

TR-AC-0057

003

種々のアダプティブアンテナに関する研究

神谷 幸宏

2001. 3.21

ATR環境適応通信研究所

目次

1	はじめに.....	1
2.	ソフトウェアアンテナ.....	3
2.1	はじめに.....	3
2.2	ソフトウェアアンテナの概念.....	4
2.3	空間領域相関行列及びその固有値解析の概要.....	5
2.4	相関行列の固有値解析に基づく環境認識.....	6
2.5	各状態において行う信号処理.....	8
2.5.1	状態1における信号処理.....	8
2.5.2	状態2-1における信号処理.....	9
	固有ビームスペースに基づくRLSアダプティブアレーアンテナの構成.....	10
	2波モデルにおける固有ベクトルを用いたフィードフォワード制御の特性.....	15
	フェージングモデルを用いた計算機シミュレーションによる性能の検証.....	19
2.5.3	状態2-2における信号処理.....	20
	1スナップショットにおける動作の検証.....	23
	統計的評価.....	25
2.6	ソフトウェアアンテナの効果 — 計算量軽減の観点から —.....	27
2.7	まとめ.....	29
2.8	参考文献.....	31
3.	サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナの試作と実証実験.....	33
3.1.	はじめに.....	33
3.2.	試作装置の動作原理.....	34
3.3.	試作装置の構成, 諸元及び規模.....	37
3.3.1.	試作装置の構成と諸元.....	37
3.3.2.	試作装置の規模.....	41
3.4.	電波暗室における機能実証実験.....	43
3.4.1.	実験システム.....	43
3.4.2.	実験結果.....	45
	2波モデルにおける出力 $S/(N+I)$ の検証.....	45
	収束特性.....	50
3.5.	計算量に関する考察.....	50
3.6.	まとめ.....	52
3.7.	参考文献.....	54

4.	スペクトル拡散通信システムにおいてビーム形成, 等化及び逆拡散を同時に行う CMA アダプティブアレーアンテナの構成	57
4.1.	はじめに	57
4.2.	提案する方式の構成と動作条件	58
4.2.1.	提案方式の構成	58
4.2.2.	提案方式の動作条件	62
4.3.	数値例	62
4.3.1.	逆拡散	63
4.3.2.	等化及びビーム形成	68
4.4.	まとめ	73
4.5.	参考文献	74
5.	ランダム探索に基づいて適応制御を行うエスパアンテナの SIR 特性に関する統計的検討	77
5.1.	はじめに	77
5.2.	エスパアンテナ	77
5.2.1.	エスパアンテナの構成	77
5.2.2.	エスパアンテナ受信信号の定式化	78
5.3.	ランダム探索法	79
5.4.	シミュレーション結果	81
5.4.1.	シミュレーション1 : 一様乱数の範囲の影響の検討	81
5.4.2.	シミュレーション2 : S/N と P の関係の検討	84
5.5.	適応制御アルゴリズムとしての考察	87
5.6.	まとめ	88
5.7.	参考文献	90
5.8.	付録 —ランダム探索の MATLAB ソースコード(M-FILE)—	91
6.	まとめ	96

1 はじめに

本稿は、筆者が ATR 環境適応通信研究所において行ったアダプティブアンテナ技術に関する一連の研究成果をとりまとめたものであり、以下の4章から成る。

第2章では、“ソフトウェアアンテナ”の概念の一実現として、空間領域相関行列の固有値分解に基づいて環境の認識を行い、認識した環境に適した信号処理を行うリコンフィギュラブルアダプティブアレーアンテナの構成を提案する。ソフトウェアアンテナのコンセプトは、近年注目を集めているソフトウェア無線技術との親和性がよく、将来の無線通信システムのための重要な技術と位置付けられるが、そのコンセプトを実現する具体的な構成は未だ提案されていなかった。本章ではまず、対象とする電波環境を定義し、その組み合わせとして電波環境の状態遷移を定義する。次に、空間領域の相関行列の固有値分解に基づく環境認識の手法を示すと共に、それぞれの環境において行う信号処理の具体的な内容を示す。その後、各々の信号処理の特性を理論検討及び計算機シミュレーションから検証し、最後に計算量削減の観点から本提案手法の有効性についてまとめる。

第3章では、アダプティブアレーアンテナへのサブバンド信号処理の適用のうち、計算量削減の観点から最も有効となる適用形態に注目し、その計算量削減効果及びその性能の実証を目的として DSP によるハードウェア実装を行う。この装置の DSP の使用量を示すことにより、計算量削減効果をハードウェアの側面から明らかにするとともに、電波暗室内において2波のマルチパスフェージング環境を構成して性能検証実験を行い、性能及びハードウェア規模削減効果を実証している。

第4章では、スペクトル拡散(SS; Spread Spectrum)通信システムのための新しい CMA(Constant Modulus Algorithm)アダプティブアレーアンテナの構成を提案する。これまで、SS システムへのアダプティブアレーアンテナの適用は種々提案されているが、これら従来方式では、アダプティブアレーアンテナの適応制御を開始するにあたって、受信信号のシンボル同期を確立しておくことが必要となっていた。このため、受信機の動作の最も初期の状態から、シンボル同期確立を行うまでの間はアダプティブアレーアンテナがまったく貢献できないという問題が構造的に存在しており、深刻なマルチパスフェージング環境などで受信信号の S/N が十分とれないとき、同期捕捉が完了できず、マルチパスフェージング対策としてアダプティブアレーアンテナを備えたのにも関わらず通信が確立できないという事態が生じていた。

本章では、チップ同期情報をも必要とせず、かつ、アダプティブアレーアンテナの構成の内部

でビーム形成，逆拡散及び遅延信号の等化の処理を同時に行う，CMA アルゴリズムに基づくアダプティブアレーアンテナの構成を提案する．この構成は，完全ブラインド信号処理を実現でき，逆拡散を行うに当たり拡散符号を知っている必要すらない．本章では，計算機シミュレーションにより提案する構成の基本性能を検証する．

第5章では，低価格アダプティブアンテナとして特に端末への応用が期待されるエスパアンテナについて，その基本性能の検討を行っている．エスパアンテナの適応制御に当たっては，その構造上，従来のアダプティブアレーアンテナ制御アルゴリズムを使用することができない．このため，適応制御アルゴリズムの開発が必要になるが，アルゴリズム開発に当たっては評価基準が必要である．本章では，ランダム探索を用いて所定の環境の下で重み係数探索を行ったときに得られる SIR（信号対干渉信号電力比）特性の統計的評価を計算機シミュレーションにより行う．更に，ランダム探索法を適応制御アルゴリズムとして使用した場合についても検討し，その可能性を明らかにしている．

2. ソフトウェアアンテナ^{[2-1]-[2-5]}

2.1 はじめに

従来のアダプティブアレーアンテナに関する研究は、アダプティブアレーアンテナを DSP, FPGA 等のデジタル信号処理デバイスを用いてハードウェア実装を行うための、効率的な信号処理手法の開発を中心に進められて来た。これらの検討では、効率的な信号処理手法の開発により、いかに少ないハードウェアリソースで必要な機能を実現できるかを追求して来たと言うことができる。

しかし、視点を転じると、当然ながらいかなるアルゴリズムを持ってしてもどのような場合にも対処できる万能なアルゴリズムはない。これまで無数の適応制御アルゴリズムが提案されて来ているものの、それらの関係は一長一短である。そこで、個別のアルゴリズムの検討から視野を広げ、複数の適応制御アルゴリズムを備え、必要に応じてそれらのうちの適当なものを選択して実行することにより、全体としてより柔軟かつ広範囲に適用でき、きめの細かい信号処理を実現するアダプティブアレーアンテナの構成を考える。このようなコンセプトとして、次節に詳述するソフトウェアアンテナが提唱されている^[2-6]。ソフトウェアアンテナは、ソフトウェアにより DSP, FPGA 等を用いて実現され、アンテナが置かれた環境を認識し、そこで最も適した信号処理を行うよう、自己の構成を再構成するインテリジェントなアンテナである。従って、デジタル信号処理デバイスではアルゴリズムがソフトウェアで記述されることを積極的に利用しているということができ、第1章に述べたメリットの範疇には入り切らない未来的なコンセプトであるということが出来る。

ソフトウェアアンテナのコンセプトは、ソフトウェア無線技術とも親和性がよく、近年注目を集め、必要性、有効性が認められつつある。しかし、具体的な構成、その実体については依然として知られていないのが現状であり、実現性は未知数である。このため、コンセプトを実現する具体的構成の検討が必要である。

本章では、ソフトウェアアンテナの概念を実現する一構成として、空間領域相関行列の固有値解析に基づいて環境の判定を行うとともに、固有値解析の結果を用いて判定された環境に必要なかつ最小限の信号処理を行うアダプティブアレーアンテナの構成を検討する。以下では、まず、ソフトウェアアンテナの概念を明らかにした上で、空間領域相関行列の固有値分解に基づいて認識が可能である電波環境について詳しく述べる。次に、それらの組み合わせとして2種類の電波環境の状態遷移を定義する。その後、定義した各々の電波環境で必要とされる、ソフトウェアアンテナの実現としての二つのリコンフィギュラブルなアダプティブアレーアンテナの構成を提案す

る。ここでのそれぞれの信号処理は、相関行列の固有値分解の結果を利用している。次に、それらの動作特性を、計算機シミュレーション及び理論検討により明らかにする。最後に、計算量の観点から提案したソフトウェアアンテナシステムの有効性を検討し、同じ機能を実現する通常のエレメントスペースアダプティブアレーアンテナに対して有効となる条件を明らかにする。

2.2 ソフトウェアアンテナの概念

ソフトウェアアンテナの定義や方向性は、各研究者毎に異なっているのが現状である。本章では、文献[2-7]の定義に従う。即ち、ソフトウェアアンテナは、“機能をソフトウェアによって実現されるアンテナ”と定義され、それを構成する主な機能として、(1) 電波環境の認識、(2) 認識した環境に適した制御アルゴリズムの選択、(3) 刻々と変更される制御アルゴリズムをリアルタイムでロードし実行するリコンフィギュラブル機能、の3つが挙げられる。

現在まで、アダプティブアレーアンテナの理論の研究は長い歴史を持ち、非常に多くのアダプティブアレーアンテナの構成、制御アルゴリズムが提案されて来た。しかし、当然ながらそれらは全て一長一短であり、どのような環境においても最高の能力を発揮するような万能アルゴリズムは存在しない。このため、各々のアルゴリズムの特徴を理解した上で、電波環境に合わせて適切なアルゴリズムを使用すべきである。また、環境が変化すれば、それに合わせて使用するアルゴリズムを変更しなければいけない状況が考えられる。例えば、同一の波源から放射された信号がマルチパスフェージング環境を通過して受信アンテナに到来する状況を考えた時、時間軸上の遅延のばらつきが小さい時は、すべて取り込んで各々のマルチパス波を同相合成すればよい。しかし、遅延のばらつきが大きいと、そのまま合成すると符号間干渉による劣化の原因となるので、遅延波を除去したり、等化をする機能が必要となる。この二つの状況の間で環境が変化するのであれば、信号処理もそれに合わせて変化させなければ良好な性能を得ることができない。

このように、いくつかの理由から、信号処理システムを複数備えなければならないとき、これを全てハードウェアで実現することを考えると、アダプティブアレーアンテナだけで大規模なものになってしまう。このとき、一つのハードウェアを、ソフトウェアの変更だけによりその機能を変更できれば、このような問題を避けられる。これがソフトウェアアンテナのコンセプトの発想の原点である。このコンセプトに基づき、いくつかのアルゴリズムを、より高い次元での判断により選択的に使用することによって、各々のアルゴリズム自体が持つ制約から開放され、全体として個々のアルゴリズムでは実現できない高性能な信号処理を行うシステムを、効率的に実現できることが期待される。

以上のように、ソフトウェアアンテナのコンセプトは大変興味深いものであるが、その実体はまだ定まったものはなく、具体的なシステムもこれまで提案されていないのは、前節に述べた通りである。

2.3 空間領域相関行列及びその固有値解析の概要

N 素子アレーアンテナで得られる空間領域相関行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} = \mathbf{E}[\mathbf{X}^* \mathbf{X}^T] \quad (2-1)$$

ここで、 \mathbf{X} は大きさ $(N \times 1)$ のアレー受信信号ベクトルである。従って、 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ の大きさは $(N \times N)$ となる。次に、相関行列とその一つの固有値、及びそれに対応する固有ベクトルの関係は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}} \mathbf{V}_n = \lambda_n \mathbf{V}_n \quad (2-2)$$

ここで、 λ_n は n 番目 ($n=1, \dots, N$) の固有値、及び \mathbf{V}_n はそれに対応する固有ベクトルであり、大きさ $(N \times 1)$ である。ここで得られる固有値は、対応する固有ベクトルで形成されるアンテナパターンで受信される信号の電力に等しい。

一般に、アレー受信信号ベクトル \mathbf{X} には、素子毎に独立な白色雑音が含まれていると考えることができるため、相関行列 $\mathbf{R}_{\mathbf{X}\mathbf{X}}$ はフルランクとなる。今、アレー受信信号の中に G 個の無相関な信号が含まれているとき、 N 個現れる相関行列の固有値を大きい方から並べ、大きい方から番号をつけると、以下のような関係がある。

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_G > \lambda_{G+1} = \dots = \lambda_N = \sigma_n^2 \quad (2-3)$$

ここで、 σ_n^2 は雑音電力である。したがって、雑音電力より大きい固有値の数が、受信信号中の無相関な信号の数を示していることがわかる。この性質を利用し、雑音電力より大きい固有値の数を数え、その数によって、次節で分類する電波環境のうちの一つを判定する。

2.4 相関行列の固有値解析に基づく環境認識

空間領域相関行列の固有値解析の結果得られた固有値の大きさを比較することで、簡単な電波環境の推定、認識を行うことができる。固有値の数と推定される電波環境の関係を図 2-1に示す。

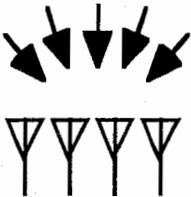
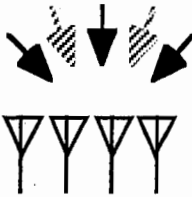
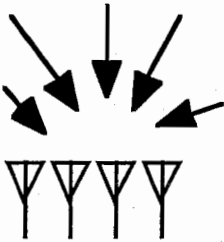
状態	状態1	状態2	
		状態2-1	状態2-2
雑音電力より大きい固有値の数	1	複数	
判定される電波環境	 <ul style="list-style-type: none"> ●希望波のみが存在する. ●時間遅延は非常に小さい. 	 <ul style="list-style-type: none"> ●希望波に加え、干渉波が存在. ●時間遅延は非常に小さい. 	 <ul style="list-style-type: none"> ●希望波のみが存在する. ●時間遅延が無視できない.

図 2-1：固有値解析に基づく電波環境の分類

まず、求めた固有値のうち、雑音電力より大きい固有値が一つだけである場合、このことは、受信信号中の信号がすべて相関を持っていることを示している。即ち、電波環境としては、希望波のみが存在し、それらはマルチパスフェージングによって空間的に広がっている場合もあるが、時間的な遅延広がり非常に小さい状況である。このような状況を、状態 1 と名付ける。

次に、求めた固有値のうち、雑音電力より大きい固有値が複数存在するときを状態 2 とする。このような状況では次の二つの可能性が考えられる。まず一つは、受信信号中に希望波に加えて干渉波が存在し、それらは空間的な広がりを持っているが、時間的な遅延広がりが小さい状態である。この状態を状態 2-1 とする。一方、もうひとつの可能性として、受信信号中には希望信号とそのマルチパス波しか存在しないが、マルチパス環境によって希望信号が空間的にも時間的にも広がっている状態が考えられる。この場合では、受信信号中に希望信号しか存在していなくて

も、その時間的遅延によって遅延信号の相関が相対的に低くなるため、複数の固有値が発生する。この状態を状態 2-2 とする。

以上のような電波環境の状態遷移として、図 2-2に示す 2 種類の環境の状態遷移を考える。

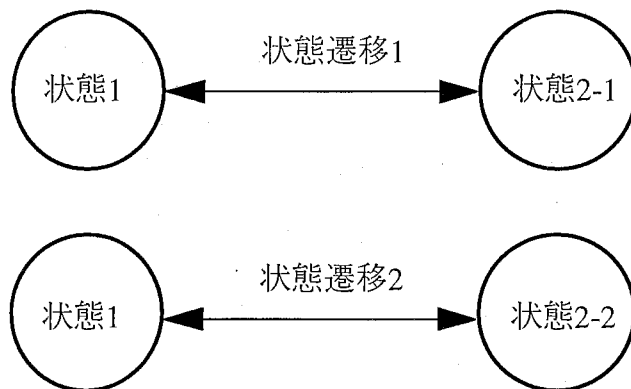


図 2-2：電波環境の状態遷移

まず、状態遷移 1 は、状態 1 と状態 2-1 の間の状態遷移である。即ち、この状態遷移では干渉波の数が増える。この数の変化は、0 から (素子数-1) の数の間で変化するものとする。一方、状態遷移 2 は、マルチパスフェージング環境における時間遅延の変化が生じることで生じる状態遷移である。

本章では、以上のように定義された 2 種類の状態遷移に対応する 2 種類のソフトウェアアンテナを提案し、それぞれの性能及び性質について、理論検討及び計算機シミュレーションを用いた検討を行う。

2.5 各状態において行う信号処理

本節では、前節で定義した環境において行うそれぞれの信号処理アルゴリズムについて述べる。

2.5.1 状態 1 における信号処理

希望波のマルチパス波しか存在せず、マルチパス波の時間的遅延広がりを見捨てる状態 1 においては、雑音電力より大きい唯一の固有値に対応する固有ベクトルの複素共役をアダプティブアレーアンテナの重み係数として用いる。これにより、空間的に広がったマルチパス波を最大比合成して取り込むことができる。この原理をアナログ領域で行うものとして White Processor が知られている^[2-8]。状態 1 における信号処理ではこのアルゴリズムを流用し、デジタル領域で用いる。

最大固有値に対応する固有ベクトルの複素共役を重み係数として用いることにより最大比合成が実現できることは、以下のように示すことができる。

受信信号の相関行列 \mathbf{R}_{xx} は、希望信号成分と雑音成分からなり、これらはお互いに無相関であるから、次のように表すことができる。

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{\eta\eta} \quad (2-4)$$

ここで、 \mathbf{R}_{ss} 、 $\mathbf{R}_{\eta\eta}$ はそれぞれ希望信号成分、雑音成分の空間領域相関行列である。次に、 \mathbf{R}_{xx} とそこから得られる N 個の固有値は、以下の関係がある。

$$\text{tr}[\mathbf{R}_{xx}] = \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_N \quad (2-5)$$

また、相関行列が無相関な信号成分のそれぞれの相関行列の和として表されることから、

$$\begin{aligned} \text{tr}[\mathbf{R}_{xx}] &= \text{tr}[\mathbf{R}_{ss}] + \text{tr}[\mathbf{R}_{\eta\eta}] \\ &= (\lambda_{s1} + \lambda_{s2} + \dots + \lambda_{sN}) + (\lambda_{\eta1} + \lambda_{\eta2} + \dots + \lambda_{\eta N}) \end{aligned} \quad (2-6)$$

ここで、 $\lambda_{s1}, \dots, \lambda_{sN}$ は \mathbf{R}_{ss} の固有値、 $\lambda_{\eta1}, \dots, \lambda_{\eta N}$ は $\mathbf{R}_{\eta\eta}$ の固有値である。このうち、まず $\mathbf{R}_{\eta\eta}$ の固有値は全て雑音電力に等しい。一方、 \mathbf{R}_{ss} ランクが 1 であることから、その固有値は、 λ_{s1} が希望信号の総受信信号電力に等しく、それ以外は 0 である。結果として、 \mathbf{R}_{xx} の固有値は N 個現れ、一つは希望信号の総受信信号電力と雑音電力の和に等しくなり、残る $N-1$ 個の固有値は雑音電力に等しい値となる。希望信号の総受信電力と雑音電力の和に等しい固有値を λ_1 とすると、固有値の定義から次式が成り立つ。

$$\mathbf{R}_{xx}\mathbf{V}_1 = \lambda_1\mathbf{V}_1 \quad (2-7)$$

ここで、 \mathbf{V}_1 は λ_1 に対応する固有ベクトルである。この式を分解することにより、次式が得られる。

$$E[\mathbf{V}_1^H \mathbf{X} \mathbf{X}^H \mathbf{V}_1] = \lambda_1 \quad (2-8)$$

ここで、固有ベクトルは正規直交基底を構成するため、 $\mathbf{V}_1^H \mathbf{V}_1 = 1$ が成立している。このことは、 λ_1 に対応する固有ベクトル \mathbf{V}_1 の複素共役を重み係数として用いることにより、空間的に広がった信号成分を漏らさず受信できることを示している。 \mathbf{V}_1 に基づく固有ビーム出力は、次式で表される。

$$y_{v_1}(t) = \mathbf{X}(t)^T \mathbf{V}_1^* \quad (2-9)$$

このような重み係数は、LMS, RLS 等の漸近的なアルゴリズムによっても近似的に得ることが可能であるが、固有値解析によって伝搬環境を判定することが基本となっている本システムでは、固有ベクトルを用いるフィードフォワード制御を行うことが合理的である。このような構成を図2-3に示す。

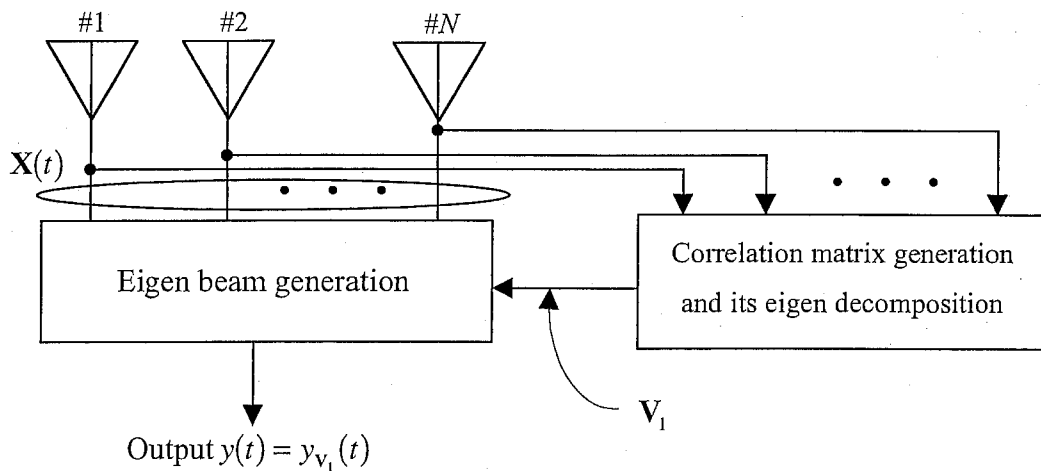


図 2-3 : フィードフォワード制御に基づく構成

2.5.2 状態 2-1 における信号処理

状態 2-1 では、希望波のマルチパス波に加えて、干渉波のマルチパス波が存在するが、それらの時間的遅延は無視し得る。

このような状況では、基本的には、従来から知られている固有ビームスペースに基づくビームスペース信号処理を用いる。しかし、ある条件下ではより簡単なフィードフォワード制御によりフィードバックループ無しで干渉波の空間的な除去を行える可能性があることを述べ、その特性を理論的に検討した。ここでは、まず固有ビームスペース方式に基づく RLS アダプティブアレーアンテナの構成とその動作特性を計算機シミュレーションによって示す。次に、固有ベクトルによって実現されるフィードフォワード制御の特性を、2波モデルを用いた理論解析により示す。

固有ビームスペースに基づく RLS アダプティブアレーアンテナの構成

素子アンテナ受信信号に直接信号処理を行わず、予め前処理として何らかの信号処理を行った後、適応的な信号処理を行う構成をビームスペース方式と呼ぶ。これに対し、素子受信信号に直接適応的な信号処理を行う構成をエレメントスペース方式と呼ぶ。従来、ビームスペース方式の構成は、空間 FFT により得られる直交マルチビームを用いるものがよく知られている。しかしここでは、環境の認識のためにすでに固有値解析が行われていることを有効に利用し、固有マルチビームを用いたビームスペース方式（固有ビームスペース方式）を用いることとする。

図 2-4に固有ビームスペースに基づく信号処理の構成を示す。

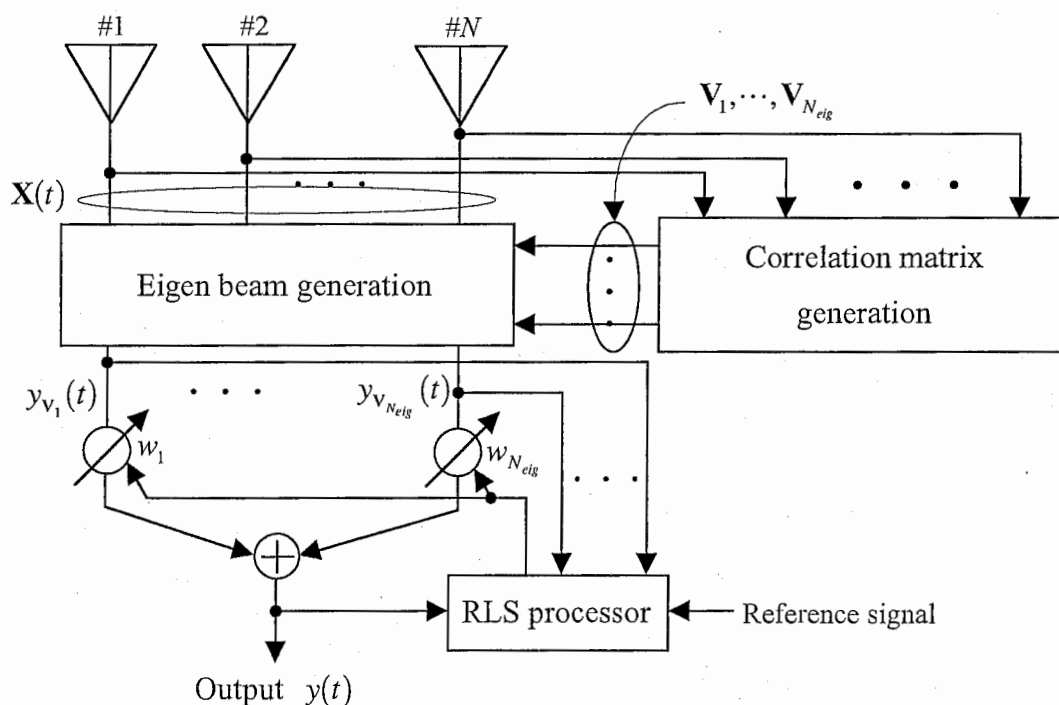


図 2-4：固有ビームスペース方式による信号処理の構成

この構成ではまず，素子アンテナ受信信号を用いて相関行列を計算し，その固有値をすべて算出する．次に，算出した N 個の固有値のうち，雑音電力より大きいものが N_{eig} 個 ($2 \leq N_{eig} \leq N$) あるものとする，これらに対応する固有ベクトル $\mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{N_{eig}}$ を求める．この結果を用いて固有ビームを生成し，固有ビーム出力 $y_{V_1}(t), \dots, y_{V_{N_{eig}}}(t)$ を得る．これらは次式で表される．

$$y_{V_n}(t) = \mathbf{X}(t)^T \mathbf{V}_n^*, \quad n = 1, \dots, N_{eig} \quad (2-10)$$

この出力に対して，重み係数制御アルゴリズムによって制御された重み係数を乗算し，その結果の和をアンテナ出力とする．本検討では，重み係数制御アルゴリズムとして，安定性が高く収束が高速な RLS を用いる．CMA との組み合わせによる性能の検討は文献[2-9]によって知られているが，状態 2-1 における信号処理に二つのアプローチのうちの一つは，この手法を応用する．

アンテナ出力は次式で表される．

$$y(t) = \mathbf{Y}_V(t)^T \mathbf{W}^* \quad (2-11)$$

ここで， \mathbf{W} は RLS によって制御される大きさ ($N_{eig} \times 1$) の重み係数ベクトルであり，また $\mathbf{Y}_V(t)$ は次式で表される固有ビーム出力を要素とする同じく大きさ ($N_{eig} \times 1$) のベクトルである．

$$\mathbf{Y}_V(t) = \left[y_{V_1}(t) \quad y_{V_2}(t) \quad \dots \quad y_{V_{N_{eig}}}(t) \right]^T \quad (2-12)$$

計算例として，4 素子線形アレーアンテナを考える．表 2-1 にパラメータをまとめる．希望信号が 20° ，それに対して無相関な干渉信号が -10° の方向から到来する状況で，両者の電力は等しい．また，素子当たり S/N は 10dB とする．この時得られる 4 つの固有ベクトルによるパターンをそれぞれ図 2-5(a) に示す．この時，受信信号に 2 種類の無相関信号が存在するため，4 つの固有値のうち 2 つは雑音電力に等しい値となる．それに対応する固有ベクトル 3 番目，4 番目の固有ベクトルは，2 波の到来方向にヌルを形成し，残る 2 つの固有ベクトルは，二つの信号を一緒に取り込んでいて，固有ベクトルによっては二つを分離することができない．

次に，この状態を図 2-4 に示した固有ビームスペース構成で処理する．即ち，雑音電力より大きい 2 つ固有値に対応する固有ベクトルの出力に対して，RLS によって制御された重み係数を乗算する．この結果得られたアンテナパターンを，図 2-5(b) に示す．この同図では，こうして得られたアンテナパターンと，エレメントスペースの RLS アダプティブアレーアンテナで得られるアンテナパターンを比較している．両者はほぼ一致し，干渉波方向にヌルが形成されていることがわかる．また，同図における 2 つのアンテナパターンで得られる各々の出力と参照信号の相関係数

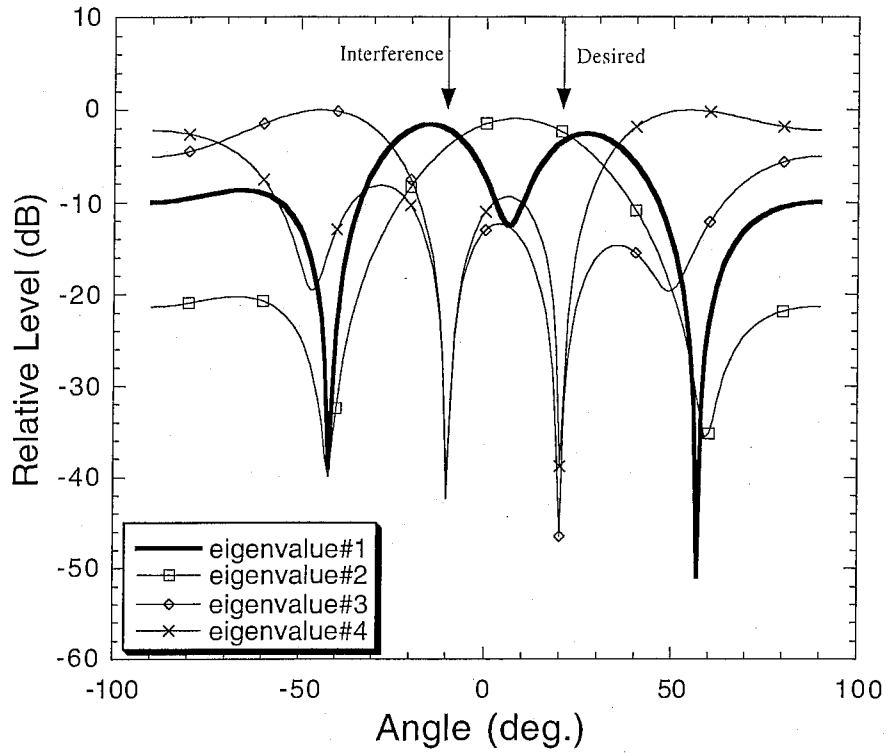
を比較すると、それぞれ 0.9869, 0.9872 となってほぼ一致している。このことは、RLS の次数を半分にしたにも拘わらず、希望信号成分を漏れなく取り込んでいることを示している。

次に、マルチパスフェージングによって到来信号が空間的に広がっている場合を考える。図 2-6 に、干渉波、希望波のそれぞれがマルチパス波の存在によって空間的に広がりを持っている環境で、RLS を収束させて得たアンテナパターンと、第 1 固有値に対応するアンテナパターン（図中で"Eigenvector"として示した曲線）の比較を示す。ここでは、以下のような方法で統計的に生成されるフェージング環境における 1 スナップショットでの結果を計算例として示している。まず、希望波、干渉波ともにその到来方向は平均を各々 30° 、 -20° とする標準偏差 10° の正規分布に従った乱数で与えられ、到来波数はそれぞれ 20 波である。次に、希望波、干渉波ともにその振幅はレイリー分布しているものと仮定し、両者とも全到来信号の平均 SN 比を 10dB としている。更に、すべての到来信号の位相は $[0, 2\pi]$ の区間で一様に分布する乱数で与えられている。このような状況では、希望波、干渉波のそれぞれのコヒーレント成分の総電力が一致する確率は非常に小さい。表 2-2に、この条件下で得られる固有値の値、及びそれぞれの固有値に対応する固有ベクトルによるビームの出力と参照信号との相関係数及び干渉信号との相関係数を示す。ここで、エレメントスペース RLS アダプティブアレーアンテナによって得られるビーム出力の相関係数は 0.9996 である。共分散行列の推定誤差などの理由から、RLS 程の相関係数は得られていない。また、2 波の到来方向が非常に近い場合なども固有ベクトルのみによっては分離しにくい状態となる。

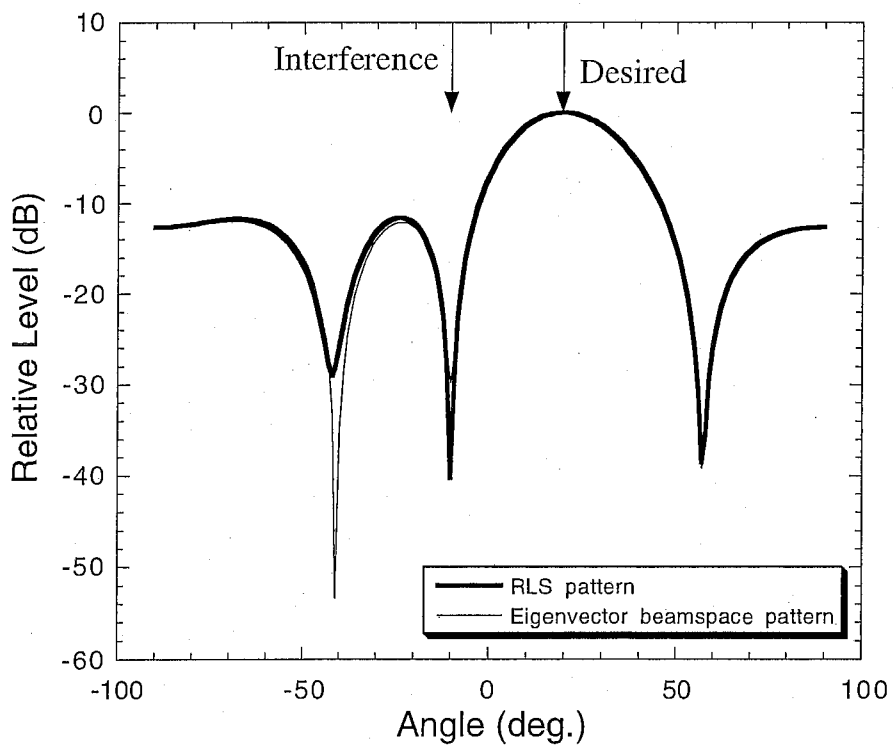
このようなとき、固有ベクトルによるマルチビームを用いたビームスペース構成を同様に適用することによってその性能を改善することができる。

表 2-1：計算条件

Antenna	4-element linear array
Weight control algorithm	RLS
S/N	10dB / element
S/I	0dB / element
DOA	Desired signal: 20deg. Interference: -10deg.
Modulation	BPSK



(a) 固有ビームパターン



(b) 得られた重み係数によるパターン

図 2-5 : 固有ビームパターンと固有ビームスペースアダプティブアレーアンテナで得られたアンテナパターン

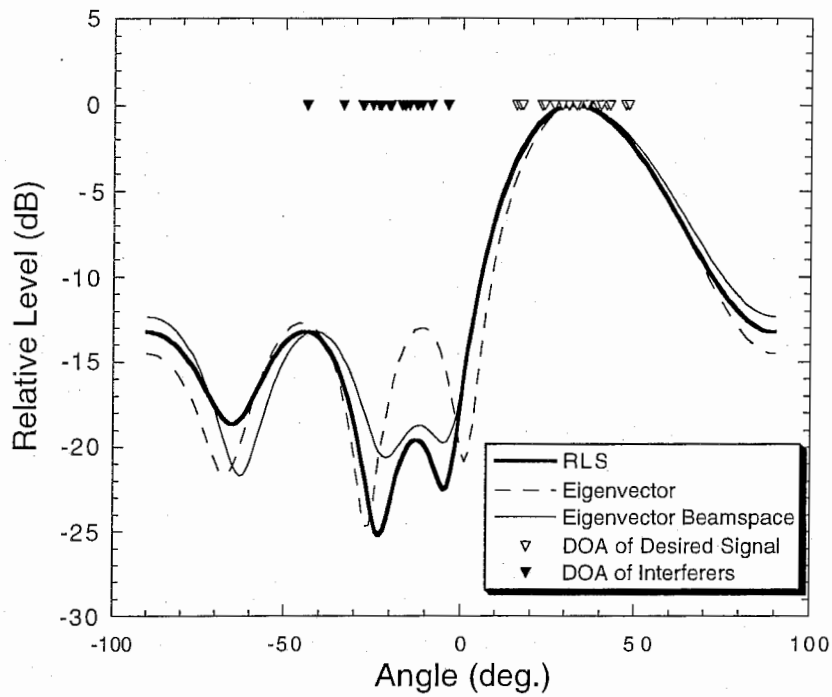


図 2-6 : 到来信号に空間的広がりがある場合のアンテナパターンの比較

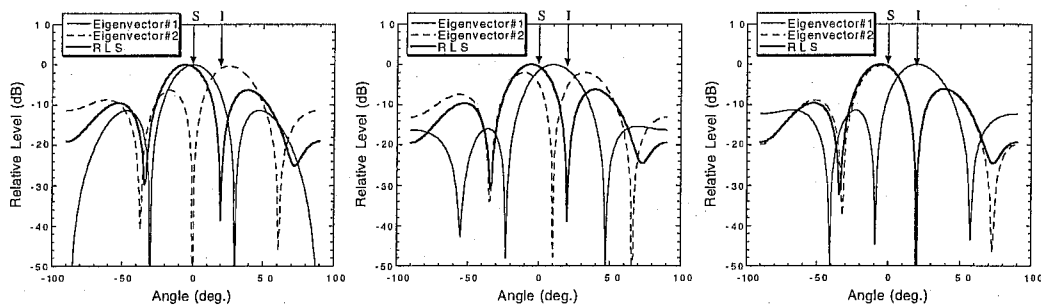
表 2-2 : 固有値と対応する固有ビーム出力の相関係数

固有値の絶対値	対応する固有ビーム出力と希望信号との相関係数	対応する固有ビーム出力と干渉信号との相関係数
143.1883	0.9984	0.0491
22.7632	0.0491	0.9966
0.1087	0.0007	0.0039
0.0971	0.0017	0.0004

2 波モデルにおける固有ベクトルを用いたフィードフォワード制御の特性

図 2-5に示した2波モデルでは、固有ビームは希望波と干渉波を等分に取り込んでいた。しかし、図 2-6の場合の固有ビーム出力の参照信号との相関係数をまとめた表 2-2を見ると、第1固有値が RLS によるフィードバック制御を施される以前においてすでにかなりよく無相関信号を分離していることがわかる。もし、この環境でも固有ビームの生成だけですでに十分な特性が得られているのなら、状態1と同じ様にフィードフォワード制御が実現できる可能性があり、興味深い。

このような違いは、S/I に関係しているものと考えられる。図 2-7(a)~(c)に、4素子線形アレーアンテナにおいて希望信号、干渉信号各々の到来角度が 0° 及び 20° の時の第1、第2固有ベクトル及びエレメントスペース RLS アダプティブアレーアンテナのアンテナパターンを各々示す。



(a) : S/I=10dB (RLS : 0.9998,
eig#1:0.9990, eig#2:0.0376)

(b) : S/I=0dB (RLS : 0.9851,
eig#1:0.6919, eig#2:0.7005)

(c) : S/I=-10dB (RLS : 0.9850,
eig#1:0.0316, eig#2:0.9845)

図 2-7 : 希望波と干渉波が 20° 離れているとき (括弧内は出力の参照信号との相関係数)

ここで、同図(a)~(c)では希望信号対干渉信号電力比 S/I を各々 10dB, 0dB, -10dB と変化させ、上記3種類の方法で得られる3つのアンテナパターン出力と希望信号の相関係数を示している。これらの図においては、S/I=10dB 及び-10dB の場合には、固有ビームはすでによく希望波と干渉波を空間的に分離しているが、S/I=0dB の時には両方を等分に取り込んでいることがわかる。以上の結果から、無相関信号の電力の関係によって、固有ベクトルで生成されるアンテナパターンの特性が変化することが示唆される。以下ではその原理を2波モデルを用いて理論的に示し、さらにその特性を計算機シミュレーションによって検証する。

今、空間的に異なる方向から到来する2つの信号を考える。この時、アンテナ入力信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ は次式で表される。

$$\mathbf{X}(t) = s_1(t)\mathbf{V}_{steer,1} + s_2(t)\mathbf{V}_{steer,2} \quad (2-13)$$

ここで、

$$\mathbf{V}_{steer,g} = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\zeta(\theta_g)} & \dots & e^{j(N-1)\zeta(\theta_g)} \end{bmatrix}^T, \quad g=1,2 \quad (2-14)$$

であり、ステアリングベクトルと呼ばれ、その大きさは $(N \times 1)$ である。2章でまとめたように、

$$\zeta(\theta_g) = \frac{2\pi d}{v} \sin \theta_g \quad (2-15)$$

$$s_g(t) = a_g(t) e^{j(\omega_g t + \Phi_g(t) + \Theta_g)} \quad (2-16)$$

である。以上の定義から、相関行列を次のように表現することができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{XX} &= \mathbf{E}[\mathbf{X}^* \mathbf{X}^T] \\ &= \mathbf{E} \left[\left[s_1(t) \mathbf{V}_{steer,1} + s_2(t) \mathbf{S}_2 \right]^* \left[s_1(t) \mathbf{V}_{steer,1} + s_2(t) \mathbf{S}_2 \right]^T \right] \\ &= \mathbf{E} \left[|s_1|^2 \right] \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T + \mathbf{E} \left[|s_2|^2 \right] \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T \\ &\quad + \mathbf{E} \left[s_1^* s_2 \right] \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T + \mathbf{E} \left[s_1 s_2^* \right] \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T \\ &= \pi_1 \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T + \pi_2 \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T + \psi \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T + \psi^* \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T \end{aligned} \quad (2-17)$$

ここで、

$$\pi_g = \mathbf{E} \left[|s_g|^2 \right] \quad (2-18)$$

$$\psi = \mathbf{E} \left[s_1^* s_2 \right] \quad (2-19)$$

である。

次に、ここで n 番目の固有値 λ_n と対応する固有ベクトル \mathbf{V}_n 及び相関行列 \mathbf{R}_{XX} の関係は、次式で表された。

$$\mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n = \lambda_n \mathbf{V}_n \quad (2-20)$$

上式において、固有ベクトルの複素共役 \mathbf{V}_n^* は以下のように表されるものと仮定する^[2-10]。

$$\mathbf{V}_n^* = a \mathbf{V}_{steer,1}^* + b \mathbf{V}_{steer,2}^* \quad (2-21)$$

ここで、 a と b は任意の定数である。この関係を用いて固有値と相関行列の関係を書き直すと、次の2つの関係が得られる。

$$\mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^* = \left(\pi_1 \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T + \pi_2 \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T + \psi \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T + \psi^* \mathbf{V}_{steer,2}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T \right) \cdot \left(a \mathbf{V}_{steer,1}^* + b \mathbf{V}_{steer,2}^* \right) \quad (2-22)$$

$$\mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^* = \lambda_n (a \mathbf{V}_{steer,1}^* + b \mathbf{V}_{steer,2}^*) \quad (2-23)$$

上の二つの関係を連立方程式として解くことより、定数 a, b を求めると、次式が得られる。

$$a = \frac{\mathbf{V}_{steer,1}^T \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^*}{\lambda_n \xi} - \frac{\left(\mathbf{V}_{steer,1}^T \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^* - \frac{\mathbf{V}_{steer,1}^T \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^*}{\lambda_n \xi} P \right) \phi}{Q - \phi P} \quad (2-24)$$

$$b = \frac{\mathbf{V}_{steer,1}^T \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^* - \frac{\mathbf{V}_{steer,1}^T \mathbf{R}_{XX} \mathbf{V}_n^*}{\lambda_n \xi} P}{Q - \phi P} \quad (2-25)$$

ここで、

$$P = \xi \mathbf{V}_{steer,1}^T (\pi_1 \mathbf{V}_{steer,1}^* + \psi \phi \mathbf{V}_{steer,1}^* + \pi_2 \phi \mathbf{V}_{steer,2}^* + \psi^* \mathbf{V}_{steer,2}^*) \quad (2-26)$$

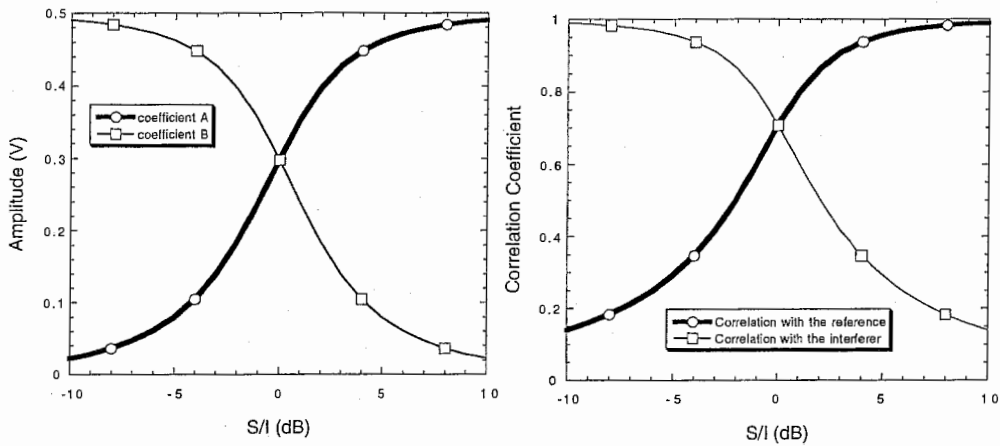
$$Q = \xi \mathbf{V}_{steer,1}^T (\pi_1 \phi \mathbf{V}_{steer,1}^* + \psi \mathbf{V}_{steer,1}^* + \pi_2 \mathbf{V}_{steer,2}^* + \psi^* \phi \mathbf{V}_{steer,2}^*) \quad (2-27)$$

$$\xi = \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,1}^T \quad (2-28)$$

$$\phi = \mathbf{V}_{steer,1}^* \mathbf{V}_{steer,2}^T / \xi \quad (2-29)$$

このようにして得られた定数 a, b は、固有ベクトルがその中に2つの受信信号それぞれのステアリングベクトルをその割合で含んでいることを示している。

図 2-8(a), (b)に、入力信号の S/I に対する係数 a, b の特性及び第1固有ベクトルビーム出力の希望信号及び干渉信号に対する相関係数の変化を示す。



(a) 係数 a, b の関係入力信号 S/I の関係

(b) 第1固有ビーム出力と、希望信号及び干渉信号との相関係数と入力信号 S/I の関係

図 2-8 : 係数 a, b 及び第1固有ビーム出力の希望信号及び干渉信号との相関係数の入力信号 S/I に対する特性 (希望波到来角度: 0° , 干渉波到来角度: 20°)

まず、同図(a)では、低 S/I において係数 b が大きく a が非常に小さい状態から、 S/I が大きくなるにつれてその関係が逆転する様子が見られる。また、 $S/I=0\text{dB}$ では2つの係数が一致する。この関係から、2つの無相関な信号の電力が大きく異なっていれば、固有ベクトルの成分が、どちらか一方の信号のステアリングベクトルと似てくるため、結果として固有ベクトルは空間的に2つを分離するパターンを形成していることが示唆されている。また、2つの信号の電力が完全に一致しているとき、係数 a, b は等しくなるため、固有ベクトルが2つの信号のステアリングベクトルの和となって、2波の分離できなくなることがわかる。次に同図(b)において第1固有ビーム出力の希望信号及び干渉信号に対する相関係数の S/I に対する変化を見ると、 S/I の絶対値が大きい領域では、第1固有ビーム出力が希望波又は干渉波のどちらかに非常に高い相関を示しており、空間的に2波を分離するパターンとなっていることが確認できる。この結果では、 S/I の差の絶対値が 6dB 程度あれば、十分に無相関信号を分離することが可能であると言える。

実際の使用環境においては、フェージング環境によって個々のマルチパス波の振幅及び位相は乱されているため、2波のそれぞれのマルチパス波を合計した時、電力が異なっていることが普通である。図 2-6に示したマルチパス環境の1スナップショットの例においても、それらの平均電力が同じであっても合計として電力が異なっているために、固有ベクトルのみですでに分離がかなり行われているという現象が起っていたことになる。しかしながら、その反面で実際の使用環境においては常にその電力差が保たれるという保証はないため、固有ビームによるフィードフォワード制御だけで状態 2-1 に対処することはできない。このため、固有ビームスペース構成のアダプティブアンテナが動作する前段階で S/N を上昇させておく目的でこのような手法を用いることが適当であるものと考えられる。

フェージングモデルを用いた計算機シミュレーションによる性能の検証

これまで述べた状態 2-1 における 2 種類の信号処理において、マルチパスフェージングモデルを用いて、計算機シミュレーションにより統計的にその性能を検証する。本検討では文献[2-11]に示されるマルチパスフェージングモデルを採用し、その手法に従って 1000 スナップショットのマルチパスフェージング環境を生成して、各々のスナップショットにおけるアンテナ出力 S/N を計算し、その統計的性質を検討した。マルチパスフェージングモデルの概略は、本論文第 4 章 4.4.2 節に示した通りである。

計算機シミュレーションにおいて、パラメータを表 2-3 のように設定した。

表 2-3 : シミュレーションパラメータ

Antenna	16-element linear array
Weight control algorithm	RLS
Average S/N	10dB / element
Average S/I	6dB / element
Number of multipath	Poisson distribution
Average	Desired signal: 10 Interference: 10
Delay spread	0
DOA	Normal distribution Desired signal: $N(20\text{deg}, 6\text{deg})$ Interference: $N(-20\text{deg}, 6\text{deg})$
Phase	Uniform distribution $[0 \ 2\pi]$
Modulation	BPSK

このようにして生成した 1000 スナップショットのマルチパス環境の各々においてアレー出力の S/N を計算し、CDF (Cumulative probability Distribution Function ; 累積確率密度関数) を求めた。図 2-9 に求めた CDF の比較を示す。

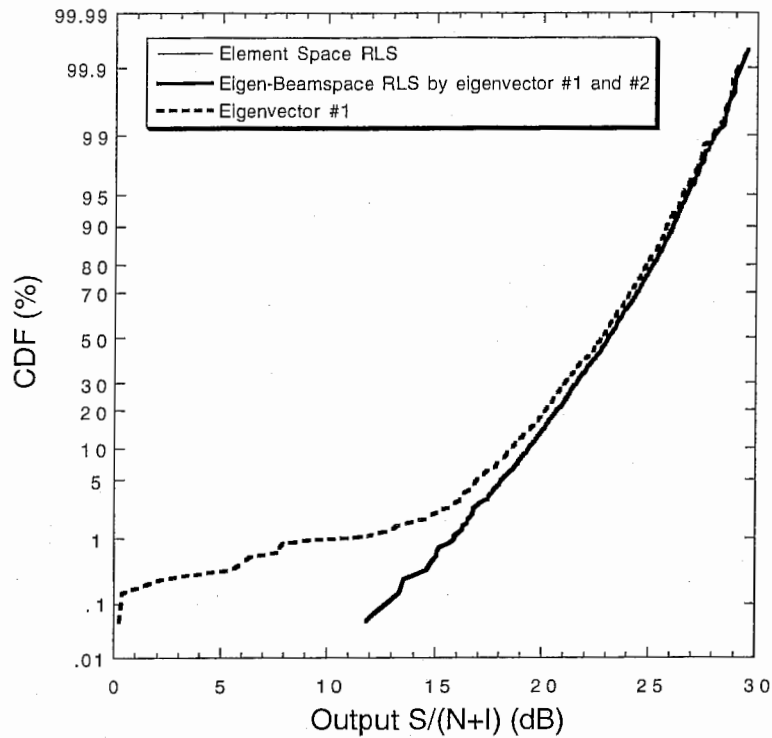


図 2-9 : マルチパスフェージングモデルを用いた計算機シミュレーション結果

同図では、最も基本的なエレメントスペース RLS アダプティブアレーアンテナを用いた結果、及び第 1、第 2 固有ビームを用いた固有ビームスペース構成によるアダプティブアレーアンテナを用いた結果、更に第 1 固有ビーム出力だけを用いた場合のそれぞれの CDF を比較している。エレメントスペース RLS アダプティブアレーアンテナと、第 1、第 2 固有ビームからなる固有ビームスペース方式に基づく構成はほぼ完全にその CDF が一致している。ここで、16 素子からの受信信号に対するすべての重み係数を計算している前者に対して、後者ではその 1/8 の 2 つのビーム出力だけに RLS を施して、RLS の次数を大幅に落としているにも拘わらず、ほぼ同等の性能が得られていることがわかる。一方、前節において検討した第 1 固有ベクトルだけを使った場合の CDF では、1%以上の領域では無相関信号を分離しているということが出来るが、それ以下の領域では、無相関信号との電力差が十分にとれないことから急速に性能が劣化している。

2.5.3 状態 2-2 における信号処理

状態 2-2 においては、希望信号のマルチパス波しか存在しないが、マルチパスフェージングの遅延広がりが無視できない状況である。この時、遅延信号の相関が相対的に低くなるため、結果として複数の固有値が発生する。図 2-10に2.5.2で用いたフェージングモデルを用い、その遅延スプレッドの変化に対する固有値の特性を示している。

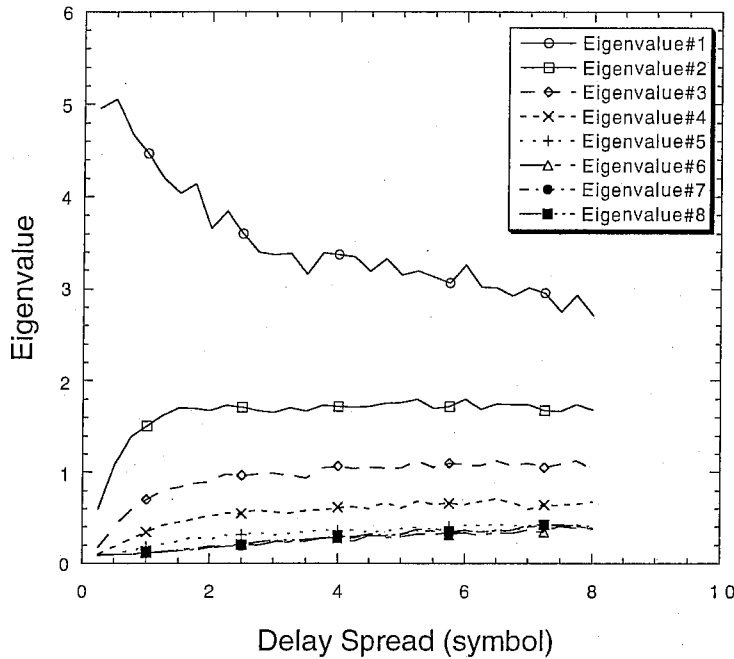


図 2-10: 遅延スプレッドと固有値の関係 (8 素子線形アレーアンテナ)

尚, ここではアンテナは 8 素子線形アレーアンテナを用いている. 遅延スプレッドの増大に伴って, 固有値が徐々に増大していく様子がわかる.

このような状況においては, アレーアンテナに TDL を接続し, 時間領域の信号処理を行って遅延信号の同相合成またはキャンセルを行うことが一般的であるが, その構成においては制御する重み係数の数が非常に多くなり, 適応制御アルゴリズムの規模が大きいものとなる^[2-12].

本節では, このような状況において大幅な適応制御アルゴリズムの規模の削減を行うため, 固有ビームスペース方式の TDL を組み合わせて用いることを提案するとともに, 時間領域の遅延がある場合においても空間領域の相関行列に基づく固有ビームスペース方式が有効であることを示す. 提案する方式の構成を図 2-11 に示す.

状態 2-1 における信号処理と同様に, アレーアンテナ受信信号から相関行列を計算するとともに, その固有値解析を行って, N 個の固有値を全て算出する. 算出した N 個の固有値のうち, 雑音電力より大きいものが N_{eig} 個あるものとする, これらに対応する固有ベクトル $\mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_{N_{eig}}$ を求める. これらを用いて固有ビームを生成し, 式(6-10)により固有ビーム出力 $y_{v_1}(t), \dots, y_{v_{N_{eig}}}(t)$ を得る. このようにして得られた固有マルチビーム出力は, それぞれ TDL に入力されて時間領域の信号処理を施され, 重み係数乗算結果の総和を最終出力とする. ここで, TDL を用いて得られる時間軸上の信号を M , TDL の一つのタップの遅延量を T_d で表すと, アンテナ出力は次式で表される.

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_v(t)^T & \mathbf{Y}_v(t-T_d)^T & \dots & \mathbf{Y}_v(t-(M-1)T_d)^T \end{bmatrix} \mathbf{W}^* \quad (2-30)$$

ここで、 \mathbf{W} は RLS によって制御される大きさ $(MN_{eig} \times 1)$ の重み係数ベクトルであり、また $\mathbf{Y}_v(t)$ は式(6-12)で表される固有ビーム出力を要素とするベクトルである。

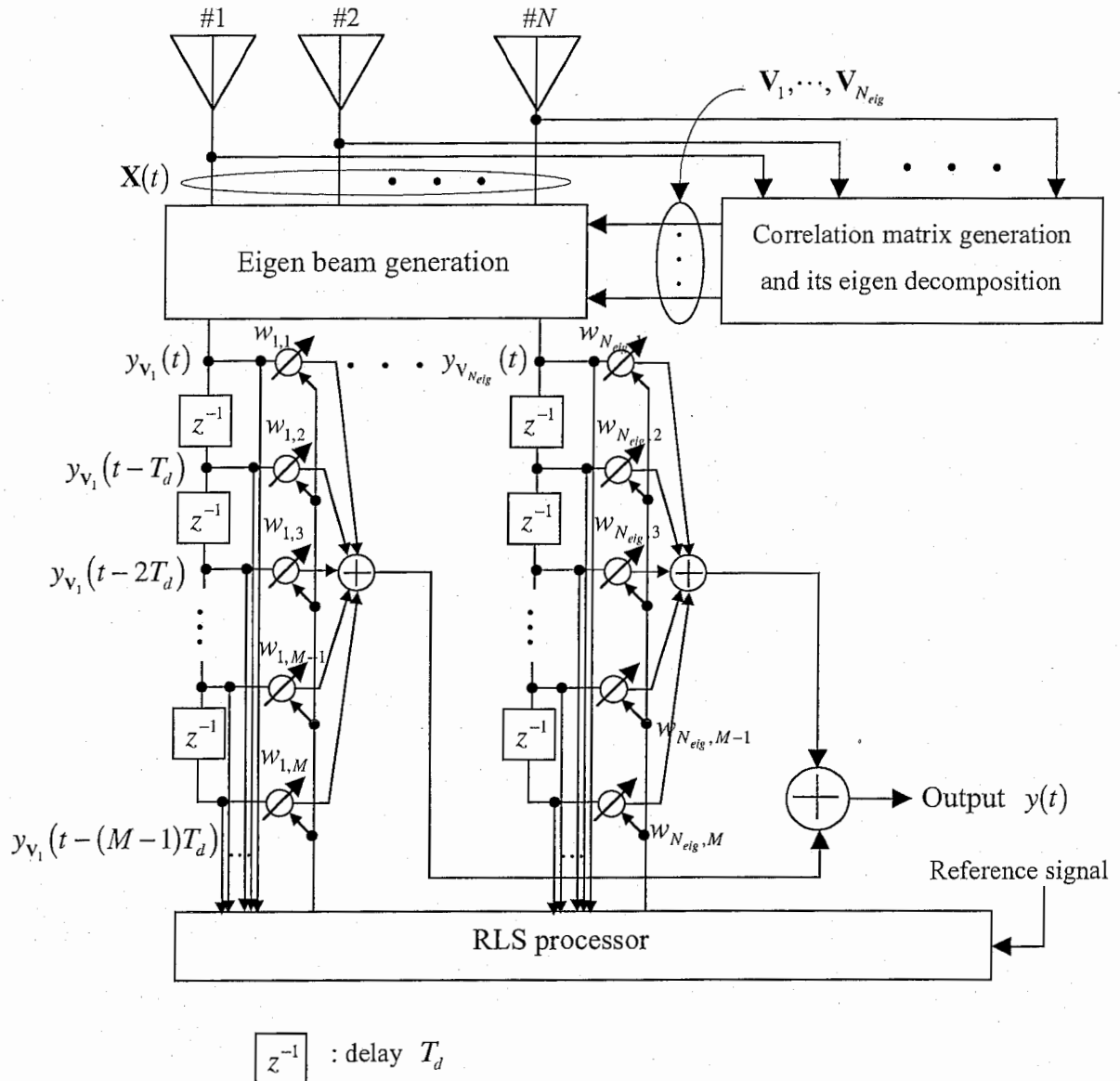


図 2-11 : 状態 2-2 における信号処理の提案方式の構成

この構成では、それぞれの素子出力に複数の重み係数が存在するため、全体の重み係数の数が非常に大きくなる。特に、RLS のような安定性の良好な高機能アルゴリズムを使用しようとした場合、このことが原因となって計算量が膨大となるので、固有ビームスペースとの組み合わせにより、性能の劣化を低く抑えたまま計算量の削減を行うことは意義深い。また、空間領域の相関行列の固有値解析に基づいて時間領域に広がった信号を分離して行う信号処理の性能は興味深い。以下ではまず、マルチパス環境における 1 スナップショットでの動作を検証し、次にマルチパスフェージングモデルを用いて確率的な性能の検証を行う。

1 スナップショットにおける動作の検証

ここでは、上で用いたのと同様のフェージングモデルを用いて、そこで生成されるマルチパス環境の1スナップショットにおける提案手法の動作を検証する。表 2-4にパラメータを示す。ここで、2.5.2においては16素子線形アレーアンテナを用いていたが、ここではアンテナパターン等の検証における視認性のため、8素子線形アレーアンテナを用いている。ここでのパラメータ設定では、8素子の各々に32のタップからなるTDLが接続されているため、RLSが計算する重み係数の数は256個となる。

図 2-12に、すべての固有ベクトルのうち3つによって生成されるそれぞれのビームパターン及び第1、第2固有ベクトルを選択してそれぞれに信号処理を施して得られるビームパターンを示す。ここで、アンテナパターンは帯域の中心周波数において求めたものである。同図上部の白い三角形は信号到来方向を表し、黒い円は各々の到来信号の遅延量をシンボルの単位で表示している。また、表 2-5にこのときのすべての固有値及びそれらに対応する固有ベクトルで得られるビーム出力と参照信号の相関係数を示す。第1、第2ビームが比較的高い相関係数を示していることがわかる。また、同表より第1、第2ビームのビームスペース構成による最終出力の相関係数は0.9660である。

表 2-4 : マルチパスフェージングモデルのパラメータ

Antenna	8-element linear array
Weight control algorithm	RLS
Average S/N	10dB / element
Number of Tap	32 (4taps/symbol) / element
Number of multipath	Poisson distribution, average 10
Delay spread	1 symbol
DOA	Normal distribution $N(0\text{deg}, 10\text{deg.})$
Phase	Uniform distribution $[0 \quad 2\pi]$
Modulation	BPSK

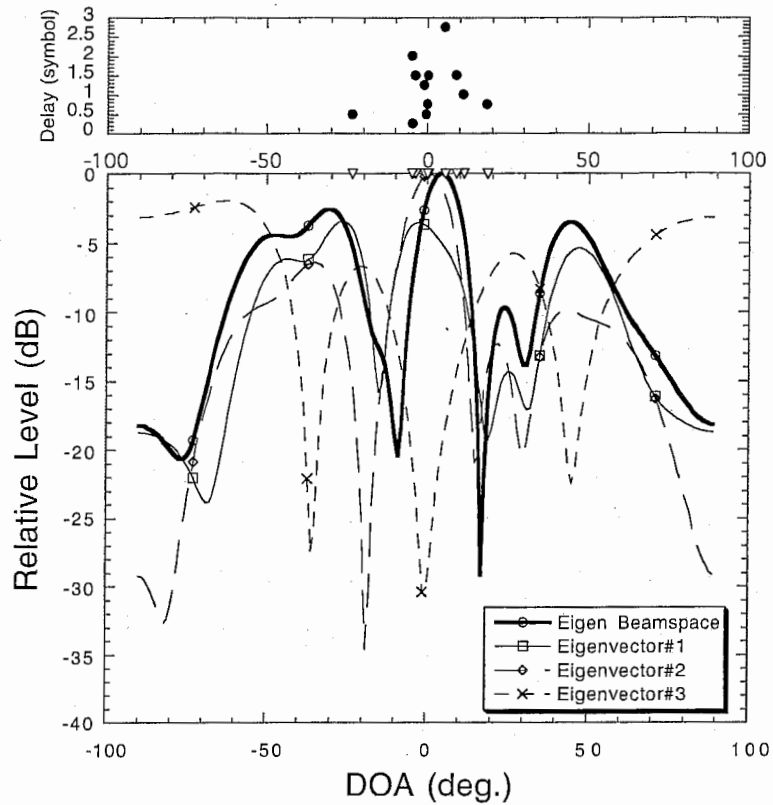


図 2-12：各固有ベクトルによるビームパターンと、そのビームスペース構成によって得られるパターンの比較

表 2-5：得られた固有値と対応する固有ビーム出力と参照信号との相関係数

	固有値	参照信号と対応する ビーム出力との相関係数
#1	9.7565	0.5180
#2	0.1886	0.5914
#3	0.1158	0.0209
#4	0.1035	0.0182
#5	0.1035	0.0171
#6	0.0972	0.0421
#7	0.0908	0.0023
#8	0.0982	0.0328
Beam Space #1 & #2		0.9660

一方、図 2-13にエレメントスペースの RLS、すなわち固有ベクトルによるマルチビームを介さない構成で得られたパターンと、2つの固有ベクトルビームのビームスペース構成で得られたアンテナパターンの比較を示す。時間領域の信号処理を行っているため、アンテナパターンとして完全に一致しないが、信号が到来する方向に対する相対的レベルはよく一致しているといえる。このとき、エレメントスペース構成のアレーアンテナ出力の参照信号との相関係数は

0.9652 となる。結果として、固有ベクトルマルチビームのうち 2 本のビームを採用してビームスペース方式として TDL による時間領域信号処理を行うことにより、両者はほぼ同等の性能が得られている。

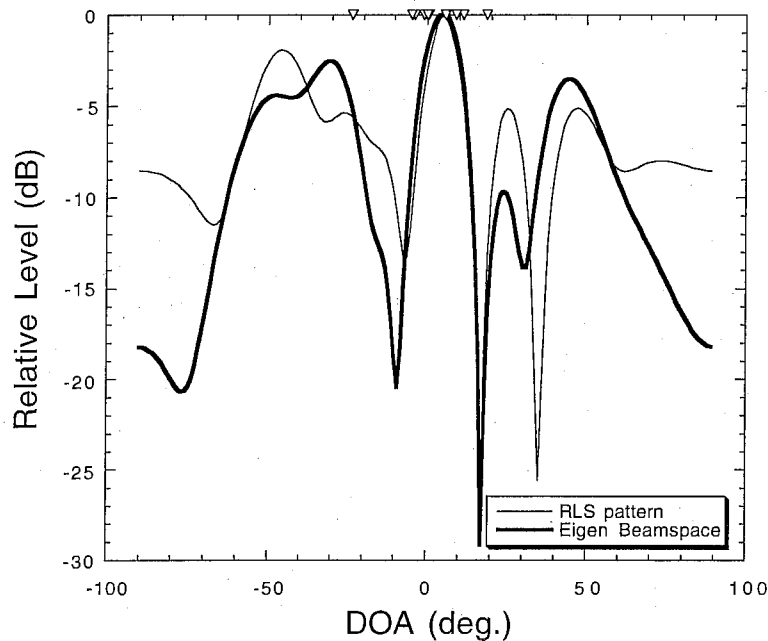


図 2-13：固有ベクトルビームスペース構成とエレメントスペース RLS アレーアンテナとのアンテナパターンの比較

統計的評価

2.5.2 で用いたフェージングモデルを用いて 1000 スナップショットのマルチパス環境を生成し、アレーアンテナ出力の S/N を計算し、統計的評価を行った。

図 2-14 にシミュレーション結果を示す。同図では、エレメントスペース RLS アダプティブアレーアンテナを用いた時、及び固有ベクトルを各々 1, 2, 4 つ用いた提案方式の構成を用いた場合の各々で CDF を求め、比較している。また、ここでは表 2-4 で示したのと同じパラメータを用いているが、アンテナ素子数を表 2-3 との対照から 16 素子としている。

同図の結果から、全部で 16 生成される固有ビーム出力から、第 1 固有ビーム出力だけ用いた場合は劣化が大きいですが、第 1 固有ビームから 2 つの固有ビーム出力を採用した場合はすでにかなりエレメントスペース構成の結果に近付いていることがわかる。さらに、全体の 1/4 となる 4 ビーム出力を選択すれば、エレメントスペース構成の結果とほぼ一致する結果が得られている。結果と

して、エレメントスペース構成で制御する重み係数の数を4分の1まで削減しながら、殆ど同等の性能が得られていることが確認できた。また、この結果により、時間領域の判断基準を持たず、空間領域相関行列の固有値解析の結果だけから時間領域での遅延広がりが無視できない状態を認識し、その結果を用いて信号処理を行うことで、時間領域での効率的な信号処理が可能となることが明らかとなった。

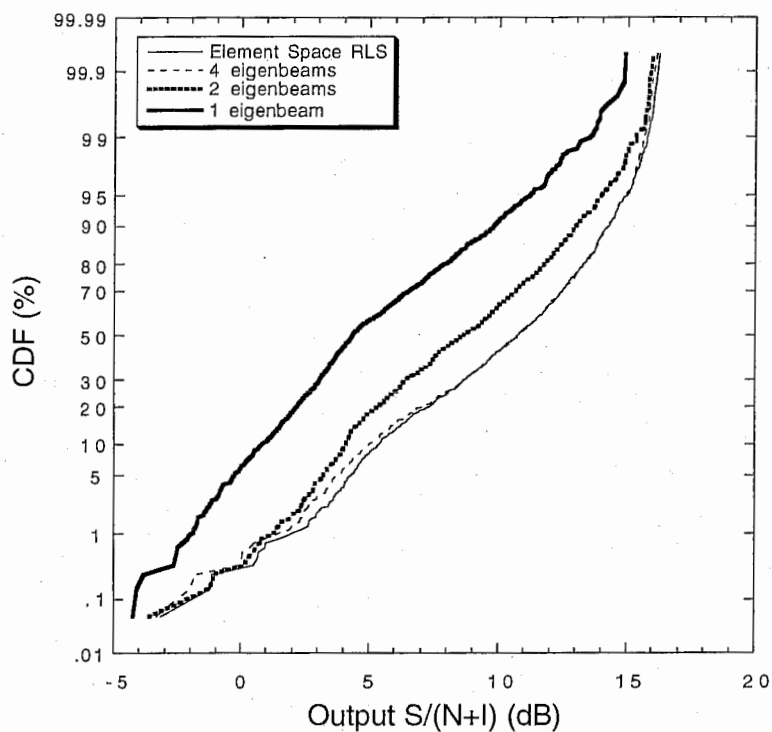


図 2-14 : 1000 スナップショットを用いたシミュレーション結果

2.6 ソフトウェアアンテナの効果 —計算量軽減の観点から—

本章において提案した、相関行列の固有値解析によって環境を認識し、その結果を利用して信号処理を行う構成は、ソフトウェアアンテナの一実現として提案しているが、その効果として、計算量削減の意義が大きい。本節では、計算量の削減の効果を検討し、明らかにする。

まず、RLS の計算量を検討する。RLS アルゴリズムはその構成から重み係数更新を重ねれば重ねる程、得られた重み係数の精度は増大する。このため、真の意味の「収束」を定義することはできないが、一般的に制御する重み係数の数の2倍の更新を行ったところを収束の目安とすることができる^[2-13]。このように定めた収束までのRLSの計算量 v_{RLS} は、次式で表される。

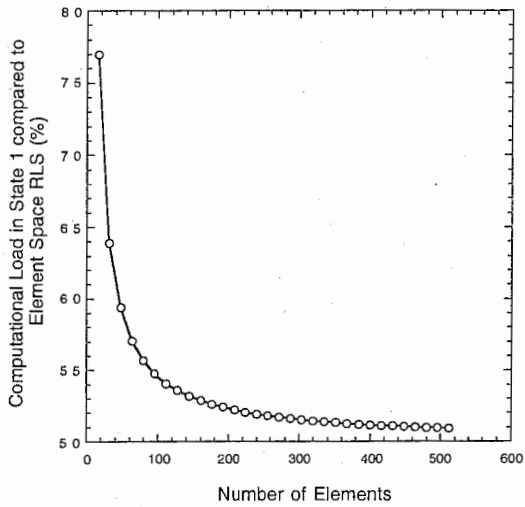
$$v_{RLS} = (3L^2 + 3L) \cdot 2L \quad (2-31)$$

ここで、 L は制御する重み係数の数である。

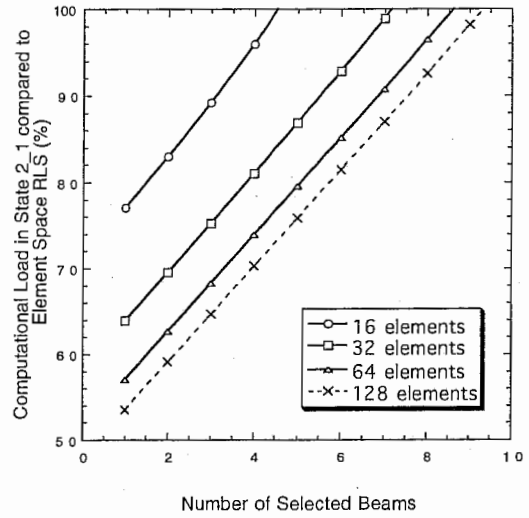
一方、固有値及び固有ベクトルを求める方法は、様々な方法が提案されており、それぞれ状況に応じて使い分ける必要がある。ここでは、固有値の算出をハウスホルダー変換及びQR分解の組み合わせによって行い、固有ベクトルの計算を、ガウス消去法及びbacksubstitutionによって行う^[2-14]。このような固有ベクトルの求め方は、全ての固有ベクトルを必ず求める必要がある場合には非効率的であるが、提案した構成においては比較的少ない数の必要な数だけの固有ベクトルを求めればよいので、この方法を採用する。相関行列を求めるための計算量及び固有値、固有ベクトルを求めるのに必要な計算量の合計は、次式で表される^[2-13]。

$$\frac{2}{3}L^3 + 30L^2 + \left(\frac{1}{3}L^3 + \frac{1}{2}L^2\right) \times N_{eig} + 2L^3 \quad (2-32)$$

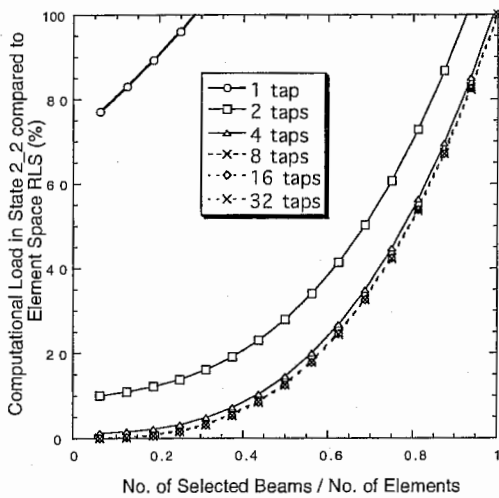
ここで、 N_{eig} は選択した固有ビームの数、即ち必要な固有ベクトルの数であった。図2-15(a)~(c)に、各構成の提案システムにおける信号処理で生じる計算量を、同じ構成をエレメントスペース方式で実現した場合の計算量に対する割合で示した結果を示す。



(a) 状態 1 における信号処理に必要な計算量の
エレメントスペース構成での計算量に対する
割合(%)の素子数に対する特性



(b) 状態 2-1 における信号処理の構成で必要
な計算量のエレメントスペース構成での
計算量に対する割合(%)の素子数に対する
特性



(c) 状態 2-2 における信号処理に必要な計算量の
エレメントスペース構成での計算量に対する
割合(%)の素子数に対する特性

図 2-15 : 提案方式の計算量の同じ構成におけるエレメントスペース方式アダプティブアレーアンテナの計
算量に対する比較

まず、図 2-15(a)に状態 1 における提案システムの信号処理の計算量のエレメントスペース RLS
アダプティブアレーアンテナの計算量に対する割合を示す。素子数が増大し、アレーアンテナの
規模が大きくなる程、提案システムにおける信号処理が計算量の点で有利となることがわかる。

例として、16 素子の時は提案システムの信号処理がエレメントスペース構成に対して 77%の割合であるのに対して、128 素子のアレーアンテナを用いる場合には 53%まで削減できる。

一方、状態 2-1 ではアレーアンテナの規模だけでなく、選択する固有ビーム数も計算量に影響する。図 2-15(b)に、同様に状態 2-1 において固有ビームスペース構成を用いた提案システムにおける信号処理（図 2-4参照）と、エレメントスペース構成に対する計算量の割合を示す。当然ながら計算量は選択ビーム数が増大する程大きくなる一方で、全体のビーム数のうち選択ビーム数の割合が小さい程、計算量削減効果は大きくなる。従って、この状態においても、比較的規模の大きい、素子数の大きいアンテナを用いることが望ましいと言える。

最後に状態 2-2 では、さらに TDL の長さが計算量に影響する。図 2-15(c)では、状態 2-2 において固有ビームスペース構成を用いた提案システムにおける信号処理（図 2-11参照）と、エレメントスペース構成に対する計算量の割合を示す。ここで、同図の横軸は全体のビーム数に対する選択ビーム数の割合を示す。この状態の構成では、同じ素子数と同じ長さの TDL を備えたエレメントスペース構成と比較すると、3 種類の状態の中で最も計算量削減効果が大きい構成であることがわかる。TDL の長さが 4 以上あり、全体のビーム数の半分以上の選択しかなければ、エレメントスペース構成に比較して 3 割程度の計算量で同じ性能が得られることになる。

2.7 まとめ

本章では、ソフトウェアアンテナのコンセプトの一実現として、2 種類のリコンフィギュラブルなアンテナの構成を提案し、その性能の検証を理論検討及び計算機シミュレーションによって行った。ソフトウェアアンテナは、置かれた電波環境の認識を行い、その認識の結果、判定された環境に最も適した信号処理を行うよう、自らの構成を再構成するアンテナの概念である。この概念の一実現として、空間領域の相関行列を計算し、その固有値分解によって環境の認識を行うとともに、その結果として得られる固有ベクトルに基づいて各々の状況に適した信号処理を行う 2 種類のリコンフィギュラブルなアンテナの構成を提案した。

本章ではまず、空間領域の相関行列とその固有値の性質について述べ、そこから判定が可能な 3 つの電波環境を明らかにした。これら 3 種類の電波環境は、求めたアレー素子数に等しい数の固有値のうち雑音電力より大きい固有値の数によって判定される。まず、そのような固有値が 1 つだけの場合を状態 1 と定義する。この時、マルチパスフェージング環境によって空間的に広がった希望波のマルチパス波だけが存在し、干渉波は存在しない。また、マルチパス波は空間的に広がっているが、時間的遅延は無視し得る程小さい。次に、雑音電力より大きい固有値が複数存在するときを状態 2 として定義する。この状態は更に状態 2-1 と 2-2 の 2 種類に分類される。状態 2-1 では、空間的に広がった希望波のマルチパス波に加えて、干渉波が存在する。しかし時間的な

遅延広がりは無視し得る程小さい。最後に状態 2-2 では、干渉波は存在しないが、空間的に広がった希望波のマルチパス波が、時間的にも広がっていて、遅延広がりが無視できない。以上の3つの状態を定義し、これらの状態の状態遷移として2種類の遷移を定義する。即ち、状態遷移 1 では状態 1 と 2-1 の間の遷移として定義され、希望波に加えて存在する干渉波の数が 0 からアンテナ素子数-1 の数の間で変化する。一方、状態遷移 2 では、状態 1 と 2-2 の間の遷移として定義され、希望波のマルチパス波の時間的広がりが変化する状態の遷移と定義される。

このように定義されて来た2種類の状態遷移に対応する2種類のリイコンフィギュラブルアンテナの提案を行った。これらの構成で、3種類の状態において行う固有ベクトルに基づく信号処理方式を示し、それぞれ計算器シミュレーションまたは理論検討によってその性能がエレメントスペース構成とほぼ一致することを示した。最後に、計算量削減効果の観点から、ソフトウェアアンテナの有効性を明らかにし、特に状態 2-2 において特に高い計算量削減効果が得られていることを確認した。例として、状態 2-2 の場合、全体の素子数の半分の数のビームを選択したとき、計算量はエレメントスペース構成の場合に比較して20%以下に抑えられる。

今回の検討では、計算量削減の観点からの有効性の検討を行っているが、これはソフトウェアアンテナのコンセプトの本来の魅力のごく一部である。今後、種々の新しいアプリケーションの登場とともに、新たなソフトウェアアンテナの有効性が発見されるものと考えられる。

2.8 参考文献

- [2-1] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “固有ベクトルマルチビームに基づくビームスペースアダプティブアレー”, 1999年電子情報通信学会総合大会, SA-3-1, 1999年3月
- [2-2] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “ソフトウェアアンテナ[III] - 直交ビームの形成に適応性を持たせたビームスペースアダプティブアレー”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP98-139, 1999年1月
- [2-3] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “ソフトウェアアンテナ[IV] - 時間的にも空間的にも広がりを持って到来するマルチパス波に対するビームスペース型アダプティブアレー”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP98-196, 1999年2月
- [2-4] Y. Kamiya, Y. Karasawa : “A Beam Space Adaptive Array for Multipath Signals Dispersed in Time and Space Domains”, PIMRC '99, Sept. 1999.
- [2-5] Y. Kamiya, Y. Karasawa, S. Denno, Y. Mizuguchi : “A Software Antenna : Reconfigurable Adaptive Arrays based on Eigenvalue Decomposition”, IEICE Transactions on Communications, Vol. E82-B, No. 12, pp. 2012-2020, December 1999.
- [2-6] Y. Karasawa, T. Sekiguchi and T. Inoue, “The software antenna: a new concept of kaleidoscopic antenna in multimedia radio and mobile computing era”, IEICE Trans. Commun., Vol. E80-B, No. 8, pp. 1214-1217, August 1997.
- [2-7] 唐沢 好男 監修, “広帯域ワイヤレス通信のソフトウェアアンテナ技術”, トリケップス刊 1999年3月.
- [2-8] W. D. White, “Cascade preprocessors for adaptive antennas”, IEEE Trans., Vol. AP-24, No. 5, pp. 670-684, September 1976.
- [2-9] K. Nishimori, N. Kikuma, N. Inagaki, “The differential CMA adaptive array antenna using an eigen-beamspace system”, IEICE Trans. Commun., Vol. E78-B, No. 11, pp. 1480-1488, November 1995.
- [2-10] J. E. Hudson, “Adaptive array principles”, Peter Peregrinus Ltd., 1981.
- [2-11] T. Inoue, Y. Karasawa, “Two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA system in beam space digital beam forming antenna configuration”, IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, No. 7, pp. 1374-1383, July 1998.
- [2-12] J. Litva, T.K. Lo, “Digital beamforming in wireless communications”, Artech House Publishers, 1996.
- [2-13] S. Haykin, “Adaptive filter theory”, Prentice-Hall Inc., 1981.
- [2-14] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, “NUMERICAL RECIPES in FORTRAN SECOND EDITION”, Cambridge University Press, 1992.

3. サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナの試作と実証実験^{[3-1]-[3-7]}

3.1. はじめに

フェージング対策としてのアダプティブアレーアンテナは、ビームフォーミングのような空間領域の信号処理のみならず、時間領域の信号処理も同時に行うことが必要となる^{[3-8]-[3-11]}。そのような構成では非常に多くの重み係数が必要であり、それらの制御を行うためには DSP 等への負荷が大きく、膨大なハードウェアリソースを必要とする。このため、このような高性能なアダプティブアレーアンテナをハードウェアに実装するに当たり、いかに効率的に信号処理を行って、必要なハードウェアリソースを削減できるかが、今後のアダプティブアレーアンテナの実用化に際し重要な鍵となる。

文献[3-3]-[3-7]では、サブバンド信号処理を応用したアダプティブアレーアンテナの各種構成を検討した結果、TDL を用いた従来の時間領域信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナに比較して若干性能が劣化するものの、計算量削減の観点から特に有利になる構成 (SB-3 型) が存在することを明らかにした。この構成では、信号のダウンサンプリングを行ってサブバンド信号処理を行うため、重み係数の更新速度を減速することができ、計算負荷を軽減できるとともに、各サブバンドの信号処理をそれぞれ独立に行うことから、並列信号処理の実装がし易くなる利点がある。このため、RLS アルゴリズムのような高性能・高負荷のアルゴリズムとの相性がいいといえることができる。

本章では、同文献で明らかにされた、非常に効率的な信号処理を実現するアダプティブアレーアンテナの有効性を実証するとともに、その具体的なハードウェア規模を明らかにすることを目的として、市販の DSP を用いてハードウェアへの実装を行い、電波暗室において性能実証実験を行った。本章ではまず、試作した装置の動作原理について述べ、次にハードウェアの構成を述べるとともに、信号処理の各部に必要とされるハードウェアリソースの規模を、必要とした DSP の数を示すことで明らかにする。次に、電波暗室内において、希望波及びその遅延波の 2 波の信号によって擬似的に構成したフェージング環境にて行った性能実証実験の結果について詳述する。最後に、同等の性能を時間領域信号処理で実現するアダプティブアレーアンテナとの計算負荷の定量的な比較を行って、試作装置が非常に効率的な信号処理を実現していることを明らかにする。

3.2. 試作装置の動作原理

図 3-1に、サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーアンテナの動作原理をブロック線図として示す。

一つの送信アンテナから送出され、マルチパスフェージング環境によって発生した G パスのうち、 g 番目のマルチパス信号を、次のように表す。

$$s_g(t) = a_g u(t - \tau_g), \quad g = 1, \dots, G \quad (3-1)$$

ここで、 u は信号である。また、 τ_g 及び a_g はそれぞれ g 番目の信号の遅延及び複素振幅である。

すると、 N 素子の線形アレーアンテナによって受信され、受信フィルタで帯域制限された信号は次式で表すことができる。

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{g=1}^G s_g(t) \mathbf{V}_{steer}(\theta_g) + \eta(t) \quad (3-2)$$

ここで、 \mathbf{x} 、 \mathbf{V}_{steer} 及び η はいずれも $(1 \times N)$ 次元ベクトルである。このうち η は雑音ベクトルである。また、 θ_g は g 番目パス信号の到来角度であり、その関数として定義されるステアリングベクトル $\mathbf{V}_{steer}(\theta_g)$ は、半波長間隔の素子配置を想定すると次式で表される。

$$\mathbf{V}(\theta_g) = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\pi \sin \theta_g} & \dots & e^{j\pi(N-1) \sin \theta_g} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

以上のように定義される、各時刻毎のアレーアンテナ受信信号 $\mathbf{x}(t)$ は、各素子において周期 T_{sample} でサンプリングされ長さ M のTDLに保持される。このとき、全タップに保持されるサンプルは、行列を用いて次式で表される。

$$\mathbf{x}_{tap}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t - T_{sample}) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(t - (M-1)T_{sample}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & \dots & x_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M,1} & \dots & x_{M,N} \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

このTDLに保持されたサンプルは、ダウンサンプリングを施されることにより、時間 MT_{sample} の間隔毎に後段のDFT(Discrete Fourier Transform)に供給され、帯域分割が施される。ここで、TDLに保持された信号がダウンサンプリングされDFTに入力される時刻 t_k は、

$$t_k = kMT_{sample} \quad (3-5)$$

で表される。ここで、 k は時刻を表す整数であり、 $k = -\infty, \dots, 1, 2, \dots, \infty$ である。

すると、 M 次の DFT を施すことにより、周波数領域でのサンプル行列 $\mathbf{X}_{iap}(t_k)$ を得る。

$$\mathbf{X}_{iap}(t_k) = \left[\text{FFT} \begin{bmatrix} x_{1,1} \\ \vdots \\ x_{M,1} \end{bmatrix} \quad \dots \quad \text{FFT} \begin{bmatrix} x_{1,N} \\ \vdots \\ x_{M,N} \end{bmatrix} \right] \quad (3-6)$$

ここで、 $\text{FFT}[\bullet]$ は括弧内に示された要素に対して DFT の具体的計算法として採用した FFT(Fast Fourier Transform)を施すことを示す。周波数領域でのサンプル行列に、各サブバンド毎に独立に算出された重み係数を乗算することにより、周波数領域でのアンテナ出力 $\mathbf{Y}(t_k)$ が $(1 \times M)$ 次元ベクトルとして次式のように得られる。

$$\mathbf{Y}(t_k) = \text{diag}[\mathbf{X}_{iap}(t_k)\mathbf{W}(t_k)] \quad (3-7)$$

ここで、 $\text{diag}[\mathbf{A}]$ は、行列 \mathbf{A} の対角成分を表す。また、重み係数行列 \mathbf{W} は、各サブバンド毎の重み係数ベクトル $\mathbf{w}_m (m=1, \dots, M)$ から構成される行列として次式で表される。

$$\mathbf{W}(t_k) = [\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2 \quad \dots \quad \mathbf{w}_M] \quad (3-8)$$

尚、 \mathbf{w} はアンテナ素子数 N に等しい要素を持つ重み係数ベクトルであり、

$$\mathbf{w}_m = [w_{m,1} \quad w_{m,2} \quad \dots \quad w_{m,N}] \quad (3-9)$$

で表される。

最後に、 $\mathbf{Y}(t_k)$ に対して逆 FFT を施して時間領域の信号を復元し、パラレル/シリアル変換を行って、時間領域の出力信号行列 $\mathbf{y}(t)$ が大きさ $(1 \times M)$ 次元ベクトルとして得られる。

一方、図 3-1 に示したように、重み係数ベクトルは適応制御アルゴリズムによって適応的に与えられる。本試作装置では、重み係数更新アルゴリズムに RLS アルゴリズムを用い、これを各サブバンド毎に用意し、独立に動作させて重み係数の制御を行う。このため、参照信号も帯域分割されている必要がある。RLS アルゴリズムのような高機能高負荷のアルゴリズムは、すべての重み係数をひとつのプロセッサで制御するよりも、細かく分割して複数のプロセッサで対処する方が計算量を非常に小さく抑えられる。

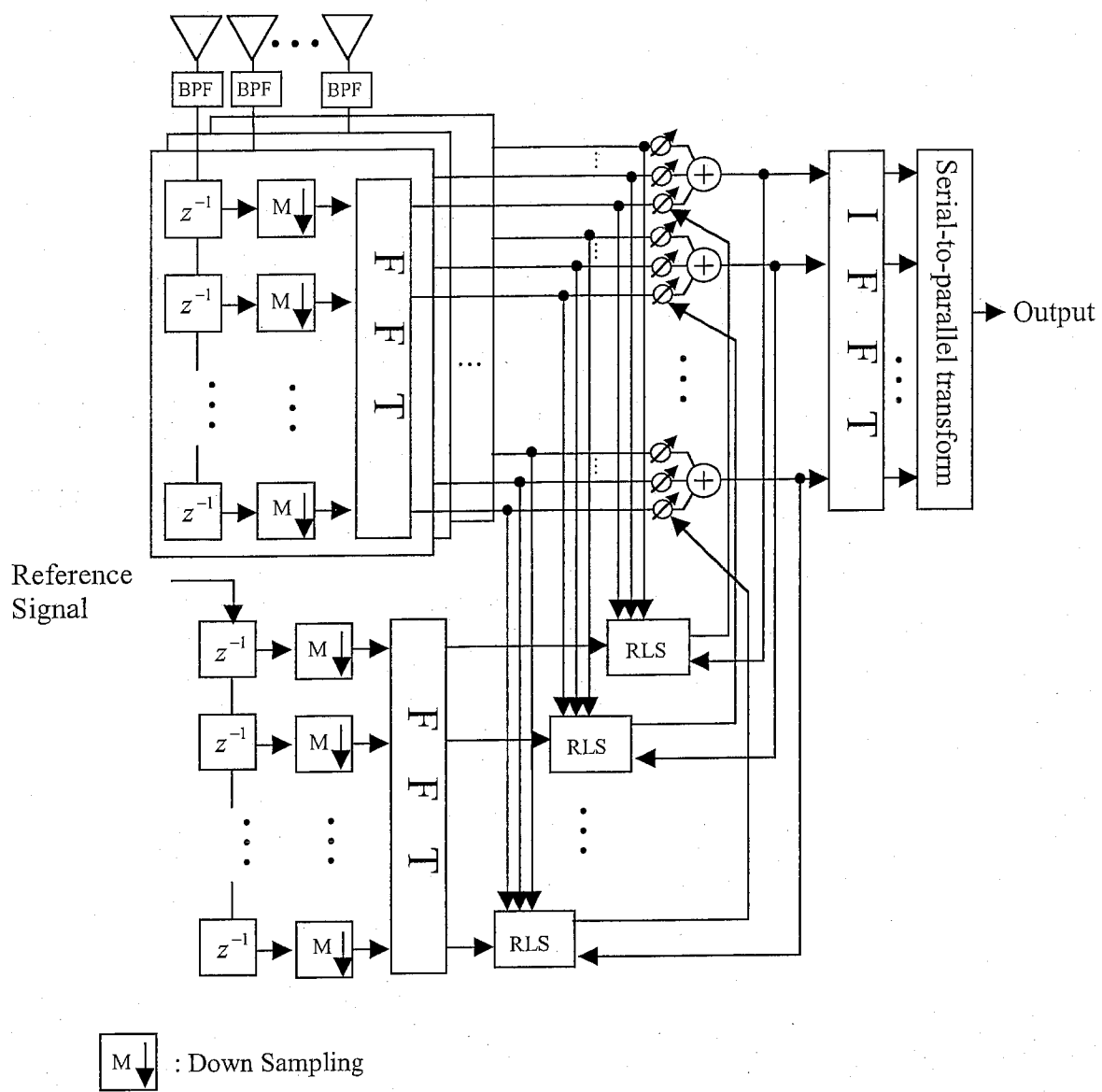


図 3-1 : サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーアンテナの構成

3.3. 試作装置の構成，諸元及び規模

3.3.1. 試作装置の構成と諸元

試作装置の主要諸元を表 3-1に示す．本装置は素子数を 8 とする線形アレーアンテナを備える．

表 3-1：試作装置の主要諸元

Data Rate	800kbps
Modulation	BPSK
RF	2.185GHz
Antenna	8-element array antenna
Element Antenna	Circular patch antenna
Sampling Frequency	3.2MHz (4 samples/symbol)
A/D	12bit
IF	70MHz
The number of Subbands	32
Main DSP	TMS320C6201 (Texas Instruments)

電波暗室におけるアレーアンテナ外観を図 3-2に示す．また，試作した装置の外観を図 3-3に示す．信号の搬送波周波数は 2.185GHz，情報伝送速度は 800kbps である．この受信信号に対し，ベースバンドにおいて 3.2MHz でサンプリングを行って，サブバンド信号処理を施す．試作装置はサブバンド信号処理を行うに当り，4～128 の間で帯域分割数を選択することが可能である．本章における実験では帯域分割数 32 を採用した．尚，本試作では，サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナの性能実証及びハードウェア規模の検討を目的としているため，試作装置はフレーム同期回路，位相同期回路等を備えていない．このため，クロック及び参照信号は送信側からケーブルを介してベースバンドで供給する．

試作装置の構成を図 3-4に示す．本試作装置は，重み係数の制御を行う重み係数計算部 (WCU; Weight Calculation Unit)と，求められた重み係数を用いてアンテナ出力を計算する出力信号計算部 (OCU; Output Calculation Unit)から構成される．また，帯域分割 FFT は两部分で共用される．求められた重み係数及びアンテナ出力はハードディスクに保存される．また，信号処理ソフトウェアの編集及びコンパイルはパーソナルコンピュータ内で行い，DSP にダウンロードする．

また，本試作装置は図 3-5に示すような受信信号フレーム構成を想定し，これに基づいてアダプティブな制御を行う．受信信号は，12.5ms 毎のフレームに区切られており，各フレームの先頭には 0.468ms の同期用系列が付加されていることを想定する．この時，1 フレームに 10000 シンボ

ルが存在し、このうち 375 シンボルが同期用系列となる。この同期用系列は受信側で既知の信号であるものとし、これを参照信号として RLS プロセッサに供給し、受信した同期用系列との二乗誤差を最小とする制御を行なう。本試作装置では、シンボルレートの 4 倍のスピードでサンプリングを行なっているため、この同期用系列から $375 \times 4 = 1500$ サンプルを得て、RLS アルゴリズムを動作させる。

このようなフレーム構成を前提として、試作装置の各部の動作タイミングを図 3-6 に示すように定義する。まず、受信信号はリアルタイムで帯域分割 FFT を施され、サブバンド信号に変換される。次に、フレームを受信すると、同期系列が存在する時間区間は重み係数計算部がサンプルの取り込み及び保存を行う。その後同期系列の区間が終了すると重み係数計算部は RLS アルゴリズムによって重み係数の制御を行い、当該フレームの終了時までには収束してすべての重み係数を算出する。このようにして得られた重み係数は、次のフレームが到来する前に出力信号計算部に引き渡される。出力信号計算部は 1 つ前のフレームで得られた重み係数を用いて出力の計算を行う。したがって、動作を始めた最初のフレームにおいては出力信号が得られない。



図 3-2 電波暗室におけるアレーアンテナの外観

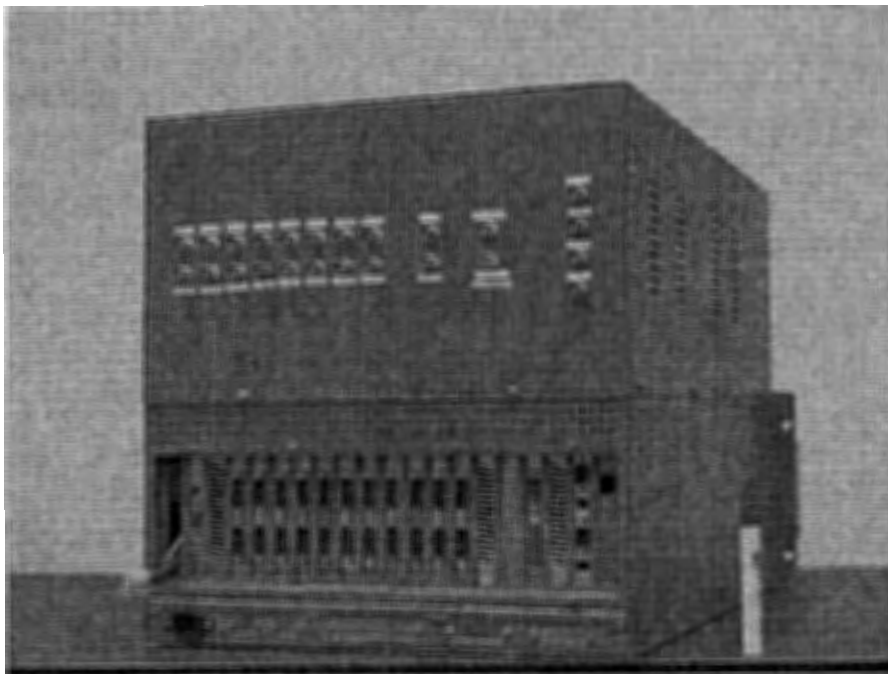


図 3-3 試作した装置の外観

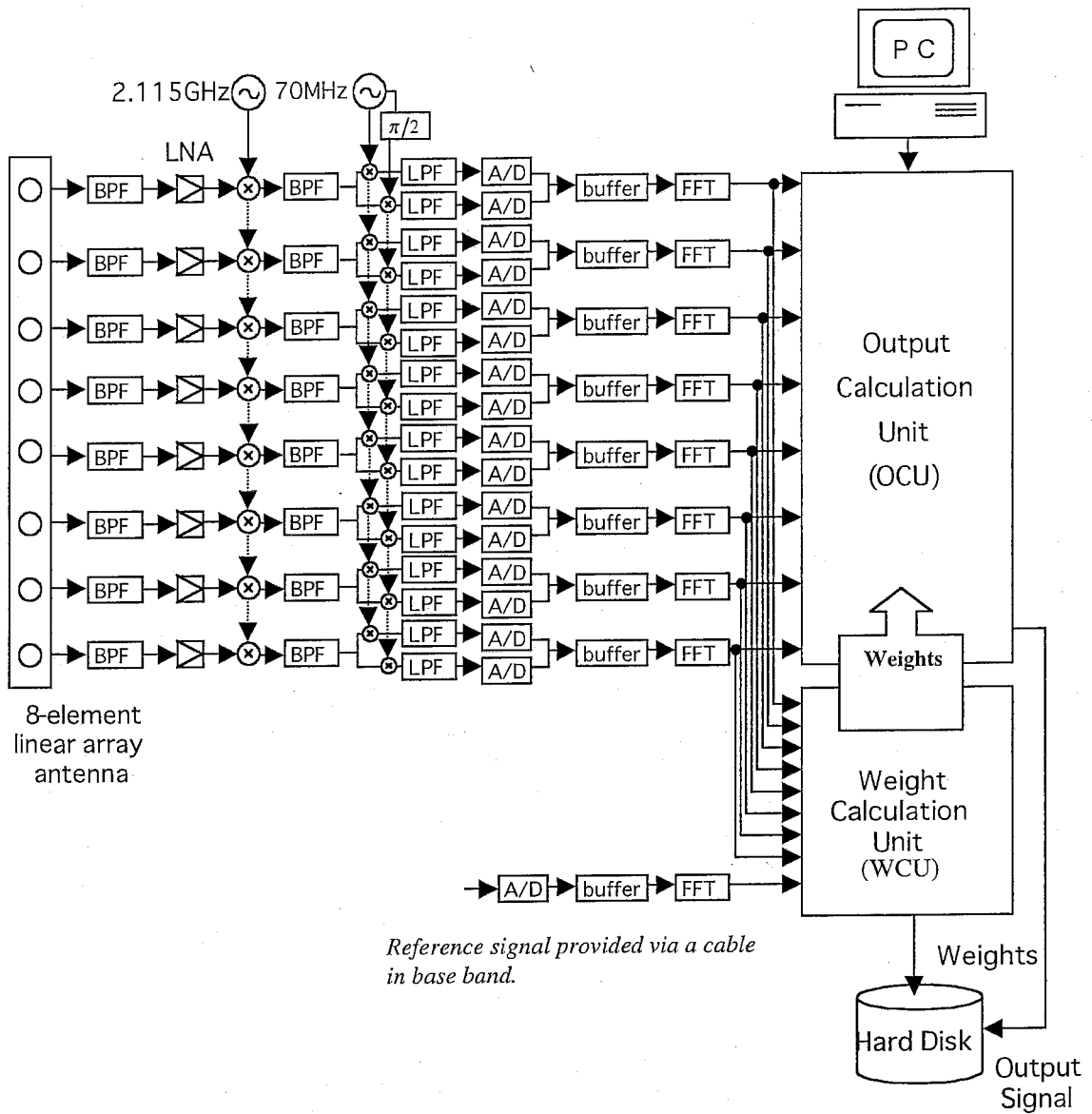


図 3-4: 試作装置の構成

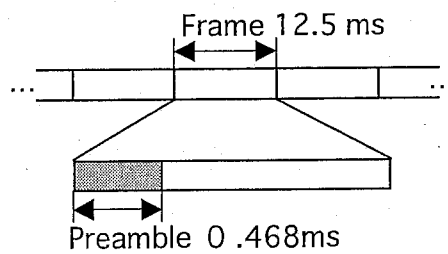


図 3-5: 想定するフレーム構成

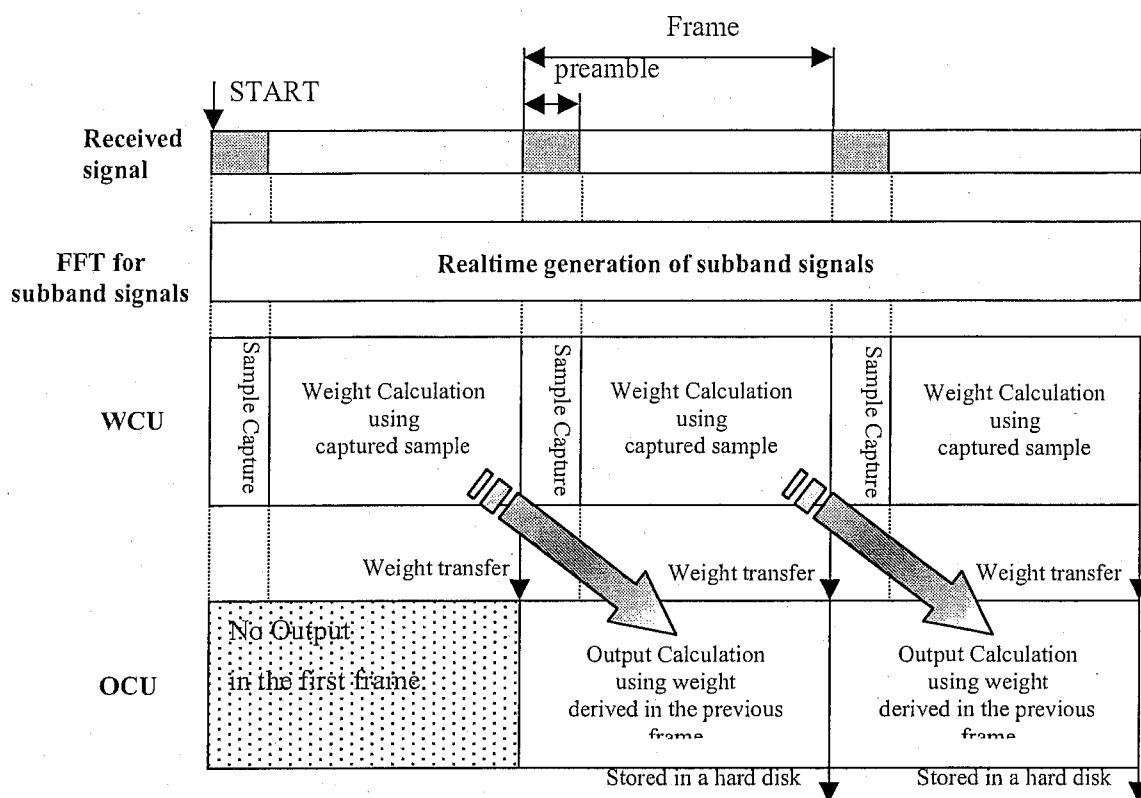


図 3-6：試作装置の各部の動作タイミング

3.3.2. 試作装置の規模

試作装置の各部で使用した DSP チップの数により、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナのハードウェアの規模を明らかにする。

表 3-2に、各部に使用した DSP の数を示す。本装置では、実際に信号処理を行うものだけでなく、データフロー制御を行っているものまで全て含め、合計 13 個の DSP チップ(TI 社製 TMS320C6201)を使用している。内訳として、まず、重み係数計算部では、入力信号の帯域分割に 4 チップ、参照信号の帯域分割に 1 チップ使用している。また、32 の RLS アルゴリズムを実行するのに使用するチップは 2 であり、更に信号のハードディスクへの保存等に関わる制御を行うため、2つのチップを要している。一方、リアルタイムで出力信号の計算を行う出力信号計算部では、非常に高速な演算が要求されるため、出力信号の演算に 2 チップ、逆 FFT の演算に 1 チップを要し、またそのデータのハードディスクへの保存のための制御に 1 チップを用いている。

8 素子の受信信号それぞれを 32 のサブバンドに分割して制御するとき、制御する重み係数は 256 個存在し、これらを RLS アルゴリズムにより一括制御することは、計算量の観点から通常非常に困難である。しかし、サブバンド信号処理の効果により、RLS アルゴリズム自体の演算は、32 の

RLS アルゴリズムの演算をするにあたって、2 つの DSP に収めることができる。これは、RLS アルゴリズムのような演算量の大きいアルゴリズムは、一つで多数の重み係数を制御するより、多くの RLS プロセッサで分担させて制御する方が計算量は結果として小さくなるためである。一方で、帯域分割、帯域合成のためにチップを合計で 5 つ使用している。しかし、時間領域の構成で同等の構成を有するアダプティブアレーアンテナを構成することを考えると、その増分は非常に小さいものであるということが出来る。計算量については、3.5章に詳述する。

表 3-2 : 各部の信号処理に使用した DSP (TMS320C6201) の数

	<i>Signal Processing</i>	<i>The number of DSP</i>
WCU	FFT calculation	4
	RLS (32)	2
	Reference signal generation	1
	Data flow control	2
OCU	Realtime output calculation	2
	IFFT calculation	1
	Data flow control	1
<i>total</i>		13

3.4. 電波暗室における機能実証実験

3.4.1. 実験システム

実験装置の機能の実証を、大型電波暗室に2波のマルチパス環境を構成して行った。

図 3-7に実験系の概要を示す。また、表 3-3に実験システムの主要パラメータを示す。

送信側には希望波送信及び遅延波送信のための2つのホーンアンテナを設置する。これらはそれぞれアレーアンテナ正面方向を 0° として時計方向にとった角度で -10° 及び 10° に設置する。これらは同じM系列生成器から生成されたM系列を用い、希望波は当該M系列をベクトルジェネレータに入力してBPSK変調を施した後、RF周波数にて送信する。一方、遅延波はM系列を遅延させて別のベクトルジェネレータに入力し同様に変調を施して別のホーンアンテナから送信する。尚、これら2台のベクトルジェネレータは、10MHzのリファレンス信号を共有させることにより、キャリア同期、位相同期が確立されている。また本実験システムでは、これら二つの信号は送信側では帯域制限をせず、受信側のみで帯域制限を行なっている。素子当りのS/Nは0dB、希望波対遅延波平均電力比(S/I)は0dBである。一方、受信側では、アレーアンテナで受信された8つの受信信号はダウンコンバータによりIF周波数に下げられ、さらにI/Q分割装置によって直交化されるとともにベースバンドに落とされる。この結果、16のベースバンド信号がA/D変換を介してデジタル信号処理部に入力されることになる。

表 3-3 : 実験システムの主要諸元

DOA* of the desired signal	10°
DOA of the delayed signal	-10°
Desired signal to noise power ratio (S/N)	0dB
Desired signal to delayed signal power ratio (S/I)	0dB

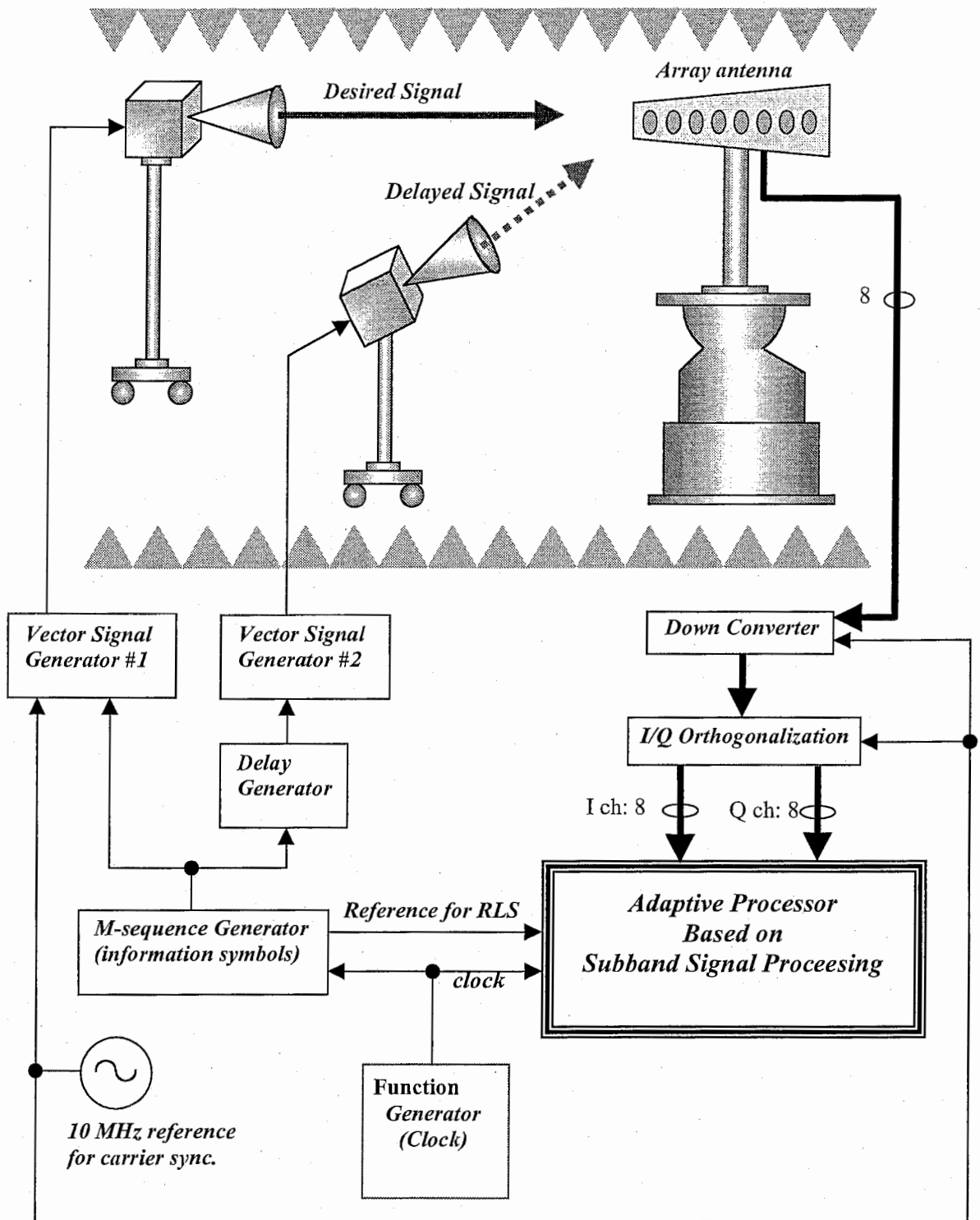


図 3-7 : 実験システムの構成

3.4.2. 実験結果

2 波モデルにおける出力 S/(N+I)の検証

2 波のマルチパスモデルを考え、2 つの違う方向から到来する希望波とそのマルチパス波を受信した時、サブバンド信号処理を行うアダプティブアレーアンテナは、以下に示す原理で最大比合成 (MRC ; Maximum Ratio Combining)を行うものと考えられる。このとき、出力 S/N は以下のように計算される。

2 波の到来信号を、次のように表す。

$$s_g(t) = a_g u(t - \tau_g), \quad g = 1, 2 \quad (3-10)$$

ここで、 a_0 は信号である。また、 τ_k 及び u_k はそれぞれ k 番目の信号の遅延及び複素振幅である。次に、これらの信号を M 個のサブバンドに DFT を用いて分割することを考え、それぞれのサブバンド信号を $s_k^{(m)}(t)$ (ここで、 $m=1,2,\dots,M$) と表す。また、RLS プロセッサに供給する参照信号を $ref(t)$ と表し、そのサブバンド信号を同様に $ref^{(m)}(t)$ ($m=1,2,\dots,M$) と表す。

各サブバンドにおける参照信号 $ref^{(m)}(t)$ と受信信号 $s_g^{(m)}(t)$ との時間軸上の相関係数は次式で定義される。

$$\rho_g^{(m)}(\tau) = \frac{\langle ref^{(m)}(t) s_g^{(m)*}(t - \tau) \rangle}{\sqrt{\langle |ref^{(m)}(t)|^2 \rangle \langle |s_g^{(m)}(t - \tau)|^2 \rangle}} \quad (3-11)$$

ここで、 $\langle \bullet \rangle$ はアンサンブル平均を表す。このように求められる相関係数の絶対値はサブバンドの位置に依存せず、すべて等しいことが知られており^[3-15]、これを $|\rho_g|$ と表す。即ち、

$$|\rho_g| = |\rho_g^{(1)}| = |\rho_g^{(2)}| = \dots = |\rho_g^{(M)}| \quad (3-12)$$

が成立する。

今、各サブバンドの RLS プロセッサに供給する参照信号は第 1 到来波 $s_1(t)$ にシンボル同期しているものと考え、各サブバンドで $s_1^{(m)}(t)$ と $ref^{(m)}(t)$ との相関係数の絶対値 $|\rho_1|$ は明らかに 1 である。

一方、各サブバンドにおける第 2 到来波 $s_2^{(m)}(t)$ と参照信号との時間軸上の相関係数の絶対値 $|\rho_2|$ は、特に DFT によって帯域分割を行なっている場合、次式による近似が全てのサブバンドで可能である

[3-15],[3-16]

$$|\rho_2| = 1 - \frac{|\Delta\tau_2|}{MT_{sample}}, \quad 0 \leq \Delta\tau_2 \leq MT_{sample} \quad (3-13)$$

ここで、 $\Delta\tau_2$ は参照信号に対する第2到来波 $s_2(t)$ の遅延量である。
結局、全てのサブバンドで遅延波 $s_2(t)$ は $|\rho_2|^2 / (1 - |\rho_2|^2)$ の電力比で希望信号成分と干渉波成分に分離される。

一方、MRCが達成されたとき、出力 $S/(N+I)$ は次のように表される^[3-17]。

$$\gamma_{MRC} = \frac{\left| \sum_{g=1}^2 \alpha_g a_g \right|^2 \langle |u(t)|^2 \rangle}{\sum_{k=g}^2 |\alpha_g|^2 \xi_g} \quad (3-14)$$

ここで、 ξ_g は干渉を含む雑音電力成分の電力である。また、 α_g は最大 $S/(N+I)$ を実現する係数である。

各素子の平均雑音電力は全て等しいと仮定して、これを σ_n^2 と表すものとする、遅延波の電力が $|\rho_2|^2$ と $(1 - |\rho_2|^2)$ に比例して希望波及び干渉波成分に分割されたときのアレーアンテナ出力 $S/(N+I)$ は、次式で表される。

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{|\alpha_1 \rho_1 + \alpha_2 \rho_2|^2 \langle |u(t)|^2 \rangle}{|\alpha_1|^2 \sigma_n^2 + |\alpha_2|^2 \left\{ (1 - |\rho_2|^2) \langle |u(t)|^2 \rangle + \sigma_n^2 \right\}} \\ &= \frac{|\alpha_1 \rho_1 + \alpha_2 \rho_2|^2 \Gamma_0}{|\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 \left\{ (1 - |\rho_2|^2) \Gamma_0 + 1 \right\}} \end{aligned} \quad (3-15)$$

ここで、 Γ_0 は平均 S/N 、即ち $\langle |u(t)|^2 \rangle / \sigma_n^2$ である。

MRCの理論によれば、 $S/(N+I)$ を最大にする係数 α_k は次のように与えられる。

$$\alpha_g = c \frac{u_g^*}{\xi_g} \quad (3-16)$$

c は任意の数である。ここで、 $|u_1| = |u_2|$ と想定して定数 c を適切に選ぶことにより、次の二つの係数が得られる。

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \rho_1^* \\ \alpha_2 &= \frac{\rho_2^*}{(1 - |\rho_2|^2) \Gamma_0 + 1} \end{aligned} \quad (3-17)$$

またそのときの出力 S/N は次式で定義される.

$$\gamma_{MRC} = \left(1 + \frac{|\rho_2|^2}{(1-|\rho_2|^2)\Gamma_0 + 1} \right) \Gamma_0 \quad (3-18)$$

8 素子アレーアンテナ (アンテナゲイン 9dB) を想定し, 素子当り平均入力 S/N が 0dB 及び-19dB の時のそれぞれの場合で, 希望波とその遅延波が存在するとき, 式(5-18)で得られる出力 S/N の理論値と遅延量の間係数を図 3-8に示す. まず, 入力 S/N が 0dB のような比較的高い状況の場合には, 遅延波の取り込みに伴って生じる波形歪による S/N の劣化が相対的に大きなものとなるため, 遅延波は早い段階でキャンセルされ始めることがわかる. 一方, 入力 S/N が-19dB のような場合には, 遅延波がよく取り込まれるようになることがわかる.

図 3-9に, 実験システムにおいて希望波に対するマルチパス波の遅延を 0 から 7 シンボルまで変化させた場合の出力 S/(N+I)の変化と理論値の比較を示す. このとき, 素子当りの平均入力 S/N は 0dB であり, 実験値は一つの遅延について 50 フレームを処理し, その出力の平均 S/(N+I)を求めている. 両者はよく一致していると言うことができる. 同図では, 本実験システムにおける実験設備の制約上, 比較的高い平均入力 S/N の環境で実験を行ったため, 早い段階から遅延波がキャンセルされ始めている. しかし, この環境における性能としては, 遅延波の時間軸上の遅延の関数としての相関係数から導出した式(5-18)による理論値とアンテナゲインを含めて一致する結果が得られ, サブバンド信号処理によって時空間信号処理が実現されていることが確認できる. しかしこのような時空間信号処理を行うアダプティブアレーアンテナがより効果的に作用する環境については, 別途考慮する必要がある.

また, 図 3-10 (a), (b)にそれぞれ図 3-9において希望波・マルチパス波間の時間差が 0 の時及び 7 シンボルの時のそれぞれのアンテナパターンを示す. これらのアンテナパターンは, 最終出力, つまり帯域合成を行った後の信号を観測することによって得たパターンである. 即ち, 受信信号の到来角度を-90° から 90° まで 1 度刻みに変化させ (実験システムでは送信アンテナは固定されているため, 受信側でアレーアンテナを回転させて相対的に信号の到来方向を変化させる), それぞれの到来角度で十分長い出力を得て, その電力を計測する. こうして得られた電力を, 到来角度に対応させてプロットすることによりアンテナパターンを得た. 遅延が存在しない場合はマルチパス波を取り込んでいるが, 遅延が大きい場合は干渉波成分が大きくなるために, マルチパス波方向にヌルを形成していることがわかる. この時, ピークとヌルの差は約 21dB となっている. 尚, 図 3-10 (a)において 2 つのピークが 2 波の到来信号のそれぞれの到来方向に向けられているが, 2 波の到来方向が非常に近い場合には 1 つのピークで 2 波を取り込むものと考えられる.

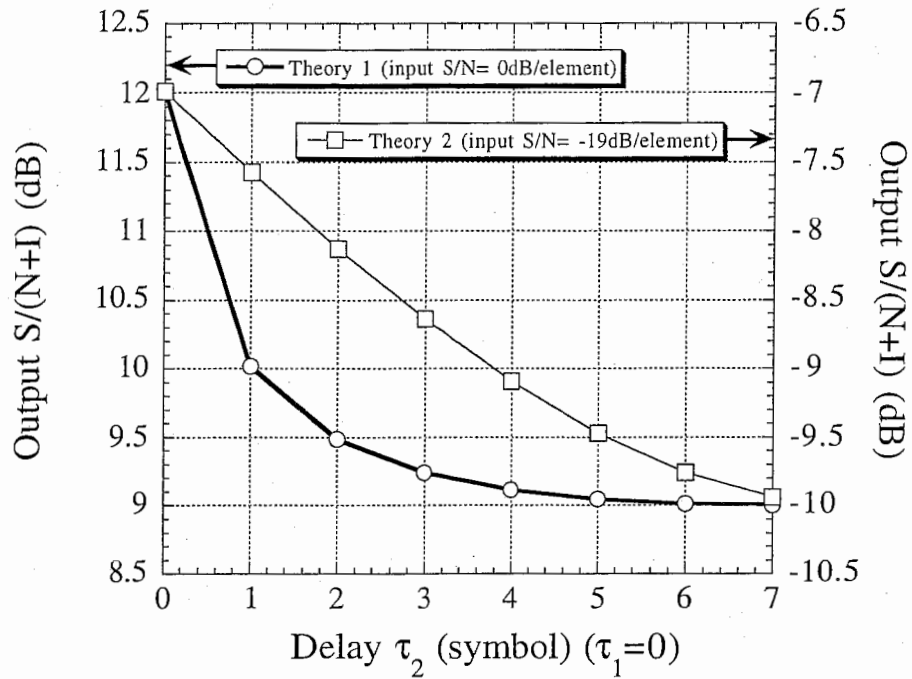


図 3-8 2 波モデルにおいてアンテナゲイン 9dB (8 素子) を用いた場合の遅延量と理論計算によって得た出力 S/N の関係

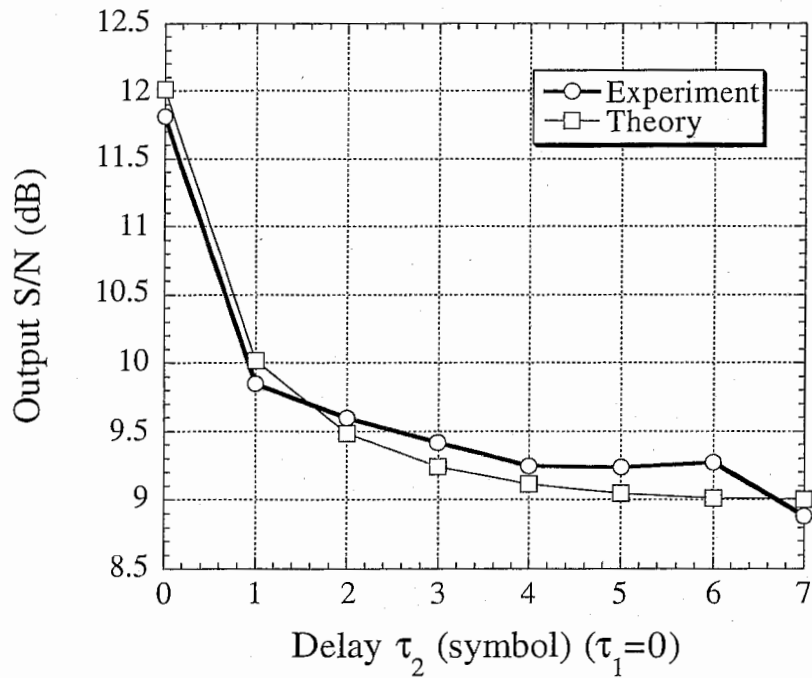
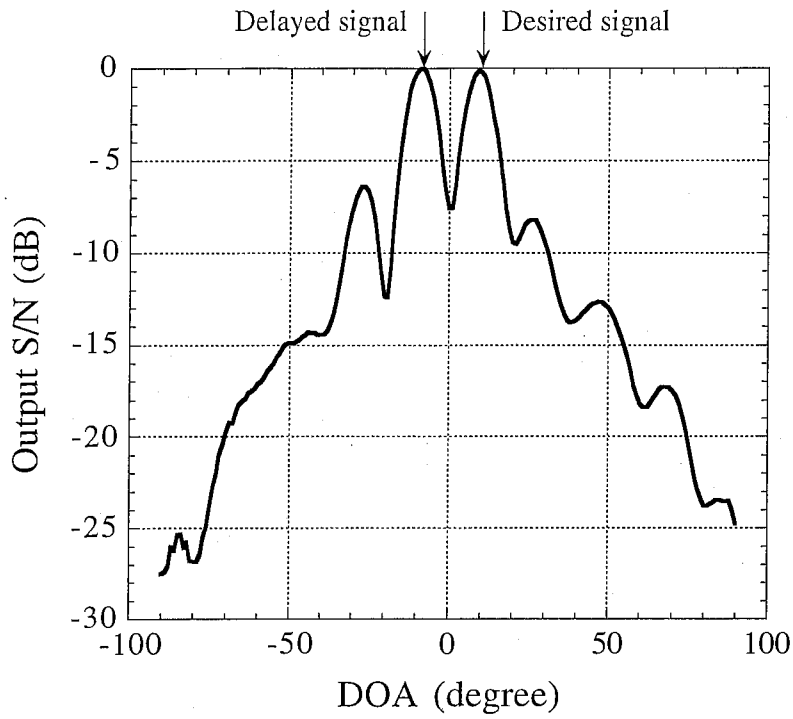
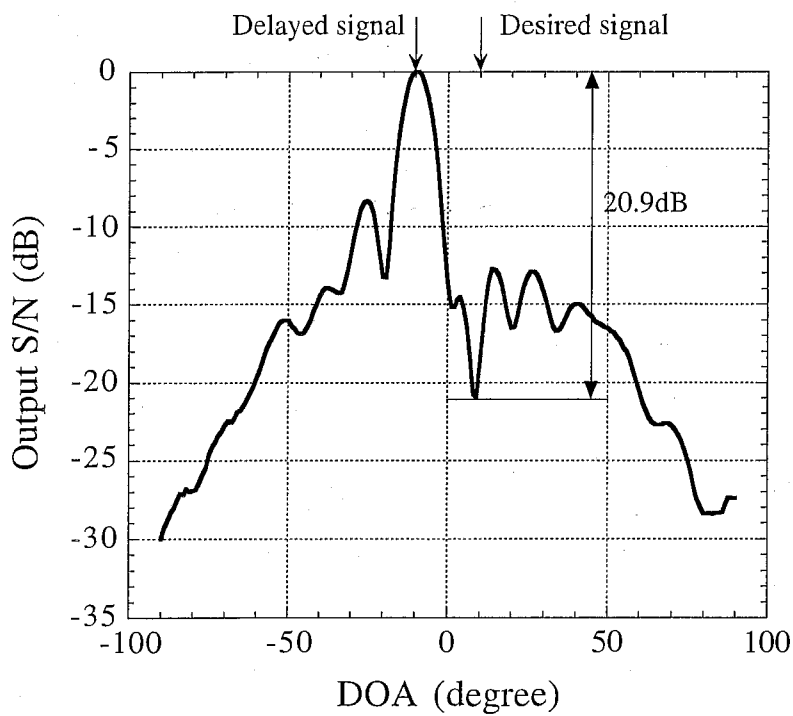


図 3-9 : 希望波に対するマルチパス波の遅延と出力 S/(N+I) の実測値及び理論値の比較



(a) 希望波・マルチパス波の時間差が0の時のアンテナパターン実測値



(b) 希望波・マルチパス波の時間差が7シンボルの時のアンテナパターン実測値

図 3-10 アンテナパターン実測値

収束特性

次に、試作装置における RLS アルゴリズムの収束について検討する。図 3-11 に、本試作装置において、RLS アルゴリズムの収束過程で得られる出力信号の $S/(N+I)$ の変化を示す。同図では、図 3-9 において希望波に対するマルチパス波の遅延が 0 の時及び 7 シンボルの時で収束状態を比較している。概ね 20~30 回の重み係数更新でほぼ収束していることがわかる。ここで、RLS アルゴリズムの 20~30 の重み係数更新は、本試作装置が 32 帯域分割を行なっていることから 640~960 サンプルを使用していることになり、これは同期用系列 375 シンボル中 160~240 シンボルを利用していることになる。

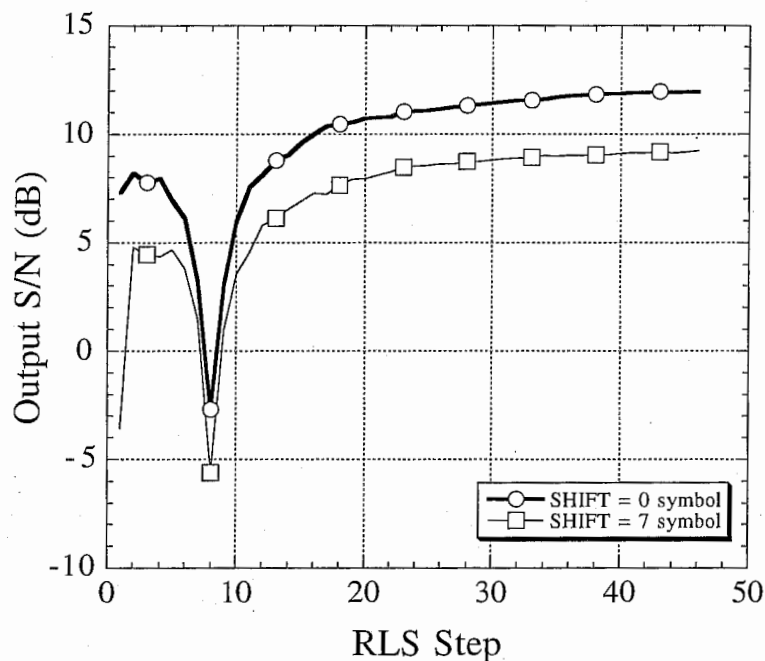


図 3-11 RLS アルゴリズムの収束過程における出力 $S/(N+I)$ の変化

3.5. 計算量に関する考察

本章では、本試作装置に採用した形態のサブバンド信号処理を行なうことによる計算量削減効果について検討する。

RLS アルゴリズムは、出力信号と参照信号の波形を比較し、その平均 2 乗誤差を評価関数としてこれを最小とするように動作している。評価関数 $J(l)$ の収束は、次式で近似される^[3-18]。

$$J(l) = \sigma^2 + \frac{L\sigma^2}{l-L-1}, \quad l > L+1 \quad (3-19)$$

ここで、 l 及び σ^2 は重み係数更新回数及び雑音電力であり、 L は制御する重み係数の数である。

以上の関係から、重み係数の更新を繰り返すことにより、評価関数の値は σ^2 に収束し続けることがわかる。しかし、収束の目安として、制御する重み係数の数の 2 倍、すなわち $l=2L$ 回の重み係数更新を行なった時点を受束点とみなす^[3-18]。

また、RLS アルゴリズムの 1 回の重み係数更新で生じる乗算の数 v_{RLS} は、次式で表される。

$$v_{RLS} = 3L^2 + 3L \quad (3-20)$$

結局、収束までに必要な乗算の数 v は

$$v = (3L^2 + 3L) \cdot 2L = 6L^3 + 6L^2 \quad (3-21)$$

と表される。

このような条件で、サブバンド信号処理を行わず、一つの RLS プロセッサで全ての重み係数を一括制御する TDL を用いた時間領域信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナ(TDL-1 型；第 4 章参照)と、サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナ(SB-3 型)の計算量を比較する。

まず TDL-1 型では、制御する重み係数の数は素子数 N と、各素子に接続された TDL の長さ M_{TAA} の積となるため、収束までに必要な乗算の数 v_{TAA} は次式で表される。

$$v_{TAA} = [v]_{L=N \cdot M_{TAA}} \quad (3-22)$$

一方、SB-3 型では、制御する重み係数の数は素子数 N となるが、RLS アルゴリズムが分割する帯域の数 M だけ必要となるため、収束までに必要な乗算の数 v_{SBAA} は次式で表される。

$$v_{SBAA} = [v]_{L=N} \cdot M \quad (3-23)$$

図 3-12 に、TDL-1 型において M_{TAA} がそれぞれ 32, 64, 128 の時、及び SB-3 型において同様に $M=32, 64, 128$ の時の収束に至るまでの重み係数更新における累積乗算回数を比較している。ここでは、TDL-1 型及び SB-3 型の両方において素子数を $N=8$ に固定している。素子数及び制御する重み係数の総数が同じとなる $M_{TAA}=32, N=8$ の TDL-1 型と、試作を行なった $M=32, N=8$ の SB-3 型の性能を比較すると、SB-3 型は TDL-1 型に比較して若干性能が劣ることが第 4 章での検討から明らかになっている。しかし計算量で比較すると計算量は約 1/1000 までに抑えられており、性能の若干の劣化を補うに値する計算量の大幅な削減が実現されていることがわかる。

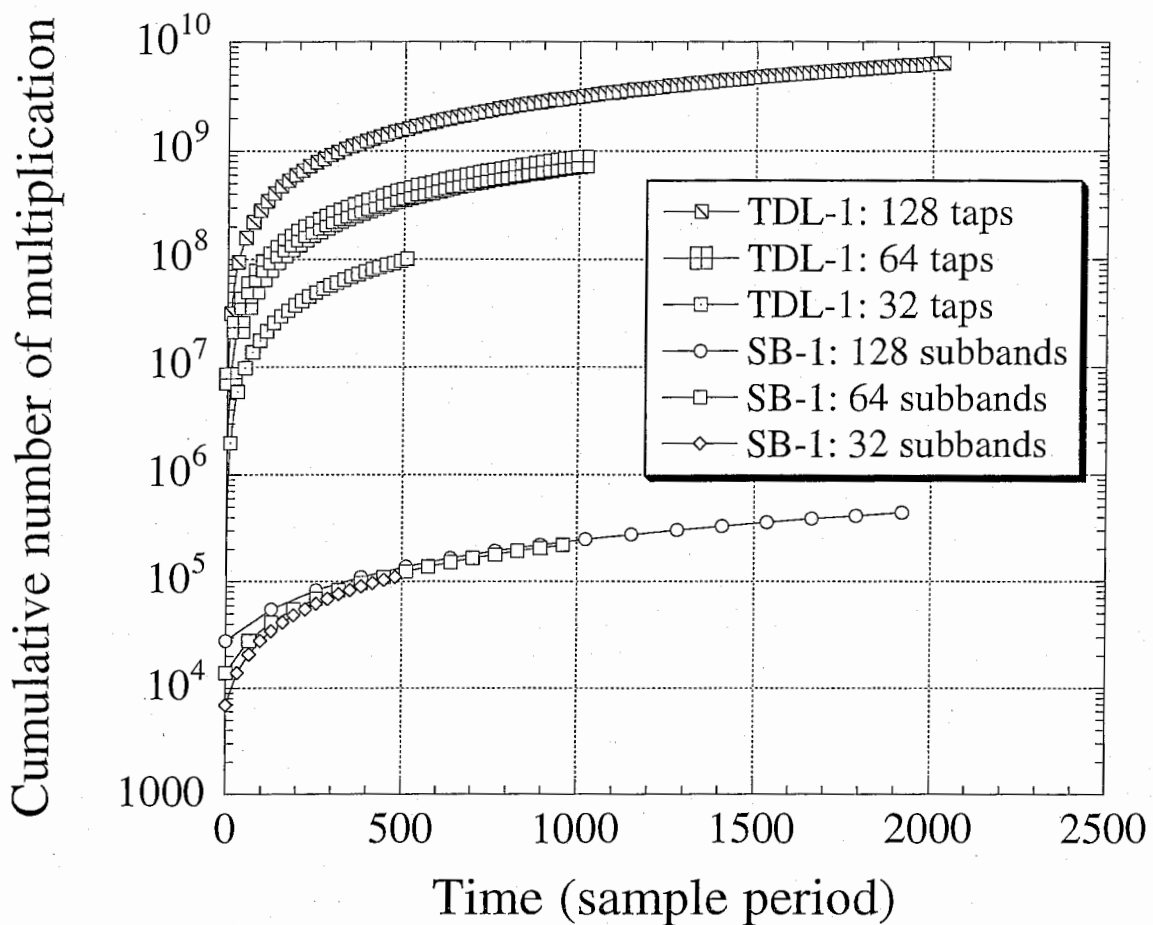


図 3-12 計算負荷の比較

3.6. まとめ

本章では、文献[3-3]-[3-7]で明らかにした、サブバンド信号処理の応用に基づく SB-3 型アダプティブアレーアンテナを、DSP を用いてハードウェアに実装し、試作したハードウェアの詳細を明らかにするとともに、大型電波暗室で行った性能実証実験の結果をまとめた。本試作装置は、8 素子の線形アレーアンテナを備え、各素子受信信号を 32 のサブバンドに帯域分割した上で各サブバンド毎に独立に RLS アルゴリズムによる位相、振幅の制御を行って、最後に IFFT によって時間領域の最終出力を得る。このような構成により、ひとつの制御プロセッサが制御する重み係数の数が減ることから、特に RLS アルゴリズムのような重いアルゴリズムの場合は全体としての計算負荷がかえって大きく軽減される。

電波暗室において行った性能実証実験では、2 波のマルチパスモデルを実現し、希望波に対するマルチパス波の遅延量を制御して、その場合の出力 $S/(N+1)$ の変化が理論値に一致していることを確認

した。また、遅延が 0 の場合及び 7 シンボルの場合にアンテナパターンを実測し、遅延がない場合には 2 波のそれぞれの到来方向にピークを向けているが、遅延が大きい場合には遅延波方向にヌルを形成していることを確認した。また、RLS の収束過程を、出力信号の S/N の変化として検証し、概ね 20 回程度の重み係数更新でほぼ収束していることを確認している。

次世代移動体通信システム等、将来の高速移動体通信システムでは時空間信号処理を行うアダプティブアレーアンテナが必須の技術となるものとなる。このような技術が実際に必要になった時、ハードウェア実装を行うに当たり、実際的な問題として、今回の試作で達成した性能を試作装置で使った DSP の 1000 倍の数の DSP のハードウェアリソースを使用することは非現実的であり、不可能である。このため、第 4 章及び本章でまとめた研究成果は、将来的に非常に重要な技術と認識されるものと考えられる。

3.7. 参考文献

- [3-1] 神谷幸宏, 田野哲, 水口芳彦, 片山正昭, 小川明, 唐沢好男, “サブバンド信号処理に基づくアダプティブアレーアンテナの開発”, 電子情報通信学会論文誌 Vol.J83-A No.12, 2000年12月.
- [3-2] Y. Kamiya, S. Denno, Y. Mizuguchi, M. Katayama, A. Ogawa, Y. Karasawa, “Development of an adaptive array based on subband signal processing”, International symposium on antennas, propagation and EM theory (ISAPE2000), August 2000.
- [3-3] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “帯域分割信号処理を行うアダプティブアレーアンテナ”, 1998年電子情報通信学会総合大会, B-1-162, 1998年3月.
- [3-4] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “帯域分割信号処理に基づくビームスペースアダプティブアレー”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP97-208, 1998年2月.
- [3-5] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “アダプティブアレーにおける時間領域信号処理と周波数領域信号処理の収束特性に関する特徴比較”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP98-19, 1998年6月.
- [3-6] Y. Kamiya, Y. Karasawa : “Beam space adaptive array based on subband signal processing”, IEEE APS Conf. Antennas Propagat. for Wireless Commun., Nov. 1998.
- [3-7] 神谷 幸宏, 唐沢 好男, “時間及び周波数領域信号処理を行う適応型アレーアンテナの種々の構成における特徴比較と収束特性改善”, 電子情報通信学会論文誌 Vol.J82-A No. 6 1999年6月.
- [3-8] A.J. Paulraj, B.C. Ng, “Space-time models for wireless personal communications”, IEEE Personal Communications - Smart Antennas -, Vol. 5, No.1, pp. 36-48, February 1998.
- [3-9] R. Kohno, “Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array”, IEEE Personal Communications - Smart Antennas -, Vol. 5 No.1, pp. 28-35, February 1998.
- [3-10] S. Anderson, M. Millnert, M. Viberg, B. Wahlberg, “An Adaptive Array for Mobile Communication Systems”, IEEE Trans., Vol. VT-40, No. 1, pp. 230-236, February 1991.
- [3-11] 小川恭孝, 菊間信良, “アダプティブアンテナ理論の進展と今後の展望”, 電子情報通信学会論文誌(B-II), Vol. J75-B-II, No.11, pp.721-732, 1992年11月.
- [3-12] R.T. Compton, Jr., “The Relationship Between Tapped Delay-Line and FFT Processing in Adaptive Arrays”, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 1, pp. 15-26, January 1988.
- [3-13] J.M. Khalab, M.K. Ibrahim, “Novel multirate adaptive beamforming technique”, Electronics Letters, Vol. 30, No. 15, pp. 1194-1195, July 1994.
- [3-14] T. Sekiguchi, Y. Karasawa, “CMA Adaptive Array Antennas Using Analysis and Synthesis Filter Banks”, IEICE Trans., on Fund., Vol. E81-A, No. 8, pp. 1570-1577, August 1998.

- [3-15] 張毅民, 楊克虎, 唐沢好男, “多重波環境における帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレイの特性”, 電子情報通信学会論文誌(B-II) Vol. J82-B, No.1, pp.97-108, 1999年1月.
- [3-16] Y. Zhang, K. Yang, M.G. Amin, “Adaptive subband arrays for multipath fading mitigation”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Atlanta, June 1998.
- [3-17] Lee, “MOBILE COMMUNICATIONS ENGINEERING”, McGraw-Hill Inc., 1982.
- [3-18] S. Haykin, “Adaptive Filter Theory”, Prentice-Hall Inc., 1991.

4. スペクトル拡散通信システムにおいてビーム形成，等化及び逆拡散を同時に行う CMA アダプティブアレーアンテナの構成^{[4-1]-[4-5]}

4.1. はじめに

スペクトル拡散通信(SS; Spread Spectrum)は，次世代移動体通信システムで採用される CDMA(Code Division Multiple Access)の基礎となる技術であり，優れたマルチパスフェージング耐性等，移動体通信において有用な特性を持つ^[4-6]。また近年ではその特性を生かし，移動体通信のみならず，屋内で使用される高速無線 LAN(Local Area Network)システムでも使用されている。

このようなスペクトル拡散通信システムへのアダプティブアレーアンテナの応用が種々検討されている。しかし従来の応用では，以下のような問題があった。即ち，LMS 等の参照信号を用いる適応アルゴリズムに基づくアダプティブアレーアンテナを動作させる場合には^[4-7]，受信側で既知である拡散系列を利用して比較的簡単に参照信号を得ることができる反面，アダプティブアレーアンテナが動作をする前の段階で拡散系列の同期を確立しておくことが必要となり，アダプティブアレーアンテナが同期捕捉に貢献できない。このため，マルチパスフェージングの影響を見込んで拡散系列の初期捕捉が十分に行なえる程度の S/N を受信側で確保できるような回線設計が必要となる。

一方，参照信号や信号に関する事前情報を必要としないアダプティブアレーアンテナの制御アルゴリズムとして，CMA が知られている^{[4-8]-[4-10]}。これは，位相変調信号など定包絡線信号に対し，その包絡線の変動が一定となることを目的関数として，それを満たすような重み係数を最急降下法等の最適化アルゴリズムを用いて求める適応制御手法である。CMA の振舞いの解析は，その非線形性から非常に困難であり^{[4-8],[4-14],[4-15]}，その収束後に得られる重み係数が S/N 最大化を実現する最適解となることは必ずしも保証されない。また，複数の定包絡線信号が存在するとき，どの信号を捕捉するか特定できないという問題もある^{[4-14],[4-16]}。しかし，参照信号を必要としないメリットは大きく，広く利用されている。

CMA アルゴリズムに基づく SS システムに応用可能なアダプティブアレーアンテナの構成が文献 [4-11]で検討されている。しかし，このような従来の方法でも，参照信号を必要としない CMA アルゴリズムを使用しているものの，スペクトル拡散信号を受信側において逆拡散するためのマッチドフィルタ出力に対し，同期タイミング情報を利用しながらアレーアンテナによる空間領域信号処理を行なう。このため，依然としてアダプティブアレーアンテナが動作を開始する前の段階で同期捕捉が必要である。また，同文献の構成ではビーム形成は可能であるが遅延信号の等化を行なうことはできない。

本章ではこれらの問題を解決するため，SS システムにおいて事前に拡散系列の同期を捕捉しない

まま動作し、しかも等化及びビーム形成のみならず、逆拡散までを同時に達成する新しい CMA アダプティブアレーアンテナを提案する。これにより、深刻なマルチパスフェージングのため、従来の同期捕捉の手法では同期確立が困難な環境においても、時空間信号処理を行って情報信号を得ることができる。

以下ではまず、提案する方式の構成の詳細を述べた後、その適用条件について述べる。次に、逆拡散、等化及びビーム形成のそれぞれの機能について計算機シミュレーションを中心とした検証を行ない、その動作特性を明らかにする。

4.2. 提案する方式の構成と動作条件

4.2.1. 提案方式の構成

図 4-1に、本検討で想定するシステムの構成を示す。一つの送信アンテナから送信フィルタにより帯域制限を施された信号を送信する。これらは L 本のパスを生じるマルチパス環境を通過して受信側のアレーアンテナにより受信され、受信フィルタにより再び帯域制限される。

まず、送信されるユーザの信号 $s(t)$ を次式で表す。

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t)b(t)e^{j\omega t} \quad (4-1)$$

ここで、 ω は搬送波角周波数、 P は平均電力である。また、 $c(t)$ は拡散系列、 $b(t)$ は変調された情報系列であり、それぞれ次式で表される。

$$c(t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} c_i \Psi\left(\frac{t - (i + rM)T_{chip}}{T_{chip}}\right) \quad (4-2)$$

$$b(t) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} e^{j(\phi(r) + \Phi)} \Psi\left(\frac{t - rT_{symbol}}{T_{symbol}}\right) \quad (4-3)$$

ここで、 T_{chip} 、 T_{symbol} はそれぞれチップ周期及びシンボル周期である。また、 M は拡散系列長、 c_i は拡散系列の i 番目のビットであり、 ϕ 及び Φ はそれぞれ変調位相、初期位相である。 $\Psi(t)$ は、 $0 \leq t < 1$ の範囲で 1、それ以外で 0 となる関数である。信号は送信フィルタにより帯域制限され、アレーアンテナから送信される。

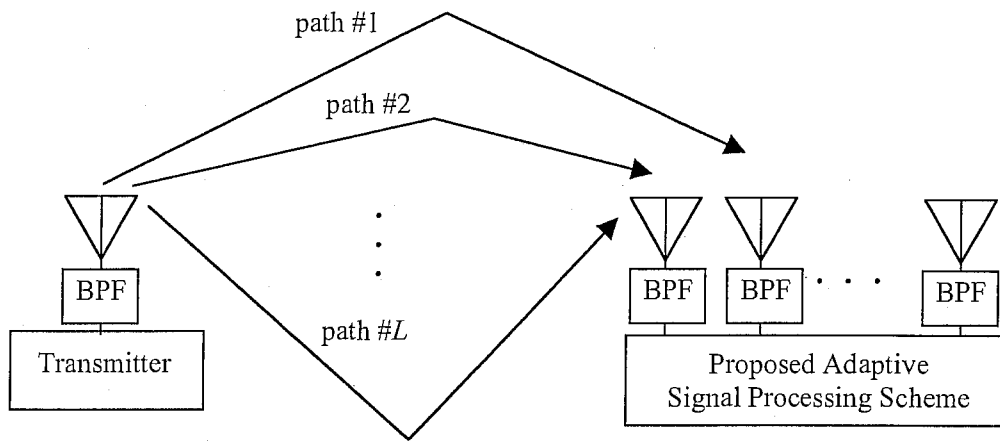


図 4-1 検討の対象とするシステムの構成

一方，マルチパスフェージング環境を通過して N 素子の線形アレーアンテナで受信され，受信フィルタによって帯域制限された信号を， N 次元列ベクトル $\mathbf{X}(t)$ として次式で表す．

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{g=1}^G a_g s(t - \tau_g) \mathbf{V}(\theta_g) + \eta(t) \quad (4-4)$$

ここで， G はパス数， τ_g は g 番目のパスの遅延である． η は雑音成分を表す N 次元列ベクトルであり，各要素は独立とする． a_g は g 番目のパスのフェージングによって生じた複素振幅である．また， g 番目のパスの信号到来角度 θ_g の関数として定義される $\mathbf{V}(\theta_g)$ はステアリングベクトルであり，同じく N 次元列ベクトルである．ここで，素子アンテナが半波長間隔で配置されているものとする，次式で表される．

$$\mathbf{V}(\theta_g) = [1 \quad e^{j\pi \sin \theta_g} \quad \dots \quad e^{j\pi(N-1) \sin \theta_g}]^T \quad (4-5)$$

ここで， T は行列の転置を表す．

以上のように示される受信信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ に対し，図 4-2に示す構成による信号処理を施す．

受信信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ は，周期 T_{sample} でサンプリングされ，各素子アンテナに接続された長さ Z の TDL に保持される．この時，時刻 hT_{sample} において， NZ 個の全タップに保持されているサンプルを，次の NZ 次元列ベクトルで表す．

$$\mathbf{X}_{tap}(hT_{sample}) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}(hT_{sample}) \\ \mathbf{X}((h-1)T_{sample}) \\ \vdots \\ \mathbf{X}((h-Z+1)T_{sample}) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

ここで、 h は時刻を表す任意の整数であり、 $h = -\infty, \dots, 0, \dots, \infty$ である。また、 Z は

$$Z = \gamma \frac{MT_{chip}}{T_{sample}} = \gamma \frac{T_{symbol}}{T_{sample}} \quad (4-7)$$

とする。なお、 γ は2以上の整数であり、これはTDLが情報を蓄積することができるシンボルの数となる。 γ が大きい程、後述する遅延波の等化が長い遅延に渡って達成されることになるが、その場合には当然ながら重み係数の数が増大する。本章では $\gamma=2$ とする。

式(6)で与えられたTDLの内容は T_{sample} 毎に変化する。これを T_{symbol} 毎に取り出す(ダウンサンプリング)ことにする。すると、時刻 kT_{symbol} において以下の NZ 次元列ベクトルが得られる。

$$\mathbf{X}_{DS}[k] = \mathbf{X}_{tap}(kT_{symbol}) \quad (4-8)$$

最終出力 $y[k]$ は、 $\mathbf{X}_{DS}[k]$ と NZ 次元の重み係数ベクトル $\mathbf{W}[k]$ との積で、

$$y[k] = \mathbf{W}[k]^T \mathbf{X}_{DS}[k] \quad (4-9)$$

として表される。ここで、 $\mathbf{W}[k]$ は以下に示すベクトルである。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}[k] &= [\mathbf{w}_1 \quad \mathbf{w}_2 \quad \dots \quad \mathbf{w}_Z]^T \\ \mathbf{w}_z &= [w_{1,z} \quad w_{2,z} \quad \dots \quad w_{N,z}], \quad z=1, \dots, Z \end{aligned} \quad (4-10)$$

尚、 \mathbf{w}_z (ここで、 $z=1, \dots, Z$)は、各素子の受信信号のうち、 z 番目のタップに保持された時刻 k におけるサンプルに乗算される重み係数のベクトルであり(図4-2参照)、 N 次元ベクトルである。これらの重み係数の更新も、タイミング kT_{symbol} で行なわれる。このような構成をとることにより、逆拡散、等化及びビーム形成を同時に行う重み係数が、もっともCMA基準をよく満たす最適解として解空間に存在するようになる。

一方、時刻 k において重み係数を更新するCMAアルゴリズムは、出力 $y[k]$ の包絡線を一定にすることを評価関数として適用される。評価関数は次式で表される。

$$Q(\mathbf{W}[k]) = E \left[\left| |y[k]|^p - \sigma^p \right|^q \right] \quad (4-11)$$

ここで、 $E[\bullet]$ はアンサンブル平均を表し、 σ は定数である。 $p=q=2$ とすると、最急降下法に基づくCMAの重み係数更新は次式で表される^[4-14]。

$$\mathbf{W}[k+1] = \mathbf{W}[k] - \mu \nabla_{\mathbf{w}} Q[k] \quad (4-12)$$

$$\nabla_{\mathbf{w}} Q[k] = 4 \mathbf{X}_{tap}[k] y^*[k] (|y[k]|^2 - \sigma^2)$$

ここで、 μ はステップサイズである。

CMA の初期値は、出力が 0 とならない適当な初期値を任意に設定する。例えば、重み係数ベクトル \mathbf{W} の要素のうち、第 1 素子に接続された TDL で保持されたサンプルにかけられる重み係数、即ち w_z , $z=1, \dots, Z$ の各行列の第 1 要素だけを 1 とし、残る要素をすべて 0 とするようを与える。このため、拡散系列の知識は必要としない。

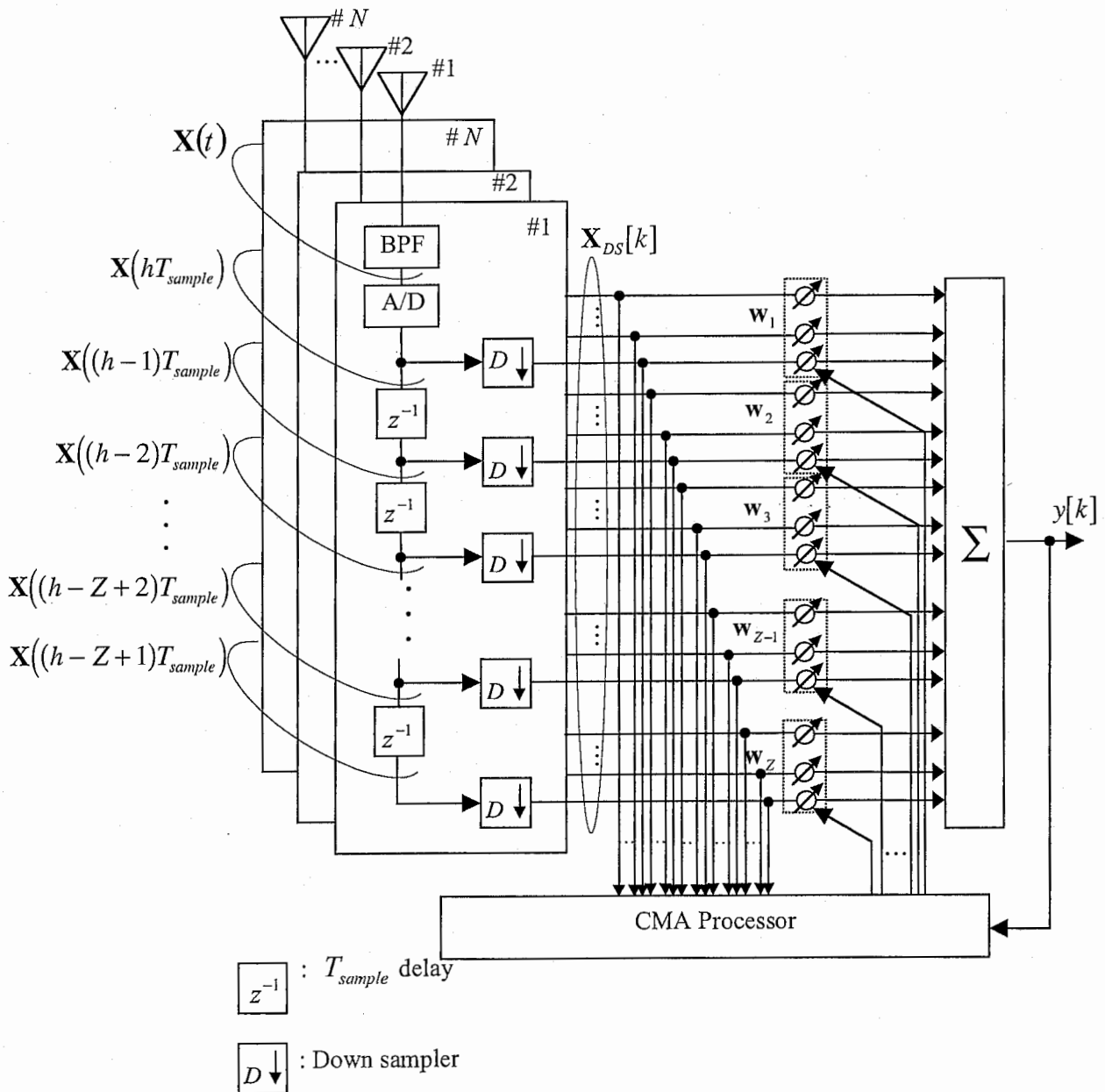


図 4-2 提案する方式の構成

4.2.2. 提案方式の動作条件

前節において述べた提案方式が動作するのに必要な条件を本節にまとめる。本検討において想定する SS システムは、式(1)から(3)に示したように、直接拡散方式でスペクトルの拡散が実現されているものとし、ここでは情報シンボル 1 シンボルに拡散系列の 1 周期が一致するように重畳されていることとする。また、事前知識として拡散系列そのものを受信側で知っている必要はないが、拡散系列長を事前知識として必要とする。また、事前にシンボル同期、チップ同期を確立する必要はなく、ランダムなタイミングで重み係数の探索を開始するものとする。以上を本提案手法適用の前提条件とする。

4.3. 数値例

本節では、提案手法における逆拡散、等化及びビーム形成のそれぞれの数値例を示し、その動作を検証する。表 4-1 に計算条件を示す。本検討では、送信側で使われる拡散系列は周期 31 の M 系列に 0 を 1 ビット付加した 32 ビットの系列($M=32$)とする。この拡散系列を用いて、直接拡散によりスペクトル拡散信号を生成し、ルートロールオフフィルタ (ロールオフ率 0.5) の送信フィルタによって帯域制限をかけた後、送信アンテナから送信する。送信された信号はマルチパス環境を伝播し、 $G=2$ 本のパスからなるマルチパス信号となって受信側に到達する。

受信側では 4 素子線形アレーアンテナ($N=4$)を想定する。信号の到来方向は、アンテナ正面方向を 0° とし、時計方向にとった角度で定義し、第 1 パス、第 2 パスで到来する信号はそれぞれ $\theta_1=20^\circ$ 、 $\theta_2=30^\circ$ である。また、各パスの信号はそれぞれ素子当たり平均 S/N を $-6\text{dB}/\text{chip}$ とする。これを送信側と同じくルートロールフィルタの受信フィルタにより帯域制限を施した後、1 チップ当たり 4 サンプルの速度、即ち $T_{\text{chip}}/T_{\text{sample}}=4$ となる T_{sample} 周期でサンプリングを行う。また、上で定義した $\gamma=2$ から、タップ長 256 の TDL ($Z=256$) が各素子に接続されている。重み係数の初期値は、第 1 素子受信信号に乗算される重み係数は全て 1、それ以外は全て 0 としてそこから重み係数の探索を開始する。また、以下の数値計算では CMA を 200 回繰り返して収束させた結果、即ち 200 シンボルを用いて収束させ得られた重み係数を用いる。

表 4-1 シミュレーション条件

Spreading code (Length M)	Maximal length code (period: 31+1 bit of 0)
Modulation	BPSK
BPF (TX, RX)	Root roll-off filter (roll-off factor: 0.5)
Number of multipath (L)	2
Input S/N	-6dB /element/chip (for each path)
DOA (Direction of Arrival)	path#1: 20° (measured clockwise from the boresight) path#2: -30°
Antenna (N elements)	4-element linear array
Sampling	4 samples / chip
Tap length (Z)	256 ($\gamma=2$)
Initial weighs	element#1: all 1, element#2-4: all 0
Step size of CMA μ	3e-8
Constant in CMA σ	128

4.3.1. 逆拡散

本提案手法では、事前の同期確立も拡散系列の知識もないまま、アダプティブアレーアンテナの構成のみでビーム形成と同時に逆拡散動作が行われる。従って、アンテナ出力信号は逆拡散された情報シンボルが得られる。

ここでは逆拡散の動作を確認するため、第 1 パス波のみを考える。即ち、 $|a_1|=1$ 、 $|a_2|=0$ とする。ここで $\tau_1=0$ の時、つまりダウンサンプリングのタイミングがシンボルタイミングに一致している時、及び $\tau_1=0.5T_{symbol}(=64T_{sample})$ 、即ちダウンサンプリングのタイミングがシンボルタイミングから最も離れている時のそれぞれで得られるアンテナ出力信号と、送信された情報シンボルの比較を図 4-3 に示す。同図より、どちらの場合でも出力は逆拡散動作が実現された結果、情報シンボルが得られていることが確認できる。また、この時の出力 S/N は $\tau_1=0$ 及び $\tau_1=0.5T_{symbol}$ のそれぞれで 14.95dB 及び 15.52dB であり、素子当り入力 S/N(-6dB)の値からアンテナゲイン(6dB)及び処理利得(15dB)による改善を施された値(15dB)とほぼ一致する。

次に、図 4-4 に $\tau_1=0$ の場合、各 4 素子において受信信号に乗算される重み係数の値と、受信した希望波成分の波形をプロットする。同図では、視認性をよくするため、信号の到来角度 20° によって生じる素子毎の位相の回転を計算値により補正し、その実部を示している。このように位相補正を行なった値と希望信号の波形を比較すると、1~128 番目の重み係数 ($w_1 \sim w_{128}$) までがチップ波形と一致しており、マッチドフィルタの重み係数の成分が含まれていることがわかるが、129~256

番目の重み係数 ($w_{129} \sim w_{256}$) は、ほぼ 0 に近い値が続いて平坦になっている。重み係数がこのように拡散系列 1 周期にわたって平坦に同じ値となっていると、その間のチップの和をとることとなり、拡散系列として使用している M 系列の性質から、その M 系列はキャンセルされてしまう。したがって、受信信号のシンボルの区間に一致して逆拡散を行なう重み係数が得られ、それ以外の場所では出力をキャンセルする重み係数が得られていることになる。一方、 $\tau_1 = 0.5 T_{symbol}$ の場合における同様の図を図 4-5 に示す。 $0.5 T_{symbol}$ に一致する 64 番目から 192 番目 ($w_{64} \sim w_{192}$) の範囲で逆拡散を行なう重み係数が得られており、それ以外のところは平坦となって出力に寄与しない状態となっている。このため、最も同期タイミングから外れた $\tau_1 = 0.5 T_{symbol}$ の場合でも、同じタイミングで出力信号が得られることになる。

また、図 4-6 に $\tau_1 = 0$ 及び $\tau_1 = 0.5 T_{symbol}$ の時における CMA の評価関数の収束を示す。どちらの場合も CMA に含まれる定数 μ 及び σ は表 4-1 に示した同じ値を使用している。 $\tau_1 = 0$ の時、 $\tau_1 = 0.5 T_{symbol}$ の場合に比較すると若干速く収束しており、前者の場合約 130 シンボル、後者の場合約 150 シンボルを収束までに要している。

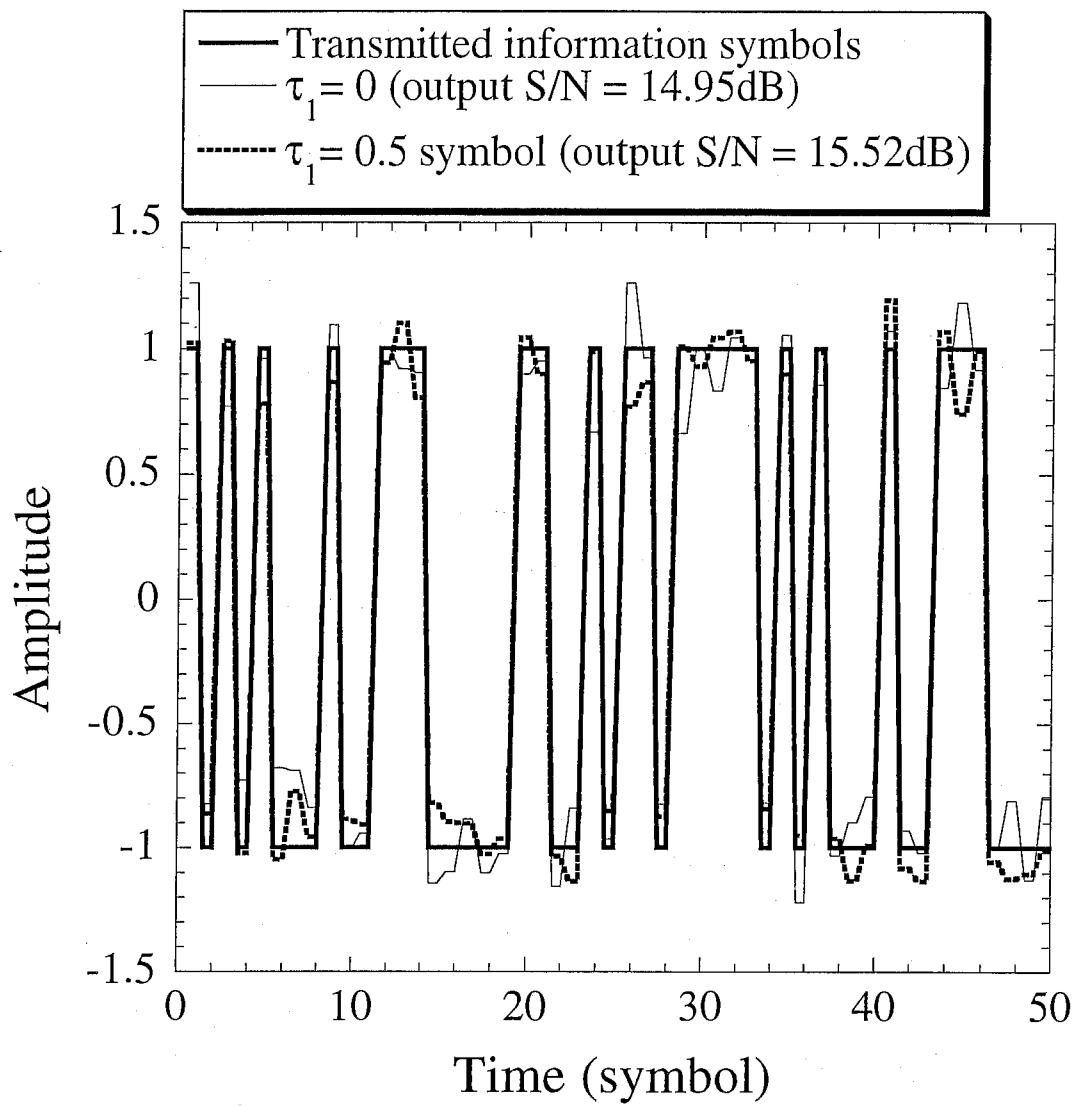


図 4-3 $\tau_1 = 0$ 及び $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$ において提案手法で得られたアンテナ出力と送信された情報シンボルの比較

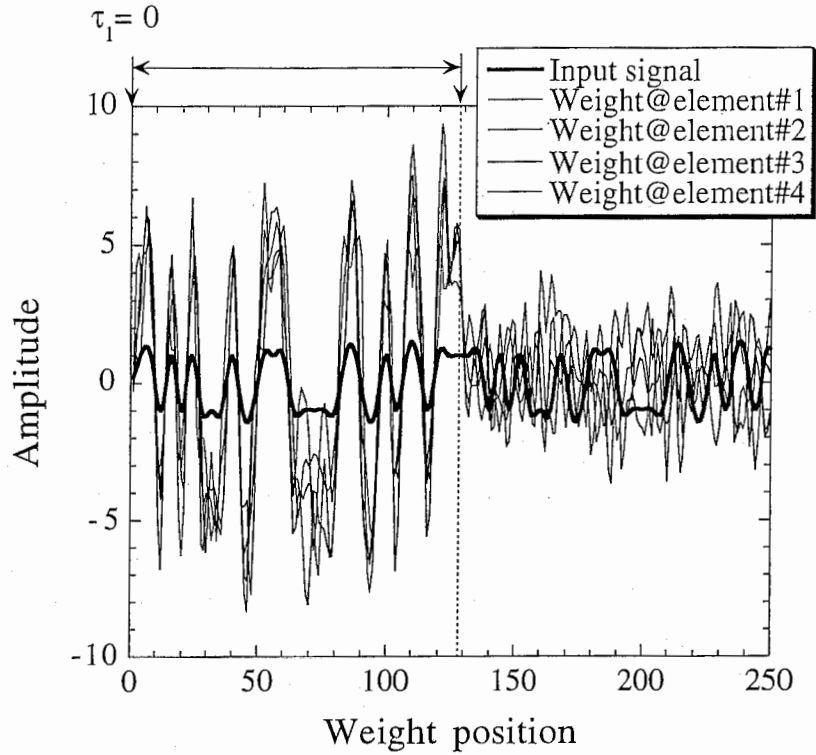


図 4-4 $\tau_1 = 0$ における収束後の重み係数とスペクトル拡散信号の比較

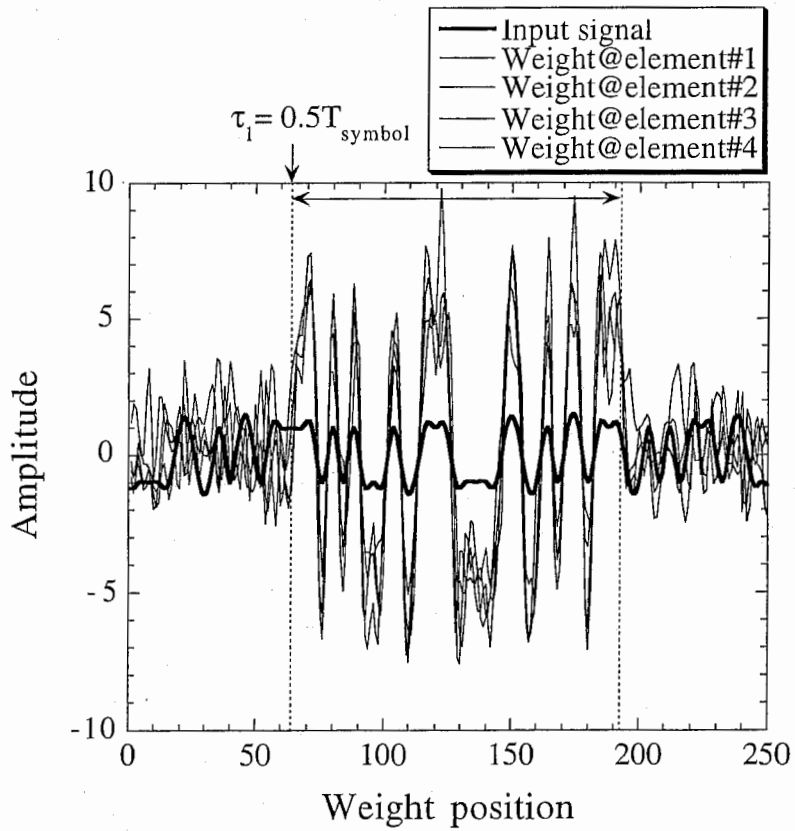


図 4-5 $\tau_1 = 0.5T_{symbol}$ における収束後の重み係数とスペクトル拡散信号の比較

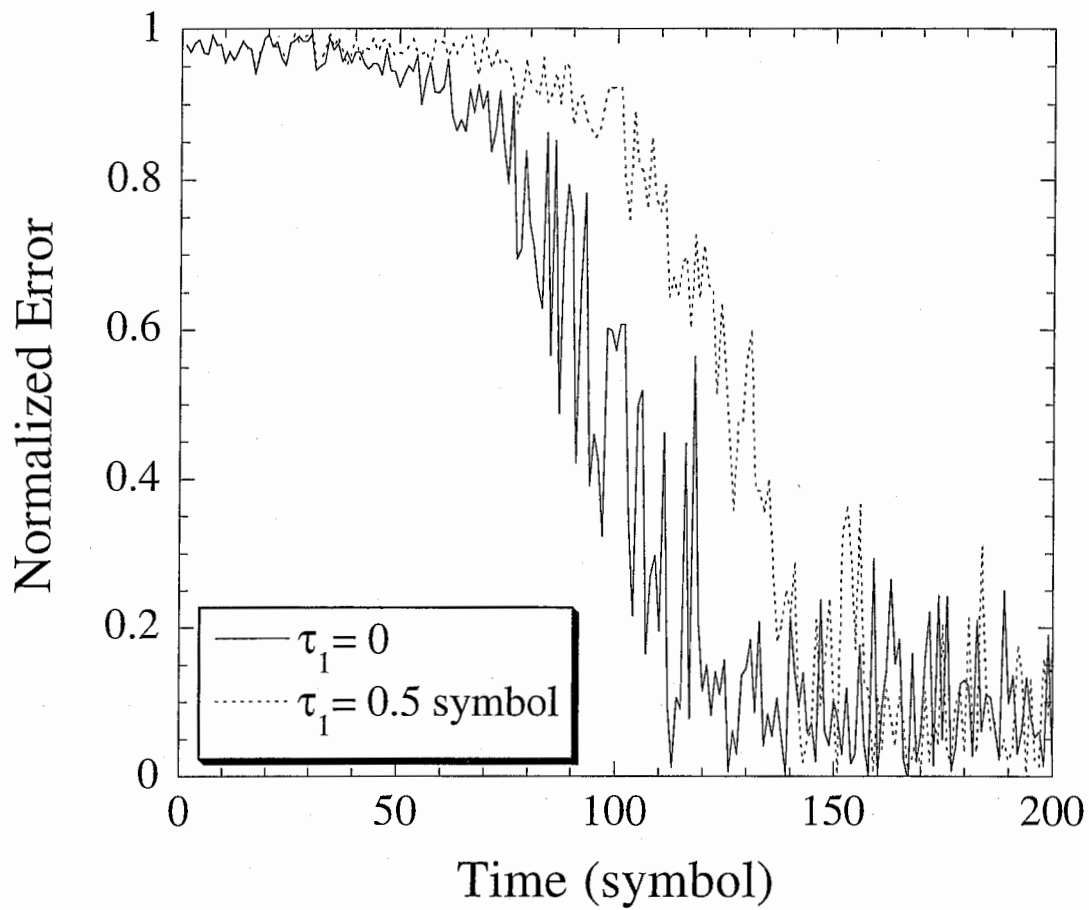


図 4-6 CMA の収束

4.3.2. 等化及びビーム形成

提案する構成が行なう遅延波の等化の動作を検証するため、第 1, 第 2 パス波が同時に到来する環境で、その出力 $S/(N+I)$ (希望波電力対雑音及び無相関信号成分電力比, ここで“無相関信号成分”とは遅延信号成分のうち等化しきれず干渉波として作用する成分を示す) を調べる. 出力 $S/(N+I)$ は次のように計算される.

$$\frac{S}{N+I} = \frac{|\rho|^2}{1-|\rho|^2} \quad (4-13)$$

ここで, ρ は相関係数であり, 次式で表される.

$$\rho = \frac{E[y_c(t)b^*(t)]}{\sqrt{E[|y_c(t)|^2]E[|b(t)|^2]}} \quad (4-14)$$

尚, $b(t)$ は式(3)で表した情報系列, 添え字* は複素共役を表す. $y_c(t)$ は式(9)で表したアンテナ出力信号を次式により連続時間表現で表示したものである.

$$y_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y[k]\Psi\left(\frac{t - kT_{symbol}}{T_{symbol}}\right) \quad (4-15)$$

また, 第 1 パス到来波対第 2 パス到来波電力比は 0dB, 即ち $|a_1| = |a_2|$ であり, それぞれの位相差は π とする.

図 4-7 に, $\tau_1 = 0$ と固定して τ_2 を変化させることにより 2 波の時間差を変化させた時の τ_2 と出力 $S/(N+I)$ の関係を示す. 同図では, τ_2 のそれぞれの値にて 100 回のシミュレーションを行い, 得られた出力 $S/(N+I)$ の平均値をプロットしている. 希望波とその遅延波の同じシンボルが完全に TDL に納まる $\tau_2 = 1T_{symbol}$ までの遅延では, 遅延波が取り込まれることにより, 素子当り入力 S/N にアンテナゲイン及び拡散ゲインによる S/N の改善を考慮した 15dB からさらに約 3dB 程度高い値が保たれている. そして, $\tau_2 = 1T_{symbol}$ から $2\text{シ}T_{symbol}$ までの範囲で徐々に減衰し, それ以上の遅延がある場合は遅延波を取り込みきれないことから約 15dB 程度の値が保たれるのがわかる. また, τ_2 が 1 シンボル間隔の整数倍の値となるとき, 希望波とその遅延波のシンボルが完全に時間軸上で一致してしまうために分離が難しくなり, これらの点において出力 $S/(N+I)$ に落ち込みが生じる. しかし, 1 チップでもずれば, M 系列の自己相関関数の性質から希望波とその遅延波の相関は低く下がるため, 分離が再び可能となる. 結果として, 遅延信号と希望信号が逆相の状態でも, 同期を捕捉しながら遅延信号の等化を達成していることが確認できる.

また、これまで示したような、逆拡散及び等化が行なわれたとき、空間領域でもビーム形成が達成されている。ここで、アンテナパターンを、各素子の受信信号のうち、 z 番目(ここで、 $z=1, \dots, Z$)のタップで保持された信号に対する重み係数ベクトル \mathbf{w}_z によるアンテナパターンを次式により求める。

$$AP_z(\theta) = \mathbf{w}_z \mathbf{V}(\theta) \quad (4-16)$$

ここで、 θ は到来角度で、 $-90^\circ \sim 90^\circ$ の範囲の値を取る。このようにして求めたアンテナパターンのうち、有意な重み係数ベクトル $\mathbf{w}_1 \sim \mathbf{w}_{128}$ に対応する AP_1 から AP_{128} を $\tau_2 = 0$ 及び $3T_{symbol}$ の場合で図 4-8(a), (b) にそれぞれ示す。尚、 $\mathbf{w}_{129} \sim \mathbf{w}_{256}$ は雑音レベルとなっているので省略している。提案する構成による信号処理の結果、逆拡散された出力が得られ、その $S/(N+I)$ はそれぞれ 17.86dB 及び 14.52dB である。 $\tau_2 = 0$ のとき、アンテナパターンは希望波及びその遅延波のそれぞれの到来方向にピークを形成しているが、 $\tau_2 = 3T_{symbol}$ のとき、遅延波の方向のゲインが下がっており、取り込んでいないことがわかる。

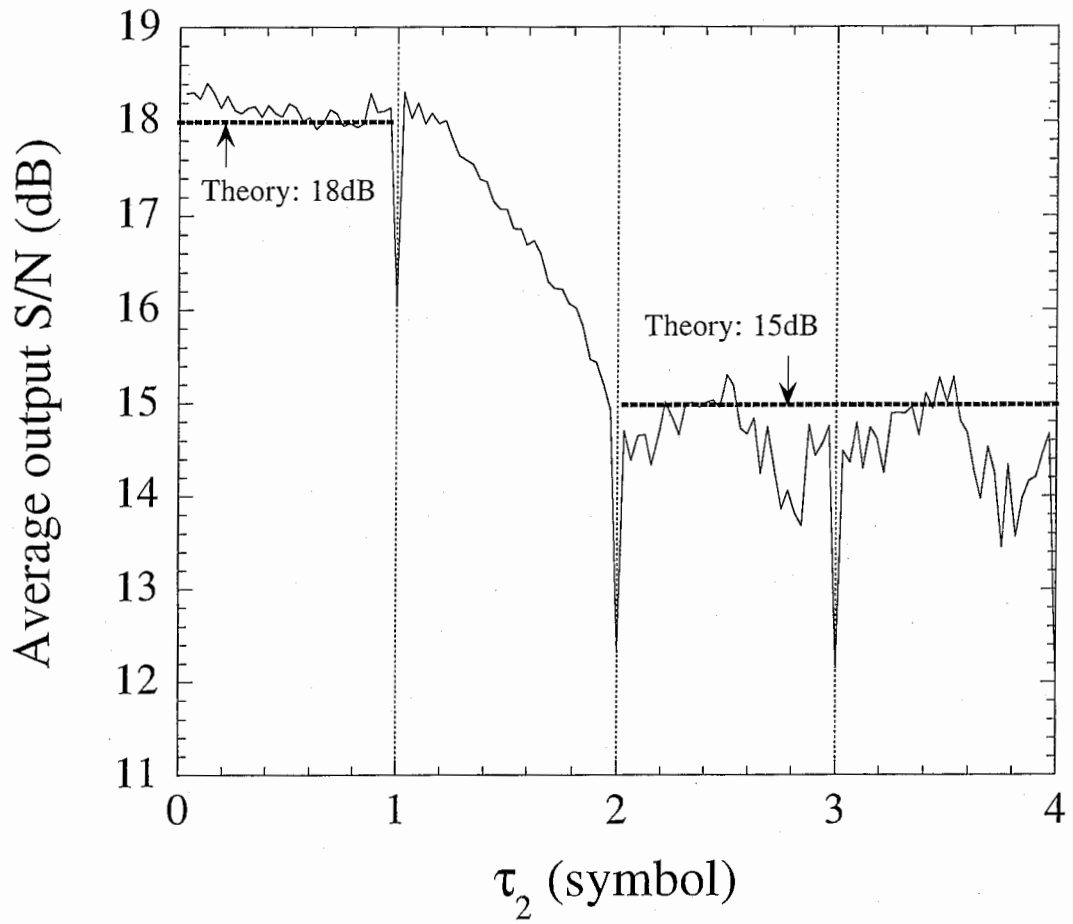
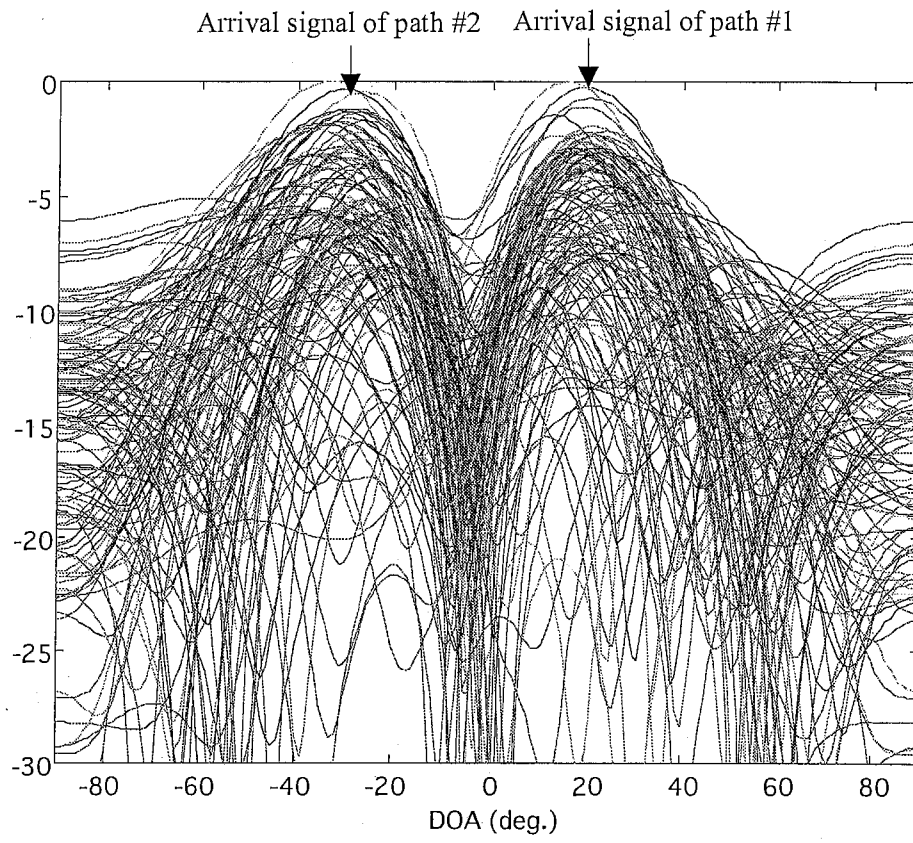
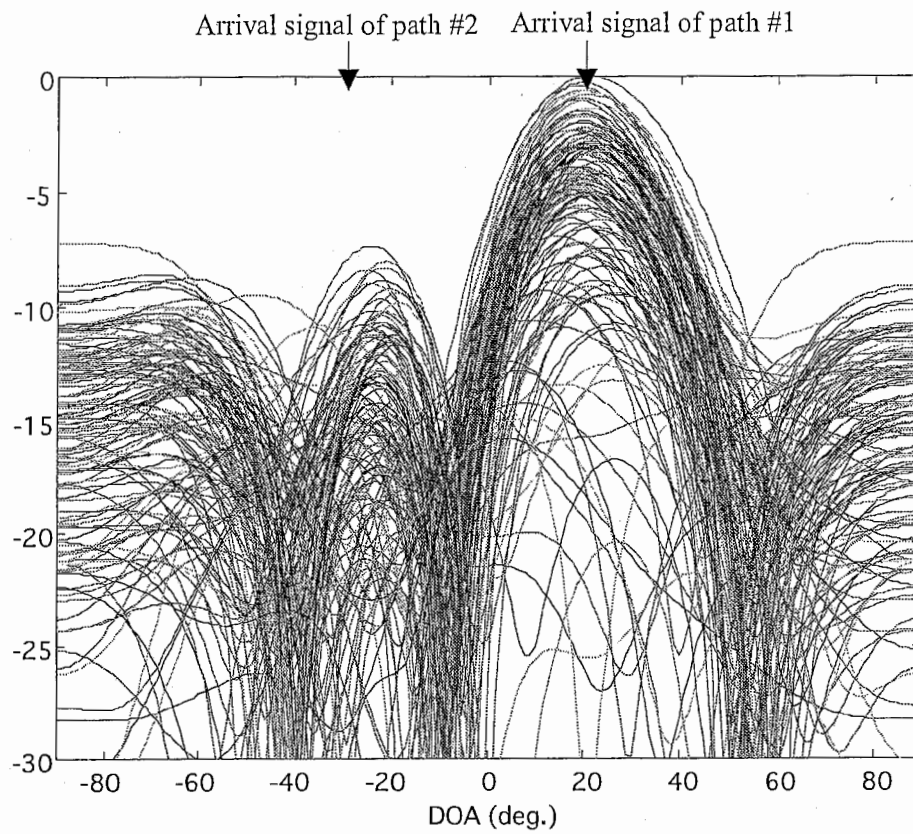


図 4-7 入力 S/N=-6dB/element/chip における希望波及びその遅延波の時間差 τ_2 と出力 S/(N+I)の関係



(a) $\tau_2 = 0$



(b) $\tau_2 = 3$ symbols

図 4-8 $\tau_2 = 0$ 及び $3T_{symbol}$ の時のそれぞれで得られるアンテナパターン ($AP_1 \sim AP_{128}$)

4.4. まとめ

本章では、直接拡散方式スペクトル拡散通信システムを主な対象として、事前のシンボル同期、チップ同期を必要とせず CMA に基づいてビーム形成、等化及び逆拡散を同時に行うアダプティブアレーアンテナの構成を提案した。これまでのスペクトル拡散通信システムのためのアダプティブアレーアンテナは、その動作にシンボル同期情報を必要としていた。このため、マルチパス波の重畳により極端に受信 S/N が低くなり、通常の手法による初期同期捕捉が困難となるような場合にも、アダプティブアレーアンテナが同期捕捉に貢献できないという問題があった。しかし本手法は、シンボル同期、チップ同期捕捉を行なわないまま動作を開始し、ビーム形成、遅延波の等化のみならず、内部で逆拡散まで達成することができるため、これまで同期捕捉が困難であったような深刻なマルチパス環境でも適切な信号処理を行なって通信を可能にすることができる。

本提案手法の応用の例としては、SS 方式に基づく無線 ad-hoc ネットワークシステム端末^{[4-17],[4-18]}への応用が挙げられる。これはデータ通信を基本とする移動体通信システムであり、ネットワークサーバーなしに、適応的に無線ネットワークが形成されることを特徴し、近年注目を集めている。このようなシステムは、現状ではネットワークルーティングに関する検討を中心に研究が進められており、具体的に無線リンクを確立する方法は今のところ知られていない。本章で提案した手法をこのようなシステムに応用することにより、PN 系列の同期系などを含まない簡単な端末の構成で、時空間信号処理による必要なマルチパスフェージング対策と復調を同時に達成する非常に効率的なハードウェア実装が可能になるものと考えられ、新たな移動体通信サービスを可能にする可能性がある。また同時に、無線 LAN 等従来の SS 方式に基づく無線システムへの応用も可能である。

4.5. 参考文献

- [4-1] 神谷 幸宏, 田野 哲, 水口 芳彦, 片山 正昭, 小川 明, 唐沢 好男, “スペクトル拡散通信システムにおいてビーム形成, 等化及び逆拡散を同時に行う完全ブラインド型 CMA アダプティブアレーの構成”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP99-69, pp. 13-18, 1999 年 8 月.
- [4-2] 神谷 幸宏, 田野 哲, 水口 芳彦, 片山 正昭, 小川 明, 唐沢 好男, “スペクトル拡散通信システム用全ブラインド処理型 CMA アダプティブアレー”, 電子情報通信学会 1999 年通信ソサイエティ大会講演論文集 1, B-1-91, pp. 91, 1999 年 9 月.
- [4-3] 神谷 幸宏, 田野 哲, 水口 芳彦, 片山 正昭, 小川 明, 唐沢 好男, “逆拡散を同時に行う CDMA 用 CMA アダプティブアレー”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP99-192, pp. 133-138, 2000 年 2 月.
- [4-4] 神谷 幸宏, 田野 哲, 水口 芳彦, 片山 正昭, 小川 明, 唐沢 好男, “逆拡散を同時に行う新しい CDMA 用 CMA アダプティブアレーの動作特性”, 電子情報通信学会 2000 年総合大会講演論文集 通信 1, B-1-176, pp. 176, 2000 年 3 月.
- [4-5] Y. Kamiya, S. Denno, Y. Mizuguchi, M. Katayama, A. Ogawa, Y. Karasawa, “New configuration of full-blind CMA adaptive array applicable to spread spectrum systems”, Millennium Conference on Antennas and Propagation, published in CD-ROM, April 2000.
- [4-6] 横山 光雄, “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版社, 1998 年.
- [4-7] H. Wang, 河野 隆二, 今井 秀樹, “スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いた TDL 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) Vol. J75-B-II, No. 11, pp. 815-825, 1992 年 11 月.
- [4-8] J. R. Treichler, B. G. Agee, “A new approach to multipath correction of constant modulus signals”, IEEE Trans., Vol. ASSP-31, No. 2, pp. 459-472, April 1983.
- [4-9] R. Gooch, J. Lundell, “The CMA array: an adaptive beamformer for constant modulus signals”, Proceedings of ICASSP, Vol. 4, pp. 2523-2526, 1986.
- [4-10] M. G. Larimore, J. R. Treichler, “Convergence behavior of the constant modulus algorithm”, Proceedings of IEEE ICASSP, pp. 13-16, 1983.
- [4-11] 国井 忠弘, 菊間 信良, 稲垣 直樹, “DS-CDMA 信号を捕捉するための CMA アダプティブアレー”, 電子情報通信学会アンテナ伝播研究会技術研究報告, AP96-75, pp. 37-42, 1996 年 11 月.
- [4-12] 横山 光雄, “スペクトル拡散通信システム”, 科学技術出版社, 1988 年.
- [4-13] J. C. Liberti, Jr., T.S. Rappaport : "Smart antennas for wireless communications", Prentice Hall, 1999.

- [4-14] 菊間 信良, "アレーアンテナによる適応信号処理技術と高分解能到来波推定入門コース", アンテナ伝搬における設計・解析手法ワークショップ (第9回), 電子情報通信学会, 1997年9月.
- [4-15] 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬 雅行, "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), Vol. J77-B-II, No. 3, pp. 130-138, 1994年3月.
- [4-16] J. R. Treichler, M. G. Larimore, "The tone capture properties of CMA-based interference suppressors", IEEE Trans., Vol. ASSP-33, No. 4, pp. 946-958, August 1983.
- [4-17] M. Kawai, M. Nozaki, K. Gyoda, "A Wireless ad-hoc community network with reconfigurable topology architecture", GLOBECOM'98 pp. 2003-2006, November 1998.
- [4-18] C-K Toh, "Wireless ATR and ad-hoc networks", Kluwer Academic Publishers, 1997.

5. ランダム探索に基づいて適応制御を行うエスパアンテナ の SIR 特性に関する統計的検討^[5-1]

5.1. はじめに

近年、移動体通信システムの普及が著しい。近い将来、マルチメディア通信の普及とともに、移動体通信システムにおいても非常に高速な無線通信システムが実現されることと考えられる。

アダプティブアレーアンテナは、このような広帯域移動体通信システム実現の鍵となる重要な技術と考えられ、種々の検討が進められている。しかし、大きさ、価格の面から大きな制約を受ける移動端末へのアダプティブアレーアンテナの実装は困難である。

エスパアンテナ^[5-2]は、寄生素子を給電素子の周囲に配置し、寄生素子に装荷されたりアクタンスを制御することにより指向性を制御するアンテナである。エスパアンテナでは、従来知られているアダプティブアレーアンテナの構成と異なり、給電素子からの単一信号のみを得る。このため、RF 部分の構成及びデジタル信号処理部の入力部分の構成が簡単となるので、低コストで実現できるアダプティブアンテナとして期待されている。

一方、エスパアンテナをアダプティブアンテナとして使用するためには、従来のアダプティブアレー理論の適用が不可能なので、適応制御アルゴリズムの開発が別途必要となる。このため、現在いくつかのアルゴリズムの検討が進められている^{[5-3]-[5-5]}。しかし、それらのアルゴリズムによる制御が完了した後には得られる SIR (Signal-to-Interference power Ratio)特性を評価することを考えると、エスパアンテナでは、例えばアダプティブアレーアンテナにおける Wiener 解のような最適解の導出が困難であるため、SIR 特性の客観的な評価が困難である。このため、適応制御アルゴリズム開発の観点から SIR 特性の評価基準を明らかにすることが必要となっていた。

本稿では以上の背景に基づき、エスパアンテナ制御アルゴリズムの SIR 特性の評価基準を明らかにすることを目的として、重み係数のランダム探索を行い、エスパアンテナの SIR 特性の統計的評価を行う。更に、ランダム探索法をエスパアンテナ適応制御法として用いた場合の性能についても合わせて考察する。

5.2. エスパアンテナ

5.2.1. エスパアンテナの構成

本節では、エスパアンテナの基礎的事項についてまとめる。これらの内容については、文献^[5-5]に詳しい。図 5-1にエスパアンテナの構成を示す。

エスパアンテナは、グラウンド板の中央にモノポール素子を配置し、この中央素子の周囲に M 本

の無給電素子を配置する。則ち、これらの素子のうち、中央素子だけが給電される。周辺素子の接地点には可変リアクタが挿入され、これらのリアクタンス値を制御することにより水平面内でビーム走査とヌル走査が可能となる。

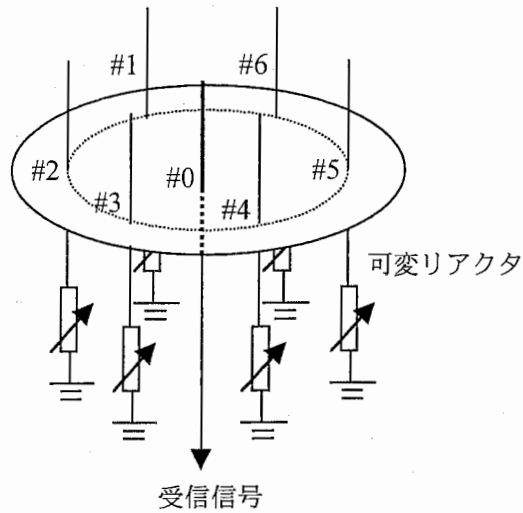


図 5-1 エスパアンテナの構成 (M=6)

5.2.2. エスパアンテナ受信信号の定式化

エスパアンテナ受信信号は以下のように定式化される^[5-5]。エスパアンテナ受信信号は、次式で表される。

$$y(t) = \mathbf{i}^T \mathbf{S}(t) \quad (5-1)$$

ここで、 \mathbf{i} は各素子のRF電流ベクトルであり、大きさ $((M+1) \times 6)$ の次の行列である。

$$\mathbf{i} = [i_0 \ i_1 \ i_2 \ \cdots \ i_{M+1}]^T \quad (5-2)$$

また、 $\mathbf{S}(t)$ は受信信号ベクトルであり、次式で表される。

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{a}(\theta)u(t) \quad (5-3)$$

ここで、 $u(t)$ は到来信号であり、 $\mathbf{a}(\theta)$ は信号到来角度 θ によって定まる次式で表されるステアリングベクトルである。

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta-\varphi_1)} \\ e^{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta-\varphi_2)} \\ \vdots \\ e^{j\frac{\pi}{2}\cos(\theta-\varphi_M)} \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

ここで、 $\varphi_m, (m=1, \dots, M)$ は無給電素子の配置によって決まる角度であり、次式で表される。

$$\varphi_m = \frac{2\pi}{M}(m-1), \quad m=1, \dots, M \quad (5-5)$$

式(1)から明らかなように、RF 電流ベクトル \mathbf{i} が、通常のアダプティブアレーアンテナにおける重み係数ベクトルの役割を果たす。しかし、5.2.1に述べたように、エスパアンテナでは \mathbf{i} を直接制御することはできず、可変リアクタを制御してリアクタンスを変化させ、 \mathbf{i} を制御する。

\mathbf{i} とリアクタンスの関係は、次のように表される。

$$\mathbf{i} = (\mathbf{I} + \mathbf{YX})^{-1} \mathbf{y}_0 \quad (5-6)$$

ここで、 \mathbf{I} は $((M+1) \times (M+1))$ 次の単位行列であり、 \mathbf{X} はリアクタンス行列と呼ばれる次の対角行列である。

$$\mathbf{X} = \text{diag}[50, jx_1, jx_2, \dots, jx_M] \quad (5-7)$$

ここで、 $x_m, (m=1, \dots, M)$ は、各周辺素子の可変リアクタのリアクタンスを表す。また、 \mathbf{Y} 及び \mathbf{y}_0 はアドミタンス行列であり、それぞれ大きさ $((M+1) \times (M+1))$ 及び $((M+1) \times 1)$ の行列である。本検討では、これらの行列の具体的な値はモーメント法により計算し、その結果得られた数値を用いている^[5-4]。

本稿では以上の原理に基づき検討を進める。

5.3. ランダム探索法

本節では、重み係数のランダム探索の原理について述べるとともに、計算機シミュレーションのパラメータを明らかにする。

図 5-2に、計算機シミュレーションで想定する環境を示す。

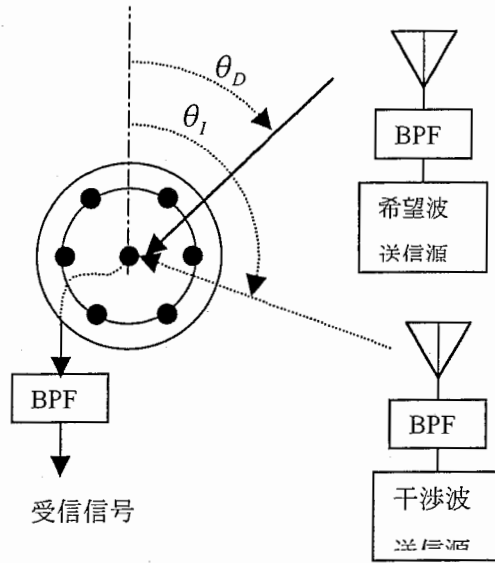


図 5-2 シミュレーションにおけるシステムの構成

受信アンテナとしてのエスパアンテナの周囲に、それぞれ一つの希望波送信源と干渉波送信源が存在する。これらのすべての信号は、送信フィルタにより帯域制限を受けている。これら合計 2 個の信号がエスパアンテナに受信され、受信フィルタにより帯域制限された後、受信信号が得られる。また、各信号の到来角度は、図 5-2 に示すように、ある方向を基準として時計方向を正とし、希望波到来角度を θ_D 、干渉波到来角度を θ_I と表す。このため、受信信号ベクトル $\mathbf{S}(t)$ は(3)式に基づいて次式で表される。

$$\mathbf{S}(t) = \mathbf{a}(\theta_D)u_D(t) + \mathbf{a}(\theta_I)u_I(t) \quad (5-8)$$

ここで、 $u_D(t)$ は送信フィルタにより帯域制限を受けた希望信号、 $u_I(t)$ は同様に送信フィルタにより帯域制限を受けた干渉信号である。

受信信号ベクトル $\mathbf{S}(t)$ に基づいて(1)式の関係からエスパアンテナ受信信号 $y(t)$ が計算され、受信フィルタによる帯域制限を受けたあと、A/D 変換器によりサンプリングが施される。ここで、受信フィルタ出力を $y_f(t)$ と表す。さらに、こうして得られた $y_f(t)$ のサンプル値を $y_f[k], (k=1, \dots, \infty)$ と表す。

以上の条件に基づき、以下の手順によりランダム探索による統計的性質の検討を行う。

Step 1. リアクタンス $x_m, (m=1, \dots, M)$ を要素とする大きさ $(M \times 1)$ の列ベクトル \mathbf{x} を考え、これをリアクタンス行列とする。このような行列を N_p 個、所定の範囲内での一様乱数により生成し、リアクタンス行列の母集団を生成する。則ち、 $\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_p}$ がランダムに生成される。

Step 2. 生成された母集団に含まれるリアクタンス行列を、一つづつエスパアンテナに装荷し、それぞれの場合で出力信号の P 個のサンプルを観測して次式により各リアクタンス行列に対応する相関係数 $\rho_1, \dots, \rho_{N_p}$ を計算する.

$$\rho_n = \frac{\sum_{p=1}^P y_{f,n}[p] r^*[p]}{\sqrt{\sum_{p=1}^P y_{f,n}[p] y_f^*[p]} \cdot \sqrt{\sum_{p=1}^P r[p] r^*[p]}} \quad (5-9)$$

$$n = 1, \dots, N_p$$

ここで、 $r[p]$ は参照信号であり、希望信号 $u_D(t)$ が送信フィルタ、受信フィルタにより帯域制限を受けた波形に等しい.

Step 3. 得られた相関係数 $\rho_1, \dots, \rho_{N_p}$ のうち、もっとも高い相関係数が得られるリアクタンス行列を重み係数として採用する.

このようなランダム探索を 1000 回繰返し、選択されたりアクタンス行列で達成される出力 $S/(N+I)$ (dBo) の CDF ; 累積確率密度分布を明らかにすることにより統計的な評価を行う. ここで dBo は、全方向性(omni)アンテナを使用した時に得られる $S/(N+I)$ を基準とし、その値からの改善量を表す単位として定義する.

5.4. シミュレーション結果

本節では、2つのシミュレーション結果について述べる.

5.4.1. シミュレーション1 : 一様乱数の範囲の影響の検討

ここでは、一様乱数がかかる範囲の性能の影響を検証することを目的とする. 表 5-1にシミュレーション条件を示す.

表 5-1 シミュレーション条件 1

無給電素子数(M):	6
干渉波数:	1
希望波/干渉波到来角度: 一様乱数 $[0^\circ \ 360^\circ]$	
S/I:	0dB
S/N:	無限大
母集団の数(N_p):	1, 10, 50, 100
相関係数を計算する	
サンプル数(P):	10000
帯域制限フィルタ:	ルートローloffフィルタ
	(ロールオフ率 0.5)
サンプリング:	4 samples/symbol

これらの条件のもとで、リアクタンスベクトル母集団の分布範囲を以下のように変化させる。

ケース 1-1 : $[-300 \ 300]$

ケース 1-2 : $[-150 \ 150]$

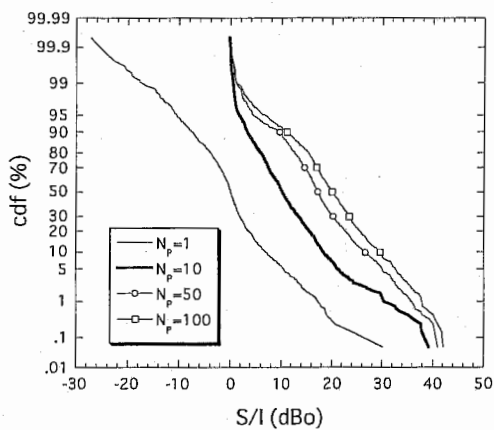
ケース 1-3 : $[-75 \ 75]$

ケース 1-4 : $[0 \ 600]$

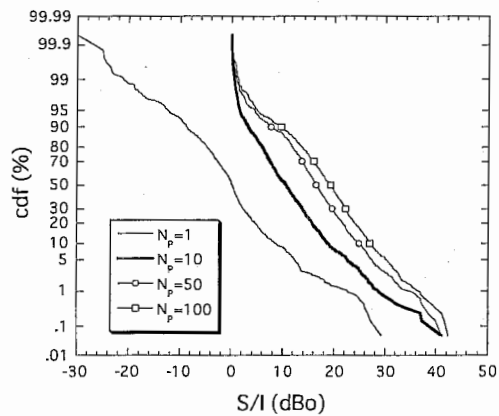
ケース 1-5 : $[0 \ 300]$

ケース 1-6 : $[0 \ 100]$

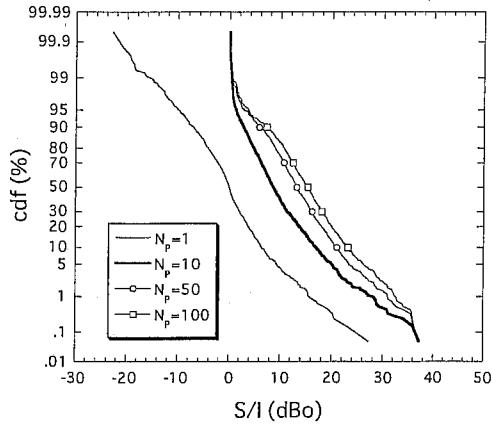
各ケースにおけるシミュレーション結果から得られた CDF を図 5-3(a)~(f)にそれぞれ示す。



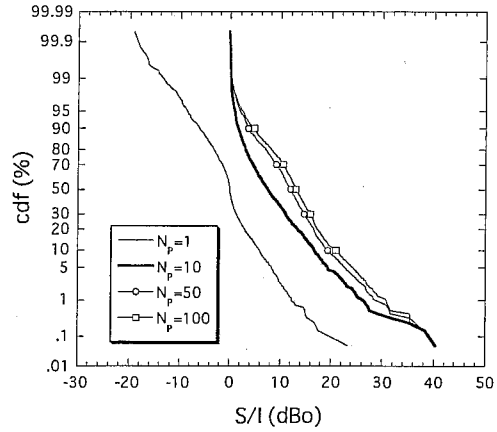
(a) ケース 1-2 : $[-300 \ 300]$



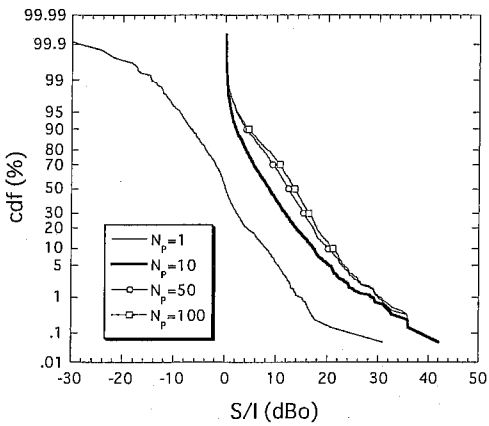
(b) ケース 1-2 : $[-150 \ 150]$



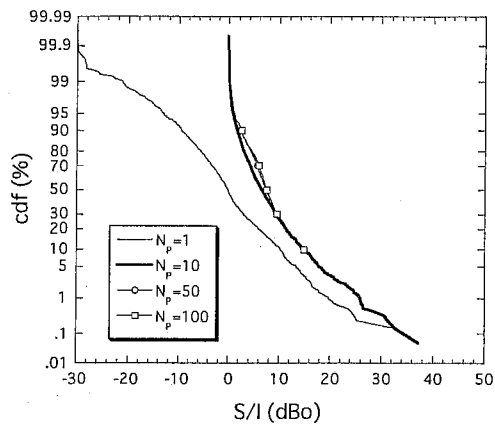
(c) ケース 1-3 : [-75 75]



(d) ケース 1-4 : [0 600]



(e) ケース 1-5 : [0 300]



(f) ケース 1-6 : [0 100]

図 5-3 シミュレーション結果 1

表 5-2 ケース 1-1~1-6 におけるシミュレーション結果の平均値 (dBo)

	$N_p=1$	$N_p=10$	$N_p=50$	$N_p=100$
ケース 1-1	-0.06	10.91	17.54	20.15
ケース 1-2	-0.04	11.04	16.53	18.76
ケース 1-3	-0.12	9.48	13.51	15.29
ケース 1-4	-0.12	8.54	12.02	13.13
ケース 1-5	0.34	9.39	12.51	13.42
ケース 1-6	-0.01	7.61	8.22	8.33

これらの CDF は、横軸の出力 S/I (dBo)以上となる確率を縦軸に%で示すものである。また、表 5-2 に各 CDF の平均値をまとめる。

まず、すべてのケースで $N_p=1$ 以外の曲線が 0dBo に集まっているのは、希望波と干渉波の到来方向がほぼ一致する場合が含まれているために起こっている。

ケース 1-1 とケース 1-2 を比較すると、ランダム重み係数の分布範囲が半分になっているにも拘

わらず母集団の数 N_p が 1, 10 と少ないうちはケース 1-2 の方が性能がよい。これが 50, 100 と増大すると、探索範囲が広いケース 1-1 の方が良好となるが、性能の劣化は小さい。これは、狭い範囲でランダム重み係数を発生させた結果、分布の密度が高くなったからであると考えられる。しかし、ケース 1-3 で更に範囲が限定されると性能はかなり劣化しており、ランダム重み係数の密度と分布範囲の広さの間になんらかのトレードオフの存在が示唆される。

一方、ケース 1-1 とケース 1-4 を比較した時、分布範囲の幅は同じであるにも拘わらず、分布範囲が 0 を挟んで同じ幅になっていないことが性能を大幅に劣化させていることがわかる。この劣化は、0 を軸として対称としないままさらに分布範囲を狭めて行くことにより一層顕著となり、ケース 1-6 では母集団の数の増大は性能の改善にはまったく寄与しておらず、実際のエスパアンテナ適応制御の観点から興味深い結果である。

5.4.2. シミュレーション 2 : S/N と P の関係の検討

前節では、ノイズがなく、かつ相関係数を(9)式で計算するに当り使用するサンプルの数 P を十分大きく取っているため、母集団から最良の重み係数を選択する際に選択自体を誤ることはない。

しかし、例えば文献[5-5]で提案されているような、限定された長さのサンプルから相関係数を計算して得られた勾配ベクトルに基づく最急勾配法の性能に対するリファレンスとしてランダム探索法の結果を使用することを考えた時、ランダム探索法で選択を誤らないことは、公平な比較を行うことにならない。

そこで本節では、ノイズが存在する環境下で P の数を削減した時の影響を検討する。シミュレーション条件は表 5-1に基づき、表 5-3(a)に示すように P と S/N を変化させ、それらの組み合わせにより、同表(b)に示すケース 2-1~2-8 を検討する。

表 5-3 シミュレーション条件 2

(a) 変化させるパラメータ

(b) パラメータの組み合わせ

S/N : 10dB, 3dB

相関係数を計算する

サンプル数(P) : 1000, 50, 30, 20

	$P=1000$	$P=50$	$P=30$	$P=20$
S/N=10dB	ケース 2-1	ケース 2-2	ケース 2-3	ケース 2-4
S/N=3dB	ケース 2-5	ケース 2-6	ケース 2-7	ケース 2-8

図 5-4及び図 5-5(a)~(d)の各ケースにおいて N_p を変化させた場合のそれぞれについて、シミュレーションから得られた CDF を示す。これらの CDF でも、希望波及び干渉波の到来方向が完全に一致してしまうことがあることから、最良の重み係数が正しく選択されていれば、 $N_p=1$ 以外の

ケースでは、最低の SINR として 0dB₀ に集まることになる。得られた CDF に基づき、CDF50%、90%及び 10%の SINR 平均値をそれぞれ表 5-4、表 5-5並びに表 5-6に統計的 SINR 基準値として示す。例えば、50%基準値は、50%の確率でそれより高い SINR が得られるという意味での基準値である。まず、入力 S/N=10dB のケース 2-1~2-4 で結果を比較すると、 $P=50$ であるケース 2-2 で得られた結果は、 $P=1000$ としたケース 2-1 の結果と殆ど同じ結果が得られていることがわかる。これは、50 個のサンプルがあれば、ランダムに生成した重み係数の母集団からの選択を殆ど間違えないことを表している。

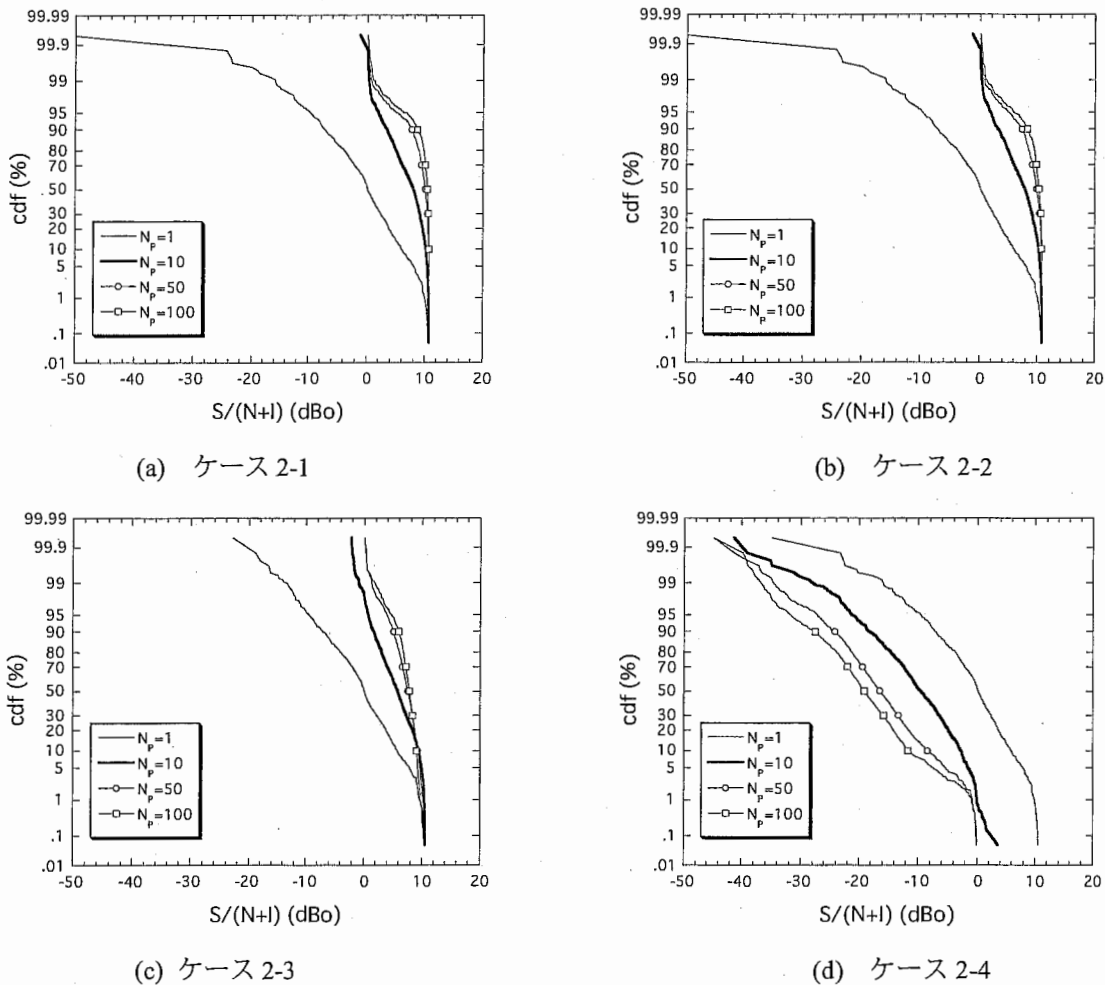


図 5-4 シミュレーション結果 2 (ケース 2-1~2-4)

しかし、そこからさらにサンプル数を減らして行くと、 $P=30$ のケース 2-3 ではかなり劣化し、 $P=20$ のケース 2-4 では正しい選択が行われなくなり、大きな母集団から選択を行う程結果が悪くなるという逆転が生じている。

ここで、これらの図では本来、全ての図において $N_p=1$ の曲線は一致するはずであるが、ここでシミュレーションを行ったケース 2-1~2-4 及び 2-5~2-8 では重み係数の母集団が異なっているため、その CDF も異なっている。しかし、全体としての統計的性質はほぼ等しいことが CDF 及び

表 5-4～表 5-6に示された値からわかる。同様に入力 $S/N=3\text{dB}$ とした場合のケース 2-5～2-8 までの結果においても、 $P=50$ のケース 2-6 では、 $P=1000$ としたケース 2-5 とほぼ同等の性能が得られていることがわかる。しかし、 $P=30$ としたケース 2-7 で限界となり、 $P=20$ としたケース 2-8 では、選択を完全に過ぎてしまう。以上の結果から、概ね 30 サンプル以上のサンプルから相関係数を計算し、ランダム探索を行えば、正しい選択が行われることがわかる。

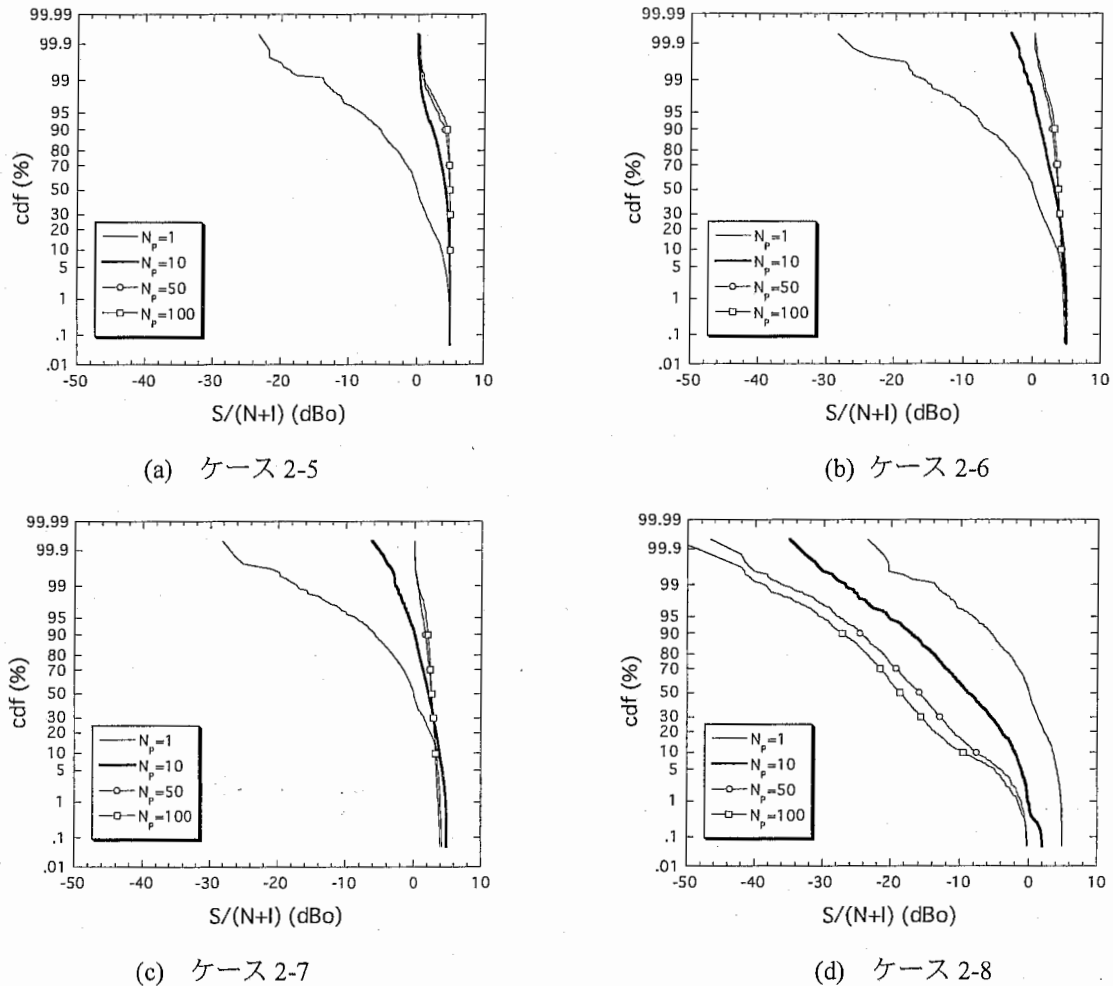


図 5-5 シミュレーション結果 2 (ケース 2-5～2-8)

表 5-4 ケース 2-1～2-8 におけるシミュレーション結果の SINR 平均値 (CDF 50%基準値) (dB)

		ケース	$N_p=1$	$N_p=10$	$N_p=50$	$N_p=100$
input $S/N=$ 10dB	$P=1000$	2-1	-0.29	7.27	9.39	(1)9.86
	$P=50$	2-2	-0.31	7.20	(2)9.23	9.67
	$P=30$	2-3	-0.28	5.60	7.26	7.53
	$P=20$	2-4	-0.31	-10.08	-16.49	-19.19
input $S/N=$ 3dB	$P=1000$	2-5	-0.73	3.87	4.58	4.71
	$P=50$	2-6	-0.92	2.94	3.54	3.64
	$P=30$	2-7	-0.81	2.03	2.56	2.64
	$P=20$	2-8	-0.75	-9.38	-16.22	-18.67

表 5-5 ケース 2-1~2-8 におけるシミュレーション結果の SINR 平均値 (CDF 90%基準値) (dBo)

		ケース	$N_p=1$	$N_p=10$	$N_p=50$	$N_p=100$
input S/N = 10dB	$P=1000$	2-1	-7.09	3.47	7.64	(3)8.64
	$P=50$	2-2	-7.07	3.23	(4)7.38	8.29
	$P=30$	2-3	-7.01	1.71	5.08	5.97
	$P=20$	2-4	-7.16	-18.24	-24.13	-27.51
input S/N = 3dB	$P=1000$	2-5	-5.49	2.29	4.05	4.43
	$P=50$	2-6	-6.77	1.09	2.72	3.06
	$P=30$	2-7	-5.80	0.12	1.68	2.07
	$P=20$	2-8	-5.56	-17.05	-24.56	-27.19

表 5-6 ケース 2-1~2-8 におけるシミュレーション結果の SINR 平均値 (CDF 10%基準値) (dBo)

		ケース	$N_p=1$	$N_p=10$	$N_p=50$	$N_p=100$
input S/N = 10dB	$P=1000$	2-1	6.00	10.20	10.69	(5)10.73
	$P=50$	2-2	6.03	10.23	(6)10.7	10.73
	$P=30$	2-3	5.81	9.38	9.24	9.00
	$P=20$	2-4	5.95	-2.65	-8.42	-11.65
input S/N = 3dB	$P=1000$	2-5	3.64	4.90	4.98	4.99
	$P=50$	2-6	3.58	4.52	4.30	4.18
	$P=30$	2-7	3.58	3.85	3.36	3.21
	$P=20$	2-8	3.54	-2.05	-7.74	-9.57

5.5. 適応制御アルゴリズムとしての考察

本節では、4 節の検討結果に基づき、ランダム探索自体をエスパアンテナ適応制御アルゴリズムとして使用する場合について考察する。

まず、表 5-4に示された 50%基準値を検討すると、例えば、入力 S/N=10dB の場合、 $100(N_p) \times 1000(P)=100000$ サンプルが得られれば、平均で約 10dBo 以上の SINR 改善が得られ (同表中(1)参照)、また $50(N_p) \times 50(P)=2500$ サンプルまで削減しても、平均で約 9dBo 以上の SINR 改善が得られている (同表中(2)参照)。本シミュレーションでは、シンボルレートに対し 4 倍のサンプリングを行っているため、これは $2500/4=625$ シンボルに当たる。

以上の 50%基準値による結果に対し、より確実に得られる性能を知るための基準として、この確率をさらに高くし、90%の確率でこれより高い SIR が得られる基準値 (90%基準値) を表 5-5に基づいて検討すると、 $100(N_p) \times 1000(P)=100000$ サンプルが得られれば、平均で約 8.6dBo 以上の SINR

改善が得られ（同表中(3)参照），また $50(N_p) \times 50(P) = 2500$ サンプルまで削減しても，平均で 7.3dB₀ 以上の SINR 改善が得られている（同表中(4)参照）．

さらに，稀に得られる性能の限界として，10%の確率で得られる SINR の基準値（10%基準値）を表 5-6に基づいて検討すると，入力 S/N=10dB の場合， $100(N_p) \times 1000(P) = 100000$ サンプルを用いたとき（同表中(5)参照），及び $50(N_p) \times 50(P) = 2500$ サンプルまで削減した時（同表中(6)参照）のどちらの場合でも，約 11dB₀ 以上の SINR 改善が得られていることがわかり，最高の性能は一致していることがわかる．

以上の結果をから，90%基準値，50%基準値とともに，比較的良好な SINR 改善特性を得るために必要なサンプル数がわかる．例として挙げた各基準値のうち，625 シンボル（2500 サンプル）を用いて得られるものは，特に 1Mbps 以上の高速な無線通信システムにおいては比較的容易に得られるシンボル数であるため，ランダム探索法自体を適応制御アルゴリズムとして使用できる可能性がある．

5.6. まとめ

エスパアンテナは，現在までのところその SIR 特性をはじめとする性能の限界については理論的な解析が困難であり，明らかにされていない．このようなエスパアンテナの評価基準を明らかにすることを目的として，本稿では，重み係数のランダム探索を行って，その性能を統計的に検討した．現在，いくつかのエスパアンテナのための適応制御アルゴリズムが検討されているが，本稿で明らかにしたランダム探索の統計的性質は，これらのアルゴリズムで得られる SIR 特性を評価する上で基準として用いることができるものと考えられる．

本稿ではまず，計算機シミュレーションのための準備として，エスパアンテナの定式化について簡単に述べた後，以下の 2 つの計算機シミュレーションを行った．第 1 は，ランダム探索を行うに当たり，重み係数の母集団の分布範囲を変化させた時の性能の統計的性質への影響の検討である．ここでの検討により，母集団の分布範囲がエスパアンテナの性能に影響があることを明らかにするとともに，分布範囲と母集団の数にトレードオフの関係があることを明らかにした．第 2 に，雑音が存在する環境下で，判定基準の相関係数を計算するためのサンプル数が有限の場合に生じる判定誤りを考慮した統計的性質を検討し，得られる SINR 特性の 10%，50%及び 90%の各基準値を明らかにした．この検討により，サンプル数がかなり少なく限られていてもある程度正しく判定が行われることが明らかとなった．

さらに以上の検討結果に基づき，このようなランダム探索法を，エスパアンテナの適応制御アルゴリズムとして使用した場合の性能について検討した．その結果，比較的少ない数のサンプル数からある程度の SINR 改善が得られるため，高速無線通信システムに対して適用できる可能性が

あることを明らかにした。

本検討では、主として母集団の分布範囲及び相関係数計算のサンプル数をパラメータとし、これらを変化させてエスパアンテナの統計的性質への影響を検討しているが、干渉波が1波の環境のみである。多数の干渉波が存在する環境やマルチパス環境での検討を今後の課題としたい。

5.7. 参考文献

- [5-1] 神谷, 大平, “エスパアンテナの基本検討 – 適応制御に基づく SINR 特性の統計的評価 –”, 信学技報, 2001 年 1 月.
- [5-2] T. Ohira, K. Gyoda, “Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming”, 2000 IEEE Inter. Conf. on Phased Array System & Technology, pp. 101-104, Dana Point, California, May 21-25, 2000.
- [5-3] A. Komatsuzaki, K. Gyoda, T. Ohira, and S. Saito "Hamiltonian approach to reactance optimization in ESPAR antennas", Proc. 2000 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.1514-1517, Sydney, Dec. 2000.
- [5-4] 大平, 行田, 秋山, 楊, “エスパアンテナの等価ウエイトベクトルとアレーファクタ表現式”, 信学技報, AP2000-44, 2000 年 7 月.
- [5-5] 程, 神谷, 大平, “最急勾配法によるエスパアンテナのアダプティブ制御法の検討”, 信学技報 AP2000-129, 2000 年 10 月.

5.8 付録 –ランダム探索の MATLABソースコード (M-FILE) –

付録として、ランダム探索を行う MATLAB ソースコードを以下に添付する。

ランダム探索では、母集団を発生させる一様乱数の分布範囲によって性能が左右される。この影響を検証するため、以下のシミュレーションを行う。即ち、分布範囲の最大値(Xmax)と最小値(Xmin)を-100 から+100 まで 5 刻みでそれぞれ変化させ、すべての組み合わせにおいてランダムリアクタンスベクトル N_p 個から成る母集団に基づく段ダム探索を N_E 回行って、その平均 SIR をそれぞれ求める。ここでは当然ながら $X_{max} > X_{min}$ となる組み合わせだけに意味があるので、それ以外の X_{max} と X_{min} の組み合わせでは計算を行わない。

本ソフトウェアは、batch.m, randselect.m, sn-check.m から成り、コマンドラインから batch.m を実行することにより上述のシミュレーションが実行される。また、データファイルとして SpreadCode.mat をしようしており、この中身は M 系列をシンボルとして BPSK 変調をかけた信号列である。即ち、0,1 から成る M 系列で、 $0 \rightarrow 0$, $1 \rightarrow \pi$ と変換した信号列である。

以下に m-file のリストを示す。

[batch.m]

Population=100;% Number of weight candidates (Uniform dist.)

```
maxcount=1;
for xmax=-100:5:100
    mincount=1;
    for xmin=-100:5:100
        if xmax>xmin

            disp(['[Xmax Xmin]=' , num2str([xmax xmin])])
            width=abs(xmax-xmin);
            xvector=floor(rand(Population,6)*width-abs(xmin));
            randselect
            SN(maxcount,mincount)=mean(max_output_sn);

        else

            SN(maxcount,mincount)=0;

        end
        mincount=mincount+1;
    end
    maxcount=maxcount+1;
end
```

【randselect.m】

```
% Q: 干渉波の数
% NumberOfEvents: イベントの数 ( $N_E$ )
% Population: 母集団に含まれるランダム重み係数の数 ( $N_p$ )
% Num_income: 入力信号の数 (Q+1)
% max_output_sn: 母集団に含まれるリアクタンスベクトルで得られる SN の最大値(dBo)
% input_sn: 入力 S/N
% SEQ_LENGTH: 信号系列長
% oversampling_rcosflt: raisedcosine filter を用いる場合のオーバーサンプリング数1
```

```
Q=1; %# of interferences.
```

```
Num_income=(Q+1);
```

```
oversampling_rcosflt=4;
```

```
SEQ_LENGTH=5000;
```

```
%Population=100;% Number of weight candidates (Uniform dist.)
```

```
NumberOfEvents=100; % Number of events
```

```
disp('')
```

```
disp('*----- Parameters & Results -----*')
```

```
disp(['* oversampling_rcosflt = 'num2str(oversampling_rcosflt)])
```

```
%disp(['* DOA = 'num2str(DOA)])
```

```
%disp(['* DELAY = 'num2str(delay_mat)])
```

```
disp(['* Population = 'num2str(Population)])
```

```
disp(['* # of events = 'num2str(NumberOfEvents)])
```

```
disp(['* SEQ_LENGTH (generated signal length) = ', num2str(SEQ_LENGTH)])
```

```
%This software is with "tmp5.m".
```

```
y00 = 0.00860035-j*0.0315844; %--- 中央素子入力アドミタンス
```

```
y10 = -0.00372642+j*0.0072319; %--- 中央周辺結合アドミタンス
```

```
y11 = 0.00962295-j*0.01656835; %--- 周辺素子入力アドミタンス
```

```
y21 = -0.000377459+j*0.0117867; %--- 隣接素子結合アドミタンス
```

```
y31 = 0.00002720885-j*0.0063736; %--- 次隣接素子結合アドミタンス
```

```
y41 = 0.001779525+j*0.002208335; %--- 対向素子結合アドミタンス
```

```
yy=[y00 y10 y10 y10 y10 y10 y10;
```

```
y10 y11 y21 y31 y41 y31 y21;
```

¹ ここで、MATLAB の仕様上、この値は本来の意味でのオーバーサンプリングになっておらず、(出力信号の長さ) / (入力信号の長さ) を示すようになっている。

```

y10 y21 y11 y21 y31 y41 y31;
y10 y31 y21 y11 y21 y31 y41;
y10 y41 y31 y21 y11 y21 y31;
y10 y31 y41 y31 y21 y11 y21;
y10 y21 y31 y41 y31 y21 y11];

yvector=[y00 y10 y10 y10 y10 y10 y10].';
x=zeros(7,7);

gsi=[0 60 120 180 240 300]/180*pi;

%%% Noise generation & filtering%%%
load SpreadedCode

for intf_count=1:Num_income
    income_org(intf_count,:)=(rcosflt(exp(j*SpreadedCode(intf_count,1:(SEQ_LENGTH/oversamplin
g_rcosflt))),1,oversampling_rcosflt)).';% TX filter
end
ref=(rcosflt(exp(j*SpreadedCode(1,1:(SEQ_LENGTH/oversampling_rcosflt))),1,oversampling_rcosflt)).';

for sim_iteration=1:NumberOfEvents;

    DOA=rand(1,Num_income)*360;
    disp([Q sim_iteration])

    for c=1:population

        x=diag([0 xvector(c,:)]);
        current(:,c)=inv(eye(7,7)+j*yy*x)*yvector;
        %%% Compensation Coefficient %%%
        coef=1/abs(1+current(1)*50);
        current=current*coef;

        %%% OUTPUT S/N CHECK %%%
        adder=0;

        for doa_ite=1:Num_income
            AF(doa_ite)=current(1)+sum(current(2:7,c).*exp(j*pi/2*cos(DOA(doa_ite)/180*pi-gsi)));
            adder=adder+AF(doa_ite)*income_org(doa_ite,:);
        end
    end
end

```



```

        end

        output=adderr;
        [outputSN_tmp]=sn_check(output,ref);
        outputSN(sim_iteration,c)=outputSN_tmp;

    end % 'population'のループ

    [value,index]=max(outputSN(sim_iteration,:));
    max_output_sn(sim_iteration)=value;

end % 'イベント'のループ

%%% INPUT S/N CHECK %%%
adder_no_process=0;
for doa_ite=1:Num_income
    adder_no_process=adder_no_process+income_org(doa_ite,:); %to calculate input signal S/N
end

[input_sn]=sn_check(adder_no_process,ref);
max_output_sn=max_output_sn-input_sn; %output SN by the selected reactances in dBo.

ON_OFF=0; %(1: on, 0: off) %アンテナパターンの描画
if ON_OFF==1

    %%%% PATTERN %%%%
    x=zeros(7,7);
    for d=1:6
        x((d+1),(d+1))=xvector(d);
    end
    current=inv(eye(7,7)+j*yy*x)*yvector;

    %%%% Compensation Coefficient %%%%
    coef=1/abs(1+current(1)*50);
    current=current*coef;

    disp('* Antenna Pattern calculated.')
    counter=1;

```

```

for doa=-180:180
    gsi=[0 60 120 180 240 300]/180*pi;

    pattern(counter)=current(1)+sum(current(2:7).!*exp(j*pi/2*cos(doa/180*pi-gsi)));
    counter=counter+1;
end

figure
doa=-180:180;
esvalue=20*log10(abs(pattern));
plot(doa,esvalue)

end

```

【sn_check.m】

```

function[SN]=sn_check(seq1,seq2)

length1=length(seq1);
length2=length(seq2);
length3=min([length1 length2]);

output_calc=seq1;
ref_calc=seq2;

coef2_tmp=corrcoef((output_calc(1:length3)),(ref_calc(1:length3)));
coef2=coef2_tmp(1,2);
error_tmp2=(coef2*conj(coef2))/(1-(coef2*conj(coef2)));

SN=10*log10(error_tmp2);

return

```

注意事項 2 点

1. m-file 中のコメントは日本語になっていない、これはマック版の MATLAB では日本語が使えないため。
2. rcosflt という MATLAB のコマンド等の仕様がマック版 MATLAB の最終バージョン 5.2 から現在の最新バージョンの Windows 版 MATLAB では異なっているようなので、この m-file はマック版でのみ使用できる。

6. まとめ

本論文では、以上に述べた、ハードウェア実装及び実験を含むアダプティブアレーアンテナ実現のための研究を行った。その結果、アダプティブアレーアンテナの実用化に向けた種々の実際的な構成と性能が示された。

IMT-2000をはじめとする将来の高速移動体通信システムは、アダプティブアンテナ技術抜きにはその実現が困難である。このため、近い将来にアダプティブアンテナ技術が移動体通信システム構築のための必須の技術となることが予想され、本論文に示したアダプティブアンテナの実用化に関する研究の成果が重要な役割を果たすものと考えられる。また、アダプティブアンテナ技術は単に高速無線通信を可能にするというだけでなく、これまででない、新しいサービスを可能にするものと考えられる。

今後の課題として、アンテナ単体の環境適応に関する成果を踏まえ、通信システム全体の時空間環境適応の研究に発展させたいと考えている。特に、第2章に述べたソフトウェアアンテナにおける環境認識を、端末アンテナだけで得られる情報から行うだけでなく、システム全体で得られる様々な情報を生かして行うことにより、システム全体での最適化が行えるものと見込まれる。

現在、このような“システムの環境適応”の研究として、Ad-hoc 無線ネットワークへのソフトウェアアンテナの応用の研究を進めている。Ad-hoc ネットワークでは、ネットワークの中にサーバーが存在しない。このため、各端末が個別にルート探索及びルーティングに貢献しなければならないが、その具体的な方法についてはあまり検討されておらず、特に無線通信を意識した研究はほとんどされていないのが現状のようである。このようなネットワークの問題を解決するため、ソフトウェアアンテナのコンセプト及びこれまでの研究成果が有効であるものと見込まれている。

以上のような、システム全体としての時空間最適化及び適応制御を今後の課題としたい。

謝辞

多大なる御指導御鞭撻を賜りました小宮山牧兒 ATR 環境適応通信研究所社長、水口芳彦第3研究室長（現 KDD 研究所）、大平孝第3研究室室長、田野哲主任研究員（現 NTT ドコモ）に厚く御礼申し上げます。また、多くの有益な御議論、御示唆をいただきました第3研究室の皆様にも心より御礼申し上げます。