

3-2 実物理に則した時間領域超広帯域電磁界解析技術の研究開発

3-2 *Research on a Time-domain Broadband Electromagnetic Analysis Technique based on Real Physics*

チャカロタイ ジェドヴィスノブ

CHAKAROTHAI Jerdvisanop

電磁波の物理を記述するマクスウェル方程式は 1864 年に James C. Maxwell により導かれ、1887 年に Heinrich R. Hertz によって電磁波の存在が証明された。それから、無線通信へ最初の電磁波応用が 19 世紀初頭に Guglielmo Marconi によって開拓されて以来、これまで電磁波の応用が様々な分野への広がりを見せている。その広がりの一翼を担っているのは、厳密な電磁界理論はもとより、急速に発達してきた電磁界解析技術によるところが大きい。また、近年では、電磁波応用を促進させるために、電磁波の物理をサイバー空間上で実現できるワイヤレスエミュレータに関する研究開発が日欧米において非常に盛んである。本研究では、ワイヤレスエミュレータに電磁波の物理を組み込むための時間領域広帯域電磁界解析技術について概説し、定式化及び実装方法、今後の展開及び研究課題について述べる。

Maxwell equations describing physics of electromagnetic (EM) waves were firstly derived by James Clerk Maxwell in 1864 and the existence of EM waves was demonstrated by Heinrich Rudolf Hertz in 1887. Then, the use of EM waves in wireless communications have been exploited by Guglielmo Marconi in 1900s. Since then, applications of EM waves have been spread out to many fields. Roles in dissemination of the use of EM waves are attributed to rigorous EM theory and EM analysis techniques which have been advanced over the past 60 years. Recently, research on a system which can realize EM physics in cyber spaces, called the wireless emulator, is highly active in Japan, USA, and European countries. This paper presents a time-domain broadband EM analysis technique for the wireless emulator which includes real physics of EM waves, describes formulation and implementation, the future prospects, and challenge problems in the field of EM analysis.

1 まえがき

電磁波の基礎となる方程式は 1864 年にイギリス人のマクスウェル (James Clerk Maxwell, 1831-1879) によって導かれた [1]。それから 23 年の歳月を経て、電磁波の存在が 1887 年にドイツ人のヘルツ (Heinrich Rudolf Hertz, 1857-1894) によって実験的に証明された [2]。そして、19 世紀初頭に、イタリアの電気工学者であるマルコーニ (Guglielmo Marconi, 1874-1937) が電磁波を用いた無線通信装置を開発し、大西洋横断の無線通信 [3] を成功させて以来、現代までに工業・農業・美術・医療等の様々な分野へ電磁波応用が絶えず広がりを見せている。その広がりの一翼を担っているのは、電磁波の物理を厳密に取り扱う電磁界理論の確立はいうまでもなく、1960 年代からコンピュータの発達に伴い、高精度な電磁界解析技術の発展によるとこ

ろが大きい。

一方、近年では、実物理をサイバー空間内で再現できるサイバーフィジカルシステム (Cyber-Physical System: CPS) が注目され、実世界とサイバー空間を相互連携した社会を目指した Society 5.0 に関連した研究開発が日欧米において盛んに行われている [4]。従来は、分野ごとに情報収集・蓄積や最適化が行われてきたが、CPS の実現によって、サイバー空間上で、センシングしたデータの収集・蓄積、分野間のデータ交換・統合、解析・分析及び実世界へのフィードバックやアクチュエーション (制御) といった一連のサイクルが社会規模で可能となる。その CPS の中核機能の一つとして、電磁波応用を促進させるために、電磁波を実際に発することなく無線システムの挙動を模擬し、通信や電磁干渉の評価を可能とするワイヤレスエミュレーション (Wireless Emulation) 技術に関する研究開発が

進められている [5]。しかしながら、ワイヤレスエミュレータを実現するためには、電磁波の発生・伝搬等の様々な物理モデル及び機器間の様々な電磁干渉モデルを組み込み、電磁波の物理をサイバー空間上で高精度に再現することが必要である。ワイヤレスエミュレータを実現できれば、新たに開発された電波利用機器を導入する際、実際に利用する通信方式や使用状況を想定しながら、空間伝搬を介した既存の無線通信機器との電磁干渉を防ぎ、人体へのばく露評価・機器の適合性評価等を瞬時に解析・即座に判断し、事前予知・予測することが可能である。加えて、実世界へのフィードバックを確実性・信頼性の高いものにするためには、サイバー空間上で、実世界に基づいて物理現象を精度良く再現する必要がある。そのため、高精度で校正された測定装置を用いた、フィールドで得られた実測データを元にサイバー空間を構築する必要があるが、実測データを得るためには、非常に膨大な人的費用及び長い計測時間が伴い、かつ測定環境の変化による再現性の確保が困難である。そのため、実測データに加えて、数値解析によって得られた計算結果をサイバー空間への入力データとして用いることが考えられる。その際に、実世界における物理に則した、電磁界の物理現象を高精度に解析できる数値解法が必要である。歴史的には、電磁界の理論解析・数値解析は、周波数領域において定常状態で解くことから、計算機性能の向上により、時間領域で解くことができるようになってきた経緯がある。また、我々が実際に存在している実空間は時間が一つの軸として定義されているため、時間領域での解法を開発できれば、実世界で得られた測定データとの整合性の確保が容易になる。特に、電磁環境分野における電磁干渉評価を行うためには、実際に時間領域でのノイズ特性等を考慮し、ノイズのモデリングを行う必要があるため、時間領域での実測・解析データが必要である。

本稿では、これまで電磁環境研究室で開発してきた時間領域の超広帯域電磁界解析法について概説し、定式化及び実装方法、様々な分野への応用及び今後の展開・課題について報告する。

2 実物理に則した時間領域の超広帯域電磁界解析法

1960年代から現代まで、様々な電磁界解析手法が開発されてきた [6]-[11]。主に用いられる手法として、モーメント法 (Method of Moments) [6][7]、有限要素法 (Finite Element Method: FEM) [8] 及び時間領域有限差分 (Finite-Difference Time-Domain: FDTD) 法 [9] が挙げられる。モーメント法と FEM は周波数領域の

解法である一方、FDTD 法は時間領域解法である。それぞれの解析手法の特徴の詳細について、文献 [10][11] 等をぜひ参照されたい。このように、様々な解析手法が存在しているが、我々が実際に生活している実空間は時間を一つの軸として定義しているため、実際に観測された測定データと直接比較するためには、時間領域での解析データが必要である。さらに、前述したように、電磁干渉を評価するためには、電磁ノイズの特性を考慮した時間領域での解法が必要である。従って、時間領域における解を直接得られる FDTD 法は、ワイヤレスエミュレータ上で電磁波の物理を実現する上で、有効な手法の一つであると考えられる。また、一度の計算で得られた時間領域での解をフーリエ変換することによって、複数次周波数での解を求めることもできるため、周波数領域解法よりも計算時間が短く (複数次周波数の解を求める場合)、計算効率が良い。

一方で、実世界におけるすべての物質は固有の電気的特性 (誘電率・透磁率など) を有しており、電磁波に対する時間領域での応答が個々異なる。したがって、ある物質の正確な時間応答を知るためには、電気的特性を表す誘電率及び透磁率を正確に解析に組み込む必要がある。多くの場合、実際の物質の誘電率及び透磁率は周波数分散性 (= 時間応答特性) を有しているため、計算アルゴリズム上で特別な工夫が必要である。分散モデルの例としては、Debye [12]、Drude [13]、Lorentz [14]、Cole-Cole [15]、Davidson-Cole [16]、Havriliak-Negami [17]、Raicu [18]、Sellmeier [19] 等の様々な式が挙げられる。各分散式内のパラメータは通常、実測して得られたデータをフィッティングすることによって求められる。

これまで、Debye、Drude 及び Lorentz の分散式を FDTD 法へ組み込むために、回帰的畳込み (Recursive Convolution: RC) 法 [20]、線形区分回帰的畳込み (Piecewise Linear Recursive Convolution: PLRC) 法 [21]、台形型回帰的畳込み (Trapezoidal Recursive Convolution: TRC) 法 [22]、補助微分方程式 (Auxiliary Differential Equation: ADE) 法 [23][24]、 z 領域法 [25] 等の様々な手法がこれまで提案されているが、比較的簡素な分散モデルにしか適用することができない問題がある。上記のいずれの手法も Cole-Cole や Havriliak-Negami 等のより複雑な分散モデルを時間領域解法へ組み込むことが困難であったが、本稿で述べるこれまで著者が提案した解析手法を用いることで、この問題を比較的容易に取り扱うことができる。提案法では、逆ラプラス変換 (Fast Inverse Laplace Transform: FILT) [26] 及び Prony 法 [27] を組み合わせることで、様々な分散式を一般化し、FDTD 法において容易に取り扱うことができる [28]。本稿では、一般化された時

間領域広帯域電磁界解析法についてまず概説し、定式化及び妥当性検証を行った。さらに、ばく露評価、広帯域アンテナの設計及びプリント基板上のパルス伝搬の解析例を示し、最後に、本手法の様々な分野への拡張性について議論する。

2.1 FDTD 法の定式化

まず、マクスウェル方程式より電束密度 \mathbf{D} は次式のように電界 \mathbf{E} と関連付けられている。

$$\mathbf{D}(\omega) = \varepsilon_0 \varepsilon_r(\omega) \mathbf{E}(\omega) = \varepsilon_0 \varepsilon_{r\infty} \mathbf{E}(\omega) + \varepsilon_0 \chi(\omega) \mathbf{E}(\omega) \quad (1)$$

ここで、 $\varepsilon_{r\infty}$ 及び $\chi(\omega)$ はそれぞれ無限周波数における比誘電率及び電気感受率である。 ω は角周波数、 ε_0 は真空の誘電率である。式 (1) の第二項は時間領域において電気感受率と電界との畳み込み積分によって表現することができるため、

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(t) &= \varepsilon_0 \varepsilon_{r\infty} \mathbf{E}(t) + \varepsilon_0 \chi(t) * \mathbf{E}(t) \\ &= \varepsilon_0 \varepsilon_{r\infty} \mathbf{E}(t) + \varepsilon_0 \int_0^t \chi(\tau) \mathbf{E}(t - \tau) d\tau. \end{aligned} \quad (2)$$

となる。式 (2) における畳み込み積分の直接計算を行う場合、過去の電界の値を必要としているため、非常に多くの計算時間及びメモリが必要である。しかし、直接計算の代わりに、式 (2) を次式のように z 領域に変換できれば、式 (2) の右辺の第 2 項は、比誘電率と電界の掛け算で表すことができる。

$$\mathbf{D}(z) = \varepsilon_0 \varepsilon_{r\infty} \mathbf{E}(z) + \varepsilon_0 X(z) \mathbf{E}(z) \quad (3)$$

上式より $X(z)$ はデジタルフィルタ理論における電界 \mathbf{E} から電束密度 \mathbf{D} への遷移関数を表す。式 (3) における第二項を計算するためには、 $X(z)$ を知る必要がある。ここで、FILT 及び Prony 法の 2 段階処理を用いることにより、 $\chi(\omega)$ から $X(z)$ を求めることができる [28][29]。まず、FILT を複素周波数領域における電気感受率に適用することで、電気感受率の時間領域でのインパルス応答を次のように数値的に求めることができる。

$$X(t) = \mathcal{L}^{-1}\{\chi(s)\} \quad (4)$$

ただし、 $X(t)$ は数値的に時間 $t = n\Delta t$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N_l$) において FILT によって求めたものである。 N_l は総時間ステップの数である。FILT については、文献 [6]、[30] に記載されているため、ここでは省略する。次に、 $X(t)$ に対して Prony 法を適用し、 z 領域の無限インパルス応答 (Infinite Impulse Response: IIR) を求め、IIR 表現における各パラメータを抽出する。

$$\begin{aligned} X(z) &= Z\{X(t)\} \\ &= \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{N-1} z^{-(N-1)}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}} \\ &= \frac{\sum_{j=0}^{N_f-1} b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^{N_f} b_i z^{-i}} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 a_i と b_j は IIR システムのフィルタ係数である。 N_f は IIR システム内の極数である。また、 $X(t)$ は実関数であることと、 $t < 0$ で $X(t) = 0$ という因果性の条件より $X(z)$ のすべての極は実数が共役を有する複素数の対でなければならないため、式 (5) は次式のように変形できる [28]。

$$X(z) = \sum_{l=1}^{N_l} \frac{A_l}{1 - p_l z^{-1}} + \sum_{k=1}^{N_k} \frac{B_k - C_k z^{-1}}{1 - r_k z^{-1} + q_k z^{-2}} \quad (6)$$

N_l 及び N_k はそれぞれ実数の極及び複素数の極である。係数 A_l , p_l , B_k , C_k , r_k 及び q_k はすべて実数であり、Prony 法により求めることができる。例として、生体組織の分散モデルとして広く用いられている Cole-Cole モデル [17] は次式で表すことができる。

$$\chi_i(\omega) = \frac{\Delta \chi_i}{1 + (j\omega \tau_i)^{1-\alpha_i}} \quad (7)$$

ここで、 $\Delta \chi_i$, τ_i 及び α_i はそれぞれ i 番目の無限周波数における比誘電率、緩和時間及び分散の広がりを表すパラメータである。式 (7) を比誘電率の式

$$\varepsilon_r(\omega) = \varepsilon_{r\infty} + \frac{\sigma}{j\omega \varepsilon_0} + \sum_{i=1}^{N_r} \chi_i(\omega) \quad (8)$$

の中の $\chi_i(\omega)$ に代入した後、式 (8) を z 領域の表現に変換して整理すると、次の電界更新式を得ることができる [28]。

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^n &= \frac{1}{L_1} \left[\frac{\mathbf{D}^n}{\varepsilon_0} - L_2 \mathbf{E}^{n-1} - I^{n-1} - \sum_{l=1}^{N_l} p_l \mathbf{P}_l^{n-1} \right. \\ &\quad \left. - \sum_{k=1}^{N_k} r_k \mathbf{Q}_k^{n-1} + \sum_{k=1}^{N_k} q_k \mathbf{Q}_k^{n-2} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

ただし、

$$L_1 = \varepsilon_{r\infty} + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon_0} + \sum_{l=1}^{N_l} A_l + \sum_{k=1}^{N_k} B_k \quad (10)$$

$$L_2 = \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon_0} - \sum_{k=1}^{N_k} C_k \quad (11)$$

$$\mathbf{I}^n = \mathbf{I}^{n-1} + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon_0} (\mathbf{E}^n + \mathbf{E}^{n-1}) \quad (12)$$

$$\mathbf{P}_l^n = p_l \mathbf{P}_l^{n-1} + A_l \mathbf{E}^n \quad (13)$$

$$\mathbf{Q}_k^n = r_k \mathbf{Q}_k^{n-1} - q_k \mathbf{Q}_k^{n-2} + r_k \mathbf{Q}_k^{n-1} + B_k \mathbf{E}^n - C_k \mathbf{E}^{n-1} \quad (14)$$

一方で、電束密度 \mathbf{D}^n 及び \mathbf{H}^n は中心差分法を用いて、次式によって更新することができる。

$$\mathbf{D}^n = \mathbf{D}^{n-1} + \Delta t \nabla \times \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} \quad (15)$$

$$\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} = \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu_0} \nabla \times \mathbf{E}^n \quad (16)$$

ここで、 μ_0 は真空の透磁率である。透磁率に関して分散性を有している場合も同様に定式化を行うことができる [30]。図 1 に本手法の計算フローチャートを示している。まず、更新式内の係数 A_l, p_l, B_k, C_k, r_k 及び q_k を FILT 及び Prony 法によって求めてファイルに保存しておく。次に、FDTD プログラムの実行が開始される前に、係数の値をファイルから読み込んで、 L_1

及び L_2 をそれぞれ式 (9) 及び (10) によって計算する。そして FDTD 計算は式 (15) を用いて、電束密度 \mathbf{D}^n の更新から始まり、続いて式 (9) を用いて電界 \mathbf{E}^n を更新する。式 (12) - (14) より補助的な変数 $\mathbf{I}^n, \mathbf{P}_l^n, \mathbf{Q}_k^n$ を更新した後、最後に式 (16) より磁界の次の時間ステップ $\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}}$ を計算して、FDTD ループの最初に戻って所望の時間ステップ数まで計算を繰り返す。

2.2 更新係数の決定

更新方程式 (9), (12) - (14) 中の係数 A_l, p_l, B_k, C_k, r_k 及び q_k はフィルタ係数 a_i 及び b_i から次のように求めることができる。例として生体組織である皮下脂肪 (Fat-Subcutaneous) に対して本手法を適用する。生体組織は式 (8) のように複数項の Cole-Cole モデルによって表すことができ、それぞれの変数 $\epsilon_{\infty}, \sigma, \Delta\chi_i, \tau_i$ 及び α_i を表 1 に示す。表からわかるように Cole-Cole 分散の項は 2 つ ($N_c = 2$) ある。なお、各パラメータの値は NICT が提供している数値データから抽出した [32]。文献 [32] における分散モデルは、1 MHz から 100 GHz までの生体組織の複素比誘電率の実測データに対してフィッティングした結果であるが、本検討では、1 GHz ~ 1 THz までの解析結果を示す。まず、式 (7) を複素周波数領域へ変換し、時間ステップ間隔で規格化すると、

$$\chi_i(\omega) = \frac{\Delta\chi_i}{1 + \left(s \frac{\tau_i}{\Delta t}\right)^{1-\alpha_i}} \quad (17)$$

となる。上式に FILT を適用し、数値的に求めた時間領域インパルス応答を図 2 に示す。なお、インパルス応答を求める際に用いる時間ステップ間隔 Δt は、19.258 fs とした。また、FILT の精度を決めるパラメータである p (Euler 級数の打ち切り数) 及び α は両者とも 5 とした [6][30][31]。図 2 には、FILT によって得られたインパルス応答及びインパルス応答に対して Prony 法を適用して、フィッティングした結果を示す。図 2 から初期における第一の分散項 X_1 の振幅が第二の分散項 X_2 のそれよりも約 100 倍大きいことが、時間が経つにつれ、その差が小さくなり、第二の分散項からの寄与は時間ステップが進むにつれて、大きくなること分かる。

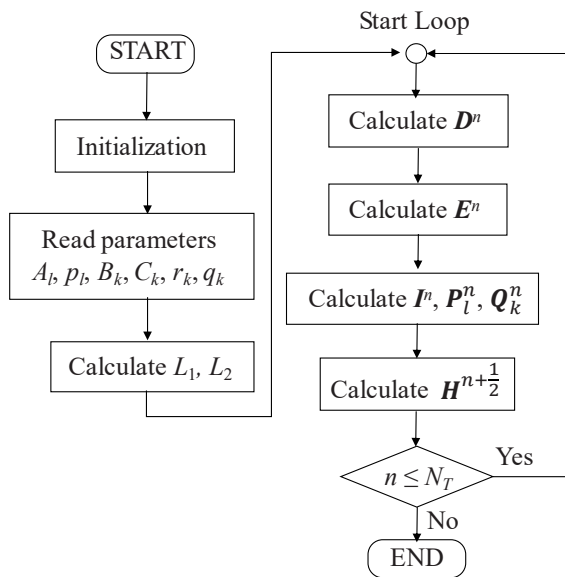


図 1 計算フローチャート

表 1 皮下脂肪の複素比誘電率の各パラメータ [32]

Parameters	Value	Parameters	Value	Parameters	Value	Parameters	Value
ϵ_{∞}	2.551	σ (S/m)	0.0016	τ_1 (ps)	12.431	τ_2 (μ s)	1.017
$\Delta\chi_1$	3.880	$\Delta\chi_2$	2464	α_1	0.199	α_2	0.073

Cole-Cole 分散式に対して FILT を適用し、時間領域インパルス応答を求めた後、Prony 法を用いて、IIR システムの z 領域での応答を次のように求めることができる。

$$X(z) = \frac{\sum_{j=0}^{N_f-1} b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^{N_f} b_i z^{-i}} = \sum_{i=1}^{N_f} \frac{G_i}{1 - h_i z^{-1}} \quad (18)$$

ただし、 G_i 及び h_i は実数または共役を有する複素数の対である。Cole-Cole モデルの場合、時間領域インパルス応答が単調に減衰する関数で表されるため、 G_i 及び h_i は実数のみで表現できることが分かった。したがって、式 (6) 中の N_k はゼロとなり、係数 B_k, C_k, r_k 及び q_k も同様にゼロとなる。一方、 N_l はゼロではない整数となり、それぞれの分散項で異なる値を持つ。 A_l 及び p_l は式 (6) と (18) を比較することで、以下のように求まる。

$$A_l = G_l, \quad p_l = h_l \quad (19)$$

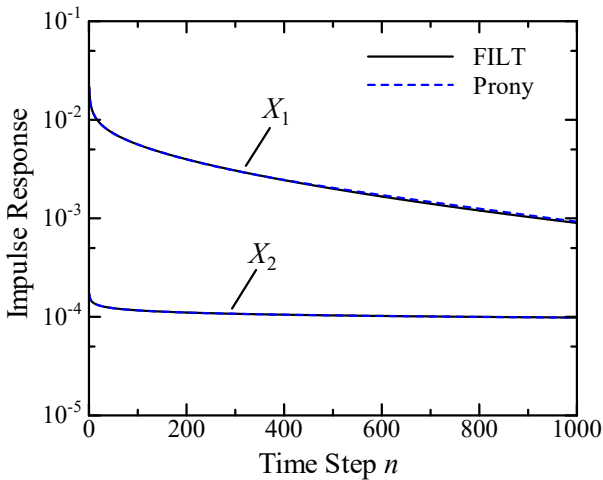


図 2 皮下脂肪の各 Cole-Cole 項に対する時間領域インパルス応答

生体組織が脂肪の場合、Cole-Cole モデルを表現するために必要な係数の数はそれぞれ X_1 及び X_2 に対して、8 及び 12 であり、すべての A_l 及び p_l を表 2 に示す。

本研究で用いた Cole-Cole モデルに対しては、共役を持つ複素数の数 N_k がゼロであるが、Lorentz 分散等の場合、 N_k がゼロではない整数であるため、更新方程式中の係数 B_k, C_k, r_k 及び q_k が値を持つ。このとき、式 (18) 中の $G_i = a + jb, h_i = c + jd$ とすれば、その共役は $G_i^* = a - jb, h_i^* = c - jd$ となり、各係数は以下のように求まる。

$$B_k = 2a, \quad C_k = 2(ac + bd), \quad r_k = 2c, \quad q_k = c^2 + d^2 \quad (20)$$

これらの係数を直接電界の更新式である式 (9), (12) - (14) の中に代入して計算する。 N_k がゼロではない (Lorentz 分散など) 場合でも適用できることを文献 [28][30] に示している。

2.3 一次元モデルを用いた妥当性確認

上記の手法の妥当性を検討するために、生体組織の中の一次元伝搬解析を行う。生体組織は皮膚 (表皮と真皮の複合組織、Skin-Epidermis+Dermis)、皮下脂肪 (Fat-Subcutaneous)、筋肉 (Muscle-Thigh) の 3 種類である [32]。それぞれの生体組織は、複数項の Cole-Cole モデルによって複素比誘電率を表現しており、各パラメータは文献 [32] から抽出された。2.2 の手順に従って、FILT 及び Prony 法を適用し、それぞれの生体組織に対する更新係数を数値的に求めた。必要な係数は皮膚の場合 15 個、皮下脂肪の場合 20 個、そして筋肉の場合 20 個である。

解析空間の大きさは 50 mm (総セル数は 5,000) であり、空気及び生体組織のセル数はそれぞれ 1,000 セル及び 4,000 セルである。ここで、解像度及び時間ステップ間隔はそれぞれ $\Delta x = 0.01$ mm 及び $\Delta t = 19.258$ fs と

表 2 脂肪の分散 X_1, X_2 に対応する更新方程式中の係数

X_1 に対応する各係数の値 ($N_\ell = 8$)		X_2 に対応する各係数の値 ($N_\ell = 12$)	
$A_1 = 4.3728 \times 10^{-3}$	$p_1 = 0.99192$	$A_1 = 9.8636 \times 10^{-5}$	$p_1 = 0.99975$
$A_2 = 4.1809 \times 10^{-3}$	$p_2 = 0.99849$	$A_2 = 1.7423 \times 10^{-5}$	$p_2 = 0.99791$
$A_3 = 2.9936 \times 10^{-3}$	$p_3 = 0.96307$	$A_3 = 1.2104 \times 10^{-5}$	$p_3 = 0.98830$
$A_4 = 2.4392 \times 10^{-3}$	$p_4 = 0.89470$	$A_4 = 9.1896 \times 10^{-6}$	$p_4 = 0.96384$
$A_5 = 2.1164 \times 10^{-3}$	$p_5 = 0.77386$	$A_5 = 7.3501 \times 10^{-6}$	$p_5 = 0.91798$
$A_6 = 1.8934 \times 10^{-3}$	$p_6 = 0.59340$	$A_6 = 6.0666 \times 10^{-6}$	$p_6 = 0.84601$
$A_7 = 1.6760 \times 10^{-3}$	$p_7 = 0.35961$	$A_7 = 5.0981 \times 10^{-6}$	$p_7 = 0.74581$
$A_8 = 1.3178 \times 10^{-3}$	$p_8 = 0.12172$	$A_8 = 4.3193 \times 10^{-6}$	$p_8 = 0.61866$
		$A_9 = 3.6575 \times 10^{-6}$	$p_9 = 0.47012$
		$A_{10} = 3.0367 \times 10^{-6}$	$p_{10} = 0.31148$
		$A_{11} = 2.4128 \times 10^{-6}$	$p_{11} = 0.16172$
		$A_{12} = 1.7299 \times 10^{-6}$	$p_{12} = 0.04785$

3 先端 EMC 技術 (較正技術)

した。計算ステップ数は 500,000 ステップである。解析空間の両端の境界は 8 層の畳込型完全整合層 (Convolutional Perfectly Matched Layer: CPML) [33] を適用し、外側に伝搬する電磁波を吸収させる。また、入射界として用いたガウシアンパルスは以下の式で表される。

$$E^{\text{inc}}(t) = \exp\left(-\left(\frac{t-T_0}{a_0}\right)^2\right)u(t), \quad (21)$$

ただし、 $T_0 = 1.9238 \text{ ps}$, $a_0 = 0.7308 \text{ ps}$ である。

本手法を用いて数値的に求めたそれぞれの皮膚、皮下脂肪及び筋肉の反射係数を図 3(a) に示す。周波数範囲は 1 GHz ~ 1 THz である。図 3(b) からわかるように、本手法による解析結果は Cole-Cole 分散式から得られた複素誘電率を用いて求めた反射係数の理論値と非常に良い一致を示しており、1 GHz ~ 1 THz の周波数範囲における最大の誤差は、約 3.2 % 以下であることから、手法の妥当性を確認した。

次に一次元解析モデルにおいて、皮膚、皮下脂肪及び筋肉を含む 3 層の生体組織内の電波伝搬解析を行った。それぞれの空気、皮膚、皮下脂肪及び筋肉の層の厚さは 10 mm、1 mm、3 mm 及び 36 mm とした。全体の解析領域の大きさは 50 mm である。解像度、時間ステップ及び計算ステップ数は前述の解析と同じである。

図 4 (a) は 3 層の生体組織から反射されたパルス波形を示す。図 4 (a) には皮膚組織からの反射されたパルス波形も示してある。図 4 (a) に示すように、3 層の生体組織からのパルス波形の初期応答は皮膚と同じであるが、約 65 ps 後には両者の差は明確である。3 層の生体組織の場合、65 ps 後にはまだ振動しながら、振幅が減衰していくが、皮膚の場合には、この振動が見られない。これは脂肪層及び筋肉層からの多重反射によるものであると考えられる。時間領域の反射波形をフーリエ変換して反射係数を求めた結果を図 4 (b) に示す。図 4 (b) には、理論式で求めたものも併せて示

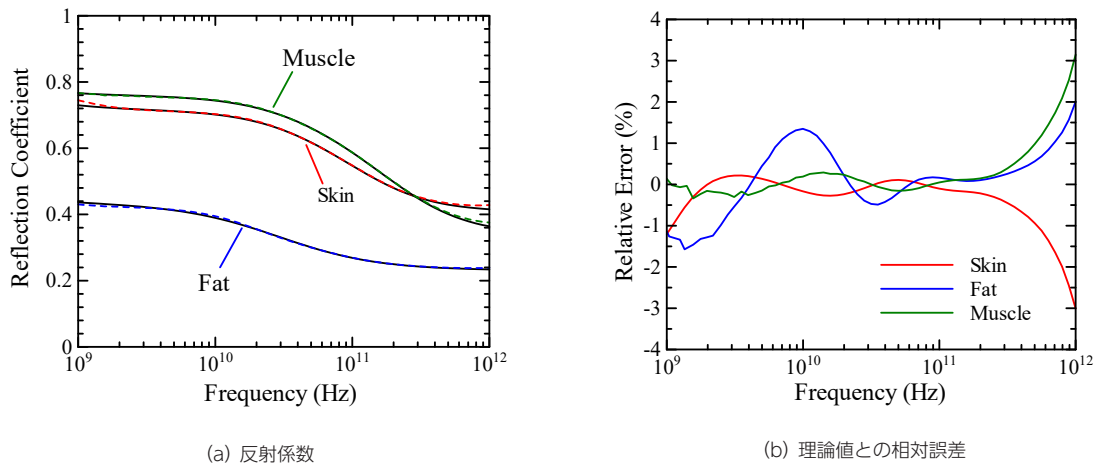


図 3 皮膚、脂肪及び筋肉の反射係数及び理論値との相対誤差

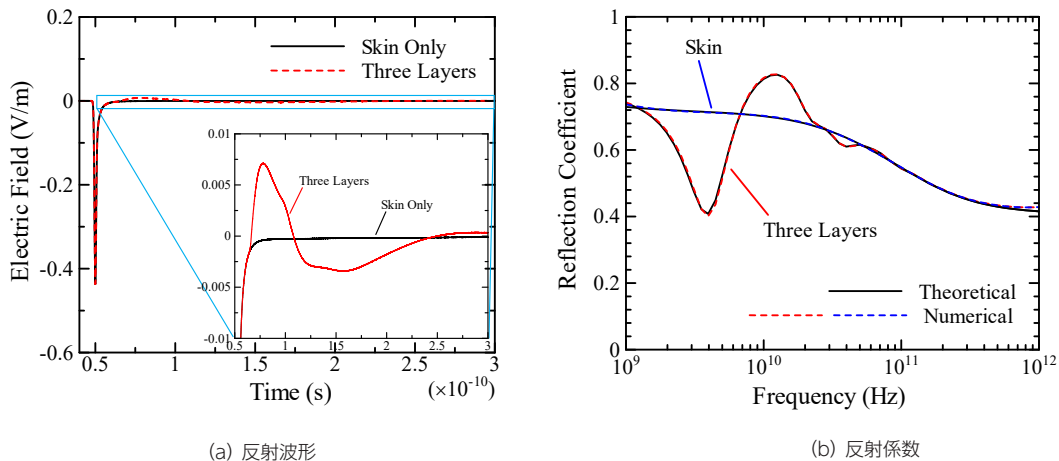


図 4 皮膚、皮下脂肪及び筋肉の 3 層構造からの反射波形及び反射係数

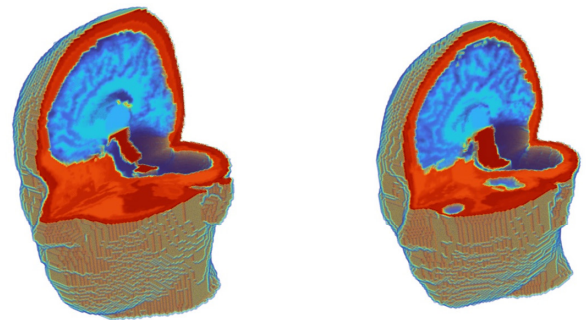
してある [34]。反射係数の解析結果と理論値との差異は 1 GHz～1 THz の範囲で、3.4 % 以下であり、よく一致していることを確認した。図 4 (a) に示す波形では、ほとんどその違いが見られないが、周波数領域において特に 1 GHz～50 GHz の範囲で反射係数の差異が明確に表れていることが分かる。したがって、時間領域において高精度な解を求めることが非常に重要であることを示した。

3 様々な応用例

本章では、これまで述べた解析手法の様々な応用例を示す。具体的には、電磁パルスによる人体頭部への過渡的なエネルギー吸収量の解析、人体近傍の広帯域アンテナの設計・解析及びプリント基板上マイクロストリップ線路内の信号伝搬特性の解析に関して、本手法の妥当性及び有効性を示しながら、それぞれの応用例での解析結果について議論する。

3.1 電磁パルスによる人体頭部への過渡的なエネルギー吸収量の解析 [35]

第二次世界大戦において、軍用レーダが多く運用されるようになったため、近傍で作業する人にレーダから発射される電磁波が影響を与えることが懸念され、電磁波による生体影響に関する研究分野が発達してきた経緯がある [36]。実際に人体への吸収量を測定することは困難であるため、数値解析によって定量的な吸収量の評価が行われる場合が多い。電磁界理論による球や楕円体等の比較的簡単な解析モデルを用いた吸収量解析 [36][37] から、近年では、より実際の人体に近い解析モデルを用いたばく露評価研究があった [38]-[42]。しかしながら、これまで時間領域解析へ生体組織の誘電分散を表す Cole-Cole モデルを組み込むことが困難であったため、従来の計算方法を用いた場合、ある特定の周波数だけにおける吸収量の解しか得られない (例えば、[41])。一方で、実際に無線通信に使われる電磁波は通信方式によっては、非常に広い帯域を有する信号を解析しなければならない。例として、IEEE802.15.4a の規格で策定されている超広帯域 (Ultra-Wideband: UWB) 通信の使用可能周波数帯域は、3.1～10.6 GHz で非常に広帯域である [43]。UWB 通信の特徴として、非常に短いパルスを用いることで、高速・低遅延通信、高い距離測定の精度、他の機器への干渉の低減等の様々な利点がある一方、人体近傍で通信を行う場合の人体への影響が未知であるため、通信システムの設計が困難である。本稿で示す解析手法を用いることで、文献 [44] [45] に示すように、電磁パルスに対するばく露評価を行うことができる。また、



(a) TARO 頭部モデル (b) HANAKO 頭部モデル
図 5 人体頭部モデル (断面構造が見えるようにカットされている)

Prony 法により求めた更新係数から Debye のパラメータを抽出し、複数項の Debye 分散の等価回路モデルにおける各抵抗成分の吸収エネルギー量を計算することで、UWB 通信に用いられる任意の電磁パルスの波形に対する人体への過渡的なエネルギー吸収量を解析することができる [35]。この節では、例として、人体頭部へのパルスの過渡的なエネルギー吸収量を解析した結果を示す。

まず、使用した人体頭部モデルを図 5 に示す。NICT が開発した TARO 及び HANAKO モデルの全身モデルから頭部のみ抽出したものである [46]。生体組織の数は 26 組織で、解析モデルの解像度は 2 mm である。すべての生体組織は 4 項 Cole-Cole モデルで表され、各分散パラメータを文献 [47] より抽出した。入射電界振幅は、1 V/m で、人体頭部モデルの正面から入射する縦偏波を有する平面波である。入射パルス波形は式 (20) に表されるガウシアンパルスであり、各パラメータは、 $T_0 = 0.385$ ns, $a_0 = 0.146$ ns である。時間ステップ間隔は 3.84 ps で、8 層の PML を含む解析空間は、両モデルとも $166 \times 156 \times 172$ セルである。計算時間は、10,000 ステップで TARO 及び HANAKO の場合、それぞれ 759 秒及び 750 秒であった。

図 6 及び図 7 はそれぞれ TARO 及び HANAKO モデル内の各計算ステップにおける過渡的なエネルギー吸収量の分布を表す。図 6 (a) 及び図 7 (a) に示す 150 ステップにおいては、正面から入射してきた平面波が人体モデルの顔全体に照射され、人体頭部内へ電磁波が侵入し始める。250 ステップにおいて、電磁パルスのエネルギーは時間が経つに伴い、徐々に人体頭部の深い部分まで侵入するが、エネルギー吸収量が多い部分は主に脳髄液や眼部であることが図 6 (b) 及び図 7 (b) から分かる。図 6 (c) 及び図 7 (c) に示す 350 ステップにおいて、大部分の電磁波は減衰して消えるが、頭部中心の脳髄液に沿って大きな吸収が生じることが分かる。このように従来の計算法では、生体組織の過渡的なエネルギー吸収量を求めることができないが、本

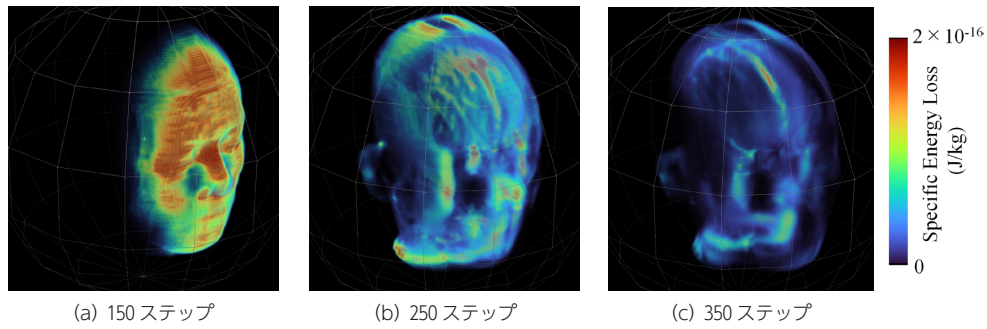


図 6 各計算ステップにおける TARO モデル内の吸収エネルギー分布

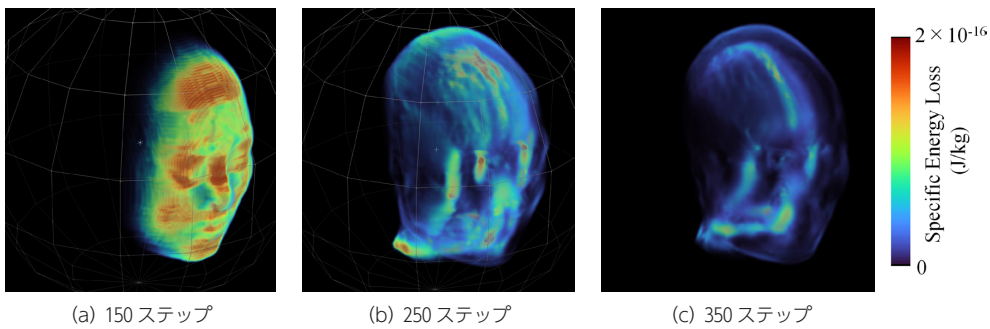


図 7 各計算ステップにおける HANA KO モデル内の吸収エネルギー分布

手法を用いることで時間領域の任意の入射電磁界に対するエネルギー吸収量や生体組織内の電界・磁界の時間的変化等を解析することができ、今後、熱解析や神経系信号伝搬解析などと組み合わせることによって電磁パルスに対するばく露評価や適合性評価等が行えるようになるため、電磁パルスを利用した次世代の電波利用機器に関する研究開発を促進させることが期待できる。

3.2 人体近傍の広帯域アンテナの設計 [29]

2002 年に米国 FCC が UWB システムを一定の制限の下に、使用者の免許手続きを免除した形で使用を認めて以来、様々な用途で UWB システムの研究開発が進められている [43]。特に UWB 通信を利用した人体周辺の様々なウェアラブルデバイスや通信機能を有する医療デバイス等が挙げられる [48]-[50]。これらのデバイスの設計・開発を行うためには、人体近傍や体内でアンテナを配置する必要があり、電磁波と人体との相互作用を考慮する必要がある。本解析手法を用いることで、人体との相互作用と考慮した広帯域アンテナの設計を高精度かつ高速に行うことができる。例として、0.3 ~ 3 GHz の超広帯域アンテナの設計結果を示す。

解析に用いたアンテナの構造を図 8(a) に示す。アンテナはカプセル内視鏡や体内インプラント等のような小型医療デバイスとの通信を目的とする。設計目標は、

0.3 ~ 3 GHz の周波数で VSWR が 2 以下である。アンテナは $a \times a = 0.03 \times 0.03 \text{ m}^2$ の 2 個の正方形パッチ及び磁性体フェライトから構成されている。給電ギャップは 2 mm とし、内部抵抗を 50Ω とした。フェライトの大きさは $0.1 \times 0.1 \text{ m}^2$ 、厚さ 6 mm である。フェライトの透磁率は TDK 社製の実測値を参考に、Lorentz 分散式に従うものとした。図 8(b) に広帯域アンテナ及び人体を含めた解析モデルを示す。人体モデルは NICT が開発した TARO モデルである [46]。生体組織の数は 52 組織で、解像度は 2 mm である。すべての生体組織は 3.1 と同様に、4 項 Cole-Cole モデルで表され、各分散パラメータを文献 [47] より抽出した。時間ステップ間隔は 3.85 ps であり、印加電圧波形はガウシアンパルス ($T_0 = 0.385 \text{ ns}$, $a_0 = 0.146 \text{ ns}$) である。解析空間は 8 層の PML を含めて、 $360 \times 200 \times 549$ セルである。10,000 ステップにかかる計算時間は人体胸部に配置した場合と人体腹部に配置した場合でそれぞれ 3,912 秒及び 4,382 秒であった。

図 9 (a) に人体胸部及び腹部に配置した場合のアンテナの給電点における反射係数の解析結果を示す。図 9 (a) に示すように筋肉と同じ電気的特性を有する大きさ $0.2 \times 0.2 \times 0.1 \text{ m}^3$ の均一の立方体形状の誘電体近傍に配置した場合は、VSWR が 2 以下で設計目標を満たすが、不均一人体の胸部及び腹部近傍にアンテナ配置を変えると、VSWR が大きく変化した。特に人体胸部の場合、設計目標である 0.3 ~ 3 GHz の範囲内で

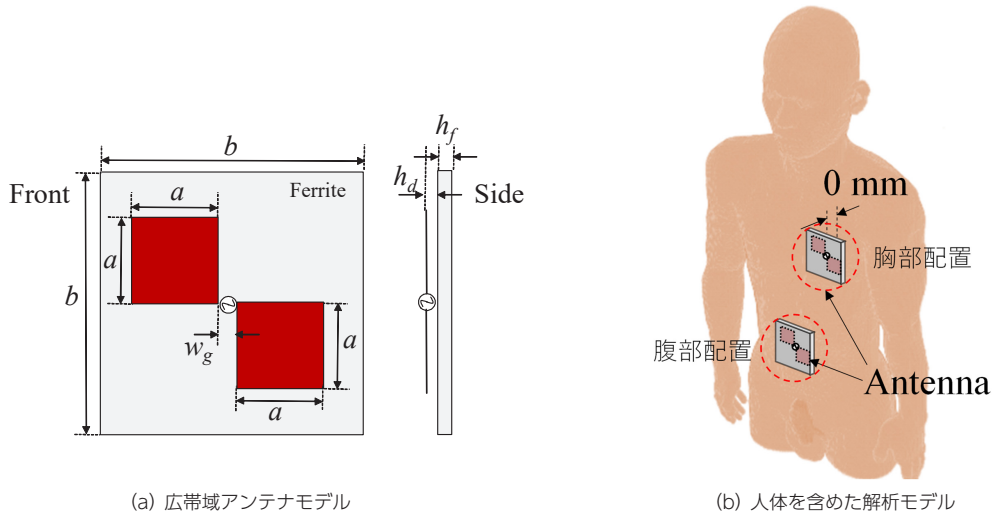


図8 アンテナ及び実際の通信状況を想定した解析モデル [29]

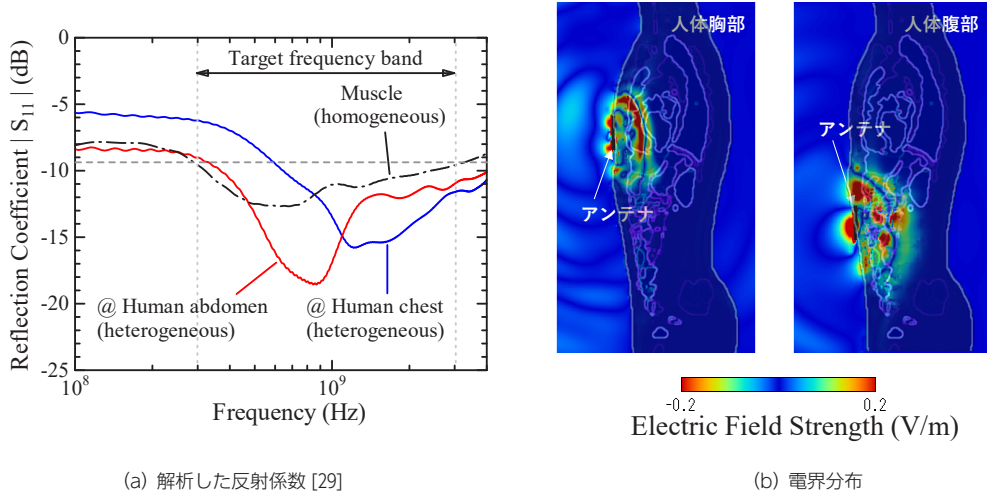


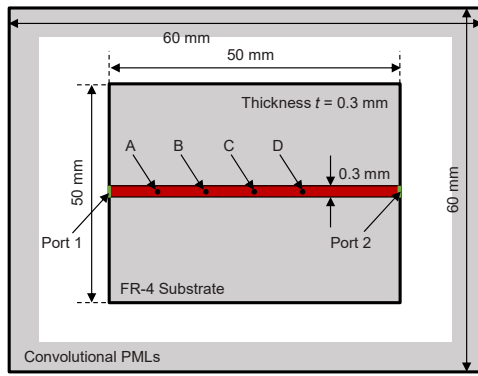
図9 広帯域アンテナの反射係数及び人体内の電界分布

VSWR が2を超えていることが分かった。これは、人体近傍のアンテナ設計において、人体との相互作用を正確に考慮することが必要であることを示す。図9(b)にある時刻での体内の電界分布を示しており、電磁波は人体の不均一な内部構造によって複雑に散乱されている様子がみてとれる。また、人体胸部で配置した場合よりも人体腹部に配置した場合の電界分布がより広がっていることから、胸部よりも腹部に電磁パルスが侵入しやすいことが分かる。本手法は、3.1で示したエネルギー吸収量の計算法と組み合わせることで、人体表面や体内外の広帯域通路路設計及び人体に対する安全性の評価を行うことができる。今後、電磁パルスを利用した次世代の電波利用機器に関する研究開発を促進させることが期待できる。

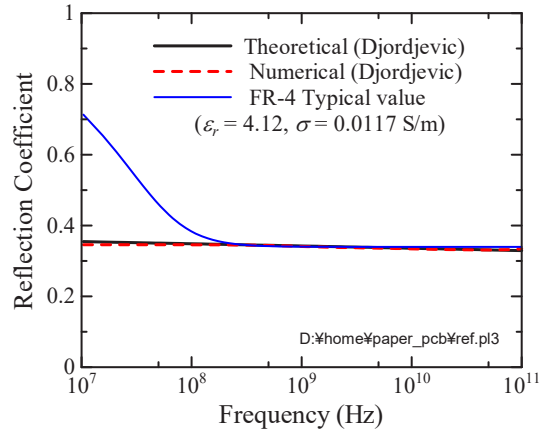
3.3 プリント基板上パルスの伝搬解析 [49]

近年、AI 及びビックデータの革新によって、より高

速な伝送が可能で、広い帯域を有するシステムが必要となり、高速デジタル回路の重要性がますます高まっている [49]。その結果、回路をより高いクロック周波数で動作させ、プリント回路基板 (Printed Circuit Board: PCB) 内でより高密な配線パターンを設計しなければならず、伝送損失・クロストーク・信号間干渉等の問題がより深刻になる [50]。これらの問題を取り除き、高い信号品質を有する PCB を設計するためには、高精度かつ広帯域な電磁界解析手法が必要である。また、デジタル信号の波形は一般的に、パルス波形であるため、FDTD 法等の時間領域での解が得られる数値解析法が用いられる [51][52]。FDTD 法はこれまで信号品質の解析や放射妨害波の評価等によく用いられてきたが、基板の誘電分散を十分に考慮されていない問題がある [53]。特に PCB 内の高速パルス伝送の際に生じる位相遅延や減衰特性を高精度に評価するためには、基板を解析する際に、基板の広帯域な誘電分散を考慮



(a) 基板モデル



(b) 次元解析による反射係数

図 10 基板の解析モデル及び反射係数の解析結果

する必要がある。そこで、この節では、基板の広帯域な分散特性を組み込み、プリント基板上パルスの伝搬解析に対する本手法の有効を示す。

解析で用いる基板は電子回路によく使われる FR-4 基板であり、基板の誘電分散は Djordjević モデルによって次のように表すことができる [54]。

$$\epsilon_r = \epsilon_{r\infty} + \frac{\Delta\epsilon}{m_2 - m_1} \log_{10} \frac{\omega_2 + j\omega}{\omega_1 + j\omega} \quad (22)$$

ここで、 $\omega_1 = 10^{m_1}$ と $\omega_2 = 10^{m_2}$ ($m_2 > m_1$) は、それぞれ解析対象となる下限と上限の角周波数である。 $\epsilon_{r\infty}$ 及び $\Delta\epsilon$ は、それぞれ無限周波数における比誘電率及び ω_1 と ω_2 の間の周波数範囲における比誘電率の変化量である。式 (22) の第二項に対して、FILT 及び Prony 法を適用することで、更新係数 A_i 及び p_i を求めることができる。なお、Djordjević モデルのインパルス応答は、生体組織の Cole-Cole モデルと同じ、時間的に単調に減衰していく関数であるため、式 (6) における $N_k = 0$ である。 A_i 及び p_i が求めれば、式 (9)、(12) - (14) を用いることで、電界を更新することができる。磁界の計算については、2 で述べた手順と同様である。詳細の計算手順はぜひ文献 [28] 及び [49] を参照されたい。

FR-4 基板の解析モデルを図 10 (a) に示す。解析空間の大きさ、FR-4 基板の大きさ及びマイクロストリップ線路幅は、それぞれ $60 \times 60 \times 5 \text{ mm}^3$ 、 $50 \times 50 \times 0.3 \text{ mm}^3$ 及び 0.3 mm である。解析空間の外側に放射される電磁波を吸収するために、8 層の CPML を設けた [33]。入射電圧波形は式 (20) で表されるガウシアンパルス ($T_0 = 19.26 \text{ ps}$, $a_0 = 5.341 \text{ ps}$) とし、基板の誘電率は式 (22) に示す Djordjević 分散式によって表し、実測データから各パラメータを求めた結果、 $\epsilon_{r\infty} = 3.185$, $\Delta\epsilon = 1.435$, $m_1 = 6$, $m_2 = 18$, $\omega_1 = 10^6$, $\omega_2 = 10^{18}$ である

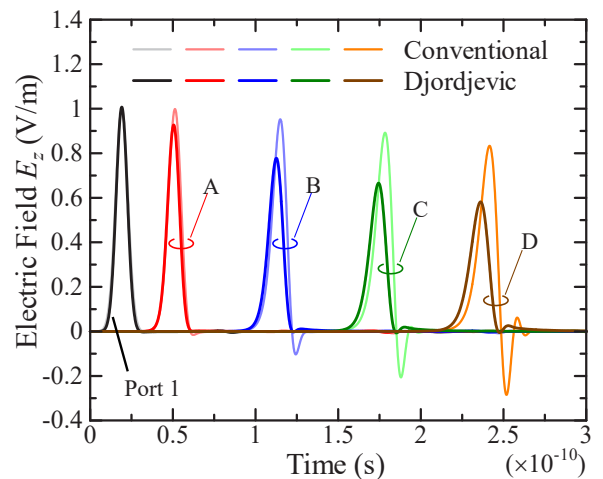


図 11 基板内パルス波形の伝搬の様子

[49]。FILT 及び Prony 法を適用して得られた電界の更新係数の数は 12 個である。2.3 で示す次元の解析モデルを用いて FR-4 基板の反射率を求めた結果を図 10 (b) に示す。図 10 (b) より解析によって得られた反射係数は、10 MHz ~ 100 GHz の周波数範囲で、式 (22) を用いて求めた反射係数の理論値と非常によく一致していることが分かる。一方で、FR-4 基板の公称値 ($\epsilon_r = 4.12$, $\sigma = 0.0117 \text{ S/m}$ または $\epsilon_r'' = 0.0815 @ 2.57 \text{ GHz}$) を用いて反射係数を求めた結果と比較すると、数百 MHz 以上の周波数においては、理論値と一致するが、100 MHz 以下の周波数で大きな差異が現れる。

図 11 に Port 1 における給電電圧波形、図 10 (a) で示す観測点 A、B、C 及び D におけるパルス信号波形を示す。観測点 A、B、C 及び D はそれぞれ Port 1 から 10 mm、20 mm、30 mm 及び 40 mm 離れた位置にある。Port 1 から印加した信号は、マイクロストリップ線路上に伝搬しながら、減衰していることがみてとれる。図 11 からわかるように、従来法で計算した場合、

信号の減衰が小さく、伝搬速度は Djordjević 分散モデルを組み込んだ解析結果よりも遅い。加えて、信号波形の歪みは、従来法による解析結果の方が大きいこともわかる。一方、Djordjević 分散モデルを組み込んだ解析したパルス波形は比較的同じ形を保ったまま、マイクロストリップ線路上に伝搬することがわかった。この傾向は、実際に伝送特性を実験と比較した結果 [49] にも示され、本手法の妥当性及び伝搬特性の解析における有効性を示した。今後、様々なプリント基板、半導体製作に用いられる結晶基板等へ適用し、次世代無線通信デバイス設計や高周波回路の設計などへの応用が考えられ、Beyond 5G の次世代無線通信システムに関する研究開発を促進させることが期待できる。

4 おわりに

本稿では、これまで開発してきた、実物理に則した時間領域超広帯域電磁界解析技術に関する概要を述べた。高精度な時間領域の解を得るためには、物質の広帯域な電気的特性(誘電率・透磁率)を考慮する必要があり、それらを数値解析に組み込まなければならない。しかしながら、これまで Debye や Lorentz モデルなどの比較的簡素な分散モデルしか考慮できなかった。本稿では、高速逆ラプラス変換及び Prony 法を利用することで、Cole-Cole、Havriliak-Negami や Djordjević 等の様々な分散モデルを統一的に組み込むことができることを示した。また、定式化及び計算手順について示し、例として生体組織の電気的特性を非常によく表せる Cole-Cole モデルに対して手法を適用し、一次元解析によって皮膚、皮下脂肪及び筋肉の反射係数を求めた結果、すべての生体組織で、Cole-Cole 分散式を用いて求めた反射係数の理論値と非常によく一致していることから手法の妥当性を確認することができた。さらに、本手法の応用例として次に述べる3つの解析モデルを挙げた。1) 電磁パルスの人体ばく露に関して、任意のパルス波形に対する過渡的なエネルギー吸収量を計算できることを示した。2) 人体近傍の広帯域アンテナの設計において、本手法を用いることで、広帯域な解が得られるため、使用メモリや計算時間などを小さくできることを示した。3) プリント基板上のパルス伝搬の解析においては、本手法を用いることで、FR-4 基板の誘電分散を正確に考慮でき、より実際の信号波形に近い結果を得ることができた。このように、本解析手法は実物理に則した、解析結果を得ることができ、高精度なワイヤレスエミュレータを実現する上でも非常に有効な解析手法であると考えられる。ほかにも、地中レーダ、医療イメージング、生体情報抽出や位置検出などの電磁パルスを利用する様々なアプ

リケーションに関して本手法の適用により研究開発を促進させることができると考えられる。

謝辞

本報告における研究成果は東北大学の澤谷邦男名誉教授及び陳強教授、東京都立大の鈴木敬久教授、法政大学の柴山純教授、奈良先端大学大学院の林優一教授、長野工業高等専門学校の日高志教授並びに Sejong University の Youngwoo Kim 助教による共同研究及び研究協力に基づいたものである。また、本報告における一部の研究は科学研究費補助金若手研究(課題番号 18K18376)の助成を受けて行われた。

【参考文献】

- 1 J. C. Maxwell, "A dynamic theory of the electromagnetic field," Philosophical Transactions of the Royal Society of London, no.155, pp.459-512, presented by Maxwell to the Royal Society on Dec. 8, 1964.
- 2 H. Hertz, "On the finite velocity of propagation of electromagnetic action," Sitzungsberichte der Berliner Academic der Wissenschaften, Feb. 2, 1888; Wiedemann's Annalen, vol.24, pp.551, reprinted in H. Hertz (translated by D. E. Jones), Electric Waves, Chap.7, pp.107-123, Dover, New York, 1962.
- 3 W. J. Baker, A History of the Marconi Company. ch. 6, pp.61-73, New York: Macmillan, 1984.
- 4 岩野和生, 高島洋典, "サイバーフィジカルシステムとIoT(モノのインターネット): 実世界と情報を結びつける," 情報管理, vol.57, no.11, pp.826-834, 2015.
- 5 原田博司, 松村武, 児島史秀, 原井洋明, 竇迫巖, 高田潤一, "サイバーフィジカル融合による電波模擬システム技術の高度化に向けた研究開発," 2021 信学総大, BI-11-2, March 2021.
- 6 K. K. Mei and J. Van Bladel, "Scattering by perfectly conducting rectangular cylinders," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.11, no.2, pp.185-192, 1963.
- 7 J. H. Richmond, "Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.13, no.3, pp.334-341, 1965.
- 8 P. P. Silvester, "Finite element solution of homogenous waveguide problems," Alta Freq., vol.38, pp.313-317, 1969.
- 9 K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.14, no.3, pp.302-307, 1966.
- 10 D. B. Davidson, "Computational Electromagnetics for RF and Microwave Engineering," Cambridge University Press; 2nd edition, 2010.
- 11 J.-M. Jin, Theory and Computation of Electromagnetic Fields, IEEE Press, 2nd edition, 2015.
- 12 P. Debye, "Zur Theorie der anomalen dispersion im gebiete der langwelligen elektrischen strahlung," Ver. Deut. Phys. Gesell., vol.15, pp.777-793, 1913.
- 13 P. Drude, Lehrbuch der optik, S. Hirzel, 1912.
- 14 H. A. Lorentz, "The theory of electrons and its applications to the phenomena of light and radiant heat," A Course of Lectures Delivered in Columbia University, New York, March/April 1909.
- 15 K. S. Cole and R. H. Cole, "Dispersion and absorption in dielectrics I. Alternating current characteristics," J. Chem. Phys., vol.9, no.4, pp.341-351, 1941.
- 16 D. W. Davidson and R. H. Cole, "Dielectric relaxation in glycerol, propylene glycol, and n-propanol," J. Chem. Phys., vol.19, no.12, pp.1484-1490, 1951.
- 17 S. Havriliak and S. Negami, "A complex plane representation of dielectric and mechanical relaxation processes in some polymers," Polymer, vol.8, pp.161-210, Jan. 1967.
- 18 V. Raicu, "Dielectric dispersion of biological matter: Model combining Debye-type and "universal" response," Phys. Rev. E, vol.60, no.4,

- pp.4677–4680, 1999.
- 19 W. Sellmeier, "Ueber die durch die Aetherschwingungen erregten Mitschwingungen der Körpertheilchen und deren Rückwirkung auf die ersten, besonders zur Erklärung der Dispersion und ihrer Anomalien," *Ann. Phys.*, vol.221, no.3, pp.399–421, 1872.
 - 20 R. Luebbers, F. P. Hunsberger, K. S. Kunz, R. B. Standler, and M. Schneider, "A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.32, no.3, pp.222–227, Aug. 1990.
 - 21 D. F. Kelley and R. J. Luebbers, "Piecewise linear recursive convolution for dispersive media using FDTD," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.44, no.6, pp.792–797, June 1996.
 - 22 R. Siushansian and J. LoVetri, "A comparison of numerical techniques for modeling electromagnetic dispersive media," *Microw. Guided Wave Lett.*, vol.5, no.12, pp.426–428, 1995.
 - 23 T. Kashiwa and I. Fukai, "A treatment by FD-TD method of dispersive characteristics associated with electronic polarization," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.3, no.6, pp.203–205, 1990.
 - 24 R. M. Joseph, S. C. Hagness, and A. Taflov, "Direct time integration of Maxwell equations in linear dispersive media with absorption for scattering and propagation of femtosecond electromagnetic pulses," *Opt. Lett.*, vol.16, no.18, pp.1412–1414, 1991.
 - 25 D. M. Sullivan, "Frequency-dependent FDTD methods using Z transforms," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.40, no.10, pp.1223–1230, 1992.
 - 26 T. Hosono, "Numerical inversion of Laplace transform and some applications to wave optics," *Radio Sci.*, vol.16, no.6, pp.1015–1019, Nov/Dec. 1981.
 - 27 C. Prony, "Essai expérimental et analytique sur les lois de la dilatabilité des fluides élastiques, et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'eau et de la vapeur de l'alcool, à différentes températures," *Journal de l'École Polytechnique*, no.2, pp.24–77, 1795.
 - 28 J. Chakarothai, "Novel FDTD scheme for analysis of frequency-dependent medium using fast inverse Laplace transform and Prony's method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.67, no.9, pp.6076–6089, 2019.
 - 29 チャカロタイジエドヴィスノブ, 和氣加奈子, 渡辺聡一, 陳強, 澤谷邦男, "超広帯域電磁界解析のための周波数依存性 FDTD 法," *電子情報通信学会 和文論文 C*, vol.J102-C, no.5, pp.102–113, May 2019 [招待論文].
 - 30 細野敏夫, "FILT の誤差解析と改良," *電子情報通信学会論文誌 C-I*, vol. J81-C-I, no.4, pp.215–221, April 1998.
 - 31 S. Kishimoto, T. Okada, S. Ohnuki, Y. Ashizawa, and K. Nakagawa, "Efficient analysis of electromagnetic fields for designing nanoscale antennas by using a boundary integral equation method with fast inverse Laplace transform," *Progress in Electromagnetic Research*, vol.146, pp.155–165, 2014.
 - 32 NICT, Database of Tissue Dielectric Properties for Electromagnetic Modeling of Human Body, https://www2.nict.go.jp/cgi-bin/202303080003/public_html/index.py.
 - 33 J. A. Roden and S. D. Gedney, "Convolution PML (CPML): An efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.27, no.5, pp.334–339, Dec. 2000.
 - 34 Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, pp.176–178, 2016 [Online]. <https://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>.
 - 35 J. Chakarothai, K. Fujii, Y. Suzuki, J. Shibayama, and K. Wake, "Analyses of transient energy deposition in biological bodies exposed to electromagnetic pulses using parameter extraction method," *IEEE Trans. Commun.*, vol.E105-B, no.6, June 2022 (Invited Paper).
 - 36 H. P. Schwan and K. Li, "Hazards due to total body irradiation by radar," *Proceeding of the IRE*, vol.44, no.11, pp.1572–1581, 1956.
 - 37 H. N. Kritikos and H. P. Schwan, "Hot spots generated in conducting spheres by electromagnetic waves and biological implications," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.BME-19, no.1, Jan. 1972.
 - 38 C. H. Durney, C. C. Johnson, and H. Massoudi, "Long-wavelength analysis of plane wave irradiation of a prolate spheroid model of man," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.MTT-23, no.2, Feb. 1975.
 - 39 D. E. Livesay and K.-M. Chen, "Electromagnetic fields induced inside arbitrarily shaped biological bodies," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol.MTT-22, pp.1273–1280, 1974.
 - 40 P. J. Dimbylow, "FDTD calculations of the whole-body averaged SAR in an anatomically realistic voxel model of the human body from 1 MHz to 1 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol.42, no.3, pp.479–490, 1997.
 - 41 T. W. Dawson and M. A. Stuchly, "High-resolution organ dosimetry for human exposure to low-frequency magnetic-field," *IEEE Trans. Magnetics*, vol.34, no.3, May 1998.
 - 42 T. Nagaoka, S. Watanabe, K. Sakurai, E. Kunieda, S. Watanabe, M. Taki, and Y. Yamanaka, "Development of realistic high-resolution whole-body voxel models of Japanese adult male and female of average height and weight, and applications of models to radio-frequency electromagnetic-field dosimetry," *Phys. Med. Biol.*, vol.49, no.1, pp.1–15, 2004.
 - 43 A. Christ, et al., "The Virtual Family – development of surface-based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations," *Phys. Med. Biol.*, vol.55, no.2, pp.N23–N38, 2010.
 - 44 Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Commun. Commission, Washington, DC, USA, 2002.
 - 45 J. Chakarothai, S. Watanabe, and K. Wake, "Numerical dosimetry of electromagnetic pulse exposures using FDTD method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.66, no.10, Oct. 2018.
 - 46 J. Chakarothai, K. Wake, and K. Fujii, "Dosimetry of various human bodies exposed to microwave broadband electromagnetic pulses," *Frontiers in Public Health*, vol.9, Article 725310, Aug. 2021.
 - 47 T. Nagaoka, S. Watanabe, K. Sakurai, E. Kunieda, S. Watanabe, M. Taki, and Y. Yamanaka, "Development of realistic high resolution whole-body voxel models of Japanese adult males and females of average height and weight, and application of models to radio-frequency electromagnetic-field dosimetry," *Phys. Med. Biol.*, vol.49, no.1, pp.1–15, 2004.
 - 48 S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, "The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues," *Phys. Biol. Med.*, vol.41, no.11, pp. 2271–2293, 1996.
 - 49 T. Kitazawa, T. Yamagiwa, Y. Kim, J. Chakarothai, Y. Hayashi, and T. Kasuga, "A novel FDTD approach considering frequency dispersion of FR-4 substrates for signal transmission analyses at GHz band," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.64, no.5, Oct. 2022.
 - 50 T.-L. Wu, F. Buesink, and F. Canavero, "Overview of signal integrity and EMC design technologies on PCB: Fundamentals and latest progress," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.55, no.4, pp.624–638, Aug. 2013.
 - 51 T. Kasuga and H. Inoue, "Elucidation on characteristics for electromagnetic noise radiation from PCB using FDTD-MAS method," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, no.3, pp.1030–1032, March 2006.
 - 52 Y. Kayano, K. Mimura, and H. Inoue, "Evaluation of imbalance component and EM radiation generated by an asymmetrical differential-paired lines structure," *Trans. Jpn. Inst. Electron. Packag.*, vol.4, no.1, pp.6–16, 2011.
 - 53 X. Ye, M. Y. Koledintseva, M. Li, and J. L. Drowniak, "DC power-bus design using FDTD modeling with dispersive media and surface mount technology components," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.43, no.4, pp.579–587, Nov. 2001.
 - 54 A. R. Djordjević, R. M. Biljic, V. D. Lika-Smiljanić, and T. K. Sarkar, "Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.43, no.4, pp.662–667, Nov. 2001.



Chakarothai Jerdvisanop (チャカロタイジェドヴィスノフ)

電磁波研究所
電磁波標準研究センター
電磁環境研究室
主任研究員
博士(工学)
電磁環境、生体電磁環境、電磁界解析、電磁界計測

【受賞歴】

- 2020年 Best Paper Award, International Symposium on Antennas and Propagations
- 2019年 電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ招待論文賞
- 2018年 Antennas and Propagation Ulrich L. Rohde Innovative Conference Paper Award on Antenna Measurements and Applications