

## ドーム突起コンクリート壁を用いた電磁波のしゃへい・吸収

佐藤 浩<sup>†</sup> 高橋 応明<sup>††a)</sup> 安部 實<sup>†††</sup>

Absorption of Electromagnetic Waves by Dome Shape Concrete Walls

Hiroshi SATO<sup>†</sup>, Masaharu TAKAHASHI<sup>††a)</sup>, and Minoru ABE<sup>†††</sup>

あらまし PHS・無線 LAN・MMAC などの室内での使用が予想される通信システムでは、壁・床・天井等での室内における多重反射や、外部から室内へと透過波による通信品質の劣化、内部から壁等を透過していく電磁波による情報漏洩が懸念されており、室内での反射をおさえ、かつ室内外双方向の電磁波の透過を軽減するため、壁などの建材で電磁波をしゃへい・吸収することが必要とされている。この対策として、本研究では、コンクリート壁の表面形状を変形させ、平面コンクリート壁に直交するドーム状の突起を配列したドーム突起壁を提案し、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、ドーム突起壁は、任意偏波に対応し、高い反射・透過抑制効果が明らかとなった。また、鉄線を挿入した状態でも高い電磁波の吸収効果が維持される挿入間隔を確認した。最後に、実験により FD-TD シミュレーション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, FD-TD 法, 無線 LAN

### 1. ま え が き

近年の OA 化, インテリジェント化に伴い, オフィス・一般家庭等での各種電気・電子機器の使用が頻繁となっている。これら機器や機器に接続された配線から生じる電磁波が空間に放射され, 建物内で直接また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っている。パソコン・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である。また PHS, 無線 LAN, MMAC などの室内での使用が考えられる通信システムでは, 壁・床・天井等での多重反射による遅延波のためにデッドポイントの出現, エラー率の上昇などによる通信品質の劣化や, 外部から壁等を透過してきた電磁波による干渉, 内部から壁等を透過してい

く電磁波による情報漏洩が懸念されており, 室内での反射をおさえ, かつ室内外双方向の電磁波の進行を軽減するため, 壁などの建材で電磁波をしゃへい・吸収することが必要とされている [1]。通常のコンクリート壁 (以下, 平面壁) 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 [3] などが考えられる。また, これまでコンクリートを主体とする各種建材に対する電波特性の研究結果として, Cristina ら [4] は, 鉄筋コンクリート造の建物における電界シールド効果の解析を等価回路による理論計算から行っているが, 約 100 MHz 以下の低周波帯での解析が主である。Holloway ら [5] は, 900 MHz 帯におけるコンクリートブロック壁の反射特性の理論解析を行っているが, 鉄筋格子が挿入されていないモデルで, 実験との比較は行われていない。本研究ではコスト面を意識し, 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, 三角, Sin に変化させたコルゲート形状壁 [6], [7], 三角形形状壁, Sin 形状壁 [3] の解析に引き続き, 今回, 新たに, 平面壁に直交するドーム状の突起を配列した, ドーム突起壁 [8] を提案し, 反射電力, 透過電力, 損失電力を 3 次元 FD-TD 法 (Finite Difference-Time Domain Method) [9], [10] を用いて

<sup>†</sup>三菱電機 (株) 鎌倉製作所, 鎌倉市

Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura Works, Kamakura-shi, 247-8520 Japan

<sup>††</sup>東京農工大学工学部電気電子工学科, 小金井市

Faculty of Engineering, Dept. of Electric & Electronics Engineering, Tokyo University of Agriculture & Technology, Koganei-shi, 184-8588 Japan

<sup>†††</sup>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

a) E-mail: masa@ieee.org

解析した．その結果，ドーム突起壁は以前提案したコンクリート壁 [3], [6], [7] に比べ，2 偏波に対応し，より効果的に反射，透過ともに抑制できることが明らかとなった．また，実際の施工を考慮し，電磁界に影響を及ぼす鉄線を壁に挿入した場合でも，ドーム突起壁の高い電磁波のしゃへい吸収効果を保つ挿入間隔が確認された．更に，実験により解析の有効性が実証された．

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. で解析の実験による有効性の確認，5. でまとめを述べる．

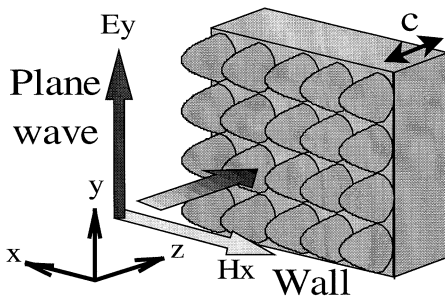
## 2. 解 析

### 2.1 構 造

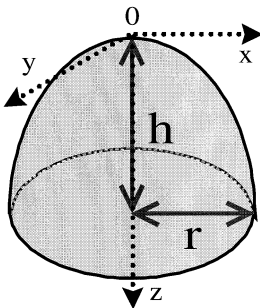
ドーム突起壁について検討を行う．図 1 (a) のように従来の平面壁に対し，波源側のみにドーム突起を  $x, y$  方向にすまなく配列する．(b) に示すドーム突起は，式 (1) により表面形状を円放物面と定義している．

$$\frac{x^2}{r^2} + \frac{y^2}{r^2} = \frac{z}{h} \quad (1)$$

また，壁は上下左右に無限に連なるものとし，材質は



(a) Wall



(b) dome shape

図 1 ドーム突起壁  
Fig. 1 dome shape surface wall.

コンクリートのみを使用する．パラメータとして突起の高さ  $h$ ，底辺の半径  $r$ ，平面部分の壁の厚さ  $c$  とする．波源は 2.5 GHz：無線 LAN を想定し，平面波を壁面に対して垂直入射する．また偏波は電界・磁界が突起配列に直交する直線偏波とする．ドーム突起壁は  $x, y$  方向に同形なため，電界，磁界成分を壁表面の法線を軸に 90 度変化させても同様な結果が得られ，任意偏波に対応できるようになっている．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・吸収効果を検討するためこの偏波に限定した．解析周波数は 2.5 GHz ( $\lambda_0 = 12$  cm) を中心とした 1 ~ 5.5 GHz とする．コンクリートの媒質定数は十分乾燥したものを想定し，比誘電率は， $\epsilon_r = 6 - j0.2$  ( $\sigma = 0.0278$  S/m)：2.5 GHz [11] とした．

### 2.2 FD-TD シミュレーションモデル

検討するドーム突起壁は， $x, y, z$  方向に対して無限に連なった周期的な対称構造である．図 2 に示すように，解析には 3 次元 FD-TD 法を用いた． $x, y, z$  方向に周期的な対称構造のため，電界の接線成分が 0，磁界の接線成分が 0 となる平面が存在し，そこに電気壁，磁気壁を挟むように挿入することで，壁 1 部分（半周期分）での解析を行い [12]，パーソナルコンピュータレベル（2 GFLOPS，384 MB）での計算を可能としている．電気壁上では接線方向 ( $z$  方向) の電界が 0，磁気壁上では接線方向 ( $z$  方向) の磁界が 0 となる．壁の前方後方には吸収境界を設定している．壁の形状より斜め方向の伝搬が考えられるので，吸収境界として Berenger の PML 吸収境界条件 [13] を用いた．

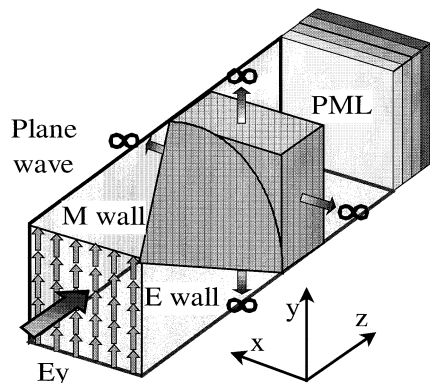


図 2 3次元 FDTD 解析モデル  
Fig. 2 3D FD-TD analysis model.

PMLの設定であるが、層の数  $L = 16$  層、1層の厚さ  $\Delta z = 5$  mm、外壁での導電率  $\sigma_{\max} = 2.65$  S/mと設定しており [3]、これにより理論上、吸収境界からの反射量は  $-150$  dB となり無限自由空間を表現している。入射波源は電界  $E_y$  で与え、平面波としている。また解析周波数により、ある単一周波数を解析する場合は正弦波、周波数特性を求める場合は Gaussian パルスと使い分け入射させている [8]。平面波を壁に入射させたとき生ずる、壁からの反射電力、壁を透過する透過電力、壁内での損失電力と三つの電力を示すことで評価を行う。一般に反射電力は低いが、透過電力は高い場合や、その逆も生じやすいが [6]、反射電力、透過電力ともにおさえられている状態、つまり壁内での損失電力が高いものほど電磁波のしゃへい・吸収効果があるといえる。反射電力・透過電力・損失電力の導出方法であるが、正弦波を入射した場合、図 3 に示すように、壁前面で生じる定在波、及び透過電界を式 (2)、(3) に適応させることで反射電力、透過電力を求め、式 (4) に適応させ壁内全セルにおいて電力密度を積分することにより損失電力を導出する。

$$|R|^2 = \left| \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \right|^2 \quad (2)$$

$$|T|^2 = \left| \frac{2E_t}{E_{\max} + E_{\min}} \right|^2 \quad (3)$$

$$\Delta P_{\text{loss}} = \frac{1}{2} \sigma E^2 \Delta V \quad (4)$$

ここで、 $|R|^2$  : 反射電力、 $E_{\max}$  : 定在波の最大電界、 $E_{\min}$  : 定在波の最小電界、 $|T|^2$  : 透過電力、 $E_t$  : 透過電界、 $\Delta P_{\text{loss}}$  : セル 1 個の損失電力、 $\Delta V$  : セル 1 個の体積。

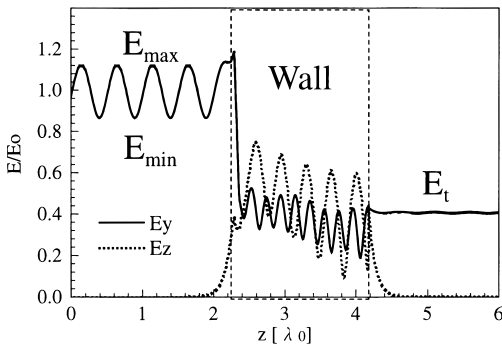
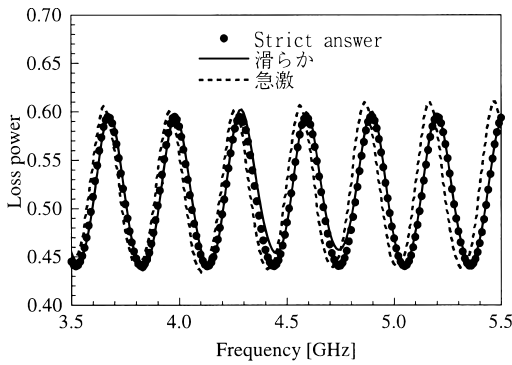


図 3 正弦波入射による評価値の導出方法  
Fig. 3 Definition of estimation values. (for sine wave).

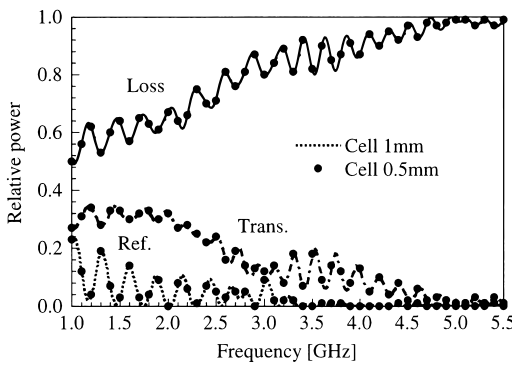
Gaussian パルスを用いる場合、壁前方後方 2 箇所には波形のサンプルポイントを設けフーリエ変換することで各電力を導出する。また、壁近傍での電磁波の乱れを除去するため、サンプルポイントと壁の間は約  $2\lambda_0$  とした [8]。使用した Gaussian パルスは解析上限周波数 5.5 GHz 以内において、十分成分を保有していることを確認している [3]。また、FD-TD シミュレーションは単精度 (6けた ( $-120$  dB) 保証) で計算を行っており、PML 吸収境界、Gaussian パルスの周波数成分、以上 3 点について有効けた数 ( $-120$  dB) を満たしており、十分計算精度が保証されている。また、正弦波、Gaussian パルス 2 通りの導出方向でドーム突起を解析した場合、両者の一致が確認できる [14]。使用したセルは  $x, y$  方向 1 mm、 $z$  方向 1 mm (壁内)  $\sim$  5 mm (自由空間) の直方体セルを、 $x, y$  2 方向にそれぞれ約 40 個、 $z$  方向に約 400 個の、合計約 640,000 個用い、壁を階段近似した。一般に、セルは解析する最大周波数の媒質内波長に対し  $1/10$  以上細かくし、アスペクト比が等しい状態が望ましい [15]。また、FD-TD 法はある場所の電磁界成分をそれを取り囲むセルの値から計算するので、急激なセルサイズの変化は誤差の要因となってしまう [16]。今回、表 1 に示すように、 $z$  方向のセルサイズをコンクリート内で 1 mm、自由空間で 5 mm、更に変化を段々と 1 mm ごとに設定している。図 4 (a) は厚さ 20 cm の平面壁に対して、 $x, y$  方向のセルサイズを 1 mm と固定し、 $z$  方向のセルサイズを壁内 1 mm、自由空間 5 mm と急激に変化させたもの、表 1 のように壁内 1 mm、自由空間 5 mm と 1 mm ずつ徐々に変化させたもの、厳密解での 3 通りについての損失電力の比較であり、(b) はドーム突起壁 ( $h = r = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm) を対象として解析領域内全体を 1 辺 0.5 mm の立方体セルで解いたものと、表 1 のセルで解いたものの各電力の比較である。以上より、セルサイズを途々に変化させることで、サブセル法、サブグリッド法などの複雑な定式化を施さずに、誤差をおさえたいうえですべて 1 辺 1 mm の立方体セルを使用した場合に比べ、計算機の負担を使用メモリ 50%、計算時間 47% と削減が可能

表 1  $z$  方向のセルサイズ ( $\Delta x = \Delta y = 1$  mm)  
Table 1  $\Delta z$  cell size ( $\Delta x = \Delta y = 1$  mm).

セル [n]	1~56	57	58	59	60 ~ 390	391	392	393	394 ~ 440
$\Delta z$ [mm]	5	4	3	2	1	2	3	4	5



(a) Comparison of strict answer ( $c=20\text{cm}$ )



(b) Decided cell size ( $h=r=3.0\text{cm}$   $c=20\text{cm}$ )

図4 セルサイズの検討  
Fig. 4 Check of cell size.

である。また、更にセルを細かくした状態との解析値の一致よりセルサイズとしての収束、突起形状を適切に階段近似できていることが確認された。時間ステップは Courant 条件より  $0.67\text{ps}$  とした [10]。また、シミュレーション全般において“反射電力+透過電力+損失電力=全入射電力”の関係があることを確認している。各電力は全入射電力を 1 と正規化し値を示していく。

### 3. 解析結果

#### 3.1 突起の最適化

ドーム突起の幅、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  $2.5\text{GHz}$ 、建築物の部屋間の仕切り壁が  $c = 10 \sim 30\text{cm}$  であることから、平面部分の壁の厚さを  $c = 20\text{cm}$  として解析を行う。最適化の方法としては、突起の高さ  $h = 3.0\text{cm}$  ( $0.25\lambda_0$ )、半径  $r = 3.0\text{cm}$  ( $0.25\lambda_0$ ) を

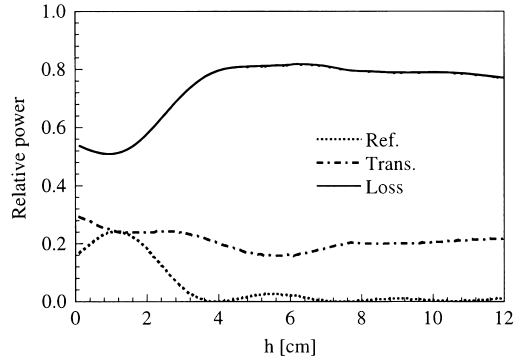


図5 高さ  $h$  の変化による各電力 ( $r = 3.0\text{cm}$ ,  $c = 20\text{cm}$ ,  $2.5\text{GHz}$ )

Fig. 5 Relative power for  $h$  ( $r = 3.0\text{cm}$ ,  $c = 20\text{cm}$ ,  $2.5\text{GHz}$ ).

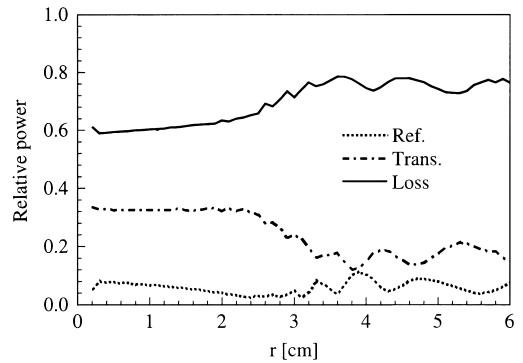


図6 半径  $r$  の変化による各電力 ( $r = 3.0\text{cm}$ ,  $c = 20\text{cm}$ ,  $2.5\text{GHz}$ )

Fig. 6 Relative power for  $r$  ( $r = 3.0\text{cm}$ ,  $c = 20\text{cm}$ ,  $2.5\text{GHz}$ ).

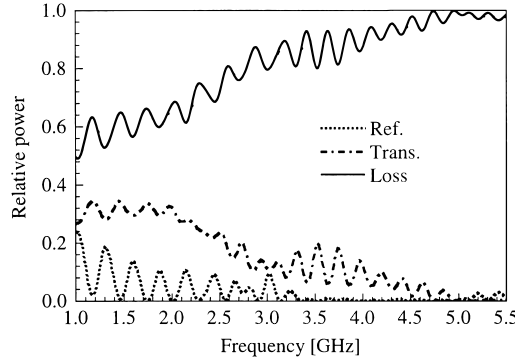
初期値として、 $h, r$  を片方ずつ独立して変化させ、損失電力が最大を示す  $h, r$  のパラメータを組み合わせる方法を用いた。図5は半径  $r = 3.0\text{cm}$  ( $0.25\lambda_0$ ) と固定し、高さ  $h$  を  $0.1 \sim 12.0\text{cm}$  ( $1.00\lambda_0$ ) 変化、図6は高さ  $h = 3.0\text{cm}$  ( $0.25\lambda_0$ ) と固定し半径  $r$  を  $0.1 \sim 6.0\text{cm}$  ( $0.50\lambda_0$ ) 変化させたときの各電力を示したものである。表2は初期値、 $h \cdot r$  独立して最大損失電力が得られたパラメータ、組み合わせ得られたパラメータでの各電力をまとめたものであり、突起サイズを変化させることで損失電力を最大  $0.98$  と初期値より  $0.27$  向上していることが確認できる。また、片方のパラメータを固定して最適値を得た値より、最適値の両パラメータを組み合わせたときのほうが損失電力の高いことが確認でき、この方法での最適化手法の

表 2 突起の変化による反射・透過・損失電力 (2.5 GHz,  $c = 20$  cm)

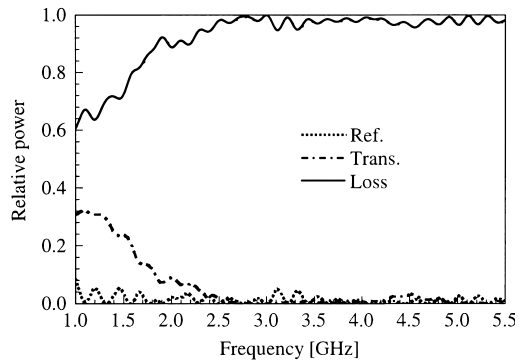
Table 2 Reflection, Transmission and Loss power (2.5 GHz,  $c = 20$  cm).

突起サイズ 高さ $h$ 半径 $r$ [cm]	反射電力	透過電力	損失電力
$h=3.0$ $r=3.0$	0.05	0.24	0.71
$h=6.2$ $r=3.0$	0.02	0.16	0.82
$h=3.0$ $r=4.6$	0.08	0.14	0.78
$h=6.2$ $r=4.6$	0.00	0.02	0.98

有効性が確認できる。図 7 は表 2 の値より、(a) は突起サイズ ( $h = r = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm)、(b) は最適化を施したサイズ ( $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm) での各電力の周波数特性を示す。2.5 GHz 以外の広帯域においても損失電力が平均 0.11 上昇し、それに伴い反射電力、透過電力がおさえられ、各電力の改善を確認した。この構造では 2.5 GHz : 無線 LAN だけではなく 5.2 GHz : MMAC に対しても効果があることが確認できる。また、ドーム突起壁 ( $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm) と同じ壁の厚さ  $c = 20$  cm で、三角形壁、Sin 形状壁の損失電力の周波数特性を比較した場合、高さが同じか、ドーム突起が約 1 cm 低い状態で、2 GHz 以下の低周波帯域では、損失電力が下回る場合もあるが、損失電力が 0.9 を上回る帯域が 2.5 GHz : 無線 LAN, 5.2 GHz : MMAC をカバーした 2.1 ~ 5.5 GHz と大幅に増加し、三角, Sin 形状壁に比べ平坦な安定した特性が得られている [3]。また、図 7 (a), (b) の損失電力を、正弦波を入射した場合と、Gaussian パルスで周波数特性を求めた場合の導出での誤差率を表したものが表 3 である。解析には正弦波を入射するにあたり、波長との比が簡単なものとなるため 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 4, 5, 6 GHz で行った。平面波の垂直入射時に回折波の生じ得る条件は  $\lambda/2r$  であり、図 7 (a) の  $r = 3.0$  cm のとき 5 GHz 以上で、(b)  $r = 4.6$  cm のとき 3.26 GHz 以上で生じることになるが、表 3 より誤差が少なく、ほぼ回折波がおさえられていることが確認できる。また、電気壁を用いず周期壁を使用しないモデルでの計算を行い、回折波の影響がないことを確認している [3]。図 8 に最適化を施したサイズ ( $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm) に、2.5 GHz の正弦波を入射したときの壁内外の電界分布 (a)  $E_y$ , (b)  $E_z$  成分を値は入力電界で正規化し示す。パルス波のサンプルポイントは、図 8 (a), (b) より、壁の入射側  $2\lambda_0$ 、後方  $2\lambda_0$  の位置とし、その場所で平面波になっていることが確認でき



(a)  $h=r=3.0$ cm



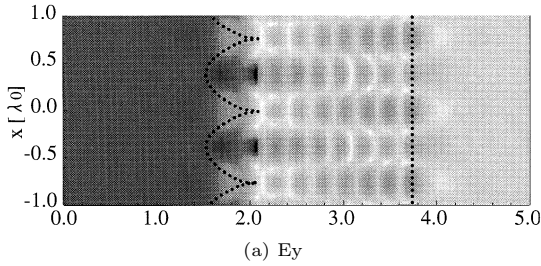
(b)  $h=6.2$ cm  $r=4.6$ cm

図 7 反射・透過・損失電力の周波数特性 (壁厚  $c = 20$  cm)  
Fig. 7 Frequency characteristics of dome shape wall ( $c = 20$  cm).

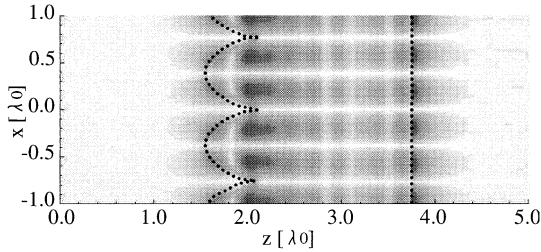
表 3 周波数による誤差  
Table 3 Error for frequency.

周波数 [GHz]	1	1.5	2	2.5	3	4	5	6
(a) 誤差 [%]	1.87	2.00	2.19	2.13	2.37	2.64	2.86	3.09
(b) 誤差 [%]	2.31	3.08	2.78	2.82	2.92	2.82	3.27	3.00

る。また、図 9 は  $z$  方向における、損失電力の分布を示したものである。 $E_z$  成分は壁内で生じ、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、壁内外での  $E_z$  成分の発生はなく、壁近傍での振幅の乱れも確認されない。つまり、入射する  $E_y$  成分から突起により  $E_z$  成分を壁内に生じることが、 $E_z$  成分による壁外部の機器に影響を与えることはない。また、図 9 より、突起部分での損失電力が大きいことがわかる。ドーム突起壁で反射・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、 $E_z$  成分  $E_y$  成分の合計により、壁内で高い損失電力が得られるためである。反射、透過電力にこだわらず、高い



(a) Ey



(b) Ez

図 8 電界成分 (2.5 GHz,  $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20.0$  cm)  
 Fig. 8 Electric field (2.5 GHz,  $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20.0$  cm).

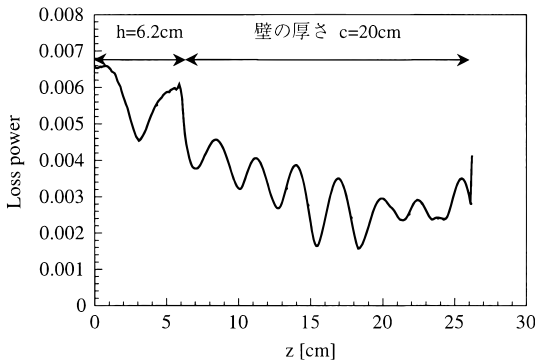
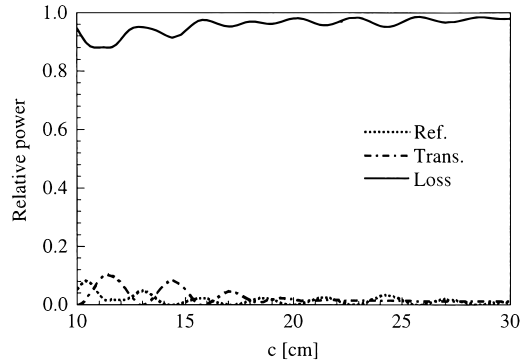


図 9 コンクリート壁内の損失電力 (2.5 GHz,  $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20.0$  cm)  
 Fig. 9 Loss power in concrete wall (2.5 GHz,  $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20.0$  cm).

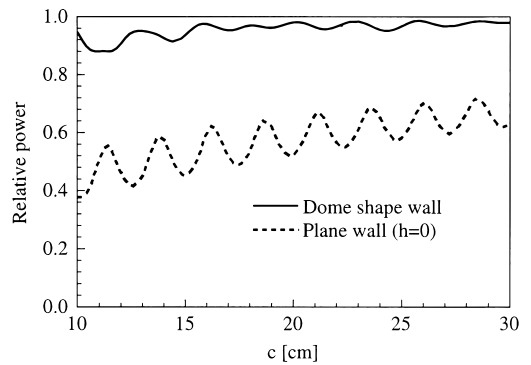
電磁波のしゃへい, 吸収特性を得たい場合, 表 2 に示すような損失電力が最も大きい突起サイズを採用することで実現できる.

### 3.2 壁の厚さに対する損失電力

ドーム突起壁は幅広い壁の厚さに対応したものととなっている. 解析周波数を 2.5 GHz とし, 突起サイズを表 2 で最適化を施した,  $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ) のとき, 壁の厚さ  $c$  を 10 ~ 30 cm 変化させ



(a) Ref., Trans. & Loss power



(b) Loss power

図 10 壁の厚さ  $c$  の変化による各電力 ( $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm, 2.5 GHz)  
 Fig. 10 Relative power ( $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm, 2.5 GHz).

た場合の反射電力, 透過電力, 損失電力を図 10 (a) に, 損失電力を同じ壁の厚さの平面壁と比較したものを (b) に示す. 反射電力, 透過電力がおさえられ, 平面壁に対して損失電力が平均で 0.37 上昇し, 平均 0.95 を得られた. 以上より, 壁厚により, 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.

### 3.3 鉄線の影響

実際の施工を考え, 鉄線を挿入したモデルでの解析を行う. 挿入方法として図 11 に示す, タイプ A, B の 2 タイプを用いた. このモデルは一般的な RC スラブを想定し, 挿入方法, 各種寸法を設定した [17]. どちらも  $x, y$  2 方向に互いに直交するよう挿入し, 壁の厚さ  $c$  の中央に, タイプ A は突起の頂点, タイプ B は突起の溝に配列し, 鉄線直径は  $\phi$  とする. 電気壁, 磁界壁を用

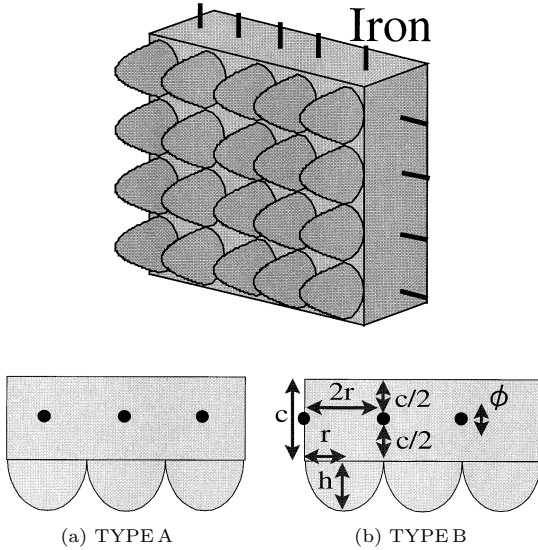
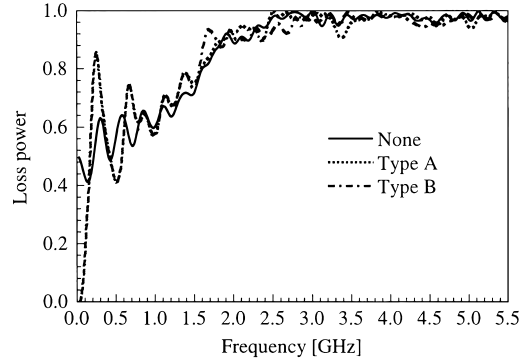


図 11 鉄線挿入ドーム突起コンクリート壁  
Fig. 11 Dome shape surface wall with iron.

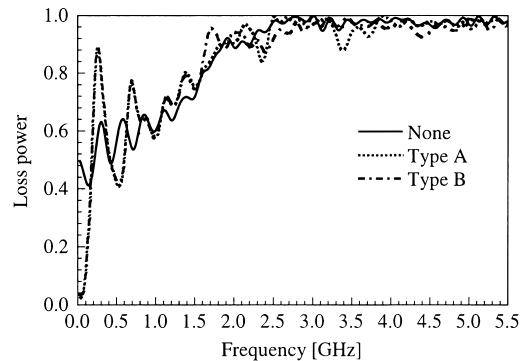
表 4 直径  $\phi$  変化による損失電力 (2.5 GHz,  $c = 20$  cm)  
Table 4 Loss power for  $\phi$  (2.5 GHz,  $c = 20$  cm).

	突起[cm] 高さ h 半径 r	H=3.0		h=6.2	
		r=3.0	r=3.0	r=3.0	r=4.6
鉄線なし		0.71	0.82	0.78	0.98
タイプ A	$\phi$ 2mm	0.80	0.88	0.80	0.99
	$\phi$ 4mm	0.86	0.89	0.81	1.00
	$\phi$ 6mm	0.87	0.90	0.84	1.00
	$\phi$ 8mm	0.87	0.90	0.88	1.00
	$\phi$ 10mm	0.86	0.89	0.91	1.00
	$\phi$ 12mm	0.85	0.89	0.94	0.99
タイプ B	$\phi$ 2mm	0.84	0.85	0.76	0.95
	$\phi$ 4mm	0.81	0.83	0.75	0.95
	$\phi$ 6mm	0.79	0.82	0.76	0.94
	$\phi$ 8mm	0.78	0.82	0.77	0.94
	$\phi$ 10mm	0.78	0.83	0.78	0.93
	$\phi$ 12mm	0.78	0.85	0.78	0.92

い、周期構造を利用して計算負荷を軽減しているために挿入方法に制限が出てしまうが、提案する 2 タイプはともに現実的な解析構造を満たし、かつコンクリート形状、鉄線挿入方法が  $x, y$  2 方向に周期構造となっている。また鉄線は接線電界 = 0 (完全導体) としてモデル化している [6], [14]。表 4 は、表 2 で示した突起サイズ ( $h = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ ),  $r = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ )), ( $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ )) ( $h = 3.0$  cm ( $0.25\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ )) ( $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ )) の 4 種類に対し、タイプ A, B それぞれに直径  $\phi = 2, 4, 6, 8, 10, 12$  mm の鉄線を挿入した場合の、2.5 GHz における損失電力



(a)  $\phi = 6$ mm



(b)  $\phi = 10$ mm

図 12 損失電力の比較 ( $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20$  cm)

Fig. 12 Loss power ( $h = 6.2$  cm,  $r = 4.6$  cm,  $c = 20$  cm).

である。タイプ A の場合、鉄線を挿入しない状態を下回る損失電力は確認されず、平均 0.1 程度良い結果を得た。タイプ B では、挿入していない状態より高い損失電力を得られた場合もあるが、タイプ A に比べ増加分が小さく、 $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ) の形状においては、損失電力の減少が確認される。以上より、この形状、鉄線挿入方法ではタイプ A が適しているが、2.5 GHz における、鉄線による大きな特性変化は確認できない。次に、解析周波数を 1~5.5 GHz から、10 MHz~5.5 GHz と拡張し、鉄線による影響を見る。図 12 は  $h = 6.2$  cm ( $0.52\lambda_0$ ),  $r = 4.6$  cm ( $0.38\lambda_0$ ),  $c = 20$  cm のドーム突起壁に対し、(a) は  $\phi = 6$  mm, (b) は  $\phi = 10$  mm の鉄線を挿入した場合の挿入方法による損失電力の比較、図 13 は特にタイプ A,  $\phi = 10$  mm での (a) 反射電力、(b)

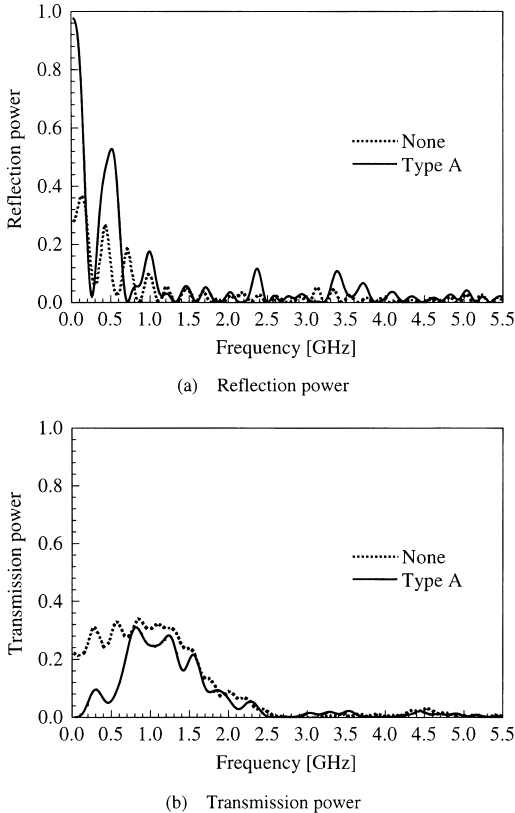


図 13 反射・透過電力 ( $h = 6.2 \text{ cm}$ ,  $r = 4.6 \text{ cm}$ ,  $c = 20 \text{ cm}$  タイプ A  $\phi = 10 \text{ mm}$ )

Fig. 13 Reflection and Transmission power ( $h = 6.2 \text{ cm}$ ,  $r = 4.6 \text{ cm}$ ,  $c = 20 \text{ cm}$  Type A  $\phi = 10 \text{ mm}$ ).

透過電力の同サイズで鉄線有無による比較である。図 12 より、1 GHz を境とし、高周波帯域においては、鉄線が挿入されていない状態と似た高い損失電力が得られ、逆に低周波帯では鉄線の影響が著しく、タイプ A、B と同一の値が得られた。つまり、低周波帯においては、壁の形状より、鉄線の影響が顕著となっている。反射・透過電力においても図 13 より、低周波帯での特性変化が見られ、特に反射電力の変化が激しい。他の突起サイズ、鉄線パラメータにおいても、鉄線間隔と媒質内波長の比が約 0.75 を境として以上の特性が確認された。この結果は平面壁を対象としたものとほぼ一致した結果である [17]。PHS、無線 LAN、MMAC などを想定した周波数での鉄線の影響を軽減させるには、この値より間隔を広げる必要がある。

#### 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、実際にドーム突起壁を製作し、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縮小モデルを用い、6~10 GHz において空間定在波法 [18] により測定した。測定系は図 14 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 2.5 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。壁外周を電波吸収体で囲い、不要反射波、回り込みを抑制、壁と同寸法の金属板を用いての校正、また、受信・送信ともにアンプを挿入し、反射電力が FD-TD 解析値と誤差 6% の環境で測定を行った [3]。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 [11]。そのため、壁製作時に誘電率測定用の小形試料も作製し、空間定在波測定の際にコンクリートの比誘電率も測定した。比誘電率の測定は、導波管法 [19] を用い、 $\epsilon_r = 7.2 - j0.78$  : 6 GHz,  $\epsilon_r = 7.2 - j0.82$  : 10 GHz を得た。誘電率はコンクリートの保水率により、時間によって変化する。実験は壁製作 14 日後でのデータであり、含水率が高く、完全に乾燥した定常状態の誘電率より実部、虚部ともに大きな値となっている [17], [20]。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 [3]。製作したドーム突起壁を図 15 に示す。実験周波数は、実験モデルの縮小に合わせ、6~10 GHz と上げることで、1~5.5 GHz 帯域でのシミュレーション結果との近似を行っている [17]。寸法は FD-TD 法による解析より反射電力、透過電力が少ないものを選定し、面積 30 cm (縦) × 60 cm (横),  $h = r = 1.5 \text{ cm}$ ,  $c = 2 \text{ cm}$  タイプ A  $\phi = 2 \text{ mm}$  である。また、製作方法であるが、図 16 に示すように、木枠の中に突起状の型をとったシリコン ((株) 平泉洋行 ロードシル RTV533PEX) を敷き、その上に格子状の鉄線を配列したものにコンクリート (片柳石灰工業 (株) タカ印コンクリートモデル番号: 10-9-1) を流し込み、乾燥させることで製作した。測定結果と実際に使用した条件 (周波数、誘電率) において測定した比誘電率を考慮し、FD-TD 法によ



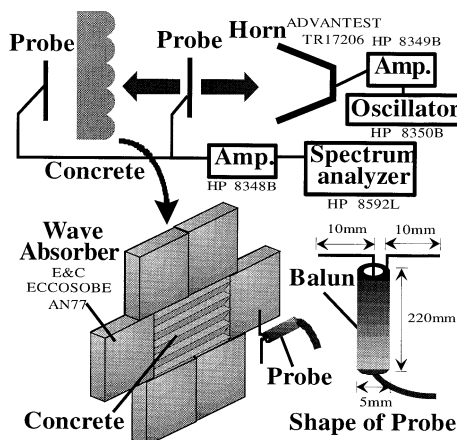


図 14 測定系  
Fig. 14 Measurement system.

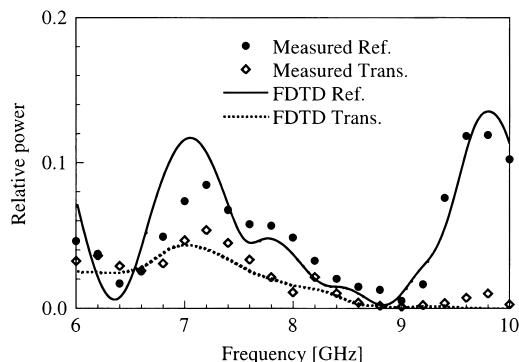


図 17 反射・透過電力の測定結果 ( W60 cm×H30 cm,  $h = r = 1.5$  cm,  $c = 2.5$  cm, タイプ A  $\phi = 2$  mm )  
Fig. 17 Measured Reflection and Transmission power (W60 cm×H30 cm,  $h = r = 1.5$  cm,  $c = 2.5$  cm Type A  $\phi = 2$  mm).

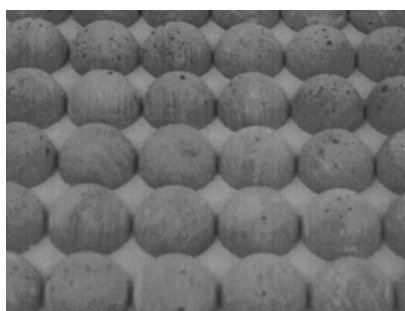


図 15 製作したドーム突起壁の表面形状  
Fig. 15 Surface shape of wall.

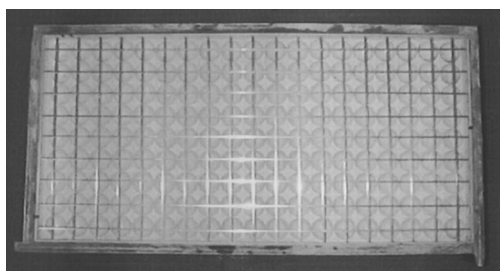


図 16 壁の製作方法  
Fig. 16 Way of manufacturing a wall.

る計算値との比較を図 17 に示す。6 GHz, 10 GHz の 2 点における誘電率の誤差, 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, 電波をコンクリート壁で反射・透過を抑圧するために, 壁表面形状をドーム突起としたドーム突起壁について, FD-TD 法により解析を行い, その効果を確認した。ドーム突起壁は, 突起の高さ, 幅を調節することで, 壁内部で高い損失電力が得られ, 結果として反射・透過を抑圧することが可能である。また, 以前提案した, 三角形状壁, Sin 形状壁 [3] に比べ, 突起の高さが低い状態で 2.5 GHz: 無線 LAN, 5.2 GHz: MMAC の周波数帯域を含んだ, 広帯域での特性維持が実現できる。電磁界に影響を及ぼす鉄線を挿入した状態でも, この帯域での影響が少ない鉄線間隔を確認した。また, 要求された壁厚で反射・透過の抑圧が可能であり, 実際の建築物を想定した壁の厚さに対しても, 広範囲で高い損失電力の維持が確認された。また, 以上の特性は上下左右同形より, 垂直偏波, 水平偏波の 2 偏波に対応した壁となっている。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, コンクリートの保水率変化に伴う, 誘電率変化時の特性解析, 斜入射時の検討など, 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。

## 文 献

- [1] 清水康敬, 杉浦 行, 電磁波妨害波の基本と対策,

- pp.169-183, 電子情報通信学会, 1995.
- [2] 寺西 学, 石倉 誠, 尾嶋武之, “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,” 1997 信学総大, B-4-41, p.162, March 1997.
- [3] 佐藤 浩, 堂前洋幸, 高橋応明, 安部 實, “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,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.4, pp.674-682, April 1999.
- [4] S. Cristina and A. Orlandi, “An equivalent transmission line model for electromagnetic penetration through reinforced concrete walls,” IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.2, pp.207-217, Feb. 1995.
- [5] C.L. Holloway, P.L. Perini, R.R. Delyser, and K.C. Allen, “Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling,” IEEE Trans. Veh. Tech., vol.46, no.3, pp.730-738, Aug. 1997.
- [6] 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.
- [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] 佐藤 浩, 高橋応明, 安部 實, “コンクリート壁面形状による電磁波の吸収,” 日本シミュレーション学会テクノロジーコンファレンス, SESS.5-4, pp.99-102, June 1999.
- [9] K.S. Yee, “Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems involving Maxwell's Equations in Isotropic Media,” IEEE Trans. Antennas Propagate., vol.AP-14, pp.302-307, April 1966.
- [10] K.S. Kunz and R.J. Luebbers, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, Boca Raton, FL, CRC Press, 1993.
- [11] 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,” 電学電磁界理論研報, EMT-95-96, pp.57-66, 1995.
- [12] 安斎弘樹, 内藤喜之, 水本哲弥, “ピラミッド形電波吸収体の斜め入射特性の検討,” 信学技報, EMCJ94-27, pp.9-16, Sept. 1994.
- [13] J.P. Berenger, “A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves,” J. Comput. Phys., vol.114, pp.185-200, Jan. 1994.
- [14] 佐藤 浩, 高橋応明, 安部 實, “ドーム突起コンクリート壁を用いた電磁波の吸収,” 信学技報, EMCJ99-84, pp.49-56, Oct. 1999.
- [15] 宇野 亨, FD-TD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, 1998.
- [16] 橋本 修, 阿部琢美, FD-TD 時間領域差分法入門, 森北出版, 1996.
- [17] 千葉 元, 宮崎保光, “RC スラブによる電波反射・透過の入射角度及び周波数依存性,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.3, pp.484-496, March 1999.
- [18] 小野光弘, “斜入射空間定在波直接測定法,” 信学技報, EMCJ77-17, pp.35-42, July 1977.
- [19] 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.
- [20] 宮崎弘志, “PC 板の電波吸収効果について,” 建築学 電磁

環境研究発表会資料集, EME96-002, Feb. 1997.

(平成 11 年 12 月 8 日受付, 12 年 7 月 19 日再受付)



佐藤 浩 (正員)

平 10 武蔵工大・工・電子通信卒。平 12 同大学院電気工学専攻修士課程卒。現在、三菱電機(株)鎌倉製作所勤務。在学中、環境電磁工学の研究に従事。



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, 平 8 同講師。現在, 東京農工大助教授。衛星放送受信アンテナ, 小型アンテナ, 環境電磁工学等の研究に従事。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 電通大学院修士課程卒。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。