

生体計測用マイクロ波 CT の撮像能力改善
を目的とした信号処理技術の研究

氏名 田 村 睦

新潟大学大学院自然科学研究科博士後期課程

情報理工学 専攻

目次

| | ページ |
|--------------------------------------|-----|
| 1 章 序論 | |
| 1.1 はじめに | 5 |
| 1.2 研究の背景 | 6 |
| 1.3 研究の目的 | 7 |
| 1.4 研究の範囲 | 7 |
| 1.5 論文の構成 | 8 |
| 2 章 生体を対象としたマイクロ波イメージング技術 | |
| 2.1 生体イメージング手法の分類 | 11 |
| 2.1.1 従来のマイクロ波 CT (SP-MCT) | 11 |
| 2.1.2 チャープパルスマイクロ波 CT (CP-MCT) | 11 |
| 2.1.3 変調散乱法による CP-MCT | 12 |
| 2.2 チャープパルスマイクロ波 CT | 13 |
| 2.2.1 原理 | 13 |
| 2.2.2 測定装置の構成 | 16 |
| 2.2.3 改良型 CP-MCT (現在の CP-MCT) | 17 |
| 2.3 CP-MCT からの新たな着想 | 19 |
| 3 章 復調直流電圧を用いたスペクトル分離方式 (DC-MCT) | |
| 3.1 原理 | 21 |
| 3.1.1 時間領域スペクトル分離方式 | 21 |
| 3.1.2 周波数領域スペクトル分離方式 (DDS の原理を応用) | 24 |
| 3.2 実験装置の構成 | 26 |

| | | |
|-------|----------------------------|----|
| 3.2.1 | DC-MCT と CP-MCT の実験装置構成の違い | 26 |
| 3.2.2 | 測定装置の構成 1 : 高周波増幅器 2 段構成 | 30 |
| 3.2.3 | 測定装置の構成 2 : 利得配分型構成 (改良型) | 31 |
| 3.3 | 信号処理方法 | 33 |
| 3.3.1 | 時間領域フィルタによる最大値検出法 | 33 |
| 3.3.2 | 受信雑音成分を測定データから除去法 | 34 |
| 3.3.3 | 特定時間領域成分からの再構成法 | 35 |
| 3.3.4 | 測定時間の短縮法 (配列データ処理) | 37 |
| 3.3.5 | ゲートタイム処理法 | 39 |
| 3.3.6 | 過度応答特性の配慮 | 40 |
| 3.4 | ソフトウェア機能 | 42 |
| 3.4.1 | 操作構成とプログラム手法 | 42 |
| 3.4.2 | テストモード | 44 |
| | (a) ブロックダイヤグラム | 44 |
| | (b) アンテナ SW 操作パネル | 46 |
| | (c) スキャナ回転操作パネル | 46 |
| | (d) A/D コンバータ操作パネル | 47 |
| | (e) ファイル操作パネル | 48 |
| | (f) テストモードフロントパネル | 49 |
| 3.4.3 | 自動計測 | 50 |
| | (a) ブロックダイヤグラム | 50 |
| | (b) 自動計測フロントパネル | 52 |
| 3.4.4 | 解析 | 53 |
| | (a) ブロックダイヤグラム | 53 |
| | (b) 解析フロントパネル | 56 |
| 3.4.5 | サイノグラム | 57 |
| | (a) ブロックダイヤグラム | 57 |

| | |
|------------------------------------------|-----|
| (b) サイノグラムフロントパネル | 63 |
| 3.4.6 再構成画像 | 64 |
| 3.5 装置回路解析と設計 | 65 |
| 3.5.1 高周波増幅器の特性解析と安定係数 | 65 |
| (a) 高周波増幅器 1 段, 2 段構成の解析回路 | 66 |
| (b) 通過帯域特性 (S_{21}) | 67 |
| (c) 入出力反射係数 (S_{11}) (S_{22}) | 68 |
| (d) 群遅延時間特性 (Group delay) | 70 |
| (e) 安定係数 (Stability factor : KF) と安定円 | 73 |
| (f) KF 測定結果 | 76 |
| (g) 安定円の結果 | 77 |
| (h) 受信雑音電力の検討 | 79 |
| 3.5.2 低周波増幅回路と信号処理用 LPF の設計 | 81 |
| (a) 低周波増幅回路の設計と特性 | 82 |
| (b) 信号処理用 LPF の設計と特性 | 85 |
| | |
| 4 章 実験結果 | |
| 4.1 受信ダイナミックレンジ特性 | 91 |
| 4.2 高濃度下における復調レベルの限界点 | 92 |
| 4.3 塩分濃度の違いによる画像再構成 | 95 |
| 4.4 円柱形生体ファントムの撮像 (受信雑音成分を測定データから除去) | 104 |
| 4.5 円柱腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像 (時間領域フィルタ) | 108 |
| 4.6 球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像 (時間領域フィルタ) | 112 |

| | | |
|-----|--------------------------------|-----|
| 4.7 | 特定時間領域成分からの再構成画像 (4.6 項に適應) | 115 |
| 4.8 | 前腕ファントムの撮像 (ゲートタイム機能) | 118 |
| 5 | 章 結果の検討 | |
| 5.1 | 受信ダイナミックレンジ特性と塩分濃度 | 124 |
| 5.2 | 時間領域フィルタによる画像改善効果 | 125 |
| 5.3 | 位相再構成化と群遅延時間の影響 | 126 |
| 5.4 | 受信雑音成分を測定データから除去 | 127 |
| 5.5 | 生体ファントムの撮像 | 128 |
| | (a) 乳房ファントムの撮像 | 128 |
| | (b) 特定時間領域からの再構成法 | 128 |
| | (c) ゲートタイム機能を使った撮像 | 129 |
| 5.6 | DC-MCT 装置と信号処理方法の意義 | 130 |
| 6 | 章 結論 | 131 |
| 7 | 章 おわりに | 132 |
| | [参考文献] | 133 |
| | 付録 | 138 |

1 章 序論

1.1 はじめに

X線 CT, MRI, 超音波等の医用画像診断装置は生体内部の形態情報を獲得するための装置である。X線を利用した CT や乳がんの検査装置は電離放射線による人体被曝がある。マイクロ波 CT の計測は安全であり非侵襲的でもある。しかしながら、マイクロ波は X 線に比べて波長が長く、マイクロ波の伝播は X 線のように直線的伝播が難しい。その為、得られた画像は反射、回折、散乱の影響を受ける。画像の空間分解能は必ずしも高くはない。マイクロ波 CT は生体組織の比誘電率や導電率、つまり複素誘電率の分布を測定する装置であり機能情報獲得を目的とする。また、生体組織の比誘電率や導電率には温度や酸、糖濃度等への依存性があり生体内の物理・化学量温度の変化量を画像計測する技術、装置でもある。生体撮像を主とするこれまでの研究では、1980 年代から活発化し、変調散乱法などを利用した回折波トモグラフィ[1]や信号減衰量計測による透過型マイクロ波 CT[2]、チャープレーダの原理を CT 計測に応用した手法[3]、散乱計測値からガウス法等による収束計算により誘電率分布を推測する手法[4][5]がある。これまで、マイクロ波による温度イメージング[6][7]、乳がんの検出[8][9]、筋活動による活性化領域の可視化[10][11]等の試みが報告されてきた。マイクロ波 CT では、温度イメージングだけでなく、筋組織の可視化においても生体内の代謝特性を捕えるために高速性が要求される。研究室では、2 - 4GHz 帯のマイクロ波レーダチャープパルス信号を用いて、送受信アンテナ間の最短伝播路[12]を特定し、画像再構成化を行うチャープパルスマイク

マイクロ波 CT (CP-MCT) の開発を行ってきた。この原理に基づく、マイクロ波 CT 装置の高速化に向けて、ペンシルビーム方式[13]から更に、高速化を追求したファンビーム方式マイクロ波 CT 装置[14]へと走査方法を進化させ、ほぼ、撮像時間を 100 分から約 200 秒まで短縮化した。高速性を追求しながらも、より高画質な撮像画像を得るためには、マイクロ波 CT 装置から発生する雑音を低減することに加えて、信号処理を施し的確に信号を捕らえることが必要である。生体撮像に向けた装置の開発は、第 1 世代の CP-MCT の計測方法を基礎として、本論の研究に相当する第 2 世代の CP-MCT に進展する。この CT は、受信ダイナミックレンジ特性の改善と信号処理法による新たなマイクロ波 CT である。

1.2 研究の背景

生体組織は複雑な構造を示す。生体組織を伝播するマイクロ波の信号強度は大きく変動する。生体組織内の高含水組織と低含水組織[15]とでは、誘電率と導電率が大きく異なり減衰量が大きく異なる。生体の画像情報を得るためには、微弱入力信号から強入力信号まで、正確かつ的確に受信信号を捕らえ、受信信号を崩すことなく復調することが生体撮像には、欠かせない技術となる。受信ダイナミックレンジ特性[16]の改善と信号処理技術の研究は必要不可欠である。受信ダイナミックレンジ特性を改善するためには、雑音の発生を抑えた撮像方式の開発が必要である。また、希望する生体信号と不要な雑音成分を分離するためには、信号処理方法の確立が必要である。この 2 つの内容を満たす撮像装置の開発こそが生体撮像を目的としたマイクロ波 CT の重要な研究背景となる。

1.3 研究の目的

マイクロ波 CT 装置の低雑音化を行い, 受信ダイナミックレンジ特性の改善と受信信号処理方法の確立により撮像能力の大幅な向上と高画質化を図った生体撮像を目的とするマイクロ波 CT 装置の開発を研究の目的とする。

1.4 研究の範囲

マイクロ波 CT の低雑音化に向けた方式の研究と信号処理方法の研究により画像再構成化を行い画像評価を行う。生体撮像を目的とするマイクロ波 CT 装置の高画質化を目指し, より現実的な装置とするための課題を研究の範囲とする。

< 範囲 >

(方式)

- (a) 低雑音化を実現する方式の研究
- (b) 受信ダイナミックレンジ特性の改善を図る受信利得構成の研究

(信号処理)

- (a) 受信雑音成分を測定データから除去する研究
- (b) 時間領域フィルタによる不要信号を除去する研究
- (c) 特定時間領域成分からの再構成法の研究
- (d) 測定時間の短縮法 (配列データ処理)
- (e) ゲートタイム処理法

1.5 論文の構成

本研究では、生体計測用マイクロ波 CT の撮像能力改善を目的とした信号処理技術の研究を行った。本論文の構成図を図 1.5.1 に示す。第 1 章には、研究の背景と目的及び研究の範囲をまとめた。第 2 章では、これまでの生体を対象としたマイクロ波イメージング技術について示した上で、チャープパルスマイクロ波 CT (CP-MCT) からの新たな着想について論じた。第 3 章では、本研究の本論として、復調直流電圧を用いたスペクトル分離方式 (DC-MCT) についての原理と実験装置の構成、信号処理方法とソフトウェアの機能、装置回路解析と設計を論じた。第 4 章では、実験結果について示した。受信装置ダイナミックレンジ特性を測定し、高濃度下における復調レベルの限界点を求めた。撮像として、塩分濃度の違いによる画像再構成化のほかに、円柱形生体ファントムの撮像、円柱腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像、球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像、特定時間領域成分からの再構成画像、前腕ファントムの撮像 (ゲートタイム機能) を行った。第 5 章では、結果の検討を論じた。内容は受信ダイナミックレンジ特性と塩分濃度の関係、時間領域フィルタによる画像改善効果、位相再構成化と群遅延時間の影響、受信雑音成分を測定データから除去、生体ファントムの撮像、DC-MCT 装置と信号処理方法の意義についてである。第 6 章、7 章の結論とおわりにで、本論文を終結する。そのほかの資料として、参考文献と附録を示す。

1章 序論

はじめに, 研究の背景, 研究の目的, 研究の範囲

2章 生体を対象としたマイクロ波イメージング技術

2.1 生体イメージングの分類 {従来のマイクロ波 CT (SP-MCT), チャープパルスマイクロ波 CT (CP-MCT), 変調散乱法による CP-MCT}, 2.2 チャープパルスマイクロ波 CT {原理, 測定装置の構成, 改良型 CP-MCT (現在の CP-MCT)}, 2.3 CP-MCT からの新たな着想

3章 復調直流電圧を用いたスペクトル分離方式 (DC-MCT)

3.1 原理 {時間領域スペクトル分離方法, 周波数領域スペクトル分離方法}, 3.2 実験装置の構成 {DC-MCT と CP-MCT の実験装置構成の違い, 測定装置の構成 1: 高周波増幅器 2 段構成, 測定装置の構成 2: 利得配分型構成 (改良型)}, 3.3 信号処理方法 {時間領域フィルタによる最大値検出法, 受信雑音成分を測定データから除去法, 特定時間領域成分からの再構成法, 測定時間の短縮法 (配列データ処理), ゲートタイム処理法, 過度応答特性の配慮} 3.4 ソフトウェア機能 {操作構成とプログラム手法, テストモード, 自動計測, 解析, サイノグラム, 再構成画像}, 3.5 装置回路解析と設計 {高周波増幅器の特性解析と安定係数, 低周波増幅回路と信号処理用 LPF の設計}

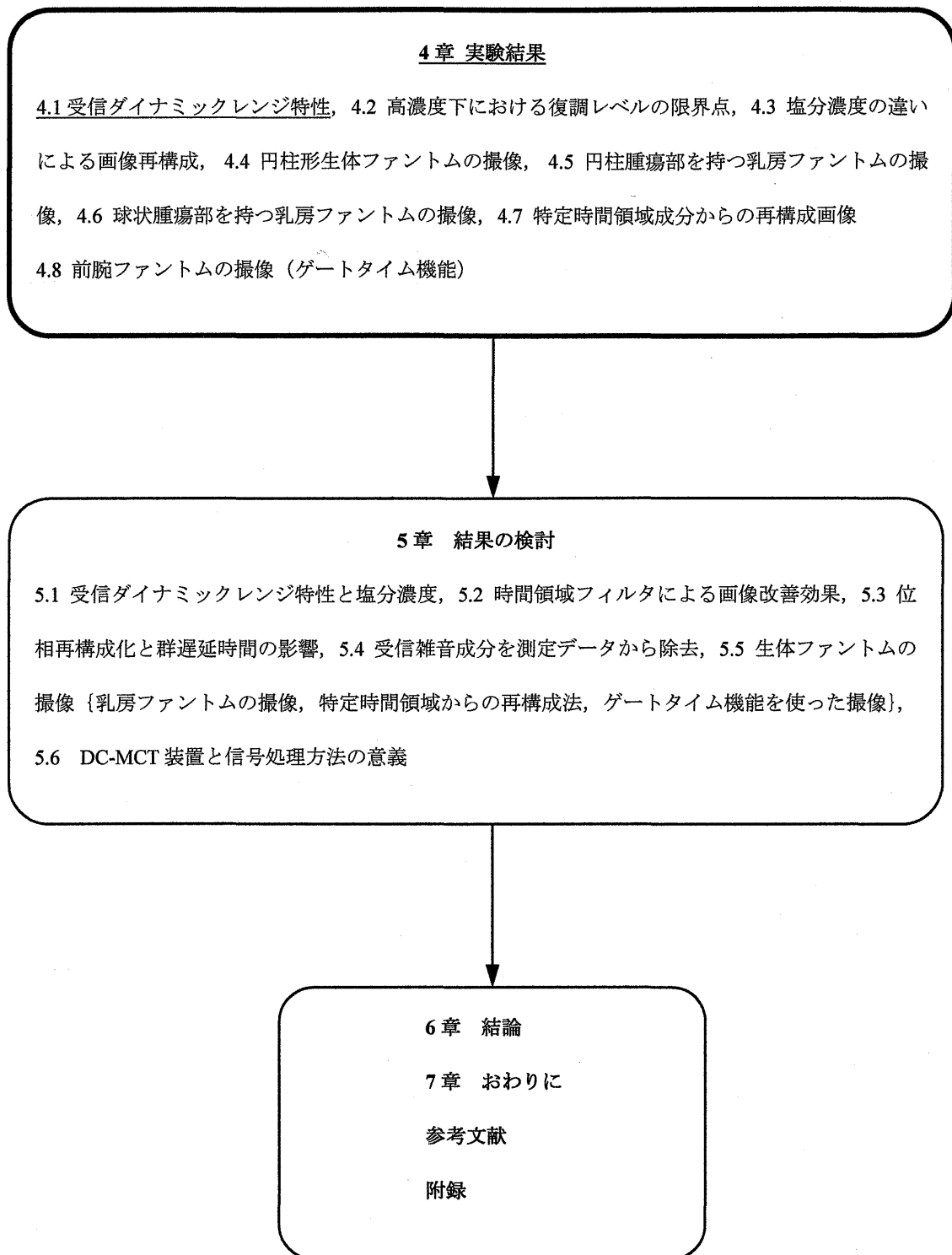


図 1.5.1 本論文の構成図

2章 生体を対象としたマイクロ波イメージング技術

2.1 生体イメージング手法の分類

2.1.1 従来型マイクロ波 CT (SP-MCT)

従来型マイクロ波 CT (SP-MCT) [2][3]では、マイクロ波の伝播は直線的に伝播するつまり、単一な伝播路であると言う仮定のもとに、測定される手法であり伝播路の分離は不可能である。この場合、再構成画像は受信信号の S/N の影響を大きく受ける。送信信号の安定性と受信装置の狭帯域化により低信号レベルの信号再生を可能とするが、平均雑音電圧以下の信号再生は不可能である。測定周波数には、単一なマイクロ波帯周波数を用いる。当研究室の CP-MCT も SP-MCT としての機能を持ち、SP-MCT としても測定可能である。

2.1.2 チャープパルスマイクロ波 CT (CP-MCT)

チャープレーダパルスの原理を応用して、対象物に送信アンテナからマイクロ波チャープパルス信号を照射する。受信装置内で、基準信号と受信アンテナに到達した信号との掛け算を行い復調信号とする。復調信号には、多くの伝播路を通過した信号成分が含まれる。この信号に FFT 処理を行い周波数成分に分離する。最短伝播路に相当する最大値を検出し画像再構成化を行う。FFT 処理により、周波数成分に分離することで、復調信号による S/N の影響を受けにくい手法である。

2.1.3 変調散乱法による CP-MCT

送受信アンテナ間の直線伝播路を特定する方法として、受信アンテナの前にショットキバリアダイオードを配置する。ダイオードの非直線性を利用して、低周波信号により変調を行う。変調散乱用のアンテナはダイオードのリード部をダイポールアンテナとする。送受信アンテナ間を直線伝播した信号は、低周波信号で変調される。直線伝播路以外を伝播した回折波に相当する信号は、チャープ信号によるビート信号成分のみとなる。低周波信号には、ビート信号より高い周波数を使用し高域フィルタ (HPF) [17]でビート信号成分を除去する。FFT 処理により変調信号の振幅レベルを測定し再構成化を行う手法[18]である。変調信号の周波数を多くすることにより同時多チャンネル測定を可能とし、高速化に貢献する手法でもある。

2.2 チャープパルスマイクロ波 CT

2.2.1 原理

図 2.2.1 にチャープパルスマイクロ波 CT (CP-MCT) の測定原理図を示す。高周波信号源として、C/N に優れた Yttrium Iron Garnet (YIG) 発振器に、ランプ信号による変調を加えて、周波数 2 - 3GHz のチャープ信号を発生させる。このチャープ信号を $S_r(t)$ とし、送信アンテナからボース内のオブジェクトに向かって照射する。

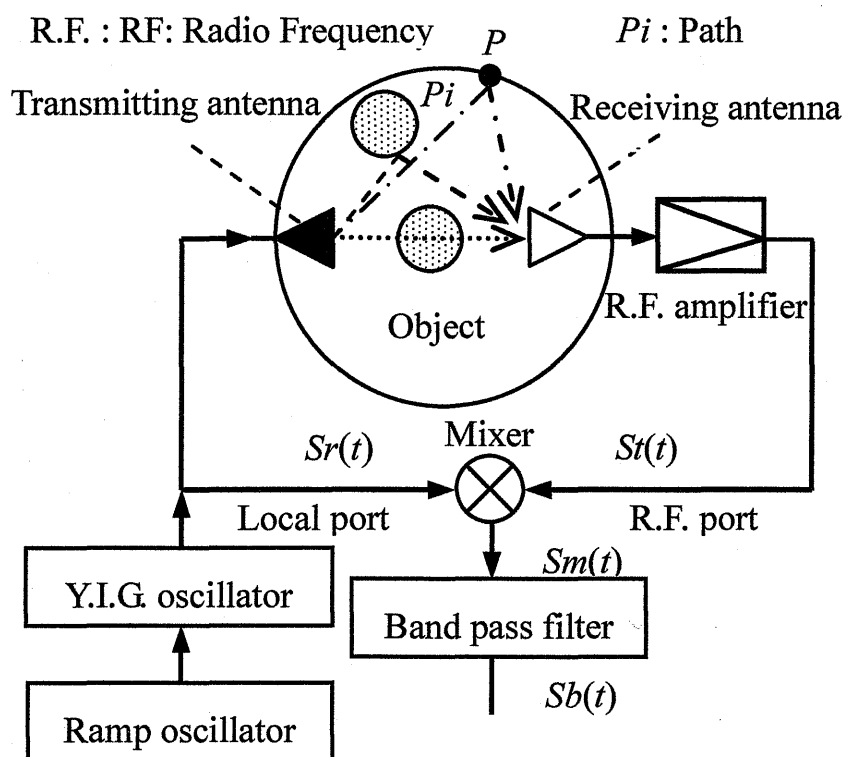


図 2.2.1 測定原理

$$S_r(t) = A \sin \left(\omega t + \frac{kt^2}{2} \right) \quad \text{式 2.2.1}$$

ただし、

- A : 送信波の振幅 [Vrms]
- ω_1 : 掃引開始角周波数 [rad/s]
- ω_2 : 掃引停止角周波数 [rad/s]
- ω : 掃引角周波数 [rad/s]
- k : $k = \frac{\omega_2 - \omega_1}{T_s}$ [rad]
- T_s : 掃引時間 [s]

ポーラス内の伝播経路は複数存在し、特定の P_i という経路を辿ることにより $S_r(t)$ よりも遅延時間 T_i だけ遅れ振幅も α_i 倍されるので、高周波増幅器の出力 $S_{t_i}(t)$ は、式 2.2.2 となる。

$$S_{t_i}(t) = \alpha_i A \sin \left[\omega (t - T_i) + \frac{k(t - T_i)^2}{2} \right] \quad \text{式 2.2.2}$$

この 2 つの信号、 $S_r(t)$ と $S_{t_i}(t)$ はミキサ回路で掛け算されミキサの変換損失等を含めたシステム利得を β とすると、ミキサ出力 $S_{m_i}(t)$ は、式 2.2.3 となる。

$$\begin{aligned} S_{m_i}(t) &= \beta S_r(t) S_{t_i}(t) \\ &= \frac{\alpha_i A^2 \beta}{2} \left\{ \cos \left(kT_i t + \omega T_i - \frac{kT_i^2}{2} \right) - \cos \left[(2\omega - kT_i)t + kt^2 - \omega T_i + \frac{kT_i^2}{2} \right] \right\} \end{aligned}$$

式 2.2.3

このミキサ出力信号 $S_{m_i}(t)$ から帯域通過フィルタにより第 2 高調波に相当する第 2 項を取り除くことで、帯域フィルタ出力 $S_{b_i}(t)$ は式 2.2.4 を得る。

$$S_{b_i}(t) = \frac{\alpha_i A^2 \beta}{2} \cos(kT_i t + \omega T_i - \frac{kT_i^2}{2}) \quad \text{式 2.2.4}$$

実際には、伝播路は多数存在するので、 $S_{b_i}(t)$ を $i=1$ から ∞ までの伝播出力成分の総和となる。

$$S_b(t) = \sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{\alpha_i A^2 \beta}{2} \cos(kT_i t + \omega T_i - \frac{kT_i^2}{2}) \quad \text{式 2.2.5}$$

式 2.2.5 より、振幅が $\frac{\alpha_i A^2 \beta}{2}$ 、周波数が $\frac{kT_i}{2\pi}$ (ビート信号) の余弦波を発生する。この発生した信号 $S_b(t)$ を時間 t について、フーリエ変換しボースス内を伝播した周波数領域成分に変換する。最短伝播路に相当する最大値を与える信号成分を求める。ファンビームスキャナを構成する 31 本のダイポールアンテナすべてにおいて、同様な測定を行う。スキャナを 360 度回転させて、希望する回転角度数からの投影データを収集して、画像再構成化を行う。

2.2.2 測定装置の構成

図 2.2.2 に CP-MCT のブロック図を示す。

CP-MCT の信号源は YIG 発振器とファンクションジェネレータ (Agilent 製 33120A) による超高速なアナログチャープ信号であり掃引周波数は 2 - 3GHz である。掃引時間はランプ信号により自由に可変可能であるが、ミキサ出力後のビート信号周波数に合わせて、BPF の中心周波数を合わせる必要がある。このビート信号周波数は掃引時間が 20ms のときに、装置では 4250Hz の信号が発生する。この周波数には、CT システム内の測定ケーブルによる遅延時間の影響を含む。

受信構成は高周波増幅器 (ALC 製 ALT0204-45-20) を 2 段重ねた増幅器で増幅される。増幅器段間には、ステップアッテネータ (Weinschel 製 3054) が挿入されており最大 69dB の利得可変が可能である。さらに、受信 S/N の改善と外来波に対する妨害特性の改善を行う目的で、アンテナ SW の直後にランプ信号に応じて中心周波数が連続可変可能な YIG フィルタ (Teledyne 製 FD1052C-AD : 3dB 帯域幅 25MHz, 挿入損失 3dB, 周波数範囲 2 - 8GHz) を配置する。これにより、受信 S/N の大幅な改善を図る。送信信号は、34 - 44dB の可変利得を持ち、最大 32W 出力の性能を持つ送信パワーアンプ (Amplifier Research 製 25S1G4A) により電力増幅される。実験装置では、送信出力 2W の電力を送信ダイポールアンテナに供給する。ボラスと対象物内を伝播したマイクロ波信号は 31 本のダイポールアンテナで構成されたファンビームアンテナにより計測される。測定データは PC (パーソナルコンピュータ) 内で、演算処理により投影データに処理された後、画像再構成化を行い撮像画像を得る。

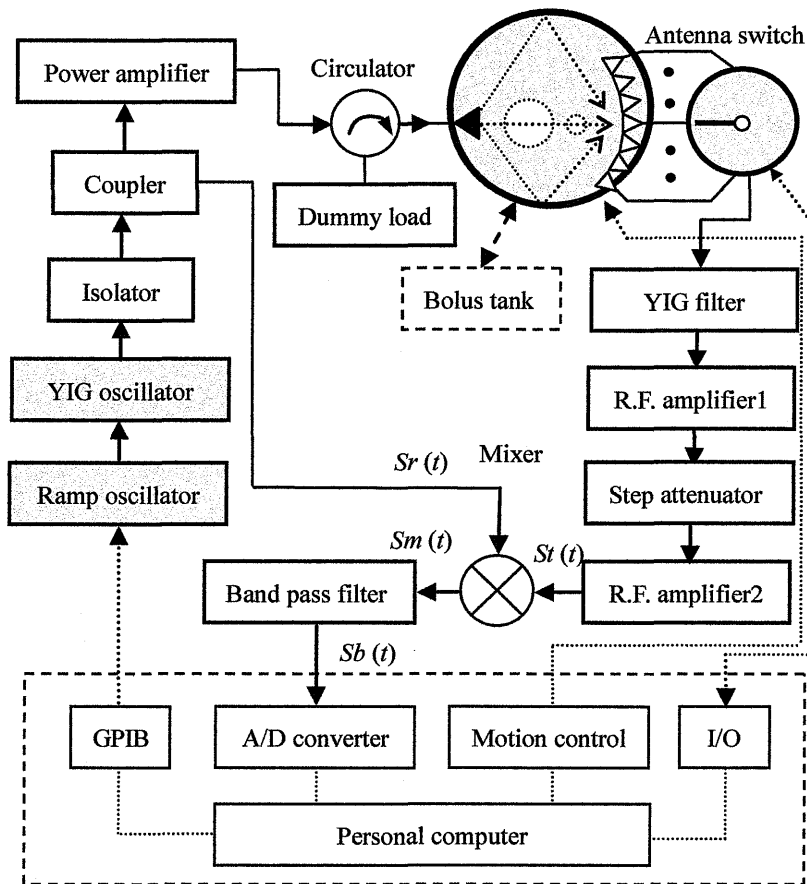
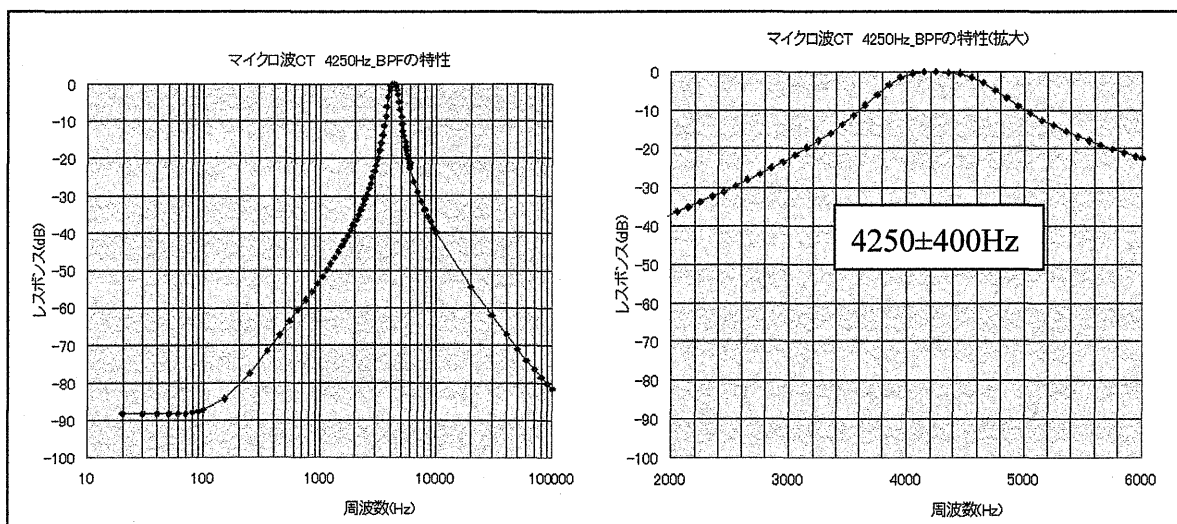


図 2.2.2 CP-MCT のブロック図

2.2.3 改良型 CP-MCT (現在の CP-MCT)

CP-MCT は高速撮像を実現している。掃引時間の変更や測定ケーブル長によりビート周波数が増加する。ビート周波数が増加する条件下の測定では、ハードウェアによる帯域フィルタ (BPF) を交換する作業が伴う。BPF は不要成分を除去する役割を果たす。S/N を改善するためには、急峻な狭帯域特性を必要とする。図 2.2.3 にハードウェアによる BPF の通過特性を示す。(a)に通過特性を、(b)に中心周

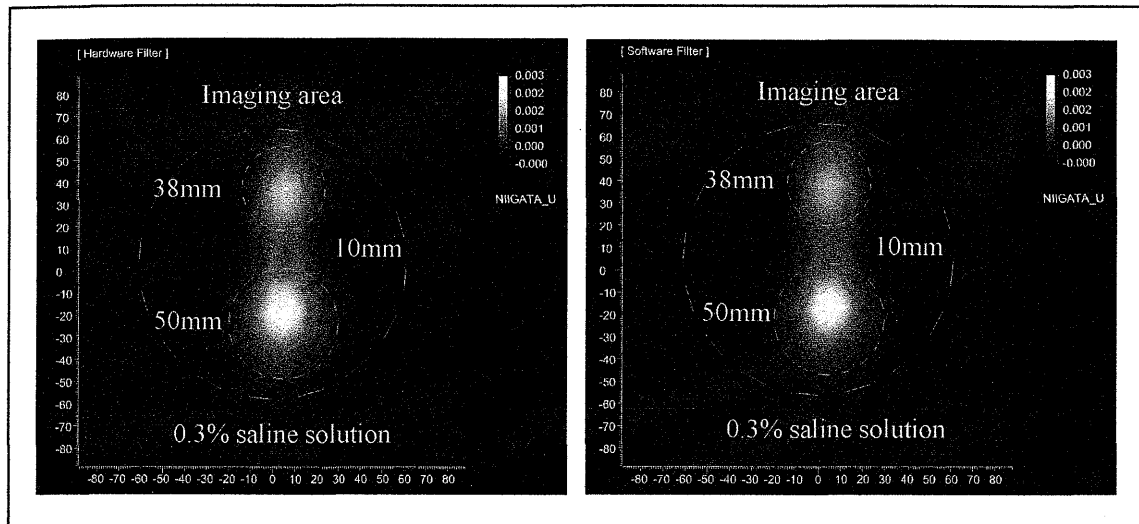
波数の拡大図を示す。-3dB の帯域幅は、 $4250\text{Hz} \pm 400\text{Hz}$ として、計測される。この問題を解決するために、ソフトウェアフィルタによるフィルタ関数処理を考案した。図 2.2.4 の(a)にハードウェアフィルタ処理，(b)にソフトウェアフィルタ処理による再構成画像を示す。フィルタの条件は、ハードウェア BPF は 4 次のフィルタとし、ソフトウェアフィルタは 10 次のフィルタに設定した。ソフトウェアフィルタの次数は高く設定し、より急峻な特性とした。画像を比較すると、ほんの僅かにソフトウェア処理の方が S/N の低下した画像に見えるが、実用上は問題ないと考える。このように、改良型の CP-MCT では、マイクロ波 CT の利便性を追及し、テストモード，解析，サイノグラム，再構成画像のモードを瞬時に切り替え可能とした。また、フィルタの種類，次数を状況に応じて選択可能である。



(a) 通過特性

(b) 拡大

図 2.2.3 BPF 特性 (ハードウェア)



(a) ハードウェアフィルタ処理 (b) ソフトウェアフィルタ処理

図 2.2.4 振幅再構成画像

2.3 CP-MCT からの新たな着想

CP-MCT では、YIG 発振器を利用したアナログチャープ信号を使用する。YIG 発振器は広帯域発振が可能であり CN に優れた素子である。広帯域性は発振周波数を決めるチューニング電圧に雑音等が拾畳すると、周波数変動による位相雑音[19]を発生する。発生した位相雑音は受信ダイナミックレンジ特性の低下を招き、再構成画像の S/N 低下の原因になると考える。そこで、PLL (Phase Locked Loop) [20]によるデジタルチャープ信号に着目した。現在使用しているアナログチャープ信号は 2 - 3GHz の信号を 20ms で掃引する。つまり、5MHz/100 μ s の PLL ロックアップタイムが必要になる。この値は非常に高速であり汎用の標準信号発生器では、実現が難しいと考える。

高速掃引に頼らない方法が必要になる。式 2.2.5 を再度、ここに示す。
この式に $k=0$ を代入すると式 2.3.1 となる。

$$S_b(t) = \sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{\alpha_i A^2 \beta}{2} \cos \left(kT_i t + \omega T_i - \frac{kT_i^2}{2} \right) \quad \text{式 2.2.5}$$

$$S_b(t) = S_b(\omega) = \sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{\alpha_i A^2 \beta}{2} \cos(\omega T_i) \quad \text{式 2.3.1}$$

この式 2.3.1 から、受信復調信号 $S_b(t)$ は遅延時間 T_i を一定値にすると、角周波数 ω を可変することで、 T_i に従った余弦波を発生する。つまり、ボース内の対象物を通過した伝播路ごとに、異なる余弦波を生じることが示し、伝播路の分離を時間軸と関係のない処理方法で達成可能と考えた。この着想が CP-MCT から見出した手法として、DC-MCT (Direct Current Microwave CT) [21] の開発に発展することになる。

3章 復調直流電圧を用いた時間領域スペクトル分離方式 (DC-MCT)

3.1 原理

3.1.1 時間領域スペクトル分離方式

図 3.1.1 に本方式の測定原理図を示す。高周波信号源として、標準信号発生器 (SG) を使用し、周波数 2 - 3GHz の高周波信号 $S_r(t)$ を 4MHz の間隔で、256 段階、周波数を可変させて送信アンテナからボラス内のオブジェクトに向かって照射する。

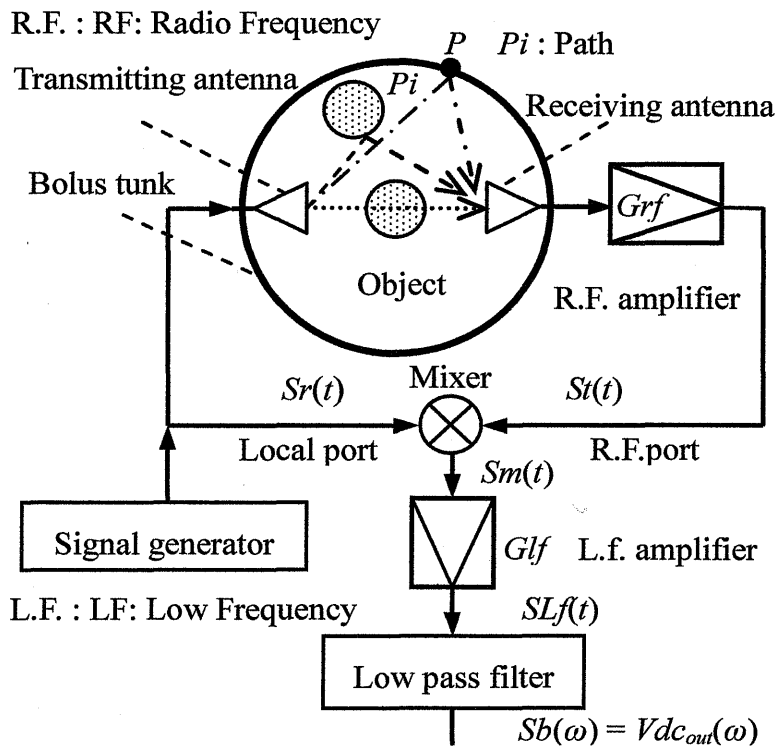


図 3.1.1 測定原理

$$S_r(t) = A \sin \omega t \quad \text{式 3.1.1}$$

ここで、 A は送信波の振幅を表す。ポーラス内の伝播経路は複数存在し、特定の P_i という経路を辿ることにより $S_r(t)$ よりも遅延時間 T_i だけ遅れ振幅は α_i 倍される。また、配分された利得として、高周波増幅器の利得 (G_{rf})、低周波増幅器の利得 (G_{lf}) とすると、高周波増幅器の出力 $S_{t_i}(t)$ では、

$$S_{t_i}(t) = \alpha_i A G_{rf} \sin \omega(t - T_i) \quad \text{式 3.1.2}$$

となる。この 2 つの信号、 $S_r(t)$ と $S_{t_i}(t)$ はミキサで掛け算されミキサの変換損失を含めたシステム利得を β とし、ミキサ出力 $S_{m_i}(t)$ とすると、低周波増幅器の出力 $SL_{f_i}(t)$ は、次のようになる。

$$\begin{aligned} SL_{f_i}(t) &= G_{lf} S_{m_i}(t) = G_{lf} \beta S_r(t) S_{t_i}(t) \\ &= \frac{\alpha_i A^2 \beta G_{rf} G_{lf}}{2} \{ \cos(\omega T_i) - \cos(2\omega t - \omega T_i) \} \end{aligned} \quad \text{式 3.1.3}$$

この低周波増幅器の出力 $SL_{f_i}(t)$ を低域通過フィルタ (LPF) により第 2 高調波に相当する第 2 項を取り除くことで、式 3.1.4 の直流成分 $S_{b_i}(\omega)$ を得る。

$$S_{b_i}(\omega) = V_{dc_{out_i}}(\omega) = \frac{\alpha_i A^2 \beta G_{rf} G_{lf}}{2} \cos(\omega T_i) \quad \text{式 3.1.4}$$

この式 3.1.4 の値は角周波数 ω と伝播遅延時間 T_i を関数とする直流電圧である。低域通過フィルタ出力 $S_b(\omega)$ はポーラス内におけるすべ

ての伝播路 $i = 1$ から ∞ までの伝播出力成分の総和として、次式のように表される。

$$S_b(\omega) = V_{dc_out}(\omega) = \sum_{i=1}^{i=\infty} \frac{\alpha_i A^2 \beta GrfGlf}{2} \cos(\omega Ti) \quad \text{式 3.1.5}$$

式 3.1.5 は、LPF を通過した受信復調直流電圧であり周期性を持った余弦関数となる。角周波数 ω を ω_1 から ω_2 まで、 Δf 間隔で可変すると、 Ti に応じた離散的な値を得る。式 3.1.5 を伝播時間として分離するために、 ω についてフーリエ変換した $V_{dc_out}(T)$ を求め、時間領域成分に変換しボース内を伝播した伝播路に分離する。ミキサの漏れによる時間領域成分や低周波増幅回路から発生した歪等の不要信号成分はソフトウェア時間領域フィルタにより取り除かれ、最大値を与える信号成分を求める。ファンビームスキャナを構成する 31 本のダイポールアンテナすべてにおいて、同様な測定を行いスキャナを 5 度刻みで 360 度回転させて、72 方向からの投影データを収集して、画像再構成化を行う。

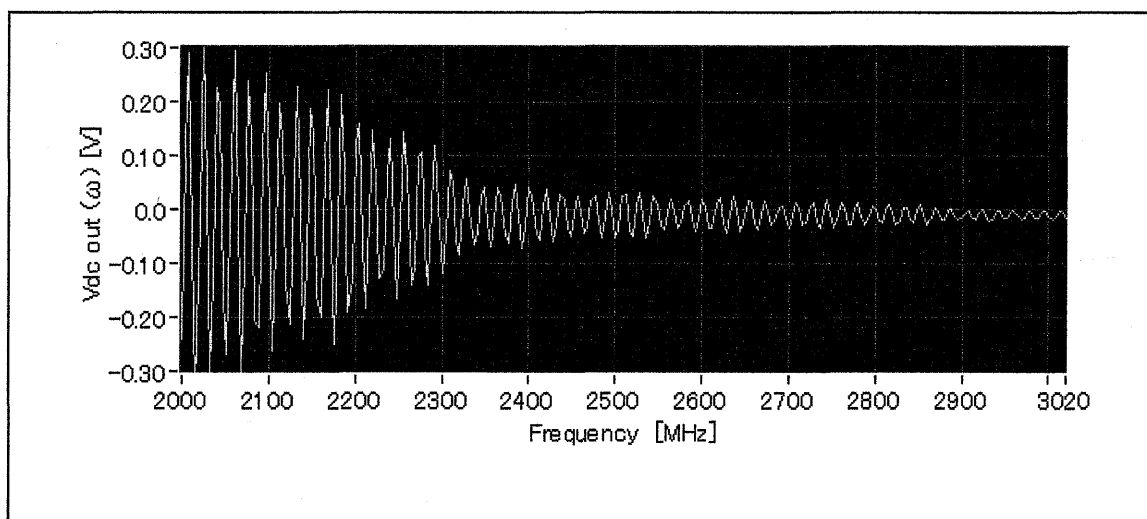


図 3.1.2 復調直流電圧

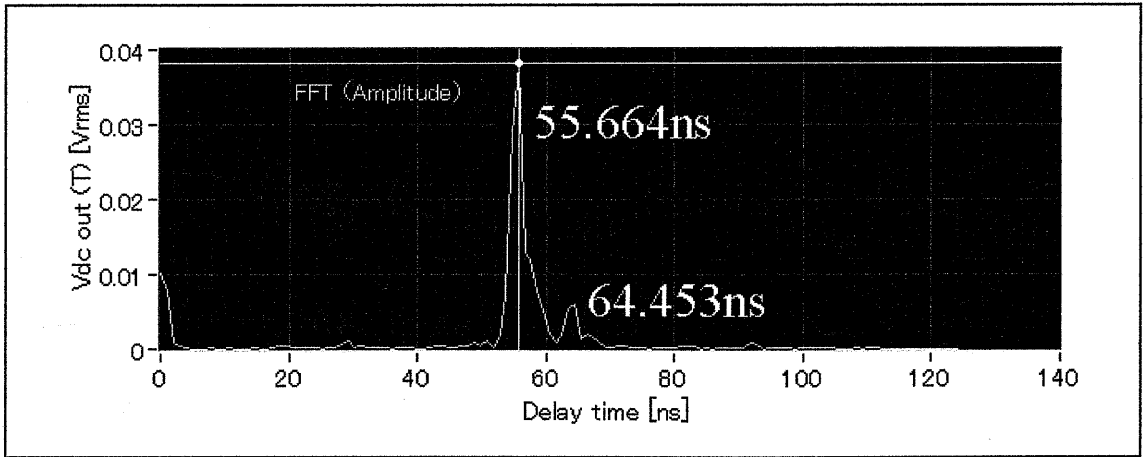


図 3.1.3 時間領域成分

3.1.2 周波数領域スペクトル分離方式 (DDS の原理を応用)

3.1.1 時間領域スペクトル分離方式に示す DC-MCT の原理にもとづいて、測定されたデータに DDS の原理を応用することで、周波数領域分離方式 DC-MCT となる。測定された受信復調直流電圧には、時間的な関係が無く、ボース内を伝播した信号を受信復調直流電圧として測定する。この復調電圧は周波数と遅延時間の関数であり式 3.1.5 に示すように余弦関数となる。図 3.1.2 に示す周波数に伴う減衰特性を持つ波形となる。波形を与えるデータは時間的関数を伴わない復調直流電圧配列データ言い換えると、伝播遅延時間波形テーブルデータとなる。したがって、ダイレクトデジタルシンセサイザ(Direct Digital Synthesizer:DDS)[22]の原理をもとに、波形テーブルデータに任意のサンプリング時間を与えることによって、周波数領域の信号成分に変換する。周波数領域に変換された測定データとなる。このデータを時間について、フーリエ変換を行うことで周波数

成分に分離する。周波数成分に含まれる不要信号成分を除去した後、最短伝播路に相当する最大値を与える成分を検出することで時間領域スペクトル分離方式と同様に、ファンビームスキャナを構成する31本のダイポールアンテナすべてにおいて、スキャナを5度刻みで360度回転させ、72方向からの投影データを収集して、画像再構成化を可能とする。図3.1.4は図3.1.2で示す波形データに、A/Dコンバータのサンプリング時間12.8Ksps、78.125 μ sの時間を与えた波形を示し、図3.1.5に周波数領域に変換した周波数成分を示す。

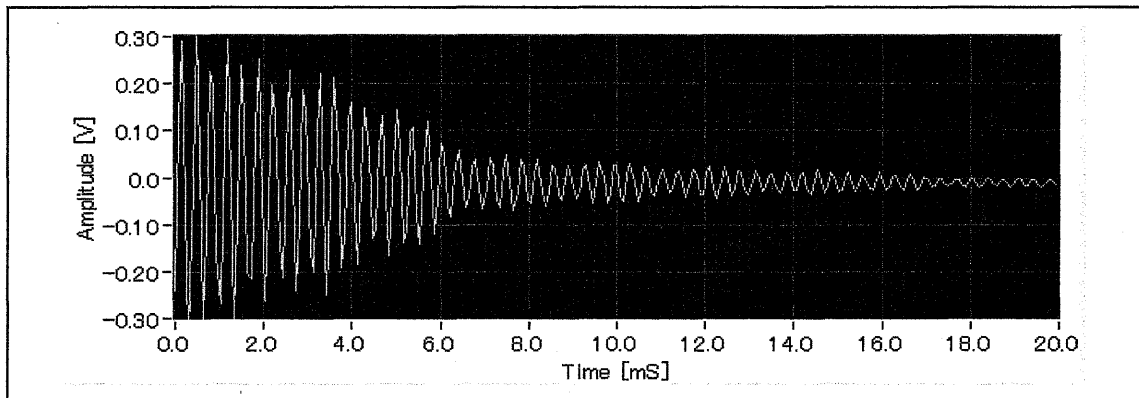


図 3.1.4 復調直流電圧

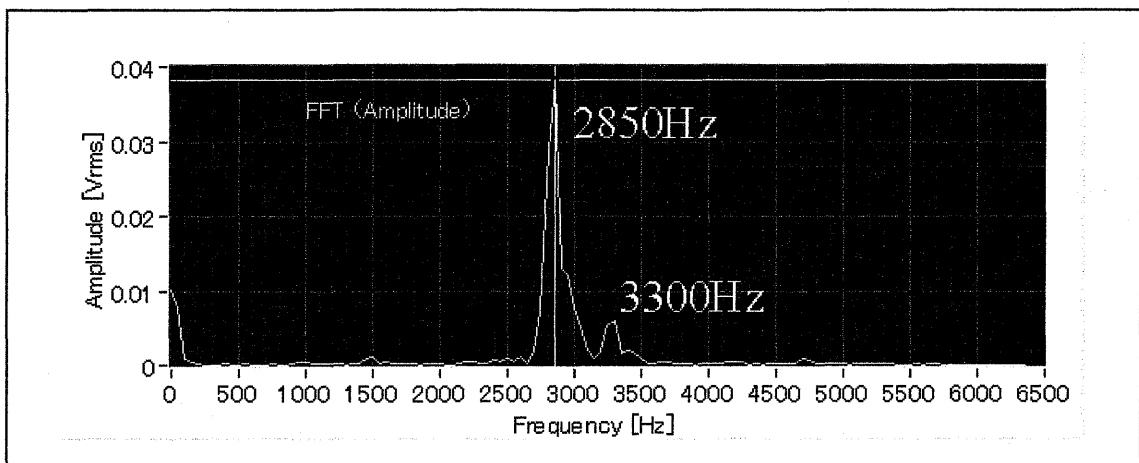


図 3.1.5 周波数領域成分

3.2 実験装置の構成

3.2.1 DC-MCT と CP-MCT の実験装置構成の違い

図 3.2.2 に DC-MCT 実験装置のブロック図を示す。DC-MCT 実験装置は CP-MCT に改良を加え、時間領域スペクトル分離方式ファンビームマイクロ波 CT となる。両装置において、雑音レベルの有位差を決定づけるのは高周波発振器によるチャープ信号の生成方式である。CP-MCT においては YIG 発振器とファンクションジェネレータ (Agilent 33120A) を組み合わせてアナログチャープ信号を発生する。図 3.2.1 に CP-MCT の YIG 発振器周辺を示す。

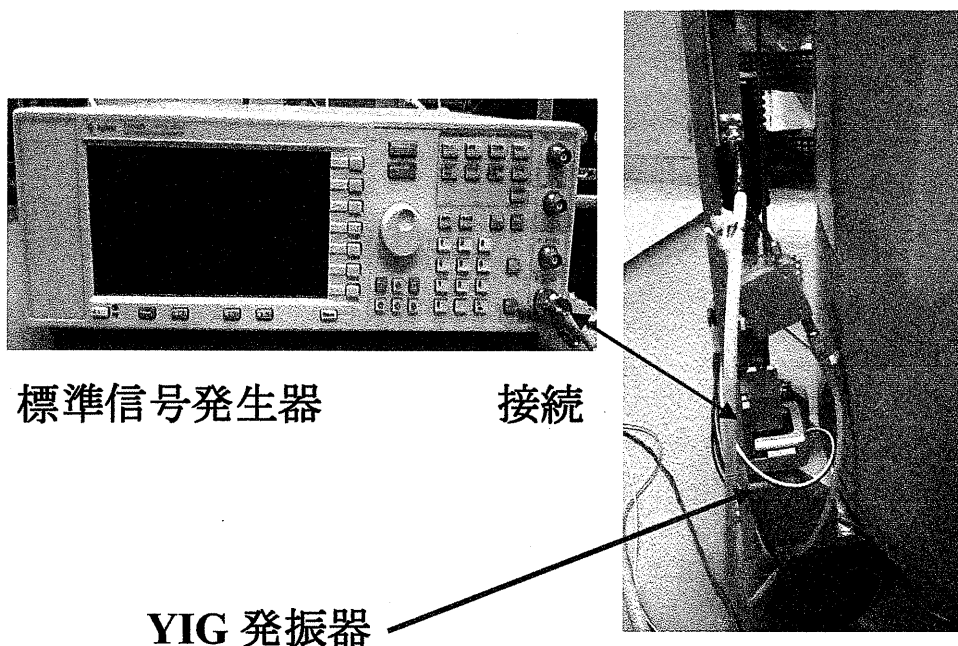


図 3.2.1 CP-MCT の YIG 発振器を SG に置き換える

DC-MCT では PC により標準信号発生器 (Agilent 4422B) の離散的な信号を GPIB 経由で周波数制御を行う。標準信号発生器から 4MHz の周波数間隔で 256 段階可変する。周波数を 1GHz 幅に互って切り替え、2 - 3GHz の信号を生成する。標準信号発生器を使用することで、位相同期化と雑音の低減化のほかに、信号レベル変動も抑制する。実際、発生器内部回路の APC (Automatic Power Control) によりレベル制御が掛かり信号レベルの変動が抑えられる。以上の結果、DC-MCT として、送信機全体の送信レベル変動と受信復調基準信号レベル変動を抑えることが可能となる。

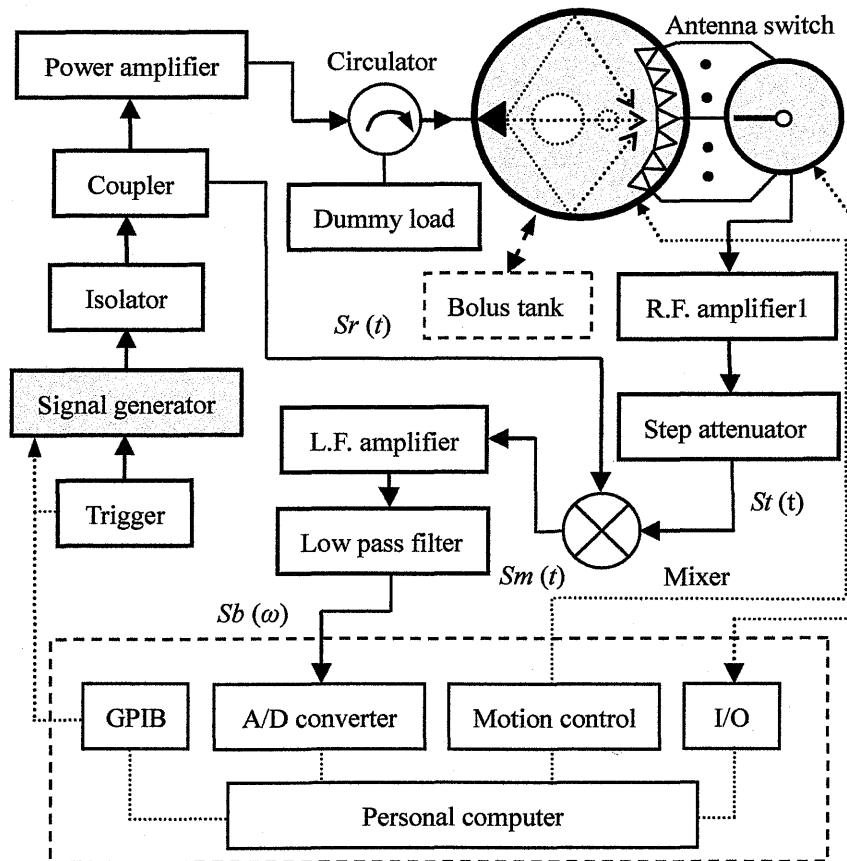


図 3.2.2 DC-MCT のブロックダイアグラム
(利得配分構成)

送信信号は、34 - 44dB の可変利得を持ち最大 32W 出力の性能を持つ送信パワーアンプ (Amplifier Reaserch 製 25S1G4A) により電力増幅可能である。図 3.2.3 に送信電力増幅器を示し、図 3.2.4 に撮像に使うポーラスタックを示す。



Amplifier Reaserch 25S1G4A

図 3.2.3 送信電力増幅器

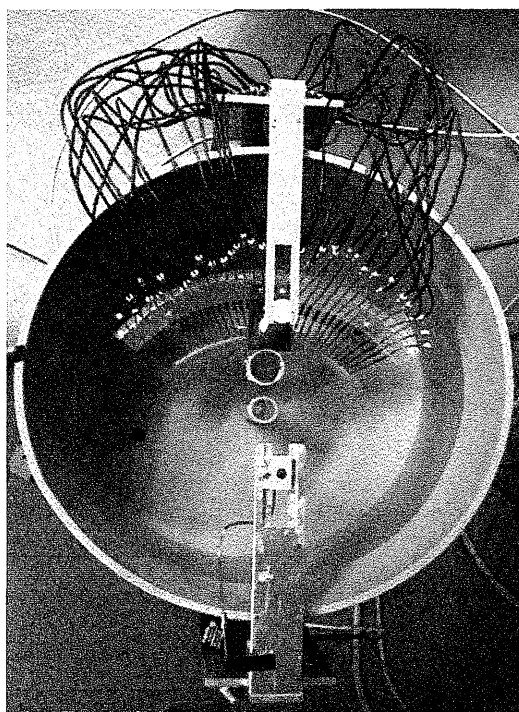


図 3.2.4 ポーラスタック

DC-MCT の実験装置では、送信出力 2W を送信ダイポールアンテナに供給し、零点数パーセントの塩水で満たしたボラスタンク内で撮像対象に向けて放射する。ボラスと対象物内を伝播したマイクロ波信号は31本のダイポールアンテナで構成するファンビームアンテナで計測される。計測はアンテナ SW を制御し1本ずつ順番に計測する。捕らえた受信信号は高周波増幅器 (ALC 製 ALT0204-45-20) を2段重ねた増幅器で増幅する。増幅器段間には、ステップアッテナ (Weinschel 製 3054) が挿入されており最大 69dB の利得可変を可能とする。CP-MCT では、受信帯域を狭くして、受信 S/N の改善と外来波に対する妨害特性改善を行う目的で、アンテナ SW のすぐ後に、ランプ信号に応じて、中心周波数が連続可変可能な YIG フィルタ (Teledyne 製 FD1052C-AD:3dB 帯域幅 25MHz, 挿入損失 3dB, 周波数範囲 2 - 8GHz) を配置し、受信 S/N の大幅な改善を図る。

一方、DC-MCT では、YIG フィルタの遅延時間による変動誤差を少しでも避けるため高周波段には、当該フィルタを使用しない。受信 S/N の性能に影響を与える受信帯域制限フィルタはミキサ直後に配置された低域フィルタ (NF 回路ブロック製 SR-4BL2 : 24dB/oct butterwoth 型) を使用して、カットオフ周波数 1000Hz, 2000Hz, 5000Hz, 8000Hz の4種類で切替え可能とした。フィルタを狭帯域化することで、最大 9dB 程度、復調帯域内雑音電力が低減化する。生体撮像を目的とした DC-MCT において高速性の追及は必要不可欠であるが、直流電圧を測定する場合には、フィルタの過度応答特性の影響を受ける。安定した測定値を取得するためには、過度応答が収束した後に測定することが望ましい。本研究では、高速化を優先的に考慮しカットオフ周波数、8000Hz のフィルタを使用する。

3.2.2 測定装置の構成 1：高周波増幅器 2 段構成

受信ダイナミックレンジ特性の改善を図るために、受信機の利得配分の検討を行う。図 3.2.5 に高周波増幅器 2 段構成による受信構成図を示す。高周波増幅器には、ALC 製 ALT0204-45-20：利得 45dB、増幅器出力の 1dB 抑圧点 (Pin_1dBcomp.) +20dBm を使用する。ミキサは Marki 製 M1-0204-LA：変換損失 -7.0dB、ミキサ入力 of 1dB 抑圧点 +2dBm である。高周波増幅器 1 段で、+20dBm の出力レベルを生じる入力信号レベルは利得分 45dB を差し引いた -25dBm となる。高周波増幅器 2 段を重ね段間に 25dB アッテネータを用いて、65dB の利得とした場合、入力信号レベルは -45dBm となる。このとき、高周波増幅器 2 の出力、つまり、ミキサ入力レベルが +20dBm に達する。ミキサ入力の 1dB 抑圧点は +2dBm である。したがって、+18dB ほど超えた過入力信号が加わり線形性を維持することは不可能である。線形性を維持するシステムを構築するために高周波増幅器 2 の出力、つまりミキサ入力レベルが +2dBm を越えることは不可能である。このことを考慮して、高周波増幅器の入力信号レベルを再度計算すると -63dBm が最大入力レベルとなる。ミキサの出力レベルは変換損失の -7dB を差し引き -5dBm となり 50Ω のインピーダンスで発生する電圧値に換算すると 125.74mVrms となる。低域フィルタ (LPF) には、NF 回路ブロック製 SR-4BL2：24db/oct butterwoth 型、雑音出力電圧 140μVrms、カットオフ周波数 8000Hz を使用した。この LPF の損失を零とした場合には、図 3.2.5 の $S_b(\omega)$, $V_{dc_out}(\omega)$ として、125.74mVrms の電圧が表れる。

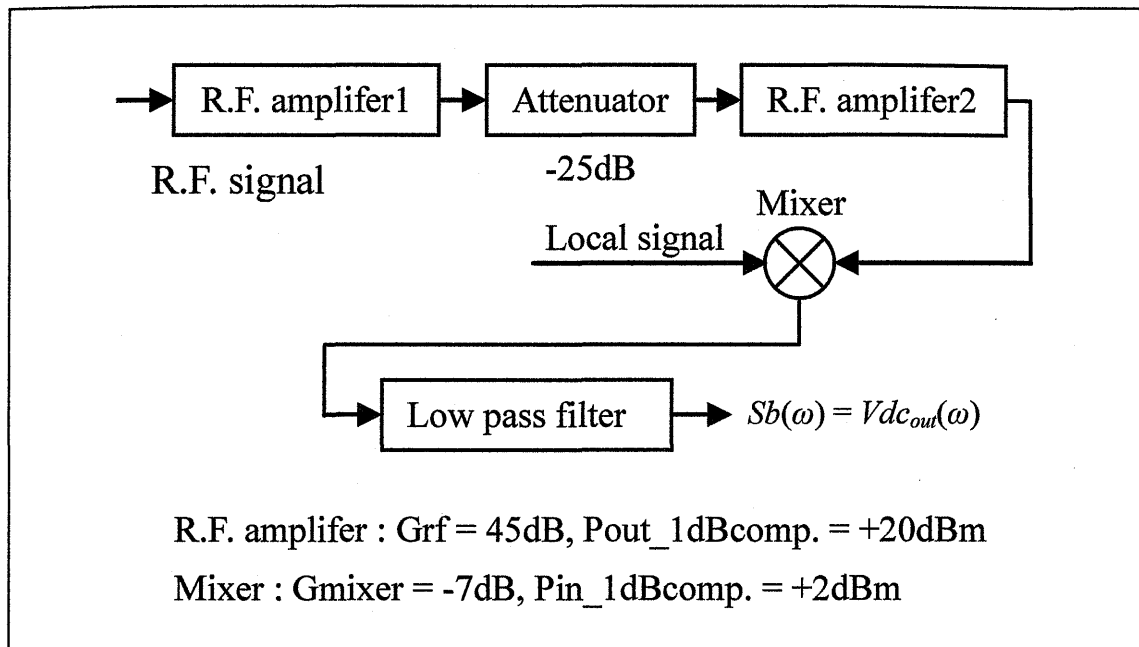


図 3.2.5 高周波増幅器 2 段構成

3.2.3 測定装置の構成 2 : 利得配分構成 (改良型)

図 3.2.6 に高周波増幅器 1 段に低周波増幅器 1 段を加えた構成 (利得配分型) による受信構成図を示す。総合利得は図 3.2.5 に示す高周波増幅器 2 段構成と同じ値とする。図 3.2.6 で示す利得配分型の受信構成で、同様に、最大入力レベルを計算すると -43dBm となる。結果、最大入力レベルは 20dB 改善する。ミキサの出力では、高周波増幅器 2 段構成と同様に 125.74mVrms の電圧が発生する。この発生した電圧を 20dB , 10 倍の低周波増幅器で増幅すると低周波増幅器出力には、 1257.4mVrms の信号電圧が表れる。低周波増幅回路には、超音波診断装置等に使用される超低雑音演算増幅器 (アナログデバイス製 AD797: 入力換算雑音電圧 $0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 利得帯域幅積 100MHz)

を用いた。低周波増幅回路による内部雑音や増幅器による歪の影響を少なくし、ミキサ出力からの受信直流電圧に不要信号の拾いを抑え、受信機全体の S/N の低下を考慮する設計とした。

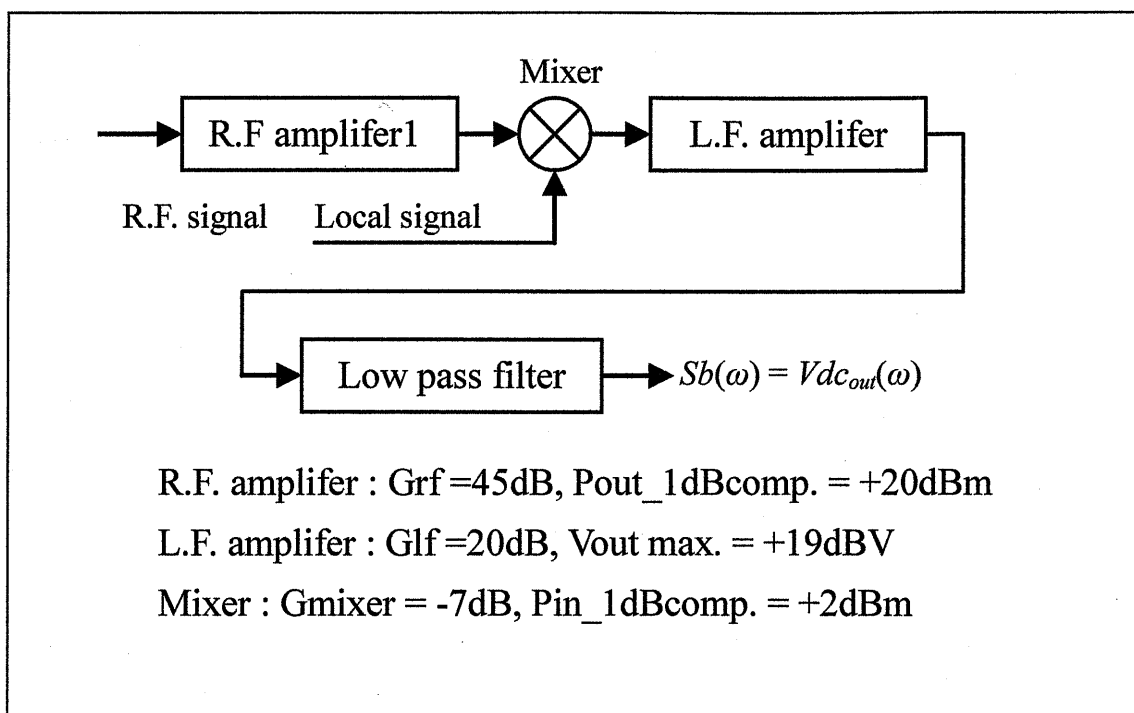


図 3.2.6 利得配分型構成

3.3 信号処理方法

3.3.1 時間領域フィルタによる最大値検出法

低域フィルタを通過した復調直流電圧 $V_{dc_out}(\omega)$ は ω についてフーリエ変換され、時間領域成分 $V_{dc_out}(T)$ の配列データとなる。図 3.3.1 に時間領域フィルタを示した。配列データ内には、不要信号成分が多く含まれる。時間領域成分の 54.6875ns は、画像再構成化に必要な信号成分を示す。それ以外の $0, 29.2969, 37.1094\text{ns}$ は固定的に発生した不要信号成分であり特に、 0ns の時間領域成分はミキサ自身の信号漏れが主な要因である。図 3.3.1 に白線で示す時間領域フィルタでは、通過帯域フィルタ (BPF) を意図した。BPF の帯域幅は、時間領域成分の時間幅に相当する。不要成分の影響を除去するためには、BPF の帯域内から最大値を与える信号成分を求めることで、画像再構成化を可能とする。

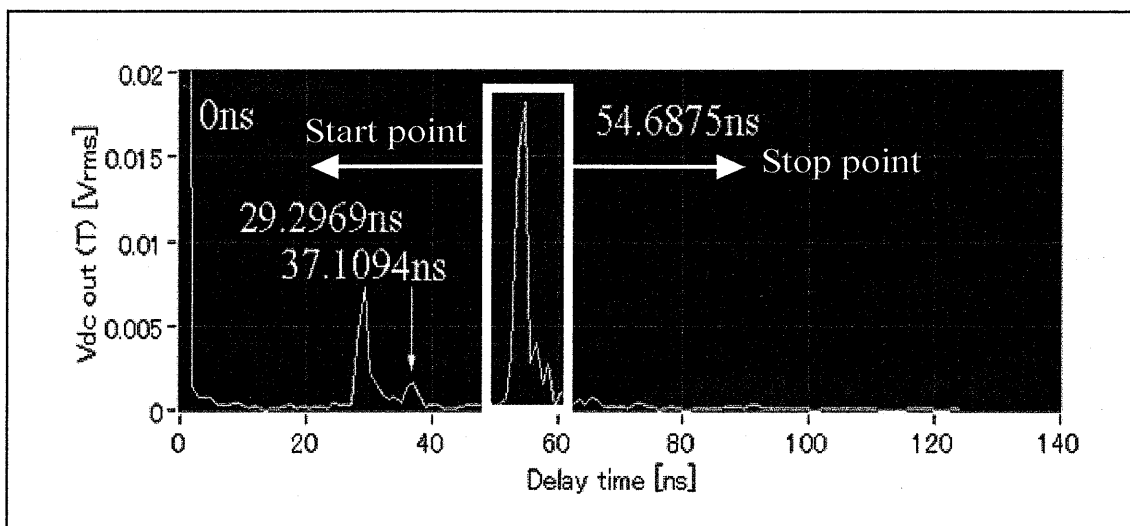


図 3.3.1 時間領域フィルタ

時間領域フィルタの窓幅は、開始点と終止点を変えることで、高域フィルタ (HPF) の機能も持ち合わせている。HPF の効果は希望信号より低域側時間領域に発生した不要成分を除去する。時間領域フィルタを使用して、画像再構成化を行うには、測定された配列データから時間変動幅を解析し、その変動幅を BPF の帯域幅に設定して画像再構成化を行う。

3.3.2 受信雑音成分を測定データから除去法

ボールス内の塩分濃度を増すことで、反射、回折波の影響は少なくなる。しかしながら、塩分濃度を高くすることにより伝播した受信信号強度は指数関数的に著しく低下する[23]。4章 実験結果、図 4.2.2 に塩分濃度と復調出力レベルの測定グラフを示す。塩分濃度 0.6% の場合、受信アンテナ端では信号強度は -128dB の高減衰量を受ける。従来の再構成方法では、ボールスタック内に塩水を満たし、ファントムを置いた場合 (Phantom 側) と置かない場合 (Background 側) との測定配列データから差分値を求め投影データを作り出す。この場合、画像再構成化に必要な希望信号成分よりも受信装置内で発生した不要信号レベルが大きい場合には、希望信号を捕らえることが出来ず、正確な画像再構成化は不可能である。提案する方式では、あらかじめ、受信装置内で発生した不要信号 (Txoff-background 側) を測定する。Phantom 側、Background 側の配列データから Txoff-background 側の配列データを差し引くことで、不要成分を除去した Background 側 (True-background 側) と Phantom 側 (True-phantom 側) 配列データを得る。回転角度、アンテナ番号ごとの True-background 側と True-phantom 側の配列データにフーリエ変換を施し時間領域成分に変換して最大値を求める。求めた

True-background 側, True-phantom 側の最大値配列データの差分から投影データを得る。図 3.3.2 に不要信号を除去する流れ図を示す。不要信号が取り除かれた True-background 側と True-phantom 側の配列データにより正確な画像再構成化を可能とする。4 章 実験結果の図 4.4.2 から図 4.4.5 に各々の時間領域成分を示した。

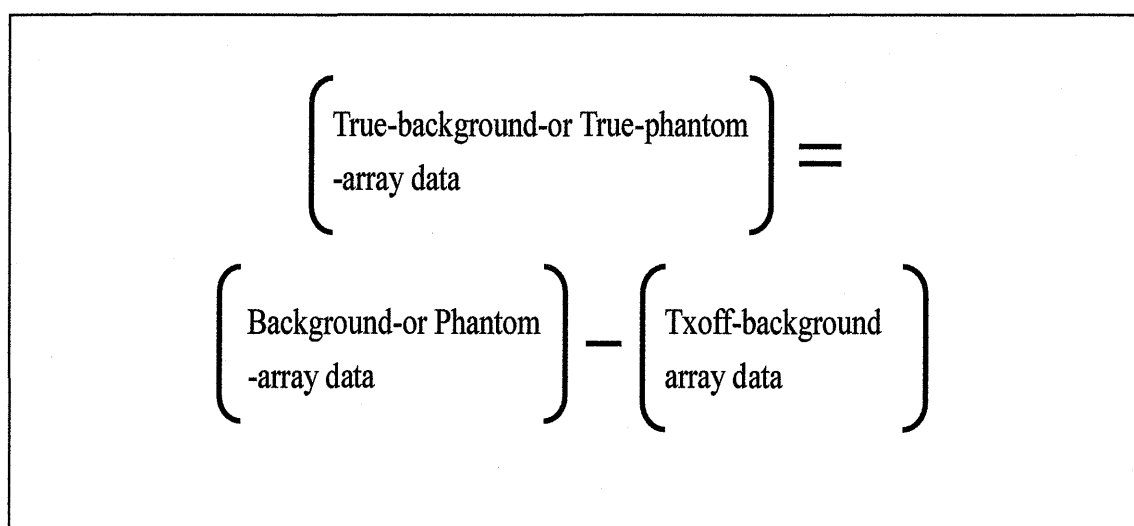


図 3.3.2 不要信号を除去する流れ図

3.3.3 特定時間領域成分からの再構成法

乳房ファントムのように、幾つもの組織から構成されるファントムによる時間領域成分は組織を誘電体の比誘電率に置き換えると、式 3.3.1, 式 3.3.2 より、比誘電率の変化に応じて、伝播速度、伝播時間が異なり、比誘電率が大きいほど伝播速度、伝播時間は遅くなる。図 3.3.3 に、ポーラスタンク内に置かれた乳房ファントムの組織部と送受信アンテナの位置関係を示すために白線で直線的に印した。受信アンテナ位置によって、乳房組織の位置関係が異なる様子を示す。

この場合には、特定組織の判定として、腫瘍部を主に通過する特定時間領域成分に的を絞り画像再構成化することで、画像の有効性があると考えられる。つまり、ファントム像を正確な再構成画像として捕らえるには、適切な方法とは言えない。また、式 3.3.2 から送受信間距離 176mm を伝播する伝播時間を求めた。測定中心周波数 2.5GHz、塩分濃度 0.5% から 1.0% の場合、比誘電率[24]は 52 から 54 を示し、ここでは、53 一定値とすると 4.27ns となる。Background 面では、ほぼ、単一な時間領域成分が発生する。

$$v_d = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{式 3.3.1}$$

$$T_d = \frac{0.176\sqrt{\epsilon_r}}{C} \quad \text{式 3.3.2}$$

v_d : 誘電体中の伝播速度 (m/s)

T_d : アンテナ間の伝播時間 (m/s)

C : 光の伝播速度 3×10^8 (m/s)

ϵ_r : 比誘電率, μ_r 比透磁率 誘電体の場合 $\mu_r = 1$

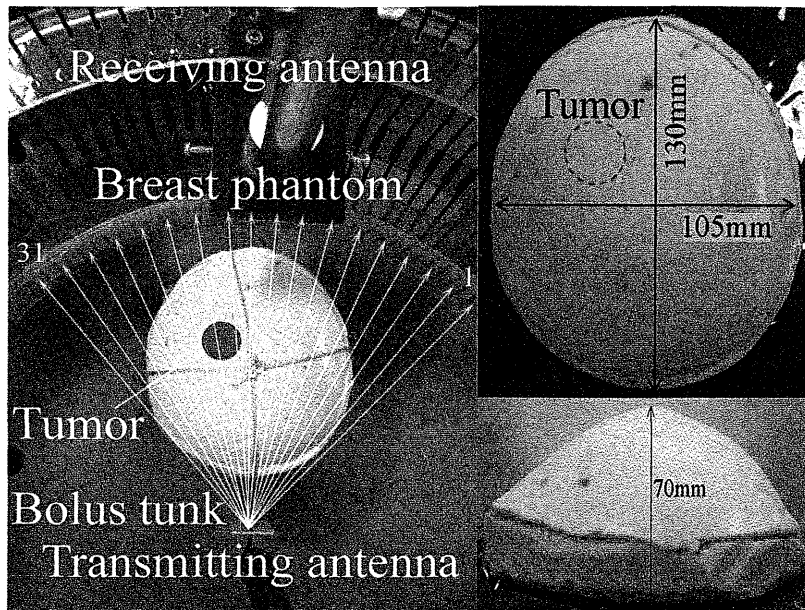


図 3.3.3 乳房組織の位置関係

3.3.4 測定時間の短縮法（配列データ処理）

僅かな物理・化学量の変化から生体の動きを捕えるマイクロ波 CT にとって、測定的高速化は重要な性能であり、測定時間の短縮化は必要不可欠である。図 3.3.4 に通常の測定方式、図 3.3.5 に DC-MCT における測定時間短縮方式の計算上の測定時間を示す。図 3.3.4 に示す通常の測定方式では、各アンテナごとに f_1 から f_{256} まで周波数を連続的に変えながら、A/D コンバータで復調直流電圧の時系列データとして、取り込む方式である。アンテナ SW の切り換え時間を $1\mu\text{s}$ 、標準信号発生器の周波数安定時間を 20ms 、LPF の過度応答時間を 2ms (3.3.5 項で示す。), A/D コンバータのデータ取り込み時間を $100\mu\text{s}$ とすると、すべての測定に要する時間は $175393.5\text{ms}=2.9$ 分となる。

これに対して、図 3.3.5 の構成では、標準信号発生器の周波数を f_1 としたまま、アンテナ SW を切り替え、31 本のアンテナ受信信号を A/D コンバータで取り込み、 f_1 を 4MHz ずつ上昇させながら f_{256} まで繰り返すことで測定を終了する。得られたデータ列の並び換えを行うことにより図 3.3.4 で示される周波数並びと同様なデータ配列に変換する。このような測定時間の短縮化と同時に、測定時間延長の主因である標準信号発生器の周波数安定時間の影響を最小化すれば、2.9 分から約 21.8 秒、つまり通常の測定時間方式の約 8 倍の短縮効果が期待出来る。

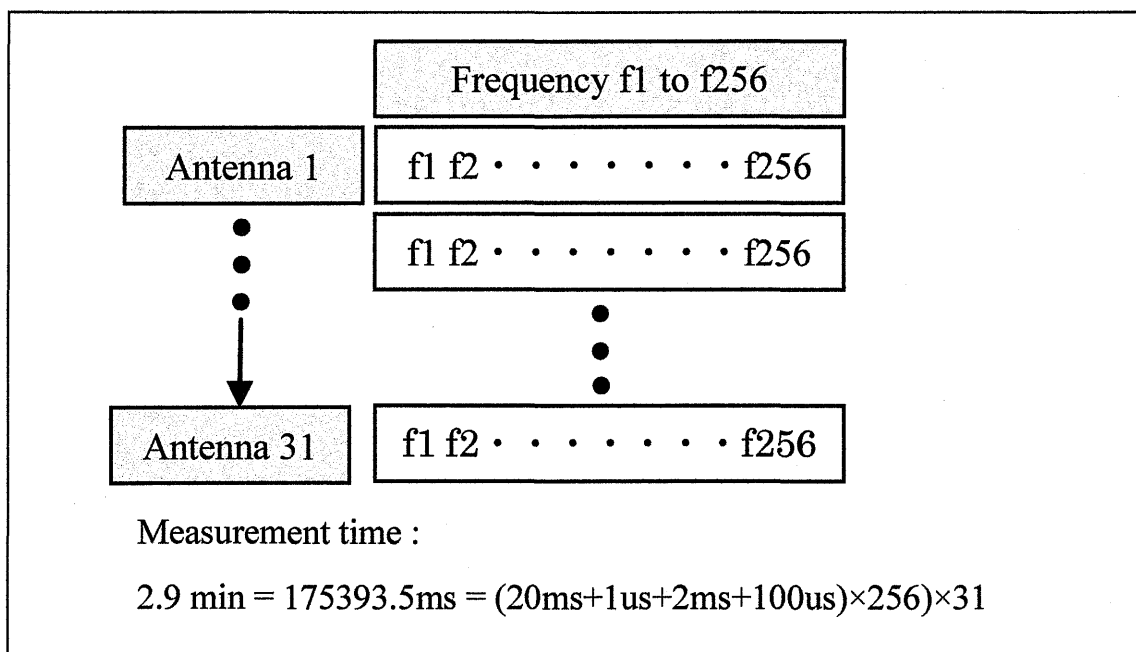


図 3.3.4 通常の測定方式

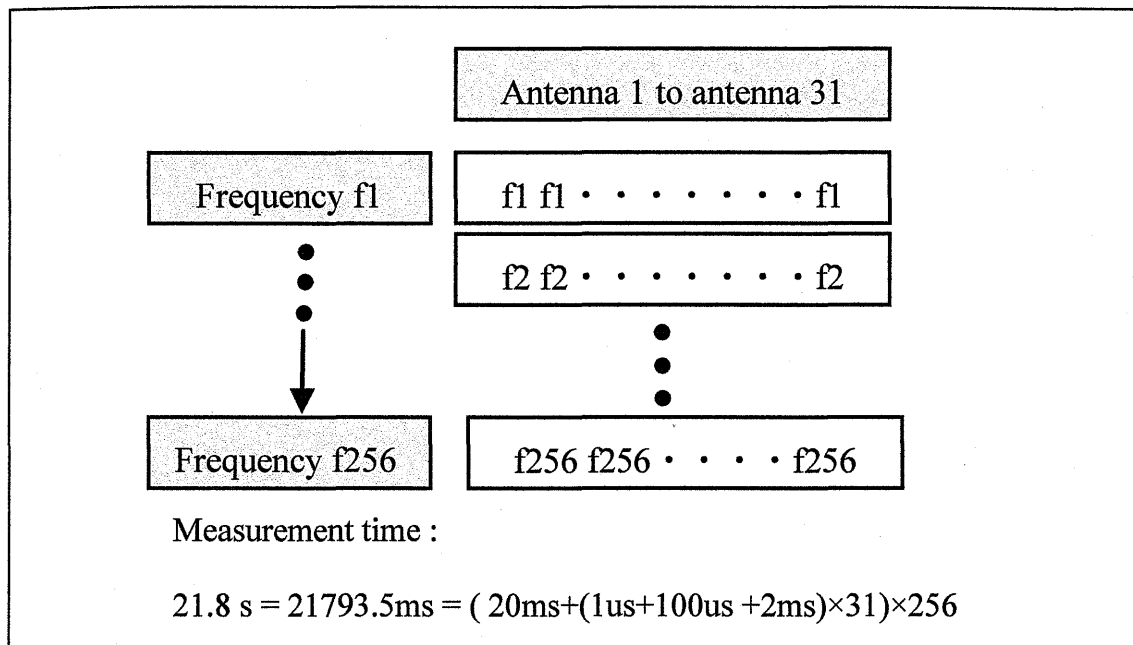


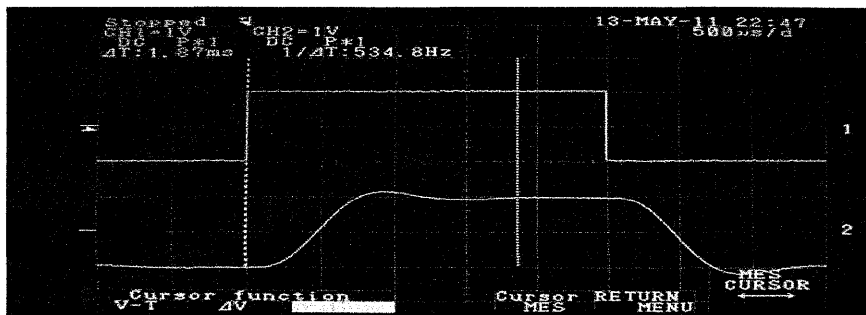
図 3.3.5 測定時間短縮方式

3.3.5 ゲートタイム処理法

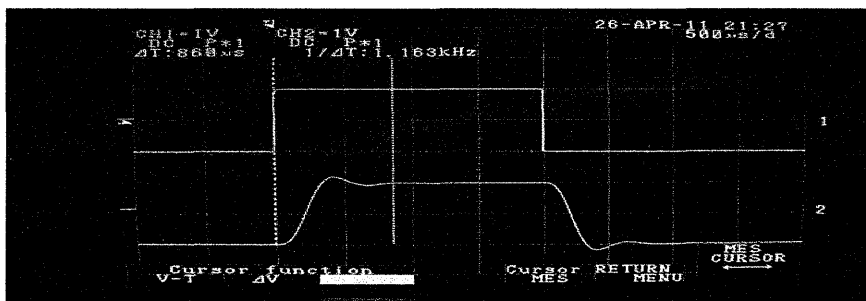
ゲートタイム処理法は測定データ列から任意の範囲を選択して、画像再構成化を行う装置の機能である。時間領域、周波数領域ともに、使用可能である。選択した範囲を拡大する機能でもある。したがって、測定データ数が少ない場合には、FFT 処理の分解能低下により再構成画像の分解能低下を招く。特定時間領域成分または、周波数成分から画像再構成化を行うことを可能とする。4.8 項の前腕phantomの撮像に適用する。

3.3.6 過度応答特性の配慮

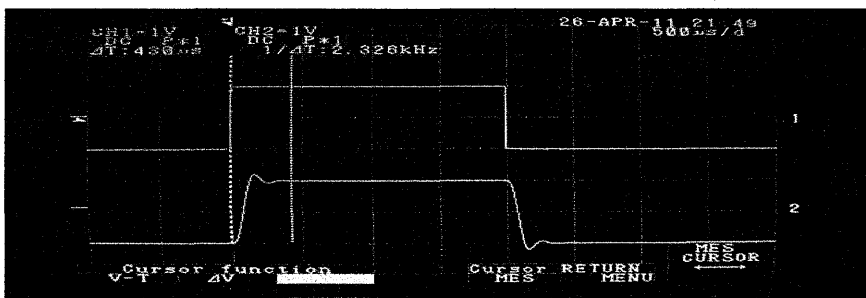
信号源に標準信号発生器を用いることで、信号源の位相雑音の低減化を図った。更に受信機の帯域幅を狭くすることによりマイクロ波 CT としての受信ダイナミックレンジ特性の改善が図れる。図 3.2.2 に示すブロック図の LPF は式 3.1.3 の第 2 項に相当する第 2 高調波をカットするだけの役割ではなく、マイクロ波 CT の受信帯域特性を決める重要な役割もある。LPF の帯域幅が狭い程、受信 S/N の向上は図れるが、標準信号発生器の周波数切り替え時やアンテナ SW 切り替え時に発生する直流電圧の急峻な変化が LPF の過度応答特性[25]により測定される直流電圧値に影響を与える。高速性の追及と受信ダイナミックレンジ特性の追及とは相容れない。実験に使用する LPF として、NF 回路ブロック製のローパスフィルタ、SR-4BL2 (24db/oct Butterwoth 型) を使用した。カットオフ周波数(f_c)が 1000Hz, 2000Hz, 5000Hz, 8000Hz を持つ 4 種類のフィルタに 2Vp-p の矩形信号を加え、ほぼ定常値に達する時間を測定した。入力信号レベルは LPF の前段に直流増幅器を加える、一般的な構成を考えに入れた。過度応答時間は 4 種類のフィルタで 1.87ms, 860 μ s, 430 μ s, 280 μ s であった。図 3.3.6 に過度応答時間を示し、(d)にカットオフ周波数 8000Hz のフィルタの実際の過度応答時間波形を示す。この応答時間から、使用する LPF に応じて、標準信号発生器の周波数切り替え時やアンテナスイッチ (SW) の切り替え時に、待ち時間を置く必要がある。実験装置では、1000Hz のフィルタの過度応答時間を配慮して、2ms の待ち時間を入れた。



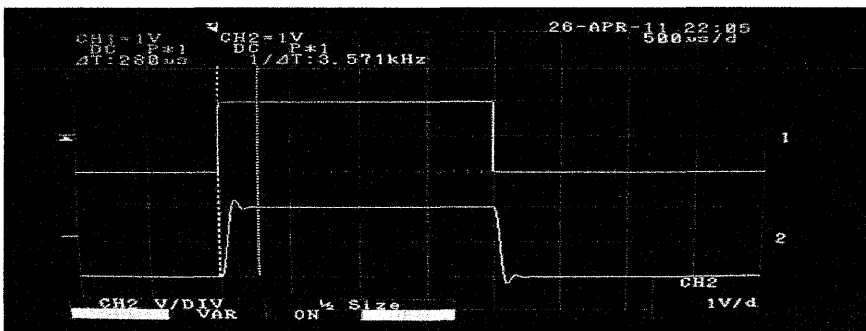
(a) $f_c=1000\text{Hz}$



(b) $f_c=2000\text{Hz}$



(c) $f_c=5000\text{Hz}$



(d) $f_c=8000\text{Hz}$

图 3.3.6 過度応答時間

3.4 ソフトウェア機能

3.4.1 操作構成とプログラム手法

実験装置は Windows を OS とした Labview ベースの GUI 言語[26]を用いて、プログラムを行った。測定データは 2007 年、当時に C++ で開発された CP-MCT と完全互換性を図り、当時の測定データを解析、画像再構成化が可能なように配慮した。測定装置に使用する A/D コンバータ、回転制御、I/O ポート等の PCI 基板は従来から使用している基板を用いてハードウェアの互換性を保った。結果的に、ハードウェアの共通化を図り、操作パネルからすべての制御が簡単に対応可能なソフトウェアを再構築した。ソフトウェアによる処理工程を表 3.4.1 に示し、図 3.4.1 に操作スイッチ部を示す。

表 3.4.1 ソフトウェア処理

| 制御処理 | グラフ表示処理 | 演算処理 |
|-------|---------|--------|
| 回転 | 回転位置 | フィルタ |
| アンテナ | アンテナ位置 | 最大値判定 |
| A/D | A/D レベル | FFT |
| パネル切替 | | サイノグラム |
| | | 投影データ |

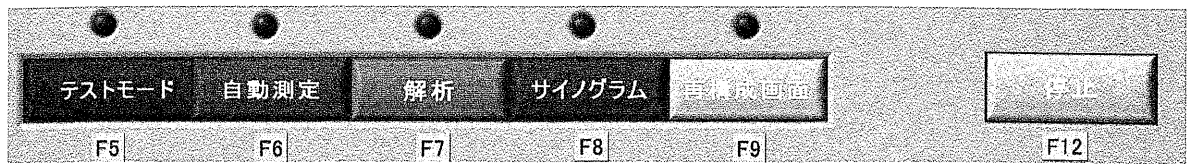


図 3.4.1 操作スイッチ部

このソフトウェアでは、図 3.4.1 の操作スイッチ部が示すように、テストモード、自動計測、解析、サイノグラム、再構成画像、停止（非常停止を兼ねる）の 6 操作状態を作り出し、どの状態からも状態遷移を可能とする。状態遷移図を図 3.4.2 に示す。計測時間は OS に依存するが、CT 撮像前のシステム利得調整を目視可能にしたことで、受信増幅器の信号飽和を起こさずに正確な画像再構成化が可能である。

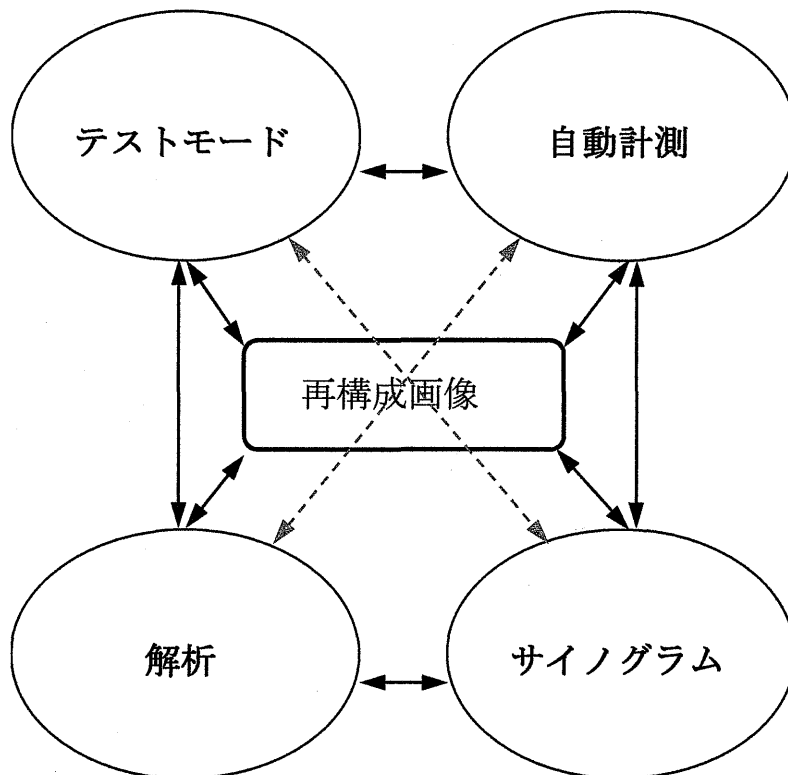


図 3.4.2 状態遷移図

3.4.2 テストモード

(a) ブロックダイアグラム

テストモードは撮像前に、ハードウェアの状態監視と撮像に適した受信利得調整を行うことを目的とする。図 3.4.3 にテストモードのブロックダイアグラムを示す。アンテナ SW 制御部、回転制御部、A/D コンバータ制御部の 3 ループで構成する。アンテナ SW 制御部、回転制御部はアンテナ SW、起動 SW の検出を待ち起動する。手動測定を行う場合には、アンテナ SW 部により受信アンテナの選択と対象物の測定位置を決めるために、回転制御部によりスキヤナの回転位置を設定する。A/D コンバータ制御部は測定数に応じた for ループで構成する。トリガ信号は測定データの取得と標準信号発生器 (SG) の周波数設定 (周波数制御) のほかに、測定データの取り込みタイミングとして発生する。A/D 開始 SW が押されると測定データは SG に設定された周波数ステップごとに測定数分測定を繰り返し、ファイルに保存する。測定中のデータはグラフとして、即時に表示する。測定が終了すると A/D 開始 SW 判定待ちの状態となる。

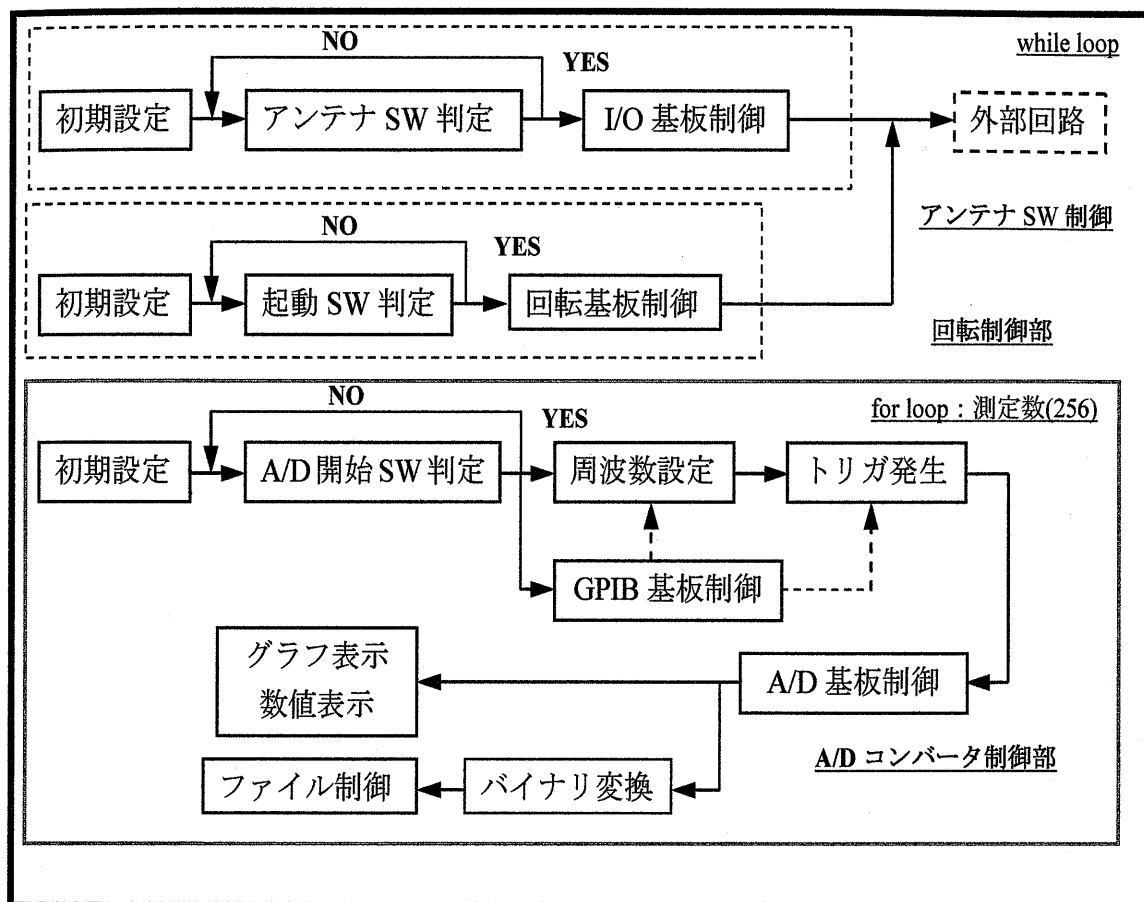


図 3.4.3 ブロックダイアグラム (テストモード)

(b) ユーザーインターフェース：アンテナ SW 操作パネル

図 3.4.4 にアンテナ SW 操作パネルを示す。アンテナ切り替えは回転ダイヤルとスライドスイッチによる 2 系統操作を可能とする。また、I/O ボードに書き込まれた制御コードと選択されたアンテナ番号を表示する機能を持つ。

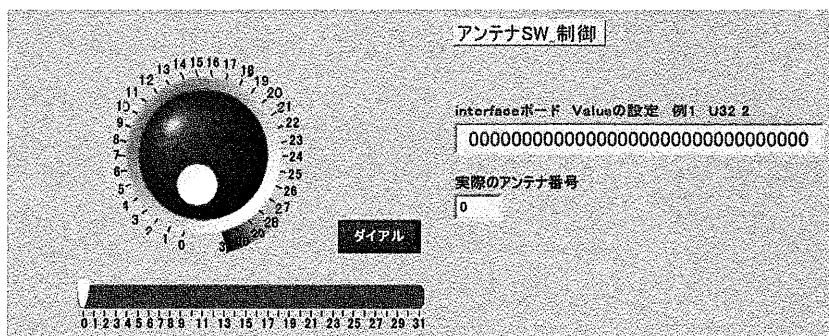


図 3.4.4 アンテナ SW 操作パネル

(c) ユーザーインターフェース：スキャナ回転操作パネル

図 3.4.5 にスキャナ回転操作パネルを示す。モーションコントロール PCI 基板の制御を行う。回転スキャナの加減速方式、移動速度、起動速度、回転方向、回転分解度数の設定を可能とする。表示機能として、動作中の回転スキャナ部に送り出したパルス数表示と回転角度を表示する。さらに、原点復帰機能を持ち、1 回転 360 度に必要な 180000 パルスを送り出すことで、原点復帰を可能とする。回転ケーブルの巻き込み防止を図り、ハードウェアによる原点位置スイッチは使用していない。ソフトウェアによるプログラム処理とした。

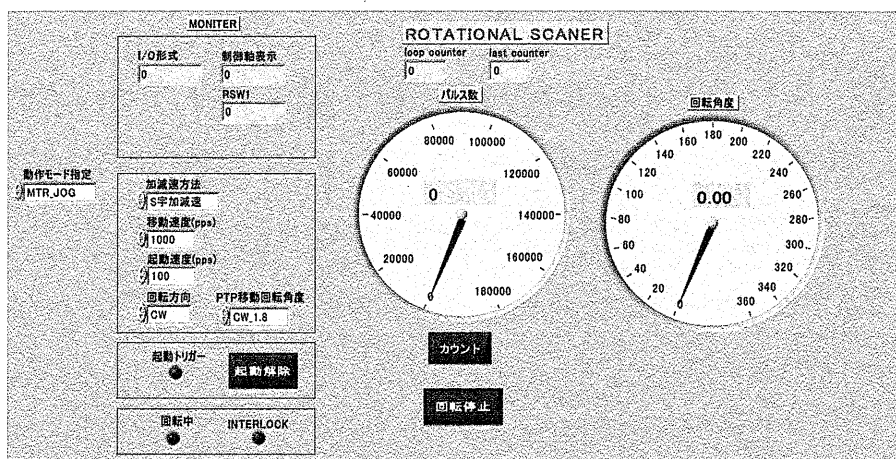


図 3.4.5 スキャナ回転操作パネル

(d) ユーザーインターフェース：A/D コンバータ操作パネル

図 3.4.6 に A/D コンバータ操作パネルを示す。A/D コンバータ基板の制御を行う。12bits, 16bits A/D コンバータの選択のほか、サンプリング周波数、入力方法、入力レンジ、トリガ設定を詳細に設定可能とする。研究室の CT 装置では、16bits A/D コンバータを使用する。

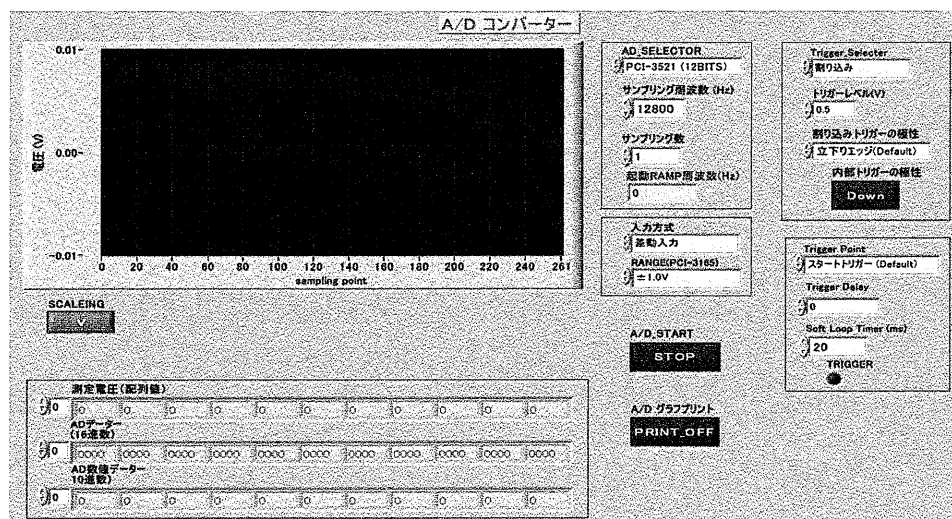


図 3.4.6 A/D コンバータ操作パネル

表示機能として、取り込んだ A/D 値を 1 サンプルごとにグラフと数値表示を行うことで、測定状態の監視を可能する。

(e) ユーザーインターフェース：ファイル操作パネル

図 3.4.7 にファイル制御部の操作パネルを示す。保存データ容量を少なくするために、バイナリデータを使用する。保存用ホルダを指定する。

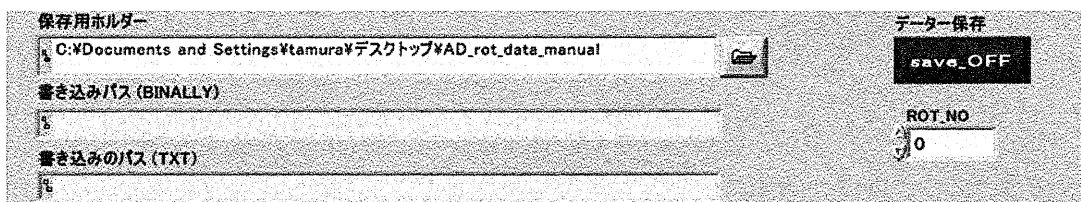


図 3.4.7 ファイル操作パネル

(f) テストモードフロントパネル

テストモードは図 3.4.8 に示すフロントパネルから、すべての操作を可能とする。図 3.4.8 にフロントパネル全面を示す。

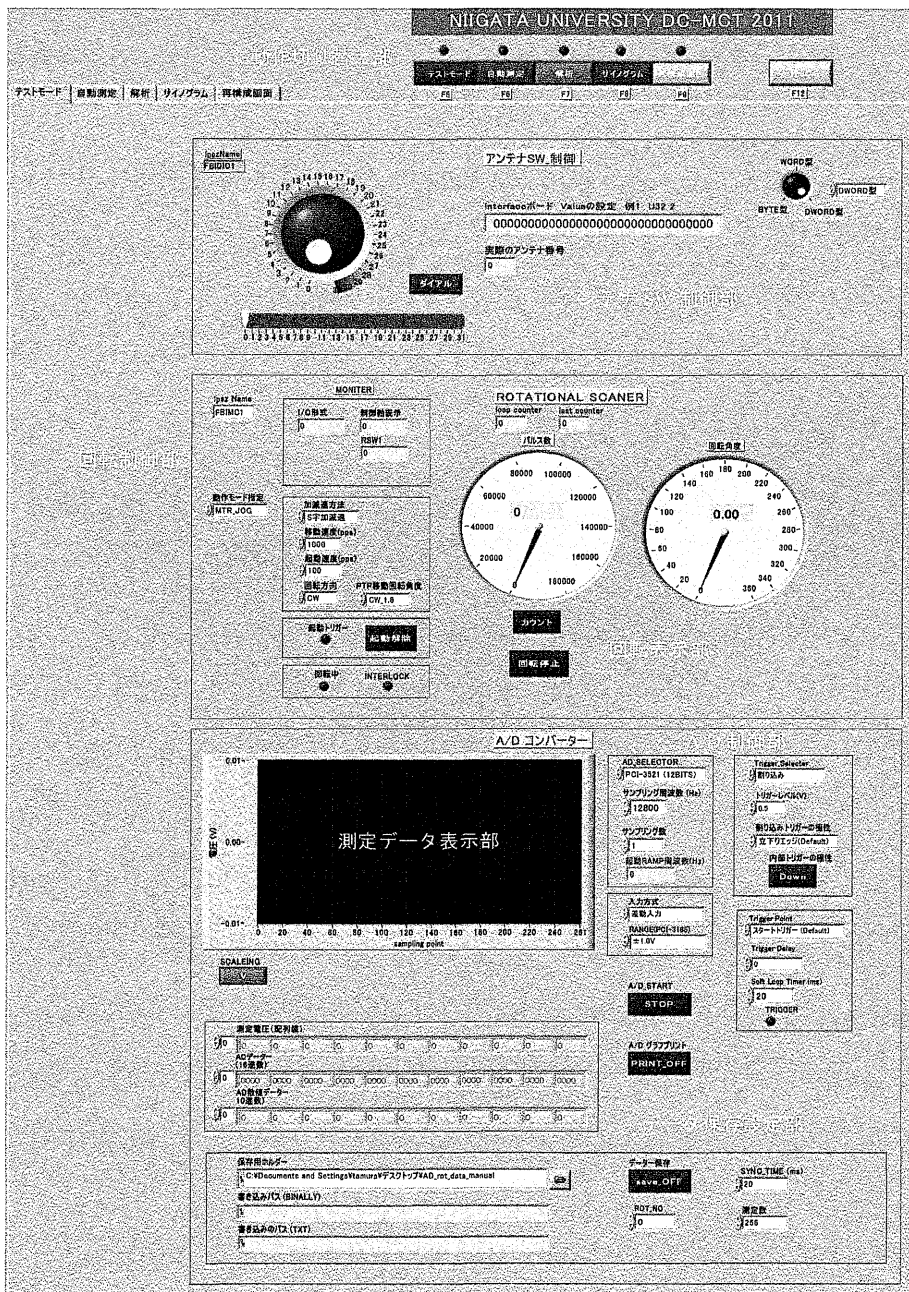


図 3.4.8 フロントパネル全体図 (テストモード)

3.4.3 自動計測

(a) ブロックダイアグラム

自動計測モードは、測定開始前に回転角度分割数、A/D コンバータ設定、データ保存ホルダを指定する。測定開始には、起動 SW を解除する。測定終了後に原点復帰を行う。回転中にケーブルの巻き込み等の事故を防ぐために緊急停止も可能とした。図 3.4.9 にブロックダイアグラムを示す。構成は 4 ループで構成される。起動 SW が押されると回転スキャナの制御を行い、標準信号発生器の周波数制御を行う。高速測定を行うために、最も内側の for ループ、アンテナ数 (31) の実行を行い、受信アンテナ 1 から 31 番までの受信信号を A/D コンバータで測定する。測定データをバイナリデータに変換した後に、1 行目として、31 列からなる 1 次元配列データに収める。アンテナ 1 番から 31 番までの受信信号の測定を終了すると、この for ループを抜ける。次に、内側の for ループ測定数 (256) の実行に移り、標準信号発生器の周波数を 1 ステップ分、増加する。アンテナ数 (31) の for ループに戻り受信アンテナ 1 から 31 番までの受信信号を測定して、2 行目の 2 次元配列データに収める。この繰り返しを 256 回行い、31 列×256 行 (アンテナ番号×周波数) の測定データ 7936 個の転置を行い、256 行×31 列 (周波数×アンテナ番号) に変換する。変換した測定データを回転角度ごとにファイルに保存する。測定中のグラフ表示は、転置する前の測定データを表示する。

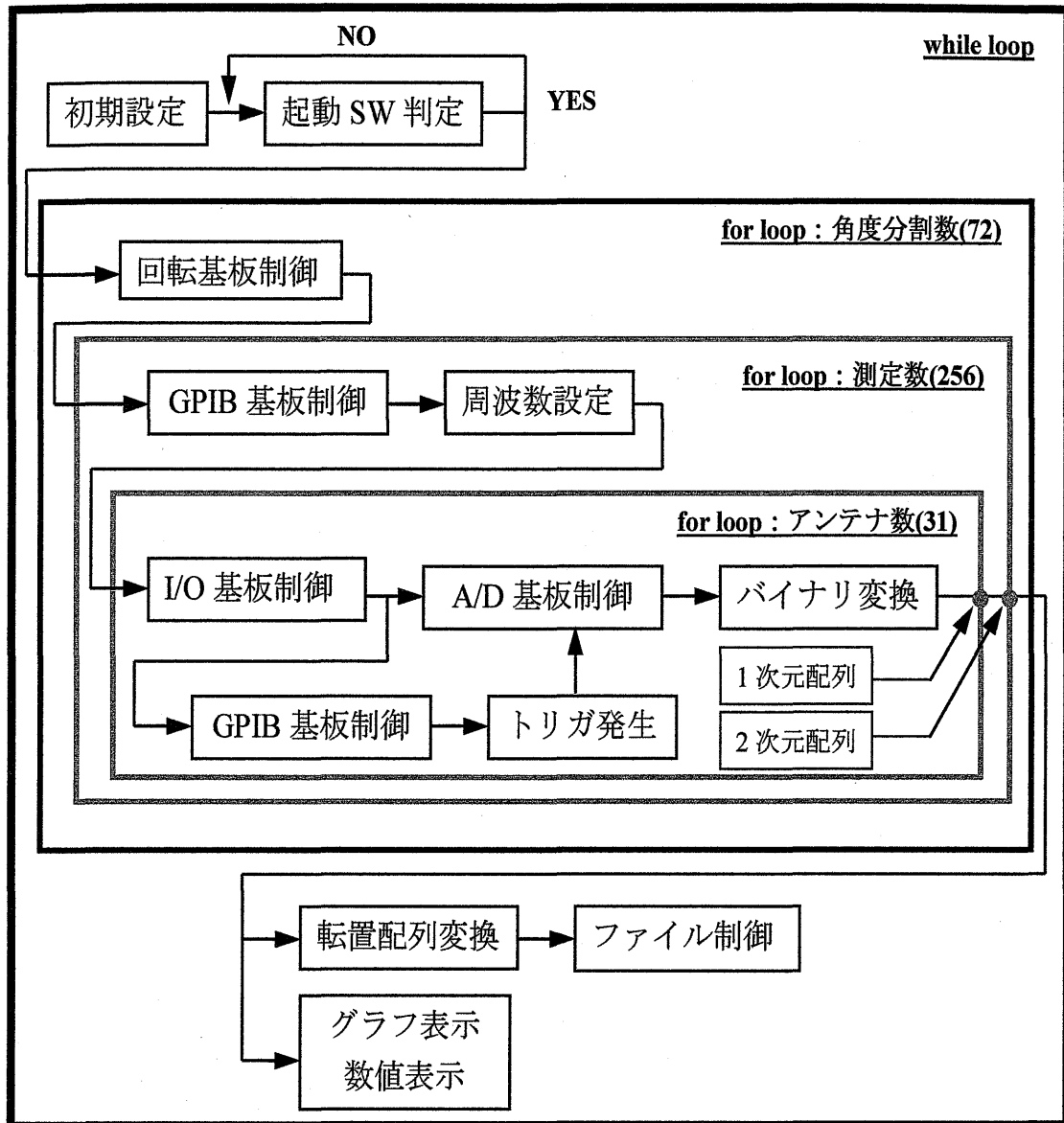


図 3.4.9 ブロックダイアグラム (自動計測)

(b) 自動計測フロントパネル

自動計測モードは図 3.4.10 に示すフロントパネルから、すべての操作を可能とする。図 3.4.10 にフロントパネル全面を示す。

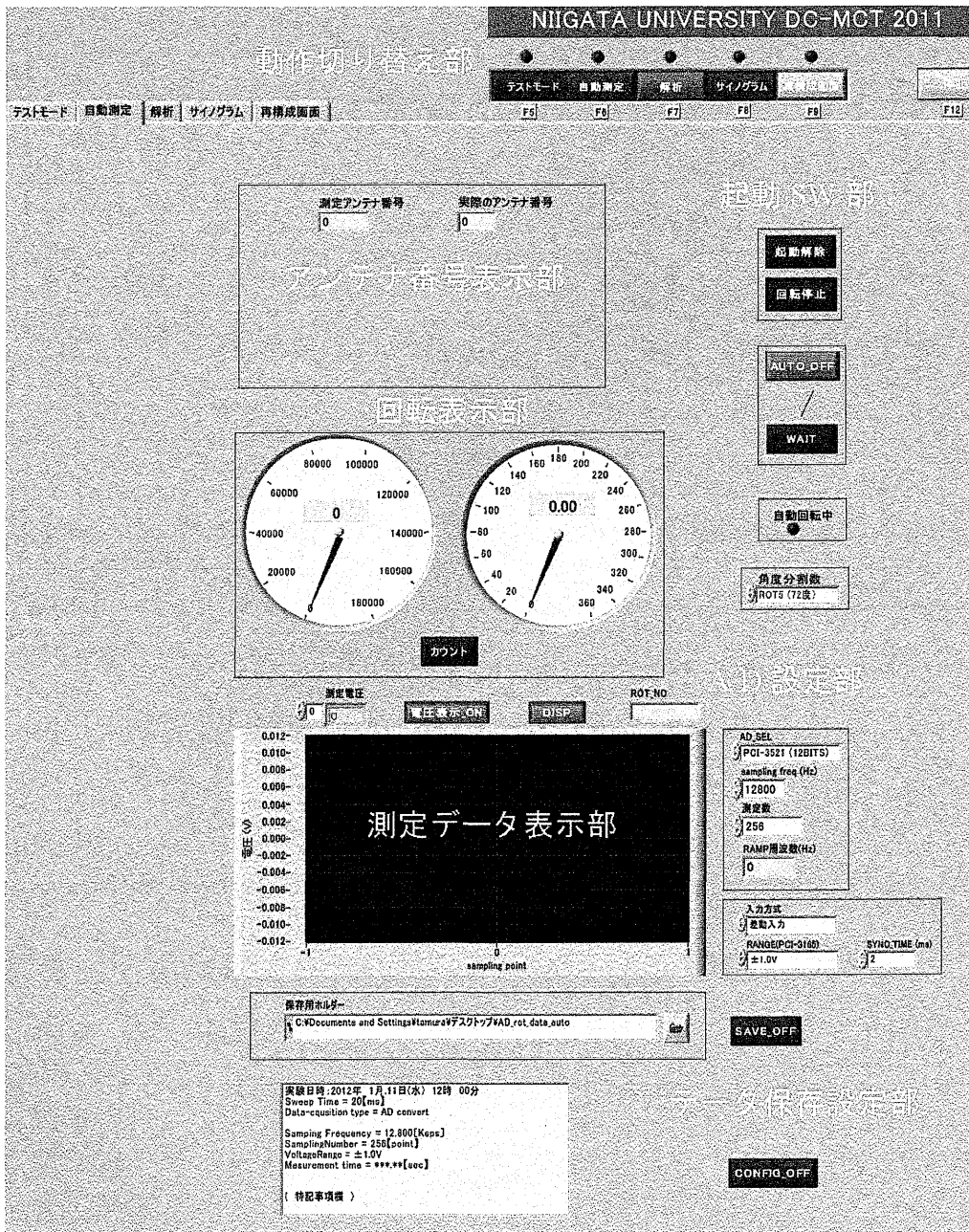


図 3.4.10 フロントパネル全体図 (自動測定)

3.4.4 解析

(a) ブロックダイヤグラム

解析モードでは、測定されたデータを詳細に解析する。ファイルパス設定部、バイナリデータ表示部とデータ読み込み方向性切り替え (Big endian, Little endian)、A/D 設定部、表示データ範囲設定部、時間領域フィルタ設定部、時間領域成分表示部、振幅表示部、位相表示部、A/D バイトデータ表示部から構成する。

位相表示部では、振幅時間領域成分の最大値を与える位相値を表示する。また、特殊機能として、測定されたデータにサンプリング時間を与えて、周波数領域で使用するフィルタも装備した。フィルタの次数、低域フィルタ、高域フィルタ、帯域フィルタ、カットオフ周波数、バターワース、ベッセル、チェビシェフフィルタ等の設定をソフトウェアによる処理が可能である。周波数領域スペクトル分離方式のデータ処理フィルタとして主に使用する。FFT 処理部では、分解能表示機能と FFT の窓関数を用意した。窓関数として、通常使用するハニングのほかに、ハミング、ガウス、低サイドローブ等を設定可能とする。窓関数による再構成画像差は僅かな変化であり、大きな画像的効果は期待出来ない。図 3.4.12 に解析モードのブロックダイヤグラムを示す。テストモードまたは、自動計測モードで測定され保存されたバイナリファイルの解析処理を行う。最初にファイルの読み込みを行う。文字列から 16bits 数値変換を行い、希望する測定データを読み込む。ホルダ内に保存された測定データは各回転角度位置について、ROT 番号 (ROT1 から 72) までの 72 ファイルとして保存される。各回転角位置の測定データ数は、1次元の配列データとして構成され、アンテナ数 (31) × 測定数 (通常 256) × 2bytes :

16bits (2) =15872bytes になる。つまり，アンテナ 1 から 31 番までのデータを各アンテナごとに，読み込むためには，512bytes ごとに測定データを読み込む。これにより，アンテナ番号ごとの振幅，位相の解析が可能となる。さらに，512bytes=256words のデータに読み込む範囲を設定するゲートタイム機能を備える。ゲートタイム機能を使用することで，設定された狭い範囲の信号解析を可能とする。つまり，拡大機能となる。図 3.4.11 にゲートタイム設定パネルを示す。

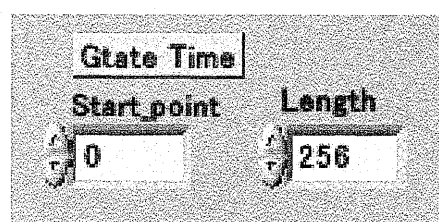


図 3.4.11 ゲートタイム設定パネル

範囲設定されたデータは A/D の取り込み状態を監視するために，A/D バイトデータグラフに表示する。10 進数変換したデータは振幅グラフの表示を行い，FFT 処理後に時間領域成分グラフと最大振幅値を与える位相グラフを表示する。

時間領域フィルタについては，3.4.5 項のサイノグラムで解説する。解析モードでは，時間領域フィルタの効果を数値表示として示すが，振幅，位相等のグラフ表示では，処理前の状態を示す。

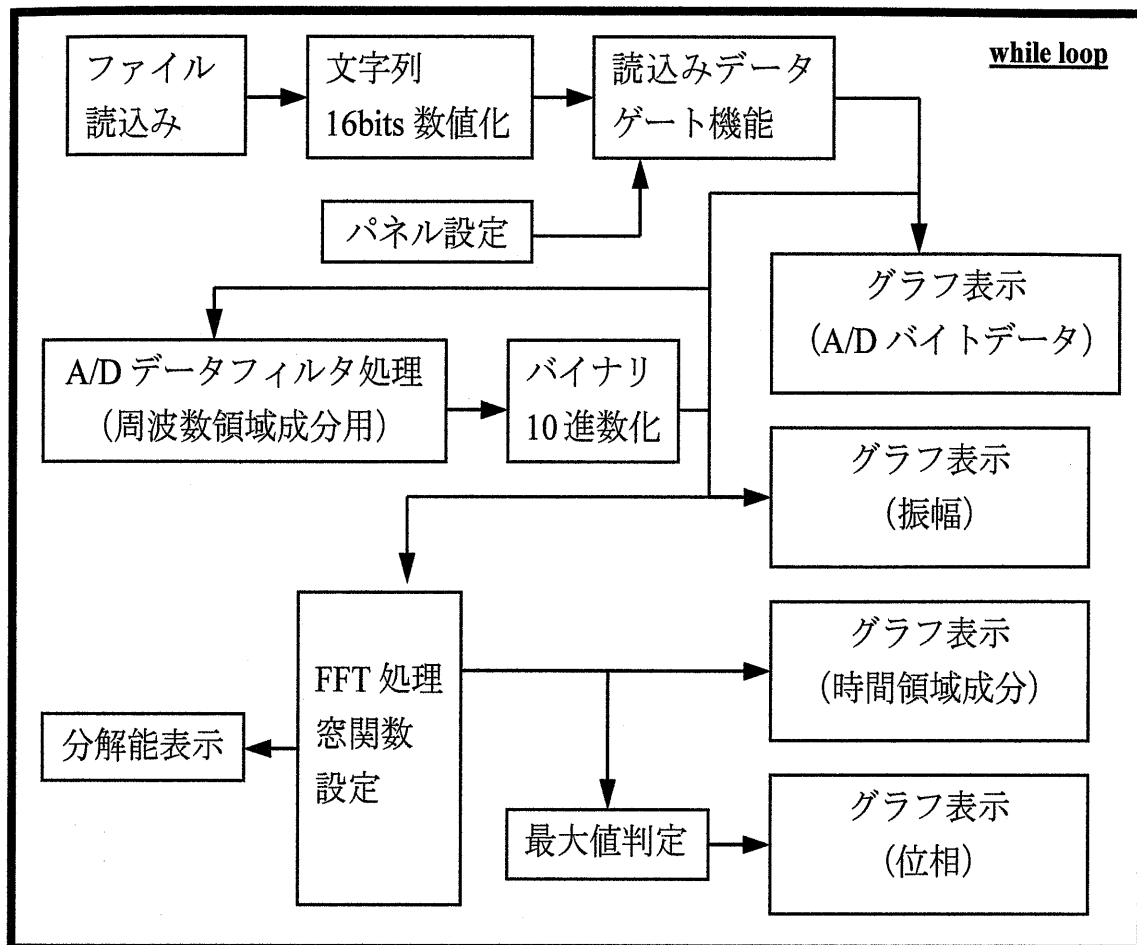


図 3.4.12 解析モードのブロックダイアグラム

(b) 解析フロントパネル

解析モードは図 3.4.13 に示すフロントパネルから，すべての操作を可能とする。図 3.4.13 にフロントパネル全面を示す。

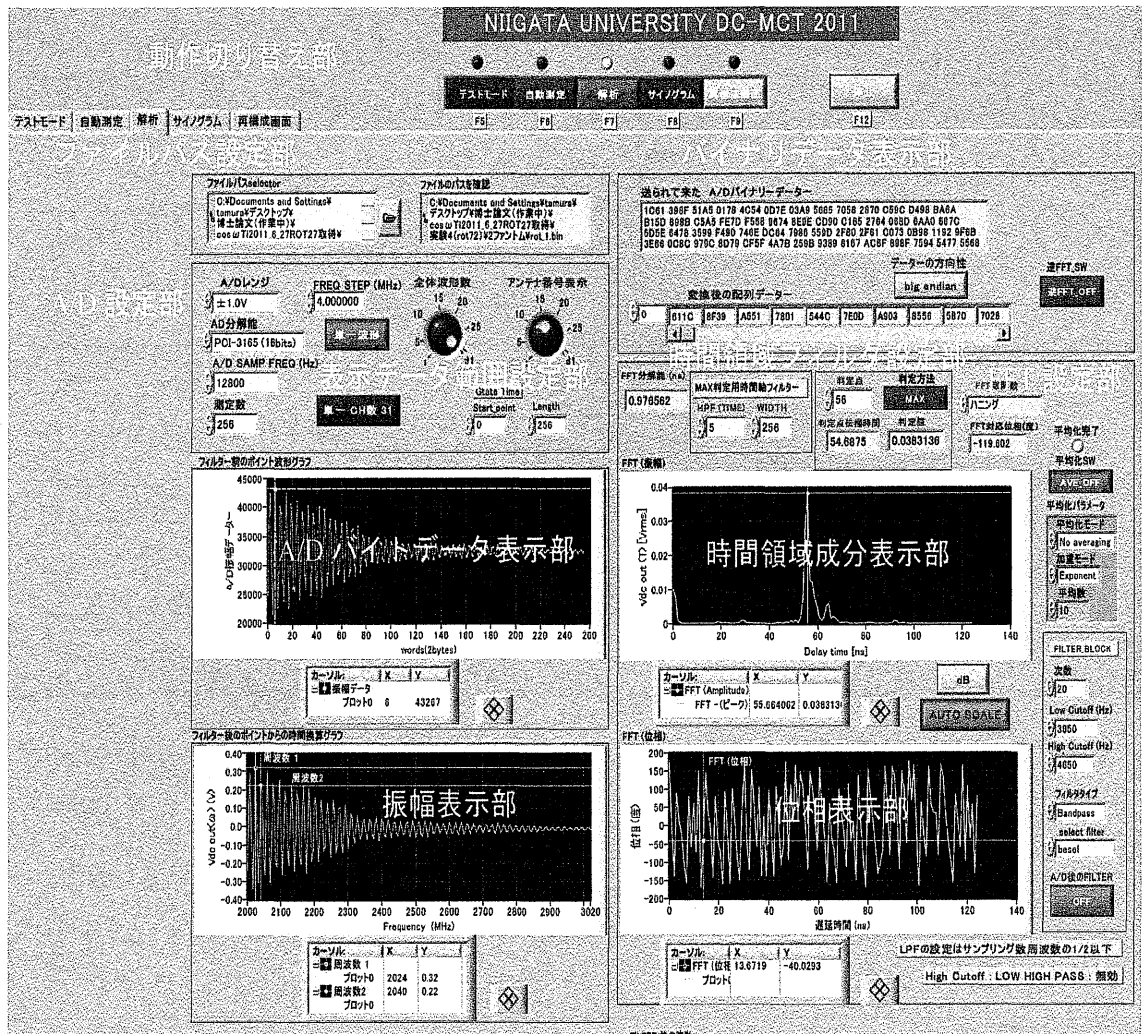


図 3.4.13 フロントパネル全体図 (解析測定)

3.4.5 サイノグラム

(a) ブロックダイアグラム

サイノグラムモードでは、2つのデータファイルとして、基準値ファイルと測定値ファイルから画像再構成化に必要な投影データファイルの作成とサイノグラム表示を可能にする。主要部はファイル設定部、グラフ切り替え部、A/D 設定部、時間領域フィルタ設定部、基準値表示部、測定値表示部、差分値表示部、詳細差分値表示部、3D サイノグラム表示部、2D サイノグラム表示部から構成する。ファイル設定部は、サイノグラム等グラフ表示に必要な基準値ファイルと測定ファイルの読み込みを行うほかに、データ解析処理を行い、投影データファイルの作成を行う。基準データとは、ボーラス内にファントムを置かない状態で測定されたデータファイルを示す。逆に、測定値ファイルとはファントムを置いた状態で測定されたデータファイルを示す。解析処理後に得られた処理データはファイルのタイプを指定し、保存することが可能である。ファイルタイプとして、CSV（表計算用）、TXT（テキスト用）、PRJ（投影データ：再構成画像モード用）の指定が可能である。グラフ切り替え部は主に、振幅と位相画像を瞬時に切り替え、振幅、位相ファイルデータ処理も同時に行う。A/D 設定部では、A/D コンバータの条件と標準信号発生器の周波数間隔を設定する。標準信号発生器の掃引周波数幅はプログラムによって設定する。表示部は解析処理された信号のグラフ表示を行い、基準値表示、測定値表示、測定値から基準値を差し引いた差分値表示のほかに、回転角度に対応した詳細差分値を可能とする。ゲートタイム機能を使うことで、解析処理を行う測定データ範囲を指定する。指定された周波数範囲からグラフ表示とデータ

処理を行う。この機能により特定周波数領域からの画像再構成化を可能とする。分解能は周波数範囲（帯域幅）に依存し、測定数が少ない場合には、画像の劣化が生じる。画質低下を少なくし、ゲートタイム機能を使用する場合には、多くの測定数を必要とする。図 3.4.14 にサイノグラムモードのブロックダイアグラムを(a) (b) (c)に3分割して示す。(a)に全体の動きを示し、(b)にメインデータ処理、(c)に後処理を示す。

このブロック図の動きを説明する。基準ホルダと測定値ホルダは配列結合により連結する。外側の for ループ処理により、同じ処理を2回、基準値と測定値について行う。最初は、基準値に設定する。次の for ループで、角度分割数 72 に相当する回転角度ファイルを設定する。内側の for ループはアンテナ 1 から 31 までの 31 回メインデータ処理を行う。基準値ホルダと測定値ホルダは回転角度ファイル 1 から 72 で構成する。測定値ホルダの回転角度 1 のファイルを開き、512 バイトの測定データを読み込み、読み込みデータゲート機能によって、使用するデータ範囲設定を行う。範囲設定されたデータはバイナリデータから 10 進数に変換された後に、A/D データフィルタ処理（周波数領域成分用）を行う。時間領域成分による解析の場合には、このフィルタは必要としない。次に窓関数を備えた FFT 処理により振幅と位相を持つ時間領域成分に変換する。変換された時間領域成分は時間領域フィルタで、不要信号成分除去を行う。最も重要なフィルタである。時間領域フィルタは基準値用と測定値用の 2 設定を持ち、外側のループカウンタの値で設定値が切り替わり 0 のとき基準値設定、1 のとき測定値設定を行う。このフィルタのソフト処理は、時間領域成分の配列データから画像再構成化に必要なデータのみを取り出し、不要データは削除する。時間領域フィルタ処理されたデータは最短伝播路に相当する最大値判定もしくは、特定時間領域成

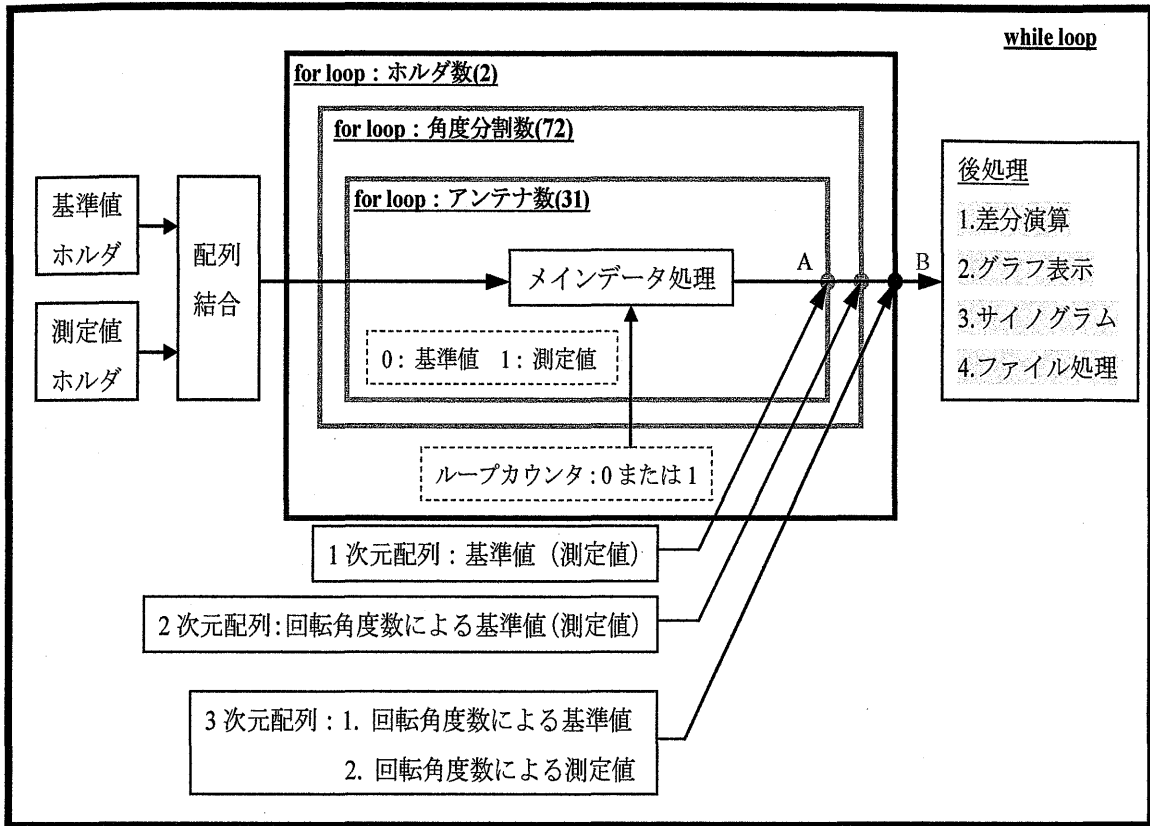
分判定を行う。この工程をアンテナ番号 1 から 31 まで、31 回繰り返して、1 次元配列データを得る。次に、このループを抜け、角度分割数 72 の for ループで回転角度ファイル 2 を読出し、同様な処理を角度分割数に相当する 72 回を繰り返して、2 次元配列データとして、回転角度数による基準値を得る。次に外側のホルダ数(2)の for ループで測定値処理に入り基準値同様にデータ処理を行う。このとき、ループカウンタ値は 1 を示し、メインデータ処理内の時間領域フィルタの設定は測定値設定となる。この for ループ処理を終えると 3 次元配列データ：回転角度数による基準値と測定値が得られ、後処理工程に配列データをわたす。

後処置工程では、3 次元の配列データを基準値と測定値の 2 次元配列データに分離を行い、差分値配列処理で互いの差分値配列データを求める。この配列データはアンテナ番号、回転角度、差分値の 3 情報で構成され、このデータによりサイノグラム表示が可能となる。差分値、基準値、測定値の配列データは設定に応じて、ファイル保存する。拡張子が .PRJ で示されるものは、画像再構成化に必要な投影データとなるが、外部の画像再構成用ソフト (SMCT) を設定するために、最先頭行にコンフィグレーションが必要となる。表 3.4.2 に投影データのコンフィグレーションフォーマットを示す。

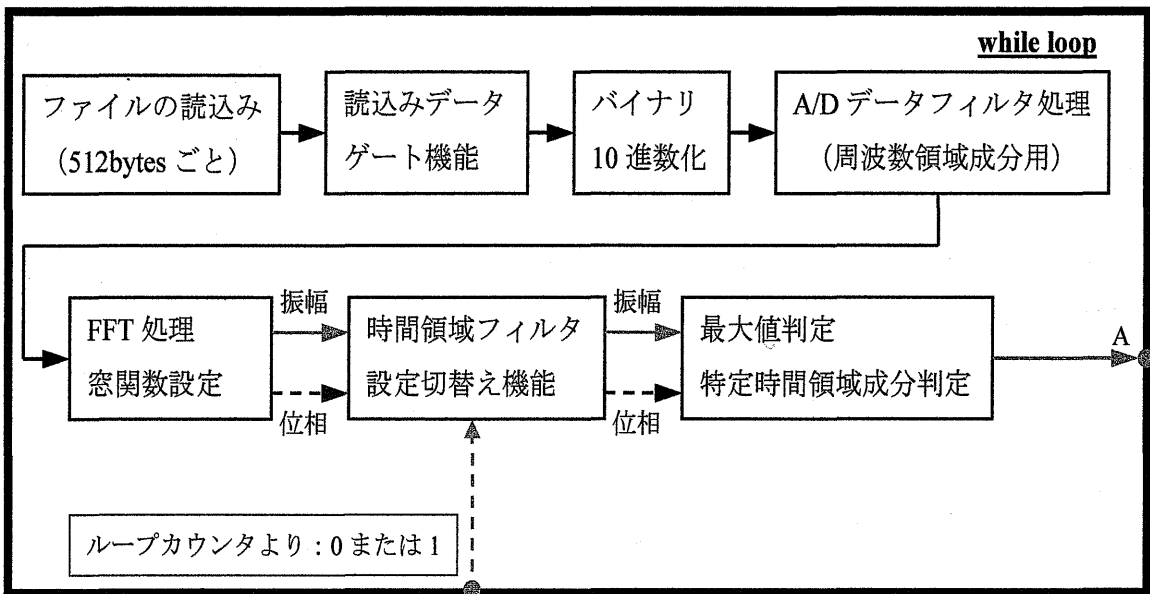
表 3.4.2 投影データのコンフィグレーションフォーマット

| 項目 | 内容 | 例 |
|------|------------------------|-------|
| #TAG | ヘッダ | #TAG |
| ① | VERSION | 1 |
| ② | 装置の形式 | 1 |
| ③ | 開始角度 (0.01 度) | 0 |
| ④ | 終了角度 (0.01 度) | 36000 |
| ⑤ | 角度分割数 | 72 |
| ⑥ | アンテナ開始位置 | 3 |
| ⑦ | アンテナ終了位置 | 33 |
| ⑧ | アンテナ数 | 31 |
| ⑨ | アンテナ間距離(0.1mm) | 1760 |
| ⑩ | アンテナ扇角 (0.01 度) | 8760 |
| ⑪ | アンテナ間角度 (0.01 度) | 293 |
| ⑫ | スキャナ回転方向 CCW:0 CW:1 | 1 |

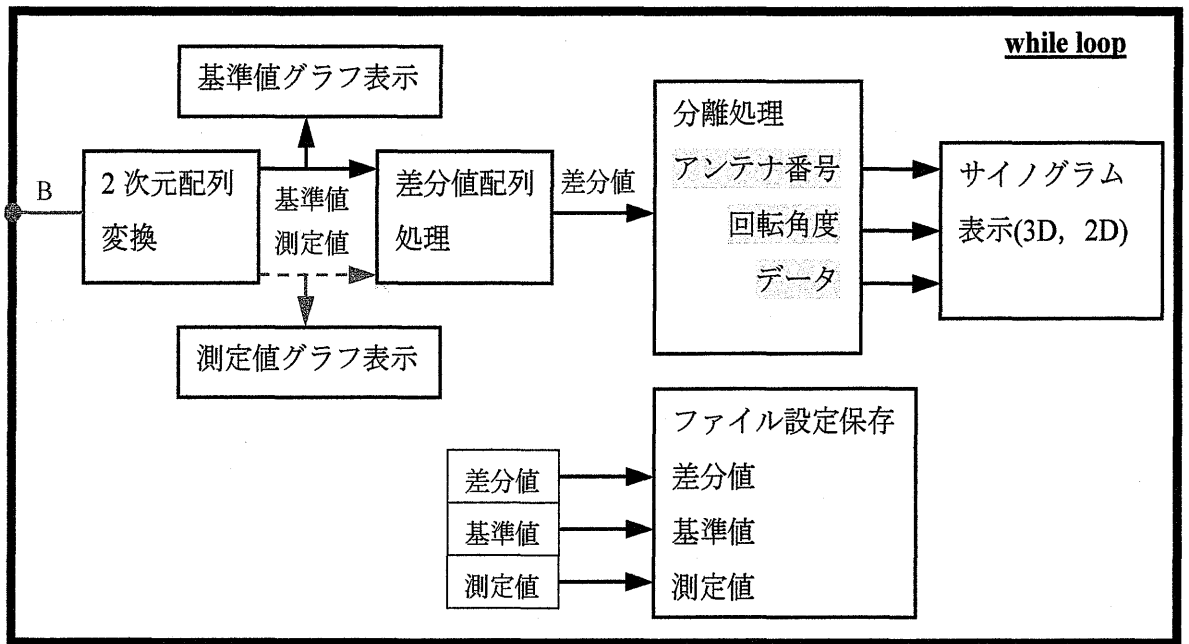
#TAG, ①, ②, ③, ④, ⑤, ⑥, ⑦, ⑧, ⑨, ⑩, ⑪, ⑫



(a) 全体のサイノグラムブロック図



(b) メインデータ処理ブロック図



(c) 後処理

図 3.4.14 サイノグラムモードのブロックダイアグラム

(b) サイノグラムフロントパネル

サイノグラムモードは図 3.4.15 に示すフロントパネルから、すべての操作を可能とする。図 3.4.15 にフロントパネル全面を示す。

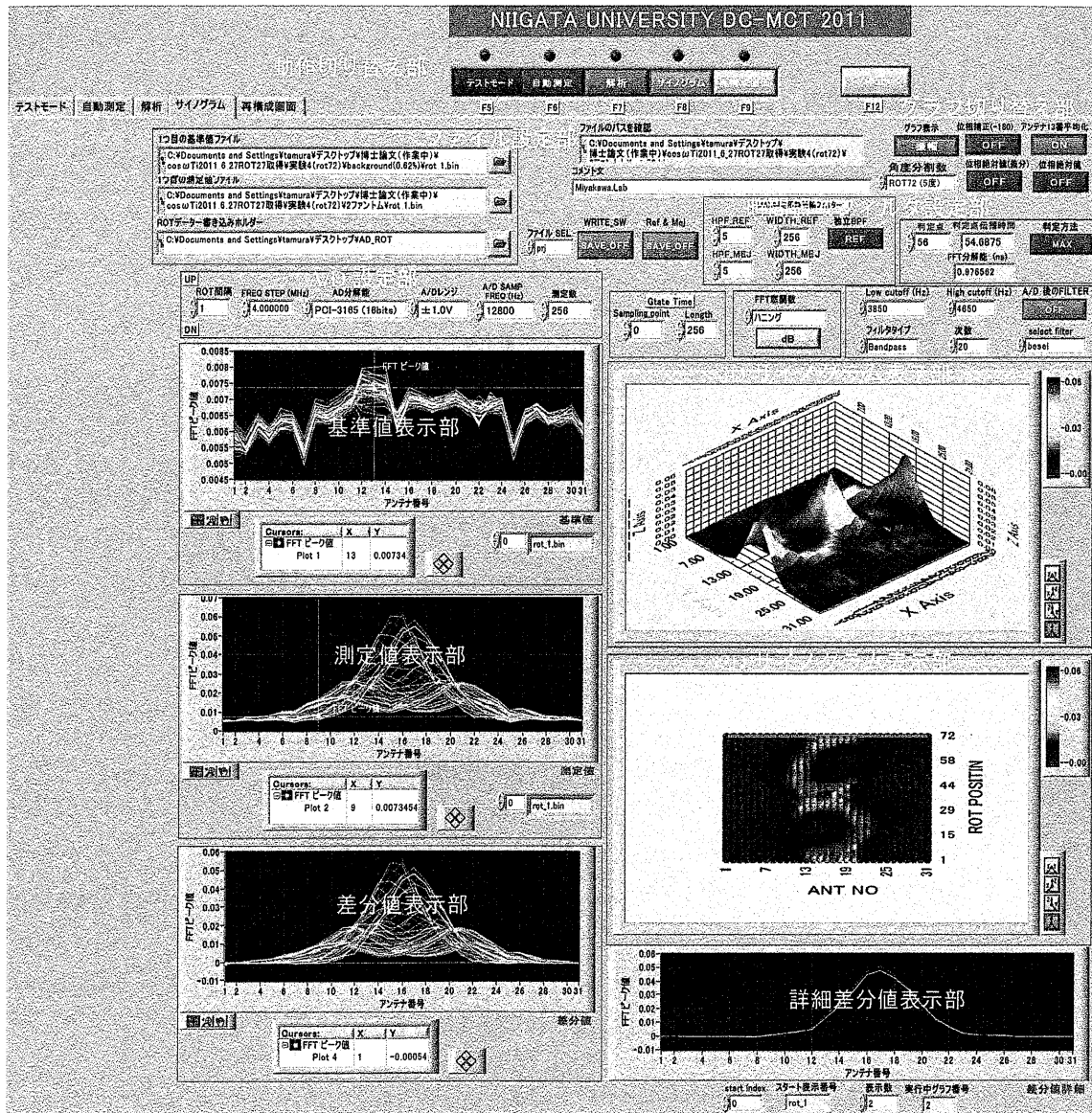


図 3.4.15 フロントパネル全体図 (サイノグラム)

3.4.6 再構成画像

画像再構成処理では、外部の画像再構成ソフト（SMCT）にリンクを行い画像再構成化を行う。図 3.4.16 にフロントパネルを示す。フロントパネル（画像再構成）のファイル設定部で投影データの.PRJ ファイルを指定する。再構成ソフト起動 SW を押すことで、画像再構成ソフトが起動し、投影データを SMCT に引渡す。画像再構成ソフト内で画像再構成化を行う。画像再構成ソフトの設定により再構成画像はカラ色、グレスケール等の表示を可能とする。

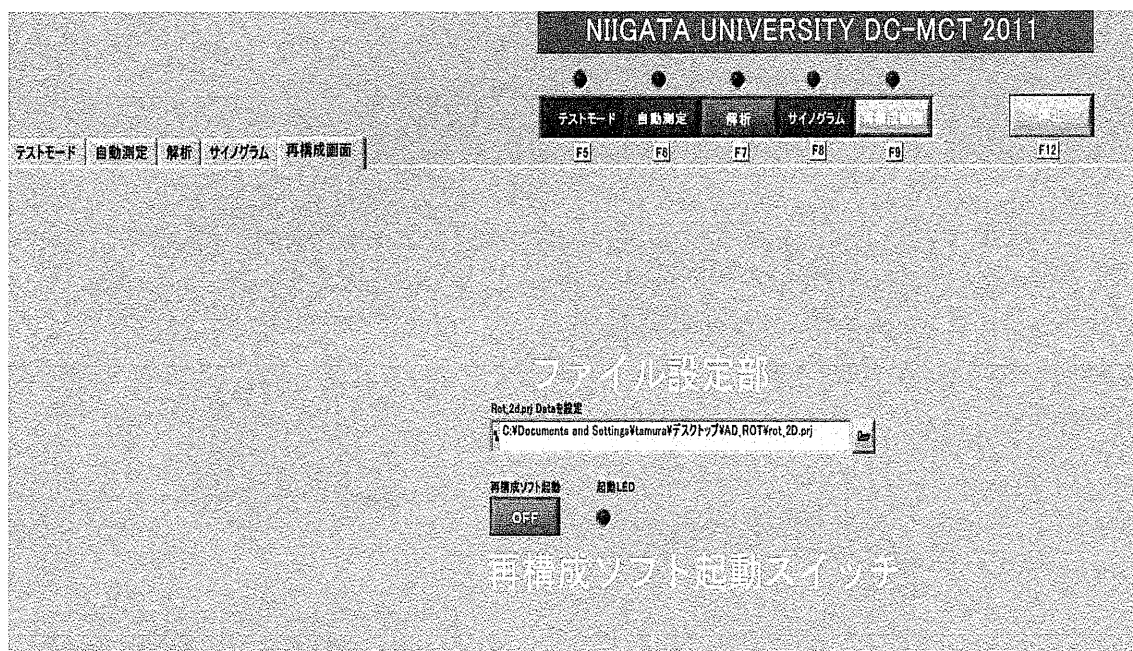


図 3.4.16 フロントパネル（画像再構成）

3.5 装置回路解析と設計

3.5.1 高周波増幅器の特性解析と安定係数

装置の安定性は撮像画像に影響を与える。広帯域なマイクロ波信号を使用するマイクロ波 CT では、高周波増幅器の安定性は非常に重要な要素となる。広帯域性を持つ高周波増幅器は外部からの信号の廻り込みや送受信間の直接的な廻り込みによる影響を受け易い。高周波フィルタによる帯域制限による効果は帯域内雑音電力の減少により受信ダイナミックレンジ特性の改善が期待される。また、妨害波による影響を抑制する効果が非常に高く有効な手法である。しかしながら、正確な位相画像再構成化を行うためには、受信システム内の群遅延特性が重要である。狭帯域な高周波フィルタは群遅延時間に影響を与える。位相画像再構成化を行う場合には、狭帯域高周波フィルタの使用は適さないと考える。高周波増幅器の安定した特性が再構成画像の高画質化につながる。高周波増幅器の単体特性（高周波増幅器 1 段）と高周波増幅器 2 段に 25dB のアッテネータ (ATT) を段間に接続した構成（高周波増幅器 2 段）について、特性解析検討を行う。特性解析は通過利得 (S_{21})、入出力反射係数 (S_{11}) (S_{22})、群遅延特性、安定係数 (KF)、入出力安定円の解析を行う。解析周波数は 1 - 10GHz する。解析に使用する高周波増幅器は、装置に使用した ALC 製 (ALT0204-45-20) である。表 3.5.1 に ALC 製 (ALT0204-45-20) の規格値を示す。測定はベクタネットワークアナライザ (Agilent 製 8720ES) を使用し、解析用ソフトウェアとして、MEL 製 SNAP-PRO を使用する。

表 3.5.1 ALC 製 (ALT0204-45-20) の規格値

| | |
|-------------------------|------------------------|
| 周波数帯域 (GHz) | 2.0 - 4.0 ^e |
| 利得 (dB) | 45 |
| 最大出力 (dBm) (1dB 抑圧点) | +20 |
| VSWR | 1.8 |
| 雑音指数(dB) | 4.0 |

(a) 高周波増幅器 1 段, 2 段構成の解析回路

高周波増幅器 1 段の解析回路図を図 3.5.1 に示し, 高周波増幅器 2 段の解析回路図を図 3.5.2 に示す。

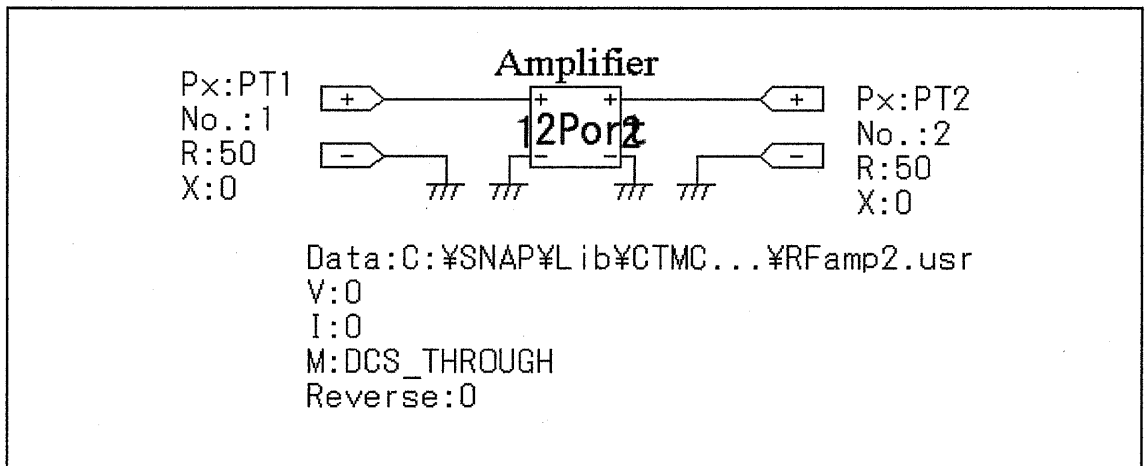


図 3.5.1 高周波増幅器 1 段の解析回路図

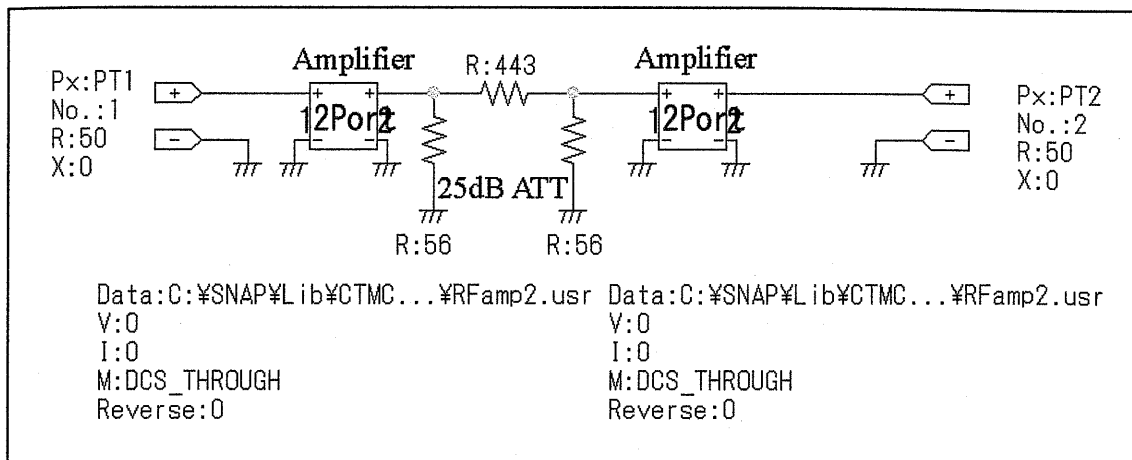


図 3.5.2 高周波増幅器 2 段の解析回路図

高周波増幅器 1 段の特性を図 3.5.3 に示し、測定値を表 3.5.2 に示す。また、高周波増幅器 2 段の特性を図 3.5.4 に示し、測定値を表 3.5.3 に示す。

(b) 通過帯域特性 (S_{21})

規格値 2 - 4GHz に対して、測定値は 2 - 7GHz と広帯域特性である。利得は高周波増幅器 1 段が約 46dB を示し、高周波増幅器 2 段では約 68dB を示す。非常に広帯域、高利得特性を実現した高周波増幅器である。しかしながら、帯域幅が必要以上に広帯域であることは、雑音電力の発生と妨害波の影響を受け易くすると考える。通過特性は高周波増幅器 1 段より高周波増幅器 2 段の方がやや変動幅は大きいですが、全体的には、平坦性を保ち優秀な特性であると考えられる。

(c) 入出力反射係数 (S_{11}) (S_{22})

高周波増幅器 1 段と高周波増幅器 2 段ともに、ほぼ、同じ特性を示す。入力反射係数 (S_{11}) よりも出力反射係数 (S_{22}) の方が平均 5dB 程度、良い結果である。入力側は 4GHz では、規格値の $VSWR=1.8$ を示し、測定値に余裕が無い。帯域外の 1GHz では、入力側 S_{11} は $VSWR=7.3$ 、出力側 S_{22} は $VSWR=3.7$ を示した。高域側規格外の 7GHz では、入力側 S_{11} は $VSWR=1.78$ 、出力側 S_{22} は $VSWR=1.4$ と良好な測定値を示した。

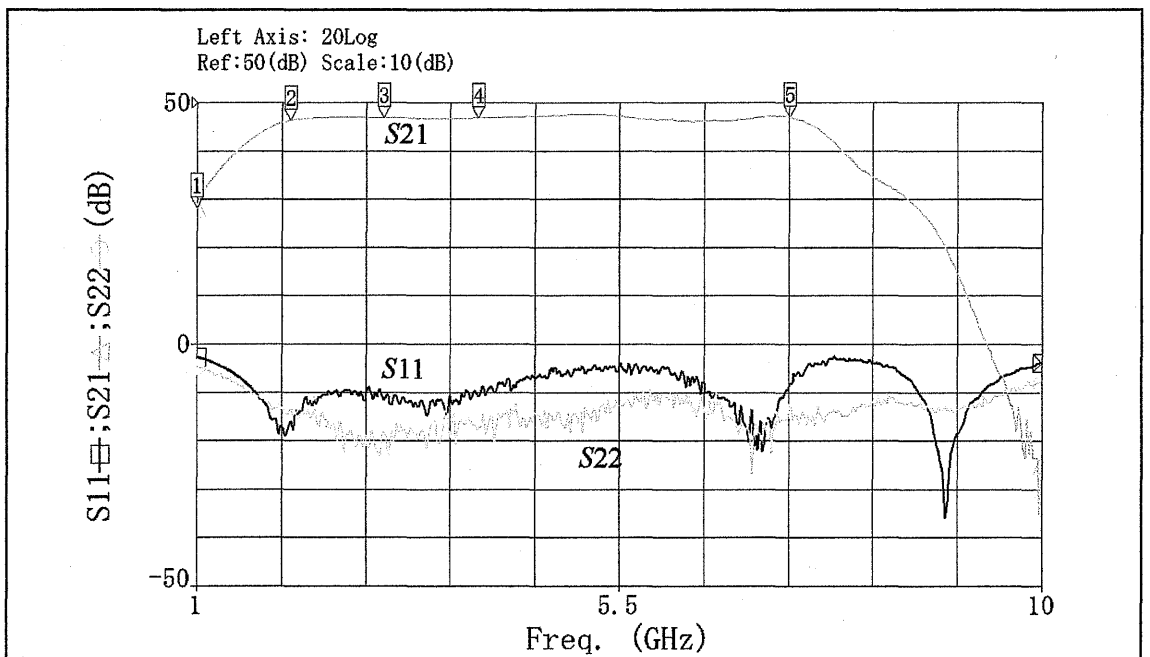


図 3.5.3 高周波増幅器 1 段の S_{11} , S_{22} , S_{21}

表 3.5.2 高周波増幅器 1 段の測定値

| マーカ:周波数 (GHz) | S_{11} (dB) | S_{22} (dB) | S_{21} (dB) |
|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 1 : 1.00 | -2.63 | -4.81 | 28.14 |
| 2 : 2.00 | -16.34 | -13.55 | 46.23 |
| 3 : 3.00 | -11.68 | -18.45 | 46.73 |
| 4 : 4.00 | -10.80 | -17.53 | 46.66 |
| 5 : 7.31 | -8.25 | -12.38 | 46.83 |

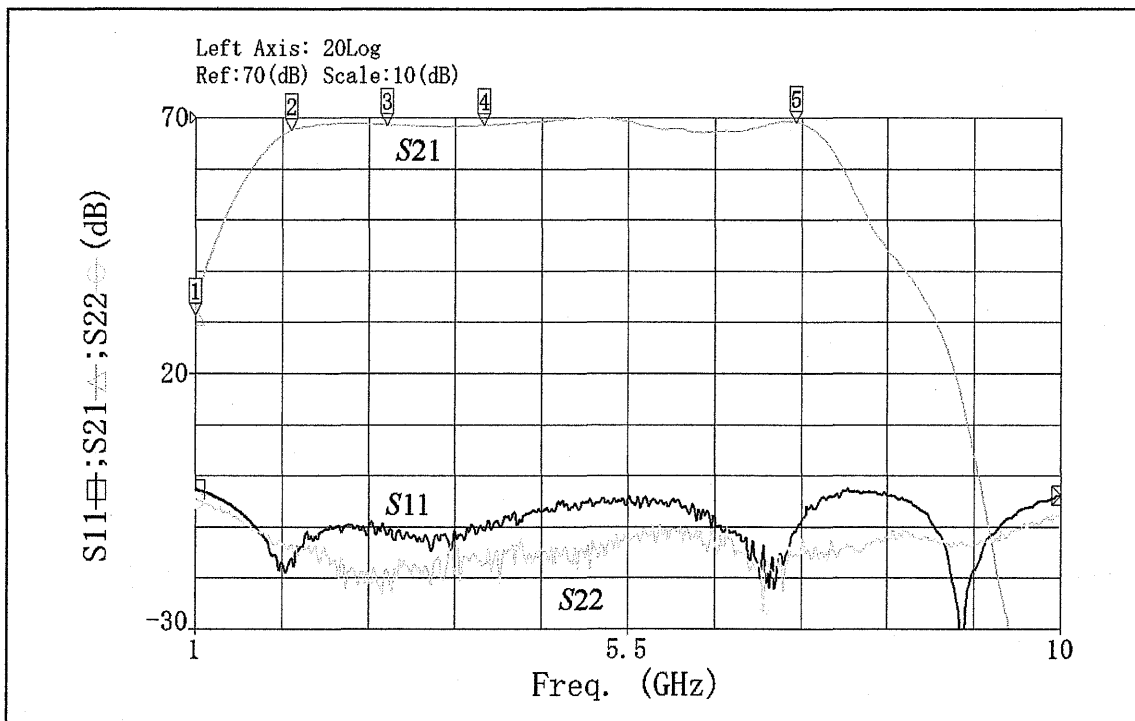


図 3.5.4 高周波増幅器 2 段の S_{11} , S_{22} , S_{21}

表 3.5.3 高周波増幅器 2 段の測定値

| マーカ:周波数 (GHz) | S_{11} (dB) | S_{22} (dB) | S_{21} (dB) |
|------------------|------------------|------------------|------------------|
| 1 : 1.00 | -2.63 | -4.81 | 31.30 |
| 2 : 2.00 | -16.35 | -13.55 | 67.47 |
| 3 : 3.00 | -11.69 | -18.46 | 68.47 |
| 4 : 4.00 | -10.81 | -17.53 | 68.34 |
| 5 : 7.31 | -11.18 | -15.56 | 68.98 |

(d) 群遅延時間特性 (Group delay)

群遅延時間は、周波数の変化に対する位相変化の平坦性を示す。群遅延時間の変動が少ない程、線形な位相特性を有する。DC-MCT では、位相画像再構成化を行う際に、位相測定を行う。群遅延時間の変動が位相測定誤差となる。式 3.5.1 に群遅延時間を示す。

$$Tg = -\frac{d\phi}{d\omega} = -\frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} \quad \text{式 3.5.1}$$

ϕ : 位相 [rad]

ω : 角周波数 [rad/s]

ここで、掃引周波数 $\Delta\omega = 1\text{GHz}$ あたり、位相 $\Delta\phi = 10$ 度 $\doteq 0.1745$ rad の誤差に相当する群遅延時間を求めると 0.0278 ns となる。高周波増幅器 1 段の群遅延時間特性を図 3.5.5 に示し、測定値を表 3.5.4 に示す。また、高周波増幅器 2 段の特性を図 3.5.6 に示し、測定

値を表 3.5.5 に示す。高周波増幅器 1 段と高周波増幅器 2 段ともに帯域外の 1 - 2GHz にかけて、群遅延時間の変動は高周波増幅器 1 段で 0.67 ns、高周波増幅器 2 段で 1.35 ns と大きく変動をする。規格帯域内の 2GHz ではやや大きな値を示すが、次第に、変動幅は小さくなり 3 - 4GHz では、高周波増幅器 1 段で 0.02 ns、位相誤差 7.19 度、高周波増幅器 2 段で 0.04 ns、位相誤差 14.39 度となる。測定された位相特性から位相の回転が大きく、多段構成の高周波増幅器である。高周波増幅器 2 段は、高周波増幅器 1 段よりも 2 倍の段数になり、位相回転が 2 倍に変化する。高周波増幅器 2 段の方が群遅延時間特性は悪くなる。群遅延時間は規格値として、規定されていない項目である。結果的には、広帯域特性を有した高周波増幅器としては、優れた群遅延時間特性と考える。群遅延時間の変動分が位相誤差を与え、位相画像再構成化の難しさを示す。

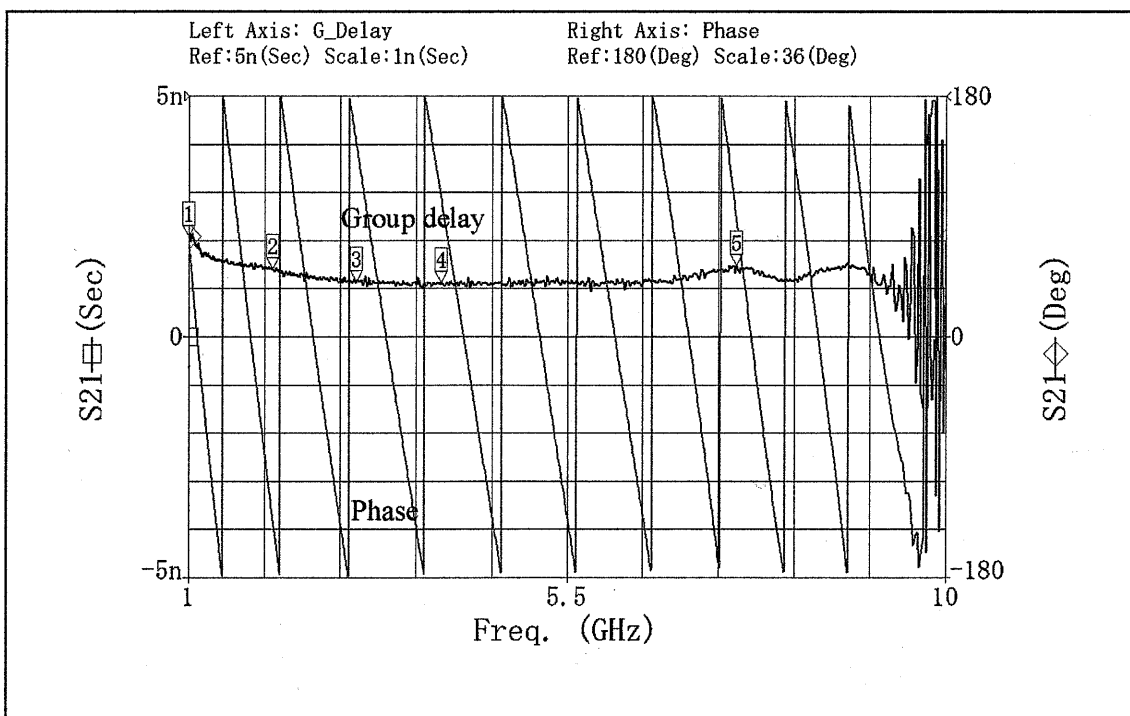


図 3.5.5 高周波増幅器 1 段の群遅延時間，位相特性

表 3.5.4 高周波増幅器 1 段の群遅延時間

| マーカ:周波数 (GHz) | 群遅延時間 (ns) |
|------------------|---------------|
| 1 : 1.00 | 2.07 |
| 2 : 2.00 | 1.40 |
| 3 : 3.00 | 1.13 |
| 4 : 4.00 | 1.11 |
| 5 : 7.46 | 1.46 |

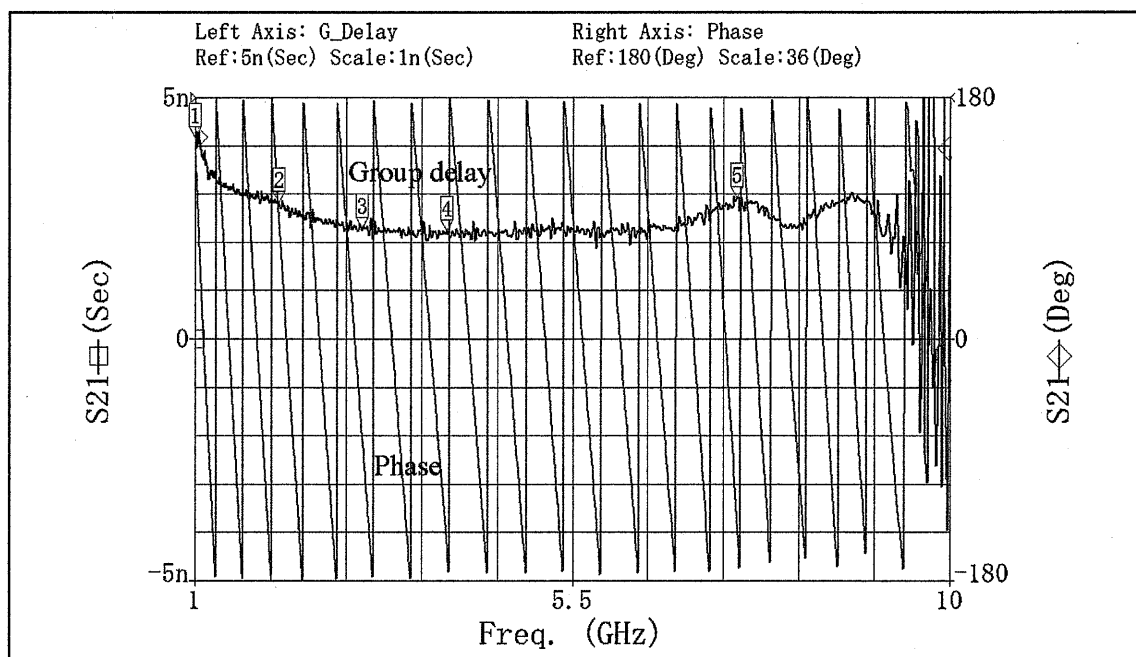


図 3.5.6 高周波増幅器 2 段の群遅延時間, 位相特性

表 3.5.5 高周波増幅器 2 段の群遅延時間

| マーカ:周波数 (GHz) | 群遅延時間 (ns) |
|------------------|---------------|
| 1 : 1.00 | 4.15 |
| 2 : 2.00 | 2.80 |
| 3 : 3.00 | 2.26 |
| 4 : 4.00 | 2.22 |
| 5 : 7.46 | 2.90 |

(e) 安定係数 (Stability factor : KF) と安定円

広帯域、高利得な高周波増幅器は内部に使用されている半導体が直流領域からマイクロ波帯まで、広帯域に利得を有する。そのために、高周波増幅器の入出力負荷インピーダンスの変動により特定の周波数で、寄生発振を起こす可能性がある。高周波増幅器の安定性を判定する安定係数 (KF) とスミスチャート上に、入出力安定円[27]を示す。安定円は高周波増幅器の入出力側負荷インピーダンスが変動した場合に、安定または、不安定領域を示す。安定係数 (KF) と安定円は測定された S パラメータ[28]から計算により求める。使用する高周波増幅器の利得は 1 段あたり 45dB と高く、高周波増幅器の入力信号レベルを -35dBm の低信号レベルに抑える必要がある。ベクタネットワークアナライザ[29]で測定される S_{11} , S_{22} は信号源の信号レベルが低い場合、 S パラポートの検出レベルが低下し、正確な S パラメータ測定が困難である。結果、誤差要素が含まれる。この S パラメータ測定上の問題点を含めながら、高周波増幅器の安定性の解析

を行う。式 3.52 に KF を示す。

$$KF = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} \quad \text{式 3.5.2}$$

$$\text{ただし, } D = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

発振が起こらない絶対安定条件 $KF > 1$ かつ $|D| < 1$ のとき
条件付き安定 $KF < 1$ または $KF > 1$ かつ $|D| > 1$ のとき

となる。 KF が 1 より大きいか、小さいかにより安定性の判定を行う。
高周波増幅器の入力側の反射係数を Γ_{in} 、出力側の反射係数を Γ_{out}
とし、信号源側の反射係数を Γ_s 、負荷側の反射係数を Γ_L とすると、
安定円は入力側の反射係数 $|\Gamma_{in}| = 1$ となる負荷のインピーダンス
(Z_L) と $|\Gamma_{out}| = 1$ となる信号源インピーダンス (Z_s) の軌跡が安定
性を判定する基準とする。図 3.5.7 に 2 ポート回路を示す。式 3.5.3
と式 3.5.4 に $|\Gamma_{in}| = 1$ 、 $|\Gamma_{out}| = 1$ の関係式を示す。また、式 3.5.5 に
入力安定円の中心を C_s とし、式 3.5.6 に半径を R_s として示す。同様
に、式 3.5.7 に出力安定円の中心を C_L とし、式 3.5.8 に半径を R_L とし
て示す。

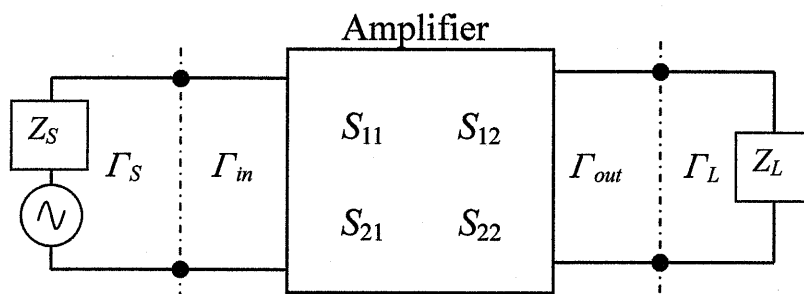


図 3.5.7 2 ポート回路

$$|\Gamma_{in}| = \left| \frac{S_{11} - \Gamma_L D}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right| = 1 \quad \text{式 3.5.3}$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| \frac{S_{22} - \Gamma_S D}{1 - S_{11} \Gamma_S} \right| = 1 \quad \text{式 3.5.4}$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - D S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |D|^2} \quad \text{式 3.5.5}$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D|^2} \right| \quad \text{式 3.5.6}$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - D S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |D|^2} \quad \text{式 3.5.7}$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D|^2} \right| \quad \text{式 3.5.8}$$

(f) KF 測定結果

高周波増幅器 1 段の KF の測定結果を図 3.5.8 に示し、測定値を表 3.5.6 に示す。マーカ周波数は KF が低下している点を示す。1 - 5GHz までは、1 に近い値を示す。6GHz でやや低い 0.64 を示すが、信号源の測定信号レベルが低いことも原因の一つとして、考える必要がある。高周波増幅器 2 段構成の KF は非常に大きな値を示し、発振の要素はまったく無いと考える。高周波増幅器 2 段構成の場合、段間に 25dB のアッテネータ (ATT) が入る回路である。25dB の ATT は、ATT 出力側、つまり、高周波増幅器 2 の入力側が全反射 $\Gamma_{in}=1$ となっても、ATT の入力側、高周波増幅器 1 の出力側がリターンロス (R.L.) は 50dB に保たれる。高周波増幅器 2 段構成では、 Γ_s と Γ_L の影響を受けないために、 KF は非常に大きな数値を示し安定状態となる。

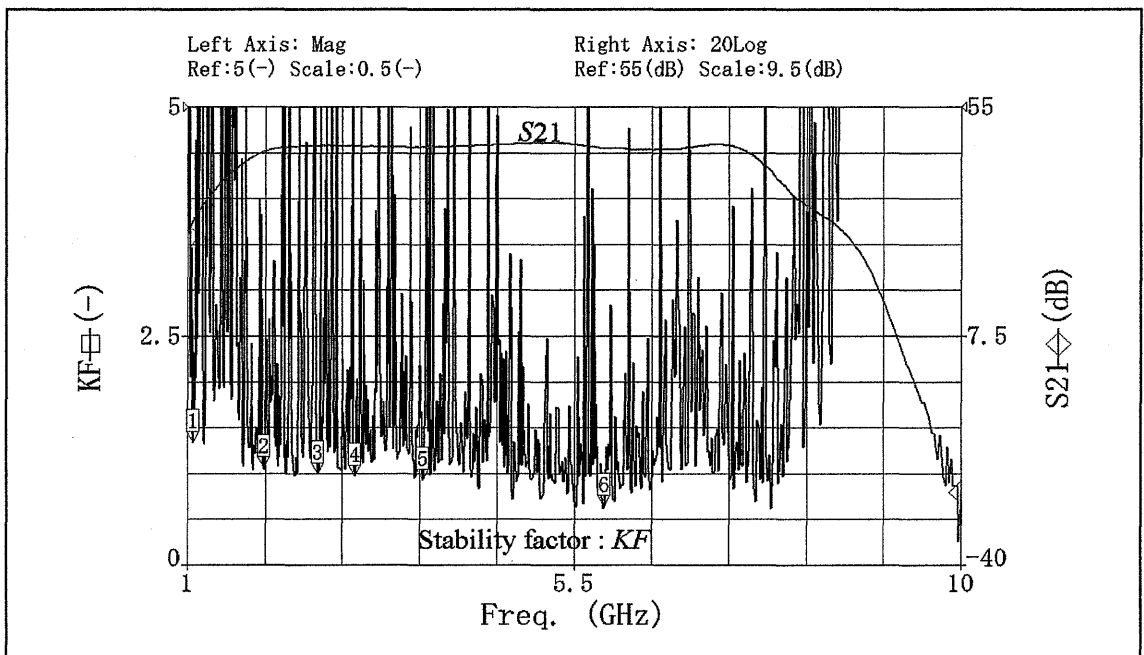


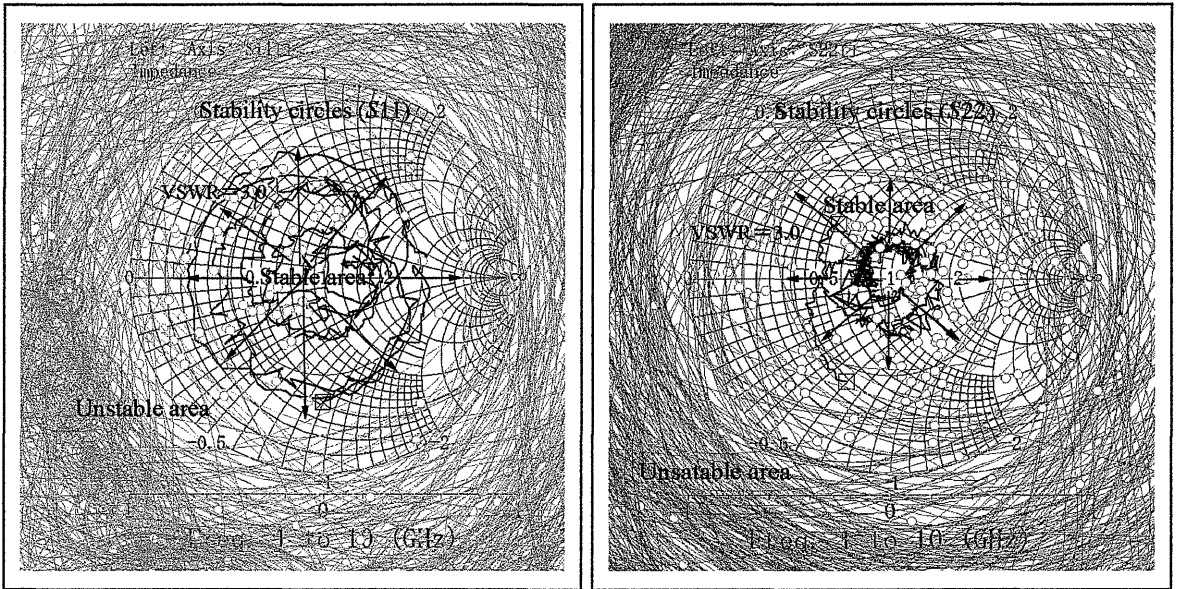
図 3.5.8 高周波増幅器 1 段の安定係数

表 3.5.6 高周波増幅器 1 段の安定係数

| マーカ:周波数 (GHz) | 安定係数 |
|------------------|------|
| 1 : 1.06 | 1.33 |
| 2 : 1.88 | 1.05 |
| 3 : 2.52 | 0.99 |
| 4 : 2.95 | 0.96 |
| 5 : 3.73 | 0.92 |
| 6 : 5.85 | 0.64 |

(g) 安定円 (Stability circle) の結果

高周波増幅器 1 段の安定円を図 3.5.9 に示し、高周波増幅器 2 段の安定円を図 3.5.10 に示す。解析は 1 - 10GHz まで行う。スミスチャート上に、VSWR=3.0 の円を示す。安定領域は矢印で示す範囲内となる。安定領域はやや狭く不安定領域が入出力ともに $\Gamma=1$ (スミスチャートの外周に相当) 以内に入り込む。幸いに、VSWR=3.0 は確保された。また、高周波増幅器 2 段の場合には、安定円が $\Gamma=1$ の中には無く、発振の可能性は無いと考える。以上の結果から、高周波増幅器 1 段の場合でも入出力に接続する機器が 50Ω に近いことを考えると発振の可能性は極めて低く、画像再構成化に影響を与えることはないと考えられる。



(a) 入力安定円

(b) 出力安定円

図 3.5.9 高周波増幅器 1 段の安定円

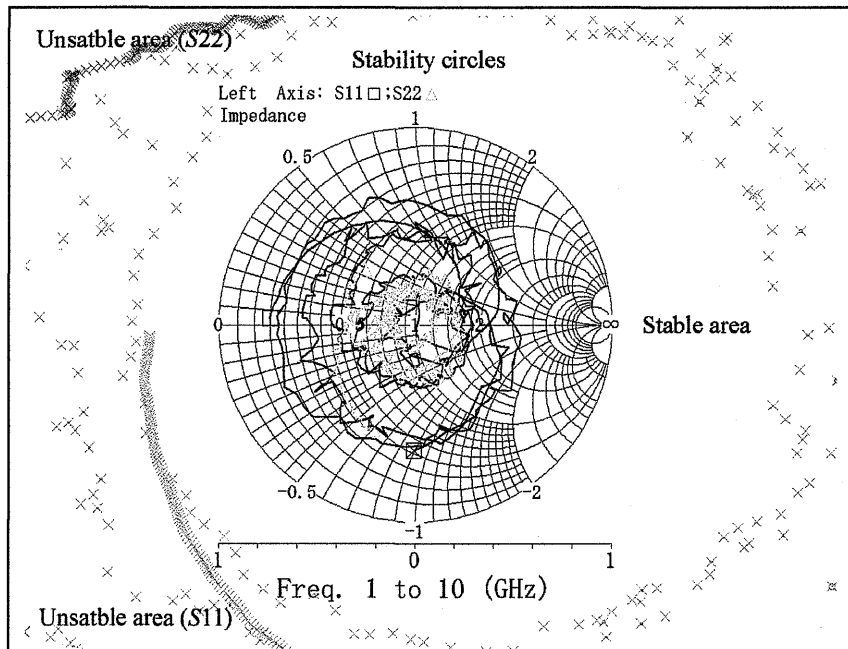


図 3.5.10 高周波増幅器 2 段の安定円

(h) 受信雑音電力の検討

図 2.2.2 に示す CP-MCT のブロック図で、受信増幅器 2 段から発生する受信雑音の検討を行う。図 3.5.11 に受信雑音電力を示す。受信増幅器 1 の入力は 50Ω で終端する。測定には、スペクトラムアナライザ (Anritsu MS8604A) を使用し、分解能帯域幅は 100KHz とする。図 3.5.11 より 3dB 帯域幅は 5.1GHz を示し、おおよその平均雑音電力レベルは $-43\text{dBm}/100\text{KHz}$ とする。帯域幅 5.1GHz の雑音電力は帯域換算すると 47dB 上昇し、 $+4.0\text{dBm}$ にも達する。復調受信帯域幅は LPF または BPF により狭帯域化され雑音電力レベルが減少する。CP-MCT では、 $4250\text{Hz}\pm 400\text{Hz}$ の BPF を使用し、71dB 改善する。DC-MCT では、0 - 8000Hz の LPF を使用し、58dB 改善する。試算はミキサの変換損失やフィルタの利得、インピーダンス特性等を含めない。CP-MCT、DC-MCT のフィルタ出力に発生する雑音電力は $-114\text{dBm}/100\text{KHz}$ 、 $-101\text{dBm}/100\text{KHz}$ となる。さらに、CT 内の FFT 処理により周波数分解能を 50Hz とすることで、33dB 改善し $-147\text{dBm}/50\text{Hz}$ 、 $-134\text{dBm}/50\text{Hz}$ となる。最大雑音電力 (ノイズフロア) を式 3.5.9 に示す。

$$P_n = kTB$$

式 3.5.9

P_n : 最大雑音電力 (W)

k : ボルツマン定数 1.3084×10^{-23} (J/K)

T : 絶対温度 (K)

B : 帯域幅 (Hz)

帯域幅 50Hz, 温度 25 度 のとき, 最大雑音電力は -157dBm となる。この -157dBm がノイズフロアとなり温度により変動する。測定の限界点をこのノイズフロアとすると改善の余地は残されることになる。高周波増幅器を 2 段重ねることで, 受信増幅器出力の雑音レベルは受信増幅器 1 段に比べて, 利得分上昇するが, 式 3.5.9 より求めたノイズフロアよりも数値的に大きく, 分解能帯域幅 50Hz は雑音を低減化する観点から見ると十分な帯域幅であると考ええる。画像分解能については, その限りではない。アナログ信号源を使用する場合には位相雑音の影響を大きく受ける。実際には, 位相雑音のほかに, 雑音指数 (NF) の影響を受け $-147\text{dBm}/50\text{Hz}$ の雑音電力レベルに達成することは不可能である。超高速なデジタルチャープ信号源が開発された場合には, 狭帯域化が可能な CP-MCT の原理は非常に有効なマイクロ波 CT 方式となり得ると考える。

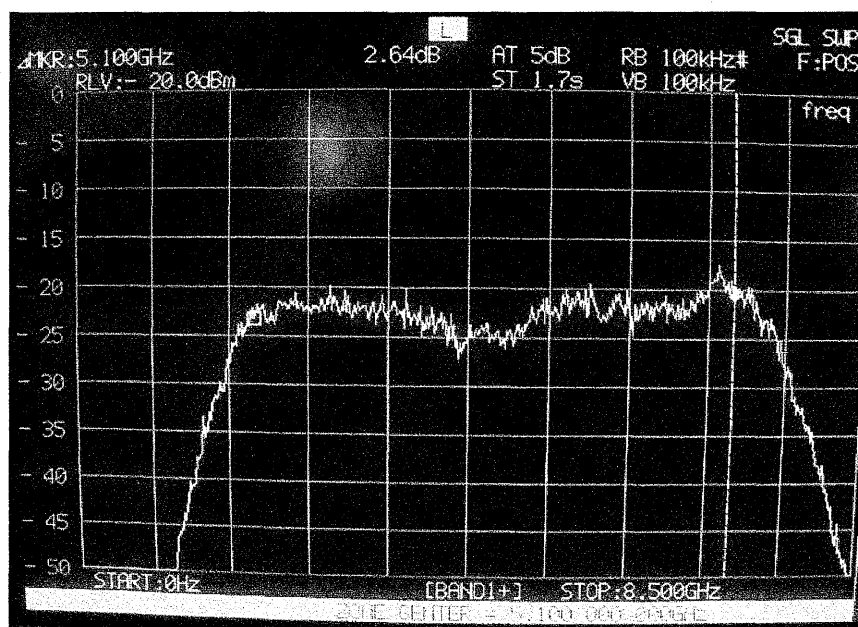


図 3.5.11 受信増幅器 2 段構成 (段間 ATT25dB) の受信雑音電力

3.5.2 低周波増幅回路と信号処理用 LPF の設計

低周波増幅回路と信号処理用 LPF は NF 回路ブロック製 (Multi channel SR filter 3315) ケースを使用した。このフィルタケースは研究室の頭部 CT 用のものである。回路を追加して DC-MCT と共用化を図った。このフィルタケースに低周波増幅回路とカットオフ周波数 (f_c) が 1KHz と 8KHz の LPF を追加した。

図 3.5.12 にフィルタフロントパネルを示す。また、図 3.5.13 にフィルタケース内部の実装基板を示し、低周波増幅回路と各 LPF を印した。内部にはリーケージを抑えたカットコアによるトランスと電源部が含まれる。

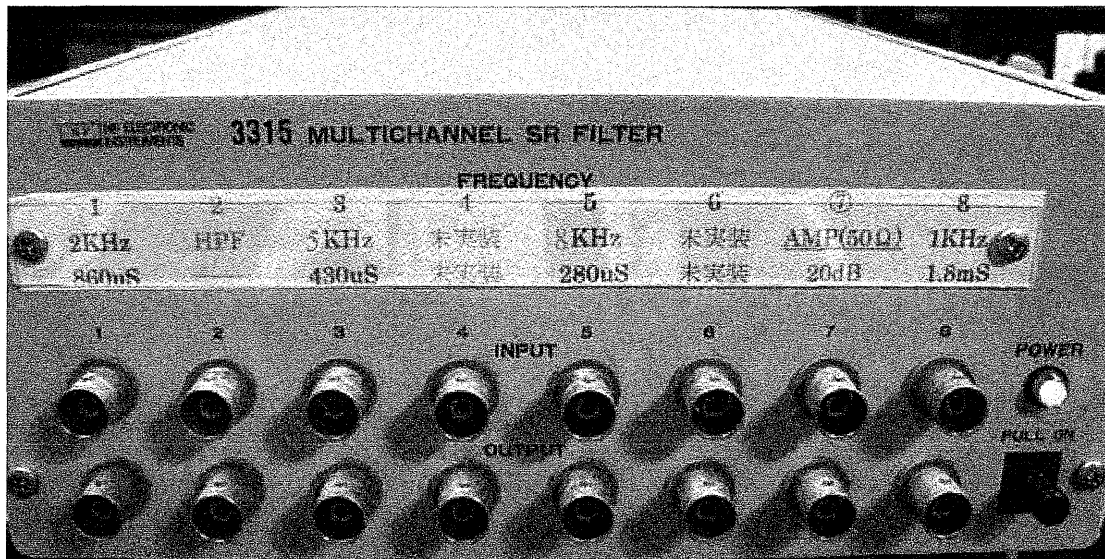


図 3.5.12 フィルタフロントパネル

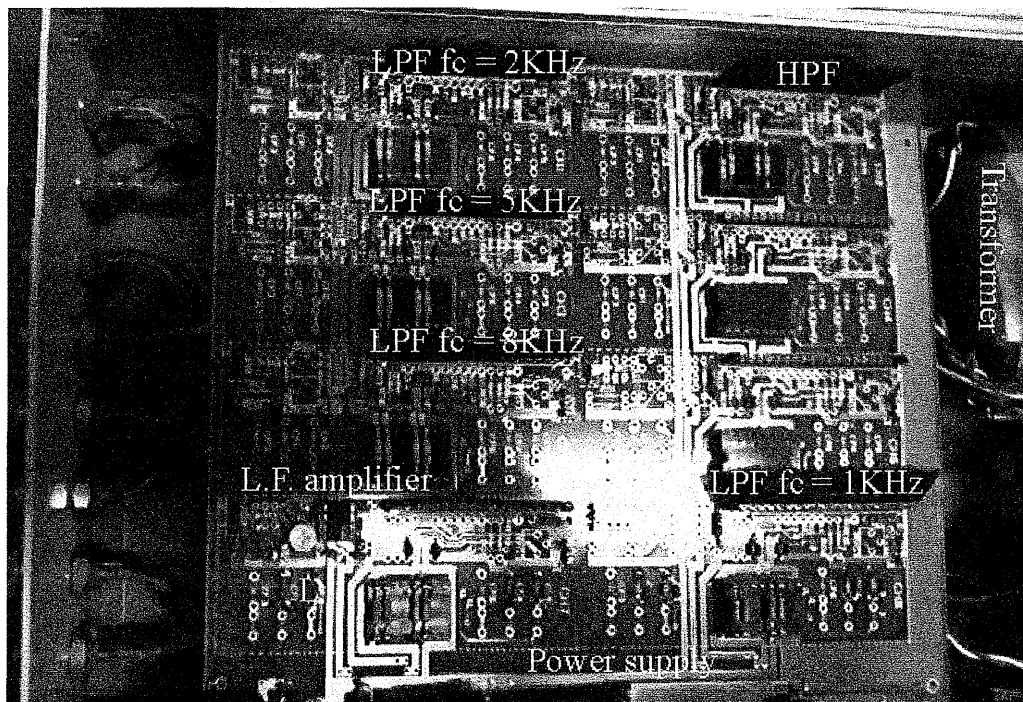


図 3.5.13 フィルタ内部の実装基板

(a) 低周波増幅回路の設計と特性

低周波増幅回路には、超低雑音演算増幅器（アナログデバイス製 AD797：入力換算雑音電圧 $0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，利得帯域幅積 100MHz ）を用いて 20dB ， 10 倍の非反転増幅器の設計を行った。電源は $\pm 15\text{V}$ を使用する。DC-MCT のミキサ出力は LPF（NF 回路ブロック製 Multi channel SR filter 3315）まで、数 m の同軸ケーブルで接続される。低周波領域ではあるが、ミキサ出力との整合を取るために低周波増幅回路のインピーダンスは 50Ω とする。図 3.5.14 に低周波増幅回路を示す。設計の条件はオペアンプの入力電流は零とした。NFB（Negative feed back）によって、非反転入力端子から見たインピーダンスは、 $R1=50\Omega$ となる。利得の関係式を式 3.5.10 に示す。 $R1=50\Omega$ にする

と、利得 (G_v) が 10 倍となる R_2 は 450Ω となる。実機の抵抗値で 470Ω として、 10.4 倍 $=20.34\text{dB} \approx 20\text{dB}$ の利得設定とする。

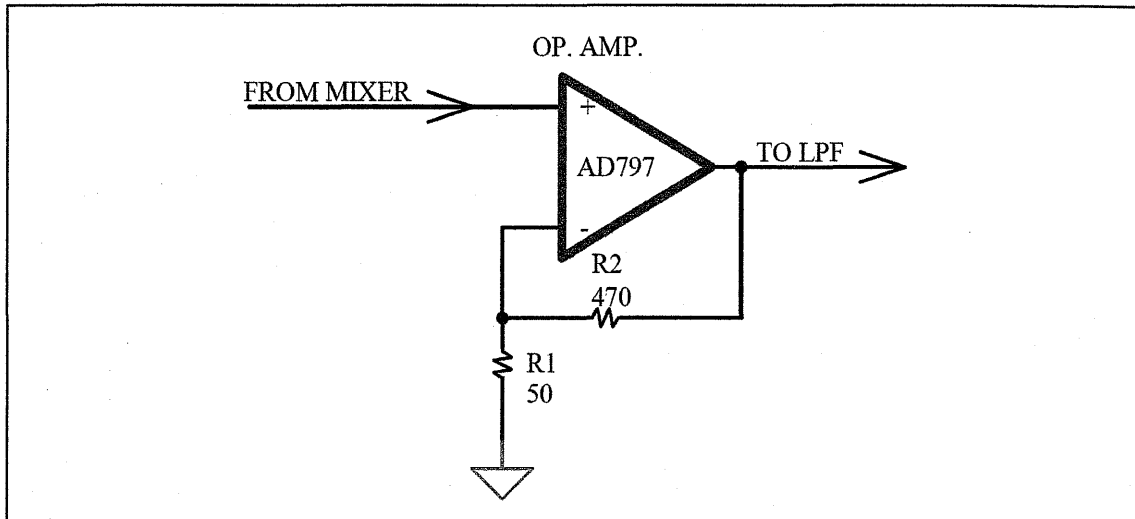


図 3.5.14 低周波増幅回路

$$G_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad \text{式 3.5.10}$$

図 3.5.15 に周波数特性を示す。周波数 10Hz から 100KHz まで平坦な電圧利得特性を示した。また、過度応答特性は DC-MCT の測定値に誤差を与える。低周波増幅回路入力に、400mV のステップ信号を加え、出力信号の応答特性を測定する。信号源には、ファンクションジェネレータ (Agilent 33120A) を使用する。図 3.5.16 に低周波増幅回路の過度応答特性を示す。低周波増幅回路の出力信号レベルは 4V が表れ、定常値に達する時間は 528ns である。応答性が非常に良い結果を示す。

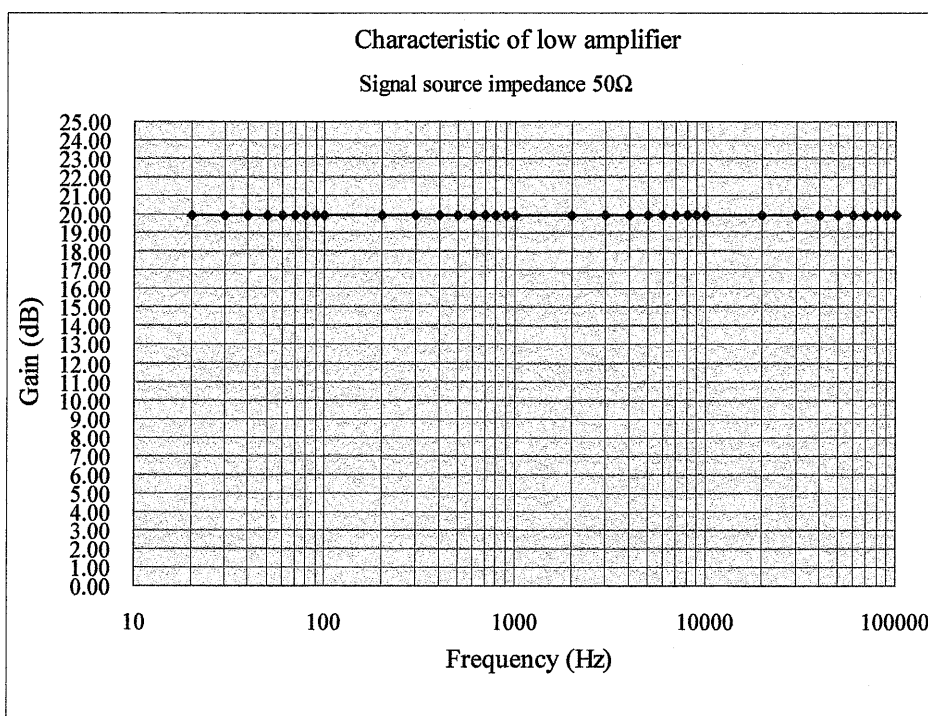


図 3.5.15 電圧利得特性

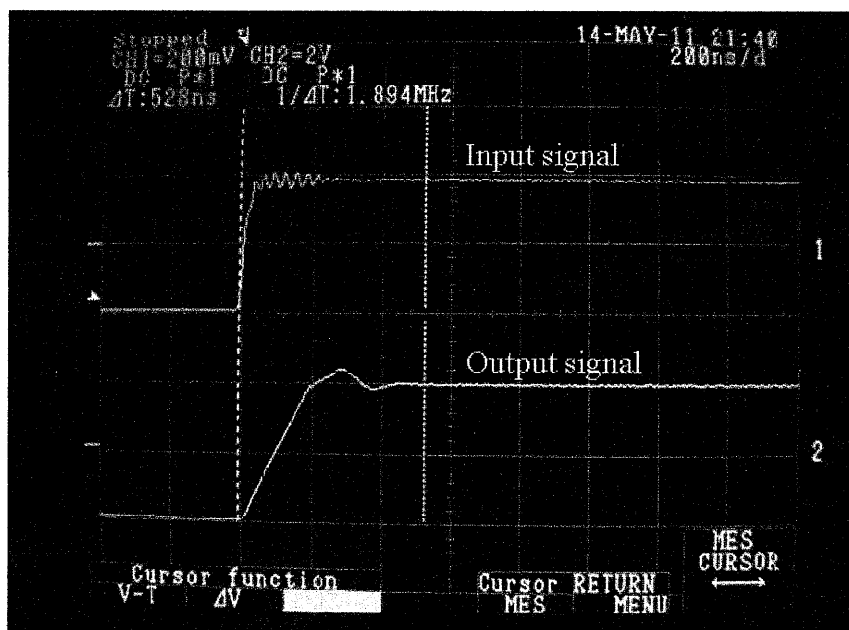


図 3.5.16 低周波増幅回路の過度応答特性

(b) 信号処理用 LPF の設計と特性

信号処理用 LPF には、NF 回路ブロック製 (SR-4BL2 : 24dB/oct butterwoth 型) ハイブリッド IC を使用する。図 3.5.17 に SR-4BL2 の接続図を示し、図 3.5.18 に SR-4BL2 等価回路図を示す。等価回路は演算増幅器 (OPAMP) による 6dB/oct のフィルタ 4 段で構成される。フィルタの出力には、直列抵抗 50Ω を内蔵するが、出力インピーダンスを 50Ω にするものではなく、出力が短絡された場合の IC 保護抵抗と考える。フィルタの出力はパソコン (PC) 内部の A/D コンバータまで、数 m の同軸ケーブルで接続する。フィルタ出力と A/D コンバータ間で、不整合が発生する要因がある。IC には、カットオフ周波数 (f_c) を決めるコンデンサを内蔵しており外部に接続する抵抗により f_c を決める。式 3.5.11 に抵抗の計算式を示し、表 3.5.7 に計算値を示す。

$$R_F = \frac{159 \times 10^3}{f_c} \quad \text{式 3.5.11}$$

表 3.5.7 f_c と R_F の計算値

| f_c (Hz) | 計算値 R_F (KΩ) |
|------------|----------------|
| 1000 | 159 |
| 2000 | 79.5 |
| 5000 | 31.8 |
| 8000 | 19.8 |

図 3.5.19 から図 3.5.26 に各フィルタの周波数特性と f_c 点の拡大図を示す。過度応答時間は図 3.3.6 に示すように、 $f_c=1000\text{Hz}$, 2000Hz , 5000Hz , 8000Hz で、各々 1.87ms , $860\mu\text{s}$, $430\mu\text{s}$, $280\mu\text{s}$ となる。

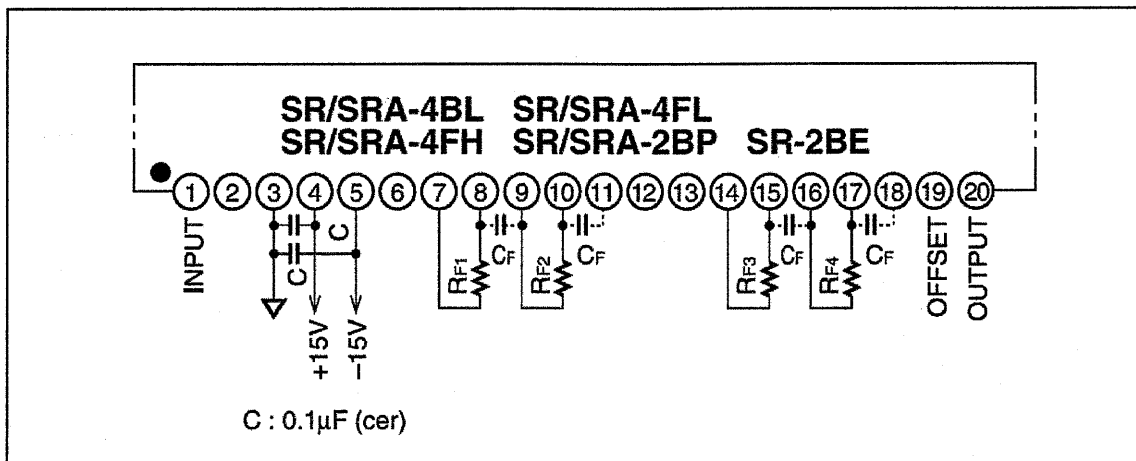


図 3.5.17 SR-4BL2 の接続図 (カタログより抜粋)

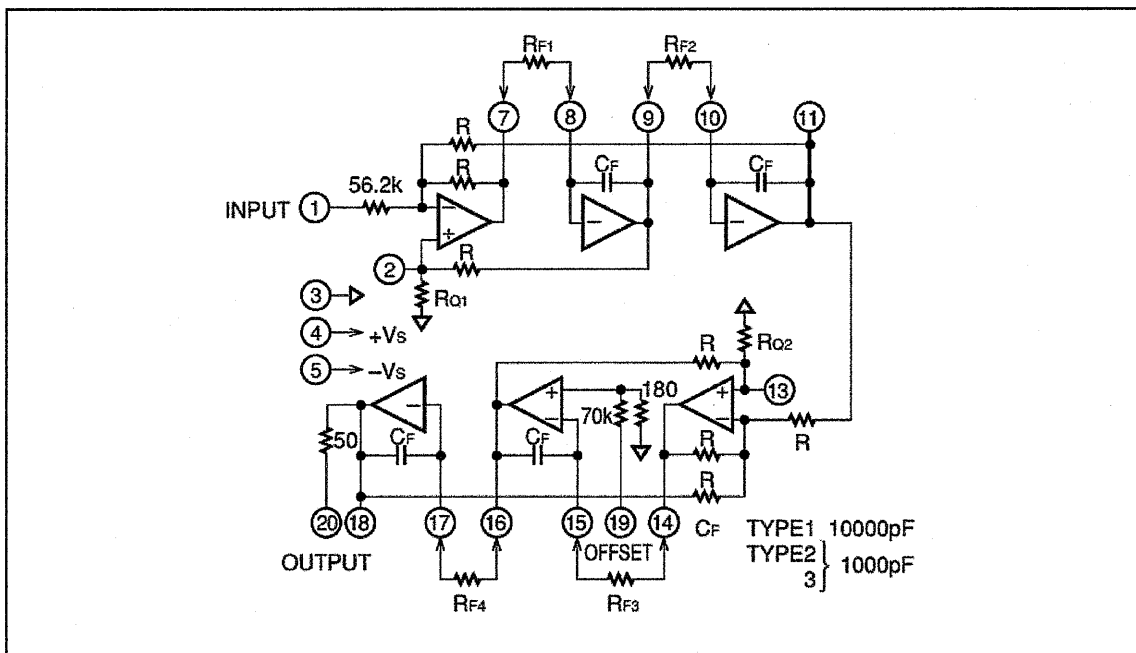


図 3.5.18 SR-4BL2 等価回路図 (カタログより抜粋)

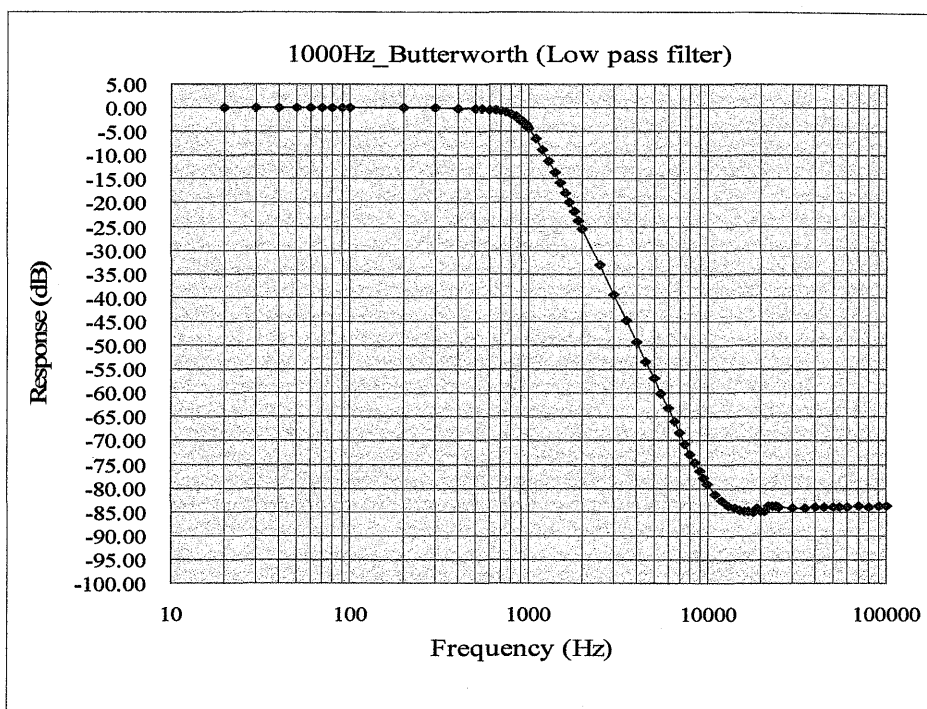


図 3.5.19 $f_c=1000\text{Hz}$ の周波数特性

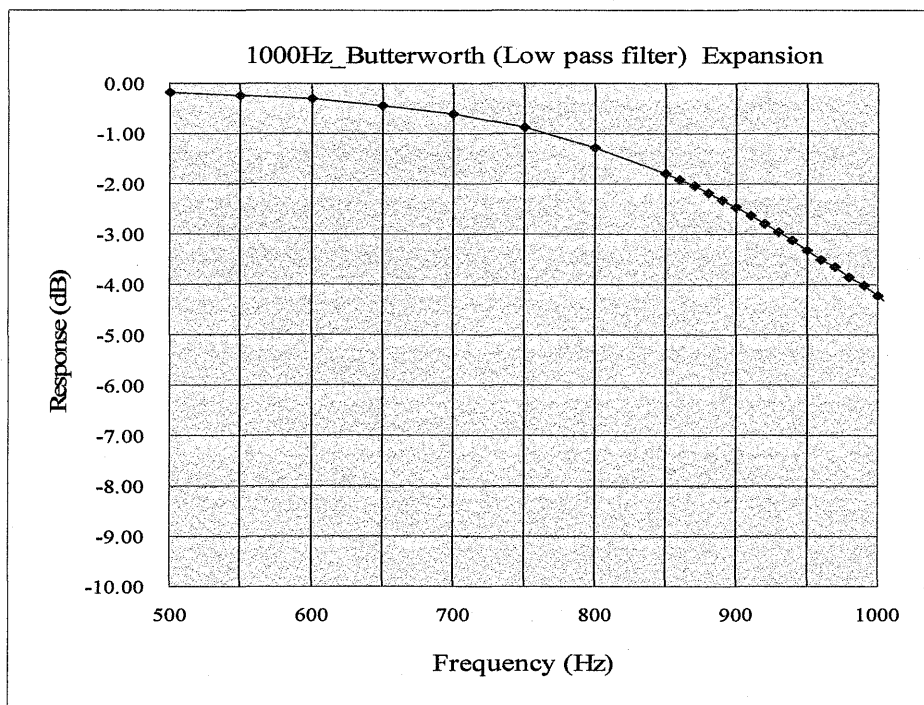


図 3.5.20 $f_c=1000\text{Hz}$ の周波数特性 (f_c 点拡大)

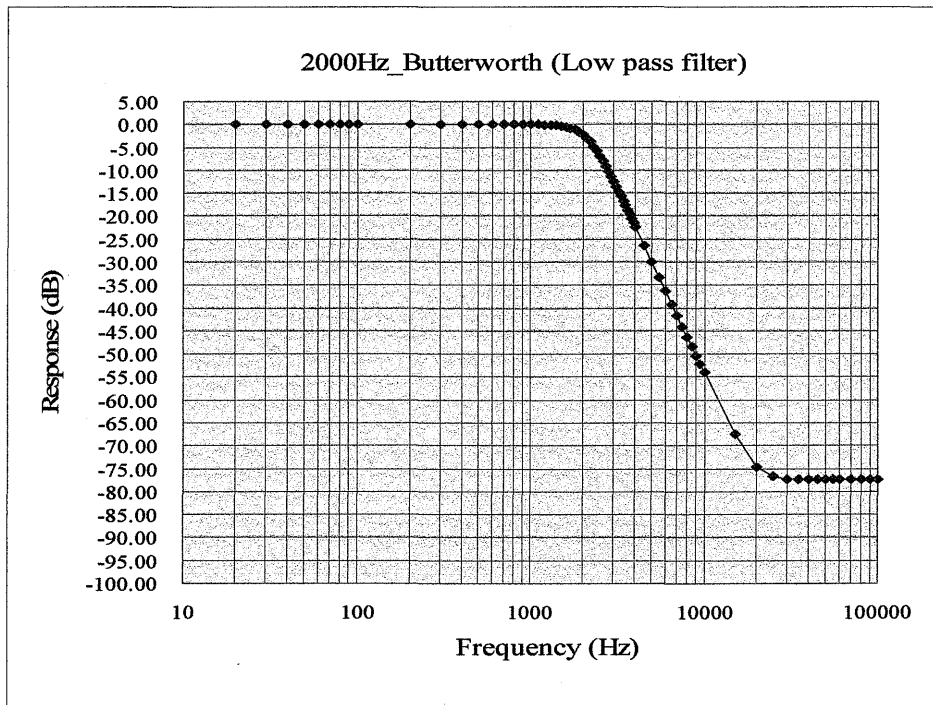


図 3.5.21 $f_c=2000\text{Hz}$ の周波数特性

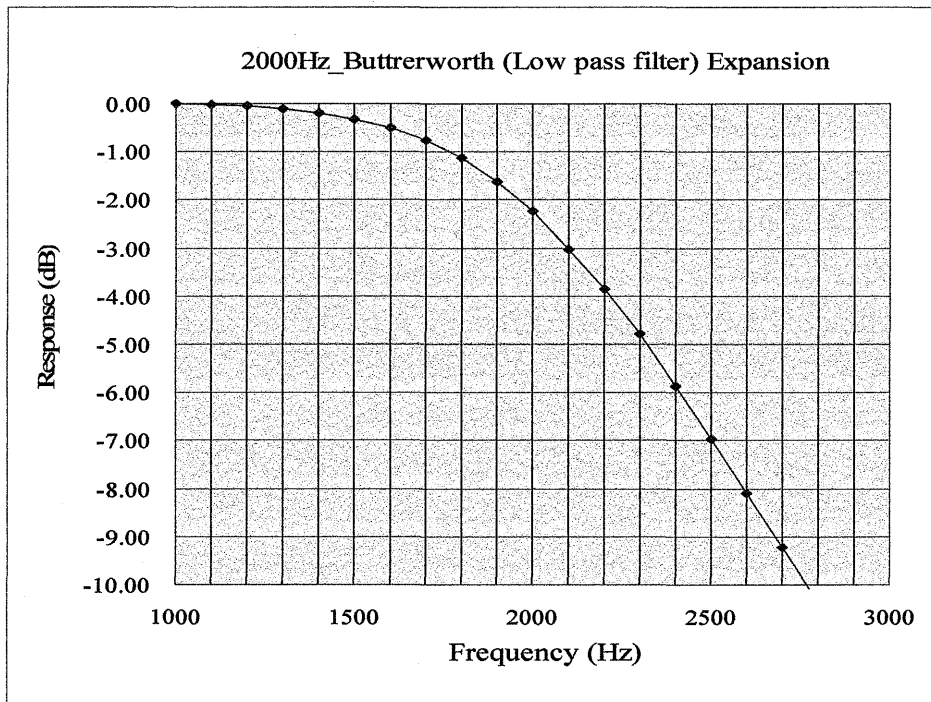


図 3.5.22 $f_c=2000\text{Hz}$ の周波数特性 (f_c 点拡大)

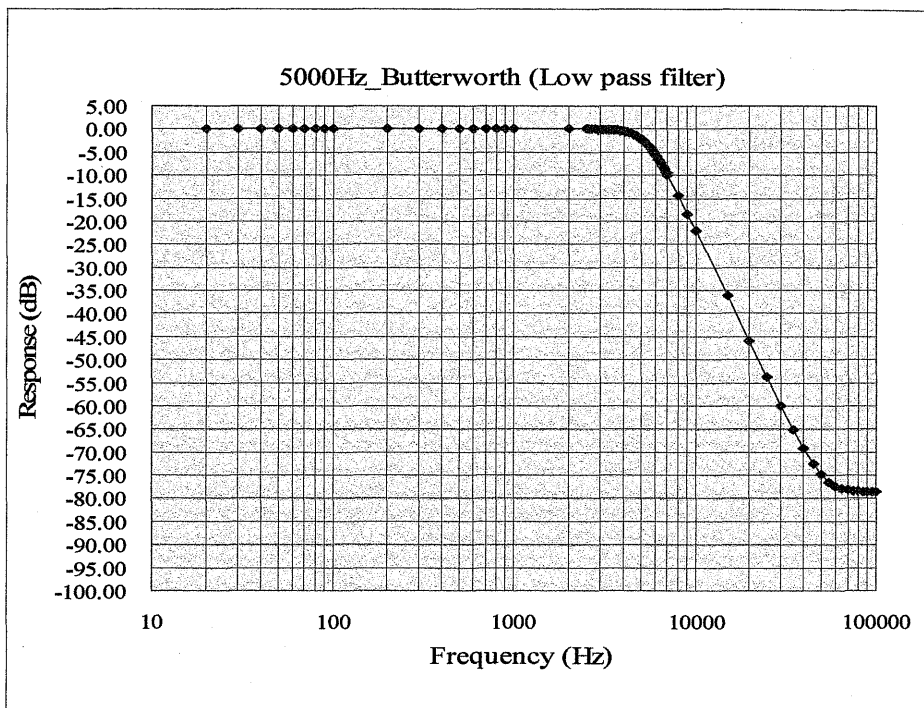


図 3.5.23 $f_c = 5000\text{Hz}$ の周波数特性

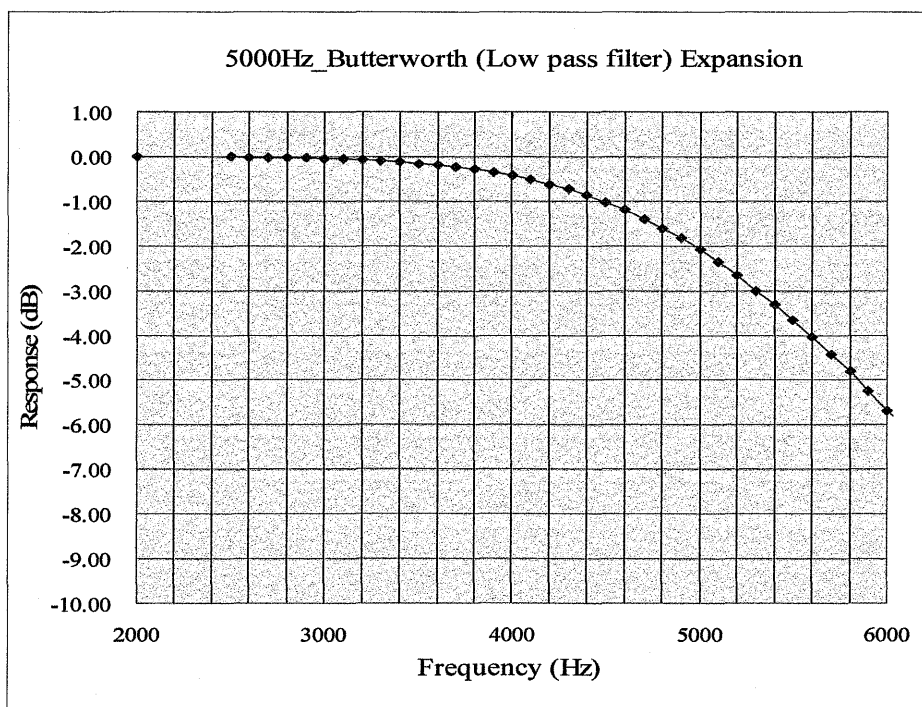


図 3.5.24 $f_c = 5000\text{Hz}$ の周波数特性 (f_c 点拡大)

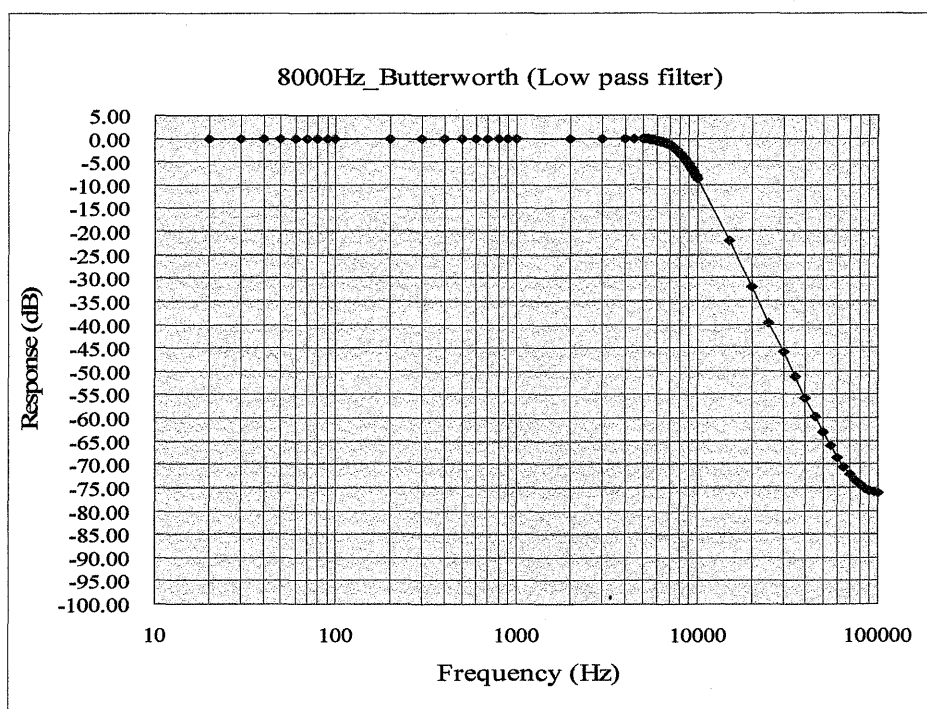


図 3.5.25 $f_c=8000\text{Hz}$ の周波数特性

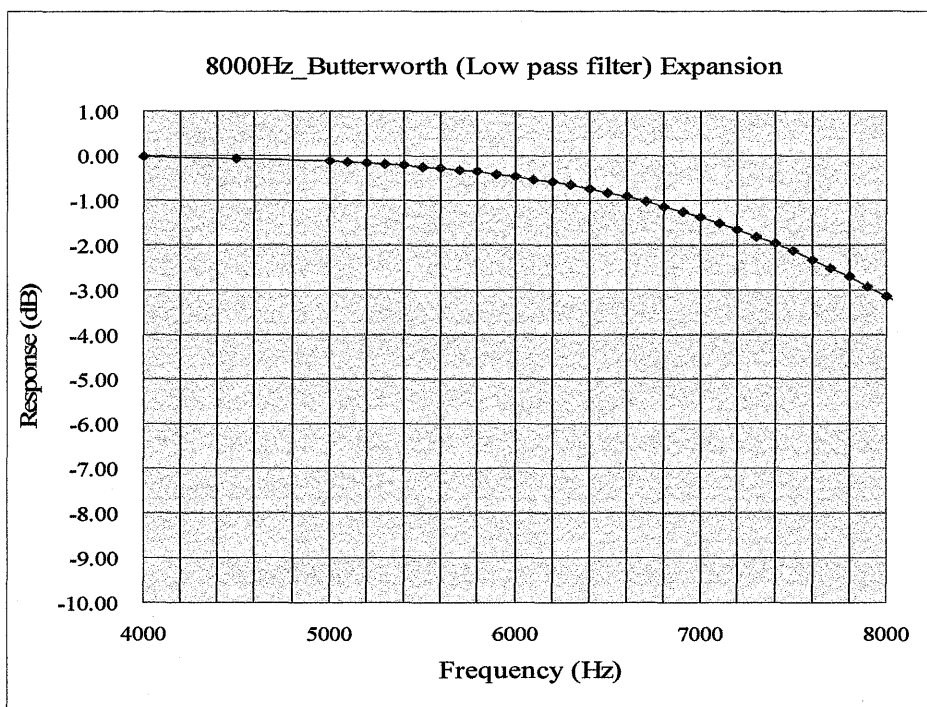


図 3.5.26 $f_c=8000\text{Hz}$ の周波数特性 (f_c 点拡大)

4章 実験結果

4.1 受信ダイナミックレンジ特性

受信ダイナミックレンジ特性の測定は、図 3.2.5 に示す高周波増幅器 2 段構成と図 3.2.6 に示す利得配分型構成について行う。測定用信号源は DC-MCT に組み込まれた標準信号発生器から発生する周波数 2 - 3GHz, 出力レベル +18dBm の出力信号を使う。外部アッテネータを通して、測定値まで減衰させる。図 4.4.1 に 2 つの利得配分の違いによる受信ダイナミックレンジ特性を示す。利得配分に関係なく、直線性領域の上限入力信号レベルを 1dB 抑圧点とする。高周波増幅器 2 段構成の場合、1dB 抑圧点 -65dBm, 復調信号出力が直線領域から大きく外れる -107dBm を下限入力限界レベルとすると、42dB の受信ダイナミックレンジ特性となる。これに対して、利得配分型の場合には、1dB 抑圧点 -43dBm, 下限入力限界レベル -108dBm より 65dB の受信ダイナミックレンジ特性となる。

しかしながら、測定限界の下限入力レベルが直線領域上にあることから図 4.1.1 に示す直線領域から実際の受信総合利得 62dB を求めた。さらに、4.2 項の高濃度下における復調レベルの限界点で得られた図 4.2.2 に示す復調出力レベル、高周波入力レベル、ボークス塩分濃度の 3 者の関係グラフから高周波入力レベルに換算し、下限限界入力レベルを求めた。ボークス塩分濃度が 0.9% のとき、高周波入力レベルは、復調出力レベル-66dBVrms より、-115dBm となる。

結果、受信ダイナミックレンジ特性は 30dB の特性改善が図れ、72dB を得た。

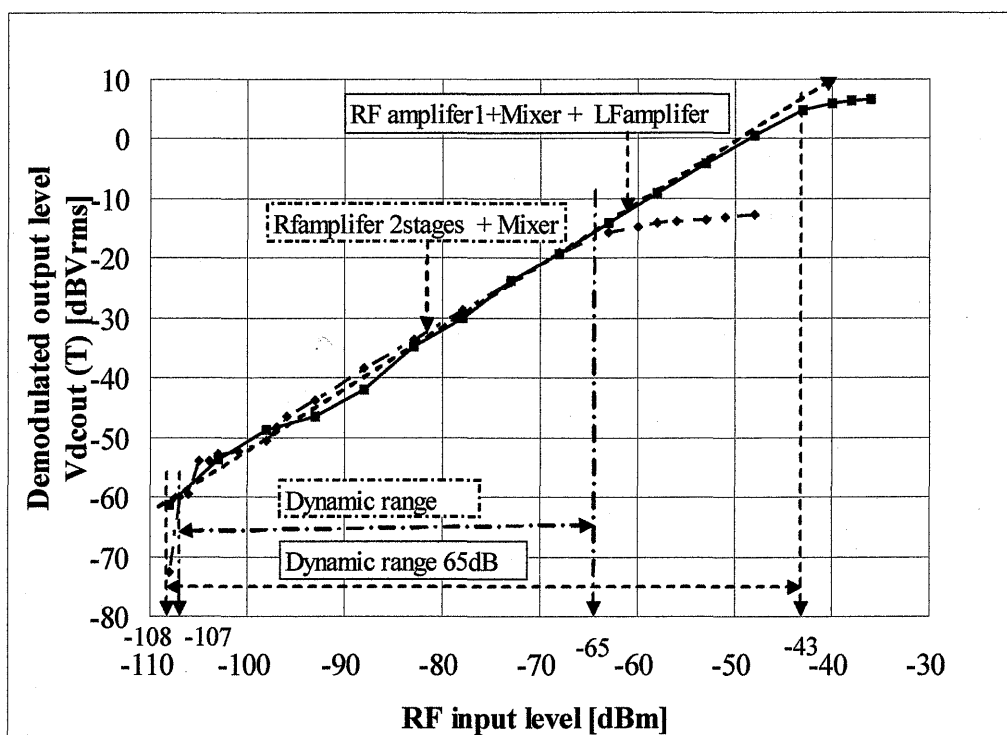


図 4.1.1 受信ダイナミックレンジ特性

4.2 高濃度下における復調レベルの限界点

図 3.2.6 に示す利得配分型構成において、撮像可能な限界塩分濃度を検討する。測定範囲は 0.1%きざみとし、ボラス内の塩分濃度を 0.2%から 1.0%までとする。実験は温度 27.6°Cの食塩水で満たしたボラスタンク内に、直径 38mm と 50mm の円筒状プラスチック容器に純水を満たした 2 本のファントムを 10mm の間隔で配置する。ファントムは撮像範囲内の約 122mm に配置する。図 4.2.1 に送受信アンテナとファントムの配置図を示す。復調信号レベル測定はファンビームアンテナのほぼ中心位置となるアンテナ番号 16 番で行う。図 4.2.2 に塩分濃度と復調信号レベルの関係グラフを示す。

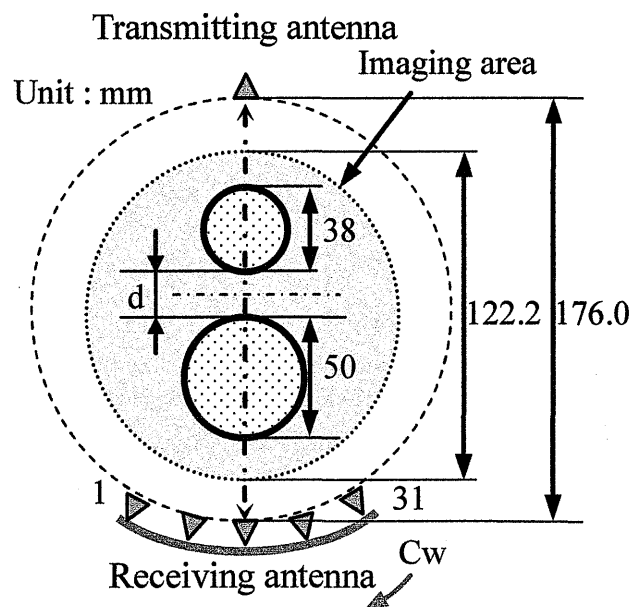


図 4.2.1 送受信アンテナとファントムの配置図

図 4.2.2 にボーラス塩分濃度と復調信号レベルの関係グラフを示す。塩分濃度 0.9%までは、ほぼ、直線的に復調出力レベルが変化する。ファントムを置かない状態 (Background 側) よりもファントムを置いた場合 (Phantom 側) の測定レベルが高いファントムの場合には、塩分濃度 0.9%まで撮像可能となる。

図 4.2.3 に塩分濃度 0.7%の時間領域成分を示す。最短伝播路にあたる 54.6875ns の時間領域成分を最大値として、検出するには、周辺に発生する 0ns, 29.2969ns, 34.1094ns の不要信号除去が必要である。さらに、撮像限界の塩分濃度、0.9%では、501 μ Vrms まで信号レベルが低下し、信号成分の判定限界を示した。

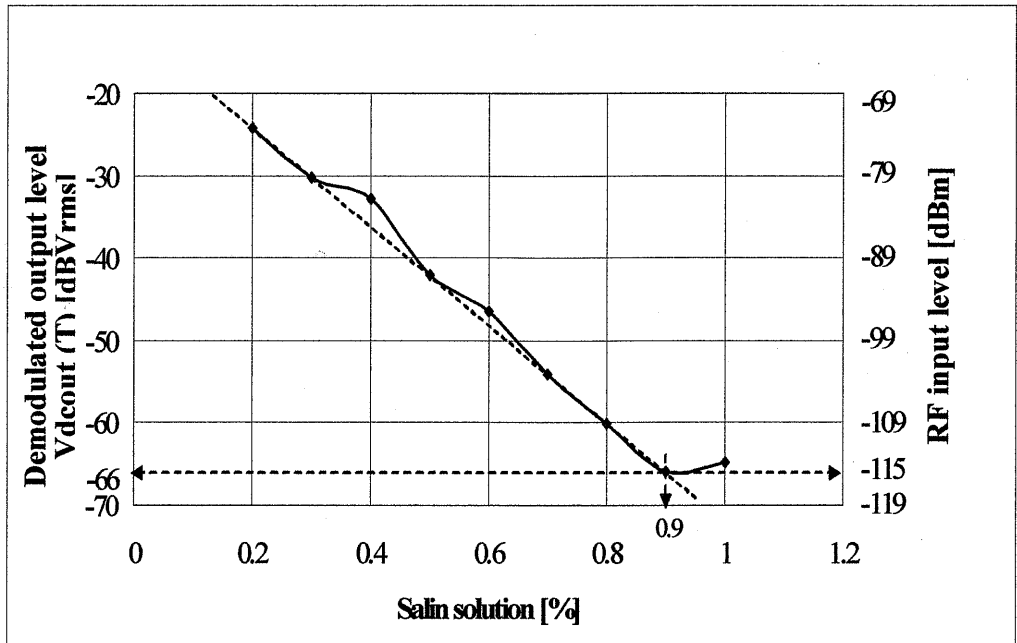


図 4.2.2 塩分濃度と復調信号レベル

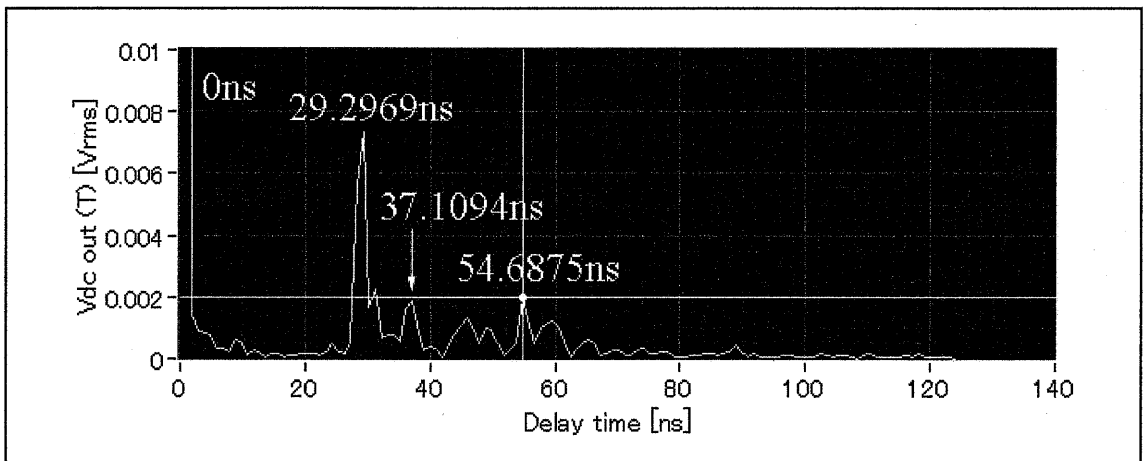
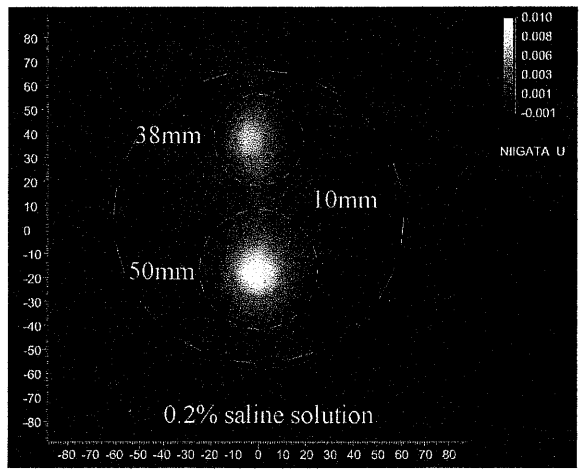


図 4.2.3 塩分濃度 0.7%の時間領域成分

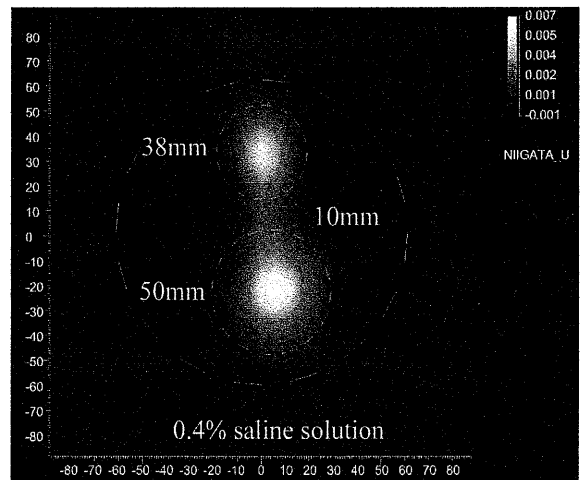
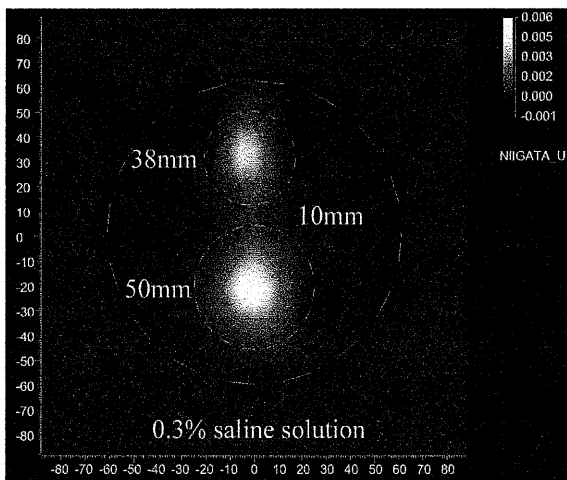
4.3 塩分濃度の違いによる画像再構成

ポーラスの塩分濃度が高くなるに連れて、復調信号レベルが低下することを図 4.2.2 に示した。復調信号レベルの低下に伴い、測定限界レベルの -66dBVrms , $501\mu\text{Vrms}$ に近づき S/N (信号対雑音比) が低下する。S/N 低下が画像に与える影響を実験により検証する。

画像再構成化には、高域フィルタ (HPF) と帯域フィルタ (BPF) を使用する。HPF は 4.8826ns をカットオフ時間とする時間領域フィルタを示し、Background 側と Phantom 側を別々な BPF の設定値とする。BPF の設定値は Background 側を 54.6875ns の時間に設定し、Phantom 側は 53.7109ns から 55.6641ns の帯域幅を持たせる。設定値は、設定前に、信号解析を行って決める。図 4.3.1 に振幅再構成画像を示し、図 4.3.2 に位相再構成画像を示す。塩分濃度 0.2% から 1.0% までの変化を(a)から(j)で示す。

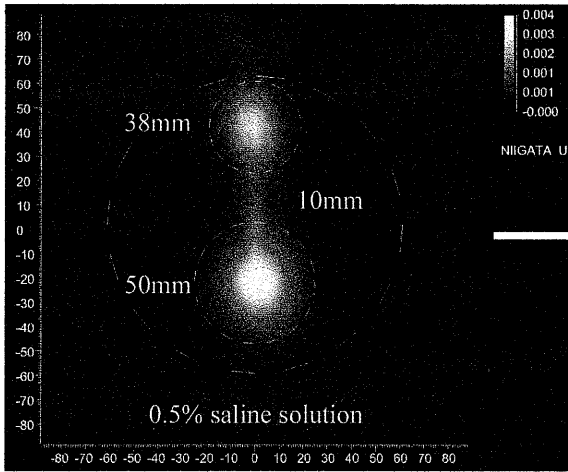


(a) 塩分濃度 0.2% (振幅) HPF

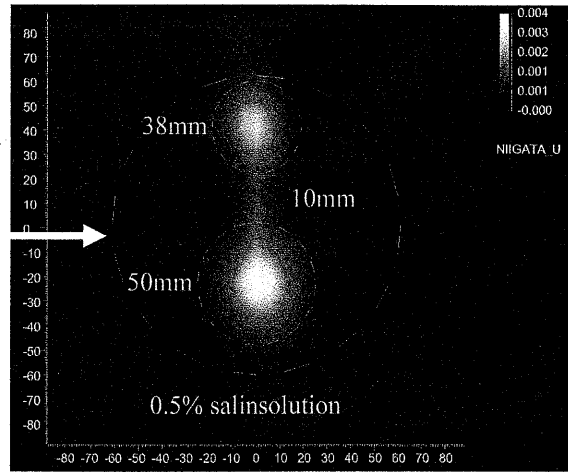


(b) 塩分濃度 0.3% (振幅) HPF

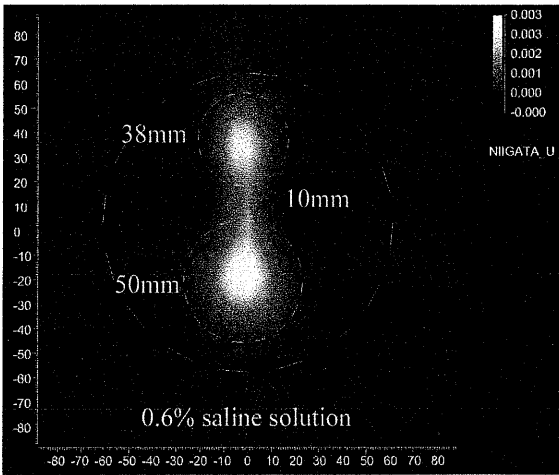
(c) 塩分濃度 0.4% (振幅) HPF



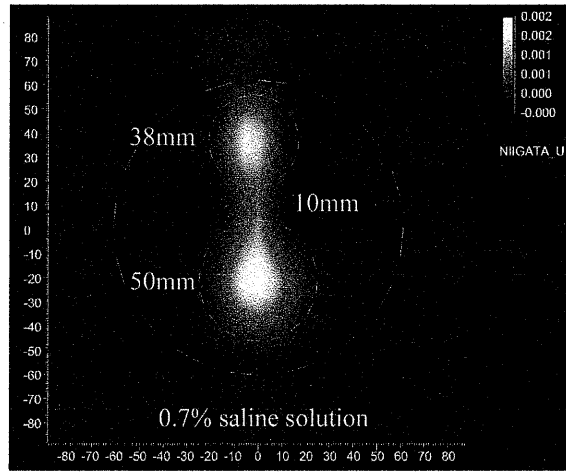
(d) 塩分濃度 0.5% (振幅) HPF



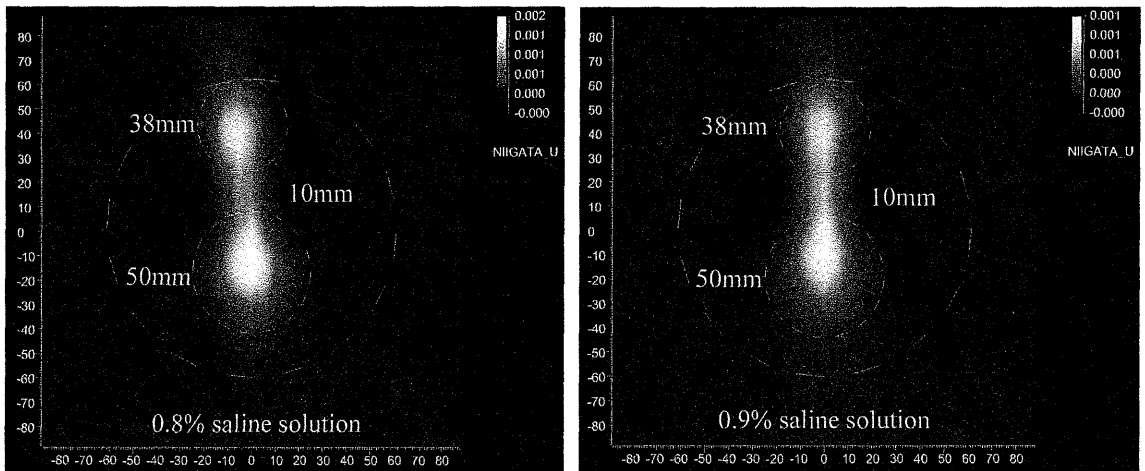
(e) 塩分濃度 0.5% (振幅) BPF



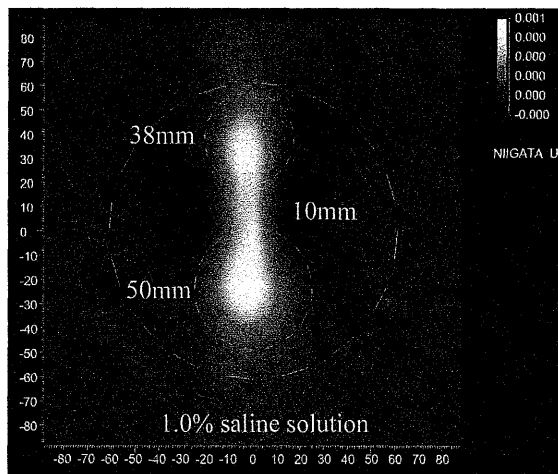
(f) 塩分濃度 0.6% (振幅) BPF



(g) 塩分濃度 0.7% (振幅) BPF

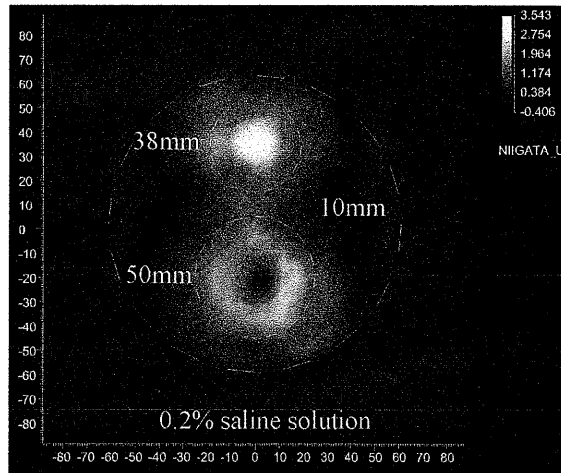


(h) 塩分濃度 0.8% (振幅) BPF (i) 塩分濃度 0.9% (振幅) BPF

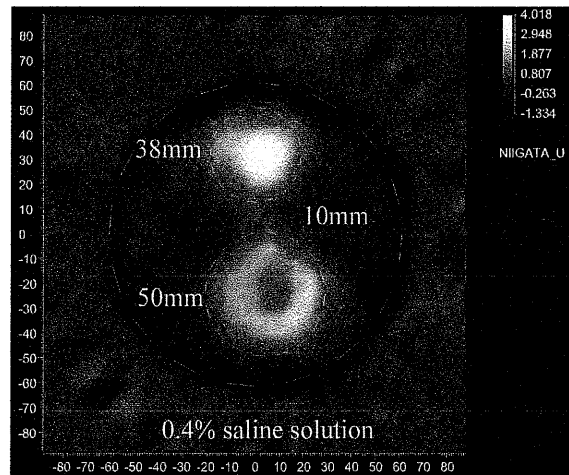
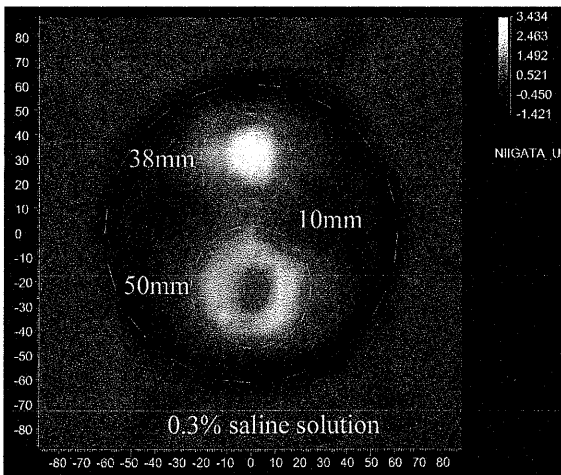


(j) 塩分濃度 1.0% (振幅) BPF

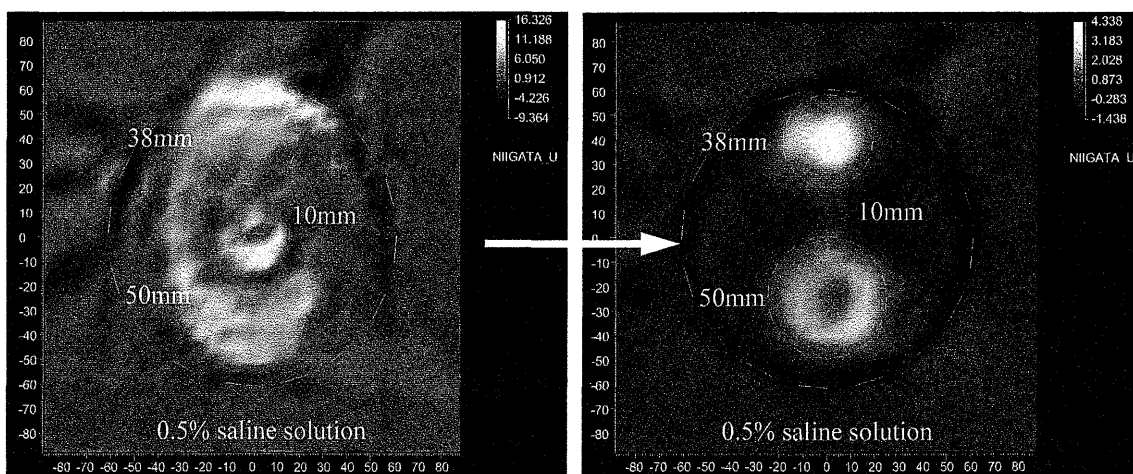
図 4.3.1 塩分濃度における振幅再構成画像



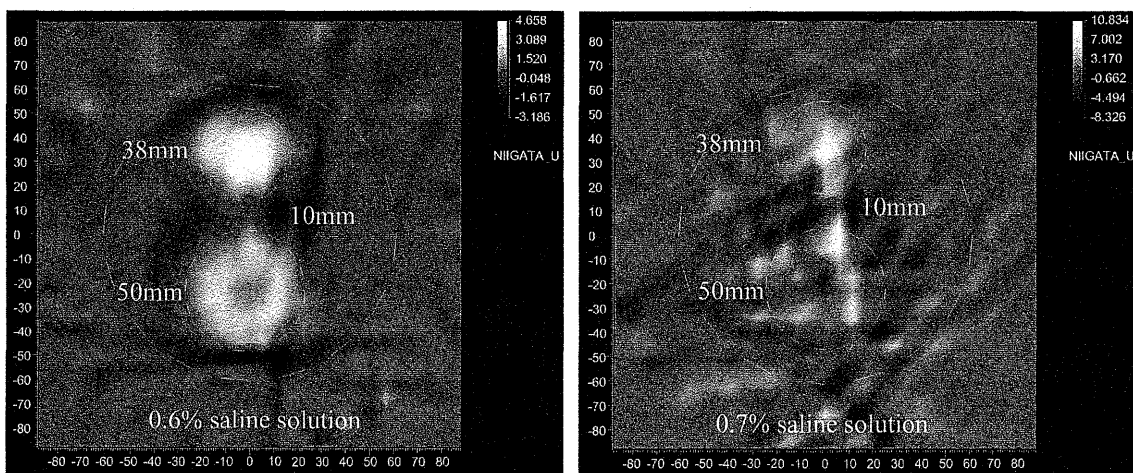
(a) 塩分濃度 0.2% (位相) HPF



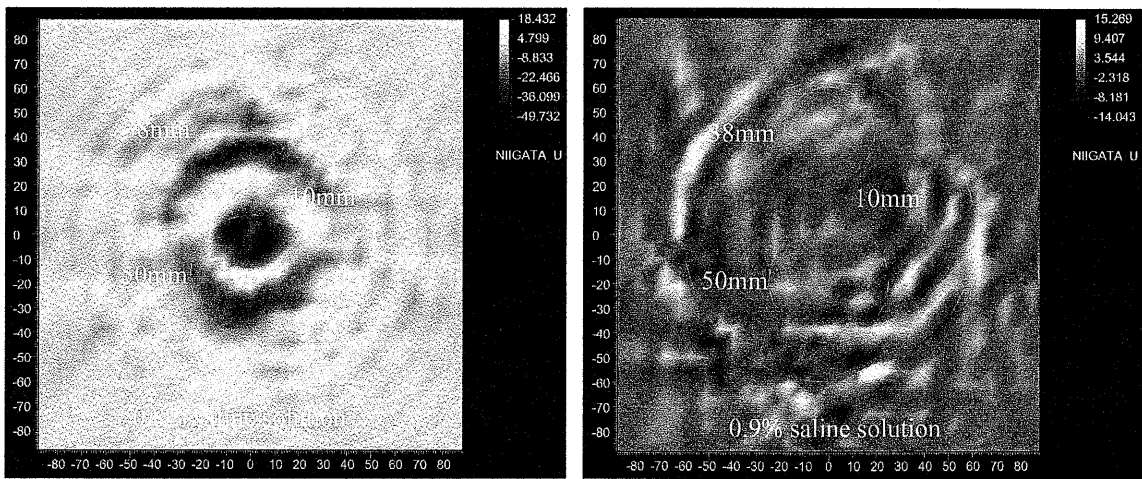
(b) 塩分濃度 0.3% (位相) HPF (c) 塩分濃度 0.4% (位相) HPF



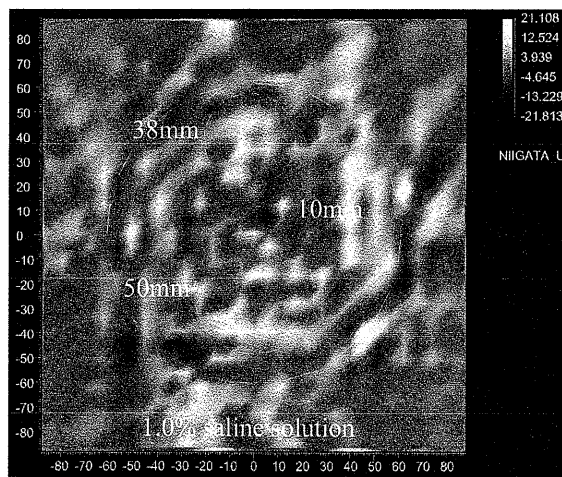
(d) 塩分濃度 0.5% (位相) HPF (e) 塩分濃度 0.5% (位相) BPF



(f) 塩分濃度 0.6% (位相) BPF (g) 塩分濃度 0.7% (位相) BPF



(h) 塩分濃度 0.8% (位相) BPF (i) 塩分濃度 0.9% (位相) BPF



(j) 塩分濃度 1.0% (位相) BPF

図 4.3.2 塩分濃度における位相再構成画像

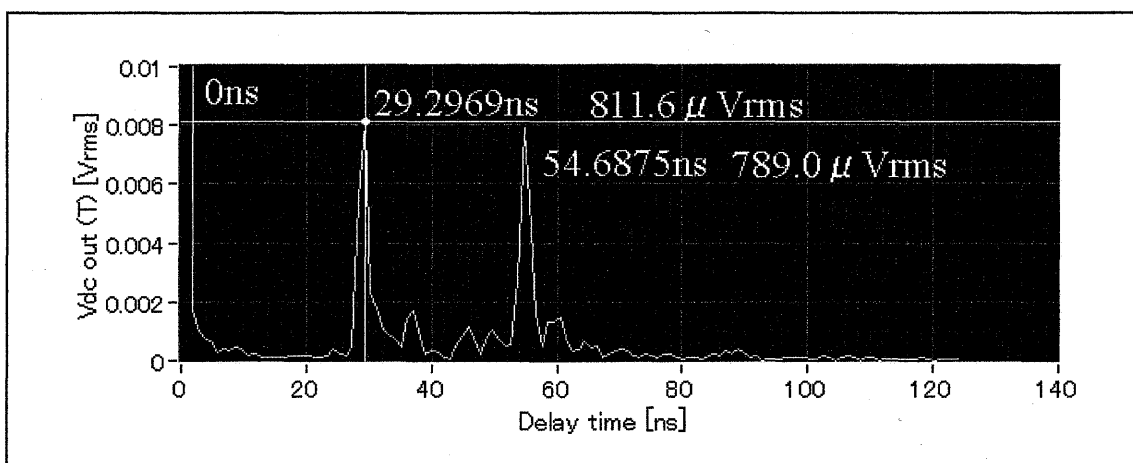


図 4.3.3 塩分濃度 0.5%, アンテナ 16 番の振幅

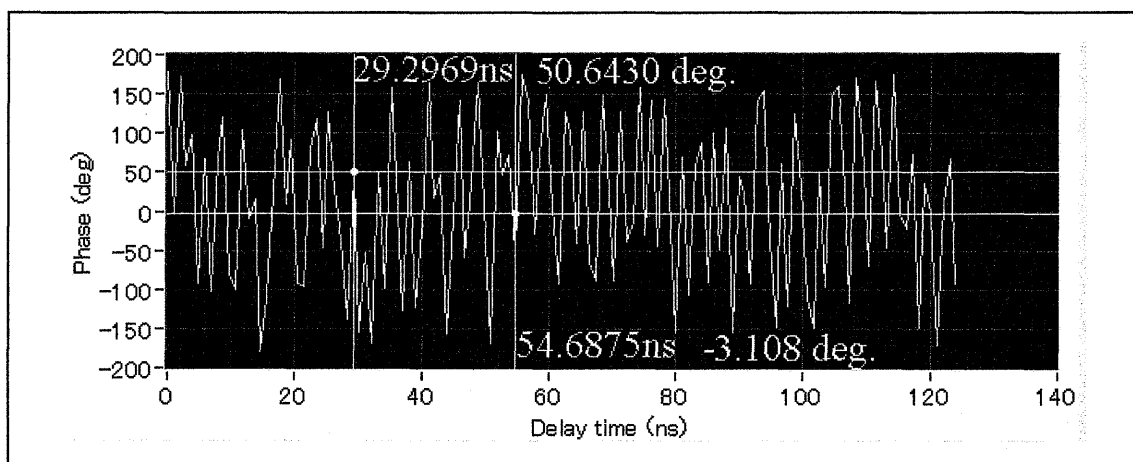


図 4.3.4 塩分濃度 0.5%, アンテナ 16 番の位相

振幅再構成画像において，ボラス内に置かれた直径 38mm と 50mm のファントムの分離状態を画像評価すると塩分濃度 0.2% のときに，最も分離が良い。塩分濃度が高くなるに連れて，2つのファントム間の画像雑音が増える。測定限界点を越えた塩分濃度 1.0% では，強い画像雑音を発生する。ファントム周辺の画像には，伝播に伴う

反射波や回折波の影響が表れる。最も影響が少ない塩分濃度は 0.5% から 0.6% である。ファントム間の画像雑音は塩分濃度 0.6% の方が強く表れる。ファントム間の画像雑音とファントム周辺画像から判定すると、実験に使用した純水ファントムでは、塩分濃度 0.5% が最も撮像に適した塩分濃度と考えられる。塩分濃度は、生体ファントムのように複雑な組織構成のファントムを対象物とする場合には、より適切な塩分濃度を探ることが正確な撮像を可能とする。位相再構成画像において、塩分濃度 0.2% はファントム間の画像雑音は非常に大きく、振幅再構成画像とは相反する。2 つのファントム間の分離が最も良い塩分濃度は 0.4% となる。塩分濃度 0.5% になると、画像再構成化に使用する時間領域フィルタが HPF では、画像再構成化が不可能である。時間領域フィルタを BPF として、希望信号のみを取り出すことで、最良の画質を得ることが可能となる。位相再構成画像(d) (e) に時間領域フィルタの違いによる画像差を示す。また、このとき表れるアンテナ 16 番の復調レベルを図 4.3.3 に示す。この図から大きな成分に注目すると 0ns, 29.2969ns, 54.6875ns の時間領域成分が見られる。0ns は、主にミキサの R.F. port と L.O. port 間の漏れと LPF 等の直流成分のバランスずれによるものと考えられる。0ns の時間領域成分は HPF により除去されるので、画像的には影響を与えない。時間領域成分の 54.6875ns は画像再構成化に必要な希望信号であるが、29.2969ns の時間領域成分の方が僅かに、 $22.6\mu\text{Vrms}$ ほど大きな値を示す。この状態で最大値検出による再構成法を行うと、29.2969ns の時間領域成分を検出することになる。しかしながら、希望信号と不要信号の振幅成分の差が少ないことから振幅再構成画像には、大きな影響を与えない。図 4.3.4 に示す位相値に注目すると、不要信号の 29.2969ns と希望信号の 54.6875ns の位相差は、53.75 度と大きく変化する。位相画像再構成化を可能とする塩分濃度範囲を狭

くする理由でもある。結果，位相画像再構成化が可能な塩分濃度は0.6%までとなる。

4.4 円柱形生体ファントムの撮像（受信雑音成分を測定データから除去）

受信装置内で発生した不要信号（Txoff-background 側）をファントムを置かない受信信号（Background 側），ファントムを置いた受信信号（Phantom 側）の測定データからあらかじめ除去することで，時間領域フィルタを使わずに画像再構成化に必要な信号成分のみを抽出し，正確な画像再構成化を可能にする。撮像実験として，図 4.4.1 に示す生体ファントムを使用した。(a)は生体ファントムの配置を示し，(b) (c)に皮膚，腫瘍の 2 層からなる生体ファントムを示す。表 4.4.1 に各組織の非誘電率と導電率を示す。実験はポーラス塩分濃度 0.57%，温度 32 度で行った。

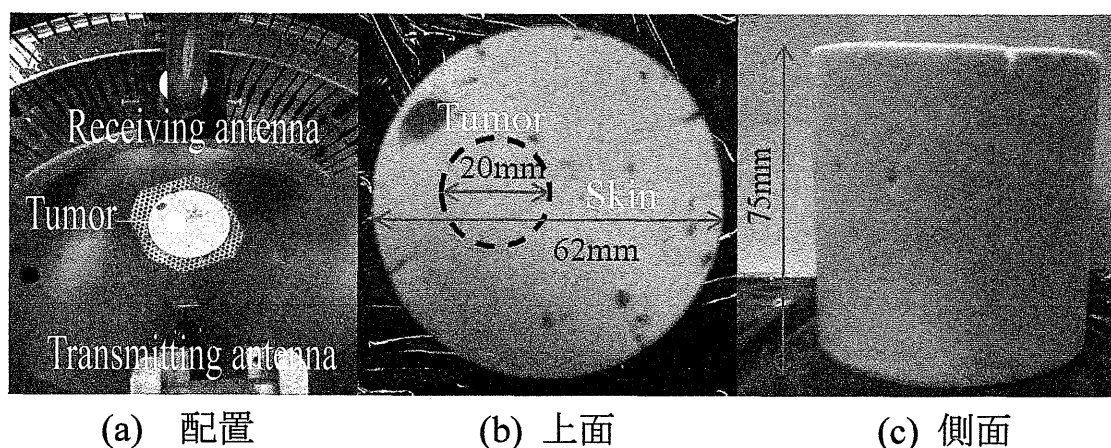


図 4.4.1 円柱形生体ファントム

表 4.4.1 円柱形生体ファントムの電気的特性

| Cell | Relative permittivity | Conductivity [S/m] |
|-------|-----------------------|--------------------|
| Tumor | 53.6 | 1.48 |
| Skin | 44.8 | 1.63 |

図 4.4.2 に不要信号成分を含んだ Background 側の時間領域信号成分を示す。主に 0, 29.2969, 54.6875ns 成分が表れる。この内、受信アンテナ番号の動きに従って変動する 54.6875ns の時間領域成分周辺が希望信号となり他の信号は不要信号成分と判る。図 4.4.3 に不要信号を除去した True-background 側の時間領域成分を示す。図 4.4.4 に Phantom 側の時間領域成分を示し、不要信号を除去した True-phantom 側の時間領域成分を図 4.4.5 に示す。True-background 側と True-phantom 側の配列データから振幅、位相ともに画像再構成化を行う。

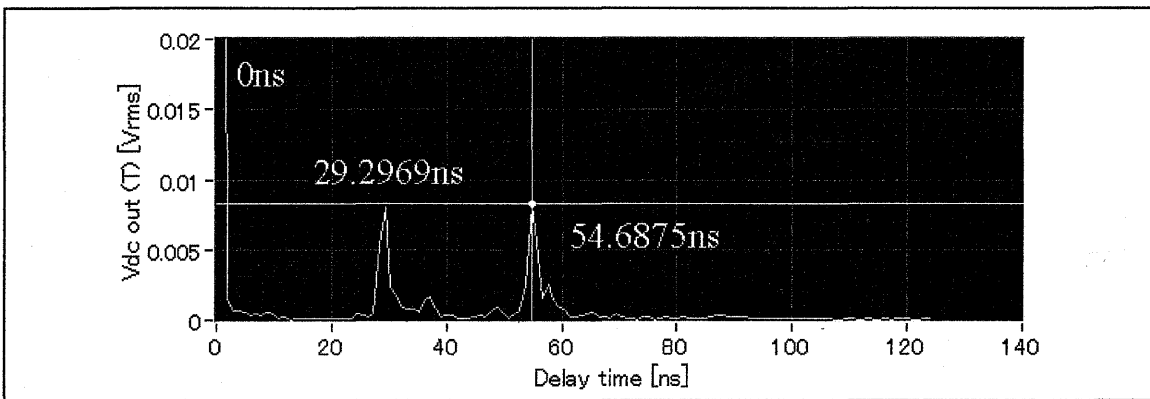


図 4.4.2 時間領域成分 (Background 側)

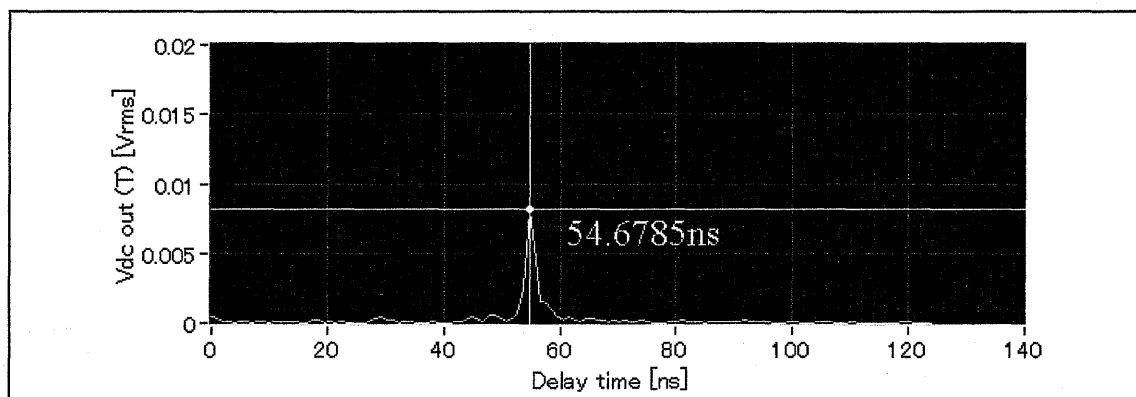


図 4.4.3 時間領域成分 (True-background 側)

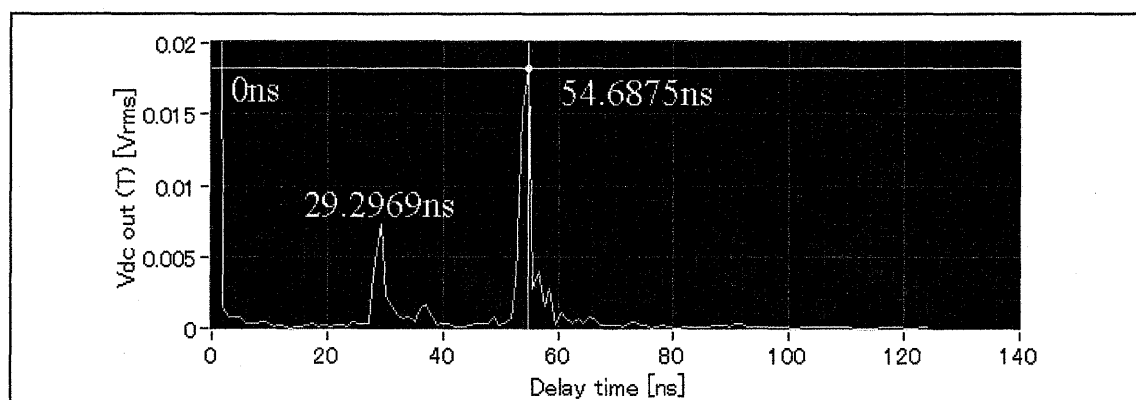


図 4.4.4 時間領域成分 (Phantom 側)

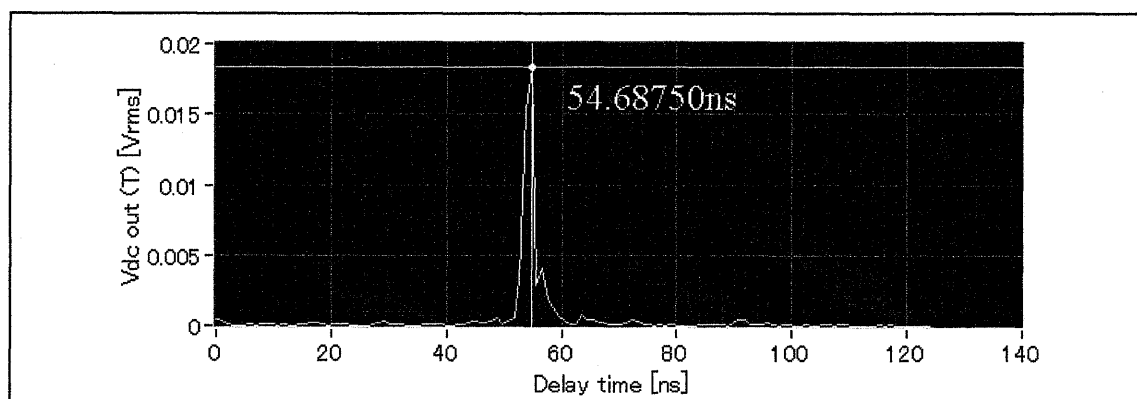


図 4.4.5 時間領域成分 (True-phantom)

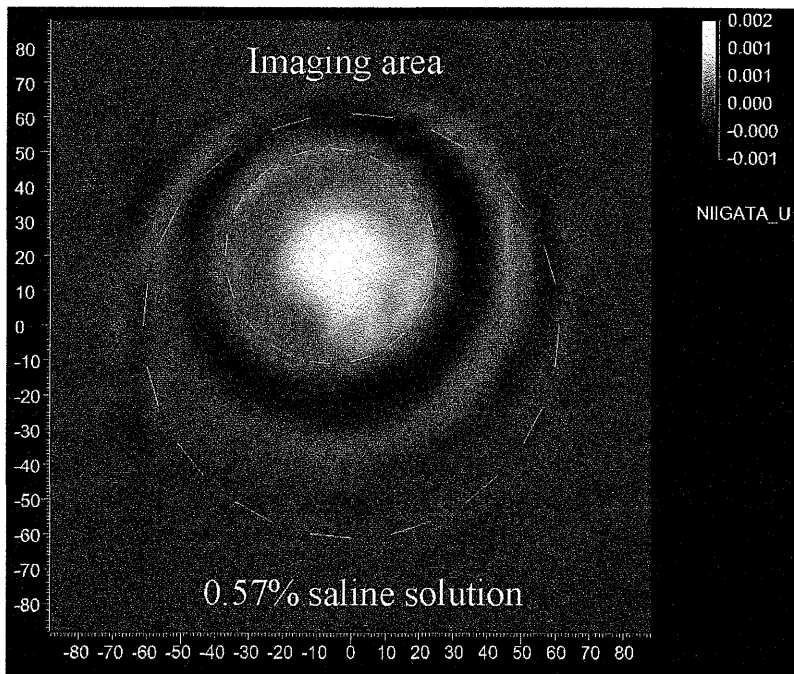


図 4.4.6 振幅再構成画像

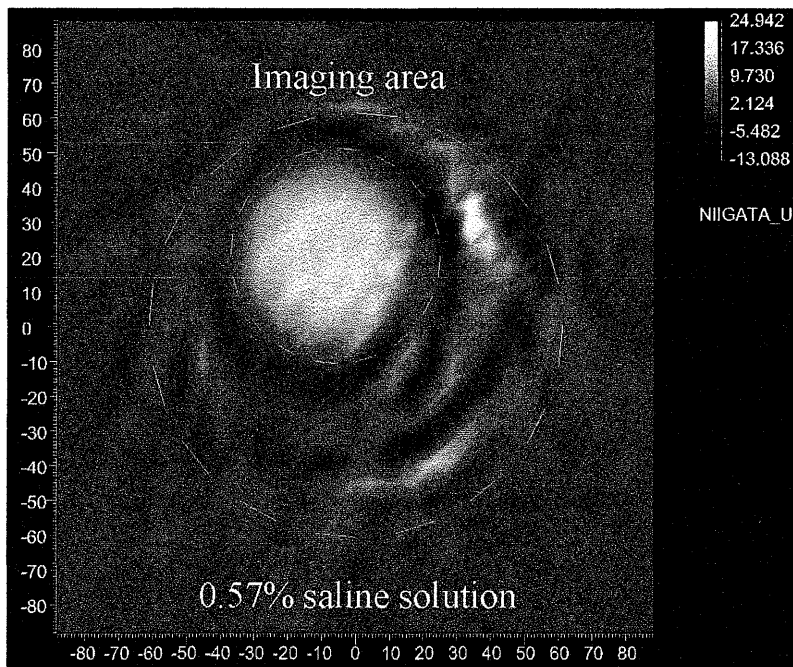


図 4.4.7 位相再構成画像

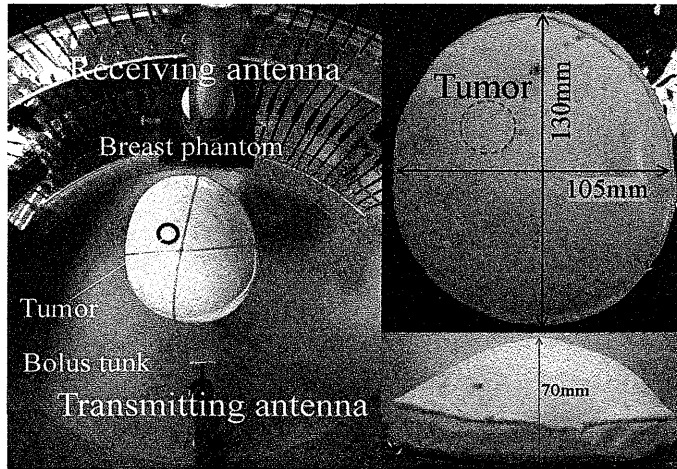
図 4.4.6 に振幅再構成画像を示し, 図 4.4.7 に位相再構成画像を示す。振幅再構成画像では, 生体ファントムの皮膚組織と腫瘍組織を鮮明に表した。しかしながら, 位相再構成画像では, 皮膚組織は表すが, 腫瘍組織は微かに表す程度で皮膚組織と腫瘍組織の判別は困難であった。

4.5 円柱腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像

円柱腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像を行う。乳房ファントムは腫瘍, 皮膚, 筋肉, 脂肪の 4 組織から構成する。乳房ファントムの内部は円柱形状の腫瘍部周辺を低誘電率, 低損失の脂肪で覆う構造となる。脂肪中に配置された腫瘍部を撮像する。表 4.5.1 に円柱腫瘍を持つ乳房ファントムの電気的特性を示す。図 4.5.1 の(a)にボースタンク内の配置を示し, (b)に乳房ファントムを示す。また, 図 4.5.2 に乳房ファントムの構造図を示す。実験はボース塩分濃度 0.57%, 温度 27 度で行った。

表 4.5.1 円柱腫瘍を持つ乳房ファントムの電気的特性

| Cell | Relative permittivity | Conductivity [S/m] |
|-----------|-----------------------|--------------------|
| Tumor | 53.6 | 1.48 |
| Skin | 44.8 | 1.63 |
| Muscle | 50.3 | 1.73 |
| Brest fat | 5.30 | 0.13 |



(a) 配置 (b) 上側面

図 4.5.1 円柱腫瘍部を持つ乳房ファントム

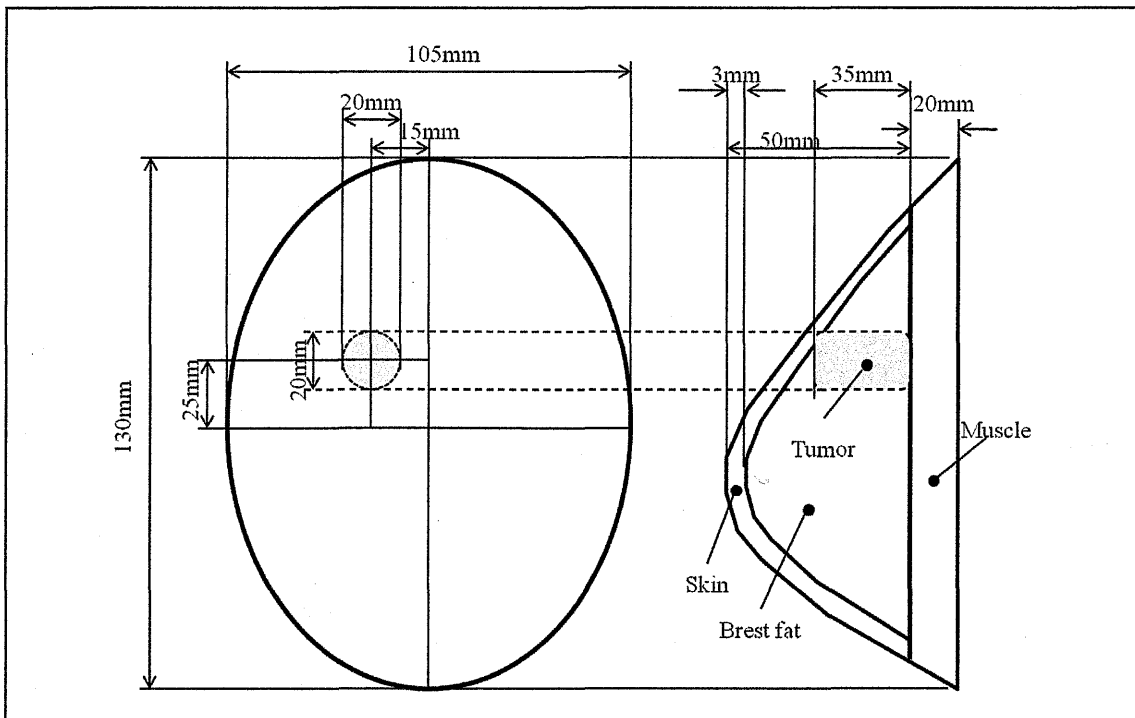


図 4.5.2 乳房ファントムの構造

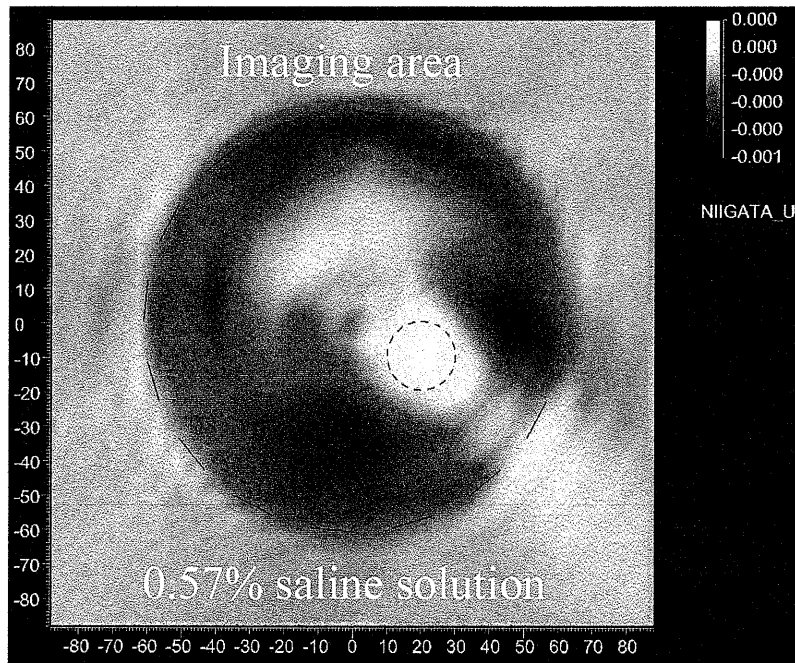


図 4.5.3 振幅再構成画像

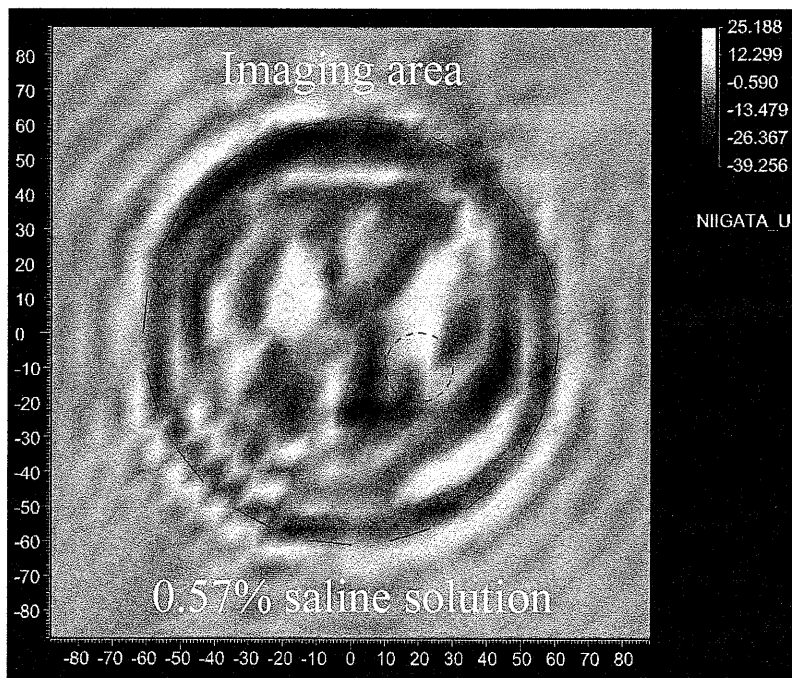


図 4.5.4 位相再構成画像

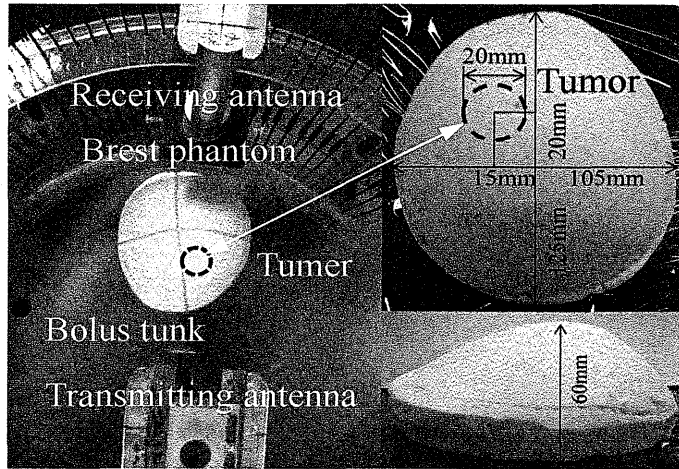
画像再構成化には、時間領域 BPF を設定した。Background 側の設定を 54.6875ns の時間とし、Phantom 側の設定を 51.7578ns から 57.6172ns の時間領域とした。帯域幅は 5.8594ns と広めな設定とした。帯域幅は乳房ファントムの時間領域成分を解析して、54.6775ns の時間領域成分の周辺が広範囲に変動することから決めた。振幅再構成画像は脂肪部と腫瘍部を表した。筋肉部は僅かながら、画像上から判定する限り腫瘍の斜め右外側に見られる。位相再構成画像を図 4.5.4 に示したが、腫瘍部の周辺に僅かな変化が見られる画像となった。

4.6 球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像

球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの撮像を行う。乳房ファントムの電気的特性は円柱腫瘍部を持つ乳房ファントムと同じ値とする。球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの組織部も同様に、腫瘍、皮膚、筋肉、脂肪の4組織から構成する。球状腫瘍を持つ乳房ファントムと円柱腫瘍を持つファントムとでは、腫瘍部の撮像位置を時計方向に180度回転し配置する。この乳房ファントムの画像位置の違いは、球状腫瘍の撮像精度を確認するために行う。表4.6.1に球状腫瘍を持つ乳房ファントムの電気的特性を示す。図4.6.1の(a)にボースタンク内の乳房ファントムの配置を示し、(b)に乳房ファントムを示す。また、図4.6.2に乳房ファントムの構造図を示す。実験はボース塩分濃度0.57%、温度32度で行った。

表 4.6.1 球状腫瘍を持つ乳房ファントムの電気的特性

| Cell | Relative permittivity | Conductivity [S/m] |
|-----------|-----------------------|--------------------|
| Tumor | 53.6 | 1.48 |
| Skin | 44.8 | 1.63 |
| Muscle | 50.3 | 1.73 |
| Brest fat | 5.30 | 0.13 |



(a) 配置

(b) 上側面

図 4.6.1 球状腫瘍部を持つ乳房ファントム

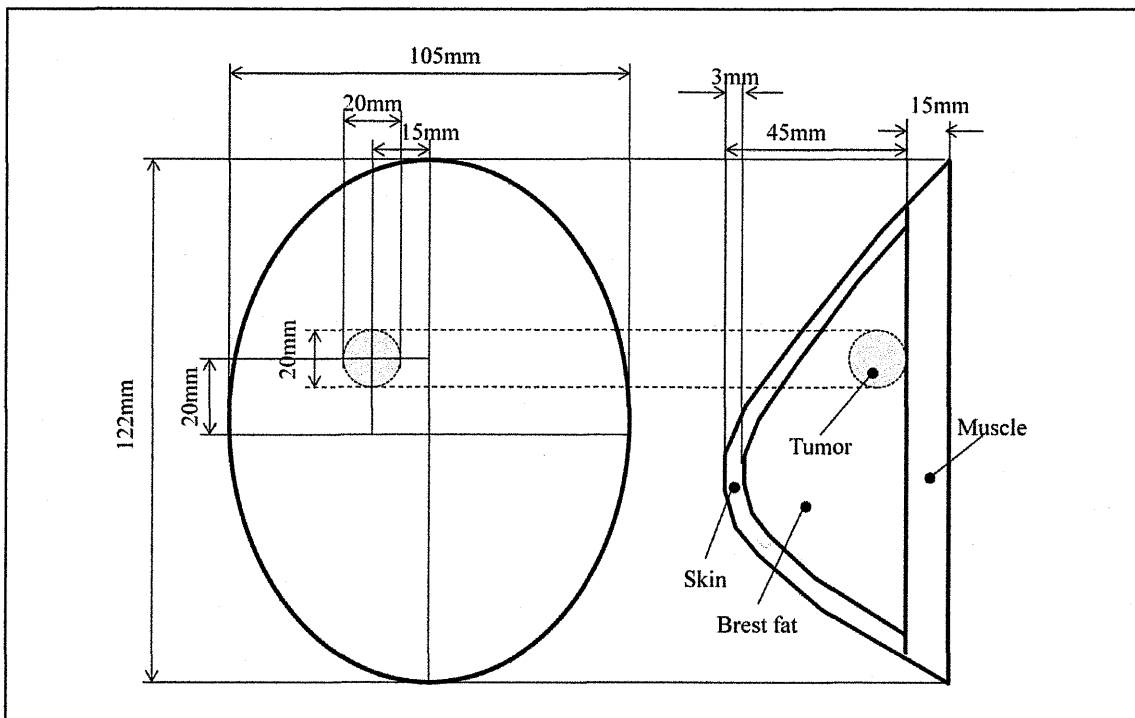


図 4.6.2 乳房ファントムの構造

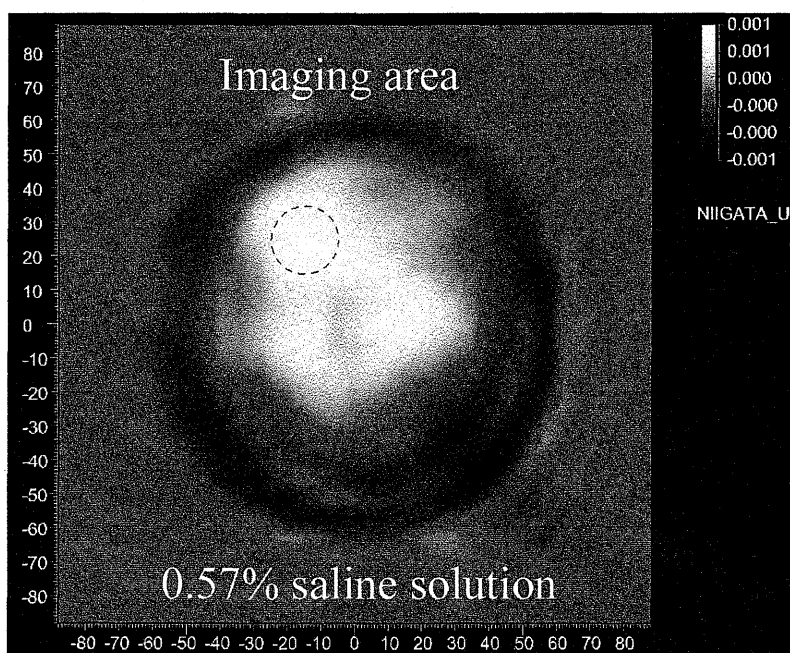


図 4.6.3 振幅再構成画像

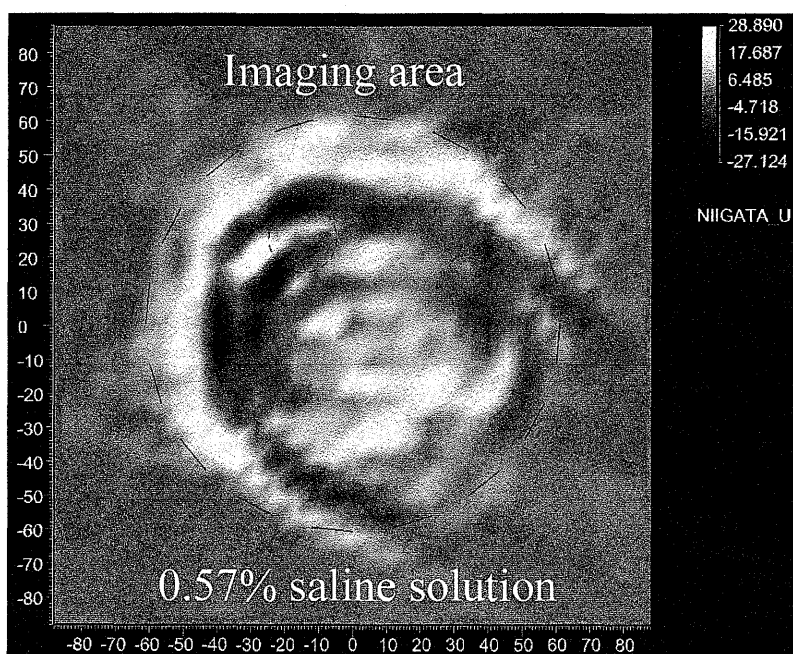


図 4.6.4 位相再構成画像

画像再構成化には、時間領域 BPF を設定する。BPF の設定は円柱腫瘍を持つ乳房ファントムの撮像と同じ設定値とする。振幅再構成画像は球状腫瘍部を表したが鮮明ではない。しかしながら、脂肪部と筋肉部の分離状態は円柱腫瘍より鮮明である。腫瘍部が球状であるために、組織部が小さく腫瘍部としては、表れにくい。このことが脂肪部と筋肉部の画像を捕らえ易くしたものと考える。位相再構成画像を図 4.6.4 に示し、腫瘍部を捕らえない結果となった。

4.7 特定時間領域成分からの再構成画像 (4.6 に適応)

4.6 項の球状腫瘍部を持つ乳房ファントムの鮮明な腫瘍部の画像化を目的に、ロックインアンプ[30][31]の原理を応用した特定時間領域成分による振幅画像再構成化を行う。球状腫瘍部を持つ特定時間領域成分を信号解析により探し出し、画像再構成化を試みる。52.7344ns, 53.7109ns, 54.6875ns の 3 つの時間領域成分について、画像再構成化を行う。図 4.7.1 から図 4.7.3 に 52.7344ns から 54.6875ns の時間領域成分による振幅再構成画像を示す。

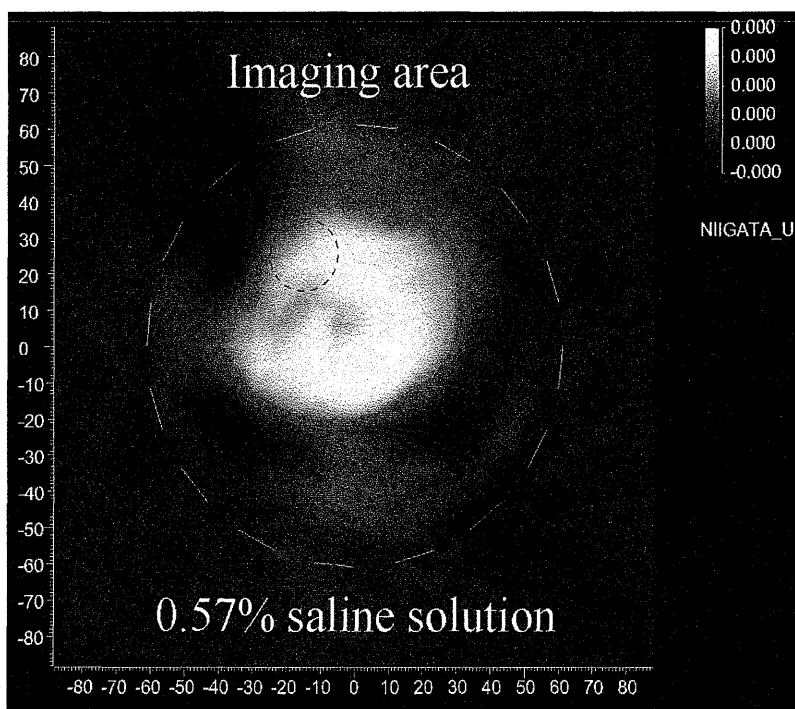


図 4.7.1 52.7344ns の時間領域成分の再構成画像

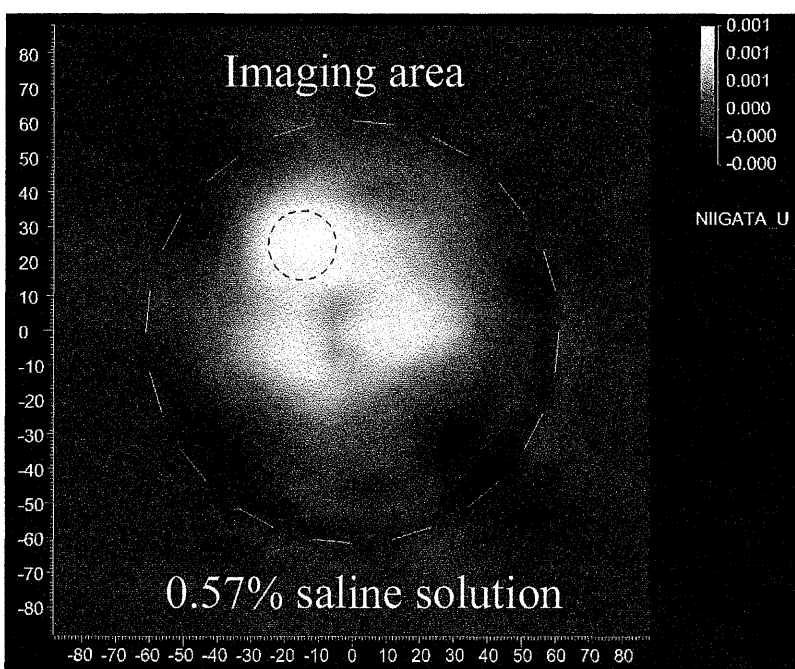


図 4.7.2 53.7109ns の時間領域成分の再構成画像

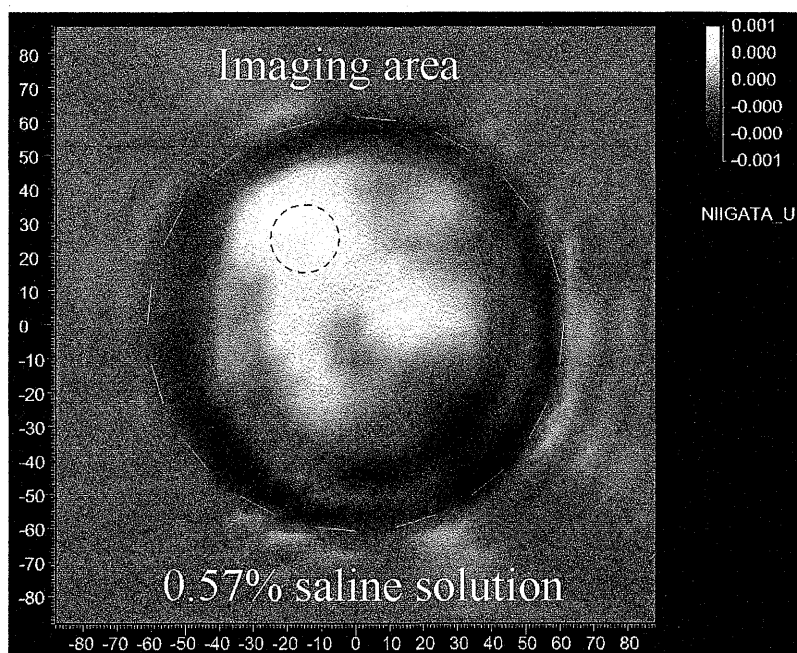
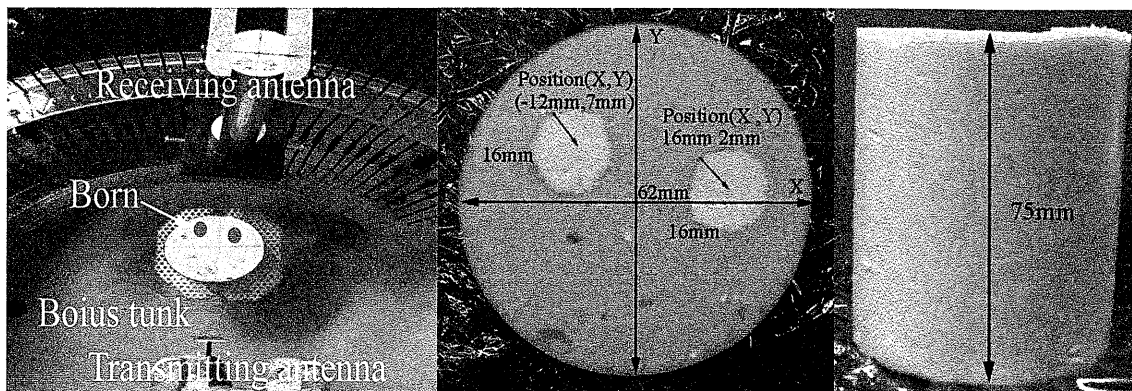


図 4.7.3 54.6875ns の時間領域成分の再構成画像

時間領域成分 52.7344ns, 53.7109ns, 54.6875ns の 3 種類の振幅再構成画像を比較すると明らかに、図 4.7.3 に示す 54.6875ns の時間領域成分による振幅再構成画像が腫瘍部を鮮明に表す。図 4.6.3 に示す振幅再構成画像と比較しても明白である。この特定時間領域成分による再構成法は、雑音に埋もれた受信信号を拾いあげる。反面、特定の時間領域成分による画像再構成は乳房ファントムの全体像を捕らえるには、不正確な画像となり得ると考える。

4.8 前腕ファントムの撮像

前腕ファントムは骨と筋肉の2組織から構成する。直径62mmの前腕には、直径16mmの2本の骨を持つが、比誘電率16.4、導電率 $=0.435\text{s/m}$ 、ともに数値が低く、低損失媒体となる。低損失媒体の撮像は散乱波の影響を受け、画像再構成化はとても難しい。新たに、前腕の撮像実験では、受信信号のS/Nを上げるためにボース塩分濃度を0.2%に選んだ。塩分濃度と画像雑音の関係は図4.3.1に塩分濃度における振幅再構成画像に示す。また、測定値の分解能を上げるために、測定周波数は1500MHzから3900MHzまでの2400MHz幅を使用し、4MHzごとに600点の測定を行う。通常の実験では、測定周波数は2000MHzから3000MHzを4MHzごとに256点の測定を行う。さらに、ゲート時間機能を用いて、1500MHzから3900MHzまでの全帯域による画像再構成化のほか、1500MHzから2500MHz、2000MHzから3000MHz、2500MHzから3900MHz、の4帯域について振幅画像再構成化を行う。測定値の分解能は帯域幅の逆数となり、帯域ごとに異なる。図4.8.1に前腕ファントムを示し、表4.8.1に前腕ファントムの電気的特性を示す。図4.8.2から図4.8.6に帯域ごとの振幅再構成画像を示す。図4.8.5はFFT処理の窓関数を低サイドロブに変えて、画像上の変化を試みた。時間領域フィルタはHPFに設定し、カットオフ時間を35nsに設定する。解析による、29ns付近の時間領域成分に発生する不要成分を除去し、画像再構成化を行う。実験はボースの温度は32度で行った。



(a) 配置

(b) 上面

(c) 側面

図 4.8.1 前腕ファントム

表 4.8.1 前腕ファントムの電気的特性

| Cell | Relative permittivity | Conductivity [S/m] |
|--------|-----------------------|--------------------|
| Born | 16.4 | 0.435 |
| Muscle | 50.3 | 1.73 |

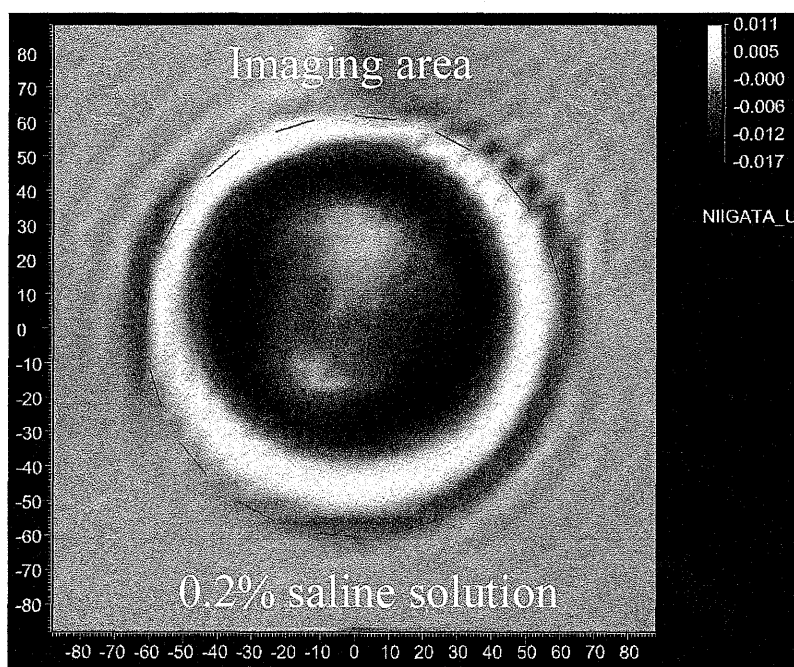


図 4.8.2 1500MHz から 3900MHz

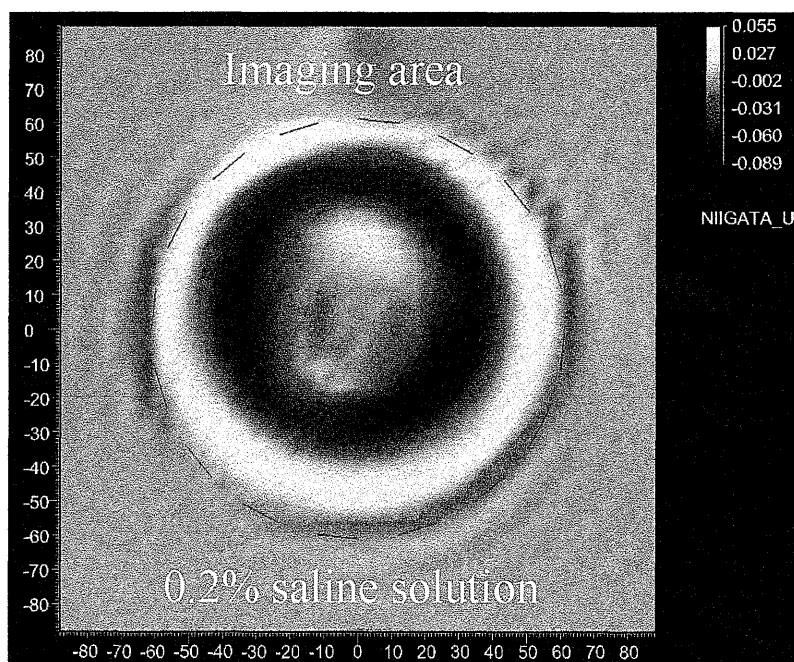


図 4.8.3 1500MHz から 2500MHz

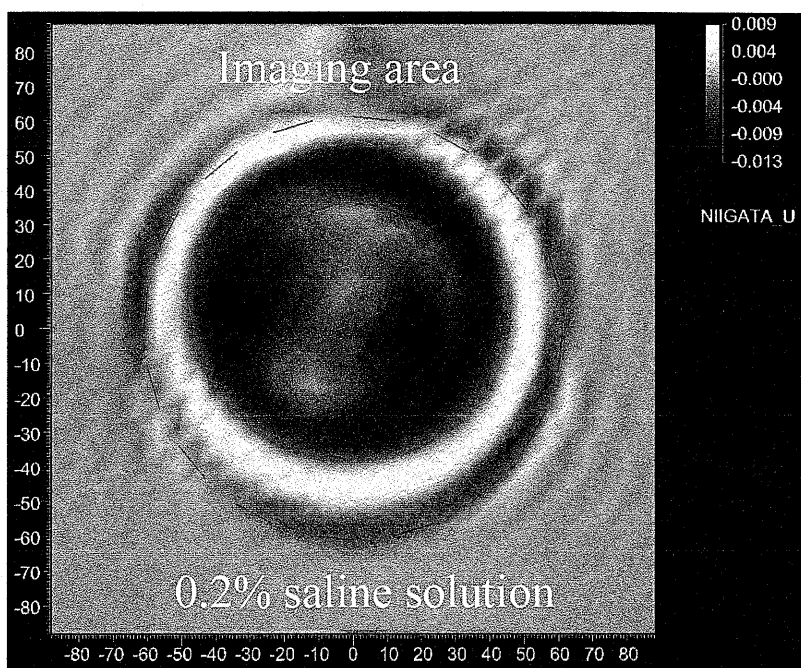


図 4.8.4 2000MHz から 3000MHz

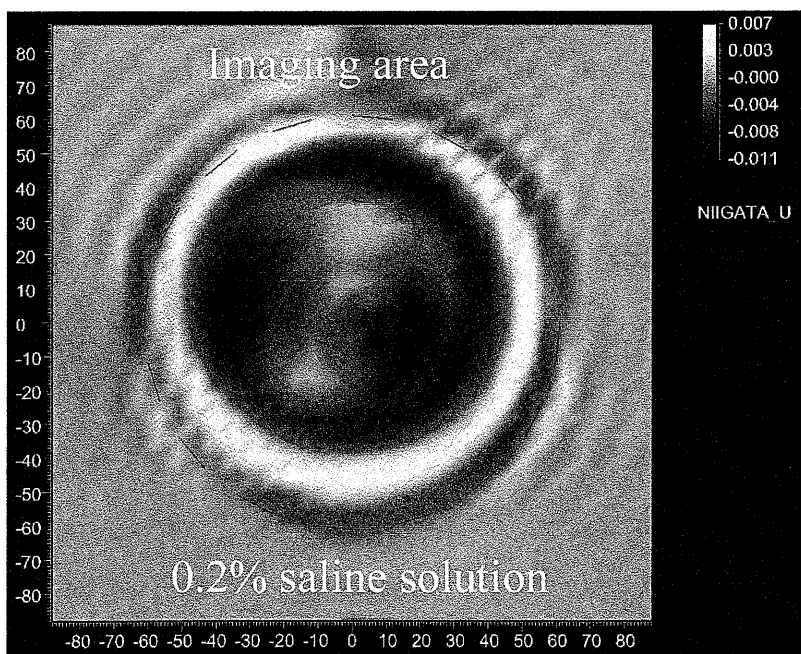


図 4.8.5 2000MHz から 3000MHz (低サイドロブ)

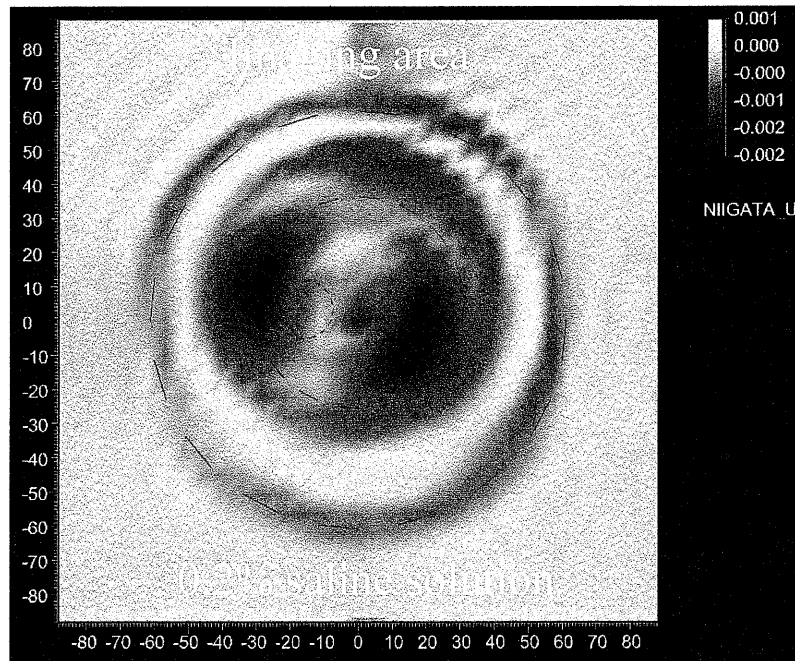


図 4.8.6 2500MHz から 3900MHz

図 4.8.2 に示す 1500MHz から 3900MHz, 帯域幅 2400MHz, 分解能 0.416647ns が最も高分解能を有する。図 4.8.3 から図 4.8.5 までの測定では, 帯域幅 1000MHz とした。分解能は 1ns となる。筋肉部を正確に捕らえた画像は図 4.8.3 に示す 1500MHz から 2500MHz が良く, 次に図 4.8.2 に示す 1500MHz から 3900MHz となる。他の画像では, 筋肉部を正確に捕らえていない。骨の部分の撮像は, 骨の直径が小さいために黒色に近づく, このことは円柱形純水ファントムの実験においても, 直径が小さくなるに従って, 白色から黒色に変化して行くことを確認している。骨の部分に相当する黒色に注目すると, 図 4.8.4 と図 4.8.5 が良いと考える。図 4.8.5 は FFT 処理の窓関数を低サイドロブで画像再構成化を行った。図 4.8.5 に示す 2000MHz から 3000MHz (低サイドロブ) が最も 2 本の骨を捕らえていると考える。骨と筋肉を含めた画像として考えると, 図 4.8.3 に示す 1500MHz か

ら 2500MHz の画像が良いと考える。図 4.8.6 に示す 2500MHz から 3900MHz では、骨の部分は僅かに表れているが、筋肉は判定出来ない再構成画像である。3000MHz から 3900MHz の帯域では、受信信号レベルの低下により S/N が大きく低下する。有効周波数範囲は 2500MHz から 3000MHz の 500MHz 以下であると考えられる。

5章 結果の検討

5.1 受信ダイナミックレンジ特性と塩分濃度

受信ダイナミックレンジ特性はミキサの 1dB コンプレッションレベル (1dBcomp.) が大きく影響する結果となった。ミキサには、ダブルバランス型ミキサ (DBM) を使用した。ミキサの 1dBcomp.が高いものに交換することで、受信ダイナミックレンジ特性はさらに、高入力レベルの方向に改善が図れる。しかしながら、1dBcomp.が高いミキサは損失が大きくなり受信システム利得の低下を招く。図 4.2.2 に塩分濃度と復調信号レベルとの関係を示した。ポーラス塩分濃度が低いほど、ポーラスタンク内を伝播するマイクロ波の反射波や回折波の影響を受ける。実際、撮像で使用される低塩分濃度は 0.2%程度である。塩分濃度 0.2%は図 4.2.2 の塩分濃度と復調信号レベルの関係から -73dBm となる。この濃度下で撮像を考える場合、-73dB \pm 20dB, -53dBm から-93dBm の範囲が撮像に必要な範囲と考える。撮像に必要な範囲はファントムにより大きく変わるが、経験値として、高画質を求めるのであれば、40dB は必要と考える。本論文の利得配分型構成では、図 4.1.1 の受信ダイナミックレンジ特性に示したように、この範囲を十分に満たす。高周波増幅器 2 段型構成の場合に、同じ見方をすると、1dBcomp.= -65dBm から、-85dBm \pm 20dB, -65dBm から-105dBm となる。-85dBm は低塩分濃度 0.38%に相当する。塩分濃度 0.6%は撮像に良く使用する濃度である。この数値は、解析による最適点 (0.57%) と実際の撮像による最適点 0.6%とほぼ、一致する。このとき、信号レベルは-96dBm に低下する。同様に 40dB の幅をもとめると、-76dBm から-116dBm の範囲になる。高周波増幅

器 2 段構成では，限界測定点が -107dBm となり 9dB 不足する。利得配分型構成の場合には， 1dB の不足，ほぼ，満たす結果となる。受信ダイナミックレンジ特性の改善は低入力レベルの特性改善が重要となる。図 4.2.2 に示す関係から塩分濃度 0.9% の場合には，高周波入力信号レベルは -115dBm にまで低下する。この信号レベルは，非常に微弱な信号レベルであり本装置の測定限界レベルとなる。結果，塩分濃度 0.6% までは，正確な撮像が可能と考える。

5.2 時間領域フィルタによる画像改善効果

塩分濃度と復調信号レベルとの関係を図 4.2.2 に示した。ポーラス塩分濃度の減衰量に対して，減衰量が低いファントムでは，復調信号レベルが上昇する。この場合，塩分濃度 0.9% までの撮像が可能となる。塩分濃度 0.9% のときに，復調信号レベルは -66dBVrms ， $501\mu\text{Vrms}$ の低信号レベルに達する。DC-MCT 装置のミキサから最大出力信号 125mVrms が発生する。PC 内の A/D コンバータに到達する間に外部雑音の影響を受ける。仮に，FFT 処理を掛けずに測定信号の最大値から画像再構成化を行うと信号そのものに不要な雑音成分が含まれ S/N の低下による画像雑音の発生は避けられない。FFT 処理により時間領域成分に変換されることで，超狭帯域フィルタを通過したような改善効果をもたらす。この改善効果が，塩分濃度 0.9% の低信号レベルを捕らえ，画像再構成化を可能とする理由である。FFT 処理による効果は，CP-MCT の原理から受け継いでいる。また，時間領域フィルタの効果は，FFT 処理で分解された信号成分の内，必要な成分のみを抽出する。超狭帯域フィルタに僅かな帯域幅を持たせたものに相当する。特定時間領域成分のみを抽出する画像再構成

法は、この超狭帯域フィルタの帯域幅を最小値としたことに相当し、最低限界レベルまで測定を可能にする。4.3 項の塩分濃度の違いによる画像再構成化で、塩分濃度 0.2%から 0.4%までは、HPF により振幅、位相ともに、画像再構成化が可能であったが、塩分濃度 0.5%を境に HPF から BPF に変更した。これは、信号の S/N 低下、つまり、不要信号成分値が希望信号成分値に極めて近い値、もしくは、不要信号成分値の方が希望信号成分値よりも大きくなったことからフィルタを変更したものである。FFT 処理を行わない場合には、希望信号成分は雑音下に潜り込みことになる。この場合には、再構成画像は得られないと考える。

5.3 位相再構成化と群遅延時間の影響

画像再構成法は復調信号成分の最大値を検出することによって行う。位相画像再構成化は振幅の最大値をもたらす時間領域成分の位相値を求め画像再構成化を行う。図 4.3.2 に塩分濃度による位相再構成画像を示した。塩分濃度 0.7%以上では、位相画像再構成化は不可能である。図 4.3.3 に塩分濃度 0.5%、アンテナ 16 番の振幅の時間領域成分を示した。不要信号と希望信号のレベル差が僅な場合、振幅の最大値検出に誤りが生じる。振幅誤差は僅かな差であり振幅画像再構成化には大きな影響を与えない。しかしながら、位相では、取り違えた振幅の最大値を与える時間領域成分より位相値を求める。このことは、大きな誤差につながり、位相再構成画像に大きな影響を与える。3.5 の装置回路解析と設計で、群遅延時間特性について検討した。群遅延時間の変動が位相誤差に影響を与え、位相再構成画像を乱す要因になる。使用した高周波増幅器では、1 段で 7.19 度の

誤差を生じる。装置には、ミキサやケーブル等による不確定要素が含まれ大きな群遅延時間の変動は避けられない。位相画像再構成化は振幅画像再構成化が正確に出来ない場合には、信頼出来る画像再構成化に至らない。逆に、位相画像再構成化が可能な場合には、精度の高い振幅画像再構成化を可能とする。位相再構成画像上のスケールリングは角度を示す。+180度を白色として、-180度を黒色として表示する。振幅の最大値から位相値を求めることから信号強度として、換算評価出来ると考えられる。図 4.3.2 に示した位相再構成画像では、ファントムの形状が 50mm のものは、画像中心付近が黒色で示され、位相値がマイナス方向にあることを意味する。形状の大きな対象物を撮像するには、適さないと考える。

5.4 受信雑音成分を測定データから除去

受信復調電圧には、装置内の回路から発生した雑音成分や外部雑音成分が含まれることに注目をした。この不要な信号成分を測定データから排除することで、雑音成分の無い測定値になる。この方法により時間領域フィルタを使うことなく、最大値検出による画像再構成化を可能とした。測定工程では、送信機を停止した状態で、受信復調電圧を測定する必要がある。したがって、測定工程が 1 工程、増える欠点を持つが、ファントムを撮像する時間が増える訳ではないので、仮に、生体を撮像する場合でも生体に負担をかけることは無いと考える。実験では円柱形生体ファントムの撮像を行った。不要信号を除去した時間領域成分は図 4.4.3 と図 4.4.5 に示した。図 4.4.6 に振幅再構成画像を示し、図 4.4.7 に位相再構成画像を示した。振幅再構成画像では、腫瘍部を表したが、位相再構成画像の場合には、

僅かに腫瘍部を表した。位相測定は、 -180 度から $+180$ 度で表現される。 -180 度と $+180$ 度間の不連続な急峻な変化と 180 度間の狭い角度表現に加えて、群遅延時間による位相誤差が加わる。生体腫瘍部の画像再構成化には、測定精度が要求される。位相画像再構成化で、十分な画像再現性を求めるには、新たな装置の位相校正方法と位相画像再構成方法の開発が必要不可欠であると考ええる。

5.5 生体ファントムの撮像

(a) 乳房ファントムの撮像

乳房ファントムは 4 組織から構成される。測定データから時間領域成分の変動幅を解析すると広範囲な時間領域変動が見られる。時間領域フィルタの設定が正確な画像再構成化を実現する。組織が複雑になるほど、時間領域成分の変動幅が広がりを見せる。このことから察すると、信号処理方法として、受信雑音成分を測定データから除去する方法と時間領域フィルタによる解析的方法の組み合わせが良いと考える。

(b) 特定時間領域からの再構成法

球状腫瘍を持つ乳房ファントムの撮像画像で、腫瘍部に焦点をあて、画像再構成化を行った。マイクロ波の伝播に X 線と同様な直線伝播性を求めることは不可能である。マイクロ波の伝播を束として考えると、特定時間領域からの画像再構成法は腫瘍部を含む束を解析により見つけ出す考えに基づいた手法である。

図 4.7.1 から図 4.7.3 に 0.9765ns ごとの再構成画像を示したが、FFT 処理の分解能が高いほど、腫瘍部をより鮮明に捕らえる特定時間領

域成分が含まれると考える。

(c) ゲートタイム機能を使った撮像

ゲートタイム機能は測定データ列から任意の範囲を選択して、画像再構成化を行う機能である。選択した範囲が狭い場合には、分解能の低下を招く。このことから、広範囲な測定データを必要とする。特定な周波数範囲から画像再構成化がなされる利点は大きいと考える。改良型 CP-MCT と DC-MCT には、この機能を搭載した。

前腕ファントムの撮像は広範囲な測定周波数とゲートタイム機能により画像再構成化を行った。画像分解能は測定周波数が高い方が良く考え、図 4.8.6 に 2500MHz から 3900MHz の再構成画像を示したが、S/N が取れない再構成画像となった。筋肉部を示す良い再構成画像は図 4.8.3 の 1500MHz から 2500MHz であり骨の部分は、図 4.8.4 と図 4.8.5 に示す 2000MHz から 3000MHz となった。周波数 2000MHz から 3000MHz は CT 内のアンテナ帯域特性に一致する。

FFT 処理の窓関数を変えることは時間領域成分の形、メインロブ（信号成分）とサイドロブ（他の成分）のバランスを変えることが可能となる。サイドロブの動きは窓関数の動きに相当する。窓関数を変えて、画像再構成化を行ったが、期待するほどには、大きな変化は表れない結果となった。窓関数の中で、通常良く使用されるハニングより緩やかな時間窓関数とは言えないが、低サイドロブを使用した。僅かではあるが、画像改善効果的が見られた。他の窓関数も試したが画像改善効果は見られない。分離性はハニングよりも低サイドロブの方が僅かに良い。メインロブの広がりを抑えた効果が画像にも表れたと考える。

5.6 DC-MCT 装置と信号処理方法の意義

DC-MCT は復調直流電圧を用いた時間領域測定法によって、時間分離された信号から送受信間を伝播する最短伝播路を決定し、画像再構成化を行うマイクロ波 CT 装置である。この方式は、CP-MCT の第 2 世代のマイクロ波 CT に相当する。信号源の位相雑音低減化と位相同期化により受信復調電圧に発生する内部雑音を減らし、高塩分濃度下でも撮像を可能とした。また、受信構成に注目をし、利得配分型に改良することで、受信ダイナミックレンジ特性の大幅な改善を図った。結果、受信ダイナミックレンジ特性は 72dB まで拡大した。測定される信号には、不要信号が多く含まれる。この不要信号を除去することにより再構成画像の大幅な画像改善効果をもたらす。画像改善化には、信号処理方法を開発した。信号処理方法として、時間領域フィルタによる方法、測定信号から受信雑音を除去する方法、特定時間領域からの再構成法、ゲート時間機能による再構成法を考案した。これらの信号処理方法を DC-MCT 装置の機能として、取り込むことで、乳房ファントムの球状腫瘍部の撮像を可能とした。この信号処理方法は、CP-MCT についても適応することが可能である。

臨床的な生体撮像を目指すマイクロ波 CT に大きく貢献した技術的意義は大きいと考える。

6章 結論

生体撮像を目的とするマイクロ波 CT には、受信ダイナミックレンジ特性の改善が必要不可欠であると言う着眼点から本研究を始めた。信号源の低雑音化と位相同期化を達成するために、新しい撮像方式として、受信復調直流電圧から画像再構成化を可能とする DC-MCT を開発した。受信システムの利得配分を高周波段と低周波段に分離した利得配分型とすることで、受信ダイナミックレンジ特性の大幅な改善がなされ、受信システム利得の調整なしで対象物の撮像を可能とした。また、復調信号成分には、不要信号が多く含まれることに焦点をあて、不要信号と希望信号を分離する信号処理方法を確立した。これにより、生体撮像の可能性を大きく具体的な物とした。

CP-MCT は、アナログ掃引信号による高速化を追求した第 1 世代のマイクロ波 CT である。DC-MCT は、その基本的な構想を受け継ぎ、デジタル掃引信号により画像雑音を少なくした、第 2 世代のマイクロ波 CT という位置付けになる。DC-MCT で開発した信号処理方法を CP-MCT に用いることで、画像改善効果が得られる。

ここで、生体撮像の大きな課題として、筋活動による活性化領域の可視化を考える。本研究で得られた利得配分型構成と信号処理機能をすでに、高速性を実現している CP-MCT に適応することにより可視化の可能性は高いと考える。この CP-MCT を Advanced CP-MCT と称することにする。

本研究で得られた受信構成ならびに、信号処理方法は画像改善効果をもたらし、マイクロ波 CT の進展に大きく貢献するものと考えられる。今後のマイクロ波 CT の進展に期待する。

7章 おわりに

DC-MCT の高速化を課題として残した。これには、信号源の高速 PLL (Phase Locked Loop) の開発と多チャンネル化を必要とする。小型な装置にするためには、組み込み型のリアルタイム OS の開発も必要となるが、開発に発生する費用と時間を除けば、低価格な装置開発は可能である。長い歳月に渡って、チャープ信号によるマイクロ波 CT の開発が行われてきたが、実装置としての方向性が確立したと考える。

謝辞

本研究の遂行にあたり、懇切なご指導ならびに、ご助言をいただいた宮川 道夫 新潟大学教授に深く感謝致します。

また、終始、実験に携わっていただいた竹内 裕貴氏 (新潟大学工学部福祉人間工学科 4 年)、ファントムの製作に協力をいただいた高橋 輝行氏 (新潟大学大学院自然科学研究科 2 年)、DC-MCT の基礎実験に携わっていただいた佐藤 祐介氏 (新潟大学大学院自然科学研究科 1 年) の 3 名に、感謝するとともに、研究室の各位に感謝致します。

[参考文献]

- [1] J.Ch. Bolomey, A. Izadnegahdar, L. Jofre, Ch. Pichot, G. Peronnet, & M. Solaimani : “Microwave diffraction tomography for biomedical applications”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., Vol.30, No.11, pp.1998-2000 (1982)
- [2] 山浦逸雄 : “マイクロ波アクティブイメージングによる無侵襲温度計測”, 信学技法, MW-85-81, (1985)
- [3] 宮川道夫 : “チャープ信号を利用した生体計測用マイクロ波 CT の試み”, 信学論 D, Vol.J75-D- II , No.8, pp.1447-1454 (1992)
- [4] P.M. Meaney, K.D. Paulsen, A. Hartov, & R.K. Crane : “Microwave imaging for tissue assessment : Initial evaluation in multitarget tissue-equivalent phantoms”, IEEE Trans. Biomed. Eng., Vol.43, pp.879-890 (1996)
- [5] S.Y. Semenov, A.E. Bulyshev, A.E. Souvorov, et al. : “Microwave tomography: Theoretical and experimental investigation of the iteration reconstruction algorithm”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.46, No.2, pp.133-141 (1998)

- [6] M. Miyakawa : “Tomographic measurement of temperature change in phantoms of the human body by chirp rader-type microwave computed tomography”, Med. & Biol. Eng. and Comput.,Vol.31, No.4-S, pp.S31-S36 (1993)
- [7] M. Miyakawa : “マイクロ波による温度イメージング”, Medical Imaging Technology, Vol. 13, No. 5, pp.691-695 (1995)
- [8] 竹中隆, 田中俊幸, ジェシー ジョンソン, 周輝 : “マイクロ波トモグラフィによる乳がんの検出法”, 平成 19 年電気学会電子・情報・システム部門大会公演論文, TC7-4, pp.186-191 (2007)
- [9] 宮崎康彰, 五十嵐祐之, 渡邊正和, 宮川道夫 : “CP-MCT と CP-MBR による早期乳がん検出”, 信学技法, MBE2006-77, pp.45-48 (2006)
- [10] M. Miyakawa, T. Yokoo, N. Ishii, M. Bertero : “Visualization of Human Arm and Legs by CP-MCT ”, Proceeding of 38th European Microwave Conference, pp.412-415 (2008)
- [11] T. Nakajima, H. Sawada, I. Yamada : “Microwave CT Imaging for a Human Forearm at 3GHz”, IEICE Trans. On Communications, Vol. E78-B, No.6, pp.874-876 (1995)
- [12] John H. Jacobi, and Lawrence E. Larsen : “Microwave time delay spectroscopic imagery of isolated canine kidney ”, Med. Phys., Vol.7, No.1 , pp.1-7 (1980)

- [13] 北村恵一, 宮川道夫, 石井望 : “高分解能型 CP-MCT の基礎的検討”, 信学技法, MBE2000-89, pp.31-38 (2000)
- [14] 伊藤洋, 宮川道夫, 石井望 : “ファンビーム型スキャナのチャープレーダ方式マイクロ波 CT ”, 信学技法, MBE99-146, pp.7-12 (2000)
- [15] 大森豊明 : “バイオ電磁工学とその応用”, 株式会社フジ・テクノシステム, 初版第 1 印刷発行, pp.14-35 (1992)
- [16] Dennis Roddy, John Coolen : “Electronic communications third edition”, Prentice-Hall International Editions, chapter7 Recivers, pp.227-252
- [17] M.E Van Vallenburg : “Analog Filter Design”, Holt-Saunders International Edition, chapter12 Highpass filters, pp.323-356
- [18] 高林雅志, 宮川道夫, 石井望 : “変調散乱計測を利用したチャープレーダ方式マイクロ波 CT の高速撮像”, 信学技法, SANE98-74, pp.7-12 (1998)
- [19] D.B.Leeson : “A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum”, proceeding of the IEEE, Vol.54, pp.329-330 (1996)
- [20] 柳沢健 : “PLL (位相同期ループ) 応用回路”, 総合電子出版社, 第 4 版 (1983)

- [21] M. Tamura, T. Ogawa, M. Miyakawa : “An Attempt of Microwave CT System which discriminates the transmission path by means of time domain measurement”, 33rd Annual international Conference of the IEEE EMBS, pp.3938-3941 (2011)
- [22] Jouko Vankka, Kari A.I.Halonen : “Direct Digital Synthesizers”, Springer US, first edition (2001)
- [23] 曲尾晃一, 山浦逸雄 : “食塩水におけるマイクロ波誘電特性の温度依存性”, 信学技法, EMCJ-88-11, pp.21-26 (1988)
- [24] 猪爪健太, 丸山剛, 宮川道夫 : “ヒト頭部撮像を目的としたファントムの開発と CP-MCT によるマイクロ波イメージング”, 信学技法, MBE110(460), pp.57-61 (2011)
- [25] A.B.ウイリアムズ : “電子フィルタ”, マグロウヒル, 第1版, 過度現象, pp.39-56 (1985)
- [26] Robert H.Bishop : “Labview7Express Student edition”, National Instrument, Prentice Hall
- [27] 小西良引, 本城和彦 : “マイクロ波半導体回路 基礎と展開”, 日刊工業新聞社, 第3版 (1997)
- [28] R Mavaddat : “Network scattering parametes”, World Scientific Publishing, (1996)

- [29] 片岡嗣雄, 田代正二 : “ネットワーク・アナライザ入門”, 横河・ヒューレット・パッカー株式会社
- [30] T.H Wilmshurst : “Signal Recovery from Noise in Electronic instrumentation, 2nd Edition”, Taylor & Francis, pp.184 (1990)
- [31] NF 回路ブロック技術資料 : “雑音に埋もれた信号の測定, ロックインアンプの原理”

附録

1. APC (Automatic Power Control)

送信機出力等を一定に保つ機能で、方向性結合器等により検出した信号でフィードバックを掛ける。

2. 1dB 抑圧点 : 1dB コンプレッションレベル

素子の直線性を示し、直線性が 1dB 飽和を起こした点を示す。数値が高いほど、飽和特性が良く低歪であることを示す。

3. 位相雑音

発振器からの信号は周波数変動をともなう。周波数変動が位相雑音をもたらし、PLL (Phase Locked Loop) を用いることにより位相雑音を低減化する効果はある。しかしながら、制御ループにより常に位相比較されるために、位相雑音を発生する。発振器単体では、位相を合わせることは困難である。

4. FFT 処理分解能

測定数が多いほど、分解能は高くなる。帯域幅の逆数となる。測定帯域幅が 1GHz の場合、分解能は 1ns となる。

$$\text{FFT 分解能} = 1 / (\text{帯域幅})$$

式 附録 1

5. 雑音指数 (Noise Figure) : NF

受信増幅器のノイズフロアを上昇させる要因として、NF (雑音指数) がある。NF の悪い増幅器は増幅器出力のノイズフロアを NF 相当分上昇させる。

$$F = (S_i/N_i) / (S_o/N_o) = (S_i/N_i) / (A S_i/N_o) = N_o / (N_i A)$$

$$N_o = N_i A F$$

$$N_o \text{ (dB)} = 10\log N_i + 10\log A + NF \quad \text{式 附録 2}$$

A : アンプの利得

F : NF (dB) の真数

S_i : 入力信号

S_o : 出力信号

N_i : 入力雑音

N_o : 出力雑音

式 附録2より NF が悪くかつ利得が大きい増幅器はノイズフロアを上昇させる。

6. ダブルバランスド型 (DBM)

伝送トランスを応用したミキサで、広帯域性にすぐれる。ミキサ用の半導体には、ダイオードを使用する。高周波端子、局発端子、I.F.端子間のアイソレーション特性に優れるが、変換損失が大きく、大きな局発信号レベルを必要とする。

7. 熱雑音と帯域幅の関係

金属などの導体中の自由電子が金属内部を運動するために発生する雑音で、ナイキスト雑音とも呼ばれている。平均 2 乗雑音電圧を式 付録 3 に示す。

$$\bar{e}^2 = 4kTBR \quad \text{式 付録 3}$$

k : ボルツマン定数 $= 1.3084 \times 10^{-23}$ (J/K)

T : 絶対温度 (K)

B : 帯域幅 (Hz)

R : 導体抵抗 (Ω)

式 付録 3 は導体抵抗で発生する雑音開放端子電圧の 2 乗平均値を示す。帯域幅を広くすることで雑音電圧も大きくなり全周波数に一応に分布する白色雑音 (White noise) となる。雑音信号源インピーダンスと負荷インピーダンスとの整合が取れたとき、最大雑音電力が負荷に供給される。

8. バタワースフィルタ

最大平坦振幅特性を持ち、カットオフ周波数点 (-3dB) とする。非常に良く使われるフィルタである。過度応答特性を持ち、過度応答特性を重視する場合には、ベッセルフィルタを用いる。

9. PLL (Phase Locked Loop) ロックアップタイム

信号源が安定するまでの時間を示す。位相比較周波数とループフィルタのダンピングファクタが大きく影響する

10. フィルタの種類

低域フィルタ (LPF), 高域フィルタ (HPF), 帯域フィルタ (BPF) 帯域阻止フィルタ (BEF) がある。

- △ 低域フィルタ (LPF) : 低域側を通過するフィルタ
- △ 高域フィルタ (HPF) : 高域側を通過するフィルタ
- △ 帯域フィルタ (BPF) : 希望帯域幅を通過するフィルタ
- △ 帯域阻止フィルタ (BEF) : 希望帯域幅を除去するフィルタ

11. ベッセルフィルタ

最大平遅延特性を持ち、群遅延特性に優れている。振幅特性はバターワースフィルタには及ばない。

12. YIG (Yttrium Iron Garnet) 発振器とフィルタ

非常に純度の高い発振を広帯域に渡り発振することが可能な素子で、標準信号発生器にも使われる。YIG フィルタはマイクロ波帯で主に使用する。Q (Quality factor) の高いフィルタ特性を持ちフィルタの中心周波数を制御電圧により可変することが可能であるが、非常に高価である。