

アンテナ工学的手法による 地中探査レーダの性能改善

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

脇田 喜之

目次

1 序論	1
1.1 背景および目的	2
1.2 研究の概要	4
2 土壌の誘電率推定法	7
2.1 まえがき	8
2.2 媒質定数の推定方法	9
2.2.1 推定の手順	9
2.2.2 大地に接したアンテナの解析	11
2.3 実験による誤差評価	15
2.3.1 推定結果	15
2.3.2 他の測定法との比較	18
2.3.3 測定のばらつきに対する評価	18
2.4 理論的な誤差評価	21
2.5 降雨による土壌の媒質定数の時間変化	24
2.6 まとめ	26

3	T-bar fed slot antenna	27
3.1	まえがき	28
3.2	自由空間用 T-bar fed slot antenna	29
3.3	自由空間における設計方針	34
3.4	まとめ	35
4	T-bar fed slot antenna の広帯域化	36
4.1	まえがき	37
4.2	最適設計値の導出	38
4.2.1	地上高 H の調整	38
4.2.2	導波部の長さ x の調整	41
4.3	送受信間の過渡応答による性能評価	47
4.4	地表面反射低減効果	49
4.5	まとめ	56
5	T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスの改善	57
5.1	まえがき	58
5.2	T-bar 整合部の長さ dy の調整	62
5.3	給電スロット幅 dw の調整	66
5.4	T-bar 整合部の幅 dx の調整	70
5.5	まとめ	75
6	埋設ターゲット検出性能の検証	76
6.1	まえがき	77
6.2	地表面反射の低減によるレーダの性能改善	79
6.3	多層構造を有する地中の埋設物探査実験	82
6.4	まとめ	87

目次	iii
7 結論	88
謝辭	92
参考文献	93
研究業績	97

目 次

1.1	本論文の構成	6
2.1	アンテナによる土壌の媒質定数の推定手順	10
2.2	スペクトル領域モーメント法の基本モデル	12
2.3	ストリップ・ダイポールアンテナ	16
2.4	自由空間におけるインピーダンス特性	16
2.5	地表面におけるインピーダンス特性	17
2.6	土壌の媒質定数の推定結果	17
2.7	地中探査レーダによる測定結果	19
2.8	共振周波数の測定誤差による媒質定数の推定誤差	22
2.9	共振抵抗の測定誤差による媒質定数の推定誤差	23
2.10	降雨による土壌の媒質定数の推定結果	25
3.1	キャビティ装荷 T-bar fed slot antenna	30
3.2	自由空間用 T-bar fed slot antenna の VSWR 特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)	32
3.3	自由空間用 T-bar fed slot antenna のインピーダンス特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)	33
4.1	地上高 H に対する VSWR 特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)	39
4.2	地上高 H に対するインピーダンス特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)	40
4.3	導波部の長さ x に対する VSWR 特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)	42
4.4	導波部の長さ x に対するインピーダンス特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)	43

4.5	FDTD 法による最適な導波部の長さ x の検討, VSWR 特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)	45
4.6	FDTD 法による最適な導波部の長さ x の検討, インピーダンス特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)	46
4.7	送受信アンテナ間の過渡応答特性	48
4.8	電界の観測面	50
4.9	T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その 1)	52
4.10	T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その 2)	53
4.11	T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その 3)	54
4.12	T-bar と地表面の間隙の電界 ($t = 1.334 \text{ ns}$)	55
5.1	地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna の給電部付近の電界分布	59
5.2	インピーダンス最適化における寸法パラメータ	60
5.3	インピーダンス特性の測定状況	61
5.4	T-bar 整合部の長さ dy に対する VSWR の変化	64
5.5	T-bar 整合部の長さ dy に対するインピーダンス軌跡の変化	65
5.6	給電スロット幅 dw に対する VSWR の変化 (その 1)	67
5.7	給電スロット幅 dw に対する VSWR の変化 (その 2)	67
5.8	給電スロット幅 dw に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 1)	68
5.9	給電スロット幅 dw に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 2)	69
5.10	T-bar 整合部の幅 dx に対する VSWR の変化 (その 1)	71
5.11	T-bar 整合部の幅 dx に対する VSWR の変化 (その 2)	71
5.12	T-bar 整合部の幅 dx に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 1)	72
5.13	T-bar 整合部の幅 dx に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 2)	73
5.14	地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna (インピーダンス最適設計タイプ)	74
6.1	各種 T-bar fed slot antenna の特性比較 ($Z_0 = 50\Omega$)	78

6.2	埋設ターゲット検出実験	80
6.3	多層構造を有する地中のレーダ実験場	83
6.4	地中探査レーダシステム・送受信アンテナ	84
6.5	実験状況	84
6.6	実験場におけるアンテナの VSWR 特性	85
6.7	多層構造を有する地中のレーダ画像 (単位 m)	86

表 目 次

2.1	アンテナの設置状態に対する測定誤差	19
2.2	測定状況	25
3.1	自由空間用 T-bar fed slot antenna の寸法 (単位: mm)	32
4.1	近傍電界の解析条件	50
6.1	アンテナ性能比較実験の測定条件	80
6.2	多層構造を有する地中の測定条件	85

第1章

序論

1.1 背景および目的

地中レーダを用いた史上最初の探査は、1929 年に Stern によって報告された氷河の深さの計測であると言われている。このとき Stern が開発した計測方法は、今日の radio-interferometry に相当する技術であった。その後 Stern の計測方法は失われていたが、1950 年後半にグリーンランドで ice cap への飛行機墜落事故が起こり、地中 (雪中) 探査の必要性が認識された際、Stern の研究が注目されることとなった。この出来事とは別に、1972 年のアポロ 17 号のミッションで radio-interferometry が用いられた際も Stern の研究が再発見されている [1]。また、今日の地中探査レーダで最もよく用いられている方法は、短パルス波形の時間応答計測による方法である。1965 年に Barringer が行った電磁波と音波による地下イメージングや、1967 年に Caldecott が行った電磁波による地下水脈の探査は、短パルスレーダ方式と同種の方法である [1]。地中探査レーダが有用な技術であることが広く一般に認められるのは、Ohio State University の ElectroScience Laboratory の Young が 10 年の歳月を掛けた Terrascan が 1978 年に Industrial Research Magazine の IR100 award を受けるまで待たなければならない [2]。その後 1980 年代より、地中探査レーダに関する国際会議が開催されるようになり、さまざまな応用例が発表されるようになった [1]。このことから、地中探査レーダの応用は 1980 年代以降に急速に進歩した技術であると言える。

特に近年では、土木建築における水道管やガスの検出や、石油や鉱物などの資源探査、さらには遺跡発掘における事前調査にまで用いられるようになった。だが、最新のレーダシステムであっても、測定条件に依らず常に鮮明なレーダ画像を得ることは困難である。それでも地中探査レーダが広く使われているのは、原画像が多少不鮮明であっても、レーダ信号処理技術で改善された画像によって土木作業の効率化などに有用な情報が十分に得られるからである。すなわち、近年の地中探査レーダの発展は、レーダ信号処理に依るところが大きいと言える。

地中探査レーダの性能を改善する研究は、(1) レーダに使われているコンポーネントの改良、(2) レーダ信号処理手法の考案や改良の 2 テーマに分けられる。このうちのレーダ信号処理手法とは、レーダシステムで得られた信号に含まれる情報を最大限に利用してレーダ

画像の画質を改善することが目的である。主な例として、クラッタは統計的にランダムな性質を有することを利用したスweep間相関法 [3] や、地表面クラッタとターゲットエコーの偏波状態の相違を利用した Polarimetric FM-CW radar [4] などが挙げられる。しかし、信号に含まれている情報以上に画質を改善することは出来ない。すなわち、画像をレーダ分解能以上に鮮明にすること、および、最大探査深度より深い位置のターゲットを検出することは出来ない。一方、レーダに使われているコンポーネントを改良する場合、周波数特性が広がるとレーダ分解能は細くなり、ダイナミックレンジや S/N 比が増加するとレーダ最大探査深度は深くなる。よって、レーダ信号処理が十分に進歩した今日では、コンポーネントの改良を行うことで、レーダシステムの性能をより一層改善することができると考えられる。

アンテナはレーダシステムに最も影響を与えるコンポーネントなので、レーダ用アンテナの設計や改良は非常に重要な問題である。しかし、アンテナの性能を改善する際には、その改善要求には相反する内容が多い。たとえば、アンテナの小形化と低周波数域特性の改善、放射効率の向上と周波数特性の平坦化、などである。したがって、アンテナの最適設計値を導出することは非常に困難となる。そのためか、地中探査レーダ用アンテナは種類が少なく、一般的には、ダイポールアンテナかボウタイアンテナに抵抗とキャビティを装荷したものが多く用いられている。このような背景より、これまで取り扱われていないアンテナを地中探査レーダ用に設計し、その性能を検討することは、今後の地中探査レーダの性能改善の研究分野において、積極的に議論すべきテーマであると言える。

本研究の第1の目的は、地中探査レーダ用アンテナの性能改善を行い、これによってレーダの性能も改善されることを確かめることである。また、地中探査レーダの性能も、そのアンテナの性能も、時々刻々と変化する土壤の電気定数 (誘電率, 導電率) に依存しているため、第1の目的を実現するためには、土壤の電気定数を明らかにしておく必要がある。よって第2の目的は、地中探査レーダやそのアンテナの性能評価に適した、土壤の誘電率の推定方法を開発することである。

1.2 研究の概要

本論文では、アンテナの改良による地中探査レーダの性能改善を目的として、2つの問題について検討を行っている。

第1の問題は、土壌の誘電率を現場でリアルタイムかつ高精度に推定する手法についてである。土壌の状態が変化するとレーダ波の伝搬状態やアンテナの諸特性も変化するため、地中探査レーダやアンテナの性能を評価するためには土壌の誘電率を知る必要がある。一般的な誘電体材料の誘電率測定では誘電体共振器法やSパラメータ法が用いられている [5] が、これらの方法で土壌の誘電率を測定する場合、測定治具によって土壌の形状や状態が変化してしまうため、十分な測定精度が得られない。また、合成開口処理から誘電率を逆推定する手法 [6] では、計算に長時間を要するうえに、測定精度を評価することも難しい。したがって、これまでに提案されてきた手法は、地中探査レーダ用アンテナの性能評価には適用不可能である。そこで本論文では、全く新たな手法として、アンテナをセンサとして利用する手法を提案している。すなわち、本論文で提案する手法では、あらかじめ解析しておいた地表面上のアンテナ特性と、現場で得られた測定値を比較することで、リアルタイムに誘電率を推定することができる。本論文の第2章では、アンテナを用いた土壌の誘電率推定法の詳細について述べ、測定精度について検討を行っている。さらに、その有効性を検証するため、降雨時の誘電率の時間変化の測定結果について報告している。

第2の問題は、アンテナの改良による地中探査レーダの性能改善とその効果の検証についてである。本研究では、これまで地中探査レーダ用レーダアンテナとしてほとんど検討されたことが無い T-bar fed slot antenna [20] を採用している。自由空間用に設計された本アンテナでは入力インピーダンスが約 $150\ \Omega$ と高く、 $VSWR < 3$ ($Z_0 = 150\ \Omega$) の比帯域が約 2:1 の広帯域特性を有するが、地表面近傍では、本アンテナ周波数特性は急激に悪化する。よって、地中探査レーダ用アンテナとするには大幅な改良が必要である。本論文の第3章では、本アンテナの概要と設計における方針を述べている。第4章では、アンテナを地表面近傍に配置した時に周波数特性が最適となるキャビティの形状パラメータと動作条件を導出している。この結果として、250 MHz ~ 1000 MHz で $VSWR < 3$ ($Z_0 = 150\ \Omega$) という自由

空間用の設計値よりやや広帯域な周波数特性が得られている。また、T-bar fed slot antenna の近傍電界分布の時間変化を FDTD 法によって解析し、本アンテナの地表面上での振舞いについて述べている。第5章では、本アンテナのインピーダンス特性と T-bar probe 部の形状パラメータの間に深い関係があると考え、周波数特性を低下させることなく $50\ \Omega$ と整合する T-bar probe 部の最適形状を実験的に求めている。最終的に得られた T-bar fed slot antenna は、結果として、 $VSWR < 2$ ($Z_0 = 50\ \Omega$) の動作帯域が $350\ \text{MHz} \sim 1000\ \text{MHz}$ となり、これまでにない良好な周波数特性となっている。第6章では T-bar fed slot antenna の改良による地中探査レーダの性能改善の効果を検証するために、埋設物探査実験で得られたレーダ画像を示している。第7章では、本研究のまとめと今後の課題について述べる。

本論文の構成を図 1.1 に示す。本論文の主題は図の中央に示されている『アンテナの改良』を行うことであり、新しい地中探査レーダ用アンテナを提案し、設計および改良を行っている。図の左側に示されている『土壌の誘電率推定法』は、アンテナの特性評価を厳密に行うためのツールとして位置づけており、本研究の内容に適する手法を新しく提案している。図の右側に示されている『ターゲット検出性能の評価』は、本研究の成果を総合的に評価することを目的としている。

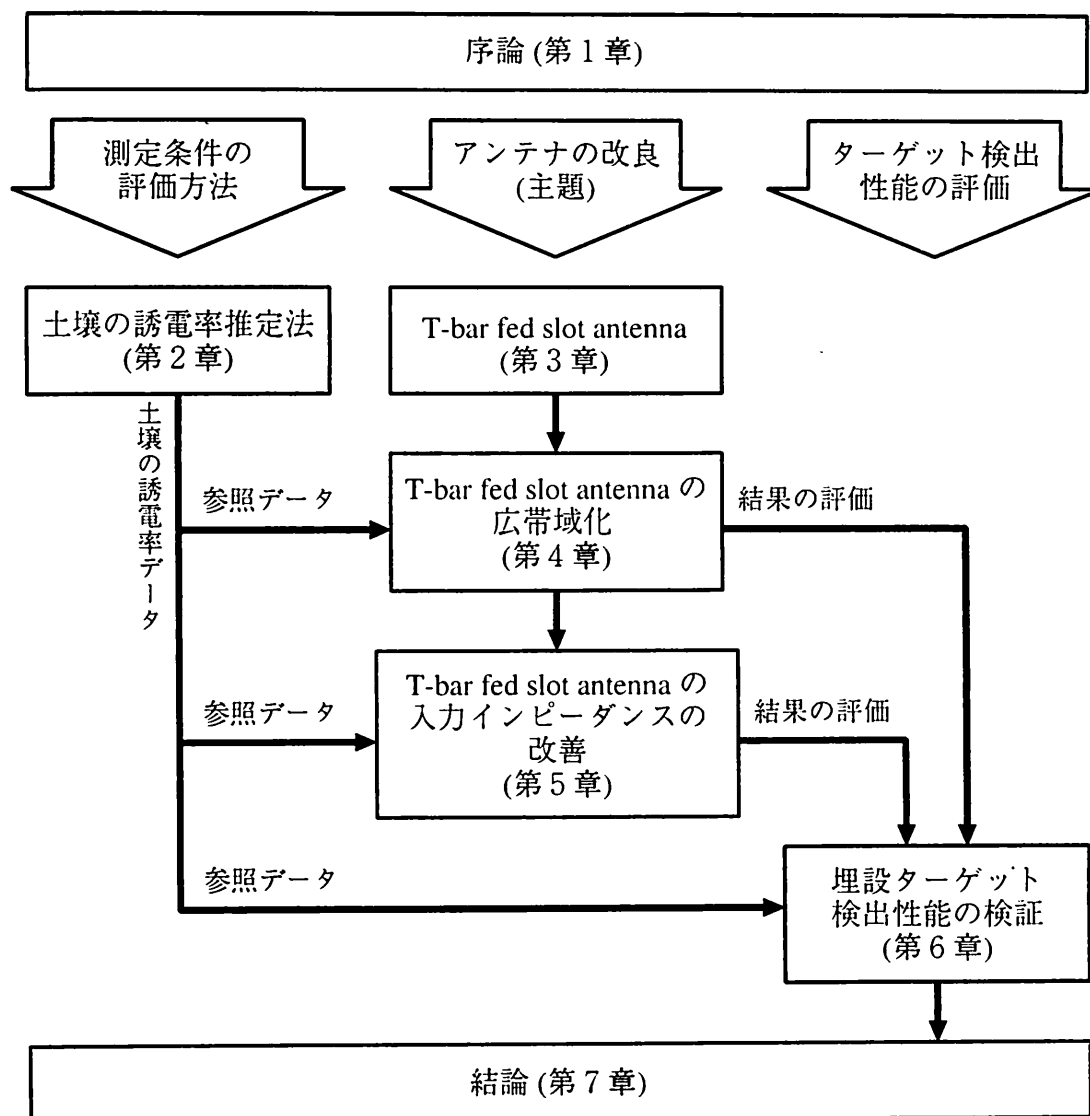


図 1.1 本論文の構成

第2章

土壌の誘電率推定法

2.1 まえがき

地中探査レーダで得られたデータを信号処理する場合、レーダ波の地中における伝搬定数の推定は重要な問題である。高精度なレーダ画像を得るためには、第一に、距離スケリングや減衰係数などの深度方向に対する測定データの補正が、第二に、合成開口処理に代表されるような走査方向に対する測定データの補正が必要であり、これらの補正において伝搬定数の推定精度が深く関わっている。

一般的に、土壌内伝搬定数は複素誘電率の測定によって得られるが、この測定法としては、誘電体共振器法、Sパラメータ法などのように土壌サンプルを治具内に納めて測定する方法と、フリースペース法、プローブ法などのようにセンサを土壌に向けて（接触させて）測定する方法の2種類に区別される [5]。

これらの測定手法の有効性についてはすでに多数の検討 [5] が行なわれているが、土壌の媒質定数の測定に対して残された問題点として次の2項目が挙げられる。第一に、土壌のサンプルは重量密度や体積密度、含水率などのパラメータが変化しやすいため、無侵襲、現位置、実時間で測定可能であることが必要である。第二に、合成開口レーダで必要とされる伝搬定数を誘電率の測定値から求めるようなケースでは、土壌の誘電率は深さにより変化するため、地表面だけの測定方法は不十分であり、これに代わる手法としての誘電率測定法が求められている。

そこで本研究では、地中レーダ用アンテナのインピーダンスが土壌の状態に大きく影響されることに着目し、これをもとにした土壌の複素誘電率の推定方法について検討している。アンテナを利用した複素誘電率の推定方法は、小片試料の誘電率を高精度に測定するのは困難であるが、大地などのように広範囲に広がる誘電体の測定に対してはアンテナが遠方まで電磁波を放射するため、よりレーダの動作状態に近い条件での測定が可能であると考えられる。レーダもこの性質を利用した測定手法の一つであるので、地中レーダ信号処理で必要とされる土壌の複素誘電率の測定にもアンテナを利用することは、有意義であると言える。

これまで、センサとしてアンテナを使用した測定法がいくつか報告されている [7, 8, 9, 10]

が、本手法は、アンテナの設置方法、誘電率の推定方法、の2つの点において、いずれの報告とも異なる手法を採用している [11, 12]. 第一にアンテナの設置方法においては、いずれの報告においても、地板つきモノポールアンテナを大地に挿入し、地板の鏡像効果によって全空間が土壌となるモデルに置き換えている. しかし地中探査の現場では、十分な大きさの地板を使用できないこともあるため、本研究では、半空間と大地の境界にアンテナを並行に設置するモデルを採用している. 第二に誘電率の推定方法において、これまでは、波数とアンテナ長の積の多項式で表したアンテナのインピーダンス特性の近似式から複素誘電率を推定する方法 [7, 8, 9] と、モーメント法を用いて求めた誘電体中のアンテナの S パラメータから複素誘電率を推定する方法 [10] の2通りが提案されており、本研究では、複素誘電率の推定計算の容易さを考慮して、後者 [10] の方法を基礎として、アンテナの共振周波数と共振抵抗より推定する方法を採用している.

まず、第 2.2 節では本測定法の手順の詳細と、媒質定数推定用のデータを作成するための数値解析法について述べる. 次に、第 2.3 節と第 2.4 節では実験によって得られた測定結果に対して、本手法の妥当性や誤差の評価を行う. 最後に、第 2.5 節では実際に複素誘電率測定の応用例を示し、本測定法の実用面についての検討を示す.

2.2 媒質定数の推定方法

2.2.1 推定の手順

土壌の媒質定数の推定は、図 2.1 の概念図に示すように、特定のアンテナに対して、その周波数特性の理論値と測定値を比較によって行われる. その手順は、以下に述べる4段階から構成されている.

1. 数値解析によって、誘電率 ϵ_r 、導電率 σ の土壌の地表面に配置したアンテナの入力インピーダンスの周波数特性を求め、共振周波数 f_0 と共振抵抗 R_0 (共振時の入力インピーダンス) を得る. このとき、 ϵ_r と σ を変化させて、土壌の媒質定数とアンテナの特性の相関関係を導く.

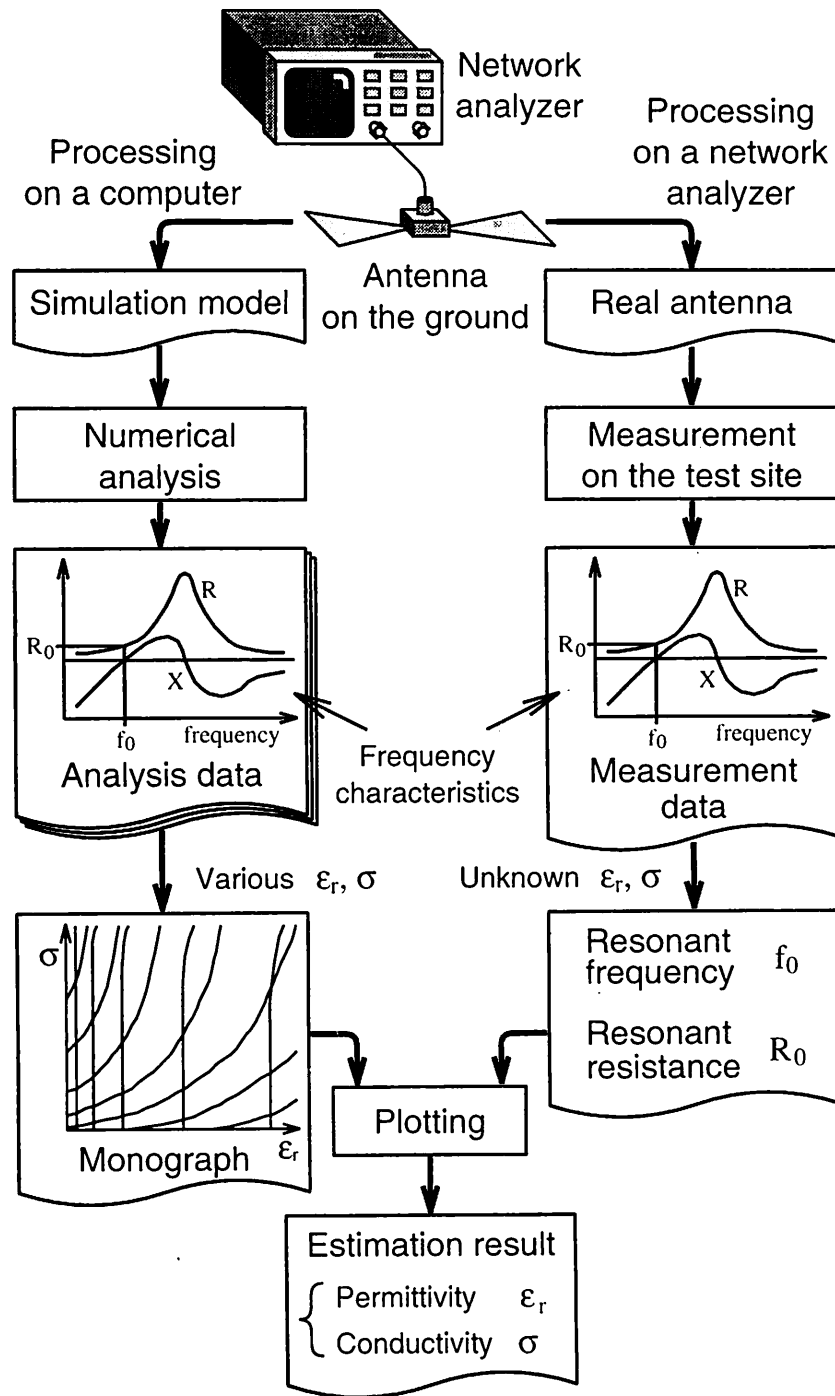


図2.1 アンテナによる土壌の媒質定数の推定手順

2. これらの解析結果より、横軸 ϵ_r 、縦軸 σ の2次元平面上に、アンテナの f_0 と R_0 の等高線を各々作図する。以降、この等高線図をモノグラフと称し、土壌の媒質定数を推定するための参照データとして用いる。
3. 実際に、未知の ϵ_r と σ を有する土壌の地表面に設置したアンテナのインピーダンス特性を測定し、その結果より f_0 と R_0 を読み取る。
4. あらかじめ手順(2)で作成したモノグラフに、測定で得られた f_0 と R_0 の等高線をプロットする。この2本の等高線が交わる点の ϵ_r と σ が土壌の媒質定数の推定値となる。

ここで、手順(1),(2)によって生成されるモノグラフは、アンテナに固有のデータである。このとき、十分な精度を得るためには非常に多くの計算を必要とするが、モノグラフの作成は1回限りであるので、それ以降の媒質定数を推定するデータ処理は非常に容易になる。つまり、推定は2本の等高線の交点を求める作業であるため、たとえば、コンピュータを持ち込むことができない現場であっても、短時間の手作業による作図のみで、おおよその推定値を得ることが可能である。

2.2.2 大地に接したアンテナの解析

前節で述べたように、本測定法はアンテナ特性の理論値と測定値を比較によって推定を行うため、半無限大地に接したアンテナの理論特性が正確に計算出来るのであれば、どのような解析手法も適用可能である。しかし、精度の良いモノグラフを作成するためには、アンテナの理論特性そのものの精度だけでなく、モノグラフの等高線を計算する際の補間精度を向上させるため、多種類の媒質定数に対してアンテナ特性を解析する必要がある。したがって、数値解析手法を選択する際には、解析精度と計算効率を両立させるように考慮する必要がある。本研究では、数値解析手法としてスペクトル領域モーメント法[13, 14, 15]を採用した。

スペクトル領域モーメント法とは、実空間領域の積分方程式を Fourier 変換で空間スペク

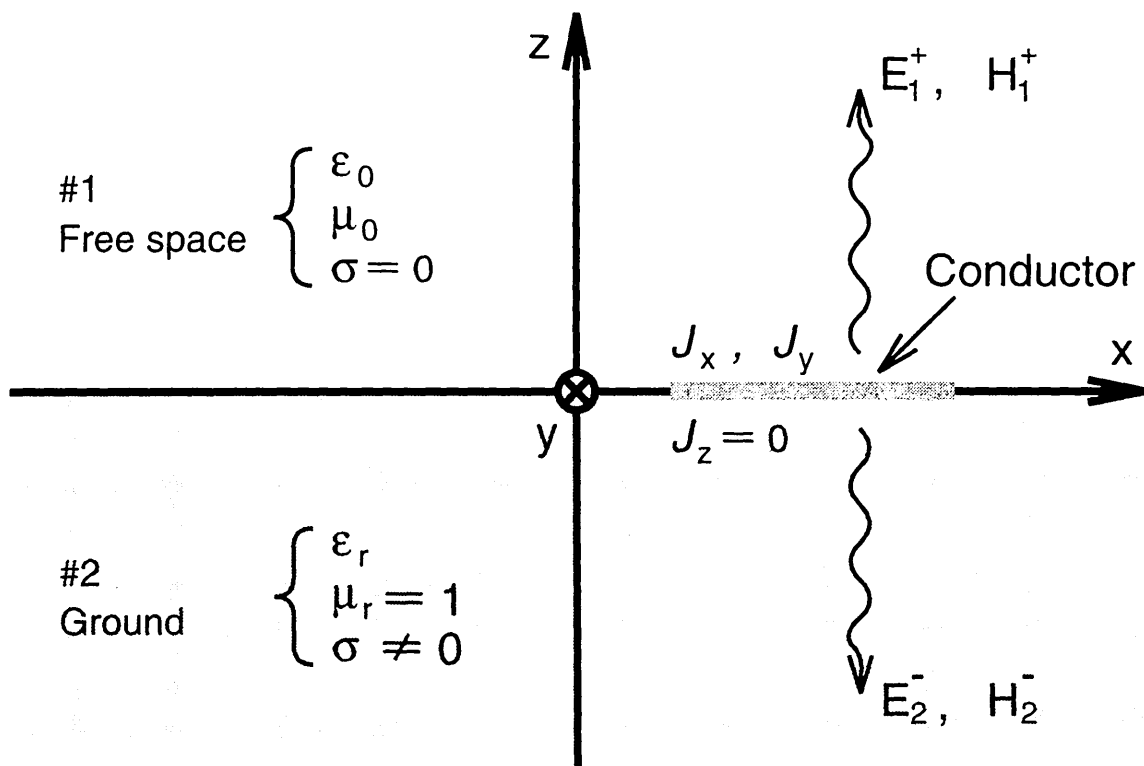


図2.2 スペクトル領域モーメント法の基本モデル

トル領域における代数方程式に置き換えて計算する効率の良い解析手法である.

スペクトル領域モーメント法では図 2.2 のようなモデル化を行う. 2 次元 Fourier 変換を適用可能な境界を用いるため, 導体は厚みが無限小の 2 次元平面セグメントに限定される. また, このモデルにおける共通の時間・空間関数を $e^{j\omega t - \gamma_n z}$ とすると位相定数 γ_n と土壌の媒質定数は

$$\begin{aligned}\gamma_n^2 &= \gamma_x^2 + \gamma_y^2 + \gamma_{nz}^2 \\ &= -k_0^2(\epsilon_{rn}\mu_{rn} + \frac{\mu_{rn}\sigma_n}{j\omega\epsilon_0})\end{aligned}\quad (2.1)$$

で関係づけられる. ただし $\text{Re}(\gamma_n) \geq 0$, $n = 1, 2$ である. これによって, 図 2.2 で全空間を二分する無限平面境界の上で, 電磁界を実空間領域から空間スペクトル領域へ変換する形の 2 次元 Fourier 変換対を定義する.

$$\begin{aligned}\tilde{f}(\beta_x, \beta_y) &= \iint_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) e^{-j(\beta_x x + \beta_y y)} dx dy \\ f(x, y) &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{f}(\beta_x, \beta_y) e^{+j(\beta_x x + \beta_y y)} d\beta_x d\beta_y\end{aligned}\quad (2.2)$$

ただし, β_x, β_y は空間スペクトル領域の変数である.

積分方程式は, 図 2.2 のモデルの平面境界に入射する TM 波と TE 波の各々の Helmholtz 方程式を空間スペクトル領域で解くことによって得られる [12].

$$\begin{aligned}E_x &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \{\tilde{G}_{xx}\tilde{J}_x + \tilde{G}_{xy}\tilde{J}_y\} e^{+j(\beta_x x + \beta_y y)} d\beta_x d\beta_y \\ E_y &= \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \{\tilde{G}_{yx}\tilde{J}_x + \tilde{G}_{yy}\tilde{J}_y\} e^{+j(\beta_x x + \beta_y y)} d\beta_x d\beta_y\end{aligned}\quad (2.3)$$

ただし, $\tilde{G}_{xx}, \tilde{G}_{xy}, \tilde{G}_{yx}, \tilde{G}_{yy}$ は Green 関数である.

$$\begin{aligned}\tilde{G}_{xx} &= A(\sqrt{\gamma_1^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2} \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2} - \beta_y^2) \\ \tilde{G}_{xy} &= \tilde{G}_{yx} = A\beta_x\beta_y\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{G}_{yy} &= A(\sqrt{\gamma_1^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2} \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2} - \beta_x^2) \\ A &= \frac{-jk_0 Z_0}{\gamma_1^2 \sqrt{\gamma_2^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2} + \gamma_2^2 \sqrt{\gamma_1^2 - \gamma_x^2 - \gamma_y^2}}\end{aligned}\quad (2.4)$$

積分方程式の離散化は Galerkin 法を用いる。すなわち、空間スペクトル領域の基底関数 \tilde{B}_n によって、未知関数 \tilde{J} ($= \tilde{J}_x, \tilde{J}_y$) を展開係数 I_n に展開する。

$$\tilde{J}(\beta_x, \beta_y) = \sum_{n=1}^M I_n \tilde{B}_n(\beta_x, \beta_y) \quad (2.5)$$

同様に電界 E ($= E_x, E_y$) に関しても空間領域の基底関数 B_m を重み関数として適用する。

$$V_m = \begin{cases} \iint_{-\infty}^{+\infty} E_{feed} B_m dx dy & (\text{feed section}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.6)$$

但し E_{feed} はアンテナの給電ギャップ間の電界である。この重み関数の適用によって、式 (2.3) は行列方程式、

$$V_m = \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n \quad (n=1..N) \quad (2.7)$$

となる。 Z_{mn} は

$$Z_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \tilde{G} \tilde{B}_m^* \tilde{B}_n d\beta_x d\beta_y \quad (2.8)$$

で与えられる。ただし \tilde{G} は $\tilde{G}_{xx}, \tilde{G}_{xy}, \tilde{G}_{yx}, \tilde{G}_{yy}$ から、 V_m, I_n の方向成分に対応するものを用いることとする。以上のように、アンテナの給電部に与える電界を代入し、行列方程式を解くことにより得られる給電部の I_n と V_m から、アンテナのインピーダンスが導出される。

2.3 実験による誤差評価

ここでは実際のフィールドで得られた本測定法による土壌の媒質定数の測定結果を示し、測定値の妥当性を検証するため、次の2つの観点から検討を行う。

1. 他の測定法との比較：他の土壌の媒質定数測定法と測定結果を比較する。
2. 測定のはらつきに対する評価：同一位置で測定を繰り返し行い、全測定値の平均と標準偏差を評価する。

2.3.1 推定結果

実験に使用したストリップ・ダイポールアンテナを図 2.3 に示す。このアンテナは共振周波数 $f_0 = 280 \text{ MHz}$ で共振抵抗 $R_0 = 69.2 \Omega$ の特性を有する。また、平衡給電系で同軸ケーブルと直結できないため、給電部にフェライトコアを用いた集中定数型のフロートバランを挿入して、平衡－不平衡変換を行っている。よって実際の測定値はバランを含むアンテナ特性となり、数値解析によって得られたアンテナ特性と比較できない。そこで図 2.4 では、数値処理によって測定値からバラン特性を除去している [16]。

アンテナの自由空間特性はモノグラフの基準点 ($\epsilon_r = 1$, $\sigma = 0$) となる重要なデータである。図 2.3 のアンテナの自由空間特性を図 2.4 に示す。高い周波数領域に現れている僅かなノイズ状の変化は、バラン特性の補償処理の際に、バランの巻線間の浮遊容量による寄生共振現象が完全には除去されていないことが原因と考えられる。

このアンテナを砂地（含水率 9.5 %）の地表面に配置した時のアンテナ特性の測定結果を図 2.5 に示す。この測定結果より、土壌によって測定アンテナの特性が、 $f_0 = 150.6 \text{ MHz}$, $R_0 = 59.5 \Omega$ に変化することが確認された。この測定結果から土壌の比誘電率と導電率を推定した結果を図 2.6 の●印に示す。アンテナの共振周波数と共振抵抗の各々の等高線の交点は、推定値 $\epsilon_r = 6.63$, $\sigma = 0.00386 \text{ S/m}$ を指している。

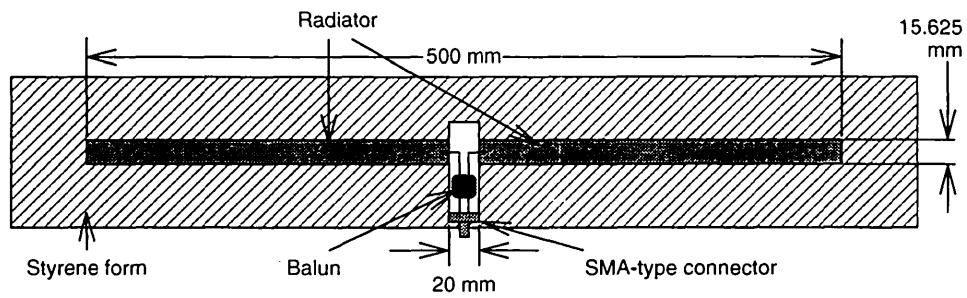


図 2.3 ストリップ・ダイポールアンテナ

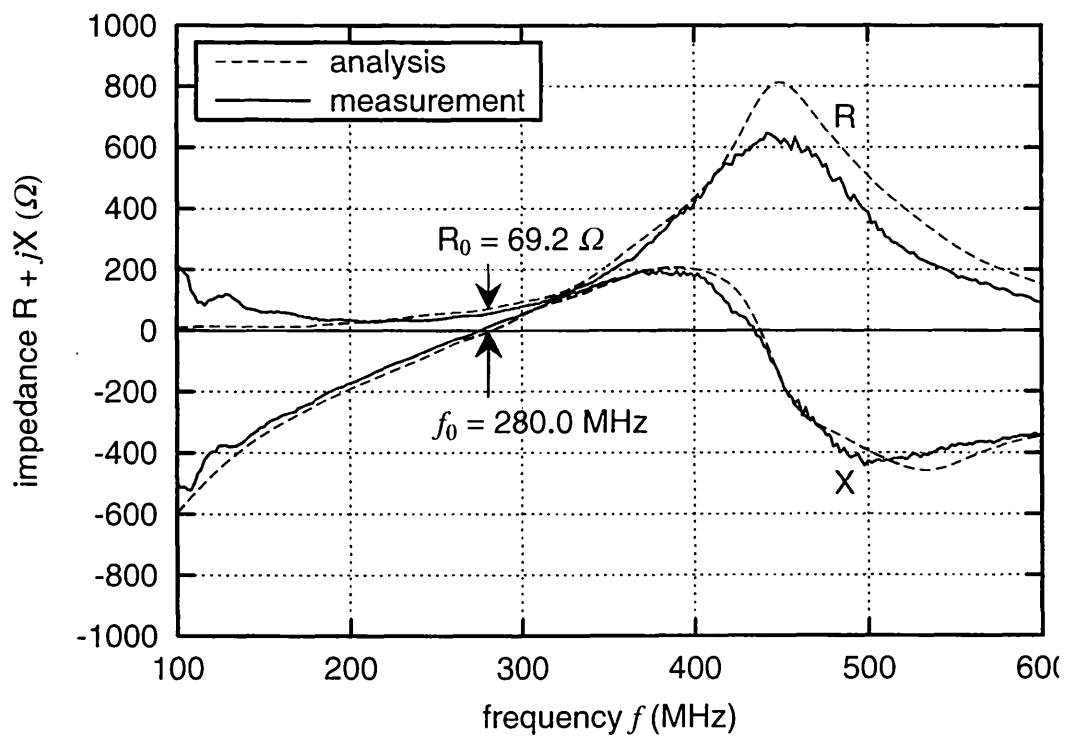


図 2.4 自由空間におけるインピーダンス特性

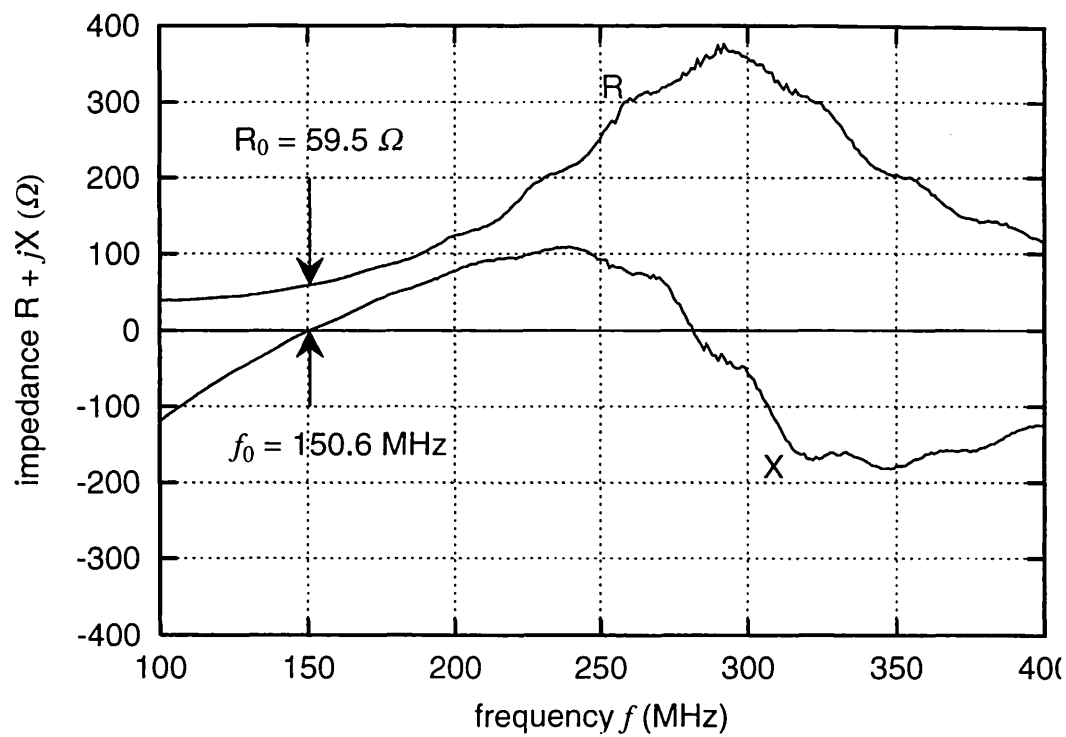


図 2.5 地表面におけるインピーダンス特性

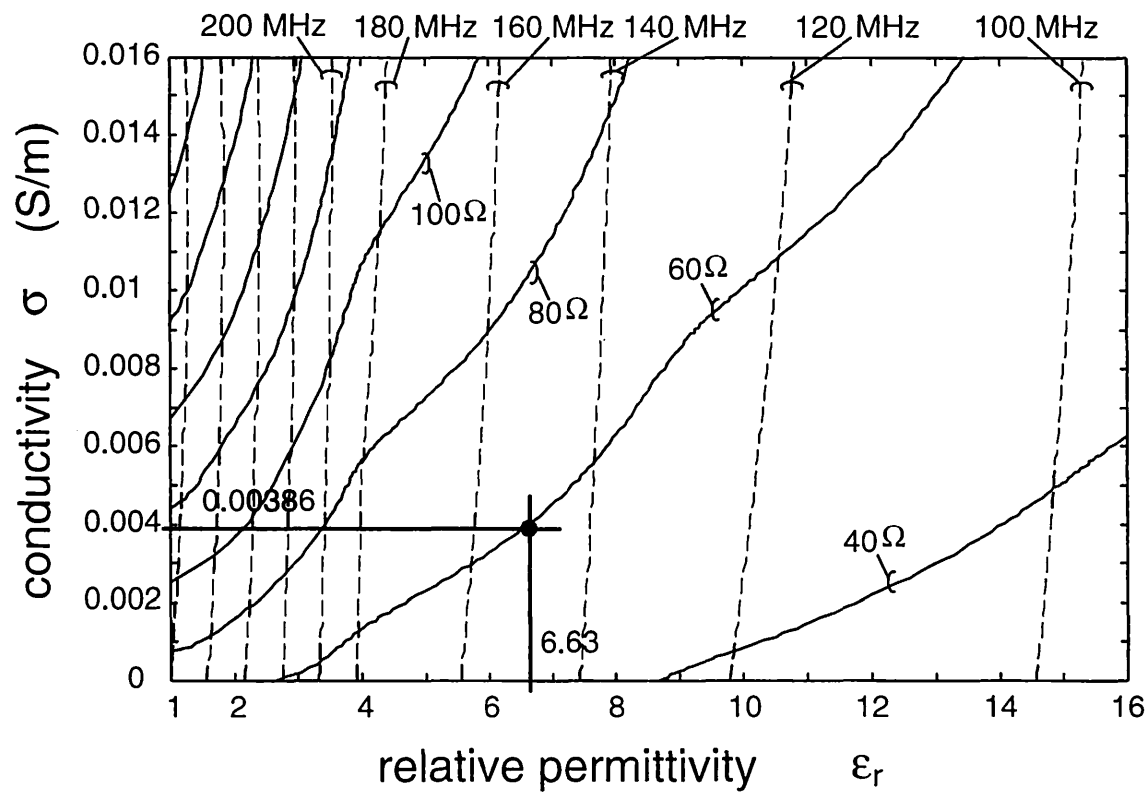


図 2.6 土壌の媒質定数の推定結果

2.3.2 他の測定法との比較

図 2.5 の測定直後に、深さ 750 mm の位置に金属板ターゲットを埋設し、地中探査用 FMCW レーダでターゲットを検出した。レーダの時間応答波形を図 2.7 に示す。ターゲットの埋設深度とレーダ波の往復時間より得られる電磁波の地中伝搬速度は

$$v = \frac{0.75 \times 2 \text{ (m)}}{12.19 \times 10^{-9} \text{ (sec)}} = 1.23 \times 10^8 \text{ (m/sec)}$$

であるから、ターゲットの深さと反射波が到達する時間より得られる比誘電率は

$$\epsilon_r = \left(\frac{c}{v} \right)^2 = 5.94$$

となった。一方、モノグラフより得られた比誘電率は前節より $\epsilon_r = 6.63$ であるので、11.6 % の誤差となった。この結果について、ターゲットを埋設する際の深さの測定誤差 (経験上 $\pm 5 \text{ cm}$ 以内) も含んでいること、地中レーダ測距における距離の短縮率は誘電率の平方根に比例 (誘電率の測定誤差 11.6 % は、距離の推定誤差 5.9 % に相当) すること、の 2 点より、地中探査レーダにおける誘電率推定としては、十分な精度が得られていると考えられる。

2.3.3 測定のはらつきに対する評価

前節までの実験とは別の日に、アンテナの設置状態に対する媒質定数推定のはらつきを評価するための測定を行った。実験では、同一場所での測定を無作為に 10 回の繰り返した際の、土壌の媒質定数の推定結果の平均と標準偏差を求めている。結果を表 2.1 に示す。平均に対する標準偏差の比率を見ると、共振周波数と共振抵抗の場合は 3 % 程度であり、これに対して、比誘電率は約 2.5 % に収まっているが、導電率では約 13 % であった。この原因として、モノグラフの共振周波数の等高線は誘電率軸とはほぼ直交しているため、共振周波数と比誘電率は 1 対 1 対応するが、共振抵抗の等高線は複雑であり、導電率の推定において誤差が拡大されるためと考えられる。

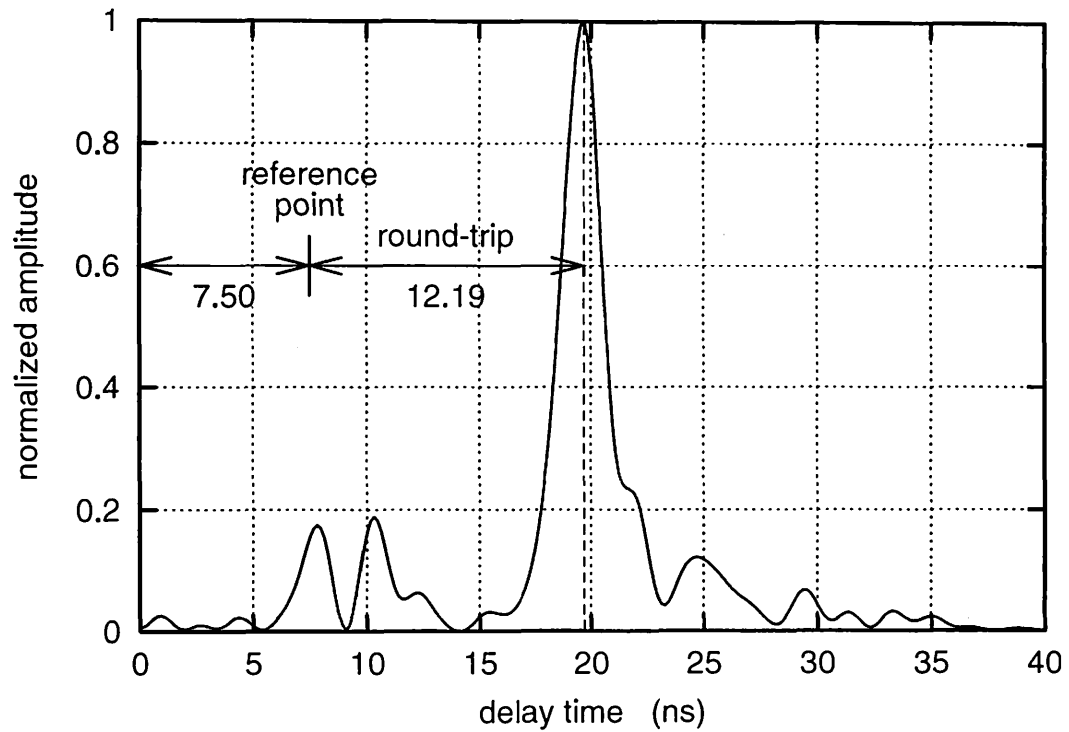


図 2.7 地中探査レーダによる測定結果

表 2.1 アンテナの設置状態に対する測定誤差

	測定値		推定値	
	共振周波数 (MHz)	共振抵抗 (Ω)	比誘電率	導電率 (S/m)
平均値	195.8	74.0	3.515	0.003140
標準偏差	3.312	2.373	0.090	0.000415

したがって、共振周波数や共振抵抗の測定値に一定の誤差が含まれる場合に、媒質定数の推定値に含まれる誤差が拡大される傾向について、定量的に調べる必要がある。次の節では、このことについて検討を行う。

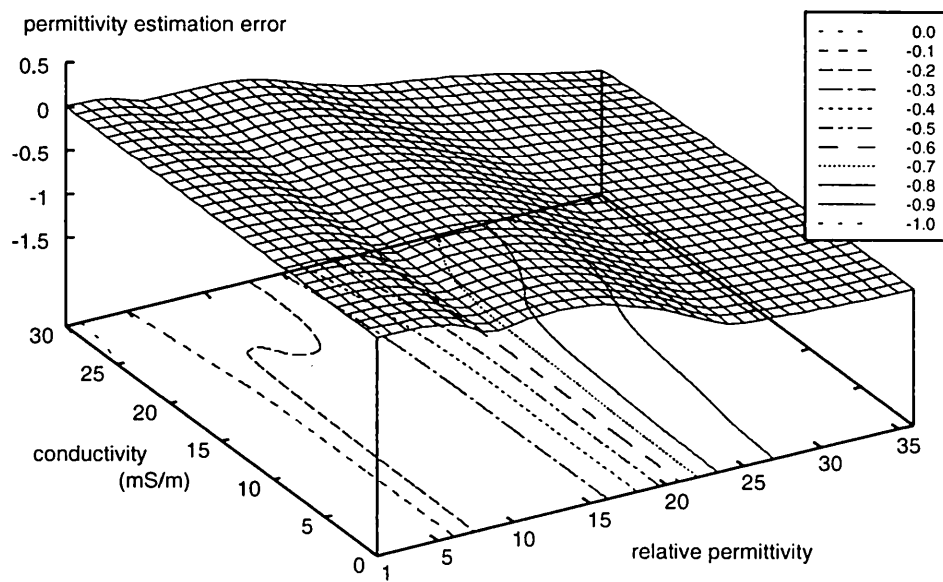
2.4 理論的な誤差評価

ここでは、本手法の推定アルゴリズムに依存する誤差について評価を行う。すなわち推定の計算過程において、測定値の一方（共振周波数、あるいは共振抵抗）には誤差が無いと仮定し、もう一方の測定値が誤差によって増減した時の、誘電率および導電率の推定値の変動を示す。これによって、本手法の測定の際に、注意を要すべき事項が明らかとなると考えられる。

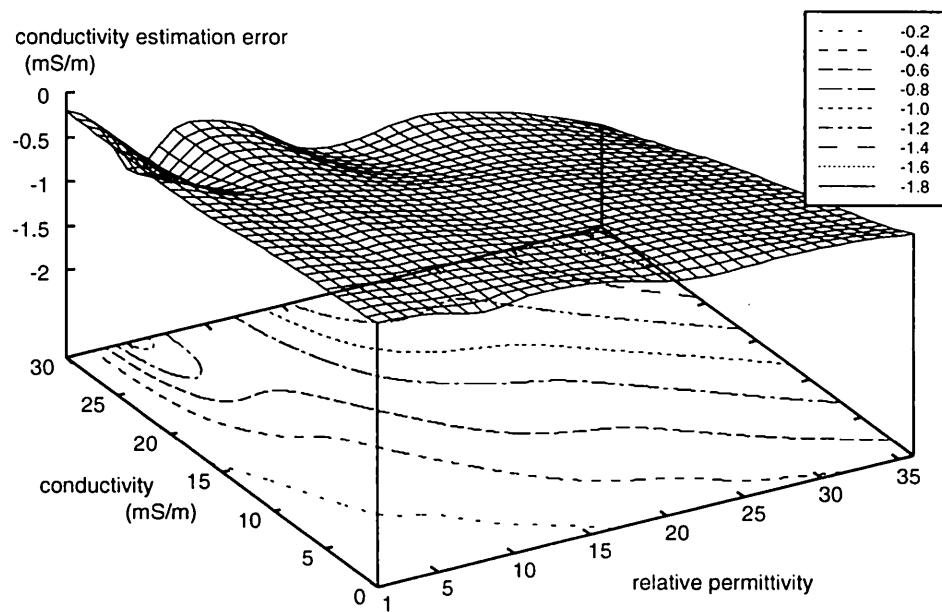
図 2.8 は共振抵抗が真値で共振周波数が 1 MHz 変化した時の比誘電率と導電率の変化量を、また、図 2.9 は共振周波数が真値で共振抵抗が 1 Ω 変化した時の比誘電率と導電率の変化量を示している。たとえば、共振周波数 $f_0 = 145$ MHz, 共振抵抗 $R_0 = 70 \Omega$ という測定結果が得られた時、媒質定数の推定値はおよそ $\epsilon_r = 6$, $\sigma = 0.009$ S/m となるが、もし、共振周波数の測定誤差が 1 MHz であれば、誘電率の誤差は図 2.8 (a) より約 -0.1 , 導電率の誤差は図 2.8 (b) より約 -0.00024 S/m であることが読み取れる。

これらの結果から、誘電率の推定精度は共振周波数の測定精度に大きく依存しているが、導電率の推定精度は共振周波数と共振抵抗の両方の影響を強く受けるため、誤差が増大しやすい傾向にあることが分かる。また、両媒質定数ともに高誘電率であるほど誤差の影響が大きいため、含水率の高い土壌などでは測定に注意が必要である。

また、一般的に測定器の測定精度は、その測定レンジ全体に渡って一定とはならない。よって、測定精度を向上させるためには、アンテナの特性変化範囲と測定器が良い精度で測定できるレンジが一致するようにアンテナを設計すべきである。このとき、設計したアンテナに対するモノグラフの推定精度の評価には、本節で示している検討方法が有効であると言える。

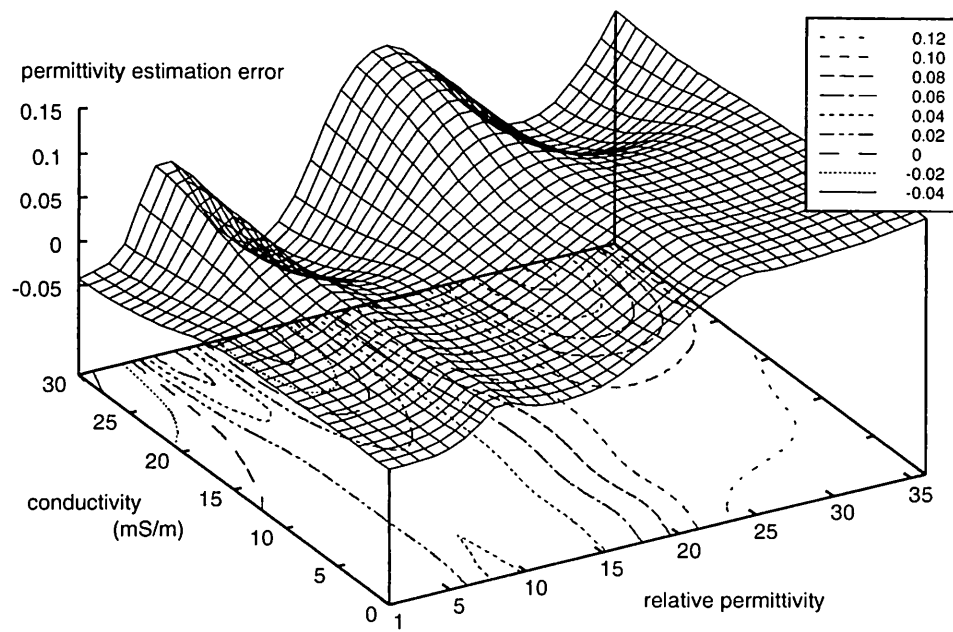


(a) 誘電率の推定誤差

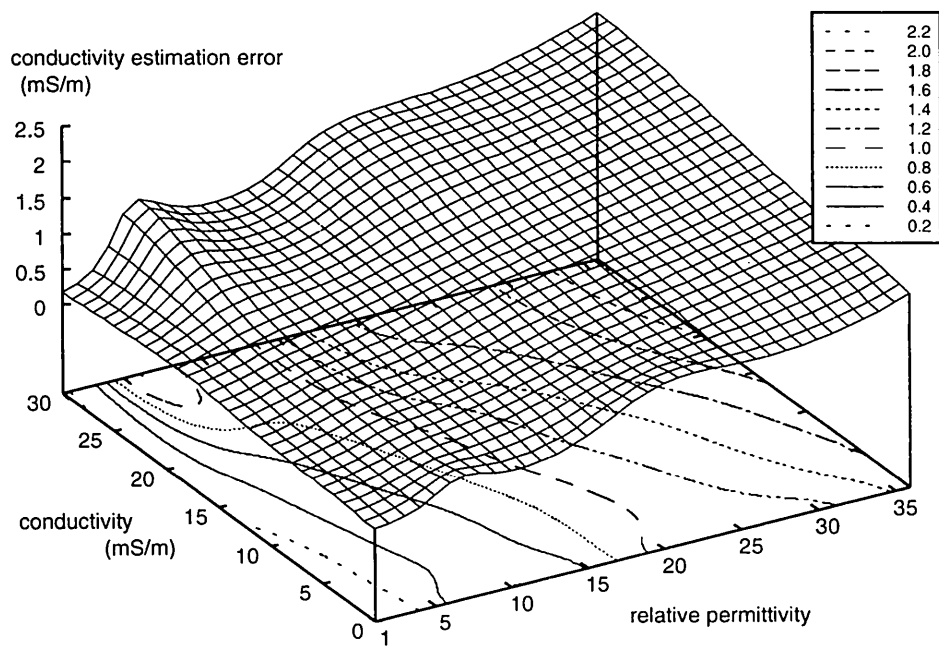


(b) 導電率の推定誤差

図 2.8 共振周波数の測定誤差による媒質定数の推定誤差



(a) 誘電率の推定誤差



(b) 導電率の推定誤差

図 2.9 共振抵抗の測定誤差による媒質定数の推定誤差

2.5 降雨による土壌の媒質定数の時間変化

本推定法による応用測定为例として、降雨による土壌の媒質定数の時間変化について測定を行った。測定状況を表 2.2 に示す。

実験には図 2.3 のアンテナと図 2.6 のモノグラフを使用した。土壌の媒質定数の推定値が降雨によって時間変化する様子を示したモノグラフを図 2.10 に示す。

前に述べた通り、本手法では共振周波数における媒質定数を推定しているので、図 2.10 の結果では時間の経過に伴ない測定周波数も変化している。この変化の原因は土壌の含水率の変動によるものであるが、100 ~ 200 MHz での水の誘電率の変化は小さいため、同一周波数における測定との差異は少ないと考えられる。

また、この結果より、比誘電率は滑らかに増加して約 15 分で飽和してしまうが、導電率の増加傾向は複雑であり、しかも約 20 分以降は低下している。この比誘電率と導電率の変化の違いは、これは、降雨時に水が地表面付近に偏在することによる影響と考えられる。しかし、現在のところ、地中の水の分布や地表の水たまりの大きさが定量化できないため、降雨時に水が地表面付近に偏在することによる影響に関して議論を行うのは困難である。よって今後は、均一大地を仮定した本手法の必要条件とは異なる測定条件下での、測定精度についての定量的検討が必要である。

表2.2 測定状況

降雨時間	30分間
測定時間	30分間 (降雨開始と同時に測定開始)
測定間隔	1分間隔
降雨前の土壌の状態	乾燥
降雨強度	
0～15分	ほぼ一定
15～20分	ほぼ一定(水たまりが発生)
20～30分	低下(水たまりが消滅)

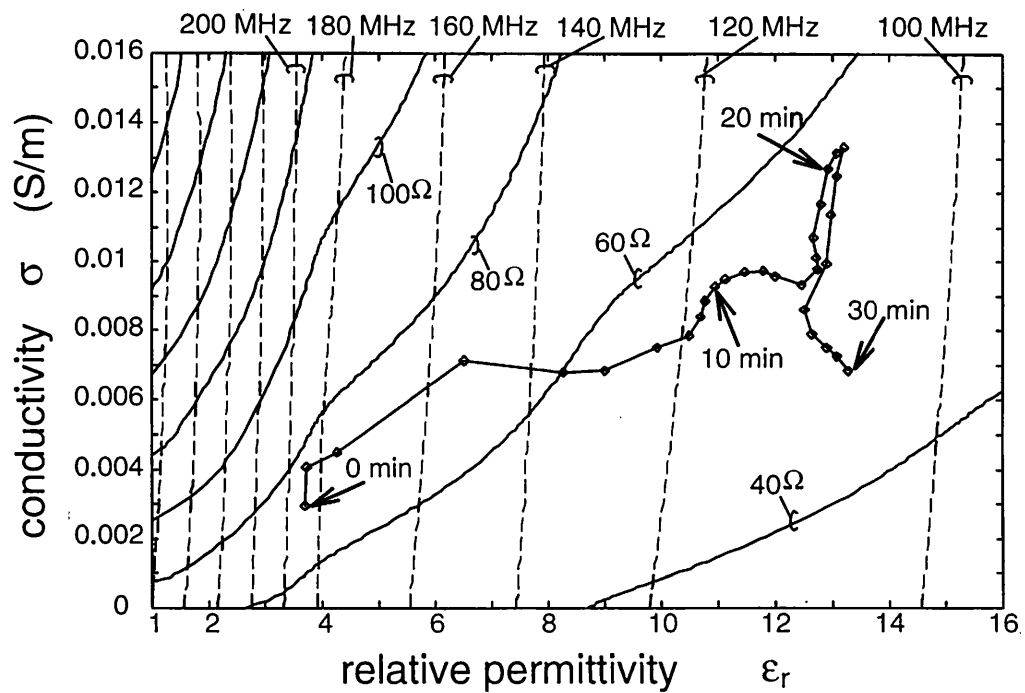


図2.10 降雨による土壌の媒質定数の推定結果

2.6 まとめ

本章では、地中探査レーダシステムや、そのアンテナの性能評価において、土壌の電気定数を現場にてリアルタイムで高精度に推定する測定方法の開発が望まれていることから、アンテナを利用した土壌の比誘電率と導電率の推定方法を提案し、その具体的手順と測定精度について議論した。さらに、本手法の有効性を確認する実験を行い、均質な土壌における複素誘電率の推定結果が妥当であることを確認した。また、応用測定の一例として、降雨時の土壌の媒質定数の時間変化を測定したところ、降雨が継続するに従って比誘電率と導電率が変化する様子を明瞭に観測できることが分かった。

本手法では地中の媒質定数は均一であると仮定している。しかし、降雨時の媒質定数の実時間測定では、地表面に近いほど含水率が大きいと考えられ、この差異による推定誤差が生じている可能性がある。

第3章

T-bar fed slot antenna

3.1 まえがき

地中のレーダ観測が自由空間中のレーダ観測と最も異なる点は、アンテナは大地の近傍にあり、ターゲットは地中に存在する事である。このことにより、地中探査レーダ用アンテナの設計では、いくつかの困難な問題が生じる。特に重要な問題点として、第1に、大地の媒質定数によってアンテナの諸特性が変化すること、第2に、地表面で反射された電磁波がレーダのターゲット検出性能に大きな影響を与えることが挙げられる。

まず、第1の問題点に関して一般的な結論は、アンテナが大地の媒質定数から影響を受けるという現象は、物理的に避けられないということである。したがって、この問題に対する対策としては、2通りの方法があると言える。消極的には、アンテナの周波数特性を最適設計の第1条件として、大地からの影響を低減するためにアンテナを地表面から離して、アンテナの寸法と地表面からの位置の最適条件を求めるという方法があげられる。また積極的には、電磁波が地中に入射される効率を第1条件として、アンテナを地表面に接した場合に最適な周波数特性となるアンテナの寸法を求めるという方法があげられる。前者の場合は、地中探査レーダシステムの周波数特性は最適だが、信号のダイナミックレンジの改善は期待できない。また後者の場合は、逆に最適なダイナミックレンジを期待できるが、周波数特性を劣化させずに実現するのは殆んど不可能と考えられる。

第2の問題点では、地中への入射電力が減少するため地中深部からのターゲットエコーがノイズに隠されてしまうことや、地表面とアンテナ間の多重反射によって地中浅部のターゲットエコーが隠されてしまうことなどが問題となる。また、電磁波の地表面反射が大きいと地中への入射もまた少ないということになり、レーダシステムのダイナミックレンジの低下にもつながる。よって地表面反射を低減するために、アンテナの形状や設置状態について、さまざまな検討が行われている。例えば、代表的な地中探査レーダ用アンテナであるキャビティ装荷 bow-tie アンテナでは、放射素子を地表面に密着させて地表面反射を低減し、フェライト装荷でキャビティ内の多重反射を吸収させる方法がとられている [19]。しかし、これらの手法ではフェライト装荷などによる損失が避けられない事も明らかとなっている。

以上のような問題点を踏まえた上で、本研究では、T-bar fed slot antenna [20, 21, 24, 25, 26, 27] に着目した。第1に、このアンテナは基本構造としてキャビティを備えているため、一般のアンテナのようにキャビティ装荷による周波数特性の劣化を考慮する必要もなく、かつ、キャビティによる電磁波の地中入射効率が期待できる。第2に、このアンテナは自由空間において約 2:1 の非常に広い動作比帯域を有するので、大地による周波数特性の劣化を補うことが期待できる。第3に、このアンテナは自由空間において約 $150\ \Omega$ の高い入力インピーダンスを有するので、大地によるインピーダンスの低下を補うことが期待できる。

本章では、T-bar fed slot antenna の性能改善における基礎として、自由空間における、T-bar fed slot antenna の一般的特性と設計方針について述べる。

3.2 自由空間用 T-bar fed slot antenna

T-bar fed slot antenna とは、T字型の板 (以降, T-bar と称する) によって励振を行うスロットアンテナの総称である。通常、自由空間では放射ビームパターンとインピーダンス特性の補正を目的とするキャビティを装荷して使用されており、キャビティ装荷 T-bar fed slot antenna と呼ばれている。本研究ではこのキャビティ装荷 T-bar fed slot antenna のみを扱うので、以降、このアンテナを T-bar fed slot antenna と呼ぶ。はじめに、T-bar fed slot antenna の外観図を図 3.1 に示す。

T-bar fed slot antenna についての研究は、およそ 20 年前に論文 [20] が報告されて以来、系統的な設計手法を扱った研究報告は見られず、また、地中探査レーダに使用した報告例も確認されていない。よって、本アンテナの動作原理に関する厳密な解釈は与えられておらず、一般的なスロットアンテナの動作原理 [22] より類推することとなる。その類推によると、T-bar fed slot antenna は、図 3.1 中で示されている給電スロット部が通常の中央直接給電のスロットとして働いていると考えられ、副スロットは無給電素子として働く。また、キャビティは開口面方向には導波器、背面方向には反射器として働き、特に背面で反射された波が T-bar から開口面へ放射する波と同相になるように働いているため、T-bar

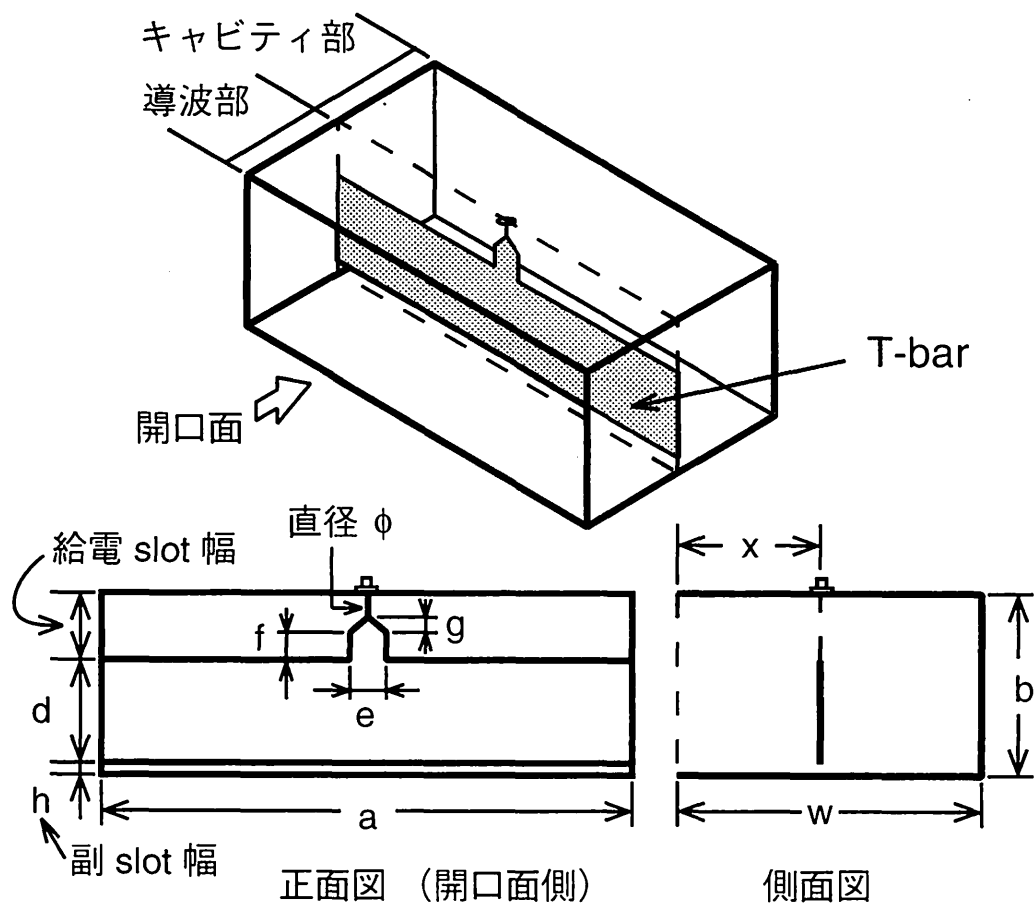


図3.1 キャビティ装荷 T-bar fed slot antenna

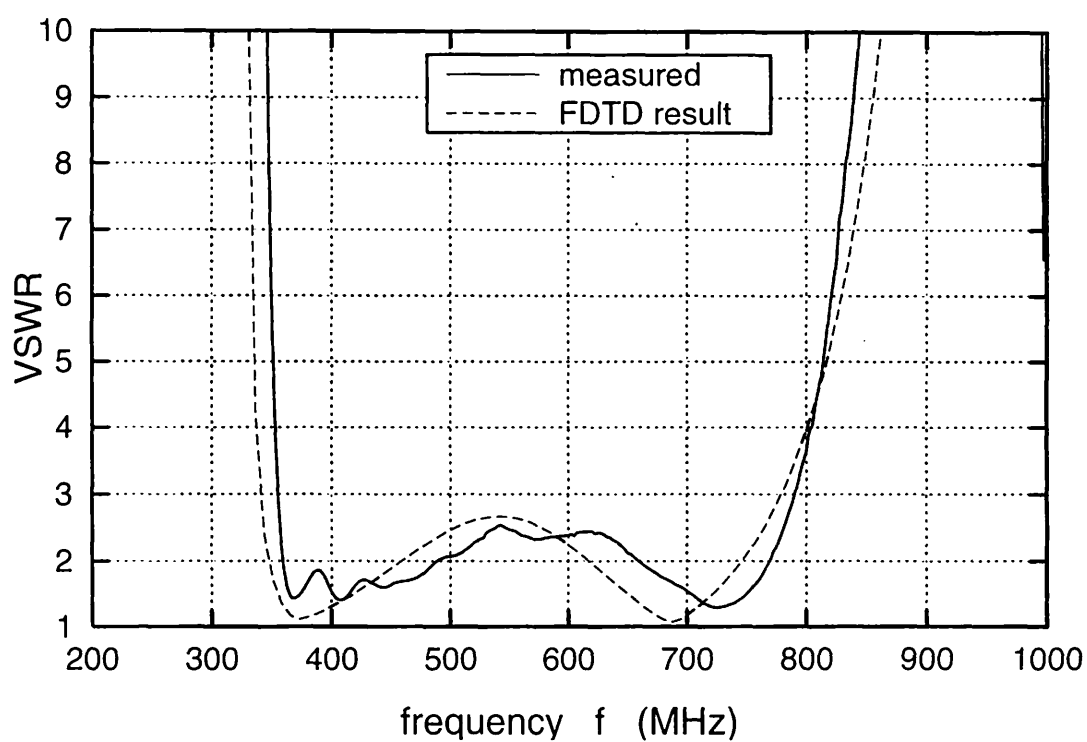
から背面までの長さは周波数特性と関わりが深い。

また、T-bar fed slot antenna を他の機能コンポーネントに類推するならば、以下の2種が有力と考えられる。まず、キャビティが管軸方向に充分長いと仮定すれば、キャビティ側壁はスロットの鏡像を生成し、無限地板上に周期的に並ぶスロットアレーと見なすことも可能であるが、本研究で取り扱うキャビティの大きさでは妥当ではないと考えられる。次に、キャビティを TE_{10} モードで動作する導波管として見なすと、T-bar fed slot antenna 全体は短絡型で誘導性窓を装荷した同軸導波管変換器 [23] として見なすことが出来ると考えられるが、本研究でのアンテナの周波数特性を説明するためにはやはり不十分なモデルであると言える。

本研究では、T-bar fed slot antenna の寸法パラメータと各特性の総合的な関係や、次節で述べる設計方針について検討を行うために、まず 500 MHz 付近 (これは地中探査レーダに適した周波数帯である) において、自由空間で動作帯域幅が最大となる T-bar fed slot antenna の設計を行った。最適設計寸法を表 3.1 に、FDTD 法による解析および電波暗室における測定によって得られた VSWR 特性を図 3.2 に、スミスチャートを図 3.3 に示す。ただし、本節および [24] では規格化インピーダンスを 150Ω として評価している。これは、T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスが通常のスロットアンテナと同様に高く [20]、また、構造パラメータの調整によるインピーダンス整合も困難なため、理想的なインピーダンス整合回路を介して給電を行う事を想定して、実験および解析を行っているからである。結果として、動作帯域 ($VSWR < 3$) は約 350 ~ 750 MHz となり、比帯域 2:1 に達することが確認された。

表3.1 自由空間用 T-bar fed slot antenna の寸法 (単位: mm)

(a) cavity				(b) T-bar probe					
a	b	x	w	d	e	f	g	h	ϕ
460	155	125	260	85	30	25	10	10	0.6

図3.2 自由空間用 T-bar fed slot antenna の VSWR 特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)

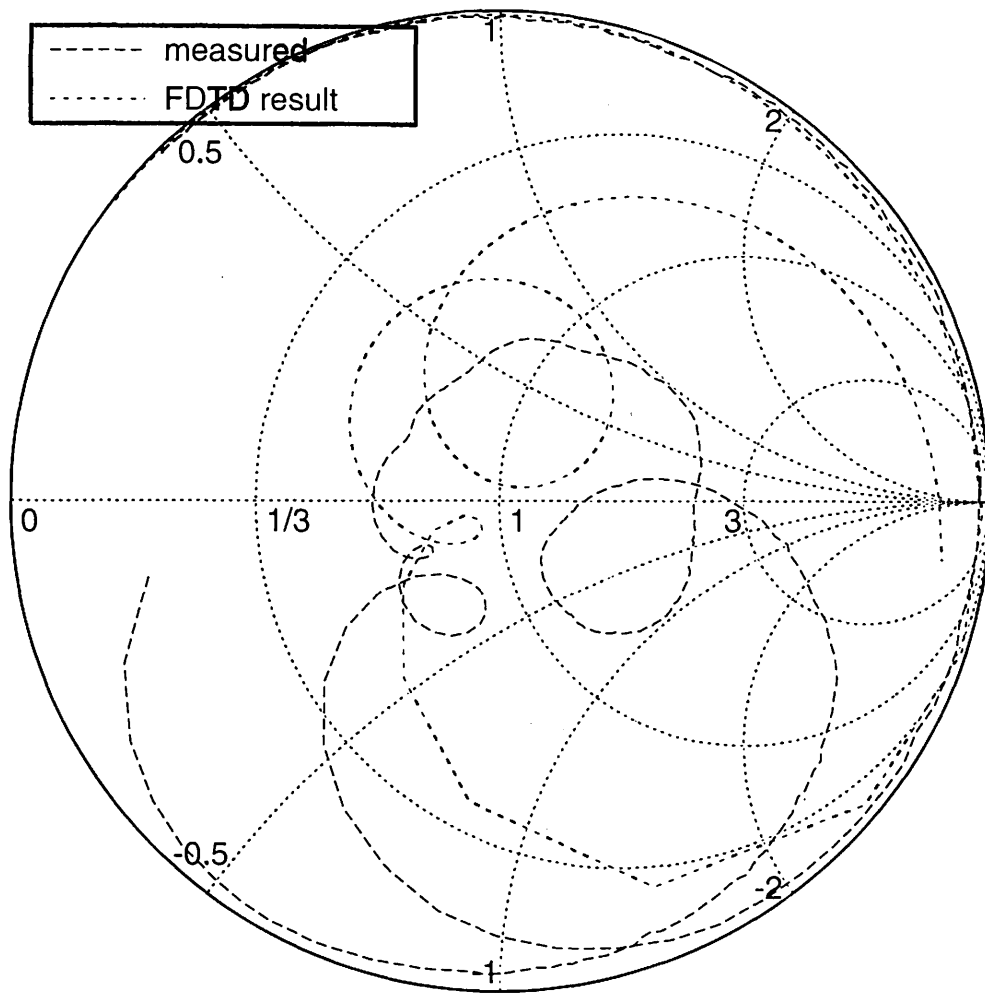


図 3.3 自由空間用 T-bar fed slot antenna のインピーダンス特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)

3.3 自由空間における設計方針

自由空間における T-bar fed slot antenna のインピーダンス特性と形状パラメータの関係は、[20, 24] においてある程度は明らかにされているが、総合的評価には至っていない。本研究では、[20, 24] の議論および実験データを総合して、以下のような設計方針をまとめた。

1. 開口の横幅 a は動作下限周波数における $\lambda/2$ と一致する。
2. 開口の縦横比は $b:a = 1:3$ が一般的に用いられる。
3. T-bar からキャビティの背面までの長さ ($w-x$) (以降キャビティ部の長さと呼ぶ) が中心周波数における $\lambda/4$ のとき、動作帯域内の VSWR の変動が最小となる。
4. T-bar から開口までの長さ x (以降導波部の長さと呼ぶ) がキャビティ部の長さ ($w-x$) より 7 ~ 10 % ほど短いとき、動作上限周波数が最も高くなり、動作帯域全体に渡って VSWR が良好となる。
5. 給電スロット幅 ($b-d-h$) が開口の縦幅 b に対して約 $1/3$ の時、動作上限周波数の VSWR が良好となる。
6. 副スロット幅 h が開口の縦幅 b の約 $1/10 \sim 1/20$ の時、動作帯域全体に渡って VSWR が良好となる。
7. 給電部の構造パラメータ f および g は [20] のスケールモデルより算出されており、最適値は検討されていない。この部分の形状の検討は今後の課題である。

以上は自由空間における傾向であるため、地中探査レーダ用の設計において、最適値を得るための方針として参照することは出来ない。しかし、寸法パラメータがアンテナのどの特性に対して支配的か、すなわち特定の特性を調整する際にどの寸法パラメータを再設計すれば良いかについては、有効な指針となると考えられる。

3.4 まとめ

本章では、地中探査レーダ用アンテナの設計における2つの問題点を挙げ、この2つの問題点をクリアすることが期待されるアンテナとして、T-bar fed slot antenna を取り上げた。そして、T-bar fed slot antenna の構造、アンテナの一般論より類推される本アンテナの動作原理の詳細を述べた。すなわち T-bar fed slot antenna は、キャビティ内に通常の中央直接給電のスロットと無給電素子の副スロットを有しており、キャビティは開口面方向には導波器、背面方向には反射器として働いていると考えられる。また、自由空間で最適な周波数特性を持つ T-bar fed slot antenna の寸法と VSWR 特性を示し、本アンテナを自由空間用に設計する場合の7項目にわたる設計方針を述べた。この設計方針は、地中探査レーダ用の T-bar fed slot antenna を設計する上でも非常に有益な指針を与えるものである。

第4章

T-bar fed slot antenna の広帯域化

4.1 まえがき

前章では、自由空間用 T-bar fed slot antenna の設計方針の詳細を述べた。この設計方針では、主に周波数特性を改善するための指針について検討を行っている。一方、本アンテナの入力インピーダンスを $150\ \Omega$ から $50\ \Omega$ に調整する手法については、これまで報告例がなく、非常に困難な問題であると考えられる。

アンテナの改良としてまず優先されるべき項目は周波数特性である。その理由は以下のように説明できる。レーダシステムはハードウェアと信号処理の総合技術であるとし、その総合性能の上限について考える。一般的に、レーダ信号処理の上限はレーダ分解能で表される。レーダ分解能はレーダの受信信号の周波数帯域幅によって決定され、これはレーダシステムの総合的な周波数特性に関係する。すなわち、レーダ信号処理の性能限界は、レーダの周波数特性に最も影響を与えるコンポーネントである、アンテナの周波数特性に関係している。このことより、アンテナの周波数特性の改善を優先すべきであると言える。

一方、アンテナの入力インピーダンスがレーダシステムに与える影響は多大であるとは言えない。その理由は以下のように説明できる。まず、アンテナ以外のコンポーネントが理想的である（あるいは、アンテナと比べて十分に良い特性である）と仮定する。この仮定によりレーダシステム内で、インピーダンス不整合によって発生する反射波は、送信アンテナの給電点と受信アンテナの給電点の2か所に限定される。第1の反射波である、送信回路と送信アンテナのインピーダンス不整合による反射波は、送信回路によってすべて吸収される。よって、第1の反射波はレーダシステムに影響を与えない。第2の反射波である、受信アンテナと受信回路のインピーダンス不整合による反射波は、受信アンテナから自由空間に再放射される。受信アンテナの給電点での信号レベルがすでに微小であるとするれば、第2の反射波はレーダシステムにわずかな影響しか与えない。このことより、アンテナの入力インピーダンスがレーダシステムに与える影響は小さいと言える。

以上の検討より、T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスに関する問題は一般的なインピーダンス整合回路によって解決するという前提のもと、本章では、アンテナの周波数特性の改善を目的とする。

4.2 最適設計値の導出

土壌は損失誘電性媒質なので、自由空間で最適設計されたアンテナをそのまま地中探査レーダに用いると、一般にインピーダンス特性が変化し、動作帯域幅は減少する。土壌の状態および地表面からアンテナ開口までの距離(以降、地上高 H とする)は、設計上の重要なパラメータである。しかし、土壌の状態は天候、気温、場所により著しく異なるため、あらゆる条件で性能を発揮できる設計を行うことは極めて困難である。したがってここでは、第2章で述べた手法により土壌の媒質定数を実測し [16]、比誘電率が 4 ~ 6 の比較的乾燥した土壌を対象に設計、測定を行うことにする。ただし、数値解析の場合は比誘電率を 4.0、導電率を 0.0 S/m としている。また、本節では規格化インピーダンスを 150Ω として評価している。

4.2.1 地上高 H の調整

地中探査レーダ用アンテナの設計に際して、まず自由空間で最適設計された T-bar fed slot antenna の特性が地表面付近でどの程度変化するかを測定した。表 3.1 のアンテナを地上高 H に配置した時の VSWR 特性の測定結果を図 4.1 に、スミスチャートを図 4.2 示す。ただし、この時の土壌の状態は、比誘電率 5.44、導電率 0.00396 S/m、重量含水率 10.8 % であった。このアンテナでは、 $H = 100$ mm で最も広帯域な VSWR 特性が得られる。しかし、 $H = 0$ mm (地中レーダの理想的運用条件) では動作帯域幅が著しく狭くなり、レーダ用アンテナとしては不適當であることが分かる。また、スミスチャートでは、 $H = 100$ mm と $H = 150$ mm のインピーダンス軌跡に、2つの副共振円が現れているところに注目されたい。副共振円付近では周波数に対するインピーダンスの変化が小さいことが知られており、このように2つの副共振円が近接するように地上高を決定すれば、広帯域な周波数特性を得ることが出来る。

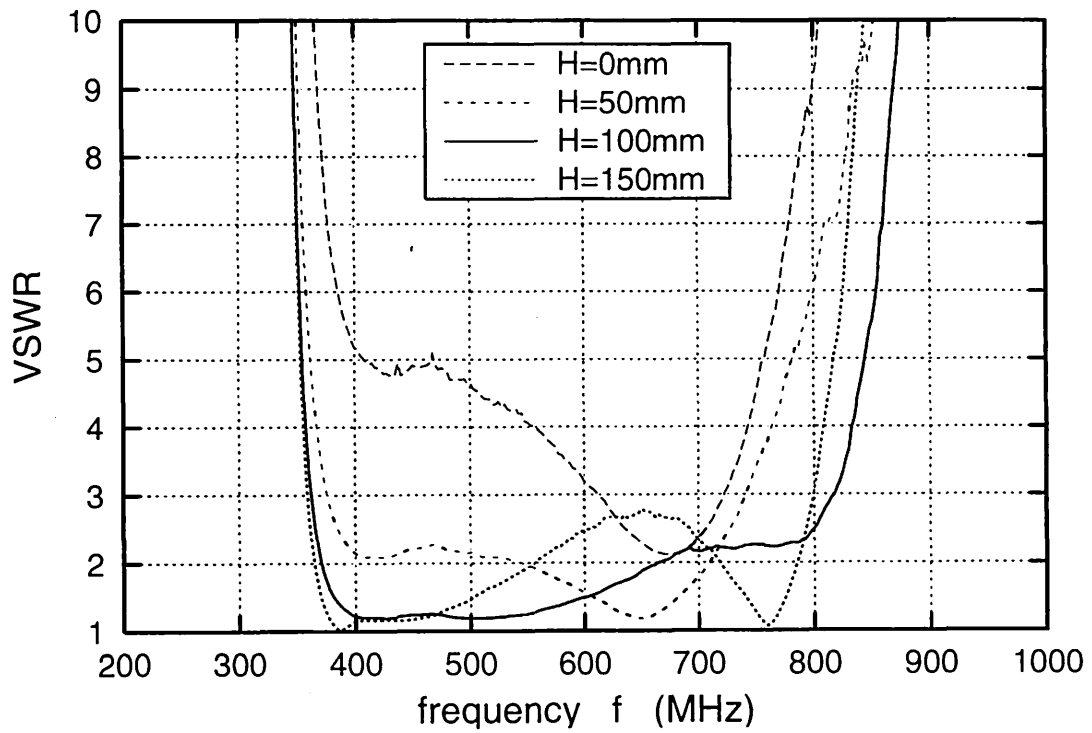
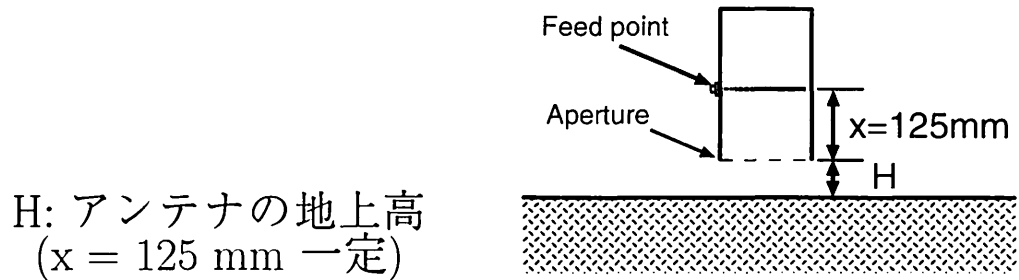


図4.1 地上高 H に対する VSWR 特性の変化 ($Z_0 = 150\ \Omega$)

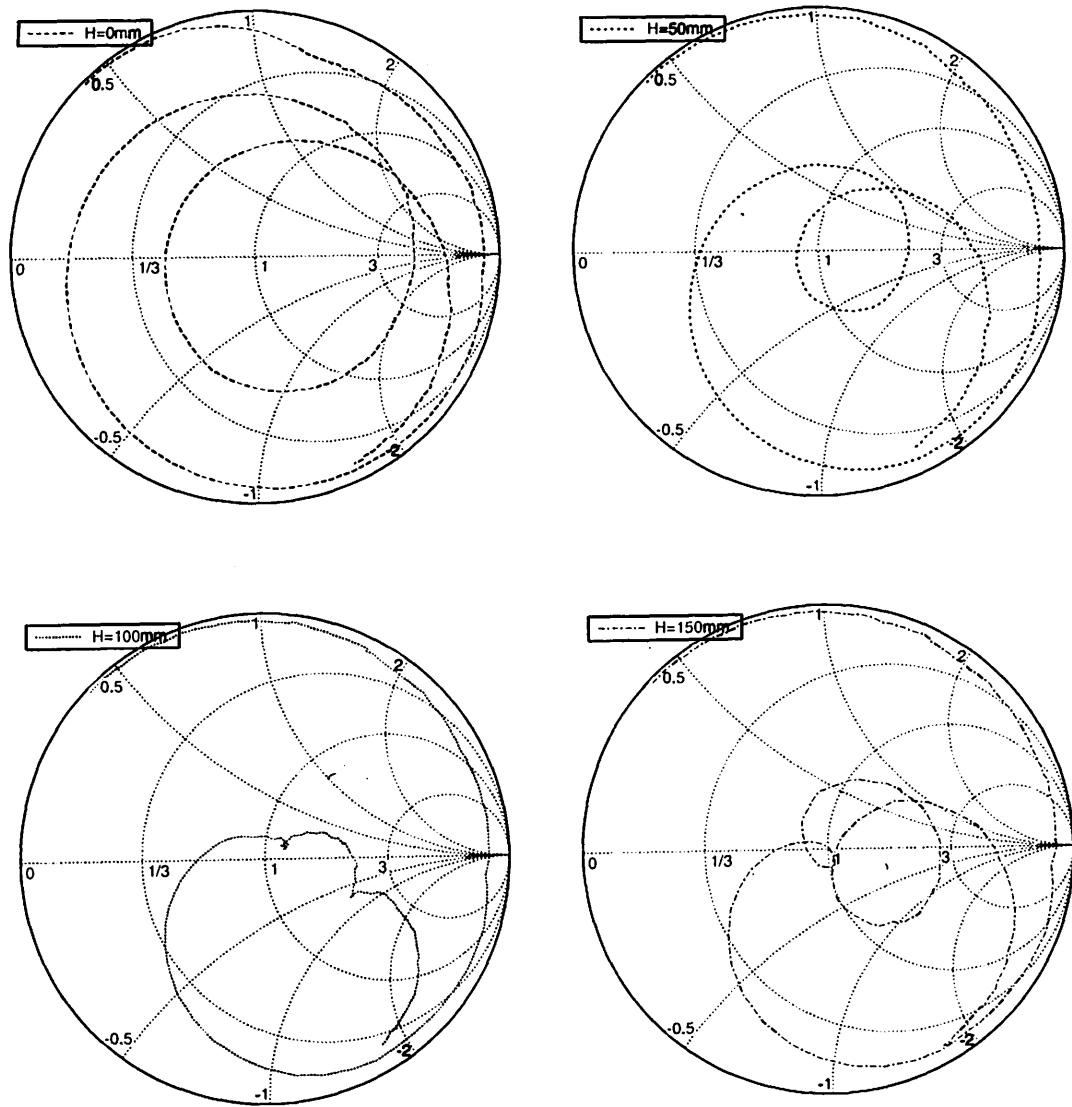


図4.2 地上高 H に対するインピーダンス特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)

4.2.2 導波部の長さ x の調整

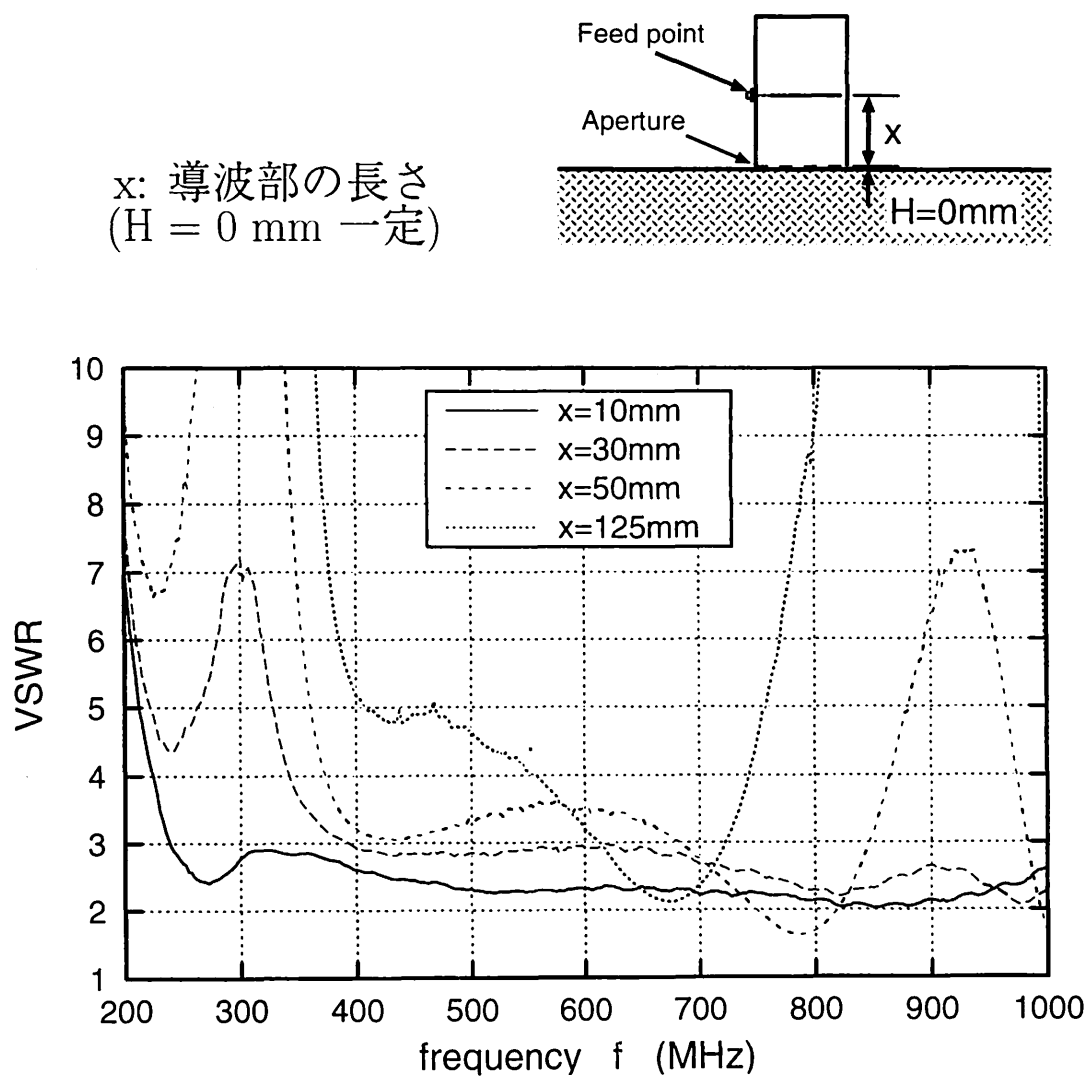
地中探査レーダでは、ターゲット検出能力の向上や電波障害の防止のために、アンテナを地表面に密着させることを念頭においている。図 4.1 における $H = 0$ mm の VSWR 特性を見ると、動作下限周波数では劣化し、上限周波数は低周波数領域へ偏移している。そこで上限周波数の高周波領域への拡大と動作帯域全体にわたる VSWR の改善のために、前述 3.2 のインピーダンス特性と形状パラメータの関係についての議論 (4) に基づき、導波部の長さ x の調整を試みる。

アンテナの位置を $H = 0$ mm に定め、導波部の長さ x を変化させて VSWR 特性を測定した結果を図 4.3 に、スミスチャートを図 4.4 に示す。ただし、この時の土壤の状態は、比誘電率 5.44、導電率 0.00396 S/m、重量含水率 10.8 % であった。測定結果より $x = 10$ mm において動作帯域 ($VSWR < 3$) は約 250 ~ 1000 MHz で比帯域は 4:1 にまで増加しており、極めて良好な結果であると言える。したがって、アンテナを地表面に密着させた時の形状パラメータ調整には、前述 3.2 の議論 (4) に基づいた設計方針が適切であると考えられる。

また、図 4.4 において、 $x > 30$ mm のインピーダンス軌跡はアンテナの共振軌跡の特徴を示しているが、 $x = 10$ mm のインピーダンス軌跡は低周波数領域を除くとインピーダンス不整合が発生した導波路の軌跡の特徴を示している。このような導波路の軌跡に相似したインピーダンス軌跡は、共振型アンテナには見られない特徴である。このことより、 $x < 30$ mm ではアンテナの動作原理が異なっているものと考えられ、また、広帯域特性が得られる理由を理論づける手がかりになるものと考えられる。

このような広帯域特性が得られる理由については、給電部近傍を損失性媒質が覆っているため、抵抗装荷と同様の効果が生じているものと考えられるが、より詳細には、T-bar 上の電流分布の数値解析結果を元に検討を行う必要がある。

また、アンテナの開口寸法が同一であるに関わらず、下限周波数が 350 MHz から 250 MHz に低下している。これは、前述 3.2 の議論 (1) に基づくと、導波部を短くすることで給電部が大地に接近した結果、誘電体による波長短縮効果が給電部にまで及び、これにより開

図4.3 導波部の長さ x に対する VSWR 特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)

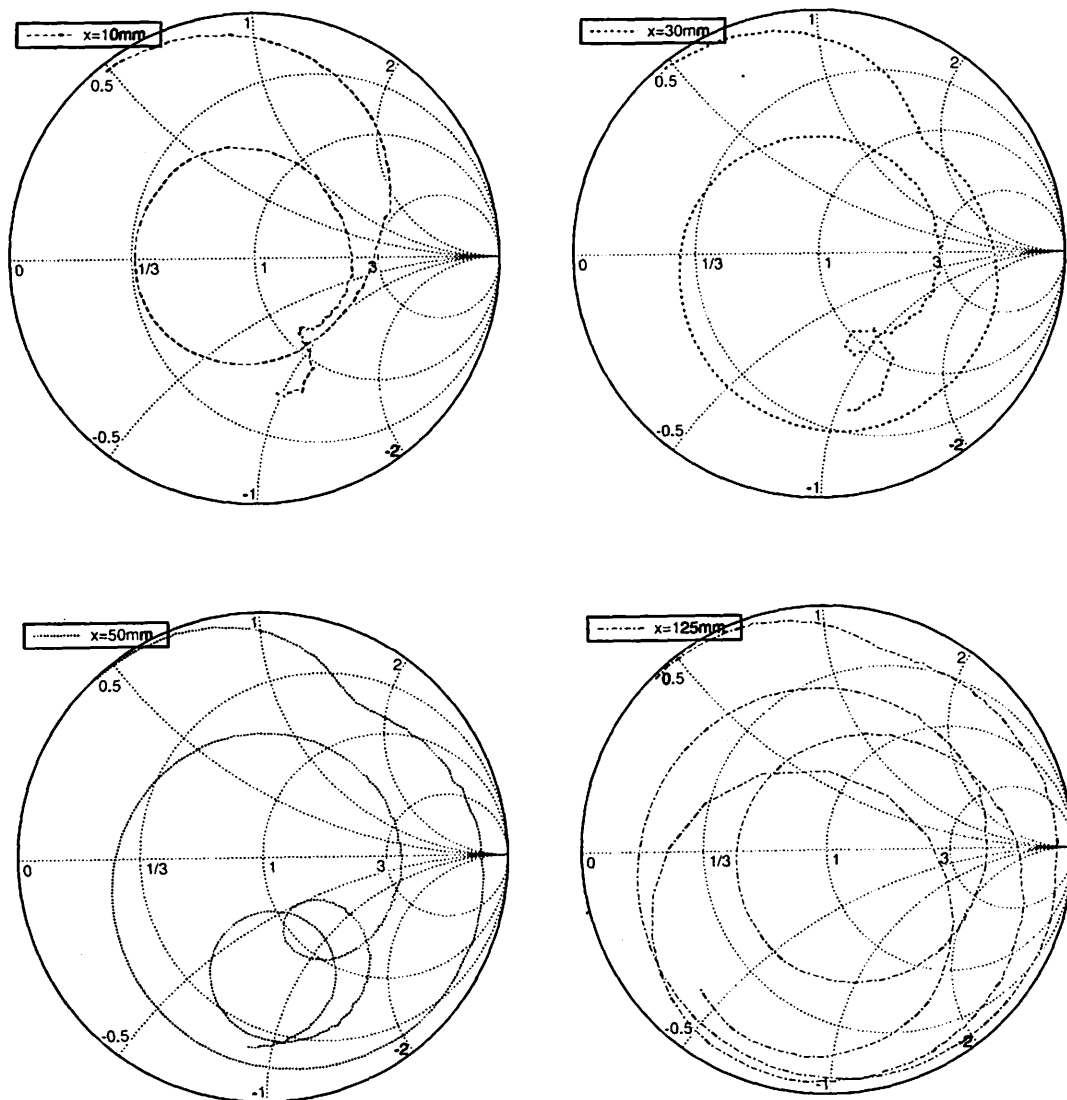


図 4.4 導波部の長さ x に対するインピーダンス特性の変化 ($Z_0 = 150 \Omega$)

口寸法が波長と相対的に大きくなったと考えられる。

なお、FDTD 法による解析結果では、図 4.5 に示されているように $x = 0$ mm のアンテナが最も広帯域となる結果が得られているが、ここではアンテナをフィールドで使用する場合の機械的強度が要求されるため、以降、 $x = 10$ mm を最適な周波数特性が得られる設計値として議論を進める。

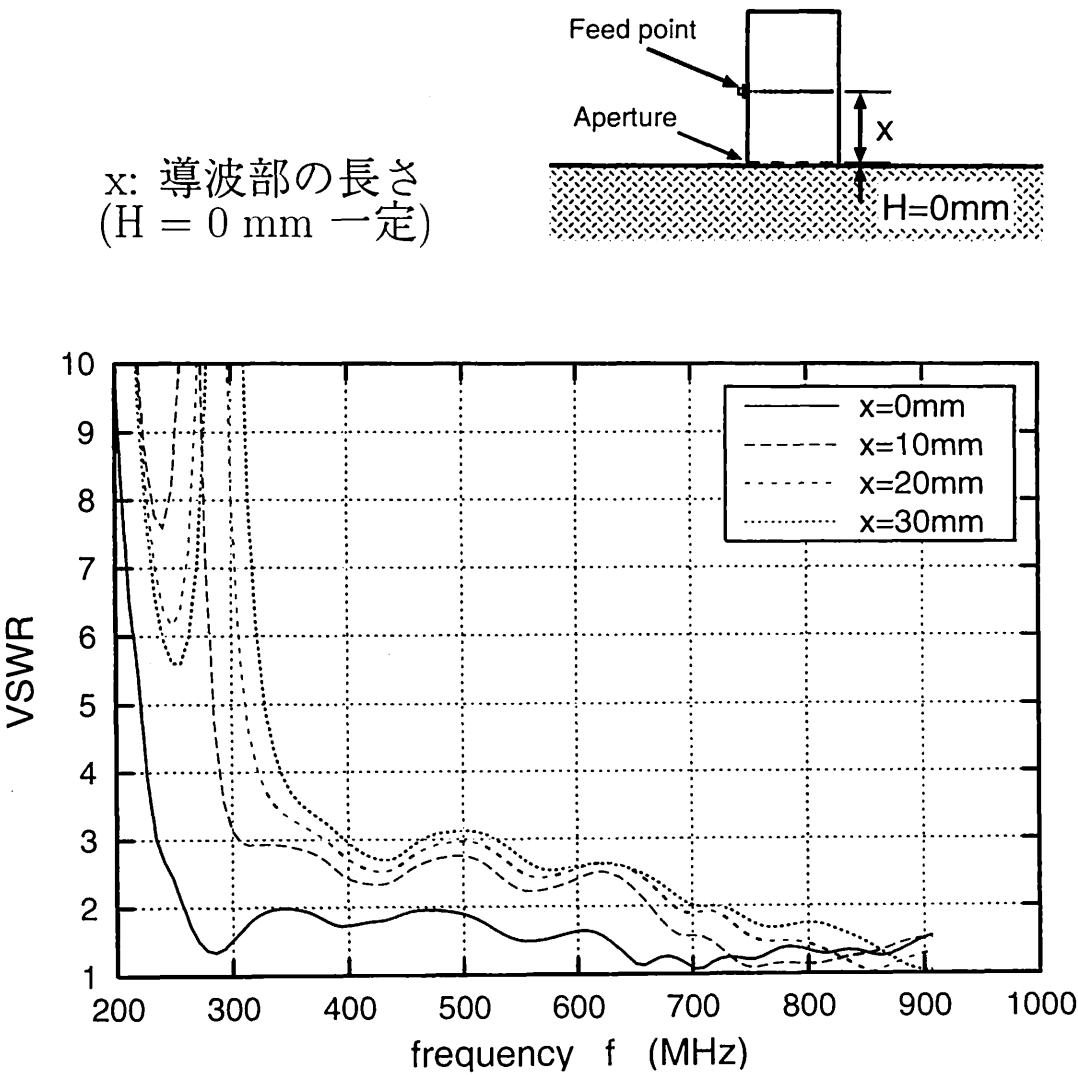


図4.5 FDTD法による最適な導波部の長さ x の検討, VSWR 特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)

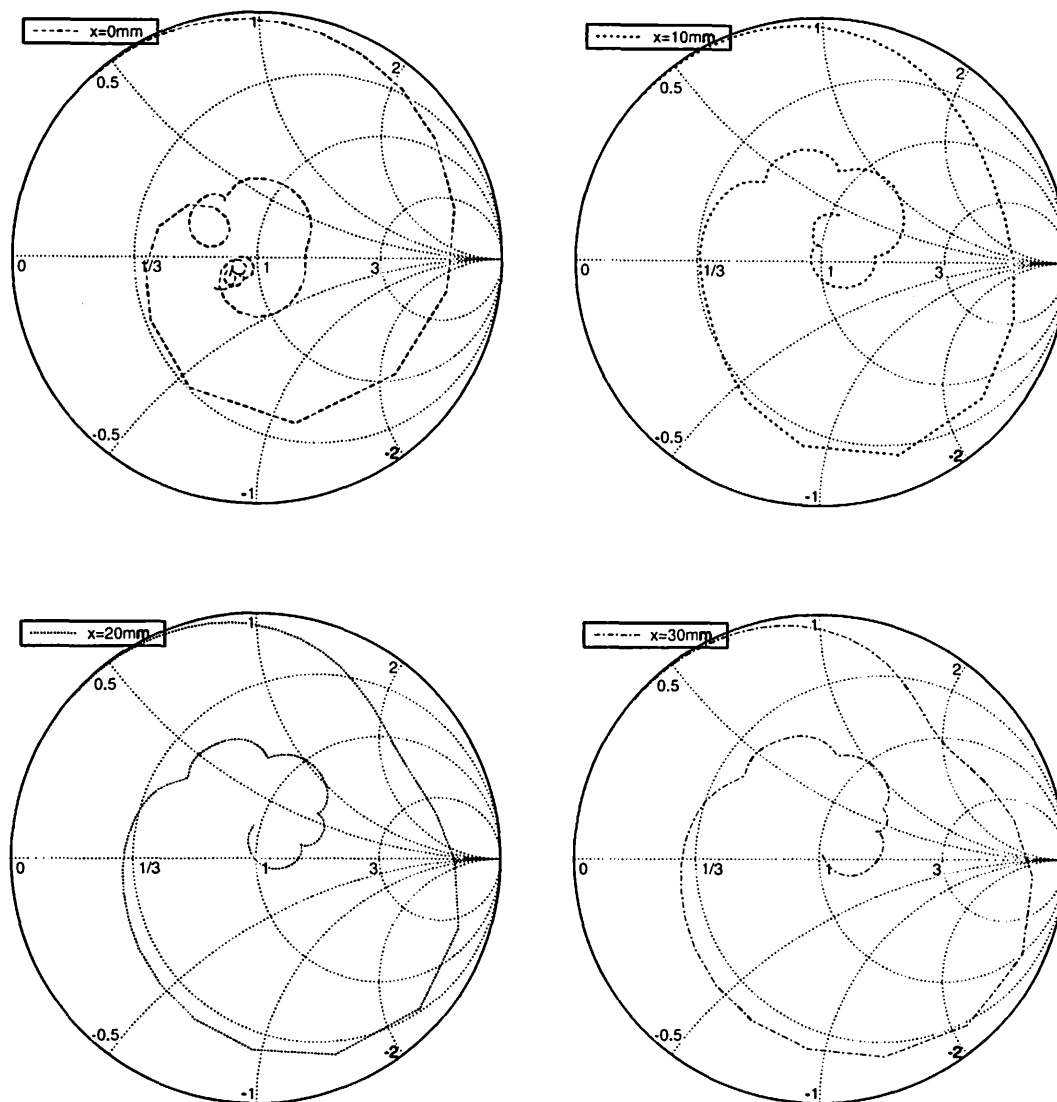


図4.6 FDTD法による最適な導波部の長さ x の検討, インピーダンス特性 ($Z_0 = 150 \Omega$)

4.3 送受信間の過渡応答による性能評価

前節におけるアンテナの VSWR 特性の評価のみではアンテナがレーダの分解能に与える影響を詳細に検討することは出来ない。まず第1の問題点として、レーダの信号検出アルゴリズムは送信波と受信波の遅延相関、すなわち時間領域観測を基にしていることに対し、通常のアンテナの性能評価では周波数領域観測を基にしているため、前節のような VSWR 特性の評価では、本アンテナがレーダの性能改善につながるかどうかは明らかとは言えない。次に第2の問題点として、レーダでは送信と受信の両方のアンテナの総合特性が重要であるが、通常のアンテナの性能評価では、一方のアンテナとそれにつながる給電回路系との関係の評価なので、送受信間に大地が存在する地中探査レーダでは、一方のアンテナのみによる評価は意味を成さない。特に、送受信アンテナ間の結合、送受信間での放射波の減衰なども、重要なパラメータとなりうる。

そこで本節では、前節で導出された T-bar fed slot antenna の時間領域特性、すなわち、送受信間の過渡応答特性の測定結果を示す。これにより、本アンテナの地中探査レーダ用として性能を評価する。送受信間の過渡応答特性は、送信アンテナをインパルス波で励振した時に、受信アンテナに現れる波形を示している。この波形には、送受信アンテナの周波数特性やキャビティ内の多重反射などに起因するリングングが現れるため、過渡応答特性を評価する事により、このアンテナがレーダ画像に与える影響を検討することができる。

ここでは、自由空間で最適設計 ($x = 125$ mm) された T-bar fed slot antenna, 地中探査レーダ用に最適設計 ($x = 10$ mm) された T-bar fed slot antenna と、地中探査レーダ用シングルリッジホーンアンテナ [28] (開口寸法 480×600 mm, 長さ 1165 mm, 給電点から開口面までの距離 950 mm) の3つのアンテナの過渡応答特性を、ネットワークアナライザのタイムドメイン機能を用いて測定した。測定結果を図 4.7 に示す。アンテナの地上高は $H = 0$ mm とし、送受信の偏波面が平行となる向きに配置した。送受信アンテナの間隔は、両アンテナとも実用限界まで近接させた場合のみを評価し、T-bar fed slot antenna 2 種の場合 255 mm, シングルリッジホーンアンテナの場合 480 mm とした。測定時の土壌の状態は、比誘電率 6.13, 導電率 0.00523 S/m, 重量含水率 7.97 % であった。

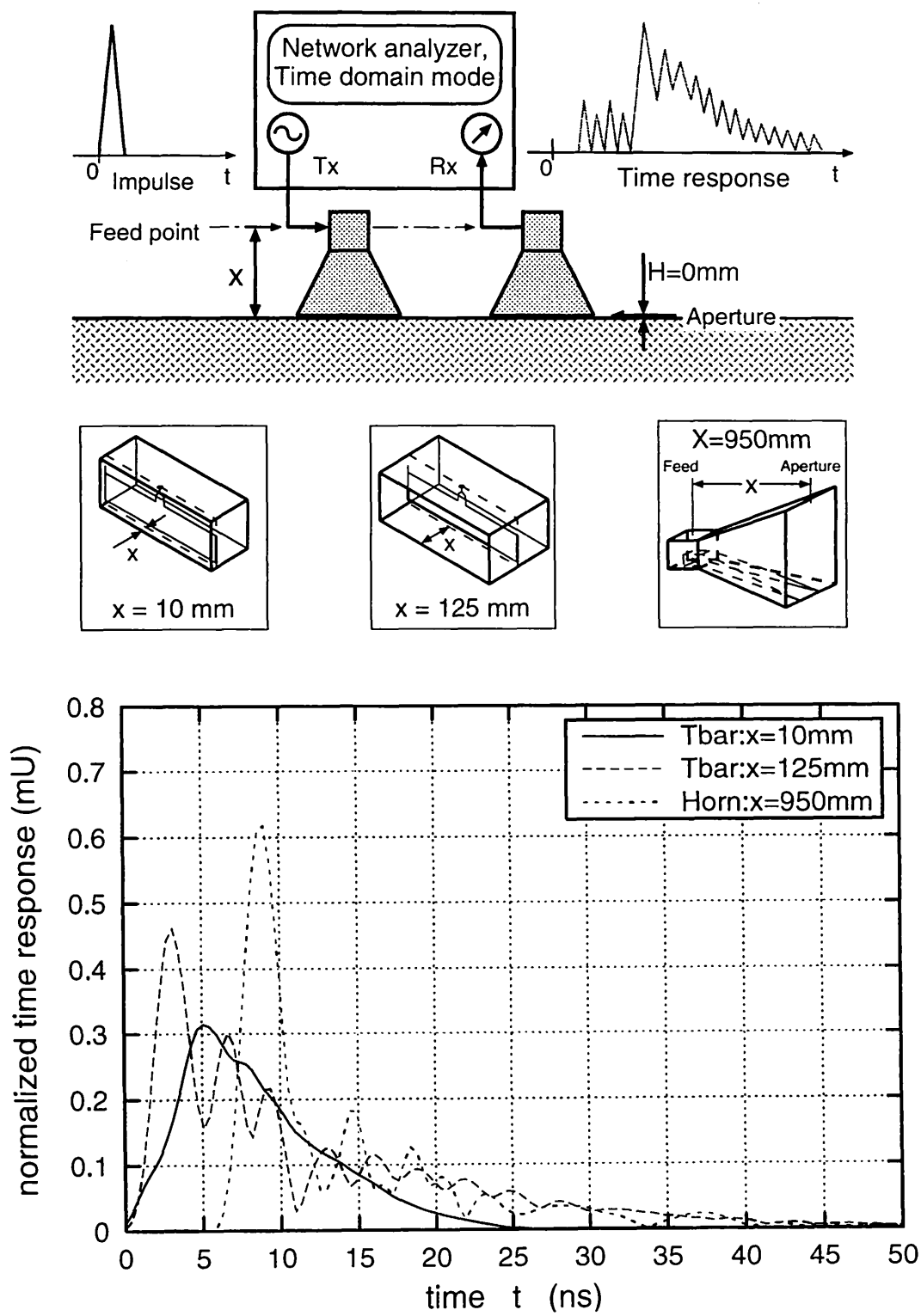


図 4.7 送受信アンテナ間の過渡応答特性

一般的に、リングングが少なく、速やかに減衰する過渡応答特性を有するアンテナでは、地表面近傍のターゲットエコーへのマスキング効果が発生しにくいため、地中浅部において良好なレーダ像が得られる。地中探査用に最適設計された T-bar fed slot antenna の過渡応答波形にリングングはほとんど見られず、自由空間用の T-bar fed slot antenna と比べて著しく改善されていると言える。

またこれにより、ターゲットエコーが相対的に大きくなり、レーダシステムの総合的な検出性能に関しても改善が期待できる。ただし、図 4.7 の各波形は受信波のエネルギースペクトルの積分値で規格化されている。この測定結果では、送信アンテナから発振器へ反射された電力や空間へ放射されて受信アンテナに到達しない電力などは未知であり、同一送信電力に対するターゲットエコーの受信性能、すなわちターゲット検出性能についてはこの結果から直接評価することはできない。この点については、第 6.2 節で、シングルリッジホーンアンテナの比較によって、レーダシステムの総合性能としての検証を行う。

4.4 地表面反射低減効果

送受信間の過渡応答より、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna はシングルリッジホーンアンテナと比較して地表面反射が少ない事が明らかとなった。そこで、その原因について検討を行うため、FDTD 法によって電界の時間変化を解析した。この解析結果を可視化することにより、本アンテナの放射電界がキャビティ内や地表面で反射する様子を詳細に検討することができる。

比較のために、(a) 地中探査レーダ用 ($x = 10$ mm, $w = 145$ mm) と (b) 自由空間用 ($x = 125$ mm, $w = 260$ mm) の両方の解析結果を示している。解析条件を表 4.1 に、観測面の位置を図 4.8 に示す。また、シングルリッジホーンアンテナとの比較については、T-bar fed slot antenna に対して外形が大きく同精度の解析が困難なため、今後の課題とする。類似したケースとしては、2次元モデルのホーンアンテナを用いた FDTD 解析による、地中への入射電力に関する考察 [30] を参照されたい。

図 4.9 ~ 4.11 の解析結果を見ると、両アンテナともキャビティ内に (1 往復目の) 多重

表 4.1 近傍電界の解析条件

解析条件	設定値
解析空間	600 × 600 × 650 mm
格子間隔	5 mm
時間間隔	8.34 ps
境界条件	Mur, 2 次吸収境界 変調 Gaussian
励振条件	pulse (搬送波 500 MHz)
土壌の比誘電率	4.0
土壌の導電率	0.0 S/m

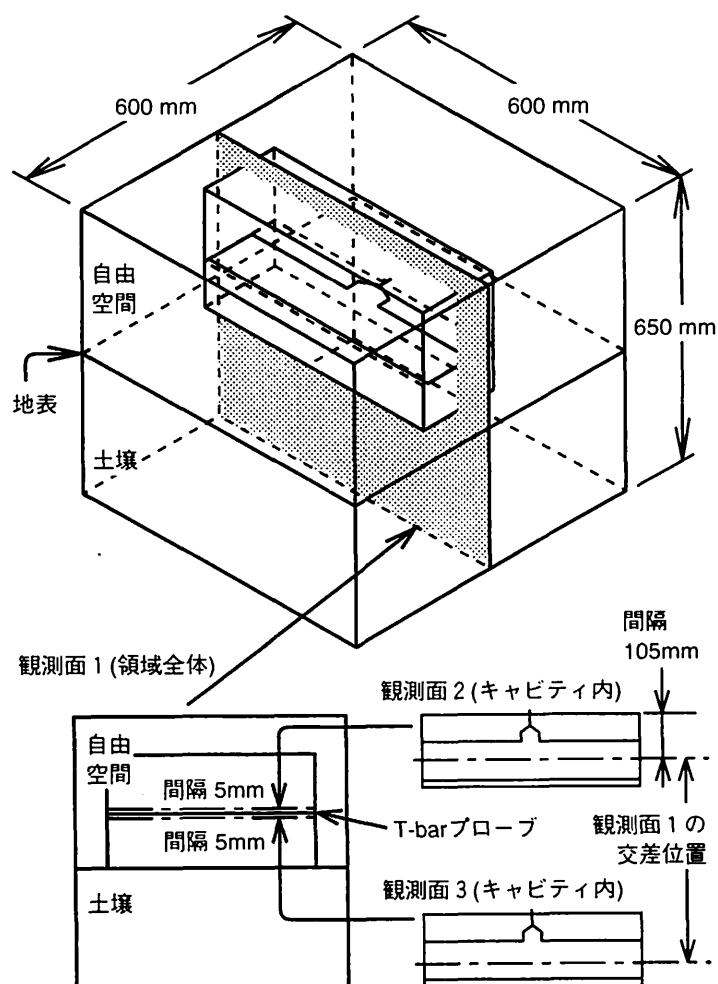


図 4.8 電界の観測面

反射波が観測されている。しかし T-bar より上の領域の電界の強さを詳細に比較すると、1.667 ns 以降では、地中レーダ用アンテナのキャビティ内の多重反射が、自由空間用アンテナに比べて弱まりつつあることが分かる。図 4.11 まででは、 $t = 2.502$ ns までの結果しか示していないが、これ以降の時間におけるキャビティ内の多重反射についても、地中探査レーダ用の方が減衰が大きいという結果が得られている。

さらに、図 4.10 (a) の $t = 1.334$ ns を拡大した図 4.12 では、地中探査レーダ用アンテナの T-bar と地表面の 10 mm のすき間 (観測面 3 を含む領域) には非常に強い電界が発生している。しかも、T-bar から放射された波の波長を観測すると、自由空間用では地中に入射した段階で波長が短縮されるのに対し、地中探査用の T-bar 下方向では、T-bar から放射された段階で既に波長が短縮されている。観測面 2 と 観測面 3 を比較すると、この波長の短縮効果は slot 周辺ではほとんど観測されず、T-bar の面上で顕著に発生している。これは、T-bar と地表面のすき間の等価誘電率が増大し、空間インピーダンスが低下している事を示している。この空間インピーダンスによって、アンテナの給電部と大地の間でインピーダンスが整合され、地中への入射電界が増加するものと考えられる。この現象が生じるメカニズムについての理論的検討は、今後の課題である。

前節の送受信間の過渡応答の測定結果は、地中への入射電界の増加によって、相対的に地表面反射やキャビティ内の多重反射が減少することが原因であると考えられる。

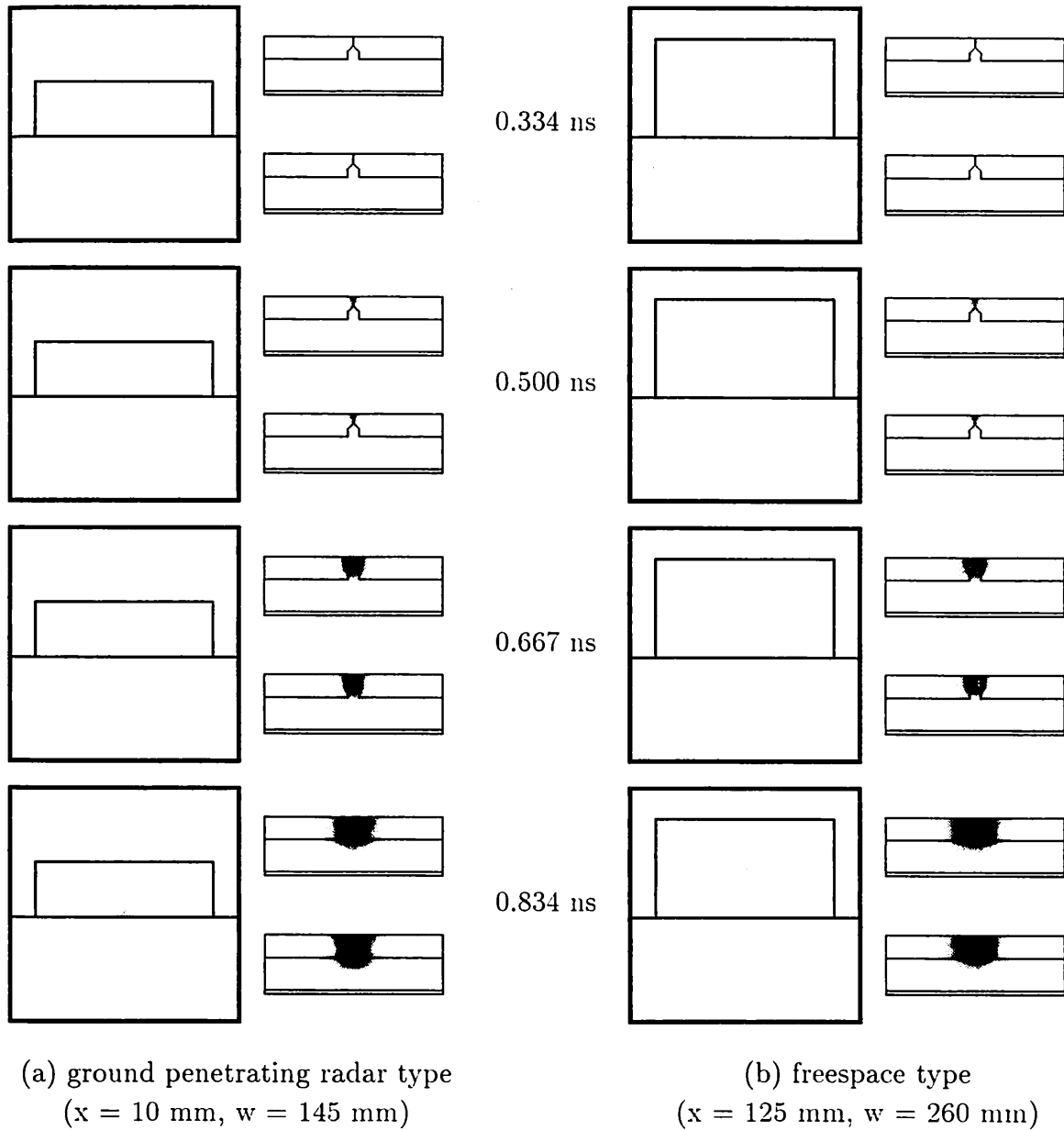
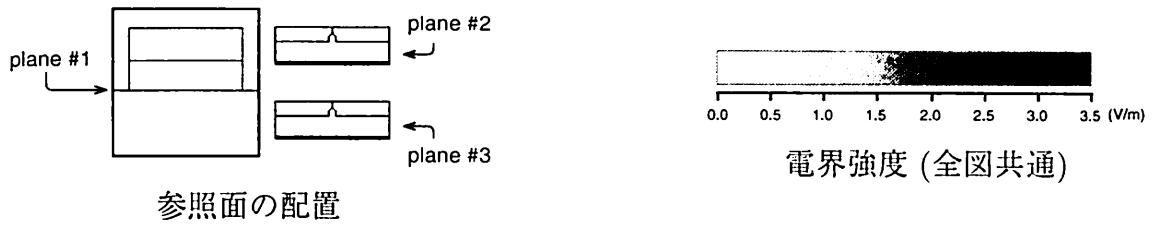


図4.9 T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その1)

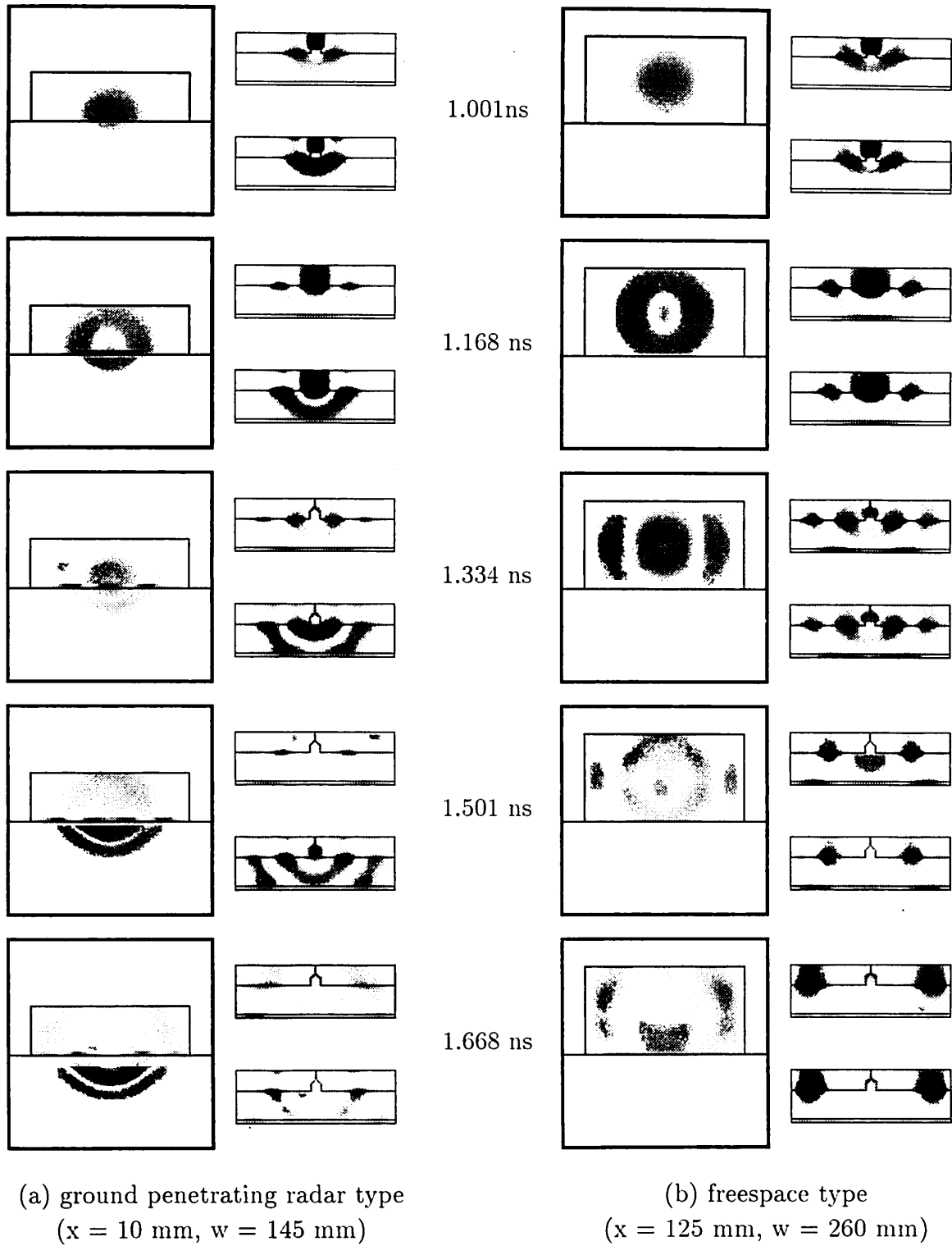


図 4.10 T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その 2)

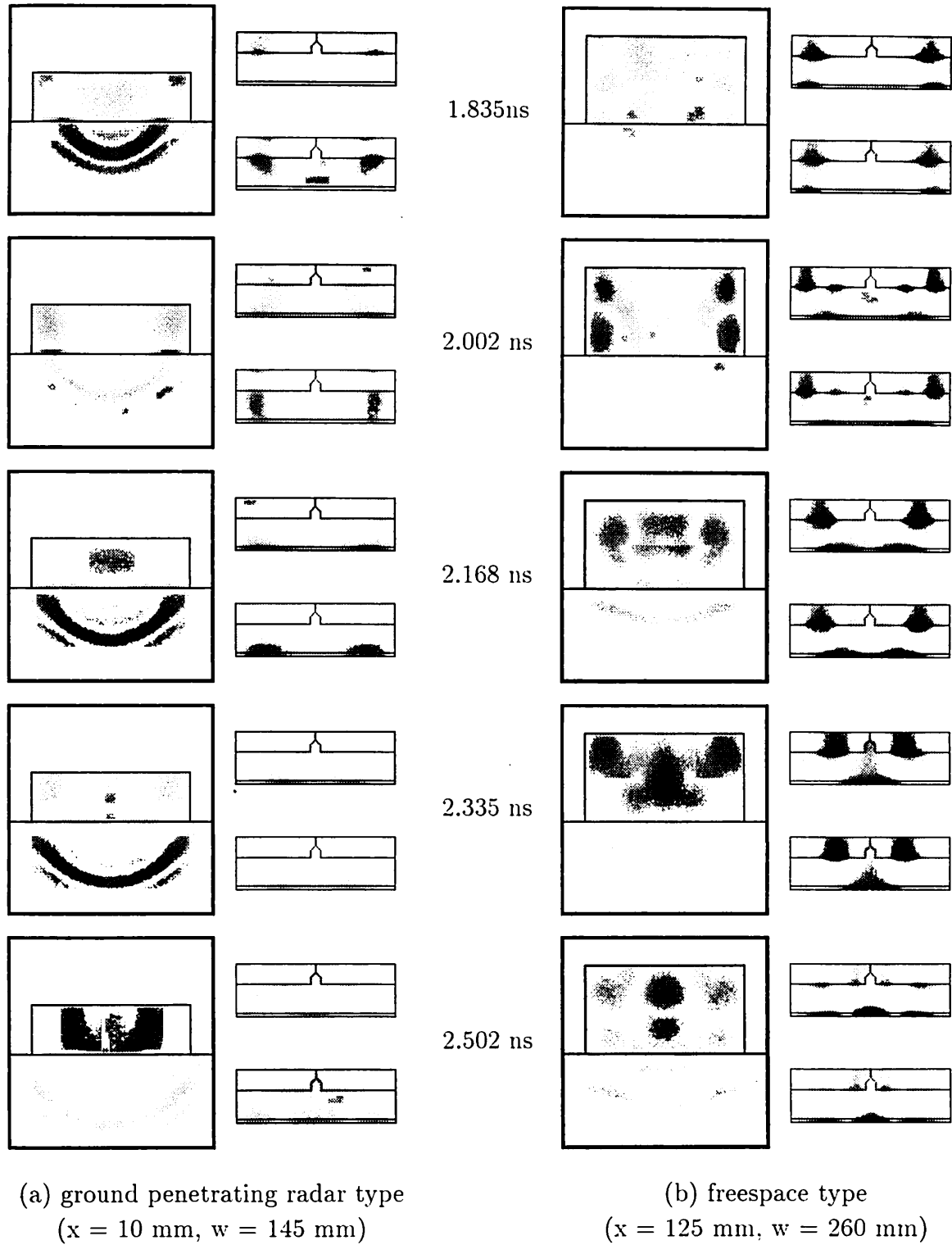


図 4.11 T-bar fed slot antenna の近傍電界の時間変化 (その 3)

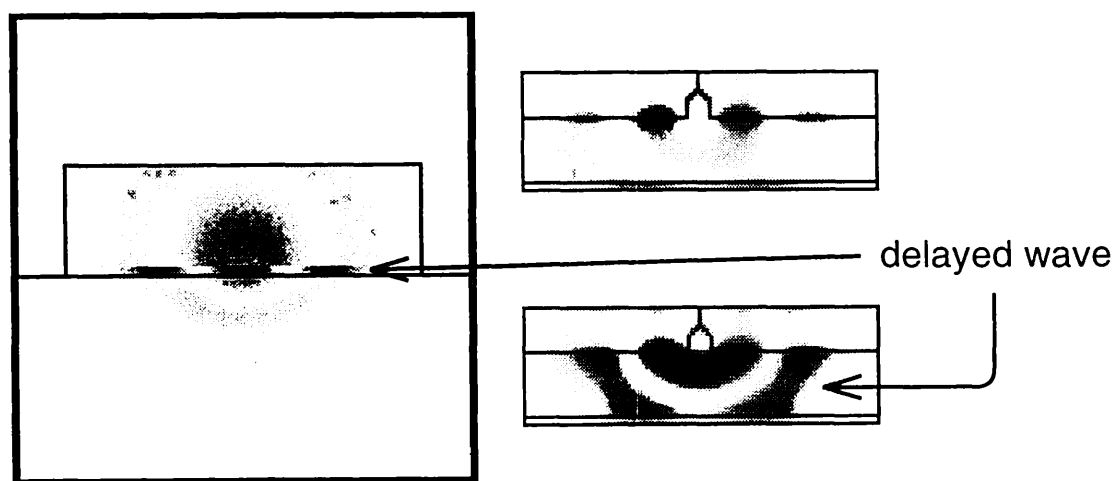


図4.12 T-bar と地表面の間隙の電界 ($t = 1.334 \text{ ns}$)

4.5 まとめ

本章では、T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスに関する問題は一般的なインピーダンス整合回路によって解決するという仮定のもと、本アンテナの周波数特性についてのみ、その改良を行った。その結果、導波部の長さが $x = 10 \text{ mm}$ の T-bar fed slot antenna を地上高 $H = 0 \text{ mm}$ で動作させた場合、 $250 \sim 1000 \text{ MHz}$ ($\text{VSWR} < 3$) の動作帯域幅が得られた。さらに、地表面反射やキャビティ内の多重反射が少なくなるため、非常に良好な過渡応答特性が得られた。よって、地中探査レーダ用アンテナとして優れたアンテナであることが明らかとなった。また、FDTD法による、アンテナ近傍の電界分布の時間変化について詳細な検討を行い、本アンテナが地表面反射低減効果を有することを、理論的に明らかにした。

第5章

T-bar fed slot antenna の 入力インピーダンスの改善

5.1 まえがき

前章では、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna の周波数特性が最適となるように再設計を行った結果、250 ~ 1000 MHz ($VSWR < 3$) の動作帯域幅が得られたが、この場合は規格化インピーダンス 150Ω として評価したものであるため、その入力インピーダンスは決して良いものとは言えない。これは、対象とする問題を周波数特性のみに絞るために、通常の規格化インピーダンスである 50Ω との整合は、一般的なインピーダンス整合回路によって解決するものと仮定していたためである。そのインピーダンス整合回路に要求されるスペックは、T-bar fed slot antenna の動作比帯域以上でなければならない。これは前節の結果によると 4:1 すなわち 2 オクターブ以上ということになる。しかし、これだけ広帯域の範囲でインピーダンス整合を行う回路を設計することは、現実的に困難である。したがって、本アンテナに対してさらにインピーダンス特性を改善することが望ましい。

そこで、本アンテナのインピーダンス特性を改善するにあたり、前章において周波数特性が最適設計された T-bar fed slot antenna の給電部の近傍電界に着目した。 $t = 0.834 \text{ ns} \sim 1.668 \text{ ns}$ の給電部付近の近傍電界を図 5.1 に示す。第 1 に注目すべき特徴は、給電部からワイヤ部、そして T-bar probe の五角形の部分にかけての、初期の電界分布は極めて強いということである。第 2 に注目すべき特徴は、 $1.334 \text{ ns} \sim 1.668 \text{ ns}$ にかけての五角形部分の縁に、周囲より電界の強い部分があるということである。すなわち、このワイヤ部分から五角形部分の付近で、アンテナへ入射波した波が T-bar probe にスムーズに広がっていないと考えられる。よって、T-bar の五角形部分を三角形に変形し、その大きさを調整すれば、インピーダンス特性がいくらか改善できるものと期待できる。

本章では、T-bar probe の形状を調整することにより、 50Ω の規格化インピーダンスに整合する地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna の設計を行う。T-bar probe の寸法パラメータのうち調整を行った箇所は、図 5.2 中の給電スロット幅 dw 、三角形の T-bar 整合部の幅 dx と長さ dy の 3 箇所である。また、測定の際は、電波暗室内中央の床にカーボンスポンジを設置し、図 5.3 のような状況でアンテナを配置した。なお、本章で示すすべての測定結果は、規格化インピーダンスを 50Ω としている。

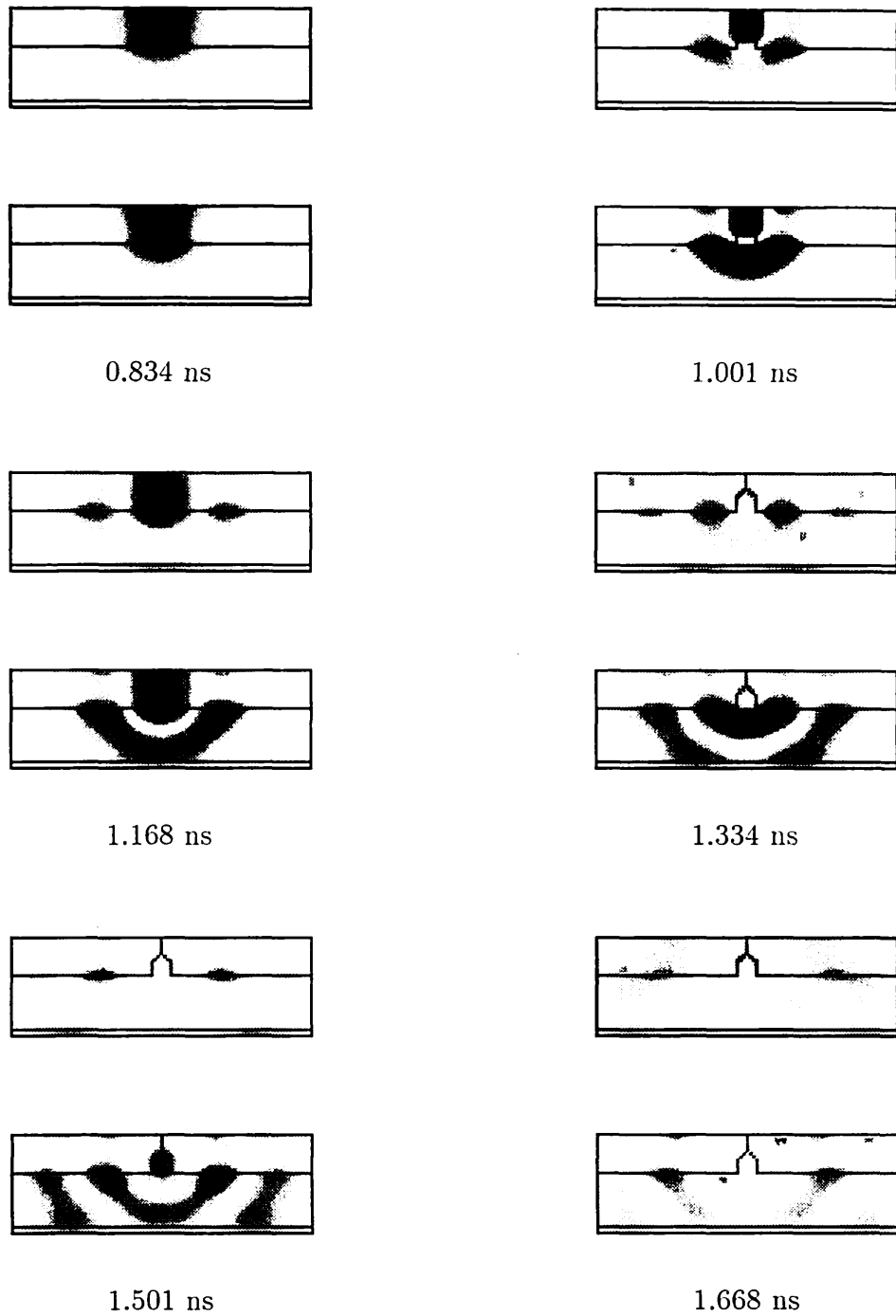


図 5.1 地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna の給電部付近の電界分布

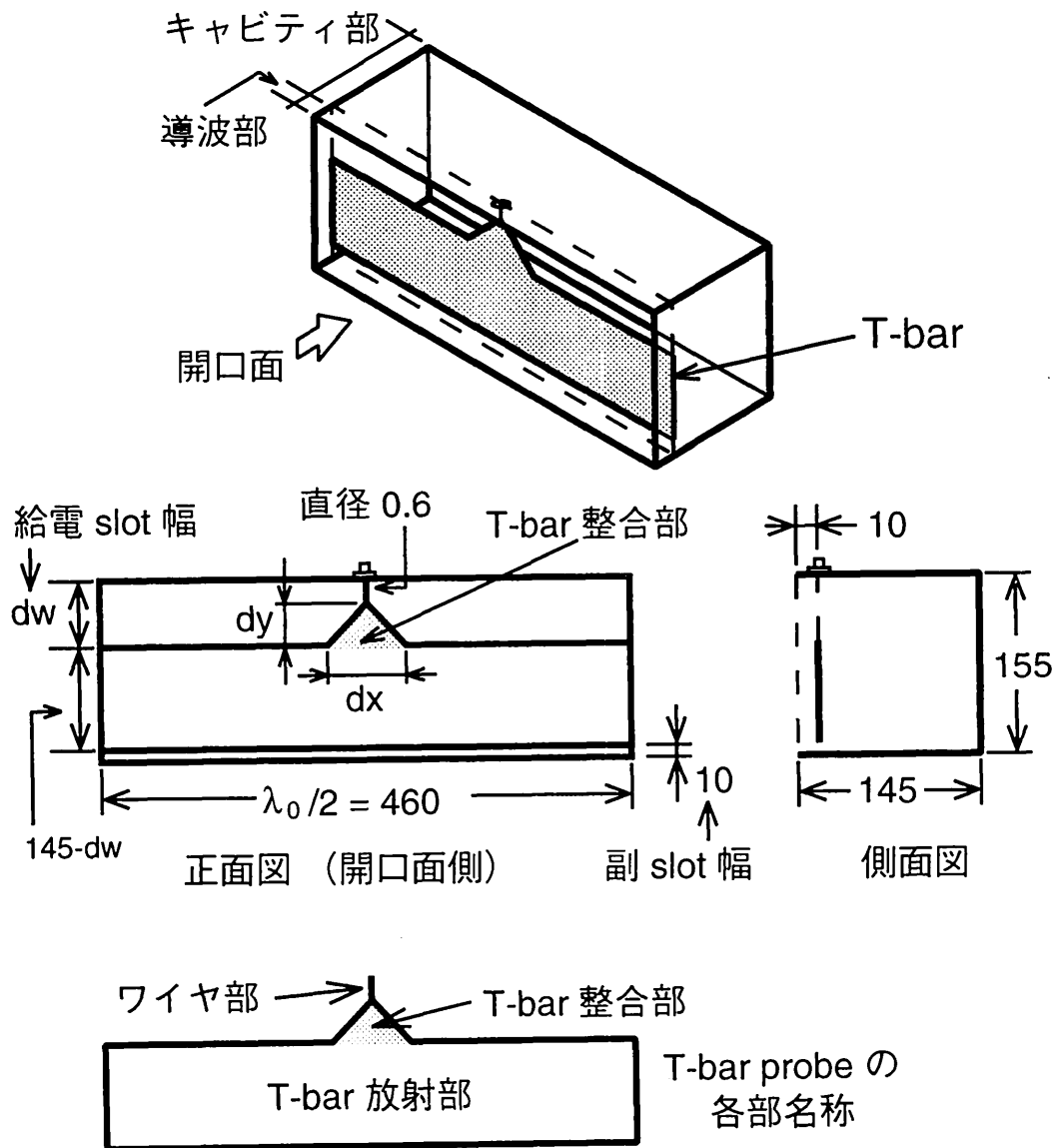


図5.2 インピーダンス最適化における寸法パラメータ

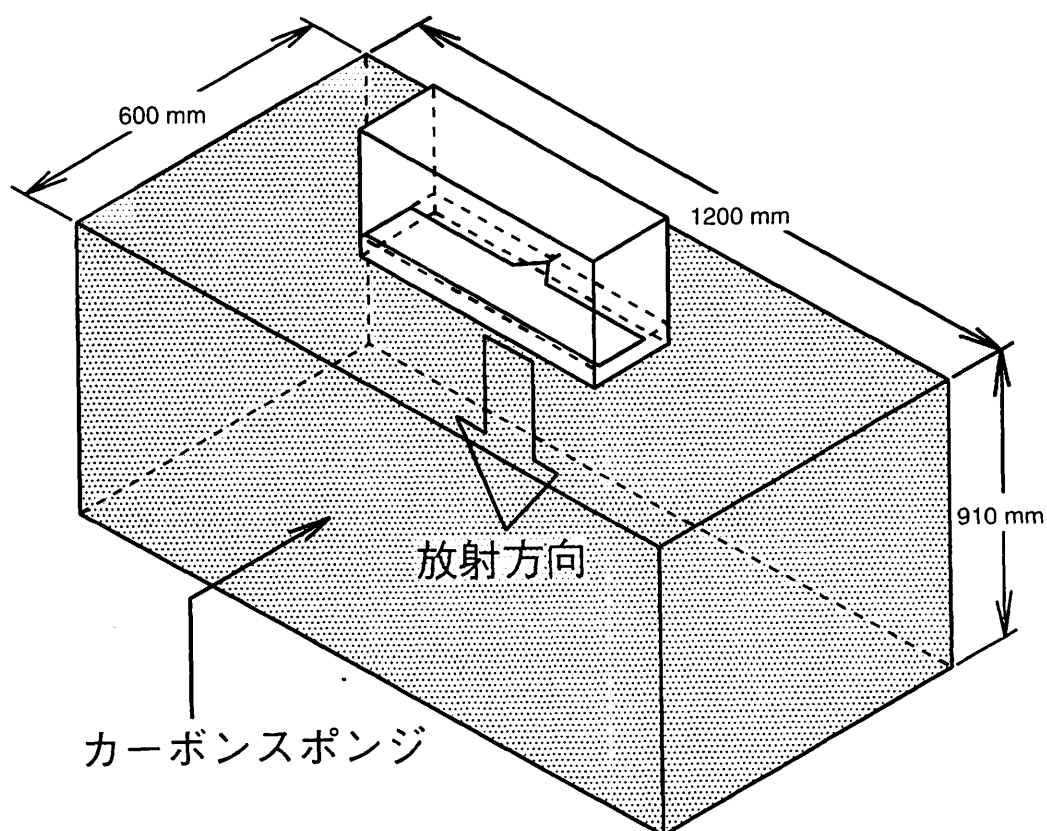


図5.3 インピーダンス特性の測定状況

5.2 T-bar 整合部の長さ dy の調整

本論文の第3章および第4章で示している T-bar fed slot antenna の T-bar probe の形状は、もともと文献 [20] のスケールモデルを採用しており、インピーダンス特性との関係について検討は行っていない。よってワイヤ部の存在理由は、あくまでも文献 [20] に準ずるものであり、その影響は明らかでない。

そこでまず、図 5.2 の T-bar probe のワイヤ部分が必要であるかどうかについて検討を行った。すなわち、ワイヤ部から三角形 (あるいは五角形) 整合部への境界の位置、すなわち三角形整合部の長さ dy を変え、本アンテナのインピーダンス特性の変化を測定した。測定結果の VSWR 特性を図 5.4 に、スミスチャートを図 5.5 に示す。ただし、残り 2 つの寸法パラメータはそれぞれ、T-bar 整合部の横幅 $dx = 92 \text{ mm} (= 0.1 \lambda_0)$ 、給電スロット幅 $dw = 60 \text{ mm}$ 一定として測定を行っている。(T-bar fed slot antenna の開口面横幅を $\lambda_0/2$ と表す)

測定結果より、 $dy = 60 \text{ mm} (= dw)$ の状態が最も VSWR が低下、すなわち入力インピーダンスが 50Ω に近付いた。これは、ワイヤ部が無い状態である。このことより、給電部から T-bar probe に入射波が伝播して行く過程では、やはり形状の不連続境界が存在しないほうが、良いインピーダンス特性が得られると期待できる。また、さらに dy を長くすると、これ以上のインピーダンス特性の改善が期待できそうだが、 dy はすでに給電スロット幅に達しており、これ以上長くできない。しかし、 dy を長くしたことは、ワイヤ部を太くしたものと等価とも考えられるので、さらに T-bar 整合部の幅 dx を太くすれば、これ以上のインピーダンス特性の改善が期待できる。これについては、第 5.4 節で詳細を述べる。

このほかに図 5.4 の特徴的な結果として、 dy に対するインピーダンス特性全体の変化の傾向を見ると、全周波数に渡って一様に VSWR が改善されていることに気づく。アンテナは共振によって動作する素子であるので、一般的には、アンテナの寸法パラメータを変化させると、特定の周波数のみインピーダンスが変化することが多い。よって、逆に周波数全体に渡って一様に VSWR が変化する場合、その寸法パラメータで構成されるセクションは、アンテナにとって共振部の働きをするセクションではなく、周波数依存性が少ない

という点で伝送路のような性質であるので、共振部まで波を導く給電系の働きをしていると言える。

以上より T-bar probe 全体を滑らかな連続形状にすれば、最適なインピーダンス特性が得られるものと期待できるが、本研究では、寸法パラメータの組合せが必要以上に複雑となることを防ぐため、T-bar probe は図 5.2の形状についてのみ検討する。

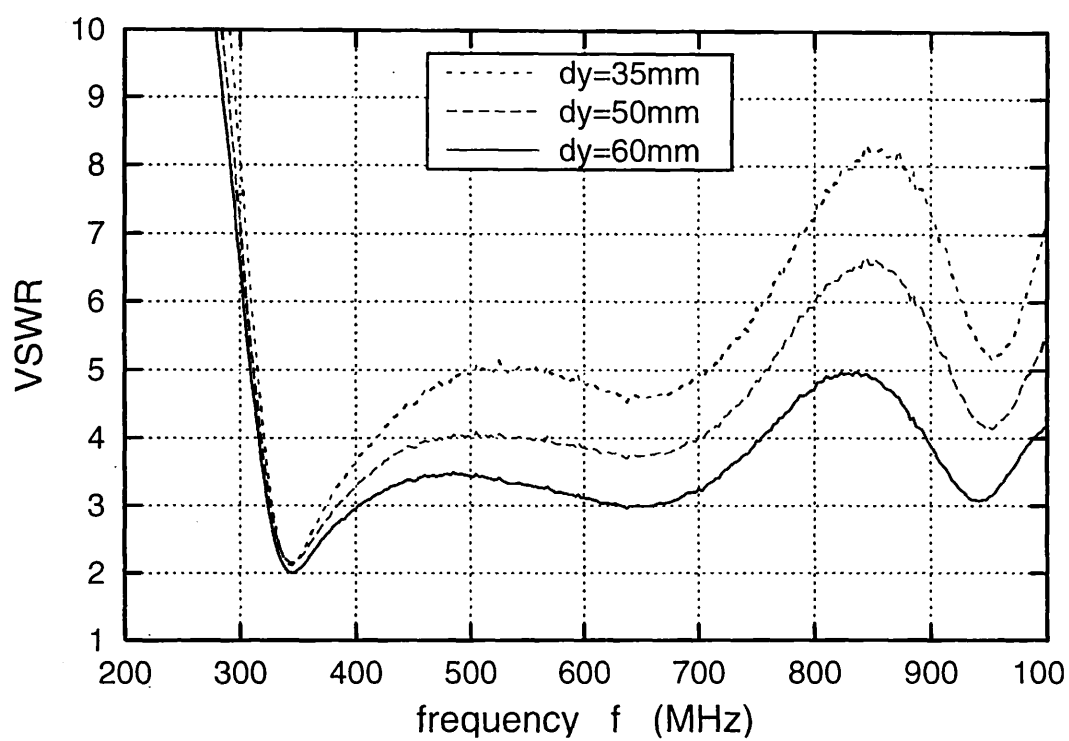


図5.4 T-bar 整合部の長さ dy に対する VSWR の変化

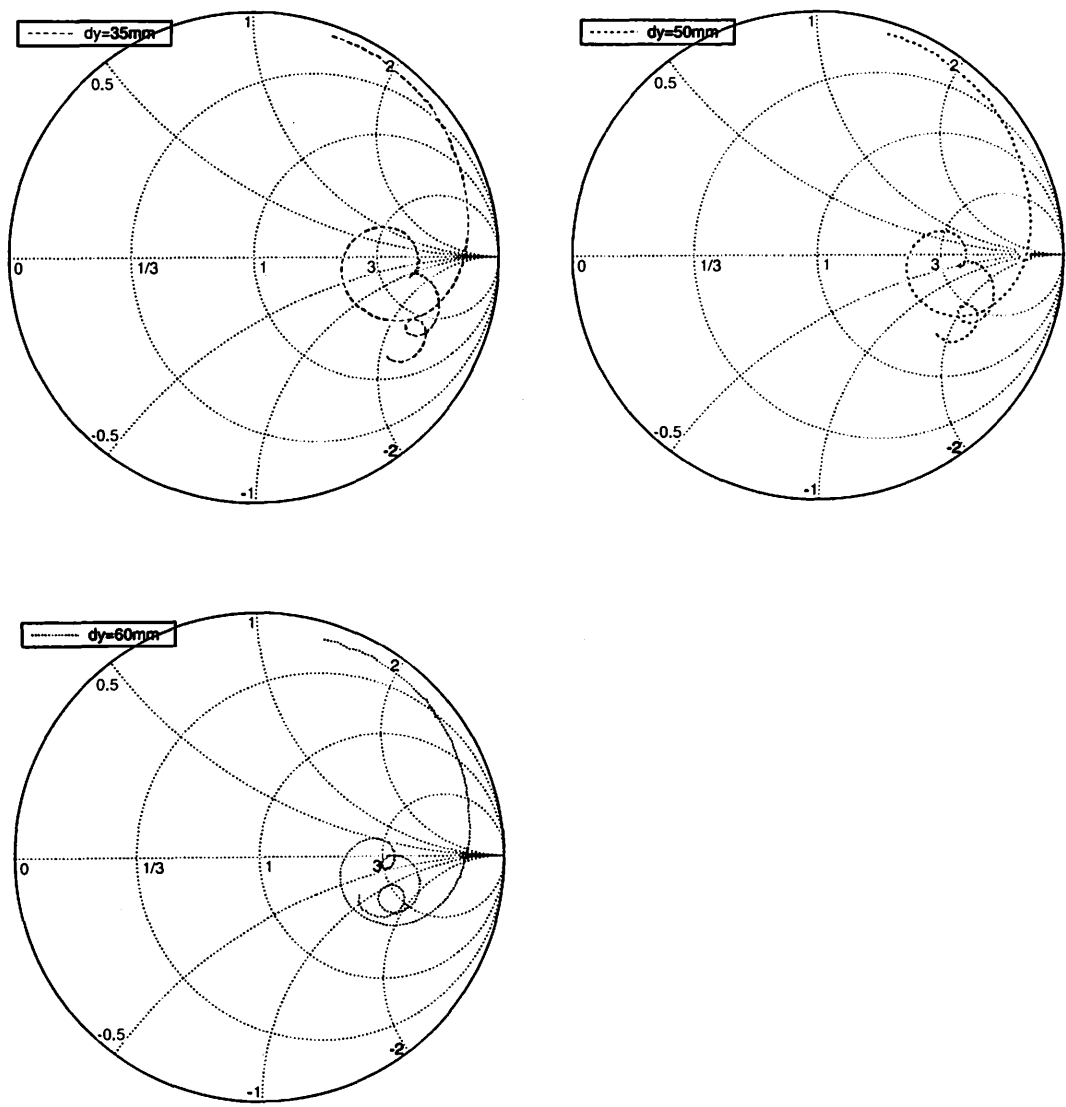


図 5.5 T-bar 整合部の長さ dy に対するインピーダンス軌跡の変化

5.3 給電スロット幅 dw の調整

前節より、T-bar 整合部はアンテナの共振セクションを励振する給電セクションであると述べ、その最適設計は $dy = dw$ かつ、 dx の調整によって得られると結論づけた。この考察を前提として設計するのであれば、 dx の最適値を導出する過程で、インピーダンス特性は全周波数で一様に改善されるであろうから、この前段階として周波数特性をフラットに調整しておくことが好ましい。図 5.4 では 700 MHz ~ 900 MHz の領域の周波数特性が他の部分よりも悪くなっている。この調整としては、第 3.3 節の設計方針における第 5 項目の、給電スロットによる動作上限周波数の調整が、適切な方針であると考えられる。よって、図 5.2 の給電スロット幅 dw を変えた場合の VSWR 特性の変化を図 5.6, 5.7 に、インピーダンス軌跡の変化 (スミスチャート) を図 5.8, 5.9 に示す。ただし、T-bar 整合部の長さ dy は dw と同じとし、T-bar 整合部の横幅 $dx = 92 \text{ mm}$ ($= 0.1 \lambda_0$) 一定とした。

測定結果では、 $dw = 40 \text{ mm}$ が最もフラットな周波数特性となっており、第 3.3 節による設計方針が適切であったと言える。これよりも狭いスロット幅 (図 5.6) では周波数低域の改善と高域周波数の悪化、すなわち周波数特性のフラットネスの低下が著しい。また、これよりも広いスロット幅 (図 5.7) では周波数全域に渡って VSWR が悪化し、特に周波数高域の悪化が著しい。この変化の傾向より、 $dw = 40 \text{ mm}$ 以外には最適値は存在しないと考えられる。

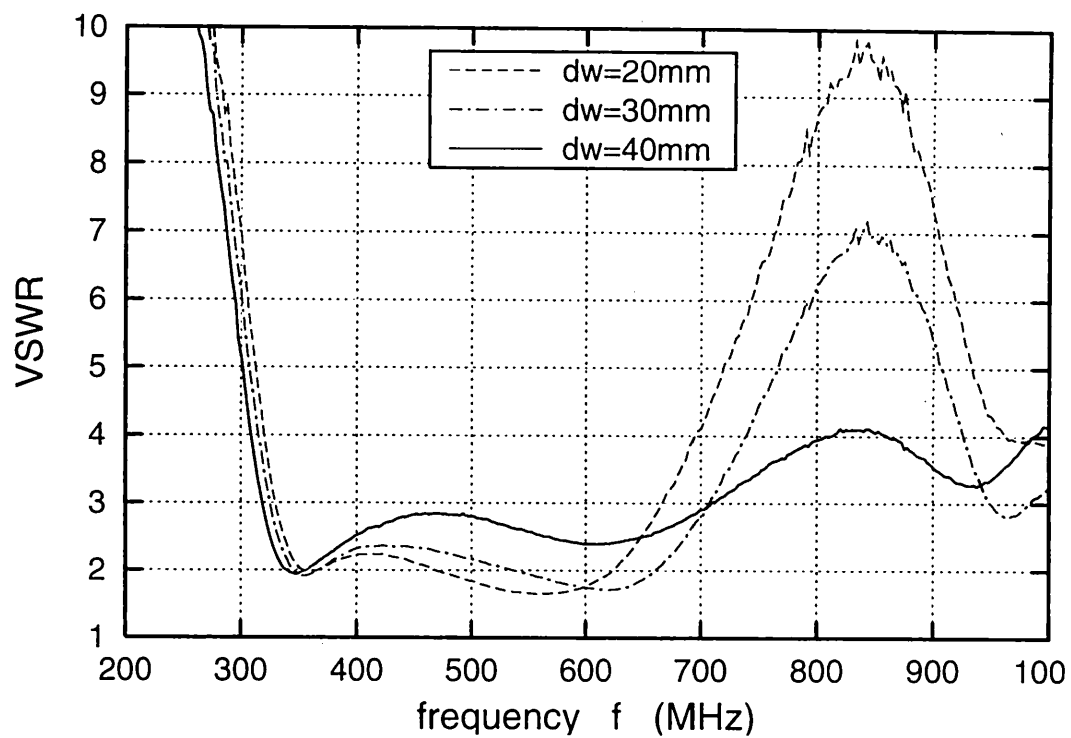


図5.6 給電スロット幅 dw に対する VSWR の変化 (その1)

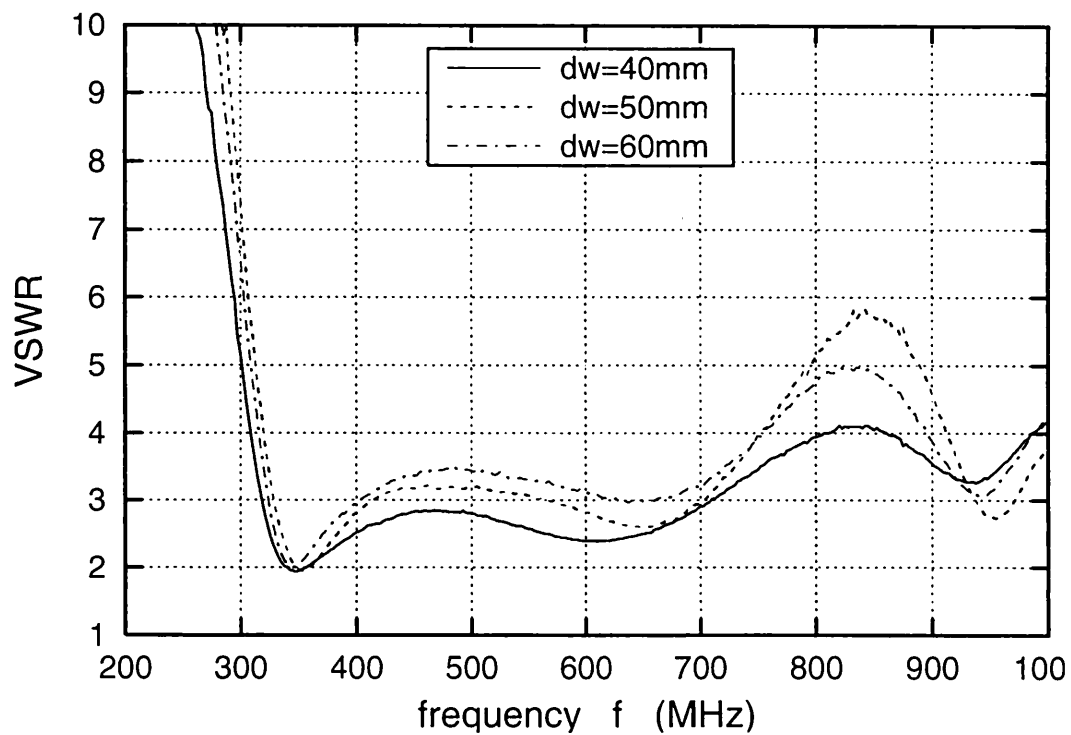


図5.7 給電スロット幅 dw に対する VSWR の変化 (その2)

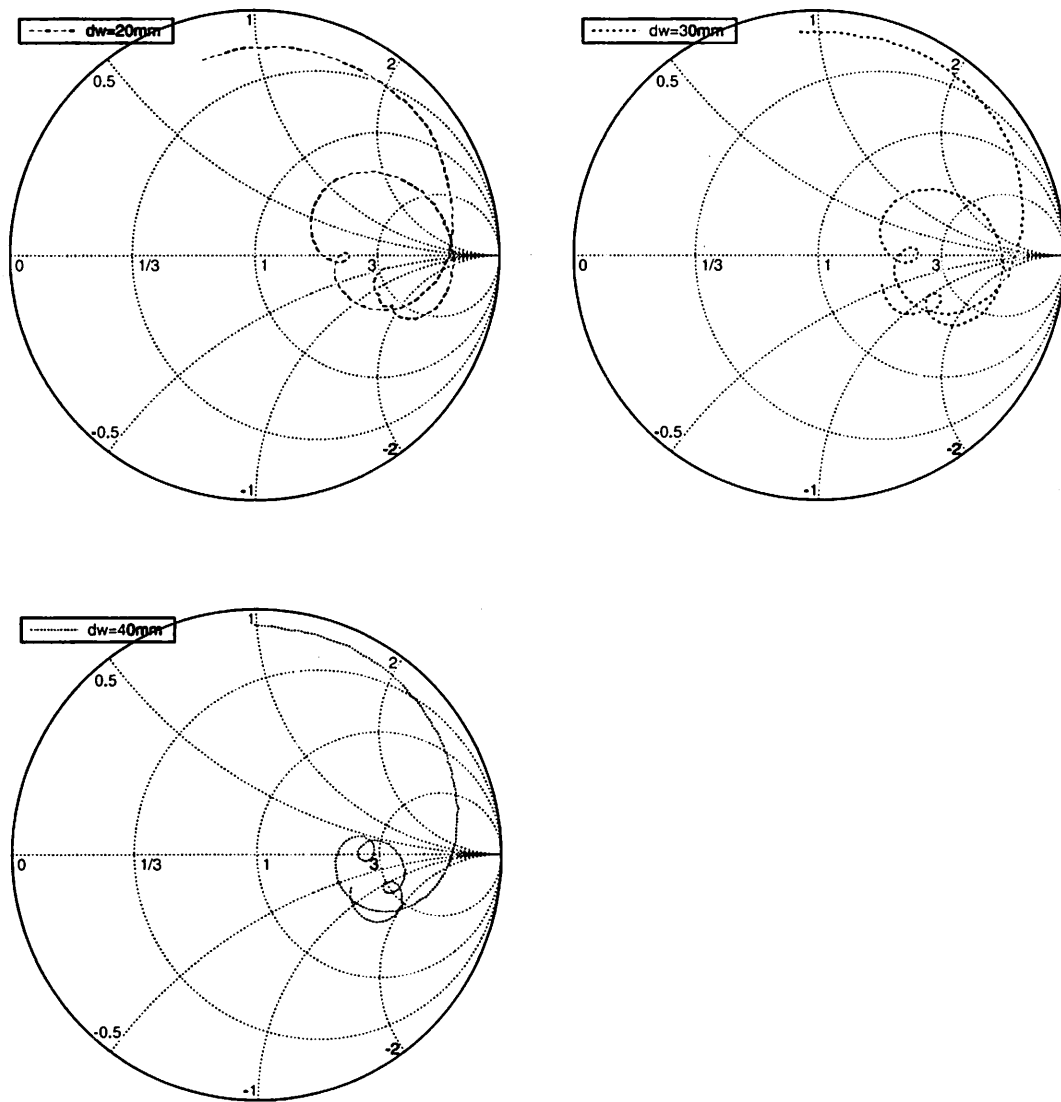


図 5.8 給電スロット幅 dw に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 1)

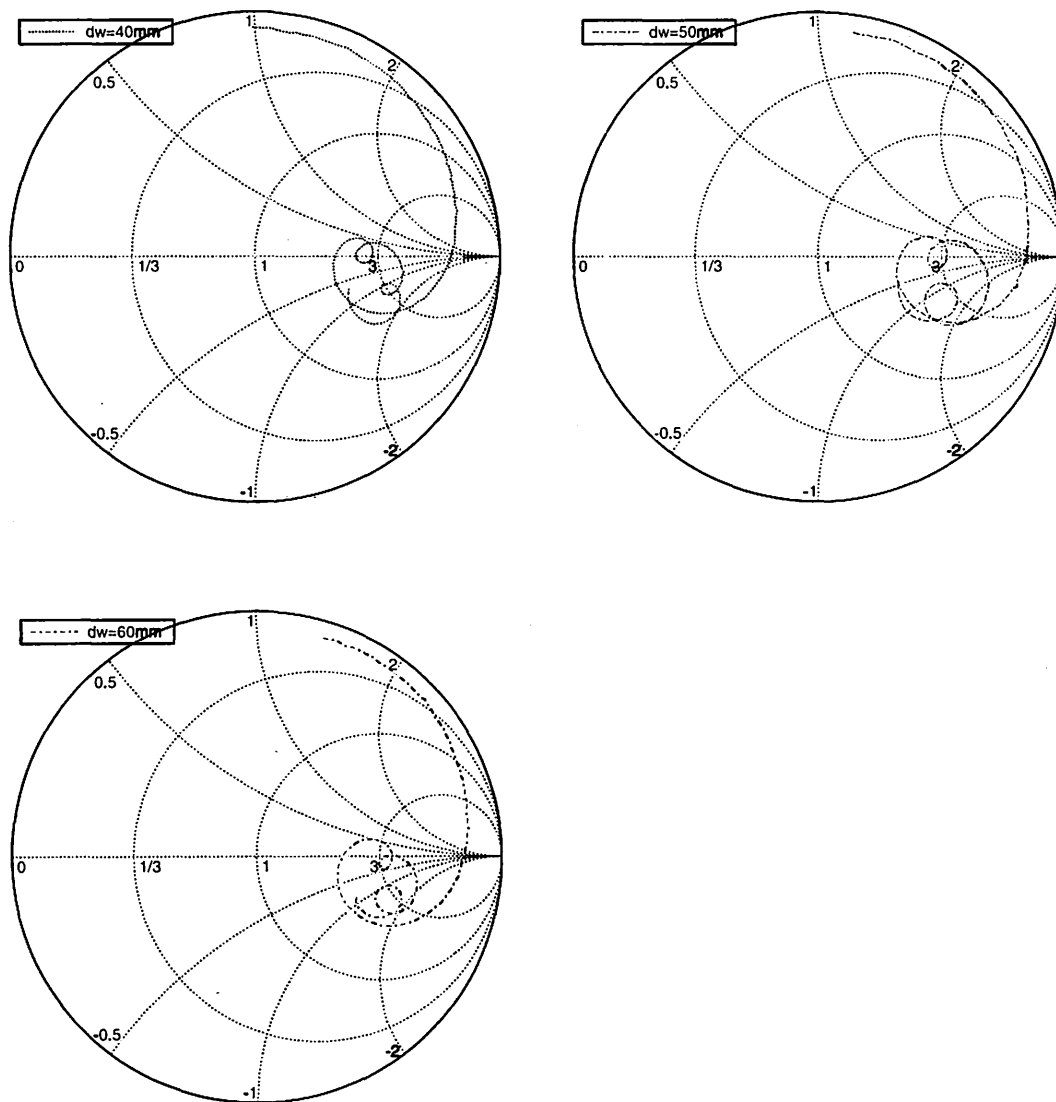


図 5.9 給電スロット幅 dw に対するインピーダンス軌跡の変化 (その 2)

5.4 T-bar 整合部の幅 dx の調整

前節では給電スロット幅 $dw = 40 \text{ mm}$ で周波数特性のフラットネスの最適化が実現された。よって、前節の冒頭で述べたインピーダンス特性の最適化手順の最終段階として、T-bar 整合部の幅 dx の調整を行う。 dx の調整に対する VSWR 特性の変化を図 5.10, 5.10に、スミスチャートの変化を図 5.12, 5.12に示す。ただし、給電スロット幅 dw と T-bar 整合部の長さ dy はともに 40 mm 一定とした。

測定結果を見ると、T-bar 整合部の幅 dx が $161 \text{ mm} (= 0.175 \lambda_0)$ で VSWR は最適となり、動作帯域内で、ほぼ 2 以下を保っている。VSWR = 2 を電圧反射係数に換算すると $1/3$ なので、(導体損が無視できると仮定した場合) 本アンテナは入射電力の $8/9$ を放射していると言える。この放射効率の改善は、レーダシステムの受信信号のダイナミックレンジの改善につながるものと期待される。

また、改善前の周波数特性である図 4.3 と比較すると、動作下限周波数は 250 MHz から 325 MHz に悪化している。しかし、改善前は 150Ω から 50Ω へのインピーダンス整合回路を必要としていたが、本節によるインピーダンス改善により整合回路は不要となった。実際の整合回路の挿入損失を考慮すると、実際にアンテナをレーダシステムに接続して使用した場合、動作下限周波数は悪化していないものと予想される。

また、第 5.3 節の結果に対する検討で論じた通り、T-bar 整合部の幅 dx を調整することで、長さ dy の調整以上のインピーダンス特性の改善が実現されたので、T-bar 整合部がアンテナの共振セクションまで波を導く給電系の働きをするという考察が適切であると言える。

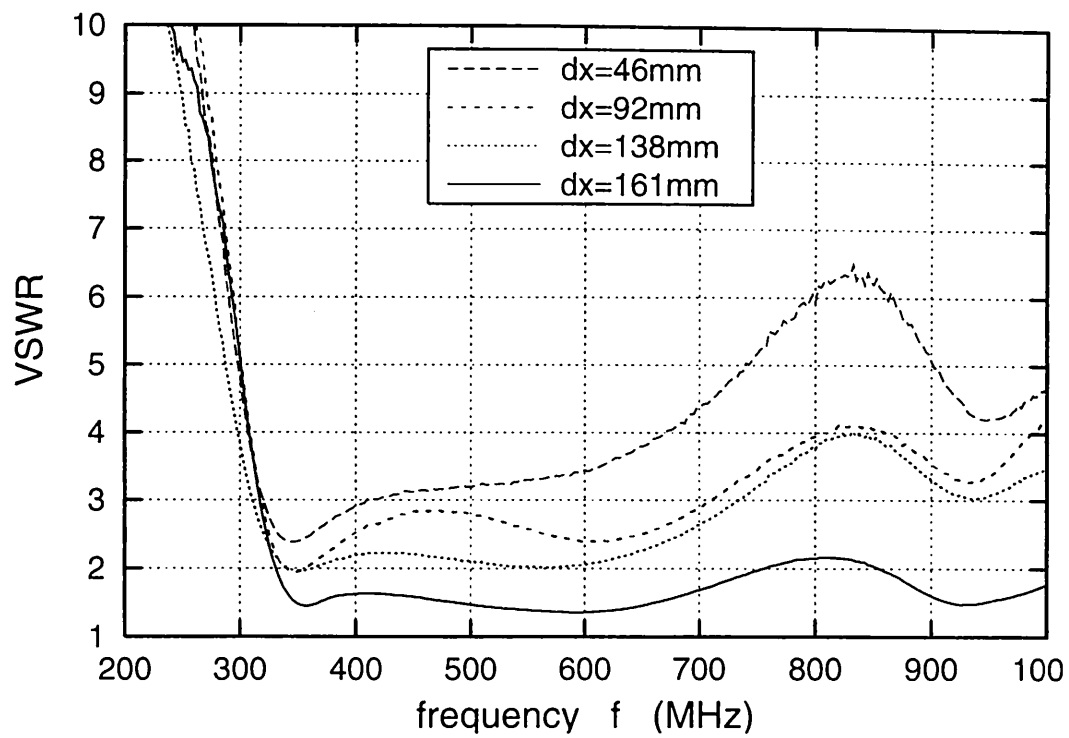


図5.10 T-bar 整合部の幅 dx に対する VSWR の変化 (その 1)

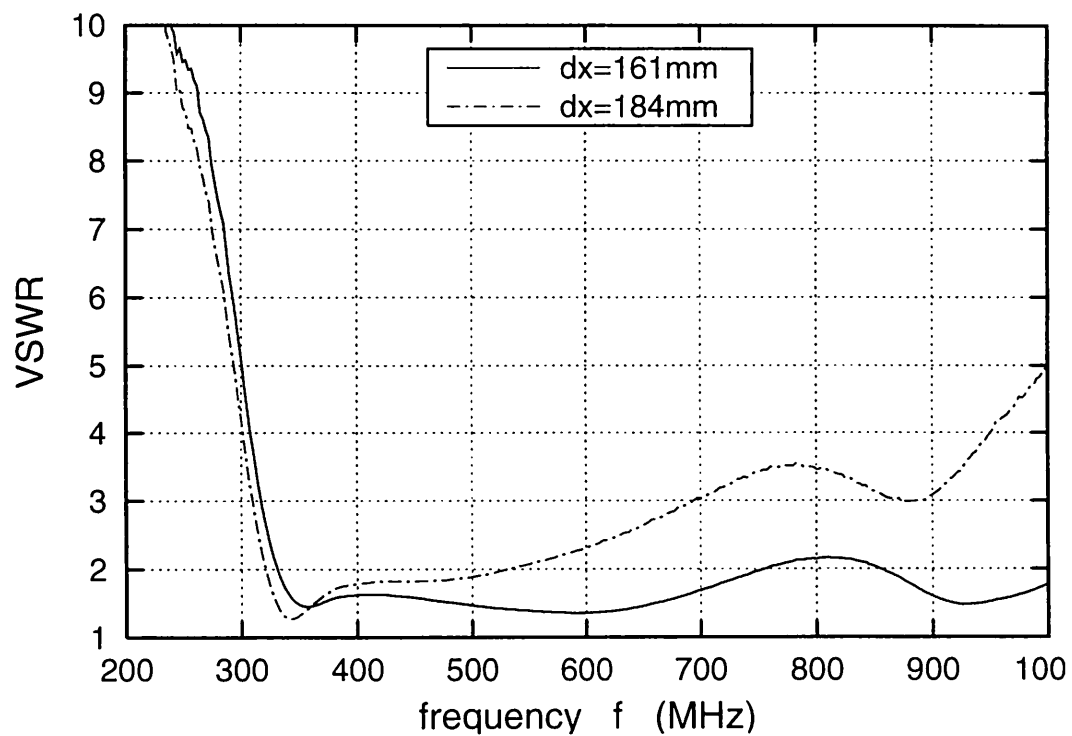


図5.11 T-bar 整合部の幅 dx に対する VSWR の変化 (その 2)

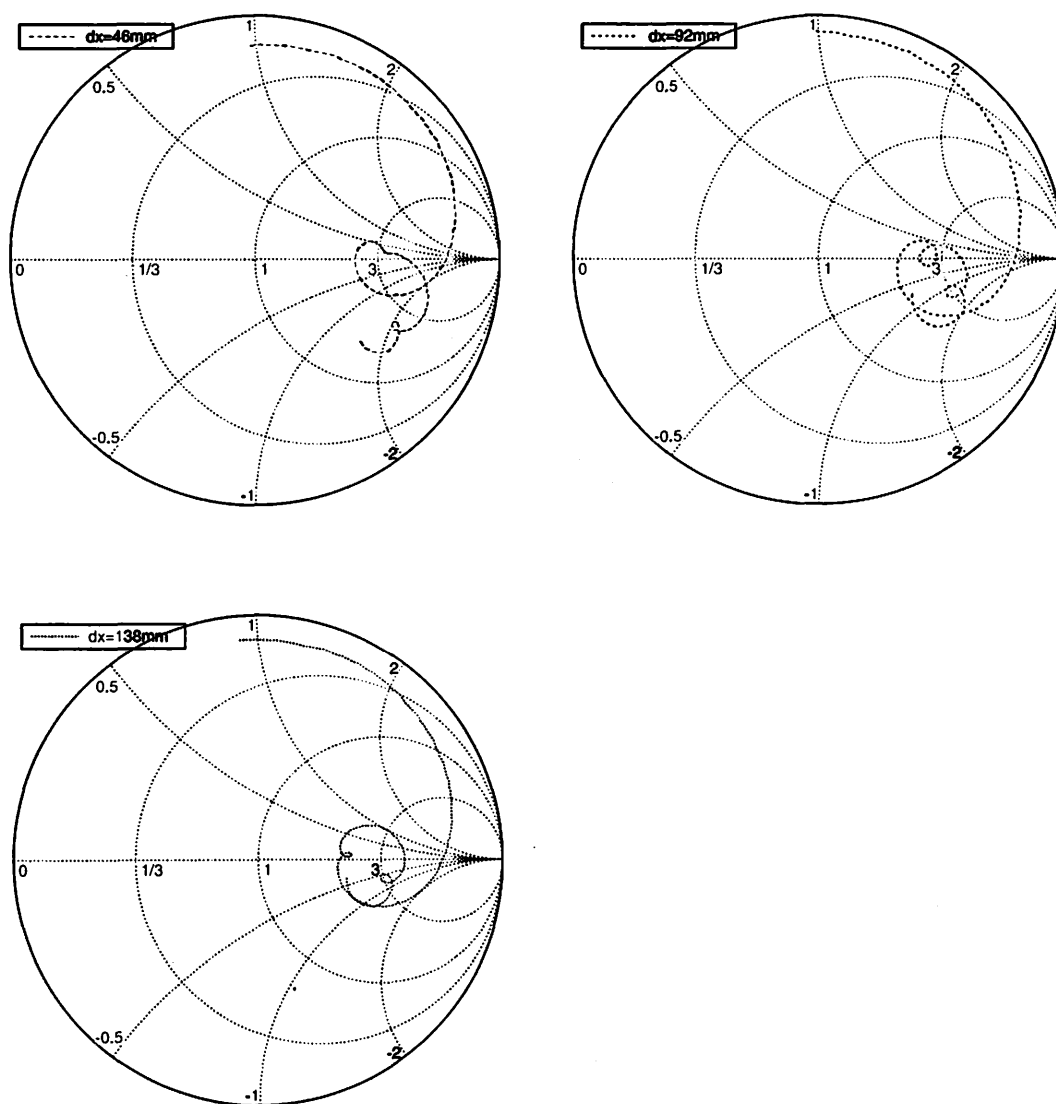


図5.12 T-bar 整合部の幅 dx に対するインピーダンス軌跡の変化 (その1)

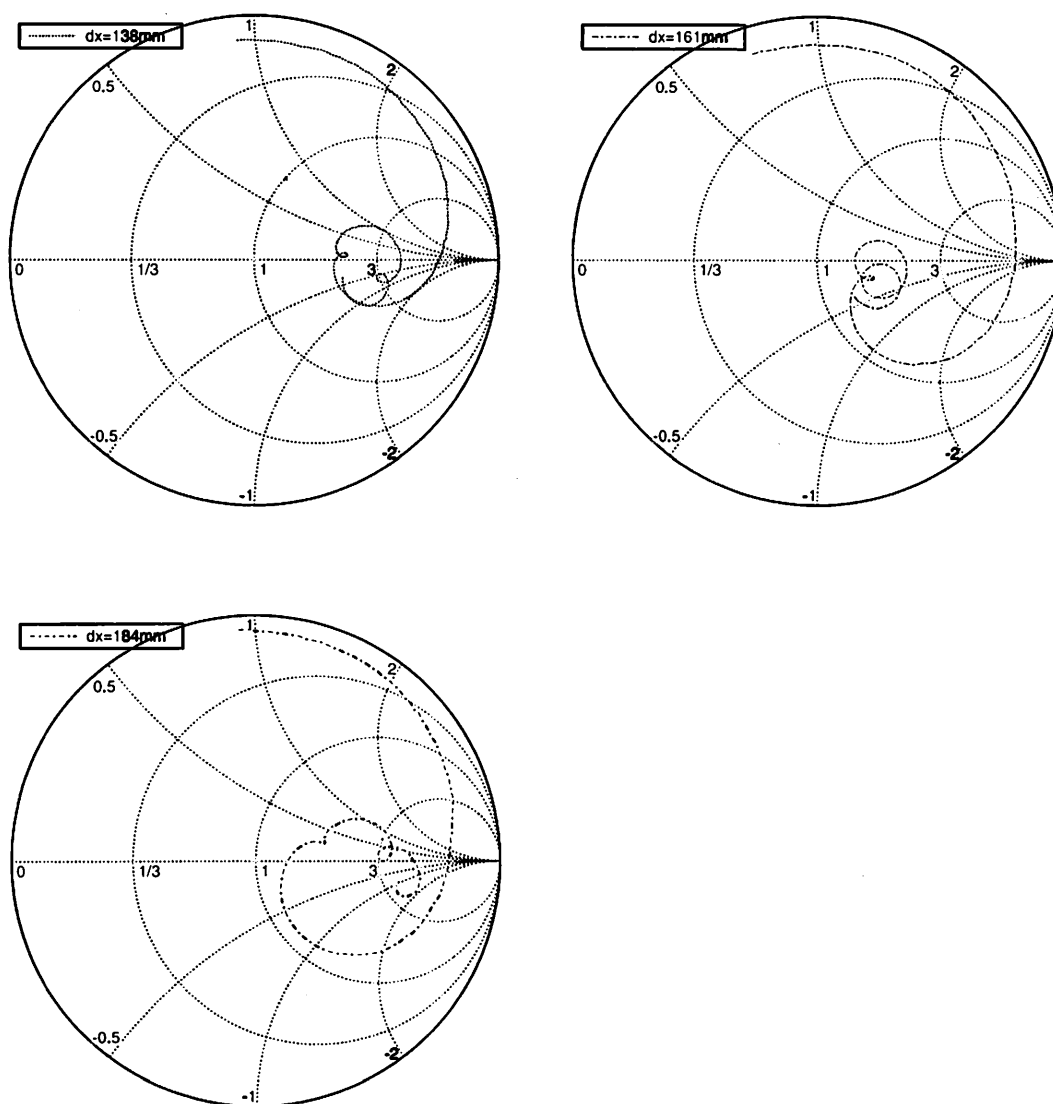


図5.13 T-bar 整合部の幅 dx に対するインピーダンス軌跡の変化 (その2)

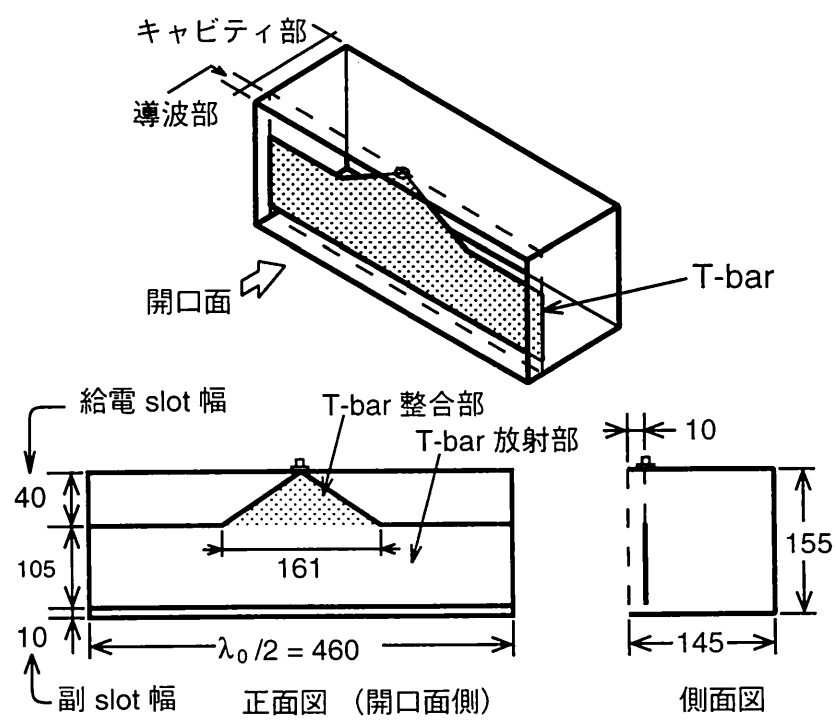
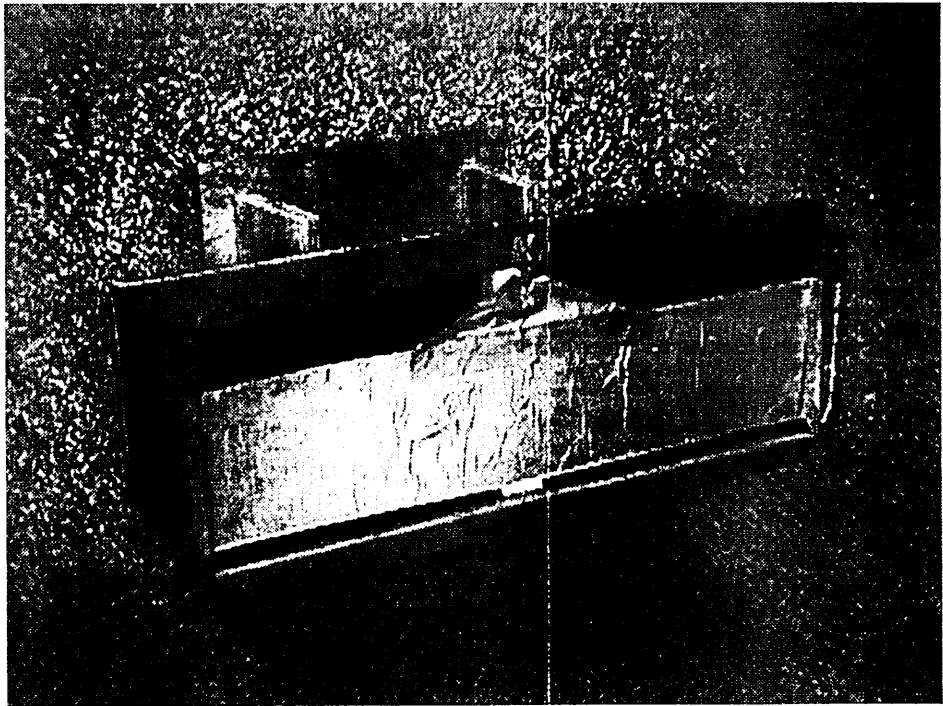


図5.14 地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna(インピーダンス最適設計タイプ)

5.5 まとめ

本章では、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna のインピーダンス特性を改良し、結果として、本アンテナの完成形を得ることが出来た。

本アンテナの改善前の性能は、規格化インピーダンス $150\ \Omega$ において、動作周波数帯域 $250 \sim 1000\ \text{MHz}$ における VSWR の最悪値は約 3 (入射電力の $3/4$ を放射) であった。この評価は、レーダ回路とアンテナ間に理想的なインピーダンス整合回路を挿入した場合であるため、実際のインピーダンス特性は更に悪化する。

そこで、第 4.4 節の FDTD 解析による電界分布の解析結果の考察と第 3.3 節に従い、T-bar probe の形状を調整したところ、規格化インピーダンス $50\ \Omega$ において、動作周波数帯域 $350 \sim 1000\ \text{MHz}$ における VSWR の最悪値は約 2 (入射電力の $8/9$ を放射) に改善された。この放射効率の改善は、レーダシステムの受信信号のダイナミックレンジの改善につながるものと期待される。このことは、第 6.3 節における埋設物探査実験によって検討を行う。

また、改善により動作下限周波数が $250\ \text{MHz}$ から $325\ \text{MHz}$ に悪化しているが、インピーダンス整合回路が全く不要となったため、実際にレーダに接続した状態での動作帯域幅は悪化していないものと予想される。

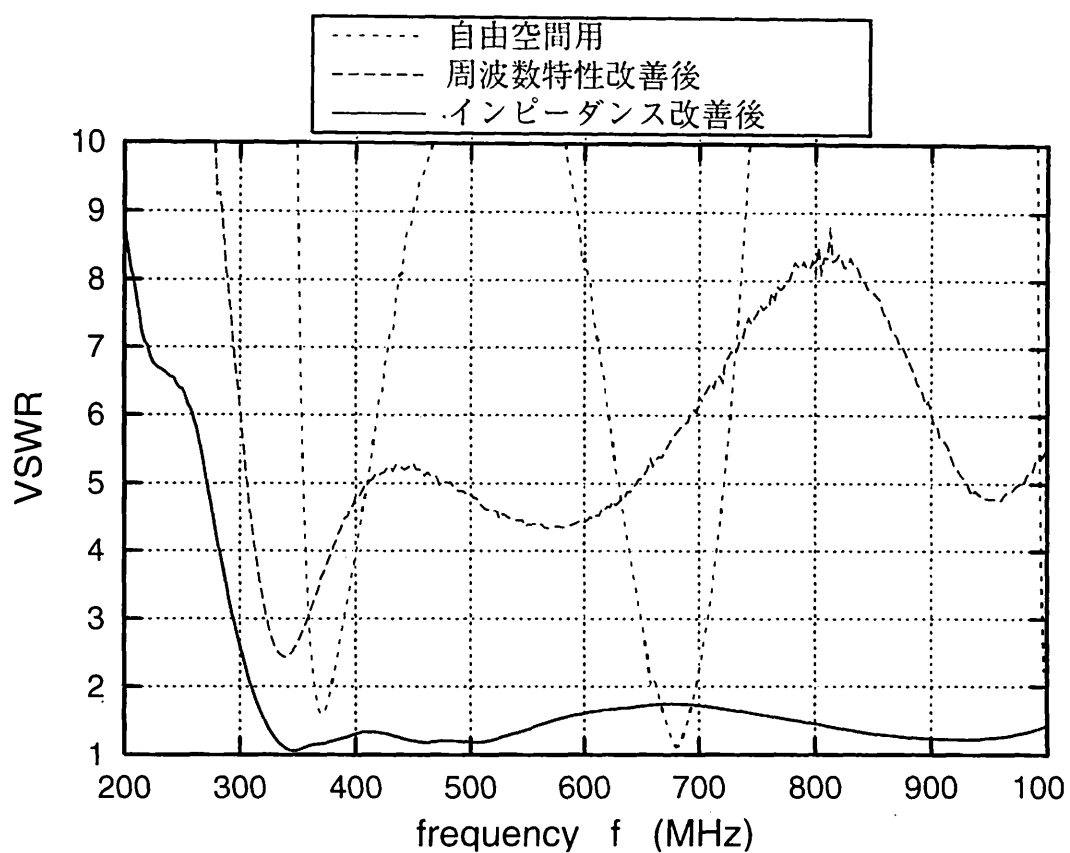
第6章

埋設ターゲット検出性能の検証

6.1 まえがき

これまで述べてきた2段階にわたるアンテナの性能改善の評価では、そのレーダシステムの総合性能への寄与についての検討は、あえて行わなかった。これは前にも述べた通り、これまでのアンテナの性能評価は周波数領域で行っていたが、レーダシステムの性能は時間領域で評価するほうが直観的だからである。そこで本章では、実際に試作したアンテナを地中探査レーダシステムに接続し、既知の埋設ターゲットの測定を行うことにより、試作アンテナの性能改善に対するレーダシステムの性能への寄与、すなわち、ターゲット検出性能の検証結果について述べる。

測定結果に対し検討を行うにあたっての参考データとして、自由空間用、第4.2節で周波数特性のみ改善したタイプ(第6.2節で使用)、第5.4節でインピーダンス特性も改善したタイプ(第6.3節で使用)の3種の T-bar fed slot antenna を地表面に接するように配置した場合の VSWR 特性を図 6.1 に示す。ただし、規格化インピーダンスは $50\ \Omega$ であり、測定時の土壤の電気定数は第 6.3 節の表 6.2 の通りである。このグラフを見ると、2段階の設計の各々で本アンテナの特性が著しく改善されていることが明確に読み取れる。

図6.1 各種 T-bar fed slot antenna の特性比較 ($Z_0 = 50\Omega$)

6.2 地表面反射の低減によるレーダの性能改善

まず、第章において周波数特性が改善された T-bar fed slot antenna の埋設ターゲット検出性能を示す。

図 6.2 のレーダ画像は、図 4.7 の測定で用いた地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna とシングルリッジホーンアンテナ [28] の各々により、埋設ターゲットの検出実験を行った結果である。レーダ探査における諸条件は表 6.1 のとおりである。ただし、本実験では、アンテナが最適な動作をするという条件下での測定なので、ホーンアンテナの場合は、最適な入力インピーダンス特性が得られる地上高 300 mm で測定を行った。なお、アンテナの給電に整合回路を介した場合、FM-CW レーダが動作する広範囲な周波数帯域では十分な整合が得られないため、逆にレーダ像を劣化させてしまう結果となった。よって、両アンテナとも整合回路を介さずに直接給電を行っている。

両アンテナのレーダ画像を比較すると、まず、周波数特性が最適設計された T-bar fed slot antenna は地表面反射が極めて少ない。通常のアンテナシステムでは、送信アンテナを地表面に密着させても、地表からの反射波は送受信間の直接結合によって受信アンテナに伝わり、レーダ画像には強いピークが生じる。しかし、このアンテナシステムでは地表面付近にほとんどピークが現れていないため、送信波のほとんどが地中に入射しているか、あるいは地表面反射を抑圧する効果があるものと考えられる。この点については、第 4.4 節の FDTD 法の解析結果と一致するため、第 4.4 節で述べている地表面反射低減効果が実験的に検証されたと言える。

また、シングルリッジホーンアンテナによる測定では地表面反射によって地中への入射電力が減少するため、微かなターゲットエコーしか得られておらず、ターゲットの位置を評価するためには等価 STC [29] などの信号処理を行う必要がある。一方 T-bar fed slot antenna の結果では、ターゲットエコーが最大コントラストで得られているため、信号処理を行わずともターゲットの位置は明らかであり、これより、T-bar fed slot antenna はシングルリッジホーンアンテナよりも地中へ入射する電力が強いことが分かる。

3.2 で述べたように T-bar fed slot antenna は約 150 Ω の入力インピーダンスを有するの

表 6.1 アンテナ性能比較実験の測定条件

項目	T-bar fed slot antenna	シングルリッジ ホーンアンテナ [28]
レーダ方式	FMCW レーダ	
掃引周波数	350 ~ 1000 MHz	250 ~ 1000 MHz
アンテナ間隔	255 mm	480 mm
地上高 H	0 mm	300 mm
ターゲット	250 × 250 mm の金属板	
測定場所	工学部情報新棟 裏庭	
比誘電率	6.67	
導電率	0.0049 S/m	
含水率	9.53 (%)	

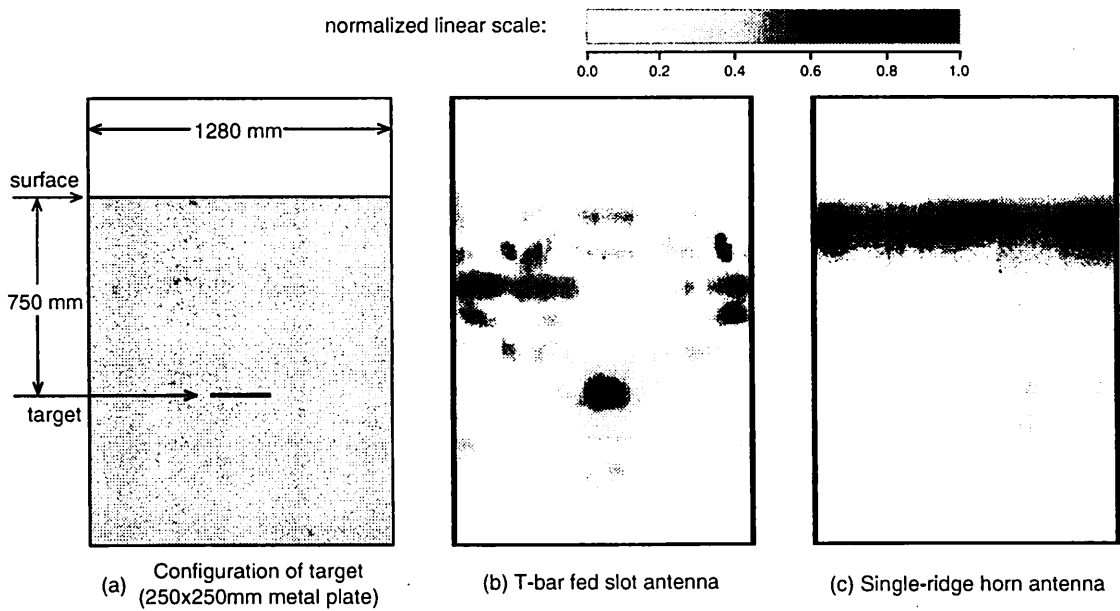


図 6.2 埋設ターゲット検出実験

で、インピーダンス不整合のためにアンテナ給電される実効電力は、ホーンアンテナの方が多いはずであるにもかかわらず、T-bar fed slot antenna のターゲットエコーの方が強いことは、特筆すべき結果である。また、この結果より、レーダに適したアンテナの評価は、これまでのような単なるアンテナの VSWR 特性だけでは充分でなく、第 4.3 節の送受信アンテナの過渡応答や本章の実験のように多面的な評価が必要であるということも言える。

以上の結果より T-bar fed slot antenna は、レーダシステムとの総合性能が良いという点でも、地中探査レーダに適したアンテナであると言える。

6.3 多層構造を有する地中の埋設物探査実験

前節では、シングルリッジホーンアンテナと比較して、周波数特性が改善された T-bar fed slot antenna のターゲットエコーが最大コントラストで得られることが検証された。ただし、前節の実験を行った場所の地下プロファイルは砂のみの均一構造となっており、強い反射を起こす箇所は地表面とターゲットのみであり、非常に理想的な検証実験モデルであると言える。したがって、地表面反射を低減する効果のある改良型の T-bar fed slot antenna は測定に有利であると言える。

もしも地下プロファイルが多層構造となっており、強い反射を起こす箇所が複数存在するような実験場であれば、深部ターゲットの信号レベルの低下は著しい。したがって、高インピーダンスのために放射効率の悪い、周波数特性のみ改善したタイプの T-bar fed slot antenna での測定は不利となる。しかし、インピーダンス特性も改善したタイプの T-bar fed slot antenna であれば、放射効率も優れているため、じゅうぶんに測定を行えるものと考えられる。

そこで本節では、地下構造が多層になっており、しかも降雨直後のため含水率が高い層を有しているという、非常にレーダ測定が困難な実験場で埋設物探査実験を行った。実験場は、自然科学研究科情報理工学棟の横の駐車場であり、表層は水捌けの良い砂利が 10 ～ 20 cm ほどで、それより深部は通常の (植生に適した水持ちの良い) 土である。実験場の配置図を図 6.3 に示す。また、実験時の降雨状況は、前日の午後から当日の朝 6 時頃まで小雨が降りつづき、その後は気温が 5 ～ 10 度程度の曇り空で、正午より実験を行った。実験場の土壌の電気定数や実験条件を表 6.2 に、このとき使用したアンテナの、実験場の地表における VSWR 特性を図 6.6 に示す。

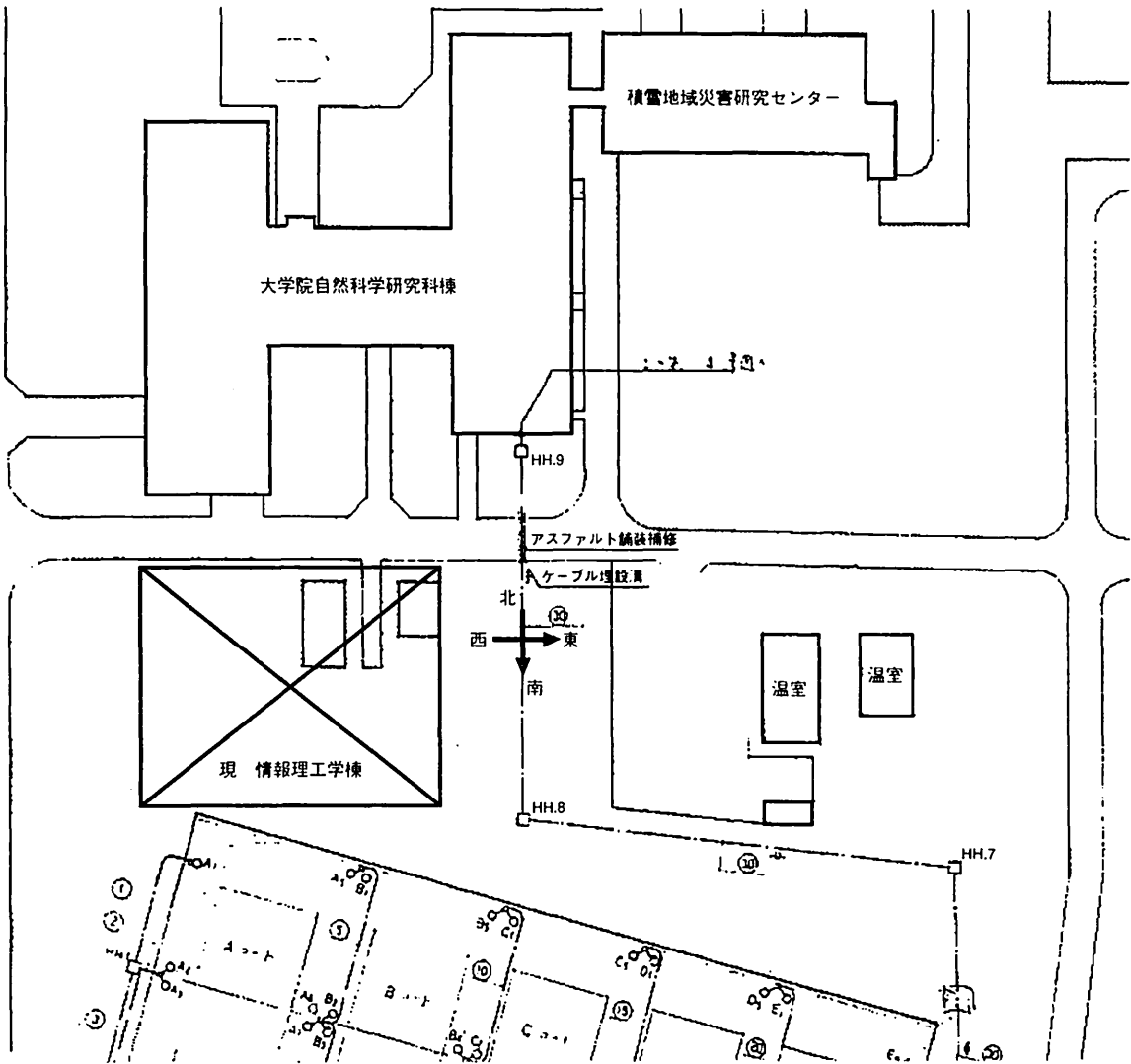


図6.3 多層構造を有する地中のレーダ実験場
(大学院 自然科学研究科 情報理工棟 東側駐車場)

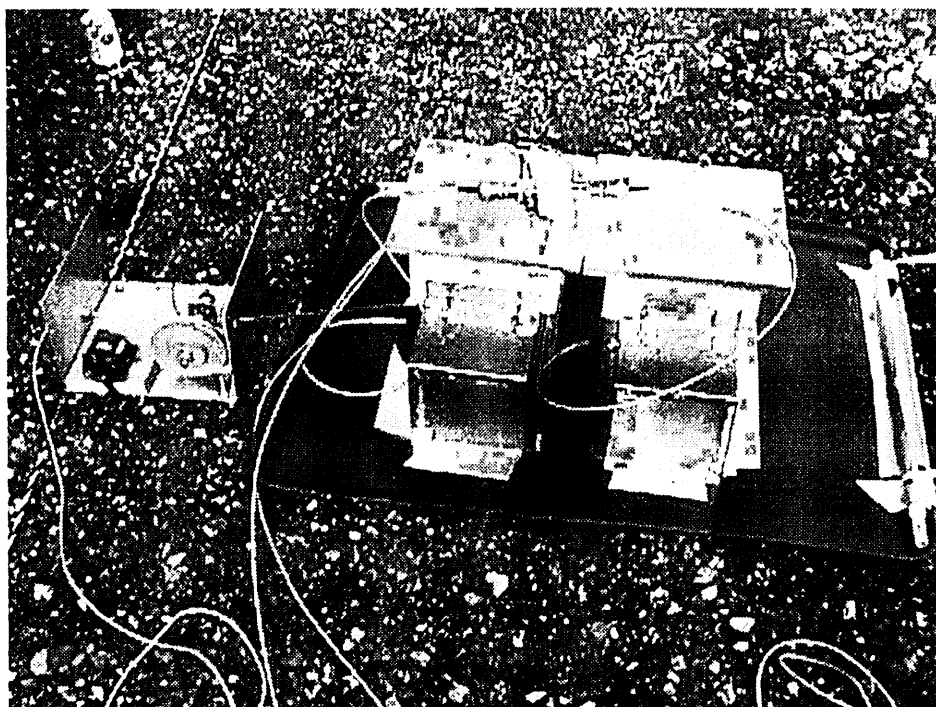


図6.4 地中探査レーダシステム・送受信アンテナ

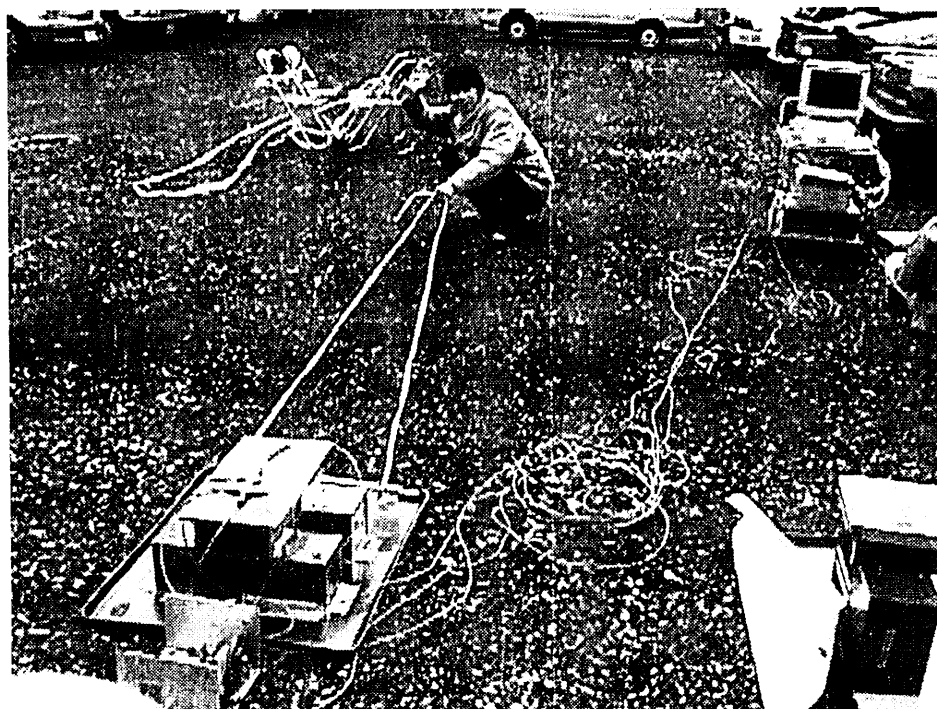


図6.5 実験状況

表6.2 多層構造を有する地中の測定条件

項目	条件
レーダ方式	FM-CW レーダ
掃引周波数	350 ~ 1000 MHz
アンテナ間隔	255 mm
地上高 H	0 mm
ターゲット	既設ガス管
測定場所	自然科学研究科 情報理工学棟横 駐車場
比誘電率	3.64
導電率	0.0045 S/m

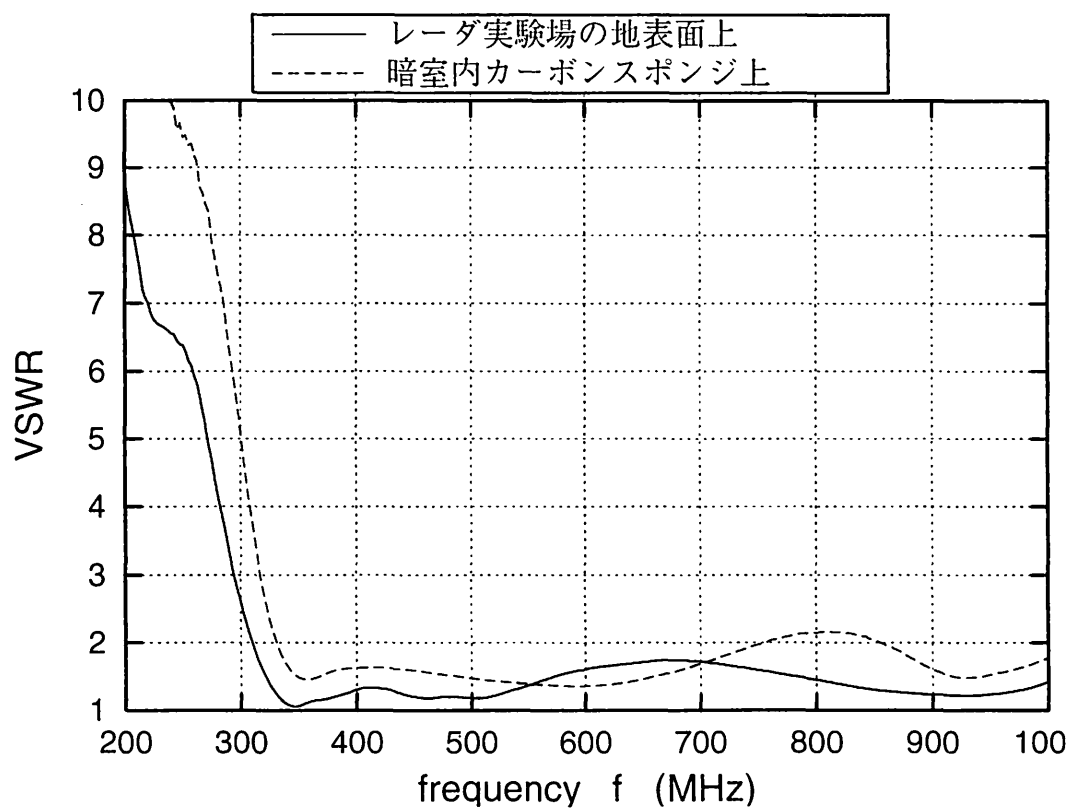
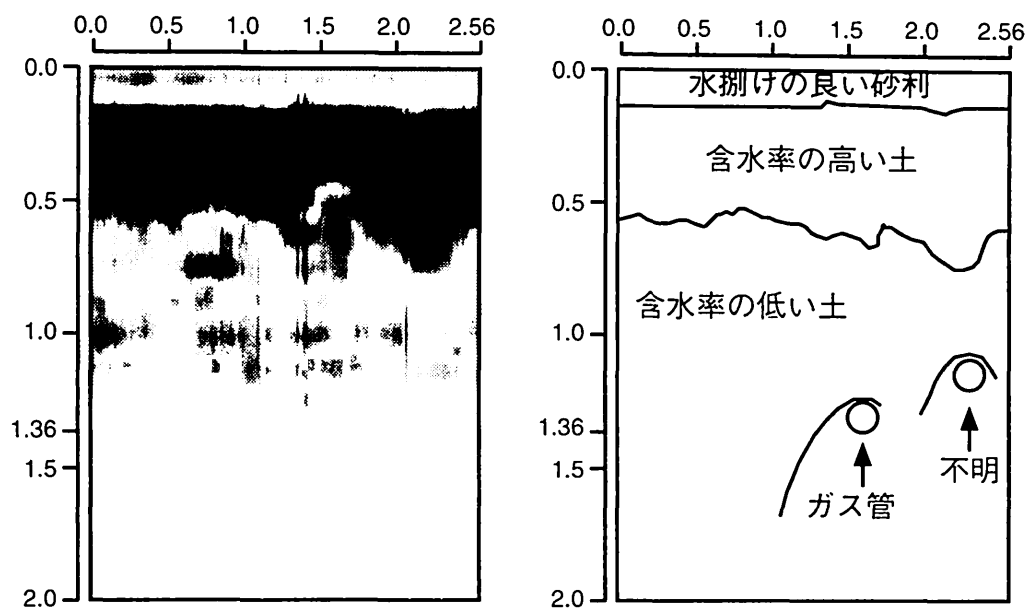
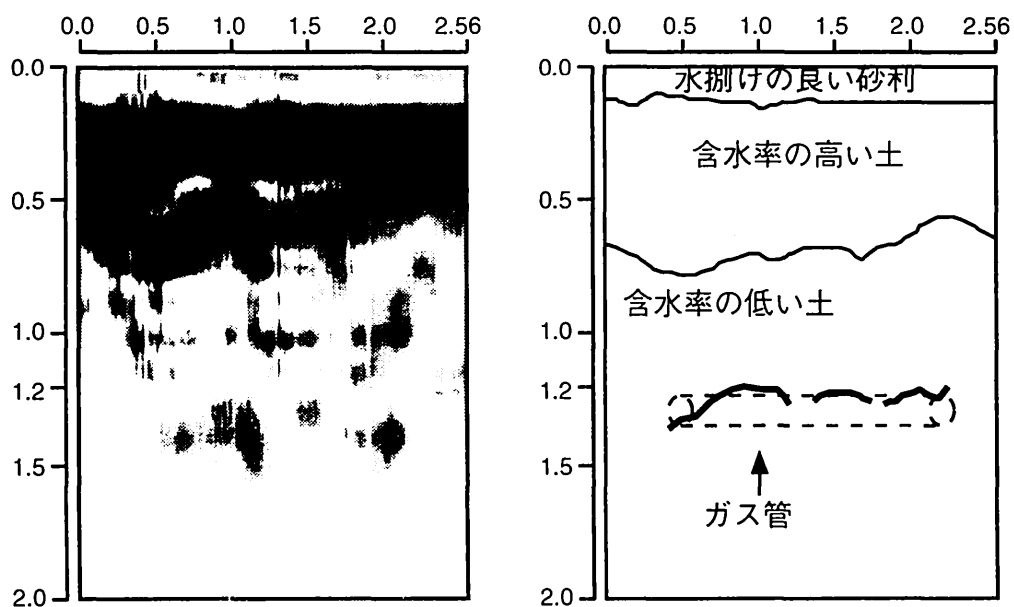


図6.6 実験場におけるアンテナの VSWR 特性



西から東への掃引画像



北から南への掃引画像

図6.7 多層構造を有する地中のレーダ画像 (単位 m)

実験場は現在駐車場となっており，社会的理由より地中を掘り返してターゲットを確認する事は出来ないが，公的資料および担当者の証言より，ターゲットの埋設深度は約 1 m と確認されている．図 6.7 の西から東への掃引画像と，北から南への掃引画像を比較すると，深さ約 1.2 m の位置に共通の反射波が見られ，かつ，北から南へへの掃引画像では，管軸へ沿っている像と判断可能であるため，これがターゲットのガス管と推定される．

また，地表から 0.1 ～ 0.7 m にかけての領域は，実験前の降雨により含水率が高くなっており，この領域の深さ方向の誘電率変動による反射が，かなり強くなっている．しかし，アンテナの放射効率が高いため，弱くなったターゲットエコーも十分なダイナミックレンジが得られており，本アンテナの有効性が確認された．

6.4 まとめ

本章では，2 段階にわたって改良されたそれぞれの T-bar fed slot antenna に対して，地中探査レーダの埋設物ターゲットの検出性能もまた向上する事を検証する実験を行ない，得られたレーダ画像の検討を行った．

まず，第 4.2 節で得られた，周波数特性のみを最適化した T-bar fed slot antenna では，従来，地中探査レーダに使用されていたシングルリッジホーンアンテナとの埋設物検出性能の比較を行った．その結果，第 4.4 節で理論的に予想されていた，地中探査用 T-bar fed slot antenna の地表面反射低減効果を確認する事ができ，この効果によって，埋設ターゲットの像を最大コントラストで得られることができた．

また，第 5.4 節で得られた，インピーダンス特性も最適化した T-bar fed slot antenna では，多層構造で，かつ降雨によって含水率の上昇した土壌でも，約 1.2 m の深さのガス管を検出する事ができ，これによって，本アンテナの良好な放射効率が，地中探査レーダの検出性能を向上させることが確認出来た．

第7章

結論

本論文は、地中探査レーダ用アンテナの性能改善を行い、これによってレーダの性能も改善することを主目的とした。この目的を実現するためには、次の4段階におよぶ検討を必要とした。まず始めの第1段階では、時々刻々と変化する土壤の電気定数(誘電率、導電率)を現場においてリアルタイムで高精度に測定し、土壤の電気定数とアンテナや地中探査レーダとの関係を明確にすることであった。次の第2段階では、新しい地中探査レーダ用アンテナとして有望と判断された T-bar fed slot antenna の設計方針を明らかにした。さらに第3段階では、T-bar fed slot antenna の設計方針に基づいて、地表面で本アンテナの周波数特性が最適となる設計値を導出した。最後の第4段階では、T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスが高いためレーダ回路との整合が良好でないという問題点を、T-bar probe の寸法パラメータの調整によって克服した。以上の段階を得て完成されたアンテナを用いて埋設物探査実験を行ない、地中探査レーダの性能が改善されることを検証した。

第2章では、地中探査レーダシステムや、そのアンテナの性能評価において必要とされている、土壤の電気定数を現場にてリアルタイムで高精度に推定する測定方法として、アンテナを利用した土壤の比誘電率と導電率の推定方法を提案した。本手法では、あらかじめ解析しておいたアンテナ特性と、現場で得られた測定値の数値的比較により推定するため、現場におけるリアルタイムな誘電率推定が実現した。その具体的手順として、地表面に密着したダイポールアンテナの数値解析手法を導出し、実際の解析結果より得られた推定用モノグラフを示した。測定精度については、実験的には他の手法との比較および測定のばらつきの評価を行い、理論的には推定の計算過程における推定誤差の変動の傾向を評価した。その結果、均質な土壤における複素誘電率の推定結果が妥当であることを確認した。また、応用測定の一例として、降雨時の土壤の媒質定数の時間変化を測定したところ、降雨が継続するに従って比誘電率と導電率が変化する様子を明瞭に観測できることが分かった。

第3章では、地中探査レーダ用アンテナの設計における2つの問題点を挙げ、この2つの問題点をクリアすることが期待されるアンテナとして、T-bar fed slot antenna を取り上げた。本アンテナは、キャビティ内に通常の中央直接給電のスロットと無給電素子の副スロットを有しており、キャビティは開口面方向には導波器、背面方向には反射器として働いていると考えられる。また、本アンテナを自由空間用に設計する場合の7項目にわたる

設計方針を述べた。一般的に自由空間用のアンテナと地中探査レーダ用のアンテナは、その特性が大幅に異なるが、寸法パラメータを変化させた時のアンテナ諸特性の変化傾向については、参考になるものと考えられる。よって、この設計方針は、地中探査レーダ用の T-bar fed slot antenna を設計する上でも非常に有益な指針を与えるものである。

第4章では、T-bar fed slot antenna の入力インピーダンスに関する問題は一般的なインピーダンス整合回路によって解決するという仮定のもと、本アンテナの周波数特性についてのみ、その改良を行った。その結果、導波部の長さが $x = 10 \text{ mm}$ の T-bar fed slot antenna を地上高 $H = 0 \text{ mm}$ で動作させた場合、 $250 \sim 1000 \text{ MHz}$ ($\text{VSWR} < 3$) の動作帯域幅が得られた。さらに、地表面反射やキャビティ内の多重反射が少なくなるため、非常に良好な過渡応答特性が得られた。よって、地中探査レーダ用アンテナとして優れたアンテナであることが明らかとなった。また、FDTD 法による、アンテナ近傍の電界分布の時間変化について詳細な検討を行い、本アンテナが地表面反射低減効果を有することを、理論的に明らかにした。

第5章では、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna のインピーダンス特性を改良し、本アンテナの完成形を示した。その結果、規格化インピーダンス 50Ω において、動作周波数帯域 $350 \sim 1000 \text{ MHz}$ における VSWR の最悪値は約 2 (入射電力の 8/9 を放射) に改善された。この放射効率の改善は、レーダシステムの受信信号のダイナミックレンジの改善につながるものと期待されるため、後の第6章で検討を行った。

第6章では、第4、5章の2段階にわたって改良された、それぞれの T-bar fed slot antenna に対して、地中探査レーダの埋設物ターゲットの検出性能もまた向上する事を検証する実験を行なった。その結果、まず周波数特性のみを最適化した T-bar fed slot antenna では、アンテナ近傍の電界分布の時間変化で理論的に予想されていた、地中探査用 T-bar fed slot antenna の地表面反射低減効果を、実際に確認する事が出来た。本アンテナが埋設ターゲットの像を最大コントラストで得られることが出来るのは、この地表面反射の低減効果によるものであると考えられる。次に、インピーダンス特性も最適化した T-bar fed slot antenna では、多層構造で、かつ降雨によって含水率の上昇した土壌でも、約 1.2 m の深さのガスパイプを検出する事ができ、これによって、本アンテナの良好な放射効率が、地中探査レーダ

の検出性能そのものを向上させることが確認出来た。

以上、本研究の物理的な成果物として、アンテナを用いた土壤の電気定数の推定法と、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna を新たに開発し、その有効性を検証することが出来た。

今後、さらに詳細な検討を要する課題として、以下の2項目が挙げられる。まず、アンテナを用いた土壤の電気定数の推定法については、本手法が仮定している地中の媒質定数は均一性が著しく崩されている地下構造の場合に、本手法によって生ずる誤差、およびその検証法や補正法について検討する必要がある。次に、地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna に関しては、本研究でこれまで実施した埋設物探査実験では、土壤の種類が砂地と通常の土の2種類のみであることから、これ以外の様々な土壤で同様の実験を行い、さらに広範囲の誘電率および導電率の変化に対して、本アンテナの諸特性が変化する傾向を検討する必要がある。

謝辞

まず、本研究を進めるにあたり、数多くのご指導ならびにご鞭撻を頂いた、新潟大学工学部 山口 芳雄 教授に感謝する。

次に、機会あるごとに有益なご指導、ご討論を頂いた、新潟大学工学部 斎藤 義明 教授 (工学部長)、木竜 徹 教授 (自然科学研究科情報理工学専攻長)、仙石 正和 教授 (留学生センター長)、山田 寛喜 助教授に感謝する。ならびに、数値解析に必要な計算機関連に関して多岐にわたる学習の機会を与えて下さった、新潟大学工学部 中野 敬介 講師と、自然科学研究科情報理工学棟横における地中埋設物探査実験において、各種資料を提供下さった、自然科学研究科経理部契約室の高野氏に感謝する。

さらに、本研究における各種実験器具の準備、操作や、アンテナの試作において、多大なご協力を頂いた、新潟大学工学部 阿達 透 技官、ならびに旧伝送講座の同僚として、T-bar fed slot antenna の実験および解析データの収集に多大な協力を頂いた、炭 篤則 君、丸山 一也 君、守山 健 君、児玉 淳 君、公私にわたり精神的な支えを頂いた博士後期課程の森山 敏文 氏、楊 健 氏深く感謝の意を述べたい。

最後に、研究の初期において良き指導と協力を頂き、同時にアンテナを用いた土壤の誘電率の推定法を産み出すきっかけを与えて下さった、長岡技術科学大学 電気系 マイクロ波研究室の伊藤 猷顯 教授、關 一 助教授、神保 良夫 文部技官に感謝する。

参考文献

- [1] G.R.Olhoeft, "Application of ground penetrating radar," Proceedings of the 6th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR'96), pp.1-4, Sep. 1996.
- [2] J.D.Young, L.Peter Jr., "A brief history of GPR fundamentals and application," *ibid*, pp.5-14, Sep. 1996.
- [3] 関根松夫, レーダ信号処理技術, pp.258-280, コロナ社, Sep. 1991.
- [4] T.Moriyama, Y.Yamaguchi, H.Yamada, M.Sengoku, "Reduction of surface clutter by a polarimetric FM-CW radar in underground target detection," IEICE Trans. Commun., vol.E78-B,no.4, pp.625-629, Apr. 1995.
- [5] M.N.Afsar, J.R.Birch, R.N.Clarke, "The measurement of the properties of materials," Proc. IEEE, vol.74, pp.183-199, Jan 1986.
- [6] 早川 秀樹, 岸 雅樹, 網崎 勝, 中内 啓雅, 川中 彰, "地中の2次元イメージング手法とその評価", 第4回地下電磁計測ワークショップ論文集, pp.81-86, Nov. 1997.
- [7] G.S.Smith, J.D.Nordgard, "Measurement of the electrical constitutive parameters of materials using antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-33, no.7, pp.783-792, Jul 1985.
- [8] G.S.Smith, W.R.Scott,Jr., "Measurement of Electrical Constitutive Parameters of Materials Using Antenna, Part II," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.AP-35, no.8,

pp.962-967, Aug 1987.

- [9] Y.D.He, L.C.Shen, "Measurement of complex permittivity of materials using a monopole antenna," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol.GE-30, no.3, pp.624-627, May 1992.
- [10] 伊藤公一, 谷生亮彦, 呉孟憲, 亀井宏行, "モノポールアンテナを用いた土壌の複素誘電率推定法の一考察", 信学技報, A-P94-98, pp.21-26, Jan. 1995.
- [11] Yoshiyuki Wakita, Yoshio Yamaguchi, "Estimation of the soil permittivity and conductivity by a GPR antenna," Proceedings of the 6th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR'96), pp.123-128, Sep. 1996.
- [12] 脇田喜之, 山口芳雄, 山田寛喜, "アンテナを用いた土壌の電気定数の測定—降雨による時間変化の測定結果—", 信学技報SANE97-90, pp.39-46, Nov. 1997.
- [13] 山田哲也, 小南昌信, 菊田隆, "損失のある多層半無限大誘電体基板上に置かれたアンテナの特性", 信学秋季全大, B-2-14, pp.2-14, Sep. 1990.
- [14] 高木徹, 小南昌信, 沢新之輔, 菊田隆, 中山昇, "半無限誘電体近傍に置かれたダイポールアンテナの解析", 信学技報, A-P91-117, pp.67-72, Jan. 1992.
- [15] K.A.Michalski, C.E.Smith, C.M.Butler, "Analysis of a Horizontal two-element antenna array above a dielectric halfspace," Proc. IEE H, vol.132, pp.335-338, Aug. 1985.
- [16] 脇田 喜之, 山田 寛喜, 山口 芳雄, "ダイポールアンテナを用いた土壌の媒質定数の推定法", 信学論 (B), vol.J81-B-II, No.8, pp.797-804, Aug. 1998.
- [17] M.T.Hallikainen, F.T.Ulaby, M.C.Dobson, M.A.El-Rayes, Lin-Kun Wu, "Microwave Dielectric behavior of wet soil—Part I: Empirical models and experimental observations," IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol.GE-23, no.1, pp.25-46, Jan. 1985.

- [18] 横河・ヒューレット・パッカード株式会社, 高周波帯ベクトル・ネットワークアナライザ セミナ・テキスト, pp.25-30.
- [19] 西岡 泰弘, 宇野 亨, “地中レーダにおけるフェライトの効果”, 信学技報, A・P98-122, pp.7-12, Dec. 1998.
- [20] E.H.Newman and G.A.Thiele, “Some important parameters in the design of T-bar fed slot antenna,” *IEEE Trans. Antenna Propagt.*, vol.AP-23, no.1, pp.97-100, Jan. 1975.
- [21] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, p.134, オーム社, 1992.
- [22] R.E. Collin, *Antennas and radiowave propagation*, International edition, pp.261-265, McGraw-Hill, 1985.
- [23] 小西良弘, マイクロ波回路の基礎とその応用, pp.218-220 総合電子出版社, 1990.
- [24] 炭 篤則, 脇田 喜之, 山田 寛喜, 山口 芳雄, 藤本 京平, “地中探査用 T-bar スロットアンテナの FDTD 法解析”, 信学技報, A・P97-86, pp.39-46, Aug. 1997.
- [25] 脇田 喜之, 炭 篤則, 守山 健, 山田 寛喜, 山口 芳雄, “T-bar スロットアンテナによる地中探査実験”, 1998 年信学総合大会, B-1-5, p.5, Mar. 1998.
- [26] Y. Wakita, H. Yamada, Y. Yamaguchi, “T-bar slot antenna for ground penetrating radar,” *Proceedings of the 1998 International Symposium on Noise Reduction for Imaging and Communication Systems (ISNIC-98)*, pp.151-156, Nov. 1998.
- [27] 脇田 喜之, 山田 寛喜, 山口 芳雄, “T-bar fed slot antenna の地表面反射低減効果について”, 信学技報, A・P98-121, pp.1-6, Dec. 1998.
- [28] Y. Yamaguchi, M. Sengoku, “Detection of Objects buried in sandy ground by a sythetic aperture FM-CW radar,” *IEICE Trans. COMMUN.*, vol.E76-B, No.10, Oct. 1993.
- [29] 笠原 一, 森山 敏文, 山口 芳雄, 山田 寛喜, “FM-CW レーダによる等価 STC 回路について”, 信学論 (B), vol.J79-B-II, No.9, pp.583-588, Sep. 1996.

- [30] 森山敏文, 山口芳雄, 山田寛喜, 阿部武雄, “地中探査レーダからの不要放射電波に関する検討”, 信学技報, EMCJ95-63, pp.45-50, Nov. 1995.

研究業績

論文

1. 脇田喜之, 山田寛喜, 山口芳雄 :

“ダイポールアンテナを用いた土壤の媒質定数の推定法”,

平成 10 年 8 月発行, 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol. J81-B-II, No.8, pp.797-804
に発表.

2. 脇田喜之, 山田寛喜, 山口芳雄, 藤本 京平 :

“地中探査レーダ用 T-bar fed slot antenna”,

平成 11 年 8 月 3 日, 電子情報通信学会論文誌 B-II に採録決定.

国際会議

1. Yoshiyuki Wakita, Yoshio Yamaguchi :

“Estimation of the Soil Permittivity and Conductivity by a GPR Antenna”,

(地中探査レーダ用アンテナによる土壤の誘電率および導電率の推定),

平成 8 年 9 月発行, Proceedings of the 6th International Conference on Ground
Penetrating Radar (GPR'96), pp.123-128 に発表.

2. Yoshiyuki Wakita, Yoshio Yamaguchi, Hiroyoshi Yamada :

“Measurement Results on Electromagnetic Characteristics of Soil using the Dipole
Antenna”,

(ダイポールアンテナを用いた土壤の媒質定数の測定結果),

平成 9 年 9 月, Abstracts on the Second International Conference on Archaeological Prospection, p.27 に発表.

3. Y.Wakita, H.Yamada, Y.Yamaguchi :

“T-bar Slot Antenna for Ground Penetrating Radar”,

(地中探査レーダ用 T-bar Slot Antenna),

平成 10 年 11 月, Proceedings of the 1998 International Symposium on Noise Reduction for Imaging and Communication Systems (ISNIC-98), pp.151-156 に発表.

4. Yoshiyuki Wakita, Hiroyoshi Yamada, Yoshio Yamaguchi :

“Development of T-bar Fed Slot Antenna for Ground Penetrating Radar”,

(地中探査レーダ用 T-bar Fed Slot Antenna の開発),

平成 11 年 7 月, International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications に発表.