

# 修士論文

1次元アレイアンテナ式地雷可視化  
システムにおける縦縞ノイズの軽減

平成 29 年 2 月 3 日提出

指導教員

廣瀬 明 教授

東京大学大学院工学系研究科電気系工学専攻

37-156465

小山 英利香

# 目次

第 1 章	序章	3
1.1	研究背景	3
1.2	目的	5
第 2 章	地雷可視化システム	6
2.1	従来のフロントエンド	6
2.2	以前提案した 1 次元アレイアンテナ式地雷可視化システム	9
2.3	可視化処理	12
2.4	異方性を軽減する自己組織化マップ	17
2.5	模擬地雷計測実験と縦縞ノイズ問題	20
第 3 章	提案 1: アンテナ素子のエレメント外周の曲線化	26
3.1	Taper-Walled LTSA をアレイ化した際の問題点	26
3.2	新型フロントエンドのアレイアンテナとしての評価	26
3.3	フロントエンドに実装しての比較	26
3.4	計測実験	35
第 4 章	提案 2: 高周波経路別キャリブレーション	38
4.1	システムのモデル化	38
4.2	補正データの取得	39
4.3	補正結果	40
第 5 章	提案 3: 特徴量ベクトルの取捨	48
5.1	取捨手法の提案	48
5.2	各手法による自己組織化マップの変化	48
第 6 章	考察と今後の課題	58
6.1	考察	58

6.2 今後の課題 . . . . .	59
参考文献	60
発表文献	62

# 第1章

## 序章

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 地中探査レーダによる地雷探査

電磁波を用いた地中探査レーダ (Ground-Penetrating Radar:GPR) は探査対象への非接触かつ非破壊な探知が可能なため、埋設物探査や地下水調査など多くの分野で用いられている [1][2]。同様に、非金属で製作された地雷の探査にも活用できる技術として、広く研究の対象となっている [3][4][5][6] [7][8]。

しかし GPR を用いた地雷探査には以下の難点がある。

1. 対象となる対人地雷が小型である
2. 金属に比べてプラスチックの反射率が低い
3. 地中の浅い部分を探査するために地表面の影響が大きい
4. ほかの散乱体が同時に存在する

これらの要因により、散乱波の位相と振幅のデータだけで埋設された地雷を直接特定することは難しい。

#### 1.1.2 地雷可視化システム

先述の問題に対して、本研究室では GPR の散乱波により得られた地雷に特有のテクスチャの特徴量を複素自己組織化マップ (Complex-valued Self-Organizing Map : CSOM) によって特定することで、地雷を可視化するシステムを実現させた [9][10][11][12]。

本システムにおける地雷可視化のプロセスは、以下に示す様に 4 段階に分けられる。

1. マイクロ波送受信のフロントエンドにより地表面からの散乱波データを取得する

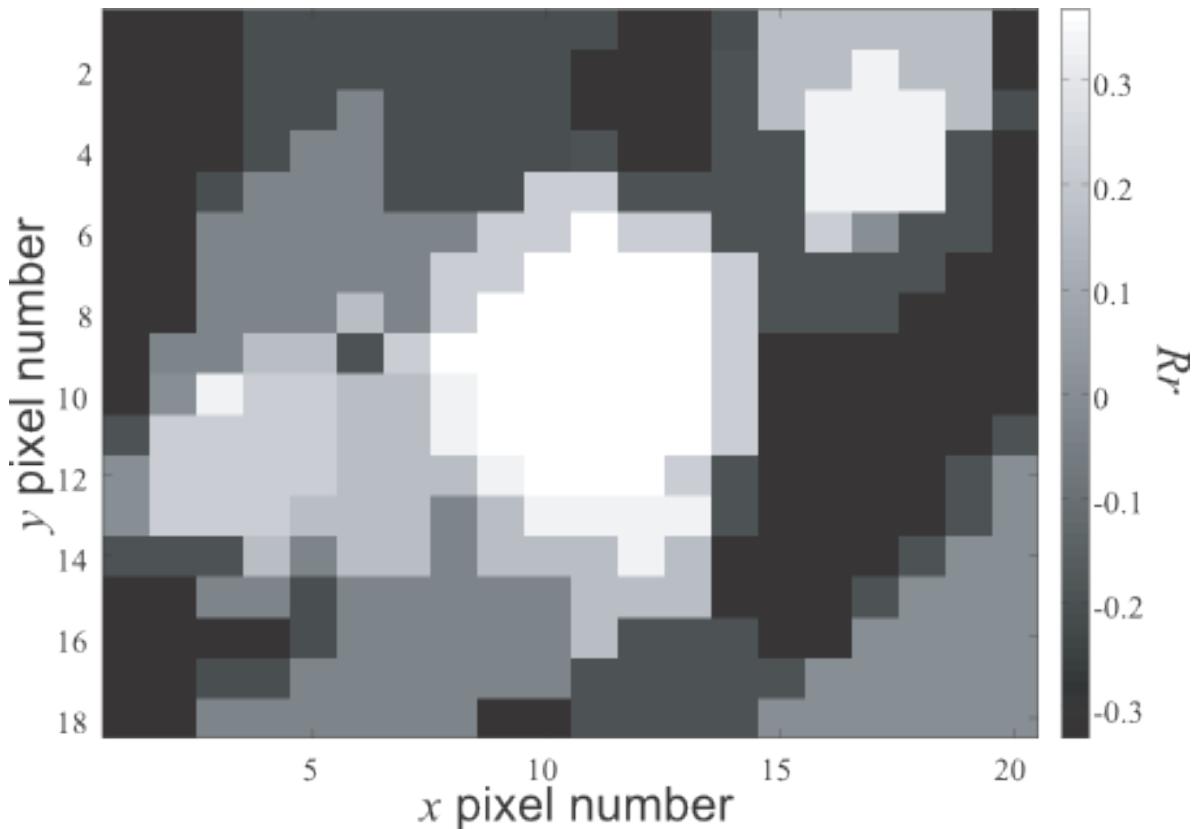


図 1.1: 地雷らしさの表現

2. 取得されたデータに前処理をして複素テクスチャ特徴量ベクトルを計算、抽出する
3. 抽出されたテクスチャ特徴量ベクトルを CSOM にかけて適応的に分類する
4. 区分化された特徴量に対して図 1.1 のように地雷らしさを評価する

ベクトルネットワークアナライザがマイクロ波を発生させ、多段に組まれたスイッチの切り替えにより 1 つのアンテナにマイクロ波が導かれ送信される。散乱波は別の 1 つのアンテナが受信し、多段スイッチを通ってベクトルネットワークアナライザで観測される。取得したデータはノート型パーソナルコンピュータに転送され、そこで解析が行われる。

しかし、本システムには

1. 高周波用コネクタが多くメンテナンスに時間がかかる
2. メカニカルスイッチの反復使用で寿命が短い
3. 21cm\*14cm の面積計測に 22 分必要と、時間がかかる
4. アンテナを密に配置しているため直接結合の影響が大きい

という課題が残されていた。

## 1.2 目的

本研究では上記課題を解決する新しいシステムを用いて実際に地中を測定し、自己組織化マップを適用して従来の2次元アレイアンテナ式地雷可視化システムと遜色なく地雷を可視化することを目指とする。本稿では新型となる1次元アレイアンテナ式地雷可視化システムについて、新しいフロントエンドの構造に起因する縦縞ノイズ問題を、ハードウェア面・ソフトウェア面で解決する手法を提案する。

## 第2章

# 地雷可視化システム

### 2.1 従来のフロントエンド

#### 2.1.1 システムの概要

2次元アレイアンテナ式地雷可視化システムの概要を図 2.1 に示す。システムはアンテナ部、スイッチング部、画像処理部から構成されている。フロントエンドはタワー状になっており、底面にアンテナが取り付けられていたため、フロントエンドを持ち上げて計測したい地表の真上に持っていく必要があり、重量もあるために危険を伴った。

アンテナ部は図 2.2 のように構成される。エレメントには Walled Linearly Tapered Slot Antenna (Walled LTSA)[9] が使われている。このアンテナは高指向性、軽直接結合、広帯域かつ高ゲインであり、近接場イメージングに適している。このシステムにおいて GPR に用いる周波数帯は 8~12[GHz] で、8[G Hz] から 0.4[GHz] 刻みで散乱波を取得する。アンテナ部はこのアンテナを 12 個ずつ 2 次元に 144 個並べた構造をしている。しかし、このアンテナが軽直接結合といっても、影響を無視することはできなかった。

ベクトルネットワークアナライザで発生させたマイクロ波を多段スイッチングで指定したアンテナから送信する。マイクロ波が地表や地中の散乱体により散乱し、この散乱波を同じく多段スイッチングで指定したアンテナで受信する。受信したデータはベクトルネットワークアナライザからコンピュータに送られる。散乱波は  $x$ 、 $y$  の空間的 2 次元領域と周波数領域の 3 次元のデータになっており、これを散乱画像として扱う。画像処理部では測定データを Self-Organizing Map(SOM) によって処理し、適応的に区分化する。更に既知の地雷画像と比較し、地雷らしさを算出する。

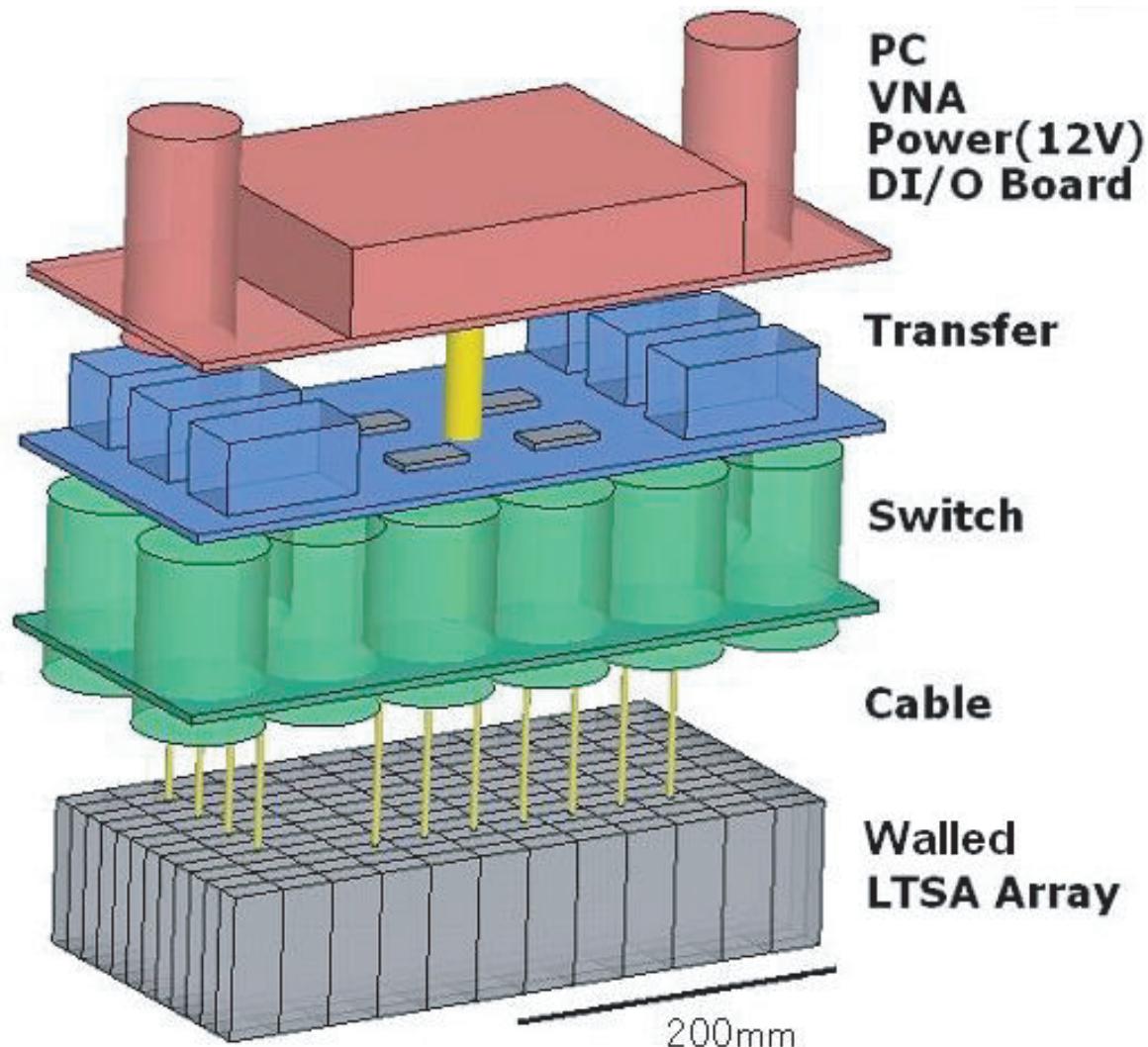


図 2.1: 2 次元アレイアンテナ式地雷可視化システムの概要図

### 2.1.2 従来のフロントエンドの問題点

本システムの課題について詳細に述べる。まず、メンテナンスに非常に時間がかかる。配線が増えるとコネクタ部の故障に対応する手間も増えるためである。また、本システムには信号の減衰が少ない理想的なスイッチである高周波用のメカニカルスイッチ 20 個が多層化されて用いられ、これがさまざまな送受信の組み合わせを可能にしている [10]。しかし、機械式であるために電子スイッチに比べ反復使用で壊れやすいという難点もあった。同時に、機械式スイッチは切り替えに時間がかかり、上記 505 点の計測に 22 分を要していた。さらに高密度にアンテナを配置しているため、直接結合の影響を物理的に極力排除することを考えた Walled LTSA でも、実際には直接結合の影響が無視できないほど

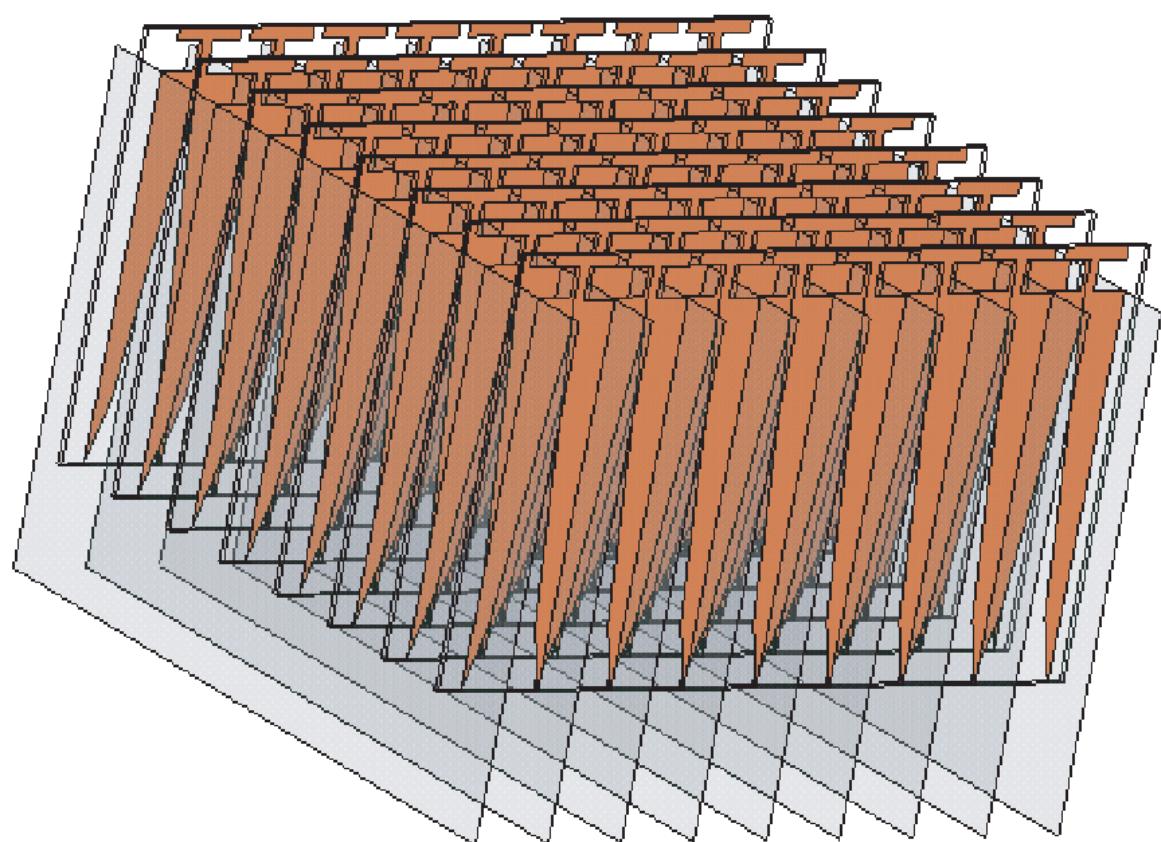


図 2.2: アンテナ部の全体図

大きく出ていた。これらの問題を回避するために、新しいフロントエンドが提案された。

## 2.2 以前提案した1次元アレイアンテナ式地雷可視化システム

前節で提案されたと述べた1次元アレイアンテナ式地雷可視化システム[13]は、図2.3のように、以下のコンポーネントによって構成される。

1. 1次元アレイアンテナによるフロントエンド
2. 下層の電子式スイッチ
3. 上層のメカニカルスイッチ
4. ベクトルネットワークアナライザ
5. アーム・アクチュエータ
6. パーソナルコンピュータ

フロントエンドにはTaper-Walled LTSA(図2.4(b))が使われている。このLTSAは我々の研究室で製作されたものであり、同じく以前我々の研究室から提案したWalled LTSA(図2.4(a))よりも更に直接結合が軽減されている[14]。アンテナを1列に配置することにより、アンテナ数を144から12に、メカニカルスイッチ数を20から5に減らした。配線数、高周波用コネクタの数を大幅に削減することができ、保守性が向上した。また、メカニカルスイッチの数を減らしたため、故障率が下がり、信頼性も向上したと考えられる。

スイッチングの高速化のために、このシステムのスイッチング回路には一部pinダイオードスイッチが使用されている(図2.5)。pinダイオードとは一般的なダイオードに用いられるP層とN層の間に真性半導体のI層がある3層構造となっているダイオードで、高周波におけるスイッチ特性に優れているために一般に広く使われている。しかしpinダイオードは信号の減衰が大きいために、この多段式スイッチングシステムでは高速かつ頻繁な切り替えが求められる下層の部分にこれを用い、それほど切り替えが頻繁である必要がない上層の部分にはメカニカルスイッチを用いることで、信号の減衰を抑えつつ、計測時間を短縮し、長寿命化と保守性の向上を目指した。

本システムでのデータ点の取り方は図2.6のようになっている。アンテナを1次元に配列し( $x$ 方向データ点)、アクチュエータにより直交方向( $y$ 方向データ点)にアンテナを動かすことで、2次元に画像を取得できる。従来のシステムでは送信アンテナに対し受信アンテナを1つ隣、2つ隣、1つ下、1つ斜め下とした4種類505点のデータを取得したが、新型のシステムでは1つ隣、2つ隣の2種類のデータしか取れない。これでは一見して情報量が減少しているようだが、サーボを用いてアンテナを自由に前後に動かせるため、実

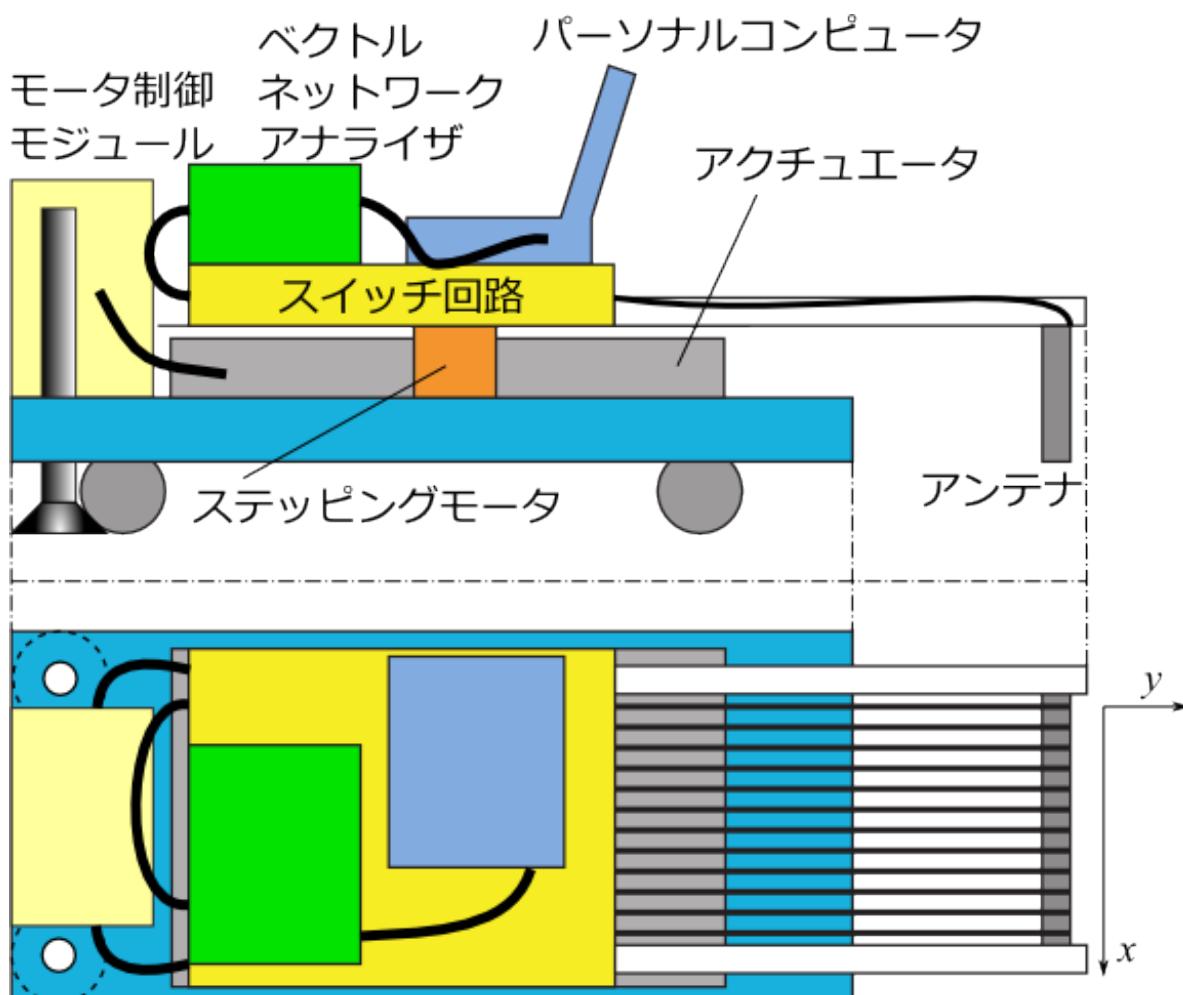


図 2.3: 1 次元アレイアンテナ式地雷可視化システム

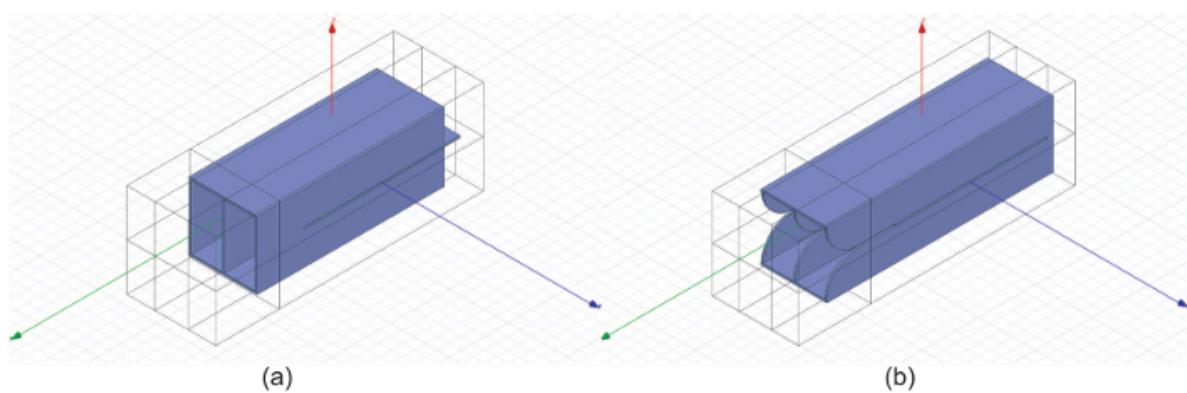


図 2.4: Walled LTSA と Taper-Walled LTSA

Isolation	60dB	70dB	70dB
Return Loss	15.56dB	17.69dB	10.55dB

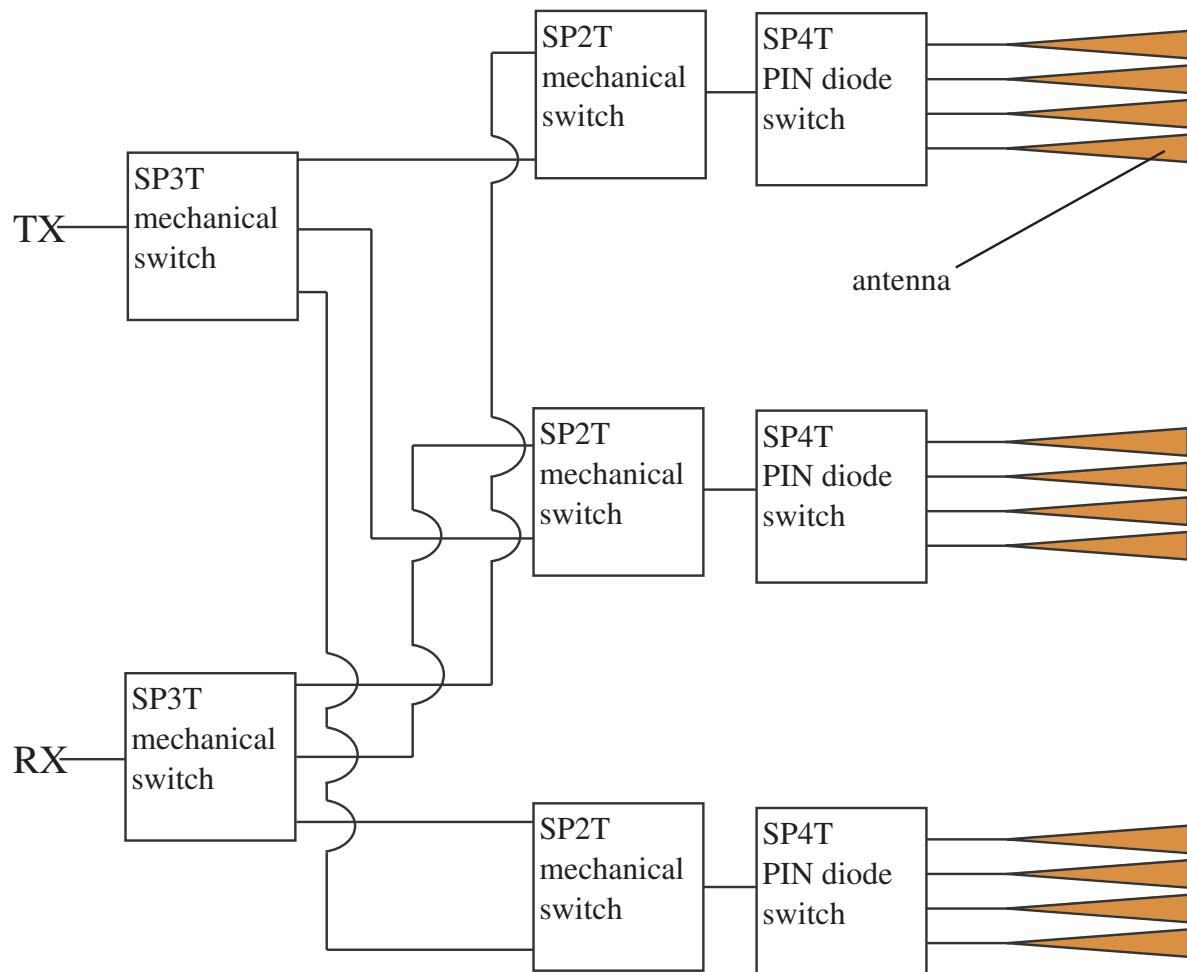


図 2.5: スイッチング部の回路図

際には同程度の情報量を得ることができる。実験では、一列のアンテナで 21 点の計測が可能であることを見てサーボの進行方向にもアンテナの列長 14.3cm と近い 14.0cm の間に 21 点のデータを取ることとし、441 点のデータを得た。

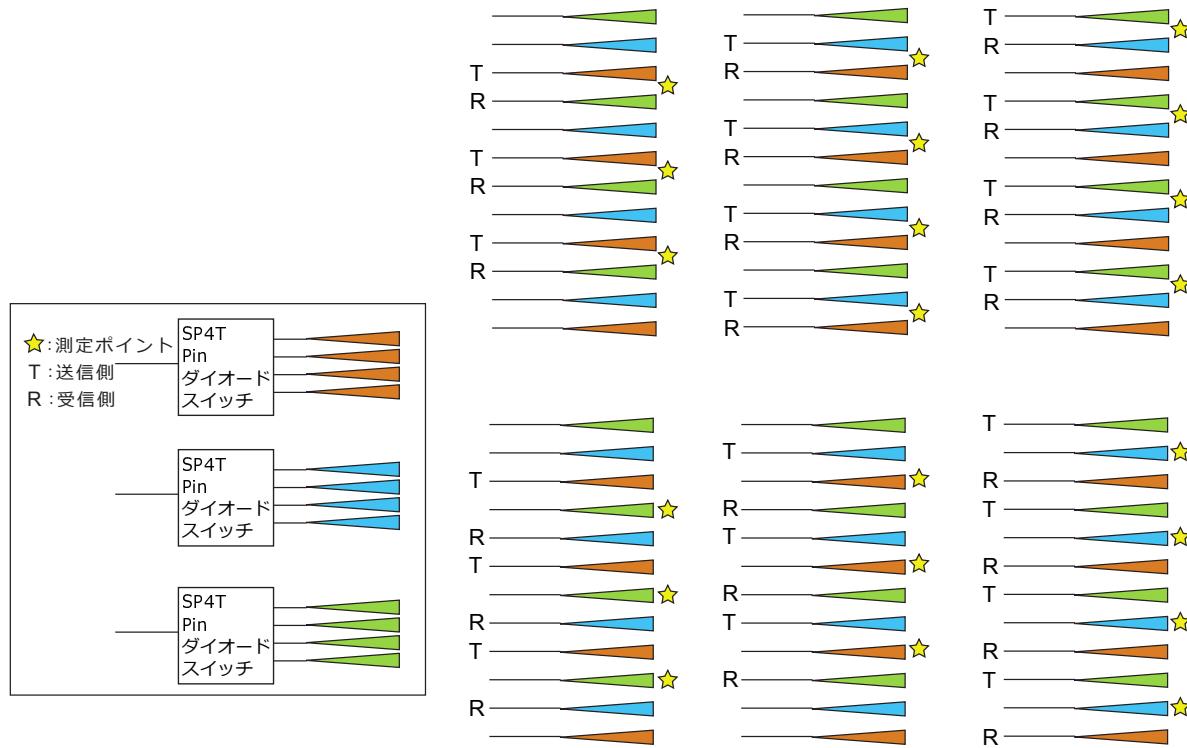


図 2.6: データ取得方法

## 2.3 可視化処理

### 2.3.1 前処理

フロントエンドから得られるデータには、アンテナの個体差、使用するスイッチやケーブルの違いによる高周波経路差、アンテナ間の直接結合の3つのノイズの影響がある。これらを補正するために、事前に補正用のデータを取得しておく。これにはアンテナを電波吸収体を敷いた床から90cm上げて周囲に何もしない状態で計測したものを用いる。得られるデータは複素数  $z_{raw}$ 、補正用のデータは  $z_{coup}$  である。これに対し直接結合を以下の式に従い補正し、補正後のデータ  $z_{after}$  を得る。

$$z_{tmp}(x, y, f) = z_{raw}(x, y, f) - z_{coup}(x, y, f) \quad (2.1)$$

$$z_{after}(x, y, f) = \exp(-i\theta_{path}) \cdot \exp(-i\angle z_{coup}(x, y, f)) \cdot z_{tmp}(x, y, f) \quad (2.2)$$

$$\theta_{path} = \frac{2 \cdot 2\pi}{\lambda} \sqrt{d^2 + h^2} \quad (2.3)$$

ここで、 $d$ 、 $h$  とは図 2.7 に示した部分の長さである。ただし  $h$  は実際には分からぬため、地表までの距離である 4cm を採用した。なお従来は、振幅の減衰差はそれほどない

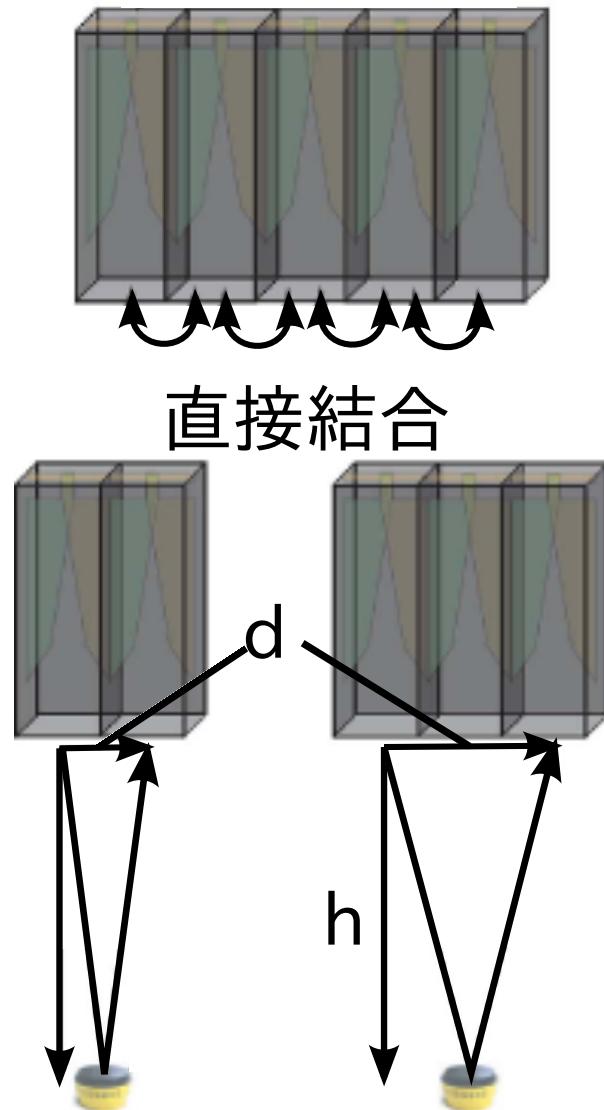


図 2.7: 直接結合と補正のための経路長

ものとし、位相にのみ直接結合の補正を行なっていた。

直接結合の補正の後、振幅を log スケールにして dB で表して人間の目の感覚に近づけ、それを正規化する。ここまでを前処理とし、これによって得られたデータを SOM に掛けで区分化を行う。



図 2.8: データ取得から地雷可視化までの流れ

### 2.3.2 CSOM

自己組織化マップ (SOM) とは、教師なしで適応的にデータを区分化するニューラルネットワークを用いた手法のことで、与えられた入力情報の類似度をマップ上の距離で表現するモデルである。

SOM は複数のニューロンで構成される。各ニューロンは入力ベクトルと同次元の参照ベクトルを持つ。SOM に入力ベクトルとなる特徴量ベクトルが与えられると、特徴量ベクトルに最も近い参照ベクトルを持つニューロンが勝者となる。このとき、座標空間上でより勝者の近くに位置するニューロンほど強く学習し、その強さに応じて自身の参照ベクトルを特徴量ベクトルに近づける。このように参照ベクトルの更新を繰り返し、ベクトル空間上での参照ベクトル同士の関係性が座標空間上で表現される。

本システムでは、ニューロンを 1 次元のリング状に配置した Ring-SOM を用いる。また、複素数のデータを扱うため、複素数に対応し、コヒーレントなデータに感受性を持った SOM である CSOM(Complex-valued SOM) を利用している。今回は電磁波を扱うの

で、データがコヒーレンスを持つことが予想される。測定データから特徴量ベクトルを抽出し、SOM を利用して各ピクセルの類似度を 1 次元の値として表現する。区分化にあたっては、リング状のトポロジを用いて、8 つのクラスを円形に配置し、最も入力ベクトルに近いベクトルを持つ勝者クラスを  $\alpha$  で強化し、その両隣のクラスを  $\alpha$  よりも弱い  $\beta$  で強化する。

### 2.3.3 特徴量ベクトルの抽出

CSOM では局所的テクスチャを見て分類する。まず、 $L \times L$  ピクセルの局所ウィンドウを設定して、テクスチャ特徴量を抽出する。今回は  $L = 4$  としている。その後、 $(x, y)$  について掃引し、特徴量ベクトル  $\mathbf{K}(x, y)$  を次のように得る。

$$\mathbf{K} = [ K_m \quad K_s \quad K_f ]^T \quad (2.4)$$

ただし  $T$  は転置を表す。位置  $(x, y)$  における  $\mathbf{K}(x, y)$  は、空間的なテクスチャ特徴量  $K_m$ 、 $K_s$  と周波数領域のテクスチャ特徴量  $K_f$  からなる。空間的なテクスチャ特徴量は、各  $(l_x, l_y)$  の複素画素値の平均  $K_m$ 、 $(l_x, l_y)$  の自己相関  $K_s(0, 0)$ 、 $(l_x, l_y)$  と  $(l_x, l_y + 1)$ 、 $(l_x + 1, l_y)$ 、 $(l_x + 1, l_y + 1)$  との相互相関  $K_s(0, 1)$ 、 $K_s(1, 0)$ 、 $K_s(1, 1)$  をとる。

$$\mathbf{K}_s = [ K_s(0, 0) \quad K_s(0, 1) \quad K_s(1, 0) \quad K_s(1, 1) ]^T \quad (2.5)$$

ただし、 $l_x$ 、 $l_y$  は局所ウィンドウの中の座標であり、 $N$  は周波数領域で使用する画像の数、 $f_0$  は使用した最も低い周波数である。また周波数領域での特徴量として、 $f_{\text{int}}$  高い周波数での同じ位置との相互相関  $K_f$  をとる。

$$\mathbf{K}_f = [ K_f(1) \quad \dots \quad K_f(n) ]^T \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_f(n) = & \frac{1}{L^2} \sum_{l_x=1}^L \sum_{l_y=1}^L z^\dagger(l_x, l_y, f_0 + (n+1)f_{\text{int}}) \\ & \cdot z(l_x, l_y, f_0 + nf_{\text{int}}) \end{aligned} \quad (2.7)$$

これらの特徴量を式 (2.4) のように 1 つのベクトルにまとめている。

### 2.3.4 地雷クラスの同定

以上から得られた特徴量ベクトルを SOM に代入し、参照ベクトルを更新して学習を行う。最終的に生成された SOM はクラスごとに色分けされた区分画像となっている。実際

の地雷可視化作業では、地雷クラスを持つ教師画像を複数用意し、この未知の区分画像と照らし合わせることで、未知の区分画像の地雷らしさを評価する [12]。本稿では、この教師画像を用意するために正しく地雷クラスを検出できることを提示する。

なお、空間特徴量と周波数特徴量を分けてそれぞれ CSOM にかけ、それらの相互相關により可視化するという手法もある [13] が、今回は計算の高速化のため採用していない。

## 2.4 異方性を軽減する自己組織化マップ

### 2.4.1 異方的重み付け

一次元アレイアンテナ式のフロントエンドから得られる散乱画像により地雷を可視化する時、後述するように縦縞の影響を抑えて地雷を可視化する必要が生じた。そこで、縦方向の変化に敏感になるようにCSOMの自己組織化ダイナミクスに異方性をとり入れた。  
(発表文献 [1])

まず、全ての $(x, y)$ について特徴量ベクトルの分散共分散行列 $\Sigma$ を算出する。次に、特徴量ベクトルの要素のうち異方性があると判明しているものを選定する。今回は、 $K_s(0, 1)$ 、 $K_s(1, 0)$ 、 $K_s(1, 1)$ の3要素の間に異方性があると考えた。 $\Sigma$ からこの3要素同士の共分散行列 $\Sigma_3$ を抽出し、行列 $\Sigma_w^{-\frac{1}{2}}$ を取得する。これを用いて重み付けを行う。

$$\Sigma_w = \begin{pmatrix} I_2 & 0 & 0 \\ 0 & \Sigma_3 & 0 \\ 0 & 0 & I_9 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

勝者クラスを決定する際に従来はユークリッド距離を用いていた。

$$\tilde{c}_E = \arg \min_c \|\mathbf{K} - \mathbf{w}_c\| \quad (2.9)$$

これを重み付けすると、 $\Sigma_w^{-\frac{1}{2}}$ はエルミート行列であるので以下のように変形できる。

$$\tilde{c}_E = \arg \min_c \|\Sigma_w^{-\frac{1}{2}}(\mathbf{K} - \mathbf{w}_c)\| \quad (2.10)$$

$$= \arg \min_c \sqrt{\left(\Sigma_w^{-\frac{1}{2}}(\mathbf{K} - \mathbf{w}_c)\right)^\dagger \left(\Sigma_w^{-\frac{1}{2}}(\mathbf{K} - \mathbf{w}_c)\right)} \quad (2.11)$$

$$= \arg \min_c \sqrt{(\mathbf{K} - \mathbf{w}_c)^\dagger \Sigma_w^{-1} (\mathbf{K} - \mathbf{w}_c)} \quad (2.12)$$

この式から分かるように、異方性のある要素においてはユークリッド距離ではなくマハラノビス距離となっている。従って、従来手法において異方的重み付けする場合、マハラノビス距離を勝者クラスの決定に用いることとなる。マハラノビス距離とは、分布する2つの確率変数ベクトル $x$ 、 $y$ とその共分散行列 $\Sigma$ を用いて

$$d(x, y) = \sqrt{(x - y)^T \Sigma^{-1} (x - y)}$$

で表される距離である。共分散行列の逆行列をかけることで、楕円形の分布を正円形に歪ませて、情報量を補正するものである。図2.9において、ユークリッド距離では $a > b$ であるのに対し、マハラノビス距離では $a < b$ とすることができます。

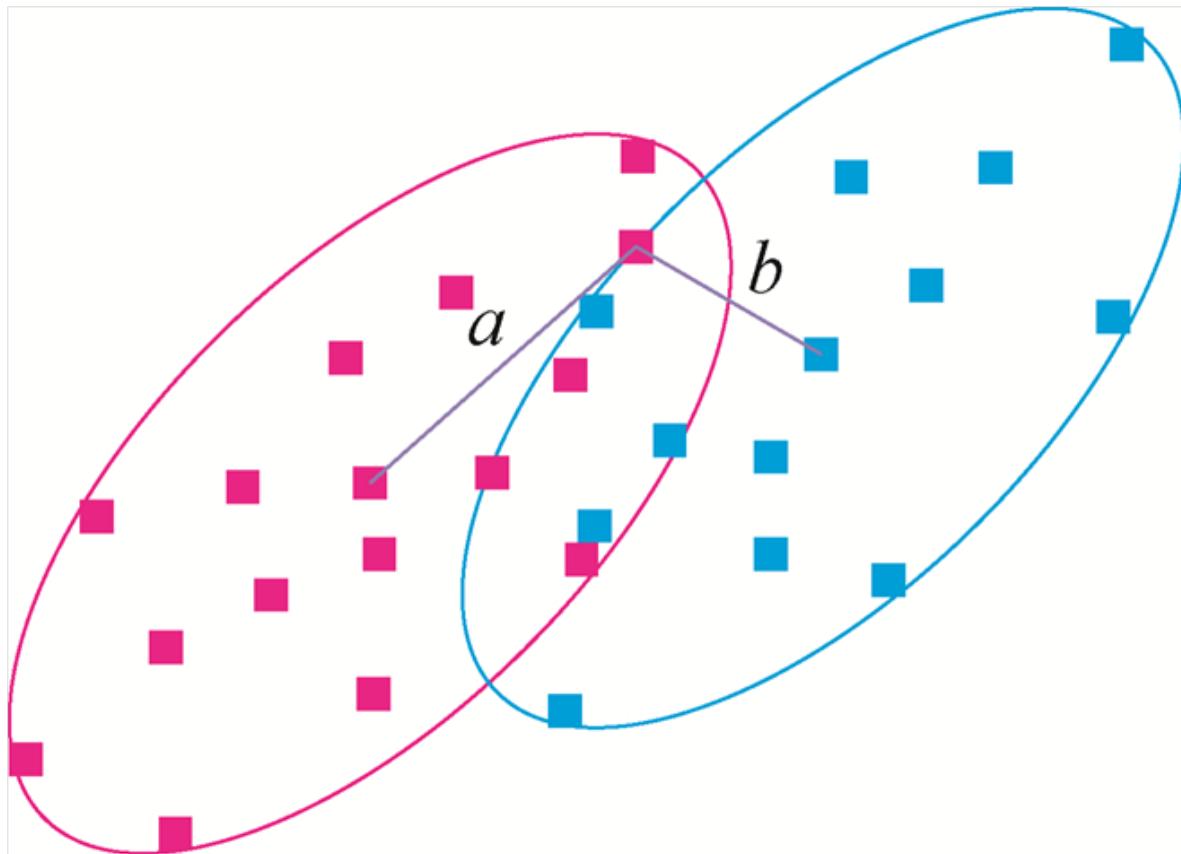


図 2.9: 2 つの変数ベクトルの分散と距離

#### 2.4.2 複素内積での勝者クラス決定法

CSOM で各特徴量ベクトルの入力に対して勝者クラスを決定する方法には 2 通りある。特徴量ベクトルと参照ベクトルのユークリッド距離をとり最小となるクラス  $\tilde{c}_E$  を選択する方法 (式 (2.9)) と、特徴量ベクトルと参照ベクトルの複素内積をとり最大となるクラス  $\tilde{c}_I$  を選択する方法 [15] である。

$$\tilde{c}_I = \arg \max_c \left( \left| \frac{\mathbf{K}^\dagger \cdot \mathbf{w}_c}{\|\mathbf{K}\| \|\mathbf{w}_c\|} \right| \right) \quad (2.13)$$

従来の地雷可視化システムでは前者を選択していた。しかし、コヒーレンスにより敏感な後者の方が有効である [16]。図 2.10において、コヒーレンスのある実線ベクトル (a) とコヒーレンスのない破線ベクトル (b) を扱う際、ユークリッド距離による勝者クラス決定法では実部があるために実軸投射したときに大きい (b) が勝者となる。しかし、コヒーレンスを重視する、複素内積による勝者クラス決定法では、複素ベクトルのノルムが大きい (a) が勝者となる。

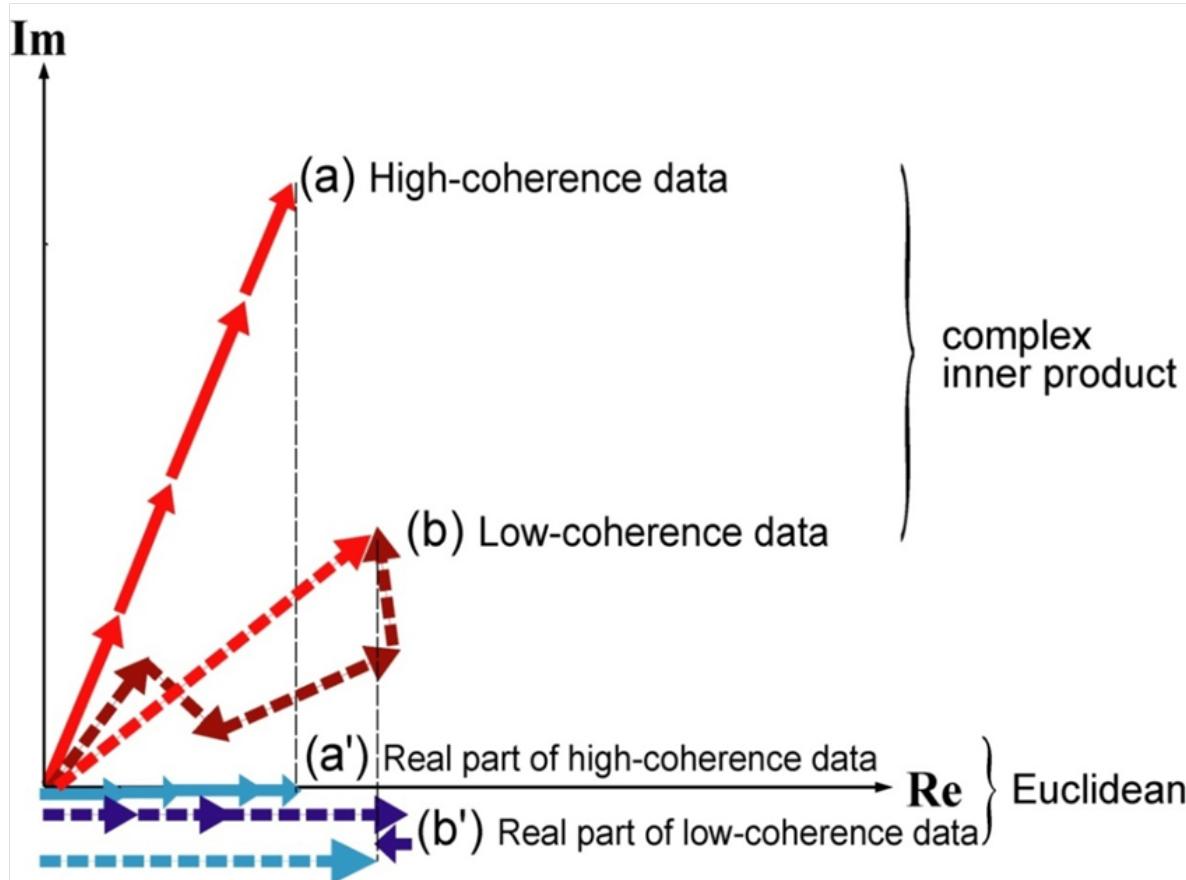


図 2.10: 複素内積が有利に働く場合

次に、本手法で前項で説明した異方的重み付けを行う場合の条件式を以下に表す。

$$\tilde{c}_I = \arg \max_c \left( \left| \frac{\left( \Sigma_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{K} \right)^\dagger \cdot \left( \Sigma_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{w}_c \right)}{\|\Sigma_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{K}\| \|\Sigma_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{w}_c\|} \right| \right) \quad (2.14)$$

$$= \arg \max_c \left( \left| \frac{\mathbf{K}^\dagger \Sigma_w^{-\frac{1}{2}\dagger} \Sigma_w^{-\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{w}_c}{\sqrt{\mathbf{K}^\dagger \Sigma_w^{-1} \mathbf{K}} \sqrt{\mathbf{w}_c^\dagger \Sigma_w^{-1} \mathbf{w}_c}} \right| \right) \quad (2.15)$$

$$= \arg \max_c \left( \left| \frac{\mathbf{K}^\dagger \Sigma_w^{-1} \cdot \mathbf{w}_c}{\sqrt{\mathbf{K}^\dagger \Sigma_w^{-1} \mathbf{K}} \sqrt{\mathbf{w}_c^\dagger \Sigma_w^{-1} \mathbf{w}_c}} \right| \right) \quad (2.16)$$

著者の卒業研究の結果、以上において、異方的重み付けと複素内積の組み合わせにより、ユークリッド距離で勝者ベクトルを決定した時に比べ縦縞の影響を排除して地雷の形を検出できていることが分かっている。ユークリッド距離で勝者クラスを決定する手法により、異方的重み付けを行わずに分化した結果が図 2.11、複素内積で勝者クラスを決定する手法により異方的重み付けを行った結果が図 2.12 である。

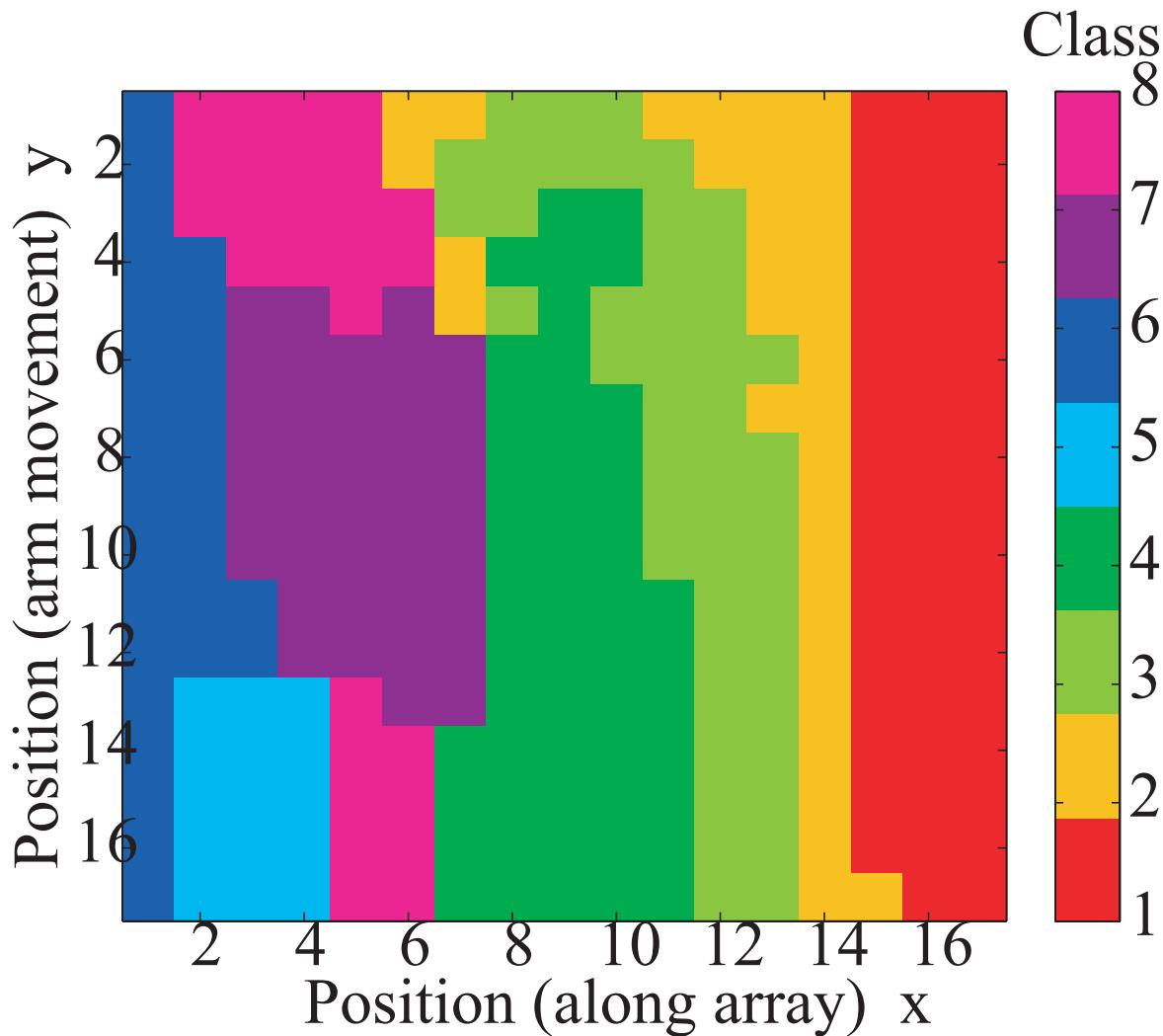


図 2.11: ユークリッド距離で勝者クラスを決定した時の異方的重み付けなしでの結果

## 2.5 模擬地雷計測実験と縦縞ノイズ問題

### 2.5.1 計測方法

図 2.13 のように、外径 40cm の立方体型の植木鉢を用意し、そこに渴いた土を入れ模擬地雷を埋設した。土には小石や小枝などの他の散乱源も多数存在している。フロントエンドの高さはこの地面にほぼ接するような距離になっている。埋設する模擬地雷は直径 8cm の上面円形の形状をし、素材はプラスチックである。

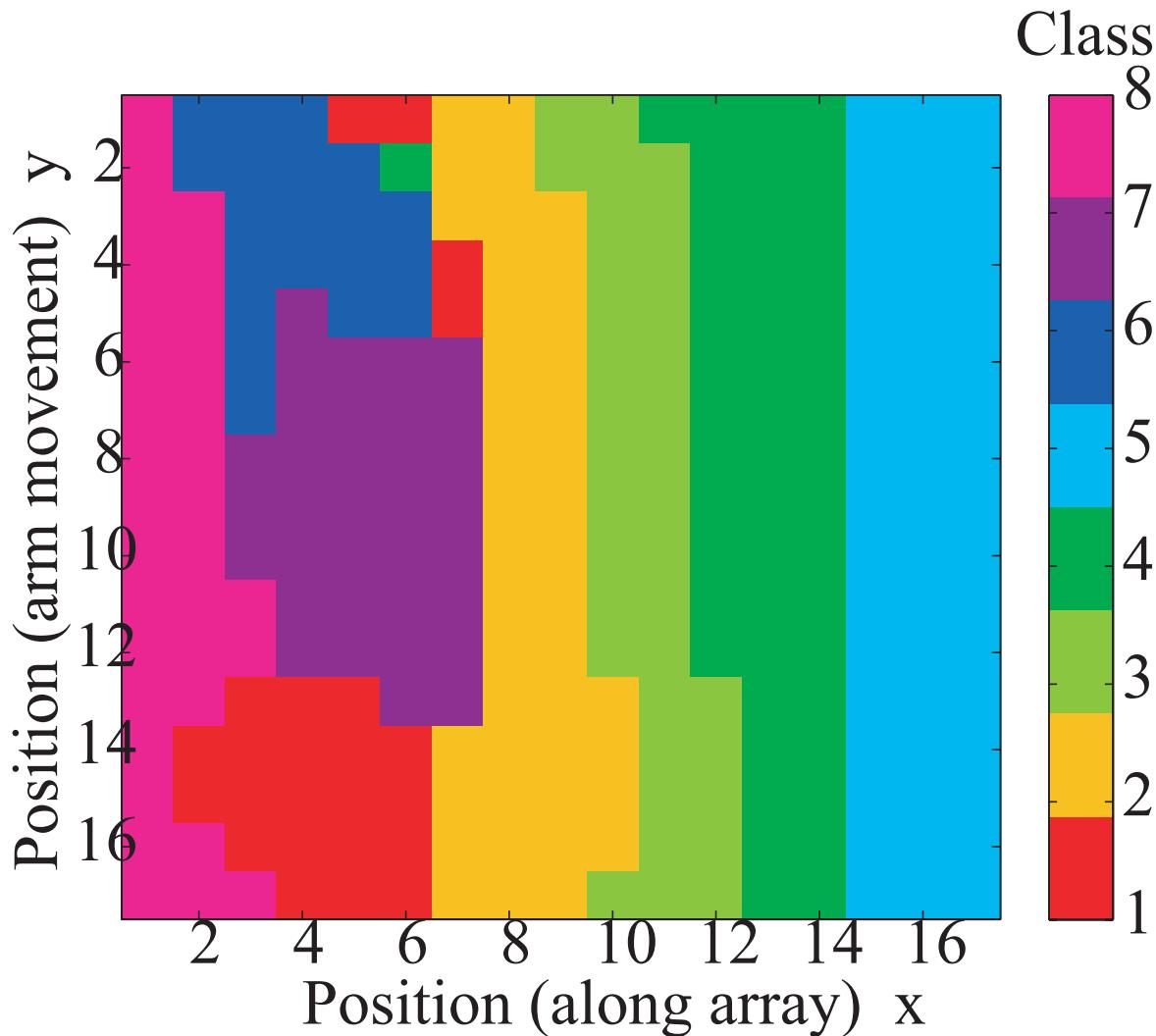


図 2.12: 複素内積で勝者クラスを決定した時の異方的重み付け結果

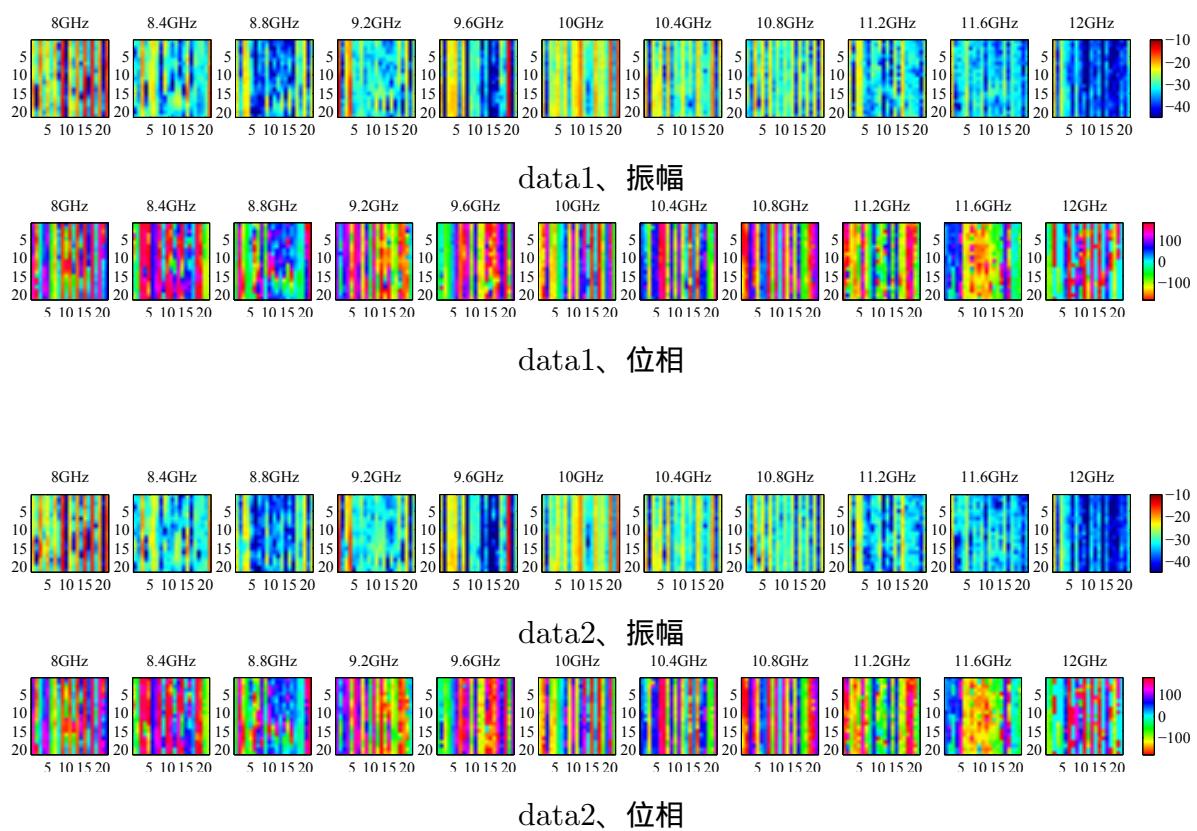
## 2.5.2 計測結果

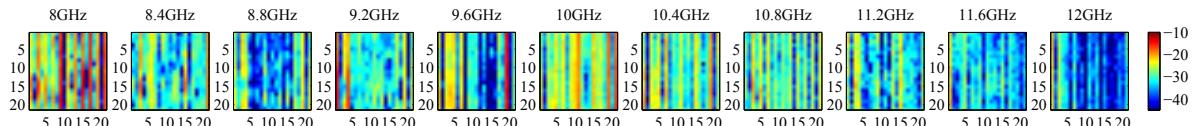
図 2.14～図 2.16 は、GPR からベクトルネットワークアライザを通じて得られた振幅と位相のデータを補正前の段階で画像として表示したものである。アンテナの個体差が縦縞となって表れているのが確認できる。図 2.14 は模擬地雷を埋設した地面を計測したもの、図 2.15 は地雷を埋設せずに地面を計測したもの、図 2.16 はアンテナ下 90cm に何も遮るものもなく、かつその下に電波吸収体を敷いた空間を計測したものである。

この電波吸収体を計測したデータを直接結合の補正として用いて data6 を補正した結果が図 2.17 である。前処理では縦縞を軽減することはできるものの、完全に除去することはできないことが分かる。

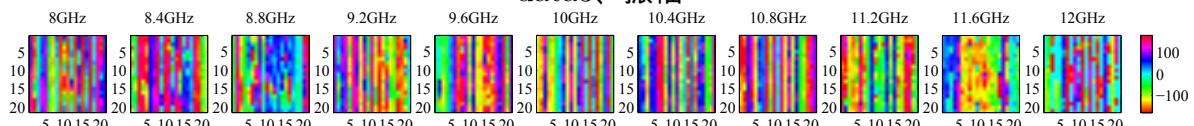


図 2.13: 実験に用いた環境と模擬地雷埋設

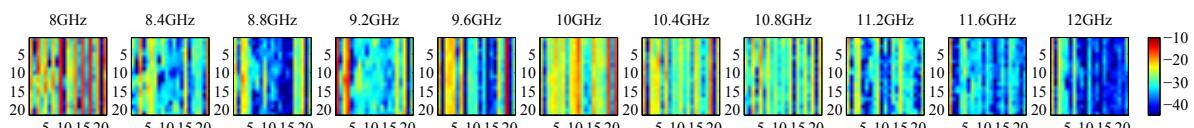




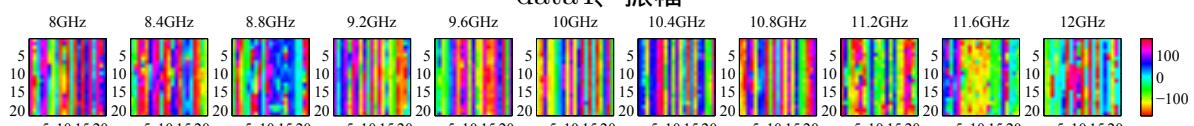
data3、振幅



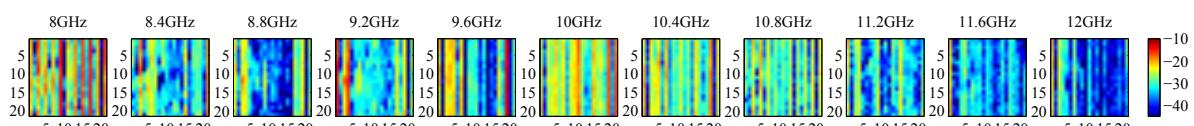
data3、位相



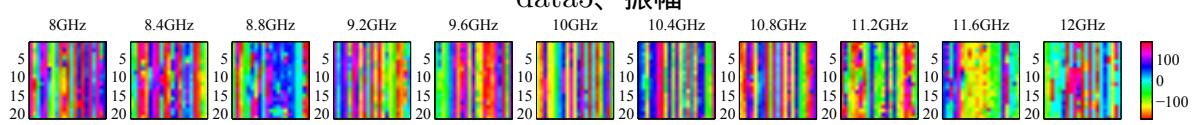
data4、振幅



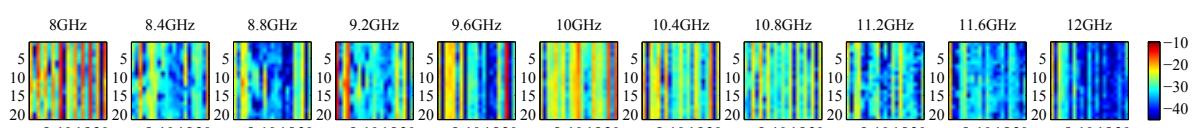
data4、位相



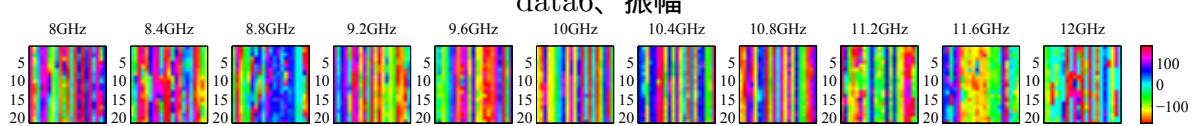
data5、振幅



data5、位相



data6、振幅



data6、位相

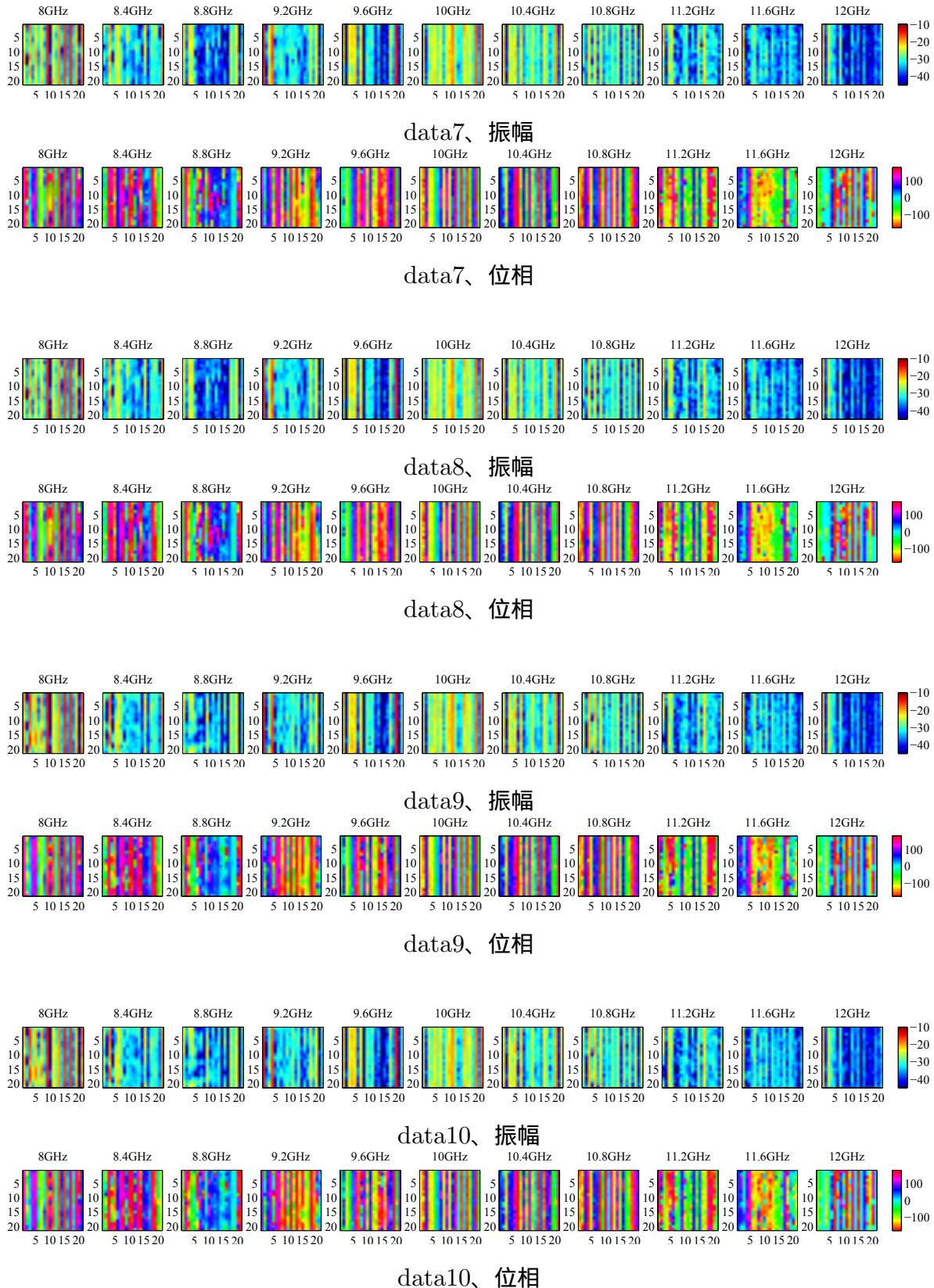


図 2.14: 模擬地雷を埋設して計測したデータ

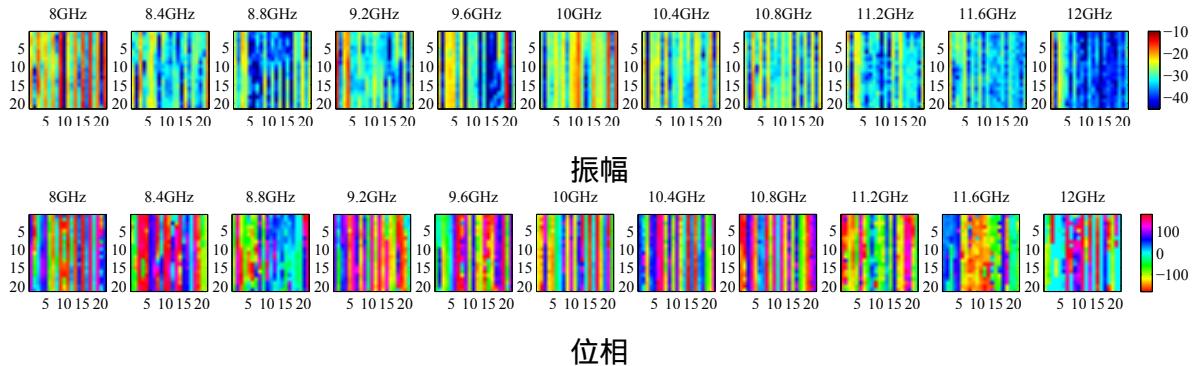


図 2.15: 模擬地雷のない地面を計測したデータ

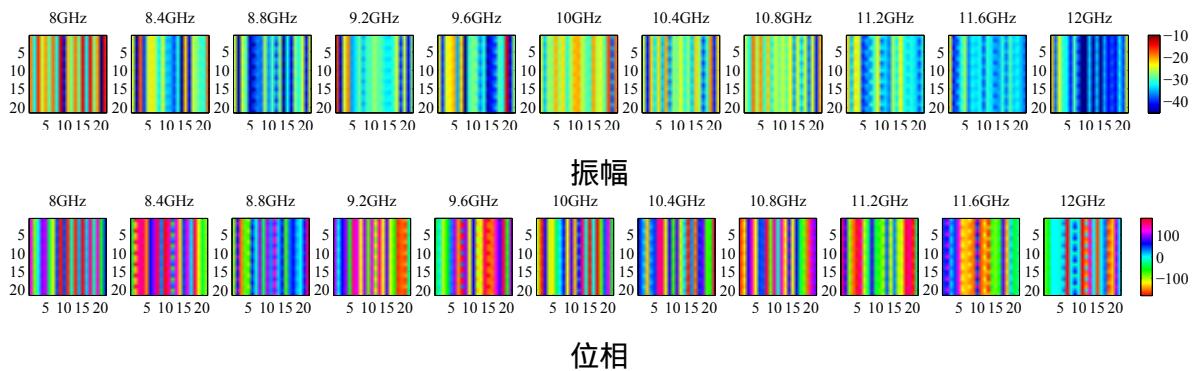


図 2.16: 空中を計測したデータ

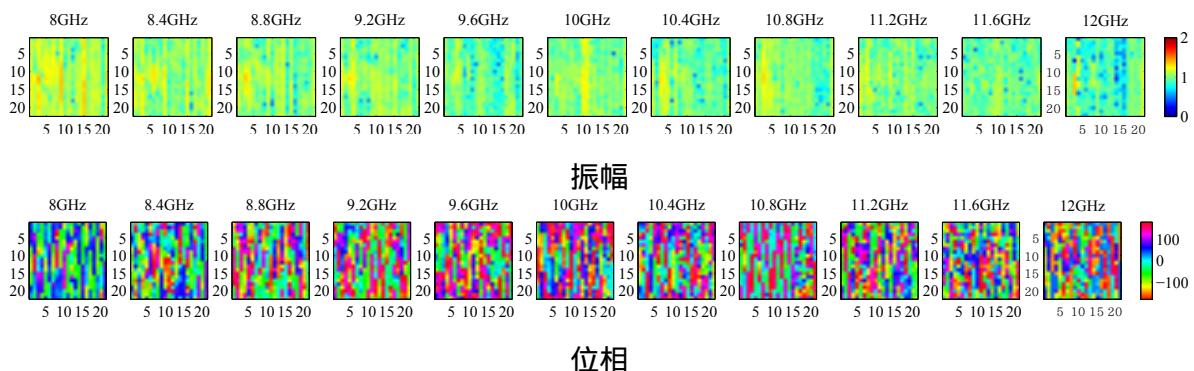


図 2.17: data6 を補正した後の画像

## 第3章

# 提案1: アンテナ素子のエレメント 外周の曲線化

### 3.1 Taper-Walled LTSA をアレイ化した際の問題点

以前われわれが提案した Taper-Walled LTSA を使用することを検討した。この LTSA は図 2.4 のように壁面を Taper 状に加工することで、同じく以前に本研究室が提案した Walled LTSA よりも図 3.1 のように更に直接結合を軽減することができる [14]。

まず、同様のアンテナエレメントを 12 個並べた図 3.2 のアレイアンテナで反射特性と直接結合を計測した。しかし、エレメントの個体差が大きく出てしまった。図 3.5、図 3.6 に示すのは、特に反射特性の悪かったエレメントの反射特性と直接結合である。これは主にアルミで形成された導波管のひずみによるものと考えられる。特に、反射特性においては図 3.5 のようにアンテナとして実用的に下回るべきとされるラインの-10dB を超えてしまっているものもあった。

そこで、Taper-Walled LTSA のエレメント (図 3.3) に着目し、エレメントの外周を曲線的にし、反射特性を低減させた図 3.4 のアンテナを製作した。このアンテナの反射特性と直接結合を計測したところ、図 3.7、3.8 のようになり、反射特性は向上し、直接結合においても Taper-Walled LTSA に遜色ない結果になった。

### 3.2 新型フロントエンドのアレイアンテナとしての評価

### 3.3 フロントエンドに実装しての比較

Taper-Walled LTSA のアレイ化しスイッチ部を含めたフロントエンド全体での反射特性と直接結合は図 3.9、3.11 のようになった。外周が曲線の Taper-Walled LTSA につい

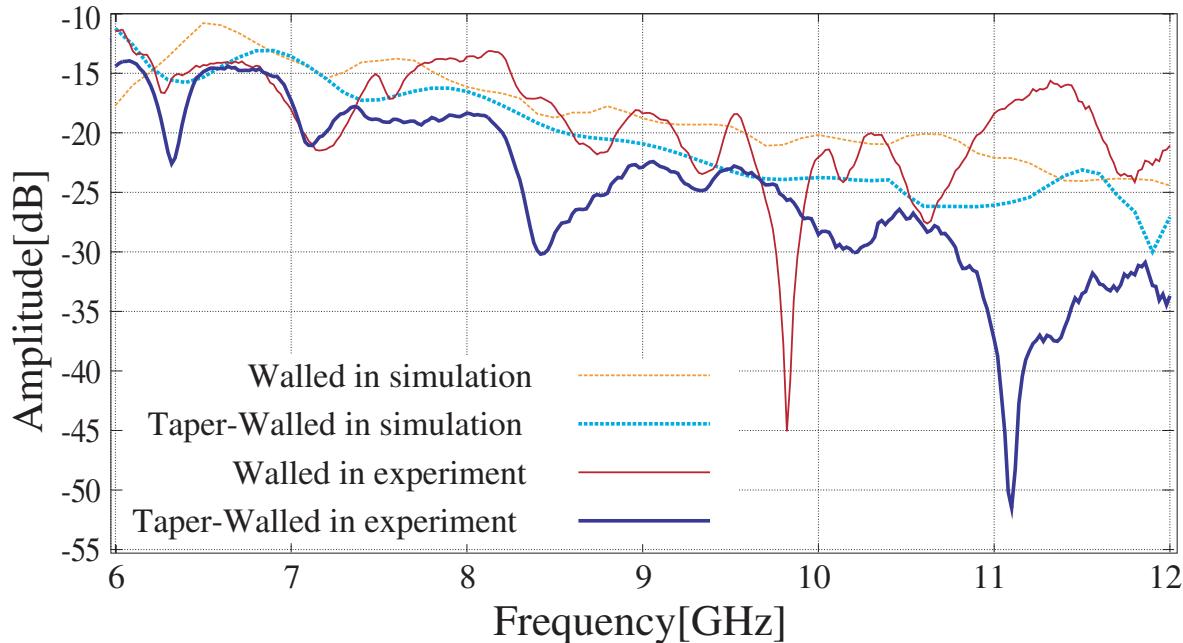


図 3.1: Walled LTSA と Taper-Walled LTSA の直接結合 [14]



図 3.2: 製作した一次元アレイアンテナ

ても同様にアレイ化しフロントエンド全体で計測した。反射特性と直接結合は図 3.10、3.12 のようになり、個体差が減少した。直接結合が約-30dB 以下と小さく出ているのは、スイッチ部の減衰によるものと考えられる。直接結合については、高周波領域において通常の Taper-Walled LTSA よりも大きく出ているが、図 3.1 と図 3.8 を考慮すれば、Walled LTSA よりも低く実用に問題ない範囲と言える。

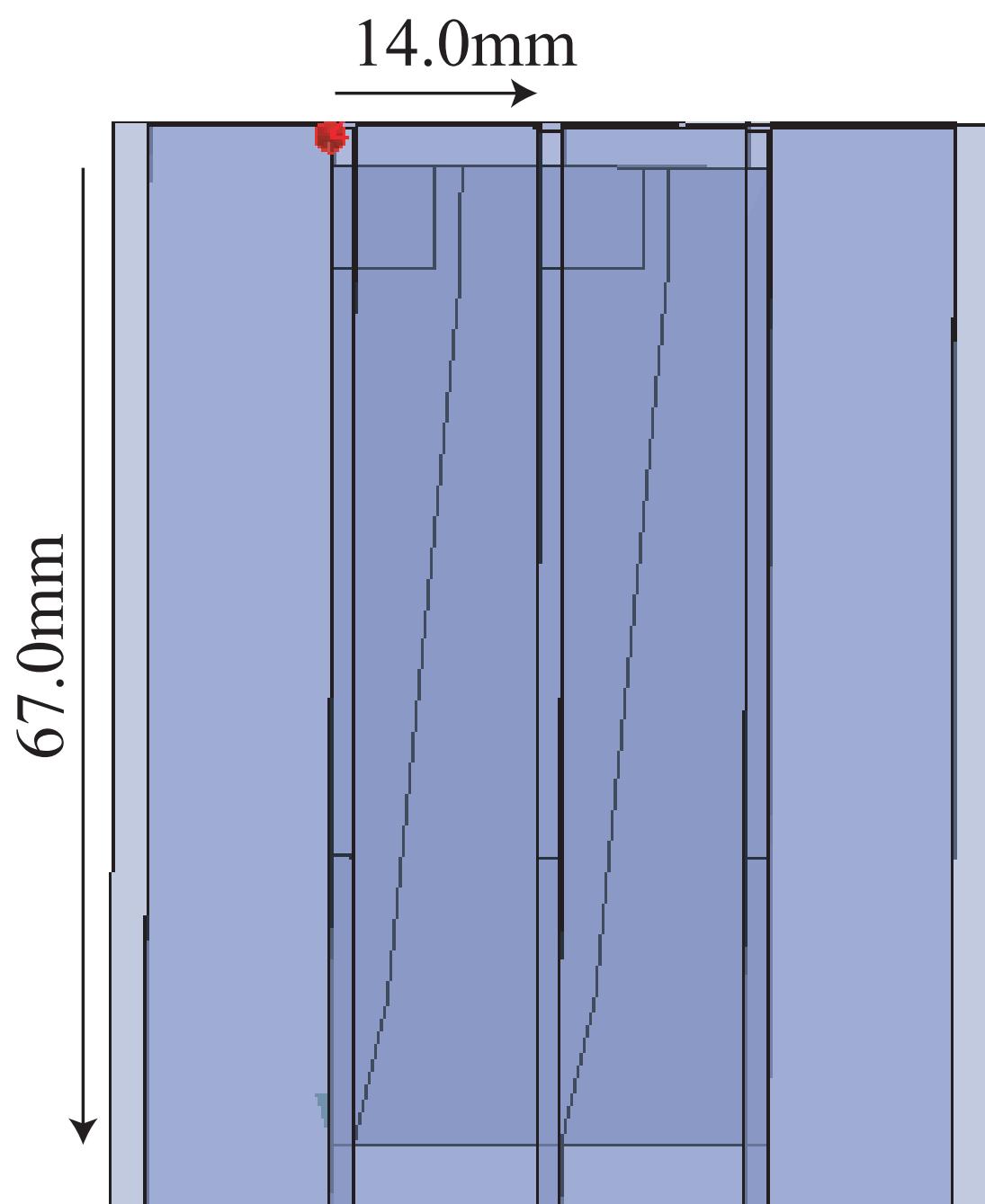


図 3.3: Taper-Walled LTSA のエレメント

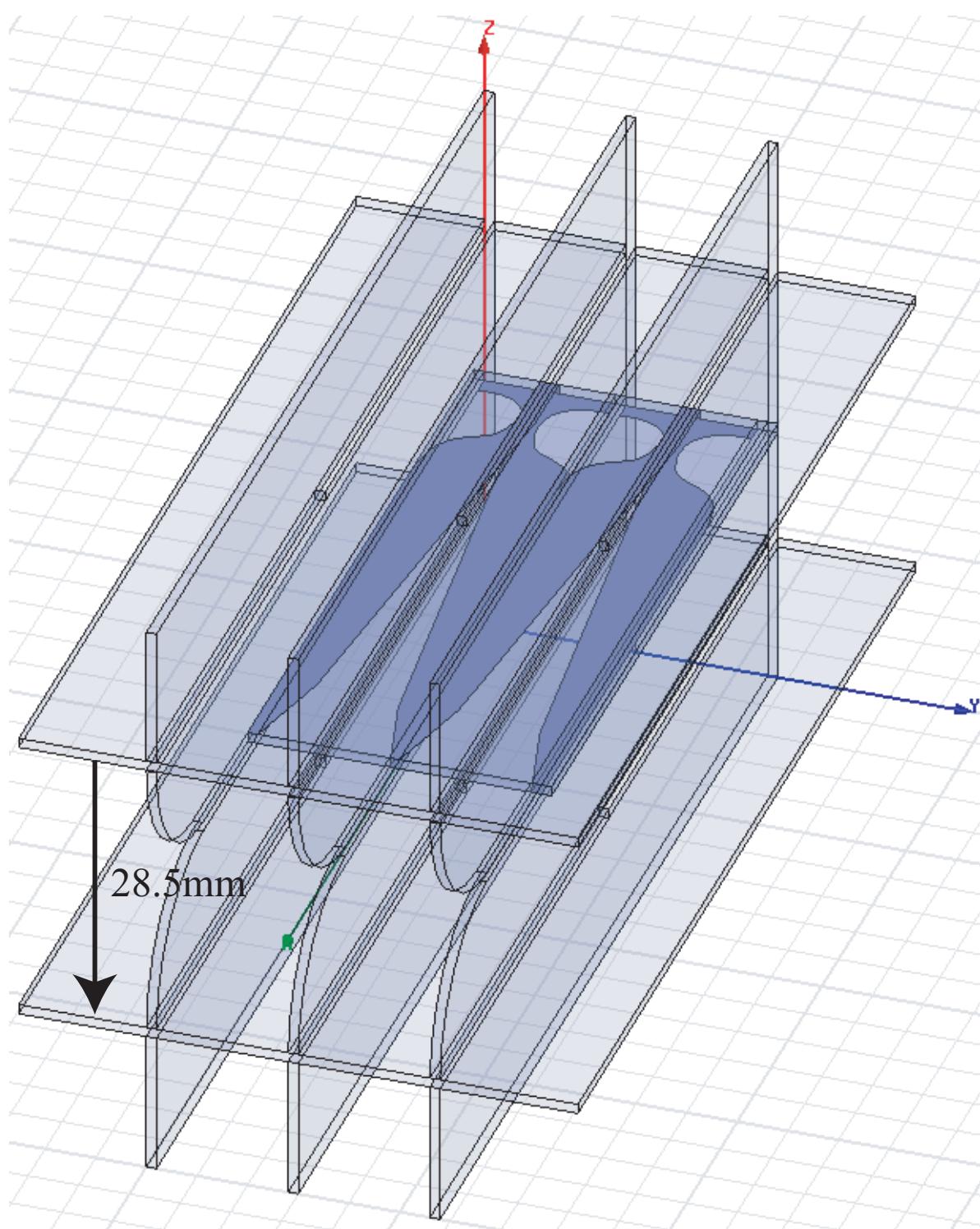


図 3.4: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA

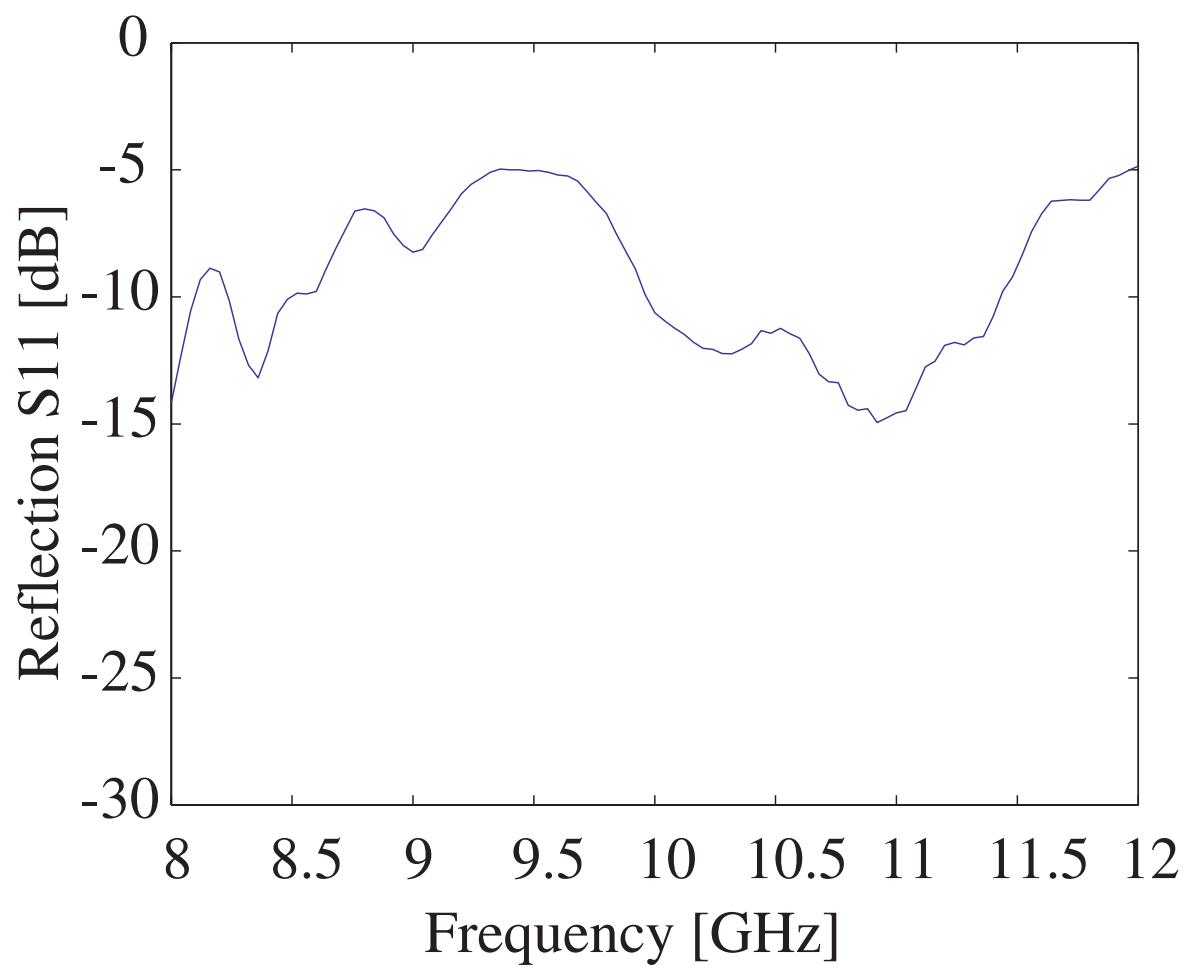


図 3.5: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA の反射特性

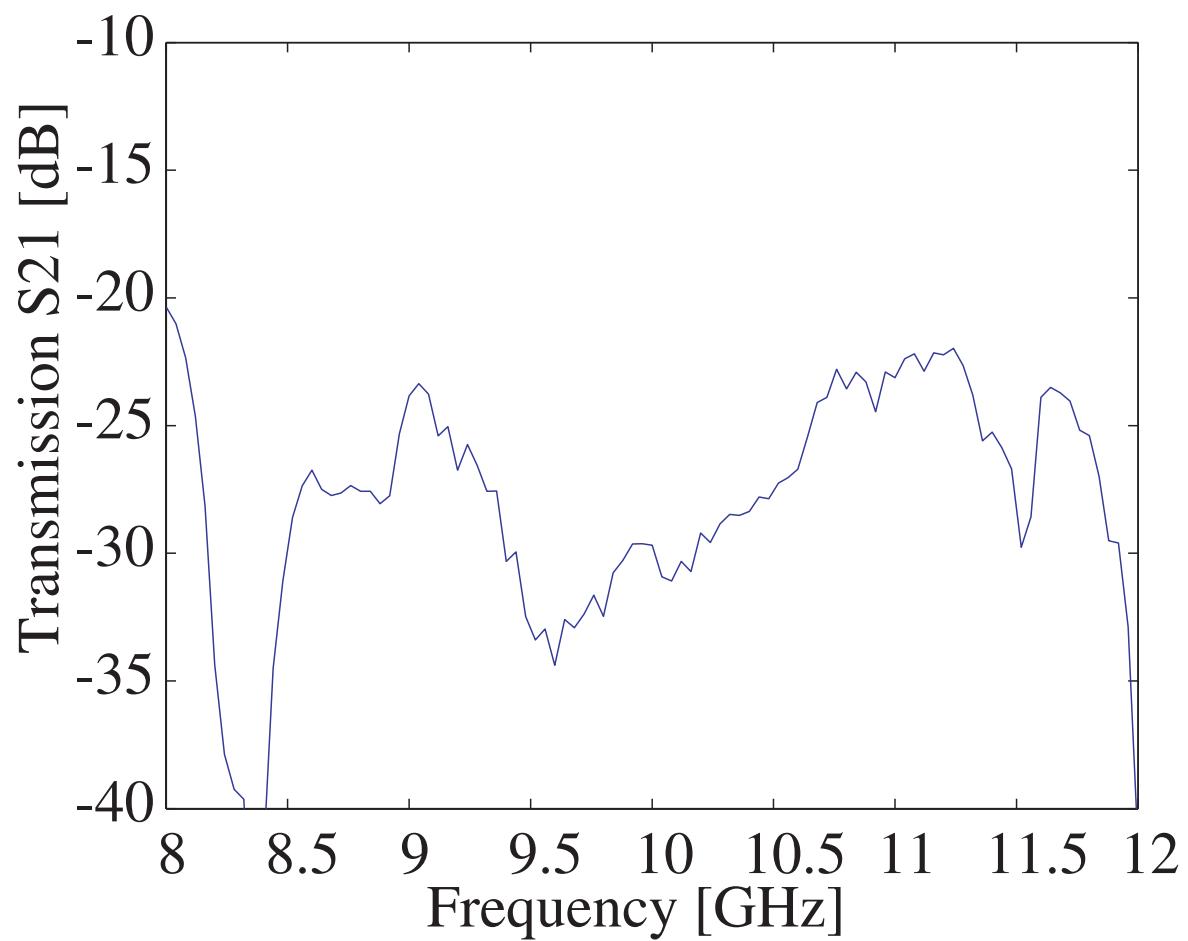


図 3.6: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA の直接結合

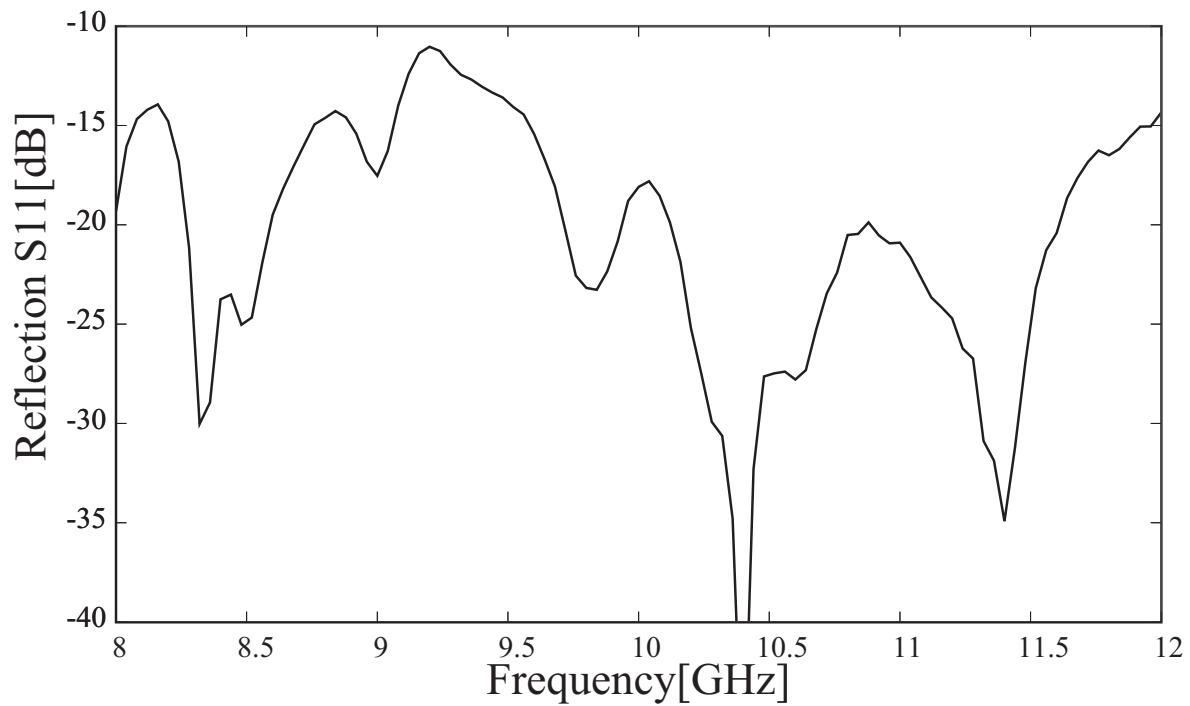


図 3.7: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA の反射特性

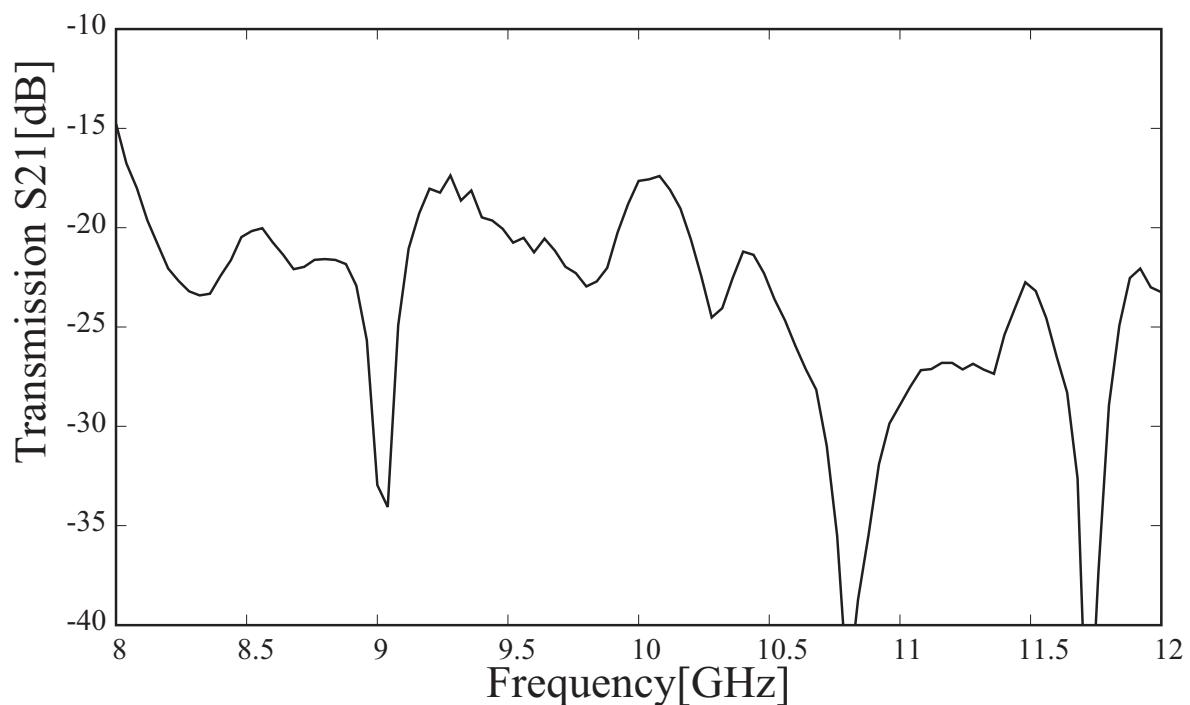


図 3.8: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA の直接結合

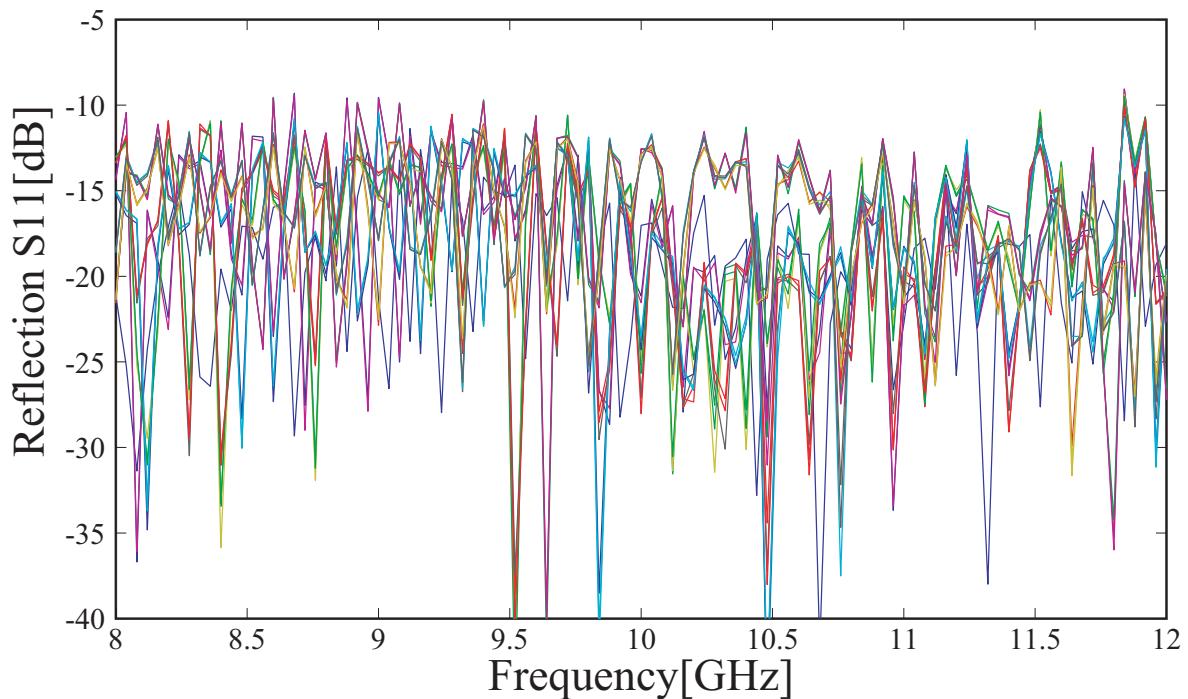


図 3.9: Taper-Walled LTSA のアレイ化した反射特性

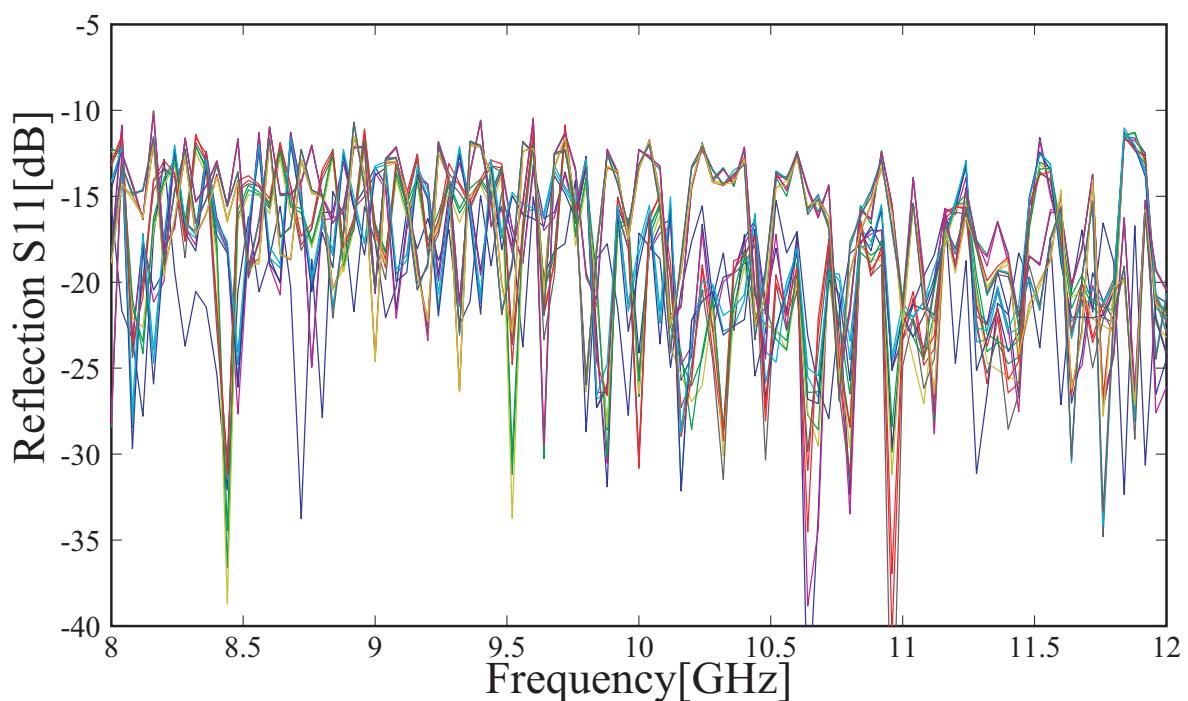


図 3.10: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA のアレイ化した反射特性

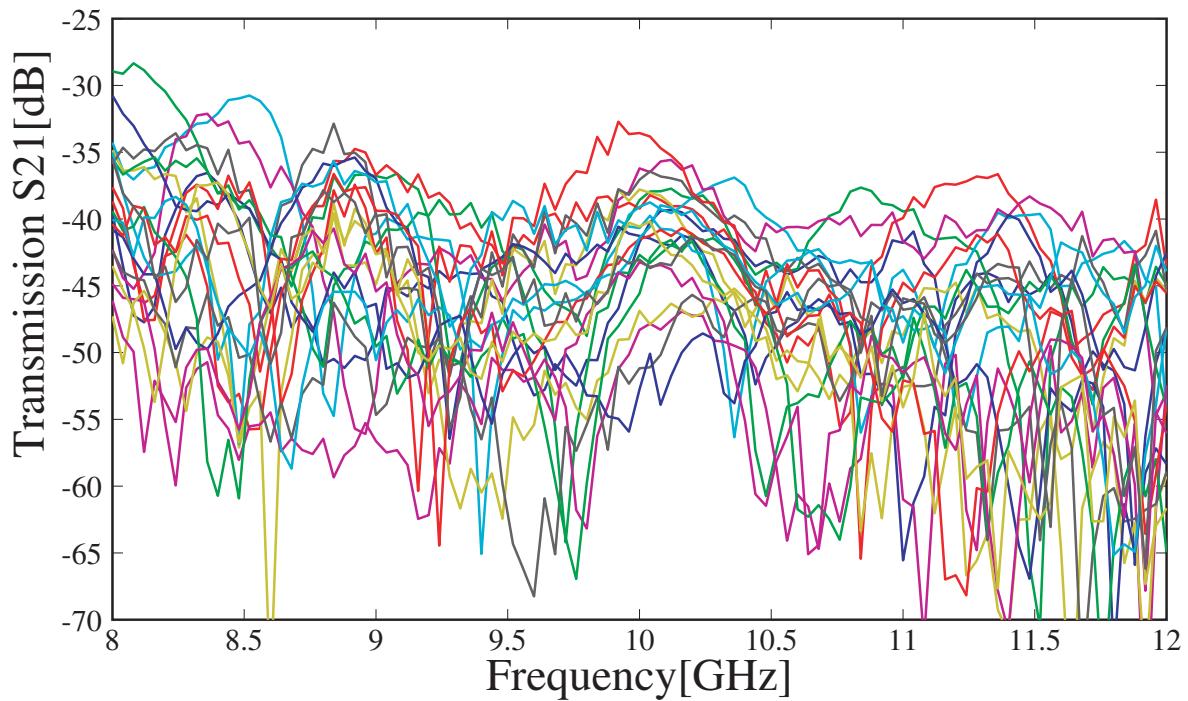


図 3.11: Taper-Walled LTSA のアレイ化した直接結合

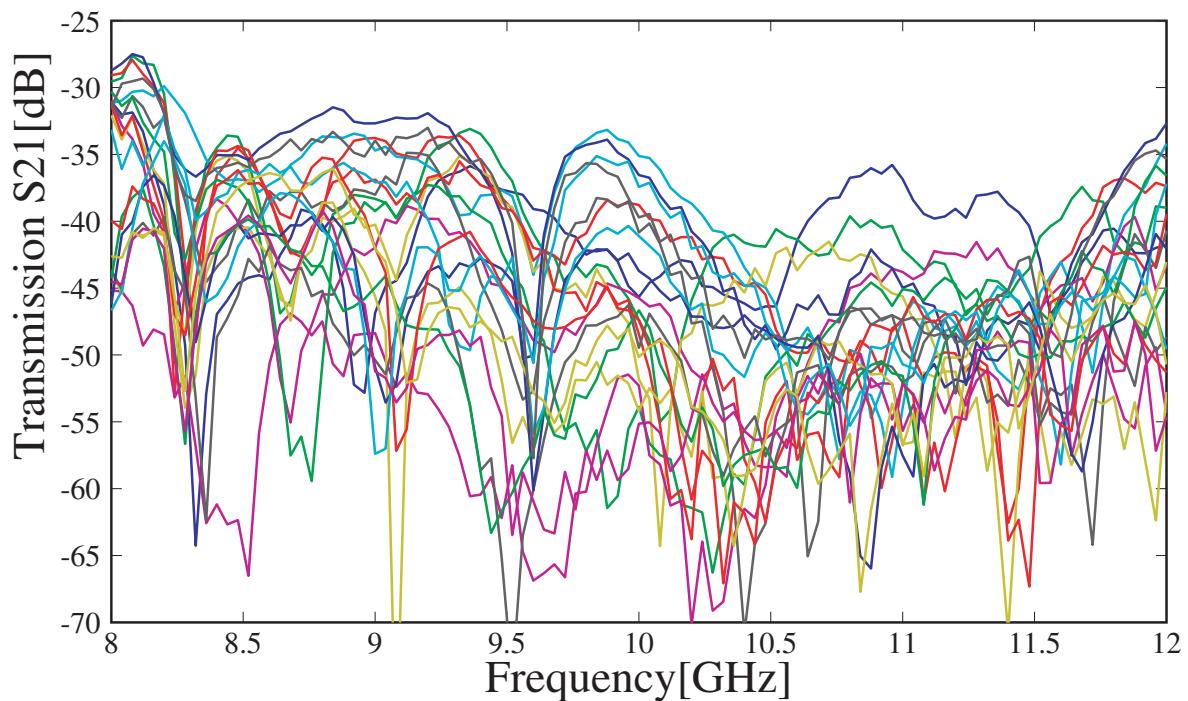
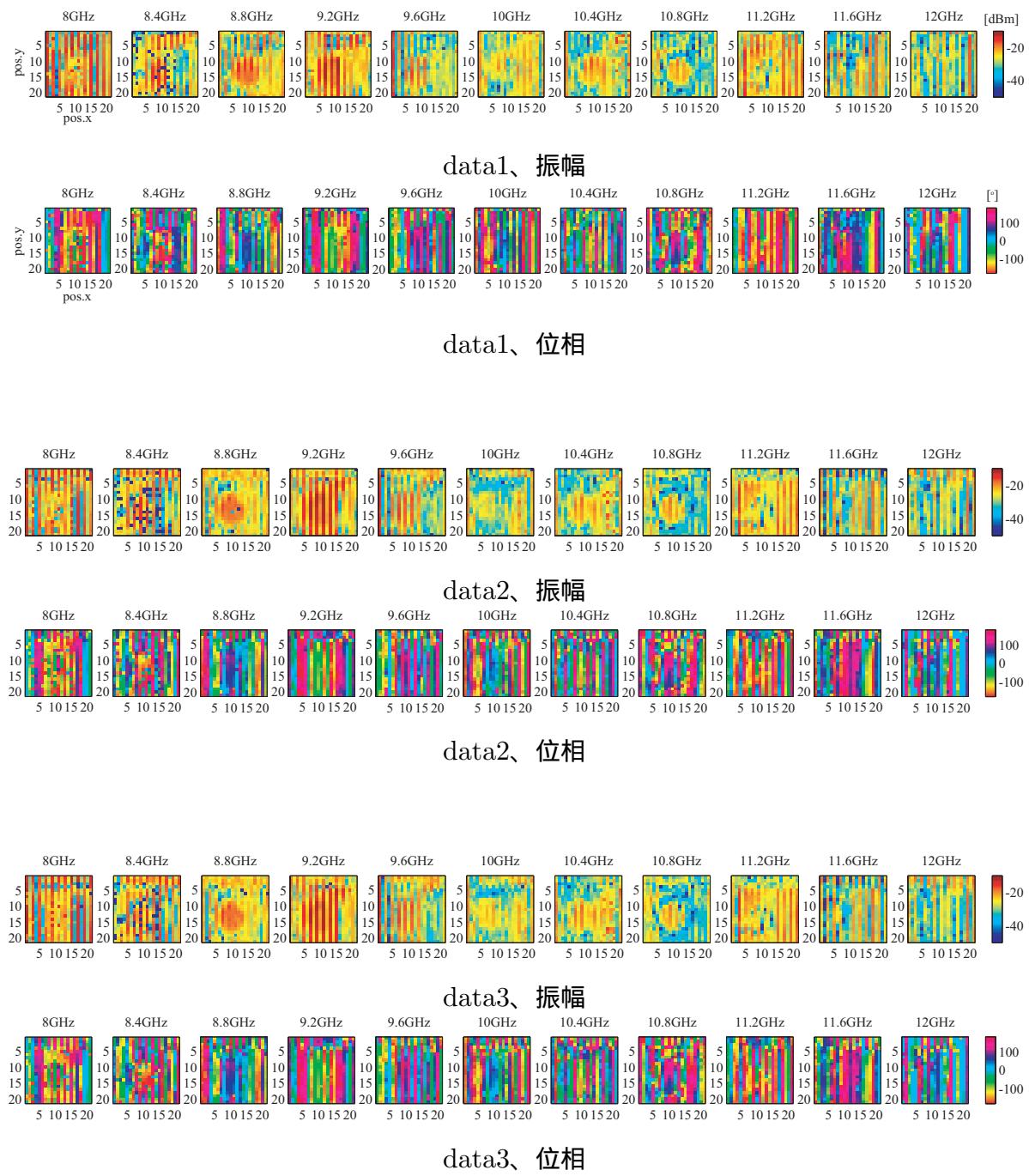
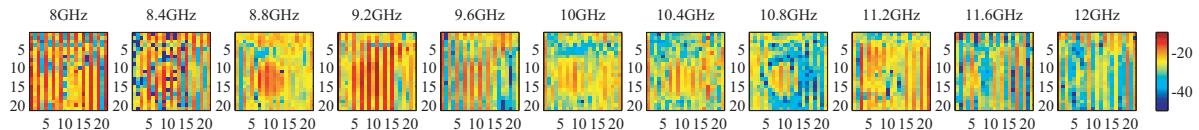


図 3.12: 外周が曲線の Taper-Walled LTSA のアレイ化した直接結合

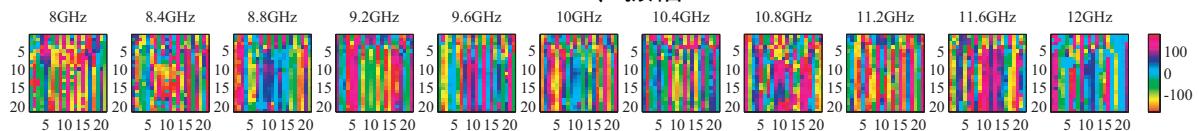
### 3.4 計測実験

このフロントエンドを用いて同様の模擬地雷計測実験を行った。結果を図 3.13 に示す。入力値が全体的に向上し、地雷の形状が人間の目で見てもより明確になったことが分かる。

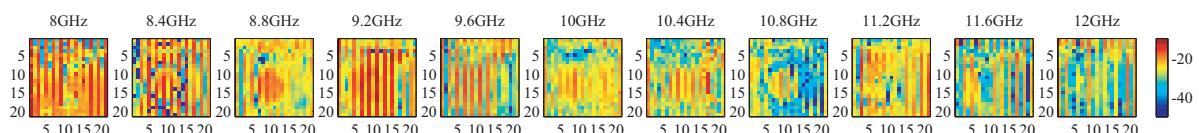




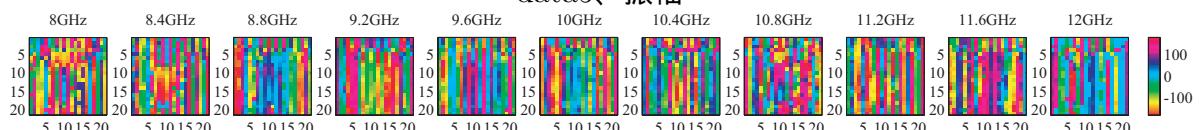
data4、振幅



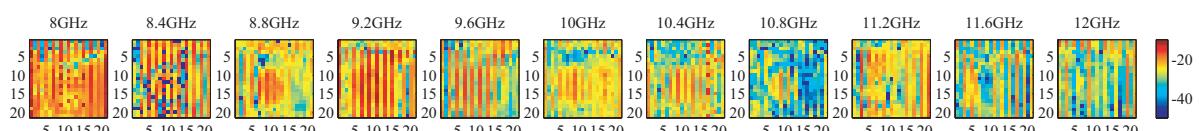
data4、位相



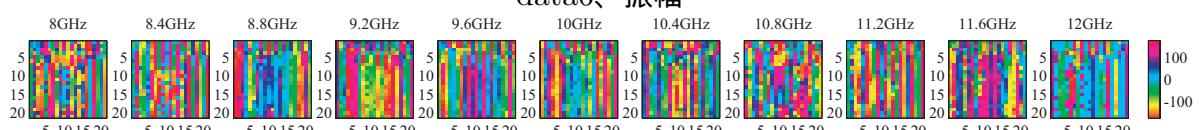
data5、振幅



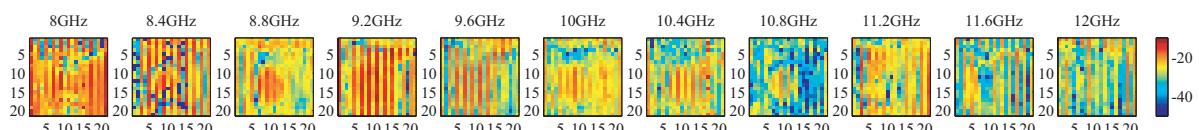
data5、位相



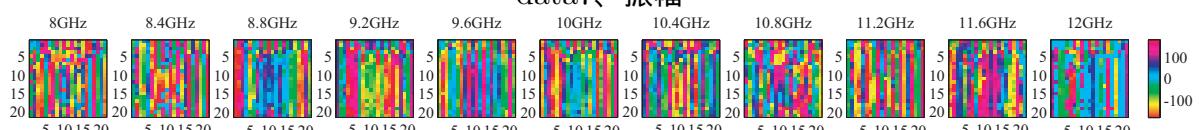
data6、振幅



data6、位相



data7、振幅



data7、位相

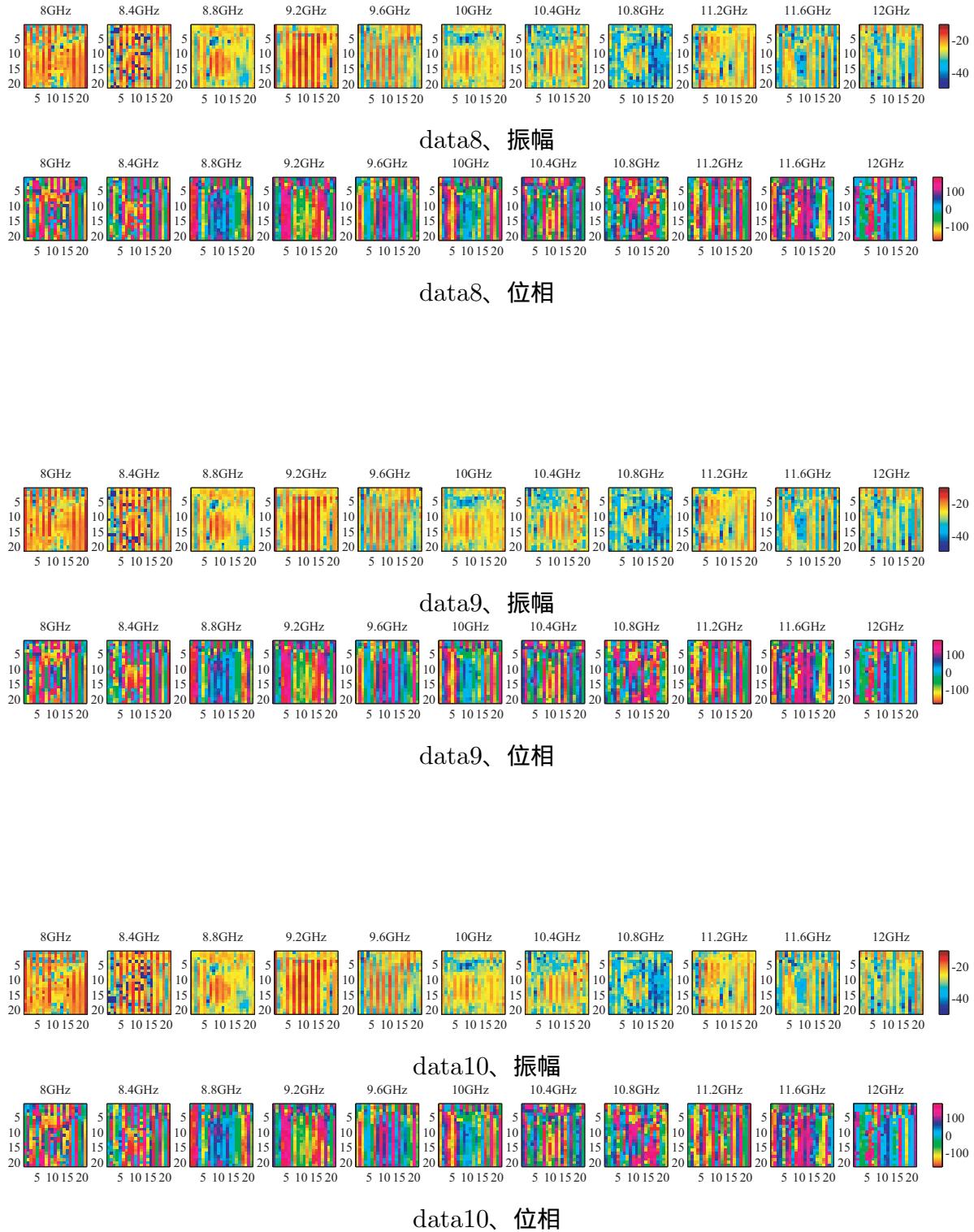


図 3.13: 新型フロントエンドを用いて模擬地雷を埋設し計測したデータ

## 第4章

# 提案2: 高周波経路別キャリブレーション

### 4.1 システムのモデル化

異方的重み付けを行う自己組織化マップを用いることで、縦縞問題は一応の収束を見たが、問題の原因がアンテナや経路の個体差にあるならば、本来はソフト側で対症療法的に補正を行うのではなく、ハード側で解決すべきである。そこで、まずは回路内の経路差を軽減すべく、スイッチの信号線に流れる電流が安定するよう改修を行った。これにより特に電子スイッチにおいて漏れなどに改善が見られた。

しかし、アンテナの個体差や、収束しきれない回路の経路差などはどうしても生じてしまうため、キャリブレーション段階での補正も行うべきである。そこで、現在補正として用いている手法 [10] を変更することを検討する。現在の補正手法では、アンテナ間の直接結合のみを考慮し、アンテナの減衰や信号が通る経路での減衰、位相回転と各アンテナ・経路の個体差を考慮していない。しかしこれらをすべて計測し、算出するとなると、回路内の正確な情報を取得する必要があり、図 2.5 のようなスイッチを多段に組んだ回路の場合に作業が複雑になる。これに対し、計測値にモデルを当てはめて未知数を求めるで回路内部の様子が分からなくても補正を可能にする手法を考案した。当てはめるモデルは以下のようになる。

$$\mathbf{A} = d(x, f) \exp\{j\theta(x, f)\} \left\{ \frac{1}{l} \exp\left(\frac{j2\pi l}{\lambda}\right) + c(x, f) \right\} \mathbf{B} \quad (4.1)$$

ここで  $\mathbf{A}, \mathbf{B}$  はそれぞれ VNA の入力と出力、 $l$  はアンテナ-銅板間の距離とし、 $d(x, f) \exp j\theta(x, f)$  は回路による減衰、 $\exp\left(\frac{j2\pi l}{\lambda}\right) + c(x, f)$  は大気による減衰と直接

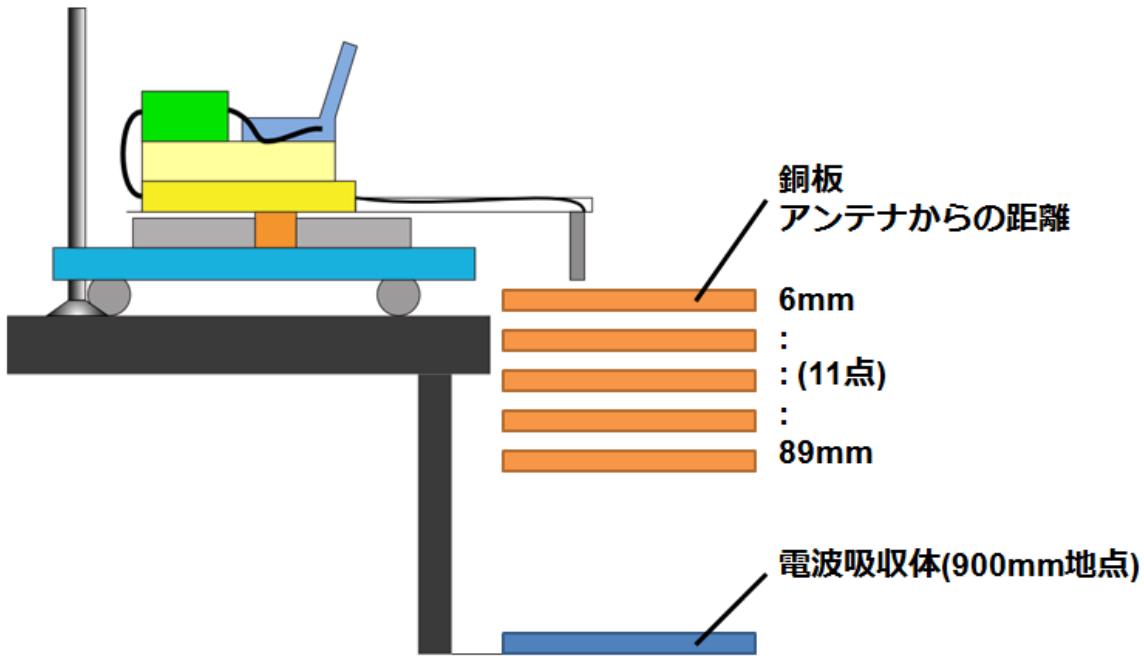


図4.1: 補正データの取得方法

結合、 $(x, f)$  とは経路  $x$  と周波数  $f$  による変数であることを示す。これを変形すると、

$$\begin{aligned} a(x, f) &\equiv d(x, f) \exp \{j\theta(x, f)\} \frac{1}{l} \\ b(x, f) &\equiv d(x, f) \exp \{j\theta(x, f)\} c(x, f) \end{aligned}$$

$$A(x, f) = \{a(x, f) \exp \left( \frac{j2\pi l}{\lambda} \right) + b(x, f)\} B(x, f) \quad (4.2)$$

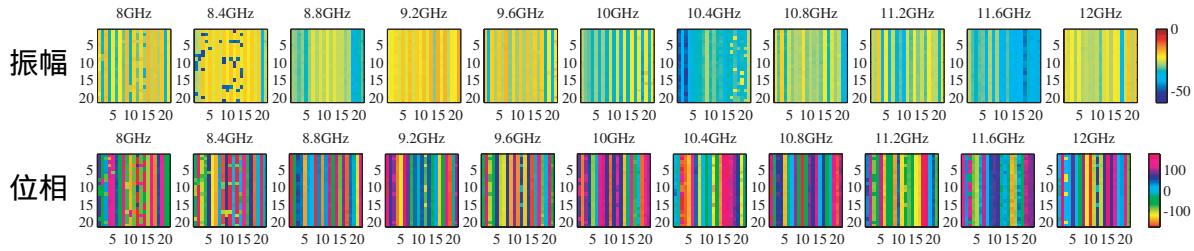
となり、 $a, b$  を計測するだけでこのモデルを使用することができる。

## 4.2 補正データの取得

まず、図4.1のように電波吸収体を計測することで  $b$  を取得し、次にアンテナ部付近に距離をずらしながら銅板をかざして計測した結果から  $b$  を減算して  $a$  を求める。これを補正に使う。

図4.3、4.4に  $a(x = 1, f = 8\text{GHz})$  を示す。位相においては、横軸を  $l$  ではなく  $\angle \exp \left( \frac{j2\pi l}{\lambda} \right)$  とした。

$a(x, f)$  は周波数や経路によって異なるが、振幅は距離  $l$  に反比例し、位相は線形を示した。ただし、位相は  $2\pi$  で畳まれているため折り返されている。これらを主流データと考え、その他の点を外れ値の傍流データと考える。主流データを扱うために、すべての経路

図 4.2:  $b$  を取得するために電波吸収体を計測した画像

において中央値のみをプロットすると、図 4.5 のようになる。ここから直接結合を減算すると図 4.6 のようになり、どの曲線も同じ傾向を示した。

このように、上記のモデリングを行うことで、回路の内部情報が分からずとも計測結果のみから補正を行うことが可能である。直接結合減算後（図 4.6）のグラフがほぼ交差しないことから、 $a(x, f)$  を距離  $l$  と経路  $x$  と周波数  $f$  によって定まる複素数の定数であると考える。 $a$  が最大となる  $l = 0.012$  の時の  $a(x, f)$  で除算を行い補正する。補正全体では、補正後の受信信号  $A'$  を次とする。

$$A'(x, f) = (A(x, f) - b(x, f))/a(x, f) \quad (4.3)$$

### 4.3 補正結果

図 4.7 に改修後に地雷を計測した画像、図 4.8 に従来の直接結合減算のみを行う手法によって補正された画像、図 4.9 に提案する手法によって補正された画像を示す。8.4GHz、9.2GHz などにおいて提案手法の画像では振幅の縦縞ノイズ強度が下がっている。したがって、従来の補正方法よりも、特に振幅についてよく縦縞ノイズを軽減できている。

これらの散乱画像を人間の目で判別しても大差がないと判断されがちであるが、この補正を用いて CSOM で区分化させた。すると、図 4.10 に表される従来手法による補正後の区分化よりも、図 4.11 の高周波経路別キャリブレーションによる補正を行った後の区分化の方が、縦縞ノイズをより軽減できていることが分かった。

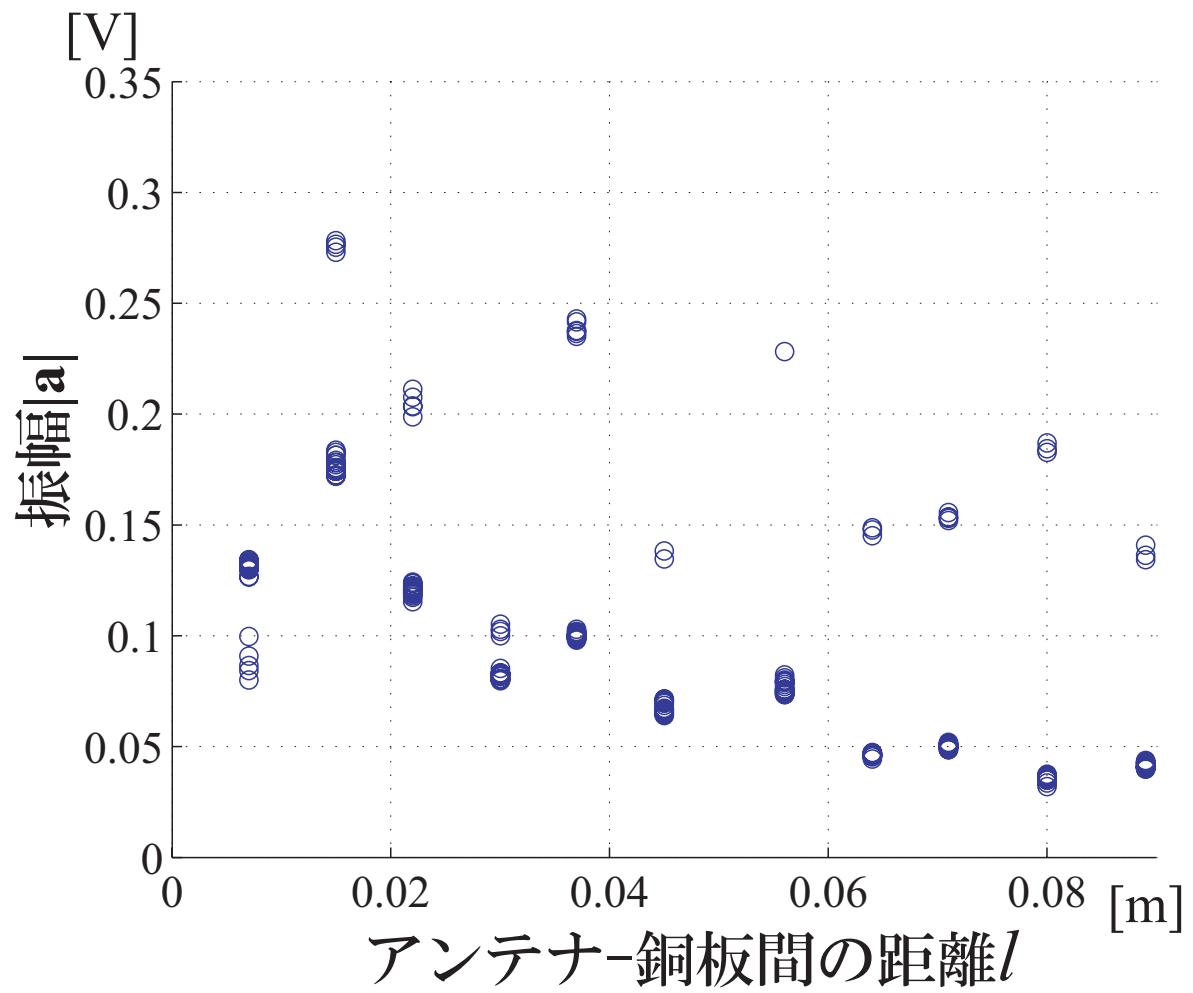
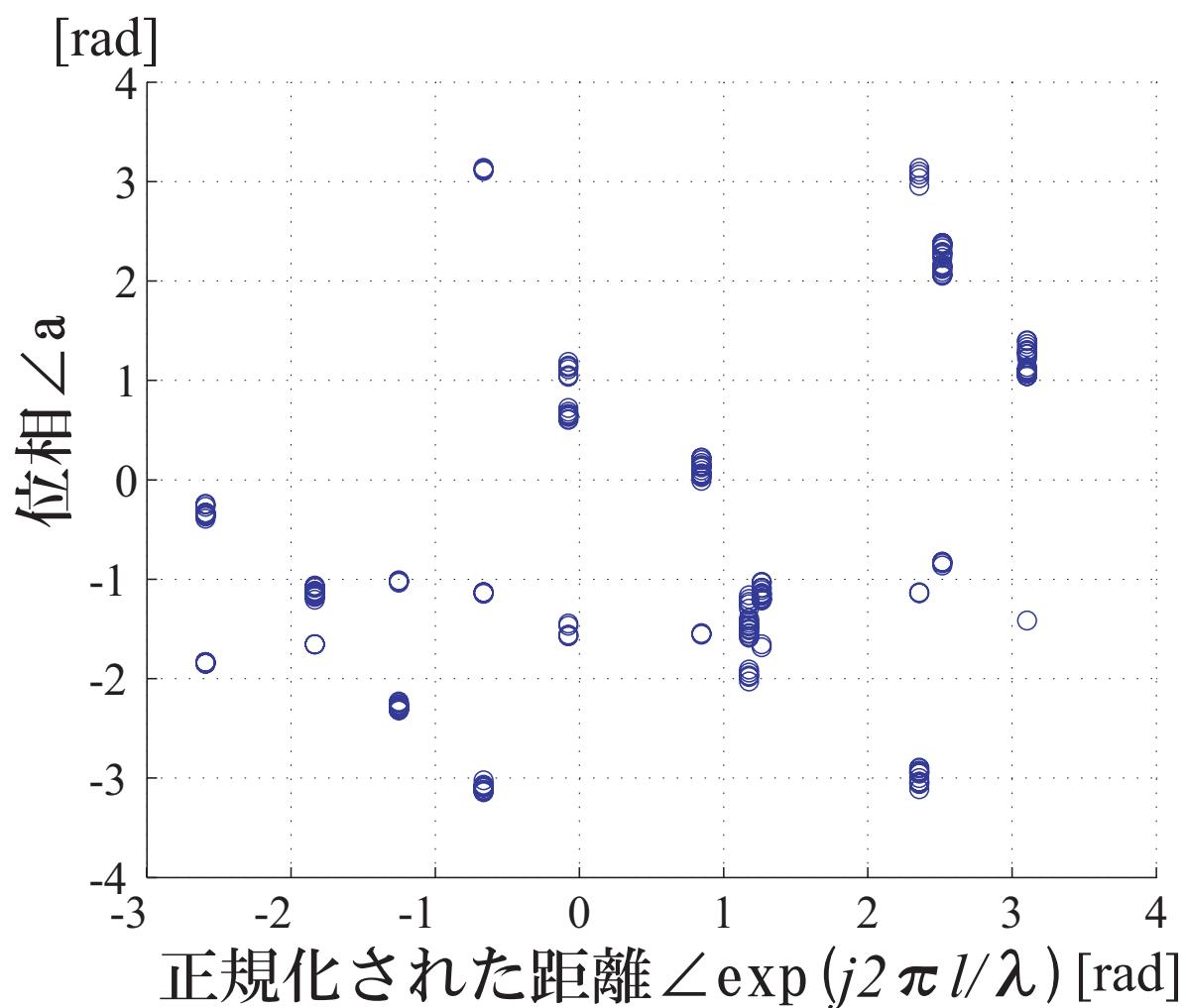


図 4.3: 受信信号の振幅:  $a(x = 1, f = 8\text{GHz})$

図 4.4: 受信信号の位相:  $a(x = 1, f = 8\text{GHz})$

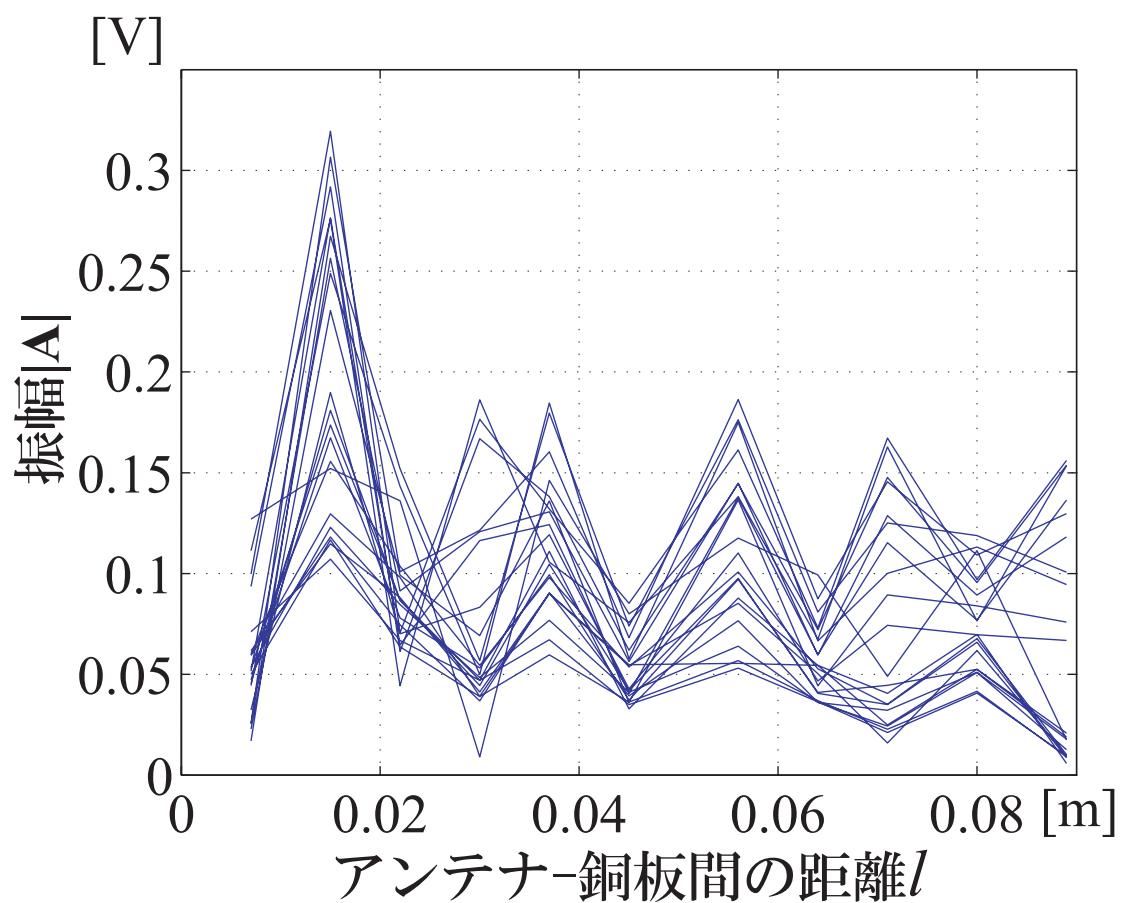


図 4.5: 直接結合減算前の信号振幅の中央値 :  $A(f = 8\text{GHz}), x = 1 \sim 21$

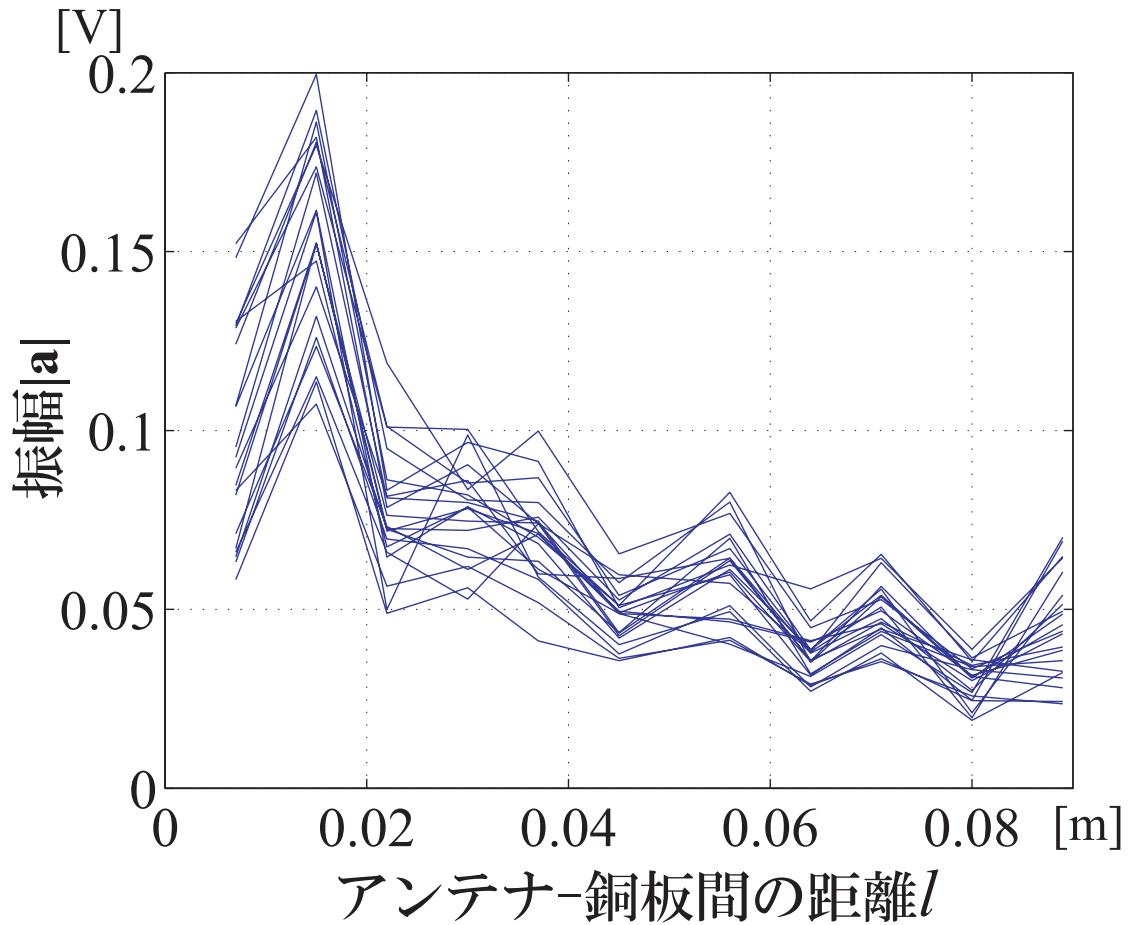
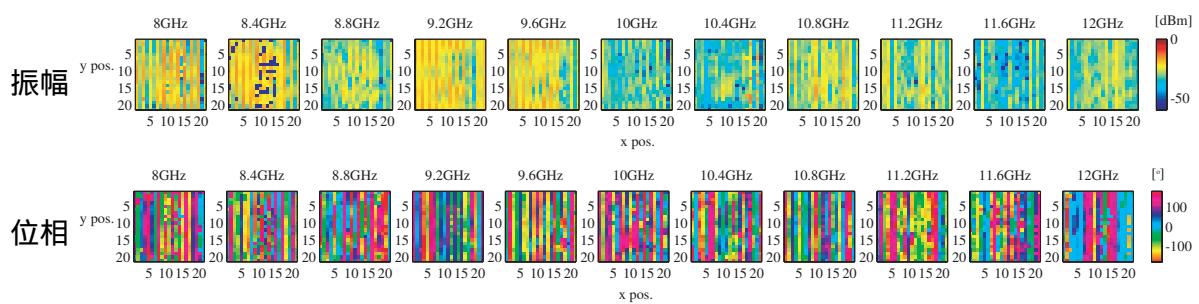
図 4.6: 直接結合減算後の信号振幅の中央値 :  $A(f = 8\text{GHz}), x = 1 \sim 21$ 

図 4.7: 改修後に地雷を計測した画像

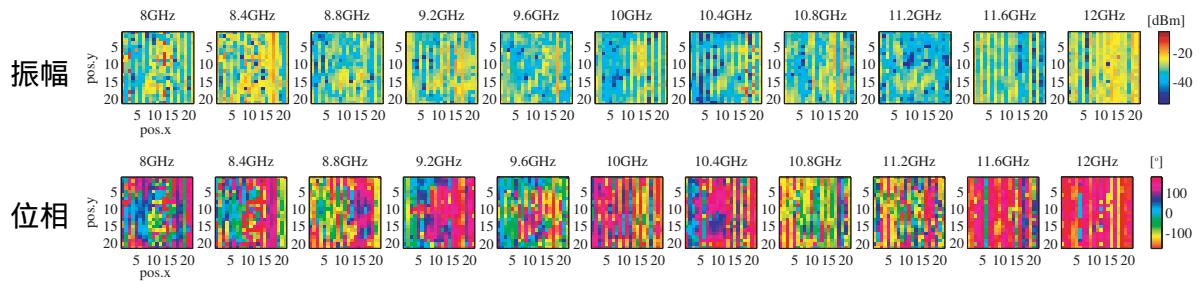


図 4.8: 従来の手法により図 4.7 を補正した画像

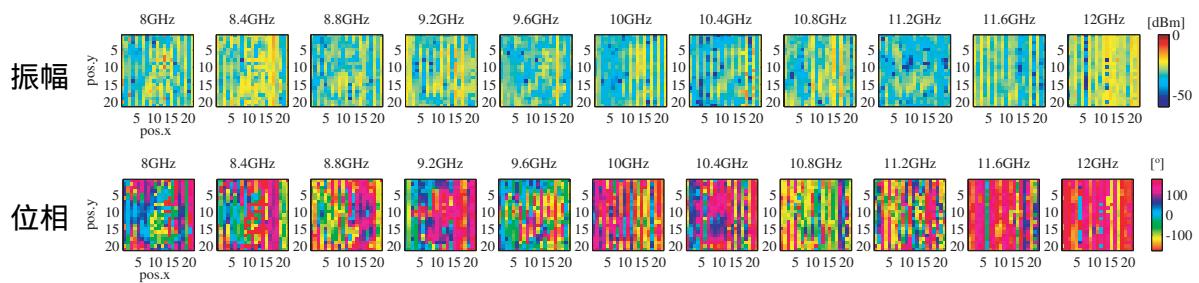


図 4.9: 新手法により図 4.7 を補正した画像

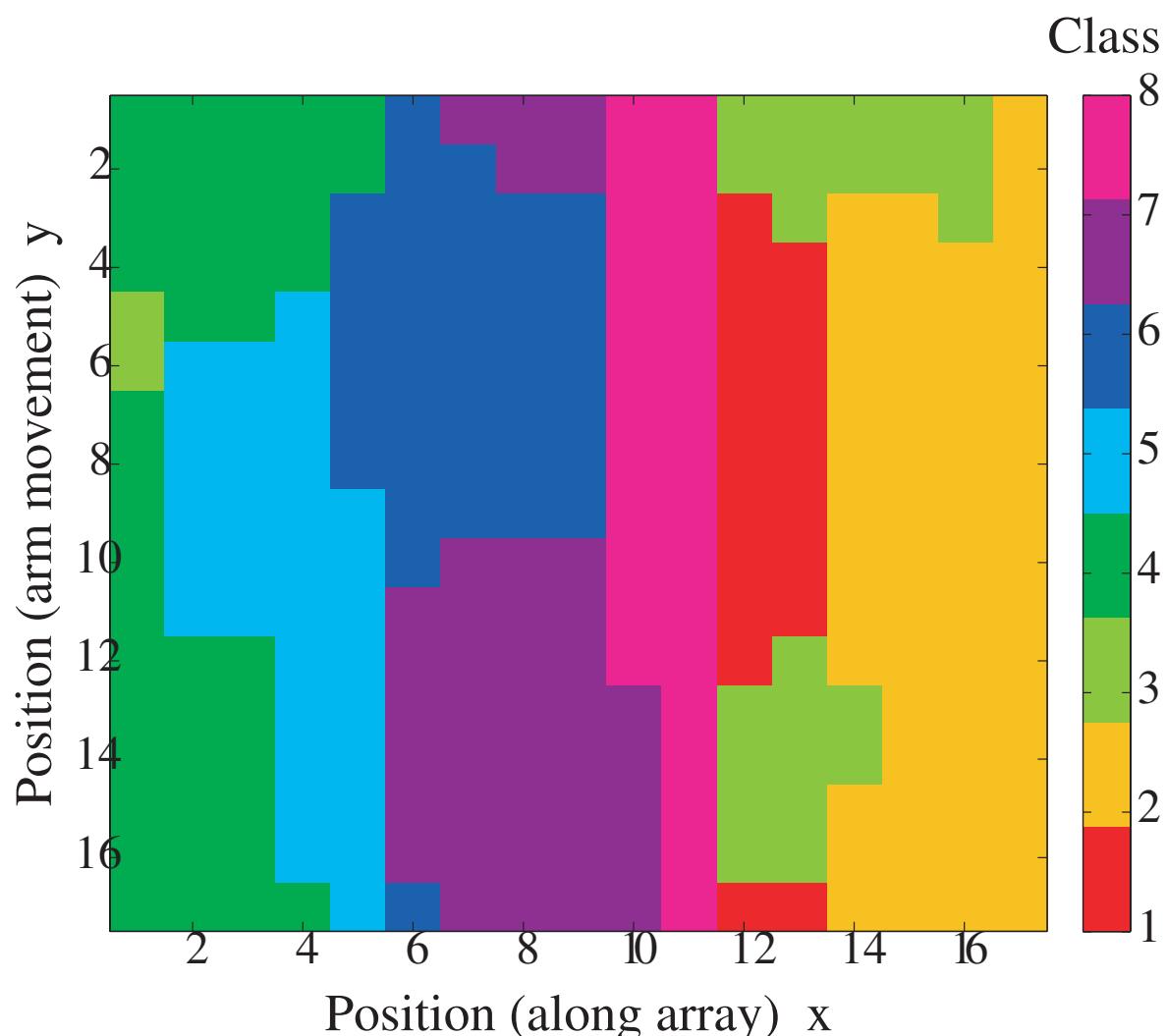


図 4.10: 従来手法での補正による自己組織化マップ

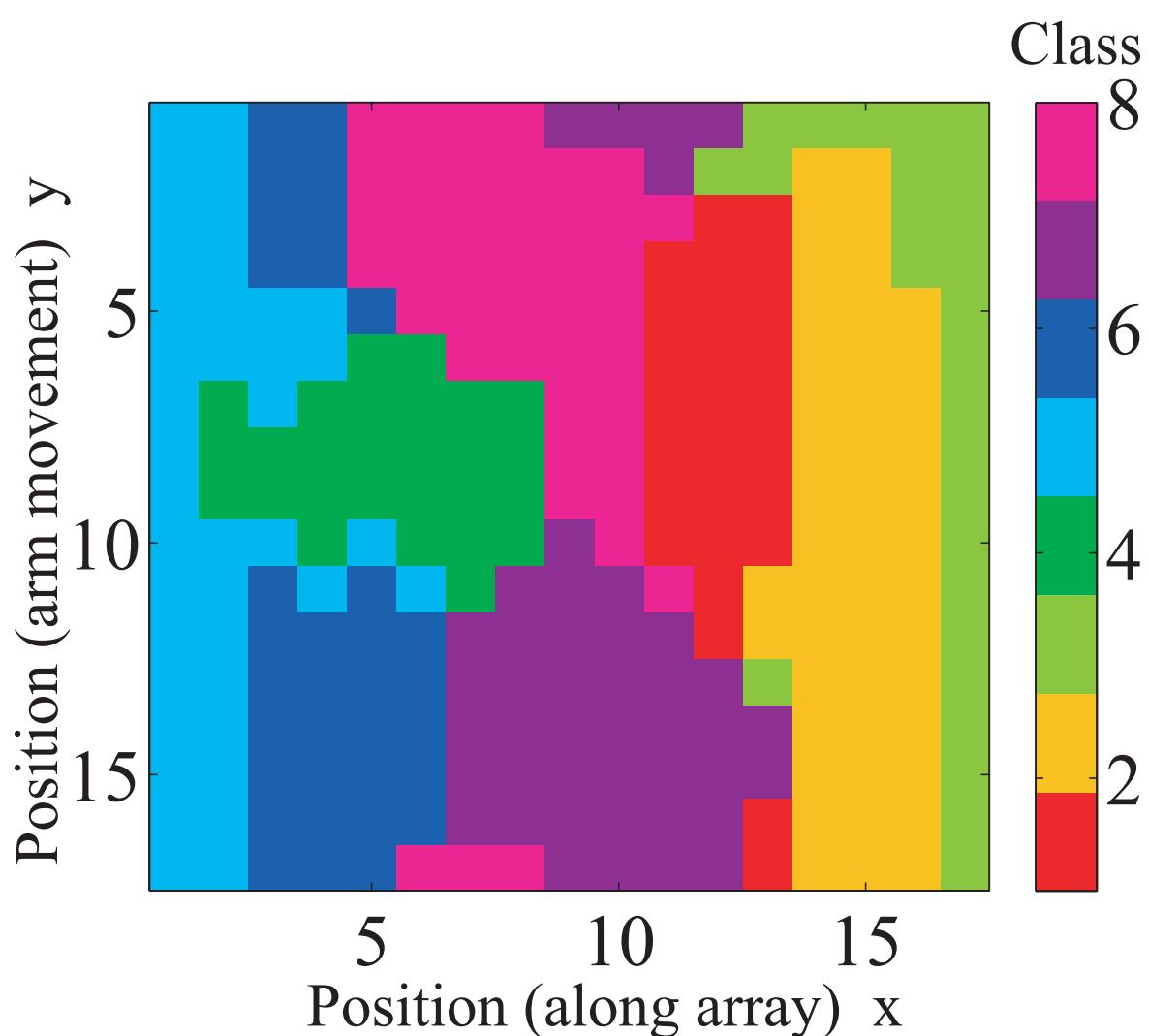


図 4.11: 高周波経路別キャリブレーションを行った自己組織化マップ

## 第 5 章

# 提案 3: 特徴量ベクトルの取捨

### 5.1 取捨手法の提案

以上の 2 つの提案に加え、特徴量ベクトルの要素を増減させることで縦縞ノイズをさらに軽減できないかと考えた。

手法 1 1 つ横との相関の削除

手法 2 2 つ横との相関の追加

手法 3 2 つ横・2 つ横 1 つ下との相関の追加

3 手法を検討する根拠を述べる。1 つ横との相関と、1 つ下との相関とに大きなスケールの違いが見受けられるために以前提案したのが、異方的重み付けを用いた自己組織化マップであった。そこで、1 つ横との相関の要素を削除してしまえば、そもそもスケール差の問題が解決されるのではないかと考えたのが手法 1 である。

一方で、特徴量を削るのではなく、追加することでテクスチャの新たな特徴をつかむことも考えた。特に、本システムではアンテナの配置方向  $x$  について、奇数値と偶数値で、使用するアンテナが 1 つ隣のものと 2 つ隣のものというように異なっている。そこで、手法 2 において 2 つ横との相関の要素を加えることを検討する。更に、1 つ横に対する 1 つ斜め下要素のように、2 つ横との相関とそれに加えて 2 つ横 1 つ下との相関の 2 要素を加えることを、手法 3 において検討する。

### 5.2 各手法による自己組織化マップの変化

まず、従来の特徴量ベクトルを用いて区分化を行った結果を図 5.1、図 5.2 に示す。異方的重み付けなしでは画像上部にエラーが出ていたが、異方的重み付けありではそれが解消された。そのかわり、地雷の形は横に歪んでしまった。

次に、手法1の特徴量ベクトルで区分化を行った結果が図5.3と図5.4である。1つ横との相関を削除しているため、異方的重み付けがほぼ意味をもたない。従来手法による特徴量ベクトルと同じく、歪みが見られた。

図5.5と図5.6の手法2による区分化では、異方的重み付けなしの場合は地雷クラスが2色に分かれてしまった。しかし、異方的重み付けありにおいては、実際のサイズより小ぶりになってしまってはいるものの、歪みを比較的抑えた区分化に成功している。小ぶりになってしまっているのは、地雷の縁を別のクラスとして検出しているのではないかと考えられる。

最後に図5.7と図5.8に表す手法3による区分化では、異方的重み付けなしの場合は縦縞に影響されながらも形があったものが、異方的重み付けを課した場合にはむしろうまく区分化を成功させることができなかった。2つ横1つ下との相関、というのが不要な要素であったと考えられる。

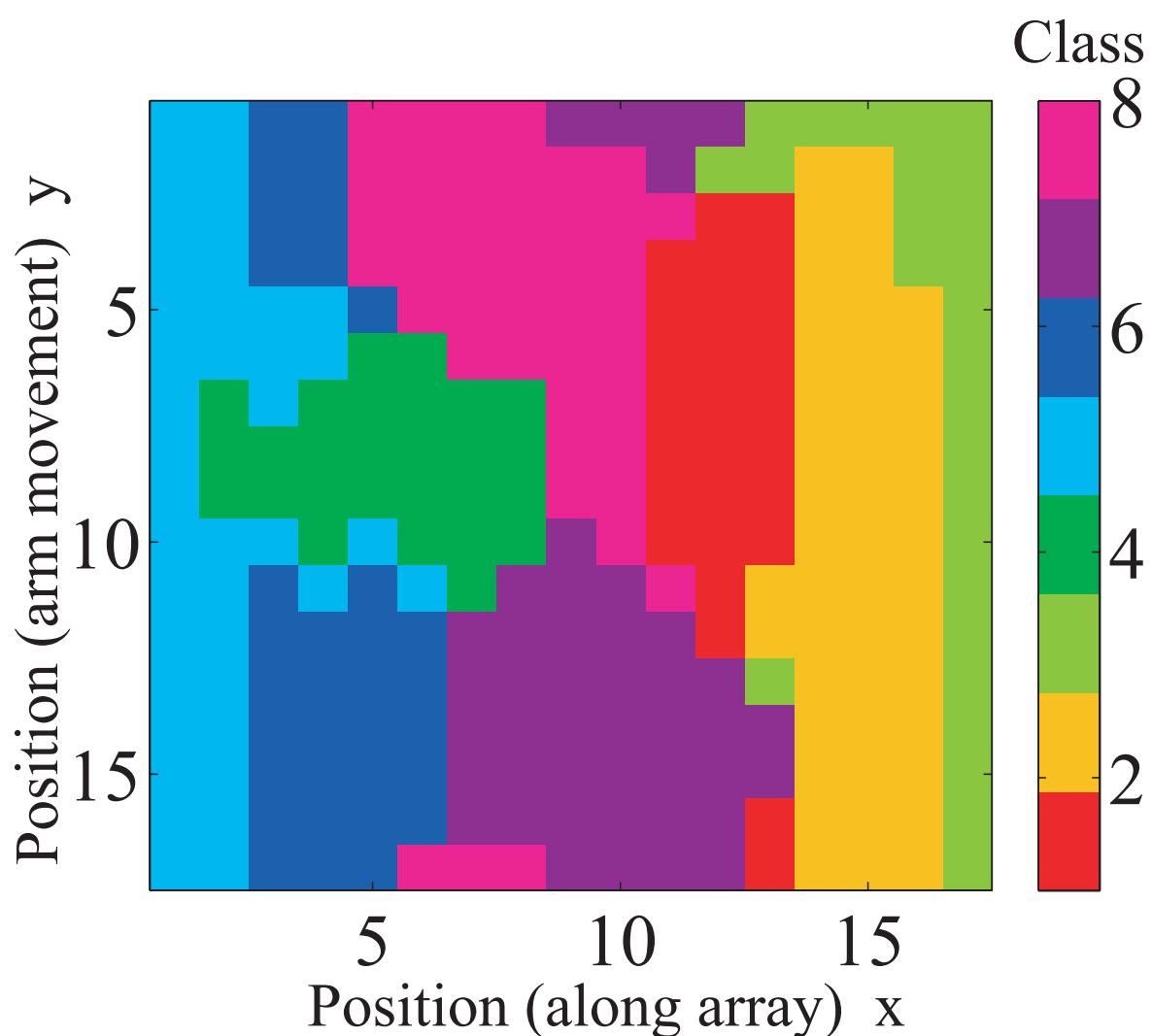


図 5.1: 異方的重み付けを用いずに従来手法の特徴量ベクトルにより生成された SOM

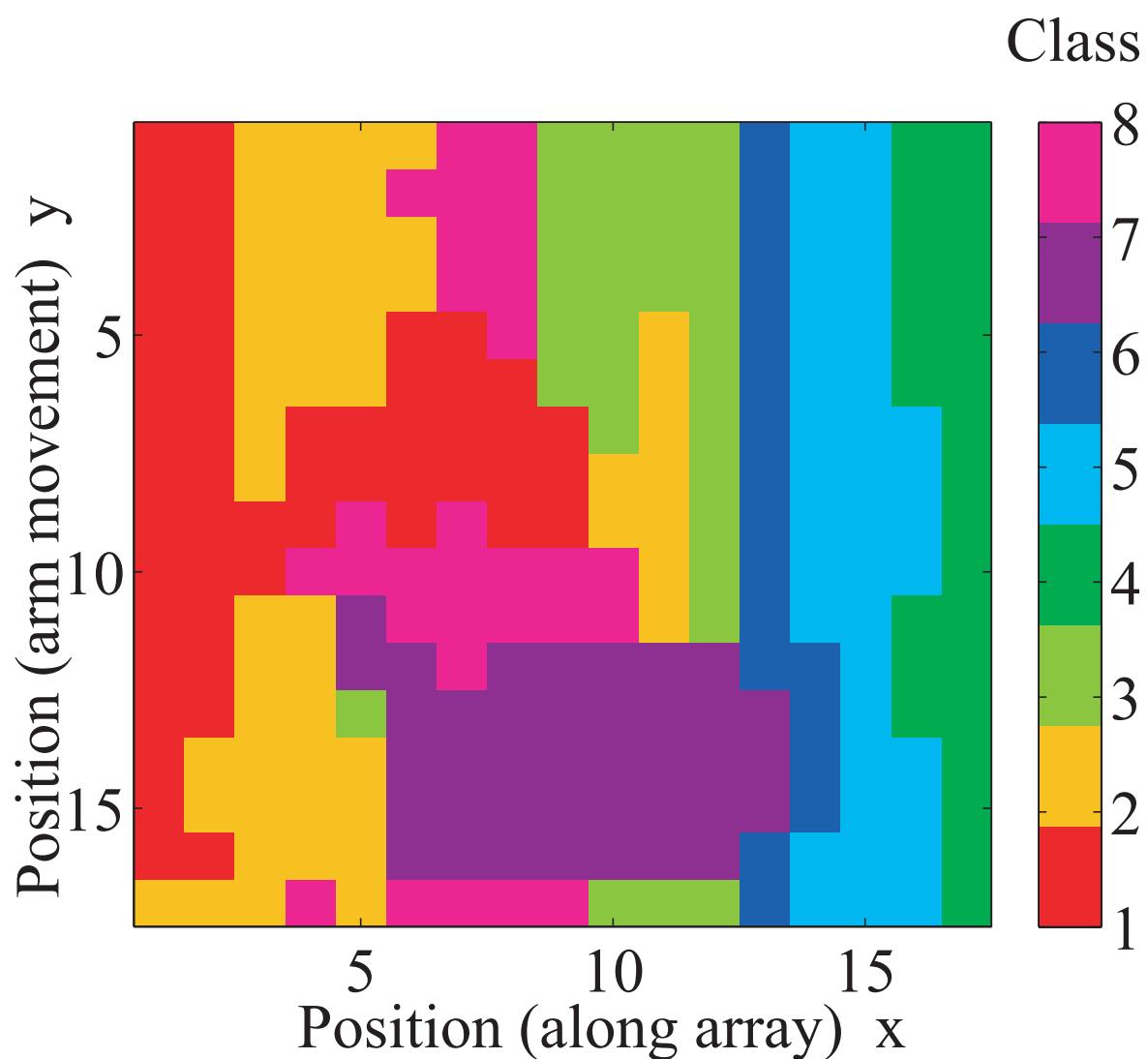


図 5.2: 異方的重み付けを用いて従来手法の特徴量ベクトルにより生成された SOM

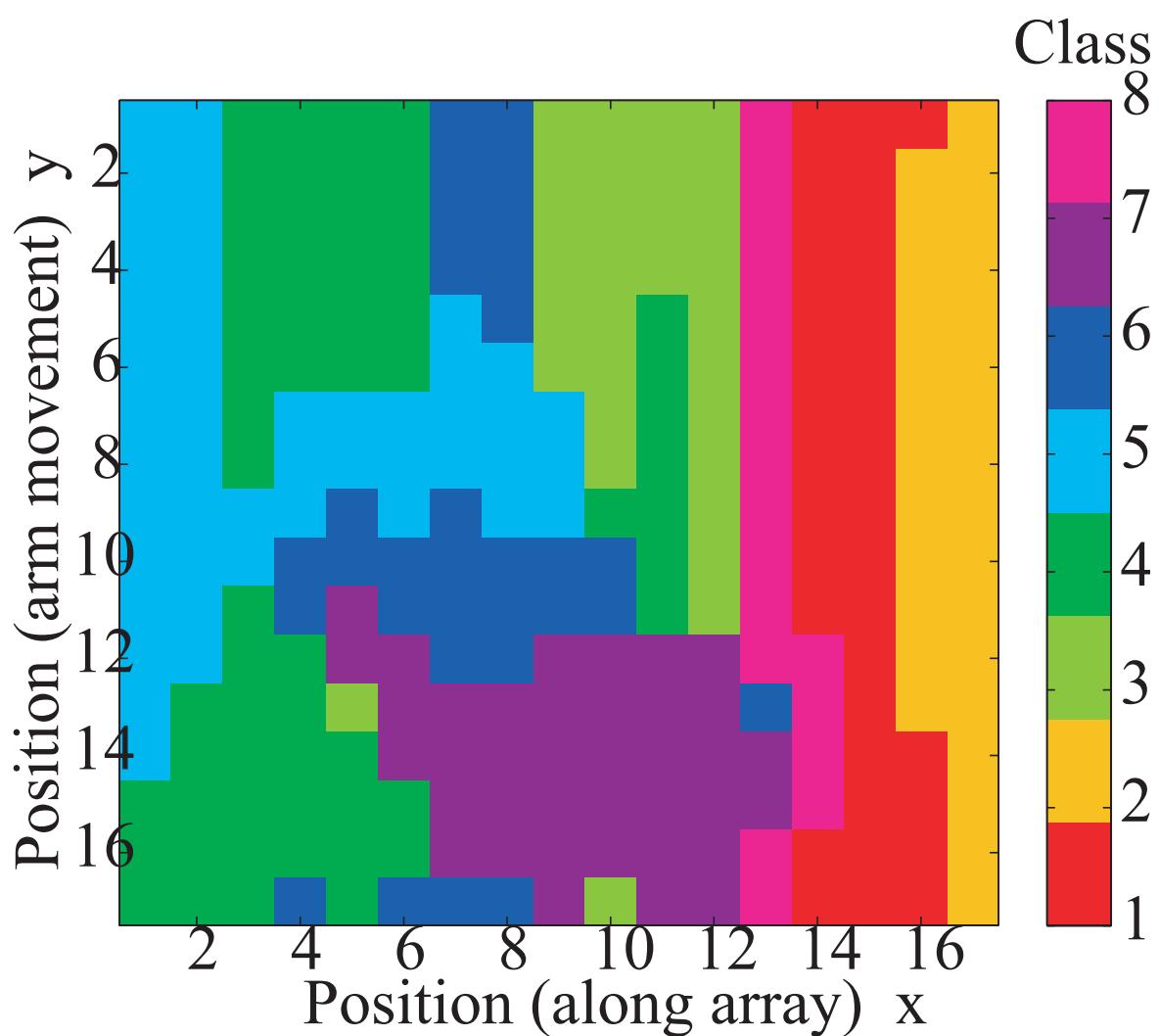


図 5.3: 異方的重み付けを用いずに手法 1 の特徴量ベクトルにより生成された SOM

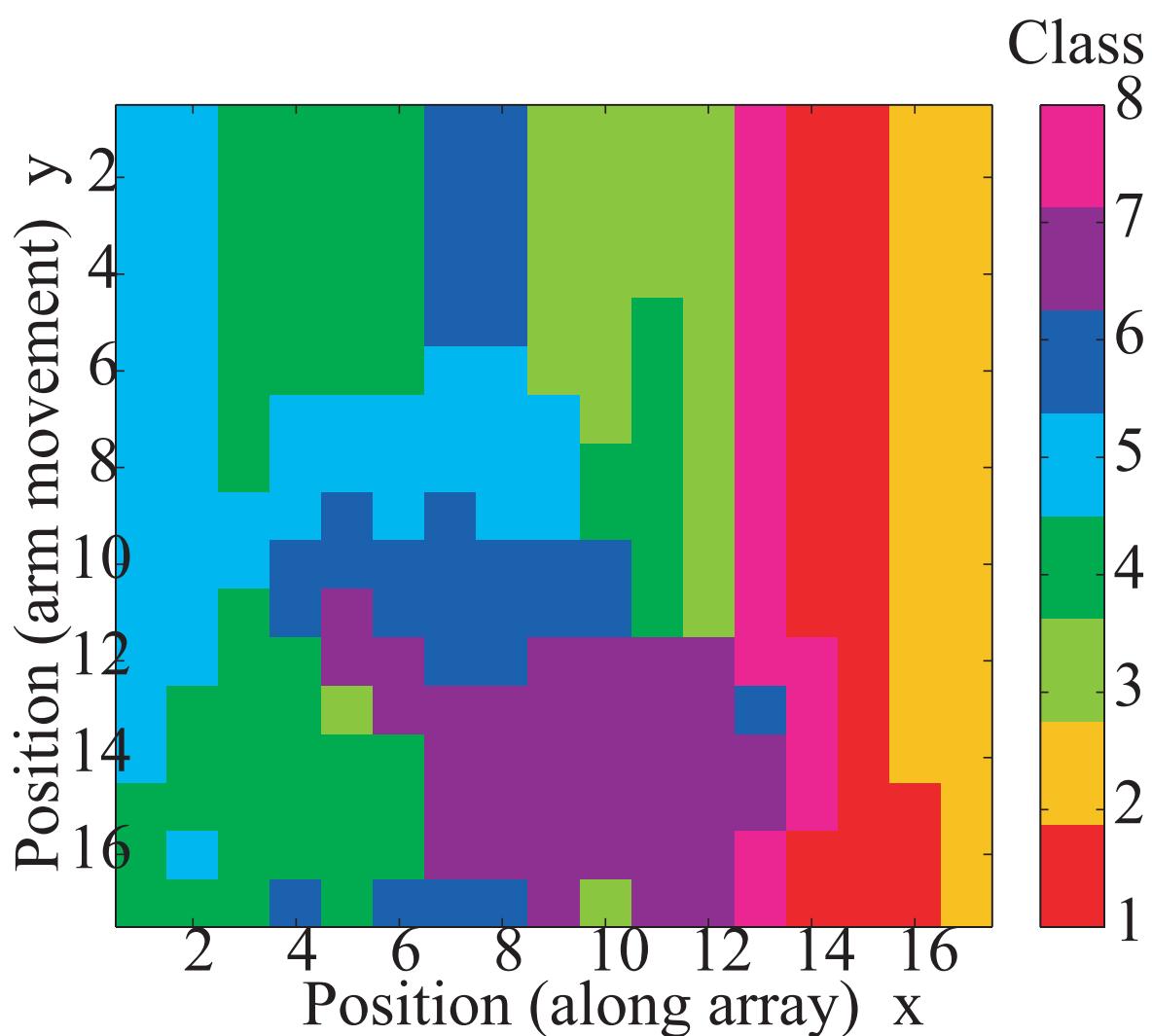


図 5.4: 異方的重み付けを用いて手法 1 の特徴量ベクトルにより生成された SOM

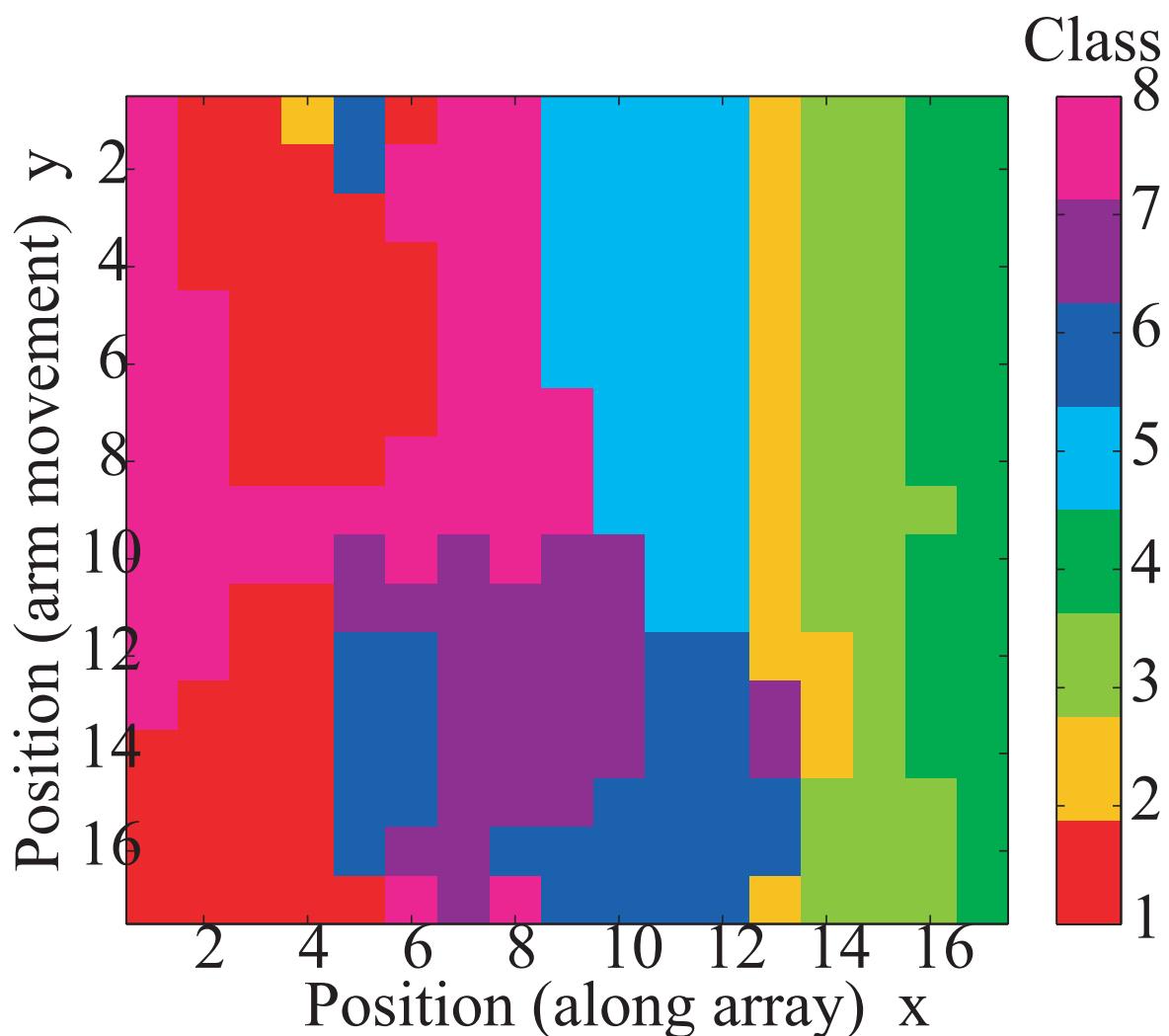


図 5.5: 異方的重み付けを用いずに手法 2 の特徴量ベクトルにより生成された SOM

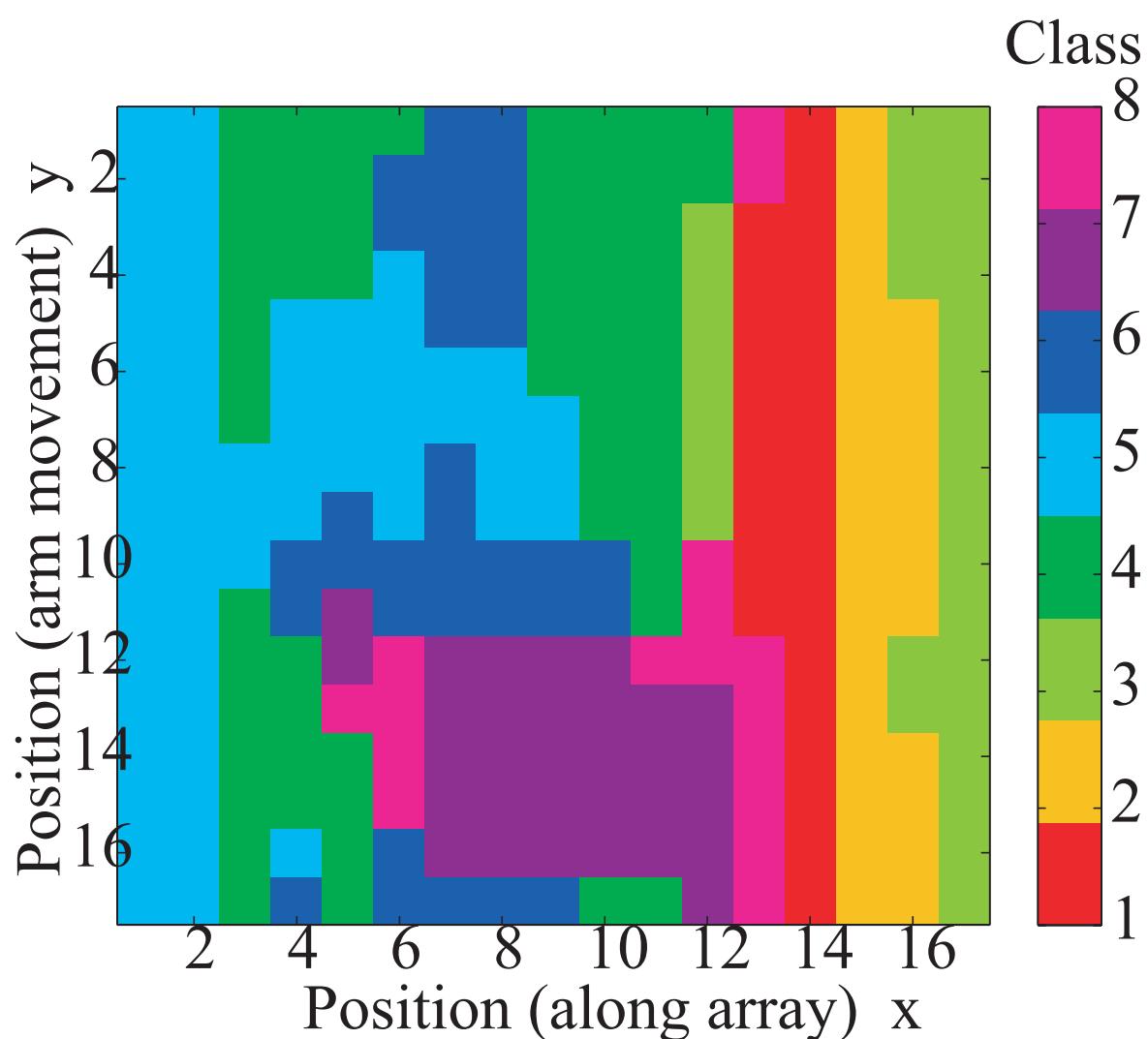


図 5.6: 異方的重み付けを用いて手法 2 の特徴量ベクトルにより生成された SOM

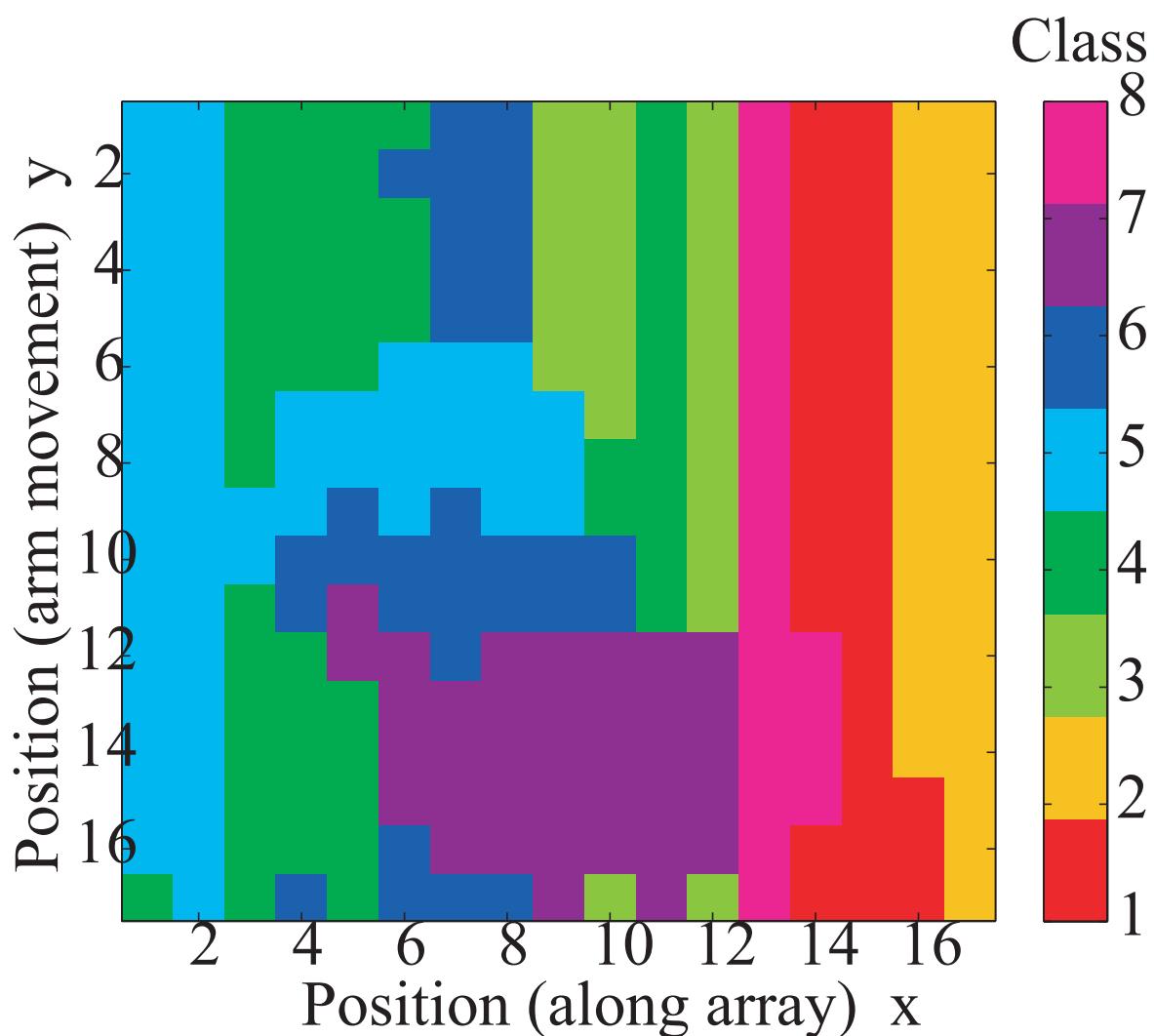


図 5.7: 異方的重み付けを用いずに手法 3 の特徴量ベクトルにより生成された SOM

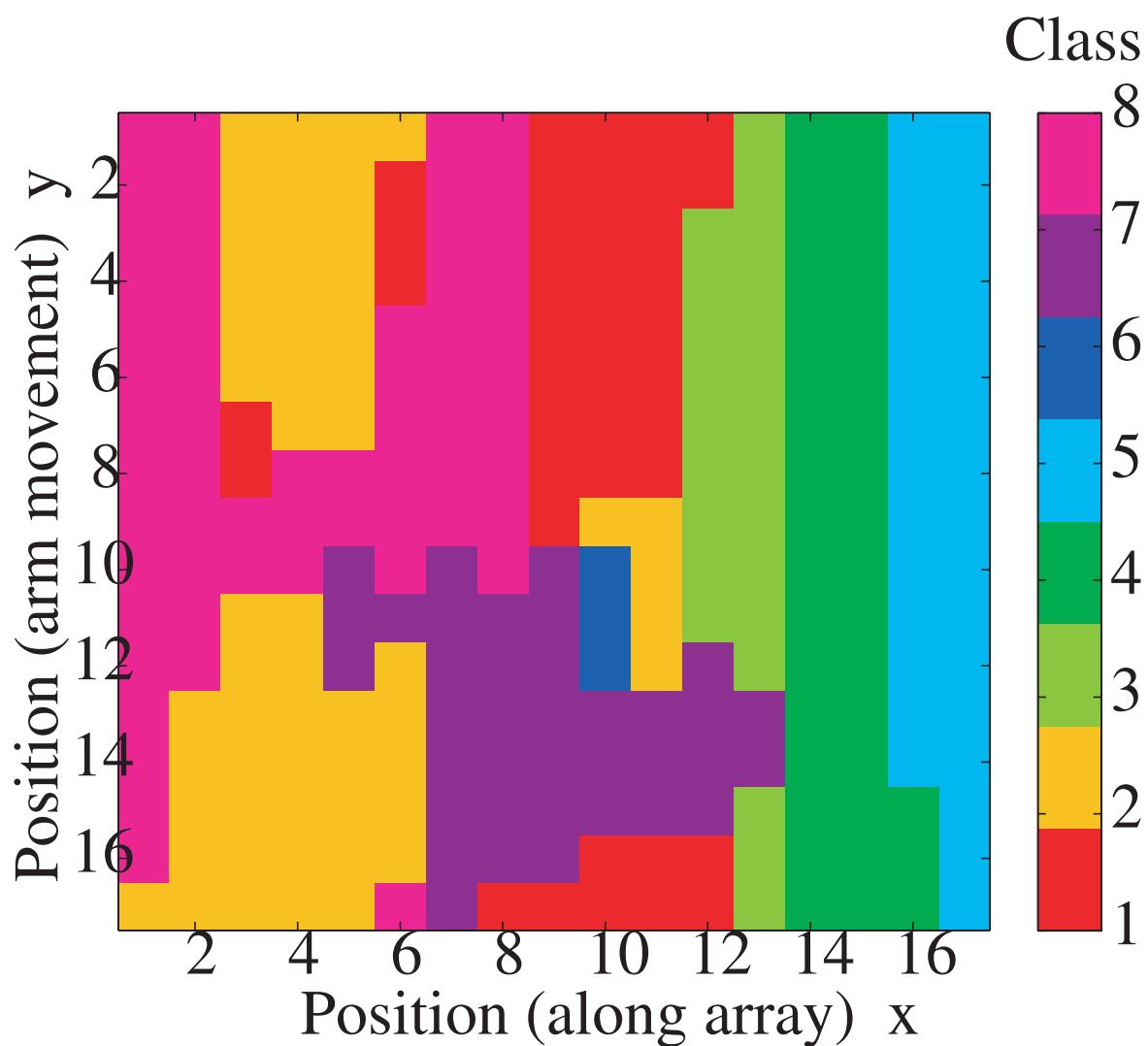


図 5.8: 異方的重み付けを用いて手法3の特徴量ベクトルにより生成された SOM

## 第 6 章

# 考察と今後の課題

### 6.1 考察

#### 6.1.1 アンテナ素子のエレメント外周の曲線化

アレイ化すると外壁面の歪みの共有などによりアンテナ素子の個体差が大きくなり、結果的に従来の Taper-Walled LTSA では無視できない反射特性となって現れていた。今回は対症療法的に、アンテナの反射特性を抑えるようにエレメントの設計を変更した。その結果、実用の範囲内にすべてのアレイアンテナを収めることができたので、この改良は有意義であったと考える。

#### 6.1.2 高周波経路別キャリブレーションによる縦縞ノイズ補正

従来の補正では、直接結合を減算し、その位相成分を更に減算するという手法をとっていた。しかし、この位相成分を減算するというのは完全に結果論で、その理由を説明することはできていなかった。今回、直接結合成分を複素減算し更に基準値で複素除算するという手法をとることにより改善が見られた。これは振幅成分においては大幅な改善であったが、位相成分においては従来の位相成分減算と同様のことを行っているのであり、変化がほぼないのも当然であったと考える。逆に言えば、従来経験則的に位相を減算していたものが、今回の手法により理論付けられた。

#### 6.1.3 特徴量ベクトルの取捨による CSOM の変化

特徴量ベクトルの形を変化させると、以前に提案した異方的重み付けが必ずしもうまくいくとは限らないことが判明した。そこで異方的重み付けの有無も含めて検討した結果、異方的重み付けありで、2つ横との相關要素を増やし 1 次元追加した特徴量ベクトルを用

いて区分化する手法が、最も地雷の形状に近くエラーもなく区分化できていた。本手法において地雷の縁が地雷とは別のクラスとして認識されるのは、2つ隣のテクスチャが既に地面であるクラスをニューラルネットが区別して認識てしまっているからだと考えられる。これを念頭に置いて地雷の形状を認識すれば、本来よりも一回り小さいだけで、地雷の区分化には支障がないと判断する。

## 6.2 今後の課題

継続して計測速度を改善しつつ、性能を向上させる。また、データ数を増やして教師画像とし、実際に未知画像を取得して地雷の判別率を算出し、実用性を検討する。

## 謝辞

この研究を進めるにあたり、熱心にご指導をいただいた廣瀬明教授に感謝いたします。システムの改良に際し回路面と数学面でご助力くださった西村さん、また、アドバイスや励ましの言葉をくださった研究室の皆様にお礼申し上げます。

## 参考文献

- [1] T. Susuki and I. Arai, "Advance on underground radars," IEICE Transactions, vol.E74, no.2, pp.289-294, 1991.
- [2] T. Counts, A. C. Gurbuz, W. R. Scott Jr., J. H. McClellan and K. Kim, "Multi-static ground-penetrating radar experiments," IEEE Transrations on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 10, pp. 2544-2553, October 2007.
- [3] C-C Chen, S. Nag, W. D. Burnside, J. I. Halman, K. A. Shubert and L. Peters, Jr., "A Standoff, Focused-Beam Land Mine Radar," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol.38, no.1, pp. 507-514, 2000.
- [4] Jeroen Groenenboom, Alexander Yarovoy, "Data Processing and Imaging in GPR System Dedicated for Landmine Detection," Subsurface Sensing Technologies and Applications, vol.3, no.4, pp. 387-402, 2002.
- [5] Alexander G. Yarovoy and Leo P. Ligthart, "Polarimetric video impulse radar for landmine detection," Subsurface Sensing Technologies and Applications, vol.3, no.4, pp. 271-293, 2002.
- [6] M. Sato, Y. Hamada, X. Feng, F. N. Kong, Z. Zeng and G. Fang, "GPR using an array an- tenna for land-mine detection," Near Subsurface Geophysics, vol. 2, pp. 7-13, 2004.
- [7] M. Sato, K. Takahashi, X. Feng and T. Kobayashi, "Dual sensor alis evaluation test in Afghanistan," IEEE Geoscience and Remote Sensing Society Newsletter, pp. 22-24, September 2005.
- [8] M. Sato, K. Takahashi, "Development of Dual Sensors and Deployment in Mine Affected Countries," in *Anti-personal Landmine Detection for Humanitarian Demining*, pp. 27-44, 2009.
- [9] S. Masuyama and A. Hirose, "Walled LTSA array for rapid, high spatial resolution, and phase sensitive imaging to visualize plastic landmines," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 8, pp. 2536-2543, August

- 2007.
- [10] S. Masuyama, K. Yasuda and A. Hirose, "Multiple mode selection of walled-ltsa array elements for high resolution imaging to visualize antipersonnel plastic landmines," IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 5, no. 4, pp. 745-749, October 2008.
  - [11] Y. Nakano and A. Hirose, "Improvement of plastic landmine visualization performance by use of ring-csom and frequency-domain local correlation," IEICE Transactions on Electronics, vol. E92-C, no. 1, pp. 102-108, January 2009.
  - [12] Y. Nakano and A. Hirose, "Adaptive identification of landmine class by evaluating the total degree of conformity of ring-SOM," Australian Journal of Intelligent Information Processing Systems, pp. 23-28, December 2010.
  - [13] A. Ejiri and A. Hirose, "Landmine visualization system based on multiple complex-valued SOMs to integrate multimodal information," ICJNN The 2012 International Joint Conference on, pp. 1-7, June 2012.
  - [14] Y. Nakano and A. Hirose, "Taper-walled linearly tapered slot antenna," IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, pp. 779-784, April 2011.
  - [15] A. Hirose and S. Yoshida, "Generalization Characteristics of Complex-Valued Feedforward Neural Networks in Relation to Signal Coherence," IEEE Neural Networks and Learning Systems, vol.23, no.4, 541-551, April 2012.
  - [16] T. Aoyagi, D. Radenamad, Y. Nakano and A. Hirose, "Complex-valued self-organizing map clustering using complex inner product in active mmillimeter-wave imaging," Int'l Joint Conference on Neural Networks (IJCNN) pp. 1346-1351 July 2010.

## 発表文献

- [1] E. Koyama, K. Matsuyama, A. Ejiri, and A. Hirose, "Landmine visualization system using complex-valued self-organizing map with one-dimensional array antenna," IEICE Neurocomputing, Technical Report, vol.113, no.500, pp. 69-74, March 2014.
- [2] E. Koyama and A. Hirose, "A landmine visualization system with one-dimensional array antenna using complex-valued self-organizing map," IEE-EMT, Technical Report, vol.115, no.279, pp. 119-123, October 2015.
- [3] E. Koyama and A. Hirose, "Mitigation of stripe noise problem using a calibration process dependent on antenna RF paths in landmine visualization systems with one-dimensional array antennas," IEE-EMT, Technical Report, vol.116, no.309, pp. 133-138, November 2016.