

FDTD 法による近傍界からの遠方界導出について

Far Field Derivation from FDTD Near Field

電気電子情報通信工学専攻 鄭 子才
Sisai TEI

1. はじめに

近年の無線通信技術の発達に伴い、携帯電話や無線 LAN など様々な無線通信サービスが提供されている。安定した無線通信環境の確保のために、通信機器から放射される電磁波はどのように伝搬しているのかを把握することが必要となる。本来であれば、実際に測定機器を使って、その放射電磁界強度を実環境で測定することが、実際の測定は困難であったり、実験上の制約で同じ環境条件で実験を行えない場合がある。例えば、自動車内に置かれたアンテナの特性を実際の測定または実験で評価する場合には、実際の車を利用するため、大規模な測定サイトや特殊な測定設備を必要とするので、実験による評価は容易ではない [1]。そこで、数値シミュレーションはこうした実際の測定をする前の設計時に計算機上で実行できるため、複雑なモデルに対しても放射電磁界の把握ができ、有効である。

本研究では FDTD 法 (Finite Difference Time Domain) [2] を用いて、周波数領域における近傍界からの遠方界を導出する方法について検討した。FDTD 法は電磁界の数値解法における主要な解析方法の一つであり、マクスウェルの微分方程式を差分 (Finite Difference) 近似し、時間領域 (Time Domain) で解く方法である。FDTD 法を用いてシミュレーションを行う時は、解析空間が大きくなればなるほど、その体積に比例して必要な計算機のメモリと計算時間が膨大になってしまう。また、実際の通信は数 10 m から数 1000 km と、波長に比べて極めて長い距離で行われている。この時の放射波源から十分遠いところでの遠方界は、FDTD 法を用いて直接計算することはできない。そこで、等価波源の原理を用いることで、大きさの適切な解析空間の中に等価波面を置き、等価波面の等価電磁流から遠方における電磁界の計算を行う。過去の時間領域における近傍界からの遠方界導出についての研究は一回の計算で、全ての角度に対する遠方界パターンの計算ができなく、計算時間が多くかかってしまうことが欠点であった。本研究では周波数領域で解くことによって、アンテナの指向性、または散乱体を含めた全体の指向性を高速に求めることを目的とする。

2. FDTD 法と PML 吸収境界条件

FDTD 法の特徴はアルゴリズムが比較的単純で、特別な工夫をすることなく実用的なレベルの計算精度が得られること、そして、時間を刻々進めながら各時間ごとに空間内の電磁界が計算されるため、時間を追いながら物理現象を理解できることであると考えられる [3]。FDTD 法では波源、散乱体を囲むように解析領域をとり、解析領域全体を微小直方体セルに分割する [2]。

アンテナ解析或いは散乱解析などのいわゆる開放領域の問題を扱う場合には、解析領域を仮想的な境界で閉じておく必要がある。この仮想的な境界を吸収境界という。Berenger はいかなる周波数と入射方向に対しても整合が取れる仮想的な媒質を考案した。これを PML (Perfectly Matched Layer) という。PML 吸収境界条件は必要とする計算機のメモリは増加するものの、現在のところ最も精度がよい吸収境界条件で広く応用されている。

本研究では FDTD 解析プログラムに三次元 PML 吸収境界条件を組み込み、実際にシミュレーションを行った。シミュレーション結果は図 1 に示す。シミュレーション条件は PML 層を含めて $200 \times 200 \times 200$ [セル] の解析領域中をガウスパルスの TM 平面波が吸収境界壁に垂直に入射する場合である。

図 1 の結果から見ると、初期の時刻における大きいなピークは入射波、4.5ns 付近に現れるピークは PML からの反射波である。反射波は約 -80dB でよく吸収されたことがわかる。

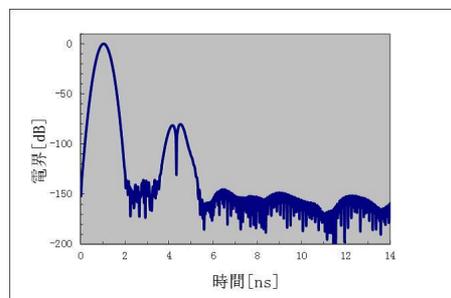


図 1: PML の反射特性 ($L=8$, $M=2$, $|R(0)|=-100\text{dB}$)

3. 遠方界

FDTD 法における遠方界解析は散乱体を囲む閉曲面上の等価電磁流を積分することによって得られる。本研究では FDTD 解析領域内の電磁界から遠方界を求める。

3.1 等価波源の配置

遠方界を求めるには予め等価波源を決めておく必要がある。本研究での等価波源の位置はシミュレーション条件によって変わるが、PML 吸収境界の位置を基準にして、内側に向かって 5 セル離れたところにとる (図 2 参照)。

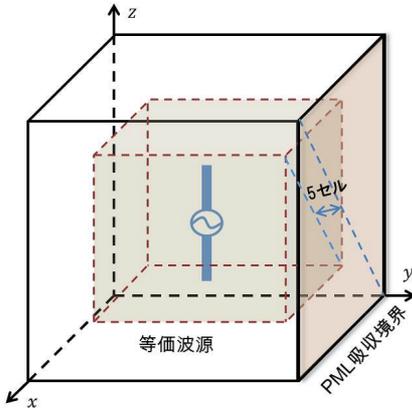


図 2: 解析領域中の等価波源

3.2 定式化

図 2 のようにアンテナを囲むように閉曲面を取った場合、等価波面上の等価電磁流はその点における電界 \mathbf{E} と磁界 \mathbf{H} を用いて

$$\mathbf{J}_s = \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} \quad (1)$$

$$\mathbf{M}_s = \mathbf{E} \times \hat{\mathbf{n}} \quad (2)$$

となる。ただし、 $\hat{\mathbf{n}}$ は等価電磁流を仮想表面の外向き単位法線ベクトルである。FDTD 法によって得られた等価波面上の電磁界のデータを基に仮想面上の電磁流の分布を計算し、2 次波源として扱い、遠方界を求めるのが大まかな計算の流れとなる [4]。遠方界を求める時に用いるベクトルポテンシャルは以下ようになる (図 3 参照)。

$$\mathbf{A}^{far}(\mathbf{R}, \omega) = \mu \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \int_V \mathbf{J}(\mathbf{R}', \omega) e^{-jk\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{R}'} dV', \quad (3)$$

$$\mathbf{F}^{far}(\mathbf{R}, \omega) = \epsilon \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \int_V \mathbf{M}(\mathbf{R}', \omega) e^{-jk\hat{\mathbf{R}} \cdot \mathbf{R}'} dV' \quad (4)$$

こうして求めたベクトルポテンシャルを使って遠方電磁界は

$$E_R^{far}(\mathbf{R}, \omega) = 0, \quad (5)$$

$$E_\theta^{far}(\mathbf{R}, \omega) = -j\omega A_\theta^{far}(\mathbf{R}, \omega) - j\omega \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} F_\phi^{far}(\mathbf{R}, \omega), \quad (6)$$

$$E_\phi^{far}(\mathbf{R}, \omega) = -j\omega A_\phi^{far}(\mathbf{R}, \omega) - j\omega \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} F_\theta^{far}(\mathbf{R}, \omega), \quad (7)$$

$$\mathbf{H}^{far}(\mathbf{R}, \omega) = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \mathbf{E}^{far}(\mathbf{R}, \omega) \times \hat{\mathbf{R}} \quad (8)$$

で与えられる [5]。

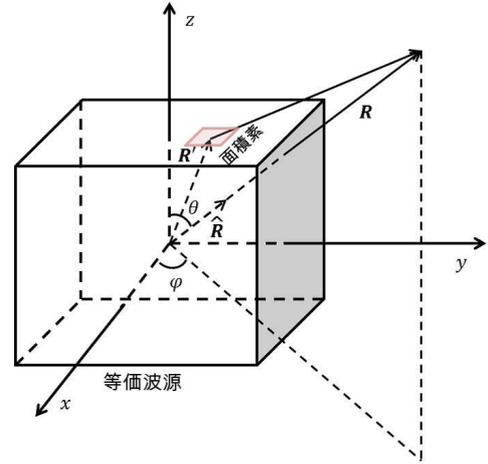


図 3: 等価波源を用いた遠方界計算

4. シミュレーション結果

最初に、自由空間内に置かれた半波長ダイポールアンテナの遠方界を導出し、結果を理論値と比較し、妥当性の確認したあとで、車内に置かれた半波長ダイポールアンテナの車を含んだ全体の遠方界を導出した。

4.1 半波長ダイポールアンテナの遠方界特性

半波長ダイポールアンテナは、アンテナ構造が簡単である上、放射する電磁界理論がすでによくわかっているので導出した結果の妥当性を検討するのに都合がよい。すなわち、ダイポールアンテナの理論式により求めた遠方界と比較することで、本研究の手法を評価できると考えられる。アンテナは PML 吸収境界を含めて $102 \times 102 \times 102$ [セル] の解析領域の中心に置いた。その詳細は図 4 に示す。半波長ダイポールアンテナの周波数領域における近傍界か

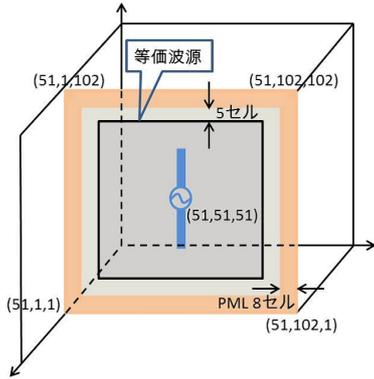


図 4: シミュレーション詳細

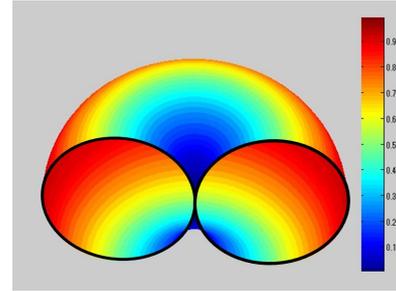


図 7: 半分にカットした半波長ダイポールアンテナ放射パターンの 3D 表示

ら遠方界導出のシミュレーション結果は図 5～図 7 に示す。これらの図より、本研究の FDTD 法による近傍界

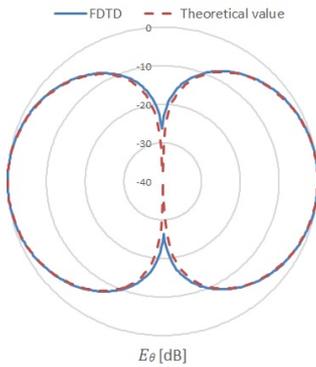


図 5: 遠方界 (E_θ) の指向性

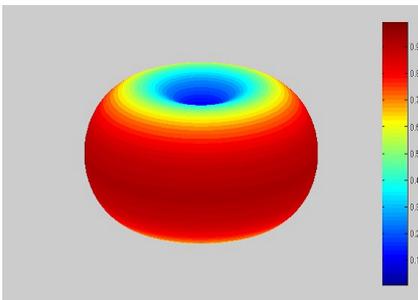


図 6: 半波長ダイポールアンテナ放射パターンの 3D 表示

からの遠方界導出という手法で得られた半波長ダイポールアンテナの遠方界シミュレーション結果は理論値にかなり近いことがわかる。この手法を用いて散乱体を置いた場合の散乱体を含めた全体の指向性の求めることが可

能であることが示された。

4.2 車モデルを含めた全体の遠方界特性

本節では車両内で携帯端末を使用した際の電波放射の様子を FDTD 法を用いて解析し、得られた近傍界から車モデルを含めて全体の遠方界の導出を行う。シミュレーションする際、携帯端末は半波長ダイポールアンテナと見立て、表 1 に示したパラメータを用る。車モデルは吉川氏が作成したモデルを用いることにする [6]。

表 1: パラメータ

アンテナ	半波長ダイポールアンテナ
周波数 f	1.5[GHz]
セルサイズ	$\Delta x = \Delta y = \Delta z = \lambda/20 = 1.0[\text{cm}]$
時間ステップ	$\Delta t = \frac{1}{c\sqrt{(\Delta x)^{-2} + (\Delta y)^{-2} + (\Delta z)^{-2}}} \times 0.99$
給電方法	デルタギャップ給電
吸収境界条件	PML(8 層)

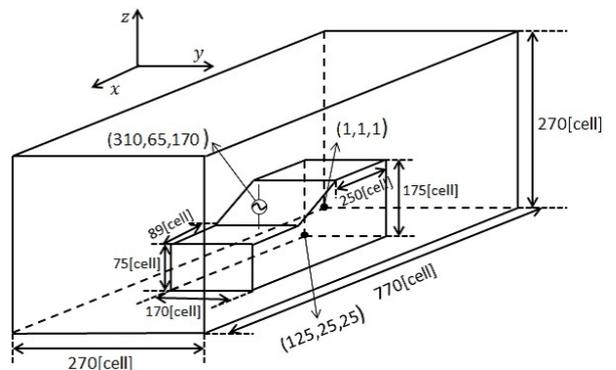


図 8: 解析領域中の車モデル

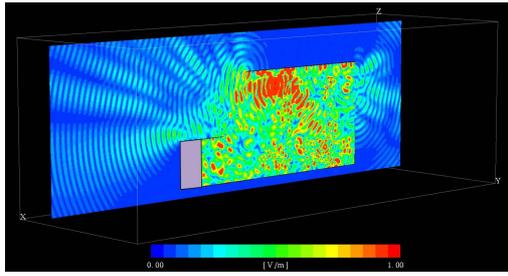


図 9: アンテナを含む断面における電磁界分布

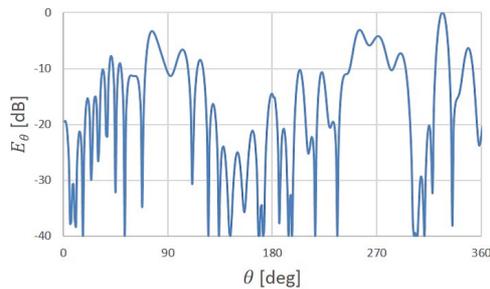


図 10: $\phi = 90^\circ$ 時の $x - z$ 面の E_θ

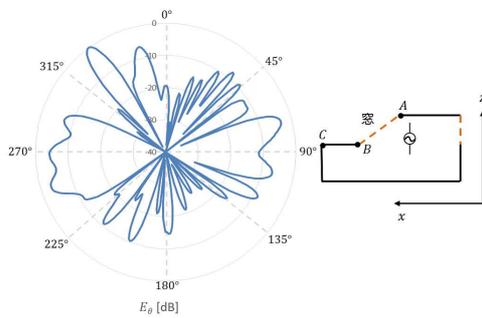


図 11: $\phi = 90^\circ$ 時の $x - z$ 面の E_θ

5. 考察

電磁界の分布を示した図 9 から、半波長ダイポールアンテナから放射された電磁波が車両の反射を受けながら前の窓と後の窓から外に伝搬する様子が見える。図 9, 図 10 と図 11 を照らし合わせてみると $\theta=90^\circ$, $\theta=270^\circ$ 時は遠方界の値が大きい、これは半波長ダイポールアンテナから車両の前の窓と後の窓を透過して外に伝搬していく波が原因である。また、約 $\theta=320^\circ$ 時の遠方界の値が最も大きい、これはダイポールアンテナから車両の前の窓を透過して外に伝搬していく波と図 11 の A 点, B 点, C 点による回折波が原因であると考えられる。 $\theta=0^\circ$ と

$\theta=90^\circ$ の時は遠方界が弱い理由は車モデルの上の壁と下の壁が完全導体で電磁波は外まで伝搬しないからである。

6. 結論

本研究では周波数領域における近傍界からの遠方界を導出する方法について検討した。放射する電磁界理論がすでに確立されている半波長ダイポールアンテナを用いて導出方法の妥当性を確認した上、自動車内で携帯電話を使用した際の電磁波放射解析を行った。近傍界を可視化で確認し、遠方界と照らし合わせながら考察をした。 θ 成分の指向性パターンは確からしい結果を得たが、今後は実測値と比較することで、さらなる妥当性の検証を行う必要があると考える。

謝辞

本研究を進めるにあたり、本研究室の白井宏教授には、何不自由ない研究環境を提供していただき、また、お忙しい中親切かつ熱心な御指導、御助言を頂いたことを心から感謝申し上げます。そして、御助言を頂いた中央大学理工学部電気電子情報通信工学科白井研究室の皆様感謝を申し上げます。

参考文献

- [1] 庄司 知史, 村本 充, 日景 隆, 大宮 学, “地上デジタル放送受信車載アンテナの放射指向特性推定,” ITE Technical Report Vol.32, No.33, PP.35-38, 2008.
- [2] 宇野 亨, “FDTD 法による電磁界及びアンテナ解析,” コロナ社, 2006.
- [3] 宇野 亨, 何 一偉, 有馬 卓司, “FDTD 法によるアンテナ/電磁波解析,” 株式会社トリケップス, 2011.
- [4] 洞内 俊行, “FDTD 法を用いた遠方散乱界の導出について,” 中央大学理工学部電気電子情報通信工学科修士論文, 2013.
- [5] 本郷 廣平, “電波工学の基礎,” 実教出版, 1998.
- [6] 吉川 貴敏, “車両内に置かれたアンテナからの放射電波の解析,” 中央大学理工学部電気電子情報通信工学科修士論文, 2012.