

博士学位論文

Frequency Selective Surfaceを利用した  
電磁波吸収体の設計と応用に関する研究

2017年 11月

同志社大学大学院

理工学研究科

電気電子工学専攻

吉田 隆彦



# 目次

目次 .....	i
記号表 .....	iv
図目次 .....	vi
表目次 .....	x
<b>第 1 章 序論 .....</b>	<b>1</b>
1.1 電磁波吸収体の重要性と歴史 .....	1
1.2 課題と研究目的 .....	8
1.3 参考文献 .....	10
<b>第 2 章 実験方法 .....</b>	<b>12</b>
2.1 電磁波吸収体の評価と理論 .....	12
2.2 電磁波吸収体の作製 .....	14
2.3 解析条件 .....	14
2.4 電磁波吸収体の評価 .....	17
2.5 RFIDタグ無線通信方式 .....	17
2.6 本論文の構成 .....	20
2.7 参考文献 .....	22
<b>第 3 章 Frequency selective surfaceを利用した</b>	
<b>電磁波吸収体の作製と評価 .....</b>	<b>24</b>
3.1 はじめに .....	24
3.2 実験原理および実験方法 .....	24
3.3 実験結果および考察 .....	25
3.3.1 吸収特性のシミュレーション .....	25
3.3.2 吸収メカニズム .....	26
3.3.3 作製パターン吸収体の電磁波吸収特性の評価 .....	30
3.4 結論 .....	32
3.5 参考文献 .....	32

<b>第 4 章</b>	<b>Frequency selective surface</b> を利用した	
	電磁波吸収体の電磁波吸収機構 .....	<b>33</b>
4.1	はじめに .....	33
4.2	実験原理および実験方法 .....	34
4.2.1	ポインティングベクトル .....	34
4.2.2	シミュレーションと実験方法 .....	35
4.3	実験結果および考察 .....	38
4.3.1	ポインティングベクトルによる解析の妥当性 .....	38
4.3.2	パターン吸収体の吸収特性とポインティングベクトル ..	40
4.3.3	パターン吸収体の内部ポインティングベクトル .....	47
4.4	結論 .....	51
4.5	参考文献 .....	52
<b>第 5 章</b>	<b>Frequency selective surface</b> を利用した電磁波吸収体の設計 ...	<b>54</b>
5.1	はじめに .....	54
5.2	実験方法 .....	55
5.3	結果および考察 .....	56
5.3.1	各パターン形状の吸収特性 .....	56
5.3.2	ポリマー層の各材料定数に対する吸収特性 .....	59
5.3.3	広帯域に動作するパターン吸収体の設計 .....	61
5.4	結論 .....	64
5.5	参考文献 .....	65
<b>第 6 章</b>	<b>UHF帯電磁波吸収体</b> を利用した <b>RFID</b> タグ読取率の改善法 ...	<b>66</b>
6.1	はじめに .....	66
6.2	実験方法 .....	67
6.2.1	パターン吸収体の設計 .....	67
6.2.2	RFIDシステム .....	68
6.3	実験結果および考察 .....	69
6.3.1	パターン吸収体の吸収特性 .....	69
6.3.2	床面反射の影響 .....	71
6.3.3	対向金属板反射試験およびタグ読取試験 .....	73
6.3.4	ゴーストリード試験 .....	76
6.4	結論 .....	79
6.5	参考文献 .....	80

<b>第 7 章 電磁波吸収複合ゴム材の吸収特性と接触熱抵抗の評価</b> .....	<b>82</b>
7.1 はじめに .....	82
7.2 実験方法 .....	83
7.2.1 複合ゴムシートの作製 .....	83
7.2.2 電磁波吸収特性の評価 .....	84
7.2.3 接触熱抵抗の評価 .....	84
7.3 実験結果と考察 .....	85
7.3.1 電磁波吸収特性 .....	85
7.3.2 接触熱抵抗 .....	88
7.3.3 平板に対するTCR への複合ゴムの充填率依存性 .....	90
7.3.4 各ステンレス網を用いたときの TCR の複合ゴムの充填率依存性 .....	91
7.4 結論 .....	94
7.5 参考文献 .....	95
 <b>第 8 章 結論</b> .....	 <b>96</b>

謝 辞

業績一覧 (2012-2017)

## 記号表

記号	意味	単位
$\mu_r^*$	複素比透磁率	
$\mu_r'$	複素比透磁率の実部	
$\mu_r''$	複素比透磁率の虚部	
$E$	電気力の作用する空間, 電界強度, 電場	V/m
$H$	磁力の作用する空間, 磁界強度, 磁場	A/m
$\lambda$	空間を伝わる波の周期的な長さ	m
$Z_0$	空間中の電界と磁界の比率, インピーダンス, 377 $\Omega$	$\Omega$
$E_i$	入射電界強度	V/m
$E_r$	反射電界強度	V/m
$\epsilon_r^*$	複素比誘電率	
$\epsilon_r'$	複素比誘電率の実部	
$\epsilon_r''$	複素比誘電率の虚部	
$\Gamma_d$	複素反射率	V/m
$Z_s$	電磁波吸収体の表面インピーダンス	$\Omega$
$Z_1$	特性インピーダンス	$\Omega$
$\gamma_1$	伝搬定数	
$S_{11}$	散乱行列 (複素反射係数)	
$S_{21}$	散乱行列 (複素透過係数)	
$R_L$	リターンロス (反射損失)	dB
$z_s$	$Z_0$ で規格化した特性インピーダンス	$\Omega$
$S_{11S}$	パターン吸収体表面の複素反射率	
$\Delta\theta$	観測点と電磁波吸収体表面位置の複素反射率の位相差	rad
$h$	観測点から電磁波吸収体表面までの距離	mm
$Q$	アンテナの品質係数, ピークの鋭さを示す尺度	
$d$	間隔, シート厚さ	mm
$d_{tot}$	ポリマー層の総厚さ	mm
$j$	虚数単位, $j = (-1)^{1/2}$	
$f_0$	吸収中心周波数	Hz
$\lambda_0$	吸収中心周波数 $f_0$ に相当する波長	m
$L$	方形パターンの辺長	m
$W$	隣接方形パターン間の距離	m
$P$	Unit cellの全面積に対するパターン導体の占有面積の割合	

記号	意味	単位
$\Delta f/f_0$	リターンロス $R_L$ が-20 dB以下, 電磁波吸収が20 dBを超える 周波数帯域幅 $\Delta f$ を $f_0$ で規格化した-20 dB吸収帯域幅比率	
$\theta$	斜入射特性を評価する際の電磁波の入射角度 .....	°
TE モード	電界波が入射面と直交している向きの電磁波	
TM モード	磁界波が入射面と直交している向きの電磁波	
$\bar{S}$	時間平均ポインティングベクトル .....	J/m <sup>2</sup> ·s
$\Omega$	角速度 .....	rad/s
$\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$	$E$ の $x, y, z$ 方向成分の各位相定数 .....	rad/m
$\beta_x, \beta_y, \beta_z$	$H$ の $x, y, z$ 方向成分の各位相定数 .....	rad/m
$S_{xr}, S_{yr}, S_{zr}$	ポインティングベクトル $S_x, S_y, S_z$ の $x, y, z$ 方向成分の実部...	J/m <sup>2</sup> ·s
$S_{xi}, S_{yi}, S_{zi}$	ポインティングベクトル $S_x, S_y, S_z$ の $x, y, z$ 方向成分の虚部...	J/m <sup>2</sup> ·s
Re	複素数の実部	
$d_s$	微分領域ベクトル	
$S_{xr0}, S_{yr0}, S_{zr0}$	ポインティングベクトル $S_x, S_y, S_z$ の実部を, ポインティング ベクトルの入射波 (z成分のみ)の絶対値で除して規格化した値	
$S_{xi0}, S_{yi0}, S_{zi0}$	ポインティングベクトル $S_x, S_y, S_z$ の虚部を, ポインティング ベクトルの入射波 (z成分のみ)の絶対値で除して規格化した値	
$S_f$	スケーリング比	
$R_0$	熱抵抗 .....	cm <sup>2</sup> K/W
TCR	金属(ステンレスSUS304)間の接触熱抵抗 .....	cm <sup>2</sup> K/W
$R_1$	金属平板だけのTCR .....	cm <sup>2</sup> K/W
$K$	TCRの減少率 .....	%
$R_2$	ステンレス網だけを挟んだときのTCR .....	cm <sup>2</sup> K/W

# 目次

Fig. 1.1	Electromagnetic wave usage as a function of frequency. ....	1
Fig. 1.2	Difference of characteristics between near field electromagnetic radiation and far field electromagnetic radiation. ....	3
Fig. 1.3	Composition of $\lambda/4$ type electromagnetic wave absorber. ....	4
Fig. 1.4	Example of microwave absorber with FSS. ....	5
Fig. 1.5	Shape and principle of radar cross section reduction sheet. ....	6
Fig. 1.6	Electromagnetic wave absorber composed of pattern layer designed by line conductive element. ....	7
Fig. 1.7	Pattern diagram of electromagnetic wave absorber. ....	7
Fig. 1.8	Pattern shape and electromagnetic absorber composition. ....	8
Fig. 2.1	Structure of the pattern absorber. ....	14
Fig. 2.2	Simulation domain (unit cell) in the pattern absorbers. ....	15
Fig. 2.3	Analytical model considering time difference. ....	16
Fig. 2.4	Apparatus for measurement of absorption characteristics for electromagnetic wave absorber by the free space method. ....	17
Fig. 2.5	Each device used by RFID system. ....	18
Fig. 3.1	Pattern shapes and arrangements in the pattern absorbers. ....	25
Fig. 3.2	Variations in $R_L$ with frequency for pattern absorbers with pattern shape #1. ....	27
Fig. 3.3	Frequency dependencies of (a) $z_{sr}$ and (b) $z_{si}$ for pattern absorbers with pattern shape #1. ....	27
Fig. 3.4	Variations in $z_{sr}$ with $P$ for pattern absorbers with pattern shape #1, based on calculated values. ....	27
Fig. 3.5	Schematic drawing of incident and reflected waves for a pattern absorber. ....	28
Fig. 3.6	The simulated electric strength distribution for a pattern absorber with pattern #1 ((a) $P = 0.766$ and (b) $P = 0.459$ in Table 3.2). ....	29
Fig. 3.7	Relationship between radius of curvature $R$ of pattern #2 and $z_{sr}$ . ....	30
Fig. 3.8	Comparison between simulated and measured $R_L$ data for a pattern absorber with pattern #2. ....	31
Fig. 4.1	Structure of the pattern absorber. ....	36
Fig. 4.2	Pattern shape, unit cell, analysis points, and periodic structure in the pattern absorbers. ....	37



Fig. 4.3	Normalized Poynting vectors and phase angle differences for a perfect reflecting surface. (a) Real parts of normalized Poynting vector, (b) imaginary parts of normalized Poynting vector, (c) phase angle differences, e.g. $\alpha_y - \beta_x$ . .....	39
Fig. 4.4	Normalized Poynting vectors and phase angle differences for a fully absorbing surface. (a) Real parts of normalized Poynting vector, (b) imaginary parts of normalized Poynting vector, (c) phase angle differences, e.g. $\alpha_y - \beta_x$ . .....	40
Fig. 4.5	Frequency dependence of $R_L$ for pattern absorbers. ....	41
Fig. 4.6	Frequency dependencies of $z_{sr}$ and $z_{si}$ for pattern absorbers. ....	41
Fig. 4.7	Normalized Poynting vectors and phase angle difference $\alpha_y - \beta_x$ for $W = 1-12$ mm in position 1 on the surface of the absorber and in the sky: (a) – (d) real parts, (e) – (h) imaginary parts, (i) $\alpha_y - \beta_x$ . ....	43
Fig. 4.8	Real parts of normalized Poynting vectors for $W = 3$ mm in the positions (a) 2, (b) 3, (c) 4, (d) 5, (e) 6, (f) 7, (g) 8, (h) 9, (i) 10, (j) 11, (k) 12, and (l) 13 on the surface of the absorber and in the sky. ....	45
Fig. 4.9	Real parts of normalized Poynting vectors for $W = 1$ mm in the positions (a) 1, (b) 3, (c) 7, (d) 12, and imaginary parts of normalized Poynting vectors in the positions (e) 1, (f) 3, (g) 7, (h) 12 and (i) phase angle difference $\alpha_y - \beta_x$ for each position on the surface of the absorber and in the sky. ....	46
Fig. 4.10	Normalized Poynting vectors for $W = 3$ mm in the positions (a), (e) 1, (b), (f) 2, (c), (g) 3 and, (d), (h) 11, and for $W = 1$ mm in the positions (j) 1, (k) 3, and phase angle difference $\alpha_y - \beta_x$ in each position for (i) $W = 3$ mm and for (l) $W = 1$ mm around the boundary between polymer layer and sky. (a), (b), (c), (d) real parts, (e), (f), (g), (h), (j), (k) imaginary parts. ....	49
Fig. 4.11	Schematic drawing of normalized Poynting vectors for $W = 3$ mm in unit cell on the x-y plane at $z = 0$ mm and on the y-z plane between $z = -2.5$ and $10.0$ mm at positions of 1, 2, 3, 11, 10 shown in Fig. 2(a) and the related positions. ....	50
Fig. 5.1	Pattern shapes and arrangements in the pattern absorbers. ....	56
Fig. 5.2	(a) Variations in $R_L$ with frequency for pattern absorbers with each pattern shape and (b) dependence of $z_{sr}$ on pattern area ratio $P$ of each pattern shape. ....	58
Fig. 5.3	Frequency dependencies of (a) $z_{sr}$ and (b) $z_{si}$ for pattern absorbers	

	with pattern shape #1. ....	59
Fig. 5.4	Comparison between simulated and measured $R_L$ data for a pattern absorber with pattern shape #2. ....	60
Fig. 5.5	Values of (a) $f_0$ and (b) $R_L$ as a function of $d_{tot}$ for $L = 20.0$ mm, $W = 2.0$ mm, and $\varepsilon^* = 6.34 - j0.66$ . ....	62
Fig. 5.6	(a) Relation between $f_0$ and the inverse of the scaling ratio $1/S_r$ , (b) Frequency dependence of $R_L$ after scaling down by $S_r$ . ....	62
Fig. 5.7	(a) Relation between $\varepsilon_r''$ after adjustment and the inverse of the scaling $1/S_r$ , (b) Frequency dependence of $R_L$ for each $S_r$ after adjustment of $\varepsilon_r''$ . ....	62
Fig. 6.1	Optical microscope image of cross sectional view for a pattern absorber. ....	67
Fig. 6.2	(a) Pattern shape designed for the UHF band pattern absorbers and (b) photograph of a pattern absorber panel. ....	68
Fig. 6.3	Received power required to activate tag communication. ....	69
Fig. 6.4	Frequency dependence of $z_{sr}$ and $z_{si}$ for designed and fabricated pattern absorbers. ....	69
Fig. 6.5	Frequency dependence of $R_L$ for pattern absorbers. ....	71
Fig. 6.6	Frequency dependence as a function of incident angle of $R_L$ for pattern absorbers. ....	71
Fig. 6.7	Relation between received power and distance from reader antenna for various circumstances. ....	72
Fig. 6.8	Experimental arrangement for measurements of received power with or without electromagnetic wave absorber put on the floor in the radio anechoic chamber. ....	72
Fig. 6.9	Photographs of electromagnetic wave absorbers used for evaluation. (A) Pyramid type absorber, (B) pattern absorber. ....	73
Fig. 6.10	Experimental arrangement for measurements of received power with or without pattern absorbers put on the floor and stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber. ....	74
Fig. 6.11	Photograph of experimental set up shown in Fig. 6.10. ....	74
Fig. 6.12	Relation between received power and distance from reader antenna with or without pattern absorbers put on the floor and stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber. ....	75
Fig. 6.13	Experimental arrangement for measurements of tag reading rate with or without pattern absorbers put on the floor and stood in front of	

	aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber. ....	75
Fig. 6.14	Photograph of experimental set up for measurements of tag reading rate shown in Fig. 6.13. ....	76
Fig. 6.15	Relation between tag success reading rate and distance from reader antenna with or without pattern absorbers put on the floor and stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber.....	76
Fig. 6.16	Experimental arrangement for measurements of reading rate of tag groups 1 and 2 with or without pattern absorbers put on the floor and stood in front of tag group 2 in the radio anechoic chamber. ....	77
Fig. 6.17	Photograph of experimental set up for measurements of tag reading rate shown in Fig. 6.16. ....	78
Fig. 7.1	Structure of the laminate for measurement of thermal contact resistance. ....	82
Fig. 7.2	Structure of the laminate for measurement of thermal contact resistance. ....	85
Fig. 7.3	Frequency dependence of $\mu_r^*$ and $\epsilon_r^*$ of thermal conductive electromagnetic absorbing rubbers of Nos.1–6. ....	86
Fig. 7.4	Frequency dependence of return loss for thermal conductive electromagnetic absorbing rubbers of Nos.5 and 6. ....	87
Fig. 7.5	Thermal conductivity of rubbers filled with several contents of iron.....	88
Fig. 7.6	Hardness of rubbers filled with several contents of iron. ....	89
Fig. 7.7	TCR between SUS304 sheet and several types of stainless steel net.....	90
Fig. 7.8	TCR between SUS304 sheet and copper sheet with thickness of 0.777 mm. ....	91
Fig. 7.9	Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and copper sheet. ....	91
Fig. 7.10	Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and stainless steel net (SNo.2). ....	92
Fig. 7.11	Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and stainless steel net (No.5). ....	93

# 表目次

Table 2.1	Communication errors pointed out in UHF band RFID system. ....	20
Table 3.1	Material constant values of each layer at 2.45 GHz. ....	25
Table 3.2	Absorption characteristics of pattern absorbers with pattern shape #1....	26
Table 3.3	Absorption characteristic for oblique incidence on a pattern absorber with pattern #2. ....	31
Table 4.1	Material constant values for each layer at 2.45 GHz. ....	36
Table 4.2	Pattern parameters and absorbing characteristics for pattern absorbers. ....	42
Table 5.1	Material constant values of each layer measured at 2.45 GHz. ....	56
Table 5.2	Absorption characteristics of pattern absorbers with each pattern shape. ....	57
Table 5.3	Parameters and absorbing characteristics after scaling. ....	63
Table 6.1	Evaluation result on tag reading test. ....	78
Table 7.1	Recipe of thermal conductive rubber sheet. ....	84
Table 7.2	Properties of stainless steel nets. ....	85
Table 7.3	Recipe of thermal conductive rubber sheet. ....	87
Table 7.4	Properties of thermal conductive rubber sheet. ....	90

# 第1章 序論

本章では、これまでの電磁波吸収体、とくにパターン装荷型電磁波吸収体の歴史と研究と課題を述べて研究背景を明らかにし、本論文の研究目的を述べた。

## 1.1 電磁波吸収体の重要性と歴史

携帯電話に代表される無線通信機器および無線通信技術は現在の生活に欠かせないものになっている。例えば、マイクロ波(2.45 GHz帯, 5.2 GHz帯等)を利用した無線LAN (Local Area Network)によるコンピューターネットワークなどが各所で利用されており [1], またBluetoothと呼ばれるデジタル機器間の数十 m程度までの近距離無線通信技術も有線ケーブルの代替技術として利用されている [2]。さらに全地球方位システムGPS (Global Positioning System)では、複数の人工衛星との電磁波による交信を通じて地球上の現在位置を高精度に測定することが可能となっている [2]。

その中で国土交通省の進める高度道路交通システムであるITS (Intelligent Transport System)にはETC (Electronic Toll Collection System)と呼ばれる自動料金課金システムがある [2,3]。これは5.8 GHzの電磁波を利用して、高速道路を利用する際の走行中の車に対して課金するシステムである。さらにITSは進化し、路車間通信や車車間通信などミリ波帯電磁波を用いた自動運転技術や安全運転支援システム等の実用化に向けて開発が進んでいる [2]。

実用化されている他の例としてRFID (Radio Frequency IDentification)と呼ばれる無線情報伝達システムがある。とくに専用帯域であるUHF帯電磁波を利用す

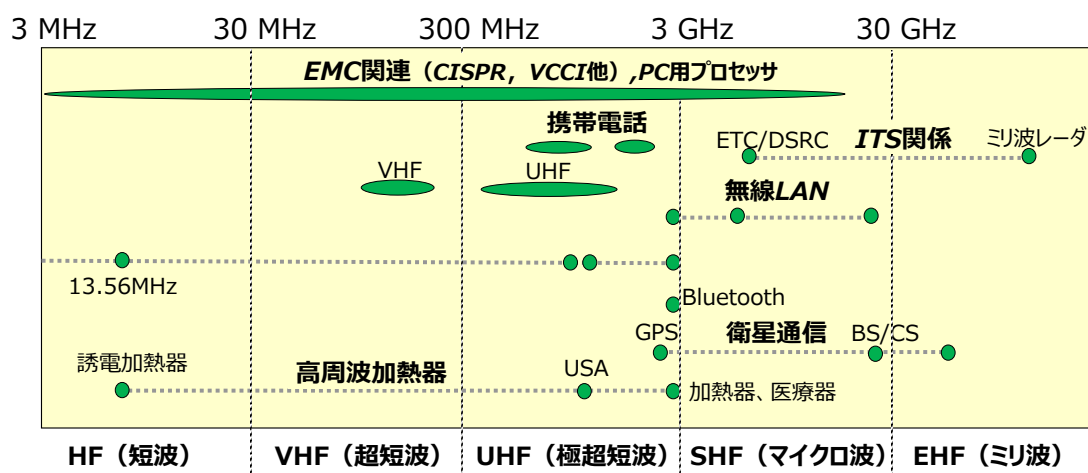


Fig. 1.1 Electromagnetic wave usage as a function of frequency.

るRFIDシステム(パッシブタイプ)では最長10 m, そしてタグが電源を有するアクティブタイプでは数百mもの通信距離を得ることができるため, 商品管理, 物流管理, 製品のトレーサビリティ, セキュリティ等の広範囲な用途展開が進められている[4]。以上の利用を含めて, 主な電磁波の利用状況を周波数別に分けてFig. 1.1に示す[5]。

無線通信技術はますます身近なものになっているが, 一方で電磁波干渉による通信障害や漏洩電波による情報流出などの問題が深刻化している[2]。その問題は, 無線通信が長距離通信を可能とすることから, 他の電磁波が通信電磁波に対して干渉する他波干渉が生じたり, マルチパスや自己干渉などと呼ばれる自ら発する電磁波の反射による干渉を受けることによる無線通信電磁波信号の品質低下の現象のことである。その結果, 無線通信システムの通信端末機器間の伝送速度の低下, BER (Bit Error Rate)の増大すなわち通信感度の劣化, 情報伝達や情報管理に重大な齟齬を生じることが発生する[3]。また電子機器のEMC (Electro Magnetic Compatibility)で取り上げられる電磁ノイズの問題は, モバイル機器の小型化・高速化と共に影響を及ぼす可能性が増すため深刻さを増している[3]。電子機器が小型化すると内臓部品から発生する電磁波と共に発生する熱が問題を引き起こすことが指摘されている。筐体内で電磁ノイズと熱の発生源は近接することが多く, 一つの対策材料で放熱特性と電磁波吸収性の両立を求められることがあり, 多機能の電磁波吸収体が提案されている。

電磁波吸収体とは, 入射した電磁波のエネルギーを受けて, その内部で熱エネルギーに変換させることによりエネルギーを吸収, 減衰する機能を持つデバイスである。一般に熱エネルギーへの変換方法により, 抵抗性(導電性)吸収材料, 誘電性吸収材料, 磁性吸収材料に分類される[6]。

抵抗性(導電性)吸収材料は, 電磁波を受信して導体部分に誘導発生される電流を, 導体の抵抗損により熱エネルギーに変換する方法で電磁波エネルギーを減衰, 消費する電磁波吸収体である。

誘電性吸収材料は, 樹脂バインダーに導電性粒子を配合することで任意の値に制御された誘電率を有する材料である。バインダー中の導電粒子間の静電容量が電磁波周波数に応じて変化するが, ある周波数(吸収周波数)で導電粒子間を電流が流れて抵抗体となり, そこで熱が発生することでエネルギー減衰する電磁波吸収体である。例えばカーボン含有発泡体などがある。

磁性吸収材料は, 磁性損失を利用することから広帯域周波数対応の高性能電磁波吸収体となる。磁性材料では磁壁で囲まれる単位材料の内部の電子がスピンしている状態のため, 外部磁場が加わるとそのベクトルの向きに応じて力を受けることになり, 磁性材料の磁気モーメントの向きも追従する。このとき周波数が高くなると追従に時間的遅れが生じるため, これが原因で発熱してエネ

ルギーを消費する。この周波数に追従することができるエネルギー消費方法は電磁波吸収体の吸収周波数の広帯域化に適している。フェライト焼結体やフェライト粉をポリマーに混入したゴムフェライトと呼ばれる電磁波吸収体が磁性吸収材料の例である。富士電気化学株式会社は、合成ゴム中にフェライト粉末を分散させることにより量産化し、薄型化を達成した900 MHz帯用シート型電磁波吸収体を提案している[7]。しかし85~95重量%ものフェライトを充填するため吸収体が重くなり、コストも高くなる。フェライト系セラミック型電磁波吸収体には、材料定数を高精度に測定し、それを用いて設計・評価した吉門らによる研究報告がある[8,9,10]。

電磁波は電磁波発信源からの距離とその波長の関係により電磁波としての挙動が異なり、Fig. 1.2に示すように近傍界と遠方界に分類される[11]。電磁波発信源の極近傍領域は近傍界と呼ばれ、電磁波の磁気インピーダンスが低くなる。このためEMCで問題となる近傍界電磁波の対策としては対策部材に磁気特性(複素比透磁率 $\mu_r^*$ の実部  $\mu_r'$ , 同虚部  $\mu_r''$ )を与えて電磁ノイズを抑える設計がなされることが一般であり、例えばノイズ抑制シートと称する電磁波吸収体がいられる[12]。一方、電磁波発信源からある距離を離れると、電磁波は電界 $E$ と磁界 $H$ が等価である遠方界電磁波として挙動する。その結果、電磁波のインピーダンス(=  $E/H$ ) はFig. 1.2に示すように空間の特性インピーダンス $Z_0$ となる。ただ

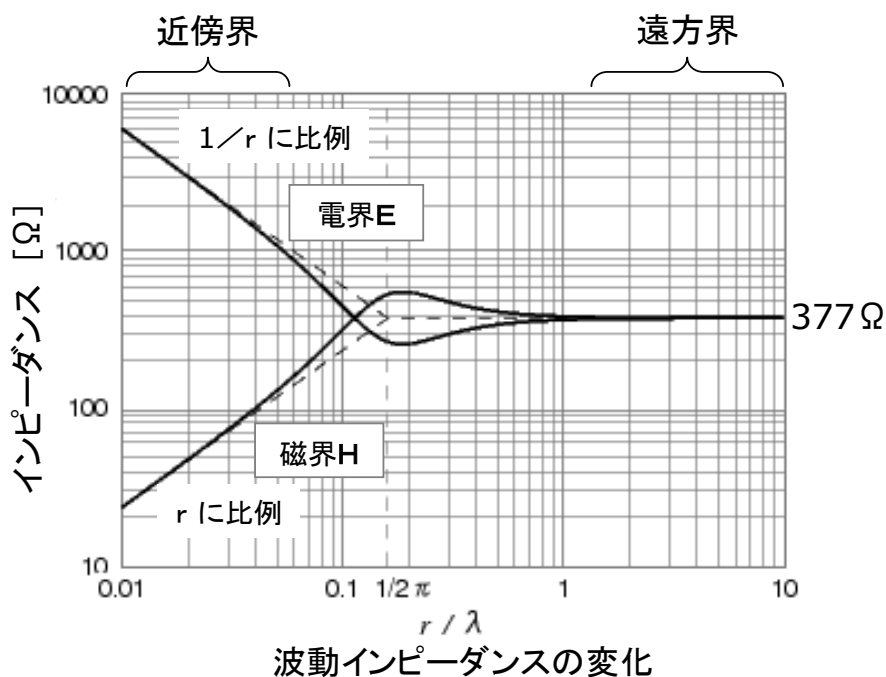


Fig. 1.2 Difference of characteristics between near field electromagnetic radiation and far field electromagnetic radiation.

し  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \approx 376.73431 \Omega$  であり、以後  $377 \Omega$  とする。ここでの  $\mu_0$  および  $\epsilon_0$  はそれぞれ空間の透磁率と誘電率である。遠方界では電界と磁界のどちらの成分を吸収する電磁波吸収体でも同様の効果が得られるが、一般には電界を吸収対象とする設計が多くなっている。また遠方界電磁波用電磁波吸収体を構成により分類すると、発泡材ピラミッド型、 $\lambda/4$ 型( $\lambda$ : 吸収周波数の電磁波の波長)、シート型(単層型電磁波吸収体等)等に分けられる[13]。

発泡材ピラミッド型電磁波吸収体は、電波暗室の内壁に用いられるように、広周波帯域特性と高い電磁波吸収特性を有している。ただし、電磁波吸収体の厚みは20 cm~60 cmと厚く、空間の体積を大きく占有する材料である。

Fig. 1.3に示す $\lambda/4$ 型電磁波吸収体は、設計の比較的容易な電磁波吸収体として知られている。電磁波吸収体表面に空間相当のインピーダンス( $377 \Omega$ )を有する抵抗皮膜を有し、さらに誘電体層および導電性反射層で形成された積層体である。誘電体層の部分の厚みを、吸収する電磁波の波長 $\lambda$ の1/4相当( $= \lambda/4$ )とすることで、入射波と反射波の干渉が生じて電磁波吸収体内で電磁波を減衰させることができる。抵抗皮膜としてはITO (Indium Tin Oxide)膜等を用いる例が多いが、遠藤らは格子状抵抗膜を用いて、その格子の間隔で抵抗値を制御した $\lambda/4$ 型電磁波吸収石膏ボードを報告している[14]。

シート型電磁波吸収体は近傍界用途に主として用いられるが、遠方界用途でも実用化されている。シーアイ化成株式会社はカルボニル鉄粉を塩素化ポリエチレンに分散させて電磁波吸収体を得ている[15]。この電磁波吸収体は発泡材型や $\lambda/4$ 型に比べて十分に薄くなり、且つ高性能吸収体となるが、比重の大きい磁性金属粉を多量にバインダー樹脂に充填するために前述の通り重量が重くなる。

以上を背景として、薄型、軽量化を目指した遠方界用電磁波吸収体の開発が

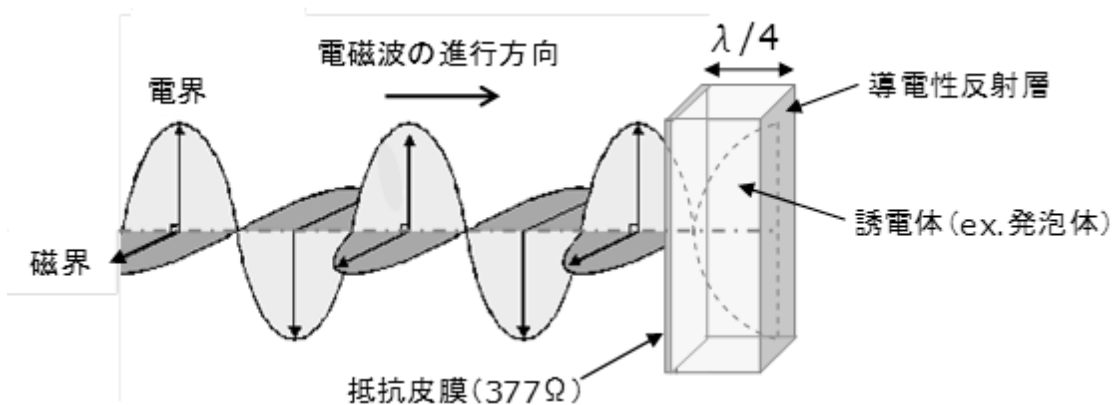


Fig. 1.3 Composition of  $\lambda/4$  type electromagnetic wave absorber.



行われ、その中で導体であるパターンを多数配列して電磁波吸収体の表面に装荷する薄型電磁波吸収体が提案されている。

まず凸版印刷株式会社の技術は、パターン層を周波数選択性表面 (Frequency Selective Surface, 以下 FSS とする。)としている。電磁波吸収体は Fig. 1.4(a)に示される構成であり、一つの例として示された FSS は Fig. 1.4(b)の形状である。FSS は電磁波侵入方向に応じて、パターン層側から入射する特定周波数の電磁波を反射させ、それ以外の周波数の電磁波は透過させる働きをする。

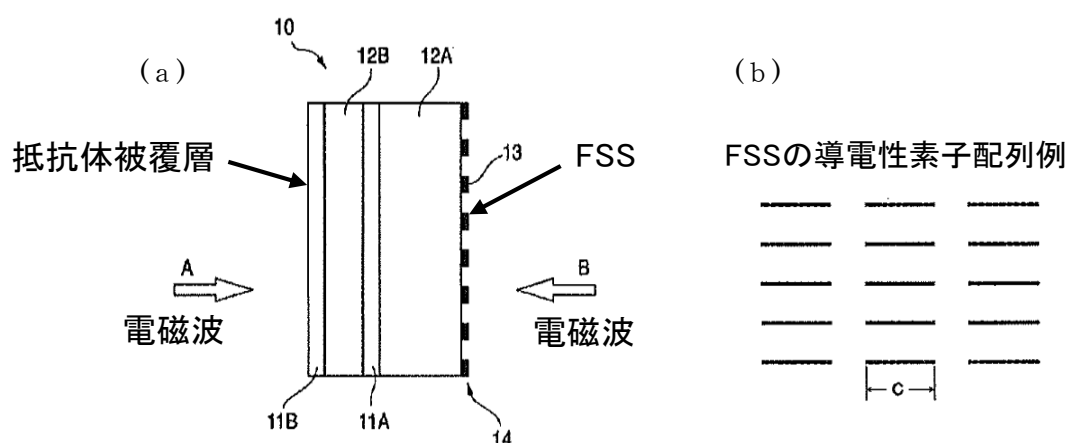


Fig. 1.4 Example of microwave absorber with FSS.

FSS の反対側の抵抗体被膜側から入射する特定周波数の電磁波に対しては FSS が反射層となり、 $\lambda/4$  型電磁波吸収体の原理で電磁波吸収することになる。またそれ以外の周波数の電磁波は透過することを述べている[16]。このようにパターン層として FSS の周波数選択性を利用することで、 $\lambda/4$  型電磁波吸収体に入る電磁波の周波数を制限する目的で FSS が用いられていた。FSS は面状に配列させた多数配列アンテナ群であるが、同様のアンテナであるパターン群を電磁波吸収体の電磁波入射面に用いる試みがなされてきた。本研究ではこの構成の電磁波吸収体をパターン電磁波吸収体(パターン吸収体)と呼ぶことにする。

一連の研究の嚆矢となる郵政省通信総合研究所の技術は、Fig. 1.5 に示すように市松模様のパターン、支持体および金属板の構成からなるレーダー断面積低減シートである。パターンの空隙部分から入射する電磁波(電界  $E_i$ )に対して、シート内で電磁波が反射して逆相となり、それが再びパターン空隙部分を通って戻ってくることにより反射電磁波の電界  $E_r$  が生じ、これにより電磁波が干渉減衰する。パターンを用いた構成にて位相差の異なる反射波を生じさせて、これらを利用する電磁波吸収体となる基本原理が開示されている[17]。この考え方では最も効率良く入射電磁波を減衰するのは、パターン部分(Fig.1.5 の斜線部分 1)の面積と非パターン部分(Fig.1.5 の白地部分 2)の面積が等しい場合となる。

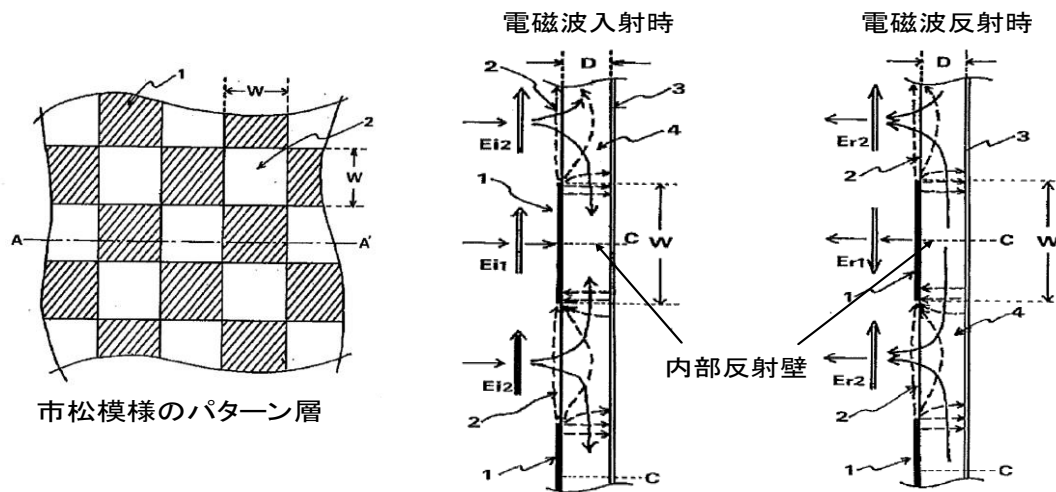


Fig. 1.5 Shape and principle of radar cross section reduction sheet.

さらに小塚らは、Fig. 1.6 に示すように、線状導体素子を電磁波吸収体の表面に配置した表層線状導体素子装荷構造電磁波吸収体あるいは表層線状導体素子と層状短絡導体を持つ電磁波吸収体について、整合中心周波数の変更方法および特性改善法について述べている。また周波数分散を持つ磁性損失材の電磁波吸収周波数域をループ型導体素子と背面板の格子型導体構造の位置を重ね合わせるような位置関係にすることにより、入力アドミッタンスの整合領域近傍でコンダクタンス成分を増してサセプタンス成分が増加させて、電磁波吸収周波数域の低周波数シフトを実現している。小塚らは精力的な研究により、パターン電磁波吸収体の薄型化、高性能化に繋がる多くの成果を発表している [18,19]。続いて長野らは、Fig. 1.7 に示すような円形のパターンから成るパターン層を用いて、パターン層/ウレタン層/フェライト分散層/金属板などの電磁波吸収体構成を検討している。金属パターン層をアドミッタンス付加回路として捉えて、伝送線路の単スタブ整合法からの類推により、パターン層をスタブに相当する作用を持つ層として電磁波吸収体を設計している。伝送線路として取り扱うために、パターンの等価的な誘電率を計算する擬似吸収体を作成し、この等価誘電率を用いて実際の試作電磁波吸収体の電磁波吸収性能を計算している [20,21]。

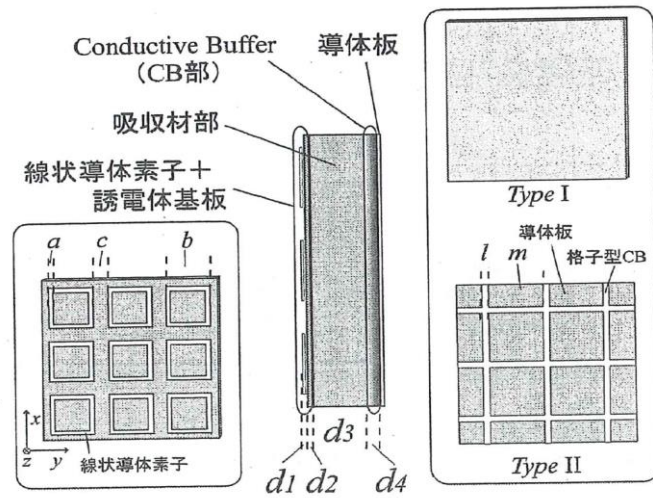


Fig. 1.6 Electromagnetic wave absorber composed of pattern layer designed by line conductive element.

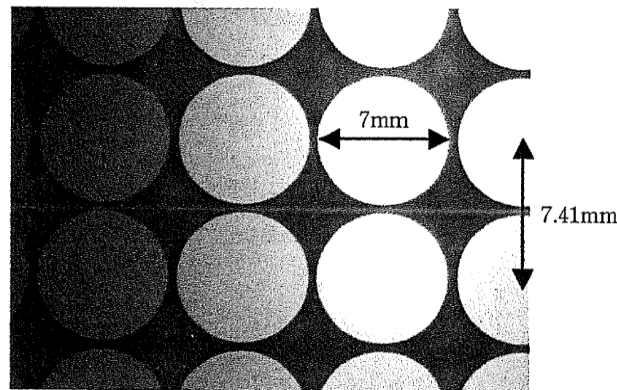


Fig. 1.7 Pattern diagram of electromagnetic wave absorber.

増田らは、Fig. 1.8(b)に示すパターン層を異形状金属パターンの集合体とすることで、金属パターン(Fig. 1.8(b))/誘電体/抵抗層/誘電体/金属反射面の構成(Fig. 1.8(a))で斜入射特性や広帯域特性についての研究報告を発表している[22]。

以上に述べたような周期的に配置されたパターン導体を有するパターン層を備えた電磁波吸収体(パターン吸収体)を本論文では取り扱う。パターン吸収体はアンテナ機能を有するパターン層の共振特性を利用するため、吸収帯域幅は狭いものの大きな吸収を示すことが知られている。結果として薄型、軽量、低コスト化に特徴を持つ実用化の可能性の高い電磁波吸収体が得られている。

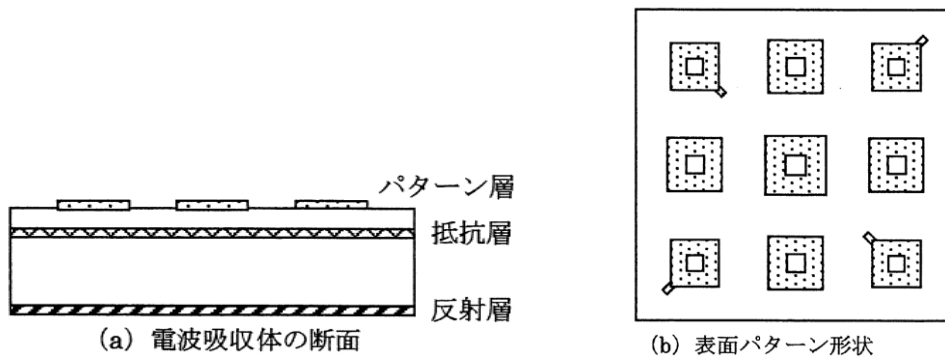


Fig. 1.8 Pattern shape and electromagnetic absorber composition.

## 1.2 課題と研究目的

本研究ではパターン層としてFSSを用いた電磁波吸収体を対象とする[22]。FSSは絶縁性を有する薄い誘電体フィルムに特定周波数に共振する導体であるパターン素子(以下、パターン導体とする)を多数設けられて、入射する電磁波に対して共振アンテナ素子として働くことにより電磁波の反射や再放射などの機能を発現する。FSSは一般的には電磁波シールドフィルムとして用いられる。この構成の周波数選択性を持つパターン層(FSSパターン層)は、電磁波吸収体を薄型化するためのインピーダンス設計因子となると報告されている[23]。しかし、これまで報告されたFSSパターン層を用いた電磁波吸収体において最適な電磁波吸収性能を示すためのパターン導体に対する設計項目は明確化されていない。本研究の目的は、FSSパターン層を持つ電磁波吸収体のパターン吸収体の最適な形状や配置等を探索するとともに電磁波吸収メカニズムを考察すること、そして薄型で高性能な電磁波吸収体を設計・作製・評価することである。以上の課題解決のためにシミュレーションを用いて2.45 GHz帯パターン吸収体を設計し、実測評価を行うことでシミュレーションの妥当性を評価した。

電磁波吸収メカニズムに関しては、これまで報告されたパターン吸収体においても明確化されていない。最も不明確な点は、電磁波吸収が入射波と反射波の干渉により電磁エネルギーが消失するという考えがエネルギー保存則を無視している点である。干渉によりエネルギーの振幅強度が増したり、減少したりすることはあるが、全面的に消失するとの説明には無理がある。特にパターン吸収体の表面に設置されたパターン導体から直接反射された電磁波のエネルギーが消失するメカニズムを説明することが困難であった。そこで本研究では電磁波のエネルギーの流れを表すために、電磁波吸収体では使用例がなかったポ

インテイングベクトルを採用して、FSSパターン層を持つ平板型電磁波吸収体のパターン導体で直接反射された電磁波の電力(以後、電力とする)の流れを明らかにすることを試みた。そして全体の電力の流れを明らかにすることによりエネルギー吸収のメカニズムを考察している。

ミリ波帯電磁波通信が普及する時代には電磁波吸収体の薄型化も進むため、塗工プロセス(ロール化やフィルム化)での電磁波吸収体の作製が可能となり、大面積対応や低価格化という課題に応じて、より身近に電磁波吸収体を使うことが可能となる。そのためミリ波帯域への周波数対応などの吸収周波数変更設計技術も電磁波吸収体の重要な課題であり、本研究で設計方法を提案している。

以上の様に設計したパターン吸収体の効果を実験環境の現場にて実験的に検証することを試みている。パターン吸収体を縦型パネルとすることで無線通信環境の空間に立体的に適用して設置させることが可能となり、RFID無線通信に与える反射波による電磁波干渉の影響と、電磁波吸収パネルを用いることによりその干渉による影響が低減することを実験により明らかにすることを目的として検証を行っている。

最後に、パターンを用いない電磁波吸収体の機能性(熱伝導特性)付与についての研究を報告する。電磁波吸収用フィラーと熱伝導性フィラーを兼ねる球状磁性金属粉の混練添加物について、フィラー充填量が増加するに従って熱伝導性ゴムシートは高熱伝導化するが、一方で電磁波吸収の最も良好である周波数が変化し、またフィラー増量によりシートの柔軟性が失われるため熱伝導性材料としての形状追従性も損なわれるという課題があった。その形状追従性を伴う接触熱抵抗の測定により、熱伝導性複合ゴムシートの新しい評価方法の提案を行い、これを用いて柔軟性、熱伝導性を兼ねた電磁波吸収体を提案することを目的としている。

### 1.3 参考文献

- [1] 橋本 修：「電波吸収体入門」，森北出版株式会社, pp.4-5 (1997)
- [2] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健：「最新電磁波の吸収と遮蔽」，日経技術図書株式会社, pp.3-18 (1999)
- [3] 橋本 修監修：「次世代電波吸収体の技術と応用展開」，株式会社シーエムシー出版, pp.339-347 (2003)
- [4] RFID テクノロジ編集部：「無線 I C タグ導入ガイド」，日経 B P 社, pp.12-37 (1989)
- [5] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健：「最新電磁波の吸収と遮蔽」，日経技術図書株式会社, pp.22-26 (1999)
- [6] 電子情報通信学会編：「電子情報通信ハンドブック第 1 分冊」，株式会社オーム社, pp.1378-1379 (1988)
- [7] 特開平 8-250887
- [8] K. Sakai, Y. Wada, and S. Yoshikado: “Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Permalloy or Sendust and Effect of Sendust Particle Size on Absorption Characteristics,” *PIERS Online*, Vol. 4, 846-853 (2008)
- [9] Y. Wada, N. Asano, K. Sakai, and S. Yoshikado: “Preparation and Evaluation of Composite Electromagnetic Wave Absorbers Made of Fine Aluminum Particles Dispersed in Polystyrene Resin by Controlling Permeability,” *PIERS Online*, Vol. 4, 838–845 (2008)
- [10] K. Sakai, and S. Yoshikado: “Effect of Particle Shape on Absorption Characteristics of Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Sendust Particles Dispersed in Polystyrene Resin,” *ICC3 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, Vol. 18, 092019 (2011)
- [11] 電子情報通信学会編：「アンテナ工学ハンドブック」，株式会社オーム社, pp.537-540 (1980)
- [12] 橋本 修監修：「新電波吸収体の最新技術と応用」，株式会社シーエムシー出版, pp.132-142 (1999)
- [13] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健：「最新電磁波の吸収と遮蔽」，日経技術図書株式会社, pp.121-123 (1999)
- [14] 遠藤哲夫：「印刷シートを用いた  $\lambda/4$  型電波吸収石膏ボードに関する基礎検討」，電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J86-B No.7, pp.1249-1250 (2003)

- [15] 特開 2004-296541
- [16] 特開 2003-69278
- [17] T. Ojima: “Radar Cross Section Reduction Sheet,” *J. Communications Research Laboratory*, Vol. 49, 183–184 (2002)
- [18] M.Amano, and Y. Kotsuka: “A Novel Microwave Absorber with Surface-Printed Conductive Line Patterns,” *IEEE MTT-S Digest*, pp.1193–1196 (2002)
- [19] 糠谷健介, 天野充博, 小塚洋司: 「建材として構成したメタリックアブソーバの整合周波数制御方法の検討」, 信学技報, EMCJ2004-34, pp.55-59 (2004)
- [20] 長野利昭: 「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」, 塗料の研究, No.140, pp.29-34 (2003)
- [21] 長野利昭: 「薄型電波吸収体の性能とその設計事例～金属パターン層を表面に有する薄膜電波吸収体」, 電磁環境工学情報 EMC, Vol.17, No.12, pp.116-122 (2005)
- [22] 増田義行: 「金属パターン形電波吸収体の広帯域化に関する検討」, 電子情報通信学会大会講演論文集, No.1, p.393 (2005)
- [23] P. Rafael, and P. M. David: “A Frequency-selective Surface Using Aperture-coupled Microstrip Patches,” *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. 39, pp.1763–1769 (1991)

## 第2章 実験方法

本章では、電磁波吸収体およびパターン吸収体の理論とシミュレーション解析条件、実験方法そしてRFIDについて述べた後に本論文の研究目的を示す。

### 2.1 電磁波吸収体の評価と理論

シート型電磁波吸収体の構成としては、単層電磁波吸収体や二層電磁波吸収体、あるいは電磁波吸収体の表面に抵抗皮膜を用いた $\lambda/4$ 型電磁波吸収体等が知られている。これらの電磁波吸収体は共振型の電磁波吸収体とされ、吸収する電磁波の波長 $\lambda$ の $1/4$ 相当の厚みを持つことで入射電磁波と多重に共振する電磁波吸収体である[1-9]。

その中の単層型電磁波吸収体は、電磁波吸収体の設計理論の基本として取り扱うことができる。単層型電磁波吸収体の後面反射板(短絡導体板)からある材料定数を有する単層シート厚さ分の位置(空間との界面位置)における波長 $\lambda$ の入射電磁波に対する表面インピーダンス $Z_s$ は、自由空間の特性インピーダンス( $377\Omega$ )を $Z_0$ 、単層シートの材料定数の複素比誘電率 $\epsilon_r^*$  ( $=\epsilon_r' - j\epsilon_r''$ ,  $j$ は虚数単位)、複素比透磁率 $\mu_r^*$  ( $=\mu_r' - j\mu_r''$ )、および単層シート厚さを $d$ とすると、(2.1)式で表される[2]。

$$Z_s = Z_0 \sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*}} \tanh\left(j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r^* \cdot \mu_r^*}\right) \quad (2.1)$$

単層型電磁波吸収体では単層シートの表面インピーダンスがそのまま電磁波吸収体の表面インピーダンス $Z_s$ となるため、 $Z_s$ は入射電磁波の周波数における単層シートの材料定数と厚みの二つの設計因子にて表面インピーダンスが制御されることになる。単層シートの厚み $d$ が入射電磁波波長の $1/4$ 相当となるように、単層シートの複素比誘電率 $\epsilon_r'$ および/または複素比透磁率 $\mu_r'$ による波長短縮率を考慮した厚みとすると単層型電磁波吸収体(シート)が入射電磁波に対して共振する。

(2.1)式に用いるシート材料定数の測定方法は以下の通りである。単層シート試料をトロイダルコア状(外径：約7 mm、内径：約3 mm)に加工し、7 mmの同軸線路に隙間ができないように装荷する。ベクトルネットワークアナライザ(VNA, 8722ES, Keysight Tech.)のポート1(信号波が出力されるポート)と試料前面位置および後面位置とポート2の間(特性インピーダンス $Z_1$ 、伝搬定数 $\gamma_1$ )は装



置の特性インピーダンス  $Z$  ( $50 \Omega$ ) および伝搬定数  $\gamma_0$  の線路で接続される。信号波はポート 1 から試料前面に入射し、試料からの反射波はポート 1 に戻り、また試料を通り抜ける透過波はポート 2 に入射し、それぞれは入射信号波と大きさおよび位相が比較されて散乱行列 ( $S$  パラメータ) の成分である複素反射係数  $S_{11}$  および複素透過係数  $S_{21}$  が求められる。ここで、試料前面位置における  $S_{11}$  および  $S_{21}$  は以下のように表される[3-4]。

$$S_{11} = \frac{(1-\Gamma^2)D}{1-\Gamma^2D^2}, \quad S_{21} = \frac{(1-D^2)\Gamma}{1-\Gamma^2D^2} e^{-\gamma_0 d} \quad (2.2)$$

ただし、

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z}{Z_1 + Z}, \quad D = e^{-\gamma_1 d}, \quad (2.3)$$

$\Gamma$  は本装置で計算された複素電圧反射係数であり、 $d$  は単層シートの厚み厚さである。ベクトルネットワークアナライザを用いて 50 MHz~20 GHz の周波数領域で Full 2-port 法により  $S_{11}$  および  $S_{21}$  を測定し、複素比誘電率  $\epsilon_r^*$  ( $= \epsilon_r' - j \epsilon_r''$ ,  $j$  は虚数単位)、複素比透磁率  $\mu_r^*$  ( $= \mu_r' - j \mu_r''$ )、リターンロス  $R_L$  を算出した[5-9]。ここで  $R_L$  は、単層型電磁波吸収体の試料後面を導体板で終端した場合のリターンロスである。 $R_L$  は以下の式で表される。

$$R_L = 20 \log_{10} |\Gamma_d| \quad (2.4)$$

ただし、 $\Gamma_d$  は算出された  $\epsilon_r^*$  および  $\mu_r^*$ 、試料の厚さについて(2.5)式を用いて計算された短絡板(後面反射板)を持つ試料前面における自由空間に対応する複素電圧反射係数である。

$$\Gamma_d = \frac{Z_s/Z_0 - 1}{Z_s/Z_0 + 1} \equiv \frac{z_s - 1}{z_s + 1} \quad (2.5)$$

ただし、前出の  $Z_0$  は自由空間の特性インピーダンス ( $377 \Omega$ )、 $Z_s$  は単層型電磁波吸収体表面の入力インピーダンス、 $z_s (= Z_s / Z_0)$  は  $Z_0$  で規格化された入力インピーダンスである。電磁波吸収体の無反射条件は、 $z_s = 1 + j0$  である。

このように表面インピーダンス  $Z_s$  の共振条件を満たしながら、無反射条件に近づくように単層シートの材料定数を設定して電磁波吸収体として設計する。以

上の評価方法や理論はパターン吸収体の場合も同様である。

## 2.2 電磁波吸収体の作製

本研究で研究対象としたパターン吸収体の基本構造をFig. 2.1に示す。パターン吸収体では、誘電材料および/または磁性材料からなるポリマー層をパターン層および後面反射板で挟み込む構造としている。表層となるFSSパターン層は、ポリエチレンテレフタレート(PET)フィルム上に、対象周波数の電磁波の表皮深さよりも十分に厚い約  $9.5 \mu\text{m}$  のアルミニウム導体箔層を貼り合わせたシートから、エッチングにより定められたパターン導体形状(配列したアレイアンテナ群)に加工した。パターン形状は方形(正方形)を基本としているが、検討したそれぞれの形状は各章で示されている。またこのアルミニウム導体箔を全面積層したPETフィルムはパターン吸収体の後面反射層としても使用している。

磁性ポリマー層(磁性体層)を作製する材料は、ポリ塩化ビニル樹脂 (鐘淵化学工業 (株))100 g, 軟磁性マンガン亜鉛フェライト(戸田工業(株))340 gと導電性カーボン(IP1000, 昭和キャボット製) 7 gと各種可塑剤, 炭酸カルシウム, 劣化防止添加剤を配合した。誘電性ポリマー層(誘電体層)の材料は、ポリ塩化ビニル, 可塑剤, および劣化防止添加剤を混合することによって調製した。これらの各混合物を所定容量のバンバリーミキサーで混練し, 続いて樹脂組成物が加熱ローラーを通過する際に所望の厚さのシートに加工した。それぞれのシートの材料定数を前節に示した方法で測定した後に, 磁性体層と誘電体層は加熱加圧により積層した。さらにパターン層および後面反射層を, 粘接着剤等を用いて一体化している。

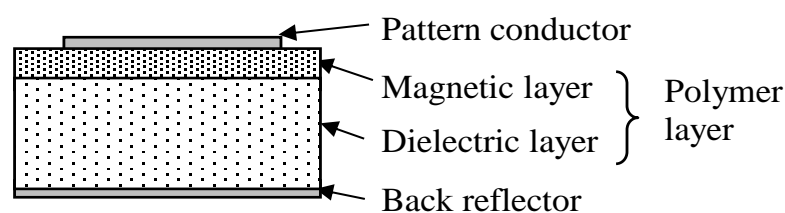


Fig. 2.1 Structure of the pattern absorber.

## 2.3 解析条件

電磁界分布は, シミュレータ (Computer Simulation Technology AG 製 MWSTUDIO)により求めている。そして反射特性は, FDTD (Finite-difference time-domain, 有限差分時間領域) 法であるTLM法(Transmission Line Matrix : 伝送線路行列法)を用いて平面波を照射する条件にて評価している[10]。TLM法はFDTD法と同じ時間領域解析法であり, 陽解法の時間積分アルゴリズムに基づく

解析として一回のシミュレーションで広帯域を計算でき、複数の周波数の結果を得ることができる[11]。とくに解析空間を分割したグリッド(格子)が仮想的な伝送線路で相互接続されていることから分散誤差の影響を受けにくくなり、且つ電界と磁界両方がすべての境界ノードで計算されるために複合的な境界条件のモデリングに優れること[12]から、本研究に於ける積層型電磁波吸収体の解析手法として採用した。

Fig. 2.2に示される、パターン吸収体の解析単位であるUnit cellの周期的な配列によりパターン吸収体は構成されている。解析においてメッシュは、0.5 mm～0.75 mmの直方体セル等で構成して計算した。Unit cellの電気壁と磁気壁の両方を、Unit cellに照射する電磁波である平面波のy軸に平行な電界成分 $E_y$ およびx軸に平行な磁界成分 $H_x$ に、それぞれ垂直に配置した周期的境界条件としている。Fig. 2.2 に示される空間、パターン層、パターン吸収体内部の各解析点(各座標位置)での電磁界分布を決定した。また直交  $x$ - $y$ - $z$  座標系は、Fig. 2.2に示すように定義された。Unit cellに直角に入射する平面波を発生させるために、パターン吸収体のパターン層(表面)から $z$  軸方向に、遠方界として扱える50 mm 以上離れた位置(例えば300 mm)に置いたポート(port : 給電点) から発振(励振)された電磁波を解析に用いた。 $x$  軸に平行な磁界成分 $H_x$ と $y$ 軸に平行な電界成分 $E_y$ とを有する

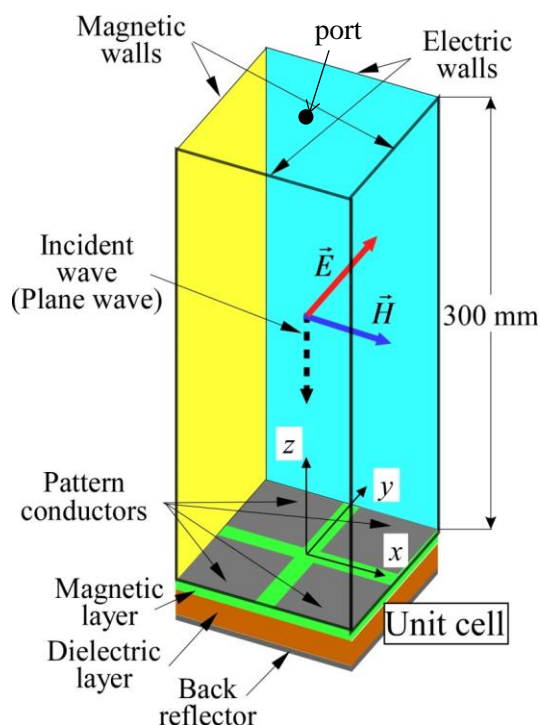


Fig. 2.2 Simulation domain (unit cell) in the pattern absorbers.

入射波は、入射波の $z$ 軸方向の上部側から、 $1.0 \times 10^{-9}$  Cの電荷が付与されて発振される。本シミュレーションではアルミニウムの導電率を $3.54 \times 10^7$  S/mとした。計算上、この導体に厚みを付与していないが、それでも電磁波シールド特性は十分であることは確認している。積層のために使用されたPETフィルムおよび接着剤は、シミュレーションには含まれていない。

入射波としてUnit cell に照射した後にポートに反射波として戻ってくる。ポートで照射波および反射波の重畳が安定状態に達した後の電界/磁界の強度比(インピーダンス)からパターン吸収体の表面インピーダンス $Z_s$ を推定している。

$$Z_s = \frac{\text{入射波の電界} + \text{反射波の電界}}{\text{入射波の磁界} + \text{反射波の磁界}} \quad (2.6)$$

Fig. 2.3よりパターン吸収体の表面は、ポートよりも入射波の位相が $2\pi \times h/\lambda$ だけ遅れ、そして反射波の位相は $2\pi \times h/\lambda$ 分進む関係となる。複素電圧反射係数 $\Gamma_d$ の位相は $2 \times (2\pi \times h/\lambda)$ 進むという関係になる。そして $S_{11}$ の解析出力結果からポート(給電点)とパターン吸収体表面との反射特性の位相差を補正してパターン吸収体表面の複素反射率 $S_{11s}$ を求め、ここから $Z_s$ を推定している。

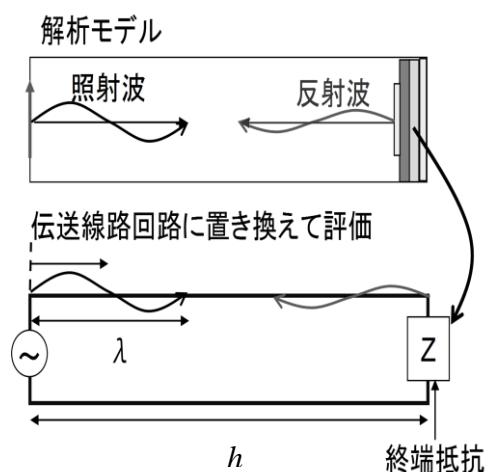


Fig. 2.3 Analytical model considering time difference.

$$Z_s = 377 \times (1 + S_{11}) / (1 - S_{11}) \quad (2.7)$$

$$S_{11s} = S_{11} \times e^{j\Delta\theta} \quad (2.8)$$

ただし、 $\Delta\theta$  [rad] は観測点とパターン吸収体表面位置の複素反射率との位相差である。

$$\Delta\theta=2\times 2\pi\times h/\lambda \quad (2.9)$$

ただし、 $h$  は観測点からパターン吸収体表面までの距離、そして $\lambda$ は電磁波の波長である。

## 2.4 電磁波吸収性能の評価

本研究では実際に作製した電磁波吸収体の電磁波吸収性能を、Fig. 2.4に示す自由空間法電磁波吸収測定装置を用いて評価した[13]。自由空間法は実際に使用される状況に近い電磁波吸収特性を測定することができ、送信アンテナと受信アンテナの配置を変えることにより、TE波およびTM波に対する電磁波吸収特性および斜入射電磁波吸収特性を評価することができる。測定において試料寸法が測定電磁波の波長の5倍(=  $5\lambda$ )程度有した状態で吸収性能を評価し、その吸収量を維持できる範囲での試料寸法の小型化を試みた。またTE波およびTM波のリターンロス値は、電磁波吸収体の材料定数( $\epsilon_r^*$ および $\mu_r^*$ )から計算が可能であり、逆にリターンロス値からも材料定数が計算できることになる。この測定方法では送信アンテナと受信アンテナをそれぞれ用いるため、入射角 =  $0^\circ$  が測定できず、最低入射角度を $10^\circ$  とした。

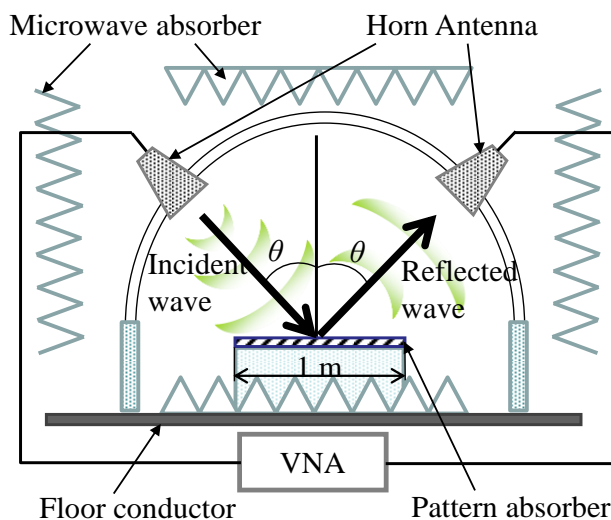


Fig. 2.4 Apparatus for measurement of absorption characteristics for electromagnetic wave absorber by the free space method.

## 2.5 RFIDタグ無線通信方式

本研究で第6章に電磁波吸収体の応用例としてRFIDシステムでの検証結果を

記している。そのRFIDシステムの内容および課題について紹介する。

物品管理，セキュリティ，電子決済などの機能を持つシステムとしてバーコード方式に代わるRFIDシステムが普及している。我々の身の回りにも，RFID機能を備えた携帯電話やPC，RFIDタグ(RFタグ)，非接触ICカード等があり，電子マネーによる決済，トレーサビリティを含む物流管理，認証識別などの入退室や入出庫管理，駐車場管理，貴重品管理，盗難防止等に活用されている。

RFIDシステムは，Fig. 2.5のように，リーダ，リーダアンテナ，RFIDタグ(RFタグ)などで構成される無線通信システムである。従来のバーコードと比較すると，RFIDシステムは大容量の情報にて管理および情報伝達ができること，それらの情報の追記や書き換えが可能なこと，多数個の同時読み取りが可能なこと，汚れに強くて最表面に置かれてなくても読み取ることができること等の利点を有しているため，情報管理や情報活用面において人の手を煩わせることが少なくなり，利便性および管理効率が飛躍的に向上することが期待されている[14]。

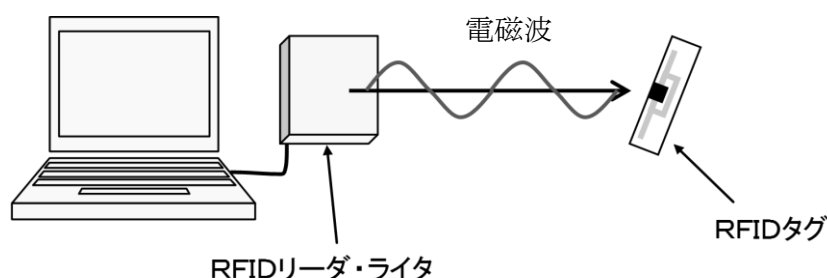


Fig. 2.5 Each device used by RFID system.

2016年自動認識市場全体の出荷金額は，2015年対比3.4 %増の2,435億円の堅調な伸びを示している[15]。とくに製造，物流，流通の各分野に於いてIoT (Internet of Things)などのデジタル社会を担うツールとして，第4次産業革命と呼ばれる市場変局点を経て大市場を形成すると予想される。その中で，黎明期に市場成長を牽引するのはUHF帯RFIDであるとされている。UHF帯RFIDは専用帯域を有しているため，ISMバンド(Industry, Science, Medical用途に割り当てられた無線通信用周波数帯)を使用している他の周波数を利用するRFIDに比較して多種電磁波による無線混信の影響が少なくなり，長距離無線通信が可能となるためである。安価なパッシブタイプのRFIDタグを用いて長距離無線通信が可能となることで，サプライチェーン革命を起こすことが可能になるといわれている。典型的なRFIDタグは，ダイポールアンテナ，ICチップ，リアクタンス装荷部から構成される[14]。

RFIDタグおよび非接触ICカードに於けるアンテナの形状やサイズは利用する電磁波の周波数および通信メカニズムにより決まる。現在、RFIDタグで利用される代表周波数帯は、電磁誘導方式の通信に利用されるLF(長波)帯およびHF(短波)帯と、電波方式での通信となるUHF(極超短波)帯である[14]。

周波数としては、電磁誘導方式は主に30 MHz帯以下の周波数を用いるのに対して、電波方式(マイクロ波方式)はそれ以上の高い周波数を利用している。後者の電波方式(マイクロ波方式)は、より高周波数の電波(電磁波)を用いて、タグとリーダの各アンテナ間で電波を空中に飛ばしてエネルギーや信号を伝達する方式である。タグはダイポールアンテナ等、またリーダはパッチアンテナ等で構成される電界型アンテナを用いた無線通信システムである。電波方式では電波1波長よりも長い通信距離に対して、電波を空中に放射して、電波がインピーダンスの安定した平面波(遠方界)となる領域(電波発信源から数波長以上距離が離れた地点)を利用した長距離無線通信を実現している[16]。国内のUHF帯RFIDシステムは952 MHzから956 MHzの専用帯域を使用していたが、2012年からは920 MHz帯域に専用帯域を移して、これらを利用することで、パッシブ型タグとして最長10 mの無線通信距離を利用することが可能である。

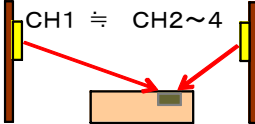
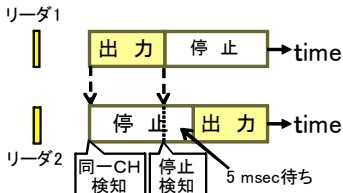
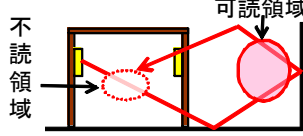
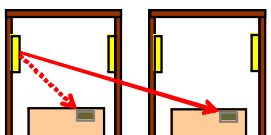
UHF帯RFIDシステムは、広範囲な通信領域から読み取れる物品数が飛躍的に増すため、物品の管理が迅速且つ簡単になることから急激に普及が進むと予想されているが、実際の普及の程度は予想に追いついていない。その原因は、タグの価格、電磁波干渉の問題、金属などの通信特性に影響を及ぼす物品が管理対象品に多く含まれるためとされている。

UHF帯の電波方式を用いるRFIDシステムの問題点をTable 2.1に列挙する。Table 2.1中のタグコンフュージョンによる問題とLBT(Listen Before Talk)による遅れの問題はシステムによる解決が図られている。2008年に電磁波法が改正されたこともあり、ほぼ問題は解消している。

Table 2.1中の定在波の発生およびゴーストリードに関する問題は、電磁波干渉の通信環境に関する問題であり、倉庫やトラックヤードなどの鉄骨造や鉄筋コンクリート造などの建造物では電磁波反射が頻発するため、未解決の深刻な問題となっている。この電磁波干渉の問題はシステムを設置する環境やその環境の変化により生ずることが多く、RFIDシステム設置時の対策が立て難く、電磁波吸収体による干渉回避策が実用化され始めている[17]。

本研究に於いては、薄型軽量のパターン電磁波吸収体(UHF帯)を設計開発し、第6章にてRFIDシステムでのTable 2.1に示す定在波の発生やゴーストリードの対策としての電磁波吸収体の効果を、RFIDシステムのタグ読み取り率や空間電界強度分布を測定することで実証している。

Table 2.1 Communication errors pointed out in UHF band RFID system.

干渉事例	図解	内容
タグコンフュージョン		認可UHF帯域は分割されているが、厳密にはCH(チャンネル)は異なるものの帯域が近い場合に両方の電波(信号)を受信してしまい、正常な読み取りができなくなる現象。
LBTによるレスポンスの遅れ		リーダは、LBTにより同時に同一CHの電波を出力しない設定となっているが、複数のリーダが近接にある場合、この動作のために電波出力の連続性が損なわれ、タグを読み落とす現象。
定在波の発生		直接波と反射波による電波干渉が起き、定在波が生じる。これにより不読領域と本来の通信距離を超えた読み取り可能領域が発生する現象。
ゴーストリード		本来のリーダの読み取り範囲を超えて、読み取り不可領域のタグまで読んでしまう現象。

## 2.6 本論文の構成

第1章では、無線通信技術など電磁波利用の重要性を述べて背景と目的を述べた。電磁波吸収体の歴史、特許や既報の研究を紹介して、パターン電磁波吸収体の研究課題について述べた。

第2章では、電磁波吸収理論および本研究で行った電磁波解析(シミュレーション)について述べてRFIDを解説した後、本論文の構成を記している。

第3章では、表面にFrequency Selective Surface (FSS)として機能する周期的に配列されたパターン層、ポリマー層、後面反射板で構成された電磁波吸収体(パターン吸収体)の設計方法および電磁波吸収メカニズムを調べた。そしてパターン導体の形状、配置、占有面積比率、吸収層の損失の設計により共振周波数となる吸収中心周波数や電磁波吸収性能を制御できることを示した。また実際に作製したパターン吸収体の電磁波吸収性能を評価して、解析結果と比較した。

第4章では、パターン吸収体の電磁波吸収メカニズムを調べた。パターン導体はポリマー層内に形成される周期性を持つ共振器の共振周波数が吸収される電磁波の周波数に調整されたサイズを有している。ここでは電磁波がパターン吸収体に入射した場合の電磁波の電力の流れを、 $x$ - $y$ - $z$  座標軸の異方性を論ずると



共に時間平均ポインティングベクトル $\vec{S}$ により計算する方法を提案した。ポインティングベクトルの計算は、被照射面を $0 \Omega$  面および $377 \Omega$  面とした場合のそれぞれの照射結果から妥当性を確認した上で、パターン吸収体の評価に用いている。

第5章では、パターン吸収体の課題である狭い電磁波吸収帯域の広帯域化やミリ波帯域用電磁波吸収体の設計手法の提案を述べた。ここでは $2.45 \text{ GHz}$ で動作する各種パターン形状のパターン吸収体を作製し、その吸収特性を実測した。そしてパターンサイズと吸収中心周波数との間にもスケール則が成り立つことを述べ、広い周波数範囲にわたって優れた吸収特性を有する電磁波吸収体の設計方法を提案した。

第6章では、電磁波吸収体の使用方法について述べた。UHF帯パターン電磁波吸収体は薄型であることに特徴があるため、それを活かした可動式の自立型パネルを作成した。この電磁波吸収パネルを用いてRFIDシステムでの電磁波環境やタグの読み取り率の改善効果を実証した。ここでは電磁波吸収体が特定周波数の電磁波を反射しない電磁波の遮蔽体として働いていることを検証した。

第7章では、電磁波吸収複合ゴム材の吸収特性と接触熱抵抗の評価として、パターンを有しない電磁波吸収体の熱伝導性について設計、評価を行った。実際の使用時を想定し、空間部を埋めるために柔軟性を有していることが必要であることから電磁波吸収特性と接触熱抵抗の両立させる接触熱抵抗の測定方法を提案した。さらにその測定方法を用いて電磁波吸収複合ゴムの最適組成を示している。

第8章では、本論文全体の結論および総括を述べた。

## 2.7 参考文献

- [1] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健 : 「最新電磁波の吸収と遮蔽」, 日経技術図書株式会社, pp.168-187 (1999)
- [2] 橋本 修 : 「電波吸収体入門」, 森北出版株式会社, pp.28-30 (1997)
- [3] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健 : 「最新電磁波の吸収と遮蔽」, 日経技術図書株式会社, pp.126-129 (1999)
- [4] 橋本 修 : 「高周波領域における材料定数測定法」, 森北出版株式会社, pp.11-44 (2003)
- [5] Y. B. Feng, T. Qiu, C. Y. Shen, and X. Y. Li: "Electromagnetic and Absorption Properties of Carbonyl Iron/Rubber Radar Absorbing Materials", *IEEE Trans. Magn.*, Vol.42, pp.363-367 (2006)
- [6] 清水康敬, 杉浦 行, 石野 健 : 「最新電磁波の吸収と遮蔽」, 日経技術図書株式会社, pp.126-129 (1999)
- [7] 橋本 修 : 「高周波領域における材料定数測定法」, 森北出版株式会社, pp.11-44 (2003)
- [8] T. Kondo and S. Yoshikado: "Electromagnetic Characteristics of a Ceramic Composite", *J. Ceram. Soc. Japan*, Vol.109, pp.326-331 (2001)
- [9] K. Sakai, N. Asano, Y. Wada, and S. Yoshikado: "Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Soft Magnetic and Polystyrene Resin and Control of Permeability and Permittivity", *J. European Ceram. Soc.*, Vol. 30, pp.347-353 (2010)
- [10] C. Christopoulos: "The Transmission-Line Modeling Method: TLM," *Wiley-IEEE Press* (1995)
- [11] 宇野 亨 : 「FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析」, コロナ社 (1998)
- [12] 小暮裕明 : 「電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界」, CQ 出版社 (1999)
- [13] H. Suzuki, A. Nishikata, Y. Higashida, T. Takahashi, and O. Hashimoto: "Free Space Method with Parallel Electromagnetic Wave Beam by Using Dielectric Lenses and Horn Antennas for Reflectivity of Electromagnetic Absorbers in Millimeter Waves," *IMS2005-IEEE International Workshop on Measurement Systems for Homeland Security, Contraband Detection and Personal Safety, Orlando, Florida, USA*, 63-69 (2005)
- [14] 大見孝吉監修 : 「よくわかる RFID—電子タグのすべて—」, 株式会社オーム

社出版, pp.2-14 (2008)

- [15] 一般法人 日本自動認識システム協会：「自動認識システム関連製品の 2016 年出荷数量・出荷金額, 2017 年出荷数量・出荷金額予測」
- [16] 平成 18 年度 経済産業省委託事業：「平成 18 年度我が国の I T 利活用調査及び IT 基礎技術に関する研究事業 (UHF 帯電子タグの導入評価・運用方法に関する調査研究) ①UHF 帯電子タグシステムの相互干渉特性把握 および運用方法の検討」, みずほ情報総研株式会社 (2007)

## 第3章 Frequency Selective Surfaceを利用した電磁波吸収体の作製と評価

本章では，表面にFSSとして機能する周期的に配列されたパターン層，ポリマー層，後面反射板で構成した電磁波吸収体(パターン吸収体)の設計方法および電磁波吸収メカニズムを調べた。そしてパターン導体の形状，配置，占有面積比率，ポリマー層の損失の設計により，共振周波数となる吸収中心周波数や電磁波吸収性能を制御できることを示した。さらに実際に作製したパターン吸収体の電磁波吸収性能を評価し，解析結果と比較している。

### 3.1 はじめに

パターン吸収体は，FSSであるパターン層と誘電性および/または磁性を有するポリマー層(損失層)と後面反射板から構成される，入射した電磁波の電磁エネルギーの一部を蓄積して低Q値(Quality factor)を持つ共振器の共振特性を利用して熱に変換して消費する電磁波吸収体である。この電磁波吸収体は薄型化，軽量化，低コスト化などに優れた実用性の高い電磁波吸収材として，商品化が促進されることが期待されている。

周波数選択性表面を有するパターン層(FSSパターン層)は，より薄い吸収体を得るためのインピーダンス設計因子になることが報告されている[1]。しかし，これまで報告されたFSSパターン層を用いた電磁波吸収体において，電磁波吸収体の設計因子として，最適な電磁波吸収性能を示すためのパターン形状や配置などは明確化されていなかった。本章の目的は，FSSパターン層を持つ平板型電磁波吸収体(パターン吸収体)の電磁波吸収メカニズムを明らかにし，最適パターン形状を探索し，シミュレーション設計した後に薄型，軽量，低コスト，高性能となる電磁波吸収体を作製して電磁波吸収特性を評価することである。

### 3.2 実験原理および実験方法

本章ではFig. 2.1に示す構成のパターン吸収体を用いたが，その中のポリマー層を構成する磁性体層(ML\_1)および誘電体層(DL\_1)の2.45 GHzでの材料定数は，2.1節に示した方法で測定して求めた。材料定数として複素比透磁率 $\mu_r^*$ の実部 $\mu_r'$ と虚部 $\mu_r''$ および複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ の実部 $\epsilon_r'$ と虚部 $\epsilon_r''$ をTable 3.1に示す。

Table 3.1 Material constant values of each layer at 2.45 GHz.

Layer	Designation	$\mu_r'$	$\mu_r''$	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
Magnetic layer	ML_1	1.37	0.51	13.56	1.25
	DL_1	1.00	0	3.50	0
Dielectric layer	DL_2	1.00	0	3.50	0.03

### 3.3 実験結果および考察

#### 3.3.1 吸収特性のシミュレーション

本章で検討した2.45 GHz 付近で動作するパターン吸収体のパターン形状を Fig. 3.1 に示す。そのFig. 3.1 の点線で囲まれた領域を繰り返しの解析単位であるUnit cellとした。厚さ0.5 mmの磁性ポリマー層を入射側に、厚さ2.0 mmの誘電性ポリマー層を後面反射板側に積層してポリマー層を構成しており、ポリマー層の総厚さ $d_{tot}$  は2.5 mmである。この厚さは $d_{tot}/\lambda_0 < 0.025$  ( $\lambda_0$ :吸収中心周波数  $f_0$  に相当する波長,  $\lambda_0 = c/f_0$ )となることから、 $\lambda/4$ 型電磁波吸収体の $d_{tot}/\lambda_0 = 0.25$  に対して十分に小さく、薄型となった。

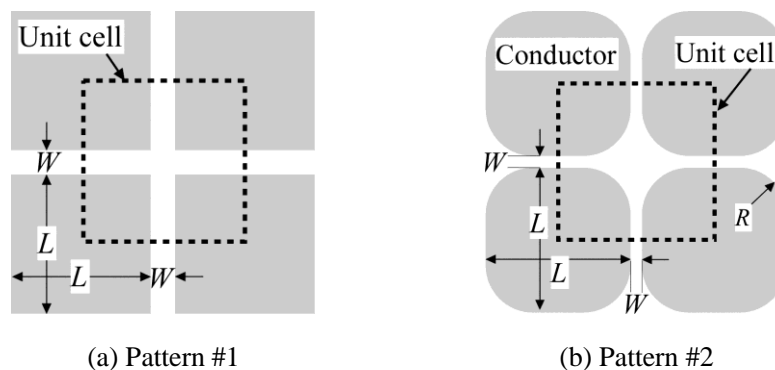


Fig. 3.1 Pattern shapes and arrangements in the pattern absorbers.

Fig. 3.1(a)に示す、正形状のパターン導体Pattern #1(以下、単に#1とする)を用いて、パターン吸収体の表面からz軸方向上空に50 mm 離れた位置に電磁波の励振源(ポート)を設置してUnit cell に対して平面波が垂直に入射する条件にて、2.3節に示す電磁波吸収特性のシミュレーションを行った。Fig. 3.1に示すパターンの一辺の長さLは、ポリマー層の $\mu_r'$ および $\epsilon_r'$ と吸収中心周波数  $f_0$  の両方から考慮して21 mmとした。W は隣接パターンの平行となるパターン端部(パターン

エッジ)間の距離として定義された。Unit cellの全面積に対するパターン導体の占有面積の割合が $P$ である。これらのパターン吸収体の電磁波吸収特性をTable 3.2に示した。 $z_{sr}$  は $z_s$  の実数成分,  $\Delta f/f_0$  はリターンロス $R_L$ が $-20$  dB 以下, つまり電磁波吸収としては $20$  dB を超える周波数帯域幅  $\Delta f$  を  $f_0$  で規格化した $-20$  dB吸収帯域幅比率であり, 電磁波吸収特性の広帯域特性を評価する尺度となる。 $R_L$ の周波数依存性はFig. 3.2 に示され,  $z_{sr}$ および $z_{si}$ ( $z_s$ の虚数成分) の周波数に対する変動は, Fig. 3.3(a)およびFig. 3.3(b)にそれぞれ示されている。 $z_{si}$  が  $f_0$  でゼロになったとき,  $z_{sr}$  の値はその最大値に達した。 $z_{sr}$  と $P$ との関係をFig. 3.4 にプロットすると,  $z_{sr}$ は $P$ に応じた挙動を示して $P$ 値が $0.52$ と $0.75$ の各値付近で,  $z_{sr}$  が $1$ となった。 $z_s$ が $1 + j0$  に等しいときFig. 3.2に示すように最小の $R_L$ 値が得られた。

Table 3.2 Absorption characteristics of pattern absorbers with pattern shape #1.

$W$ [mm]	1.0	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	6.0	8.0	10.0
$P$	0.911	0.834	0.799	0.766	0.735	0.706	0.605	0.524	0.459
$f_0$ [GHz]	2.08	2.35	2.43	2.51	2.553	2.61	2.72	2.78	2.82
$R_L$ [dB]	-13.80	-23.37	-30.86	-40.79	-37.52	-34.06	-32.91	-36.40	-27.07
$z_{sr}$ at $f_0$	0.664	0.874	0.947	0.988	1.022	1.040	1.044	0.994	0.919
$\Delta f/f_0$	0	0.022	0.026	0.027	0.026	0.026	0.024	0.023	0.020
$d_{tot}/\lambda_0$	0.017	0.020	0.020	0.021	0.021	0.022	0.023	0.023	0.024

### 3.3.2 吸収メカニズム

ここではパターン吸収体によって反射される電磁波の挙動について定性的に議論する。Fig. 3.5およびFig. 3.6に示すように, 共振中心周波数 $f_0$ の入射波( $IW$ )がパターン吸収体に入射して反射する場合に, 各反射波が生じるいくつか経路が挙げられる。これらは,  $SR$ : パターン導体で直接反射された反射波,  $RD$ : 隣接するパターン導体の間隔(パターン間隔)に電磁波が入射したときにポリマー層の表面で反射された反射波,  $RB$ : パターン間隔に電磁波が入射したときにポリマー層に侵入して後面反射板で反射(多重反射を含む)された反射波, そして $RR$ : 共振パターンエッジ近傍に入射した電磁波がエッジで放射されてポリマー層に入り, ポリマー層表面と後面反射板との間を多重反射などで進んで電気壁( $E=0$   $\Omega$ 面,  $E$  plane)に当り, そこから戻ってきて再びパターンエッジから自由空間への再放射される反射波の四種類の反射波に大別される。最後の $RR$ がパターン導体の共振に起因する反射となる。

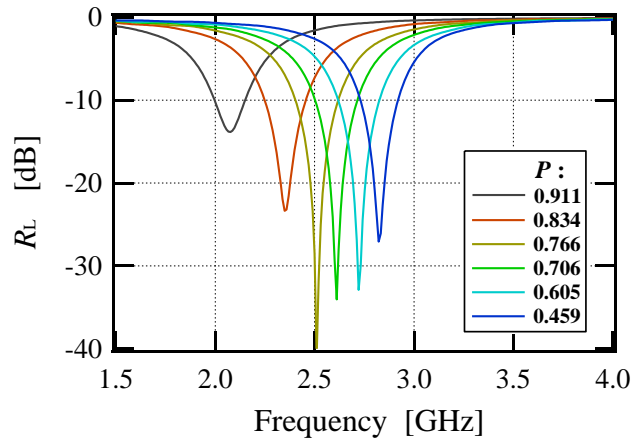


Fig. 3.2 Variations in  $R_L$  with frequency for pattern absorbers with pattern shape #1.

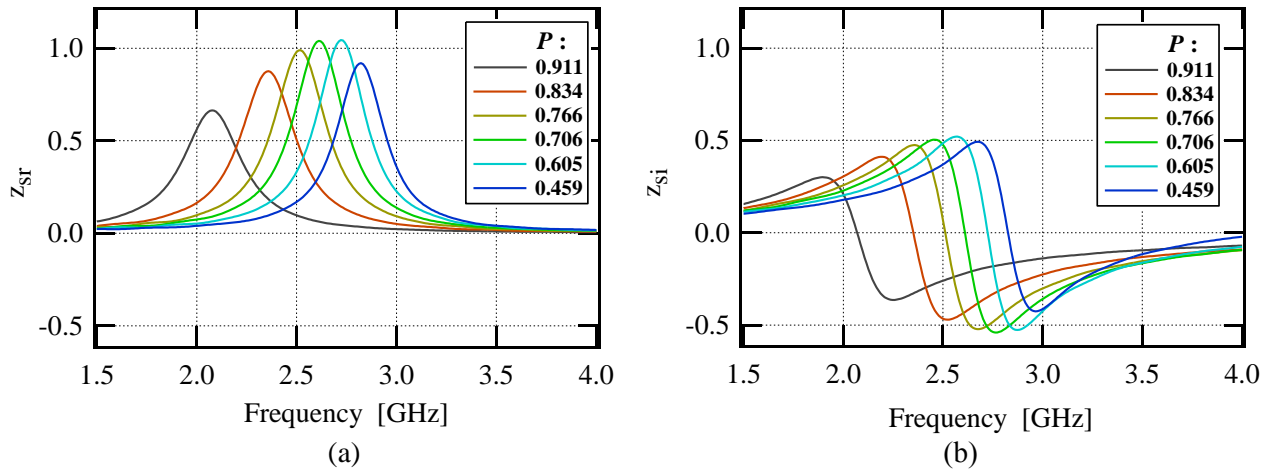


Fig. 3.3 Frequency dependencies of (a)  $z_{sr}$  and (b)  $z_{si}$  for pattern absorbers with pattern shape #1.

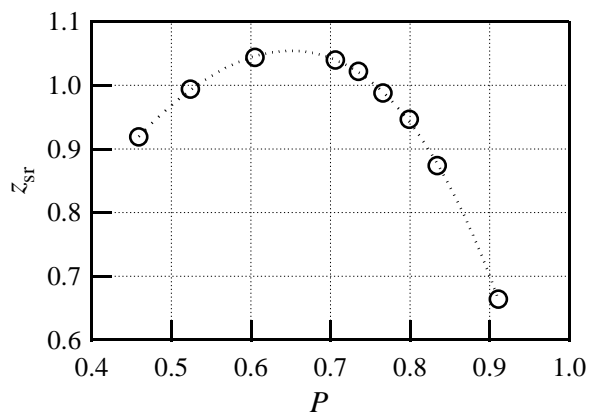


Fig. 3.4 Variations in  $z_{sr}$  with  $P$  for pattern absorbers with pattern shape #1, based on calculated values.

次にパターン導体に共振するRRの電磁波の動きを以下に説明する。FSSである共振パターン導体のパターンエッジは二次線源として機能するために、入射波はその線源部位で放射されて散乱する。そして放射された電磁波の一部は自由空間に放射され、残りはパターン導体下部のポリマー層に入射する。後者は、パターン導体および後面反射板と共にパターンエッジ近傍の不完全な磁気壁とパターン導体の中心に位置する電気壁( $E$  plane,  $E = 0$   $\Omega$ 面)の両方からなる共振器内で共振状態となる。共振器に蓄積されたエネルギーの一部は、ポリマー層の誘電損失および/または磁気損失によって熱に変換されるが、残りは不完全な磁気壁から漏れ出してパターンエッジから自由空間に再放射される。

パターン吸収体の表面から自由空間側に十分に離れた位置(約10 mm以上)において、 $SR$ ,  $RD$ ,  $RB$ ,  $RR$ の各反射波の和がゼロである場合に、パターン吸収体の無反射条件が達成される。もちろんこの条件の達成には、電磁波エネルギーの一部が熱に変換されることが寄与している。

$P$ 値が0.5以上の正方形パターン導体(#1)の $SR$ に合わせて無反射条件を実現するためには、他の反射波の振幅を $SR$ の振幅と同等かそれ以上に大きくする必要がある。さらに他の反射波の位相差が $SR$ の位相差との差が $\pi$ の奇数倍となる条件が求められる。 $SR$ は、 $IW$ の位相がパターン導体での反射の結果として $\pi$ 分だけ変化したものである。 $RD$ と $RB$ は、たとえそれらを重ね合わせても、そしてたとえポリマー層の厚さ $d_{tot}$ を調整することによっても、 $IW$ よりも大きな振幅を得ることはできない。

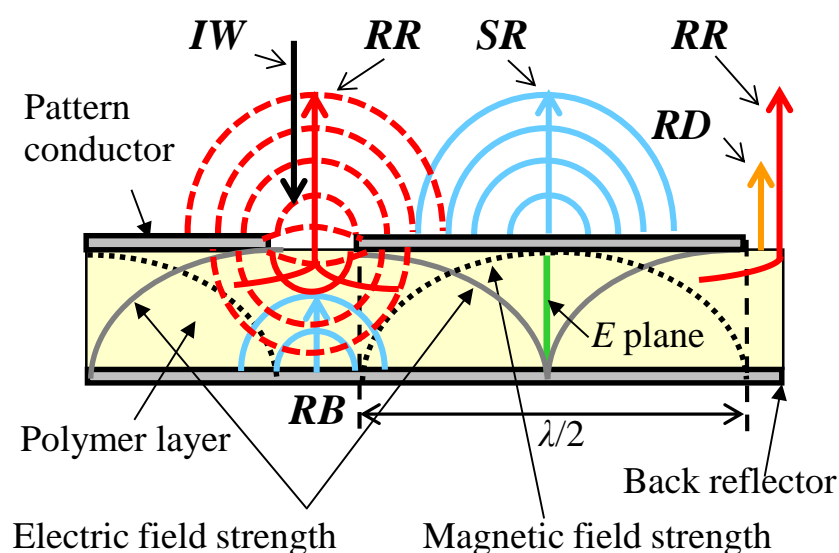


Fig. 3.5 Schematic drawing of incident and reflected waves for a pattern absorber.



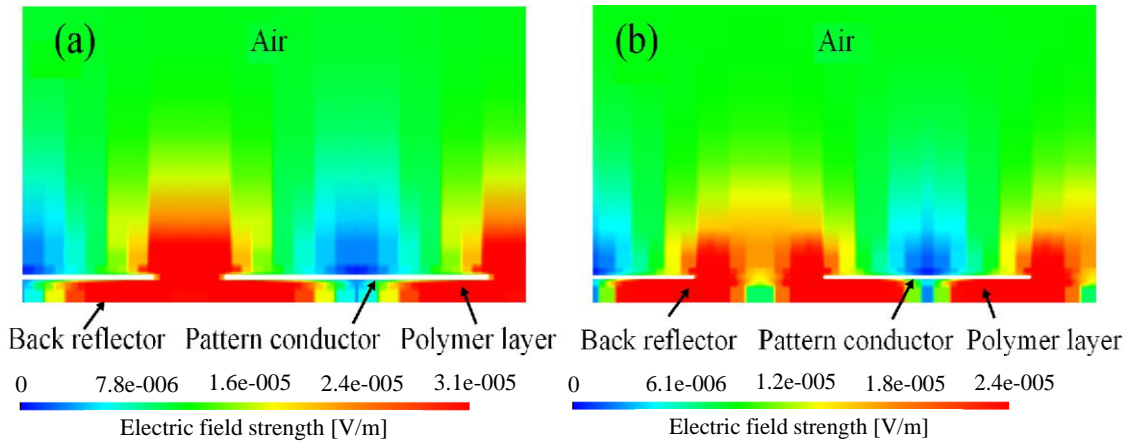


Fig. 3.6 The simulated electric strength distribution for a pattern absorber with pattern #1 ((a)  $P = 0.766$  and (b)  $P = 0.459$  in Table 3.2).

それに対して、 $RR$ は $P$ 値が0.5以上になるとパターン間隔が小さくなり、パターン間隔を介する入射波は少なくなるが、パターンエッジを介する入射波によりパターン吸収体に電磁波エネルギーが蓄積される共振器の体積が増すことから、不完全な磁気壁より排出される $RR$ も大きくなる可能性がある。 $RR$ では入射時に共振パターンエッジを二次線源として放射された電磁波の一部が、パターン吸収体内部に形成される共振器の他端となるパターン導体下部中央付近に形成される電気壁( $E = 0$   $\Omega$ 面)での反射の際に位相が $\pi$ 変わり、その後共振器の端部にある磁気壁に再び達すると、往復の経路長が位相 $\pi$ であるため合計の位相変化は約 $2\pi$ となり、自由空間に再放射される。以上の結果、 $RR$ と $SR$ の位相差は $\pi$ の奇数倍になる。

Fig. 3.6に示すように、隣り合うパターンエッジから放射される $RR$ は、互いが同相の波の重ね合わせとなるため強度が増す。これにより $RR$ と $SR$ は力のバランスを取ることができるようになる。シミュレーション結果は、Fig. 3.4およびFig. 3.6に示すように、 $P$ が大きくなる(すなわち $W$ が小さくなる)ほど $RR$ の振幅が大きくなるが、ある値を超えて $W$ の値が小さくなる場合(パターン導体が接近し過ぎる場合)に逆に $RR$ の振幅が小さくなる。これは入射波がポリマー層に侵入するのが困難になるからである。Fig. 3.4に示すように、1より大きい $z_{sr}$ 値では、 $RR$ の振幅は $SR$ の振幅よりも大きいため、電磁波吸収は $z_{sr}$ が1の場合に比べて減少する。対照的に、 $z_{sr}$ が1より小さい場合は $RR$ の振幅が $SR$ の振幅よりも小さいため、電磁波吸収も低くなっている。これらのシミュレーション結果は、入射および反射が繰り返された定常状態のものである。

### 3.3.3 作製パターン吸収体の電磁波吸収特性の評価

Fig. 3.1に示すパターン#2形状を用いて、Table 3.2にあるML\_1層およびDL\_2層からなるポリマー層を組み合わせ、500 mm×500 mmの大きさのパターン吸収体を製作した。パターン#2 (Rounded Square形状, R-Square)は基本的には正方形であるが、四隅のコーナーに曲率半径 $R$ が与えている。得られた各層の $\mu_r^*$ および $\epsilon_r^*$ 値はTable 3.1に示されている。これらのパターン導体の $P$ の値は、吸収特性を最適化するために、パターンの曲率半径 $R$ を変化させることによって変化させた。パターンの $R$ を変化させた場合の $z_{sr}$ の変化を、パターン#1形状のパターン間隔 $W$ を変化させた場合の $z_{sr}$ 変化と、Fig. 3.7で比較している。つまり $R$ によっても $P$ が変動することから、 $R$ も表面インピーダンスを変化させる因子であることを確認した。そして $R$ の変化は $z_{sr}$ を直線的に比較的大きくを変動させているため、最適形状を設計する際に $W$ と寄与率の異なる設計因子となることが判明した。

理論計算から求めた最適吸収特性は、 $L = 25$  mm,  $R = 10$  mm,  $W = 10$  mmの場合、 $f_0 = 2.58$  GHz,  $R_L = -27.0$  dB,  $z_{sr} = 0.917$ ,  $\Delta f / f_0 = 0.221$ ,  $d_{tot} / \lambda_0 = 4$  mm ( $P = 0.641$ )であった。このパターン吸収体のリターンロス $R_L$ 値を、2.4節に示された自由空間法にて測定した[17]。シミュレーション( $\theta = 0^\circ$ )および実験測定( $\theta = 10^\circ$ , TMおよびTEモード)によって得られた値を周波数に対してプロットしてFig. 3.8で比較した。両者は電磁波吸収特性の挙動としてよく一致している。ここで周波数に伴う $R_L$ の変動から、実際測定での吸収帯域幅の方が計算値よりも広がる傾向が示された。これは製作したパターン吸収体が有する基材や接着層による多層化、そして材料の不均質化等の効果によるものと考えられる。これらの複雑性を付与することも広帯域周波数特性を得ることに寄与している。

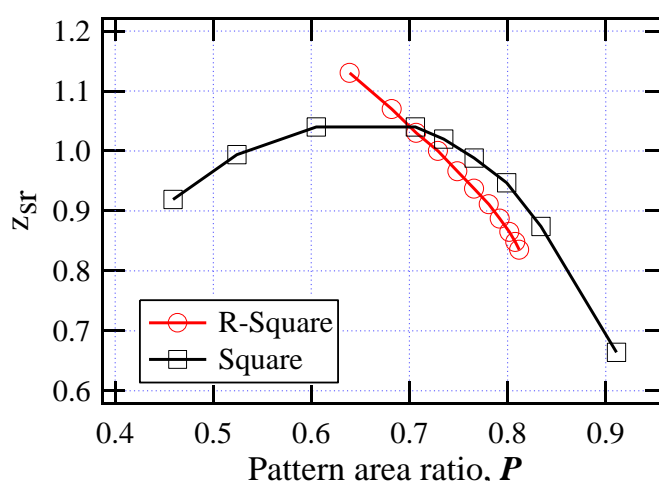


Fig. 3.7 Relationship between radius of curvature  $R$  of pattern #2 and  $z_{sr}$ .

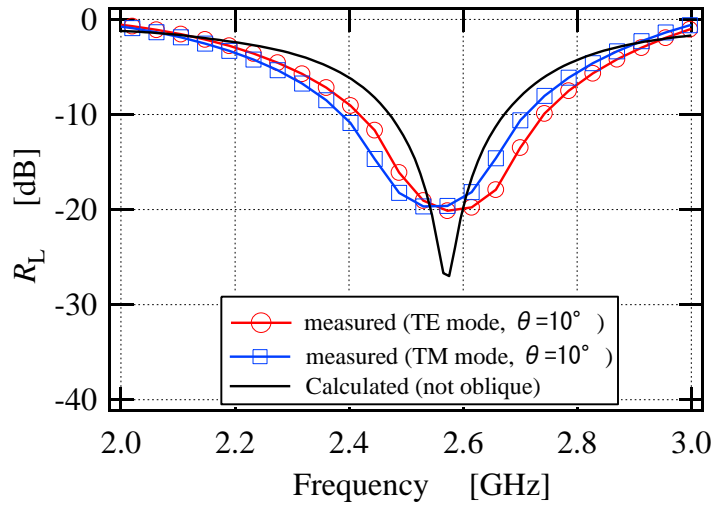


Fig. 3.8 Comparison between simulated and measured  $R_L$  data for a pattern absorber with pattern #2.

Table 3.3 Absorption characteristic for oblique incidence on a pattern absorber with pattern #2.

Incident angle $\theta$ [°]		10	30	45
TE	$f_0$ [GHz]	2.57	2.62	2.66
	$R_L$ [dB]	-20	-18	-14
TM	$f_0$ [GHz]	2.53	2.62	2.66
	$R_L$ [dB]	-20	-19	-19

また特定の入射角を持つ電磁波に対する電磁波吸収特性(斜入射特性)の評価結果として、 $f_0$ および $R_L$ 値の値をTable 3.3に示す。斜入射特性を示すTable 3.3の結果から、入射角度の増加があっても水平面方向に位置する二次元形状(線状)であるパターン素子の共振部位(パターンエッジ)は安定して機能しており、良好な電磁波吸収特性を維持しているが、さらに入射角度が増すと $f_0$ がより高い周波数にシフトしていることが分かる。そしてパターン吸収体の高性能化のためには、電磁波の入射角度の大きい場合でも正常に動作するアンテナ設計が一つの課題となる。

### 3.4 結論

1. FSSパターン層を有するパターン吸収体の各パラメータ(パターン寸法, パターン間隔長, パターン面積比率, パターン曲率半径, 材料定数, ポリマー層の厚さ等)から解析された理論上の電磁波吸収特性は, 製作されたパターン吸収体の実験結果と良好に一致することが見出された。これらの結果から, パターン吸収材の主要な吸収メカニズムは, パターン導体によって反射された波と, パターンからなる共振器で受信して内部で反射して空間に再放射された反射波との間の空間での干渉減衰効果であることを提案した。
2. パターン吸収体は単層型電磁波吸収体に比べて, 多くの設計因子を有しており, それらの設計効果(寄与度)の差異も認められた。これらの設計因子を用いることで薄型化などの厚さ調整, 高性能化などの吸収性能調整, そして環境に応じた電磁波吸収特性を設計することなど設計変更することが容易であることを実証した。

### 3.5 参考文献

- [1] P. Rafael and P. M. David: "A Frequency-selective Surface Using Aperture-coupled Microstrip Patches," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. 39, pp.1763-1769 (1991)

## 第4章 Frequency Selective Surfaceを利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構

本章では、表面にFrequency Selective Surface (FSS)として機能する周期的に配列されたパターン層、ポリマー層、後面反射板で構成された電磁波吸収体(パターン吸収体)の電磁波吸収メカニズムを調べた。パターン導体は、ポリマー層内に形成される周期性を持つ共振器の共振周波数が吸収される電磁波の周波数に調整されたサイズを有している。単層型電磁波吸収体が吸収する周波数に応じた材料定数や厚さにより電磁波吸収特性が決まるのに対して、パターン吸収体はパターン導体の設計を含み、多くの設計因子を有することから、薄型化、軽量化、低コスト化など実用性に優れる製品になることが期待されている[1-13]。

ここでは電磁波がパターン吸収体に入射した場合の電磁波の電力の流れを時間平均ポインティングベクトル $\vec{S}$ により計算する方法を提案した。そして電磁波がパターン導体に垂直に入射した後に、パターン面に沿って水平方向に流れる電磁エネルギーの流れの存在を明らかにしている。

### 4.1 はじめに

パターン吸収体に用いるFSSは、薄い誘電体フィルムに特定の周波数に共振するパターン導体を多数設けて、入射する電磁波に対して共振アンテナとして電磁波の反射や再放射などに機能するシートである。一般的には電磁波シールドフィルムとして用いられる。このFSS機能を持つパターン層は、電磁波吸収体を薄型化するための重要なインピーダンス設計因子となることが報告されている[7,9]。

しかし、これまで報告されたパターン吸収体において電磁波吸収メカニズムは明確化されていない。最も不明確な点は、前章で述べた電磁波吸収が入射波と反射波の干渉により電磁エネルギーが消失するという考えがエネルギー保存則を無視している点である。特にパターン吸収体の表面に位置するパターン導体から直接反射された電磁波のエネルギーが消失するメカニズムを説明することが困難であった。そこで本章では電磁波のエネルギーの流れを表す時間平均

ポインティングベクトル $\vec{S}$ を用いてFSSパターン層を持つ平板型電磁波吸収体のパターン導体から直接反射された電磁波の電力の流れを求め、そしてそれらを基に吸収されるエネルギーの流れを明らかにすることを試みた[10]。

## 4.2 実験原理および実験方法

### 4.2.1 ポインティングベクトル

電磁波吸収体で発生する電力の流れを評価するために、電磁波吸収体およびその上空の各点における電界 $E$ および磁界 $H$ から時間平均複素ポインティングベクトル $\vec{S}$  [ $J/m^2 \cdot s$ ] (以下、ポインティングベクトル)を次式により計算する。

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}^* = (E_y H_z^* - E_z H_y^*, E_z H_x^* - E_x H_z^*, E_x H_y^* - E_y H_x^*) \equiv (S_x, S_y, S_z) \quad (4.1)$$

ただし、 $E_x, E_y, E_z$ はそれぞれの座標点 $(x, y, z)$ での電界 $E$ の $x, y, z$ 方向成分、 $H_x, H_y, H_z$ はそれぞれの座標点での磁界 $H$ の $x, y, z$ 方向成分である。 $H^*$ は複素共役である。各成分強度は電磁波吸収体の異方性を考慮して、(4.2)式により定義付けられる[10-12]。

$$\begin{aligned} E_x &= |E_x| e^{j(\omega t + \alpha_x)} = E_{xr} + jE_{xi}, \\ H_x &= |H_x| e^{j(\omega t + \beta_x)} = H_{xr} + jH_{xi}, \\ E_y &= |E_y| e^{j(\omega t + \alpha_y)} = E_{yr} + jE_{yi}, \\ H_y &= |H_y| e^{j(\omega t + \beta_y)} = H_{yr} + jH_{yi}, \\ E_z &= |E_z| e^{j(\omega t + \alpha_z)} = E_{zr} + jE_{zi}, \\ H_z &= |H_z| e^{j(\omega t + \beta_z)} = H_{zr} + jH_{zi} \end{aligned} \quad (4.2)$$

ただし、 $j$ は虚数単位、 $\omega$  [rad]は角速度、 $t$  [sec]は時間である。また $E, H$ にそれぞれ異方性を考慮した位相角が与えられ、 $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$ は $E$ の位相角、 $\beta_x, \beta_y, \beta_z$ は $H$ の各点での位相角である。 $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ は複素数であり、それらの実部はそれぞれ $E_{xr}, E_{yr}, E_{zr}, H_{xr}, H_{yr}, H_{zr}$ であり、虚部はそれぞれ $E_{xi}, E_{yi}, E_{zi}, H_{xi}, H_{yi}, H_{zi}$ である。それらを用いて、 $S_x, S_y, S_z$ は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} S_x &= [(E_{yr} + jE_{yi})(H_{zr} - jH_{zi}) - (E_{zr} + jE_{zi})(H_{yr} - jH_{yi})] \equiv S_{xr} + jS_{xi} \\ S_y &= [(E_{zr} + jE_{zi})(H_{xr} - jH_{xi}) - (E_{xr} + jE_{xi})(H_{zr} - jH_{zi})] \equiv S_{yr} + jS_{yi} \\ S_z &= [(E_{xr} + jE_{xi})(H_{yr} - jH_{yi}) - (E_{yr} + jE_{yi})(H_{xr} - jH_{xi})] \equiv S_{zr} + jS_{zi} \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし、 $S_{xr}, S_{yr}, S_{zr}$ は実部、 $S_{xi}, S_{yi}, S_{zi}$ はそれぞれ $S_x, S_y, S_z$ の虚部である。

微分領域  $ds$  を横切って送信される時間平均電力  $dP$  は、以下で表される。

$$dP = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{S}) \cdot d\vec{s} = \text{Re} \left[ \frac{1}{2} (\vec{E} \times \vec{H}^*) \right] \cdot d\vec{s} \quad (4.4)$$

ただし、 $\text{Re}$  は複素数の実部を示し、 $ds$  の微分領域ベクトルである。(4.4)式の通り、これまで虚部はあまり議論されていなかった。各成分の実部および虚部の符号は、定義された直交 x-y-z 座標系の正の方向に対して正であり、負の方向に対しては負となる。

ところで位相角差を使用して、次式によりポインティングベクトルを表すことができる。

$$\begin{aligned} S_x &= \left[ |E_y| |H_z| e^{j(\alpha_y - \beta_z)} - |E_z| |H_y| e^{j(\alpha_z - \beta_y)} \right] \\ S_y &= \left[ |E_z| |H_x| e^{j(\alpha_z - \beta_x)} - |E_x| |H_z| e^{j(\alpha_x - \beta_z)} \right] \\ S_z &= \left[ |E_x| |H_y| e^{j(\alpha_x - \beta_y)} - |E_y| |H_x| e^{j(\alpha_y - \beta_x)} \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

減衰または電力損失は、各成分の絶対値に含まれる。ポインティングベクトルの成分の大きさを比較するために、各成分の実部および虚部の各値をポインティングベクトルの入射波 (z 成分のみ) の絶対値 ( $|S_{zr}|$ ) で除することによって規格化した  $S_{xr0}$ ,  $S_{yr0}$ ,  $S_{zr0}$ ,  $S_{xi0}$ ,  $S_{yi0}$ ,  $S_{zi0}$  を使用した。以後、これらの規格化されたポインティングベクトルが使用されている。

## 4.2.2 シミュレーションと実験方法

本章では2.2節で述べた方法で作製したパターン吸収体を使用する[8]。そして Fig. 4.1に示されるように、ポリマー層(Polymer layer)はそれに積層されるパターン層(Pattern layer)および後面反射板(Back Reflector)の両方の支持体として働く。これまでの研究で、パターン吸収体は誘電体および/または磁性体からなるポリマー層がパターン層および後面反射板と共に、平行電極板共振器を構成し、且つそのポリマー層の材料損失により蓄積された電磁波エネルギーを熱に変換する構成であることが判明している。

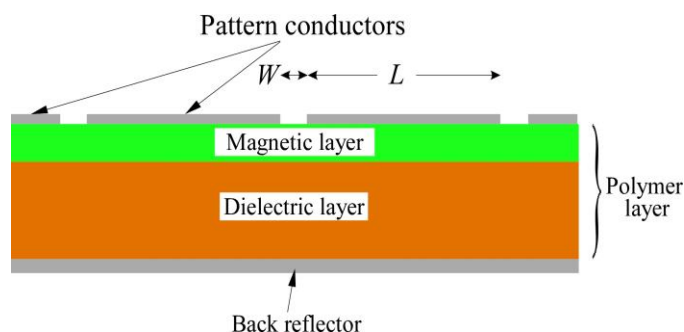


Fig. 4.1 Structure of the pattern absorber.

まずポリマー層として、厚さ0.5 mmの磁性体層を入射側に、厚さ2.0 mmの誘電体層を後面反射板側に配置した二層構成とした。ポリマー層の総厚み $d_{\text{tot}}$ は2.5 mmであり、すなわち、 $d_{\text{tot}}/\lambda_0 < 0.025$  (ここで、 $\lambda_0$ は吸収中心周波数 $f_0$ に対応する波長である。)であり、 $\lambda/4$ 型電磁波吸収体( $d_{\text{tot}}/\lambda_0=0.25$ )に比べても約1/10の薄型構成であった。ポリマー層の各構成の材料定数はTable 4.1に示される、ML\_1(磁性ポリマー層)とDL\_1(誘電性ポリマー層)の2.45 GHzで測定した複素比透磁率 $\mu_r^*$ ( $=\mu_r' - j\mu_r''$ ) (ただし  $j = (-1)^{1/2}$ ,  $\mu_r'$ は $\mu_r^*$ の実部,  $\mu_r''$ は $\mu_r^*$ の虚部)および複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ ( $=\epsilon_r' - j\epsilon_r''$ ) (ただし,  $\epsilon_r'$ は $\epsilon_r^*$ の実部,  $\epsilon_r''$ は $\epsilon_r^*$ の虚部)の値が用いられる。

Table 4.1 Material constant values for each layer at 2.45 GHz.

Layer	Designation	$\mu_r'$	$\mu_r''$	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
Magnetic layer	ML_1	1.37	0.51	13.56	1.25
Dielectric layer	DL_1	1.00	0	3.50	0

電磁波吸収特性のシミュレーションは、Fig. 4.2に示されるように、 $f_0$ およびポリマー層の材料定数から一辺の長さ $L$ が21 mmとなる正方形のパターン導体を用いたパターン吸収体に対して行った。実施した電磁波吸収特性のシミュレーション結果が実際の測定値とよく一致することは確認している[8]。Fig. 4.2に示される $W$ は、隣接するパターン導体の端部 (以下、パターンエッジ)の間隔(以下、パターン間隔)である。そしてFig. 4.2の破線で囲まれた領域が、シミュレーションでの解析単位となるUnit cellを表している。



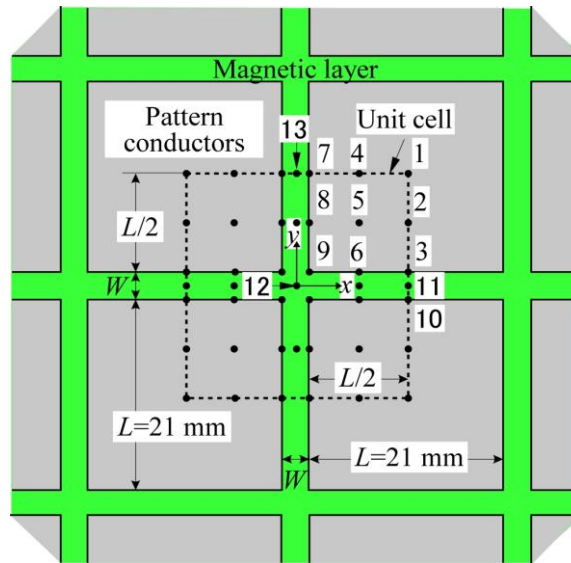


Fig. 4.2 Pattern shape, unit cell, and analysis points in the pattern absorbers.

パターン吸収体はUnit cellの周期的な配列にて構成されるため、シミュレーションではFig. 2.1に示す周期構造(解析単位)の周期的境界条件(Periodic boundary condition)とした。電磁界分布[13]を決定する際に、直交x-y-z座標系は、Fig. 2.1およびFig. 4.2に示されるように定義されている。Unit cellに垂角に入射する平面波(電界強度および磁界強度が均一となる遠方界電磁波)を発生させるために、パターン吸収体の表面からz軸方向に100~300 mm離れた位置に電磁波励振源であるポート(port : 給電点)を設置した(Fig. 2.1)。Fig. 4.2のUnit cellと共に示される黒点は、パターン吸収体の解析点とされた座標点(x, y, z)であり、xとyの各座標はFig. 4.2の通り固定され、そしてFig. 2.1に示すように、 $z = -2.5 \sim 300$  mmの範囲でz座標の解析点を設けている。その範囲内で $z = -2.5$  mm~0 mmは、パターン層からその下部のポリマー層を含めて後面反射板までの距離に対応し、パターン吸収体内部を意味する。そして $z = 0$  mm位置はパターン導体またはポリマー層の上端位置である。 $z = 0$  mm~300 mmの範囲は、パターン層から上空部分に対応する。反射特性は、2.3節に示した通り、伝送路行列(TLM)法を用いて評価した。本研究では電磁波の垂直入射の場合を取り扱っている[13-17]。

## 4.3 実験結果および考察

### 4.3.1 ポインティングベクトルによる解析の妥当性

まずポインティングベクトル $\vec{S}$ による解析の妥当性を評価するために、パターン層構成の代わりに均質面を電磁波照射の被照射面( $z = 0$  mm面)としてUnit cellを構成した。均質面としては、 $W = 0$  mmでの抵抗値が $0 \Omega$ である完全反射面(Perfect reflecting surface)と、抵抗値が $377 \Omega$ である完全吸収面(Fully absorbing surface)を用いて、各々への照射結果を比較した。Fig. 4.3は完全反射面への照射結果であり、 $z$ 軸方向の上空 $0 \sim 300$  mmの $5$  mm間隔での規格化ポインティングベクトルの(a)実部 (b)虚部および(c)位相角差 $\alpha_y - \beta_x$ が示されている。ここで $z = 0$  mmのUnit cell位置が被照射面であり、完全反射面である。本解析は電磁波が入射して入射と反射が繰り返された後に達した定常状態での結果を示している。

完全反射面への照射では、Fig. 4.3(a)(b)に示すように、ポインティングベクトルの $x, y$ 成分の実部と虚部はともに $0$ となり、空中の $S_{z0}$ は $z$ 軸方向ではUnit cellからの距離に依存することなく、 $0$ であった。入射波ポインティングベクトルと反射波ポインティングベクトルのポインティングベクトル同士は絶対値が同じで、符号が逆となることから相殺される関係にあるため、実質的にUnit cell内部には電力が全く入力されていないことを示している。対照的に $S_{z0}$ は $0$ でなく、入射波の空間波長の半分の波長で、且つ入射波の強度の $2$ 倍の振幅を有する定常波としての振動を示した。(Fig. 4.3(b)) これは例えば電界の定在波の挙動に似ており、ポインティングベクトルの虚部は、ポインティングベクトル同士が干渉していることを、つまり電磁波の持つ波動性に起因する挙動を表している。そして $S_{z0}$ は実際の流動を伴わない無効電力を示し、空間全体としての平均値は $0$ であった。

Fig. 4.3(c) に示すように、(4.5)式の $S_z$ に対応する位相角差 $\alpha_y - \beta_x$ のみが、距離に依存せず一定値となった。そして完全反射面への照射の場合には、 $\alpha_y - \beta_x$ は $\pi/2$  radとなった。これは完全反射の場合の電界と磁界の定在波挙動から導かれる位相角の差に対応している。 $\alpha_y - \beta_x$ 以外の各位相角の差は、それぞれの電界と磁界の値が極端に小さいために位相角の差として計算すると不確実性が大きくなり、結果として大きく変動した。

またFig. 4.3(a)(b)にある $S_{xr0}, S_{xi0}, S_{yr0}, S_{yi0}$ は全て $0$ であり、 $z$ 軸方向以外の方向には何も流れが生じていないことを示している。

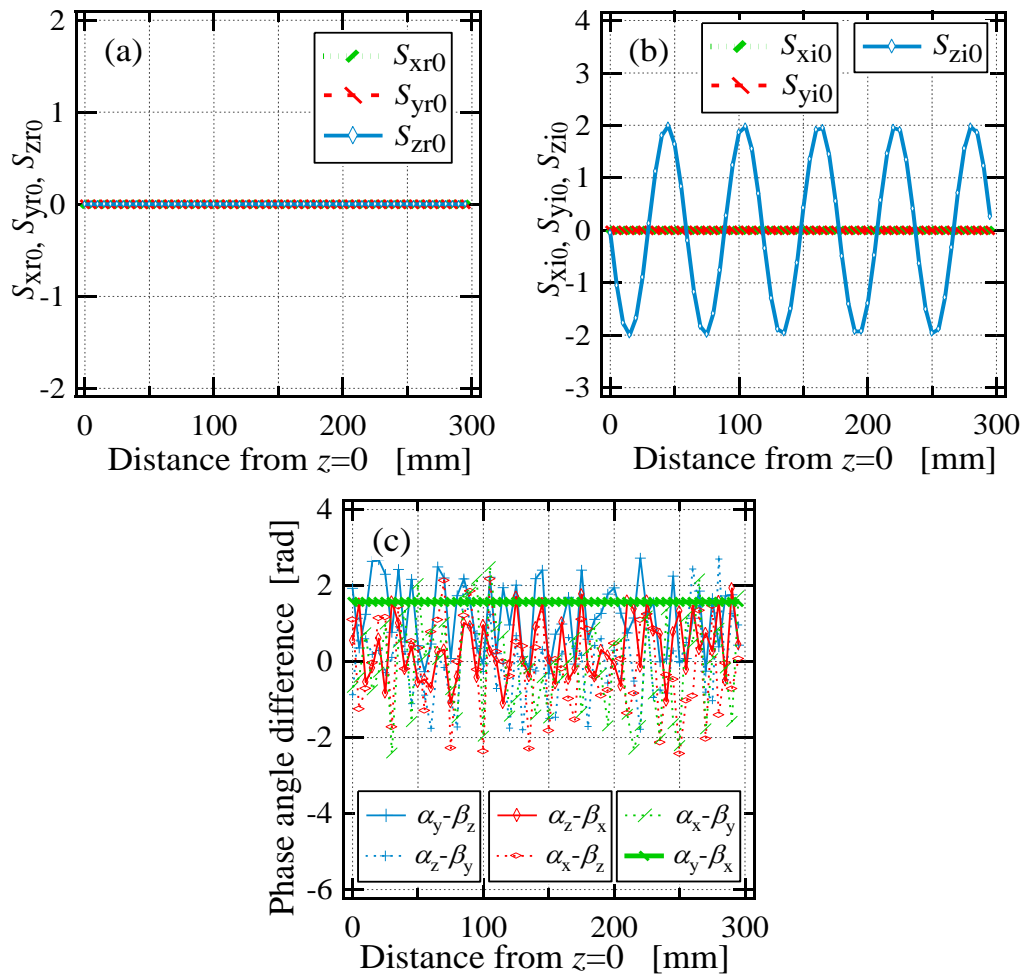


Fig. 4.3 Normalized Poynting vectors and phase angle differences for a perfect reflecting surface. (a) Real parts of normalized Poynting vector, (b) imaginary parts of normalized Poynting vector, (c) phase angle differences, e.g.  $\alpha_y - \beta_x$ .

一方, Fig. 4.4(a)(b)に示すように完全吸収面( $z = 0$  mmの被照射面に設定)に入射した場合は,  $S_{zi0}$ は距離に依存せず  $-1$  ( $S_{zi0} = 0$ )であり, 入射波のみが示されていて反射波は示されていない。他の成分は0であるので,  $z$ 軸方向以外の方向には何らの電力の流れも生じなかった。Fig. 4.4(c) に示すように, 位相角差も入射波のみに相当して, 入射平面波の挙動である $\alpha_y - \beta_x = 0$ が示された。

以上より, ポインティングベクトルは被照射面の差に対応した挙動を近傍から遠方まで示していることがわかった。そしてポインティングベクトルを用いて,  $x$ - $y$ - $z$ 座標系に応じた異方性, さらに実部と虚部の両方を議論することにより, 電力の流れやそこから生じる波動性挙動を正確に把握できることを確認した。

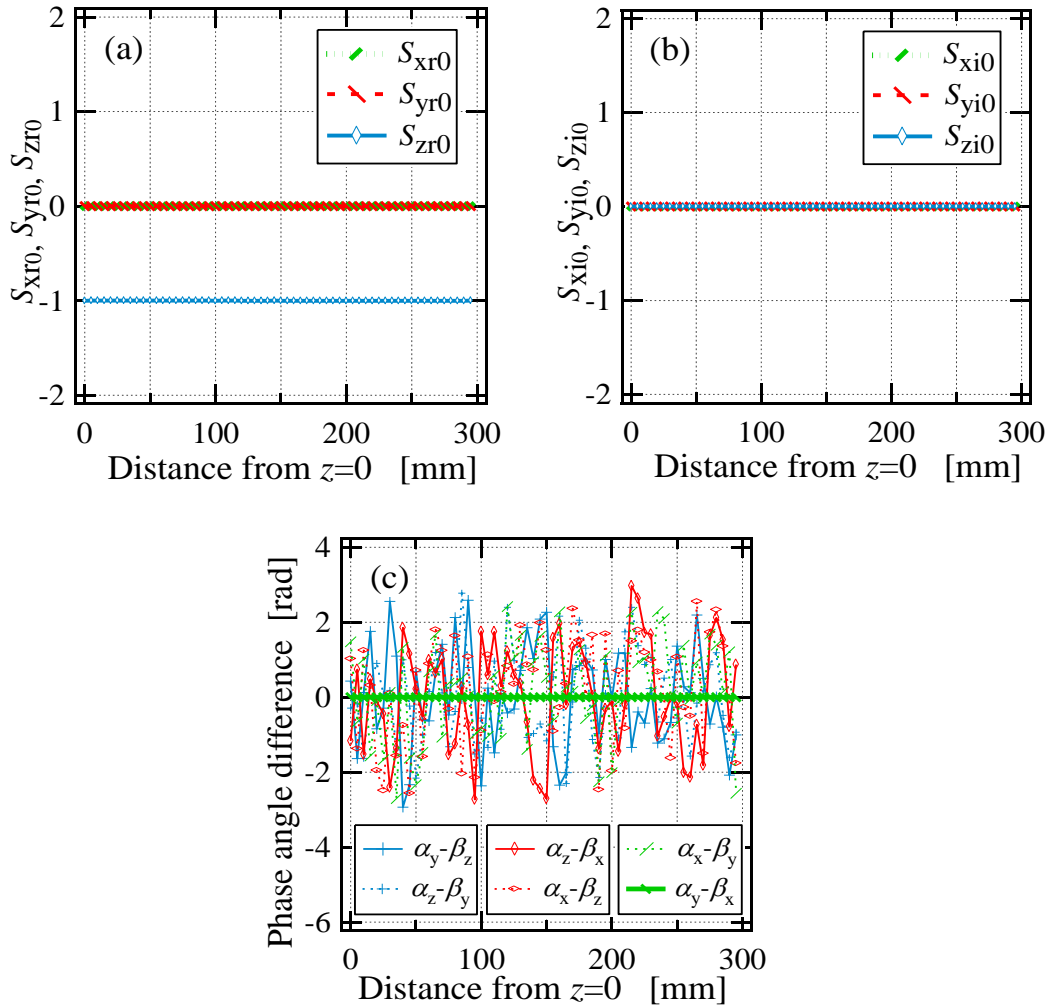


Fig. 4.4 Normalized Poynting vectors and phase angle differences for a fully absorbing surface. (a) Real parts of normalized Poynting vector, (b) imaginary parts of normalized Poynting vector, (c) phase angle differences, e.g.  $\alpha_y - \beta_x$ .

### 4.3.2 パターン吸収体の吸収特性とポインティングベクトル

電磁波吸収特性は、Fig. 4.2に示す正方形パターン形状を用いたパターン吸収体を解析して求めた。2.3節で示した通り、 $377 \Omega$ で規格化された入力インピーダンスである $z_s$ の値は、ポート位置の電磁界強度から推定された。これらの電磁波吸収特性はTable 4.2に示している。Table 4.2には、 $z_s$ の実部 $z_{sr}$ 、同じく $z_s$ の虚部 $z_{si}$ 、 $-20$  dB吸収周波数帯域幅としての $\Delta f/f_0$ 、リターンロス $R_L$ を示している。 $P$ はUnit cellの総面積に対するパターン導体の占有面積比である。各 $W$ に応じた $R_L$ の周波数依存性はFig. 4.5に示され、 $z_{sr}$ と $z_{si}$ の周波数別の挙動はFig. 4.6に示されている。 $z_{sr}$ の値は $z_{si}$ が $f_0$ でほぼゼロになるときに最大値に達しており、この周波数挙動は

典型的な並列共振器と同様である。整合状態(完全無反射条件)である $z_s = 1 + j0$ のとき、 $R_L$ 値のマイナス値が最も大きくなり、つまり電磁波吸収としては最大となった。 $W$ が減少すると $f_0$ は低下する傾向があった。Table 4.2にあるように、 $W$ をさらに減少させると、パターン寸法から定義される共振周波数を超えて、より低い周波数に吸収周波数が向かう傾向があった。そしてFig. 4.6に示すように、 $P$ が増加するに応じて $z_{sr}$ は増加して、最大値を示した後に減少する挙動を示した。このパターン吸収体では、 $z_s$ が $W = 3$  mmおよび $W = 8$  mmで、それぞれの $f_0$ に於いて $1 + j0$ に近似した。

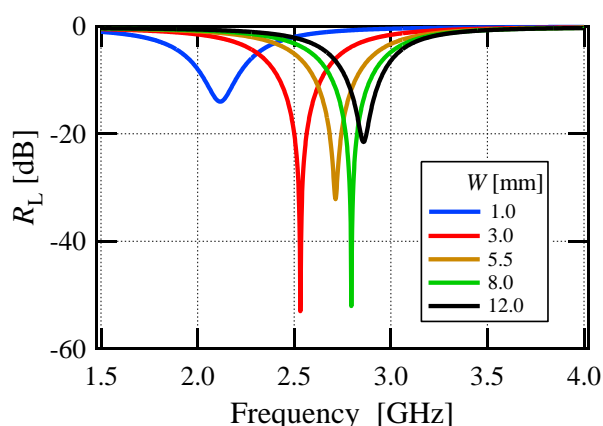


Fig. 4.5 Frequency dependence of  $R_L$  for pattern absorbers.

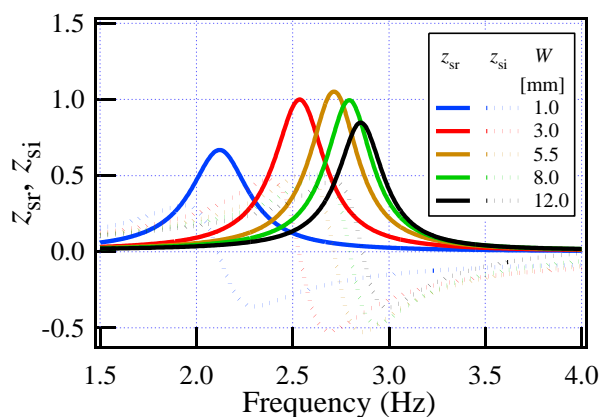


Fig. 4.6 Frequency dependencies of  $z_{sr}$  and  $z_{si}$  for pattern absorbers.

$W = 1, 3, 8, 12$  mmの各場合に於ける規格化されたポインティングベクトルを、Unit cellの固定点(Fig. 4.2に示すposition\_1)にて、Fig. 2.2に示すように $z$ 軸正方向(自由空間側)に $z = 0 \sim 300$  mmの間で5 mmごとに解析点を設けて計算した(Fig. 4.7(a)~(h))。パターン導体に電磁波が直接入射すると、導体の表面では電界強度

は0になるため $z = 0$  mmでは $S_{zr0} = 0$ となるものの、 $z$ 軸を0 mmから離れて $z \approx +25$  mm以上の上空の位置では、どの $W$ の場合であっても $S_{zr0}$ は0ではなくなり、ほぼ一定の値になっていた。この値はFig. 4.7(b)(c)に示す通り、 $W = 3$  mmおよび8 mmの場合には $S_{zr0}$ が略-1であり、且つ $S_{zi0}$ もほぼ0となることから、前述の通り整合状態(完全無反射状態)であることを確認した。

Table 4.2 Pattern parameters and absorbing characteristics for pattern absorbers.

Pattern interval $W$ [mm]	1.0	3.0	5.5	8.0	12.0
Pattern area ratio $P$	0.911	0.766	0.628	0.524	0.405
$f_0$ [GHz]	2.12	2.53	2.71	2.80	2.86
$R_L$ [dB]	-14.02	-53.02	-32.17	-52.06	-21.53
$\Gamma_{dr}$	-0.199	-0.000	0.025	-0.003	-0.084
$\Gamma_{di}$	-0.011	0.002	-0.001	0.015	0.005
$z_{sr}$	0.67	1.00	1.05	1.00	0.85
$z_{si}$	-0.02	0.00	-0.00	0.00	0.01
-20 dB bandwidth ( $\Delta f/f_0$ )	0	0.027	0.024	0.023	0.013
$d_{tot}/\lambda_0$	0.018	0.021	0.023	0.023	0.024

それに対して、完全無反射条件ではない $W = 1$  mmと $W = 12$  mmの場合(Fig. 4.7(a)および(d))は、上空側 $z > 25$  mmに於いて $S_{zr0}$ が-1に到達することはなく、且つ $S_{zi0}$ は振動挙動を示していた。そして $S_{zi0}$ の振幅強度は整合状態に反比例しており、 $R_L$ と相関関係があった。Fig. 4.7(i) は、 $W$ の各値におけるposition\_1およびその上空位置での電磁波の位相角差 $\alpha_y - \beta_x$ を示す。 $\alpha_y - \beta_x$ の振幅強度も整合状態に応じた振動挙動を示した。整合状態に達した場合、 $\alpha_y - \beta_x$ は $z$ 軸上のどの位置にかかわらず、 $\alpha_y - \beta_x = 0$ となった。 $W = 1$ mm(すなわち $P = 0.911$ )として導体占有面積比 $P$ を大きくすると、 $P$ としては完全反射状態( $P = 1$ )に近付いた場合であるが、 $\alpha_y - \beta_x$ はむしろ顕著な振動挙動を示した。これはFig. 4.3(完全反射の場合)に示された結果と大きく異なっていた。 $W$ はたとえ小さくても、そして完全整合でなくても、パターンエッジおよびパターン間隔を介する電力の流れは活発に生じていることが示唆された。

次に、Fig. 4.7(b)に示す整合状態である $W = 3$  mmの条件での規格化ポインティングベクトルをFig. 4.2に示すx-y平面上の各position(黒点箇所)およびそれらの上空で計算した。Fig. 4.8に計算結果として実部の一部を示す。まずy軸に平行な電界成分を持つ平面波がパターン導体に入射した場合、正方形パターン導体のy軸に平行となるパターンエッジ(辺長部)が共振部位となった。そしてパターンコー

ナー(position\_9)付近を除き、全てのpositionに於いて $S_{xr0}$ はほぼ0であった。またx-y平面のどの地点であっても、そしてパターン導体の有無にかかわらず、すべてのpositionでの $S_{zr0}$ は、空間の $z \geq \sim 15$  mm上空で-1(整合状態)に達していた。さらにFig. 4.8に示すように、 $z = 0$  mm面のx軸に平行なパターンエッジを除いて、パターン導体上( $z = 0$  mm面)では $S_{zr0}$ は0であった。しかし、 $S_{xr0}$ および $S_{zr0}$ に対して $S_{yr0}$ は、position\_1(導体の中心)からx軸に平行なパターンエッジ(それぞれ

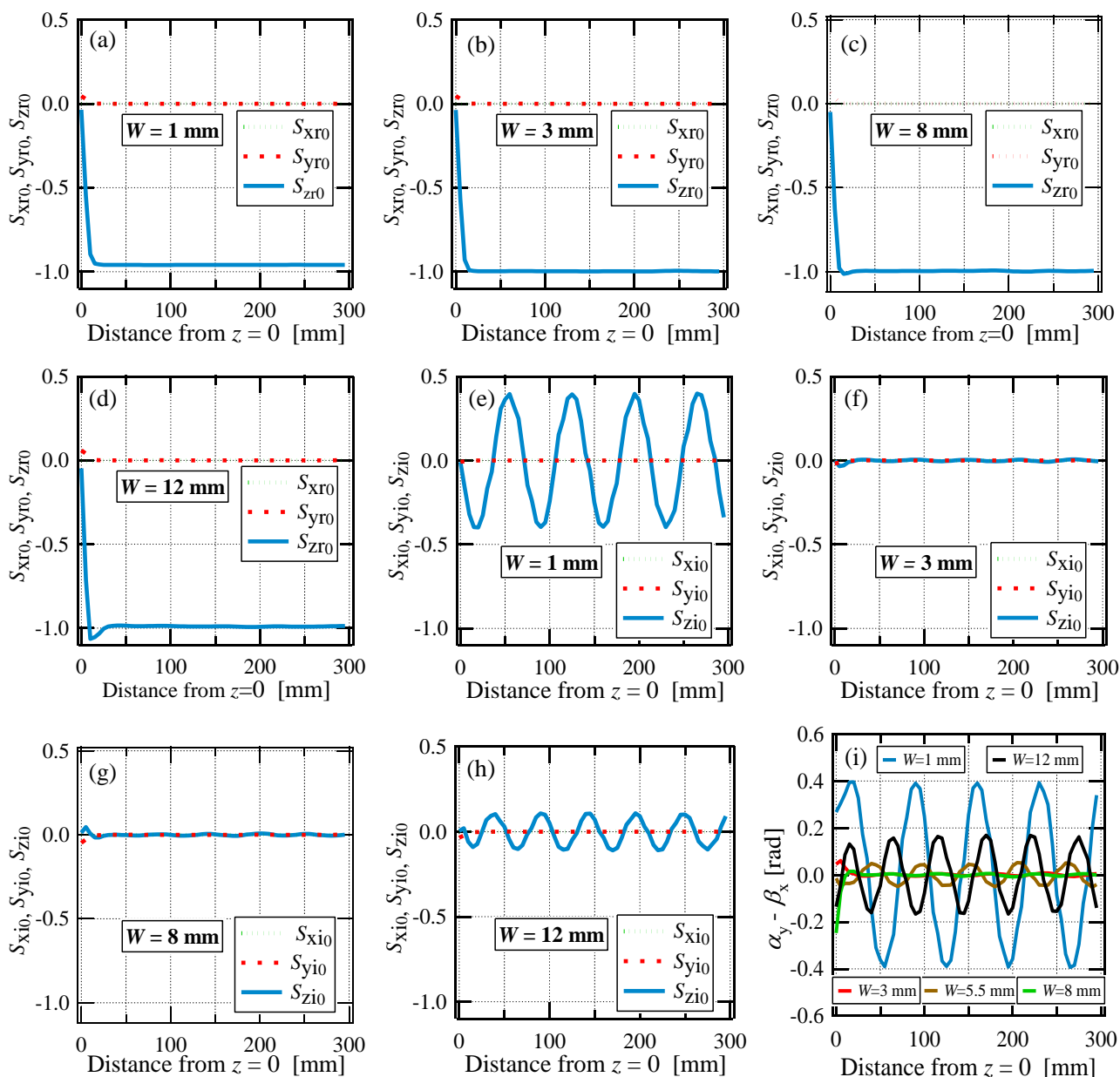


Fig. 4.7 Normalized Poynting vectors and phase angle difference  $\alpha_y - \beta_x$  for  $W = 1-12$  mm in position 1 on the surface of the absorber and in the sky: (a)–(d) real parts, (e)–(h) imaginary parts, (i)  $\alpha_y - \beta_x$ .

position\_3または6)へ水平方向に向かう電力の流れが見られた( $0 \leq z \leq 15$  mm)。 $S_{yr0}$ の電力の流れは、x軸に平行なパターンエッジに近づくほどその電力を増大し、Fig. 4.8に示すようにパターンエッジで最大となる挙動を示した。

これに対して $S_{yr0}$ は、position\_1または2からy軸に平行なパターンエッジ(それぞれposition\_7または8)に向かつては水平方向にほぼ一定であった。x軸方向に平行に位置するパターン導体部分ではエッジに関係なく同じ挙動であるため、この方向での電力の流れは確認できなかった。

そして $z = 0$  mm面のposition\_3, 6, 9の $S_{yr0}$ は、Fig. 4.8(b)(e)および(h)に示されるように、入射波強度( $S_{xr}$ )に比べて約6~10倍もの大きさになっていた。またFig. 4.8(b)および(i)に示すように、position\_3とパターン間隔を挟んで反対側に位置するposition\_10では、position\_3とは反対向きの $S_{yr0}$ が生じていた。そしてposition\_3とposition\_6では、対向するパターン導体からの水平方向の二つの実の電力の流れ $S_{yr0}$ と、垂直下方向に向いた実の電力の流れ $S_{zr0}$ とがパターン間隔で合流し、全体として下方向の流れになりパターン間のポリマー層に流れ込んでいた。Fig. 4.8(j)(k)に示すように、x軸に平行なパターン間隔の中心に位置するposition\_11, 12の $z = 0$  mm面での $S_{xr0}$ はほぼ0であった。したがって、水平方向の電力の向きはパターン導体上のほぼy軸に平行な向きのみであった。position\_11と12の両方の $S_{yr0}$ はゼロではなく、符号は正であった。しかし、一次微分係数 $dS_{yr0}/dy$ からは両方の位置では実の電力の流れは不連続となっており、電力としては、Fig. 4.11(a)に示されるように、x軸に平行なパターン間隔の中心線から互いに対向するパターン導体のパターンエッジまでの流れが存在することが認められた。この場合、position\_11および12の両方の $S_{zr0}$ の符号は負であり、全体として大きな電力は後面反射板に向かつて流れていた。したがって電力の大部分は、パターン導体のパターンエッジから共振パターン導体と後面反射板の間のポリマー層に流れ込む動きであることが認められた。このことからx軸に平行なパターン導体間の間隔部分(パターン間隔)は、ポインティングベクトルの入力および出力に重要な役割を果たしていることが明らかとなった。

ここでFig. 4.7(a)に示す $W = 1$  mmの不整合条件で、Fig. 4.2に示すすべての黒点箇所およびそれらの上空で規格化ポインティングベクトルを算出し、それらの実部と虚部の一部をFig. 4.9に示した。 $W = 1$  mmのパターン吸収体に電磁波を照射すると、 $W = 3$  mmの整合条件の場合と同様に水平方向に電力の伝搬が起きるが、不整合による反射波が顕著になっていた。この時、すべてのpositionでの実の電力 $S_{zr0}$ は空間での高さ $z \geq \sim 25$  mmで一定値に収斂したが、 $S_{zi0}$ は0ではなく、完全反射の場合(Fig. 4.3)と同じく空間波長の1/2の波長で振動していた。それらの振動の振幅はすべてのpositionでほぼ同じであった。Fig. 4.7(e)に示す $S_{zi0}$ の振幅と完全反射の振幅の比は約0.201であり、 $20\log_{10}(0.201)$ の値は約-14 dB



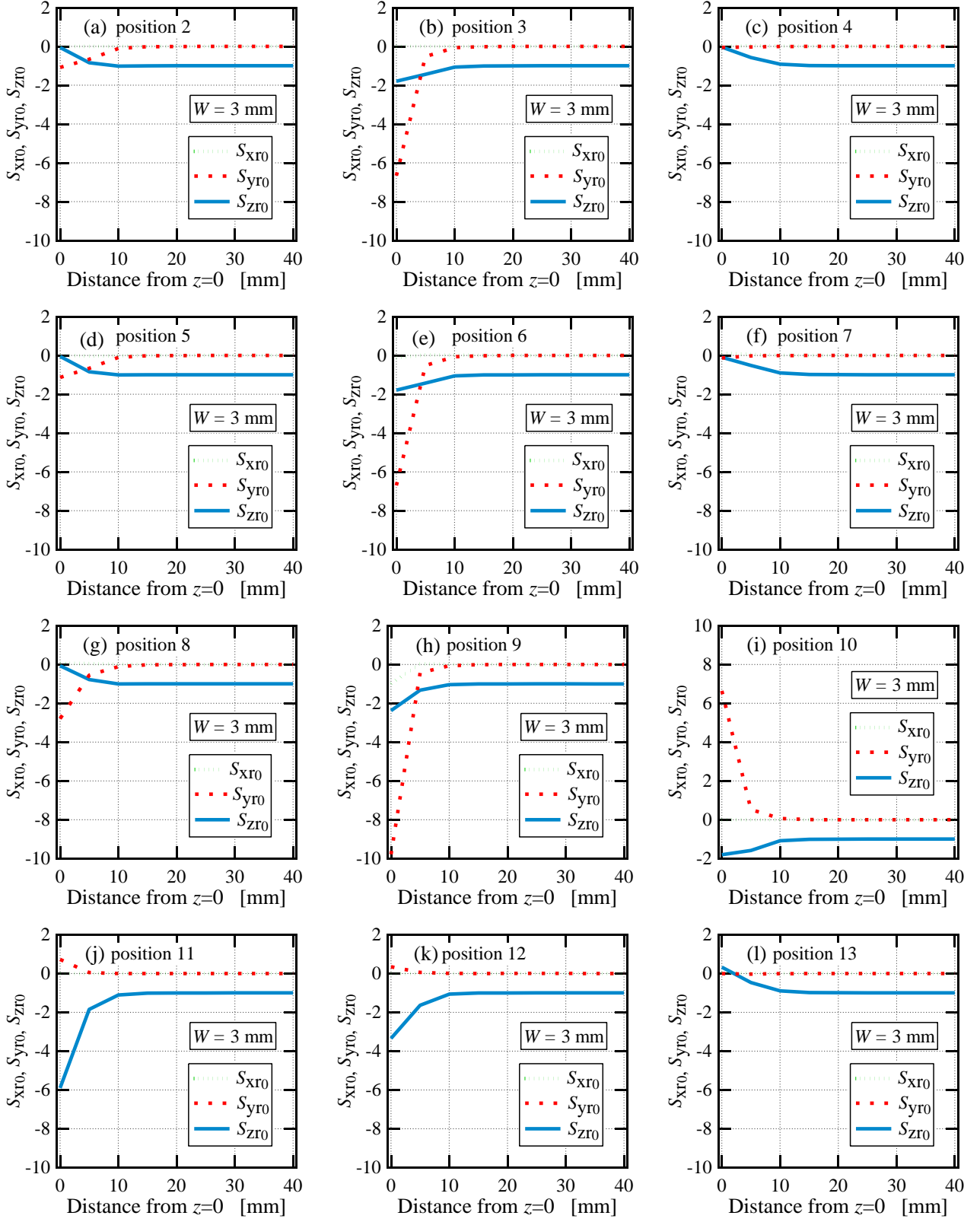


Fig. 4.8 Real parts of normalized Poynting vectors for  $W = 3$  mm in the positions (a) 2, (b) 3, (c) 4, (d) 5, (e) 6, (f) 7, (g) 8, (h) 9, (i) 10, (j) 11, (k) 12, and (l) 13 on the surface of the absorber and in the sky.

であった。この値は Table 4.2 に示す  $W = 1 \text{ mm}$  のリターンロス  $R_L$  値である 14.02 dB とよく一致している。この傾向は他の  $W$  値の場合についても同様であった。したがって  $S_{z10}$  は、電界や磁界の定在波挙動と同じ情報を有しており、その結果として  $S_{z0}$  だけでなく  $S_{z10}$  からリターンロス  $R_L$  が計算できることが判明した。(干渉はエネルギー論と別だが、論ずることができることもある…) また Fig. 4.8(b), (k) および Fig. 4.9(b) に示すように、パターン間隔の入口からポリマー層に

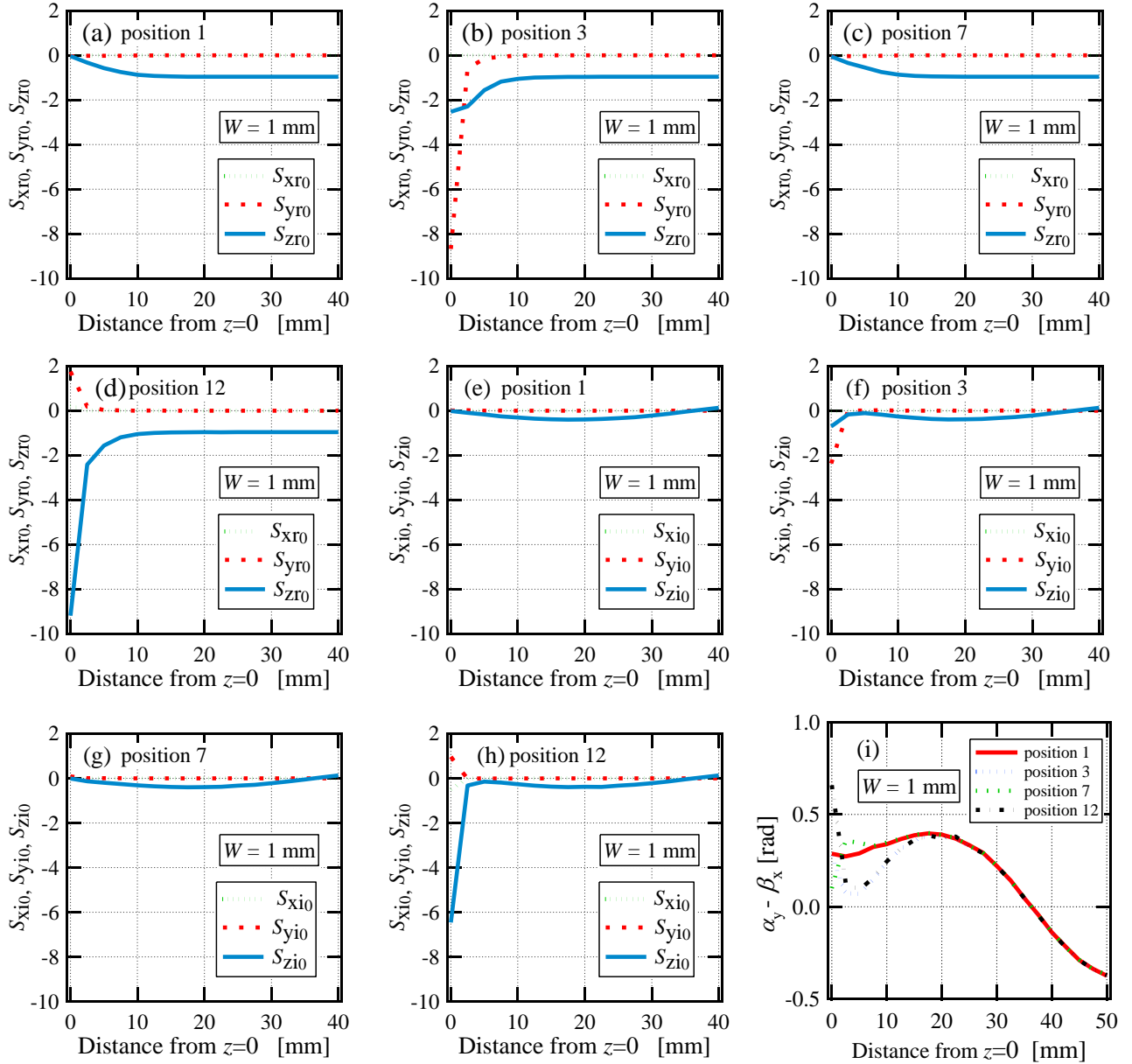


Fig. 4.9 Real parts of normalized Poynting vectors for  $W = 1 \text{ mm}$  in the positions (a) 1, (b) 3, (c) 7, (d) 12, and imaginary parts of normalized Poynting vectors in the positions (e) 1, (f) 3, (g) 7, (h) 12 and (i) phase angle difference  $\alpha_y - \beta_x$  for each position on the surface of the absorber and in the sky.

向かって下部に流れる  $W = 1 \text{ mm}$  の実の電力  $S_{zr0}$  は、(d)のパターン間隔が  $W = 3 \text{ mm}$  よりも狭いにも拘らず、 $W = 3 \text{ mm}$  の場合よりも大きくなっていた。

特に、パターン間隔  $W$  の異なるパターン吸収体の近傍での電磁波反射挙動は、position(黒点箇所)により異なるものの、どのpositionの反射においても実の電力  $S_{zr0}$  は  $z > \sim 25 \text{ mm}$  の空中では均質化が起きていることが注目される。反射波に含まれるエバネッセントモードは  $z < \sim 25 \text{ mm}$  の間に空中で減衰し、全体均質となる反射挙動が残ることが示唆されている。

ポインティングベクトルの実部  $S_{xr0}$ ,  $S_{yr0}$ ,  $S_{zr0}$  は実(真)の電力の流れを表す。そして電磁波吸収体は、この実の電力の動き(分布)で表されるエネルギーを熱に変換する媒質である。一方、ポインティングベクトルの虚部  $S_{xi0}$ ,  $S_{yi0}$ ,  $S_{zi0}$  は虚である無効電力を表すことから、これらが熱に変換されることはない。しかし、実部と虚部は表裏一体の関係にあって互いに密接に関連していて、それらから得られる情報を補完している。例えば実の電力が0であっても、照射される電磁波がそもそもないためか、それとも完全反射によりポインティングベクトルが相殺されている状態であるかがわからない。この場合は虚の挙動を確認することで、初めてどちらの現象かを判定することができる。干渉による電磁波の強化や減衰は、この虚部が表す波動性に起因する現象に関係していると考えられる。電磁波吸収メカニズムとして干渉を用いて説明することは、電磁波吸収というエネルギーの収支を表す目的に対しては単独で十分に物理的であるとは言えないが、定量的な議論を含めて電磁波吸収体の吸収の現象や特性を議論するのに簡便且つ有効な方法であるといえる。

### 4.3.3 パターン吸収体の内部ポインティングベクトル

Fig. 4.10は、 $W = 3 \text{ mm}$  と  $W = 1 \text{ mm}$  の場合の、Fig. 4.2に示す各position(黒点箇所)におけるパターン吸収体近傍の外部およびパターン吸収体内部に対する解析結果である。それぞれの規格化ポインティングベクトルの実部と虚部の挙動を示している。 $W = 3 \text{ mm}$  の場合、Fig. 4.10(a)および(e)に示すように、position\_1のパターン吸収体の内部および外部で実部および虚部がほぼゼロになった。そして実の電力 ( $\vec{S}$  の実部) は主にパターン導体層の近傍ではy軸方向に平行な流れに変換された。Fig. 4.10(b)と(c)に示すように、position\_2とposition\_3 (パターンエッジ) の上空側ではy軸の負方向に、そしてパターン吸収体内部ではy軸の正方向への流れが存在した。これらの結果から、実の電力は空間から共振するパターン間隔に集まり、そこを通過して内部の共振器構成に流れ込むことが明らかになった。

無効電力( $\vec{S}$  の虚部)も、主にパターン導体層の近傍でy軸方向に平行に流れて

いた。Fig. 4.10(f)及び(g)に示すように、共振器構成(パターン吸収体の内部)に水平方向に実の電力が流入し、その付近に非常に大きな無効電力が発生していた。この大きさは、Fig. 4.10(f)に示すように、position\_2のポリマー層内部が最大であった。これはパターン吸収体が、共振パターン導体、後面反射板、および損失機能を有するポリマー層から成る共振器構成の周期的連続配置として構成されるため、上下平行板導体と、パターン吸収体内のパターン導体中央部の下部に生じる電気壁、そしてパターンエッジ下部に形成される不完全な磁気壁などで囲まれた領域にてポインティングベクトルが多重反射する構成となっていることから、反射による干渉により無効電力が多量に蓄積されることを示している。また同時にposition\_2のポリマー層内部の実も高い値を示していることで、この電力の蓄積が裏付けられた。このことはFig. 4.10(l)に示すように、ポリマー層では位相角差 $\alpha_y - \beta_x$ が $\pi/2$  radに近いたため、z方向の無効電力はポリマー層内部で反射が繰り返されて干渉が大きくなっていると推察された。この水平方向に薄く配列する共振器構成での高い電力の貯蔵能力が、薄型であるものの高性能電磁波吸収体であるパターン吸収体の本質を表している。そして同時に電磁波吸収がパターン導体の共振現象に強く依存するため、電磁波吸収帯域幅などの電磁波吸収特性がパターン導体のアンテナとしての共振帯域幅に支配される関係であることも説明できる。

$W = 1$  mmの完全整合でない条件についても同様の傾向が見られた。それでは、 $W = 1$  mmと $W = 3$  mmのそれぞれの電磁波吸収特性の違いの原因は何であるかの疑問が生じる。Fig. 4.10(f)および(j)は、それぞれ $W = 3$  mmと $W = 1$  mmにおけるposition\_2での無効電力の挙動を示している。 $W = 3$  mmの場合の $S_{y10}$ の大きさは $W = 1$  mmの場合の約2倍である。これはパターン間隔を通して約2倍の実の電力が共振器構成内に流れた結果であり、 $W = 1$  mmと比較して $W = 3$  mmではパターン間隔の面積が大きいことから、共振器構成に約2倍の電力が蓄積されることになる。すると $W = 1$  mmと比較して、 $W = 3$  mmでは約2倍の入射ポインティングベクトルが取り込まれることになる。しかし、 $W = 1$  mmのパターン間隔からポリマー層に入り込む $S_{z0}$ は、前述の通り、 $W = 3$  mmの場合よりもむしろ大きくなっていた。ポリマー層に入ったとしても、そのまま下方の後面反射板にて反射する場合もある。 $W = 1$  mmの場合は、後面反射板での反射がそのまま反射波を構成することになる。つまりポリマー層に入ったポインティングベクトルの中で、共振器構成の共振特性に応じてポリマー層を $S_{y0}$ および $S_{y10}$ がさらに水平方向に向きを変えて、上下導体板での反射も含めて空間での方向と逆向きに進むことになったそれぞれのポインティングベクトルの量によって共振器構成内に蓄積・吸収されるポインティングベクトルの差が決まってくる。以上のように電磁波吸収は、ポインティングベクトルの実部で示される電力の流れ、蓄積、消費、

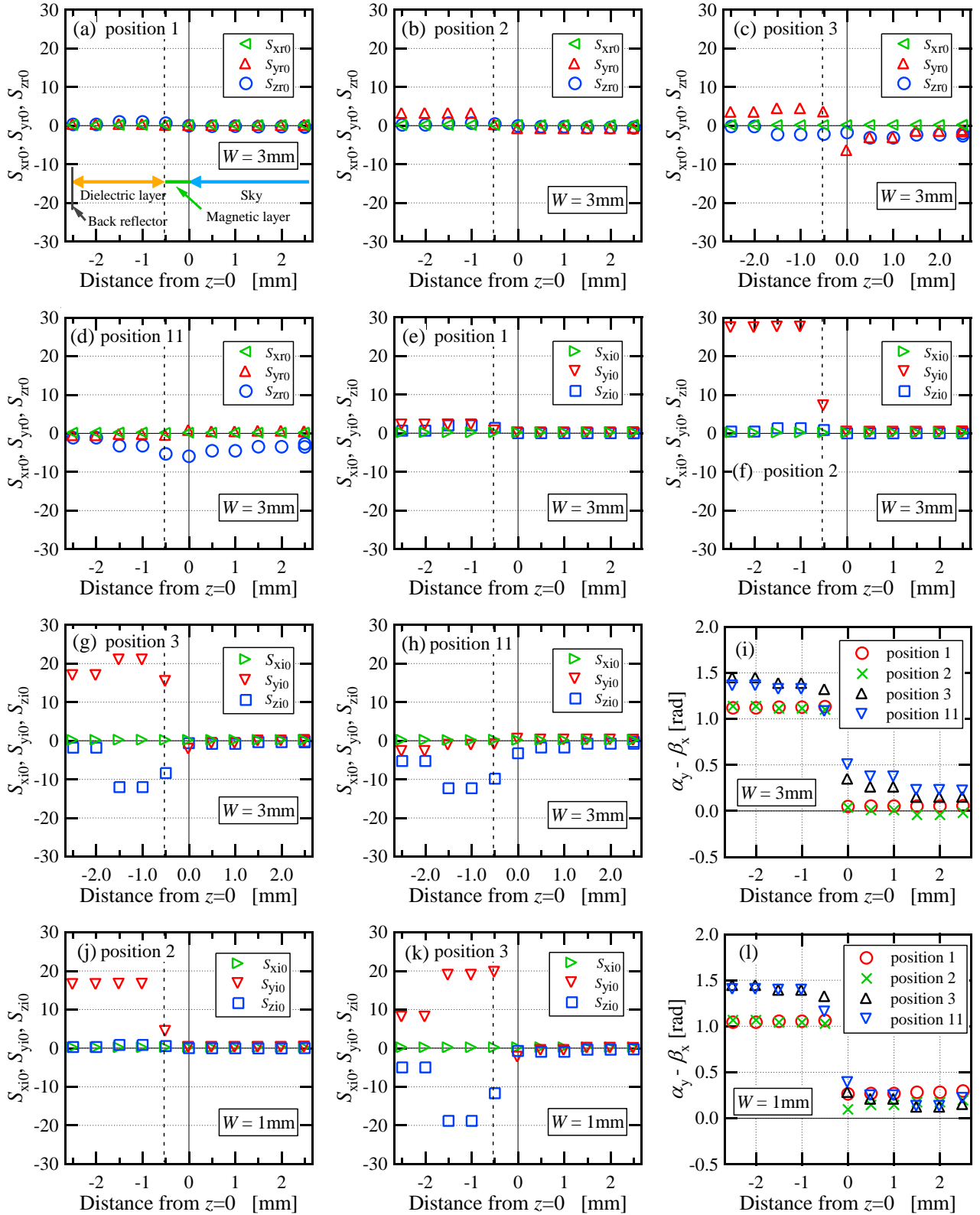


Fig. 4.10 Normalized Poynting vectors for  $W = 3$  mm in the positions (a), (e) 1, (b), (f) 2, (c), (g) 3 and, (d), (h) 11, and for  $W = 1$  mm in the positions (j) 1, (k) 3, and phase angle difference  $\alpha_y - \beta_x$  in each position for (i)  $W = 3$  mm and for (l)  $W = 1$  mm around the boundary between polymer layer and sky. (a), (b), (c), (d) real parts, (e), (f), (g), (h), (j), (k) imaginary parts.

そして同虚部で示される波動的挙動から説明することができる。つまり  $W$  の大きさ、パターン形状、ポリマー層の材料、およびパターン吸収体内部では隣接する共振器構成からのポインティングベクトルの干渉への影響を受けることで各々の条件での整合状態が生じている。

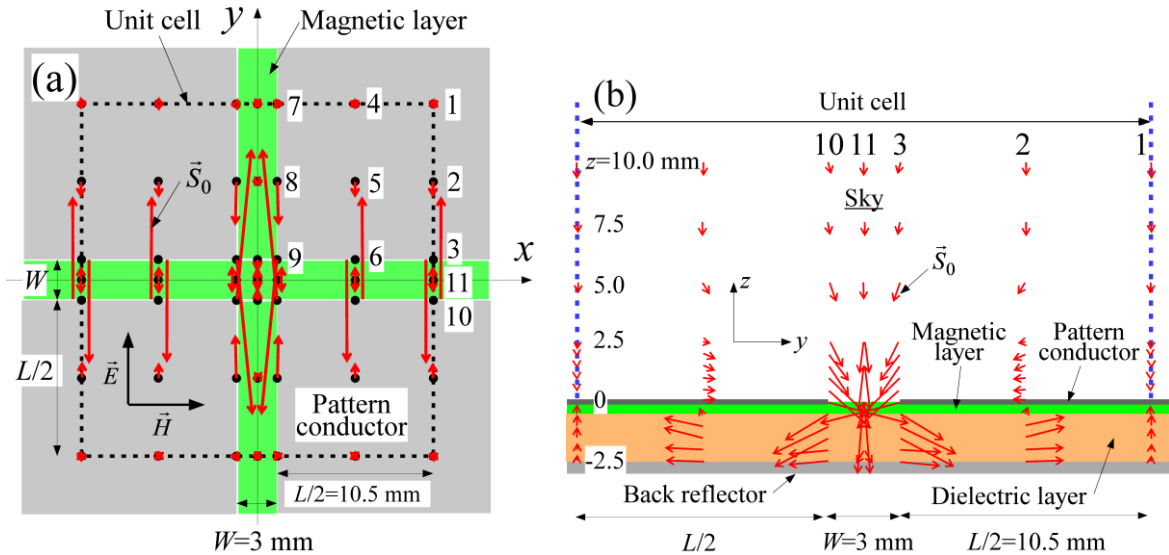


Fig. 4.11 Schematic drawing of normalized Poynting vectors  $\vec{s}_0$  for  $W = 3$  mm in unit cell on the  $x$ - $y$  plane at  $z = 0$  mm and on the  $y$ - $z$  plane between  $z = -2.5$  and  $10.0$  mm at positions of 1, 2, 3, 11, 10 shown in Fig. 2(a) and the related positions.

上記のことを視覚的に説明するために、実の電力の流れをFig. 4.11の模式図に示す。 $W = 3$  mmの各positionにおける $z = 0$  mmの $x$ - $y$ 平面上での実の電力の流れをFig. 4.11(a)に示す。position\_1, 2, 3, 10および11を含む、 $x = 12$  mmでの $z = -2.5$  mmから $+10$  mmの高さ範囲における $y$ - $z$ 平面上の電力の流れがFig. 4.11(b)に示される。パターン導体に垂直に入射した電磁波の実の電力の流れは、パターン導体面に沿ってパターン間隔に向かう水平方向に流れを変えて、さらにパターン間隔領域では、各パターンエッジを半周するように空間部とは逆方向に向きを変え、大部分のポインティングベクトルが不完全な磁気壁を通して共振器構成内に流れ込み、そこでの干渉による分布にて蓄積されることが明らかになっている。

$x$ - $y$ - $z$ 方向の異方性を考慮したポインティングベクトルを使用することにより、共振パターン導体(共振器上端の導体アンテナ部)に入射する電磁波の電力が、電磁波の電界と平行な方向にパターン導体上を水平方向に部分的に流れることを明らかにした。そしてパターン吸収体内部で、パターン間隔から回り込んで侵入した電力が水平方向に干渉が生じて蓄積されていくことも示した。ポインティングベクトルの挙動は、共振器構成内に電力が蓄積されて最終的にはポリマー層の材料損失によって熱に変換されることを示している。

本パターン吸収体のもう一つの完全整合状態である  $W = 8 \text{ mm}$  の場合は、共振器構成間の干渉は  $W = 3 \text{ mm}$  の場合よりも小さくなるものの、ポリマー層に入るポインティングベクトルの共振構成に於ける電力の蓄積や熱損失は活性に生じていることは確認している。そしてそれらの挙動が、広くなるパターン間隔部分での後面反射板からの反射波やパターン導体などからの反射波等を含めて無反射条件に達した結果として整合状態が得られていると考察する。

#### 4.4 結論

1. パターン吸収体の内部および外部に於ける電磁波電力の各方向の流れは、ポインティングベクトルを用いて評価することができた。その結果、パターン吸収体のパターン導体に垂直入射した電磁波の実の電力は、部分的に水平方向の流れに変換され、パターンエッジでパターン導体の周囲を上下方向に半周するように移動してパターン吸収体の内部に入り、水平方向逆向きの流れとなった。
2. ポインティングベクトルの虚部は干渉などの波動性に起因する現象を表した。実部の結果と一体に評価することで、虚部の波の振幅強度から定量的な議論が可能であることが確認できたため、完全整合ではない状態での反射波挙動やパターン共振器構成内での強い干渉からの電力の貯蔵・蓄積現象の存在を導いた。
3. 電磁波の水平方向の流路からパターン吸収体内での吸収に要する共振距離を横方向(水平方向)に確保することができ、電磁波吸収体の上下方向(垂直方向)の厚みを薄くすることができることを説明した。
4. 電磁波の波動性の挙動の存在により、電磁波が受けた局所的な(部分的な)変化がx-y方向全体に伝搬するように拡がり、また同質化して収斂するという自発的な分配現象がみられ、パターン導体表面から一定の距離上空のどの地点でも反射波が均一になる挙動が確認された。
5. 電磁波吸収の原理として、垂直入射波がパターン吸収体に入射した後、パターン導体の表面に沿って実の電力が水平方向に流れが生じ、その電力の流れは隣接するパターンから流れくる電力の流れと、および垂直下向きの入射波の電力と合流してパターン間隔から入力する。その後、共振器構成のパターン吸収体内に干渉などで多量に蓄積される。電磁波吸収はエネルギー保存則に適合しない干渉効果で消失するのではなく、吸収体内部に蓄積した電力の材料損失による熱損失にて起きている。

## 4.5 参考文献

- [1] Y. Naito and K. Suetake: “Application of Ferrite to Electromagnetic Wave Absorber and its Characteristics,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, Vol. 19, pp.65–72 (1971)
- [2] K. Lim, M., K. A. Lee, M. C. Kim, and C. G. Park: “Complex Permeability and Electromagnetic Wave Absorption Properties of Amorphous Alloy-epoxy Composites,” *J. Non-Crystalline Solids Soc.* Vol. 351, pp.75–83 (2005)
- [3] K. Sakai, Y. Wada, and S. Yoshikado: “Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Permalloy or Sendust and Effect of Sendust Particle Size on Absorption Characteristics,” *PIERS Online*, Vol. 4, pp.846–853 (2008)
- [4] Y. Wada, N. Asano, K. Sakai, and S. Yoshikado: “Preparation and Evaluation of Composite Electromagnetic Wave Absorbers Made of Fine Aluminum Particles Dispersed in Polystyrene Resin by Controlling Permeability,” *PIERS Online*, Vol. 4, pp.838–845 (2008)
- [5] K. Sakai, and S. Yoshikado: “Effect of Particle Shape on Absorption Characteristics of Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Sendust Particles Dispersed in Polystyrene Resin,” *ICC3 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, Vol. 18, 092019 (2011)
- [6] K. Yoshida, Y. Agari, and S. Yoshikado: “Evaluation of Absorbing Characteristics and Thermal Contact Resistance of Electromagnetic Wave Absorbing Composite Rubber,” *IEEJ Trans. FM*, Vol. 132, pp.180–186 (2012) (in Japanese)
- [7] M. Amano, and Y. Kotsuka: “A Novel Microwave Absorber with Surface-Printed Conductive Line Patterns,” *IEEE MTT-S Digest*, pp.1193–1196 (2002)
- [8] T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Fabrication and Evaluation of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surface,” 2016 *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, pp.1138–1144, *IEEE Conference Publications* (2016)
- [9] P. Rafael, and P. M. David: “A Frequency-selective Surface Using Aperture-coupled Microstrip Patches,” *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, Vol. 39, pp.1763–1769 (1991)
- [10] M. Nakajima: “The Microwave Engineering,” Morikita Publishing Co., Ltd, pp.36-37 (1975) (in Japanese)



- [11] R. E. Collin: “Foundation for Microwave Engineering,” *McGraw-Hill, Inc.* (1966)
- [12] A. Das: “Lectures on Electromagnetism,” Second Edition, *World Scientific* (2013)
- [13] C. Christopoulos: “The Transmission-Line Modeling Method: TLM,” *Wiley-IEEE Press* (1995)
- [14] Y. J. Zhou, X. Y. Zhou, T. J. Cui, R. Qiang, and J. Chen: “Efficient Simulations of Periodic Structures with Oblique Incidence Using Direct Spectral FDTD Method,” *Progress in Electromagnetic Research M*, Vol. 17, pp.101–111 (2011)
- [15] A. Belkhir and F. I. Baida: “Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Algorithm for Oblique Incidence with Adaptation of Perfectly Matched Layers and Nonuniform Meshing: Application to the Study of a Radar Dome,” *Phys. Rev. E*, Vol. 77, 056701-1 – 056701-10 (2008)
- [16] F. M. Johar, S. N. Salleh, F. A. Azmin, B. H. Ahmad, and M. Md. Shukor: “A Review of Method in FDTD for the Analysis of Oblique Incident Plane Wave on Periodic Structures,” *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, Vol. 5, pp.3900–3906 (2011)
- [17] T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Analysis of Power Flow by Poynting Vectors for Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 78, pp.61-74 (2017)

## 第5章 Frequency Selective Surfaceを利用した電磁波吸収体の設計

本章では、表面層として絶縁フィルム上に周期的に配置された多数のパターン導体を装荷したパターン層を有し、導体板で裏打ちされたパターン吸収体に於いて、電磁波吸収特性の広帯域化手法およびミリ波帯域用電磁波吸収体の設計手法について述べた。まず2.45 GHzで動作する各種パターン形状を用いたパターン吸収体を評価し、その電磁波吸収特性を解析値と実測値と比較した。さらにポリマー層として磁性材料を用いて作製したパターン吸収体の広帯域周波数特性を評価している。またパターンサイズ、配置と吸収中心周波数との間にも広範囲の周波数に渡ってスケール則の適用を検討しており、高い周波数帯域(ミリ波帯域)に渡って優れた電磁波吸収特性を有する電磁波吸収体の簡易な設計方法を提案する。

### 5.1 はじめに

パターン吸収体の電磁波吸収メカニズムに関しては、研究当初、パターン吸収体のパターン導体で反射された反射波と、一旦パターン吸収体の内部に取り込まれて再び出てくる反射波の位相差による干渉消失により空間で吸収が起こるとしていた[1]が、第4章で述べた通り、共振パターン導体上に垂直に照射した電磁波が、部分的にパターン近傍で水平方向に電力の向きを変えることで共振パターン内部に吸い込まれる電力の流れが存在することを導出し、パターン吸収体の共振器構成により蓄積されたエネルギーが熱に変換されていることを明らかにした。ポインティングベクトルの実部の挙動結果より、パターン導体に沿って水平方向に移動する行路長により共振に至ることから、水平方向の距離が共振距離として電磁波吸収に対して重要となるので、垂直方向の寸法(吸収体の厚さ)を薄くすることが可能となることを述べた。これにより $\lambda/4$ 型電磁波吸収体や単層型電磁波吸収体とは対照的な水平方向での共振方向を利用できることが特徴であると指摘した[2]。以上のように、より薄く、軽く、より安価に作製できるパターン吸収体は、電磁波吸収体の商品化や普及を加速させることが期待される。

しかし、パターン吸収体のようにアンテナ特性を利用する電波吸収体は、そのアンテナ共振帯域の制限を受けるために電磁波吸収帯域が狭くなることが課題として挙げられている。そこで本章では、広帯域周波数特性を有するパターン吸収体の設計と、スケール則を用いたミリ波帯用電磁波吸収体の設計について述べる。

## 5.2 実験方法

本章では、パターン吸収体のポリマー層を磁性体層のみの場合や誘電体層のみの場合、また磁性体層および誘電体層の積層に於いても様々な材料定数の場合を、種々の材料から調製された誘電性および磁性を有するポリマー層を用いて検討している。材料定数の異なる各磁性体層(磁性ポリマー層)および各誘電体層(誘電性ポリマー層)は以下の配合とし、2.2節に示す方法でシートを作製した。磁性ポリマー層ML\_1の原料は、磁性を付与した樹脂組成物(ポリ塩化ビニル樹脂(鐘淵化学工業(株))100 g, 軟磁性マンガン-亜鉛フェライト(戸田工業(株))340 g)に導電性カーボンブラック(IPA700, 昭和キャボット(株))および各種可塑剤, 炭酸カルシウム, 劣化防止添加剤を配合している。次に磁性ポリマー層ML\_2およびML\_3の調製原料は、ポリスチレン樹脂およびセンダスト粒子(Al-5%, Si-10%, Fe-85%合金, 平均粒子直径3.5  $\mu\text{m}$ )を混合して調製された。ML\_2のセンダスト粒子含有量は10.0 vol%であり, ML\_3のセンダスト粒子含有量は12.7 vol%とした。そして誘電性ポリマー層DL\_1の原材料は, ポリ塩化ビニル, 可塑剤, および劣化防止添加剤を混合することによって調製された。誘電性ポリマー層DL\_2の原料を調製するための原料は, ポリスチレン樹脂に導電性カーボンブラックを含有量5 vol%(XC72, Cabot社)で混ぜて調製された。誘電性ポリマー層DL\_3は, ポリ塩化ビニル樹脂と導電性カーボンブラックとから調製された。

本章で比較評価した2.45 GHz付近で動作するパターン吸収体のパターン導体形状をFig. 5.1に示す。パターン形状#1は, Ojimaによって一連のパターン吸収体の研究の最初に提案されたものである[3]。ただし, 本章の評価ではポリマー層を各パターン形状に対して統一し, 吸収中心周波数 $f_0$ が2.45 GHz近辺となる最適構成として新たに設計した結果を比較した。ポリマー層は厚さ0.5 mmの磁性ポリマー層を入射側に配置し, さらに厚さ2.0 mmの誘電性ポリマー層を後面反射板側に積層した二層積層体としている。(Fig. 2.1) ポリマー層の総厚さ $d_{\text{tot}}$ は2.5 mmであり,  $d_{\text{tot}}/\lambda_0 < 0.025$  (2.5%) (ここで $\lambda_0$ は吸収中心周波数 $f_0$ に対応する波長である。)の関係となり, これまで述べたように $\lambda/4$ 型の0.25(25%)に比べると十分に薄型であることは確認されている。 $L$ は方形パターン導体の一辺の長さを表す。 $W$ は隣接する方形パターン導体間の間隔(以下, パターン間隔という)である。

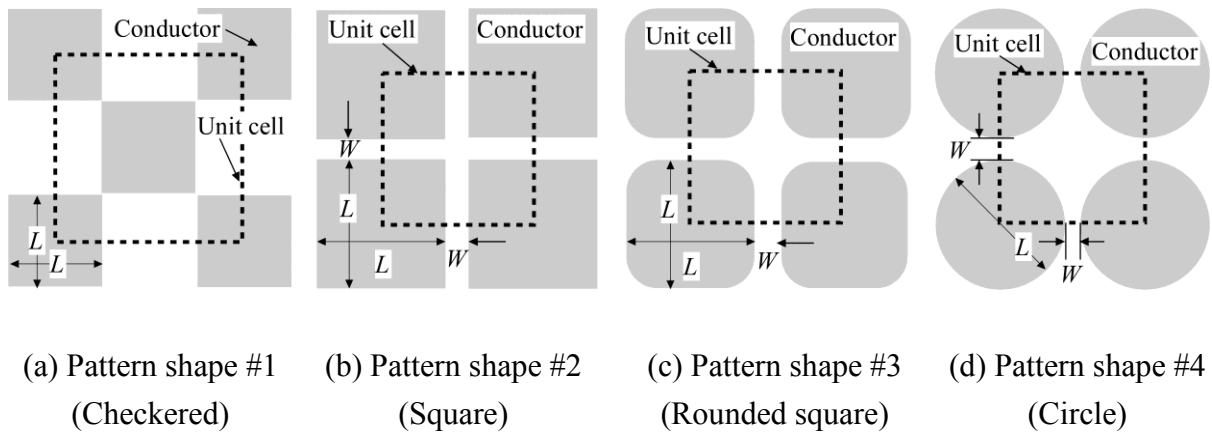


Fig. 5.1 Pattern shapes and arrangements in the pattern absorbers.

パターン吸収体のポリマー層を構成する磁性体層(ML\_1,2,3)および誘電体層(DL\_1,2)の2.45 GHzで測定した材料定数は、2.1節に示した方法で評価した。材料定数として得られた複素比透磁率 $\mu_r^*$ の実部 $\mu_r'$ と虚部 $\mu_r''$ および複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ の実部 $\epsilon_r'$ と虚部 $\epsilon_r''$ をTable 5.1に示す。 $f_0$ の値およびポリマー層の材料定数から決定される $L$ を用いて、Fig. 5. 1に示す各パターン導体に対して、2.3節に示した方法により電磁波吸収特性のシミュレーションを行った。

Table 5.1 Material constants of each layer measured at 2.45 GHz.

Layer	Designation	$\mu_r'$	$\mu_r''$	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$
Magnetic layer	ML_1	1.37	0.51	13.56	1.25
	ML_2	1.48	0.193	3.81	0.0441
	ML_3	1.51	0.306	4.08	0.0051
Dielectric layer	DL_1	1.00	0	3.50	0
	DL_2	1.00	0	3.50	0.03

## 5.3 結果および考察

### 5.3.1 各パターン形状の吸収特性

実際に製造したML\_1の $\mu_r^*$ および $\epsilon_r^*$ とDL\_1の $\epsilon_r^*$ の測定結果であるTable 5.1に示された各材料定数と、それぞれのパターン形状から解析された電磁波吸収特性をTable 5.2に示した。吸収中心周波数 $f_0$ での2.45 GHz近傍の最大吸収(最小 $R_L$ )がFig. 5.2(a)に示す通りとなった。ここで $P$ はパターン層のUnit cellの総面積に対して導体部分が占める面積の割合である。 $z_{sr}$ と $z_{si}$ はそれぞれ規格化入力インピー

ダンス  $z_s$  の実部と虚部である。 $\Delta f/f_0$  は -20 dB の吸収周波数帯域幅の  $f_0$  に対する割合であり、 $\Delta f$  はリターンロス  $R_L$  が -20 dB 未満 (電磁波吸収量としては 20 dB 以上) の周波数範囲である。Table 5.2 中 #1-1 (市松模様パターン) の  $R_L$  は -20 dB 未満にはならなかった。Table 5.2 中 #1-2 は、#1-1 パターン形状を同じであるが、ML\_1 の複素比誘電率の虚部  $\epsilon_r''$  の値を 1.25 から 0.625 に半減させることにより、 $R_L$  は -20 dB 未満に低下させたものである。しかし #1-2 の解析結果では、-20 dB 吸収周波数帯域幅は狭くなっていた。パターン形状 #3-1 および #3-2 の  $f_0$  を比較すると、 $P$  を増加させることで、 $f_0$  は 2.45 GHz の共振設計周波数に対するよりも低い周波数にシフトさせ得ることが明らかとなった。

各パターン形状に対する  $z_{sr}$  の周波数依存性を Fig. 5.3(a) に示す。 $z_{sr}$  の値は、Fig. 5.3(b) に示される  $z_{si}$  が  $f_0$  でほぼゼロになる時に最大に達する。すべてにおいて周波数依存性の挙動は、パターン吸収体の共振は典型的な並列共振器と同様であることを示していた。

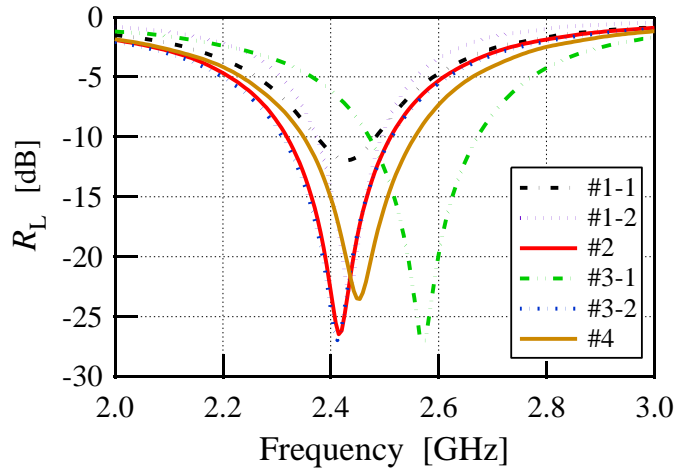
Table 5.2 Absorption characteristics of pattern absorbers with each pattern shape.

	Pattern shape					
	#1-1	#1-2	#2	#3-1	#3-2	#4
	Checkered		Square	Rounded square		Circle
$L$ [mm]	18	18	23	25	23	25
$W$ [mm]	0	0	5.0	4.0	2.0	0.7
$R$ [mm]	–	–	–	10.0	7.0	–
$P$	0.5	0.5	0.67	0.64	0.78	0.74
$f_0$ [GHz]	2.43	2.43	2.45	2.58	2.43	2.45
$R_L$ [dB]	-11.94	-22.79	-27.92	-27.01	-27.43	-23.53
$z_{sr}$ at $f_0$	0.596	1.154	0.925	0.917	0.922	0.879
$z_{si}$ at $f_0$	0.013	0.025	-0.001	-0.023	-0.024	-0.010
$\Delta f/f_0$ [%]	–	1.2	2.3	2.4	2.6	2.2
$d_{tot}/\lambda_0$ [%]	2.03	2.03	2.04	2.15	2.02	2.05

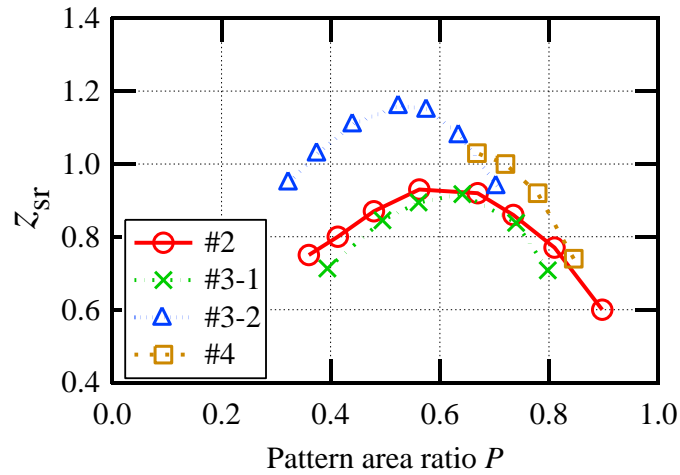
$\Delta f/f_0$  : -20 dB absorption frequency bandwidth

$\Delta f$  : frequency range over which the return loss is less than -20 dB

$\lambda_0$  :  $c/f_0$ ,  $c$  : speed of light



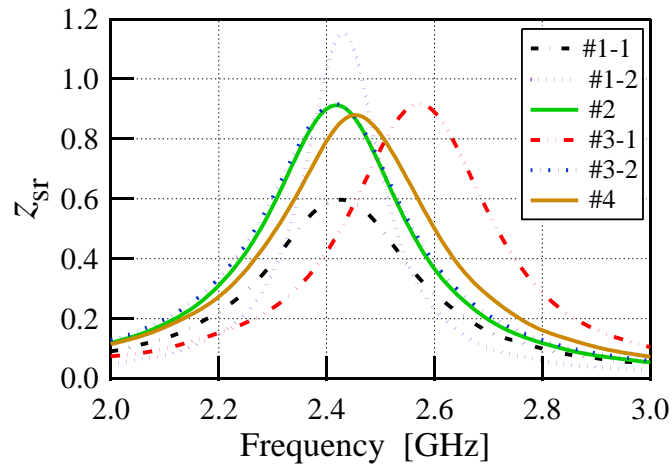
(a)



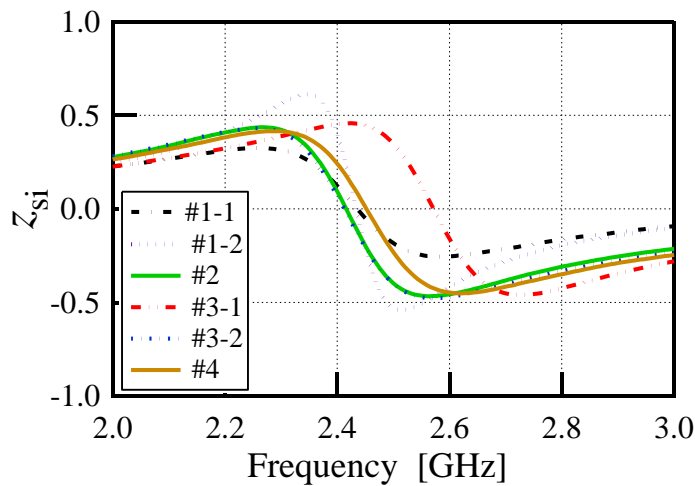
(b)

Fig. 5.2 (a) Variations in  $R_L$  with frequency for pattern absorbers with each pattern shape and (b) dependence of  $z_{sr}$  on pattern area ratio  $P$  of each pattern shape.

Fig. 5.3に示すように、 $z_s$ が $1 + j0$ に等しいとき、 $R_L$ 値が最小値を得ることになり、電磁波吸収としては最大となった。そして同じパターン形状と辺長 $L$ であっても、 $W$ を変化させた場合、つまりパターン導体の $P$ 値が変化することで $z_s$ は変化した。Fig. 5.2(b)に示すように、 $P$ の2つの値で $z_{sr} = 1 + j0$ の条件を満たし、最大吸収を示すものもあった。 $P$ に依存して $z_{sr}$ が動く傾向は各パターン導体に共通であった。これはパターン間隔 $W$ の変化に伴い、パターン間隔からパターン層の下部のポリマー層へ入ったり、あるいは出てくる電力の流れが変化するためである[2]。



(a)



(b)

Fig. 5.3 Frequency dependencies of (a)  $z_{sr}$  and (b)  $z_{si}$  for pattern absorbers with pattern shape #1.

### 5.3.2 ポリマー層の各材料定数に対する吸収特性

誘電性ポリマー層(Table 6.1に示すDL\_2)のみからなるポリマー層に対してパターン#2 (正方形パターン,  $L = 20\text{mm}$ ,  $W = 2\text{mm}$ )を用いたパターン吸収体, そして磁性ポリマー層(Table 6.1のML\_2, ML\_3)のみにてパターン#2を用いたパターン吸収体で, それぞれ解析された電磁波吸収値と2.4節に示した自由空間法で測定された電磁波吸収実測値とが, Fig. 5.4にて比較された[4]。この時に試作したDL\_2の総厚 $d_{tot}$ は2.5 mm, ML\_2の $d_{tot}$ は3.0 mm, ML\_3の $d_{tot}$ は2.7 mmであった。このような厚さの違いはパターン吸収体の電磁波吸収性能の比較を困難にするが, 明らかにカーボンブラックのみの場合に比べると磁性金属粉(センダスト粒子)をポリマー層に混練, 使用した場合に電磁波吸収特性が向上することが分か

る。また実測値は、計算値と比べて常に広帯域周波数特性を示していた。これらは磁性金属粒子を用いた場合の厚さの増加、試作した材料の不均質性、および接着剤や基材など計算条件において考慮されなかった複数層による積層などの効果が複合した要因となる可能性が示唆されるが、センダスト粒子を用いた磁性ポリマー層自身が広帯域の周波数特性を導くことは明らかであり、この材料を用いることがパターン吸収体の欠点であった狭い吸収周波数帯域を改善する有効な手段であることは確認できた。

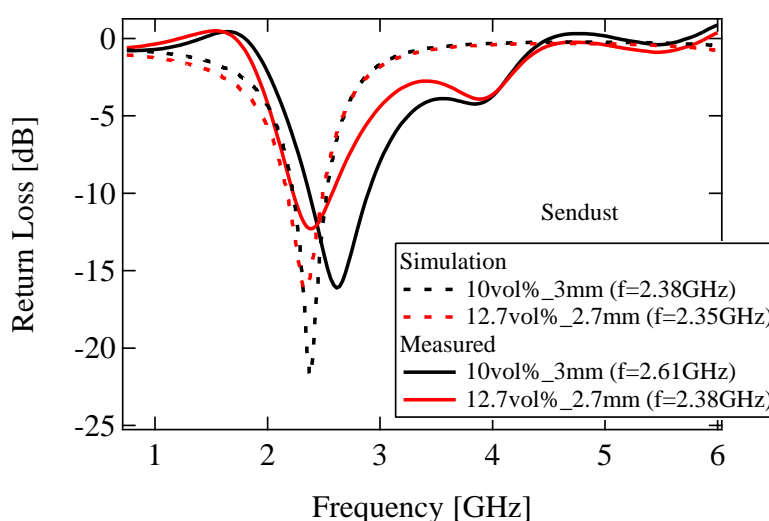


Fig. 5.4 Comparison between simulated and measured  $R_L$  data for a pattern absorber with pattern shape #2.

Table 5.1に示すように、球状のセンダスト微粒子をフィラーとして含むポリマー層において、真球に近い球状磁性金属粉を充填材したためフィラー間の接触確率が少なくなり、導電性の上昇につながる複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ の虚部 $\epsilon_r''$ を大きくすることなく、フィラー高充填が可能となっている。しかも球状で凝集することなく分散して充填されているため複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ の実部 $\epsilon_r'$ の値も過度に大きく増加させることなく、複素比透磁率 $\mu_r^*$ の効果を利用できることになり、入力インピーダンス $z_s$ を制御できている。これにより、ポリマー層に入射する際に発生する電磁波の反射波を低減することができるので、入射波がポリマー層に受け入れられやすくなり、金属フィラー間の間隔から得られる複素比誘電率 $\epsilon_r^*$ の虚部 $\epsilon_r''$ の誘電損失および自然磁気共鳴等の磁性金属本来の複素比透磁率 $\mu_r^*$ の虚部 $\mu_r''$ の磁気損失の効果を効率的に得ることができる。そしてセンダスト粒子は導電性磁性金属の球状粒子であり、電磁波を照射すると磁性粒子として作用するほか、球面状表面に生ずる渦電流の損失効果により球面に誘導される電流が消失する。これらの複合効果により電磁波吸収性能が向上し、且つ吸収周波数



に周波数追従性が加わり広帯域周波数特性が得られていると考察した。

### 5.3.3 広帯域に動作するパターン吸収体の設計

ここでは吸収中心周波数 $f_0$ を高周波数域側にシフトさせる方法を検討する。まずパターン導体の寸法 $L$ を小さくすると共振周波数が高くなる。同様に、 $L$ ,  $W$ ,  $d_{\text{tot}}$ の各サイズを組み合わせて小さくすることにより、数GHz帯よりもかなり高い周波数にて動作するパターン吸収体の $f_0$ を設計することが可能となった。しかし、周波数を高くすると、磁性材料にはSnoekの法則[5]が働くため、例えば10 GHz帯などの高い周波数域においては所望の複素比透磁率を有する磁性ポリマー層を調製することが困難となる。そのため吸収帯域幅は若干小さくなるが、ポリマー層としては高周波数帯でも特性を維持する誘電損失を有する誘電性材料のみを用いることとした。

パターン形状#1を用いて $d_{\text{tot}} = 2.0\text{-}2.5$  mmとして、そして実際に作製した誘電性ポリマー層は $\epsilon_r^* = 6.34 - j0.66$ の複素比誘電率の値であったのでこれを用いたところ、2.45 GHz付近のリターンロス $R_L$ が-20 dB以下の吸収が得ることができた条件の $L$ ,  $W$ ,  $d_{\text{tot}}$ は、それぞれ20.0 mm, 2.0 mm, 2.0 mmであった。この場合の $f_0$ 値は約2.60 GHzであり、2.45 GHzよりも高くなった。 $L = 20.0$  mm,  $W = 2.0$  mm,  $\epsilon_r^* = 6.34 - j0.66$ の $d_{\text{tot}}$ の関数として得られた $f_0$ と $R_L$ の値をFig. 5.6に示す。 $f_0$ を2.45 GHzに調整するには、 $d_{\text{tot}}$ は約2.5 mmでなければなかった。この場合、電磁波吸収量は $d_{\text{tot}} = 2$  mmより小さくなるが、 $R_L$ はなお-20 dBより低い値を保っており、電磁波吸収としては20 dBを超えていた。したがって、スケールダウンの開始条件は、 $L = 20.0$  mm,  $W = 2.0$  mm,  $d_{\text{tot}} = 2.5$  mm,  $\epsilon_r^* = 6.34 - j0.66$ に決定した。

Fig. 5.7(a) は、 $L$ ,  $W$ ,  $d_{\text{tot}}$ の値を指定された条件で、スケーリング比 $S_r$ でサイズ変更したときのスケーリング比の逆数 $1/S_r$ と $f_0$ との関係を示している。 $f_0$ は $1/S_r$ に線形に比例していた。各 $S_r$ に対する $R_L$ の周波数依存性をFig. 5.6(b)に示す。この場合、電磁波吸収量は $S_r$ の減少とともに減少した。その電磁波吸収量を増加させるための残りの調整可能なパラメータは $\epsilon_r^*$ であった。このシミュレーションの結果、 $\epsilon_r^*$ を変更させても $f_0$ が変化せず、且つインピーダンス $z_s$ を独立に変更させることが可能であることが判明した。Fig. 5.7(a) に各 $S_r$ の最大吸収量を求めるための誘電損失 $\epsilon_r''$ の最適値を求めた。それに応じた $R_L$ の周波数依存性をFig. 5.8(b) に示す。調整後の $\epsilon_r''$ の最適値もまた $1/S_r$ に比例していた。例えば $S_r = 1/20$ の場合、 $f_0 = 49.2$  GHz,  $L = 1$  mm,  $W = 0.1$  mm,  $d_{\text{tot}} = 0.125$  mmで、 $\epsilon_r''$ を20倍とすることで $R_L$ は-23.6 dBとなった。ただし、 $\epsilon_r'$ を変化させずに $\epsilon_r''$ だけを増加させることは、計算では可能であっても現実的ではない。設計の方向性は示されたとしても、 $\epsilon_r'$ と $\epsilon_r''$ は配合に応じて連動して動くため、実際の誘電性ポリマー層の設計にてはさらなる実験的検討が必要である。そして50 GHz付近で動作するパ

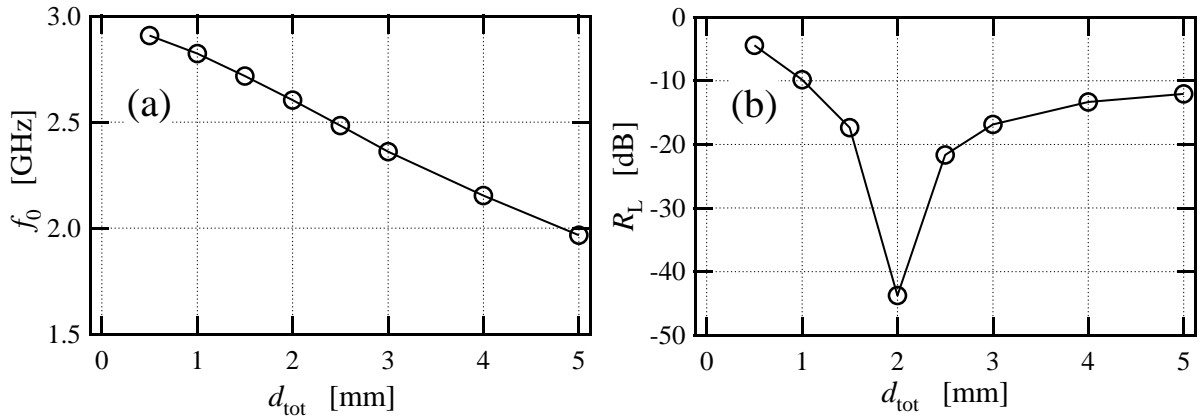


Fig. 5.5 Values of (a)  $f_0$  and (b)  $R_L$  as a function of  $d_{\text{tot}}$  for  $L = 20.0$  mm,  $W = 2.0$  mm, and  $\epsilon^* = 6.34 - j0.66$ .

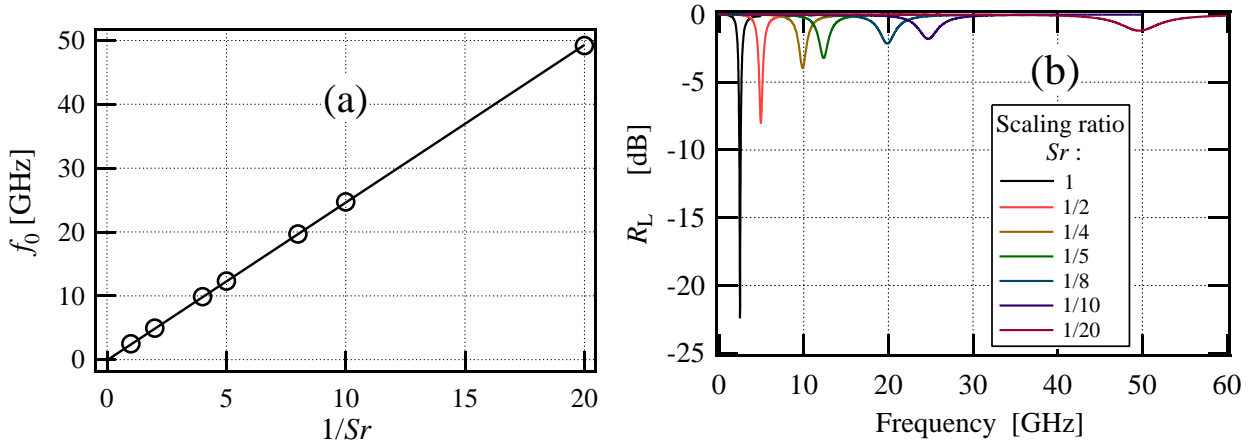


Fig. 5.6 (a) Relation between  $f_0$  and the inverse of the scaling ratio  $1/S_r$ , (b) Frequency dependence of  $R_L$  after scaling down by  $S_r$ .

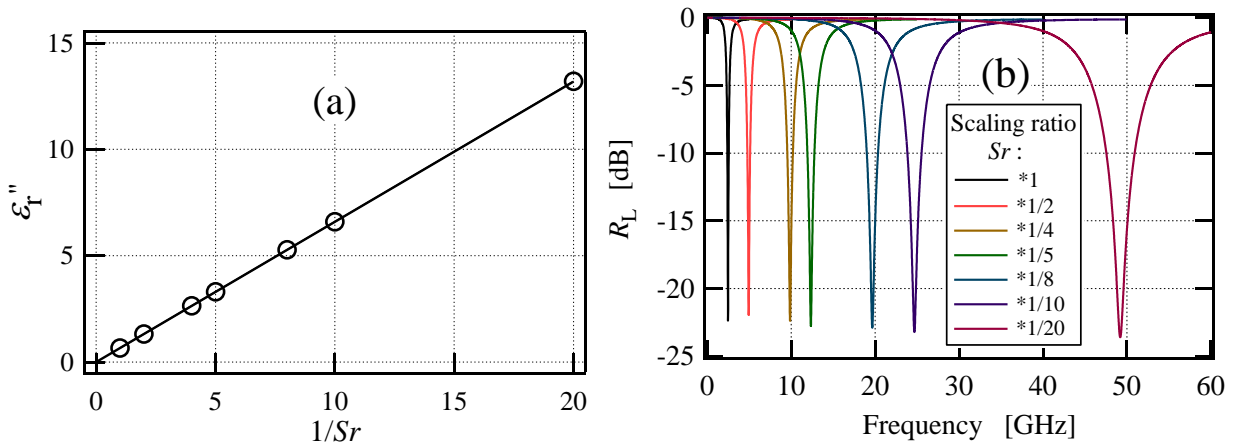


Fig. 5.7 (a) Relation between  $\epsilon_r''$  after adjustment and the inverse of the scaling  $1/S_r$ , (b) Frequency dependence of  $R_L$  for each  $S_r$  after adjustment of  $\epsilon_r''$ .

ターン吸収体を作製するための加工技術としてはリソグラフィ工程などを用いてもよく、またポリマー層も塗工プロセスのRoll to Rollの製法が可能な厚さとなっており、高速且つ高精度な製法を選択することが可能となる。各 $S_r$ に対する電磁波吸収特性はTable 5.2に示されている。

Table 5.3 Parameters and absorbing characteristics after scaling.

Scaling ratio $S_r$	1	1/2	1/4	1/5	1/8	1/10	1/20
$L$ [mm]	20.0	10.0	5.0	4.0	2.5	2.0	1.0
$W$ [mm]	2.0	1.0	0.5	0.4	0.25	0.2	0.1
$d_{\text{tot}}$ [mm]	2.5	1.25	0.625	0.5	0.3125	0.25	0.125
$f_0$ [GHz]	2.47	4.94	9.86	12.34	19.66	24.69	49.20
$\epsilon_r''$ after adjustment	0.66	1.32	2.64	3.30	5.28	6.60	13.20
$R_L$ [dB]	-22.4	-22.0	-22.4	-22.8	-22.9	-23.2	-23.6
$z_{\text{sr}}$ at $f_0$	1.163	1.175	1.164	1.154	1.155	1.146	1.142
$z_{\text{si}}$ at $f_0$	0.012	0.013	-0.015	-0.005	0.001	-0.027	-0.010
$\Delta f/f_0$	0.01	0.014	0.014	0.016	0.015	0.016	0.016

## 5.4 結論

1. FSSパターン層を有するパターン吸収体の計算された理論的電磁波吸収特性は、試作されたパターン吸収体の自由空間法で求められた実測値と良好な一致が見出された。パターン形状や配置およびポリマー層の材料定数を設計することで電磁波吸収特性(帯域幅を含む)を制御することが可能である。実験検証では、ポリマー層として誘電性材料よりも磁性材料が使用されたときに広帯域周波数特性が得ることができた。
2. 誘電性ポリマー層のみを有するパターン吸収体の吸収中心周波数は、各設計因子をスケールリングすることにより高周波数側(ミリ波帯)にシフトできることが判明した。そして吸収中心周波数を変えることなく-20 dB以下のリターンロスを得るために誘電性ポリマー層の損失特性 $\epsilon_r''$ を調整する方法を提案した。

## 5.5 参考文献

- [1] T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Fabrication and Evaluation of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surface,” 2016 *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, pp.1138–1144, *IEEE Conference Publications* (2016)
- [2] T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Analysis of Power Flow by Poynting Vectors for Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 78, pp.61-74 (2017)
- [3] T. Ojima: “Radar Cross Section Reduction Sheet,” *J. Communications Research Laboratory*, Vol. 49, 183–184 (2002)
- [4] H. Suzuki, A. Nishikata, Y. Higashida, T. Takahashi, and O. Hashimoto: “Free Space Method with Parallel Electromagnetic Wave Beam by Using Dielectric Lenses and Horn Antennas for Reflectivity of Electromagnetic Absorbers in Millimeter Waves,” *IMS2005-IEEE International Workshop on Measurement Systems for Homeland Security, Contraband Detection and Personal Safety, Orlando, Florida, USA*, 63–69 (2005)
- [5] J. L. Snoek, *Physica*, Vol.14, pp.207–217 (1948)

## 第6章 UHF帯電磁波吸収体を利用した RFIDタグ読取率の改善法

本章では、これまでに紹介した薄型電磁波吸収体(パターン吸収体)の使用方法およびそれを実際に用いた場合の効果について述べた。薄型電磁波吸収体の応用に関して最も市場の立ち上がりが速い用途は、UHF帯RFIDシステムに於ける無線通信空間の電磁環境を改善するための電磁波干渉低減策としての使用であると考えられ、このシステムに対する使用法や効果の検証結果について、実験結果を中心に述べる。

### 6.1 はじめに

長距離通信が可能なパッシブタイプのタグを用いるUHF (Ultra High Frequency)帯RFID (Radio Frequency Identification)システムが普及するには、日本やEU (European Union)などのRFIDに対する認可周波数帯域が狭い場合は、2.5節で述べたように電磁波干渉の問題を相当に解決しなければならないことが明らかになっている。

その課題に対して、電磁波吸収体の利用は有効な電磁波干渉の減少手段となるとされている[1-6]。電磁波吸収体は不要な電磁波を吸収して熱に変換するために、RFIDシステム設置場所の電磁波環境を実際に改善することが可能となる。しかし、これまでの電磁波吸収体では、1 GHz未満のUHF帯域の周波数に対して電磁波吸収性能が高く、且つ薄型や軽量を有して取り扱い易く、しかも価格対応性に優れたものはなかった。これまで述べたように、パターン吸収体はアンテナ共振特性を活かすことで、吸収帯域は狭くなるものの非常に薄型の電磁波吸収体が得られているため、本章では、これを用いて1GHz未満に吸収周波数を持つパターン吸収体を設計した[7-13]。そして設計したパターン吸収体のRFIDシステムへの適用可能性を評価している。まずRFIDシステムが使用される物流倉庫や配送センター等の環境を考慮し、縦型パネルとしての使用を提案し、その設置によるRFIDシステムの電磁干渉抑制効果を観察した。これまでのパターン吸収体に関する研究報告において、実際に使用した場合の効果について実証した報告は、少数であるが以下のものがある。NishidaらはUHF帯RFID周波数(953 MHz)に設計した透明な $\lambda/4$ 型電磁波吸収体を用いて、RFIDタグ読み取り試験を含む多岐に渡る試験を行い、所望の通信エリアが確保できることを報告している[14]。しかし、使用された電磁波吸収体は953 MHzの電磁波に対する厚さが約79 mmと厚く、屋内に大面積に使用する場合の占有体積の大きさが問題であった。

一方、Kurahashiらは磁性材料/誘電材料/裏打ち金属を積層した、約10 mm厚の導体パターン層を持たないとする薄型多層型電磁波吸収体を床面に設置して通信領域測定を行い、電磁波吸収体の有効性を述べている[15]。しかし、先に述べたようにパターン層を持たない薄型多層型電磁波吸収体を約10 mm厚で実現することは極めて困難であることや、Kurahashiらの報告においては詳細な構造や構成材料の材料定数などが明確に示されていなかった。本章の目的は、これまで提案したパターン吸収体の設計方法を用いて1 GHz未満のUHF帯RFIDシステムの通信周波数帯域に吸収周波数を調整したUHF帯パターン吸収体を設計・試作すること、およびそれを用いてRFIDシステムの無線通信の改善効果を実験的に検証することである。

## 6.2 実験方法

### 6.2.1 パターン吸収体の設計

本章で作製したパターン吸収体は、Fig. 6.1 に示すように表面パターン層と磁性ポリマー層、誘電性ポリマー層および後面反射板を積層している。ここでポリマー層の材料定数は実際に作製可能な材料のものでなければならない。それらをデータベース化したものから種々選択し、吸収中心周波数が約 950 MHz となるように繰り返し反射特性の計算を行ない、Fig. 6.2(a)に示す導体パターン層の各部寸法、磁性体層(950 MHz の材料定数： $\mu_r' = 2.43$ ,  $\mu_r'' = 1.21$ ,  $\epsilon_r' = 15.85$ ,  $\epsilon_r'' = 1.03$ )、誘電体層(950 MHz の材料定数： $\mu_r' = 1.0$ ,  $\mu_r'' = 0$ ,  $\epsilon_r' = 1.12$ ,  $\epsilon_r'' = 0.003$ )、およびそれらの厚さを決定した。実際には磁性ポリマー層としてのマンガーン亜鉛フェライトを混練した PVC (Polyvinyl chloride) 樹脂層、誘電性ポリマー層としての発泡ポリプロピレン樹脂であるゼットロン(積水化学工業(株))、後面反射板としてのアルミニウム箔を貼り合わせた PET フィルムを、表面パターン層と共に接着剤で接着することで一体積層化した。また反射特性は2.3節で述べた TLM 法 (Transmission Line Matrix : 伝送線路行列法)を用いて評価している。

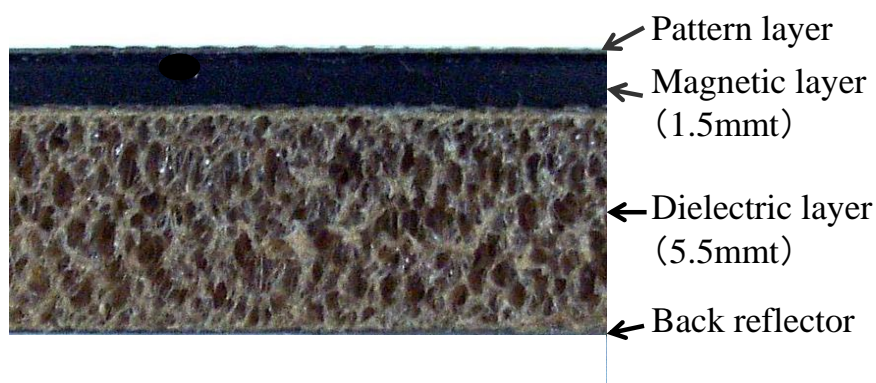


Fig. 6.1 Optical microscope image of cross sectional view for a pattern absorber.

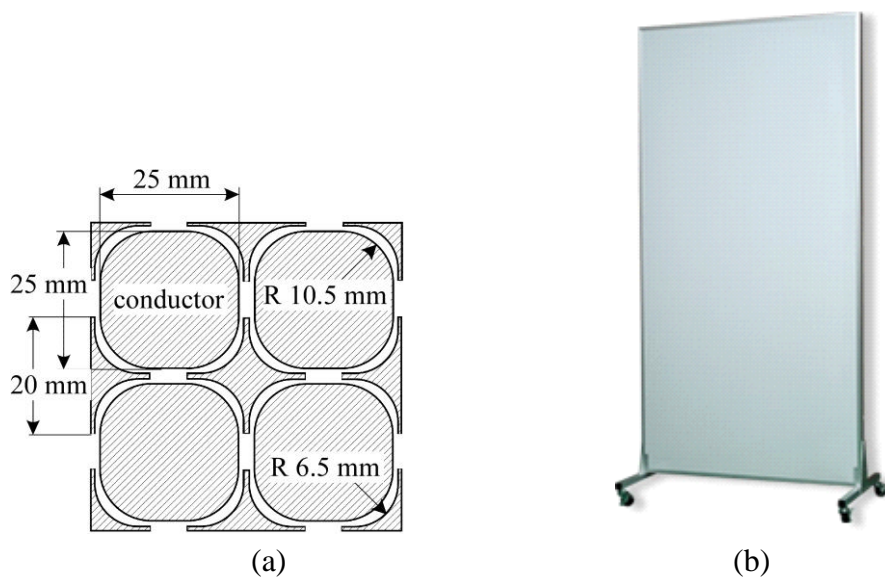


Fig. 6.2 (a) Pattern shape designed for the UHF band pattern absorbers and (b) photograph of a pattern absorber panel.

## 6.2.2 RFIDシステム

本研究で使用したUHF帯RFIDタグは市販品であるが、その10枚のタグに対して通信距離を変えて読み取り率と受信感度を測定して、無線通信におけるタグ起動電力を評価した。Fig. 6.3に示すように、タグ通信が100%有効となるために必要な起動電力の閾値は、通信距離に関係なく受信電力として41.3 dB $\mu$ Vであった。なお本章で実験したRFIDシステムのすべての無線通信実験は電波暗室(岡山県工業技術センター、有効内寸：7.9 m(横幅) $\times$ 6.0 m(奥行) $\times$ 6.7 m(高さ))にて実施している。電波暗室(五面が電磁波吸収体構成)は標準仕様として床面が金属であるため、そこで電磁波の反射が生じるのでその影響を確認し、そしてその影響を低減するための電磁波吸収体の設置効果を検証した。電磁波発信源としてパッチアンテナ構成のリーダーライタTFU-RW351(富士通)を使用した。本実験における送信出力の測定値は74.9 dB $\mu$ Vであった。さらに受信電力はダイポールアンテナ(アドバンテスト、TR1722)を用いたEMI (Electromagnetic Interference) テストレシーバESS(Rohde & Schwarz)を使用して評価した。このダイポールアンテナの位置および高さを変えて、各点での電力測定を行っている。なおテストレシーバの表示単位はdB $\mu$ Vであるが、入力インピーダンスを電力計算の基準として電力換算が可能であるため、電力比較値として扱っている。



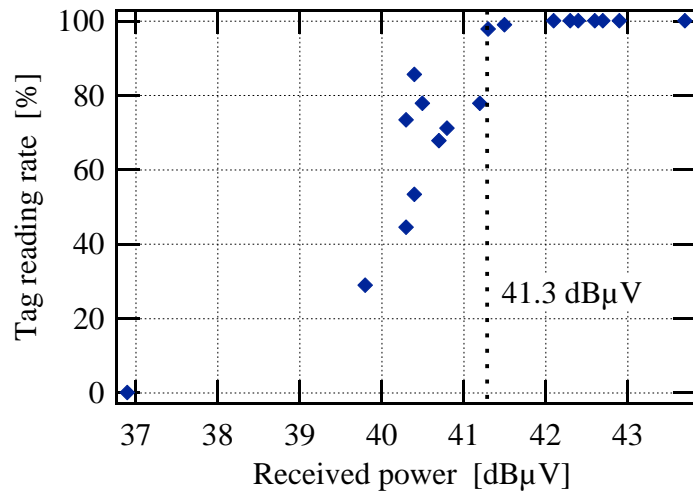


Fig. 6.3 Received power required to activate tag communication.

## 6.3 実験結果および考察

### 6.3.1 パターン吸収体の吸収特性

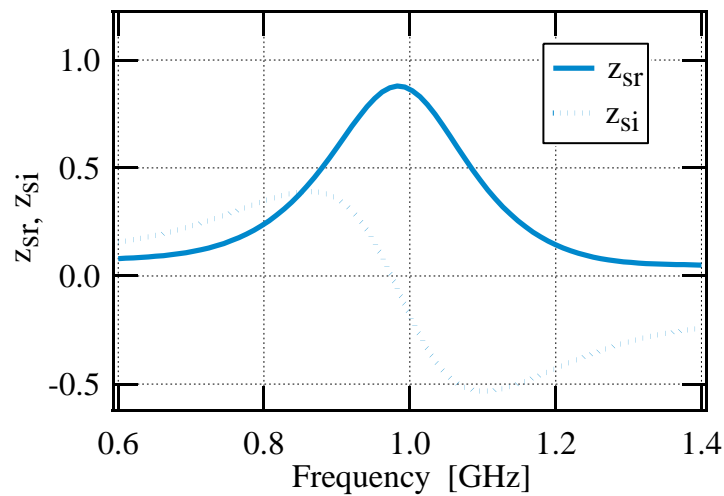


Fig. 6.4 Frequency dependence of  $z_{sr}$  and  $z_{si}$  for designed and fabricated pattern absorbers.

シミュレーションにより得られた電磁波吸収特性は、吸収中心周波数  $f_0 = 972$  MHz,  $f_0$  における規格化入力インピーダンス  $z_s$  の実部  $z_{sr} = 0.871$ , 同虚部  $z_{si} = 0.016$ , リターンロス  $R_L = -23.61$  dB,  $-20$  dB 規格化吸収周波数帯域幅  $\Delta f/f_0 = 3.92\%$  であった。設計したパターン吸収体の  $z_s$  ( $z_{sr}$  および  $z_{si}$ ) の計算値の  $f_0$  近傍における周波数依存性を Fig. 6.4 示す。 $z_{si}$  が 0 のときに  $z_{sr}$  が最大となり 1 に接近した。この周波数特性は典型的な並列共振器のものと酷似しており、このパ

ターン吸収体も並列共振器であるアンテナの集合体としての特徴を示していることを確認した。またリターンロス  $R_L$  の周波数特性の計算値と、Fig. 2.3 に示す装置を用いてフリースペース法により測定した実測値を用いて電磁波吸収性能を比較した結果を Fig. 6.5 に示す。計算値と実測値はほぼ一致したが、 $f_0$  の実測値は約 953 MHz であり、シミュレーションで得られた値より約 2 % 低周波数側にシフトした。その理由として、シミュレーションの際に考慮しなかった接着剤の影響や、磁性体層や誘電体層の材料定数のばらつき、Fig. 2.3 に示す装置では入射方向が垂直入射から  $10^\circ$  ずれることに因ると考える。しかし、これはパターンサイズや材料定数をさらに最適化することにより、さらに絞り込みは可能となる範囲のずれであると考えられる。

次に、Fig. 2.3 に示す装置を用いて斜入射吸収特性を測定した。Fig. 6.6 に TE 波の斜入射時に対する  $R_L$  の実測値を示す。入射角が  $10^\circ \sim 45^\circ$  までの範囲において、953 MHz 周波数にて約 15 dB 以上の吸収量が得られた。したがって、あらゆる方向から入射する電磁波に対して、パターン吸収体は対応可能であると考えられる。以上より、得られた 953 MHz に吸収周波数を持つパターン吸収体を次節からの RFID 評価実験に使用することにした。

なお作製した UHF 帯パターン吸収体の全厚  $d_{\text{tot}}$  は約 7.5 mm ( $d_{\text{tot}}/\lambda_0 = 0.024$  (2.4 %),  $\lambda_0 : f_0$  での波長)、重量は  $4.6 \text{ kg/m}^2$  であった。厚さは Nishida ら報告している  $\lambda/4$  型電磁波吸収体の約  $1/10$  の薄さである[14]。

誘電性ポリマー層は発泡体であるが、Fig. 6.1 に示すようにその厚み方向に回転楕円体状の発泡構造が並んでいるため板面に対して垂直方向に一定の剛性を保っており、床面に敷設したパターン吸収体の上を人が歩くことも十分に可能であった。実用上使いやすいようにパターン吸収体を Fig. 6.2 (b) に示すようなキャスター付きの縦型パネル(パターン吸収パネル、0.9 m(幅) $\times$ 1.8 m(高さ))に加工した。0.9 m $\times$ 1.8 m のパネル寸法での重量は約 7.5 kg であり、これも軽量であった。以上よりレイアウト変更の容易さや仮に倒れても災害に繋がるリスクは小さいことを確認した。

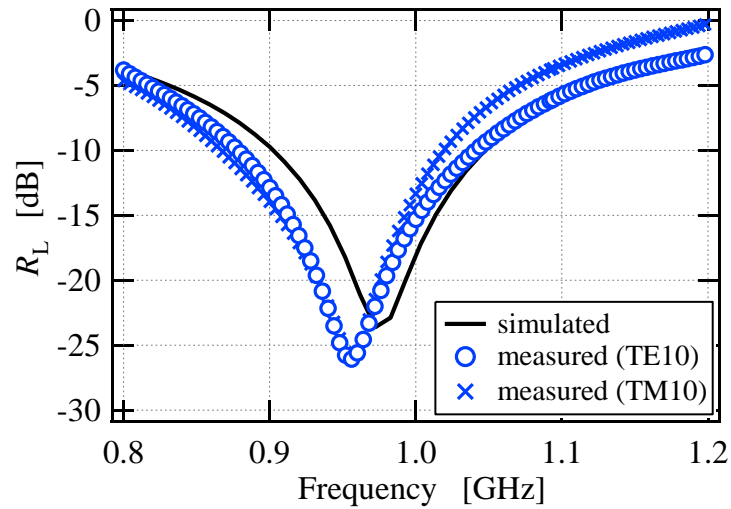


Fig. 6.5 Frequency dependence of  $R_L$  for pattern absorbers.

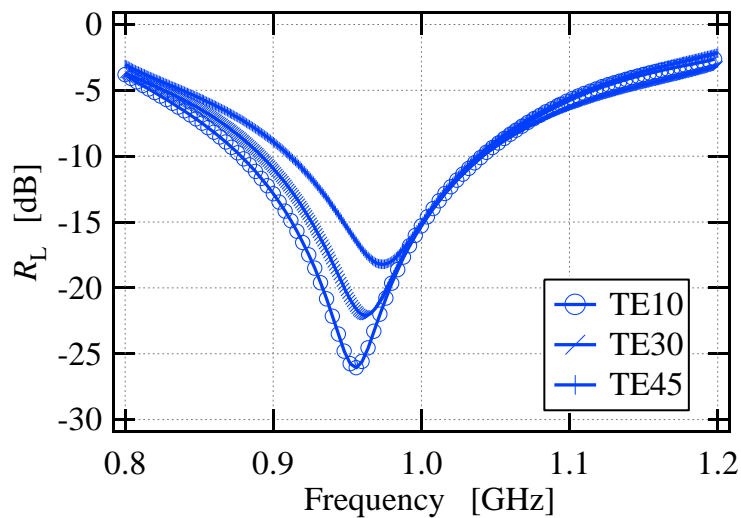


Fig. 6.6 Frequency dependence as a function of incident angle of  $R_L$  for pattern absorbers.

### 6.3.2 床面反射の影響

電波暗室内での RFID システムを稼働させると、リーダアンテナから連続照射される電磁波は進行波として空間部へ広がる。Fig. 6.7 に受信電圧とリーダアンテナからの距離の関係を示す。ここでは電波暗室の床面(金属面)からの反射波と進行波との干渉による定在波が観測された。それに対して、床面上に Fig. 6.8 および Fig. 6.9 に示すように、ピラミッド型電磁波吸収体(幅: 2.4 m) (A) あるいはパターン吸収体(幅: 1.8 m) (B)をリーダアンテナと受信アンテナ間に設置した場合

の、同じ高さの空間での受信電力値を距離別に測定した。その結果、Fig. 6.7に示すようにパターン吸収体を設置することにより定在波はほぼ消失し、発振源であるリーダアンテナからの距離に応じて受信電力が自由空間伝搬損失(Free space propagation loss)の挙動にほぼ従って減衰することになり、電磁波干渉抑制効果が確認された。干渉抑制効果としてはピラミッド型電磁波吸収体の方が大きいものの、パターン吸収体も最大ゲート間隔に相当する3 mまでの距離で抑制効果を示していた。

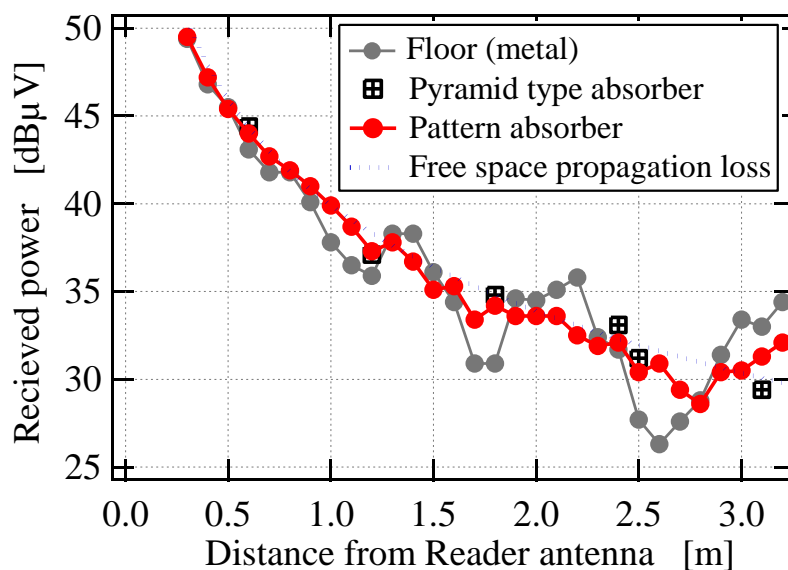


Fig. 6.7 Relation between received power and distance from reader antenna for various circumstances.

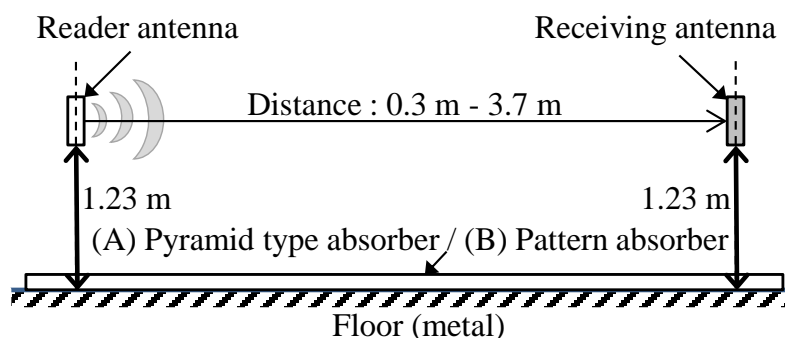


Fig. 6.8 Experimental arrangement for measurements of received power with or without electromagnetic wave absorber put on the floor in the radio anechoic chamber.

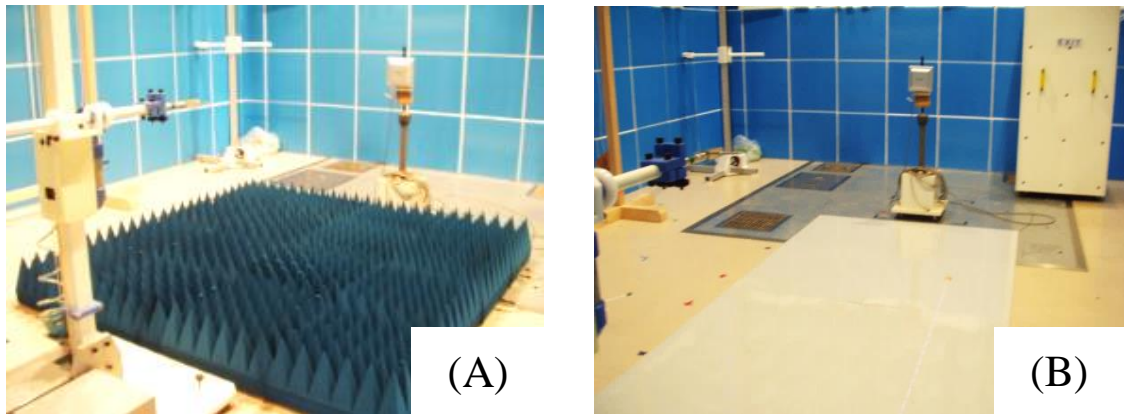


Fig. 6.9 Photographs of electromagnetic wave absorbers used for evaluation.  
(A) Pyramid type absorber, (B) Pattern absorber.

### 6.3.3 対向金属板反射試験およびタグ読取試験

Fig. 6.10 に示すようにリーダアンテナから 2.5 m 離れた位置に、リーダアンテナと対向する態様で金属板(アルミニウム板, 0.9 m×1.8 m)を 3 枚横並びで立てて反射波を生じさせた。その場合の各地点の空間での定在波発生状況を知るために受信電力を測定した。次に Fig. 6.10 および Fig. 6.11 に示すように、金属板の 0.2 m 手前に Fig. 6.2(b)に示したパターン吸収パネルを 1 枚あるいは 2 枚を横並びにして立てたところ、Fig. 6.12 に示すように進行波と反射波による電磁波干渉が抑制されていた。ただし、どの場合も床面にはパターン吸収体を敷設している。実験結果、パターン吸収パネルがない場合は進行波の半分の波長の定在波が発生し、その振幅は金属板に近いほど大きくなった。それに対して、パターン吸収パネルを立てることで、発生する定在波の振幅が大幅に抑制されていた。

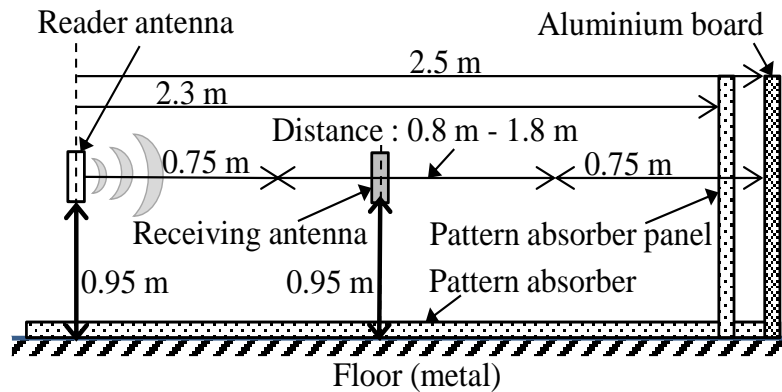


Fig. 6.10. Experimental arrangement for measurements of received power with or without pattern absorbers stood in front of aluminum plate reflectors in the radio

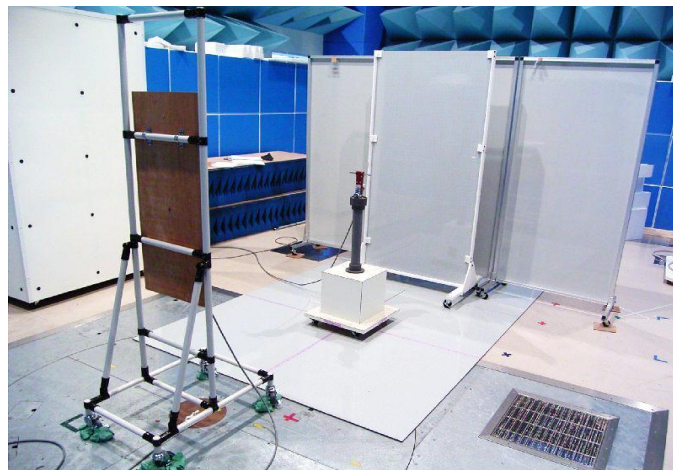


Fig. 6.11 Photograph of experimental set up shown in Fig. 6.8.

Fig. 6.10 に示した RFID システムで測定された定在波発生領域である, Fig. 6.12 中のリーダアンテナから 1.5 m から 1.75 m までの距離の各地点に, Fig. 6.13 および Fig. 6.14 に示すように 9 枚の UHF 帯 RFID タグを貼り付けた発泡スチロール板 (タググループ) を設置し, それらの読取率を測定した。パターン吸収体を設置することなく空間に定在波が発生している場合, 受信電力値には高低が交互に現れていた。しかし, Fig. 6.12 に示した受信電力値としては, タグ通信に必要な起動電力の閾値(41.3 dB $\mu$ V)を超えている場所にタグボードを置いても(Fig. 6.13, Fig. 6.14), 正しいタグ読取率は 7 割程度にしかならず, 9 枚全てを読み取ることはなかった。すなわち反射波により定在波が生じている環境に於いては, 100 %の正しいタグ読取率を達成することが困難であった。

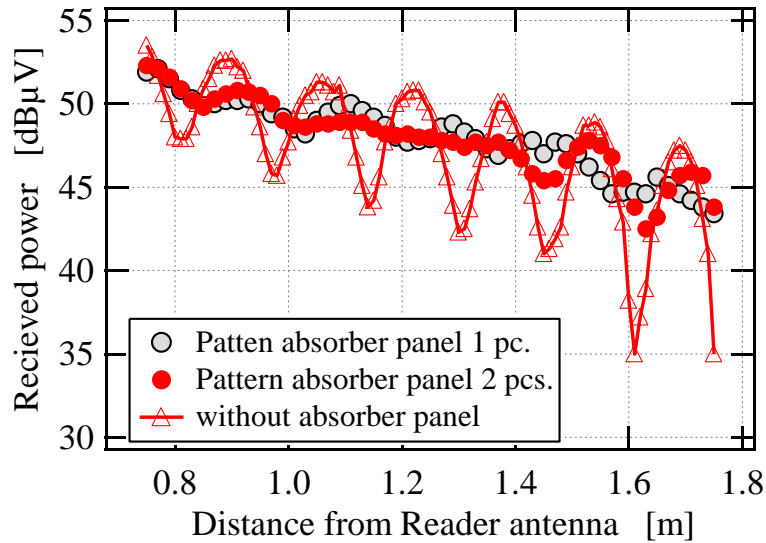


Fig. 6.12 Relation between received power and distance from reader antenna with or without pattern absorbers stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber.

本実験では受信電力を測定する高さ位置を固定しているが、空間に定在波が生じた場合には高さ方向にも電力の高低差が現れており、複雑な電磁波空間分布を形成していることが示唆された。しかし、Fig. 6.13 および Fig. 6.14 に示すようにパターン吸収パネルを設置した場合は、Fig. 6.15 に示すようにほぼ 100 % の正しいタグ読取が可能となった。なおこれらの試験も床面にパターン吸収体を敷設し、床面反射を抑えた状況で行った。

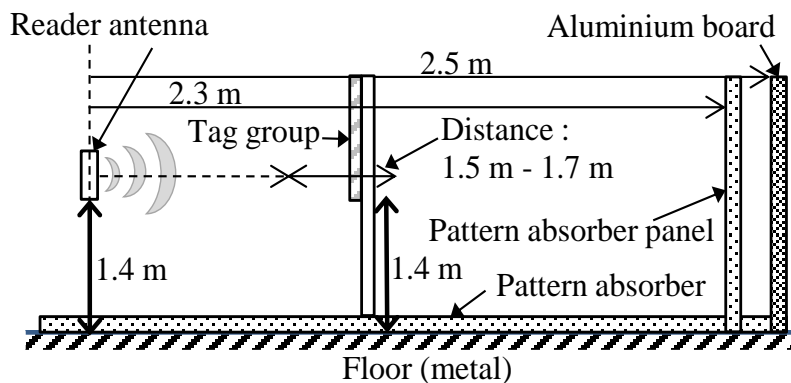


Fig. 6.13 Experimental arrangement for measurements of tag reading rate with or without pattern absorbers stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber.



Fig. 6.14 Photograph of experimental set up for measurements of tag reading rate shown in Fig. 6.13.

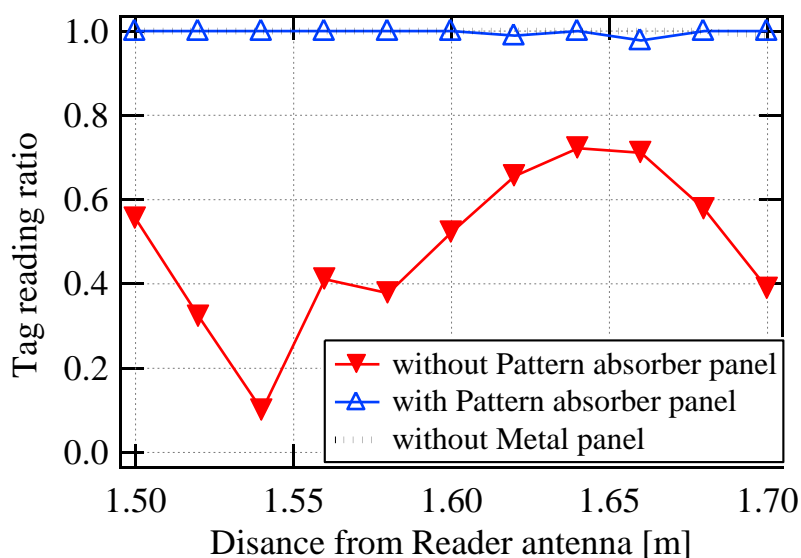


Fig. 6.15 Relation between tag success reading rate and distance from reader antenna with or without pattern absorbers stood in front of aluminum plate reflectors in the radio anechoic chamber.

#### 6.3.4 ゴーストリード試験

RFID システムにて設定された読み取り領域(範囲)を超えてタグを読み取るゴーストリードが問題になっている。Fig. 6.16 に示すようにリーダアンテナから 1.5 m (タググループ 1) および 3 m 離れた位置 (タググループ 2) を置き、読み取り度合を評価した。各タググループには 9 枚のタグを貼り、左上から右に約 20 cm 間隔に貼ったタグに No.1, No.2, No.3 と付番し、その下約 20 cm 離して貼ったタ



グに No.4, No.5, No.6, さらに約 20 cm 下部に貼った No.7, No.8, No.9 の各タグを配置している。パターン吸収パネルがない場合, タググループ 1 についてはすべて正しく読み取ることができ, さらにタググループ 2 から 2 枚正しく読み取れて, 1 枚が読めたり読めないという状況であった(No.4)。この不安定な読み取りの 1 枚のタグは, 各タグ固有である起電力の閾値付近の電力を得ていることによる不安定さを示していることが示唆された。

続いて, リーダアンテナから 2.5 m 離れた位置にパターン吸収パネルを設置した場合(Fig. 6.16 および Fig. 6.17(B))は, タググループ 1 についてはすべてを正しく読み取ることができたが, 一方タググループ 2 については全く読み取ることはなく, タグ読み取り領域を制限するゾーニング(zoning)の効果が得られた(Table 6.1)。本実験に於いても床面にはパターン吸収体を敷設している。パターン吸収体は後面反射板を備えているため電磁波遮蔽体としても機能するが, 反対面は電磁波吸収構成であるため, 金属板の場合と異なり特定周波数の電磁波に対しては反射波が生じない。この効果により反射波が発生するようなインフラの無線通信環境に於いても, パターン吸収体を用いることでその囲まれた領域に電磁通信環境を改善した無線通信(RFID システム稼働)領域を設計・設置することが可能となった。

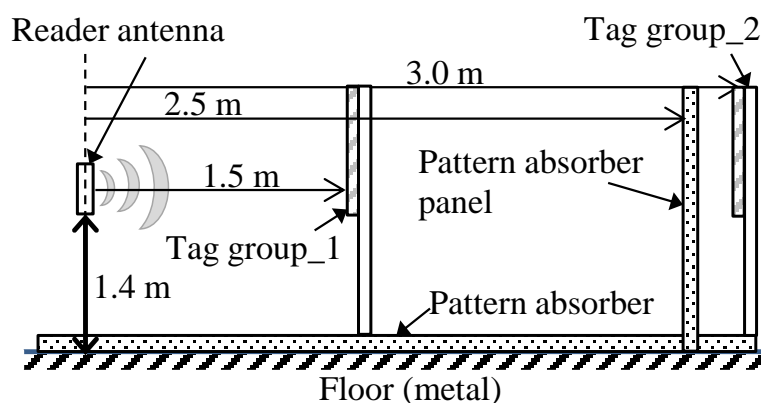


Fig. 6.16 Experimental arrangement for measurements of reading rate of tag groups 1 and 2 with or without pattern absorbers stood in front of tag group 2 in the radio anechoic chamber.

(A) Without absorber



(B) With absorber



Fig. 6.17 Photograph of experimental set up for measurements of tag reading rate shown in Fig. 6.14.

Table 6.1 Evaluation result on tag reading test.

	Tag No.	Without pattern absorber panel		With pattern absorber panel	
The number of read Tag	-	11 or 12		9	
Tag group	-	1	2	1	2
Reading result S : Succesfull I : Intermediate F : Failed	No.1	S	F	S	F
	No.2	S	F	S	F
	No.3	S	F	S	F
	No.4	S	I	S	F
	No.5	S	F	S	F
	No.6	S	F	S	F
	No.7	S	F	S	F
	No.8	S	S	S	F
	No.9	S	S	S	F

## 6.4 結論

パターン導体の形状，積層構成を最適化することにより 1 GHz 以下の周波数の電磁波を吸収する薄型・軽量の電磁波吸収体を設計した。この電磁波吸収体を用いてハンドリングに優れた縦型パネルを作製し，さらにこのパネルを使用して RFID 通信試験を行ったところ，金属板からの反射波により生じる定在波を抑制することが可能となり，信号受信が安定化して正しいタグ読取率が向上した。これにより電磁波干渉が生じるような環境においても，電磁吸収パネルを用いることで RFID システムの無線通信品質を大幅に改善できることが明らかとなった。

## 6.5 参考文献

- [1] Y. Naito, and K. Suetake : “Application of Ferrite to Electromagnetic Wave Absorber and its Characteristics”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, Vol. 19, pp.65–72 (1971)
- [2] K. M. Lim, , K. A. Lee, M. C. Kim, and C. G. Park : “Complex Permeability and Electromagnetic Wave Absorption Properties of Amorphous Alloy-epoxy Composites,” *J. Non-Crystalline Solids Soc.* Vol. 351, pp.75–83 (2005)
- [3] K. Sakai, , Y. Wada, and S. Yoshikado : “Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Permalloy or Sendust and Effect of Sendust Particle Size on Absorption Characteristics,” *PIERS Online*, Vol. 4, pp.846–853 (2008)
- [4] Y. Wada, , N. Asano, K. Sakai, and S. Yoshikado : “Preparation and Evaluation of Composite Electromagnetic Wave Absorbers Made of Fine Aluminum Particles Dispersed in Polystyrene Resin by Controlling Permeability,” *PIERS Online*, Vol. 4, pp.838–845 (2008)
- [5] K. Sakai, and S. Yoshikado : “Effect of Particle Shape on Absorption Characteristics of Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Sendust Particles Dispersed in Polystyrene Resin,” *ICC3 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, Vol. 18, 092019 (2011)
- [6] T. Yoshida, Y. Agari, and S. Yoshikado : “Evaluation of Absorbing Characteristics and Thermal Contact Resistance of Electromagnetic Wave Absorbing Composite Rubber,” *IEEJ Trans. FM*, Vol. 132, pp.180–186 (2012) (in Japanese).
- [7] T. Ojima, : “Radar Cross Section Reduction Sheet,” *J. Communications Research Laboratory*, Vol. 49, pp.183–184 (2002)
- [8] M. Amano and Y. Kotsuka : “A Novel Microwave Absorber with Surface-Printed Conductive Line Patterns,” *IEEE MTT-S Digest*, pp.1193–1196 (2002)
- [9] M. Amano and Y. Kotsuka : “A method of Effective Use of Ferrite for Microwave Absorber,” *IEEE Trans. Microwave Theory and Technique*, Vol. 51, pp.238–245 (2003)
- [10] T. Nagano, H. Kogure, T. Maki, and N. Iwasawa : “Electromagnetic Wave Reflection-preventing Material and Electromagnetic Wave Reflection-preventing Method,” *United States Patent*, 5455116 (1995)
- [11] Y., N. Masuda, Otani, and H. Nakano : “Wave Absorber and Manufacturing

Method of Wave Absorber,” *United States Patent*, 7864095 (2005)

- [12] T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado : “Fabrication and Evaluation of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surface,” 2016 *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, pp.1138–1144, *IEEE Conference Publications* (2016)
- [13] T., Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado : “Analysis of Power flow by Poynting Vectors for Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 78, pp.61-74 (2017)
- [14] N. Nishida, K. Sasaki, K. Kashihara, T. Kudo, K. Hosotani, and M. Fukui : “Adjusting the Interrogation Area of the UHF RFID with Electromagnetic Wave Absorbers,” *R & D Review (Mitsubishi Cable Industries)*, Vol.104, pp.11–15 (2007) (in Japanese)
- [15] S. Kurahashi, H. Shigematsu, H. Katou, K. Horiuchi, M. Nishiuchi, and M. Matsunaga : “The development research of UHF band RFID compatible electromagnetic wave absorption material,” *Research Achievements (Ehime Institute of Industrial Technology)*, Vol.46, pp.17–22 (2012) (in Japanese)

## 第7章 電磁波吸収複合ゴム材の吸収特性と接触熱抵抗の評価

本章では、電磁波吸収複合ゴムシートを介したステンレス鋼板を用いた場合とステンレス鋼網(ネット)を用いた場合の熱接触抵抗を評価・比較した。熱伝導性磁性球状金属フィラーを高充填したゴムを使用することにより、最大吸収周波数が低くなり、且つ熱接触抵抗が減少した。しかし、ゴムシート中の充填材の含有量が高いほど硬度が高くなったために熱接触抵抗の低下率の最大値が存在することになった。さらにステンレスネットの孔の大きさも、フィラーの含有量が増加するにつれて熱接触抵抗の低下率の最大値をシフトさせる関係にあった。従って、複合ゴムに於いて熱伝導率と硬度とのバランスが重要であり、本章で提案する方法により最適なバランスを評価できることが判明した。

### 7.1 はじめに

電子機器の発達に伴い発生する放射電磁波が増大している一方、それら機器は小さくなり、電磁ノイズ抑制対策である EMC(Electro-Magnetic Compatibility : 電磁両立性)設計に加えて、ノイズ発生源近くで発生する熱量の放熱性対策の問題がクローズアップされてきた。そのため、種々の高熱伝導性材料[1-3] が用いられているが、機器内の空間的制約から電磁ノイズと放熱性の対策部品を組み合わせる用いられる場合が増えている。特に高速化、小型化が進むモバイル電子機器などの分野では、このような材料の放熱性と機器内外への電磁波放射防止特性を併せ持つことも求められている。しかし、それらの材料を装荷するためのデバイスとの繋ぎ面の形状はさまざまであり、その間に存在する空隙が放熱性を大きく阻害することになる。また材料の温度変化により電磁波放射防止

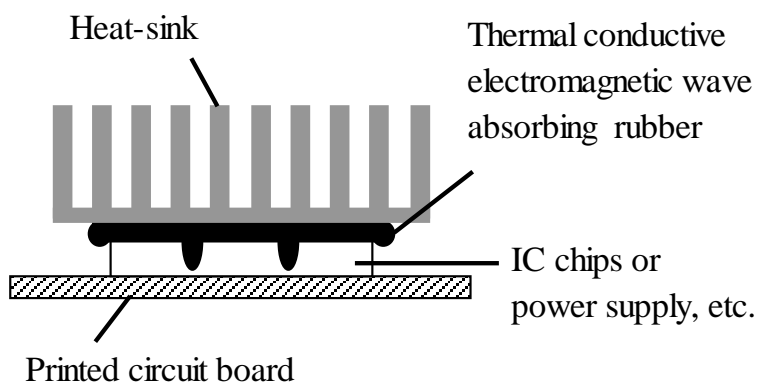


Fig. 7.1 Structure of the laminate for measurement of thermal contact resistance.

特性が変化することも考慮する必要がある。一例として Fig.7.1 にプリント回路基板に実装された IC あるいは電源等と放熱器(ヒートシンクなど)の間に電磁波吸収特性を有する高熱伝導性材料である熱伝導性ゴム材を挿入したもの示す。IC の形状や複数の IC 間の隙間の形状に応じてゴム材が挿入されている。またゴム材は金属製の放熱器で終端された形状となっている。

高熱伝導性材料として熱伝導性フィラーを高充填した種々のゴムやゲルの熱伝導性シートが用いられているが、繋ぎ面に空隙が生じやすく熱伝導率だけでは設置部位に応じた放熱性能を評価できない場合がある。一般的には熱伝導性シートの放熱特性は定常熱量計法[4]で評価されるが、測定対象とされる熱伝導性シートとの接触面はほぼ平板であり、現実に予測される種々の凹凸対応などのケースに対応できない場合が多い。

本研究では、接触面の種々の凹凸の存在を系統づけて評価するために、添加するフィラーの充填量を種々変化させた電磁波吸収性の高い熱伝導性ゴムシートを作製し、それらシートの中に種々のメッシュサイズ、開き目、厚みをもつステンレス製の金網(ネット)をはさみ込むことにより異なる接触面を形成し、その接触熱抵抗を評価した[5]。そして、金網の上下に挟んだ熱伝導性ゴムシートによる接触熱抵抗の減少の度合いから、熱伝導性複合ゴムシートの評価を行った。

ところで、フィラー充填量が増加するに従い熱伝導性ゴムシートは高熱伝導化するが、一方で電磁波吸収が最も良好な周波数が変化し、またシートの柔軟性が失われ熱伝導性材料としての形状追従性も悪化する。その結果、接触熱抵抗を最も低減させるための充填量には最適値があると考えられる。そこで、お互い相反する熱伝導性と柔軟性を総合的に評価するために、定常熱流計法熱伝導率測定装置を応用することで接触熱抵抗を直接測定した。さらに相反する機能である電磁波シールド性と電磁波吸収性の両方を実現するために熱伝導性フィラーとして球状の磁性金属を評価した。

## 7.2 実験方法

### 7.2.1 複合ゴムシートの作製

ゴム材を水素添加ニトリルゴム(H-NBR, 日本ゼオン社製)とし、充填する熱伝導性フィラーとして球状磁性金属粉であるカルボニル鉄を 30~70 容量%[vol%] 充填した試料(No.1~5), およびゴム材をニトリルゴムより柔軟性に優れたエチレンアクリルゴム(EAR, ベイマック G, デュポン社製)とし球状磁性金属粉をカルボニル鉄より透磁率の高く、酸化等の径時劣化しにくいセンダスト粉を 60 vol%充填した試料(No.6)を作製した[5]。配合比を Table 7.1 に示す。

Table 7.1 Recipe of thermal conductive rubber sheet.

試料番号 No.	1	2	3	4	5	6
水素添加ニトリルゴム (H-NBR)	100	100	100	100	100	—
エチレンアクリルゴム	—	—	—	—	—	100
カルボニル鉄	354	551	826	1240	1930	—
センドラスト粉 5 $\mu$ m径	—	—	—	—	—	1188
磁性体体積分率 [vol%]	30	40	50	60	70	60

### 7.2.2 電磁波吸収特性の評価

試料作成に使用した複合ゴムシート of 材料定数測定および電磁波吸収特性の評価は、第2章 2.1 節に示した通りの方法による。

### 7.2.3 接触熱抵抗の評価

Fig. 7.2 に示した構造を有する試料を作製した。また、実験に用いたステンレス網(ネット)のメッシュサイズ, 開き目, 厚みを Table 7.2 に示す。ステンレス網 (Table 7.2 に示される SNo.2-5) は製薬用ふるいから切り出した。試料の熱伝導率を ASTM E 1530 に基づき, 定常熱流計法[4]によって測定し, 全体の熱抵抗( $R_0$ )を求め, それを用いて(7.1)式から金属(SUS304)間の接触熱抵抗(TCR [ $\text{cm}^2 \cdot \text{K}/\text{W}$ ])を算出した[10]。

$$R = R_0 - R_1 \quad (7.1)$$

ただし,  $R_1$  は複合ゴムシートおよびステンレス網を挟まない金属平板だけの TCR である。 $R_1$  の値は約  $5.75 \text{ cm}^2 \cdot \text{K}/\text{W}$  であった。さらに密着性を高めるために, ステンレス網と複合ゴムシートを予め室温で加圧処理( $30 \text{ kgf}/\text{cm}^2$ )した後の測定も試みた。また, TCR の減少率( $K$  [%])を(7.2)式より算出した。

$$K = \left( 1 - \frac{R}{R_2} \right) \times 100 \quad (7.2)$$

ただし,  $R_2$  はステンレス網だけを挟んだときの TCR である。



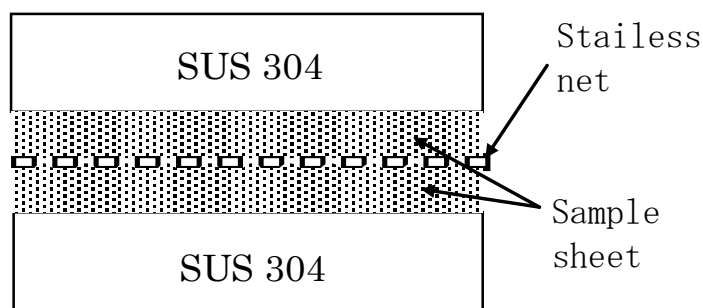


Fig. 7.2 Structure of the laminate for measurement of thermal contact resistance.

Table 7.2 Properties of stainless steel nets.

SNo.	Mesh size	Hole size [mm]	Height [mm]
2	7	2.14	1.10
3	9	1.67	0.87
4	18	0.833	0.64
5	48	0.313	0.41

## 7.3 実験結果と考察

### 7.3.1 電磁波吸収特性

各複合ゴムシートの複素比透磁率  $\mu_r^*$  および複素比誘電率  $\epsilon_r^*$  として、2.1 節で述べた同軸管法による材料定数の測定結果を Fig.7.3 に示す。水素添加ニトリルゴム(H-NBR)にカルボニル鉄を充填した No.1~5 について、充填量が増加するに従い  $\mu_r^*$  透磁率の実部である  $\mu_r'$  および  $\epsilon_r^*$  誘電率の実部である  $\epsilon_r'$  は増加した。また  $\mu_r^*$  透磁率の虚部である  $\mu_r''$  および  $\epsilon_r^*$  誘電率の虚部である  $\epsilon_r''$  は周波数依存性が実部より大きく、そして測定値にばらつきがあるものの、おおむね充填量が増加するに従い増加した。 $\mu_r'$  および  $\mu_r''$  の周波数依存性はカルボニル鉄本来の複素透磁率の周波数依存性に起因している。また充填量増加に伴う  $\mu_r'$  および  $\mu_r''$  の増加は磁性金属の添加による磁気モーメントの増加によるものである。一方  $\epsilon_r'$  および  $\epsilon_r''$  は充填量が増加するに従い磁性金属間の距離が減少するために等価的に試料の静電容量が増加することと、粒子間の距離の減少に伴う絶縁抵抗の減少に起因していると考えられる。フィラーに扁平(フレーク状)あるいは針状の磁性金属を用いると粒子間の接触により  $\epsilon_r''$  が異常に大きくなる事が確認されており、その結果として入射電磁波が反射されやすくなるために電磁波吸収特性が極めて悪くなる。今回フィラーとして球状磁性金属粉を充填材したため  $\epsilon_r''$  を過度に

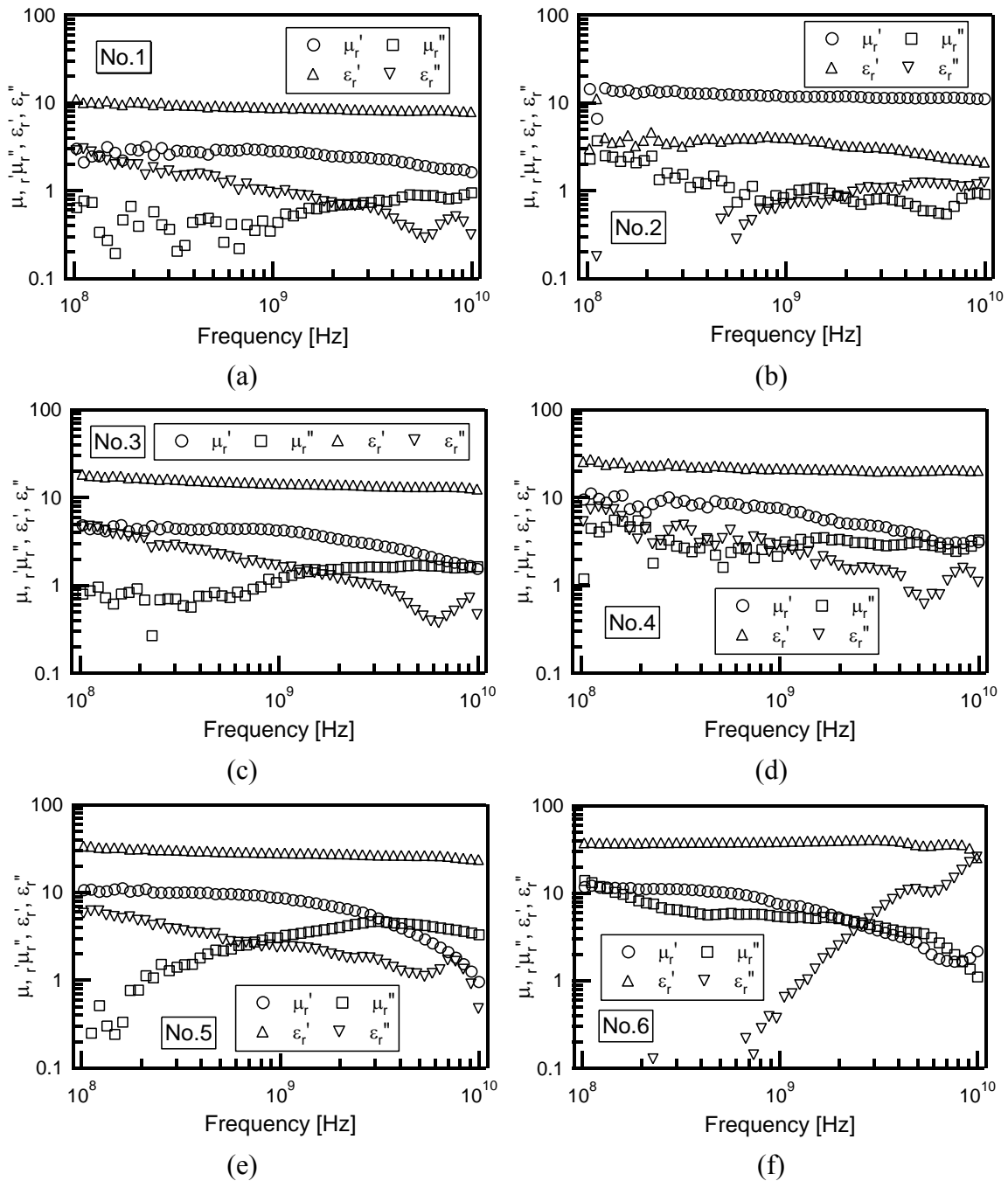


Fig. 7.3 Frequency dependence of  $\mu_r^*$  and  $\epsilon_r^*$  of thermal conductive electromagnetic absorbing rubbers of Nos.1-6.

大きくすることなく高充填が可能となり、且つ充填後の複合ゴムシートも曲げ易くなった。エチレンアクリルゴム(EAR)にセンダスト粒子を 60 vol% 充填した No.6 についての  $\mu_r'$  は H-NBR にカルボニル鉄を 70 vol% 充填した No.5 のものとはほぼ同等の値であり、No.6 の  $\mu_r''$  は No.5 のものより低周波数領域でより大きな値を示した。1 GHz 以上での  $\mu_r''$  の周波数依存性の違いは、自然磁気共鳴等の磁

性金属本来の $\mu_r$ の周波数依存性に起因すると考えられる。

各複合ゴムシートの $\mu_r^*$ および $\epsilon_r^*$ の測定結果をもとに(2.4)式を用いて算出したシートの厚さが1~10 mm についてのリターンロスの周波数依存性の例をFig.7.4に示す。(2.4)式でリターンロスを算出する場合その値は負となり、値が0より小さいほど電磁波吸収が大きい事を示す。リターンロスが-20 dB のとき入射電磁波エネルギーの99%が熱に変換される。吸収が最も大きくなる周波数を吸収中心周波数と呼び、リターンロスが-20 dB のときの吸収帯域を吸収中心周波数で割ったものを規格化吸収帯域幅と呼ぶことにする。すべての試料についての吸収中心周波数、そのときの試料厚 $d_{max}$ 、規格化吸収帯域幅をTable 7.3に示す。いずれの試料についても規格化吸収帯域幅は15%以上であり、良好な吸収特性を示した。No.1~5について、カルボニル鉄の充填量が増加するに従い吸収中心周波数が低周波側に移動した。またNo.6については、吸収中心周波数はNo.5よりもさらに低周波側に移動した。これは前述のように $\mu_r$ の周波数依存性に起因する。

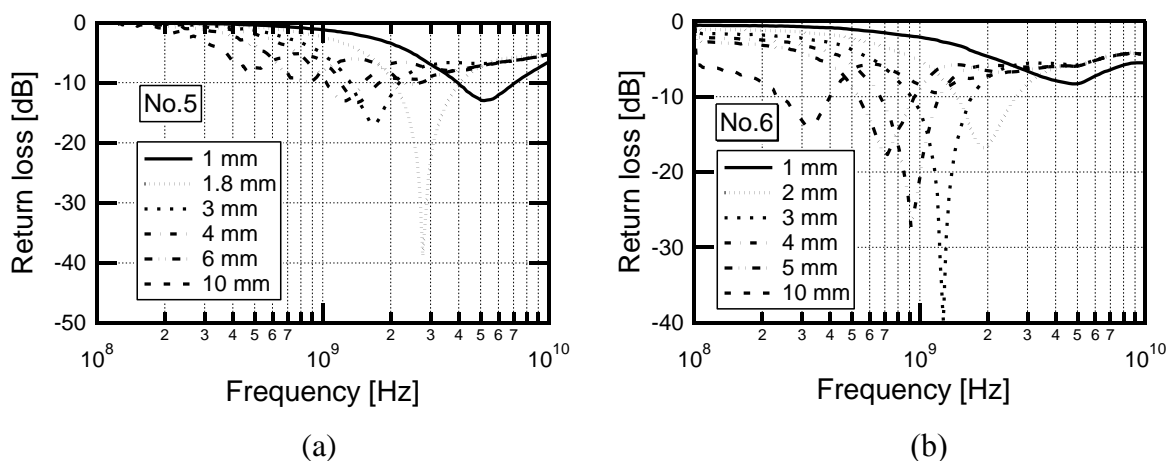


Fig. 7.4 Frequency dependence of return loss for thermal conductive electromagnetic absorbing rubbers of Nos.5 and 6.

Table 7.3 Recipe of thermal conductive rubber sheet.

試料番号 No.	1	2	3	4	5	6
最大吸収中心周波数 [GHz]	14.4	11.0	4.75	4.75	2.77	1.27
最大吸収時の試料厚 [mm]	1.4	1.3	2.4	1.5	1.8	3
規格化吸収周波数帯域 [%]	15	18	18	18	21	18

### 7.3.2 接触熱抵抗

H-NBR にカルボニル鉄粉を充填した複合ゴムシート No.1~5 の熱伝導率を測定した結果を Fig. 7.5 に示す。熱伝導率はカルボニル鉄粉の充填量に比例して  $1 \text{ W/m}\cdot\text{K}$  まで増加した。この結果は充填材の量が増加するに従って接触熱抵抗 (TCR) が減少することを示している。EAR にセンダストを 60 vol% 充填した No.6 については熱伝導率が  $1.89 \text{ W/m}\cdot\text{K}$  であり、H-NBR にカルボニル鉄粉を同じだけ充填した No.4 よりも大きくなった。充填量は体積分率として同じであるので、これはセンダスト自体の熱伝導率がカルボニル鉄よりも大きいのか、センダスト粉の粒子間の接触の度合いがカルボニル鉄粉より密であることを示唆しているが、磁性金属粉の熱伝導率が不明であるので、原因は明らかではない。

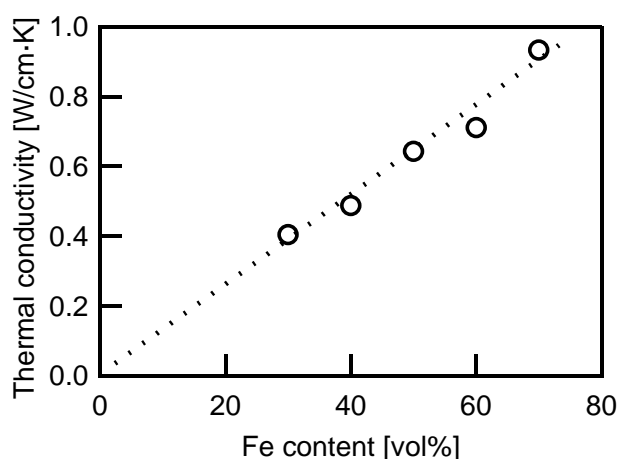


Fig. 7.5 Thermal conductivity of rubbers filled with several contents of iron.

また用いた複合ゴムシートのゴム硬度をゴム硬度計で測定し、柔軟性を評価した。そして結果を熱特性の測定結果と共に Table 7.4 に示す。H-NBR にカルボニル鉄粉を充填した複合ゴムシート No.1~5 の硬度の測定結果を Fig.7.6 に示す。複合ゴムシートの硬度は、フィラーの量が増加するに従い大きくなった。この結果は充填フィラー量の増加とともに、複合ゴムの柔軟性が減少することになり、その結果として接触熱抵抗 TCR が増加することを示唆している。No.6 については、硬度は 87(JIS K6253 準拠)となり、No.4 の硬度とほぼ同じであった。したがって H-NBR より柔軟性に優れた EAR を用いても、センダストを高充填した場合、硬度は高くなることが示された。

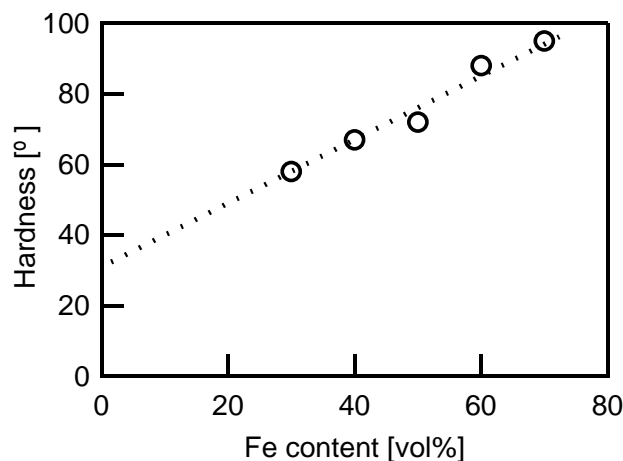


Fig. 7.6 Hardness of rubbers filled with several contents of iron.

接触部材間にこの複合ゴムシートを挟むことにより TCR の低減が可能であるか否かの判断は困難であると考えられる。また従来, TCR の評価には定常熱量計法が用いられてきたが, TCR が発現する部分が平板同士の接触である場合がほとんどで, その部分での TCR の大きさが非常に小さい状態であった。しかし, 実際に複合ゴムシートが接することになる各種の電子部品など放熱性が必要とされる繋ぎ面の形状は平板ではなく, また一様でない場合も多い。したがって本研究では Fig.7.2 に示すように, Table 7.2 に示した各種のステンレス製の網を用い種々のタイプの接触面を作り出し, それを用いて TCR を評価した。なお種々のタイプの差がより明確に現れるように, Fig. 7.2 に示すように, 複合ゴムシートは網を両側から挟む形とした。

各ステンレス網を用いたとき, 複合ゴムシートを挟まない場合の, ステンレス網の各目開きに対する TCR である  $R_2$  を Fig. 7.7 に示す。ステンレス網の目開きが大きくなると TCR が増大した。これはステンレス網の目開きが大きくなるとその厚みも大きくなるため, 空隙が大きくなるためであると考えられる。ステンレス網の目開きが最も大きいときの TCR は平板の場合の 20 倍以上となった。この結果は, 本測定法がトランジスタ法とは異なり, 種々の大きさの(接触が粗である場合を再現した)TCR の低減効果を調べることができることを示している。また本測定法は柔軟性に優れた複合ゴムシートほど目開きの影響を受けにくくなり, そしてその厚みが大きくても十分測定可能であると考えられる。しかし, 柔軟性を追求するために複合ゴムシートの熱伝導率が小さすぎると, 空隙に入り込んだ複合ゴムシートが接触熱抵抗部分の熱伝導性に与える影響を低減すると考えられるので, 使用される複合ゴムの充填量に最適値があると推測される。

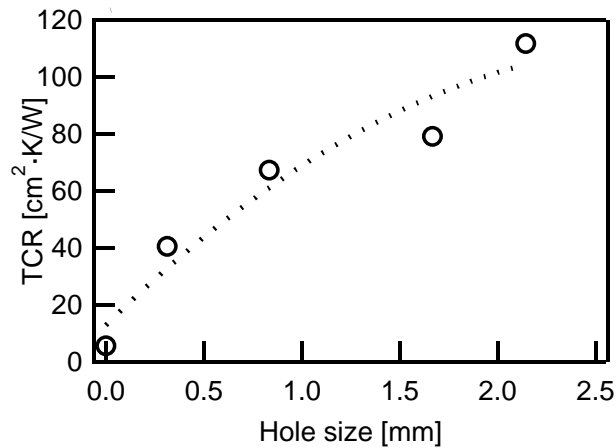


Fig. 7.7 TCR between SUS304 sheet and several types of stainless steel net.

Table 7.4 Properties of thermal conductive rubber sheet

試料番号 No.	1	2	3	4	5	6
ASKER type-A	58	67	72	88	95	87
熱伝導率 [W/m·K]	0.41	0.49	0.64	0.71	0.93	1.89
接触熱抵抗 TCR [cm <sup>2</sup> ·K/W]	30.2	20.5	17	19.5	27	20.2
接触熱抵抗減少率 $K$ [%]	56	70	74	71	60	72

### 7.3.3 平板に対するTCRへの複合ゴムの充填率依存性

通常の平板(接触面)における TCR について調べるため、ステンレス網の代わりに銅板 (厚み:0.777 mm)を用い、各種の充填量の複合ゴムシートについて TCR を測定した結果を Fig. 7.8 に示す。(7.2)式を用いて TCR の減少率  $K$  を求めて接触熱抵抗の低減効果を評価した。その結果を Fig. 7.9 に示す。なお、平板における TCR の値は  $3.7 \text{ cm}^2 \cdot \text{K/W}$  であった。Fig. 7.9 が示すように、平板同士で挟む場合は  $K$  の値はすべての充填量に対して負であり、複合ゴムシートを挟む効果がないことを示している。しかし複合ゴムシートの熱伝導率が大きくなると、TCR を低減しやすくなることがわかった。すなわち平板での評価は、TCR の低減に対する複合ゴムシートの柔軟性の寄与は少なく、その熱伝導率が強く関係することがわかった。

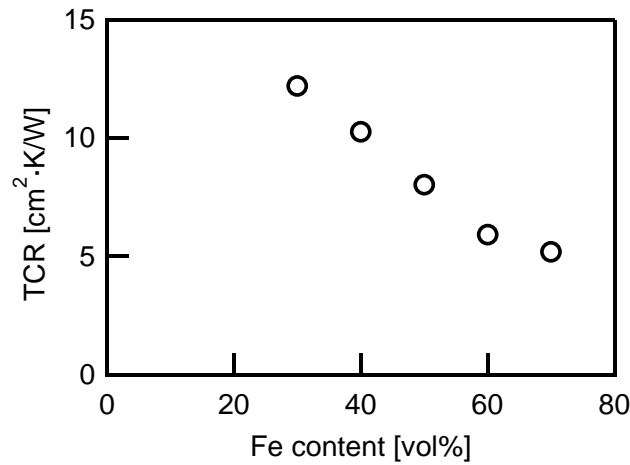


Fig. 7.8 TCR between SUS304 sheet and copper sheet with thickness of 0.777 mm.

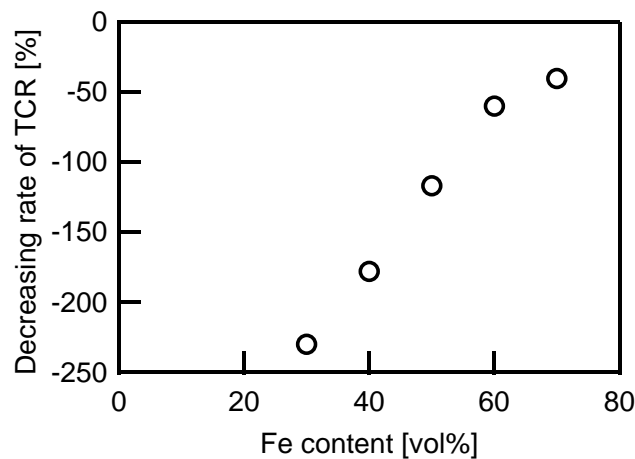


Fig. 7.9 Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and copper sheet.

### 7.3.4 各ステンレス網を用いたときのTCRの複合ゴムの充填率依存性

各ステンレス網(ネット)について、各種の充填量の複合ゴムを用いて TCR を測定し、さらに TCR の減少率  $K$  を算出した。目開きの大きく、且つ厚さの厚いステンレス網(SNo.2)を用いた場合の  $K$  を Fig. 7.10 に示す。30 vol%の充填量では  $K$  の値 50~60 %と小さかった。これは複合ゴムシートが比較的柔軟なため密着性は高いが、複合ゴムシートの熱伝導率が小さいためであると考えられる。

また 70 vol%のように高い充填量でも、 $K$  は充填量が 30 %の場合と同様に小さかった。これは、複合ゴムシートの熱伝導率は高くなるが、柔軟性が損なわれるため複合ゴムシートとステンレス網間の空隙が大きくなったからであると考

えられる。したがって、複合ゴムシートの高熱伝導性と柔軟性のバランスの取れた 50 vol%付近の充填量で  $K$  が最大になったと考えられる。

目開きが小さく且つ比較的厚さの薄いステンレス網(SNo.5)を用いた場合の  $K$  を Fig. 7.11 に示す。30 vol%および 70 vol%付近で  $K$  が小さくなるのは目開きの大きく厚いステンレス網(SNo.2)を用いた場合と同様であるが、 $K$  の最大値 50~60 vol%付近となった。これは SNo.2 のステンレス網の場合に比較して、SNo.5 のステンレス網の空隙の大きさが小さいため、複合ゴムの柔軟性の効果より高熱伝導化の効果の方がより重要になったためと考えられる。

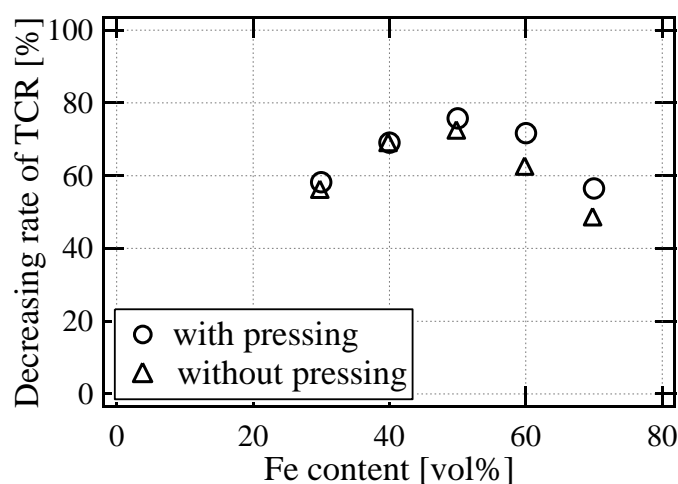


Fig. 7.10 Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and stainless steel net (SNo.2).

また加圧処理を施した場合、目開きが小さいあるいは目開きが大きいステンレス網を用いたいずれの場合においても  $K$  は増加した。つまり接触熱抵抗を下げる事ができた。この結果より、ステンレス網との密着性を促すための複合ゴムの柔軟性は非常に重要な要素であることが再確認された。そして目開きが小さく且つ比較的厚みの薄いステンレス網を用いた場合(SNo.5)、加圧処理により  $K$  の最大値は充填量が 60 vol%付近に移行した。これは複合ゴムシート of 柔軟性が不足している場合においても、加圧処理により複合ゴムをステンレス網の空隙に強制的に押し込めて空隙率を減少させることにより、熱伝導率の効果が増大したためであると考えられる。

以上より H-NBR にカルボニル鉄を充填した複合ゴムを用いる場合には、その充填量を増加させると吸収中心周波数は低周波側に移行する傾向がある。したがって電磁波の吸収特性と接触熱抵抗低減率の両方を最適値にすることは困難である。しかしながら、各充填量に対してステンレス網の目開きや加圧処理の付与により接触熱抵抗低減率を大きくすることが可能であることが本研究から



明らかとなった。

また Table. 7.4 に示すように、セダスト粒子を用いた試料番号 No.6 の熱的性質は磁性金属の充填量が等しい No.4 のものとほぼ同等であった。しかし吸収中心周波数に関しては、Fig.7.4 に示すように H-NBR にカルボニル鉄を 70 vol%以上充填しないと、EAR にセダスト粒子を 60 vol%充填した混練物(No.6)と同等にならない。Fig.7.6 に示すように充填が増加すると柔軟性が低下することから、柔軟性を維持しながら吸収中心周波数を低周波側に移動させたい場合には、球状のセダスト粒子を充填する方が適切であることが分かる。

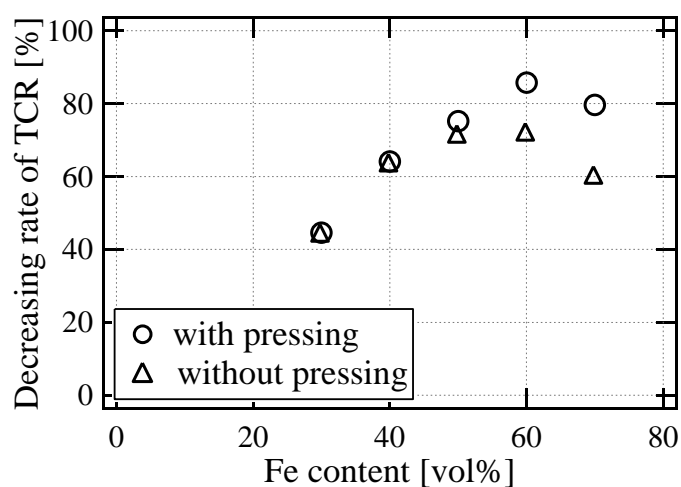


Fig. 7.11 Decreasing rate of TCR between SUS304 sheet and stainless steel net (No.5).

## 7.4 結論

1. お互い相反する熱伝導性と柔軟性を総合的に評価するため定常熱流計法熱伝導率測定装置を応用し, 熱伝導性フィラーとして球状の磁性金属粉を用いた複合ゴムシート電磁波吸収材料の接触熱抵抗を直接測定した。その結果, 所望の電磁波吸収特性を示す複合ゴムシートの柔軟性および高熱伝導性のバランスがとれる充填量を最適化できることわかった。
2. 熱伝導性フィラーとして球状セリカ粉を用いることにより, 柔軟性と高熱伝導性にさらに電磁波吸収特性も付与した材料設計がある程度可能となった。

## 7.5 参考文献

- [1] Y. Agari, A. Ueda, and S. Nagai: "Thermal Conductivity of a Polymer Composite", *J. Appl. Polym. Sci.*, Vol. 49, pp.1625-1634 (1993)
- [2] 山田悦郎：「分散系混合物の有効熱伝導率」，熱物性，3，78-83(1989)
- [3] 金成克彦，小沢丈夫：「充てん材配合エポキシ樹脂の熱伝導率」，熱物性，Vol. 3，pp.106-111 (1989)
- [4] JIS A 1412 (保護熱板法)
- [5] Y. B. Feng, T. Qiu, C. Y. Shen, and X. Y. Li : "Electromagnetic and Absorption Properties of Carbonyl Iron/Rubber Radar Absorbing Materials", *IEEE Trans. Magn.*, Vol.42, pp.363-367 (2006)
- [6] 清水康敬，杉浦 行，石野 健：「最新電磁波の吸収と遮蔽」，日経技術図書株式会社, pp.126-129 (1999)
- [7] 橋本 修：「高周波領域における材料定数測定法」，森北出版株式会社, pp.11-44 (2003)
- [8] T. Kondo and S. Yoshikado : "Electromagnetic Characteristics of a Ceramic Composite", *J. Ceram. Soc. Japan*, Vol.109, pp.326-331 (2001)近藤隆俊，吉門進三：「セラミックス複合体の電磁気的特性について」，*J. Ceram. Soc. Japan*, Vol.109, pp.326-331 (2001)
- [9] K. Sakai, N. Asano, Y. Wada, and S. Yoshikado : "Composite Electromagnetic Wave Absorber Made of Soft Magnetic and Polystyrene Resin and Control of Permeability and Permittivity", *J. European Ceram. Soc.*, Vol. 30, pp.347-353 (2010)
- [10] ASTM E 1530 (熱分析標準)

## 第8章 結論

薄型ながら高い電磁波吸収特性を有する導体パターン装荷型電磁波吸収体(以下、パターン吸収体とする)の設計・評価・応用に取り組んだ。パターン吸収体の設計はシミュレーションで行い、試作および性能評価による設計検証を経て、試作品を実際の無線通信現場で応用してその効果を確認している。本章では各章の要点をまとめ、本研究で得られた知見を示すと共に最後の総括を行う。

第3章では、絶縁基材フィルムにパターン導体を多数個配列したFSSパターン層を表層(電磁波入射面)に、そしてポリマー層および後面反射板を積層した構成を基本構造とするパターン吸収体の設計因子の効果と当初考えた電磁波吸収メカニズムを述べた。特定周波数の電磁波がパターン吸収体に入射すると、共振パターンと後面反射板から成る平行導体板構成、パターン導体内部にできる電気壁( $E=0$  面)、パターンエッジ(パターン端部)下部に形成される不完全な磁気壁が並列共振器単位(共振器構成)として動作する。共振を担う各要素の因子がそのまま電磁波吸収体の設計因子となるため、一般的な単層型電磁波吸収体が吸収周波数に対応した材料定数、製品厚みなど互いに関連し合う限られた設計因子しか持たなかったのに対して、影響度の異なる多くの設計因子を有し、これらから選択することが可能となる。結果として従来にない薄さの電磁波吸収体を設計提案できることを明らかにした。

研究初期に考えたパターン吸収体の電磁波吸収メカニズムは、電磁波吸収体に垂直照射される電磁波(平面波)に対して、一つの反射波は共振パターン導体で生じる反射波(照射波に対して位相が $\pi$ 分だけ変化したもの)であり、もう一つの反射波は一旦パターン吸収体に取り込まれて、共振パターン導体の内部中央付近の電気壁での反射にて位相が $\pi$ 変わり、その後共振器の端部にある磁気壁に再び達した場合の往復の経路長が位相 $\pi$ であるため、合計の位相変化が約 $2\pi$ となって自由空間に再放射される反射波であること、そしてこれらの二つの反射波間の位相差が $\pi$ の奇数倍となるため、互いに干渉して空間で減衰することを要因としていた。

第4章では、しかし、第3章で示した電磁波吸収が空間干渉に因るという考え方は、電磁波の波動性に基づくことを根拠としても物理的ではないことから、パターン吸収体における電磁波吸収メカニズムを明確化する必要があることを指摘した。これまでの考え方で最も不明確な点は、電磁波吸収が入射波と反射波の干渉により電磁エネルギーが消失すると考えることが、エネルギー保存則を無視していることであった。とくにパターン導体に垂直入射した電磁波が直接反射した場合のエネルギーの消失を説明することが困難であった。そこで第4章では電磁波の電力の流れを表す時間平均ポインティングベクトルを用いて、

パターン吸収体のパターン導体から直接反射された電力の大きさと向きを求め、そしてそれらを基に吸収される電磁エネルギーの時間的な挙動変化を明らかにすることを試みた。

まず $x$ ,  $y$ ,  $z$  軸方向の異方性を考慮した複素ポインティングベクトルの実部と虚部を用いた評価方法を提案し、その妥当性を確認するため、それぞれ $0\ \Omega$ と $377\ \Omega$ とした各均質面に電磁波(平面波)を照射した場合について解析・評価を行ったところ、電力の実(real)の流れ、そして虚(imaginary)からの波動性による挙動が精度よく表現できていることを確認した。続いてパターン吸収体の内部および外部の各positionでの電力の大きさと各方向への流れをポインティングベクトルにて評価した。そして、パターン吸収体の共振パターン導体に垂直入射した電磁波の実部の電力は、部分的に水平方向の流れに変換され、パターンエッジに向かってその電力が大きくなり、パターンエッジでパターン導体の周囲を上下方向に半周するようにパターン吸収体の内部に入り、水平方向逆向きの大きな流れとなってパターン導体内部に形成される電気壁に向かう流れになることを確認した。またこの電力が水平方向の流れへの変換することから、パターン吸収体内での共振方向およびその距離を横方向(水平方向)に転換でき、結果として電磁波吸収体の上下方向(垂直方向)の厚みを薄くできることを説明した。さらにポインティングベクトルの虚部からは、干渉などの電磁波の波動性に起因する現象を導出することができたが、この際に実部と同時に評価すれば、虚部で導かれる波の振幅強度からリターンロスなどを定量的に議論することが可能であることを確認した。非整合状態での空間に放出される反射波挙動や整合状態のパターン共振器構成内での強い横方向の干渉の結果として、そこで生ずる電力の貯蔵・蓄積する現象の存在を、ポインティングベクトルの実部と共に虚部の結果から検証することができた。

第5章では、パターン吸収体の課題である吸収周波数帯域幅が狭くなることへの対策に取り組んだ。電磁波吸収特性の解析値が、作製したパターン吸収体の実験値と良好に一致することが確認されているため、試作評価を主に検討した結果、まず理論値の場合よりも実測値の方が常に広帯域周波数特性を示していたが、さらにポリマー層に磁性材料が使用した場合に広帯域周波数特性が得られていた。

そして設計因子が多く、それらの設計自由度も高いことから、パターン吸収体の吸収中心周波数は各設計因子との間にスケール則が成り立っており、且つ大幅に高周波数側(例えばミリ波帯)にシフトすることができることを見出した。この際に複素比誘電率の虚部 $\epsilon_r''$ を変えることにより、吸収中心周波数を変動させることなく規格化入力インピーダンス $z_s$ のみを変えることが可能となり、変更後の周波数帯にても $-20\ \text{dB}$ 以下のリターンロスを得ることができた。これによ

り、パターン吸収体はミリ波帯に於いても動作することが明らかとなった。これらの吸収周波数調整が容易にできることも、パターン吸収体の重要な特徴といえた。

第6章では、前述の高周波数側とは逆に、RFIDなどの電波方式のアンテナ通信として用いられる比較的低い1 GHz以下の周波数帯へ吸収周波数を調整した薄型・軽量の電磁波吸収体の設計について述べている。薄く、ハンドリング性に優れるパターン吸収体を、RFID無線通信空間に適用させるために縦型パネルに加工して用いたRFIDシステム通信試験により、リーダアンテナからの照射波と金属板からの反射波の干渉により空間に生じる定在波を抑制できることを確認した。効果として、パターン吸収体で囲まれた空間の電磁波環境を自由空間に近似させることが可能となるため、その空間での信号通信が安定化することでRFIDタグ読取率は向上した。RFIDシステムの実際の現場では多くの金属体などの電磁波反射体が存在しており、無線通信環境としては劣悪となる。このような無線環境(例えば巨大な倉庫などのインフラ)に対してもパターン吸収パネルを応用することで、必要な無線通信空間をゾーニングして確保することが可能となり、RFID無線通信品質を大幅に改善できることを明らかにした。

パターン吸収体は、特定周波数のみであるが電磁波を反射せずに吸収する、しかも後面反射板を有しているために全体としては電磁遮蔽体として機能している。しかし電磁波を反射しないという性質において通常の金属遮蔽板とは異なる。つまり電磁波を漏洩しないというセキュリティ機能を有しながら、それらに囲繞された内部空間では特定周波数の電磁波に対して自由空間に近い電磁波環境を提供することが可能となる。この定在波を抑制する機能がRFIDシステムの電磁波通信環境を改善するために有効に働いている。さらに今後、ミリ波帯電磁波を用いた自動運転技術や安全運転支援システム等が実用化される段階で、例えばトンネル内などの定在波が発生することが予想される劣悪な電磁波環境にて通信不良の問題が顕出することが懸念されるが、そのような問題発生箇所に対処的に無線通信環境改善ツールとして、以上に述べた電磁波吸収体が適用されることが期待される。

最後の第7章では、相反する熱伝導性と柔軟性の両機能を満たすための単層型電磁波吸収体(複合ゴムシート)の評価方法について研究している。これらの要求仕様を総合的に評価するため定常熱流計法熱伝導率測定装置を応用し、熱伝導性フィラーとして球状の磁性金属粉を用いた複合ゴムシート電磁波吸収材料の接触熱抵抗を直接測定する方法を提案した。その結果、所望の電磁波吸収特性を示す複合ゴムシートにおいて、柔軟性および高熱伝導性のバランスを取りつつ磁性金属粉フィラーの充填量を最適化できることがわかった。この際、熱伝導性フィラーとしてセンダスト粒子を用いることにより、真球に近く且つ粒径

の揃った磁性金属粉を分散させることの有効性を確認し、柔軟性と高熱伝導性にさらに電磁波吸収特性も高めた材料を設計することができた。

本論文で取り組んだパターン吸収体の電磁波吸収の原理は次の通りとした。垂直入射波(平面波)がパターン吸収体に入射後、共振パターン導体の表面に沿って実の電力として水平方向に流れ、その電力の流れはパターン間隔において隣接するパターンから対向して流れくる電力の流れと、さらにその周囲に照射される垂直下向きの入射波の電力がすべて合流して、パターン間隔から侵入する。その後、共振器構成のパターン吸収体内のパターン導体下部に干渉などで一時的に多量に蓄積される。電磁波吸収はエネルギー保存則に適合しない空間での干渉効果で消失するのではなく、パターン共振器構成内に多く蓄積した電力が内部(ポリマー層)の材料損失による熱損失にて逐次消失することになる。

パターン間隔を変更することにより、パターン吸収体の整合状態や非整合状態を制御することができたが、パターン間隔を小さくした非整合状態であっても、パターン間隔からポリマー層に入る電力は十分に大きいことが判明した。この整合と非整合の差は、単にパターン間隔から入る電力の量だけで決まるのではなく、入った後にポリマー層でさらに水平方向に曲がり、水平方向の電磁波の干渉などにより、パターン共振器構成の共振性能に導かれてその内部に蓄積される電力( $S_{yr0}$ および $S_{yi0}$ )の大きさの差により決まる。パターン共振器構成内での貯蔵量および熱損失能力によって反射波量が決まり、これが電磁波吸収量の差に結び付いていた。

以上の結論を得るために時間平均ポインティングベクトルを用いた評価方法を提案した。ポインティングベクトルの実部は実(real)の電力、それは熱に変換できる電磁波の粒子性挙動に基づく有効電力を表しており、虚部は無効電力として熱に変わることはない電磁波の波動性に基づくリアクティブな挙動を表している。しかし、実部(real)と虚部(maginary)は表裏一体の関係にあるため、電磁波吸収体の吸収機構を議論する場合、もう一方の裏付けがあれば片方を用いて定量的議論ができることを明らかにした。

これまで電磁波吸収体にポインティングベクトルによる解析を適用された例はなく、それがデバイス評価などに利用される場合も多くは実部のみが用いられていた。今回は実部に合わせて虚部をも利用して、電磁波の粒子性あるいは波動性の挙動の両方を評価できることになり、これらを組み合わせて電磁波吸収体の吸収メカニズムを提案することができた。本研究の例に限定されることなく、ポインティングベクトルは複素数で表される電界、磁界の値があれば、たとえ近傍界や遠方界に関係なく計算できるため、今後、さらに展開すれば電磁波の諸現象について内容把握が可能になることが期待される。

# 謝辞

本研究を進めてまとめるにあたり，始終丁寧かつ貴重なご指導ならびにご鞭撻を賜りました本学吉門進三教授に心より深く感謝致します。研究活動に入る動機付けから，日々の研究活動，学会発表の支援まで，様々な面で絶えず温かく見守って頂きました。

また日々の指導および支援をしていただきました本学佐藤祐喜准教授，実験に協力して頂きました久保田匠氏，森河直樹氏をはじめとする本学諸学生の皆様に心から感謝致します。さらに研究遂行に対して貴重な助言を頂きました大阪産業技術研究所（森ノ宮センター）の上利泰幸博士，会社にて共に製品開発に取り組んだニッタ株式会社の松下正人氏，岡村東英氏にも深く感謝致します。そして博士課程後期課程に進むことを認めていただいた，現在の所属先であるニッタ株式会社に厚く感謝申し上げます。

最後になりますが，その協力があったからこそこの想いを新たに家族に深く感謝致しております。

2017年11月24日

吉田隆彦



# 業績一覧 (2012-2017)

## 学術論文 (査読あり)

1. 吉田 隆彦, 上利 泰幸, 吉門 進三: 「電磁波吸収複合ゴム材の吸収特性と接触熱抵抗の評価」, 電気学会論文誌. A, Vol. 132, pp.180-186 (2012)
2. T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Fabrication and Evaluation of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surface,” 2016 *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)*, pp.1138-1144, *IEEE Conference Publications* (2016)
3. T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, and S. Yoshikado: “Analysis of Power Flow by Poynting Vectors for Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces,” *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 78, pp.61-74 (2017)
4. T. Yoshida, M. Matsushita, T. Kubota, N. Morikawa, and S. Yoshikado: “Design of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces,” 2017 *Progress in Electromagnetic Research Symposium - Fall (PIERS - Fall)*, Singapore, 19-22 November, pp.866-874 (2017)
5. 吉田 隆彦, 松下 正人, 岡村 東英, 吉門 進三: 「UHF帯電磁波吸収体を用いたRFIDタグ読取率の改善法」, 電子情報通信学会論文誌C, 投稿中.

## 資料 (査読なし)

1. 吉田 隆彦, 久保田 匠, 吉門 進三: 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の作製と評価」, 信学技報, Vol.115, No.66, MW2015-23, pp.13-18 (2015)
2. 吉田 隆彦, 久保田 匠, 吉門 進三: 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の作製と評価」, 信学技報, Vol.116, No.51, MW2016-22, pp.61-66 (2016)
3. 梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三: 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 信学技報, Vol.116, No.51, MW2016-23, pp.67-72 (2016)
4. 吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三: 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」 信学技報, Vol.116, No.363, MW2016-151, pp.107-111 (2016)

5. 森河直樹, 梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三:「電磁波吸収体の斜入射測定装置の作製と評価に関する研究」, 信学技報, Vol.116, No.363, MW2016-149, pp.95-100 (2016)
6. 梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三:「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 信学技報, Vol.116, No.363, MW2016-150, pp.101-106 (2016)
7. 吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三:「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 信学技報, Vol.117, No.34, MW2017-8, pp.1-6 (2017)
8. 梅本 成貴, 森河 直樹, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三:「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の作製と評価に関する研究」, 信学技報, Vol.117, No.34, MW2017-9, pp.7-12 (2017)

## 学会発表

### 1. 国内学会

1. ○吉田 隆彦, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の作製と評価」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 電気通信大学 東3号館(総合研究棟)(東京都調布市), (3), 口頭発表, 2015年5月28日
2. ○吉田 隆彦, 吉門 進三, 「UHF帯電磁波吸収体を用いたRFIDタグ読取率の改善」, 2015年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東北大学 川内北キャンパス(宮城県仙台市), B-4-25, 口頭発表, 2015年9月10日
3. ○久保田 匠, 堺 健司, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダストとポリスチレン樹脂を孤立分散させた複合電磁波吸収体の吸収特性の粒径による制御」, 2015年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東北大学 川内北キャンパス(宮城県仙台市), B-4-24, 口頭発表, 2015年9月10日
4. ○吉田 隆彦, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の作製と評価」, 2016年電子情報通信学会総合大会, 九州大学 伊都キャンパス(宮城県仙台市), B-4-27, 口頭発表, 2016年3月16日
5. ○梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 2016年電子情報通信学会総合大会, 九州大学 伊都キャンパス(宮城県仙台市), B-4-26, 口頭発表, 2016年3月16日

6. ○久保田 匠, 吉田 隆彦, 梅本 成貴, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダストとポリスチレン樹脂を孤立分散させた複合電磁波吸収体の広角吸収特性に関する研究」, 2016年電子情報通信学会総合大会, 九州大学 伊都キャンパス (宮城県仙台市), B-4-30, 口頭発表, 2016年3月16日
7. ○吉田 隆彦, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の作製と評価」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 京都大学 宇治キャンパス 木質ホール (京都府宇治市), (15), 口頭発表, 2016年5月20日
8. ○梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 京都大学 宇治キャンパス 木質ホール (京都府宇治市), (16), 口頭発表, 2016年5月20日
9. ○吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 2016年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 北海道大学 (札幌市), B-4-16, 口頭発表, 2016年9月20日
10. ○吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 防衛大学校 総合情報図書館AVホール (神奈川県横須賀市), (20), 口頭発表, 2016年12月15日
11. ○梅本 成貴, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 防衛大学校 総合情報図書館AVホール (神奈川県横須賀市), (19), 口頭発表, 2016年12月15日
12. ○吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surface を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 2017年電子情報通信学会総合大会, 名城大学 天白キャンパス (愛知県名古屋市), B-4-2, 口頭発表, 2017年3月22日
13. ○梅本 成貴, 森河 直樹, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の吸収特性の評価に関する研究」, 2017年電子情報通信学会総合大会, 名城大学 天白キャンパス (愛知県名古屋市), B-4-32, 口頭発表, 2017年3月23日
14. ○吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surface

- を利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 大阪大学 豊中キャンパス (大阪府豊中市), (1), 口頭発表, 2017年5月18日
15. ○梅本 成貴, 森河 直樹, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「センダスト粒子をポリスチレン樹脂に分散させた複合二層型電磁波吸収体の作製と評価に関する研究」, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 大阪大学 豊中キャンパス (大阪府豊中市), (2), 口頭発表, 2017年5月18日
  16. ○吉田 隆彦, 松下 正人, 久保田 匠, 吉門 進三, 「Frequency selective surfaceを利用した電磁波吸収体の電磁波吸収機構」, 2017年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東京都市大学 (東京), B-4-31, 口頭発表, 2017年9月13日
  17. ○森河 直樹, 久保田 匠, 吉田 隆彦, 佐藤 祐喜, 吉門 進三, 「導体パターンを周期的配列した電磁波吸収体の作製と評価」, 2017年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東京都市大学 (東京), B-4-32, 口頭発表, 2017年9月13日

## 2. 国内学会

1. ○Takahiko Yoshida, Masato Matsushita, Takumi Kubota, Shinzo Yoshikado, “Fabrication and Evaluation of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surface”, The 37<sup>th</sup> PIERS in Shanghai, Shanghai International Convention Center, Session 1P\_16, Oral presentation, Aug. 8<sup>th</sup>, 2016.
2. ○Takahiko Yoshida, Masato Matsushita, Takumi Kubota, Naoki Morikawa, Shinzo Yoshikado, “Design of Electromagnetic Wave Absorbers Using Frequency Selective Surfaces”, The 39<sup>th</sup> PIERS in Singapore, Nanyang Technological University, Session 1P0, Poster presentation, Nov. 20<sup>th</sup>, 2017.