アモルファス磁性ワイヤ MI 素子による コルピッツ自己発振形高感度・高速応答電流センサ

Highly Sensitive and Quick-Response Colpitts-Oscillator-Type
Current Sensor Using an Amorphous Magnetic Wire MI Element

武士田健一*, **, 毛利佳年雄**

*ユニチカ(株)中央研究所, 京都府宇治市宇治小桜 23 (〒611)

**名古屋大学工学部, 愛知県名古屋市千種区不老町 (〒464-01)

K. Bushida*, **, and K. Mohri*

*R & D Center, UNITIKA LTD., Ujikoza-kura, Uji, Kyoto 611

**Faculty of Engineering, Nagoya Univ., Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya 464-01

A new high-performance micro-current sensor with circular amorphous wire magneto-impedance (MI) element installed in a Colpitts oscillator is presented. A zero-magnetostrictive amorphous wire ($(\text{Fe}_{0.06}\text{Co}_{0.94})_{72.5}\text{Si}_{12.5}\text{B}_{15}$, $\lambda_s = -10^{-7}$) was used to make a circular head with a 10 mm diameter set around a conductor. The current sensor is of the amplitude modulation-demodulation type with a strong negative feedback loop. It has a sensing performance of a high linearity (a non-linearity of less than 0.5%FS (± 1.5 A)), quick response with a cut-off frequency of about 1 MHz due to a high oscillation frequency of 30 MHz, and a high sensitivity of about $\pm 10 \mu\text{A}$ ($f = 1$ kHz). This sensor works stably in uniform-disturbance magnetic field such as the terrestrial magnetic field ($\cong 0.3$ Oe), because of the cancelling in the circular MI head.

Key words: current sensor, amorphous magnetic wire, magneto-impedance effect, Colpitts oscillator

1. はじめに

近年, 電力系統や誘導電動機などの智能化計測制御の進展とともに, より高性能の電流センサへの需要が高まっている。従来の電流センサは, フェライトやけい素鋼, パーマロイ, アモルファスリボンなどのギャップ入り集磁磁心にホール素子を設置した方式が広く使用されてきた。しかし, より小型で軽量の電流センサが要求されていること, インバータ電流など数百 kHz もの高調波成分を含む電流を検出する場合, 磁心がうず電流損のため自己発熱し, 周辺電子機器を加熱してしまうこと, サージ電流など, μs 以内の突発的電流も検出できる速応性が必要になってきたこと, などの諸問題との関連から, 新たに小型・軽量・低消費電力で携帯可能な高速応答の電流センサが必要になっている。

一方, 著者らは, 磁性体の新たなセンシング機能となる磁気インピーダンス効果 (以下「MI 効果」と略す)^{1)~8)} を見いだした。MI 効果は, 磁性体に高周波交流電流を通电して, その表皮効果を利用し, 外部印加磁界 H_{ex} に対して, そのインピーダンスが敏感に変化する電磁気現象である。この MI 効果は, ワイヤ通电電流の周波数を MHz オーダーに設定した場合, ワイヤ

長さ方向の磁界によって数十%/Oe 程度の大幅なインピーダンス変化を生じる。さらに, この MI 素子を共振回路に組み込むことにより, H_{ex} によって, MI 素子のインピーダンスのみでなく, MI 素子電流も同時に変化させることができ, この場合, 数百%/Oe の著しく大きい電圧変化を得ることができる⁴⁾。

本稿では, 張力熱処理された $30 \mu\text{m}$ 径の a-ワイヤを円形状にすることにより一様な外乱磁界を相殺する形状のセンサヘッドとし, これをコルピッツ発振回路中でインダクティブ素子として動作させ, その MI 効果を利用した高感度, 高速応答の電流センサを構成したので, その基本特性を報告する。

2. アモルファス磁性ワイヤの磁気-インピーダンス (MI) 効果

Fig. 1 に MI 特性の測定基本回路を示す。本稿では, MI 素子としてアモルファス磁性ワイヤ (以下「a-ワイヤ」と略す) を用いた。a-ワイヤのインピーダンス Z は, ベッセル関数を用いて, 以下のように表される⁹⁾。

$$Z = \frac{R_{dc}}{2} ka \frac{J_0(ka)}{J_1(ka)} \quad (1)$$

ここで, R_{dc} は直流抵抗, a はワイヤ半径, $k = (1+j)/\delta$, δ は表皮深さ ($= \sqrt{2\rho/\omega\mu_0}$), ω はワイヤ励磁電流の角周波数, μ_0 は円周方向透磁率である。

強い表皮効果が現れている場合 ($a \gg \delta$), z の大きさ (絶対値) は,

$$|Z| = \sqrt{\frac{l}{4\pi}} R_{dc} \sqrt{\omega\mu_0} \quad (2)$$

となる。ここで, l はワイヤ長さである。

式 (2) より, ワイヤのインピーダンス Z は $\sqrt{\omega\mu_0}$ に比例するため, H_{ex} によって μ_0 が変化し Z が変化する。よって, ワイヤ

Fig. 1 Measuring circuit for E_w .

両端間に発生する電圧の大きさ ($|V| = |Z| \cdot |i_{ac}|$) は、通電電流振幅一定条件で、 H_{ex} によって変化することになる。MI 効果の場合、ワイヤ円周方向を励磁するため、励磁による反磁界を生じず、交流電流が数 mA～十数 mA の微小電流で十分な磁束変化が得られるので、低消費電力の電流センサを構成することができる。また磁歪の逆効果により円周方向に磁気異方性が誘導された負磁歪張力熱処理 a-ワイヤ³⁾を使用すれば、a-ワイヤ長さ方向の磁化容易軸が存在せず、そのため、ワイヤ長さ方向の反磁界が小さいこと、表皮効果により電流通路断面積が小さく a-ワイヤ長さ方向の反磁界係数が小さいことなどのため、ワイヤ長によらず磁界検出感度をほぼ一定に保つことができる。

Fig. 2 に、張力下熱処理 (475°C, 2 kg/mm², 15 s) が施された (Fe_{0.06}Co_{0.94})_{72.5}Si_{12.5}B₁₅ 組成のわずかに負磁歪 (飽和磁歪定数 $\lambda_s = -10^{-7}$) の 30 μ m 径、長さ 10 mm の a-ワイヤの MI 特性を示す。励磁交流電流周波数は、コルピッツ発振回路の発振周波数と同一の 30 MHz とし、振幅 $I_m = 5$ mA 一定とした。本電流センサでは、後述するように、a-ワイヤに並列にチップインダクタ ($L_1 = 0.47$ μ H) を接続しており、 L_1 を接続した場合 (with inductor) も示した。両者共、ワイヤ両端間電圧の振幅 E_w は、 H_{ex} によって $H_{ex} = H_k$ (異方性磁界) まで増加し、その後減少している。これは、高周波電流励磁であるため、通電電流による円周磁界に対する磁壁移動が強い表皮効果によって抑制され、 H_{ex} 無印加時は、初透磁率磁化回転となり μ_θ が小さく、 H_{ex} 印加によって磁化ベクトルが a-ワイヤ長さ方向に回転し、円周方向交流磁界との合成ベクトルによって、大きな円周方向磁束変化を示すことによる⁶⁾。 H_{ex} に対する変化率は、 L_1 を追加した場合、最大で 100%/1.5 Oe であり、追加しない場合

Fig. 2 MI characteristics of amorphous wire.

Fig. 3 BH loops model with the parameter H_{ex} .

の 132%/1.5 Oe に比して減少した。これは、 H_{ex} の印加により a-ワイヤの Z が増加し、 L_1 に流れる電流が増加したためと考える。また、交流励磁電流に直流電流を重ねさせた場合は、Fig. 3 の BH ループモデルに示すように、 H_{ex} 無印加時 (A) は、円周方向交流磁界による回転磁化のみが生じているので μ_θ は小さく、 H_{ex} を印加する (B) と BH ループは傾きを生じ、円周磁束変化は大きくなるため μ_θ は増加し、 E_w は $H_{ex} = H_k$ まで増加することになる。本稿の電流センサ回路中での a-ワイヤは、コレクタ電位 (直流) 分が重畳した状態での交流励磁となるので、 E_w は、発振周波数によらず H_{ex} (被測定電流 I による円周磁界) によって一旦増加する。

3. 回路構成

電流センサヘッドは、バイアス用巻線と負帰還用巻線が施された外形 0.5 mm のフレキシブルチューブに a-ワイヤを挿入したものを円形状に接着剤で加工し、a-ワイヤ両端はハンダで電極を形成した。a-ワイヤには、30 μ m 径 (Fe_{0.06}Co_{0.94})_{72.5}Si_{12.5}B₁₅ 零磁歪系 ($\lambda_s = -10^{-7}$) 張力熱処理材 (475°C, 2 kg/mm², 15 s) を使用した。被測定電流線は、この円形状ヘッドの中心を貫通し、被測定電流 I によって発生する円周磁界 ($H = I / (2\pi r)$) をこの円形状ヘッドで有効に検出する。

Fig. 4 は、a-ワイヤによるコルピッツ発振形電流センサの回路である。a-ワイヤは、インダクティブ素子として動作し、被測定線の電流による磁界が、a-ワイヤのインピーダンスを MI 効果によって変化させ、コルピッツ発振電圧を変化させる^{4), 7), 8)}。

10 mm 径の円形状の電流センサヘッドを用いた場合、従来のコルピッツ発振形マイクロ磁界センサ回路⁷⁾のように、トランジスタ (Tr) の電流帰還効果が十分 (センサ回路の温度特性が良好) なエミッタ抵抗 $R_e = 30$ Ω ⁷⁾ を使用すると、発振できない。これは、長い a-ワイヤでは直流抵抗分 r (長さ 31.4 mm で約 60 Ω) が大きくなり、ベース直流電位が低下し、Tr のベース-エミッタ間電圧 V_{BE} が Tr 閾値電圧 (約 0.7 V) 以下に減少するためと思われる。したがって、新たに、Tr のコレクタ-ベース間にチップインダクタ L_1 (0.47 μ H) を挿入し、ベース直流電

Fig. 4 Colpitts-oscillator-type amorphous wire current sensor circuit with a strong negative feedback loop.

Fig. 5 Measured results of E_w vs. f characteristics with the parameter H_{ex} and inductance element.

Fig. 6 Amplitude of the Colpitts oscillator $V_w/V_w (I=0)$ versus I characteristics.

位を増加させたところ、 $R_e=30\ \Omega$ で良好に発振した。

L_1 を並列に追加すると、a-ワイヤと L_1 の合成インピーダンス Z_{tot} は、

$$Z_{tot} \approx r \left\{ \frac{\omega^2 L_1^2}{r^2 + \omega^2 (L + L_1)^2} \right\} + j\omega L_1 \left\{ \frac{r^2 + \omega^2 L(L + L_1)}{r^2 + \omega^2 (L + L_1)^2} \right\} \quad (3)$$

となり、追加しない場合のインピーダンス $Z (=r + j\omega L)$ と比較すると、抵抗分が減少することがわかる。

Fig. 5 は、Fig. 1 の回路で、a-ワイヤに並列に L_1 を追加した場合の周波数特性を a-ワイヤ単独の場合と比較したものである。励磁交流電流振幅 I_m は 5 mA 一定である。励磁周波数 10 MHz 以下では、 L_1 を追加することによって Z_{tot} が減少するため E_w は低下している。10 MHz 以下の励磁での H_{ex} 無印加時の E_w は、 L_1 の有無に関わらずほぼ等しくなった。これは、高周波励磁のため、 $\omega L_1 \gg Z$ となり、 $Z_{tot} \approx Z (=r + j\omega L)$ となるためと考える。

Fig. 6 は、コルピッツ発振電圧 V_w の I に対する変化を $I=0$ の V_w で規格化した特性である。発振回路中に a-ワイヤを組み込むことで、1.5 A の大きさの電流（円周磁界で約 0.6 Oe）によって、発振電圧は約 3.4 倍に増加しており、定振幅電流励磁時の変化量（Fig. 2 から約 0.8 倍）に比して約 4 倍の大きな振幅変化が得られている。これは、 I の印加によって Z が増加し、

式 (3) により、抵抗分は減少、インダクタンス分は増加 (Z_{tot} は増加) することにより、Tr のベース直流電位（動作点）が増加し、コレクタ電流が増加して、ワイヤ電流 I_w も増加したためと思われる。

既報^{7), 8)}の L_1 を挿入しないコルピッツ形磁界センサの場合、磁界の印加によって発振電圧は減少するため、発振状態から発振停止近傍までの領域を使用していたが、 L_1 を追加した場合、 I の印加により発振電圧は増加するので、安定な発振状態を保持した電流センサとすることができる。また、 L_1 の追加により、以前の磁界センサ回路で a-ワイヤに直列に挿入されたチップインダクタ素子は不要となった。

以上のように、発振電圧は I の印加により振幅変調されるので、直流出力電圧を得るためにショットキーバリアダイオード (SBD) で検波し、さらに直流重畳電圧 (V_o) を差動回路で相殺している。また、Fig. 6 に示すように、コルピッツ発振電圧の大きさは、印加電流の正負に対して対称であるので、a-ワイヤに巻いたバイアスコイルによるバイアス磁界 H_b によって、測定電流に比例した電圧を得ている。また、強負帰還回路⁴⁾（アンプの増幅度 1 万倍）を構成することにより、出力 E_{out} は、

$$E_{out} = \left(\frac{R_{lc}}{N_f} \right) H_{ex} \quad (4)$$

となる。ここで、 R_f は負帰還抵抗、 l_c は負帰還コイル長、 N_f は負帰還コイル巻回数である。この強負帰還法によって、 I - E_{out} 特性の直線性を向上させるとともに、電流測定範囲の増加、温度特性、周波数特性などの改善を行っている。

4. 電流検出特性

Fig. 7 は、0.8 mm 径の銅線に交流電流 ($|I| = \pm 1.5$ A, 周波数 $f = 60$ Hz) を通電した時のセンサ出力電圧特性である。センサヘッドの直径は 10 mm、コルピッツ発振周波数は約 30 MHz である。この結果、銅線への印加電流の大きさに正比例した出力電圧 E_{out} が得られ、その非直線性は、0.5%FS (FS: フルスケール (± 1.5 A)) 以下であった。

また、ヘッド形状を円形にすることで、Fig. 8(a) における一

Fig. 7 E_{out} versus I characteristics with a bias field H_b and a negative feedback field H_f .

Fig. 8 (a) Uniform-field-sensing model using a circular head and (b) measured result of E_{out} versus uniform field H_{ex} characteristics.

Fig. 9 Frequency characteristics of the MI current sensor.

Fig. 10 Measured results of $10 \mu\text{A}$ (1 kHz).

様磁界 H_d の円周方向 (信号磁界検出方向) 成分の和 ($H_{\theta}\text{tot}$) が,

$$(H_{\theta})_{\text{tot}} = \int_0^{2\pi} H_d \cdot \cos \theta \cdot r' \cdot d\theta = H_d \cdot r' [\sin \theta]_0^{2\pi} = 0 \quad (5)$$

となるため、 H_d に不感な電流センサの構成が期待される。ここで、 $H_d \cdot \cos \theta$ は、円形ヘッド上のある 1 点の磁界の接線方向成分であり、 r' はセンサヘッド半径、 $d\theta$ は角度 θ からの微小角である。Fig. 8(b) は、一様な磁界をヘルムホルツコイルでセンサに与えた時の特性である。ヘッドを十分閉じた形状の円形にすることによって、地磁気程度 (約 0.3 Oe) の一様な外乱磁界に対する影響は、3.4%FS (± 1.5 A) 以下に抑えられた。

Fig. 9 に、被測定電流の周波数に対するセンサ出力電圧特性を示す。強負帰還作用によって遮断周波数が約 1 MHz の高速応答を示しており、サージ電流の検出も可能である。

Fig. 10 は、振幅 $\pm 10 \mu\text{A}$ (周波数 1 kHz) の微小交流電流を平均化処理により検出した波形である。測定はシールドボックス (地磁気を 1/90 に減衰する) 内で行った。この平均化処理により雑音レベルを減衰させ、繰り返し信号のみを検出することができる。今回使用したヘッド径 10 mm ϕ で検出される電流 $10 \mu\text{A}$ に相当する円周磁界の大きさは、約 3×10^{-6} Oe であり、従来の電流センサで使用されている集磁用ヨークを使わずに、a-ワイヤ 1 ターンの単純なセンサヘッドで、非常に微小な円周磁界の検出ができたと言える。

5. おわりに

円形状の a-ワイヤセンサヘッドによるコルピッツ自己発振形高感度・高速応答電流センサを構成し、その基礎特性について報告した。本電流センサを用いれば、従来のような集磁用ヨークも不要となり、センサの大幅な小型化が実現できる。また、遮断周波数が 1 MHz の高速応答性を示し、微小交流電流 ($\pm 10 \mu\text{A}$) の検出にも対応する。さらに、円形ヘッドで被測定電流が発生する円周磁界を検出するため、地磁気などの一様な磁界に対する不感特性を有しており、また、ヘッド直径を変えることにより、電流測定範囲をさらに広げる (狭める) ことが可能である。また、長い a-ワイヤ MI ヘッドでも、チップインダクタを a-ワイヤに並列に追加することで、発振回路中のインダクタンス部の抵抗分増加が抑制され、さらに被測定電流 I の印加によってワイヤ電流が増加するため発振電圧が増加し、 I の印加時においても発振状態の安定化が行えた。今後は、CoSiB a-ワイヤを用いて、さらに大電流の検出を検討していく予定である。

本電流センサは、直流電源で駆動し、小型で携帯可能である。また、高感度、高速応答、低消費電力 (50 mW 以下) であり、多数個の電流センサを必要とする知能化計測制御分野での使用が期待される。

文 献

- 1) K. Mohri, L. V. Panina, T. Uchiyama, K. Bushida, and M. Noda: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 1266 (1995).
- 2) Y. Yoshida, T. Uchiyama, K. Mohri, and S. Ohga: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 3177 (1993).
- 3) 武士田健一, 野田充宏, パニナ・ラリサ, 吉田 史, 内山 剛, 毛利佳年雄: 日本応用磁気学会誌, **18**, 493 (1994).
- 4) K. Mohri, K. Bushida, M. Noda, H. Yoshida, L. V. Panina, and T. Uchiyama: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 2455 (1995).
- 5) L. V. Panina and K. Mohri: *Appl. Phys. Lett.*, **65**, 1189 (1994).
- 6) L. V. Panina, K. Mohri, K. Bushida, and M. Noda: *J. Appl. Phys.*, **76**, 6198 (1994).
- 7) K. Bushida, K. Mohri, and T. Uchiyama: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 3134 (1995).
- 8) 武士田健一, 内山 剛, 毛利佳年雄: 電気学会論文誌 (1995, 10 月号).

1995 年 10 月 18 日受理, 1996 年 1 月 12 日採録