

修士論文

移動体 端末用アダプティブアレー の実装に関する研究

A Study of Adaptive Array Implimentation
for mobile comunication in cellular system

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年1月31日提出

横浜国立大学 工学府 物理情報工学専攻 電気

電子ネットワークコース

01GD133 鈴木 淳志

要約

近年の移動通信の普及は目覚ましいものがある。マルチパス環境においては通信速度の高速化に伴いフェージングによるシンボル間干渉が無視できなくなる。これらの対策としてアダプティブアレーが有効であると考えられており、現在盛んに研究が進められている。

軍事技術として開発されたアダプティブアレーアンテナは近年の LSI や DSP の飛躍的な発達に伴い、移動通信への期待が高まった。またアナログ機器に関しても非常に高価だった位相器などの改善が進み低コスト化、高性能化されている。だがそれらのほとんどが基地局用としての研究であり移動局については行われていない。アダプティブ処理には多大な計算量と回路規模を要し複数のアンテナ素子を用いるが、基地局ではその融通が多少は利くからである。移動局としては携帯端末のように小型化、軽量化が進められており、アダプティブアレーを適用する為にはアダプティブ処理に要する計算量、回路規模を縮小しなくてはならない。これら実現の為にソフトウェア、ハードウェア両方からのアプローチを試みる。

本研究では計算量の少ないアルゴリズムとして CMA アルゴリズムを用いてプロトタイプの作成を行った。高速通信が行われていることを想定しパラメータを決定し試作したプロトタイプでは約 10km/s のフェージングに対して有効であることが確認できた。また回路規模縮小の観点からフェーズドアレーに端を発する、電圧制御が可能なアナログ位相器を用いた回路構成を持つ携帯端末用アダプティブアレーアンテナシステムについての検討を行った。移相量を考慮し、より少ない移相レンジで動作するアンテナ配置を提案した。

以上の結果より携帯端末用アダプティブアレーアンテナの実装の可能性を示すことができた。また携帯端末にアダプティブアレーを搭載することが有効であることを示した。

目次

第1章	序論	1
第2章	LS-CMA アダプティブアレーアンテナ	5
2.1	CMA アダプティブアレー	5
2.1.1	動作原理	5
2.1.2	基本特性	7
2.1.3	システムパラメータ	10
2.2	LS-CMA の実装	13
2.2.1	試作システム	13
2.2.2	システム評価	15
2.2.3	まとめ	17
第3章	アナログ位相器を用いた端末用アダプティブアレー	18
3.1	フェーズドアレーアンテナ	18
3.2	システム構成	19
3.2.1	システムモデル	19
3.2.2	アンテナ配置	20
3.3	アルゴリズム	23
3.3.1	最適ウェイト計算	23
3.3.2	キャンセリングビーム操作	26
3.4	まとめ	28
第4章	結論	29
	謝辞	30
	参考文献	31
	発表文献	32

第 1 章

序論

近年の移動通信の普及は目覚ましいものがある。単なる音声通信だけでなくインターネットや e メール等のデータ通信も非常に盛んになっており、これに伴い通信速度の高速化が求められている。移動通信において基地局からの電波が見通しで移動局に到達することはほとんどない。反射、回折してそれらの合成波として到達する (図 1.1 参照)。このようなマルチパス環境においては通信速度の高速化に伴いフェージングによるシンボル間干渉が無視できなくなる。これらの対策としてアダプティブアレーが有効であると考えられており、現在盛んに研究が進められている。

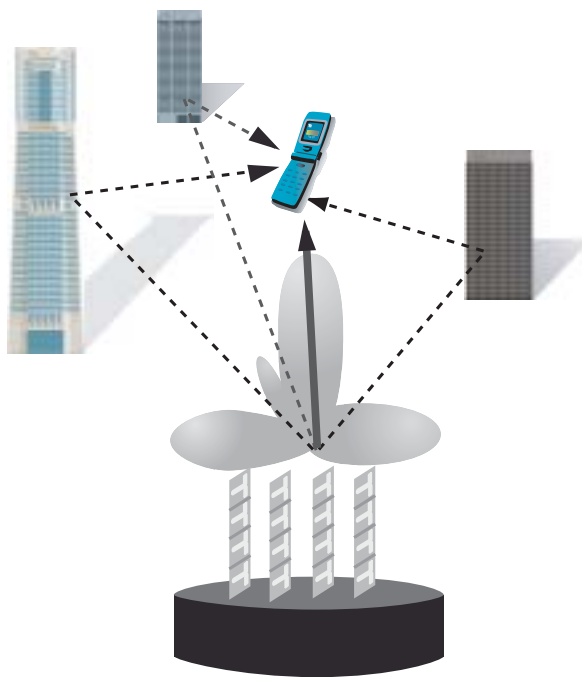


図 1.1: 伝搬路モデル

アダプティブアレーアンテナとは、本質的には受信波の $S/(N + I)$ (希望波信号レベル対雑音及び干渉波レベル) を最大にするように、放射パターンを制御する機能を持つアンテナシステムである。アレーアンテナの受信出力を制御して希望波に対して放射パターンの最大値を向け、干渉波に対してはヌル点を向ける制御を行う。このような機能を実現するために、アンテナ素子を n 素子配列し、その各素子の出力 $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ に対して到来波のレベル、方向などに対応する重み付け $w_i (i = 1, 2, \dots, n)$ を行い、合成して所望の出力を得る (図 1.2)。

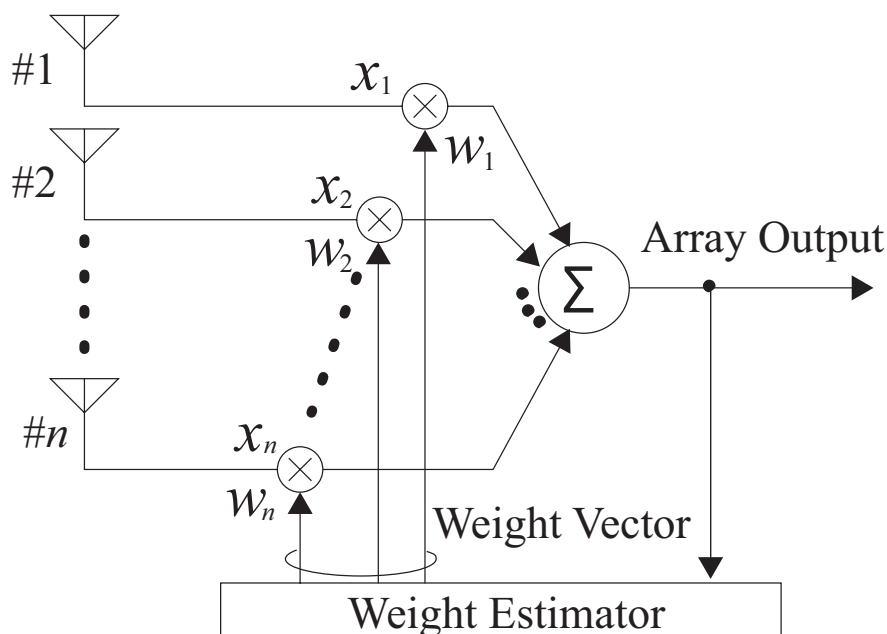


図 1.2: アダプティブアレーアンテナの構成

どのようなアルゴリズムで出力信号を得るかを定義する動作原理は、それら予備知識及び評価関数によって次のように大別できる。

1) MMSE (Minimum Mean Square Error): 最小 2 乗誤差法

所望信号のレプリカを参照信号として受信機内に持ち、到来波信号と比較してその自乗誤差を最小にすることを動作原理とする。最適化アルゴリズムには最急降下法に基づく LMS アルゴリズム、サンプル値を用いた直接解法 (SMI)、再帰的最小 2 乗法 (RLS アルゴリズム) などがある。

2) MSN(Maximum Signal-to-Noise ratio):最大 SNR 法

所望波と非所望波の比 ($S/(N + I)$) を最大する。所望波の到来方向が機知であるという仮定のもとで動作する為、主にレーダの分野で妨害信号 (Jammer) の除去などに応用される。

3) CMP(Constarained Minimization of Power):拘束出力電力最小化法

CMP は拘束条件により DCMP(方向拘束出力電力最小化法) と PI(パワーインバージョン) 方式がある。これは所望波の周波数、到来方向などに制約条件を設け、所望波を保護しながら出力電力を最小に制御する方式である。

4) CMA(Constant Modulus Algorithm):定包絡線信号用アルゴリズム

到来波の包絡線が一定である変調方式を用い、その変動を検出してそれを一定に保つ制御を行うことを動作原理としている。本来一定である到来波の振幅包絡線が時間的に変動すると、コヒーレントな波の干渉を受けているとみなし、合成出力の振幅包絡線を一定に保つのである。予備知識を必要としないのが大きな特徴である。

移動通信に適したアダプティブアレーの動作原理としては、所望信号の到来方向に関する情報を必要としないもの、且つ所望波と相関のある多重波 (干渉波) の抑圧が可能なものが要求される。上記の動作原理の中でこれに該当するのは MMSE と CMA である。

軍事技術として開発されたアダプティブアレーアンテナは近年の LSI や DSP の飛躍的な発達に伴い、移動通信への期待が高まった。またアナログ機器に関しても非常に高価だった位相器などの改善が進み低コスト化、高性能化されている。現在、PHS の基地局アンテナ用として実用化された事例 [1] もあり、数多くの研究がなされている。だがそれらのほとんどが基地局用としての研究であり移動局については行われていない。アダプティブ処理には多大な計算量と回路規模を要し複数のアンテナ素子を用いるが、基地局ではその融通が多少は利くからである。しかし送受信間での実行利得を上げると考えると、基地局だけの改善では限界がある。例えば利得を 3dB 上げることを想定した場合、アンテナ素子数を 2 倍することが考えられるが高分解能を前提として 8~16 素子のアンテナ素子にこれを適用したならば設備、計算コスト共に大幅に増大する。これらのことを考えると基地局のみならず移動局での実行利得の向上を図る方が効果的である。

移動局としては携帯端末のように小型化、軽量化が進められており、アダプティブアレーを適用する為にはアダプティブ処理に要する計算量、回路規模を縮小しなくてはならない。これら実現の為にソフトウェア、ハードウェア両方からのアプローチを試みる。

本研究では計算量の少ないアルゴリズムとして CMA アルゴリズムを用いてプロトタイプの実験を行い、回路規模縮小の観点からフェーズドアレーに端を発する、電圧制御

が可能なアナログ位相器を用いた回路構成を持つ携帯端末用アダプティブアレーアンテナシステムについての検討を行う。そこで、以下のように論文を進めていく。

第2章では、CMA アルゴリズムを用いて高速通信に対応したパラメータの決定を行い、プロトタイプの実成について述べる。

第3章では、アナログ位相器を用いて回路構成を容易にしたアダプティブアレーアンテナシステムについて述べる。

第4章を、本研究のまとめとする。

第 2 章

LS-CMA アダプティブアレーアンテナ

本章では端末用アダプティブアレーの基礎検討として CMA アレーアンテナの実装を行う。CMA は前章で示したように参照信号を必要としない。よって他のアルゴリズムと比較して構成が容易であり回路規模を縮小できる。それが本アルゴリズム選択のねらいである。端末に搭載できる回路規模には制限があり、より簡易に動作するアルゴリズムが求められる。

CMA の特性をシミュレーションを用いて評価を行う。これを用いて高速通信での適用を考えパラメータを決定し、プロトタイプを作成を行う。試作したプロトタイプは先にシミュレーションで求めた計算速度には到らないものの FPGA 等、高速演算装置の改善により目標達成の可能性を示すものである。

2.1 CMA アダプティブアレー

2.1.1 動作原理

CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーは定包絡線信号のジャミングやフェージングの補償に最適なアルゴリズムとして Treichler によって提案された [2]。CMA は参照信号を必要とせず、複数の中から 1 つもしくはいくつかを所望波として自動的に選択する。したがってアレーの重み付けの更新の際に到来方向の到着時点の知識の必要がないという他のアルゴリズムにはないメリットがある。上記の理由により CMA を用いればシステムの簡素化も容易に行える [3]。

CMA の動作原理は図 2.1 に示すように、アレー出力の包絡線の歪成分が最小となるようにウェイトを制御し多重波・干渉波を抑圧することである。誤差最小という意味では MMSE アダプティブアルゴリズムアレーにも属するが、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。すなわち、

予備知識不要のブラインド処理が CMA アダプティブアレーの特筆すべき特徴である。

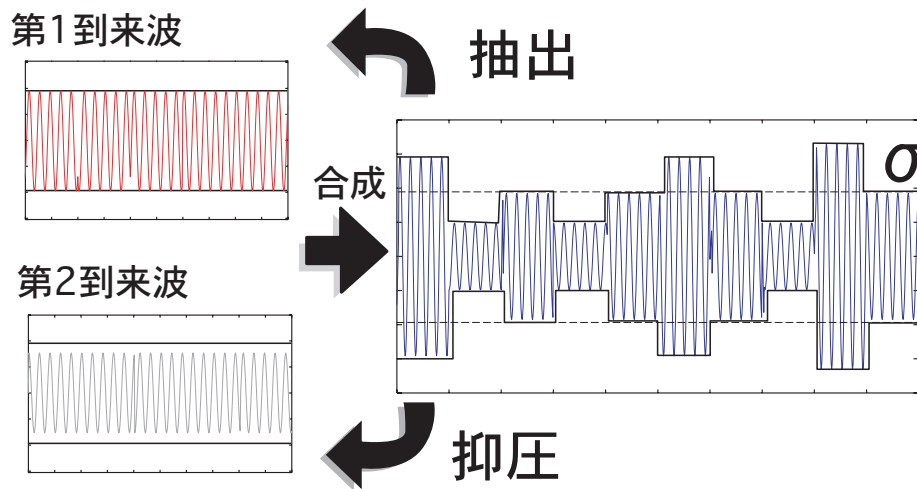


図 2.1: CMA の概念図

CMA は最適ウェイトを求める漸近的手法によって大きく 2 つに分けられる。一般的な手法である最急降下法 (SD-CMA) と非線形最小 2 乗法 (LS-CMA) である。前者は最も一般的な方法で確実に評価関数の最小点に辿りつくこと、計算負荷が少ないことが特徴である。だが固有値分散の問題により収束が著しく遅くなることがある。後者は Marquardt に代表されるように数値的に安定で収束が速いのが特徴である。Marquardt 法は Gauss-Newton 法と最急降下法の利点を合わせ持つ方法である。またこの Marquardt 法を適用した LS-CMA アダプティブアルゴリズムでは Marquardt 数 $\alpha = 0$ とするとあたかも閉形式解が存在するかのようにウェイト計算ができるため非常に安定である。それぞれのアルゴリズムに基づくウェイト W の更新式は以下のようになる。

$$\begin{aligned}
 \text{SD-CMA} & \quad W(m+1) = W(m) - 4X(m)y^*(m)(|y(m)|^2 - \sigma^2) \\
 \text{LS-CMA} & \quad W(m+1) = R_{xx}^{-1}(m)r_{xd}(m) \\
 & \quad R_{xx}(m) = \sum_{i=0}^n X(i)X^H(i) \\
 & \quad r_{xd}(m) = \sum_{i=0}^n X(i)\delta^*(i) \\
 & \quad \delta(i) \cong \frac{\sigma}{|y(i)|}y(i)
 \end{aligned}$$

ここで y はアレーの出力電圧、 σ は出力における所望の包絡線値、 m はウェイト更新の繰り返し回数 (イタレーション)、 n は平均サンプル数である。この n を増加させると収束は遅くなるが安定度は増す。減少させればその逆となる。

2.1.2 基本特性

CMA アダプティブアルゴリズムを用いたシミュレーションを行い、基本特性について検討を行う。シミュレーションに用いる受信部の構造を図 2.2 に、シミュレーション諸元を表 2.1 に示す。受信信号は IF 帯で A/D 変換されベースバンド帯へデジタルダウンコンバートする。アダプティブ処理はベースバンド信号に対して行う。ここで用いる中心周波数である 8[GHz] 帯というのは第 4 世代の移动通信で使用される周波数帯の候補の 1 つである。また、A/D 変換器でのサンプリング周波数は IF 周波数の 4 倍であるとする。

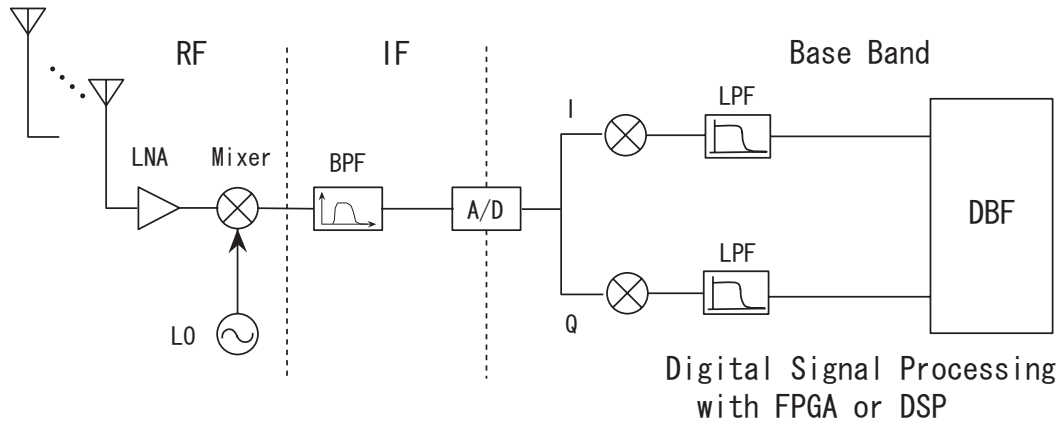


図 2.2: 受信回路ブロック図

表 2.1: シミュレーション諸元

Center Frequency	8.45[GHz]
IF	1~10[MHz]
Modulation	$\pi/4$ shiftQPSK
Bit rate	2[Mbps]
Number of element	4
Sampling Frequency	4~40[MHz]
Update Algorithm	LS-CMA,SD-CMA

続いて以下の表 2.2 にそれぞれの入力波の詳細を記す。入力波は全部で 3 波とし、第 1 波を所望波、第 2 波をその遅延波、そして第 3 波を同一チャンネル干渉波とする。入力波は全てコサインロールオフフィルタを用いて帯域制限されている。それぞれの入力波は無相関波であるとし、同一チャンネル干渉波としては所望波とは中心周波数の異なる信号を入力する。

表 2.2: 入力波

		Power[dB]	DOA[deg]	Delay[μ s]
1 st wave	Desired	0	-30	0
2 nd wave	Delayed	-2	60	1.6
3 rd wave	CCI	-4	20	-

これらの条件における環境において、 $n=10$ とした場合のそれぞれの信号の抑圧を示す収束特性を図 2.3、図 2.4 に示す。横軸に時間、縦軸にそれぞれの到来波に対する抑圧度を示している。どちらも干渉波を抑圧し、所望波方向にビームを向けている様子が分かる。前小節でも述べたように LS-CMA の方が収束速度が速いことが図からも確認できる。次世代移動通信においては高速通信が望まれており、通信速度の向上に伴いより早い収束を持つアルゴリズムの方が有利である。続いて BER 特性を図 2.5 に示す。こちらは横軸に 1bit 当りの信号対雑音比、縦軸に誤り率を示す。初期ウェイトから収束までの時間の差から LS-CMA の方が SD-CMA より良い BER 特性が得られている。

これらの結果から高速な移動通信においては SD-CMA と LS-CMA では LS-CMA の方が有利であることが示されている。次節ではこの LS-CMA を実装するにあたり、その最適システムパラメータの決定を行う。

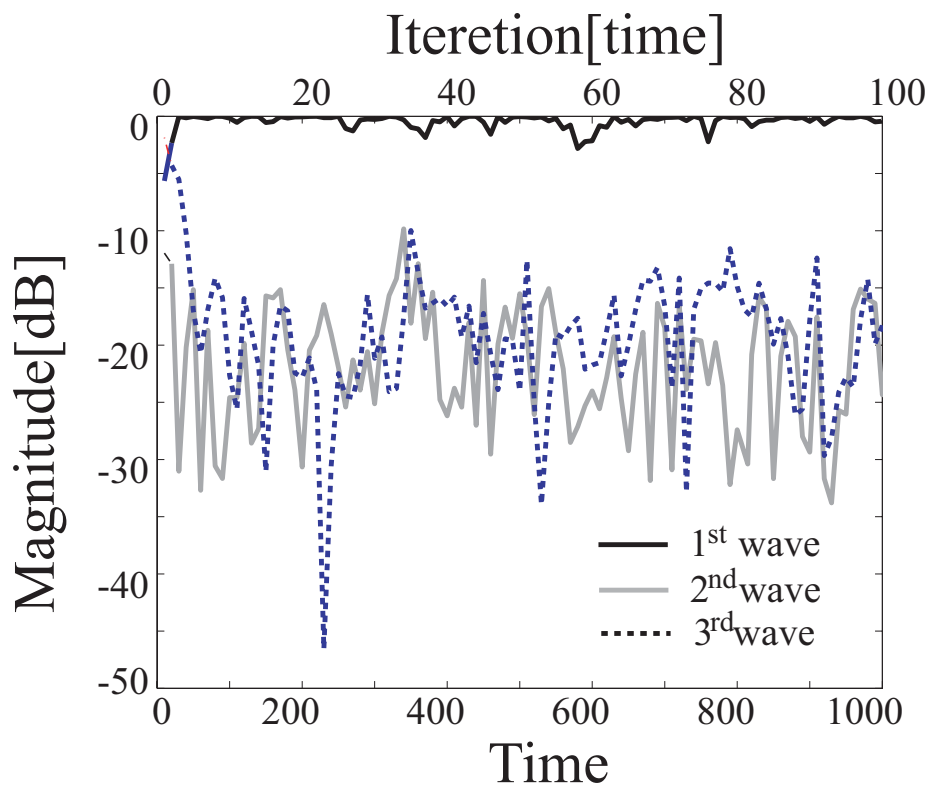


図 2.3: LS-CMA の収束特性

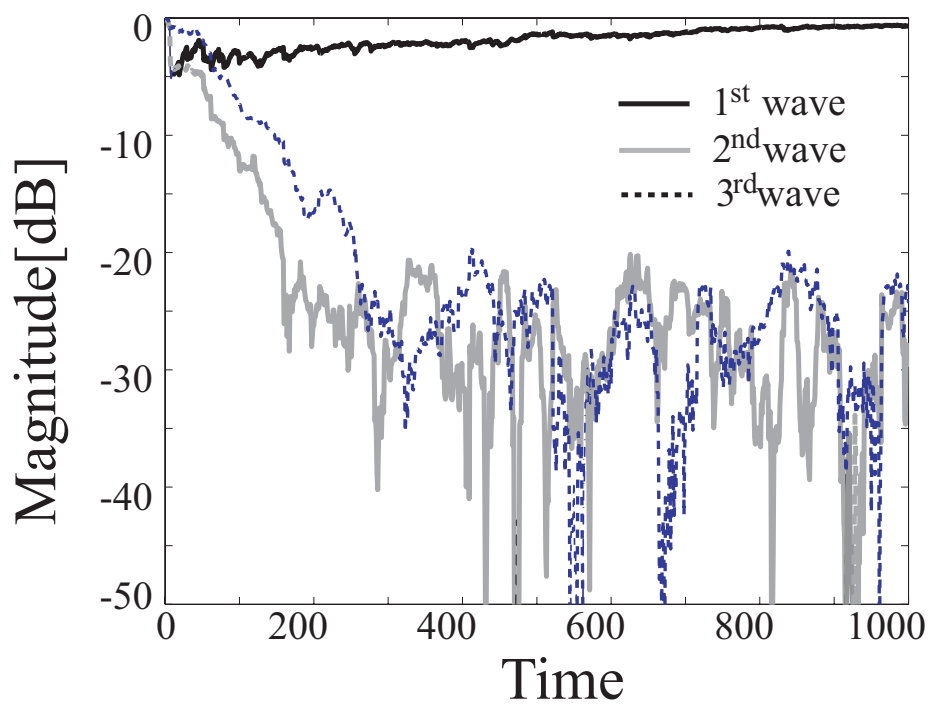


図 2.4: SD-CMA の収束特性

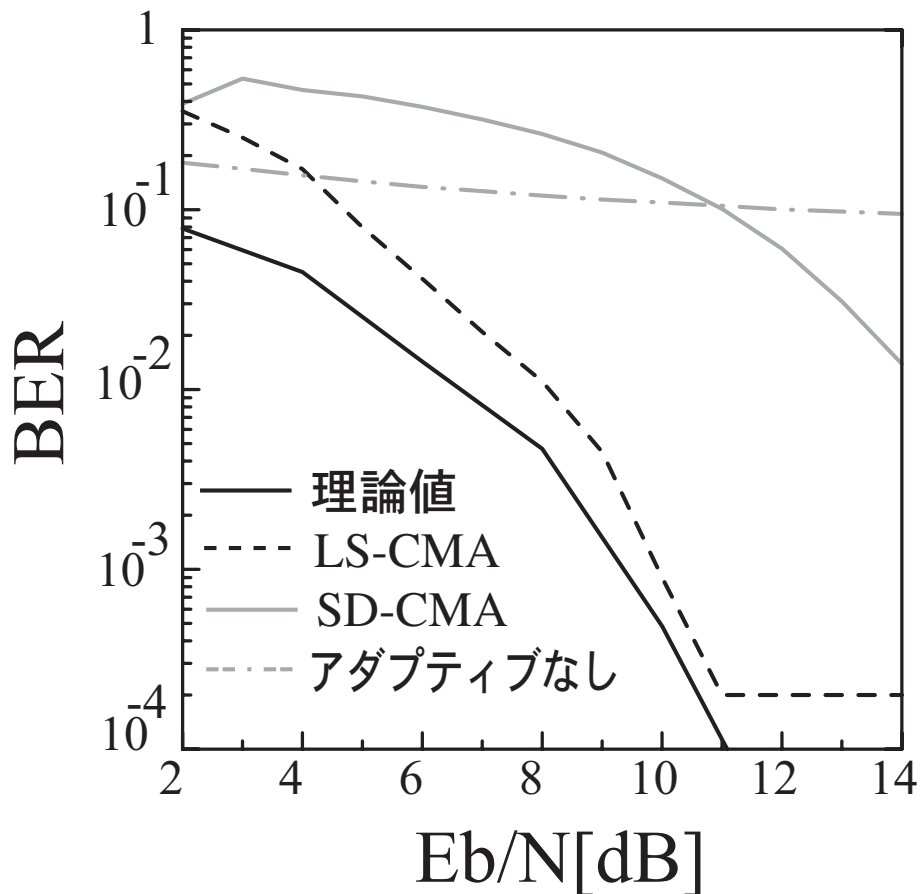


図 2.5: BER 特性

2.1.3 システムパラメータ

移動通信においては、端末が移動しながらデータ通信を行う事もある。移動局があらゆる角度から伝搬路の異なる多くの電波を受信しながら移動すると、ドップラー効果の為に、前方からの電波の周波数は高い方へずれ、後方からの電波の周波数は低い方へずれる。これらの各電波が受信機で合成されると、振幅と位相がはずんで受信レベル変動(フェージング)を生ずる。このときの最大の周波数ずれ、すなわち最大ドップラー周波数 f_D は、移動速度 V と波長 λ に対して $f_D = V/\lambda$ となる。

実生活において高速に移動するとしても 100km/s 以上で移動することはほとんどない。そこで移動速度 100km/s で生ずるフェージングに対応することができれば、あらゆるシチュエーションで有効となる。そこで今回の検討では 8GHz 帯の伝送において 100km/s で移動することを想定し、この時に起こるフェージングを補償できるシステムを考案する。

LS-CMA のウェイト更新式で示した、平均サンプル数 n はシステムパラメータであり、これにより収束速度が大きく変わってくる。前小節図 2.3 で示した収束特性で干渉波で

ある第2波と第3波の2000イタレーションまでのゲインの平均値は-25.7dB、-41.3dBであった。この点を収束点と定義し(図2.6中丸印)、平均サンプル数 n を変化させた時の収束点の変移を図2.7に示す。図2.7中のグレーの部分(0~200[μs])は収束が200[μs]以内にある点である。この数値は8GHz帯の伝送において100km/sの移動によって生じるドップラー周波数 f_D は2.6[MHz]となる。これをIF帯にダウンコンバートした場合、以上の影響によるフェージングピッチはおよそ212[μs]となる。 $\lambda/20$ 間隔以下でサンプリングを行うと元信号をほぼそのまま再現できることから[4]図2.7で示す、グレーの部分($\leq 200[\mu s]$)で収束すれば上記のフェージングの影響をなんら受けることなく補償できるのである。図よりこれらの条件を満たすのは $n = 5 \sim 10[\text{sample}]$ 程度である。したがってウェイト更新1回に掛かる計算時間は、シンボルレートが1[MHz]であるとする $n[\mu s]$ となる。また図2.8に100イタレーション後のビームパターンを示す。所望波である第1波にメインビームが、干渉波の第2、3波にヌルが向いており理想的なビームパターンを形成している。

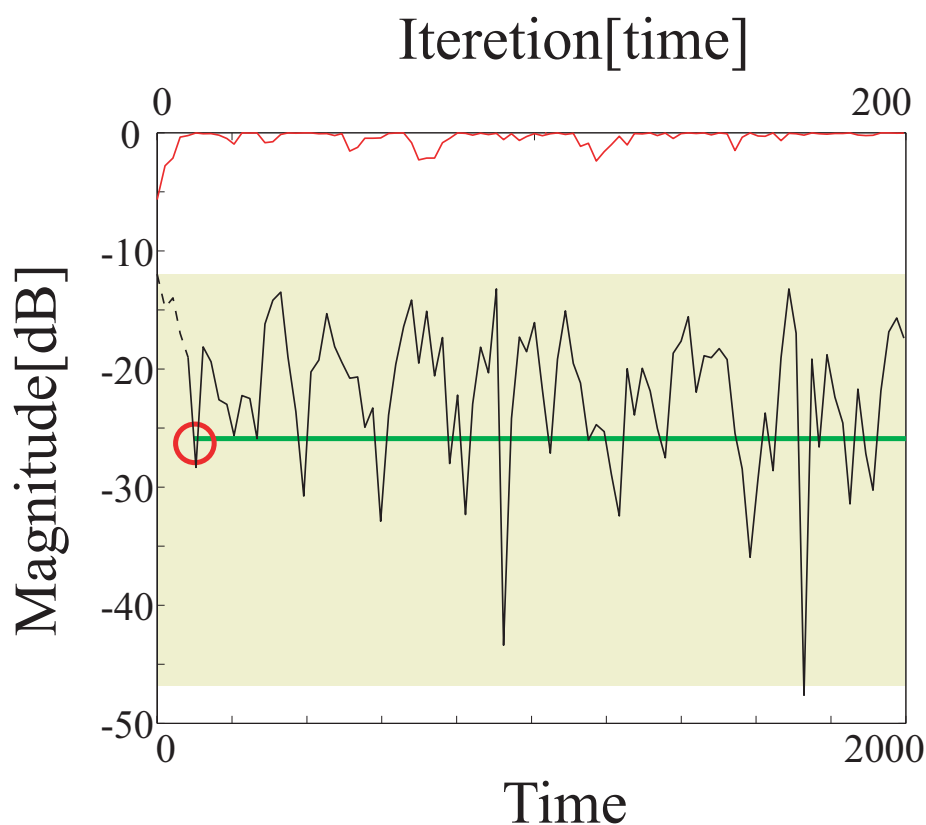


図 2.6: 収束特性図

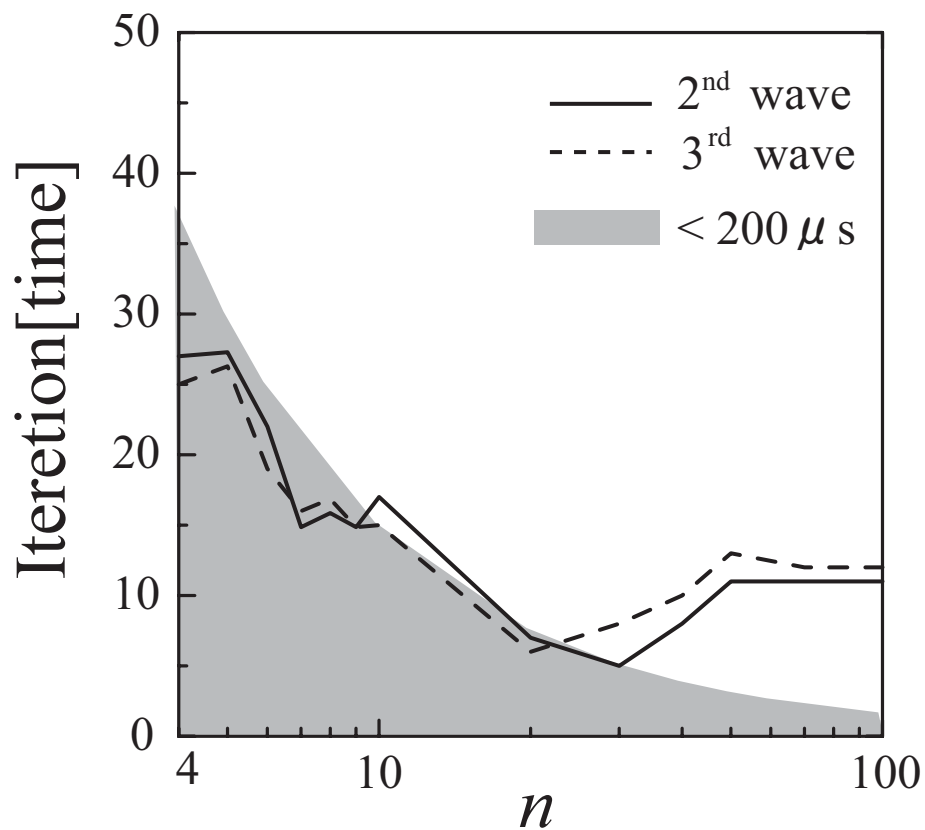


図 2.7: n 変化での収束点変移特性

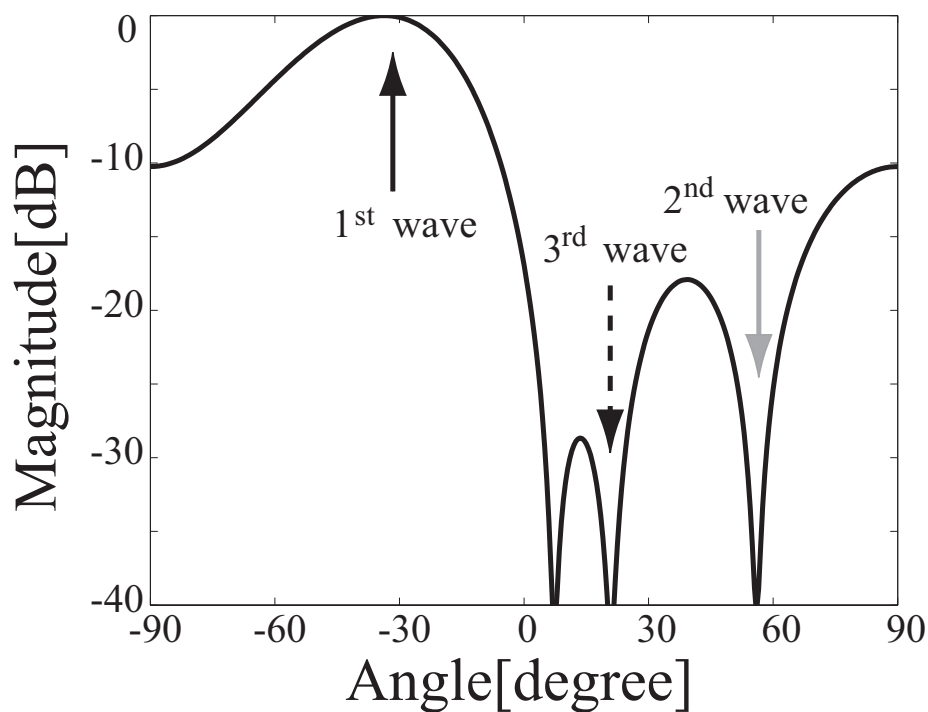


図 2.8: 100 イタレーション後のビームパターン

2.2 LS-CMAの実装

2.2.1 試作システム

前節で得られたパラメータを用いてプロトタイプを作成を行う。試作するシステムの仕様を表 2.3 に、ブロック図を図 2.9 に示す。

表 2.3: 測定条件

RF	8.45[GHz]
IF	10[MHz]
ADC	2channel,40MHz, 12bit resolution
FPGA	Altera epf10k200src240-3, ep1k100qc208-3, epf6024aqc208-3
CPU	Hitachi SH-4 200MHz (360MIPS,1.4GFLOPS)
Interface	10base-T Ethernet(TCP/IP)
OS	NetBSD

試作したシステムは2チャンネルの入力があり、受信されたアナログ信号はRFからIF周波数にダウンコンバートされる。その後、A/D変換され、FIFOメモリに貯められデジタル部で処理が行われる。デジタル部はFPGAとCPUから構成されており、またEthernetを用いた外部インターフェイスがあり、それを用いて制御を行うことができる。図 2.10 にその概観を示す。

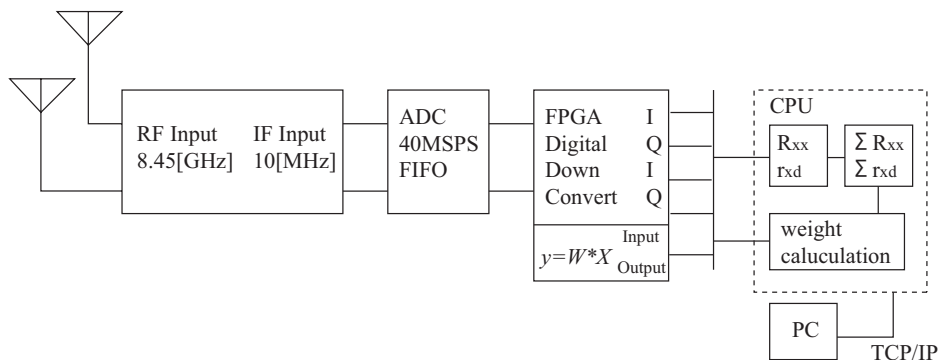


図 2.9: システムブロック図

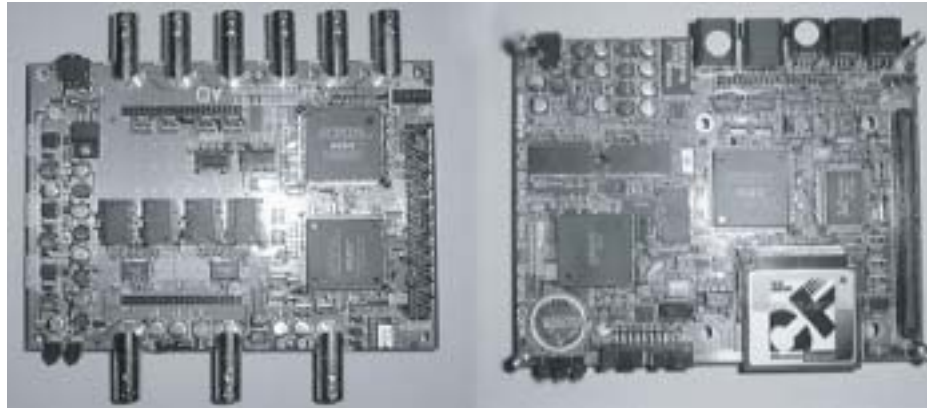


図 2.10: システム概観

A. ダウンコンバートと ADC 及びデジタルダウンコンバート

8.45GHz の RF 信号は 10MHz の IF 信号に 3 段の周波数変換でアナログ的に変換され、IF 信号を ADC により 4 倍オーバーサンプリングである 40MHz でデジタル化する。その後、デジタル的にベースバンドに周波数変換し、IQ 信号を得ようになっている。

B. CMA 処理部

まず、動作検証の為に CMA アダプティブ処理を搭載されている CPU を用いて実装した。搭載している CPU は 200MHz で動作し、FPU を搭載しているため、DSP 的に浮動小数点演算ができるものと期待できる。ここでは、インラインアセンブラを組み合わせた C 言語を用いて、32 ビットの浮動小数点によるアダプティブウエイトを計算する処理部を実装した。今回用いたアダプティブ処理のフローチャートを図 2.11 に示す。この実装では LS-CMA ($\alpha = 0$) を用いており、まず、はじめに Omni な指向性になるようにウエイトベクトルの初期値を (1,0) に設定する。次に相関行列と相関ベクトルのスナップショットをとり数十回のアンサンブル平均をとる。その後、 R_{xx} の逆行列を計算し、相関ベクトルと掛け合わせ、最適ウエイトの更新値を得て、その流れを繰り返す。

C. PC とのモニタリングインターフェイス

OS には NetBSD が搭載されており、TCP・IP を用いた Telnet プロトコルによる通信が行えるようになっており、それを用いて PC のモニタ上で制御・出力の確認を行うことができる。

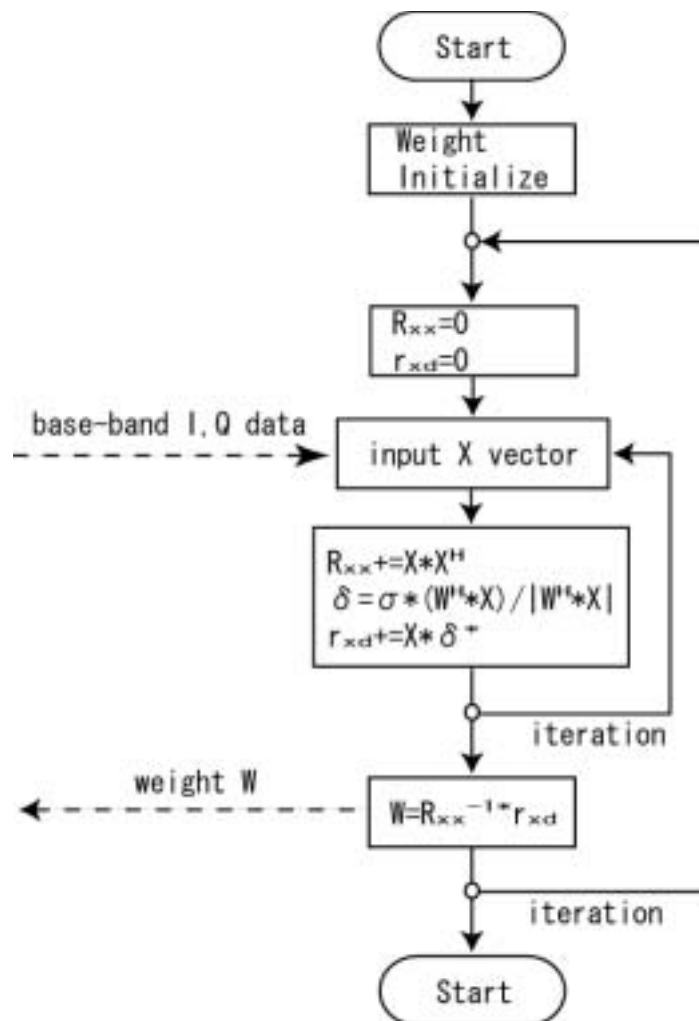


図 2.11: アルゴリズムのフローチャート

2.2.2 システム評価

試作機の動作確認を行うために、アナログ部は無視し、デジタル部のみ考える。ここでは、アナログの入力信号として 10.1MHz の無変調正弦波を入力し、それをデジタル化してデジタルダウンコンバートにより 100kHz の帯域をもったベースバンド I/Q 信号とし、その信号に対して CMA 動作を行わせた。また 2 つのチャンネル間の入力信号は任意の位相差をつけることができる。

実験結果として 500 ステップ時のウェイトによるビームパターンを図 2.12 に、収束特性を図 2.13 に示す。ここではチャンネル間の位相差が $\pm 30^\circ$ になるように入力信号を生成しており、その方向にビームが向くことが確認することができた。

また、その時のウェイトを更新する時間は、平均 $549\mu\text{s}$ であり、8.45GHz において 10km/s の移動速度で生ずるフェージングまでは追従できることを示している。

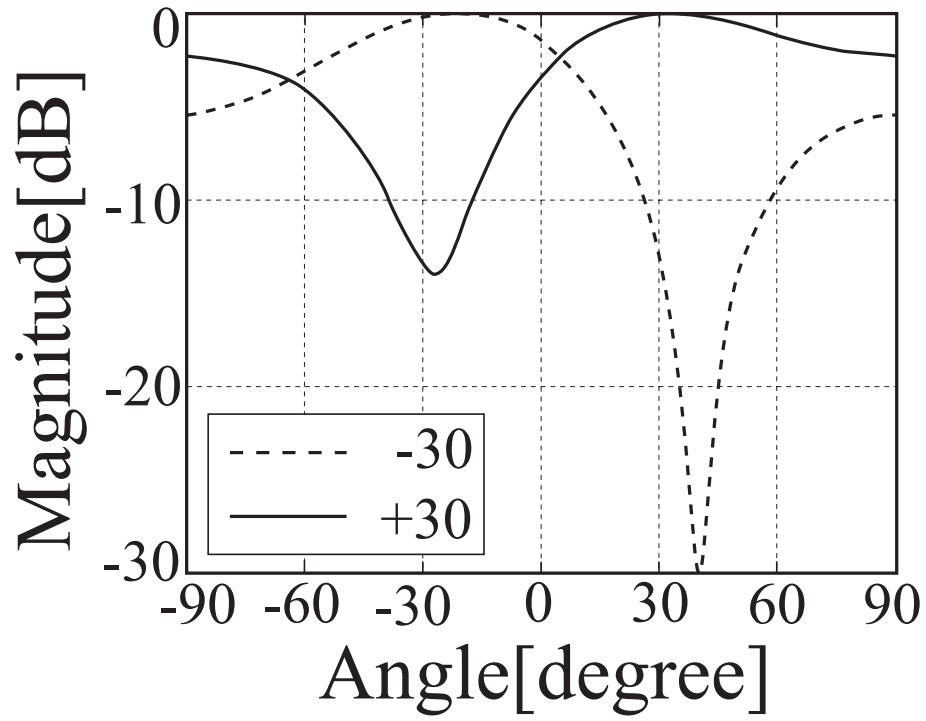


図 2.12: 指向性パターン

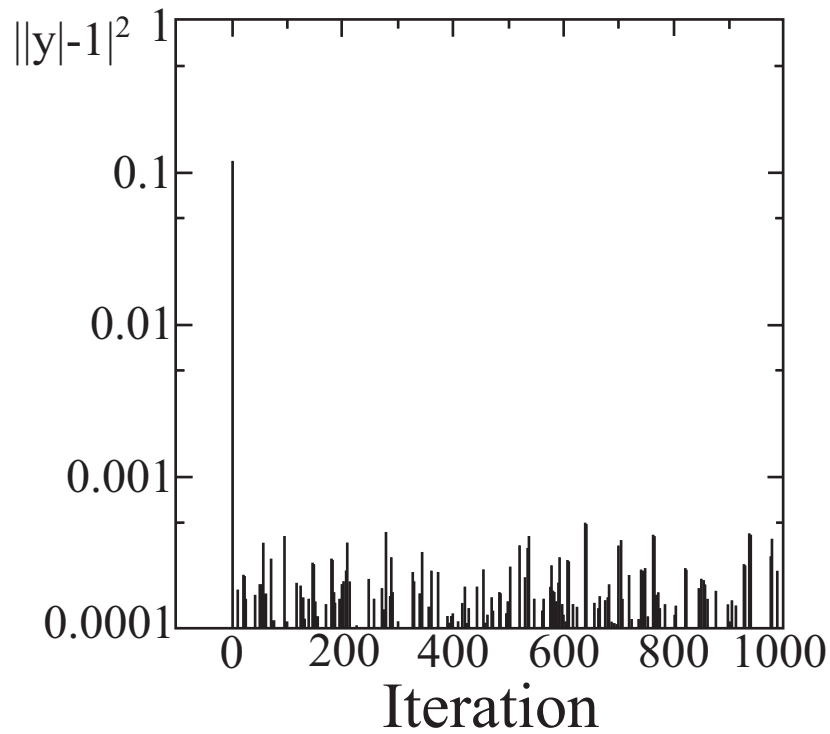


図 2.13: 振幅値の 2 乗誤差 収束特性

2.2.3 まとめ

LS-CMA アルゴリズムを用いた端末用アダプティブアンテナのプロトタイプを試作を行った。構成の容易さから A/D に付属の CPU に搭載が可能であった。これは小型端末に搭載することを想定し得る。また TCP/IP を通して PC のモニタ上でリアルタイムでビームパターン形成を行うことができ、所望信号の到来方向にメインビームを向けることができた。ウェイト計算時間が目標値より 2 桁程遅かったが 10km/s の移動速度までは追従できる。これはプロトタイプとしては十分であると考えられる。またこの改善策として計算部分に FPGA を用いる事によって飛躍的に計算速度を向上させることが挙げられる。PC で行ったシミュレーションでは Pentium3-800MHz の CPU ではおよそ $80\mu\text{s}$ でウェイト更新を行う事ができた。

第 3 章

アナログ位相器を用いた端末用アダプティブアレー

この章では小型端末に搭載可能なアダプティブアレーとして、アナログ位相器を用いることで回路規模を大幅に縮小できるシステムモデルについて検討する。アダプティブアレーの発展はデジタル信号処理抜きには語ることができない。デジタル処理部の適用範囲が広まりつつあるのが最近の傾向ではあるが、あえて位相器をアナログ化することでアンテナ素子分ある受信回路が1つで済む。これは小型化、軽量化が進む端末に搭載するには大きなメリットである。このシステムにおいて位相器の移相量は限度があり、いかに少ない移相量でビームパターンを形成するかが課題となる。本章ではアンテナ配置、アルゴリズムによりより少ない移相量でアダプティブアレーアンテナとして動作するかを確認する。これにより本システムの有効性を示す。

3.1 フェーズドアレーアンテナ

まず、今節ではフェーズドアレーアンテナについて述べる。フェーズドアレイアンテナは、多数のアンテナ素子を1次元もしくは、2次元に配列し各々の電力合成時に、可変位相器を挿入したものである [5]。合成位相を電氣的に制御、すなわち可変位相器を用いることにより、任意の方向に指向性を持たせることができる。その構成図を図 3.1 に示す。フェーズドアレイはあくまで、指向性を可変するのが目的であり、指向性のヌル点を任意の方向の作るためのアダプティブアレイとは異なる。

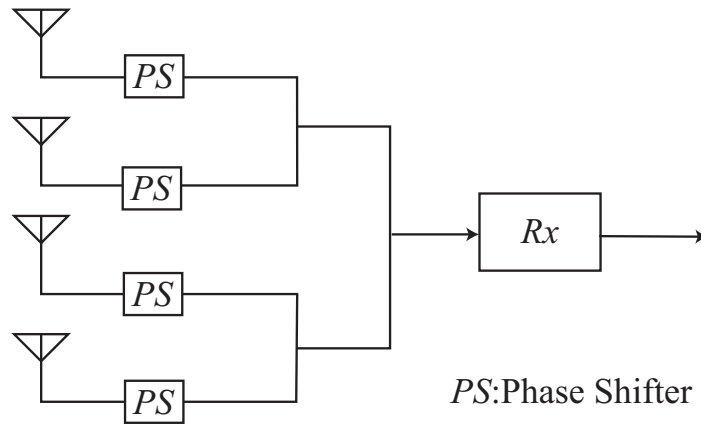


図 3.1: フェーズドアレーアンテナの構成図

メインビームの方向を高速に動かすためには各素子の位相差を電氣的に変える必要がある。レーダー等で大電力を扱うものにはフェライト位相器が用いられるが、小型軽量で集積化がし易い高周波スイッチを利用したものも使われている。後者はデジタル位相器と呼ばれマイクロストリップ線路にピンダイオードやガリヒ素 FET の高周波スイッチを介して開放スタブを接続する構造を持つ。デジタル位相器では離散的に位相が変化するのが問題であった。近年、集積回路の高周波化が進み高周波で利用可能な電圧可変位相器が開発された。電圧制御により位相を連続的に変化させることができる。

3.2 システム構成

3.2.1 システムモデル

本研究で検討するシステムモデルを図 3.2 に示す。この構成は前節で示したフェイズドアレーアンテナに端を発している。フェーズドアレーアンテナとの違いはビームフェーミングだけでなくヌルステアリングも適応的に変化させることである。ウェイト乗算を位相器によりアナログ的に行う為、従来の構成と比較して受信回路を $1/(\text{アンテナ素子数})$ に軽減することができる。ウェイト計算は各ブランチの合成信号を A/D 変換した後に通常のアダプティブアレーと同様に行い、得られたウェイトを D/A 変換し位相器へ出力する。移相量は電圧制御により可変であるが、移相範囲のレンジがシステムパフォーマンスに大きく影響する。

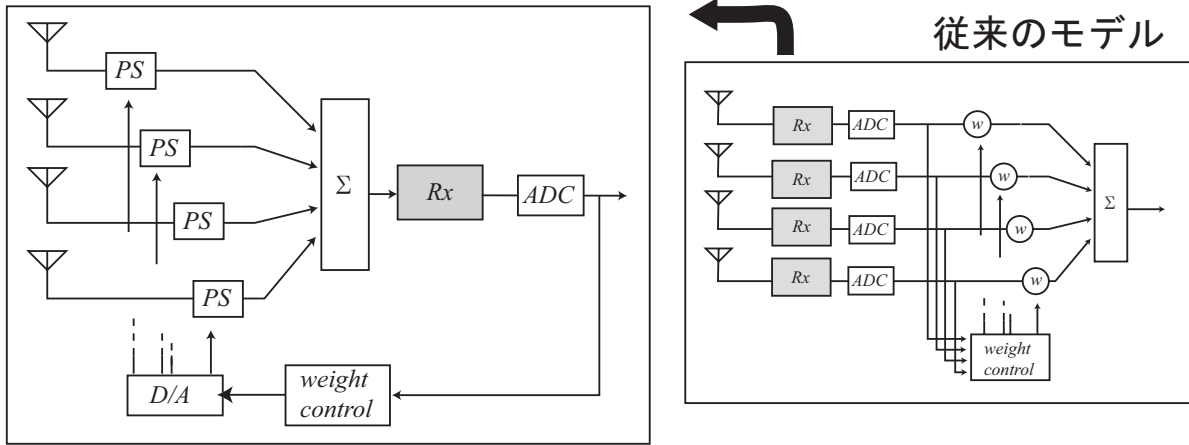


図 3.2: システムモデル

本システムではアンテナ素子数を 4 とする。これは小型端末に搭載が現実的な範囲で且つ、受信部の分配器の構造を考慮に入れてのことである。分配器とは理論の確立、設計の容易さから通常用いられるものは 2 分配器である。これを複数直列に繋げて使用することを考えるとアンテナ素子数は 2^n であるとアナログ部の分配構造の設計に都合が良い。2 素子であると 180 度方向からの到来波にしか対応できない。また現在使用されているダイバーシチアンテナより利得が低いことも報告されている。また 4 素子より多い場合、小型端末ではアンテナ配置上の制約が多い。移動通信での使用周波数帯の高周波化によりアンテナ素子を小さくすることが可能となるが、アンテナ素子間の相互結合が無視できなくなる。一般にアレーアンテナの相互結合はアンテナ間隔を $d \geq 0.3\lambda$ とした時 -20dB 以下となりほぼ無視できるようになることが報告されている。以上の理由によりアンテナ素子数を 4 素子とする。

3.2.2 アンテナ配置

一般に、図 3.3 に示すように素子の位置ベクトルが $\mathbf{r}_k (k = 1, \dots, K)$ で与えられるとき、座標原点を位相基準として方向ベクトル成分 $v_k (k = 1, \dots, K)$ は次式で表される。

$$v_k(\theta, \phi, f) = \exp \left[j2\pi \frac{f}{c} \mathbf{r}_k^T \mathbf{L}(\theta, \phi) \right] = \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{r}_k^T \mathbf{L}(\theta, \phi) \right]$$

$$\mathbf{L}(\theta, \phi) \cong [\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta]^T$$

アンテナ素子を 4 素子として、一般的なアンテナ配置としては等間隔リニアアレー、方形アレー、円形アレーがある (図 3.4)。4 素子である場合、方形アレーと円形アレーは位相基準位置が違っただけで配列は同じである。

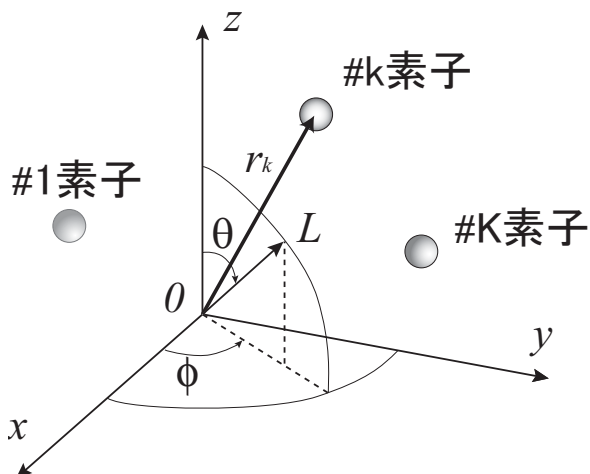


図 3.3: K 素子アレーの素子配置

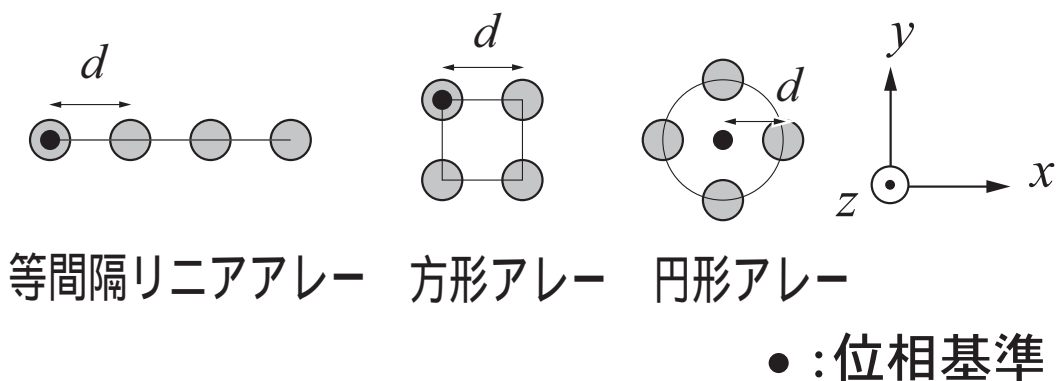


図 3.4: 等間隔アレー配置

このうちリニアアレーだけは y 方向に関して $0 \leq \theta \leq 180$ の範囲の到来波にしか対応できない。前面と背面からの信号を区別できない為である。基地局と違い水平方向 360° 全範囲から到来する信号に対応する為には、他 2 つのアレー配置をとる必要がある。4 素子の場合、同形状であるので円形である場合について検討する。半径 d の等間隔円形アレーの方向ベクトル成分は、円の中心を位相基準点として

$$\begin{aligned} v_k(\theta, \phi, f) &= \exp \left[j2\pi \frac{f}{c} d \sin \theta \cos \left\{ \phi - \frac{2\pi}{K}(k-1) \right\} \right] \\ &= \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos \left\{ \phi - \frac{2\pi}{K}(k-1) \right\} \right] \end{aligned}$$

と表される。ここで $K = 4$ であり、 $d = 0.5\lambda$ 、垂直方向からの到来角 $\theta = \pi/2$ とすると方向ベクトルは以下ようになる。

$$v_k(\phi) = \exp \left[j\pi \cos \left\{ \phi - \frac{\pi}{2}(k-1) \right\} \right] \quad (k = 1, 2, 3, 4)$$

上で得られたステアリングベクトル $V(\theta) = [v_1, v_2, v_3, v_4]^T$ と最適ウェイトより求まる電力指向性パターンは以下の式から得られる。

$$D_p(\theta) \cong \frac{1}{2} |W_{opt}^H V(\theta)|^2$$

最適ウェイト W_{opt} は所望波に対するメインビームと干渉波に対するキャンセリングビームの線形和となっている。つまり所望波到来角度でのステアリングベクトルとウェイトが同じになり、干渉波到来角度ではステアリングベクトルと直交するウェイトとなっている。ウェイト乗算を位相器によって行うので、到来角に対する移相量を表す図を図 3.5 に示す。図の灰色の部分のが可変範囲となる。位相器のレンジが $\pm 150^\circ$ 以上なければ狭い範囲の到来角にしか対応できない。

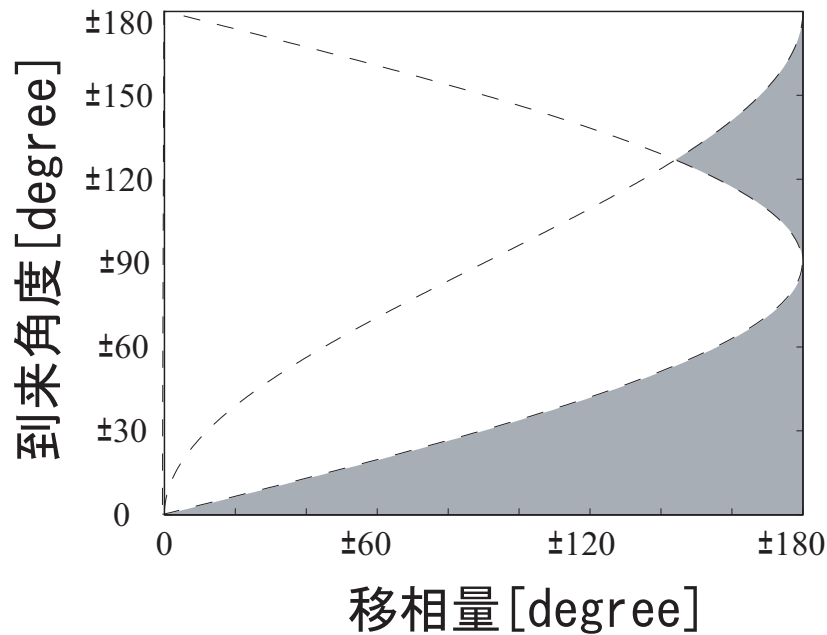


図 3.5: 4 素子等間隔円形アレー 到来角/移相量

位相量に対する制御可能到来角を増やすには単純な方法でアンテナ素子間隔を近づければよい。そこで図 3.5 で示す、到来角に対して \sin の形で変化する曲線の振幅にあたるものを小さくするため y 方向の 2 素子を位相基準点に近づける。相互結合を考慮して位相基準点より 0.25λ の距離の位置に配置する。続いて x 方向に関してもこれら y 方向の 2 素子より半波長離れた位置まで近づけることができる。すると図 3.6 に示す様に正三角形を 2 つ張り合わせた配置となる。各アンテナの素子間隔は d 以上となる。 d を半波長とすると、通常の半波長間隔の円形や矩形の配置と比較して、少ない移相量で制御可能到来方向範囲が広がる (図 3.7 参照)。

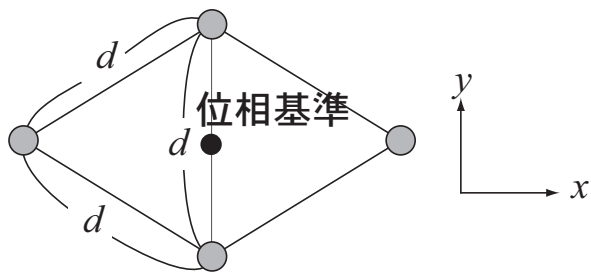


図 3.6: アンテナ形状

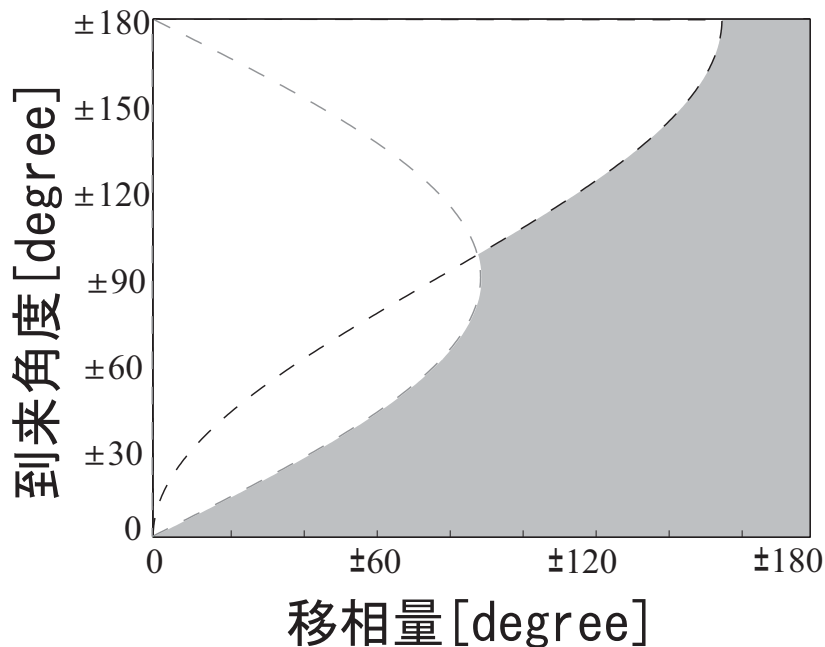


図 3.7: 制御可能到来方向範囲/移相量

これにより移相量にほぼ比例して制御可能な到来角度が増える。また全体として移相量は $\pm 160^\circ$ 程あれば全到来方向に対してビームフォーム、またヌルステアリングが行える。

3.3 アルゴリズム

3.3.1 最適ウェイト計算

検討するシステムではウェイト乗算に位相器を用いる。MMSE 基準のアルゴリズムである MMSE、MSN、CMA では同じ最適ウェイトに収束する。そこで収束が安定してい

るアルゴリズムとして RLS アルゴリズムを用いて検討を行う。通常得られる最適ウェイトは次のように表せる。

$$W_{opt} = g \left[V_s - \frac{P_u \mathbf{V}_u^H \mathbf{V}_s}{P_n + KP_u} \mathbf{V}_u \right]$$

$$g \cong \frac{P_s(P_n + KP_u)}{P_n(P_n + KP_s)(1 + P_s \mathbf{V}_s^H R_{nn}^{-1} \mathbf{V}_s)}$$

ここで P, V は、入力電力、信号を、 s, u, n はそれぞれ所望波、干渉波、雑音を表している。最適ウェイト W_{opt} は、 V_s と V_v の線形和になっておりメインビームとキャンセリングビームの関係になっている。上式において不要波出力に注目すると不要波電力 P_u が大きくなればなるほど出力における不要波成分が小さくなることが読み取れる。指向性パターンにおいては不要波方向により深いヌルが向けられることになる。得られた W から位相項を取り出すことを考えると以下のようなになる。

$$W_{opt} = g \left[V_s - \frac{P_u \mathbf{V}_u^H \mathbf{V}_s}{P_n + KP_u} \mathbf{V}_u \right] = \begin{bmatrix} a \cdot e^{j\pi\theta_1} \\ b \cdot e^{j\pi\theta_2} \\ c \cdot e^{j\pi\theta_3} \\ d \cdot e^{j\pi\theta_4} \end{bmatrix} \quad W_{phase} = \begin{bmatrix} e^{j\pi\theta_1} \\ e^{j\pi\theta_2} \\ e^{j\pi\theta_3} \\ e^{j\pi\theta_4} \end{bmatrix}$$

振幅値 a, b, c, d によっては、メインビームとキャンセリングビームの線形性が崩れてしまう。図 3.8 に所望波が 0 度方向、干渉波を 10 度から 180 度まで 10 度ずつ動かしていき、最適ウェイトと位相項のみで得られたそれぞれの入射波に対する抑圧度を示す。最適ウェイトから位相項を取り出し、位相のみによってウェイト演算を行うとメインビームにはほぼ変化がないことが分かる。しかしキャンセリングビームに関しては全体的に悪化している。最適ウェイトにおいてはメインビーム操作に関しては位相項に依るものが大きく、キャンセリング操作に関しては振幅に依るものが大きいことが分かる。

前節で示したアンテナ配置でのステアリングベクトルは図 3.6 より $d = \lambda/2$ として以下で示される。

$$V(\theta) = \begin{bmatrix} \exp\left(\frac{\sqrt{3}}{2}j\pi \cos \theta\right) \\ \exp\left(\frac{1}{2}j\pi \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)\right) \\ \exp\left(\frac{\sqrt{3}}{2}j\pi \cos(\theta - \pi)\right) \\ \exp\left(\frac{1}{2}j\pi \cos\left(\theta - \frac{3\pi}{2}\right)\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_1^* \\ v_2^* \end{bmatrix}$$

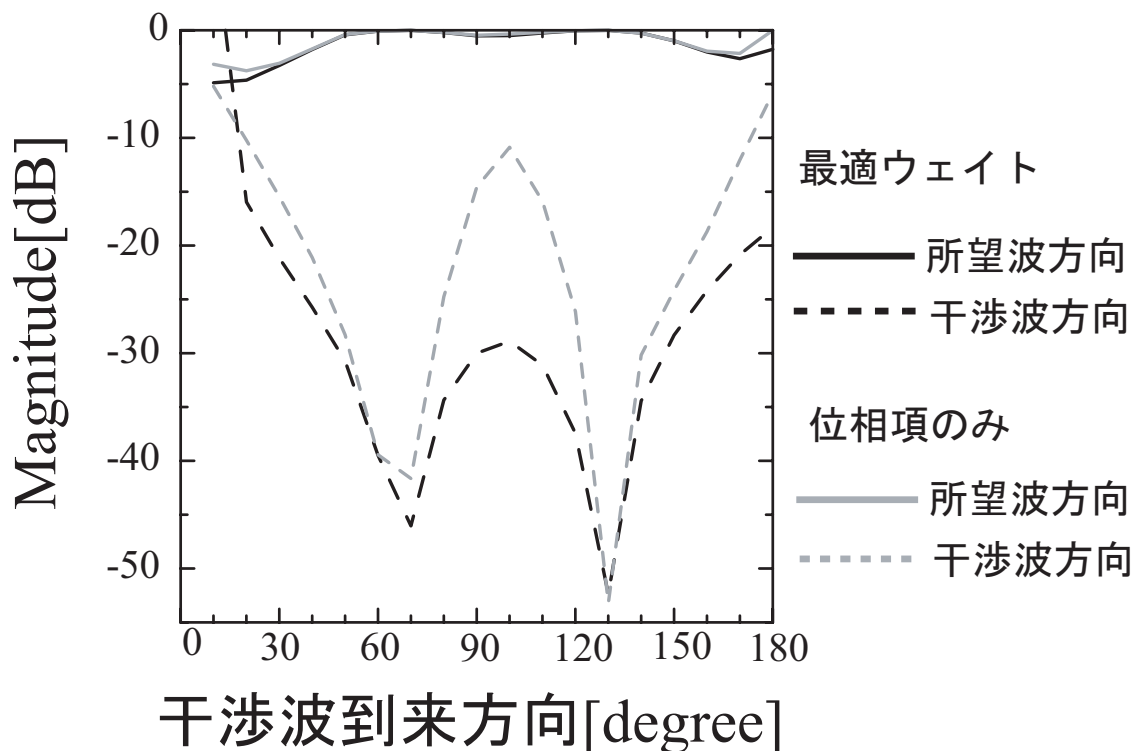


図 3.8: 最適ウェイト・位相での抑圧度

以上のようにステアリングベクトルにおける第 3,4 行はそれぞれ第 1,2 行の複素共役となっている。ここでこのステアリングベクトルより所望波、干渉波の到来方向をそれぞれ θ_s 、 θ_u とすると、入力ベクトルは $V(\theta_s)$ 、 $V(\theta_u)$ で表される。前式で示した最適ウェイトはこれら入力ベクトルの線形和で表されることから、得られる最適ウェイトにおいても第 3,4 行は第 1,2 行の複素共役となる。そこでウェイト式を以下のように表す。

$$W_{opt} = \begin{bmatrix} a \cdot e^{j\theta_1} \\ b \cdot e^{j\theta_2} \\ c \cdot e^{j\theta_3} \\ d \cdot e^{j\theta_4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(j\theta_1) \\ \frac{b}{a} \exp(j\theta_2) \\ \exp(j\theta_1)^* \\ \frac{b}{a} \exp(j\theta_2)^* \end{bmatrix}$$

ここで先程と同様に所望波到来方向を 0 度として、干渉波到来方向を 10 度から 180 度まで動かしたときの b/a の変化、キャンセリングビーム方向の誤差を図 3.9 に示す。 $b/a=1$ に近いほど、方向誤差が少なくなることが分かる。以上よりキャンセリングビームに関しては最適ウェイトの振幅値が大きく影響する。また、位相項のみを用いてウェイトングを行う場合、振幅値 b/a が 1 に近ければ何ら影響なくアダプティブ処理を行う事ができる。

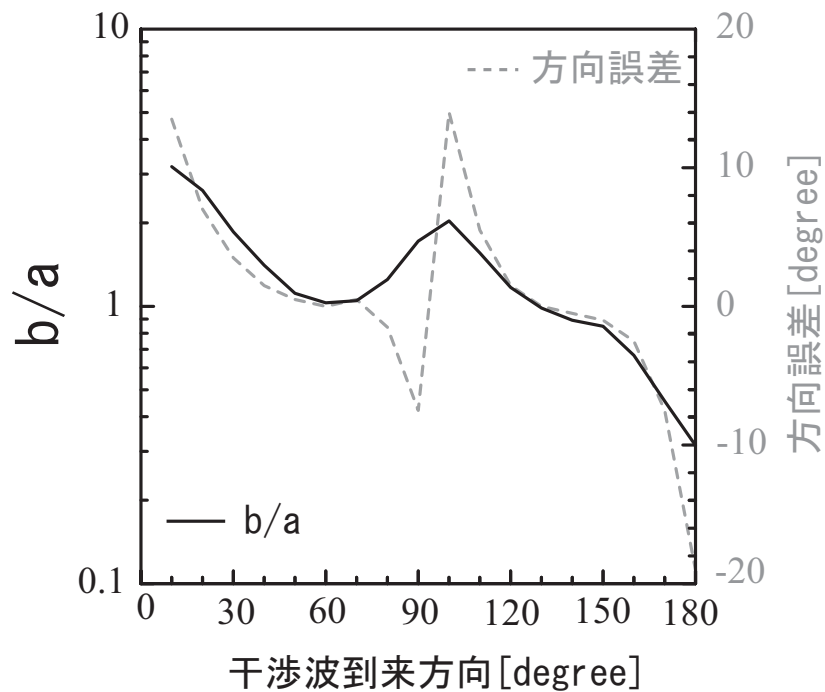


図 3.9: b/a 、キャンセルングビーム方向誤差 関係図

3.3.2 キャンセルングビーム操作

得られたウェイトから位相項のみでアダプティブ処理を行うと、メインビーム方向に変化はなく、ウェイトの振幅値 b/a が 1 に近ければキャンセルングビームに影響を受けない。しかし b/a が 1 から遠ざかった場合、キャンセルングビーム方向が大きく変化しアダプティブ処理に支障をきたす。今節では振幅値 b/a が 1 とならないときの検討を行う。

アンテナ配置を図 3.6 として、そのときのアレー指向性を図 3.10 に示す。

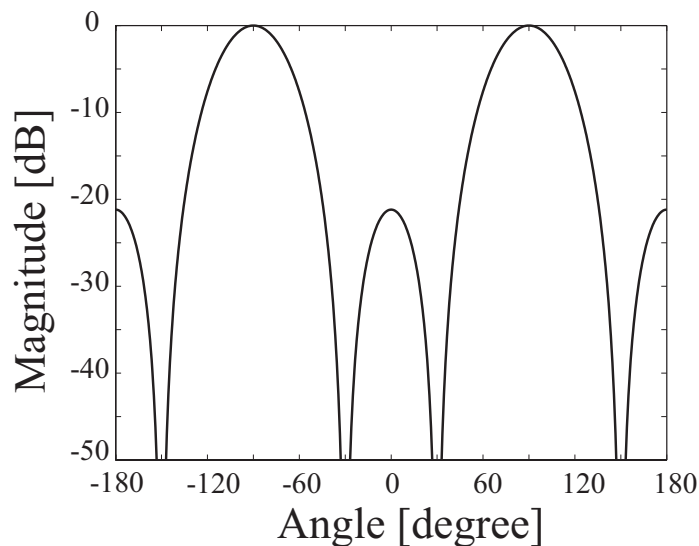


図 3.10: アレー指向性

ここで示される角度分解能はアンテナ素子とアンテナ配置によって決まる。干渉波が-30dB以下に抑圧されていればほぼ干渉波を無視できることから、ヌル点が-40dB以下で抑圧されているとしてここでの角度分解能により、ヌル点方向から ± 5 度の範囲においては干渉波が抑圧できる。つまり最適ウェイトから位相だけを用いるビームパターンにおいて、振幅値によるキャンセリングビームの方向誤差は ± 5 度以内であれば許容範囲となる。したがって振幅値によって生ずるキャンセリングビームの方向を位相制御によって ± 5 度以内に補正すればよい。

電力指向性関数 $D_p(\theta)$ は以下のように表される。

$$D_p(\theta) \cong \frac{1}{2} |W^H V(\theta)|^2$$

ここで W と $V(\theta)$ を計算すると

$$\begin{aligned} W^H V(\theta) &= \begin{bmatrix} \exp(j\theta_1) \\ \frac{b}{a} \exp(j\theta_2) \\ \exp(j\theta_1)^* \\ \frac{b}{a} \exp(j\theta_2)^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \exp(\frac{\sqrt{3}}{2} j\pi \cos \theta) \\ \exp(\frac{1}{2} j\pi \cos(\theta - \frac{\pi}{2})) \\ \exp(\frac{\sqrt{3}}{2} j\pi \cos(\theta - \pi)) \\ \exp(\frac{1}{2} j\pi \cos(\theta - \frac{3\pi}{2})) \end{bmatrix} \\ &= \exp \left[j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \pi \cos \theta - \theta_1 \right) \right] + \frac{b}{a} \exp \left[j \left(\frac{1}{2} \pi \sin \theta - \theta_2 \right) \right] \\ &\quad + \exp \left[-j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \pi \cos \theta - \theta_1 \right) \right] + \frac{b}{a} \exp \left[-j \left(\frac{1}{2} \pi \sin \theta - \theta_2 \right) \right] \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \cos \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \pi \cos \theta - \theta_1 \right) + \frac{b}{a} \cos \left(\frac{1}{2} \pi \sin \theta - \theta_2 \right) \right\} \end{aligned}$$

ここで $b/a \neq 1$ として干渉波到来方向を θ_u とすると振幅項をとり除くことで生ずるヌル点の誤差は

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \pi \theta_u - \theta_1 + \frac{1}{2} \pi \sin \theta_u - \theta_2$$

となる。ヌル点をとるには以上の点が極小値をとる必要があるため、 a 、 b について以下のように場合分けできる。 $b/a > 1$ である場合、上式における第2項の値が第1項に比べて大きくかつ符号が逆になる方向に動かせばよい。つまり $-\pi/2 < \theta_2 < \pi/2$ であれば、 θ_2 を大きくなるように、 $\pi/2 < \theta_2$ 、 $\theta_2 < -\pi/2$ である場合には θ_2 を小さくなるように動かせばよいことになる。 $b/a < 1$ については逆となる。図 3.11 に上記のパターンで補正した場合について示す。

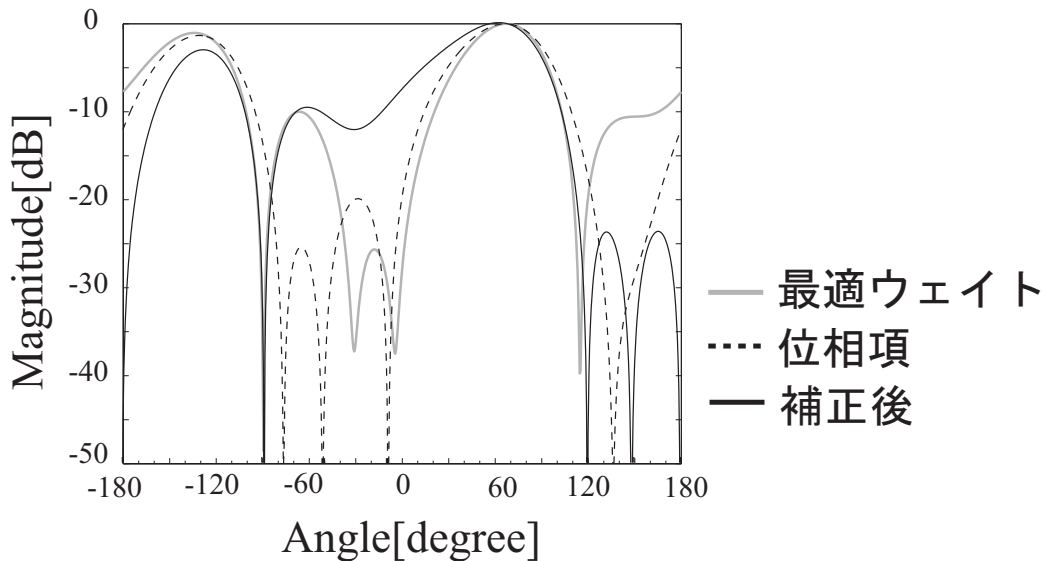


図 3.11: ビームパターン

上図において所望波到来方向は 60 度、干渉波到来方向は -90 度である。得られた最適ウェイトの位相項は $[59, 71]$ (度) となっており、振幅値は $b/a=0.56$ である。先程の条件により第 2 位相項を小さくし $[59, 35]$ (度) としたのが補正後のパターンになる。位相項のみによるパターンと比較した場合パターン全体が左に寄っていることが見て取れる。つまり位相項のみのウェイトによって生じる方向誤差分を、全体的にずらすことによって最適ウェイトと同方向にヌル点を得る。メインビーム方向に関してはずれが生じるが抑圧度はほぼ変化しない。

3.4 まとめ

電圧制御可能な位相器を用いたアダプティブアレーアンテナのシステムについて検討を行った。上述の位相器を用いることで受信機の回路規模をおよそ $1/(\text{アンテナ素子})$ に軽減できる。このシステムにおいて位相器の移相レンジを考慮し、できるだけ少ない移相量でアダプティブビームフォーミング、ヌルステアリングが行えるようなアンテナ配置を示した。また、最適ウェイト計算によって得られるウェイトの位相項のみを用いてウェイト乗算を行う際に、振幅項を無視することで生じるキャンセリングビームの方向誤差について検討を行った。その結果振幅値、得られたウェイトの位相項によって、第 2、第 4 素子の位相量のある決まった方向に動かしていくことでずれを補正できる。つまり最適ウェイト計算後、SNR を最大にするまで位相量を変化させていけばよい。

第 4 章

結論

本研究では、移動体通信における端末用アダプティブアレーアンテナシステムについて検討を行った。近年の端末では小型化、軽量化の傾向があり、これらの端末へのアダプティブアレーの適用の可能性について検討を行った。まず初めに小型端末に搭載可能にするため、ウェイト計算による回路規模が簡易である LS-CMA について検討を行い、そのプロトタイプを作成した。高速通信での適用を想定し、その際の最適パラメータの決定を行い、実装に関する事前知識とした。その結果、ビットレートが 20Mbps の高速通信においても簡易な構造で約 10km/h の移動で生ずるフェージングに対して有効であることが分かった。

続いて受信器の構造自体を簡易にするため、ウェイト乗算を電圧制御が可能な位相器を用いる回路構成を持つアダプティブアレーアンテナについて検討を行った。この構成により従来の構成と比較すると受信構造がおよそ $1/(\text{アンテナ素子数})$ に軽減することができる。また新しいアンテナ配置により位相器の移相量の改善を行った。また位相項のみを用いてウェイト乗算を行う際に生じるキャンセリングビームの方向誤差について検討を行い、振幅値と得られた位相ウェイトより簡単な条件によって、第 2、第 4 素子の位相量を変化させることで方向誤差が補償できることを示した。

高速通信における移動体端末へのアダプティブアレーアンテナの適用について、その搭載の可能性と有効性を示した。

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、市毛弘一講師に深く感謝致します。

また、研究全般に渡り惜しむことなく御協力を頂いた M2 の村松慎太郎氏に深く感謝致します。

最後に研究生生活を共に過ごした新井研究室、市毛研究室の皆様にも深く感謝致します。

参考文献

- [1] 横田知好, 山本和弘, 神野純一, 木村滋, 加藤治人, 佐田昌博, 近義起, 橘薫 ”PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局装置の開発”, , 信学ソ大,B-5-74, Apr.1998
- [2] J.R.Treichler and B.G.Agee ” A News Approach to Multipath Corection of Constant Modulus Signals”, , IEEE Trans., Vol.ASSP-31,No.2, pp459-472, Apr.1983
- [3] T.Ohgane,T.Shimura,N.Matsuzawa,and H.Sasaoka ” An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communication”, IEEE Trans,1993
- [4] Masahiro Murase, Yoshikazu Tanaka, and Hiroyuki Arai ”Propagation and Antenna Measurements Using Antenna Switching and Random Field Measurements” IEEE Trans. Vehicular Tech., Vol.43, No.3, pp.537-541, Aug 1994
- [5] 新井宏之著”新アンテナ工学” 総合電子出版社, 1996
- [6] 菊間信良”Adaptive Signal Processing with Array Anntena” ”科学技術出版, 1999”

発表文献

[1] 鈴木 淳志 , 市毛 弘一 , 新井 宏之 ”高速移動通信用 LS-CMA アダプティブアレーの実装に関する検討”, 信学総合大会, B-1-111, Mar , 2002.

[2] Atsushi Suzuki , Shintaro Muramatsu , Koichi Ichige , Hiroyuki Arai ” A hardware implementation of LS-CMA adaptive array for high-speed mobile communication”, PIMRC 2002 , MPO2.6 , Sep ,2002.

[1] 鈴木 淳志 , 市毛 弘一 , 新井 宏之 ”アナログ位相器を用いた移動体端末用アダプティブアレーアンテナに関する検討”, 信学総合大会, B-5-198, Mar , 2003.(発表予定)