Mn-Zn フェライトを用いたスパイラル型伝送線路の特性解析

Equivalent Circuit Analysis of Spiral-Type Transmission Line with Mn-Zn Ferrite Core

佐藤紘介・佐藤敏郎・山沢清人・張福春*・柳沢浩一*

信州大学工学部, 長野県長野市若里 4-17-1 (〒380-8553)

*日置電機株式会社, 長野県上田市小泉 81 (〒386-1192)

K. Sato, T. Sato, K. Yamasawa, F. Zhang*, and K. Yanagisawa*

Faculty of Engineering, Shinshu University, 4-17-1 Wakasato, Nagano-shi, Nagano 380-8553

*HIOKI E.E. Corp., 81 Koizumi, Ueda-shi, Nagano 386-1192

We developed spiral-type transmission line device consisting of a spiral winding with a polyimide dielectric film, a ground plane, and a Mn-Zn ferrite pot core. To analyze the transmission characteristics of the devices, we introduced a coupled distributed constant circuit model. Differential equations for voltage and current obtained from the analysis model include impedance and admittance matrixes representing electromagnetic coupling between different turns. As a result, the calculated transmission characteristics agreed well with the measured ones.

Key words: spiral-type transmission line, Mn-Zn ferrite core, equivalent circuit analysis, differential equations, electromagnetic coupling

1. はじめに

フェライトを用いた高周波磁気デバイス¹⁾は、Ni-Zn フェライトデバイス²⁾、YIG 静磁波フィルタ³⁾、チューナブル移相器⁴⁾など、様々なマイクロ波デバイスとして応用されている。

一方、フェライトを用いた新たな高周波デバイスとして、Mn-Zn フェライト伝送線路トランス⁵⁾やNi-Zn フェライトコモンモードフィルタ⁶⁾が提案されている。これらのデバイスは、磁性体/誘電体ハイブリッド構造による分布インダクタンスと分布キャパシタンスを利用した分布定数回路動作に基づいており、動作周波数の広帯域化と小型化が期待される。

筆者らは、スイッチング電源用コモンモードフィルタなどへの応用を目的として、グランドプレーン付スパイラルコイルをMn-Zn フェライトポットコアへ挿入したスパイラル型伝送線路デバイスの開発を進めている⁷⁾。

伝送線路デバイスの特性解析は、高周波電磁界解析により行われることが一般的である。しかしながら、本論文で述べるスパイラル型伝送線路デバイスに対しては、デバイス構造が複雑であるために、有限要素法による特性解析ではメッシュ構造が複雑になる、計算量の増大を招くなどの問題がある。そこで、筆者らは導体ライン間の電磁界の結合を考慮した結合分布定数回路による等価回路解析を行い、数10MHzまでの範囲では、伝送特性の計算値と実測値が概ね一致することを報告した⁸⁾。しかしながら、それ以上の周波数となると、計算値と実測値の不一致が大きくなり、その原因はあいまいなままであった。

本論文では、従来の解析方法がグランドプレーンを理想的な接地電位とおいたことが計算値と実測値のずれの主因であるとの考えに基づき、グランドプレーンのインピーダンスを考慮した分布定数回路を導入し、併せて導体ライン-グランドプレーン間の磁界結合も考慮して解析を行った。その結果、良好な結果が得られ

たので報告する。

2. スパイラル型伝送線路の構造

2.1 デバイスの構造

Fig.1 にスパイラル型伝送線路の構造を示す。スパイラルコイルの下部に誘電層を介して同図(c)に示す形状のグランドプレーンがあり、これらがMn-Zn フェライトポットコア中へ挿入されている。変圧器起電力作用による短絡電流をカットする目的で、グランドプレーンにスリットが入れてある。グランドプレーンは同図(c)に示すように円形パターンを持つため、グランドプレーンのインピーダンスを無視できず、これを考慮した解析を行う必要がある。Table 1 に試作したスパイラル型伝送線路の諸定数を示す。ここでは、スパイラルコイルの巻数が3と12の2通りのデバイスを試作し、特性評価を行った。

このデバイスにおいて、磁束は主にMn-Zn フェライトコア中に生じ、電界は主に導体ライン-グランドプレーン間に生じると考えられる。すなわち、磁界と電界が分離された構造であり、デバイスの分布インダクタンスと分布キャパシタンスを独立に設計することが可能となり、デバイスの設計に有利であると考えられる。

2.2 Mn-Zn フェライトの特性

Fig.2 にインピーダンス/マテリアルアナライザを用いて測定したMn-Zn フェライトの複素比透磁率の周波数特性を示す。なお、複素比透磁率の測定にあたっては、Mn-Zn フェライトコアと同材質のトロイダルコアを同軸管に装荷し反射係数法を用いている。Fig.2 より、比透磁率は10MHz近傍に磁気共鳴を有する周波数特性を示していることが分かる。

Fig. 1 Structure of device with three-turn spiral winding.

Fig. 2 Relationship between complex relative permeability and frequency of Mn-Zn ferrite.

Fig. 3 Circular conductor line model ($N=2$).

Fig. 4 Analysis model ($N=2$).

Table 1 Specifications of spiral-type transmission line.

Number of turns	3	12
Conductor line (Copper)	Thickness: 35 μm Width: 500 μm Spacing: 500 μm	Thickness: 35 μm Width: 200 μm Spacing: 200 μm
Dielectric film (Polyimide)	Thickness: 50 μm Relative permittivity: 3.5	
Magnetic core (Mn-Zn ferrite)	Diameter: 30 mm Height: 8 mm	
Ground plane (Copper)	Thickness: 35 μm Width: 5 mm	

3. 分布定数回路モデル

3.1 解析モデル

ここでは、解析手法を詳細に説明するために、スパイラル結合線路として最も単純な 2 ターンの場合を例にして説明する。Fig.3 は、2 ターンの場合のスパイラル導体ラインおよびグラウンドプレーンを示すものであり、導体ライン、グラウンドプレーンともに同心円状の導体ラインと仮定する。この際に、同図に示すように極座標系を導入する。分布定数回路では、位置座標として x を用いることが一般的であるが、本論文で扱うデバイスでは、同心円状の導体ラインを仮定することから、位置座標を角度 θ とした。これにより、単位角度当たりの分布インダクタンスは線路上のいずれの場所でも同じ値となる。

Fig.3 の同心円モデルは、各ターンを $\theta = \pi [\text{rad}]$ の点でさらに 2 分割し、各ターンが 2 つの線路からなるとみなす。これはグラウンドプレーンにおいて、 $\theta = \pi [\text{rad}]$ の点で外部との電気的接地が取られているため、この点が対称点となるからである。Fig.3 の導体ラインの分割モデルの関係を表示すると Fig.4 のようになる。

Fig.3, Fig.4 において、1 ターン目の $0 \leq \theta \leq \pi [\text{rad}]$ の部分を計算ユニット 1、 $\pi \leq \theta \leq 2\pi [\text{rad}]$ の部分を計算ユニット 2、... と便宜的に順番に計算ユニット番号をつけていく。

3.2 等価回路

Fig.5 に等価回路を示す。1 番上が 1 ターン目、2 番目が 2 ターン目、1 番下がグラウンドプレーンを示している。また、実際のデバイスの導体ラインはスパイラル状であるため、1 番目と 2 番目の回路は電気的に縦属接続されている。ただし、図中の分布直列インピーダンスおよび分布並列アドミッタンスは以下の通りとなる。

$$Z(i) = R(i) + j\omega L^*(i) \quad [\Omega/\text{rad}] \quad (1)$$

$$Y(i) = G(i) + j\omega C(i) \quad [\text{S}/\text{rad}] \quad (2)$$

$$Y(i, j) = G(i, j) + j\omega C(i, j) \quad [\text{S}/\text{rad}] \quad (3)$$

(1)式～(3)式において i, j は計算ユニット番号を表す。(1)式において、 $R(i)$ は分布直列抵抗、 $L^*(i)$ は分布自己インダクタンスを表す。ただし、 $*$ は複素数であることを表す。また、(2)式において $G(i)$ は電気的接地点との間の分布コンダクタンス、 $C(i)$ は電気的接地点との間の分布キャパシタンスを表す。さらに、(3)式において $G(i, j)$ は導体ライン-グラウンドプレーン間の分布コンダクタンス、 $C(i, j)$ は導体ライン-グラウンドプレーン間の分布キャパシタンスを表す。

上で述べた通り、グラウンドプレーンは $\theta = \pi [\text{rad}]$ の位置で電気的に接地されており、解析モデルも $\theta = \pi [\text{rad}]$ を境に 2 分割されているため、等価回路も同様に各ターンを 2 分割している。また、各分布定数回路間には電磁界の結合が存在する。ここで、デバイスの構造上、磁束は中心から放射状に生じるため $0 \leq \theta \leq \pi [\text{rad}]$ の部分の分布定数回路と $\pi \leq \theta \leq 2\pi [\text{rad}]$ の部分の分布定数回路の磁界結合は生じないと考える。また、同様に電界の結合も生じ

Fig. 5 Equivalent circuit.

ないとみなす。したがって、Fig.4 の計算ユニットの図でいえば、奇数番号の計算ユニットと偶数番号の計算ユニットの間の電磁界の結合は生じないことになる。同じことを等価回路でいえば、電磁界の結合は左半分の分布定数回路間、または、右半分の分布定数回路間でしか生じない。このことは、後の基礎方程式の導出の際に重要となる。

3.3 基礎方程式

Fig.5に示す等価回路より、例えば、計算ユニット1の微小区間 $\Delta\theta$ において磁気結合が生じるのは計算ユニット3および計算ユニット5との間のみである。したがって、線路電圧 V_θ に関して次式が成り立つ。

$$\frac{d}{d\theta} V_\theta(1) = -Z(1)I_\theta(1) - j\omega M^*(1,3)I_\theta(3) - j\omega M^*(1,5)I_\theta(5) \quad (4)$$

ここで、 I_θ は線路電流である。すべての計算ユニットについて同様に考えていくと、次式のように電圧則に関する基礎方程式が成り立つ。

$$\frac{d}{d\theta} V_\theta = -Z \cdot I_\theta \quad (5)$$

ただし、 V_θ 、 I_θ は電圧および電流に関するマトリクスであり、それぞれ次式のようになる。なお、電圧 V_θ と電流 I_θ のカッコ中の数字は計算ユニットの番号であり、Fig.4 でいえば、1～6のユニットを示している。また、位置座標を添字で表している。

$$V_\theta = \begin{bmatrix} V_\theta(1) \\ V_\theta(2) \\ \vdots \\ V_\theta(6) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$I_\theta = \begin{bmatrix} I_\theta(1) \\ I_\theta(2) \\ \vdots \\ I_\theta(6) \end{bmatrix} \quad (7)$$

また、(5)式右辺の係数マトリクス Z は次式のようになる。

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$Z_{11} = \begin{bmatrix} Z(1) & 0 & j\omega M^*(1,3) & 0 \\ 0 & Z(2) & 0 & j\omega M^*(2,4) \\ j\omega M^*(3,1) & 0 & Z(3) & 0 \\ 0 & j\omega M^*(4,2) & 0 & Z(4) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$Z_{12} = \begin{bmatrix} j\omega M^*(1,5) & 0 \\ 0 & j\omega M^*(2,6) \\ j\omega M^*(3,5) & 0 \\ 0 & j\omega M^*(4,6) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$Z_{21} = \begin{bmatrix} j\omega M^*(5,1) & 0 & j\omega M^*(5,3) & 0 \\ 0 & j\omega M^*(6,2) & 0 & j\omega M^*(6,4) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$Z_{22} = \begin{bmatrix} Z(5) & 0 \\ 0 & Z(6) \end{bmatrix} \quad (12)$$

(9)式において、対角成分は導体ラインの直列インピーダンス、非対角成分は導体ライン間の磁気結合を表している。また、(10)式および(11)式は導体ラインとグランドプレーン間の磁気結合を表している。さらに、(12)式の対角成分はグランドプレーンの直列分布インピーダンスを表している。

また、計算ユニット1の微小区間 $\Delta\theta$ における電界結合を同様に考えると、線路電流 I_θ に関して次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\theta} I_{\theta}(1) &= -Y(1)V_{\theta}(1) - Y(1,3)\{V_{\theta}(1) - V_{\theta}(3)\} - Y(1,5)\{V_{\theta}(1) - V_{\theta}(5)\} \\ &= -\{Y(1) + Y(1,3) + Y(1,5)\}V_{\theta}(1) + Y(1,3)V_{\theta}(3) + Y(1,5)V_{\theta}(5) \end{aligned} \quad (13)$$

すべての計算ユニットについて同様に考えていくと電流則に関する次式が成り立つ。

$$\frac{d}{d\theta} I_{\theta} = -Y V_{\theta} \quad (14)$$

(14)式右辺の係数マトリクス Y は次式となる。

$$Y = \begin{bmatrix} [Y_{11}] & [Y_{12}] \\ [Y_{21}] & [Y_{22}] \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$Y_{11} = \begin{bmatrix} \xi(1) & 0 & -Y(1,3) & 0 \\ 0 & \xi(2) & 0 & -Y(2,4) \\ -Y(3,1) & 0 & \xi(3) & 0 \\ 0 & -Y(4,2) & 0 & \xi(4) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$Y_{12} = \begin{bmatrix} -Y(1,5) & 0 \\ 0 & -Y(2,6) \\ -Y(3,5) & 0 \\ 0 & -Y(4,6) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$Y_{21} = \begin{bmatrix} -Y(5,1) & 0 & -Y(5,3) & 0 \\ 0 & -Y(6,2) & 0 & -Y(6,4) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$Y_{22} = \begin{bmatrix} \xi(5) & 0 \\ 0 & \xi(6) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\xi(i) = Y(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^6 Y(i, j) \quad (20)$$

(16)式において、対角成分は導体ラインとの間に生じる電界結合による分布アドミッタンスの和となっており、非対角成分は導体ライン間の電界結合を表している。また、(17)式および(18)式は導体ラインとグランドプレーン間の電界結合を表している。さらに、(19)式の対角成分はグランドプレーンとの間に生じる電界結合による並列アドミッタンスの和となっている。

以上の解析式は2ターンスパイラルコイルを用いた場合であるが、一般の N ターンスパイラルコイルに拡張した場合は次のようになる。まず、(6)式の電圧に関するマトリクスおよび(7)式の電流に関するマトリクスはそれぞれ、

$$V_{\theta} = \begin{bmatrix} V_{\theta}(1) \\ V_{\theta}(2) \\ \vdots \\ V_{\theta}(2N+2) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$I_{\theta} = \begin{bmatrix} I_{\theta}(1) \\ I_{\theta}(2) \\ \vdots \\ I_{\theta}(2N+2) \end{bmatrix} \quad (22)$$

となる。また、インピーダンスに関するマトリクス(9)式～(12)式は

$$Z_{11} = \begin{bmatrix} Z(1) & 0 & j\omega M^*(1,3) \cdots & 0 \\ 0 & Z(2) & 0 & \cdots j\omega M^*(2,2N) \\ j\omega M^*(3,1) & 0 & Z(3) & \cdots 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \vdots \\ 0 & j\omega M^*(2N,2) & 0 & \cdots Z(2N) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$Z_{12} = \begin{bmatrix} j\omega M^*(1,2N+1) & 0 \\ 0 & j\omega M^*(2,2N+2) \\ j\omega M^*(3,2N+1) & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & j\omega M^*(2N,2N+2) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$Z_{21} = \begin{bmatrix} j\omega M^*(2N+1,1) & 0 & j\omega M^*(2N+1,3) \cdots & 0 \\ 0 & j\omega M^*(2N+2,2) & 0 & \cdots j\omega M^*(2N+2,2N) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$Z_{22} = \begin{bmatrix} Z(2N+1) & 0 \\ 0 & Z(2N+2) \end{bmatrix} \quad (26)$$

となる。さらに、アドミッタンスに関するマトリクス(16)式～(20)式は

$$Y_{11} = \begin{bmatrix} \xi(1) & 0 & -Y(1,3) \cdots & 0 \\ 0 & \xi(2) & 0 & \cdots -Y(2,2N) \\ -Y(3,1) & 0 & \xi(3) & \cdots 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \vdots \\ 0 & -Y(2N,2) & 0 & \cdots \xi(2N) \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$Y_{12} = \begin{bmatrix} -Y(1,2N+1) & 0 \\ 0 & -Y(2,2N+2) \\ -Y(3,2N+1) & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & -Y(2N,2N+2) \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$Y_{21} = \begin{bmatrix} -Y(2N+1,1) & 0 & -Y(2N+1,3) \cdots & 0 \\ 0 & -Y(2N+2,2) & 0 & \cdots -Y(2N+2,2N) \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$Y_{22} = \begin{bmatrix} \xi(2N+1) & 0 \\ 0 & \xi(2N+2) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\xi(i) = Y(i) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{2N+2} Y(i, j) \quad (31)$$

となる。

(5)式および(14)式の連立微分方程式を解くために、境界条件を次のように与える。

- (1) 50Ω系ネットワークアナライザによる特性評価を行うため、負荷インピーダンス Z_L を 50Ω とし、 $V_{out}/I_{out} = 50$ より V_{out} 、 I_{out} のいずれか一方を固定して与えることにより、デバイス出力端の電圧、電流が確定される。なお、ここで述べる解析では線形回路に基づくため、回路パラメータは V_{out} や I_{out} の大きさに依存しない。

- (2) 導体ラインはスパイラル状であるため、各計算ユニットの接続点で電圧および電流は連続である。式で表現すれば以下のようになる。

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_0(1), I_{in} = I_0(1), V_{\pi}(1) = V_{\pi}(2), I_{\pi}(1) = I_{\pi}(2) \\ V_{2\pi}(2) &= V_0(3), I_{2\pi}(2) = I_0(3), \dots \\ V_{2\pi}(2N) &= V_{out}, I_{2\pi}(2N) = I_{out} \end{aligned}$$

- (3) グランドプレーンの計算ユニットにおいて、 $\theta = 0$ [rad] および $\theta = 2\pi$ [rad] における 2 つの端子は開放であり、流出入電流は 0 である。また、 $\theta = \pi$ [rad] では、電氣的接地点に接続されているため電圧は 0 である。以上を式で表現すれば以下のようになる。

$$I_0(2N+1) = 0, I_{2\pi}(2N+2) = 0, V_{\pi}(2N+1) = V_{\pi}(2N+2) = 0$$

以上の条件により、(5)式および(14)式の連立微分方程式の解が求められ、各計算ユニットにおける線路電圧 V_θ および線路電流 I_θ が求められる。後述する S パラメータの算出のためには、デバイスの入出力電圧比 V_{out}/V_{in} 、入力インピーダンス $Z_{in} (= V_{in}/I_{in})$ が分かれば良く、これらは V_θ 、 I_θ の結果から容易に計算できる。

なお、計算には数値計算ソフト MaTX[®]を使用した。

3.4 等価回路パラメータ

等価回路パラメータは、導体ライン、グランドプレーンの区別をすることなく、同様に計算する。i 番目の計算ユニットの単位角度当たりの分布抵抗 $R(i)$ は次式により計算した。

$$\begin{aligned} R(i) &= \rho_c \frac{2\pi r(i)}{t_c w_c} / 2\pi \\ &= \rho_c \frac{r(i)}{t_c w_c} \quad [\Omega/\text{rad}] \end{aligned} \quad (32)$$

ここで、 ρ_c は導体の抵抗率、 t_c および w_c はそれぞれ導体の厚さおよび幅である。また、 $r(i)$ は計算ユニットにおけるスパイラルコイルおよびグランドプレーンの半径である。一般に伝送線路の導体ライン抵抗は、表皮効果等の影響を考慮して設定する必要があるが、本論文で示すデバイスにおいては、分布インダクタンスの虚数部として示す Mn-Zn フェライトコアの損失が十分大きいこと、磁束は閉磁気回路を構成する Mn-Zn フェライトボットコア中に生じ、導体ラインやグランドプレーンを鎖交する磁束はないと仮定しているため、表皮効果や近接効果は考慮していない。

i 番目の計算ユニットの単位角度当たりの分布自己インダクタンス $L^*(i)$ は次式により計算する。

$$\begin{aligned} L^*(i) &= \mu_r^* \mu_0 \frac{A_e}{l_e} / 2\pi \\ &= L(i)' - jL(i)'' \quad [\text{H}/\text{rad}] \end{aligned} \quad (33)$$

ここで、 $\mu_r^* (= \mu_r' - j\mu_r'')$ は Mn-Zn フェライトの複素比透磁率、 μ_0 は真空の透磁率、 A_e と l_e は実効的な磁路断面積と磁路長であり、試作デバイスの A_e/l_e は約 4.2 mm と見積もられている。さらに i 番目と j 番目の計算ユニット間の単位角度当たりの相互インダクタンス $M^*(i, j)$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} M^*(i, j) &= k \sqrt{L^*(i)L^*(j)} \\ &= M(i, j)' - jM(i, j)'' \quad [\text{H}/\text{rad}] \end{aligned} \quad (34)$$

ただし、 k は結合係数である。本論文で扱うデバイスは、閉磁気回路を構成するため漏れ磁束はないと仮定し、 $k = 1$ としている。

導体ライン—グランドプレーン間のキャパシタンス $C(i, j)$ 、コンダクタンス $G(i, j)$ は Cu とポリイミドからなるキャパシタを作製し、アドミッタンスの測定値から次式のような実験式を導出した。

$$C(i, j) = 310 \cdot r(i) \quad [\text{pF}/\text{rad}] \quad (35)$$

$$G(i, j) = (7.11 + 5.7 \times 10^{-3} f) \cdot r(i) \quad [\text{nS}/\text{rad}] \quad (36)$$

ただし、 f は周波数である。

前述した以外の下記に示すパラメータは、試作デバイスにおいてきわめて小さいと考えられ、本論文では無視している。

- (1) 隣接する導体ライン間のキャパシタンスおよびコンダクタンス。
- (2) 導体ライン—電氣的接地点間のキャパシタンスおよびコンダクタンス。
- (3) グランドプレーン—電氣的接地点間のキャパシタンスおよびコンダクタンス。

Fig. 6 Equivalent circuit for calculations for S_{21} and S_{11} .

3.5 Sパラメータ

Fig.6にSパラメータを用いたデバイスの等価回路を示す。同図において、デバイスの対称性ゆえに $S_{11}=S_{22}$ 、また、受動素子ゆえに $S_{21}=S_{12}$ となる。また、後述するSパラメータの評価では 50Ω 系ネットワークアナライザを用いている理由により、Fig.6中の Z_0 を 50Ω としている。

等価回路解析により、入出力電圧比 V_{out}/V_{in} 、入力インピーダンス $Z_{in}(=V_{in}/I_{in})$ が求められる。これらの値より、次式を用いて透過係数 S_{21} および反射係数 S_{11} を算出する。

$$S_{21} = (1 + S_{11}) \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (37)$$

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (38)$$

4. 結果と考察

以上の方法により計算した3ターンスパイラル型伝送線路の伝送特性の計算値と、ネットワークアナライザにより測定した実測値をFig.7に示す。Fig.7において、実線は等価回路解析による計算値、プロット(○, △)は実測値である。同図(a)の計算値はグラ

ンドプレーンのインピーダンスおよびグランドプレーンと導体ラインの磁気結合を無視した従来法⁹⁾によるものを示し、同図(b)の計算値は本論文で提案した計算法を示す。従来法による計算値は数10MHz以上で実測値とのずれが大きいのに対し、本論文で提案した方法によれば両者は広い周波数範囲で一致は良好である。従って、グランドプレーンが伝送特性に与える影響は大きく、特に本論文で扱うような形状のデバイスの場合、数10MHz帯以上の周波数ではその影響が顕著になる。

Fig.8はスパイラルコイルの巻き数を12ターンとしたものであり、Fig.7と同様に計算値と実測値の一致は良好である。

しかしながら、Fig.7、Fig.8ともに100MHz以上の周波数では、計算値と実測値のずれが大きいの。これは、デバイス入出力端のリード線の影響による測定誤差とともに、Mn-Znフェライトコアの比透磁率の変化に伴う結合係数 k の低下を考慮せず $k=1$ 一定としていることなどが原因と考えられる。

試作デバイスは-20 dB 周波数帯域幅が約2 decadeとなる帯域阻止フィルタ特性を示しているが、前述のように高周波帯においてグランドプレーンの影響が大きいのを考慮すると、更なる阻止帯域幅の拡大のためにはグランドプレーンの設計が重要であることを示唆するものと考えられる。

(a) Measured and calculated values (calculated values based on conventional method).

(b) Measured and calculated values (calculated values based on presented method).

Fig. 7 Transmission characteristics of three-turn spiral device.

Fig. 8 Transmission characteristics of twelve-turn spiral device.

5. まとめ

Mn-Zn フェライトを用いたスパイラル型伝送線路を試作するとともに、結合分布定数回路による特性解析を行った。以下に得られた結果を要約して示す。

- (1) デバイスの等価回路を結合分布定数回路によって表現し、導体ライン-導体ライン間、導体ライン-グラウンドプレーン間の電磁界結合を回路の基礎方程式中の係数マトリクスとして考慮し、特性解析を行った。
- (2) 試作デバイスは-20dB となる周波数帯域幅が約2decade となる帯域阻止フィルタの特性を示した。したがって、このデバイスは電源用コモンモードフィルタとしての応用が可能であると考えられる。

- (3) グラウンドプレーンのインピーダンスおよび導体ライン-グラウンドプレーン間の磁気結合は高周波帯においてデバイスの伝送特性に大きな影響を及ぼす。したがって、広帯域フィルタの設計の際には、これを考慮する必要がある。

結合分布定数回路による等価回路解析は、本論文で扱ったデバイスだけではなく、電磁界の結合を利用する方向性結合器などの結合分布定数線路の特性解析に対しても有用であると考えられ、今後検討する予定である。

文 献

- 1) R. A. Pucel and D. J. Masse: *IEEE Trans. MTT*, **20**, pp.304-312 (1972).
- 2) W. S. Ishak and K-W. Chang: *Hewlett-Packard Journal*, **36**, pp.10-20 (1985).
- 3) X. Zuo, H. How, P. Shi, S. A. Oliver and C. Vittoria: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, pp.2395-2397 (2001).
- 4) T. Inoue, M. Furukawa, T. Sato, K. Yamasawa, T. Takahashi, Y. Sasaki, Y. Yamamoto, T. Hatanai and A. Makino: *IEEE Trans. Magn.*, **35**, pp.3538-3540 (1999).
- 5) T. Sato, S. Ikeda, Y. Hara, K. Yamasawa, T. Sakuma: *IEEE Trans. Magn.*, **37**, pp.2900-2902 (2001).
- 6) T. Sato, K. Sato, K. Yamasawa, F. Zhang, K. Yanagisawa: *IEEE Trans. Magn.*, **39**, pp.3205-3207 (2003).
- 7) K. Yanagisawa, F. Zhang, K. Sato, T. Sato, K. Yamasawa: *Technical Meeting on Magnetism*, IEE of Japan, MAG-03-78 (2003).
- 8) M. Koga: *MaTX for control and numerical analysis*, Tokyo Denki University Press. (2000).

2004年1月16日受理, 2004年3月11日採録