マイクロ波CTマンモグラフィの開発

メタデータ	言語: jpn
	出版者:
	公開日: 2022-10-21
	キーワード (Ja):
	キーワード (En):
	作成者: NAGAYAMA, Yoshio, HANASHIMA, Tomoya,
	SAITO, Kumi, WATANABE, Akane, ASAI, Tomohiko,
	MIZUGUCHI, Naoki, MORIYAMA, Toshifumi,
	TAKENAKA, Takashi, TANAKA, Toshiyuki, YAMAGUCHI,
	Soichiro
	メールアドレス:
	所属:
URL	http://hdl.handle.net/10655/00013513
	This work is licensed under a Creative Commons

This work is licensed under a Creative Commons Attribution-NonCommercial-ShareAlike 3.0 International License.



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†††	山口耶	忿一朗 ^{††††}				

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、

[†]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, Nagasakishi, 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, Suitashi, 564–8680 Japan
 - a) E-mail: nagayama.yoshio@gmail.com DOI:10.14923/transelej.2022JCI0001

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つきにくい、 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 Forwardbackward 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も,実物では 良くない場合がある. 更に FBTS 法では FDTD 計算を 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]. Grzegorczyk 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 法の特性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 v_m と測定値 \tilde{v}_m の差である誤差関数 Q(p) の最 小化を目指す [9]. ここで Q(p) の定義は

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

パラメータ $p = (\varepsilon_r(r), \mu_r(r), \sigma(r))^{l}$ は計算領域内の電 気定数分布(比誘電率 $\varepsilon_r(r)$,比透磁率 $\mu_r(r)$,導電率 $\sigma(r)$;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(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:

- *p*の初期設定
- (2) *v*_m入力
- (3) *t* = 0 から順伝播で *v_m* を計算
- (4) F(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) 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 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 カデータとした 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23×24 = 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)×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(ε_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 S21 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 S21 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 S21 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、

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

となる.時間領域ではフーリエ逆変換を用いて

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

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

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

$$e_1(t) = 4\alpha^2 t (3 - 2\alpha t^2) \exp(-\alpha t^2)$$
 (5)

295

を用いる. このフーリエ変換は

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

ここで α は中心周波数(ω_{3c})と以下の関係がある.

$$\omega_{3c} = \sqrt{6\alpha} \tag{7}$$

本計算では、中心周波数をアンテナの共振周波数と同じ4GHz 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、 Asim(t)、Aex(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.

$$=\frac{A_{sim}(t)}{A_{ex}(t)}\frac{1}{2\pi}\operatorname{Re}\left[\int_{0}^{\infty}S_{21}(\omega)E_{1}(\omega)e^{j\omega t}e^{j\omega p}d\omega\right]$$
(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プレーション(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	中空円筒	中空円筒	中空円筒
ントム	РОМ	РОМ	POM
較正用ファ	中空円筒	空気	中空円筒
ントム	РОМ		РОМ
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)に示 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

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

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 ハムやシステマ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

ンプリング点(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Δ=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 サンプリング点(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 サンプリ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 Δ = 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 ∆ = 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.

Fig. 8 (a) Signals added the sine signal with the amplitude of 20% of the original signal. (b) CT image.

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1-6GHz)かつモデル化しやす い平面型アンテナを目指す. Zhong ら開発しただ円形 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(140×110mm)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ら 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1GHz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 での周波数とすると,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、空気 中で角度分布を測定するので、平面アンテナを厚さ 20mm 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 ルアンテナと空気中で 50 mm 離れたダイポールア 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 離した平面上で回転し,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

本研究者たち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,



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2GHz 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

 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 threedimensional 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 timestepping 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. Grzegorczyk, 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. Aldhaeebi, K. Alzoubi, T.S. Almoneef, 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,山口聡一朗,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/xfdtd-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)



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 極限的高ベータプラズマの実験研究.

水口 直紀

1995 大阪大学·工卒. 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.

(正員) 1994 新潟大学·工·情報卒. 1998 同大大 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.



長山 好夫 (正員)

1974 東京大学·工卒, 1979 同大大学院理 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 同大大学 院修士課程了.



齊藤 玖美 2020 日本大学·理工卒. 同大大学院修士

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 同大大学 院修士課程了.



竹中 降

工博.

森山 敏文

1973 九州大学·工卒, 1978 同大大学院 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·工卒. 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.



山口聡一朗 (正員)

1997 京都大学·理卒. 2005 同大学大学 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.