

〈技術レポート〉

構造制御による電磁波吸収機能の発現

浜松研究所 研究部門 成田 毅

1. はじめに ー電磁波吸収体の必要性ー

近年の高度情報化社会の発展に伴い、電子・情報機器、設備では不要な電磁波による誤動作や外部への情報漏洩を防ぐために、電磁波の吸収が必要とされている。ITS（: Intelligent Transport Systems : 高度道路交通システム）では、ETC（Electronic Toll Collection System : ノンストップ料金自動収集システム）が一般的となってきており、約250万台の車に搭載され（平成16年2月現在）、今後さらに増加すると予測される。ETCにおける車・料金所間の通信は、周波数が5.8GHzの電磁波を用いて行われる。料金所と車載機器との間で直線的に送受信される電磁波のみが必要であり、壁面や路面などで反射した後に受信される電磁波は、反射による位相変化などによってオリジナルと異なった情報を伝える不要な電磁波である。また隣接レーンからの電磁波も誤動作を生じる不要な電磁波である。

今後利用が広まるであろうAHS（Advanced Cruise-Assist Highway Systems : 走行支援道路システム）には衝突防止レーダーがある。車輻から発信された電磁波が、前方車輻や落下物などで反射することで危険を知らせるシステムである。衝突防止レーダーでは、カーブの壁面や標識などで反射した電磁波は、危険ではないものを危険と誤認識させる不要な電磁波である。

このような不要電磁波による機器の誤動作を防ぐために、料金所の壁面や路面などには、電

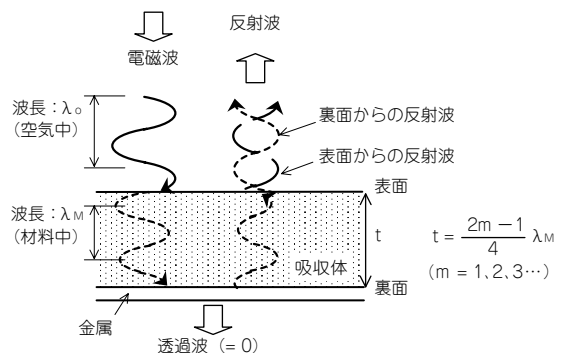


図1 $\lambda/4$ 型電磁波吸収体の吸収機構

磁波を反射せず、しかも透過しない電磁波吸収体が必要である。

1.1 現状の電磁波吸収体 ー $\lambda/4$ 型吸収体ー

現在使われ始めている一般的な電磁波吸収体は、設計が比較的容易な「 $\lambda/4$ 型」と呼ばれるものである。このタイプの吸収体は、裏面に金属を配置することで電磁波が透過しない。電磁波は異なる材料の界面を通過する時に、必ず反射を生じる性質がある。よって吸収体の表面での反射波そのものを無くすることができないので、裏面からの反射波と干渉させることで反射波を低減している（図1参照）。

「 $\lambda/4$ 型」では吸収体の厚さによって干渉条件が異なるので、材料の電磁特性と共に厚さの制御が重要となり、入射角度や周波数（波長）が異なると吸収能力が著しく低下するという欠点がある。

大気中で波長が λ_0 [mm]の電磁波は、材料内部で波長が λ_M [mm]へ変化する。 λ_M は λ_0 と材料の誘電率、透磁率によって決まる。材料の厚さが t のとき、表面・裏面からの反射波が干渉する条件は、整数 m を用いて

$$t = (2m - 1)\lambda_M / 4 \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \dots\dots (1)$$

と表すことができる。 $m=1$ の時に厚さが $t = \lambda_M / 4$ となるため、このような電磁波の干渉を利用した吸収体は「 $\lambda/4$ 型」と呼ばれる。

また材料には電気抵抗（導電損失）、誘電損失、磁性損失などの損失特性があるので、材料中で電磁エネルギーの一部を熱エネルギーへ変換できる。これにより電磁波の強度が低減する。従って「 $\lambda/4$ 型」吸収体で表面での反射波と干渉させるために、裏面からの反射波を制御するには材料の損失特性についても考慮しなくてはならない。

つまり「 $\lambda/4$ 型」吸収体の設計段階では、目的である電磁波を決定した後には損失項も含めた材料の電磁特性を創りこむ必要がある。

1.2 新しい電磁波吸収体の発想

「 $\lambda/4$ 型」吸収体では、表面と裏面で電磁波の伝播が変化し適切に干渉した結果、吸収機能が生じたが、伝播の変化に関与できる面は表面・裏面の2面のみであった。

そこで我々は、電磁波の伝播が変化する面を増やすために材料内部に多くの散乱体を混入させ、複合材料について検討した。散乱体による主な電磁波の伝播特性の変化は次の通りである（図2参照）。

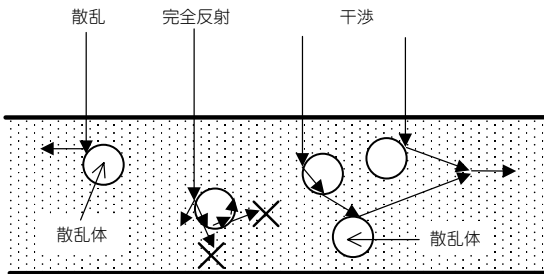


図2 散乱体による電磁波の伝播変化

- a) 散乱 : 偏向
- b) 完全反射 : 散乱の特殊な場合
- c) 干渉 : 散乱波同士の干渉

これらの変化を適切に組み合わせることで電磁波の材料内部からの放出が低減し、反射・透過が低減し、吸収機能が発現すると考えられる。電磁波吸収体の目的は不要な電磁波によって機器が誤動作するのを防ぐことであるので、不要な電磁波を材料内部に閉じ込めることができれば目的を達成できる。

また、この機構では、任意の特性を持つ材料に対して、適切に散乱体を混入すれば、電磁波吸収体とできるので既存の材料を利用でき、材料特性の創り込みに苦心する必要がなくなる。

この考えによれば、損失性能が乏しい材料であっても構造を適切に設計することで、電磁波の伝播を制御できるという効果が期待できる。

2. 吸収体の設計

損失特性がほとんどないアクリル樹脂をマトリックスに、損失特性がない空気を散乱体とした複合材料について、電磁波吸収機能の発現について検討した。散乱体である空気は円柱形状（貫通孔）とし、吸収体はアクリルに貫通孔を加工したものとした。電磁波がどこから入射しても同様の機能を発現できるように貫通孔は周期配列させた。配列の周期性は電磁波シミュレーションソフトを用いて最適化した。配列の周期性以外の設計因子を次に示す（表1参照）。

表1 電磁波制御材料の設計因子

設計 因子		設計内容	
散乱体 (空気)	配列 方法	2次元三角格子配列	
	形状	円柱	
	直径 [mm]	電磁波の波長[mm]と等しい	
	材料 特性	比誘電率 [-]	1.00 - j0.00
	比透磁率 [-]	1.00 - j0.00	
マトリックス (アクリル)	厚さ [mm]	電磁波の波長[mm]の4倍とした	
	材料 特性	比誘電率 [-]	2.45 - j0.02
		比透磁率 [-]	1.00 - j0.00

2.1 散乱体（貫通孔）の配列方法

加工が容易であるのでコストダウンが期待できるため、散乱体である貫通孔は平行に配列した。また材料のどの部位においても同様の機能が発現できるように周期構造とし、周期の単位構造は単純な三角格子とした。

2.2 散乱体（貫通孔）の形状

どの方向からの電磁波に対しても同様の散乱特性を示す円柱形状とした。

2.3 散乱体（貫通孔）の大きさ

散乱率が高いミー散乱を利用できるように、円柱の直径を制御する電磁波の波長と同じとした。

2.4 散乱体（貫通孔）の特性

電磁波が伝播する際に最も損失を生じない空気を散乱体として用いた。

2.5 マトリックスの材料特性

マトリックスとして、損失がない汎用樹脂であるアクリルを用いた。

2.6 マトリックス（材料）の厚さ

散乱体が周期性を持つためには、材料の厚さ方向に複数個の散乱体を配置する必要があるため、散乱体が電磁波の波長相当の大きさであるため、マトリックスの厚さを波長の4倍とした。

2.7 周期配列の最適化—シミュレーションの活用—

貫通孔の周期配列をMaxwell方程式を基本とした、FDTD法（Finite Difference Time Domain法：時間領域差分法）を利用した電磁波解析ソフトでシミュレーションで最適化した。電磁波解析

ソフトは、電磁波の波長が散乱体のサイズと同等な場合に生じるミー散乱の扱いに適した、“EM-FLEX”（株CRCソリューションズ製）を用いた。

材料の周囲に空気層を設定し、材料から適切な距離離れた空間を通過する電磁波のエネルギーから、反射波・透過波のエネルギーを算出した。材料と空気層を合わせた領域を解析領域と呼ぶ事とする。電界強度を1V/m、電界の方向を円柱空洞の長さ方向と平行とした電磁波を、モデルの表面に垂直に入射するように照射した。平衡に達した状態で反射側・透過側の空気層を通過する電磁波のエネルギーを算出し、照射した電磁波のエネルギーとの比から、反射率 R_R [-]、透過率 T_R [-]を算出した。解析領域では、エネルギーの保存則が成立するので吸収率 A_R [-]を式(2)から算出した。比率を表す単位としてdB（デシベル）を用いると、吸収率A [dB]、反射率R [dB]、透過率T [dB]は式(3)で定義される。吸収率 A_R が最高値となるように円柱孔の配列の周期性を決定した。

$$A_R = 1 - R_R - T_R \dots\dots\dots (2)$$

$$A = 10 \cdot \log(1 - A_R), R = 10 \cdot \log(R_R), \dots\dots (3)$$

$$T = 10 \cdot \log(T_R),$$

この配列のモデル、および一部に電磁波を照射した場合の平衡状態における電磁波エネルギー密度の分布を図3に示す。照射した電磁波の直径は

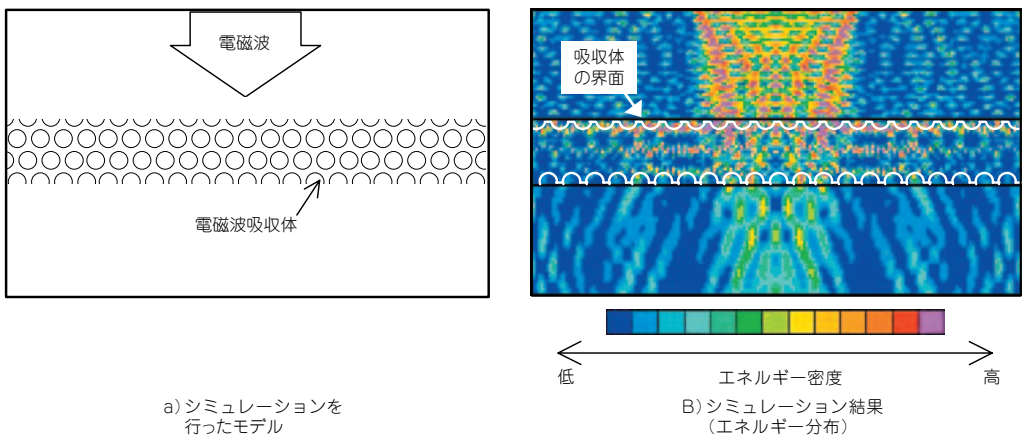


図3 電磁波の局在箇所（シミュレーション）

波長の10倍とした。赤色・ピンク色の部分がエネルギー密度が高く、青色・水色の部分は密度が低い。材料内部へ入射した電磁波の一部は、材料内部を横方向へ伝播し外部へ放出しないことがわかる。残りの電磁波は円柱孔によって散乱され、散乱波同士で干渉し弱め合ったと考えられる。また、横方向へ伝播した電磁波は徐々に減衰していた。これはマトリクスであるアクリルの誘電損失が0ではないため、電磁エネルギーが熱に変換されていったためと考えられる。

上記のようにして配列を最適化したモデルにおいて、マトリクスの材料特性を変化させた場合についてシミュレーションを行った。比誘電率（実数部）をアクリルの2.45から変化させると吸収率が大きく変化し、散乱体である貫通孔の効果が大いことがわかる（図4参照）。材料

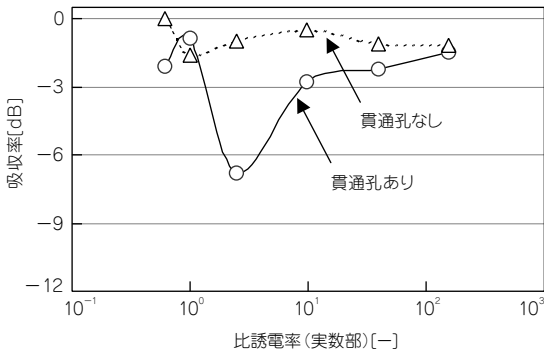


図4 吸収率におけるマトリクスの比誘電率実数部の効果 (誘電損失：一定)

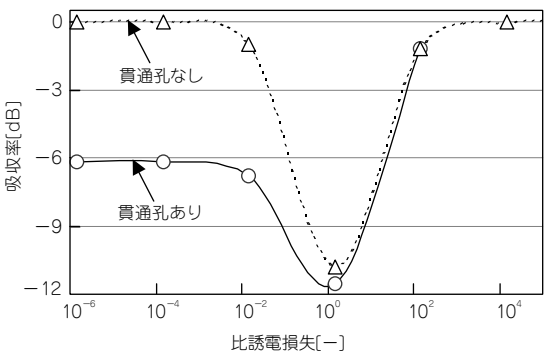


図5 吸収率におけるマトリクスの比誘電損失の効果 (比誘電率：一定)

ごとに散乱体の適切な配置が存在するためと考えられる。また誘電損失をアクリルの 2×10^{-2} から低減させても吸収率がほとんど変わらなかった（図5参照）。誘電損失が実数部と比較して大きな値を持つと、電磁波の伝播に大きな変化が生じるが小さな損失がさらに小さくなくても電磁波の伝播に影響しないためである。そして貫通孔がない場合には、吸収がほとんどない貫通孔が散乱体として、材料内部での干渉を生じさせているために吸収が生じたと考えられる。また誘電損失が1付近で吸収率が高くなるが、これは散乱体である貫通孔がない場合と同様の値であった。この吸収は、材料そのものの表面・裏面での反射波の干渉が生じた結果であり、散乱体の効果ではない。

3. サンプルの作成

60, 75GHz (波長：5mm, 4mm)用の吸収体を、表1の設計因子に従って作成した。比較のために測定が容易な30, 37GHz (波長：10mm, 8mm)用の電磁波吸収体を作成した。

マトリクスとして $\square 100\text{mm}$ で厚さが波長の4倍であるブロック状のアクリル (三菱レイヨン製アクリライトS) を切り出し、散乱体である貫通孔をドリルで加工した。貫通孔の直径は波長と同じとし、シミュレーションによって最適化した配列に従って孔を配置した。作成したサンプルを写真1に示す。

4. 測定方法

30, 37GHz (波長：10mm, 8mm)用の吸収体については18～40GHz, 60, 75GHz (波長：5mm, 4mm)用の吸収体については50～75GHz

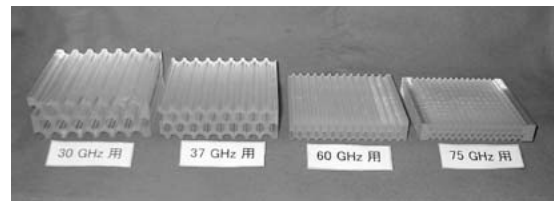


写真1 電磁波吸収体サンプル

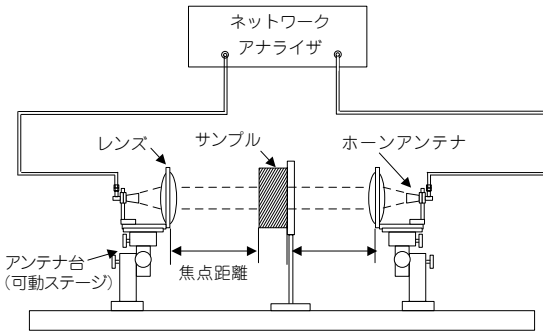


図6 電磁波吸収率の測定系(1) - 18~40GHz -

の周波数範囲で測定を行った。

出力、検出が可能な周波数が40GHzまでのネットワークアナライザを用い、アンテナ、レンズを通じて電磁波を送・受信し、大気中においたサンプルについて電磁波吸収特性を測定した。この測定方法を自由空間法と呼ぶ。導波管内での測定や共振器を用いた測定ではサンプルの大きさに制限があり、今回のサンプルのように波長相当の散乱体が周期性を持ったものを評価することが困難である。

4.1 低周波数(18~40GHz)の測定

発信器および検出器としてネットワークアナライザ(Agilent Technology 製8722D)を用い、アンテナ(キーコム製CC42S: 18~26.5GHz, キーコム製CC28S: 26.5~40GHz), レンズ(キ

ーコム製LAS-140B)を通じて空气中に平行な電磁波を送信し、サンプルに照射した。反射波、透過波はそれぞれ送信側・受信側のアンテナ系で受信し、ネットワークアナライザから得たエネルギー・反射率、透過率から式(3)を用いて吸収率を算出した。用いた測定系の概要を図6に示し、測定に用いた機器を表2にまとめる。

周波数分解能は約60MHzであり、反射率、透過率などの入射エネルギーに対する各エネルギーの比の分解能は約0.01dBであった。サンプル以外のものからの不要な電磁波は、アナライザのタイムゲーティング処理によって除去した。

4.2 高周波数(50~77GHz)の測定

発信器としてネットワークアナライザを用い(Agilent Technology 製8722D), アンプ(Agilent Technology 製8349B)で増幅した後、周波数変換器である逡倍器(Agilent Technology 製83557A)を用いて周波数を増加させ、アンテナ(キーコム製CC15R), レンズ(キーコム製LAS-140B)系から電磁波を送信した。

サンプルからの反射波は、送信側のアンテナ系で受信し、方向性結合器(キーコム製DC15-10A)を用いて送信波から分離した。分離した反射波はハーモニックミキサ(Agilent Technology 製11970V)を用いて周波数を低減させ、スペクトルアナライザ(Agilent Technology 製8562A)で反射エネルギー値を得た。透過波は受

表2 測定に使用した機器

	機 器 名	
	18~40 GHz	50~77GHz
発 信 器	ネットワークアナライザ (Agilent Technology 製8722D)	
増 幅 器	—	アンプ (Agilent Technology 製8349B)
周波数変換器(アップ)	—	逡倍器 (Agilent Technology 製83557A)
ア ン テ ナ	ホーンアンテナ (キーコム製CC42S, CC28S)	ホーンアンテナ (キーコム製CC15R)
レ ン ズ	誘電体レンズ (キーコム製LAS-140B)	
反 射 波 分 離 器	—	方向性結合器 (キーコム製DC15-10A)
周波数変換器(ダウン)	—	ハーモニックミキサ (Agilent Technology 11970V)
検 出 器	ネットワークアナライザ (Agilent Technology 製8722D)	スペクトルアナライザ (Agilent Technology 製8562A)

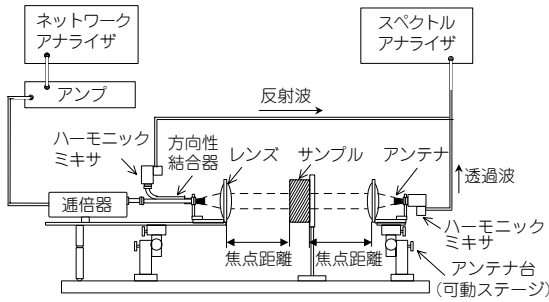


図7 電磁波吸収率の測定系(2) - 50~77GHz -

信側のアンテナ系で受信し、ハーモニックミキサで周波数を低減させ、スペクトルアナライザで透過エネルギー値を得た。得られたエネルギー値とあらかじめ測定しておいた照射エネルギー値から反射率、透過率を算出し、式(3)を用いて吸収率を算出した。用いた測定系の概要を図7に示す。

測定の周波数間隔は1GHzとした。エネルギー値の分解能は約0.01mWであった。本測定系では不要電磁波の除去ができなかったため、測定値にノイズが含まれていると考えられる。

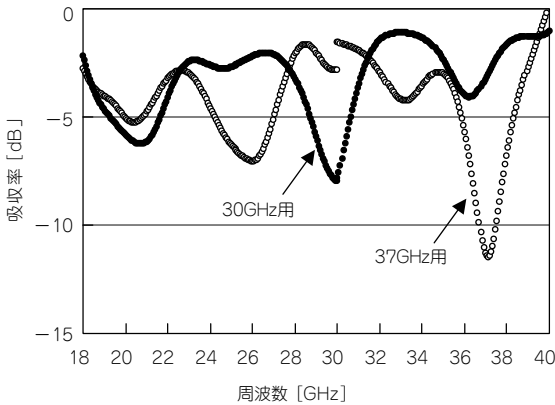


図8 吸収率の測定結果(1) - 30, 37GHz用 -

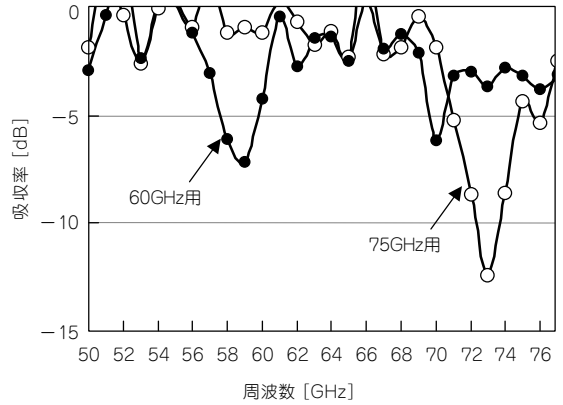


図9 吸収率の測定結果(2) - 60, 75GHz用 -

表3 30、37GHz用電磁波吸収体の吸収率

ピークNo.	1		2		3	
	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]
30GHz用	29.9	-8.0	20.8	-6.2	36.2	-4.1
37GHz用	37.2	-11.4	26.1	-7.0	20.4	-5.2

表4 60、75GHz用電磁波吸収体の吸収率

ピークNo.	1		2		3	
	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]	周波数 [GHz]	吸収率 [dB]
60GHz用	59	-7	70	-6	73	-4
75GHz用	73	-12	53	-3	65	-2

5. 測定結果

30, 37GHz用の吸収体の吸収率の測定結果を図8に示し、主な吸収ピークの周波数と吸収率を表3に示す。そして60, 75GHz用の吸収体の吸収率の測定結果を図9に示し、主な吸収ピークの周波数と吸収率を表4に示す。吸収率は設計した周波数付近で最も高かった。設計した周波数以外にも吸収が見られた。これらの吸収は先述のシミュレーションにおいて予測されたのとほぼ同じ周波数特性を示した。また実測された吸収は、①ブロック形状のアクリル（比誘電率：2.45 - j0.02）の実測値、②ブロック形状で、吸収体の貫通孔の空気を考慮した比誘電率を持つ材料のシミュレーション値では得られなかった。

実測された吸収は材料の電磁特性と構造との相互作用によって、散乱、干渉が生じたために得られたと考えられる。

30GHz用の吸収体と比較して37GHz用の吸収体の吸収率が、そして60GHz用の吸収体と比較して75GHz用の吸収体の吸収率が若干高かった。電磁波は周波数が低くなると散乱が目的の方向以外にも生じるようになるので、低周波数用の吸収体ではシミュレーションで得られた方向以外にも電磁波が伝播し、吸収率が低下したと考えられる。30GHz用と60GHz用、37GHz用と75GHz用の吸収体の吸収率はほぼ同じであったが、60, 75GHz用の吸収体の測定系ではノイズが加味されていることを考慮すると、周波数が高くなると、吸収率が高くなったといえる。

6. まとめ

今回検討した電磁波吸収体は-7～12dBの吸収率を示した。この吸収は、散乱体である貫通孔によって電磁波が散乱、干渉し、材料内部の横方向にのみ伝播し、材料の表面・裏面から放出しないために生じたといえる。そして横方向へ伝播した電磁波は材料の誘電損失によって徐々に減衰したといえる。

今回検討した材料は、電磁波の波長と等しい径の貫通孔を周期配列させることで吸収機能を発現している。横軸に電磁波の波長を吸収体の貫通孔

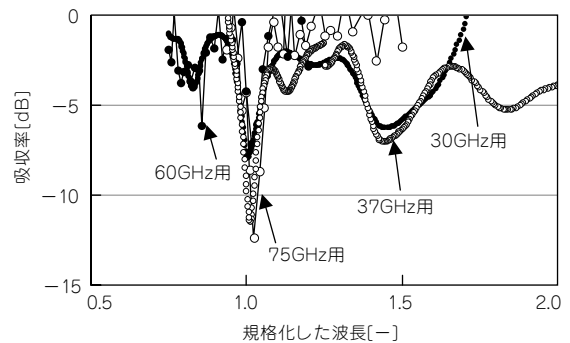


図10 規格化した波長に対する吸収率

の直径で除すことで規格化した波長をとり、各吸収体の吸収率をプロットすると（図10参照）、どの場合も規格化した波長（波長／貫通孔の径）が1.0付近で吸収率が最も高くなり、プロットのプロファイルが同様になることがわかった。

吸収したい電磁波が決まれば貫通孔の直径をもとに材料を加工すれば良いことがわかった。

今回の検討結果から、電磁波吸収体において比誘電率の実数部・損失項が共に低く、これまで電磁波吸収体として利用できないと考えていたアクリルのような汎用材料に、吸収特性が全くない空気を適切な構造で配置することで吸収機能が発現することが確認できた。

以上の結果は構造によって電磁波を制御できるということを示すものであり、新規に材料の特性を創り込まなくても従来の材料を利用できるということである。既に興味深い機能を有した材料があり、この機能を生かしつつ、電磁波機能を付加できる。例えば今回検討したアクリルは透光性という機能を有しているので透光性がある電磁波吸収体であると言える。この考え方によれば電磁波機能と様々な機能との複合化が期待できる。

筆者紹介



成田 毅

浜松研究所 研究部門