

人体モデルによる電磁波遮蔽特性に関する数値的検討

迫田 裕介¹⁾ ・ 横田 光広²⁾

Numerical Examination of Electromagnetic Wave Shadowing by Human Body

Yusuke SAKODA, Mitsuhiro YOKOTA

Abstract

The number of customers who use cellular phones indoors is rapidly increasing. In this case, mobile terminals used in a stationary condition receives a level variation different from that in a moving condition. Then, it was proposed that a physical channel model for a static terminal used in indoors. The proposed model can consider physical parameters such as moving people, their moving speed in order to evaluate various situations preciously, and an experimental verification is done. The model is two dimension, and assumes that a moving person is represented as a disk with diameter of Δw [m] and its moving person absorbs a part of the power of the paths across his width of Δw . In this article, we examine the scattering property by the human body which is modeled by the lossy dielectric cylinder.

Key Words :

Numerical technique , Moment Method , fixed terminal , human body shadowing

1. まえがき

セルラー移動通信において、携帯電話やノートパソコンなどの静止環境下や歩行程度の低速移動環境下での通信が急増している。このような環境下では自ら走行する場合とは異なり、周囲の環境変化による伝搬変動を受ける。端末が静止し、その周辺環境が変化する場合の伝搬モデルとして、これまで屋内環境下で使用する無線 LAN を対象としたチャネルモデルがある^{1)~4)}。このモデルは特定の屋内環境下での測定結果に基づいて作成されたモデルであり、人の数や歩行速度など周囲の環境変化を与えるパラメータを直接考慮できる物理モデルではない。そこで、屋内環境下で端末が静止している場合に、周囲の環境変化を与えるパラメータとして運動体である人体を考慮できる新たな伝搬モデルが提案され、実験的な検証が行われている⁵⁾。提案モデルは二次元モデルであり、人体を直径 ΔW の円盤である完全吸収体を仮定している^{6)~8)}。

電波変動の実験結果から、周波数が 3[GHz] では直径 ΔW を 25cm ~ 30cm とした場合に、測定結果を比較

的よく説明できている(人体の胸囲を 100cm とし、直径を算出した推定値)。しかしながら、この推定値の物理的な根拠がない。この問題は、電磁波散乱問題に帰着させることができる。本報告では、2次元柱状物体による電磁波散乱問題として取り扱い、モーメント法を用いて数値的に散乱電界を計算する。周波数特性を考慮に入れて損失誘電体で構成された2次元円柱や2次元楕円柱による人体モデルによる電磁波散乱について検討を行うとともに、実験データとの比較を行い、提案モデルの有効性について検証する。

2. モーメント法による定式化

図1に示すように、2次元損失誘電体による電磁波散乱問題を考える。人体を楕円と円柱の組み合わせでモデル化する。このとき、楕円は胴体を、円柱は腕をそれぞれモデル化している。いずれの柱状体も損失誘電とし、比誘電率 ϵ_r 、導電率 σ とする。また、本報告では入射波 E_i の電界が柱軸方向に偏波している E 偏波を取り扱う。このとき、散乱電界は以下の積分表現で与えられる。

$$E_z^s(\mathbf{r}) = -j\omega\mu_0 \int_{S'} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') J_{eq}(\mathbf{r}') dS' \quad (1)$$

¹⁾電気電子工学専攻大学院生

²⁾電気電子工学科教授

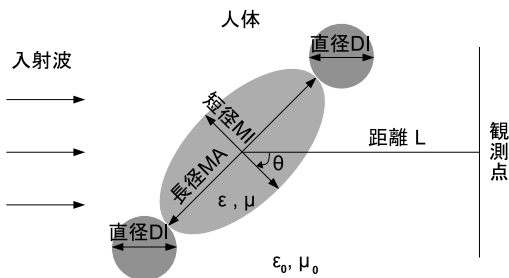


図 1: 楕円+円モデル

ここで、等価電流 $J_{eq}(\mathbf{r})$ は

$$J_{eq}(\mathbf{r}) = j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)E_z(\mathbf{r}) \quad (2)$$

で表現される。また、 $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ は 2次元自由空間でのグリーン関数である。式 (1) の両辺に入射波を加え、モーメント法により離散化を行うと次の行列式が得られる⁹⁾。

$$\sum_{n=1}^N C_{mn} E_n = E_m^i, \quad m = 1, \dots, N \quad (3)$$

ここで、

$$C_{mn} = \delta_{mn} + j\frac{k^2}{4} \left(\epsilon_r(n) - 1 - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0} \right) \int_{cell} H_0^{(2)}(k\rho) dx' dy' \quad (4)$$

であり、 E_n と $\epsilon_r(n)$ は n 番目のセルにおける未知電界である。 N は未知電界の総数、 ρ は m 番目のセルと積分変数までの距離、 E_m^i は (x_m, y_m) での入射電界である。モーメント法において、展開関数はパルス関数を採用し、係数 C_{mn} での積分は Richmond 近似により求めている。

物体による散乱電界は、柱状物体内の全電界を用いて積分表現で求めることができる。上記と同様に離散化を行い級数表現により、任意観測点での散乱電界を求めている。

3. 数値計算結果

以下の計算において、比誘電率及び導電率は $\epsilon_r=50$, $\sigma=2[\text{S/m}]$ としている¹⁰⁾。また、相対受信電力は柱状物体がない場合の受信電力に対する散乱受信電力で定義し、 θ が 0 度のときを正面、45 度のときを 45 度、90 度のときを側面としている。

3.1 楕円+2つの円でのモデル

図 1 は、楕円と 2 つの円を組み合わせた人体モデルの構成図を示している。楕円及び円はそれぞれ胴体、腕をモデル化したものである。

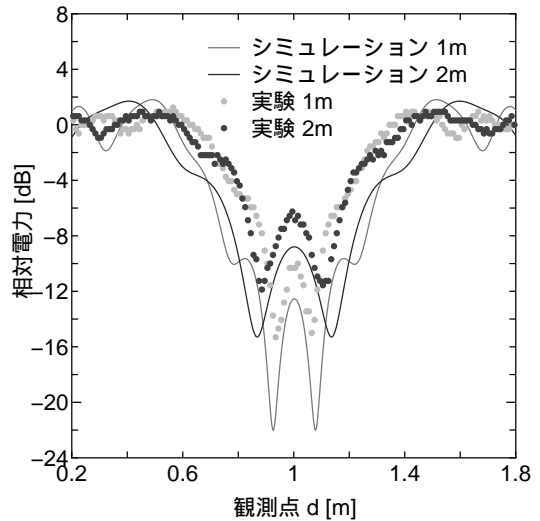


図 2: 楕円 + 円モデル 正面 ($DI=0.08\text{m}$, $MA=0.36\text{m}$, $MI=0.2\text{m}$)

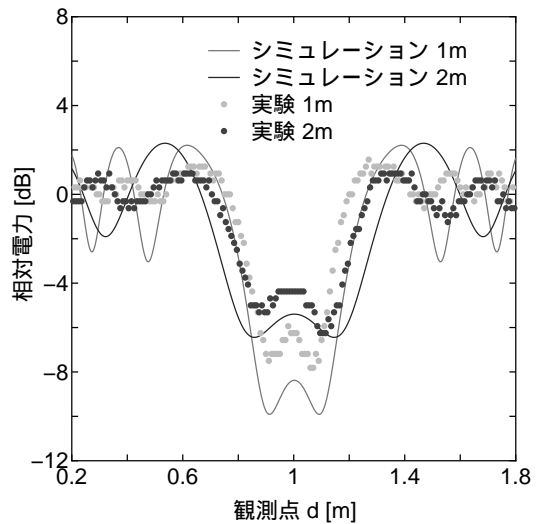


図 3: 楕円 + 円モデル 側面 ($DI=0.08\text{m}$, $MA=0.36\text{m}$, $MI=0.2\text{m}$)

図 2-4 は大きさのパラメータとして円の直径 $DI=0.08\text{m}$ 、楕円の長径 $MA=0.36\text{m}$ 、短径 $MI=0.2\text{m}$ とした場合の、図 5-7 は $DI=0.08\text{m}$ 、 $MA=0.2\text{m}$ 、 $MI=0.14\text{m}$ とした場合の相対受信電力を示している。図 2-4 のパラメータは実際の人の大きさ、図 5-7 は実験データにできるだけフィッティングするように調整

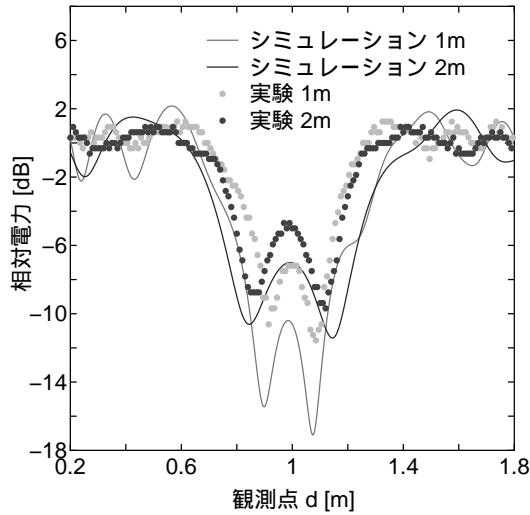


図 4: 楕円 + 円モデル 45度 (DI=0.08m, MA=0.36m, MI=0.2m)

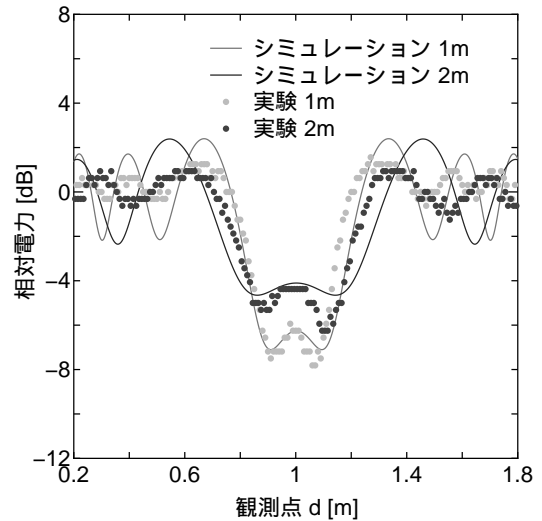


図 6: 図 7: 大きさを調整した楕円 + 円モデル 側面 (DI=0.08m, MA=0.2m, MI=0.14m)

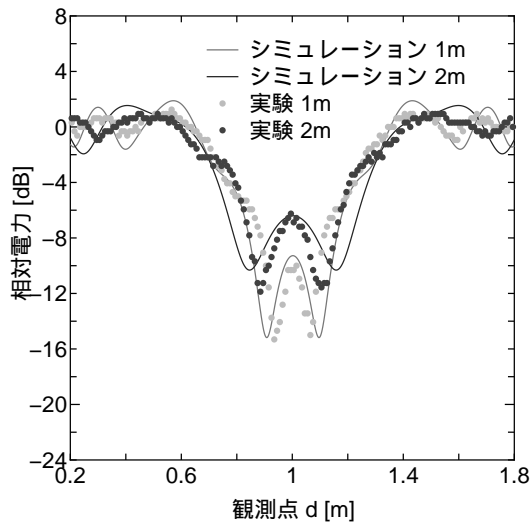


図 5: 大きさを調整した楕円 + 円モデル 正面 (DI=0.08m, MA=0.2m, MI=0.14m)

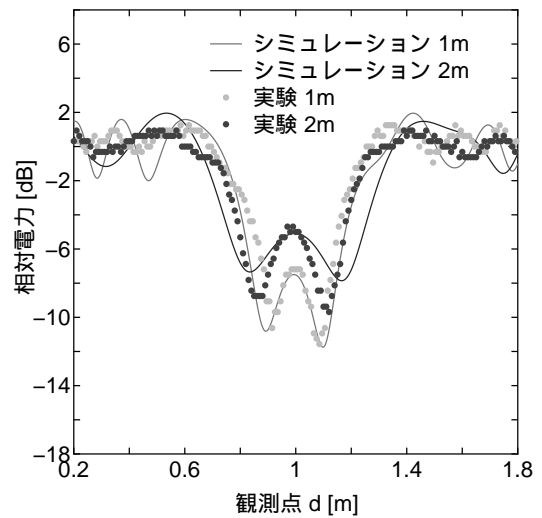


図 7: 大きさを調整した楕円 + 円モデル 45度 (DI=0.08m, MA=0.2m, MI=0.14m)

したものである。いずれの場合も入射波は物体により遮蔽され物体の背後の受信電力が下がっていることが分かる。また、見通し領域においては、入射波と散乱波との干渉波が生じていることが観測できる。一方、図 5-7 における物体背後での相対受信電力は図 2-4 に比べて減衰量が小さくなっている。これは、図 5-7 のパラメータが図 2-4 に比べて小さいため、入射波を遮蔽する効果が小さいためだと考えられる。正面と横、45度を比べると、相対受信電力が上がっているのがわかる。これは送信アンテナ側からみると横、45度なので幅が小さくみえるためと思われる。

3.2 楕円モデル

図 8 は人体の別モデルである。胴体と腕を併せて楕円でモデル化したものである。図 9 は大きさのパラメータとして実際の人の大きさである楕円の長径 $MA'=0.52m(=MA+2 \times DI)$ 、短径 $MI'=0.2m(=MI)$ とした場合の、図 10 は実験データにできるだけフィッティングするように調整した長径 $MA'=0.36m$ 、短径 $MI'=0.14m$ とした場合の正面の相対受信電力を示している。結果として、楕円 + 円モデルとほぼ同じものが出てきている。楕円 + 円モデルと楕円モデルの比較を

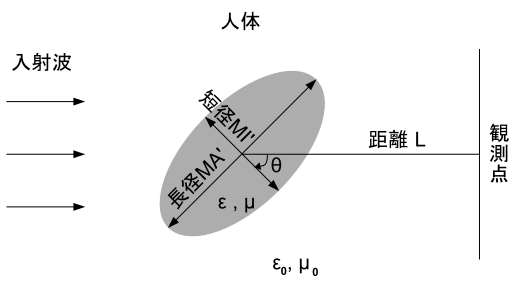


図 8: 楕円モデル

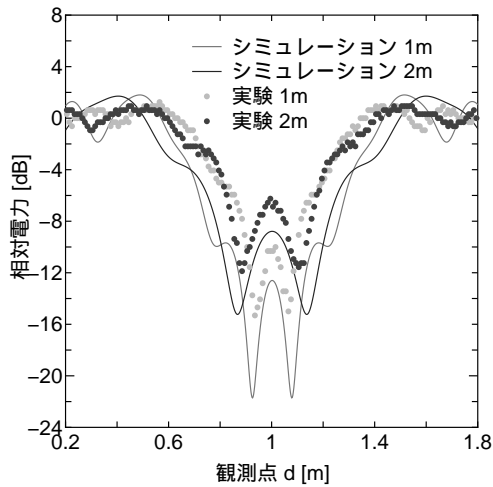


図 9: 楕円モデル 正面 (MA'=0.52m, MI'=0.2m)

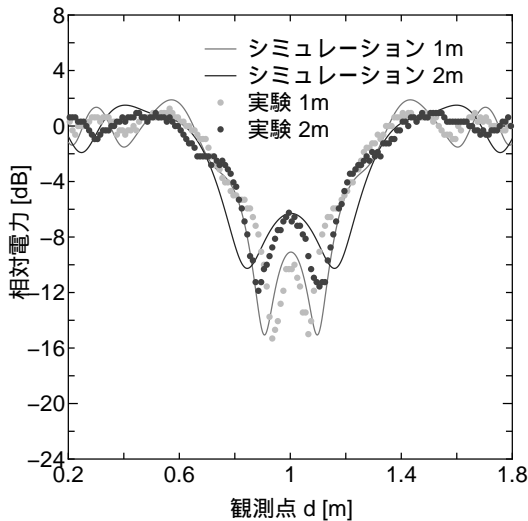


図 10: 大きさを調整した楕円モデル 正面 (MA'=0.36m, MI'=0.14m)

図 11 に示す。

モデルの大きさのパラメータは実際の人の大きさを

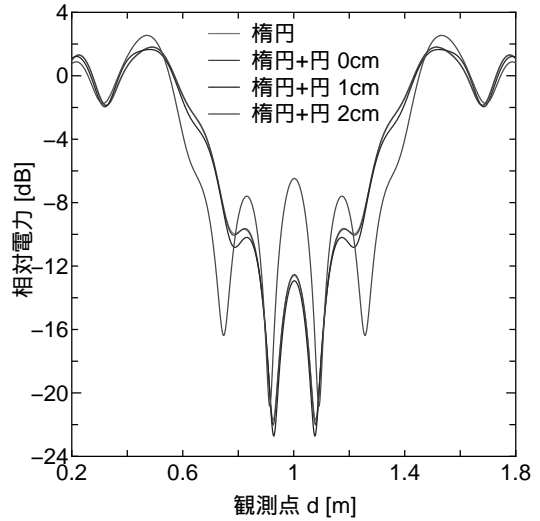


図 11: 楕円 + 円モデルと楕円モデルの比較

使っている。また楕円 + 円モデルの結果のところにある 0cm, 1cm, 2cm は楕円と円との間隔を示している。間隔がない場合は、結果に違いが見られないことから楕円モデルで近似したほうが簡単であるといえる。しかしながら、間隔をあげるとその隙間から電磁波が通り抜け結果が変わってきているのでモデル化するには注意が必要かと考えられる。

3.3 円モデル

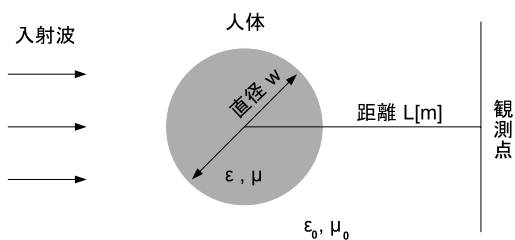


図 12: 円モデル

図 12 は胴体、腕を一つの円でモデル化したものである。円柱中心と観測面までの距離は 1m としている。円モデルでは、入射波の方向は関係なくなるので比較する実験結果は正面, 45 度, 横, 135 度の場合の結果を平均したものと比べることにする。

図 13 の結果は観測点までの距離が 1m, 図 14 は 2m の結果である。遮蔽量での評価では円の直径が 0.21m

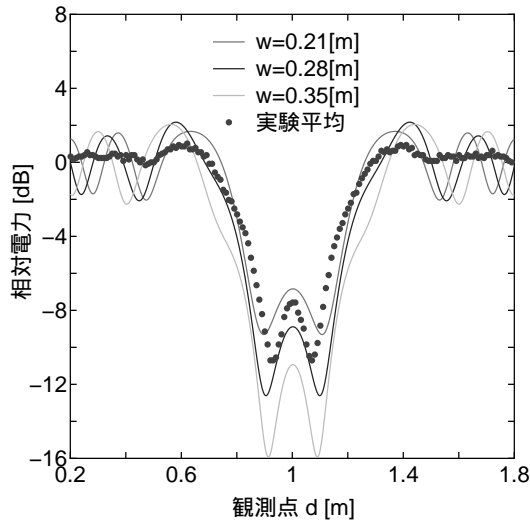


図 13: 円モデル L=1m, W=0.21m, 0.28m, 0.35m

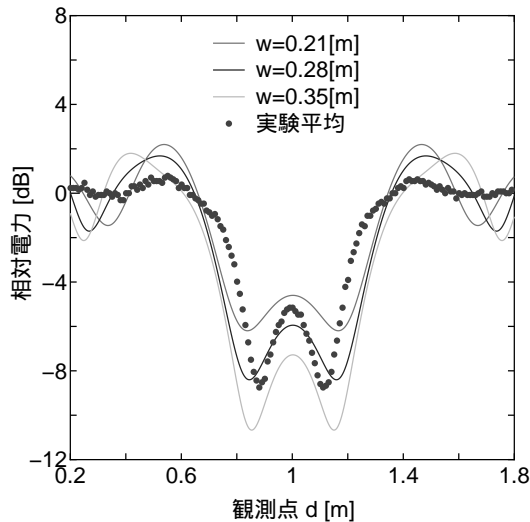


図 14: 円モデル L=2m, W=0.21m, 0.28m, 0.35m

が一番よく合う結果となった。

4. 円モデル化

人体モデルを「完全吸収体である円盤モデル」として仮定したときの等価直径 ΔW が、測定データから求めている。本報告では、楕円+円モデルの相対受信電力を用いて等価直径について検討を行う。等価直径は、文献⁵⁾に示されている計算方法により求める。

図 15, 16 は楕円+円モデルにおける等価直径の周波数特性を示している。図 15 のパラメータは実際の人体のパラメータ $MA=0.36m$, $MI=0.2m$, $DI=0.04m$ であり、図 16 は実験データに合うように調整された

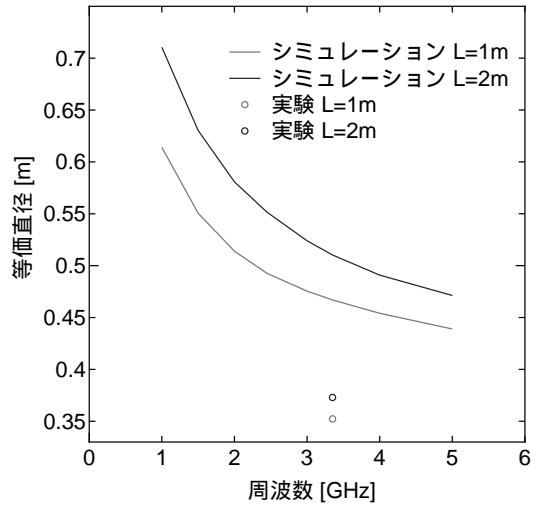


図 15: 楕円+円モデルの周波数特性

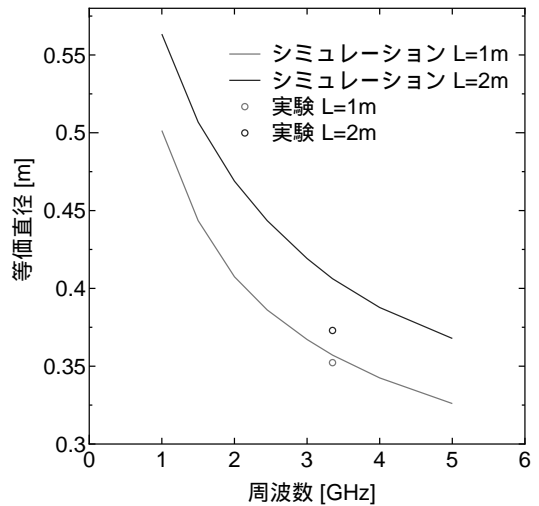


図 16: 大きさを調整した楕円+円モデルの周波数特性

$MA=0.2m$, $MI=0.14m$, $DI=0.04m$ である。周波数が大きくなれば等価直径は小さくなっている。これは、周波数が高いほうが回折する電界が小さくなるため、円の直径が小さくても十分遮蔽できるからだと考えられる。また、周波数が 3.35GHz の場合、等価直径はおよそ 0.35m であることが報告されている⁵⁾。実験データにフィッティングさせたパラメータでは観測面までの距離が 1m のとき等価直径 0.35m となっている。しかし、観測面までの距離が 2m のときは 0.42m とずれてしまっている。一方、実際の人体のパラメータでは、等価直径は大きくなっている。これは、人体をモデル化する場合、パラメータの調整が重要であることを示している。

5. まとめ

本研究では、人体を損失誘電体柱でモデル化し、形状を楕円+円、楕円、円の組み合わせで数値解析を行った。人体の実際の大きさをパラメータとしてシミュレーションすると実験データより相対受信電力が小さくなるという結果となった。実際の大きさをそのままいれるのではなく、ある縮小係数を実際の大きさに掛けてモデリングしなくてはいけないと考えられる。人体を楕円+円でモデル化する場合、モデル化で求めた直径などのパラメータが実際の人体のそれと異なっていることを示した。実験測定値に一致するようにパラメータを決めたが、この決定方法が必ずしも妥当でないため、この点は今後検討を要する。

参考文献

- 1) R. J.C. Bultitude, "Measurement, characterization and modeling of indoor 800/900 MHz radio channels for digital communications", IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.6, 1987.
- 2) H.Hashemi, et al., "Measurement and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel", Trans. Veh. Vol.43, No.3, Aug.1994
- 3) V.Erceg, et al., "TGn Channel Models", Doc. IEEE 802.11-03/904r4, May 2004.
- 4) 水谷, 阪口, 高田, 荒木,"時変動屋内 MIMO 伝送路のドップラスペクトル解析", 信学総大, B-1-14, 2006.
- 5) 太田, 藤井,"人体による電波の遮蔽特性に関する実験的検討", 信学技法, AP2008-159, 2009.01.
- 6) 藤井, 太田,"屋内・周辺環境下における伝搬変動モデルの提案(その1)", 信学技法, AP2006-55, 2006.
- 7) 太田, 藤井,"屋内・周辺環境下における受信レベル変動特性", 信学技法, AP2006-54, 2006.
- 8) T.Fujii and Y.Ohta,"Dynamic Channel Modeling for Static Mobile Terminals in Indoor NLOS Environments", Proc. of IEEE 2007VTC fall,2007.
- 9) R.F.Harrington,"Field Computation by Moment Methods", IEEE PRESS, 1968
- 10) C.C.Johnson and A.W.Guy, "Nonionizing electromagnetic wave effects in biological materials and systems", Proc. IEEE, vol.60, pp.692-718, 1972.