

■S4 群 (宇宙・環境・社会) - 2 編 (電磁環境)

---

## 5 章 電磁環境用材料の設計・評価手法

(執筆者：島山賢一) [2010年3月 受領]

### ■概要■

本章では電磁環境用材料として、受動素子とフィルタ、電波吸収体設計と材料、電磁遮へいの手法と材料についてまとめている。これらは、不要電磁波を除去するための設計や評価に必須のデバイス、材料である。

## ■S4 群 - 2 編 - 5 章

### 5-1 受動素子, フィルタ

(執筆者：山本秀俊) [2009年4月 受領]

電子機器の EMC を向上するために各種の部品, 材料が用いられており, これらは EMC 対策部品と呼ばれている。本節ではこの中の受動素子とフィルタの解説をする。

受動素子は  $R$  (抵抗),  $L$  (コイル),  $C$  (コンデンサ) で代表される回路の基本要素であるが, EMC 対策にも使われる。このほかに EMC 対策向けの部品もある。図 5・1 に例を示す。本節ではこれらの部品と EMC 対策で考慮すべき特性について述べる。

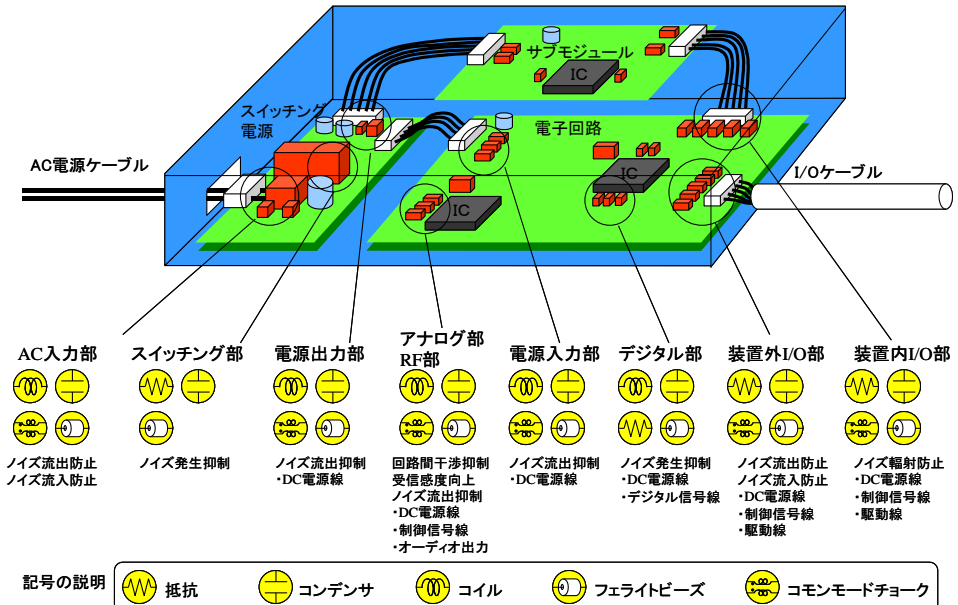


図 5・1 電子機器における EMC 対策部品の適用箇所の例

#### 5-1-1 受動素子によるフィルタの形成

EMC 対策部品はノイズの経路に装着され, 一種のフィルタを形成する。図 5・2 に示すように,  $L$  は直列に,  $C$  は並列に (ノイズをグラウンドへバイパスさせる方向に) 接続することによりローパスフィルタを形成することが多い。こうすることにより回路の動作に必要な高周波成分を分離除去する。回路によってはローパスフィルタではなく, ハイパスフィルタやバンドパスフィルタ, トラップなどが使われることもあるが, 本節では主に使われているローパスフィルタを用いることを前提とする。 $R$  は直列にも並列にも用いられる。

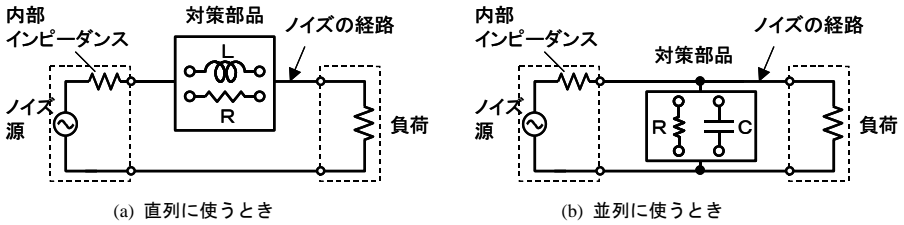


図 5・2 ノイズの経路に対する対策部品の接続

### 5-1-2 R, L, C の高周波特性

R, L, C は部品に含まれる寄生要素により高周波では純粋な受動素子としては機能しなくなる。この特性の変化は EMC 対策に使うときの効果を左右する要素となる。

#### (1) R (抵抗)

EMC 対策において抵抗は、共振を抑制したり、不要な突入電流を制限したり、インピーダンスマッチングにより反射を抑制するなどの用途に用いられている。理想的な抵抗器は周波数によらず一定の抵抗値を示すが、現実の部品はわずかながらリアクタンスをもっており、高周波でインピーダンスが変化するので、期待した対策効果が得られない場合がある。

抵抗器の一般的な等価回路とインピーダンスの測定結果の例を図 5・3 に示す。ESL (等価直列インダクタンス), EPC (等価並列静電容量) の影響により、高周波では定数の大きな抵抗器ではインピーダンスが減少し、定数の小さな抵抗器ではインピーダンスが増大する傾向がある。この ESL や EPC は抵抗器のリードや電極、抵抗皮膜などがもつ微小なインダクタンスや静電容量に起因すると考えられる。図 5・3 ではこれらの寄生要素の少ないチップ部品の測定例を示したが、リード付き部品や巻き線抵抗などでは ESL が増大するので、より大きな変化がある場合がある。

EMC 対策は比較的高周波を扱うことが多いので、ESL や EPC の小さな抵抗器を使うことが望ましいといえる。

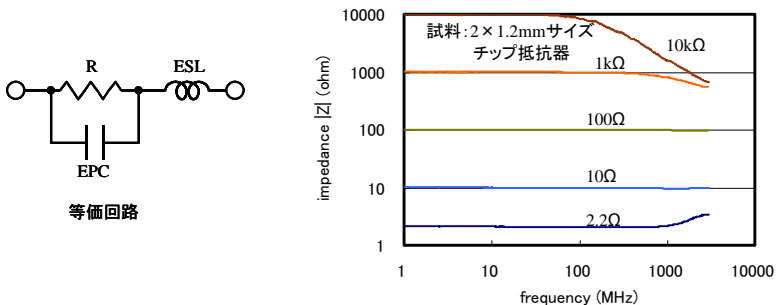


図 5・3 抵抗器の等価回路とインピーダンス特性の例

## (2) L (コイル)

コイルは回路に直列に挿入してインピーダンスを上げ、不要な高周波成分を除去する目的で用いられる。コイルのインピーダンスは低周波では周波数に比例して増大するが、高周波では異なるふるまいを示す。

高周波におけるコイルの等価回路とインピーダンスの動きを図 5・4 に示す。図のように、主に EPC の影響により、高周波ではインピーダンスが減少する傾向がある。この EPC はコイルの巻き線部や外部電極などに形成される浮遊静電容量に起因すると考えられる。また ESR (等価直列抵抗) には巻き線の抵抗や磁芯の損失などの影響が表れる。磁芯の損失が大きいときは、図中に括弧で示したように EPR (等価並列抵抗) を加えて表す場合もある。ESR が大きかったり、EPR が小さいときはコイルの  $Q$  は低くなる。

EMC 対策にコイルを使うときは EPC が小さい方が、高周波までインピーダンスを高く維持する上で望ましいといえる。

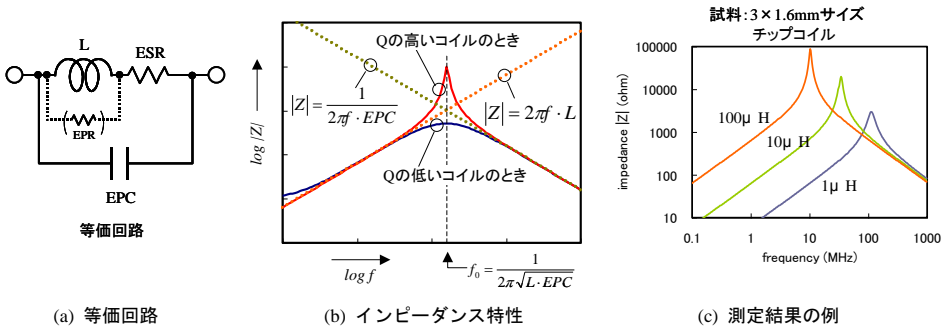


図 5・4 コイルの等価回路と周波数特性

## (3) C (コンデンサ)

コンデンサは図 5・3 に示したようにグラウンドに対して低インピーダンスのバイパス経路を形成し、不要な高周波成分を除去する目的で用いられている。コンデンサのインピーダンスは低周波では周波数に反比例して減少するので、EMC 対策効果も増大するが、コイルの場合と同様に高周波ではこの傾向が異なってくる。

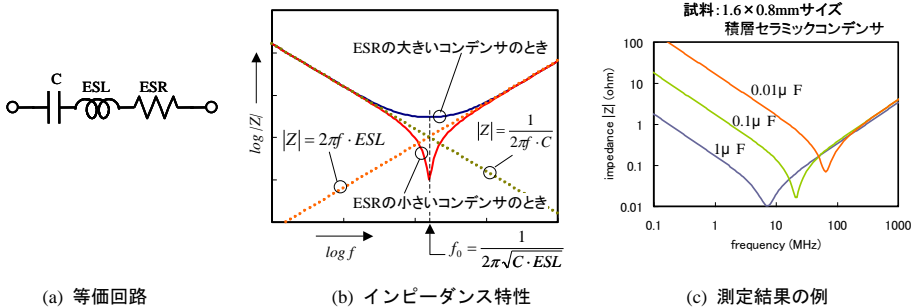


図 5・5 コンデンサの等価回路と周波数特性

高周波におけるコンデンサの等価回路と周波数特性を図 5・5 に示す。図のように高周波では主に ESL の影響により、インピーダンスが増大する傾向がある。この ESL はコンデンサの内外の電極やリード線などのインダクタンスに起因し、ESR はコンデンサの電極の抵抗や誘電体の損失などに起因すると考えられる。EMC 対策にコンデンサを使うときは ESL が小さい方が、高周波までインピーダンスを低く維持するうえで望ましいといえる。

### 5-1-3 フェライトビーズ、コモンモードチョーク、貫通コンデンサ

$R$ ,  $L$ ,  $C$  の基本素子のほかに、EMC 対策用の受動部品としてフェライトビーズやコモンモードチョーク、貫通コンデンサなどがある<sup>1)</sup>。

#### (1) フェライトビーズ

フェライトビーズはコイルと同様に回路に直列に用いるインピーダンス素子である。

基本構造は図 5・6(a) に示したように円筒（ビーズ）形のフェライトにリードを通したものである。フェライトの透磁率に応じたインピーダンスが発生する。チップ部品では内部電極をスパイラル形状としてインピーダンスを増大させたものがある。

図 5・6(b) にはインピーダンス特性の例を示した。ここで  $Z$  はインピーダンス、 $X$  はリアクタンス、 $R$  は抵抗成分（レジスタンス）を表しているが、各要素は周波数により大きく変化しフィルタとして機能することがわかる。高インピーダンスとなる領域では  $R$  成分が主体となっており、この部分でノイズを熱として吸収・除去する働きをもつ。

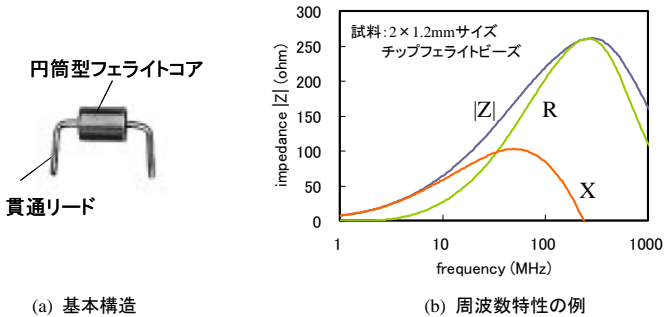


図 5・6 フェライトビーズ

#### (2) コモンモードチョーク

コモンモードチョークはノイズの伝搬モードを利用して除去するコイルの一種である。回路の動作には通常ディファレンシャルモードが使われるのに対して、ノイズはコモンモードが主体であることを利用する。コモンモードチョークの基本構造と等価回路を図 5・7 に示す。二つの磁気的に結合したコイルにより構成されており、相互インダクタンスの作用により、2 線に往復の電流（ディファレンシャルモード）が流れるときはインダクタンスが発生せず、同一方向の電流（コモンモード）の流れるときにのみインダクタンスが発生する。このインダクタンスにより、コモンモードだけを除去することができる。主な用途には、電源と差動信号がある。

以上で述べたコモンモードチョークは往復の 2 本の線に対応したものであるが、一つの磁芯に必要な数のコイルを形成すれば、3 本以上の線にコモンモードチョークを形成することも可能である。また、EMC 対策で用いられる、フェライトコアにケーブルを通したり巻きつける手法も、コモンモードチョークの一種といえる。

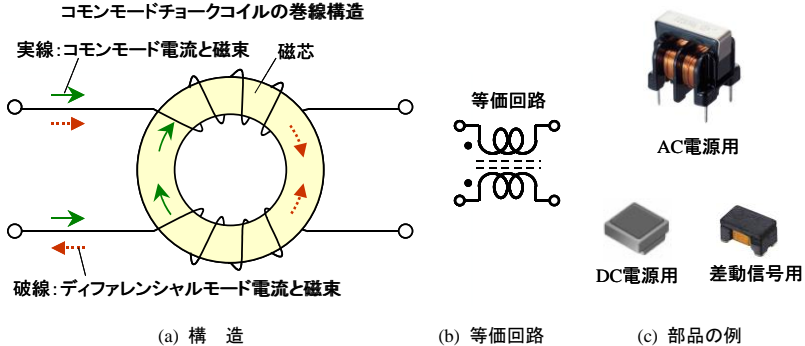


図 5・7 コモンモードチョーク

(3) 貫通コンデンサ

5-1-2 節で述べたように、C (コンデンサ) は ESL の作用により高周波で EMC 対策効果が小さくなる。貫通コンデンサはこの ESL を極小とした部品である。基本構造を 図 5・8 に示す。

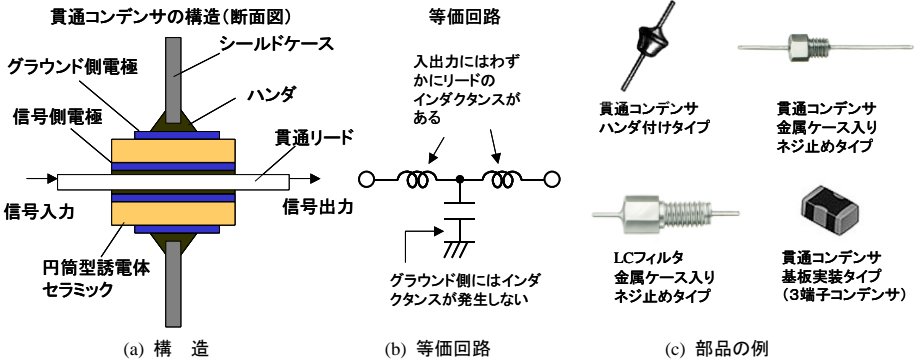


図 5・8 貫通コンデンサ

円筒型誘電体セラミックの内周と外周に電極を設けてコンデンサを形成し、内周を信号電極、外周をグラウンド電極としている。このグラウンド電極をシールドケースの貫通穴に接続することにより、ノイズをバイパスする方向の ESL をほぼゼロとしている。

5-1-4 ノイズフィルタ、EMI/EMC コネクタ

5-1-2 節、5-1-3 節で述べた EMC 対策部品を組み合わせた部品もある。ここでは、このなか

のノイズフィルタと EMI/EMC コネクタについて述べる。

### (1) ノイズフィルタ

L, C やコモンモードチョークなどの各種の部品を予め組み合わせたノイズフィルタが提供されている。商用 AC 電源部に使われるものと、2 次側電子回路部に使われるものに大別できる。図 5・9 に例を示す。

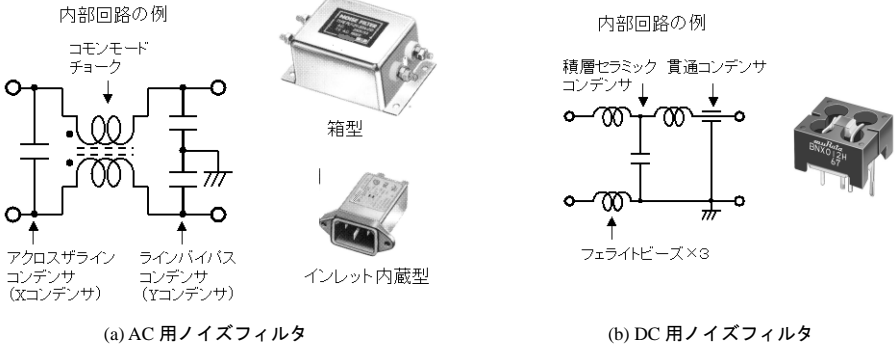


図 5・9 ノイズフィルタの例

### (2) EMI/EMC コネクタ

電子機器に配線ケーブルが接続される箇所はノイズの出入り口となるので、シールドケーブルや EMC 対策部品が使われることが多い。また、ここは回路の接続箇所であり、コネクタも使われる。そこで、コネクタの中に EMC 対策部品を内蔵したり、通常よりもシールドを強化した EMI/EMC コネクタが提供されている。内蔵される対策部品には、貫通コンデンサやコイル、フェライトビーズ、フェライトコア、コモンモードチョークなどがある。図 5・10 に一例を示す。D サブ形状のコネクタに貫通コンデンサが内蔵されている。

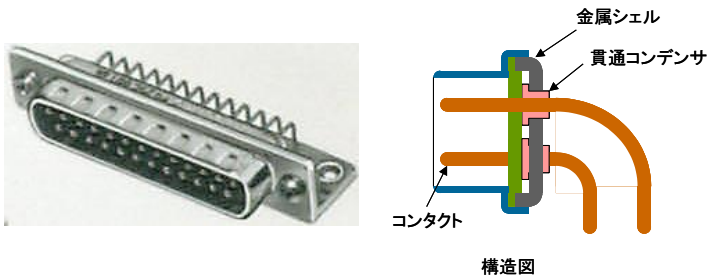


図 5・10 EMI/EMC コネクタの例

### ■参考文献

- 1) 坂本幸夫, 山本秀俊, “現場のノイズ対策 Q&A,” 日刊工業新聞社, 1993.

## ■S4 群 - 2 編 - 5 章

### 5-2 電波吸収体設計と材料

(執筆者：橋本 修) [2009年1月 受領]

#### 5-2-1 はじめに

電波吸収体とは、入射した電波のエネルギーのほとんどを内部で熱エネルギーに変換する材料である。ここでいう電波とは、航空機や船舶のレーダなどの比較的遠くから来る反射波（遠方電磁界）、あるいは電子機器筐体内部のノイズ（近傍電磁界）などであり、いずれも機器の性能を劣化させ、トラブルの基となる不要電波である。ここで、熱に変換されることにより、当然電波吸収体の内部の温度は上昇することになるが、通常使用されている範囲においては、電波吸収体から外部へ熱放射されるため、ほとんど吸収体自体の温度は上がらない。

吸収体を実際に使用するためには、その使用状況に応じた最適な材料、あるいは効率良く吸収するための形状など、設計上、検討しなければならない項目や条件も多い。本節では、電波吸収体を実現するうえで必要となる各種材料、その材料定数を用いた電波吸収体の設計方法、及び実現した電波吸収体の評価方法について説明する。更に、実際の使用事例について述べる。

#### 5-2-2 電波吸収材料

電波吸収体として用いられる材料は、実現したい吸収帯域などの条件に応じて、抵抗性、誘電性、及び磁性吸収材料の三つに分類できる。このとき、それぞれの材料の性能を示す電氣的特性は導電率 ( $\sigma$ )、複素誘電率 ( $\hat{\epsilon}$ )、及び複素透磁率 ( $\hat{\mu}$ ) を用いて表す。これらは物質固有の電氣的特性を示すので、まとめて「材料定数」と呼ばれ、電波吸収体の実現にはこれらを精度良く測定し、把握する必要がある。複素誘電率と複素透磁率について、その定義をまとめたものを表 5・1 に示し、以下にそれぞれの吸収材料について説明する。

表 5・1  $\hat{\epsilon}$  と  $\hat{\mu}$  について

複素誘電率 ( $\hat{\epsilon}$ )	複素透磁率 ( $\hat{\mu}$ )
<ul style="list-style-type: none"> <li>● 複素誘電率 <math>\hat{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''</math> (損失がないとき、<math>\epsilon''=0</math>)</li> <li>● 真空中の誘電率 <math>\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}</math> F/m</li> <li>● 複素比誘電率 <math>\hat{\epsilon}_r = \hat{\epsilon} / \epsilon_0 = \epsilon_r' - j\epsilon_r''</math> (損失がないとき、<math>\epsilon_r''=0</math>)</li> <li>● 比誘電率とは真空中と物質固有の誘電率の比</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>● 複素透磁率 <math>\hat{\mu} = \mu' - j\mu''</math> (損失がないとき、<math>\mu''=0</math>)</li> <li>● 真空中の透磁率 <math>\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6}</math> H/m</li> <li>● 複素比透磁率 <math>\hat{\mu}_r = \hat{\mu} / \mu_0 = \mu_r' - j\mu_r''</math> (損失がないとき、<math>\mu_r''=0</math>)</li> <li>● 比透磁率とは真空中と物質固有の透磁率の比</li> </ul>

##### (1) 抵抗性吸収材料

抵抗体に電流を流すと、流れる電流により熱が発生する原理と同様に、導電率 ( $\sigma$ ) の有限な媒質に電界が加えられると伝導電流が流れ、電磁波のエネルギーは熱に変換される。こ



のような材料には、導電性繊維を布状に織り上げた布や酸化インジウムスズを蒸着した誘電体シートなどがある。また、これらは抵抗皮膜と呼ばれ、その電気的特性は厚さの無視できる正方形の抵抗として、面抵抗値 ( $\Omega$ ) で表される。

## (2) 誘電性吸収材料

発泡ポリエチレンにグラファイト（カーボン粒子）や、ゴムにカーボン粒子を含有した電波吸収体では、図 5・11 (a) に示すように、無損失の誘電体の中に抵抗粒子（カーボン粒子）が分散していることになる。そして、この材料の電気的な等価回路をモデル的に表すと、同図 (b) のように、カーボン粒子自体のもつ抵抗とカーボン粒子間の静電容量が複雑に結合した形として考えることができる。この図からわかるように、この材料に電界を加えても、低い周波数では電流が流れないため、抵抗による熱の発生はほとんど生じない。しかし、周波数が高くなると、周波数に反比例してコンデンサのインピーダンスが低くなるため、抵抗にも電流が流れることになり、その結果、抵抗体における熱の発生が起こる。このような現象で、電波エネルギーが熱エネルギーに変換される材料が誘電性吸収材料である。

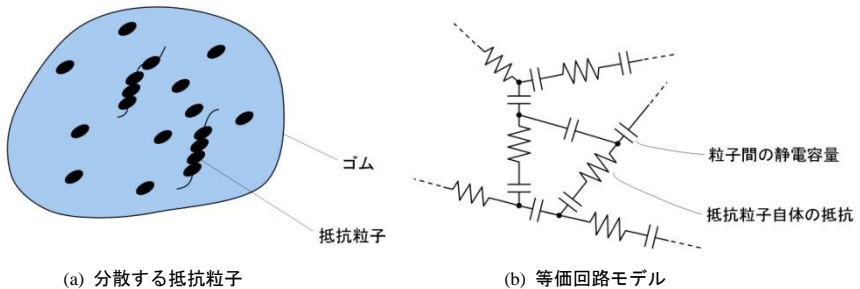


図 5・11 誘電性吸収材料

## (3) 磁性吸収材料

磁性吸収材料の代表的なものは、フェライトである。フェライトのような磁性をもつ材料では、内部の電子がスピン（回転）している。電子は電荷をもっていることから、この電子のスピンは小さなコイルに電流が流れていることと同じことになる。コイルに電流が流れると、電磁石が存在することに相当するから、磁性材料の中にたくさんの微小磁石があることになる。このような状態で、外部から交流磁界（時間とともに磁気の方向が変わる）が加わることは、外部に大きな別の電磁石を置いたことと同じになる。そのため、内部の微小磁石（磁気モーメント）は加えられた外部磁界の方向に向きを変えることになる。

この場合、低い周波数の外部磁界では、加えられた磁界の方向のとおり、微小磁石もまたその磁気モーメントの向きを変えるので、外部磁界の変化に抵抗することなく、電気的な抵抗も生じない。しかし、次第に周波数を上げていくと、微小磁石の変化には時間的な遅れが生じ、外部磁界の方向のとおり、微小磁石の方向は変わらなくなる。このことから、等価的に電気的な抵抗として現れることになる。

そして、更に周波数が非常に大きくなると、もはや微小磁石は外部磁界の方向についてい

くことができなくなり、外部磁界の方向に関係なく止まってしまい、このような状態では、電気的な抵抗は現れなくなる。このような現象により、磁性吸収材料の抵抗が現れるため、周波数によってその吸収特性は大きく変化する。

### 5-2-3 各種電波吸収体の設計法

#### (1) 1層構成

いま、図 5・12 に示すように、平面波が裏側に金属板を配置した電波吸収体（材料定数が  $\dot{\epsilon}_r$  と  $\dot{\mu}_r$ ）に垂直入射した場合を考えてみる。このような電波吸収体の構成における反射、吸収問題の取り扱い、伝送線路理論を用いて行うことができる。

すなわち、このような構成を等価回路に置き換えると、図 5・13 のようになり、入射する電波のエネルギーをすべて吸収させるためには、電波吸収体の表面から金属板側を見込んだ入力インピーダンス ( $\dot{Z}_{in}$ ) を平面波の波動（特性）インピーダンス ( $\dot{Z}_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \square 376.7\Omega$ ) と等しくすればよいことになる。

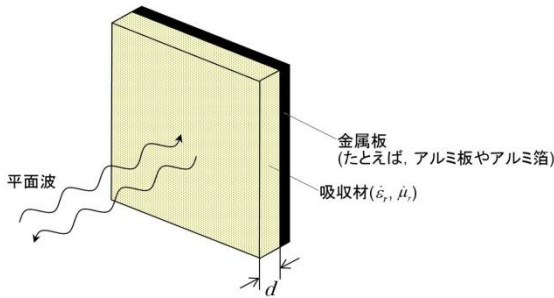


図 5・12 1層構成の電波吸収体

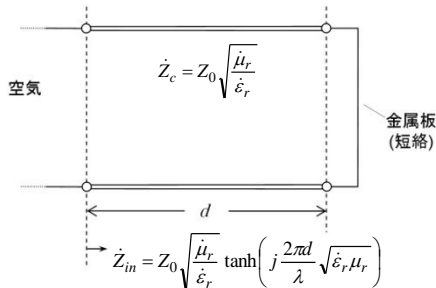


図 5・13 図 5・12 の等価回路

このような考え方から、吸収が最大となる条件式は以下のように求められ、この式は「無反射条件式」と呼ばれている。

$$1 = \sqrt{\frac{\dot{\mu}_r}{\dot{\epsilon}_r}} \tanh\left(j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\dot{\epsilon}_r \dot{\mu}_r}\right) \quad (1)$$

更に、このような垂直入射の場合と同様な考え方で、斜入射における TE 波や TM 波の無反射条件式も入射角度  $\theta$  に対して、次式のように求めることができる。もちろん、 $\theta=0^\circ$  のとき、(1)～(3)式は同じものになる。

● TE 波の場合

$$1 = \frac{\dot{\mu}_t \cos \theta}{\sqrt{\dot{\epsilon}_r \dot{\mu}_t - \sin^2 \theta}} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\dot{\epsilon}_r \dot{\mu}_t - \sin^2 \theta} \right) \quad (2)$$

● TM 波の場合

$$1 = \frac{\sqrt{\dot{\epsilon}_r \dot{\mu}_t - \sin^2 \theta}}{\dot{\epsilon}_t \cos \theta} \tanh \left( j \frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\dot{\epsilon}_r \dot{\mu}_t - \sin^2 \theta} \right) \quad (3)$$

(2) 多層構成 (2 層以上)

図 5・14 に、表面層 (2 層目) と吸収層 (1 層目) から構成される 2 層型電波吸収体を示す。このような 2 層以上で構成される多層構成においても、伝送線理論を用いて設計を行うことが可能である。2 層構成の電波吸収体を等価回路に置き換えると、図 5・15 のようになる。まず最初に 1 層目 (吸収層) から金属板側を見込んだ入力インピーダンス ( $\dot{Z}_{in1}$ ) を計算し、これを負荷インピーダンスとして、2 層目 (表面層) 前面からの入力インピーダンス ( $\dot{Z}_{in2}$ ) を計算する。この操作を繰り返すことで、3 層以上の構成においても表面層から見込んだ入力インピーダンスを計算することができる。これより、多層構成においても無反射となる条件を求めることができ、各層の厚みや材料定数を設計できる。

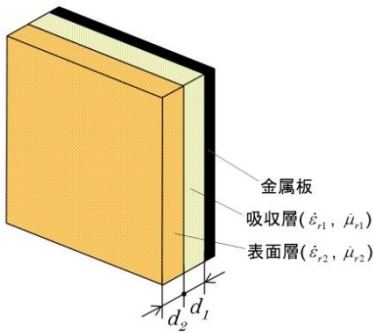


図 5・14 2 層構成の電波吸収体

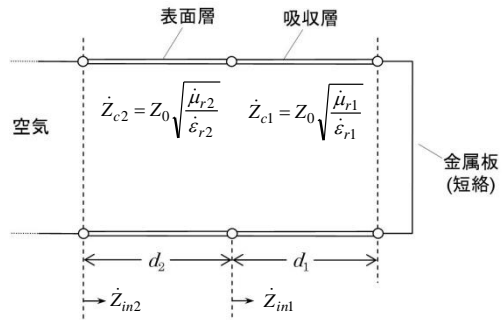


図 5・15 図 5・14 の等価回路

(3)  $\lambda/4$  構成

図 5・16 に示すように、金属板から  $\lambda/4$  離れた位置に平面波の波動インピーダンスである  $376.7 \Omega$  の抵抗皮膜、例えば ITO 膜 (酸化インジウムスズの膜) や抵抗布などを配置した吸収体を  $\lambda/4$  型電波吸収体と呼ぶ。一般に金属板と抵抗皮膜の間 (スペーサ) は空気としているが、誘電率が  $\epsilon_r$  の誘電材料、例えば PET (ポリエチレンテレフタレート) や AC (アクリル) を用いると、その内部の波長 ( $\lambda_s$ ) は  $\lambda_s = \lambda / \sqrt{\epsilon_r}$  ( $\lambda$  は空間の波長) となるので、厚みを  $\lambda/4$  から  $\lambda/4\sqrt{\epsilon_r}$  へと  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  倍だけ薄くすることができる。

この設計は、伝送線路理論を用いて、抵抗皮膜の前面から見込んだインピーダンス ( $\dot{Z}_m$ ) を計算し、これを平面波の波動インピーダンス ( $\dot{Z}_0$ ) と等しくおくことにより可能となる。

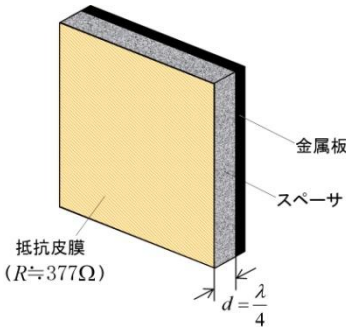


図 5・16  $\lambda/4$  構成の電波吸収体

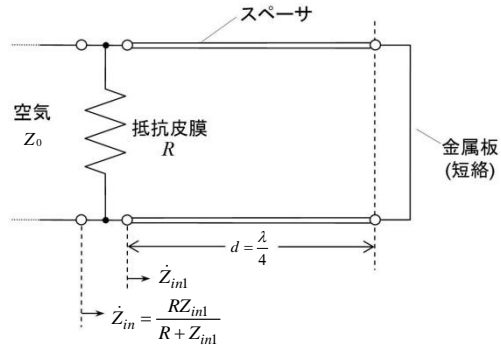


図 5・17 図 5・16 の等価回路

#### 5-2-4 電波吸特性の評価手法

電波吸収体の吸収特性を総合的に評価する場合には、

- 周波数特性
- 垂直入射特性
- 斜入射特性 (TE 波, TM 波, 円偏波, モノスタティック, バイスタティック)

などを測定する必要があり、入射角度や周波数を変化させて測定するのが一般的である。また、場合によって屋外で使用する吸収体に対しては、耐環境試験を行ったり、ハイパワーの試験に使用する吸収体に対しては、温度上昇試験を行う必要もある。

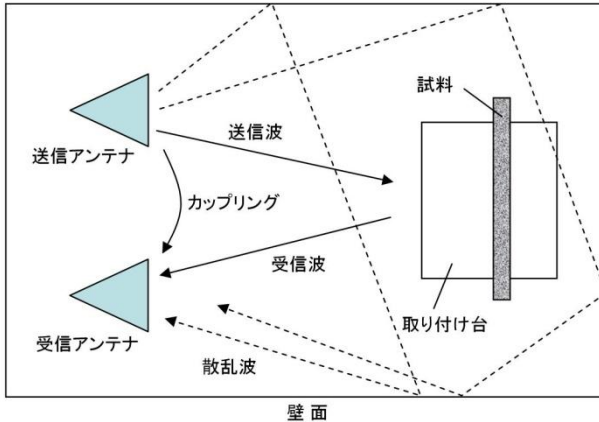
測定法は大きく分けて、

- 導波管内で行う方法
- 自由空間で行う方法

に分類できる。このうち、導波管内で行う方法では、測定する入射角度や周波数に制限が現れたり、管内に挿入する試料の加工精度により、その測定値に大きな誤差が含まれる場合がある。一方、自由空間で行う方法では、測定における制限は少なくなるものの、測定する吸収体以外からの反射波 (例えば、壁面からの不要な反射波) が大きな誤差要因になる。更に空間で測定するときには、(1)電波暗室を利用する場合、(2)屋外で行う場合、また(3)一般的な部屋で行う場合に大別できる。

このような方法にはそれぞれ特徴があるが、例えば、電波暗室を利用する場合には、その製作に多大な費用がかかることや、一度製作すると、回転台などの設置場所の変更や測定下限周波数の変更が困難な欠点がある。また、屋外の測定においては、天候に左右されたり、測定に適切な場所や電源の確保が困難となるのが欠点である。更に一般的な部屋で測定を行う場合には、以上に述べた欠点はなくなるが、壁面などからの反射波により測定精度が低下する欠点が新たに生じる。このように各測定ともいろいろな長所短所を有しているので、測定時には、測定環境に合わせて最適な測定法を選択する必要がある。

**図 5・18** は測定における反射波の様子を示している。この図に示すように、吸収量の測定には、送受信間のカップリングや壁からの反射、そして吸収体取り付け台からの反射があり、これらが測定に大きな誤差をもたらす。このような観点から、これらの不要な反射波をいかに低減するかが、測定精度の向上に重要となる。



**図 5・18** 部屋内の反射の様子（上面図）

測定法としては、**表 5・2** に示すように色々な方法が提案されているが、評価する周波数帯、吸収量などにより選択する必要がある。

**表 5・2** 各測定法の比較

測定法	周波数範囲	測定量	吸収量 (dB)	室内測定 の可否
反射電力法	GHz, ミリ波帯	スカラー	20~30	○
導波管法	GHz 帯	スカラー, ベクトル	40~50	—
空間定在波法	MHz 帯, GHz 帯	スカラー	40~50	×
電界ベクトル回転法	GHz 帯	ベクトル	30~40	○
タイムドメイン法	MHz, GHz, ミリ波帯	ベクトル	30~50	○
ショートパルス法	GHz 帯	スカラー	30~50	○
レンジドブブライメージング法	GHz 帯	スカラー	30~40	○
大型導波管法	MHz 帯	スカラー	30~50	—
位相合成法	MHz 帯	スカラー	30~50	×

(注) MHz 帯 : 30 MHz~1 GHz 程度, GHz 帯 : 1 GHz~30 GHz 程度, ミリ波帯 : 30 GHz~100 GHz 程度

### 5-2-5 電波吸収体使用事例

**図 5・19** に示すように電波の利用は、周波数的に非常に広い領域に存在している。そのため、電波吸収体もそれをカバーするために、いろいろな周波数に対応して実現され、また現

在も研究開発されている。電波吸収体を実現しようとする試みは、第二次世界大戦中、レーダの探索から、飛行機や潜水艦を守るための手段として行われたようである。しかし、現在は、電波利用も MHz 帯 ( $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^9$  Hz) のみならず GHz 帯 ( $1 \times 10^9 \sim 30 \times 10^9$  Hz)、更にはミリ波帯 ( $30 \times 10^9$  Hz 以上) まで急速に進歩しており、それぞれの利用に応じた特徴のある電波吸収体が発見されている。

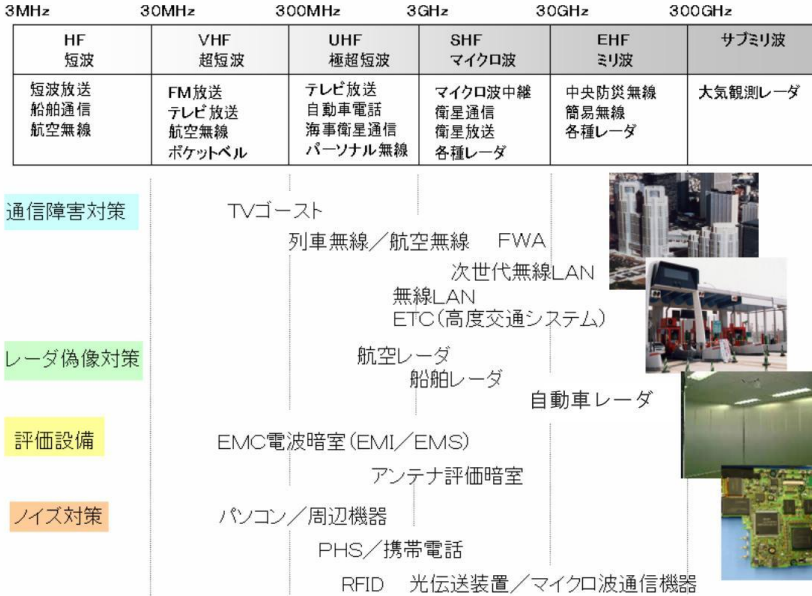


図 5・19 電波吸収体の利用分野

一例として、高速道路の自動料金収受システム (ETC: Electric Toll Collection) においては、路面または車両ルーフと料金所屋根との多重反射や、隣接する ETC レーンにタンクローリーや散水車などの大型車が存在する場合、ETC レーン間の電波干渉による通信障害が発生する可能性があり、その防止対策として、各種の電波吸収体が研究されている。ETC レーン間に配置する電波吸収体は、隣接レーンの車両をドライバーが電波吸収体を介して目視で確認できる必要があり、透明性に優れる必要がある。更に耐衝性の観点から、風に対する通気性も要求されるため、格子型、円形格子型、被覆棒列型吸収体など各種の形状の電波吸収体が提案されている。図 5・20 及び図 5・21 に、ETC レーン間に仮施工された電波吸収体の様子を示す。



図 5・20 ETC における透明電波吸収体



図 5・21 通気性を考慮した格子型電波吸収体

#### ■参考文献

- 1) 橋本 修, “電波吸収体入門,” 森北出版, 1997.
- 2) 橋本 修, 川崎繁男, “新しい電波工学,” 培風館, 1998.
- 3) 橋本 修, “電波吸収体のはなし,” 日刊工業新聞社, 2001.
- 4) 橋本 修(監修), “電波吸収体とその応用,” 日本建築学会編, 2007.



## ■S4 群 - 2 編 - 5 章

### 5-3 電磁遮へいの手法と材料

#### 5-3-1 はじめに

(執筆者：畠山賢一) [2009年3月 受領]

電子機器からの電磁波漏洩，あるいは機器への電磁波侵入を防ぐ目的で，機器に電磁遮へい（電磁シールド，あるいは単にシールドともいう）が施される．電磁遮へいを適用する前後の漏洩電磁波の比を遮へい量，または遮へい効果という．

電磁遮へいは対象とする周波数範囲が広く，商用電源周波数からミリ波帯まで 10 桁程度の周波数範囲にわたる．遮へい材を機器に適用するとき，周波数が高い場合は平面波入射による取り扱いができ，導電率や厚みなどの材料定数によって遮へい効果が求まる．しかし，周波数が低くなると波源からある程度離れていても近傍界の取り扱いが必要になり，遮へい効果は遮へい材の性質だけでなく，波源の性質や波源と遮へい材間の距離の関数になる（近傍界については 5-3-3 節を参照）．また，実際の機器では漏洩源が一箇所ではないことが多い．そのため，ある漏洩源に遮へい材を適用したとき，機器全体の遮へい効果は遮へい材自体の遮へい効果と一致しない．

電子機器に適用する遮へい材を選択する場合は放熱，光の透過性，耐熱性，耐久性など遮へい効果以外の要素も加味されるので，多くの遮へい材，遮へい手法が開発されている．

#### 5-3-2 電磁遮へい手法と材料

(執筆者：畠山賢一) [2009年3月 受領]

遮へい材として代表的なのは導電率の高い金属板であり，古くから電子機器筐体に用いられてきた．遮へい材として金属板を使用するとし，**図 5・22** に示すように，電磁波が入射すると反射波，透過波が生ずる状態を扱う．透過波を小さくするには，(1) 遮へい材内に侵入した成分が材料内を伝搬するときの減衰を利用する方法，(2) 入射波が遮へい材で反射することを利用する方法，の二つの方法がある．

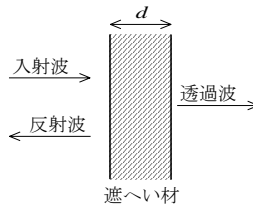


図 5・22 遮へい材と入射波，反射波，透過波

金属板の表皮深さを  $\delta$ ，厚みを  $d$  とするとき，周波数が高くて  $\delta \ll d$  であれば金属板内に侵入した電磁波は金属板内で十分に減衰し，透過波はほとんどない．この場合は上記 (1) によって大きい遮へい効果が得られる．一方，周波数が低くて  $\delta \gg d$  の場合は金属板内の減衰はないが，金属板による反射係数  $\Gamma$  と透過係数  $\tau$  は  $\tau = 1 + \Gamma$  の関係にあるから  $\Gamma \approx -1$  であれば透過波は殆どなくなる．すなわち，上記 (2) で述べたように，入射波を殆ど全反射させることによって遮へい効果が得られる．このように同じ金属板であっても周波数帯により遮へい効果を得る手法は異なる．遮へい効果を得る手法を上記 (1)，(2) の二つに分類することは，



金属板に限らず損失材を用いる場合に一般的に当てはまることである。

金属粉やカーボン粉をゴムと混合して弾力性をもたせ、ロッド状に成形した導電材、あるいは導電布などの導電膜を弾力のある発泡材に被せた導電材などは筐体隙間に挿入する遮へい材として多く使用されている。金網、パンチングメタルなどは放熱が必要な部分に用いられる遮へい材である。なお、(1)に述べた減衰を得るためには、損失材を用いる手法のほかに、導波管の遮断状態を利用することも可能である。金属板をハニカム状に加工した遮へい材はこの原理を利用したものであり、放熱性、光透過性のある遮へい材になる。

### 5-3-3 近傍界、遠方界の遮へい

(執筆者：三枝健二) [2009年3月 受領]

波源が遮へい材の近傍または遠方に存在するかで、遮へい効果が異なる。これは波源からの放射界は、遠方では平面波となり波動インピーダンスが  $377 \Omega$  となるが、近傍では球面波であり波動インピーダンスは異なった値となることに起因する。波源の基本要素である微小ダイポールと微小ループ電流の波動インピーダンスの距離特性を **図 5・23** に示す<sup>1)</sup>。

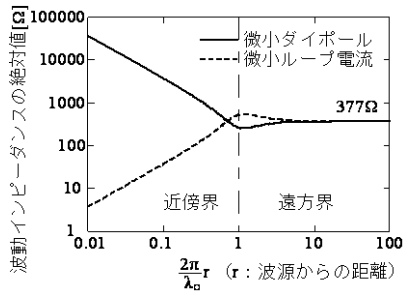


図 5・23 波動インピーダンス

近傍界と遠方界の境界は波源から  $\lambda_0/2\pi$  ( $\lambda_0$ : 自由空間の波長) の距離であり、等距離であっても周波数によって近傍界か遠方界であるかは異なる。

近傍界か遠方界であることによって、遮へい効果がどのように変化するか。ここでは一例として、遮へい材を厚み  $50 \mu\text{m}$  の銅板 (導電率  $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ , 比透磁率  $1.0-j0.0$ ) とし、電磁波が垂直入射している場合の遮へい効果を示す (**図 5・24**)。

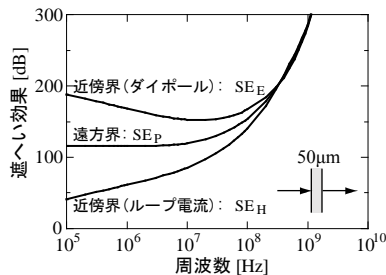


図 5・24 銅板の遮へい特性

この効果は伝送線路方程式（シェルクノフ（Schelkunoff）の式）<sup>1)</sup>を用いた計算により求め、近傍界では波源から材料までの距離を 100 mm とした。なお、図 5・23 より 100 mm の距離は周波数 477 MHz 以上で遠方界となる。図 5・24 を見ると、低周波において遠方界か近傍界また波源の種類によって、異なった遮へい効果を示していることがわかる。

金属板の遮へい効果は主に、材料境界面における反射による損失と材料内の伝搬損失によって決定される。伝搬損失は周波数に比例し、低周波では低く高周波では急激に増大する。すなわち、低周波では反射による損失が、高周波では伝搬損失が遮へい効果の主要因となる。反射による損失は単純に、波動インピーダンスと材料の固有インピーダンスの差の絶対値が大きいほど大となる。材料の固有インピーダンスの絶対値は、図 5・24 の周波数帯において 0.12 mΩ から 37mΩ に増加する。これより、図 5・23 のような波動インピーダンスを示す近傍界、遠方界に対して、図 5・24 の遮へい効果が得られるのである。

これらの遮へい効果は、一般的に  $SE_E > SE_p > SE_H$ （図 5・24 の記号参照）の関係がある。このように導電性材料を用いた電磁遮へいでは、 $SE_H$  が低い値を示すことが問題となる。この対策としては、磁性材料の使用などの工夫が必要となる。

なお、本項では近傍界の計算はシェルクノフの式を用いた近似で行っている。この計算は遮へい材の形状と波面が一致しない粗い近似である。この近似により計算や現象の把握が容易となるが、条件によって厳密解と差が生じることに注意する必要がある<sup>1)</sup>。

### 5-3-4 遮へい材評価法

（執筆者：三枝健二・畠山賢一）[2009年3月 受領]

遮へい材の評価は、遮へい効果なる量をもって行われる。遮へい効果は、図 5・25 に示すように遮へい材で遮られた両側の空間に送受信装置を配置し、その場合と遮へい材が存在しない場合の受信レベルの比で測定される。遮へい効果の高い材料の測定が行われる場合は、必要に応じて高周波電力増幅器や前置増幅器、可変抵抗減衰器が用いられることがある。

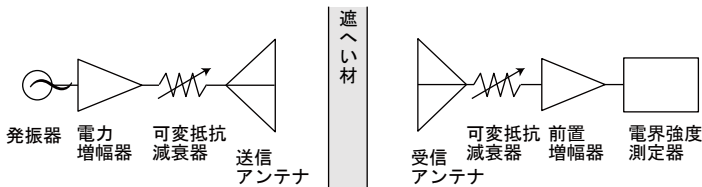


図 5・25 遮へい効果測定系の基本構成

実際には被測定材料は有限寸法であるため、送信アンテナから放射された電磁波は測定材料だけを透過して受信点で受信されるような測定装置を必要とする。この点の工夫や波源の種類により、種々の測定法が提案されている。測定法には MIL-STD-285 準拠法<sup>2)</sup>、同軸管法<sup>3), 4)</sup>、自由空間法<sup>5)</sup>、Oリング遮へい材評価法<sup>6)</sup>、デュアル TEM セル法<sup>7)</sup>、KEC 法<sup>8)</sup>、誘電体導波路法<sup>9)</sup>、球形チャンパー法<sup>10)</sup> などがある。

本章 5-3-3 節で述べたように、遮へい効果は波源の種類、波源・遮へい材・観測点の位置関係、測定装置の構造により変化する。このように材料の遮へい効果測定には、異なる測定条件のもとで得られた値同士を直接比較できないという問題がある。

## ■参考文献

- 1) 清水康敏, 杉浦行編著, “電磁妨害波の基本と対策,” 信学会, pp.43-77, 1995.
- 2) 影山健二, “材料の電磁シールド性能測定法,” 日本建築学会第 4 回電磁環境シンポジウム, pp.31-46, 2000.
- 3) ASTM, “ES7-83 Emergency Standard Test Methods for Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials,” Annual Book of ASTM Standards, 10.02, 1984.
- 4) ASTM, “D4935-99 Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials,” ASTM Standards on Disc, 10.02, 2005.
- 5) 戸川 斉, 畠山賢一, “ミリ波帯での電磁波遮蔽, 吸収の簡易計測,” 信学論, J81-B-II, 6, pp.651-656, 1998.
- 6) 山本真一郎, 畠山賢一, 山田武司, “導電性 O リングの高周波電磁遮へい特性に関する実験的検討,” 電学論 A, 127, 4, pp.231-238, 2007.
- 7) A. Manara, “Measurement of Material Shielding Effectiveness Using a Dual TEM Cell and Vector Network Analyzer,” IEEE Trans. EMC, 38, 3, pp.327-333, 1996.
- 8) 針谷栄藏, 右馬野雅弘, “電磁シールド材の評価測定装置について,” 信学技報, EMCJ83-13, 1983.
- 9) 畠山賢一, 戸川 斉, “誘電体ロッドを装加した平行金属板線路によるマイクロ波からミリ波での遮へい材料測定法,” 信学論, J79-B-II, 6, pp.334-342, 1996.
- 10) 長谷部望, 小林一彦, “球形チャンパーを用いた導電性材料のシールド効果測定法について,” 信学論, J70-B, 7, pp.862-873, 1987.

### 5-3-5 シールドルーム

(執筆者: 戸川 斉) [2009年3月 受領]

近年の電子機器の普及に伴い, 身近な環境下で電磁波の送受信(通信)が行われことが一般化している. これらの電子機器は, 機能の多様化, 利用する周波数の広帯域化など, 多くの研究がなされている. このような電子技術の発達を背景として, 電磁波のシールドルームが広く用いられている. 一般的に電磁波のシールドルームは, 機能や動作原理の観点から大別し, 「電磁シールドルーム」, 「磁気シールドルーム」, 「静電シールドルーム」と呼ばれるが, 電磁波を“遮へい”する働きに区別はなく, それぞれ用途や遮へい量, 構築方法などによる細分化, 多様化が見られる. 機能からいえば「電波暗室」もシールドルームの一種類ではあるが, 区別して扱われる.

シールドルームは, 大小様々な規模の部屋となる場合が多く構築物として扱われるが, 被測定物のみを配置して用いられる規模の場合には, シールドボックスなどと呼ぶ. シールドルームの性能は, 電磁波の遮へい特性で規定される. 遮へい特性の評価に関連する規格の中では, 古くから広く用いられている MIL-STD 法<sup>1)</sup>や, NDS 法<sup>2)</sup>などが上げられる. MIL-STD 法は, 電磁シールドルームの遮へい評価法として 1956 年に制定(1956.6.25)され, 1997 年に廃止されるまで約 40 年間, シールド評価法の代名詞的な規格として用いられた.

また, 関連規格として電磁フィルタの減衰特性評価法として用いられている“MIL-STD-220B”<sup>3)</sup>があり改変を繰り返している. この規格はシールドルームの電源線遮へいに用いられる電磁フィルタの特性評価に用いられることから, “シールドルームの測定法”の分類に加える場合が多い. MIL-STD-285 は, 軍用規格でありながら, 民生用のシールドルームや電子装置の筐体などのシールドの評価, 材料の遮へい(シールド効果)評価にも応用されてきた経緯がある. MIL-STD-285 は, 上記の 1997 年 10 月に IEEE-STD-299 “IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures” (Revision of IEEE Std 299-1991)<sup>4)</sup> が新たに制定されたことを受けて, 廃止, 移行した.

NDS 法は防衛省の規格であり、1998 年 8 月に制定された“NDS C0012”電磁シールド室試験方法、及び関連規格として“NDS C0013”漏洩電磁波に関する試験方法がある。“NDS C0012”は、上述の MIL-STD-285 などのシールド評価法を参考に実験検討された経緯が補足説明されている。適応周波数範囲は 10 kHz～40 GHz の広帯域としている。特徴は、試験周波数を“スポット周波数法”と“スイープ周波数法”の 2 種類としたことと、試験箇所を“一般部位”と“重点部位”に分け、詳細に定めた点である。“重点部位”は「人員、物品、流体、電気、信号の出入り箇所、及び窓」としており、一般的なシールドルームに付属されている「シールド扉、空調口、換気口、アクセスパネル、フィルタボックス」などが該当する。各規格の詳細は下記文献（規格）を参照とする。

#### ■参考文献

- 1) MIL-STD-285, “Attenuation Measurements for Enclosures, Electromagnetic Shielding, for Electronic test Purposes, Method of,” Jun. 1956.
- 2) NDS C 0012, “防衛庁規格 電磁シールド室試験法,” 平成 10 年 8 月 17 日, 参考 ; (NDS C 0013, “防衛庁規格 漏洩電磁波に関する試験法,” 平成 15 年 6 月 9 日)
- 3) MIL-STD-220B, “Department of Defense, Test Method Standard Method of insertion Loss Measurement,” Jan. 2004.
- 4) IEEE Std 299-1997(Revision of IEEE Std 299-1991), “IEEE Standard Method for Measuring the Effectiveness of Electromagnetic Shielding Enclosures,” Dec. 1997.