

航空機によるTV電波散乱特性の FDTD解析とシミュレーション実験

非会員 東 人 司 (豊橋技術科学大学)
正 員 宮 崎 保 光 (豊橋技術科学大学)

FDTD Analysis and Simulation Experiment of TV Signal Disturbance Characteristics due to Airplanes

Hitoshi Azuma, Non-member, Yasumitsu Miyazaki, Member (Toyohashi University of Technology)

In recent years, many kinds of radio communication systems are widely used. Radio wave disturbances caused by obstacles, on the propagation path, interfere with these communication systems. Disturbances of television broadcasting are problems, which affect us daily. The purpose of this research is to determine the characteristics of radio wave disturbances caused by airplanes. We calculated the near-field electromagnetic scattering with FDTD method, and evaluated the far-field using near-to-far-field transformation with equivalent electromagnetic current. The validity of this analysis was evaluated by comparing the analytical result with experimental result. The disturbance characteristics of the field below airplane are also examined.

キーワード：航空機，有限差分時間領域法，シミュレーション実験，電波障害

1. まえがき

近年、テレビ・ラジオ放送、携帯電話、PHS等の無線通信システムは、その使用頻度が飛躍的に高くなってきている。しかし、電波通信路上の障害物による電波障害が大きな問題となっている。航空機による飛行場周辺地域におけるテレビ電波受信障害もその一つである。テレビ電波受信障害の代表的なものとしてはビルなどの建造物によるゴースト障害が挙げられ、多くの報告がなされている⁽¹⁾⁽²⁾。このような受信障害はテレビ塔より直接家庭に届く希望波と伝搬路上の障害物によって生じた妨害波が干渉することにより発生する。航空機による電波障害の特徴としては、希望波に対する妨害波の遅延時間が建造物の場合より大きく、航空機が飛行することにより妨害波となる散乱波の強度や遅延時間が時々刻々変化するため、画面が大変見づらくなるということが報告されている⁽³⁾。テレビ放送受信障害対策は事前対策と事後対策に分かれる。前者は設計段階で理論計算あるいは実験によるシミュレーションを行い障害地域を縮小する対策を立てることであり、後者は施工後に障害地域全体の電波受信状況の調査やケーブル、ブースターの設置等を行うことを意味する。事前対策を十分行うことにより事後対策にかかる費用を大幅に軽減できるため、そのようなシミュレーションを用いた障害予測を行うことは大変重要で

ある⁽⁴⁾。そこで、本研究では航空機によるテレビ電波受信障害を対象とし、空港建設の事前対策となる障害特性の把握を目的としている。対象となる周波数はVHF-lowチャンネル帯(100MHz帯)を想定し、小型旅客航空機を散乱体とした。解析手法としては散乱体が複雑な物体であっても比較的容易にモデル化が行える3次元有限差分時間領域(3DFDTD)法^{(5)~(8)}を用いて散乱近傍界を計算し、等価表面電磁流を用いた遠方界変換により近傍界から遠方界を求めている⁽⁹⁾。その計算結果を基に電波受信障害特性を検討し、その解析手法の有効性を実験値との比較により確認した⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

2. 縮小モデルによるシミュレーション実験

理論的な解析の有効性を確認するために実験による手法と比較する必要がある。マイクロ波、ミリ波を用いた縮小モデルによるシミュレーション実験が有効である⁽²⁾。本研究では実験周波数を10.5GHzとし、1/100の縮尺度を想定したシミュレーション実験を行った。散乱体には全長23cm全幅20cmのBOEING747型機の模型飛行機にカーボンを主原料とする導電性塗料(藤倉化成社製ドータイトXC-12)を塗り、完全導体と見なせるように加工を行った。図1に電波無響音室内での実験に用いた計測システムを示す。送信波にはガンダイオードによる水平偏波を用い、送信はホーンアンテナで行い、アクリル製

の誘電体レンズを用いることによりビーム幅を絞り航空機モデル以外の物体からの不要散乱波を低減させている。受信アンテナには送信アンテナからの入射界を極力取り込まないようにするために指向性の高いホーンアンテナを用い、受信電界はクリスタルマウントにより検波され、その出力電圧はガンダイオードのバイアス電圧をレファレンス信号とするロックインアンプにより増幅される。

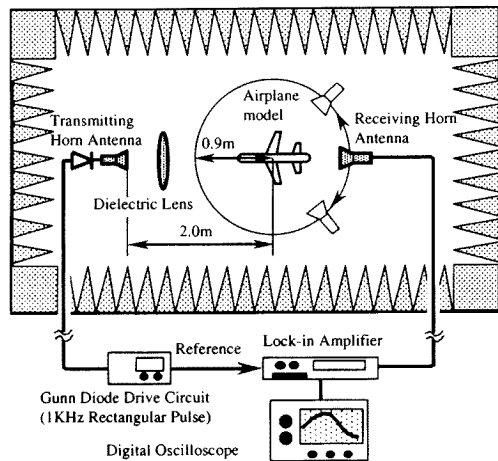


図1 シミュレーション実験システム
Fig. 1. Simulation experiment system.

3. 3次元FDTD解析

〈3・1〉 散乱近傍界のFDTD解析^{(5)~(8)} 本研究では、航空機への入射界は直線偏波の平面波が到来していると想定する。このとき、アンテナのような励振源を解析空間内に配置する事により平面波を発生させ合成界を計算するのではなく、入射界が既知であるので理想的な入射界を解析的に求め、散乱界のみを計算した。合成界は入射界と散乱界の和として表され、マクスウェルの方程式は、

$$\nabla \times (\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s) = -\mu \frac{\partial (\mathbf{H}^i + \mathbf{H}^s)}{\partial t} \quad (1)$$

$$\nabla \times (\mathbf{H}^i + \mathbf{H}^s) = \varepsilon \frac{\partial (\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s)}{\partial t} + \sigma (\mathbf{E}^i + \mathbf{E}^s) \quad (2)$$

として表され、自由空間における入射界は次式を満たす。

$$\nabla \times \mathbf{E}^i = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}^i}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}^i = \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}^i}{\partial t} \quad (4)$$

誘電率 ε 、透磁率 μ の散乱体中における散乱界は (1)~(4) より、

$$\nabla \times \mathbf{E}^s = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}^s}{\partial t} - \left[(\mu - \mu_0) \frac{\partial \mathbf{H}^i}{\partial t} \right] \quad (5)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}^s = \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}^s}{\partial t} + \sigma \mathbf{E}^s + \left[(\varepsilon - \varepsilon_0) \frac{\partial \mathbf{E}^i}{\partial t} + \sigma \mathbf{E}^i \right] \quad (6)$$

を満たすことになる。散乱体外部では自由空間であるため散乱界は、

$$\nabla \times \mathbf{E}^s = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}^s}{\partial t} \quad (7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}^s = \varepsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}^s}{\partial t} \quad (8)$$

となる。散乱体となる航空機は完全導体であり、導電率 σ は無限大であるため (6) より、

$$\mathbf{E}^s = -\mathbf{E}^i \quad (9)$$

が導かれる。(7)(8) を差分化し、導出した電磁界の z 成分を示すと、

$$\begin{aligned} E_z^{sn}(i, j, k + \frac{1}{2}) &= C_1 E_z^{sn-1}(i, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ C_2 \left[\left\{ H_y^{sn-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - H_y^{sn-\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \left\{ H_x^{sn-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - H_x^{sn-\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \right\} \right] \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_z^{sn+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) &= H_z^{sn-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) \\ &- C_3 \left[\left\{ E_y^{sn}(i + 1, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^{sn}(i, j + \frac{1}{2}, k) \right\} \right. \\ &\quad \left. - \left\{ E_x^{sn}(i + \frac{1}{2}, j + 1, k) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - E_x^{sn}(i + \frac{1}{2}, j, k) \right\} \right] \quad (11) \end{aligned}$$

$$C_1 = \frac{2\varepsilon(i, j, k) - \Delta t \sigma(i, j, k)}{2\varepsilon(i, j, k) + \Delta t \sigma(i, j, k)} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{2\Delta t}{\{2\varepsilon(i, j, k) + \Delta t \sigma(i, j, k)\} \Delta s} \quad (13)$$

$$C_3 = \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k) \Delta s} \quad (14)$$

となり、 x, y 成分も同様に導出できる。ここで、セルは立方体としセルサイズは $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta s$ の一定とした。解析空間の壁面における吸収境界条件は Mur の 2 次の吸収境界条件を適用した⁽¹⁰⁾。以下に $x = 0$ 面における境界条件を示す。

$$\begin{aligned} \left\{ \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial t} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \right\} \mathbf{E}^s \Big|_{x=0} \\ = 0 \quad (15) \end{aligned}$$

ここで、 c は、自由空間中の光速を表している。この式を差分化し壁面における電界を計算する。なお、解析空間の角の部分では 1 次の吸収境界条件を適用した。

〈3・2〉 等価電磁流を用いた遠方界変換⁽⁹⁾ 電波障害特性を検討するには航空機より遠く離れた領域の電界分布が必要であり、FDTD 解析により得られた散乱近傍界より遠方界を求める必要がある。そこで、近傍界より求

めた等価電磁流を用いた遠方界変換を考える。図 2 に仮想表面上の等価電磁流のモデル図及び定式化に用いた座標系を示す。散乱体を包む仮想表面 S を考えた時、その仮想表面内部の電磁界を零とした場合、仮想表面上には等価電流、等価磁流が流れることになる。この等価電磁流により生じる遠方 r における遅延ベクトルポテンシャルは

$$W(r,t) \cong \frac{1}{4\pi cr} \frac{\partial}{\partial t} \left[\iint_S J_s \left(r, t - \frac{r - r' \cdot \hat{r}}{c} \right) dS' \right] \cdots (16)$$

$$U(r,t) \cong \frac{1}{4\pi cr} \frac{\partial}{\partial t} \left[\iint_S M_s \left(r, t - \frac{r - r' \cdot \hat{r}}{c} \right) dS' \right] \cdots (17)$$

となり、このベクトルポテンシャルを用いて電界成分は曲座標表示で

$$E_\theta(r,t) \cong -\eta_0 W_\theta(r,t) - U_\phi(r,t) \cdots (18)$$

$$E_\phi(r,t) \cong -\eta_0 W_\phi(r,t) + U_\theta(r,t) \cdots (19)$$

ここで、

$$\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \cdots (20)$$

となる。これらの式を FDTD 法に適用する。仮想表面 S を $x = \pm x_0, y = \pm y_0, z = \pm z_0$ の面を持つ直方体と考える。 $x = +x_0$ 面上の位置 r' において、微小領域における等価磁流によって生じる微小ベクトルポテンシャル ΔU の y 成分は、

$$\Delta U_y \hat{y} = -\frac{\Delta y \Delta z}{4\pi rc} \hat{y} \left[\frac{E_z^{n+1}|_{r'} - E_z^n|_{r'}}{\Delta t} \right] \cdots (21)$$

として示され、この微小ベクトルポテンシャルは遅延時間 だけ後の時刻の電磁界に影響を及ぼすので、遅延時間分の時間ステップを加えた時間配列に加える。

$$U_y|_{r'}^{n'} = U_y|_{r'}^{n'} + (1-a) \frac{\Delta y \Delta z}{4\pi rc} \hat{y} \left[\frac{E_z^{n+1}|_{r'} - E_z^n|_{r'}}{\Delta t} \right] \cdots (22)$$

$$U_y|_{r'}^{n'+1} = U_y|_{r'}^{n'+1} + (a) \frac{\Delta y \Delta z}{4\pi rc} \hat{y} \left[\frac{E_z^{n+1}|_{r'} - E_z^n|_{r'}}{\Delta t} \right] \cdots (23)$$

$$n' = INT(n + 1/2 + f) \cdots (24)$$

$$f = \frac{r - r' \cdot \hat{r}}{c\Delta t} \cdots (25)$$

$$a = (n + 1/2 + f) - n' \cdots (26)$$

ここで、 $INT(c)$ は実数 c の切り捨て整数を生成する関数である。(22)(23) の計算を仮想表面全体に対して行うことにより (16)(17) の面積分を行ったことになる。他の成分も同様に計算することでベクトルポテンシャルの時間応答を計算することができ、その結果遠方における電磁界を計算することができる。

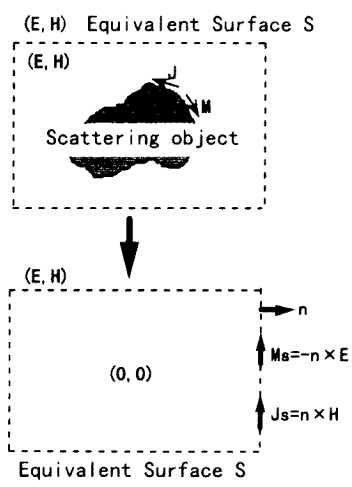


図 2 仮想表面上の等価電磁流モデルと座標系
Fig.2. The value electromagnetic way model which the top on the imagination surface is the same as, and coordinate.

4. 3次元 FDTD 法による解析結果

航空機によるテレビジョン電波受信障害を解析するにあたり、散乱近傍界によって航空機の形状による散乱状況の特性を評価し、また、遠方散乱界によって家庭における妨害波の状況の評価を行う。本章では、航空機近傍における散乱界特性を解析した結果、および様々な電波到来方向における遠方散乱特性の評価について述べる。その後、遠方界散乱特性におけるシミュレーション実験値と FDTD 解析値との比較、航空機の下方向における散乱波の伝搬状況を解析した結果について報告する⁽¹¹⁾。

〈4・1〉 航空機のモデル化 FDTD 解析において、 $x \times y \times z = 36m \times 12m \times 36m$ の 3 次元解析空間内を z の負方向から正方向に向かって直線偏波の平面波が伝搬する状況、

$$E_x^n(z,t) = E_0^i \sin \left\{ 2\pi f \left(n\Delta t - \frac{z}{c} \right) \right\} \cdots (27)$$

: 水平偏波

$$E_y^n(z,t) = E_0^i \sin \left\{ 2\pi f \left(n\Delta t - \frac{z}{c} \right) \right\} \cdots (28)$$

: 垂直偏波

を想定し、その解析空間内に完全導体航空機モデルを配置した。ここで E_0^i は電界の振幅値を表す。航空機モデルにはシミュレーション実験に用いたものと同様の航空機を立方体分割格子で近似したものを用い、図 3(a) に上面図、同図 (b) に側面図を示す。

解析空間内における平面波の伝搬方向は、常に z 方向とし、異なる到来角による散乱界の解析は、伝搬方向を変える代わりに航空機モデルの方向を変えることを行っている。対象としたテレビジョン電波の周波数はシミュレーション実験と同様の VHF-low チャネル帯である 100MHz とした。また、入射界を水平偏波とした場合

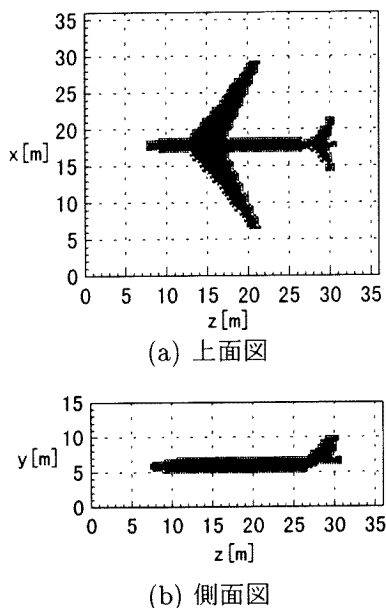


図3 FDTD 解析に用いた航空機モデル
Fig. 3 Airplane model for FDTD method. (a) top view, (b) side view.

は散乱界の水平方向成分について議論し、逆に、垂直偏波の入射界に対しては散乱界の垂直方向成分について議論した。FDTD 法において計算精度を向上させ、且つ散乱体モデルを精度よく近似するためには分割格子の大きさを波長に対して可能な限り小さく設定することが良いとされるが、それに伴い計算時間およびメモリ容量を大幅に増大することになる。航空機は波長に対して数十倍の大きさを持つ物体であるため、分割格子の大きさを小さくすることによる解析空間内の分割格子数の増大は非常に深刻なものとなる。一般に、立方体分割格子の各辺の長さは波長の10分の1程度以下であれば良いとされ⁽⁸⁾、本研究では周波数100MHzの電波(波長3m)を対象とするため、分割格子の一边の長さを0.3[m]に設定した。このことから解析空間内の分割格子数は、 $x \times y \times z = 120 \times 40 \times 120 = 576000$ セルとなった。分割格子の一边の長さ Δs を0.3[m]としたため、時間増分 Δt は、計算の安定条件より0.2[ns]と設定した。

〈4・2〉 近傍界散乱特性 航空機は主に、胴体、主翼、水平、垂直尾翼、ジェットエンジンにより構成され、複雑な形状をしている。航空機の形状に特有の散乱状況を評価するために、航空機近傍における散乱界分布の解析を行った。散乱近傍界分布の解析において入射界の振幅は1.0の一定とし、散乱界の計算は60周期の間行った。60周期分の計算の中で、定常状態に達していると考えられる40周期以降の時刻において、各地点における散乱電界の最大値と最小値の絶対値の平均を計算し、その地点での散乱波の振幅と考えた。

図4に航空機の前方向より水平偏波の電波が入射したときの、主翼を含む水平平面内における航空機近傍の散乱

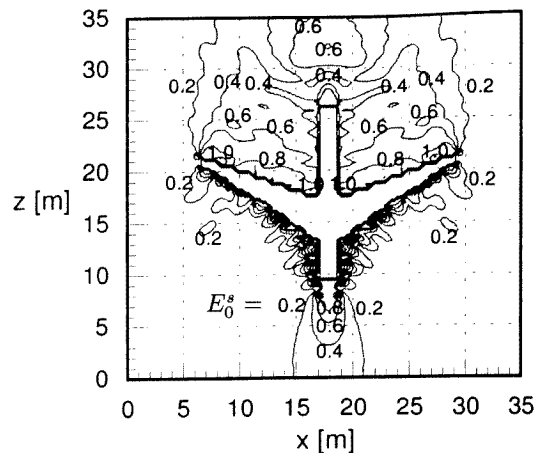


図4 散乱近傍界の強度分布 E_s^0 (航空機前方より水平偏波が到来)

Fig. 4 Distribution of scattered near-field intensity E_s^0 , in the case of horizontally polarized incident wave.

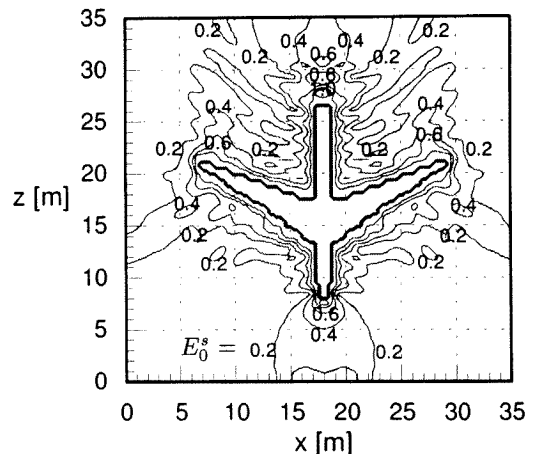


図5 散乱近傍界の強度分布 E_s^0 (航空機前方より垂直偏波が到来)

Fig. 5 Distribution of scattered near-field intensity E_s^0 , in the case of vertically polarized incident wave.

界分布を示す。主翼より z の正方向に放射された散乱波は、主翼が斜め後方に伸びている為に胴体に沿う方向に集まり強め合っていることが確認できる。また、集められた散乱波が尾翼からの散乱波と干渉していることもわかり、全体的に見ると前方散乱波が他方向の散乱波に比べ非常に大きくなっていることが確認できる。ここで、前方散乱波とは入射電波の進行方向に放射される散乱波であり、後方散乱波とは入射電波の進行方向と逆向きに放射される散乱波である。図5は水平偏波ではなく垂直偏波が航空機の前方向より到来した場合を示している。この場合、入射波と散乱波は航空機の前方向と後方向のかなり広い範囲で干渉し弱めあう結果、散乱界は水平偏波の場合に比べ全体的に弱くなっていることがわかる。

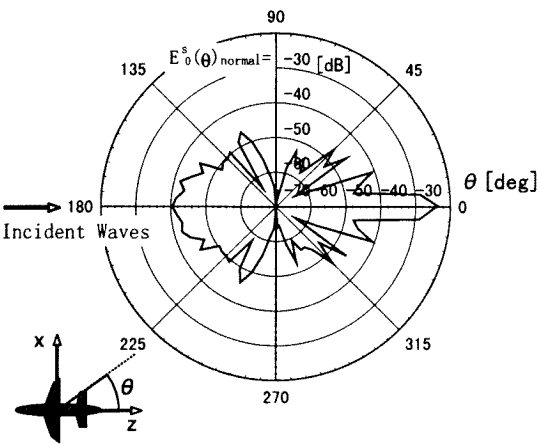
〈4・3〉 遠方界散乱特性 航空機より遠方に離れた領域での散乱波の強度分布を計算し、シミュレーション実験値との比較によりその妥当性を評価した。また、家庭が存在する航空機の下方向における散乱波の到達状況を解析した。以下にその詳細を述べる。

〈4・3・1〉 遠方界散乱パターン 遠方領域における航空機による散乱波の強度分布を解析するために、FDTD法により得られた散乱近傍界を用いて遠方界変換によって遠方電界の時間応答を計算した。遠方界変換に用いる仮想表面は航空機の中心を原点とし、 $x_0 \times y_0 \times z_0 = 13.5\text{m} \times 3.9\text{m} \times 13.5\text{m}$ の直方体の表面とした。航空機を中心とする半径 300m の球上の地点において電界の時間応答を計算し、近傍界の場合と同様に散乱波の振幅を求めた。図 6 と図 7 に航空機前方より到来する入射波の各偏波方向における散乱パターンを示す。図に示した

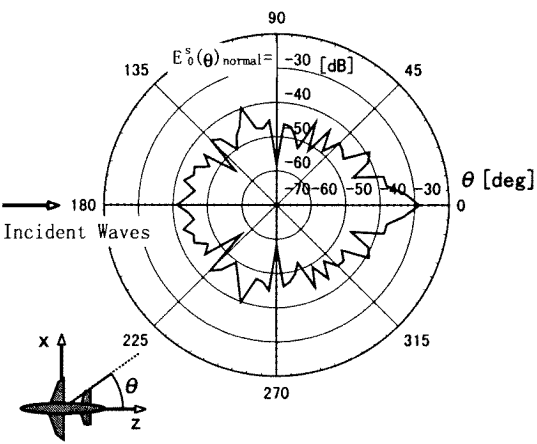
散乱電界振幅 $E_0^s(\theta)_{normal}$ の値は、入射界の振幅を用いて次の規格化式により規格化した値である。

$$E_0^s(\theta)_{normal} = 20 \log \left\{ \frac{E_0^s(\theta)}{E_0^i} \right\} \dots\dots\dots (29)$$

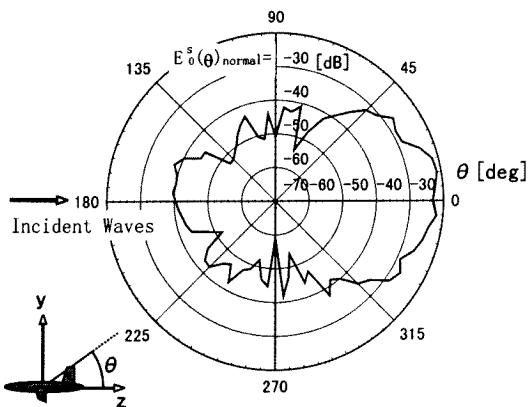
ここで、 $E_0^s(\theta)$ は各角度における散乱波の振幅を示す。
図 6(a) において、水平偏波の場合には $\theta=90$ 度と 270 度の付近では散乱波の強度がかなり小さくなっており、前方散乱が大きく、後方散乱も比較的大きくなっていることがわかる。一方図 (b) においては、前方散乱が大きいものの、広い角度で強い散乱波が生じることがわかる。次に図 7 では、垂直平面内で前方散乱と後方散乱が大きくなり、水平平面内において散乱波が広い角度で生じている。全体的に、入射する電波が水平偏波の場合は水平方向よりも垂直方向に強く散乱し、逆に垂直偏波の



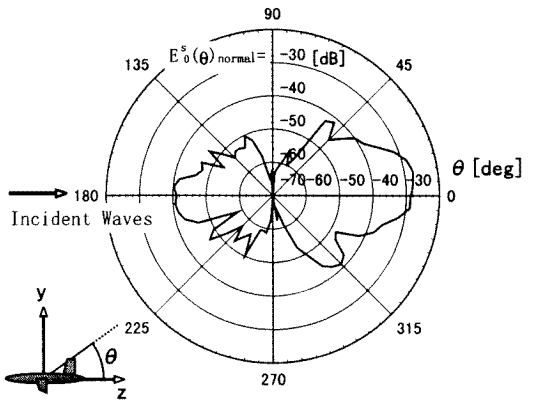
(a) 水平 (xz) 平面



(a) 水平 (xz) 平面



(b) 垂直 (yz) 平面



(b) 垂直 (yz) 平面

図 6 遠方界散乱パターン $E_0^s(\theta)_{normal}$ (航空機前方より水平偏波が到来)

Fig.6 Pattern of scattered far-field intensity $E_0^s(\theta)_{normal}$, for horizontally incident waves on the front of the airplane. (a) horizontal xz plane, (b) vertical yz plane.

図 7 遠方界散乱パターン $E_0^s(\theta)_{normal}$ (航空機前方より垂直偏波が到来)

Fig.7 Pattern of scattered far-field intensity $E_0^s(\theta)_{normal}$, for vertically incident waves on the front of the airplane. (a) horizontal xz plane, (b) vertical yz plane.

場合には垂直方向より水平方向に強く散乱する特性が見受けられる。また、水平平面においては垂直偏波の方が、垂直平面においては水平偏波の方が強い散乱波を生じていることがわかる。このことより、航空機の下方向に存在する家庭において、その受信状況に及ぼす影響は水平偏波の方が大きくなることが予想される。

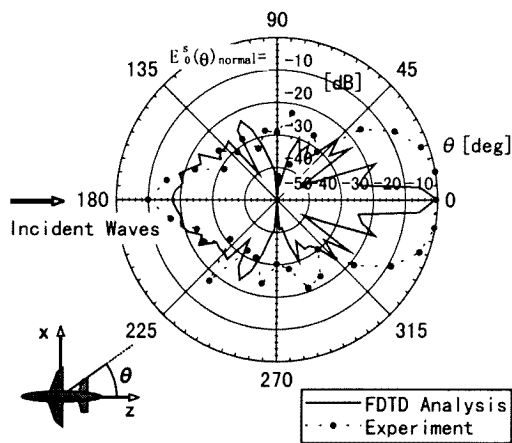


図 8 遠方界散乱パターン $E_0^s(\theta)_{normal}$ についてのシミュレーション実験と FDTD 解析との比較 (前方より水平偏波が到来)

Fig.8 Comparison of analytical and experimental results, for the scattered far-field intensity pattern $E_0^s(\theta)_{normal}$, in the case of horizontally polarized wave incident on the front of airplane.

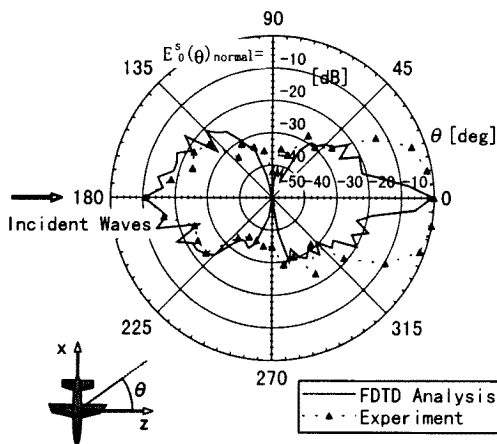


図 9 遠方界散乱パターン $E_0^s(\theta)_{normal}$ についてのシミュレーション実験と FDTD 解析との比較 (側方より水平偏波が到来)

Fig.9 Comparison of analytical and experimental results, for the scattered far-field intensity pattern, in the case of horizontally polarized wave incident on the side of airplane.

〈4・3・2〉 シミュレーション実験値との比較 遠方散乱界分布においてシミュレーション実験値との比較を行うことにより、解析の妥当性の評価を行った。入射電波は水平偏波とし、主翼を含む水平平面内における遠方界散乱パターンによって比較した。図 8 に航空機の前方より水平偏波が到来した場合における遠方界散乱パターンの FDTD 解析値とシミュレーション実験値を示す。実験値は角度 $\theta=0$ 度の値を用いて (29) 式の規格化式により規格化を行った。また、FDTD 解析値も角度 $\theta=0$ 度の値 $E_0^s(0)$ を用いて規格化を行った。実験と FDTD 解析による散乱パターンを比較すると、 θ が約 330 度から 30 度の範囲では、実験値の方が FDTD 解析結果に比べてかなり大きな値を示しているが、これは散乱波を測定している受信アンテナに入射波のエネルギーも一部受信されるためである。しかしこの範囲を除けば、図 8 の $\theta=80$ 度および 230 度付近で大きな差が生じているものの、散乱波の強度分布としては、ほぼ一致していると考えられる。図 9 に航空機の側方より到来する電波の場合を示しているが、図 8 の場合よりも実験値と FDTD 解析結果はよく一致していることがわかり、本解析の妥当性が評価できたと考えられる。

〈4・3・3〉 航空機の下方向における散乱波強度分布 テレビジョン放送の受信点である家庭は飛行する航空機の下方向に存在するため、電波受信状況を評価するには航空機の下方向に存在する水平平面内における散乱波強度分布の計算が必要である。航空機の最低待機高度は 300m であるため⁽¹²⁾、航空機の下 300m に存在する水平平面 (xz 平面) 内の地点における散乱波強度分布の計算を行った。散乱波振幅の計算手法は 4.3.1 節と同様で、航空機を中心を原点とした直角座標系を用いた。ここで、規格化式は、

$$E_0^s(x,z)_{normal} = 20 \log \left\{ \frac{E_0^s(x,z)}{E_0^i} \right\} \dots\dots\dots (30)$$

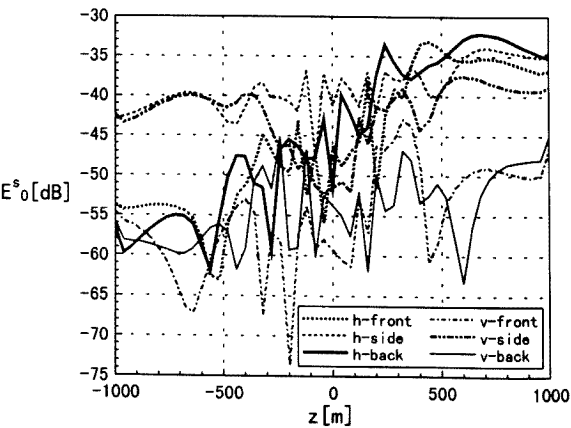


図 10 航空機の真下における z 軸方向 ($x=0, y=-300$) の散乱波強度分布

Fig.10 Distribution of scattered field on horizontal line along z axis under airplane at $x=0m, y=-300m$.

となる。4.3.1 節で述べたように、航空機の下方向には水平偏波の方が影響の大きいことが予想されるため、水平偏波について解析を行った。航空機の真下 300m において、 z 軸方向 ($x=0$) の散乱波強度分布を図 10 に示す。ここで、図中における凡例の h 、 v はそれぞれ水平、垂直偏波を表し、front、side、back は航空機の前方、側方、後方より電波が到来する事を示す。水平偏波の電波が到来する場合、垂直偏波が到来する場合に比べ強い散乱波が $z=500\text{m}$ から 1000m に存在する地域に到達していることがわかる。また、側方より電波が到来する場合には偏波方向に関係なく強い散乱波が広い範囲に到達している。このような強い散乱波が到達する地域では電波受信障害が発生し易い事が予想される。

5. まとめ

航空機によるテレビ電波障害特性の把握を目的とし、100MHz 帯を想定した近傍界散乱特性の FDTD 解析、遠方界散乱特性におけるシミュレーション実験と解析値の比較、航空機の下面の領域において DU 比 (desired signal to undesired signal ratio) による障害地域推定を行った。これらの結果、FDTD 解析により求めた近傍散乱界を遠方散乱界に変換した散乱強度分布の傾向は、シミュレーション実験値とよく一致し妥当性の評価が行えた。障害地域特性としては、航空機に入射する電波は、垂直偏波より水平偏波の方が障害を生じやすく、また、航空機の前方から入射する場合よりも側方から入射する方が障害地域は拡大する事が確認できた。今後、FDTD 解析においては解析空間を拡大させ大型旅客機にも対応できるようにし、障害発生地域のより詳細な検討を行っていく。

(平成 11 年 4 月 26 日受付, 同 11 年 9 月 24 日再受付)

文 献

- (1) Y. Miyazaki, W. Asano, and K. Tanaka: "Microwave and Laser Scattering Studies for Electromagnetic Compatibility Problem in Mobile Communication and Broadcasting Systems". Proc. of Int. Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'94), Sendai, 18P408, pp.386-389, (1994).
- (2) 田中正典, 宮崎保光: "自動車による電波散乱のマイクロ波シミュレーション特性" 信学論 (B), vol.J66-B, no.8, pp.1005-1012, Aug., (1983).
- (3) 宮沢寛: "航空機フラッター障害を受けたテレビ画像の主観評価". 信学技報, IE81-96, pp.9-14, Jan., (1982).
- (4) 電波障害防止中央協議会: "建築物によるテレビ受信障害の調査と対策" Feb., (1989).
- (5) R. Holland: "Two-Pass Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Calculations on a Fighter Aircraft", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.44, no.5, pp.659-664, May,(1996).
- (6) William V. Andrew, Constantine A. Balanis, Panayiotis A. Tirkas, Jian Peng, and Craig R. Birtcher: "Finite-Difference Time-Domain Analysis of HF Antennas on Helicopter Airframes", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.39, no.2, pp.100-113, May,(1997).
- (7) K. S. Yee: "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.14, no.3, pp.302-307, (1966).
- (8) R. Holland, L. Simpson, and K. S. Kunz, "Finite-Difference Analysis of EMP Coupling to Lossy Dielectric Structures", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.22, no.3, pp.203-209, Aug., (1980).
- (9) Raymond J. Lubbers, Karl S. Kunz, Michael Schneider, Forrest Hunsberger: "A Finite-Difference Time-Domain Near Zone to Far-Zone Transformation", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.39, no.4, pp.429-433, April,(1991).
- (10) 竹原慶樹, 宮崎保光: "電磁波の航空機による散乱に関するモデルシミュレーション", 信学会ソサイエティ大会, SB-2-5, p353, (1995).
- (11) 東人司, 宮崎保光: "航空機による TV 電波障害特性の FDTD 解析とシミュレーション実験" 信学技報, 環境電磁工学研究会, EMCJ97-91, p69-76, (1997).
- (12) G. Mur: "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time Domain Electromagnetic-Field Equations", IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.23, no.4, pp.377-382,(1981).
- (13) 平井廣雄: "新体系土木工学 69 空港". 技報堂出版, (1984).

東 人 司 (非会員) 1973 年生。1996 年 3 月 豊橋技術科学大学工学部情報工学課程卒業。1998 年 3 月 豊橋技術科学大学工学研究科情報工学専攻修了。現在、(株) シャープに勤務。工学修士。在学中、電磁波に関する研究に従事。



宮 崎 保 光 (正員) 1941 年 2 月 4 日生。1963 年 3 月名古屋大学工学部電子工学科卒。1968 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科電子工学専攻博士課程修了。工学博士。1972 年同大学工学部電気工学科講師、1976 年同大学助教授。1981 年豊橋技術科学大学工学部情報工学系教授、現在に至る。この間、1973～1975 年西ドイツ・ブラウンシュバイク工科大学高周波研究所に客員として出張、1996 年ベルリン工科大学の客員教授。主として、ミリ波導波路、光ファイバ、光集積回路、電磁波の散乱・回折、EMC、生体電磁工学の研究に従事。1970 年米沢賞。著者「応用ベクトル解析」。応用物理学会、電子情報通信学会、IEEE 会員。

