
**〈4・2〉 温度検出回路の設計法** 本節では、鉄損を考慮した温度検出回路における共振コンデンサの設計手法を示す。前節で示した共振条件より、一次側共振コンデンサ  $C_1$  と二次側共振コンデンサ  $C_2$  は(14)式に従って設計する。なお、サーミスタの抵抗  $R_{th}$  は回路動作中に変動するため、基準とする温度を決め、それに対応する  $R_{th}$  に合わせて設計する必要がある。

$$C_1 = \frac{(\omega_0 M)^2 (r_2 + R_{th} + R_i) + R_i^2 (r_2 + R_{th})}{\omega_0^2 \{ (\omega_0 M)^2 (r_2 + R_{th} + R_i) (L_1 - M) + R_i^2 L_1 (r_2 + R_{th}) \}} \\ C_2 = \frac{R_i}{\omega_0^2 \{ M(r_2 + R_{th}) + R_i L_2 \}} \quad \dots \dots \dots (14)$$

表 4 に示すように回路パラメータを定めた場合の設計例と、シミュレーションによる動作確認結果を示す。(11)式よ



(a) 条件 A (29.8°C)



(b) 条件 B (25.6°C)

図 5 温度検出回路の動作波形

Fig. 5. Waveforms of temperature detection circuit.

表 4 シミュレーションパラメータ

Table 4. Circuit parameters of simulation.

Parameter	Symbol	Value
Primary side voltage	$V_1$	2.25 V
Resonant frequency	$f_0$	100 kHz
Coil inductance	$L_1 L_2$	8.0 $\mu$ H
Coil winding resistance	$r_1 r_2$	420 m $\Omega$
Coupling coefficient	$k$	0.3
Mutual inductance	$M$	2.4 $\mu$ H
B constant of thermistor	$B$	2750 K

り、 $C_1 = 347.0$  nF、 $C_2 = 291.8$  nF となる。ここでは基準温度  $T_0 = 25^\circ\text{C}$  とし、そのときの抵抗が  $R_{th} = 1 \Omega$  のサーミスタを想定して設計した。また、全温度において鉄損抵抗  $R_i = 5 \Omega$  で一定であると仮定した。

設計した値を用いてシミュレーションを行った。一次側回路には実効値 2.25 V の正弦波電圧を入力した。図 6 に一次側および二次側の電圧・電流波形を示す。図 6 (a)は基準温度  $25^\circ\text{C}$ 、すなわちサーミスタの抵抗  $R_{th} = 1 \Omega$  における動作波形である。一次側電圧  $V_1$  と一次側電流  $I_1$  の位相が一致しており、かつ二次側電流  $I_2$  の位相は一次側電流  $I_1$  よりも

90°進んでいる。したがって、一次側と二次側の共振周波数が一致している。以上より、鉄損が発生する温度検出回路が提案した設計手法にて共振動作可能であることを確認した。図6(b)はサーミスタの温度  $T = 150^{\circ}\text{C}$ , すなわちサーミスタの抵抗  $R_{\text{th}} = 65.6 \text{ m}\Omega$ における動作波形である。前節で示したようにサーミスタ温度に伴う抵抗の変動により共振周波数が変動して位相がずれることを確認した。

## 5. おわりに

本論文では、サーミスタへのワイヤレス電力伝送特性を用いてPMSMの磁石温度を検出するシステムにおいて、構造上発生する鉄損の影響について検証した。まず、サーミスタの温度に対する温度検出回路の入力電力の特性が鉄損抵抗に依存し、鉄損抵抗が小さいほどサーミスタ抵抗の変動に伴う入力電力の変動量が小さくなることを示した。さらに、鉄損が無視できるWPT回路とは共振条件が異なるため、従来の共振条件に基づく設計では共振動作とならないことを明らかにした。実験では、鉄損の影響が無視できないことを確認したとともに、追加部品により鉄損の発生量を調整することで、サーミスタ温度の変動に対して入力電力が十分に変動する特性が得られることを示した。続いて、鉄損を考慮した温度検出回路の共振条件を導出し、共振周波数が鉄損抵抗およびサーミスタの抵抗に依存することを示した。そのうえで、鉄損抵抗が既知の場合に有効な温度検出回路の設計手法を提案し、シミュレーションにより共振動作を確認した。

ただし、提案法による温度検出回路の設計には、実機における鉄損抵抗に相当する値が必要である。今後は、温度検出回路における鉄損抵抗を同定し、温度検出精度の改善が可能な設計手法を明らかにする予定である。

## 文 献

- (1) M. Calin and E. Helerea : "Temperature Influence on Magnetic Characteristics of NdFeB Permanent Magnets", *7th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, pp.1-6 (2011)
- (2) K. Matsuoka, M. Kondo and Y. Shimizu : "Totally-Enclosed Type Traction Motor Using Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.124, No.2 pp.175-182 (2004)
- 松岡孝一・近藤稔・清水康弘：「永久磁石同期電動機を用いた鉄道車両駆動用全閉式電動機」，電学論 D, Vol.124, No.2 pp.175-182 (2004)
- (3) M. Ganchev, H. Umshaden, and H. Kappeler : "Rotor Temperature Distribution Measuring System", *37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, pp.1935-1940 (2011)
- (4) M. Kamiya, H. Awata, T. Miura, Y. Yagyu, T. Kosaka, and N. Matsui : "Permanent magnet temperature analysis considering pwm carrier harmonics for interior permanent magnet synchronous generator in hybrid vehicles", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127, No.12 pp.1238-1244 (2007)
- 神谷宗宏・栗田秀哉・三浦徹也・柳生泰秀・小坂卓・松井信行：「キャリア高調波を考慮したハイブリッド車用埋込磁石形同期発電機の

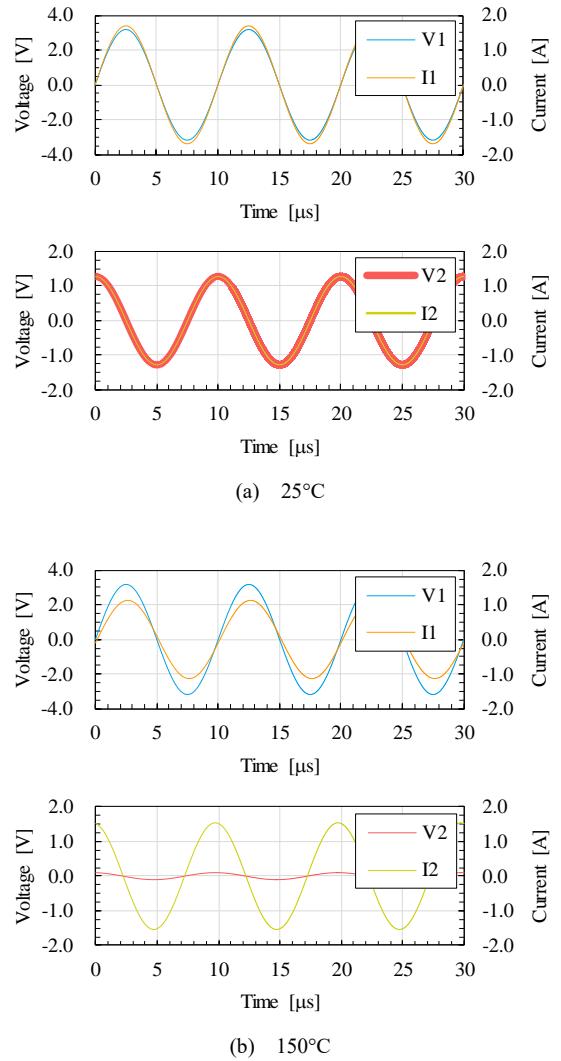


図6 共振条件に基づき設計した温度検出回路の  
シミュレーション結果

Fig. 6. Simulation results of the temperature detection circuit designed based on resonance conditions.

- 磁石温度解析」，電学論 D, Vol.127, No.12 pp.1238-1244 (2007)
- (5) N. Simpson, R. Wrobel and P. H. Mellor : "An Accurate Mesh-Based Equivalent Circuit Approach to Thermal Modeling", *IEEE Trans. Magn.*, Vol.50, No.2 pp.269-272 (2014)
- (6) H. Jung, D. Park, H. Kim, S. Sul and D. Berry : "Non-Invasive Magnet Temperature Estimation of IPMSM Based on High-Frequency Inductance With a Pulsating High-Frequency Voltage Signal Injection", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.55, No.3 pp.3076-3086 (2019)
- (7) H. Jung and D. Oh : "Estimation of Stator and Magnet Temperatures of IPMSM From Active and Reactive Energies at Medium and High Speeds", *IEEE Trans. Transport. Electric.*, Vol.9, No.2 pp.2983-2993 (2023)
- (8) Y. Hojo : "Temperature detection system", Patent No.7201462 (2019)
- 北条善久：「温度検出装置」，特許第7201462号 (2019-01-30出願)
- (9) R. Hamza, K. Kusaka and Y. Hojo : "Magnet Temperature Detection of PMSM with Wireless Power Transfer", *2024 13th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pp.1-6 (2024)
- (10) 半場諒・日下佳祐・北条善久：「電磁誘導を用いたPMSMの磁石温度検出」，電気学会研究会資料 (回転機／自動車／モータドライブ共同研究会), MD-25-060/RM-25-069/VT-25-006 pp.1-6 (2025)