

博士論文

移動通信用アダプティブ  
アレーアンテナに関する研究

2000年

藤元美俊

# 目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 本研究の目的	2
1.3 本論文の構成	4
第2章 移動通信環境とアダプティブアレー	9
2.1 まえがき	9
2.2 アダプティブアレーの構成	9
2.3 アダプティブ制御アルゴリズムと多重波環境	13
2.3.1 最小自乗誤差法(MMSE)	13
2.3.2 最大SNR法(MSN)	14
2.3.3 拘束付電力最小化法(CMP)	15
2.3.4 定包絡線アルゴリズム(CMA)	15
2.3.4.1 定包絡線変調とCMAアダプティブアレー	15
2.3.4.2 CMAの評価関数とアルゴリズム	16
2.4 まとめ	18
第3章 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号に対するCMAアダプティブアレーの 動作特性の解析	20
3.1 まえがき	20
3.2 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号と帯域制限	20
3.2.1 帯域制限による定包絡線性の喪失	20
3.2.2 符号間干渉と帯域フィルタ	24
3.3 計算機シミュレーション	25
3.3.1 シミュレーション手法と条件	25
3.3.2 収束特性	29
3.3.3 誤り特性	32
3.4 まとめ	32
第4章 アンテナ素子指向性の影響に関する実験的検討	35
4.1 まえがき	35
4.2 アダプティブアレー実験システムの概要	36
4.3 実験方法および測定系	41

4.3.1	実車を用いた実験方法	41
4.3.2	実験条件	43
4.3.3	車載アンテナの構成およびアンテナ素子の指向性	44
4.4	実験結果	47
4.4.1	車載アンテナ使用時の合成指向性	47
4.4.2	DUR 改善効果	47
4.5	まとめ	48
第5章 非線形関数自乗和最小化によるCMAアダプティブアレーの最適化手法の提案		55
5.1	まえがき	55
5.2	マルカート法による CMA アダプティブアレーの最適化	55
5.3	計算機シミュレーション	58
5.3.1	2波到来時の収束特性	58
5.3.2	入力の相関行列の固有値が分散する場合の収束特性	62
5.3.3	多数の到来波が到来する場合の収束特性	66
5.3.4	ドップラーシフトの影響	68
5.3.5	電波環境が変化する場合の追従特性	73
5.4	まとめ	78
第6章 CMAアダプティブアレーの所望波捕捉特性の改善		80
6.1	まえがき	80
6.2	CMAアダプティブアレーの所望波捕捉特性の解析	80
6.2.1	解析モデル	80
6.2.2	2波モデルによる所望波捕捉特性の解析	82
6.2.3	所望波捕捉特性を改善する手法の提案	84
6.3	計算機シミュレーション	87
6.3.1	計算機シミュレーションの概要	87
6.3.2	所望波捕捉特性改善効果の検証	88
6.3.3	提案方式をマルカート法へ適用した場合の特性	90
6.4	まとめ	90
第7章 マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレーの提案		93
7.1	まえがき	93
7.2	マルチキャリア伝送方式	93

7.2.1	マルチキャリア伝送方式の概要	93
7.2.2	移動通信環境におけるマルチキャリア伝送方式の課題点	95
7.3	マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレー(MC-CMA)	97
7.3.1	MC-CMAアダプティブアレーの構成	97
7.3.2	MC-CMAアダプティブアレーの動作原理	97
7.4	計算機シミュレーション	98
7.4.1	シミュレーションの条件	98
7.4.2	遅延波に対する抑圧特性	101
7.4.3	狭帯域干渉波に対する抑圧特性	104
7.4.4	同一チャネル干渉波に対する抑圧特性	108
7.5	まとめ	111
<b>第8章 到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの提案</b>		<b>113</b>
8.1	まえがき	113
8.2	偏波特性を利用するアダプティブアレー	114
8.2.1	提案方式の構成および動作原理	114
8.2.2	解析モデル	116
8.2.3	解析手順の概要	118
8.2.4	最適ウエイトの導出	119
8.2.5	SINR の導出	120
8.3	数値計算による基本特性の解析	121
8.3.1	到来波の SNR の影響	124
8.3.2	到来波の強度比 SIR の影響	124
8.3.3	到来波の偏波特性の影響	125
8.3.4	アンテナ素子の交差偏波識別度の影響	128
8.4	まとめ	128
付録 8.A 数値計算における到来波の偏波特性およびアンテナ特性の設定		130
<b>第9章 結論</b>		<b>132</b>
謝辞		136
論文目録		137
研究業績一覧		138



# 第 1 章 序論

## 1.1 本研究の背景

移動通信技術の多様化および高度化に伴い、電波の利用が飛躍的に増大している。電気通信事業が自由化された 1985 年当時は国内の全無線局数は 380 万局程度であり、そのうち公衆通信用の無線局数は 17 万局と、全無線局数のわずか 4.4%であった。しかし、その後の携帯電話の低価格化さらには PHS の導入など移動体通信の発展に伴い、公衆通信用の無線局数は 1998 年には全無線局の 88%を超える 3500 万局まで増加している[1]。移動通信は有線通信に比べ利用者の利便性ははるかに高いことから、移動通信の需要は今後もよりいっそう増加するものと予想される。また、従来の公衆通信では音声の伝送が主であったが、近年のインターネットの普及に伴い画像やデータを伝送する利用形態の割合が増加しつつある。現在、サービスを開始している公衆陸上移動通信システムでは、伝送速度 32kbps もしくは 64kbps の PHS が最速であるが、2000 年には次世代移動通信システム(IMT-2000)により、約 2 Mbps のサービスが開始される。さらに、数十 Mbps の伝送を可能とするマルチメディアモバイルアクセス (MMAC) の標準化作業が進められている[1]。データ伝送の場合、データの伝送速度が利用者の利便性に大きく影響し、伝送速度が速いほど利便性が高くなるが、高速に伝送するほど広い周波数帯域を必要とする。

このように、陸上移動通信の利用者の数、利用者当たりに必要な周波数帯域のいずれも増加している。しかしその一方で、電波を用いた無線通信に利用可能な周波数帯域は有限の資源であり、増えつつける需要を収容するためには、周波数帯域を有効に利用するための技術の開発が必要不可欠である。また、陸上移動通信における電波伝搬は多重波伝搬となり、受信信号は遅延差の異なる複数の波の合成となるため、高速にデータを伝送する場合、深刻な周波数選択性フェージングが生じ、通信品質が大きく劣化する[2]。従って、だれもが、いつでも、どんな情報でも、確実に通信を行うためには、周波数利用効率を低下させることなく高速な通信を実現するための通信品質改善技術の開発が重要である。

## 1.2 本研究の目的

陸上移動通信における通信品質を改善するための技術として、符号化技術、情報圧縮技術、変復調技術、適応等化技術など、さまざまな技術が研究されている[3]。このうち、伝搬路の伝送特性の歪みを補償する代表的技術として、適応等化技術[4]およびアダプティブアレー[5][6]が挙げられる。適応等化は、時間軸上に分散して到来する信号を時間軸上で処理して合成することにより遅延波や干渉波の影響を除去する技術であり、判定帰還等化などの適用により通信品質を大きく改善できることが報告されている[7]。ただし、情報のシンボル長に対して各到来波間の遅延差が大きくなると装置規模が大きくなる。一般に、情報の伝送速度に反比例してシンボル長は短くなることから、情報を高速に伝送するほど適応等化器の適用は難しくなる。

一方、アダプティブアレーは、アンテナの指向性を電波環境に適応して制御するものである。所望の到来波に対してはアンテナの利得を高く、遅延波や干渉波に対してはその利得を低くすることにより、遅延波や干渉波など不要な到来波の影響を除去する。アダプティブアレーの装置規模（特にアンテナ素子数）は、到来波間の遅延差に依存せず、基本的には影響を除去すべき不要な到来波の数に大きく依存する。この到来波数は電波の周波数と伝送路の形状（送受信局間の距離や建物配置など物理的要因）によりほぼ決まり、情報の伝送速度には依存しない。従って、装置規模が伝送速度に依存しないことから、アダプティブアレーは将来の高速通信において大きな効果を発揮するものと考えられる。そこで本研究では、アダプティブアレーを取り上げ、陸上移動通信における通信品質改善技術としての有効性を明らかにしていく。

アダプティブアレーの機能を大別すると、

- 1) 所望波の到来方向に対する利得を高くするアダプティブビームフォーミング、
- 2) 不要波の方向に対する利得を低くするアダプティブヌルステアリング、

に分けられる。衛星通信の場合は、所望の到来波自体が非常に微弱であることから、一般に遅延波の強度は背景雑音以下となり遅延波を抑圧する必要はない。従って、通信品質を改善するためには、所望波の到来方向に対するアンテナの指向性を高くし、受信信号の SN 比を改善することが効果的であり、この場合アダプティブビームフォーミングが有効である。これに対して、陸上移動通信の場合、所望波の強度は十分に確保されていても、それ以外の不要な到来波の影響によって通信品質が劣化してしまう。従って、陸上移動通信における通信品質をアンテナの指向性によって解決するためには、アダプティブビームフォーミングだけでなく、アダプティブヌルステアリン

グ機能も併せ持つ必要がある。すなわち、不要な到来波の到来方向に対する感度を低くし、所望波成分と干渉波成分の比(SIR)もしくは所望波成分と遅延波成分との比(DUR)を大きくする必要がある。

アダプティブアレーは複数のアンテナ素子と信号処理装置を組み合わせたシステムであり、受信信号に関する何らかの情報をもとに各アンテナ素子で受信した信号に掛ける重み係数(複素ウエイト)を決定し、適応的にアレーアンテナの指向性を制御するものである[5][6]。複素ウエイトをどのように制御するか、すなわちその制御アルゴリズムがシステムの機能・性能をほぼ決定する。

アダプティブマルチステアリングの機能を併せ持つ制御アルゴリズムは古くから研究されており、最小自乗誤差法[8]、最大SNR法[9]、出力電力最小化法[10][11]などが提案されている。ただし、これらの代表的なアルゴリズムは主にレーダ用として考案されたアルゴリズムに端を発しており、所望波の到来方向や受信点への到来波数もしくは所望波の波形が、受信側で予め既知であることを前提としている。しかし、陸上移動通信においては、所望波の到来方向や到来波数は不明であり、また、基本的には所望波の波形は受信側では未知である。従って、従来の代表的なアルゴリズムを陸上移動通信へ適用することは困難とされていた。これに対し、近年、所望波についての情報を必要としないアルゴリズムがいくつか提案され、これらは、ブラインド制御方式と呼ばれている。代表的なブラインド制御方式として所望波の振幅のみを利用するCMA[12]が挙げられる。CMAは比較的新しいアルゴリズムではあるが、その基本特性については既に明らかにされており、複数の到来波の中から1つの到来波のみを選択的に受信できることが示されている[12]-[17]。ただし、これまでのほとんどの研究ではアンテナ素子および送信波形は理想的であると仮定している。また、特定の電波環境においては収束が遅くなる、あるいは所望波ではなく不要波を捕らえてしまう場合があるなどの問題点も指摘されている[17]。

以上のような背景、課題のもとに、本研究でははじめにCMAを取り上げ、これまでの仮定が満足されない場合の動作特性を明らかにすること、およびこれまでの検討を通して明らかとなっている課題を解決するための手法について検討する。これらを通して、CMAを実際の通信システムに応用した場合の効果を明らかにすることを、本研究の第1の目標とした。

またCMAでは、送信信号が一定振幅であることが前提であるが、将来の高速な移動通信システムにおいて振幅一定の変調方式が採用されとは限らない。そこで、将

来の通信システムにも適用可能な新しいブラインド制御方式のアルゴリズムを考案し、その有効性を明らかにすることを第2の目標とした。

### 1.3 本論文の構成

本論文は9つの章より構成されており、その構成の流れを図1.1に示す。

第1章、すなわち本章では、本研究の背景、目的および本論文の概要を述べている。

第2章では、陸上移動通信における電波の伝搬環境およびアレーアンテナによる指向性制御の原理について説明した後、これまで検討されてきたアダプティブアレーの制御アルゴリズムについて概説する。

第3章から第6章までは、CMAを実際の通信システムに応用した場合に予想される問題点について検討するとともに、これまでの検討を通して明らかにされている課題を解決するための新しい手法を提案している。

まず第3章では、 $\pi/4$ シフトQPSK信号に対するCMAアダプティブアレーの動作について検討している。 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式は、携帯電話やPHSなど、現在、多くの公衆移動通信システムで採用されている変調方式である。この変調方式の変調波は振幅が一定ではなく、CMAの前提条件を満足しない。ここでは、この変調波に対してCMAを適用した場合のアダプティブアレーの動作および効果について計算機シミュレーションを通して検討している。

第4章では、アンテナ素子の指向性の影響について検討している。これまでのアダプティブアレーに関するほとんどの研究では、アンテナ素子は無指向性であり、また、素子間隔は十分に離れているものと仮定している。しかし、実際の運用状況を考えると、これらの仮定をすべて満足することは困難と思われる。そこで、第4章では、アンテナ素子の指向性および素子間隔がアダプティブアレーの動作にどのように影響するか、実験的に検討している。

第5章では、非線形関数自乗和最小化法によるCMAアダプティブアレーの最適化手法を提案している。CMAは非線形アルゴリズムであるため、従来から重み係数の算出方法（最適化手法）として最急勾配法が用いられている。この場合、受信点に到来している複数の到来波間の強度差が大きい場合や到来方向が接近している場合は収束が非常に遅くなってしまうことが、これまでの検討を通して明らかにされている。これを解決する手法として、非線形関数自乗和最小化法の一つであるマルカート法を

適用し、これにより収束速度が大幅に向上することを示している。

第6章では、所望波の捕捉特性を改善する手法を提案している。これまでの検討を通して、CMAアダプティブアレーにより複数の到来波の中から1波のみを選択的に受信できることが明らかにされている。しかし、必ずしも最も強い波を捕らえるとは限らず、到来波の条件（複数の波の強度関係）によっては弱い波を捕らえるという問題（誤捕捉）が指摘されている。第6章では、従来固定としていた包絡線の拘束値（振幅の目標値）を可変とし、この値にアンテナ素子の平均受信電力を用いる手法を提案する。これにより、到来波の強度に関わらず必ず最大強度の波を捕らえることが可能となり、所望波の捕捉特性が大幅に改善されることを示している。

以上、第3章から第6章までは、CMAアダプティブアレーの性能評価と特性改善に着目した研究である。これらを通して、移動通信におけるCMAアダプティブアレーの有効性を示すことができた。しかし、CMAには所望波よりも強力な不要波が到来する場合は、不要波を捕らえ所望波を抑圧してしまうという課題が残る。さらに、送信信号の振幅が大きく変動する通信システムには適用できない。そこで、第7章および第8章では将来の高速移動通信システムに適用可能な新しい制御アルゴリズムを提案している。

第7章では、マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレーの制御アルゴリズムを提案している。従来のアダプティブアレーでは、遅延波や干渉波の影響による受信信号の時間波形の歪みを利用して指向性を制御する。しかし、マルチキャリア伝送方式の場合、送信信号そのものが複数のキャリアからなる複雑な波形であることから、時間波形の歪みを検出し指向性の制御に利用することが困難である。そこで、第7章では、受信信号の周波数特性の歪みを検出し、その歪みを補正するように指向性を制御する新しいアルゴリズムを提案している。

第8章では、到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーを提案している。ここで提案しているアダプティブアレーは、「到来波の偏波特性のみを利用して指向性を制御する」ことを特徴としている。提案するアダプティブアレーは、到来波の波形や振幅、到来方向など従来用いられてきた到来波に関する情報を全く必要としないことから、将来の高速移動通信における干渉波対策として広く利用できる可能性がある。

第9章では、本論文で得られた結果をまとめ、陸上移動通信における通信品質改善技術としてのアダプティブアレーの有効性を結論づける。

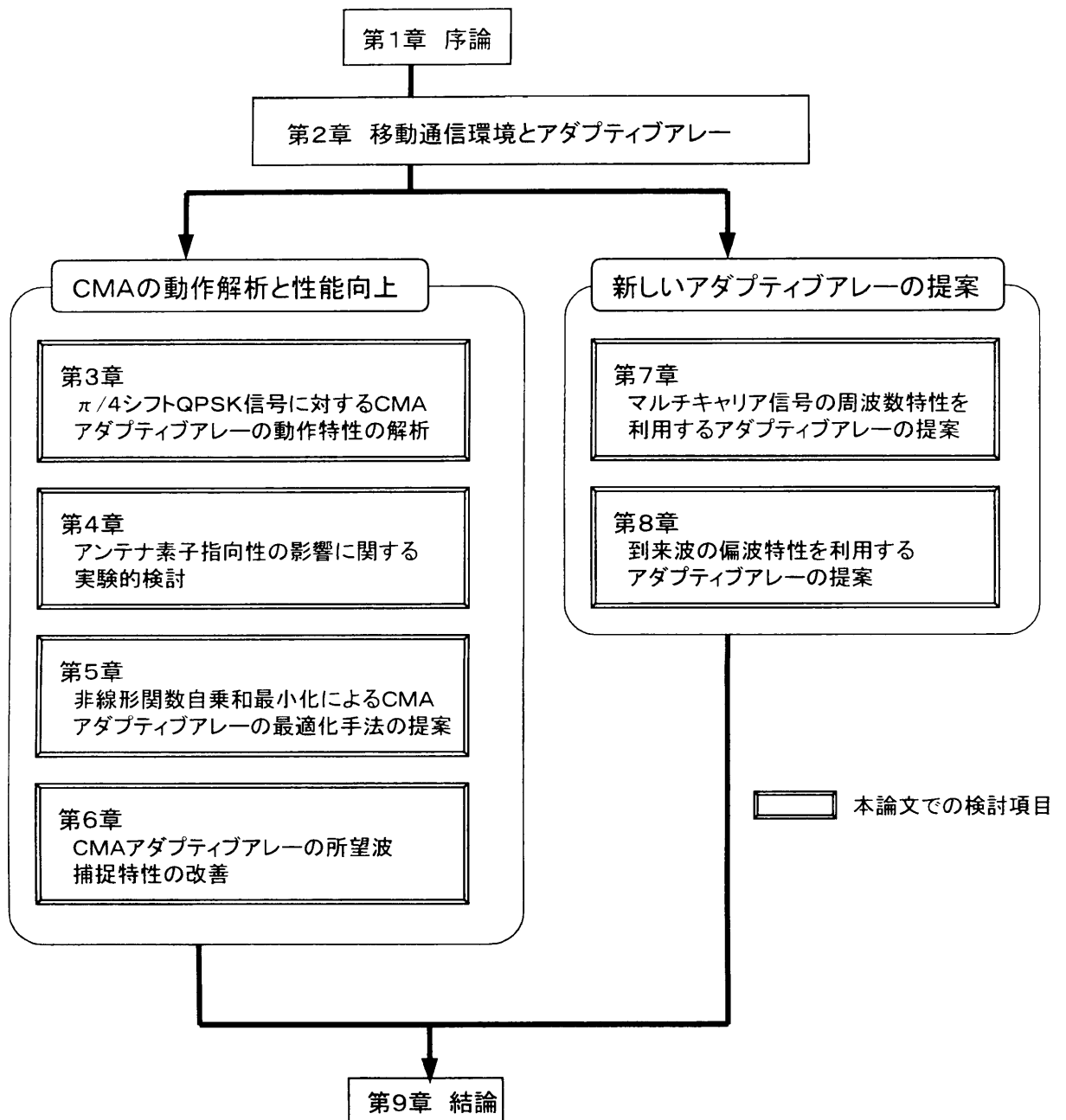


図1.1 本論文の構成

## 第1章の参考文献

- [1] 平成10年電波産業年鑑, (社)電波産業会, 平成10年12月24日発行
- [2] 横山光雄, 移動通信技術の基礎, 日刊工業新聞社, 1994.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications (McGraw-Hill Inc.,1995. 3rd edn. )
- [4] Adaptive Filter Theory, Simon Haykin, Prentice-Hall 2nd edit., 1991.
- [5] R. T. Compton, Jr., “Adaptive antennas :concepts and performance,” Prentice-Hall Inc.,1988.
- [6] 菊間信良：アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版社, 1998.
- [7] 中嶋, 三瓶：“判定帰還型等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性”, 信学論(B-II), **J72-B-II**, No.10, pp. 515-523, 1989.
- [8] B.Widrow et al., “Adaptive Antenna Systems,” Proc. IEEE, vol. **55**, No.12, pp. 2143-2159, 1967.
- [9] S.P.Applebaum : “Adaptive arrays” , IEEE Trans. Antenna & Propag., **AP-24**, No.5, pp585-598, 1976.
- [10] O.L.Frost,III : “An algorithm for linearly constrained adaptive array processing,” Proc.IEEE, **60**, No.8, pp926-935, 1972.
- [11] R. T. Compton, Jr., “The power inversion adaptive array : concepts and performance,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., **AES-15**, No.6, pp.803-814, 1979.
- [12] J. R. Treichler and B. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals” , IEEE Trans. **ASSP-31**, pp. 459-472, Apr. 1983.
- [13] M. G. Larimore and J. R. Treichler, “Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm” , Proc. IEEE **ICASSP** 83, pp. 13-16, 1983.
- [14] 高原, 鷹尾：“多重波抑圧用アダプティブアレイ”, 信学技報, **CS87-12**, pp. 21-26 , 1987.
- [15] 大鐘：“都市内多重伝搬路におけるCMAアダプティブアレーの特性 –GMSK信号伝送の場合”, 信学技報, **CS87-80**, pp. 47-54, 1987.
- [16] 大鐘：“陸上移動通信におけるCMAアダプティブアレーの選択性フェージング

補償特性”，信学論(B-II), **J73-B-II**, No.10, pp. 489-497, 1990.

- [17] J. R. Treichler and M. G. Larimore : “The Tone Capture Properties of CMA-Based Interference Suppressors” , 4, IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., **ASSP-33**, pp. 946-958, 1985.



## 第2章 移動通信環境とアダプティブアレー

### 2.1 まえがき

近年の陸上移動通信システムでは、周波数資源を有効に利用することを目的として同一周波数を繰り返し利用するセル方式が採用されている[1]. 従来のシステムでは1つのセルの半径は数 km であったが、より高い周波数利用効率を実現するために最近では半径 1km 程度のマイクロセル、さらには半径数百 m のピコセルが採用されてきている. 将来の高速移動通信システムにおいては、送受信局間の距離は更に短くなるものと考えられる.

送受信局間の距離が離れている場合は基地局からの電波が直接移動局に到達することは少なく、移動局に到来する電波は、図 2.1(a)に示すように周辺の建物などにより反射・回折して到達する波が主となる. しかし、送受信局間の距離が短くなると、図 2.1(b)のように基地局と移動局とが見通しとなる場合が多く、直接波を用いて通信することも可能となる. ただし、この場合でも、周辺の建物や物体により反射・回折して到来する干渉波が存在する. さらに、受信点の位置が時間とともに変化し、それに伴い、電波の到来方向、強度、位相などが複雑に変化する. このように、陸上移動通信では、受信点に複数の波が到来し、これらの波の干渉によって通信品質が大きく劣化してしまう[2].

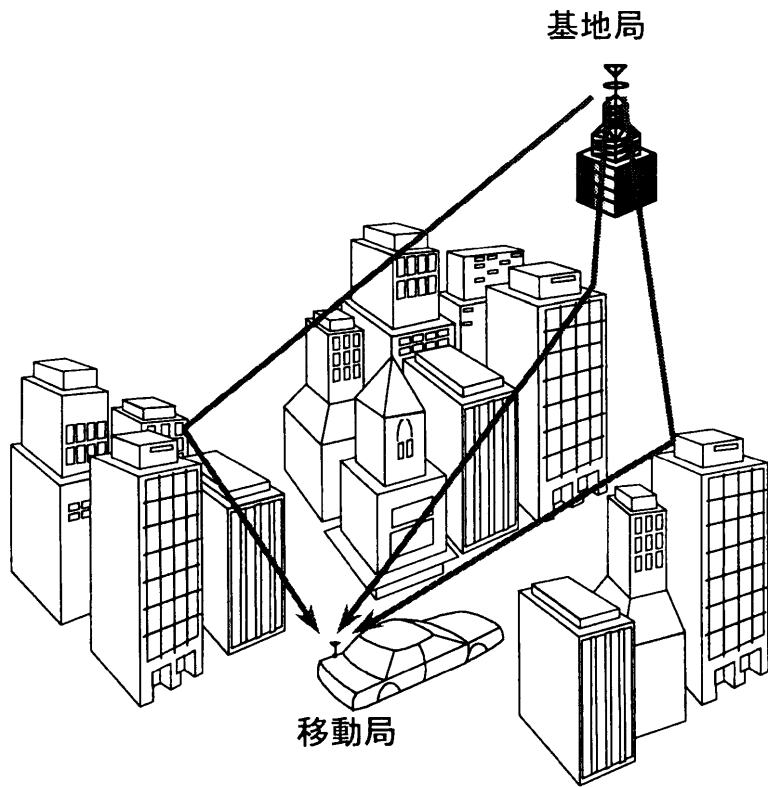
そこで、アンテナの指向性を電波の到来状況に合わせて適応的に制御し所望の電波のみを選択的に受信することにより、通信品質を改善する技術がアダプティブアレーである[3][4]. 本章では、アダプティブアレーの構成、指向性制御の原理、およびアダプティブアレーの制御アルゴリズムなどについて概説する.

### 2.2 アダプティブアレーの構成

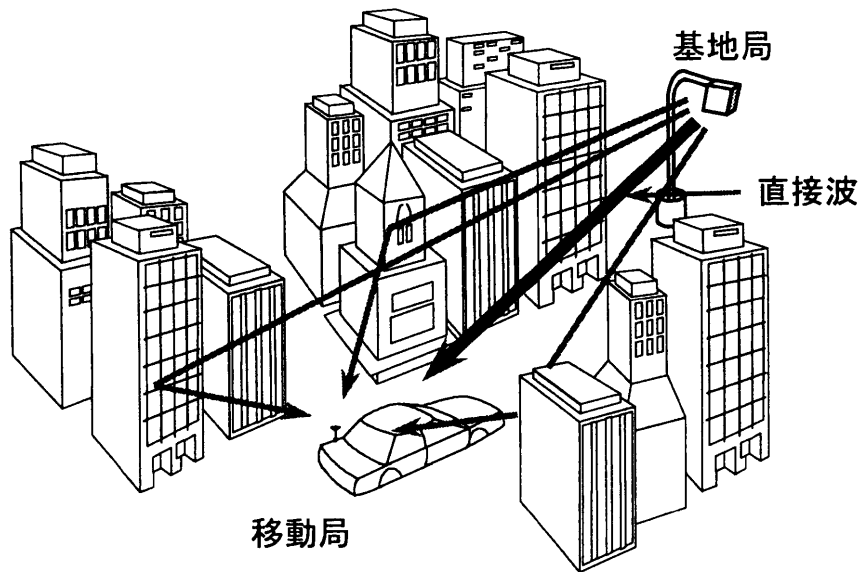
図 2.2 にアダプティブアレーの一般的な構成 ( $K$  素子システム) を示す[3]. 時刻  $t$  に複数のアンテナ素子で受信された信号  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$ ,  $\dots$ ,  $x_K(t)$  は、それぞれ重み係数 (ウエイト)  $w_1, w_2, \dots, w_K$  が掛けられた後に合成され出力信号  $y(t)$  となる. ここで、入力信号および重み係数を、それぞれ次のようにベクトル表示すると、

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_K(t)]^T \quad (2.1)$$

$$\mathbf{W} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_K]^T \quad (2.2)$$



(a) 反射波・回折波主体の通信



(b) 直接波を利用する通信

図2.1 陸上移動通信の電波伝搬

システムの入力電圧  $y(t)$  (アレー出力と呼ぶ) は,

$$y(t) = \mathbf{X}^T(t) \mathbf{W}^* = \mathbf{W}^\dagger \mathbf{X}(t) \quad (2.3)$$

のように表わされ, 出力電力  $P_{out}$  は

$$P_{out} = \frac{1}{2} E[y(t)^* y(t)] = \frac{1}{2} \mathbf{W}^\dagger \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} \quad (2.4)$$

となる[4]. ただし,  $*$  は複素共役を表し,  $T$  および  $\dagger$  は, それぞれ行列の転置および複素共役転置を表す.

アンテナ素子の配置には, 直線状 (リニアアレー), 平面状 (プレーナアレー), 曲面状など, いろいろな形状が考えられるが, ここではアレーアンテナによる指向性制御の原理を簡単に説明するために, 図 2.3 に示すリニアアレーを考える.

いま, 到来波が  $\theta$  方向から到来するものとする. 位相の基準点での受信信号を  $E_0(t)$  とし, 各アンテナ素子の受信特性が等しいとすると,  $k$  番目のアンテナ素子に誘起される信号は次式で表される.

$$E_k(t) = E_0(t - \tau_k) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (2.5)$$

$$\tau_k = \frac{d_k \sin \theta}{c} \quad (2.6)$$

ただし,  $c$  は伝搬速度,  $d_k$  は基準点より測った  $k$  番目の素子の位置である. さらに, 受信信号がアレーの開口長  $|d_k - d_1|$  に対して十分狭帯域, すなわち,

$$2\pi \Delta f \cdot \frac{|d_k - d_1|}{c} \ll 1 \quad (2.7)$$

( $\Delta f$ : 受信信号の帯域幅)

であれば,  $f$  を搬送波周波数として,

$$E_0(t - \tau_k) \cong E_0(t) \cdot \exp(-j 2\pi f \tau_k) \quad (2.8)$$

とおくことができる. このとき式(2.5)の第  $k$  素子の受信電圧は,

$$\begin{aligned} E_k(t) &= E_0(t) \cdot \exp(-j 2\pi f \tau_k) \\ &= E_0(t) \cdot \exp\left(-j 2\pi f \frac{d_k \sin \theta}{c}\right) \\ &= E_0(t) \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta\right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

と表される. ここに,  $\lambda = c/f$  は搬送波の波長である.

図 2.3 のように各アンテナ素子で受信した信号に対して重み係数を掛けて合成すると, 合成出力  $E_{sum}(t)$  は

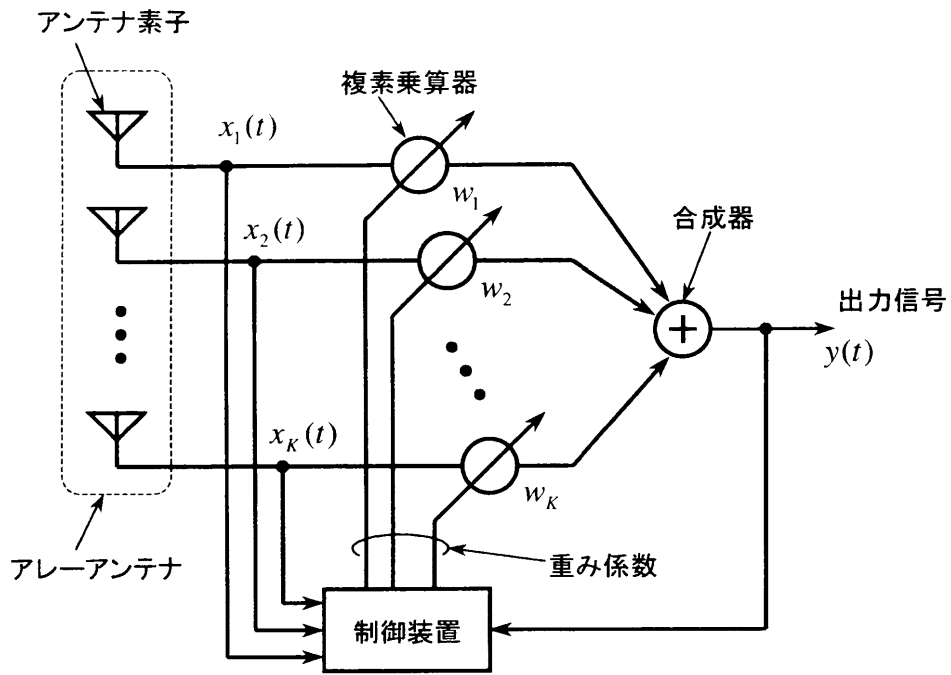


図2.2 アダプティブアレーの構成

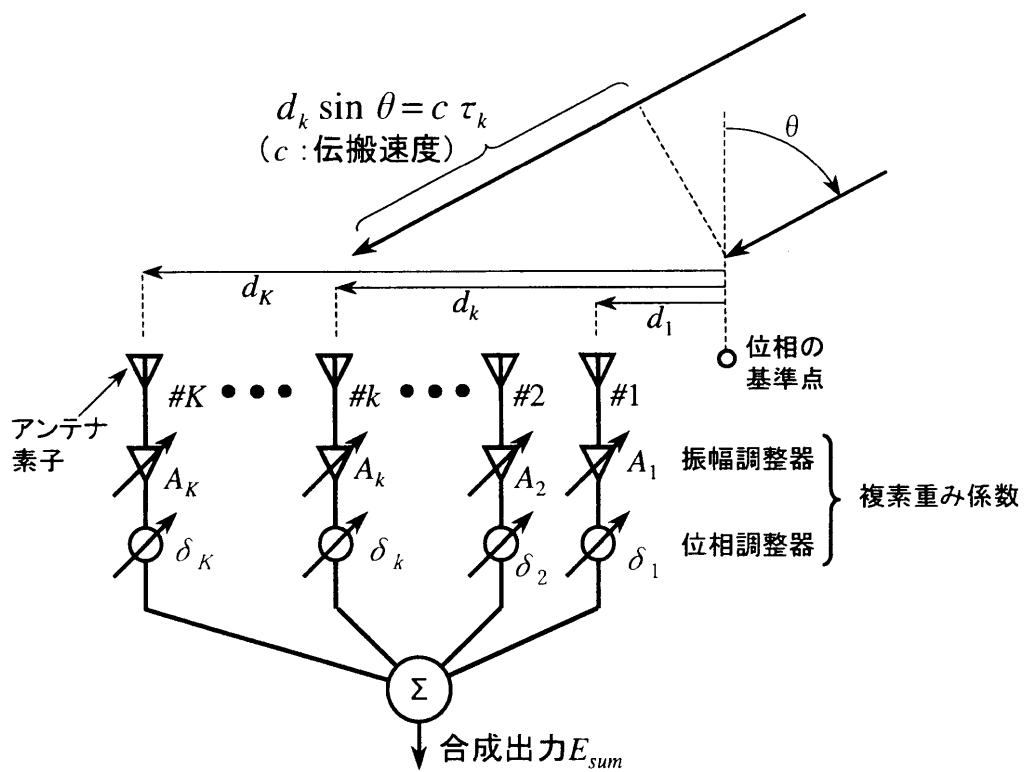


図2.3 K素子リニアアレーアンテナ

$$\begin{aligned}
E_{sum}(t) &= E_0(t) \sum_{k=1}^K A_k \cdot \exp\left(-j 2 \pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta + j \delta_k\right) \\
&= E_0(t) \cdot D(\theta, f) \\
D(\theta, f) &\equiv \sum_{k=1}^K A_k \cdot \exp\left\{-j \left(2 \pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta - \delta_k\right)\right\}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

となる．ここに， $A_k$ ， $\delta_k$ はそれぞれ  $k$  番目の素子に掛けられる重み係数  $w_k$  の振幅と位相である． $D(\theta, f)$ は，アレーアンテナの伝達関数を表し，本論文ではアレー応答と呼ぶ．すなわち，周波数  $f$  を  $f_0$  に固定し方向  $\theta$  を変化させたときの  $D(\theta, f_0)$  が，周波数  $f_0$  におけるアレーアンテナの指向性を表す．また，方向  $\theta$  を  $\theta_0$  に固定し，周波数  $f$  を変化させたときの  $D(\theta_0, f)$  が  $\theta_0$  方向に対する利得の周波数特性を表す．従って，重み係数の振幅  $A_k$  と位相  $\delta_k$  を制御することにより，アレーアンテナの指向性および周波数特性を変化させることができる．

アダプティブアレーでは，事前に明らかとなっている何らかの情報をもとにこの重み係数を制御し，電波環境に適した指向性を形成する．従って，どのように重み係数を制御するか，すなわち制御アルゴリズムがアダプティブアレーの性能を大きく左右する．次節では，その制御アルゴリズムについて説明する．

## 2.3 アダプティブ制御アルゴリズムと多重波環境

アダプティブアレーは電波環境に関する情報を学習しながらアレーアンテナの指向性および周波数特性を電波環境に合わせて変えていくものであり，不要な雑音に関する情報は事前には必要としない[3][4]．しかし，複数の波が到来する電波環境において所望信号のみを抽出するための，所望信号に関する情報（搬送波周波数，到来方向，変調方式，偏波など）を必要とする．この事前に必要な情報を「予備知識」と呼ぶ．

アダプティブアレーの制御アルゴリズムは予備知識あるいは制御方式によって，1. 最小自乗誤差法，2. 最大S N R法および3. 拘束付電力最小化法の3つに大きく分類できる．以下，それぞれのアルゴリズムの性質と，多重波環境における通信に適用する場合の課題点について述べる．

### 2.3.1 最小自乗誤差法(MMSE)

最小自乗誤差法 (Minimum Mean Square Error) に基づくアダプティブアレーは1960年代 Widrow らによって確立された[5]．このシステムは参照信号と実際のアレーの出

力信号との差（誤差信号）を最小化することによって最適なウェイトを決定するシステムである。

この方式はアダプティブマルチステアリングと同時にアダプティブビームフォーミングも行い、また素子配列に制約を受けないという長所がある反面、参照信号として所望信号そのものを必要とするという矛盾がある。

レーダなどのように所望信号の波形が既知である場合には容易に適用できるが、通信に利用する場合には参照信号を得ることが困難となる。実際には、所望信号の性質（周波数帯域、変調方式）に関する予備知識があるので、アレー出力を適当に処理することにより適切な参照信号を得る手法や、送信信号の一部に既知の情報を挿入しこれを参照信号として用いる方法が提案されている[6]が、そのためには複雑な回路あるいは処理が必要となる。

### 2.3.2 最大SNR法(MSN)

最大SNR法 (Maximum Signal-to-Noise Ratio) は1950年代にHowellsによって考案された中間周波数サイドローブキャンセラーに端を発しており、適応的に妨害波信号に指向性のヌルを向けることが可能である。さらにApplebaumが改良を加え、所望信号の到来方向が既知であるという仮定のもとで動作するMSNアルゴリズムを確立した[7]。

このアルゴリズムでは、不要波および雑音のみの状態での各アンテナ素子の受信信号を必要とするが、主にレーダー分野に応用されるので、レーダーパルスを放射しないで外来の妨害信号のみを受信をして最適化を行う方法がとられる。あるいは、レーダーパルスのデューティー比が小さい場合は強い妨害信号に対して所望信号の電力は無視できるものとして、所望信号を含めて最適化を行う場合もある。

通信に最大SNR法を適用する場合、所望信号を含まない妨害波のみの受信信号を得ることが難しくなる。送受信アンテナが移動しない場合即ち固定無線通信では電波環境の変化は比較的緩慢であるため、通信開始前に最適化を行う方法が考えられる。一方、移動通信環境では電波環境が時々刻々と変化するため、通信中でも逐次的に指向性を更新する必要がある。MSN法により最適化を行うにはその度に通信を中断しなければならないが、実質的にMSN法の適用は困難である。また通信用のMSNアダプティブアレーも存在するが、所望波の到来方向に関する正確な予備知識を必要とするため移動通信には不向きである[7]。

### 2.3.3 拘束付電力最小化法(CMP)

拘束付電力最小化法 (Constrained Minimization of Power) は Frost により提案されたアルゴリズムでありシステムの所望波に対する周波数特性を拘束しながらアレー出力の電力を最小化しようというものである[8]. また, 鷹尾, 藤田らはこれに改良を加えた方向拘束付電力最小化法 (DCMP) を提案した[9]. これはソフトウェアによりすべて制御される柔軟性に富んだシステムであり, 多点拘束, ヌル拘束, 周波数拘束などその適用範囲は広い. さらに菊間らはDCMPに擬似雑音を取り入れたタイムドシステムを提案し, これにより到来方向に関する正確な予備知識が得られなくても所望波を捕捉し不要波を除去することが可能となった[10]-[12].

CMPを多重波環境に適用する場合問題となるのは, 所望波と遅延波の周波数スペクトルが全く同じで両者の相関が非常に大きいこと, および各波の到来方向に関する予備知識がほとんど皆無に近いということである. この場合, 所望波と遅延波が相殺され, アレー出力のSNRが大きく低下してしまう[10].

### 2.3.4 定包絡線アルゴリズム(CMA)

多重波環境では所望波と干渉波の電力は同程度であり, なおかつ, その到来方向に関する予備知識はほとんど得られない. また, 各到来波は遅延時間差はあるものの信号のスペクトルは全く同じである. このような状況においても適用可能なアルゴリズムとして考案されたのがCMA[13]である. 本論文の第3章から第6章まではCMAに着目し, 陸上移動通信への適用性および特性改善について検討していることから, ここではCMAについて若干詳しく説明する.

#### 2.3.4.1 定包絡線変調とCMAアダプティブアレー

CMAは1983年, J.R.Treichlerらによって提案されたアルゴリズムであり, PSK (Phase Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying) など, 定包絡線信号を対象としたMMSEアルゴリズムの変形ともいえる. このアルゴリズムは到来波に関する情報を得にくい多重波環境においても容易に適用できるが“所望波の包絡線が一定である”という性質が必要である.

変調方式には, 大きく分類すると振幅変調, 位相変調, 周波数変調があるが, このうち位相変調, 周波数変調の信号波形は包絡線が一定であるという特徴を持つ[14]. これらの信号が多重伝搬路を通り, 時間的に遅延のある多重波となって受信点に到来

した場合、遅延時間の影響を受けて受信信号は包絡線一定の性質が失われ、包絡線が変動する。CMAでは、このような多重波による振幅の歪成分をフィードバック量として用い、歪成分が最小になるようにウェイトを制御し、結果的に干渉波を抑圧する。

#### 2.3.4.2 CMAの評価関数とアルゴリズム

アダプティブアレーでは指向性を適応的に制御するために、一般に何らかの評価関数を設定し、その評価関数が最小または最大となるように重み係数を制御する。CMAの評価関数  $Q(\mathbf{W})$  は次式で与えられ、 $Q(\mathbf{W})$  が最小となるように重み係数を制御する [13].

$$Q(\mathbf{W}) = \frac{1}{4} E \left[ \left( |y(t)|^p - \sigma^p \right)^q \right] = \frac{1}{4} E \left[ \left( \left| \mathbf{X}^T(t) \mathbf{W}^* \right|^p - \sigma^p \right)^q \right] \quad (2.11)$$

すなわち、 $Q(\mathbf{W})$  は合成出力の包絡線値と所望の包絡線値との差を表わすパラメータである。  $\sigma$  はアレー出力に含まれる所望波の包絡線の拘束値であり、一般的には  $\sigma=1$  とする。また  $p, q$  は正の整数であり、通常 1 または 2 とする。本論文では、 $p, q$  はいずれも 2 とする。尚、式(2.11)の  $E[\cdot]$  は期待値を求める操作を表す。

各アンテナ素子のウェイト  $\mathbf{W}$  は評価関数  $Q(\mathbf{W})$  が最小となるように制御されるが、式(2.11)はウェイト  $\mathbf{W}$  に関して非線形であるため最適ウェイトを閉形式で表わすことができない。そのため一般には、入力  $\mathbf{X}(t)$  および出力  $y(t)$  をサンプリングし、最急勾配法などの最適化手法を用いてウェイトを徐々に修正する漸近的手法が用いられる。ここで  $n$  イタレーション後の入力  $\mathbf{X}(t)$ 、アレー出力  $y(t)$  のサンプルデータをそれぞれ  $\mathbf{X}(n), y(n)$ 、 $n$  イタレーション後のウェイト  $\mathbf{W}$ 、評価関数  $Q(\mathbf{W})$  をそれぞれ  $\mathbf{W}(n)$ 、 $Q(n)$  とすると最急勾配法によるウェイト  $\mathbf{W}(n)$  の更新式は、

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu \nabla_{\mathbf{w}} Q(n) \quad (2.12)$$

となる。ここに、 $n$  は繰り返し回数、 $\mu$  はステップサイズと呼ばれるフィードバックゲインである。  $\nabla_{\mathbf{w}} Q(n)$  は  $Q(n)$  の  $\mathbf{W}(n)$  による微分であり、 $p=q=2$  とすると次のようになる [19].

$$\nabla_{\mathbf{w}} Q(n) = \mathbf{X}(n) y^*(n) \left( |y(n)|^2 - \sigma^2 \right) \quad (2.13)$$

従って、最急勾配法を用いた場合のウェイトの更新式は次のようになる。

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu \left( |y(n)|^2 - \sigma^2 \right) \cdot \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^\dagger(n) \mathbf{W}(n) \quad (2.14)$$

式(2.14)におけるステップサイズ  $\mu$  は大きいほど収束は速いが、大きすぎるとループノイズが増加し、さらには動作が不安定になる、もしくは発散するおそれがある。



従って、収束速度と安定性のトレードオフによって適切なステップサイズを決定する必要がある。

M. G. Larimore らはこの問題に対し  $|y(n)|$  の大きさによって3つの領域を考え、 $|y(n)| \gg 1$  の領域を外部領域、 $|y(n)| \ll 1$  の領域を内部領域、それ以外を中間領域と名付け、領域毎にアルゴリズムが発散しないようなステップサイズの範囲を与えている[15].

以下に結果のみを示す。外部領域においては

$$0 < \mu < \frac{1}{3\lambda_{max}^2 \|\mathbf{W}(n)\|^2} \quad (2.15)$$

である。ここで、 $\lambda_{max}$  は相関行列  $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^\dagger(n)]$  の固有値のうち最大のものであり、また  $\|\ \ \|$  はノルムを表わす。このときウエイトは指数関数的に変化し、時定数  $\gamma$  は次のようになる。

$$\gamma \approx \frac{1}{12\mu\lambda^2 \|\mathbf{W}(n)\|} \quad (2.16)$$

次に内部領域については、ステップサイズは

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}^2} \quad (2.17)$$

を満たすように選べば発散しない。また、このときもウエイトは指数関数的に変化し、時定数  $\gamma$  は

$$\gamma \approx \frac{1}{4\mu\lambda} \quad (2.18)$$

となる。ここに  $\lambda$  は相関行列  $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(n)\mathbf{X}^\dagger(n)]$  の固有値である。

中間領域においては、現在のところ有効な解析がなされていない。また、一般に相関行列の固有値  $\lambda$  は入力電力に依存するので、予想される入力電力に対して適当なステップサイズを選ぶ必要がある。

## 2.4 まとめ

本章では、アダプティブアレーの一般的構成および代表的な制御アルゴリズムについて概説し、それぞれの特徴と陸上移動通信へ適用する場合の課題について述べた。また、本論文の第3章から第6章で検討しているCMAアダプティブアレーについて説明した。

これまで提案されている代表的なアルゴリズムの中で、CMAは所望信号に関する予備知識をほとんど必要としないことから、陸上移動通信への適用を前提としたCMAの研究が盛んに行われている[16]-[21]。本研究においても、はじめにCMAを取り上げる。これまでの仮定が満足されない場合の動作を明らかにし、さらに既に明らかとなっている課題を解決するための手法を考案することで、CMAを実際の通信システムに応用した場合の効果を明らかにしていく。

## 第2章の参考文献

- [1] 桑原守二, “自動車電話,” 電子通信学会, 1985.
- [2] 奥村, 進士監修: “移動通信の基礎”, 電子情報通信学会編, 1986.
- [3] 菊間信良: アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版社, 1998.
- [4] R. T. Compton, Jr., “Adaptive antennas :concepts and performance,” Prentice-Hall Inc.,1988.
- [5] B.Widrow et al., “Adaptive Antenna Systems,” Proc. IEEE, **55**, No.12, pp. 2143-2159, 1967.
- [6] 小川, 大宮, 伊藤: “LMSアダプティブアレーによるマルチパスフェージングの軽減”, 信学技報, **AP87-81**, pp. 49-56, 1987.
- [7] S.P.Applebaum, “Adaptive Arrays,” Special Project Laboratory Report, **SPL-TR66-1**, Syracuse University Reserch Corporaton, 1966.
- [8] O.L.Frost, III, “Adaptive Least Squares Optimization Subject to Linear Equality Constraints,” Technical Report, **SEL-70-055**, Stanford University, 1976.

- [9] K.Takao, M. Fujita and T. Nishi, "An Adaptive Array Under Directional Constraint," IEEE Trans., **AP-24**, No.5, pp. 662-669, 1976.
- [10] K.Takao and N.Kikuma , "Tamed Adaptive Antenna Array" , IEEE Trans., **AP-34**, No.3, pp. 388-394, 1986.
- [11] 鷹尾, 菊間, 矢野: "干渉性妨害波を除去するアダプティブアンテナ", 信学技報, **AP85-28**, pp. 29-36, 1985.
- [12] N.Kikuma, "Study toward Wider Application of Adaptive Arrays" ,doctoral thesis, Kyoto University, 224P, 1987.
- [13] J. R. Treichler and B. G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals" , IEEE Trans. **ASSP-31**, pp. 459-472, Apr. 1983.
- [14] 関清三: "デジタル変復調回路の基礎" ,オーム社 (昭 59-8) .
- [15] M. G. Larimore and J. R. Treichler, "Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm" , Proc. IEEE **ICASSP '83**, pp. 13-16, 1983.
- [16] 大鐘: "陸上移動通信におけるCMAアダプティブアレーの選択性フェージング補償特性", 信学論(B-II), **J73-B-II**, No.10, pp. 489-497, 1990.
- [17] B. G. Agee, "The Least-Squares CMA : A New Technique for Rapid Correction of Constant Modulus Signals" , proc. IEEE **ICASSP**, pp. 953-956, 1986.
- [18] 藤元, 菊間, 稲垣: "マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの多重波抑圧特性", 信学論(B-II), **J74-B-II**, No.11, pp.599-607, 1991.
- [19] 高原, 鷹尾: "多重波抑圧用アダプティブアレイ", 信学技報, **CS87-12**, pp. 21-26 , 1987.
- [20] 西森, 菊間, 稲垣: "QAM 信号に対するCMAアダプティブアレーの動作解析", 信学論(B-II), **J79-B-II**, No.12, pp. 984-993, 1996.
- [21] 千葉, 中条, 藤瀬: "ビームスペースCMAアダプティブアレーアンテナ", 電子情報通信学会論文誌(B-II), **J77-B-II**, No.3, pp. 130-138, 1994.

## 第3章 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号に対するCMAアダプティブアレーの動作特性の解析

### 3.1 まえがき

移動通信では送信信号の振幅が一定であっても受信信号の振幅が変動するため、振幅の変化にも情報を含ませたQAM(Quadrature Amplitude Modulation)変調はあまり使用されず、定包絡線変調であるFSK(Frequency Shift Keying)変調、PSK(Phase Shift Keying)変調が主に使用される[1]。FSK変調、PSK変調ともに変調時にスペクトルが大きく広がるため、通常、送信アンテナから空中に放射する前に帯域制限が施される[2]。

変調効率および周波数利用効率の観点から、FSK変調の場合、変調指数0.5のFSK変調信号にガウスフィルタを施したGMSK(Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)変調が使用される。GMSK変調信号を用いたシステムにCMAアダプティブアレーを適用した場合の動作については、大鐘らにより詳しく調べられており良好な特性を持つことが示されている[3][4]。

本章ではPSK変調信号を用いて検討を行う。PSK変調の場合もFSK変調と同様の理由で、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)変調信号あるいは $\pi/4$ シフトQPSK変調信号にナイキストフィルタを施した信号が用いられる。QPSK変調信号や $\pi/4$ シフトQPSK変調信号は帯域制限を施すことにより定包絡線性が失われるため、これらの信号にCMAを適用した場合、何らかの受信特性の劣化が生じると思われる。過去に文献[4],[5]において、帯域制限されたQPSK信号を用いたCMAの動作例が示されているものの、帯域制限の影響に関する詳細な検討は報告されていない。

本章では帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK信号に対するCMAアダプティブアレーの動作特性について計算機シミュレーションを通して検討する。

### 3.2 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号と帯域制限

#### 3.2.1 帯域制限による定包絡線性の喪失

PSK変調とは搬送波の位相を離散的に変化させ“1”と“0”の情報を伝送する方式であり、周波数利用効率の観点から一般に1シンボルに2ビットの情報を含ませたQPSK、あるいは $\pi/4$ シフトQPSK信号が用いられる[1]。

図3.1にQPSKおよび $\pi/4$ シフトQPSK信号のシンボル配置を示す。両者は同

様のスペクトルを持ち、図 3.2 のように非常に広い周波数成分を含む。与えられた周波数帯域内により多くのチャネルを収容するためにはチャネル間隔をなるべく狭く設定する必要がある。従って図 3.2 のままではチャネル間干渉が生じるため帯域制限を施す必要がある。一般に、チャネルの帯域幅は  $BT=1$  (B:3dB 帯域幅, T:シンボル長) 程度とされる[6]。これはベースバンド信号の基本波の帯域幅と同程度であり、情報を正確に伝送する必要最小限の幅である。

$\pi/4$  シフト QPSK 信号を帯域幅  $BT=1$  の方形フィルタで帯域制限した後のアイパターンを図 3.3(a) に、また絶対値の変動の様子を図 3.3(b) に示す。図 3.1 のシンボルはすべて同一円周上にあり一定振幅であるが、帯域制限することによりその振幅は図 3.3(b) のように大きく変動する。これは帯域制限によりシンボルからシンボルへの変化が連続的となり、その際に円周上からはずれ、振幅が変化するためである。QPSK 信号と  $\pi/4$  シフト QPSK 信号は、スペクトルの広がりと同じでありその形も類似している。しかし、シンボル間の移動が図 3.1 の矢印のように異なるため、帯域制限後は円の中心付近を通過しない  $\pi/4$  シフト QPSK 信号の方が振幅変動が小さい。

一般の無線通信システムにおいても、振幅の変動はシステムの非線形性により波形歪などの弊害を招くため、PSK を用いたデジタル通信システムでは振幅変動の小さい  $\pi/4$  シフト QPSK が有利とされている。

図 3.3(a) ではシンボルの中心においても波形は一点に集中していない。これは帯域制限による“ビットの広がり”によるものである。“ビットの広がり”とはデータパルスが 1 つのシンボル長内に納まりきれずに、隣のシンボル期間にまで広がることであり、符号間干渉の要因となる。帯域制限を施すと必ず“ビットの広がり”は生じるが、一般には符号間干渉の生じないフィルタが用いられる。これについては次節で詳しく述べる。

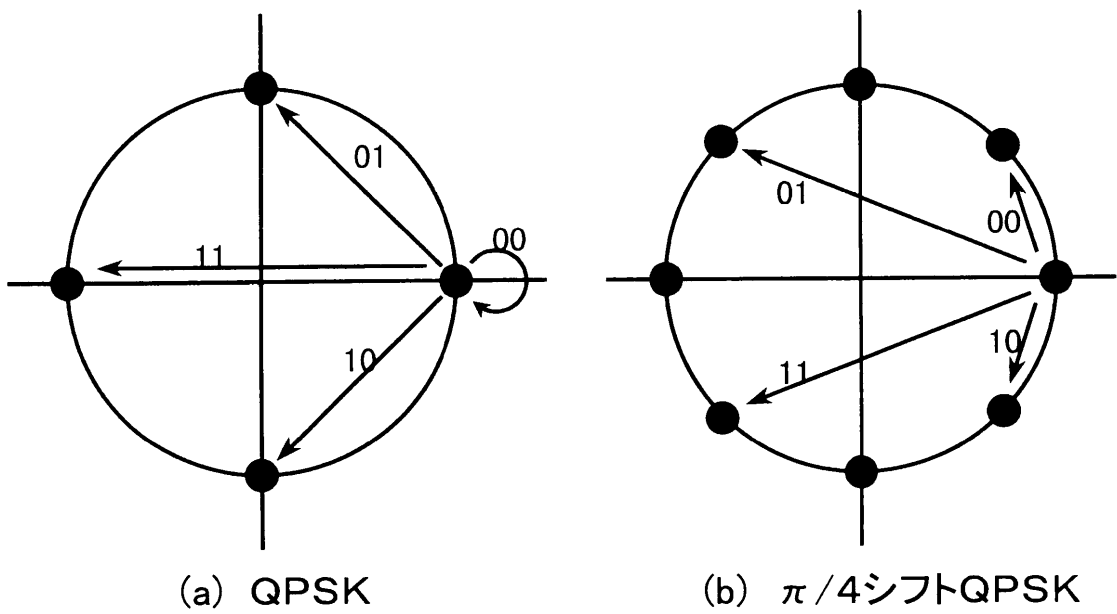


図3.1 QPSK信号のシンボル配置

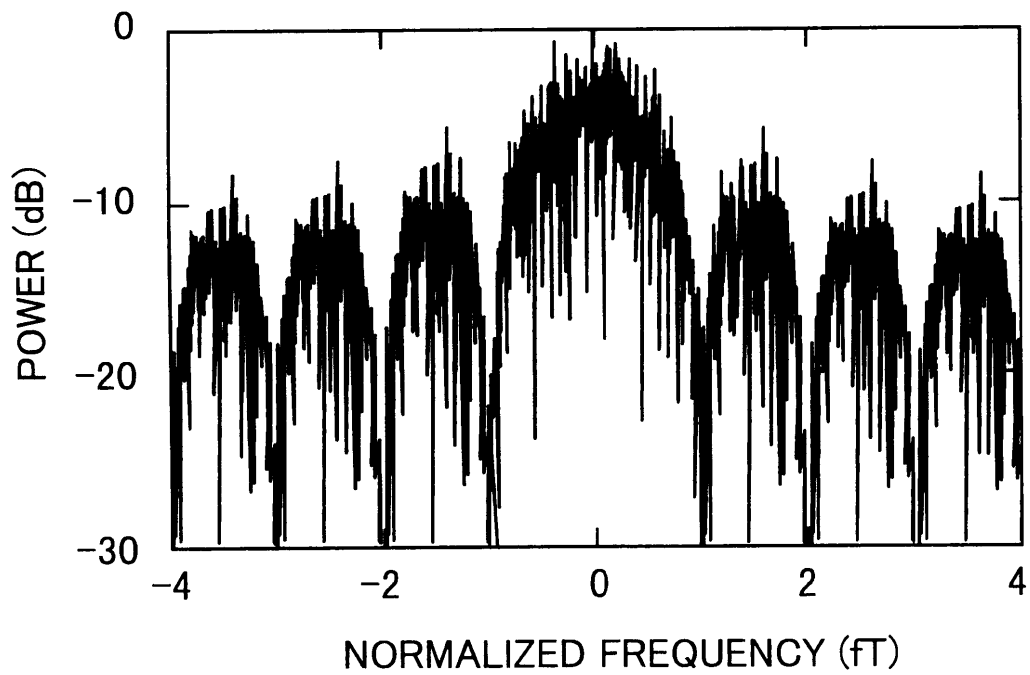
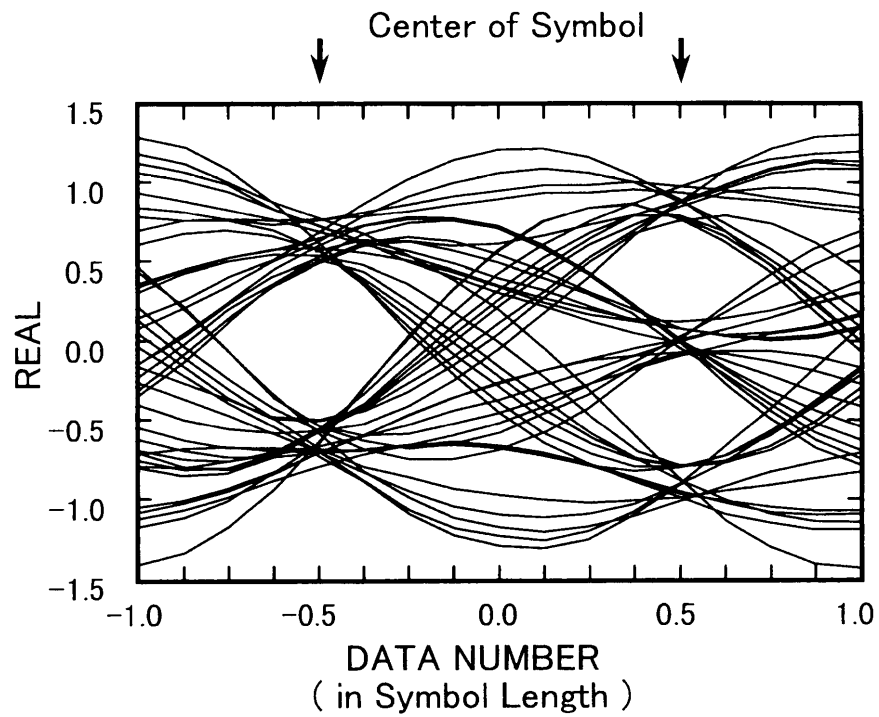
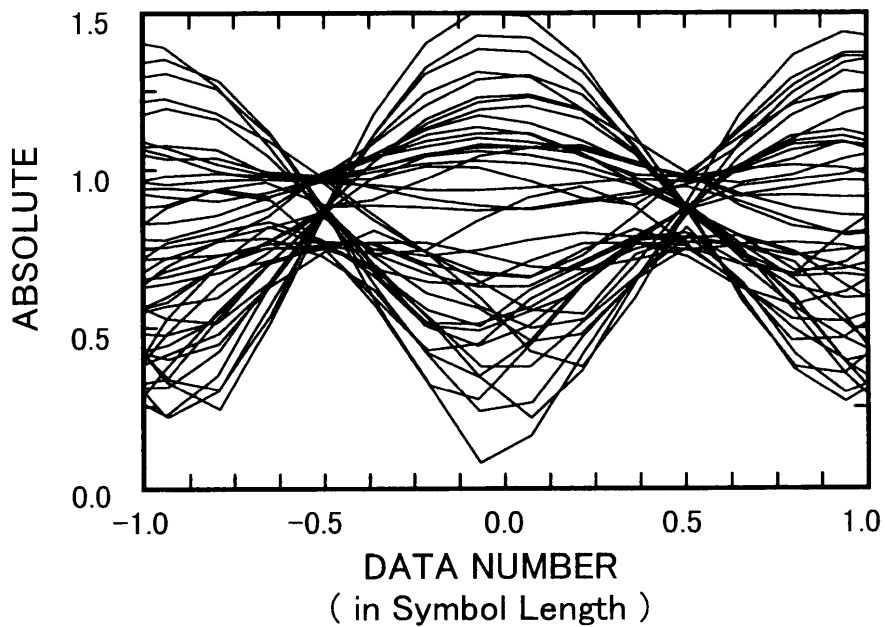


図3.2 QPSK信号のスペクトラム



(a) Eye pattern (実部)



(b) 絶対値

図3.3 帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK信号の波形  
(方形フィルタ  $BT=1$ )

### 3.2.2 符号間干渉と帯域フィルタ

図 3.4 に示すような、通過帯域 ( $\pm 1/(2T)$ ) 内で振幅特性が平坦で、位相特性が線形である理想的な低域通過フィルタについて考える。このフィルタのインパルス応答は  $\sin(\frac{\pi}{T})/(\frac{\pi}{T})$  の形で表され、インパルス列がフィルタに入力された場合、出力は各インパルスのインパルス応答の和となる。インパルス応答の零交錯は  $t = \pm nT$  ( $n$  は 0 を除く整数) のとき生じるため、入力インパルス列の周期を  $nT$  とすると、各インパルス応答波形の最大点で他の全てのインパルス応答は 0 となり符号間干渉が生じない。すなわち、フィルタのカットオフ周波数  $f_c$  が  $1/(2T)$  ならば、伝送速度  $1/T$  (ナイキストの伝送速度と呼ぶ) で符号間干渉を生じることなくデータを送ることができる[2]。

しかし、実際には図 3.4 のように急峻なカットオフ特性をもち位相特性の歪のない理想的なフィルタを実現することは不可能である。実際に用いられるフィルタは理想フィルタに近い特性を持っているが、振幅特性は通過帯域の端で緩やかに減衰し位相特性は線形になっている。仮に、フィルタの振幅特性が実関数で表わされカットオフ周波数について奇対称 (ナイキストの対称条件と呼ぶ) ならば、インパルス応答の零点は少なくとも  $\sin(\frac{\pi}{T})/(\frac{\pi}{T})$  の零点を含む。ナイキストの対称条件を満たすフィルタは無限に存在するが、その代表的な特性を図 3.5 に一点鎖線で示す。このようなフィルタは、自乗余弦ナイキストフィルタ、あるいはロールオフフィルタと呼ばれその周波数特性は次式で表わされる[2]。

$$X(\omega) = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot \left( 1 - \sin \frac{\pi(|\omega| - \omega_c)}{2\omega_\alpha} \right), & \omega_c - \omega_\alpha < |\omega| < \omega_c + \omega_\alpha \\ 0, & |\omega| > \omega_c + \omega_\alpha \\ 1, & 0 < |\omega| < \omega_c - \omega_\alpha \end{cases} \quad (3.1)$$

ここで、 $\omega_c = 2\pi f_c$  である。 $\omega_\alpha / \omega_c = \alpha$  はロールオフファクタと呼ばれ  $0 \leq \alpha \leq 1$  の値をとる。

上式はスペクトルが平坦なインパルスに対して符号間干渉を生じないための周波数特性である。しかし、実際のデータ伝送ではインパルスではなく、パルスの継続時間がパルス間隔に等しい矩形波が用いられる。その場合の電力スペクトルは  $\sin^2(\frac{\pi}{T})/(\frac{\pi}{T})^2$  であり、インパルスのように平坦ではない(図 3.5 の破線)。矩形波に対して符号間干渉を生じないようにするためには、予めスペクトルを平坦にしてから (入力電圧スペクトルに  $(\frac{\pi}{T})/\sin(\frac{\pi}{T})$  を乗じる) ナイキストフィルタを掛ける。このと



きの系全体の周波数特性は図 3.5 の実線のようにになる。以下、この特性のフィルタを矩形波用ナイキストフィルタと呼ぶ。帯域幅  $BT=1$  , ロールオフファクタ  $\alpha=0.5$  の矩形波用ナイキストフィルタで帯域制限した  $\pi/4$  シフト QPSK 変調信号のアイパターンを図 3.6(a) に、またその絶対値変動を図 3.6(b) にそれぞれ示す。シンボルの中心では符号間干渉が生じないため、波形は一点に集中している。

ナイキストフィルタを用いた場合の搬送波帯での占有帯域幅は、ロールオフファクタ  $\alpha$  に依存して  $2\omega_c$  から  $4\omega_c$  まで変化する。方形フィルタはインパルス列に対する  $\alpha=0$  のナイキストフィルタと考えることもできる。 $\alpha$  が大きくなるとカットオフ特性は緩やかになり、時間変化も緩やかになるためタイミングジッタによる影響を受けにくくなるが、占有帯域幅が広がる。通常  $\alpha=0.5$  がよく用いられる。

### 3.3 計算機シミュレーション

#### 3.3.1 シミュレーション手法と条件

次節以降で、帯域制限された  $\pi/4$  シフト QPSK 変調信号に対する CMA アダプティブアレーの動作について、計算機シミュレーションを通して検討する。ここでは、計算機シミュレーション手法およびシミュレーション条件について述べる。

搬送波をベースバンド信号で変調した信号は搬送波とほぼ同じ周波数であり、これを用いて計算機シミュレーションを行うには莫大なデータを必要とするため、今日の計算機的能力ではほぼ不可能である。そこで本研究ではデータ数が比較的少なくすむ等価低域系シミュレーションと呼ばれる手法を採用している。これは変調波の波形を複素包絡線のみで表現するものであり、データ数は送信シンボルの 16 倍程度で十分である。データ数は少ないが帯域制限の影響やクロック再生の揺らぎ等の影響も考慮することができ、通信システムを評価する際には非常に有用な手法である。ただし、複数の搬送波を用いる場合のチャンネル間干渉や、混変調、スプリアスなどの影響を考慮することは難しい。

本章ではデータ数は送信符号の 7 倍もしくは 8 倍とした。すなわち 1 シンボルを 7 個もしくは 8 個のデータで表現する。変調時の符号は PN 符号と呼ばれる擬似ランダム符号を用いた [7]。これは符号の “1” と “0” の生起確率がほぼ同じであり、なおかつ、1 シンボル以上離れると自己相関が非常に小さいという特徴をもち、通信品質の評価によく用いられる符号系列である。

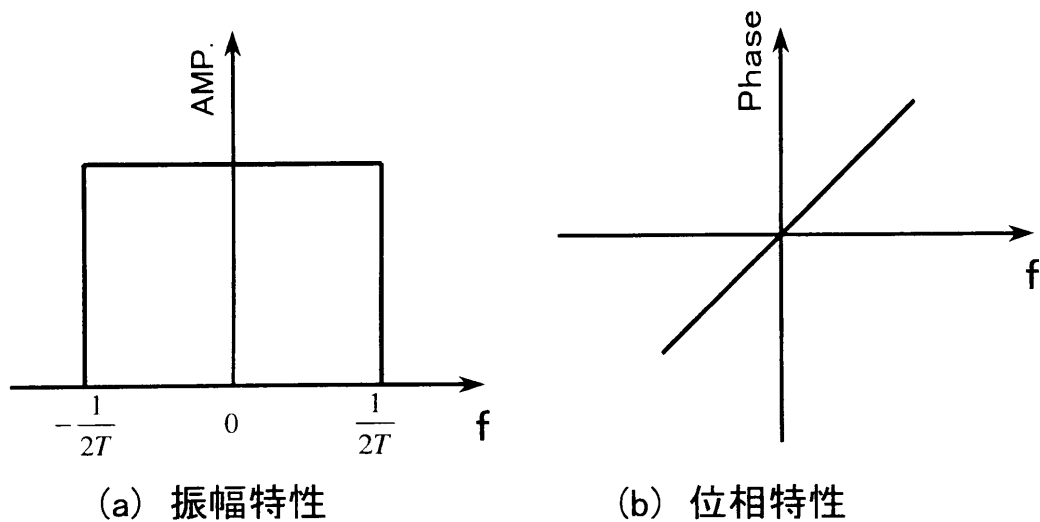


図3.4 理想フィルタの周波数特性

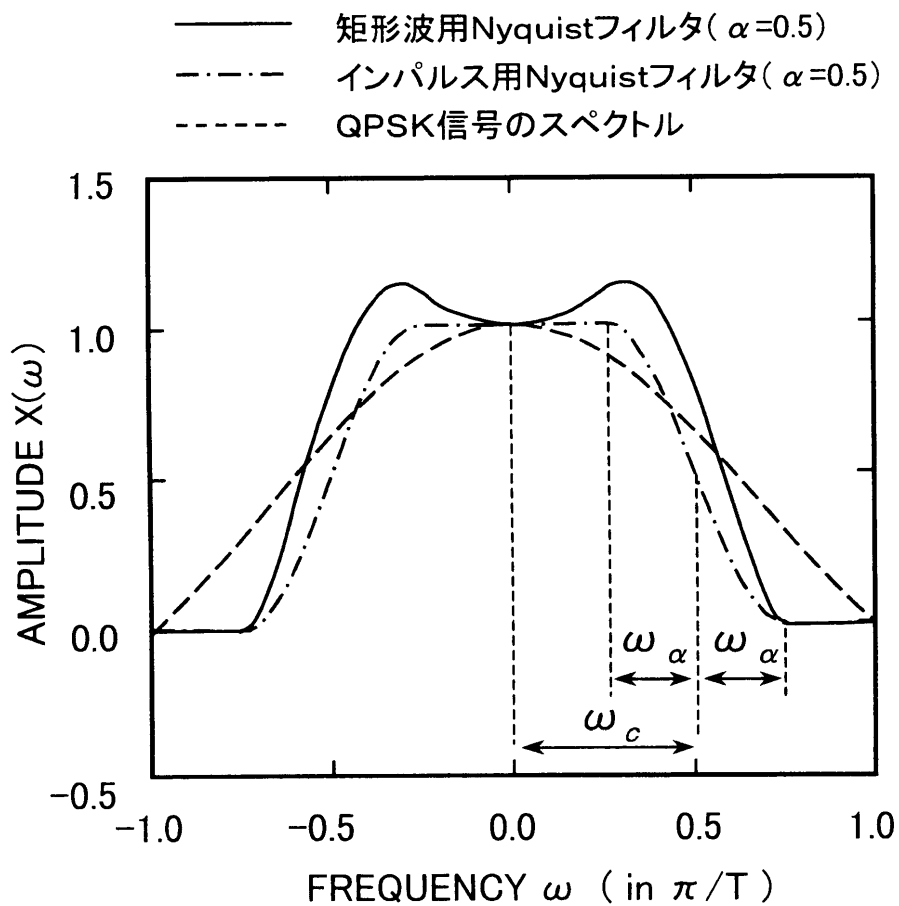
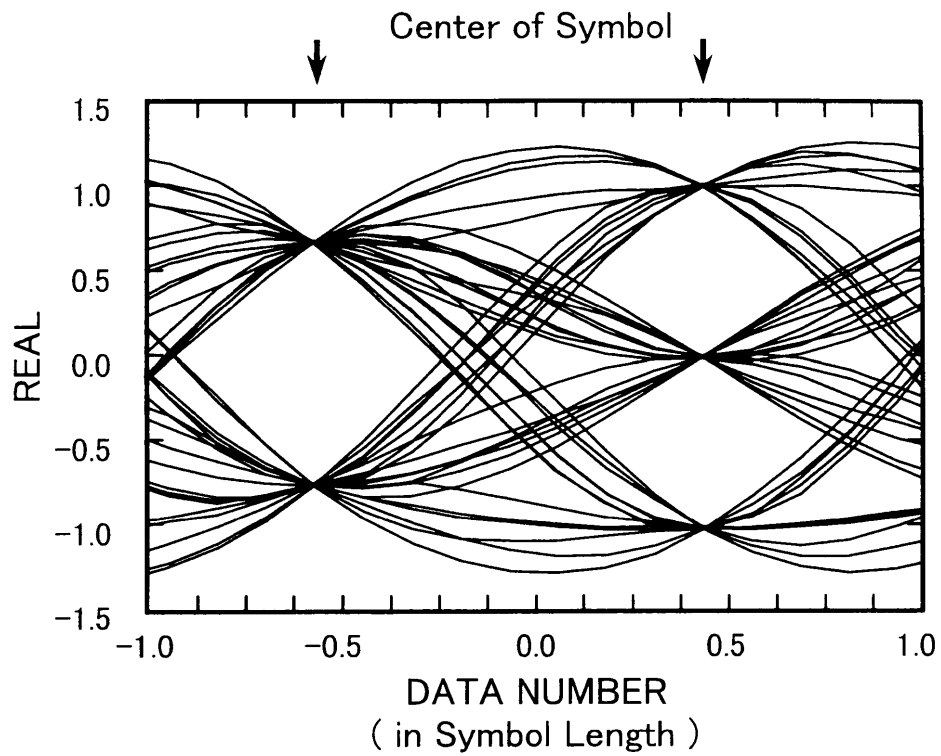
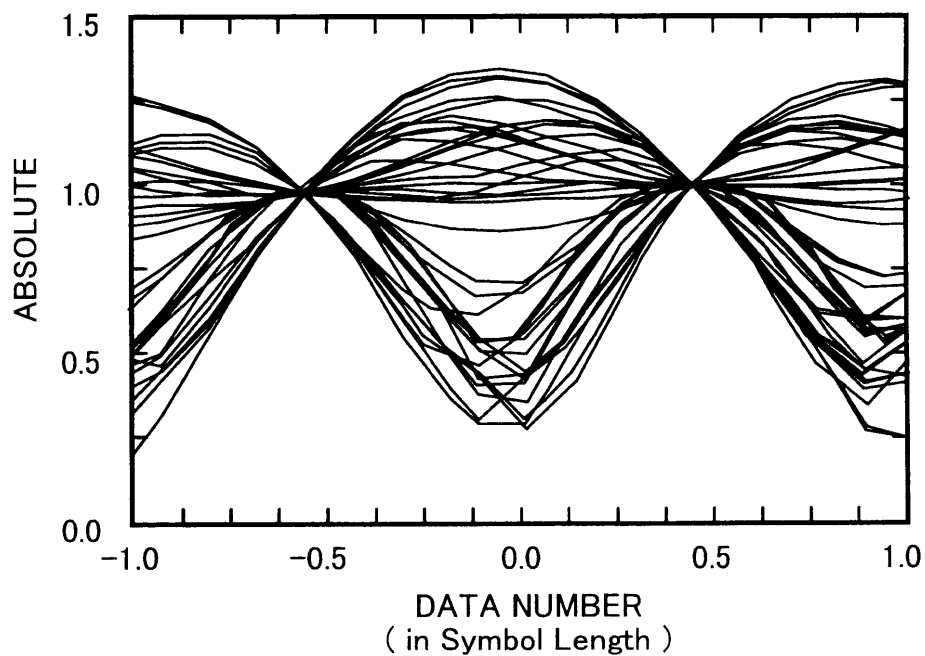


図3.5 フィルタの周波数特性



(a) Eye pattern (実部)



(b) 絶対値

図3.6 帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK信号の波形  
(矩形波用ナイキストフィルタ, 帯域幅:  $BT=1$ )

帯域制限の設定は通信システム全体の通過帯域特性として設定する。帯域幅の設定により信号電力および雑音電力が異なるが、本研究では帯域制限後の信号対雑音の電力比でSNRを定義する。また、通信システムを評価する場合の受信点の信号電力は遅延波電力も含めて定義するのが一般的である。しかし、アダプティブアレーを用いると収束後は遅延波は抑圧されるため、到来波数によって実質的なSNRが異なってしまうことになる。そこで本研究では、所望波のみの電力を用いてSNRを定義することとした。

ここでは、ウエイトの制御に用いるデータをシンボルの中心でサンプリングした場合（同期）と、シンボルタイミングとは無関係にサンプリングした場合（非同期）の2通りについて検討した。また帯域制限を行うフィルタは方形フィルタもしくはロールオフファクタ 0.5 の矩形波用ナイキストフィルタとし、帯域幅はいずれも  $BT=1$  とした。

アンテナ素子数は4とし、素子配置は1/2波長間隔のリニアアレーとした。受信点への到来波数は3波とし、その条件は表3.1に示すとおりである。式(2.11)の評価関数における振幅の拘束値 $\sigma$ は1.0とした。初期ウエイトは第1素子のみ1.0とし他はすべて0.0とした。

表 3.1 到来波の設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0
第 2 波	- 3	60	1.4
第 3 波	- 6	140	2.7

\*到来方向はリニアアレーのエンドファイヤ方向を基準とする。

### 3.3.2 収束特性

図 3.7 に、サンプルタイミングを第 1 波に同期させサンプル点をシンボルの中心とした場合の CMA アダプティブアレーの収束特性を示す。それぞれ、

- (a) 帯域制限を施さない場合
- (b) 方形フィルタを用いた場合
- (c) 矩形波用ナイキストフィルタを用いた場合

である。方形フィルタを用いると(図 3.7(b))、帯域制限を施さない場合に比べ遅延波に対する抑圧が若干弱くなっている。これは符号間干渉により、もともとの波形の包絡線に歪が生じるためである。それに比べ、矩形波用ナイキストフィルタを用いた場合(図 3.7(c))、シンボルの中心では符号間干渉が生じないため、サンプル点がシンボルの中心である限り第 1 波のサンプルデータは定包絡線性が保たれている。従って遅延波の抑圧に関しては図 3.7(a)とほぼ同程度の値が得られている。

図 3.8 にサンプルタイミングをシンボルのタイミングに対して非同期とした場合の結果を示す。ここでは 1 シンボル当たりのデータ数が 7 個であるのに対して 10 個おきのデータを用いている。図 3.8 の (a), (b) および (c) で用いているフィルタの条件は、図 3.7 の (a), (b) および (c) のそれと同じである。

サンプリングを非同期とし、なおかつ帯域制限を施した場合(図 3.8(b), (c))は所望波そのものが定包絡線性を失うため、遅延波に対する抑圧が劣化する。方形フィルタと矩形波用ナイキストフィルタでは後者の方が抑圧の劣化は少なく、20dB 以上の抑圧度が得られている。

一方、収束速度に関しては、帯域制限を施した方が収束は速い(図 3.8(a)と図 3.8(c)を比較)。これは、サンプル点における所望波と遅延波の符号が同じであっても、帯域制限を施すと“ビットの広がり”によりその前後数シンボルの組合せに従って波形が少しずつ異なり、所望波と遅延波の相関が小さくなるためと考えられる。

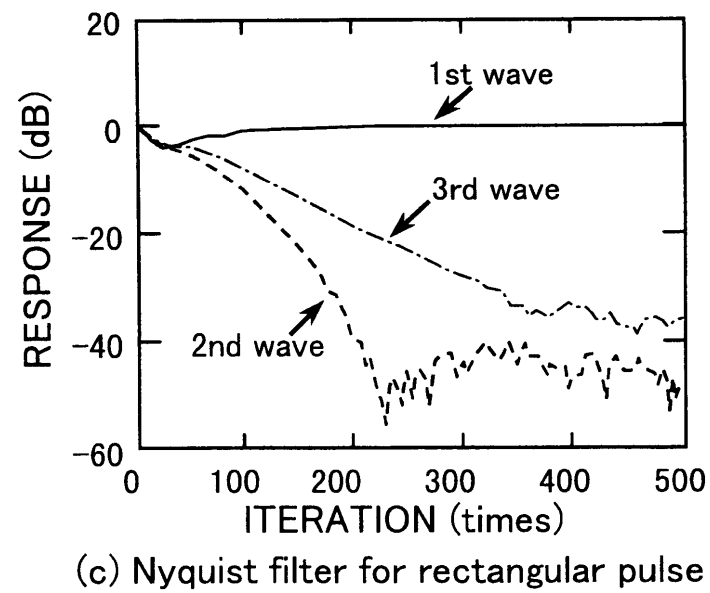
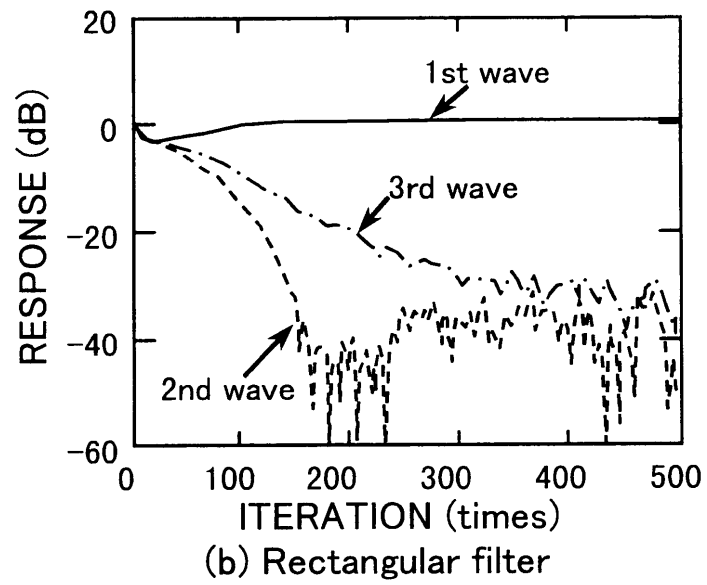
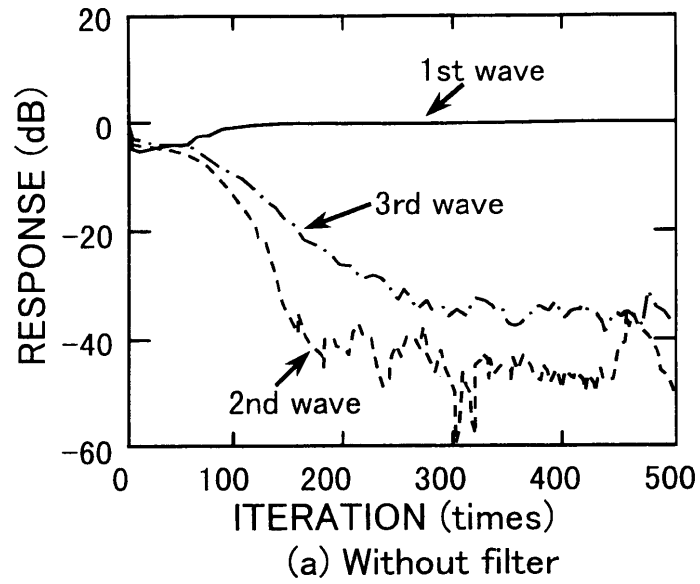


図3.7 同期サンプリングとした場合の収束特性

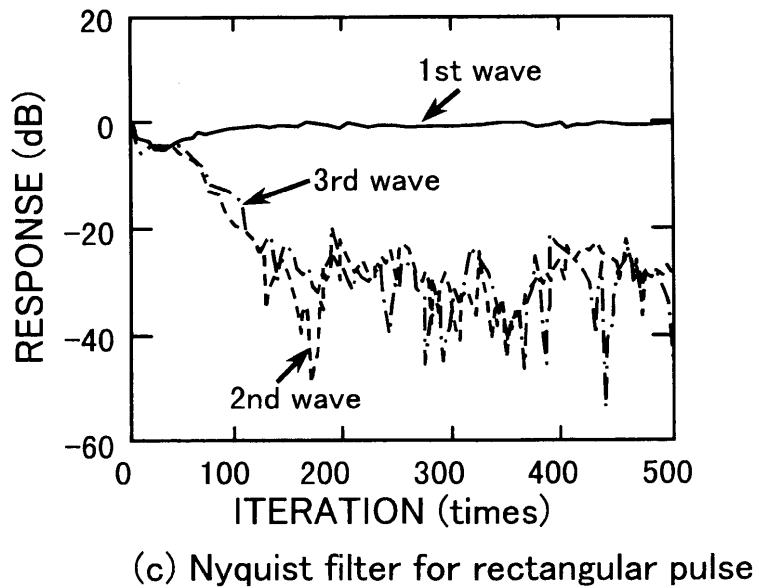
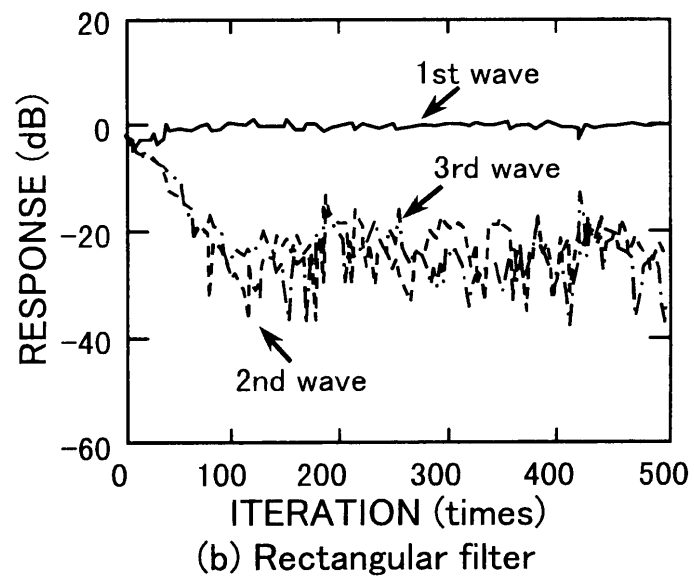
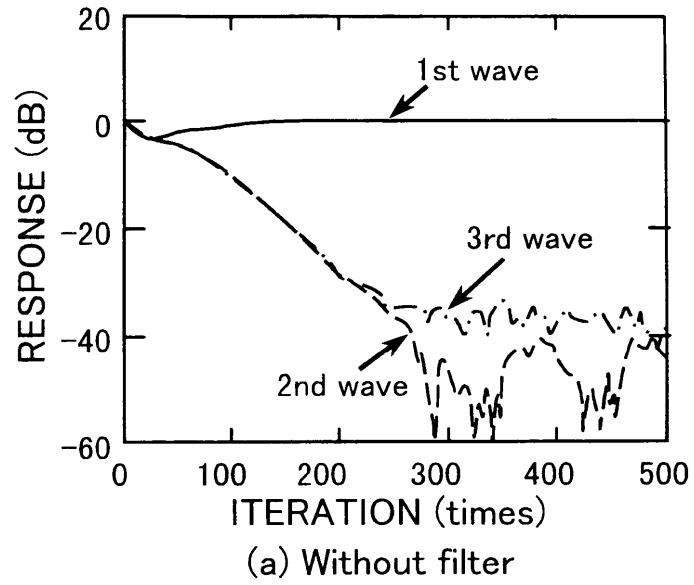


図3.8 非同期サンプリングした場合の収束特性

### 3.3.3 誤り特性

次に、伝送誤り率に対する帯域制限の影響を調べた。最初の 10000bit の間でアルゴリズムを収束させ、続く 22738bit に対して誤り率を求めた。従って検出できる最小の誤り率は  $4.39 \times 10^{-5}$  である。誤り率算出中もアルゴリズムは継続して動作しており、重み係数は逐次更新されている。尚、検波時のクロック再生は理想的とし受信データは所望波のシンボルの中心で判定するものとした。

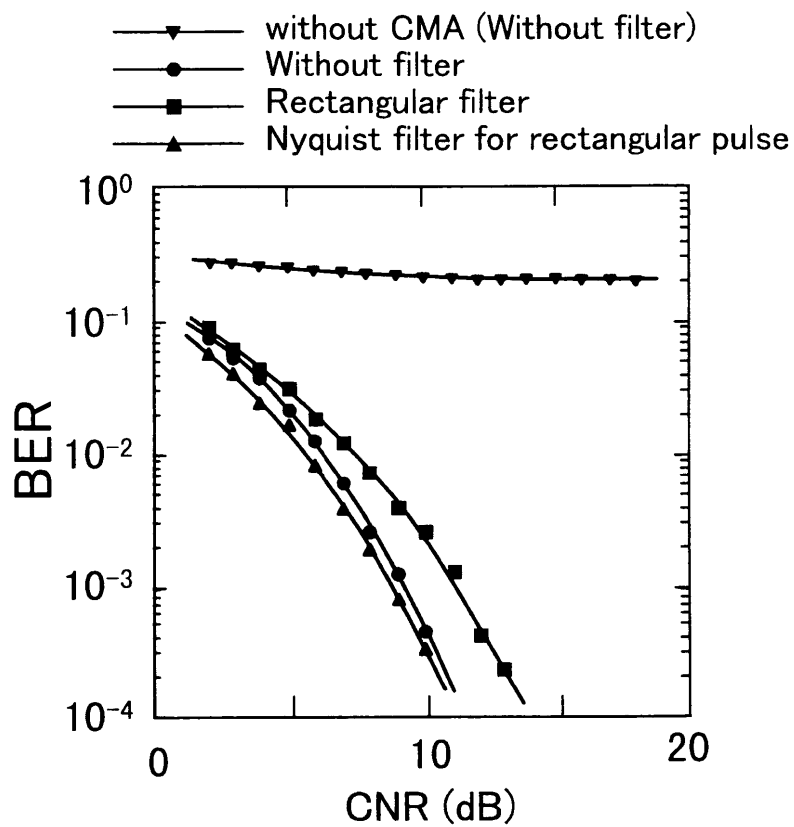
図 3.9 に CNR (Carrier to Noise power Ratio) に対する BER (Bit Error Rate) 特性を示す。(a) はサンプルタイミングを第 1 波に同期させた場合であり、(b) は非同期とした場合である。両者はほぼ同様であることから、帯域制限の有無に関わらずサンプリングをシンボルに同期させる必要はないことが分かる。また、図 3.9 の (a), (b) いずれにおいても帯域制限を施さない場合に比べ、矩形波用ナイキストフィルタを用いた方が誤りは少なくなっている。これは帯域制限することにより、通過帯域内の雑音電力が少なくなるためである。同様のことが方形フィルタを用いた場合にもいえるが、この場合は符号間干渉によりシンボルの中心において歪が生じるため、判定時の誤りが増加する。

## 3.4 まとめ

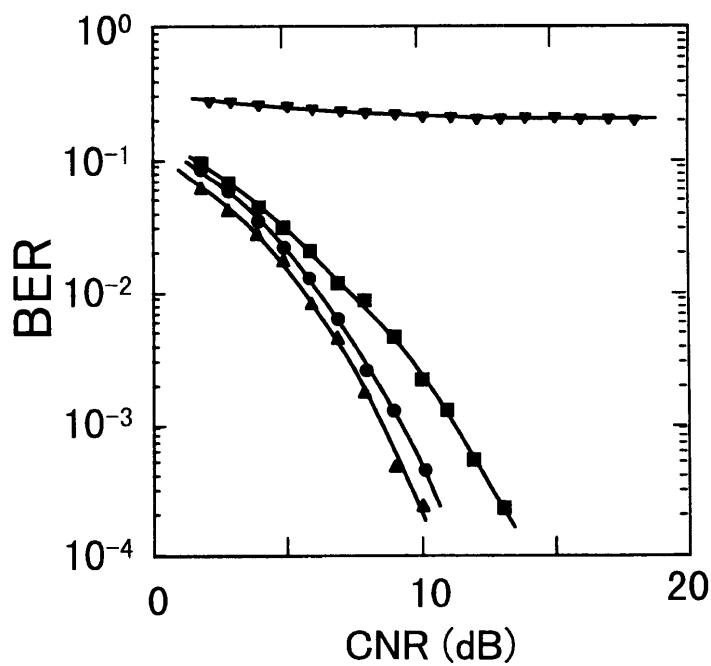
本章では帯域制限された  $\pi/4$  シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作を計算機シミュレーションにより検討した。その結果、帯域制限することにより信号そのものが定包絡線性を失うため収束後の遅延波抑圧特性は劣化するが、収束速度には影響はないことが明らかとなった。また CMA に用いるデータのサンプリングはシンボルに対して非同期とした方が収束は速いことが分かった。さらに矩形波用ナイキストフィルタを用いると、誤り率で評価する限り通信品質に対する帯域制限の影響はほとんどないことを示した。

以上のことから、 $\pi/4$  シフト QPSK 信号を用いた通信システムに CMA は十分適用可能であることが明らかとなった [8][9]。





(a) Synchronous sampling



(b) Asynchronous sampling

図3.9 CNRに対するBER特性

### 第3章の参考文献

- [1] 関清三：“デジタル変復調回路の基礎”，オーム社（昭59-8）。
- [2] V.K.Bhargava et al：“最新デジタル衛星通信”，ジャテック出版(昭61-5).
- [3] 大鐘：“都市内多重伝搬路におけるCMAアダプティブアレーの特性－GMSK信号伝送の場合”，信学技報，**CS87-80**, pp. 47-54, 1987.
- [4] 大鐘：“陸上移動通信におけるCMAアダプティブアレーの選択性フェージング補償特性”，信学論(B-II), **J73-B-II**, No.10, pp. 489-497, 1990.
- [5] M. G. Larimore and J. R. Treichler, “Data Equalization Based on the Constant Modulus Adaptive Filter”, Proc. **ICASSP** '86, pp. 949-952, 1983.
- [6] 進士昌明編：“移動通信”，丸善, 1989.
- [7] 立野，片岡，飯田 訳：“スペクトラム拡散通信方式”，ジャテック出版, 1978.
- [8] 藤元，菊間，稲垣：“帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対するCMAアダプティブアレーの動作”，電子情報通信学会論文誌，B-II，**J74-B-II**，No.9，pp.497-500，1991.
- [9] 藤元，菊間，稲垣：“帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対するCMAアダプティブアレーの動作”，1991年電子情報通信学会春季全国大会，シンポジウムSB-4-5，1991.

## 第4章 アンテナ素子指向性の影響に関する実験的検討

### 4.1 まえがき

従来の計算機シミュレーションおよび実験的検討を通して、アダプティブアレーにより複数の到来波の中から1波のみを選択的に受信できることが明らかにされている[1][2]。ただし、これまでのほとんどの検討では、アンテナ素子の指向性はすべて無指向性であり、また素子間隔はそれぞれ1/2波長もしくは1/4波長、離れているものと仮定している。

アダプティブアレーを陸上移動通信における基地局へ応用する場合はアンテナ素子の配置には空間的な余裕があるため、アンテナ素子を適切に離して設置することが可能である。また、モノポールアンテナやダイポールアンテナなどを用いることにより、アンテナ素子の指向性は水平面内において、ほぼ無指向性とすることが可能である[3]。しかし、アダプティブアレーを移動局に応用する場合、基地局の場合と異なり、アンテナ素子間隔および素子指向性に関して理想的条件に近い状態とすることは難しい場合が多い。たとえば、UHF帯や準マイクロ波帯の周波数を用いる携帯電話やPHSの場合、波長は数十cmから十数cmとなる。この場合、数個のアンテナ素子をそれぞれ1/4波長離して携帯電話の移動端末の筐体に設置することは物理的寸法上、不可能である。また、自動車にて地上波のTV放送を受信する場合のゴースト対策としてアダプティブアレーを用いる場合、地上波のTV放送の周波数は数十cmから数mにもおよび[4]、この場合もまた複数のアンテナ素子を十分な素子間隔を保ちながら、自動車の車体上に設置することは困難である。さらに、携帯電話の筐体や、自動車の車体の多くは金属で構成されているため、仮に、各アンテナ素子単体の指向性が無指向性であったとしても、筐体もしくは車体に設置された状態でのアンテナ素子の指向性は、無指向性から大きく異なるものになってしまう。

そこで、本章では、実際に自動車に設置されているアンテナ素子を例に取り、アンテナ素子の指向性が無指向性でなく、しかも十分な素子間隔を確保できない場合であっても、アダプティブアレーによって適切な指向性が形成され不要波を除去できるか実験的に検討した結果を示す。本章では、はじめに、評価実験のために開発した実験システムの概要について説明した後、実際の自動車にアダプティブ受信機を搭載し、自動車の後部窓ガラスに蒸着してあるアンテナ（以下、ガラスアンテナと呼ぶ）を用いて指向性制御を行ったときの、不要波抑圧特性について検討した結果を示す。

## 4.2 アダプティブアレー実験システムの概要

実験システムの開発に先立ち、システムの入力数(アンテナ素子数)、使用周波数、重み付けの方法などを十分に検討し決定する必要がある。これらにより装置の規模、回路製作の容易さ、さらには評価実験の容易さなどが大きく影響される。そこで、まず、入力数、使用周波数、および重み付けの方法について検討し、開発すべきハードウェアの設計仕様を決定した。以下に決定した構成、仕様およびその決定理由を述べる。

### (1) 入力数(アンテナ素子数)

入力数は多い方が指向性を制御する自由度は多くなり、より複雑な電波状況にも対応可能となるが、入力数にはほぼ比例してハードウェアの回路規模が大きくなる。従って、入力数は必要最小限とするべきである。

一般に、陸上移動通信において通信品質に大きく影響する遅延波の数は2～3波とされており、この影響を取り除くことができれば十分良好な通信品質が得られると予想される[5]。アレーアンテナで除去できる波の数は、アンテナ素子の数で決まり、素子数-1である。以上のことを考慮して入力数(アンテナ素子数)は4とした。

### (2) 使用周波数

実際の到来波状況におけるアダプティブアレーの有効性を検討するためには、屋外実験による評価が不可欠である。ここでは、現在運用中の準マイクロ波帯あるいはUHF帯の無線設備(自動車電話、MCA、アマチュア無線、TV放送など)から放射されている電波を、アダプティブアレーの基礎的な実験に利用することとした。ここでは特に、

- ・CMAを適用する際の前提である「定包絡線変調方式」であること。
- ・常時送信されていること(定常的に様々な実験を行うには常時送信されていることが望ましい)

を考慮して、TV放送の音声信号を利用することとした。

### (3) 重み付けの方法

重み付けの方法は大きく分けて次の2つの方法がある。

(a)DBF 方式 (図 4.1 (a)参照)

各アンテナ素子で受信した信号を周波数変換器によりそれぞれ A/D 変換可能な周波数に変換し, A/D 変換器でデジタル信号に変換した後, 重み付け, 合成などの信号処理をすべて CPU 内でデジタル的に行う.

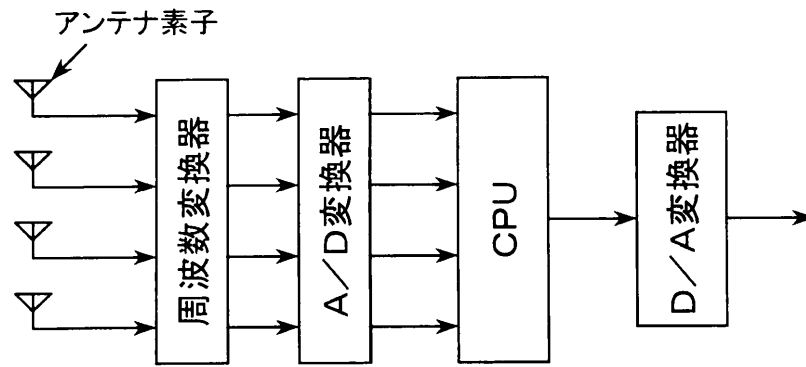
(b)ハイブリッド方式(図 4.1 (b) 参照)

各アンテナで受信した信号に対してアナログ的に重み付けを行い合成して出力とする. ただし, CMA に基づく重みの制御は非線形制御であることから, アルゴリズムの実行は DBF 方式と同様 CPU 内でデジタル的に行う. CPU は D/A 変換器を介してアナログ信号で重み係数を制御する.

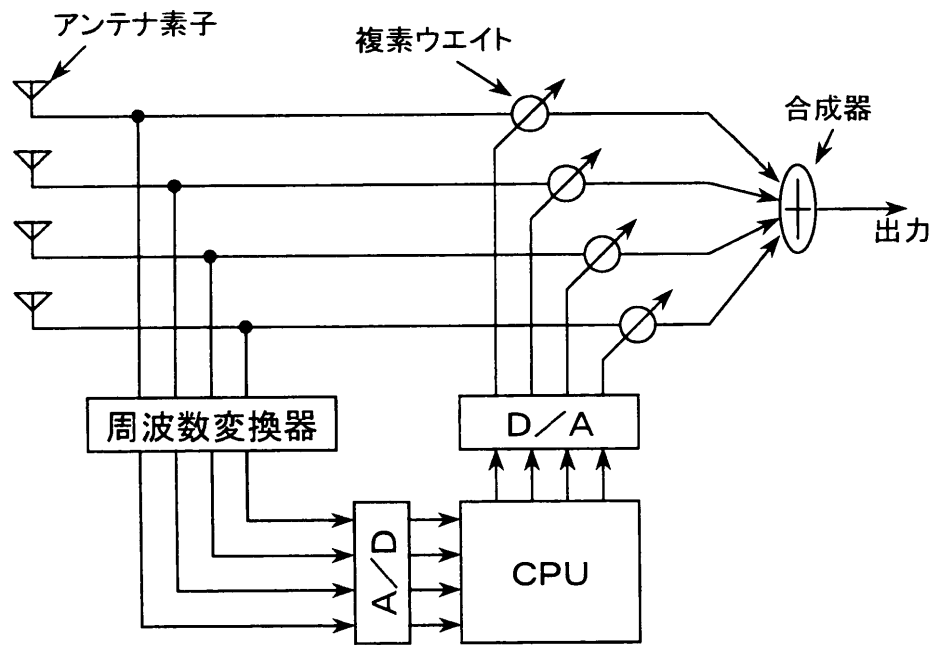
上記 2 つの重み付けの方法を比較すると, 必要な CPU の処理能力が大きく異なる. DBF 方式で重み付けを行うならば DSP (Digital Signal Processor) など高速に演算を行える CPU を使用しなければならない. しかし, ハイブリッド方式であれば DBF 方式ほど大きな処理能力は必要なく, パーソナルコンピュータ程度の処理能力でも基礎的な実験は可能である. 今回の実験の主目的は, 実際のアンテナ素子の指向性の影響, および素子間隔の影響を検討することであり, これらはハイブリッド方式で十分検討できる. 従って, 実験用ハードウェアの信号処理はハイブリッド方式で行うこととした.

開発した実験用ハードウェアの諸元を表 4.1 に, また外観および構成を図 4.2 および図 4.3 に, それぞれ示す. 本装置は大きく分けて,

- 1) アンテナ素子で受信した信号を I F 周波数に変換する「第 1 周波数変換部」
  - 2) 複素的な重み付けを行う「ウエイト部」
  - 3) 重み付けされた信号を合成した後, 入力と同じ周波数に変換する「合成部」
  - 4) 第 1 周波数変換部の出力をベースバンドに変換する「第 2 周波数変換部」
  - 5) 第 1 および第 2 周波数変換部の局部信号を発生する「局部発振部」
  - 6) 第 2 周波数変換部の出力を用いて, 重み係数を決定する「ウエイト制御部」
- より構成される.



(a)DBF方式



(b)ハイブリッド方式

図4.1 ハードウェアによるアダプティブアレーの実現方法

表 4.1 アダプティブ実験システムの諸元

入力数	4 (アンテナ 4 素子分)
入力周波数	100~700(MHz)
I F 周波数	57(MHz)
ベースバンド周波数	140(kHz)±110(kHz)
入力レベル範囲	-70(dBm)~-35(dBm)
重み付けのダイナミックレンジ	40(dB)
ベースバンド出力範囲	± 5 V

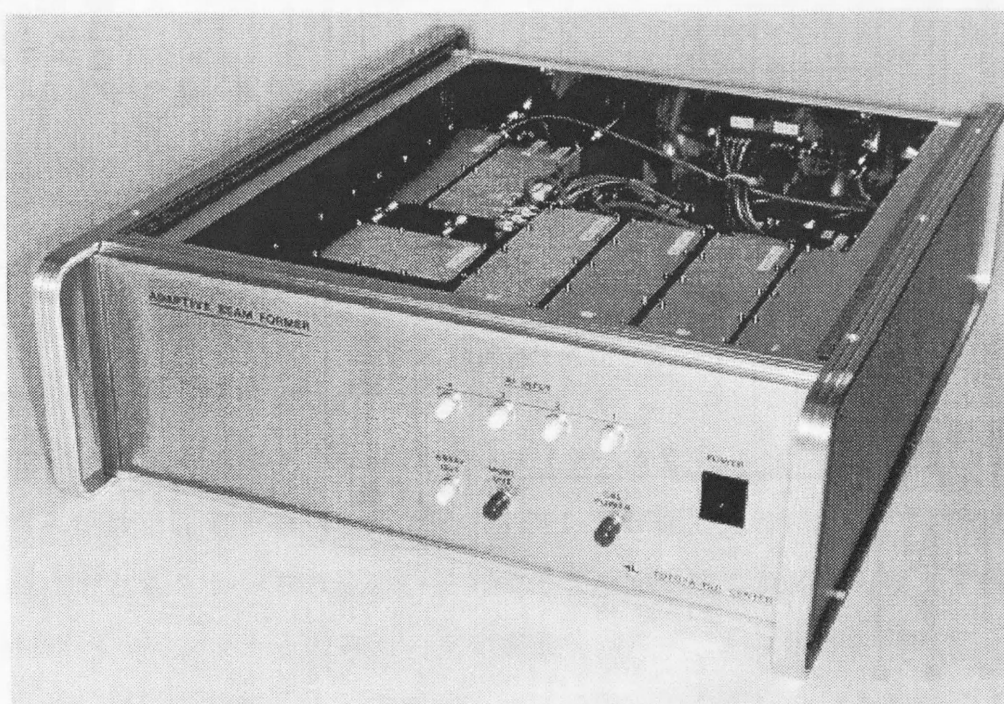
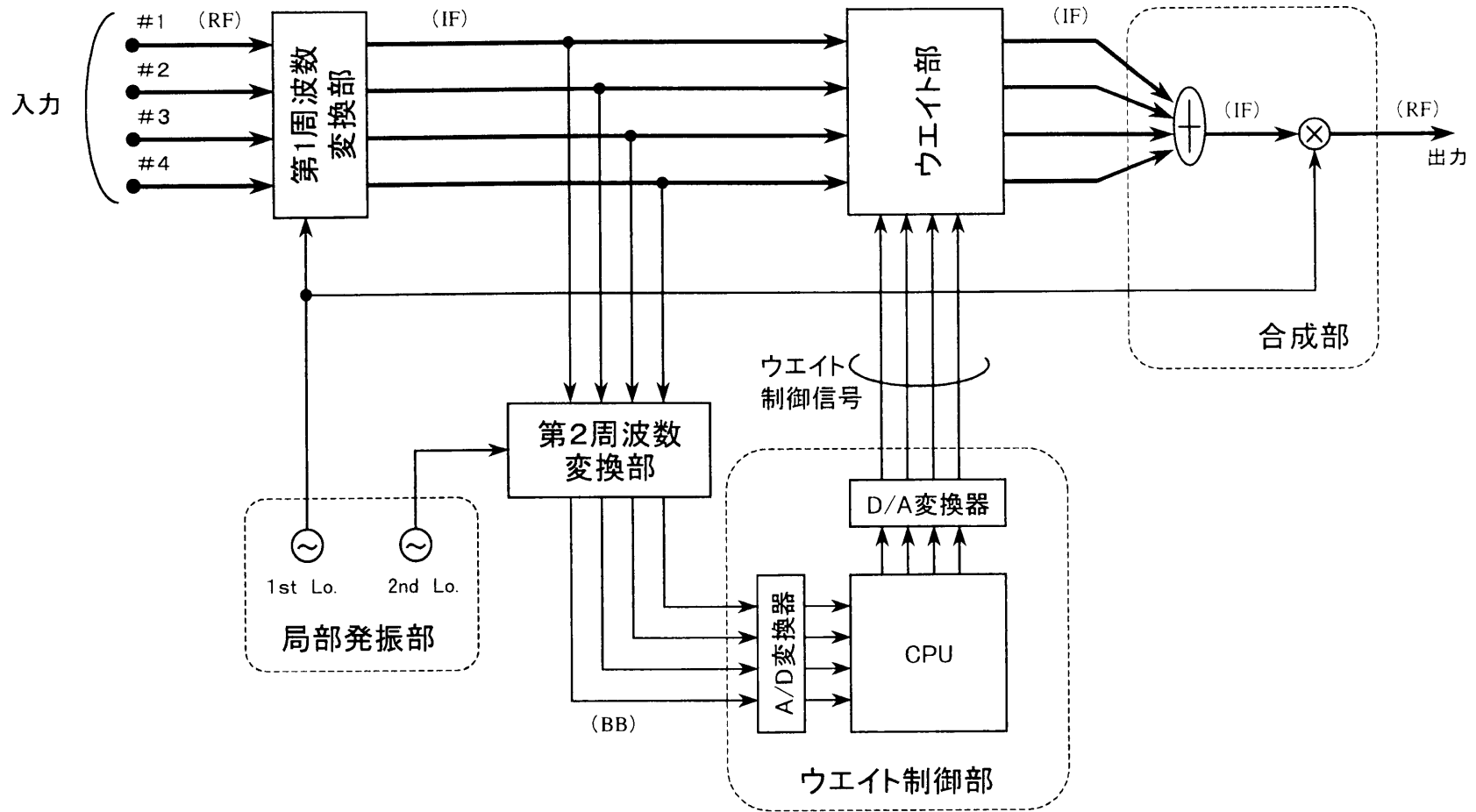


図 4.2 開発したアダプティブ受信システムの外観



太線は帯域幅6MHzの信号経路を表す。  
 RF: 100MHz~700MHz  
 IF: 57MHz  
 BB: 140kHz

図4.3 開発したアダプティブ受信システムの構成



### 4.3 実験方法および測定系

前節で述べた実験システムを用い、自動車に搭載されている状態での遅延波抑圧能力について実験的に検討した。ここでは、実験方法、測定系および実験条件を示す。

#### 4.3.1 実車を用いた実験方法

電波暗室内において図 4.4 に示す実験系を構成し、

- ①ガラスアンテナの素子単体の指向性
- ②ガラスアンテナを用いてアダプティブ受信を行ったときの指向性（以下、合成指向性と呼ぶ）

を測定した。以下にそれぞれの測定手順を示す。

##### ①素子指向性の測定

- 1)送信用ログペリアンテナ 1 のみから無変調波を放射し、ガラスアンテナで受信した信号をアダプティブ受信機に入力する。
- 2)測定すべきアンテナ素子に対応したアダプティブ受信機の重み係数を 1.0 とし、他をすべて 0.0 とする。
- 3)ターンテーブルを回転させ、1 素子で受信した場合の受信レベルの変化を測定することで素子単体の指向性を求める。

##### ②合成指向性の測定

- 1)信号発生器 (Signal Generator) で発生させた FM 変調信号をフェージングシミュレータを介して 2 つのログペリアンテナから放射し、2 つの波が異なる方向から同時に到来している電波状況を作る。
- 2)CMA に基づくアダプティブアルゴリズムを動作させ、重み係数が収束した後、重み係数を固定する。アダプティブアレーが期待通りに動作していれば、この時点でどちらか一方の波の到来方向にヌルが形成されているはずである。
- 3)ログペリアンテナ 1 のみから無変調波を放射し、重み係数を固定したままターンテーブルを回転させ、アダプティブ受信時の合成指向性を測定する。

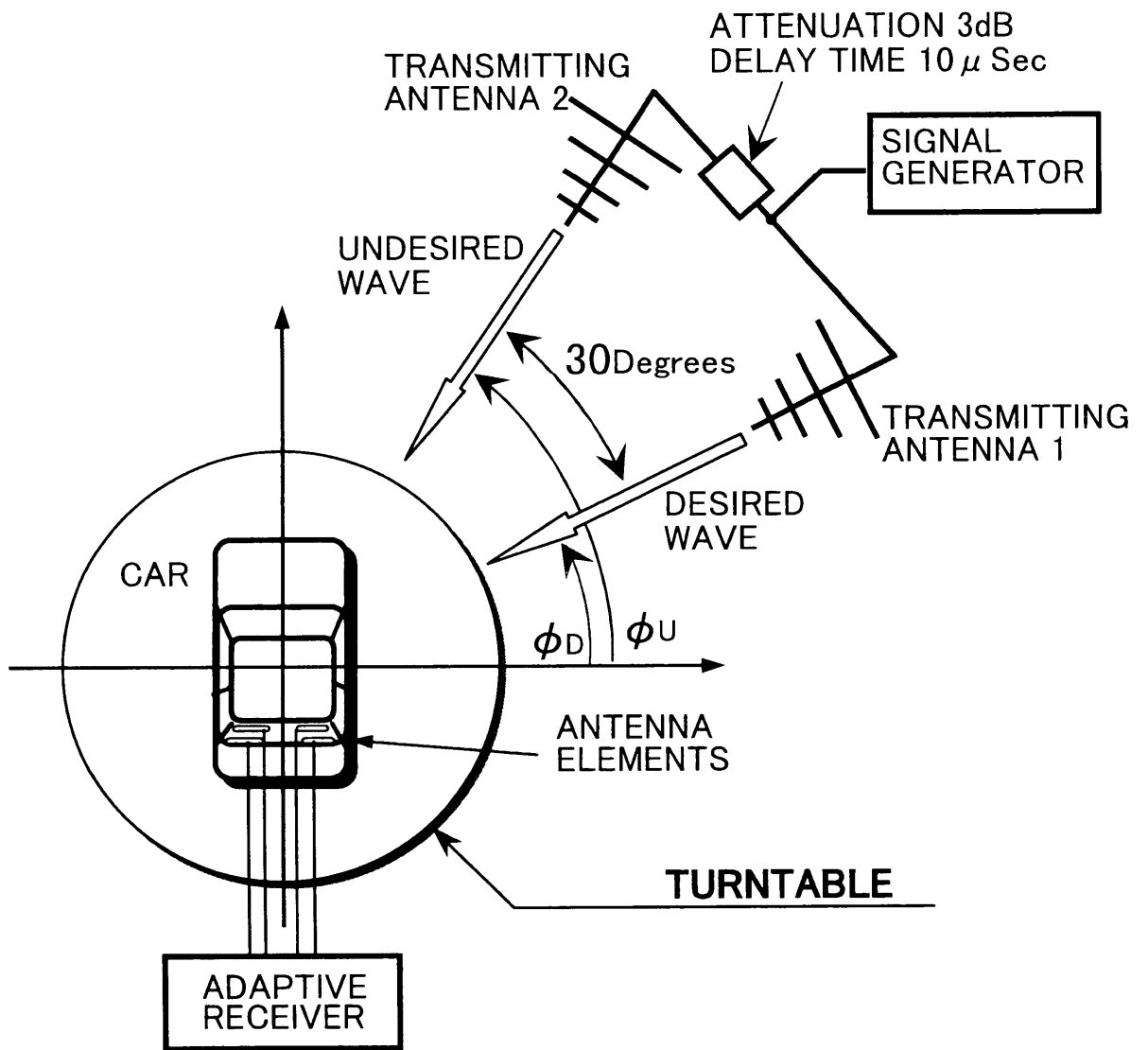


図4.4 実車を用いた実験システムの構成

### 4.3.2 実験条件

送信用の2つのログペリアンテナは、ターンテーブルの中心からの距離 13m、高さ 2 mの位置に設置した。偏波は水平偏波である。また方位角の差はターンテーブルの中心からみて 30°の間隔、すなわち2つの波の到来方向差は 30°とした。本来なら到来方向の角度差も変えて測定するべきであるが、電波暗室内の空間的制約により今回は 30°で一定とした。

到来波の強度はログペリアンテナ1から放射した電波をD波(Desired wave)とし、これに比べログペリアンテナ2から放射するU波(Undesired wave)の強度が3 dB弱くなるように設定した。すなわち到来波のDUR(Desired to Undesired Ratio)は3 dBである。

周波数は100MHz, 200MHz および 600MHz の3周波について行った。信号発生器で発生させるFM変調波の帯域幅は100kHzとした。また2つのアンテナから放射する場合は、フェージングシミュレータで  $10\mu\text{s}$  の遅延差を与えた。この値は素子指向性が無指向性であればアダプティブ受信機が確実に動作する遅延差である。通常、屋外で観測される多重波の遅延差は、数 $\mu\text{s}$ 以下と考えられ[5]、遅延差が大きい方がアダプティブアレーにとって有利となる。今回の実験の主目的は、ガラスアンテナを用いて指向性合成が可能であることを明確にすることであるため、素子指向性の影響による特性の劣化がなければ良好に動作するよう十分に長い遅延差を与えた。

以上述べた実験の条件を、表 4.2 にまとめて示す。

表 4.2 実験条件

実験周波数	100MHz, 200MHz, 600MHz
信号帯域幅	100 kHz
到来波数	2 波
到来波のDUR	3 dB
遅延時間差	10 $\mu\text{s}$
到来方向の角度差	30 deg
電波の到来方向	45 deg ステップ, 8 方向

### 4.3.3 車載アンテナの構成およびアンテナ素子の指向性

実験に用いたガラスアンテナの構成を図 4.5 に示す。図 4.5(b)は自動車の車室内側からみた図である。素子の大部分は曇り防止用デフォグと共有となっている。給電点は左右に2つずつ設置されており計4カ所である。以下、図 4.5(b)に示すように、右上素子、右下素子、左上素子、左下素子と呼ぶことにする。

給電点は表 4.3 に示すようにそれぞれ 20cm~135cm(波長比に換算して 0.06~2.70  $\lambda$ ) 離れている。しかし、実際にはアンテナ素子そのものを共用しているため、十分な素子間隔とはいえない。

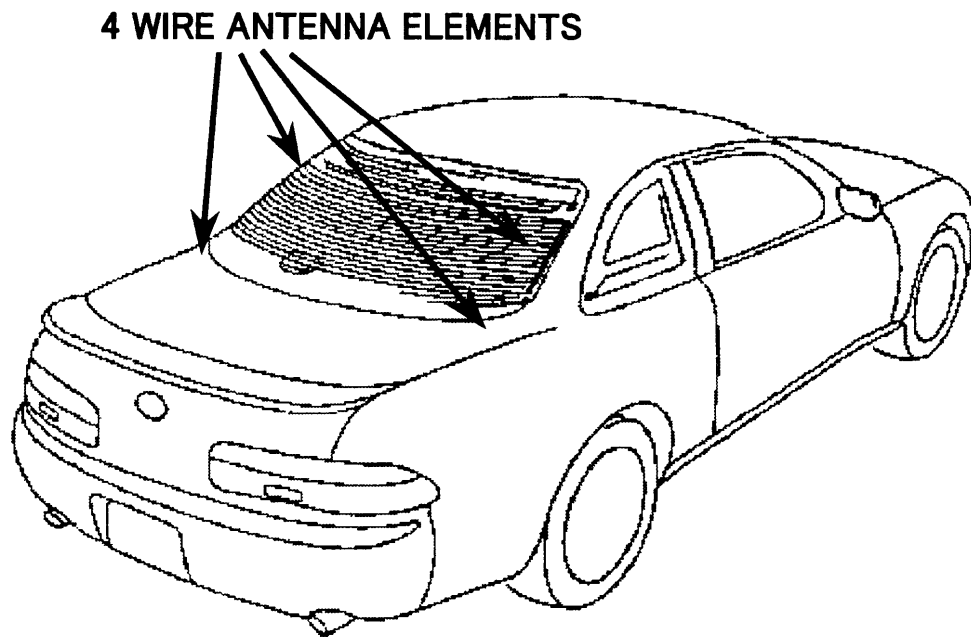
200MHz におけるガラスアンテナの素子指向性を図 4.6 に示す。利得についてはダイポールアンテナによる受信レベルを基準として絶対値を算出している(外枠が +10dBi)。図中の 0° 方向が車両の前方面面である。アンテナ素子単体の指向性は素子毎に大きく異なり、いくつかのヌル点を持つことが分かる。

また、素子指向性の周波数による違いを、右上素子を例に図 4.7 に示す。周波数が高いほど素子指向性の歪みが大きく、より多くのヌル点を持つことが分かる。

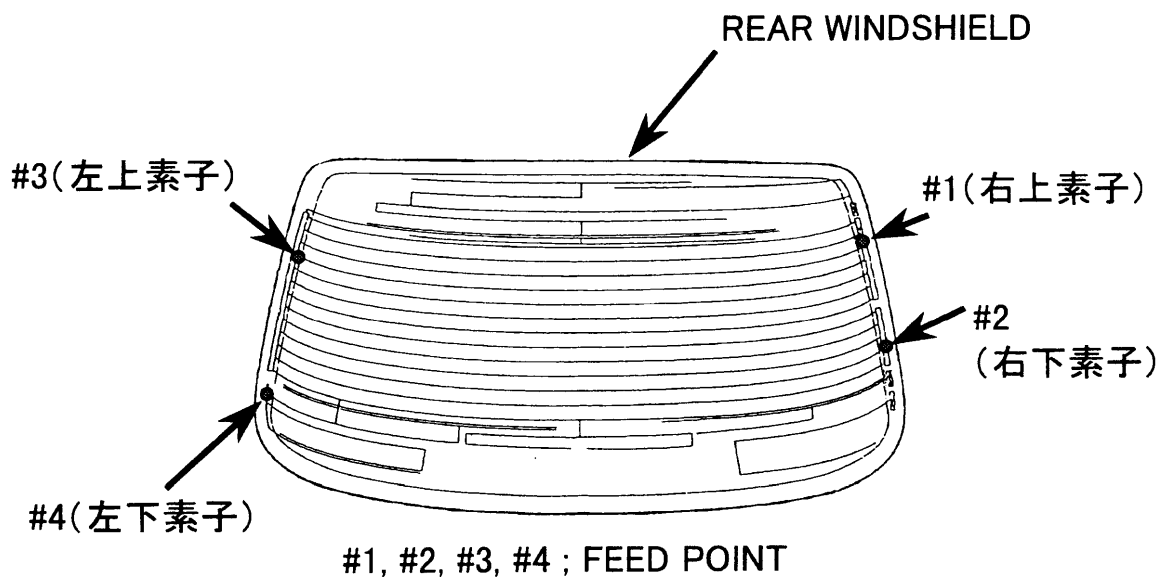
表 4.3 給電点の間隔

アンテナ素子	実寸	100 MHz	200 MHz	600 MHz
右上-右下間	20 cm	0.06 $\lambda$	0.13 $\lambda$	0.40 $\lambda$
左上-左下間	35 cm	0.12 $\lambda$	0.23 $\lambda$	0.70 $\lambda$
右上-左上間	120 cm	0.40 $\lambda$	0.80 $\lambda$	2.40 $\lambda$
右下-左下間	135 cm	0.45 $\lambda$	0.90 $\lambda$	2.70 $\lambda$

注)  $\lambda$  : 波長



(a) 車載アンテナの搭載位置



(b) 車載アンテナの形状

図4.5 実験に使用した車載アンテナ

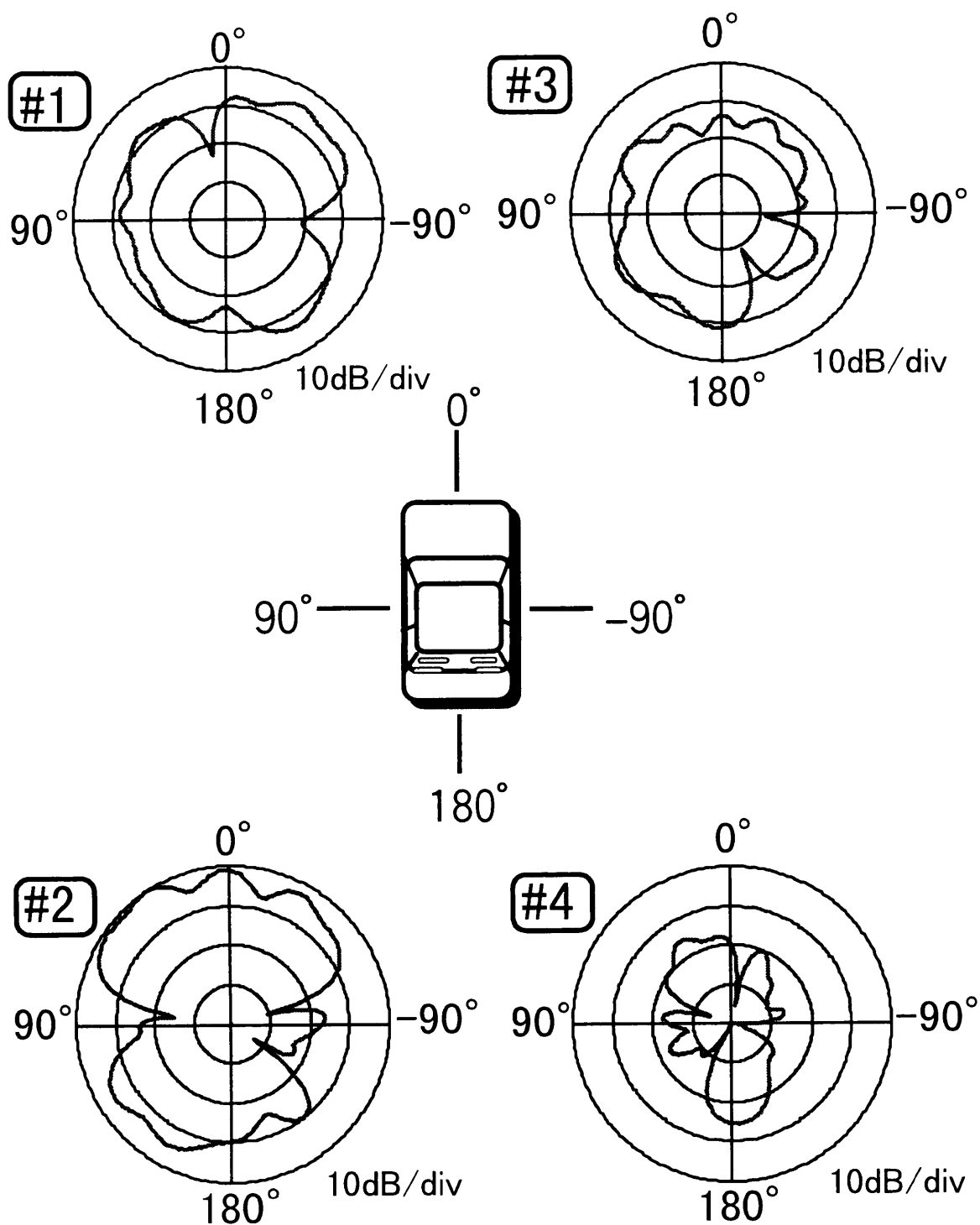


図4.6 アンテナ素子の指向性  
(水平面指向性, 200MHz)

## 4.4 実験結果

### 4.4.1 車載アンテナ使用時の合成指向性

200MHz における合成指向性を図 4.8 に示す。素子指向性の場合と同様、 $0^\circ$  方向が車両の前方正面である。また図中に D 波の到来方向  $\phi_D$  と U 波の到来方向  $\phi_U$  を、それぞれ矢印で示す。図 4.8 より、電波の到来方向に関わらず、U 波の到来方向にヌルが形成されていることが分かる。

また、周波数による合成指向性の違いを、図 4.9 および図 4.10 に、それぞれ示す。図 4.9 は D 波と U 波の到来方向を  $\phi_D = 15 \text{ deg}$ ,  $\phi_U = -15 \text{ deg}$  とした場合であり、図 4.10 は  $\phi_D = -105 \text{ deg}$ ,  $\phi_U = -75 \text{ deg}$  とした場合である。図 4.9 および図 4.10 より、いずれの周波数においても D 波か U 波のいずれかの到来方向にヌルが形成されて、片方の到来波のみを受信できていることが分かる。

D 波を捕らえるか、あるいは U 波を捕らえるかはアダプティブアルゴリズムを動作させる前の初期指向性により決まる。ここでは重み係数を右上素子のみ 1.0 とし他をすべて 0.0 としているため、どちらの波を捕らえるかは右上素子の指向性により左右される。ただし、実験で想定している電波環境では、D 波と U 波は同一の波源から放射され、遅延差のみが異なると仮定している。従って、どちらの到来波を捕らえても他方が強く抑圧されていればよい。すなわち到来波の強度比（ここでは 3 dB としている）よりも合成後の DUR の絶対値が大きければ通信品質は改善されることになる。そこで、次にアダプティブアレーで受信した場合の DUR について検討する。

### 4.4.2 DUR改善効果

合成指向性および到来波の強度から算出した出力 DUR の絶対値を、測定周波数をパラメータとして図 4.11(a) に示す。図の横軸は D 波と U 波の中間の方向を示している。たとえば、横軸が  $-90 \text{ deg}$  の場合は、D 波は  $-105 \text{ deg}$ , U 波は  $-75 \text{ deg}$  方向から到来していることを示している。また、比較のためにダイバーシティ受信時（アンテナ切替）の  $|DUR|$  を図 4.11(b) に示す。図 4.11(b) より、ダイバーシティ受信時の  $|DUR|$  は到来波の強度比 (3dB) よりも小さくなってしまう場合があることが分かる。これは、ダイバーシティ受信時の  $|DUR|$  は選択されたアンテナ素子の指向性と、電波の到来方向および強度から決まるためであり、アンテナ素子によっては、D 波に対する利得よりも U 波に対する利得の方が大きくなってしまうためである。

一方、アダプティブアレーを用いた場合は、周波数、到来方向に関わらず、最低で

も 12dB, 平均して 20dB 程度の |DUR| が確保できていることが分かる。素子間隔が  $\lambda/2$  と十分に広く, 全ての素子が無指向性である場合には, 30dB 程度の |DUR| となることが, 事前に実施したハードウェアシミュレーションにより明らかとなっている。しかし今回の実験により, ガラスアンテナを用いた場合には |DUR| は平均して 20dB 程度となり DUR 改善効果が 10dB 程度減少することが分かった。ただし, 20dB 程度の |DUR| が得られれば, 陸上移動通信における通信品質は大きく改善されるものと考えられる。また, 12dB 程度になってしまう場合, 通信品質の低下は避けられないものの, 同期はずれなど通信品質を著しく劣化させる要因は除去できるものと考えられる。以上の結果はダイバーシティに比べ, アダプティブアレーの方が, DUR の改善に関して効果が大きいことを示している。

#### 4.5 まとめ

陸上移動通信における移動局用アダプティブアレーのアンテナ素子として, 自動車の後部ガラスに組み込まれたアンテナ(4 素子)を例にとり, 電波環境に応じた指向性合成が可能であるか, 到来波 2 波の電波環境で実験的に検討した。その結果,

- 1) 2 つの到来波のうち, どちらか片方の到来方向にヌルを形成することが可能である。
- 2) 合成後の |DUR| は平均して 20dB 程度となり, 無指向性のアンテナを用いた場合に比べ 10dB 程度低下する。

などのことが明らかとなった。20dB 程度の |DUR| が得られれば通信品質の劣化はかなり改善できるものと考えられる。また, |DUR| が 12dB 程度まで低下する場合もあるが, その場合, 遅延波の影響は残るものの, 同期はずれなど通信品質を大きく劣化させる要因は除去できるものと考えられる。以上のことから, 素子指向性が大きく歪んでおり, なおかつ素子間隔が狭いアンテナであっても, アダプティブアレーにより電波の到来状況に合わせた指向性合成が可能であることが確認できた。



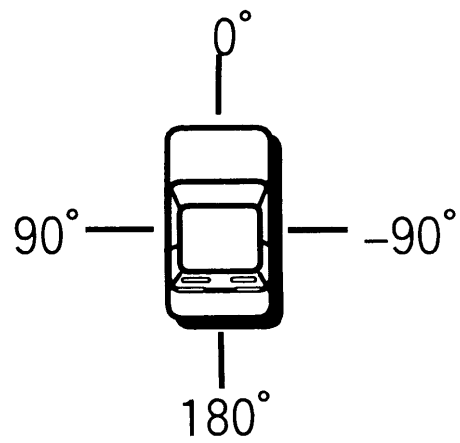
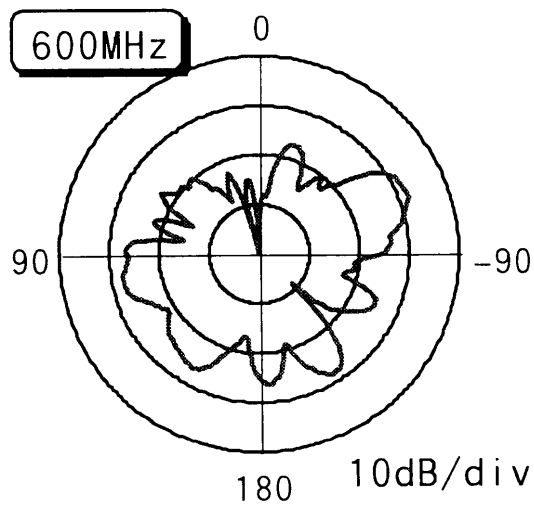
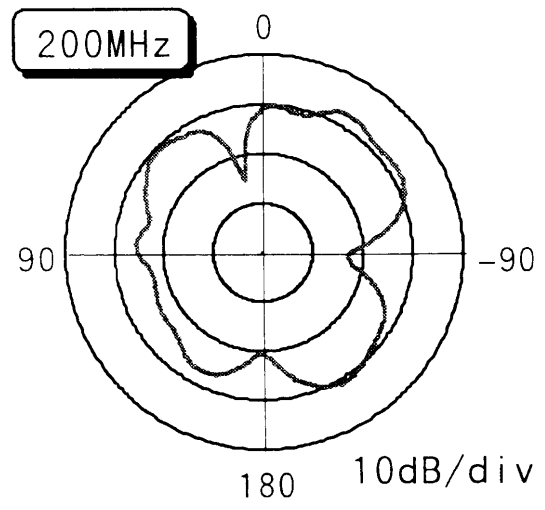
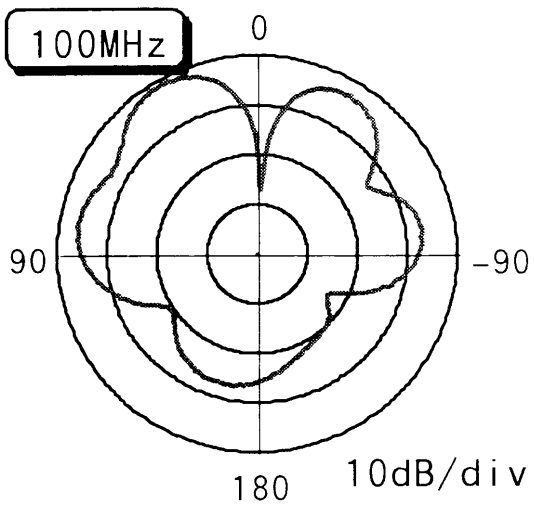


図4.7 周波数による素子指向性の違い

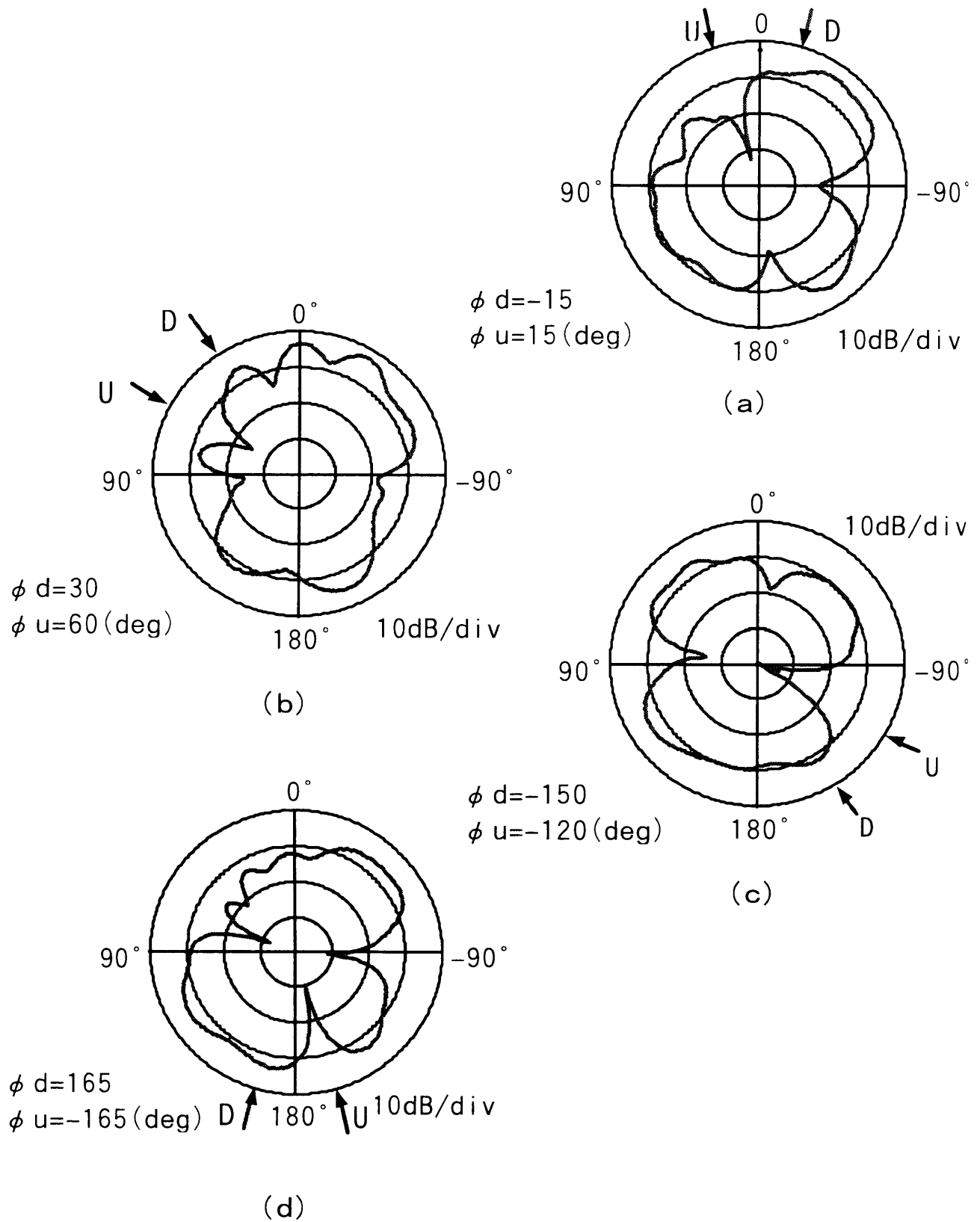


図4.8 収束後の指向性(200MHz)

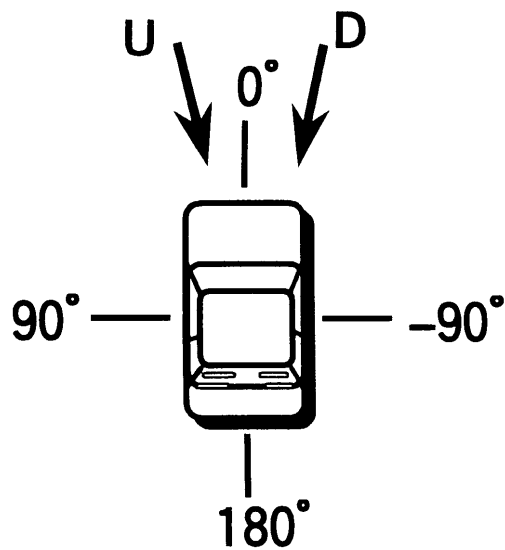
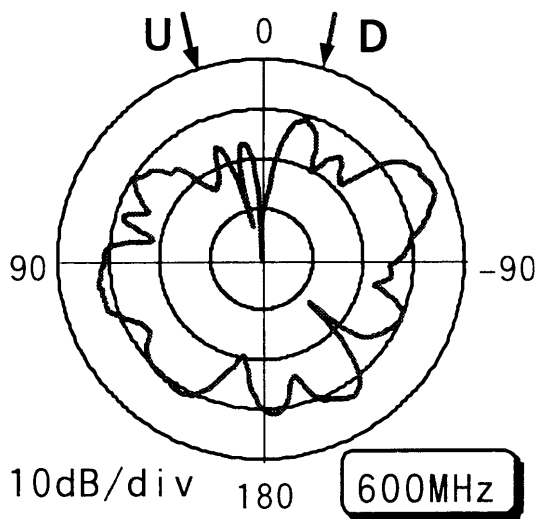
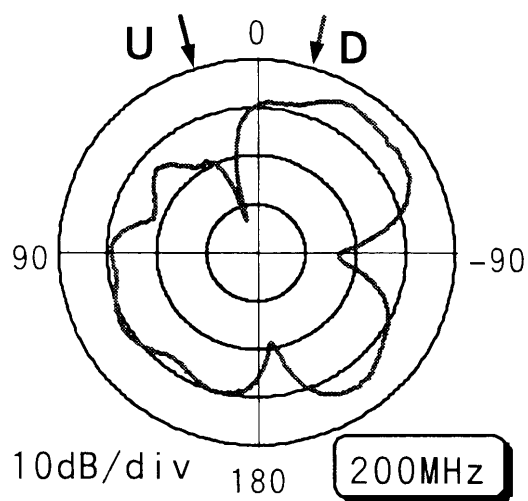
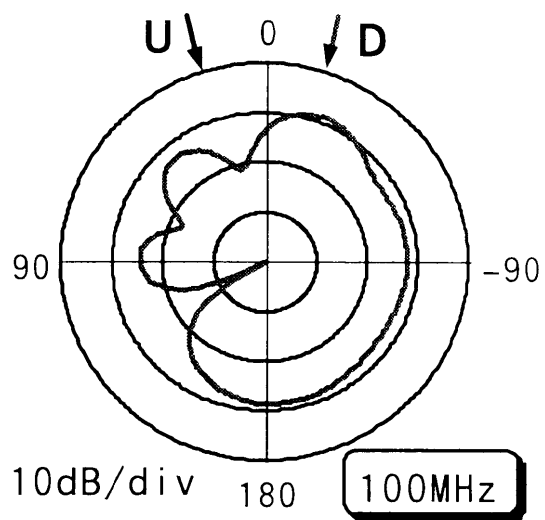


图4.9 合成指向性  
 ( $\phi_D = 15 \text{ deg}$ ,  $\phi_U = -15 \text{ deg}$ )

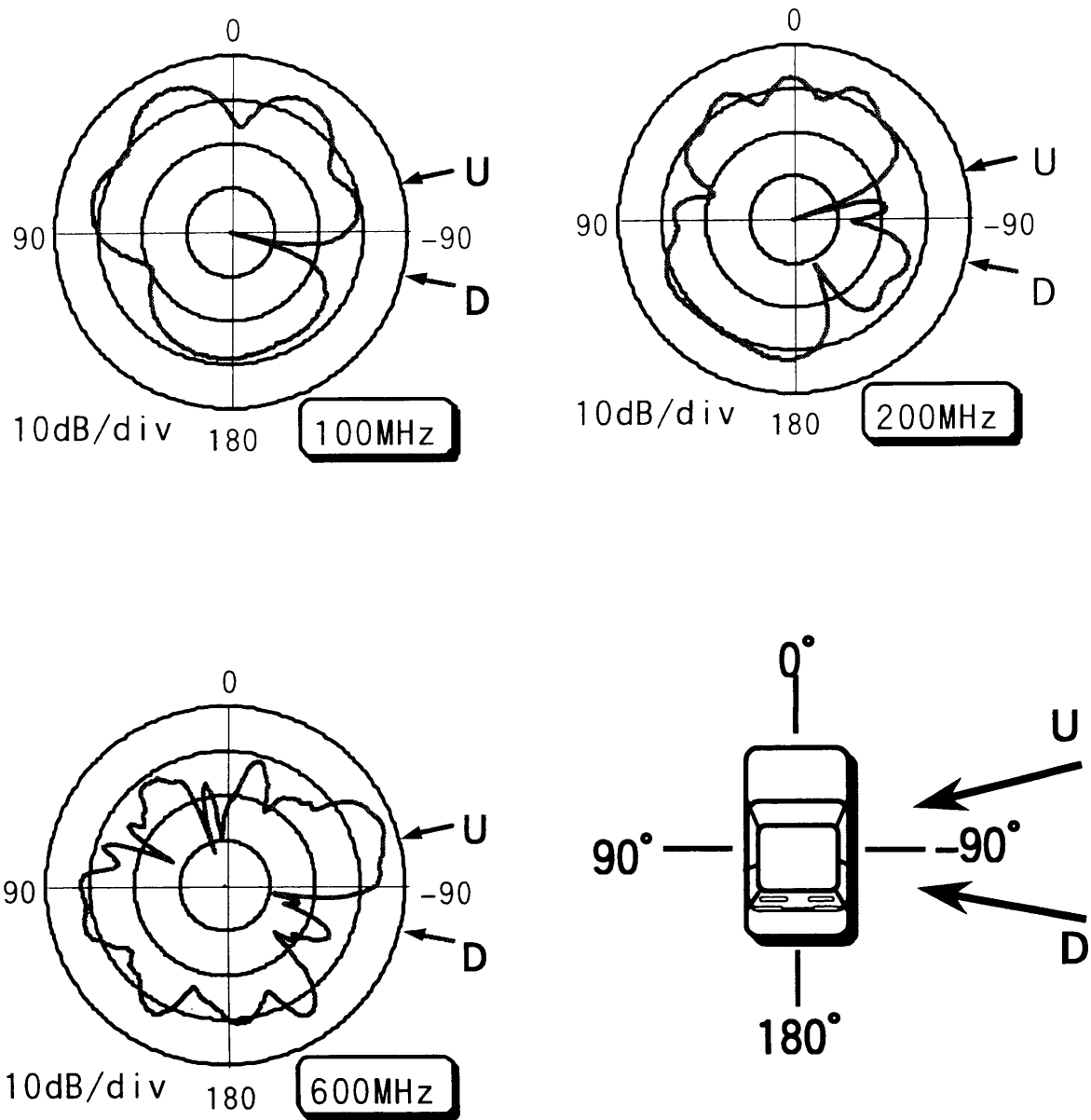
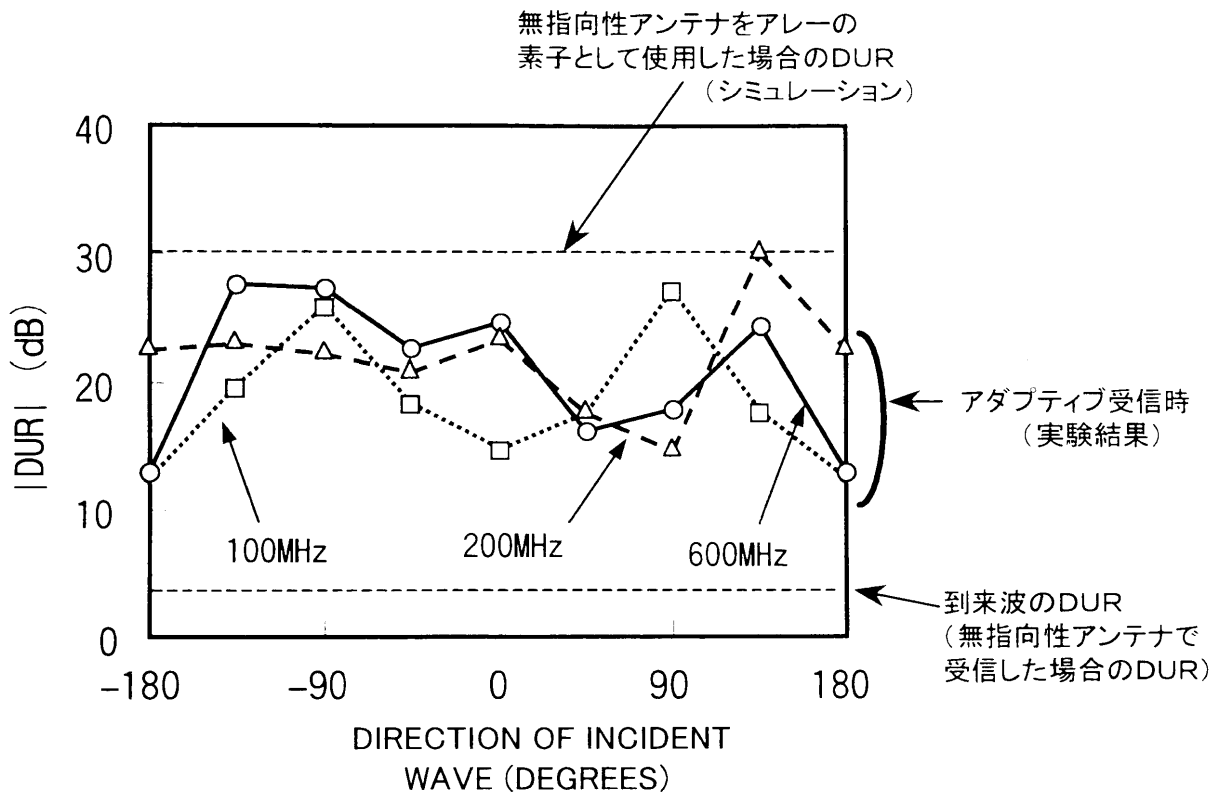
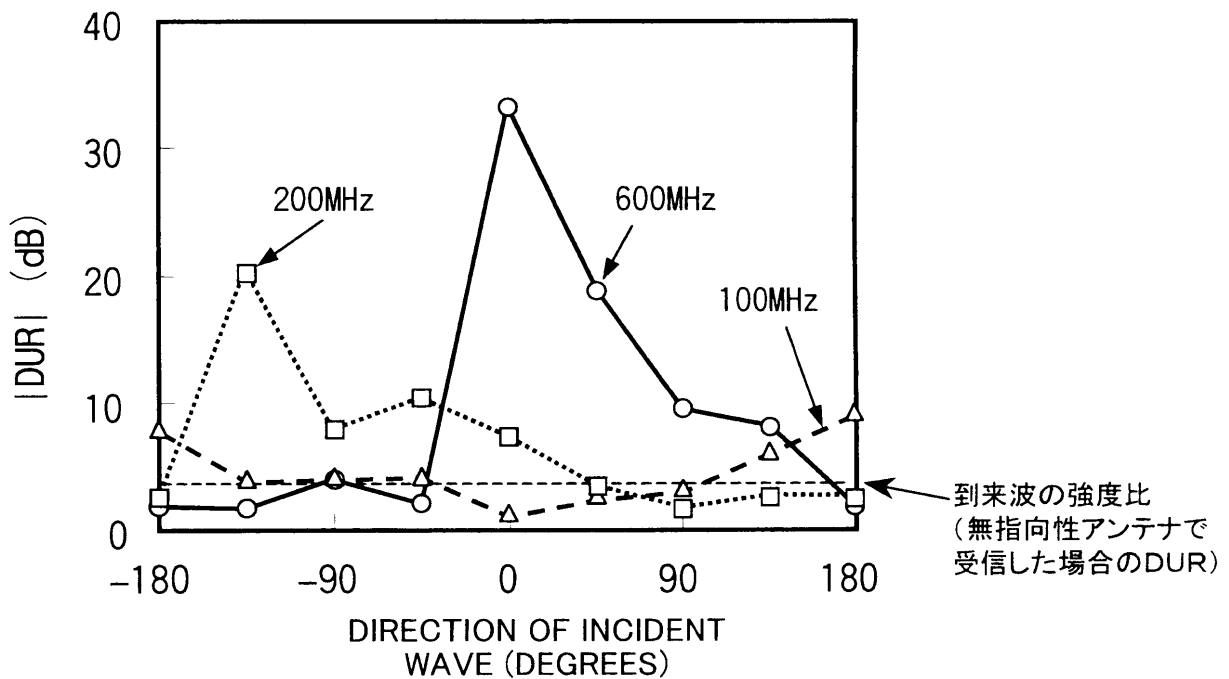


图4.10 合成指向性  
 ( $\phi_D = -105 \text{ deg}$ ,  $\phi_U = -75 \text{ deg}$ )



(a) アダプティブ受信時



(b) ダイバーシティ受信時

図4.11 DUR改善効果

#### 第4章の参考文献

- [1] 空間領域における適応信号処理とその応用技術論文特集, 信学論, **J75-B-II**, No.11, Nov., 1992.
- [2] 大鐘, 笹岡, 松沢, 志村: “CMAアダプティブアレーを適用した高速GMSK伝送装置の都市内走行実験結果”, 信学論(B-II), **J75-B-II**, No.11, pp. 797-805, 1992.
- [3] アンテナ工学ハンドブック, (社)電子通信学会編, オーム社, 1980.
- [4] NHKテレビ技術教科書(上), 日本放送協会編, 日本放送出版協会, 1989.
- [5] 大鐘, 笹岡, 三瓶, 神尾, 水野: “市街地および郊外地における陸上移動多重伝搬路の諸特性”, 信学論(B-II), **J72-B-II**, No.2, pp. 63-71, 1989.

## 第5章 非線形関数自乗和最小化による CMA アダプティブアレーの最適化手法の提案

### 5.1 まえがき

陸上移動通信では、移動局の移動に伴って受信点での電波環境が時々刻々と変化する。アダプティブアレーは、変化する電波環境に適応してその指向性を制御するものであることから、その制御速度がアダプティブアレーの効果そのものに大きく影響する。システムの制御速度は、ハードウェアの演算速度とアルゴリズムの収束速度により決まり、両者を高速化することによりはじめて実際の通信システムへの応用が可能となる。このうちハードウェアの演算速度は半導体技術の発展に伴い、時代とともに高速化されている。一方、アダプティブアレーの制御アルゴリズムについても高速化の検討がなされているが、CMAに適用可能であり、かつ十分に収束が速く安定性に優れたアルゴリズムは提案されていない。本章では、非線形関数自乗和最小化アルゴリズムであるマルカート法[1][2]を適用して重み係数を更新する手法を提案し、本手法によりCMAアダプティブアレーの収束特性が大幅に向上することを示す[3][4]。

本章では、まず計算機シミュレーションを通してマルカート法によるCMAアダプティブアレーの基本的特性を示したのち、到来波の電力比が大きい場合や到来方向が接近している場合など、従来の最急勾配法では、収束特性が著しく劣化する環境での動作、および到来波が多数存在する環境での動作など、より現実的な環境における特性についても検討する。さらに、動特性（受信点が移動している場合）についての計算機シミュレーション結果を示し、ドップラーシフトの影響および電波環境が変化した場合の動作などについても検討する。

### 5.2 マルカート法によるCMAアダプティブアレーの最適化

第2章で述べたように、システムの入力ベクトルおよびウエイトベクトルをそれぞれ  $\mathbf{X}(t)$ 、 $\mathbf{W}$  とおくと、出力は  $y(t) = \mathbf{X}(t)^T \mathbf{W}$  となりCMAに基づく最小化すべき評価関数  $Q(\mathbf{W})$  は式(2.11)となる。式(2.11)において、 $p=q=2$  とした場合の評価関数を改めて次式に示す。

$$Q(\mathbf{W}) = \frac{1}{4} E \left[ \left( |y(t)|^2 - \sigma^2 \right)^2 \right] = \frac{1}{4} E \left[ \left( \left| \mathbf{X}^T(t) \mathbf{W} \right|^2 - \sigma^2 \right)^2 \right] \quad (5.1)$$

式(5.1)はウエイト  $\mathbf{W}$  に関して非線形であるため、最適ウエイトを閉形式で表現できない。従って、最適化の際は従来から最急勾配法などの漸近的手法が用いられてきた。

しかし、最急勾配法を用いた場合、収束が遅い、収束速度が初期ウエイトに依存する、等の欠点があることが指摘されている[5]-[7]。そこで、受信波形のサンプリングデータを用いた評価関数に、非線形関数自乗和最小化アルゴリズムであるマルカート法[1][2]を適用して重み係数を更新することにより、収束特性を向上させることを試みる[3][4]。

式(5.1)の評価関数を最小化するために決定すべき複素ウエイトは  $K$  個あるが、それぞれ実部と虚部は独立であるため、式(5.1)には素子数の2倍すなわち  $2K$  個の未知数が存在する。そこでこれらの未知数を求めるために入力  $\mathbf{X}(t)$  について複数回のサンプリングを行い、最小自乗法を用いていずれの時刻においても評価関数  $Q(\mathbf{W})$  を最小とするような共通の  $\mathbf{W}$  を求める。

いま、 $m$  回のサンプリングを行い時刻  $i$  ( $i=1,2,\dots,m$ ) における評価関数の瞬時値を  $Q_i$ 、アレー出力を  $y_i$  と表す。  $Q_i \geq 0$  であるので

$$\begin{aligned} F(\mathbf{W}) &\equiv \sum_{i=1}^m Q_i(\mathbf{W}) \\ &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^m \left| |y_i|^2 - \sigma^2 \right|^2 \end{aligned} \quad (5.2)$$

で定義される関数  $F(\mathbf{W})$  を最小化することにより各時刻における評価関数  $Q_i$  を一様に小さくするウエイトを求めることができる。

便宜上、

$$h_i(\mathbf{W}) \equiv Q_i^{1/2}(\mathbf{W})$$

とおき

$$\mathbf{H}(\mathbf{W}) = [h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_m]^T$$

とベクトル表記すると、関数  $F(\mathbf{W})$  は次式のように関数の自乗和として表わせる。

$$F(\mathbf{W}) = \sum_{i=1}^m h_i^2(\mathbf{W}) = \mathbf{H}^T(\mathbf{W}) \mathbf{H}(\mathbf{W}) \quad (5.3)$$

この非線形関数自乗和の最小化問題に対して、収束速度、安定性いずれにおいても優れたマルカート法を採用する。以下、マルカート法について簡単に述べる。

マルカート法は Newton-Gauss 法と最急勾配法の合成であるので、まず、Newton-Gauss 法と最急勾配法について述べる。 $L$  回繰り返し計算後のウエイト  $\mathbf{W}_L$  に対して次式のように、微小量  $\Delta \mathbf{W}_L$  だけ修正してウエイト  $\mathbf{W}_{L+1}$  を得るものとする。

$$\mathbf{W}_{L+1} = \mathbf{W}_L + \Delta \mathbf{W}_L \quad (5.4)$$

ベクトル  $\mathbf{H}(\mathbf{W})$  を  $\mathbf{W}_L$  の近傍で1次の項までテーラー展開すると式(5.5)となる。



$$\mathbf{H}(\mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L) = \mathbf{H}(\mathbf{W}_L) + \mathbf{J}_L^* \Delta\mathbf{W}_L \quad (5.5)$$

ただし  $\mathbf{J}_L$  は  $\mathbf{H}(\mathbf{W}_L)$  のヤコビアン行列であり次式で与えられる.

$$\mathbf{J}_L = [\nabla h_1(\mathbf{W}_L) \quad \nabla h_2(\mathbf{W}_L) \quad \cdots \quad \nabla h_m(\mathbf{W}_L)]^T \quad (5.6)$$

$F(\mathbf{W}_L)$  が十分に小さいとすると  $F(\mathbf{W}_L)$  は次式で近似できる.

$$\begin{aligned} F(\mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L) &= \mathbf{H}^+(\mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L) \mathbf{H}(\mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L) \\ &\equiv \mathbf{H}^+(\mathbf{W}_L) \mathbf{H}(\mathbf{W}_L) + \mathbf{H}^+(\mathbf{W}_L) \mathbf{J}_L^* \Delta\mathbf{W}_L \\ &\quad + \mathbf{H}^T(\mathbf{W}_L) \mathbf{J}_L \Delta\mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L^T \mathbf{J}_L^T \mathbf{J}_L^* \Delta\mathbf{W}_L \end{aligned} \quad (5.7)$$

式(5.7)を最小化するために右辺を  $\Delta\mathbf{W}_L$  で微分し 0 とおくと次式となる.

$$\mathbf{J}_L^T \mathbf{J}_L^* \Delta\mathbf{W}_L = -\mathbf{J}_L^T \mathbf{H}(\mathbf{W}_L) \quad (5.8)$$

上式より  $\Delta\mathbf{W}_L$  を求め

$$\mathbf{W}_{L+1} = \mathbf{W}_L + \Delta\mathbf{W}_L \quad (5.9)$$

としてウエイトを更新するのが Newton-Gauss 法である. この方法においては  $\Delta\mathbf{W}_L$  の方向は  $F(\mathbf{W})$  の降下方向であるが最適値から遠い場合や  $m$  個のサンプルデータの独立性が弱い場合に  $\mathbf{W}_L$  自体は発散する可能性がある[8].

一方,  $F(\mathbf{W})$  の  $\Delta\mathbf{W}_L$  における傾斜ベクトル  $\nabla F(\mathbf{W}_L)$  は

$$\nabla F(\mathbf{W}_L) = \mathbf{J}_L^T \mathbf{H}(\mathbf{W}_L) \quad (5.10)$$

で表される.  $-\nabla F(\mathbf{W}_L)$  は  $F(\mathbf{W})$  の  $\mathbf{W}_L$  における最急勾配方向であることから

$$\Delta\mathbf{W}_L = -\nabla F(\mathbf{W}_L) \quad (5.11)$$

とおき式(5.9)によりウエイトを更新するのが最急勾配法である. 式(5.11)の  $\Delta\mathbf{W}_L$  は  $F(\mathbf{W})$  の減少を最も確実に保証するが, 反復を繰り返すとジグザグ運動を始めるといふ欠点がある. それ故, 一般には収束速度を犠牲にして更新のステップ幅を小さくすることによりこれを避ける.

そこで, マルカート法では両者の欠点を補うため次式により  $\Delta\mathbf{W}_L$  を決定する.

$$(\mathbf{J}_L^T \mathbf{J}_L^* + \alpha \mathbf{I}) \Delta\mathbf{W}_L = -\mathbf{J}_L^T \mathbf{H}(\mathbf{W}_L) \quad (5.12)$$

ここで,  $\alpha$  は正数(マルカート数と呼ぶ)である. また,  $\mathbf{I}$  は単位行列である. 式(5.12)より決定される  $\Delta\mathbf{W}_L$  は明らかに  $\alpha$  の値に依存する. すなわち,  $\alpha=0$  とすれば  $\Delta\mathbf{W}_L$  の方向は Newton-Gauss 法による方向となり,  $\alpha$  が増加するにつれて最急勾配法による方向に近づく.

本来のマルカート法では式(5.12)の  $\Delta\mathbf{W}_L$  を求める際,  $\alpha$  の最適値を求めるために1つの  $\mathbf{H}(\mathbf{W}_L)$  に対して  $\alpha$  を動的に増減しながら複数回の反復計算を行う. 本研究では計算量を少なくするため反復は行わず,  $\alpha$  の値はヤコビアン行列  $\mathbf{J}_L$  のノルムの自乗を用

いた。従って、最適点から大きく離れている場合には  $J_L$  が大きいため Newton-Gauss 法の性質に最急勾配法の性質が加わり、最適点に近づくに従って  $J_L$  が小さくなり Newton-Gauss 法のみ性質へと遷移するものと期待できる[3][4]。

### 5.3 計算機シミュレーション

ここでは、マルカート法を用いて最適化を行った場合の特性を、等価低域系シミュレーションを通して検討した結果を示す。シミュレーションの条件は、特に述べない限り第3章と同じであるが、帯域制限は施していない。

#### 5.3.1 2波到来時の収束特性

マルカート法により最適化を行う場合の基本特性を調べるために、はじめに2波モデルを用いてシミュレーションを行った。その環境設定を表5.1に、各到来波に対するアレー応答（到来方向に対する利得）の変化を図5.1に示す。また比較のために同条件での最急勾配法による結果を破線で示す。この例では、マルカート法を用いた場合、最急勾配法に比べ収束ははるかに速い。また、マルカート法による200イタレーション後の指向性を図5.2に、収束後のコンステレーションを図5.3に示す。図5.2および図5.3より、第2波の到来方向に深いヌルを作り遅延波を強く抑圧しているため十分判定可能なコンステレーションが得られていることが分かる。

表 5.1 2波モデルの環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第1波	0	0	0
第2波	-3	60	1

さらに、2波の到来方向の差による収束速度の変化を調べた。その結果を図5.4に示す。図5.4の横軸は2波の到来方向の角度差を表しており、縦軸は遅延波の抑圧が30dB以上となるイタレーションの回数を示している。最急勾配法では到来角差が10°以下となると収束が急激に遅くなる。一方、マルカート法では到来角差が狭くなると収束が若干遅くなるものの、到来角差3°の場合でも10回程度であり非常に速

く収束することが分かる。

次に遅延時間の影響について検討する。CMAアダプティブアレーでは、主波と遅延波の合成によって生ずる包絡線の乱れを利用して、遅延波を抑圧している。遅延差が長い場合、主波と遅延波の相関が小さく、それ故、合成波の包絡線の乱れが大きい。これに対して、遅延が短くなると信号間の相関が大きくなり同一波形の合成に近づくため、合成波の包絡線の乱れを検出することが難しくなる。この対策として1回のウェイト更新に用いるサンプルデータを多くする方法が考えられる。つまり、より長く波形を観測し、包絡線の微妙な変化を捕らえようというものである。

そこで2波モデルを用い、2波を識別するために必要なサンプルデータ数と遅延時間  $\tau/T$  との関係調べた。その結果を図 5.5 に示す。尚、SNR、到来波の強度および到来方向の設定は表 5.1 と同じである。図 5.5 は、出力のDURが30dB以上となる場合2波を識別できたとし、これを○印で、そうでない場合、すなわち識別できなかった場合を×印で示している。 $\tau/T$  が 0.8 以上であればサンプリングデータ数は 10 程度で2波を識別できるが、 $\tau/T$  が 0.2 の場合はデータ数は 30 程度以上とする必要があることが分かる。図 5.5 はDUR=3dB の場合の結果であるが、DUR=1 dB および 10dB の場合についても同様なシミュレーションを行った。それによるとDUR=1 dB の場合は、3dB の場合に比べて2倍程度のサンプルデータを必要とするが、DUR=10dB の場合、必要な要素の数は 3dB の場合とほとんど同じであるという結果が得られた。

いずれの場合においても2波の遅延時間差が短くなるほどデータを多くする必要があるが、データ数を増すに伴い、1回のイタレーションに必要な演算量も多くなる。従ってサンプルデータ数は実際の環境と照らし合わせ、これらのトレードオフにより決定される。

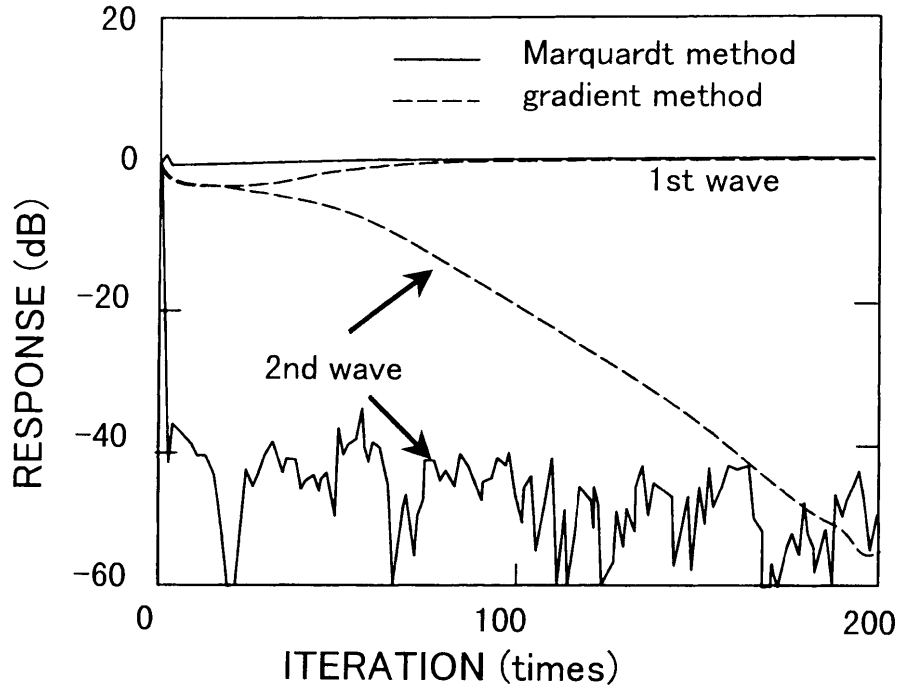


図5.1 2波モデルにおける収束特性

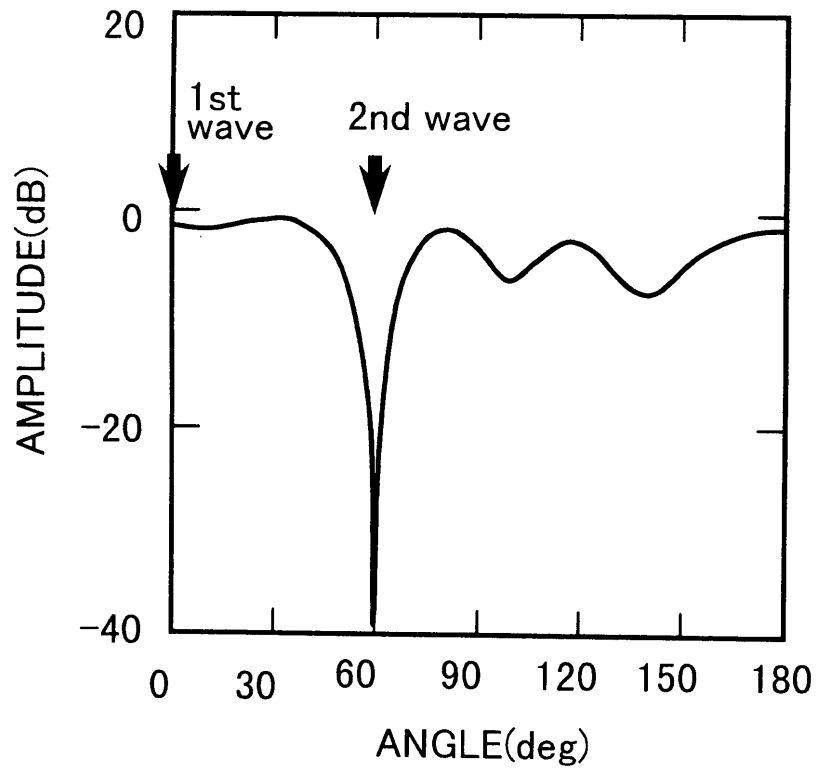


図5.2 マルカート法による収束後の指向性  
(2波モデル)

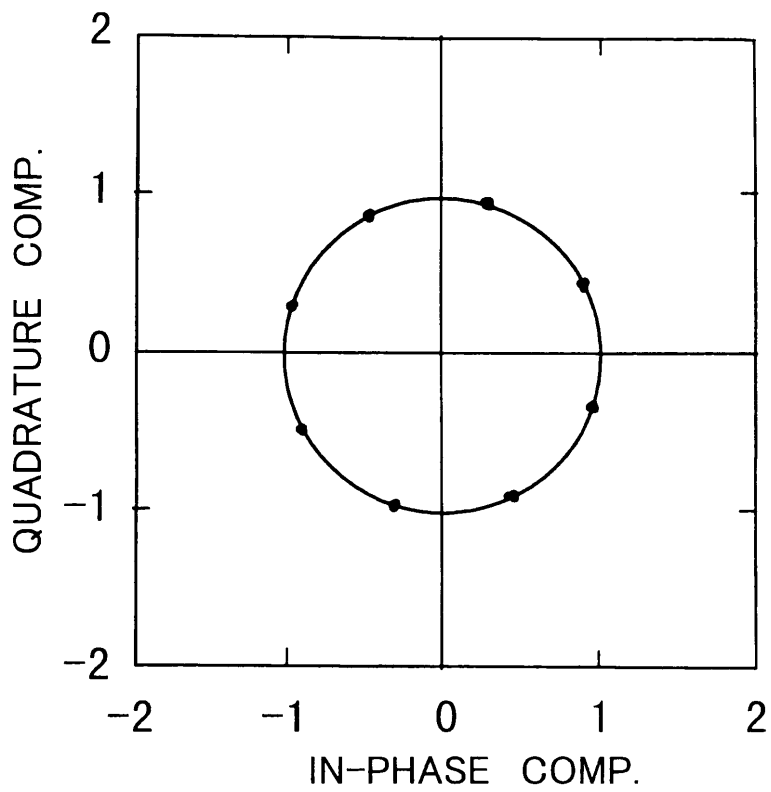


図5.3 マルカート法による収束後のコンステレーション

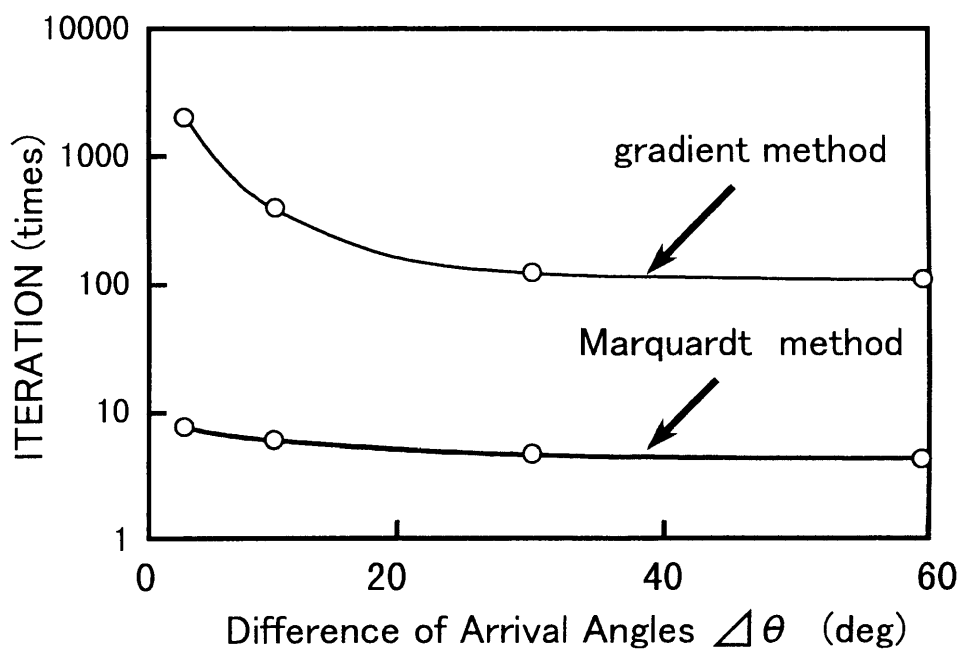


図5.4 到来方向差と収束速度

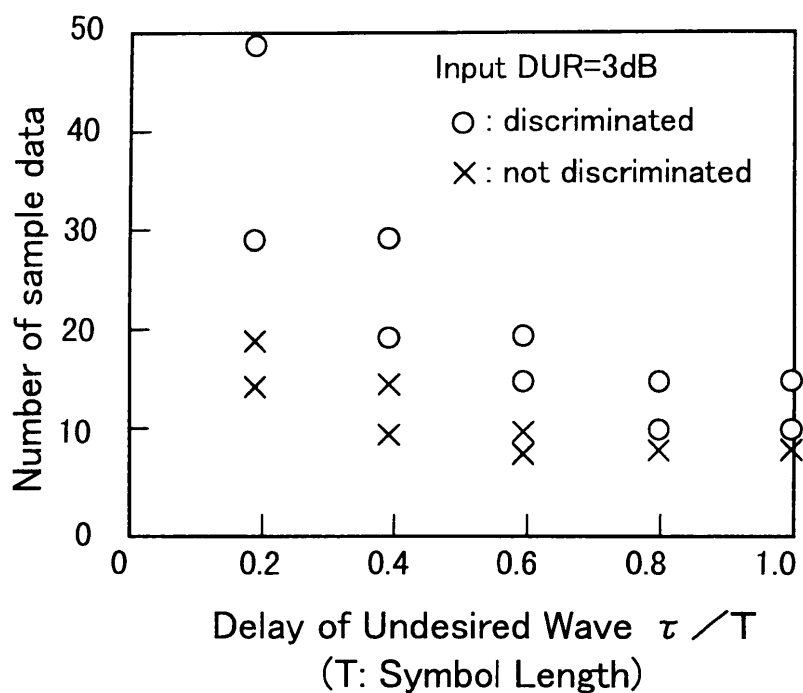


図5.5 遅延時間と必要なサンプルデータ数

### 5.3.2 入力的相关行列の固有値が分散する場合の収束特性

到来波の到来方向が接近している場合や、到来波の電力比が大きい場合、入力の相関行列の固有値が大きく分散する。このような場合に、従来法である最急勾配法を用いて最適化を行うと、収束が非常に遅くなる[5][6]。そこでマルカート法を用いて最適化を行った場合でも同様な現象が生じるか、3波モデルを用いて調べた。

#### ケース1) 到来波の到来方向が近い場合

表 5.2 にケース1) の環境設定を示す。またケース1) の環境でのマルカート法および最急勾配法による収束特性を図 5.6(a)および図 5.6(b)にそれぞれ示す。図 5.6(b)より、最急勾配法により最適化を行う場合、以前から指摘されているように非常に収束が遅いことが分かる。一方、マルカート法による最適化の場合、特に収束が遅くなることはなく十数回のイタレーションで収束している (図 5.6(a))。

表 5.2 ケース 1) の環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0
第 2 波	-3	50	1
第 3 波	-6	60	2

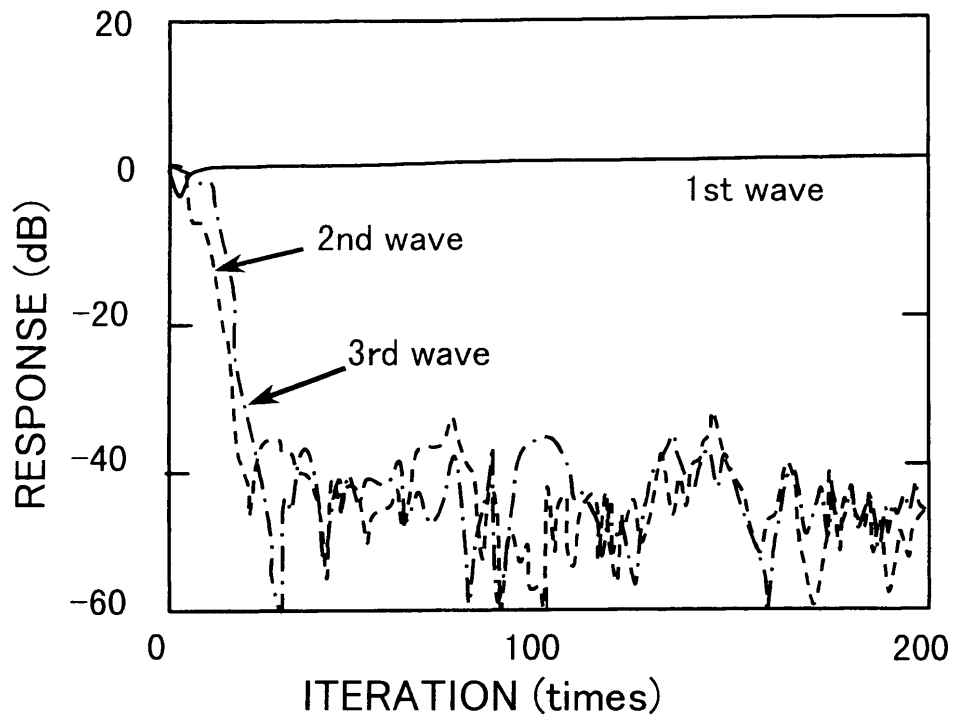
ケース 2) 到来波の電力比が大きい場合

表 5.3 にケース 2) の環境設定を示す. またケース 2) の環境でのマルカート法および最急勾配法による収束特性を, 図 5.7 に示す. ケース 1) と同様に最急勾配法では非常に収束が遅くなるがマルカート法では特に収束が遅くなることはなく, 到来波の中で最も大きい波を捕らえ, 他を速やかに除去していることが分かる.

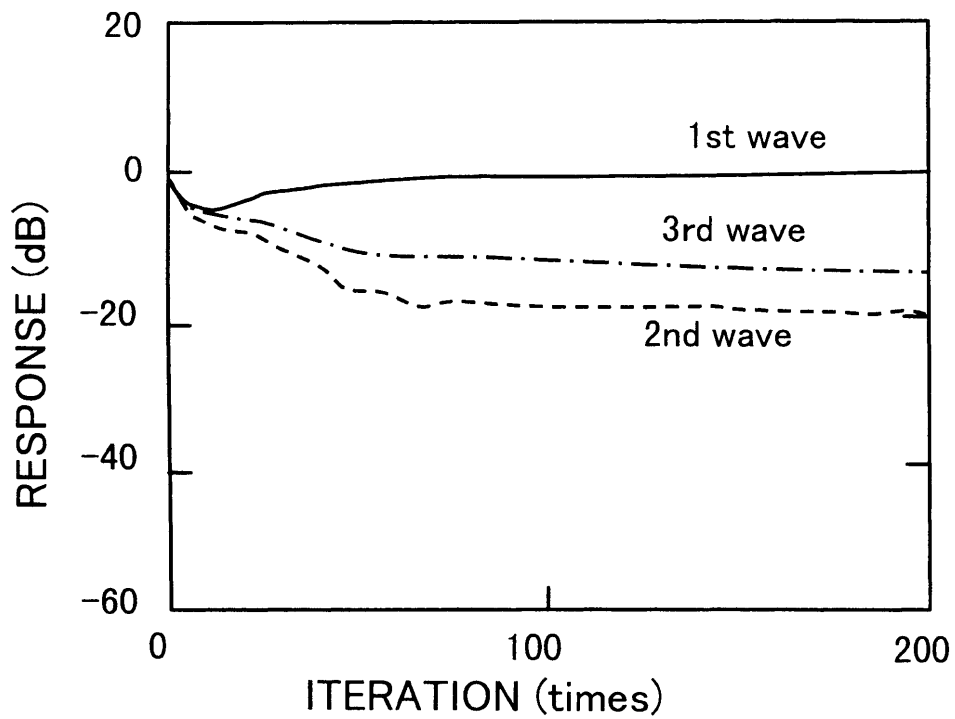
表 5.3 ケース 2) の環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0
第 2 波	-10	60	1
第 3 波	10	-45	2

上の 2 つのケースは最急勾配法において特に収束が遅いと報告されている場合であるが, マルカート法による最適化では固有値の分散に関わらず速やかに一波のみを捕らえることが分かる.



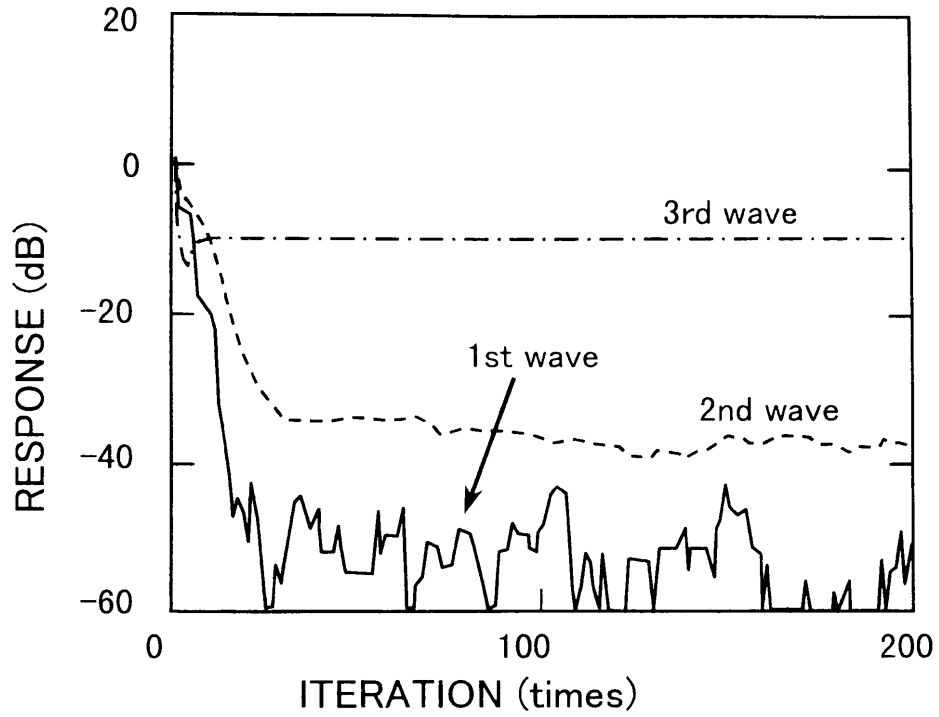
(a) マルカート法



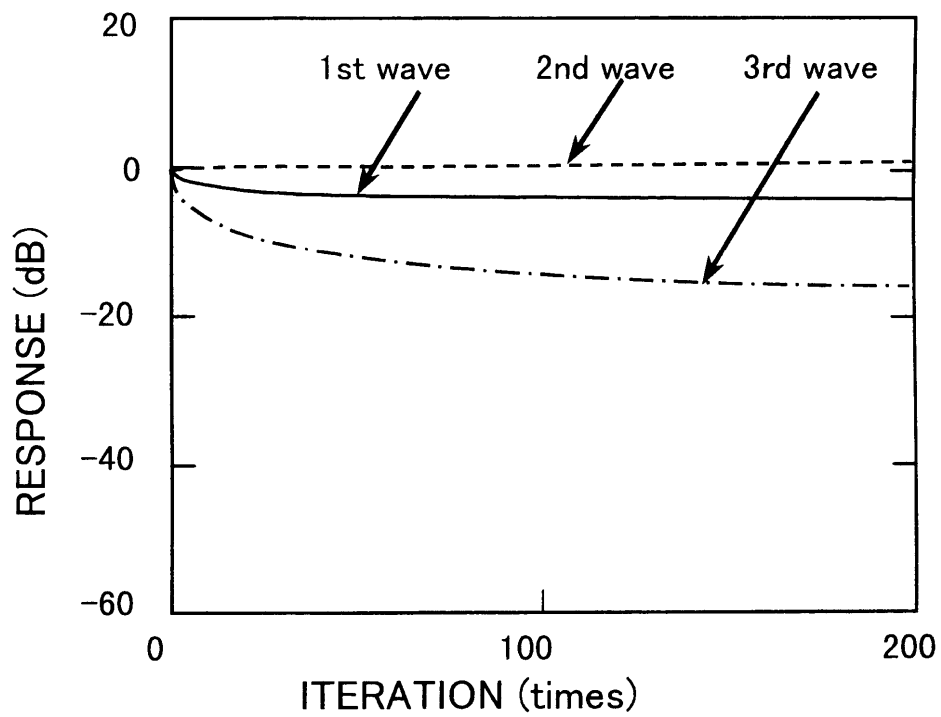
(b) 最急勾配法

図5.6 干渉波の到来方向が接近している場合の収束特性





(a) マルカート法



(b) 最急勾配法

図5.7 到来波の電力比が大きい場合の収束特性

### 5.3.3 多数の到来波が到来する場合の収束特性

#### a) 収束特性と指向性

アレーアンテナの素子間隔を  $\lambda/2$  とした場合、ヌルの数は最大でも素子数 - 1 個である。ここではアレーを 4 素子としているため完全に除去できる遅延波は 3 波以内である。ところが実際のフェージング環境下では非常に多くの遅延波が到来しているものと考えられる。そこで、より現実的な環境におけるアルゴリズムの動作を把握するため、5 波モデルを用いてシミュレーションを行った。その環境設定を表 5.4 に、200 イタレーション後の指向性を図 5.8 に示す。比較のために 4 波モデル（第 5 波がない）における 200 イタレーション後の指向性を破線で示す。

表 5.4 5 波モデルの環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0.0
第 2 波	-2	60	1.0
第 3 波	-4	90	2.5
第 4 波	-6	120	4.0
第 5 波	-8	140	5.5

5 波モデルの場合、最も電力の大きい第 1 波ではなく第 2 波を捕らえている。これは遅延波の数に対してアレーの自由度が不足し、なおかつ各到来波間の電力差を小さく設定しているためである。自由度が足りる場合は特異な環境（たとえば到来方向が接近している場合）でない限り、最も電力の大きい波を捕らえ他の波に深いヌルを向ける。しかし、自由度が不足すると全ての遅延波にヌルを向けることができないため必ずしも最も強い波を捕らえるとは限らず、アレーの能力の範囲内で出力波形の包絡線ができるだけ一定となるような指向性となる。その場合、どの波を捕らえるかは各波の電力及び到来方向により異なる。

図 5.9 に 5 波モデルにおける収束特性を示す。収束は 2 波モデルの場合よりも若干遅くなるが、アレーの自由度よりも多くの波が到来してもアルゴリズムは発散することなく良好に動作することが分かる。

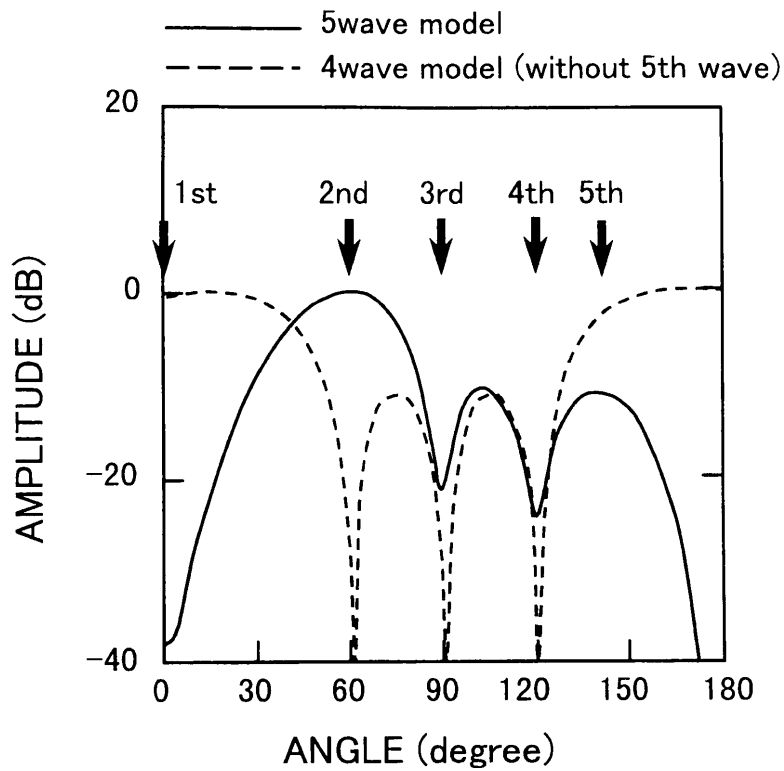


図5.8 4波, 5波モデルに対するマルカート法による収束後の指向性

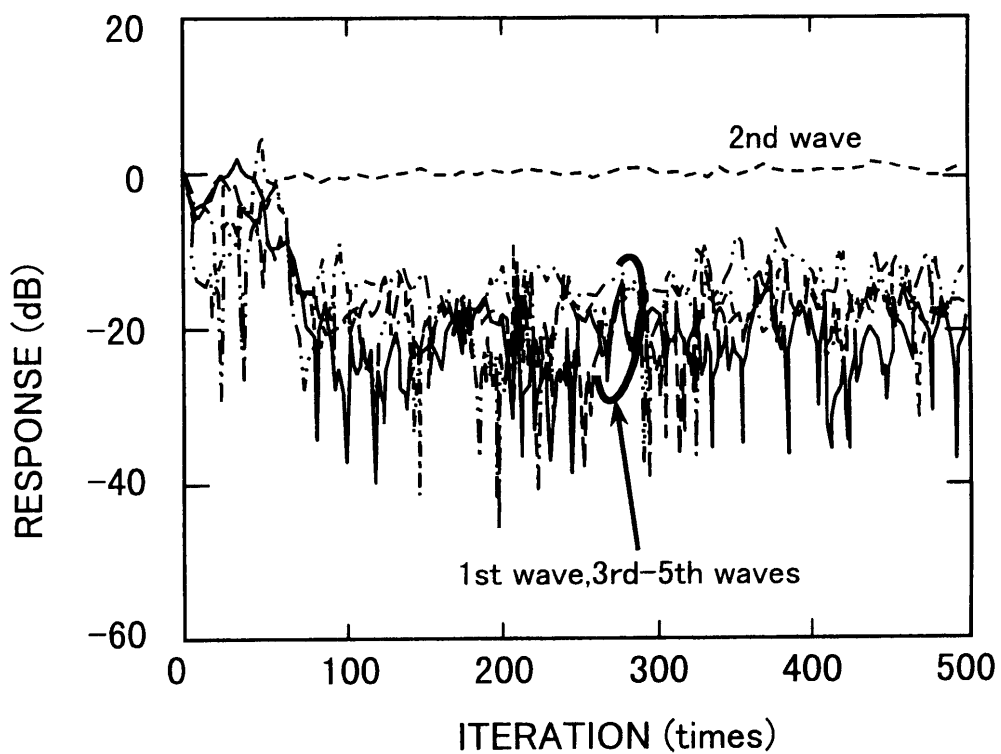


図5.9 5波モデルにおける収束特性 (マルカート法)

## b) 位相の不確定性とその対策（位相拘束）

図 5.8 の 5 波モデルにおけるコンステレーションを調べたところ、図 5.10(a)のように非常に乱れることが分かった。2 波モデル、3 波モデルにおいてはこのようなコンステレーションの乱れは観測されなかった。CMAにおいては出力の包絡線の拘束値  $\sigma$  により合成後の出力信号の振幅のみを規定しているため、出力信号の位相が不確定となる。それ故、到来波数がシステムの自由度の数より多く全ての波を除去できない場合、出力位相を無視して振幅のみを規定値に一致させようとするため、結果的に図 5.10(a)のようにコンステレーションが乱れてしまう。そこで、1つのウエイトの位相を一定値に拘束することにより、遅延波の除去能力を失うことなく出力位相の不確定性を減少させることを考えた。以後、1つのウエイトの位相を拘束することを“位相拘束”と呼ぶことにする。

マルカート法に位相拘束を取り入れることは、評価関数ベクトル  $\mathbf{H}(\mathbf{W})$  の  $(m+1)$  番目の要素  $h_{m+1}$  として1つのウエイトに対する位相拘束を導入することにより、容易に実現できる。つまり、各時刻における評価関数を最小化すると同時に、あるウエイトの絶対位相を拘束するのである。尚、今回のシミュレーションでは  $h_{m+1} = \arg(\mathbf{W}_1)$  において第1素子のウエイトの位相を  $0^\circ$  に拘束した。

図 5.10(b)に5波モデルにおける位相拘束を施した場合のコンステレーションを示す。シンボルの判定が十分可能なほど安定しており、位相拘束の効果が確認できる。また、このときの指向性および収束特性は図 5.8 および図 5.9 とほぼ同じであった。

尚、以後の検討では常に位相拘束を施している。

### 5.3.4 ドップラーシフトの影響

受信局が移動する場合、受信局の移動方向と到来波の到来方向が直交しない限り、ドップラー効果により受信信号の周波数が送信信号の周波数に対してわずかにずれる。この周波数のずれを“ドップラーシフト”と呼ぶ。CMAに基づいて最適化を行う際のドップラーシフトの影響を調べるためにシミュレーションを行った。ここでは、受信局の移動方向をリニアアレーのエンドファイヤ方向（アレーの軸方向）とし、この方向から到来する波のドップラーシフト（最大ドップラー周波数）を  $f_d = 5.0 \times 10^{-3} / T$  ( $T$ : シンボル長) とした。これはデータ伝送速度を 64kbps としたとき  $f_d = 160\text{Hz}$  に相当し、搬送波の周波数を 800MHz とすると、時速 108km/h で移動している状態に相当する。また他の方向からの波のドップラーシフトは移動方向に対する余

弦成分により決定している。

まず遅延差のある複数の波が入射する環境について調べた。その環境設定を表 5.5 に、200 イタレーション後の指向性を図 5.11 に示す。(a)はマルカート法を用いた場合であり、(b)は最急勾配法による結果である。マルカート法を用いても最急勾配法と同様に1波を選択的に捕らえており、ドップラーシフトにより各到来波間の位相関係が変化しても正常に動作することが分かる。

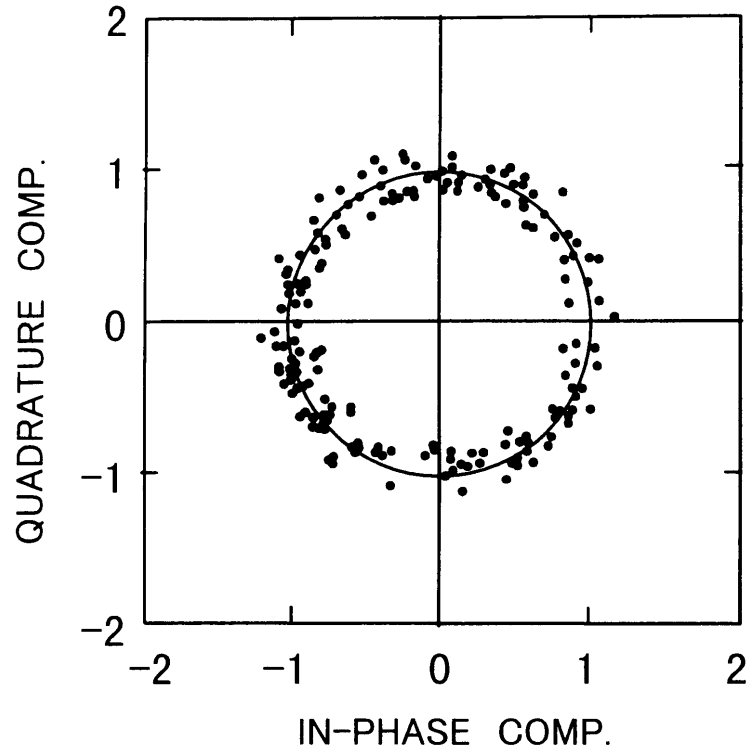
表 5.5 遅延がある場合の環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0.0
第 2 波	0	60	1.0
第 3 波	0	90	2.5
第 4 波	0	140	4.0

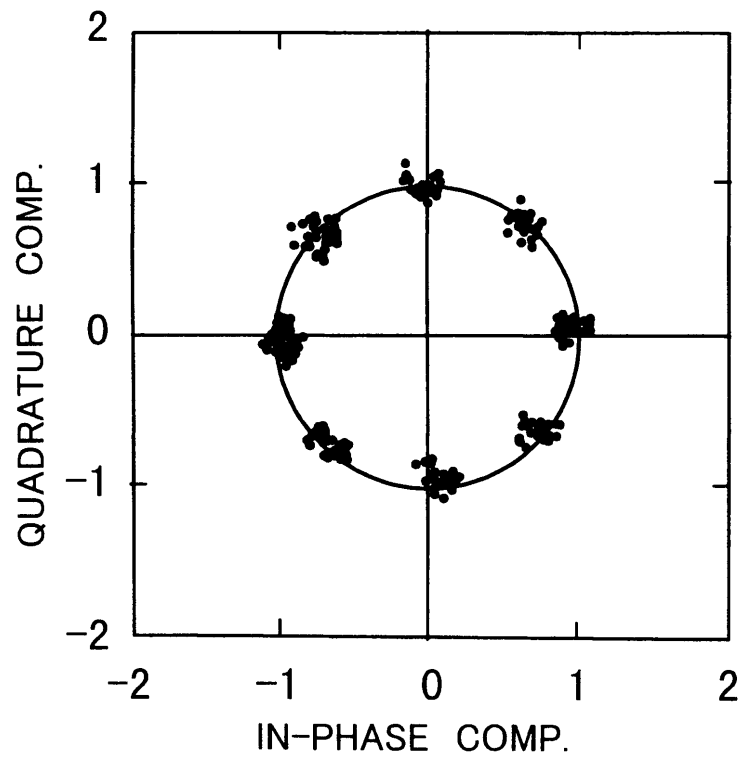
マルカート法ではドップラーシフトの有無により捕らえる波が異なっているが、これは全ての波の電力を等しくおいているためであり、いずれの波を捕らえるかはイタレーション初期のノイズにより左右されるものと思われる。

次に、遅延が全くない場合について調べた。その環境設定を表 5.6 に、200 イタレーション後の指向性を図 5.12 に示す。両方式ともドップラーシフトが存在しない場合遅延波の抑圧はほとんど行わないが、ドップラーシフトが存在する場合は1つの到来波のみを選択的に受信する指向性が得られている。

一般にCMAアダプティブアレーは、各到来波間の遅延による相関の低下を利用して遅延波および干渉波の抑圧を行うが、上の結果より、ドップラーシフトによる相関の低下もアルゴリズムの収束を速める方向に寄与することが分かる。

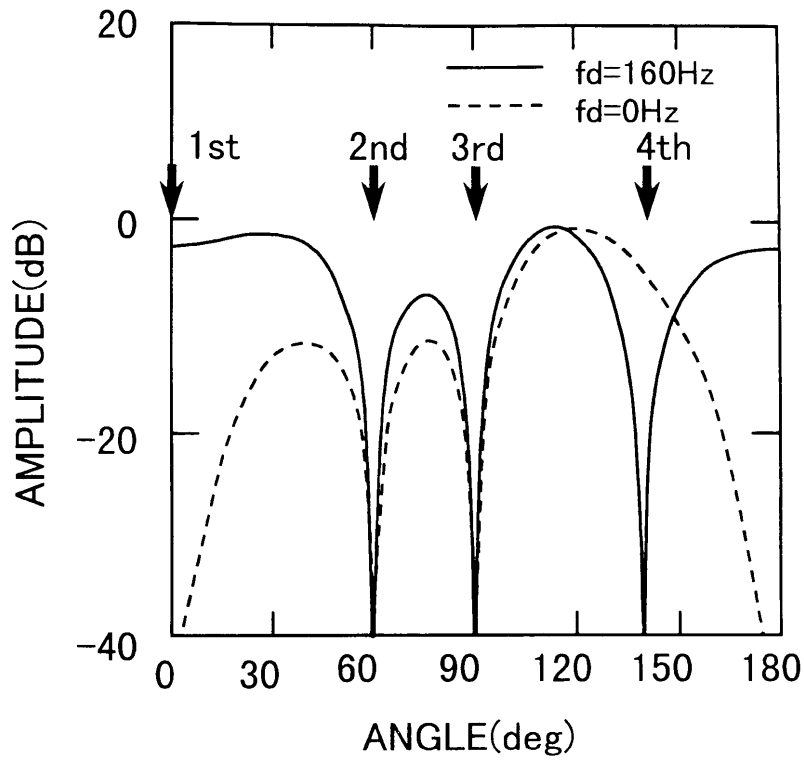


(a) 位相拘束なし

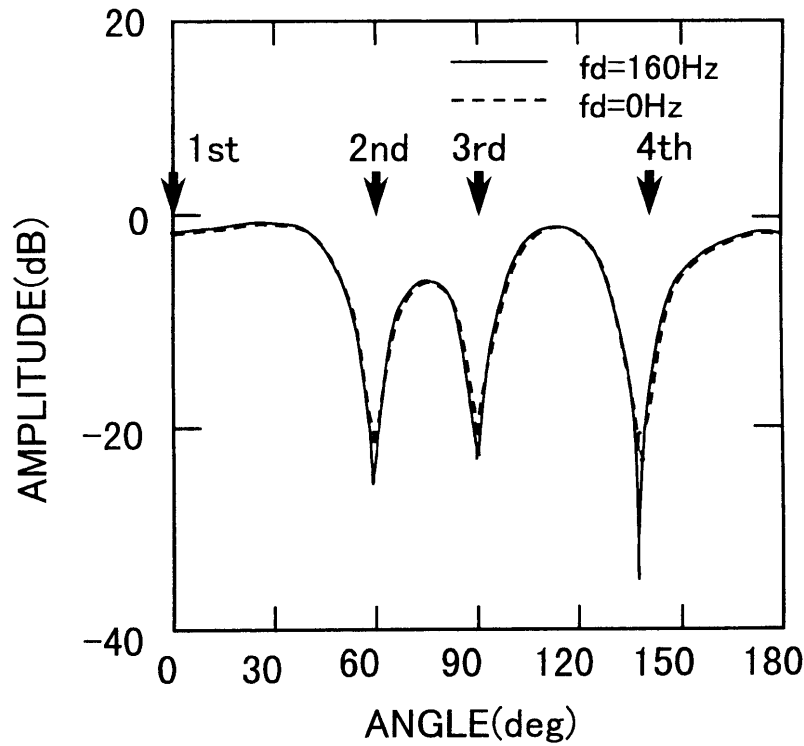


(b) 位相拘束あり

図5.10 5波モデルにおけるコンステレーション

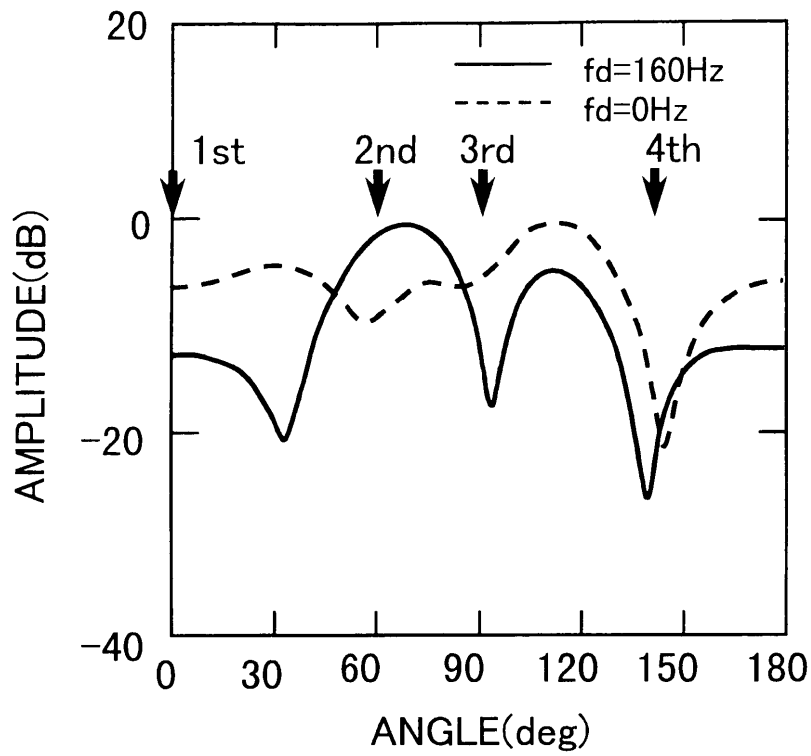


(a)マルカート法

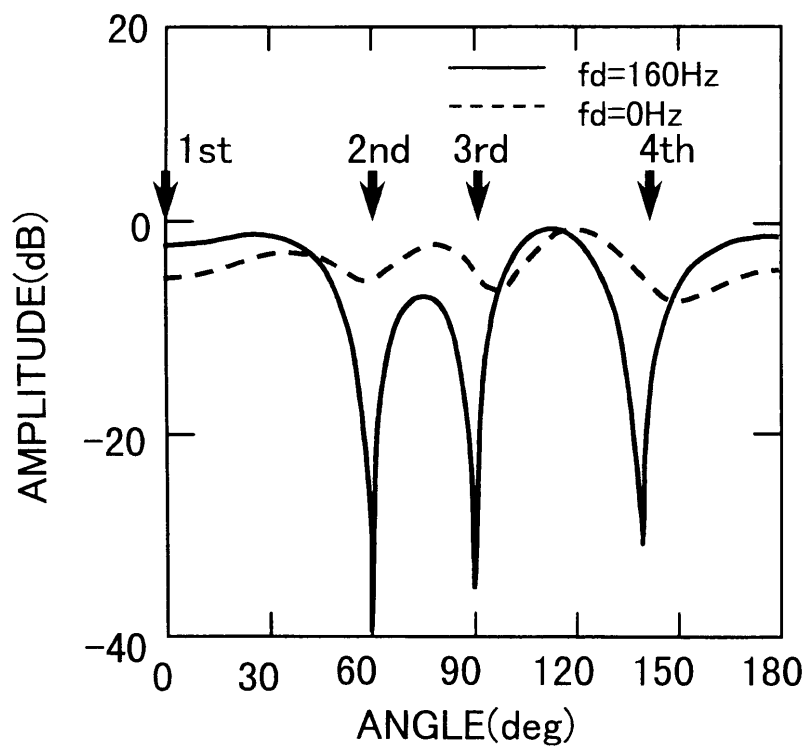


(b)最急勾配法

図5.11 ドップラーシフトの影響  
(遅延がある場合)



(a)マルカート法



(b)最急勾配法

図5.12 ドップラーシフトの影響  
(遅延がない場合)



表 5.6 遅延がない場合の環境設定

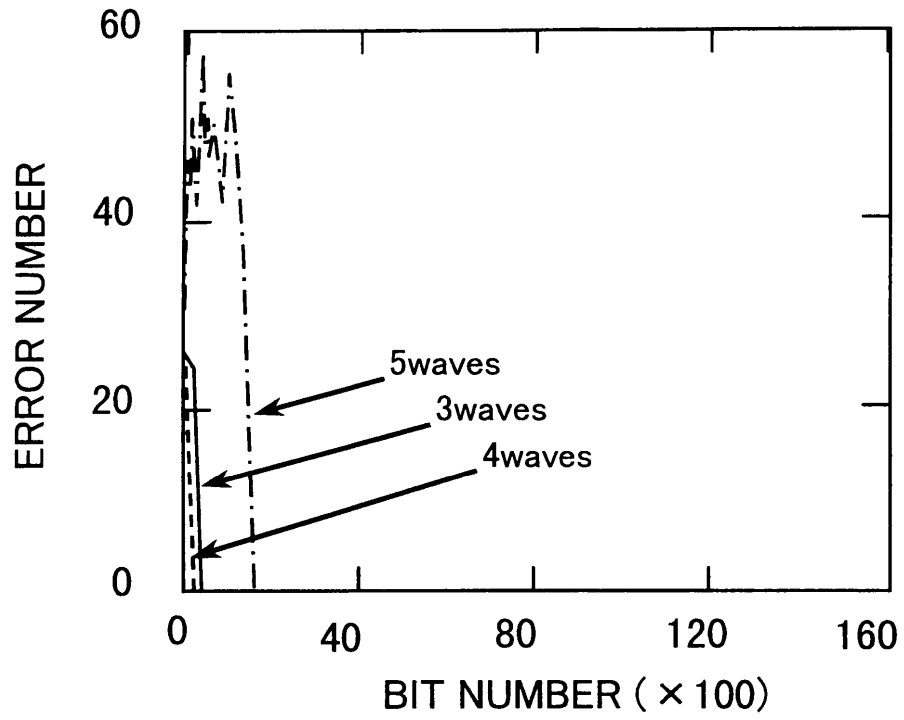
入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0.0
第 2 波	0	60	0.0
第 3 波	0	90	0.0
第 4 波	0	140	0.0

次に，アルゴリズムの収束に伴う誤りの発生頻度の変化を調べた．そのシミュレーション結果を図 5.13 に示す．図 5.13 のパラメータは到来波数でありその環境設定は表 5.4 と同じである．到来波数が 3 波あるいは 4 波の場合は表 5.4 において強い波から順に 3 波あるいは 4 波が到来しているものとしている．

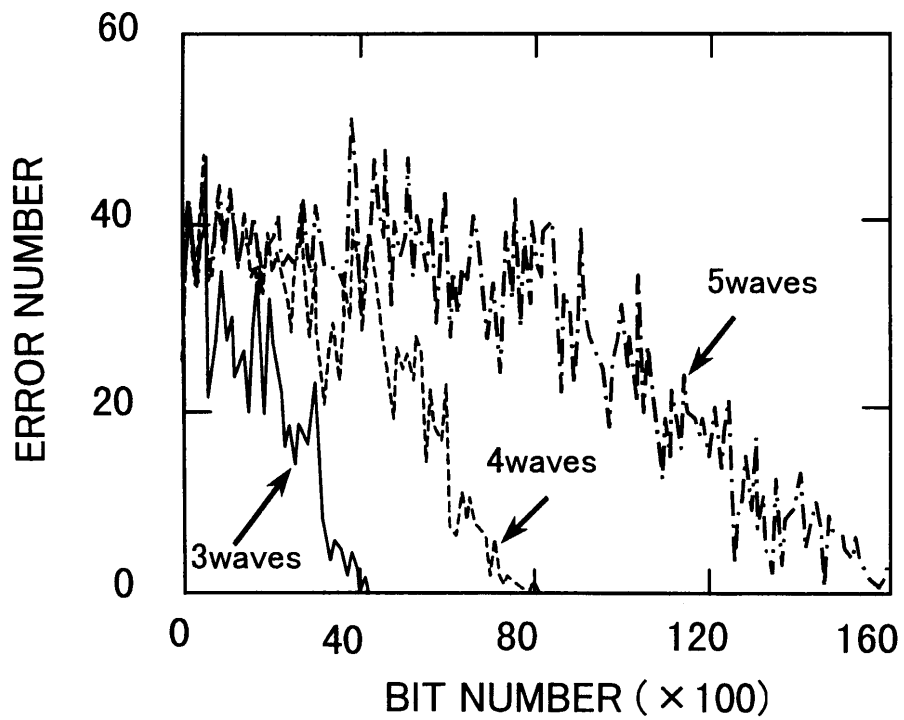
図 5.13 の縦軸は 100bit 当りの誤りの数を示している．横軸は伝送した bit の数を示しており，イタレーションを開始してからの時間に相当する．いずれの手法を用いてもアルゴリズムの収束に伴い誤りは少なくなっているが，収束速度はマルカート法の方がはるかに速いことが分かる．

### 5.3.5 電波環境が変化する場合の追従特性

陸上移動通信では受信点が移動することにより受信点付近の電波環境が急激に変化することが十分予想される．そこで一旦収束したアルゴリズムが新しい環境に対してスムーズに追従するか調べた．ここではまず，3 波の到来波が存在する環境でアルゴリズムを収束させ，その後さらにもう 1 波到来波を増やした．その環境設定を表 5.7 に示す．第 2 波は 8000bit 後に追加した．



(a) マルカート法



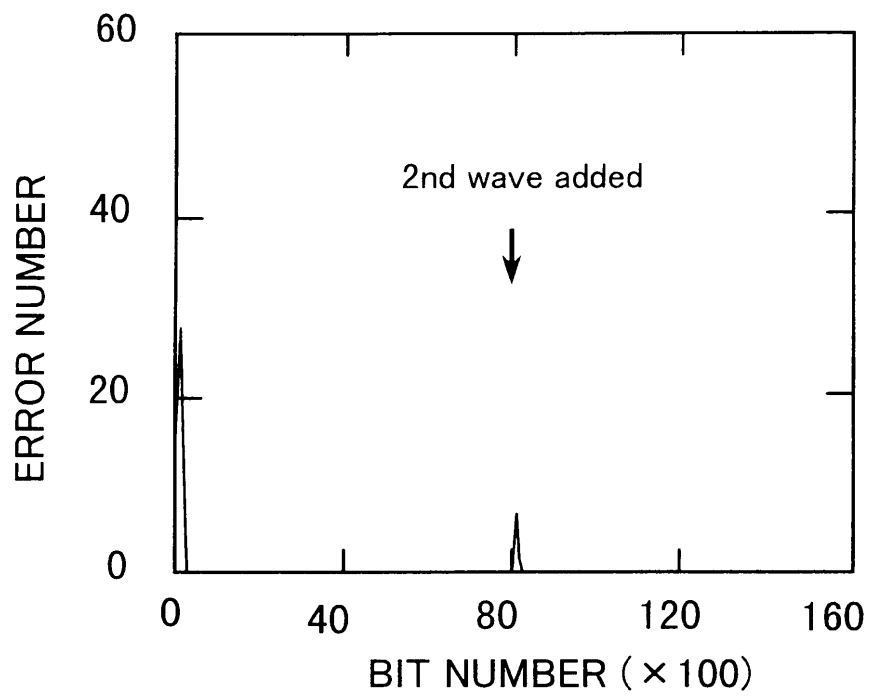
(b) 最急勾配法

図5.13 収束に伴う誤り発生頻度の変化

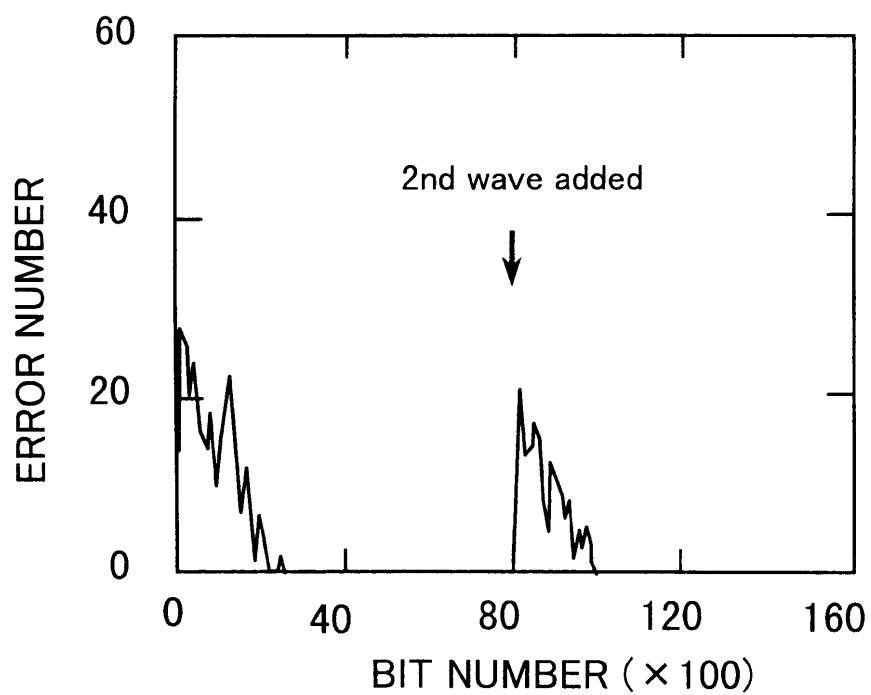
表 5.7 電波環境が変化する場合の環境設定

入力 SNR		40dB	
	電力 (dB)	到来方向 (degree)	遅延 ( in Symbol Length )
第 1 波	0	0	0.0
第 2 波	-2	60	1.0
第 3 波	-4	90	2.5
第 4 波	-6	140	4.0

図 5.14 に 100bit 当りの誤り発生頻度の変化を示す。電波環境の変化に伴い指向性の変更を必要とするため変化直後は頻繁に誤りが発生する。さらに新しい環境のもとでイタレーションを重ねるにつれ再び誤りは少なくなるが、このときの収束もイタレーション初期と同様マルカート法の方がはるかに速いことが図 5.14 より分かる。また、電波環境が変化する直前（7500bit 後）と、変化直後（8500bit 後）および変化後再び収束した後（16000bit 後）の指向性を図 5.15 に示す。マルカート法では 8500bit 後には既に新しい到来波（第 2 波）の到来方向に深いヌルを形成し環境の変化に速やかに適応している。これに対し最急勾配法では、最終的には一点鎖線で示したように遅延波の方向に深いヌルを向けるのではあるが、環境変化直後は新しい波に対するアレー応答は若干低くなっているだけでヌルを形成するには至っていない。尚、マルカート法における 16000bit 後の指向性は 8500bit 後とほぼ同様であった。

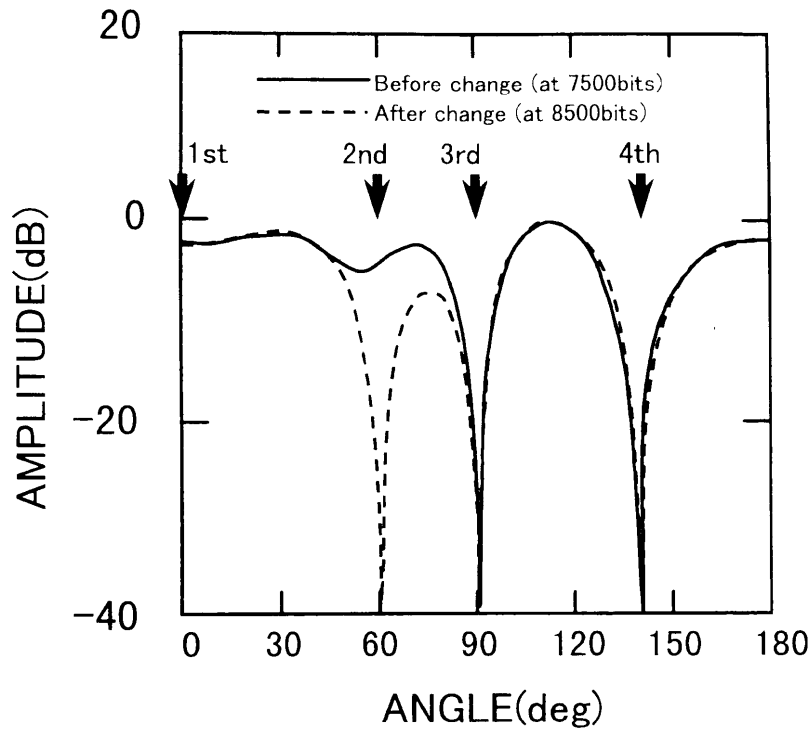


(a) マルカート法

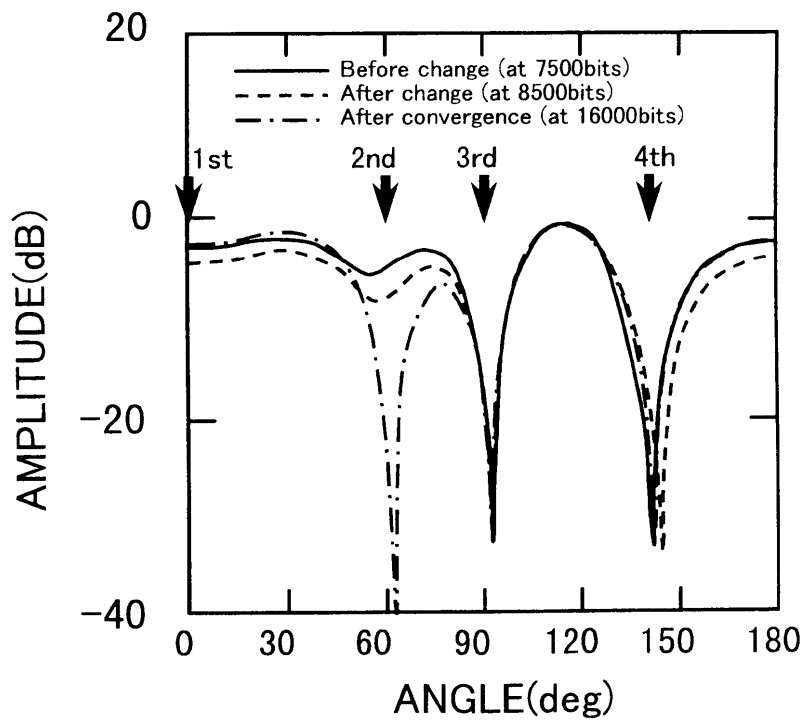


(b) 最急勾配法

図5.14 電波環境の変化に対する動作(誤り発生頻度)



(a)マルカート法



(b)最急勾配法

図5.15 電波環境の変化に対する動作  
(指向性)

## 5.4 まとめ

本章では、非線形関数自乗和最小化アルゴリズム（マルカート法）をCMAに適用することを試み、シミュレーションによりその動作を調べた。その結果、従来の最急勾配法では収束が著しく遅くなるような環境においてもマルカート法を用いると速やかに1波のみを捕らえることが明かとなった。

さらに、より現実的な環境におけるアルゴリズムの動作を調べるために5波モデルを用いてシミュレーションを行った。その結果、遅延波の抑圧は良好に行えるが位相の不確定性により、コンステレーションが大きく乱れることが明かとなった。そこで、1つのウエイトの位相を一定値に拘束することを考え、シミュレーションによりその効果を調べた。その結果、シンボルの判定が十分可能なほどにコンステレーションは回復し位相拘束の効果が確認できた。

本章ではさらに動特性について検討し、受信点が移動することにより生ずるドップラーシフトの影響はほとんどないことを示した。また、アレーの自由度を超える数の波が到来する場合、収束は若干遅くなるが、アルゴリズムは良好に動作することが分かった。さらに、電波環境が変化する場合の動作について調べ、新しい電波環境に対しても速やかに追従することを確認した。

## 第5章の参考文献

- [1] M. R. Osborne ,“Nonlinear Least Squares - the Levenberg Algorithm Revisited”,  
J. of the Australian Mathematical Society, **19**, pp. 343-357, 1976.
- [2] D. W. Marquardt, “An Algorithm for Least Squares Estimation of Nonlinear  
Parameters” , SIAM J. Appl. Math., **11**, pp. 431-441, 1963.
- [3] 藤元, 菊間, 稲垣: “マルカート法によるCMAアダプティブアレーの最適化”,  
信学技報, **AP90-27**, pp. 55-61, 1990.
- [4] 藤元, 菊間, 稲垣: “マルカート法によるCMAアダプティブアレーの陸上移動通  
信における多重波抑圧特性”, 信学技報, **AP90-106**, pp. 51-56, 1991.
- [5] N. Kikuma, M. Yamada and N. Inagaki, “Directionally Constrained Adaptive  
Array Using Constant Modulus Algorithm” , Proc.ISAP , **2**, pp. 313-316, 1983.
- [6] 菊間, 小山, 鷹尾: “S M I 方式の方向拘束付アダプティブアレイ” , 1984 年信学  
光・電波部門全大, S3-13.
- [7] N.Kikuma and K.Takao, “Effect of Initial Values of Adaptive Arrays” , IEEE  
Trans., **AES-22**, pp. 688-694, Nov.1986.
- [8] B. G. Agee, “The Least-Squares CMA: A New Technique for Rapid Correction of  
Constant Modulus Signals” , proc. IEEE **ICASSP**, pp. 953-956, 1986.

## 第6章 CMAアダプティブアレーの所望波捕捉特性の改善

### 6.1 まえがき

本研究では、陸上移動通信におけるフェージング対策の一つとしてCMAアダプティブアレーを取り上げ、その通信品質改善効果について検討している。前章までの検討を通して、アンテナ素子の指向性が歪んでいる場合や送信信号が定包絡線でない場合にも、CMAアダプティブアレーにより複数の到来波の中から1波のみを選択的に受信できることを示した[1][2]。このことから、フェージング対策として大きな効果が得られる可能性がある。ただし、従来のCMAアダプティブアレーは、必ずしも最も強い波を捕らえるとは限らず、到来波の条件（複数の波の強度関係）によっては弱い波を捕らえてしまい、本来捕らえるべき所望波を抑圧してしまう場合があるという問題が指摘されている[3][4]。そこで、本章では、CMAの評価関数に改良を加え、複数の到来波の中から最も強い波を確実に捕らえることができる手法を提案する。

本章では、まず2波モデルを用いてCMAアダプティブアレーの動作特性の解析を行い、多重波環境に適用した場合の到来波の強度と捕える波との関係を明確にする。次に、従来固定としていた包絡線の拘束値を可変とし、この値にアンテナ素子の平均受信電力を用いる手法を提案する。これにより、到来波の強度に関わらず必ず最大の波を捕らえることが可能となり、所望波捕捉特性が大幅に改善することを示す。さらに、等価低域系による計算機シミュレーションを行い、解析的検討の際においた仮定が満足されない場合であっても、提案した手法が有効であることを示す。

### 6.2 CMA アダプティブアレーの所望波捕捉特性の解析

#### 6.2.1 解析モデル

本研究では、CMAをアレーアンテナの重み係数の制御に適用する場合について検討しているが、CMAは本来、適応等化器の制御アルゴリズムとして提案されたものである。従って文献[3]では、CMAを適応等化器に適用した場合について、最急勾配法を用いて制御したときの収束状態を式(2.14)から推定している。ここではCMAをアレーアンテナに適用した場合の収束状態について検討する。この場合、文献[3]における等化器のタップ間の遅延を表すベクトルを、アンテナ素子間の位相差を表すベクトル（以下、アレー伝搬ベクトルと呼ぶ）に置き換えることにより、文献[3]の収束モデルをそのまま利用できる。以下に、収束モデル導出過程の概略を述べる。



いま、図 6.1 に示すように到来波は 2 波とし、 $n$  回繰り返し計算後の波 1 の振幅、位相をそれぞれ  $A_1, \gamma_1(n)$ 、波 2 の振幅、位相をそれぞれ  $A_2, \gamma_2(n)$  とする。それぞれの波は同一の放射源から放射され異なる伝搬路を経て到来するとし、到来波の振幅  $A_1, A_2$  は常に一定とする。また、到来波の位相  $\gamma_1(n), \gamma_2(n)$  にはドップラーシフト、および送信時の変調による位相変動が含まれているものとする。波 1 と波 2 の遅延差は十分に大きく、 $\gamma_1(n)$  と  $\gamma_2(n)$  の間に相関はないものとする。さらに、 $\phi$  方向からの到来波に対するアレー伝搬ベクトルを  $\mathbf{T}_{(\phi)}$  で表す。これらを用いて入力ベクトル  $\mathbf{X}(n)$  を表すと式(6.1)のようになる。ただし、ここではアンテナ出力端で発生する熱雑音は十分に小さいとし無視している。

$$\mathbf{X}(n) = \mathbf{T}_{(\phi_1)} A_1 e^{j\gamma_1(n)} + \mathbf{T}_{(\phi_2)} A_2 e^{j\gamma_2(n)} \quad (6.1)$$

また、 $n$  回繰り返し計算後のアレーの出力  $y(n)$  は、入力ベクトル  $\mathbf{X}(n)$  とウエイトベクトル  $\mathbf{W}(n)$  の期待値との内積となり

$$y(n) = \mathbf{X}^T(n) E[\mathbf{W}^*(n)] = \mathbf{T}_{(\phi_1)}^T E[\mathbf{W}^*(n)] A_1 e^{j\gamma_1(n)} + \mathbf{T}_{(\phi_2)}^T E[\mathbf{W}^*(n)] A_2 e^{j\gamma_2(n)} \quad (6.2)$$

で表される<sup>1</sup>

ここで、 $\mathbf{T}_{(\phi_i)}^T E[\mathbf{W}^*(n)] A_i$  は、アレー出力  $y(n)$  に含まれる波  $i$  に関する成分を表すのでこれを  $V_i(n)$  とおくと

$$y(n) = V_1(n) e^{j\gamma_1(n)} + V_2(n) e^{j\gamma_2(n)} \quad (6.3)$$

となる。

一方、式(2.14)において  $(|y(n)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^\dagger(n)$  と  $\mathbf{W}(n)$  との間に相関がないと仮定すると、最急勾配法に基づくウエイトの期待値に関する更新式は

$$E[\mathbf{W}(n+1)] = \left\{ \mathbf{I} - \mu E \left[ (|y(n)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^\dagger(n) \right] \right\} E[\mathbf{W}(n)] \quad (6.4)$$

となる。ただし、 $\mathbf{I}$  は単位行列を表す。式(6.1)と式(6.3)を式(6.4)に代入するとウエイトの期待値に関する更新式が得られる。さらに  $\mathbf{T}_{(\phi_1)}$  と  $\mathbf{T}_{(\phi_2)}$  が直交する<sup>2</sup>という仮定をおくと、アレー出力に含まれる各到来波の成分  $V_i(n)$  に関する、次式の更新式が得られる。(導出の過程については文献[3]の式(29)の導出を参照)。

<sup>1</sup> ただし、式(6.2)の  $y(n)$  はアレー出力のアンサンブル平均であり、式(2.3)で表される瞬時値とは異なる。以後の解析はアレー出力のアンサンブル平均に基づいて行っている。

<sup>2</sup>  $\mathbf{T}_{(\phi_1)}$  と  $\mathbf{T}_{(\phi_2)}$  が直交するということは、物理的にはウエイトを一様振幅とし、 $\phi_1$  の方向に指向性のメインビームを向けるとき、 $\phi_2$  の方向に指向性のヌルが形成されることを意味する。

$$V_1(n+1) = \left\{ 1 - \mu KA_1^2 \left( |V_1(n)|^2 + 2|V_2(n)|^2 - \sigma^2 \right) \right\} V_1(n) \quad (6.5)$$

$$V_2(n+1) = \left\{ 1 - \mu KA_2^2 \left( 2|V_1(n)|^2 + |V_2(n)|^2 - \sigma^2 \right) \right\} V_2(n) \quad (6.6)$$

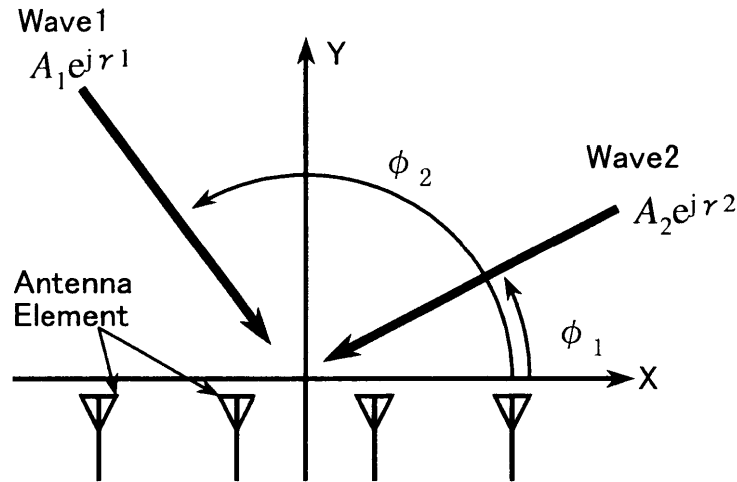


図6.1 到来波モデル

### 6.2.2 2波モデルによる所望波捕捉特性の解析

陸上移動通信では到来波の到来方向に関する情報はほとんど得られないため、イタレーション開始時の指向性は無指向性とすることが妥当と考えられる。一方，CMAアダプティブアレーにおいて複数の到来波が存在するとき，必ずしも最大の波を捕らえるとは限らないという問題が指摘されている[3][4]。ただし，無指向性からイタレーションを開始した場合の特性については明確に示されていないため，ここではまず，無指向性から開始した場合の，到来波環境と捕らえる波との関係を明確にする。

本章では，到来波はすべて同一の放射源から放射され，異なる伝搬路を経て到来するものとする。従って波1と波2は振幅と遅延時間を除けば同一の波形であるため，2波のうち大きい方の波を所望波とする。ここで，簡単のため  $A_1 > A_2$  すなわち波1をD波，波2をU波とする。以後， $A_1 > A_2$  の場合について検討を行う。 $A_1 < A_2$  の場合には波2がD波，波1がU波となるため，その特性は  $A_1$  と  $A_2$  の値を入れ換えたときの  $A_1 > A_2$  の場合の特性と同様となる。従って  $A_1 > A_2$  の場合について検討を行えば， $A_1 < A_2$  の場合の特性も把握できる。

イタレーションを繰り返した後の最終的な収束状態を調べるために、式(6.5)および式(6.6)を用いて数値計算を行った。ここでは、図6.2に示すように $A_1 > A_2$ の範囲で $A_1, A_2$ を様々に変化させて、アレー出力に含まれる各波に関する成分 $V_1(n), V_2(n)$ の変化を調べた。図の縦軸、横軸は $V_1(n), V_2(n)$ の振幅をそれぞれ示しており、●印はアルゴリズムをスタートさせた環境を示している。無指向性からアルゴリズムを開始しているため、破線で示す領域は、それぞれ $A_1 > A_2 > \sigma$ 、 $A_1 > \sigma > A_2$ および $\sigma > A_1 > A_2$ の3つの場合に相当する。ただし、ここでは振幅の拘束値は $\sigma = 1$  (0 dB)としている。

イタレーションを繰り返したときの $V_1(n), V_2(n)$ の軌跡が矢印Aの方向へ進む場合はD波を捕らえU波を抑圧している場合であり、矢印Bの方向へ進む場合はU波を捕らえD波を抑圧している場合である。ここではすべて $A_1 > A_2$ の環境からアルゴリズムを開始しているため、矢印Bの方向へ進む場合は、弱い方の波を捕らえようとしていることになる。

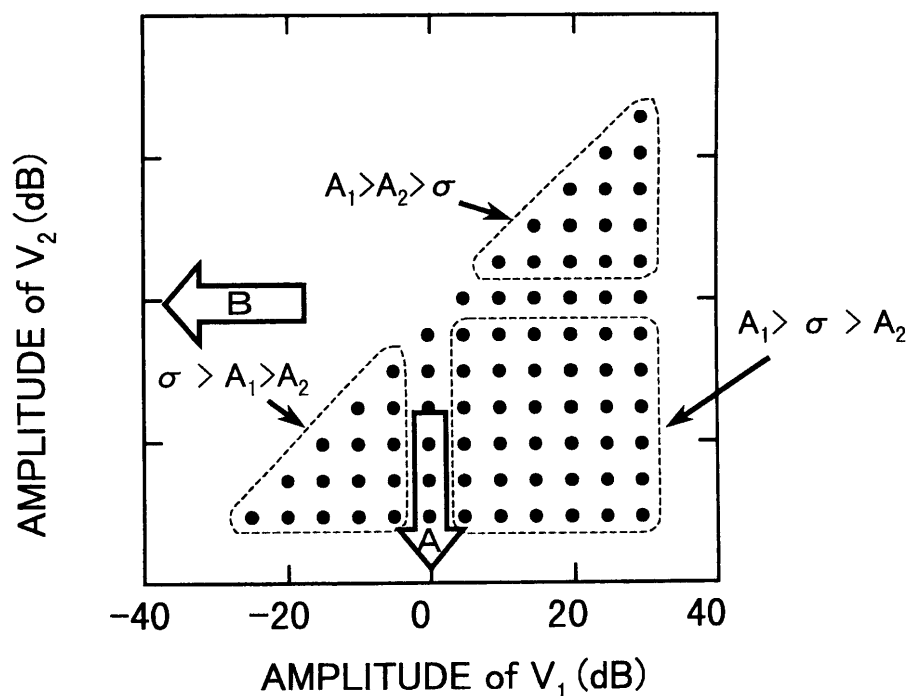


図6.2 到来波の強度設定

数値計算では素子数( $K$ )を4とした。また、ステップサイズ $\mu$ についてはアルゴリズムが発散しない範囲で、できる限り大きい値、すなわち $\mu=1/(3 \cdot P_{av})$ とした[5]。ただし、 $P_{av}$ は各素子の平均受信電力である。

数値計算の結果を図6.3に示す。 $\sigma > A_2$ の場合は、最終的には強い方の波が捕らえられているが、その過程は単純ではない。特に $A_1 > \sigma > A_2$ の場合、所望のアレー出力信号振幅 $\sigma$ に比べてD波の信号振幅 $A_1$ が大きい。従って、イタレーション初期においてはD波到来方向でのアンテナゲインを低下させることによって、アレー出力における信号振幅を $\sigma$ にするように系が動作する。そのため、アレー出力におけるD波成分が減少する。

一方、 $A_1 > A_2 > \sigma$ の場合、最終的にU波のみが捕えられてしまう。CMAアダプティブアレーにおいて、このような問題が存在することは既に指摘されている。しかし、無指向性からイタレーションを開始した場合の特性については明確に示されておらず、これまで具体的な解決策の提案もなされていなかった。

$A_1$ と $A_2$ の大小関係がいかなる場合であっても波1をD波とするような応用では初期の波1の振幅 $|V_1(0)|$ が $\sigma/\sqrt{3}$ 以上となり、波2の振幅 $|V_2(0)|$ が $\sigma/\sqrt{3}$ 以下となるように初期ウェイトを設定することにより、必ず波1を捕らえるようにすることが可能である[3]。ただし、それには波1の振幅と到来方向、もしくは波1と波2のそれぞれの振幅を知る必要がある。しかし、多重波環境においてこれらを正確に知ることは困難である場合が多い。

そこで、次節では各到来波の振幅、到来方向を知ることなく容易に最も強い波を捕らえることができる手法を提案する。

### 6.2.3 所望波捕捉特性を改善する手法の提案

図6.3の軌跡からCMAアダプティブアレーの収束過程は次の2つの過程に分けることができると考えられる。

- (a) アレー出力の平均電力を $\sigma^2/2$ に近づける。
- (b) アレー出力の包絡線を一定とする。

本来の目的である遅延波抑圧のためには上記の(b)の過程のみでよい。しかし、イタレーション初期においては、評価関数を小さくするために、まず効果の大きい上記の(a)の過程が先に実施されることが図6.3から分かる。アレー出力の平均電力がほぼ $\sigma^2/2$ となった時点で、さらに評価関数を小さくするために(b)の過程が実施され

るものと思われる．ところがイタレーション初期，すなわち(a)の過程におけるウェイトの修正方向は必ずしも U 波を抑圧する方向ではなく， $A_1 > \sigma$  の場合には，D 波を抑圧する方向に修正してしまうことが図 6.3 から分かる．特に  $A_1 > A_2 > \sigma$  の場合には，(a)の過程で D 波が強く抑圧され最終的に U 波が捕らえられてしまう問題が生じる．

そこで，このような問題を生じる原因となる(a)の過程を省略し，イタレーション初期から(b)の過程を実施することで，常に強い波を捕らえることができるようにした手法を以下に提案する．

すなわち， $\sigma$  を可変とし，次式のようにアンテナ素子出力電力から決定される  $\sigma$  を用いる．

$$\frac{1}{2} \sigma^2 = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} A_i^2 + N_0 \quad (6.7)$$

ただし， $N$  は到来波数， $N_0$  はアンテナ出力端における熱雑音電力を表す．また，到来波間の相関はないものとしている．包絡線の拘束値として式(6.7)により決定される  $\sigma$  を用いると，既に上記の(a)の過程が実施されたことになり，イタレーション初期から(b)が実施されることになると考えられる．さらに，初期の指向性を無指向性とする，(b)を実施する過程で常に強い方の波を捕らえることが期待できる．

以上に述べた手法で得られる最終的な収束状態を調べるために，6.2.2 と同様に数値計算を行った．ここでは，入射信号電力に対してアンテナ出力端で発生する熱雑音電力は十分に小さいと仮定し，次式より  $\sigma$  の値を決定している．

$$\sigma = \sqrt{A_1^2 + A_2^2} \quad (6.8)$$

数値計算の結果を図 6.4 に示す．環境は  $\sigma$  の設定を除いて図 6.3 の場合と同じである．図から分かるように，どのような環境からアルゴリズムをスタートさせても，必ず強い方の波が捕らえられている．このように，提案した手法を用いることにより到来波の強度に関わらず確実に強い方の波を捕らえることが可能となり，所望波捕捉特性が大幅に改善する．

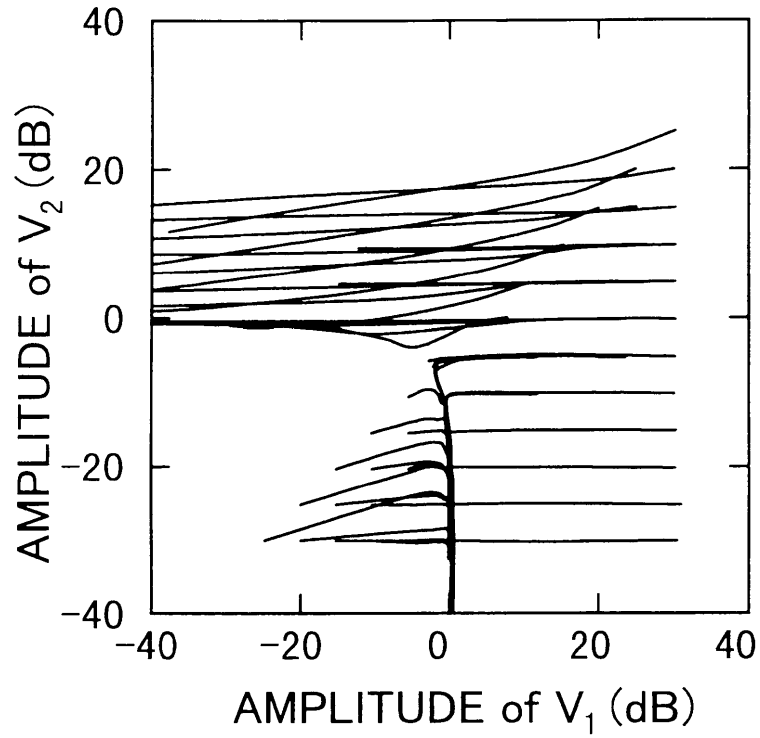


図6.3 従来法を用いた場合の所望波捕捉特性(理論値)

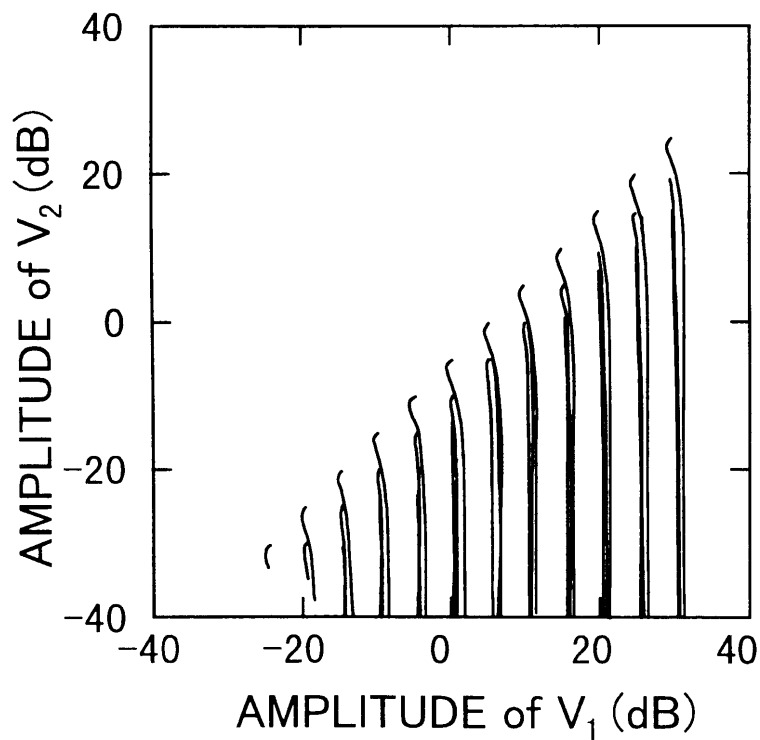


図6.4 提案する手法を用いた場合の所望波捕捉特性(理論値)

### 6.3 計算機シミュレーション

6.2 では到来波を2波とし、解析的検討を行った。その際には、2波の位相には相関がない、2波の到来方向に対するアレー伝搬ベクトルは直交する、 $\left( |y(n)|^2 - \sigma^2 \right) \mathbf{X}(n) \mathbf{X}^\dagger(n)$  と  $\mathbf{W}(n)$  との間に相関がないなどの仮定をおいている。ここでは、これらの仮定が必ずしも満たされない一般的な到来波環境について計算機シミュレーションを行い、上述の仮定が満足されない場合であっても、6.2.3で提案した手法の効果が期待できることを明らかにする。

#### 6.3.1 計算機シミュレーションの概要

シミュレーションは等価低域系で行った。データのサンプリングは1シンボル当たり7回とし、変調符号はM系列8段のPN符号を用いた。変調方式は $\pi/4$ シフトQPSKとし帯域制限は行っていない。熱雑音はアンテナ素子の出力点で定義し、その強度は到来波の強度に関わらず常に-40dBとした。また、アレーは図6.5に示すY形アレーとし、アンテナ素子単体の指向性は無指向性とした。初期ウエイトは第1素子のみ1とし他はすべて0、すなわちイタレーション開始前のアレーの指向性は無指向性とした。受信点付近における到来波数は2波とし、それぞれの到来方向、遅延時間は表6.1のように設定した。この場合、波1と波2の到来方向に対するアレー伝搬ベクトル  $\mathbf{T}_{(\phi_1)}$ 、 $\mathbf{T}_{(\phi_2)}$  は互いに直交せず、6.2でおいた仮定は満足されないことになる。尚、到来方向は図6.5のX軸方向を基準( $0^\circ$ )とし、遅延時間は波1の到来時刻を基準とした。

表 6.1 環境設定

	到来方向(deg)	遅延( in Symbol Length )
波 1	0	0.0
波 2	60	1.0

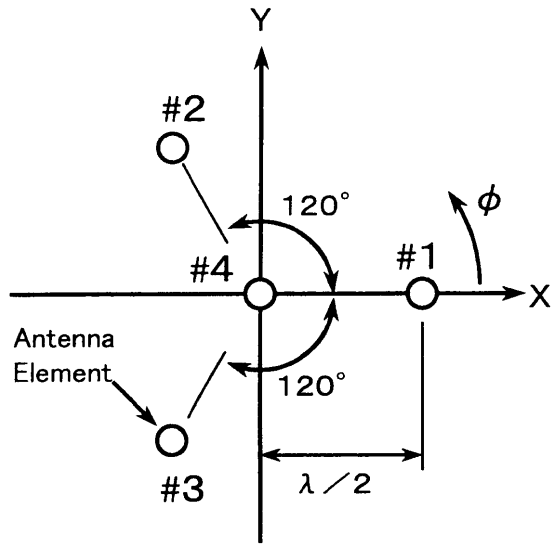


図6.5 4素子アレーの配置

### 6.3.2 所望波捕捉特性改善効果の検証

まず、従来の評価関数 ( $\sigma^2=1$ ) を用いた場合のシミュレーションを行い、所望波捕捉特性を調べる。ただし、ここでの遅延波は表 6.1 の条件によるものであり、所望波との相関がほとんど 0 の場合を想定している。最適化手法は解析的に検討した場合と同じ最急勾配法を用いた。ただし、評価関数の勾配ベクトル  $\nabla_w Q(n)$  は式 (2.13) を用いず、 $\mathbf{W}(n)$  を微小量変化させて式 (2.11) より直接求めている。その結果を図 6.6 に示す。収束点付近において多少のジグザグ運動がみられるが、図 6.6 は図 6.3 と同様の傾向を示している。

次に提案した手法を用いた場合のシミュレーションを行った。ここでは  $\sigma^2$  の値として 1 素子当たりの受信電力の平均値を用い、可変とした。平均受信電力を求めるに当たっては、入力  $\mathbf{X}(n)$  のサンプル毎に各アンテナ素子の瞬時受信電力を求め、これらを全素子にわたって平均した後、さらに各イタレーション毎に忘却係数を用いて時間平均を行っている。ここでは忘却係数は 0.9 とした。

図 6.7 にシミュレーションの結果を示す。2 波の強度  $A_1$  と  $A_2$  の差が小さい場合イタレーション初期において若干のジグザグ運動がみられるが、解析的に検討した結果 (図 6.4) と同様の傾向にあり、到来波の条件に関わらず確実に強い方の波 (波 1) を捕えていることが分かる。

さらに、 $V_1(n)$  の大きさは収束するまでほとんど変化していない。このことから、 $\sigma=1$  とした場合に比べてウエイトの初期値に近いところにウエイトの最適点が存在することになり、ウエイトの変化量が少なくすむものと考えられる。



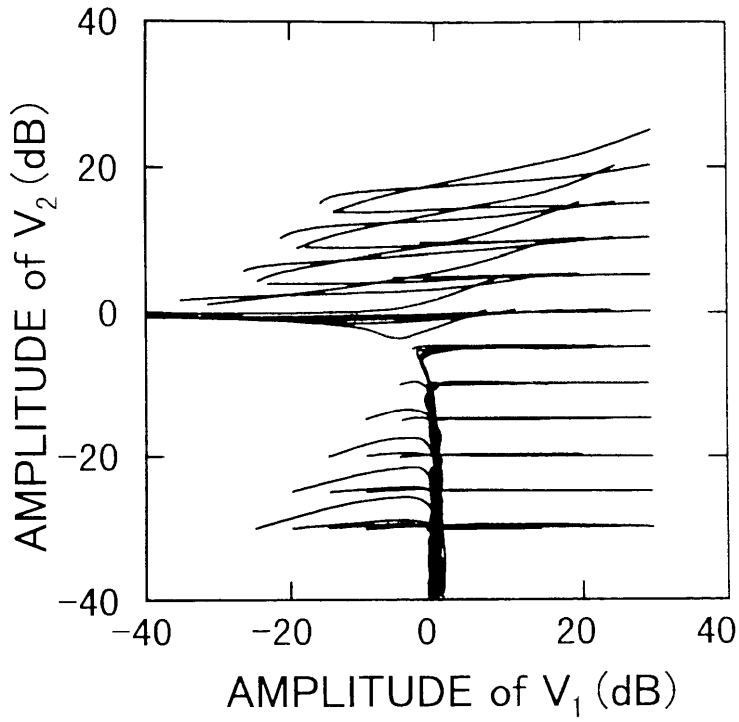


図6.6 従来法を用いた場合の所望波捕捉特性

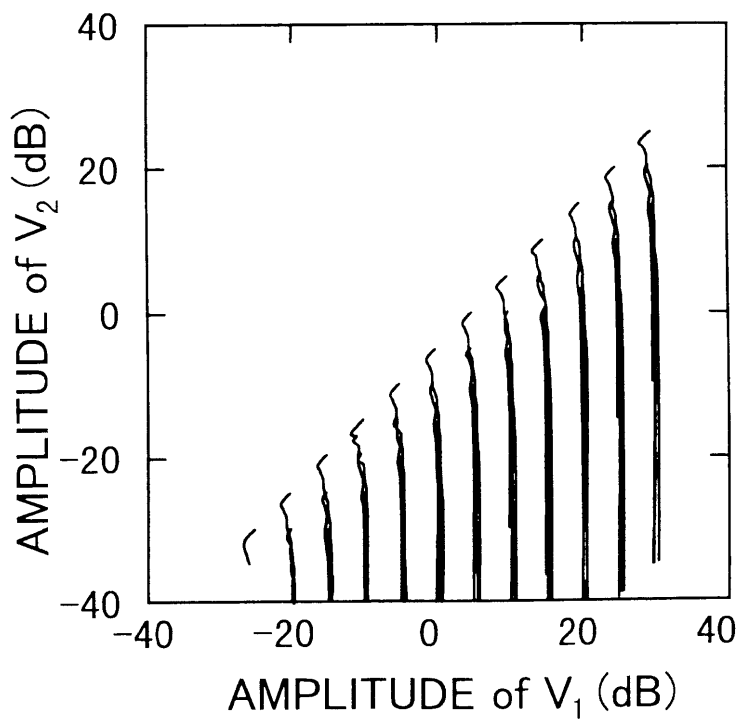


図6.7 提案する手法を用いた場合の所望波捕捉特性  
(シミュレーション)

### 6.3.3 提案手法をマルカート法へ適用した場合の特性

第5章において、非線形関数自乗和最小化法であるマルカート法を用いてCMAアダプティブアレーの重み係数を最適化する手法を提案した[6]。ここでは計算機シミュレーションにより、本章で提案した評価関数をマルカート法に適用した場合の所望波捕捉特性について検討する。

まず、従来の評価関数を用いてマルカート法により最適化を行った場合の結果を図6.8に示す。 $A_1, A_2$ がともに $\sigma$ より大きい場合、最急勾配法の場合と同様に弱い方の波を捕える傾向にある。

次に、提案した手法を用いた場合の結果を図6.9に示す。最急勾配法の場合と同様、 $\sigma$ を可変とする効果は大きく、確実に強い方の波を捕えている。また $A_1 \gg A_2$ である場合、ウェイトはイタレーションの開始点から動かず不必要に制御されることがない。さらにイタレーション初期のジグザグ運動がなく、ほぼ理想的に動作しているといえる。本章で提案した手法は最急勾配法についての解析結果に基づくものであるが、以上の結果よりマルカート法に適用した場合でも同様の効果が期待できることが明らかとなった。

## 6.4 まとめ

CMAに基づいた信号処理を行うことで、複数の到来波の中から1波のみを選択的に受信できる。しかし、必ずしも最も強い波を捕らえるとは限らず、到来波の条件(複数の波の強度関係)によっては弱い波を捕らえるといった問題があった。

本章では2波モデルによる解析結果をもとに、常に最大の波を捕らえることができる新しい評価関数の設定方法を提案した。具体的には、従来固定としていた包絡線の拘束値を可変とし、この値にアンテナ素子の平均受信電力を用いる方法である。これにより、到来波の強度に関わらず必ず最大の波を捕らえることが可能となり、所望波捕捉特性が大幅に改善することを示した。

さらに等価低域系による計算機シミュレーションを行い、解析的検討の際においた仮定が満足されない場合であっても、提案した手法が有効であることを示した。また、今回提案した手法は最適化手法として最急勾配法を用いた場合の解析結果に基づくものであるが、マルカート法を用いた場合でも同様な効果が得られることも明らかにした。

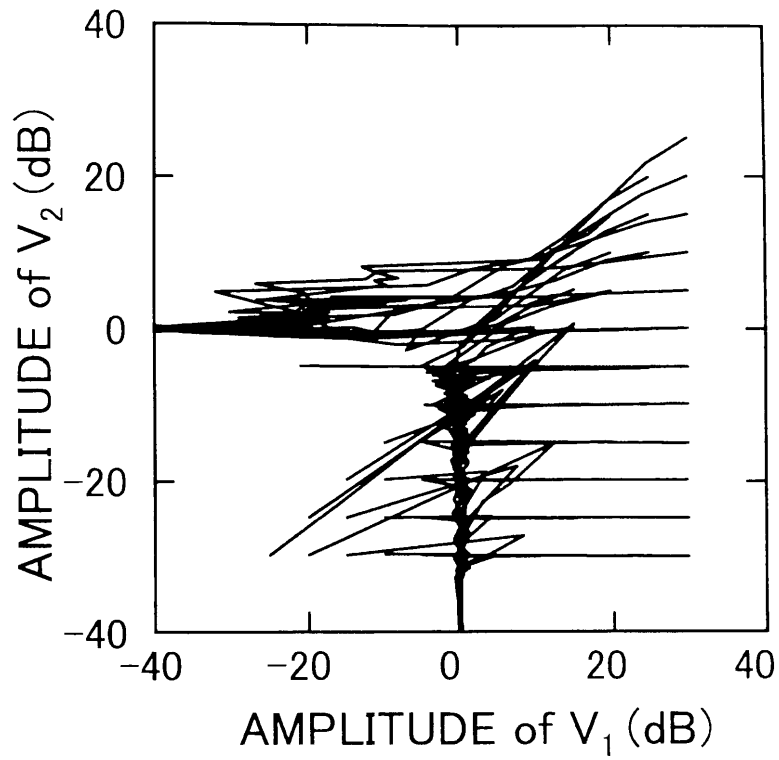


図6.8 従来法を用いた場合の所望波捕捉特性  
(シミュレーション結果, マルカート法)

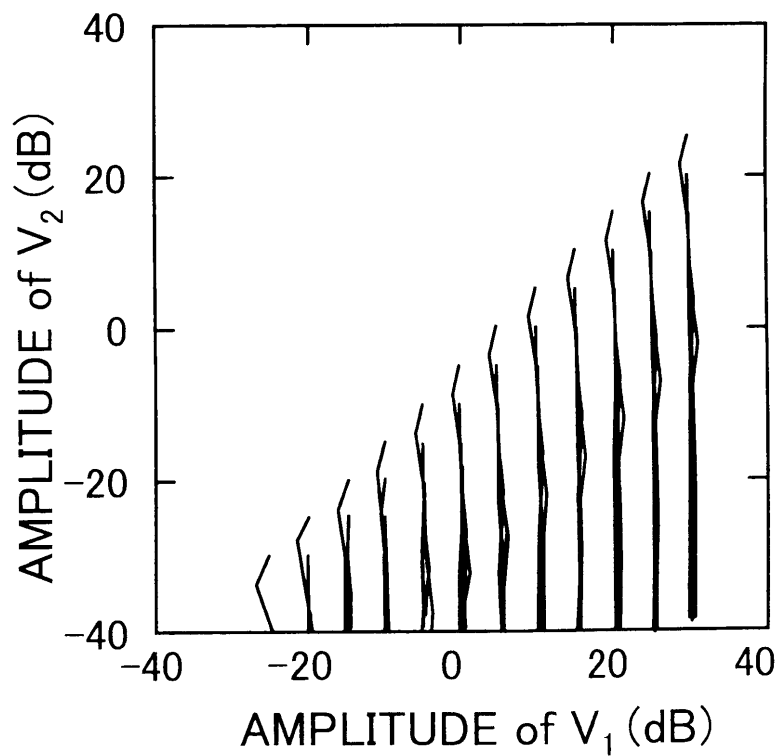


図6.9 提案する手法を用いた場合の所望波捕捉特性  
(シミュレーション結果, マルカート法)

## 第6章の参考文献

- [1] M.Fujimoto, K.Nishikawa and K.Sato: “Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications” International Symposium on Antennas and Propagation(ISAP96), **3**, pp.769-772, Sep., 1996.
- [2] 藤元, 菊間, 稲垣: “帯域制限された  $\pi/4$  シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作”, 電子情報通信学会論文誌, B-II, **J74-B-II**, No. 9, pp.497-500, 1991.
- [3] J. R. Treichler and M. G. Larimore : “The Tone Capture Properties of CMA-Based Interference Suppressors” , 4, IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., **ASSP-33**, pp. 946-958, 1985.
- [4] 高原幸一, 鷹尾和昭: “多重波抑圧用アダプティブアレー”, 電子通信学会技術報告, **CS87-12**, pp.21-26 , 1987.
- [5] M. G. Larimore and J. R. Treichler: “Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm ” , Proc. **IEEE ICASSP '83**, pp. 13-16, 1983.
- [6] 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹: “マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの多重波抑圧特性”, 電子情報通信学会論文誌, B-II, **J74-B-II**, No.11, pp.599-607, 1991.

# 第7章 マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレーの提案

## 7.1 まえがき

近年、伝搬路歪みが生じている電波環境において、その歪みを補償することなく、高効率・高品質な通信を行う方式として、マルチキャリア伝送方式[1][2]が注目されている。

マルチキャリア伝送方式は、高速な送信データを多数の低速なデータに分割し、それぞれ異なる搬送波(サブキャリア)を用いて伝送する方式であり、一つのサブキャリア当たりの伝送速度を低くすることにより不要な到来波の影響を低減し、高い通信品質を得る方式である。ただし、この方式においても解決すべきいくつかの課題がある。特に、陸上移動通信に応用するためには、長い遅延を持つ遅延波の影響や、受信点の移動に伴うドップラーシフトの影響を軽減するための技術を開発する必要がある[3]。

本章では、マルチキャリア伝送方式の課題を解決するための技術として、アダプティブアレー[4]と組み合わせた新しい受信方式を提案する。はじめに、マルチキャリア伝送について簡単に説明した後、提案する受信方式の構成および動作原理について説明する。さらに、計算機シミュレーションを通して提案方式の有効性について検討した結果を示す。

## 7.2 マルチキャリア伝送方式

### 7.2.1 マルチキャリア伝送方式の概要

ここでは、マルチキャリア伝送方式について簡単に説明する。図7.1にマルチキャリア伝送方式の基本的な信号処理の流れと、それに伴う信号の変化を概念的に示す。送信側では、送信データ系列をシリアルパラレル(S/P)変換により送信データ系列よりも伝送速度の遅い多数のデータ系列に分割し、分割された低速のデータ系列をそれぞれ変調した後、変調後の信号をそれぞれ異なる周波数に変換する。周波数変換された後の信号を合成することにより、多数のサブキャリアからなるマルチキャリア信号を生成し、アンテナから放射する。

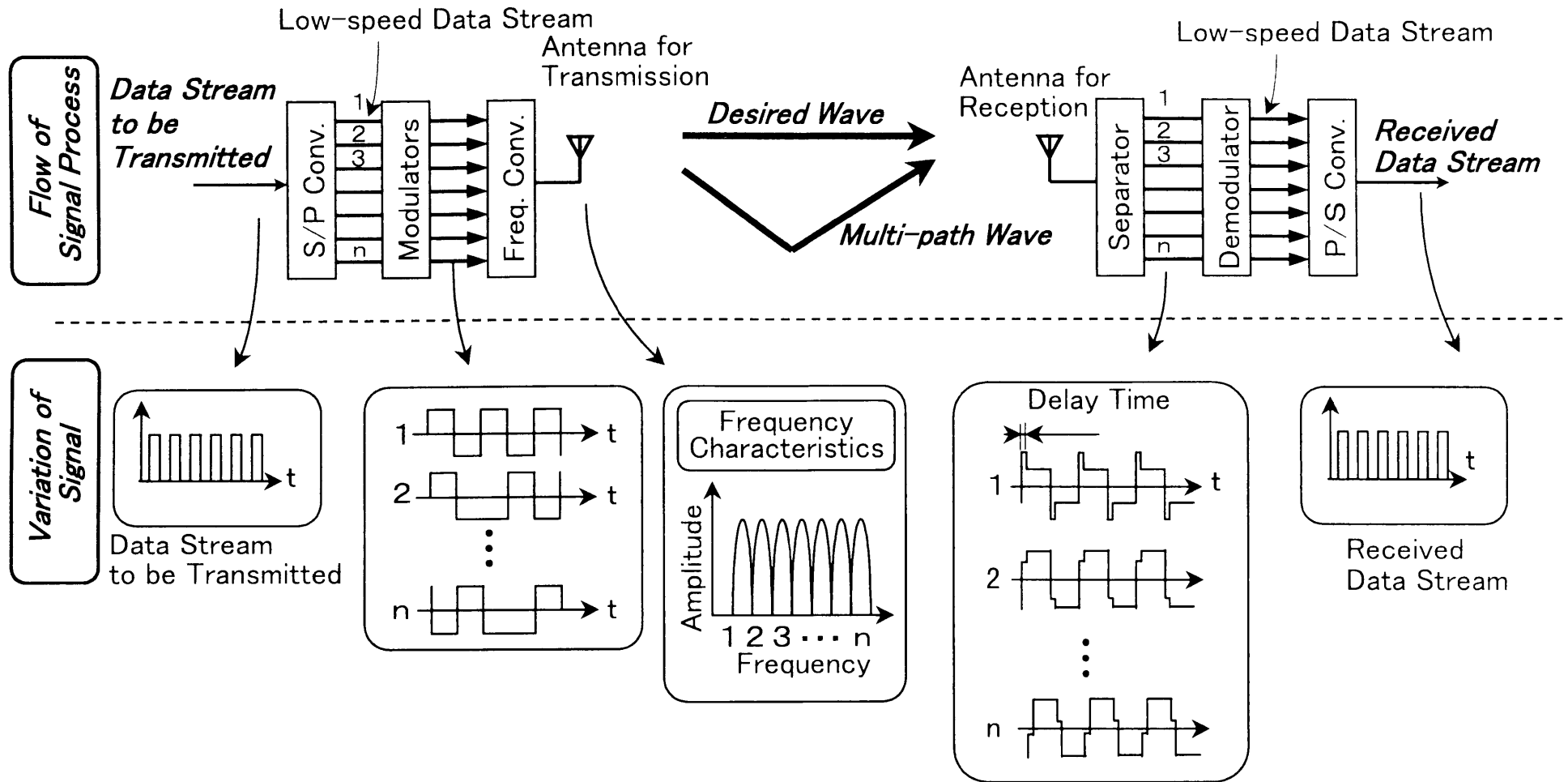


図7.1 マルチキャリア伝送方式の概要

受信側では送信側と逆の処理を行うことにより送信データを再生する。すなわち、アンテナで受信した信号をまず各周波数成分毎に分離する。分離された各サブキャリアをそれぞれ復調し、低速のデータ系列を得る。この低速のデータ系列をパラレルシリアル (P/S) 変換により伝送速度の速いデータ系列に変換し、受信データ系列を得る。

全体の伝送速度はシングルキャリアで伝送する場合と同じである。しかし、多数のサブキャリアを用いることによりサブキャリア当たりの伝送速度は低くなるので、周波数選択性フェージングの影響を受け難くなる。特に、サブキャリアを直交する周波数間隔に配置する伝送方式はOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と呼ばれる。OFDMではデータの並/直列化および周波数変換を高速フーリエ変換(FFT)により実現でき[2]、変復調の処理をデジタル信号処理により行うことが可能である。周波数利用効率に関してもOFDMの方が従来の単一キャリア伝送に比べ高く、OFDMは今後の高速デジタル無線伝送の有力な一方式として期待されている。

## 7.2.2 移動通信環境におけるマルチキャリア伝送方式の課題点

上述のようにマルチキャリア伝送方式では、サブキャリア当たりの伝送速度を低くすることにより周波数選択性フェージングの影響を低減できる。しかし、送受信回路の非線形性による波形歪み、周波数および同期ずれによるサブキャリア間の直交性の喪失、伝搬路特性に起因する波形歪みなど、実用化するためには解決しなければならない課題点もいくつかある。本章で提案する受信方式は、上述の課題のうち、伝搬路特性に起因する課題を解決するための受信方式である。以下に、伝搬路特性に起因する課題点について述べる[3]。

### 1) 遅延の長い遅延波による波形ひずみ

マルチキャリア伝送方式では、遅延波による波形歪みの対策としてガードタイムが設けられる。これは情報シンボルの末尾と同じ波形を情報シンボルの直前に付加して伝送するものである。周波数選択性フェージングが生じていても、遅延波の遅延時間がガードタイム以下であれば、伝送品質の低下はフラットフェージング時と同程度まで軽減されるものの、ガードタイムよりも長い遅延波が到来する場合は通信品質が大きく低下する。従って、ガードタイムの長さは予想される遅延波の遅延時間よりも長く設定する必要がある。しかし、現実には遅延波の遅延

時間を正確に予想することは極めて困難である。予めガードタイムを十分に長く設定しておけば通信品質の大きな低下は避けられるものの、本来ガードタイムは情報の伝送には寄与していないため、むやみにガードタイムを長くすると伝送効率(周波数利用効率)が低下してしまう。

## 2) 高速移動時のドップラーシフトによるサブキャリア間の直交性の喪失

移動通信では送信点や受信点が移動することによりドップラーシフトが生じる。このドップラーシフトの周波数は、i) キャリア(電波)の周波数と、ii) 移動体の移動速度、および、iii) 移動体の移動方向と到来波の到来方向との角度差、により決まる。到来波が1波のみの場合は、ドップラーシフトの影響は周波数オフセットと等価であり、受信機と同調周波数を調整することでドップラーシフトの影響を取り除くことができる。しかし、複数の到来波を同時に受信し、それぞれの到来波が異なるドップラーシフトを受けていると、受信信号のサブキャリア間の直交性が崩れてしまう。特に、多数のサブキャリアを使用し、サブキャリア間の周波数間隔が非常に狭い場合はサブキャリア間の干渉が生じ、通信品質が大きく低下してしまう。従って、移動体の移動速度が速く、かつ、キャリアの周波数が高い場合は、サブキャリア数を多くすることはあまり得策とはいえない。

逆に、サブキャリア数を少なくするとドップラーシフトの影響は小さくなるが、サブキャリア当たりのシンボル長が短くなる。先述のように、ガードタイム長は遅延波の遅延時間よりも長く設定する必要があるため、サブキャリアを少なくすることによりシンボル長が短くなると、送信信号に含まれる冗長な部分の割合が多くなり、伝送効率が低下する。

以上のことから、マルチキャリア伝送方式を高速移動体通信に適用するためには、

- a) 遅延の長い遅延波の影響を低減するための技術
- b) ドップラーシフトの影響を低減するための技術

を併用する必要があると考えられる。遅延波の影響を低減するための代表的な技術として、適応等化器が挙げられるが、遅延波の遅延が大きい場合には等化器の規模や演算量が膨大となってしまう。また、ドップラーシフトが大きく到来波間の位相差の変化が大きい場合には高速な処理が必要となる。一方、アダプティブアレーは遅延の長い遅延波の除去に有効であることが、これまでの検討を通して明らかとなっている。また、アダプティブアレーは、基本的にはアンテナの指向性により複数の到来波の中



から1波のみを選択的に受信することから、たとえ、その1波がドップラーシフトを受けていてもキャリア間の直交性は保たれる。従って、伝搬路特性に起因する課題を解決するための技術としては、適応等化器よりもアダプティブアレーの方が適していると考えられる。ただし、従来のアダプティブアレーは、遅延波や干渉波の影響による受信信号の時間波形の歪みを利用して指向性を制御するものであるが、マルチキャリア伝送方式の場合、送信信号そのものが複数のキャリアからなる複雑な波形をしていることから、時間波形の歪みを検出し指向性の制御に利用することが困難である。そこで、次節では、マルチキャリア伝送方式に適した新しいアダプティブアレーを提案する。

### 7.3 マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレー (MC-CMA)

#### 7.3.1 MC-CMA アダプティブアレーの構成

図 7.2 に提案方式の基本構成を示す。複数のアンテナ素子で受信された信号に対して重み付けした後、合成する。合成器の出力信号をサブキャリア成分毎に分離し復調器、および制御装置に入力する。復調器から出力されるデータは低速のデータであり、これらをパラレルシリアル変換することにより高速な受信データ系列を得る。また制御装置は各サブキャリア成分毎に分離した後の信号を取り込み、これらの信号を基に重み係数を制御する。

#### 7.3.2 MC-CMA アダプティブアレーの動作原理

マルチキャリア伝送における信号のスペクトルを図7.3に概念的に示す。各サブキャリアの強度が等しい場合、送信信号のスペクトルは図7.3(a)のようになるが、所望波と遅延波が同時に到来しており、両者を同時に受信すると周波数選択性フェージングが生じ、その結果、受信信号のスペクトルは図7.3(b)のようになる。

ところが、受信点に複数の波が到来する場合であっても、その方向にアンテナの指向性のヌルが形成されていれば、つまり、遅延波が受信されなければ、受信信号の周波数特性は送信信号と同様に平坦となるはずである。そこで、アレーアンテナで受信し、合成した後の信号の周波数特性が歪んでいれば、それが平坦となるように各アンテナの重み係数を決定する。これが、提案方式の第1の特徴である。

さらに提案方式では受信信号の周波数特性を把握するために、マルチキャリア伝送

で用いられる受信機内において周波数成分毎に分離した後の信号を利用する。この点が提案方式の第2の特徴である。すなわち、分離した後の信号の振幅は対応するサブキャリアの振幅を表すことから、振幅を測定し順にならべたものは、受信信号の周波数特性に相当する。そこで、分離した後の信号をすべて取り込み、これらの振幅が等しくなるように重み係数を決定する。

ここで、各重み係数の具体的制御方法について述べる。周波数成分毎に分離した後のサブキャリア成分を  $y_1(m)$   $y_2(m)$   $\dots$   $y_N(m)$  とし、振幅の拘束値を  $\sigma$  とおくと、提案方式の評価関数  $Q(m)$  は、次式で表される。

$$Q(m) = \frac{1}{4} \sum_{n=1}^N \left| |y_n(m)|^2 - \sigma^2 \right|^2 \quad (7.1)$$

ただし、 $m$  はイタレーションの回数を、 $N$  はサブキャリア数を表す。評価関数  $Q(m)$  は各サブキャリア成分毎に分離する前の OFDM 信号の周波数特性の歪み量を表していることになる。評価関数が最小となるとき、各サブキャリアの振幅は等しくなりアンテナの指向性において遅延波の到来方向にヌルが形成されるものと期待される。次節で示す計算機シミュレーションでは、第5章で提案したマルカート法を用いて式(7.1)の評価関数を最小化している。

提案する制御方式は、概念的には「周波数軸上でサンプリングした信号に対して CMA [5] の処理を施している」ことになる。そこで、以後この方式を、マルチキャリア-CMA (MC-CMA) と呼ぶ。次節では、計算機シミュレーションの結果を示し、提案方式の有効性について考察する。

## 7.4 計算機シミュレーション

### 7.4.1 シミュレーションの条件

シミュレーションは等価低域系で行った。シミュレーションの条件を表7.1に示す。受信点には所望波 (OFDM 信号) の他に不要波が1波到来しているものとしている。ここでは不要波として、以下の3種類の到来波を考える。

- 1) 所望波と同一の送信局から放射され、所望波とは異なる経路を経て到来する遅延波。
- 2) 所望波と異なる送信局から放射され、所望波の受信に妨害を与える狭帯域な干渉波 (以下、狭帯域干渉波と呼ぶ)。
- 3) 所望波と異なる送信局から放射された OFDM 信号であり、所望波と同一の信

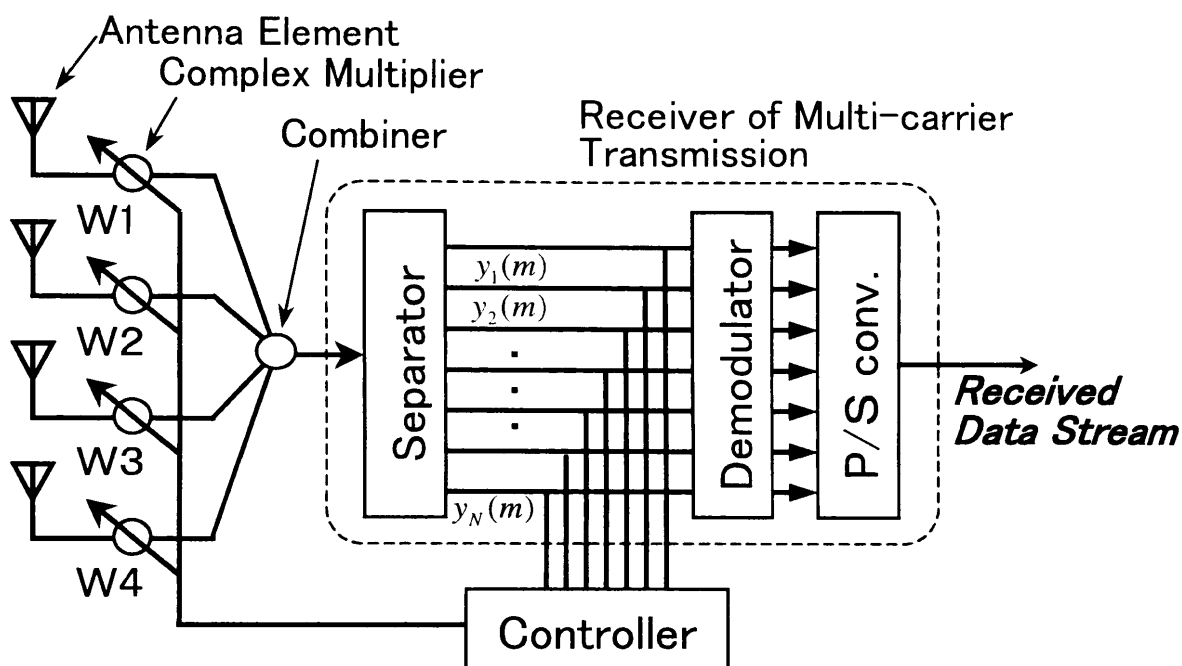


図7.2 MC-CMAアダプティブアレーの構成

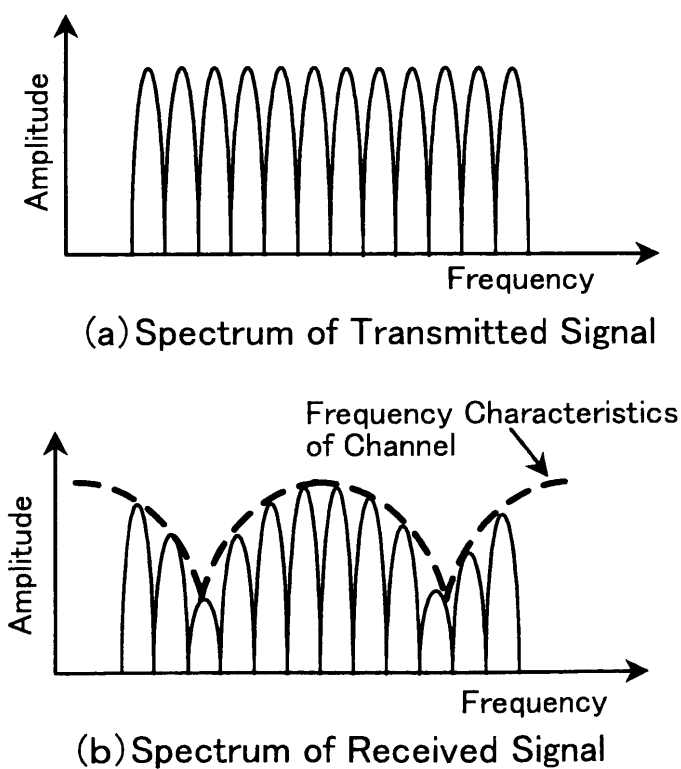


図7.3 マルチキャリア信号のスペクトル(概念図)

号フォーマット(サブキャリア数, サブキャリア間隔など)の干渉波(以下, 同一チャネル干渉波と呼ぶ).

シミュレーションでは, IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)を用いてOFDM信号を生成している. 受信時には, 受信信号を一定期間毎に切り出した信号に対してFFT処理を行うことで各サブキャリア毎の信号に分離している. 以下, 受信信号を切り出す期間を「受信ウィンドウ」と呼ぶ. シミュレーションでは受信ウィンドウは常に所望波のシンボルに同期しているものとしている.

また, DQPSK変調方式(シングルキャリア)で送信された信号をCMAアダプティブアレーで受信する方式を比較対象とする. 以下, これを従来方式と呼ぶ. 振幅の目標値 $\sigma$ については, 提案方式(MC-CMA), 従来方式ともに, 第6章で提案した方式(受信電力に適応して可変)を採用している.

尚, 本章では, 所望波と遅延波との強度比をDUR(Desired wave to Undesired wave power Ratio), 所望波と干渉波の強度比をSIR(Signal to Interference power Ratio)と, それぞれ呼び, マルチキャリア信号の電力とは各サブキャリアの電力の総和を指す.

表 7.1 シミュレーションの条件

キャリア数	10 (OFDM)
サブキャリアの変調方式	差動QPSK
ガードタイム長 $T_g$	$1/8 \times T_e$ ( $T_e$ : 有効シンボル長)*
アンテナ素子数	4
アンテナ素子配列	正方形配列
アンテナ素子間隔	0.5 波長
指導原理	MC-CMA
最適化手法	マルカート法[6]
到来波数	2 波
到来方向	$0^\circ$ (所望波), $60^\circ$ (遅延波または干渉波)
所望波のSNR	20 dB

\* シンボル長  $T_s = T_e + T_g = 1.25 T_e$

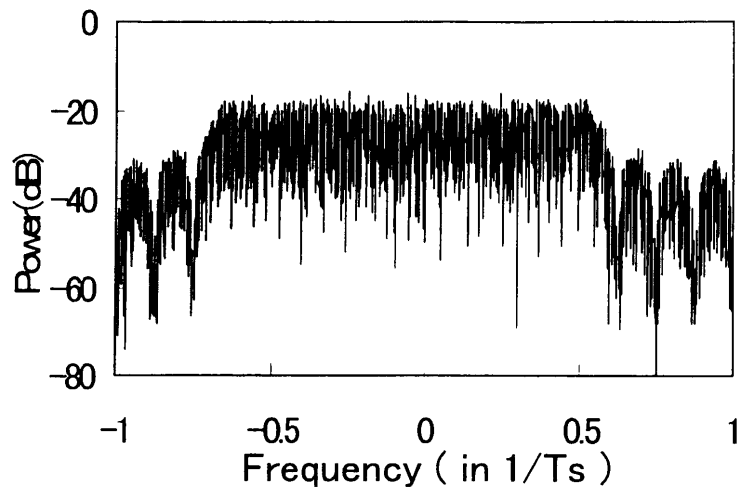
## 7.4.2 遅延波に対する抑圧特性

はじめに、遅延波に対する抑圧特性を調べた。所望波に対して0.5シンボル長の遅延を持つ遅延波が到来するときの、各部の信号スペクトルを図7.4に示す。図7.4(a)は送信信号のスペクトルを、図7.4(b)および図7.4(c)は1素子で受信した場合、および、100イタレーション後の合成後の信号スペクトルをそれぞれ示している。

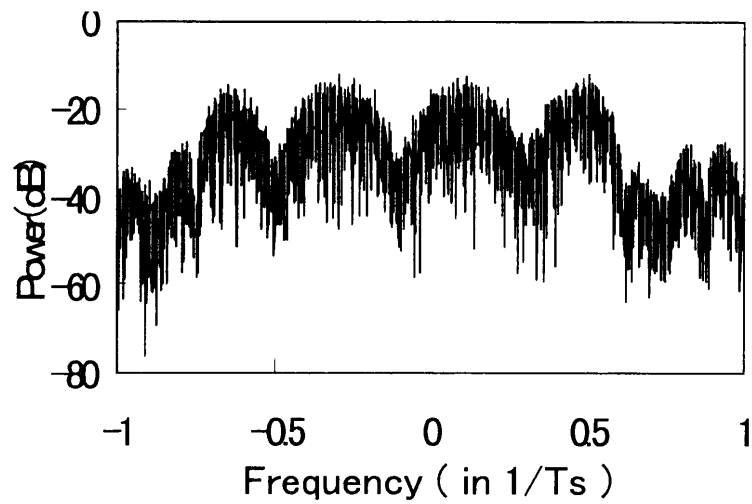
1素子で受信した場合（図7.4(b)）は、遅延波の影響により、信号スペクトルが歪んでいる。これに対し、合成後の信号スペクトルは送信信号と同様に平坦となっていることが分かる。このときの指向性を図7.5に示す。図中の太い矢印は所望波および遅延波の到来方向を示しており、○で囲まれた数字はイタレーションの回数を示している。初期状態は無指向性であるが、数回のイタレーションで遅延波の方向に深いヌルを形成していることが分かる。次に収束特性を図7.6に示す。図7.6の横軸はイタレーションの回数を表しており、縦軸はそれぞれの到来波に対する利得を表している。図7.6より、収束後は、安定して約20 dB程度以上遅延波を抑圧していることが分かる。

以上のことから、提案した方式、すなわち受信信号の周波数特性を利用して指向性を制御する方式が原理的に有効であることが分かる。

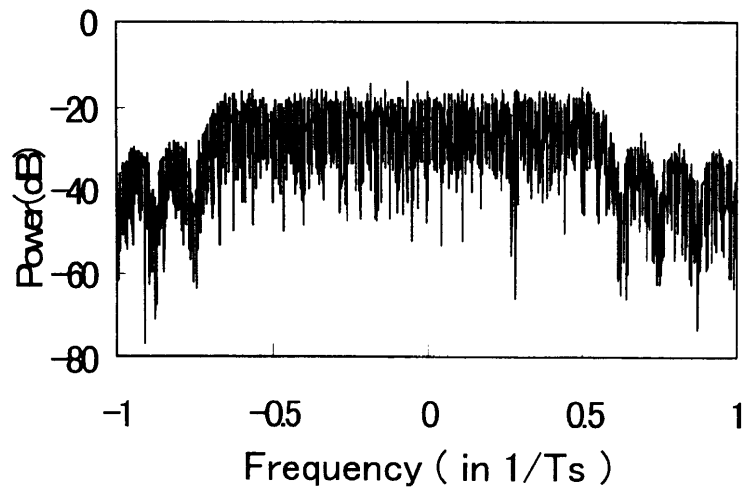
さらに、遅延波の遅延差による動作特性の違いを調べた。図7.7に、サブキャリアの数をパラメータとして、到来波間の遅延差に対する100イタレーション後の出力信号のDURを示す。比較のために、シングルキャリア(DQPSK)で送信し、受信信号の振幅変動を最小化する従来のCMAアダプティブアレーで受信した場合の、出力信号のDURを破線で示す。図の横軸はDQPSK（シングルキャリア）で伝送した場合のシンボル長で規格化した遅延波の遅延差である。図7.7より、提案方式では、遅延差が0.3シンボル程度以下の場合には出力信号のDURが低下し、遅延波を抑圧できていないことが分かる。また、抑圧できる遅延波の最小遅延差はサブキャリア数に依存せず、従来の時間軸上の振幅変動を利用するCMAアダプティブアレーと同程度であることが分かる。



(a) Spectrum of Transmitted Signal



(b) Spectrum of Received Signal  
(1 Element)



(c) Spectrum of Combined Signal  
(Proposed system after 100 times of Iteration)  
(  $T_s$  : Symbol Length )

図7.4 信号スペクトル(シミュレーション結果)

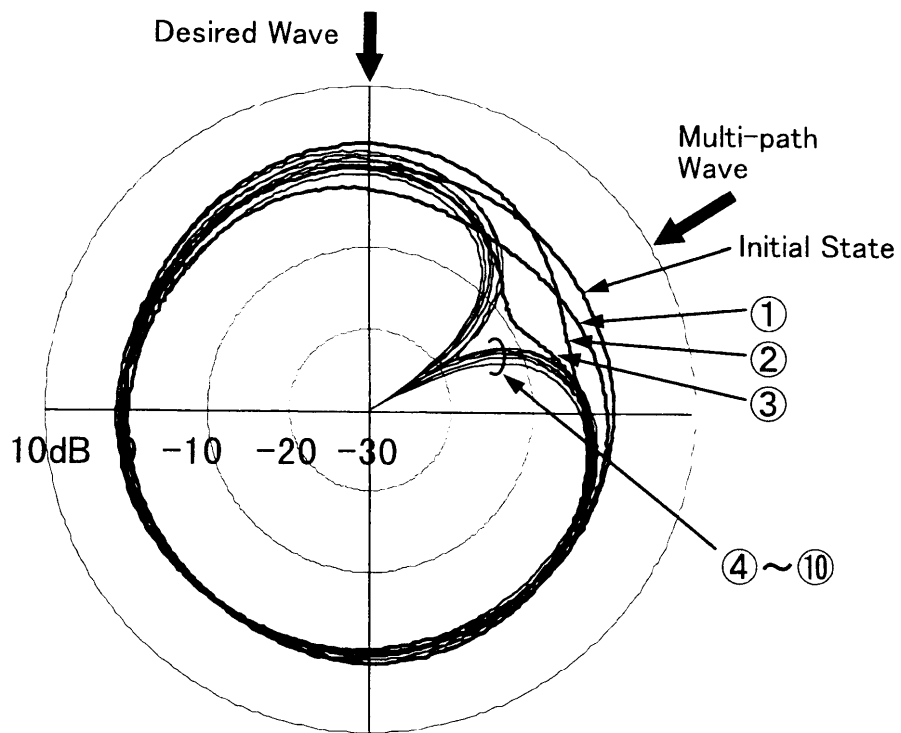


图7.5 合成指向性

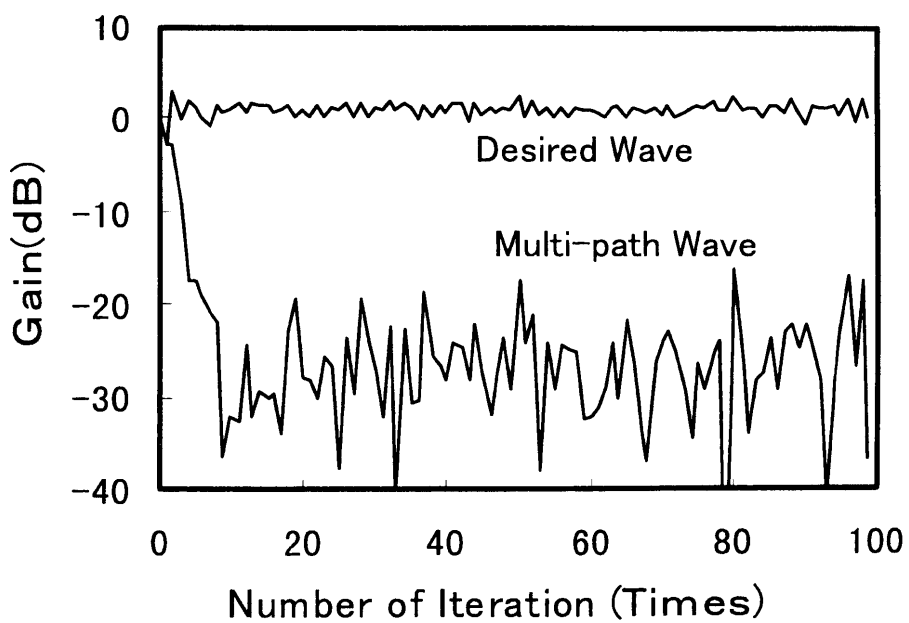


图7.6 收敛特性

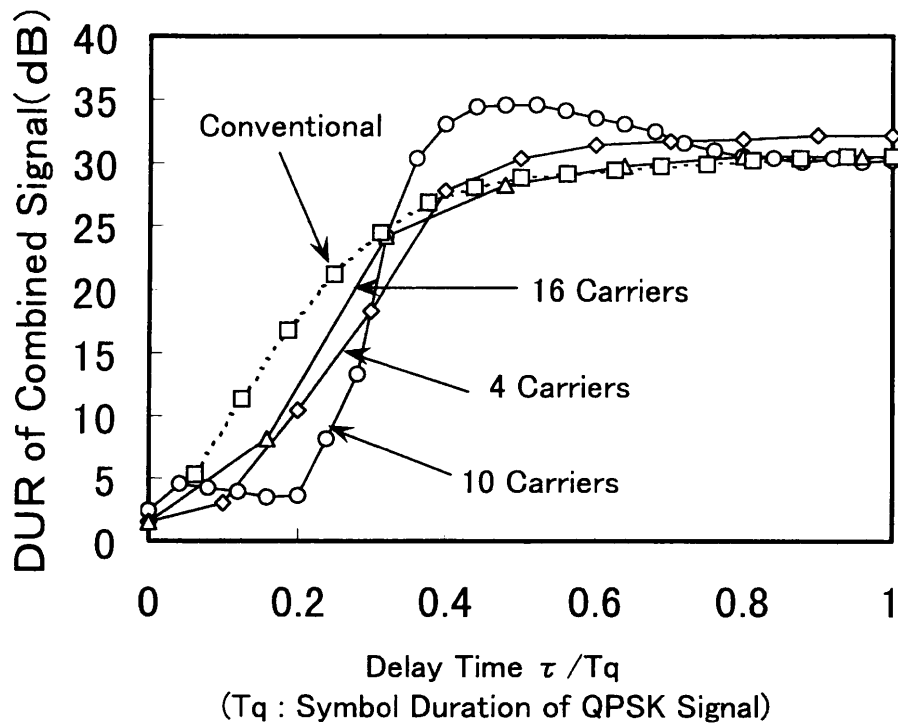


図7.7 遅延波に対する抑圧特性

### 7.4.3 狭帯域干渉波に対する抑圧特性

次に、所望波の他に狭帯域な干渉波が到来する場合の動作特性を調べた。ここでは、狭帯域な干渉波として、単一周波数のキャリア (CW) が到来しているものとしてシミュレーションを行った。その結果を図7.8に示す。図7.8の横軸は所望波に対する狭帯域干渉波の強度比  $SIR$  であり、縦軸は100イタレーション後の出力信号の  $SINR$  (Signal to Interference plus Noise power Ratio) である。

図7.8より、従来方式では、所望波より干渉波の方が強い場合 (図7.8の横軸  $< 0$  dB) は、出力信号の  $SINR$  が大きく低下することが分かる。これは、従来方式では複数の到来波のうち最大強度の波を捕らえその他の到来波を抑圧する [7][8] ためである。その結果、干渉波を捕らえ所望波を抑圧してしまい、 $SINR$  が大きく低下する。

一方、提案方式では狭帯域干渉波が非常に強い ( $SIR$  が小さい) 場合は  $SINR$  が低下するものの、狭帯域干渉波が多少強くても  $SINR$  が極端に低下することなく所望波を捕らえていることが分かる。これは、以下のように説明できる。



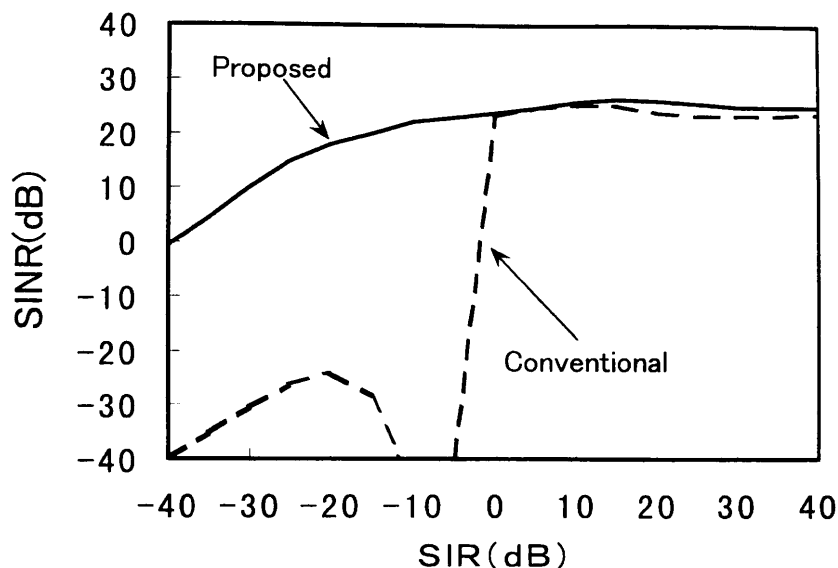


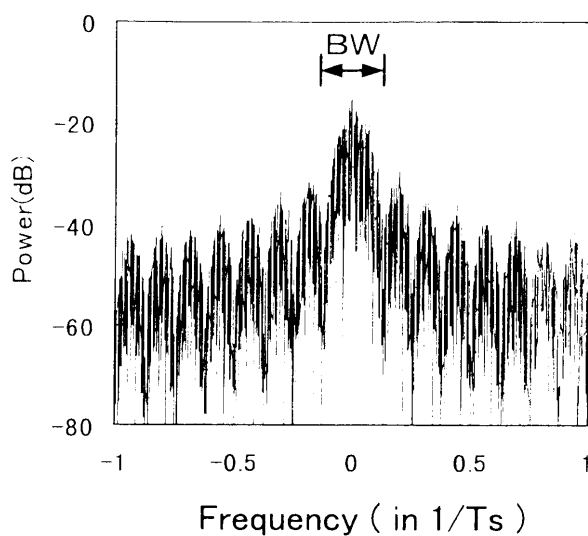
図7.8 狭帯域干渉波に対する抑圧特性  
(従来方式との比較)

提案方式では、受信信号を周波数成分毎に分離した後の各信号の振幅が等しくなるように重み係数を制御する。このとき、仮に狭帯域干渉波を捕らえたとする、その周波数に対応する信号のみが大きくなるため、重み係数がどのような状態であってもFFTにより各周波数成分毎に分離された後の各信号の振幅が等しくなることはない。従って、MC-CMAでは所望波よりも強い狭帯域信号が到来する場合であっても干渉波を抑圧し、所望波を捕らえる。

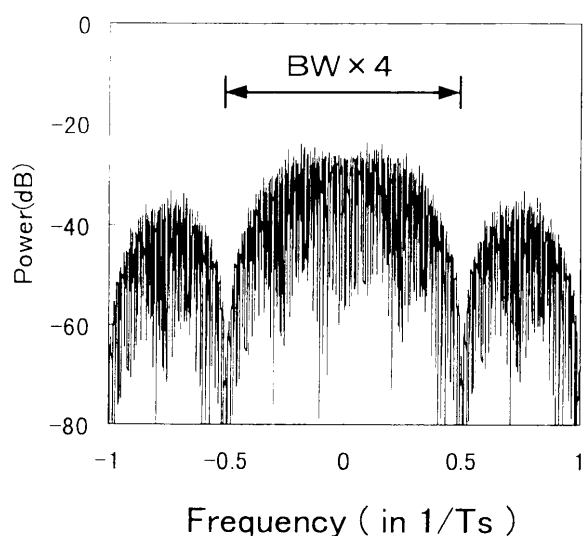
このように、干渉波がCWの場合は、その強度が所望波より相当強い場合でも所望波を捕らえるように動作することが分かった。そこで、次に、より一般的な場合を想定し、干渉波がある程度帯域を持っている場合の動作について検討した。ここでは、干渉波はDQPSKで変調されたシングルキャリア信号とし、干渉波の伝送速度が

- a) 所望波の1キャリア分と等しい場合
- b) 所望波の4キャリア分と等しい場合
- c) 所望波の8キャリア分と等しい場合

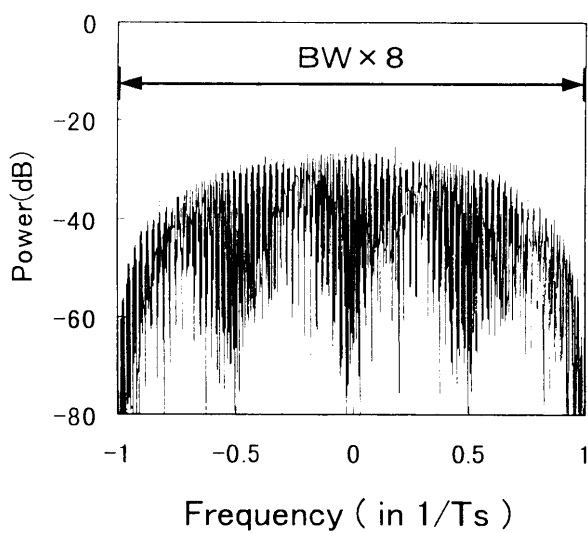
について検討した結果を示す。それぞれの場合の干渉波のスペクトルを、所望波のスペクトルと比較して図7.9に示す。ここで、8キャリア分の伝送速度を持つ干渉波(図7.9(c))の帯域幅は、所望波(図7.9(d):10キャリアからなるOFDM信号)の帯域幅より広がっているが、これは、所望波がOFDM信号であり、各サブキャリアのスペクトルが互いに半分ずつ重なっているためである。



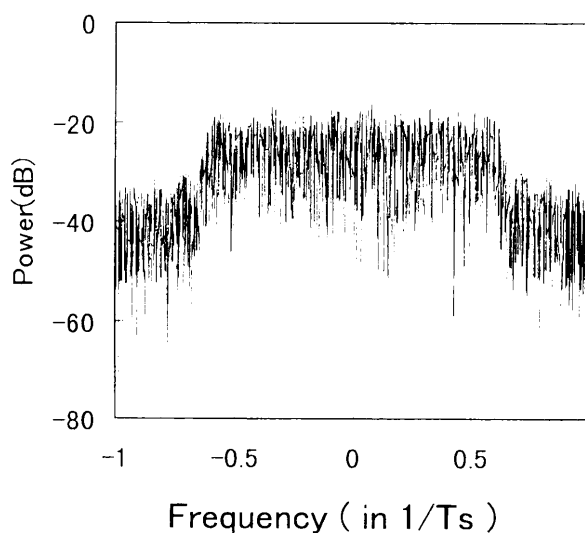
a) 干渉波の伝送速度が所望波の1キャリア分と等しい場合



b) 4キャリア分と等しい場合



c) 8キャリア分と等しい場合



d) 所望波のスペクトル

(  $T_s$  : Symbol Length )

図7.9 所望波および狭帯域干渉波のスペクトル

図7.10に干渉波の帯域幅をパラメータとして、到来波の強度比SIRを変化させた場合の出力信号のSINRの変化を示す。干渉波が変調波の場合、到来波の強度比SIRが $-25\text{dB}$ 以下となると、すなわち、所望波よりも干渉波の方が $25\text{dB}$ 以上強くなると出力信号のSINRは大きく劣化することが分かる。また、その傾向は、干渉波の帯域幅が広くなるほど顕著に表れる。しかしながら、SIRが $-25\text{dB}$ 以上であれば、出力信号のSINRが多少低下するものの、極端に低下することはなく所望波を捕らえていることが分かる。

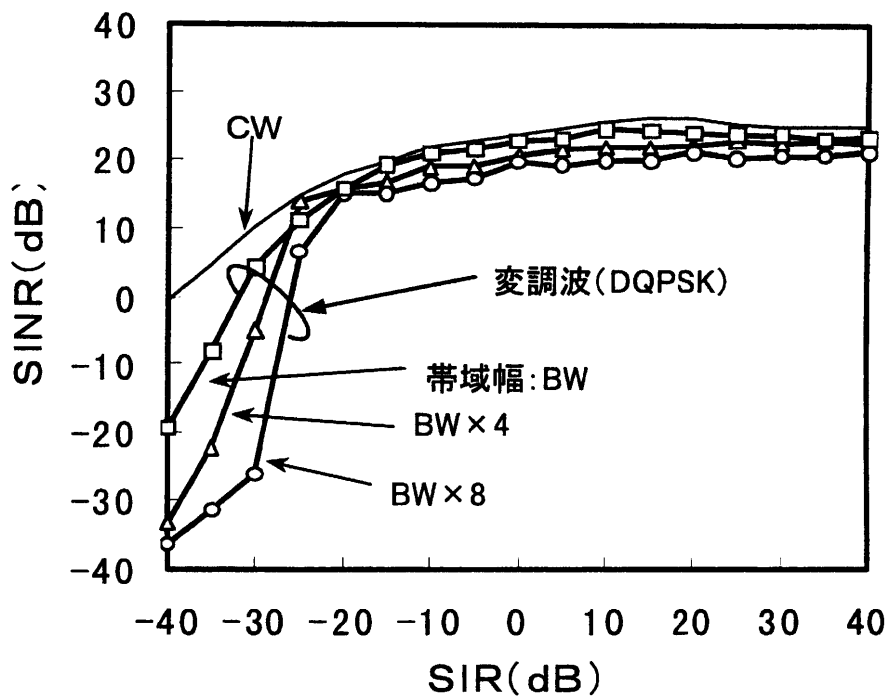


図7.10 狭帯域干渉波に対する抑圧特性  
(干渉波の帯域幅による比較)

#### 7.4.4 同一チャネル干渉波に対する抑圧特性

最後に同一チャネル干渉波に対する抑圧特性について検討する。

ここでは、同一チャネル干渉波として、所望波と同じ信号フォーマットの干渉波を考える。所望波と同じ信号フォーマットの干渉波とは、信号の周波数、サブキャリア数、サブキャリア間の周波数間隔、ガードタイム長が同じであり、所望波と異なる点は、伝送される情報の内容および送信点が異なる到来波のことを指す。

同一チャネル干渉波が到来している場合の 100 イタレーション後の出力信号の S I N R を図 7.11 に示す。図の横軸は、到来波間のシンボルタイミングのずれである。尚、先述のように、受信ウィンドウは常に所望波に同期しているものとしている。図 7.11 より、

- 1) S I R = 4 d B (所望波の方が強い：図中の破線) の場合には S I N R は常に 20dB 以上であり、シンボルタイミングのずれに関わらず常に所望波を捕らえる、
- 2) S I R = - 4 d B (干渉波の方が強い：図中の実線) の場合は、2 つの到来波がほぼ同じタイミングで到来する場合は干渉波を捕らえるが、シンボルタイミングのずれが大きくなると所望波を捕らえる、

ことが分かる。上記 2) の動作は以下のように説明できる。図 7.12(a) に示すように所望波と干渉波のシンボルタイミングが一致していればどちらの到来波を捕らえても F F T 後の各信号の振幅は等しくなるため、従来の CMA と同様、強い方の到来波を捕らえる [7][8]。しかし、図 7.12(b) に示すように所望波と干渉波のシンボルタイミングがずれている場合は、受信ウィンドウ (FFT Window) 内に干渉波の 2 つのシンボルの一部が含まれることになり、干渉波の方はサブキャリア間の直交性が崩れる。従って、干渉波を捕らえても F F T 後の各サブキャリアの振幅が等しくならないため、提案方式の場合は所望波を捕らえる。

さらに、シンボルタイミングのずれと、到来波間の強度比をパラメータとして、出力信号の S I N R の変化を調べた。その結果を図 7.13 に示す。図 7.13 より、出力信号の S I N R は到来波の S I R だけでなくタイミングずれの大きさによっても異なることが分かる。図 7.13 において S I N R > 0 であれば“所望波を捕らえた”，S I N R < 0 であれば“干渉波を捕らえた”として、到来波の条件と捕らえる波との関係を示したのが図 7.14 である。図 7.14 の横軸および縦軸はシンボルタイミングのずれおよび到来波の S I R をそれぞれ示しており、図の白色の部分は所望波を捕らえる領域を、斜線の部分は干渉波を捕らえる領域を示している。また、図中央の破線は 2 つ

の到来波の強度が等しい場合である。従来方式では破線より下の領域では必ず干渉波を捕らえる。これに対し、提案方式 (MC-CMA) では、到来波間のシンボルタイミングが大きくずれていれば干渉波の方が 10dB 程度強くても所望波を捕らえることが図 7.14 より分かる。

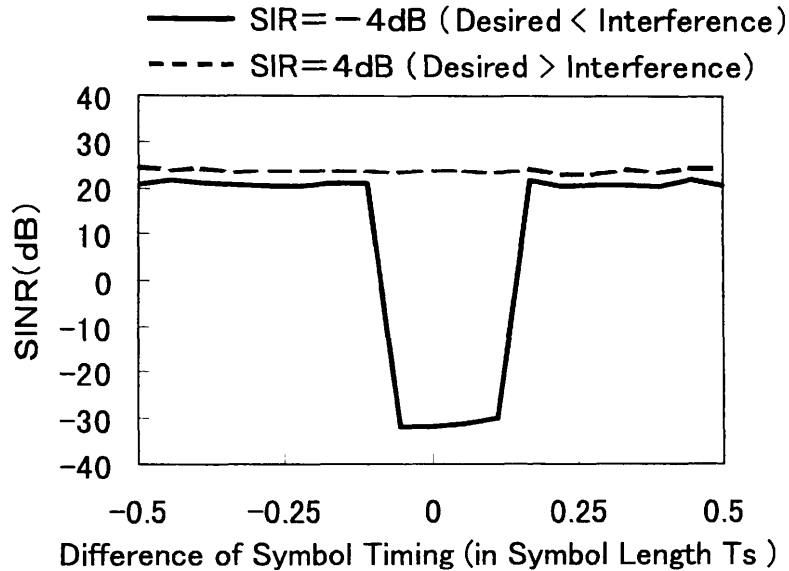


図7.11 同一チャネル干渉波に対する抑圧特性の例 (SIR=4dB or SIR=-4dB)

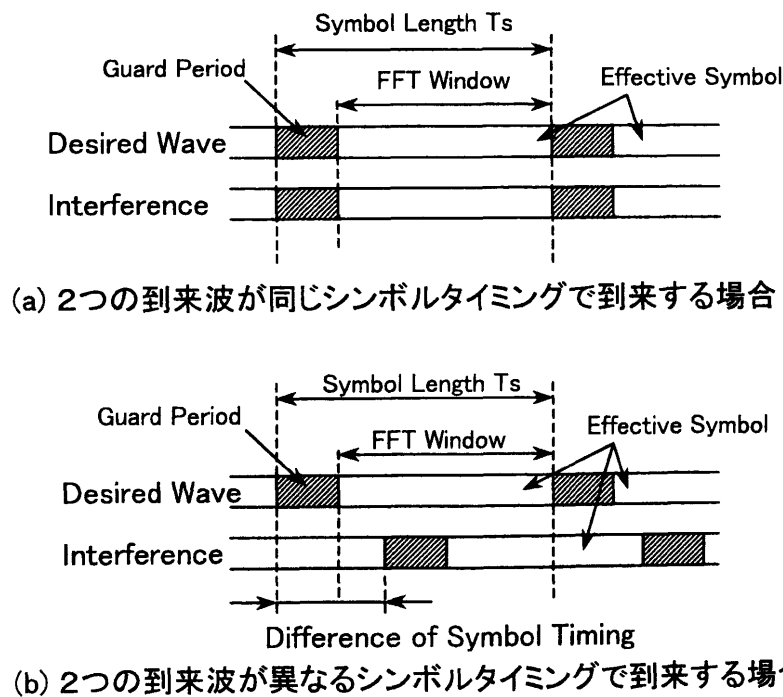


図7.12 所望波と同一チャネル干渉波のシンボルタイミング

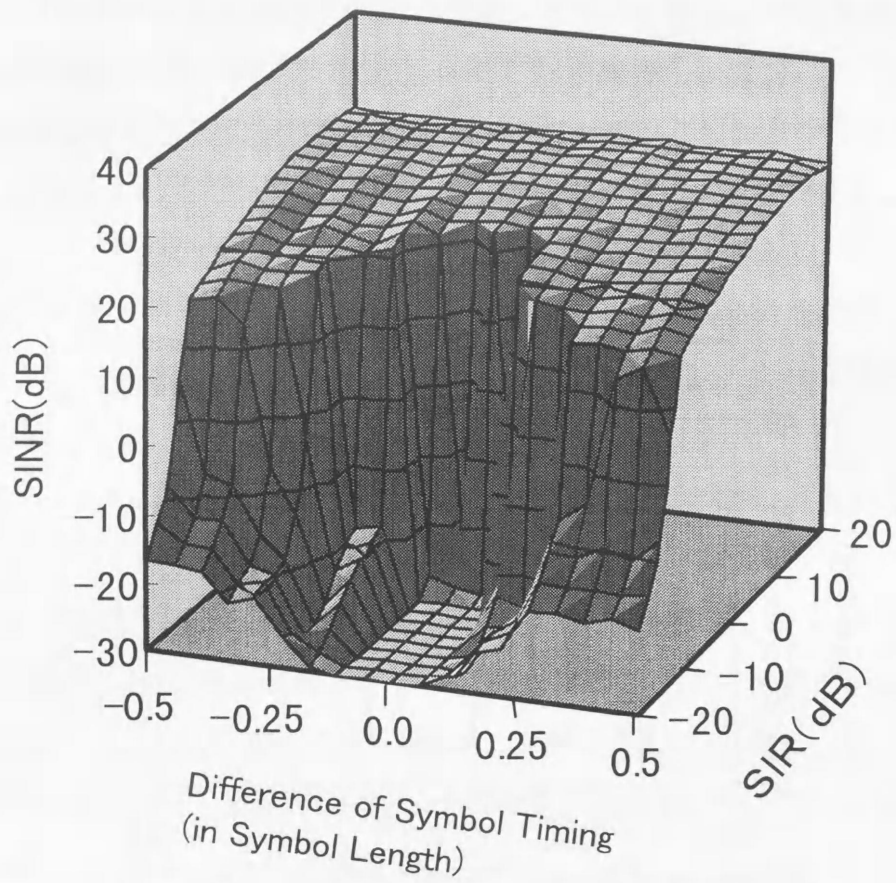


図7.13 同一チャネル干渉波に対する抑圧特性

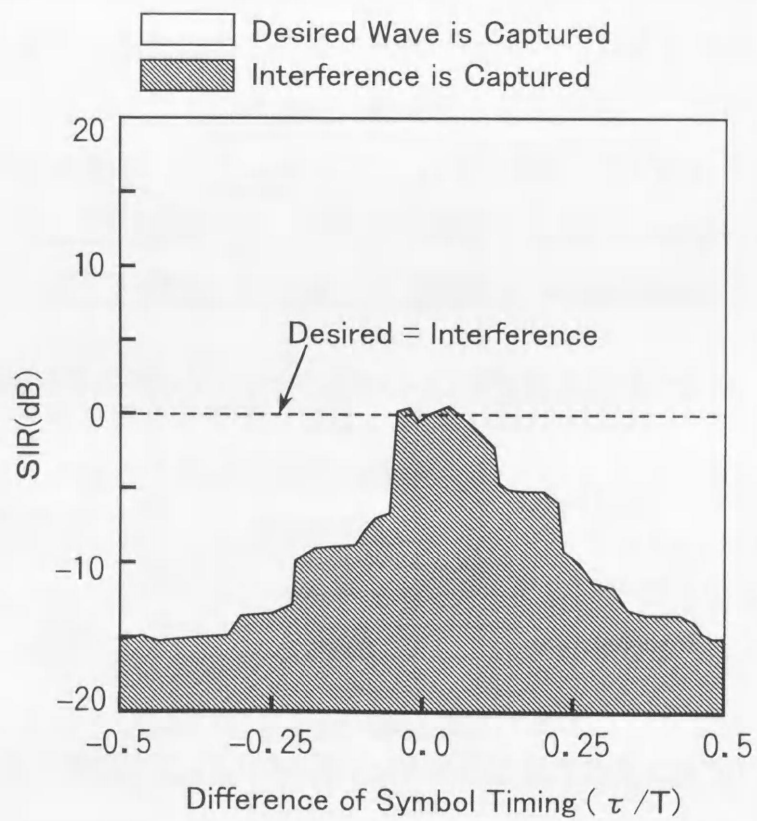


図7.14 到来波の条件と捕らえる波との関係

## 7.5 まとめ

マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレー (MC-CMA) を提案した。提案方式は、受信信号の周波数特性の歪みを検出し、その歪みを補償するようにアレーアンテナの指向性を制御するものである。さらに、提案方式では受信信号の周波数特性を検出するために、マルチキャリア伝送の受信機の内部において各サブキャリア毎に分離した後の信号を利用する。これにより、新たに周波数特性を検出するための装置を設けることなく容易に受信信号の周波数特性を把握することができる。

次に、計算機シミュレーションを通して提案方式の動作特性について検討した。その結果、

- 1) 所望波よりも強い狭帯域干渉波が到来する場合であっても、干渉波を抑圧し所望波を捕らえる。
- 2) 同一チャネル干渉波に対する抑圧特性は、所望波と干渉波との強度比およびシンボルタイミングにより異なる。シンボルタイミングが大きく異なれば、干渉波の方が10 dB程度強くても所望波を捕らえ干渉波を抑圧する。

など、提案方式は、従来方式にないいくつかの特徴を有することが明らかとなった。

従来方式では、狭帯域干渉波や同一チャネル干渉波が到来し、それらが所望波より強い場合は、所望波を抑圧してしまうという問題があった。特に、狭帯域干渉波は故意により、あるいは無線設備の故障などに起因して発生する可能性も少なくなく、従来方式は信頼性の面で不十分といえる。これに対し、提案方式では、上記1) に示したように狭帯域な干渉波を捕らえてしまうことはないことから、提案方式は従来方式に比べ、所望波捕捉においてロバスト性の高い受信方式といえる。

## 第7章の参考文献

- [1] J. G. Proakis, Digital Communications (McGraw-Hill Inc.,1995. 3rd edn. )
- [2] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete K-Fourier transform," IEEE Trans. Commun., **COM-19**, pp.628-634, 1971.
- [3] E. Viterbo and K. Fazel, "How to combat long echoes in OFDM transmission schemes: Sub-channel equalization or more powerful channel coding," proc. GLOBECOM '95, pp.2069-2074, 1995
- [4] Special issue on adaptive signal processing technology in antennas, IEICE Trans. Commun, **E78-B**, pp1433-1517, 1995.
- [5] J. R. Treichler and B. G. Agee, "A new approach to multipath correction of constant modulus signals," IEEE Trans. Acoust. Speech & Signal Process., **ASSP-31**, pp.459-472, 1983.
- [6] 藤元, 菊間, 稲垣: "マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの多重波抑圧特性", 電子情報通信学会論文誌, B-II, **J74-B-II**, No.11, pp.599-607, 1991.
- [7] K. Takao and H. Matsuda, "The choice of the initial condition of CMA adaptive arrays, IEICE Trans. Commun.," **E78-B**, pp1474-1479, 1995
- [8] 藤元: "CMAアダプティブアレーにおける干渉波抑圧特性の改善", 電子情報通信学会論文誌, B-II, **J75-B-II**, No.11, pp.789-796, 1992.



## 第 8 章 到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの提案

### 8.1 まえがき

従来の陸上移動通信システムでは、主に反射・回折して受信点に到来する波を利用して通信が行われている。ただし、2.1 で述べたように、送受信局間の距離は時代とともに短くなる傾向にある。送受信局間の距離が短くなると、基地局と移動局とが見通しとなる場合が多く、直接波を利用して通信することも可能となる。しかし、直接波を用いた近距離の通信であっても、周辺の建物や物体により反射・回折して到来する干渉波が存在し、通信品質が劣化してしまう。

本章では、直接波と反射・回折して到来する波の偏波特性の違いを利用して不要な到来波を抑圧する新しい方式のアダプティブアレーを提案する。到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーとしては、複数の互いに直交する偏波特性を持つアンテナ素子を用いることにより、所望波と干渉波が同一方向から到来する場合であっても所望波を捕らえ干渉波を除去する方式[1][2]や、偏波多重通信における偏波間の結合を除去する方式[3]などが提案されている。ただし、いずれも基本的な制御アルゴリズムは MMSE (Minimum Mean Square Error) [4]であり、最適重み係数を決定するためには参照信号が必要である。一方、提案するアダプティブアレーでは、

- 1) 送信アンテナから直接受信点に到来する波の偏波特性は送信波の偏波特性とはほぼ同様であるのに対して、
- 2) 周辺の物体で反射・回折して受信点に到来する干渉波には反射・回折の際に発生する交差偏波成分が含まれる、

ことに着目し、直接波の偏波と直交する偏波成分の電力を最小化することにより干渉波を抑圧する。本章で提案するアダプティブアレーは到来波の到来方向、信号波形(参照信号)、変調方式に関する情報を必要としないことから、直接波を主体とする通信システムにおいて広く利用できる可能性がある。

本章では、はじめに提案するアダプティブアレーの構成および動作原理について説明し、次に、2波モデルを用いて最適ウエイトおよび SINR(Signal to Interference plus Noise power Ratio)の式を解析的に導出する。さらに、導出した最適ウエイトおよび SINR の式を用いて、提案するアダプティブアレーの動作特性に対する到来波およびアンテナ素子の偏波特性の影響について検討する。

## 8.2 偏波特性を利用するアダプティブアレー

### 8.2.1 提案方式の構成および動作原理

図 8.1 に提案するアダプティブアレーの構成を示す。各アンテナ素子はそれぞれ主偏波用および交差偏波用の素子から構成され、それぞれの素子に対応する個別の出力ポートを有する。各ポートから出力された信号に対して同じ重み係数  $w_1 \sim w_k$  をかけ、主偏波成分、交差偏波成分毎に合成する。以下、合成後の出力信号を主偏波アレー出力、交差偏波アレー出力と呼ぶ。

ここで、送信点と受信点が見通し状態にあり、所望波は送信アンテナから直接到来するものと仮定すると、所望波は主偏波成分のみとなる。従って、アンテナ素子の交差偏波識別度が十分良好であれば、所望波の成分は各アンテナ素子の主偏波用出力ポートのみから出力され、交差偏波用出力ポートからは出力されない。一方、干渉波は所望波と同一の送信アンテナから放射され周辺の物体により反射・回折して受信点に到来する波であるとする、一般に、反射・回折の際に生じた交差偏波成分を含む。従って、干渉波の成分は、主偏波用出力ポートおよび交差偏波用出力ポートの両ポートから出力される。すなわち、各アンテナ素子の主偏波用出力ポートからは所望波と干渉波の両成分が出力されるが、交差偏波用出力ポートには干渉波成分のみが出力されることになる。

そこで、交差偏波アレー出力の電力が最小となるように重み係数を決定すると、アレーの合成指向性において干渉波の到来方向にヌルが形成されることになる。さらに決定した重み係数（最適ウエイトと呼ぶ。）を用いて、各アンテナ素子の主偏波用出力ポートから出力される信号に対して重み付けを行う。アレーの合成指向性において干渉波の到来方向にヌルが形成されているため干渉波は抑圧され、主偏波アレー出力には所望波成分のみが出力される。以上が提案するアダプティブアレーの構成および動作原理である。

一般に電力最小化に基づくアダプティブアレーでは、予備知識に誤差が含まれていたり到来波の状況やアンテナ素子の特性が理想的な状態と異なる場合、不要波が抑圧されない、あるいは所望波が抑圧されてしまうという問題が生じる場合がある[5]。本章で提案するアダプティブアレーは、電力最小化に基づくアダプティブアレーの一種であることから

- ① 所望波に交差偏波成分が含まれている。
- ② アンテナ素子の交差偏波識別度が小さい。

③ 干渉波の交差偏波成分が非常に弱い。

などの場合には、不要波が抑圧されず、所望波が抑圧されてしまうという問題が予想される。従って、提案するアダプティブアレーの有効性を明らかにするためには、到来波の偏波特性やアンテナ素子の偏波特性と本アダプティブアレーの動作特性の関係を定量的に明らかにしておく必要がある。そこで、以下では、到来波の強度および偏波特性、アンテナ素子の偏波特性を考慮して本アダプティブアレーの特性解析を行う。

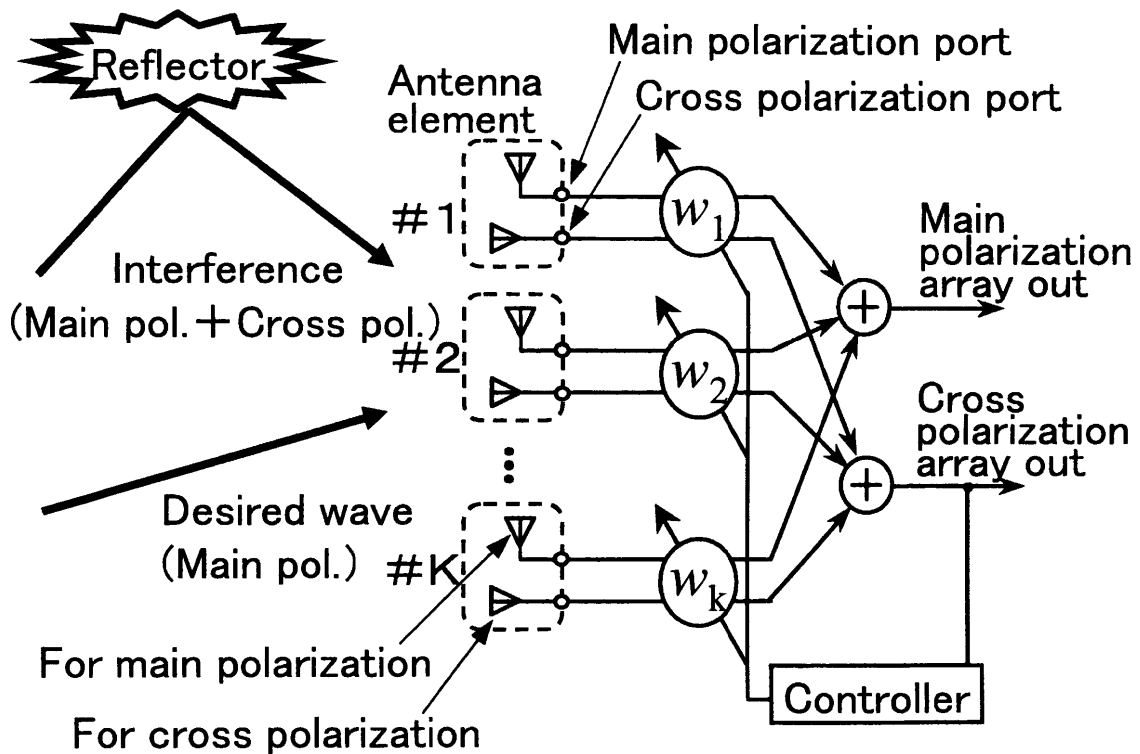


図8.1 提案するアダプティブアレーの構成

## 8.2.2 解析モデル

8.2.1 で提案したアダプティブアレーでは「所望波の偏波」を利用する。この「所望波の偏波」は基本的には直線偏波、円偏波のどちらでもよい。ただし、直線偏波の場合、アンテナ素子の交差偏波識別度が良好であっても、受信側のアンテナが傾くと実質的にアンテナ素子の偏波特性が劣化することになる。これに対して、送信・受信ともに円偏波の場合、偏波特性に対するアンテナの傾きの影響は少ないため、送信・受信ともに円偏波とした方が実用上有利と考えられる。そこで、送信・受信ともに円偏波を用いることとして解析を行う。

図 8.2 に解析モデルを示す。はじめに、解析の際に用いる種々の記号について説明する。ここでは、簡単のため到来波は所望波と干渉波の 2 波とし、いずれも円偏波とする。また、送信波は右旋円偏波 (RHCP) であり、所望波の交差偏波 (左旋円偏波 (LHCP)) の成分は十分に小さいものとする。アレーアンテナの位相中心 (位相の基準点) における所望波および干渉波の波形をそれぞれ  $d(t)$  および  $i(t)$  とおき、所望波の右旋円偏波成分の振幅を  $A_{dR}$ 、左旋円偏波成分を  $A_{dL}$  とおく。一方、干渉波の右旋円偏波成分の振幅を  $A_{iR}$ 、左旋円偏波成分を  $A_{iL}$  とおく。ただし、 $d(t)$  および  $i(t)$  は振幅を規格化した所望波および干渉波の時間波形であり、 $E[|d(t)|^2] = E[|i(t)|^2] = 1$  である。ここで、 $E[\cdot]$  はアンサンブル平均 (期待値) を表す。

アンテナ素子は 2 素子とし、互いに等しい特性を持つものとする。アンテナ素子は右旋円偏波用および左旋円偏波用の出力ポートがあり、以下、それぞれ R ポート (R port) および L ポート (L port) と呼ぶ。

R ポートおよび L ポートからみた  $\theta$  方向に対するアンテナ素子の電界利得を、図 8.3 に示すように  $G_{RR}(\theta)$ 、 $G_{LR}(\theta)$ 、 $G_{RL}(\theta)$  および  $G_{LL}(\theta)$  と表す。ここで、 $\theta$  は方向を表し、1 番目の添え字は到来波の偏波、2 番目の添え字は出力ポートを示す。たとえば、 $G_{LR}(\theta)$  は、 $\theta$  方向から到来した波の左旋円偏波成分に対する R ポートからみた電界利得を表す。

次に評価指標について述べる。評価は右旋偏波アレー出力における SINR を用いて行い、次式で定義する。

$$\text{SINR} = \frac{P_d}{P_i + P_n} \quad (8.1)$$

ただし、 $P_d$ 、 $P_i$  および  $P_n$  は、それぞれ右旋偏波アレー出力に含まれる所望波電力、干渉波電力および熱雑音電力である。

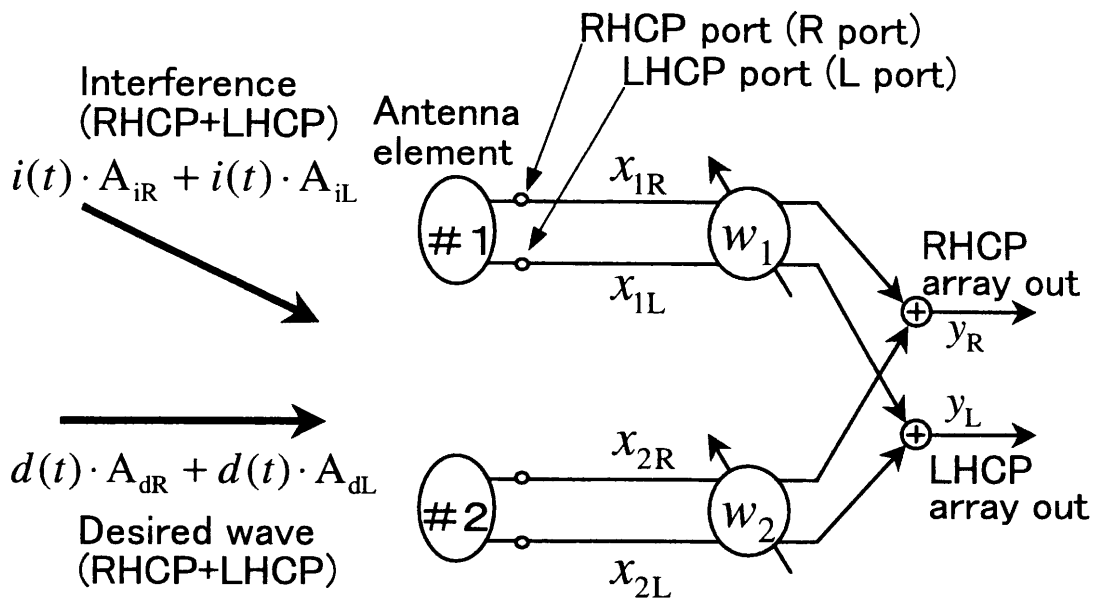


図8.2 提案するアダプティブアレーの解析モデル

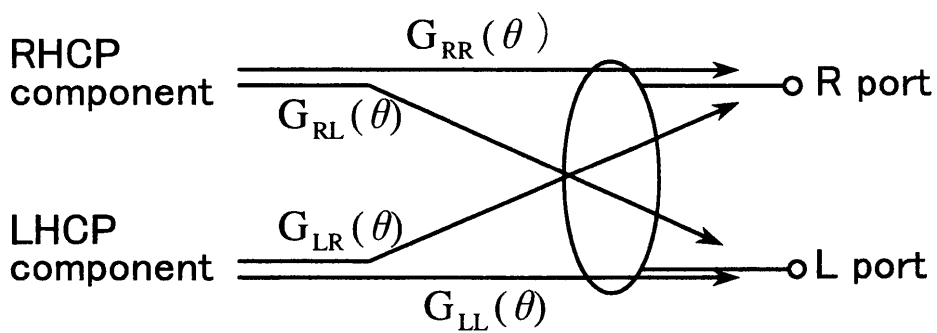


図8.3 アンテナ素子の解析モデル

### 8.2.3 解析手順の概要

次節以降において、図 8.2 に示した解析モデルを用いて提案するアダプティブアレーの特性解析を行うが、具体的な解析について述べる前に解析の手順について簡単に説明する。

8.2.1 で述べたように、提案するアダプティブアレーでは、交差偏波アレー出力の電力が最小となる重み係数を求め、その係数を主偏波用出力ポートから出力される信号に対する重み係数として用いる。本解析では、送信波は右旋円偏波としていることから、左旋偏波アレー出力  $y_L$  の電力が最小となる重み係数が最適ウエイトとなる。単純に出力電力を最小化する手法としては、パワーインバージョンアルゴリズム[5]、固有値展開法[6]などが考えられる。どちらの手法を用いても最適ウエイトはほぼ同じ値となるが、パワーインバージョンアルゴリズムでは擬似雑音を用いて所望波抑圧の問題を回避できる可能性がある[7]ことから、ここではパワーインバージョンアルゴリズムを用いて最適ウエイトを決定する場合について考える。

パワーインバージョンアルゴリズムを用いた場合の最適ウエイトベクトル  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  は

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{\text{XXL}}^{-1} \mathbf{T} \quad (8.2)$$

と表される[5]。ここで、 $\mathbf{R}_{\text{XXL}}$  はLポートから出力される信号の相関行列である。また、 $\mathbf{T}$  はウエイトの拘束ベクトルであり、本解析では  $\mathbf{T} = [1 \ 0]^T$  とする。ただし、 $[\cdot]^T$  は行列の転置を表す。

以下に、パワーインバージョンアルゴリズムにより最適ウエイトを決定した場合の SINR を表す式を導出する手順を示す。

- ①到来波の偏波特性、アンテナ素子の交差偏波特性を考慮して、各ポートから出力される信号および相関行列を表す式を導出する。
- ②導出した相関行列を式(8.2)に代入することにより、最適ウエイト  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  を表す式を導出する。
- ③最適ウエイトを用いた場合の右旋偏波アレー出力に含まれる所望波電力  $P_d$ 、干渉波電力  $P_i$  および熱雑音電力  $P_n$  を求め、それらを式(8.1)に代入することにより最適化時の SINR を表す式を導出する。

以上の手順により導出される SINR の式は、パラメータとして到来波の偏波特性、アンテナ素子の偏波特性を含んでいる。そこで、導出した式に対して数値計算を行い、本アダプティブアレーに対する、到来波の偏波特性、アンテナ素子の偏波特性の影響

について検討する.

## 8.2.4 最適ウエイトの導出

ここでは, 8.2.2 で示した解析モデルを用い, パワーインバージョンアルゴリズムに基づいて重み係数を決定したときの最適ウエイトを表す式を導出する.

はじめに, 各アンテナ素子の出力信号を求める. 図 8.2 のアンテナ素子# 1 の R ポートから出力される信号  $x_{1R}$  は, 到来波の波形  $d(t)$ ,  $i(t)$ , 各偏波成分の強度および各到来波に対するアンテナの利得を用いて,

$$x_{1R} = d(t) x_{dR} + i(t) x_{iR} + n_{1R}(t) \quad (8.3)$$

ただし,

$$x_{dR} = \begin{bmatrix} A_{dR} \\ A_{dL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RR}(\theta_d) \\ G_{LR}(\theta_d) \end{bmatrix}, \quad x_{iR} = \begin{bmatrix} A_{iR} \\ A_{iL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RR}(\theta_i) \\ G_{LR}(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

と表される. ここで,  $x_{dR}$  および  $x_{iR}$  は, それぞれ各アンテナ素子の R ポートから出力される所望波の成分および干渉波の成分の強度を表す.

アンテナ素子# 2 では, 所望波は  $\tau_d$ , 干渉波は  $\tau_i$  遅れて受信されるとすると,

$$x_{2R} = d(t - \tau_d) x_{dR} + i(t - \tau_i) x_{iR} + n_{2R}(t) \quad (8.5)$$

と表される. ただし,  $n_{1R}(t)$  および  $n_{2R}(t)$  は各アンテナ素子の R ポートにおける熱雑音である.

同様に, アンテナ素子# 1 の L ポートから出力される信号  $x_{1L}$  およびアンテナ# 2 の L ポートから出力される信号  $x_{2L}$  は, それぞれ

$$x_{1L} = d(t) x_{dL} + i(t) x_{iL} + n_{1L}(t) \quad (8.6)$$

$$x_{2L} = d(t - \tau_d) x_{dL} + i(t - \tau_i) x_{iL} + n_{2L}(t) \quad (8.7)$$

ただし,

$$x_{dL} = \begin{bmatrix} A_{dR} \\ A_{dL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RL}(\theta_d) \\ G_{LL}(\theta_d) \end{bmatrix}, \quad x_{iL} = \begin{bmatrix} A_{iR} \\ A_{iL} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} G_{RL}(\theta_i) \\ G_{LL}(\theta_i) \end{bmatrix} \quad (8.8)$$

と表される. ここで,  $n_{1L}(t)$  および  $n_{2L}(t)$  は各アンテナ素子の L ポートにおける熱雑音である. また,  $x_{dL}$ ,  $x_{iL}$  は, それぞれ各アンテナ素子の L ポートから出力される所望波, 干渉波の強度を表す. 式(8.3), 式(8.5), 式(8.6)および式(8.7)をベクトル表記すると,

$$\mathbf{X}_R = \begin{bmatrix} x_{1R} \\ x_{2R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d(t) \\ d(t - \tau_d) \end{bmatrix} x_{dR} + \begin{bmatrix} i(t) \\ i(t - \tau_i) \end{bmatrix} x_{iR} + \begin{bmatrix} n_{1R}(t) \\ n_{2R}(t) \end{bmatrix} \quad (8.9)$$

$$\mathbf{X}_L = \begin{bmatrix} x_{1L} \\ x_{2L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d(t) \\ d(t - \tau_d) \end{bmatrix} x_{dL} + \begin{bmatrix} i(t) \\ i(t - \tau_i) \end{bmatrix} x_{iL} + \begin{bmatrix} n_{1L}(t) \\ n_{2L}(t) \end{bmatrix} \quad (8.10)$$

と表される．ここで，各アンテナ素子から出力される所望波成分の相関 ( $d(t)$ と  $d(t - \tau_d)$ の相関) を  $\rho_d(\tau_d)$ ，干渉波成分の相関 ( $i(t)$ と  $i(t - \tau_i)$ の相関) を  $\rho_i(\tau_i)$ とおく．また， $d(t)$ と  $i(t)$ の相関は伝送速度，変調方式および到来波間の遅延時間差により異なる．到来波間の遅延時間差に比べ伝送速度が十分に速いものとし，到来波間の相関は小さいものと仮定すると<sup>3</sup>，RポートおよびLポートから出力される信号の相関行列  $\mathbf{R}_{XXR}$  および  $\mathbf{R}_{XXL}$  は，

$$\mathbf{R}_{XXR} = E[\mathbf{X}_R \mathbf{X}_R^\dagger] = \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} x_{dR} x_{dR}^* + \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} x_{iR} x_{iR}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (8.11)$$

$$\mathbf{R}_{XXL} = E[\mathbf{X}_L \mathbf{X}_L^\dagger] = \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} x_{dL} x_{dL}^* + \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (8.12)$$

となる．ただし， $\rho_d(\tau_d) = E[d^*(t) \cdot d(t - \tau_d)]$ ， $\rho_i(\tau_i) = E[i^*(t) \cdot i(t - \tau_i)]$ であり，\* および  $\dagger$  は，それぞれ複素共役および複素共役転置を表す． $\sigma^2$  はアンテナ素子出力点における熱雑音電力， $\mathbf{I}$  は単位行列である．

式(8.12)を式(8.2)に代入することにより，左旋偏波アレー出力の電力を最小とする最適ウエイトベクトルが得られ，

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{XXL}^{-1} \mathbf{T} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} x_{dL} x_{dL}^* + x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2 \\ -\{\rho_d(\tau_d) x_{dL} x_{dL}^* + \rho_i(\tau_i) x_{iL} x_{iL}^*\} \end{bmatrix} \quad (8.13)$$

$$\text{ただし， } D = (x_{dL} x_{dL}^* + x_{iL} x_{iL}^* + \sigma^2)^2 - |\rho_d^*(\tau_d) x_{dL} x_{dL}^* + \rho_i^*(\tau_i) x_{iL} x_{iL}^*|^2$$

となる．

## 8.2.5 SINR の導出

次に最適ウエイト(式(8.13))を重み係数として用いた場合の，右旋円偏波アレー出力における SINR を表す式を導出する．式(8.11)の第1項および第2項はそれぞれ所望波成分および干渉波成分の相関行列であり，第3項は熱雑音成分の相関行列である．従って，右旋円偏波アレー出力における各到来波の電力  $P_d$ ， $P_i$  は，

<sup>3</sup> 市街地の見通し伝搬路における遅延差は数百 nsec にも及ぶ[8]．このとき，シンボルレートが数 M (シンボル/sec) 以上の通信システムでは遅延差はシンボル長以上となり，到来波間の相関は非常に小さくなる．



$$P_d = \frac{x_{dR}x_{dR}^*}{2} \mathbf{W}_{opt}^\dagger \begin{bmatrix} 1 & \rho_d^*(\tau_d) \\ \rho_d(\tau_d) & 1 \end{bmatrix} \mathbf{W}_{opt} = \frac{x_{dR}x_{dR}^*}{2} \{w_1^*w_1 + w_2^*w_2 + 2\operatorname{Re}(\rho_d(\tau_d)w_1^*w_2)\} \quad (8.14)$$

$$P_i = \frac{x_{iR}x_{iR}^*}{2} \mathbf{W}_{opt}^\dagger \begin{bmatrix} 1 & \rho_i^*(\tau_i) \\ \rho_i(\tau_i) & 1 \end{bmatrix} \mathbf{W}_{opt} = \frac{x_{iR}x_{iR}^*}{2} \{w_1^*w_1 + w_2^*w_2 + 2\operatorname{Re}(\rho_i(\tau_i)w_1^*w_2)\} \quad (8.15)$$

と表され、熱雑音電力  $P_n$  は、

$$P_n = \frac{1}{2} \sigma^2 \mathbf{W}_{opt}^\dagger \mathbf{W}_{opt} = \frac{\sigma^2}{2} \{w_1^*w_1 + w_2^*w_2\} \quad (8.16)$$

と表される。最後に、式(8.14)、式(8.15)および式(8.16)を式(8.1)に代入することにより SINR を表す式が得られ、

$$\text{SINR} = \frac{P_d}{P_i + P_n} = \frac{x_{dR}x_{dR}^* \{w_1^*w_1 + w_2^*w_2 + 2\operatorname{Re}(\rho_d(\tau_d)w_1^*w_2)\}}{x_{iR}x_{iR}^* \{w_1^*w_1 + w_2^*w_2 + 2\operatorname{Re}(\rho_i(\tau_i)w_1^*w_2)\} + \sigma^2 (w_1^*w_1 + w_2^*w_2)} \quad (8.17)$$

ただし、式(8.4)および式(8.8)より

$$x_{dR} = A_{dR}G_{RR}(\theta_d) + A_{dL}G_{LR}(\theta_d)$$

$$x_{iR} = A_{iR}G_{RR}(\theta_i) + A_{iL}G_{LR}(\theta_i)$$

$$x_{dL} = A_{dR}G_{RL}(\theta_d) + A_{dL}G_{LL}(\theta_d)$$

$$x_{iL} = A_{iR}G_{RL}(\theta_i) + A_{iL}G_{LL}(\theta_i)$$

となる。式(8.17)にはパラメータとして所望波および干渉波の各偏波成分の強度、アンテナ素子の各偏波成分に対する利得が含まれている。次節では式(8.17)に対して数値計算を行い、SINR に対する各到来波の偏波特性の影響やアンテナ素子の偏波特性の影響について検討する。

### 8.3 数値計算による基本特性の解析

8.2.1 で提案したアダプティブアレーは、所望波の偏波特性およびアンテナの交差偏波識別度が十分良好であれば干渉波を大きく抑圧できると期待できる。しかし、所望波に交差偏波成分が含まれていたり、アンテナの交差偏波識別度が良好でない場合は、十分な干渉波抑圧の効果が得られないものと考えられる。これは定性的な傾向として予想されることであるが、提案したアダプティブアレーの有効性を明らかにするためには、到来波の偏波特性やアンテナ素子の偏波特性と本アダプティブアレーの動作特性の関係を定量的に明らかにしておく必要がある。そこで、ここでは前節で導出した SINR の解析式(8.17)を用いて、SINR に対する到来波の偏波特性の影響およびア

アンテナ素子の交差偏波識別度の影響を定量的に示し、提案するアダプティブアレーの有効性、実用性について考察する。

検討するパラメータとしては、所望波および干渉波の強度および交差偏波振幅比、アンテナ素子の交差偏波識別度を考える。以下に、数値計算で用いた各パラメータの定義をまとめて示す。

SNR：所望波電力と熱雑音電力の比

SIR：所望波電力と干渉波電力の比

Axd：所望波の交差偏波振幅比（所望波の右旋円偏波成分と左旋円偏波成分の振幅比）

Axi：干渉波の交差偏波振幅比（干渉波の右旋円偏波成分と左旋円偏波成分の振幅比）

$X_p(\theta_d)$ ：所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度

$X_p(\theta_i)$ ：干渉波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度

上記6つのパラメータを用いて各到来波の強度、各偏波成分の強度、各偏波成分に対するアンテナ素子の利得を設定し（詳細については付録 8.A を参照）、SINR に対する各パラメータの影響を調べる。

はじめに、提案するアダプティブアレーがほぼ理想的に動作すると思われる条件として、上記6つのパラメータを表 8.1 のように、アレーアンテナおよび到来波の条件を表 8.2 のようにそれぞれ設定した。式 (8.13) を用いて最適ウエイトを決定したときの指向性を図 8.4 に太線で示す。図 8.4 より干渉波の到来方向にヌルが形成され、干渉波を強く抑圧していることが分かる。これより、提案するアダプティブアレーが原理的に有効であることが確認できる。また、到来波の SNR を変化させたときの指向性を図 8.4 に細線で示す。到来波の SNR が低い場合には干渉波に対するヌルが浅くなっていることが分かる。

以下、SINR に対する各パラメータの影響を示し、提案するアダプティブアレーの有効性について考察する。尚、以下の検討では上記のパラメータは特に述べない限り、表 8.1 および表 8.2 の値を用いている<sup>4</sup>。

---

<sup>4</sup> 変調方式、帯域幅などの影響は、提案するアダプティブアレーに対しては到来波間の相関として現れる。本章では、到来波間の相関は十分に小さいと仮定し、信号の変調方式、帯域幅等は特に明示しない。

表 8.1 到来波パラメータの設定

SNR	40dB
SIR	0dB
Axd	40dB
Axi	0dB
$X_p(\theta_d)$	40dB
$X_p(\theta_i)$	40dB

表 8.2 アレーアンテナおよび到来方向の設定

アンテナ素子	無指向性
素子間隔	0.5 波長
所望波の到来方向	0°
干渉波の到来方向	60°

\*到来方向はブロードサイド方向を基準とする。

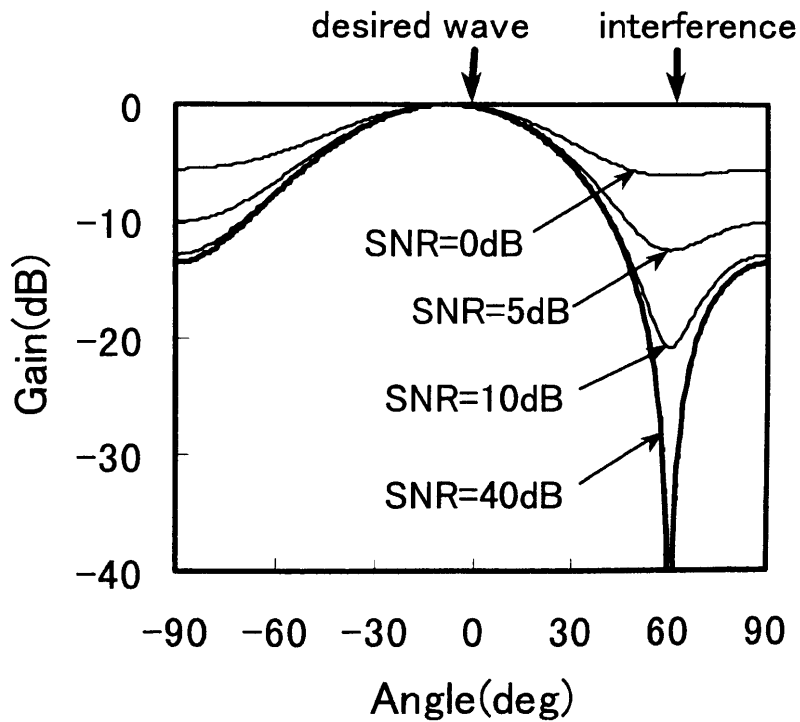


図8.4 最適化時の指向性

### 8.3.1 到来波の SNR の影響

到来波のSNRに対する出力SINRの変化を図8.5に示す. 同図より出力のSINRは到来波のSNRとほぼ等しい値となっており, 理想的な条件では干渉波が熱雑音と同程度まで抑圧されていることが分かる.

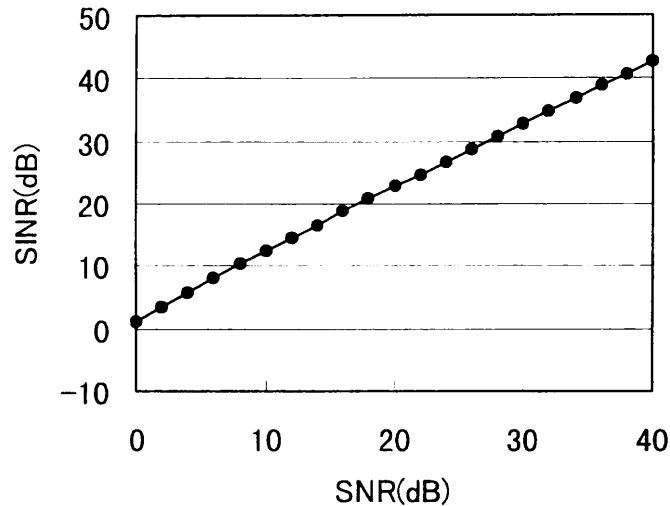


図8.5 到来波のSNRの影響

### 8.3.2 到来波の強度比 SIR の影響

次に, 所望波と干渉波の電力比(SIR)の影響を調べた. 図 8.6 に所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  をパラメータとして SIR に対する SINR の変化を示す. 図中の斜めの破線は到来波電力比 SIR と SINR が等しい場合を示しており, この破線よりも SINR が大きい場合は, アダプティブアレーによる指向性合成の効果が得られていることになる. 一般にパワーインバージョンアダプティブアレーでは, 所望波より干渉波の方が弱い場合は所望波を抑圧しまうため, 図 8.6 の斜めの破線より SINR が大きくなることはない. これに対し本アダプティブアレーでは所望波に対して直交する偏波特性を持つアンテナ素子を用いることにより, アンテナ素子の出力ポートにおける到来波の強度関係を逆転させ所望波の抑圧を回避していると解釈できる. しかし, 到来波の電力比 (SIR) が非常に大きく実質的に所望波のみが到来している場合は, 所望波に対して直交する偏波特性を持つアンテナ素子を用いても出力ポートにおける到来波間の強度関係を逆転させることが難しくなる. そのため, 所望波が抑圧の対象となり, SINR が低下してしまう問題が生じる.

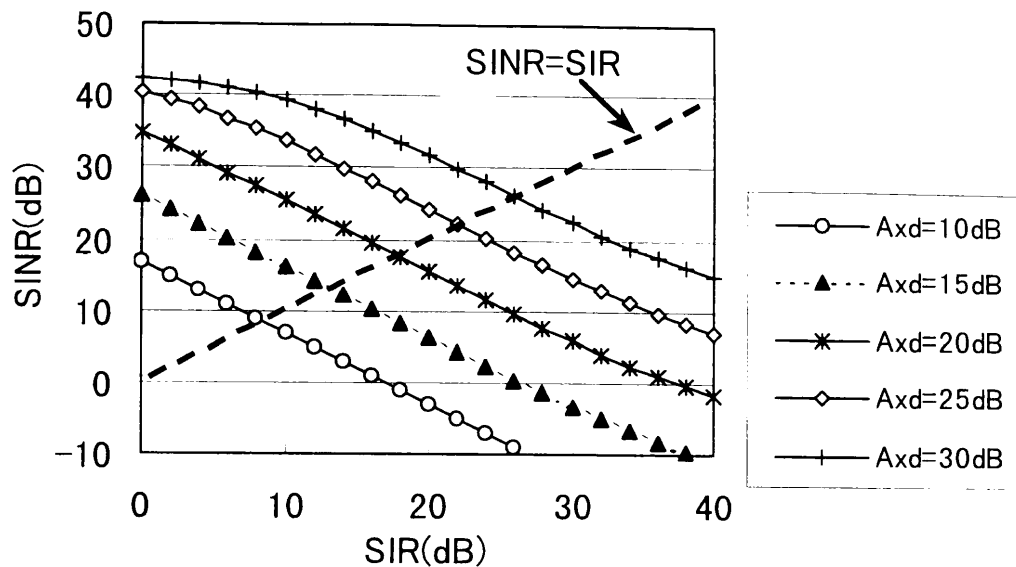


図8.6 到来波の電力比SIRの影響

### 8.3.3 到来波の偏波特性の影響

提案するアダプティブアレーでは、所望波に交差偏波成分が多く含まれる場合は所望波も抑圧の対象となってしまふ。そこで、次に所望波の交差偏波振幅比が劣化した場合の影響について調べた。その結果を図8.7に示す。図8.7の横軸は、所望波の交差偏波振幅比を示しており、この値が大きいほど本アダプティブアレーにとって理想的な条件に近いことになる。また、パラメータ  $X_p(\theta_d)$  は所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度である。同図より、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  が小さくなり、理想的な条件でなくなると  $SINR$  が低下することが分かる。また、アンテナ素子の交差偏波識別度が良好 ( $X_p(\theta_d)=30\text{dB}$ ) であり、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  が  $12\text{dB}$  以上であれば、 $20\text{dB}$  以上の  $SINR$  が得られることが分かる。

次に、干渉波の偏波特性の影響について述べる。提案するアダプティブアレーでは、干渉波に交差偏波成分が含まれていなければ、干渉波は抑圧されず  $SINR$  は改善されないことになる。そこで、 $SINR$  に対する干渉波の偏波特性の影響について調べた。その結果を図8.8に示す。図8.8の横軸は干渉波の交差偏波振幅比であり、その値が小さいほど干渉波は交差偏波成分を多く含み本アダプティブアレーにとって有利な状況であることを示している。図8.8より、干渉波の交差偏波振幅比  $A_{xi}$  が  $12\text{dB}$  以下であれば、干渉波の到来方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_i)$  が低くても、ほぼ理想通りの出力  $SINR$  が得られることが分かる。

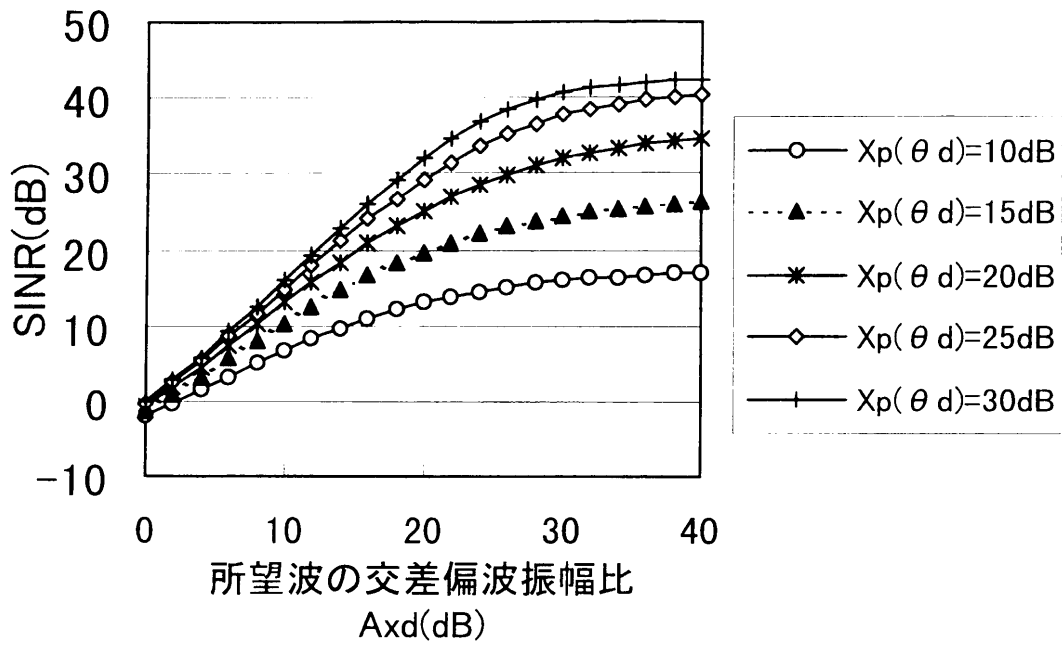


図8.7 所望波の偏波特性の影響

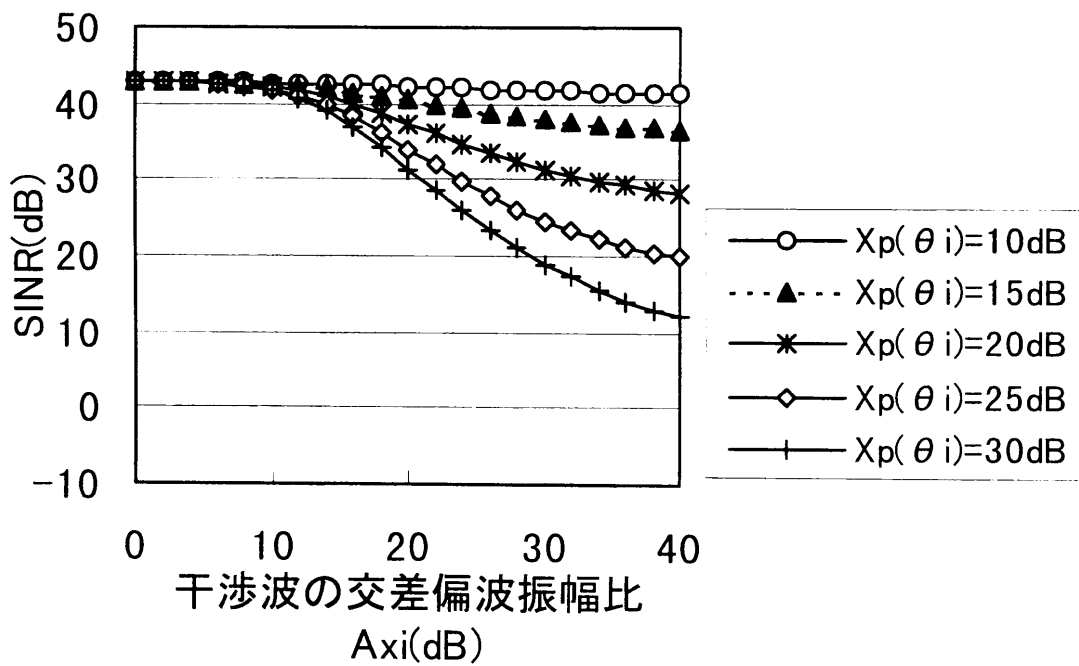


図8.8 干渉波の偏波特性の影響

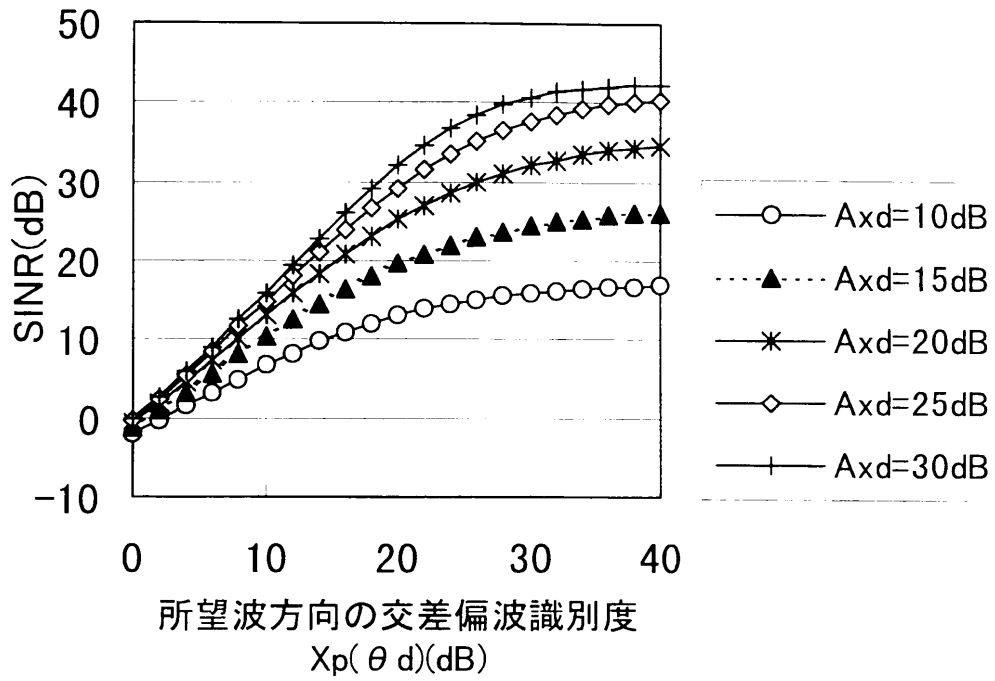


図8.9 所望波到来方向に対する交差偏波識別度の影響

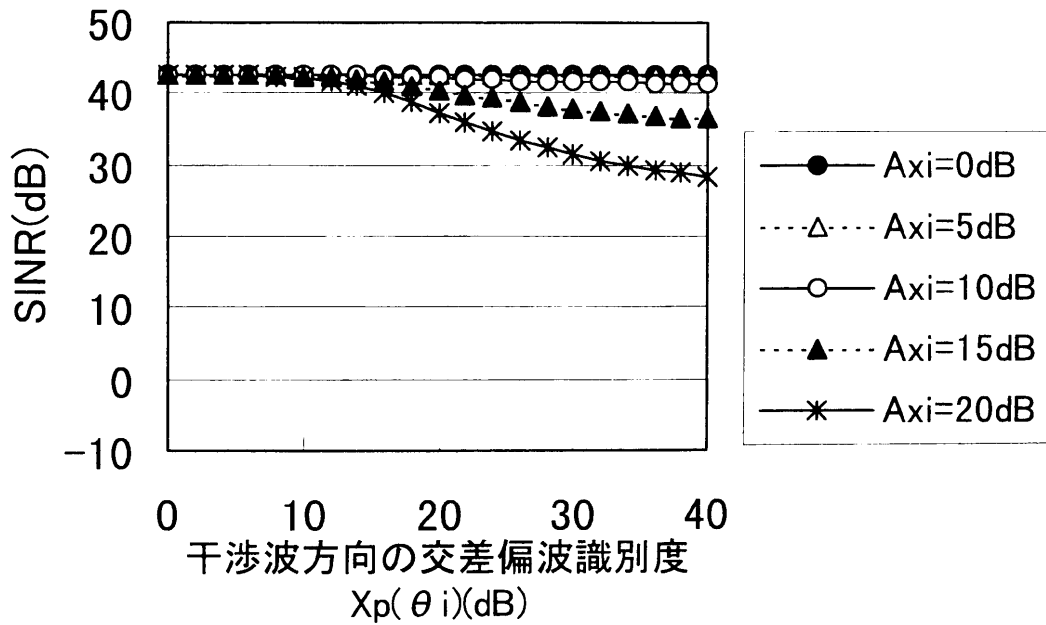


図8.10 干渉波到来方向に対する交差偏波識別度の影響

### 8.3.4 アンテナ素子の交差偏波識別度の影響

次に、SINR に対するアンテナ素子の交差偏波識別度の影響について調べた結果を図 8.9 および図 8.10 に示す。図 8.9 は、所望波の交差偏波振幅比  $A_{xd}$  をパラメータとして所望波到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度を変化させた場合、図 8.10 は、干渉波の交差偏波振幅比  $A_{xi}$  をパラメータとして干渉波到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度を変化させた場合をそれぞれ示している。両図より、所望波到来方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_d)$  の劣化は、SINR の大きな低下につながるが、干渉波方向に対する交差偏波識別度  $X_p(\theta_i)$  は、逆に低い方が良好な SINR が得られることが分かる。従って、所望波の到来方向が既知である場合やある程度予想することが可能な場合には、それ以外の方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度を意図的に低くしておけば、より高い SINR が得られることになる。

## 8.4 まとめ

到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーを提案した。本アダプティブアレーは、所望波の偏波に対して直交する偏波成分の電力を最小化することにより重み係数を決定し、決定した重み係数を主偏波成分用のアンテナ素子で受信した信号に対して重み付けを行うものである。

次に 2 素子アレーに対して所望波と干渉波の 2 波が到来している場合の最適ウェイトおよび SINR の式を解析的に導出した。さらに、導出した式を基に数値計算を行い、到来波の SNR, SIR, 交差偏波振幅比およびアンテナ素子の交差偏波識別度が SINR に及ぼす影響を調べた。その結果、

- 1) 干渉波の交差偏波振幅比が 12dB 以下であれば、干渉波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度が低くても、ほぼ理想通りの SINR が得られる。
- 2) 所望波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度の劣化は出力 SINR の大きな低下につながるが、干渉波の到来方向に対する交差偏波識別度は低い方が SINR は大きくなる。

などのことが明らかとなった。



また、干渉波が非常に弱く所望波のみが到来している場合には、所望波が抑圧され SINR が低下してしまうという問題があることも確認された。この問題は事前に予想されたことではあるが、今回の解析および数値計算を通して、実質的に所望波のみが到来している場合に生じる問題を定量的に示すことができた。

本章で提案したアダプティブアレーの最大の特徴は、「到来波の偏波特性のみを利用して指向性を制御する」ことにある。到来波の波形や振幅、到来方向などの情報を必要としないことから、上述の問題が解決されれば、直接波を主体とする将来の高速移動通信における干渉波対策として広く利用できる可能性がある。

## 第 8 章の参考文献

- [1] R. T. Compton, Jr., "On the performance of a polarization sensitive adaptive arrays," *IEEE Trans., Antennas & Propag.*, **AP-29**, No. 5, pp. 718-725, 1981.
- [2] R. T. Compton, Jr., "The performance of a tripole adaptive array against cross-polarized jamming," *IEEE Trans., Antennas & Propag.*, **AP-31**, No. 4, pp. 682-685, 1983.
- [3] 長島康之, 小川恭孝, 大宮学, 伊藤精彦, "直交偏波共用デジタル陸上移動通信における干渉補償," *信学論(B- II)*, **J73-B- II**, No.11, pp.745-754, 1990.
- [4] 菊間信良: アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版社, 1998.
- [5] R. T. Compton, Jr., "The power inversion adaptive array : concepts and performance," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **AES-15**, No.6, pp.803-814, 1979.
- [6] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **AP-34**, No.3, pp276-280, 1986.
- [7] K. Takao and N. Kikuma : "Tamed adaptive antenna array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **AP-34**, No.3, pp388-394, 1986.
- [8] 多賀登喜雄, 古野辰男, "低アンテナ高見通し内マイクロセルにおける遅延波生起メカニズム," *電子情報通信学会論文誌, B- II*, **J80-B- II**, No.10, pp848-861, 1997.

## 付録8. A: 数値計算における到来波の偏波特性およびアンテナ特性の設定

ここでは、本文で定義した6つのパラメータと式(8.17)の各変数の関係について説明する。

所望波の電力  $p_{din}$  を1とし、両偏波成分の電力の和を所望波の電力と定義する。すなわち、

$$p_{din} = \frac{1}{2}A_{dR}^2 + \frac{1}{2}A_{dL}^2 = 1 \quad (8.A.1)$$

とする。一方、所望波の交差偏波振幅比  $Axd$  は、右旋円偏波成分の振幅  $A_{dR}$  と左旋円偏波成分の振幅  $A_{dL}$  を用いて、次式のように表される。

$$Axd = \frac{A_{dR}}{A_{dL}} \quad (8.A.2)$$

式(8.A.1)、式(8.A.2)より、所望波の各偏波成分の振幅は次式で表される。

$$A_{dR} = \frac{\sqrt{2} \cdot Axd}{\sqrt{Axd^2 + 1}}, \quad A_{dL} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{Axd^2 + 1}} \quad (8.A.3)$$

干渉波についても同様に

$$p_{iin} = \frac{1}{2}A_{iR}^2 + \frac{1}{2}A_{iL}^2 = \frac{p_{din}}{\text{SIR}} = \frac{1}{\text{SIR}} \quad (8.A.4)$$

とし、干渉波の交差偏波振幅比  $Axi$  を、右旋円偏波成分の振幅  $A_{iR}$  と左旋円偏波成分の振幅  $A_{iL}$  を用いて

$$Axi = \frac{A_{iR}}{A_{iL}} \quad (8.A.5)$$

と表すと、干渉波の右旋円偏波成分の振幅および左旋円偏波成分の振幅は式(8.A.4)、式(8.A.5)より、次式で表される。

$$A_{iR} = \frac{\sqrt{2} \cdot Axi}{\sqrt{\text{SIR} \cdot (Axi^2 + 1)}}, \quad A_{iL} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\text{SIR} \cdot (Axi^2 + 1)}} \quad (8.A.6)$$

次に、アンテナ素子の交差偏波識別度の設定について説明する。アンテナ素子は無指向性とし、Rポートからみた右旋円偏波成分に対する電力利得と左旋円偏波成分に対する電力利得の和を1とする。すなわち、

$$\frac{1}{2}G_{RR}^2 + \frac{1}{2}G_{LR}^2 = 1 \quad (8.A.7)$$

一方、交差偏波識別度  $X_{pR}$  は、アンテナ素子の各偏波成分に対する利得  $G_{RR}$ 、 $G_{LR}$  を用いて次式のように表される。

$$X_{pR} = \frac{G_{RR}}{G_{LR}} \quad (8.A.8)$$

従って，式(8.A.7)，式(8.A.8)より次式を得る．

$$G_{RR} = \frac{\sqrt{2} \cdot X_{pR}}{\sqrt{X_{pR}^2 + 1}}, \quad G_{LR} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{X_{pR}^2 + 1}} \quad (8.A.9)$$

Lポートについても同様に，

$$\frac{1}{2}G_{LL}^2 + \frac{1}{2}G_{RL}^2 = 1, \quad X_{pL} = \frac{G_{LL}}{G_{RL}} \quad (8.A.10)$$

とおき，

$$G_{RL} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{X_{pL}^2 + 1}}, \quad G_{LL} = \frac{\sqrt{2} \cdot X_{pL}}{\sqrt{X_{pL}^2 + 1}} \quad (8.A.11)$$

を得る．

数値計算では，はじめに到来波およびアンテナの偏波特性を表すパラメータとして  $A_{xd}$ ,  $A_{xi}$ ,  $X_{pR}$  および  $X_{pL}$  を設定し，次に，式(8.A.3)，式(8.A.6)，式(8.A.9)および式(8.A.11)より到来波の各偏波成分の強度およびアンテナ特性に関する各値 ( $A_{dR}$ ,  $A_{dL}$ ,  $A_{iR}$ ,  $A_{iL}$ ,  $G_{RR}$ ,  $G_{LR}$ ,  $G_{RL}$ ,  $G_{LL}$ ) を決定し，それらを式(8.13)および式(8.17)に代入することにより，最適ウエイト  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  および最適化時の SINR を求めている．尚，簡単のため数値計算では  $X_{pR}$  および  $X_{pL}$  を等しい値に設定し，これを本文では  $X_p$  と表している．

## 第9章 結論

陸上移動通信における電波伝搬は多重波伝搬となり、受信点付近では複数の到来波が到来する。そのため深刻な周波数選択性フェージングが生じ、通信品質が大きく劣化する。また、陸上移動通信では周波数資源を効率的に利用するために、同一周波数を繰り返し利用しているが、同一周波数を使用している他の送信局からの電波（干渉波）も通信品質劣化の一要因となっている。本研究ではこのような周波数選択性フェージング対策および干渉波対策としてアダプティブアレー技術を適用することを考え、解析、計算機シミュレーションさらには実験を通してその有効性について検討した。

第2章では、アダプティブアレーの一般的構成および代表的な制御アルゴリズムについて概説し、それぞれの特徴と陸上移動通信へ適用する場合の課題について述べた。また、本論文の第3章から第6章で検討しているCMAアダプティブアレーについて説明した。第3章から第6章においては、CMAアダプティブアレーを実際の通信システムに応用した場合に予想される問題点について検討するとともに、これまでの検討を通して明らかにされている課題を解決するための新しい手法を提案した。

まず第3章では、帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK変調信号に対するCMAアダプティブアレーの動作を計算機シミュレーションにより検討した。 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式は、携帯電話やPHSなど、現在の公衆移動通信システムにおいて広く用いられている変調方式である。ただし、この信号は帯域制限を行うことにより定包絡線性を失うため、送信信号が定包絡線信号であることを前提としているCMAアダプティブアレーを適用した場合、何らかの特性劣化が生じることが予想される。しかし、計算機シミュレーションによる検討の結果、収束後の干渉波抑圧特性は劣化するが、収束特性はほとんど劣化しないことが明らかとなった。またCMAに用いるデータは情報シンボルに対して非同期とした方が、かえって収束は速いことが分かった。さらに、帯域制限用のフィルタとしてナイキストフィルタを用いると、誤り率で評価する限り通信品質に対する帯域制限の影響はほとんどないことを示した。以上のことから、 $\pi/4$ シフトQPSK変調信号を用いた通信システムにCMAは十分適用可能であることが明らかとなった。

第4章では、アダプティブアレーのアンテナ素子として、現実的なアンテナ素子を

用いた場合の素子指向性の影響について実験的に検討した。ここでは、自動車の後部ガラスに組み込まれているアンテナ素子（4素子）を例にとり、電波環境に応じた指向性合成が可能であるか、到来波2波の環境で実験的に検討した。その結果、

- 1) 2つの到来波のうち、片方の到来波の方向にヌルを形成することが可能である。
- 2) 合成後の $|DUR|$  ( $DUR$ の絶対値)は平均して20dB程度であり、無指向性のアンテナ素子を用いた場合に比べ10dB程度低下する。

などのことが明らかとなった。20dB程度の $|DUR|$ が得られるならば、通信品質の劣化は大きく軽減できるものと考えられる。また、 $|DUR|$ が12dB程度まで低下する場合もあるが、その場合、遅延波の影響は残るものの、同期はずれなど通信品質を大きく劣化させる要因は除去できるものと考えられる。以上のことから、素子指向性が大きく歪んでおり、なおかつ素子間隔が狭いアンテナであっても、アダプティブアレーにより電波の到来状況に合わせた指向性合成が可能であることが確認できた。

第5章では、非線形関数自乗和最小化アルゴリズム（マルカート法）を用いたCMAアダプティブアレーの最適化手法を提案した。計算機シミュレーションによる検討の結果、従来法である最急勾配法では収束が著しく遅くなるような電波環境においても、マルカート法を用いると速やかに1波のみを捕らえることが明らかとなった。さらに、アレーの自由度より多くの到来波が存在する電波環境では、遅延波の抑圧は良好に行えるものの、位相の不確定性によりコンステレーションが大きく乱れることが明らかとなった。また、その対策としては1つのウェイトの位相を一定値に拘束することが効果的であることを示した。

CMAの評価関数は重み係数に関して非線形であることから、最適化手法として従来から最急勾配法が用いられている。しかし、上述のように最急勾配法は収束が著しく遅くなる場合があり、電波環境が激しく変動する場合にはその変化に追従できない可能性がある。第5章で提案した手法を用いると電波環境によらず速やかに1波を捕らえることから、提案手法により電波環境の変化に対する追従特性が大きく向上するものと期待できる。

第6章では、常に最大強度の波を捕らえることができるCMAの新しい評価関数を提案した。具体的には、従来固定としていた包絡線の拘束値（振幅の目標値）を可変とし、この値にアンテナ素子の平均受信電力を用いる方法である。

はじめに、解析的検討を通して、提案方式の原理について説明した。さらに、簡単

化のために解析の際にいたいいくつかの仮定が満足されない場合であっても，提案した手法が有効であることを，計算機シミュレーションを通して明らかにした．また，第6章で提案した手法は最適化手法として最急勾配法を用いた場合の解析結果に基づくものであるが，第5章で提案したマルカート法を用いた場合でも同様な効果が得られることも明らかにすることができた．

ここで提案した手法により，到来波の強度に関わらず必ず最大強度の波を捕らえることが可能となった．陸上移動通信では，周辺の状況により到来波の強度が大きく変動することから，CMAアダプティブアレーを実際の通信システムに応用する上で，提案手法の意義は大変大きいといえる．

以上は，CMAアダプティブアレーの性能評価と特性改善を目的とした研究であり，これらを通して，移動通信におけるCMAアダプティブアレーの有効性を示すことができた．また誤捕捉の可能性を大きく低減するとともに収束速度を大幅に改善できた．しかし，CMAアダプティブアレーには，所望波よりも強力な干渉波が到来する場合は，これを捕らえ所望波を抑圧してしまうという課題が残っていた．さらに，送信信号の振幅が大きく変動する変調方式を用いている通信システムには適用できないという課題も残っていた．そこで，第7章および第8章では将来の高速移動通信システムに適用可能な新しい制御アルゴリズムを提案し，その有効性について検討した．

第7章では，マルチキャリア伝送に適したアダプティブアレーの構成および制御アルゴリズムを提案した．提案方式は，受信信号の周波数特性の歪みを検出し，その歪みを補償するようにアレーアンテナの指向性を制御するものである．計算機シミュレーションを通して提案方式の動作特性について検討した結果，

- 1) 干渉波が狭帯域である場合，所望波よりも干渉波の方が強くても干渉波を抑圧し所望波を捕らえることができる．

- 2) 干渉波が所望波と同一の信号フォーマットの干渉波（同一チャンネル干渉波）である場合，所望波と干渉波のシンボルタイミングが大きく異なれば，干渉波の方が10 dB程度強くても所望波を捕らえ干渉波を抑圧することができる．

など，提案方式は，従来方式にないいくつかの特徴を有することが明らかとなった．狭帯域な干渉波は故意により，あるいは無線設備の故障などに起因して発生する可能性も少なくなく，従来のCMAアダプティブアレーでは信頼性の面で不十分といえる．これに対し第7章で提案した方式は，狭帯域な干渉波を捕らえてしまうことはなく，

従来方式に比べ所望波捕捉においてロバスト性の高い制御方式といえる。

さらに第8章では、到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーを提案した。第8章で提案したアダプティブアレーは、所望波の偏波に対して直交する偏波成分の電力を最小化することにより重み係数を決定し、決定した重み係数を主偏波成分用のアンテナ素子で受信した信号に対して重み付けを行うものである。

また、提案したアダプティブアレーの動作特性に対する到来波の偏波特性の影響およびアンテナ素子の交差偏波識別度の影響を解析的に検討した。その結果、

1) 干渉波の交差偏波振幅比が 12dB 以下であれば、干渉波の到来方向に対するアンテナ素子の交差偏波識別度が低くても、ほぼ理想通りの SINR が得られる。

2) 干渉波の到来方向に対する交差偏波識別度は低い方が SINR は大きくなる。

などのことが明らかとなった。

本章で提案したアダプティブアレーの最大の特徴は、「到来波の偏波特性のみを利用して指向性を制御する」ことにある。到来波の波形や振幅、到来方向など、従来のアダプティブアレーで用いられていた情報を全く必要としないことから、直接波を主体とする将来の高速移動通信における干渉波および遅延波に対する対策として広く利用できる可能性がある。

以上のように、本研究でははじめに CMA アダプティブアレーを取り上げ、アダプティブアレーにとって必ずしも理想的でない場合の動作を明らかにするとともに、収束特性や誤捕捉に関する課題を解決するための手法を考案した。これらを通して、CMA を実際の通信システムに応用した場合の有効性を明らかにすることができた。また、将来の通信システムにも適用可能な 2 種類の新しいアダプティブアレーを考案し、その動作特性を明らかにすることができた。

アダプティブアレーの原理そのものは 1960 年代に考案され、永らく研究対象のみに留まり、実用化には至らなかった。しかし、1998 年、PHS における基地局間干渉および同一チャネル干渉の対策として、ついに実用化されている。アダプティブアレー技術を無線通信に適用する場合、伝送速度が高速であるほど、アダプティブアレーのもつ本来の威力が発揮される。陸上移動通信の伝送速度は今後もますます高速化されていくことは間違いないことから、将来の移動通信システムにおいてアダプティブアレーが広く利用されるものと思われ、その際には本研究の成果が大いに役立つものと期待される。

## 謝辞

本論文は、著者が名古屋工業大学大学院博士前期課程および後期課程在学中ならびに(株)豊田中央研究所にて行った研究をまとめたものである。

博士前期課程および後期課程を通して、指導教官として有益かつ適切な助言を頂いた名古屋工業大学稲垣直樹教授に心より御礼申し上げます。また、種々のご配慮ならびにご享受を頂きました名古屋工業大学藤原修教授、田坂修二教授に深謝致します。さらに、アダプティブアレーに関する基礎と理論をご享受頂くとともにき、常に有益な助言と細部にわたるご指導を頂いた菊間信良助教授に深く感謝致します。また、在学中、常に激励下さいました梅村常夫技官に感謝します。

本研究の一部は、(株)豊田中央研究所にて1990年より1999年にかけて実施したものであり、多くの方にご指導ご支援を頂きました。本研究の機会を与えて下さいました、同研究所高橋理一所長、高橋信明(元)システム2部部長、杉本軍司(元)システム2部部長に感謝します。また、著者が1985年に同研究所に入所して以来、直接の上司として常に親身になりご指導ご鞭撻を頂いた西川訓利システム2部部長に厚く御礼申し上げます。また、本研究を遂行するに当たり、有意義なご指導、多大なご協力を頂いた、同研究所浅野孔一主任研究員、佐藤和夫研究員に感謝するとともに、日頃よりご討論を頂いた伊藤修朗研究員、柴田伝幸研究員、鈴木徳祥副研究員をはじめとする同研究所情報通信研究室の皆様方に深く感謝致します。

また、学会、研究会等を通して、有益なご意見ご討論を頂いた、京都大学(故)鷹尾和昭助教授、北海道大学小川恭孝教授、同大学大鐘武雄助教授、筑波大学平澤一紘教授、東京工業大学高田潤一助教授ならびに(財)電子情報通信学会A・P研究会の皆様方に感謝致します。

最後に、貴重な時間を割きながらも常に心の支えとなってくれた昭子(妻)、大河(長男)、陸(次男)、ならびにここまで育てて下さいました父林、母イツ子、および4人の兄弟に深く感謝します。



# 論文目録

印刷公表の方法および時期

公表（予定） 年 月 日	公表内容 全文・要約	出 版 物 の 種 類 及 び 名 称
第 2 章および第 4 章を以下の 2 件の国際会議に分割して全文掲載		
1995 年 9 月		A Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications (移動通信用のアダプティブアレーアンテナの検討) IEEE Symposium on Intelligent Vehicles '95, Sep 25-26, 1995, Detroit, USA.に掲載 (USA にて発表)
1996 年 9 月		Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications(移動通信用アダプティブアレーアンテナの実験的検討) International Symposium on Antennas and Propagation(ISAP96), vol.3, pp.769-772 に掲載 (日本にて発表)
1991 年 9 月	第 3 章 全文掲載	「帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作特性の解析」を「帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作」として 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J74-B- II, No. 9, pp.497-500 に掲載
第 5 章を以下の 1 編の論文および 1 件の国際会議に分割して全文掲載		
1991 年 11 月		マルカート法を用いた CMA アダプティブアレーの多重波抑圧特性 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J74-B- II, No.11, pp.599-607 に掲載
1991 年 6 月		Rapid and Stable Optimization of CMA Adaptive Array by Marquardt Method 1991 IEEE AP-S Symposium, vol.4, pp.102-105 に掲載
1992 年 11 月	第 6 章 全文掲載	「第 6 章の CMA アダプティブアレーの所望波捕捉特性の改善」を「CMA アダプティブアレーにおける干渉波抑圧特性の改善」として 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J75-B- II, No.11, pp.789-796 に掲載
2000 年 2 月	第 7 章 全文掲載	「第 7 章のマルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレーの提案」を「A Novel Adaptive Array using Frequency Characteristics of Multi-carrier Signals」として IEICE Trans. Communication Vol.E83-B. No.2. 2000. に掲載予定
1999 年 4 月	第 8 章 全文掲載	到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの特性解析 電子情報通信学会論文誌, B, Vol.J82-B, No.4, pp.627-636 に掲載

# 研究業績一覧

## 1. 論文発表

### 1.1 本研究に関する論文:4件, ショートノート:1件

- [1] 藤元, 菊間, 稲垣: “マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの多重波抑圧特性”, 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J74-B- II, No. 11, pp.599-607, 1991.
- (1の英訳) M.Fujimoto, N.Kikuma and N.Inagaki: “Performance of CMA Adaptive Array Optimized by Marquardt Method for Suppressing Multipath Waves” . Scripta Technica Inc., Electronics and Communications in Japan, Part 1 (Communications), Vol.75, No.9, pp.89-100, 1992.
- [2] 藤元: “CMAアダプティブアレーにおける干渉波抑圧特性の改善”, 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J75-B- II, No. 11, pp.789-796, 1992.
- [3] 藤元, 西川, 柴田, 鈴木, 菊間, 稲垣: “到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの特性解析”, 電子情報通信学会論文誌, B, Vol.J82-B, No. 4, pp.627-636, 1999.
- [4] M.Fujimoto, K.Nishikawa, T.Shibata, N.Kikuma and N.Inagaki: “A Novel Adaptive Array using Frequency Characteristics of Multi-carrier Signals,” IEICE Trans. Communication, Vol.E83-B. No.2. 2000. (掲載予定).
- [5] 藤元, 菊間, 稲垣: “帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK信号に対するCMAアダプティブアレーの動作”, 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J74-B- II, No. 9, pp.497-500, 1991. (ショートノート)

### 1.2 その他の論文:2件

- [6] 西川, 佐藤, 藤元: “自動車搭載衛星通信用電子走査アンテナ”, 電子情報通信学会論文誌, B- II, Vol.J72-B- II, No. 7, pp.323-329, 1989.
- [7] 柴田, 鈴木, 藤元, 西川, 山里, 小川: “伝送路の状態を考慮したマルチキャリア伝送用回線制御方式”, 電子情報通信学会論文誌, B- I, Vol.J81-B- I, No. 11, pp.700-708, 1998.

## 2. 国際会議発表

### 2.1 本研究に関する発表(3件)

- [1] N.Kikuma, M.Fujimoto and N.Inagaki: "Rapid and Stable Optimization of CMA Adaptive Array by Marquardt Method" 1991 IEEE AP-S Symposium, vol.4, pp.102-105.
- [2] M.Fujimoto, K.Nishikawa and K.Sato: "Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications" International Symposium on Antennas and Propagation(ISAP96), vol.3, pp.769-772, Sep., 1996.
- [3] M.Fujimoto, K.Nishikawa and K.Sato: "A Study of Adaptive Array Antenna System for Land Mobile Communications", IEEE Symposium on Intelligent Vehicles , Sep 25-26, 1995, Detroit, USA.

### 2.2 その他の発表(3件)

- [4] T.Shibata, N.Suzuki, M.Fujimoto, K.Nishikawa, T.Yamazato and A.Ogawa: "A Channel Control Method for Multicarrier Transmission Considering Channel Response," Proc.1998 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.853-856.
- [5] T.Shibata, N.Suzuki, M.Fujimoto, K.Nishikawa, T.Yamazato and A.Ogawa: "A Channel Control Scheme of Multicarrier Transmission Considering Channel Response for Mobile Communication," Proc. APCC/ICCS '98, pp.543-546.
- [6] N.Suzuki, M.Fujimoto, T.Shibata, N.Itoh and K.Nishikawa: "Maximum Likelihood Decoding for Wavelet Packet Modulation," Proc. IEEE Vehicular Technolgy Conference '99-Fall, vol.5, pp.2895-2898, Sep. 1999.

## 3. 研究会発表

### 3.1 本研究に関連する発表(3件)

- [1] 藤元, 菊間, 稲垣: "マルカート法によるCMAアダプティブアレーの最適化", 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP90-27, 1990.
- [2] 藤元, 菊間, 稲垣: "マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの陸上移動通信における多重波抑圧特性", 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP90-106, 1991.
- [3] 藤元, 西川, 柴田, 鈴木, 菊間, 稲垣: "到来波の偏波特性を利用するアダプティブアレーの特性解析", 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP97-206, 1998.

### 3.2 その他の研究会発表(5件)

- [4] 浅野, 西川, 藤元, 柴田, 山中: “市街地における電波到来方向の3次元測定”, 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP87-76, 1987.
- [5] 佐藤, 西川, 藤元: “衛星-自動車間通信用電子走査アンテナ”, 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP88-117, 1989.
- [6] 浅野, 藤元, 柴田, 西川, 山中: “市街地における電波到来方向分布の推定”, 電子情報通信学会, アンテナ・伝播研究会, AP88-127, 1989.
- [7] 鈴木, 藤元, 柴田, 伊藤, 西川: “ウェーブレットパケット変調の最尤復号法の特性”, 第21回情報理論とその応用シンポジウム (SITA98), pp.611-613, 1998.
- [8] 柴田, 伊藤, 藤元, 伊藤, 鈴木, 大塚, 山里, 小川: “差分演算を用いたOFDM同期方式の検討”, 電子情報通信学会, 無線通信システム研究会, RCS99-135, 1999.

## 4. 全国大会等国内口頭発表

### 4.1 本論文に関連する発表(8件)

- [1] 藤元, 菊間, 稲垣: “非線形連立方程式に基づくCMAアダプティブアンテナの直接解法”, 1990年電子情報通信学会春季全国大会, B-74, 1990.
- [2] 藤元, 菊間, 稲垣: “非線形最小自乗最小化法に基づくCMAアダプティブアンテナの最適化”, 1990年電子情報通信学会秋季全国大会, B-76, 1990.
- [3] 藤元, 菊間, 稲垣: “帯域制限された $\pi/4$ シフトQPSK信号に対するCMAアダプティブアレーの動作”, 1991年電子情報通信学会春季全国大会, シンポジウムSB-4-5, 1991.
- [4] 藤元, 西川, 佐藤: “移動通信環境におけるCMAアダプティブアレーの動作”, 1992年電気関係学会東海支部連合大会シンポジウム, S3-4, 1992.
- [5] 藤元, 西川, 佐藤: “CMAアダプティブアレーの評価実験”, 1995年電子情報通信学会総合大会, B-106, 1995.
- [6] 藤元, 西川, 柴田, 鈴木, 伊藤: “マルチキャリア信号の周波数特性を利用するアダプティブアレーの一構成”, 1998年電子情報通信学会総合大会, B-1-127, 1998.
- [7] 藤元, 西川, 柴田, 鈴木, 伊藤: “マルチキャリア-CMAアダプティブアレーの不要波抑圧特性”, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会, SB-1-3, 1998.
- [8] 藤元, 西川, 柴田, 鈴木, 伊藤: “マルチキャリア-CMAアダプティブアレーの狭帯域干渉波抑圧特性”, 1999年電子情報通信学会総合大会, B-1-143, 1999.

## 4.2 その他の口頭発表(7件)

- [1] 浅野, 柴田, 藤元, 西川: “市街地における遅延ードップラー特性の推定”, 1989年電子情報通信学会春季全国大会, B-15, 1989.
- [2] 西川, 佐藤, 藤元: “自動車衛星間通信用電子走査アンテナ”, 1989年電子情報通信学会春季全国大会, B-140, 1989.
- [3] 江口, 藤元, 菊間, 稲垣: “相関行列の固有ベクトルを用いたアダプティブアレイの最適化”, 1990年電気関係学会東海支部連合大会.
- [4] H.Yuan, K.Hirasawa, Y.Zhang and M.Fujimoto: “The performance of the CMA adaptive array antenna with mutual coupling consideration.”, 1995年電子情報通信学会ソサイエティ大会, SB-1-1, 1995.
- [5] 鈴木, 藤元, 柴田, 西川: “ウェーブレットパケットを用いたマルチキャリア変調の最尤復号法の提案”, 1998年電子情報通信学会総合大会, B-5-22, 1998.
- [6] 柴田, 藤元, 鈴木, 西川, 山里, 小川: “マルチキャリア伝送における無線回線の状態情報を取り入れた回線制御方式”, 1998年電子情報通信学会総合大会, B-5-23, 1998.
- [7] 鈴木, 藤元, 柴田, 伊藤, 西川: “マルチパスフェージング環境におけるウェーブレットパケット変調の最尤復号法の特性”, 1998年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-93, 1998.

## 5. 表彰(1件)

“Young Engineer Award”, IEEE AP-S Tokyo Chapter, 1992.

## 6. 特許

### 6.1 登録済み(2件)

- [1] 藤元, 西川: “移動体用アンテナ”, 第 2759471 号
- [2] 西川, 藤元: “移動体用アンテナ”, 第 2648495 号

### 6.2 公開中(22件)

- [3] 藤元, 鈴木: “アダプティブ受信装置”, 特開平 11-312991.
- [4] 藤元, 鈴木, 柴田: “マルチキャリア伝送方法及びアダプティブ受信装置”, 特開平 11-308129.

- [5] 藤元，鈴木，柴田：“アダプティブ受信装置および多重通信システム”，特開平 11-289285.
- [6] 藤元，鈴木，柴田：“アダプティブ受信装置”，特開平 11-289265.
- [7] 藤元：“アダプティブ受信装置”，特開平 11-289213.
- [8] 藤元：“アダプティブ受信装置”，特開平 11-289212.
- [9] 藤元，鈴木，柴田：“アダプティブ受信装置”，特開平 11-289211.
- [10] 鈴木，藤元，柴田：“受信機”，特開平 11-252031.
- [11] 柴田，藤元，鈴木：“マルチキャリア通信システム用送信局装置，受信局装置，及びマルチキャリア通信システム”，特開平 11-234230.
- [12] 藤元，鈴木：“アダプティブ受信装置”，特開平 11-205262.
- [13] 藤元：“アダプティブ受信機”，特開平 10-270928.
- [14] 藤元，柴田，鈴木，遠藤：“アダプティブ通信装置”，特開平 10-210099.
- [15] 藤元，西川，佐藤：“電界強度測定装置”，特開平 10-48275.
- [16] 藤元：“移動体用アンテナ装置”，特開平 7-336130.
- [17] 藤元，西川，渡辺：“複合アンテナ”，特開平 7-297631.
- [18] 藤元：“アダプティブアンテナ”，特開平 6-164434.
- [19] 西川，佐藤，平子，藤元：“移動体用アンテナ装置”，特開平 3-204203.
- [20] 佐藤，西川，藤元，平子：“フェーズドアレイアンテナ”，特開平 3-182103.
- [21] 佐藤，西川，藤元，平子：“マイクロストリップアンテナ”，特開平 3-182102.
- [22] 藤元，西川：“移動体用アンテナ”，特開平 2-174405.
- [23] 西川，藤元：“移動体用アンテナ”，特開平 1-231404.
- [24] 西川，藤元，浅野：“GPS航法装置”，特開平 1-79679.