非侵襲内部UWBレーダのための RPM法とFDTD法を併用した誘電率分布推定法

丹羽　祥尋

概要

本論文はUWB(Ultra-Wideband) レーダを用いて，非破壊検査や非侵襲生体内部計測を可能とする内部画像化技術の研究成果をまとめたものである．従来,道路内部の劣化状況を調査する非破壊検査や乳癌細胞検知等の非侵襲による生体内部の画像化技術として，X線マンモグラフィ，超音波診断等がある．しかし，X線マンモグラフィは放射線を用いるため被験者の被爆の危険性，超音波診断は反射エコー強度のみの情報しか得られないため，癌細胞等の検知が難しいことが問題となっている．低周波領域のマイクロ波UWB信号は，は高い距離分解能と誘電体透過性に優れており，対象の誘電率や導電率の電磁気的特性を定量的に抽出できることから，同信号を用いた内部画像化技術は既存技術の問題を解決する新たな手法として注目されている．

同レーダを用いた誘電体内部画像化手法にはRPM(Range Points Migration)法の原理を拡張した高精度内部目標画像化手法が提案されている．同手法はRPM法による誘電体境界推定点と同法線ベクトルから幾何光学近似により誘電体内部の伝搬経路を決定することで，波長限界を超えた精度を保持する．しかし，同手法は画像化精度が誘電率依存性を有するため誘電率推定法と併用する必要がある．一般的な誘電率推定法には領域積分方程式を用いた数値解析による手法がある．しかし，同手法はBorn近似により誘電率と真空のコントラストが大きい場合には，収束が困難になり，計算時間も膨大となる問題もある．

上記問題を改善するため，本稿では，RPM法の誘電体境界推定点群とレイトレーシング及びFDTD(Finite Difference Time Domain)法を用いた誘電率分布推定法を提案する．本手法では，均質誘電媒質に対する高精度誘電率推定法を初期値に設定し，誘電率分布を基底関数の線形混合で表現することで次元数を減らし，収束速度を速める．多次元最適化問題に対して効率的に最適解に到達可能な粒子群最適化(PSO:Particle Swarm Optimization)法を導入する．順問題解析には，始めにレイトレーシングを導入し，最適解に近付けた後，FDTD法に切り替えることで，効率的かつ高精度な誘電率推定を目指す．本手法の有効性を数値計算により評価する．

非侵襲内部 UWB レーダのための RPM 法と FDTD 法を併用した誘電率分布推定法

目次

第1章　序論

1.1　背景

レーダ (Radio Detectiong and Ranging) は送信機から電磁波を放射し，目標物体で反射され受信機で受信することで，目標物体までの距離や位置を推定する装置である．レーダの中にはUWB(Ultra Wideband) パルスレーダと呼ばれるレーダが存在する．同レーダは25%以上の比帯域幅 (10dB 帯域幅/中心周波数) もしくは，500MHz 以上の帯域幅を有する信号を用いたレーダシステムを指す [1]．同レーダは超短パルスを利用することで距離分解能を数 cm〜数 mm 程度の非常に小さく抑えることができるため，近距離空間計測や災害救助ロボットに搭載する研究が近年進められている．またUWB 信号は信号を放射する時間が短く，瞬時電力が低く抑えられるため，他の通信機器への干渉が抑えられるという利点もある．さらに高い誘電体内部透過性を有しているので，道路内部の劣化状況を調査する非破壊検査や乳癌細胞検知等の非侵襲による生体内部の画像化技術にも応用が期待されている．一般的にコンクリートや皮膚等は，導電率が低いので低周波側のマイクロ波は透過する．鉄筋や腫瘍は導電率が高いため電磁波が反射し，目標物体の深さや位置を測定できる．従来の乳癌検知にはX 線マンモグラフィ・超音波診断・核磁気共鳴画像法 (MRI:Magnetic Resonance Imaging) が挙げられる．しかし，X 線マンモグラフィは被験者の乳房を圧迫するため痛みが生じる場合があり，初期の石灰化が検知できない場合がある [2]．また被爆させる恐れがあるため，短期間で複数回の検査を行うことが困難である [3]．超音波診断では痛みと被爆の可能性はないが，高周波減衰による分解能の制限により，小さな石灰化した癌の発見が非常に難しく見落としてしまう [4]．MRI は，精度が高く，正確なしこりの位置特定が可能であるが，大型装置が必要なため検査費用が大幅にかかってしまうという欠点がある [5]．一方，マイクロ波を用いた非侵襲計測では，誘電率や導電率等の電磁気特性等を定量的に評価可能であり，偏波を用いることにより目標形状抽出性能が向上する可能性を有している．

UWB パルスレーダを用いた代表的な内部画像化手法として，合成開口レーダ (SAR:Synthetic Aperture Radar)，MIST(Microwave Imaging via Space-Time beamforming)，時間逆伝播法 (TR:Time Reversal) 及びそれらを拡張した様々な手法が提案されている [6]-[8]．しかし，上記で示した手法は，外部誘電体境界の

先見情報が予め必要である．先見情報を必要としない手法として，SARの原理を拡張した手法があるが，内部目標の像を得る際に合成開口処理を用いるため，画像が空間的な広がりを持つためでは精度が十分ではなく，また計算時間が膨大となってしまう問題がある [9]．そこで，RPM(Range Points Migration)[10]法を拡張した高精度内部目標推定法が提案されている [11][12]．同手法はRPM法に基づく高精度誘電体境界推定点及び同法線ベクトルを用いて，誘電体内部の伝搬経路を決定し，誘電体内部の目標境界を高精度に推定することが可能である．RPM法は目標境界を点群で高精度に再現し，同時に同点群に対応する法線ベクトルを求めることができる．目標境界点群と同法線ベクトルから幾何光学近似により，誘電体内部への伝搬経路を推定することができる．各経路から内部目標候補点を導き，同候補点の集積度を評価することで，高精度かつ安定な内部目標推定を実現する．

しかし，上記手法は，いずれも内部目標推定精度が誘電率に依存するため，誘電体内の誘電率が既知でなければならない．一般に，壁や人体の誘電率は個々で異なっているので正確な誘電率推定が必要である．代表的な誘電率推定手法としては，領域積分方程式の数値解析による手法やRPM法を用いた幾何光学近似に基づく均質誘電率推定法やそれを拡張した手法が提案されている [13][14]．しかし，領域積分方程式の数値解析による手法は計算負荷が膨大であることや，境界付近で推定精度が悪くなる等の問題がある．RPM法を用いた幾何光学近似に基づく均質誘電率推定法は計算時間が短いが，不均質の誘電率分布を推定することができない．乳房は乳腺と脂肪等の二つ以上の組織で形成されるため，乳癌検査では不均質誘電率推定ができなければ正確な腫瘍の位置推定ができない．これらの問題を解決する新たな誘電率分布推定法が必要とされる．

1.2 目的

本論文では，均質誘電媒質に対する高精度誘電率推定法で得られた推定結果を初期誘電率として用いる．ついで，誘電率分布を基底関数の線形混合で表現することで次元数を減らし，収束速度を速める．多次元最適化問題に対して効率的に最適解に到達可能な粒子群最適化 (PSO:Particle Swarm Optimization) を導入する．信号推定には，始めにレイトレーシングを導入し，最適解に近付けた後，FDTD(Finite-difference time-domain) 法に切り替えることで，効率的かつ高精度な誘電率推定を目指す．本手法の有効性を数値計算により評価する．

第2章　UWB レーダを用いた画像化手法及び従来の誘電率推定法

本章では，まずUWB レーダを用いた誘電体境界画像化手法について示す．次に，誘電体内部画像化手法について示す．さらに，同内部画像化手法について誘電率推定が必要であることを述べ，誘電率推定の従来研究について説明する．

2.1　UWB レーダを用いた誘電体境界推定法

本節では，誘電体境界を推定する手法として，SAR，SEABED 法，RPM 法を紹介し，その特徴及び問題点を説明する．

2.1.1　近傍界合成開口処理 (SAR)

合成開口処理 (SAR:Synthetic Aparture Radar) は，処理が単純で実装が容易なレーダ画像化手法の一つである [15]．夜間や雲，霧，噴煙下など光学観測では不可能な場合でも高分解能のレーダ画像を生成できるので，航空機や人工衛星に掲載される．レーダによる観測の場合，どの程度まで細かい対象物を判別できるかという分解能が重要である．通常レーダでは，分解能を向上させるためには，素子の指向性を高めることで実現できるが，指向性を高めるには素子を大きくする必要がある．例えば人工衛星からレーダ電波を照射して，地表で10m の分解能を達成するのに必要なアンテナの指向性を得るには，アンテナの大きさが１ km を越えてしまい，実装するには非現実的な大きさになってしまう．そこで，素子を移動しながら電波を送受信して処理を行うことで，素子を大きくした場合と同等の分解能の画像を得ることができる．また，合成開口処理では，対象物からの反射波の強度に加え，反射波の位相も得ることができるため，同一の場所に対して２度レーダで観測した信号の位相情報を用いて精度を向上させる干渉合成開口処理 (InSAR: Interferometric SAR) 等の応用や UWB パルスレーダの実験データを合成開口処理によって壁面透過画像化が行われており，UWB パルスレーダへの適用にも使用されている．

航空機や人工衛星に搭載されるため，一般的に合成開口処理は遠方界での計測を想定している．ここではUWB パルスレーダを想定しているため，近傍界における合成開口処理についての原理を示す．２次元画像空間 $\boldsymbol{r} = (x, z)$ において，素子位置 $(X, 0)$ を中心とし，観測距離 R を半径とする同心円上に各受信信号強度を空間積分することで，空間内の対象物の画像が得られる．同画像 $I(\boldsymbol{r})$

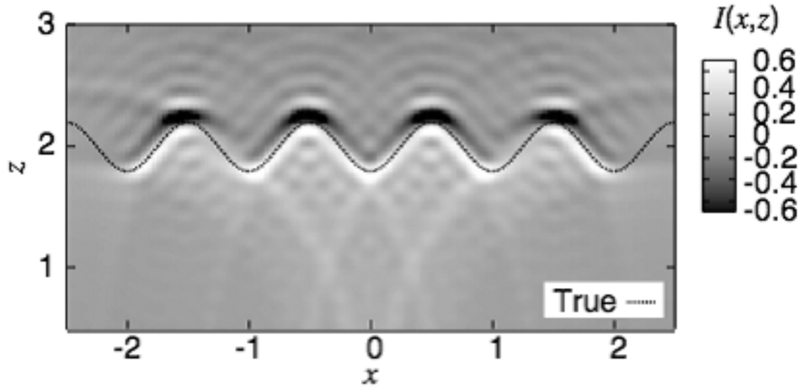


図 2.1: 合成開口処理による目標境界推定像 (出典：Accurate UWB Radar 3-D Imaging Algorithm for Complex Boundary without Range Points Connections)

は次式で表される．

$$I(\boldsymbol{r}) = \int_{X\in\Gamma} s\left(X, \sqrt{(x-X)^2 + z^2}\right) \mathrm{d}X \tag{2.1}$$

但し，Γ は素子走査領域であり，$s(X,R)$ は Wiener フィルタを通した出力である．$R = \mathrm{c}t/2$ である．目標境界は $I(\boldsymbol{r})$ の強度が卓越する部分より抽出可能である．図 2.1 に合成開口処理による目標境界推定像の例を示す．同手法は単純処理で実装でき，目標形状や雑音にかかわらず安定な画像化が可能であるという利点もある．しかし，分解能が波長で制限される．目標形状によっては虚像が現れる．さらに，対象空間全てについて演算を行うため，処理時間が膨大となるといった欠点がある．

2.1.2 SEABED 法

本節では，前節で示した合成開口処理の問題を解決する手法として高速目標境界推定法の一つである SEABED(Shape Estimation algorithm based on BST and Extraction of Directly scattered waves) 法について述べる [16]．SEABED 法は，明瞭な境界を有する目標を仮定することで，受信信号と目標形状との間に成り立つ可逆な変換関係を利用して高速な形状推定を実現したものである．これは特定の条件下に対して逆問題であるレーダ画像化が境界散乱変換の逆変換へと帰着可能であることを意味する．素子及び目標物体が存在する空間 (x,z) を実空間，受信信号から抽出される距離点群 (X,R) のある空間をデータ空間と定義する．各素子位置は $(X,0)$ であり，そこで受信された信号を Winner フィルタに通した出力 $s(X,R')$ において閾値以上の全ての極大値が距離 R となる．但

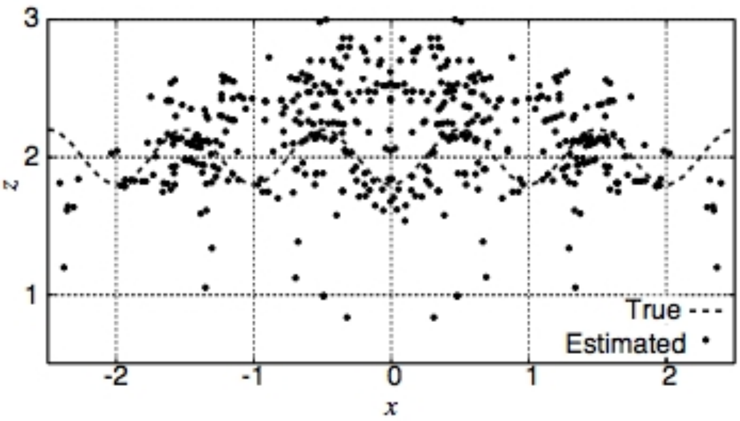


図 2.2: SEABED 法による目標境界推定像 (出典：Accurate UWB Radar 3-D Imaging Algorithm for Complex Boundary without Range Points Connections)

し，$R' = \mathrm{c}t/2\lambda$ であり，t は時間，c は光速である．以下に受信信号と目標形状との間に成り立つ可逆な変換関係を示す．

$$\left.\begin{aligned} X &= x + z\partial z/\partial x \\ R &= z\sqrt{1 + (\partial z/\partial x)^2} \end{aligned}\right\} \tag{2.2}$$

$$\left.\begin{aligned} x &= X - R\partial R/\partial X \\ z &= R\sqrt{1 - (\partial R/\partial X)^2} \end{aligned}\right\} \tag{2.3}$$

前者を境界散乱変換 (Boundary Scattering Transform，BST)，後者を逆境界散乱変換 (Inverse BST，IBST) と呼ぶ．この変換関係を適用することで，受信信号から抽出される距離点群に対して，直接的に目標境界 (x, z) が得られるため，高速目標境界推定法を実現する．しかし，同手法では目標境界が多数の凹凸面を有する場合や雑音環境下で推定誤差が上式 (2.3) に含まれている微分項によって強調されるため，適切な目標境界を推定することができない．この様子を図 2.2 に示す．

2.1.3　RPM 法

RPM(Range Points Migration) 法は，SEABED 法のような微分演算を必要とせず，距離点群を連結することなく，距離点群から目標境界上の点群への直接的な写像を可能にした手法である [10]．SEABED 法の問題点である凸凹境界面及び複雑目標等で生じる干渉の影響による推定誤差の増大を解決し，かつ高速

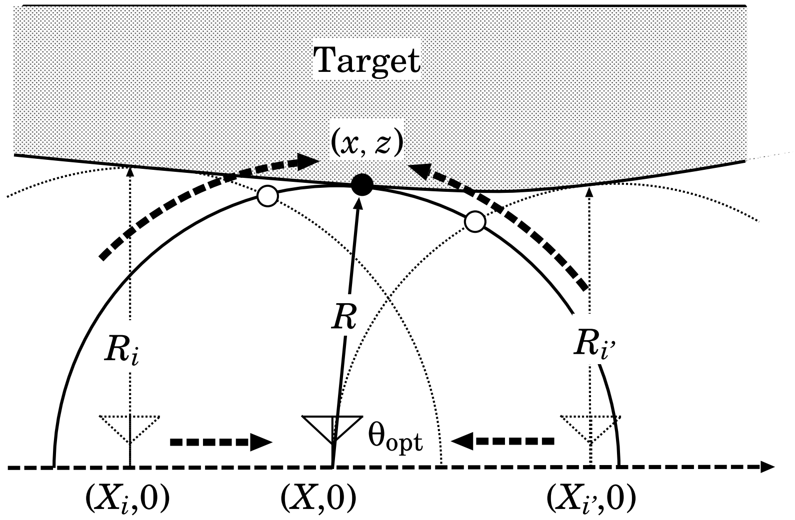


図 2.3: 交点の軌道と目標境界の関係

性を保持しながらの推定が可能である．以下，RPM 法の原理を示す．

本手法は，素子位置を中心とし，素子から目標までの観測距離を半径とする円上に目標境界が存在することを利用し，他の円との交点の集積度を評価することで目標境界点の位置を決定する手法である．各素子位置を X，観測距離を R と仮定する．観測距離は受信信号を Wiener フィルタに通した出力 $s\left(X,t\right)$ の閾値処理を行い，そのうち全ての極大値を $R=\mathrm{c}t/2\lambda$ に代入することで得る．但し，t は時間，λ は送信電流の波長，c は光速である．目標境界は中心 $(X,0)$ で半径 R の円上に存在するので他の距離点 (X_i,R_i) による円との交点を求め，その角度を $\theta\left(\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)$ とする．但し，$\boldsymbol{q}=(X,R)$, $\boldsymbol{q}_i=(X_i,R_i)$ とする．到来角度 θ は以下のメンバシップ関数 $f\left(\theta;\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)$ で定義される．

$$f\left(\theta;\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)=\exp\left\{-\frac{\left(\theta-\theta\left(\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)\right)^2}{2\sigma_\theta^2}\right\} \tag{2.4}$$

但し，$X\neq X_i$ であり，σ_θ は経験的に決定する定数である．図 2.3 に交点の軌道と目標境界の関係を示す．図 2.3 に示されるように，2 円の中心である素子 X と X_i が近づく場合，交点の到来角 $\theta\left(\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)$ が真の到来角 θ_{opt} に近づく．よって以下に示すように評価関数 $F\left(\theta;\boldsymbol{q}\right)$ を定義する．

$$F\left(\theta;\boldsymbol{q}\right)=\left|\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}s\left(\boldsymbol{q}_i\right)f\left(\theta;\boldsymbol{q},\boldsymbol{q}_i\right)\exp\left\{-\frac{\left(X-X_i\right)^2}{2\sigma_X^2}\right\}\right| \tag{2.5}$$

但し，σ_X は経験的に決定する定数であり，N_{R} は $X\neq X_i$ における距離点の総

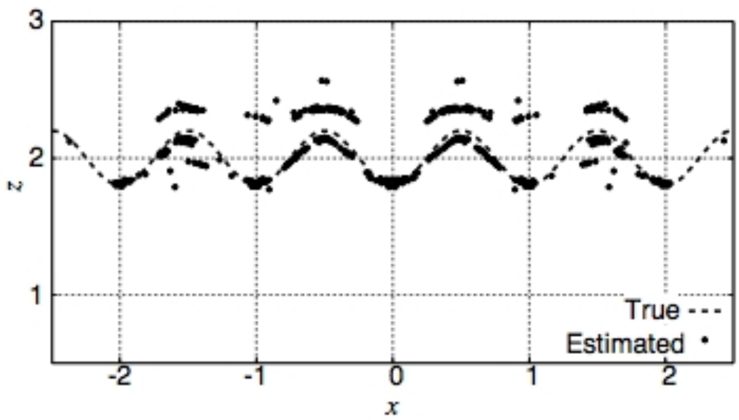


図2.4: RPM法による目標境界推定像(出典:Accurate UWB Radar 3-D Imaging Algorithm for Complex Boundary without Range Points Connections)

数である．同式右辺の関数 $\exp\left\{-\frac{(X-X_i)^2}{2\sigma_X^2}\right\}$ は，素子間隔が狭くなるにつれて，2円の交点の角度が真の到来角度に近づくことを示している．よって各距離点群 $\boldsymbol{q}$ に対する到来角度 θ_{opt} を次式で求める．

$$\theta_{\mathrm{opt}} = \arg \max_{\theta} F\left(\theta; \boldsymbol{q}\right) \tag{2.6}$$

上式の到来角度 θ_{opt} から各距離点に対する目標境界点を次式により求める．

$$\left.\begin{aligned} x &= X + R\cos\theta_{\mathrm{opt}} \\ z &= R\sin\theta_{\mathrm{opt}} \end{aligned}\right\} \tag{2.7}$$

本手法は，観測距離点群から目標境界上の点群への直接的な写像を可能にする目標境界抽出に特化している．本手法による目標境界推定の例を図2.4に示す．同図から分かる通り，RPM法はSEABED法では誤差が増大する多数の凹凸面が存在する境界や雑音環境下においても高速かつ高精度な推定を可能とする．さらに到来方向推定を行うことで，各推定点に対する法線ベクトルを空間微分処理なしで容易に推定可能であるという特徴を持つ．

2.2 誘電体内部目標画像化手法

本節では，誘電体内部目標推定法として，MIST，拡張 SAR を用いた内部画像化手法及び RPM 法の原理を拡張した内部目標画像化手法の基本原理を示す.

2.2.1 ビームフォーミング法

MIST(Microwave Imaging via Space-Time) は，UWB パルスレーダを用いた誘電体内部画像化手法の 1 つである [7]．同手法は，不要波抑圧法を適用した後，ビームフォーミング法を用いることで mm サイズの目標物体の画像化を実現する．以下，本手法の原理を示す．図 2.5 に MIST のシステムモデルを示す．送受信素子を素子と誘電体までの距離が全て等しくになるように近接させせて配置する．各素子での受信信号を $b_j[n], (j = 1, ..., N)$ とする．但し，n は離散時間を表す．この時，受信素子には誘電体からの振幅の大きい不要波が受信されるため，内部目標推定時に誤差の要因となる．各素子と誘電体の距離が等しい場合，得られる不要波の波形は類似するので，他の信号を用いて不要波を抑圧する．ある受信信号 $b_1[n]$ の不要波抑圧後の信号 $x_1[n]$ は以下の式で求める．

$$x_1\left[n\right] = b_1\left[n\right] - \boldsymbol{q}^T \boldsymbol{b}_{2N}\left[n\right] \tag{2.8}$$

但し，$\boldsymbol{b}_{2N}\left[n\right] = \left[\boldsymbol{b}_2^T\left[n\right], ..., \boldsymbol{b}_N^T\left[n\right]\right]^T, \boldsymbol{b}_i\left[n\right] = \left[b_i\left[n+J\right], ..., b_i\left[n\right], ..., b_i\left[n+J\right]\right]^T, 2 \leq i \leq N$ である．$\boldsymbol{q}$ は最適化フィルタ係数で以下の式で表す.

$$\boldsymbol{q} = \sum_{n=n_0}^{n_0+m-1} \left| b_1\left[n\right] - \boldsymbol{q}^T \boldsymbol{b}_{2N}\left[n\right] \right|^2 \tag{2.9}$$

但し，n_0 から $n_0 + m - 1$ は不要波が存在する離散時間である．不要波を抑圧した信号 $x_j[n]$ において伝搬速度の周波数特性による波形歪みを補正するため，フィルタリング処理を行う．同処理を行った後の信号 $z[n]$ を以下の式で表されるビームフォーミング法に適用し，各位置での散乱エネルギー $p(\boldsymbol{r}_0)$ を求める.

$$p(\boldsymbol{r}_0) = \sum_n z\left[n\right] h\left[\boldsymbol{r}_0, n\right]^2 \tag{2.10}$$

但し，$h\left[\boldsymbol{r}_0, n\right]$ は窓関数である．ビームフォーミング法は各位置での伝搬遅延時間を考慮し，全ての信号を加算することで，目標位置で膨大な散乱エネルギーを出力させる手法である．同手法による推定像を図 2.6 に示す．図より，目標である数 mm の腫瘍を検知できることが確認される．しかし，同手法では分解能が半波長程度に制限される．また，各素子と誘電体までの距離を等間隔にすることが前提にあるので，外部誘電体境界の先見情報が必要である.

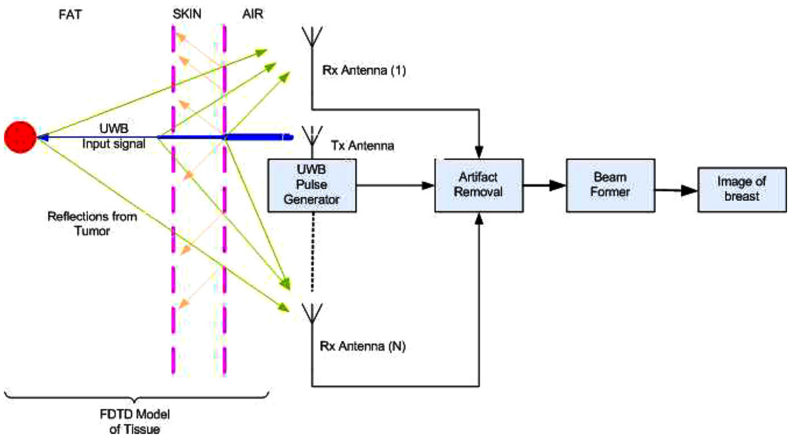


図 2.5: MIST におけるシステムモデル (出典：Quasi-Multistatic MIST Beamforming for the Early Detection of Breast Cancer)

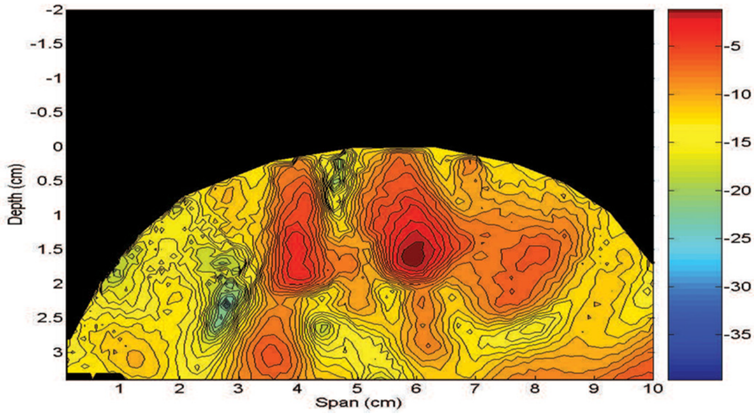


図 2.6: MIST による目標境界推定像 (出典：Quasi-Multistatic MIST Beamforming for the Early Detection of Breast Cancer)

2.2.2　SAR を拡張した内部画像化手法

本節では，誘電体内部画像手法として，SAR の原理を内部目標推定へと拡張した手法を説明する [9]．同手法は，前節で示した RPM 法と SAR を併用した多重散乱波合成開口処理法を内部画像化へと拡張した手法である．以下，本手法の原理を示す．

図 2.7 に示すシステムモデルを仮定する．素子及び目標が存在する座標を $\boldsymbol{r} = (x, z)$ で表現する．送受信素子を x 軸上で直線走査し，受信波を取得する．各素子位置での受信信号について Wiener フィルタを適用した出力に対し

て設定閾値を超える極大値を抽出し，第一到来波に対応する距離点群 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{S},j} = (X_{\mathrm{S},j}, R_{\mathrm{S},j}), (j = 1, ..., N_{\mathrm{S}})$ とする．同距離点群に対して RPM 法を適用することで，誘電体境界点群 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j} = (x_{\mathrm{S},j}, z_{\mathrm{S},j})$ を得る．各境界点群を入射点として，SAR の原理に基づく内部目標画像 $I(\boldsymbol{r})$ を次式によって得る．

$$I(\boldsymbol{r}) = \int_{X\in\Gamma} \sum_{j=1}^{N'_{\mathrm{S}}} s\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{S},j}\right) s\left(X, d_2\left(X, \boldsymbol{r}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j}\right)\right) \mathrm{d}X \tag{2.11}$$

但し，Γ は観測領域，$d_2(X, \boldsymbol{r}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j})$ は誘電体内部での伝搬遅延を考慮した距離であり，$d_2(X, \boldsymbol{r}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j}) = \sqrt{(X - x_{\mathrm{S},j})^2 + {z_{\mathrm{S},j}}^2} + \sqrt{\epsilon_{\mathrm{r}}}\sqrt{(x - x_{\mathrm{S},j})^2 + (z - z_{\mathrm{S},j})^2}$ である．ϵ_{r} は，誘電体内の比誘電率である．同手法は，ϵ_{r} が既知であれば，内部目標に対して雑音による影響を抑え，安定した画像化を実現する．

図 2.8 に本手法を適用した推定像 $I(\boldsymbol{r})$ を示す．但し，内部目標物の導電率は 1.0×10^6S/m であり，誘電体内部の比誘電率は 5.0，導電率は 1.0×10^{-2}S/m である．また，素子走査域は $-2.5\lambda \leq X \leq 2.5\lambda$ であり，等間隔で 101 点の素子で受信信号を雑音を考慮しない環境で取得している．同画像はその最大強度で正規化している．同図より，誘電体内の各目標物体に対してその下面に有意な推定画像が得られていることが確認できる．しかし，推定像では誘電体境界の外部に虚像が生じるという問題がある．これは，合成開口処理がその原理として，誘電体境界点を中心とした伝搬距離を半径とする同心円上で，各受信信号強度を空間積分しているためである．さらに，全対象空間で受信信号を積分するため，Xeon 2.40GHz プロセッサを用いた場合，処理時間は約 1000 秒 (複数目標) を要する．立体目標の画像化を考えると，計算量が膨大になることが予想されるため，これらのの軽減も課題として挙げられる．

2.2.3 RPM 法を拡張した内部画像化手法

前節の内部画像化手法の問題を解決する手法として，RPM 法の原理を拡張した誘電体内部画像化手法が提案されている [11]．同手法は，誘電体の境界推定に用いる RPM 法の原理を内部目標に対応する距離点に対して拡張することで，高精度かつ高速な内部画像化を実現する．以下，同手法の内部目標画像化の原理を示す．前節の図 2.7 と同様のシステムモデルを仮定する．誘電体境界については，受信信号の第一到来波に対応する距離点群 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{S},j} = (X_{\mathrm{S},j}, R_{\mathrm{S},j}), (j = 1, ..., N_{\mathrm{S}})$ を抽出し，RPM 法を適用することで，誘電体の境界推定点群 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j} = (x_{\mathrm{S},j}, z_{\mathrm{S},j})$ を得る．第一到来波以外の距離点群を $\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i} = (X_{\mathrm{M},i}, R_{\mathrm{M},i}), (i = 1, ..., N_{\mathrm{M}})$ とす

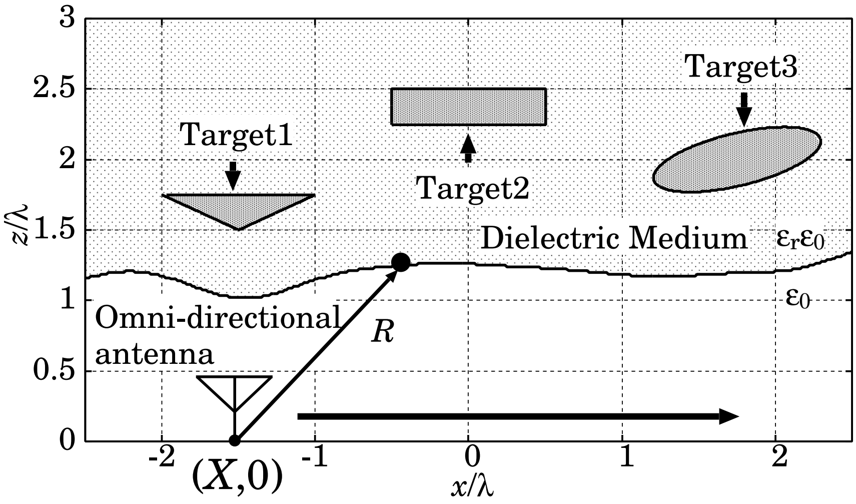


図 2.7: 拡張 SAR におけるシステムモデル

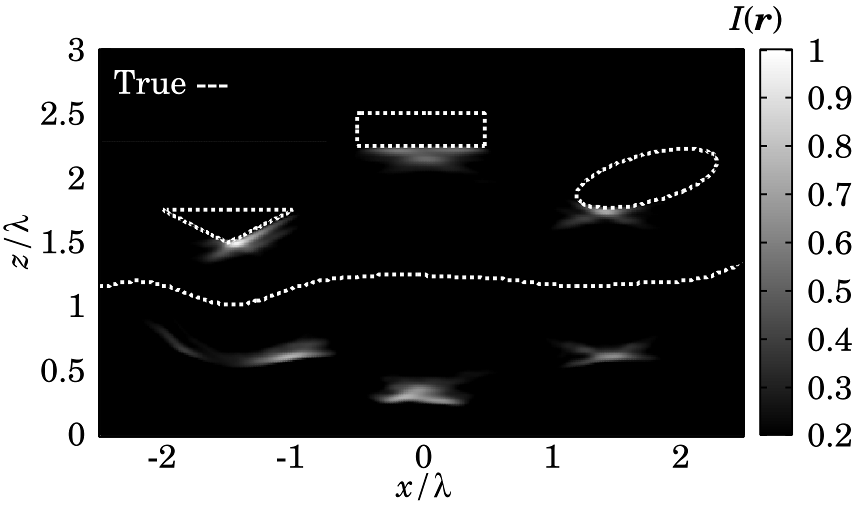


図 2.8: 拡張 SAR による目標境界推定像 (出典：Accurate and Nonparametric Imaging Algorithm for Targets Buried in Dielectric Medium for UWB Radars)

る．各誘電体境界推定点と RPM 法の基準となった素子位置との関係が法線ベクトル $\boldsymbol{e}_{\mathrm{N},j} = \left(\left(X_{\mathrm{S},j} - x_{\mathrm{S},j}\right), -z_{\mathrm{S},j}\right)/R_{\mathrm{S},j}$ を規定することを用いて，内部目標の推定を行う．外部誘電体境界上でスネルの法則に基づき，$\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}$ に対応する内部目標境界点の候補点を以下で求める．

$$\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right) = \boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{S},j}\right) + \frac{\left(R_{\mathrm{M},i} - R_{1,j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)\right)\boldsymbol{e}_{\mathrm{T},j}}{\sqrt{\epsilon_{\mathrm{r}}}} \tag{2.12}$$

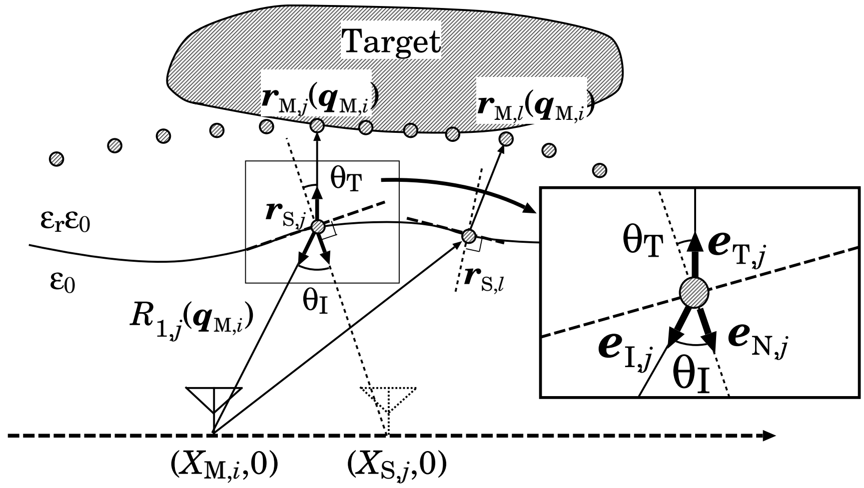


図 2.9: 誘電体境界上における誘電体境界点と内部目標の候補点の関係

但し，$R_{1,j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)=\sqrt{\left(X_{\mathrm{M},i}-x_{\mathrm{S},j}\right)^2+{z_{\mathrm{S},j}}^2}$，$\boldsymbol{e}_{\mathrm{T},j}=R\left(\theta_{\mathrm{T}}\right)\left(-\boldsymbol{e}_{\mathrm{N},j}\right)$ である．ここで，$R\left(\theta\right)$ は回転行列であり，$\theta_{\mathrm{T}}=\sin^{-1}\left(\sin\theta_{\mathrm{I}}/\sqrt{\epsilon_{\mathrm{r}}}\right)$，$\theta_{\mathrm{I}}=\cos^{-1}\left(\boldsymbol{e}_{\mathrm{N},j}\cdot\boldsymbol{e}_{\mathrm{I},j}\right)$ である．但し，$\boldsymbol{e}_{\mathrm{I},j}=\left(\left(X_{\mathrm{M},i}-x_{\mathrm{S},j}\right),-z_{\mathrm{S},j}\right)/R_{1,j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)$ であり，誘電体境界推定点 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{S},j}$ から素子位置 $(X_{\mathrm{M},i},0)$ に向かう単位ベクトルを示す．図 2.9 に内部目標の候補点と誘電体境界点との関係を示す．本手法は，真の散乱点が $\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)$ のいずれかに存在すると仮定する．$\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}$ に対応する内部目標の推定点 $\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{M}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)$ を求めるために，メンバシップ関数 $f\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right),\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)$ を以下で与える．

$$
\begin{aligned}
&f\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right),\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)\\
&\qquad=\exp\left(-\frac{\min\limits_{1\le l\le N'_{\mathrm{S}}}\left|\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)-\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},l}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)\right|^2}{2\sigma_r^2}\right)
\end{aligned}
\tag{2.13}
$$

但し，σ_r は定数である．図 2.10 に内部目標の候補点と誘電体境界点との関係を示す．各 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}$ に対する評価関数を以下で定義する．

$$
\begin{aligned}
F\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right);\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)&=\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{M}}}s\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)f\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right),\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)\\
&\qquad\times\exp\left(-\frac{\left|X_{\mathrm{M},i}-X_{\mathrm{M},k}\right|^2}{2\sigma_X^2}-\frac{\left|R_{\mathrm{M},i}-R_{\mathrm{M},k}\right|^2}{2\sigma_R^2}\right)
\end{aligned}
\tag{2.14}
$$

但し，σ_X 及び σ_R は定数である．$\exp\left(*\right)$ は，対象となる素子間隔及び到来距

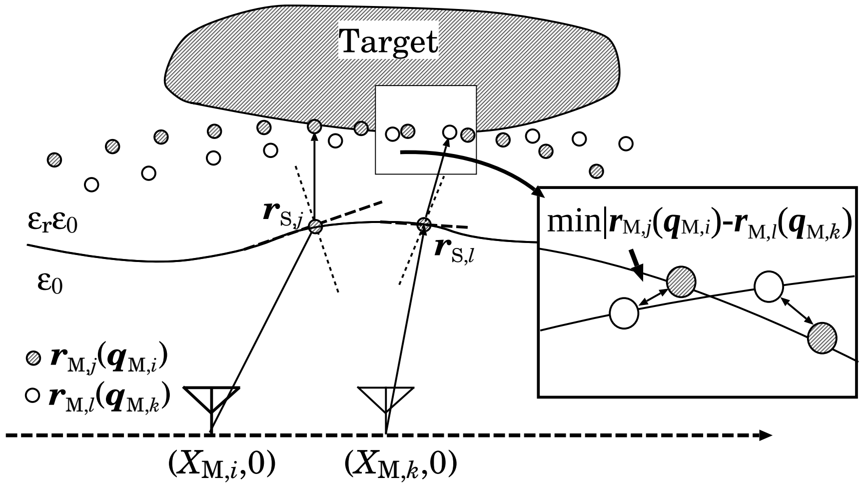


図 2.10: $\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)$ と $\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},l}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},k}\right)$ との関係

離差に対する重みである．$\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}$ に対応する真の内部目標推定点を次式で求める．

$$\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{M}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right) = \underset{\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)}{\arg\max}\left|F\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{M},j}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right);\boldsymbol{q}_{\mathrm{M},i}\right)\right| \tag{2.15}$$

同手法は RPM 法による誘電体境界推定点群と同法線ベクトルを用いて，内部伝搬経路を決定することで，高精度な内部目標境界を点群によって再現することが期待できる．図 2.11 に，同手法による内部目標推定の例を示す．雑音の影響を考慮しない場合の数値計算による特性評価において，本手法が誘電体内の目標形状を高精度に推定していることが確認できる．また，誘電体境界の外部に虚像が生成されないことも分かる．本手法をマルチスタティックに拡張した手法が提案されており，それによって誘電体内部の目標の画像化領域を拡大することが可能であることを示した [12]．本手法は，高精度な誘電体内部画像化を可能とするが，その前提として，誘電体内の比誘電率が既知であるという仮定に基づいている．しかし，実際の壁・人体等を対象としたアプリケーションでは．それらの誘電体内の比誘電率が水分含有量等で変化するために，逐次，比誘電率を推定する必要がある．

次に，提案法に用いられている Envelope 補間法について説明する．提案法では，伝搬経路を推定する際に RPM 法による誘電体境界推定点を利用する．しかし，同手法は誘電体境界が素子走査方向に対して凹面を有するような場合に走査点数によっては推定点が疎になるという問題が生じる．伝搬経路推定の精度は誘電体境界の推定精度に依存する．本節では，Envelope 法 [17] を用いた誘

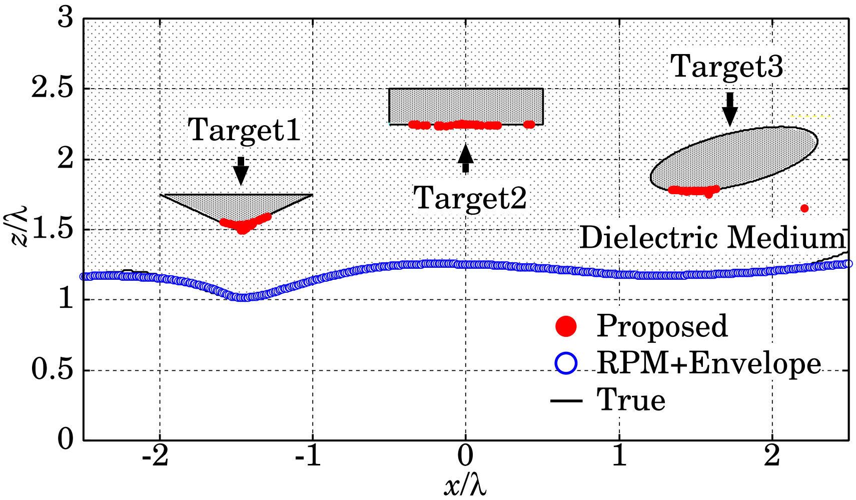


図 2.11: RPM 法の原理を拡張した内部目標画像化手法による推定像 (出典：Accurate and Nonparametric Imaging Algorithm for Targets Buried in Dielectric Medium for UWB Radars)

電体境界補間法を導入し，誘電体境界が高精度に補間可能であることを示す．

まず，Envelope 補間法の原理を説明する．各素子での第一到来波に対応する距離点群 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{tr},i} = (X_{\mathrm{tr},i}, Z_{\mathrm{tr},i}, R_{\mathrm{tr},i}), (i = 1, ..., N_{\mathrm{tr}})$ について，素子位置を中心とした半径の円を描く．それらの円包絡線上，または円外に誘電体境界が存在すると仮定する．この原理を利用して，走査円について角度方向の小区間において，最外円との交点 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{env},\phi} = (x_\phi, z_\phi)$ を下式より求める．

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}_{\mathrm{env},\phi} = \max_{1\le i\le N_{\mathrm{tr}}} \Bigg\{ &\sqrt{R_{\mathrm{tr},i}^2 - (X_{\mathrm{tr},i} - Px_\phi)^2 - (Z_{\mathrm{tr},i} - Pz_\phi)^2} + \\ &\sqrt{(Px_\phi - X_\phi)^2 + (Pz_\phi - Z_\phi)^2} \Bigg\}, (\phi = 1, ..., N'_{\mathrm{tr}}) \qquad (2.16)\end{aligned}$$

但し，(X_ϕ, Z_ϕ) は走査円上のサンプル位置であり，(Px_ϕ, Pz_ϕ) は走査円中心と (X_ϕ, Z_ϕ) を結ぶ直線に素子位置から下ろした垂線との交点である．N'_{tr} は補間点数である．図 2.12 に上記の関係を示す．

上記補間法を用いることで，法線ベクトルの情報を含めた誘電体境界点群が得られる．

図 2.13 に Envelope 補間法を適用する前後の推定像の比較を示す．但し，$N'_{\mathrm{tr}} = 720$ である．同図より，誘電体境界が滑らかに補間されていることが確認できる．

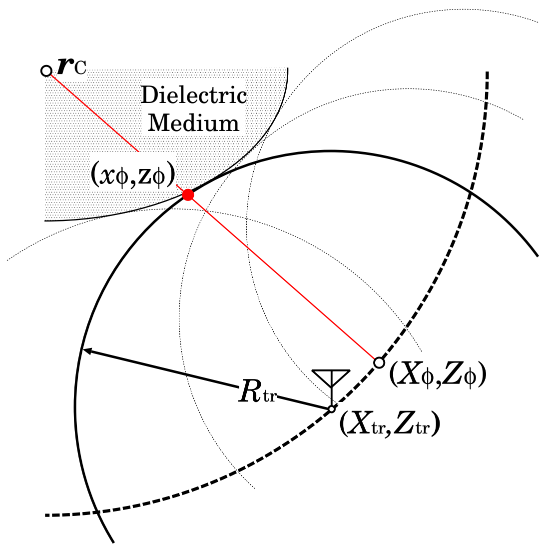


図 2.12: Envelope 法の原理

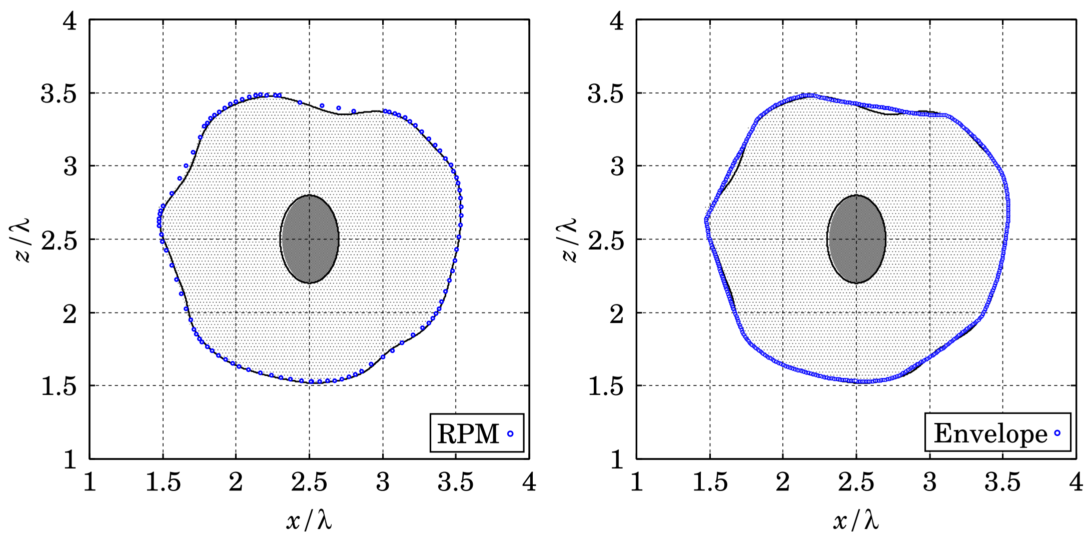


図 2.13: Envelope 補間法適用前後の誘電体境界推定点 (左：補間前，右：補間後)

2.3　従来の誘電率推定法

本節では，誘電体内誘電率推定法の例として，領域積分方程式基づいた数値解析による誘電率分布推定法及び RPM 法を用いた幾何光学近似に基づく均質誘電率推定法を紹介し，その特徴及び問題点について述べる．

2.3.1　領域積分方程式解析に基づく手法

領域積分方程式を用いた誘電率推定は，不均質媒質の誘電体に対する有効な誘電率推定手法の一つである．その中で BIM(Born Iterative Method) の手法について説明する [13]．目標が存在する空間領域を離散化し，そのサンプル点での適切な基底関数で構成される誘電率モデルを用いて，誘電率の空間分布を構成する．その各基底関数の振幅値等を未知数として，領域積分方程式に対する逆問題を数値的に解くことで，領域内部の誘電率分布を得る．一般に，電磁界散乱問題における Helmholtz 方程式から導出される領域積分方程式は次式により表現される．

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{E}_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{r}) - \int_C k_0^2 \left\{\epsilon(\boldsymbol{r}') - \epsilon_{\mathrm{b}}\right\} G(|\boldsymbol{r}' - \boldsymbol{r}|)\, \boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}')\, \mathrm{d}\boldsymbol{r}' \tag{2.17}$$

ここで，$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r})$ は全電界，$\boldsymbol{E}_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{r})$ は入射電界である．k_0 は波数，$\epsilon(\boldsymbol{r}')$ は $\boldsymbol{r}'$ での比誘電率を表し，ϵ_{b} は背景の比誘電率である．$G(|\boldsymbol{r}' - \boldsymbol{r}|)$ は $\boldsymbol{r}$ と $\boldsymbol{r}'$ の間の電波伝搬を表現するグリーン関数である．本方程式は，各点での散乱電界が入射電界と全電界に対してグリーン関数と誘電率コントラストの積による積分項の和で得られることを示している．しかし，本積分方程式の逆解析の問題点は，求めたい誘電率の分布に加えて，各点での全電界が未知であることから，非線形性を有するために，直接的に解くことが困難となる点である．そこで，本問題を解決する手法として，ボルン近似を用いた下式の定式化が利用されている．

$$\boldsymbol{E}(\boldsymbol{r}) = \boldsymbol{E}_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{r}) - \int k_0^2 \left\{\epsilon(\boldsymbol{r}') - \epsilon_{\mathrm{b}}\right\} G(|\boldsymbol{r}' - \boldsymbol{r}|)\, \boldsymbol{E}_{\mathrm{i}}(\boldsymbol{r}')\, \mathrm{d}\boldsymbol{r}' \tag{2.18}$$

式 (2.18) は式 (2.17) の $\boldsymbol{E}$ を入射電界 $\boldsymbol{E}_{\mathrm{i}}$ で置き換えたものである．式 (2.18) は線形積分方程式となり，一般化逆行列を用いた逆問題解析等の多次元最適化手法によって解くことが可能となる．BIM は Born 近似を用いて推定した誘電率分布を基に入射電界及びグリーン関数を再帰的に更新することで誘電率分布の精度を向上させる手法である．図 2.14 に目標の誘電率分布を示す．図 2.15 に BIM による推定結果を示す．同図より再帰的に更新することで推定精度が向上していることがわかる．一般に同手法は真空の入射電界を初期値とする Born 近似を

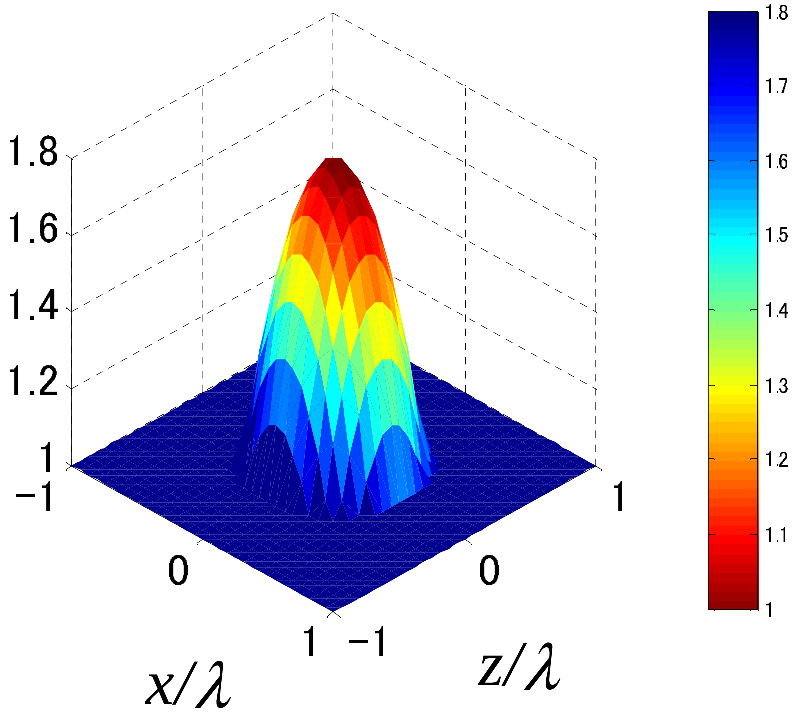
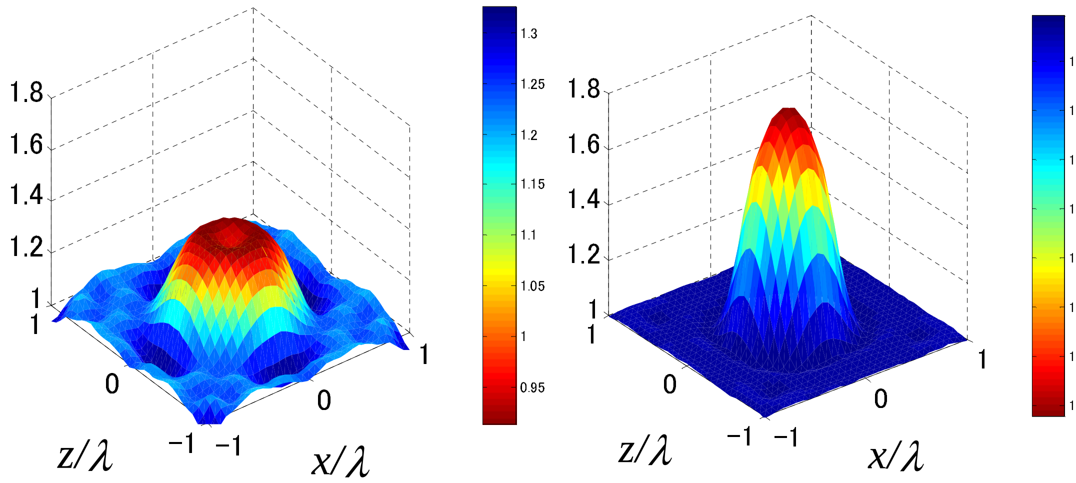


図 2.14: 真の誘電率分布

用いるため，誘電率のコントラストが大きい場合には，解が収束せず，精度が保持できないという問題を有する．また，処理時間が膨大なことや境界付近の不連続領域で精度が劣化するという問題もある．

2.3.2　RPM 法と幾何光学近似を用いた推定法

本節では，高速で誘電率推定を行う手法として，RPM 法を用いた均質誘電率推定法を説明する．本手法は，RPM 法で得られる誘電体境界点群と同法線ベクトルを利用して伝搬経路を決定し，受信素子で得られる透過波と整合を図ることで誘電率を求める手法である．以下，同手法の原理を示す．図 2.16 にシステムモデルを示す．誘電体を取り囲むように送受信素子を円軌道上で走査させ，その位置を $\boldsymbol{r}_{\rm TR}$ とする．送受信素子と対称の位置 $\boldsymbol{r}_{\rm R}$ に受信素子を配置し，送受信素子と同様に走査させる．素子及び目標物体が存在する位置を $\boldsymbol{r} = (x,z)$ とする．送受信素子位置 (X,Z) において同位置で得られる受信信号に Wiener フィルタを適用し，設定閾値以上の極大値を抽出した中で第一到来波に対応するものを距離点群 $\boldsymbol{q}_{{\rm tr},i} = (X_{{\rm tr},i}, Z_{{\rm tr},i}, R_{{\rm tr},i}), (i = 1, ..., N_{\rm tr})$ とする．対称位置の受信素子で得られる受信信号に Wiener フィルタを適用し，設定閾



(a) 更新なし　　(b) 更新後

図 2.15: BIM による誘電率コントラスト推定像

値以上の極大値を抽出したものを距離点群 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i} = (X_{\mathrm{r},i}, Z_{\mathrm{r},i}, R_{\mathrm{r},i}), (i = 1, ..., N_{\mathrm{r}})$ とする．送受信素子の距離点群 $\boldsymbol{q}_{\mathrm{tr},i}$ を RPM 法に適用して，誘電体境界点群 $\mathcal{T}_{\mathrm{rpm}} = \left\{\boldsymbol{r}_i = (x_i, z_i), (i = 1, ..., N_{\mathrm{tr}})\right\}$ と素子位置との関係から，同境界点群に対応した法線ベクトル $\boldsymbol{e}_{\mathrm{n},i} = (X_{\mathrm{tr},i} - x_i, Z_{\mathrm{tr},i} - z_i)/R_{\mathrm{tr},i}$ を得る．RPM 法による誘電体境界推定点群と同法線ベクトルを用いて比誘電率 ϵ_{t} に対する誘電体内部への入射点 $\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{I}}(\epsilon_{\mathrm{t}})$・誘電体内部からの出射点 $\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{E}}(\epsilon_{\mathrm{t}})$ の組み合わせを次式から求める．

$$(\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{I}}(\epsilon_{\mathrm{t}}), \hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{E}}(\epsilon_{\mathrm{t}})) = \mathop{\arg\min}_{(\boldsymbol{r}_i, \boldsymbol{r}_j) \in \mathcal{T}_{\mathrm{rpm}}^2} \left\{ ||\boldsymbol{e}_i(\epsilon_{\mathrm{t}}) - \boldsymbol{e}_{i,j}||^2 + ||\boldsymbol{e}_j(\epsilon_{\mathrm{t}}) - \boldsymbol{e}_{i,j}||^2 \right\} \tag{2.19}$$

但し，$\boldsymbol{e}_i(\epsilon_{\mathrm{t}}) = \boldsymbol{R}_o(\theta_i(\epsilon_{\mathrm{t}}))(-\boldsymbol{e}_{\mathrm{n},i})$, $\boldsymbol{e}_j(\epsilon_{\mathrm{t}}) = \boldsymbol{R}_o(\theta_j(\epsilon_{\mathrm{t}}))(-\boldsymbol{e}_{\mathrm{n},j})$ は入射点・出射点から誘電体内部に伝搬する方向を表す単位ベクトルであり，$\boldsymbol{e}_{i,j} = (\boldsymbol{r}_i - \boldsymbol{r}_j) / ||\boldsymbol{r}_i - \boldsymbol{r}_j||$ は入射点・出射点を結ぶ方向の単位ベクトルである．$\boldsymbol{R}_o(\theta)$ は 2 次元の回転行列，$\theta_i(\epsilon_{\mathrm{t}})$，$\theta_j(\epsilon_{\mathrm{t}})$ は内部への伝搬経路を決める角度である．図 2.17 に，ある素子位置での伝搬経路推定例を示す．比誘電率 ϵ_{t} に対応した伝搬距離 $R(\epsilon_{\mathrm{t}}; X_{\mathrm{r},i}, Z_{\mathrm{r},i})$ を以下の式で求める．

$$\begin{aligned} R(\epsilon_{\mathrm{t}}; X_{\mathrm{r},i}, Z_{\mathrm{r},i}) = \frac{1}{2}\Big\{ & ||\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{I}}(\epsilon_{\mathrm{t}}) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{TR},i}|| \\ & + \sqrt{\epsilon_t}||\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{I}}(\epsilon_{\mathrm{t}}) - \hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{E}}(\epsilon_{\mathrm{t}})|| + ||\hat{\boldsymbol{r}}_{\mathrm{E}}(\epsilon_{\mathrm{t}}) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i}|| \Big\} \end{aligned} \tag{2.20}$$

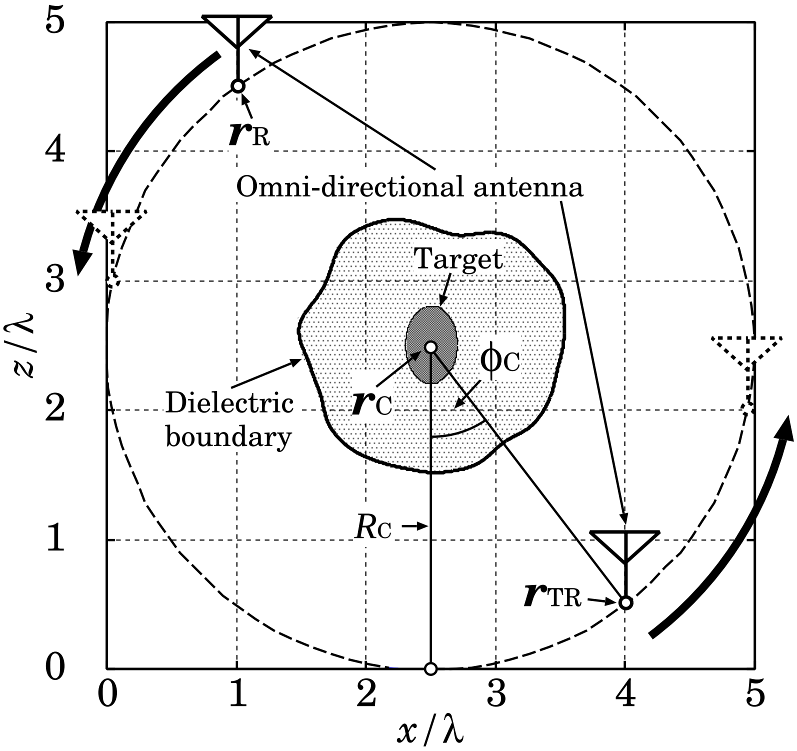


図 2.16: 均質誘電率推定のシステムモデル

求めた伝搬距離と同素子から得られた距離点群の関係から，次式により比誘電率を最適化する．

$$\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)=\arg\min_{\epsilon_{\mathrm{t}}}\left|R\left(\epsilon_{\mathrm{t}}:X_{\mathrm{r},i},Z_{\mathrm{r},i}\right)-R_{\mathrm{r},i}\right| \tag{2.21}$$

次に，$\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)$ のヒストグラムを構築する．図 2.18 にヒストグラムの例を示す．ヒストグラムから最頻値 $\bar{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}$ を求める．下式により，各推定値比誘電率について距離点振幅による重み付け平均を行うことで，比誘電率推定値を決定する．

$$\hat{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}=\frac{\sum_{\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\in Q}S_{\mathrm{R}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)}{\sum_{\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\in Q}S_{\mathrm{R}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)} \tag{2.22}$$

但し，$Q=\left\{\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\middle|\left|\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\left(\boldsymbol{q}_{\mathrm{r},i}\right)-\bar{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\right|<\Delta\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}\right\}$ は外れ値を除いた距離点である．$\Delta\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}$ は除去する外れ値を決定する閾値である．

図 2.19 に S/N=20dB の雑音環境下での誘電体内部画像化結果を示す．誘電体形状及び内部目標はシステムモデルに示したものである．定量評価により誘電率 5 の誘電体に対して推定誘電率 $\hat{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}=4.45$ の結果となり，相対誤差は 11.0%の推定精度が得られた．本手法は高速な誘電率推定を可能とするが，誘電体が均

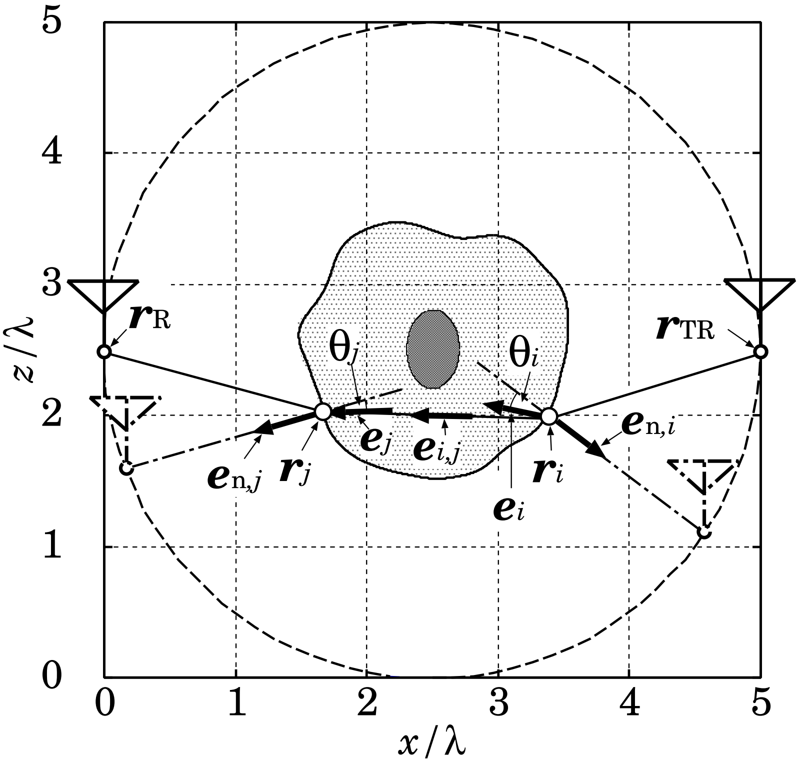


図 2.17: 伝搬経路推定例

質誘電率であると仮定しており，生体のような複数の組織で形成された不均質の誘電体においては推定困難である．よって不均質誘電体の誘電率分布を推定する新たな手法を提案する必要がある．

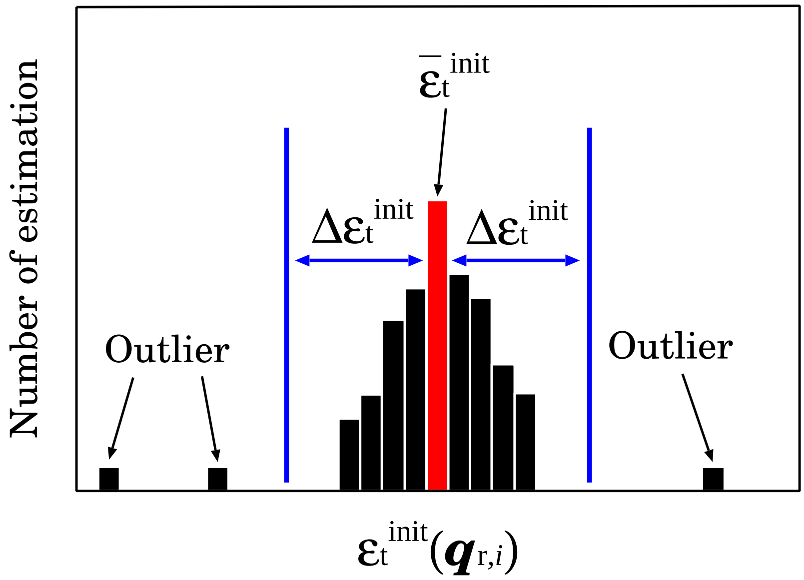


図 2.18: 比誘電率ヒストグラム例

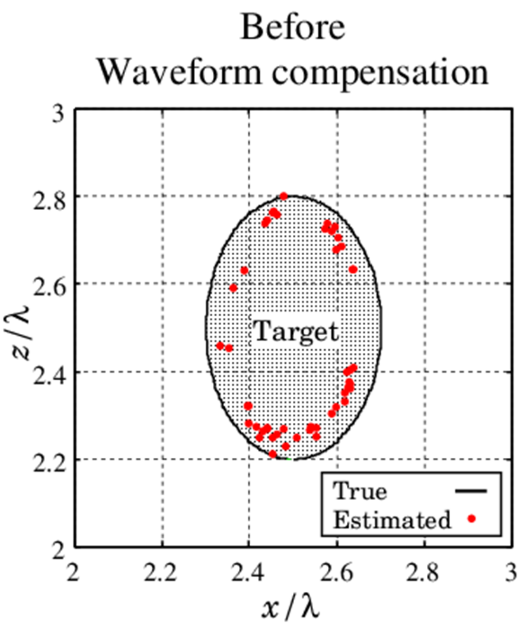


図 2.19: 誘電体内部画像化結果 (S/N=20dB)

第 3 章　提案法

本章では，本論文で提案する RPM 法とレイトレーシング法及び FDTD 法を併用した誘電率分布推定法の原理について述べる．

3.1　システムモデル

図 3.1 にシステムモデルを示す．2 次元問題，電磁波の伝搬は TE(Transverse Electric) 波を仮定する．誘電体は明瞭な境界を有し，その存在領域は既知であるとする．また，誘電体内部は非分散損失性不均質媒質であると仮定する．素子及び目標物体が存在する位置を $\boldsymbol{r} = (x, z)$ で表す．誘電体境界の外部は真空であるとし，真空中の光速度 c は既知かつ一定とする．送信信号はモノサイクルパルスとし，その中心波長を λ とする．無指向性送受信素子を誘電体を取り囲むように中心 $\boldsymbol{r}_c$ 半径 R_c の円軌道上に等間隔に配置する．各送信素子からの信号を全ての素子で受信するマルチスタティックモデルを構成する．送信素子位置を $\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}$，受信素子位置を $\boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}$ とする．素子位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}$ での受信信号を $s'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, t)$ とする．各受信信号に送信波形に基づく Wiener フィルタを以下の式のように適用する．

$$s(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) S'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, \omega) \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t} \mathrm{d}\omega \tag{3.1}$$

但し，$S'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, \omega)$ は $s(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, t)$ の周波数領域である．Wiener フィルタの伝達関数 $W(\omega)$ は，

$$W(\omega) = \frac{S_{\mathrm{ref}}(\omega)^*}{(1-\eta) S_0^2 + \eta |S_{\mathrm{ref}}(\omega)|^2} S_0 \tag{3.2}$$

であり，$\eta = 1/\{1 + (S/N)^{-1}\}$，$S_0$ は定数である．$S_{\mathrm{ref}}(\omega)$ は参照信号の周波数領域，$*$ は複素共役を示している．同フィルタは η の値が S/N(Signal-to-Noise Ratio:信号電力対雑音電力比) によって変化し，高 S/N 条件下では逆フィルタとして働き，低 S/N 条件下では整合フィルタとして機能するフィルタである．上記フィルタ処理によって得られる出力を $S(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, R)$ とする．但し，t を時間とし，$R = \mathrm{c}t/2$ である．$S(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R}}, R)$ から設定閾値を超える極大値を抽出して，誘電体境界からの反射波が受信される送信素子付近の受信素子による距離点を取得し，その範囲を Ω_{ref} とする．各素子からの最近距離点を第一到来波に対応する距離点を反射波距離点 $\mathcal{Q}_{\mathrm{ref}} = \left\{\boldsymbol{q}_{\mathrm{ref},i} = (\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i}, R_i) \,\middle|\, |\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i}| < \Omega_{\mathrm{ref}}, (i = 1, ..., N_{\mathrm{ref}})\right\}$

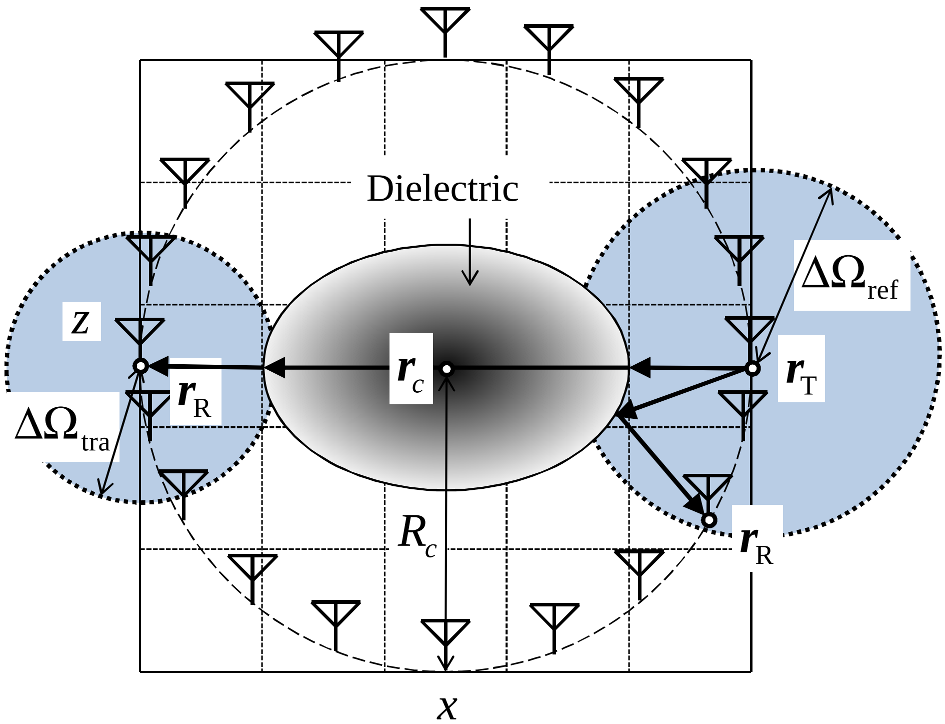


図 3.1: システムモデル

を取得する．同様に透過波として用いる範囲を Ω_{tra} とし，透過波距離点 $\mathcal{Q}_{\mathrm{tra}} = \left\{\boldsymbol{q}_{\mathrm{tra},i} = (\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i}, R_i) \,\middle|\, |\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i}| < \Omega_{\mathrm{tra}}, (i = 1, ..., N_{\mathrm{tra}})\right\}$ を取得する．また，受信信号のベクトルを $\boldsymbol{s} = [s'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},1}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},1}, t), ..., s'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}, t), ..., s'(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},N_{\mathrm{T}}}, \boldsymbol{r}_{\mathrm{R},N_{\mathrm{R}}}, t)]$ と表現する．但し，$N_{\mathrm{T}}, N_{\mathrm{R}}$ はそれぞれ送信素子数，受信素子数である．図 3.2 にフィルタ出力と抽出された反射波距離点 $\mathcal{Q}_{\mathrm{ref}}$，透過波距離点 $\mathcal{Q}_{\mathrm{tra}}$ の例を示す．

3.2 推定原理

3.2.1 最適化に伴う誘電率分布生成

本手法は，RPM 法により得られる誘電体境界点群と均質誘電率推定法で得られる誘電率を利用して，誘電率分布の不連続性に起因する誤差を解消する．また信号にレイトレーシング [18] 及び FDTD 法 [19] を併用することで効率性と精度を保持する手法を導入する．$\mathcal{Q}_{\mathrm{ref}}$ に RPM 法を適用して，外部誘電体境界点群 $\mathcal{R}_{\mathrm{rpm}} = \{\boldsymbol{r}_{\mathrm{rpm},i} = (x_{\mathrm{rpm},i}, z_{\mathrm{rpm},i}), (i = 1, ..., N_{\mathrm{ref}})\}$ を取得する．さらに Envelope 補間法により $\mathcal{R}_{\mathrm{rpm}}$ を内挿補間し，得られた誘電体境界点を $\mathcal{R}_{\mathrm{env}} = \{\boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i} = (x_{\mathrm{env},i}, z_{\mathrm{env},i}), (i = 1, ..., N_{\mathrm{env}})\}$ と表す．誘電体境界点群と素子位置との関係性から得られる各誘電体境界点の法線ベクトルを用いて均質誘電率推定法を適用

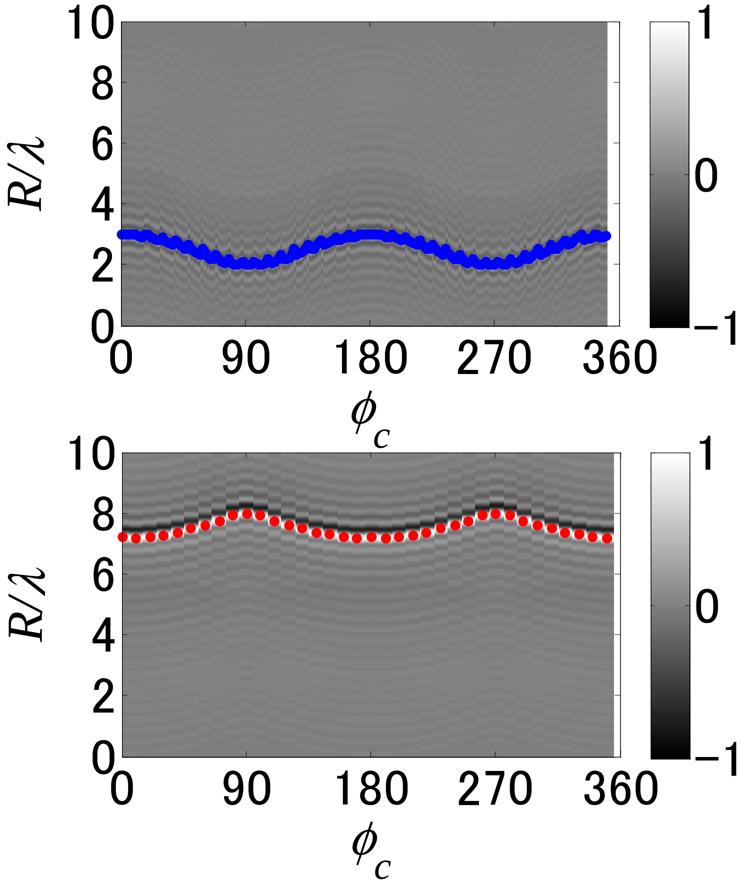


図 3.2: Wiener フィルタ出力（上：反射波距離点 $\mathcal{Q}_{\rm ref}$，下：透過波距離点 $\mathcal{Q}_{\rm tra}$）

し，均質誘電率 $\hat{\epsilon}_{\rm t}^{\rm init}$ を取得する．$\hat{\epsilon}_{\rm t}^{\rm init}$ を初期値の平均誘電率として評価関数を最適化することで領域積分方程式での問題点である真の誘電体と初期値の大きな差異による発散を回避し収束を早める．

以下に誘電率分布の生成方法を示す．本手法では基底関数としてガウス関数を用いる．基底関数内の変数を最適化することで，少ない最適化次元で滑らかな誘電率分布を表現する．同基底関数を用いて各位置 $\boldsymbol{r}$ での比誘電率分布を次式でモデル化する．

$$\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b}) = \begin{cases} \displaystyle\sum_{i=1}^{N_{\rm I}} b_i \exp\left(-\frac{||\boldsymbol{r}-\boldsymbol{p}_i||^2}{2\sigma_{\rm I}^2}\right) & (\boldsymbol{r} \in \mathcal{R}_{\rm env}) \\ 1 & ({\rm otherwise}) \end{cases} \tag{3.3}$$

但し，$\sigma_{\rm I}$ は空間平滑化長，$N_{\rm I}$ は画像化領域のサンプル数，$\boldsymbol{b} = [b_1, ..., b_{N_{\rm I}}]$ は最適化変数，$\boldsymbol{p}_i\,(i = 1, ..., N_{\rm I})$ は b_i の $\mathcal{R}_{\rm env}$ で決定される領域内部に対応する空間

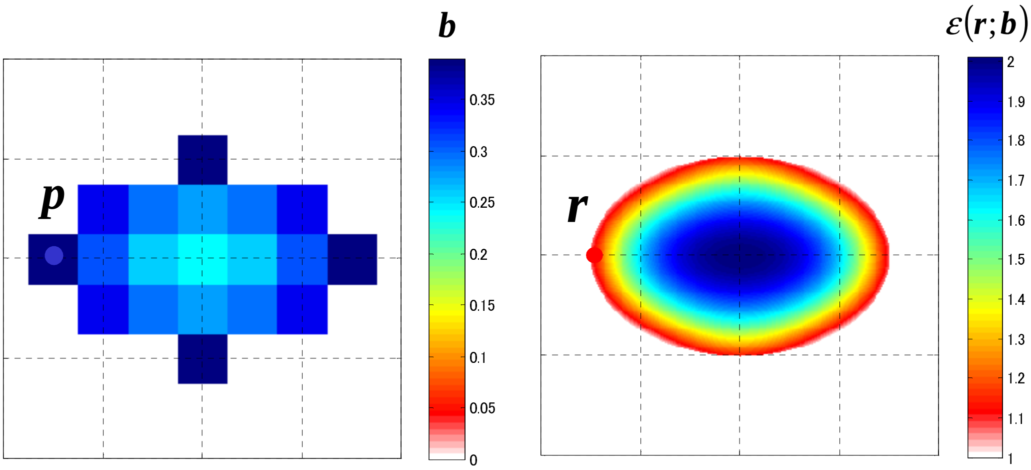


図 3.3: 最適化変数 $\boldsymbol{b}$ の分布図と基底関数を用いた誘電率分布 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})$

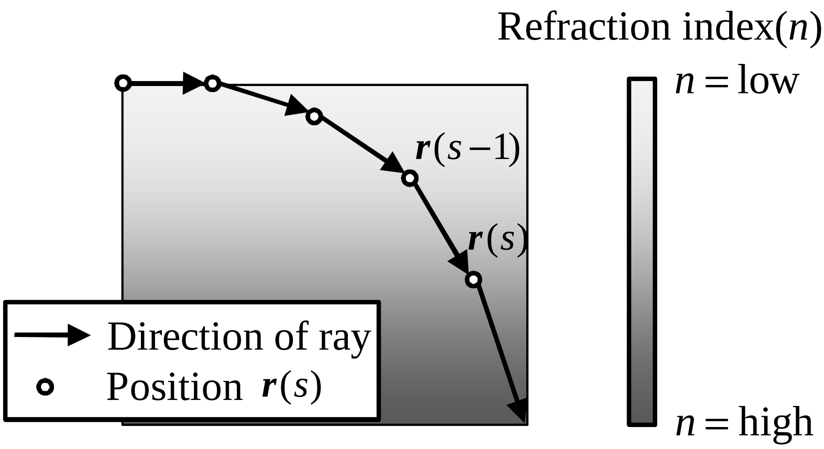


図 3.4: 光線方程式による誘電体内部の伝搬経路推定例

位置である．図 3.3 に最適化変数の分布図と基底関数を用いた誘電率分布を示す．少ない最適化次元で滑らかな分布が表現できている．また，式 (3.3) で誘電体境界点 $\mathcal{R}_{\mathrm{env}}$ の範囲設定と均質誘電率 $\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}$ を加えることにより，真の誘電体に近い誘電率分布を生成する．

3.2.2 誘電率分布のための評価関数及び粒子群最適化法による更新式

誘電率分布を決定する基底関数の振幅ベクトル $\boldsymbol{b}$ を決定するため，レイトレーシング (Ray tracing) による評価関数を以下の式で設定する．

$$f_{\mathrm{Ray}} = \sum_{j=1}^{N_{\mathrm{r}}} \left(R\left(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b});\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j};\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}\right) - R_{\mathrm{r},j}\right)^2 \tag{3.4}$$

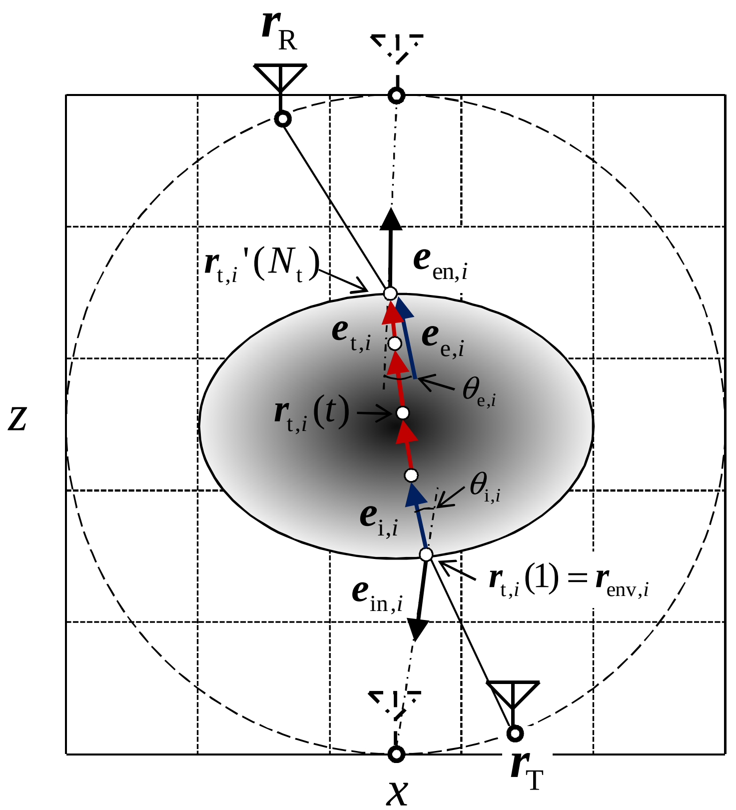


図 3.5: 伝搬経路推定例

但し，$R\left(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b});\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j};\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}\right)$ はレイトレーシングで求めた送信素子位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j}$，受信素子位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}$ における伝搬距離である．レイトレーシングは高周波近似に基づく手法であり，連続的に変化する誘電率分布の空間勾配を計算することで伝搬パスを推定する．FDTD 法に比べ精度は低いが高速な推定が可能である．以下にレイトレーシングによる伝搬距離の導出方法を示す．誘電体境界点群 $\mathcal{R}_{\mathrm{env}}$ の範囲設定と $\hat{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}$ から式 (3.3) を適用して，誘電率分布 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})$ を求める．誘電体内の伝搬経路は光線方程式 (Ray equation) を用いて再現する．一般的な光線方程式は以下の式で表される．

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}s}\left(n\left(\boldsymbol{r}\left(s\right)\right)\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{r}\left(s\right)}{\mathrm{d}s}\right)=\nabla n\left(\boldsymbol{r}\left(s\right)\right) \tag{3.5}$$

但し，s は伝搬距離，$n\left(\boldsymbol{r}\left(s\right)\right)=\sqrt{\epsilon\left(\boldsymbol{r}\left(s\right)\right)}$ は屈折率，$\nabla n\left(\boldsymbol{r}\left(s\right)\right)$ は屈折率の勾配である．図 3.4 に光線方程式による誘電体内部の伝搬経路推定例を示す．但し，誘電体境界部分は空間勾配が計算困難なため，Envelope 法により求められる法線ベクトルとスネルの法則を用いて，伝搬経路を求める．以下に，レイト

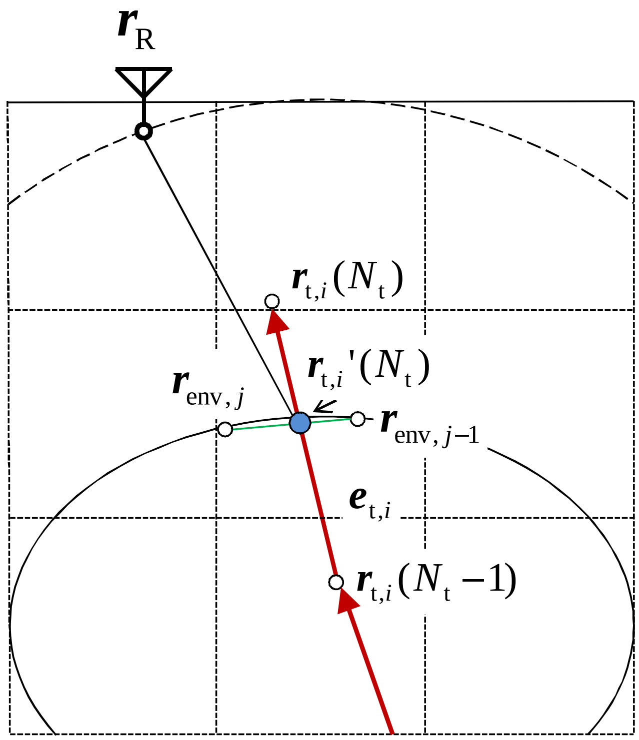


図 3.6: 誘電体境界点と出射点の関係図

レーシングを用いて送信素子から受信素子までの伝搬経路及び伝搬距離の導出方法について説明する．図 3.5 は伝搬経路推定例を示す．誘電体境界点群と素子位置との関係性から各誘電体境界点の法線ベクトルは以下の式で得る．

$$\boldsymbol{e}_{\mathrm{in},i} = \frac{\boldsymbol{e}_{\mathrm{inT},i} + \boldsymbol{e}_{\mathrm{inR},i}}{|\boldsymbol{e}_{\mathrm{inT},i} + \boldsymbol{e}_{\mathrm{inR},i}|} \tag{3.6}$$

但し，$\boldsymbol{e}_{\mathrm{inT},i} = (\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i}) \,/\, |\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i}|$，$\boldsymbol{e}_{\mathrm{inR},i} = (\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i}) \,/\, |\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},i} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i}|$ は各素子に向かう単位ベクトルである．各誘電体境界点において誘電体の入射点 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1) = \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},i}$ による誘電体内部への入射方向の単位ベクトルはスネルの法則により以下の式で求める．

$$\boldsymbol{e}_{\mathrm{i},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1)\,;\boldsymbol{b})\right) = \boldsymbol{R}_o\left(\theta_{\mathrm{i},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1)\,;\boldsymbol{b})\right)\right)(-\boldsymbol{e}_{\mathrm{in},i}) \tag{3.7}$$

但し，$\boldsymbol{R}_o(\theta)$ は 2 次元の回転行列，$\theta_{\mathrm{i},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1)\,;\boldsymbol{b})\right)$ は誘電体内部への入射角度である．次に，誘電体内部の伝搬経路は光線方程式 (Ray equation) を用いて再現する．式 (3.5) を変形して，時間 t の位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(t)$ において次の時間 $t+1$ 後の

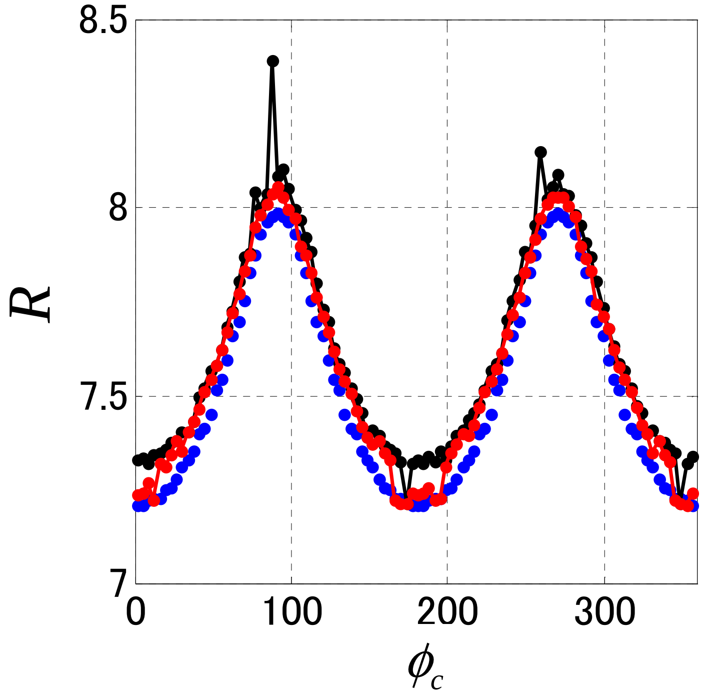


図 3.7: 観測信号の距離点 (青点) と条件別の伝搬距離 (黒点：伝搬方向最小の伝搬距離，赤点：$\Delta e = 0.02$ の伝搬距離)

位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t+1)$ を次式により決定する．

$$\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t+1) = \begin{cases} \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t) + \left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t-1)\right) + \dfrac{\nabla n\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(t);\boldsymbol{b}\right)\Delta t^2}{n^3\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(t);\boldsymbol{b}\right)} & (t > 1) \\ \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(t) + \dfrac{\boldsymbol{e}_{\mathrm{i},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1);\boldsymbol{b})\right)}{\sqrt{\epsilon(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1);\boldsymbol{b})}}t & (t = 1) \end{cases} \tag{3.8}$$

但し，Δt は $t+1$ に進んだ時の時間の増加量である．式 (3.8) の上式は誘電体内部伝搬時の伝搬経路，下式は誘電体境界時の伝搬経路を表す．次に，誘電体内部からの出射点を決める．出射点は入射点と違い誘電体境界点群に一致するとは限らず，Δt の値によっては境界から離れた点が出射点になってしまう．そこで誘電体境界点群の点同士を結んだ線と同線を通過した時間 N_{t} の位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}})$ の交点を出射点 $\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}})$ と表現する．図 3.6 に誘電体境界点と出射点の関係図を示す．以下に出射点を求める式を示す．

$$\begin{cases} \boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}}) = \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}}-1) + s_1\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}}) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}}-1)\right) \\ \boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}\,(N_{\mathrm{t}}) = \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},j-1} + s_2\left(\boldsymbol{r}_{\mathrm{env},j} - \boldsymbol{r}_{\mathrm{env},j-1}\right) \end{cases} \tag{3.9}$$

但し，s_1, s_2 は媒介変数である．上式を s_1 について解き，条件 $0 \leq s_1 \leq 1$ を満たすまで時間 t を変化させる．条件を満足した場合，交点が存在することを示す

ので，$t = N_\mathrm{t}$ とし，計算した s_1 から出射点 $\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t})$ を求める．出射点 $\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t})$ と同法線ベクトル $\boldsymbol{e}_{\mathrm{en},i}$ よりスネルの法則に基づいて誘電体外部への伝搬方向の単位ベクトルを以下の式で求める．

$$\boldsymbol{e}_{\mathrm{e},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t});\boldsymbol{b})\right) = \boldsymbol{R}_o\left(\theta_{\mathrm{e},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t});\boldsymbol{b})\right)\right)(\boldsymbol{e}_{\mathrm{en},i}) \tag{3.10}$$

但し，$\theta_{\mathrm{e},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t})\right)$ は誘電体外部への伝搬方向を決める角度である．上記処理を全誘電体境界で行い，受信素子位置 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{R,j}}$ における伝搬距離 $R(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b});\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j};\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j})$ を以下の式で求める．

$$\begin{aligned} R(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b});\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j};\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}) &= \min_i\left\{||\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(1) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j}||^2 + \sum_{t=2}^{N_\mathrm{t}-1}||\boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(t) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(t-1)||^2\right. \\ &+ \left.\left|\left|\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t}) - \boldsymbol{r}_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t}-1)\right|\right|^2 + \left|\left|\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j} - \boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t})\right|\right|^2\right\} \\ &\left(\left|\left|\boldsymbol{e}_{\mathrm{t},i}(\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}) - \boldsymbol{e}_{\mathrm{e},i}\left(\epsilon(\boldsymbol{r}'_{\mathrm{t},i}(N_\mathrm{t});\boldsymbol{b})\right)\right|\right|^2 < \Delta e\right) \end{aligned} \tag{3.11}$$

但し，Δe は伝搬方向誤差の範囲を決める閾値である．送受信素子から受信素子までの伝搬経路は出射点においてスネルの法則で求めた伝搬方向と光線方程式で求めた伝搬方向が一致するので伝搬方向誤差が最小となる．しかし，誘電体境界点は離散的であり，必ずしも伝搬方向誤差が最小の位置で実際の伝搬経路となるとは限らない．そこで伝搬方向誤差に閾値を決めて，その範囲内の中で 2 点間の光路長が最短になる経路を通るフェルマーの原理を用いて伝搬距離を導出する．図 3.7 に同じ誘電体における観測信号の距離点と条件別の伝搬距離の結果を示す．同図より Δe 内の最小距離にすることで観測信号の距離に近づいていることが確認できる．本手法はレイトレーシングを用いて誘電体内の伝搬経路を推定しているため，電波の回折や干渉現象による伝搬を考慮していない．形状によってはこれらの現象でレイトレーシングで求められる伝搬距離と誘電体目標の観測信号による距離点にずれが生じ，誘電率分布の推定精度を大きく劣化させてしまう場合がある．図 3.8 にある時間におけるレイトレーシングの波面と電界強度の分布を示す．従って，レイトレーシングの評価関数を用いて誘電率分布推定した後，FDTD 法の評価関数を用いて新たに誘電率分布を推定することで，推定精度を向上させる．

ここで FDTD 法を用いた誘電率分布推定のための評価関数を示す．

$$f_{\mathrm{FDTD}} = ||\boldsymbol{s}_{\mathrm{est}}(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})) - \boldsymbol{s}_{\mathrm{true}}||^2 \tag{3.12}$$

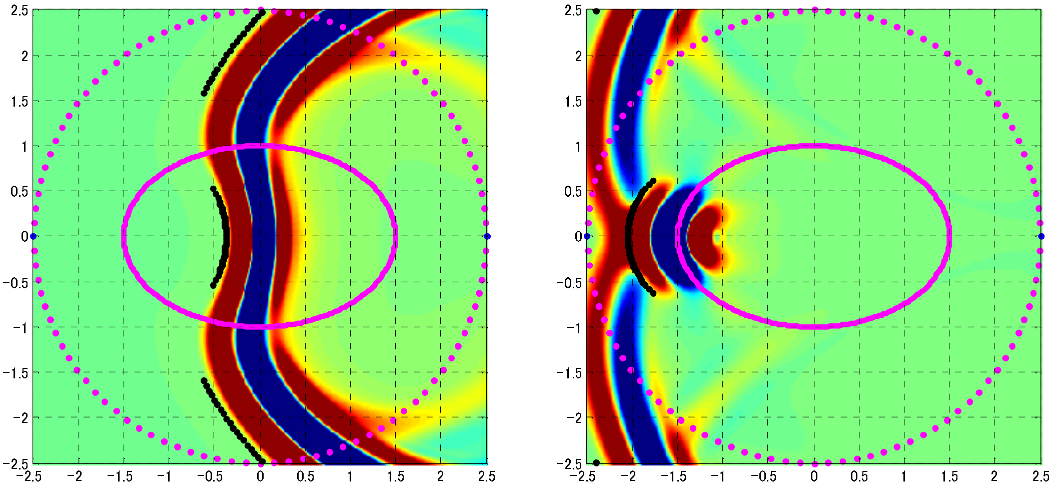


図 3.8: ある時間におけるレイトレーシングの波面 (黒点) と電界強度の分布 (左：誘電体内部伝搬時，右：誘電体内部透過後)

但し，$\boldsymbol{s}_{\mathrm{true}}$ は観測信号，$\boldsymbol{s}_{\mathrm{est}}(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b}))$ は FDTD 法を適用して取得した受信信号のベクトルである．FDTD 法は Maxwell 方程式を差分化して電磁界の散乱場を解く手法であり，ほぼ厳密な散乱場を計算することが可能である．

本手法では，レイトレーシング及び FDTD 法で定義される両方の評価関数の最適化に，粒子群最適化 (PSO) 法を導入する．PSO 法は次の節で具体的に説明するのでここでは最適化変数 $\boldsymbol{b}$ の更新方法だけ説明する．初期誘電率は N_{PSO} 個の異なる $\boldsymbol{b}$ を正規乱数を与えて式 (3.3) から生成する．評価値に応じて，$\boldsymbol{b}$ を次式で更新する．

$$\begin{aligned} \boldsymbol{b}^n(m+1) &= \boldsymbol{b}^n(m) + \boldsymbol{v}^n(m+1) && (3.13) \\ \boldsymbol{v}^n(m+1) &= w\boldsymbol{v}^n(m) + C_1 r_1\left(\boldsymbol{b}^n_{\mathrm{pbest}} - \boldsymbol{b}^n(m)\right) && \\ &+ C_2 r_2\left(\boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}} - \boldsymbol{b}^n(m)\right) && (3.14) \end{aligned}$$

但し，$\boldsymbol{b}^n(m)$ 及び $\boldsymbol{v}^n(m)$ は，更新回数 m 回目の n 番目の個体を表す．w, C_1, C_2 は任意定数，r_1, r_2 は $[0,1]$ の一様乱数とする．$\boldsymbol{b}^n_{\mathrm{pbest}}$ は各 $\boldsymbol{b}^n$ の更新回数における最良値，$\boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}}$ は全ての $\boldsymbol{b}$ の最良値である．最後の更新において，$\boldsymbol{b} = \boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}}$ とし，式 (3.3) により誘電率分布を決定する．

3.3 粒子群最適化法

提案法では，粒子群最適化 (PSO:Particle Swarm Optimization) 法 [20] により最適化を行う．PSO 法は，個体群に基づく最適化アルゴリズム (PBOA:Population-based Optimization Algorithms) の一種である．PBOA には PSO 法の他に遺伝的アルゴリズム (GA:Genetic Algorism) や差分進化 (DE:Differential Evolution) 法等もある．PSO 法は，一匹の最善な経路に群れの残りが倣う生物の行動原理を元にしている．PSO 法の特徴として,『1. 柔軟な並列処理により効率よい解の発見が可能 2. 不連続な目的関数に対しても適用可能 3. 非線形システムとの対応の良さ』の 3 つがある．以下に PSO 法の原理を示す．K 次元空間において位置 $\boldsymbol{x}^n = [x_1^n, ..., x_K^n]$, 速度 $\boldsymbol{v}^n = [v_1^n, ..., v_K^n]$, $(n = 1, ..., N)$ の N 個の粒子を仮定する．評価関数の結果から全粒子が空間を移動して最善な位置を探す．時刻 m において各位置の今までに経験した評価関数の最良値 $pbest^n$ と同位置 $\boldsymbol{x}^n_{\mathrm{pbest}}$ を以下に示す．

$$
\begin{aligned}
pbest^n &= \min_m f\left(\boldsymbol{x}^n(m)\right) &(3.15)\\
\boldsymbol{x}^n_{\mathrm{pbest}} &= \arg\min_{\boldsymbol{x}^n(m)} f\left(\boldsymbol{x}^n(m)\right) &(3.16)
\end{aligned}
$$

また，全粒子の今までの評価関数の最良値 $gbest$ と同位置 $\boldsymbol{x}_{\mathrm{gbest}}$ を示す．

$$
\begin{aligned}
gbest &= \min_n pbest^n &(3.17)\\
\boldsymbol{x}_{\mathrm{gbest}} &= \arg\min_{\boldsymbol{x}^n_{\mathrm{pbest}}} f\left(\boldsymbol{x}^n_{\mathrm{pbest}}\right) &(3.18)
\end{aligned}
$$

PSO 法では，今までの全粒子の最良値と各位置の最良値から移動速度を決めて位置を更新する．式 (3.16) と式 (3.18) より，時刻 $m+1$ における各位置と移動速度を求める．

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{x}^n(m+1) &= \boldsymbol{x}^n(m) + \boldsymbol{v}^n(m+1) &(3.19)\\
\boldsymbol{v}^n(m+1) &= w\boldsymbol{v}^n(m) + C_1 r_1\left(\boldsymbol{x}^n_{\mathrm{pbest}} - \boldsymbol{x}^n(m)\right)\\
&+ C_2 r_2\left(\boldsymbol{x}_{\mathrm{gbest}} - \boldsymbol{x}^n(m)\right) &(3.20)
\end{aligned}
$$

但し，w, C_1, C_2 は任意定数，r_1, r_2 は $[0,1]$ の一様乱数とする．図 3.9 に PSO 法の粒子の位置の更新の概念図を示す．図 3.10 に粒子の初期位置と更新結果を示す．但し，$w = 0.6, C_1 = C_2 = 1.8$，2 次元空間で初期位置 $\boldsymbol{x}$ は $[-50, 50]$ の一様乱数，初期速度 $\boldsymbol{v} = 0$，粒子数 $N = 10$，更新回数 $m = 100$ による結果である．更新することで評価値が最小の位置に収束することがわかる．

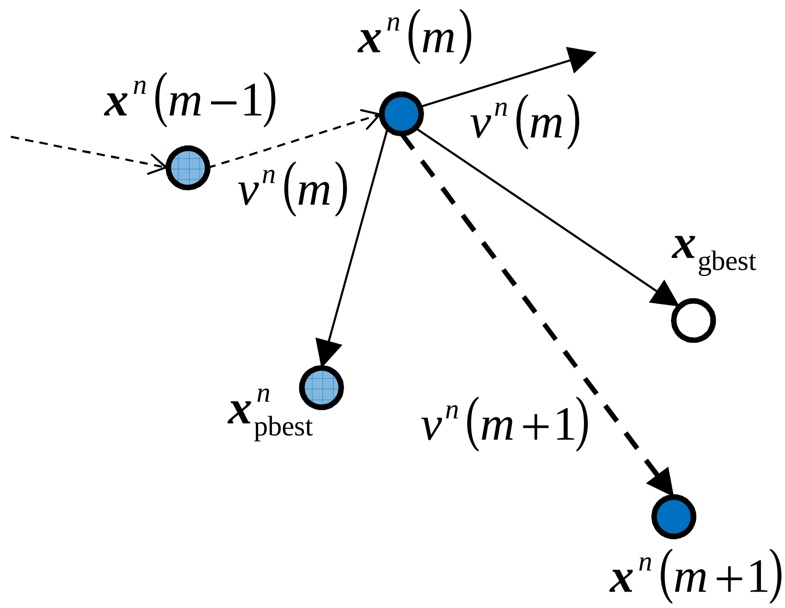


図 3.9: PSO 法の粒子の位置の更新の概念図

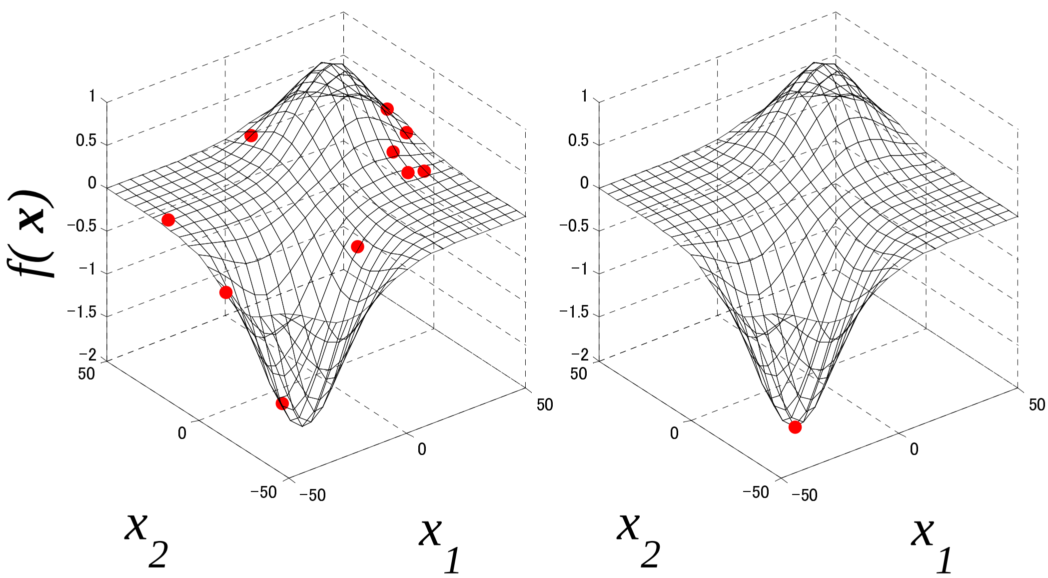


図 3.10: 粒子の初期位置と更新結果

3.4 処理手順

以下に提案法の処理手順をまとめる．図 3.11 に本手法のフローチャートを示す．

手順 1) RPM 法及び 2.2.3 節の Envelope 補間法により，誘電体境界点群 $\mathcal{R}_{\mathrm{env}}$ を得る．さらに，2.3.2 節の均質誘電率推定法により均質誘電率 $\hat{\epsilon}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}$ を推定する．

手順 2)　平均 0，標準偏差 σ_{Ray} の正規乱数を与えた N_{PSO} 個の異なる $\boldsymbol{b}$ を用いて式 (3.3) から初期誘電率 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})$ を生成する．

手順 3)　レイトレーシングを用いて，伝搬距離 $R\left(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b});\boldsymbol{r}_{\mathrm{T},j};\boldsymbol{r}_{\mathrm{R},j}\right)$ を計算する．式 (3.4) より評価値 $f_{\mathrm{Ray}}\left((\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})\right))$ を求め，PSO 法により最良の誘電率分布 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}})$ を式 (3.3) により決定する．

手順 4)　以下の収束条件

$$N_{\mathrm{Ray}} < m \tag{3.21}$$

を満たす場合，手順 5) に進む．式 (3.21) を満たさない場合，式 (3.13) と式 (3.14) により，各個体の誘電率分布を更新し，手順 3) に戻る．

手順 5)　b_{gbest} のそれぞれの値に平均 0，標準偏差 σ_{FDTD} の正規乱数を加え，新たに N_{PSO} 個の異なる初期誘電体を作成する．

手順 6)　FDTD 法を用いて，散乱電界 $\boldsymbol{s}_{est}\left(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})\right)$ を計算する．式 (3.12) より評価値 $f_{\mathrm{FDTD}}\left(\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b})\right)$ を求め，PSO 法により最良の誘電率分布 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}})$ を式 (3.3) により決定する．

手順 7)　以下の収束条件

$$N_{\mathrm{FDTD}} < m \tag{3.22}$$

を満たす場合，手順 6) の誘電率分布 $\epsilon(\boldsymbol{r};\boldsymbol{b}_{\mathrm{gbest}})$ を最終的な推定結果とする．式 (3.22) を満たさない場合，式 (3.13) と式 (3.14) により，各個体の誘電率分布を更新し，手順 6) に戻る．

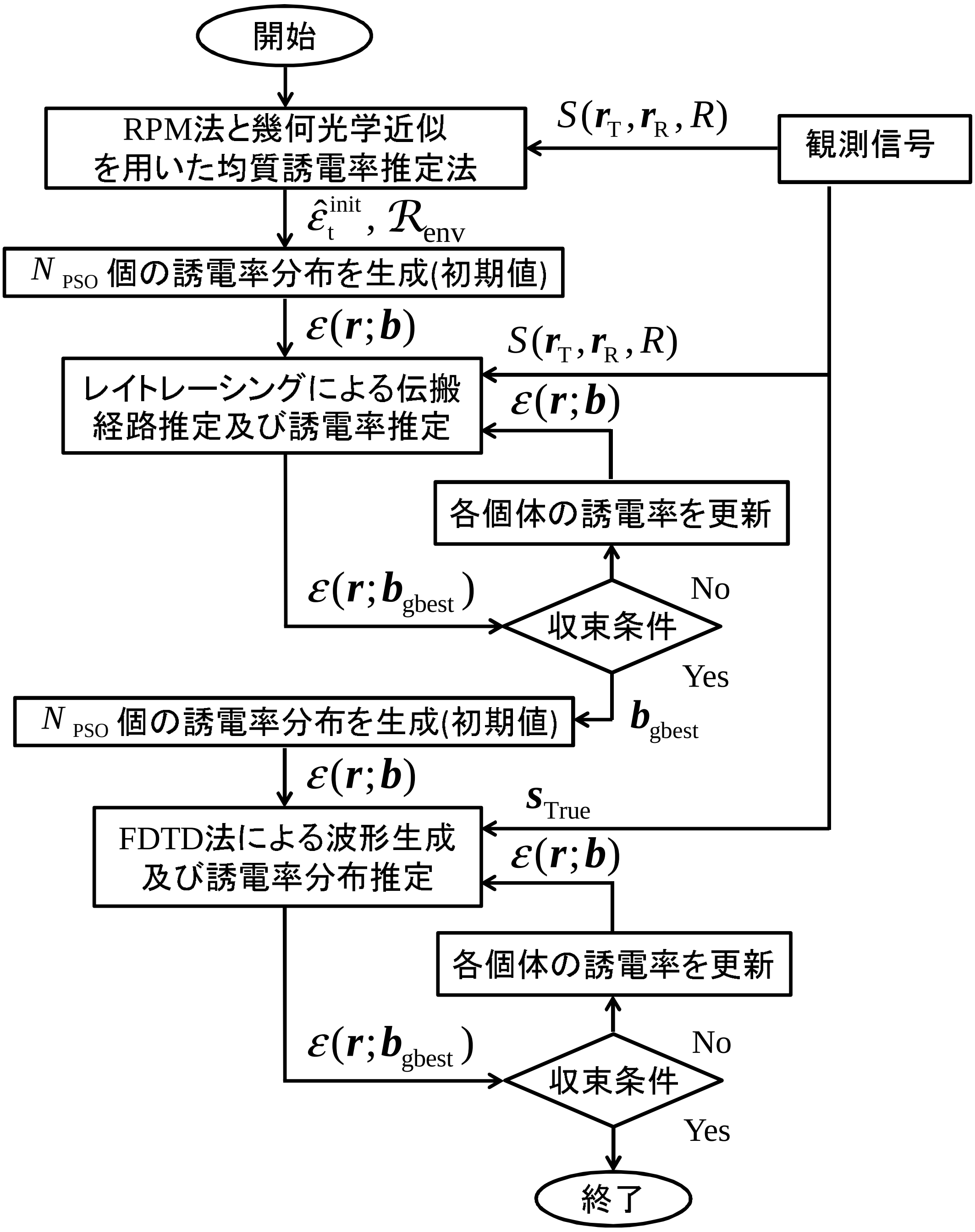


図 3.11: 提案法のフローチャート

第4章　数値計算による性能評価

本節では，前節で提案した誘電率推定法について，数値計算による特性評価を行い，その結果を示す.

4.1　条件及び定量評価

本節では，全ての性能評価における共通の条件と誘電率分布の定量評価方法について説明する．送受信素子は中心 $\boldsymbol{r}_{\mathrm{c}}=(0,0)$，半径 $R_{\mathrm{c}}=2.5$ の円軌道上に 36 個配置する．反射波距離点の範囲 Ω_{ref} は送信素子の左右計 5 個の受信素子を用いるように設定する．透過波距離点の範囲 Ω_{tra} はレイトレーシングで推定できる伝搬経路の関係上，送信素子と対称の 1 個の受信素子を用いるように設定する．RPM 法に用いるパラメータを $\sigma_{\theta}=\pi/12.5\lambda$，$\sigma_{X}=0.5\lambda$ とし，Envelope 法による補間点数は $N_{\mathrm{env}}=720$ とする．RPM 法と幾何光学近似を用いた推定法に用いるパラメータはそれぞれ，$\Delta\epsilon_{\mathrm{t}}^{\mathrm{init}}=\Delta\tilde{\epsilon}_{\mathrm{t}}=0.5$，$\Delta\epsilon_{\mathrm{t}}=0.1$ とする．PSO 法のパラメータは $w=0.6, C_1=C_2=1.8$ で初期速度 $\boldsymbol{v}(0)=0$，$N_{\mathrm{PSO}}=10$ とする．提案法のパラメータは $\sigma_{\mathrm{I}}=0.04, \sigma_{\mathrm{Ray}}=0.02, \sigma_{\mathrm{FDTD}}=0.01, \Delta e=0.02, \Delta t=0.04$ とする．FDTD 法では計算時間を減らすため，送信数 N_{T} は 4 個，受信数 N_{R} は 36 個全てとする．観測波形は FDTD 法により取得を行う．ここで，送信波形は次式で定義される．

$$
i(t)=\begin{cases}(1-\cos(2\pi t/T))\sin(2\pi t/T), & (0<t\leq T)\\ 0, & (\mathrm{otherwise}),\end{cases} \tag{4.1}
$$

但し，$T=\lambda/\mathrm{c}$ である．FDTD 法の時間ステップ幅は $T/200$，x，z 各方向のセルサイズは $\lambda/80$，基底関数で用いる位置 $\boldsymbol{p}$ のセルサイズは $\lambda/8$ である．また，受信信号に白色性ガウス雑音を加えることで，雑音環境を想定する．その際の SNR を以下のように定義する．

$$
\mathrm{S/N}=10\log_{10}\frac{\max|S_{\mathrm{ref}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}},\boldsymbol{r}_{\mathrm{R}},t)|^2}{P_n} \tag{4.2}
$$

ここで，$S_{\mathrm{ref}}(\boldsymbol{r}_{\mathrm{T}},\boldsymbol{r}_{\mathrm{R}},t)$ は Ω_{ref} の範囲の受信信号の整合フィルタ出力であり，P_n は雑音の整合フィルタ通過時の平均電力である．これ以降で示す S/N 値は各受信素子での S/N の平均値とする．また，誘電率分布推定について定量評価を行

うために，以下の比誘電率の推定誤差 RMS(Root Mean Square) を導入する．

$$e_{\mathrm{r}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_{\boldsymbol{r}}} \left\| \epsilon_{\mathrm{true}}(\boldsymbol{r}_i) - \epsilon(\boldsymbol{r}_i; \hat{\boldsymbol{b}}) \right\|^2}{N_{\boldsymbol{r}}}} \tag{4.3}$$

但し，$\epsilon_{\mathrm{true}}(\boldsymbol{r})$ は真の誘電率分布である．$\boldsymbol{r}_i$ は誘電体境界点群 $\mathcal{R}_{\mathrm{env}}$ の内部のサンプル位置で，$N_{\boldsymbol{r}}$ は $\mathcal{R}_{\mathrm{env}}$ 内のサンプル数である．

4.2 楕円形状の誘電率分布の特性評価

4.2.1 雑音なしの場合

本節では，楕円状誘電体を想定した場合における誘電率分布推定の特性評価を RPM 法と FDTD 法を併用した誘電率分布推定法と RPM 法とレイトレーシング及び FDTD 法を併用した誘電率分布推定法により比較する．図 4.1 に本手法で推定する真の誘電率分布を仮定する．導電率は 0.001S/m で一定とする．図 4.2 に BIM による推定結果を示す．BIM の入射電界の更新には FDTD 法を用いており，更新回数は 10 回である．Xeon 2.8GHz，搭載メモリ 6.0GB の計算機を用いた場合，計算時間は約 25 時間 40 分である．同図より境界及び誘電率分布が推定できないことがわかる．これは同手法が初期値に真空の入射電界を用いて全電界近似するため，誘電率のコントラストが大きい場合は，解が収束せず，精度が保持できないからである．よって初期値にはある程度の比誘電率の情報が必要である．図 4.3 に提案法において評価関数計算に FDTD 法のみを用いた場合の誘電率分布推定及び図 4.4 にレイトレーシングと FDTD 法を併用した場合の誘電率分布推定を示す．図 4.3 の場合，FDTD 法の更新回数 11 回であり計算時間は約 8 時間 33 分である．図 4.4 の場合，レイトレーシングの更新回数 31 回で計算時間は約 33 分，FDTD 法の更新回数 11 回で計算時間は約 8 時間 33 分であり，合計計算時間は約 9 時間 6 分である．図 4.5 に所要時間に対する誘電率分布推定誤差の RMS を示す．同図より，推定誤差が多少増加する場合もあるが，更新回数に応じて推定精度が向上していることがわかる．BIM の 10 回更新の比誘電率誤差の RMS0.448 に対して，FDTD 法 11 回更新のみの比誘電率誤差の RMS は 0.235，レイトレーシング 31 回と FDTD 法 11 回更新後の比誘電率誤差の RMS は 0.154 であり精度向上が確認できる．またレイトレーシングにより初期誘電率が真の誘電率分布に近づくことによる推定精度向上の効果も確認できる．図 4.6 に目標の誘電率分布におけるレイトレーシングの伝搬距離と観測

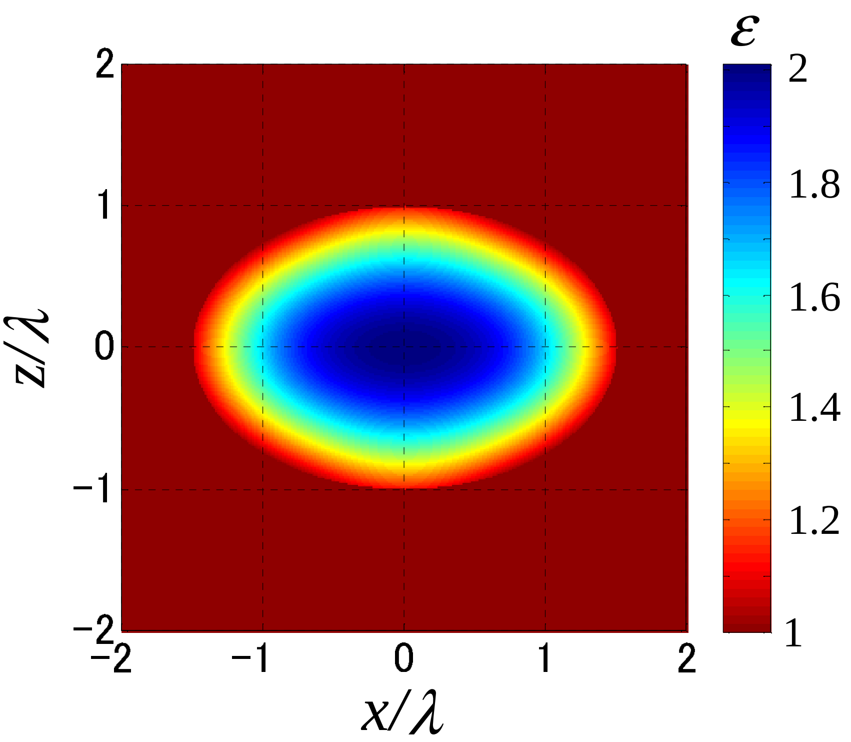


図 4.1: 真の誘電率分布

信号から得られる距離点を示す．同図より全体的に観測距離に比べレイトレーシングによる伝搬距離の方が長く見積もられており，大きいところでは0.1λ以上の差がある．原因としては波長規模以上の誘電体形状によるクリーピング波が誘電体内部を透過した信号と干渉を起こし，距離を変化させてしまったからと考えられる．つまり，レイトレーシングのみで更新し続けても正確に真の誘電率分布には近づかず，収束してしまうので最終的にFDTD法を用いて誘電率分布を推定しなければならない．レイトレーシング及びFDTD法を用いた評価関数の最適な更新回数は今後の課題とする．

4.2.2　S/N=35dB の場合

次に，雑音環境下での特性評価を行う．雑音環境下の一例としてS/N=35dBの場合についてRPM法とEnvelope補間法を適した結果を図4.7に示す．同図より誘電体境界推定の精度が劣化してしまっている．これは今回の誘電率分布の比誘電率が境界付近で小さかったため，反射波が雑音の影響を大きく受けてしまったからと思われる．図4.8に雑音S/N=35dBの場合の提案法において評価関数計算にFDTD法のみを用いた場合の誘電率分布推定及び図4.9にレイト

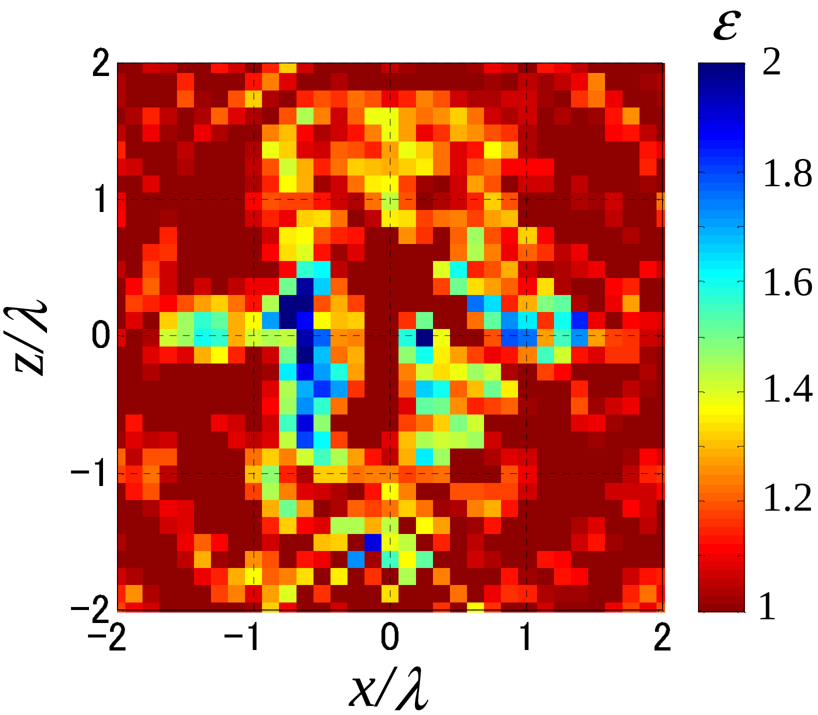


図 4.2: BIM による推定結果

レーシングと FDTD 法を併用した場合の誘電率分布推定を示す．図 4.5 に所要時間に対する誘電率分布推定誤差の RMS を示す．同図よりどちらも推定精度が劣化しているが，雑音なしの場合と同様，更新するほど精度が良くなっている．FDTD 法 10 回更新のみの比誘電率誤差の RMS は 0.255，レイトレーシング 31 回と FDTD 法 10 回更新後の比誘電率誤差の RMS は 0.207 であり，S/N=35dB の雑音環境下においても精度向上が確認できる．しかし，これ以上雑音を加えてしまうと受信信号をそのまま評価関数にしている FDTD 法では雑音の影響を大きく受けてしまい精度が劣化することが考えられる．

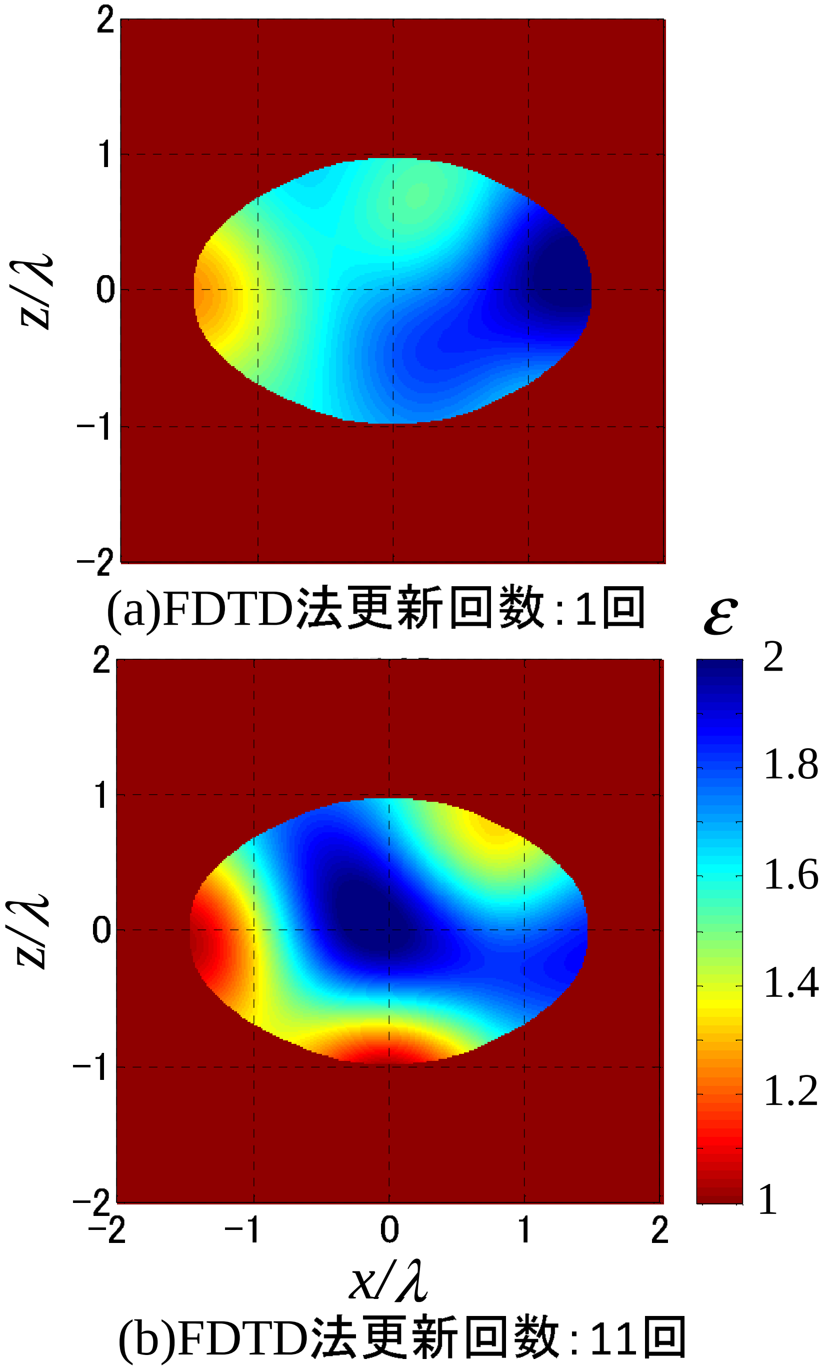
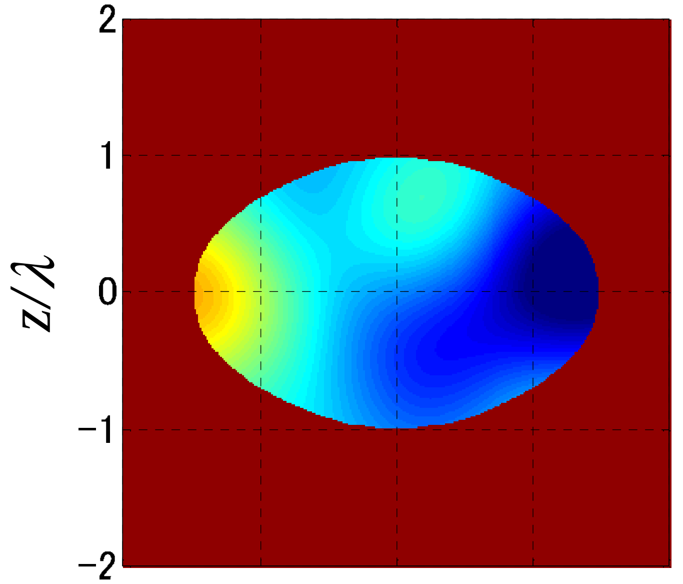
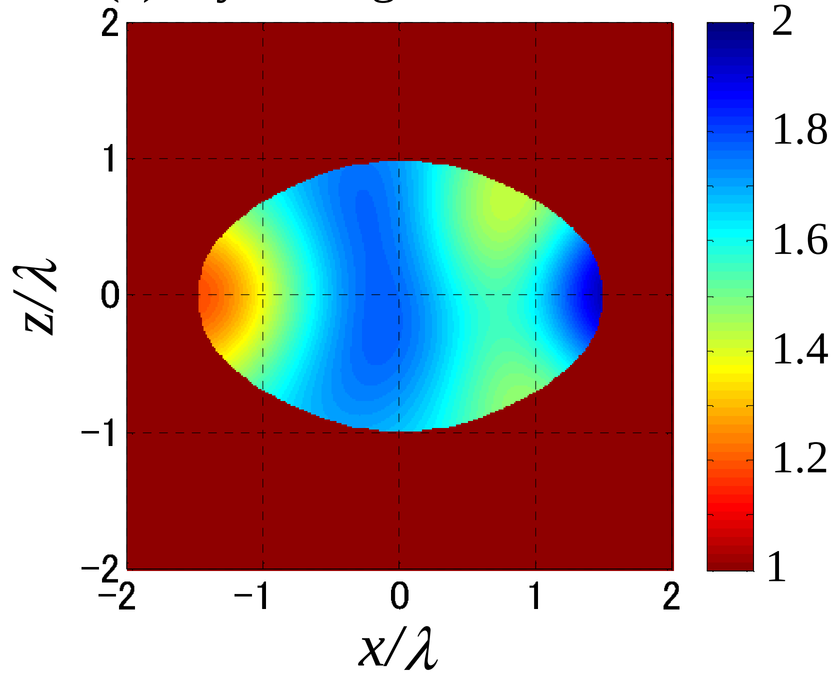


図 4.3: FDTD 法のみの各更新回数と推定結果



(a)Ray tracing更新回数:1回



(b)Ray tracing更新回数:31回

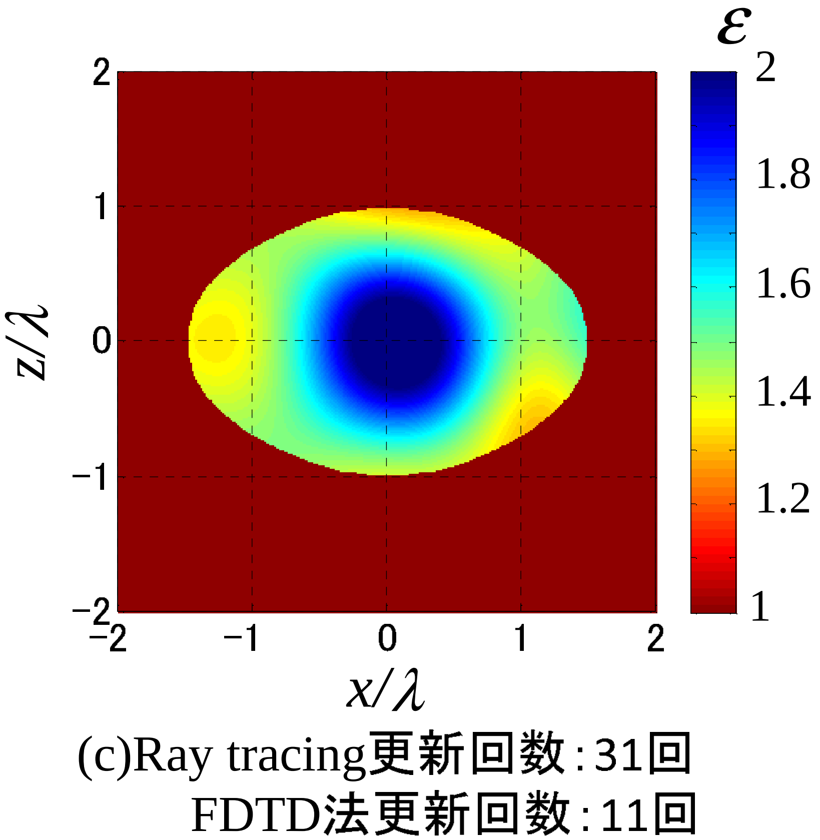


図 4.4: レイトレーシングと FDTD 法を併用した各更新回数と推定結果

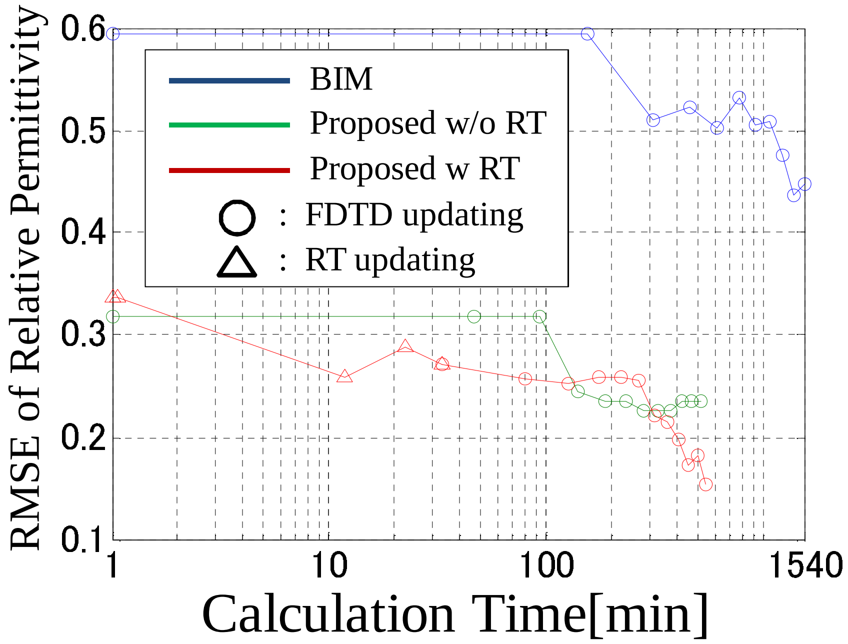


図 4.5: 各手法の所要時間に対する誘電率分布推定誤差の RMS

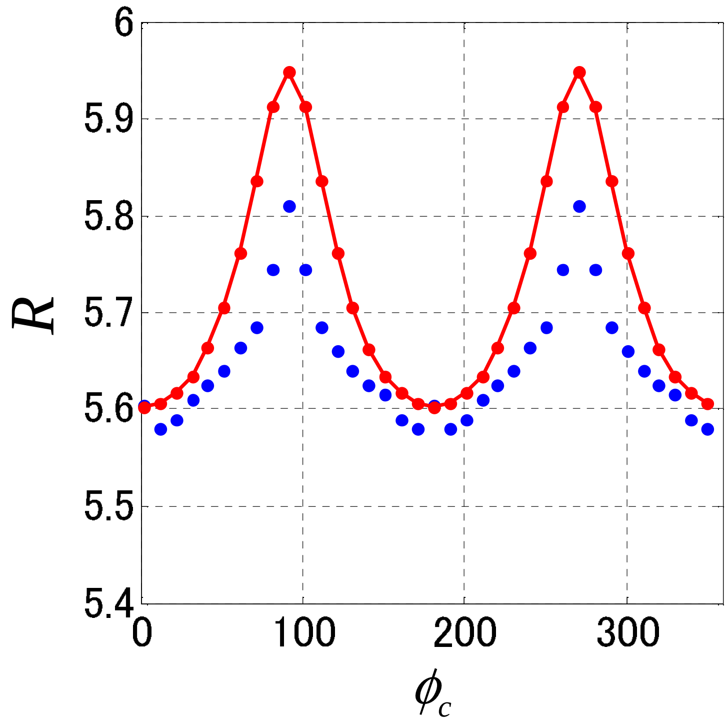


図 4.6: 真の誘電率分布におけるレイトレーシングで得られる伝搬距離 (赤線) と観測距離点 (青点)

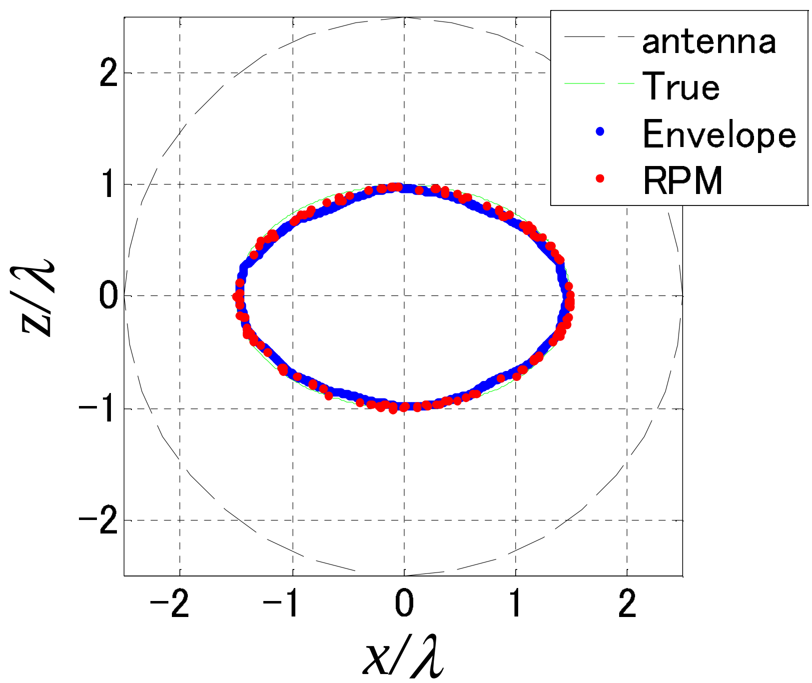


図 4.7: 誘電体境界推定結果 (S/N=35dB)

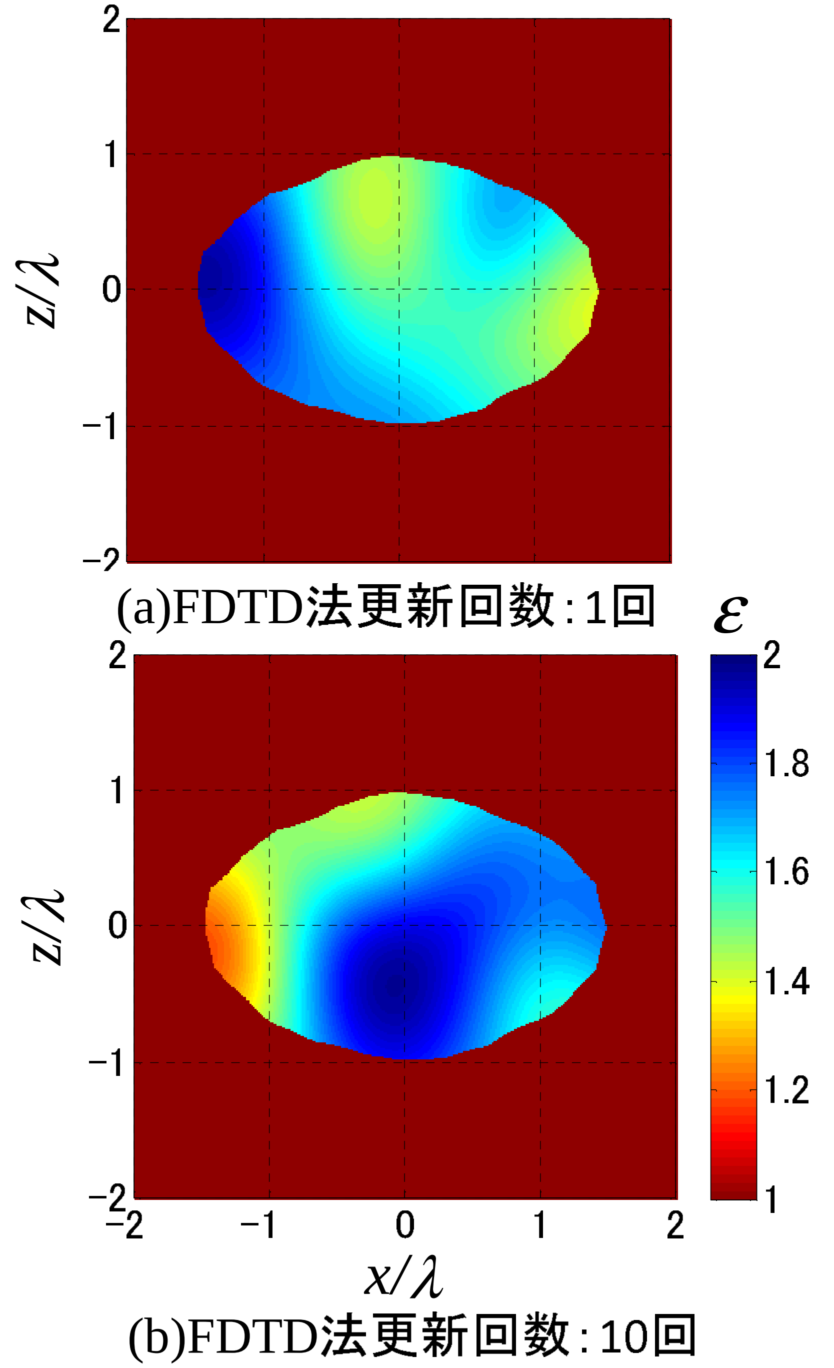
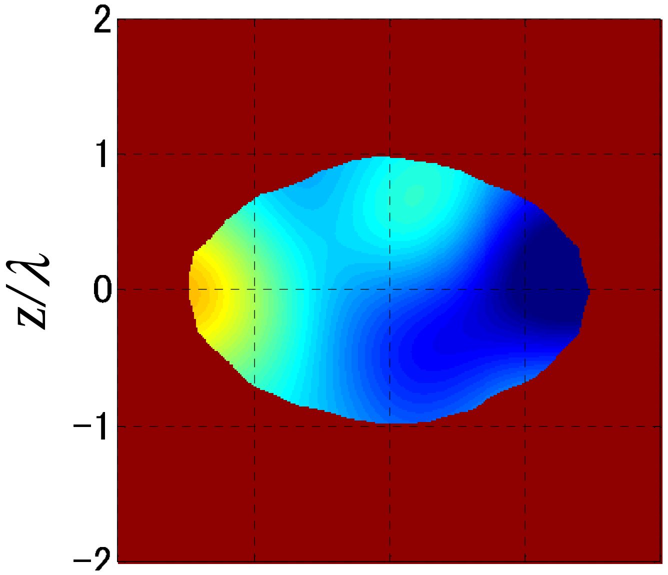
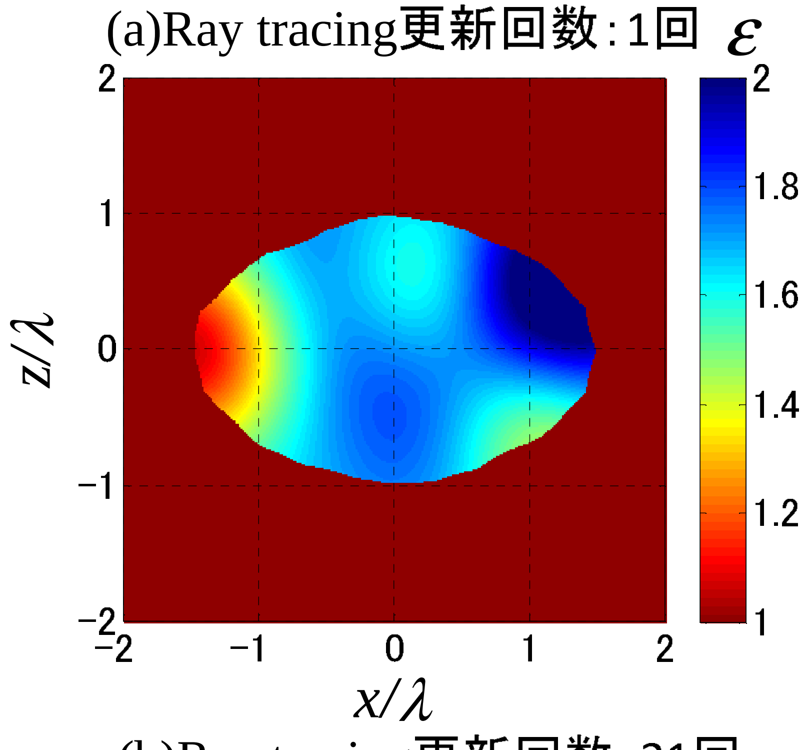


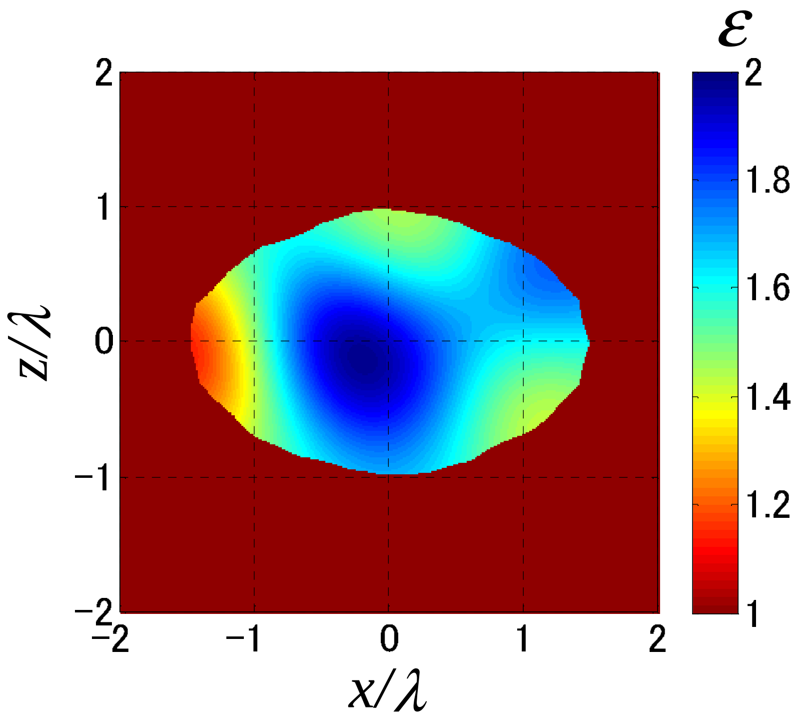
図 4.8: FDTD 法のみの各更新回数と推定結果 (S/N=35dB)



(a)Ray tracing更新回数:1回



(b)Ray tracing更新回数:31回



(c)Ray tracing更新回数:31回
FDTD法更新回数:10回

図 4.9: レイトレーシングと FDTD 法を併用した各更新回数と推定結果 (S/N=35dB)

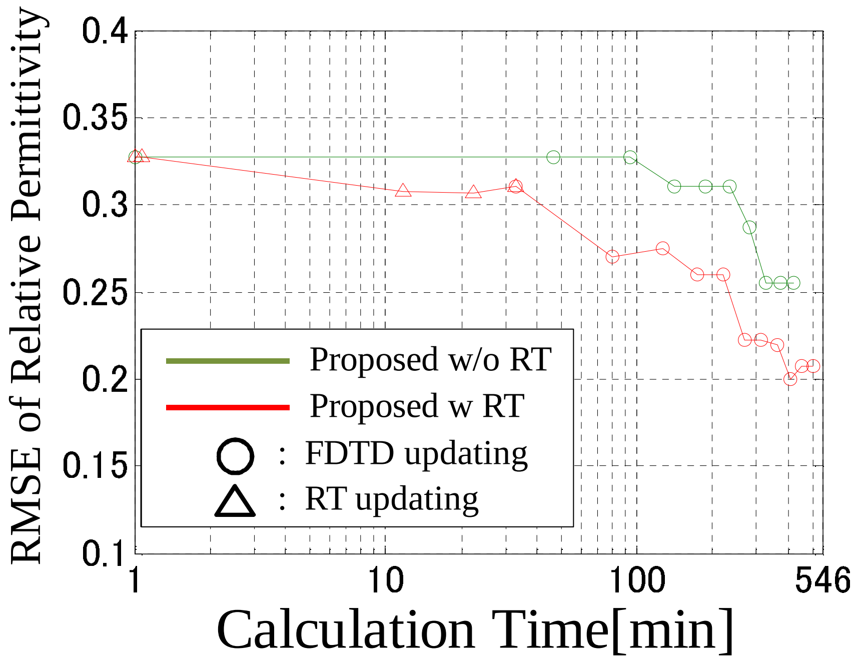


図 4.10: 各手法の所要時間に対する誘電率分布推定誤差の RMS(S/N=35dB)

第5章　結論

本論文では，UWBを用いた非破壊検査や乳癌細胞検知等の非侵襲による生体内部の画像化技術のための誘電率分布推定法を提案した．誘電体内画像化手法として，RPM法に基づく高精度誘電体境界推定点及び同法線ベクトルを用いて，誘電体内部の伝搬経路を決定し，誘電体内部の目標境界を高精度に推定する手法が提案されている．同手法は，誘電体境界の先見情報を必要とせず，かつ高精度な誘電体内部目標画像を実現しているが，同手法は精度が目標を包含する誘電体の誘電率に依存するため，正確な誘電率推定法との併用が必要である．

従来の誘電率推定として，領域積分方程式の数値解析による手法やそれを拡張した手法が提案されている．しかし，同手法は，真空と誘電体の誘電率のコントラストが大きい場合には推定値が発散し，収束せず，計算時間も膨大になる．また，境界付近で精度が大きく劣化する．上記問題を解決するため，本論文では，先行研究のRPM法と幾何光学近似による均質誘電率推定法により推定される誘電体境界と比誘電率からFDTD法を用いて誘電率分布を推定する手法を提案した．同手法は誘電体境界と比誘電率を初期値に用いてFDTD法で得られる散乱電界を評価関数としてPSO法で最適化を行うことで誘電率分布を推定する．さらにガウス関数を用いた基底関数により，少ない最適化変数で明瞭な誘電率分布を表現する．誘電体境界と比誘電率を初期値に用いることで従来の問題であるコントラストの大きさと境界付近の劣化を抑えることができる．しかし，FDTD法のみでは計算時間が膨大になってしまう．そこで初期値をより厳密に求めるためにレイトレーシングで推定される伝搬距離を評価関数に用いて誘電率分布を推定してからFDTD法の評価関数を適用することで計算時間を短くする．数値計算による特性評価により，2次元問題において，雑音なしの場合，BIM法の比誘電率誤差のRMSは0.448，FDTD法のみの手法で比誘電率誤差のRMSは0.235，レイトレーシングとFDTD法を併用した手法で比誘電率誤差のRMSは0.154であることを確認した．

今後の課題として，導電率を不均質にする場合の検討及び手法拡張と実験的検討があげられる．

謝辞

本研究を遂行するにあたり，多大なるご指導を頂いた桐本哲郎教授に深く感謝致します．また，ご多忙の中にも関わらず，熱心なご指導を頂きました木寺正平助教に深く感謝致します．最後に，日頃から研究に限らず，研究室サーバの管理，日々の研究室ホームページ運営や研究室の引っ越し作業等，多岐にわたり協力して頂いた桐本研究室の皆様に感謝の意を表し，本論文の結びとさせて頂きます．

参考文献

[1] R. J. Fontana, "Recent System Applications of Short-Pulse Ultra-Wideband (UWB) Technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52., no. 9, pp. 2087–2103, Sep. 2004.

[2] J.G. Elmore, M.B. Barton, V.M. Moceri, S. Polk, P.J. Arena, and S.W. Fletcher, "Ten-year risk of flase positive screening mammograms and clinical breast examinations," *New Eng. J. Med.*, vol. 338, no. 16, pp. 1089-1096, 1998.

[3] W. Shao, B. Zhou, Z. Zheng, and G. Wang, "UWB Microwave Imaging for Breast Tumor Detection in Inhomogeneous Tissue," *Conf. Proc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.* 2005, pp. 1496-1499, Shanghai, China, Sep. 1-4, 2005.

[4] W. C. Khor, A. A. Bakar, and M. E. Bialkowski, "Investigations into Breast Cancer Detection using Ultra Wide Band Microwave Radar Technique," *Microw. Conf., APMC* 2009, pp. 712-715, Shingapore, Dec 7-10, 2009.

[5] M. Kriege, Cecile T.M. Brekelmans, etc. "Efficacy of MRI and Mammography for Breast-Cancer Screening in Women with a Familial or Genetic Predisposition," *New Eng. J. Med.*, vol. 351, pp. 427-437, July 29, 2004.

[6] F. Ahmad, M. G. Amin, and S. A. Kassam, "Synthetic Aperture Beamformer for Imaging Through a Dielectric Wall," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 41, no. 1, pp. 271-283, Jan. 2005.

[7] Martin O 'Halloran, "Quasi-Multistatic MIST Beamforming for the Early Detection of Breast Cancer," *IEEE Trans. Biomedical Engineering.*, vol. 57, no. 4, pp. 1690-1705, Apr. 2010.

[8] P. Kosmas, and C. M. Rappaport, "A Matched-Filter FDTD-Based Time Reversal Approach for Microwave Breast Cancer Detection," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, no. 4, pp. 1257-1264, Apr. 2006.

[9] K. Akune, S. Kidera, T. Kirimoto, "Acceleration for Shadow Region Imaging Algorithm with Multiple Scattered Waves for UWB Radars," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E94-B, no. 9, pp. 2696-2699, Sep. 2011.

[10] S. Kidera, T. Sakamoto, and T. Sato, "Accurate UWB Radar 3-D Imaging Algorithm for Complex Boundary without Range Points Connections," *IEEE Trans. Geosci. & Remote Sens.*, vol. 48, no. 48, pp. 1993-2004, Apr. 2010.

[11] K. Akune, S. Kidera, and T. Kirimoto, "Accurate and Nonparametric Imaging Algorithm for Targets Buried in Dielectric Medium for UWB Radars," *IEICE Trans. Electronics*. E95-C, no. 8, pp. 1389–1398, Aug., 2012.

[12] Y. Niwa, S. Kidera, and T. Kirimoto, "Image Expansion Approach for Target Buried in Dielectric Medium with Extended RPM to Multi-static UWB Radar," *IEICE Trans. Electronics*(*Briefpaper*)., vol. E96-C, no. 1, Jan., 2013

[13] M. Moghaddam and W. C. Chew, "Study of some practical issues in inversion with the Born iterative method using time-domain data", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 41, no. 2, pp. 177-184 (1993).

[14] R. Souma, S. Kidera, T. Kirimoto, "Accurate Permittivity Estimation Method with Iterative Waveform Correction for UWB Internal Imaging Radar," *IEICE Trans. Electronics.*, vol. E96-C, no. 5, pp. 730-737 (2013).

[15] D. L. Mensa, G. Heidbreder and G. Wade, "Aperture Synthesis by Object Rotation in Coherent Imaging," *IEEE Trans. Nuclear Science*, vol. 27, No. 2, pp. 989-998, Apr. 1980.

[16] T. Sakamoto and T. Sato, "A Target Shape Estimation Algorithm for Pulse Radar Systems Based on Boundary Scattering Transform," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, no. 5, pp. 1357-1365, May 2004.

[17] S. Kidera, T. Sakamoto, and T. Sato, "A Robust and Fast Imaging Algorithm with an Envelope of Circles for UWB Pulse Radars," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E90-B, no. 7, pp. 1801-1809, Jul. 2007.

[18] Max Born and Emil Wolf/著　草川徹/訳, "光学の原理", 東海大学出版会,(2005)

[19] 宇野 亨, "FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析," コロナ社, 1998.

[20] J. Kennedy and R. C. Eberhart, "Particle swarm optimization," *Proc. IEEE. Int. Conf. Neural Netw.*, pp. 1942-1948, 1995.