

マイクロ波 CT マンモグラフィの開発

長山 好夫^{†a)} 花島 朋弥^{††} 齊藤 玖美^{††} 渡辺 茜^{††}
 浅井 朋彦^{††} 水口 直紀[†] 森山 敏文^{†††} 竹中 隆^{†††}
 田中 俊幸^{†††} 山口聡一郎^{††††}

Development of Microwave CT Mammography

Yoshio NAGAYAMA^{†a)}, Tomoya HANASHIMA^{††}, Kumi SAITO^{††}, Akane WATANABE^{††},
 Tomohiko ASAI^{††}, Naoki MIZUGUCHI[†], Toshifumi MORIYAMA^{†††}, Takashi TAKENAKA^{†††},
 Toshiyuki TANAKA^{†††}, and Soichiro YAMAGUCHI^{††††}

あらまし 24 個の固定ダイポールアンテナを用いて三次元マイクロ波 CT 実験を行い、スーパーコンピュータを用いて Forward-Backward Time Stepping (FBTS) 法による CT 計算を行った。その結果得られた知見は、FBTS 法が雑音に強いこと、及び計算の初期設定やキャリブレーション設定が精度向上に重要なことである。また計算モデル化が容易な広帯域平面アンテナの開発も行った。これらの知見を生かし、FBTS 法マイクロ波 CT マンモグラフィ装置の概念設計を行った。

キーワード マイクロ波 CT, マンモグラフィ, 実験, FBTS 法, スーパーコンピュータ, 平面アンテナ

1. ま え が き

マイクロ波 CT とは、物体にマイクロ波を照射しその散乱波信号と計算値が一致するような電気定数（誘電率、導電率、透磁率）の 3 次元分布を求めるものである。マイクロ波 CT の応用として注目されているのが乳がんの画像診断「マンモグラフィ」である。現在の X 線マンモグラフィでは乳腺とがん組織の区別が明確ではない。そのため若年女性に多い発達した乳腺をもつ高濃度乳房での乳がん判別が困難であり、がん検診での大きな課題となっている。乳房の比誘電率は、

例えば周波数 3 GHz では、皮膚が約 40、脂肪組織が約 5、正常な乳腺組織が約 45、乳がん組織が約 50 である [1], [2]。乳房はマイクロ波の透過性が良い脂肪組織できているため、高誘電率の乳がん組織の表面でのマイクロ波反射を利用したレーダ法によるマンモグラフィもあるが [3], [4]、マイクロ波は乳腺組織の表面でも反射するため、乳腺と乳がんの区別が付きにくい。一方、マイクロ波 CT では正確な誘電率分布が得られるので、乳がんと乳腺の比誘電率が 10% 異なることを利用して、高濃度乳房での乳がんの判別が可能になる。そのためには周囲と比誘電率が 10% 異なる直径 5 mm の腫瘍を判別することが要求される。更に被験者が息を止めていられる 10 秒以内に測定を終了することも課題である。

有力なマイクロ波 CT 画像再構成法として Forward-backward Time Stepping (FBTS) 法が長崎大学で開発されている [5]~[10]。シミュレーションによると FBTS 法では乳腺に囲まれた直径 5 mm の腫瘍を判別することが可能である [9], [10]。しかし一般に CT 計算法は受信器の感度のばらつきや雑音に敏感なため、シミュレーションで良質な画像再構成ができて、実物では良くない場合がある。更に FBTS 法では FDTD 計算を

[†] 核融合科学研究所, 土岐市

National Institute for Fusion Science, 322-6 Oroshi-cho, Toki-shi, 509-5292 Japan

^{††} 日本大学理工学部, 東京都

College of Science and Technology, Nihon University, 1-8-14 Kanda-Surugadai, Chiyoda-ku, Tokyo, 101-8308 Japan

^{†††} 長崎大学工学部, 長崎市

School of Engineering, Nagasaki University, 1-14 Bunkyo-machi, Nagasaki-shi, 852-8521 Japan

^{††††} 関西大学システム理工学部, 吹田市

Faculty of Engineering Science, Kansai University, 3-3-35 Yamate-cho, Suita-shi, 564-8680 Japan

a) E-mail: nagayama.yoshio@gmail.com

DOI:10.14923/transelej.2022JC10001

何度も反復するため計算量が膨大である。計算時間が長いことは、実用上も開発上も大きな問題となる。

誘電率の再構成法としては、FBTS 法以外にも、Distorted Born Iterative Method (DBIM) [11], Contrast Source Inversion (CSI) 法 [12], [13] などの手法が提案されている。特に CSI 法は、繰り返し計算において FDTD 法などの順問題ソルバーが不要であるとして、有力な方法になりつつある。だがこれらの再構成手法はシミュレーションだけで評価されている。実験での評価は極めて少ない。Johnson らは 2 次元ダイポールアンテナアレーを上下させて実験データを取り、FBTS 法で画像再構成している [7]。Grzegorzcyk らは棒アンテナアレーを上下させて実験データを取り、Discrete Dipole Approximation (DDA) あるいは Finite-difference time-domain method (FDTD 法) を用いて電磁界計算を行って、画像再構成を行っている [14]。これでは本質的に二次元測定であるし、実機に要求される 10 秒以内の測定も不可能である。マイクロ波 CT マンモグラフィは諸外国でも開発努力がなされているが、実用化には至っていない [15]。

FBTS 法では広い周波数帯域で測定し、低周波数マイクロ波により低分解能の CT 像を再構成し、それを初期条件として順次高周波数マイクロ波により高分解能 CT 像を再構成していく。CSI 法においても多周波数を用いることでノイズに強い画像再構成ができる [13]。マイクロ波 CT においては広帯域計測が重要である。一方、電極の大きなモノポールアンテナが広帯域であることは知られている [16], [17]。だが、マイクロ波 CT ではアンテナを多数並べるため、周波数特性だけでなく、コンパクトさも重要である。

本論文では、固定した 24 個のアンテナを用いた真の三次元マイクロ波 CT 実験を行い、FBTS 法を用いて画像再構成を行うことで、実験的に FBTS 法の評価を行う。FBTS 法の特徴がわかるようにファントムはできるだけ簡単なものとして中空円筒誘電体を用いる。初めに、FBTS 計算コードをスーパーコンピュータ用に改修して FBTS 計算の高速化を図る。次に、実際の計測値を用いて CT 画像再構成を行うことで、測定値の較正、電気定数分布の初期設定及び、雑音の影響を調べる。本研究ではコンパクトで計算モデル化が容易な広帯域アンテナの開発も行う。最後にそれらの成果を生かした FBTS 法マイクロ波 CT 装置概念を示す。

2. FBTS 法の高速度計算

FBTS 法では、仮定した電気定数分布について、FDTD 法を用いた電磁界計算により各受信点での電磁界を計算し、実測値との差が最小化するように、電気定数分布を逐次修正するものである。すなわち受信点での計算値 \mathbf{v}_m と測定値 $\tilde{\mathbf{v}}_m$ の差である誤差関数 $Q(\mathbf{p})$ の最小化を目指す [9]。ここで $Q(\mathbf{p})$ の定義は

$$Q(\mathbf{p}) = \int_0^T \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N K_{mn}(t) |\mathbf{v}_m(\mathbf{p}; \mathbf{r}_n, t) - \tilde{\mathbf{v}}_m(\mathbf{r}_n, t)|^2 dt \quad (1)$$

パラメータ $\mathbf{p} = (\epsilon_r(\mathbf{r}), \mu_r(\mathbf{r}), \sigma(\mathbf{r}))^t$ は計算領域内の電気定数分布 (比誘電率 $\epsilon_r(\mathbf{r})$, 比透磁率 $\mu_r(\mathbf{r})$, 導電率 $\sigma(\mathbf{r})$; 上付添字 t は転置を表す) である。また、 m はマイクロ波の送信点 (個数: M) の番号、 n は受信点 (個数: N) の番号である。 T は観測時間、 $K_{mn}(t)$ は $t = T$ のときに 0 となる負でない重み関数である。このように FBTS 法は汎関数 $Q(\mathbf{p})$ の最小化問題であり、共役勾配法により最小化を行うことができる。

像再構成アルゴリズムは次のとおり:

- (1) \mathbf{p} の初期設定
- (2) $\tilde{\mathbf{v}}_m$ 入力
- (3) $t = 0$ から順伝播で \mathbf{v}_m を計算
- (4) $F(\mathbf{p})$ を計算する。
ここで収束していれば終了し、していなければ、
- (5) 受信点での電磁界の残差を波源とする波を $t = T$ から $t = 0$ まで逆伝搬させて随伴電磁界を計算する。
- (6) \mathbf{p} についての誤差関数の勾配ベクトルを計算する
- (7) 探索方向に沿って \mathbf{p} を更新し、(3) へ戻る。

ここで受信データをシミュレーションし、それを入力データとした FBTS 計算を試みる。シミュレーションの対象は図 1 に示すような、同心中空円筒誘電体 (長さ 10 cm, 直径 5 cm) を 24 チャンネルダイポールアンテナアレーで測定するマイクロ波 CT である。一つの送信アンテナにつき他の 23 個のアンテナで受信するので、送信アンテナ 24 個では $23 \times 24 = 552$ 個の受信データとなる。並列化されていない FBTS 計算コードをワークステーション (Intel Xeon Gold 6252 (2.1 GHz/24 コア) \times 4CPU, メモリ 768 GB, Intel Fortran) で計算すると、30 回反復計算で 30 時間要する。

本研究では、スーパーコンピュータによる FBTS 計

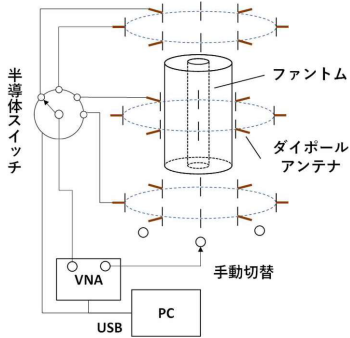


図1 ダイポールアンテナを用いたマイクロ波 CT 実験
Fig. 1 Microwave CT experiment using dipole antennas.

算コードの高速化を図る。核融合科学研究所のスーパーコンピュータシステム「プラズマシミュレータ」(NEC SX-Aurora TSUBASA A412-8) はベクトル計算機を並列化したものである。ベクトル計算機の最適化手法に基づきループ内をまとめ、並列化に留意してチューニングを行う。主な変更点は

- (1) 作業ファイル出力をやめてメモリ上に行列を作って記憶し、更にその行列を並列プロセスごとに分散することで、I/O 負荷を減少するだけでなく、プロセス当たりのメモリ量を低減する。
- (2) 波源ごとの和をとる通信を行列にまとめて1回で行うことで通信を減らす。
- (3) ループ内で行っていた境界条件の評価をループ外で計算する。
- (4) 条件分岐やパラメータ授受を不要とする。

以上の最適化を行い、プラズマシミュレータにおいて、40 VE/320 コアの大規模並列計算 (NEC MPI Fortran) を行うと、88 回反復計算した場合の計算時間は 15 分である。およそ 300 倍の高速化が達成される。

3. マイクロ波 CT 実験

図 1 にダイポールアンテナを用いたマイクロ波 CT 実験の模式図を示す。測定対象は、同心中空円筒誘電体 ($\epsilon_r = 3.7$, 外径 50 mm, 内径 25 mm, 高さ 60 mm) である。この誘電体材料はポリアセタール (POM) である。測定対象中心から半径 5 cm の円周上に 45° ごとに 8 個のダイポールアンテナを 1 枚のスタイロフォーム上に設置する。ダイポールアンテナは、長さ 20 cm のセミリジッドケーブル (RG405) の芯線を直角に曲げ、更に芯線と同じ銅線をセミリジッドケーブルの外被銅管に半田付けしたものである。バランは用いてい

ない。アンテナ電極長は 3 cm である。このダイポールアンテナアレーを 4.5 cm 離して 3 段重ね、合計 24 個のダイポールアンテナで測定系を構成する。

各ダイポールアンテナはセミフレキシブルケーブル (HUBER+SUHNER SUCOFORM_86) と SMA コネクタにより、24ch 半導体スイッチ (Mini-Circuits USB-SP4T-63 の組み合わせ) に接続される。手で接続を変えていくダイポールアンテナの出力とそれ以外の 23ch のアンテナが接続する半導体スイッチの出力は、Vector Network Analyzer (VNA: Keysight P9372A) に入力し、アンテナ間の S_{21} を測定する。半導体スイッチ及び VNA は Windows コンピュータと USB 接続され、LabVIEW プログラムにより、一つのアンテナにつき 23 個のアンテナとの S_{21} を半導体スイッチで切り替えながら順に測定する。すなわち、この測定は 24 個の送信アンテナについて 23 個の受信アンテナで受信することに対応する。

本実験では、送信アンテナ端子から受信アンテナの端子までを四端子回路と見立てたときの S_{21} を周波数領域で測定する。一方 FBTS 法の入力データは時間領域のパルス波形である。受信アンテナ端子での時間領域の受信電圧 $v_2(t)$ を、測定した $S_{21}(\omega)$ から以下のように導く。送信端子が波源 $e_1(t)$ とインピーダンス Z_0 を介して接続され、受信アンテナ端子がインピーダンス Z_0 を介して短絡されているとすると、周波数領域での受信アンテナ端子電圧 $V_2(\omega)$ は、

$$V_2(\omega) = \frac{1}{2} S_{21}(\omega) E_1(\omega) \quad (2)$$

となる。時間領域ではフーリエ逆変換を用いて

$$v_2(t) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}(\omega) E_1(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

となる。この積分範囲は正負両領域であるが、VNA の測定周波数は正領域に限られている。波源電圧、受信電圧 ($e_1(t)$, $v_2(t)$) が実数であるので、これらのフーリエ変換 ($E_1(\omega)$, $V_2(\omega)$) について、 $E_1(-\omega) = E_1(\omega)^*$, $V_2(-\omega) = V_2(\omega)^*$ である。したがって関係式 $S_{21}(-\omega) = S_{21}(\omega)^*$ が得られ、結局、

$$v_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \text{Re} \left[S_{21}(\omega) E_1(\omega) e^{j\omega t} \right] d\omega \quad (4)$$

のように、正領域だけの計算となる。

本研究では波源として、ガウス関数の 3 階微分

$$e_1(t) = 4a^2 t(3 - 2at^2) \exp(-at^2) \quad (5)$$

を用いる。このフーリエ変換は

$$E_1(\omega) = -j\omega^3 \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \exp\left(-\frac{\omega^2}{4\alpha}\right) \quad (6)$$

ここで α は中心周波数 (ω_{3c}) と以下の関係がある。

$$\omega_{3c} = \sqrt{6\alpha} \quad (7)$$

本計算では、中心周波数をアンテナの共振周波数と同じ 4 GHz とする。

中空円筒 POM についての測定例を図 2 (a), (b) に示す。波源の波形を図 2 (c) に示す。得られた受信パルス波形を図 2 (d) に示す。これは、送信アンテナ No.1 (高さ 0, 角度 0), 受信アンテナ No.21 (高さ 89 mm, 角度 90°) の場合である。送信パルスと受信パルスはともにウェーブレット波形となっている。中空円筒 POM について、FBTS コード内の FDTD によりシミュレーションした受信波形を図 2 (e) に示す。実験波形はシミュレーション波形と類似しているが全く同じではない。包絡線の振幅と形がやや異なり、時間的にもずれている。

入力波形がシミュレーション波形とほとんど同じでなければ、良質な再構成像は得られない。そこで本計算では以下のように、信号波形を時間シフトさせ、更に包絡線の振幅と形を合わせる。いま、較正用ファントムについて、実験とシミュレーションとで得られた信号波形の時間ずれを p とする。 p はこれらの波形間の相互相関をとることで得る。時間ずれを補正したシミュレーションと実験についての包絡線をそれぞれ、 $A_{sim}(t)$, $A_{ex}(t)$ とすると、入力データ $x(t)$ は

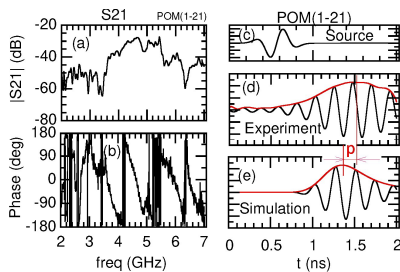


図2 中空円筒 POM での実測例 (ch. 1-21). (a) S21 の絶対値, (b) S21 の位相, (c) 波源, (d) S21 から生成したパルス波形, (e) シミュレーション波形

Fig. 2 Example of CT signals of which phantom is a polyacetal (POM) hollow cylinder (ch. 1-21): (a) absolute value of S21, (b) phase of S21, (c) source function, (d) pulse wave made from S21, (e) calculated wave by the FDTD simulation.

$$x(t) = \frac{A_{sim}(t)}{A_{ex}(t)} \frac{1}{2\pi} \operatorname{Re} \left[\int_0^\infty S_{21}(\omega) E_1(\omega) e^{j\omega t} e^{j\omega p} d\omega \right] \quad (8)$$

となる。

FBTS 法では、仮定した測定対象物の電気定数分布について FDTD 法を用いて各アンテナ信号を計算し、入力値との差 $Q(p)$ が最小になるように電気定数分布を修正する。中空円筒 POM を測定対象にした場合の誤差関数の変化を図 3 (a) に示す。この例では、誤差関数は最初に大きく減少し、計算反復回数 8 回目で減少が非常に緩やかになる。図 3 (b) に、図 2 の実験データから得た較正済み受信信号と、反復 8 回目の模擬受信信号とを示す。図 3 (c, d) に反復 8 回目の比誘電率の再構成断面像を示す。以後 (図 3~8) 断面像横のカラーバーの数字は比誘電率を示す。

実験データのキャリブレーション (較正) において、較正用ファントムとしてもっとも簡単なものは空気である。何も置かない状態で較正データを取り、中空円筒 POM についての実験データについて式 (8) のデータ処理を行った場合の FBTS 法による CT 画像再構成結果を図 4 に示す。一方、中空円筒 POM を較正用ファントムとした場合の CT 再構成画像を図 3 (c, d) に示す。空気を較正用ファントムとした場合には良質な CT 再構成画像が得られない。較正用ファントムを測定対象物と類似のものとするすることで、より良好な再構成像が得られる。FBTS 法では、反復計算で修正を

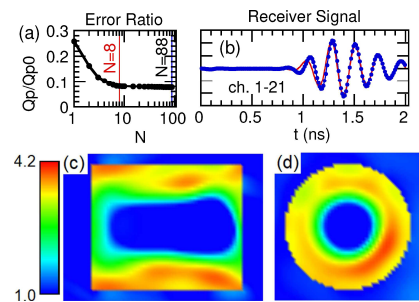


図3 中空円筒誘電体での再構成例. (a) 初期状態で規格化した誤差関数の計算反復回数 (N) についての変化. (b) 反復 8 回目の模擬受信信号. (c, d) 反復 8 回目の比誘電率の再構成断面像

Fig. 3 (a) Relation between the error function (Q_p) that is normalized with the initial error function (Q_{p0}) and the iteration number (N). (b) Experimental signal (dotted line) and simulated signal at the receiver channel 1-21. (c, d) Reconstructed relative permittivity at the iteration N = 8.

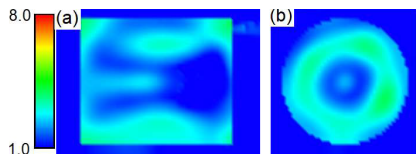


図4 空気で較正した場合の比誘電率の再構成断面像
Fig. 4 Reconstructed relative permittivity calibrated by the air.

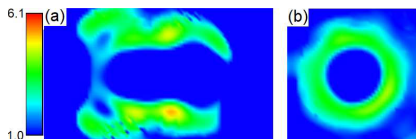


図5 初期状態が空気の場合の比誘電率の再構成画像
Fig. 5 Reconstructed relative permittivity with the initial state of the air.

表1 較正及び初期条件

Table 1 Calibration and initial conditions.

条件	図3	図4	図5
実験用ファントム	中空円筒 POM	中空円筒 POM	中空円筒 POM
較正用ファントム	中空円筒 POM	空気	中空円筒 POM
初期条件	POM 円柱	POM 円柱	空気
誤差 (Δ)	0.53	1.55	0.87

していくため、電気定数分布の初期状態が計算に影響を与える。図5に初期状態が空気の場合の中空円筒 POM についての再構成断面像を示す。再構成像は非常に変形したものになる。初期状態が誘電体円柱（中空ではない）の場合の再構成断面像を図3(c, d)を示す。較正及び初期条件と再構成誤差 (Δ) を表1に示す。ここで、 Δ の定義は

$$\Delta = \left[\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \varepsilon_i)^2}{N} \right]^{1/2} \quad (9)$$

ただし、 x_i は i 番目のセルについて再構成で得られた比誘電率、 ε_i は設定した誘電率（真値）である。初期状態が測定対象物と類似した形の場合には良質な再構成画像が得られる。

実験とシミュレーションの最も大きな違いは雑音である。雑音の影響を調べるために、模擬雑音をシミュレーションによって生成した受信信号に付加する。受信信号は中空円筒 POM（長さ 60 mm、外径 50 mm、内径 25 mm）をファントムとして FDTD 法により計算したものである。雑音のタイプとして、(a) 高速ランダムノイズ、(b) 低速ランダムノイズ、(c) 信号と同一周波数の正弦波が考えられる。(a) は熱雑音、(b, c) はハムやシステムティック雑音に対応する。(a) は全サ

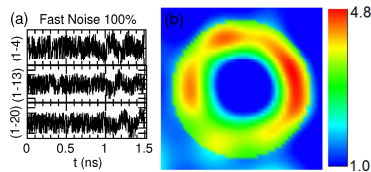


図6 高速変化ノイズの影響（強度比 100%）。(a) 入力データ例。(b) CT 再構成断面像
Fig. 6 (a) Signals added the fast-varying random signal with the amplitude of 100% of the original signal, (b) CT image.

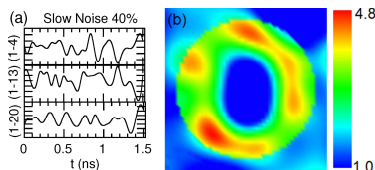


図7 低速変化ノイズの影響（強度比 40%）。(a) 入力データ例。(b) CT 再構成断面像
Fig. 7 (a) Signals added the slowly varying random signal with the amplitude of 40% of the original signal. (b) CT image.

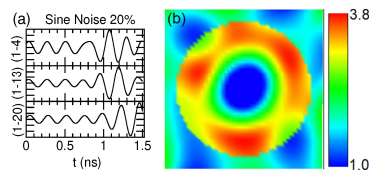


図8 正弦波ノイズの影響（強度比 20%）。(a) 入力データ例。(b) CT 再構成断面像
Fig. 8 (a) Signals added the sine signal with the amplitude of 20% of the original signal. (b) CT image.

ンプルング点（2.453 ps）ごとに、信号と同じ振幅のランダム信号を加えることで雑音を模擬する。高速雑音の影響の結果を図6に示す。誤差は $\Delta = 0.56$ である。高速変化する雑音は再構成画像に大きな影響を与えない。(b)は、20 サンプルング点（49 ps）ごとに、信号強度の 40% の振幅のランダム信号を作り、間の 19 サンプルング点についてはスプライン補間することで雑音を模擬する。受信信号波形は図2(d)が示すように周期 230 ps の正弦波がパルス幅 1 ns の包絡線を作るウェーブレット波形であるので、受信信号より 5 倍早い程度の雑音となる。低速雑音の影響の結果を図7に示す。誤差は $\Delta = 0.65$ である。低速雑音により再構成画像はかなり乱れる。(c)は信号強度の 20% の振幅で信号と同じ周期（230 ps）の正弦波を加えることで雑音を模擬する。再構成画像を図8に示す。誤差は $\Delta = 0.94$ である。正弦波雑音により非常に大きな影響を受ける。

実験結果をまとめると、次のようになる。キャリブレーションでは、測定対象と類似の物を較正用物体に用いることで精度が高くなる。これは精度の高い FDTD 計算を要することを意味する。電気定数の初期状態は測定対象物と類似したものを設定すると精度が高くなる。これは局所最適化を防止する上で重要である。FBTS 法は高速変化雑音には非常に強い。ゆっくり変化する雑音や信号と同一周波数の雑音にはあまり強くはないが、それでも画像再構成する。FBTS 法はノイズの面からは実験に適用可能である。

4. アンテナ開発

FBTS 法で用いるアンテナには、(1) 精度を上げるために広帯域な周波数特性をもつこと、(2) FDTD 計算のためにモデル化しやすい形状をもつこと、(3) 多くのアンテナを用いるためにコンパクトなこと、などが要求される。前回の実験 [18] で用いたビバルディアンテナは、奥行きが長いことから FDTD 計算領域が大きくなるだけでなく、アンテナアレーが三次元形状となるので計算モデル化も難しい。そこで本研究では電磁界計算コード (Recom 社 Xfdtd) [19] を用いて性能評価し、広帯域 (約 1–6 GHz) かつモデル化しやすい平面型アンテナを目指す。Zhong ら開発した円形電極と三角形バランを組み合わせた平面アンテナ [17] は広帯域特性をもつが、大型 (140×110 mm) のためマンモグラフィには使用できない。電極長が長い平面型の単一アーム型スパイラルアンテナについては、Bahramiabarghouei らがマイクロ波マンモグラフィに用いている [16]。しかし本研究の Xfdtd 計算では、スパイラルを多くしても低周波数特性はあまり良くなりず、スパイラルなしの方が広帯域で放射が大きい。

本研究では、FDTD 計算モデル化を考慮して、長方形の電極と階段状のバランの組み合わせとなる平面アンテナを検討する。同軸ケーブルは SMA コネクタを経由してアンテナ面とは垂直に取り出す。バランは SMA コネクタの外被に接続される。長方形電極は SMA コネクタの芯線にコプレーナ線路で接続される。その接続部には、線幅を段階的に広げるためのスリットを設けるか、スリット無しにするかの選択がある。スリットがあると非対称になり、複数並べたときに特性が変わる可能性がある。

図 9 に試作検討した大きなスリット付き平面アンテナと小さなスリット無し平面アンテナを示す。大きなアンテナは 1 GHz の放射を目指し、小さなアンテナは

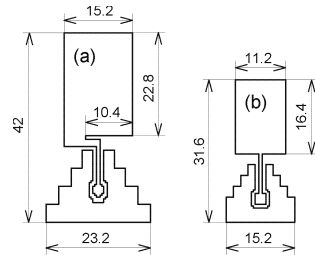


図 9 広帯域平面アンテナ。(a) スリット付き (全長 42 mm)、(b) スリット無し (全長 31.6 mm)
Fig. 9 (a) Plane antenna with slit (total length of 42 mm), (b) plane antenna without slit (total length of 31.6 mm).

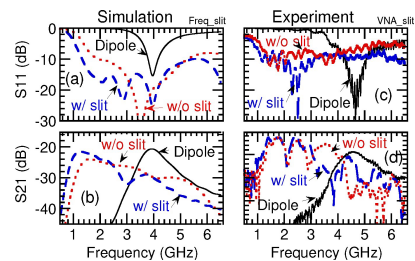


図 10 受信強度の比較。(a), (b) は S11 及び S21 の計算値、(c), (d) は S11 及び S21 の実測値。実線：ダイポールアンテナ、青線：スリット付き平面アンテナ、赤線：スリットなし平面アンテナ
Fig. 10 (a) (b) Calculated S11, S21, (c) (d) measured S11, S21 parameters of dipole antenna (electrode length of 30 mm), plane antenna with slit (length of 42 mm) and plane antenna without slit (length of 31.6 mm), respectively.

数多く並べることを目指す。図 10 (a) (b) にスリット付き平面アンテナ、スリット無し平面アンテナ及びダイポールアンテナ (電極長 30 mm) の S11 と S21 の計算値を示す。図 10 (c) (d) に、VNA を用いて実測した試作アンテナの S11 と S21 を示す。ここで、ダイポールアンテナは空気に囲まれ、かつ 1 対のダイポールアンテナは空気中で 100 mm 離れている場合について、平面アンテナは FRP に囲まれ、かつ 1 対の平面アンテナは FRP を挟んで 140 mm 離れている場合について計算し、測定する。

低周波数 (3.5 GHz 以下) では、ダイポールアンテナでは放射がほとんどない (S11 が 0 dB に近い) し、S21 もほとんどない。一方スリット無し平面アンテナはダイポールアンテナとほとんど同じ電極長ながら、低周波数 (1.3 GHz) まで S11 も S21 も伸びている。一方、4 GHz より高周波側では平面アンテナの S21 の測定値は計算値と同様にダイポールアンテナより低い。平面アンテナについては、スリットの有り無しは下限周波

数には影響しないが、スリットがあると広い周波数帯域において放射や S21 がやや大きい。全長が長いと低周波のマイクロ波が放射できるはずである。下限周波数を S11 = -10 dB の周波数とすると、全長 42 mm の平面アンテナでは 1.06 GHz、全長 31.6 mm の平面アンテナでは 1.55 GHz となる。下限周波数はおよそ全長に反比例する。

平面アンテナの指向性を測定する。平面アンテナは本来 FRP 中で用いるものだが、測定の便宜上、空气中で角度分布を測定するので、平面アンテナを厚さ 20 mm の 2 枚の FRP (G10) 板で挟む。片方のアンテナを中心軸に固定し、もう一方のアンテナを中心軸方向に正対するように水平に回転し、5° ごとに VNA で S21 を測定する。H 面の角度分布を測定するときは両方のアンテナを垂直 (回転軸方向) に設置し、E 面の角度分布を測定するときは両方のアンテナを水平 (回転軸と垂直) に設置する。回転中心から 308 mm 離れた場所での測定結果を図 11 (a, b) に示す。表示の都合上、両方のアンテナが正対した場合を 90° とする。ここで、最大値を 0 となるように規格化した S21 を示す。電界面での指向性は周波数によって異なることがわかる。ピークやディップの数は周波数が高くなるにつれて増える。磁界面上の放射角度分布はほぼ一様で

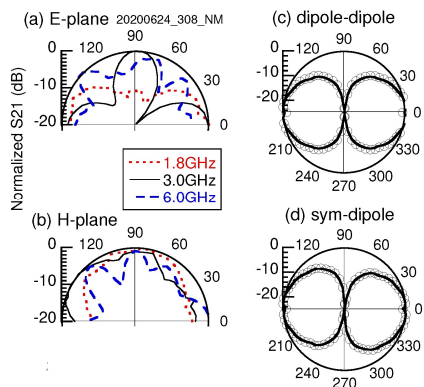


図 11 平面アンテナの指向性と偏波特性. (a) 電界面上, (b) 磁界面上での規格化した S21 の角度分布. (c) ダイポールアンテナと, (d) スリット無し平面ダイポールアンテナと空中で 50 mm 離れた平面ダイポールアンテナとの間の 4 GHz での S21. 丸は計算値, 実線は実測値

Fig. 11 Normalized S21 parameter between plane antennas without slit which are separated by 308 mm on (a) the magnetic field plane, (b) the electric field plane. Normalized S21 parameter between dipole antenna and (c) dipole antenna, (d) plane antenna with slit.

大きく変化しない。これらの放射角度分布はダイポールアンテナの放射角度分布 [20] に類似している。しかし、6 GHz では H 面での放射特性はダイポールアンテナとは異なり、一様ではない。

ダイポールアンテナと平面アンテナの偏波特性をそれぞれ図 11 (c), (d) に示す。検査対象アンテナは回転軸中心に固定し、プローブとしてダイポールアンテナ (電極長 30 mm) を用いる。プローブを検査対象アンテナの面から 50 mm 離れた平面上で回転し、両アンテナ間の S21 を測定する。ここでは、最大値を 0 dB となるように規格化した S21 を、プローブの電極方向と検査対象アンテナの電極方向のなす角度についてプロットする。図 11 (c), (d) にプローブのダイポールアンテナの共振周波数である 4 GHz での計算値及び実験値を示す。強度は 0° が最大で、90° が最小である。平面アンテナの偏波特性角度分布の形はダイポールアンテナの場合とはほぼ同じであり、直線偏波を示している。このように、平面アンテナは指向性や偏波方向がダイポールアンテナと類似している。

5. マイクロ波 CT マンモグラフィ装置

本研究者が開発中の並列受信型のマイクロ波 CT マンモグラフィ計測装置 [18] の模式図を図 12 に示す。照射波は 1 回に一つのアンテナから送信し、RF スイッチにより照射アンテナを切り替える。散乱波は全受信アンテナで同時に受信する。照射波を発生する RF 発生器では照射波に同期した参照波を受信機に送り、受信機で位相差を計測する。受信機及び位相検出回路はマイクロ波イメージング反射計 [21] と同じである。現在のところデジタイザとコンピュータ間のデータ転送速度がボトルネックとなって高速収集ができないが、ハードウェア及びソフトウェアの改良により 10 秒測定の要求についても対応可能と思われる。なお、

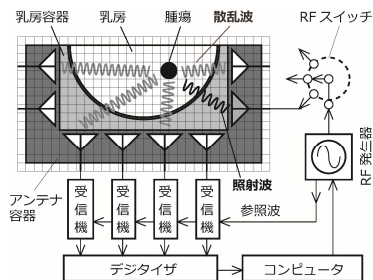


図 12 マイクロ波 CT マンモグラフィ測定システム
Fig. 12 Microwave CT mammography measurement system.

本実験と同様、VNA と半導体スイッチを組み合わせたデータ取得も可能である。

本装置では本実験の知見を以下のように生かしている。第一に、アンテナアレーと乳房の間に乳房に密着する乳房カップを用いる。これにより乳房形状のファントムでキャリブレーションを行い、乳房に類似した初期状態で FBTS 法の反復計算を開始できる。更にこの乳房カップの材料として乳房脂肪組織と類似の比誘電率の誘電体（比誘電率 4.5 のガラス繊維強化プラスチックなど）を用いることで、乳房表面でのマイクロ波反射が減り、波長短縮効果によりアンテナも小さくできる。第二に、今回開発した平面アンテナを用いることで低周波数から高周波数までの複数の周波数のマイクロ波で測定可能となる。初期状態を乳房に類似した形であれば、最低マイクロ波周波数は 2 GHz でも良く、アンテナ形状を図 9 のアンテナより小さくできる。これにより、高分解能を得るために重要な高周波数マイクロ波でも良好な周波数特性をもたせることやアンテナ数を増やすことが可能となる。

6. むすび

乳腺と乳がんの判別ができるマイクロ波 CT マンモグラフィを目指し、FBTS 法を用いたマイクロ波 CT 研究を行った。スーパーコンピュータ上で FBTS 法マイクロ波 CT 計算を行うことで、従来比で 300 倍以上の高速化ができた。固定した 24 個のダイポールアンテナと VNA を用いて中空円筒誘電体を測定対象とした三次元マイクロ波 CT 実験を行った。精度向上のためには、測定対象と類似の物で較正すること、電気定数の初期状態は測定対象物と類似したものを設定することが大事であることがわかった。また FBTS 法が雑音に強いことも確かめられた。FBTS 法に適したモデル化が容易な広帯域平面アンテナを開発した。実験の知見を生かし、広帯域平面アンテナと乳房カップをもつマイクロ波 CT マンモグラフィ装置概念を得た。

謝辞 本研究は下記の支援・助成を受けて遂行されている。核融合科学研究所一般共同研究 (NIFS20KBAP064)、プラズマシミュレータ利用 (NIFS20KNSP009)、平成 30 年度日本大学学術研究助成金〔総合研究：総 18-005〕、2019 年度総務省戦略的情報通信研究開発推進事業 (SCOPE : No. 191603012)。

文 献

[1] M. Lazebnik, D. Popovic, L. McCartney, C.B. Watkins, M.J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, T. Ogilvie, A. Magliocco, and T.M.

Breslin, "A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal, benign and malignant breast tissues obtained from cancer surgeries," *Phys. Med. Biol.*, vol.52, no.20, pp.6093–6115, Oct. 2007.

[2] <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/htmlclie/htmlclie.php>

[3] S.C. Hagness, A. Taflove, and J.E. Bridges, "Three-dimensional FDTD analysis of a pulsed microwave confocal system for breast cancer detection: design of an antenna-array element," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.47, no.5, pp.783–791, May 1999.

[4] K. Kimura, and N. Kimura, "Multi-static Inverse Wave Scattering Theory and Microwave Mammography," システム/制御/情報, vol.64, no.3, pp.87–91, March 2020.

[5] T. Takenaka, T. Tanaka, H. Harada, and S. He, "FDTD approach to time domain inverse scattering problem for stratified lossy media," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol.16, no.5, pp.292–296, Dec. 1997.

[6] T. Takenaka, H. Jia, and T. Tanaka, "Microwave imaging of electrical property distributions by a forward backward time-stepping method," *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol.14, no.12, pp.1609–1626, 2000.

[7] J.E. Johnson, H. Zhou, and T. Takenaka, "Experimental three-dimensional time domain reconstruction of dielectric objects for breast cancer detection," *Proc. VI Mediterranean Microwave Symposium, Genoa*, pp.423–426, Sept. 2006.

[8] 竹中 隆, "マイクロ波トモグラフィ," 信学技報, WBS2011-39, Dec. 2011.

[9] J.E. Johnson, T. Takenaka, K.A.H. Ping, S. Honda, and T. Tanaka, "Advances in the 3-D forward-backward time-stepping (FBTS) inverse scattering technique for breast cancer detection," *IEEE Trans. Bio-Med. Eng.*, vol.56, no.9, pp.2232–2243, Sept. 2009.

[10] T. Takenaka, T. Moriyama, K.A.H. Ping, and T. Yamasaki, "Microwave breast imaging by the filtered forward-backward time-stepping method," *Proc. 2010 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, Aug. 2010.

[11] T.J. Colgan, S.C. Hagness, and B.D. Van Veen, "A 3-D level set method for microwave breast imaging," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol.62, no.10, pp.2526–2534, Oct. 2015.

[12] T.U. Gürbüz, B. Aslanyürek, A. Yapar, H. Şahintürk, and I. Akduman, "A nonlinear microwave breast cancer imaging approach through realistic body–breast modeling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.5, pp.2596–2605, May 2014.

[13] H. Sato and S. Kidera, "Noise-robust microwave breast imaging applied to multi-frequency contrast source inversion," *IEEE J. Electr., RF. Microw. Med. Biol.*, vol.5, no.2, pp.187–193, June 2021

[14] T.M. Grzegorzczak, P.M. Meaney, P.A. Kaufman, R.M. diFlorio-Alexander, and K.D. Paulsen, "Fast 3-D tomographic microwave imaging for breast cancer detection," *IEEE Trans. Med. Imag.*, vol.31, no.8, pp.1584–1592, Aug. 2012.

[15] M.A. Aldhaeabi, K. Alzoubi, T.S. Almonceef, S.M. Bamat, H. Attia, and O.M. Ramahi, "Review of microwaves techniques for breast cancer detection," *Sensors*, vol.20, no.8: 2390, April 2020.

[16] H. Bahramiabarghouei, E. Porter, A. Santorelli, B. Gosselin, M. Popović, and L.A. Rusch, "Flexible 16 antenna array for microwave breast cancer detection," *IEEE Trans. Bio-Med. Eng.*, vol.62, no.10, pp.2516–2525, Oct. 2015.

- [17] S.S. Zhong, X.L. Liang, and W. Wang, "Compact elliptical monopole antenna with impedance bandwidth in excess of 21:1," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.55, no.11, pp.3082-3085, Nov. 2007.
- [18] 長山好夫, 山口聡一郎, 田中俊幸, 森山敏文, "マイクロ波 CT マンモグラフィ実験装置の開発," 信学論 (C), vol.J100-C, no.8, pp.332-341, Aug. 2017.
- [19] <https://www.remcom.com/xfdttd-3d-em-simulation-software/>
- [20] J.D. Kraus and R.J. Marhefka, Antennas: for All Applications 3rd ed., McGraw Hill, New York, 2003.
- [21] Y. Nagayama, D. Kuwahara, T. Yoshinaga, Y. Hamada, Y. Kogi, A. Mase, H. Tsuchiya, S. Tsuji-Iio, and S. Yamaguchi, "Development of 3D microwave imaging reflectometry in LHD," Rev. Sci. Instrum., vol.83, no.10, 10E305, Oct. 2012.

(2022 年 1 月 13 日受付, 3 月 15 日再受付,
5 月 31 日早期公開)



長山 好夫 (正員)

1974 東京大学・工学, 1979 同大学院理学研究科博士課程了。核融合研名誉教授。東大助手, PPPL 研究員, 筑波大講師, 核融合研教授, 日大特任教授を歴任。研究分野はプラズマ・核融合及び画像計測。理博。



花島 朋弥

2018 日本大学・理工卒。2020 同大学院修士課程了。



齊藤 玖美

2020 日本大学・理工卒。同大学院修士課程在学中。現在、マイクロ波 CT の研究に従事。



渡辺 茜

2019 日本大学・理工卒。2021 同大学院修士課程了。



浅井 朋彦

2002 大阪大学大学院・博士(工学)。日本大学理工学部教授。サスカチュアン大学研究員, 産業技術総合研究所研究員等を経て, 2018 より現職。専門は FRC を中心とした極限の高ベータプラズマの実験研究。



水口 直紀

1995 大阪大学・工学。2000 総合研究大学院大学博士課程了。現在、プラズマ・核融合分野のシミュレーション研究に従事。



森山 敏文 (正員)

1994 新潟大学・工・情報卒。1998 同大学院博士課程了。同年、富士通入社。2003 NICT, 2006 JAXA を経て, 2007 より長崎大学。現在、電波計測に関する研究に従事。工博。



竹中 隆

1973 九州大学・工学。1978 同大学院工学研究科博士課程退学。工博。1978 九州大学助手, 1985 同助教授, 1989 長崎大学教授, 2015 同名誉教授。研究分野は光ビームの回折・散乱・伝播及び電磁波の逆散乱解析。



田中 俊幸 (正員)

1984 長崎大学・工学。1989 九州大学大学院総合理工学研究科博士後期課程了。現在、長崎大学総合生産科学域(工学研究科)教授。電磁波を利用した非侵襲診断及び非破壊検査に関する研究に従事。工博。



山口聡一郎 (正員)

1997 京都大学・理卒。2005 同大学院博士後期課程了。関西大学システム理工学部教授。現在、医療用マイクロ波 CT 及び固体燃料ロケット推進薬の X 線 CT 分析の研究に従事。理博。