

修士論文

アレーアンテナ実験システムを用いた 適応信号処理及び受信信号 評価に関する研究

A Study on Evaluation of Adaptive Signal
Processing and Receiver Signal
Using Array Antenna Measurement System

指導教官 新井 宏之 教授

平成17年2月7日提出

横浜国立大学大学院 工学府 物理情報工学専攻
電気電子ネットワークコース

03GD134 清水 耕司

要約

近年，デジタルテレビジョンや高速無線 LAN(Local Area Network) など様々な大容量データ通信サービスが普及し，無線通信の広帯域化及び大容量化に対する期待がますます高まっている．そこで次世代通信技術であるアダプティブアンテナ技術が現在注目されている．アダプティブアレーアンテナは昔は軍事目的で研究されており，民生用に適用するにはコストがかかりすぎると言われていたが，ハードウェアの発達や，信号処理技術の発達で，汎用的なアダプティブアンテナの実用化に対する期待が高まっており，もはや夢物語ではなくなったといえる．

アダプティブアンテナの技術は主に到来方向推定技術や適応的な指向性合成技術などが挙げられるが，実際にシステムを構築して実験的検討を行っている例は少ない．本論文では，これまでに確立された適応信号処理技術を実際の伝搬環境においてどのように動作するか，実際にアレーアンテナ実験システムを用いて伝搬実験を行い，得られたデータから様々な信号処理評価を行った．

まず電波暗室内において伝搬実験を行い，良好な伝搬環境においては，MUSIC(MUltiple SIgnal Classification)法は，到来波数が既知の条件下において，ビームフォーマ法に比べ微弱な電波の到来方向を正確に推定することができることを確認し，DCMP(Directionally Constrained Minimization of Power)は，所望波の到来方向が正確に推定できれば非常に有効な手法であるということを確認した．

次の段階として，屋内伝搬環境において，MUSIC法と，ビームフォーマ法の到来方向推定に基づくBER(Bit Error Rate)特性の評価を行った．その結果として，屋内環境下では，ビームフォーマ法による到来方向推定によるBER特性は，MUSICのそれとほぼ同等の特性が得られ，ビームフォーマ法のロバスト性が示された．更なる段階として，簡易な構造のビームステアリングアレーの性能評価実験を行い，その有効性を確認した．

異なる屋内モデルにおいて，場所率特性の評価を行った結果，受信のみを考えると屋内多重波環境に最も適した指向性合成法はMRC(Maximum Ratio Combine)であることを確認した．また，上りと下りの周波数が異なるFDD(Frequency Division Duplex)通信方式を考えた場合，MRCでは受信時の指向性をそのまま下りに用いることができないため，到来方向推定を用いたビームステアリングが有効であるという結論に至った．

目次

第1章	序論	1
第2章	アレーアンテナを用いた適応信号処理技術	4
2.1	アレーアンテナモデル	4
2.2	到来方向推定法	5
2.2.1	ビームフォーマー (Beamformer) 法	5
2.2.2	MUSIC 法	6
2.2.3	その他の到来方向推定法	9
2.3	指向性合成法	10
2.3.1	MMSE(Minimum Mean Squared Error)	10
2.3.2	DCMP(Directionally Constrained Minimization of Power)	11
2.3.3	その他の指向性合成法	13
2.4	指向性合成提案法	14
2.4.1	DCMP アダプティブアレー改良版	14
2.4.2	ビームステアリング改良版	16
第3章	アレーアンテナ伝搬実験システムの構築	18
3.1	BER 測定システムにおけるデータ送受信	18
3.1.1	変調および送信	18
3.1.2	受信および復調	20
3.2	同期およびサンプリング法	21
3.2.1	同期方法	21
3.2.2	サンプリング法	22
3.3	アレーアンテナ実験システム	25
3.3.1	測定機器	25
3.3.2	データ送受信実験	29

第 4 章	アレーアンテナ実伝搬環境実験と受信信号評価	30
4.1	電波暗室内におけるアレーアンテナ伝搬実験	30
4.1.1	到来方向推定精度評価	30
4.1.2	受信指向性及び BER 特性評価	33
4.2	屋内伝搬環境におけるアレーアンテナ伝搬実験	35
4.2.1	BER 特性評価	35
4.2.2	場所率特性評価	39
第 5 章	結論	43
謝辞		44
参考文献		45
発表文献		47

第 1 章

序論

「いつでも、どこでも、だれとでも」と言われていた無線通信への要求がほぼ実現している現在、デジタルテレビや高速無線 LAN(Local Area Network) 等、サービスの多様化とともに現在のシステムの容量を上回る需要が発生すると予想されており、大容量かつ高速で高品質なシステムへの要求が高まっている [1][2][4]。これらのシステムにおいては克服しなければならない課題がいくつか存在する。高速伝送であるため符号間干渉の発生確率が高くなり、ビットあたりの電力が低下する。また高伝送レートを実現するためにはマイクロ波・ミリ波といったより高い周波数の使用が必須となり、このために伝送損失の増加が問題となる。さらに陸上通信においては、基地局と端末局の電波の伝搬路が見通しになることは少なく、マルチパスフェージングが生じ(図 1.1)、何らかのフェージング対策が必要となる。これらの問題を解決する有効な手法の一つとしてアダプティブアンテナが挙げられ、現在盛んに研究が行われている [1][12][13]。

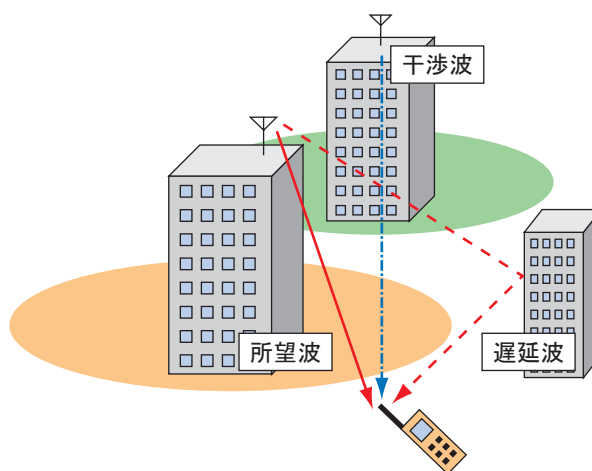


図 1.1: マルチパス環境の概念図

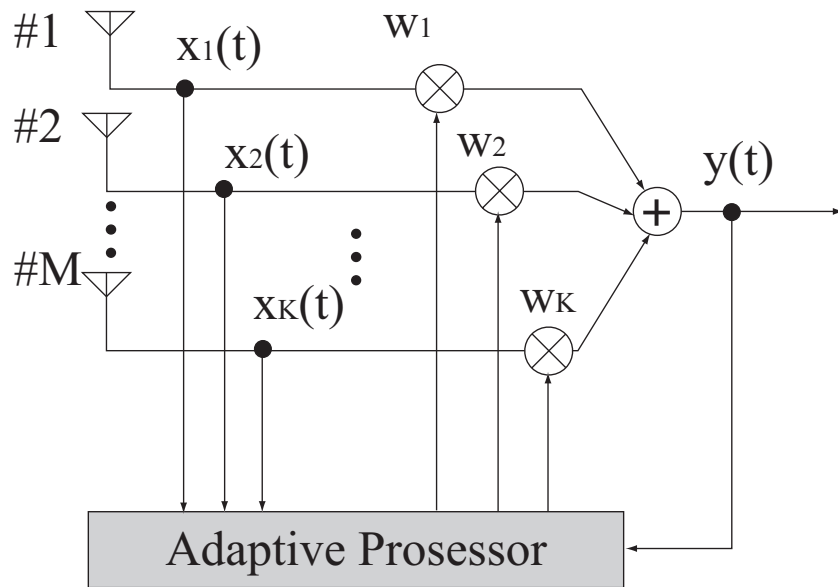


図 1.2: アダプティブアレーアンテナの構成図

アダプティブアレーアンテナとは、空間的なチャンネルの再利用を行うため適応信号処理を利用した通信システムであり、複数のアンテナで構成されるアレーアンテナにおいて、各アンテナ出力に複素ウェイト (weight) を乗じたのち合成すると、アレーアンテナの指向性が変化する。アダプティブアレーは、制御アルゴリズムに基づいて各アンテナ出力のウェイトを決定し、周囲の状態の変化に適応しながら指向性を最適に制御し、通信品質を向上させるシステムである (図 1.2)。

アダプティブアレーアンテナを用いた主な技術は、所望の信号の到来方向に対しては利得を上げ、不要な信号の到来方向に対しては、アンテナ指向性の利得が著しく落ちる点 (ヌル点) を向けるといったアンテナの適応的な指向性合成の技術が挙げられる。また、近年 FDD (Frequency Division Duplex) といわれる上りと下りの周波数が異なる通信方式が主に用いられるため [8]、アレーアンテナを用いて電波の到来方向を推定する到来方向推定 (Direction of Arrival Estimation) の研究も盛んに行われるようになってきた。しかし、それらはシミュレーションによる検討が多く、アレーアンテナシステムを用いた実験的な検討はあまりなされていないのが現状である。

そこで本研究の目的は、今までシミュレーションで盛んに研究が行われてきた適応信号処理が実際の伝搬環境でどのように動作をするか実験的に検討することである。

以下に本論文の構成を示す。第 2 章では、今まで盛んに研究が行われ、確立されたアレーアンテナを用いた適応信号処理技術について触れ、本研究で用いたアルゴリズムを重点的に説明する。また、本研究において提案した指向性合成法を説明する。第 3 章で

は、アレーアンテナの実験システムの構築について説明し、データの送受信、同期、サンプリング法について説明し、使用した測定機器の概要を説明する。第4章では、第3章で構築したアレーアンテナ実験システムを用いて電波暗室内や屋内伝搬環境において伝搬実験を行い、第2章で述べた様々な適応信号処理を用いて受信された信号を解析し、実伝搬環境でそれらの適応信号処理がどのように動作するのか、BER(Bit Error Rate)特性や場所率特性といった形で評価する。第5章を、本研究の結論とする。

第 2 章

アレーアンテナを用いた適応信号処理技術

本章では今まで確立されたアレーアンテナを用いた適応信号処理技術のうち，本研究の実験的検討で用いた到来方向推定技術と指向性合成技術を重点的に説明する．また，本研究において提案した指向性合成法についても述べる．

2.1 アレーアンテナモデル

アダプティブアレーの仕組みを簡単に説明する．アダプティブアレーの基本的な動作は，波の干渉という概念で説明できる．これを説明するために図 2.1 のような M 個のアンテナ素子が直線状に等間隔 d で並べられたアレーアンテナを使用する [7] ．

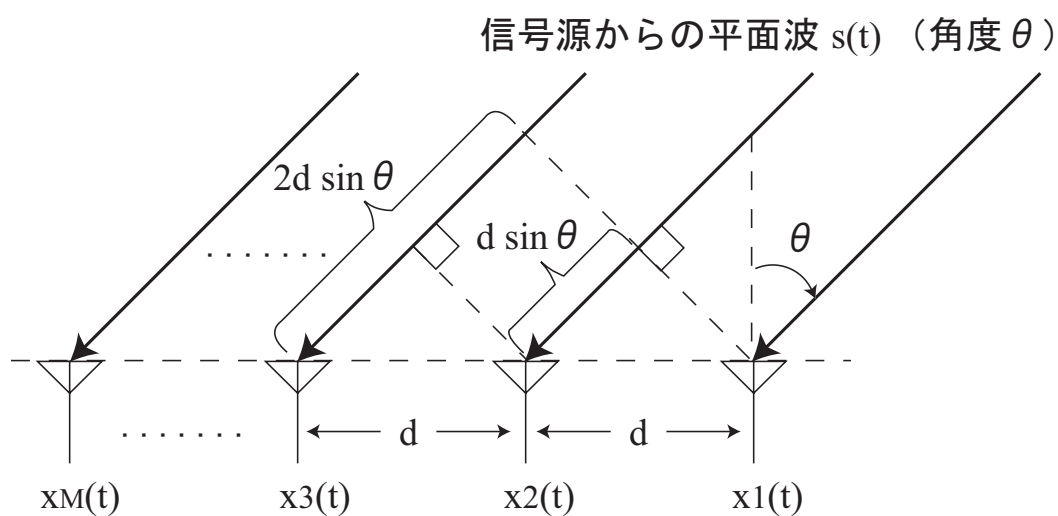


図 2.1: アレーアンテナモデル

この図では基本的な動作を説明するために受信のみを考え，周波数変換部や増幅器などの部分は省略してある．今，電波（平面波） $s(t)$ が正面方向から角度 θ で入射した場合， m 番目のアンテナ素子で受信される信号を $x(t)$ とする．このとき空間的なアンテナ素子の配置より，隣り合った素子では電波の伝搬路に $d\sin\theta$ の距離の差があることがわかる．従って， c を波の伝搬速度とすると，1 番目の素子と m 番目の素子では電波の到来に

$$\tau_m(\theta) = \frac{d\sin(\theta)}{c}(m-1) \quad (2.1)$$

の時間差が生じる．これより観測時に雑音がない場合，ある時刻 t に 1 番目の素子で受信される信号を $x_1(t) = s(t)$ とすれば， m 番目のアンテナ素子で受信される信号 $x_m(t)$ は，

$$x_m(t) = s(t - \tau_m(\theta)) \quad (2.2)$$

$$= s\left(t - \frac{d\sin(\theta)}{c}(m-1)\right) \quad (2.3)$$

$$= s\left(t - \frac{d\sin(\theta)}{f_c\lambda_c}(m-1)\right) \quad (2.4)$$

と表現できる．

アレーアンテナを用いた適応信号処理技術は主に到来方向推定と指向性合成（アダプティブビームフォーミング）である．到来方向推定と指向性合成の主要な手法の概要を以下の節で説明し，その特性を比較する．

2.2 到来方向推定法

本節では，本研究で用いた代表的な到来方向推定アルゴリズムであるビームフォーマ法と MUSIC 法について説明し，それらの特性を比較する．また，他の到来方向推定アルゴリズムについても簡単に説明する．

2.2.1 ビームフォーマー (Beamformer) 法

ビームフォーマ法はもっとも基本的で伝統的な到来方向推定アルゴリズムで，その名の通り，一様励振 (uniform) アレーアンテナのメインローブ（メインビーム）を全方向にわたって走査しアレーの出力電力が大きくなる方向を探す方法である [2]．アレーアンテナのメインローブを角度 θ に向けるためには共相条件（同相になるように位相を揃え

る条件)より各ウエイトを次のように設定すればよい。

$$w_k = \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_k \sin(\theta)\right) \quad (2.5)$$

この角度 θ を -90° から 90° まで変化させ, アレーの出力電力のピークを探すのである。上記のウエイト成分を持つウエイトベクトル:

$$\mathbf{W} = \left[\exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1 \sin(\theta)\right), \dots, \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}d_K \sin(\theta)\right) \right]^T \equiv \mathbf{a}(\theta) \quad (2.6)$$

は角度 θ を変数にもち通常, モードベクトル (mode vector) と呼ばれ, $\mathbf{a}(\theta)$ と記述される。このときのアレー出力電力は

$$P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta) \quad (2.7)$$

と表される。ビームフォーマ法による角度分布 (角度スペクトラム) は, この出力電力関数を正規化し,

$$P_{BF} = \frac{P_{out}}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)/2} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}_{xx} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.8)$$

として得られる。こうして, 入力のコ相関行列 \mathbf{R}_{xx} とモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いて $P_{BF}(\theta)$ を構成し, θ を変化させたときの $P_{BF}(\theta)$ のピークの位置から到来方向が分かり, ピークの高さから到来波の入力電力を知ることができる。この方法はアレーアンテナの開口長 (素子数) により分解能が決定され, 素子数が少ない場合は分解能が期待できないが, 環境に対してロバストであり, 演算量が FFT (Fast Fourier Transform) と等価なのでハードウェアへの実装を考えると最も扱いやすいアルゴリズムといえる。

2.2.2 MUSIC 法

MUSIC (Multiple Signal Classification) 法は受信信号のコ相関行列 \mathbf{R}_{xx} の固有値, 固有ベクトルを用いる手法であり, 単純なビーム走査であるビームフォーマ法に比べて分解能が高い。ここではその原理について簡単に述べる [7]。受信信号のコ相関行列 \mathbf{R}_{xx} は次式で表すことができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{X}(t) \mathbf{X}^H(t)] = \mathbf{A} \mathbf{S} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \\ \mathbf{S} &= E[\mathbf{F}(t) \mathbf{F}^H(t)] \end{aligned} \quad (2.9)$$

このときコ相関行列 \mathbf{R}_{xx} はランク L のエルミート行列となり, その固有値 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, M)$ と固有ベクトル $\mathbf{v}_i (i = 1, 2, \dots, M)$ により分解することができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \\ &= \mathbf{V}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_M \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_M] \quad (2.12)$$

このように \mathbf{R}_{xx} に対して固有値分解を行うと，固有値 λ_i と固有ベクトル \mathbf{v}_i が得られる．このとき \mathbf{R}_{xx} の固有値は

$$\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L \geq \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (2.13)$$

となることが知られている [7]．ここで式熱雑音電力に等しい $M - L$ 個の固有値に対応する固有ベクトルで張られる空間を雑音空間，熱雑音より大きい L 個の固有値に対応する固有ベクトルで張られる空間を信号空間と呼び，これらは互いに直交補空間の関係にある．これを用いると相関行列 \mathbf{R}_{xx} は次のように分けることができる．

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{V}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{V}_s^H + \mathbf{V}_u\mathbf{\Lambda}_u\mathbf{V}_u^H \quad (2.14)$$

$$= \mathbf{V}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{V}_s^H + \sigma^2\mathbf{V}_u\mathbf{V}_u^H \quad (2.15)$$

$$\mathbf{V}_s \equiv [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_L], \mathbf{V}_u \equiv [\mathbf{v}_{p+1}, \dots, \mathbf{v}_M] \quad (2.16)$$

ここで $\mathbf{\Lambda}_s$ は 1 から L 個までの固有値を対角成分に持ち，それ以外は全て 0 である行列， $\mathbf{\Lambda}_u$ は $L + 1$ から M 個までの固有値を対角成分に持ち，それ以外は全て 0 である行列である．式 (2.9) と式 (2.16) の両辺に \mathbf{V}_u と \mathbf{V}_u^H を左右からかけて整理すると，

$$\mathbf{V}_u^H\mathbf{A} = 0 \quad (2.17)$$

が導かれ，これより雑音空間のベクトルと行列 \mathbf{A} を構成している到来方向の方向ベクトルが直交することがわかる．このことを利用したのが MUSIC 法で，式 (2.6) で表されるモードベクトルのうち，雑音ベクトルとの内積が 0 となる角度が到来方向ということになる．MUSIC 法でも前節のビームフォーマのように，スペクトラムを定義してそのピークから到来方向を推定する．ただし，ビームフォーマと違いピークの高さと到来波の電力は無関係なので，電力については別途計算する必要がある．

$$P_{MUSIC} = \frac{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}(\theta)\hat{\mathbf{V}}_u\hat{\mathbf{V}}_u^H\mathbf{a}(\theta)} \quad (2.18)$$

ここで、 $\hat{\cdot}$ は推定値の意味である．ここまでは到来波は全て無相関という前提で説明をしてきたが，到来波の中に相関波が存在する場合は信号（波源）相関行列 S のランクが L よりも小さくなり，MUSIC 法による推定が正しく行えない．そうした場合は，空間平均法により相関抑圧を行い信号相関行列 S のランク回復をした上で MUSIC 法を行う必要がある．空間平均法の詳細については文献 [2][3] を参照されたい．

Beamformer 法と MUSIC 法の到来方向推定のシミュレーションの一例を図 2.2 に示し，各到来波のパラメータを表 2.1 に示す．ビームフォーマ法が近接した到来方向が分離できていないのに対して，MUSIC 法は 3 波とも分離しており，高い分解能が確認できる．

表 2.1: 各到来波パラメータ

第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -30^\circ$
	電力	: $P_1 = 1.0$
第 2 波	到来角	: $\theta_2 = 0^\circ$
	電力	: $P_2 = 1.0$
第 3 波	到来角	: $\theta_3 = 10^\circ$
	電力	: $P_3 = 0.5$
アンテナ素子数:8 素子		
到来波モデル:完全無相関		

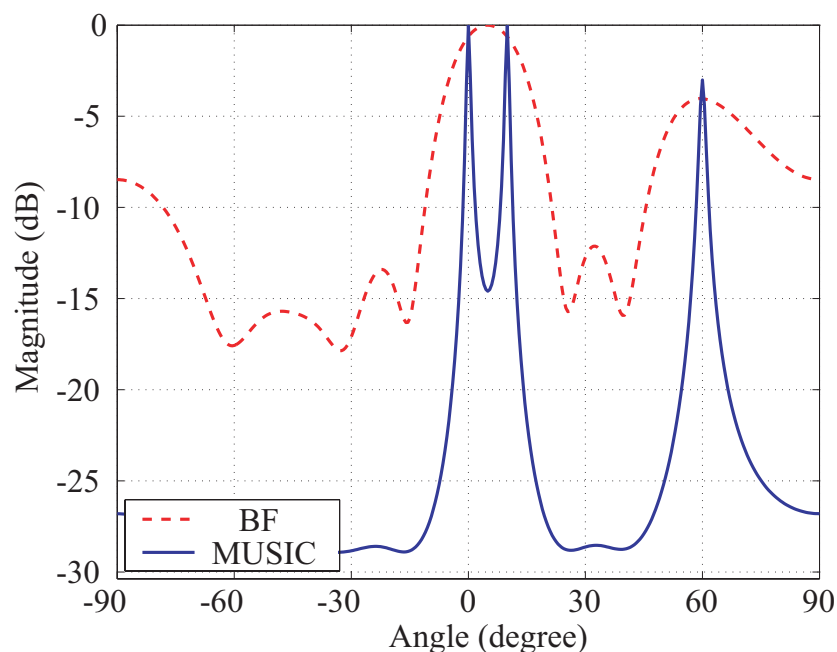


図 2.2: ビームフォーマ法と MUSIC 法の到来方向推定の一例

2.2.3 その他の到来方向推定法

これら以外にも様々な到来方向推定法があるが，それらの一部を簡単に紹介する．詳しくは以下の文献を参照されたい [2] ．

- Capon 法

サイドローブで他の波を受けてしまうビームフォーマ法の欠点を改善したアルゴリズムで，ある方向にメインローブを向けると同時に他の方向からの出力への寄与を最小化することによりビームフォーマ法に比べより正確な到来方向が求められるが，後述する DCMP(Directionally Constrained Minimization of Power) と同じ原理であるので，当然演算量が大きくなる．

- 線形予測 (Linear Prediction) 法

この方法はヌルを到来波に向けて到来方向推定する手法である．ビームフォーマ法や Capon 法はビーム幅で分解能が決定してしまうのに対して，この手法はかなり高い角度分解能で推定できるが，この手法も DCMP と同じ原理で，電力推定はビームフォーマ法や Capon 法ほど正確ではない．

- ESPRIT 法

Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques の略であり，サブアレーアンテナ間の回転不変式に基づき到来方向を求めるアルゴリズムである．MUSIC と同じく相関行列の固有値展開によって求められるが，この手法は前もってアレーアンテナの応答値を測定しておく必要がないという点が，MUSIC とは大きく異なる．

2.3 指向性合成法

本節では本研究で主要的に用いた適応指向性合成法の概要を説明する．到来方向推定不要のアダプティブアルゴリズムである MMSE アダプティブアレーと，到来方向推定に基づいたアルゴリズムである DCMP アダプティブアレーを中心に説明する．また，他の指向性合成法についても簡単に説明する．

2.3.1 MMSE(Minimum Mean Squared Error)

MMSE はアダプティブアレーの代名詞といわれるほど基本的で有名なアルゴリズムである．MMSE アダプティブアレーは LMS(Least Mean Square) アダプティブアレーとも呼ばれ，所望のアレー応答である参照信号と実際のアレー出力との 2 乗誤差を最小に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．以下に MMSE アダプティブアレーの最適ウェイトの導出法を簡単に説明する．

最小化の対象となる誤差信号 $e(t)$ ，すなわち，所望のアレー応答（参照信号） $r(t)$ と実際のアレー出力信号 $y(t)$ との差は次式で与えられる．

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (2.19)$$

これらから，誤差信号の 2 乗の期待値（平均 2 乗誤差）は次のように表される．

$$E[|e(t)|^2] = E[|r(t) - y(t)|^2] = E[|r(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)|^2] \quad (2.20)$$

$$= E[|r(t)|^2] - \mathbf{W}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_{xr} + \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} \quad (2.21)$$

ここに， \mathbf{r}_{xr} は参照信号と入力ベクトルとの間の相関ベクトルであり，次式で定義される．

$$\mathbf{r}_{xr} \triangleq [\mathbf{X}(t)r^*(t)] \quad (2.22)$$

$$= [E[x_1(t)r^*(t)], E[x_2(t)r^*(t)], \dots, E[x_K(t)r^*(t)]]^T \quad (2.23)$$

ウェイトベクトル \mathbf{W} を適切に選ぶことによって式 (2.21) の平均 2 乗誤差を最小にするのが目的である．式 (2.21) はウェイトベクトル \mathbf{W} の 2 次関数である，相関行列 \mathbf{R}_{xx} が正定値であるので極値が唯一の最小値となる．それゆえ，平均 2 乗誤差を最小にするウェイトベクトル \mathbf{W} の値（最適ウェイト）は式 (2.21) のウェイトベクトルに関する勾配を零とおく，すなわち，

$$\nabla_{\mathbf{W}} E[|e(t)|^2] = \mathbf{0} \quad (2.24)$$

によって求めることができる．上式中の $\nabla_W E[|e(t)|^2]$ は平均 2 乗誤差のウエイトベクトルに関する勾配であり，ベクトルによる微分演算法を用いると，

$$\nabla_W E[|e(t)|^2] = -2\mathbf{r}_{xr} + 2\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W} \quad (2.25)$$

と得られるので最適ウエイト \mathbf{W}_{opt} は次式で与えられる．

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{r}_{xr} \quad (2.26)$$

これはウィーナ (Wiener) 解と呼ばれる．

最適なウエイトが導出されると，受信側で送信側の参照信号と相関が高い方向に対してビームを向け，相関が低い方向に対してヌルを向けるといったビームパターンになる．送信側の信号が既知であればこのアダプティブアルゴリズムはキャリブレーションも到来方向推定も必要ない．このことから，送信側の信号が既知であるという条件下においては，最適な受信ビーム形成法といえる．

2.3.2 DCMP(Directionally Constrained Minimization of Power)

DCMP 法は，受信時に電波の到来方向推定を行い，方向拘束付出力電力最小化法 (DCMP:Directionally Constrained Minimization of Power) により最適ウエイトの導出を行い，ビーム形成を行う．以下に具体的な方法を説明する．

DCMP の基本原理は，次式のウエイトに関する拘束条件の下で出力電力を最小化することである．

$$\mathbf{C}^T\mathbf{W}^* = \mathbf{H} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_N] \quad (2.28)$$

$$\mathbf{H} = [H_1, H_2, \dots, H_N]^T \quad (2.29)$$

ここで， \mathbf{C} は拘束行列， \mathbf{H} は拘束応答ベクトルである．

不要波成分を抑圧するには，アレーの出力電力を最小化することが単刀直入な方法である．しかし，単に出力電力を最小化すると所望波成分も抑圧され，本来の目的が達成できなくなる．DCMP の基本原理は，式 (2.27) で表されるウエイトに関する拘束条件の下で出力電力を最小化することである．これにより，拘束条件で保護された所望成分はそのまま，その他の成分 (干渉波，内部雑音) が出力電力最小化により抑圧され，その結果として高い SINR が得られる．ただし，拘束条件を設定するためには，搬送波周波数はともかくも所望波が到来する方向が既知でなければならない．

上記の基本原理を定式化すると次の式のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{W} (P_{out} = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W}) \\ \text{subject to } \mathbf{C}^T \mathbf{W}^* = \mathbf{H} \end{aligned} \quad (2.30)$$

上記のような条件付最小化問題は Lagrange の未定係数法を用いて解くことができる。こうして最適ウエイト \mathbf{W}_{opt} は、

$$\mathbf{W}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (2.31)$$

となる。DCMP 法とは、所望信号の到来方向が既知であれば、最適なウエイトを導出してくれるアルゴリズムである。FDD(Frequency Division Duplex) 方式では、上りと下りの周波数が異なるので、先ほど述べた MMSE で受信した場合受信した指向性をそのまま下りに用いることができない、下りの最適なビームを形成するには別個到来方向を推定する必要がある。それ故このアルゴリズムは FDD 方式に適しているといえる。しかしながらこのアルゴリズムは到来方向推定に少しでも誤差があると、所望波に対してもヌルを形成してしまい正常に動作しない、この不具合を解消するために、ヌルの形成を鈍化させたタイムドアダプティブアレーが提案されている。詳しくは後で述べる。

MMSE と DCMP の指向性パターンを図 2.3 に示す。各到来波のパラメータは表 2.2 の通りである。比較対象としてビームステアリングを載せる。ビームステアリングが所望方向 (20°) にメインビームが向いているだけなのに対して、MMSE、DCMP 共に不要波到来方向 ($-60^\circ, 10^\circ$) に対してヌルを形成し、所望方向に対してビームを向けているのが分かる。

表 2.2: 各到来波パラメータ

第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -60^\circ$
第 2 波	到来角	: $\theta_2 = 10^\circ$
第 3 波	到来角	: $\theta_3 = 20^\circ$
アンテナ素子数:8 素子		
到来波モデル:完全無相関		
希望波:第 3 波		

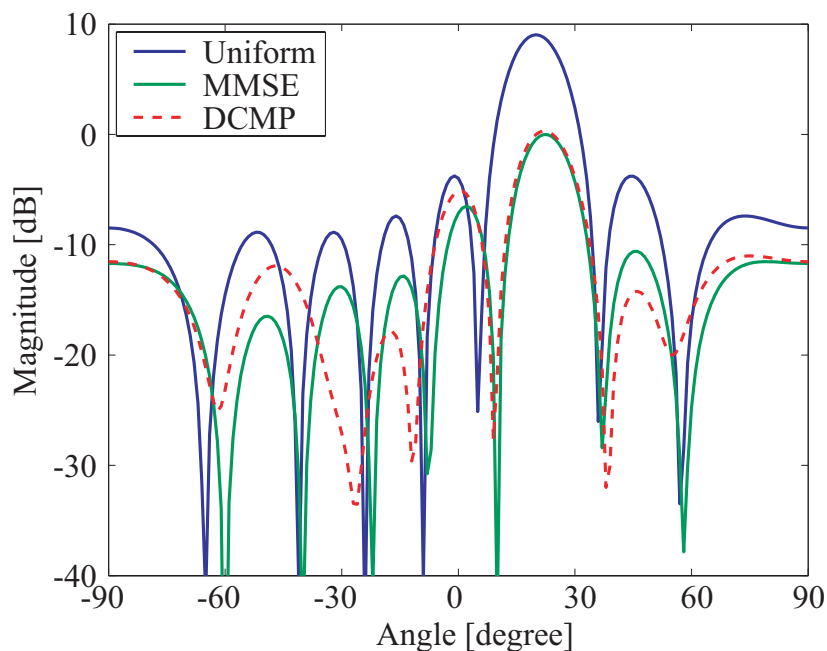


図 2.3: 一様励振, MMSE, DCMP ビームフォーミングの比較
(希望波 : 20° , 不要波 : 10° , -60°)

2.3.3 その他の指向性合成法

MMSE, DCMP 以外にも多くの指向性合成法が存在するが, ここではその一部を簡単に紹介する. 詳しくは以下の文献を参照されたい [2][7].

- CMA

Constant Modulus Algorithm の略で, 定包絡線信号を対象とした MMSE アダプティブアレーの変形とも言えるアルゴリズムである. 所望信号が包絡線一定の性質を持つという条件を満たしていれば, MMSE のような参照信号を必要としないので, 予備知識不要のブラインド処理が可能となるが, 安定した動作はあまり期待できない.

- Zero Forcing

アレー出力に干渉波が全く現れない W を実現するアルゴリズムである. 干渉波を強制的に 0 にすることからこの名称がつけられている. 各複素ウエイトがすべて $0 (W = 0)$ のとき, 出力に干渉波は現れないが希望波も得られないので, 希望波に対してビームを向ける拘束を与えることにより, 正常に動作する.

2.4 指向性合成提案法

本研究の第4章に述べる実験的検討を進めていくに伴い、以下に示すような指向性合成法を提案したのでそれらの基本原理と特性について説明する。

2.4.1 DCMP アダプティブアレー改良版

DCMP アダプティブアレーは所望波の到来方向を既知として動作するが、実際の通信系においては、伝搬路のゆらぎや、アンテナの設置および組み立て不備、またはアンテナ自体の動きなどが原因で受信側で指定した所望波到来方向（拘束方向）以外から実際の所望波が到来する可能性が高い。わずかの設定誤差（指向誤差）存在しても所望波が妨害波とみなされ抑圧されてしまい、入力 SNR が高いほどこれによる出力特性の劣化は著しい。アンテナの素子間相互結合によっても同様の劣化が生じるということが報告されている。また、所望波と相関のある妨害波（相関性干渉波）が入射する場合においても、所望波が相関性干渉波によって相殺されてしまう。このような所望波抑圧（相殺）を防ぐための改良システムの一つとして擬似雑音によってシステムの除去能力を幾分鈍化させたタイムドアダプティブアレー（Tamed Adaptive Array）がある。このタイムドシステムの最適ウエイトは次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_{opt} = \hat{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \hat{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (2.32)$$

$$\hat{R}_{xx} = R_{xx} + \alpha \mathbf{I} \quad (2.33)$$

ここに、 α は正の実数で擬似雑音電力値を表している。式の最適ウエイトは次の評価関数の最小化から得られる。

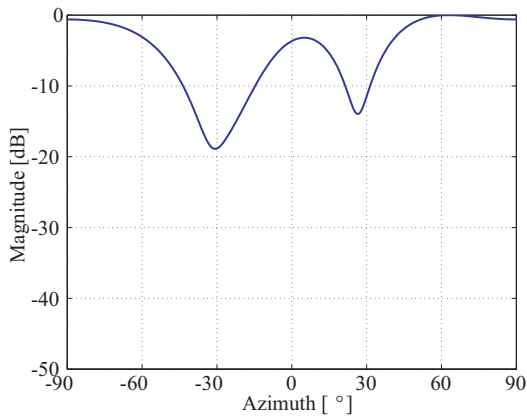
$$Q\mathbf{W} = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H R_{xx} \mathbf{W} + \frac{1}{2} \alpha \mathbf{W}^H \mathbf{W} + \text{Re}[\Lambda^T (\mathbf{C}^T \mathbf{W}^* - \mathbf{H})] \quad (2.34)$$

上式の右辺第2項はウエイトベクトルのノルムを最小化するので、タイムドアダプティブアレーはウエイトのノルム拘束付き DCMP アダプティブアレーと言える。上述のような所望波相殺問題が生じる状況で所望波を保護するには、 $\alpha = KP_s$ と選べば良く、 P_s （素子あたりの所望波入力電力）の値もおおよそその見積もりでよい。

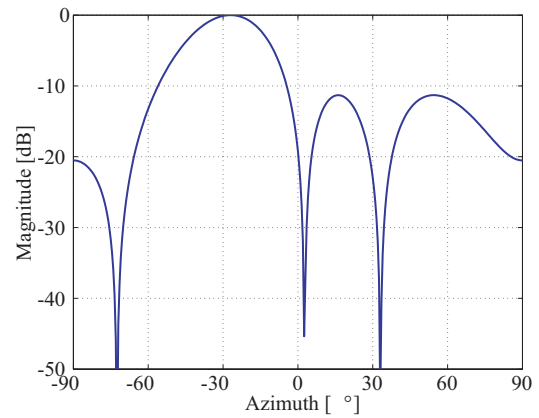
以下に電波暗室内の実験モデルにおける DCMP アダプティブアレーの改良版の検討結果を示す。各到来波のパラメータを表 2.3 に示し、擬似雑音の付加に対する DCMP の挙動特性を図 2.4 に示す。

表 2.3: 各到来波パラメータ

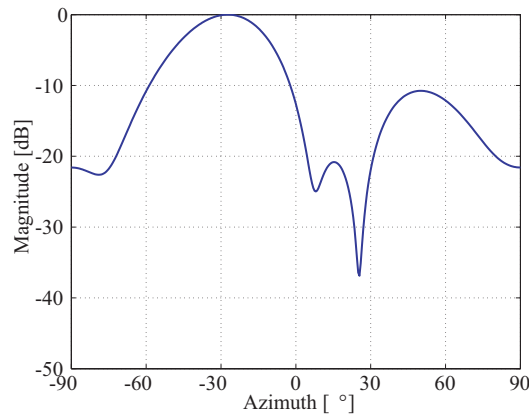
第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -27^\circ$
第 2 波	到来角	: $\theta_2 = 27^\circ$
アンテナ素子数:4 素子		
到来波モデル:完全無相関		
希望波:第 1 波		



(a) $\alpha = 0$



(b) $\alpha = 1000$



(c) $\alpha = P_s$

図 2.4: 雑音付加に対する DCMP アダプティブアレーの挙動特性
(所望波到来方向: -27° , 不要波到来方向: 27°)

図 2.4 が示すとおり, 擬似雑音 α が 0 の場合は所望波方向に対してもヌルを向けてしまい, α を大きくするに従って一様励振パターンに近づく. 適当な擬似雑音 $\alpha = P_s$ を付加することにより, 良好な DCMP の挙動を示しているのが確認できる. これらのことから, 実環境で DCMP アルゴリズムを用いるには, 擬似雑音を付加した DCMP アダプティブアレー改良版が有効である.

2.4.2 ビームステアリング改良版

この手法は、到来方向推定に基づくビーム形成法であり、推定された方向に対してアレーアンテナの主ビームを向けるといった簡単な構成のビームステアリングを改良したものである（図 2.5）。従来のビームステアリングは図 2.5 の左側に示すように、まず到来方向推定を行い、推定された方向に対して主ビームを形成し、同期処理を行った後に復調するといったシステムである。それに対してビームステアリングの改良版は図 2.5 の右側に示すように、主ビームを推定された方向に向ける処理を行った後に、アンテナの各チャンネルに受信電力を乗算するシステムである。

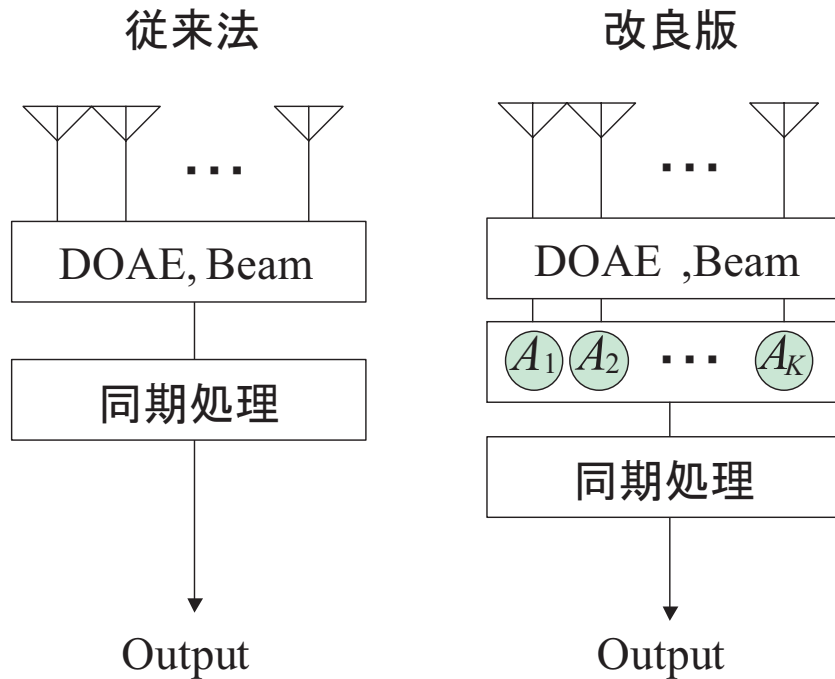


図 2.5: ビームステアリング従来法と改良版

従来のビームステアリングのウェイト W_{BS} は以下のように表すことができる。

$$W_{BS} = \exp\left(-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_0\right) \quad \mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_k]^T \quad (2.35)$$

d は基準点より測った素子の位置であり、 θ_0 は到来方向推定された角度（所望波）である。ビームステアリング改良版のウェイトは式 (2.35) の各チャンネルに受信電力 A を乗算して得ることができる。ビームステアリング改良版のウェイト W_{MBS} は以下の式で表すことができる。

$$W_{MBS} = \mathbf{A} \exp\left(-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_0\right) \quad \mathbf{A} = [A_1, A_2, \dots, A_k]^T \quad (2.36)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{R}_{xx}) \quad (2.37)$$

受信電力 A は式 (2.37) に示すように相関行列 R_{xx} の対角成分で表すことができる。第 4 章での屋内伝搬環境モデル (4.2.2 参照) のある受信点におけるビームステアリングの従来法と改良版の検討結果の例を示す。パラメータ諸元を表 2.4 に示し、ビームステアリング従来法と改良版のビームパターンとコンスタレーションを図 4.13 に示す。

表 2.4: パラメータ諸元

受信アンテナ素子数:8 素子
ビームフォーマ法による到来方向推定結果:21°
変調方式:16QAM

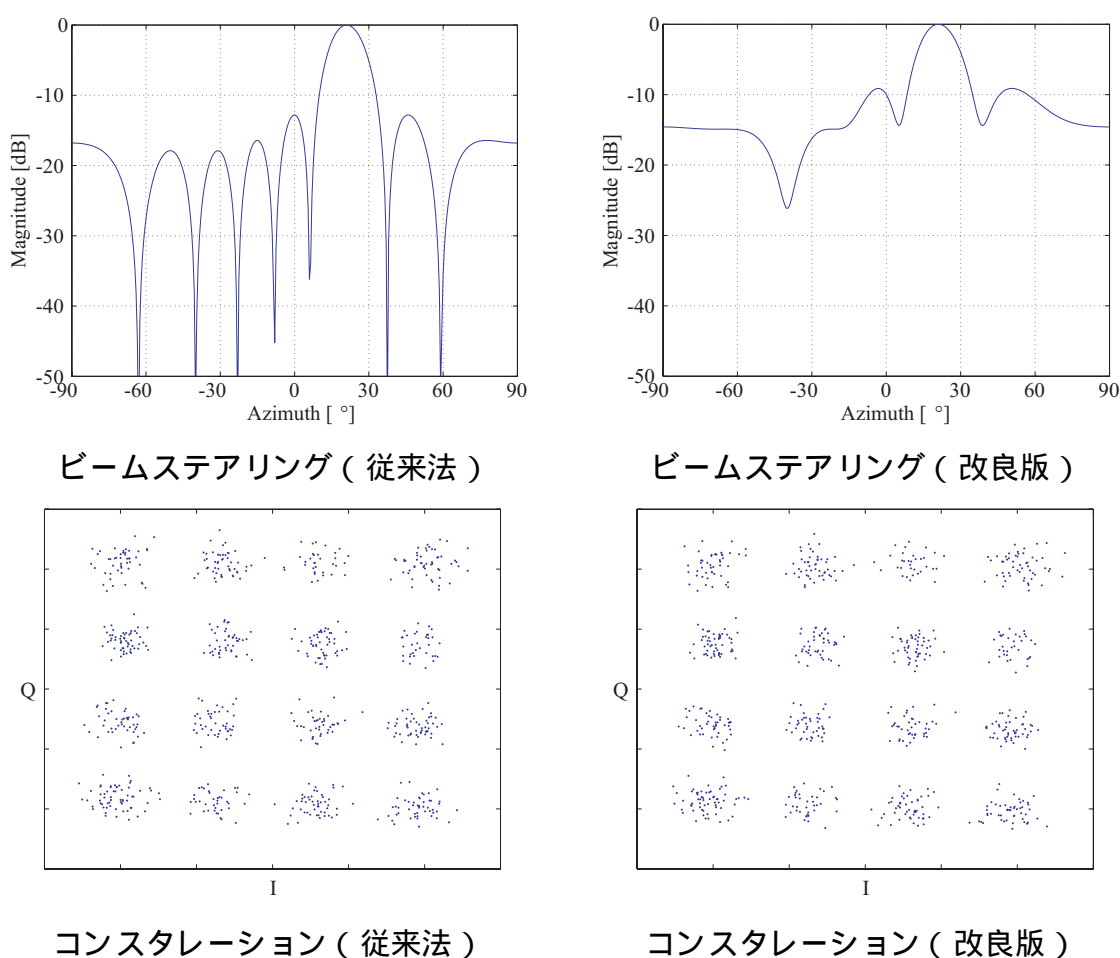


図 2.6: ビームステアリング従来法と改良版のビームパターンとコンスタレーション

図 4.13 が示す通り、ビームステアリングの改良版のコンスタレーションは、従来法に比べて若干ではあるが、本来あるべき 16QAM の信号点配置に近づいているのが確認できる。これらのことからビームステアリング改良版のシステムを用いることにより、従来のビームステアリングよりも演算量は多少大きくなるが、受信電力が大きい素子のウェイトの比重を大きくすることにより、より効率的な受信を行うことができる。

第 3 章

アレーアンテナ伝搬実験システムの構築

本章では，アレーアンテナ伝搬実験システムの構築について説明する．先ず，本研究で用いた測定機器の概要と，変調から送信，受信から復調の手順を説明をする．次に実験で用いたサンプリング法や同期の取り方を説明する．

3.1 BER 測定システムにおけるデータ送受信

3.1.1 変調および送信

変調から送信までの手順を説明する [4]．まず M 系列 (Maximal-length sequences) の 0 と 1 のバイナリ信号を生成する．M 系列とは，ある長さのシフトレジスタとフィードバックによって生成される符号系列のうち，その周期が最長になる系列の事を呼び，優れた相関特性を持っている符号系列である．M 系列信号を用いることにより，1 シンボル以上の遅延波を完全な無相関波として区別することができる．その生成した M 系列バイナリ信号を S/P (Serial/Parallel) 変換を行い，送信シンボルを生成する．S/P 変換とはバイナリデータをシンボルデータに変換する作業のことである．生成したシンボルを同期シンボルとデータシンボルに分け，データシンボルを任意の多値数 (2, 4, 16, ...) にマッピングする．そのマッピングされたデータシンボルに対してアップサンプリングおよびフィルタリングを行う．そのフィルタリングされたベースバンド信号を任意の (本実験では送信機の特性上 10.7MHz) 周波数の IF (Intermediate Frequency) 信号に乗せる．ここまでの作業は PC 上で行った．

送信系のブロック図を図 3.1 に示し，図 3.1 の ~ までの各段階の信号の波形を図 3.2 に示す．尚，波形生成に使用したソフトウェアは Mathworks 社の MATLAB を用いた．

次に PC と任意波形発生器を GPIB インターフェース及び TCP/IP インターフェースでつなぎ，PC 上で作成した IF 信号を任意波形発生器に送る．任意波形発生器から出力

された IF 信号は送信機を通して搬送波周波数までアップコンバートされる．送信系の概要を図 3.1 に示す．本研究で用いた任意波形発生器や送信機の詳細は後述する．

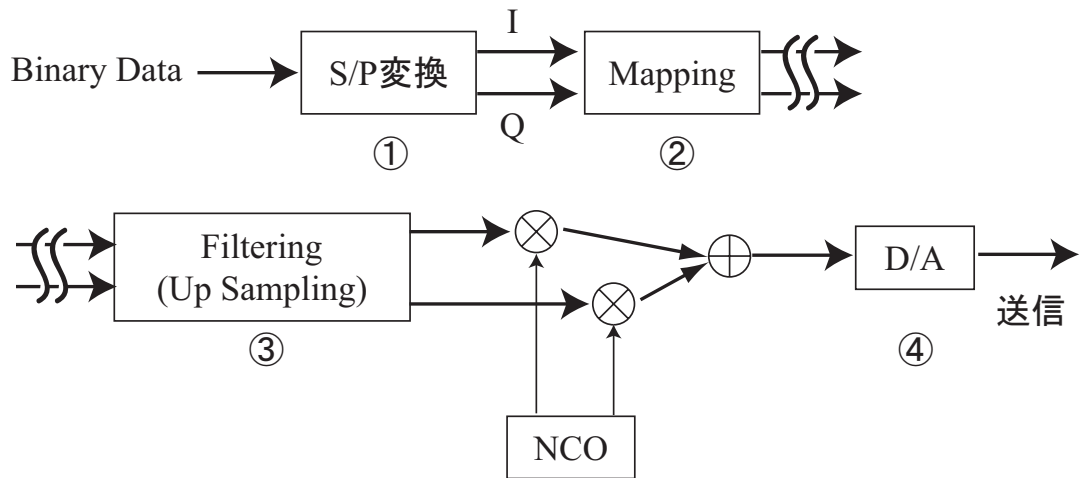


図 3.1: 送信系のブロック図

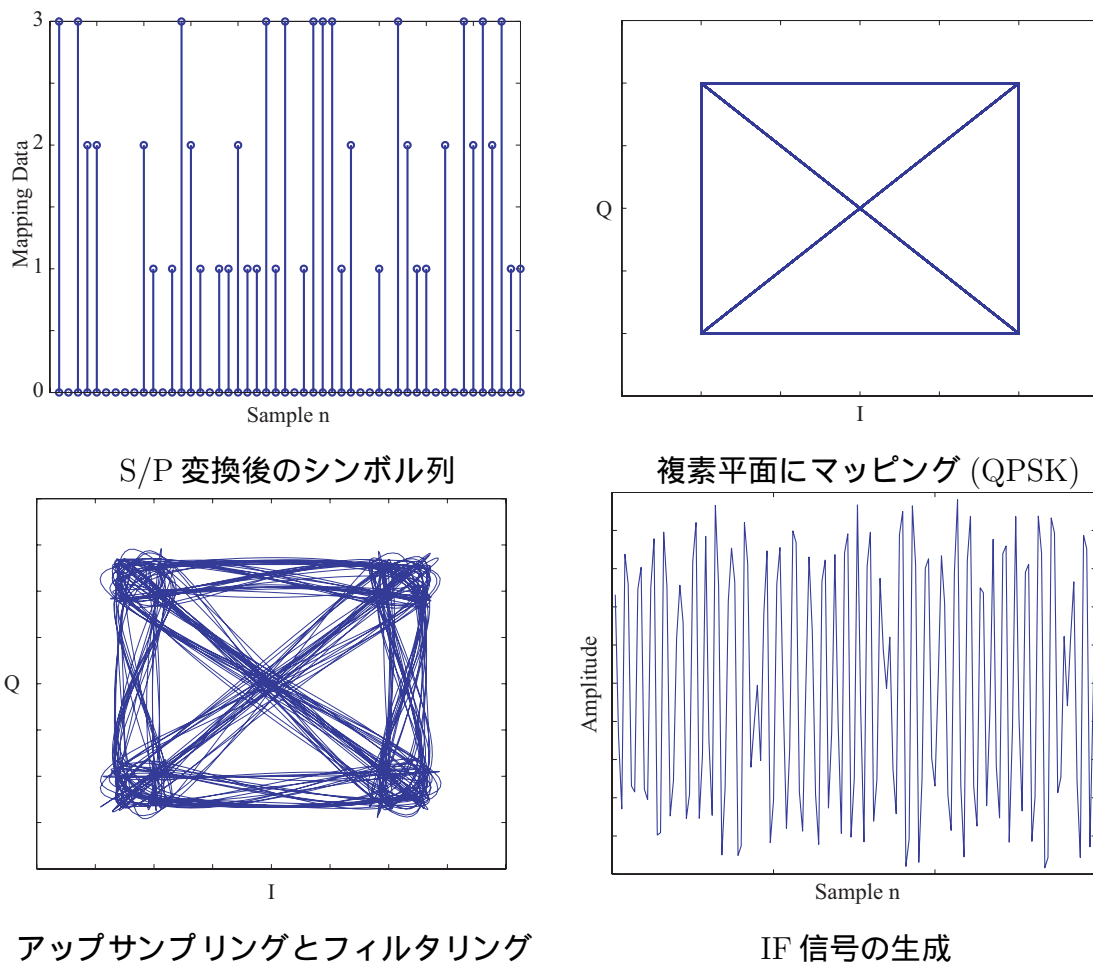


図 3.2: 変調から送信の手順

3.1.2 受信および復調

受信から復調までの手順を説明する．アンテナから受信された RF(Radio Frequency) 信号を受信機を通してダウンコンバートし，信号処理を行いやすい IF 段まで周波数を落とす．その IF 信号を A/D ボードを通してサンプリングを行い，TCP/IP インターフェースを通して PC に受信されたデータを送る．サンプリングされた IF 信号をヒルベルト変換し，ベースバンドの I 成分，Q 成分に分ける．そのベースバンド信号をフィルタリングし，同期や初期位相を合わせてからダウンサンプリングおよび複素平面上にデマッピングし，信号点の判定を行う．復調されたシンボルを，P/S(Parallel/Serial) 変換を行い，シンボルデータからバイナリデータに変換する．復調されたバイナリ信号と送信側のバイナリ信号を比較して，BER を評価するといった手順である．

受信系のブロック図を図 3.3 に示し，図 3.3 の ① ~ ④ までの各段階の信号の波形を図 3.4 に示す．本研究で用いた A/D および受信機の詳細は後述する．

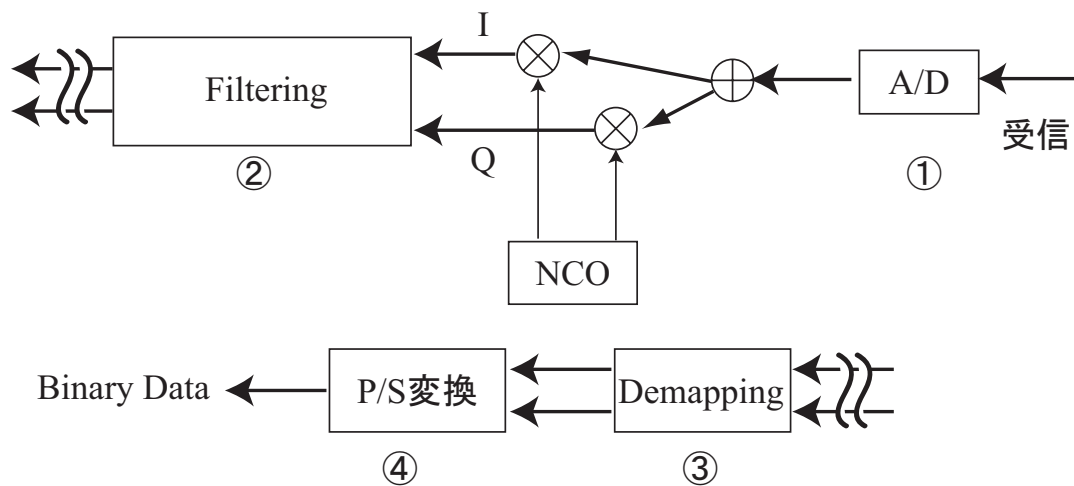
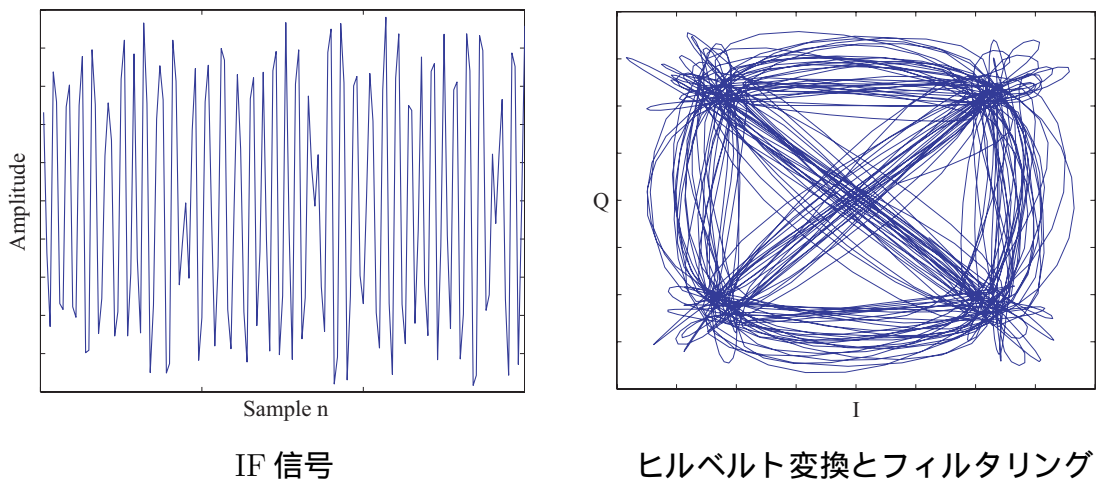


図 3.3: 受信系のブロック図



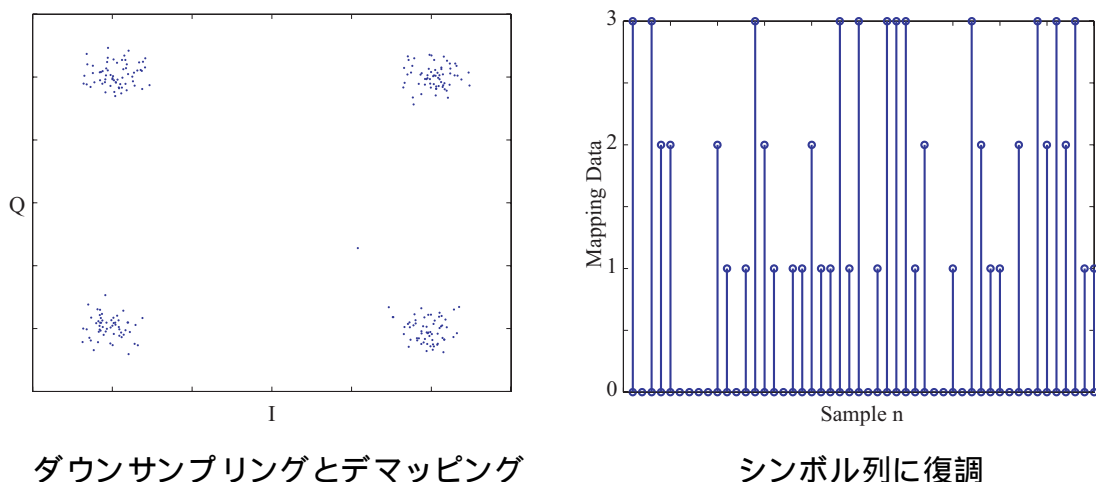


図 3.4: 受信から復調の手順

3.2 同期およびサンプリング法

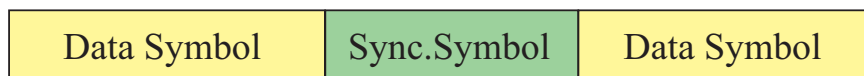
3.2.1 同期方法

本実験システムでは，複素スライディング相関を用いて同期を行った [4]．複素スライディング相関は，受信信号 x に対して，既知である参照信号を 1 サンプルずつスライディングさせて行き，受信信号に含まれる同期データと最も相関が高くなるよう相関係数 cor_i を求める手法である．参照信号を r ， x を i サンプルシフトしてベクトルの長さが参照信号と等しくなるような受信信号を x_i とすると，次のような式で表すことができる．

$$cor_i = \frac{x_i \cdot r^*}{\sqrt{(x_i \cdot x_i^*)(r \cdot r^*)}} \quad (3.1)$$

式 (3.1) により求められた相関係数 cor_i とシフトしたサンプルとの関係を図 3.5 に示す．図 3.5 に示すように相関係数が最大となっているサンプル点が最適サンプリング点となり，その点から復調を開始することができる．さらに参照同期信号と受信同期信号との間の複素相関係数の虚数部分を取り除くような位相回転を受信信号に乗算することにより，初期位相のずれを補正することができる．これらより，複素スライディング相関によって同期と初期位相を合わせることができる (図 3.6)．

Receiver Signal



Reference Signal

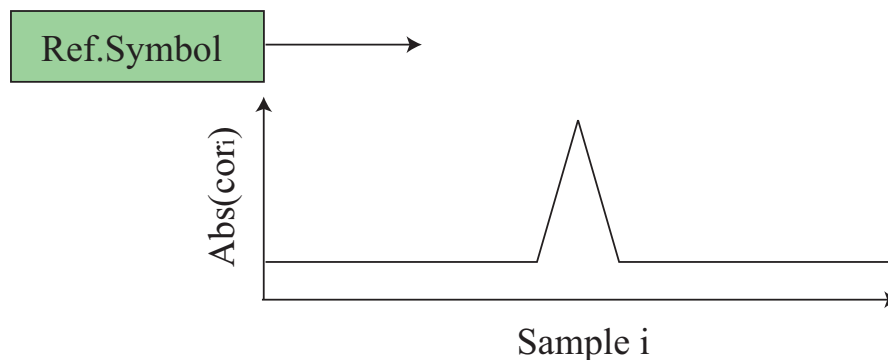


図 3.5: 同期方法

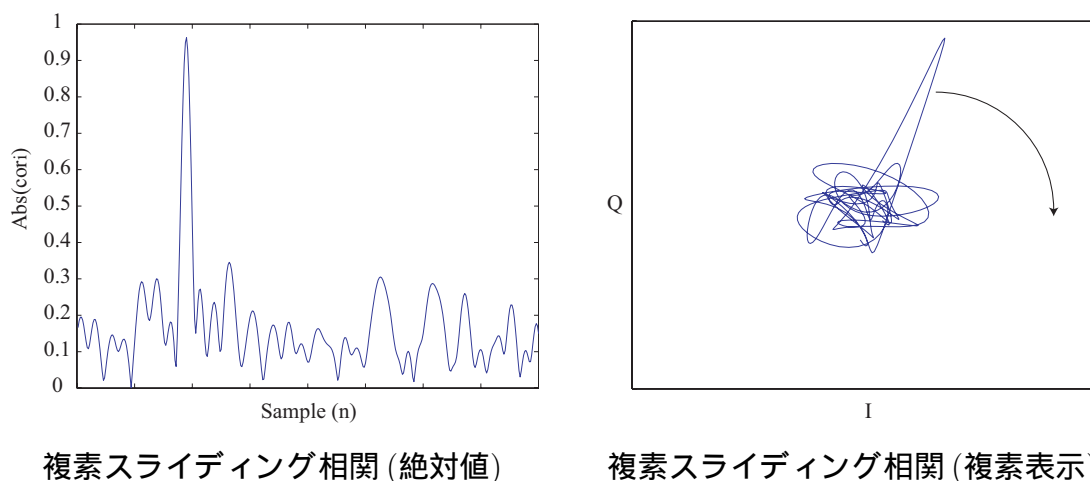


図 3.6: スライディング相関

3.2.2 サンプリング法

本実験システムでは、アンダーサンプリングと呼ばれるサンプリング手法を用いた。アンダーサンプリングはバンドパスサンプリングとも呼ばれ、ナイキストサンプリングレート以下のサンプリングレートで標本化を行う方法である。標本化定理から見れば、信号の最大周波数の2倍以上でサンプリング(オーバーサンプリング)しなければ元信号は失われてしまうが、元信号の周波数帯域の2倍以上でサンプリングを行えば、デー

タを復元することができるサンプリング法である (図 3.7) . アンダーサンプリングの適用条件は以下の式で表すことができる .

$$\frac{2f_u}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1} \quad (3.2)$$

$$2 \leq n \leq \left[\frac{f_u}{B} \right] \quad (3.3)$$

$f = f_L$ または $f = f_u$ にある周波数の成分はエリアシングを起こすので式 (3.2) を満たすということは帯域は (f_L, f_u) の間に必ず存在する . 式 (3.2) , 式 (3.3) をグラフにしたものを図 3.8 に示す . B によって正規化されたサンプリング周波数が縦軸であり , 横軸はバンドポジション f_u/B を表している . V 字の内側はエリアシングを起こさずにサンプリングすることができる領域であり , 色がついていない部分は従来のサンプリングレートを用いるとエリアシングが生じる領域である . $f_s > 2f_u$ の低い帯域の場合は $n = 1$ で与えられ , 図 3.8 の左の大きな V 字に一致する .

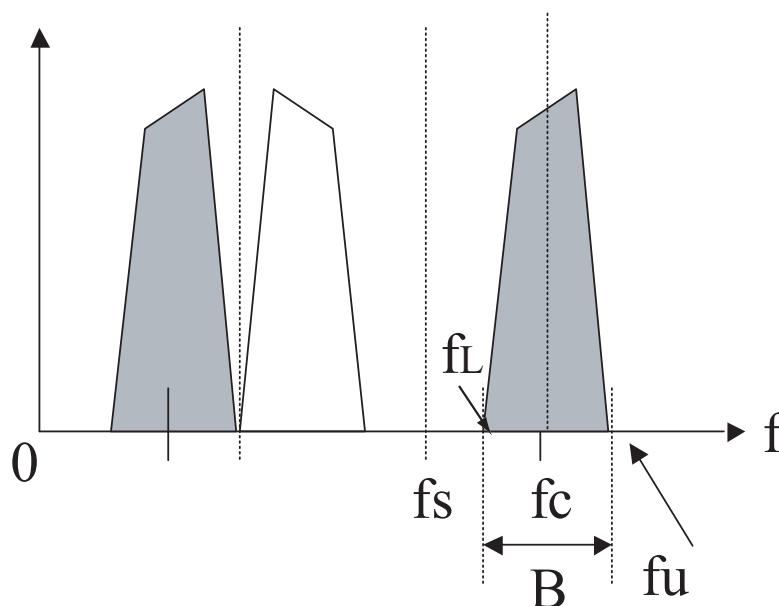


図 3.7: アンダーサンプリング後のスペクトル
(B :帯域幅 , f_c :中心周波数 , f_s :サンプリング周波数)

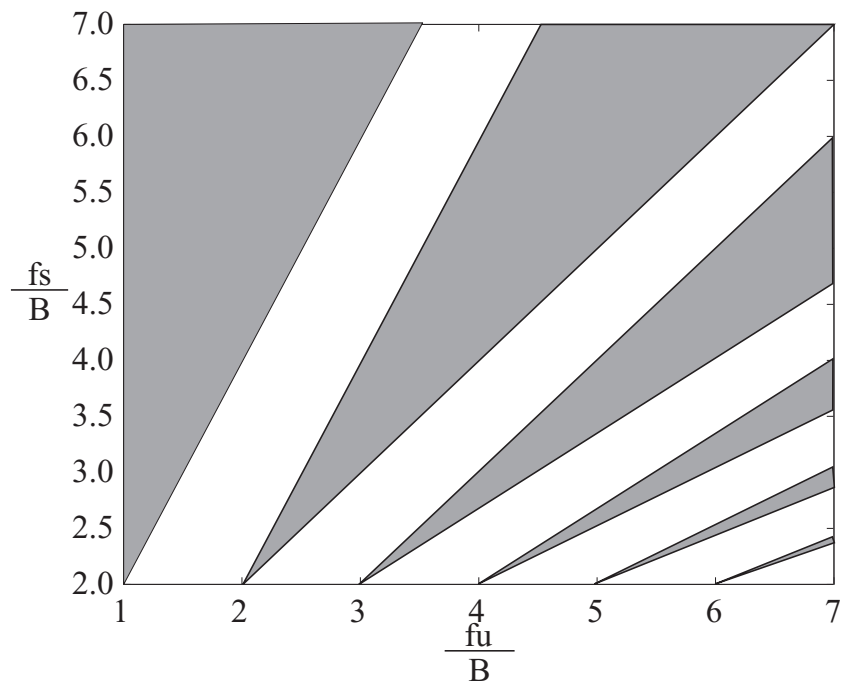


図 3.8: アンダーサンプリングの条件

アンダーサンプリングを行う際に問題になってくるのは A/D コンバータのクロックジッタの影響であるが、クロックジッタの影響が誤り率に与える影響はここでは割愛する。以下の文献を参照されたい [5][6]。

3.3 アレーアンテナ実験システム

本節では前節でのデータ送受信方法や同期，サンプリング処理を用いたアレーアンテナ測定システムの構築の概要を説明する．アレーアンテナ送受信システムの概略を図 3.9 に示す．

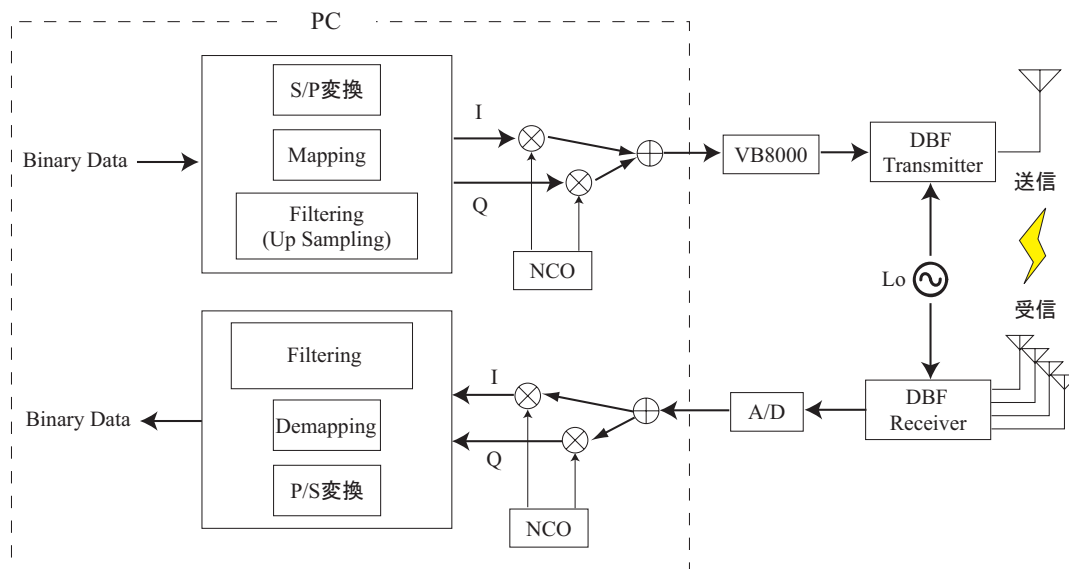


図 3.9: アレーアンテナ送受信システムの概略

3.3.1 測定機器

送信用，受信用共に 5GHz のスリーブアンテナを用いた (図 3.10) . IF 信号発生器は任意波形発生器である横河電機 (株) の VB8000 を用いた (図 3.11) . この任意波形発生器は最大 4 チャンネルまで別々の信号を発生させることができる信号発生器である .

アップコンバータ及びダウンコンバータには DBF (Digital Beam Forming) 送受信機を用いた (図 3.12) [9] [10] [11] . この DBF 送受信機は YIG (Yttrium Iron Garnet) チューナブルフィルタを使用しており , 2-8GHz 間の搬送波周波数を可変で調整できる . 一般的に YIG チューナブルフィルタはコストがかかる為 , スペクトラムアナライザまたは軍事目的で利用されるが , 周波数可変という利点から YIG フィルタをこの送受信機に組み込んだ . 4chDBF 送受信機のブロック図を図 3.13 に示す .

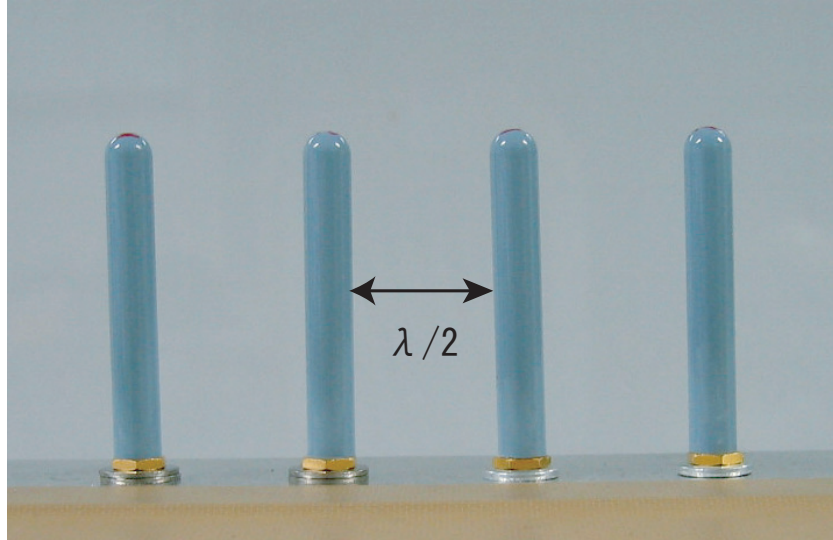


図 3.10: 受信アレーアンテナ



図 3.11: 任意波形発生器



図 3.12: 4ch DBF 送受信機

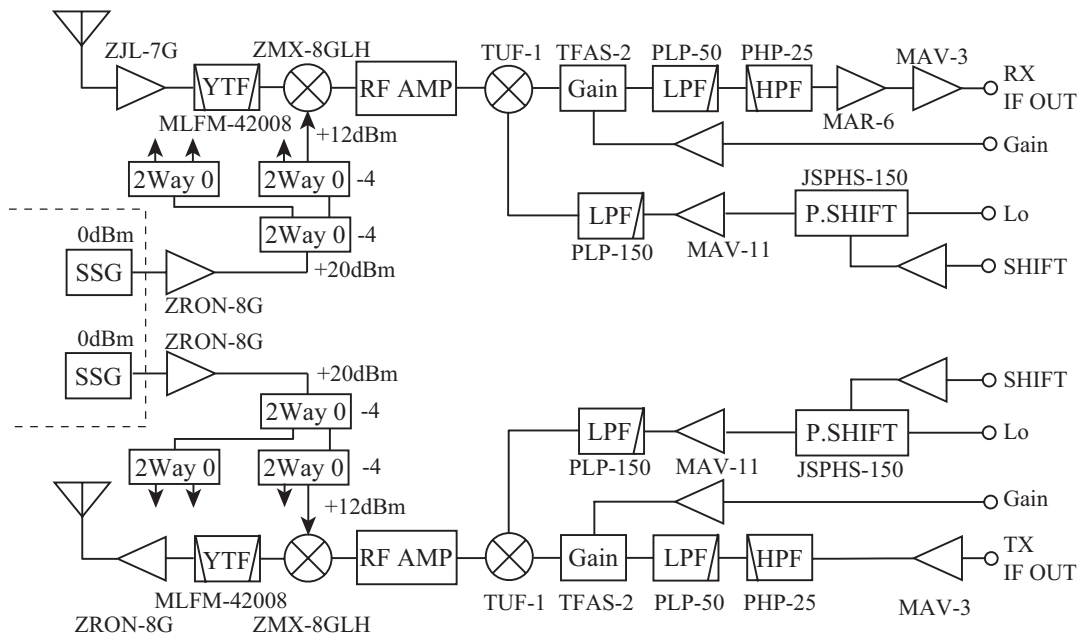


図 3.13: 4ch DBF 送受信機のブロック図

A/D コンバータは4チャンネル対応のもの(図3.14)と16チャンネル対応のものを用いた。A/Dが取り込める受信点数はメモリの仕様によって限られており、また、周波数オフセットが影響してあまりに長い点数を取るとコンスタレーションパターンが回転してしまい、BERの評価に悪影響を与えるので、2000点~6000点程度の信号を繰り返し送信

し、受信側では繰り返し同期をとりなおし、復調されたビットが 10000 点を超えるまで復調を繰り返し、BER を計算するといった手順で測定する。こうすることにより、周波数オフセットの影響を殆ど受けることなく測定を行うことができる。

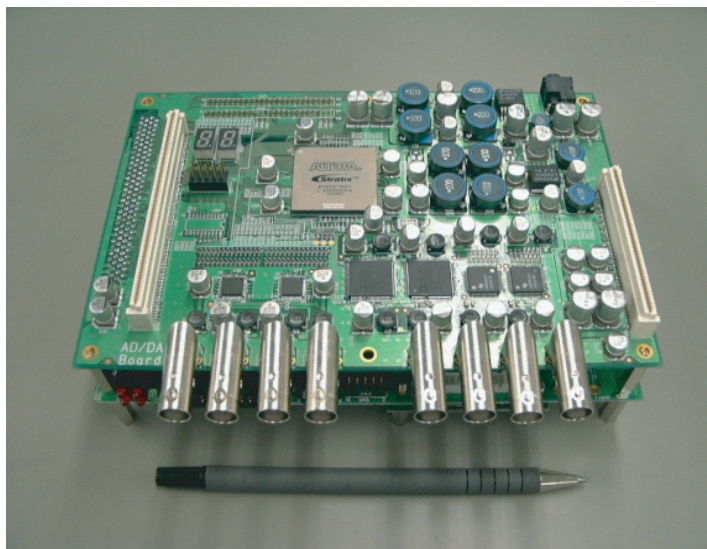


図 3.14: 4ch AD ボード

受信アンテナは 4 素子リニアアレーアンテナ，8 素子リニアアレーアンテナを用い，4 素子，8 素子いずれも半波長間隔で配列した。受信 IF 周波数は 40MHz をサンプリング周波数 32MHz でアンダーサンプリングし，8MHz の信号の折り返し（イメージ信号）をサンプリングすることになる。

次章で様々な環境でアレーアンテナ伝搬実験を行うが，すべての実験環境に共通したパラメータを表 3.1 に示す。

表 3.1: アレーアンテナ測定システムの諸元

受信アンテナ	半波長間隔スリーブアンテナ
搬送波周波数	5GHz
シンボルレート	4M symbol/s
送信 IF 周波数	10.7MHz
受信 IF 周波数	40MHz
A/D サンプリング周波数	32MHz (アンダーサンプリング)

3.3.2 データ送受信実験

アレーアンテナを用いたデータの送受信が正しく行われているかを確認するために電波暗室内でデータ送受信の基礎実験を行った。実験で使用したアンテナは4ch 半波長間隔リニアアレーアンテナを用い、アレーアンテナのブロードサイド方向から見て 0° 方向から送信した。電波暗室内での送信電力に対するアレーアンテナのBER特性を図3.15に示す。

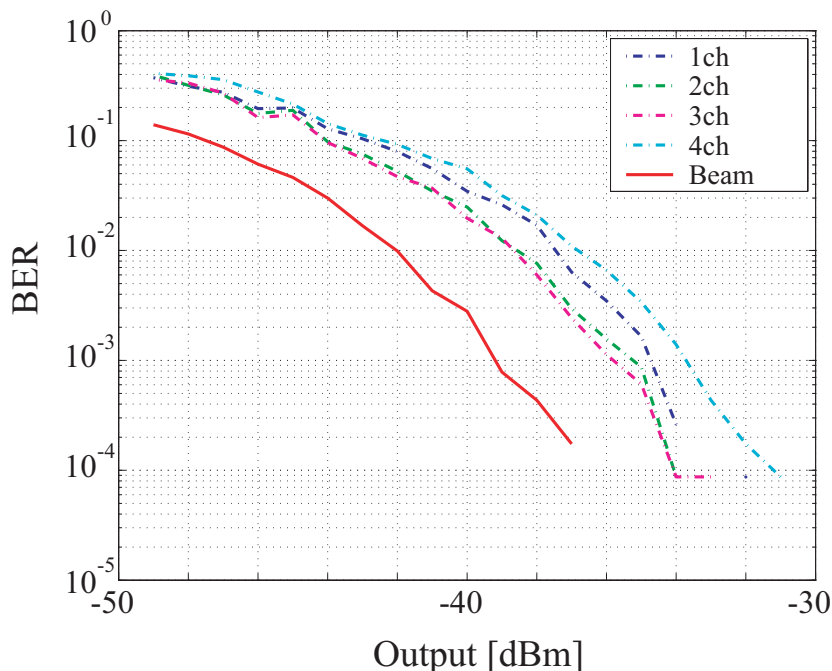


図 3.15: アレーアンテナ BER 特性

図3.15が示すとおり、各チャンネルとも出力電力が大きくなるに従って誤りが少なくなっており、正常にデータの送受信が行えているのが分かる。素子ごとにBERのばらつきが見られるのは、アンテナの相互結合の影響と考えられる[8]。また、 0° 方向に対してアレーアンテナのメインビームを向けたときに単純計算だと6dB特性が改善されるはずがそのようになっていないのは先ほど述べたアンテナ間相互結合とアンダーサンプリングによるクロックジッタ等の影響と考えられる[5]。

これらのことから、アレーアンテナのデータ送受信の実験システムが正常に動作することを確認したので、次章はこの測定システムを用いて様々な環境でデータ送受信を行い、その受信信号を評価する。

第 4 章

アレーアンテナ実伝搬環境実験と受信信号評価

本章では前章のアレーアンテナ伝搬実験システムを用いて電波暗室内や屋内伝搬環境において伝搬実験を行い，それらの受信信号を用いてさまざまな適応信号処理を行う．

4.1 電波暗室内におけるアレーアンテナ伝搬実験

本節では理想的な伝搬環境で電波が送受信できる電波暗室において伝搬実験を行った．これらの受信信号から MUSIC 法やビームフォーマ法の到来方向推定精度の比較や各到来方向推定アルゴリズムの推定結果に基づく出力電力対 BER の特性を評価した．

4.1.1 到来方向推定精度評価

MUSIC 法と Beamformer 法の到来方向推定の精度を比較する実験を行った．電波暗室内での測定システムの諸元を表 4.1 に示し，伝搬実験システムのモデルを図 4.1 に示す．

表 4.1: 測定システムの諸元

受信アンテナ	4 素子 5GHz 帯半波長間隔スリブ
変調方式	QPSK
電波到来角	$\theta_1 = -27^\circ, \theta_2 = 27^\circ$

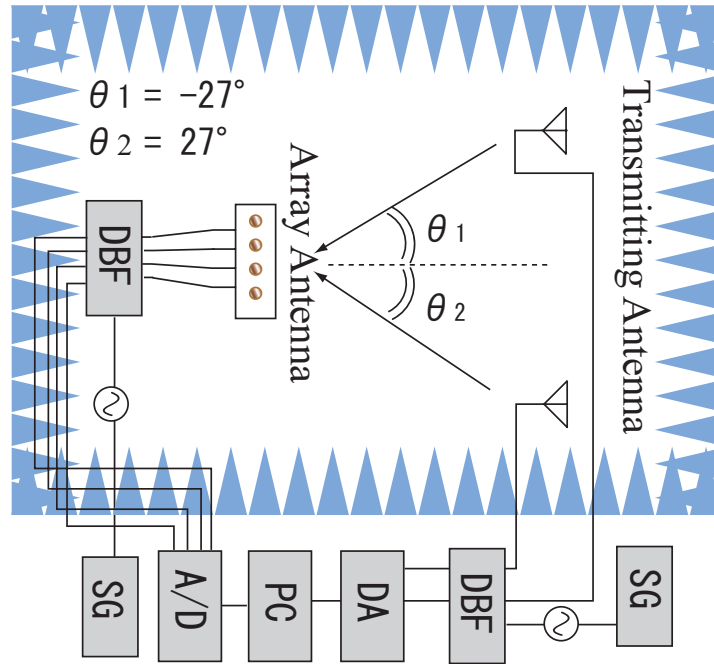


図 4.1: 電波暗室内実験システム

図 4.1 が示しているように，受信アレーのブロードサイド方向からみて θ_1, θ_2 の方向から異なる二つの M 系列の信号を生成し，送信した．また， θ_1 の方向から到来する信号を所望波， θ_2 の方向から到来する信号を不要波とした．所望波，不要波共に十分な大きさの電力で送信し，それぞれ同じ電力にした．ビームフォーマ法及び MUSIC 法で到来方向推定を行った結果を図 4.2 に示す．

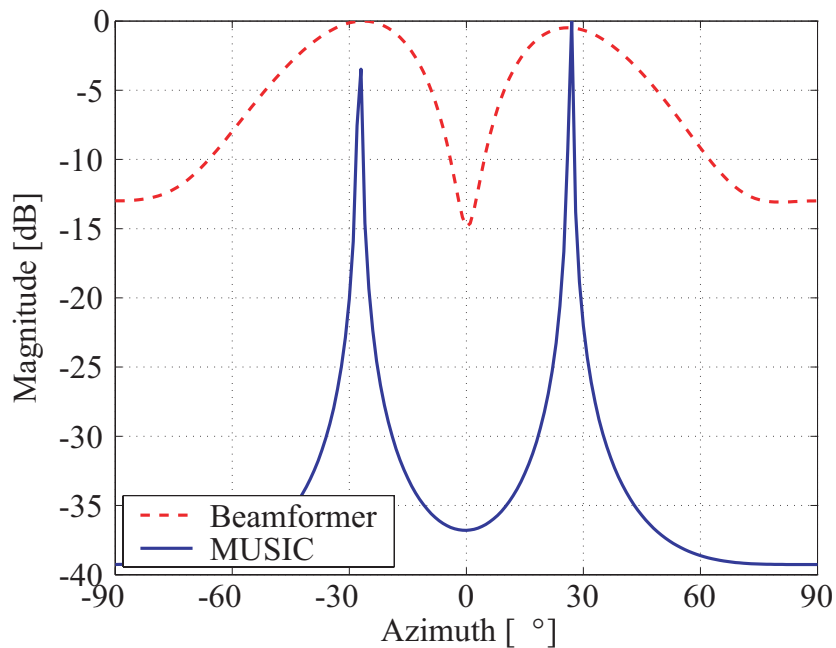


図 4.2: 電波暗室内における MUSIC 法と Beamformer の到来方向推定結果

図 4.2 が示しているように，MUSIC，Beamformer 共に実際の到来方向と推定結果の間に誤差は殆どなく，精度よく推定できているのが確認できる．次に不要波の送信電力を固定し，所望波の送信電力を 0dB ~ -20dB と不要波に対して小さくしてゆき，強い妨害波が存在する環境下における MUSIC，Beamformer の所望波に対する到来方向推定の精度を比較した．MUSIC 法とビームフォーマ法の到来方向推定結果を図 4.3 に示す．尚，MUSIC の波数は 2 波と設定してあり，正しく推定されているものとした．両手法ともに到来方向推定の試行回数は 10 回行い，その誤差の平均値をとった．

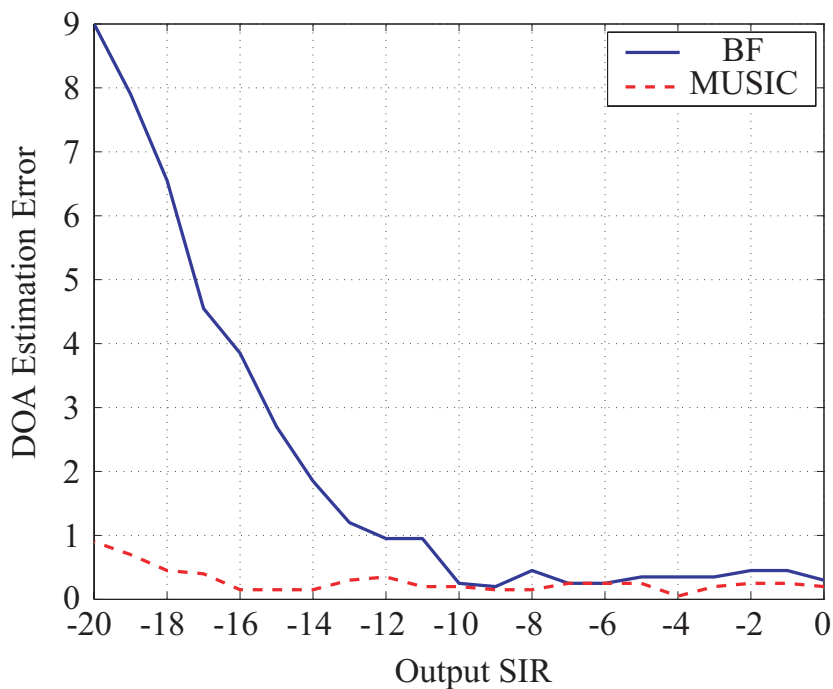


図 4.3: Beamformer 法と MUSIC 法の到来方向推定精度の比較

表 4.2: ビームフォーマ法と MUSIC 法の比較

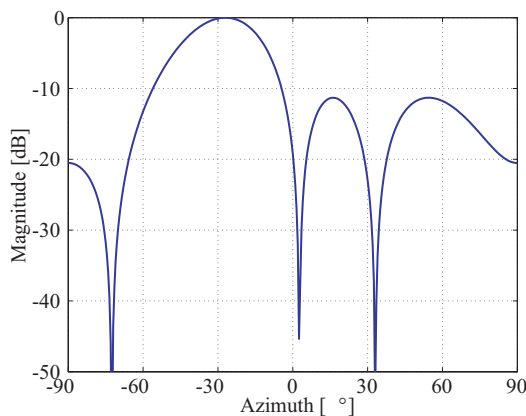
	Beamformer 法	MUSIC 法
利点	<ul style="list-style-type: none"> ・演算量が比較的少ない ・環境に対してロバスト ・電力推定も可能 	<ul style="list-style-type: none"> ・分解能が高い ・微小な電波の方向推定可能 ・相関係数推定が可能
欠点	<ul style="list-style-type: none"> ・分解能が低い ・微小な電波の方向推定が困難 ・相関係数・無相関係数を区別できない 	<ul style="list-style-type: none"> ・計算量が比較的多い ・波数推定が必要 ・推定可能波数がアンテナ素子数に依存

図 4.3 からビームフォーマ法は所望波の出力電力が不要波に対して -10dB よりも小さくなっていくに従ってだんだん推定誤差が悪くなっているのが分かる．対して MUSIC 法は SIR(Signal to Interference Ratio) が -20dB といった所望波の電力が妨害波に対して非常に弱い場合においても到来方向推定誤差が 1 度未満に抑えられている．このことから MUSIC 法は正確に波数が推定されているという条件下では，Beamformer 法に比べて微弱な電波の推定精度が高いという事が分かる．ビームフォーマ法と MUSIC 法の特性の比較を表 4.2 に示す．

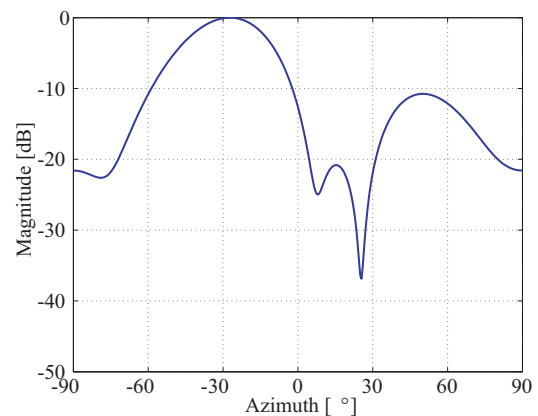
4.1.2 受信指向性及び BER 特性評価

前節から MUSIC とビームフォーマの到来方向推定精度を確認したが，次のステップとして，MUSIC とビームフォーマによる到来方向推定に基づくビーム形成を行い，その到来方向推定誤差が BER に与える影響を考察した．

測定システムは前節と同じく図 4.1 の θ_1 の方向から所望の信号を送信し， θ_2 の方向から不要の信号を送信した．ビーム形成には DCMP 改良版(タイムドアダプティブアレー)を用いた(2.4.1 参照)．このアルゴリズムを用いて所望波の方向に対してビームを向ける拘束条件を設けることにより，所望波の方向の信号成分が失われずに不要波を除去することができる．以後，本論文中での DCMP は DCMP アダプティブアレー改良版のことをさす．



一様励振の指向性パターン



DCMP の指向性パターン

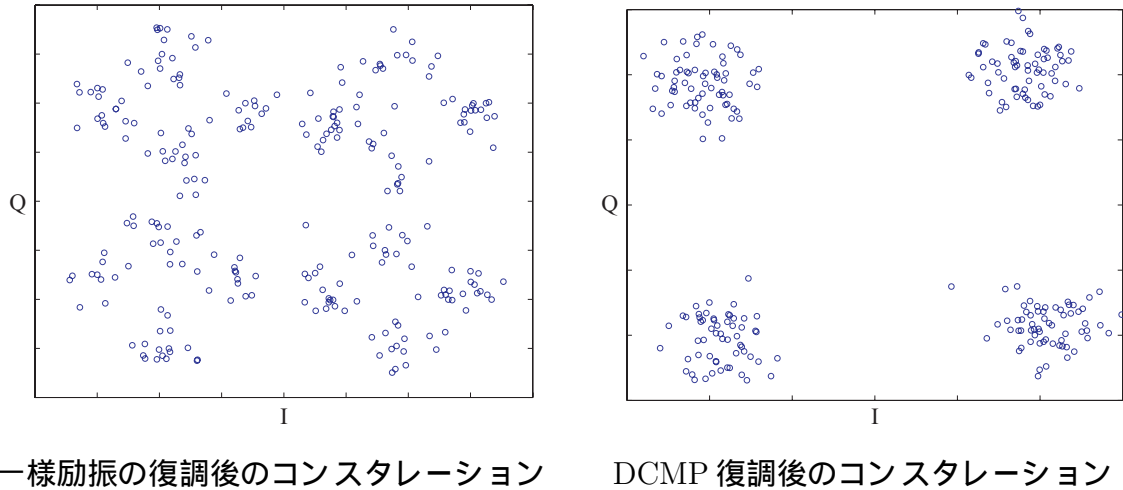


図 4.4: 指向性パターンとコンスタレーション

図 4.4 が示すとおり，一様励振パターンの主ビームを θ_1 方向（所望波方向）に向けたのみのコンスタレーションパターンは θ_2 方向のフェージングの影響を受けているのに対し，DCMP ビームフォーミングを行った後でのコンスタレーションパターンはフェージングの影響を受けずに復調できているのが確認できる．

また，DCMP 法を用いて MUSIC 法とビームフォーマ法による到来方向推定に基づく BER 特性の実験を行ったが，どちらの手法も SIR が -30dB を下回らない限り BER は 0 となり，良好な特性が得られた．実環境において -30dB を下回る SIR はほとんど考えられないので演算量を考慮すると実環境下ではビームフォーマ法も有効であると考えられる．これらの結果から，DCMP は所望波の到来方向が正確に推定できるような環境下（例えば角度広がり小さい見通しの良い郊外など）では，非常に有効なビーム形成法であると言える．

4.2 屋内伝搬環境におけるアレーアンテナ伝搬実験

電波暗室内において到来方向推定法の精度や指向性合成法の検討を行ったが，本節では2つの屋内伝搬環境モデルにおいてアレーアンテナ伝搬実験を行い，受信したデータに対して様々な信号処理を行う．

4.2.1 BER 特性評価

到来方向推定に基づく BER 特性評価

本節では屋内伝搬環境において MUSIC 法，ビームフォーマ法の到来方向推定に基づく BER 評価を行った．測定システムの諸元を表 4.4 に示し，屋内伝搬環境のモデルを図 4.5 に示す．

表 4.3: 測定システムの諸元

受信アンテナ	4素子 5GHz 帯半波長間隔スリープ
変調方式	QPSK
送信 SIR	-20dB ~ 0dB

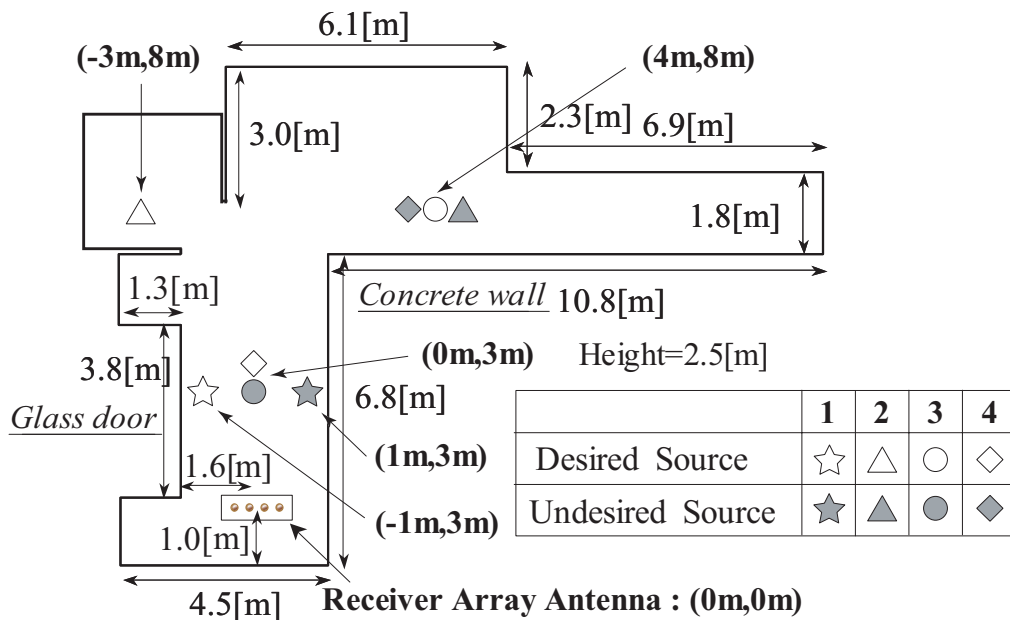


図 4.5: 屋内伝搬環境実験システム

図 4.5 が示すとおり送信アンテナの配置を 4 通り変えて測定した．2 点より系列の異なる PN(Pseudo Noise) 符号を送信し，一方を所望波，他方を不要波とした．ビーム形成

法には DCMP 法を用いた。それぞれの配置に対し，所望波の送信電力を固定し，不要波の送信電力を所望波に対して 0dB から -20dB まで変化させた。このときの SIR に対する BER 特性の平均値を図 4.6 に示す。SIR が 0dB から 20dB の範囲においては演算量の少ないビームフォーマ法でも MUSIC 法に比べ 2dB 程度の劣化に抑えられた。これらの理由は，アレーアンテナの素子数がそれほど多くないため，ビームの幅が大きくなってしまい，不要波が除去しきれいていないと考えられる。これらのことから屋内伝搬環境においては少ない素子数において，到来方向推定の精度はあまり関係してこないということが確認できた。また，屋内多重波環境において DCMP と一様励振パターンの主ビームを推定方向に向けただけの特性は殆ど変わらないということも確認した。

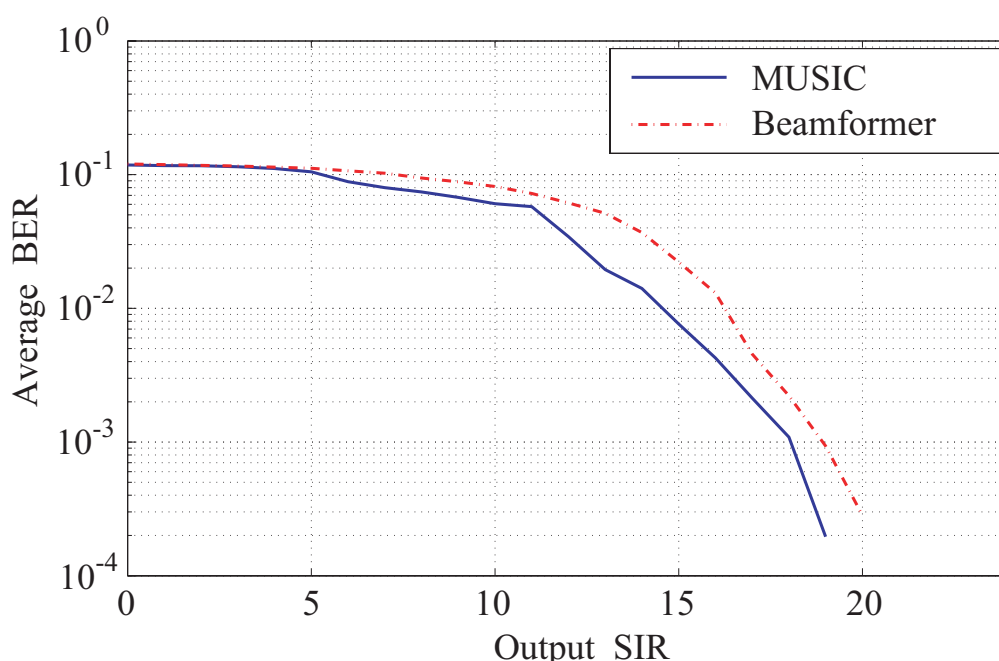


図 4.6: 屋内環境における到来方向推定に基づく BER 特性

ビームステアリングアレーの BER 特性評価

屋内多重波環境では MUSIC 法，ビームフォーマ法の方向推定に基づく BER 特性の違いがそれほどないことが確認できたので，以後到来方向推定法はビームフォーマ法を使用し，ビーム形成法は一様励振パターンの主ビームを推定方向に向けただけのもの（ビームステアリング）を使用する。このシステムを以後ビームステアリングアレーと呼び，ビームステアリングアレーの BER 特性の実験的検討を行った。測定システムの諸元を表 4.4 に示し，屋内環境の測定システムを図 4.7 に示す。図 4.7 のように見通し内と見通し外の二通り測定を行った。それぞれの位置での到来方向推定の結果と， -90° から 90° までアレーアンテナの主ビームを走査させたときの BER 特性の結果を図 4.8 に示す。

表 4.4: 測定システムの諸元

受信アンテナ	4素子 5GHz 帯半波長間隔スリープ
変調方式	QPSK
送信機出力	-50 [dBm]

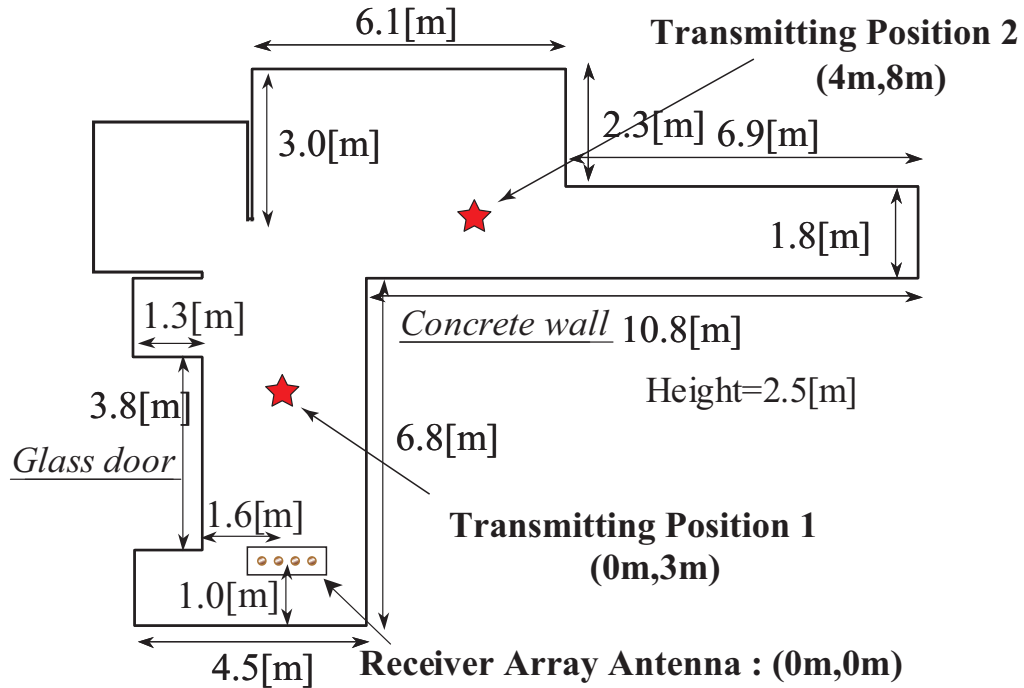


図 4.7: 屋内伝搬環境実験システム

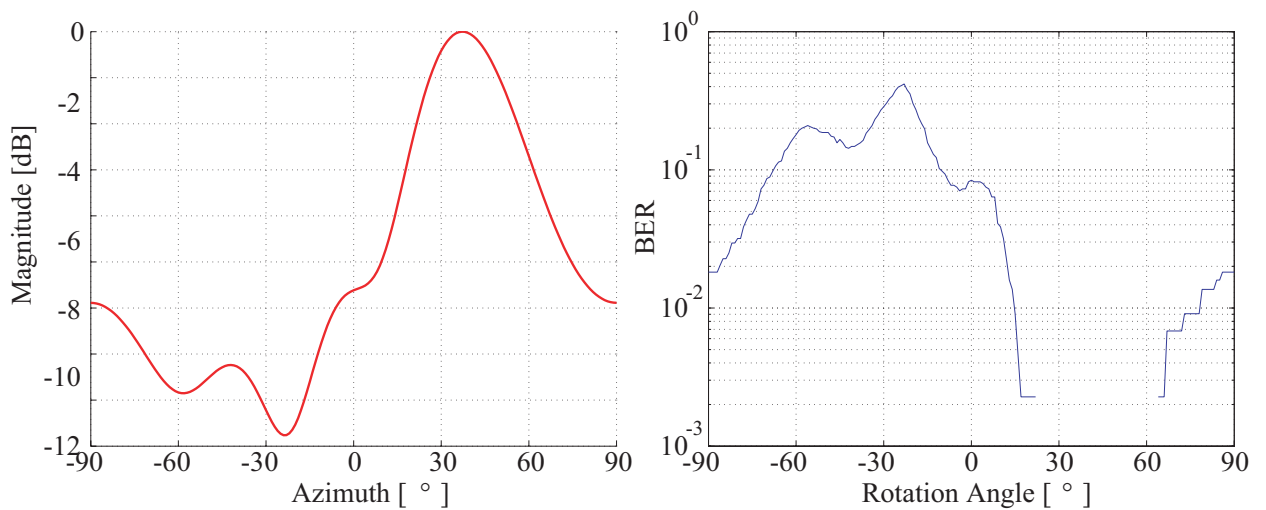


図 4.8: ビームステアリングアレーによる到来方向推定と BER 特性

図 4.8 に示すように，到来方向推定された角度と BER の値が小さくなっている角度はほぼ一致している．これにより，BF 法のパターンの最大値の角度にアレーアンテナの主ビームを走査することが非常に有効であることがわかる．それぞれの位置で送信した場合の送信出力に対する平均の BER 特性を図 4.9 に示す．

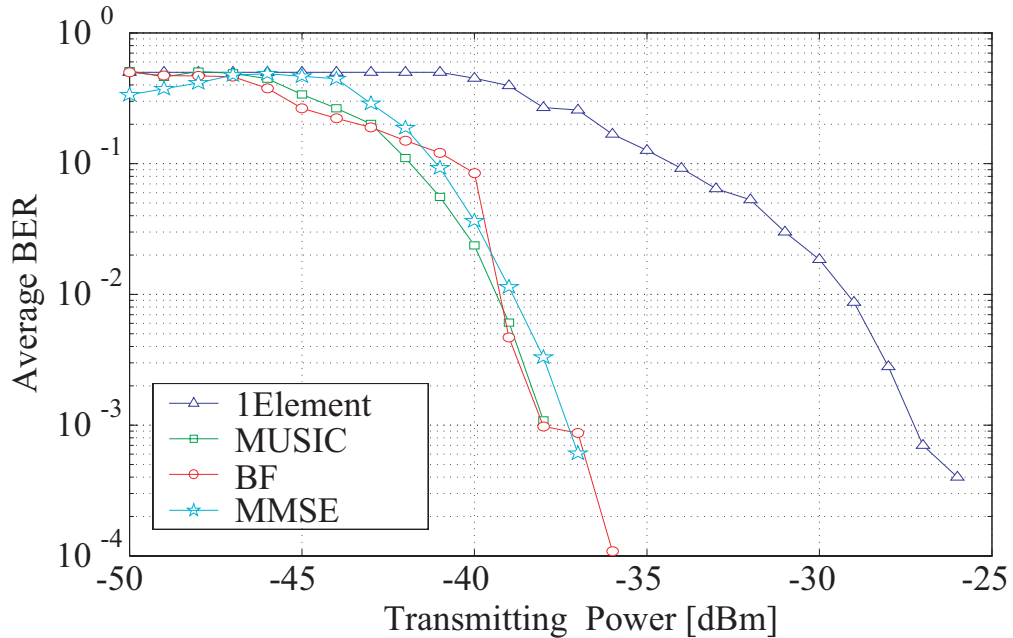


図 4.9: 各受信法による送信電力に対する BER 特性

1チャンネルで受信した場合に比べて，ビームステアリングアレーの BER 特性は約 10dB 改善され，MMSE とほぼ同等の特性が得られた．これより，屋内伝搬環境においては，ビームフォーミングによる簡易なシステムを用いても，その効果は十分に期待できることを確認した．

4.2.2 場所率特性評価

先述した実験系はすべて 4ch アダプティブアレーで実験的検討を行ってきたが、今回は 8ch での受信アレーアンテナ（図 4.10）を用いて先述とは異なる屋内伝搬環境において場所率特性の評価を行った。場所率とは測定した点数の中で、ある BER の値を満足する点の割合を数値化したものである。受信機は 8ch DBF 受信機を用い、A/D は 16ch A/D ボードの 1～8ch を用いた（図 4.11）。

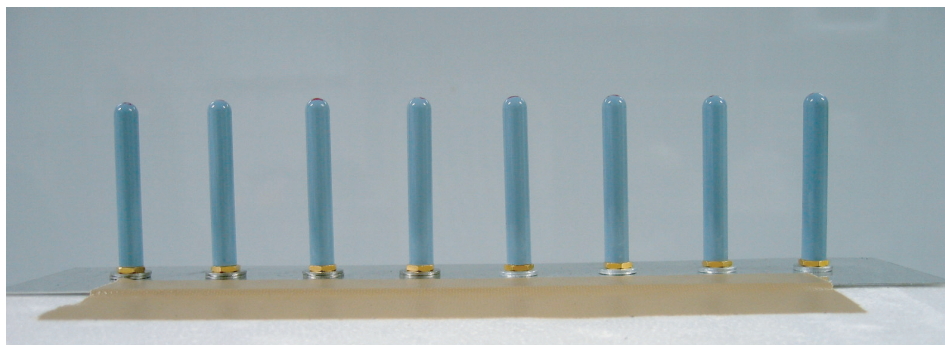


図 4.10: 8 素子アレーアンテナ

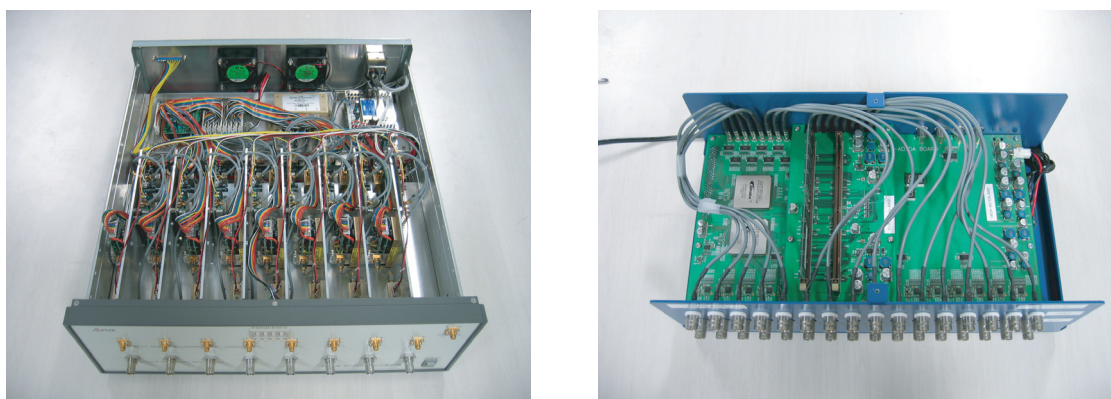


図 4.11: 8ch DBF 受信機と 16ch AD ボード

この伝搬実験を用いて各種指向性合成法による場所率特性の比較検討を行う。実験システムの諸元を表 4.5 に示し、屋内伝搬環境モデルを図 4.12 に示す。図 4.12 に示すように送信アンテナおよび送信電力を固定して受信アンテナを 25 点配置を換えて測定した。このとき得られた受信データを復調して各種指向性合成法による場所率特性を検討した。用いた受信方法は、8ch ダイバーシチ、8ch ビームステアリングアレー、ビームステアリング改良版 (2.4.2 参照)、MRC (Maximum Ratio Combine) を用い、それぞれの特性を比較した。

表 4.5: 測定システムの諸元

受信アンテナ	8 素子 5GHz 帯半波長間隔スリープ
変調方式	16QAM
送信機出力	-60 [dBm]

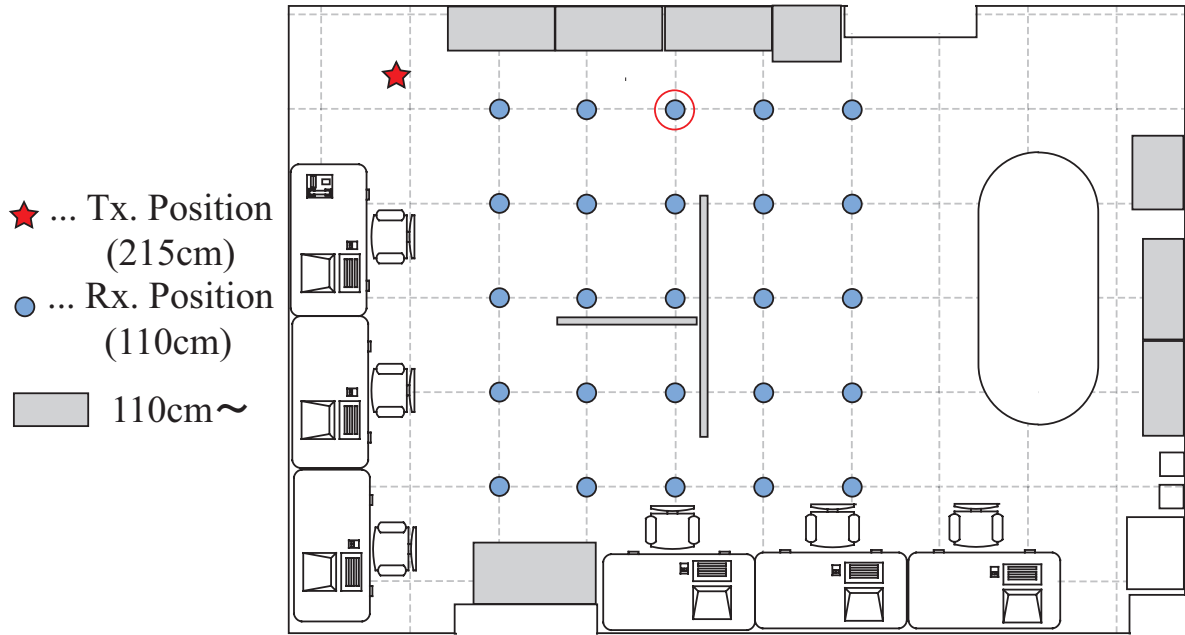


図 4.12: 屋内伝搬環境実験システム

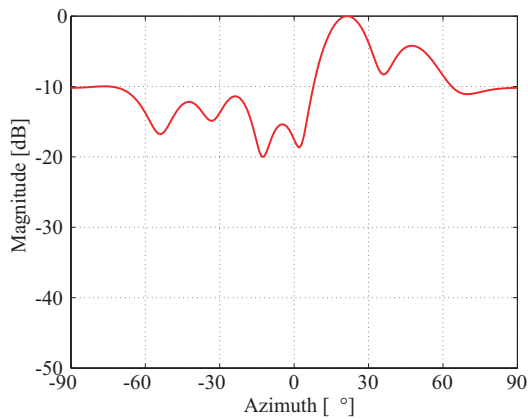
ここで MRC について簡単に述べる．MRC とは最大比合成の略で，到来方向推定を必要としない指向性合成法である．この指向性合成法はフェージングのない環境においては MMSE と等価な受信特性を有することが知られている．アレーアンテナ合成出力は以下の式で表すことができる．ここで， a_i は第 i 素子の振幅である．

$$P_{out} = \sum_{i=1}^M a_i e^{-j\phi_i} a_i e^{j\phi_i} \quad (4.1)$$

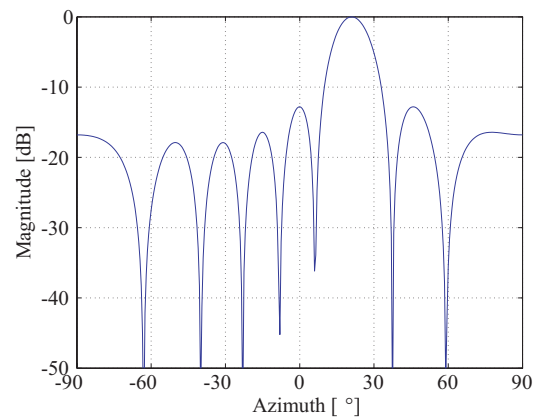
$$P_{out} = a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_M^2 \quad (4.2)$$

上式のように，各アンテナの振幅の 2 乗をそれぞれ加算したものが出力となる．これにより，受信電力が大きい素子の信号の比重が高くなる．

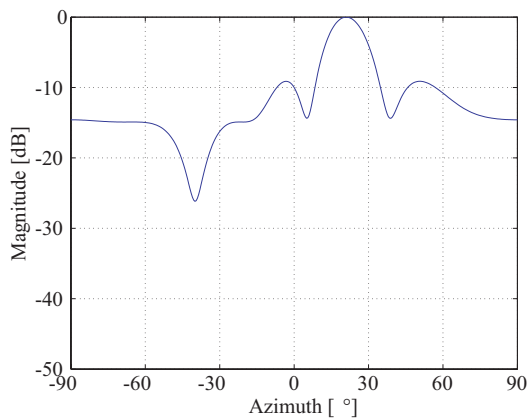
図 4.12 の丸で囲われた受信点におけるビームフォーミングによる到来方向推定結果及び各種指向性合成法による受信ビームパターンを図 4.13 に示す．



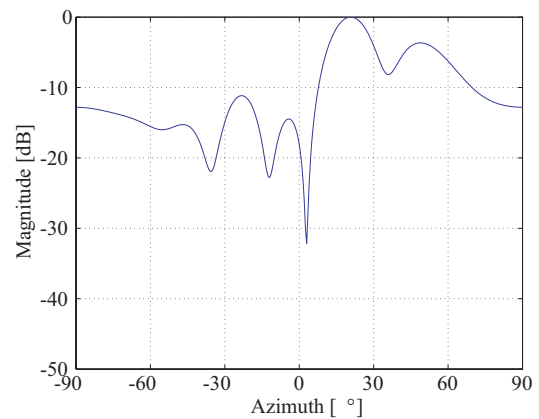
(a) 到来方向推定結果 (BF 法)



(b) ビームステアリング従来法



(c) ビームステアリング改良版



(d) MRC

図 4.13: BF 法による到来方向推定結果と各種指向性合成パターン

図 4.13 の (a) に示すビームフォーマ法による最大受信電力方向 (所望波到来方向) は 21° であり, ビームステアリング従来法, 改良版ともにその方向に対してビームステアリングを行った. 図 4.13 の (b) が示す通り, ビームステアリング従来法は所望波方向に対して主ビームを向けるのみであるのに対してビームステアリング改良版 (c) は, ビームフォーマ法の方向推定パターンに近づいているのが確認できる. MRC(d) はこれらの指向性合成パターンの中で最もビームフォーマ法の到来方向推定結果のパターンに近い結果であることが確認できる.

前節の図 4.8 に示した通り, BER 特性はビームフォーマ法の受信電力に対応しているということを考慮すると, 屋内環境 (フェージングがほとんど存在しない環境) における受信指向性は, ビームフォーマ法の到来方向推定のパターンに近づけば近づくほど良好な受信特性が得られると考えられる.

また, 同期処理の視点から MRC とビームステアリングを比較した場合, ビームステアリングは同期処理を行う前にビームを形成するので, 同期処理は 1 回で済むのに対し, MRC は各チャネル独立に同期処理を行ってからビームを形成するので, 素子数が大き

くなるに従って同期処理にかかる計算量が大きくなる。

各受信法による場所率特性を図 4.14 に示す。横軸は BER で、縦軸が指定された BER を満たす場所率を表している。

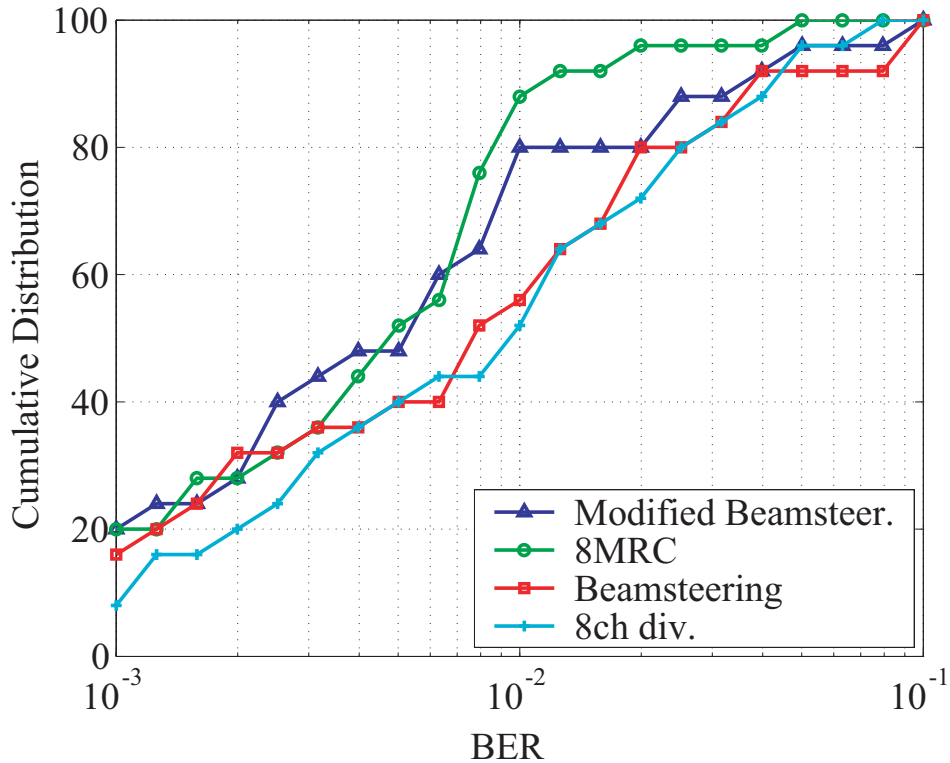


図 4.14: 各受信法による場所率特性

図 4.14 の BER の 10^{-2} のポイントで評価すると、一番良好な特性を示しているのは MRC であることが分かる。次いでビームステアリング改良版、ビームステアリングと続く。いずれの場合もダイバーシチよりも良好な特性が得られた。ビームステアリング改良版は従来のビームステアリングに比べて 20% 以上も改善され、飛躍的に場所率が向上している事が確認できる。

これらから 1 シンボル以上遅延した波が入射しない環境(フェージングがほとんど存在しない環境)においては、MRC が最良の指向性合成法だと言える。しかしながら MRC は、フェージング環境も考えられる基地局アンテナへの適用を考えると、その特性ゆえに所望波と不要波の区別を付けることができないので不向きであると考えられる。FDD システムへの適用を考慮した場合、MRC に迫る受信特性を有するビームステアリング改良版が適していると考えられる。

以上から、MRC は屋内無線 LAN などの移動端末に適しており、ビームステアリングは上りと下りの周波数が異なる FDD システムの基地局アンテナへの適用に向いているということが結論付けられる。

第 5 章

結論

本研究では、今まで盛んにシミュレーションが行われてきたアレーアンテナの適応信号処理技術が、実伝搬環境でどのように動作するのかを実際にアレーアンテナ実験システムを構築して受信信号を評価した結果、以下のことを確認した。

- 電波暗室内に準じるような角度広がり小さい良好な伝搬環境においては、MUSIC 法は到来波が正確に推定できているという条件下において、ビームフォーマ法に比べて微弱な電波の到来方向を正確に推定することができることを確認した。
- 電波暗室内に準じるような角度広がり小さい良好な伝搬環境においては、DCMP ビームフォーミングは非常に有効な手法であるということを確認した。
- 屋内伝搬環境において、MUSIC 法と、ビームフォーマ法の到来方向推定に基づく BER 特性の評価を行い、屋内伝搬環境において、到来方向推定の精度はそれほど重要ではないことを確認した。
- 屋内伝搬環境において、到来方向推定にビームフォーマを用い、ビーム形成にビームステアリングを用いたビームステアリングアレーの評価を行い、その有効性を確認した。
- 屋内伝搬環境において、各種指向性合成法による場所率特性の評価を行った結果、受信だけを考えると、屋内多重波環境で最も適した指向性合成法は MRC であることを確認し、FDD 通信方式を考慮すると、ビームステアリングアレーの改良版が有効であるということを確認した。

今後の課題は、実験で得られたデータを用いて、今回の実験的検討で用いなかった指向性合成アルゴリズムや到来方向推定アルゴリズムを検証することや、MIMO(Multiple Input Multiple Output) 等、他のアレーアンテナシステムと有効性の比較を行うことなどが挙げられる。

謝辞

本研究を進めるにあたり，厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．また研究生活全般に渡って御指導下さった D3 の井上祐樹氏に深く感謝致します．そして，研究生活を共に過ごした新井研究室，市毛研究室，久我研究室の皆様に深く感謝致します．最後に，学生生活を支えてくれた家族に深く感謝致します．

参考文献

- [1] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. 34, no. 3, pp. 276-280, March 1986.
- [2] 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, 2001.
- [3] Tie-Jun Shan, Mati Wax, Thomas Kailath, "On Spatial Smoothing for Direction-of-Arrival Estimation of Coherent Signals," IEEE Trans., vol. ASSP-33, pp. 806-811, Aug. 1985.
- [4] 尾知博, "期待が高まるデジタル通信技術の基礎," インターフェース 10月号, CQ 出版社, 2001.
- [5] 永洞真澄, 横井敦也, 内藤敏勝, 大衛肚, 伊澤清順, "バンドパスサンプリングにおけるクロックジッタの影響," 電子情報通信学会通信ソサイエティ大会, 1999.
- [6] 鈴木健介, 岡田啓, 山里敬也, 片山正昭, "広帯域ソフトウェア無線基地局受信機におけるサンプリングジッタの受信性能への影響," 信学技報 SR03-8, 2003.
- [7] 辻宏之, "MATLAB プログラム事例解説 アレーアンテナ," トリケップス, 2001.
- [8] 小林陽治, 菊間信良, 稲垣直樹, "アダプティブアレーによる FDD 下り回線用ビーム形成時の素子間相互結合に関する検討," 信学技報, AP2002-5, pp. 25-30, Oct. 2002.
- [9] K. Mori, Y. Inoue, M. Kim, K. Ichige, and H. Arai, "DBF array antenna systems at 8.45 GHz," IEEE Antennas and Propagation International Symposium (APS2001), Boston U.S.A, Jul. 2001.
- [10] K. Mori, Y. Inoue, H. Arai, K. Watanabe, R. Kohno, "The DOA Estimation using the Low Cost DBF Array Antenna," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP200), no. 4 pp. 1645-1648, Fukuoka Japan, Aug. 2000.

- [11] Y. Inoue, K. Mori, and H. Arai, "DOA error estimation using 2.6GHz DBF array antenna," Asia-Pacific Microwave Conference(APMC2001), volume2, pp.701-704, Taipei Taiwan, R.O.C., Dec.2001.
- [12] Tien D. Pham: "Multipath Performance of Adaptive Antennas with Multiple Interferers and Correlated Fadings, " IEEE, Trans, Vehicler Technology ,vol.48, No.2, Jan. 1999.
- [13] Theodore S. Rappaport: "Simulation of Bit Error Performance of FSK,BPSK, and /4DQPSK in Flat Fading Indoor Radio Channels Using a Measurement-Based Channel Model," IEEE, Trans, Vehicler Technology ,vol.40, No.4, Nov.1991.

発表文献

- [1] 清水耕司, 井上祐樹, 新井宏之: “到来方向推定法に基づく BER 特性の屋内実験”, 信学総大, B-1-238, 2004 年 3 月 .
- [2] 清水耕司, 井上祐樹, 新井宏之: “ビームステアリングアレーの屋内伝搬実験”, 信学ソ大, B-1-151, 2004 年 9 月 .
- [3] Koji Shimizu, Yuki Inoue, and Hiroyuki Arai : “BER MEASUREMENT USING BEAM STEERING ADAPTIVE ARRAY UNDER INDOOR PROPAGATION ENVIRONMENT”, APMC2004, Delhi, India, Dec, 2004.