マイクロストリップ線路を用いた高周波磁界検出コイル

High-Frequency Field-Sensing Coils Using Microstrip Lines

山口正洋・藪上 信・荒井賢一

東北大学電気通信研究所, 仙台市青葉区片平 2-1-1 (〒980-77)

M. Yamaguchi, S. Yabukami, and K. I. Arai

Research Institute of Electrical Communication, Tohoku University, 2-1-1, Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-77

We developed a high-frequency field-sensing coil that uses a microstrip line. The usable frequency range of the coil is higher than that of conventional two-terminal coils, but yields only a low voltage per unit of coil area. The output voltage of the coil depends largely on the design of the ground plane of the microstrip; The ground plane provides impedance matching of 50 ohms but also weakens the magnetic field across the microstrip coil pattern because of eddy current generation. The optimum design of the coil depends on this trade-off.

Key words: microstrip line, microstrip coil, magnetic field sensing, eddy current, impedance matching, optimum design

1. はじめに

著者らは先にマイクロストリップ線路を1ターン形状とした高周波コイルを提案し,これを磁性薄膜のパーマナンス測定装置に適用すると,数GHz帯域までの高周波における測定が可能と期待されることを示した¹⁾.このコイルはマイクロストリップ線路の特性インピーダンスを測定系の特性インピーダンスに整合させることにより広帯域化を実現させたもので,原理的にLC共振がない.実際,著者らは27.8mm×2.2mmのサイズのコイルを用いて,3GHzまでLC共振が無視できることを確認した¹⁾.以下,本論文ではこのコイルをマイクロストリップコイルと呼ぶことにする.

マイクロストリップコイルは,通常の2端子コイルではLC共振を生じるような高周波領域においても使用可能であり,パーマナンス測定装置に限らず汎用に供しうる可能性を有している.すでに,類似のコイルを用いて電気接点の閉路時過渡磁界を測定した結果が報告されている²⁾.その一方で,通常の2端子コイルに比べて単位面積当たりの出力電圧は小さいようであり³⁾,磁界検出機構そのものが不明瞭である.

このような問題を解決する手掛かりを得るため,本研究ではコイルの各部寸法と磁界検出特性との関係について基礎的なデータを得ることを第1の目的とし,これを基に磁界検出機構に関する知見を得ることを第2の目的とした.さらにこれらを通し,コイルの単位面積当たりの出力電圧を増大させるための指針を得ることを最終的な目標とした.実験ならびに電磁界シミュレータを併用した考察により,所期の成果が得られたので報告する.

2. 試料および実験方法

Fig. 1は,特性インピーダンスが50Ωのマイクロストリップ線路で構成した1ターンのマイクロストリップコイルを示したものである.端子の1対は50Ω抵抗で終端され,他端はネットワークアナライザ(HP8752A,入力インピーダンス50Ω)に接続され,出力電圧,特性インピーダンスならびに入力インピーダンスなどが測定される. Table 1に示したように,コイルの寸法は,窓幅 x を5.0~40.0mm,窓高 y を0.3~6.0mm,空隙 d を0.3~6.0mm,地導体面の高さ y_g を6.0~15.0mmの範囲で変化させた.これらは,いずれも比誘電率 $\epsilon_r=5.0$,基板厚 $t_d=0.5$ mmのテフロン製両面プリント基板をウェットエッチングして作製した.隣接線路間の電気的結合が無視できる場合,マイクロストリップ線路の特性インピーダンスを $Z_0 \pm 2\%$ とするためには,基板誘電率 ϵ_r ,基板厚 t_d ,および導体厚 t_c によってマイクロストリップ導体幅 w_c を以下のように定めれば良いことがWheelerにより示されている⁴⁾.

$$w_c = w_{c0} + a \cdot \Delta w \quad (1)$$

ただし,

$$\frac{\Delta w}{t_c} = \frac{1}{\pi} \left[1 + \ln \frac{4}{\sqrt{\left[\frac{t_c}{t_d} \right]^2 + \left\{ \frac{1}{\pi \left[\frac{w_{c0}}{t_c} + 1.1 \right]} \right\}^2}} \right] \quad (2)$$

Fig. 1 Microstrip coil.

Table 1 Dimensions of the fabricated microstrip coils

substrate	x	y	d	y_g	w_c	t_c	ϵ_r
teflon	5~40	0.3~6	0.3~6	6~15	0.8	0.018	5
cover glass	1~9	3	0.7	7	0.3	0.001	4

Unit: mm

$$Z_0 = \frac{42.4}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left[1 + \left[\frac{4t_d}{w_{c0}} \right] \left[b + \sqrt{b^2 + a\pi^2} \right] \right] \quad (3)$$

$$a = (1 + 1/\epsilon_r)/2 \quad (4)$$

$$b = \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \frac{4t_d}{w_{c0}} \quad (5)$$

これによって、 $w_c = 0.8 \text{ mm}$ に定めた。励磁には $70 \times 40 \text{ mm}$ の寸法を有する 2 枚の平板を 20 mm 間隔で対向させた平板状コイル¹⁾を使用し、その磁界均一範囲 ($\pm 6.5\%$) 内にマイクロストリップコイルをコイル面と磁界が直交するように置いた。励磁コイルの共振周波数は 700 MHz である。以下、磁界検出の実験結果を表示する際、コイルのリード線部分の誘起電圧を差し引いて示した。

特性インピーダンスの測定時には終端抵抗を除去し、終端を開放および短絡した場合の入力インピーダンス Z_{open} , Z_{short} より、 $Z_0 = \sqrt{Z_{\text{open}} \cdot Z_{\text{short}}}$ によって求めた。電磁界シミュレーションには MAGNA/FIM Ver. 3.1 を使い、 T - Ω 法による 3 次元渦電流解析を行った。

3. マイクロストリップコイルの性質

Fig. 2 は、マイクロストリップコイルと通常の 2 端子コイルとの入力インピーダンスを比較して示したものである。コイルの寸法はいずれも $10 \times 6 \text{ mm}$ で、2 端子コイルには 50Ω 抵抗を直列接続した。本実験では励磁コイルを取り外し、コイル間の漂遊容量の影響を除去した。2 端子コイルでは 800 MHz 付近で LC 共振が見られるのに対し、マイクロストリップコイルでは 3 GHz 付近まで抵抗分はほぼ一定で、かつリアクタンス分は抵抗分比べて $1/10$ 以下であるため、入力インピーダンスはほぼ純抵抗とみなせる。このような広帯域性はマイクロストリップコイルの基本的な特徴の一つである。

しかし、Fig. 3 に示したように、一様磁界中にこれら二つのコイルを置きその出力電圧を比較すると、マイクロストリップコイルの出力電圧は 2 端子コイルよりおよそ 1 桁小さい。すなわち、マイクロストリップコイルは 2 端子コイルに比べ広帯域であるが、出力電圧は小さいという性質が実験的に明らかとなった。

マイクロストリップコイルの磁界検出機構を考察する際、コイルの構成から考えて、ループアンテナおよびマイクロストリップアンテナとの類似性を吟味する必要がある。Fig. 2 において、2 端子コイルで見られた LC 共振を別の見地より考察すると、この帯域で 2 端子コイルがループアンテナとして電波を放出することを示している。したがって、ループアンテナとしての特性を考慮すべき高周波帯と、それ以下の帯域に分類して考察する必要がある。本研究は基礎検討の段階にあるため、ループアンテナとしての特性を無視できるおよそ 100 MHz 以下を中心に議論する。一方、マイクロストリップアンテナは狭帯域であることが基本的特徴の一つである。Fig. 3 によれば、本研究の対象とする周波数帯ではコイルの出力電圧は周波数に比例する性質を示すため、マイクロストリップアンテナとは電圧検出原理は異なることが明らかである。

(a) Resistance

(b) Reactance

Fig. 2 Input impedance of the coils.

Fig. 3 Frequency characteristics of the output voltage.

4. 各部寸法と出力電圧の大きさとの関係

Fig. 4 は、窓高 y の異なるマイクロストリップコイルの特性インピーダンスを求め、隣接する線路間の電氣的結合の大小について検討したものである。これを見ると、本研究で用いた

テフロン基板を特性インピーダンス 50 Ω で用いる場合、隣接線路間距離が 3 mm 以下になると電気的結合が顕著となり、特性インピーダンスが減少することが了解される。

無損失線路では、特性インピーダンス Z_0 は線路の 1 次定数としてのインダクタンス L_a と静電容量 C_a によって、 $Z_0 = \sqrt{L_a/C_a}$ となることは周知のとおりである。ここで線路が近接すると、相互インダクタンスの減少により L_a が減少し、 C_a は増加するから、定性的ではあるが Fig. 4 の結果は妥当である。以下、議論を簡明にするため、線間結合の無視できる $y \geq 3$ mm のコイルについて検討を進める。

Fig. 5(a) は窓幅と出力電圧との関係を表したもので、両者はほぼ比例することが明らかである。この場合、窓高は一定であるから、コイルの断面積と出力電圧は比例していることになる。また、周波数と出力電圧との間にも比例関係が認められる。さらに、(b) 図は (a) 図に対応する出力電圧の位相を、窓幅 $x = 10$ mm の場合を基準として示したもので、窓幅によらず位相

Fig. 4 Relationship between the characteristic impedance and the window height.

Fig. 5 Relationship between the output voltage and the window width.

は一定であることを示している。これらはいずれも 2 端子コイルと共通の性質であり、分布定数線路でしばしば経験するような位相変化などは認められないことを示している。

一方、空隙長 d に関しては、コイルの 4 辺のうち 1 辺を除去するところまで d を増加させても、出力電圧はほとんど一定であった。

以上の検討により、マイクロストリップ導体パターンの寸法と出力電圧との関係は、通常の 2 端子コイルの場合と類似点が多いことが明らかになった。

5. 地導体面のうず電流

Fig. 6 は、地導体面の高さ y_g と出力電圧 v_c との関係を示したもので、電圧の値は、同一寸法の 2 端子コイルによる出力電圧の値 v_0 で基準化して示した。同図から地導体面の高さが減少すると出力電圧が反比例して増大することが明らかである。これは、地導体面の高さを減少させると、地導体面の内部を還流する電流が減少することを示唆している。

この考察に基づき、マイクロストリップ導体によるコイルパターンに鎖交する磁束量 ϕ を電磁界シミュレータにより求め、出力電圧 v を $v_c = (d\phi/dt)/2$ により計算した結果を Fig. 6 に示した。 $d\phi/dt$ を 2 で除したのは、終端の 50 Ω 抵抗とネットワークアナライザの入力抵抗とで誘起電圧を分圧するためである。Fig. 7 は解析に用いた 1/8 モデルを示したものである。本モデルでは誘起電圧によってコイルに誘導される電流を無視した。これは、誘導電流による磁束変化量は 5% 以下とのシミュレーション結果を得たためである。接点数は 4800 で、電流が集中すると思われる地導体面周辺部では、メッシュ寸法を 20 μm まで細分化した。これは 10 MHz における銅の表皮深さと同程度の大きさである。計算時間は 1 点当たり 4~5 時間であった。計算値と実験値とはよく一致していることから、地導体面の渦電流が磁界検出機構に直接影響していることが明らか

Fig. 6 Relationship between the output voltage and the ground plane height.

Fig. 7 3-D analysis model.

Fig. 8 Relationship between the input impedance and the ground plane height.

である。本稿には示していないが、渦電流は地導体面の周辺部に集中しており、コイルの中央部分の電流は無視できる。したがって、地導体面の中央に窓を空けても磁界検出機構は変化しないと考えられる。先に報告したパーミアンス測定装置用マイクロストリップコイルにおいて、薄膜試料挿入用の窓をコイル中央部に有していたにもかかわらず良好な磁界検出が可能¹⁾であったのは、このような理由によると推察される。

一方、Fig. 6 に対応する入力インピーダンスは、Fig. 8 に示したように抵抗分が支配的であり、地導体面の高さ y_g によらずほぼ 50Ω 一定であった。Fig. 6 および 8 より、コイルのインピーダンス整合を保ちつつ、出力電圧を増大させることが可能であることが明らかとなった。

6. 磁界検出機構

以上の検討結果から、本コイルの磁界検出機構は以下のように推察される。本コイルの出力電圧 v_c はマイクロストリップ導体によるコイルパターンに鎖交する磁束量 ϕ に直接対応し、 $v_c = (d\phi/dt)/2$ となるが、地導体面の渦電流の影響によってコ

イルパターンにおける磁界強度が外部磁界の強度に比べて低下し、単位面積当たりの出力電圧は通常の 2 端子コイルに比べて小さくなる。地導体面の内部における誘起電圧は短絡されるため、コイル全体の端子電圧には影響しないと推察される。地導体面の役割は、GHz 帯域まで特性インピーダンスを一定に保つこと（利点）と、渦電流によりマイクロストリップ導体によるコイルパターンの誘起電圧を減少させること（問題点）である。

したがって、特性インピーダンスを 50Ω に保ちつつ、地導体面の渦電流を最小とるように地導体面を設計すれば、本コイルの性能向上に有用であると考えられる。

ここで推察された検出機構は薄膜コイルにも適用可能である。Table 1 に記したように、カバーガラス上に銅のスパッタ膜によるコイルパターンを形成し、十分大きい地導体面上に置いた。その磁界検出特性は、磁界強度と出力電圧が比例し、窓幅と出力電圧も比例することなど、上記と同様の特性を示した³⁾。

7. ま と め

マイクロストリップ線路を用いた 1 ターンコイルの高周波特性について検討した結果、以下の点が明らかとなった。

- (1) マイクロストリップコイルは 2 端子コイルに比べ広帯域であるが、出力電圧は小さい。
- (2) マイクロストリップコイルの出力電圧は、マイクロストリップ導体による 1 ターンコイルの誘起電圧にほぼ等しい。
- (3) 地導体面はインピーダンス整合の確保に寄与する一方、その渦電流磁界によってコイル全体の出力電圧を減少させる。
- (4) インピーダンス整合を確保しつつ、地導体面の渦電流を最小とする寸法を見いだすことが最適設計の指針である。
- (5) アンテナとしての性質が顕在化する高周波帯、あるいは隣接線路間の電氣的結合が無視できない形状の場合には、磁界検出機構はさらに複雑となる可能性がある。
- (6) 薄膜コイルでも同様の磁界検出が可能である。地導体面を介してコイル導体パターンの鏡像が存在するが、その影響について稿を改めて報告したい。

文 献

- 1) T. Kawazu, M. Yamaguchi, and K. I. Arai: *IEEE Trans. Magn.*, **30**, 4641 (1994).
- 2) 川又 憲, 嶺岸茂樹, 芳賀 昭: 電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-94-3 (1994).
- 3) 戴上 信, 山口正洋, 荒井賢一: 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-94-97 (1994).
- 4) H. A. Wheeler: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **MTT-25**, 631 (1977).

1994 年 10 月 12 日受理, 1995 年 1 月 20 日採録