

# 電波シールド壁の透過・反射損失量の計算方法

## Calculation Method for the Transmission and Reflection Losses of a Radio-Wave-Shielding Wall

笠嶋 善憲  
山木 克則

### 要 約

最近、建物や部屋の新しい電波シールド工法として壁・床そのものを半導電性材料（例えばコンクリートの中に金属や炭素などの粉・短繊維を混入したもの）で製作する電波シールド壁が開発・実用化されつつある。この電波シールド壁のシールドの特性は従来の金属箔で室内を覆う単純なものとは基本的に異なり、その構成要素である半導電性材料の複素誘電率とその厚さ、鉄筋メッシュの寸法、及び電波周波数などが複雑に関係しあって決まるものである。任意層数構造、任意偏波・周波数電波に対する電波シールド壁の特性を等価電気回路的に解析した。その解析法と計算例を示す。

### 目 次

- I. はじめに
- II. 電波シールド壁
- III. 理論解析
- IV. 検証と計算例
- V. おわりに

#### I. はじめに

近年、携帯電話や無線LANなどの電波利用機器の増加に伴い、それら間の混信防止とセキュリティのために建物、部屋に電波シールド機能をもたせる需要が高まっている。

従来の電波シールド工法は、非常に導電性の良い薄い材料（銅板、金属メッキした不織布など）で室内の壁を全面覆うものであった。最近、コンクリートなど絶縁体に近いものに金属や炭素など導電性材料の粉・短繊維を混入した半導電性材料で床・壁そのものを構成する電波シールド壁が開発・実用化されつつある。

このような厚みを必要とする半導電性材料によって構成される電波シールド壁の場合は、開発過程、商品化においてもその材料の電気定数（複素誘電率）、壁の厚さ、構成方法の条件での理論的なシールド特性（電波透過損失）を知ることが非常に重要・不可欠である。しかし、このような半導電性材料、鉄筋メッシュが複数層状になっている壁のシールド特性の計算は、従来のインピーダンス法<sup>1)</sup>ではできなかった。

今回、この電波シールド壁を分布定数回路論と2端子対回路論を組み合わせて、壁材料の複素誘電率、壁の厚さ、構成方法（鉄筋メッシュの挿入）、電波の周波数・偏波面・入射角を指定して解析し、電波透過・反射損失を計算する式を理論的に導出した。

#### II. 電波シールド壁

##### 1. 構造

半導電性材料を用いた電波シールド壁の例を Fig. 1 に示す。

キーワード：電波、PC板、シールド  
無線LAN、電波妨害

その構造は普通の鉄筋コンクリート壁のコンクリートのみを半導電性材料に置き換えたものである。そして、この電波シールドの特性は、電波がこの層状の材料中を通過していく過程で、それぞれの材料中での減衰、境界面での多重反射が行われて決まる。

#### 2. 半導電性材料

誘電体（雲母、プラスチック、ガラスなど）とは、狭義的には絶縁体のことを言う。このような誘電体に電波が当たると誘電体内部の分子が誘電分極（小さな分子の両端に＋の電荷が現れる。）を起こして、誘電体表面にその電波を打ち消す電荷が現れ、その結果、誘電体はその誘電率に応じた電波を反射する。

この誘電体に多数の小さな導電材を混入すれば、その導電材料が微小ダイポールアンテナとして動作し（誘電分極と似て小さな材料の両端に＋の電荷が現れる現象）誘電率はより大きくなる。また、混入された導電材のためこの誘電体は僅かな電流が流れる抵抗体ともなる。電気が抵抗体中を通過するとき大きな減衰を受ける（電気が熱エネルギーに変換される）と同様に電波もこのような抵抗体を通過するとき大きな減衰を受ける。

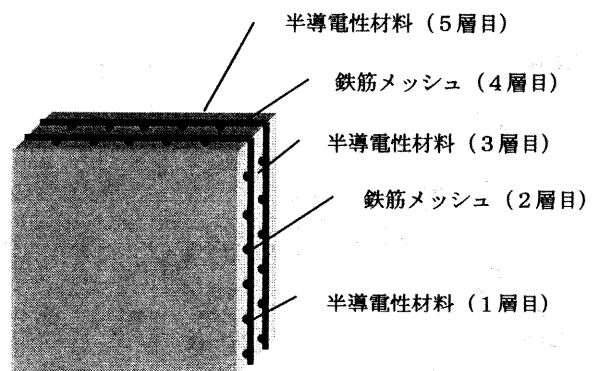


Fig. 1 電波シールド壁  
(Shielding Wall)

上記の二つの理由により半導電性材料は電波に対する良いシールド材料になる。このような半導電性材料は、狭義的な誘電率と抵抗率を共に有するもので学術的には複素誘電率の材料である。

ここで、この半導電性材料、すなわち複素誘電率の材料は広義的には誘電体とも言うので、本論文では半導電性材料を単に誘電体と呼ぶことにする。したがって、この誘電体（半導電性材料）の複素誘電率は次式で表される。

$$\dot{\epsilon} = \epsilon' + j\epsilon'' \dots\dots\dots (1)$$

実数部 ( $\epsilon'$ ) は狭義的な誘電率である。虚数部 ( $\epsilon''$ ) は抵抗率の逆数に比例するものであり、次式に示される。

$$\epsilon'' = -1/2\pi f\rho \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $f$  : 周波数、 $\rho$  : 抵抗率

### 3. 電波の壁面への入射形態

誘電体壁面への電波の入射形態を Fig. 2 に示す。電波は、電界成分と磁界成分から構成され、電界・磁界の両成分は進行方向に対して互いに直角方向にある。このうち電界成分のある方向を偏波面と呼んでいる。Fig. 2 (a) のように電波の電界成分 ( $\dot{E}_i$ ) が壁面に対して平行に入射していく電波形態を TE 波と呼び、Fig. 2 (b) のように磁界成分 ( $\dot{H}_i$ ) が壁面に平行に入射していく電波形態を TM 波と呼ぶ。なお、Fig. 2 で  $\dot{E}_r, \dot{H}_r$  は反射波の電界・磁界成分、 $\dot{E}_t, \dot{H}_t$  は透過波の電界・磁界成分である。

### III. 理論解析

Fig. 1 の電波シールド壁の材料（誘電体、鉄筋メッシュ）層を任意枚数とし、その層間に非常に狭いギャップを仮想した解析モデルを Fig. 3 に示す。すなわち、平行な板状の誘電体、鉄筋メッシュを狭い間隔をあけて #1、#2、…、#n と並べたものである。そして、この壁面の表面から入射波 ( $\dot{E}_{ei} (\dot{E}_{mi})$ ) が角 ( $\theta_0$ ) で入射、n 層材料間での多重の反射・減衰の結果としての透過波 ( $\dot{E}_{et} (\dot{E}_{mt})$ )、反射波 ( $\dot{E}_{er} (\dot{E}_{mr})$ ) が生じたとする。ここで、Fig. 3 における任意 #k 層の 1 枚を取り出し、その入射波、透過波、反射波を考へてみる。材料が誘電体の場合、その境界面での電波の屈折は両誘電体の誘電率の比で決まるが、誘電体板が平行であるため、入射波と透過波は平行（同じ角度）になる。#k 層の材料が鉄筋メッシュの場合は鉄筋メッシュが電波に対して全面

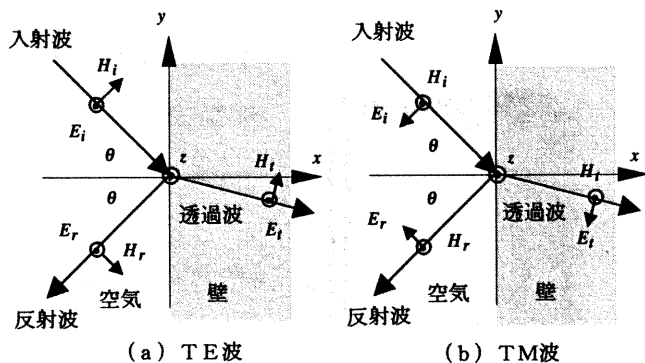


Fig. 2 電波入射形態 (Form of Incident Wave)

一様なインピーダンスをもつと考えると、これも同様な理由で入射波と透過波は同じ角度になる。したがって、Fig. 1 の電波シールド壁の解析は、Fig. 3 に示したような解析モデルの構成材料 1 枚 1 枚の入射波、反射波及び透過波を縦続合成したものと考え、この 1 枚 1 枚の層の等価回路を求めて、それらを縦続した 1 つの電気回路として 1 次、2 次側の関係から透過損失、反射損失を求めて行く。なお、解析は TE、TM の両波について行う。解析のフローを Fig. 4 に示す。

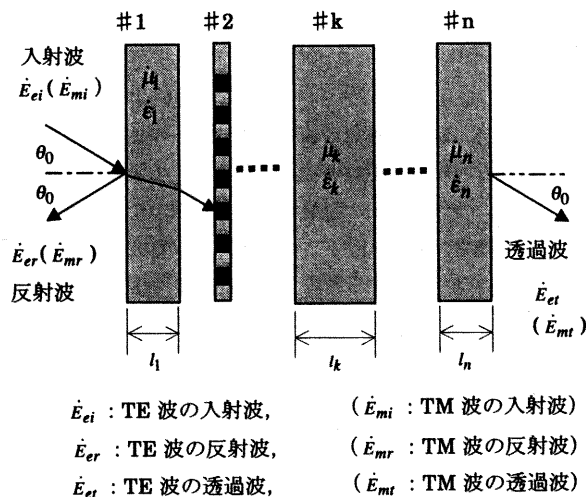


Fig. 3 解析モデル (Model for Analysis)

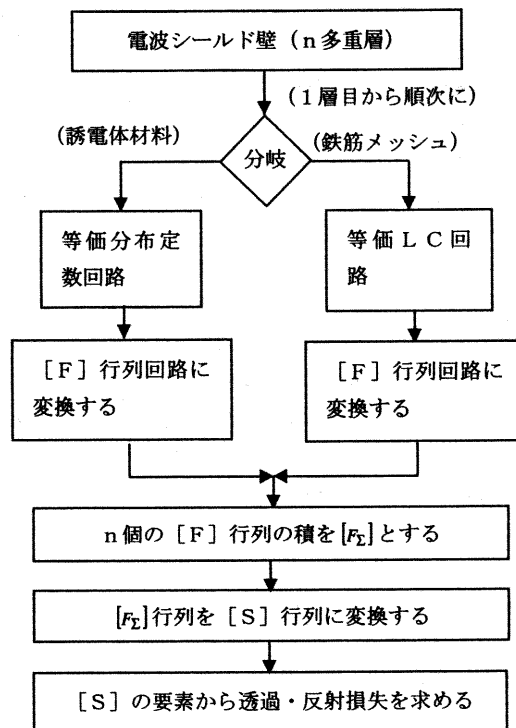


Fig. 4 解析のフロー (Flow of Analysis)

1. 1枚の誘電体の等価F行列

本論文の計算式はすべて空間インピーダンス ( $\beta_0$ ) で正規化されているものとする。また、変数文字は、材料定数、分布定数以外は複素数であっても通常の文字を使用する。

Fig. 3の解析モデルから#k層の1枚の誘電体を抜き出したものをFig. 5に示す。Fig. 5に対する分布定数回路をFig. 6に示す。Fig. 6の回路の1次, 2次側の負荷抵抗の1は、Fig. 5で誘電体の前後は空気で電波的には空間インピーダンス ( $\beta_0$ ) であり、これを  $\beta_0$  で正規化したためである。Fig. 6の  $v_k$  は#k板の直前の電界強度 (入射波, 反射波の合成したもの),  $v_{k+1}$  は直後の電界強度に対応する。すなわち,  $\dot{E}_{ei} + \dot{E}_{er}, (\dot{E}_{mi} + \dot{E}_{mr})$  と  $v_k$  及び  $\dot{E}_{et}, (\dot{E}_{mt})$  と  $v_{k+1}$  は比例関係にある。なお, eは電源である。

計算に用いる定数は次のとおりである。

$$\beta_0 : (\beta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}) \text{空間の特性インピーダンス}$$

$$\mu_0 : \text{真空の透磁率}$$

$$\epsilon_0 : \text{真空の誘電率}$$

$$l_k : \text{\# k の誘電体の厚さ (m)}$$

$$\dot{\epsilon}_k : (\dot{\epsilon}_k = \epsilon_k + j\epsilon_k') \text{\# k の誘電体の比誘電率 (誘電率は } \dot{\epsilon}_k \cdot \epsilon_0 \text{)}$$

$$\dot{\mu}_k : (\dot{\mu}_k = \mu_k' + j\mu_k'') \text{\# k の誘電体の比透磁率 (透磁率は } \dot{\mu}_k \cdot \mu_0 \text{ (ここでは全ての材料は } \dot{\mu}_k = 1 \text{ とする。))}$$

Fig. 6の分布定数回路の伝搬定数 ( $\dot{\gamma}_k$ ) は次式<sup>1)</sup>となる。

$$\dot{\gamma}_k = j\sqrt{\dot{\mu}_k \dot{\epsilon}_k} = j\sqrt{\dot{\epsilon}_k} \dots \dots \dots (3)$$

TE波, TM波に対する特性インピーダンス ( $\dot{Z}_{ek}, \dot{Z}_{mk}$ ) は, (3), (4) 式をもちいて (5), (6) 式と表現<sup>1)</sup>できる。

$$\cos \theta_k = \sqrt{1 + (\sin \theta_0 / \dot{\gamma}_k)^2} \dots \dots \dots (4)$$

$$\dot{Z}_{ek} = \sqrt{\frac{\dot{\mu}_k \cos \theta_0}{\dot{\epsilon}_k \cos \theta_k}} = \frac{\cos \theta_0}{\sqrt{\dot{\epsilon}_k \cos \theta_k}} \dots \dots \dots (5)$$

$$\dot{Z}_{mk} = \sqrt{\frac{\dot{\mu}_k \cos \theta_k}{\dot{\epsilon}_k \cos \theta_0}} = \frac{\cos \theta_k}{\sqrt{\dot{\epsilon}_k \cos \theta_0}} \dots \dots \dots (6)$$

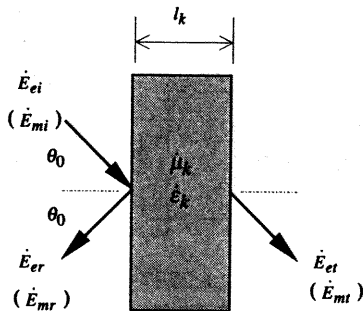


Fig. 5 #kの1枚の誘電体 (One-layer Model Wall)

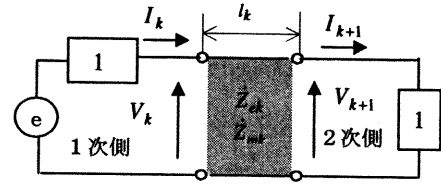


Fig. 6 1枚の誘電体の等価分布定数回路 (Equivalent Distributed Constant Circuit of One Dielectric Material)

次に, Fig. 6の分布定数回路に対するF行列 (伝送行列) 回路をFig. 7に示す。このF行列を(7)式に示す。その要素定数は(3)~(6)を用いて(8)式<sup>2)</sup>と表現できる。

$$[F_k] = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \dots \dots \dots (7)$$

$$\left. \begin{aligned} A_k &= \cosh(\dot{\theta}_k) \\ B_k &= \dot{Z}_{ek} \sinh(\dot{\theta}_k) \\ (B'_k &= \dot{Z}_{mk} \sinh(\dot{\theta}_k)) \\ C_k &= \frac{\sinh(\dot{\theta}_k)}{\dot{Z}_{ek}} \\ (C'_k &= \frac{\sinh(\dot{\theta}_k)}{\dot{Z}_{mk}}) \\ D_k &= \cosh(\dot{\theta}_k) \\ \dot{\theta}_k &= \beta_0 \dot{\gamma}_k (\cos \theta_k) l_k \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (8)$$

なお, ( $B'_k, C'_k$ )はTM波に対して用いる。

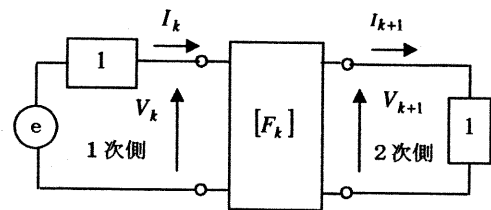


Fig. 7 1枚の誘電体の等価F行列回路 (Equivalent F Matrix Circuit of One Dielectric)

2. 鉄筋メッシュの等価F行列

鉄筋メッシュの寸法を Fig. 8 に示す。なお、 $a$  は鉄筋間隔、 $d$  は鉄筋の太さである。Fig. 8 の鉄筋メッシュの等価 LC 回路を Fig. 9 に示す。Fig. 9 中の定数は次式<sup>3)</sup> のようになる。

$$\left. \begin{aligned} X_a &= \frac{a \cdot \cos \theta'}{\lambda'} \log_e \left( \frac{a}{\pi d} \right) \\ X_b &= \frac{a \cdot \cos \theta'}{\lambda'} \left( \frac{\pi d}{a} \right)^2 \\ \lambda' &= \frac{\lambda}{\beta_0} \quad (\lambda: \text{波長}) \\ \beta_k &= \frac{\epsilon'_k}{\epsilon_0} \\ \theta' &= \sin \left( \frac{\sin \theta}{\beta_k} \right) \\ d &\ll a \ll \lambda' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

そして、Fig. 9 の等価 LC 回路に対する F 行列を (10) 式に示す。その要素定数は (9) 式を用いて (11) 式と表現できる。

$$[F_a] = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

$$\left. \begin{aligned} A_a &= 1 - \frac{X_b}{X_a} \\ B_a &= -j \left( 2X_b - \frac{X_b^2}{X_a} \right) \\ C_a &= -j \frac{1}{X_a} \\ D_a &= 1 - X_b/X_a \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

3. 解析モデルの等価F行列

Fig. 3 の解析モデルの誘電体層と鉄筋メッシュ層が混在する #1 ~ #n すべての 1 枚 1 枚の等価 F 行列 ( $F_k, F_a$  行列) が求まったとする。それらの F 行列の 1 次, 2 次側の電圧・電流の関係を次式に示す。

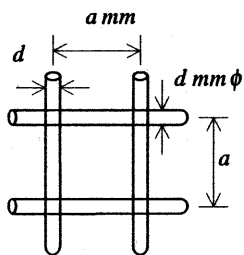


Fig. 8 鉄筋メッシュ寸法 (Scale of Iron Mesh)

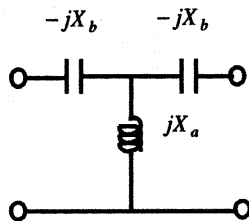


Fig. 9 等価 LC 回路 (Equivalent Circuit)

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} &= [F_1] \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \\ \dots\dots\dots \\ \begin{bmatrix} V_k \\ I_k \end{bmatrix} &= [F_k] \cdot \begin{bmatrix} V_{k+1} \\ I_{k+1} \end{bmatrix} \\ \dots\dots\dots \\ \begin{bmatrix} V_{k+1} \\ I_{k+1} \end{bmatrix} &= [F_{k+1}] \cdot \begin{bmatrix} V_{k+2} \\ I_{k+2} \end{bmatrix} \\ \dots\dots\dots \\ \begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} &= [F_n] \cdot \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

(12) の最初の式にそれ以下の式を順次に代入していくと (13), (14) 式が得られる。(13) 式は Fig. 3 の解析モデル全体の F 行列であり、その F 行列回路を Fig. 10 に示す。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [F_\Sigma] \cdot \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

$$[F_\Sigma] = [F_1] \cdot [F_2] \cdot \dots \cdot [F_k] \cdot \dots \cdot [F_n] \dots\dots\dots (14)$$

ここで、電圧  $v_1$  と電圧  $v_{n+1}$  は Fig. 3 の壁直前の電界 ( $\dot{E}_{ei} + \dot{E}_{er}, (\dot{E}_{mi} + \dot{E}_{mr})$ ) と壁面裏面の電界 ( $\dot{E}_{el}, (\dot{E}_{ml})$ ) に対応するものである。

4. 解析モデルの特性

Fig. 10 のシールド壁の F 行列回路に対する S 行列 (散乱行列) 回路<sup>4)</sup> を Fig. 11 に示す。Fig. 10 と Fig. 11 の 1, 2 次側の電気的量は全く同じであるが、Fig. 10 の F 行列回路は 1 次側が電圧・電流 ( $v_1, I_1$ ), 2 次側が電圧・電流 ( $v_{n+1}, I_{n+1}$ ) で表されており、Fig. 11 の S 行列回路は 1 次側が入射・反射電圧 ( $a_1, b_1$ ), 2 次側が入射・反射電圧 ( $a_{n+1}, b_{n+1}$ ) で表されている。そのため、この 2 つの等価回路の定数間には次式の関係がある (両回路の定数は  $\beta_0$  で正規化されており負荷抵抗が 1 であるため  $v=1 \cdot I$  となる。)

$$\begin{aligned} a_1 &= (V_1 + I_1)/2, & a_2 &= (V_{n+1} + I_{n+1})/2 \\ b_1 &= (V_1 - I_1)/2, & b_2 &= (V_{n+1} - I_{n+1})/2 \end{aligned} \dots\dots\dots (15)$$

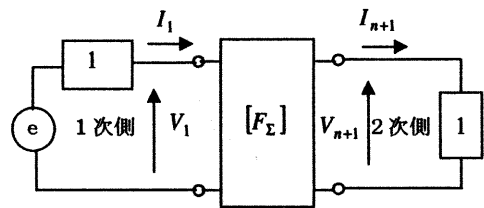


Fig. 10 解析モデルの F 行列 (Equivalent F Matrix Circuit of Model)

Fig.11 のS行列回路のS行列を(16)式に、その1次、2次側の関係は(17)に示す。(16)式のS行列の要素定数は(7)、(8)、(14)～(17)式から(18)式を誘導することにより得られる。

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

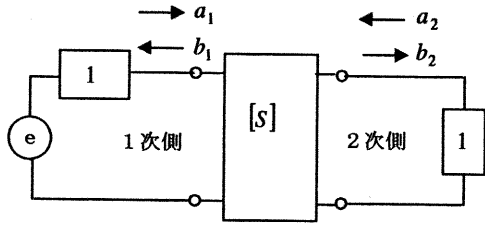


Fig.11 解析モデルの等価S行列 (Equivalent Circuit of S matrix)

$$\left. \begin{aligned} s_{11} &= (A + B - C - D) / \Delta \\ s_{12} &= 2(AD - BC) / \Delta \\ s_{21} &= 2 / \Delta \\ s_{22} &= (-A + B - C + D) / \Delta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

$$\Delta = A + B + C + D$$

ここで、A,B,C,Dは(8)式または、(11)式に示したものである。

(16)、(17)式の関係からS行列の要素  $s_{21} = b_2/a_1$  は透過率、要素  $s_{11} = b_1/a_1$  は反射率を示すことが分かる。すなわち、 $s_{21} = \dot{E}_t / \dot{E}_i$ 、 $s_{11} = \dot{E}_r / \dot{E}_i$  となるから、Fig.3の解析モデルの透過損失、反射損失は次式になる。

$$\Gamma_t = 20 \cdot \log_{10}(|s_{21}|) \dots\dots\dots (19)$$

$$\Gamma_r = 20 \cdot \log_{10}(|s_{11}|) \dots\dots\dots (20)$$

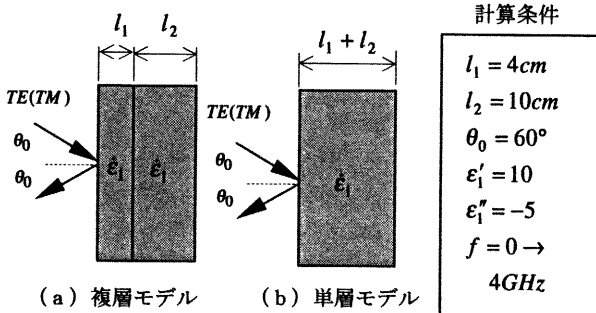


Fig.12 検証用モデル壁 (Model for Confirming Method)

IV. 検証と計算例

1. 解析方法の検証

この解析方法の検証は、Fig.12(a)に示す同じ複素誘電率( $\epsilon_1$ )の厚さの異なる2層誘電体( $l_1, l_2$ )とFig.12(b)に示すそれらの合計厚さに等しい単層誘電体( $l_1+l_2$ )の両方のTE・TM波に対する透過・反射損失をそれぞれ(多重層, 単層入力として)計算した。それらの結果を比較検討して行う。計算結果をFig.13に示す。計算結果は両方が全く同じとなった(Fig.13では線が重なって4本ある線が2本に見える)。また、Fig.12(b)に示す単層の場合の1枚の誘電体での透過・反射損失は、電波と誘電体板の関係を直接に計算<sup>5)</sup>(物理学的解法)して求めることができるが、その計算結果もFig.13の計算結果と全く同じとなった。

2. 電波シールド壁の計算例

Fig.1の電波シールド壁の計算モデル断面をFig.14に示す。モデルの両側のかぶり厚さ( $l_s$ )は同じとし、ダブル配筋の鉄筋メッシュの寸法も同じとする。Fig.14の電波シールド壁の等価F行列は次式となる。

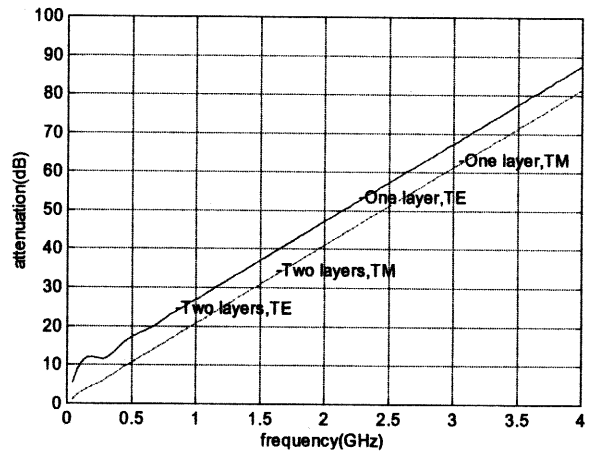


Fig.13 解析法検証モデルの計算結果 (Calculation Result of Model for Confirming Method)

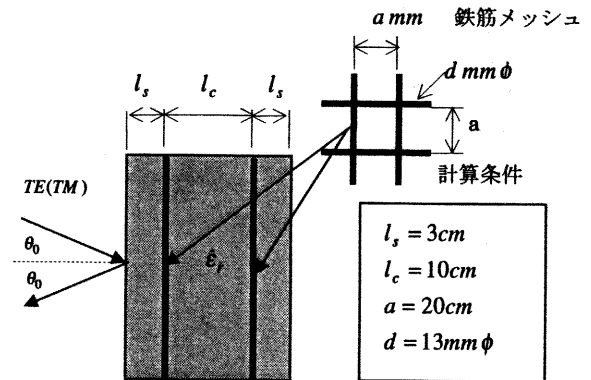


Fig.14 電波シールド壁の計算例モデル断面 (Model for Calculation Example of Shielding Wall)

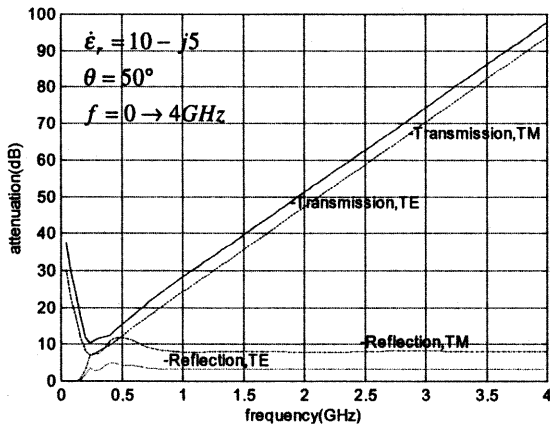


Fig.15 周波数を変化した場合のシールド特性  
(Shielding Characteristics as Changing Frequency)

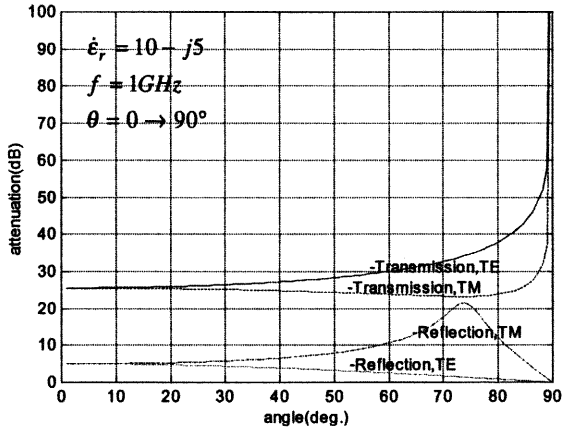


Fig.16 入射角を変化した場合のシールド特性  
(Shielding Characteristics as Changing Incidence Angle)

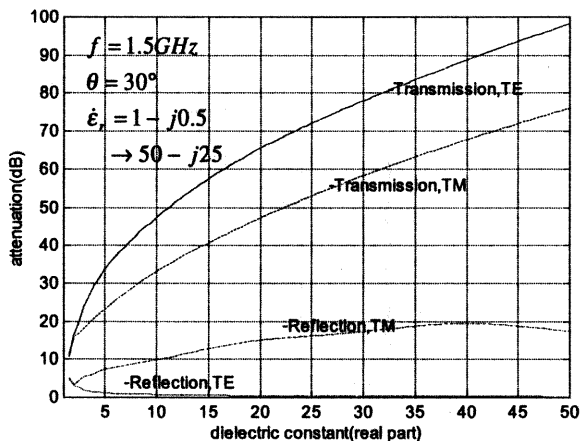


Fig.17 誘電率を変化した場合のシールド特性  
(Shielding Characteristics as Changing Permittivity)

$$[F_z] = [F_1] \cdot [F_a] \cdot [F_3] \cdot [F_a] \cdot [F_5] \dots \dots \dots (21)$$

ただし,  $[F_1][F_5]$  : かぶり厚さ部の F 行列

$[F_a]$  : 鉄筋メッシュ部の F 行列

$[F_3]$  : 中間部の F 行列

(21) 式の F 行列を上記 (3) ~ (14) を用いて求め、その後、S 行列に変換して透過・反射損失を計算する。計算は、TE・TM 波に対する透過・反射損失を、周波数 0 ~ 4 GHz, 入射角 0 ~ 90°, 比誘電率を 1 ~ 50 に変化して行った。計算結果を Fig.15~17 に示す。なお、Fig.17 において比誘電率は実数部と虚数部を 2 : 1 の一定比として行い、図上には実数部の値を示している。

V. おわりに

本論文では、半導電性材料によって製作される電波シールド壁の特性の理論解析と計算例を示した。この解析方法を用いれば、電波シールド壁のシールド特性を半導電性材料の複素誘電率、各層の厚さ、鉄筋メッシュの寸法が分かれば容易に計算でき、今後、研究開発、商品の品質管理に役立てたいと考えている。

参考文献

- 1) 笠嶋, 他; 建物によるテレビ電波反射障害防止用電波透過型カーテンウォール, 電子情報通信学会技術資料, EMCJ94 - 96, (1995), pp.75-82.
- 2) 大下眞二郎; 詳解電気回路演習 (下), 共立出版, 1989.
- 3) 秋田; コンクリートの電気定数とテレビ電波反射特性, 電子通信学会技術資料, EMCJ74 - 38.
- 4) 末崎, 森; 高橋; 回路理論例題演習, コロナ社, 1990.
- 5) K.Sato, T.Manabe; Measurement of the Complex Refractive Index of Concret at 57.5 GHz, IEEE Transactions on antennas and propargation, vol. 44, no.1, (January 1996), pp.35-40.