伝送線路の入カインピーダンスの変化を用いた振幅変調型磁界センサの基礎特性

Amplitude-Modulation-Type Magnetic Field Sensor Using Impedance Change of the Transmission Line

池田慎治・佐藤敏郎・山沢清人

信州大学工学部, 長野県長野市若里 4-17-1

S. Ikeda, T. Sato, and K. Yamasawa

Faculty of Engineering, Shinshu Univ., 4-17-1 Wakasato, Nagano, 380-8553 Japan

(2000 年 10 月 6 日受理, 2001 年 1 月 24 日採録)

A new amplitude-modulation-type magnetic field sensor using a magnetic/dielectric hybrid transmission line is presented. The transmission characteristics of the transmission line are influenced by a permeability change due to application of an external magnetic field to the magnetic layer. This sensor uses the change in the input impedance of the transmission line. A big change in input impedance is provided when the transmission line is used as a stub that is short-circuited or opened with a trailing end.

Key words: magnetic sensor, magnetic/dielectric hybrid transmission line, short terminated stub, open terminated stub

1. はじめに

磁性体と誘電体のハイブリッドで構成した伝送線路^{1)~2)}は、磁性層に外部から磁界が印加されることにより線路の伝送特性が変化する。この変化を磁界センサに適用する方法として、入出力ゲインの変化を利用する方法³⁾や、発振周波数の変化(位相シフト型発振回路の帰還回路に適用)を利用して出力する方法⁴⁾をこれまで提案してきた。これらの方法では伝送線路を4端子(2端子対)素子として利用している点の特徴である。

本論文では、伝送線路を終端短絡スタブあるいは終端開放スタブとして利用し、これらの入カインピーダンス変化を利用する方式を提案する。伝送線路の入カインピーダンスは、線路長が線路波長の1/4の整数倍に同調する周波数で極値をとる。その値は線路の終端条件が短絡および開放の時に極大および極小となり、その近傍で急峻に変化する。周波数を固定して観測した場合には、入カインピーダンスは外部磁界によって大きく変調されることになる。本論文は、薄膜型伝送線路センサの前段階として検討したものであり、バルク材料を用いて拡大モデルを試作し、種々の検討を行ったものである。

2. 磁界センサ用伝送線路の構造

Fig.1 に磁界センサに用いる伝送線路デバイスの構造を示す。伝送線路は、接地導体として利用する金属磁性層の上下に絶縁層を介して直線導体ラインを複数配する積層構造である。同一面内の導体ラインはスパイ

ラルコイル状のパターンを有し、上下のラインが直列に接続される。この線路を終端短絡スタブ、または終端開放スタブとして用いる。

ライン電流による磁性体の磁化方向は短冊形状の磁性体の幅方向である。外部から磁性体長手方向に磁界を印加することにより磁性体の幅方向の実効透磁率が変化し、線路の伝送特性(入カインピーダンス)が変化する。なお、磁性体の存在しない部分の線路の伝送特性は外部磁界とは無関係であるので、磁界センサの動作は磁性体を有する線路の特性にのみ依存することになる。

3. センサ部の動作

3.1 センサ部の分布定数

センサ部の特性インピーダンス Z_c および伝播定数 γ は、線路の分布定数 L , R , C , G を用いて計算でき、更に Z_c および γ を用い、センサ部の終端短絡入カインピーダンス Z_s および終端開放入カインピーダンス Z_p を求めることができる⁵⁾。ここでは前述した理由で磁性体の存在する線路のみに着目し、線路の分布定数を(1)~(4)式で与えた。分布インダクタンス L は短冊状磁性体幅方向の実効透磁率実部 μ'_{eff} を用いて表し、分布抵抗 R は導体の直流損失および磁性体損失を考慮している。分布キャパシタンス C は導体と接地磁性層の平行平板モデルを用いて表し、分布コンダクタンス G は誘電体損失を考慮している。

$$L = \frac{N \cdot t_m}{2w_c} \mu'_{eff} \quad (1)$$

$$R = \frac{\rho_c}{t_c \cdot W} + \frac{N \cdot t_m}{2w_c} \omega \mu''_{eff} \quad (2)$$

$$C = \varepsilon \frac{W}{t_d} \quad (3)$$

$$G = \omega \varepsilon \tan \delta_d \frac{W}{t_d} \quad (4)$$

ただし、 N はスパイラルコイルの巻数、 t_m は磁性体厚、 t_c は導体厚、 t_d は誘電体厚、 w_c はコイル全幅、 W は導体幅である。また、磁性体の実効透磁率は磁性体の intrinsic な透磁率から反磁界を考慮して求められる。

Fig. 1 Basic structure of a transmission line for a magnetic field sensor.

3.2 センサ出力

Fig.2 にセンサの駆動回路を示す。センサ部の入力インピーダンス Z_m より R_0 が十分大きい場合は入力電流は一定とみなすことができ、(5)式に示す終端開短絡時および終端開放時のセンサ入力端の電圧 V_s , V_p は、終端短絡入力インピーダンス Z_s あるいは終端開放入力インピーダンス Z_p に比例することになる。

$$V_s = I Z_s, \quad V_p = I Z_p \quad (5)$$

Z_s および Z_p は(6)式および(7)式で表される。

$$Z_s = Z_c \tanh(\gamma l) \quad (6)$$

$$Z_p = Z_c \coth(\gamma l) \quad (7)$$

無磁界時に 1/4 波長に同調する周波数 f_0 における入力インピーダンス Z_{s0} , Z_{p0} は次式のように与えられ、 α_0 は無磁界時の減衰定数、 Z_{c0} は無磁界時の特性インピーダンスである。

$$Z_{s0} = Z_{c0} / \alpha_0 l \quad (8)$$

$$Z_{p0} = \alpha_0 l Z_{c0} \quad (9)$$

(5), (8)および(9)式を用いて、周波数 f_0 におけるセンサ出力 V_s , V_p は以下のように表現することができる。

Fig. 2 Sensor circuit.

$$V_s = V_{s0} \left\{ \frac{L}{L_0} (\alpha_0 l)^2 \tanh^2(\gamma l) \right\}^{1/2} \quad (10)$$

$$V_p = V_{p0} \left\{ \frac{L}{L_0} \frac{\coth^2(\gamma l)}{(\alpha_0 l)^2} \right\}^{1/2} \quad (11)$$

ただし、 V_{s0} , V_{p0} は無磁界時の出力の大きさである。同様に、無磁界時に 1/2 波長に同調する点 f_0' で周波数を固定した場合は、センサ出力 V_s , V_p は以下のように与えられる。

$$V_s = V_{s0} \left\{ \frac{L}{L_0} \frac{\tanh^2(\gamma l)}{(\alpha_0 l)^2} \right\}^{1/2} \quad (12)$$

$$V_p = V_{p0} \left\{ \frac{L}{L_0} (\alpha_0 l)^2 \coth^2(\gamma l) \right\}^{1/2} \quad (13)$$

外部磁界の増大によって分布インダクタンス L および伝播定数 γ が変化し、それに対応して出力 V_s , V_p が変化する。

4. 試作およびセンサ特性

4.1 拡大試作モデルの伝送線路デバイスの特性

Table 1 に拡大試作モデルの伝送線路の諸元を示す。磁性層には Co 系アモルファス薄帯を用いている。長手方向の反磁界は約 0.80e である。

Fig.3 に終端短絡入力インピーダンス Z_s および終端開放入力インピーダンス Z_p の周波数特性を示す。インピーダンスが極大および極小となる周波数は Z_s と Z_p で多少異なり、 Z_s においては 1/2 波長同調周波数の外部磁界によるシフト量は小さいが、これについては後で述べる。

Table 1 Parameters of the sensor device.

Device size	36.5 mm × 101.0 mm
Magnetic layer	Co-based amorphous
Width	10 mm
Length	58 mm
Thickness	15 μm
Saturation magnetization	0.54 T
Conductor line	Cu
Spiral coil turns	8
Total line length	1856 mm
Line/space	480/520 μm
Thickness	35 μm
Dielectric layer	Polyimide and adhesion resin
Thickness	35 μm
Permittivity	4
tan δ	0.025

(a) Short termination stub.

(b) Open termination stub.

Fig. 3 Input impedance.

(a) Operating at a quarter of a wavelength.

(b) Operating at half a wavelength

Fig. 4 Sensor characteristics.

4.2 磁界センサ特性

Fig.3 の結果より, $1/4$ 波長同調条件の周波数を 2.4MHz, $1/2$ 波長同調周波数を 4.8MHz と設定してセンサ特性を測定した. 結果を Fig.4 に示す. 抵抗 R_0 は $4.7k\Omega$ とした. 図中の実線は(10)~(13)式による計算値である.

Fig.4(a)より, 周波数を $1/4$ 波長同調点に固定した場合の動作は, 出力 V_s と V_p 共に計算値と概ね一致している. 特に V_s は磁界による変化量が大きく, $0.4mA_{p-p}$ の駆動電流では最大で約 $25mV_{p-p}/Oe$ の変化が得られている. また低磁界側には磁性層長手方向の反磁界による不感帯が存在する. 一方 Fig.4(b)では, V_p は計算値と概ね一致し磁界に対する変化量も大きく, 最大で約 $20mV_{p-p}/Oe$ が得られている. しかし, V_s は計算値と大きく異なる. これは, (1)式がスパイラル導体ライン各ターンの電流の位相差を考慮していないためであると

考えられる. 伝送線路上の電流定在波の分布を Fig.5 に示す. $1/4$ 波長同調周波数では, 入力端から終端の間の位相差は $\pi/2$ である. しかし電流定在波の腹は一つであるため, 狭い位相範囲の電流による磁化が支配的となり, (1)式を用いた計算値がよく一致するものと

Fig. 5 Current standing wave.

考えられる。それに対して、1/2 波長同調条件では入力端から終端の間の位相差が π と大きくなる。しかしながら終端開放スタブでは電流定在波の腹は一つであり、やはり計算値はよく一致する。一方、終端短絡スタブでは電流定在波の腹が入力端と終端の二つとなり、二つの腹の位相差は π に近くなる。このため入力端の電流と終端の電流の相互インダクタンスが負となり、分布インダクタンス L が低下しているものと考えられる。よって、外部磁界による L の変化も小さくなると考えられ、Fig.3(a)において 1/2 波長同調周波数が変化していないことにも対応する。

この問題を根本的に解決するには、導体ライン形状を隣接導体ライン間の相互インダクタンスを利用するスパイラル形状とせず、一本の直線形状とすればよい。

Fig.6 には出力回路を含めたセンサ回路の構成を示す。出力回路は1段目のアンプ A_1 の出力を半波整流し、2段目の反転増幅アンプ A_2 で直流電圧 V_{out} として出力している。測定は無磁界時のセンサ出力振幅が大きい条件である 1/4 波長同調時の終端短絡スタブおよび 1/2 波長同調時の終端開放スタブの二つの条件で行った。アンプ A_2 のオペアンプの動作範囲は $\pm 8.5V$ であり、これを越えない範囲で出力回路の定数を設定した。Fig.7 には出力アンプおよび直流出力回路によるセンサ出力を示す。

Fig.7 より、比較的小さい磁界の領域では、センサ感度が高く出力振幅も大きいため、大きな出力電圧変化が得られていることがわかる。磁界が大きくなると Fig.4 に比べて変化が小さくなるが、これはアンプ A_1 の出力が整流回路に用いているショットキーバリアダイオードのオン電圧に達しなくなるためである。

5. まとめ

線路の入力インピーダンスの変化を利用する方式の振幅変調型の伝送線路磁界センサを試作した。その結果、明らかとなったことを以下に示す。

- (1) 終端短絡ならびに終端開放スタブにおいて、無磁界時の入力インピーダンスが極大となる周波数を選択することにより、外部磁界に対する出力の変化量を大きくできる。
- (2) 上記条件では、センサは高インピーダンス素子として動作するので、センサ駆動電流を小さくできる。
- (3) 出力特性は非線型であり、低磁界側には磁性層長手方向の反磁界による不感帯が存在する。

今後、薄膜プロセスを用いて作成した磁性体/誘電体ハイブリッド伝送線路を用いて、これらの点を確認する予定である。

Fig. 6 Sensor circuit with an output buffer.

Fig. 7 Characteristics of a sensor with an output buffer.

文 献

- 1) 佐藤敏郎, 池田慎治, 山沢清人: 日本応用磁気学会誌, 22, 133 (1998).
- 2) 山中智和, 村治雅文, 辻本浩章, 建部渉: 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-00-153 (2000).
- 3) 池田慎治, 佐藤敏郎, 山沢清人: 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-98-1 (1998).
- 4) S. Ikeda, T. Sato, K. Yamasawa: IEEE Trans Magn., 35, 3631 (1999).
- 5) 小澤孝夫: 電気回路 II [過渡現象・伝送回路編], p.252 (昭晃堂, 東京, 1980).