

# 円形金属パターンを表面層に 用いたITS用薄形電波吸収体

A Thin Microwave Absorber with Circular-metal-patch  
Layer on Its Surface for ITS



CM研究所  
長野利昭  
Toshiaki  
Nagano

## Summary

We developed a thin sheet-type microwave absorber with circular-metal-patches arrayed on its surface of the electromagnetic reflectivity reduction composite layer. It was found that the circular-metal-patch layer has an effect that increases admittance of the microwave absorber. A new design method was established by experimentally calculating the admittance of the circular-metal-patch layer. This method enabled to make a thin microwave absorber. Here we report on a specific design of microwave absorber at 5.8GHz for ITS.

## 要 旨

電波的損失材層の表面に円形金属パターンを配列した層を積層したマイクロ波用電波吸収体を開発した。金属パターン層は電波損失材表面にアドミッタンスを付加する効果を持つことから、金属パターン層の等価アドミッタンスを実験的に定め、設計法を確立した。金属パターン層を用いることにより、電波吸収体を薄く構成することが可能になった。ここでは、ITS用である5.8GHzの電波吸収体設計例を報告する。

## 1. はじめに

2000年4月から千葉県を中心に、ITSの一つであるETC（高速道路自動料金収受システム）が試験的に運用を開始した。このシステムは5.8GHzの円偏波により作動しているが、電波が料金所の天井等に反射するため、誤作動が問題となった。この対策として、平面形電波吸収体が適用され、ETCレーンの周囲に設置することが多くなった。

平面形電波吸収体の構成としては、従来より単層形、二層形、抵抗皮膜を用いた $\lambda/4$ 形電波吸収体等が良く知られている<sup>1)</sup>。また、吸収材料としては誘電体や導電材の他に磁性体が種々研究されており、これら材料を用いた設計法が報告されている。薄形化、軽量化、広域化、斜入射特性などの特徴を出すことを狙い、各種の吸収体が提案されてきた。近年では、吸収材表面に導電性のパターンを配列し、整合状態を調整する手法が研究<sup>2),3)</sup>されている。

本報告では、出来るだけ薄形化を達成することを目的とし、基材表面にフォトリソグラフィで作製した円形の金属薄板を配列した層（以下、金属パターン層と称する）を設けたマイクロ波帯電波吸収体を提案する<sup>4),5),6),7)</sup>。金属薄板を吸収材に装荷して、斜入射特性を調整する手法は以前から知られている<sup>8)</sup>。ここでは、金属パターン層をアドミッタンス付加回路として考え、伝送線路の単一スタブ整合法から類推し

て、スタブに相当する作用を持つ層として設計した。

この手法により、吸収体の薄形化が可能であることを示すと同時に、ITSに用いられる5.8GHz用電波吸収体の設計例を示す。

## 2. 電波吸収体

### 2.1 電波吸収体の構成

本研究では、図1(a)、(b)に示す2種類の構成で検討を行った。基材として、フェライトを分散した磁氣的損失材を使用した。Ba系フェライト800部をポリオレフィン100部に分散し、カレンダーロールにて成型加工したシートをフェライト分散層Aとし、Mn-Zn系フェライト800部をポリオレフィン100部に分散し、同様に成型加工したシートをフェライト分散層Bとした。更に、入力インピーダンスの微調整用にウレタン層を付加した。これら材料の反射および透過から求めた比誘電率と比透磁率を表1に示す。ここで、 $\epsilon_r$ は誘電率の実数部、 $\epsilon_i$ は誘電率の虚数部、 $\mu_r$ は透磁率の実数部、 $\mu_i$ は透磁率の虚数部の値を示す。

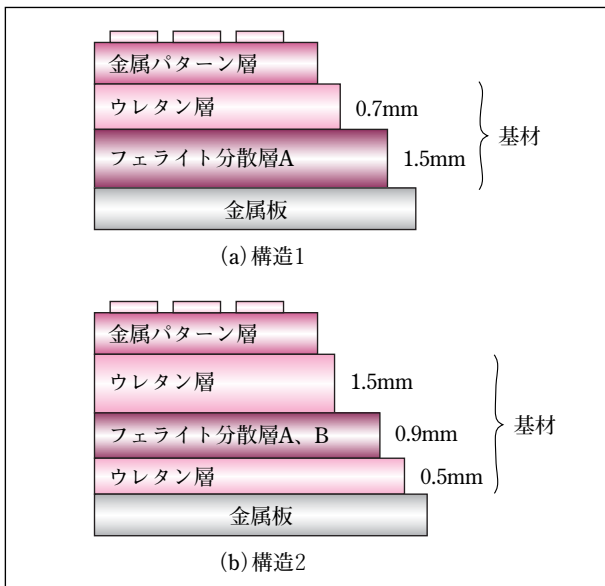


図1 吸収体の構成

表1 基材の材料特性 (f=5.8GHz)

	$\epsilon_r$	$\epsilon_i$	$\mu_r$	$\mu_i$
ウレタン	3.4	0.01	1.0	0.0
フェライト分散層A	6.2	0.6	1.6	1.0
フェライト分散層B	12.0	1.8	0.8	0.08

### 2.2 金属パターン層の作製方法

厚さ25 $\mu$ mのPETフィルム上に、厚さ35 $\mu$ mの銅箔を貼り合わせたフレキシブル銅張り積層板をフォトリソグラフィ法にてパターンニングを行った。その作製方法を図2に示す。

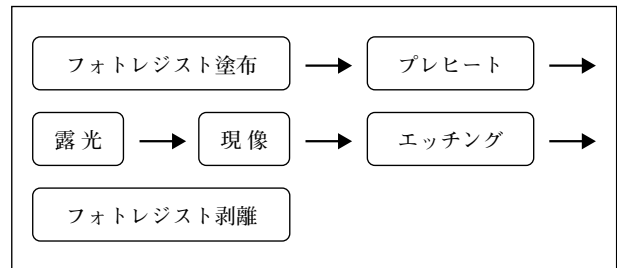


図2 金属パターンの作製方法

パターン形状は吸収特性に異方性が出ないことを考慮し、幾何学的に異方性のない円形にした。作製した金属パターンの近接写真を写真1に示す。この写真から判るように、金属パターン同士は接触していない。パターン占有率(全面積における金属パターン部の面積比)は70%であり、パターン直径は7mm、パターン中心間距離は7.41mmである。

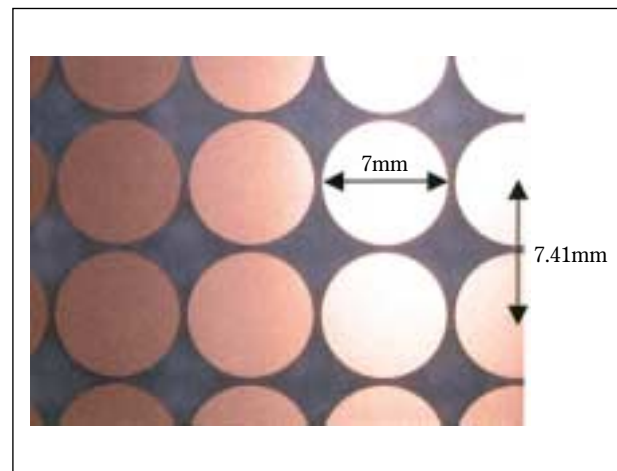


写真1 金属パターンの形状写真

パターン作製方法には、この他にスクリーン印刷法やメタルマスクを用いた蒸着法等があるが、前者はパターン精度が低く、後者はコストが高くなる等の問題があり、コストパフォーマンスに優れたフォトリソグラフィ法でパターンニングを行なった。この方法は、使用するレジスト材や作製工程により、精度を変えることが可能である。本研究では、金属パターンの精度は $\pm 10\mu$ m以内に収まるようにした。

### 2.3 金属パターン層の伝送線路的取扱い

金属パターン層を均一な材料と仮定して伝送線路的取り扱いをする。金属パターンの膜厚 $d_p$ が波長 $\lambda_0$ と比べ非常に短いとすると、金属パターン層の四端子パラメーターは式(1)になる。

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \epsilon_p \cdot d_p & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

ここで、空間の波動インピーダンスは1に規格化してある。式(1)は集中定数回路で言えば、**図3**に示すように、金属パターン層を線路に並列に接続されたアドミッタンス $Y_p$ で置き換えることを意味する。

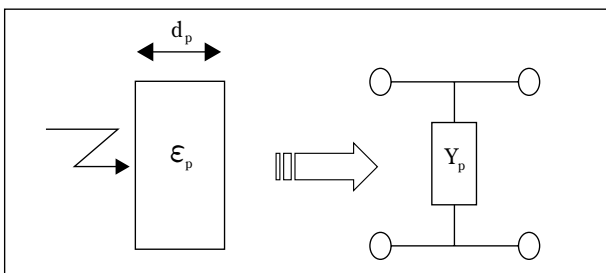


図3 金属パターンの等価回路

すなわち、金属パターン層のアドミッタンスは、式(2)となる。

$$Y_p = j \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \epsilon_p \cdot d_p \quad (2)$$

ここで、 $Y_p$ を求めるために以下の実験を行なった。

**図4**に示すように金属板上に基材を設け、その入力インピーダンスを $Z_a$ とする。次に、金属パターン層を設け、その入力インピーダンスを $Z_s$ とする。ここで、金属パターン層は $Z_a$ なる負荷に並列に $Y_p$ を接続することになるので、 $Z_a$ 、 $Z_s$ を測定すれば $Y_p$ が得られる。

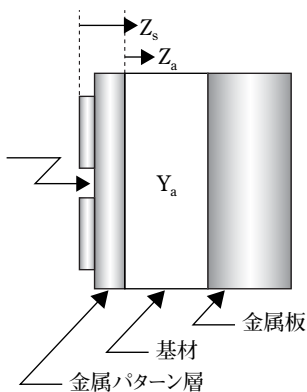


図4  $Y_p$ を求めるための各パラメーター

**図5(a)**に基材として厚さ7.5mmのウレタンを用いた時の $Z_a$ 、 $Z_s$ を示す。 $Z_a$ 、 $Z_s$ よりこれの逆数であるアドミッタンス $Y_a$ 、 $Y_s$ を求めれば、

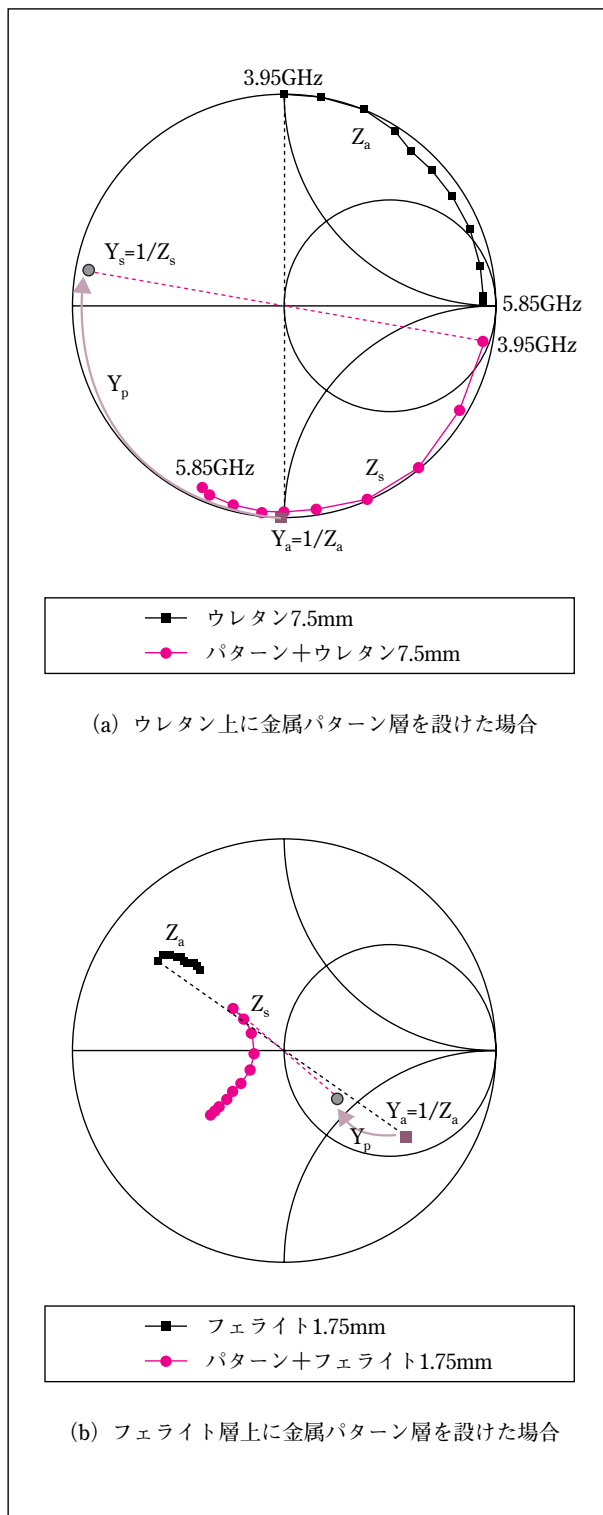
$$Y_p = Y_s - Y_a \quad (3)$$

として $Y_p$ が求まる。**図5 (b)**は基材として、フェライト分散層Aを用いた時の測定値であり、**図5 (a)**と同様の手順で $Y_p$ が求められる。**図5**には $f=3.95\text{GHz}$ での $Y_p$ を求める過程を示しているが、他の周波数についても同様に求められる。

これより $Y_p$ に関し、

- ① $Y_p$ は殆んど虚数成分(サセプタンス)のみである
- ② $Y_p$ は基材によって異なる

という結果が得られた。



(a) ウレタン上に金属パターン層を設けた場合

(b) フェライト層上に金属パターン層を設けた場合

図5  $Z_a$ および $Z_s$ の測定値 ( $f: 3.95 \sim 5.85\text{GHz}$ )

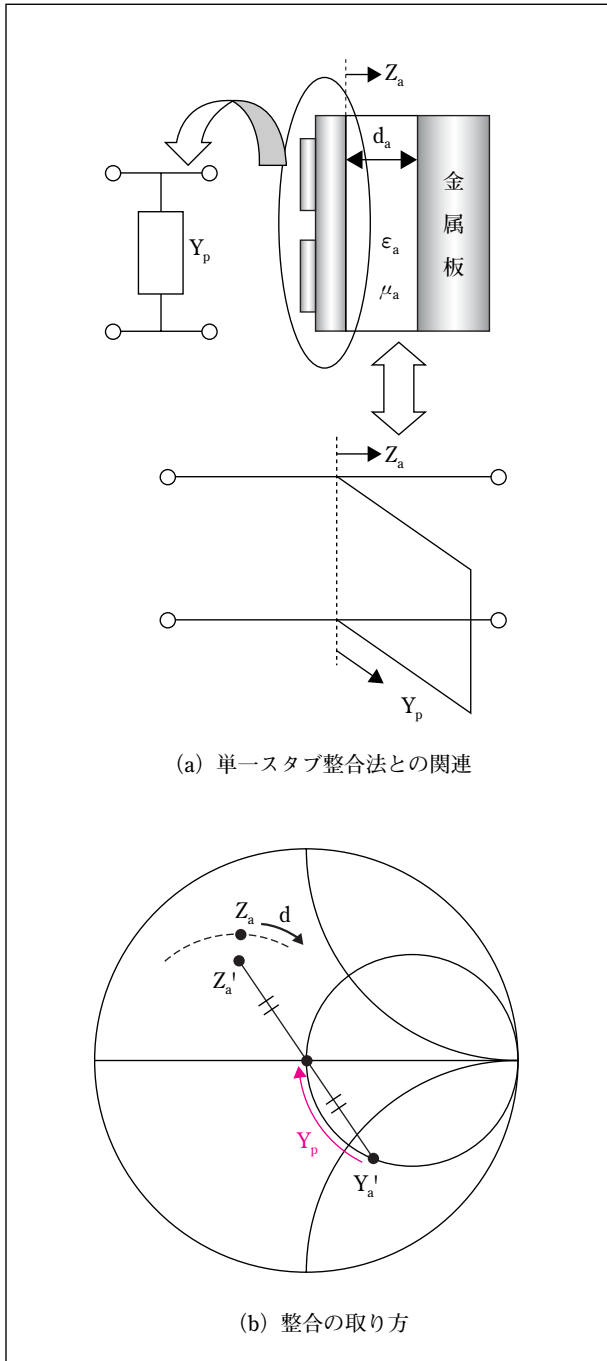


図6 金属パターン層を用いた整合方法

次に、式(2)の等価的な誘電率 $\epsilon_p$ 、厚さ $d_p$ について考察する。金属薄板を配列した時の等価的な誘電率は文献<sup>9)</sup>において人工誘電体の誘電率として求め方が記載されている。それによれば、 $\epsilon_p$ はパターン1個の分極率、及び配列で定まる係数のみで決定され、周波数の項を含まない(ただし、金属薄板のサイズが波長より非常に短い場合)。そこで、本報告でも式(2)において、右辺の $\epsilon_p d_p$ の項は周波数を含まないものとして計算する。

上記①②に述べた実験結果より、 $\epsilon_p d_p$ は係数 $h_0$ および $h_1$ を用いて式(4)として表されると仮定した。

$$\epsilon_p d_p = h_0 + h_1(\epsilon_a' - 1) \quad (4)$$

ただし、 $\epsilon_a'$ は基材の誘電率( $\epsilon_a = \epsilon' - j\epsilon''$ )の実数部である。

表2 測定値

	f(GHz)	$Z_a$	$Z_s$	$Y_p$	$\epsilon_a$
①	3.95	0.00+j0.97	2.80-j9.00	j1.13	3.4
	5.00	0.20+j2.40	0.06-j1.02	j1.39	3.4
	5.80	22.00+j8.00	0.04-j0.65	j1.55	3.4
②	3.95	0.18+j0.31	0.58+j0.26	j1.78	6.2
	5.00	0.28+j0.36	0.65-j0.23	j2.24	6.2
	5.80	0.34+j0.37	0.43-j0.35	j2.60	6.2

※①ウレタン層：7.5mm ②フェライト分散層：1.75mm

$\epsilon_a'$ の異なる基材を用いて $Y_p$ を測定すれば $h_0, h_1$ を求めることができる。図6に示した $Z_a, Z_s, Y_p$ および基材の誘電率の実数部を表2に示す。この値を用いて $h_0, h_1$ を求め、 $Y_p$ に関して次の実験式(5)を得た。

$$Y_p = j \cdot \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \left\{ 7.67 \times 10^{-3} + 2.49 \times 10^{-3} (\epsilon_a' - 1) \right\} \quad (5)$$

## 2.4 整合方法

前述で述べたように、金属パターン層は基材表面にサセプタンスを付加することであるから、これによる整合は、マイクロ波回路の単一スタブによる整合法として考えることができる。図6(a)の伝送線路において負荷側入力インピーダンスを $Z_a$ 、スタブのアドミッタンスを $Y_p$ とすると、

$$Z_a = \frac{1}{1 - Y_p} \quad (6)$$

となる $Y_p$ により、整合がとれる。

これに対応する吸収体の入力インピーダンス $Z_a, Y_p$ を図6(a)のようにとる。インピーダンスチャートで説明すると、 $Y_p$ で整合がとれるための $Y'_a, Z'_a$ を図6(b)に示すように求め、 $Z_a = Z'_a$ であれば整合がとれることになる。

もし、金属板上に誘電率 $\epsilon_a$ 、透磁率 $\mu_a$ 、厚さ $d_a$ の層を設け、この表面に金属パターン層を設けたとすると、整合条件は $Y_p$ が純虚数であるから、

$$\operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a} \tanh \left( j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_a \mu_a} \cdot d_a \right)}} \right\} = 1$$

$$\operatorname{Im} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a} \tanh \left( j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_a \mu_a} \cdot d_a \right)}} \right\} + Y_p = 0$$

である。

伝送線路では、 $Y_p$ は $Z_a$ とは独立に調整できるので設定し易いが、金属パターン層の $Y_p$ は式(4)に示すように基材の誘電率によって変化する。つまり、基材の誘電率は $Z_a$ と $Y_p$ 双方に影響を与えることになる。 $Z_a=Z_a'$ となる条件は、現時点では実験的に定めており、例えば図1に示したように基材層にウレタン層を付加して $Z_a$ の微調整を行なっている。

この整合方法を単層型吸収体と比べると、 $Z_a$ を整合点に(すなわち $Z_a=1$ )しなくてもよいため、薄形化が可能になる。

### 3. 電波吸収特性

#### 3.1 電波吸収特性の測定

測定は半径1mのアーチ上に送受信アンテナを取り付け、アーチの中心に試料を置いて行なった。入射角度は $10^\circ$ これを垂直入射と近似した。直線偏波の測定ではEMCO社製ホーンアンテナを用い、円偏波では、自作ヘリカルアンテナを用いた。

図1に示した2種類の吸収体について測定を行なった。金属パターン層はウレタン層に装荷してあることを考慮し、各周波数における $Y_p$ を式(5)から求めた。電波吸収特性の計算値( $Z_a$ を測定して、これに式(5)で求めた $Y_p$ を付加した時の値)と測定値(金属パターン層を積層して測定した値)を図7(a)(b)に示す。構造1,2の吸収体とも、計算値と測定値は若干のズレがあるが、金属パターン層による整合をよく表していることが確認できた。計算値と測定値の差は、式(5)が近似式であること、 $\epsilon_a$ の測定誤差によるものと考えている。

本報告で示した吸収体の膜厚を単層形のそれと比較する。単層形吸収体を誘電率実数部が10程度の基材で構成した場合、6GHzではおよそ4mmほどの厚さになる。金属

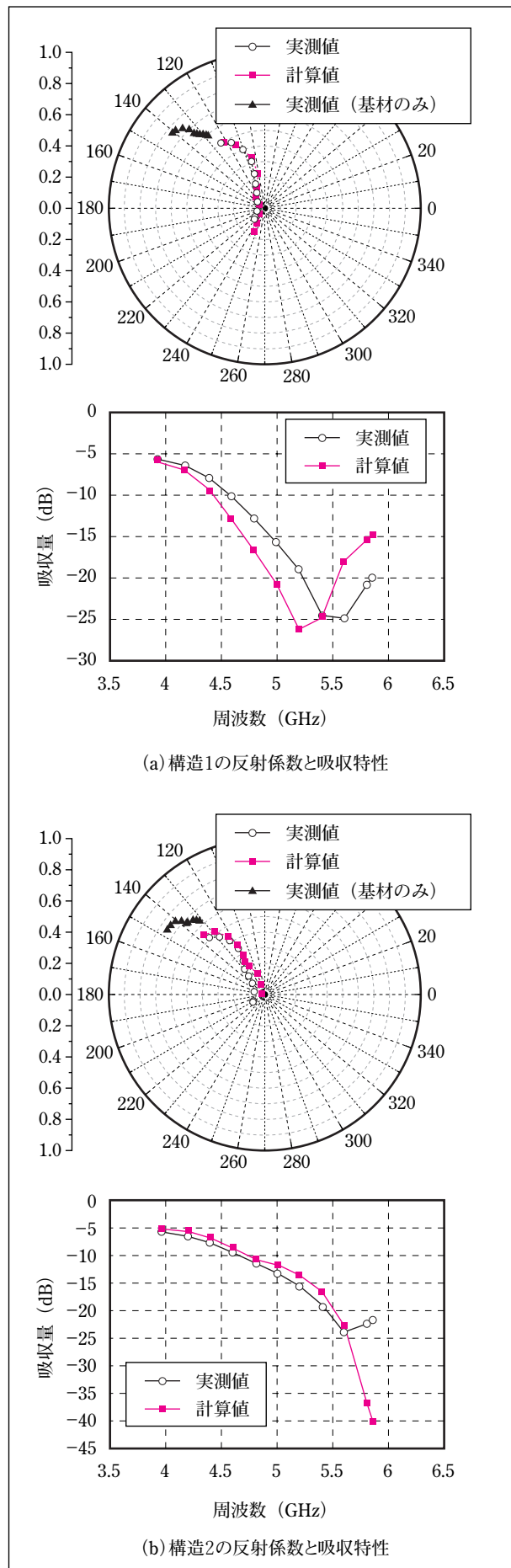


図7 直線偏波入射による電波吸収体の特性

パターン層を用いた場合、現在のところ、**図1**に示したように、厚さは約2.2mm、或いは2.9mmで構成できており、単層形に比べて55~70%に薄膜化できている。

### 3.2 円偏波反射係数による評価

ITS用の電波吸収体は円偏波の入射に対する吸収特性が必要である。そこで、構造2の電波吸収体の円偏波反射係数を測定した。その結果を**図8**に示した。金属パターンを最表面に配列した電波吸収体は、5.8GHzの円偏波入射においても優れた吸収特性を示すことが確認できた。同相成分反射係数 $\Gamma_e$ は直線偏波反射係数である**図7(b)**とほぼ同じであり、かつ、逆相成分反射係数 $\Gamma_o$ はほぼ0となった。このことは、反射特性に方向性が殆んど生じていないことを示している<sup>10)</sup>。

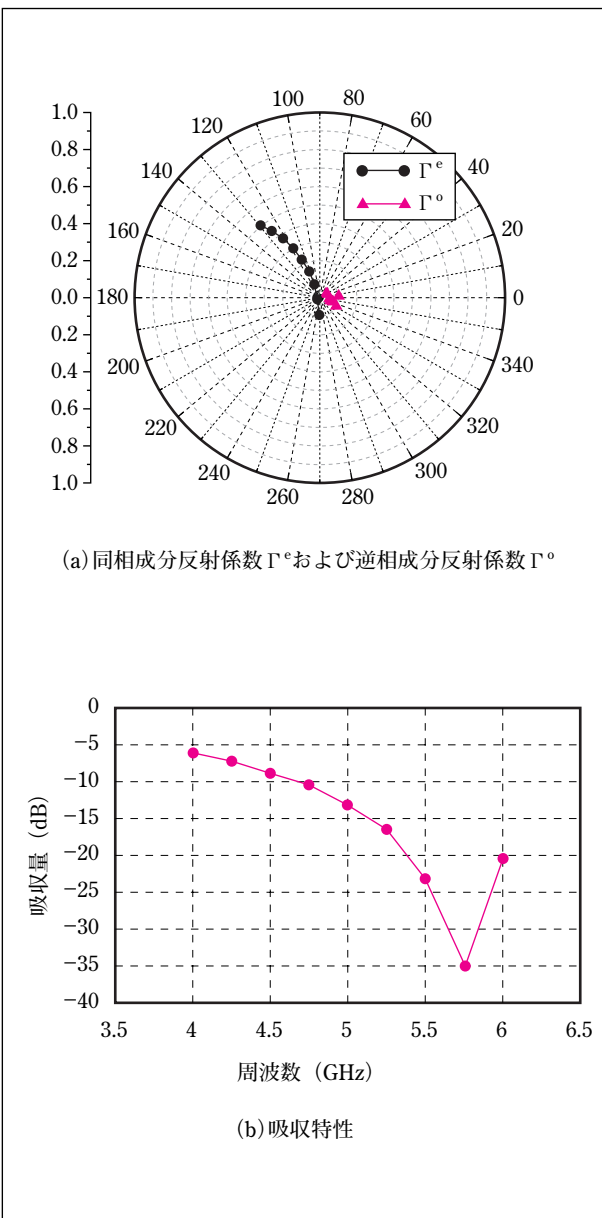


図8 円偏波入射による電波吸収体(構造2)の特性

## 4. おわりに

金属パターン層を用いた薄形電波吸収体について述べた。金属パターン層の等価回路を導出し、整合法を述べた。金属パターン層の等価回路実験式は今回用いたパターン形状のみにあてはまるものである。形状を替えた場合は、式(4)から同様に実験式を求めることができる。

ITS用電波吸収体の設計を行い、優れた吸収特性を有する薄形電波吸収体が得られた。斜入射特性については既にデータを取っており、別途機会を得て報告する。

## 5. 謝 辞

本研究を行なうにあたり、ご助言やご助力をいただきました姫路工業大学の畠山賢一氏、および、ご協力をいただきました元通信総合研究所の尾嶋武之氏(現EMコンサルタント)に感謝いたします。

## 参考文献

- 1) 畠山、“電磁波の吸収・遮蔽技術”、エレクトロニクス実装学会誌、Vol.3、No.1、p.66-73、2000年1月。
- 2) 小塚、天野、“表面に導体を分布させた電波吸収体の整合特性”、信学技報EMCJ-101、p.79~84、2001。
- 3) Takeyuki Ojima、“Reflectivity Calculation of a Periodical-Patch-Loaded Absorber by the FD-TD Method”、1999 IEEE Int'l Symp. on EMC、Seattle、WA、p.340-344、August 1999。
- 4) 長野、木暮、楨、“電波反射防止体および電波反射防止方法”、特許No.3209456、1992.10(出願)。
- 5) 長野、“電波吸収体”、出願No.2000-321744、2000.10(出願)。
- 6) 長野、“電波吸収体”、出願No.2000-321722、2000.10(出願)。
- 7) 長野、“電波反射防止体および電波反射防止方法”、特許No.5455117、1995.10(登録)。
- 8) 葭内、畠山、乾、“二層形電波吸収体における斜入射特性の調整”、信学全大p2596、昭62年3月。
- 9) R.E.Collin、“Field Theory of Guid Waves”、IEEE PRESS、p.749、1990。
- 10) 畠山、細川、坂井、戸川、山内、“円偏波入射における反射係数について”、信学技法EMCJ-102、p.85~90、平成13年12月。