

シールドコンクリートパネル間ギャップからの漏洩電波の理論解析

Theoretical Analysis of Radio Wave Leakage from Gaps between Shielding-concrete Panels

笠嶋 善憲

要 約

最近、オフィス・ビルを構成するコンクリート壁・床自体に高誘電損失の材料を用いて電波シールド性能を持たせたシールド工法が新しく開発・実用化しつつある。このような工法において、シールド特性を決定する重要な要素である壁と壁間のギャップから漏れる電波量の理論解析を行った。壁と壁のギャップ区間を平行板線路に置き換えた等価回路とギャップ開口部からの再放射される電波の積分解析を用いて解析した。その結果、コンクリートの誘電率、壁厚、ギャップ寸法、送受信アンテナの壁に対する位置、電波の入射角での漏れ電波量が解析できた。本報告では、解析理論、各種パラメータでの計算例を示す。この解析法に対する検証実験は、次回に行いたい。

目 次

- はじめに
- 理論解析
- 計算例
- おわりに

はじめに

近年、オフィスでは無線 LAN など電波を用いた情報機器が多く用いられており、情報の漏洩や混信が問題になっている。このため、オフィス・ビルに電波シールド機能を付加することが多く求められている。最近、室内壁に薄い金属箔などを貼る従来の電波シールド工法ではなく、コンクリート中に、例えば鉄鉱石や短繊維カーボンファイバーなど細かい導電性材料を混入した高誘電損失材料（シールドコンクリートと呼ぶ）で、ビル・オフィスの壁・床を施工する新しいシールド工法が開発・実用化されつつある。このようなシールドビル・オフィスのシールド特性は、主に材料の誘電率、壁・床厚、配筋状態などでの壁単体の特性、及び壁と壁間のギャップからの漏洩電波量により決定されるため、本工法の実用化においては、この二つに関する理論解析が不可欠である。前者の壁・床単体のシールド特性の理論解析と実験結果については、先に報告済み^{1), 2)}である。今回は、後者の壁間ギャップからの漏洩電波量についての理論解析を行った。本報告では、理論解析とその計算例のみを示し、詳細な検証実験結果については、次回に報告する。

理論解析

1. 理論解析

解析モデルを Fig.1 に示す。パネル幅 a 、厚さ d のシールドコンクリートパネル2枚を xy 平面上、 x 軸を中心にギャップ b を設けて置き、 z 軸の正方向位置の送信点 T から電波を発射し、負方向位置の受信点 R で受信するとする。そして、シールドパネル周辺の xy

平面上には、 T 点から R 点への回折波が生じないように完全にシールドされており、またシールドコンクリートパネル自体を透過する電波量は、ギャップからの漏洩電波量に比べて無視できるものとする。Fig.1 のような水平方向のギャップからの電波漏れは、理論的に電界成分が垂直な垂直偏波がほとんどであるため、本報告ではこの偏波の漏れのみを解析する。

Fig.1 で T, R 点は z 軸上にあるとし、 T 点に垂直 $\lambda/2$ ダイポール送信アンテナを置くとする。この場合の yz 平面を Fig.2 に示す。 T 点からは垂直偏波が発射されるが、ギャップの直前の F 点での電界強度 E_f は、 T, F 間の距離 d_1 から直接に求めることができる。 F 点から、電波はギャップの中に入り、ギャップ中を TEM モードで上下のシールドコンクリート材料に伝導電流を流しながら伝搬し、

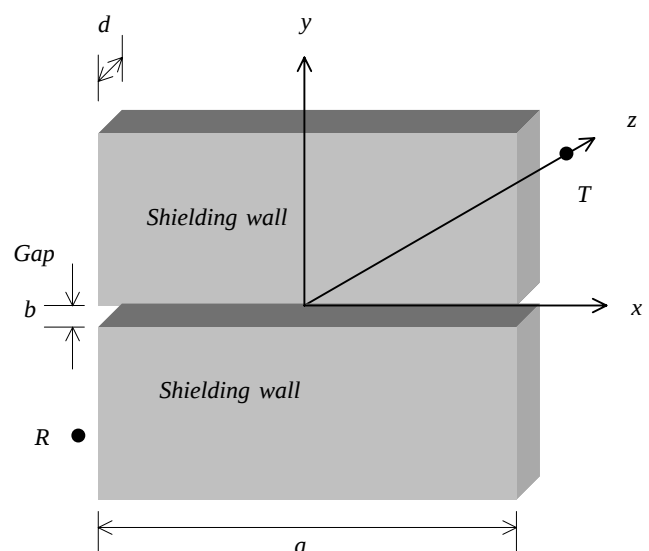


Fig.1 Model of Shielding walls with Gap for Analysis

キーワード：電波，コンクリート，電磁シールド，無線，LAN，EMI

ギャップの直後の B 点に至ると考えられる。この B 点の電界強度を E_b とする。このことにより F, B 点間の電波伝搬はこのギャップ区間を平行板線路として解析することにする。また, B 点の開口面積はパネルの幅 (= ギャップの幅) とギャップの高さの積の $a \times b$ であるが, この開口部 $a \times b$ に電波 E_b が分布している場合の R 点の電界強度は, 積分値として求められる。ここで F, B 点間の電波伝搬を平行板線路として解析する場合に, 開口部両面上の F, B 点間の距離は x, y 座標によらず一定の d (パネルの厚さ) であることから,

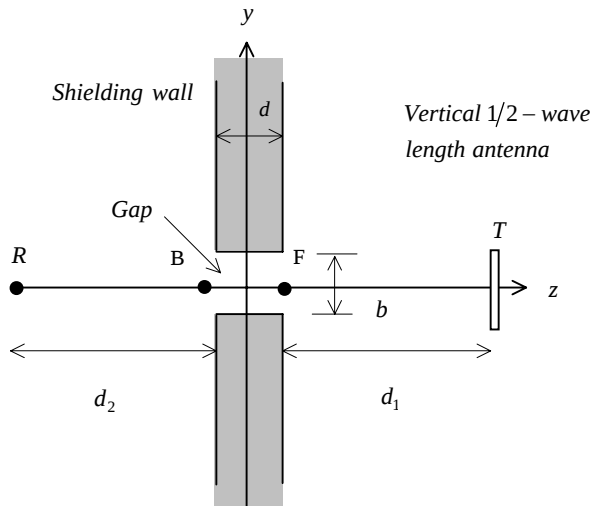


Fig.2 Section of Shielding Walls with Gap

この区間の伝搬による位相遅れも x, y 座標によらず一定である。よって, 上記手法によるシールドコンクリートパネルギャップによる伝搬損失は, 平行板線路の損失とギャップ開口面積の厚さのない穴明きシールド板による伝搬損失の和として求められる。

Fig 1, 2 の解析モデルにおいては, パネル幅 a , 送・受信アンテナのパネルからの距離 d_1, d_2 及び電波波長 λ 間には次の条件があるとする。

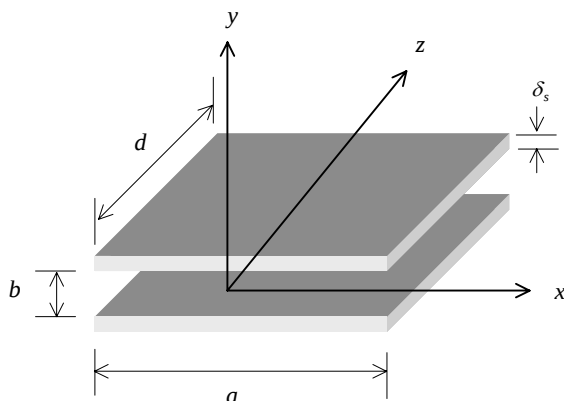


Fig.3 Parallel-strip Line

$$d_1, d_2 \gg a, \lambda \dots\dots\dots (1)$$

2. 平行板線路の損失

高周波電流は, シールドコンクリート材料の表面の厚さ δ_s に集中的に流れる。よって, この表皮厚さ δ_s , パネル幅 a , 長さ d の平行板線路を Fig.3 に示す。この δ_s は次式となる。

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \dots\dots\dots (2)$$

ただし,

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\omega \epsilon'' \epsilon_0}$$

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$$

$$\epsilon_0 = 8.845 \times 10^{-12}$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$f : \text{周波数 (Hz)}$$

$$j : \text{虚数単位}$$

{

ρ : シールドコンクリートの抵抗率

σ : 導電率

ϵ_r : シールドコンクリートの複素誘電率

ϵ_0 : 真空の誘電率

μ_0 : 真空の透磁率

したがって, 平行板線路の単位長さ当たりの抵抗値 R_0 は (2) 式を用いて次式となる。

$$R_0 = 2 \times \rho \times \frac{1}{\delta_s \times a} = \frac{2\sqrt{\pi \rho \mu_0 f}}{a} \dots\dots\dots (3)$$

次に, Fig.3 の平行板線路中を伝搬する電波は, その幅 a が $1/2$ 波長 ($\lambda/2$) よりも広い場合は幅方向 (x 軸方向) に定在波が生じ, TEM 波以外の高次モードを含み, TEM 波として伝搬する幅の最大は $\lambda/2$ と考えられるため, 平行板線路の特性インピーダンス Z_w は次式となる。

$$a \leq \frac{\lambda}{2}$$

$$Z_w = \eta_0 \frac{b}{a} \dots\dots\dots (4)$$

ただし,

$$\eta_0 = 120\pi$$

$$a > \frac{\lambda}{2}$$

$$Z_w = \eta_0 \frac{b}{\lambda/2} \dots\dots\dots (5)$$

したがって, (3), (4), (5) を用いた平行板線路の減衰定数 α は次式となる。

$$a \leq \frac{\lambda}{2}$$

$$\alpha = \frac{R_0}{2Z_w} = \frac{\sqrt{\pi \rho \mu_0 f}}{\eta_0 b} \dots\dots\dots (6)$$

$$a > \frac{\lambda}{2}$$

$$\alpha = \frac{R_0}{2Z_w} = \frac{\sqrt{\pi \rho \mu_0 f}}{\eta_0 b} \cdot \frac{\lambda}{a}$$

ただし,

$$\begin{aligned}\gamma &= \alpha + j\beta & (\gamma: \text{回路の伝搬定数}) \\ \beta &= \frac{2\pi}{\lambda} & (\beta: \text{位相定数})\end{aligned}$$

Fig.2 の F, B 間のギャップ中の電波伝搬を Fig.3 の平行板線路で考えた場合の等価回路は, Fig.4 で示される。すなわち, 自由空間中の F 点の電界強度 E_f , 特性インピーダンス Z_w , 伝搬定数 γ の長さ d の分布定数回路, 自由空間中の B 点の電界強度 E_b よりなる回路である。

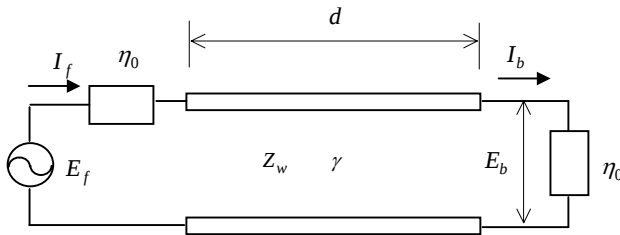


Fig.4 Equivalent Circuit of Parallel-strip Line

Fig.4 において, 入出力の電圧の比 E_b/E_f はギャップ区間の透過係数であるが, これを S_{21} とすれば次式となる。

$$S_{21} = \frac{E_b}{E_f} = \frac{2}{2 \cosh(\gamma d) + Z_w \sinh(\gamma d) + \sinh(\gamma d)/Z_w} \quad (7)$$

3. 穴行きシールド板の損失

Fig.5 は, z 軸上に送・受信点 T, R を, xy 平面上に $a \times b$ の穴を有する厚さのないシールド板を置き, その平面上の点を F' としたモデルである。T 点に垂直 $\lambda/2$ ダイポール送信アンテナを置き, その腹部電流値を I_0 とした場合の xy 平面の原点 $O(0,0,0)$ の電界強度 E_{f0} は次式となる。

$$E_{f0} = j60 \frac{I_0}{d_1} e^{-jk d_1} \quad (8)$$

$$\text{ただし, } k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

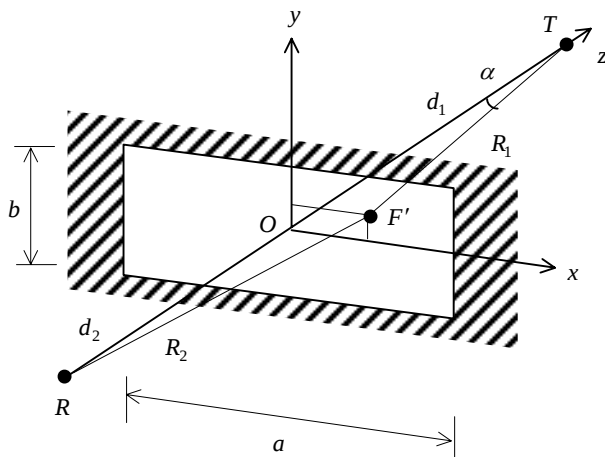


Fig.5 Shielding Plate with Aperture

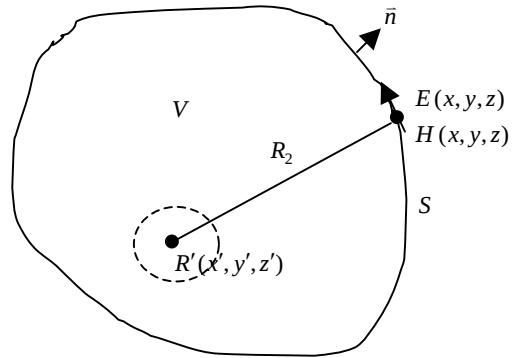


Fig.6 Range of Integration

Fig.5 において, xy 平面上, $a \times b$ 領域内の任意位置にある $F'(x, y)$ の電界 E_f は, 送信点 T と F' の距離 R_1 が波長 λ , 及び開口面寸法 a, b に比べて十分に大きいとの仮定(1)式により, その大きさ $|E_f|$ は x, y の座標で大差がないが, 位相差 δ_1 は無視できず近似的に次式となる。

$$\delta_1 = k(R_1 - d_1) \approx k(x^2 + y^2)/2d_1 \quad (9)$$

したがって, Fig.2 において F, B 点の xy 座標を (x, y) とした場合のそれぞれの電界強度 $E_f(x, y)$, $E_b(x, y)$ は次式となる。

$$E_f(x, y) \approx E_{f0} \cdot e^{-j\delta_1} \quad (10)$$

$$E_b(x, y) \approx S_{21} \cdot E_f(x, y) \quad (11)$$

ここで, Fig.6 に示すような空間 V に電流源 J_0 , 磁流源 J_{0m} , 電荷 ρ_0 (Fig.6 では J_0, J_{0m}, ρ_0 を示していない) が, その壁面 S 上には電界 $E(x, y, z)$, 磁界 $H(x, y, z)$ が分布し, S 面の法線ベクトルを $\vec{n}$ とした場合の受信点 R' の電界強度 $E(x', y', z')$ は次式となる。

$$\begin{aligned}E(x', y', z') &= \frac{1}{4\pi} \int_V (-j\omega\mu_0 J_0 \phi - J_{0m} \times \nabla \phi + \frac{\rho}{\epsilon_0} \nabla \phi) dv \\ &\quad - \frac{1}{4\pi} \int_S \{ -j\omega\mu_0 (n \times H) \phi + (n \times E) \times \nabla \phi + (n \cdot E) \nabla \phi \} ds\end{aligned} \quad (12)$$

ただし,

$$\begin{aligned}\phi &= \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \\ R_2 &= \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}\end{aligned}$$

Fig.5 の xy 平面上の開口部 $a \times b$ 内の F' 点の (10), (11) 式による電界 E_b を, Fig.6 の S 面上の電界 $E(x, y, z)$, 受信点 R を受信点 R' と考える。ここで, (12) 式中の $\nabla \phi$ は, (1) 式の仮定と (9) 式と同じ考えでの位相差から, 次の近似式が得られる。

$$\nabla \phi = -jk \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \cdot n \approx jk \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} e^{-jk(x^2+y^2)/2d_2} \cdot \vec{n} \quad (13)$$

また, Fig.6 中の受信点 $R'(x', y', z')$ から S 面上の電界・磁界の位置 (x, y, z) へのベクトル $\vec{R}_2$ とその S 面上の法線ベクトル $\vec{n}$ の方向が

同じであれば, $E/H = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ となり, (12) 式に (13) 式, $E/H = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, 及び S 面上の電界 E に (11) 式の E_b を用いるとすれば, 結局 Fig.5 中の R 点の受信電圧 E_r は次式となる。

$$E_r \approx -jk \frac{e^{-jk d_2}}{\lambda d_2} \iint E_b e^{-jk(x^2+y^2)/2d_2} dx dy \quad \dots\dots\dots (14)$$

さらに (14) 式は (7) ~ (10) 式を代入して

$$E_r \approx -120 \frac{S_{21} I_0 e^{-jk(d_1+d_2)}}{\lambda d_1 d_2} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} e^{-jk(x^2+y^2)(d_1+d_2)/2d_1 d_2} dx dy \quad \dots\dots\dots (15)$$

(15) 式はフレネル積分関数 $S(x), C(x)$ を用いて表すと次式となる。

$$E_r \approx -120 \frac{S_{21} I_0 e^{-jk(d_1+d_2)}}{d_1+d_2} \{C(u) - jS(u)\} \{C(v) - jS(v)\} \quad (16)$$

ただし,

$$u = \frac{a}{2} \sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{d_1 d_2 \lambda}}, \quad v = \frac{b}{2} \sqrt{\frac{2(d_1+d_2)}{d_1 d_2 \lambda}}$$

$$S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt,$$

$$C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt$$

4. レファレンス

Fig.2 において, 2 枚のシールドコンクリートパネル, 及びその周辺の xy 平面上に置いた回折波を防ぐシールド板の全てを取り除いた場合の T 点の垂直 $\lambda/2$ ダイポール送信アンテナによる受信点 R での電界強度 E_0 は, レファレンスの値であり, 次式となる。

$$E_0 = j60 \frac{I_0}{(d_1+d_2+d)} e^{-jk(d_1+d_2+d)} \quad \dots\dots\dots (17)$$

したがって, Fig.2 のギャップのあるシールドコンクリートパネルによるシールド損失 S は (16), (17) 式の E_r, E_0 を用いた次式となる。

$$S = 20 \times \log_{10} \left| \frac{E_r}{E_0} \right| \quad \dots\dots\dots (18)$$

5. 斜入射特性

これまでの Fig.2 を用いた説明は, 送・受信点 T, R が z 軸上にあり, シールドパネルに垂直で中央に位置していたものであった。T, R 点が正, 負の z 座標で, T-R 線がシールドパネルの法線と角 θ で交わる場合を Fig.7 に示す。(12) 式で説明したように, (13) ~ (16) 式の利用条件はシールドパネルと T-R 線がほぼ垂直に交わることである。したがって, Fig.7 の解析においては, シールドパネルを T-R 線に垂直になるように投影した仮想パネル(破線で示したもの)を考えて近似的に行う。

この場合の仮想パネルの厚さ d' 幅 a' (積分範囲 a'_1, a'_2) は, 次式となる。

$$\left. \begin{aligned} d' &= \frac{d}{\cos \theta} \\ a'_1 &= a_1 \cos \theta \\ a'_2 &= a_2 \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (19)$$

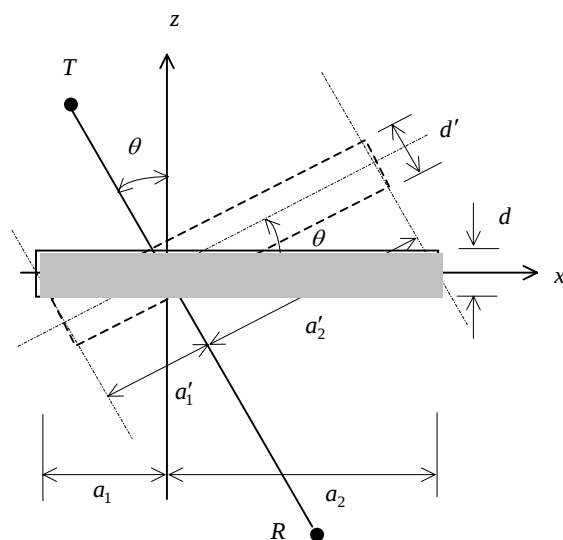


Fig.7 Oblique Incidence

・ 計算例

各種パラメータによる計算例用ギャップのあるシールドコンクリートパネルのモデルを Fig.8 に示す。このモデルの基本寸法・定数を Table 1 に示す。以下に Table 1 の基本寸法・定数中の各一つのみをパラメータにした場合の周波数 1~4GHz に対する計算例を示す。

1. ギャップ間隔の変化

ギャップ間隔 b ($= 0.005, 0.01, 0.02, 0.03m$) をパラメータにした場合の計算結果を Fig.9 に示す。計算結果では, ギャップの間隔を 2, 4 倍とすると全周波数でほぼ 12dB 間隔でシールド特性が減少している。これはギャップの間隔を 2, 4 倍とするギャップ区間の特性インピーダンス Z_w が 2, 4 倍なり, 自由空間のインピーダンスとのミスマッチ度合いが緩和され減衰が約 6dB 間隔で減少, また同時に開口部の面積が 2, 4 倍となりその放射電波量が増加し, これによっても約 6dB 間隔で減少, 結局約 12dB 間隔で減少することを示している。

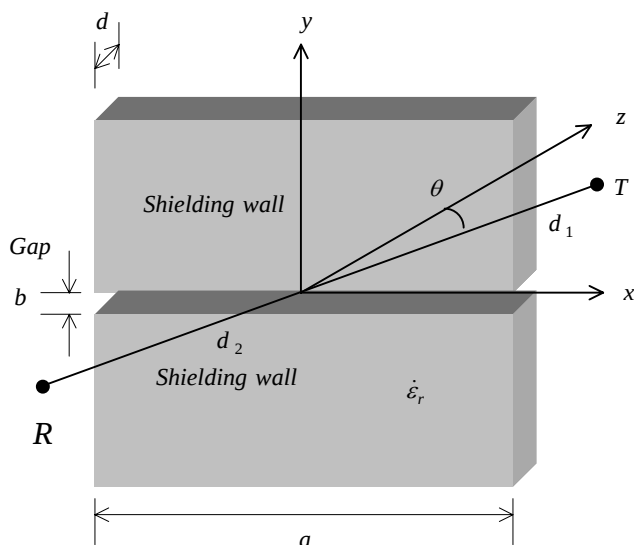


Fig.8 Model for Calculation

Table 1 Fundamental Size and Constants of the Model

Fig.8中の記号		寸法・定数
b	ギャップ間隔	0.03 m
d	パネル厚さ	0.15 m
a	パネル幅	1.5 m
d_1	パネルと送信アンテナの距離	1.5 m
d_2	パネルと受信アンテナの距離	1.5 m
$\epsilon_r(\rho)$	コンクリート誘電率 (抵抗率)	($0.8\Omega m$)
θ	電波の入射角	0°

2. 壁厚の変化

シールドコンクリートパネル厚 d ($=0.05, 0.1, 0.15, 0.2m$) をパラメータにした場合の計算結果を Fig.10 に示す。この計算結果では、シールドコンクリートの誘電率 (抵抗率) が Table 1 に示す値程度ではギャップ区間での減衰量は小さく、壁厚が 4 倍になっても減衰は数 dB しか増加しないことを示している。

3. 受信点距離の変化

受信点のシールドコンクリートパネルからの距離 d_2 ($=1.5, 5.0, 10, 20m$) をパラメータにした場合の計算結果を Fig.11 に示す。実際のシールドビルで求められているシールド特性は、隣接ビル間のかかなり離れた点間での値である。通常、パネル単体のシールド特性の測定は近距離 (1.5m 程度) で行っているが、この計算結果からは、このような近距離でのシールド特性の測定値を隣接ビル間の遠距離の特性としても問題がないことが分かる。

4. コンクリートの誘電率の変化

シールドコンクリートの誘電率の虚数部の値 ϵ'' すなわち、抵抗率 ρ ($=20e^{-8}, 0.8, 1.9, 6.8\Omega m$) をパラメータにした場合の計算結果を Fig.12 に示す。ここでの $\rho = 20e^{-8}$ は鋼材を想定したもので、シールドコンクリートのものに比べて 10^{-7} 倍程度小さい。しかし、この計算結果では、抵抗値 ρ が $10^{-7} \rightarrow 0.1\Omega m$ の範囲ぐらいまではギャップ中のコンクリート表面伝搬による損失はほとんどないため、パラメータによる大きな差は生じなかった。

5. 電波の入射角の変化

シールドパネルへの電波の入射角 θ ($=0, 20, 40, 80^\circ$) をパラメータにした場合の計算結果を Fig.13 に示す。入射角が大きくなるとコンクリートギャップ中の伝搬距離 ($d/\cos\theta$) は長くなるが、この

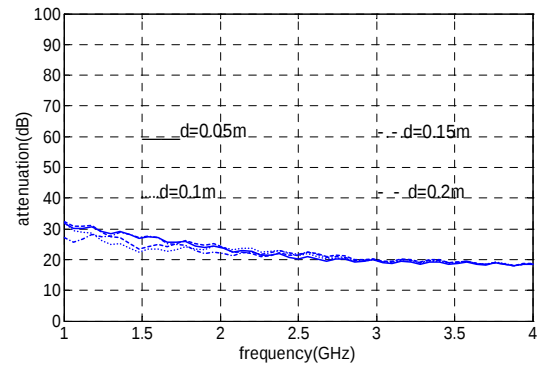


Fig.10 Attenuation for various Thicknesses of the Wall

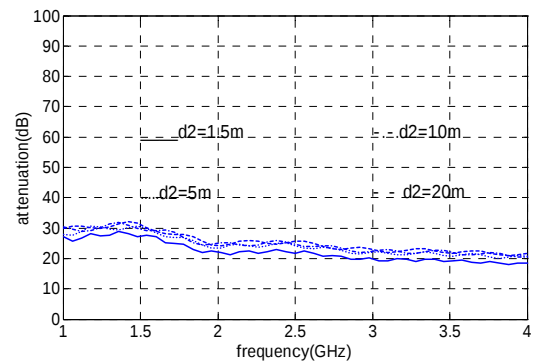


Fig.11 Attenuation for various Distance between R and the Wall

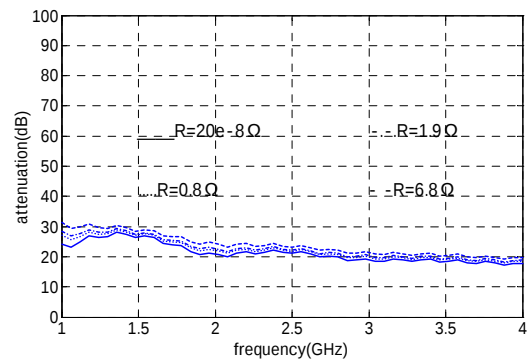


Fig.12 Attenuation for various Permittivity of the Concrete

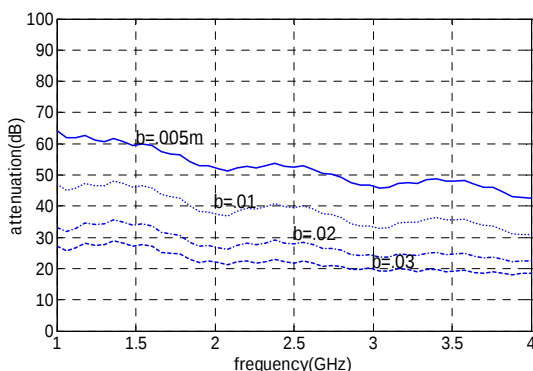


Fig.9 Attenuation for various Size of the Gap

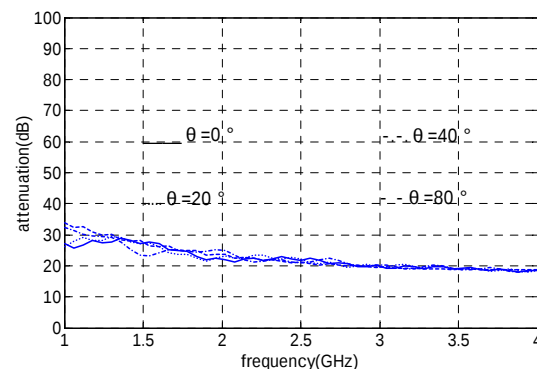


Fig.13 Attenuation for various Angle of the Incident Wave

計算例では前項 4 で述べたようにギャップ中のコンクリート表面を伝搬することによる損失が少なかったため損失の差は大きく出なかった。

6. xz 平面上のシールド特性分布

Fig.8 の計算モデルにおいて、Table 1 中の d_2 を除いた全ての基本寸法・定数での受信側の xz 平面上全域 (z 座標 $(-2 \rightarrow 0\text{m})$, x 座標 $(-2 \rightarrow +2\text{m})$) のシールド特性分布の計算結果を Fig.14 に示す。(図の縦軸はシールド量を、また、グラフの濃淡もシールド量の大小を示している。)

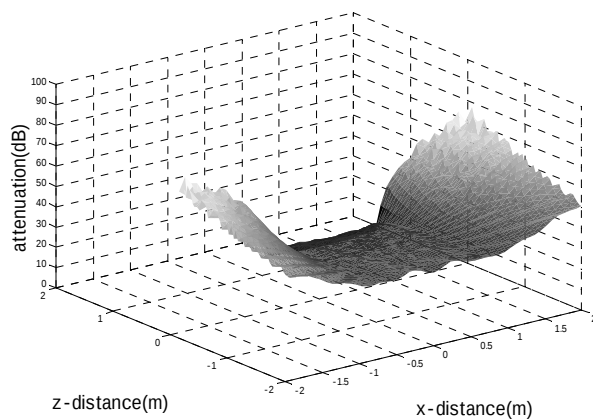


Fig.14 Distribution of Attenuation on xz-plane

．おわりに

本解析法は、電磁気学を理論展開したもので、これによってシールドコンクリートパネルなど高誘電損失の材料からなるパネルギャップからの漏れ電波の基本量が算出でき、そのメカニズムを説明することができる。

実際のコンクリートパネルのシールド特性は、材料の定数の不均一、形状の複雑さなどのために、この解析結果と一致しない部分もあると考えられるが、今後多くのパラメータでの実証実験を行い、この解析法をシールドコンクリートを用いたビルの開発・設計に利用できるものに完成していきたい。

参考文献

- 1) 笠嶋善憲, 山木克則; 電波シールド壁の透過・反射損失量の計算方法, 鹿島建設技術研究所年報, 第 48 号, (2000), pp-189-194.
- 2) Y.Kasashima, K.Yamaki; Method for calculating the transmission loss of a radio-wave-shielding wall, 2002 IEEE International Symposium on EMC, (2002.8), pp.216-222.
- 3) 森田清, 末武国弘, 林周一; マイクロ波回路, オーム社, 1974.
- 4) 虫明康人, 安達三郎; 基礎電波工学, 共立出版, 1973.
- 5) 末崎照雄, 森田真作, 高橋真一; 回路理論例題演習, コロナ社, 1990.
- 6) 森口繁一, 宇田川銑久, 一松信; 数学公式集, 岩波書店, 1977.