

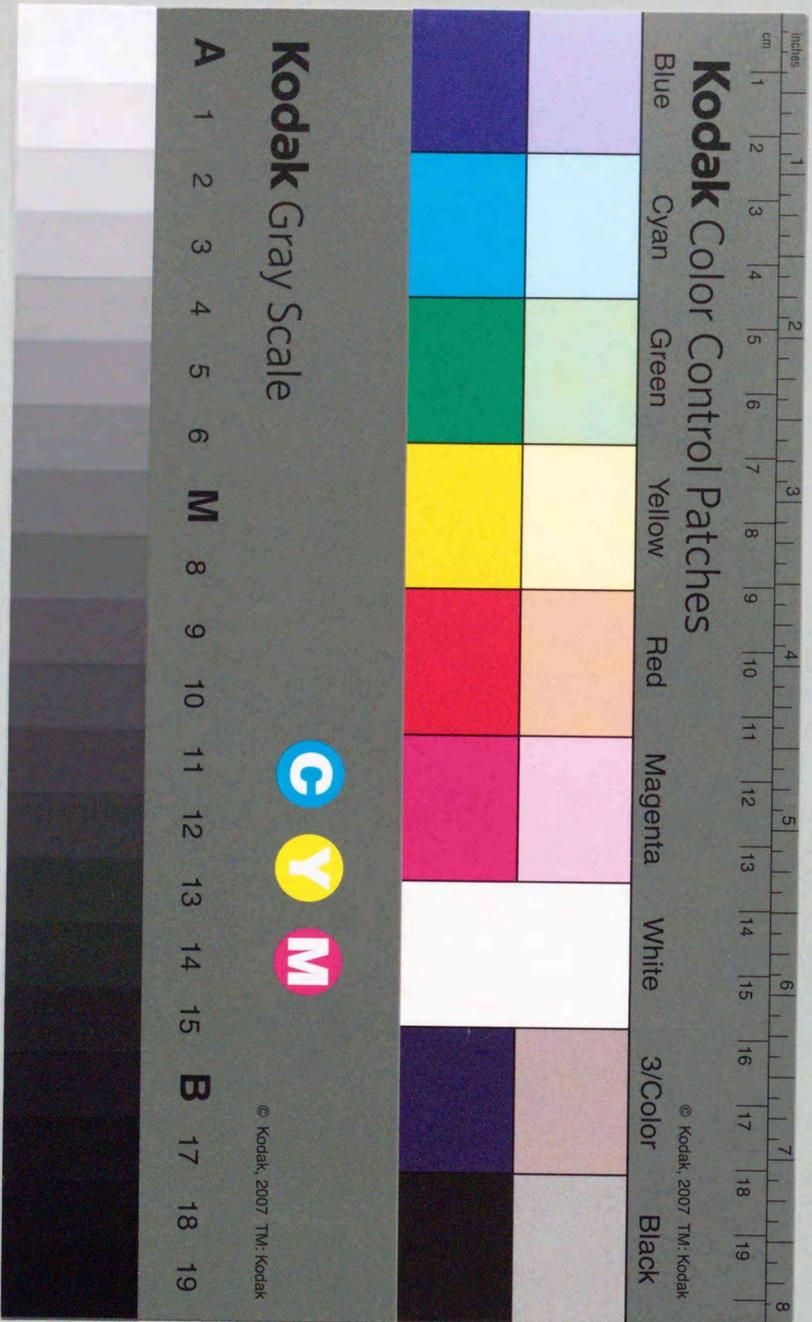


Title	スーパーレゾリューション法による電磁波測定とその応用に関する研究
Author(s)	山田, 寛喜
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第3220号
Issue Date	1993-03-25
DOI	https://doi.org/10.11501/3071516
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/51176
Type	doctoral thesis
File Information	000000265358.pdf



スーパーレゾリューション法による
電磁波測定とその応用に関する研究

山田寛喜



①

学 位 論 文

スーパーレゾリューション法による
電磁波測定とその応用に関する研究

北海道大学大学院
工学研究科 電子工学専攻
電波伝送工学講座

山田 寛喜

学位論文目次

第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 本論文の目的と研究の概要	4
参考文献	7
第2章 時間領域測定法とスーパーレゾリューション法	9
2.1 まえがき	9
2.2 ネットワークアナライザにおける時間領域測定法	10
2.2.1 タイムドメイン機能とフーリエ変換	10
2.2.2 タイムバンドパスモードの分解能	14
2.2.3 遅延時間推定値のバイアス解析	19
2.2.4 フーリエ変換法の利点・欠点	21
2.3 波源探査とスーパーレゾリューション法	23
2.3.1 MUSIC アルゴリズム	23
2.3.2 空間スムージング法	30
2.3.3 改良型空間スムージング法	34
2.3.4 他の相関抑圧前処理法	37
2.4 時間領域測定におけるスーパーレゾリューション法	38
2.4.1 狭帯域時間領域測定法の必要性	38
2.4.2 ネットワークアナライザでのデータモデル	40
2.4.3 ネットワーク解析と信号相関抑圧前処理	43
2.4.4 MUSIC アルゴリズムとIFFT法との関係	46
2.5 むすび	49
参考文献	50
第3章 高分解能電磁波回路測定	54
3.1 まえがき	54
3.2 問題の定式化	55
3.2.1 反射測定モデル	55

3.2.2	伝送測定モデル	60
3.3	MUSIC アルゴリズムの適用	61
3.3.1	データ相関行列の推定	61
3.3.2	解析パラメータの設定	63
3.3.3	シミュレーション例	67
3.4	実験結果	76
3.5	測定誤差と分解能特性	85
3.6	むすび	87
	参考文献	88
第4章	高分解能アンテナ測定	90
4.1	まえがき	90
4.2	時間領域におけるアンテナモデル	91
4.3	アンテナ利得測定	95
4.3.1	アンテナ利得測定法	95
4.3.2	実験結果	96
4.4	アンテナパタン測定	108
4.4.1	スナップショット数の軽減	108
4.4.2	実験結果	111
4.5	むすび	117
	参考文献	119
第5章	周波数特性存在下におけるスーパーレゾリューション法の諸特性	121
5.1	まえがき	121
5.2	問題の背景	122
5.3	相関抑圧前処理と周波数特性	125
5.3.1	SSPと周波数特性	125
5.3.2	MSSPと周波数特性	128
5.3.3	数値計算結果	131
5.4	周波数特性とMUSICアルゴリズム	135
5.4.1	指数関数的な周波数特性	135
5.4.2	$1/\sqrt{f}$ の周波数特性	147
5.5	信号パラメータ推定アルゴリズム	153
5.6	むすび	158
	参考文献	160

第6章	電磁波散乱測定に対するスーパーレゾリューション法の適用	162
6.1	まえがき	162
6.2	ネットワークアナライザによる散乱測定	164
6.3	導体球の後方散乱	169
6.3.1	実験モデルとその厳密解	170
6.3.2	シミュレーションによる検討	173
6.3.3	実験結果	181
6.4	導体矩形板の後方散乱測定	192
6.4.1	実験モデルとその近似解	192
6.4.2	実験結果	197
6.5	高分解能イメージング	207
6.5.1	画像合成アルゴリズム	207
6.5.2	実験結果	209
6.6	むすび	214
	参考文献	216
第7章	結論	219
	謝辞	223
	研究業績一覧	225

第 1 章

序 論

1.1 研究の背景

近年の情報通信分野の急速な発展は、衛星放送、移動体通信などを我々の身近なものとするに至った。そこには、数多くの研究者の理論、実験を通じた高周波デバイス開発、電波伝搬の解明がある。21世紀の高度通信社会では、マイクロ波、さらにはミリ波帯のデバイス開発、電波伝搬解明が不可欠である。このためには、解析手法(理論)ばかりでなく、それを検証するための測定(実験)法の確立が必須である。理想的な、すなわち、測定対象のみの特性を高精度に得る、高周波測定の実現は一般に困難であり、目的に合わせて種々の測定法が考案されてきた。

アンテナ測定などは、その一例である。屋外でのアンテナゲイン/パタン測定では、大地の影響を軽減させるために、ハイレベル測定場、グラウンドレベル測定場といった種々の測定場が考案されている[1]。これは不要な応答を除去し(あるいは、それらの影響を積極的に利用し)高精度な測定を実現するために、測定系に対して物理的・機械的な変更を必要とする例である。現在の土地条件では、理想的な屋外実験場を確保することは困難であろう。一つの解決手段として、電波無響室、コンパクトレンジなどの屋内実験施設の利用が考えられるが、コストの点に問題があるというのが現状である。

また、アンテナの入力インピーダンスにおいても、同様な問題が生ずることがある。アンテナの理論解析では、無限大の完全導体平面上に置かれたモデルを取り扱う場合が多く、実験により解析の妥当性を評価するためには、近似的にその仮定を満足する必要がある。導体板のエッジからの散乱波の混入が無視できるようアンテナの動作する波長に比べ十分に大きな導体板上での測定により、この仮定を満足させるのが一般的である。

電磁波回路測定においても、所望する素子単体での測定が困難である場合には、いくつかのコネクタ、伝送線路、整合回路素子などを介した測定が行われる。測定データに対して、これらの回路の特性を補正することにより、所望する素子のみ特性を得ることが可能となるが、必ずしも全て事前に特性の既知となる回路のみで測定対象を構成できるとは限らない。このような場合も、先のアンテナ測定同様、不要な物体(信号)の存在により測定が困難となっている例といえる。マイクロ波素子のMMIC化が進むにつれ、このように素子単体での測定・評価がより困難となるケースの増加が予想される。

高周波分野で多用される測定器の一つにネットワークアナライザがある。これは周波数領域での電磁波の振舞いを反射・伝送係数として測定する装置であり、近年では、デバイスのネットワーク解析のみならず、アンテナ測定、電磁波散乱測定など、広く、電磁波測定全般に利用されるようになってきている。エレクトロニクス、特にマイクロプロセッサの発達は、本測定器での時間領域測定を可能とさせた。これはタイムドメイン機能と呼ばれ、測定周波数帯域データに対して高速(逆)フーリエ変換を施すことにより、時間応答波形を描画させるものである。デバイス、あるいは空間を伝搬した電磁波は、時間領域においてその伝搬経路長に応じた遅延時間を有する応答として現れる。これにより、我々は各部からの応答を直接識別することが可能となった。

タイムドメイン機能は測定法としても有効であり、時間領域において不要な応答を取り除き、再び、周波数領域に変換することにより所望する部分のみの周波数応答を得ることを可能としている。これらはすべて数値演算処理である。よって、測定系の機械的な変更を施すことなく、測定精度の向上が可能である。しかしながら、フーリエ変換法に基づくこの手法では、時間領域でのレスポンス分解能が測定周波数帯域幅に依存するという欠点が存在する。狭帯域デバイスの多い高周波素子では、測定がこの欠点により制約される場合もある。小型化が進むマイクロ波・ミリ波素子においてのみならず、アンテナ・散乱測定においても周波数帯域幅の制約を越えた高い分解能を有する時間領域法を開発する意義は大きい。

周波数帯域幅の制約を越えるための手法として本論文で着目する手法が、スーパーレゾリューション法である。スーパーレゾリューション法は、主にアレーアンテ

ナの分野において高分解能な波源探査を可能とするものとして注目されている手法の総称である。

シグナルプロセッシングアレーにおいて、近年、精力的な研究が行われている分野は次の二つに大別できるといえる。一つは無線通信での安定した正確な情報伝送の実現を目的としたアダプティブアレー[2],[3]である。これらの手法は、レーダ、ソナーでのクラッタ除去などにも利用されている。もう一つは空間スペクトル推定である。これは、アレーアンテナ/センサを用いた入射波の到来方向推定を目的とした手法である。空間スペクトル推定の適用分野は日増しに増大しており、海底探査、地震波測定、トモグラフィ、電波天文などに及んでいる[4]。この手法の近年の成果はD. G. Childers[5], S. B. Kesler[6], W. F. Gabriel[7], S. M. Kay[8], D. H. Johnson[9], G. Bienvenu[10], および, S. Haykin[11]などにまとめられている。

近年考案されている空間スペクトル推定法に共通する特徴は、測定データから得られた共分散行列を利用する点にある。すなわち、信号と雑音の2次統計量の違いを用いた手法といえる。これらの手法が、一般にスーパーレゾリューション法(superresolution technique)と呼ばれる[7]。その中でも2次統計量の違いを共分散行列の固有値解析により分離識別する一連の手法の高分解能性が近年特に注目されている。これらは、この統計量の違いを線形空間において取り扱う手法であり、信号、雑音に対応する線形空間(“信号部分空間”, “雑音部分空間”と呼ばれる)の直交性に基づいている。このような概念はS. S. Reddi[12], G. Bienvenu と L. Kopp[10], および, R. O. Schmidt[13]により導入されたものである。その中でもMUSICアルゴリズム(Multiple Signal Classification)[13]と呼ばれる手法が代表的な手法であり、新たな手法の特性を評価する際のリファレンス的な位置づけがなされている。

空間スペクトル推定も、その名の通りスペクトル解析の一つであり、データ系列と推定対象の分布はフーリエ変換で関係づけられる。スーパーレゾリューション法の発展の背景には、従来のフーリエ変換法に基づくビームフォーミング法の限界[14]を越えた分解能の必要性が存在していた。これは、現在、ネットワークアナライザでの時間領域測定法が直面している状況に酷似している。主に空間領域での研究が進んでいる、このスーパーレゾリューション法の新たな、かつ、有効な適用分野として時間領域推定に着目したものが本論文である。

1.2 本論文の目的と研究の背景

本論文では、スーパーレゾリューション法の高分解能性に着目し、その電磁波測定に対する適用を検討する。ここでは、電磁波回路（特に反射特性測定）、アンテナ利得／パタン、電磁波散乱（特に後方散乱）という3つの主要な電磁波測定に対する有効性を、理論、計算機シミュレーション、実験により検証する。先に示したようにスーパーレゾリューション法は、主にアレーアンテナでの波源の到来方向（空間スペクトル）推定に用いられる手法であり、アレー長に依存しない分解能性を実現するものである。本論文では、数多く提案されているスーパーレゾリューション法の中から代表的な手法であるMUSICアルゴリズムを取り上げ、まず、ネットワークアナライザでの測定で得られる周波数データサンプルとアレー素子配列との対応関係に着目し、その適用可能性を明らかにする。ネットワークアナライザで実現される代表的な電磁波測定系での実験を通し、本手法が従来のタイムドメイン機能に比べ、数分の一から数十分の一の周波数帯域での時間領域測定を可能とする手法であることを明らかにする。以下、本研究により得られた結果および考察を各章に分けて説明する。

第1章では、本論文の背景および概要について述べている。

第2章では、ネットワークアナライザで実現されているタイムドメイン機能を用いた電磁波測定法をまとめるとともに、その分解能特性を定量的に明らかにする。また、波源の到来方向推定で用いられるMUSICアルゴリズムの概略をまとめ、周波数領域データとの対応を示す。これにより、本質的なスーパーレゾリューション法の適用可能性が明らかにされる。さらに、スーパーレゾリューション法が正しく動作するためには、アレーアンテナでの適用時と同様、周波数領域においても信号相関処理が必要となることを明らかにし、空間スムージング法による前処理法の有効性を論ずる。

第3章では、第2章で提案した信号相関抑圧前処理法とMUSICアルゴリズムの組合せが電磁波回路の時間領域測定法として有効であることを明らかにする。ここでは、前処理法の相関抑圧効果の定量的な考察を行い、デバイスの不連続点検出の

実験を通し、従来法の数十分の一の周波数帯域幅で、各部の応答の分離検出が可能であることを示す。

第4章では、アンテナゲインおよびパタン測定に対する適用結果を示す。アンテナ測定では、被測定アンテナの使用周波数帯域データのみでの不要波の分離検出が必要とされる。ここでは、電波無響室内に作成した多重伝搬空間での実験を通して、その適用可能性を検証した。さらに、従来の時間領域機能を併用することにより、測定データ数の軽減による測定時間の短縮が図られることを明らかにする。

第5章では、時間領域において分離される個々の応答の周波数特性が、MUSICアルゴリズムおよび信号相関抑圧前処理に及ぼす影響について理論的に検討を行う。ここでは、特にスーパーレゾリューション法の適用が期待される散乱測定を考慮して、クリーピング波、エッジ回折波などに対応する周波数特性を有する信号が含まれるデータへの適用時の入射信号数推定、および、時間応答推定時の誤差特性などに関する理論的考察と、数値計算による定量的検討を行う。これにより、周波数特性を有する信号の取り扱いが困難とされるMUSICアルゴリズムが、上記の周波数特性を有する信号に関しては、実用上、十分な分解能特性を実現していることを明らかにする。

第6章では、実際に散乱測定系を構築し、第5章での考察結果を実験的に検証し、さらに、散乱測定に対しても従来法に対する本手法の優位性が維持されることを明らかにする。さらに本手法による、アンテナあるいは散乱体を移動させて得られたデータ処理による、散乱点の空間的な位置検出結果も示し、散乱体の形状推定などに対する適用可能性を示す。

第7章は、結論であり、本研究内容と得られた成果を要約している。

図1.1に本論文の構成と各章の関係を示す。

スーパーレゾリューション法による 電磁波測定とその応用に関する研究

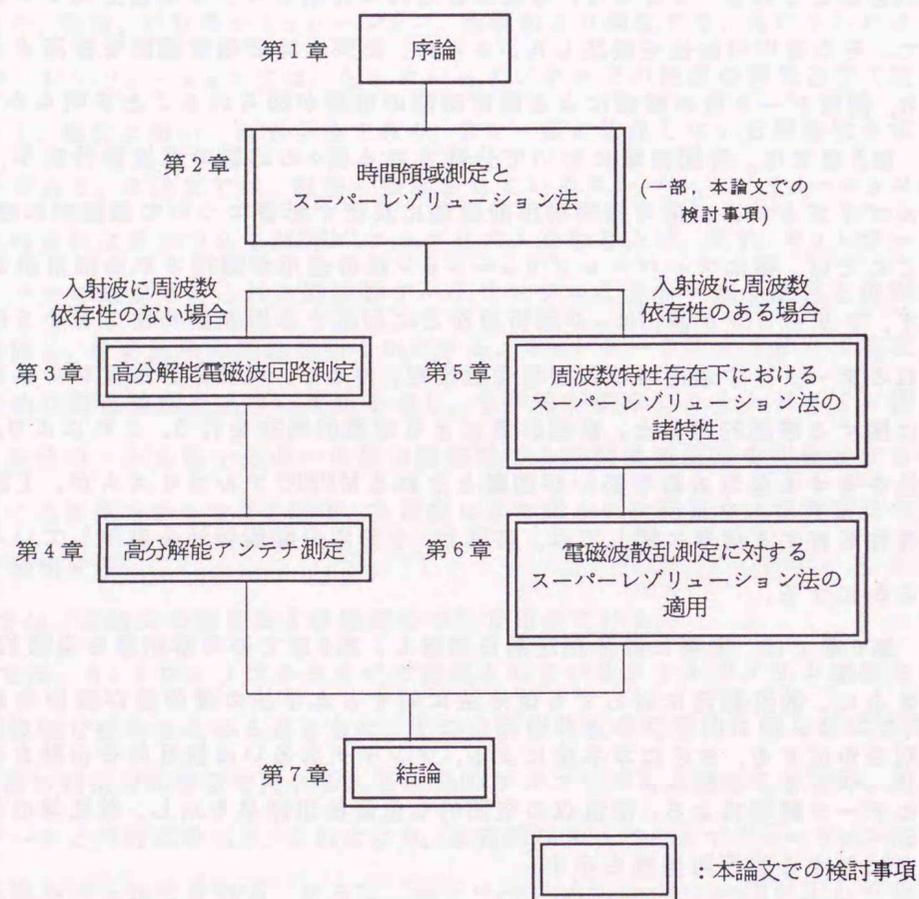


図 1.1: 本論文の構成と各章の関係。

参考文献

- [1] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, オーム社, 昭和55年(1980).
- [2] R. A. Mongingo and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, John Wiley and Sons, New York, 1980.
- [3] B. Widrow and S. D. Stearns, editors, *Adaptive signal processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [4] S. Haykin, editor, "Radar Array Processing for angle of arrival estimation", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [5] D. G. Childer, editor, *Modern spectrum analysis*, IEEE Press, NY, 1978.
- [6] S. B. Kesler, editor, *Modern spectrum analysis II*, IEEE Press, NY, 1985.
- [7] W. F. Gabriel, "Spectral analysis and adaptive array superresolution techniques", *Proc. IEEE*, vol.68, no.6, pp.654-666, June 1980.
- [8] S. M. Kay, "Spectrum analysis — A modern perspective", *Proc. IEEE*, vol.69, no.11, pp.1380-1419, November 1981.
- [9] D. H. Johnson, "The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems", *Proc. IEEE*, vol.70, no.9, pp.1018-1028, September 1982.
- [10] G. Bienvenu and L. Kopp, "Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-31, no.5, pp.1235-1248, October 1983.

- [11] S. Haykin, J. P. Reilly, V. Kezys, and E. Vertatchitsch, "Some aspects of array signal processing", *IEE Proc.*, vol.139, Pt.F, no.1, pp.1-26, February 1992.
- [12] S. S. Reddi, "Multiple source location — A digital approach", *IEEE Trans. Aerosp. and Electronic Syst.*, vol.AES-15, no.1, pp.95-105, January 1979.
- [13] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [14] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas", *Proc. IEEE*, vol.69, no.2, pp.170-182, February 1981.

第2章

時間領域測定法と

スーパーレゾリューション法

2.1 まえがき

マイクロ波・ミリ波帯におけるデバイスの測定・評価には、一般にネットワークアナライザが広く用いられている。このような高周波帯における測定では、従来、測定の手順が複雑であったり、また測定結果を得るまでに種々の処理を要する場合も多く、確度の高い測定が困難であった。エレクトロニクス、特にマイクロプロセッサの進歩、普及は測定機器の分野にも波及し、リアルタイムに近いスピードで測定系の誤差を補正した測定を実現するベクトルネットワークアナライザを出現させるに至った。さらに、タイムドメイン機能を有するベクトルネットワークアナライザも数社から提供され、時間領域での電磁波の振る舞いを容易に観測することが可能になっている。この機能はデバイス解析/測定においても強力なツールであり、デバイス内部の様子、例えば、同軸やマイクロストリップライン上の不連続点の位置の検出、さらにはゲーティング(時間領域フィルタリング)機能を用いることによる不要な不連続箇所の応答の時間領域での除去を可能とし、デバイスの真の(所望部分のみの)特性の測定を実現している。しかしながら、このタイムドメイン機能は逆フーリエ変換に基づく時間領域法であり、その分解能は本質的に掃引周波数帯域幅により制限される。

一方、アレー信号処理の応用例としてアレーセンサ/アレーアンテナを用いた波源の到来方向推定がある。この推定問題は“空間スペクトル推定”とも呼ばれ、その名から分かるように、各センサ出力と波源の空間分布はフーリエ変換により関係づけられる。この分野において近年注目されているスーパーレゾリューション法は、

従来のフーリエ変換法に基づく手法の限界を越える分解能を実現する手法であり、1970年代後半から現在まで種々のアルゴリズムが提案されている。

本章では、ネットワークアナライザで実現されているタイムドメイン機能の概要をまとめ、その利点および限界に関して述べるとともに、波源の到来方向推定に関して定式化されているスーパーレゾリューション法を概略する。さらに、スーパーレゾリューション法と周波数データからの時間応答推定との類似性を指摘し、スーパーレゾリューション法の時間領域手法としての適用可能性、その適用範囲に関する考察を行う。

2.2 ネットワークアナライザにおける時間領域測定法

高周波デバイス測定において広く用いられているネットワークアナライザは、Sパラメータの測定を目的とした測定器である。反射特性(S_{11}, S_{22})あるいは伝送特性(S_{12}, S_{21})の掃引周波数データを逆フーリエ変換することによって、その時間応答を得ることができる。例えば、図2.1に示すように周波数データ S_{11} が2つの不連続点からの反射波からなる場合、周波数領域でのデータでは2つの波の和(干渉)パターンとなるため個々の寄与を分離することは困難であるが、逆フーリエ変換を施した時間領域の波形では、互いの波の寄与を遅延時間差により分離することができる。ここで、所望の応答を取り出す、あるいは不要な応答を取り除き、再びフーリエ変換を行うことにより、希望する周波数特性を得ることが可能となる。以上の処理は全て数値的に行われるため、測定系自体の修正・改良を必要としないことが大きな利点の一つである。これにより不必要な反射が存在するために良好な測定を行うことが困難であった種々の状況下でのデバイスの測定・評価が可能となる。

本節では、そのタイムドメイン機能に関して考察し、その特徴、および、限界を明らかにする。以下にまとめられた事項はタイムドメイン機能を用いて測定を行う上で、十分に理解しておかなければならない事柄である。

2.2.1 タイムドメイン機能とフーリエ変換

ネットワークアナライザにおけるタイムドメイン機能には、1) タイムローパスモード、2) タイムバンドパスモードの2つのモードが存在する。双方とも本質的には逆

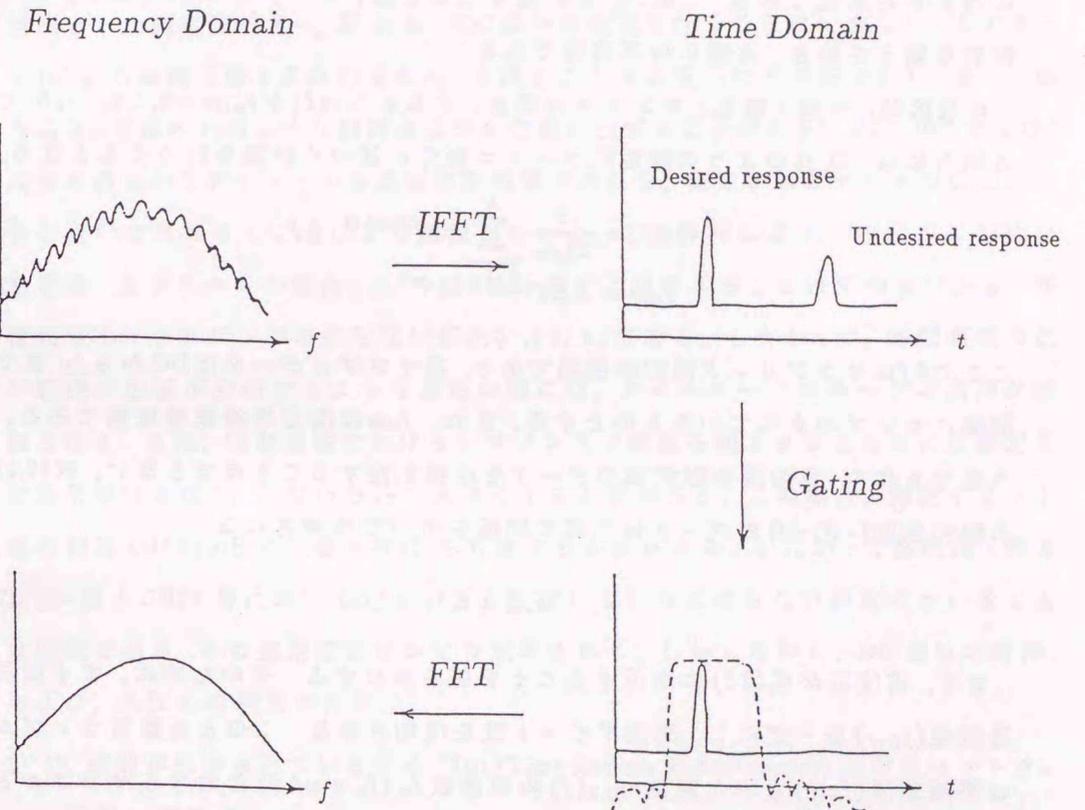


図2.1: タイムドメイン機能・ゲーティング機能を用いたデバイス測定法。

フーリエ変換 (inverse Fourier transform) に基づく時間領域解析法である。いま、周波数応答を $r(f)$ 、その時間応答を $r(t)$ とする。これらは逆フーリエ変換の定義より、

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} r(f)e^{j2\pi ft} df. \quad (2.1)$$

と関係づけられる。上式は周波数応答 $r(f)$ が連続関数、かつ $(-\infty, \infty)$ 区間のデータに対する定式化であり、この $r(t)$ を計算することは、スペクトルが有界で、かつ離散の場合を除き、実際には不可能である。

有限区間、有限 (離散) サンプルの場合、すなわち $r(f)$ が $r_n; n=0, 1, 2, \dots, N$ である場合には、次式のような離散的フーリエ積分に基づく計算を行うこととなる。

$$r_{TL}(t) = \frac{1}{2f_{BW}} \sum_{n=-N}^N r_n e^{j2\pi n \Delta f t} \cdot \Delta f \quad (2.2)$$

$$f_{BW} = N \Delta f \quad (2.3)$$

ここで Δf はサンプリング周波数間隔であり、各サンプルデータは DC から f_N まで等間隔にサンプルされているものとする。また、 f_{BW} は測定周波数帯域幅である。言うまでもなく、負の周波数領域のデータを直接測定することはできない。式(2.2)での総和区間 $[-N, -1]$ のデータは次式の関係を用いて外挿される。

$$r_{-n} = r_n^* \quad (2.4)$$

まず、式(2.2)が式(2.1)に漸近することを明らかにする。そのために、まず周波数帯域幅 (f_{BW}) を一定にし、測定ポイント数を増加させる。このとき離散サンプル r_n は帯域制限 (f_{BW}) された関数 $r_{BLT}(f)$ の周波数 f_n ($f_n = n\Delta f$) におけるサンプルと見なすことが可能となる。関数 r_n と $r_{BLT}(f_n)$ の間には次の関係が成立する。

$$Tr_n = r_{BLT}(f_n), \quad T = \frac{1}{\Delta f} \quad (2.5)$$

ここでサンプル数を無限大 ($N \rightarrow \infty$) にする。すなわち、関数を密にし、連続関数に漸近させる。このとき離散サンプル r_n は連続関数となり、総和は積分に変えられる。

$$\begin{aligned} r_{TL}(t) &= \frac{1}{2f_{BW}} \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta f \rightarrow 0}} \sum_{n=-N}^N r_n e^{j2\pi n \Delta f t} \Delta f \\ &= \int_{-f_{BW}}^{f_{BW}} r_{BLT}(f) e^{j2\pi ft} df \end{aligned} \quad (2.6)$$

帯域制限信号 $r_{BLT}(f)$ は $f_{BW} \rightarrow \infty$ で $r(f)$ に漸近する。したがって、

$$r(t) = \lim_{f_{BW} \rightarrow \infty} \int_{-f_{BW}}^{f_{BW}} r_{BLT}(f) e^{j2\pi ft} df = \int_{-\infty}^{\infty} r(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.7)$$

以上により、式(2.2)が式(2.1)に漸近することが証明された。

ネットワークアナライザにおける タイムローパスモード は、基本的に式(2.2)に基づく時間領域解析法である。ネットワークアナライザは RF 帯の Sパラメータ測定を目的とした測定器であり、IF および DC 成分の測定を行うことはできない。したがって DC 成分の測定値 (式(2.2)での r_0) を得ることは本質的に不可能であり、また、場合によっては r_1, r_2 のような低周波成分の欠落が生ずることがある¹。HP8510B では DC 成分を含め 1~2 ポイントの極低周波数領域での点を、測定されたデータの低周波部分を用いて外挿することにより解決している。この外挿により Δf の設定に制約が生ずる。本システムの場合、 Δf を 22.5MHz 以下に設定することは不可能である。可視領域 (エリアジングの生じない範囲) は $1/\Delta f$ である。したがって、時間領域の広い範囲に応答が分布するような測定の際には、タイムローパスモードの適用が困難となる。また、時間領域におけるレスポンス分解能を向上させるためには測定周波数帯域幅を広く、すなわち f_N を大きくする必要がある。この場合、測定ポイント数の制限 (HP8510B では最大 801) を考慮する必要がある。したがって高周波 (例えば数~数十 GHz) 帯において Δf を小さく設定しなければならない測定に用いることは困難であり、その適用範囲はかなり制限される。しかしながら、DC 成分の外挿、および、式(2.4)の利用のため、

- 1) DC 成分が外挿されているため TDR (Time Domain Reflectometer) 測定をソフトウェア的に実現できる。
- 2) 周波数帯域幅が実質的に $2f_{BW}$ となりレスポンス分解能が高い、等の利点を有する。

タイムドメイン機能のもう一つのモードは タイムバンドパスモード である。これは基本的に次式に基づく変換を行う。

$$r_{TB}(t) = \frac{1}{f_{BW}} \sum_{n=1}^N r'_n e^{j2\pi(f_1 + (n-1)\Delta f)t} \cdot \Delta f \quad (2.8)$$

¹ テストセット HP8515A を用いたネットワークアナライザ (HP8510B) の基本システムにおける測定周波数範囲は 45MHz~26.5GHz である

このモードによる解析では、式(2.2)に基づく解析時の制限 (Δf の制約に基づく測定周波数帯域、およびその帯域幅)は存在せず、常時適用可能である。式(2.8)は正の周波数成分のみを用いて変換しており、式(2.2)に対して(ほぼ)1/2の周波数帯域幅である。したがって、時間領域におけるレスポンス分解能も1/2となる。

言うまでもなく、式(2.2)、式(2.8)から直接、離散的逆フーリエ変換(Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT)が導かれる。ネットワークアナライザ(HP8510B)内部では、チャープ変換を施すことによりこれを高速フーリエ変換(FFT)化している。

このように、利用周波数帯域幅の点で、このタイムバンドパスモードはタイムローパスモードに比べ劣っている。しかし、高周波であり、かつ、バンドパスデバイスの多い電磁波回路、アンテナに対して適用する際には、先に述べたような解析時の制約がほとんど存在しないため、一般にこのモードの適用が便利である。そこで以降、タイムドメイン機能とは、このバンドパスモードを指すものとする。

2.2.2 タイムバンドパスモードの分解能

ここでは、タイムバンドパスモードの(レスポンス)分解能を考える。例えば $t = t_1$ に反射係数が s_1 (周波数依存性なし)の不連続点が存在するとしよう。測定周波数帯域が $(-\infty, \infty)$ ならば、その逆フーリエ変換は $|r(t)| = |s_1| \delta(t - t_1)$ となる。しかしながら、実際には周波数帯域が有限であるため、式(2.8)により得られる応答は有限幅の主ビーム、および、いくつかのサイドローブからなる波形となる。

まず、この主ビーム幅を導出する。いま、測定周波数帯域を $f_1 \sim f_N$ (サンプリング周波数間隔 Δf) とすると、この周波数応答は、

$$r'_n = s_1 e^{-j2\pi(f_1 + (n-1)\Delta f)t_1}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2.9)$$

となり、その時間応答波形は次式となる。

$$\begin{aligned} r_{TB}(t) &= \frac{1}{(N-1)\Delta f} \sum_{n=1}^N s_1 e^{-j2\pi(f_1 + (n-1)\Delta f)t_1} \cdot e^{j2\pi(f_1 + (n-1)\Delta f)t} \cdot \Delta f \\ &= s_1 \cdot e^{j2\pi f_c(t-t_1)} \cdot \frac{\sin[\pi(N-1)\Delta f(t-t_1)]}{(N-1) \cdot \sin[\pi\Delta f(t-t_1)]} \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$f_c = (f_1 + f_N)/2 \quad (\text{測定周波数帯域の中心周波数}) \quad (2.11)$$

$t = t_1$ †において上式は最大値 s_1 をとる。もし s_1 が $s_1(f)$ 、すなわち周波数依存性を有する場合には $1/N \cdot \sum_{n=1}^N s_1(f_n)$ より、周波数特性の平均値を表すこととなる。

さて、式(2.10)の第一ヌルは、その遅延時間を t_N として、

$$t_N = t_1 \pm \frac{1}{(N-1)\Delta f} \quad (2.12)$$

となる。文献[1]におけるアレーアンテナの角度分解能との対比より、上記の主ビームのピーク位置と第一ヌルとの遅延時間差を時間領域標準ビーム幅と呼ぶことにし、これを t_{BW} とする。

$$t_{BW} = \frac{1}{(N-1)\Delta f} \quad (2.13)$$

式(2.10)に関係する波形はアレー信号処理に関連する種々の問題にも現れる。周波数領域での有限離散サンプルを用いたこの時間応答推定に限らず、この種の変換は一般にウィンドウイング(windowing)と呼ばれる処理が施される。これは主にサイドローブレベルの低減、すなわち、サイドローブにより他の応答が隠される(マスキング)ことの防止を目的としたものであり、そのウィンドウ形状の代表的な関数として Bartlett, Blackman, Cauchy, Gaussian, Hamming, Hanning 等がある(例えば[2], [3])。ネットワークアナライザ(HP8510B)における時間領域解析では MINIMUM, NORMAL, MAXIMUM という3種類のウィンドウが用意されている。MINIMUM から MAXIMUM になるにつれ周波数領域データに大きなテーパが施されることになる。これらのウィンドウを用いた時間領域波形の概形を図2.2に示す。信号モデルは式(2.9)に基づいており、各パラメータは $s_1 = 1.0 \angle 0.0$, $t_1 = 0.0$, $f_1 = 2.0 \text{GHz}$, $f_N = 6.0 \text{GHz}$ ($f_{BW} = 4 \text{GHz}$) である。同図から明らかなように、低サイドローブを実現するウィンドウを用いると時間領域におけるマスキング(サイドローブにより他の信号が隠される現象)は少なくなるが、時間領域標準ビーム幅が大きくなる。MAXIMUM のサイドローブが乱れているのは本演算を 10^{-10} で打ち切ったためである。表2.1に式(2.9) [ウィンドウなし(矩形ウィンドウ使用)]、および、上記の各ウィンドウ使用時の時間領域標準ビーム幅、第一サイドローブレベルを示した。

2つ以上の信号が存在する場合には、重ね合わせの原理を用いて式(2.10)の結果を拡張することができる。図2.3は反射/伝送係数が共に $1.0 \angle 0.0$ 、遅延時間がそれぞれ

†厳密には $t = t_1 + m/\Delta f$ (m は整数) である。このような現象をエリアジング(aliasing)という。

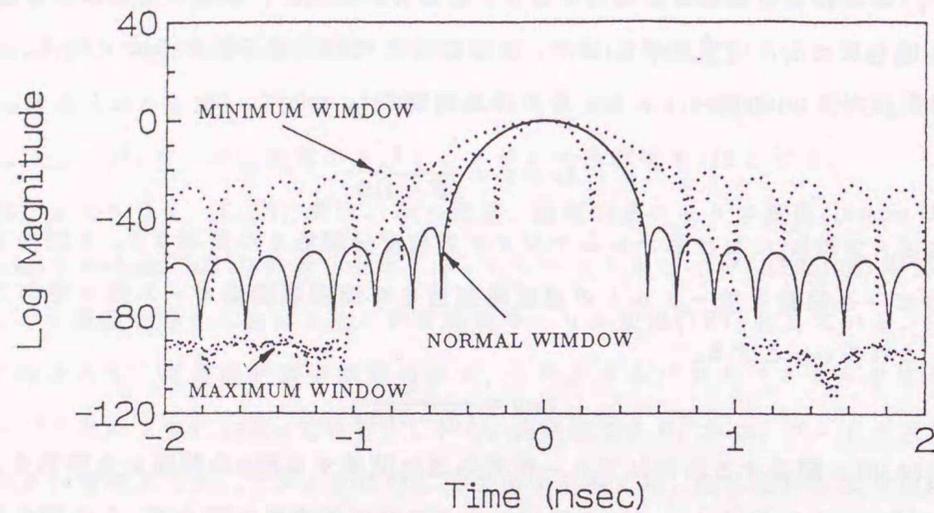


図2.2: 各ウィンドウによる時間領域波形. $s_1=s_2=1.0\angle 0.0^\circ$, $t_1=0.0\text{nsec}$, $f_1=2.0\text{GHz}$, $f_N=6.0\text{GHz}$.

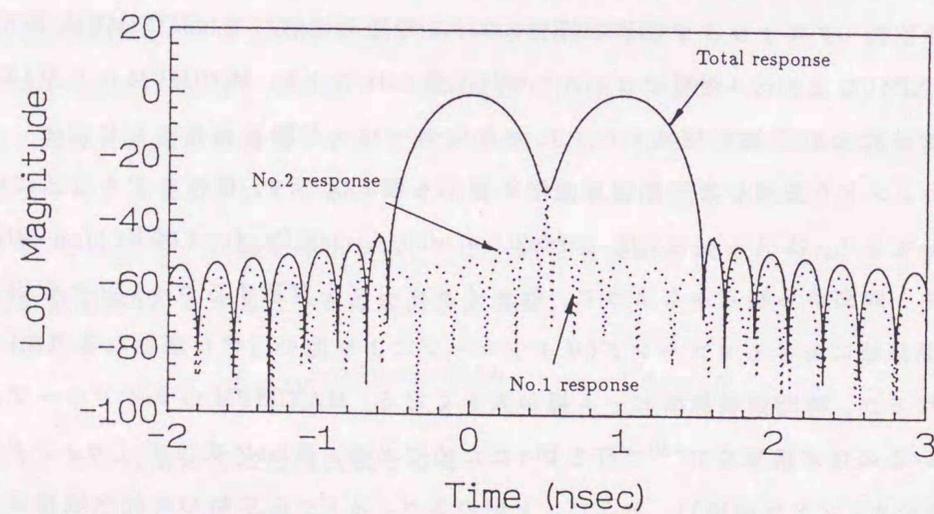


図2.3: 時間応答における重ね合わせの原理. $s_1=s_2=1.0\angle 0.0^\circ$, $t_1=0.0\text{nsec}$, $t_2=1.0\text{nsec}$, $f_1=1.0\text{GHz}$, $f_N=5.0\text{GHz}$, NORMAL WINDOW 使用.

0.0nsec, 1.0nsecである信号の時間応答の様子である。点線は個々の信号の時間応答であり、実線が和信号の時間応答である。逆フーリエ変換に用いられた周波数データは1~5GHz(4GHz span, $\Delta f=5\text{MHz}$)である。ここでは、NORMAL WINDOWを施した結果を図示している。

さて、式(2.13)から分かるように、時間領域標準ビーム幅 t_{BW} は $(N-1)\Delta f$ (使用周波数帯域幅)の関数となる。この時間領域標準ビーム幅は、時間領域における2つの近接した応答の分離可能性を判断する上での指標となる。図2.4に図2.3と同じ応答($s_1, s_2=1.0\angle 0.0^\circ$, $t_1=1.0\text{nsec}$, $t_2=1.0\text{nsec}$)を、それぞれ8GHz span (1~9GHz), 4GHz span (1~5GHz), 2GHz span (1~3GHz), 1GHz span (1.5~2.5GHz)の周波数帯域幅データを用いて時間領域解析を行った結果を示す。

ここで用いたウィンドウはNORMAL WINDOWである。同図より、8GHz span, 4GHz spanの波形では2つの応答が明瞭に分離されていることが分かる。2GHz spanでは辛うじて各々のピークを検出することは可能であるが、各応答の裾野が重なり合い、

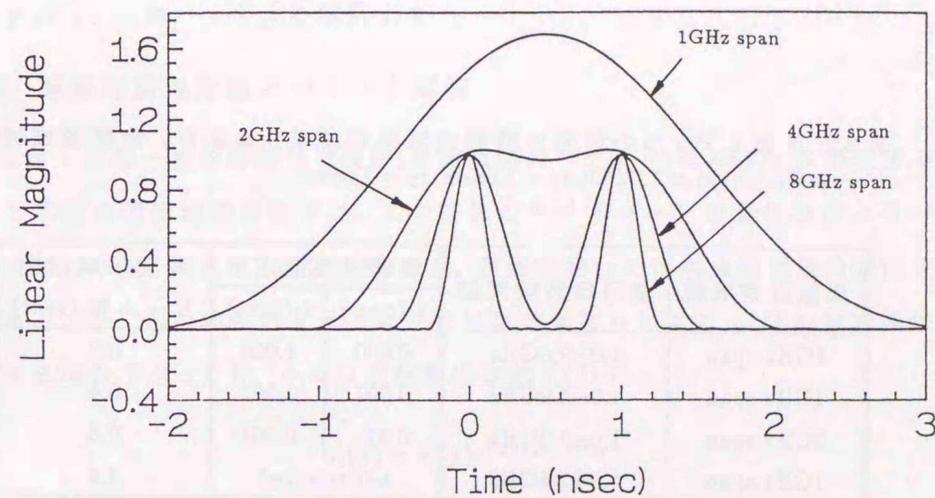


図2.4: 周波数帯域幅と時間領域分解能. $s_1=s_2=1.0\angle 0.0^\circ$, $t_1=0.0\text{nsec}$, $t_2=1.0\text{nsec}$, NORMAL WINDOW 使用, 1GHz span: 使用周波数帯域は1.5~2.5GHz. 2GHz span: 使用周波数帯域は1~3GHz. 4GHz span: 使用周波数帯域は1~5GHz. 8GHz span: 使用周波数帯域は1~9GHz.

表 2.1: 各ウィンドウ使用時の時間領域応答波形の諸元.

ウィンドウ形	時間領域 標準ビーム幅	第一サイドローブ レベル(dB)
MINIMUM†	1.0 t_{BW}	-13 dB
NORMAL	1.6 t_{BW}	-44 dB
MAXIMUM	2.3 t_{BW}	<-90 dB

† MINIMUM はウィンドウなしに対応する.

表 2.2: 近接した2つの信号の時間領域推定結果, および, 時間領域標準ビーム幅. $s_1, s_2 = 1.0 \angle 0.0, t_1 = 1.0 \text{nsec}, t_2 = 1.0 \text{nsec}$

周波数帯域幅	使用周波数帯域	遅延時間推定値		時間領域標準 ビーム幅 (nsec)
		t_1 (nsec)	t_2 (nsec)	
8GHz span	1.0~9.0GHz	0.000	1.000	0.2
4GHz span	1.0~5.0GHz	0.001	1.002	0.4
2GHz span	1.0~3.0GHz	0.091	0.908	0.8
1GHz span	1.5~2.5GHz	not resolved		1.6

分離されているとは言い難い. さらに1GHz spanでは, 1つのピークのみでの応答波形となり, 2つの応答の存在を確認することすら不可能となる. 各時間領域解析における遅延時間推定値, および, 時間領域標準ビーム幅を表2.2に示す. 遅延時間差が $2t_{BW}$ 以上, すなわち, 互いの応答の主ビーム(メインローブ)に重なりがない場合には両者の応答を明瞭に分離することができ, また推定される遅延時間値もほぼ正確なものとなる. 遅延時間差が $1 \sim 2t_{BW}$ の場合の分離可能性は互いの反射/伝送係数値に依存する. 図2.4のように $s_1 = s_2$ の場合には分離が可能である. しかしながら, 各々の信号の応答には他方の応答のかなり大きな振幅レベルの(主ビームの)裾野が重なることとなり, 表2.2に示すようにその遅延時間推定値に大きなバイアスが生ずる. さらに, $1t_{BW}$ 以内に存在する近接した応答は, ほとんど分離することができない.

このように, タイムドメイン機能では本質的な分離可能限界が存在し, 同振幅の近接する2信号の分離限界(レスポンス分解能)はほぼ $1t_{BW}$ である. ただし, 分離可能であっても表2.2に示すようにその遅延時間推定値はバイアスされる. そこで次節において, このバイアスを解析する.

2.2.3 遅延時間推定値のバイアス解析

先に示した単一波の時間領域波形(時間領域スペクトル)は $\sin x/x$ に漸近する†. 近接した応答の遅延時間推定では, この波形のサイドローブの重なりによるバイアスが問題となる. 例えば, 反射係数 $s_1(f)$, 遅延時間 t_1 の反射点の遅延時間推定値が \hat{t}_1 である場合, 他の応答のサイドローブ自体の重なりによる $s_1(f)$ の推定誤差を無視できる場合であっても, その反射係数推定値 $\hat{s}_1(f)$ は,

$$\hat{s}_1(f) = s_1(f)e^{-j2\pi f(t_1 - \hat{t}_1)}$$

となり, 遅延時間推定誤差は反射係数の位相項に影響する. 上式より, 高周波における推定ほど高精度な遅延時間推定が必要となることが分かる. そこで, 以下において2つの近接する反射波の遅延時間推定における推定誤差の近似計算を行う[4].

$$\dagger \frac{\sin N\phi}{N \sin \phi} \xrightarrow{\phi \rightarrow 0} \frac{\sin N\phi}{N\phi}$$

いま、以下のような2波信号モデルを考える。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-j2\pi f t_2} \quad (2.14)$$

簡単のため各反射係数は周波数特性を持たないものと仮定する。またウィンドウはMINIMUM(ウィンドウなし)であるものとする。このとき周波数データ $f_1 \sim f_N$ より得られるタイムバンドパスモード時間応答波形は次式となる[†]。

$$r(t) = \left(s_1 e^{-j2\pi f_c t_1} \cdot \frac{\sin\{\pi f_{BW}(t-t_1)\}}{\pi(t-t_1)} + s_2 e^{-j2\pi f_c t_2} \cdot \frac{\sin\{\pi f_{BW}(t-t_2)\}}{\pi(t-t_2)} \right) e^{j2\pi f_c t} \quad (2.15)$$

ここで、 f_{BW}, f_c は式(2.11), (2.3)で定義済みである。実際に観測する量は $|r(t)|$ であり、式(2.15)の右端の指数項 $e^{j2\pi f_c t}$ は考慮する必要はない。また、解析を容易にするため $s_1 e^{-j2\pi f_c t_1}, s_2 e^{-j2\pi f_c t_2}$ は実数であるものとする。すなわち、次式に示す $\bar{r}(t)$ について解析する。

$$\bar{r}(t) = \bar{s}_1 \cdot \frac{\sin\{\pi f_{BW}(t-t_1)\}}{\pi(t-t_1)} + \bar{s}_2 \cdot \frac{\sin\{\pi f_{BW}(t-t_2)\}}{\pi(t-t_2)} \quad (2.16)$$

ここで $\bar{s}_i; i=1,2$ は実数とする。このとき $|\bar{r}(t)|$ と $\bar{r}(t)$ の変曲点は一致する。いま、2つの応答が分離可能であるものとする。 t_1 付近に出現する t_1 の推定値 \hat{t}_1 を導出する。

$|\hat{t}_1 - t_1| \approx 0$ が成立する場合、式(2.16)は次のように近似される。

$$\bar{r}(t) = \bar{s}_1 \cdot f_{BW} \left(1 - \frac{1}{6} \{(\pi f_{BW})(t-t_1)\}^2 \right) + \bar{s}_2 \cdot \frac{\sin\{\pi f_{BW}(t-t_2)\}}{\pi(t-t_2)} \quad (2.17)$$

仮定より、上式は $t = \hat{t}_1$ で極値をとる。したがって式(2.17)の微分を0とする事により、バイアス $|\hat{t}_1 - t_1|$ は以下のように導出される。

$$|\hat{t}_1 - t_1| = \left| \frac{\bar{s}_2}{\bar{s}_1} \cdot \frac{3}{\pi f_{BW}} \cdot \frac{\mu \cos \mu - \sin \mu}{\mu^2} \right| \quad (2.18a)$$

$$\mu = (\pi f_{BW})(t_2 - t_1) \quad (2.18b)$$

ただし、式(2.18a), (2.18b)の導出において $(\pi f_{BW})(\hat{t}_1 - t_2) \approx (\pi f_{BW})(t_1 - t_2), |\hat{t}_1 - t_1| \approx 0$ の近似を用いていることに注意されたい。

[†]ここでは連続モデルでの解析を行っている。離散モデルにおいても $N \rightarrow \infty$ で漸近することは明か。

図2.5に数値解析結果を示す。信号モデルは $\bar{s}_1 = \bar{s}_2 = 1.0 \angle 0.0, t_1 = 0.0 \text{ nsec}, t_2 = 1.0 \text{ nsec}, f_1 = 1.0 \text{ GHz}$ であり、 f_N を変化させ周波数帯域幅を横軸として、バイアスとの関係を表している。図中のマーカー(○)は数値計算により得られた厳密値である。帯域幅が狭くなるほど近似精度が劣化するものの、各々の応答のメインローブの重なりのない $2 \text{ GHz}(2t_{BW})$ 以上においてはほぼ良好な近似値を与えていることが分かる。このように遅延時間推定誤差は振動を繰り返し減衰する波形となる。一般に \bar{s}_i は複素数となる。この場合においても、周波数帯域幅が $2t_{BW}$ 以上である場合ならば、一般にバイアスの最大値は式(2.18a)により制限される。同図には、 \bar{s}_1, \bar{s}_2 の位相差が 0° (マーカー○), 180° (マーカー×), 90° (マーカー△) の場合のバイアスの数値解も示している。マーカー値が 0.5 nsec であるものは分離されていないことを表している。このように同振幅の2波であっても、その位相関係により、分離に必要な帯域幅は異なる。これは $t_1 < t < t_2$ で合成される各サイドローブの位相関係が異なるためである。 $t = (t_1 + t_2)/2$ においてサイドローブが逆相で合成されるならば、その t においてヌルが形成され、少なくともピークは2つ検出される。しかしながら、図2.5から明らかなように、そのような狭帯域推定におけるバイアスは非常に大きくなる。また、同振幅の場合は $1t_{BW}$ 以上の周波数帯域幅により2波の分離が可能となる。振幅の異なる2波の分離では、一般に $1t_{BW}$ 以上の周波数帯域幅が必要となる。

このように、タイムドメイン機能を用いた遅延時間推定においては十分に広い周波数帯域幅を確保した場合であっても、推定された遅延時間推定値には若干の誤差が含まれる。高周波デバイスにおける反射/伝送係数を厳密に推定する際には、その誤差に注意しなければならない。

2.2.4 フーリエ変換法の利点・欠点

このようにフーリエ変換法に基づくタイムドメイン機能には種々の利点、欠点が存在する。その限界についてまとめると、以下のようなになる。まず利点として、

- 入力過程のモデルの形に依存しないノンパラメトリック (nonparametric) な手法である。

- パラメータの変化に対して比較的鈍感な、ロバスト性の高い手法である(安定した手法である).

- 実現が容易である.

などが挙げられる. 限界は,

- 高い分解能を得るためには周波数帯域幅を広げなければならない.

- 遅延時間推定誤差を完全に取り除くことは容易ではない.

である.

実際には周波数帯域幅にも測定機器に依存する限界があり, また, バンドパスデバイスの際にはその帯域幅以上に増加させることは本質的な意味をなさない. このように本手法による時間領域解析は種々の物理的な制約により, その分解能を制限されることになる.

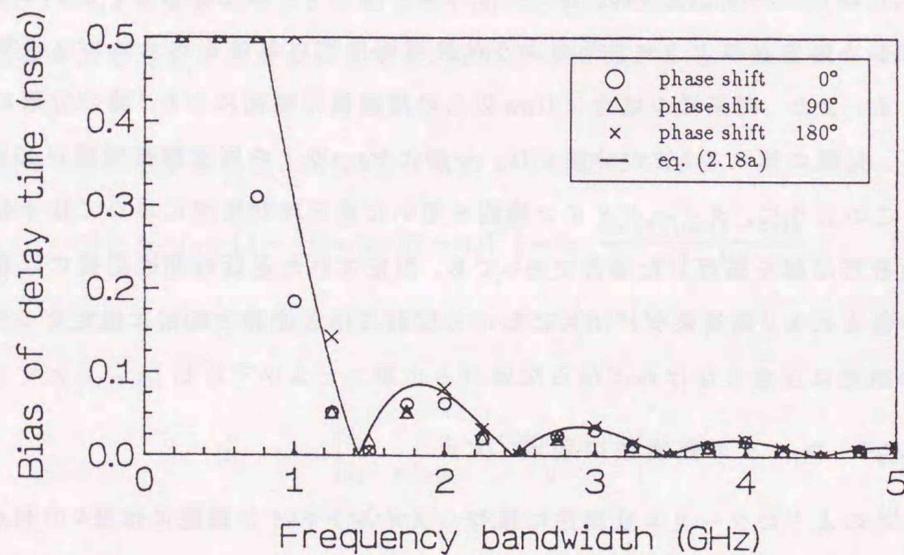


図 2.5: 周波数帯域幅と遅延時間推定誤差.

2.3 波源探査とスーパーレゾリューション法

フーリエ変換法の応用例の一つとして, アレーアンテナによる波源探査がある. 前述の周波数系列を逆フーリエ変換することにより時間領域における応答の分布の推定が可能であることと同様に, (直線)アレーアンテナの各素子出力をフーリエ変換することにより波源の空間分布(Spatial Spectrum, 空間スペクトルといわれる)が得られる. このようなフーリエ変換法に基づく波源の空間分布推定では, 前述の議論同様, アレーの開口長により, 分解能が制限される. しかしながら, 近年, 信号と雑音の統計的な性質の違いを利用することによりアレー本来の分解能限界を越えた高分解能性を実現した手法が数多く提案されている. これらの手法を総称して“スーパーレゾリューション法”という. スーパーレゾリューション法には, 数多くの手法がある[5]-[9]. その中でも特にデータから構成される共分散行列の固有値解析法に基づく一連の手法が, 著しい分解能を示すことが報告されている. 以下では, その中でも広く知られている MUSIC アルゴリズム[10]を取り上げる.

2.3.1 MUSIC アルゴリズム

L 個の特性の等しいセンサアレーからなる直線アレーが d 個の狭帯域信号 $u_1(t), u_2(t), \dots, u_d(t)$ を受信しているものとする. これらの信号はアレー軸に対しそれぞれ $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_d$ 方向から到来するものとする(図 2.6). $P_k; k=1, 2, \dots, d$ を信号電力, $\rho_{ij}; i, j=1, 2, \dots, d$ をこれらの信号の相関係数を表すものとする. すなわち,

$$P_k = E[|u_k(t)|^2], \quad k=1, 2, \dots, d \quad (2.19)$$

および,

$$\rho_{ij} = \frac{E[u_i(t)u_j^*(t)]}{\sqrt{P_i P_j}}, \quad i, j=1, 2, \dots, d; |\rho_{ij}| \leq 1. \quad (2.20)$$

ここで, $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す. ここでは, これらの信号はいずれもコヒーレントではないものと仮定する ($|\rho_{ij}| \neq 1$). 信号の重ね合わせの原理より, i 番目のセンサにおける受信信号 $x_i(t)$ は次のように書き表される.

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^d u_k(t) e^{-j\pi d_i \cos \theta_k} + n_i(t). \quad (2.21)$$

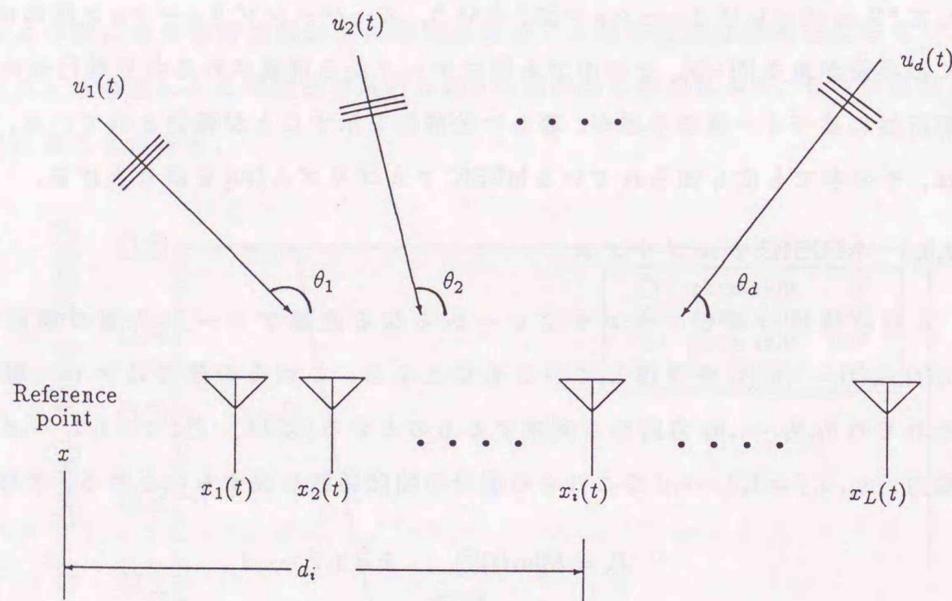


図 2.6: アレーアンテナによる波源の到来方向推定.

d_i は半波長で規格化された、参照素子に対する i 番目のセンサ素子位置、 $n_i(t)$ は i 番目のセンサ雑音である。ここで、雑音は定常的であり、かつ、平均0の無相関ランダム過程であるものと仮定する。さらに雑音は互いに等しい分散を有し、無相関であるものとする。すなわち、

$$E[n_i(t)n_j(t)] = \sigma^2 \delta_{ij}$$

ここで、 δ_{ij} はディラックのデルタ関数、 σ^2 は雑音電力である。

また $\omega_k = \pi \cos \theta_k$; $k = 1, 2, \dots, d$ とし、式(2.21)をベクトル表示を用いて書き表すと、

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^d u_k(t) \mathbf{a}(\omega_k) + \mathbf{n}(t) \quad (2.22)$$

ここでベクトル $\mathbf{x}(t)$ は $L \times 1$ ベクトル、

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_L(t)]^T \quad (2.23)$$

であり複素空間 \mathbb{C} 上の L 次元ヒルベルト (Hilbert) 空間 \mathbb{H} 内に存在する。ここで、 T は転置を表す。 $\mathbf{a}(\omega_k)$ は到来方向 θ_k に関する“モードベクトル (mode vector)”である。すなわち、

$$\mathbf{a}(\omega_k) = [e^{-jd_1\omega_k}, e^{-jd_2\omega_k}, \dots, e^{-jd_L\omega_k}]^T \quad (2.24)$$

アレー出力ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は、さらに、

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.25)$$

と書き表すことができる。ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= [u_1(t), u_2(t), \dots, u_d(t)]^T \\ \mathbf{n}(t) &= [n_1(t), n_2(t), \dots, n_L(t)]^T \end{aligned} \quad (2.26)$$

また、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\omega_1), \mathbf{a}(\omega_2), \dots, \mathbf{a}(\omega_d)] \quad (2.27)$$

は、 d 個の方向ベクトルからなる $L \times d$ 行列である。仮定より $L \times L$ 出力共分散行列、

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] \quad (2.28)$$

は、次の形式に書き表すことができる。

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^H(t)]\mathbf{A}^H + E[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}_u\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (2.29)$$

定義より R_{xx} はエルミート正定であることに注意されたい。上式における H は複素共役転置, I は単位行列である。また,

$$S_u = E[u(t)u^H(t)] \quad (2.30)$$

は $d \times d$ の信号共分散行列を表し, データ内にコヒーレント信号が存在しない場合 ($|\rho_{ij}| \neq 1$), 正則となる。 S_u がランク d で, かつ方向ベクトル $a(\omega_1), a(\omega_2), \dots, a(\omega_d)$ が一次独立である場合, A もまたランク d となり, 半正定行列 $AS_u A^H$ のランクも d となる。 $\mu_1 \geq \mu_2 \geq \dots \geq \mu_d$ を $AS_u A^H$ の d 個の非零固有値とする。このとき, R_{xx} の固有値 $\lambda_k; k=1, 2, \dots, L$ に対して以下の定理が成立する。

[定理1] d 個のモードベクトルから構成される行列 A がフルランクであり, かつ, 信号共分散行列 S_u が正則であるとき, 共分散行列 R_x の固有値に関して次の関係が成立する。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_L = \sigma^2 \quad (2.31)$$

[証明] 共分散行列 R_{xx} の固有値, 固有ベクトルからなる行列 Λ, E をそれぞれ次のように定義する。

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & 0 \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \lambda_L \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$E = [e_1, e_2, \dots, e_L] \quad (2.33)$$

共分散行列 R_{xx} とその固有値, 固有ベクトルの関係より,

$$R_{xx} E = E \Lambda \quad (2.34)$$

式(2.29), (2.34) より,

$$AS_u A^H E + \sigma^2 I E = E \Lambda \quad (2.35)$$

また E の列は固有ベクトルであるので,

$$E E^H = I \quad (2.36)$$

式(2.35), (2.36) より,

$$AS_u A^H = E(A - \sigma^2 I)E^H \quad (2.37)$$

仮定より,

$$\begin{aligned} \text{rank}[AS_u A^H] &= \text{rank}[E(A - \sigma^2 I)E^H] \\ &= \min \left(\text{rank}[E], \text{rank} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda_1 - \sigma^2 & & & 0 \\ & \ddots & & \\ & & \lambda_d - \sigma^2 & \\ & & & \lambda_{d+1} - \sigma^2 & \ddots \\ 0 & & & & & \lambda_L - \sigma^2 \end{bmatrix} \right\} \right) \\ &= d \end{aligned}$$

行列 E のランクは L であり, また R_{xx} は正定であるので, 上式が成立するためには $\lambda_{d+1} = \lambda_{d+2} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$ が必要である。したがって共分散行列 R_{xx} の固有値には,

$$\lambda_k = \begin{cases} \mu_k + \sigma^2, & k=1, 2, \dots, d \\ \sigma^2, & k=d+1, d+2, \dots, L \end{cases} \quad (2.38)$$

すなわち, 式(2.31)の関係が成立する。

[Q.E.D.]

式(2.31)から分かるように, 雑音電力 σ^2 より大きな固有値の個数から到来する信号の個数 d の推定が可能となる。厳密には式(2.29)を実現することは不可能である。なぜなら観測時間が有限だからである。通常, データ共分散行列の推定値として有限時間内に得られた測定データ“スナップショット”から算出される共分散行列を用いる。スナップショット数の有限性のため, 雑音固有値は厳密には σ^2 に収束せず, ある分散を有した分布を示すこととなる。このため, SNRの高い場合 ($\lambda_d \gg \lambda_{d+1}$) には固有値のオーダーの違いから比較的容易に入射信号の個数を推定することが可能であるが, SNRの低い場合 ($\lambda_d \gtrsim \lambda_{d+1}$) には, 明確に入射信号数を決定することが困難となる。

このような場合の入射信号数を決定するためのアルゴリズムとしては, 以前より AIC [11],[12], MDL[13] などが知られている。さらに近年ではMDLの改良, 計算量の軽減等を目的としたアルゴリズムの開発を目的とした研究が進められており, 文献

[14]-[17]などが提案されている。必要に応じてそれらのアルゴリズムを取り入れると良い。

また, [定理1]に示した固有値 λ_i ; $i=1, 2, \dots, L$ に対応する固有ベクトル e_i ; $i=1, 2, \dots, L$ と入射信号の到来方向に関するモードベクトルの間には次のような興味深い関係が成立する。

[定理2] 最小固有値(雑音固有値)に対応する固有ベクトルは, 行列 A の列, すなわちモードベクトルに直交する。

[証明] 式(2.33)の E を次のように2つの行列に分割する。

$$E = [e_1, e_2, \dots, e_d | e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_L] = [E_S | E_N] \quad (2.39)$$

ここで E_N は最小固有値に対応する固有ベクトルを列とする $L \times (L-d)$ 行列であり, E_S は他の大きな固有値に対応する固有ベクトルからなる $L \times d$ 行列である。式(2.37)の両辺に右から E_N を乗ずる。式(2.38), および固有ベクトルの性質より,

$$\begin{aligned} (AS_u A)E_N &= (E(\Lambda - \sigma^2 I)E^H)E_N \\ &= E \begin{bmatrix} \mu_1 & & & & 0 \\ & \mu_2 & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & \mu_d & \\ 0 & & & & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_S^H \\ E_N^H \end{bmatrix} E_N \end{aligned} \quad (2.40)$$

上式より,

$$AS_u A^H E_N = 0 \quad (2.41)$$

あるいは同様に,

$$A^H e_i = 0 \iff e_i^H a(\omega_k) = 0, \quad d+1 \leq i \leq L, 1 \leq k \leq d \quad (2.42)$$

すなわち, 最小固有値(雑音固有値)に対応する固有ベクトルは, モードベクトルに直交する。 [Q.E.D.]

この互いに直交する雑音に対応する固有ベクトルと各モードベクトルの関係に注目しよう。 d 個のモードベクトル $a(\omega_1), a(\omega_2), \dots, a(\omega_d)$ はそれら自体一次独立であ

り, この方向ベクトルにより張られる d 次元“信号”部分空間 S は雑音に対応する固有ベクトルにより張られる部分空間 N と直交する。したがって N は S の直交補空間であり, “雑音”部分空間と呼ばれるものである。加えて, H は通常, 有限次元の部分空間とその補空間の和として表すことができるので, 次式を得る。

$$H = S \oplus N \quad (2.43)$$

ここで,

$$S = \text{span}\{a(\omega_1), a(\omega_2), \dots, a(\omega_d)\} \quad (2.44)$$

および,

$$N = \text{span}\{e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_L\} \quad (2.45)$$

このような信号, 雑音部分空間の概念はReddi[18], BienvenuとKopp[19], Schmidt[10]等により導入されたものである。したがって, 次の関数のピーク

$$P_{music}(\omega) = \frac{L}{\sum_{i=d+1}^L |e_i^H a(\omega)|^2} = \frac{a^H(\omega)a(\omega)}{a^H(\omega)E_N E_N^H a(\omega)} \quad (2.46)$$

あるいは等価的に次式の d 個の零点

$$Q_{music}(\omega) = \sum_{i=d+1}^L |e_i^H a(\omega)|^2 = a^H(\omega)E_N E_N^H a(\omega) \quad (2.47)$$

により真の到来方向に対応する ω を推定することが可能となる。Schmidt[10]に従い, 本手法をMultiple Signal Classification (MUSIC)法と呼ぶことにする。式(2.46)は $L \geq d+1$ の場合のみ意味を持ち, これはセンサ素子の数が全信号数よりも少なくとも1つ以上多くなければならないことを意味する。(フーリエ変換法に基づく)ビームフォーミングによる信号の到来方向推定などとは異なり, ここでの $P_{music}(\omega)$ では各到来方向の信号電力の推定は行われぬ。しかしながら, アレー出力の共分散行列 R_{xx} のアンサンブル平均が正確に推定されているならば, 無相関, かつ等雑音の条件の下で $P_{music}(\omega)$ のピークは真の到来方向に一致することが保証される。すなわち, 理想的な場合, 本手法ではビームフォーミング法による到来方向推定時のような本質的な分離限界は存在しない。これらのピーク(あるいは $Q_{music}(\omega)$ の零点)

は、通常、信号の到来角の間隔に依存せず明瞭に検出することが可能である。このようにデータ共分散行列の固有構造に着目した手法では、原理的にその分解能はアレー開口に依存せず、近接したターゲットを分離、識別することができる。

特に信号電力の推定値が必要な場合には、式(2.46)あるいは式(2.47)の推定結果より既知となった、モードベクトル $a(\omega_k)$; $k=1,2,\dots,d$ からなる行列 A 、および固有値解析結果より得られた雑音電力を用いて次式を計算することとなる。

$$S_u = (A^H A)^{-1} A^H (R_{xx} - \sigma^2 I) A (A^H A)^{-1} \quad (2.48)$$

S_u の対角要素は各入射信号の電力を表す。また、非対角項、および式(2.20)の関係より、各入射信号間の相関係数が明らかとなる。

このようにMUSICアルゴリズムでは、入射信号がコヒーレントではない場合、波源の個数、および、その到来方向の分離検出が可能となる。しかしながら、マルチパス伝搬のように式(2.21)のいくつかの信号が完全相関(すなわちコヒーレント)である時には、式(2.30)に示した行列 S_u が特異となり、上記の結論はもはや真ではない。このような状況下においても上述の原理を適用すべくいくつかの手法が考案されている。次節では、入射信号が完全相関である場合の共分散行列を考え、空間スムージング法(Spatial Smoothing Preprocessing, SSP)と呼ばれる一連の相関抑圧前処理法に関して言及する。

2.3.2 空間スムージング法

L 個のセンサからなる等間隔直線アレーを考える。方向 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k$ からの d 個の狭帯域信号を受信しているものとする。また、これらの入射信号は完全相関であると仮定する。すなわち、これら d 個の信号 $u_1(t), u_2(t), \dots, u_d(t)$ は、位相遅れ、振幅は異なるものの、本質的には同じ情報を有する相似な信号である。よって、 $u_k = \alpha_k u_1(t)$; $k=1,2,\dots,K$ と表すことができる。ここで α_k は $u_1(t)$ に対する k 番目の信号の複素減衰項である。再び、アレー間隔は半波長で規格化されており、信号と雑音は定常、零平均、無相関のランダム過程であり、さらに雑音は分散 σ^2 を有し、互いに無相関であるものと仮定する。先に示したように i 番目の素子の受信信号 $x_i(t)$ は $d_i = (i-1)$

として式(2.21)のように表される。また入射信号がコヒーレントであるため式(2.26)で表される信号ベクトルの信号共分散行列 S_u は次式となる。

$$S_u = E[u(t)u^H(t)] = u(t)u^H(t) \triangleq uu^H \quad (2.49)$$

すなわち、平均操作は意味をなさず、この行列 S_u は特異となる。ここで、

$$u = [u_1, u_2, \dots, u_d]^T \quad (2.50)$$

とする。仮定よりアレー出力共分散行列 R_{xx} は次のように表される。

$$R_{xx} = Auu^H A^H + \sigma^2 I \quad (2.51)$$

もし $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L$ かつ e_1, e_2, \dots, e_L を R_{xx} の固有値、固有ベクトルとすると、先の結論より、

$$\lambda_2 = \lambda_3 = \dots = \lambda_L (= \sigma^2) \quad (2.52)$$

となる。

信号固有値 λ_1 に対応する固有ベクトル e_1 は入射信号のモードベクトルの重み付き線形和で表される1次元の信号部分空間を張る。方向ベクトルのバンダモンド(Vandermonde)構造的性より、方向ベクトルの線形和は他の方向ベクトルとなることはない。結果として e_1 はもはや妥当な信号部分空間ではなく、式(2.46)では真の到来方向を推定することはできない。 S_u の正則性の必要性はEvans等により指摘されており、また、Shanらによってコヒーレントな場合においても式(2.49)の S_u と等価なフルランク状態を保証する前処理が導入されている[20]。この前処理、空間スムージング法は L 個のセンサを分割した相重なる M 個のサブアレーを用いた処理法である。 $\{1, 2, \dots, N\}$ 素子が第1サブアレーを、 $\{2, 3, \dots, N+1\}$ が第2サブアレーを形成する。最後のサブアレーは $\{L-N+1, L-N+2, \dots, L\}$ となる(図2.7参照)。 $x_m(t)$; $m=1, 2, \dots, M$ を m 番目のサブアレーとする。ここで M はサブアレーの総数を表す。よって、

$$x_m(t) = [x_m(t), x_{m+1}(t), \dots, x_{m+N-1}(t)]^T, \quad m=1, 2, \dots, M \quad (2.53)$$

また、次のように表現することも可能である。

$$\mathbf{x}_m(t) = \mathbf{A}D^{m-1}\mathbf{u}(t) + \mathbf{n}_m(t), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.54)$$

ここで D^{m-1} は $d \times d$ 行列

$$D = \begin{bmatrix} \nu_1 & & & 0 \\ & \nu_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \nu_d \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

の $(m-1)$ 乗を表す。ここで

$$\nu_i = e^{-j\omega_i}, \quad \omega_i = \pi \cos \theta_i, \quad i = 1, 2, \dots, d \quad (2.56)$$

m 番目のサブアレー共分散行列は、

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_m &= E[\mathbf{x}_m(t)\mathbf{x}_m(t)^H] \\ &= \mathbf{A}D^{m-1}\mathbf{S}_u(D^{m-1})^H\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.57)$$

となる。データ全体の共分散行列 \mathbf{R}_{xx} とサブアレー共分散行列 \mathbf{R}_m の関係を図 2.8 に示した。空間スムージング法は上記のサブアレー共分散行列 \mathbf{R}_m の平均値により定義される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{SSP} &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \mathbf{R}_m = \mathbf{A} \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{m-1}\mathbf{S}_u(D^{m-1})^H \right] \mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}_{SSP}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.58)$$

ここで、

$$\mathbf{S}_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{m-1}\mathbf{S}_u(D^{m-1})^H \quad (2.59)$$

完全コヒーレント環境での \mathbf{S}_u は式 (2.49) で与えられ、

$$\mathbf{S}_{SSP} = \frac{1}{M} = [\mathbf{u}, D\mathbf{u}, D^2\mathbf{u}, \dots, D^{M-1}\mathbf{u}] \begin{bmatrix} \mathbf{u}^H \\ (D\mathbf{u})^H \\ (D^2\mathbf{u})^H \\ \vdots \\ (D^{M-1}\mathbf{u})^H \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \mathbf{C}\mathbf{C}^H \quad (2.60)$$

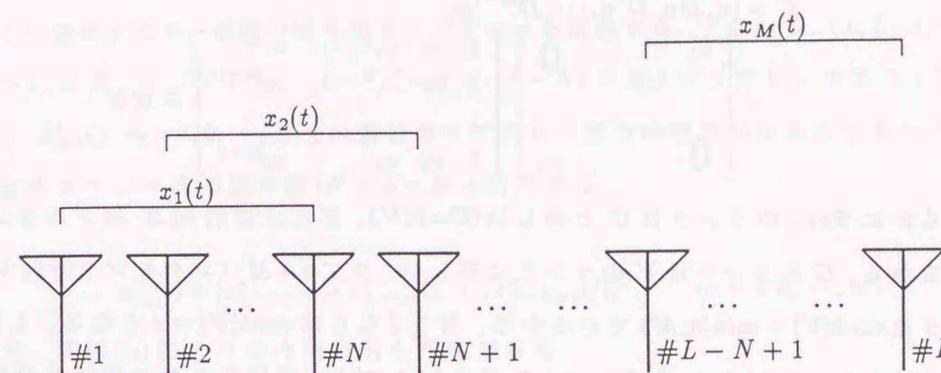


図 2.7: 空間スムージング法におけるサブアレーの分割。

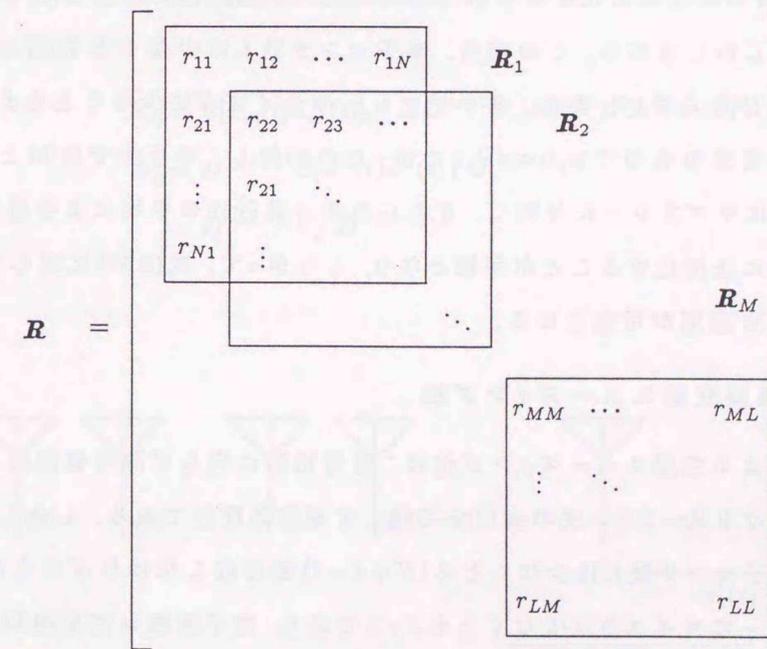


図 2.8: 全データ共分散行列とサブアレー共分散行列の関係。

前と同様に平均化された後ろ向きサブアレー共分散行列 R'_{SSP} も、これらの共分散行列の平均値から定義される。

$$\begin{aligned} R'_{SSP} &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M R'_m = A \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{m-1} S'_u (D^{m-1})^H \right] A^H + \sigma^2 I \\ &= A S'_{SSP} A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (2.66)$$

ここで、

$$S'_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{m-1} S'_u (D^{m-1})^H$$

上式においても $M \geq d$ 時には S'_{SSP} が正則となることは、前節の証明手順を用いて示すことができる。したがって、この後進型空間スムージング法によっても d 個のコヒーレント波源の到来方向推定を $2d$ 素子で実現可能となる。

次に前進方向、後進方向を同時に用いた場合について示す。この手法を以降、改良型空間スムージング法 (Modified Spatial Smoothing, MSSP) と呼ぶ。この場合では、必要な素子数をさらに減ずることが可能となる。まず前進/後進方向平均化共分散行列 R_{MSSP} を次のように定義する。

$$R_{MSSP} = \frac{R_{SSP} + R'_{SSP}}{2} \quad (2.67)$$

式(2.58), (2.66) より、

$$R_{MSSP} = A S_{MSSP} A^H + \sigma^2 I \quad (2.68a)$$

$$S_{MSSP} = \frac{1}{2} \{ S_{SSP} + S'_{SSP} \} \quad (2.68b)$$

と表すことができる。

また文献[21]では、 $JA^* = A(D^{m-1})^*$ の関係に着目し、

$$R_{MSSP} = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{ R_m + J R_m^* J \} \quad (2.69)$$

と表している。ここで、 J は以下のようなベクトルの要素の順序を入れ換える $N \times N$ 行列である。

$$J = \begin{bmatrix} 0 & & & 1 \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ 1 & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

式(2.68a) (あるいは式(2.69)) で与えられる改良型空間スムージング法では、 $2d \geq M$ ならば d 個の入射信号の相関の程度に拘らず S_{MSSP} が正則となる (証明は [8], [21], [22] を参照されたい)。したがって、 R_{MSSP} の固有値は $\bar{\lambda}_1 \geq \bar{\lambda}_2 \geq \dots \geq \bar{\lambda}_d > \bar{\lambda}_{d+1} = \bar{\lambda}_{d+2} = \dots = \bar{\lambda}_N = \sigma^2$ を満たす。よって式(2.47)のように次式の $Q_{music}(\omega)$ のヌル、

$$Q_{music}(\omega) = \sum_{k=d+1}^N |\tilde{\beta}_k^H a(\omega)|^2$$

あるいは、式(2.46) で表した次式、

$$P_{music}(\omega) = \frac{N}{Q_{music}(\omega)}$$

のピークは真の到来方向に一致する。ここで $\tilde{\beta}_1, \tilde{\beta}_2, \dots, \tilde{\beta}_M$ は、 R_{MSSP} の固有値 $\bar{\lambda}_1, \bar{\lambda}_2, \dots, \bar{\lambda}_M$ に対応する固有ベクトルである。

ここでは、前進/後進方向空間スムージング法を用いることにより、(d 個の入射信号を) 信号間の相関状態に拘らず、少なくとも $[3d/2]$ 素子アレーによる到来方向の推定が可能であることを示した。式(2.68a)でのスムージングされた共分散行列 R_{MSSP} は式(2.29)のものと同形であるので、固有値解析法が適用可能であり、正確な到来方向推定が可能である。

2.3.4 他の相関抑圧前処理法

第2.3.2, 2.3.3節で示した信号相関抑圧前処理法は、コヒーレント環境下で共分散行列の固有値解析法に基づくスーパーレゾリューション法を用いる際、現在、広く一般的に用いられている手法である。このようなサブアレーを用いない相関抑圧法としては Haber 等によるアレー自身の動きにより生ずる入射信号の周波数のドップラーシフトを用いた相関抑圧法 [23]、あるいは、Zoltwski 等により提案された信号相関を考慮にいれモードベクトルの結合を含めた信号部分空間を直接解析することで、相関抑圧前処理を行うことなく到来方向推定を可能とした MUSIC アルゴリズムなどがある [24]。前者の場合、問題の性質上、その適用範囲は制約される。また、後者の手法では多次元の掃引を必要とするため計算量が膨大となるなどの欠点がある。

サブアレーを用いることにより、信号相関抑圧を行う手法は、ここで紹介した手法以外にも他にいくつか提案されている。文献[25]の手法は、Pillai 自身が文献[8]で

言及しているように共分散行列の一部(第一列,あるいは第一行)の情報のみにより,共分散行列を再構成するものであるため,SSPあるいはMSSPのように対角に配置されたエルミート小行列の平均化(図2.8)による手法に比べ,共分散行列が活用されているとは言えず性能は劣化する.図2.8から分かるように,SSPあるいはMSSPにおいても全体の共分散行列を全て活用していないことが分かるであろう.これら全てを活用するようアルゴリズムに修正を加えた手法が文献[26]のものである.また,文献[27]のように若干の処理を加えることによりSNRに対する空間スムージング法の性能の向上を試みた手法も存在する.

2.4 時間領域測定におけるスーパーレゾリューション法

2.4.1 狭帯域時間領域測定法の必要性

第2.2節での議論から分かるように,フーリエ変換法に基づく時間領域手法には本質的な分離可能限界がある.一方,そのようなアレー信号処理のアプリケーションの一つであるアレーアンテナを用いた波源の到来方向(空間スペクトル)推定分野では,MUSICアルゴリズムに代表される固有値解析法に基づくスーパーレゾリューション法が数多く提案され,その特性の解析,さらなる特性改善が精力的に進められており,従来のフーリエ変換法に基づくビームフォーミング法では得ることの出来ない高分解能性が実現されている.アレー素子から得られる(空間)サンプルデータと,その波源分布推定パターン.すなわち空間スペクトルは本質的にフーリエ変換により関係づけられる量である.フーリエ変換の性質から明らかのように,従来法(ビームフォーミング)の空間スペクトル分解能はアレー開口により制限されるのに対し,スーパーレゾリューション法では,ビームではなくヌルを用いたヌルステアリングの概念に着目し,その分解能を著しく向上させたのである.

測定全般における主問題は,いかに高精度な測定を実現するかにある.ここでネットワークアナライザでの測定について考えてみよう.例えば回路測定の場合では,測定上の制約のため付加的な回路(極性変換コネクタ等)を挿入しなければならないことがある.また,アンテナ(利得/パターン)測定では,地面,建造物等からの反射が混入することがある.このような場合,いかに不要な波を取り除き,所望す

る入射波のみの特性を得るかが問題となる.前者の場合,挿入回路のみの特性を事前に測定し,その値を用いて測定結果を補正し,所望の特性を推定することは可能である.また,後者の場合では,地面からの反射の影響を軽減(あるいは積極的に利用)するためのいくつかの測定レンジが存在する.従来の測定システムでは,このように予備実験を必要としたり,測定システム自体の物理的な変更を必要とする事が多い.

しかしながら,エレクトロニクス,特にマイクロプロセッサの進歩に伴い信号処理機能を有する測定器も見られるようになってきた.ネットワークアナライザ等のマイクロ波領域の測定機器においても,FFTに基づくタイムドメイン機能が付加され,時間領域測定が可能となっている.すなわち,周波数領域では干渉している所望波と不要波の応答は,ある程度の周波数帯域幅データの逆フーリエ変換により時間領域での分離検出が可能となる.したがって,時間領域において所望の応答を取り出し(ゲーティング,時間領域フィルタリング)再びフーリエ変換を施すことにより,所望波のみの周波数データを得ることが可能となる.このように不要波の除去のプロセスはすべて測定器内で数値的に処理される.よって,先に示した従来のシステムのように測定精度の向上のため物理的な制約を伴うことはなく,自由度の高い測定系の構築が可能となっている.

このネットワークアナライザで用いられているタイムドメイン機能は,先の空間スペクトル推定問題でのビームフォーミング法に対応する手法である.言うまでもなく,時間領域でのレスポンス分解能は周波数帯域幅に依存する.すなわち,高分解能性実現のためには広い周波数帯域幅を確保する必要がある.ところが実際の電磁波測定を考えると,一般に広い周波数帯域幅を確保することが困難であることが分かる.高周波帯でのフィルタ,整合回路,あるいはアンテナなど,そのどれもが一般に狭帯域デバイスである.したがって,FFT法による時間領域法の分解能はほぼDUT内の最も狭帯域な素子の通過域(帯域幅)で制限され,それ以上帯域幅を広げることは意味をなさない.このような事情から,電磁波測定においても,周波数帯域幅に依存しない高分解能な時間領域推定法の実現が求められている.

アレーアンテナにおける空間スペクトル推定法では,スーパーレゾリューション法によりビームフォーミング法の限界を克服することが可能となった.本問題にお

ける遅延時間推定においても、波源の到来方向推定と同様に測定データと推定スペクトルはフーリエ変換により関係づけられる量であるため、スーパーレゾリューション法の適用が可能である。ここでは、第2.2節における定式化と第2.3節での波源探査における信号モデルとの対応関係を明らかにし、MUSICアルゴリズムを用いた遅延時間推定法の定式化を行う。

2.4.2 ネットワークアナライザでのデータモデル

ネットワークアナライザで得られる周波数データ $r(f)$ は、被測定物の時間領域での応答分布を $r(t)$ として、

$$r(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)e^{-j2\pi ft} dt + n(f) \quad (2.71)$$

で与えられる。上式はフーリエ変換の定義そのものであり、いかなる場合にも厳密に成立する。時間領域において応答が広く連続的に分布する場合には上式による表現が最も適切であるが、応答が有限個であり、離散的に分布しているような場合、あるいは、ある程度の分布はみられるが、個々の応答が鋭いピークを有しているような場合には、以下の近似式により良好に記述することが可能である。

$$r(f) = \sum_{k=1}^d s_k(f) \cdot e^{-j2\pi ft_k} + n(f) \quad (2.72)$$

ここで d は離散的に存在する応答の個数であり、 t_k はその存在位置(反射/伝送波の遅延時間)、 $s_k(f)$ は各信号の反射/伝送係数である。

さらに狭帯域での測定に限定して考えた場合、帯域幅が十分に狭いならば反射/伝送係数の周波数特性を無視することが可能となる。このとき $r(f)$ は次式となる。

$$r(f) = \sum_{k=1}^d s_k \cdot e^{-j2\pi ft_k} + n(f) \quad (2.73)$$

上式のようなモデル化が妥当であるか、また、どの程度までの帯域幅を狭帯域であると見なすことが可能であるかという問題は、後に適用を試みる MUSIC アルゴリズムの分解能特性にも関係するため、単純に定量化できない問題である[†]。

[†]MUSICアルゴリズムが適用可能であるかという問題は第3章~第6章に示す実際の諸問題に対する適用結果を通して実験的に明らかにしていく。

このように離散的な反射/伝送波から構成される測定データは、式(2.73)に示すように信号パラメータ s_k 、遅延時間パラメータ t_k を未知数とした簡潔な形に表す事ができる。たとえ式(2.72)のように各信号の周波数特性が存在する場合であっても、近似モデルとして式(2.73)を採用し、その解を用いた推定が測定精度の向上に有効である場合も少なくない。

さて、式(2.73)により定式化されたネットワークアナライザでの測定データモデルと、式(2.21)で表されるアレーアンテナでの波源の到来方向推定時の信号モデルを対比してみよう

$$(2.73) : r(f_i) = \sum_{k=1}^d s_k e^{-j2\pi f_i t_k} + n(f_i)$$

$$(2.21) : x_i(t) = \sum_{k=1}^d u_k(t) e^{-j\pi d_i \cos \theta_k} + n_i(t)$$

上式より、式の形式は全く同型であり、各パラメータにおいても一対一の対応関係を見いだすことができる。これらを表2.3にまとめる。同表のように、アレーアンテナにおける入射信号数は反射/伝送波の数に、また、入射波の複素包絡線は反射/伝送係数に対応する。さらに、本問題における主推定パラメータである遅延時間 t_k

表 2.3: アレーアンテナによる波源の到来方向推定問題とネットワークアナライザにおける遅延時間推定問題。

	アレーアンテナ	ネットワークアナライザ
基本推定パラメータ	・到来方向推定 ($\cos \theta_k$)	・遅延時間(距離)推定 (t_k)
出力データ	・入射信号の複素包絡線 ($u_k(t)$) およびその波面情報 ($e^{-j\pi d_i \cos \theta_k}$)	・反射/伝送係数情報 (s_k) およびその位置情報 ($e^{-j2\pi f_i t_k}$)
	・アンプ等による雑音	・発振器等による雑音
幾何学的対応	・アンテナ素子	・周波数サンプルポイント
	・素子間隔	・サンプリング周波数間隔

は波源の到来方向推定パラメータ $\cos\theta_k$ に対応する。したがって、第2.3.1節での波源の到来方向推定におけるMUSICアルゴリズムの定式化は、周波数データを用いた遅延時間推定問題に対して以下のように書き表される。

まず式(2.73)は次のようにベクトル表示される。

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.74)$$

ここで、

$$\mathbf{r} = [r(f_1), r(f_2), \dots, r(f_L)]^T \quad (2.75)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(t_1), \mathbf{a}(t_2), \dots, \mathbf{a}(t_d)] \quad (2.76)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_d]^T \quad (2.77)$$

$$\mathbf{n} = [n(f_1), n(f_2), \dots, n(f_L)]^T \quad (2.78)$$

また、式(2.76)で用いられるベクトル $\mathbf{a}(t_i)$; $i = 1, 2, \dots, d$ は式(2.24)に対応し、ここでは遅延時間 t_k に関する“モードベクトル”となる。すなわち、

$$\mathbf{a}(t_k) = [e^{-j2\pi f_1 t_k}, e^{-j2\pi f_2 t_k}, \dots, e^{-j2\pi f_L t_k}]^T, \quad k = 1, 2, \dots, d \quad (2.79)$$

式(2.78)における雑音 $n(f_i)$ が周波数サンプル間で無相関なガウス雑音、

$$E[n(f_i)n(f_j)^*] = \sigma^2 \delta_{ij} \quad (2.80)$$

を満足する(ここで σ^2 は雑音電力)ならば、データベクトル \mathbf{r} の相関行列 \mathbf{R} は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] = \mathbf{A}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (2.81)$$

ここで、

$$\mathbf{S} = \mathbf{s}\mathbf{s}^H \quad (2.82)$$

もし式(2.82)での \mathbf{S} が正則ならば \mathbf{R} は第2.3.1節での[定理.1], [定理.2]に準じる性質を有し、この関係から反射波の個数が、また、式(2.46), (2.47)に対応する以下の関数、

$$P_{music}(t) = \frac{L}{\sum_{i=d+1}^L |e_i^H \mathbf{a}(t)|^2} = \frac{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(t)} \quad (2.83)$$

$$Q_{music}(t) = \sum_{i=d+1}^L |e_i^H \mathbf{a}(t)|^2 = \mathbf{a}^H(t)\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{a}(t) \quad (2.84)$$

により遅延時間 t_k ; $k = 1, 2, \dots, d$ を推定することができる。問題は信号相関行列 \mathbf{S} の性質である。

2.4.3 ネットワーク解析と信号相関抑圧前処理

ここで S パラメータの定義に戻って考えてみる。図2.10のシグナルフローに示すように S パラメータは、測定器からデバイスに入射する信号とデバイスから反射あるいは透過した信号の比によって定義される。

例えば反射 (S_{11}) 測定では、入射信号と反射信号は、

$$r(f) = S_{11}(f) = \frac{b_1(f)}{a_1(f)} \implies b_1(f) = a_1(f)r(f) \quad (2.85)$$

と関係づけられる。上式において $a_1(f) = 1$ となるよう規格化されているにすぎない。これはアクティブレダ同様、自分自身が発した無変調正弦波信号の反射を受信しており、マルチパス伝搬にはほかならない。したがって、式(2.81)に現れる信号相関行列 \mathbf{S} は特異となる。また式(2.82)から分かるように \mathbf{S} は各反射点の反射係数によるベクトル \mathbf{s} の相関行列である。反射係数は時不変のパラメータであり、確率変数ではない。したがって、時間平均操作 $E[\mathbf{S}]$ による変化は生ずることはなく、行列 \mathbf{S} のランクは1となる。よって、MUSICアルゴリズムを適用する際には信号相関抑圧処理が必要となる。ここでは、前出のSSPおよびMSSPの適用を考える。

図2.11に示すように測定データベクトル \mathbf{r} を M 個の相重なるサブアレーに分割する。 m 番目のサブアレーは次のようなベクトルである。

$$\mathbf{r}_m = [r(f_m), r(f_{m+1}), \dots, r(f_{m+N-1})]^T, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2.86)$$

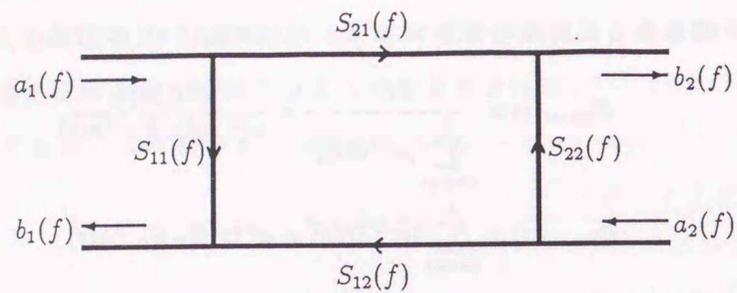


図 2.10: ネットワークアナライザでのシグナルフロー.

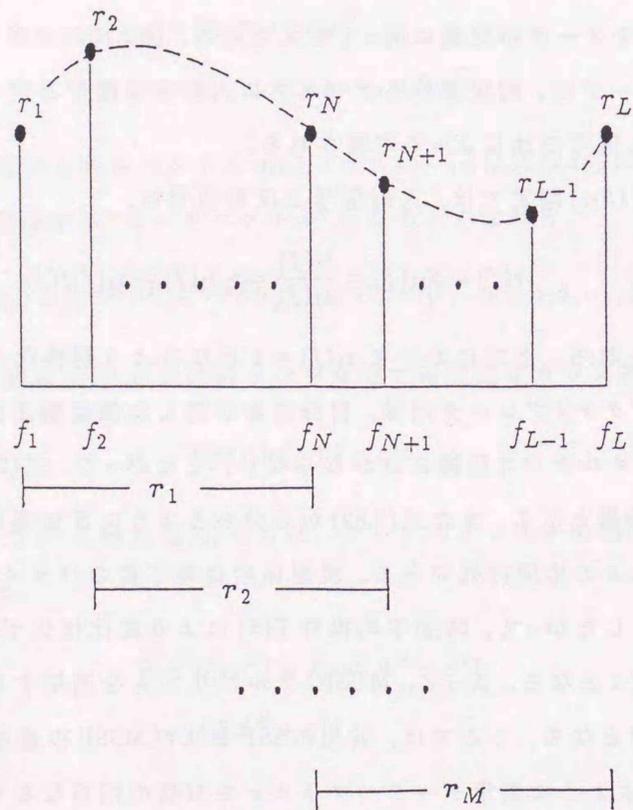


図 2.11: サブアレーの配置.

式(2.66)と同様に SSP により相関抑圧された相関行列 R_{SSP} は次式で定義される.

$$R_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M R_m = AS_{SSP}A^H + \sigma^2 I \quad (2.87)$$

ここで,

$$R_m = E[r_m r_m^H] \quad (2.88)$$

$$S_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{(m-1)} S (D^{(m-1)})^H \quad (2.89)$$

$$D = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi\Delta f t_1} & & & 0 \\ & e^{-j2\pi\Delta f t_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{-j2\pi\Delta f t_d} \end{bmatrix} \quad (2.90)$$

また, MSSP により相関抑圧された相関行列 R_{MSSP} は次式で与えられる.

$$R_{MSSP} = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{R_m + JR_m^* J\} \quad (2.91)$$

上式はまた, 式(2.82)の S , 式(2.90)の D を用いて,

$$R_{MSSP} = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{AD^{(m-1)}SD^{(m-1)H}A^H + JA^*D^{(m-1)*}S^*D^{(m-1)T}A^T J\} + \sigma^2 I \quad (2.92)$$

と表すこともできる. また, 次の関係式,

$$JA^* = AD_0 D^{(N-1)H} \quad (2.93)$$

$$D_0 = \begin{bmatrix} e^{j4\pi f_1 t_1} & & & 0 \\ & e^{j4\pi f_1 t_2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & e^{j4\pi f_1 t_d} \end{bmatrix} \quad (2.94)$$

を用いると, 式(2.92)をさらに次のように表すことができる.

$$\begin{aligned} R_{MSSP} &= A \left[\frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{D^{(m-1)}SD^{(m-1)H} + D_0 D^{(2-m-N)} S^* D^{(2-m-N)H} D_0^H\} \right] A^H + \sigma^2 I \\ &= AS_{MSSP}A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (2.95)$$

ここで,

$$S_{MSSP} = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{D^{(m-1)}SD^{(m-1)H} + D_0 D^{(2-m-N)} S^* D^{(2-m-N)H} D_0^H\} \quad (2.96)$$

である. SSP では $M \geq d$ で, また MSSP では $M/2 \geq d$ で信号相関行列 (S_{SSP} あるいは S_{MSSP}) が正則となり, このとき [定理 1], [定理 2] に準ずる以下の定理, [定理 1'], [定理 2'] が成立する.

[定理 1] d 個のモードベクトルから構成される行列 A がフルランクであり、かつ、信号相関散行列 S_{SSP} (あるいは S_{MSSP}) が正則であるとき、相関抑圧前処理を施された相関行列 R_{SSP} (あるいは R_{MSSP}) の固有値に関して次の関係が成立する。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_N = \sigma^2 \quad (2.97)$$

[定理 2] 最小固有値(雑音固有値: $\lambda_{d+1} \sim \lambda_N$)に対応する固有ベクトル($e_{d+1} \sim e_N$)は、行列 A の列、すなわちモードベクトル($a(t_1) \sim a(t_d)$)に直交する。したがって、次の関係が成り立つ。

$$\{a(t_1), a(t_2), \dots, a(t_d)\} \perp \{e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_N\} \quad (2.98)$$

よって、相関抑圧前処理されたデータ相関行列 R_{SSP} あるいは R_{MSSP} に対して MUSIC アルゴリズムの適用が可能となる。

2.4.4 MUSIC アルゴリズムと IFFT 法との関係

波源探査の分野での MUSIC アルゴリズムは、従来のビームステアリングとは逆のマルチステアリングの概念を用いることで高分解能性を実現した[28]ということについては先に指摘した。時間領域推定法としての MUSIC アルゴリズムも同様の解釈が可能である[29]。ここでは、IFFT 法に相当する時間領域掃引関数を定義し、MUSIC アルゴリズム、特に MUSIC-SSP 法での時間領域掃引関数との関係に関して論ずる[†]。

IFFT 法に相当する時間領域関数として次式を定義する。

$$P_{IFFT}(t) = \frac{1}{N} \cdot \left| \sum_{i=1}^N r(f_i) e^{-j2\pi f_i t} \right|^2 = \frac{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{r} \mathbf{r}^H \mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{a}(t)} = \frac{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{R} \mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{a}(t)} \quad (2.99)$$

ここで、スナップショットを導入し、 $\mathbf{R} \rightarrow E[\mathbf{r} \mathbf{r}^H]$ と解釈すると、 \mathbf{R} における信号部分空間のランクは 1 であるからその固有値、固有ベクトルを用いて、

$$\mathbf{R} = (\lambda_1 - \sigma^2) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (2.100)$$

[†]文献 [30], [31] も参照されたい。

と表現することができる。式(2.100)を式(2.99)に代入すると、

$$P_{IFFT}(t) = \frac{\lambda_1 - \sigma^2}{N} |\mathbf{a}^H(t) \mathbf{e}_1|^2 + \sigma^2 \quad (2.101)$$

を得る。このことから IFFT 法に相当する推定法においても固有値解析法を用いることにより、次のような雑音(上式の σ^2 の項)に依存しない推定法が実現されることが分かる。そこで、次の関数 $\bar{P}_{IFFT}(t)$ を定義する。

$$\bar{P}_{IFFT}(t) = \frac{1}{N} |\mathbf{a}(t)^H \mathbf{e}_1|^2 = \frac{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H \mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{a}(t)} \quad (2.102)$$

上式では、式(2.101)での係数 λ_1 を省略した(ピーク値が変化するのみである)。

一方、MUSIC-SSP 法での時間領域掃引関数は、

$$P_{music}(t) = \frac{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(t)} = \frac{N}{N - \mathbf{a}^H(t) \mathbf{E}_S \mathbf{E}_S^H \mathbf{a}(t)} \quad (2.103)$$

と表すことができる。ここで \mathbf{E}_S は信号固有値に対応する固有ベクトルを列とする行列、

$$\mathbf{E}_S = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_d] \quad (2.104)$$

である。いま信号相関を全く抑圧しない場合($M=1$)を考える。このとき $\mathbf{E}_S = \mathbf{e}_1$ であり、式(2.103)は次式となる。

$$P_{music}(t) = \frac{1}{1 - \frac{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{e}_1 \mathbf{e}_1^H \mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t) \mathbf{a}(t)}} = \frac{1}{1 - \bar{P}_{IFFT}(t)} \quad (2.105)$$

ここで、 $\bar{P}_{IFFT}(t) \leq 1$ であるから、 $\bar{P}_{IFFT}(t)$ と $P_{music}(t)$ を極大にする t は一致することが分かる。 $\bar{P}_{IFFT}(t)$ の分解能は SNR 依存性を改良した点を除けば IFFT 法に等しい。したがって、信号相関抑圧を施さない場合の MUSIC アルゴリズムの遅延時間推定法の分解能は、本質的に IFFT 法と一致することが分かる。コヒーレントな入射信号では信号相関行列 S が特異となるため、MUSIC アルゴリズムは高分解能性を実現することはできない。この場合の MUSIC アルゴリズムは IFFT 法と本質的な違いはない。IFFT 法において他の信号のローブにより分解能が劣化するという現象は、MUSIC アルゴリズムによる解析では、全ての信号が結合した一次元の信号部分

空間を用いているため他の信号の影響を分離することができないのであると解釈される。

MUSIC-SSP法により相関抑圧が実行されると、 d 次元の信号部分空間が現れる。このとき、式(2.103)は以下のように表すことができる。

$$P_{music}(t) = \frac{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{a}(t)}{N - \mathbf{a}^H(t)\mathbf{E}_S\mathbf{E}_S^H\mathbf{a}(t)} = \frac{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t)[\mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H]\mathbf{a}(t)} \quad (2.106)$$

ここで、 \mathbf{A} は各信号のモードベクトルを列とする $N \times d$ 行列である。上式から分かるように、相関抑圧を行い信号固有ベクトルから信号部分空間を定義することは、すなわち、各々のモードベクトルから作られる正規直交空間上の直交基底検出問題に変換することにほかならない。したがって、IFFT法のように他の信号のローブによるマスキング、SNR依存性などに影響されることのない推定が実現される。以上より、この $P_{music}(t)$ の分母に含まれる雑音部分空間は、時間領域において信号の存在位置にヌルを形成するフィルタ行列になっていることが分かる。

式(2.102)において、SSP法による相関抑圧を導入した以下のような新たな時間領域掃引関数を定義することもできる。

$$\bar{P}_{IFFT}(t) = \frac{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{E}_S\mathbf{E}_S^H\mathbf{a}(t)}{\mathbf{a}^H(t)\mathbf{a}(t)} \quad (2.107)$$

本質的な分解能は式(2.106)に一致するが、式(2.106)は入射信号の遅延時間で無限大となる発散型の関数(分母の関数のヌル点を検出している意でヌルスティアリング)であり極大点で急峻な変化が現れるのに対し、式(2.107)はその最大値が1である関数であり極大点近傍での変化も式(2.106)に比べなだらかである。このような視覚的な効果も大きい。

ここでは、IFFT法とMUSIC-SSP法の間関係を時間領域掃引関数の観点から考察し、コヒーレント時の特性が本質的に一致することを明らかにした。種々のスーパーレゾリューション法相互の関係に関する検討も数多くなされており、それらに関しては文献[5], [6], [8], [32]などを参照されたい。

2.5 むすび

本章では、ネットワークアナライザで実現されているタイムドメイン機能、すなわちフーリエ変換法に基づく時間領域手法の概要をまとめ、その有効性、および限界に関して検討した。また、ネットワークアナライザでの信号モデルとアレーアンテナを用いた波源探査での信号モデル間の類似性に着目し、スーパーレゾリューション法の適用可能性に関して検討した。ここで取り扱ったアルゴリズムはMUSICアルゴリズムと呼ばれる手法であり、コヒーレント信号以外に対して非常に高分解能性を有する手法である。ネットワークアナライザでの信号環境はコヒーレント信号環境に相当するが、前処理型の相関抑圧手法(SSP, MSSP)により、その問題は解決される。同様なデータモデルに対して定式化された数多くのスーパーレゾリューション法の適用も興味深い問題であるが、代表的な手法であるMUSICアルゴリズムを用いて種々のデータモデルに対する分解能性を明らかにすることにより、それら他の手法を適用した際の特性を類推する有効な情報となるものと考えられる。

参考文献

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [2] F. J. Harris, "On the use of windows for Harmonic analysis with the discrete Fourier transformation", *Proc. IEEE*, vol.66:pp.51-83, 1978.
- [3] 中溝高好, 信号解析とシステム同定, コロナ社, 昭和63年(1988).
- [4] E. K. Walton, "High-resolution frequency determination of discrete signal components", *Radio Science*, vol.18, no.3, pp.909-911, May-June 1984.
- [5] D. G. Childer, editor, *Modern spectrum analysis*, IEEE Press, NY, 1978.
- [6] S. B. Kesler, editor, *Modern spectrum analysis II*, IEEE Press, NY, 1985.
- [7] S. Haykin, editor, "Radar Array Processing for angle of arrival estimation", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [8] S. U. Pillai, *Array Signal Processing*, Springer-Verlag, New-York, NY, 1990.
- [9] S. Haykin, editor, *Advanced Spectrum Analysis and Array Processing, I, II*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [10] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [11] H. Akaike, "A new look at the statistical model identification", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.AC-19, pp.716-723, December 1974.
- [12] 赤池弘次, "情報量基準AICとは何か-その意味と将来への展望", *数理科学*, no.153, p.5-11, March 1976.
- [13] M. Wax and T. Kailath, "Detection of signals by information theoretic criteria", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-33, no.2, pp.387-392, April 1985.
- [14] M. Wax and I. Zinkind, "Detection of the number of coherent signals by the MDL principle", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.37, no.8, pp.1190-1196, August 1989.
- [15] K. M. Wong, Q. T. Zhang, and J. P. Reilly, "Information theoretic criteria for determining the number of signals in high resolution array processing", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.38, no.11, pp.1959-1971, November 1990.
- [16] W. Chen, K. M. Wong, and J. P. Reilly, "Detection of the number of signals: A predicted eigen-threshold approach", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.39, no.5, pp.1088-1098, May 1991.
- [17] Q. Wu and D. R. Fuhrmann, "A parametric method for determining the number of signals in narrow-band detection finding", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.39, no.8, pp.1848-1857, August 1991.
- [18] S. S. Reddi, "Multiple source location - A digital approach", *IEEE Trans. Aerosp. and Electronic Syst.*, vol.AES-15, no.1, pp.95-105, January 1979.
- [19] G. Bienvenu and L. Kopp, "Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-31, no.5, pp.1235-1248, October 1983.
- [20] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, August 1985.

- [21] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [22] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/Backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-37, no.1, pp.8-15, January 1989.
- [23] F. Haber and M. Zoltowski, "Spatial spectrum estimation in a coherent signal environment using an array in motion", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.301-310, March 1986.
- [24] M. Zoltowski and F. Haber, "A vector space approach to direction finding in a coherent multipath environment", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.9, pp.1069-1079, September 1986.
- [25] S. U. Pillai, Y. Barness, and F. Haber, "A new approach to array geometry for improved spatial spectrum estimation", *Proc. IEEE*, vol.73, no.10, pp.1522-1524, October 1985.
- [26] W. Du and R. L. Kirlin, "Improved spatial smoothing techniques for DOA estimation of coherent signals", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.39, no.5, pp.1208-1210, May 1991.
- [27] A. Moghaddamjioo and T. C. Chang, "Signal enhancement of the spatial smoothing algorithm", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.39, no.8, pp.1907-1911, August 1991.
- [28] J. Munier and G. Y. Delisle, "Spatial analysis in passive listening", *Proc. IEEE*, vol.75, no.11, pp.1458-1471, November 1987.
- [29] 小川, 山田, 大宮, 伊藤, "MUSIC アルゴリズムを用いた波源推定と電磁波回路測定", 信学技報, A-P88-93, 1988.
- [30] S. Kay and C. Demenure, "The high-resolution spectrum estimator — a subjective entity", *Proc. IEEE*, vol.72, no.12, pp.1815-1816, December 1984.
- [31] D. H. Johnson, "The application of spectral estimation methods to bearing estimation problems", *Proc. IEEE*, vol.70, no.9, pp.1018-1028, September 1982.
- [32] U. Nickel and D. R. Nat, "Angle estimation with adaptive arrays and its relation to super-resolution", *IEE Proc.*, vol.134, Pt.H, no.1, pp.77-82, February 1987.

第3章

高分解能電磁波回路測定

3.1 まえがき

マイクロ波回路のSパラメータ測定において広く用いられているネットワークアナライザでは、近年、フーリエ変換機能に基づく時間領域機能を備え付けているものが数多く見受けられるようになってきている。この時間領域機能により、掃引周波数データをリアルタイムで逆フーリエ変換し、容易にデバイスの時間応答波形を観測することが可能となった。すなわち、マイクロ波デバイスの反射測定を例にあげると、この時間応答波形により、回路内のどこで反射が生じているのかを直接的に検出することが可能となっている。さらに、時間応答波形の必要な部分のみをゲーティング(時間領域フィルタリング)により取り出し、再びフーリエ変換を施すことにより、回路内部の特定部分の周波数特性の推定も可能である。このゲーティング機能は、単体での測定を行うことが困難なデバイスの測定には特に有効である。

しかしながら、これらの機能はフーリエ変換に基づいているため、時間領域での個々の応答の分解能(レスポンス分解能)は、掃引周波数帯域幅により制限される。また、ゲーティング機能を正しく施すためには、ゲートを施す領域と他の領域が十分に分離されていることが必要となる。周波数帯域幅が十分に広くない場合には、他の領域の応答の裾野がゲートを施す領域に残り、その影響がフーリエ変換を施した後の周波数データに現れることになる(ゲーティング誤差)。

マイクロ波・ミリ波回路ではMMIC化が急速に進んでいる。素子の小型化、高集積化に伴い、実装された個々の素子の特性を評価するうえでも上記の時間領域機能は重要なツールである。しかし、時間領域分解能が本質的に周波数帯域幅により制限を受けるため、小型化に伴い、適用が困難となる場合が多くなることが予想される。

本章では、アレーアンテナの分野で近年注目されているスーパーレゾリューション法を用いた電磁波回路の時間領域測定法を提案する。スーパーレゾリューション法は、アレーの開口に比べ高い分解能を持つ波源推定を実現するアルゴリズムの総称である。ここでは、その中でも代表的なアルゴリズムであるMUSICアルゴリズム[1]を取り上げ、ネットワークアナライザ等により得られた周波数データに対する適用が可能であり、狭い周波数帯域データによる高分解能な時間領域推定が実現されることを実験により明らかにする。

3.2 問題の定式化

ネットワークアナライザを用いた電磁波回路測定は、反射測定(S_{11} , S_{22})および伝送測定(S_{12} , S_{21})に大別される。ここでは、反射測定、伝送測定での、各々のモデルがMUSICアルゴリズムに適合する形式となることを示す。

3.2.1 反射測定モデル

いま図3.1のような d_0 個の線路 L_i ; $i = 1, 2, \dots, d_0$ とそれらをつなぐ結合部 C_i ; $i = 1, 2, \dots, d_0$ を有する被測定デバイス(Device Under Test, DUT)の反射測定を考える。各線路の電気長は l_i ; $i = 1, 2, \dots, d_0$ である。各線路を伝搬する電磁波が、結合部で反射、あるいは伝送する場合、結合部の電気的特性によりその振幅・位相が変化することになる。結合部を二端子対回路と見なした場合の散乱行列は、そのような電磁波の変化の様子を記述している。ここでは伝送線路 L_i は電氣的に一樣、すなわち、特性インピーダンスは一定であるものと仮定する。実際には特性インピーダンスが連続的に変化する場合も考えられるが、連続的に変化する部分からの反射は一般に不連続部からの反射に比べ著しく小さい場合が多い。したがって、ここでは一樣線路のみに対する定式化を行う。この伝送線路 L_i の散乱行列は次式で与えられる。

$$S^{(L_i)} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l_i} \\ e^{-\gamma l_i} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで

$$\gamma = \alpha\sqrt{f} + j\frac{2\pi f}{c} \quad (3.2)$$

α は減衰定数, c は真空中の光速, f は周波数である. いま L_i の入力端における反射係数を $\Gamma_i(f)$ とする. このとき $\Gamma_i(f)$ と $\Gamma_{i+1}(f)$ の間には以下の関係が成立する.

$$\Gamma_i(f) = e^{-2\gamma l_i} \cdot \left(S_{11}^{(C_i)} + \frac{S_{12}^{(C_i)} S_{21}^{(C_i)} \Gamma_{i+1}(f)}{1 - S_{22}^{(C_i)} \Gamma_{i+1}(f)} \right), \quad i = 1, 2, \dots, d_0 \quad (3.3)$$

ただし $\Gamma_{d_0+1}(f) = 0$ である. また, $S_{kl}^{(C_i)}$; $k, l = 1, 2$ は結合部 C_i での S パラメータを表すものとし, これらの周波数特性は無視できるものと仮定する. 代表的な結合の種類での S パラメータの関係を表 3.1 に示した.

実際に観測するデータは L_1 の入力端から見込んだ反射係数 $\Gamma_1(f)$ である. ネットワークアナライザ等の測定器, 例えば HP8510B とテストセット HP8515A を用いると ($45\text{MHz} \leq f_1 \sim f_L \leq 26.5\text{GHz}$) までの $L (\leq 801)$ 点のデータを得ることができる(以降, この周波数帯域 $45\text{MHz} \sim 26.5\text{GHz}$ のデータをフルスペンデータと呼ぶ). 実際の測定では式(3.1)に加え, 測定器における熱雑音などによるランダムノイズが付加さ

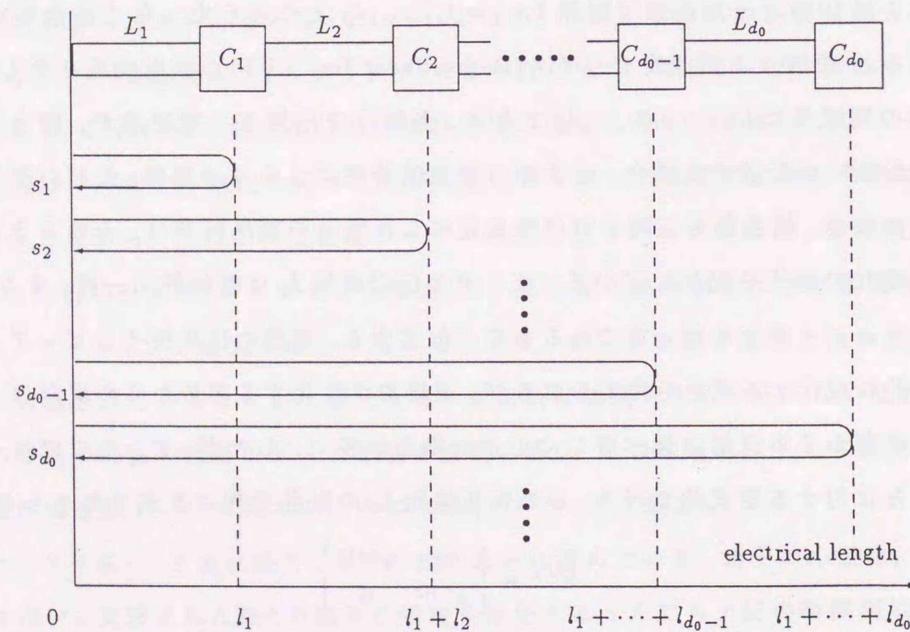


図 3.1: 電磁波回路測定解析モデル(反射測定モデル).

表 3.1: 典型的な接続関係と S パラメータ.

Connection type	Shunt conductance	Series resistance	Shunt susceptance	Series reactance	Char. imp. change
S_{11}	$-\frac{z_i}{z_i + 2}$	$\frac{z_i}{z_i + 2}$	$-\frac{z_i}{z_i + 2}$	$\frac{z_i}{z_i + 2}$	$\frac{z_i}{2}$
S_{12}	$1 + S_{11}$	$1 - S_{11}$	$1 + S_{11}$	$1 - S_{11}$	$1 - S_{11}$
S_{21}	$1 + S_{11}$	$1 - S_{11}$	$1 + S_{11}$	$1 - S_{11}$	$1 + S_{11}$
S_{22}	S_{11}	S_{11}	S_{11}	S_{11}	$-S_{11}$
	$z_i = G_i Z_c^{(i)}$	$z_i = \frac{R_i}{Z_c^{(i)}}$	$z_i = j B_i Z_c^{(i)}$	$z_i = \frac{j X_i}{Z_c^{(i)}}$	$z_i = 2 \frac{Z_c^{(i+1)} - Z_c^{(i)}}{Z_c^{(i+1)} + Z_c^{(i)}}$

れる。この雑音を $n(f_i)$; $i=1,2,\dots,L$ と表すと、得られる反射特性データ $r(f_i)$ は、

$$r(f_i) = \Gamma_1(f_i) + n(f_i), \quad i=1,2,\dots,L \quad (3.4)$$

と表される。ここでは、 $E[n(f_i)n(f_j)] = \sigma^2 \delta_{ij}$ が成立するガウス雑音を仮定している。

さて、式(3.4)から各結合部での S パラメータ、線路長などの推定によりこの回路を特定することが可能となるが、実際にはそれらのパラメータのみならず、 d_0 も未知である場合が多く、一般に、この種のパラメータ推定問題は高次の非線形最小化問題となる。解法の一つとして、データとモデルの差を評価関数とした最小二乗法に基づく手法の適用も考えられるが、未知数の増加に伴い膨大な計算が必要となる。そこで、以下のような簡略化を行う。

まず、式(3.3)を次のように展開する[2]。

$$\Gamma_1(f) = \sum_{i=1}^{d_0} \left(S_{11}^{(C_i)} \prod_{n=1}^{i-1} S_{12}^{(C_n)} S_{21}^{(C_n)} \right) \cdot \exp \left(-2\gamma \sum_{n=1}^i l_n \right) + \sum_{j=d_0+1}^{\infty} A_j \exp(-\gamma d_j) \quad (3.5a)$$

$$A_j = f(S_{kl}^{(1)}, S_{kl}^{(2)}, \dots, S_{kl}^{(d_0)}); k, l = 1, 2) \quad (3.5b)$$

$$d_j = g(l_1, l_2, \dots, l_{d_0}) \quad (3.5c)$$

式(3.5a)の右辺第一項はいわゆる一次反射波(primary reflection; 結合部による1回の反射と複数回の透過の後、参照面に到達した信号成分)を表し、第二項は多重反射波(multiple reflection)に対応する。以下では簡単のため無損失伝送線路($\alpha=0$)を仮定する。ここで次式を定義する。

$$s_i = \begin{cases} S_{11}^{(C_i)} \prod_{n=1}^{i-1} S_{12}^{(C_n)} S_{21}^{(C_n)}, & i \leq d_0 \\ A_i, & i > d_0 \end{cases} \quad (3.6a)$$

$$t = \begin{cases} 2\gamma \sum_{n=1}^i l_n / c, & i \leq d_0 \\ 2d_i / c, & i > d_0 \end{cases} \quad (3.6b)$$

このとき式(3.4)は次のように簡略化される。

$$r(f_i) = \sum_{k=1}^{\infty} s_k \cdot e^{-j2\pi f_i t_k} + n(f_i) \quad (3.7)$$

多重反射が存在するため参照面において入射する信号の個数は、上式のように無限個となる。しかしながら実際の測定では、適当な d に対して $k > d$ である反射波

s_k は、電力レベルが非常に微小であるため事実上検出不可能となる。すなわち、そのような微小な反射波は特性に影響を及ぼしていないため、実際には考慮する必要はない。したがって、

$$r(f_i) = \sum_{k=1}^d s_k \cdot e^{-j2\pi f_i t_k} + n(f_i) \quad (3.8)$$

と見なすことで十分である。上式における未知パラメータは(検出可能な)信号数 d 、各反射点の参照面から見込んだ反射係数 s_k 、反射波の遅延時間 t_k となる。このパラメータと $S_{kl}^{(C_n)}$ 、 l_n は式(3.6a)、(3.6b)により関係づけられる。このように離散的な反射波から構成される測定データは、式(3.8)に示すように信号パラメータ s_k 、遅延時間パラメータ t_k を未知数とした簡潔な形に表す事が可能である。

全てのパラメータが推定され、その中から不要な応答を取り除く場合には、一般に次の2とおりのケースが考えられる。

Case.1 不要な応答が $t_{d'} \sim t_d (d' < d)$ に存在する信号に対応する場合。すなわち、不要な応答より大きな遅延時間を有する所望応答が存在しない場合。

Case.2 不要な応答が $t_{d''} \sim t_{d'} (d'' < d' < d)$ に存在する信号に対応する場合。すなわち、不要な応答より大きな遅延時間を有する所望応答が存在する場合。

Case.1 では、式(3.6a)から分かるように $s_i (i < d')$ は線路 L_{i+1} 以降の回路パラメータに依存しないため単に、不要な応答を原データから引き去ることによりゲータイング同様の効果が得られる。すなわち、

$$r_{gated}(f_j) = r(f_j) - \sum_{i=d'}^d s_i e^{-j2\pi f_j t_i}$$

しかしながら、**Case.2** に該当する場合には、式(3.6a)の関係式を用いた $s_i (i > d')$ に含まれる線路 L_{i+1} 以降の回路パラメータの補正が必要となることに注意されたい。これは、所望する回路の前に存在する不連続点等による反射のため所望する部分に回路に規格化された入射波が入力されていないことによるものである。

3.2.2 伝送測定モデル

第3.2.1節と類似な、図3.2に示す回路の伝送特性の定式化に関しても、反射測定モデル同様の手順による定式化が可能である。参照面を線路 L_{d_0+1} の右側とすると伝送係数 $T_1(f)$ は次のように表される。

$$T_1(f) = \prod_{i=1}^{d_0} S_{21}^{(C_i)} \cdot \exp\left(-\gamma \sum_{n=1}^{d_0+1} l_n\right) + \sum_{j=2}^{d_0} \left\{ \left(S_{11}^{(C_j)} S_{22}^{(C_{j-1})} \prod_{i=1}^{d_0} S_{21}^{(C_i)} \right) \cdot \exp\left(-2\gamma l_i - \gamma \sum_{n=1}^{d_0+1} l_n\right) \right\} + \sum_{j=d_0+1}^{\infty} A'_j \exp(-\gamma d'_j) \quad (3.9)$$

ここで、右辺第一項は内部で多重反射することなく伝送される信号であり、この信号は他の信号に比べ大きい。第二項目は内部で一度多重反射して伝送してきた信号である。また第三項目は複数回多重反射を繰り返した応答であり、ここで用いられた A'_j, d'_j の定義は式(3.5b), (3.5c)に準ずるものとした。

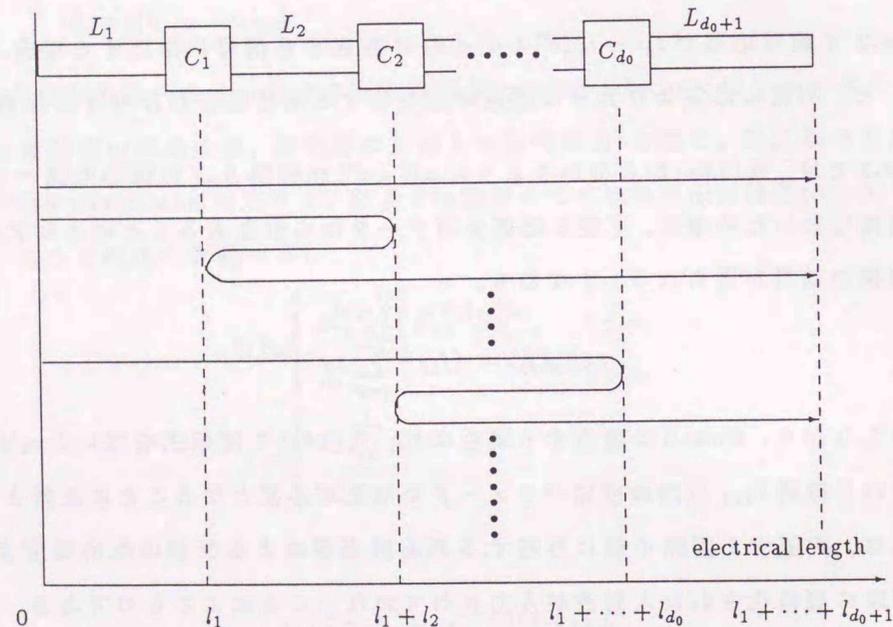


図3.2: 電磁波回路測定解析モデル(伝送測定モデル).

上式もまた、式(3.8)と同形となることは明かであろう。ただし伝送特性測定の場合における不要波の除去の手順は、前節のCase.2の場合に対応することに注意されたい。

3.3 MUSIC アルゴリズムの適用

3.3.1 データ相関行列の推定

ネットワークアナライザ(HP8510B)により構成された電磁波回路測定システムを図3.3に示す。測定データはHP-IBを介してワークステーションに転送、保存される。MUSIC アルゴリズムでは、データ相関行列が必要となる。したがって、相関行列の推定のため同様の実験を複数回行い、各々のデータを保存する必要がある。これらはスナップショットと呼ばれる。この保存されたデータに対するMUSIC アルゴリズムでの一連の処理は、全てワークステーション上で行っている。

いま P 個のスナップショット(測定データ)が得られているものとする。それらのデータから周波数 $f_1 \sim f_L$ にわたり等間隔にサンプリング(サンプリング周波数間隔 Δf)されたデータを読み込み、次のようなデータベクトル $r^{(p)}$ を定義する。

$$r^{(p)} = [r^{(p)}(f_1), r^{(p)}(f_2), \dots, r^{(p)}(f_L)]^T, \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (3.10)$$

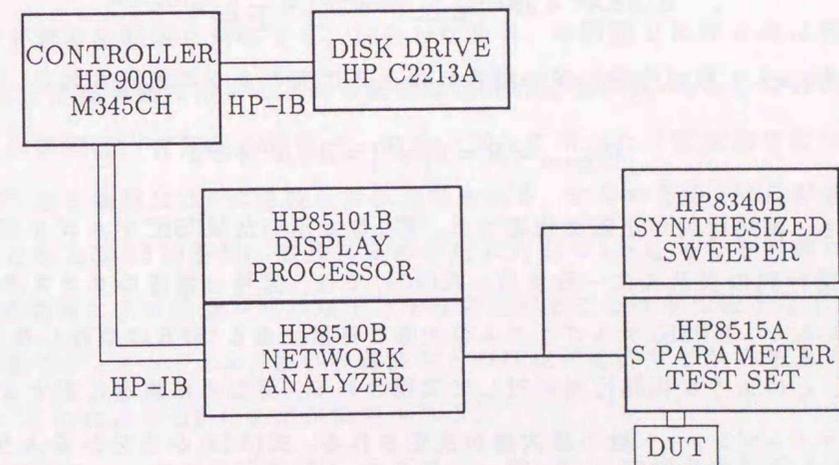


図3.3: 電磁波回路測定システム.

ここで上付添字(p)は p 番目のスナップショットから作成されたデータであること明示するために用いられている。行列表示を用いると $\mathbf{r}^{(p)}$ とデータモデルに関する表現式を得る。

$$\mathbf{r}^{(p)} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n}^{(p)} \quad (3.11)$$

ここで、

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(t_1), \mathbf{a}(t_2), \dots, \mathbf{a}(t_d)] \quad (3.12a)$$

$$\mathbf{a}(t_k) = [e^{-j2\pi f_1 t_k}, e^{-j2\pi f_2 t_k}, \dots, e^{-j2\pi f_L t_k}]^T, \quad k = 1, 2, \dots, d \quad (3.12b)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_d]^T \quad (3.12c)$$

$$\mathbf{n}^{(p)} = [n^{(p)}(f_1), n^{(p)}(f_2), \dots, n^{(p)}(f_L)]^T, \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (3.12d)$$

である。式(3.11)において右辺第一項($\mathbf{A}\mathbf{s}$)に添え字(p)が付けられていないが、これは式(3.12a)~(3.12c)から分かるようにデバイス自体の特性であり、測定時刻に依存しない(スナップショット間で一定)時不変のパラメータであるためである。

式(3.11)で表される各スナップショットからのデータベクトルより、次のようにデータ相関行列が推定される。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}} &= \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \mathbf{r}^{(i)} \mathbf{r}^{(i)H} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + 2\text{Re} \left[\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \mathbf{A}\mathbf{s}\mathbf{n}^{(i)H} \right] + \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \mathbf{n}^{(i)} \mathbf{n}^{(i)H} \end{aligned} \quad (3.13)$$

スナップショット数が十分に多い場合には上式は次のように表現される。

$$\hat{\mathbf{R}}|_{P \rightarrow \infty} = \mathbf{R} = E[\mathbf{r}\mathbf{r}^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (3.14)$$

すなわち、相関行列が正確に推定され、第2章で用いたMUSICアルゴリズムで扱われる相関行列の表示式に一致する。式(3.14)では、信号と雑音のクロスタームが存在していない。MUSICアルゴリズムの大きな特徴である“SNRに依存しない”分解能特性は、このような相関行列に対して実現される。現実には測定に要する時間の制約からスナップショット数の最大値が決定される。式(3.13)から分かるようにスナップショット数が少なくなると、信号・雑音間のクロスタームが残存し、また、雑音相関行列の非対角項も零とはならず、分解能にSNR依存性が見られるようになる。

さらに入射信号(s_i)がコヒーレントであるため、MUSICアルゴリズム適用時には事前に信号相関を抑圧する必要がある。ここではSSP法、および、MSSP法という相関抑圧前処理法を適用する(これらの手法に関しては第2章も同時に参照されたい)。この前処理法の信号相関抑圧の程度もMUSICアルゴリズムの分解能特性に影響を及ぼす。

次節ではSSP法、MSSP法の信号相関抑圧特性を明らかにし、MUSICアルゴリズムでのパラメータの設定の際の注意点に関して論ずる。

3.3.2 解析パラメータの設定

相関抑圧前処理法およびMUSICアルゴリズムを用いる場合、サンプリング周波数間隔(Δf)、サブアレー内の素子数(N)、サブアレー数(M)をどのように選択するかが問題となる。最適な組み合わせを求めることも重要な問題の一つであるが、ここでは、定性的な議論にとどめ、パラメータ設定の際の最低限の制約、および、SSP、MSSPとの関連性を論ずる。

まず、サンプリング周波数間隔(Δf)について考える。アレーによる波源の到来方向推定の場合、問題の性質上、一般にブロードサイド方向を 0° として解析対象区間を $[-180^\circ, 180^\circ]$ とする。このためアレー間隔は $\lambda/4$ と決定される。時間領域推定に本手法を用いた場合、波源の到来方向推定問題でのアンテナアレーの間隔はサンプリング周波数間隔に対応する。しかしながら、本問題では遅延波は任意の時刻 t ($t > 0$)に存在可能であることから厳密には解析区間を $[0, \infty)$ としなければならない($t=0$ が参照面)。有限長の離散データサンプルを用いた本推定法における可視領域もFFT法と同様に Δf の逆数により決定される。すなわち $[0, 1/\Delta f]$ が意味を有する区間となる(2.2.2節参照)。実際にはある t_a に対して $t > t_a$ となる区間における信号は、減衰等により雑音レベル以下となり観測することは不可能となる。この t_a は測定対象のディメンジョン、強い多重波などの存在可能性などからある程度判断できよう。これにより Δf の上限が制限される。

次にサブアレー内の素子数(N)、サブアレー数(M)の設定上の制約を考える。まず、MUSICアルゴリズム適用上、入射する信号数(d)に対して、 $N > d$ の成立が不可

欠である。電磁波測定の場合、アレーによる波源の到来方向推定の場合とは異なり、数百(HP8510Bで最大801)の測定ポイントを容易に得ることが可能であり、この条件は通常、容易に実現可能である。また、 M の下限は第2.3.2, 2.3.3節により明らかにされているように、

$$\begin{aligned} \text{SSP} &: M \geq d \quad (\text{or } L \geq 2d) \\ \text{MSSP} &: M \geq d/2 \quad (\text{or } L \geq 3/2d) \end{aligned}$$

である。理論的には信号間の相関が1未満であればMUSICアルゴリズムは正常に動作するが、実際には相関行列は式(3.13)に示したように有限個のスナップショットの平均値から推定されるため、相関行列には推定誤差が存在する。この推定誤差のため上記以上のサブアレー数を用いた信号相関抑圧が必要となる場合が多い。これは、モデル化誤差(入射信号の周波数特性、波源数の近似)の大きさ、SNR、スナップショット数に関係し、一般に誤差が大きくなる、低SNRになる、少スナップショットになるほど高い相関抑圧効果(低い信号相関)が必要となる。

SSP法の信号相関抑圧特性

SSP法[3]により i, j 番目の信号間の相関がどの程度抑圧されるかを実効相関係数 $\rho_{SSP}(i, j)$ を用いて表すことにする。すなわち、

$$[\mathbf{S}_{SSP}]_{ij} = \rho_{SSP}(i, j)[\mathbf{S}]_{ij} \quad (3.15)$$

ここで $[\]_{ij}$ は行列の (i, j) 要素を表す。 $\rho_{SSP}(i, j)$ は次式のように導かれる。

$$\rho_{SSP}(i, j) = K \cdot e^{-j(M-1)\pi\Delta f(t_i - t_j)} \quad (3.16a)$$

$$K = \frac{\sin[M/2 \cdot 2\pi\Delta f(t_i - t_j)]}{M \sin[1/2 \cdot 2\pi\Delta f(t_i - t_j)]} \quad (3.16b)$$

上式は第2章で示した単一反射波のIFFTによる時間応答波形と同形となる。したがって、 $|\rho_{SSP}(i, j)| (= |K|)$ は、 $M, \Delta f$, および $|t_i - t_j|$ の増加に伴い、振動しながら減衰する関数となることが分かる。波源の到来方向推定問題での同様な検討はReddy等により行われている[4]。

MSSP法の信号相関抑圧特性

MSSP法[5]に関しても同様に、 $\rho_{MSSP}(i, j)$ を次のように定義する。

$$[\mathbf{S}_{MSSP}]_{ij} = \rho_{MSSP}(i, j)[\mathbf{S}]_{ij} \quad (3.17)$$

若干の計算により次式が導かれる。

$$\rho_{MSSP}(i, j) = \frac{K}{2} \left\{ e^{-j(M-1)\pi\Delta f(t_i - t_j)} + \frac{[\mathbf{S}]_{ij}^*}{[\mathbf{S}]_{ij}} e^{-j[(M+1)/2 - N + 2]2\pi\Delta f(t_i - t_j)} \right\} \cdot e^{j4\pi f_1(t_i - t_j)} \quad (3.18)$$

K は式(3.16b)と同一である。上式より $\rho_{MSSP}(i, j)$ の値は、 $\rho_{SSP}(i, j)$ 時に加え、さらに $f_1, N, [\mathbf{S}]_{ij}$ も関係することが分かる。式(3.16a), (3.16b)を用いると、式(3.18)の大きさに関する次の関係式が導かれる。

$$|\rho_{MSSP}(i, j)| = |\rho_{SSP}(i, j)| \cdot |\cos((\alpha + \beta)/2)| \quad (3.19)$$

ここで、 α, β は Ls_k を信号パラメータ s_k の位相として、

$$\alpha = -2(Ls_i - Ls_j) \quad (3.20a)$$

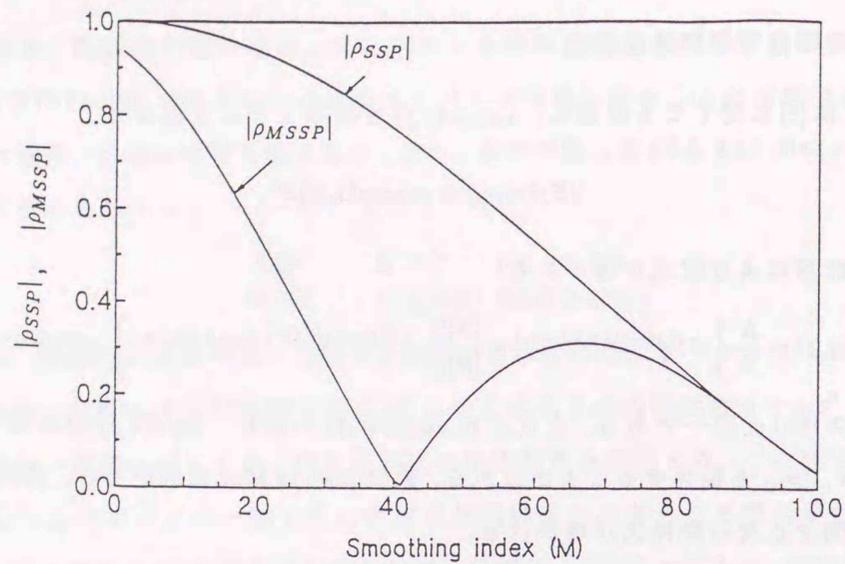
$$\beta = -2\pi(2 - N - M)\Delta f(t_i - t_j) + 4\pi f_1(t_i - t_j) \quad (3.20b)$$

と表される。

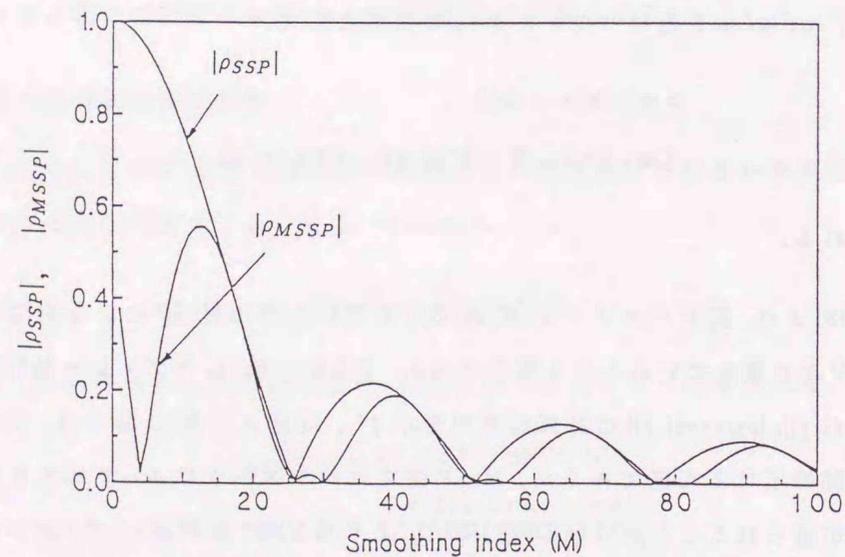
式(3.19)より、同じパラメータ($N, M, \Delta f$)を用いた際のMSSPによる相関抑圧前処理はSSPより優れていることは明白である。図3.4(a), (b)にサブアレー数(M)に対する $|\rho_{SSP}(i, j)|, |\rho_{MSSP}(i, j)|$ の計算結果例を示す[†]。同図より $M=1$ 時では、SSP法での信号相関抑圧は不可能であるが、MSSP法ではパラメータによっては大きな相関抑圧効果が得られることが分かる(図3.4(b))。これはMSSP法が $M=1$ で2波の分離が可能であることを意味する(先に示した適用条件 $d(=2) \geq M/2|_{M=1}$ を満たす)。

近年までに、アレーアンテナでの波源の到来方向推定問題でのMUSICアルゴリズムの分解能に関する統計的な特性が精力的に研究され、数多くの報告が見られる([6]-[10]など)。それらのいくつかは信号相関を有しているモデルを含む特性解析結果であり、若干の修正により本論文で取り扱われる問題に応用可能である。しかし

[†]ここで用いたパラメータ、信号モデルは第3.4節での実験におけるものと一致させている。



(a)



(b)

図 3.4: SSP および MSSP 法における実効相関係数のサブアレー数に対する変化。 $f_1=11.6\text{GHz}$, $s_1=0.017\angle 61^\circ$, $t_1=0.003\text{nsec}$, $s_2=0.072\angle 136^\circ$, $t_2=1.617\text{nsec}$, $N=10$. (a) $\Delta f=6\text{MHz}$. (b) $\Delta f=24\text{MHz}$.

ながら、方向探査問題での多くの研究は、アレーアンテナでの SNR の変化に限定した特性解析が多い。アレーアンテナでは、アレー間隔が一意に決定される、また、素子数も物理的に制約されるという問題の性質上、当然の解析方針といえる。ネットワークアナライザ測定時では Δf , L (および N) とともに大きな自由度を有するため、あるモデルに対する良好な推定結果を最小の周波数帯域幅で得るためにはどのようにパラメータ (N , M , Δf) を設定すべきか、という点が重要となる。式 (3.16a), (3.18) は信号相関抑圧特性のみに着目しており、統計的な側面は考慮されていない。実際、式 (3.16a) より、 N に依存しない結果が得られるが、一般に N が大きいほど分解能、推定精度は向上する[†]。このことから解析モデルに対して、最小周波数帯域幅で推定可能とする N , M , Δf の組み合わせが存在することが予想される。帯域幅を限定し、最良の推定を可能とするパラメータという観点においても最適設定が存在するであろう。最適パラメータの導出を導出するためには、まず、SNR、スナップショット数、SSP (あるいは MSSP) での処理により確率変数である雑音ベクトルからなる雑音相関行列がどのような状態となるか、また、そのときに分離可能な信号間の最大実効相関係数を導出し、対象モデルが条件を満足するかを検証する必要がある。他のスーパーレゾリューション法においても、最適パラメータ設定に関する議論がみられる ([11] など)。最も本章の意図に合致するような検討は文献 [12] で行われている。これはアンテナアレーに関して数多くのシミュレーションを通して最適設計パラメータを求めたものである。本論文で取り扱う周波数領域での MUSIC アルゴリズムにおいても、最適パラメータのみならず、分離可能限界を明確にする意味でも、そのような検討は必要であろう。

3.3.3 シミュレーション例

本節では、最も単純なモデルである 2 つの信号成分からなるデータモデルを取り上げ、ランダムな雑音成分を付加した有限個のスナップショットデータに対する MUSIC アルゴリズムの時間領域推定結果を数例示し、種々のパラメータ (スナップショット数、サブアレー内の測定点数、サブアレー数、SNR) 時に於ける分解能特性について検討する。

[†]各々のサンプル点での SNR は N に依存しないが、全サンプル出力を合成した SNR は N が大きくなるほど向上することに関係する (アレーアンテナ出力の SNR に相当)。

シミュレーションデータは次式により計算されたものである。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-j2\pi f t_2} + n(f)$$

ここで、

$$s_1 = s_2 = 1.0 \angle 0.0^\circ$$

$$t_1 = 0.0 \text{ nsec}, t_2 = 1.0 \text{ nsec}$$

また、 $n(f)$ は、

$$E[n(f_i)n(f_j)^*] = \sigma^2 \delta_{ij}$$

を満たすスナップショット毎に独立なガウス雑音である。以下、SNR は、

$$\text{SNR} = 10 \log \frac{|s_1|^2}{\sigma^2} \left(= 10 \log \frac{|s_2|^2}{\sigma^2} \right)$$

で定義されるものとする。ここでは、SSP法により信号相関抑圧を施した場合に関する考察を行う。

図3.5~図3.7にSNRが100, 60, 20 dB時のシミュレーション結果を示す。これらは、100スナップショットを用いて推定された相関行列に対してMUSICアルゴリズムを適用したものであり、各推定においてサブアレー内の素子数(N ;ここでは10)、第一周波数(f_1 ;ここでは2 GHz)を共通なパラメータとした。

図3.5(a)~(c)はSNRが100 dBのデータに対して、サンプリング周波数をそれぞれ、 $\Delta f = 0.5 \text{ MHz}$, 1 MHz , 5 MHz と変化させた場合の推定結果である。式(3.16a)から分かるように同一のサブアレー数(M)であっても、 Δf が大きいほど信号相関が抑圧されるため、より少ない M 値での分離検出が可能となることが分かる。本解析例では $\Delta f = 1 \text{ MHz}$, $M = 8$ (図3.5(b))で、ほぼ分離検出されているといえる。このとき推定に用いられた全周波数帯域幅は $16 \text{ MHz} (= \Delta f(N + M - 2))$ である。図3.5(a), (b)では相関抑圧の程度(M)による波形の変化が認められるが、 $M=2$ で既に十分な相関抑圧が実現されている図3.5(c)のようなパラメータ設定では、 $M \geq d$ の条件が満たされた後の波形の変化はほとんど確認することが出来ない。ただし、有限個のスナップショットから推定された相関行列を用いているため、ピークは発散してはいない。

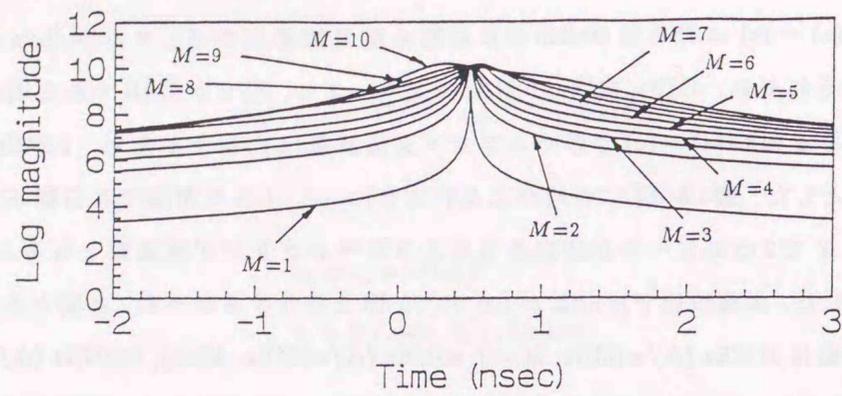
図3.6(a)~(c)はSNRを60 dBとした際の推定結果である。サンプリング周波数(Δf)はそれぞれ、1 MHz, 5 MHz, 10 MHzである。また、SNRが20 dBである場合の推定結果である図3.7(a)~(c)でのサンプリング周波数(Δf)はそれぞれ、10 MHz, 20 MHz, 50 MHzとした。図3.5~図3.7の何れにおいても(b)は、小さな M 値では分離不可能であり $M \simeq N$ で2つのピークが確認されるようなサンプリング周波数となるように Δf を設定した。本解析例ではSNRが100, 60, 20 dBと劣化するにつれ、必要とされる周波数帯域幅は $16 \text{ MHz} (\Delta f=1 \text{ MHz}, M=8)$, $80 \text{ MHz} (\Delta f=5 \text{ MHz}, M=8)$, $300 \text{ MHz} (\Delta f=20 \text{ MHz}, M=7)$ となり、より広い周波数帯域幅が必要となることが分かる。式(3.16a)は、本手法の相関抑圧効果自体はSNRに依存しないことを意味するが、上記の結果は分離可能となる最大の実行相関係数はSNRの劣化に伴い小さくなり、よって広い周波数帯域幅を必要としたことを示している。すなわち、これは相関行列の推定精度が劣化したことを意味し、雑音と信号の相関項を通して理解される。

いま、 i 番目のスナップショットにおけるデータベクトルを $r^{(i)}$ とすると、 P 個のスナップショットから推定された相関行列 \hat{R} は式(3.13)に示したように、

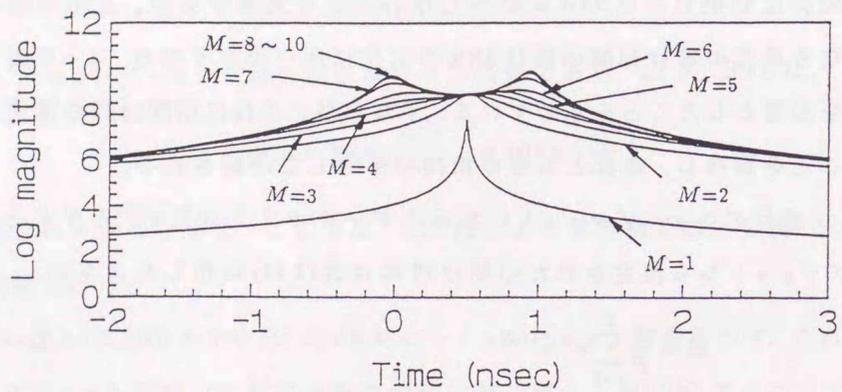
$$\begin{aligned} \hat{R} &= \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P r^{(i)} r^{(i)H} \\ &= ASA^H + 2 \text{Re} \left[\frac{1}{P} \sum_{i=1}^P A s n^{(i)H} \right] + \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P n^{(i)} n^{(i)H} \end{aligned}$$

となる。上式から分かるようにSNRが劣化すると、信号と雑音の相関項($2 \text{Re}[1/P \sum_{i=1}^P A s n^{(i)H}]$)が大きくなりMUSICアルゴリズムの分解能が劣化する。したがって、スナップショット数(P)の増加に伴い、分解能が向上されることは明らかである。また、雑音相関行列の収束($\sigma^2 I$)も関係する。

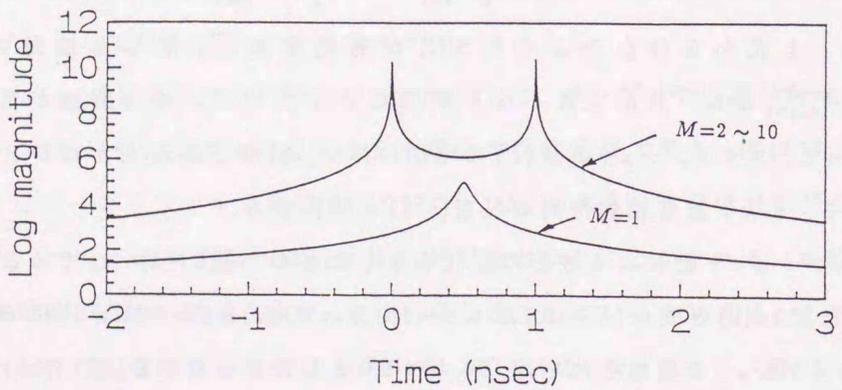
スナップショット数による波形の変化を示したものが図3.8(a)~(c)である。各パラメータは図3.6(b)と同一($N=10$, $M=1 \sim 10$, $f_1=2 \text{ GHz}$, $\Delta f=5 \text{ MHz}$, $\text{SNR}=60 \text{ dB}$)であり、スナップショット数をそれぞれ、20, 100, 500としたものである(図3.8(b)は図3.6(b)と全く同一)。これらより、同一のパラメータの場合でもスナップショット数が多いほど少ない M 値での分離検出が可能となることが分かる。図3.8(c)と図3.6(c)は、非常に酷似した波形となっている。すなわち、この場合ではスナップショット数を5倍にすることと Δf を2倍(所要周波数帯域幅もほぼ2倍)にすることによる特性改善



(a)

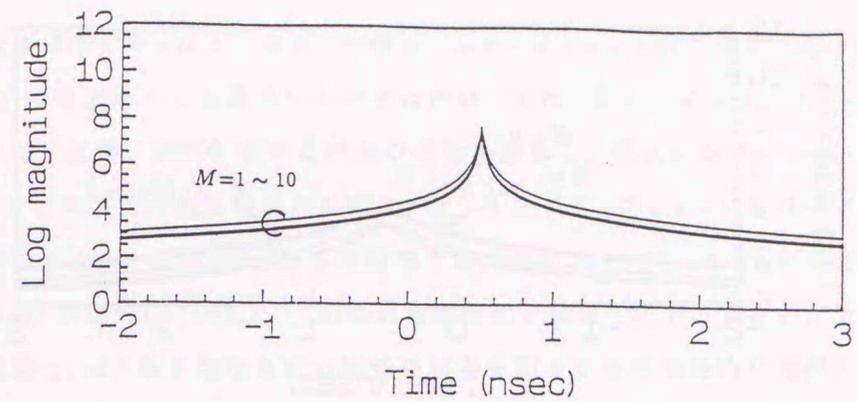


(b)

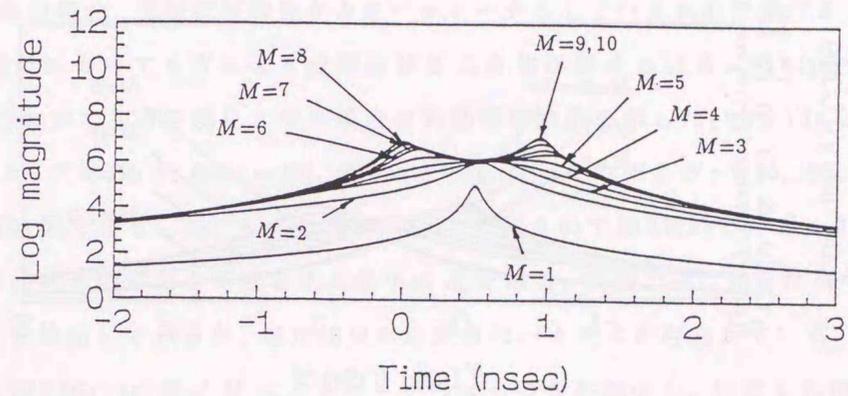


(c)

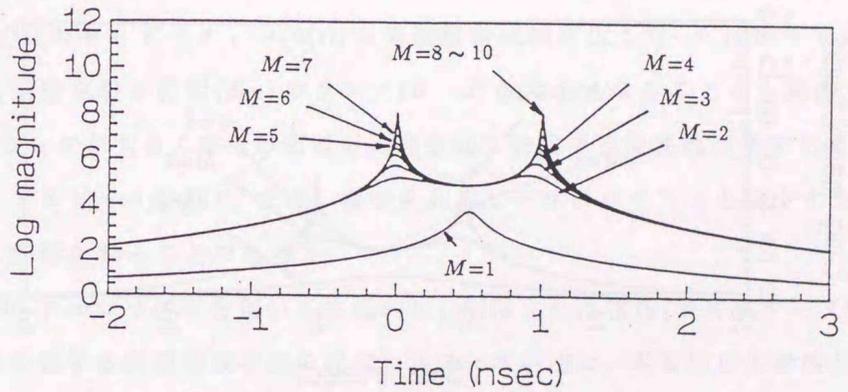
図 3.5: MUSIC アルゴリズムシミュレーション結果 (1). $f_1=2\text{GHz}$, $N=10$, $\text{SNR}=100\text{dB}$, 100 snapshots. (a) $\Delta f=0.5\text{MHz}$, (b) $\Delta f=1\text{MHz}$, (c) $\Delta f=5\text{MHz}$.



(a)

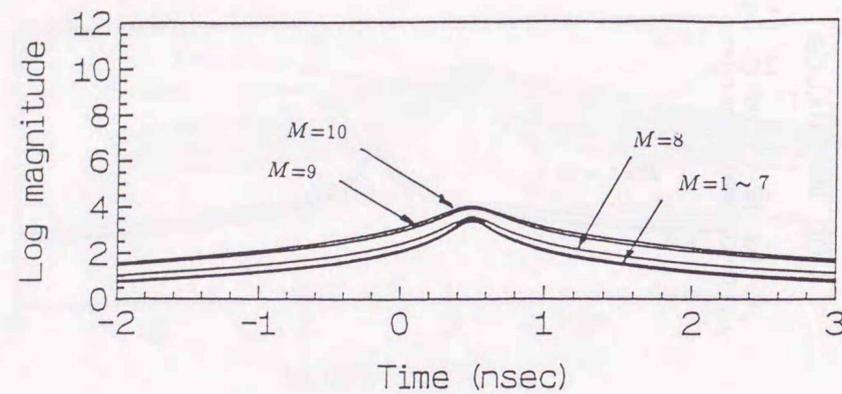


(b)

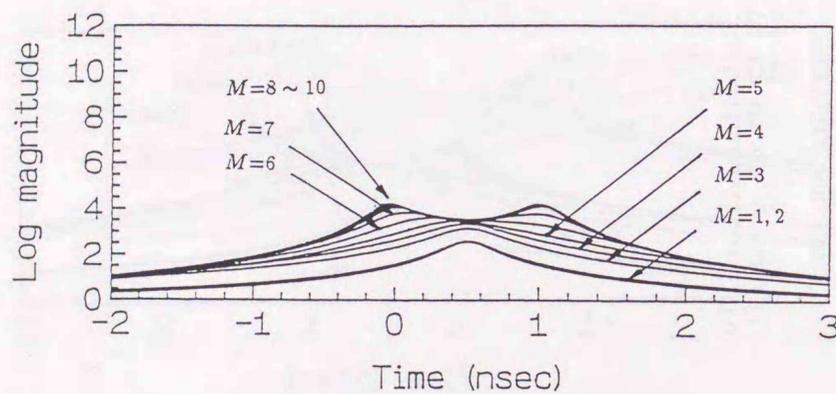


(c)

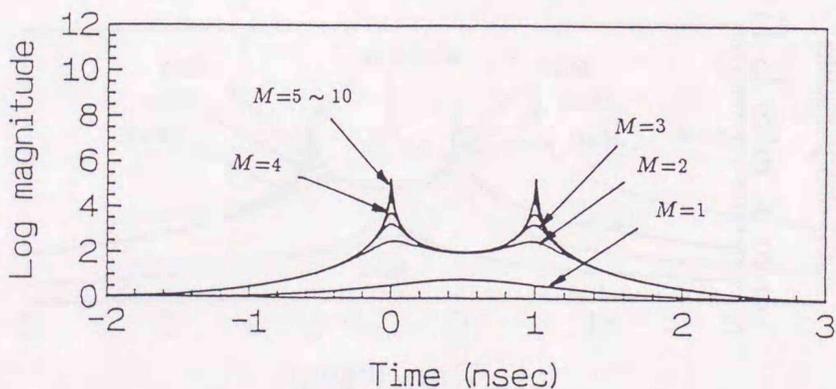
図 3.6: MUSIC アルゴリズムシミュレーション結果 (2). $f_1=2\text{GHz}$, $N=10$, $\text{SNR}=60\text{dB}$, 100 snapshots. (a) $\Delta f=1\text{MHz}$, (b) $\Delta f=5\text{MHz}$, (c) $\Delta f=10\text{MHz}$.



(a)



(b)



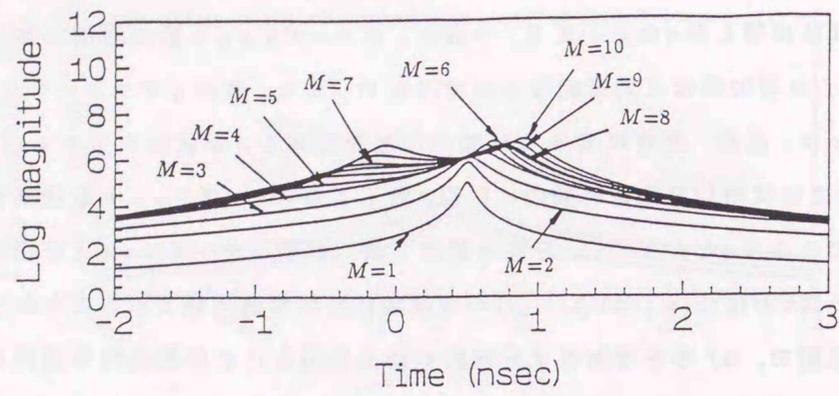
(c)

図 3.7: MUSIC アルゴリズムシミュレーション結果 (3). $f_1=2\text{GHz}$, $N=10$, $\text{SNR}=20\text{dB}$, 100 snapshots. (a) $\Delta f=10\text{MHz}$, (b) $\Delta f=20\text{MHz}$, (c) $\Delta f=50\text{MHz}$.

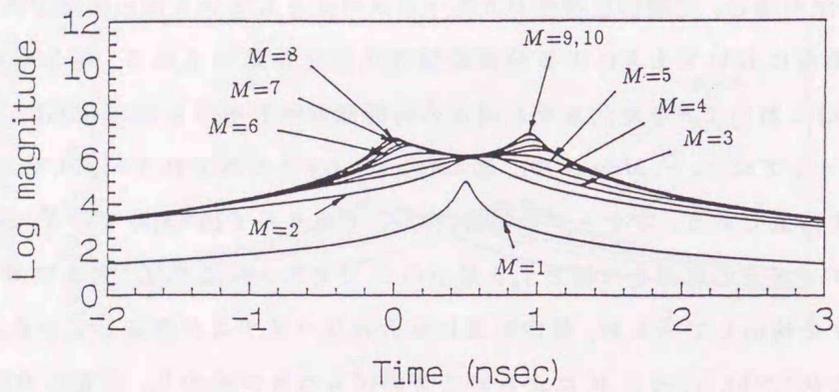
効果はほぼ等しかったといえる。一般に、スナップショット数の増加に伴う特性改善は、 Δf の増加時ほど効果的なものではない。また、数多くのスナップショットを得ることは、直接、測定に要する時間の増加を意味し、現状のシステム構成(例えば図3.3)では実用的な測定時間内に数百、数千ものスナップショットを取得することは困難であろう。したがって、許容時間内で最大数のスナップショットを用意し、帯域内での個々の信号($s_i; i=1, 2, \dots, d$)の周波数特性が無視可能であることが予測可能である範囲で、 Δf 等を増加させ分解能の向上を図ることが現実的な選択といえる。

サブアレー内の測定点数(N)も分解能特性に関するパラメータである。これは、MSSP法の場合、相関抑圧特性が N をパラメータとしているため当然であるが、SSP法の場合においても N による分解能特性の変化が認められる。図3.9(a)~(c)には、図3.6(c)において N を変化させた場合の時間領域波形を示した($f_1=2\text{GHz}$, $\Delta f=5\text{MHz}$, 100 スナップショット, $M=1 \sim 10$)。図3.9(a), (b), (c)はそれぞれ $N=3, 10, 50$ とした場合の推定結果である。本データの場合、 $d=2$ であるので図3.9(a)での $N=3$ がMUSICアルゴリズムの適用を可能とする最小の N である。同図では、大きな M では2つのピークを検出しているが、推定結果には大きなバイアスが存在している。 N を大きくした図3.9(b), (c)ほど M によるピークのばらつきが減少し、安定した推定結果をもたらす、そのピークも鋭くなっていることが分かる。これは、時間領域掃引関数($P_{\text{music}}(t)$)のモードベクトル($\mathbf{a}(t)$)の周波数帯域幅が広がったばかりではなく、雑音部分空間を張る行列(\mathbf{E}_N)のランク($N-d$)が大きくなることにも起因している。 \mathbf{E}_N のランクが大きくなるほど雑音部分空間を特定する基底数が増すため、一般に、スプリアスピークが減り、また、検出されるピークのバイアスも減少することは直観的に理解されることであろう。

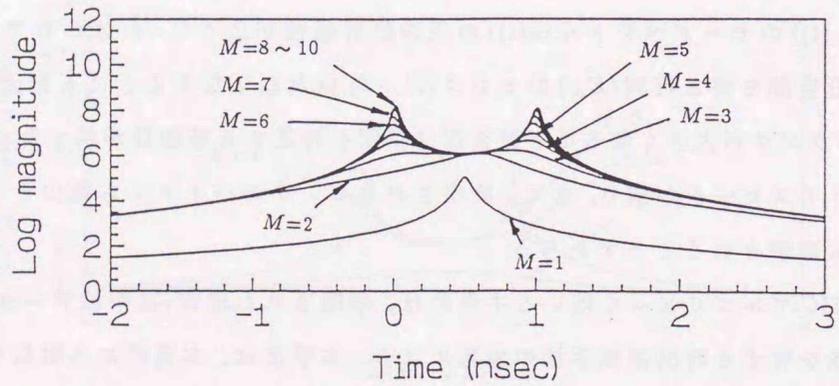
MUSICアルゴリズムを用いる主目的は、制限された情報(狭帯域データ)から高い分解能を有する時間領域手法の実現にある。本手法は、本質的に入射信号の周波数特性に対応していないため、アルゴリズム適用条件からも一般に狭帯域であることが必要とされる。以上のシミュレーションから、本手法は十分に狭帯域な手法であるが、分離されてからも、さらにある程度周波数帯域幅を広げることにより推定精度が向上することが分かる。また、 N , スナップショット数などの増加も特性改善に



(a)

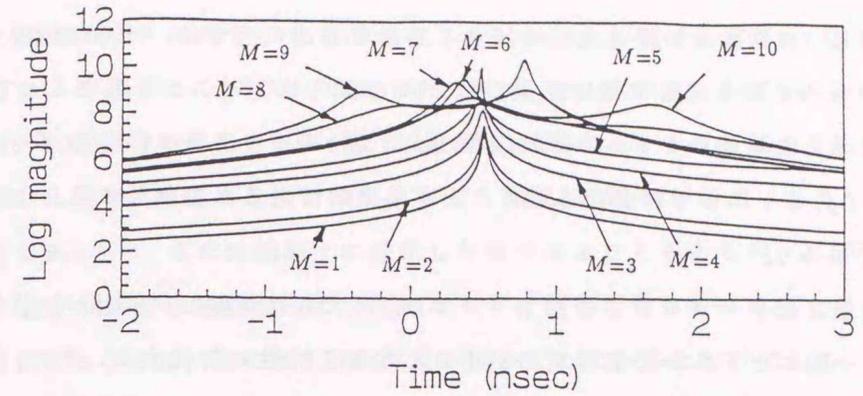


(b)

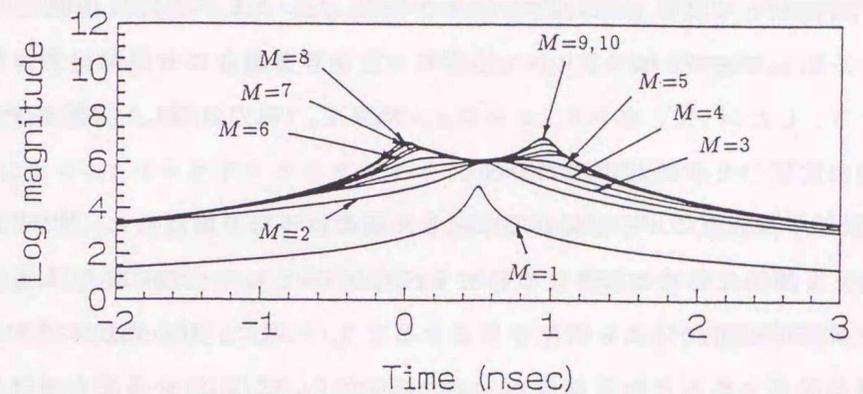


(c)

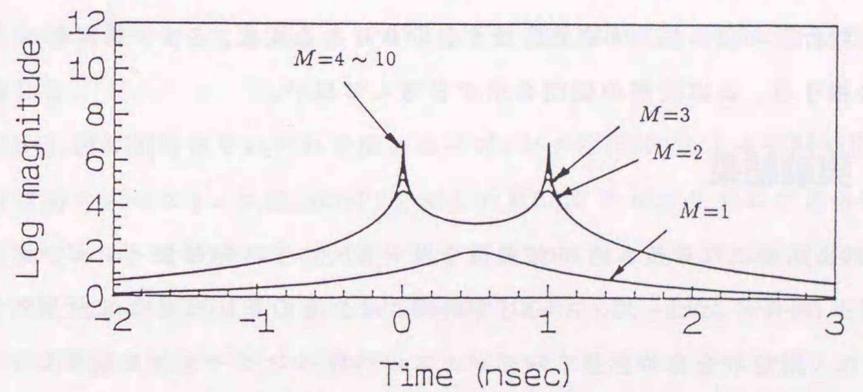
図 3.8: MUSIC アルゴリズムシミュレーション結果 (スナップショット数による変化). $f_1=2\text{GHz}$, $\Delta f=5\text{MHz}$, $N=10$, $\text{SNR}=60\text{dB}$. (a) 20 snapshots, (b) 100 snapshots, (c) 500 snapshots.



(a)



(b)



(c)

図 3.9: MUSIC アルゴリズムシミュレーション結果 (N による変化). $f_1=2\text{GHz}$, $\Delta f=5\text{MHz}$, $\text{SNR}=60\text{dB}$, 100 snapshots. (a) $N=3$, (b) $N=10$, (c) $N=50$.

関係する。推定結果の妥当性を検証する簡易な方法の一つは、いくつかのパラメータの組み合わせを通して推定結果がほとんど変化しないことを示すことであろう。ここに示した一連のシミュレーション結果は、種々のパラメータ(スナップショット数, $N, M, \Delta f$)をどのように変化させることが効果的であるかを判断する一つの指標となるであろう。

取り上げたデータモデルのパラメータ(s_i)は大きさが等しい($|s_1|=|s_2|$)のものであるが、一般にどちらかの信号電力が小さくなると特性は劣化する。また、SSP法では第一周波数(f_1)は本質的に分解能特性に依存せず、遅延時間差($|t_1-t_2|$)とサンプリング周波数との関係も相対的なものである。 f_1 による不変性は相関行列 \mathbf{R} の相似性から明かである。また、 $|t_1-t_2|\Delta f$ が一定である場合にも相関行列の相似性が成立する。したがって、本シミュレーション結果を、(電力の等しい)2波モデルの種々の場合に拡張した解釈も可能であろう。

ここでは、SSP法による相関抑圧を施した場合について検討した。MSSP法を用いた場合、相関抑圧特性はSSP法の特性を決定するパラメータに加え N, f_1 , および、各入射信号の位相成分にも依存することとなり、一概に、 M の増加に伴い、相関抑圧効果が改善されるとは言えない。しかしながら、式(3.19)から分かるように、おおよそその最悪値が本シミュレーション結果で表されていると考えられる(厳密には雑音相関行列の項に相違が存在)。また、SNRによる変化、スナップショット数による変化の様子は、ほぼ同様の傾向を示すと考えて良い。

3.4 実験結果

図3.10に示すような長さ約16cmのセミリジッドケーブル(特性インピーダンス 50Ω)をダミー(特性インピーダンス 50Ω)で終端させたものをDUTとして反射特性の測定を行った。測定系を含め、全てのデバイスの特性インピーダンスは等しいが、それらの接続部には若干の不連続による反射が生ずる。したがって、このDUTには、2つの主要な反射が存在する。第一の反射は、測定器(テストセット HP8515A)とケーブルのコネクタの接合部からの反射であり、もう一方はコネクタとダミーの接合部によるものである。ここでは、狭い周波数帯域のデータのみで、それらの反射波を

分離し(遅延時間 t_i の推定)、その信号パラメータ(s_i)の推定を行う。3.2.1節で明らかにしているように s_i が正確に推定され、かつ、接合部の属性が既知であれば各部の反射/伝送係数が導出される。ただし、時間領域における反射波の分布を微視的に考察した場合、厳密には接合部に集中した(離散的な)反射波ではなく、複数の反射の和であったり、また時間軸上に分布した波であることもあるが、本DUTのような不連続点が特性を支配するようなデバイスに関しては、モデル化での仮定が良好に成立することは、後に示す解析結果が明かとしているとおりでである。また、ダミーで終端されているため顕著な多重反射は観測されなかった。ここでのDUTは、反射点が2点しか存在しない最も単純なモデルであるが、DUTの特性が有限個、かつ離散的な反射波により記述可能である場合には、第3.2.1節で示したように、本質的な違いは存在しない。

図3.11にネットワークアナライザのタイムドメイン機能(タイムバンドパスモード)のIFFT法による時間領域解析結果を示す。同図より0.8GHzの周波数帯域幅では2つの反射点の存在を確認することは出来ず、ピークの検出を行うためには少なくとも1.5GHzの帯域幅を必要としていることが分かる。ゲーティング機能を用いて個々の応答を分離するためには、互いの応答が良好に分離されていることが必要であり、最低でも3.0GHzの帯域幅が必要であろう。反射係数値を正確に推定するためには、3.0GHzの帯域幅であっても、必ずしも十分とは言えない。この点に関しては、後に再び論じる。

図3.12(a), 図3.12(b)はそれぞれ空間スムージング法(SSP)による相関抑圧前処理、改良型空間スムージング法(MSSP)を施したMUSICアルゴリズムによる遅延時間推定結果である。この解析では、第一測定周波数ポイントを11.6GHz ($f_1=11.6\text{GHz}$), サブアレー内の測定ポイント数を10 ($N=10$)としている。また、データ相関行列の推定には219個の測定サンプル(“スナップショット”)を用いた。サンプリング周波数間隔(Δf)は、図3.12(a)の解析では24MHzに、図3.12(b)では6MHzとした。 N は入射信号数より大きな必要があるが、この実験ではDUTの構造上(ダミーで終端されていることも考慮)、 $d=2$ 程度であることは事前に予測可能であり、その予測値よりも十分に大きな値として $N=10$ を選択した。また、 Δf は時間領域での解析区間にエ

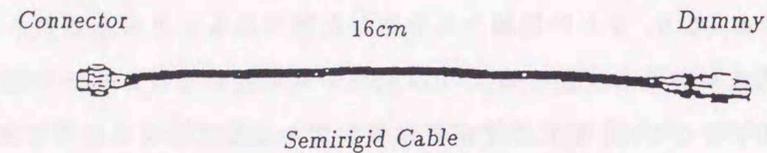


図 3.10: 実験モデル.

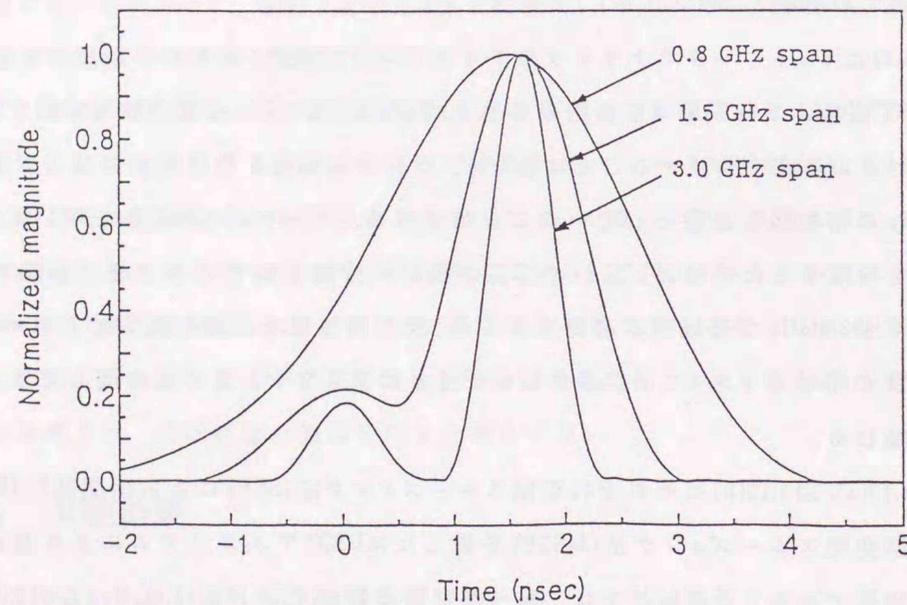
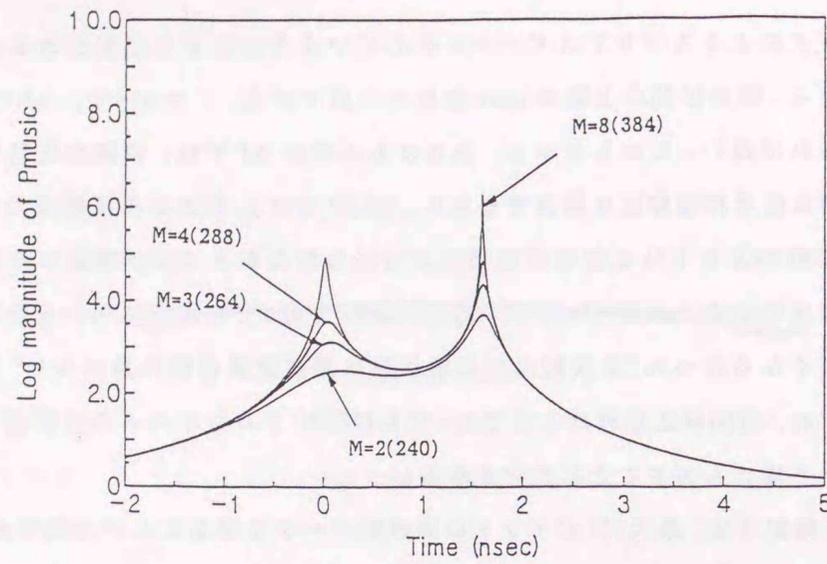


図 3.11: IFFT 法による時間領域解析結果. 0.8GHz span: 使用した周波数帯域は 11.6GHz~12.4GHz. 1.5GHz span: 使用した周波数帯域は 11.0GHz~12.5GHz. 3.0GHz span: 使用した周波数帯域は 10.0GHz~13.0GHz.

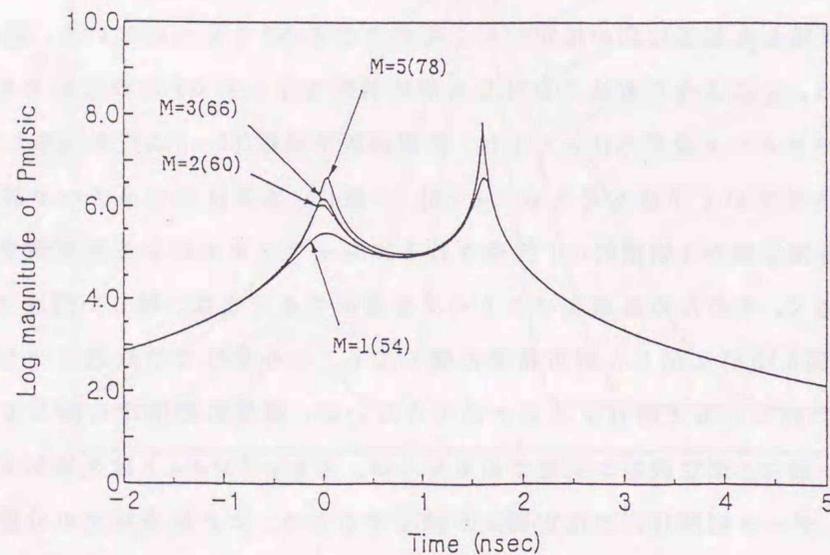
リアジングによるスプリアスピークが生じないように注意する必要がある. DUT のサイズから, 解析区間の上限は 5nsec 程度で十分である. したがって, Δf は 200MHz 以下であれば良い. しかしながら, 余りにも小さな Δf では, 相関抑圧前処理による効果的な信号相関抑圧は期待できない. MSSP では f_1 および各反射点の反射係数の位相関係により十分な信号相関抑圧が可能な場合があるが, 事前にそれらの関係の予測は不可能である. 加えて, $\Delta f < 200\text{MHz}$ であっても解析に用いる全周波数帯域幅が広がるにつれ“各反射点の反射係数は周波数依存性を持たない”という仮定がくずれ, 相関抑圧処理は十分であっても MUSIC アルゴリズムの分解能は逆に劣化していく場合もあることに注意されたい.

実際の測定では, 最大 801 ポイントの周波数データを得ることが可能であるため, 原データはサンプリング周波数間隔を 2MHz としており, SSP あるいは MSSP および MUSIC アルゴリズムの解析の際にいくつかの測定点を読み飛ばすことで Δf を増加させ, 安定した遅延時間の推定結果が可能となる Δf を見つけている. 図 3.12(a), 図 3.12(b) は, そのような方法で良好な分解能特性を示した Δf 時の結果である. もう一つのパラメータ設定方法としては, 全周波数帯域幅 $((L-1)\Delta f)$ を拘束して, N, M を変化させていく手法も考えられる [13]. 一般に, 本手法のパラメータ設定の自由度は, 全素子数が (物理的に) 拘束されるアレーアンテナによる波源探査の場合に比べ大きく, そのため最適なパラメータを選択することは, 難しい問題である. 図 3.12(a), 図 3.12(b) に示した解析結果に関しても, その帯域での最適なパラメータ選択が行われていると断言することはできないが, 遅延時間推定に関しては問題はない. 一般に, 測定機器が安定であるならば, スナップショット数を増加させることにより, データ相関行列の推定精度が向上するため, より狭帯域での分離検出が可能である. たたし, 実際には, 測定に要する時間との関係から最大スナップショット数は制限される. 本実験では 219 スナップショットを得るために 2~3 時間程度の測定時間を要した.

図 3.12(a) から分かるように, MUSIC-SSP では 264MHz ($M=3$) の周波数帯域幅で 2 つのピークを分離することが可能となっている. さらに図 3.12 (b) に示すように, MUSIC-MSSP を用いた場合, 2 つのピークの分離検出に必要な周波数帯域幅を 60MHz ($M=2$)



(a)



(b)

図 3.12: MUSIC アルゴリズムによる時間領域解析結果. $f_1=11.6\text{GHz}$, $N=10$, $d=2$, 括弧内の数値は使用した全周波数帯域幅を表す. (a) MUSIC-SSP, $\Delta f=24\text{MHz}$. (b) MUSIC-MSSP, $\Delta f=6\text{MHz}$.

まで減ることが可能であった. サブアレー数 M を増加させることにより全周波数帯域幅は増加するが, これらの図に示された推定に要する周波数帯域幅は明らかに IFFT 法の際に比べ極めて狭帯域である. SSP, MSSP 法の相関抑圧効果を明かとした図 3.4(a), 3.4(b) は, 図 3.12(b), 3.12(a) で用いられたパラメータにほぼ一致させたものである. 第 3.3.2 節で明らかにしているように, MSSP 法の信号相関抑圧効果が SSP 法に比べ優れているため, 結果として, より狭帯域での推定が実現されている.

さて, ここで MUSIC アルゴリズムと IFFT 法の分解能を比較してみる. IFFT 法では, 2 つの主要なピークを検出するために, 約 1.5GHz の周波数帯域幅を必要とした. それに対し, MUSIC-SSP 法では 264MHz の周波数帯域幅が必要であり, これは IFFT 法のほぼ $1/6$ の周波数帯域幅である. さらに MUSIC-MSSP 法を用いた場合には, わずか 60MHz の周波数帯域での分離検出が可能であり, これは IFFT 法の $1/25$ の周波数帯域幅である.

次に, 遅延時間推定誤差, および, その信号パラメータ (近似的な反射係数) 推定時における影響について考える. 図 3.11~3.12 に示した結果より, MUSIC アルゴリズムでの遅延時間推定値には広帯域な IFFT 法による推定値と比較して, 第一反射点で 0.01nsec , 第二反射点で 0.001nsec のオーダーの遅延時間推定誤差が認められた. 第一反射点の反射係数は第二反射点に比べ小さいため, 遅延時間バイアスが大きくなったものと考えられる. このような遅延時間推定誤差は, 高周波帯での反射係数, 特にその位相推定に重大な問題をもたらす. 例えば, 10GHz での測定では 0.03nsec の遅延時間推定誤差は 108° の位相誤差となる. このように反射係数の位相の絶対値 ($t=t_i$ における位相値) を精度よく推定するためには遅延時間の推定誤差が数 psec 以下である必要があり, その実現は非常に困難である. 実際には, 個々の反射点の個別の反射係数の厳密な位相値が必要な場合は稀であり, 参照面から見込んだ場合の値で十分である場合が少なくない. すなわち, 例えば FFT-GATE 法により 10GHz で遅延時間 1nsec , 反射係数の位相値 0° である信号が, MUSIC アルゴリズムによって遅延時間 1.03nsec , 反射係数の位相値 108° と推定された場合, 参照面を基準とした場合の両推定結果は, 遅延時間推定誤差と位相推定誤差が相殺されるため, 一致することになる. したがって, 本実験では反射係数の位相推定値に関しては, ある共通の

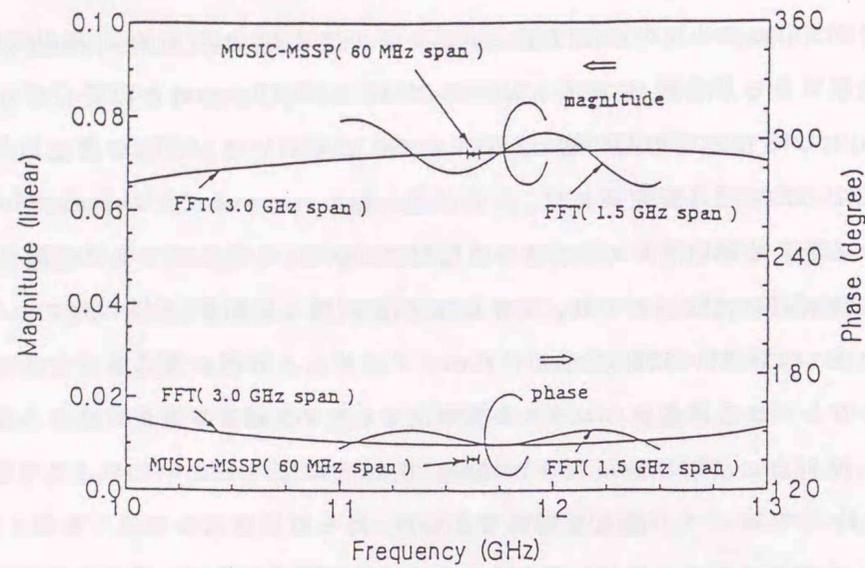
参照面を基準とした比較を行う。ここでの実験では、IFFT(3.0GHz span)での遅延時間推定値を共通の参照面とし、MUSIC アルゴリズムでの反射係数の位相推定値を変換した。前章で論じたように IFFT 法による遅延時間推定値にもバイアスが存在する。MUSIC アルゴリズムによる推定においても、データ相関行列が完全に推定されている場合には、SNR による影響がなく、正確な推定が行えるが、実際には、完全なデータ相関行列の推定は、不可能であり、また、モデル化上の誤差もあり、若干の遅延時間推定誤差は避けられない。このような遅延時間推定誤差は、厳密には反射係数の振幅の推定にも影響するが、位相誤差に比べ、その誤差ははるかに小さく、無視できる。このことは以下に示す推定結果から明かとなる。

さて、2つの反射点の周波数11.6GHzでの反射係数を推定しよう。これには、他方の影響を取り除き、一方の特性のみを得る必要がある。以前から述べているように、FFT 法では、一旦、時間領域に変換し、ゲーティングにより所望波を取り出し、再びフーリエ変換を施すという操作に対応する。図3.13(a)は第二反射点(コネクタとダミーの接続部)の(近似的な)反射係数(s_2)の推定結果である。“FFT (1.5GHz span)”と示された曲線は図3.11において“1.5GHz span”と示された時間領域波形からゲーティングにより第二反射点を取り出した結果である。この波形には、リップルが存在している。これは周波数帯域幅が十分でないために、ゲート内部に第一反射点の応答のサイドローブが混入したための影響である。周波数帯域幅が3.0GHzである場合の推定結果(“FFT (3.0GHz span)”)では、図3.11から分かるように時間領域における十分な分離が得られており、反射係数推定のリップルも消えている。すなわち、FFT-GATE 法による推定では、DUT の第二反射点のある周波数(ここでは11.6GHz)の反射係数を推定する際であっても3.0GHzもの周波数帯域幅を必要とする。図3.13(a)には MUSIC-MSSP($M=2$) 法による推定結果を“MUSIC-MSSP (60MHz span)”として示している。振幅と位相値はマーカー“●”，用いた周波数帯域幅はマーカー“|—|”により表している。位相値は IFFT 法 (3.0GHz span) の遅延時間を共通の参照面として変換したものである。振幅の推定値はほぼ完全に3GHzの周波数帯域幅を用いた FFT-GATE 法に一致している。位相値は約 8° の違いが見られるものの、所要周波数帯域幅が FFT-GATE 法のわずか $1/50$ の60MHzである利点は大きい。

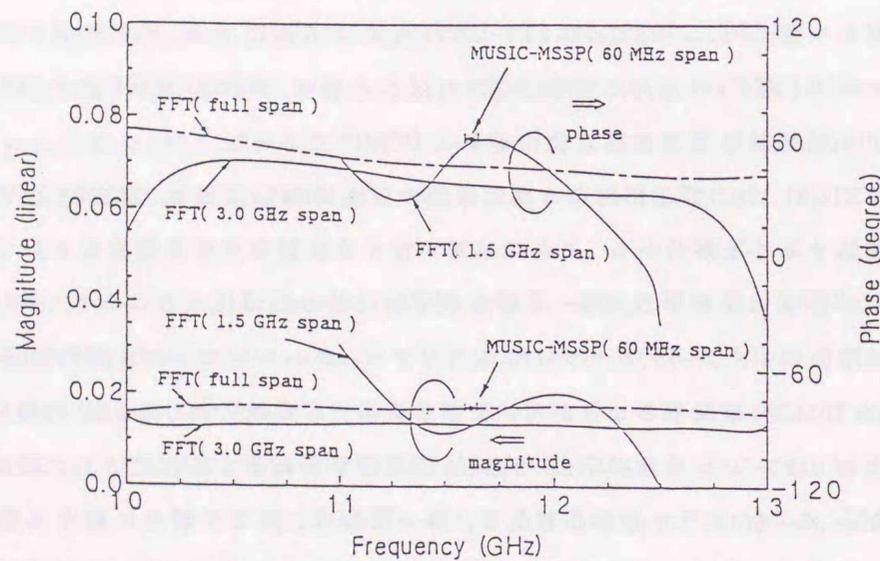
図3.13(b)は第一反射点(測定器とコネクタの接続部)の(近似的な)反射係数(s_1)の推定結果である。振幅、位相とも MUSIC-MSSP 法(60MHz span)と FFT-GATE 法(3.0GHz span)による推定値の間に違いがみられる。この違いは3.0GHzの周波数帯域幅による FFT-GATE 法の推定値には、まだ誤差が含まれていることが原因である。図3.11によると、時間領域において2つの反射点は3GHzの帯域幅でほぼ分離されており、第二反射点の推定結果では、良好な推定結果(特に振幅値)が得られていた。その場合においても第一反射点のサイドローブがゲート内部に混入していたが、サイドローブレベルと所望波のレベルの差が大きいため、顕著な誤差は求められなかった。第一反射点の反射係数の大きさは第二反射点に比べ小さいため、この推定においてはサイドローブの混入を無視できなかったものと考えられる。実際、ネットワークアナライザのフルスパンデータ(45MHz~26.5GHz)を用いた場合の FFT-GATE 法による推定結果(同図、“FFT(full span)”)は、MUSIC アルゴリズムによる振幅推定値と良好に一致した。このように FFT-GATE 法による推定では、他の信号の応答のサイドローブ(裾野)の混入に注意しなければならない。MUSIC-MSSP 法と FFT-GATE 法(“full span”)による位相推定値の違いは 15° 以下であった。

図3.13(a)より、第二反射点の反射係数の振幅は0.072であり、定在波比(VSWR)1.16に対応することが分かる。これは通常のマイクロ波デバイス測定においても小さな反射の部類に相当する。第一反射点の反射係数の振幅はさらに小さく0.017である。しかし、ネットワークアナライザのダイナミックレンジは100dB (HP8510B, averaging factor 1024 時)確保することが可能であるため、本実験におけるSNRは高い。第一反射点のリターンロス -35.4 dBであり、固有値解析結果から推定された雑音電力(σ^2)のオーダーが 10^{-10} であることから、第一反射点、第二反射点に対するSNRはともに60dB以上得られていることが分かる。反射波が小さくなり、SNRが劣化すると、相関行列の推定が劣化することになり、より多くのスナップショット数が必要、あるいは周波数帯域幅を広げ相関抑圧効果を向上させるなどの対応が必要となる。

また、図3.13(a), 3.13(b)から分かるように、MUSIC アルゴリズムの推定に用いられた帯域内では各反射点の反射係数はほぼ一定であるといえる。すなわち、このDUTは全節で示した“DUTの各反射点の反射係数は周波数依存性を持たない”とい



(a)



(b)

図 3.13: FFT-GATE 法, MUSIC-MSSP 法による信号パラメータ(反射係数)推定結果. (a) 第二反射点. (b) 第一反射点.

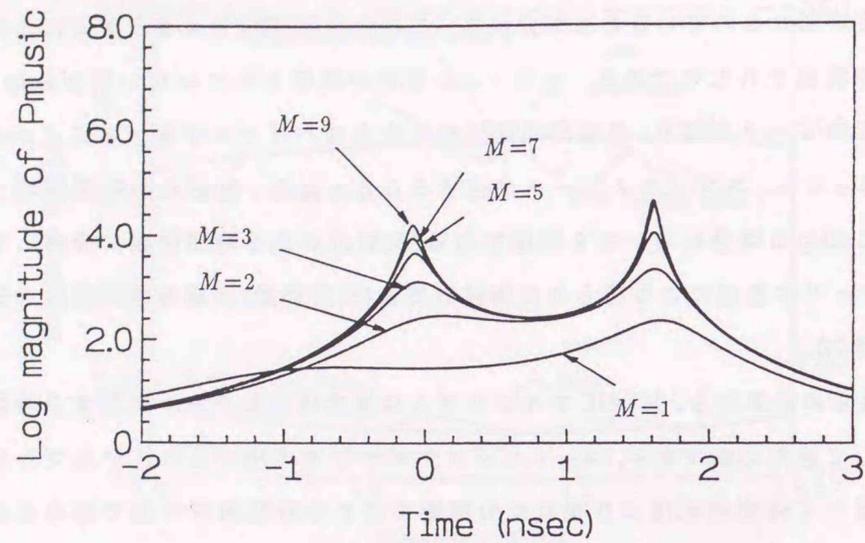
う仮定が満たされていることが分かる. このため MUSIC アルゴリズムによる高分解能性が実現されたのである. もし, この仮定が満たされていない場合には $P_{music}(t)$ の波形のピークが鈍り, 遅延時間推定値に大きなバイアスが生ずることが多い. 場合によっては, スプリアスピークが生ずることもある. 反射点が時間領域において分布している場合においても同様である(反射点がある時間領域に分布している場合, フーリエ変換により得られた周波数応答(反射係数)が周波数依存性を有することは明白).

これらの結果から, MUSIC アルゴリズムは複素周波数データに対する時間領域手法として適用可能であり, ネットワークアナライザで用いられているフーリエ変換法に基づく時間領域法より優れた分解能を有する時間領域手法であることが明らかとなった.

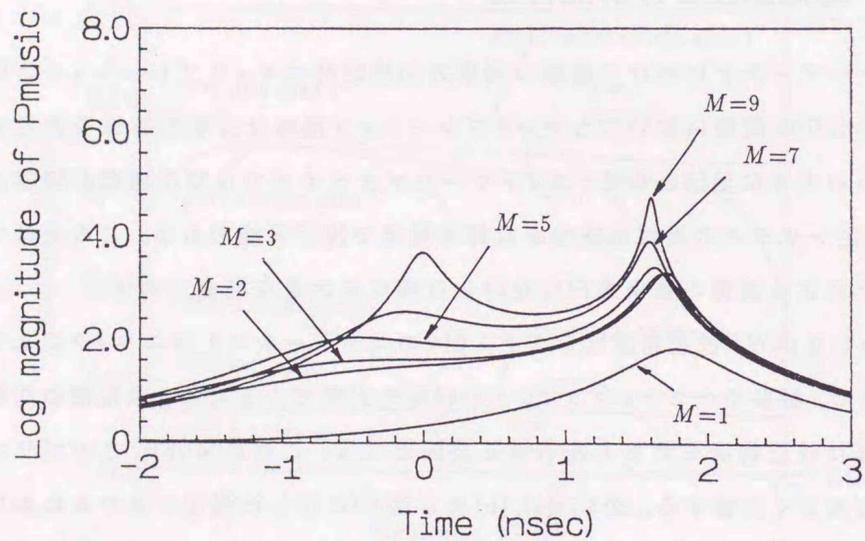
3.5 測定誤差と分解能特性

アレーアンテナにおける波源の到来方向推定時にキャリブレーションが問題となるように, 本問題においてもキャリブレーション精度は分解能特性を決定する上での一つの大きな要因となる. ネットワークアナライザでは校正標準が提供されており, 測定システムの周波数特性を良好な精度で校正可能である. この点はアレーアンテナによる波源の到来方向推定時とは異なる大きな利点である.

しかしながら, 校正精度はシステム個々のコンポーネントのスペックにより変化する. 特に, 数多くのスナップショットの取得を必要とするため, 発振器の周波数ドリフト等は校正精度を大きく左右する要因となる. これは MUSIC アルゴリズムの分解能に大きく影響する. 図 3.14(a), (b) には図 3.3 に示した測定システムにおいて発振器をシンセサイザ(HP8410B), スイープドオシレータ(HP8350B)とした場合の推定結果の一例を示した. 他のパラメータは全て共通である. 周波数ドリフトなどが少なく, 時間的にも安定しているシンセサイザによる推定結果の明かな優位性を読みとることができる. スイープドオシレータの周波数ドリフトを相関抑圧法として利用することも理論的には可能である. これは方向探査問題においてアレーアンテナを(機械的に)動かす手法に相当する[14]. SSP 法などの手法は仮想的に動かしてい



(a)



(b)

図 3.14: 発振器の相違による MUSIC-SSP 法の分解能特性の違い. $f_1=11.6\text{GHz}$, $\Delta f=24\text{MHz}$, $N=10$, $M=4 \sim 10$, 124 snapshots. (a) シンセサイザ (HP8410B) 使用時. (b) スイープドオシレータ (HP8350B) 使用時

ることに対応する. しかしながら, 周波数ドリフトを積極的に制御できない以上, シンセサイザのように安定した測定系での高分解能性実現が望ましいといえる.

3.6 むすび

本章では, スーパーレゾリューション法の一つである MUSIC アルゴリズムが, ネットワークアナライザにより得られた電磁波回路の周波数データの時間領域解析法として有効であることを実験により明らかにした. また, 相関抑圧前処理法として用いた SSP 法, および, MSSP 法の周波数データモデルに対する信号相関抑圧特性を解析し, それらの手法の関係を定式化した. この結果から MSSP 法を前処理法として用いた MUSIC-MSSP 法の優位性が明かとなった. 各反射点の反射係数の推定精度の点においても, FFT-GATE 法の数十分の一の狭帯域データのみではほぼ一致する結果を得ることが可能であった.

以上より, スーパーレゾリューション法が狭帯域周波数データに対する有効な時間領域推定法として有効であると結論される.

参 考 文 献

- [1] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] H. Vanhamme, "High resolution frequency-domain reflectometry", *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol.39, no.2, pp.369-451, April 1990.
- [3] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, August 1985.
- [4] V. U. Reddy, A. Paulraj, and T. Kailath, "Performance analysis of the optimum beamformer in the presence of correlated sources and its behavior under spatial smoothing", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-35, no.7, pp.927-936, July 1987.
- [5] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [6] M. Kaveh and A. J. Barabell, "The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-34, no.4, pp.331-341, April 1986.
- [7] S. U. Pillai and F. Haber, "Statistical analysis of a high resolution spatial spectrum estimator utilizing an augmented covariance matrix", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-35, no.11, pp.1517-1523, November 1987.
- [8] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Performance analysis of MUSIC-type high resolution estimators for direction finding in correlated and coherent scenes", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-37, no.8, pp.1176-1189, August 1989.
- [9] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bounds", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-37, no.5, pp.720-741, May 1989.
- [10] P. Stoica and A. Nehorai, "MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bounds: Further results and comparisons", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.38, no.12, pp.2140-2150, December 1990.
- [11] D. W. Tufts and R. Kumaresan, "Estimation of frequencies of multiple linear prediction perfrom like maximum likelihood", *Proc. IEEE*, vol.70, no.9, pp.975-989, September 1982.
- [12] R. L. Johnson, "Antenna array design for covariance-based direction-finding methods", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-36, no.11, pp.1537-1544, November 1988.
- [13] T. J. Shan, A. Paulraj, and T. Kailath, "On smoothed rank profile tests in eigenstructure methods for direction-of-arrival estimation", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-35, no.10, pp.1377-1385, October 1987.
- [14] F. Haber and M. Zoltowski, "Spatial spectrum estimation in a coherent signal environment using an array in motion", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.301-310, March 1986.

第4章

高分解能アンテナ測定

4.1 まえがき

高周波、かつ狭帯域なデバイスであるアンテナの諸特性の測定においては、測定精度向上のための数多くの工夫がなされている。特に、波長に比べ大きな開口を持つアンテナの利得、放射パタンの測定には、送受信アンテナ間の距離を大きくとる必要があるため、屋外に測定システムを構築せざるを得ない。この場合、地面反射波の存在を避けることができず、その影響を軽減（あるいは活用）するためにハイレベル測定場、グラウンドレベル測定場、スラントレンジ等の種々のシステム構成が考案されている。このような、送受信アンテナの位置関係、直接波と地面からの反射波の関係を利用したシステム構成では、アンテナの位置、測定周波数帯にある程度の制約が存在する。一方、コンパクトレンジ、近傍界測定装置など狭いスペースで大開口アンテナの測定を実現する装置もあるが、測定系が複雑となり、コストも高くなる。

近年開発されたベクトルネットワークアナライザ(HP8510B等)では、タイムドメイン機能を備えており、周波数掃引データを逆フーリエ変換することにより、時間領域における主要波、地面等からの反射波の様子を観測することが可能となっている[1]。十分な測定周波数帯域が得られた場合、時間領域において主要波、反射波の応答を分離することができる。従って、主要波のみをフィルタによって取り出し(ゲーティング機能)、再び、フーリエ変換を施すことにより、反射波の影響を取り除いた周波数データを得ることができる。このようにネットワークアナライザを用いたシステム構成では、数値演算処理により反射波の影響を除去するため、前述のシステム構成と比べ物理的な制約を受けることは少なく、自由度の高い測定を可能としている。文献[2],[3]等により、このシステムの有効性が報告されている。

しかしながら、ゲーティング機能を用いるためには、時間領域における主要波、反射波の応答が十分に分離されている必要がある。双方の応答に重なりが生じている場合には、ゲーティング機能は良好に働かず、ゲーティング誤差を生ずることになる。従って、この機能は測定周波数帯域幅による制約を受けると言える。アンテナのような狭帯域デバイスの測定においては、広帯域な周波数データを得ることが困難な場合が多く、デバイスの使用周波数帯域での入射波の分離検出、除去が可能となることが望ましい。

前章で明らかにしたように、ネットワークアナライザでのデバイスの反射/伝送特性測定に対して、スーパーレゾリューション法を適用することで、従来のFFT法に比べ極めて狭い周波数帯域幅データのみによる時間領域の波源分布推定が可能となる。これは、デバイス測定のように閉じた系のみならず、アンテナ測定のように開いた系の測定に対しても有効であることは容易に類推される。スーパーレゾリューション法の高分解能性に着目し、電波伝搬、特に室内多重波の推定法として適用した研究も近年いくつか報告されている[4]-[8]。本稿では周波数領域データに対してスーパーレゾリューション法を適用するが、上記の論文では、時間領域データ、空間領域データに対する適用を試みているものも見られる。主要波、不要波のパラメータ(電力、伝搬遅延、あるいは到来方向)を推定するという点では、本問題との共通点が多い。

本章では、スーパーレゾリューション法に基づく不要波の時間領域除去問題をアンテナ測定の観点から検討し、アンテナ利得測定、パタン測定を通して、その有効性を明かにする。

4.2 時間領域におけるアンテナモデル

アンテナ利得、パタン測定ともアンテナ伝送特性(S_{21})測定として定式化される。一般に、アンテナ測定では図4.1(a)に示すように送受信アンテナ間の空間を直接伝搬(Main path)する直接波、地面等の反射を介して伝搬(Reflected path)する反射波などが存在する。直接波が主要波(所望波)であり、他の反射波は不要波である。

ベクトルネットワークアナライザ等の測定器を用いると、受信信号の振幅、位相量を得ることが可能となる。図4.1(a)に示したモデルは、送信アンテナ、伝搬空間、

受信アンテナをそれぞれ回路表現することにより図4.1(b)のように解釈することも可能である。ここで $H_{ta}(f)$, $H_{ra}(f)$ は、それぞれ送信、受信アンテナの伝達関数であり、 $H(f)$ は空間伝搬経路を特徴づける伝達関数である。また、 $n(f)$ は付加雑音である。(雑音の付加される場所に関するコメント)。以下では受信アンテナが被測定アンテナ (Antenna Under Test, AUT) であるものとする。ネットワークアナライザによって得られる周波数データ $r(f)$ は、それらの伝達関数の積、および、雑音との和で表される (図4.1(b))。

$$r(f) = H_{ta}(f) \cdot H(f) \cdot H_{ra}(f) + n(f) \quad (4.1)$$

主要波の他に反射波 (1 波) が存在する伝送特性周波数データを考える。周波数 f の θ 方向における送信、被測定アンテナの利得をそれぞれ $G_{ta}(f, \theta)$, $G_{ra}(f, \theta)$, また主要波、反射波の伝搬係数を ρ_1, ρ_2 , 到来時刻 (遅延時間) を t_1, t_2 とすると式(4.1)

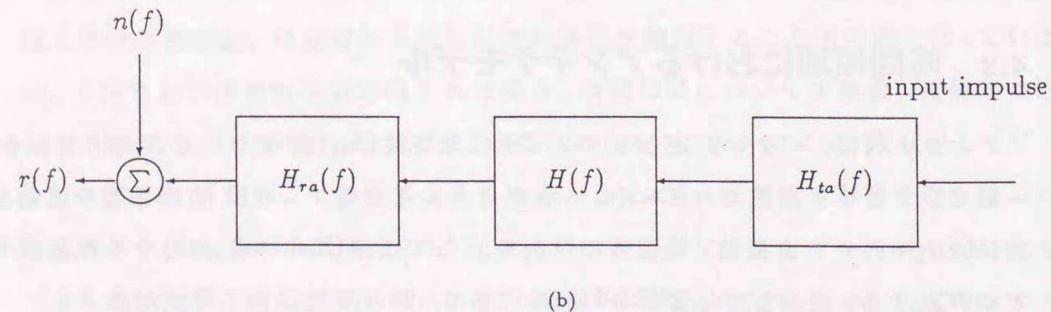
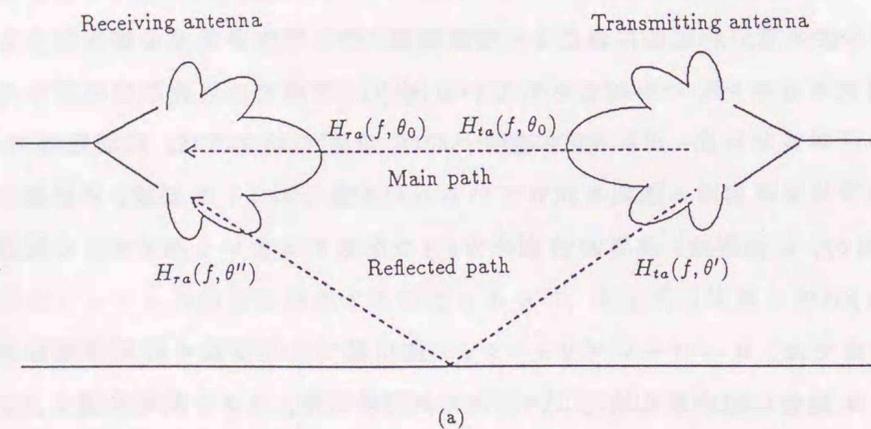


図4.1: アンテナ測定. (a) アンテナ測定の概要. (b) System Interpretation.

は次のように表される (図4.1(a)).

$$r(f) = G_{ta}(f, 0)G_{ra}(f, 0)\rho_1 e^{-j2\pi f t_1} + G_{ta}(f, \theta')G_{ra}(f, \theta'')\rho_2 e^{-j2\pi f t_2} + n(f) \quad (4.2)$$

$G_{ta}(f, \theta)$, $G_{ra}(f, \theta)$ の逆フーリエ変換はアンテナ内部の多重反射の様子を表す。従って、一般に $G_{ta}(f, \theta)$, $G_{ra}(f, \theta)$ は、周波数毎に異なる値をとる。アンテナが比較的小型である場合には、これらの多重反射は、きわめて近接して存在する。さらに、これらの多重反射は、一般に、時間領域では本質的に分布した反射となっている場合が多いであろう。スーパーレゾリューション法の適用の際には、個々の反射が時間領域においてインパルス状となっていることを前提としている。分布した反射波は、分解能の劣化、遅延時間推定誤差を生ずる原因となる。しかしながら、アンテナ内部の多重反射の持続時間に比べ、主要波、反射波の到来時刻差 ($|t_2 - t_1|$) が十分に大きい場合、狭い周波数帯域内では、個々のアンテナの内部多重反射を考慮する必要がなく、これらの反射を近似的にある時刻 t_i に集中したインパルス状の波とみなすことができる。この場合、式(4.2)は次式のように簡略化される。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-j2\pi f t_2} + n(f) \quad (4.3)$$

ここで、 s_1, s_2 は主要波、反射波の信号パラメータであり、主要波の応答は $s_1 e^{-j2\pi f t_1}$ で表されている。式(4.3)は本質的に電磁波回路に対する定式化と同形であり、したがって、MUSIC アルゴリズムをアンテナ測定に適用することが可能であると予想される。

$H_{ra}(f)$ の逆フーリエ変換は、アンテナのインパルス応答、すなわち過渡特性を表す。この過渡応答の持続時間が長い、すなわち分布した応答となることと、伝達関数が大きな周波数依存性を有することは等価である。アンテナの過渡応答が“伝達関数の周波数は周波数依存性を持たない”という仮定が成立しないほど長く持続しているが不要波とこれらの過渡応答の遅延時間差は十分に大きな場合には、主要波 (所望波) の応答自体もいくつかの入射波に分離される場合がある。これはレフレクタアンテナ (reflector antenna) などの開口面アンテナに対して本手法を適用した際には、しばしば起こり得る現象であると予測される。このような場合には、開口面、

ディスクのエッジなどの信号が分離識別されるであろう(文献[9], Fig.8.12等を参照されたい). このとき, 所望波は以下のように表されることとなる.

$$s_{\text{main}} = \sum_{i=1}^{d_0} s_i e^{-j2\pi f t_i} \quad (4.4)$$

ここで d_0 は所望波を構成する信号数を表す.

掃引周波数帯域幅が十分に狭い場合には, 帯域内でのこれら d_0 個の信号の位相の差異を識別することは困難, すなわち $2\pi f t_i \simeq 2\pi f t_j$ ($i, j = 1 \sim d_0, f_1 \leq f \leq f_L$) となることから, 本モデルも式(4.3)に帰着することになる. しかしながら, MUSIC アルゴリズムを用いた場合, 式(4.3), (4.4)のどちらのモデルとして推定されるかを, 実験者が事前に決定することは一般に困難である. なぜなら本手法の分解能は現実には SNR, スナップショット数, モデル化誤差などに依存するからである. 結果として得られる遅延時間推定値等を基にどちらのモデル(式(4.3), 式(4.4))と見なすべきかを判断することが必要となる.

以上のことから, ネットワークアナライザによって得られる周波数 $f_1 \sim f_L$ 間の L 個のサンプルデータは, 次のような行列形式を用いて表示することが可能となる.

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.5a)$$

$$\mathbf{r} = [r(f_1), r(f_2), \dots, r(f_L)]^T \quad (4.5b)$$

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T \quad (4.5c)$$

$$\mathbf{n} = [n(f_1), n(f_2), \dots, n(f_L)]^T \quad (4.5d)$$

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(t_1), \mathbf{a}(t_2), \dots, \mathbf{a}(t_d)] \quad (4.5e)$$

$$\mathbf{a}(t_k) = [e^{-j2\pi f_1 t_k}, e^{-j2\pi f_2 t_k}, \dots, e^{-j2\pi f_L t_k}]^T, \quad k = 1, 2, \dots, d \quad (4.5f)$$

これらの定式化により, ネットワークアナライザによって得られた測定データを, 従来, 波源探査で用いられているスーパーレゾリューション法と同一の形式に表示することが可能となった. この場合においても信号相関抑圧前処理が必要であることは言うまでもない. 実際にスーパーレゾリューション法を適用する際には, 式(4.5d)における雑音が, 時刻, および, 周波数に対して無相関でなければならない. 時刻, 周波数に対する雑音の相関の有無を実測することは困難である. 雑音は主に熱雑

音であると考えられるため, ここでは, 狭い周波数帯域内では白色であると考えられるものと仮定している. 図4.1(a)のモデルは $d=2$ に対応する.

各入射信号の遅延時間が既知であれば, 各々の信号パラメータは次式により推定される.

$$\mathbf{s} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{E}[\mathbf{r}] \quad (4.6)$$

以降の第4.3節, 4.4節では同図に示されたような直接波が1波, 不要波が1波であるような測定環境モデルを電波無響室内に作り, MUSIC アルゴリズムに基づく不要波の検出・除去がアンテナ利得測定, アンテナパタン測定にもたらす効果について実験を通して検討する.

4.3 アンテナ利得測定

4.3.1 アンテナ利得測定法

アンテナの利得測定には種々の測定法が存在するが, 絶対利得測定法 (absolute gain measurement), 利得変換測定法 (gain transfer measurement, あるいは利得比較法; gain comparison measurement) の二つに大別される [9], [10].

絶対利得測定法は, さらに 1) 二つの同一のアンテナを用いる方法, 2) 3つのアンテナを用いる方法, 3) 電波星を利用する方法に手法に分類される. 3) は特に地上での測定が困難である大口徑アンテナに対して有効な手法である. 1), 2) の手法では測定に用いるどのアンテナの利得に関しても事前の知識を必要とせず, 通常, 利得標準アンテナの校正に用いられる.

一般に, アンテナの利得測定には利得変換法が用いられる. この手法では, 被測定アンテナ (AUT) の未知の利得を, 利得の既知な利得標準アンテナのそれとを比較することにより測定する手法である. 測定は, 自由空間 (電波無響室内) あるいはグラウンドレベル測定上で行われる. AUT には偏波の一致した平面波が照射され, その受信電力の測定を行い, AUT を利得標準アンテナに置き換え, 同じ条件の下で利得標準アンテナの受信電力の測定を行う. 利得標準アンテナ (以下, STD) の利得を G^{STD} , また, AUT, STD それぞれの受信電力レベルを P^{AUT} , P^{STD} とする. このとき

AUTの利得 G^{AUT} は、

$$(G^{AUT})_{dB} = (G^{STD})_{dB} + 10 \log \frac{P^{AUT}}{P^{STD}} \quad (4.7)$$

で与えられる。前節での定式化では、信号パラメータ $s_i (i=1 \sim d)$ を用いて、アンテナに入射する信号を表記している。一般に、所望波である直接波は、最短の伝搬経路を通り伝搬する信号であるから、遅延時間 $t_1 < t_2 < \dots < t_d$ において、 t_1 に対応する信号 s_1 が所望波の信号パラメータである。AUT, STDそれぞれにおける所望波の信号パラメータを s_1^{AUT}, s_1^{STD} とすると式(4.7)は次式となる。

$$(G^{AUT})_{dB} = (G^{STD})_{dB} + 20 \log \frac{|s_1^{AUT}|}{|s_1^{STD}|} \quad (4.8)$$

4.3.2 実験結果

実験は、電波無響室内で行い、電波無響室の後部の壁面に約 30×30 cmのアルミ板を配置させ、地面あるいは建造物等からの反射波に相当する環境のモデルを構成した。測定システム系を図4.2に示す。被測定アンテナ(AUT)として長さ約2.4cmのモノポールアンテナを、また、角錐ホーンアンテナ(NARDA model 644)を利得標準アンテナ(STD)として用いた。送信アンテナとして周波数1~18GHzで動作可能な直線偏波の広帯域ホーンアンテナ(Double ridged guide horn antenna, EMCO model 3115)を使用した。本実験では送信/受信アンテナともに垂直偏波の状態での測定を行っている。反射物体は壁面に位置しているがAUTの指向性を考えると測定に大きな影響を及ぼすことは言うまでもない。すなわち、反射波がAUTにより受信される。ただし、STDの測定データはFBR(Front-to-Back Ratio)が大きいため影響を受けない。このようにSTD, AUTの測定時で電波環境が大きく異なる場合、利得変換法による利得測定値には大きな誤差が生ずる。一方、AUT, STDの指向性が類似な場合には反射波の影響が相対的に軽減されるため良好な測定が実現される場合がある。

実験の目的は、まず送受信アンテナの周波数特性を無視した式(4.3)の定式化が実際に満足されるかを確認することにある。これは、主要波、不要波の遅延時間差、および周波数帯域幅などに依存する問題である。ここでは、MUSICアルゴリズムを適用した際の時間領域掃引波形($P_{music}(t)$)の様子、および固有値分布などから判断

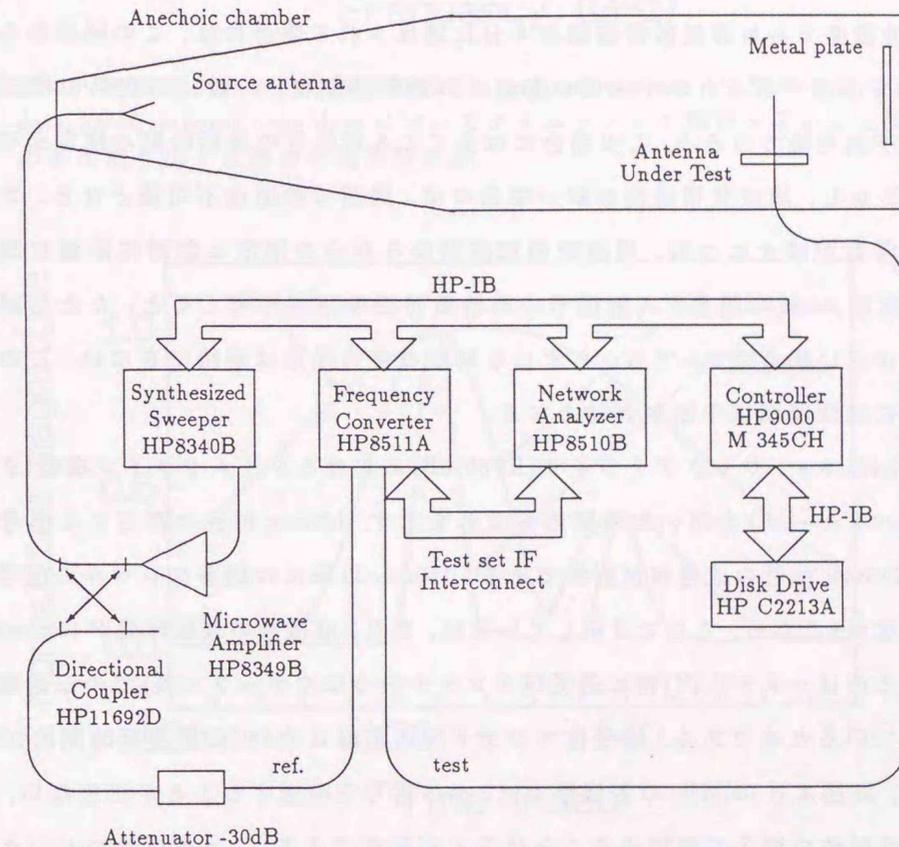


図4.2: アンテナ測定システム。

する。また、利得測定精度を広い周波数帯域データを用いた従来のFFT法の結果との比較により明らかにする。

AUTによる周波数領域波形を図4.3に示す。同図に示した“ungated response”は、いかなる処理も施さない場合の周波数領域波形であり、反射波が存在するため直接波・反射波の干渉による周期的なリプルが生じている。同図に“gated response”はゲートを用いて主要波を取り出した際の応答であるが、3.0GHz値を比較すると約5.0dBの違いがある。したがって、この実験ではSTDに反射波が入射しないため、式(4.8)に基づく利得算出値には、この5.0dBの誤差が残存することになる。

同図の波形の周期の逆数は直接波・反射波の遅延時間差に対応する。入射信号数が2波程度であり周波数帯域幅が十分に確保される場合には、この関係から遅延時間差を推定することができる。直接波の遅延時間は、一般に測定系の構成から事前に予測可能であろう。この場合には全ての入射信号の遅延時間の推定が可能となる。しかし、周波数帯域幅が狭い場合には、周期の検出は不可能となる。さらに入射信号数が増すにつれ、周波数領域波形のみからの推定は急激に困難な問題となる。実際、3波の場合、入射信号の周波数特性の存在を考えると、たとえ周波数帯域幅が広い場合であっても、必ずしも精度の良い推定は期待できない。このような場合には時間領域手法が有効となる。

図4.4にネットワークアナライザ(HP8510B)におけるタイムドメイン機能(タイムバンドパスモード)を用いた時間応答波形を示す。132nsec付近に存在する信号が直接波、140nsec付近の信号が反射波である。150nsec以降には顕著なレベルの信号は認められなかったため、ここでは示していない。また、直接波の遅延時間が130 nsecとなっているのはシステム内(特に送受信アンテナをつなぐケーブル長)での伝送時間が含まれているためである。送受信アンテナ間の距離は約6m(伝搬遅延時間約20nsec)である。同図より100MHzの帯域幅では2つの信号を確認することが出来ない。すなわち、反射波の混入を確認することは全く不可能である。2つの信号のピークを検出するには少なくとも300MHzの帯域幅が必要であった。しかしながら、互いの応答の裾野が重なりあっているため、遅延時間推定値にはバイアスが生じている可能性があり、よって、ゲーティングの適用は必ずしも効果的ではない。バイアスが存在しな

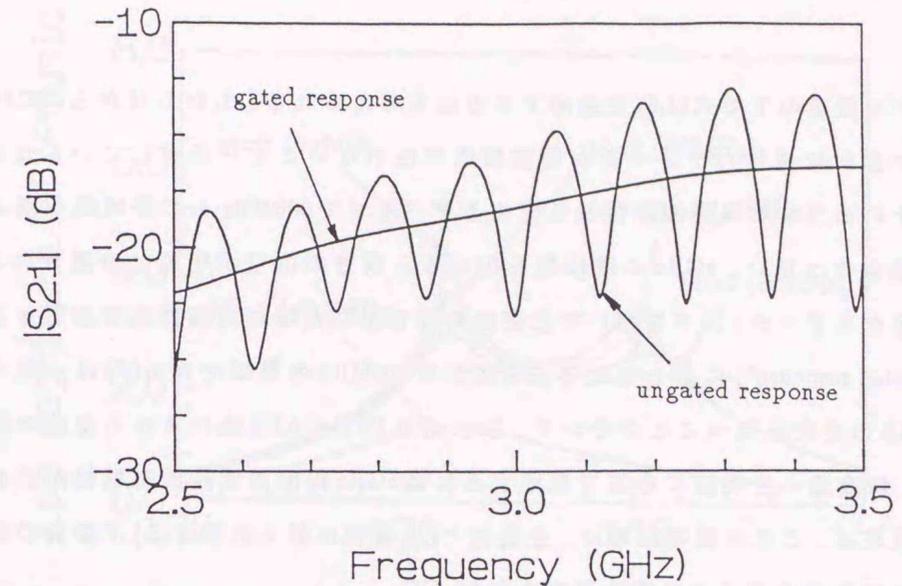


図4.3: 被測定アンテナの周波数応答。ungated response: 反射波を含む raw data, gated response: raw dataにおいてタイムドメイン機能を用いて主要波のみを取り出した場合の周波数応答。

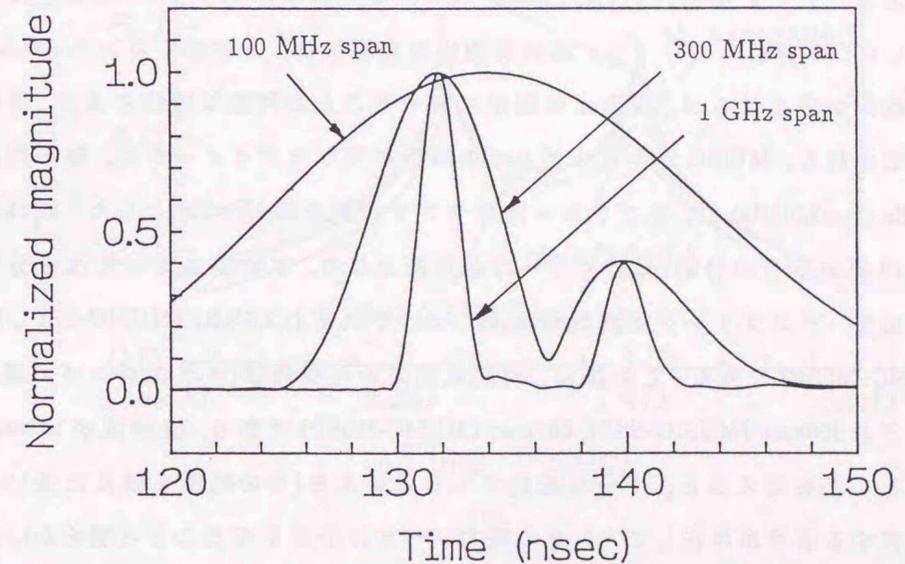
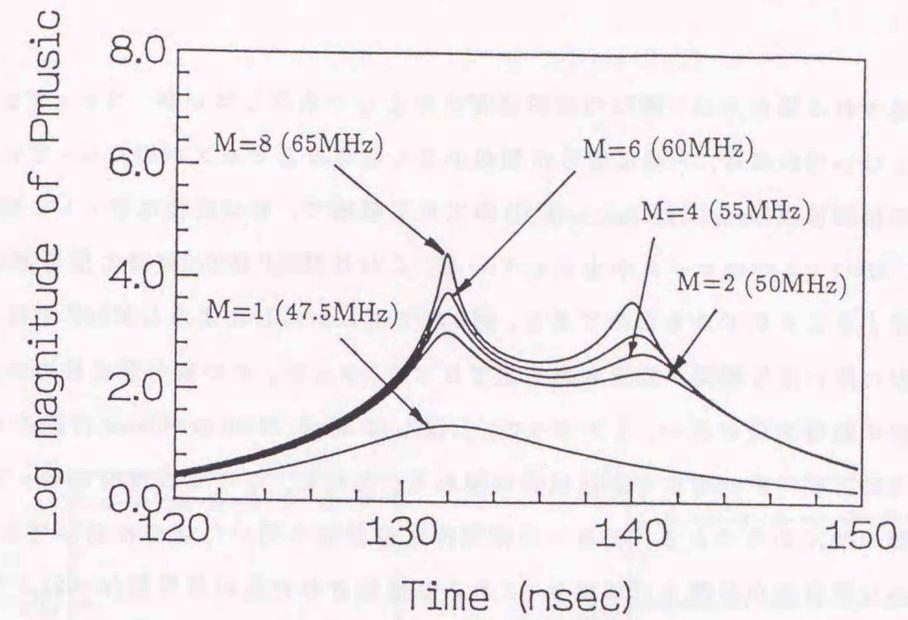


図4.4: IFFTによる時間領域解析結果。1GHz span: 使用した周波数帯域は2.5GHzから3.5GHz。300MHz span: 使用した周波数帯域は2.85GHzから3.15GHz。100MHz span: 使用した周波数帯域は2.95GHzから3.05GHz。

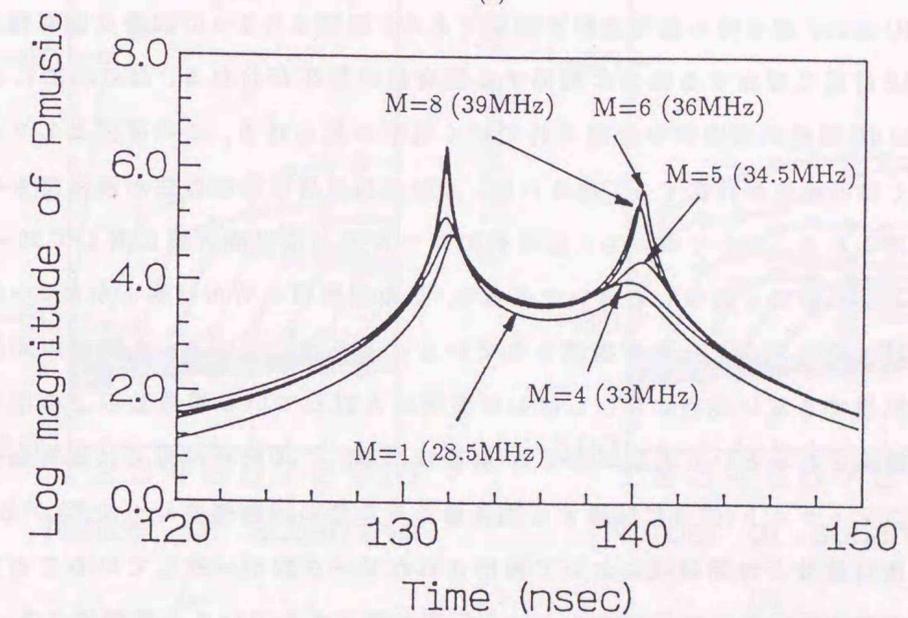
いという仮定の下で式(4.6)を適用する方法も考えられる。しかしながら、式(4.6)の導出の際には信号パラメータが周波数依存性のないことを仮定しているため、アンテナのような本来周波数特性を有するデバイスで300MHzもの帯域幅を用いた際には適当ではない。1GHzの帯域幅を用いると双方の信号が明瞭に分離される。この波形からゲーティングを用いて主要波を取り出した時の周波数応答波形もまた図4.3("gated response")に示している。同図から300MHzの帯域では $s_1(f)$ は一定ではなく数dBの変化を持つことが分かる。以上よりFFT-GATE法により不要波の除去を行い、精度良く主要波の応答を推定するには1GHz程度の周波数帯域幅が必要となると言える。この所要帯域幅は、主要波と(主要波に最も近接する)不要波の遅延時間差に反比例することは言うまでもない。

さて、次にMUSICアルゴリズムの適用結果を示す。図4.5(a), 4.5(b)はそれぞれ、SSP法による信号相関抑圧を施したMUSICアルゴリズム(MUSIC-SSP), MSSP法による信号相関抑圧を施したMUSICアルゴリズム(MUSIC-MSSP)による時間領域推定波形である。データ相関行列($R_m; m=1 \sim M$)の推定には50スナップショットのデータを用いた。本実験においても、高分解能性の実現には、より多くのスナップショット数の取得が望まれるが、現実には測定に費やすことの可能な時間により、その上限が決定される。MUSICアルゴリズムでの解析に用いたパラメータは、第一周波数を3.0GHz($f_1=3.0\text{GHz}$)に、サブアレー内のサンプル数を20($N=20$)とした。これにより最大19個の信号の分離($d_{max} \leq N-1$)が可能となり、本実験においては十分な大きさである。サンプリング周波数間隔(Δf)は、それぞれ2.5MHz(MUSIC-SSP), 1.5MHz(MUSIC-MSSP)である。この場合、時間領域での可視領域(エリアジングの周期)は、それぞれ400nsec(MUSIC-SSP), 667nsec(MUSIC-MSSP)であり、直接波が132nsecに出現することを考えると、十分な範囲であるといえる(その範囲を越えた長い伝搬遅延を有する信号が存在しても、その電力レベルは小さくなることは明らか)。同図における" M "はサブアレー数を、括弧内の数値は使用した全周波数帯域幅を表す。

図4.5(a)を見ると、 $M=1$ では顕著なピークは現れていない。これは相関抑圧処理が行われていないためである。 M の増加に伴い信号間の相関が抑圧されピークが鋭くなっていく様子が分かる。スナップショット数が非常に多く、データ相関行列が正確



(a)



(b)

図4.5: MUSICアルゴリズムによる時間領域解析結果. $f_1=3.0\text{GHz}$, $N=20$, $d=2$, 括弧内の数値は使用した全周波数帯域幅を表す. (a) MUSIC-SSP, $\Delta f=2.5\text{MHz}$. (b) MUSIC-MSSP, $\Delta f=1.5\text{MHz}$.

に推定される場合では、波形の概形は M にほとんど依存しないが、スナップショット数が少ない場合には、一般に信号相関が小さくなるほどピークが鋭くなっていく。特に実効相関係数 ($\rho_{SSP}(i,j), \rho_{MSSP}(i,j)$) の大きな領域で、その変化は著しい。図4.5(b)では、 $M=1$ で2つのピークが出現している。これはMSSP法が $2M$ 個の信号間の相関を抑圧することができるためである。第2章で明らかにしたようにMSSPでは、必ずしも M に伴い信号相関が抑圧される訳ではなく、さらに、その高分解能性のため種々の誤差の影響を受け易い。したがって、しばしば $M=6, M=8$ の140nsec 付近のピークのように、ピークの高さの逆転現象が現れる。ただし、ここでの目的はピークの遅延時間の検出のみである。どちらの相関抑圧前処理を用いた場合においても、2つの主要な固有値が分離されており、これより推定された入射信号数 ($d=2$) として遅延時間推定 ($P_{music}(t)$) の計算を行っている。図4.6(a), 4.6(b) は、それぞれ MUSIC-SSP, MUSIC-MSSP 適用時の固有値解析結果である。同図より2つの顕著な固有値、また -85 dB 付近に存在する雑音に関する固有値の存在が分かる。 M の増加にともない -60 dB 程度の固有値が分離されていく現象が見られる。この原因としては、より多くの不要波が存在する、あるいは、入射信号の周波数依存性が無視できない等が考えられる。しかしながら、固有値のレベル差が信号固有値に対して $20 \sim 40$ dB もあるため雑音と見なして良いであろう。この固有値の分布は明らかに2つの主要な入射波のみからデータが構成されていることを表している。入射波の周波数応答が無視できない場合には、しばしば実際に入射している信号数以上の信号固有値が観測されるという現象が生ずる(詳細は次章)。この解析結果では固有値には十分なコントラスト(信号に関する固有値とその他の固有値のレベル差)があり、主要な固有値数と時間領域において検出されたピーク数が一致していることから入射波の周波数特性は無視できるという仮定が満足されていると推測できる。

以上の結果から、アンテナ測定においても MUSIC アルゴリズムは有効であり、また、MSSP法は SSP法に比べ優れた効果を示していると結論される。MUSIC-SSP法で必要とした周波数帯域幅は 60 MHz、MUSIC-MSSP法ではわずか 36 MHz である。これは、FFT-GATE法による主要波の分離検出(所要周波数帯域幅 1 GHz)と比較して、約 $1/29$ ほどの周波数帯域幅である。

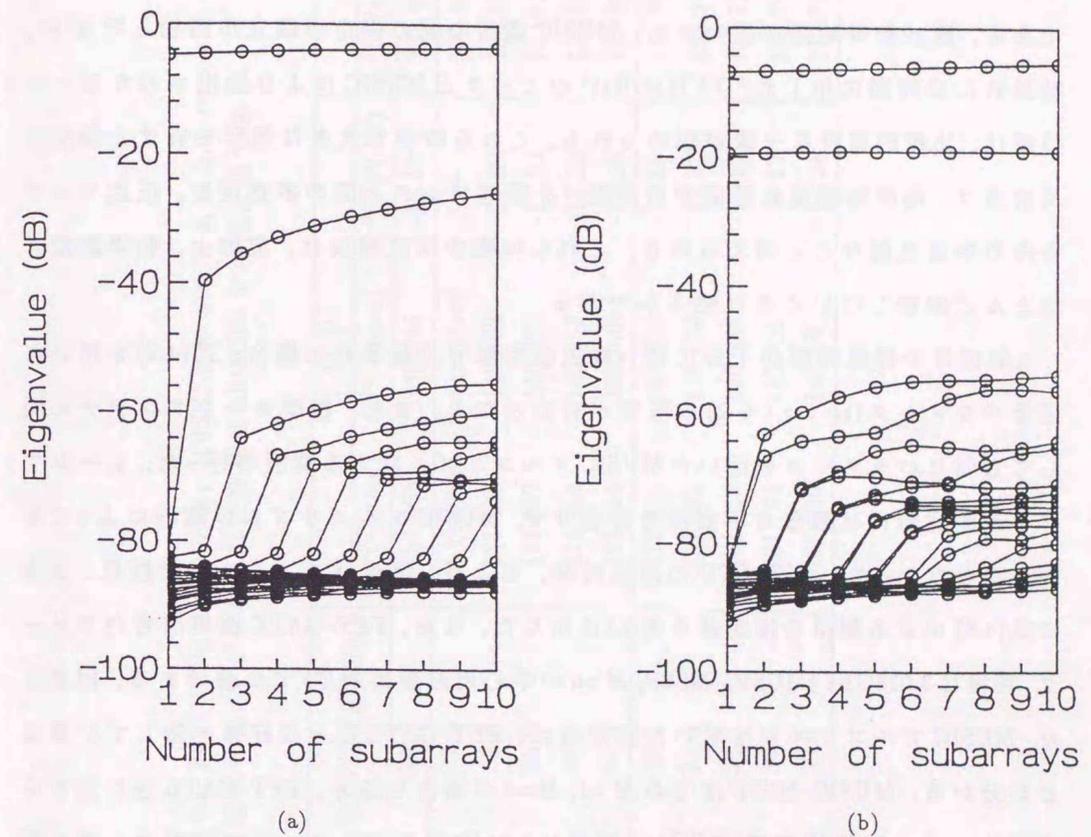


図4.6: MUSIC アルゴリズム適用時の固有値の分布. $f_1=3.0$ GHz, $N=20$. (a) MUSIC-SSP, $\Delta f=2.5$ MHz. (b) MUSIC-MSSP, $\Delta f=1.5$ MHz.

先に述べたように、雑音電力(約-85dB)以上の大きさを有する固有値の個数は M に従い増加し、図4.6(a)で M 、図4.6(b)で $2M$ 個出現している。しかしながら、入射信号数をこの条件に一致させた場合であっても図4.5(a), 4.5(b)に示した波形に大きな変化は認められなかった。これら-60 dB付近に分布する固有値は、SNRが低いためこのような狭い周波数帯域幅での分離検出が困難な信号が(複数個)存在することに起因するものと考えられる。実際、より広い周波数帯域幅データを用いた解析を行うと多くの(信号レベルの小さな)反射波が検出される。図4.7がその解析結果の一例である。周波数帯域幅が広い場合、MUSIC適用の際の仮定の成立が問題となる[†]が、結果的には同図に示した“IFFT(3GHz)”のピークとMUSICにより検出されたピーク位置は、比較的良好な一致が認められる。これらのやや大きな遅延を有する微小な反射波は、電波無響室の壁面での反射、送受信アンテナ間の多重反射、伝送ケーブル内の多重反射などと考えられる。これらの微小な反射波は、実際上、利得測定にほとんど影響しないことは明らかである。

入射信号の遅延時間が十分に狭い周波数帯域で分離された場合、式(4.6)を用いた信号パラメータ($s_i; i=1\sim 2$)の推定が有効となる。また、標準ホーンアンテナに関しても同じパラメータを用いたMUSICアルゴリズムによる解析を行った。ホーンアンテナ測定時には顕著な不要波は存在せず、MUSICアルゴリズムの解析によっても検出されなかった。AUT, STDの遅延時間、および、信号パラメータ推定結果、さらに式(4.8)による利得の推定値を表4.1に示した。なお、FFT-GATE法の信号パラメータ、利得は3.018GHz (MUSIC-MSSP, $M=6$ の中心周波数に対応)での値である。同表より、MUSICアルゴリズムを用いた推定値は、FFT-GATE法と良好に一致していることが分かる。MUSIC-MSSP法での $M=1, M=4$ の場合を除き、FFT-GATE法に対する本手法による利得推定値(G^{AUT})の誤差は0.05dB以下である。推定結果の一例を図示したものが、図4.8である。信号パラメータ、利得推定値とも良好に一致していること、および狭帯域な測定が実現されたことは同図からも明らかである(G^{STD} は事

[†]MUSIC-MSSPの結果では、主要波の応答も2つに分離されている。これはモノポール内部の多重反射、あるいは、モノポールが有限基盤(約10×10cm)上に配置されていることの影響を検出したものと考えられる。ただし、分離が不十分なため、物理的な形状から予測される位置と推定されたピーク位置は一致していない。この結果は、式(4.4)のようなモデル化が可能であることの一つの根拠である。

表4.1: FFT-GATE法, および, MUSICアルゴリズムによるパラメータ推定結果一覧. *が付けられた数値は3.018GHzでの推定値である。

TECHNIQUE	BANDWIDTH(MHz)	AUT		STD		\hat{G}^{AUT} (dB)
		\hat{t}_1^{AUT} (nsec)	\hat{t}_2^{AUT} (nsec)	\hat{t}_1^{STD} (nsec)	$ \hat{s}_1^{STD} ^2$ (dB)	
FFT-GATE	1000	131.865	139.876	133.810	-1.49*	-0.79*
MUSIC-SSP	(M=1)	not resolved	not resolved	133.891	-1.34	—
	(M=2)	131.908	140.562	133.894	-1.33	-0.79
	(M=4)	131.952	140.426	133.902	-1.31	-0.75
	(M=6)	131.944	140.192	133.911	-1.29	-0.76
	(M=8)	131.914	139.938	133.919	-1.28	-0.80
MUSIC-MSSP	(M=1)	132.136	140.012	133.805	-1.49	-0.36
	(M=4)	131.982	139.770	133.391	-1.46	-0.46
	(M=5)	131.788	140.338	133.233	-1.45	-0.81
	(M=6)	131.764	140.392	132.993	-1.45	-0.84
(M=8)	131.816	140.208	132.781	-1.44	-0.76	

前に与えられているため、同図には示していない). 本実験に用いられたAUTは有限基盤上のモノポールアンテナであるため、推定結果は実際のモノポールアンテナの利得より小さく、また、給電線路とアンテナの整合も特に行っていないことに注意されたい.

これらの結果より、MUSICアルゴリズムがアンテナ測定における時間領域解析手法として有効であり、従来の手法に比べ極めて狭い周波数帯域幅での不要波の除去を可能とする手法であることが明らかとなった. 利得の推定値についても広い周波数帯域幅を用いた従来法の推定結果と良好に一致することが分かった.

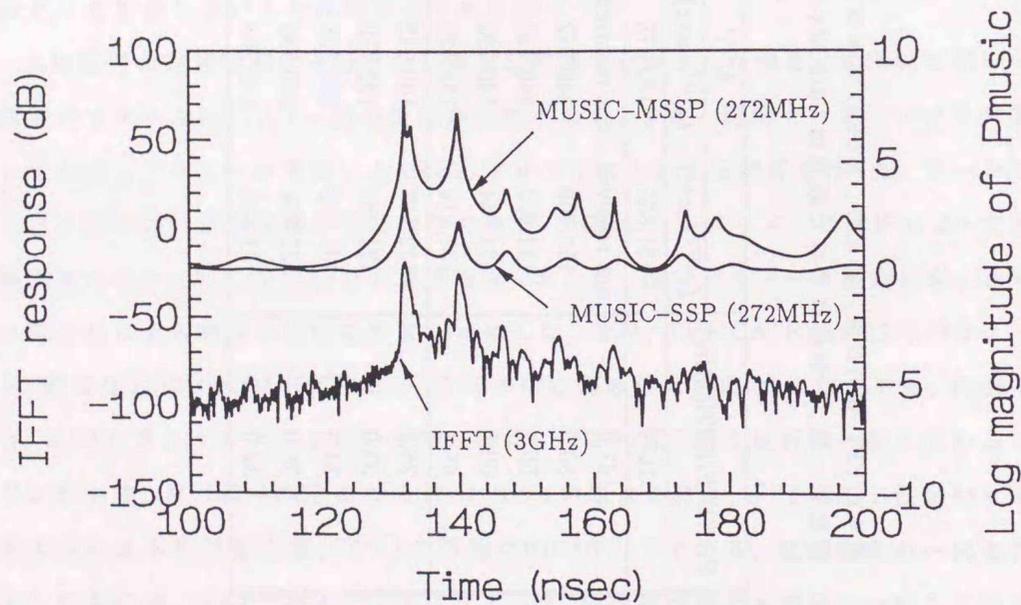


図4.7: 広帯域データを用いた時間領域解析結果. IFFT: 周波数帯域2-5GHzのデータを使用. MUSIC-SSP: $f_1=3.0\text{GHz}$, $\Delta f=4\text{MHz}$, $N=50$, $M=20$, $d=20$. MUSIC-MSSP: $f_1=3.0\text{GHz}$, $\Delta f=4\text{MHz}$, $N=50$, $M=20$, $d=40$. 括弧内の数値は使用した全周波数帯域幅を表す.

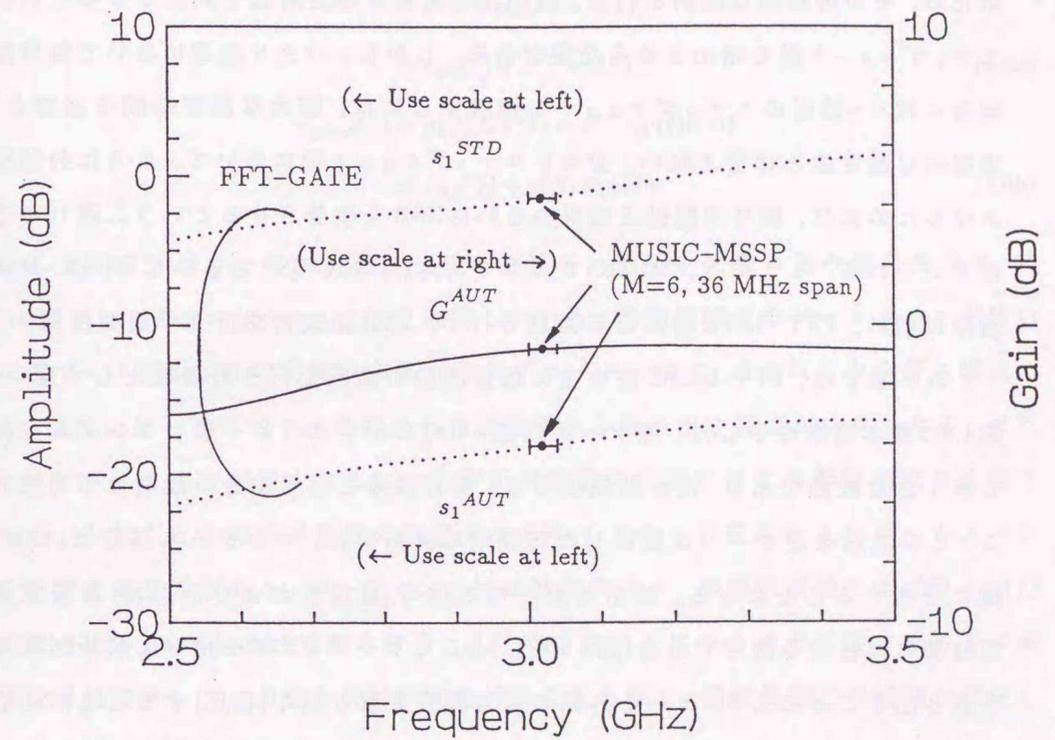


図4.8: アンテナ利得測定結果.

4.4 アンテナパターン測定

4.4.1 スナップショット数の軽減

前節でのアンテナポジショナー上に設置されたAUTを回転させ繰り返し測定することによりアンテナパターン測定が実現される。MUSIC アルゴリズムは、理論的にはSNRに依存しない分解能特性を有する。だが、実際にはスナップショット数の有限性のため、その分解能は制約される。時間領域における分解能を向上させるためにはスナップショット数を増加させる必要がある。しかし、パターン測定において各角度方向毎に数十~数百のスナップショットを用意するには、膨大な測定時間を必要とし、実用的な測定法とは言えない。少ないスナップショット数において、さらに分解能をあげるためには、信号相関抑圧効果あるいはSNRを改善させるという二通りの方法が考えられる。ここでは、MUSIC アルゴリズム(MUSIC-SSPあるいはMUSIC-MSSP)適用以前に、FFT-GATE法による処理を行い、SNRの改善を行う手法を提案する。

この手法では、FFT-GATE法を主に雑音成分の抑圧を行う前処理として用いる。図4.9に基本概念を示した。原データは図4.9(a)に示すように一般にランダムな雑音を多く含む波形であり、周波数領域では、雑音成分と信号成分の識別は不可能である。この波形を逆フーリエ変換した時間領域波形では、ランダムな雑音は(ほぼ)一様に分布することになる。解析対象となる信号(直接波および反射波)は特定の遅延時間に存在する信号である(図4.9(b))。ここでゲーティングを用いて解析対象信号を取り出すことにより、ゲート外部の雑音成分を取り除く(抑圧)することが可能となる(図4.9(c))。この際に直接波、反射波が時間領域で分離されている必要はない。ただし、もし反射波(不要波)のいくつかは既に明瞭に分離されているならば、それらを取り除くことが望ましい。ゲーティングによる雑音の抑圧効果は、ほぼ時間領域可視領域とゲート幅の比で表される。可視領域を $T(=1/\Delta f)$ 、ゲートスパンを t_{gate} とすると、ゲーティング処理により各周波数ポイントでの雑音電力は $(t_{gate}/T)^2$ 倍される。ゲートは解析対象波をほとんど変化させないことを仮定しており、雑音抑圧効果は、SNRの改善として反映される。図4.9(d)に示すように、再びフーリエ変換された周波数応答波形では、明らかに雑音によるランダムな擾乱は軽減されて

いることが分かる。すなわち、ここでのゲーティング処理は雑音を軽減する(時間領域)バンドパスフィルタとして使用される。

上記の処理は、原データ $r(f)$ における解析対象波を $r_{sig}(f)$ 、雑音を $n(f)$ 、またゲート関数を $g(t)$ として、次のように表される。

$$\begin{aligned} r(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{r(f)\} \\ &= \mathcal{F}^{-1}\{r_{sig}(f) + n(f)\} \\ &\simeq r_{sig}(t) + \mathcal{F}^{-1}\{n(f)\} \end{aligned} \quad (4.9a)$$

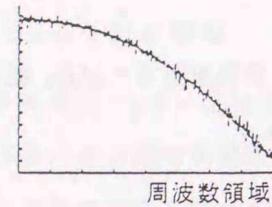
$$\begin{aligned} r_{gated}(f) &= g(f) \otimes r(f) = \mathcal{F}^{-1}\{g(t)r(t)\} \\ &\simeq r_{sig}(f) + g(f) \otimes n(f) \end{aligned} \quad (4.9b)$$

ここで $\mathcal{F}, \mathcal{F}^{-1}$ はフーリエ、逆フーリエ演算を、また \otimes は畳み込み積分を表す。式(4.9b)では $g(f) \otimes r_{sig}(f) \simeq r_{sig}(f)$ を仮定している。時間領域でのゲートスパンが狭いほどゲート関数 $g(t)$ の周波数応答 $g(f)$ がブロードとなり、この仮定が良好に成立する。また、ゲートスパンが狭いほど可視領域から取り出す雑音が少なくなる。ただし、ゲートスパンが狭くなるにつれ解析対象波の応答に与える影響が大きくなるため、少なくとも解析対象波の有意であるサイドローブを含むようゲートスパンを決定する必要がある。ゲーティング後の雑音成分は、周波数領域では $g(f)$ と $n(f)$ の畳み込み(convolution)で表される。 $g(f)$ がブロードになるほど近接する多くの周波数の雑音サンプルの重み付け平均を行うこととなり、周波数間での相関が存在しなければ0に漸近する。

スナップショット数が極端に少ない場合、MUSIC アルゴリズム適用時においても、従来とは異なる特徴が現れる。この場合、統計的に無相関である雑音と信号の分離は不可能となり、また、雑音相関行列も $E[nn^H] = \sigma^2 I$ と表現することはできない。このとき、データ相関行列は以下のように表現される。

$$\begin{aligned} R &= \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P r^{(p)} r^{(p)H} = A s s^H A^H + \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P 2 \operatorname{Re}[A s n^{(p)H}] + \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P n^{(p)} n^{(p)H} \\ &= A' s' s'^H A' \end{aligned} \quad (4.10a)$$

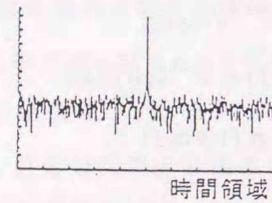
$$A' = [A, n^{(1)}, \dots, n^{(P)}] \quad (4.10b)$$



雑音が抑圧される前の測定データ

周波数領域

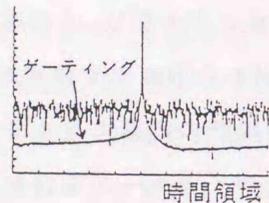
(a)



時間応答波形

時間領域

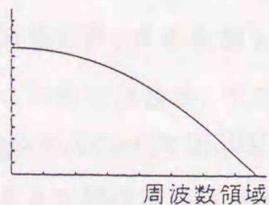
(b)



時間領域フィルタリング機能
(ゲーティング)

時間領域

(c)



雑音が抑圧された周波数データ

周波数領域

(d)

図4.9: ゲーティングを用いた雑音抑圧の概念. (a) 雑音抑圧前の周波数領域データ (raw data). (b) raw data の時間応答波形. (c) ゲーティング (時間領域フィルタリング) 処理を施した時間領域波形. (d) ゲーティング処理を施した後の周波数領域波形.

$$s' = [s_1, s_2, \dots, s_d, \underbrace{1, \dots, 1}_{P \text{個}}]^T \quad (4.10c)$$

ここで、 P はスナップショット数である。上記のデータ相関行列を分割し相関前抑圧処理を施す。 $P \gg N$ の場合には通常のMUSICアルゴリズムの定理が成立するが、 $P \simeq N$ 程度またはそれ以下の場合には若干の注意が必要である。例えばSSPを用いると行列のランク条件から $M > d$ かつ $MP < N$ の場合には、その行列の固有値分布は以下ようになる。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d > \lambda_{d+1} \geq \dots \geq \lambda_{MP} > \lambda_{MP+1} = \dots = \lambda_N = 0 \quad (4.11)$$

すなわち、信号数があたかも MP であり、雑音が0であるような固有値分布を示すことになる。実際には比較的SNRの高い測定が実現されるため $\lambda_d \gg \lambda_{d+1}$ が成立する場合が多いが、上式において d 個の信号ベクトルと P 個の雑音ベクトルのクロスタームが残存していることから分かるように、厳密には $d+1 \sim MP$ 番目の固有値に対応する固有ベクトルも信号部分空間との結合を有している。したがって、 $\lambda_{d+1} \sim \lambda_N$ を非信号成分に関する固有値と見なし、これらに対応する固有ベクトル $e_{d+1} \sim e_N$ を用いて $P_{music}(t)$ を解析することは適当でなく、むしろ $\lambda_{MP+1} \sim \lambda_N$ を非信号成分と見なし、 $e_{MP+1} \sim e_N$ を用いた時間領域推定を行うべきである。

ゲーティング処理は雑音成分を抑圧することから、この場合 $\lambda_{d+1} \sim \lambda_{MP}$ を抑圧するように働き、固有値分布関係、および、大きさ零の固有値に対応する固有ベクトルと信号のモードベクトルとの直交性の改善に寄与することになる。

このように、スナップショットが極端に少ない場合、雑音の(スナップショット取得)時刻に関するランダム性を検出することはできない。したがって、MUSICアルゴリズムでは雑音に関しても、信号と同様な取扱いをすることになる。ただし、 $MP \gg N$ の場合には、周波数に関する雑音のランダム性から、統計的性質の違いによる信号と雑音の分離が可能となり、従来のMUSICアルゴリズムに漸近する特性を得ることが可能となることを付記しておく。

4.4.2 実験結果

本実験に用いた測定システム系は図4.2と同一である。但し、被測定アンテナ(AUT)は、ホーンアンテナ(Double ridged guide horn antenna, EMCO model 3115)を用い、また、

不要な反射波を生じさせるための金属板を電波無響室の壁面に配置した(図4.10). アンテナポジショナー上に置かれているAUTを6°毎に回転させ, H面パタンの測定を行った.

図4.11(a)は0°方向(主ビーム方向)の測定データに対してIFFTを施した結果である. このように広い周波数帯域データ(5~11GHz, 6GHz span)を用いた場合には, 直接波(80.8nsec付近)と金属板からの反射波(82.2nsec付近)の分離が可能であり, ゲーティングを用いた反射波の除去は有効である(図4.11(a), "gated data"). 図4.11(b)は, それらの周波数領域波形である. 不要反射波によるリップルが消失していることが分かる. しかし, ここでは6GHzという広い周波数帯域幅を用いており, AUTが狭帯域である場合にはFFT-GATE法を正しく適用できない.

ゲーティング機能を併用したMUSICアルゴリズムでは, MUSICアルゴリズム(MUSIC-SSPあるいはMUSIC-MSSP)適用以前にゲーティングによる雑音除去を行う. 周波数帯域が5.04~5.84GHzである時間応答波形に対してゲーティング処理を施した様子を図4.12(a)に示した. ここでは800MHzという狭い周波数帯域幅であるため, 直接波と反射波の応答は分離されておらず(図4.12(a), "raw data"), 81nsec付近に1つの応答として現れている. ここでゲートによりこれらの信号成分を取り出す(図4.12(a), "gated data"). "raw data", "gated gata"を比較すると, 90nsec以降に現れている電波無響室内での反射等による不要波成分も除去している様子が分かる. このよ

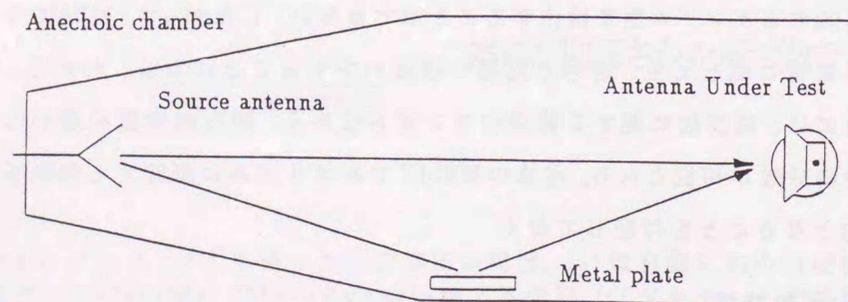
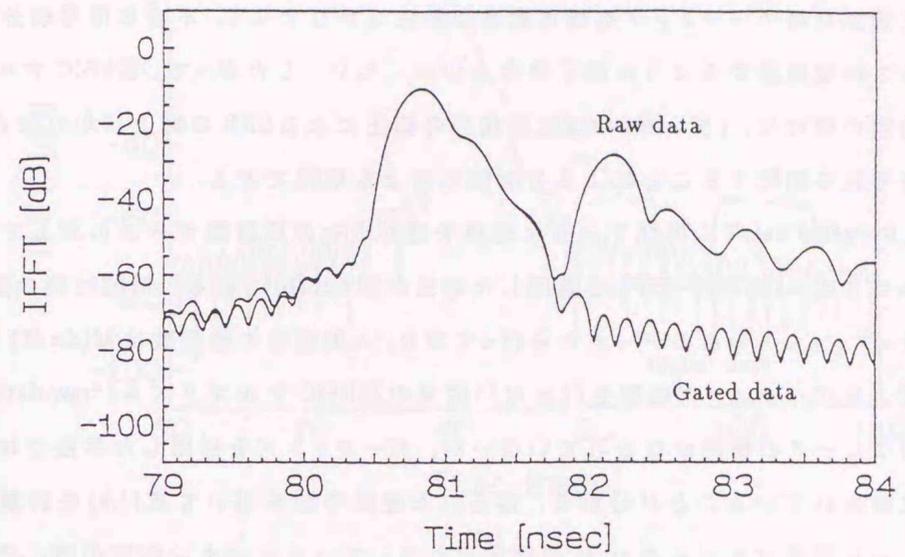
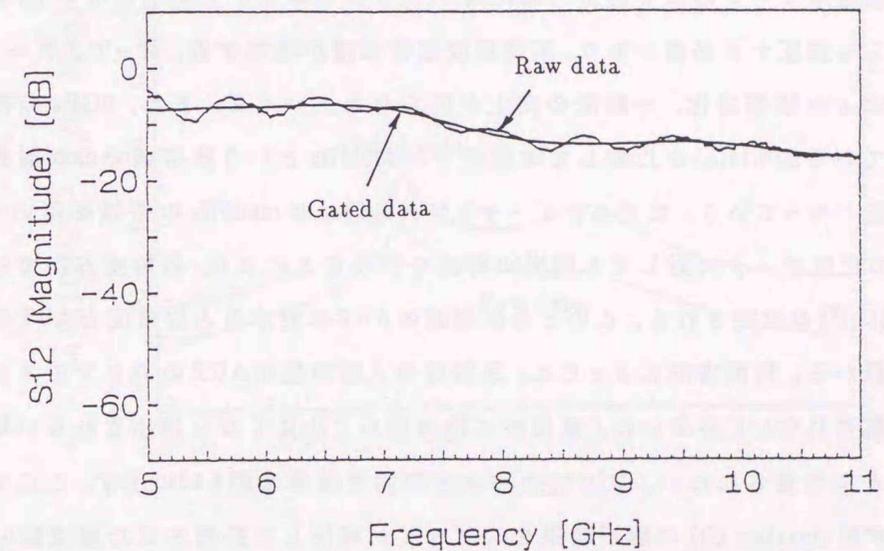


図4.10: アンテナパターン測定(反射板の配置).



(a)



(b)

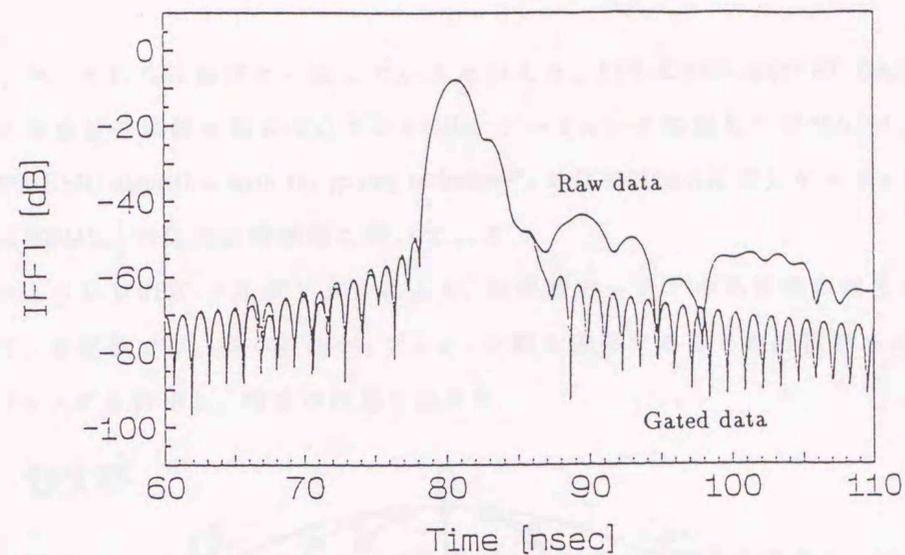
図4.11: FFT-GATE法による不要波の除去. (a)時間領域波形(広帯域データ). 使用周波数帯域: 5.0~11GHz. gate span: 1.9nsec. (b)周波数領域波形(広帯域データ).

うに実際にはゲーティング処理は雑音の除去ばかりでなく、不要な信号成分[†]を事前にある程度制限するように働く場合が少なくない。したがって、MUSIC アルゴリズム適用の際には、(ランダムな)雑音成分の抑圧によるSNRの向上ばかりでなく、入射信号数を制限することによる分解能の向上も期待できる。

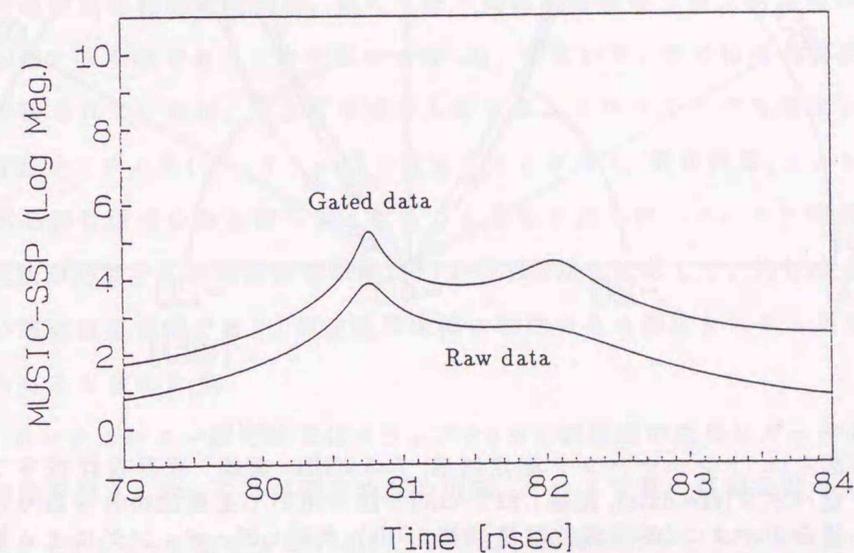
この“gated data”に再びフーリエ変換を施し、その周波数データに対してMUSIC アルゴリズム(MUSIC-SSP)を適用した結果が図4.12(b)である。相関行列の推定は1スナップショットのみのデータから行っており、入射信号の推定数は $M(d=M)$ とした。同図よりゲーティング処理を行わない従来のMUSIC アルゴリズム(“raw data”)では明瞭なピークの検出がなされていないが、ゲーティングを併用した手法ではピークが改善されていることが分かる。得られた遅延時間を用いて式(4.6)を計算することにより信号パラメータ s_1, s_2 が推定される。アンテナパタン測定の際、必要となるパラメータは $|s_1|^2$ である。ゲートを併用しない従来のMUSIC アルゴリズムにより同程度のピーク形状を得るためには、(より多くのサブアレーを用いて)信号相関をさらに抑圧する必要があり、所要周波数帯域幅が増加する。従って、ゲーティング処理により狭帯域化、分解能の向上が図られたといえる。また、6GHzの帯域幅を用いている図4.11(a)と比較して本解析では402MHzという狭帯域での反射波の検出が可能となっている。ただし、ゲーティング処理には800MHzの帯域を用いている。

他の角度データに対しても同様の解析を行うことにより、各角度方向での直接波電力($|s_1|^2$)が推定される。このとき反射波のAUTに対する入射角度とAUTの指向性の関係から、角度方向によっては、反射波の入射角度がAUTのパタンのヌルに一致し受信されない、あるいは、直接波に比べ極めて小さくなり検出されない場合があることに注意されたい。アンテナパタンの測定結果を図4.13に示す。ここでのパタンは 6° 毎(marker: ○)の解析結果をスプライン補間して描画させた周波数5.2GHzでの規格化電力パタンである。反射板が置かれているため反射波除去を行っていないパタンは非対称になっている(“Raw data with a metal plate”)。FFT-GATE法、あるいは、ゲーティングを施したMUSIC アルゴリズム(MUSIC-SSP)により左右対称な所望波のみのパタンが得られている。同図には、反射板を取り除いて測定を行った結果

[†]必要のない信号という点では雑音であるが、MUSICでの定式化に現れる、時刻、周波数に対してランダムな雑音ではなく、所望信号と相関を有している点に注意されたい。



(a)



(b)

図4.12: ゲーティングによる雑音の除去, および, そのMUSIC アルゴリズムにおける特性改善効果. (a) 時間領域波形(狭帯域データ). 使用周波数帯域: 5.04~5.84GHz, gate span: 12.0nsec. (b) MUSIC アルゴリズムによる解析結果. $f_1=5.2\text{GHz}$, $\Delta f=6.0\text{MHz}$, $N=46$, $M=23$, 使用周波数帯域幅 402MHz, snapshot 数 1.

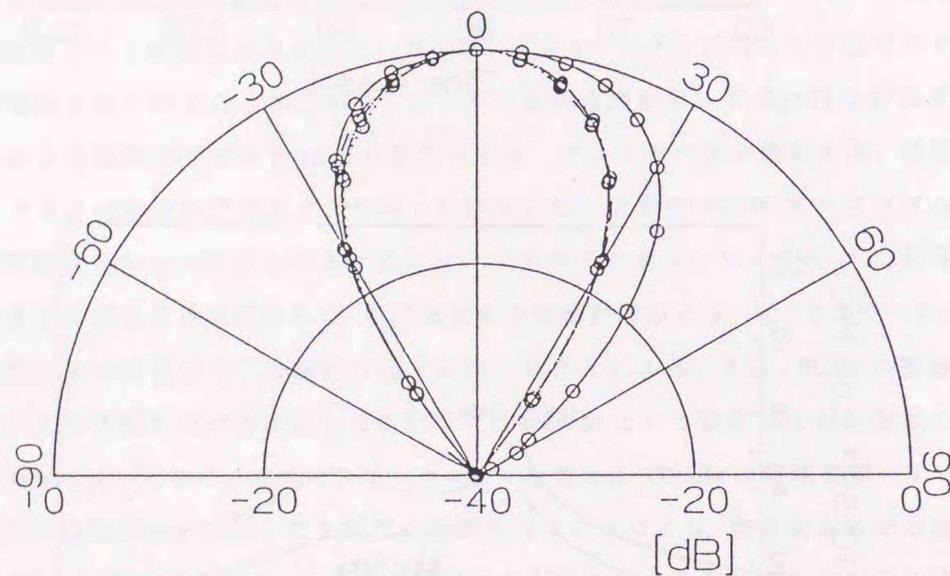


図 4.13: アンテナパターン測定結果. $f=5.2\text{GHz}$. 実線: 反射板存在下での測定パターン(raw data), 波線: FFT-GATE法を用いて主要波のみを取り出した場合のパターン(使用周波数帯域幅6GHz), 点線: ゲーティングによる雑音抑圧を行わないデータによる MUSIC-SSP 適用結果(パラメータは図4.12と同じ), 一点鎖線: ゲーティング処理および MUSIC-SSP 法を併用した場合のパターン(パラメータは図4.12と同じ).

も示した. それらは良好に一致しているといえる. FFT-GATE法(“FFT-GATE”)を用いた周波数帯域幅は図4.11(a)での6GHz, ゲーティングを施した MUSIC アルゴリズム(“MUSIC algorithm with the gating technique”)では402MHz(ただしゲーティング処理には800MHz)の周波数帯域幅を用いている.

このように MUSIC アルゴリズムにより, 狭帯域データでの不要波の除去が可能となる. 本実験では, 多くのスナップショット数を確保することが困難であるため, ゲーティングを併用し, 特性の改善を試みた.

4.5 むすび

本章では, ネットワークアナライザを用いたアンテナ測定系を構築し, 伝送特性周波数データに対する MUSIC アルゴリズムの有効性に関して論じた. 実験の結果, 本手法は電磁波回路測定時同様, 極めて狭い周波数帯域幅での入射信号の分離検出能力を有する手法であることが明かとなった. すなわち, ある程度の周波数帯域データが得られていれば, 不必要な波が入射するようなマルチパス環境下においても, 測定システム系(ハードウェア)を変更することなく, 数値計算(ソフトウェア)により不必要な信号の除去が可能となることを明かにした. アンテナ利得測定時に本推定法が必要とした周波数帯域幅は FFT-GATE法と比較して, 約1/29という極めて狭い周波数帯域幅であり, 周波数帯域幅に制約のある測定システム系では, 特に有効となると言えよう.

また, アンテナパターン測定時ではスナップショット数軽減のためにゲーティングによる前処理を導入した. これは測定時間の短縮, データ容量の軽減を試みたものである. スナップショット数が少ないという点では, 本来のスーパーレゾリューション法の目的(信号と雑音を統計的に分離)とは異なる考え方で, アルゴリズムの改良を施している. 実験結果が明らかにしているように, ゲーティング前処理による SNR の改善効果は明らかに測定結果に反映されている.

このようにスーパーレゾリューション法は, 閉じた実験系である回路測定のみならず, 開いた系であるアンテナ測定に対しても有効であることが分かる. 種々のマルチパス環境, アンテナに対する検討を重ね, 入射波検出性能, 電力推定誤差などを

定量的に明らかにすることに関しては、更なる研究テーマとして残されているが、本手法の適用可能性、有効性という本質的な部分は実験的に証明されたと言える。

参考文献

- [1] J. W. Boyles, "The HP8510B as a high performance antenna and radar cross-section analyzer", Technical Report, RF & Microwave Measur. Symp. and Exhibit.
- [2] 小淵, 宮田, 宮谷, 田代, 中村, "ネットワークアナライザを用いたパターン測定", 信学技報, A-P87-93, December 1987.
- [3] J. W. Boyles, "Long range antenna measurements with the HP8510 using harmonic mixers", In *Eight Annual Meeting and Symposium*, Antenna Measurement Techniques Association, Ottawa, 1986.
- [4] 安西, 小川, 山田, 菊間, 稲垣, "MUSIC法を用いたアンテナの回転走査による室内多重波到来方向の推定", 信学技報, EMCJ89-66, 1989.
- [5] 真鍋, 高井, "パルス圧縮法による遅延プロファイルの高分解能化", 信学技報, A-P90-108, 1990.
- [6] 高井, 真鍋, "高分解能パルス圧縮法による遅延プロファイルを用いた室内伝搬構造の解析", 信学技報, A-P90-109, 1990.
- [7] 北村, 小川, 菊間, 稲垣, "MUSIC法とESPRIT法による室内多重波の伝搬遅延時間推定に関する比較検討", 信学技報, A-P91-47, 1991.
- [8] 小川, 北村, 小原, 菊間, 稲垣, "4素子立体アレーを用いた室内多重波の到来方向と伝搬遅延時間の推定", 信学技報, A-P91-109, 1991.
- [9] G. E. Evans, editor, *Antenna measurement techniques*, Artech House, Inc, Norwood, MA, 1990.

- [10] W. H. Kummer and E. S. Gillespie, "Antenna measurements — 1978", *Proc. IEEE*, vol.66, no.4, pp.483-507, April 1978.

第5章

周波数特性存在下における スーパーレゾリューション法の諸特性

5.1 まえがき

相関行列の固有構造の特徴を用いたスーパーレゾリューション法による空間スペクトル推定は、入射信号が純粋な(複素)正弦波($s_i e^{-j2\pi f t_i}$)である場合に優れた高分解能性を示す。ネットワークアナライザで得られる複素信号($r(f)$)に対する適用の際にも、周波数帯域幅が十分に狭い場合、上記の仮定が成立する。しかしながら、帯域幅が広がるにつれ各信号の信号パラメータの周波数特性を無視することはできなくなる。このような場合でのMUSICアルゴリズムの挙動を理解することは、先に示した狭帯域測定での仮定("入射信号は周波数特性を持たない")が成立しているか否かを推定結果(固有値分布, 時間領域掃引波形)から判断するためにも有効である。入射信号が著しい周波数依存性を示す場合には、定式化の時点で周波数依存性を考慮した他の手法が必要となるであろう。問題は、本手法がネットワークアナライザでの種々のアプリケーション測定をどの程度カバーするかという点にある。

本章では、まず周波数特性を有する信号が存在する場合におけるMUSICアルゴリズムの挙動を検討する。任意の周波数特性を含む一般化された議論は困難であるため、本章では指数関数的に減衰する、あるいは、 $1/\sqrt{f}$ に比例して減衰するような周波数特性を有する入射信号が混在する信号モデルの諸特性の考察に限定している[†]。現実には種々の周波数特性が考えられるが、狭帯域測定の場合に観測される周波数特性は一般に単調減少(あるいは増加)関数と近似可能な場合が多く、MUSICアルゴリズム適用時の諸現象は先に示した二つのモデルのどちらか類似する。ここでは、

[†]これはスーパーレゾリューション法の一つの応用分野として期待される電磁波散乱測定時の入射信号を想定したものである(詳細は第6章参照)。

MUSIC-SSP, MUSIC-MSSP 法を適用した場合の信号相関抑圧された相関行列 (R_{SSP} , R_{MSSP}) の構造 (固有値分布, 固有ベクトルとモードベクトルの直交関係) を検討し, 周波数特性の遅延時間推定に及ぼす影響を数値計算を用いて明らかにする. これらの結果は, ある程度の周波数特性を MUSIC アルゴリズムは許容するというを示すものである.

実用上, MUSIC アルゴリズムが周波数依存性に対してある程度のロバスト性を有していたとしても, 前章までに用いてきた信号パラメータ推定法[†]は, もはや用いることはできない. 信号パラメータ推定法もまた周波数特性を検出できるもの, すなわち, s_i としてではなく, 周波数特性を含めた形 $s_i(f)$ としての推定が必要となる. アレーアンテナにおいて特定の方向からの信号のみを受信するには, 鋭い主ビームをその入射信号方向に向けるか, あるいは, 不要な信号の到来方向にヌルを形成し除去することにより所望信号のみを取り出すかの2通りの方法が考えられる. 時間領域法において用いているゲーティング機能は前者の概念に対応する手法である. ここでは, 後者の概念を応用し, 時間領域(ノッチ)フィルタリングを用いることにより不要な応答を除去し, 周波数特性を含めた所望波の信号パラメータの推定が可能となることを明らかにする.

5.2 問題の背景

アレーアンテナによる入射信号の到来方向測定時での MUSIC アルゴリズム [1] は, 以下の形式で表されるデータ共分散行列の固有値, 固有ベクトルの性質を用いて信号パラメータを推定するアルゴリズムである.

$$R = ASA^H + \sigma^2 I \quad (5.1)$$

ここで A は各入射信号のモードベクトルを列とする $N \times d$ 行列 (N : 素子数, d : 信号数) であり, $N \geq d$ において, 信号相関行列 S が正則である限り, その動作は保証される. すなわち, A の各列を a_1, a_2, \dots, a_d , また, R の最小固有値 (σ^2) に対応する固有ベクトルを $\{e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_N\} (= E_N)$ とすると,

$$\{a_1, a_2, \dots, a_d\} \perp \{e_{d+1}, e_{d+2}, \dots, e_N\} \quad (5.2)$$

[†] $s = (A^H A)^{-1} A^H E[r]$ による周波数不変な信号パラメータ推定.

が成立する. 等間隔直線アレーによる狭帯域信号推定時には A の各列を,

$$a(\omega_i) = [1, e^{-j\omega_0 \tau_i}, \dots, e^{-j\omega_0(N-1)\tau_i}]^T, \quad (i = 1, 2, \dots, d) \quad (5.3)$$

と表していたのに対し, ここでは a_i という表記を用いていることには意味がある. 式(5.2)は式(5.3)のような等間隔直線アレーから導出されるモードベクトルのみならず, より一般化することが可能であるということである. MUSIC アルゴリズムが本来の波源の到来方向探査問題において円形アレーなどに対して適用されていることなどは一例である(例えば[2]). 波源の到来方向推定問題においては, アレーの形状から一意的にモードベクトルの概形が決定され, そのモードベクトル $a(\omega)$ を用いることにより信号の到来方向が推定される. 式(5.2)の関係を評価するには以下の関数が用いられる.

$$P_{music}(\omega) = \frac{a(\omega)^H a(\omega)}{a(\omega)^H E_N E_N^H a(\omega)} \quad (5.4)$$

以上は, アレーアンテナにおける波源の到来方向推定時の MUSIC アルゴリズムである.

さて, 本アルゴリズムを周波数特性を有する入射信号を含む周波数データに対して適用し, その信号の遅延時間推定問題として定式化するとどうなるであろうか. いま, 入射波が d 波であり, 各々 $w_i(f)$ で表される周波数特性を有しているとしよう. このとき周波数データ $r(f)$ は,

$$r(f) = \sum_{i=1}^d s_i(f) e^{-j2\pi f t_i} + n(f) = \sum_{i=1}^d w_i(f) s_i e^{-j2\pi f t_i} + n(f) \quad (5.5)$$

と表される. 従来のように周波数 $f_1 \sim f_N$ まで等間隔にサンプルされた周波数データを行列表示すると次のようになる.

$$r = As + n \quad (5.6)$$

ここで,

$$A = [a_1, a_2, \dots, a_d] \quad (5.7a)$$

$$a_i = A_i w_i = [w_i(f_1) e^{-j2\pi f_1 t_i}, w_i(f_2) e^{-j2\pi f_2 t_i}, \dots, w_i(f_N) e^{-j2\pi f_N t_i}]^T \quad (5.7b)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_1 t_i} & & 0 \\ & e^{-j2\pi f_2 t_i} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{-j2\pi f_N t_i} \end{bmatrix} \quad (5.7c)$$

$$w_i = [w_i(f_1), w_i(f_2), \dots, w_i(f_N)]^T \quad (5.7d)$$

ここで、 w_i は i 番目の信号の周波数特性 $w_i(f)$ を表すベクトルである。等間隔直線アレーを用いた波源の到来方向推定問題においても、アレーの各素子がウエイト w_i を有している場合、式(5.5)と類似の式が導出される。すなわち、アレーのキャリブレーションが正確に行われておらず、モードベクトルに誤差が含まれる場合である。波源の到来方向推定問題の場合、アレー素子間の相互結合による誤差、あるいは、入射信号が完全な空間コヒーレンスを持たない場合の特性改善法は文献[3],[4]などに見られが、それらの手法では、主たる信号成分と誤差成分が統計的に分離されるなどの仮定に基づく手法であり、信号自体の周波数特性を取り扱わなければならない本問題とは性質を異にする。また、もう一つの大きな相違点は、波源の到来方向推定でのキャリブレーション誤差の場合、ウエイトは全入射信号に対して共通であり、あくまでもアレーに対して一意に決定されるが、本問題では各入射信号が独立なウエイトを有することが許されている点にある。すなわち、本問題ではアレーの形状のみならず、入射信号個々の物理的な性質がいわゆる“モードベクトル”と密接に関係することになる。

式(5.5)に示したデータモデルのパラメータは、入射信号数が既知である場合であっても一意に決定できない。いくつかの周波数ポイントデータから作られる連立方程式を見れば明らかなように、未知数の個数は方程式の個数を越える。周波数データに対するMUSICアルゴリズムの適用では、さらにコヒーレント信号問題、すなわち、信号相関行列 S の特異性を解決する必要がある。我々は、今までにSSP[5], MSSP[6], [7]という前処理型の信号相関抑圧手法の適用が容易、かつ有効であることを示した。周波数特性を有する入射信号に対しても同様に適用可能であることが望ましい。高周波帯での実際のデバイス測定等では、データ全体 $r(f)$ としては大きな周波数特性を示すが、個々の入射信号 $s_i(f)$ の周波数特性はさほど小さくなく、狭い周波数帯域内では滑らかな単調(増加/減少)関数と見なせる場合が多い。

次節以降、SSP, MSSPの適用可能性と固有値分布、および、遅延時間推定誤差の2つの観点から周波数依存性を有する信号モデルに対するMUSICアルゴリズムの特性を明らかにする。

5.3 相関抑圧前処理と周波数特性

5.3.1 SSPと周波数特性

周波数特性を持たない場合、 m 番目のサブアレーにおける周波数データは次のように表される。

$$r_m = A D^{(m-1)} s + n_m \quad (5.8)$$

ここで、 D は以下のような $N \times N$ 対角行列である。

$$D = \text{diag}\{e^{-j2\pi\Delta f t_1}, e^{-j2\pi\Delta f t_2}, \dots, e^{-j2\pi\Delta f t_d}\} \quad (5.9)$$

上記のデータベクトルから得られる相関行列のアンサンブル平均から相関抑圧されたデータ相関行列 R_{SSP} が得られる。

$$R_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M R_m = A S_{SSP} A^H + \sigma^2 I \quad (5.10a)$$

$$S_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D^{(m-1)} S D^{(m-1)H} \quad (5.10b)$$

$M \geq d$ ならば S_{SSP} が正則 ($\text{rank}[S_{SSP}] = d$) となり、入射信号のモードベクトルと雑音部分空間との直交関係が成立する[5]。より一般的に m 番目のサブアレーで用いられている $D^{(m-1)}$ を単に D_m とすると、

$$S_{SSP} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D_m S D_m^H \quad (5.11a)$$

$$D_i \neq D_j, \quad (i \neq j) \quad (5.11b)$$

において $M \geq d$ を満足すれば良いことになる。さて、上記の D_i ($i = 1, 2, \dots, M$) はどのような形式を有することが可能であるのだろうか。

m 番目のサブアレーデータを一般化して

$$r_m = A^{(m)} s + n_m \quad (5.12)$$

と表す。さらに R_{SSP} を以下のように表現する。

$$R_{SSP} = \frac{1}{M} [A^{(1)}, A^{(2)}, \dots, A^{(M)}] \begin{bmatrix} S & & 0 \\ & S & \\ 0 & & S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^{(1)H} \\ A^{(2)H} \\ \vdots \\ A^{(M)H} \end{bmatrix} + \sigma^2 I$$

$$= \tilde{A} \tilde{S} \tilde{A}^H + \sigma^2 I \quad (5.13)$$

ここで, $\text{rank}[S] = 1$ より, 明らかに,

$$\text{rank}[\tilde{S}] = M \quad (5.14)$$

である。入射信号が周波数特性を有する場合であっても, 式(5.6), (5.7a)~(5.7d) のように d 個の信号で表される場合, SSP の信号相関抑圧の結果として d 個の信号成分が分離されることが望ましい。このためには,

$$\text{rank}[\tilde{A} \tilde{S} \tilde{A}^H] = d \quad (5.15)$$

が必要である。行列積のランク条件,

$$\text{rank}[\tilde{A} \tilde{S} \tilde{A}^H] = \min(\text{rank}[\tilde{A}], \text{rank}[\tilde{S}]) \quad (5.16)$$

より, $M \geq d$ において,

$$\text{rank}[\tilde{A}] = d \quad (5.17)$$

を満たさなければならないことが分かる。そこで行列 \tilde{A} のランク条件を調べる。 \tilde{A} の各列を交換した行列 \tilde{C} を定める。ここで \tilde{C} は以下のような行列とする。

$$\tilde{C} = [B_1, B_2, \dots, B_d] \quad (5.18a)$$

$$B_i = [a_i^{(1)}, a_i^{(2)}, \dots, a_i^{(M)}] \quad (5.18b)$$

$a_i^{(m)}$ は m 番目のサブアレーにおける i 番目の信号のモードベクトル成分である。各入射信号が周波数特性を持たない場合, $a_i^{(m)} = e^{-j2\pi(m-n)\Delta f t_i} a_i^{(n)}$ が成立し, B_i の各列は従属であり, 結果として B_i のランクは1となる。また, 明らかに $a_i^{(j)}$ ($i = 1, 2, \dots, d$) は一次独立であるから式(5.17)が満足される。式(5.12)で表す周波数特性を有する入

射信号の場合, m 番目のサブアレーにおける i 番目の信号のモードベクトルは, 式(5.7a)~(5.7d) の表記を用いて,

$$a_i^{(m)} = A_i^{(m)} w_i^{(m)} = [w_i(f_m) e^{-j2\pi f_m t_i}, w_i(f_{m+1}) e^{-j2\pi f_{m+1} t_i}, \dots, w_i(f_{m+N-1}) e^{-j2\pi f_{m+N-1} t_i}]^T$$

と表される。 $\text{rank}[B_i] = 1$ を満たすためには,

$$a_i^{(m)} = \nu_i^{m-n} a_i^{(n)}, \quad (\nu_i: \text{complex constant}, \quad m, n = 1, 2, \dots, M) \quad (5.19)$$

が必要とされる。したがって, 任意の m に対して $w_i(f_{m+1})/w_i(f_m)$ が一定となることが必要とされることが分かる。これはサンプリング周波数 Δf 間の変化率であり, $e^{(-\alpha_i + j\theta_i)\Delta f}$ とおく。

$$\begin{aligned} \nu_i &= \frac{w_i(f_{j+1})}{w_i(f_j)} \cdot e^{-j2\pi\Delta f t_i} = e^{(-\alpha_i + j\theta_i)\Delta f} \cdot e^{-j2\pi\Delta f t_i} \\ &= e^{-\alpha_i\Delta f} \cdot e^{-j2\pi\Delta f(t_i - \theta_i/2\pi)} \end{aligned} \quad (5.20)$$

ここで α_i は振幅の減衰率に関係し, θ_i は位相係数である。フーリエ変換の時間推移則から分かるように, 位相係数が一定の比率で変化する場合には, その信号の遅延時間は $t_i \rightarrow t_i - \theta_i/(2\pi)$ に移動することからこの θ_i は意味を持たない。これを新たに t_i と置くことにより位相の周波数特性は無視される。実際, 時間領域において観測されるピークも新たな t_i の位置である。以上より, SSP が正しく動作するためには $\nu_i = e^{-\alpha_i - j2\pi\Delta f t_i}$ が必要であることが明かとなった。式(5.18a)以降の考察から分かるように, 独立なモードベクトルは $a_i^{(1)}$ ($i = 1 \sim d$) であり, これらが d 次元の信号部分空間を張る。 $\alpha_i = 0$ とすることにより, 上式は周波数特性を持たない入射信号に対する従来の SSP の関係式に一致する。以上は, MUSIC-SSP 法が AR モデル[†]全般[8]に対して適用可能であることを意味する。このような指数関数的に減衰する信号モデルに対するスーパーレゾリューション法の適用例は文献[9],[10]などにも見られる。以上をまとめる。SSP が正しく適用される (d 個の入射信号成分を $M \geq d$ において d 個の独立したモードベクトル成分に分離する) ためには, 入射信号は以下のようなモデルであることが必要とされる。

$$r(f_i) = \sum_{k=1}^d s_k \cdot e^{-\alpha_k f_i} \cdot e^{-j2\pi f_i t_k} + n(f_i) \quad (5.21)$$

[†]AR モデル: $r(f_i) + \sum_{k=1}^d a_k r(f_i - k) = e_i, E[e_i] = 0, E[e_i e_j] = \sigma^2 \delta_{ij}$ を満たすデータ系列。

このとき行列 D は次式となる.

$$D = \text{diag}\{e^{-(\alpha_1+j2\pi t_1)\Delta f}, e^{-(\alpha_2+j2\pi t_2)\Delta f}, \dots, e^{-(\alpha_d+j2\pi t_d)\Delta f}\} \quad (5.22)$$

$M \geq d$ において式(5.15)が満足され, MUSIC アルゴリズムが適用可能となり, 以下の性質が成立する.

$$\text{固有値分布} \quad : \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \lambda_d > \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_N (= \sigma^2) \quad (5.23a)$$

$$\text{信号部分空間} \quad : \{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_d\} \perp \{\mathbf{e}_{d+1}, \mathbf{e}_{d+2}, \dots, \mathbf{e}_N\} \quad (5.23b)$$

式(5.21)以外の周波数特性を有する入射信号に対しては, 式(5.17)に示されるランク条件は満足されず, 式(5.14), (5.15)より最大 M 個の信号固有値成分が出現する. この場合, R_{SSP} の固有値は各信号成分が十分に相関抑圧された場合, 以下のような関係を有する.

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d \gg \lambda_{d+1} \geq \dots \geq \lambda_M \geq \lambda_{M+1} = \dots = \lambda_N (= \sigma^2) \quad (5.24)$$

実際に我々が取り扱う信号モデルは滑らかに単調減少する信号が多い. また, 本稿では狭帯域測定を目的としているためランク条件は近似的に満足される. したがって, 上記のように信号固有値成分は M 個存在するが, 顕著な固有値成分から式(5.21)の d を判別することとなる. 雑音固有値は $\lambda_{M+1} \sim \lambda_N$ に対応し, $P_{music}(t)$ における雑音部分空間 E_N にはこれらの固有値に対応する固有ベクトルを用いることになる. ただし, 式(5.23b)に示した直交関係は厳密には成立しない. 信号固有値が実際の信号数 (d) 以上出現することから明らかなように, 個々の信号のモードベクトル自体もいくつかの成分に分解されている. この場合のモードベクトルと雑音部分空間との直交関係は, あくまでも近似的に成立しているだけである. $\lambda_{d+1} \sim \lambda_M$ の固有値成分が小さくなるほど近似は良好となる.

5.3.2 MSSP と周波数特性

MSSP[6], [7]での相関抑圧前処理は次式により定義される.

$$\begin{aligned} R_{MSSP} &= \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \{R_m + JR_m^* J\} \\ &= AS_{MSSP}A^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5.25)$$

入射信号に周波数特性がない場合 $M \geq d/2$ で S_{MSSP} は正則[7]となり, MUSIC アルゴリズムの適用が可能となる. 上式は, また R_{SSP} を用いて以下のように表すことも可能である.

$$\begin{aligned} R_{MSSP} &= \frac{1}{2} \{R_{SSP} + JR_{SSP}^* J\} \\ &= \frac{1}{2} \{AS_{SSP}A^H + JA^*S_{SSP}^*A^T J\} + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5.26)$$

式(5.25), (5.26)を比較して分かるように, MSSP では, 以下の行列の相似関係を利用している.

$$A \propto JA^* \quad (5.27)$$

行列 J は行の順序を(逆順に)入れ換えるオペレータである. 式(5.27)の関係は, 式(5.26)の右辺の括弧内に表した2つの(前進方向スムージング, 後進方向スムージングされた)相関行列の張る信号部分空間が一致することを意味する. SSP において信号部分空間を正しく表現できないモデルは, MSSP においても不適当なモデルであることは式(5.26), (5.27)からも明かであろう. そこで SSP では正しく動作する指数関数的な周波数特性を有する入射信号が存在する場合, どのような現象が生ずるかを考察する. SSP での結果を利用するため $M \geq d$ 時に限定して考える.

$$\begin{aligned} R_{MSSP} &= \frac{1}{2} [A, JA^*] \begin{bmatrix} S_{SSP} & 0 \\ 0 & S_{SSP}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^H \\ A^T J \end{bmatrix} + \sigma^2 I \\ &= \tilde{A}' \tilde{S}' \tilde{A}'^H + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5.28)$$

ここで, $\text{rank}[S_{SSP}] = d$ である. ごく稀に実数要素が多く現れた場合にはランクは減じ, S_{SSP} が実数行列である場合にはランクは d となるが, 一般に S_{SSP} は複素行列であることから, \tilde{S}' のランクは $2d$ となる.

$$\text{rank}[\tilde{S}'] = 2d, \quad (d \leq \text{rank}[\tilde{S}'] \leq 2d) \quad (5.29)$$

行列 \tilde{A}' の列を交換した行列 \tilde{C}' を定める.

$$\tilde{C}' = [B'_1, B'_2, \dots, B'_d] \quad (5.30a)$$

$$B'_i = [a_i^{(1)}, \dots, a_i^{(M)}, Ja_i^{(1)*}, \dots, Ja_i^{(M)*}] \quad (5.30b)$$

周波数特性に関して拘束しない場合には、式(5.30b)の行列 B_i' のランクは最大で $2M$ となる。したがって \tilde{A} のランクは $2M \times d$ となる。式(5.16)に示したランク条件より、雑音電力より大きな固有値の個数は行列 \tilde{S} のランクに一致することが分かる。したがって一般に $2M$ 個の固有値が現れる。

出現する固有値の個数を M に限定するためには $\text{rank}[\tilde{A}] = d$ が必要となる。 a_i ($i = 1 \sim d$) は独立であることから、 $\text{rank}[B_i'] = 1$ が必要である。周波数特性が存在しない場合、この条件が満たされることは明かである。先の SSP での考察から明らかのように指数関数的な周波数特性に限定した場合、行列 B_i' の $1 \sim M$ 番目の列ベクトル、および、 $M+1 \sim 2M$ 番目の列ベクトルもそれぞれ一次従属となる。これら二つのベクトルを代表して $a_i^{(1)}$, $J a_i^{(1)*}$ を考える。これらが一次従属ならば、 B_i' のランクは 1 となり、結果として $\tilde{A} \tilde{S} \tilde{A}^H$ のランクは d に一致する。よって、周波数特性はさらに次式を満足することが必要となる。

$$e^{(-\alpha_i + j\theta_i)fk} \cdot e^{-j2\pi f_k t_i} = \nu_i' e^{(-\alpha_i - j\theta_i)fk} \cdot e^{j2\pi f_k t_i}, \quad (\nu_i' : \text{complex constant}) \quad (5.31)$$

これより、

$$\nu_i' = e^{-\alpha_i(2k-N-1)\Delta f + j2\theta_i f_c} e^{-j4\pi f_c t_i} \quad (5.32)$$

ここで、 f_c は中心周波数である。要素 k に依存せず ν_i' を一定とするには、上式において $\alpha_i = 0$ でなければならない。位相特性 θ_i は、本質的に意味を持たないことは先に述べたとおりである。したがって、MSSP においてランク条件、さらに雑音部分空間とモードベクトルの直交性を満足するためには、入射信号に周波数特性が存在してはならないことが分かる。MSSP は周波数に対して前進方向/後進方向に SSP を施している。前進方向で減衰する信号は、後進方向では増大する信号に見える。周波数に関して一定であるような信号でなければ、双方の周波数特性が一致しないということは直観的にも理解されよう。

以上より、MSSP が正しく適用されるには、周波数特性が存在してはならず、SSP が適用可能であった指数関数的な周波数特性を有する信号であっても、それらは前進/後進方向のモードベクトルに対応する 2 信号に分離されることが分かる。

5.3.3 数値計算結果

ここでは、周波数特性の存在する信号モデルに対して、SSP, MSSP を適用した際の固有値分布に関する数値計算結果例を示す。

まず、次のように、周波数依存性を持たない信号と指数関数的に減衰する信号が混在するモデル、

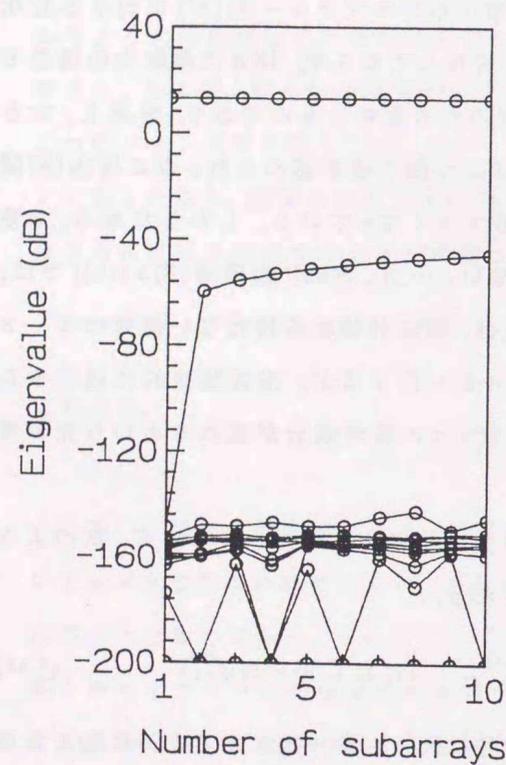
$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f} \quad (5.33)$$

に対して、SSP, MSSP を適用した際の固有値分布のサブアレー数 (M) に対する変化の様子を図 5.1 に示した。データには雑音を付加しておらず、SNR は無限大の場合である。 -160dB 以下の固有値は数値計算誤差のため現れたものであり、事実上、大きさ 0 である。図 5.1(a) では、 $M=2$ で、顕著な二つ固有値が認められ、 M の増加(相関抑圧の進行)に伴い、2 番目の信号固有値も大きくなっている。しかしながら、3 番目以降の固有値には増加傾向は認められない。一方、MSSP 適用時(図 5.1(b)) では、三つの信号固有値が検出されている。これは、周波数特性を持たない信号のモードベクトルは前進/後進方向のモードベクトルが一致するが、指数関数的に減衰する信号では異なるため 2 つの成分に分かれ、計 3 つの信号成分が現れるという先の考察結果を表している。

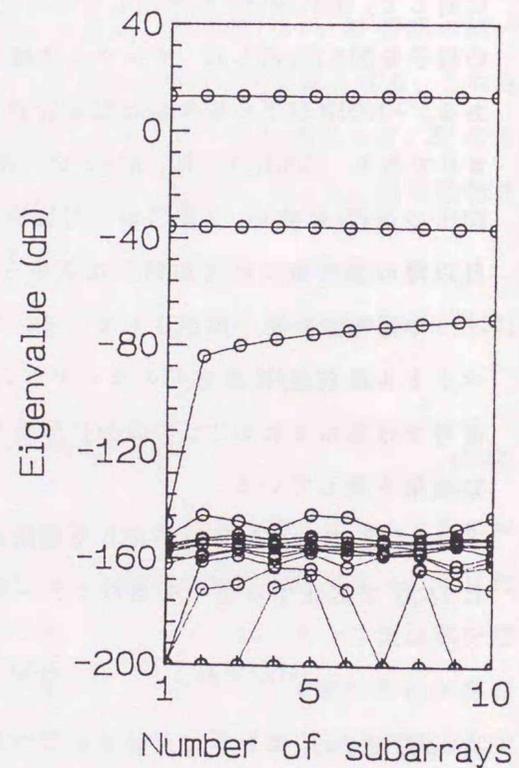
次に SSP(および MSSP) が正しく適用されない周波数特性の一例として、次のように $1/\sqrt{f}$ で変化する信号を含むモデルを考える。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + \frac{1}{\sqrt{f}} s_2 e^{-j2\pi f t_2}, \quad (\text{ただし } s_2 = s_1 \sqrt{f_1}) \quad (5.34)$$

$s_2 = \sqrt{f_1}$ は $f=f_1$ において入射する二つの信号の大きさを一致させるために加えた条件である。図 5.2(a), (b) は SSP による $f_1=1\text{GHz}$, $f_1=5\text{GHz}$ 時の固有値分布である。パラメータは全て共通である。図 5.2(a) より 2 波入射にも関わらず 3 つの顕著な固有値成分が検出されている。また、4 番目の固有値の増加傾向も認められる。それ以降の固有値成分の変化は数値計算誤差のオーダー付近のため確認することは出来ないが、このように指数関数以外の周波数特性に関しては、SSP を用いた場合であっても M の増加にともない信号固有値成分が増加する。 $f_1=5\text{GHz}$ 時の結果である図 5.2(b) では、 $f_1=1\text{GHz}$ 時より周波数特性が緩やかであるため、分離される 3 番目の固

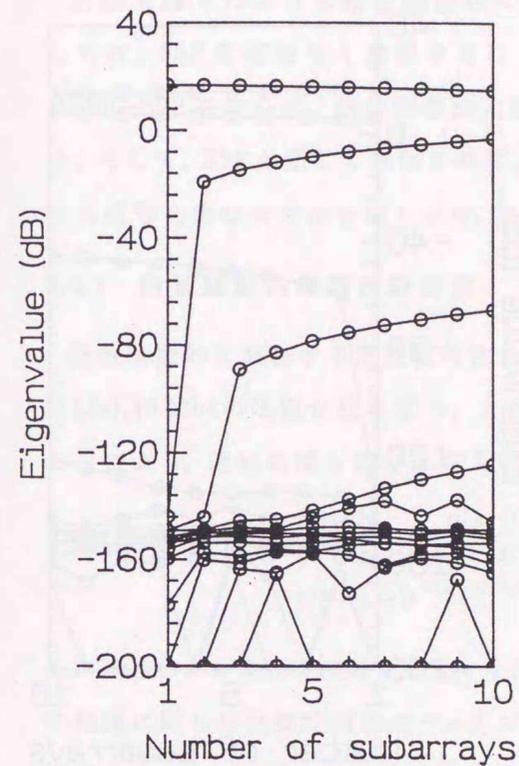


(a)

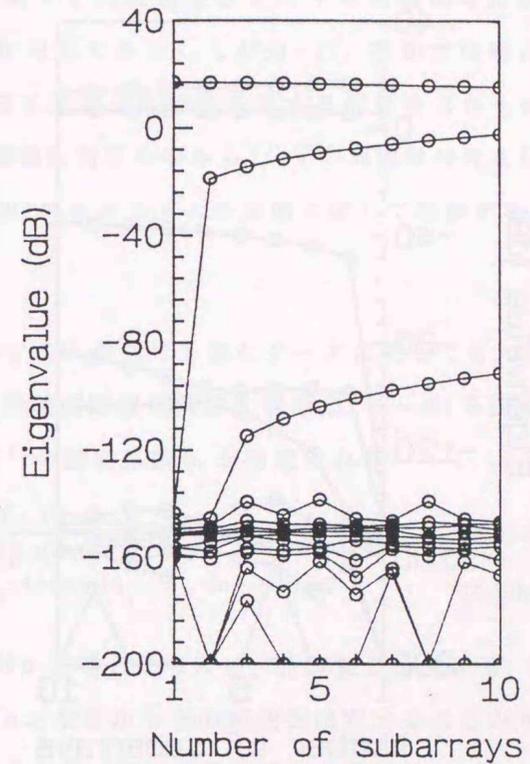


(b)

図 5.1: MUSIC-SSP, MUSIC-MSSP 法での固有値分布 (指数関数的に減衰する信号存在時). $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, $\Delta f=20\text{MHz}$, $s_1=s_2$, $\alpha=10^{-8}/\text{Hz}$. (a) MUSIC-SSP, (b) MUSIC-MSSP.

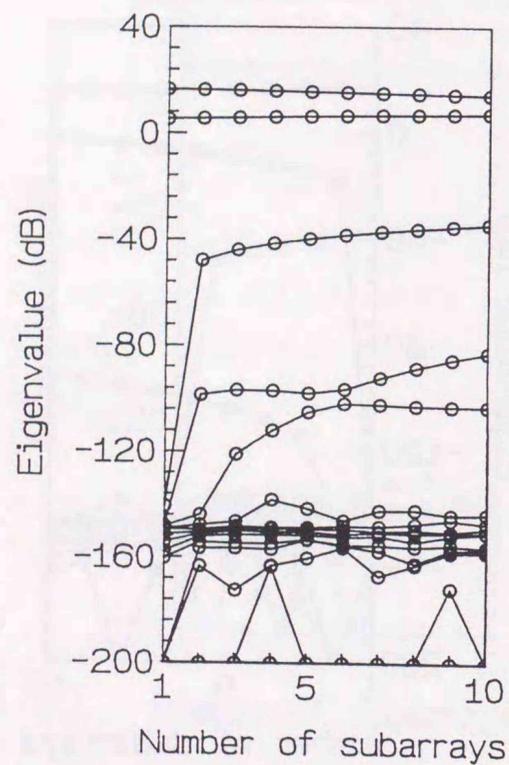


(a)

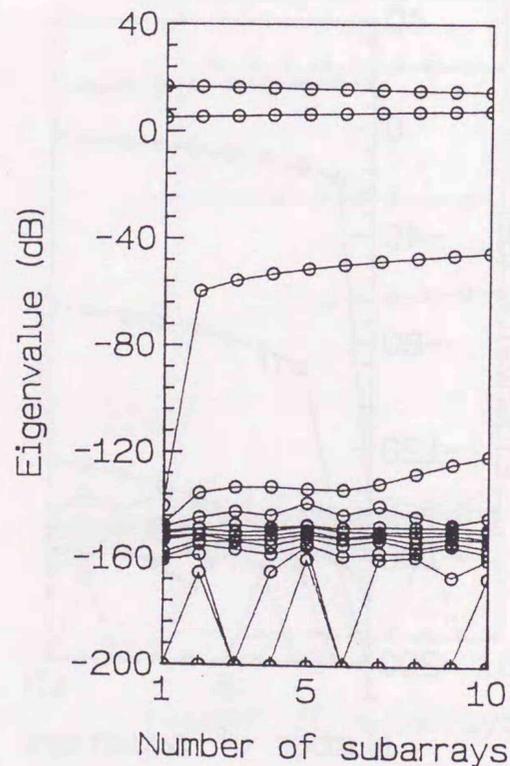


(b)

図 5.2: MUSIC-SSP 法での固有値分布 ($1/\sqrt{f}$ で減衰する信号存在時). $N=20$, $\Delta f=20\text{MHz}$. (a) $f_1=1\text{GHz}$, (b) $f_1=5\text{GHz}$.



(a)



(b)

図 5.3: MUSIC-MSSP 法での固有値分布 ($1/\sqrt{f}$ で減衰する信号存在時). $N=20$, $\Delta f=20\text{MHz}$. (a) $f_1=1\text{GHz}$, (b) $f_1=5\text{GHz}$.

有値成分も小さくなり、4 番目以降の成分の検出は不可能であった。実際の測定では良好なシステムであっても 100dB 程度のダイナミックレンジであるから、この場合、固有値分布を見る限り 2 波入射と判断されることになる。

図 5.3(a),(b) は図 5.2(a), (b) のパラメータを用いて MSSP による信号相関抑圧を施した場合の固有値分布である。より多くの信号固有値が出現する様子が分かる。

5.4 周波数特性と MUSIC アルゴリズム

前節で論じたように指数関数的に減衰する周波数特性を有する入射信号に対しては、SSP を変更なく適用することが可能であることが分った。本節では特に MUSIC-SSP を中心に、指数関数的に減衰する周波数特性を有する信号を含むモデル、そして、SSP が正しく適用されない周波数特性の中から $1/\sqrt{f}$ の周波数特性を有する信号を含むモデルを取り上げ、MUSIC アルゴリズムの挙動に関して考察する。

5.4.1 指数関数的な周波数特性

指数関数的に減衰する周波数特性を有する入射信号を含むデータに対しても、式 (5.23a), (5.23b) の性質が成り立つ。よって時間領域掃引関数の発散点(ピーク)を探すことにより、遅延時間 t_i 並びに各入射信号の減衰係数 α_i が推定される。

$$P_{music}(\alpha, t) = \frac{\mathbf{a}(\alpha, t)^H \mathbf{a}(\alpha, t)}{\mathbf{a}(\alpha, t)^H \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(\alpha, t)} \quad (5.35a)$$

$$\mathbf{a}(\alpha, t) = [e^{-(\alpha+j2\pi t)f_1}, e^{-(\alpha+j2\pi t)f_2}, \dots, e^{-(\alpha+j2\pi t)f_N}]^T \quad (5.35b)$$

この場合、 α および t に関する 2 次元掃引が必要となるため、計算量が増大する。 t の範囲に関しては測定対象のディメンジョンなどからその範囲を限定することが可能であるが、 α に関する事前情報を得ることは一般に困難である。異なるアプローチとしては、最小ノルム法 [9], [10], [11] などではしばしば用いられているように信号と直交するベクトルを導出し、それを係数とする多項式の根から遅延時刻、減衰率を直接推定するという方法の適用も考えられる。この場合、解は一般に複素平面上にプロットされる。

ここでは、式 (5.35a) において $\alpha=0$ とする従来の時間領域掃引関数を用いた場合であっても、十分正確に遅延時間の推定が可能であることを、入射信号が 1 波、2 波

の場合を例にとり定量的に明らかにする。また、各々の場合における $P_{music}(t)$ の概形、その特徴を示す。このような t に関する掃引波形を用いることはIFFT波形との比較を容易にし、また視覚的にも理解し易い表現法であり、相関抑圧の進行 (M の増加) に伴う変化の様子を直接的に理解することができるという利点を有する。

1 波モデル

入射信号が1波である場合には、実際にはMUSICアルゴリズムを適用する必要はない。しかしながら、この場合における $P_{music}(t)$ の概形は、複数の入射信号が存在する場合でのMUSICアルゴリズムの特性を考える上での重要な情報を与える。

減衰係数 α で表される周波数特性を有する1波の信号からなる次のようなデータモデル $r(f)$ を考える。

$$r(f) = s_1 e^{-(\alpha + j2\pi t_1)f} + n(f) \quad (5.36)$$

サンプルデータベクトル r は次式となる。

$$r = A's + n = a_1 \cdot s_1 + n \quad (5.37a)$$

$$a_1 = [e^{-(\alpha + j2\pi t_1)f_1}, e^{-(\alpha + j2\pi t_1)f_2}, \dots, e^{-(\alpha + j2\pi t_1)f_N}]^T \quad (5.37b)$$

このデータモデルにおける時間領域掃引関数 $P_{music}(t)$ の概形を考える。

$$P_{music}(t) = \frac{a(t)^H a(t)}{a(t)^H E_N E_N^H a(t)} = \frac{N}{Q_{music}(t)} \quad (5.38)$$

上式から明らかなように、 $P_{music}(t)$ の極大点(ピーク)は $Q_{music}(t)$ の極小点(零点)である。よく知られているように(例えば文献[12])、

$$E_N E_N^H \propto I - A(A^H A)^{-1} A^H \quad (5.39)$$

したがって、式(5.37b)~(5.39)より $Q_{music}(t)$ は、

$$\begin{aligned} Q_{music}(t) &= a(t)^H \left[I - \frac{1}{\|a_1\|^2} a_1 a_1^H \right] a(t) \\ &= N - \frac{1}{\|a_1\|^2} \|a(t)^H a_1\|^2 \end{aligned} \quad (5.40)$$

と表される。ここで $\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表す。上式は α 、および、 s_1 に依らず $t = t_1$ で極小となり、このとき極小値、

$$Q_{music}(t_1) = N - \frac{\tanh\left(\frac{\alpha}{2} N \Delta f\right)}{\tanh\left(\frac{\alpha}{2} \Delta f\right)} \quad (5.41)$$

をとる。また $\alpha \neq 0$ で $Q_{music}(t_1) \neq 0$ であることから $P_{music}(t_1)$ は発散しないことが分かる。図5.4に $P_{music}(t)$ の計算例を示す。

図5.5は α の変化に対する $P_{music}(t_1)$ の変化の様子である。同図より減衰係数 α 、サンプルポイント数 N が大きくなるほどピークが低くなることが分かる。この $P_{music}(t_1)$ は直線的に変化する領域(線形領域: $\alpha \Delta f \simeq 0$ に対応)、および、その他の領域(非線形領域: $\alpha \Delta f \simeq 1$ に対応)の各々の場合に対して次のように近似される。

Case 1. 線形領域(周波数変化は微小)

$$P_{music}(t_1) \simeq 1 / \left\{ 1 - \frac{12 - (N\alpha\Delta f)^2}{12 - (\alpha\Delta f)^2} \right\} \quad (5.42)$$

Case 2. 非線形領域(大きな周波数変化)

$$P_{music}(t_1) \simeq 1 / \left\{ 1 - \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - 2e^{-\alpha N \Delta f}}{1 - 2e^{-\alpha \Delta f}} \right\} \quad (5.43)$$

我々が通常取り扱うケースはCase 1で示された $\alpha \Delta f \simeq 0$ で近似可能な周波数特性を有する測定対象である。図5.5から分かるように非線形領域では $P_{music}(t_1)$ は非常に低く、実際には有限個のスナップショットデータから推定される相関行列を用いるためそのピークの検出は困難となる。また、線形領域(式(5.42))ではピークの高さはほぼ N^{-2} および Δf^{-2} に比例することが分かる。すなわち、 N あるいは Δf を x 倍することによりサンプルデータの周波数帯域幅を x 倍すると $P_{music}(t_1)$ の値は x^{-2} 倍されることになる。図5.5より N が2倍になるとピーク値がほぼ $\log 2^{-2} = -0.602$ 変化していることが分かる。

さて再び図5.4を考える。同図のパラメータはCase 1に相当する。同図を見ると N が大きくなるにつれピークは確かに低くなっているが、 $P_{music}(t)$ の裾野自体も減少

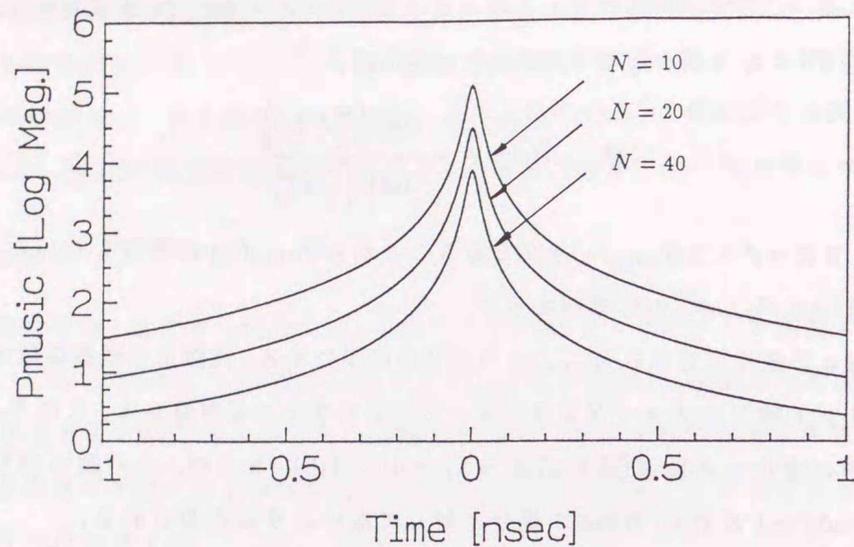


図 5.4: 指数関数的な周波数特性を有する信号に対する MUSIC-SSP 時間領域掃引波形 (1 波モデル). $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $t_1=0.0\text{nsec}$, $\alpha=10^{-10}/\text{Hz}$.

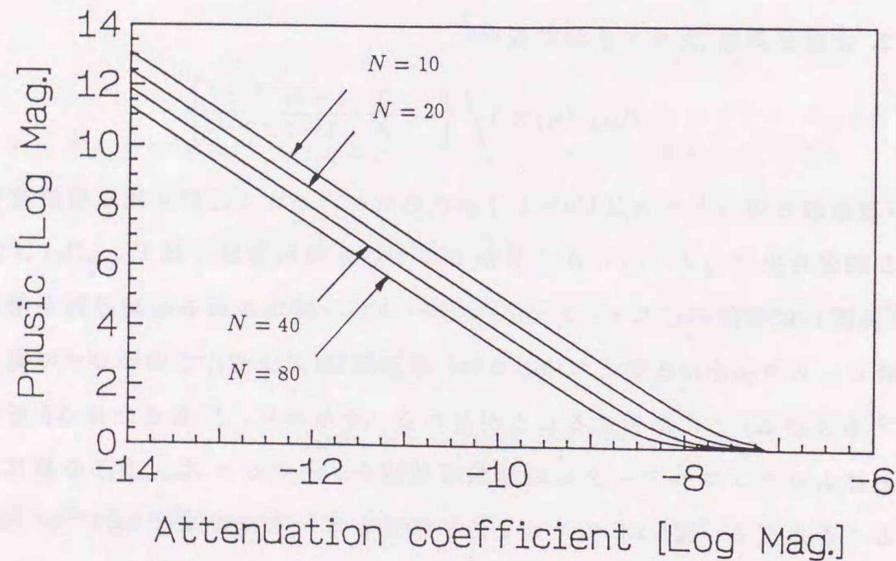


図 5.5: 時間領域掃引関数のピークに高さ と 減衰率 の関係 (1 波モデル: MUSIC-SSP). $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $t_1=0.0\text{nsec}$.

しているため、結果として各波形ともほぼ相似であり、波形の劣化(ピークの鋭さなどの変化)が生じていないように見える。そこで、 t_1 の近傍で $P_{music}(t)$ を近似する。

$$P_{music}(t) \Big|_{t \approx t_1} \approx \frac{1}{N^2 - 1} \left(\frac{3}{\{\pi(t_1 - t)\Delta f\}^2} - 1 \right) \quad (5.44)$$

上式は $N^2 \gg 1$ かつ $3/\{\pi(t_1 - t)\Delta f\}^2 \gg 1$ の場合、 t_1 の近傍においても近似的に N^{-2} 、 Δf^{-2} に比例することを表す。したがって、式(5.42)で近似される線形領域内では取り扱う限り、 $\alpha \neq 0$ のため発散特性が得られないものの、遅延時間推定値は正確であり、また、周波数帯域幅を増加させた場合であっても、事実上、 $P_{music}(t)$ の波形の劣化は認められないこととなる。これは、帯域内での全減衰量ではなく、減衰係数により波形の概形が決定されることを意味する。 $P_{music}(t)$ では遅延時間の推定のみが目的であるため、極大点が正しく検出される限り波形の概形は意味を持たないが、帯域幅をある程度広げた場合でも同様の結果を得られることの確認は、実際の測定データに対する適用の際には重要なことである。

2 波モデル

周波数特性を持たない入射信号 $s_1 e^{-j2\pi f t_1}$ 、および指数関数的に減衰する周波数特性を有する入射信号 $s_2 e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f}$ からなる式(5.33)に示した以下のデータモデル $r(f)$ を再び考える。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f} + n(f)$$

サンプルデータベクトルは以下のように表される。

$$r = A s + n \quad (5.45a)$$

$$A' = [a_1, a_2] \quad (5.45b)$$

$$a_1 = [e^{-j2\pi f_1 t_1}, e^{-j2\pi f_2 t_1}, \dots, e^{-j2\pi f_N t_1}]^T \quad (5.45c)$$

$$a_2 = [e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f_1}, e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f_2}, \dots, e^{-(\alpha + j2\pi t_2)f_N}]^T \quad (5.45d)$$

この場合、MUSIC アルゴリズムの適用のためには信号相関抑圧処理が必要となる。SSP による相関抑圧前処理を施すと、データ相関行列は次式となる。

$$R_{SSP} = A S_{SSP} A^H + \sigma^2 I \quad (5.46)$$

ここで S_{SSP} の各要素は,

$$(S_{SSP})_{11} = |s_1|^2 \quad (5.47a)$$

$$(S_{SSP})_{12} = (\bar{S}_{SSP})_{21}^* = \frac{s_1 s_2^*}{M} \cdot \frac{1 - e^{(\alpha + j2\pi(t_2 - t_1))M\Delta f}}{1 - e^{(\alpha + j2\pi(t_2 - t_1))\Delta f}} \quad (5.47b)$$

$$(\bar{S}_{SSP})_{22} = \frac{|s_2|^2}{M} \cdot \frac{\sinh(M\alpha\Delta f)}{\sinh(\alpha\Delta f)} e^{-\alpha(M-1)\Delta f} \quad (5.47c)$$

である[†].

$M \geq 2$ において各入射信号の相関が抑圧され、MUSIC アルゴリズムの適用が可能となる。式(5.39)の関係を用いて本モデルにおける時間領域掃引関数 $P_{music}(t)$ (式(5.38))の概形を調べてみよう。

第5.3.1節で論じたように本モデルはSSPを正しく適用することが可能である。すなわち $rank[AS_{SSP}A^H] = d$ ($M \geq d$) が成立する。したがってMUSIC アルゴリズムは正しく動作する。これは式(5.35a)の $P_{music}(\alpha, t)$ において式(5.35b)のモードベクトル $\mathbf{a}(\alpha, t)$ が $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$ に一致した場合、発散することを意味する。遅延時間 t_1 に存在する信号は周波数特性を持たないため、式(5.35a)において $\alpha = 0$ とした従来の t に関する一次元の掃引関数 $P_{music}(t)$ においても、他の信号成分の周波数特性に拘らず、 $P_{music}(t_1) \rightarrow \infty$ となる。次に t_2 近傍での $P_{music}(t)$ の変化を考えよう。1波モデルの場合の $Q_{music}(t)$ は、1次元の信号部分空間(ユークリッド空間では線)とモードベクトル $\mathbf{a}(t)$ との距離の最小化問題と解釈することができる。この場合の最小点の t は真の信号の遅延時間と一致した。2波モデルの場合、 $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2$ の存在する2次元(ユークリッド空間では平面)の信号部分空間と $\mathbf{a}(t)$ の距離の最小化問題となる。 $\mathbf{a}(t_1)$ において1つの極小点を得ることは先に述べたとおりである。もう一つの最小点は t_2 の近傍に存在することは明かであるが、一般に t_2 に一致しないことはユークリッド空間上での幾何からも類推できる。問題はこのときの推定誤差(バイアス)である。

図5.6は減衰係数 $\alpha = 10^{-10}/\text{Hz}$ 時の $P_{music}(t)$ の計算例である。ここで各入射信号の遅延時間はそれぞれ $t_1 = -1.0\text{nsec}$, $t_2 = 0.0\text{nsec}$ である。同図には $f_1 = 5.0\text{GHz}$, $\Delta f = 10\text{MHz}$ として、 $N = 10, 20, 40$ の波形をプロットしている。ただし R_{SSP} は式(3.12)のように正確に推定されているものとした。同図では、 $t = t_1$ では発散しており、また、 t_2 付近

[†]式(5.47c)より、周波数特性を無視した従来の信号パラメータ推定法 ($s = (A^H A)^{-1} A^H E[r]$) による s_1, s_2 の推定値では、 s_2 の電力は小さく推定されることが導かれる。

のピークは鈍ってはいるものの $\pm 1\text{psec}$ ($P_{music}(t)$ の掃引刻み幅を 1psec とした)の精度で t_2 と一致している。したがって、この場合、事実上周波数特性による遅延時間の推定誤差は生じていないことが分かる。この計算パラメータは図5.4と同一のものである。しかし、周波数特性を有する信号に対応するピーク値は異なっている。図5.7は図5.5のように減衰係数 α と $P_{music}(t_2)$ (t_2 は t_2 付近の極大点)の関係を表したグラフである。図中の点線は t_2 の値である。 $\alpha = 10^{-8}/\text{Hz}$ 付近より数値計算上、 $(A^H A)^{-1}$ が特異となるため横軸は 10^{-9} で打ち切られている。すなわち、 $\alpha = 10^{-8}/\text{Hz}$ 以上の大きな周波数特性を有している場合、この信号は検出されない。この領域は図5.5から分かるように1波のみの場合であってもピークの検出が困難となる領域である。図5.7から分かるように、この描画区間では $P_{music}(t_2)$ の変化は直線的であり、 N の増加に伴いピークが低くなるという図5.5と同様の傾向を示している。しかしながら、 $\alpha = 10^{-9.5}/\text{Hz}$ 付近から減衰が大きくなるにつれ t_2 のバイアスは急速に増加する。この様子は N を一定として Δf をパラメータとした場合もほとんど一致した。すなわ

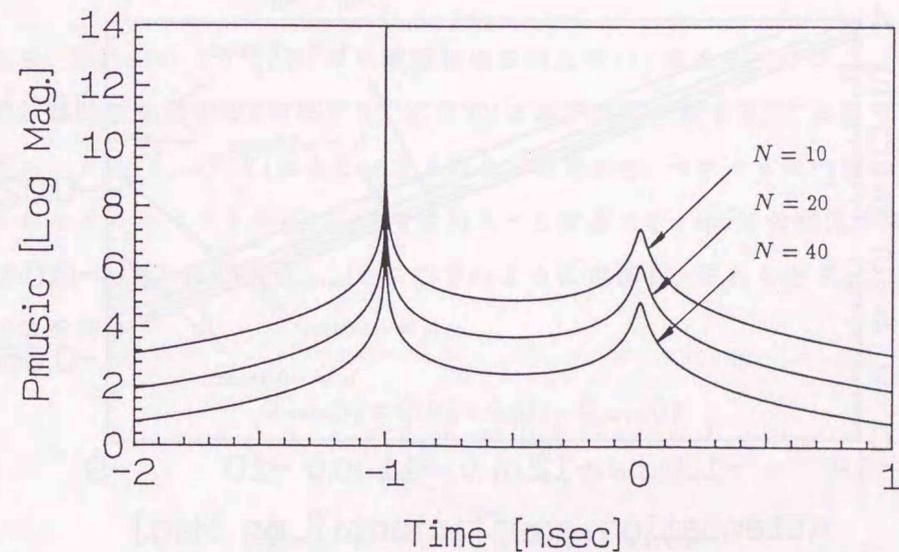


図5.6: 指数関数的な周波数特性を有する信号に対するMUSIC-SSP時間領域掃引波形(2波モデル). $f_1 = 5\text{GHz}$, $\Delta f = 10\text{MHz}$, $t_1 = -1.0\text{nsec}$, $t_2 = 0.0\text{nsec}$, $\alpha = 10^{-10}/\text{Hz}$.

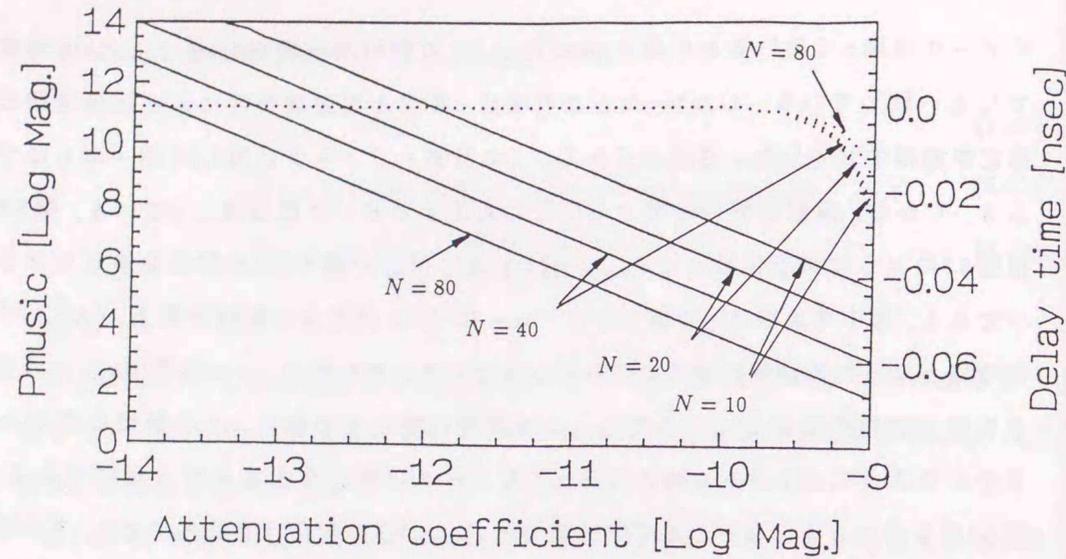


図 5.7: 時間領域掃引関数のピークの高さと減衰率, および, 遅延時間推定誤差の関係 - 1 (2波モデル: MUSIC-SSP). $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $t_1=-1.0\text{nsec}$, $t_2=0.0\text{nsec}$.

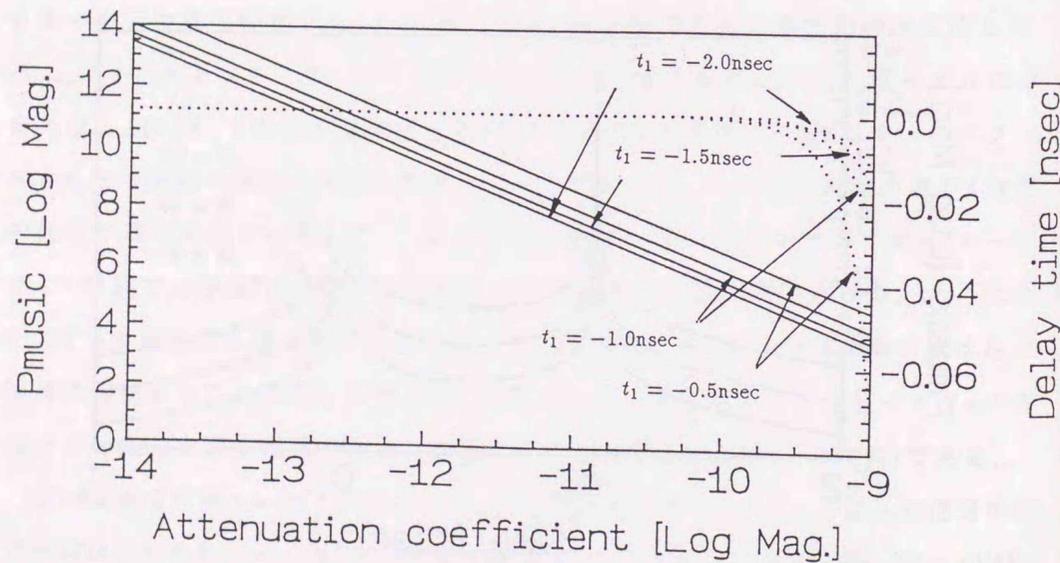


図 5.8: 時間領域掃引関数のピークの高さと減衰率, および, 遅延時間推定誤差の関係 - 2 (2波モデル: MUSIC-SSP). $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $N=20$, $t_2=0.0\text{nsec}$.

ち, 図 5.7 の $N=20$, $\Delta f=10\text{MHz}$ の波形は $N=10$, $\Delta f=20\text{MHz}$ のものとほぼ同形である.

図 5.8 は $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $N=20$, $t_2=0.0\text{nsec}$ において, t_1 を -0.5 , -1.0 , -1.5 , -2.0nsec と変化させた場合の α と $P_{music}(t_2)$ の関係である. 両信号の遅延時間差 $|t_2-t_1|$ が $P_{music}(t_2)$, および, t_2 に影響を及ぼしていることが分かる.

さて, ここで式 (5.38), (5.39) の関係を用いて本モデルにおける $P_{music}(t)$ の様子を調べる. 若干の計算より $P_{music}(t)$ は以下のように変形される.

$$P_{music}(t) = \frac{N}{Q_{music}(t)} = \frac{N}{\frac{1}{1-\zeta}(Q_{11}(t) + Q_{22}(t)) + \frac{\zeta}{1-\zeta}(Q_{12}(t) + Q_{21}(t)) - N} \quad (5.48)$$

ここで,

$$Q_{ij} = N - \frac{1}{a_j^H a_i} (a(t)^H a_i a_j^H a(t)), \quad (i, j = 1, 2) \quad (5.49a)$$

$$\zeta = \frac{\|a_1^H a_2\|^2}{\|a_1\|^2 \|a_2\|^2} \quad (5.49b)$$

である. 式 (5.49a) より $Q_{11}(t)$ は周波数特性を持たない 1 波モデルの $Q_{music}(t)$, $Q_{22}(t)$ は周波数特性を有する 1 波モデル, 式 (5.40) と本質的に一致する. ζ は信号モデルのパラメータ ($t_1, t_2, \Delta f, N$) により決定される定数であり, ベクトルの内積の定義から明らかのようにベクトル a_1, a_2 のなす角を θ とすると $\zeta = \cos^2 \theta$ の関係が成立する.

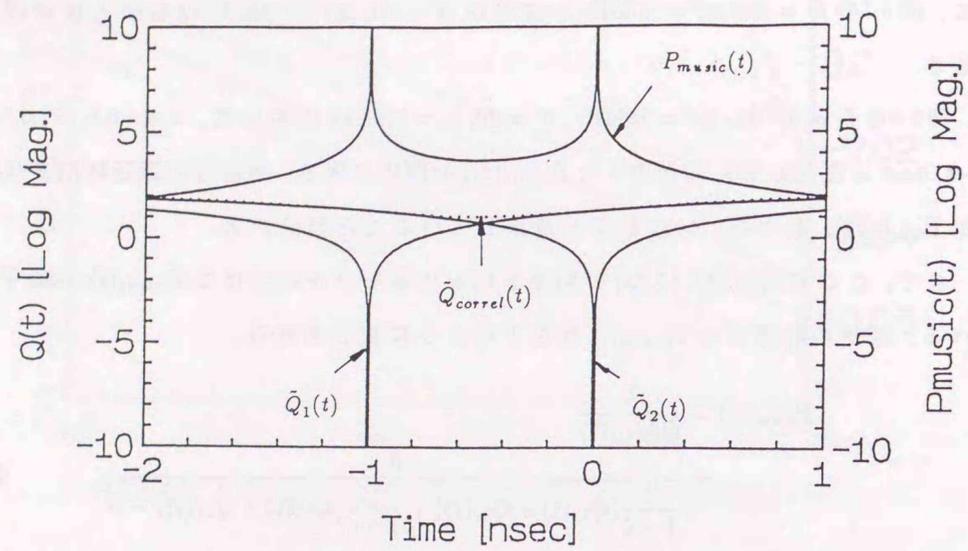
ここで, $\tilde{Q}_i(t)$ ($i=1, 2$), $\tilde{Q}_{correl}(t)$ を以下のように定義し, それらと $P_{music}(t)$ の関係の計算を行う.

$$Q_{music}(t) = \tilde{Q}_1(t) + \tilde{Q}_2(t) - \tilde{Q}_{correl}(t) \quad (5.50a)$$

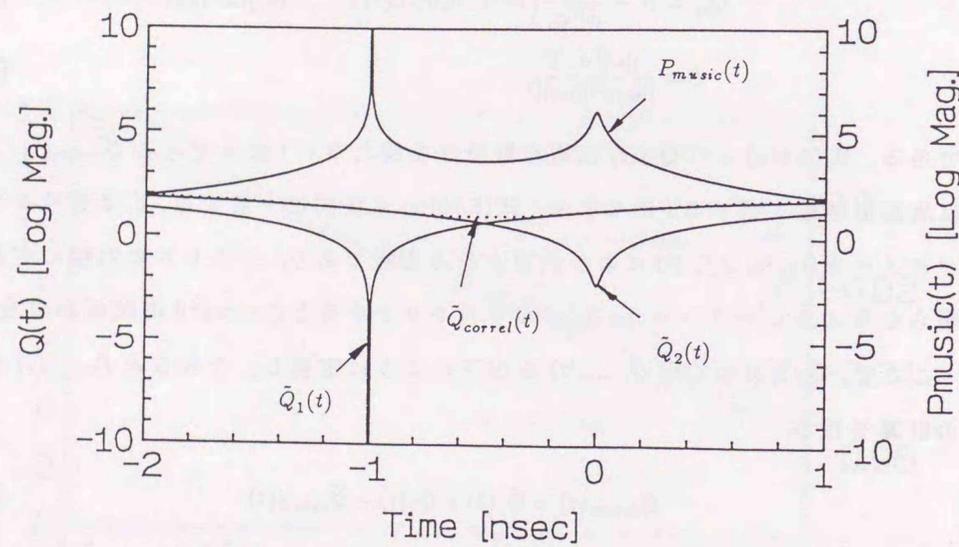
$$\tilde{Q}_i(t) = \frac{1}{1-\zeta} Q_{ii}(t), \quad (i=1, 2) \quad (5.50b)$$

$$\tilde{Q}_{correl}(t) = N - \frac{\zeta}{1-\zeta} (Q_{12}(t) + Q_{21}(t)) \quad (5.50c)$$

図 5.9(a)~(d) にいくつかの α に対する各波形の様子を示す. 図 5.9(a) は減衰係数 $\alpha=0/\text{Hz}$, すなわち, 共に周波数特性を持たない場合の波形である. この場合, $t=t_1$ において $\tilde{Q}_2(t_1) = \tilde{Q}_{correl}(t_1)$, また, $t=t_2$ において $\tilde{Q}_1(t_2) = \tilde{Q}_{correl}(t_2)$ が成立してい

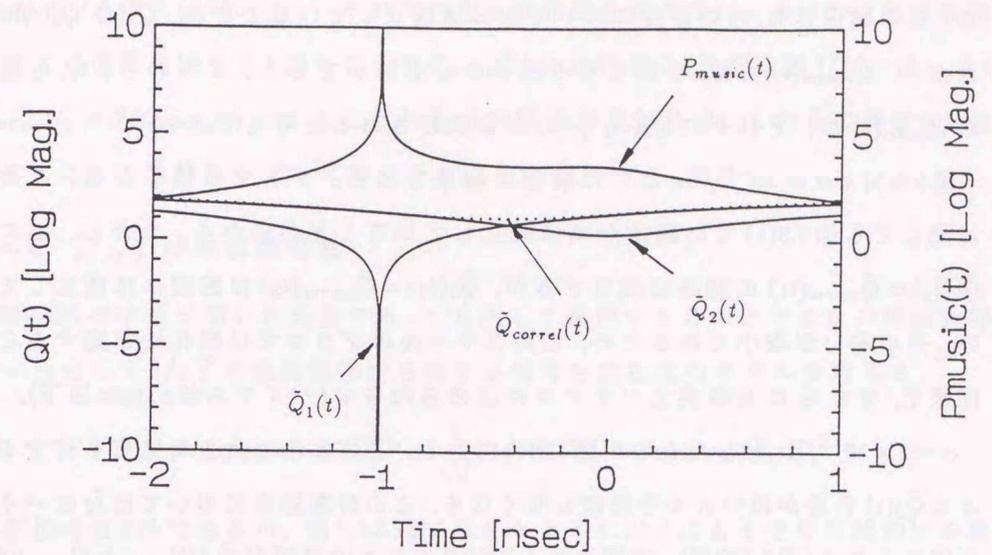


(a)

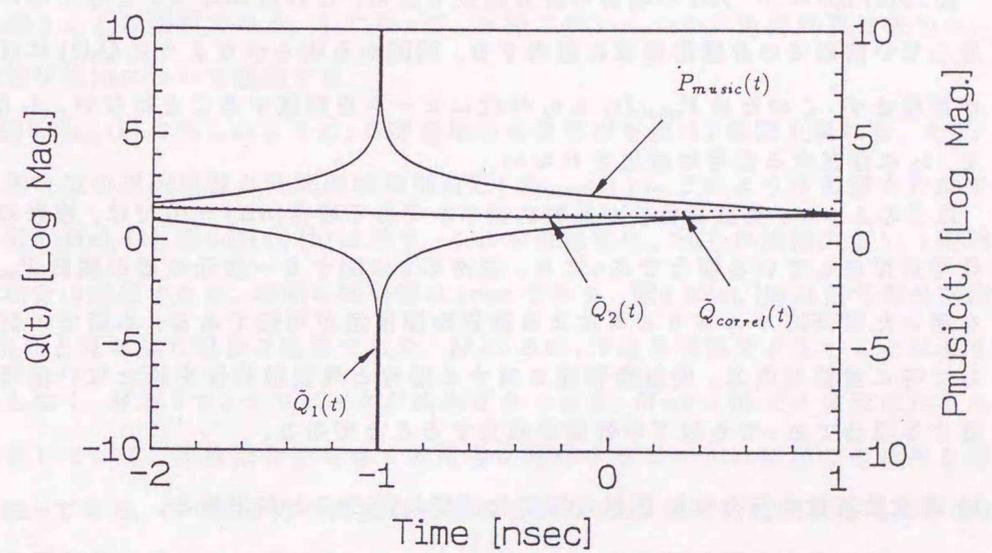


(b)

図 5.9: 時間領域掃引関数 $P_{music}(t)$ および $Q_{music}(t)$ の各項の変化. $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $N=20$, $t_1=-1.0\text{nsec}$, $t_2=0.0\text{nsec}$. (a) $\alpha=0/\text{Hz}$, (b) $\alpha=10^{-10}/\text{Hz}$.



(c)



(d)

図 5.9: 時間領域掃引関数 $P_{music}(t)$ および $Q_{music}(t)$ の各項の変化 (続き). $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $N=20$, $t_1=-1.0\text{nsec}$, $t_2=0.0\text{nsec}$. (c) $\alpha=2 \times 10^{-9}/\text{Hz}$, (d) $\alpha=10^{-8}/\text{Hz}$.

る。この関係は t_1, t_2 の近傍においてもほぼ成立していることは、 $\bar{Q}_1(t), \bar{Q}_2(t)$ (実線)、および、 $\bar{Q}_{correl}(t)$ (点線)の重なりの様子からも明かである。すなわち、 t_1, t_2 近傍での $P_{music}(t)$ は、それぞれ $\bar{Q}_1(t), \bar{Q}_2(t)$ から決定されると考えてよい。

図 5.9(b) は $\alpha = 10^{-10}/\text{Hz}$ とした場合の結果である。グラフの様子から、この場合に関しても図 5.9(a) での議論がほぼ成立していることが分かる。ただし、この場合 $\bar{Q}_2(t_1) = \bar{Q}_{correl}(t_1)$ の関係は成立するが、 $\bar{Q}_1(t_2) = \bar{Q}_{correl}(t_2)$ は厳密には成立していない。その違いが微小であるため、このスケールのグラフでは変化を確認することが出来ず、また t_2 にも事実上バイアスは認められない(バイアスは $\pm 1\text{psec}$ 以下)。

$\alpha = 2 \times 10^{-9}/\text{Hz}$ としたものが図 5.9(c) である。このように大きな減衰を有する場合には $\bar{Q}_2(t)$ 自身が鋭いヌルを形成しなくなる。この計算結果においては t_2 にバイアスが認められる(図 5.7 参照)。同図より、このバイアスの原因が $\bar{Q}_1(t)|_{t=t_2}$ と $\bar{Q}_{correl}(t)|_{t=t_2}$ の不一致のためであることが分かる。

図 5.9(d) は $\alpha = 10^{-8}/\text{Hz}$ の場合の計算結果である。これは $\alpha \Delta f \approx 1$ と考えなければならぬ前節での非線形領域に該当する。同図から明らかなように $\bar{Q}_2(t)$ にはヌルが存在せず、このため $P_{music}(t)$ も t_2 付近にピークを形成することはない。したがって、 t_2 に存在する信号は検出されない。

以上のように、周波数特性が比較的緩やかである場合 ($\alpha \Delta f \approx 0$) では、複数の入射信号が存在している場合であっても、従来の t に関する一次元の掃引関数 $P_{music}(t)$ を用いた MUSIC アルゴリズムによる遅延時間推定が可能である。本節での結論として特に重要な点は、周波数特性を有する信号と周波数特性を持たない信号が混在する場合であっても以下の性質が成立することである。

- 1) 周波数特性を持たない信号の推定は正確に行うことが出来る。
- 2) 周波数特性が微小と見なせるならば、 $P_{music}(t)$ のピークは低くなるものの、遅延時間の推定値は事実上正確であると見なすことが出来る。
- 3) 各々のピークの近傍の時間領域掃引関数 $P_{music}(t)$ の変化の様子は、各信号のみで構成された 1 波モデルの時間領域掃引関数と相似となる。

$\bar{Q}_1(t), \bar{Q}_2(t)$ は式 (5.50b) より、それぞれ周波数特性を持たない、および、周波数特性を有する信号に関する 1 波モデルの $Q_{music}(t)$ に比例する(比例定数 $1/(1-\zeta)$)。また、 $P_{music}(t) = N/Q_{music}(t)$ であることから 3) の結論が導かれる。これらの特徴は 2 波以上の、より一般的なモデルにおいても成立する。

5.4.2 $1/\sqrt{f}$ の周波数特性

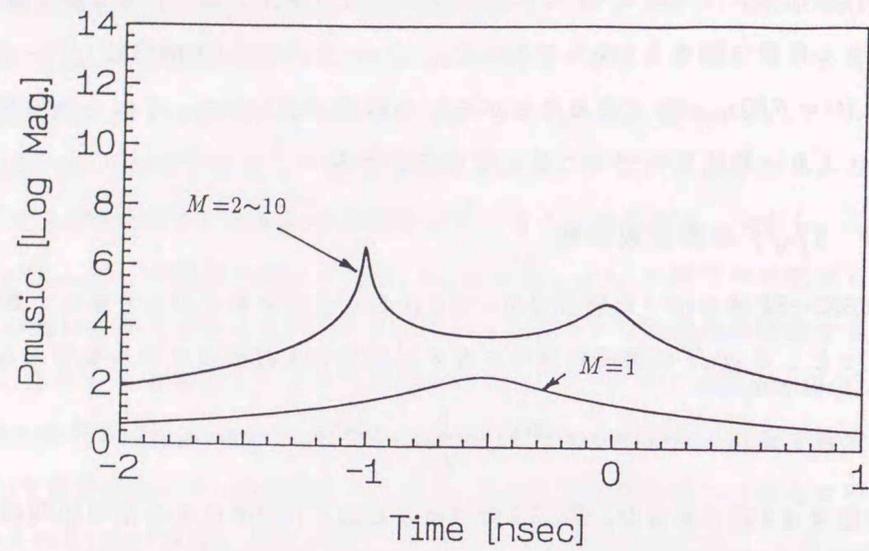
MUSIC-SSP 法を用いた場合であっても正しく適用することのできない周波数特性の一つとして $1/\sqrt{f}$ の周波数特性を有する信号を含む次のモデルを考える。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + \frac{1}{\sqrt{f}} s_2 e^{-j2\pi f t_2}, \quad s_2 = s_1 \sqrt{f_1}$$

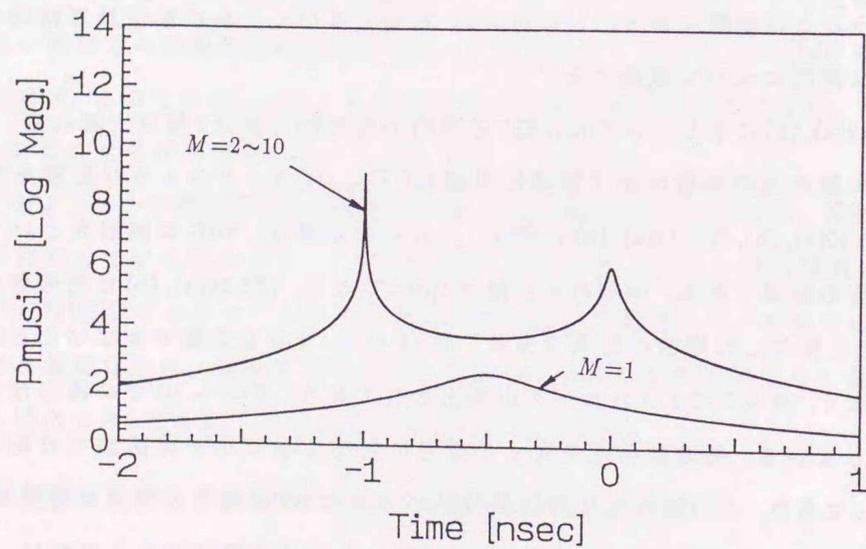
入射信号は 2 波であるが、第 5.3.3 節で示したように SSP による信号相関抑圧を施すと入射信号数よりも多くの信号固有値が出現する。この固有値分布は種々のパラメータに依存するため、指数関数的に減衰する信号の場合とは異なり解析的に取り扱うことは困難である。したがって、本節ではいくつかの数値計算結果から、一般的な傾向について議論する。

図 5.2(a), (b) に示したように、SSP 適用時の信号固有値は 2 個以上現れる。まず、信号固有値の選択個数が時間領域掃引波形 ($P_{music}(t)$) にどのような影響を及ぼすかを図 5.10(a), (b), 図 5.11(a), (b) に示す。これらの結果は、SNR が無限大という理想的な場合の結果である。時刻の掃引幅は 1psec である。図 5.10(a), (b) は信号部分空間を 2 次元と見なした場合の結果である。 $M=1$ の時、2 波を分離できないことは言うまでもなく、 $M > 2$ で 2 つのピークが検出されており、 $M=2 \sim 10$ での波形はほとんど一致している。周波数特性を有する信号に対応するピークは前節での結果と同じく鈍っており、この鈍り方は周波数特性の大きな 1GHz 帯での結果に著しい。また、周波数特性を持たない信号も、ピークは鋭いものの発散は認められない。

図 5.11(a), (b) は信号部分空間の次元を SSP により分離可能な最大信号数に一致 ($d=M$) させた場合の $P_{music}(t)$ の様子である。このように信号部分空間の次元を実際に分布している信号固有値数に一致させると、掃引波形全体が上方にバイアスされるもののピークの鋭さが改善されることが分かる。これらは理想的な場合の数値

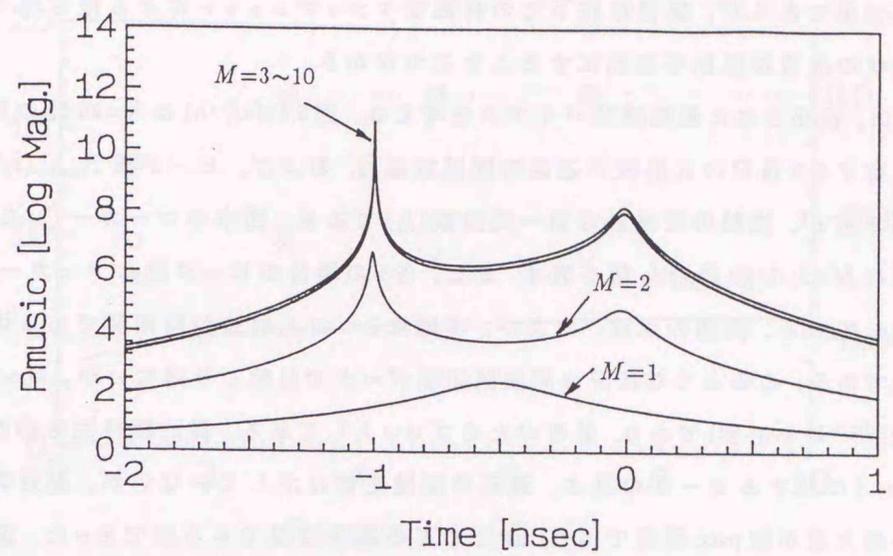


(a)

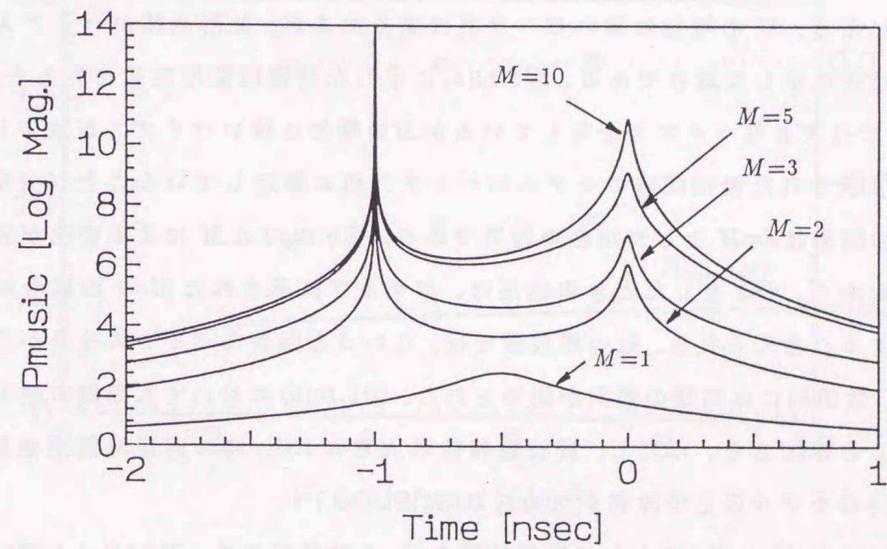


(b)

図 5.10: $1/\sqrt{f}$ に比例する周波数特性を有する入射信号が混在する 2 波モデルでの MUSIC-SSP 法による時間領域推定結果 (1). $d=2$ として解析. $N=20$, $\Delta f=10\text{MHz}$. (a) $f_1=1\text{GHz}$, (b) $f_1=5\text{GHz}$.



(a)



(b)

図 5.11: $1/\sqrt{f}$ に比例する周波数特性を有する入射信号が混在する 2 波モデルでの MUSIC-SSP 法による時間領域推定結果 (2). $d=M$ として解析. $N=20$, $\Delta f=10\text{MHz}$. (a) $f_1=1\text{GHz}$, (b) $f_1=5\text{GHz}$.

計算結果であるが、雑音存在下での有限なスナップショットによる推定時でもピーク形状の改善は検出を容易にすることにつながる。

次に、検出された遅延時間バイアスを考える。図5.12(a), (b)は $N=20$ 時の周波数特性を有する2番目の入射波の遅延時間推定値 \hat{t}_2 、および、ピーク値 $P_{music}(\hat{t}_2)$ の計算結果である[†]。横軸の周波数は第一周波数(f_1)である。図中のマーカー○, △, □はそれぞれ $M=2, 5, 10$ 時の \hat{t}_2 値を表す。また、各々の場合のピーク値はマーカー+, ×, ◇で示している。同図の点線、および、実線は2つの入射波が無相関である場合の計算値である。このような状況は周波数領域データでは起こり得ないが、 $M=1$ で分離可能(SSPは不必要)であり、参考のためプロットしてある。周波数特性を持たない信号(s_1)に関するピークの高さ、遅延時間推定値は示していないが、遅延時間の誤差の最大値が数psec程度であり、ほとんどの場合無視できる値であった。図5.12(a), (b)では $M=2$ 時のピーク値は実線とほとんど一致する。すなわち、2波の分離が可能となった場合のピークの高さの最悪値が無相関時のモデルで表すことが可能であるといえる。 M の増加に伴いピーク高は高くなるが、波形全体がバイアスされることは先に示した通りである。図5.12(a)に示した遅延時間推定値を見ると、1GHz、 $M=2$ では大きなバイアスを有しているが M の増加に伴いバイアスが減少し、ほぼ点線で示された無相関時のモデルのバイアス値に漸近していくことが分かる。これらの結果は $d=M$ とした場合の結果である。図5.10では M による変化が見られないことから、 $d=2$ としたときの結果は、本グラフに示された $M=2$ の場合の結果と一致すると考えられる。他の周波数では、これほど顕著なバイアス改善が見られないが、数値的には同様の傾向が認められた。図5.12(b)においても同様の結果を読みとることができる。ただし、周波数特性の大きな1GHz時の遅延時間推定値は、無相関時のモデル以上の改善が認められる。

図5.13(a), (b)は $N=40$ として数値計算を行った結果である。図5.13(a)と図5.12(b)でのサブアレーの周波数帯域幅および使用された全周波数帯域幅はほぼ等しく、無相関モデルの結果は一致している。相関を有する実際のモデルの計算結果では、1GHz時のバイアス改善傾向に若干の違いが存在するが、同様の傾向を示していることが分かる。

[†]これらの結果は s_1, s_2 には依存しない。

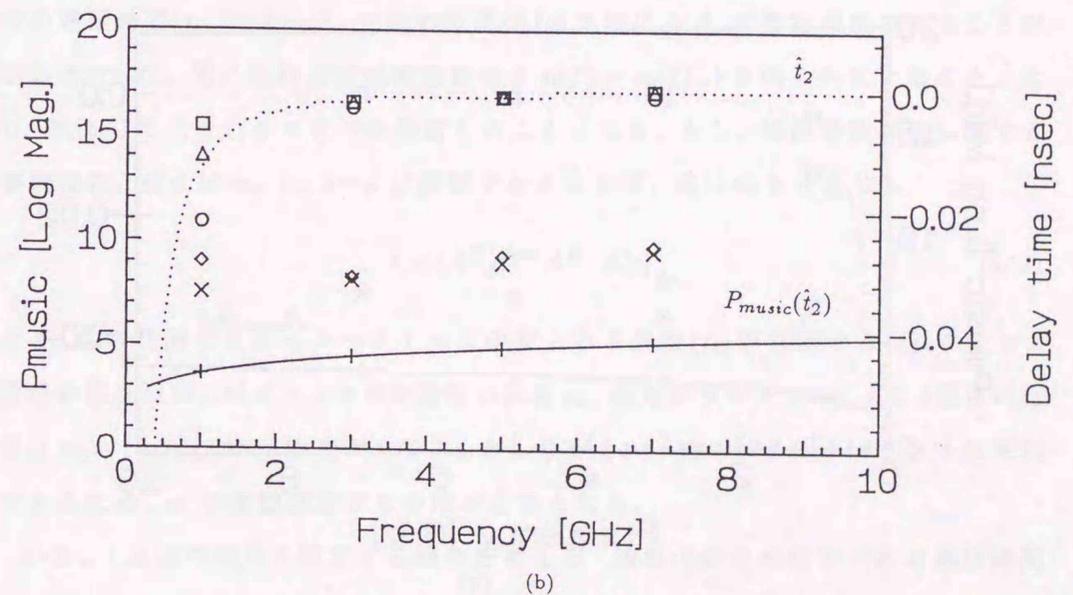
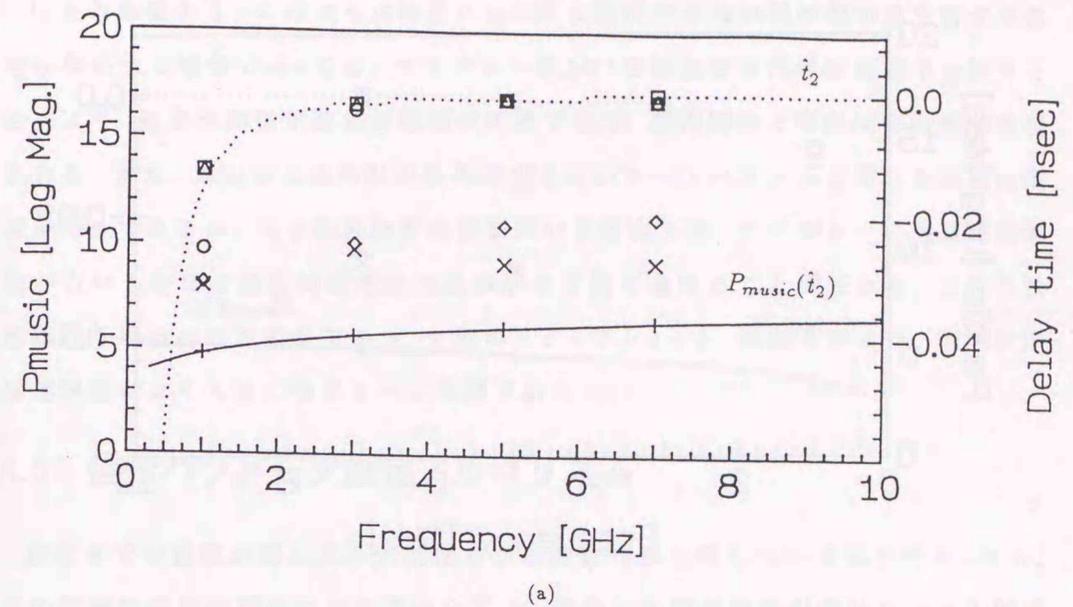
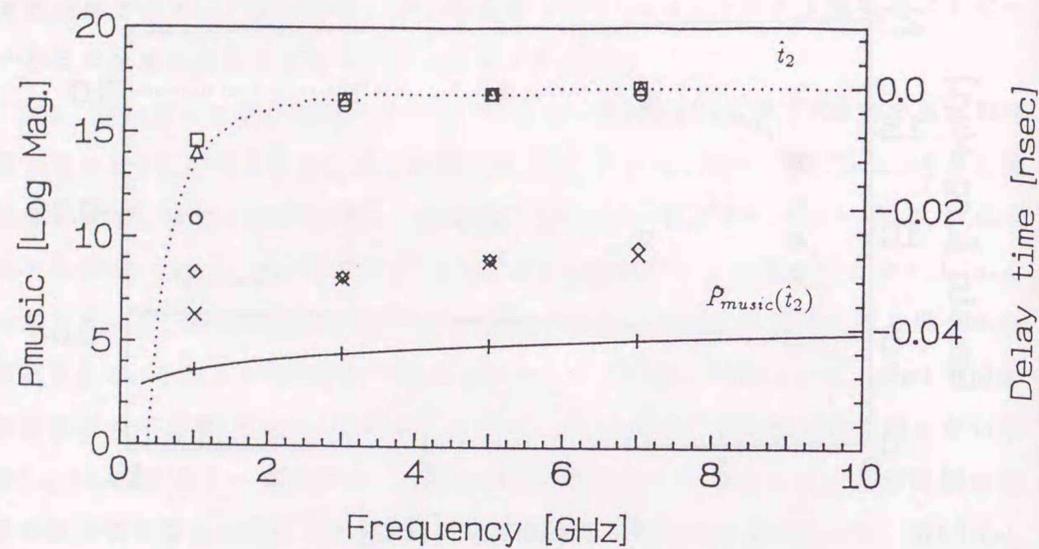
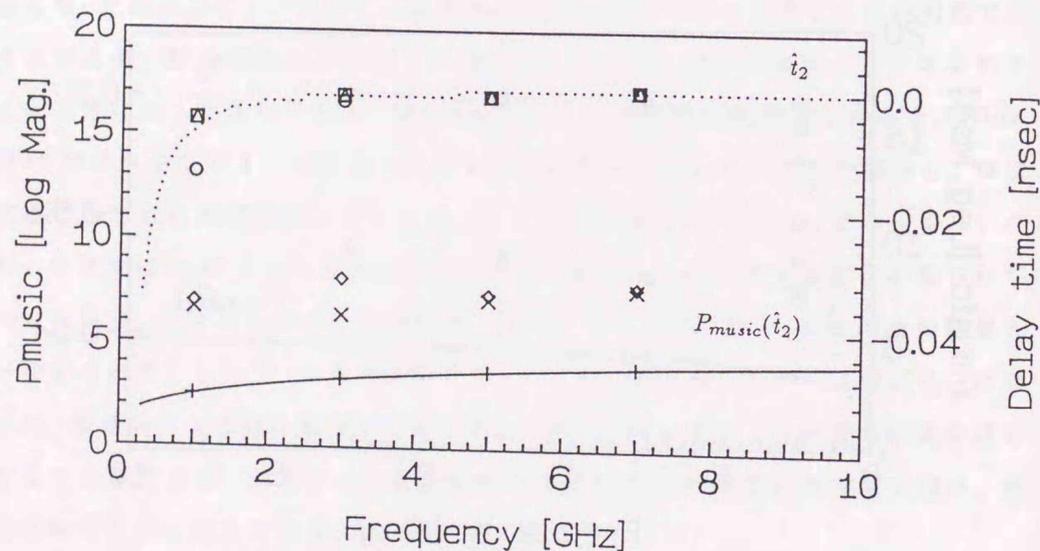


図5.12: $1/\sqrt{f}$ に比例する信号が混在する場合の遅延時間推定結果、および、そのピーク値の関係(1). $N=20$. 無相関モデルの数値計算結果(点線: \hat{t}_2 , 実線: $P_{music}(\hat{t}_2)$, マーカーで示した計算値はMUSIC-SSP適用結果(\hat{t}_2 : ○ [$M=2$], △ [$M=5$], □ [$M=10$], $P_{music}(\hat{t}_2$): + [$M=2$], × [$M=5$], ◇ [$M=10$])). (a) $\Delta f=10\text{MHz}$, (b) $\Delta f=20\text{MHz}$.



(a)



(b)

図 5.13: $1/\sqrt{f}$ に比例する信号が混在する場合の遅延時間推定結果, および, そのピーク値の関係 (2). $N=40$. 無相関モデルの数値計算結果 (点線: t_2 , 実線: $P_{music}(t_2)$, マーカーで示した計算値は MUSIC-SSP 適用結果 (t_2 : $\circ [M=2]$, $\triangle [M=5]$, $\square [M=10]$, $P_{music}(t_2)$: $+ [M=2]$, $\times [M=5]$, $\diamond [M=10]$). (a) $\Delta f=10\text{MHz}$, (b) $\Delta f=20\text{MHz}$.

以上の結果から, このように厳密には SSP を適用できない周波数特性を有する信号が存在する場合であっても, サブアレー数 (M) を増加させ信号相関抑圧を行うことにより, 遅延時間推定誤差の軽減が可能であり, 無相関時と同程度の特性が実現される. また, 本結果は周波数特性を考慮しないモードベクトルを用いた遅延時間推定特性であるが, 同じ周波数帯域幅を用いる場合には, サブアレーの周波数帯域幅が広いものほど遅延時間推定誤差が小さく抑えられることが分かる. これらは理想的な場合の計算結果であり, 有限のスナップショット, 低 SNR 時には, 遅延時間推定誤差はより大きくなることに注意されたい.

5.5 信号パラメータ推定アルゴリズム

前節までの数値計算により入射信号が周波数特性を有している場合であっても, その周波数特性が緩やかである場合には, 従来の時間領域掃引関数により入射信号の遅延時間 ($t_i, i=1 \sim d$), すなわち式 (5.7c) における A_i が推定可能であることが明かとなった. 次に各散乱波の周波数特性 $s_i(f) (= w_i(f)s_i)$ を明らかにすることにより, 式 (5.5) で示されるモデルを特定したこととなる. もし, 周波数依存性に関する事前情報, 例えば $w_i; i=1 \sim d$ が既知であるならば, 式 (5.6) より直ちに,

$$s = (A^H A)^{-1} A^H \cdot E[r] \quad (5.51)$$

より, 各散乱波のウェイトベクトルに乗せられる係数 (s_i) が判明する. このとき k 番目の散乱波は, ベクトル s の k 番目の要素 s_k , 既知のウェイト w_k より k 番目の信号は $w_k s_k (= s_k$ とする) と表される. しかしながら, 一般にウェイトベクトルは未知であるため, s_k を直接推定する手法が必要となる.

いま, k 番目の信号を推定する場合を考える. 簡単化のため既知である遅延時間 (t_k) を用いて, 目的とする信号の遅延時間が $t_k = 0\text{nsec}$ となるよう参照面の変更を行う.

$$\tilde{r} = A_k^H E[r] = A_k^H \sum_{i=1}^d A_i s_i = \sum_{i=1}^d \tilde{A}_i s_i \quad (5.52)$$

ここで $\tilde{A}_i = A_k^H A_i$ である. 上記データの時間領域における遅延時間の分布を考えると $t = 0\text{nsec}$ に推定対象である信号 s_k が, $t = t_i - t_k (= t'_i$ とする, $i \neq k$) に他の信号

が存在している。よって、遅延時間が既知であることから、 s_k を変化させることなく取り出し、他の入射波を除去するような時間領域通過特性を有するノッチフィルタを実現すればよいことが予想される。

射影定理より s_k のみを抽出する射影行列 P_k は次式で与えられることが分かる。

$$P_k = [I - C_k(C_k^H C_k)^{-1} C_k^H] \quad (5.53a)$$

$$C_k = [\tilde{A}_1 w_1, \dots, \tilde{A}_{k-1} w_{k-1}, \tilde{A}_{k+1} w_{k+1}, \dots, \tilde{A}_d w_d] \quad (5.53b)$$

ここで I は単位行列である。上式の w_i は未知であるが、 $w_i = [1, 1, \dots, 1]^T$ と仮定した場合(周波数に対して一定)であっても、式(5.53a)は $t_i^l (i \neq k)$ に深いヌルを形成するフィルタ行列となり、各入射信号が十分に局所的に存在(入射信号のエネルギーの大部分が t_i^l に集中)しているならば、それらの入射波の影響をほとんど除去することが可能となる。よって、近似的に次式が成立する。

$$P_k \tilde{r} = P_k s_k \quad (5.54)$$

式(5.53a)の P_k は明らかに特異行列である(ランク $N-1$)。したがって s_k の導出には他の独立な拘束条件が必要となる。

ここでは、各入射波の周波数特性は滑らかな単調関数で表現されると仮定する。この仮定の下では s_k の周波数に対する高次の微分はゼロベクトル \mathbf{o} となると考えることが可能である[13]。よって、 s_k に対して以下のような拘束条件が付加される。

$$D s_k = \mathbf{o} \quad (5.55)$$

ここで行列 D は微分オペレーターであり、二階微分の場合、以下の形式となる(以降、すべての D は次式とする)。

$$D = \begin{bmatrix} -1 & 2 & -1 & & 0 \\ & -1 & 2 & -1 & \\ & & & \ddots & \\ 0 & & & -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

したがって、式(5.55)、(5.56)より、 s_k に関する次の方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} P_k \\ \kappa D \end{bmatrix} s_k = \begin{bmatrix} P_k \tilde{r} \\ \mathbf{o} \end{bmatrix} \quad (5.57)$$

ここで κ の任意の定数である。無雑音、かつ、遅延時間の推定値、 P_k が正確である場合には、解は κ に依存しない。しかし、大きな誤差を含む場合、 κ を大きな値に設定することにより、全体の方程式における滑らかさに関する拘束条件のウェイトを大きくすることができ、より滑らかな安定した結果を得ることができる[†]。上式より、 s_k は次式で与えられることが導かれる。

$$s_k = Q_k^{-1} P_k \tilde{r} \quad (5.58a)$$

$$Q_k = P_k + |\kappa|^2 D^H D \quad (5.58b)$$

ここで $Q_k^{-1} P_k$ は先に述べたノッチフィルタを実現する行列である。

図5.14は、本手法を用いて101.6mmφの導体球の後方散乱界の理論値に対して本手法を適用し、個々の散乱波(幾何光学波、クリーピング波)の散乱断面積の推定を行った結果の一例である。この周波数データに関しては次章で詳しく論ずるが、2つの主要な入射波が存在し、一つは周波数特性を持たない信号(幾何光学波)、もう一つは指数関数的に減衰する周波数特性を有する信号(クリーピング波)で表されるというものであり、第5.4.1節で検討したデータモデルに相当する周波数データである。2-10GHzにおける各散乱波(点線)はFFTによる時間応答結果にゲーティング処理を施して求めたものである。定式化では近似(式(5.53b)、(5.55)は周波数特性が未知である限り厳密には成立しない)を行っているが、同図より、各散乱波について実線(本手法)と点線(FFT-GATE法)がよく一致しており、正確な推定が実現されていることが分かる。

さて、このフィルタ行列の特性を明らかにするために、次のような関数 $g_i(t)$ および $g(t)$ を定義する。

$$Q_k^{-1} P_k a(t) = \begin{bmatrix} u_1^H \\ u_2^H \\ \vdots \\ u_N^H \end{bmatrix} a(t) = \begin{bmatrix} g_1(t) \\ g_2(t) \\ \vdots \\ g_N(t) \end{bmatrix} \quad (5.59a)$$

$$g(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |g_i(t)| \quad (5.59b)$$

[†]実際のデータに対する適用時にはこの値の設定も問題の一つになるが本稿では以下全て $\kappa=1$ として取り扱う。

図5.15に $t_1=-1.0\text{nsec}$, $t_2=0.0\text{nsec}$ に信号が存在する2波モデルにおいて t_2 に存在する入射波 s_2 の推定を行う場合のいくつかの $g_i(t)$, $i=1, 5, 9, 13, 17$ の大きさを示した. 同図から分かるように $t=t_1$ において深いヌルが形成されており, この遅延時間を有する入射波は除去される. この入射波の遅延時間の推定値にわずかな誤差が存在している場合, あるいは若干分布している散乱波であっても, このヌルにより十分にその影響が軽減される場合には, 本手法は正しく動作することが予想される. データの周波数帯域幅が広がるほど, 急峻なヌルが作られる. あまりにも急峻なヌルによる不要波の除去特性は, 遅延時間推定誤差に対して敏感なものとなる. この点からも本手法はFFT-GATE法とは逆に, 周波数帯域幅が狭い場合に対して非常に有効となる手法であるといえる. $t=t_2$ においては, いずれの $g_i(t_2)$ も振幅1(位相 0°)であり, s_2 は t_2 近傍に広く分布していない限り精度の良い推定が可能となることが分かる.

Ksienskiも同様にマトリクス法による信号成分分離法を提案している[13]. その手法においても時間領域においてノッチフィルタの性質を有していることが報告されている[14]が, 本稿での定式化は, アルゴリズムの定式化の時点からノッチフィルタ

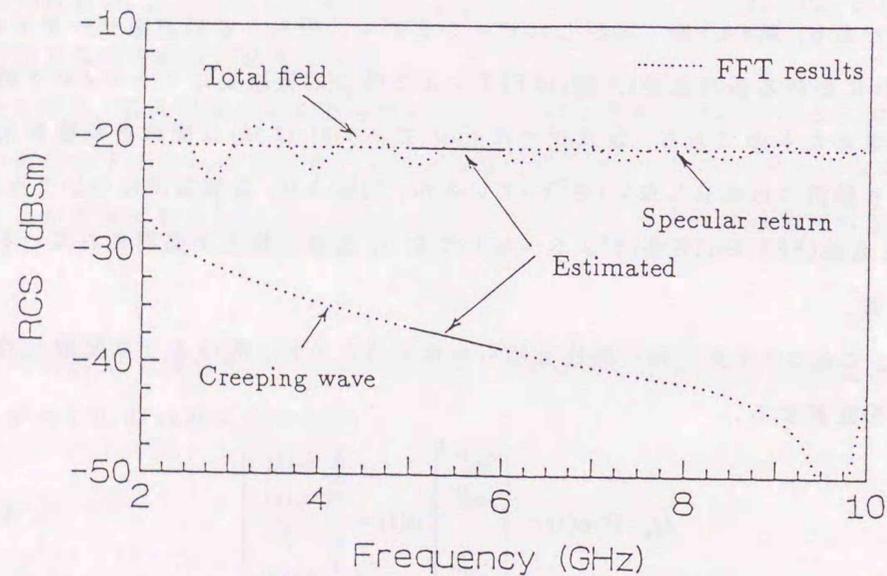


図5.14: 導体球(101.6mm ϕ)の後方散乱界における各散乱波の推定結果の一例. ノッチフィルタリング法による推定時のパラメータは $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=40\text{MHz}$, $N=26$, $t_1=-0.337\text{nsec}$, $t_2=0.550\text{nsec}$ である.

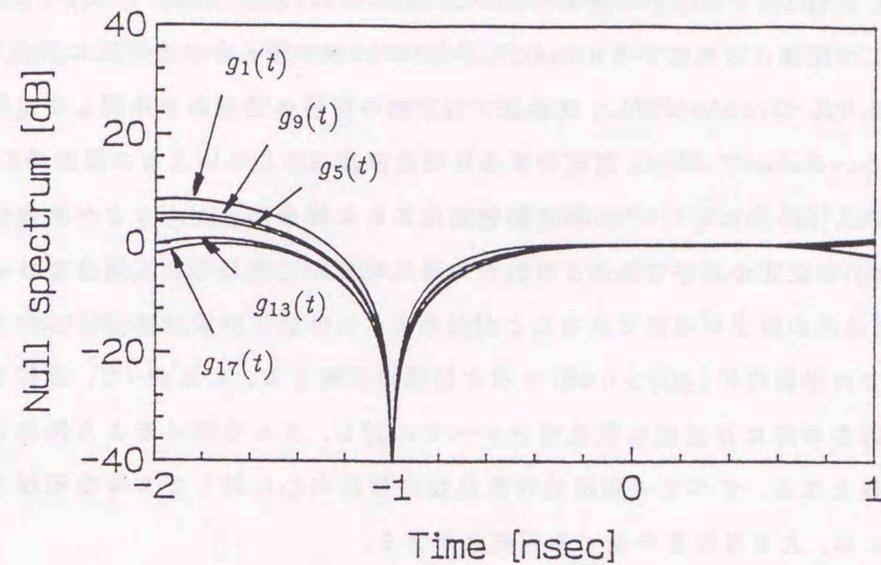


図5.15: 時間領域フィルタリング特性(1). ($|g_i(t)|$, $i=1, 5, 9, 13, 17$), $f_1=5.0\text{GHz}$, $\Delta f=40\text{MHz}$, $N=20$, $t_1=-1.0\text{nsec}$, $t_2=0.0\text{nsec}$.

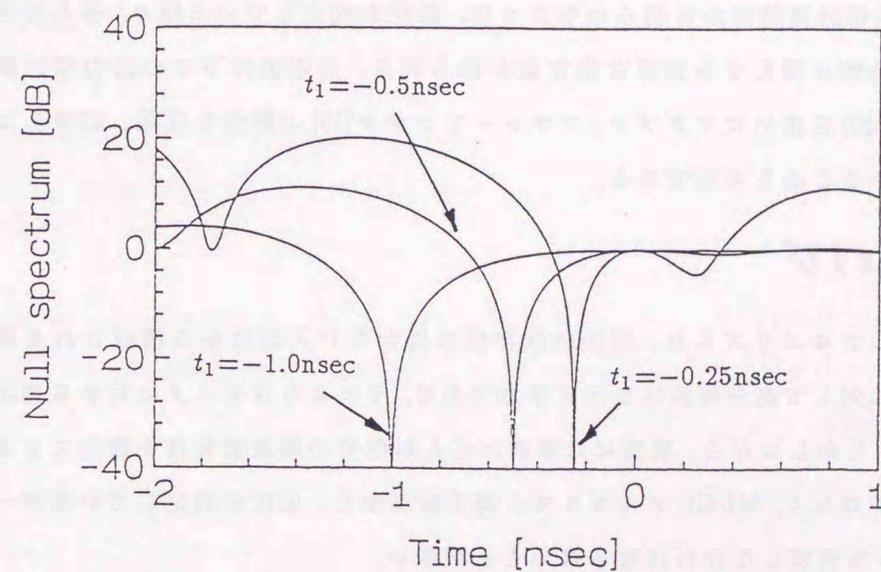


図5.16: 時間領域フィルタリング特性(2). ($g(t) = 1/N \sum_{i=1}^N |g_i(t)|$), $f_1=5.0\text{GHz}$, $\Delta f=40\text{MHz}$, $N=20$, $t_2=0.0\text{nsec}$.

の特性に着目し、フィルタの存在を明示している点に特徴がある。ただし、2波モデルに対して定式化されているKsienskiの手法では2波の滑らかさを同時に評価し、誤差を最小化しているのに対し、本手法では、他の信号の滑らかさに関しては同時に評価しているわけではなく、双方の手法は完全には一致しないことに注意されたい。

図5.16は、図5.14において t_1 の位置を変化させた場合の $g_i(t)$; $i=1 \sim N$ の平均値(式(5.59b))の変化の様子である。散乱波の遅延時間が近接している場合であっても、個々の散乱波の抽出が可能であることが分かる。しかしながら、 $t_1=-0.25\text{nsec}$ の場合の波形では増幅作用($g(t) > 0 \text{ dB}$)を示す領域が存在する。したがって、近接した散乱波の除去の際には主要な散乱成分すべてに対し、ヌルを向けるよう拘束することが必要となる。すべての局所的な散乱波の散乱中心に対してヌルを向けていない場合には、大きな誤差を生ずる可能性がある。

このように、本手法はヌルスティアリングの概念を用いて特定の散乱波を取り出し、他の散乱成分を除去しているため、ゲーティング機能に基づくタイムドメイン機能のように周波数帯域幅による制限を受けない信号パラメータの推定が可能となる。数値計算結果から明らかのように、仮定が成立している限り、各入射信号の周波数特性に関しても良好な推定値が得られる。拘束条件下での出力電力最小化法(CMP法)を用いたアダプティブアレーアンテナ[15]の概念を拡張、応用した手法と解釈することも可能である。

5.6 むすび

MUSICアルゴリズムは、周波数依存性を持たない入射波から構成される周波数データに対して高分解能性を示す手法であり、そのようなデータに対する適用が好ましい。しかしながら、現実には事前に各入射信号の周波数特性を類推できる場合ばかりではなく、MUSICアルゴリズム適用結果から、仮定を満足しているデータであったかを判断しなければならないことが多い。

本章では、周波数特性を有する入射信号が存在している場合の諸特性(固有値分布、時間領域掃引波形)を明らかにした。ここで考察したモデルは最も簡単なものであるが、より一般的な場合に関しても同様の性質が現れることは容易に類推されよ

う。結果的に、仮定を満足しない周波数特性を有する入射波を含むデータであっても入射波の周波数特性が滑らかで単調に変化するものであれば、MUSICアルゴリズムは実用上、十分な精度を有する推定法であることが明らかとなった。このことはMUSICアルゴリズムの応用範囲を広げる上での重要な結果であるといえる。また、周波数特性をも含めた信号パラメータ推定法の導出を行った。数値計算結果から明らかのように、この手法とMUSICアルゴリズムを併用することにより、FFT-GATE法と同様の処理が実現可能である。

参 考 文 献

- [1] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] R. O. Schmidt and R. E. Franks, "Multiple source DF signal processing: An experimental system", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-34, no.3, pp.281-290, March 1986.
- [3] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction finding in the presence of mutual coupling", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.39, no.3, pp.273-284, March 1991.
- [4] A. Paulraj and T. Kailath, "Direction of arrival estimation by eigenstructure methods with imperfect spatial coherence of wave fronts", *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.83, no.3, pp.1034-1040, March 1988.
- [5] T. J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, August 1985.
- [6] S. U. Pillai and B. H. Kwon, "Forward/Backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-37, no.1, pp.8-15, January 1989.
- [7] R. T. Williams, S. Prasad, A. K. Mahalanabis, and L. H. Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [8] S. M. Kay, editor, *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1988.

- [9] D. W. Tufts and R. Kumaresan, "Estimation of frequencies of multiple linear prediction perform like maximum likelihood", *Proc. IEEE*, vol.70, no.9, pp.975-989, September 1982.
- [10] R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-30, no.6, pp.833-840, December 1982.
- [11] R. Kumaresan and D. W. Tufts, "Estimation the angle of arrival of multiple plane waves", *IEEE Trans. Aerosp. and Electronic Syst.*, vol.AES-19, no.1, pp.134-139, January 1983.
- [12] U. Nickel and D. R. Nat, "Algebraic formulation of Kumaresan-Tufts superresolution method, showing relation to ME and MUSIC methods", *IEE Proc.*, vol.135, Pt.F, no.1, pp.7-10, February 1988.
- [13] D. A. Ksienski, "A method of resolving data into two maximally smooth components", *Proc. IEEE*, vol.73, no.1, pp.166-168, January 1985.
- [14] G. T. Sayan and A. K. Dominek, "Frequency domain mechanism extraction", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.38, no.10, pp.1716-1719, October 1990.
- [15] K. Takao, "An adaptive antenna array under directional constraint", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-24, no.5, pp.662-669, September 1976.

第6章

電磁波散乱測定に対する スーパーレゾリューション法の適用

6.1 まえがき

高周波帯での電磁波散乱現象では、幾何光学的回折理論(GTD)等[1][2]での研究により明らかにされているように、波の伝搬の様子を粒子(光線)的に解釈することが可能となる。すなわち、全散乱界をいくつかの散乱中心から発せられた散乱波の和として記述することが有効となる。それら個々の局所的な散乱波は、散乱体の局所的形状に応じて特徴的な周波数依存性を有することが知られている。したがって、散乱中心、および、その散乱波の周波数特性を得ることは、散乱体の形状推定における重要な手がかりとなる。

電磁波散乱現象は、一般に散乱波が微弱であるために精度の良い測定を行うことが困難である。Bennett等は時間領域における測定系を構築し、散乱体の形状と、そのパルス応答に関する詳細な研究を行っている[3]。また、Kennaugh等は、散乱体のインパルス応答に関する理論研究を行っている[4],[5]。これらは、パルスレーダでの受信波形解析に対して有用である。この測定システムは、送信アンテナから出力されたベースバンドパルスを散乱体に照射するものである。このパルスは、散乱体の個々の散乱点において散乱され、その散乱波が受信アンテナにより検出される。これらの散乱波は、一般に異なる伝搬経路長を有するため、受信アンテナの出力波形(電圧)は、その経路長に対する遅延時刻にピークを有する波形となる。その波形から個々の散乱波の寄与が推定でき、散乱体の形状推定に有用な情報となる。この測定系において高い(時間領域レスポンス)分解能を得るためには、鋭いパルスを出力する必要があり、また、受信アンテナの出力に対する高速なサンプリングを実現す

るサンプリングスコープも必須である。また、散乱パルスを直接測定するという性質上、システム系の誤差の補正を行うことが困難であり、したがって、広いダイナミックレンジを有する測定系の実現は容易でない。

一方、Walton[6], Dominek[7]等は周波数領域における測定系を構成し、その実験結果を報告している。このような周波数領域での測定系においても、周波数掃引データを逆フーリエ変換(IFFT)することにより、先の実験系に相当する時間応答波形を得ることができる。この測定系の特徴として、測定系の構築が比較的容易であること、また、周波数領域での測定系であるために比較的安定した測定が可能であることが挙げられる[8]。さらにシステムティック誤差の校正が容易であるという利点を有する。よって、広いダイナミックレンジの実現が可能となる。現在では、測定機器、特にネットワークアナライザの進歩により、周波数領域での測定系を比較的容易に実現することが可能となった。この測定系においても、タイムドメイン機能の実装により容易に散乱中心の検出が可能となっている。さらに、時間領域でのフィルタリング(ゲーティング)機能を用いることにより、個々の散乱波の周波数特性を分離検出することもできる。

しかしながら、フーリエ変換に基づく、このタイムドメイン機能の時間領域でのレスポンス分解能は、本質的に掃引周波数帯域幅により制限される。これは、前述のシステムでの分解能が送信パルス幅により制限されたことに対応する。また、ゲーティング機能を正しく適用するためには、散乱中心が検出されているばかりではなく、個々の散乱波の時間応答が明瞭に分離されていることが必要となる。したがって、高いレスポンス分解能を有する測定系を構築するためには、広帯域なアンテナが必要となるのみならず、方向性結合器等の周辺機器に関しても広帯域性が要求される。また、散乱波が、時間領域において広範囲に分布している場合は、ネットワークアナライザによる測定系での測定が困難となる場合が考えられる。なぜなら、解析領域内でのエリアジングを避けることから、サンプリング周波数の最大値が決定されるため、測定点数の制限(HP8510Bでは801)から実現可能な最大周波数帯域幅も制限される。

電磁波回路、アンテナ測定の実験データに対する適用結果から明らかにされているように、MUSICアルゴリズムは周波数帯域幅の制限を越えた分解能を実現する手

法であり、本章では、その散乱測定に対する有効性を検討する。散乱問題に対するスーパーレゾリューション法の適用例は、例えば文献[9], [10], [11]などで報告されている。それらではProny法([9], [10]), 最大エントロピー法([11])を用いている。これらの手法は、MUSICアルゴリズム等の信号/雑音部分空間の概念を導入した固有値解析に基づくスーパーレゾリューション法に比べ、SNRにより特性が大きく左右されるなどの問題点を有し、さらに、一般に散乱中心の個数に関する事前情報が必要となる。個々の散乱波の中には周波数特性を有するものも存在する。Hurst, MittraによるProny法の適用例では、エッジ回折波のみ含まれる散乱体(角柱)の周波数データに対して、事前にその周波数特性を補正することで周波数特性の問題を解決している[9]。このようなPre-filtering的な手法は、個々の散乱波の周波数特性が同一である場合の適用に限定される。

本章では、電磁波散乱測定、その中でも特に幾何光学波、クレーピング波が生ずる導体球、および、エッジ回折波が生ずる導体矩形板の後方散乱測定を行い、そのデータに対するMUSICアルゴリズムの適用結果を示す。これらは周波数特性を有する散乱波を含むデータであり、第5章での検討結果、すなわち、比較的緩やかな周波数依存性を有する信号が存在している場合であってもMUSICアルゴリズムが有効であることを実証するものである。また、同時に、時間領域ノッチフィルタリングによる信号パラメータ(散乱測定では回折係数に相当)の周波数特性推定結果も報告している。

6.2 ネットワークアナライザによる散乱測定

図6.1に本章での実験で用いられた測定システム系を示す。測定はすべて電波無響室内で行われている。送受信アンテナはともに周波数1~18GHzで動作可能な直線偏波の広帯域ホーンアンテナ(Double ridged guide horn antenna, EMCO model 3115)を用いている。同図から分かるように、本システムは送受信アンテナを分離したQuasi-Monostatic RCS測定システムであり、一般に、送受信アンテナを共用し、方向性結合器を用いて送信/受信信号を分離するMonostatic RCS測定系に比べ、高いダイナミックレンジを得ることができる。

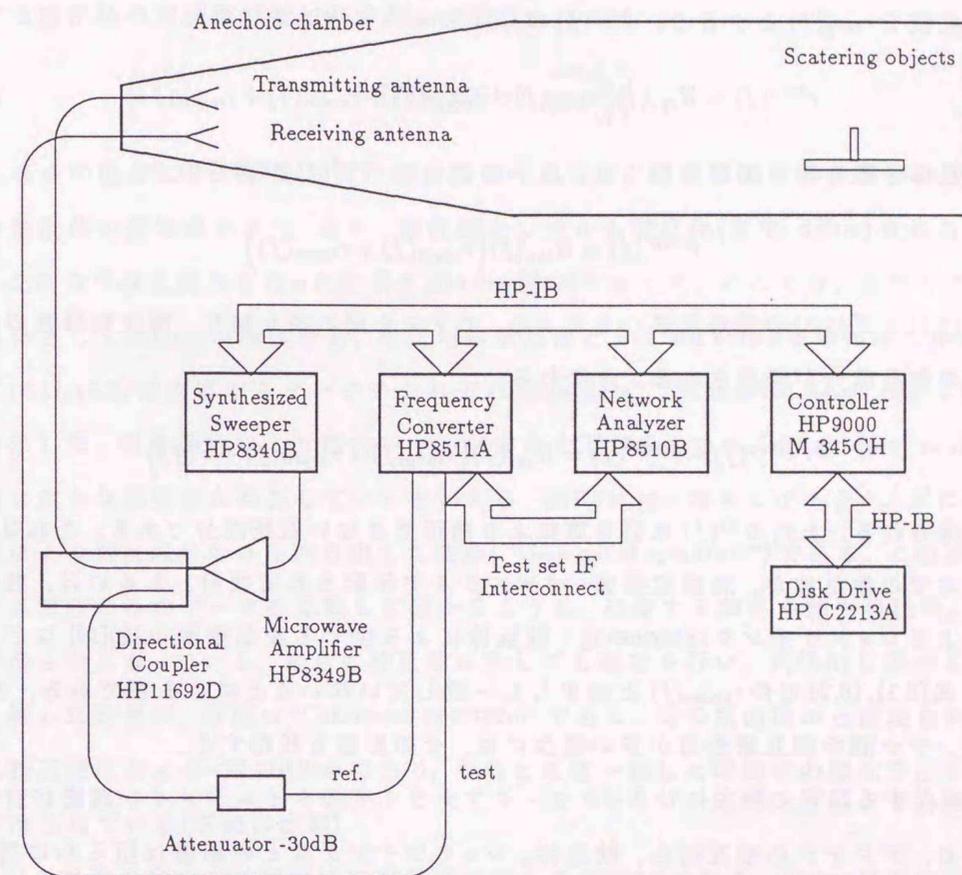


図6.1: quasi-Monostatic RCS 測定システム系

電磁波散乱測定では、測定システムの周波数特性(送受信アンテナの周波数特性も含む)、送受信アンテナの相互結合の影響、目的とする散乱体以外の散乱波(ここでは主に電波無響室の壁面、散乱体を支持するペDESTALからの散乱)、アンテナ・散乱体間の多重反射波などを取り除く必要がある[6], [12]。これらをそれぞれ $H_{sys}(f)$, $r_{coupl}(f)$, $r_{room}(f)$, $r_{multi}(f)$ とする。測定される周波数データを $r^{targ}(f)$ 、散乱体からの散乱波を $r_{targ}(f)$ とすると、 $r^{targ}(f)$ は以下のように表される。

$$r^{targ}(f) = H_{sys}(f) \left(r_{targ}(f) + r_{coupl}(f) + r_{room}(f) + r_{multi}(f) \right) \quad (6.1)$$

散乱体を取り除き測定を行うと、以下のデータ $r^{empt}(f)$ が得られる。

$$r^{empt}(f) = H_{sys}(f) \left(r_{coupl}(f) + r_{room}(f) \right) \quad (6.2)$$

式(6.1)と式(6.2)の差を取ることで、アンテナ間の相互結合、電波無響室の壁面等の散乱成分が軽減される。すなわち、

$$r^{targ}(f) - r^{empt}(f) = H_{sys}(f) \left(r_{targ}(f) + r_{multi}(f) + r'(f) \right) \quad (6.3)$$

が得られる。上式の $r'(f)$ は引き算により補正できない誤差成分である。これは、散乱体での散乱波が、無響室壁面・ペDESTALで反射される成分、あるいは、散乱体によるシャドウイング(Shadowing: 散乱体による生じる後部壁面の陰)[12] などにより式(6.1), (6.2)での $r_{room}(f)$ と必ずしも一致していないことによる項である。また、アンテナ間の相互結合量が多い場合には、その影響も残存する。

残存する誤差の除去にはネットワークアナライザのタイムドメイン機能が有効である。アンテナの相互結合、散乱体、シャドウイングなどの影響は明らかに異なった伝搬遅延を持つため、ある程度の測定周波数帯域幅が確保される場合には、時間領域において分離可能である。ここで、ゲーティング機能を用いて散乱体だけの応答を取り出し、再びフーリエ変換する事により散乱体の応答、

$$\tilde{r}^{targ}(f) = H_{sys}(f) r_{targ}(f) \quad (6.4)$$

が得られる。システムの周波数特性を補正するためには既知の散乱体の測定データが必要となる。一般に、散乱特性が解析的に明らかにされている導体球などが校正

用の散乱体として用いられる。散乱体を校正用のものに変え、上記同様に引き算法、ゲーティングを用いた処理を施すことにより、次の周波数データ $\tilde{r}^{ref}(f)$ が得られる。

$$\tilde{r}^{ref}(f) = H_{sys}(f) r_{ref}(f) \quad (6.5)$$

$r_{ref}(f)$ は既知であるので、式(6.4), (6.5)より、最終的に次式により校正された目的とする散乱体の周波数特性 $r(f)$ が得られる。

$$r(f) = r_{ref}(f) \cdot \frac{\tilde{r}^{targ}(f)}{\tilde{r}^{ref}(f)} \quad (6.6)$$

これらの操作により校正された周波数データでは、時間領域での参照面が校正用の散乱体の基準点となり、また、散乱電力レベルも規格化(単位: dBsm)される。

これらの校正操作を行った結果を図6.2~図6.4に示した。ここでは、目的とする散乱体として85mmφの導体球を、校正用の散乱体として101.6mmφの導体球を用いた。式(6.1), (6.3)に対応するデータをそれぞれ“Raw data”, “Subtracted data”として図6.2に示した。引き算法により電力レベルが大きく下がることから“Raw data”には、非常に大きな不要波が存在しているといえる。図6.3には、さらにゲーティングにより、球による散乱成分のみを取り出した波形(“Time gated spectrum”)である。この波形と引き算法のみのデータを比較して分かるように、残存する誤差の除去の結果、波形が滑らかになっている。さらに校正球に対しても測定を行い、式(6.6)に基づく校正を施した結果が、同図の“Calibrated spectrum”である。球の断面積から推定される散乱断面積はおよそ-22.46dBsmであり、それとほぼ一致した球特有の変化を示す波形が得られている(詳細は次節)。

引き算法の効果を時間領域で表示させたものが図6.4である。20nsec付近の応答は送信/受信アンテナの相互結合、40nsec付近に複数存在する応答は電波無響室の壁面等の散乱である[†]。引き算法を施したデータ(“Subtracted data”)では、不要波が取り除かれ、主たる応答が42nsec付近の散乱体の応答となっていることが分かる。参考のため Monostatic RCS 測定系と本測定系(Quasi Monostatic RCS)による引き算法による補正を施した後の時間領域波形を図6.5に示した。Monostatic RCS 測定系では、送

[†]ここで用いた電波無響室は、本来、アンテナ測定用のものであるためアンテナポジショナーが存在し、それを電波吸収体で覆い隠している。そのためこの部分に若干大きな散乱が存在している。

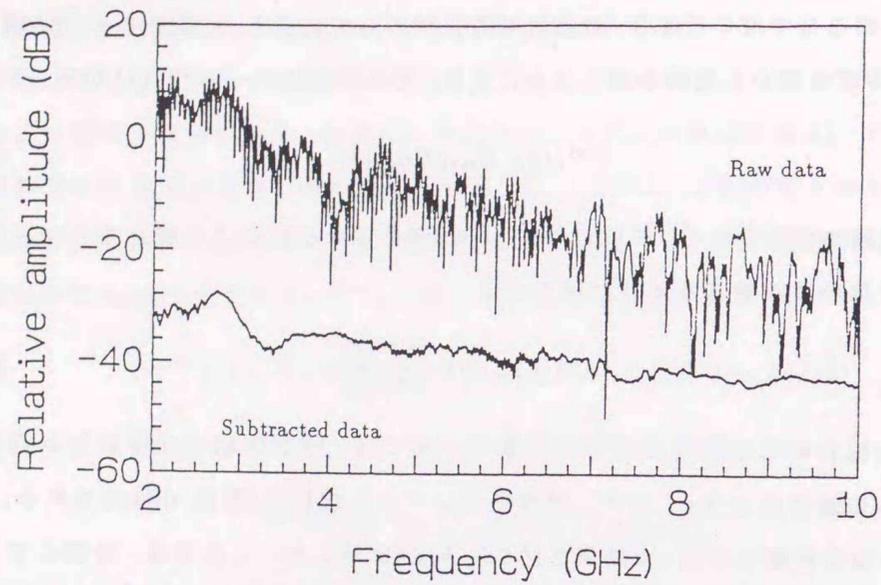


図 6.2: 散乱測定における引き算法・ゲーティングを用いた校正プロセス—周波数領域波形(1). Target: 85mmφ 導体球.

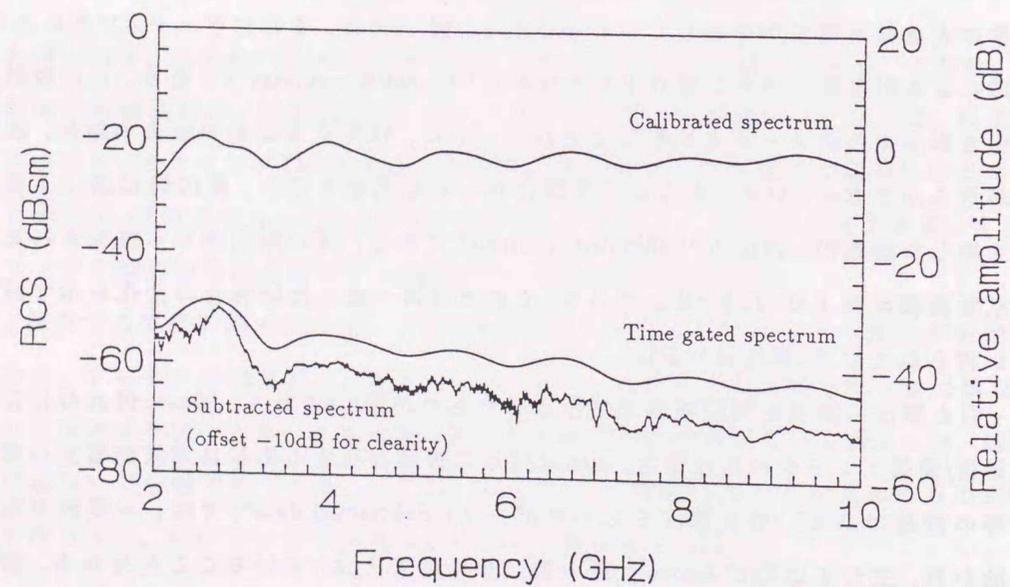


図 6.3: 散乱測定における引き算法・ゲーティングを用いた校正プロセス—周波数領域波形(2). Target: 85mmφ 導体球, Reference: 101.6mmφ 導体球

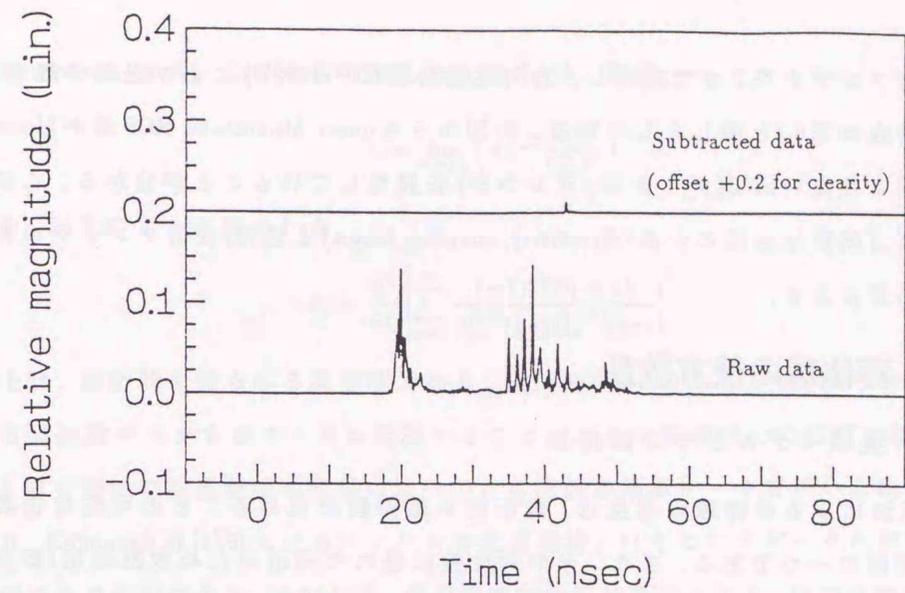


図 6.4: 散乱測定における引き算法・ゲーティングを用いた校正プロセス—時間領域波形(1). Target: 85mmφ 導体球.

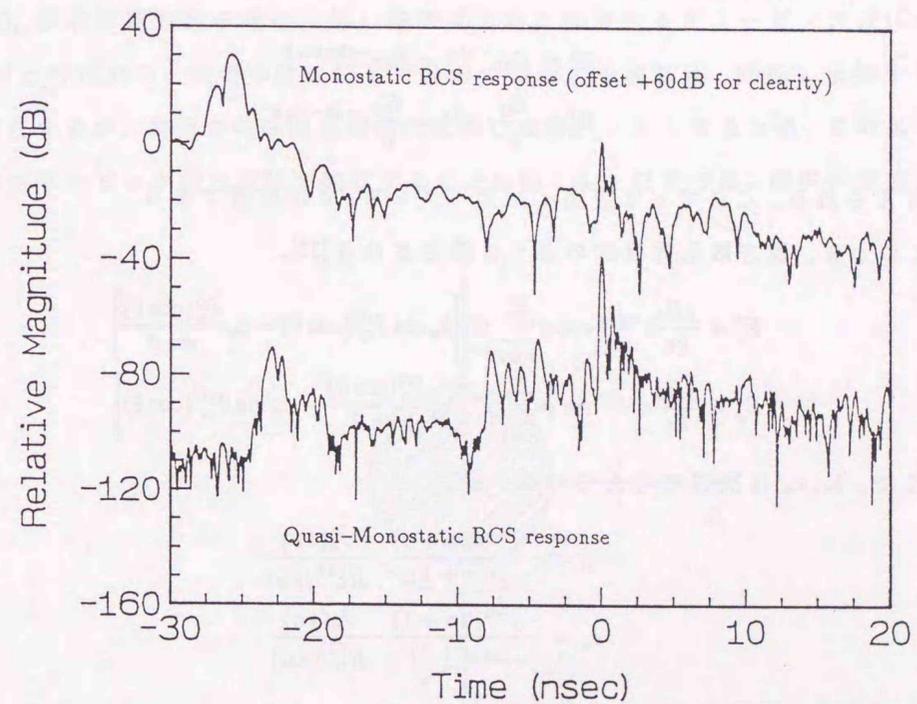


図 6.5: Monostatic RCS 測定系, Quasi-Monostatic RCS 測定系による測定データの比較. Target: 85mmφ 導体球. データには引き算法による補正を施している.

信受信アンテナを1つで共用し、方向性結合器(HP11692D)により送受分離を行い、他の構成は図6.1と同じとしている。同図からも quasi-Monostatic RCS系が Monostatic RCS系より高いSNR(ダイナミックレンジ)を実現していることが分かる。この相違は主に方向性結合器の性能(directivity, coupling factor)と送信/受信アンテナの相互結合量の差による。

6.3 導体球の後方散乱

6.3.1 実験モデルとその厳密解

平面波による導体球の散乱は、解析的に厳密解の求めることの可能な古典的な散乱問題の一つである。また、その対称性に優れた構造のため散乱測定(散乱断面積測定, Radar Cross Section, RCS)時の校正用散乱体として一般的に用いられている。いま、図6.6のように、 z 方向伝搬、 x 軸偏波の平面波が照射されているものとする。すなわち、入射平面波は、

$$E_x^i = E_0 e^{-jkz} = E_0 e^{-jkr \cos \theta} \quad (6.7a)$$

$$H_y^i = \frac{E_0}{\eta} e^{-jkz} = \frac{E_0}{\eta} e^{-jkr \cos \theta} \quad (6.7b)$$

で与えられる。ここで η は空間インピーダンス、 k は波数である。

このとき、遠方散乱界は次のように導出される[13]。

$$E_\theta^s = \frac{jE_0}{kr} e^{-jkr} \cos \phi \sum_{n=1}^{\infty} j^n \left[b_n \sin P_n^{1'}(\cos \theta) - c_n \frac{P_n^1(\cos \theta)}{\sin \theta} \right] \quad (6.8a)$$

$$E_\phi^s = \frac{jE_0}{kr} e^{-jkr} \sin \phi \sum_{n=1}^{\infty} j^n \left[b_n \frac{P_n^1(\cos \theta)}{\sin \theta} - c_n \sin P_n^{1'}(\cos \theta) \right] \quad (6.8b)$$

ここで、 b_n, c_n は次式で与えられる。

$$b_n = -\frac{j^{-n}(2n+1)}{n(n+1)} \cdot \frac{J_n'(ka)}{\hat{H}_n^{(2)'}(ka)} \quad (6.9a)$$

$$c_n = -\frac{j^{-n}(2n+1)}{n(n+1)} \cdot \frac{J_n(ka)}{\hat{H}_n^{(2)}(ka)} \quad (6.9b)$$

第6.3.2節で問題とする後方散乱界は、

$$E_x^s = E_\theta^s \Big|_{\theta=\pi} = E_\phi^s \Big|_{\phi=-\pi/2} \quad (6.10)$$

と表される。また、このときの散乱断面積 A_e は、定義、

$$A_e = \lim_{r \rightarrow \infty} \left(4\pi r^2 \frac{|E_x^s|^2}{|E_0|^2} \right) \quad (6.11)$$

より、以下のように表される。

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} \left| \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n (2n+1)}{\hat{H}_n^{(2)}(ka) \hat{H}_n^{(2)'}(ka)} \right|^2 \quad (6.12)$$

以上は、解析的に得られる厳密解である。式(6.8a)、(6.8b)および式(6.10)から計算される周波数データを逆フーリエ変換することにより時間領域での応答が得られる。

入射平面波の波長が球の直径に比べ小さな周波数領域データを用いた時間応答により、Kennaugh等[4][5]によるインパルス応答同様、いくつかのピークが明瞭に分離観測することができる。すなわち、幾何光学的解釈が可能となる。球では図6.7に模式的に示したような、表面で反射する成分、および、表面上を這うように伝搬し散乱する成分に分けられる。前者は周波数依存性を持たない幾何光学波(Geometrical Optics wave)、後者は周波数の増加に伴い指数関数的に減衰するクリーピング波(Creeping wave)と呼ばれる。後者の波に関しては球の表面上を複数回、回転し伝搬する成分も存在するが、表面での伝搬経路長に比例し減衰が大きくなるため、このような高次のクリーピング波は実験で観測することは難しい。以下では、幾何光学波と一

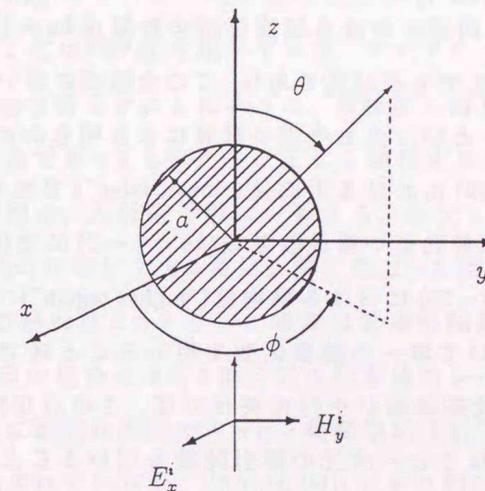


図6.6: 平面波による導体球の散乱。

目のクリーピング波の検出のみを考える。すなわち、データモデルは近似的に次式で表される。

$$r(f) = s_1 e^{-j2\pi f t_1} + s_2 e^{-\alpha f} e^{-j2\pi f t_2} \quad (6.13)$$

厳密解の近似からも幾何光学波、クリーピング波は分離可能であり、古くから種々の研究がなされている[14]。光線経路長から予想される遅延時間は、電波の伝搬速度を v_c として、

$$\text{Specular return} = t_1 = -\frac{2a}{v_c} \quad (6.14a)$$

$$\text{Creeping wave} = t_2 = \frac{\pi a}{v_c} \quad (6.14b)$$

となる。ここでは、球の中心を時刻の基準としている。幾何光学波の遅延時間は上記の光線経路長と厳密値は一致する。しかしながら、クリーピング波の遅延時間は光線経路長より長くなる。これは、クリーピング波が導体上を回折を繰り返し伝搬するためである。

このモデルは、第5.4.1節で検討した2波モデルと同形である。同節では、遅延時間差、減衰係数を、それぞれ独立なパラメータとした検討を行ったが、導体球の後方散乱に限定した場合、それらは独立ではない。その様子を示したものが図6.8である。ここでの減衰係数の算出にはT.B.A.Seniorにより導かれたクリーピング波の近似式[14]を用いた。同図における減衰係数の計算は $ka = 1 \sim 20$ の区間において行った。式(6.13)はあくまでも近似式であり、この全領域において単一の減衰係数を用いることができるか、という点も今回の計算により明らかにされている。同図の実線が全区間($ka = 1 \sim 20$)における平均値("mean value")であり、点線で示された2本の曲線はそれぞれ、比較的低い周波数領域($ka = 1 \sim 2$)における平均値("lower region"), 高周波帯域($ka = 19 \sim 20$)における平均値("higher region")である。この結果から、必ずしも全領域において単一の減衰係数を用いることはできないことが分かる。しかしながら、周波数帯域幅が十分に狭ければ、この点は問題とはならない。また、減衰係数が大きくなると次元の掃引関数を用いることは困難となるが、この結果から半径1mの球における減衰係数でさえ $10^{-8}/\text{Hz}$ 以下のオーダーとなっていることが分かる。さらに、このように大きな減衰係数を有する球においては、幾何光学

波、クリーピング波の遅延時間差が大きくなるため、より狭い周波数帯域幅でのMUSICアルゴリズムの適用が可能となる。したがって、減衰係数の大きさは問題とはならないことは明らかである。

6.3.2 シミュレーションによる検討

本節では、式(6.8a), 式(6.10)から計算される半径5cmの導体球の後方散乱厳密解に数値的にガウス雑音を付加したスナップショットデータを作成し、それらに対するMUSICアルゴリズムの適用を通して、散乱データに対する本手法の有効性、適用時の注意点などを明らかにする。ここでの散乱データは、dBsm値に規格化されており、また、時間領域での時刻の基準は球の中心としている。また、以下で用いるSNRは次式で定義されるものとする。

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{\pi a^2}{\sigma^2} \quad (\text{dB})$$

ここで、 σ^2 は付加したガウス雑音の電力である。

図6.9(a)~(c)は、厳密解にSNRがそれぞれ10, 30, 50dBとなる雑音を付加した50スナップショットのデータに対してMUSICアルゴリズムを適用した散乱中心推定結果の一例である。ここではいずれも、第一周波数は5GHz ($f_1 = 5\text{GHz}$), サンプル周波数は40MHz ($\Delta f = 40\text{MHz}$), サブアレー内の素子数を20 ($N = 20$)として解析を行っている。相関抑圧手法としてはSSP法を用いており、サブアレーの個数(M)は図中に示されている。第5.3.3節で明らかにしたように、周波数に対して指数関数的に減衰する入射波を含んだ場合であってもSSP法は正しく動作する。すなわち、雑音電力より大きな固有値の個数は、入射信号数に一致する。本シミュレーションにおいても最もSNRの高い図6.9(c)においても3番目以降に際立った固有値は認められず、したがって、これら全ての解析は $d = 2$ とした時間領域掃引関数 $P_{\text{music}}(t)$ を用いている。ただし、SNRが10dBの場合では2, 3番目間の固有値のレベル差がほとんどなく(約2.3dB)信号数の正確な識別は困難であった。時間領域掃引波形においてもクリーピング波の存在が検出されていない。SNRが30dBである図6.9(b)の $M = 10$ 時の解析ではこの固有値のレベル差が約19dBとなる。クリーピング波の存在も明瞭に確

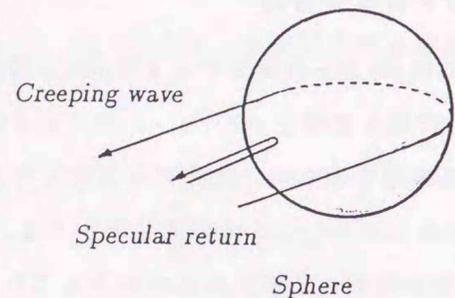


図 6.7: 導体球の後方散乱 — 幾何光学的解釈.

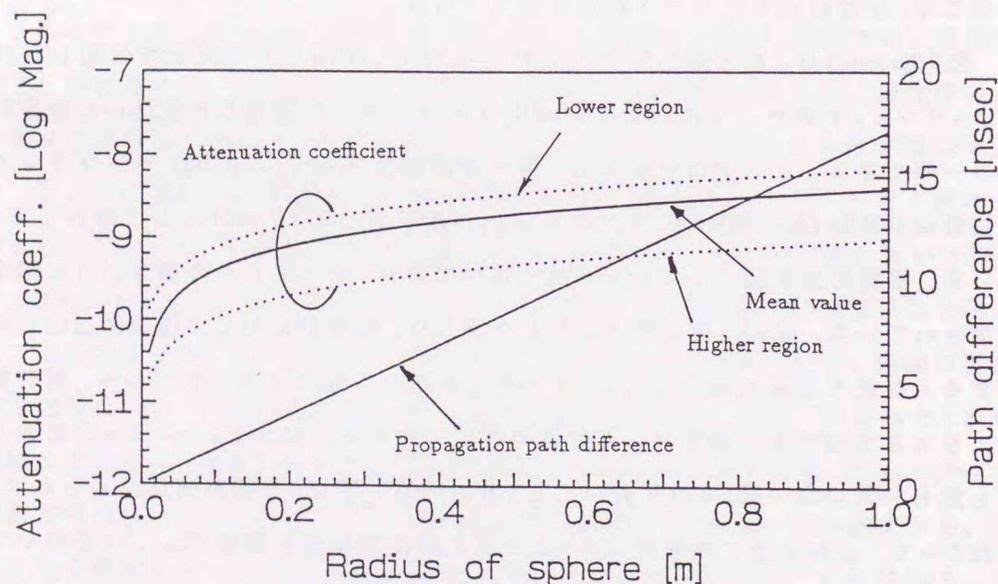


図 6.8: 導体球の後方散乱界における幾何光学波, クリーピング波の伝搬経路差, および, クリーピング波の減衰係数の導体球半径に関する関係.

認され, 推定された幾何光学波, クリーピング波の遅延時間は, それぞれ,

Fig.6.9(b) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.331\text{nsec}$, クリーピング波 $t_2 = 0.547\text{nsec}$

であった. SNR が 50dB 時 (図 6.9(c)) では, $M=2$ 以降の時間領域波形がほとんど一致している. すなわち, $M=2$ で十分な相関抑圧が実現されていることが分かる. 推定された散乱中心は,

Fig.6.9(c) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.331\text{nsec}$, クリーピング波 $t_2 = 0.540\text{nsec}$

であり, これらは SNR が無限大 (雑音なし) の場合における解析結果と一致している.

ここでは, 低 SNR の 50 スナップショットデータに対する適用を考えた. 上記のパラメータ設定は約 1GHz の帯域幅を使用した場合である. このように SNR がかなり低い場合は 0.8nsec ほど離れた散乱中心の分離検出に 1GHz ほどの帯域幅を必要とする. しかしながら, IFFT 法を用いた場合ではより広い帯域幅を必要とすることは明らかである (IFFT 法の分解能は近似的に帯域幅の逆数で与えられる). このことから, 低 SNR, 少スナップショット時においても MUSIC アルゴリズムは有効な手法であることが分かる.

さて, 実際の散乱データの取得を考えると, 校正操作 (6.2 節参照) を行う仮定でゲーティング処理を施す等のことから, 現実には数十~百ものスナップショットを得ることは困難であり, MUSIC アルゴリズムを用いた場合であっても 1 スナップショットのみで推定を行えることが望ましい. ゲーティングを併用し, 少ないスナップショットでの適用の試みは第 4 章で検討した. ゲーティング処理は SNR の改善をもたらし, この場合, ゲートを用いない場合に比べ著しく少ないスナップショット数で同程度の分解能を実現することができる. 散乱データに対する場合も本質的には同様である. SNR が 30dB のデータから 1 つのスナップショットデータを取り出し, ゲーティングを施した様子を図 6.10 に示す. ゲートの中心は応答の最大点, ゲート幅は球の主要応答を含むよう 5nsec とした. 同図より, ゲート外に存在する不規則な雑音の応答が抑圧されている様子が分かる.

各々の SNR データから 1 つのスナップショットデータを取り出し, 同様のゲーティング処理を施し MUSIC アルゴリズムを適用した. それらの推定結果を図 6.11(a)~(c)

に示した. MUSIC適用時の解析パラメータはスナップショット数を1とした他は全て同じである. SNR10dB時(図6.11(a))の推定結果では,2,3番目間の固有値のレベル差が約9.5dB($M=10$)まで改善されたが,時間領域掃引波形には大きな変化は認められない. 30dB時(図6.11(b))では,少ない M 値でのクリーピング波に対応するピークがより急峻になっていることが分かる. このときの遅延時間推定値は,

Fig.6.11(b) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.326\text{nsec}$, クリーピング波 $t_2 = 0.530\text{nsec}$

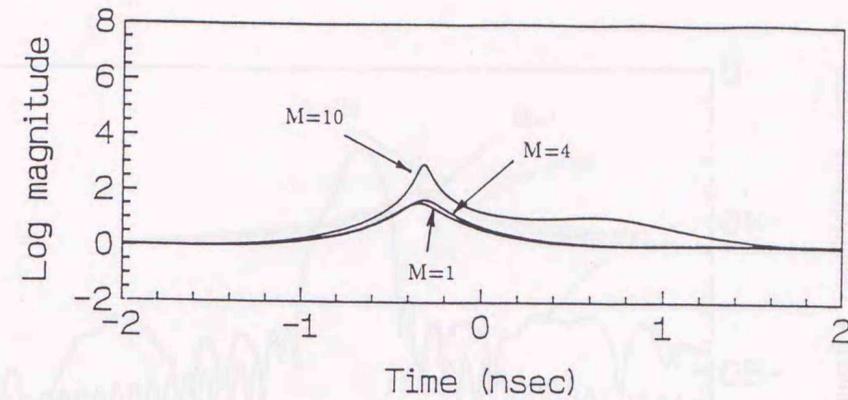
であった. SNR50dB時(図6.11(c))では,際立った際立った改善がみられないが,これはゲート適用以前に完全に分離されていたためである. ただし, 散乱中心推定値は,若干バイアスが増加しており,

Fig.6.11(b) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.331\text{nsec}$, クリーピング波 $t_2 = 0.537\text{nsec}$

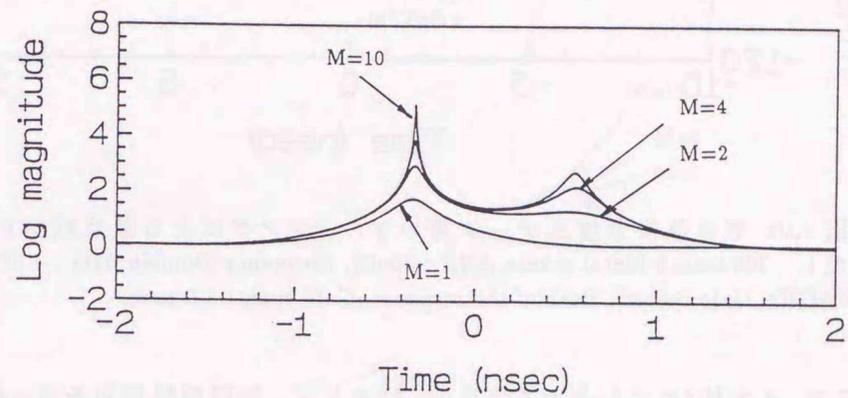
となった. 1スナップショットのため雑音と信号も相関を有し,また,ゲートにより雑音の時間領域での分布が制限されたことによるバイアスの増加である.

このシミュレーションから分かるように,ゲーティング処理を施す散乱データではSNRの改善が図られているため,少ないスナップショット,極端な場合,1スナップショットであっても比較的良好な分解能特性を実現することが分かる.

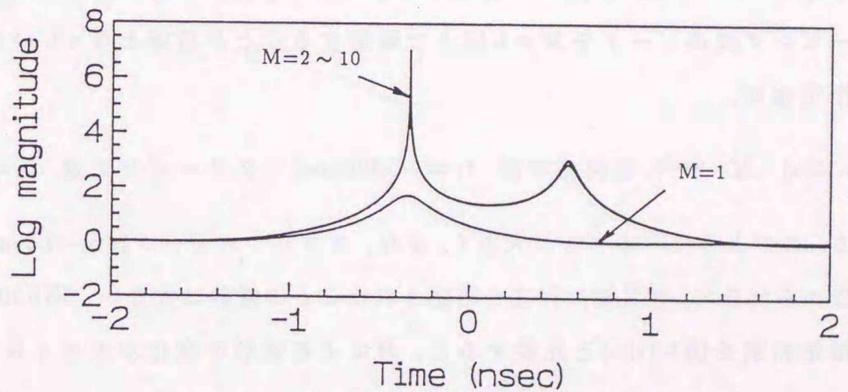
ところが,図6.9と図6.11の散乱中心推定結果の比較から分かるように散乱中心推定値のバイアスは増加している. これは $d=2$ という入射信号数の設定に問題があるためである. 1スナップショットデータに対するでのMUSICの適用では,最小固有値の大きさは0となる. なぜなら,雑音の時刻に対する統計的な側面は推定できず,雑音も解析対象としている散乱波同様,確定信号として取り扱われる. 雑音はゲート内に無数に(分布して)存在するため,厳密には信号数は無限大である. しかしながら,散乱成分に比べ小さい場合には,信号数を適切に設定することで,時間領域推定での雑音成分の影響を最小限に抑えることができる. すなわち,遅延時間推定誤差を減少させることができる. SSP法は M 個のサブアレーで,最大 M 個の信号を分離することができる. すなわち, $M+1 \sim N$ までが大きさ0の非信号成分の固有値であり,それらに対応する固有ベクトルが信号空間と直交する.



(a)



(b)



(c)

図6.9: MUSIC-SSP法を用いた導体球(100mm ϕ)の後方散乱時間応答推定結果(シミュレーション). $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, $\Delta f=40\text{MHz}$, $d=2$, 50スナップショット. (a) SNR 10dB, (b) SNR 30dB, (c) SNR 50dB.

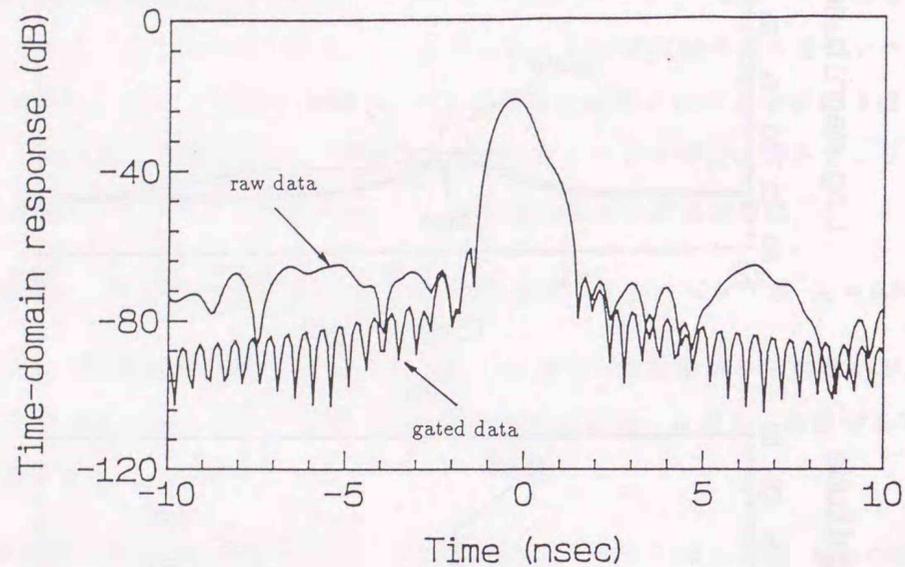


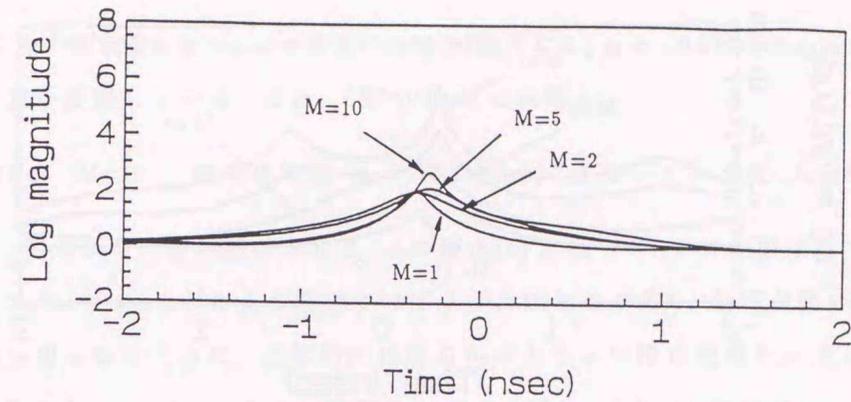
図 6.10: 導体球後方散乱データでのゲーティングによる散乱成分の取りだし. 100.0mm ϕ Metal sphere, SNR : 30 dB, Frequency Domain data : 4.5GHz ~ 6.5GHz, Gate center : Peak of the response, Gate span : 5.0 nsec.

そこで, $d = M$ (ただし $M = 1$ のみ $d = 2$) として, 時間領域掃引を行った結果が図 6.12(a)~(c) である. 図 6.12(a) では, 図 6.9(a), 図 6.11(a) では全く検出不可能であったクリーピング波のピークを $M = 6$ 以上で確認することが可能となっている. $M = 10$ での推定値は,

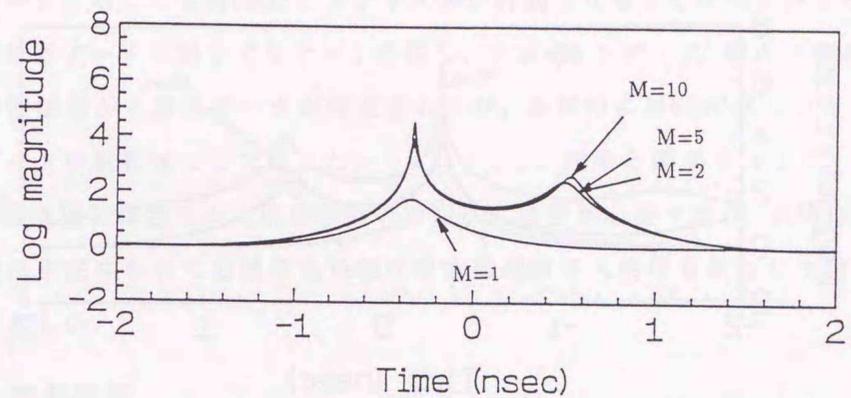
Fig.6.12(a) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.326$ nsec, クリーピング波 $t_2 = 0.490$ nsec

である. このようにバイアスが大きく, また, スプリアスピーク ($t = -1.56$ nsec 付近) も若干認められるが, 散乱波の存在を確認されたことの意義は大きい. SNR30dB(6.12(b)) 時の推定結果を図 6.11(b) と比較すると, M による波形の変化が大きくなっていることが分かる. d 値を変えて波形が変化する(場合によっては新たなピークが検出される)ことは, $d = 2$ 以降の固有ベクトル成分も信号空間に関与していることを意味する. $M = 10$ での推定値は,

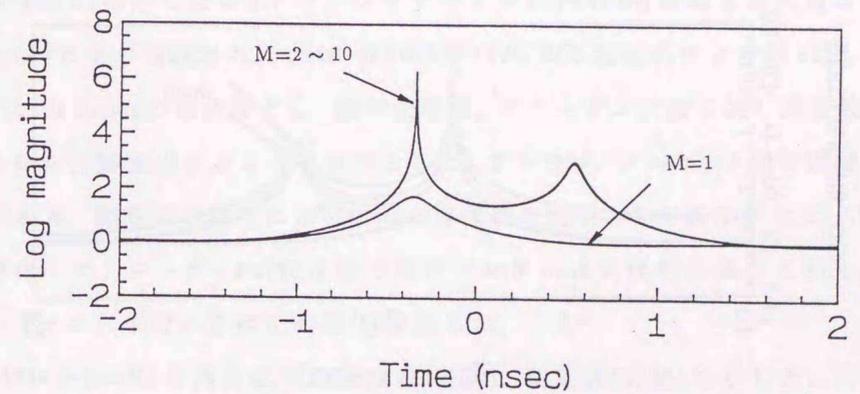
Fig.6.12(b) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.330$ nsec, クリーピング波 $t_2 = 0.528$ nsec



(a)

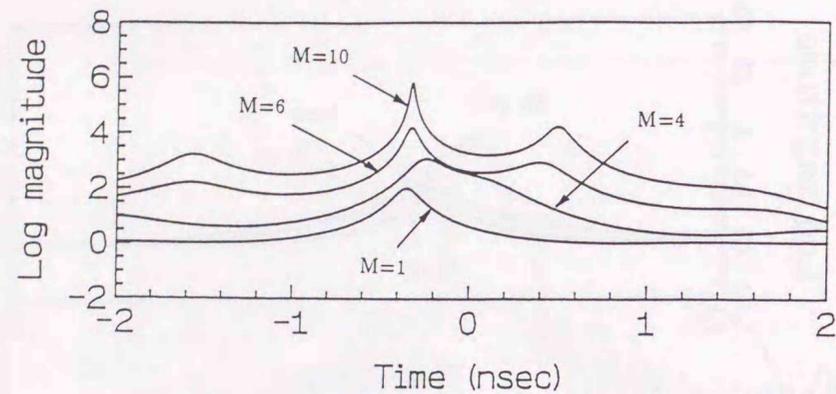


(b)

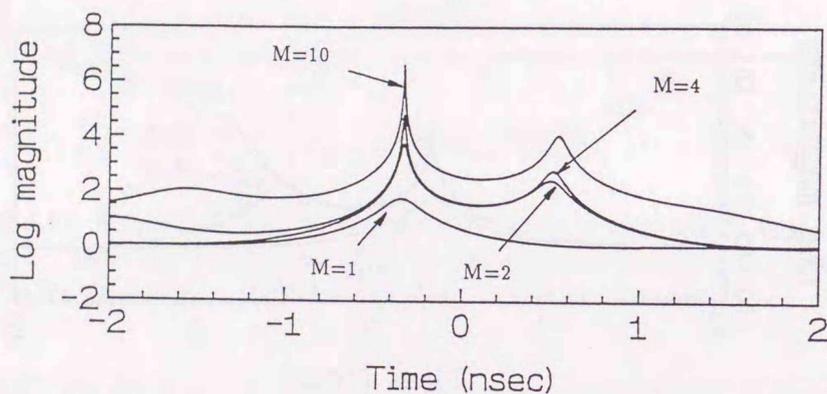


(c)

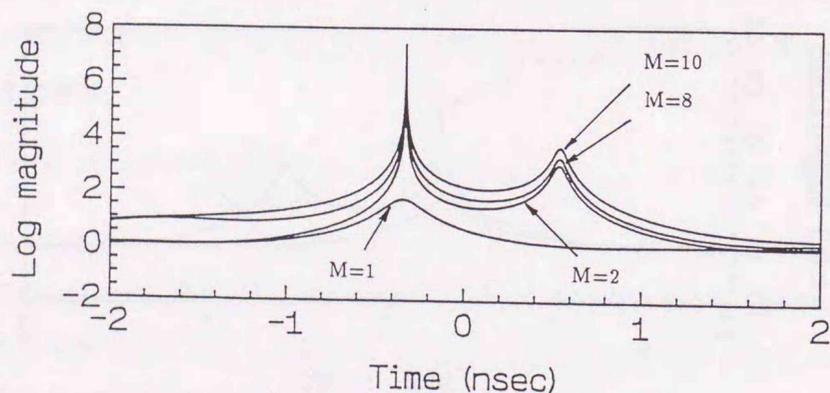
図 6.11: MUSIC-SSP 法を用いた導体球(100mm ϕ)の後方散乱時間応答推定結果(ゲートを併用したシミュレーション). $f_1=5$ GHz, $N=20$, $\Delta f=40$ MHz, $d=2$, 50 スナップショット. (a) SNR 10dB, (b) SNR 30dB, (c) SNR 50dB.



(a)



(b)



(c)

図 6.12: MUSIC-SSP 法を用いた導体球 (100mmφ) の後方散乱時間応答推定結果 (ゲートを併用したシミュレーション, 信号数を変化). $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, $\Delta f=40\text{MHz}$, $d=M$ (サブアレー数に一致, ただし, $M=1$ のみ 2), 50 スナップショット. (a) SNR 10dB, (b) SNR 30dB, (c) SNR 50dB.

であり, 先の推定値に比べ, より理想的な場合 (雑音なし, $t_1 = -0.331\text{nsec}$, $t_2 = 0.540\text{nsec}$) に近い値を実現している. また, SNR50dB 時の結果も,

Fig.6.12(c) $M=10$: 幾何光学波 $t_1 = -0.330\text{nsec}$, クリーピング波 $t_2 = 0.536\text{nsec}$

であり, 明らかな改善が認められる. t_2 の値は (b) より, バイアスが増加しているが, 単一のスナップショットによる推定でのばらつきのためであり, 他の M 値の時間領域波形から明らかのように, 全体的には明らかにこちらの推定結果が安定している.

以上のシミュレーションから, 低 SNR, 1 スナップショットで, かつゲートを施した散乱データに対しても MUSIC アルゴリズムが有効となることが明らかとなった. 実際には校正データに対してもゲートを施し, ターゲットデータ, 校正データ, 校正散乱体の理論値から散乱データが作成されるが, 本質的に MUSIC アルゴリズムにおけるゲートの影響はここで示したシミュレーション結果と同様であろう.

時間領域掃引関数での入射信号数の設定には注意が必要であり, 相関抑圧法として用いた手法において分離検出可能な最大信号数を入射信号数として設定することが望ましい.

6.3.3 実験結果

実験は図 6.1 に示したネットワークアナライザ (HP8510B) および周波数コンバータ (HP8511A) により構成された *quasi-MONOSTATIC RCS* 測定系により行った. 散乱ターゲットは 101.6mmφ の導体球とし, 幾何光学波, クリーピング波を狭い周波数帯域データのみから分離検出することを目的とした. アンテナ, ターゲット間の距離はおよそ 3.7m である. 測定系の校正には 85mmφ の導体球を用い, その厳密解は式 (6.8a), (6.10) から算出した. ターゲット, 校正球の測定データには式 (6.6) に基づく引き算法およびゲーティングを用いた校正処理 [6] を施した.

図 6.13 に 2-10GHz の周波数での理論値 (点線), 測定値 (実線) を示した. 同図における幾何光学波 (Specular return), クリーピング波 (Creeping wave) は, 前節で述べたようにネットワークアナライザのタイムドメイン, ゲーティング機能により分離された結果である. 帯域の両端における波形の歪みはゲーティング誤差の影響である. また, 図 6.14 にはこの 8GHz の周波数帯域幅を用いた IFFT による時間領域波形を示し

た。これらの結果から本実験系が、比較的良好な測定精度を実現していることが分かる。図6.15はさらに周波数帯域幅をパラメータとした場合の時間応答波形の変化の様子である。同図から分かるようににネットワークアナライザのタイムドメイン機能の分解能は周波数帯域幅に依存し、2GHzの帯域幅以下ではクリーピング波の存在(散乱中心)を検出することはできない。図6.15に示された8GHzの帯域幅のデータでは、各散乱波が明瞭に分離されていることが分かる。これらにより推定された各散乱波の遅延時間は表6.1に示した。式(6.14a), (6.14b)に示した光線経路長から予想される遅延時間は、

$$\text{Specular return} = -0.339n\text{esc}$$

$$\text{Creeping wave} = 0.532n\text{esc}$$

となる。幾何光学波の遅延時間推定結果は上記の結果とほぼ一致するが、クリーピング波の遅延時間は光線経路長より長くなっていることが分かる。

図6.16(a), (b), (c)は第3節に示された相関抑圧処理を施したMUSICアルゴリズム(MUSIC-SSP)による結果である。ここでは、図6.15において分離検出が不可能であった2GHzの周波数帯域幅の校正データに対する適用結果を示している。データの校正などは全てこの2GHzの帯域幅データで行っている。また、表6.2には、理論値、測定値におけるネットワークアナライザのタイムドメイン機能(IFFT)により推定された各散乱波の散乱中心(それぞれIFFT-calc., IFFT-meas.), および、本手法により推定された散乱中心の遅延時間を示した。MUSICアルゴリズムの適用では、本来、数多くのスナップショット(測定データ)から相関行列の推定を行う。これにより統計的性質の異なる信号と雑音が分離され、SNRに依存しない推定が実現される。しかしながら、一般に散乱測定の際に数多くのスナップショットを得ることは困難であり、ここでは1スナップショットのみから相関行列を得ている。第4.4.1で議論したように、ゲーティング処理を施したデータでは非常に少ないスナップショット時であっても、本手法は有効である。散乱データの場合、校正過程で既にデータに対するゲーティング処理を施しており、それによるSNRの改善が図られている。ただし、1スナップショットでは、信号と雑音を統計的に分離することはできない。

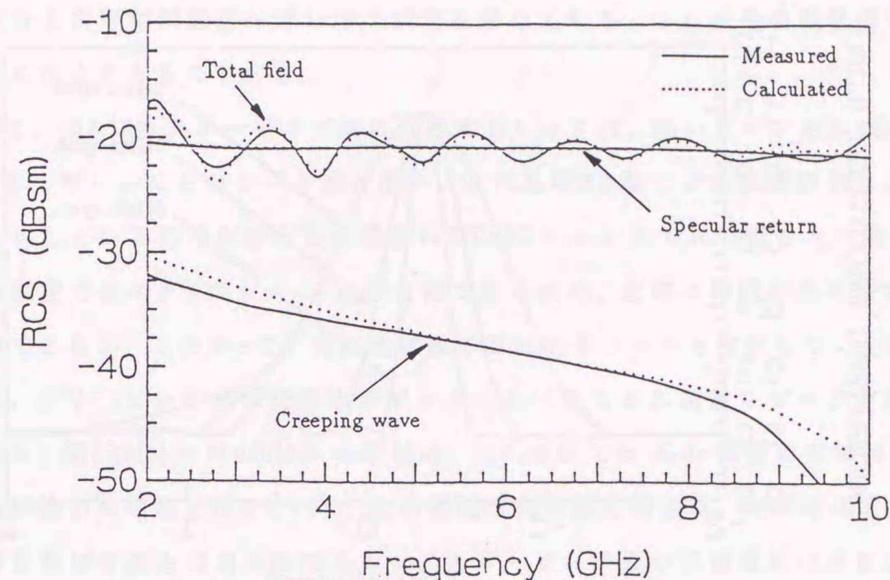


図6.13: IFFT法を用いた導体球(101.6mmφ)の後方散乱結果(周波数領域).

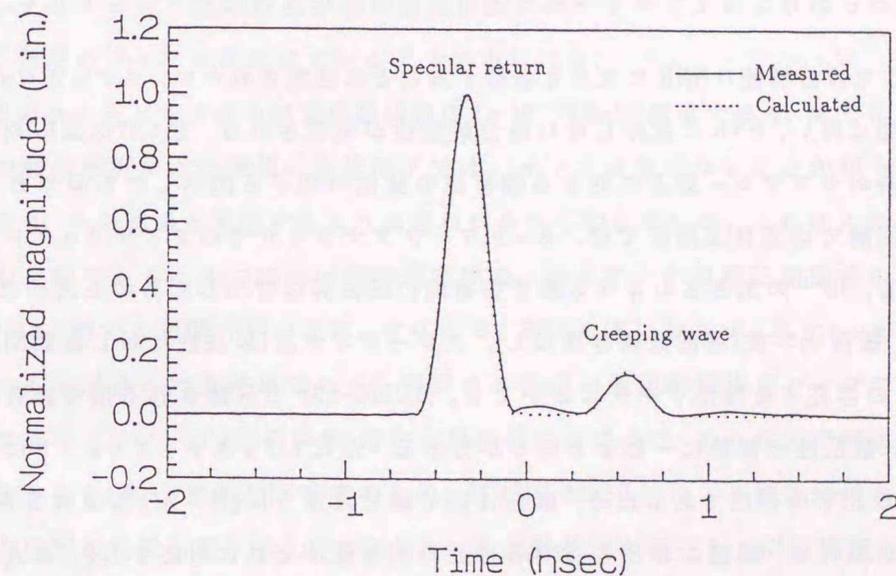


図6.14: IFFT法を用いた導体球(101.6mmφ)の後方散乱時間応答結果。周波数帯域幅8GHz span: 2-10GHz. 個々の散乱成分はHP8510Bのタイムドメイン機能(タイムバンドパスモード)による推定結果である。

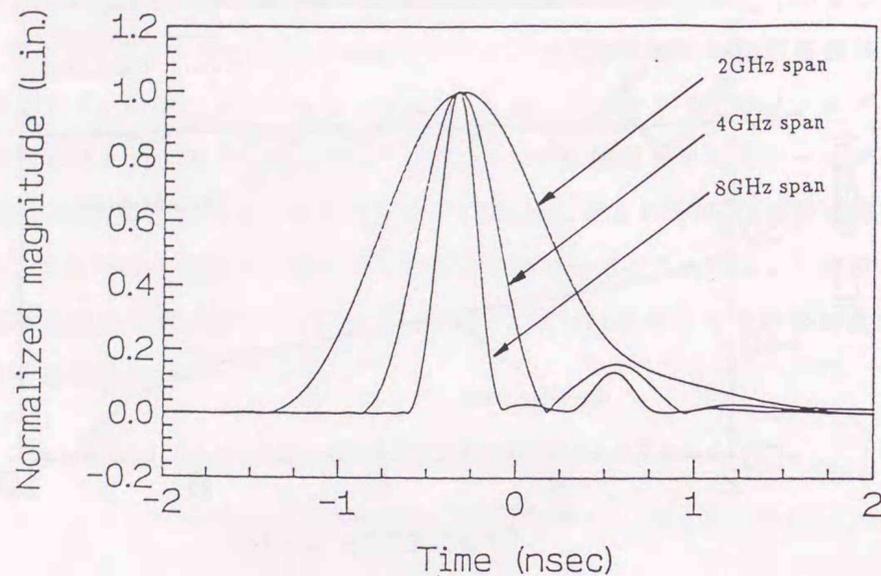


図 6.15: IFFT 法を用いた導体球(101.6mm ϕ)の後方散乱時間応答結果. 2GHz span: 4.5GHz-6.5GHz, 4GHz span: 3-7GHz, 8GHz span: 2-10GHz.

ここでの分解能はSNRに大きく依存することに注意されたい。スナップショット数の増加に伴い、SNRに依存しない高分解能性が実現される。図6.17は図6.16(b)での解析時のサブアレー数 M に対する固有値の変化の様子を图示したものである。(a)の厳密解での固有値解析では、ネットワークアナライザでのダイナミックレンジを考慮し、 10^{-10} の大きさのガウス雑音を事前に厳密解に付加したものをを用いた。同図より、幾何光学波(周波数依存性なし)、クリーピング波(周波数に対し指数関数的に減衰)の存在する散乱データにおいても、MUSIC-SSPで分離される信号固有値の個数は、散乱波の個数に一致することが分かる。ただし、1スナップショットに対するMUSIC-SSPの適用であるため、第4.4.1節で論じたように $(N-M)$ 個の大きさ0の固有値が現れる。同図における-180dB付近の固有値がそれに対応する(この大きさは数値計算誤差のオーダーである)。また、-100dB付近に出現する固有値は、付加した雑音成分が分離されたものである。このようにスナップショット数が少ない場合には、ランダムな雑音成分も信号固有値的な振る舞いを示す。図6.17(a),(b)を比較すると第1,第2固有値の変化の様子は一致するものの、(b)では第3~6番目の固有

値成分も信号相関抑圧に伴い増加傾向を示している。これは他の散乱信号成分の存在を示唆するものである。

さて、図6.16のクリーピング波に対応するピークは、鋭いピークを形成しておらず、また明らかにそのピーク高は低い。これは第5.3節での指数関数的な周波数特性を有している信号が存在した場合のMUSICアルゴリズムの特性と一致する。実際の測定ではスナップショット数が有限であるため、正確に相関行列を推定することができない。したがって、幾何光学波に対応するピークも発散しない。しかしながら、クリーピング波に対応するピークに比べ明らかに急峻なピークが形成されている。図6.16(a)では660MHzの帯域幅、図6.16(b)では1GHz程度の帯域幅で、散乱中心の検出が可能となっている。この相関行列の推定誤差は、遅延時間推定結果に影響を及ぼすことは言うまでもない。クリーピング波の伝搬遅延は周波数毎に異なり、測定周波数帯域幅の違うIFFTでの遅延時間推定結果と一概に比較することはできない。しかし、表6.2から分かるように幾何光学波の散乱中心の推定位置に比べ、クリーピング波の散乱中心の推定位置にはパラメータによりばらつきが見られ、若干のバイアスが生じているように思われる。

このクリーピング波の減衰係数はほぼ $2 \times 10^{-10}(\text{Hz})^{-1}$ 程度であり、すでに、第5.3節での数値解析により理想的な状況下ではバイアスは生じないことが明らかにされており、その結果と矛盾するように思われるかも知れないが、これはスナップショットが有限であるための相関行列の推定誤差、測定データの校正誤差等のためである(第5.3節では相関行列が正確、すなわち、SNRあるいはスナップショット数が無限大である場合の計算結果である)。残存する若干の遅延時間推定バイアスは、最終的な信号パラメータ(回折係数)推定結果の位相値により、ある程度の補正が可能な場合がある(第5.4節参照)。参考のため、MUSIC-MSSP法による推定結果およびその固有値解析結果も図6.18,6.19に示した。周波数特性が存在し、測定誤差も第3章で行った電磁波回路測定に比べ多く含まれるため、MUSIC-SSP法に対する著しい優位性は認められないが、より狭い周波数帯域での分離推定は可能となっている。しかしながら、第5章での議論したように、遅延時間推定結果のバイアスはMUSIC-SSP法に比べ大きくなっている。図6.19(a)の固有値は図6.17と同様なデータから計算さ

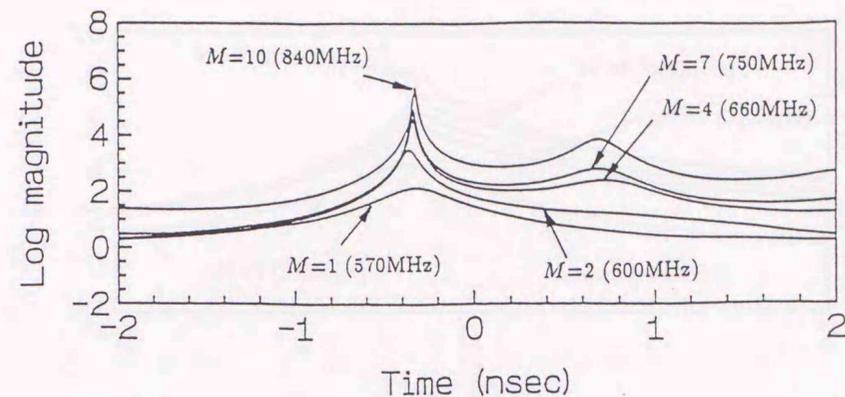
れたものである。MUSIC-SSPの場合とは異なり、3番目の固有値も M とともに増加する。これはクリーピング波の周波数特性のためである(第5章参照)。

このようにパラメータの設定($N, M, \Delta f$)により分解能に相違がみられるものの、本手法により1GHz程度の帯域幅での分離検出が実現されている。図6.16(b)では1.75nsec付近においてもピークが検出されているが、これは電波暗室内に存在するアンテナポジショナーの散乱である(大部分は電波吸収体で覆われているため散乱は少ないが、校正の際に完全に除去することが出来なかったものと考えられる)。本手法で推定された散乱中心(図6.16(b): $M=7$ の場合)は表6.2から分かるように、幾何光学波、クリーピング波、それぞれ-328psec, 577psec(2-10GHzの帯域幅の測定データを用いたIFFT法による推定値は、それぞれ-337psec, 549psec)であり、IFFT法による推定値とほぼ一致しているといえる[†]。

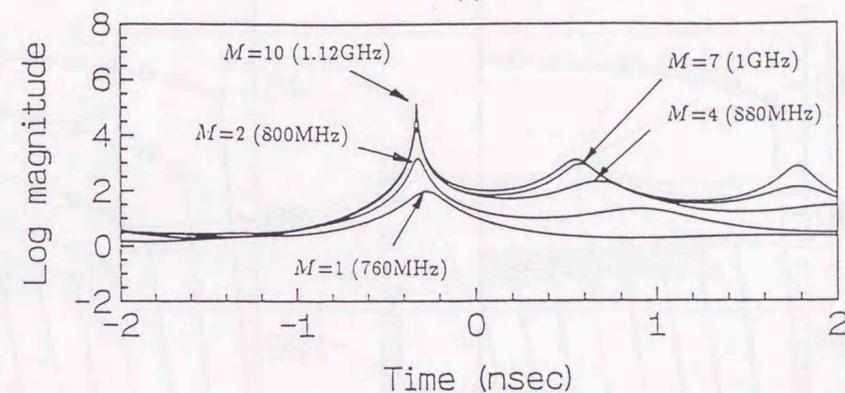
図6.20は上記の散乱中心推定値を用い、第5.4節に示した手法を用いた各々の散乱波の検出(回折係数推定)結果である。幾何光学波は周波数依存性がなく、また、クリーピング波は周波数の増加に伴い減衰していく様子が検出されている。クリーピング波の推定結果は、前節の数値計算結果(図6.13)では、ほぼFFTの推定結果と一致しているのに対し、本推定結果では若干の誤差が存在している。幾何光学波の遅延時間推定値はほぼ正確であり、本手法によるノッチフィルタのヌルにより、その影響は軽減されているはずである。これは先に述べたアンテナポジショナーの散乱が $t=1.75$ nsec付近に分布して存在していること、および散乱体を支えているベDESTALによる影響であると考えられる。前者の誤差は周波数帯域幅が狭い(2GHz span)ためゲーティングで補正されておらず、また、後者の誤差は、応答が球の幾何光学波とクリーピング波の間に出現するため、周波数特性が広い場合であっても取り除くことは困難な誤差である。本来、精度の要求される散乱測定の際にはこのような誤差の存在しないような測定系が望まれることは言うまでもない。

数多くのスナップショットを得ることが可能な場合では、MUSICアルゴリズムの分解能が向上することが予想される。ノッチフィルタリングに基づく信号パラメータ推定法はMUSICアルゴリズムとは独立な手法であるため、検出された遅延時間以外

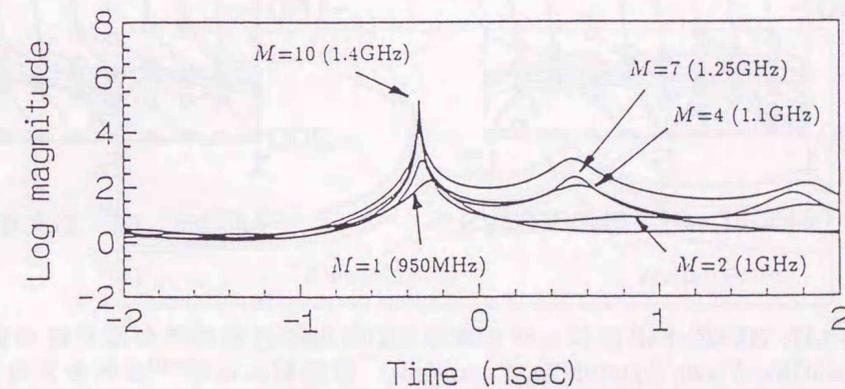
[†]クリーピング波の遅延時間は周波数により変化するため、一概に広帯域データによるIFFT結果との比較はできない。



(a)



(b)



(c)

図6.16: MUSIC-SSP法を用いた導体球(101.6mmφ)の後方散乱時間領域推定結果. $f_1=5$ GHz, $N=20$, 1 snapshot, ()内の数値は推定に用いられた全周波数帯域幅を表す. (a) $\Delta f=30$ MHz, (b) $\Delta f=40$ MHz, (c) $\Delta f=50$ MHz.

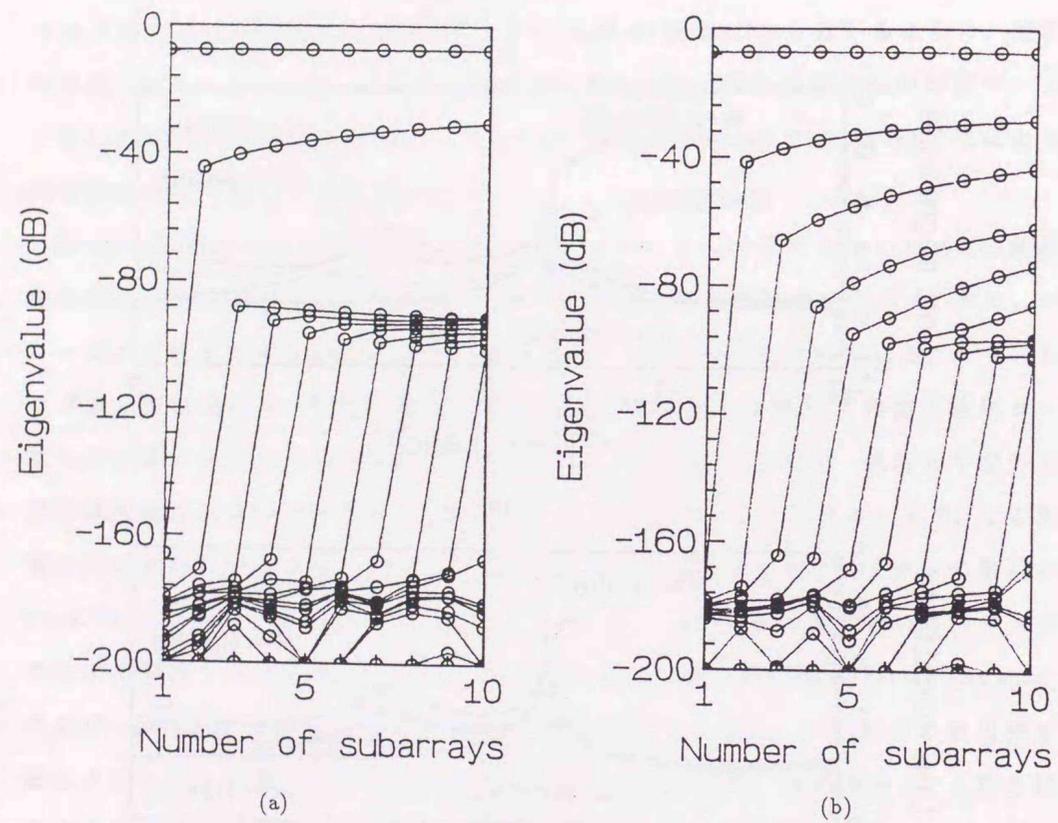


図 6.17: MUSIC-SSP 法における導体球 (101.6mm ϕ) 解析時の固有値の変化. $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, $\Delta f=40\text{MHz}$, 1 snapshot. 厳密解には 10^{-10} の大きさのガウス雑音を数値的に付加している. (a) 厳密解に対する固有値解析結果, (b) 測定値における固有値解析結果.

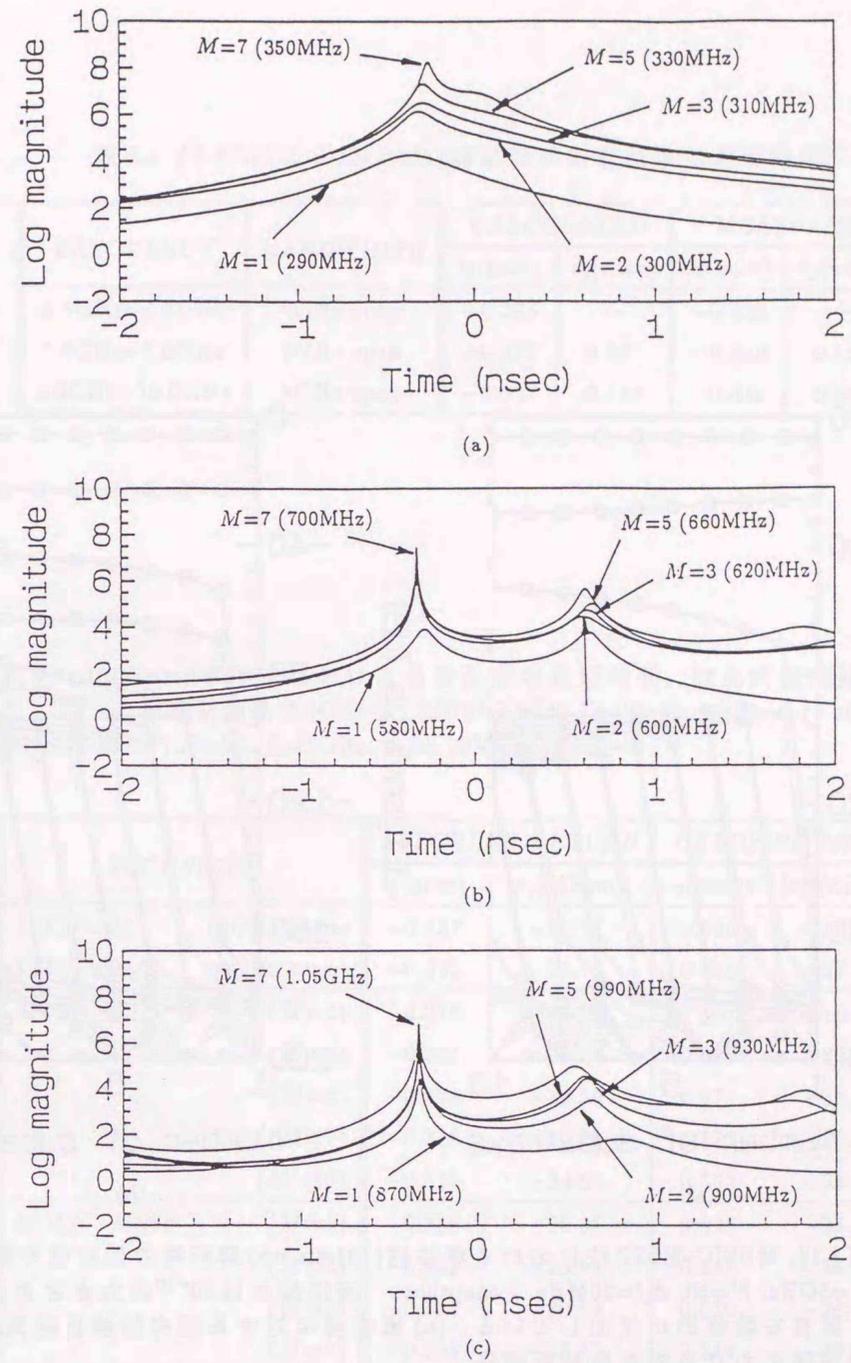


図 6.18: MUSIC-MSSP 法を用いた導体球 (101.6mm ϕ) の後方散乱時間応答推定結果. $f_1=5\text{GHz}$, $N=30$, 1 snapshot, () 内の数値は推定に用いられた全周波数帯域幅を表す. (a) $\Delta f=10\text{MHz}$, (b) $\Delta f=20\text{MHz}$, (c) $\Delta f=30\text{MHz}$.

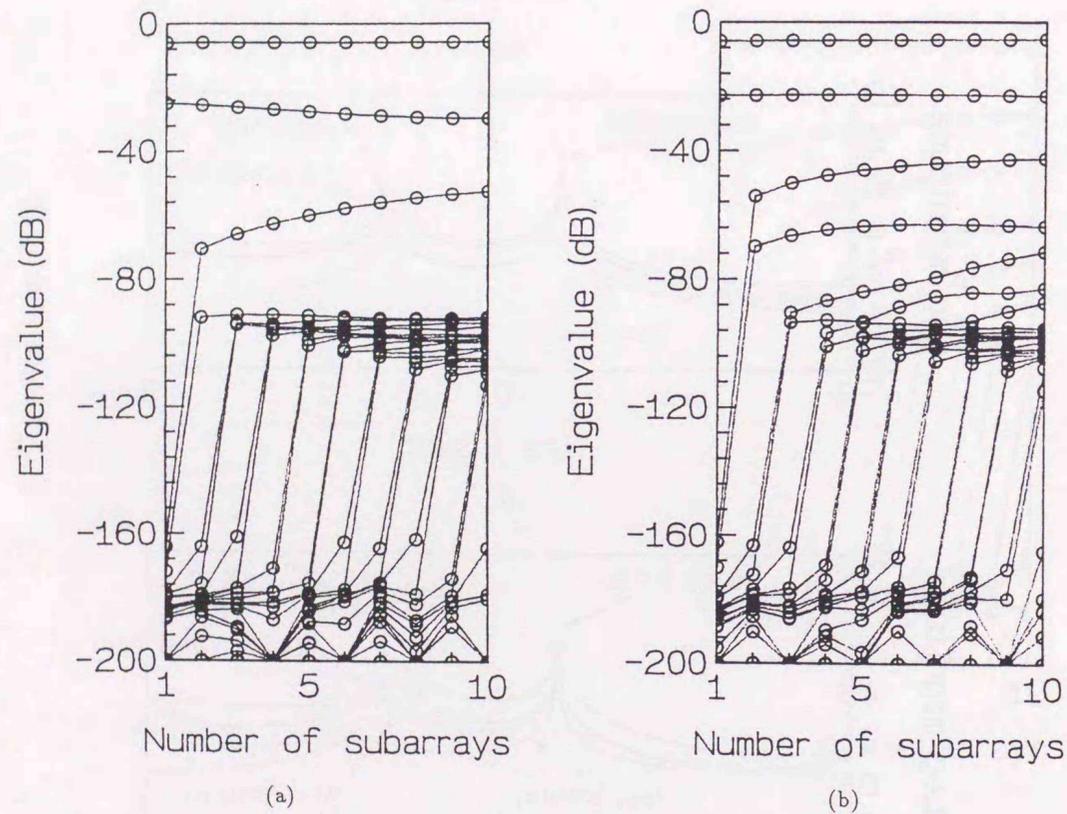


図 6.19: MUSIC-MSSP 法における導体球(101.6mm ϕ)解析時の固有値の変化. $f_1=5\text{GHz}$, $N=30$, $\Delta f=20\text{MHz}$, 1 snapshot. 厳密解には 10^{-10} の大きさのガウス雑音を数値的に付加している. (a) 厳密解に対する固有値解析結果, (b) 測定値における固有値解析結果.

表 6.1: IFFT による 101.6mm ϕ 導体球の各散乱波の遅延時間.

FREQUENCY	BANDWIDTH	CALCULATED		MEASURED	
		t_1 (nsec)	t_2 (nsec)	t_1 (nsec)	t_2 (nsec)
4.5GHz~6.5GHz	2GHz span	-0.325	—	-0.312	—
3.0GHz~7.0GHz	4GHz span	-0.337	0.561	-0.329	0.559
2.0GHz~10.0GHz	8GHz span	-0.337	0.549	-0.332	0.550

表 6.2: 101.6mm ϕ 導体球における各散乱波の遅延時間, 散乱断面積推定結果. IFFT の散乱断面積は 5GHz 値, MUSIC-SSP: $N=20$, $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=40\text{MHz}$, MUSIC-MSSP: $N=30$, $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=20\text{MHz}$.

TECHNIQUE	SPECULAR RETURN		CREEPING WAVE	
	t_1 (nsec)	$ s_1 $ (dBsm)	t_2 (nsec)	$ s_2 $ (dBsm)
IFFT-calc. (8GHz span)	-0.337	-20.87	0.550	-36.83
IFFT-meas. (8GHz span)	-0.332	-20.75	0.550	-37.13
MUSIC-SSP ($M=1$)	-0.274	-20.35	not resolved	
($M=2$)	-0.321	-20.42	0.899	-37.07
($M=4$)	-0.326	-20.56	0.671	-36.69
($M=7$)	-0.328	-20.63	0.577	-36.77
($M=10$)	-0.328	-20.65	0.553	-36.89
MUSIC-MSSP ($M=1$)	-0.288	-20.25	0.626	-35.33
($M=2$)	-0.332	-20.51	0.595	-36.01
($M=3$)	-0.331	-20.63	0.620	-36.31
($M=5$)	-0.328	-20.55	0.644	-36.25
($M=7$)	-0.329	-20.65	0.629	-36.47

にいくつかの散乱波を想定した推定が可能である。ポジショナー等の散乱を想定し、また検出された遅延時間(Specular return, Creeping wave)に対しても若干の修正(検出された遅延時間推定値の近傍において、推定される信号パラメータの位相の傾きが最小となる位置に補正)を加えた場合の推定結果を図6.21(a), (b)に示した。図6.21(a)のフィルタ特性の描画に関しては第5.4節を参照されたい。このように、特性に影響を与える入射信号を正確に推定可能な場合、本手法により、広帯域なFFT-GATE法と同様な推定結果を得ることが可能となることが分かる。

6.4 導体矩形板の後方散乱測定

6.4.1 実験モデルとその近似解

図6.22(a)に示すような導体矩形板の散乱特性を考える。図中に示すように、入射平面波の電界(E^i)が矩形板の(y 軸に平行な)稜線に垂直に入射する場合(水平偏波, H-polarization), 平行に入射する場合(垂直偏波, V-polarization)が、典型的な矩形板散乱問題である。以下ではMonostatic散乱のみを取り扱う。

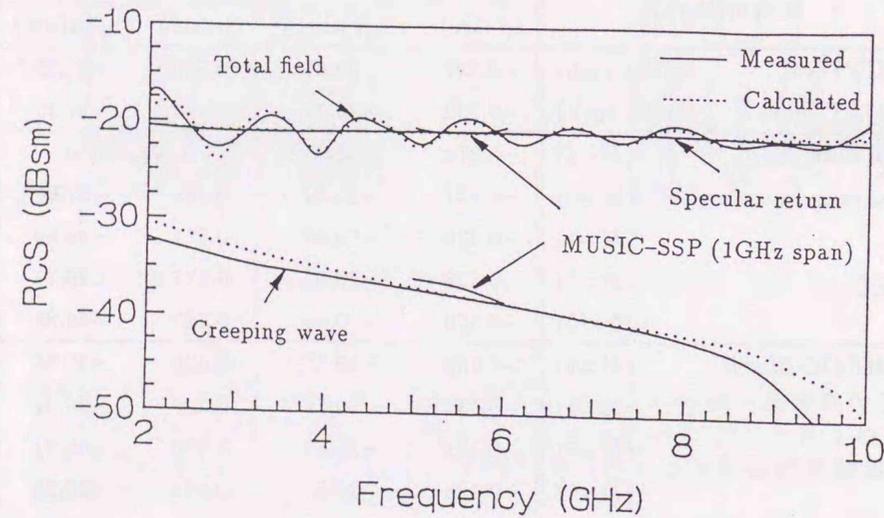
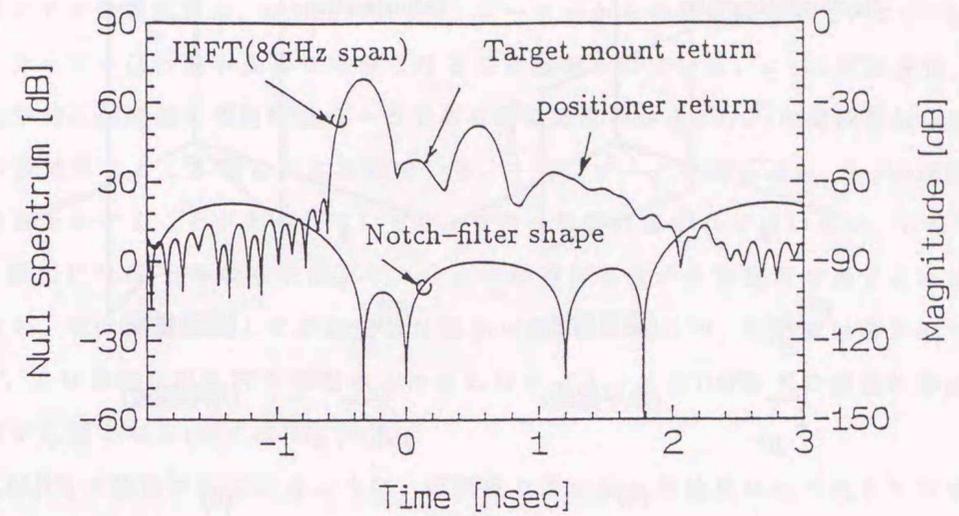
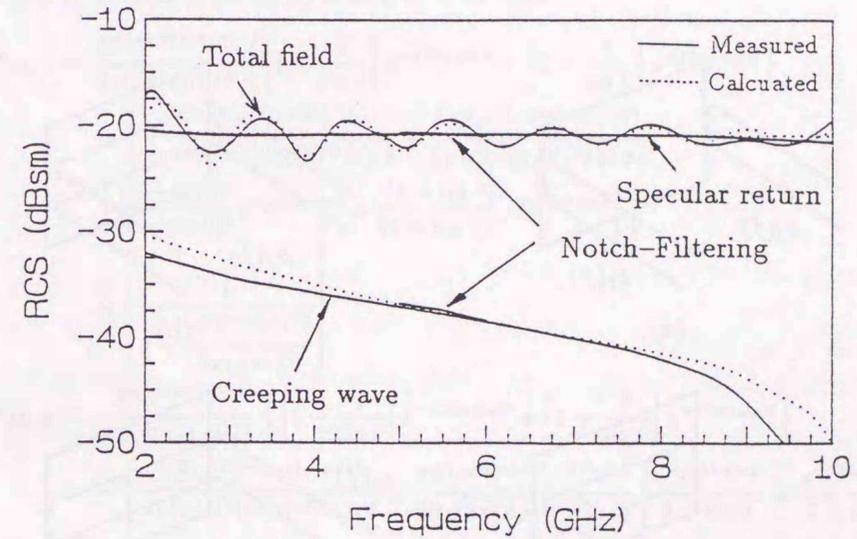


図6.20: 導体球(101.6mm ϕ)の散乱波の分離抽出結果。



(a)



(b)

図6.21: 導体球(101.6mm ϕ)の散乱波の分離抽出結果(2). (a) 時間領域ノッチフィルタリング特性. Nulls at -0.330, 0.100, 0.554, 1.782 nsec, IFFTで使用した周波数帯域幅は2~10GHz. (b) 不要波除去のための時間領域ヌルを付加した場合の各散乱波の散乱断面積推定結果。

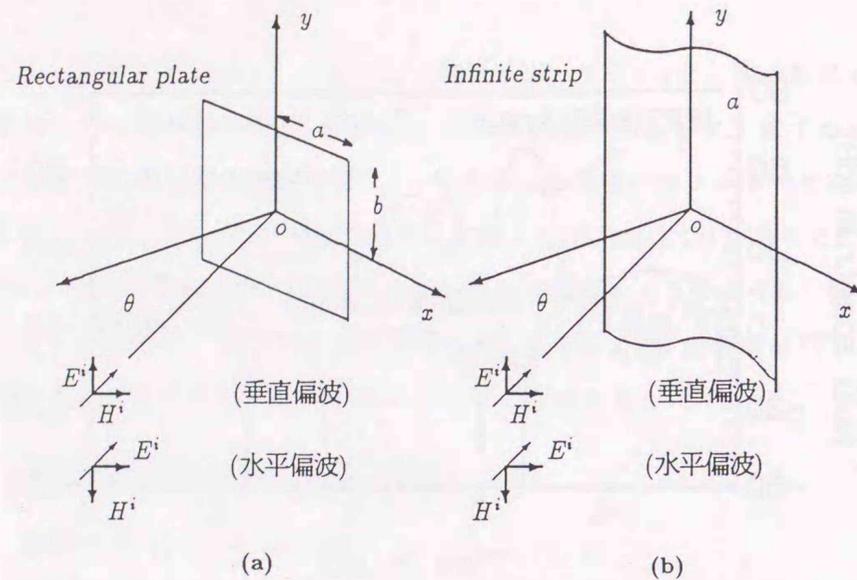


図 6.22: 平面波による無限長ストリップおよび導体矩形板の散乱. (a) 導体矩形板, (b) 無限長ストリップ.

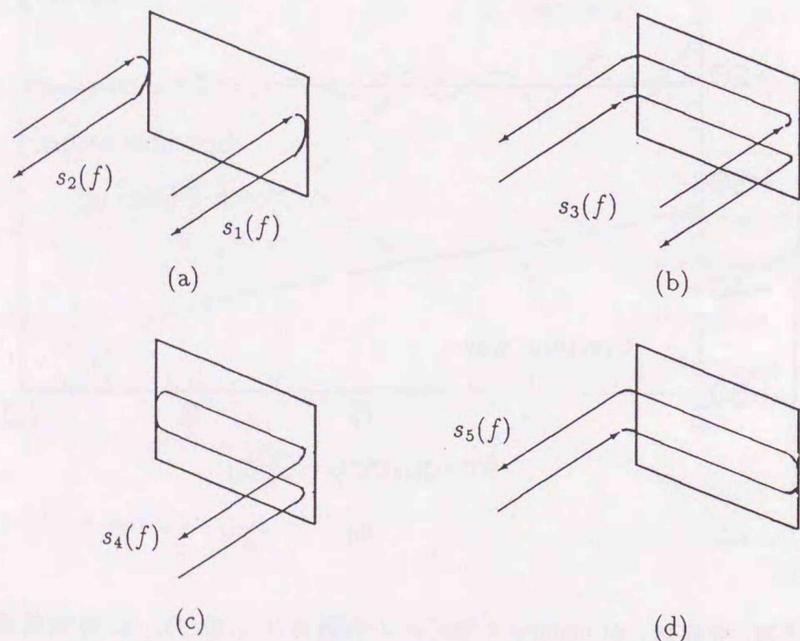


図 6.23: 導体矩形板の後方散乱—幾何光学的解釈.

本モデルの散乱界は、矩形板のエッジ、コーナーからの散乱波として、エッジ回折波、コーナー回折波が主要な寄与となることが知られている。エッジ回折波は、幾何光学的近似理論の規範問題の一つである楔の散乱界から、 $1/\sqrt{f}$ の周波数依存性を持つ波であることが明らかにされている。一方、コーナー回折波は、 $1/f$ の周波数依存性を有することが知られているが、その一般解は導かれてはいない。したがって、厳密にはGTD等の手法によりコーナーの寄与も含めた散乱界を表すことはできない。導体円盤に関する厳密解は導出可能[15]であるが、矩形板は導かれておらず、より厳密な散乱界を導出するためにはモーメント法[16]などの数値的手法の助けが必要となる(例えば[17], [18])。

文献[19]で報告されているように、矩形板の辺の長さが波長に比べ大きな領域では、エッジ回折波のみからなる無限長ストリップによる散乱界を用いた近似界が有効である。無限長ストリップ(図6.22(b))での散乱界は、よく知られているように垂直($E_{2D,V}^s$), 水平偏波($E_{2D,H}^s$)に対してそれぞれ,

$$E_{2D,V}^s = \frac{E^i e^{jk\rho + j(\pi/4)}}{2\sqrt{2\pi}(k\rho)^{1/2}} \left\{ \left[1 + \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{-j2ka \sin\theta} + \left[1 - \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{+j2ka \sin\theta} \right\} + \left\{ \frac{E^i e^{jk(\rho+2a)}}{2\pi(k\rho)^{1/2}(2ka)^{3/2} \cos\theta} + \frac{E^i e^{jk(\rho+4a) - j(\pi/4)}}{8\pi\sqrt{2\pi}(k\rho)^{1/2}(2ka)^3} \right\} \left[\frac{(1 + \sin\theta)}{(1 - \sin\theta)^2} e^{-j2ka \sin\theta} + \frac{(1 - \sin\theta)}{(1 + \sin\theta)^2} e^{+j2ka \sin\theta} \right] \times \left[\frac{1}{1 - \frac{e^{j4ka - j(\pi/2)}}{8\pi(2ka)^3}} \right] \quad (6.15a)$$

$$E_{2D,H}^s = -\frac{E^i e^{jk\rho + j(\pi/4)}}{2\sqrt{2\pi}(k\rho)^{1/2}} \left\{ \left[1 - \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{-j2ka \sin\theta} + \left[1 + \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{+j2ka \sin\theta} \right\} - \left\{ \frac{2E^i e^{jk(\rho+2a) + j(\pi/4)}}{\pi(k\rho)^{1/2}(2ka)^{1/2} \cos\theta} - \frac{2E^i e^{jk(\rho+4a) + j(3\pi/4)}}{2\pi\sqrt{2\pi}(k\rho)^{1/2}(2ka)} \left[\frac{e^{-j2ka \sin\theta}}{1 - \sin\theta} + \frac{e^{+j2ka \sin\theta}}{1 + \sin\theta} \right] \right\} \times \left[\frac{1}{1 - \frac{e^{j4ka + j(\pi/2)}}{2\pi(2ka)}} \right] \quad (6.15b)$$

と導かれる。無限長ストリップの散乱問題は二次元問題である(上式の添字2Dはその意を表す)。このとき単位長あたりの散乱断面積 σ_{2D} は,

$$\sigma_{2D} = \lim_{\rho \rightarrow \infty} 2\pi\rho \frac{|E_{2D}^s|^2}{|E^i|^2} \quad (6.16)$$

と定義される。

矩形板の散乱は、ストリップの長さを $2b$ に制限した三次元の散乱問題である。図 6.22(a) に示すような垂直入射の場合、この三次元散乱問題における散乱電界 (E_{3D}^s)、および、散乱断面積 (σ_{3D}) と式 (6.15a), (6.15a), (6.16) にはそれぞれ近似的に次式が成立する。

$$E_{3D}^s \simeq \left(E_{2D}^s \frac{(2b)e^{j\pi/4}}{\sqrt{\lambda\rho}} \right)_{\rho=r} \quad (6.17a)$$

$$\sigma_{3D} \simeq \sigma_{2D} \frac{2(2b)^2}{\lambda} \quad (6.17b)$$

したがって、この矩形板 (幅: $2a$, 高さ: $2b$) の散乱界は以下のように表される。

$$E_{3D,V}^s = \frac{2bE^i e^{jk_r + j(\pi/2)}}{4\pi r} \left\{ \left[1 + \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{-j2ka \sin\theta} + \left[1 - \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{+j2ka \sin\theta} \right\} + \left\{ \frac{2bE^i e^{jk(\tau+2a)+j(\pi/4)}}{2\pi r \sqrt{2\pi(2ka)^3} \cos\theta} + \frac{E^i e^{jk(\tau+4a)}}{4(2\pi)^2 r (2ka)^3} \left[\frac{(1+\sin\theta)}{(1-\sin\theta)^2} e^{-j2ka \sin\theta} + \frac{(1-\sin\theta)}{(1+\sin\theta)^2} e^{+j2ka \sin\theta} \right] \right\} \times \left[\frac{1}{1 - \frac{e^{j4ka-j(\pi/2)}}{8\pi(2ka)^3}} \right] \quad (6.18a)$$

$$E_{3D,H}^s = -\frac{2bE^i e^{jk_r + j(\pi/2)}}{4\pi r} \left\{ \left[1 - \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{-j2ka \sin\theta} + \left[1 + \frac{1}{\sin\theta} \right] e^{+j2ka \sin\theta} \right\} - \left\{ \frac{2bE^i e^{jk(\tau+2a)+j(\pi/2)}}{\pi r (\pi ka)^{1/2} \cos\theta} - \frac{2bE^i e^{jk(\tau+4a)+j\pi}}{2\pi^2 r (2ka)} \left[\frac{e^{-j2ka \sin\theta}}{1-\sin\theta} + \frac{e^{+j2ka \sin\theta}}{1+\sin\theta} \right] \right\} \times \left[\frac{1}{1 - \frac{e^{j4ka+j(\pi/2)}}{2\pi(2ka)}} \right] \quad (6.18b)$$

以下、次節での実験に合わせ水平偏波 ($E_{3D,H}^s$) の場合に限定して議論を進める。式 (6.18b) の右辺第一項は各々のエッジによる (一次) 散乱波であり、この光線経路は図 6.23(a) に対応する。また、第二項の第一成分は図 6.23(b) に、第二成分はそれぞれ図 6.23(c), (d) を表す。式 (6.16b) の右辺第二項に加えられている補正項は、より高次の多重散乱の寄与のための補正項である。この項は、 $a > \lambda$ の場合にはほぼ無視できる [19]。式 (6.18b) を校正し (dBsm 単位)、第 5 章で用いたように、個々の散乱波の散乱係数、及び、遅延時間に関する指数部を分離すると†、

$$r(f) = s_1(f)e^{j2\pi ft_1} + s_2(f)e^{j2\pi ft_2} + s_3(f)e^{j2\pi ft_3} + s_4(f)e^{j2\pi ft_4} + s_5(f)e^{j2\pi ft_5} + \dots \quad (6.19)$$

†この表記の時刻は散乱波の進行方向を正としているため $e^{j\pi}$ の表記となるが、次節の実験ではネットワークアナライザでの表記では入射波の進行方向を正とするため $e^{-j\pi}$ の表記となる。

ここで、

$$t_1 = -2a \sin\theta/v_c \quad t_2 = 2a \sin\theta/v_c \quad t_3 = 2a/v_c \quad t_4 = (4a - 2a \sin\theta)/v_c \quad t_5 = (4a + 2a \sin\theta)/v_c \quad (6.20)$$

である。これより、最も早く観測される散乱波 ($s_1(f)$, 図 6.23(a) 右側) および次に観測される散乱波 ($s_2(f)$, 図 6.23(a) 左側) はエッジから直接、回折された散乱波であり、また三番目の散乱 ($s_3(f)$) は、二度のエッジ回折を経た散乱波、それ以降に現れる $s_4(f), s_5(f)$ は三度のエッジ回折を経た散乱波であることが分かる†。

6.4.2 実験結果

図 6.1 の測定系を用いて $30\text{cm} \times 30\text{cm}$ ($a=15\text{cm}, b=15\text{cm}$) の導体矩形板の後方散乱測定を行った。ここでは、入射波は水平偏波 ($H\text{-pol.}$) とし、板の表面とのなす角 (θ) を 30° の場合における MUSIC アルゴリズムの有効性を検証する。校正用の散乱体は $101.6\text{mm}\phi$ の導体球を用いた。

図 6.24 に $2 \sim 10\text{GHz}$ での測定結果を示す。図中の実線が測定結果であり、点線は式 (6.18b) に示した GTD の近似解である。図 6.25 は、この周波数帯域データを用いた逆フーリエ変換 (HP8510B のタイムバンドパスモード) の結果である (測定データの最大値を 1 として規格化)。この波形から主に 3 つの散乱成分の寄与が全体の応答を特徴づけていることが分かる。遅延時間より、“Edge diffraction #1” が図 6.23(a) の $s_1(f)$ に、また “Edge diffraction #2” は $s_2(f)$ に対応することが分かる。さらに、“Multiple reflection” は図 6.23(b) に対応する。図 6.24 に示された個々の散乱波の周波数特性は、この時間応答波形にゲーティング処理を施し得たものである。測定値と計算値には、数 dB の誤差が認められるが、計算値が近似値であることよりターゲットのアライメント誤差に起因するものと考えられる††。しかしながら、エッジ回折波の周波数特性は平坦であり、多重回折成分の周波数特性に比べ少ないことが分かる。

図 6.26 は周波数帯域幅を変化させた時の時間領域波形の様子である。4GHz, 2GHz と周波数帯域幅が狭くなるにつれ、散乱中心の検出は極めて困難となっていく。こ

†より高次の散乱波は式 (6.18b) での $(1 - e^{j4ka+j(\pi/2)}/(2\pi(2ka)))^{-1}$ の項の Taylor 展開より順次導出される。

††テーバー付電波無響室のためエレベーション方向の角度精度は必ずしも十分に得ることが出来なかった。

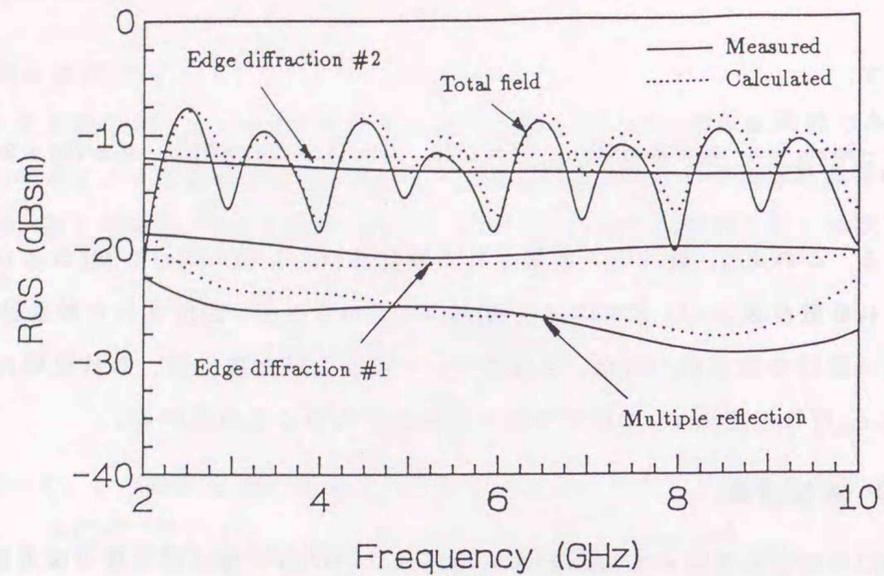


図 6.24: IFFT 法を用いた導体矩形板 (30cm×30cm) の後方散乱結果 (周波数領域). H -polarization, $\theta=30^\circ$.

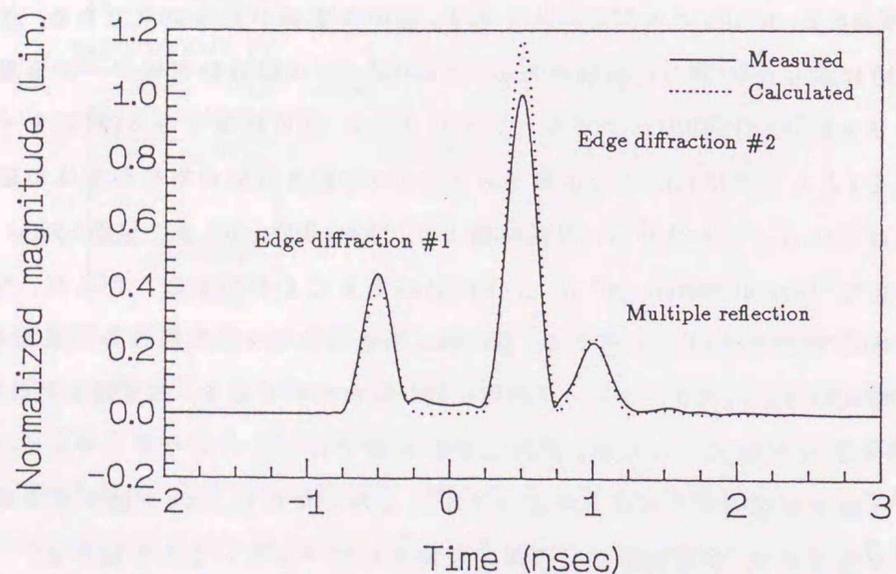


図 6.25: IFFT 法を用いた導体矩形板 (30cm×30cm) の後方散乱時間応答結果. H -polarization, $\theta=30^\circ$, 周波数帯域幅 8GHz span: 2-10GHz. 個々の散乱成分は HP8510B のタイムドメイン機能 (タイムバンドパスモード) による推定結果である.

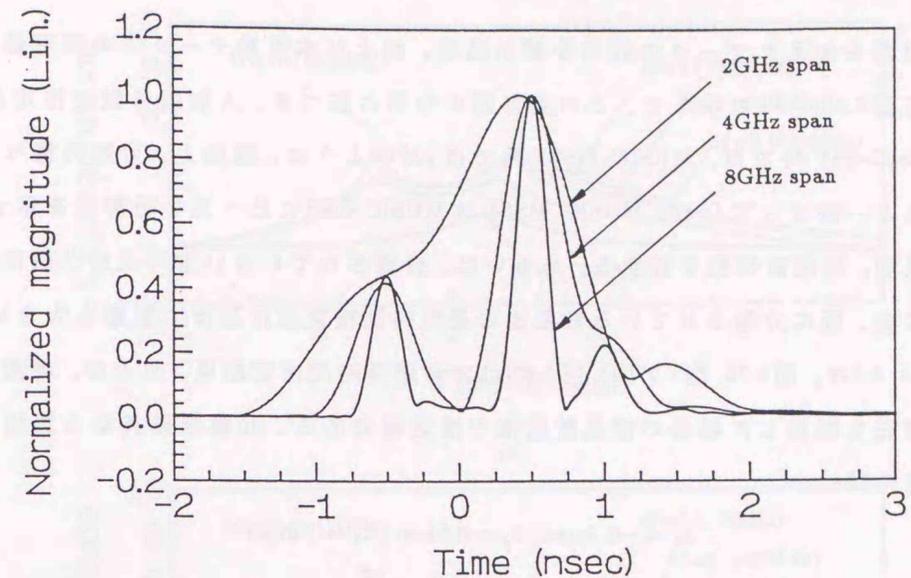


図 6.26: IFFT 法を用いた導体矩形板 (30cm×30cm) の後方散乱時間応答結果. H -polarization, $\theta=30^\circ$, 2GHz span: 4.5GHz-6.5GHz, 4GHz span: 3-7GHz, 8GHz span: 2-10GHz.

ここに示した“2GHz span”(4.5GHz-6.5GHz)の周波数データに対して MUSIC アルゴリズムの適用を試みた.

図 6.27, 6.29 は MUSIC-SSP, MUSIC-MSSP 法を用いた遅延時間推定結果である. MUSIC-SSP (図 6.27) では, 各 Δf においてサブアレー数 (M) の増加に伴いピークが立ち上がり, $P_{music}(t)$ の波形も良好になっていくことが分かる. 本手法では, 約 1.25GHz ($\Delta f=50$ MHz, $M=7$) 程度の周波数帯域幅が必要であった. 一方, MUSIC-MSSP では, 1GHz 以下の周波数帯域幅で, 3つの散乱成分の存在を検出している. 第 6.2.2 節での導体球のデータ解析でも述べたように, 本測定系では, アンテナポジショナーの存在のための誤差が残存する. また, 高次のクリーピング波が急速に減衰し, 事実上観測不可能となる球の場合とは異なり, 矩形板での散乱では, 比較的高次の多重散乱成分も本来測定可能なレベルである (計算結果では明らかに認められるが, 測定結果では, 残存誤差との区別が不可能であった). これらの影響は MUSIC アルゴリズムでの固有値分布にも現れていた. 導体球での解析時同様, GTD による近似解に対して 10^{-10} のガ

ウス雑音を加えたデータの固有値解析結果, および本実験データでの固有値解析結果を図6.28, 6.30に示した. この固有値の分布に基づき, 入射信号数の推定値(d)をMUSIC-SSP時で M , MUSIC-MSSP時では $2M$ のように, 理論上, 分離可能な最大信号数と一致させている. MUSIC-MSSPはMUSIC-SSPに比べ高い分解能を示すが, その反面, 周波数特性を有する, あるいは, 分離されていない信号成分が残存する場合には, 既に分離されている散乱波の遅延時間推定値に及ぼす影響も大きい.

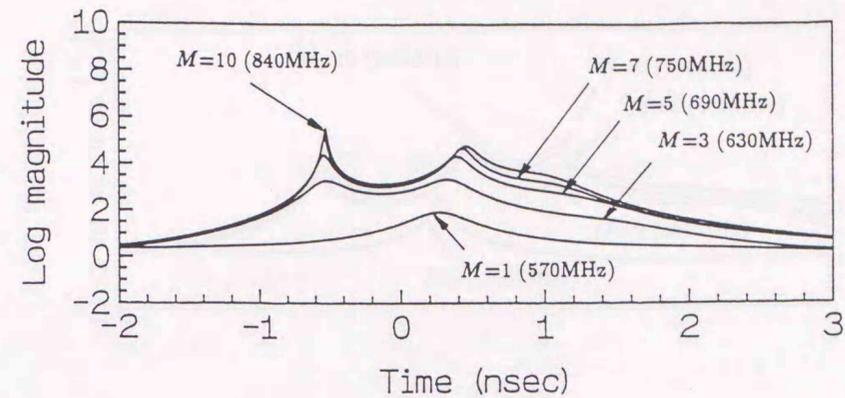
表6.3, 6.4は, 図6.26, 図6.27(b), 図6.29(c)での遅延時間推定結果, および, 周波数特性の存在を無視した場合の散乱断面積の推定値である[†]. 光線経路長から算出される遅延時間は,

$$t_1 = -0.5\text{nsec}, t_2 = 0.5\text{nsec}, t_3 = 1.0\text{nsec}$$

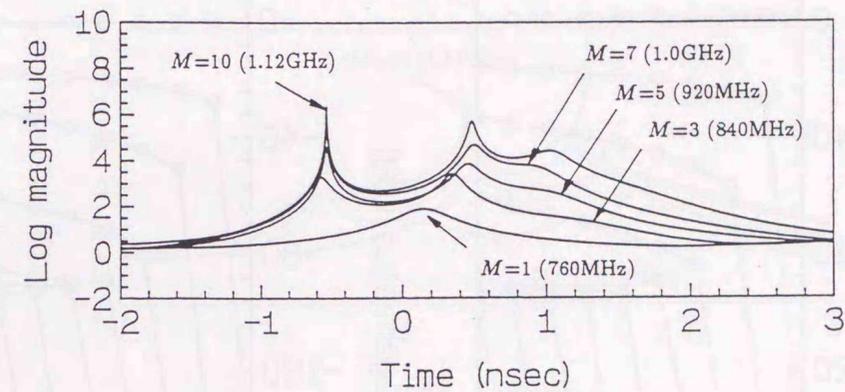
である. MUSIC-SSP($M=7$)を例に挙げると, 実験データに対するIFFTの推定結果と比較して, 遅延時間推定値で最大30psec程度, 散乱断面積推定値で1dBsmほどの違いがみられるが, IFFTの8GHzの周波数帯域幅に対し, 本手法では1GHz(校正を含めても2GHz)であり, 狭帯域データから得た推定結果としては十分に価値のあるものと言える. これらの誤差は, 正確な校正, あるいはスナップショット数の確保により減ずることが可能である.

参考のため時間領域ノッチフィルタリングを用いた散乱断面積の推定結果を図6.31(a), (b)に示した. 図6.31(a)はフィルタの特性である. IFFTの結果から1nsec付近の多重散乱波以外にも散乱波が存在する様子が分かる. このうちのいくつかは高次の多重散乱に関係するが同図からは判断できない. ノッチフィルタに対して, いくつかの付加的なヌルを加え, 不要波の抑圧を試みたが, このデータに関しては図6.31(b)程度の結果となった. このようにノッチフィルタリングは, 対象とする散乱成分のみを取り出すゲーティングとは逆に, 対象波以外をヌルにより取り除くため, 遅延時間の未知である不要波が数多く(場合によっては分布して)存在する場合には, 適用が困難となる.

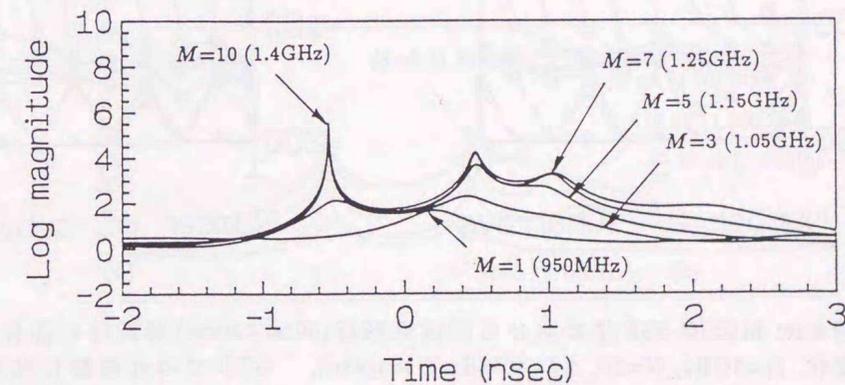
[†] $s = (A^H A)^{-1} A^H E[r]$ に基づく推定結果. 帯域内での散乱断面積の平均値に対応.



(a)



(b)



(c)

図6.27: MUSIC-SSP法を用いた導体矩形板(30cm×30cm)の後方散乱時間領域推定結果. H -polarization, $\theta=30^\circ$, $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, 1 snapshot, ()内の数値は推定に用いられた全周波数帯域幅を表す. (a) $\Delta f=30\text{MHz}$, (b) $\Delta f=40\text{MHz}$, (c) $\Delta f=50\text{MHz}$.

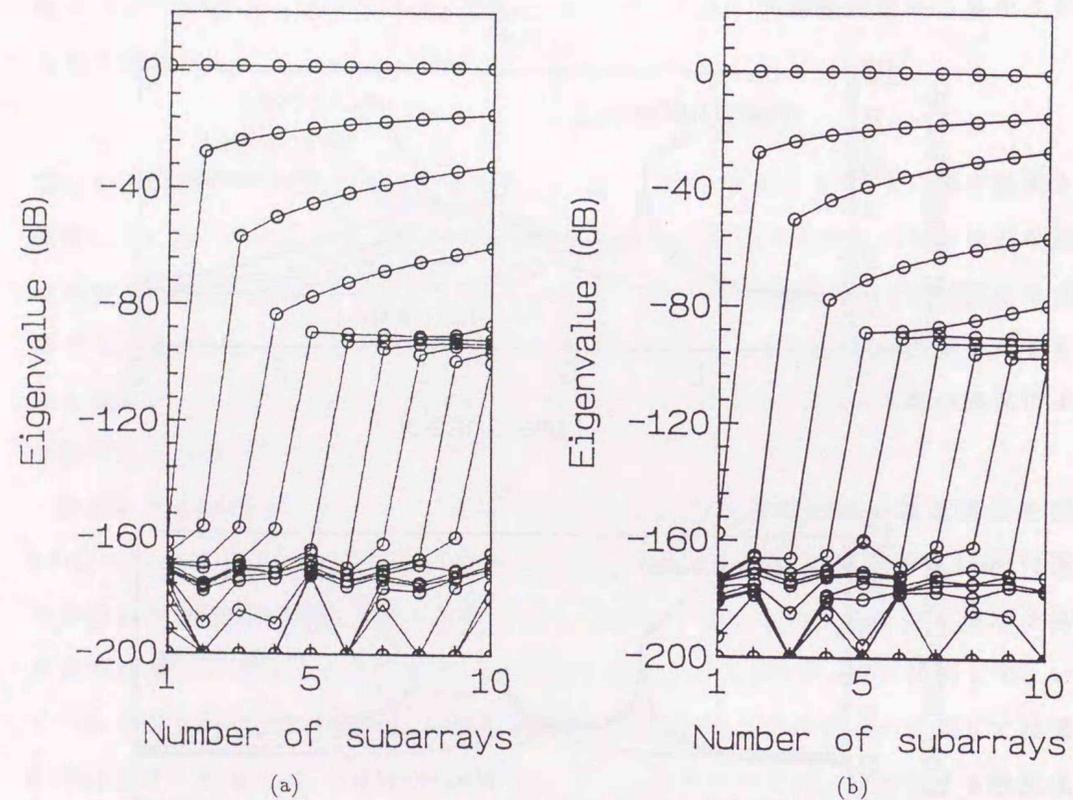


図 6.28: MUSIC-SSP 法における導体矩形板 (30cm×30cm) 解析時の固有値の変化. $f_1=5\text{GHz}$, $N=20$, $\Delta f=40\text{MHz}$, 1 snapshot. GTD での近似解には 10^{-10} の大きさのガウス雑音を数値的に付加している. (a) GTD 解に対する固有値解析結果, (b) 測定値における固有値解析結果.

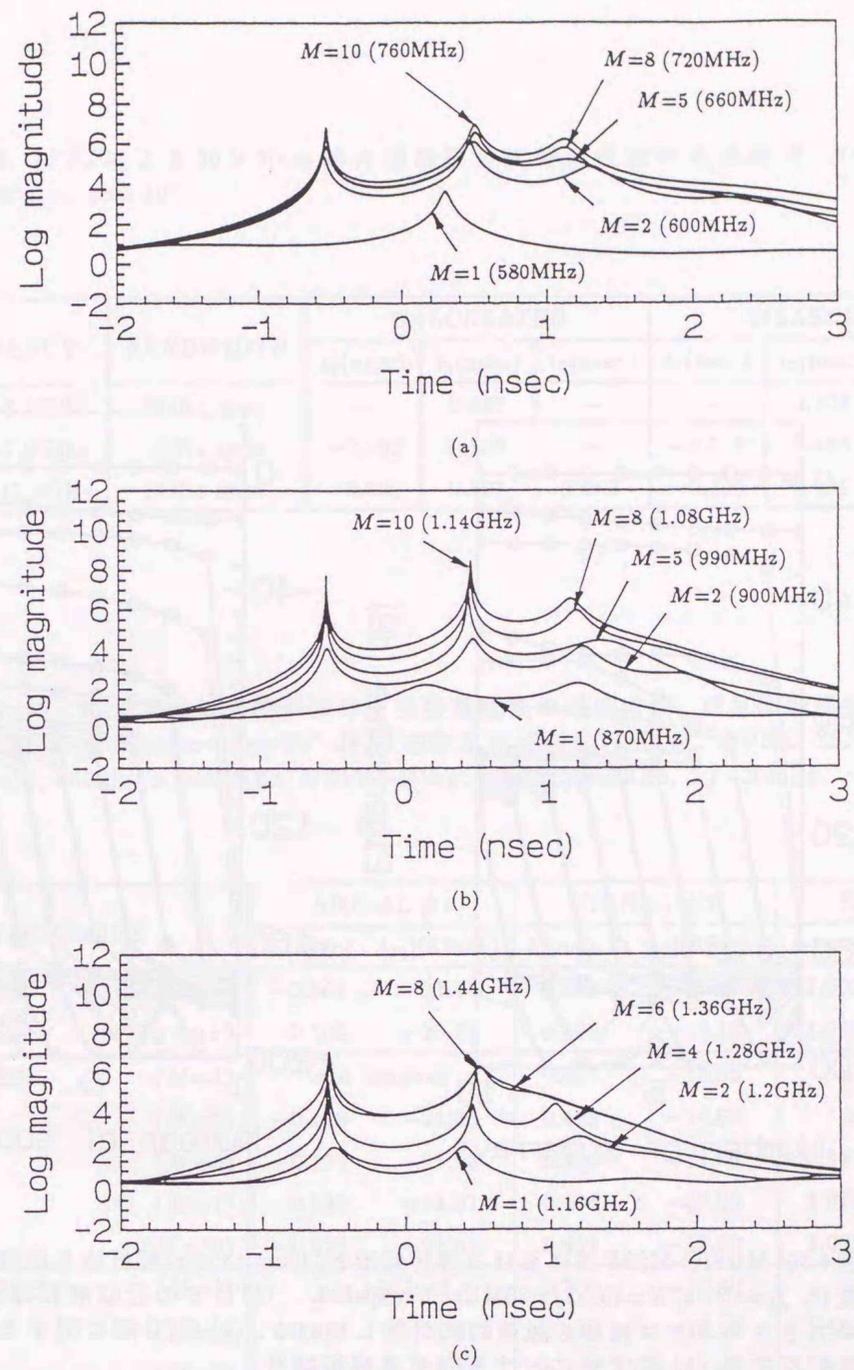


図 6.29: MUSIC-MSSP 法を用いた導体矩形板 (30cm×30cm) の後方散乱時間領域推定結果. H -polarization, $\theta=30^\circ$, $f_1=5\text{GHz}$, $N=30$, 1 snapshot, () 内の数値は推定に用いられた全周波数帯域幅を表す. (a) $\Delta f=20\text{MHz}$, (b) $\Delta f=30\text{MHz}$, (c) $\Delta f=40\text{MHz}$.

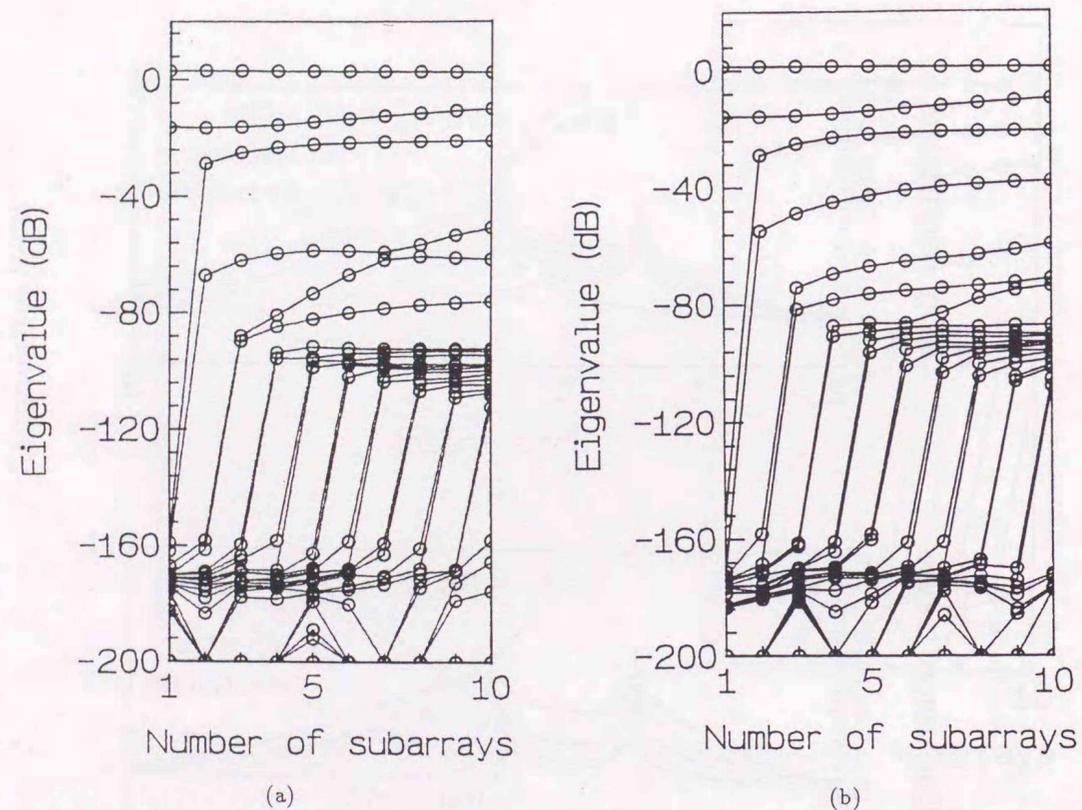


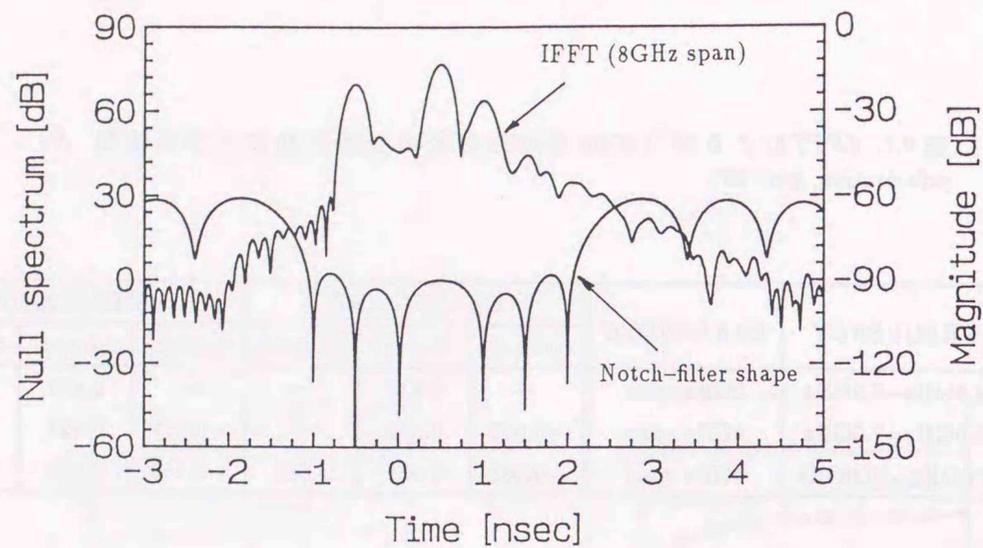
図 6.30: MUSIC-MSSP 法における導体矩形板 (30cm×30cm) 解析時の固有値の変化. $f_1=5\text{GHz}$, $N=30$, $\Delta f=30\text{MHz}$, 1 snapshot. GTD での近似解には 10^{-10} の大きさのガウス雑音を数値的に付加している. (a) GTD 解に対する固有値解析結果, (b) 測定値における固有値解析結果.

表 6.3: IFFT による $30 \times 30\text{cm}$ 導体矩形板の主要散乱波の遅延時間. H -polarization, $\phi=-30^\circ$.

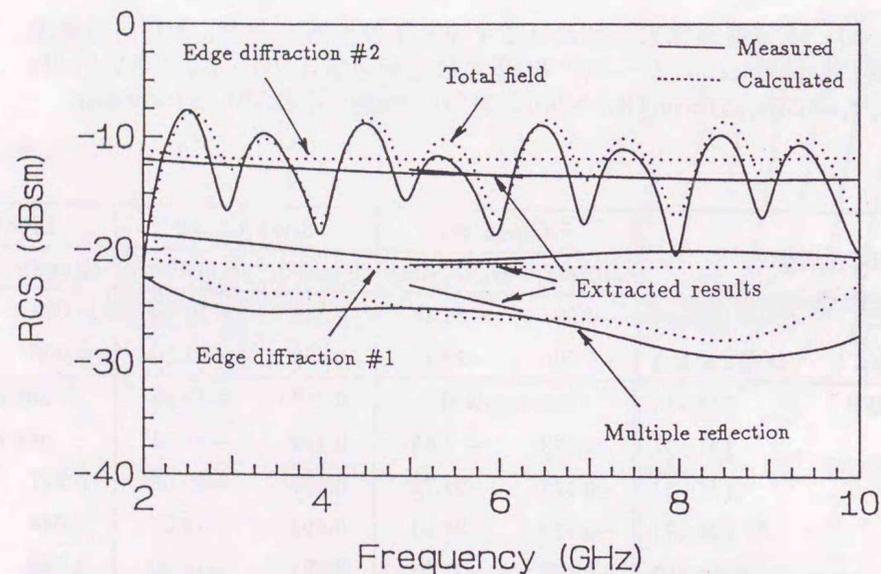
FREQUENCY	BANDWIDTH	CALCULATED			MEASURED		
		$t_1(\text{nsec})$	$t_2(\text{nsec})$	$t_3(\text{nsec})$	$t_1(\text{nsec})$	$t_2(\text{nsec})$	$t_3(\text{nsec})$
4.5GHz~6.5GHz	2GHz span	—	0.438	—	—	0.408	—
3.0GHz~7.0GHz	4GHz span	-0.502	0.506	—	-0.517	0.498	—
2.0GHz~10.0GHz	8GHz span	-0.501	0.501	1.003	-0.506	0.499	1.006

表 6.4: $30 \times 30\text{cm}$ 導体矩形板における主要散乱波の遅延時間, 散乱断面積推定結果. H -polarization, $\phi=-30^\circ$. IFFT の散乱断面積は 5GHz 値, MUSIC-SSP: $N=20$, $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=50\text{MHz}$, MUSIC-MSSP: $N=30$, $f_1=5\text{GHz}$, $\Delta f=20\text{MHz}$.

TECHNIQUE		SIGNAL #1		SIGNAL #2		SIGNAL #3	
		$t_1(\text{nsec})$	$ s_1 (\text{dBsm})$	$t_2(\text{nsec})$	$ s_2 (\text{dBsm})$	$t_3(\text{nsec})$	$ s_3 (\text{dBsm})$
IFFT-calc.	(8GHz span)	-0.501	-21.45	0.501	-11.90	1.003	-25.15
IFFT-meas.	(8GHz span)	-0.506	-20.78	0.499	-13.16	1.006	-25.12
MUSIC-SSP	($M=1$)	not resolved		0.207	-13.85	not resolved	
	($M=3$)	-0.479	-21.85	0.429	-14.63	not resolved	
	($M=5$)	-0.527	-21.78	0.499	-12.65	0.917	-23.14
	($M=7$)	-0.529	-21.61	0.494	-13.23	1.018	-24.42
	($M=10$)	-0.528	-21.61	0.491	-13.30	1.029	-24.64
MUSIC-MSSP	($M=1$)	not resolved		0.300	-12.60	not resolved	
	($M=2$)	-0.543	-21.69	0.470	-13.98	1.304	-27.17
	($M=5$)	-0.525	-21.41	0.494	-13.58	1.137	-25.11
	($M=8$)	-0.522	-21.28	0.509	-13.49	1.119	-24.69
	($M=10$)	-0.524	-21.32	0.506	-13.52	1.121	-24.87



(a)



(b)

図 6.31: 導体矩形板 (30cm×30cm) の散乱波の分離抽出結果. (a) 時間領域ノッチフィルタリング特性. Nulls at -1.000, -0.506, 0.020, 0.499, 1.006, 1.500, 2.000 nsec, IFFT で使用した周波数帯域幅は 2~10GHz. (b) 不要波除去のための時間領域ヌルを付加した場合の各散乱波の散乱断面積推定結果.

6.5 高分解能イメージング

6.5.1 画像合成アルゴリズム

前節での散乱中心の検出は, ある角度方向から観測した場合の遅延時間(一次元)に対するものである. 複数の角度 ($\theta_k, p=1 \sim K$) から観測すると, 各散乱中心(遅延時間 $t_i, i=1 \sim d$) のそれぞれの観測方向での遅延時間 ($t^k_i, i=1 \sim d, k=1 \sim K$) が判明し, それにより 2次元上の散乱点の位置が推定できる. その概要を以下に簡単に示す.

いま, 図 6.32 に示すように長さを光速に対する伝搬時刻で表記した座標面 $t_x - t_z$ 面を考える. この面内の点 $P(= (t_{px}, t_{pz}))$ に散乱点が存在するものとする. 原点から散乱点までの長さ(伝搬時間)は $t_p(= \sqrt{t_{px}^2 + t_{pz}^2})$ である. t_x 方向, t_z 方向の単位ベクトルをそれぞれ \hat{t}_x, \hat{t}_z とする. θ_1 方向からこの散乱点 P を観測した場合の散乱中心を $t^{(\theta_1)}_p$ とすると, t_{px}, t_{pz} を用いて以下のように表される.

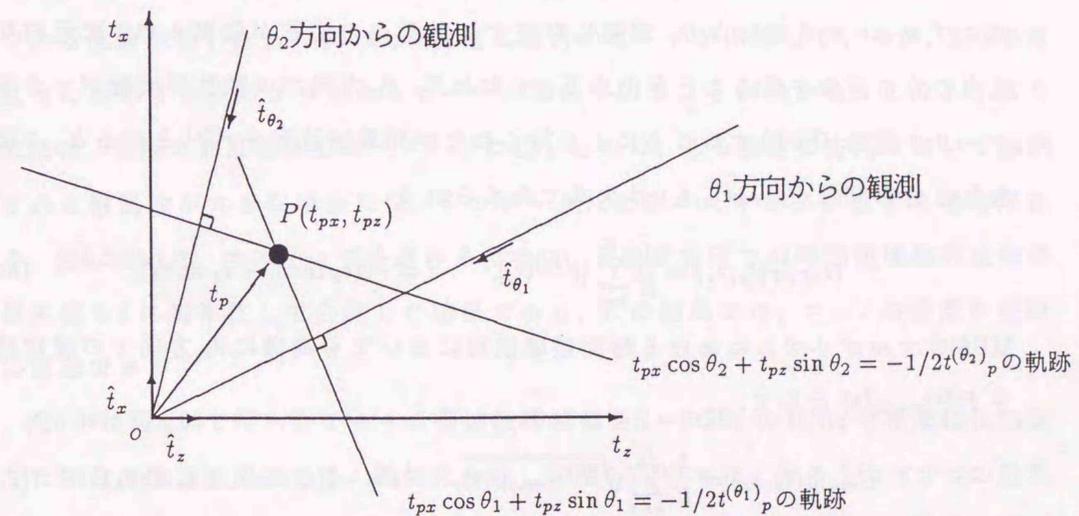


図 6.32: 散乱点の 2次元座標検出.

$$t^{(\theta_1)}_p = 2\hat{t}_{\theta_1} t_p = -2(t_{px} \cos \theta_1 + t_{pz} \sin \theta_1) \quad (6.21)$$

ここで \hat{t}_{θ_1} は θ_1 方向の単位ベクトルであり、入射波の向きを正として次式で与えられる。

$$\hat{t}_{\theta_1} = -(\hat{t}_x \cos \theta_1 + \hat{t}_z \sin \theta_1) \quad (6.22)$$

散乱点の位置は式(6.21)を満たす直線上に限定される(図6.32)。他の角度(θ_2)での遅延時間($t^{(\theta_2)}_p$)が得られると、次式から $t_x - t_z$ 面内の散乱点の位置が導かれる。

$$t_{px} \cos \theta_1 + t_{pz} \sin \theta_1 = -t^{(\theta_1)}_p/2 \quad (6.23a)$$

$$t_{px} \cos \theta_2 + t_{pz} \sin \theta_2 = -t^{(\theta_2)}_p/2 \quad (6.23b)$$

図6.32では、式(6.23a)、(6.23b)の各々の式を満たす t_x, t_z の軌跡もまた実線で示してある。この方程式の解はこれらの軌跡の交点である。すなわち、 d 個の散乱点を特定するには最低 $d+1$ 個の角度方向からの観測結果が必要である。実際には、多重散乱(式(6.23a)、(6.23b)を満たさない)、あるいは、ある角度では観測されないような散乱点が存在するため、角度方向の個数 K は $K \gg d$ を満たすことが望まれる。

このように各角度方向での時間領域推定結果を式(6.22)を用いて変換し、 $t_x - t_z$ 面内にプロットする事により、実際に存在する散乱点の応答が強調され2次元的な散乱点の分布画像を得ることが出来る。すなわち、 θ_k 方向での散乱周波数データを逆フーリエ変換(IFFT)することにより得られた時間領域波形を $r^{(\theta_k)}$ とすると、2次元散乱点分布関数 $G_{IFFT}(t_x, t_z)$ は次式で与えられる。

$$G_{IFFT}(t_x, t_z) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |r^{(\theta_k)}(t)|, \quad t = -2(t_x \cos \theta_k + t_z \sin \theta_k) \quad (6.24)$$

MUSIC アルゴリズムにおける時間領域波形においても同様に θ_k 方向での推定結果を $P^{(\theta_k)}_{music}(t)$ として、

$$G_{music}(t_x, t_z) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sqrt{P^{(\theta_k)}_{music}(t)}, \quad t = -2(t_x \cos \theta_k + t_z \sin \theta_k) \quad (6.25)$$

により散乱点の座標が検出される。MUSIC アルゴリズムの高分解能性は2次元的な散乱点検出においても有効であろうことは容易に推察される。同様な検討は文献[20]にも見られる。

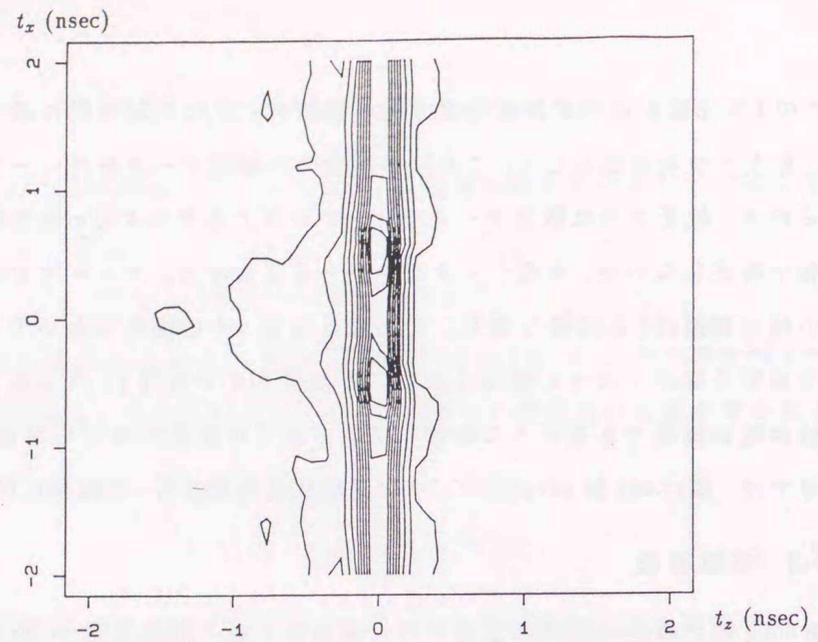
この2次元散乱点同定は各角度方向の観測データの遅延時間に基づくものであるが、もう一つの方法として、これらの角度での観測データをアレー化する方法が考えられる。校正された散乱データでは、アンテナとターゲットまでの距離に関する情報は存在しないが、角度データをアレーと見なすと、アレーアンテナ近傍での波源の検出問題[21]と同様な取扱いが可能となる。その場合においても、散乱波間の信号相関を抑圧しなければならないことは言うまでもなく、さらに、各散乱波の角度依存性が無視できるような範囲にアレー素子が配置されていなければならない。以下では、式(6.24)、(6.25)に基づく2次元散乱点同定を行った結果に関して報告する。

6.5.2 実験結果

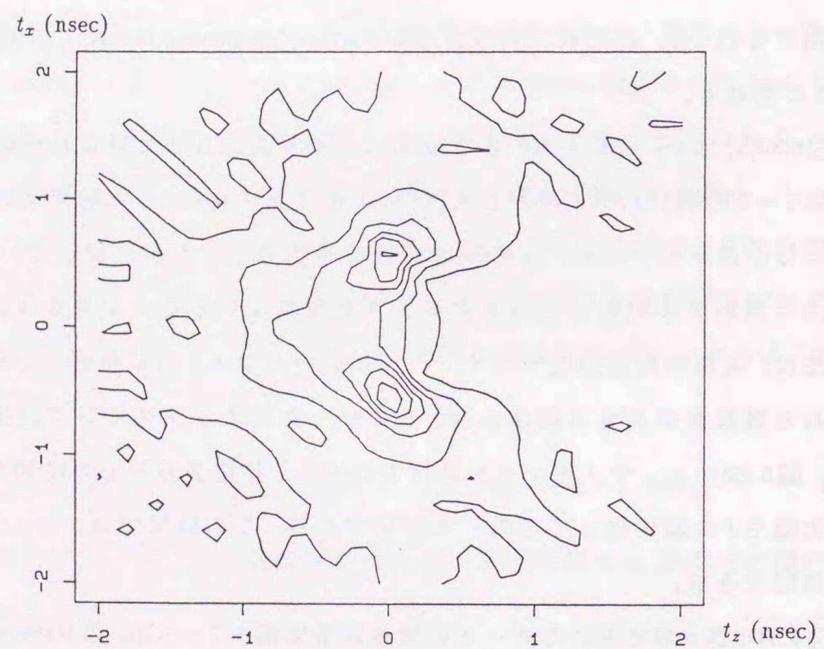
第6.4.2節での $x-y$ 面内に配置された導体矩形板の散乱測定(H 波)において導体板が乗せられているポジショナーを回転させ、いくつかの角度(θ)方向の散乱データの測定を行った。矩形板での散乱点は $(t_x, t_z) = (0.0\text{nsec}, -0.5\text{nsec}), (0.0\text{nsec}, +0.5\text{nsec})$ の2点に現れる。

図6.33(a)は $\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$ まで 10° 毎に角度を変化させて得られた周波数データ(周波数 $2 \sim 10\text{GHz}$)のIFFT波形を式(6.24)に基づきプロットした結果である。 $\theta = 0^\circ$ 方向での散乱波が強いため、 $t_x = 0\text{nsec}$ 付近に帯状のピークが出現しているが、2つの散乱点に対応する点により大きなピークが現れていることが分かる。このような合成法は、実際の散乱強度分布イメージに近いものの、ある特定の方向において観測される散乱波が大きな場合には、そのデータによるマスキングが生ずる場合がある。図6.22(b)は、マスキングを避けるために、各角度方向での時間領域解析波形の最大値を1に規格化して合成した結果である。この結果では、エッジの位置が明瞭に確認できる。

図6.34は図6.33で用いたデータの周波数帯域幅を $5 \sim 6\text{GHz}$ の 1GHz の帯域幅に制限した場合の推定結果である。規格化合成した図6.34(b)では、かろうじて2つの散乱点の存在を確認できるが、規格化を施していない図6.34(a)では散乱点の検出は不可能である。また、この結果から周波数帯域幅が 1GHz 以下の場合にはIFFT法による推定が困難となると言える。

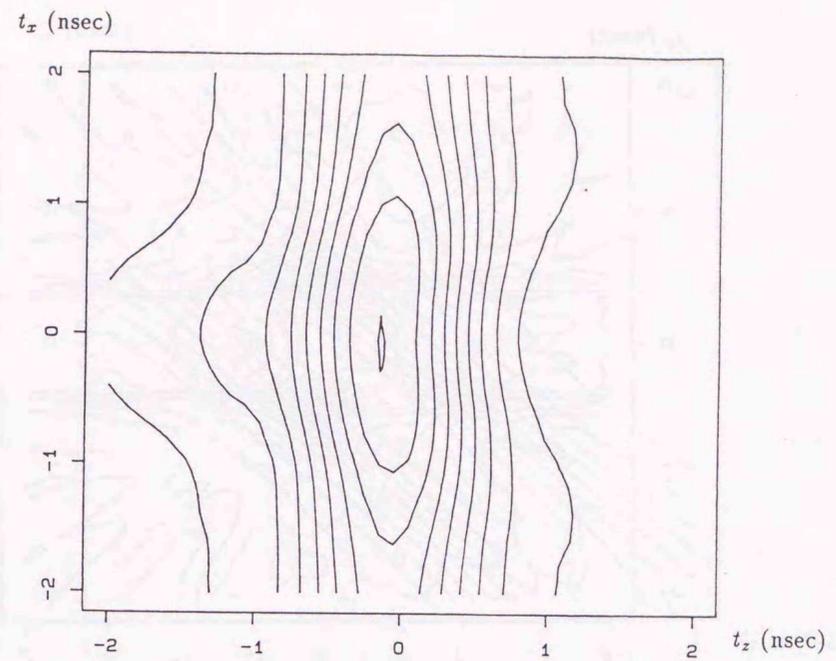


(a)

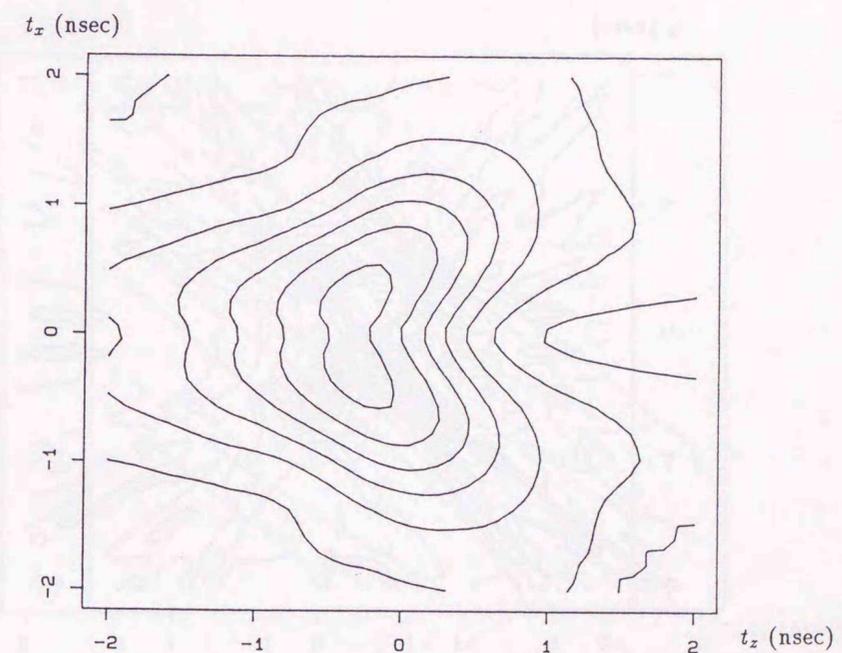


(b)

図 6.33: 広帯域データを用いたIFFT法による導体矩形板の散乱イメージ. 周波数帯域 2~10 GHz, 角度データは $\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$ まで 10° 毎の 19 個の測定データを用いた. (a) 単純合成結果. (b) 規格化合成結果.

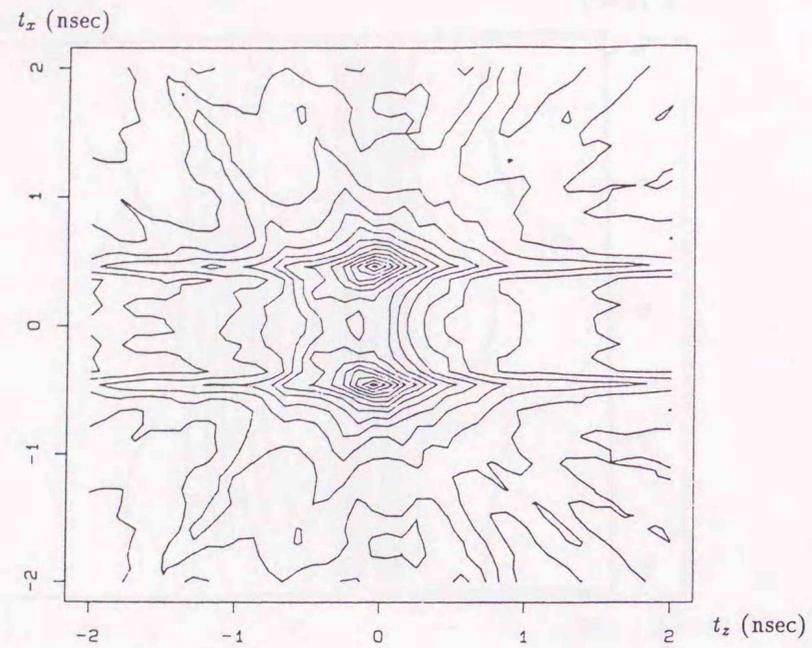


(a)

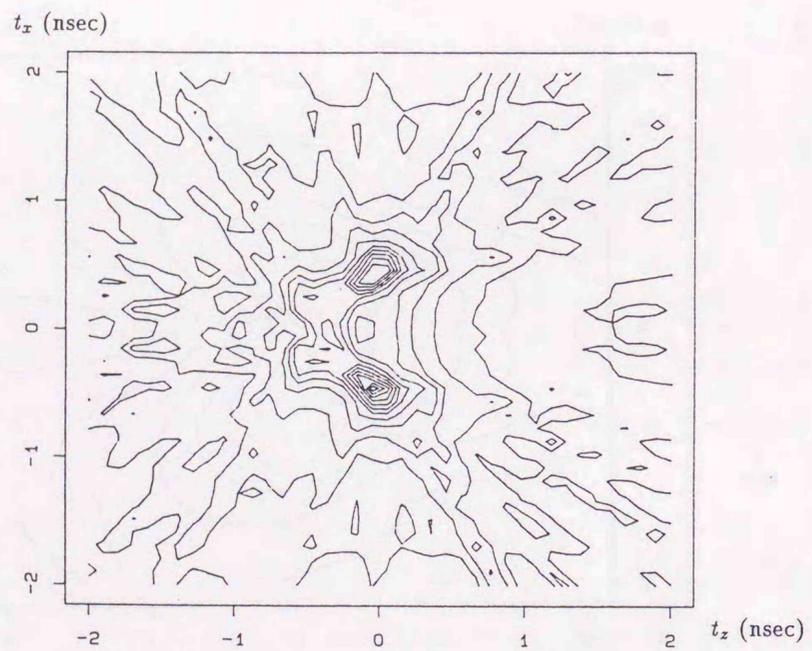


(b)

図 6.34: 狭帯域データを用いたIFFT法による導体矩形板の散乱イメージ. 周波数帯域 5~6 GHz, 角度データは $\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$ まで 10° 毎の 19 個の測定データを用いた. (a) 単純合成結果. (b) 規格化合成結果.

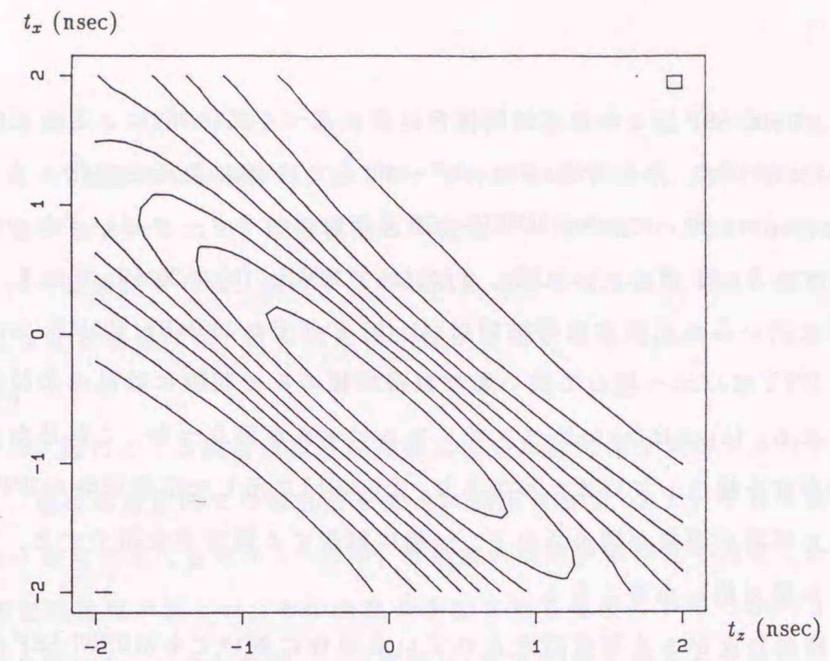


(a)

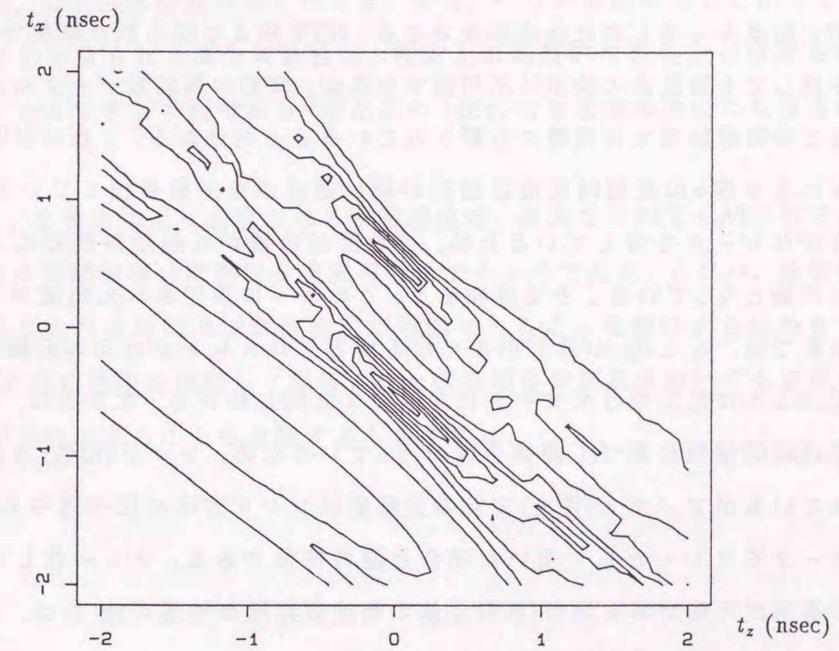


(b)

図 6.35: MUSIC-SSP 法による導体矩形板の散乱イメージ. 角度データは $\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$ まで 10° 毎の 19 個の測定データを用いた. いずれの角度データにおいても $N=20$, $M=7$, $f_1=5\text{GHz}$ とした MUSIC-SSP 法の解析を行っている. (a) $\Delta f=10\text{MHz}$. (b) $\Delta f=20\text{MHz}$.



(a)



(b)

図 6.36: 観測角度を制限した場合の導体矩形板の散乱イメージ. 角度データは $\theta = 30^\circ \sim 60^\circ$ まで 3° 毎の 11 個の測定データを用いた. 測定周波数帯域は $5 \sim 6\text{GHz}$. (a) IFFT 法による規格化合成結果. (b) MUSIC-SSP 法による合成結果 (解析パラメータは $N=20$, $M=7$, $\Delta f=40\text{MHz}$).

MUSIC-SSP法での遅延時間推定結果に基づく式(6.25)による合成結果を図6.35(a), (b)に示した. 先と同様に $\theta = -90^\circ \sim 90^\circ$ まで 10° 毎に角度を変化させて得られた周波数データを用いており, MUSIC-SSP適用時のパラメータはいずれの角度データに対しても $N=20, M=7, f_1=5\text{GHz}, \Delta f$ は(a)で 10MHz , (b)で 20MHz である. したがって, 解析に用いられた周波数帯域幅は(a), (b)それぞれ $250\text{MHz}, 500\text{MHz}$ となる. このようにIFFT法に比べ極めて狭い周波数帯域幅のみで明瞭に散乱点の位置の同定が可能となる. (b)では(a)に比べスプリアスピークが目立つが, これは多重反射成分などの存在を検出しているためであり, 図6.33(b)に示した広帯域時のIFFT法の解析結果にも同様の現象が認められる. 一般に観測する角度点を増やすと, スプリアスピークは相対的に小さくなる.

観測角度がある程度限定されている場合においてもMUSIC-SSP法による合成結果では, 明瞭に散乱点の位置検出が可能である. 図6.36は角度 $\theta = 30^\circ \sim 60^\circ$ の 3° 毎の測定結果から得られた合成画像である. IFFT法より得られた結果では, 規格化合成を施しても散乱点の検出は不可能であるが, 同様の周波数データによるMUSIC-SSP法での解析結果では明瞭に分離されていることが分かる. これはMUSICアルゴリズムによる個々の遅延時間推定波形が単に散乱点を分離検出しているばかりでなく, 急峻なピークを有しているため, 各角度毎の僅かな遅延時間差による位置の検出が可能となっていることを意味する. このように限定された角度データからの合成結果では, θ_1 と θ_K の差が小さくなるほどクロスレンジ方向の分解能が劣化し, 同図のように散乱中心のピークはアジマス方向に伸びる. 本手法は, 本来, 散乱波の遅延時間情報に基づく画像合成を行っているため, レンジ(距離)方向の分解能は優れているがアジマス(角度)方向の分解能はレンジ方向に比べ落ちる. これは, 角度データをアレーとして用いた場合と逆の特徴である. アレー化したアルゴリズムの適用が可能である場合(各散乱波の角度依存性が無視可能)には, 双方のアルゴリズムを併用した手法の適用が可能である.

6.6 むすび

第5章で検討された周波数特性を有する信号が存在するデータに対するMUSICアルゴリズムの適用例として, 高周波帯域での電磁波散乱測定を行い, その実験結果

を詳細に報告した.

ここで取り扱った散乱体は, 導体球, および, 導体矩形板である. 実験データには若干の測定誤差が含まれるため, 理論検討との完全な一致を見ることは出来なかったが, 同様の傾向は確認された. 他の多くの散乱体についても散乱中心が離散的に存在すると見なせる場合には, 近似的に本手法が有効となるであろうことは容易に推測される.

実験結果では, 目的とする散乱波以外に存在していた散乱体を支持するベダスタル, あるいは, 電波無響室内での散乱波を完全に補正できず, また, それらの散乱の遅延時間を正確に推定できなかったため, 散乱波の周波数依存性を考慮した信号パラメータ推定法適用の際には, その存在の予測される位置にいくつかのヌルを付加する方法を用いた. しかしながら, 本質的に(有為な)散乱波が全て検出されている場合には, 本手法は有効あるといえる. また, 一つの応用例として示した2次元イメージングで見られる高分解能性は, 物体上の局所的な散乱点の位置を明瞭に分離することのできる手法であり, 散乱点の3次元的位置の検出にも容易に拡張できる.

このように, 本手法により実現される狭帯域性は, 従来でのFFT-GATE法では不可能な散乱波の時間領域分離測定を実現可能とするものである. これは, 比較的狭帯域な測定系における時間領域散乱測定が可能であることを意味するばかりでなく, FFT-GATE法の適用を意図して構築された広帯域な測定系においても更なる分解能の向上が可能であることを意味するものである.

参考文献

- [1] G. L. James, *Geometrical Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves*, Peter Peregrinus, UK, 2nd edition, 1981.
- [2] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the uniform geometrical theory of diffraction*, Artech House, Inc, Norwood, MA, 1990.
- [3] C. L. Bennett and G. F. Ross, "Time-domain electromagnetics and its applications", *Proc. IEEE*, vol.66, no.3, pp.299-318, March 1978.
- [4] E. M. Kennaugh, "The scattering of short electromagnetic pulses by a conducting sphere", *Proc. IRE*, vol.49, pp.380, January 1961.
- [5] E. M. Kennaugh and D. L. Moffatt, "Transient and impulse response approximations", *Proc. IEEE*, vol.53, no.8, pp.901-920, August 1965.
- [6] E. K. Walton and J. D. Young, "The ohio state university compact rader cross-section measurement range", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-32, no.11, pp.1218-1223, November 1984.
- [7] A. K. Dominek, L. Peters, Jr, and W. D. Burnside, "A time domain technique for mechanism extraction", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-35, no.3, pp.305-312, March 1987.
- [8] R. B. Dybdal, "Radar cross section measurements", *Proc. IEEE*, vol.75, no.4, pp.498-516, April 1987.
- [9] M. P. Hurst and R. Mittra, "Scattering center analysis via Prony's method", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-35, no.8, pp.986-988, August 1987.
- [10] R. Carrière and R. L. Moses, "High resolution radar target modeling using a modified prony estimator", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.40, no.1, pp.13-18, January 1992.
- [11] E. K. Walton, "Far-field measurements and maximum entropy analysis of lossy material on a conducting plate", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-37, no.8, pp.1042-1047, August 1989.
- [12] J. W. Boyles, "The HP8510B as a high performance antenna and rader cross-section analyzer", Technical Report, RF & Microwave Measur. Symp. and Exhibit., 9999.
- [13] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill, New York, 1961.
- [14] T. B. A. Senior, "A survey of analytical techniques for cross-section estimation", *Proc. IEEE*, vol.53, no.8, pp.822-833, August 1965.
- [15] D. B. Hodge, "Scattering by circular metallic disks", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-28, no.5, pp.707-712, September 1980.
- [16] R. E. Harrington, *Field computations by moment method*, Macmilan, New York, NY, 1968.
- [17] Y. Rahmat-Samii and R. Mittra, "Integral equation solution and RCS computation of a thin rectangular plate", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-22, no.4, pp.608-610, July 1974.
- [18] W. D. Burnside, B. Dewitt, and B. Z. Hollmann, "Analysis of time domain scattering by a flat plate", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-33, no.8, pp.917-922, August 1985.
- [19] R. A. Ross, "Rader cross section of rectangular flat plates as a function of aspect angle", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.AP-14, no.2, pp.329-335, March 1966.
- [20] E. K. Walton and A. Moghaddar, "Imaging of a compact range using autoregressive spectral estimation", In *NTC'91 Nat. Telesys. Conf.*, Georgia, March 1991.

- [21] Y. D. Huang and M. Barkat, "Near-Field multiple source localization by passive sensor array", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.39, no.7, pp.968-975, July 1991.

第7章

結 論

本論文は、種々の電磁波測定において用いられている時間領域測定法の問題点を指摘し、その解決法としてスーパーレゾリューション法の適用が有効であることを理論、計算機シミュレーション、実験を通して明らかにした研究成果をまとめたものである。

近年、デバイスのネットワーク解析のみならず、アンテナ測定、電磁波散乱測定など、広く電磁波測定全般に利用されるようになったネットワークアナライザにおいては、フーリエ変換法に基づくリアルタイムな時間領域測定を実現している。デバイス、あるいは空間を伝搬した電磁波は、時間領域においてその伝搬経路長に応じた応答として現れることから、各部の応答を直接識別することが可能となった。このような時間領域での電磁波の振る舞いの表現は、我々が直接知覚することのできない電磁波の様子を、周波数領域での表示とは異なった側面から理解する上でも有用である。

タイムドメイン機能は測定法としても有効であり、時間領域において不要な応答を取り除き、再び、周波数領域に変換することにより所望する部分のみの周波数応答を得ることを可能としている。これらはすべて数値演算処理に基づくため、測定系の機械的な変更を施すことなく、測定精度の向上が可能であるが、その時間領域分解能には限界が存在する。狭帯域デバイスの多い高周波素子では、測定がこの欠点により制約される場合が多い。小型化が進むマイクロ波・ミリ波素子のみならず、アンテナ・散乱測定においても周波数帯域幅の制約を越えた分解能を有する時間領域法を開発する意義は大きい。

アンテナの分野においても、従来のアレーアンテナの限界を越えるために、アダプティブアレーアンテナが考案された。電磁波測定の分野における限界を越えるた

めの一手法として信号処理技術の積極的な導入を試みたものが本論文である。

本論文では、スーパーレゾリューション法の高分解能性に着目し、その電磁波測定に対する適用を検討した。スーパーレゾリューション法は、主にアレーアンテナでの波源の到来方向(空間スペクトル)推定に用いられる手法であり、アレー長に依存しない分解能性を実現するものである。本論文では、数多く提案されているスーパーレゾリューション法の中から代表的な手法であるMUSICアルゴリズムを取り上げ、ネットワークアナライザでの測定で得られる周波数データサンプルとアレー素子配列との対応関係に着目し、その適用可能性を明らかにした。ネットワークアナライザで実現される代表的な電磁波測定系での実験を通し、本手法が従来のタイムドメイン機能に比べ、数分の一から数十分の一の周波数帯域での時間領域測定が可能であることを明らかにした。以下、本研究により得られた結果および考察を各章に分けて要約し、その意義を概略する。

第1章では、本論文の背景および概要について述べた。

第2章では、ネットワークアナライザで実現されているタイムドメイン機能を用いた電磁波測定法をまとめるとともに、その分解能特性を定量的に明らかにした。また、波源の到来方向で用いられるMUSICアルゴリズムの概略をまとめ、周波数領域データとの対応を明らかにした。さらに、アレーアンテナでの適用時と同様、周波数領域においても信号相関処理が必要となることを明らかにし、空間スムージング法による前処理法が有効であることを示し、MUSICアルゴリズムとフーリエ変換法との関係を示した。

第3章では、第2章で提案した信号相関抑圧前処理法とMUSICアルゴリズムの組合せが電磁波回路の時間領域測定法として有効であることを明らかにした。ここでは、周波数領域での前処理法の相関抑圧効果を定量的に示し、電磁波測定の際での種々のパラメータ設定に関する指針を与えた。本来MUSICアルゴリズムは、時間領域での信号(反射/伝送波)が離散的に分布し、周波数特性を持たないことが必要とされる。実際のデバイス測定では、取り扱う周波数帯域幅が広くなるに従い、このような仮定は成立しない。本章での実験により、MUSICアルゴリズムの高分解能性により上記の仮定が満足されるような狭帯域データに対する適用が可能であ

ることを示した。これは、従来法の数十分の一の周波数帯域幅での時間領域解析が可能とするものである。また、測定装置の精度(ここでは発振器)により、MUSICアルゴリズムの分解能が大きく変化することを実験的に示した。

第4章では、アンテナゲインおよびパタン測定に対する適用結果を示した。アンテナ測定では、被測定アンテナの使用周波数帯域データのみでの不要波の分離検出が必要とされる。測定に用いたアンテナはモノポールアンテナである。ここでは電波無響室内に作成した多重伝搬空間での実験を通して、その適用可能性を検証した。アンテナ測定に対する時間領域法の適用では、アンテナ本来の応答をどのように取り扱うかが問題となる。開口面アンテナのような大型のアンテナでは、アンテナ本来の応答自体が時間領域にいくつかに分かれて出現することになるであろう。ここで取り上げたモノポールアンテナにおいても、アンテナ内部での多重反射が存在するため、厳密にはアンテナ本来の応答は複数の信号から構成される。すなわち、アンテナ本来の応答(直接波のみの理想的な応答)、および、地面等からの反射波の応答、それぞれが複数の信号から構成されていると言える。しかしながら、本アンテナのような場合、実験によるMUSICアルゴリズム適用結果は、マクロな取り扱い、すなわち、直接波、反射波をそれぞれ一つの信号と解釈できることを明らかにしている。さらに、従来の時間領域機能を併用することにより、測定データ数の軽減による測定時間の短縮が図られることを明らかにし、パタン測定結果の一例を示した。

第5章では、時間領域において分離される個々の応答の周波数特性がMUSICアルゴリズムおよび信号相関抑圧前処理に及ぼす影響に関する理論的な検討を行っている。厳密には、MUSICアルゴリズムは、周波数特性を有する信号を取り扱うことができない。本章での検討は、MUSICアルゴリズムのロバスト性に関するものとも言える。また、このような検討結果は、スーパーレゾリューション法を用いた時間領域推定結果(固有値分布、時間領域波形)を評価する上でも重要であろう。ここでは、特にスーパーレゾリューション法の適用が期待される散乱測定を考慮し、クリーピング波、エッジ回折波などに対応する周波数特性を有する信号が含まれるデータを取り上げ、それらの存在時の適用での入射信号数推定、および、時間応答推定時の

誤差特性などに関する定量的検討を行った。これらの結果より、周波数特性を有する信号の取り扱いが困難とされる MUSIC アルゴリズムが、上記の周波数特性を有する信号に関しては、実用上、十分な分解能特性を実現していることが、理論的考察、および、数値計算により明らかとなった。

第6章は、実際に散乱測定系を構築し、第5章での考察結果を実験的に検証したものである。すなわち、散乱測定においても、従来法に対する本手法の優位性が維持されることを明らかにした。さらに本手法による、アンテナあるいは散乱体を移動させて得られたデータ処理での散乱点の空間的な位置検出結果も示し、散乱体の形状推定などに対する適用可能性を示した。

以上、本研究では電磁波測定における時間領域手法として MUSIC アルゴリズムが有効であることを、電磁波回路測定、アンテナ(ゲイン/パタン)測定、散乱測定等の主要な電磁波測定全般に対して明らかにした。また、本研究で得られた成果は、MUSIC アルゴリズムのみならず、他のスーパーレゾリューション法にも共通するものである。このような適応信号処理技術を応用したアダプティブ測定技術の研究結果は、今後の電磁波測定技術の進歩、向上に少なからず貢献、寄与するものと期待される。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、終始御指導、御鞭撻を賜った北海道大学工学部電子工学科電波伝送工学講座 伊藤精彦教授に深謝致します。

また、本研究を遂行するにあたり適切なる御指導、御助言を頂いた北海道大学工学部電子工学科電波伝送工学講座 小川恭孝助教授に深謝致します。

さらに、細部にわたって御検討頂き、貴重な御助言を頂きました本学工学部電子工学科 小川吉彦教授、小柴正則教授、本学電子科学研究所 永井信夫教授に謹んで感謝の意を表します。

最後に、日頃、種々御討論、御援助頂きました本学工学部電子工学科電波伝送工学講座諸氏に感謝致します。

研究業績一覽

[論文]

- (1) H.Yamada, M.Ohmiya, Y.Ogawa, and K.Itoh, "Superresolution techniques for time-domain measurement with a network analyzer", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol.39, no.2, pp.177-183, Feb.1991.
- (2) H.Yamada, Y.Ogawa, and K.Itoh, "Antenna gain measurements in the presence of unwanted multipath signals using a superresolution technique", to appear in *IEICE Transactions on Communications*.

[国際会議]

- (1) H.Yamada, M.Ohmiya, Y.Ogawa, and K.Itoh, "A new method of time-domain analysis using a superresolution technique", *Proceedings of ISAP'89*, vol.2, pp.345-348, Aug. 1989.
- (2) M.Ohmiya, H.Yamada, Y.Ogawa, and K.Itoh, "Time domain analysis and detection of discontinuities in electromagnetic circuits using a multidimensional MUSIC algorithm", *Proceedings of ISAP'89*, vol.2, pp.349-352, Aug. 1989.
- (3) Y.Ogawa, H.Yamada, M.Ohmiya, and K.Itoh, "Time-domain measurements using a superresolution technique", *1990 International IEEE/AP-S Symposium Digest*, vol.4, 74-9, pp.1592-1595, May 1990.
- (4) Y.Ogawa, H.Yamada, M.Ohmiya, and K.Itoh, "A time-domain superresolution technique for antenna measurements and scattering studies", *1991 International IEEE/AP-S Symposium Digest*, June 1991.
- (5) H.Yamada, Y.Ogawa, and K.Itoh, "A time-domain superresolution technique for scattering measurements", *Proceedings of ISAP'92*, vol.4, pp.1001-1004, Aug. 1992.
- (6) Y.Ogawa, T.Nakajima, H.Yamada, and K.Itoh, "A superresolution technique for antenna pattern measurements", *Proceedings of ISAP'92*, vol.4, pp.997-1000, Aug. 1992.

[研究会報告]

- (1) 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “スーパーレゾリューションを用いた電磁波回路の時間応答解析”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.31-38, A-P88-30 (1988-06).
- (2) 小川, 山田, 大宮, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムを用いた波源推定と電磁波回路測定”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.11-18, A-P88-93 (1988-12).
- (3) 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムを用いた電磁波回路のパラメータ推定”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.15-22, A-P89-66 (1989-12).
- (4) 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “スーパーレゾリューション法を用いたアンテナ測定に関する基礎的検討”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.17-24, A-P90-47 (1990-09).
- (5) 中島, 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “電磁波測定に対するニューロコンピューティングの適用”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.25-30, A-P90-48 (1990-09).
- (6) 山田, 小川, 伊藤, “スーパーレゾリューション法を用いた電磁波散乱現象の時間領域推定”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.81-88, A-P91-32 (1991-05).
- (7) 中島, 山田, 小川, 伊藤, “FFT およびゲートング機能を併用した高分解能時間領域アンテナ測定法”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.57-64, A-P91-101 (1991-11).
- (8) 山田, 小川, 伊藤, “A superresolution technique for antenna gain measurements with a network analyzer”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.31-38, A-P91-106 (1991-12).
- (9) 山田, 小川, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムを用いた高分解能電磁波散乱推定”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.33-40, A-P92-44 (1992-06).
- (10) 中島, 小川, 山田, 伊藤, “スーパーレゾリューション法を適用したアンテナパターン測定法”, 電子情報通信学会技術研究報告アンテナ伝播研究会, pp.63-68, A-P92-60 (1992-07).
- (11) 山田, 小川, 伊藤, “スーパーレゾリューション法を用いた時間領域マイクロ波測定”, 電子情報通信学会技術研究報告マイクロ波研究会, pp.31-38, MW92-62 (1992-07).

[全国大会]

- (1) 大宮, 山田, 小川, 伊藤, “アダプティブアレーによる波源推定アルゴリズムを用いた電磁波回路の時間応答解析”, 昭和63年電子情報通信学会秋季全国大会, B-55 (昭和63年9月).
- (2) 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “改良型空間スムージングとMUSIC アルゴリズムを用いた電磁波回路測定”, 1989年電子情報通信学会春季全国大会, B-54 (平成元年3月).
- (3) 大宮, 山田, 小川, 伊藤, “多次元MUSIC アルゴリズムを用いた電磁波の不連続点検出”, 1989年電子情報通信学会春季全国大会, B-55 (平成元年3月).
- (4) 山田, 小川, 大宮, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムを用いた電磁波回路測定”, 1989年電子情報通信学会秋季全国大会, B-37 (平成元年9月).
- (5) 山田, 小川, 大宮, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムによる高分解能時間領域測定について”, 1990年電子情報通信学会春季全国大会, B-80 (平成2年3月).
- (6) 山田, 小川, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムによる電磁波散乱の時間領域解析”, 1991年電子情報通信学会春季全国大会, B-57 (平成3年3月).
- (7) 小川, 中島, 山田, 伊藤, “ネットワークアナライザを用いた電磁波回路測定におけるMUSIC アルゴリズム”, 1992年電子情報通信学会春季全国大会, B-79 (平成4年3月).
- (8) 山田, 小川, 伊藤, “MUSIC アルゴリズムを用いた電磁波散乱推定”, 1992年電子情報通信学会春季全国大会, B-80 (平成4年3月).

[支部大会]

- (1) 山田, 大宮, 小川, 伊藤, “改良型空間スムージング法を用いた電磁波回路の不連続点検出”, 昭和63年電気関連学会北海道支部連合大会, 81 (昭和63年10月).
- (2) 大宮, 山田, 小川, 伊藤, “多次元MUSIC アルゴリズムを用いた電磁波回路の時間応答解析”, 昭和63年電気関連学会北海道支部連合大会, 82 (昭和63年10月).
- (3) 山田, 小川, 大宮, 伊藤, “電磁波回路の不連続点検出問題に対するニューラルネットワーク技術の適用”, 昭和63年電気関連学会北海道支部連合大会, 91 (平成元年10月).
- (4) 中島, 山田, 小川, 大宮, 伊藤, “ニューロコンピューティングを用いたアンテナ測定に関する基礎的検討”, 平成2年電気関連学会北海道支部連合大会, 93 (平成2年10月).

- (5) 山田, 小川, 大宮, 伊藤, “アンテナ測定に対するスーパーレゾリューション法の適用”, 平成2年電気関連学会北海道支部連合大会, 94 (平成2年10月).
- (6) 中島, 山田, 小川, 伊藤, “ゲーティング機能を用いたアンテナ測定に対するスーパーレゾリューション法の適用”, 平成3年電気関連学会北海道支部連合大会, 104 (平成3年10月).
- (7) 山田, 小川, 伊藤, “MUSICアルゴリズムを用いた高分解能イメージングに関する基礎的検討”, 平成3年電気関連学会北海道支部連合大会, 105 (平成3年10月).
- (8) 大島, 山田, 小川, 伊藤, “MUSICアルゴリズムを用いたマイクロ波回路の時間領域測定”, 平成4年電気関係学会北海道支部連合大会, 154 (平成4年10月).
- (9) 山田, 小川, 伊藤, “高分解能電磁波回路測定法に関する基礎的検討”, 平成4年電気関係学会北海道支部連合大会, 155 (平成4年10月).

