

コンクリート壁の表面形状変化による電磁波の反射，透過抑制

佐藤 浩[†] 堂前 洋幸^{††} 高橋 応明[†] 安部 實[†]

Reflection and Transmission Control of Electromagnetic wave for Concrete Walls

Hiroshi SATO[†], Hiroyuki DOMAE^{††}, Masaharu TAKAHASHI[†], and Minoru ABE[†]

あらまし 近年の OA 化，インテリジェント化に伴い，オフィス，病院等での各種電気・電子機器の使用が頻繁となっており，そこから発生する電磁波が建物内の他の機器に干渉し誤動作を起こすことや，外部から壁を漏洩してくる透過波が与える影響が問題となっている．特に，無線 LAN などでは，壁・床・天井等での反射波による通信品質の劣化も問題となっており，干渉電磁波を壁などの建材でしゃへい・吸収することが必要とされている．本論文では，これら干渉電磁波をしゃへい，吸収するためにコンクリート壁の表面形状を三角，sin とした三角形壁，sin 形状壁をそれぞれ提案し，その特性について FD-TD 法を用いて検討を行った．その結果，三角形壁，sin 形状壁は通常のコンクリート壁に比べて壁内部での損失電力が多く，反射及び透過を抑制できることが明らかとなった．更に，実験により解析の有効性が確認された．

キーワード 反射，透過，干渉電磁波，コンクリート壁，三角形壁，sin 形状壁，FD-TD 法，無線 LAN

1. ま え が き

近年の目覚ましい OA 化，インテリジェント化に伴い，オフィス等の建物内では各種電気・電子機器が多数利用されており，今後も更に増えることが予想される．例として，パソコン，OA 機器，携帯電話，PHS，医療機器，建設設備等がある．しかし，これら電気・電子機器から発生する電磁波やこれらに接続された配線からノイズとして生じる電磁波が空間に放射され，建物内で直接又は反射波により他の周辺機器に干渉し，誤動作を引き起こすことや，外部から建物内に漏洩して侵入する電磁波が，内部の機器に影響を与えることが問題となる．パソコンや OA 機器は低電圧化・高速化が目指されているため，これらの影響が更に深刻になり，特に普及過程にある屋内高速無線 LAN では，その電波が壁・床・天井等で反射して影響を及ぼすため，品質の良い通信を行える室内環境が必要となる [1]．これらの対策として主に次の二つが考えられる．

一つは機器自体で電磁波の干渉を防ぐ方法であり，もう一つは建物内の材質を利用して干渉電磁波をしゃへい・吸収する方法である．本論文では，後者の建物内の壁に電磁波のしゃへい・吸収特性をもたすことを検討する．通常のコンクリート壁（以下，平面壁と呼ぶ）と比較して反射電力，透過電力を低減させるには，壁表面に誘電体や磁性体を装荷する方法，壁内部に金属・磁性体を挿入する方法 [2]，壁表面の構造を変化させる方法などが考えられる．まず，壁表面の誘電体装荷は特性に著しい変化は望めず，磁性体を装荷・挿入した場合はコスト面で非常に高くなる．

本論文では，材質にコンクリートのみを用い，壁の表面構造を変化させることに着目し，表面を凹凸形状に変化させたコルゲート形状壁 [3] について解析を行ってきた．今回，三角形壁，sin 形状壁の 2 種類について，反射電力，透過電力，壁内損失電力を 2 次元 FD-TD 法 (Finite Difference-Time Domain Method) [4], [5] を用いて解析した．その結果，平面壁と比較して電磁波のしゃへい，吸収特性が高いことを確認した．

2. では解析モデルについて，3. では解析結果について述べ，4. で解析の有効性を実験により確認した．

[†] 武蔵工業大学電子通信工学科，東京都

Department of Electronic and Communication Engineering,
Musashi Institute of Technology, Setagaya-ku, Tokyo 158-
8557 Japan

^{††} 日本モトローラ株式会社，東京都

Nippon Motorola Ltd., Shinagawa-ku, Tokyo, 140-0002
Japan

2. 解 析

2.1 構 造

三角形壁，sin 形状壁の 2 種類について検討を行う．図 1 のように表面形状を三角形，sin 形状とし，入射する平面波の電界成分に垂直な溝を入れる．電界と平行に溝を入れた場合は，平面壁に比べて反射電力に大きな変化は見られず [3]，1 偏波対応の壁となっている．また，壁は上下左右に無限に連なるものとし，溝を作るのは入射側の面のみ，材質はコンクリートのみを使用する．三角形壁（図 2(a)）・sin 形状壁（図 2(b)）は，溝の幅を a ，溝の深さを b ，平面部分の壁の厚さを c とする．本研究では直線偏波の 2.5 GHz 無線 LAN を想定する．また 2 次反射・透過以降による偏波の変化やレベルの減少が考えられるが，1 次入射時における電磁波のしゃへい・吸収の検討をするためこの偏波に限定した．更に直交する溝を入れることにより円偏波等，直交 2 偏波に対応できることを確認している [3]，[6]，[7]．

検討した三角形壁・sin 形状壁は，1 方向に対称的な形状をもつ 1 偏波対応の壁である． x 方向には同

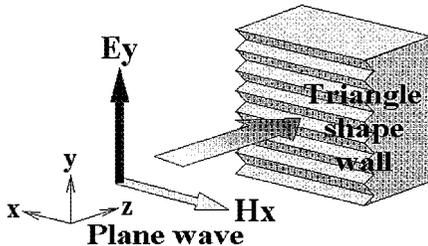


図 1 1 偏波対応三角形壁

Fig. 1 Triangle shape wall for one polarization.

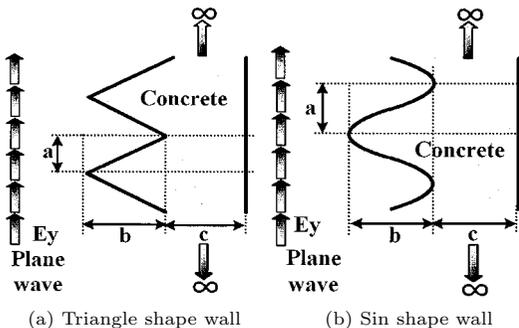


図 2 解析構造

Fig. 2 Analysis model.

形状で連なるので yz 面の 2 次元での表現が可能であるため，解析には 2 次元 FD-TD 法を用いた．解析モデルを図 3 に示す． y 方向には周期的な三角，sin 形状が無限に続くため，電気壁を導入することで解析モデルが簡略化できる．電気壁上では接線方向，すなわち z 方向の電界が 0 となる．また，壁近傍では電磁波が乱れているので安定した平面波を確認できる領域として，波源と壁の間は約 $2\lambda_0$ ，壁後方の領域は約 $1.5\lambda_0$ とした．セルは y 方向 1 mm， z 方向 1 mm の正方形セルを， y 方向に約 100 個， z 方向に約 900 個の，合計約 90,000 個用い，壁を階段近似している．時間ステップは Courant 条件より 1.6 ps とした [8]．入射波源としては Gaussian パルスを用いた．図 4 (a)，(b) は入射させる Gaussian パルスの波形とフーリエ変換したスペクトルを示す．7 GHz 付近から周波数成分が乱れていることが確認できるが，本研究での解析周波数は 5 GHz を上限としているので，十分に耐えるものとなっている．壁表面に溝をつけた場合，斜め方向の伝搬が考えられるので，吸収境界には Berenger の PML 吸収境界条件 [9] を用いた．層の数は $L = 16$ 層，1 層の厚さ $\Delta z = 5$ mm，外壁での導電率は $\sigma_{\max} = 2.65$ S/m．これを導電率の分布を与える次数 $M = 5$ により，式 (1) を適応させることで各層の導電率 σ ，磁気伝導率 σ^* を与えている．

$$\sigma = \sigma_{\max} \left[\frac{L\Delta z - z}{L\Delta y} \right]^M, \quad \sigma^* = \frac{\mu_0}{\epsilon_0} \sigma \quad (1)$$

ここで， L : PML 層の数， Δz : 1 層の厚さ， σ_{\max} : 外壁での導電率， M : 導電率の分布を与える次数で

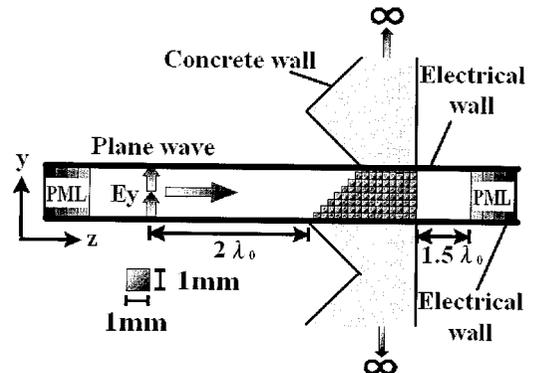
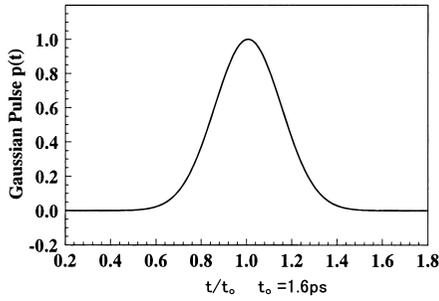
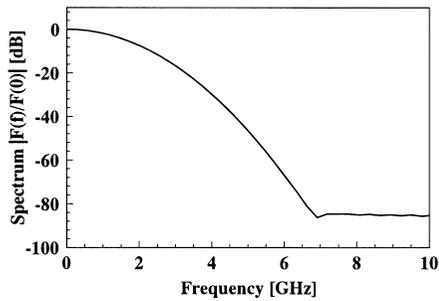


図 3 2次元 FD-TD 解析モデル (三角形壁)

Fig. 3 2D_FD-TD analysis model (triangle shape wall).



(a) Corrugation



(b) Spectrum

図4 Gaussian パルス
Fig. 4 Gaussian plus.

ある。

これにより理論上、吸収境界からの反射量は -120 dB となり無限自由空間を表現している。

三角形状壁, sin 形状壁に電界成分が溝と垂直になる偏波の平面波を壁面に対し垂直入射させ, 壁前面での定在波と, 壁を通過した後の透過波から反射・透過電力を求める。

$$\Delta P_{\text{loss}} = \frac{1}{2} \sigma E^2 \Delta S \quad (2)$$

ここで, ΔP_{loss} : 損失電力, σ : 導電率, E : 電界, ΔS : 面積である。

また, 式 (2) に適応させ, 壁内の電界を壁内全セルで積分することで壁内損失電力を導く。各電力とも入射平面波の電力で正規化して示すこととする。反射電力, 透過電力がともに低く, 損失電力が多い壁ほど電磁波のしゃへい, 吸収効果をもっていることになる。解析周波数は屋内無線 LAN を主に考え, 携帯電話, PHS を含めた, 2.5 GHz ($\lambda_0 = 12$ cm) を中心とした $1 \sim 5$ GHz とし, コンクリートの媒質定数は乾燥したものを想定し, 比誘電率 $\epsilon_r = 6 - j0.2$ ($\sigma = 0.0278$ S/m): 2.5 GHz [10] とした。

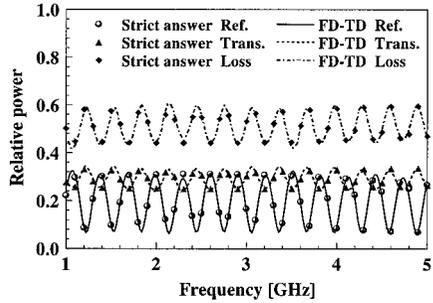


図5 FD-TD 法, 厳密解による周波数特性の比較 (平面壁壁厚 20 cm)

Fig. 5 Comparison of frequency response for FD-TD method and strict answer (plane wall 20 cm).

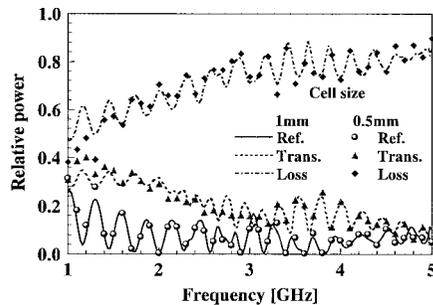


図6 セル・外部境界による周波数特性の比較 (三角形壁 $a = b = 3.0$ cm, $c = 20$ cm)

Fig. 6 Comparison of frequency response for cell and boundary condition (triangle shape wall $a = b = 3.0$ cm, $c = 20$ cm).

2.2 解析モデルの有効性

解析モデルの有効性について検討を行う。壁厚 20 cm の平面壁の反射電力, 透過電力, 損失電力の周波数特性に対し, FD-TD 法と厳密解の 2 通りのアプローチによる導出の比較を図 5 に示す。これより誤差平均が 2.49% とほぼ一致していることが確認できる。また図 6 には, 三角形状壁 ($a = 3$ cm ($0.25\lambda_0$), $b = 3$ cm ($0.25\lambda_0$), $c = 20$ cm) を例として, セルサイズの大きさ, 周期条件の有無の 2 点における検討結果を示す。本研究での解析構造 (セルサイズ 1 mm \times 1 mm で電気壁を用いて周期構造壁の 1 部分を解析したもの) と, セルを y 方向 0.5 mm, z 方向 0.5 mm の正方形セルを使用し, 全体を PML 吸収境界で覆い, 電気壁を使用せず, y 方向に約 $10\lambda_0$ の周期構造壁を用いて中央部分での成分より各電力を導出したものだが, こちらもほぼ一致していることが確認できる。また, 各電力間に (反射電力) + (透過電力) + (損失電力) = 1

の関係があることが確認された．以上より，設定条件（セル，電気壁，PML 吸収境界条件）を含め，解析モデルの有効性が確認された．

3. 三角形形状壁，sin 形状壁の解析結果

3.1 溝の変化による反射電力，透過電力，損失電力

溝の幅，溝の深さを調整することにより，高い損失電力を得ることが可能である．ここでは周波数を 2.5 GHz，実際の建築物の部屋間の仕切り壁を想定し，壁の平面部分の厚さを $c = 20\text{ cm}$ として解析を行う．溝 $a = b = 3\text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$) を初期値として，溝の幅 a を $0.1 \sim 5\text{ cm}$ ($0.42\lambda_0$)，溝の深さ b を $0.1 \sim 12\text{ cm}$ ($1.00\lambda_0$) それぞれ変化させたとき，損失電力が最大となる a, b のパラメータとそのときの反射電力，透過電力，損失電力を表 1 に示す．三角形形状壁で溝 $a = 3.0\text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $b = 5.8\text{ cm}$ ($0.48\lambda_0$) のとき，最大損失電力 0.87，sin 形状壁で溝 $a = 3.0\text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $b = 4.6\text{ cm}$ ($0.38\lambda_0$) のとき，最大損失電力 0.86 が得られた．また，壁の厚さを $c = 20\text{ cm}$ 以外に $c = 10, 15, 25, 30\text{ cm}$ に対して同様の検討を施し，損失電力が最大となったものを表 2 に示す．ここで，表中の電力の合計が 1 になっていないように見えるが，表記上の丸め込み誤差によるものである．溝の

表 1 溝の変化による反射電力，透過電力，損失電力 (2.5 GHz, $c = 20\text{ cm}$)

Table 1 Reflection, Transmission and Loss power (2.5 GHz, $c = 20\text{ cm}$).

	a [cm]	b [cm]	反射電力	透過電力	損失電力
三角形形状壁	3.0	3.0	0.10	0.20	0.70
	4.7	3.0	0.04	0.19	0.77
	3.0	5.8	0.01	0.12	0.87
	4.7	5.8	0.02	0.16	0.82
	6.4	7.9	0.02	0.01	0.97
Sin 形状壁	3.0	3.0	0.06	0.17	0.76
	4.7	3.0	0.01	0.14	0.85
	3.0	4.6	0.02	0.11	0.86
	4.7	4.6	0.00	0.17	0.83
	6.4	6.3	0.03	0.00	0.97

表 2 壁の厚さに対する溝の最適化 (2.5 GHz)

Table 2 Optimization of ditch for walls thickness (2.5 GHz).

	c [cm]	a [cm]	b [cm]	反射電力	透過電力	損失電力
三角形形状壁	10	4.0	3.0	0.17	0.23	0.60
	15	4.4	3.0	0.08	0.21	0.72
	25	4.0	3.0	0.04	0.16	0.80
	30	6.0	8.0	0.00	0.01	0.99
Sin 形状壁	10	3.9	3.0	0.09	0.20	0.71
	15	4.3	3.0	0.02	0.16	0.82
	25	4.0	3.0	0.02	0.11	0.87
	30	6.0	7.4	0.00	0.01	0.98

深さ b が $0.25\lambda_0$ だと反射波の位相反転により入射波との合成で反射が押さえられ，また，空気中とコンクリート内での伝搬速度の違いにより， z 方向の電界が発生し， y 方向に電磁波が進行することで損失が多くなり，反射・透過ともに押さえられることができる．このように溝を最適化することで，より高い損失電力が得られ，壁に電磁波のしゃへい，吸収特性をもたすことができる．

3.2 壁の厚さに対する損失電力

幅広い壁の厚さに対応し，損失電力が平均して 0.8 以上得られる 2 例を示す．周波数を 2.5 GHz とし，溝のパラメータを損失電力の高い，三角形形状壁で $a = 3.0\text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $b = 5.8\text{ cm}$ ($0.48\lambda_0$)，sin 形状壁で $a = 3.0\text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $b = 4.6\text{ cm}$ ($0.38\lambda_0$) に固定し，壁の平面部分 c を $0 \sim 30\text{ cm}$ 変化させた場合の損失電力を壁厚 c の平面壁との損失電力の比較で図 7，図 8 に示す．三角形形状壁，sin 形状壁ともに壁の厚さにかかわらず，平面壁を上回る高い損失電力を

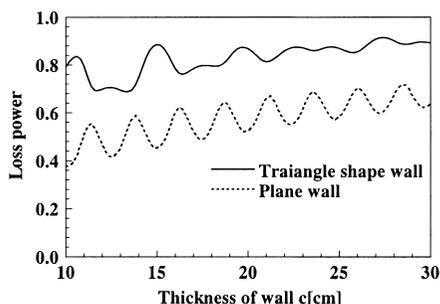


図 7 壁厚 c に対する損失電力の比較: $a = 3.0\text{ cm}$ ， $b = 5.8\text{ cm}$ (三角形形状壁，平面壁)

Fig. 7 Loss power of the wall thickness: $a = 3.0\text{ cm}$ ， $b = 5.8\text{ cm}$ (triangle shape wall and plane wall).

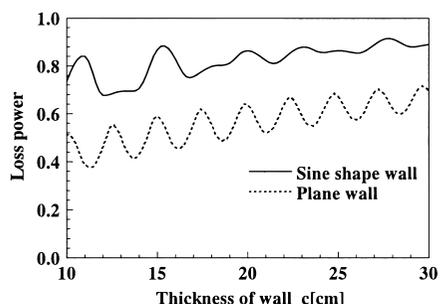


図 8 壁厚 c に対する損失電力の比較: $a = 3.0\text{ cm}$ ， $b = 4.6\text{ cm}$ (sin 形状壁，平面壁)

Fig. 8 Loss power of the wall thickness: $a = 3.0\text{ cm}$ ， $b = 4.6\text{ cm}$ (sin shape wall and plane wall).

記録していることが確認される。しゃへい，吸収特性が強く得られた壁厚での反射電力，透過電力，損失電力を三角形状壁は表 3，sin 形状壁は表 4 に平面壁と比較して示す。以上より，壁厚により，溝の大きさの

最適値は存在するが，溝のパラメータをある程度最適化することで広範囲の壁厚に対応した壁を得ることができる。生産性や施行を考えた場合，このことは有利である。また，三角形状壁，sin 形状壁の形状による大きな異差は確認されなかった。

3.3 壁内損失電力としゃへい・吸収特性

壁内での損失電力が高いほど反射，透過の抑制は大きくなる。そこで壁内での損失電力について詳しく求めた。三角形状壁，sin 形状壁内では，入射する平面波の電界成分 E_y の他に進行方向の電界成分 E_z が発生している。図 7，図 8 に示した三角形状壁，sin 形状壁の損失電力の発生を E_y 成分と E_z 成分に分けて，図 9 (a)，(b) に示す。両タイプとも E_z 成分の損失電力は， E_y 成分の損失電力に比べて半分かそれ以上であり， E_y 成分による損失電力は平面壁（図 7，図 8）と同程度である。三角形状壁，sin 形状壁が平面壁に比べて反射・透過電力が低減されている理由は，壁内で E_z 成分の電界を生じ，その E_z 成分による損失のためである。

表 3 壁厚変化による反射電力，透過電力，損失電力（三角形状壁 2.5 GHz， $a = 3$ cm， $b = 5.8$ cm）

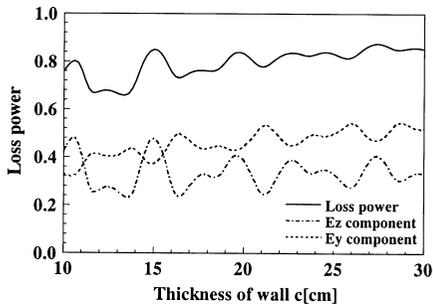
Table 3 Reflection, transmission and loss power (triangle shape wall 2.5 GHz, $a = 3.0$ cm, $b = 5.8$ cm).

	c [cm]	反射電力	透過電力	損失電力
三角形状壁	15.0	0.01	0.10	0.88
平面壁		0.31	0.24	0.45
三角形状壁	27.4	0.00	0.08	0.91
平面壁		0.24	0.15	0.60

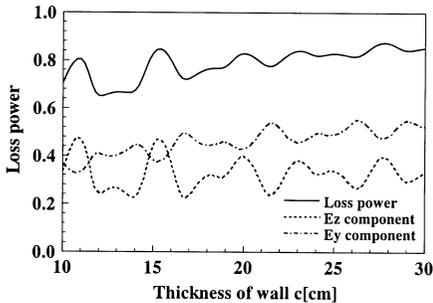
表 4 壁厚変化による反射電力，透過電力，損失電力（sin 形状壁 2.5 GHz， $a = 3.0$ cm， $b = 4.6$ cm）

Table 4 Reflection, transmission and loss power (triangle shape wall 2.5 GHz, $a = 3.0$ cm, $b = 4.6$ cm).

	c [cm]	反射電力	透過電力	損失電力
Sin 形状壁	16.0	0.01	0.17	0.82
平面壁		0.29	0.25	0.46
Sin 形状壁	28.2	0.02	0.11	0.87
平面壁		0.24	0.15	0.60



(a) triangle shape wall ($a = 3.0$ cm, $b = 5.8$ cm)



(b) sin shape wall ($a = 3.0$ cm, $b = 4.6$ cm)

図 9 E_y と E_z の損失電力
Fig. 9 Power loss of E_y and E_z .

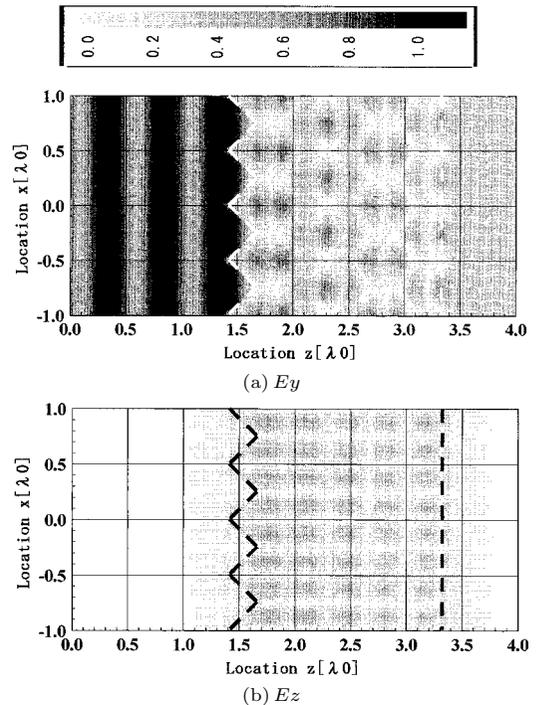


図 10 壁内外での電界分布（三角形状 $a = b = 3.0$ cm， $c = 20$ cm，周波数 2.5 GHz）

Fig. 10 Electric field distribution of wall (triangle shape wall $a = b = 3.0$ cm, $c = 20$ cm, freq. 2.5 GHz).

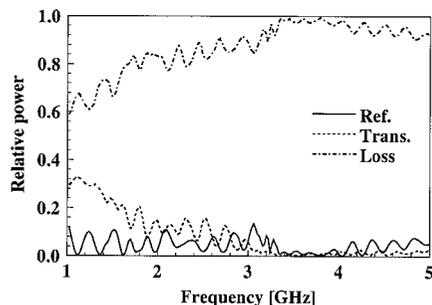
例として，三角形状壁に 2.5 GHz の平面波を入射したときの電界分布を図 10 に示す．パラメータは三角形状壁 $a = 3 \text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $b = 3 \text{ cm}$ ($0.25\lambda_0$)， $c = 20 \text{ cm}$ で，壁の形状を図 10 (a) (E_y) では白点線，図 10 (b) (E_z) では黒点線で示してある．平面波の波源の位置は $z = 0\lambda_0$ で，電界は入力電界値で正規化してある．また，壁の入射側 $2\lambda_0$ ，後方 $1.5\lambda_0$ の位置で平面波になっていることが確認できる． E_y 成分は溝の近辺で強く生じているのがわかる． E_z 成分は壁内だけに生じ，壁外では急激に減衰している．表面形状の変化のない平面壁の場合，壁内外で電磁波の進行方向成分 (z 方向) 電界の発生はなく，また壁近傍での振幅の乱れも確認されない．つまり，入射する E_y 成分から三角，sin 溝により E_z 成分を壁内に生じることが， E_z 成分によって壁外部の機器に影響を与えることはない．

三角形状壁，sin 形状壁は，平面壁に比べて壁内で電磁波を多く吸収する特徴があり，それは電界 E_z 成分の損失によるもので，この E_z 成分の損失が大きい

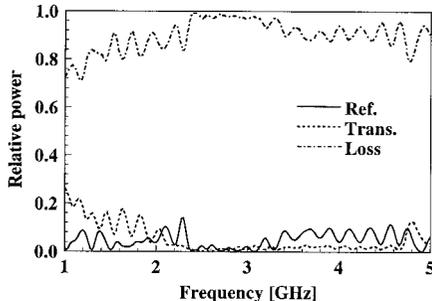
ほど，壁でのしゃへい，吸収効果が著しいといえる．反射電力，透過電力にこだわらず，一般的に高い電磁波のしゃへい，吸収特性を得たいとき，損失電力が最も大きいパラメータを採用することで実現できる．

3.4 周波数特性

壁の平面部分 $c = 20 \text{ cm}$ と固定し，溝のパラメータ a, b をそれぞれ $0.1 \sim 8 \text{ cm}$ ($0.67\lambda_0$) 変化させ，特性の特に良かったパラメータでの反射電力，透過電力，損失電力の周波数特性を平面壁との比較で示す．比較に用いる平面壁は平面部分 $c = 20 \text{ cm}$ を壁厚とする．三角形状壁での 2 タイプを図 11 (a), (b) に，sin 形状壁での 2 タイプを図 12 (a), (b) に，比較に用いる平面壁 (壁厚 20 cm) を図 13 に示す．図 11 (a) に示す三角形状壁の 3~4 GHz 付近において損失電力が平均 0.98，図 12 (a) の sin 形状壁においても同様，3~4 GHz 付近においても損失電力が高い．また，図 11 (b)，図 12 (b) に示す三角形状壁，sin 形状壁は溝のパラメータ a, b を損失電力の高い 3~4 GHz 付近の中心周波数 3.4 GHz の自由空間波長と 2.5 GHz の自由空間波長との比でサイズを約 1.36 倍にしたもので



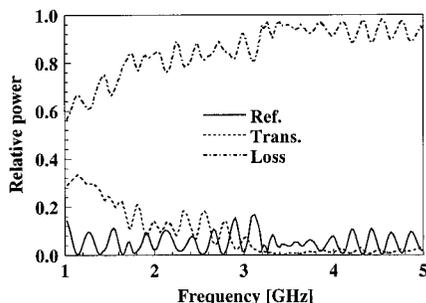
(a) Triangle shape wall ($a = 4.7 \text{ cm}$, $b = 5.8 \text{ cm}$, $c = 20 \text{ cm}$)



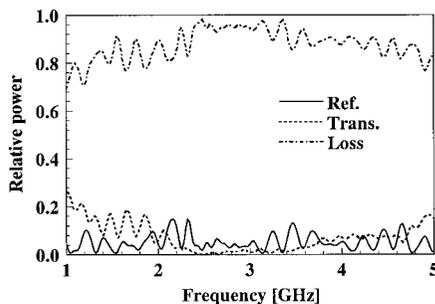
(b) Plane wall (25.8 cm)

図 11 三角形状壁の周波数特性

Fig. 11 Frequency characteristics of triangle shape wall.



(a) Sin shape wall ($a = 4.7 \text{ cm}$, $b = 4.6 \text{ cm}$, $c = 20 \text{ cm}$)



(b) Plane wall (24.6 cm)

図 12 三角形状壁の周波数特性

Fig. 12 Frequency characteristics of sin shape wall.

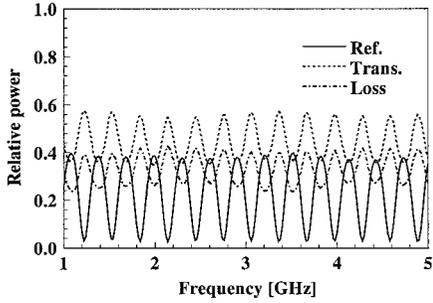


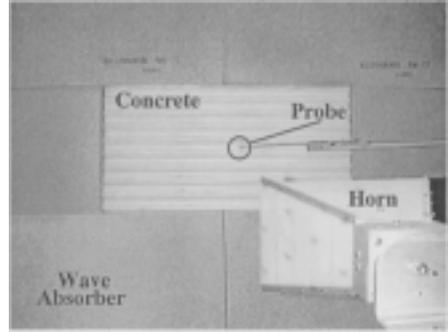
図 13 平面壁の周波数特性 (壁厚 20 cm)
Fig. 13 Frequency characteristics of plane wall (20 cm).

ある．これにより，損失電力の周波数特性がシフトし 2.5 GHz を中心とした帯域でより強力な電磁波のしゃへい，吸収効果を得ることができる．図 11，図 12 からわかるように 1～5 GHz において，いずれも平面壁を上回る高い損失電力を記録しており，広帯域において電磁波のしゃへい，吸収特性が得られ，この構造で無線 LAN だけではなく携帯電話や PHS の電波に対しても効果があることが確認できる．また，三角形，sin 形状の形状による大きな異差は確認されなかった．

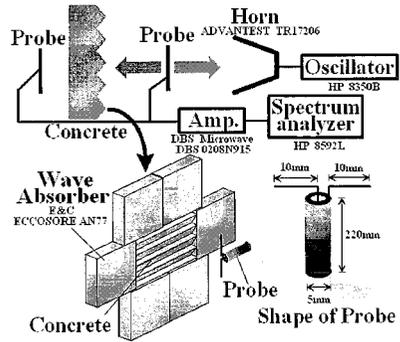
4. 実験結果

これまでの FD-TD 法による計算結果の有効性を確認するために，実際に三角形壁，sin 形状壁の 2 種類を製作し，反射電力，透過電力の測定を行った．筆者らの測定環境では取り扱える壁の大きさ，重量に制限があるため 6～10 GHz において空間定在波法 [11] により測定した．測定系は図 14 (a)，(b) に示すように，電波暗室内 (幅 3.6 m × 奥行 3.6 m × 高さ 2.5 m) で標準ホーンアンテナから 3 m に設置したコンクリート壁に向けて電波を放射し，壁前面での定在波，壁後面での透過波を微小ダイポールにおいて測定する．コンクリート壁の外周は電波吸収体で囲い，不要な反射波や，回り込みを制圧し，受信側にはアンプを挿入した．また壁と同寸法の金属板を用いて，校正を行った．6 GHz において定在波を 10 回測定し，反射電力を導出した結果，この平均値と FD-TD 解析値との誤差が 6% となり有効であると判断できる．

コンクリートの含水率は，作製時から刻々と変化し，反射電力，透過電力に大きな影響を与える．そのため，壁製作時に誘電率測定用の小形試料も作製し，空間定在波測定のとときにコンクリートの比誘電率も測定し



(a) Measurement scenery

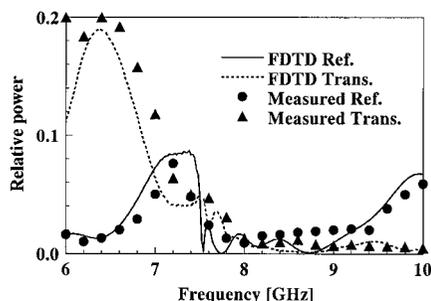


(b) Experiment system

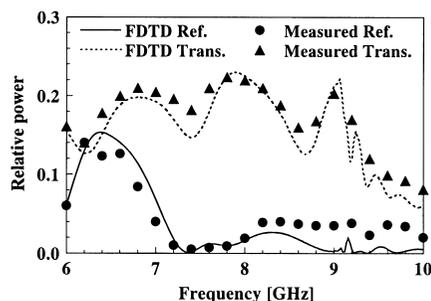
図 14 測定系
Fig. 14 Measurement system.

た．比誘電率の測定は，短絡した導波管内にすきまができないように削り成形した小形試料を短絡側に挿入し，導波管内の定在波を測定して求める導波管法 [12] を用いて 6，10 GHz の 2 点で測定を行った．また試料の厚さをそれぞれ 2.0，1.5，1.0 cm の 3 通りで測定し，その平均値を解とし，6 GHz で $\epsilon_r = 6.9 - j0.72$ ，10 GHz で $\epsilon_r = 6.8 - j0.89$ を得た．周波数により誘電率に若干の違いがあるが，実験と比較する FD-TD 法の解析には 6 GHz の値を使用した．導波管法の測定誤差については厚さの違う試料の測定により，誤差平均 7% であることを確認している．

製作した三角形壁，sin 形状壁の寸法は FD-TD 法による解析により反射電力が少ないものを選定し，サイズは両壁ともに面積 30 cm (縦) × 60 cm (横)．三角形壁 $a = 2$ cm， $b = 2$ cm， $c = 2$ cm，sin 形状壁 $a = 1.7$ cm， $b = 1$ cm， $c = 2.7$ cm である．測定結果と比誘電率を考慮し FD-TD 法において 6～10 GHz で解析した計算値との比較を三角形壁 (図 15 (a))，



(a) Sample1 (triangle shape wall) W 60 cm \times H 30 cm, $a = b = c = 2.0$ cm



(b) Sample2 (sin shape wall) W 60 cm \times H 30 cm, $a = 1.7$ cm, $b = 1.0$ cm, $c = 2.7$ cm

図 15 反射電力，透過電力の測定結果

Fig.15 Measured Reflection and Transmission power.

sin 形状壁 (図 15 (b)) に示す．セルサイズは x, y 方向ともに 0.05 mm である．

6, 10 GHz の 2 点における比誘電率の誤差，誘電率測定に用いた小形試料と測定用壁の体積・表面積などによる壁表面・内部の含水率の差による比誘電率の違いなどにより，計算値と測定値は多少のずれが見られるが，全体的によく一致しており，FD-TD 法による解析の有効性が確認された．

5. む す び

本論文では，電波の壁での反射・透過を抑圧するために，コンクリート壁表面の構造を三角形，sin 波形とした三角形壁，sin 形状壁について，FD-TD 法により解析を行い，その効果を確認した．三角形壁，sin 形状壁は，壁内で電波の進行方向と同じ成分の電界を生じ，それによる損失のため反射・透過を抑圧することができる．また，溝の幅，深さを調節することで，要求された壁厚で反射・透過の抑圧が可能であることがわかった．最後に，実験と解析結果がよく一致

しており，FD-TD 法による解析結果の有効性が確認された．

今後の課題として 2 次元解析を 3 次元に拡張し，斜入射時の検討，壁内に鉄筋を挿入するなどより現実に近づけての解析，更に施工が容易で実用性に優れた構造の検討を行う必要がある．

謝辞 研究の機会を与えて下さった東急建設 (株) 技術本部菊池章裕氏，川瀬隆治氏，FD-TD プログラムを開発・提供して下さった日本無線 (株) 中川幸彦氏，また研究を進めるにあたり貴重な御助言をいただいた東京工業大学名誉教授関口利男氏に感謝いたします．

文 献

- [1] 清水康敬，杉浦 行，“電磁波妨害波の基本と対策”，電子情報通信学会，pp.169-183, 1995.
- [2] 寺西 学，石倉 誠，尾崎武之，“TV ゴースト対策用フェライトモルタル電波吸収体の設計検討”，平 9 信学総全大，B-4-41, p.162, March 1997.
- [3] 中川幸彦，安達義博，高橋応明，安部 實，菊池章裕，“コンクリート壁の反射・透過特性”，信学技報，AP96-107, pp.9-16, Jan. 1997.
- [4] K.S. Yee, “Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell’s Equations in Isotropic Media,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-14, pp.302-307, April 1966.
- [5] K.S. Kunz and R.J. Luebbers, “The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics,” Boca Raton, FL, CRC Press, 1993.
- [6] 中川幸彦，高橋応明，安部 實，菊池章裕，“コルゲート構造壁の反射・透過特性”，1996 信学秋季全大，B-294, Sept. 1996.
- [7] 高橋応明，中川幸彦，安部 實，菊池章裕，“コンクリート壁における電磁波の反射・透過の検討”，映情学技報，BCS97-56, pp.25-30, Oct. 1997.
- [8] S. Xio and R. Vahldieck, “An improved 2D-FDTD algorithm for hybrid mode analysis of quasi-planar transmission line,” IEEE MTT-S, pp.421-424, 1993.
- [9] J.P. Berenger, “A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves,” J. Computational Physics, vol.114, pp.185-200, Jan. 1994.
- [10] 千葉 元，宮崎保光，“モバイル通信における建材による電波反射・透過特性”，信学技報，EMT-95-96, pp.57-66, 1995.
- [11] 小野光弘，“斜入射空間定在波直接測定法”，信学技報，EMCJ 77-17, pp.35-42, July 1977.
- [12] 小口文一，太田正光，“マイクロ波・ミリ波測定”，pp.300-305, コロナ社，1970.

(平成 10 年 7 月 31 日受付，10 月 29 日再受付)



佐藤 浩 (学生員)

平9 武蔵工大・工・電子通信卒。現在，同
大大学院電気工学専攻修士課程在学中。環
境電磁界の研究に従事。



堂前 洋幸 (正員)

平9 武蔵工大・工・電子通信卒。現在，
日本モトローラ(株)勤務。CDMA の研
究に従事。



高橋 応明 (正員)

平1 東北大・工・電気卒。平6 東工大
大学院博士課程了。同年武蔵工大助手，現在，
同講師。衛星放送受信アンテナ，小型ア
ンテナ等の研究に従事。工博。IEEE 会員。



安部 實 (正員)

昭40 武蔵工大・工・電子通信卒。同年
同大助手。昭43 電通大大学院修士課程了。
昭44 武蔵工大講師，同助教授を経て，現
在，同教授。回折電磁界の解析，磁流アン
テナの研究に従事。工博。IEEE 会員。