

Title	無線ホームネットワークにおけるCMAアダプティブアレーアンテナによる適応等化に関する研究
Author(s)	坂本, 佳隆
Citation	
Issue Date	2003-03
Type	Thesis or Dissertation
Text version	author
URL	http://hdl.handle.net/10119/1708
Rights	
Description	Supervisor:丹 康雄, 情報科学研究科, 修士

修 士 論 文

無線ホームネットワークにおけるCMAアダプティ
ブアレーアンテナによる適応等化に関する研究

北陸先端科学技術大学院大学
情報科学研究科情報システム学専攻

坂本 佳隆

2003 年 3 月

修 士 論 文

無線ホームネットワークにおけるCMAアダプティブ ブレイアンテナによる適応等化に関する研究

指導教官 丹 康雄助 教授

審査委員主査 丹 康雄 助教授

審査委員 篠田 陽一 教授

審査委員 日比野 靖 教授

北陸先端科学技術大学院大学
情報科学研究科情報システム学専攻

110051 坂本 佳隆

提出年月: 2003 年 2 月

概 要

近年、IEEE802.11b 準拠の無線 LAN などに代表される無線デバイスの普及が目覚しく、ホームネットワーク分野においてもそれは例外ではない。配線などの煩雑さが無いことから無線デバイスによるホームネットワーク構築がすでに普及してきている。そのような環境においては、動画や音声といった広帯域データを高速無線 LAN などの無線デバイスを用いて伝送することが要求されるようになる。そこで最も重要な問題となるのがマルチパスフェージングなどによる電波干渉問題である。マルチパス干渉は周波数選択性フェージングを引き起こし、受信信号の劣化をまねく。このような干渉を抑制する技術として、スペクトラム拡散・OFDM・MC-CDMA など、次世代無線デバイスでは様々な変調方式が検討されている。しかし、変調方式がもつ特性改善だけには限界があるため、本研究では OFDM 伝送方式と CMA アダプティブアレーアンテナの併用による適応等化を行い、特性改善を試みる。

通常、OFDM 伝送方式にはガードインターバルと呼ばれる遅延波による干渉対策が備わっているが、ガードインターバルを超える遅延に対する耐性は皆無である。そこで、そのような遅延波を除去するためにアダプティブアレーアンテナを用いる。アダプティブアレーの制御には同期・実装などの面で容易にシステムを構成できる CMA アルゴリズムを採用するが、OFDM 変調信号はこのアルゴリズムの条件を満たさない。そこで本論では、OFDM 伝送方式での CMA アダプティブアレー制御法を提案し、MATLAB による計算機シミュレーションによる特性評価を行い、さらなる特性の改善を目指している。

目次

第1章	はじめに	1
1.1	研究の背景	1
1.2	研究の目的	2
1.3	アダプティブアレーを用いた適応等化手法	2
1.4	本論文の構成	3
第2章	伝送方式	4
2.1	デジタル通信	4
2.1.1	基本的な変調方式	4
2.1.2	振幅変調	4
2.1.3	多値変調	6
2.2	OFDM 伝送方式	10
2.2.1	多重化方式	10
2.2.2	OFDM 伝送方式	11
第3章	電波伝搬	16
3.1	マルチパスフェージング	16
3.1.1	伝播特性	16
3.1.2	ドップラーシフト	17
3.1.3	フェージング(遅延波)による影響	17
第4章	アダプティブアレーアンテナ	19
4.1	原理	19
4.2	制御アルゴリズム	22
4.2.1	MMSE 基準	23
4.2.2	定包絡線基準(CMA)	24
4.3	移動通信への応用(固定も含む)	25
4.3.1	アレーアンテナと指向性	25
第5章	提案システムとその構成	29
5.1	利用形態	29
5.2	伝搬路モデル	30

5.2.1	限定されたパスの場合	30
5.2.2	各パスにフェージングが存在する場合	31
5.2.3	多数のパスが到来する場合	32
5.3	提案システム構成	32
5.3.1	アプローチ	32
5.4	計算機シミュレーション	37
5.4.1	シミュレーションパラメータ	37
5.4.2	位相補償	41
5.4.3	シミュレーションに用いる機材環境	44
第 6 章	結果と考察	45
6.1	計算機シミュレーション結果	45
6.1.1	特性評価	45
6.1.2	ウェイト値の更新	56
6.1.3	ビームフォーミングにおけるヌル点生成の限界点に関する一検討	57
6.2	シミュレーション結果に関するまとめ	66
第 7 章	今後の課題と展望	68
7.1	提案システムのアプローチについて	68
7.2	上位レイヤでの検討	70
第 8 章	おわりに	72

図 目 次

1.1	無線ネットワーク	1
2.1	QPSK 変調時の信号点配置	8
2.2	16QAM 変調時の信号点配置	8
2.3	64QAM 変調時の信号点配置	9
2.4	256QAM 変調時の信号点配置	9
2.5	OFDM 送受信モデル	13
2.6	ガードインターバル	14
2.7	ガードインターバルと遅延波対策	15
4.1	ビーム操作による希望波補足	19
4.2	ヌル操作による妨害波除去	20
4.3	アダプティブアレーの構成	20
4.4	アダプティブアレーによる不要波除去	21
4.5	各種アルゴリズム	22
4.6	アンテナ配置と行路差	25
4.7	アンテナ配置と到来波	27
4.8	ウェイト操作によるビームフォーミング	28
5.1	システム利用形態	29
5.2	限定されたパスのモデル	30
5.3	散乱球のモデル	31
5.4	送信シンボルフォーマット	33
5.5	CMA アダプティブアレーの FFT 前適用法	35
5.6	CMA アダプティブアレーの FFT 後適用法	36
5.7	パイロットキャリアの配置	38
5.8	シミュレーションにおけるアンテナ配置	39
5.9	アンテナ配置と行路差 (図 4.6 と同じ)	39
5.10	到来角度差が 60° のとき	40
5.11	到来角度差が 5° のとき	40
5.12	QPSK 変調時の送信信号点配置	42
5.13	QPSK 変調時の受信信号点配置 (位相補償前)	43

5.14	QPSK 変調時の受信信号点配置 (位相補償後)	43
6.1	OFDM 静特性	46
6.2	QPSK-OFDM 特性 No.1	47
6.3	QPSK-OFDM 特性 No.2	48
6.4	QPSK-OFDM 特性 No.3	49
6.5	QPSK-OFDM 特性 No.4	50
6.6	QPSK-OFDM 特性 No.5	51
6.7	QPSK-OFDM 特性 No.6	52
6.8	QPSK-OFDM 特性 No.7	53
6.9	QPSK-OFDM 特性 No.8	54
6.10	16QAM-OFDM 特性	55
6.11	FSK 信号による CMA アダプティブアレーのウェイト更新状況	56
6.12	ビームフォーミング 1 - 3 波 (-40° 0° 40°) 到来時	58
6.13	ビームフォーミング 2 - 3 波 (-30° 0° 30°) 到来時	59
6.14	ビームフォーミング 3 - 3 波 (-20° 0° 30°) 到来時	60
6.15	ビームフォーミング 4 - 3 波 (-10° 0° 30°) 到来時	61
6.16	ビームフォーミング 5 - 3 波 (-5° 0° 30°) 到来時	62
6.17	ビームフォーミング 6 - 3 波 (-30° 0° 20°) 到来時	63
6.18	ビームフォーミング 7 - 3 波 (-30° 0° 10°) 到来時	64

表 目 次

4.1	サンプル到来波	27
5.1	送信信号に関するシミュレーションパラメータ	37
5.2	変動パラメータ	38
5.3	CMA アダプティブアレー制御用信号設定パラメータ	41
5.4	使用機材	44
5.5	PC	44
5.6	MATLAB	44
6.1	CMA アダプティブアレーの FFT 前適用時におけるグラフと変動パラメータ	45
6.2	ビームフォーミングと到来方向	57

第1章 はじめに

1.1 研究の背景

近年、IEEE802.11b 準拠の無線 LAN などに代表される無線デバイスの普及が目覚しく、ホームネットワーク分野においてもそれは例外ではない。これらの無線デバイスの普及に伴い、様々な問題が生じることが予測でき、その中でも重要な問題として電波干渉問題が挙げられる。例えば、図 1.1 のようにノート型 PC と無線 LAN ステーション間の通信においても、直接到来する電波と周囲の物や壁などに反射した電波を同時に受信する。このような場合には電波同士が干渉しあい、受信したデータを正確に再現できない事態が起こりうる。したがって、受信特性を改善する機構が必要となる。

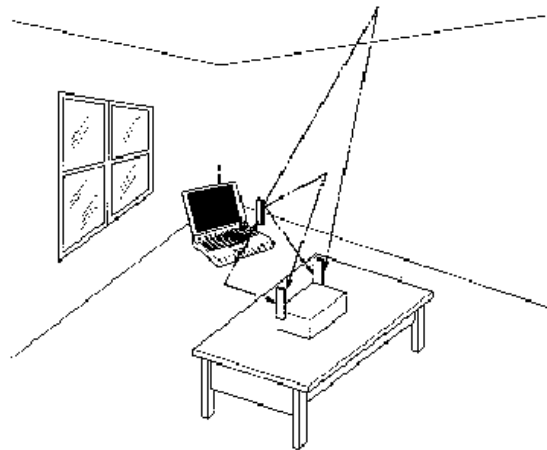


図 1.1: 無線ネットワーク

一般に、無線伝送では希望波以外に異なる伝送路を伝播して届く遅延波（干渉波）が存在し、マルチパス干渉が生じる。マルチパス干渉は周波数選択性フェージングを引き起こし、受信信号の劣化をまねく。高速無線 LAN などが一層普及し無線ホームネットワークが一般的になるにつれて、映像や音声といった広帯域なビデオデータなどの伝送が要求されることは容易に予想できる。このような環境では、マルチパスなどによる干渉は信号を劣化させ、ゴーストなど視覚的な問題も引き起こすため無視できない問題となる。このような干渉を少しでも抑えるために、スペクトラム拡散や OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)、MC-CDMA(Multi Carrier - Code Division Multiple Access) な

ど、次世代無線デバイスでは様々な変調方式が検討されている。

1.2 研究の目的

本研究では、次世代無線デバイスの有力な変調方式として OFDM 伝送方式に着目する。OFDM 伝送方式はこれまでの伝送方式と比較して、伝送効率や干渉対策の優秀さから IEEE802.11a 規格または IEEE802.11g 規格に準拠した高速無線 LAN、さらには間もなく試験放送が開始される地上波デジタル放送などにも採用されている。IEEE802.11a 規格は実効速度 54Mbps の高速通信が可能であるが、現在最も普及している IEEE802.11b との互換性はない。しかし、IEEE802.11g 規格は使用帯域が IEEE802.11b と同じであるため互換性を持ち、かつ 54Mbps を実現していることから次世代の無線 LAN 規格としては最も有力である。OFDM 伝送方式では、マルチキャリア変調やガードインターバルによる遅延波干渉対策、つまりマルチパスフェージング対策が標準に備わっているが、ガードインターバルを超える干渉に対しては対策が皆無である。ガードインターバルを超える信号が遅延波として到来するとサブキャリア間の直交性が崩れて受信信号に多大な誤りを生じる。例えば、音声であれば聞き取るのが困難であったり、映像であればゴーストが生じる。地上波デジタル放送においては致命的な問題となることが予想される。そこで本研究では、OFDM 伝送方式に CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーアンテナを併用することで、遅延波による干渉を除去し特性改善を試みる。

1.3 アダプティブアレーを用いた適応等化手法

アダプティブアレーアンテナは、複数のアンテナ素子を用意し、それぞれのアンテナで受信した信号を適切な重み付けの後合成することによって、不要な信号を除去する技術である。つまり、獲得したい信号に対してはより大きな利得のビームを向け、不要な信号に対してはヌルを向けることにより受信を無効化し干渉を除去するものである。つまり、ソフトウェアアンテナのように働くものである。アダプティブアレーを制御するアルゴリズムは様々な種類があるが、本研究では CMA アルゴリズムを用いる。通常、アダプティブアレーによるウェイト制御には希望する到来信号のなんらかの情報（振幅、到来方向など）が事前知識として必要である。これを参照信号と呼ぶが、通常参照信号を必要とするアルゴリズムでは、捕捉したい希望信号と参照信号の同期がとれていることが必須である。そのためタイミングジッタに弱く、計算処理量も膨大である。しかし、本研究で用いる CMA アルゴリズムでは事前知識として必要なのは「希望信号の包絡線が一定である」という事実だけであるため、参照信号との同期を必要としない。そのため、タイミングなどの問題も生じず、また同期を取り続ける処理も必要としないため、システムの構成や実装が容易になる。

しかしながら、OFDM 伝送方式に CMA アダプティブアレーを適用するには OFDM 変

調信号がCMA アルゴリズムの条件を満たしていないという問題がある。つまり、OFDM 変調はマルチキャリア変調であるため「希望信号の包絡線が一定である」という条件を満たさないのである。そこで、本研究では定包絡線ではないOFDM 変調信号に対してCMA アルゴリズムを適用する手法を提案する。

本論では、OFDM 伝送方式でも適用可能なCMA アダプティブアレーの制御手法を提案し、MATLAB による計算機シミュレーションを行うことで特性の改善を評価する。さらに、特性を解析することで提案システムの問題を把握し、さらなる改善を目指す。

1.4 本論文の構成

本稿は以下の構成となっている。

- 第1章 … 本章（全体の流れを説明）。
- 第2章 … 変調・伝送方式の基礎を説明し、それを踏まえてOFDM 伝送方式について述べる。
- 第3章 … 無線伝送における電波伝搬状況を説明し、遅延波によるマルチパスフェージングなどの干渉問題に触れる。
- 第4章 … アダプティブアレーアンテナの原理を述べた後、主要な制御アルゴリズムと本研究で採用するCMA アルゴリズムについて述べる。
- 第5章 … 提案システムについて述べる。受信機の固定・移動など場合分けによる伝搬路モデルを説明し、OFDM 伝送方式にCMA アダプティブアレーを適用する手法を述べる。さらに、計算機シミュレーションに関するシミュレーションモデルや環境パラメータなどについて説明する。
- 第6章 … 第5章で提案したシステムに関して、MATLAB による計算機シミュレーションを行った結果から特性を評価・解析する。
- 第7章 … 第6章で評価・解析した結果から改善できる問題を指摘し改善方法を検討する。さらに、提案システムを実際の無線ホームネットワーク上に適用する際に必要となる問題について議論する。
- 第8章 … 本論を総括する。

第2章 伝送方式

この章では、デジタル通信方式について述べる。

2.1 デジタル通信

変調とは、変調信号と呼ばれる伝送したい信号に応じて搬送波を変化させて、変調波と呼ばれる変調された信号を得ることである。変調の目的は、変調信号を伝送路に適合した変調波に変換することで、効率的な伝送を実現することである。一方、復調とは受信した変調波から変調信号を再生することであるが、伝送路における雑音、干渉、ひずみを軽減する処理も含まれる。

デジタル変調とは、異なったデジタル情報の各々に対して異なった信号波形を割り当てて伝送するものである。受信側では送られてきた信号波形の違いによって送信されたデジタル情報の識別を行う。デジタル情報の識別をより良く行うためには、各デジタル情報に割り当てられる信号波形が互いにできるだけ異なるものが望ましい。このような波形としては、理論上は任意の波形を用いることが可能であるが、実際のデジタル変調では正弦波を基準としてそのパラメータをデジタルデータに応じて変化させることによって識別を行い、デジタルデータの伝送を行うのが最も一般的である。

このような変調方式はアナログ変調方式が元であり、アナログ情報に応じて正弦波の振幅、位相、周波数を変化させるような変調方式をそれぞれ振幅変調 (AM)、位相変調 (PM)、周波数変調 (FM) と呼ぶ。これらについて以下で簡単に示す。

2.1.1 基本的な変調方式

2.1.2 振幅変調

振幅変調は、振幅のみを時間的に変化させるもので、変調信号 $m(t)$ がアナログ信号の場合に、振幅変調波 $S_{am}(t)$ は、

$$S_{am}(t) = A(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

と表される。

次に、振幅変調波の波形、スペクトルおよびフェーザの一例を示すため、振幅 $A(t)$ と

変調信号 $m(t)$ が、

$$\begin{aligned} A(t) &= A_0 \{1 + m(t)\} \\ m(t) &= k \cos(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

で表される場合を考える。このとき式 (2.1) は、

$$S_{am}(t) = A_0 \cos(2\pi f_c t) + \frac{1}{2} A_0 k \cos 2\pi(f_c + f_m)t + \frac{1}{2} A_0 k \cos 2\pi(f_c - f_m)t \quad (2.3)$$

となる。また、複素包絡線 $Z(t)$ は、

$$Z(t) = A_0 + \frac{1}{2} A_0 k e^{j2\pi f_m t} + \frac{1}{2} A_0 k e^{-j2\pi f_m t} \quad (2.4)$$

と表される。

角度変調

振幅を変化させず、位相 $\theta(t)$ のみを変化させるものは、角度変調と総称される。角度変調には、変調信号に応じて位相を直接変化させる位相変調、周波数を変化させる周波数変調がある。位相変調波 $S_{pm}(t)$ と周波数変調波 $S_{fm}(t)$ は、

$$S_{pm}(t) = A_0 \cos\{2\pi f_c t + m(t)\} \quad (2.5)$$

$$S_{fm}(t) = A_0 \cos\{2\pi f_c t + \int_{-\infty}^t m(x) dx\} \quad (2.6)$$

と表される。ここで、変調信号 $m(t)$ が式 (2.2) で表される場合に、式 (2.5) および式 (2.6) は、

$$S_{pm}(t) = A_0 \cos\{2\pi f_c t + k \cos(2\pi f_m t)\} \quad (2.7)$$

$$S_{fm}(t) = A_0 \cos\{2\pi f_c t + \frac{k}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m t)\} \quad (2.8)$$

となる。なお、式 (2.7) の位相変調波は、 k が 1 と比べて小さい場合に、

$$S_{pm}(t) \approx A_0 \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} A_0 k \sin\{2\pi(f_c + f_m)t\} - \frac{1}{2} A_0 k \sin\{2\pi(f_c - f_m)t\} \quad (2.9)$$

となる。

以上、アナログ変調について簡単に述べた。

これらを、デジタルデータを用いて離散的に行ったものがデジタル変調方式であり、AM、FM、PM に対応してそれぞれ振幅シフトキーイング (ASK: Amplitude Shift Keying)、位相シフトキーイング (PSK: Phase Shift Keying)、周波数シフトキーイング (FSK: Frequency Shift Keying) と呼ばれる。基準となる正弦波の信号を搬送波と呼ぶ。通常デジタル変調の場合、1 ビットのデータについてそれが 0 である場合と 1 である場合にそれぞれ振幅、位相、周波数を変化させることによってデジタル信号を生成する。

ASK

ASK の場合は、データが 0 の場合には搬送波の振幅を 1 とし、データが 1 の場合には搬送波の振幅を 0 としている。0 および 1 の値に対応して振幅を割り当てる方法は数多く考えられるが、このような場合が最も極端な例であり、1 の場合にはまったく信号が存在しないことになる。このような場合の ASK のことを特にオンオフキーイング (OOK) とも呼ぶ。ASK の場合には振幅に情報がのっているために伝送中のゲインの変動や、雑音によって受信信号が影響を受けやすい。従って、長距離の電波による無線伝送にはそのままではあまり向いていない。実際の ASK の用途としては短距離のリモートコントロール等に用いられたり、他の変調方式と組み合わせることによって使用されることが多い。

PSK

PSK は搬送波の位相を 0 および 1 の値に応じて変化させるものである。この場合、0 に対しては搬送波の位相を変化させず、1 に対しては搬送波の位相を π だけ変化させている。これによって搬送波に対する位相差を判定することによって 0,1 のデータの区別をつけることが可能である。PSK はデジタル変調方式では最もよく用いられている方式であり、ASK や後述の FSK に比べて雑音に強い等の特徴を持っている。そのため PSK はデジタル変調で最も重要な変調方式の 1 つである。

FSK

FSK はデータの 0,1 に応じて周波数を 2 通りに変化させる方式である。FSK は振幅が一定の変調方式であり、伝送を行う場合に有利な変調方式である。FSK の場合、周波数の組み合わせを選ぶことによって、位相が連続的に変化するようにすることができ、PSK 等に比べて狭帯域化を図ることができる。ただし、FSK の場合は PSK に比べて雑音には弱い。また、FSK は位相連続な場合、定包絡線変調方式とも呼ばれる。

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) に対しては上記の変調方式が基本構成要素となる。上記の 3 方式の中で、実際に OFDM で用いることができる変調方式は ASK および PSK を基本とした変調方式である。また、OFDM では搬送波の周波数に厳密な制約が存在するため、搬送波周波数を変化させる FSK を基本とした変調方式は用いることができない。

2.1.3 多値変調

前節では 1 ビットの 2 進数に対してそれぞれ波形を割り当てる変調方式の例を示した。このような方式では伝送する波形は 2 種類でしかなく、このような変調方式を 2 値変調と呼ぶ。2 値変調を拡張して複数ビットのデータに対して異なった複数の波形を対応させる変調方式を多値変調と呼ぶ。1 ビットの 2 進数では 2 通りの波形しか対応できないの

で、多値変調では複数ビットの2進数データを用いる。例えば、PSKの場合、1ビットの2進数0,1にそれぞれ位相0, π を割り当てるのに対して、2ビットの2進数を用いた場合、その組み合わせは00, 01, 11, 10の4通りが存在する。従って、それぞれに対して、搬送波の位相を $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ の4通りに変化させることが可能である。このようにすることによって、2ビットの情報を伝送することができる。この方式を4相PSK (QPSK:Quarterary Phase Shift Keying)と呼ぶ。これに対して前者のPSKを2相PSK (BPSK:Binary Phase Shift Keying)と呼ぶ。さらに、3ビットの2進数の各々に対して8通りの位相を対応させることによって8相PSK (8PSK)が実現できる。同様にさらに位相の分割を進めることによって、より多くの情報の伝送が可能である。

信号点配置という観点から見ると、PSKの場合は多値化を行うことによって信号点により密に並ぶことになる。複素平面上での信号点間の距離は雑音に対する耐性を示しており、同一の信号電力であれば、信号点間の最小距離が大きいほど雑音に強い。PSKの場合、信号点が円周上に並んでいるので多値化の度合いを大きくすると、信号点の距離が非常に狭くなってしまい多値化のメリットが得られなくなる。より効率の良い多値変調は位相を変動させるだけでなく振幅も同時に変化させることによって実現できる。より信号点間の最小距離を大きくするためには円周上の点以外からも信号点を選べばよい。その代表的な方式が直交振幅変調 (QAM:Quadrature Amplitude Modulation)である。QAMは信号点の数に対応して、16QAM, 64QAM, 256QAM等がよく用いられている。

二つの関数の積が0となる場合、その関数は直交しているので、お互いに独立に信号を取り出すことができチャンネル分離が可能となる。 $\cos$ 波と $\sin$ 波は直交するので、搬送波の同相成分、すなわち $\cos$ 成分と直交成分である $\sin$ 成分を独立に変調することが可能である。QAMは直交するIチャンネルとQチャンネルでそれぞれ振幅変調を行うものである。位相と振幅の両方を用いて信号空間を有効に利用しているため、同じ多値数のPSKと比較すると誤り率特性はQAMの方が優れる。それぞれの軸で4値の振幅変調を用いて16値伝送を行うものは、16QAMと呼ばれ、1シンボルで4ビットを送ることができる。16値の振幅変調を用いて256値伝送を行うものは256QAMとなり、1シンボルで8ビット送ることができる。多値化を行うばあい、ビット誤り率特性の向上のため、隣り合うシンボルとは1ビットのみ異なるように信号点が配置される。図2.1～図2.4に示すのはそれぞれQPSK、16QAM、64QAM、256QAMで変調をおこなった場合の信号点配置である。

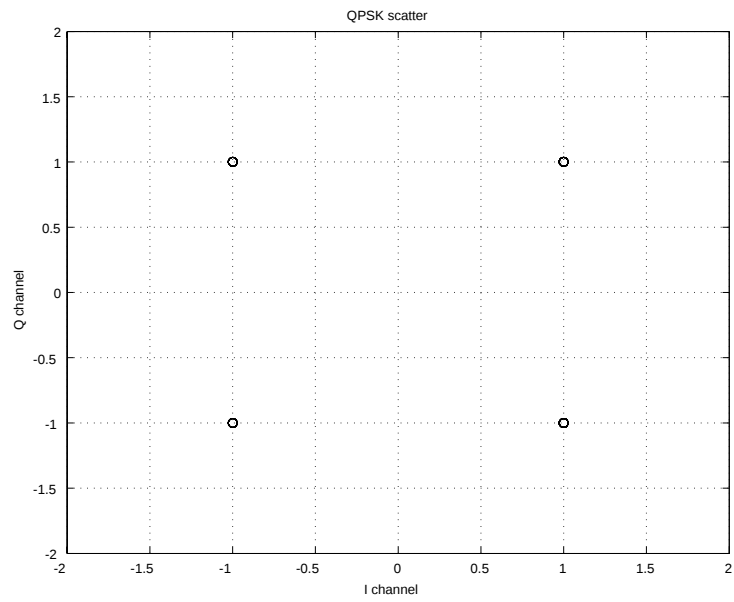


図 2.1: QPSK 変調時の信号点配置

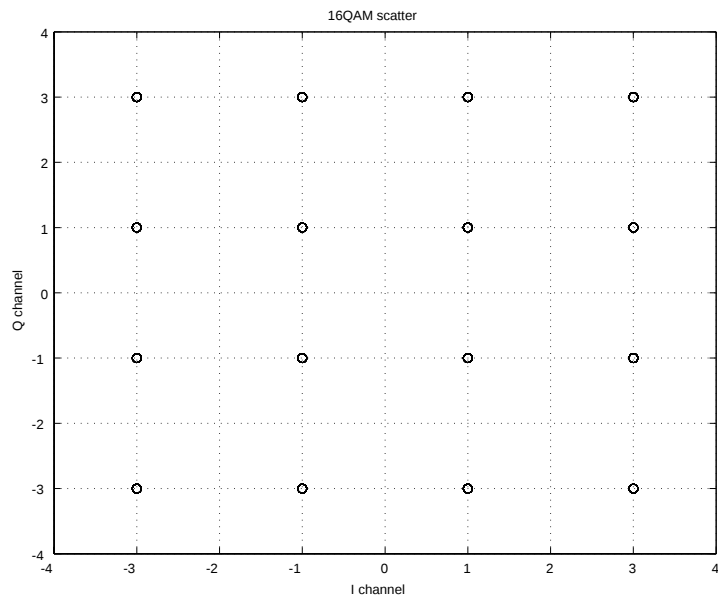


図 2.2: 16QAM 変調時の信号点配置

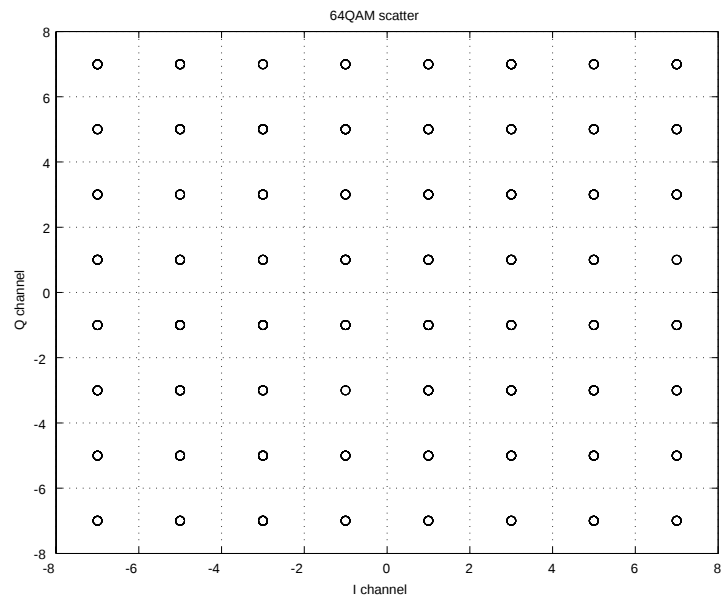


図 2.3: 64QAM 変調時の信号点配置

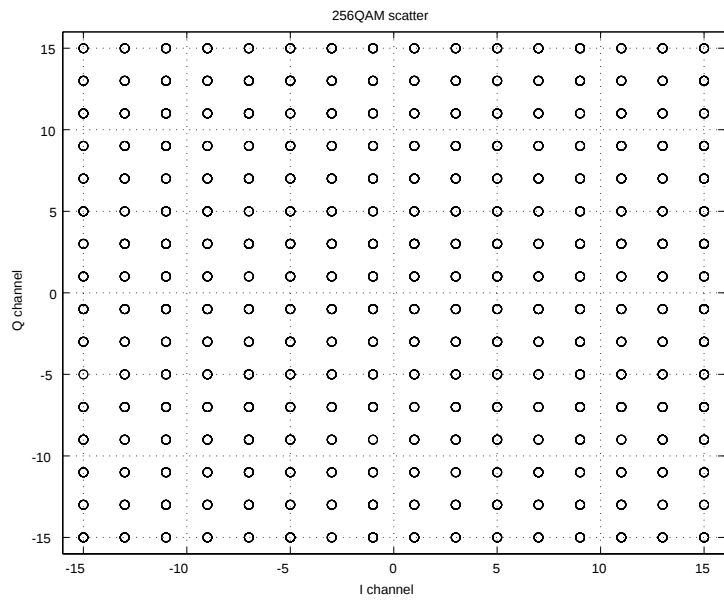


図 2.4: 256QAM 変調時の信号点配置

2.2 OFDM 伝送方式

直交周波数分割多重 (OFDM) は名前の示すとおり直交する多数の搬送波を変調して多重化する方式であり、マルチキャリア変調方式の一種である。本節では、多重方式とその発展である OFDM について述べる。

2.2.1 多重化方式

周波数分割多重化方式 (FDMA:Frequency Division Multiple Access)

FDMA では帯域を周波数領域で分割し、チャンネルを別々の周波数帯域に分け、それぞれのチャンネルを異なる受信局に割り当てることにより多重化を図っている。チャンネル間にはガードバンドが設けられ、隣接するチャンネルからの信号が干渉にならないように設計される。FDMA では安定したキャリア信号とチャンネルを選択するための鋭い特性をもつフィルタが必要になる。また後述するが、OFDM はその呼び名からもわかるように FDMA の特殊なものである。

時分割多重化方式 (TDMA:Time Division Multiple Access)

TDMA では帯域を時間領域で分割し、分割された時間幅 (タイムスロット) を各受信局にチャンネルとして割り当てることにより多重化を図っている。TDMA ではスロット同期が重要である。またタイムスロット間にはガードタイムが設けられ、同期の誤差により隣接スロットの信号が干渉しないようにしている。

符号分割多重化方式 (CDMA:Code Division Multiple Access)

CDMA は伝送路を時間領域や周波数領域で分割するのではなく、直交化した符号を各受信局に割り当てることにより多重化を図る方式である。符号が持つ直交性により、完全に重なった周波数および時間上での多元接続が可能である。代表的な CDMA としてスペクトル拡散 (SS:Spread Spectrum) 通信方式がある。さらに拡散方法としては、直接拡散 (DS:Direct Sequence) と周波数ホッピング拡散 (FH:Frequency Hopping) がある。直接拡散は低速一次変調信号に高速広帯域の拡散符号を直接掛け合わせることによってスペクトル拡散を実現する。また、周波数ホッピングは一次変調信号のキャリア周波数を拡散符号のパターンに基づいて広帯域で切り替えることにより、長時間においてスペクトルを広帯域に分布させる。

2.2.2 OFDM 伝送方式

OFDM の原理

実際の地上波の伝送路を考えた場合、最も大きな問題となるのは遅延波による妨害である。特に、日本の都市部のように、高層建築が密集している場合や室内の家具などにより空間が複雑化している場合、この影響は大きなものになる。遅延波の影響を少なくするためにはシンボル長を長くして、全体に占める符号間干渉（隣の符号との干渉により伝送特性が劣化すること）の割合を小さくすればよい。そこで、情報列を多数に分割し、FDM で伝送することが考えられた。一方、周波数領域で遅延波を考えた場合、周波数選択性フェージングなど、帯域全体の特性が平坦でなくなるという現象が見られる。そこでマルチキャリア化（情報を分割しそれぞれを複数の搬送波で伝送すること）によって、1 波あたりの帯域が狭くなるならば、その帯域内ではフラットフェージング（単純な減衰）として考えることができ、扱いが容易になる。また OFDM は FDM の一種でありながら、すべての搬送波を同期させて変調するという条件のもとで、直交関数系を使って搬送波間隔を最小にすることができる方法である。このため、シングルキャリア（単一搬送波方式）とほとんど変わらない周波数利用効率を確保することができる。

OFDM の基礎

まず、OFDM の基本となる関数の直交性について説明する。有限なエネルギーを有する複素関数の直交性は、以下の式で定義される。

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_n(t) \cdot f_m^*(t) dt = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ \text{有限値} & n = m \end{cases} \quad (2.10)$$

ただし、 m, n は整数、 $*$ は複素共役である。ここで、上式の関数 f_n を三角関数とすると、直交性は次式で表される。

$$\int_0^{\frac{1}{f}} a \cdot \sin(2\pi n f t) \cdot b \cdot \sin(2\pi m f t) dt = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ \pi ab & n = m \end{cases} \quad (2.11)$$

上式の意味は、三角関数の周波数が異なり ($m \neq n$) かつその差が基本波の周波数の整数倍のときは、 a や b の値によらず積分値が 0、つまり、それぞれの波がお互いに干渉しないということである。

信号の長さ（シンボル期間）を T_s 、周波数間隔を Δf を $1/T_s$ としたとき、周波数が $n\Delta f$ の正弦波および $m\Delta f$ の正弦波は、上式より直交関係にある。伝送される信号は、これらを加えたものであり、その合成信号波形 $x(t)$ は次式で表される。

$$x(t) = \sum_k \{a_k \cos(2\pi f_k t) + b_k \sin(2\pi f_k t)\} \quad (2.12)$$

ただし、 a_k および b_k は送信シンボルの同相成分（実数部）および直交成分（虚数部）であり、また f_k は k 番目の正弦波の周波数で $f_k = k/T_s$ である。ここで、加え合わせる正弦波の数を N 、シンボル期間 T_s を N 等分（サンプリングの間隔 ΔT を T_s/N ）とすると、各サンプル点 $t = n\Delta T$ の信号振幅は、次式のように書き表すことができる。

$$x(n\Delta T) = \sum_{k=0}^{N-1} \{d_k e^{j2\pi nk/N}\} \quad (2.13)$$

なお、 $d_k = a_k - jb_k$ である。上式をよくみると、複素数 d_k の逆フーリエ変換となっていることがわかる。つまり、送信データを逆フーリエ変換することにより、OFDM の変調ができることを示している。

次に、この合成された信号から任意の周波数成分を取り出すこと、つまり復調について考える。送信信号 $x(t)$ に取り出したい周波数の余弦波をかけて 0 から T_s まで積分すると、式 (2.11) に示した関数の直交性から、

$$\int_0^{T_s} x(t) \cdot \cos(2\pi f_i t) dt = \pi a_i \quad (2.14)$$

となり、周波数 f_i の搬送波に乘せられていた（変調されていた） a_i という情報を取り出すことができる。受信信号を $x(n\Delta T)$ とすると、復調されたデータは次式のように離散フーリエ変換で表される。

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} \{x(n\Delta T) e^{-j2\pi nk/N}\} \quad (2.15)$$

なお、信号に乘せる情報はアナログ（ d_k が連続的な値）でもデジタル（ d_k が離散的な値）でもよく、種々の変調方式を選ぶことができる。例えば、固定受信用には多値 QAM 変調方式、移動受信用には QPSK 変調方式といった具合である。

OFDM 送受信モデル

図 2.5 に OFDM 送受信モデルの例を示す。実際には以下のような流れで OFDM 変復調が行われる。

• 送信側

1. 入力された直列なビット列をマッピング方式と搬送波（サブキャリア）の数にあわせて並列に配置する
2. 並列に配置したシンボルを適応するマッピング方式でマッピングする
3. 逆 FFT によりマッピングされたデータを直交に配置されるよう一括変調する（この時点で周波数軸から時間軸に変換される）

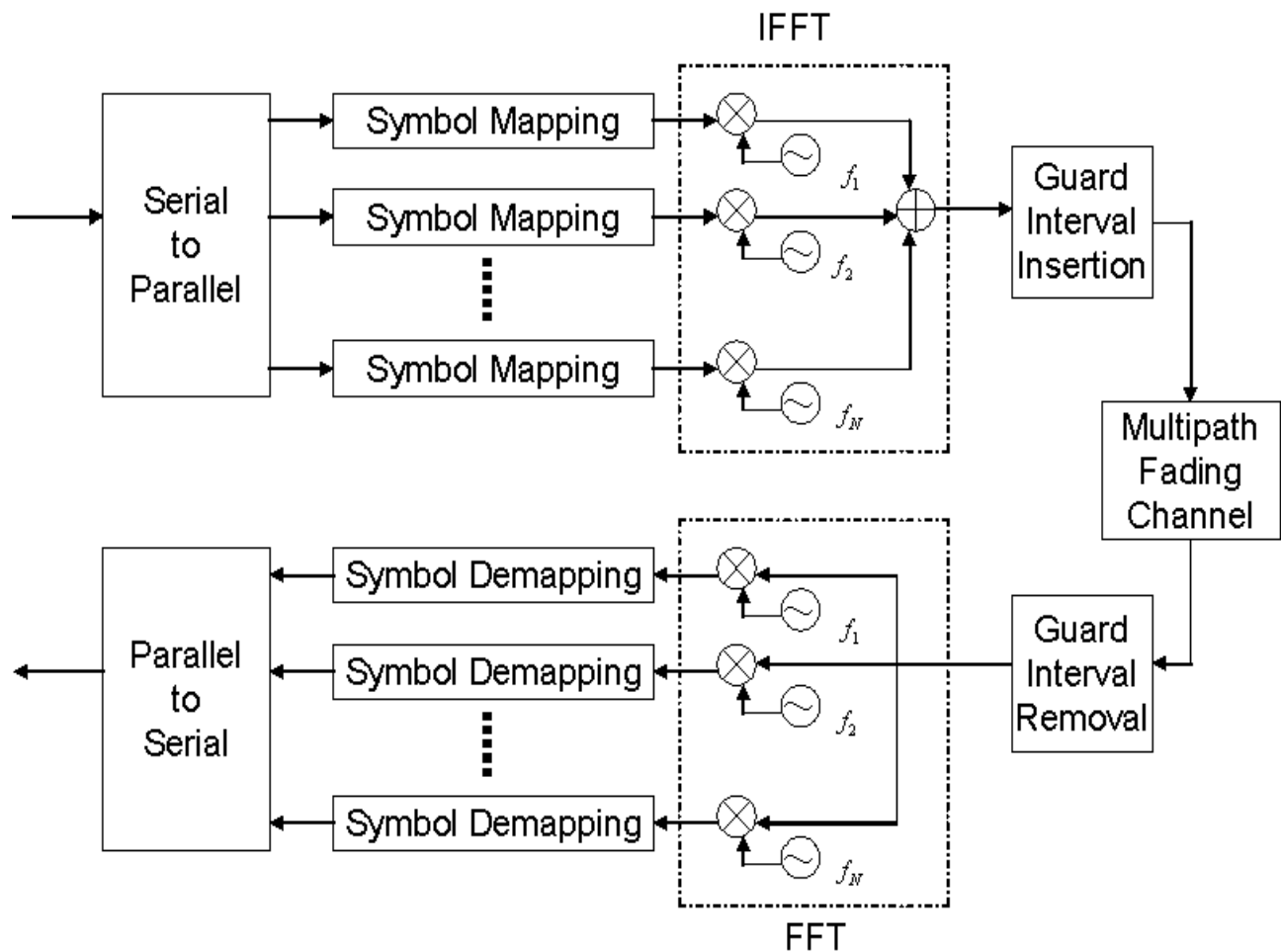


図 2.5: OFDM 送受信モデル

4. 時間軸上にガードインターバルを外挿する

5. 伝送路へ送信

- 受信側

1. 受信した後、ガードインターバルを時間ウィンドウにより除去する

2. 送信時と同様に搬送波数だけ並列に配置しFFTにより一括復調する

3. それぞれのサブキャリアに対し各シンボルを復調する

4. 並列なデータを直列に変換し、ビット列として送出

OFDM の性能改善技術

- インタリーブ

過酷な伝送路特性により特定のプログラムが被害を被らないように、サブチャンネルの時系列データを周波数および時間でインタリーブし、信号の劣化を分散させる。ただし、時間方向に長い時間インタリーブをかけると、デインタリーブにも同じだけ時間がかかるため遅延が問題となる。

- ガードインターバル

OFDM の検討において、伝送路に非線形性がなければ、伝送路の周波数特性が理想状態からずれてもサブチャンネル間の直交性が保たれ、情報の再生が可能である。このことは、同一の性質の信号が遅延を受けて直接受信された信号に加算されてもサブチャンネル間の直交性が保たれることを意味する。ただし、デジタル信号伝送において、長い遅延などにより受信信号に、そのシンボルとは異なるシンボル情報が加わる場合には、その伝送路を線形系とみなすことはできず等化によっても誤りを回避できなくなる。そこで、OFDM には図 2.6 のような時間軸上のガードインターバルが考慮されている。これは、サブチャンネルの周波数間隔を変えずに、シンボル長を想定される遅延波の遅延時間を考慮して定められるガードインターバル分だけ長くする工夫である。一般にガードインターバルには有効信号の最後尾からある時間分だけ切り取ったコピーを採用し、図 2.6 のように有効信号の先端に挿入する。受信側では、遅延波によって符号間干渉が想定されるガードインターバル部のデータを無視し、残りのデータで OFDM 復調をする（図 2.7）。この場合、当然サブチャンネル信号波間の直交性は崩れるが、受信信号に時間ウインドウを施し、受信信号を部分的に採用することにより等価的に直交性を確保することができる。また、ガードインターバルの部分の送信電力は信号の復調には寄与しないことからガードインターバルによって電力効率は低下する。このようにガードインターバル長の設定には想定される伝送路での遅延波の遅延時間、送信電力効率などから総合的に検討する必要がある。

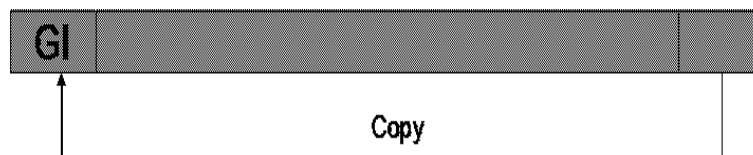


図 2.6: ガードインターバル

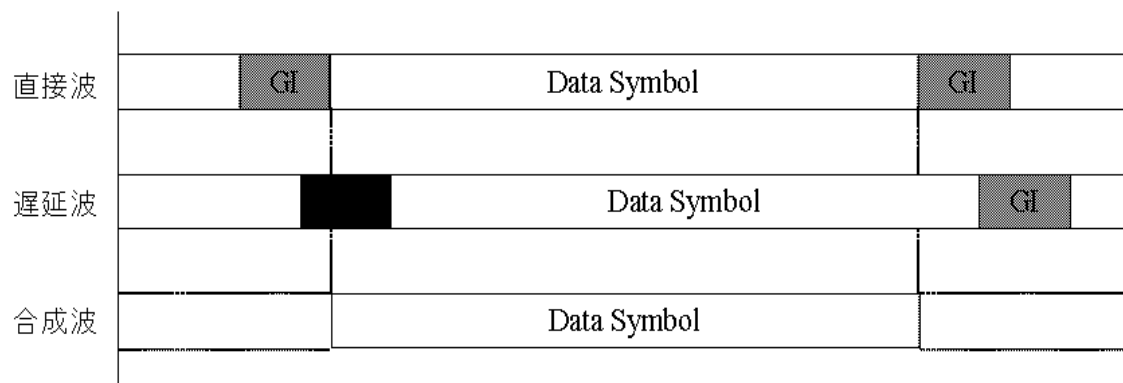


図 2.7: ガードインターバルと遅延波対策

第3章 電波伝搬

3.1 マルチパスフェージング

陸上無線通信において基地局と移動局との間には、屋外では建造物や樹木が、また屋内では事務機器や家具が存在している。これらは、電波が伝播していく上に大きな影響を与える。屋外の基地局から送信された電波はあらゆる方向に放射され、移動局へ直接到来する直接波の他に、ビル等の地物により反射・回折・散乱され受信局に到達する。反射は地物の壁面などで電波が反射する現象をいう。回折は地物の角などにより電波の進行方向が曲げられる現象をいう。散乱は地物の角や壁面不均一性などで電波あらゆる方向に散っていく現象をいう。これらの現象の影響を受けた電波はそれぞれに経路長が異なるため、移動局に到達する時間が異なる。その結果として移動局では到達時間の異なるいくつもの電波（遅延波）の重ね合わせを受信することになる。これがいわゆるマルチパスである。マルチパスによりフェージングが生じ、通信に誤りが引き起こされる。このフェージングを特にマルチパスフェージングという [1], [2]。以下、マルチパスフェージングとその影響について簡単に述べる。

3.1.1 伝播特性

受信振幅が変動する現象をフェージングということは先の述べた。このフェージングは、伝送帯域内の周波数特性が平坦なフラットフェージングと、周波数特性が平坦でない周波数選択性フェージングに大別できる。フェージングは、遅延波による電波の干渉によって発生する。遅延波の遅延時間差が帯域幅の逆数よりも短い場合、つまり狭帯域信号ではフラットフェージングとなる。逆に、遅延時間差が長い場合、つまり広帯域信号では周波数によって減衰量が異なる周波数選択性フェージングとなる。

OFDM 伝送方式の場合、狭帯域の信号を並列化しているため全体では広帯域信号とみなせる。遅延波が存在する場合、これらの信号は周波数選択性フェージングを受けるが、情報ののっている信号はそれぞれ狭帯域であるため一つの信号ではフラットフェージングとみなすことができる。フラットフェージングであれば受信信号の等化補償が容易になるため、周波数選択性フェージングに対しては強い耐性を備えていることとなる。

3.1.2 ドップラーシフト

陸上無線通信において、受信局が移動している、つまり移動局であるときにはドップラーシフトを考慮する必要がある。なお、受信局が固定局である場合にはこれを考慮する必要はない。

例えば、単一周波数 $f_c[Hz]$ の連続波が基地局から送信されたとすると、移動局の進行方向に対して角度 θ_n で到来する遅延波について、その受信包絡線 $r_n(t)$ は次式で表される。

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t) \exp j(2\pi f_c t)] \quad (3.1)$$

ここで、 $\text{Re}[\]$ は複素数の実部、 $e_n(t)$ は n 番目到来波の複素包絡線を表す。この到来波の伝播路長を $L_n[m]$ 、移動局の早さを $v[m/s]$ 、使用する波長を $\lambda[m]$ とすると、 $e_n(t)$ は、

$$\begin{aligned} e_n(t) &= R_n \exp j \left(-\frac{2\pi(L_n - vt \cos \theta_n)}{\lambda} + \phi_n \right) \\ &= x_n(t) + jy_n(t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

と表される。 R_n および ϕ_n はそれぞれ n 番目到来波の包絡線と位相である。 $x_n(t)$ 、 $y_n(t)$ はそれぞれ $e_n(t)$ の同相成分と直交成分を表す。この式より、 n 番目到来波はドップラー効果により $(v \cos \theta_n)/\lambda[Hz]$ だけ周波数シフトしていることがわかる。このことを陸上移動通信におけるドップラーシフトと呼ぶ。ドップラーシフトの最大値 $v/\lambda = f_d[Hz]$ は最大ドップラーシフトと呼ばれ、移動局の進行方向から到来する遅延波がこの周波数シフトを持っている。また移動局の後方から到来する遅延波は $-f_d[Hz]$ の周波数シフトを持つ。なお、 $-\theta_n$ 方向から到来する遅延波に対しても同じドップラーシフトを有する。したがって、ドップラーシフトを用いて遅延波の到来方向を求めようとする場合、左右の不確実性が存在することがある。

3.1.3 フェージング（遅延波）による影響

基地局から発射された電波は、通常まっすぐ進んで受信アンテナまで到達するが、伝播路の途中に電波を反射させる地形や建物などがあると遅延波が発生することは先に述べた。この遅延波によって、例えば、地上波アナログ放送ではアナログ受信画像が崩れて二重三重に重なった画像、つまりゴースト妨害が発生する。

デジタル放送では、誤り訂正などのデジタル信号処理により、遅延波による画質の劣化を軽減することができる。また、アナログ放送のように受信画像がずれて二重三重になるようなことはなく、画面の一部の色や輝度が変化するという妨害状態となる。これは、受信する映像が MPEG2 などにより圧縮された画像情報であり、個々のビットが受け持つ情報がピクセルの情報であったりブロックの情報であったりするためである。

OFDM 伝送方式では、先に述べたように、信号を並列化してシンボル長を長くすることにより、遅延波に強くなっている。さらに、ガードインターバルを設けることにより、

ガードインターバル期間以下の遅延時間の遅延波に対しては、符号間干渉をまったく起こさないように設定でき、遅延波に対するきわめて強くすることができる。しかし、遅延波の強さと遅延時間に応じてビット誤り率特性は劣化する。一般に、OFDM において遅延波によるビット誤り率の劣化について議論する場合、以下の点を考慮する必要がある。

1. 遅延波の数が一つで、かつ遅延時間がガードインターバルよりも短い場合
2. 遅延波が複数ある場合
3. 遅延波の遅延時間がガードインターバルよりも長い場合（符号間干渉が発生する）

第4章 アダプティブアレーアンテナ

アダプティブアレー技術とは、複数のアンテナ素子を用意し、これらの信号を適切な重み付けの後合成することによって、不要な信号を除去する技術である。移動通信を含む、無線通信分野における不要な信号とは、同一チャネル干渉波、隣接チャネル干渉波、および遅延波の3種類が主に考えられる。アダプティブアレーはもともと軍事用に開発されたものであり、敵の妨害波を除去することが目的であった。つまり、妨害波を不要な信号と考えれば一般の陸上通信にも応用できるものである。

不要波を除去するには、信号の到来方向が異なることを利用してアンテナの指向性パターンを操作する手法が有効である。まず、最も一般的に考えられるのが、鋭いビームを希望波の方向に向ける手法である。しかし、いくら鋭いビームであっても、サイドローブとの利得の差は有限であり、大電力の妨害波の影響を除去するには十分ではない。



図 4.1: ビーム操作による希望波補足

そこで、考えられたのがヌルの方向を操作する手法である。ヌル点では指向性利得がほとんど0に近いので、不要波の方向に向けることができれば、不要波をほとんど除去することが可能である。一般的にヌルは非常に狭く、希望波と妨害波の角度差がそれほど小さくなく、希望波の電力の損失を抑えつつ、十分に妨害波の影響を小さくできる。アダプティブアレーはこの働きを自動的に行えるよう、信号処理のアルゴリズムとともに開発された技術である [1], [15], [16], [17], [18]。以下、アダプティブアレーの原理と制御アルゴリズム、通信への応用について簡単に述べる。

4.1 原理

複数のアンテナで構成されるアレーアンテナにおいて、各アンテナ出力に振幅・位相シフトを加え、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、ある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

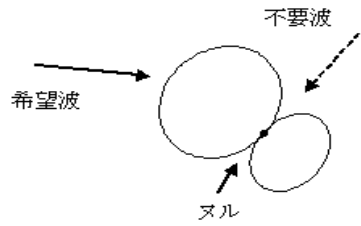


図 4.2: ヌル操作による妨害波除去

適応しながら指向性を最適に制御するシステムである。

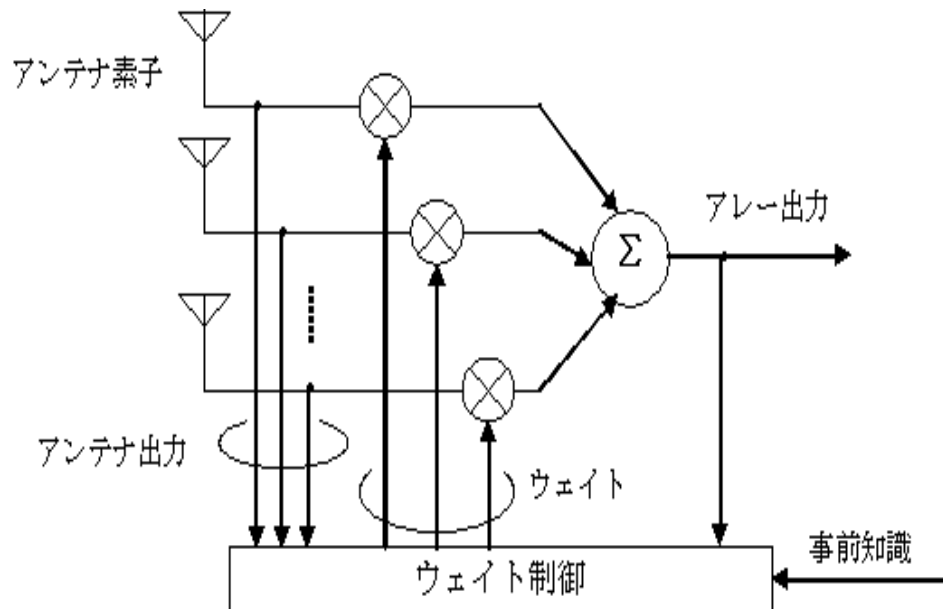


図 4.3: アダプティブアレーの構成

最も基本的なアダプティブアレーの構成図を図 4.3 に示す。各アンテナ入力は複素ウェイトを乗じられたのち合成され、アレーの出力となる。このウェイト制御は

- 各アンテナ入力
- アレーの合成出力
- 希望信号に関する事前知識

という 3 つの情報によって行われる。希望信号に関する事前知識としては

- 希望信号の波形
- 希望信号の統計量

- 希望信号のスペクトル
- 希望信号の到来方向

などがある。そしてこれらの情報を元に、合成出力の品質を向上させるよう複素ウェイトを決定することになる。

各アンテナのウェイトの制御アルゴリズムは、用いる事前知識や評価関数などによって種々に分類される。その中で最も一般的なアルゴリズムは、事前知識として希望波の波形を、そして出力の評価関数として参照信号（希望信号）に対するアレー出力の誤差の自乗平均値を用いるものである。この場合、従来の適応等化器で用いられてきた LMS(Least Mean Square) や RLS(Recursive Least Squares) アルゴリズムをそのまま適用することができる。

また、アレー出力の誤差の自乗平均値を最小にするようなウェイトを制御していくと、理想的には不要波の到来方向に指向性のヌルが向くことになるが、アダプティブアレーが生成できる独立なヌルの数は [アンテナ素子数-1] 個で表され、自由度と定義されている。

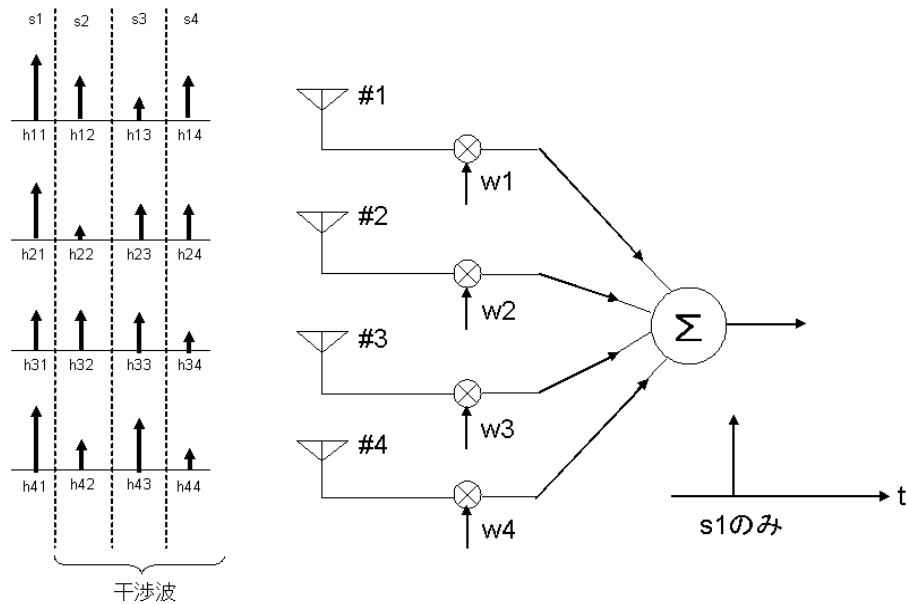


図 4.4: アダプティブアレーによる不要波除去

図 4.4 には 4 つのアンテナ素子と、それぞれのアンテナで観測される各到来波の複素振幅が図示されている。ここで、希望波 s_1 も含めて 4 つの到来波 (s_1, s_2, s_3, s_4) があるとし、 i 番目の到来波の j 番目のアンテナでの複素振幅を h_{ji} とする。ここで、問題となるのは各アンテナ入力の線形合成により希望波だけを残して他の不要波を除去することである。雑音が存在しない場合、この問題は単に次に示す連立方程式を満足する各アンテナのウェイトを導出することに帰着する。

$$\begin{cases} w_1 h_{11} + w_2 h_{21} + w_3 h_{31} + w_4 h_{41} = 1 \\ w_1 h_{12} + w_2 h_{22} + w_3 h_{32} + w_4 h_{42} = 0 \\ w_1 h_{13} + w_2 h_{23} + w_3 h_{33} + w_4 h_{43} = 0 \\ w_1 h_{14} + w_2 h_{24} + w_3 h_{34} + w_4 h_{44} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

実際には雑音の影響があるため、ウェイトの値は異なる。しかし、この単純な考え方をすることにより、1つの基本的な性質がわかる。すなわち、観測される到来波数分のアンテナ素子があれば、そのうちの1波だけを取り出すことができ、アダプティブアレーの自由度[アンテナ素子数-1]に対応する数の不要波を除去できるということである。

このことは、同一の性質を持つ到来波が複数存在する場合にも適用できる。例えば、不要波 s_2 が3つの異なる方向からアレーに入射した場合、単に各アンテナでの複素振幅が3つの信号の合成になるだけであり、式(4.1)の表現は全く変わらない。このことから、同一信号が複数存在する場合でも、1つの信号とみなせることがわかる。

これを指向性パターンで考えると、各信号が1つの方向からのみ到来している場合には、アレーの合成後のパターンには各到来方向にヌル点が向くことになる。しかし、同一信号が複数存在する場合には、それぞれを相殺するように合成するため、指向性パターン上には明確なヌル点が存在しない。しかし、これもアダプティブアレーの原理に基づく応用である。

次節では、本研究で用いる定包絡基準とその基本形である MMSE(Minimum Mean Square Error) 基準に基づくアルゴリズムについて述べる。

4.2 制御アルゴリズム

アダプティブアレーの各種アルゴリズムは、まず事前知識として希望信号の波形を用いるかどうかによって図 4.5 のように大別できる。ここでは、その中でも最も基本的な MMSE 基準に基づくアルゴリズム (SMI:Sample Matrix Inverse, RLS, LMS) と定包絡基準に基づくアルゴリズム (CMA:Constant Modulus Algorithm) について説明する。

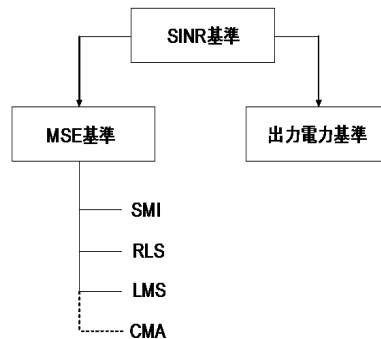


図 4.5: 各種アルゴリズム

4.2.1 MMSE 基準

アダプティブアレーのアルゴリズムは、まず事前知識として希望信号の波形を用いるかどうかは大別できることは先に述べたが、事前知識として希望信号の波形が使用できる場合、アレーの出力の品質評価は希望信号の波形とアレーの出力の誤差の自乗平均値を用いるのが最も適切である。ここで、図に示した素子数 n のアダプティブアレーを例に考える。複素ベースバンドにおける i 番目の送信信号を $s_i(t) = s(iI)(t) + js(iQ)(t)$ 、アレーの入力ベクトルを $\mathbf{x}$ 、ウェイトベクトルを $\mathbf{w}$ とすると、アレーの合成出力 y は次式で表される。

$$y = \mathbf{w}^T \mathbf{x} \quad (4.2)$$

ただし

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)]^T \\ \mathbf{w}(t) &= [w_1(t), w_2(t), w_3(t), \dots, w_n(t)]^T \\ x_j(t) &= \sum_{i=1}^m s_i(t) h_{ji} + n_j(t) \end{aligned}$$

ここで、 $n_j(t)$ は j 番目のアンテナにおける白色ガウス雑音を表す。

アレー出力から信号 s_1 のみを取り出し、その他の信号を抑圧したい場合、参照信号を $d(t) = s_1(t)$ として、この参照信号とアレー出力との平均自乗誤差が最小となるように最適ウェイトを決定できる。これを評価関数 J

$$\begin{aligned} J &= E[|d - y|^2] \\ &= E[|d|^2] - \mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xd}^* - \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xd} + \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \end{aligned} \quad (4.3)$$

ただし

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}^* \mathbf{x}^T] \\ \mathbf{r}_{xd} &= E[\mathbf{x}^* d] \end{aligned}$$

で表し、 $\partial J / \partial \mathbf{w} = 0$ の条件から以下の最適解が得られる。

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} \quad (4.4)$$

これが MMSE 基準における最適解（ウィーナー解）であり、逐次更新による近似解として LMS（最急降下法型）や RLS（逐次逆行列演算型）が導入されている。また、有限のサンプルデータでウィーナー解の近似解を計算する SMI も知られている。

これらのアルゴリズムは、すでに適応等化器の分野で一般的になっており、アダプティブアレーの分野においても同様に適用できる。しかし、適応等化器の場合と異なり、タイ

ミングジッタを考慮しなければならない。適応等化器は時間軸上に複数のタップを持つため、多少のジッタは吸収することができる。一方、アダプティブアレーの場合、図に示したように各アンテナ素子のサンプリングタップは1個のみである。したがって、参照信号のタイミングと実際に到来する希望信号のタイミングにずれが生じた場合、アレーが希望信号まで抑圧してしまい、アレー出力に現れないという現象が起こりうる。このため、アダプティブアレーにMMSE基準のアルゴリズムを適用する場合は参照信号のタイミングについても十分考慮する必要がある。次節では、参照信号とのタイミングを必要としない定包絡線基準によるアルゴリズムについて説明する。

4.2.2 定包絡線基準 (CMA)

前述のアルゴリズムは希望信号の波形情報を必要としていた。一般的に、この情報は既知のトレーニング信号や判定後の信号を用いることにより得ることができる。しかし、前述のとおり、タイミングジッタに弱い一面もあり、干渉等により特に伝送品質が悪い場合には問題が生じる可能性がある。

そこで、この問題を解決する1つの手法として定包絡線基準によるアルゴリズムであるCMAが提案されている。これは、「希望信号の包絡線が一定である」という事前知識のみを用いて出力の最適化を行うアルゴリズムであり、基本的には定包絡線変調信号にのみ適用可能である。このアルゴリズムは参照信号を必要としないため、タイミングジッタに強い特徴がある。しかし、位相情報をまったく使用しないため、アレーの出力後に搬送波位相誤差の補償を行わなければならない。

CMAは前述のMMSE基準アルゴリズムとほとんど同様の原理であるが、評価関数 J が

$$J = E[||y|^p - 1|^q] \quad (4.5)$$

で表される点が異なる。すなわち、アレー出力の包絡線レベルが一定となるように動作していることがわかる。しかしながら、式(4.5)を最小にする最適ウェイトを解析的に求めるのは困難である。そこで、CMAはLMSと同様に最急降下法に基づく近似解を求めている。最急降下法のウェイトの更新式は次式で与えられる。

$$\mathbf{w}|_{t=(k+1)T} = \mathbf{w}|_{t=kT} - \mu \partial J / \partial \mathbf{w}|_{t=kT} \quad (4.6)$$

ここで、 J は瞬時値に置き換えられており、 J が減少する方向に $\mathbf{w}$ を更新していくことになる。これを式(4.5)に適用することにより

$$\mathbf{w}|_{t=(k+1)T} = \mathbf{w}|_{t=kT} - \mu(y - y/|y|)\mathbf{x}^*|_{t=kT} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{w}|_{t=(k+1)T} = \mathbf{w}|_{t=kT} - \mu(|y|^2 - 1)\mathbf{x}^*|_{t=kT} \quad (4.8)$$

となる。ただし式(4.7)および式(4.8)はそれぞれ $p = 1, q = 2$ および $p = 2, q = 2$ の場合に対応している。

CMA はこのように参照信号なしにアレーを動作させることができる。しかし、不要信号も定包絡線信号である場合には、希望波も干渉波も定包絡線条件を満足することから、必ずしも希望波を捕捉する保証がない。初期値にも依存するが、一般的には、到来する定包絡線信号の中で最大電力の信号を捕捉する傾向にあるため、同一チャネル干渉対策に用いる場合には誤って同一チャネル信号を捕捉してしまった場合の対策が必要となる。

4.3 移動通信への応用（固定も含む）

4.3.1 アレーアンテナと指向性

行路差による位相変化

図 4.6 に示したアンテナに、ある到来角 θ から信号が到来する場合を考える。

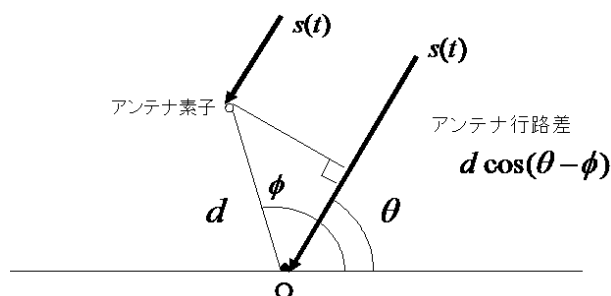


図 4.6: アンテナ配置と行路差

ここで、信号の位相中心を原点とする。すなわち、図 4.6 において原点に配置されたアンテナでは

$$r(t) = s(t)e^{j\omega t} \quad (4.9)$$

が受信されるものとする。ここで $s(t)$ は複素ベースバンド信号で複素包絡線とも呼ばれる。 $r(t)$ は複素の帯域信号、 ω は搬送波の角周波数である。

次に、極座標 (d, ϕ) にあるアンテナではどのような信号が受信されているのかを考える。このとき、原点にあるアンテナとの行路差は $-d \cos(\theta - \phi)$ で与えられる。これはつまり、行路差が正であればより遠くにあり遅く到着するということを表している。この行路差によって到達時間差 $\tau = -d \cos(\theta - \phi)/c$ が生じる。ただし、 c は光速である。したがって、極座標 (d, ϕ) での受信信号は

$$r'(t) = s(t - \tau)e^{j\omega(t - \tau)} \quad (4.10)$$

となる。一般的に、到達時間差 τ は搬送波の周期に対して無視できないが、信号 $s(t)$ の変調周期に対しては十分無視できる。すなわち、 $s(t - \tau) \cong s(t)$ と近似することができる。

ただし、広帯域信号の場合には近似できない場合がある。このため、極座標 (d, ϕ) での受信信号は結局

$$r'(t) \cong s(t)e^{j\omega(t-\tau)} = s(t)e^{j\omega t}e^{e\phi} \quad (4.11)$$

で与えられることになる。ここで、 ϕ は行路差による位相回転

$$\phi = 2\pi d \cos(\theta - \phi)/\lambda \quad (4.12)$$

を表す。ただし、 λ は搬送波周波数に対する波長を表す。これを等化低域系で表示すると

$$x(t) = s(t)e^{j\phi} \quad (4.13)$$

となる。このように、空間的に位相中心から離れた場所にあるアンテナでの受信信号、その到来信号とアンテナの位置に依存する位相回転を生ずることになる。したがって、複数のアンテナが空間上に分散して配置してある場合、それらの受信信号の合成出力は、到来角度によって各アンテナでの受信信号の位相がすべて同相になったり、ランダムになったりすることにより、出力振幅に変化が生じる。これが、全方向性でない指向性パターンを生む原因となっている。

n 素子アレーアンテナの指向性

次に、 n 素子のアレーアンテナについて考える。各アンテナの受信信号をそのまま合成した場合、到来角 θ の信号に対する複素ベースバンド出力 $y(t)$ は

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{i=1}^n s(t)e^{j\phi_i} \\ &= s(t) \sum_{i=1}^n e^{j2\pi d_i \cos(\theta - \phi_i)/\lambda} \\ &= G(\theta)s(t) \end{aligned} \quad (4.14)$$

で与えられる。ここで、 i 番目のアンテナの極座標を (d_i, ϕ_i) とする。この

$$G(\theta) = \sum_{i=1}^n e^{j2\pi d_i \cos(\theta - \phi_i)/\lambda} \quad (4.15)$$

がアレー全体の出力の到来角 θ に対する依存性、すなわち、指向性利得を表し、到来角 θ を変化させてグラフにしたのが指向性パターンである。式 (4.15) は、各アンテナでの受信信号をそのまま合成した例であるが、各アンテナに複素ウェイトを乗じて合成すれば、

自由に指向性パターンを生成することも可能であり、

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sum_{i=1}^n w_i s(t) e^{j\phi_i} \\
 &= s(t) \sum_{i=1}^n w_i e^{j2\pi d_i \cos(\theta - \phi_i)/\lambda} \\
 &= G(\theta) s(t)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

$$G(\theta) = \sum_{i=1}^n w_i e^{j2\pi d_i \cos(\theta - \phi_i)/\lambda} \tag{4.17}$$

のように表される。ここで、 w_i は i 番目のアンテナに対する複素ウェイトである。アダプティブアレーは、この複素ウェイトを適応的に変化させるものである。

例えば、図 4.7 のようなアンテナ配置に対して、希望波と遅延波が 1 波ずつ到来してくるとき、アダプティブアレーのウェイト操作により生じるビームフォーミングは図 4.8 のようになる。

表 4.1: サンプル到来波

希望波	-30°
遅延波	60°

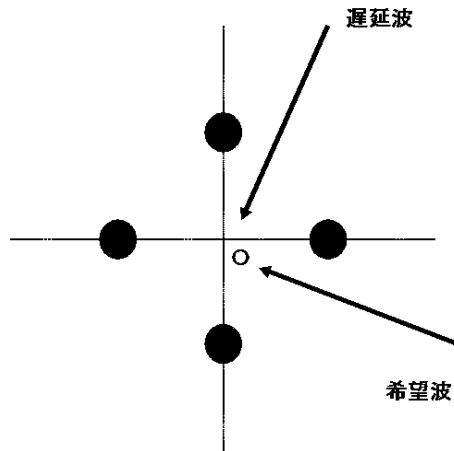


図 4.7: アンテナ配置と到来波

図 4.8 を見ると、 -30° では利得が大きくなっており 60° では利得が非常に落ち込んでいる。つまり、希望する波には大きな利得のビームを向け、除去したい波に対してはヌルを向けていることがわかる。

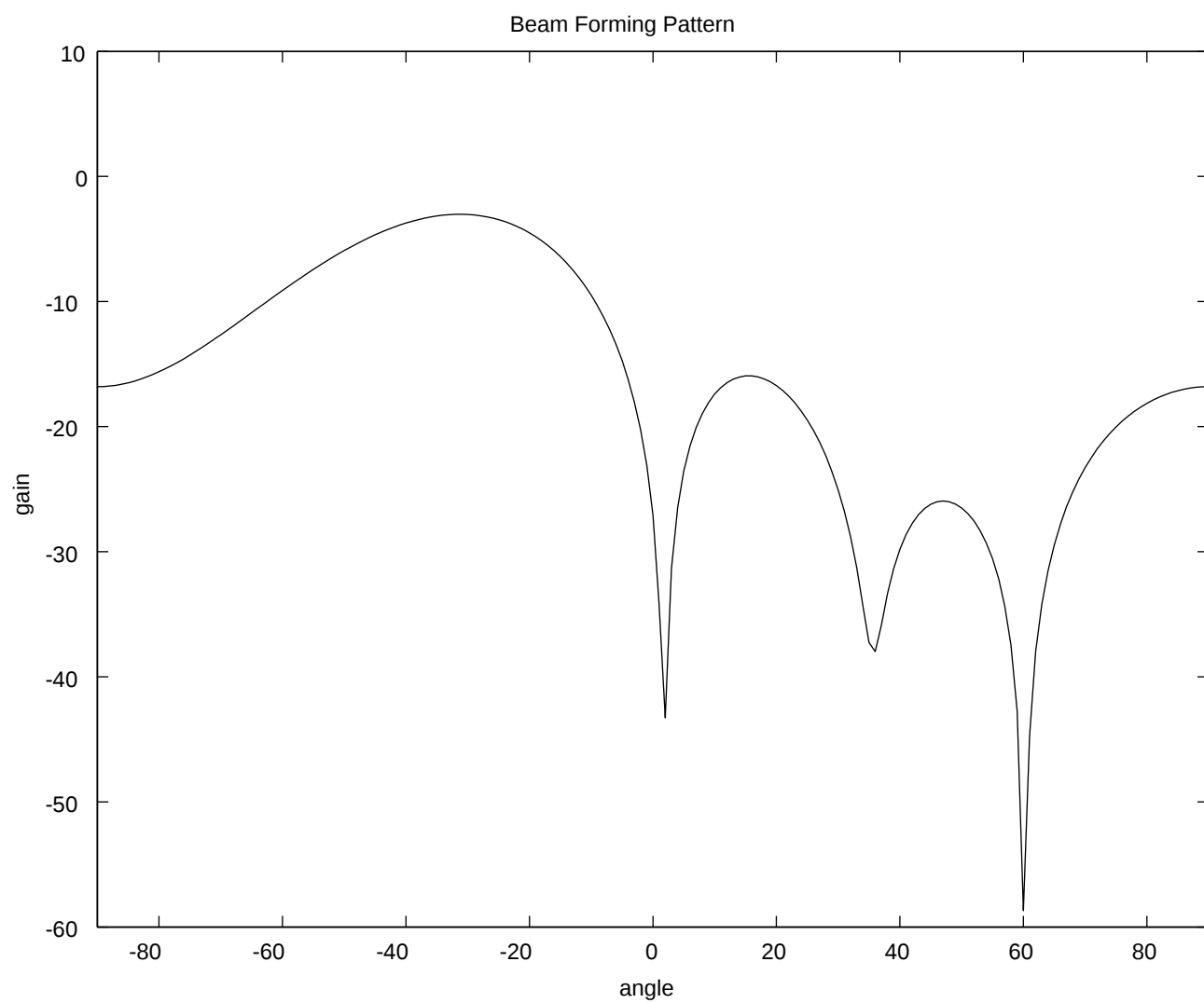


図 4.8: ウェイト操作によるビームフォーミング

第5章 提案システムとその構成

本研究では、接続の煩雑さがいいことなどから将来発展すると思われる無線ホームネットワーク上での映像伝送や、地上波デジタル放送などを含み、干渉による特性の劣化を軽減することを目的としていた。そこで、本研究では基地局、あるいは受信局（固定、移動ともに）にアダプティブアレーアンテナを適用することで干渉除去を行うことを提案した。また、無線ホームネットワークや地上波デジタル方法においてこれから主流になるであろう OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式を採用しており、本研究は OFDM 伝送方式におけるアダプティブアレーアンテナの適用という位置づけとなる。さらに、CMA(Constant Modulus Algorithm) アルゴリズムを採用することにより、同期を必要としないアダプティブアレーアンテナを適用し、OFDM 伝送方式に適したアダプティブアレーアンテナとなり得るかを検証する。

5.1 利用形態

本システムでは、図 5.1 のように反射によるマルチパスが存在する室内において、ノート型 PC や無線 LAN を利用した TV など移動可能な端末と基地局間で発生する干渉の除去を行うことができる。これにより、映像・音声などがより鮮明なものとして扱えるようになる。

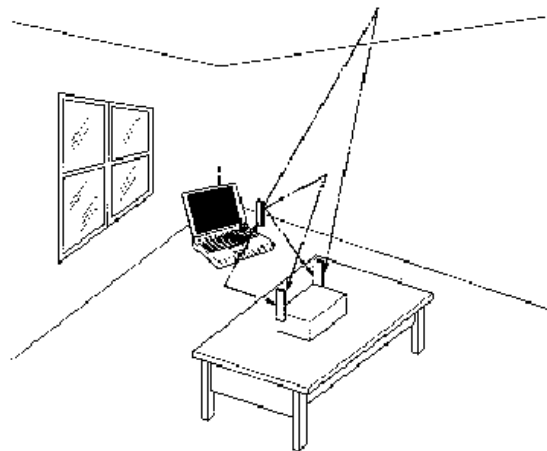


図 5.1: システム利用形態

図 5.1 の基地局、または移動局にアダプティブアレーアンテナを設置し、干渉波によるゴーストなどを除去できる。将来的には、高速無線 LAN などを通してビデオ・DVD・ホームサーバなどのデジタル映像再生機から、PC や液晶 TV など無線 LAN による受信が可能な端末などとの間に適用可能である。次に、アダプティブアレー適用方法について述べる。

5.2 伝搬路モデル

移動可能な無線通信にアダプティブアレーを適用する場合、まず伝搬路のモデル化を考える必要がある [1], [2]。

5.2.1 限定されたパスの場合

一般に、アダプティブアレーの分野では、信号がある特定の方向から到来しているモデルを考えることから、ここでもまず、そのようなモデルを考える。すなわち、基地局と移動局の間のパスが限定されている場合である。

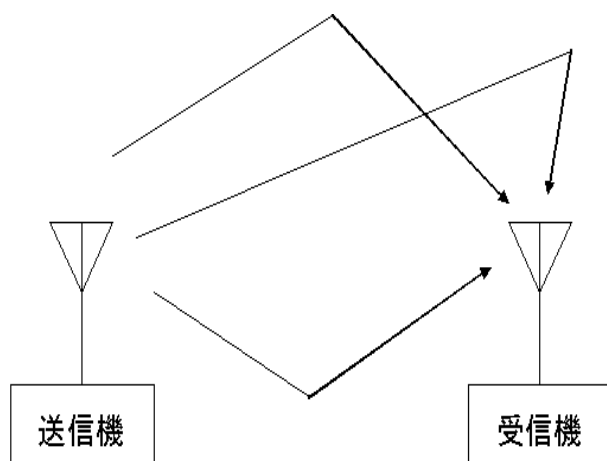


図 5.2: 限定されたパスのモデル

このような場合は、前章で示したアダプティブアレーの指向性を概念をそのまま適用することができる。すなわち、到来方向による各アンテナ間の受信位相差がアレーの特性を左右することになる。したがって、例えば移動局の移動を考慮したいときは、各パスからの信号にドップラーシフトを導入するだけでよい。この場合においては、パスの数を多くすることによって、ダイバーシチと同様なレイリーフェージングモデルにすることができ

る。このとき、 j 番目のアンテナでの受信信号は

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^n s_i(t) h_{ji} \quad (5.1)$$

ただし、

$$h_{ji} = \sum_{k=1}^{K_i} A_{ik} e^{j\phi_{jik}} \quad (5.2)$$

で与えられる。ここで、 K_i は i 番目の信号のパス数、 A_{ik} は i 番目の信号 k 番目のパスの振幅、 ϕ_{jik} は j 番目のアンテナでの i 番目の信号の k 番目のパスの位相回転分を表す。

5.2.2 各パスにフェージングが存在する場合

もう少し複雑な場合として、散乱球の概念を導入する。例えば、移動局の近傍のみで散乱が生じて基地局に到来する図 5.3 のようなモデルを考える。

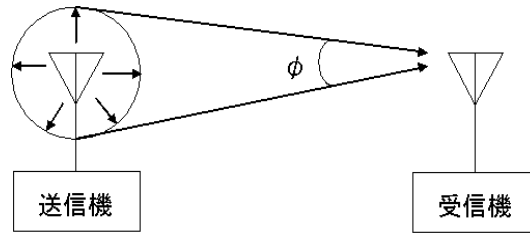


図 5.3: 散乱球のモデル

一般的に、散乱半径は一定と考えることができる。したがって、基地局と移動局との距離が大きくなるにつれ、距離に対する散乱半径は小さくなる。この極限として、散乱半径 0 と近似した場合には、前述の限定パスモデルとほとんど同じモデルと考えることができる。ただし、前述の限定パスモデルの場合には振幅は一定であるのに対し、散乱球のモデルの場合には各パスの振幅（式 (5.2) の A_{ik} ）がレイリーフェージング変動している。

さらにここで、各アンテナ間のフェージング相関を考える。極限である散乱半径 0 の場合は、あるアンテナに対する散乱パスの行路差がすべて等しい。この関係は別のアンテナでも同様であるため、どのアンテナでも同じフェージングが生じることになる。ただし、各アンテナ間では到来角に応じた位相差が生じるため、これを考慮する必要がある。したがって、アンテナ間のフェージングの複素相関係数は $e^{j\phi}$ となり、その絶対値は常に 1 になる。したがって、散乱球によるモデルは有相関フェージングモデルであるといえる。このような場合には、限定パスモデルと同様に、到来角による各アンテナでの受信位相差のみがアレーの特性を左右し、フェージングによる振幅・位相変動の影響はそれほど大きくない。

一方、散乱半径が無視できないほど大きい場合には、散乱パス間の行路差が生じ、しかもこの行路差は各アンテナにより異なってくる。具体的には、2 素子アレーの場合であれば、見通し角が大きくなるにつれ、フェージング相関が減少してくる。

5.2.3 多数のパスが到来する場合

前節に加え、さらに見通し角が大きくなり、アダプティブアレーの周囲から多数の散乱波が到来する場合について考える。これについては、ダイバーシチ技術における各アンテナで無相関のフェージングモデルと考えることができる。このとき、式(5.1)における h_{ji} は各アンテナおよび各信号で無相関なレイリーフェージングとなる。

このような場合には、各アンテナでの受信位相だけでなく受信振幅の影響を受けることになる。また、各アンテナの受信位相差は空間的な到来方向情報とは一意に対応しないため、従来のアダプティブアレーの概念である指向性パターンという観点からは動作は理解しにくい。アダプティブアレーの原理の節で述べたように、同一の信号が複数の方向から到来する場合には、それらを相殺するように合成するため、指向性パターン上には明らかなヌル点は生じない。たとえ生じていてもそれは意味のあるヌルであるとはいえない。したがって、アダプティブアレーはダイバーシチの合成技術の1つとして考えることができる。

5.3 提案システム構成

本研究では、無線ホームネットワークや地上波デジタル放送などを前提として、OFDM 伝送方式に CMA アダプティブアレーアンテナを適用することで干渉波を除去し、フェージングの影響を軽減するシステムを提案している。しかし、OFDM 伝送方式では、先に述べているとおり、そのまま CMA アダプティブアレーアンテナを適用することはできない。これは、OFDM 伝送方式がマルチキャリア伝送であるという点が問題であり、つまり、CMA アルゴリズムの核となる「希望信号の包絡線が一定である」という条件を満たしていないためである。そこで、OFDM 伝送方式に CMA アルゴリズムを適用できる手法を提案する。

5.3.1 アプローチ

OFDM 伝送方式に CMA アダプティブアレーを適用するにあたり、本研究では2通りのアプローチを行う。OFDM 伝送方式では、逆フーリエ変換を行うことで変調を行い、フーリエ変換を行うことにより復調を行うことはすでに述べた。アダプティブアレーの適用に際して、適用されるのは復調時においてであり、つまりはフーリエ変換前か変換後かという問題がある。そこで、本節ではこの2通りの方法について議論を行う。なお、以下、

フーリエ変換を FFT と明記する。

1. FFT 前の適用
2. FFT 後の適用

FFT 前の適用

FFT 前の適用において問題となるのは、到来してくる信号が時間軸上の信号だということである。つまり、OFDM 伝送方式では直交となるようにサブキャリアの周波数をずらして配置するため、信号全体では全サブキャリアの総和ということになる。したがって、到来信号は定包絡線ではなく当然定包絡基準を満たさないため、そのままでは CMA アルゴリズムを適用することはできない。つまり、到来信号を定包絡線とするための機構が必要である。そこで本アプローチでは、送信時に送出するデータのガードインターバルに対して、さらに信号を外挿することで CMA アダプティブアレーを動作させることを試みる。ここで、問題となるのは CMA アルゴリズムに適した信号を付加する際、いったいどのような信号を付加すればよいかということである。CMA アルゴリズムを動作させるためには信号が定包絡線でなければならいため、本アプローチでは周波数変調信号（以下、FSK(Frequency Shift Keying) 信号とする）を外挿する。第 2 章でも述べたが、FSK 信号は定包絡信号であるため以下の点で CMA アダプティブアレーの動作に適しているといえる。

- 位相連続な FSK は定包絡線特性を満たす
- マルチパスフェージングによる振幅および位相変動に強いため、アレー制御への影響が少ない

図 5.4 に FSK 信号を考慮した送信信号フォーマットを示す。

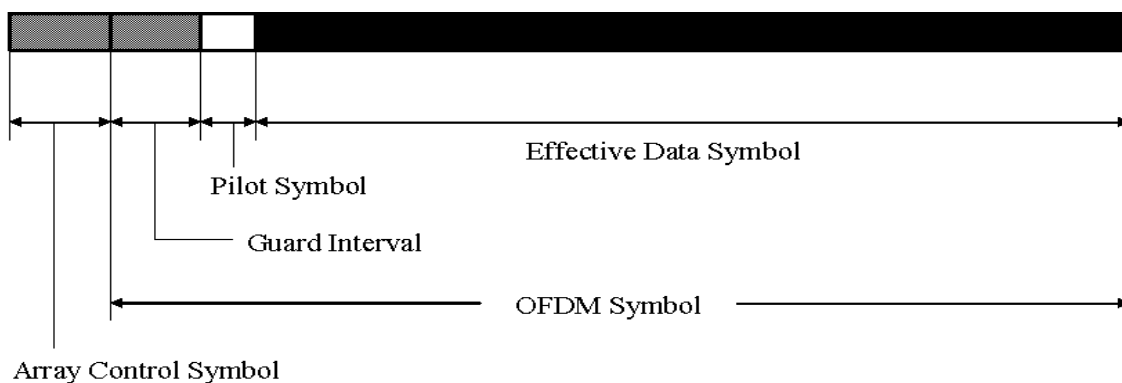


図 5.4: 送信シンボルフォーマット

また、FSK 信号は以下のプロセスにしたがって挿入するものとする。

1. デジタルデータのマッピング
2. シリアル - パラレル変換
3. IFFT (OFDM 信号の生成)
4. ガードインターバルの時間軸外挿
5. FSK 信号の時間軸外挿

また、受信側では以下のプロセスにしたがって、CMA アダプティブアレーのウェイト更新・制御をおこなう。

1. 時間ウィンドウによる FSK 信号の切り出し
2. 切り出した FSK 信号によりアダプティブアレーのウェイト更新
3. ウェイトが安定した時点でのウェイト値を採用
4. 決定したウェイト値をガードインターバルを含む有効 OFDM 信号に掛け合わせる
5. 以下、通常通り OFDM 復調を行う

また、図 5.5 にこのプロセスを示す。

このアプローチの問題点は、ガードインターバルのさらに外に FSK 信号を外挿することによる伝送効率の劣化である。したがって、このアプローチを行う場合には伝送効率の劣化を考慮にいれつつ、挿入する FSK 信号の信号長を CMA アダプティブアレー制御を可能にする範囲で調整する必要がある。また、OFDM 伝送方式に FSK 信号を挿入することにより、本来の OFDM 伝送の規格からはずれることとなる。したがって、ユニークな方法となるため、OFDM 伝送方式を採用する機器などにそのままでは適用できなくなってしまう。そこで、もう 1 つのアプローチは制御信号を伴わない方法を提案する。

FFT 後の適用

このアプローチは、CMA アダプティブアレーの制御用信号をつかわず、OFDM 信号のみでアダプティブアレーの制御を可能にするものである。ここで、CMA アルゴリズムの基準となる定包絡線基準とは何かをもう一度考える必要がある。定包絡線基準とは「希望信号の包絡線が一定である」というものであり、それに基づき「アレー出力の包絡線レベルが一定」となるように動作するものである。つまり、ここで希望信号に求められるのは包絡線が一定であることで、希望信号（到来信号）の包絡線が一定であれば CMA アルゴリズムに基づき、包絡線をもとのレベルに一定に保つような動作をするのである。したがって、アレー制御機構に入力された信号が定包絡線であるかどうかはアルゴリズムは知る由もなく、包絡線を一定に保つように動作するだけなのである。しかし、希望信号が定

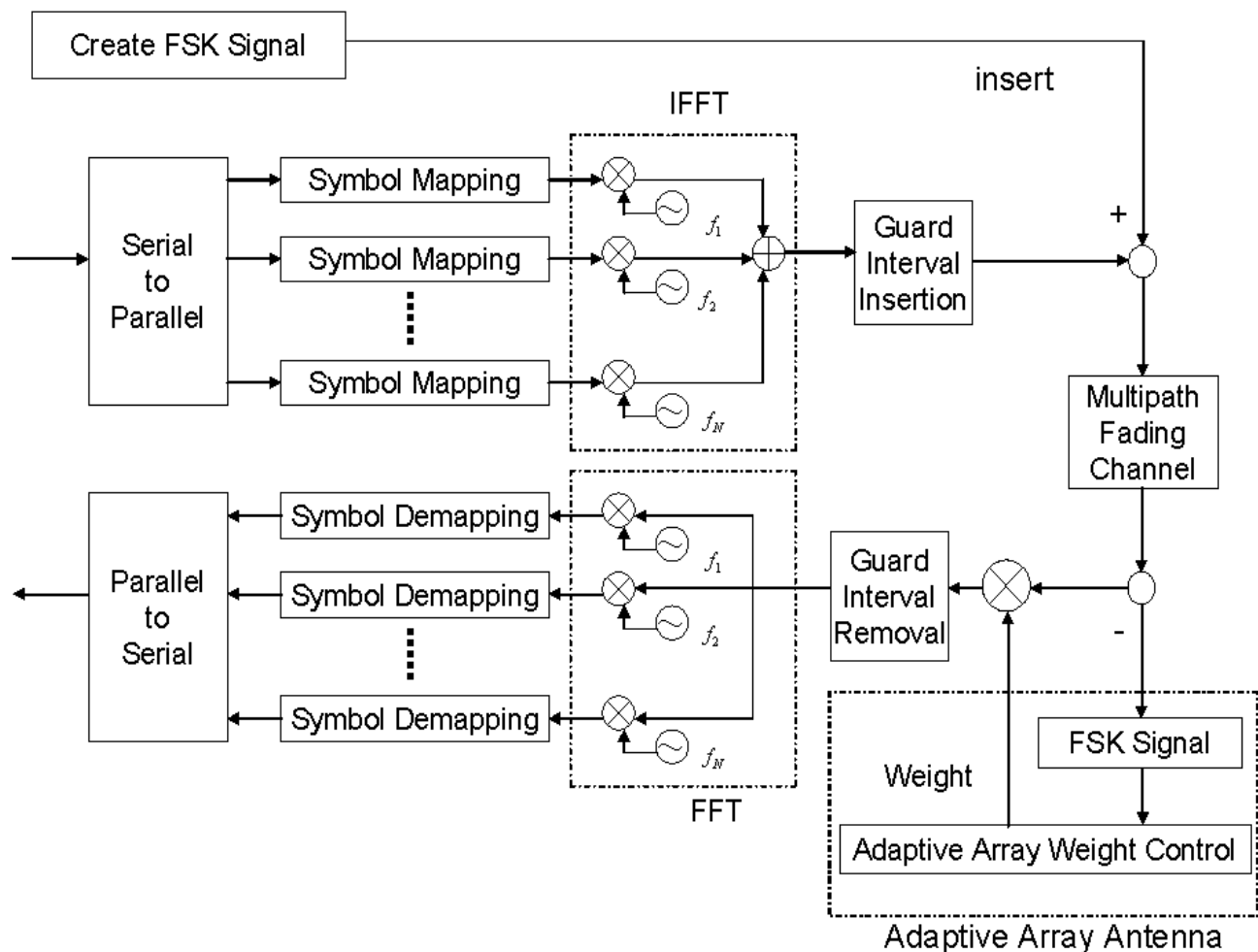


図 5.5: CMA アダプティブアレーの FFT 前適用法

包絡線基準を満たしているならば、上記の動作に従ってそれを満足する方向にウェイトを制御することができる。

さて、OFDM 信号は定包絡線基準を満たさないことはすでに述べた。ここで、議論となるのが復調時における FFT 後にアレー制御を行うという方法である。前述では FFT 前に行う方法を述べたが、ここで述べるのは FFT 後にアレー制御を行うことで付加信号をなくすというものである。FFT 前の OFDM 信号は時間軸上の信号であり、外観からは定包絡線であるとはいえない。しかし、FFT 後の OFDM 信号というのは周波数軸上に並ぶデータであり、送信時にそれは一定のレベルを持った信号である。つまり、送信時に一定のレベルを保った信号であれば定包絡線基準を満たし、たとえ受信時に信号レベルの変動があったとしても CMA アルゴリズムによりレベルは一定に保つ方向に制御される。そこからウェイトを導き出すことによって、FSK 信号のような付加信号を必要としない制御が可能となる。以下のプロセスに従いウェイト制御を行う。

1. 受信後、各アンテナ素子ごとに FFT 復調を行う
2. パラレル - シリアル変換
3. 各アンテナの出力からウェイトを算出
4. 算出されたウェイトを随時アンテナ出力に掛け合わせる
5. シリアル - パラレル変換
6. サブキャリア変調以下、通常の OFDM 復調と同様

図 5.6 に示すのは、CMA アダプティブアレーが信号を受信し、FFT 後に制御アルゴリズムを適用するときのプロセスである。ただし、2 素子アレーとする。

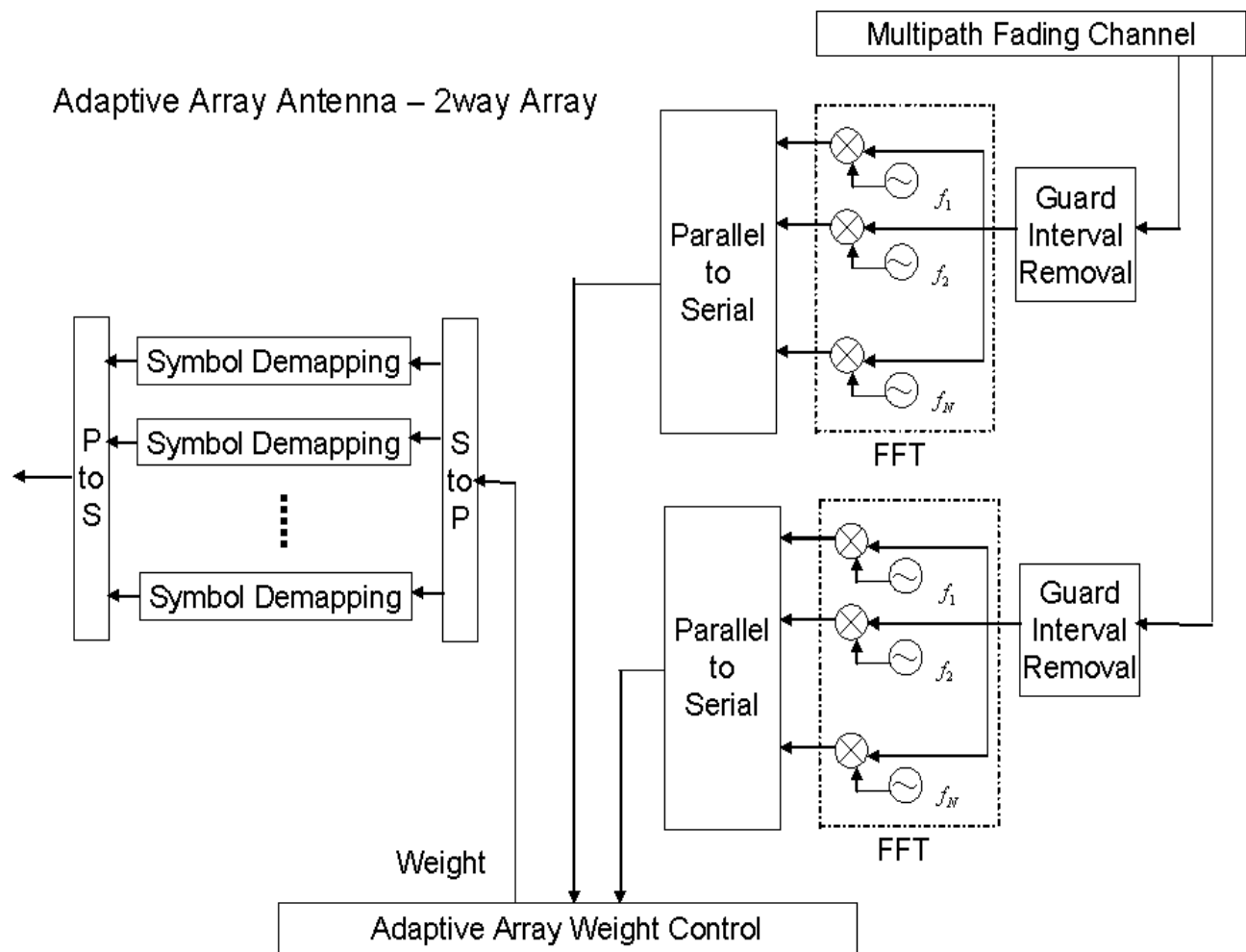


図 5.6: CMA アダプティブアレーの FFT 後適用法

5.4 計算機シミュレーション

本研究では、前節で述べた2通りのアプローチに沿って計算機シミュレーションを行い、提案の有効性を確かめる。なおシミュレーションにはMATLABを用いる。また、シミュレーションの環境パラメータには、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式が採用されているIEEE802.11aに準拠した数値を使用する。

5.4.1 シミュレーションパラメータ

Static Parameter

表 5.1 に送信信号に関するシミュレーションパラメータを示す。これは、IEEE802.11a-Physical Layer に準拠したものである。

表 5.1: 送信信号に関するシミュレーションパラメータ

パラメータ	値
サブキャリア数	48
パイロットキャリア数	4
全サブキャリア数	52
サブキャリア変調方式	QPSK 16QAM
サブキャリア周波数間隔 (MHz)	0.3125
FFT ポイント数	64
有効シンボル期間 (μs)	3.2
ガードインターバル期間 (μs)	0.8
シンボル周期 (μs)	4.0
サンプル周波数 (MHz)	20
1 フレーム中のシンボル数	63
シミュレーションフレーム数	1000

パイロットキャリアの配置

表 5.1 に示されている4本のパイロットキャリアは図 5.7 のように配置する。52本のサブキャリアに対して、中心から対称に $[\pm 7 \pm 21]$ 番目に配置している。なお、これらのパイロットキャリアは復調時の位相補償などに用いられる。

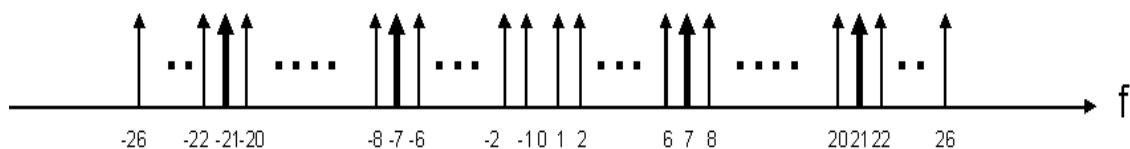


図 5.7: パイロットキャリアの配置

Dynamic Parameter

シミュレーションに際して動的パラメータは表 5.2 のように設定する。ただし、今回行うシミュレーションではこれらのパラメータもほとんど固定であるが、様々な環境をシミュレートできるよう、これらは動的に扱えるようプログラムを作成している。

表 5.2: 変動パラメータ

パラメータ	値
アレー素子数	4
希望波数	1
遅延波数	1
全到来波数	2
到来角度差	$5^{\circ} \sim 60^{\circ}$

アンテナ配置

表 5.2 に示すアレーアンテナ素子数は図 5.8 のように $[0^{\circ} \ 90^{\circ} \ 180^{\circ} \ 270^{\circ}]$ の地点に配置するものとする。ただし各アンテナの位相差は、アンテナの中心 O に到来する波と実際にアンテナに届く波との行路差から導きだすよう考慮してある。このことについてはすでに第 4 章でも述べたが、再度図 5.9 に示す。

到来角度差

本研究では、到来角度差が十分なときと十分でないときを検討するために 60° と 5° の 2 通りについてシミュレーションを行う。図 5.10 と図 5.11 に示すような 2 波の到来を考える。

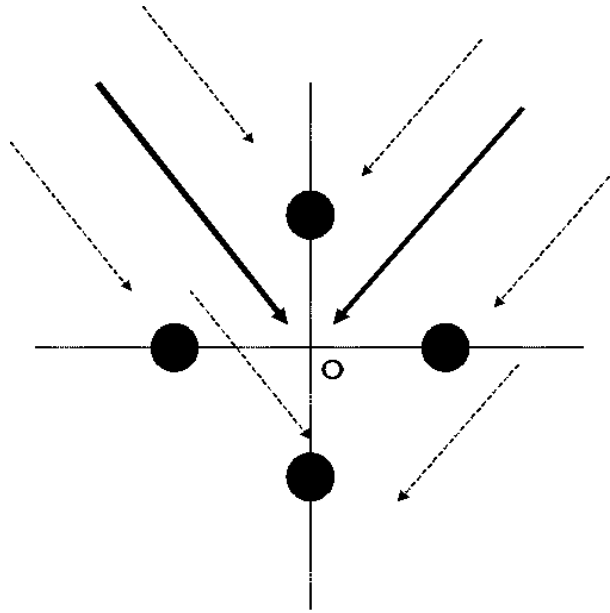


図 5.8: シミュレーションにおけるアンテナ配置

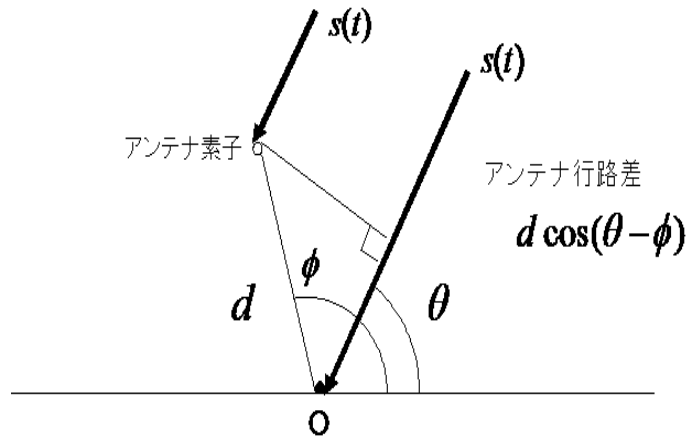


図 5.9: アンテナ配置と行路差 (図 4.6 と同じ)

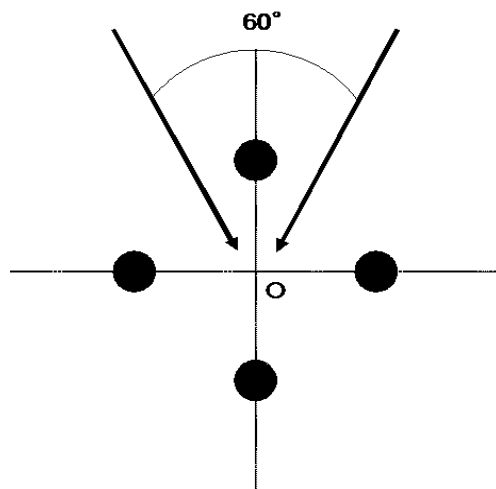


図 5.10: 到来角度差が 60° のとき

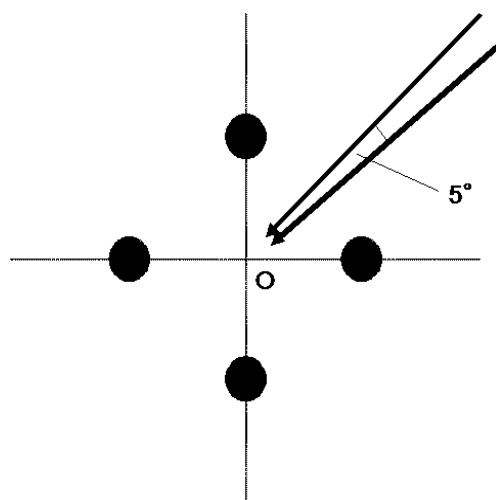


図 5.11: 到来角度差が 5° のとき

FFT 前の適用に関するパラメータ

FFT 前の適用では、CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーの制御用信号として FSK 信号を用いることはすでに述べた。ここでは、CMA アダプティブアレー制御用信号としてのパラメータを示す。

表 5.3: CMA アダプティブアレー制御用信号設定パラメータ

パラメータ	値
変調法	FSK (周波数変調)
シンボル数	OFDM シンボルに対し 10 ~ 20%

FFT 後の適用に関するパラメータ

FFT 後の適用に関しては、特に制御用信号等を用いないため、表 5.1, 5.2 に示す通常のパラメータと同様である。

今回は FFT 前に CMA アダプティブアレーを適用するパターンのみ計算機シミュレーションを行い、FFT 後の適用についてはアルゴリズムなど適用法だけにとどめておき、特性の評価は今後の課題とする。

5.4.2 位相補償

無線通信を行う際、他の電波や壁などの反射により必ず位相の変動が起こる。そのため、受信時に位相補償をする必要がある。IEEE802.11a 準拠の OFDM 伝送においては 5.7 に示すように 4 本のパイロットキャリアが認められている。したがって、このパイロットキャリアを利用し位相補償を行う。本シミュレーションでは、サブキャリアは主に QPSK(Quarternary Phase Shift Keying) で変調を行っている。しかし、多値 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) においても同様に位相補償できることをあらかじめ断っておく。パイロットを用いた位相補償は次の手順で行われる。

1. パイロットキャリアに乗せるシンボルは既知とし、今回は 0 とする
2. 受信側では、既知であるパイロット 0 に対して実際の位相のずれから補正値を導き出す
3. 受信データに補正値を掛けることで位相を補正

なぜ、QPSK と多値 QAM が上記に示した同様の手順で行えるかは次のとおりである。QPSK では 1 回に 2bit のデータを変調できる。つまり、[0, 1, 2, 3] のシンボルをそれぞれ

$[1+j, -1+j, 1-j, -1-j]$ に変換する。また、QPSK や多値 QAM で変調を行った場合、シンボルが 0 であれば常に $1+j$ に変調される。つまり、パイロットシンボルが 0 である限り、変調方式に関わらず $1+j$ に変調されるため、受信側では $1+j$ からの位相のずれを計算し、補正值を掛ければよいことになる。図 5.12 ~ 図 5.14 に実際の通信における位相補償の状態を示す。図 5.12 は変調時の信号点配置である。信号点は多数存在するが、他からの影響を受けていないため 4 点に重なっている。図 5.13 は受信時における位相補償前の信号点配置である。4 点を中心に散乱しているが、ほぼ送信時の形を保ったまま傾いていることがわかる。この傾きが位相の変動を表している。図 5.14 はパイロットキャリアによる位相補償を行った後の信号点配置である。配置が送信時に近づき、傾きが少なく補正されている。なお、4 点を中心にばらついているのは雑音などの影響によるもので、これくらいのレベルであれば復調に支障はない。

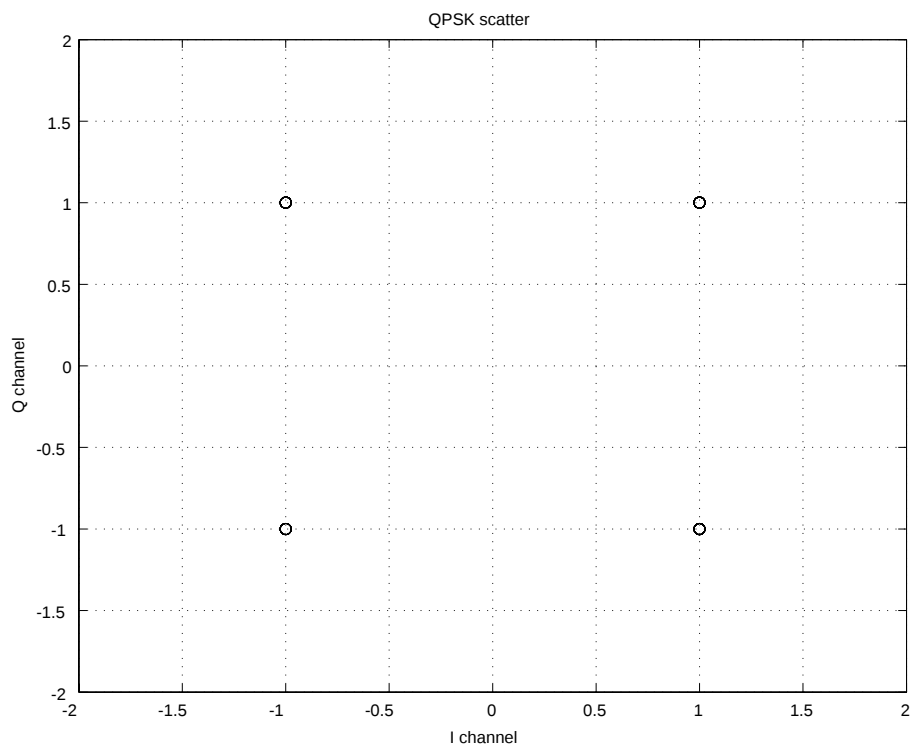


図 5.12: QPSK 変調時の送信信号点配置

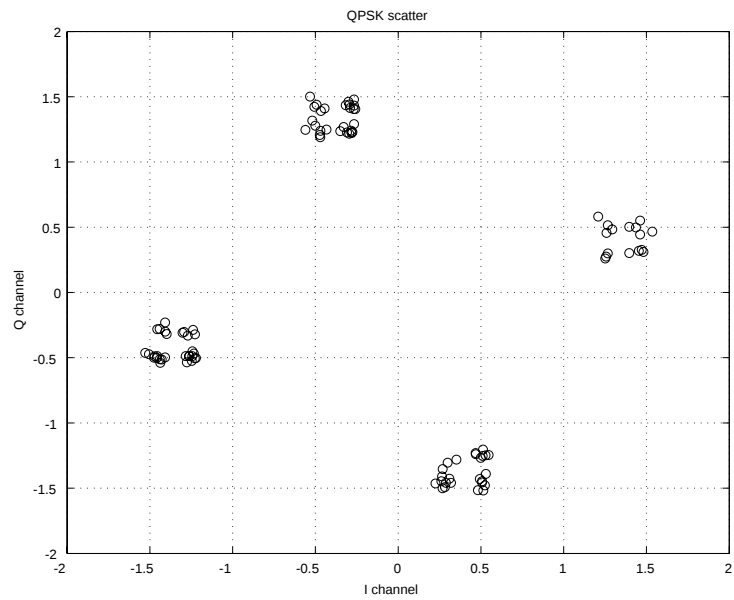


図 5.13: QPSK 変調時の受信信号点配置 (位相補償前)

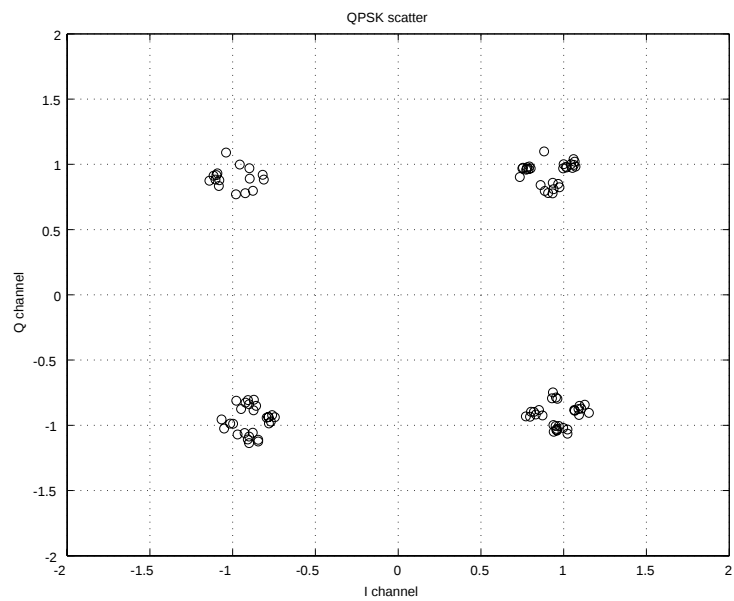


図 5.14: QPSK 変調時の受信信号点配置 (位相補償後)

5.4.3 シミュレーションに用いる機材環境

本研究における計算機シミュレーションで用いる機材環境を表 5.4～5.6 に示す。

表 5.4: 使用機材

計算機	PC2 台
ソフトウェア	MATLAB

表 5.5: PC

	PC1	PC2
CPU	Pentium4-2GHz	AthlonXP-1800+(1.53GHz)
メモリ	1GB	525MB
OS	Windows2000	Windows2000
1 回当たりの計算時間	約 8 時間	約 4 時間

表 5.6: MATLAB

Version	6.5-Release13
Toolbox	Signal Processing Toolbox Communications Toolbox

第6章 結果と考察

この章では、MATLAB による計算機シミュレーション結果から、提案システムの有効性や問題点について議論する。

6.1 計算機シミュレーション結果

6.1.1 特性評価

表 6.1 は掲載グラフについての変動パラメータである。ただし、

表 6.1: CMA アダプティブアレーの FFT 前適用時におけるグラフと変動パラメータ

図番号	サブキャリア変調方式	到来角度差	遅延減衰率 (DUR)	遅延時間
図 6.1	QPSK 16QAM 64QAM 256QAM	-	-	-
図 6.2	QPSK	60°	10 ~ 20	GI 内
図 6.3	QPSK	60°	10 ~ 20	GI 以上
図 6.4	QPSK	60°	0	GI 内
図 6.5	QPSK	60°	0	GI 以上
図 6.6	QPSK	60°	10 ~ 20	1/2GI ~ 3/2GI
図 6.7	QPSK	5°	10 ~ 20	1/2GI ~ 3/2GI
図 6.8	QPSK	5°	0	GI 内
図 6.9	QPSK	5°	0	GI 以上
図 6.10	16QAM	60°	20	GI 以上

- 図 6.1 は QPSK , 16QAM , 64QAM , 256QAM における OFDM 静特性
- GI 内はガードインターバルに収まる遅延、GI 外はガードインターバルを超える遅延
- 1/2GI ~ 3/2GI はランダムにガードインターバル内外に設定

とする。

まず、図 6.1 に OFDM 静特性を示す。なお、グラフの縦軸はビット誤り率 (BER:Bit Error Rate) で横軸は SN 比 (SNR:Signal to Noise Ratio) である。これ以下に示すグラフについても同様である。グラフは方対数で表されており、縦軸は値が小さくなるほどビット当たりの誤りが少ないことを示し、横軸は値が大きくなるほど雑音の影響が少ないことを表す。

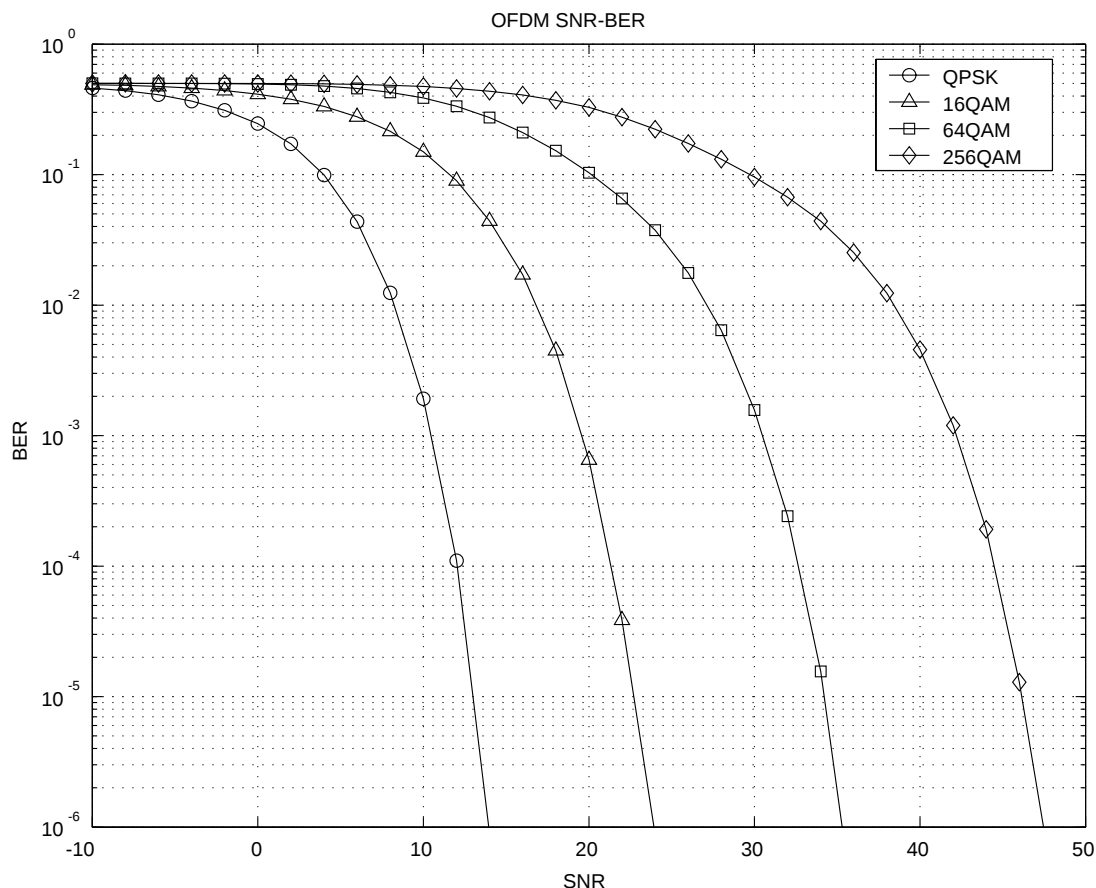


図 6.1: OFDM 静特性

QPSK-OFDM においては非常に優れた特性を示している。多値 QAM を用いた伝送では多値数が大きくなるほど特性が悪化しており、伝送データ量が多い反面、雑音などに弱く誤りが大きくなっていることがわかる。以下、順に示す CMA アダプティブアレーを用いた特性では、この静特性を基準に特性を評価する。また、位相補償の効果がやすいことから、QPSK を中心としたシミュレーションを行うものとする。

次に示す図 6.2 と図 6.3 のグラフではその違いは遅延時間である。まず、図 6.2 のグラフであるが、このグラフでは 2 波 4 素子において各到来波の到来角度差が 60° と十分な到来角度をもって到来してきた場合である。また、DUR は 10 ~ 20 と比較的振幅差が生じている状況で、遅延時間は OFDM のみで改善可能なガードインターバル内となっている。

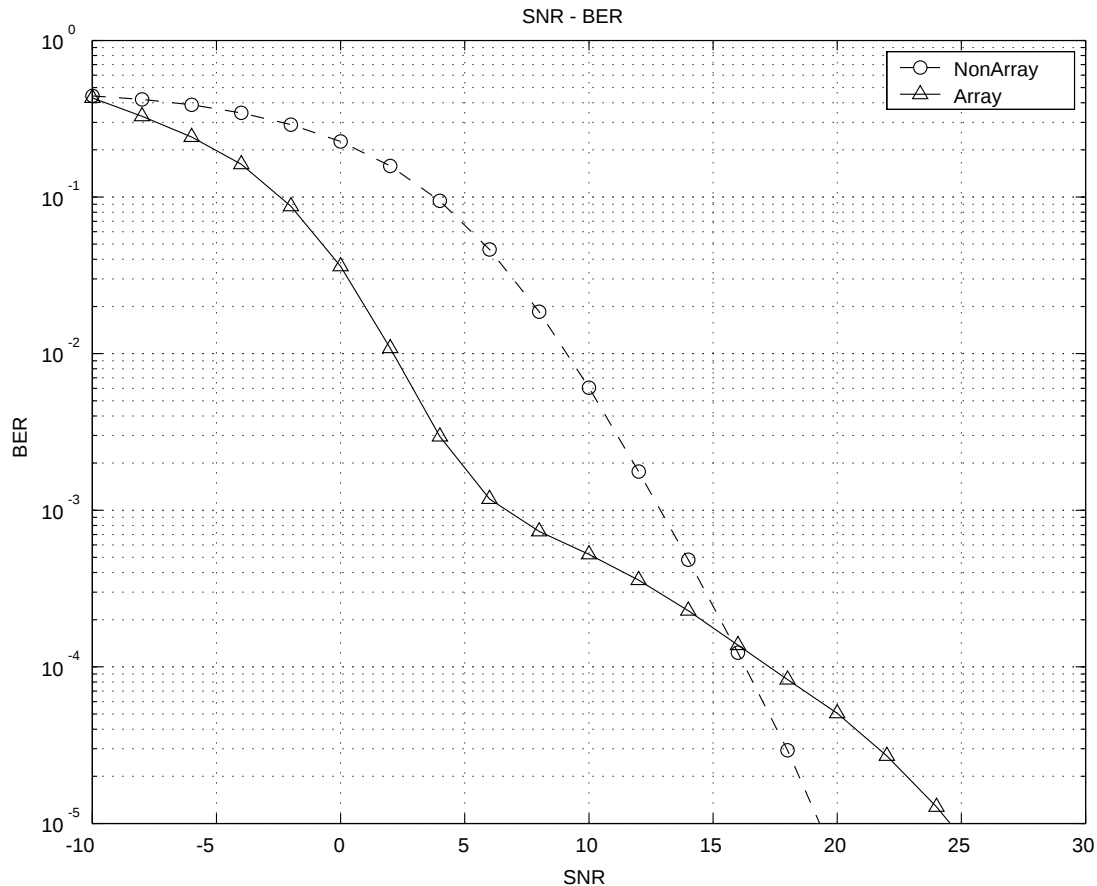


図 6.2: QPSK-OFDM 特性 No.1

このグラフからわかることは、SNR が 16 を境に CMA アダプティブアレー適用時のほうが特性が悪くなっているということである。これは、遅延時間がガードインターバル内で収まってしまうため、無理にアダプティブアレーを動作させるよりも OFDM による改善だけで対処したほうが良い特性であることを示している。つまり、アダプティブアレーが必要ないレベルの干渉に対しては OFDM による特性改善で十分であり、改善範囲内の信号に対してアダプティブアレーを動作させることにより、ダイバーシチ効果や他の相乗効果が損なわれる可能性があることを否定できない。しかしながら、雑音レベルが高い、つまり SNR が低い領域ではアダプティブアレー適用時の特性が非常に良好なことから、条件を特定し場合によりアダプティブアレーを併用する方法であれば十分有効であることがわかる。

図 6.2 に示すグラフにおいても 2 波 4 素子で各到来波の到来角度差が 60° と十分な到来角度をもって到来してきた場合である。しかし、DUR は 10 ~ 20 と比較的振幅差が生じている状況であるが、遅延時間は OFDM のみで改善が難しいガードインターバル以上となっている。

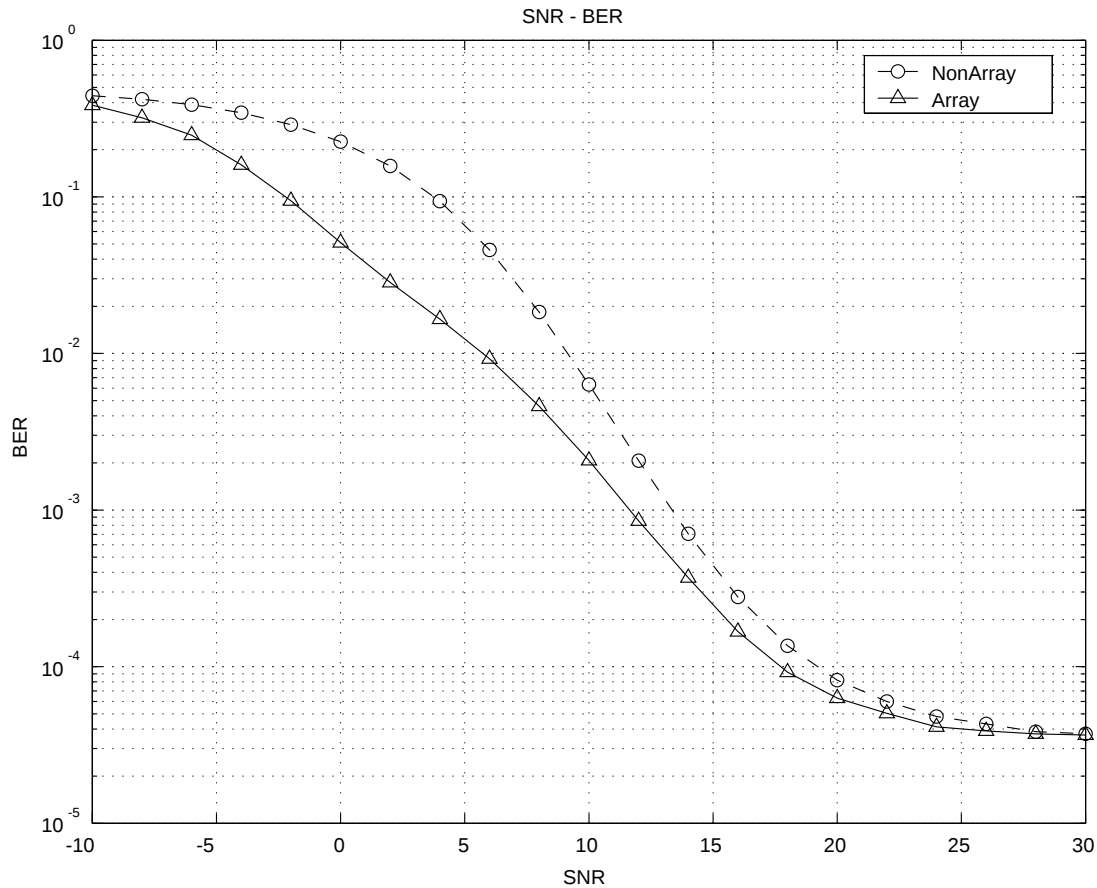


図 6.3: QPSK-OFDM 特性 No.2

このグラフでは、絶えず CMA アダプティブアレー適用時の方が良い特性を示しているが、これはガードインターバルを超える遅延を設定したためで、OFDM だけでは改善しきれないからである。しかし、SNR が大きくなると次第にアダプティブアレー適用時と非適用時との差がなくなっていることから、システムに改善の余地が十分にあると思われる。これについて考えられる原因は、DUR と遅延長のパラメータは独立で設定しており、遅延波が必ずガードインターバル以上の遅延で到来しても連携して振幅が小さくなっているとは限らないということが挙げられる。つまり、CMA アダプティブアレーは電力の大きい方を捕捉する傾向であることから、アダプティブアレーが捕捉した信号が必ずしも希望波であるとは限らないことが起こり得るからである。

次に示す図 6.4 と図 6.5 においてもその違いは遅延時間となっている。まず、図 6.4 は、2 波 4 素子で各到来波の到来角度差が 60° と十分な到来角度をもって到来してきた場合であるが、DUR は 0 と 2 波間に全く振幅差がない状態であるため CMA アダプティブアレーによる効果はあまり期待できないと推測できる。また、遅延時間は OFDM のみで改善可能なガードインターバル内となっている。

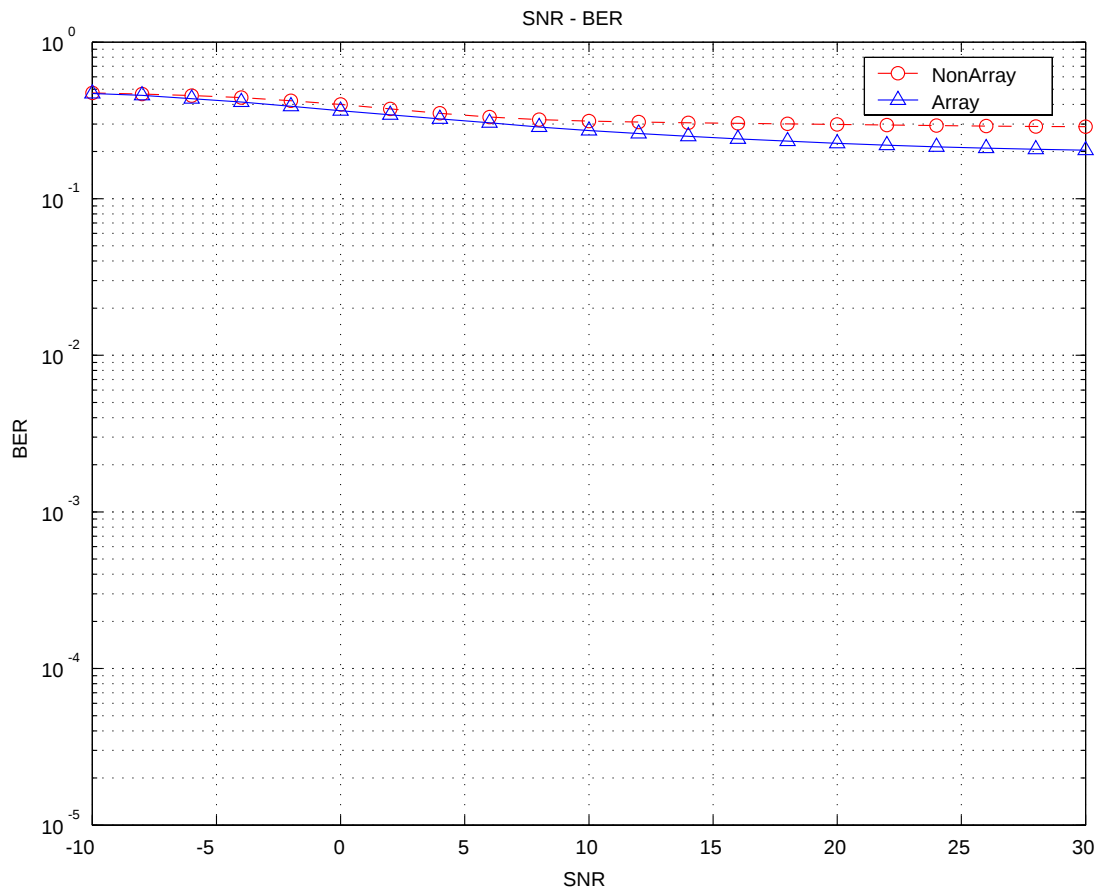


図 6.4: QPSK-OFDM 特性 No.3

推測通り、やはりアダプティブアレーの効果はほとんどでていない。しかし、希望波と遅延波の振幅差がない状態での到来となるため、OFDM のみでは SNR が良好でもほとんど改善されていないにもかかわらず、アダプティブアレー適用時には少しではあるが改善がみられる。これは、CMA アダプティブアレーが最大電力の信号を捕捉する傾向があり、希望波はもちろんであるが、もし遅延波を捕捉したとしても遅延時間がガードインターバル内であるため、比較的正しく復調されるからである。

図 6.5 に示すのは、2 波 4 素子で各到来波の到来角度差が 60° と十分な到来角度をもって到来してきた場合で、図 6.4 と同じく DUR は 0 と 2 波間に全く振幅差がない状態であるため、CMA アダプティブアレーによる効果はあまり期待できないと推測できる。しかし図 6.4 とは遅延時間がガードインターバル以上であるという点で違い、OFDM のみによる改善に比べてアダプティブアレーの効果が期待できることが予測される。

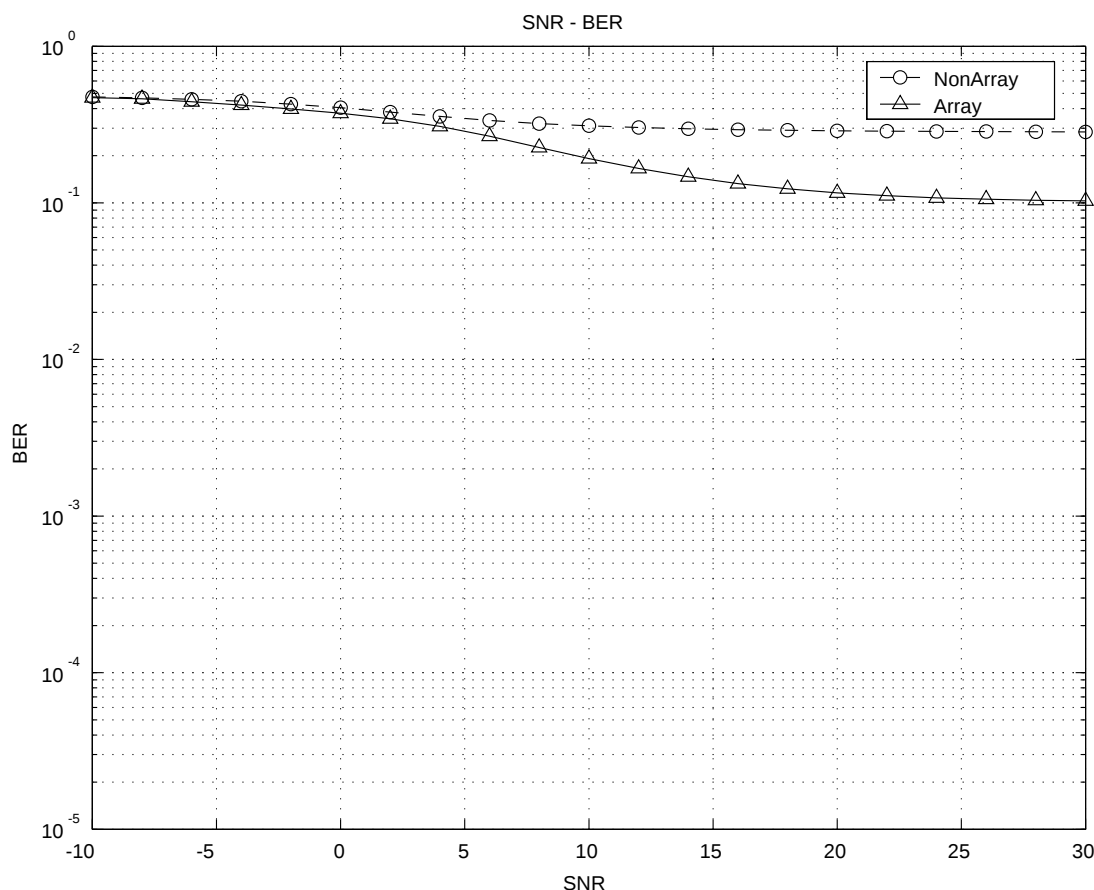


図 6.5: QPSK-OFDM 特性 No.4

確かに、図 6.4 と比べてもアダプティブアレーによる改善がみられる。しかし、OFDM に関しては遅延がガードインターバル以上であるということにも関わらず、図 6.4 と図 6.5 で OFDM の特性がさほど変わっていないのである。つまり、OFDM では、遅延時間がガードインターバル内外という問題よりも振幅差がないためシンボル内干渉が起こることのほうが重要な問題であることもわかる。また、振幅差がないにも関わらずアダプティブアレーが動作したことについては、おそらく全試行中、希望波を捕捉した回数が多かったためであると推測される。これについては前述したが、CMA アダプティブアレーが最大電力の信号を捕捉する傾向があるため、希望波と遅延波の捕捉確率は不明であることに起因する。

次に示すのは図 6.6 と図 6.7 のグラフでこれらの違いは各到来波の到来角度差の大小である。まず、図 6.6 のグラフであるが、このグラフでは 2 波 4 素子において各到来波の到来角度差が 60° と十分な到来角度をもって到来してきた場合である。また、DUR は 10 ~ 20 と比較的振幅差が生じている状況であるが、遅延時間は一般性を持たせるため、ガードインターバルの $1/2 \sim 3/2$ の設定となっている。

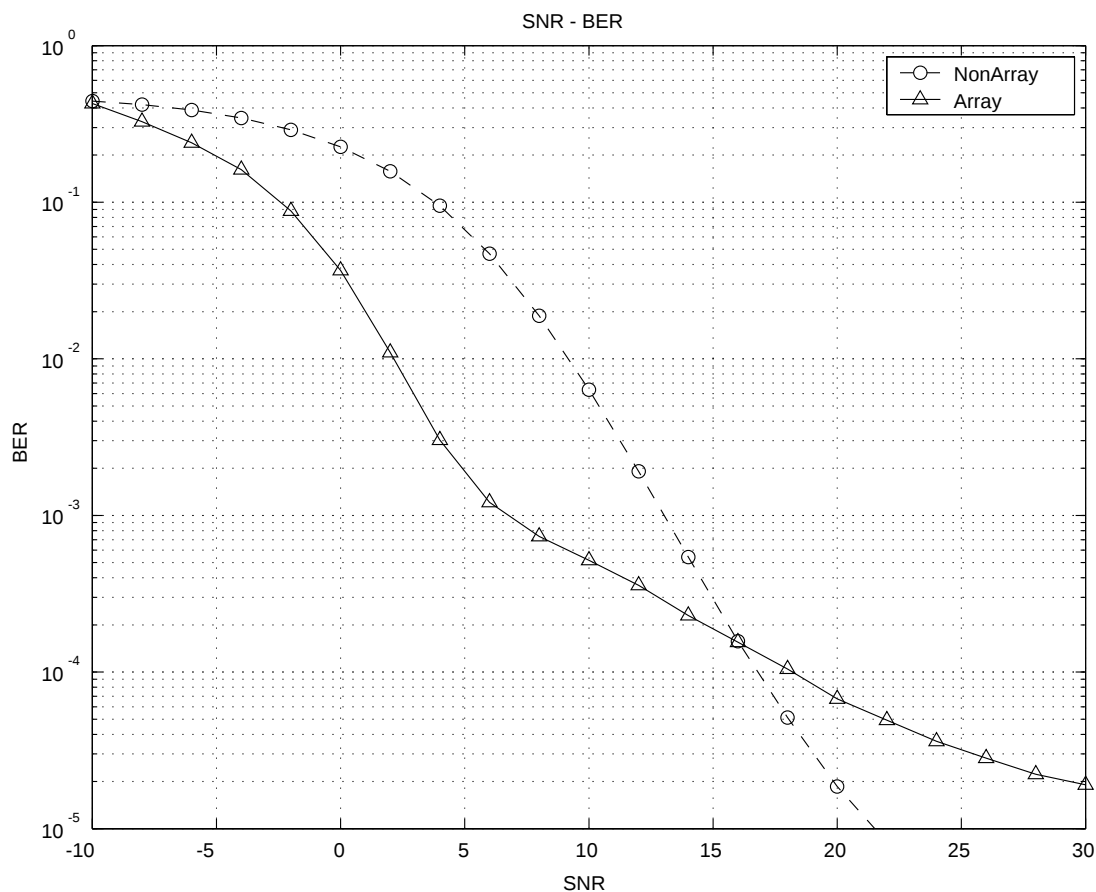


図 6.6: QPSK-OFDM 特性 No.5

このグラフでは、遅延時間をランダムにガードインターバル内外にしているため、当然結果としても特性の良し悪しがでている。図 6.2 と比較すると、OFDM の特性も少し悪くなっている。しかし、アダプティブアレーの特性も悪くなっており、これはやはり遅延時間パラメータにより、ガードインターバル内外となる確率の問題が考えられる。この問題に対しては、試行回数を多くしばらつきをなくすことによりある程度の改善が見込めるはずである。

それに対して、図 6.7 のグラフでは、2 波 4 素子において各到来波の到来角度差が 5° と十分な到来角度がない場合を想定している。また、DUR は 10 ~ 20 と比較的振幅差が生じている状況であるが、遅延時間は一般性を持たせるため、ガードインターバルの $1/2 \sim 3/2$ の設定となっている点では図 6.6 と同じである。

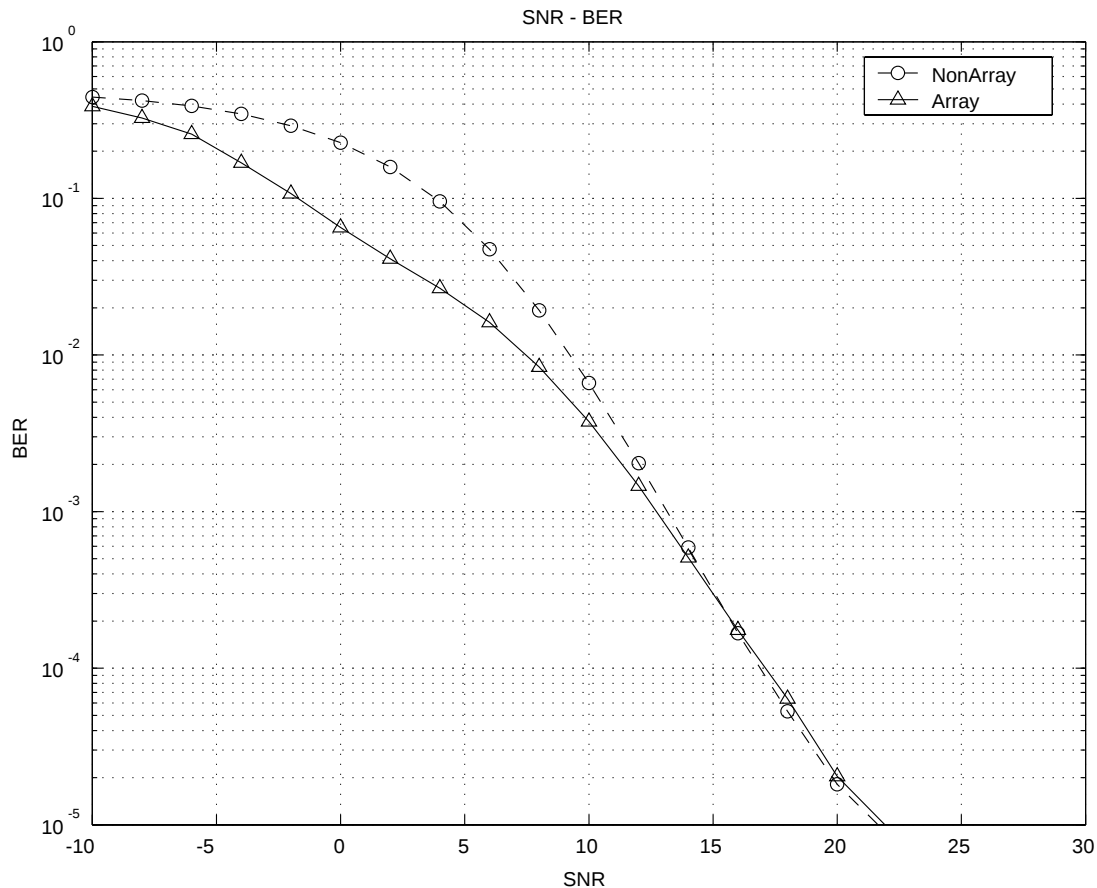


図 6.7: QPSK-OFDM 特性 No.6

このグラフでは、設定パラメータから予測される通りの結果となっていることが顕著である。希望波と遅延波の到来角度差が 5° しかないため、OFDM の特性に対してさほど改善が見られない。このことから、アダプティブアレーの動作には各到来波の到来角度差がある程度存在しないと十分な除去が行われないことがわかる。なお、このグラフから図 6.7 よりもアダプティブアレーの動作に関しては堅実な特性を示していることもわかる。つまり、シミュレーションの試行回数に関わらず、それほど偶然によるばらつきが見られないということである。これは、前述の到来角度差のパラメータによるシミュレーションからも明らかである。

図 6.8 と図 6.9 に示すのは、OFDM と CMA アダプティブアレーに対して劣悪な環境を設定したグラフである。まず、図 6.8 についてであるが、2 波 4 素子において各到来波の到来角度差が 5° と十分な到来角度がない場合を想定している。また、DUR は 0 と希望波と遅延波に振幅差が全くなく区別ができない状況である。遅延時間はガードインターバル内と OFDM による改善の可能性があるパラメータ設定である。

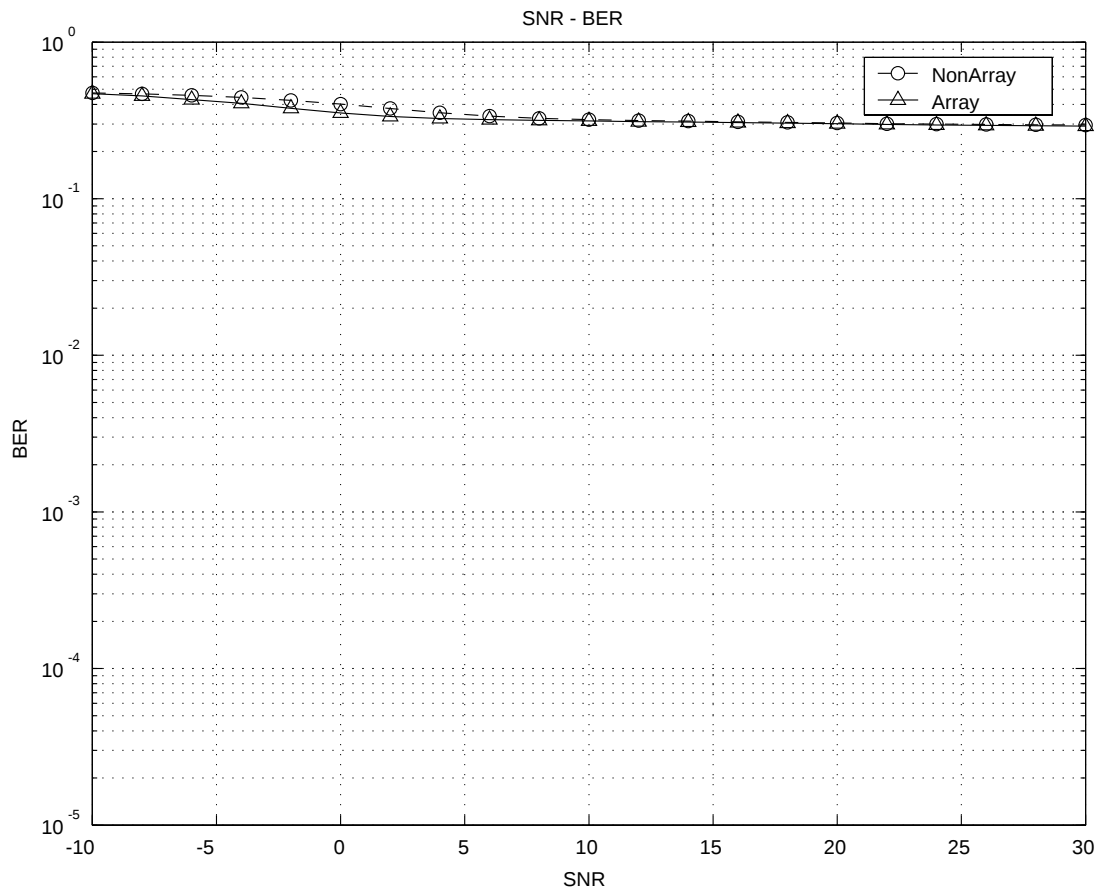


図 6.8: QPSK-OFDM 特性 No.7

これをみてもわかる通り、全くといっていいほど特性は改善されていない。OFDM については、図 6.5 でも述べたように、ガードインターバル内の遅延であっても DUR が 0 であることによるシンボル内干渉による影響が大きいと思われる。アダプティブアレーにとっては、それ以上に厳しい結果となっている。到来角度差が 5° と小さく、さらに DUR が 0 であることから希望波の捕捉も難しいパラメータ設定の通り、全くといっていいほど改善は見られない。このことから、このシミュレーションでは OFDM やアダプティブアレーの弱点を露呈するパラメータ設定であるということがわかる。

次に示すのは、図 6.9 についてであるが、2 波 4 素子において各到来波の到来角度差が 5° と十分な到来角度がない場合を想定している。また、DUR は 0 と希望波と遅延波に振幅差が全くなく区別ができない状況である。さらに、遅延時間はガードインターバル以上と全体的に最も劣悪なパラメータ設定である。

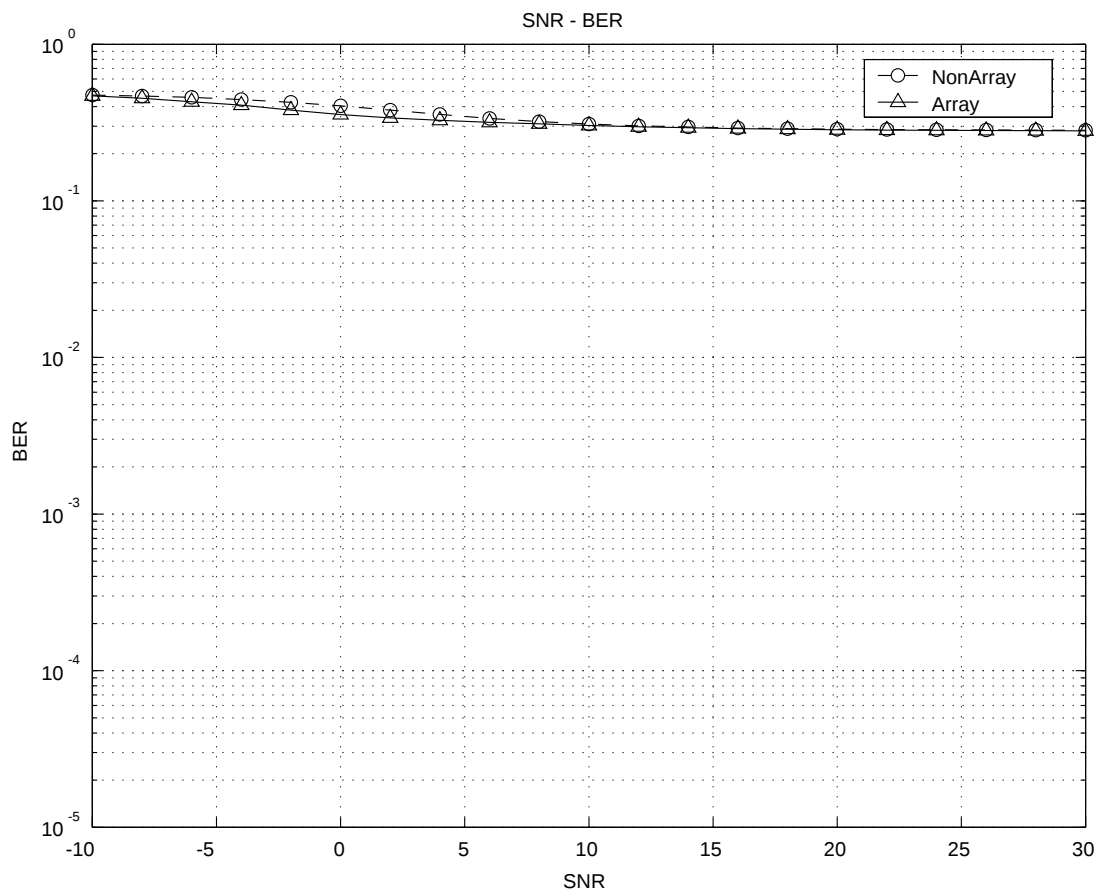


図 6.9: QPSK-OFDM 特性 No.8

予想通り、OFDM のみ、CMA アダプティブアレー適用時のどちらも全く改善が見られない。本来、遅延がガードインターバル以上で OFDM での改善が見込めない場合に、その特性からの改善がアダプティブアレーには求められている。しかし、それ以上に到来角度差や振幅差などの影響が大きく、OFDM もアダプティブアレーも全く機能していない。つまり、到来角度差と振幅差などの影響が遅延時間の影響よりも大きく、さらに到来角度差と振幅差の 2 つのパラメータについてもお互いのバランスがとれていないと、効率よく OFDM と CMA アダプティブアレーを機能させることができないことがわかる。

次にサブキャリアを 16QAM で変調した 16QAM-OFDM 特性を図 6.10 に示す。2 波 4 素子で到来角度差は 60° と一般的な状態で、DUR は 20 に固定してある。アダプティブアレーの特性をみるためガードインターバル以上の遅延時間を考慮したものである。

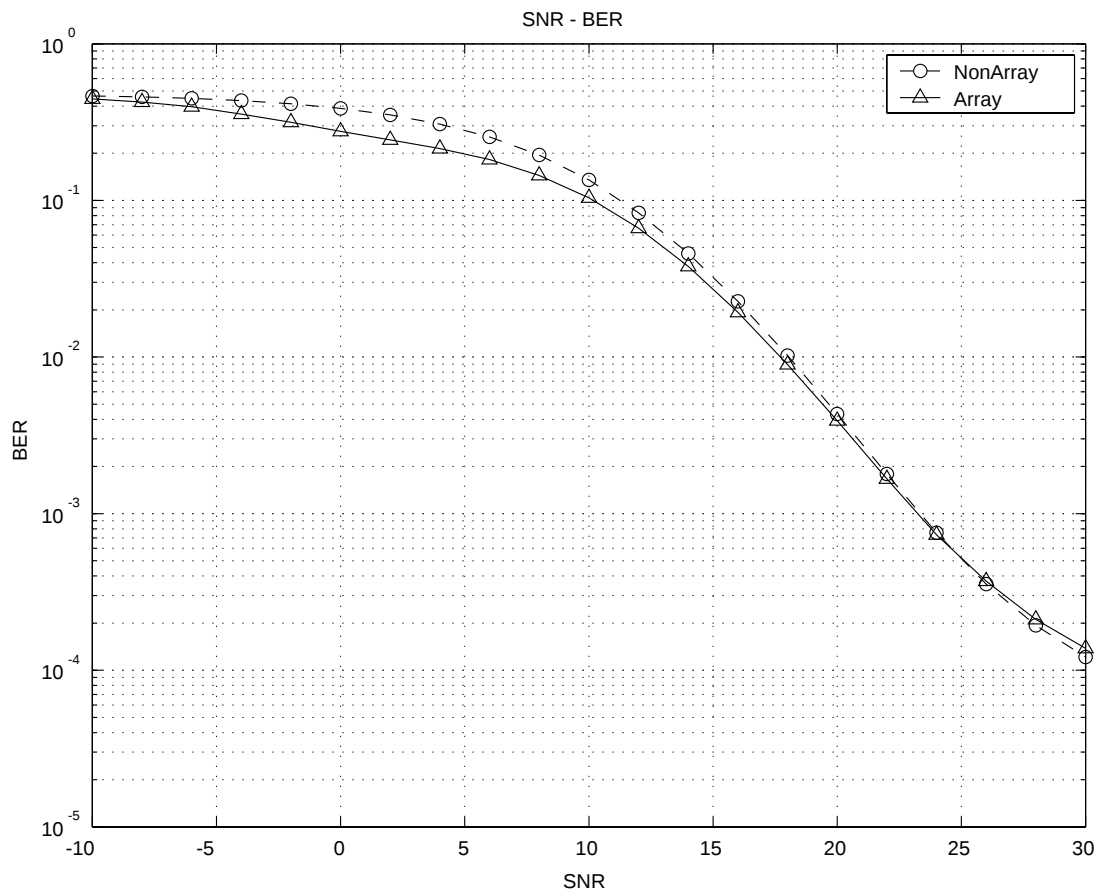


図 6.10: 16QAM-OFDM 特性

OFDM 伝送特性は、図 6.1 に示す 16QAM 変調時の静特性に比較的近いが、遅延波によるシンボル内干渉の影響で多少特性が劣化している。それに対して、CMA アダプティブアレー適用時の特性がほとんど OFDM 伝送特性と重なっており、改善がみられない。つまり、CMA アダプティブアレーが動作していないことがわかる。これは、アダプティブアレーの制御に別信号を用いたことが原因ではないかと思われる。本来、多値 QAM 変調は伝送する情報量を多くできる一方で、同一チャネル干渉やフェージングの影響を非常に受けやすいため、誤りが生じやすい。アレー制御用信号にはフェージングに比較的強いとされる FSK を用いているが、大きな遅延時間が与えられた場合、多値 QAM 変調データとアレー制御用信号が混同する区間が生じることになり、FSK 信号が多値 QAM-OFDM の影響を受けやすい。したがって、アダプティブアレーの効果が現れにくくなっている可能性がある。また、逆に OFDM 変調信号に FSK 信号が混同することにより OFDM の直

交性が崩れ、OFDM 伝送特性が劣化する可能性も否定できない。これは他の変調方式にもいえることで、信号挿入型の CMA アダプティブアレーは遅延パラメータに大きく依存することがわかる。

6.1.2 ウェイト値の更新

FFT 前にアダプティブアレーを適用するために FSK 信号を制御用信号として用いているが、この信号によりどのようなウェイト値の更新が行われているかを図 6.11 に示す。

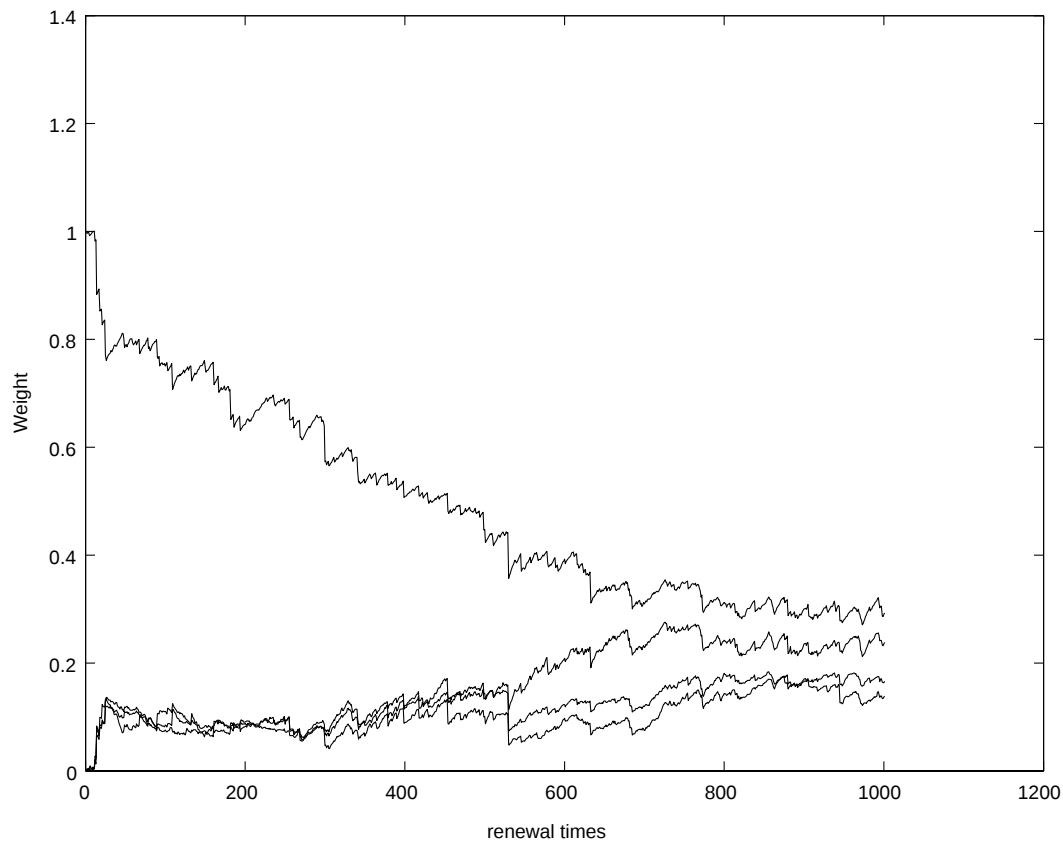


図 6.11: FSK 信号による CMA アダプティブアレーのウェイト更新状況

最初に与える初期値は 4 素子のアレーに対して $[1 \ 0 \ 0 \ 0]$ とする。このグラフから、更新回数が増加するにつれてウェイト値がある一定の値に収束する状況がわかる。本システムでは、各アンテナごとにそれぞれ収束が予想される終端部の平均をウェイト値として採用している。

6.1.3 ビームフォーミングにおけるヌル点生成の限界点に関する一検討

アダプティブアレーはヌル点を作ることによって不要波を除去することができる技術である。しかし、先に行った計算機シミュレーションから、2波の到来角度差が小さいときは遅延波を除去できていないことがわかった。したがって、本節ではアレーアンテナのウェイト制御において、ヌル点を作成できる限界点について検討する。

ここでは3波到来モデルを考え、希望波1波、遅延波（干渉波）2波とすることで遅延波2波に対するヌル点の作成限界点を探る。検討したビームフォーミングと到来方向は表6.2に示す。各到来方向は様々であるが、遅延波2波の到来角度を固定し希望波の角度を近づけることで全体の到来角度を狭めていく方法と、希望波とそれに最も近く到来する遅延波の到来角度を固定し2波目の遅延波の角度を近づけることで全体の到来角度を狭める方法との2通りについて検討を行った。

表 6.2: ビームフォーミングと到来方向

図番号	到来角度 (希望波 遅延波 遅延波)	3波の全角度
6.12	-40° 0° 40°	80°
6.13	-30° 0° 30°	60°
6.14	-20° 0° 30°	50°
6.15	-10° 0° 30°	40°
6.16	-5° 0° 30°	35°
6.17	-30° 0° 20°	50°
6.18	-30° 0° 10°	40°

図 6.12 は希望波が -40° から到来し、この角度に対して大きな利得のビームを向けている。また、 0° と 40° からの遅延波に対しては利得を落ち込ませヌルを形成できている。3 波全体で 80° の範囲であるが、この条件では十分ヌルが形成できることがわかる。

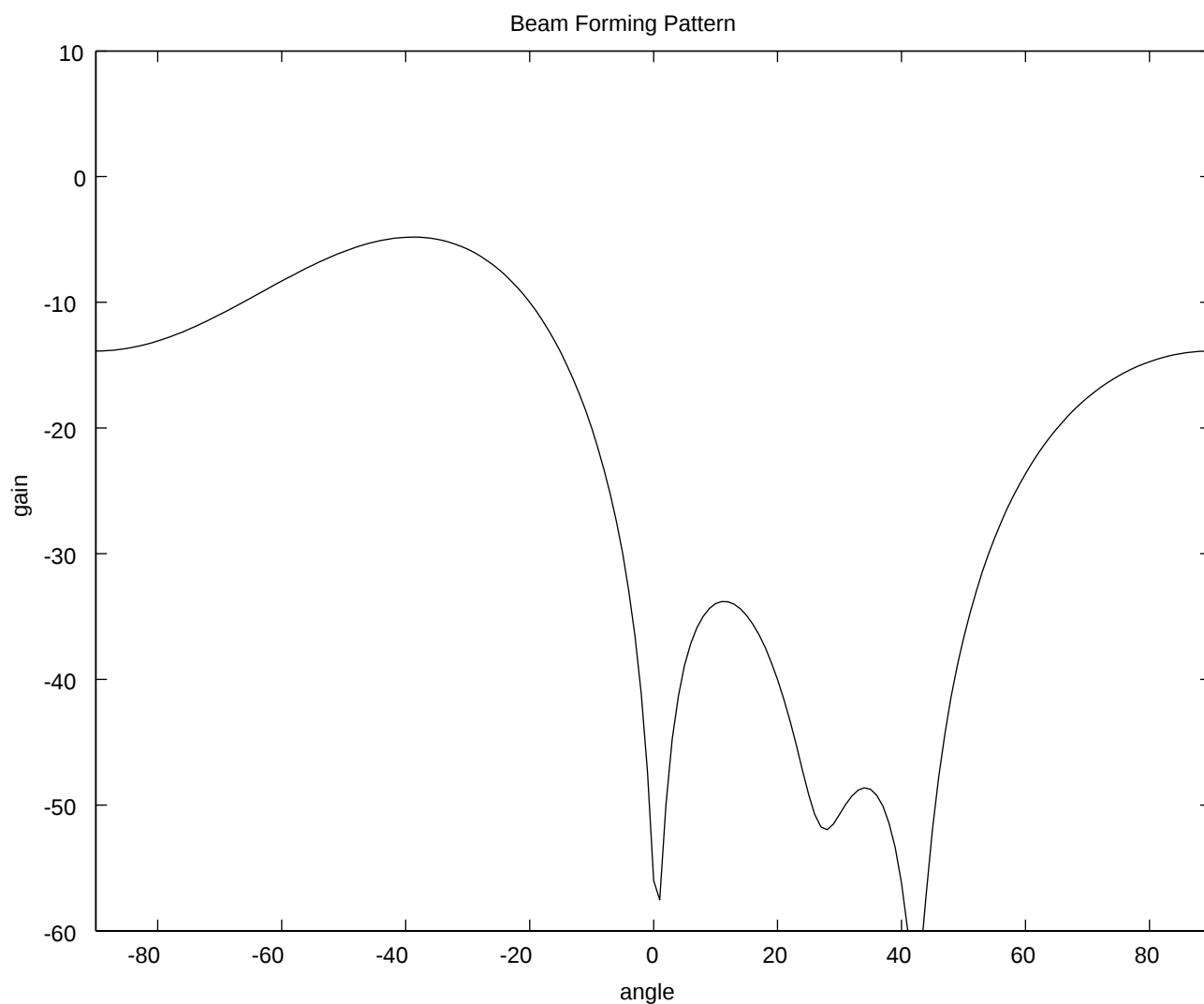


図 6.12: ビームフォーミング 1 - 3 波 (-40° 0° 40°) 到来時)

図 6.13 は希望波が -30° から到来し、この角度に対して大きな利得のビームを向けている。また、 0° と 30° からの遅延波に対しては利得を落ち込ませヌルを形成できている。3 波全体で 60° の範囲であるが、この条件ではまだ十分にヌルが形成できることがわかる。

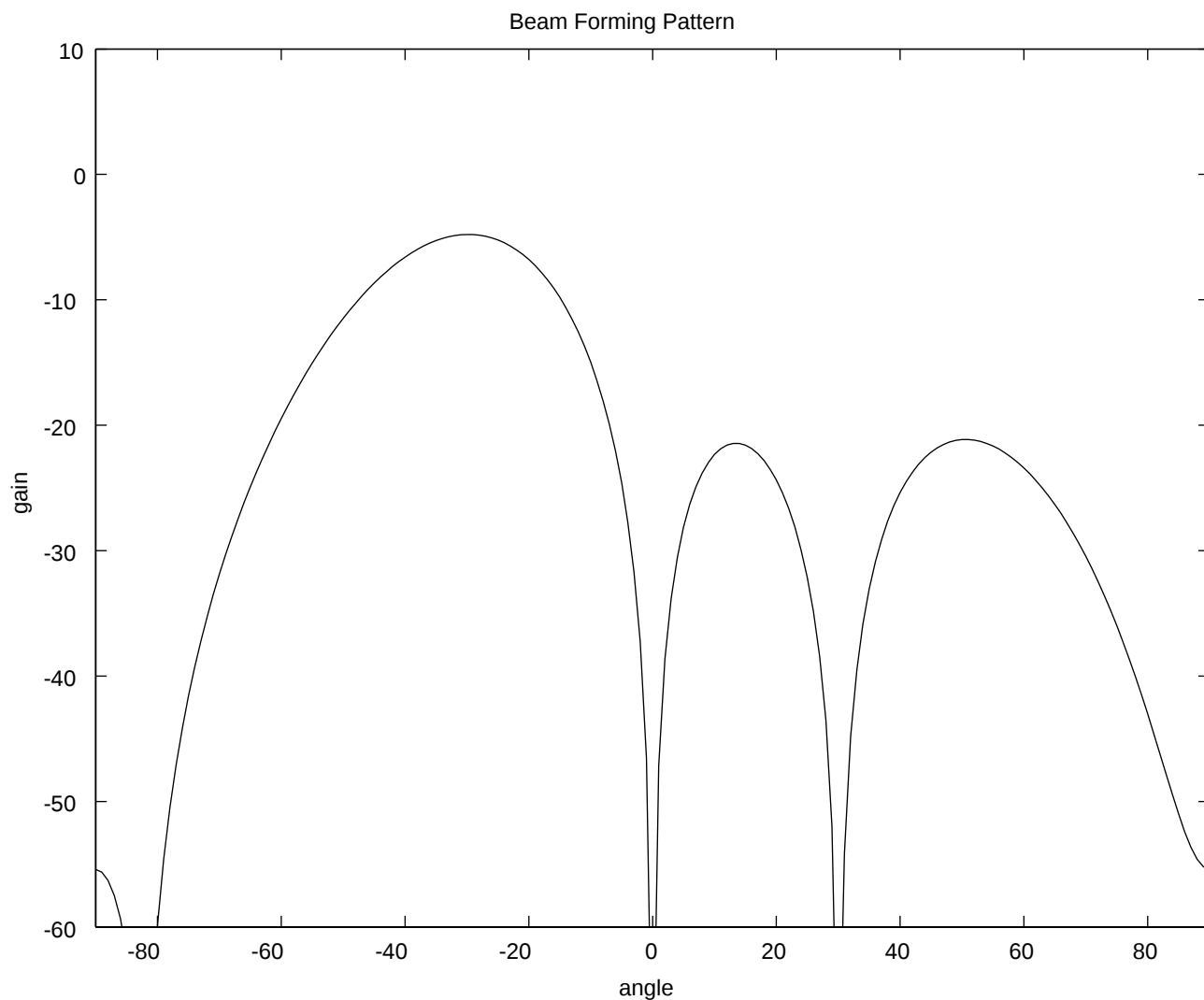


図 6.13: ビームフォーミング 2 - 3 波 (-30° 0° 30°) 到来時

図 6.14 は希望波が -20° から到来し、この角度に対して大きな利得のビームを向けている。また、 0° と 30° からの遅延波に対して形成できるヌルは落ち込みが十分ではないが、希望波の利得に比べれば除去できる範囲に落ち込んでいる。3 波全体で 50° の範囲であるが、まだ比較的有効なヌル点であるといえる。

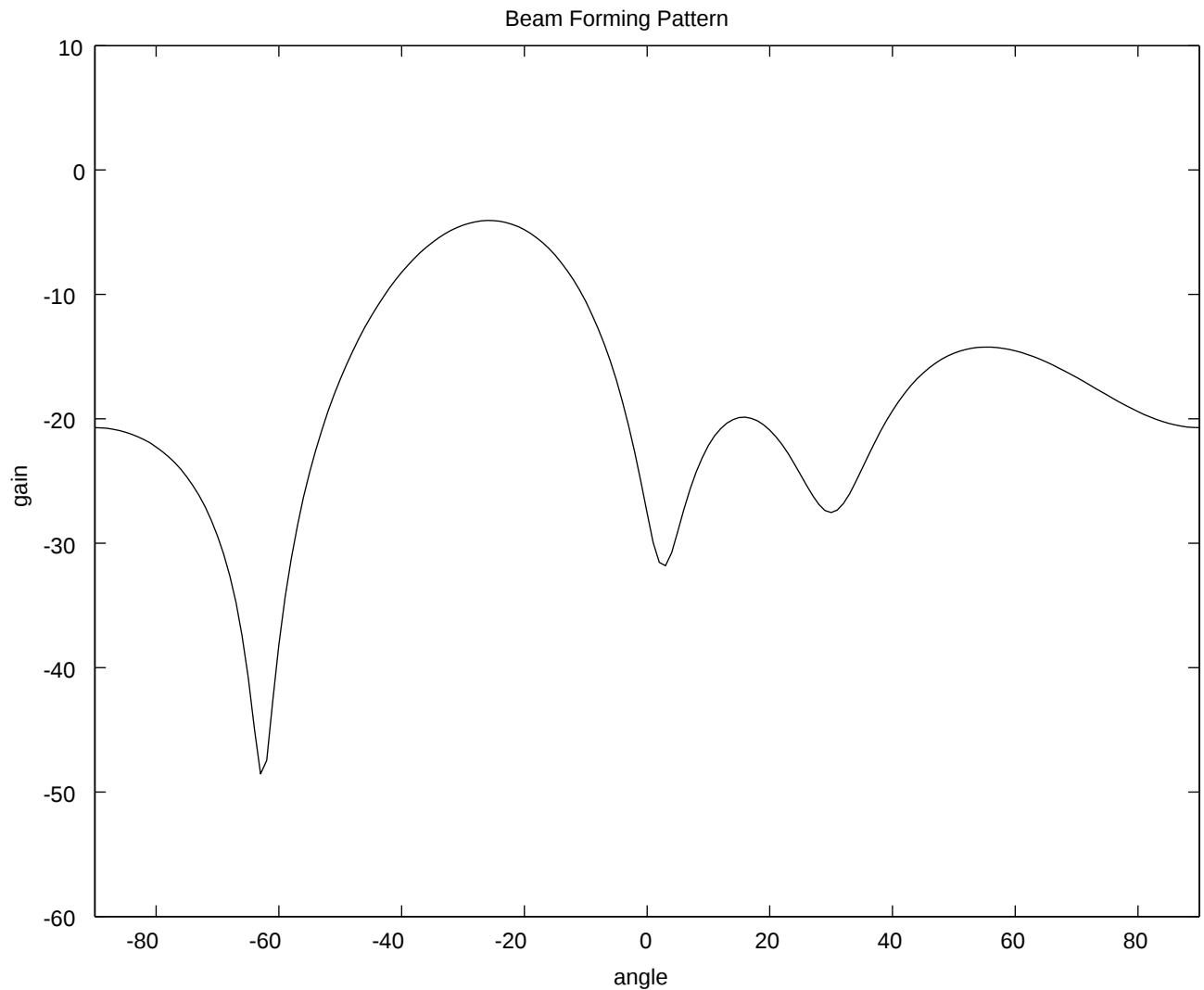


図 6.14: ビームフォーミング 3 - 3 波 (-20° 0° 30°) 到来時

図 6.15 は希望波が -10° から到来し、この角度に対してもあまり目立った利得のピーは向けられていない。また、 0° と 30° からの遅延波に対しては十分なヌル点は形成できていない。3 波全体で 40° の範囲であるが、ヌル点は正確に形成できていなくとも、希望波に対する利得との相対差でまだ希望波の捕捉と遅延波の除去は可能であると思われる。ただし、その効果は絶対的なものではなく、ビームフォーミングはこの条件が限界に近いことを示している。

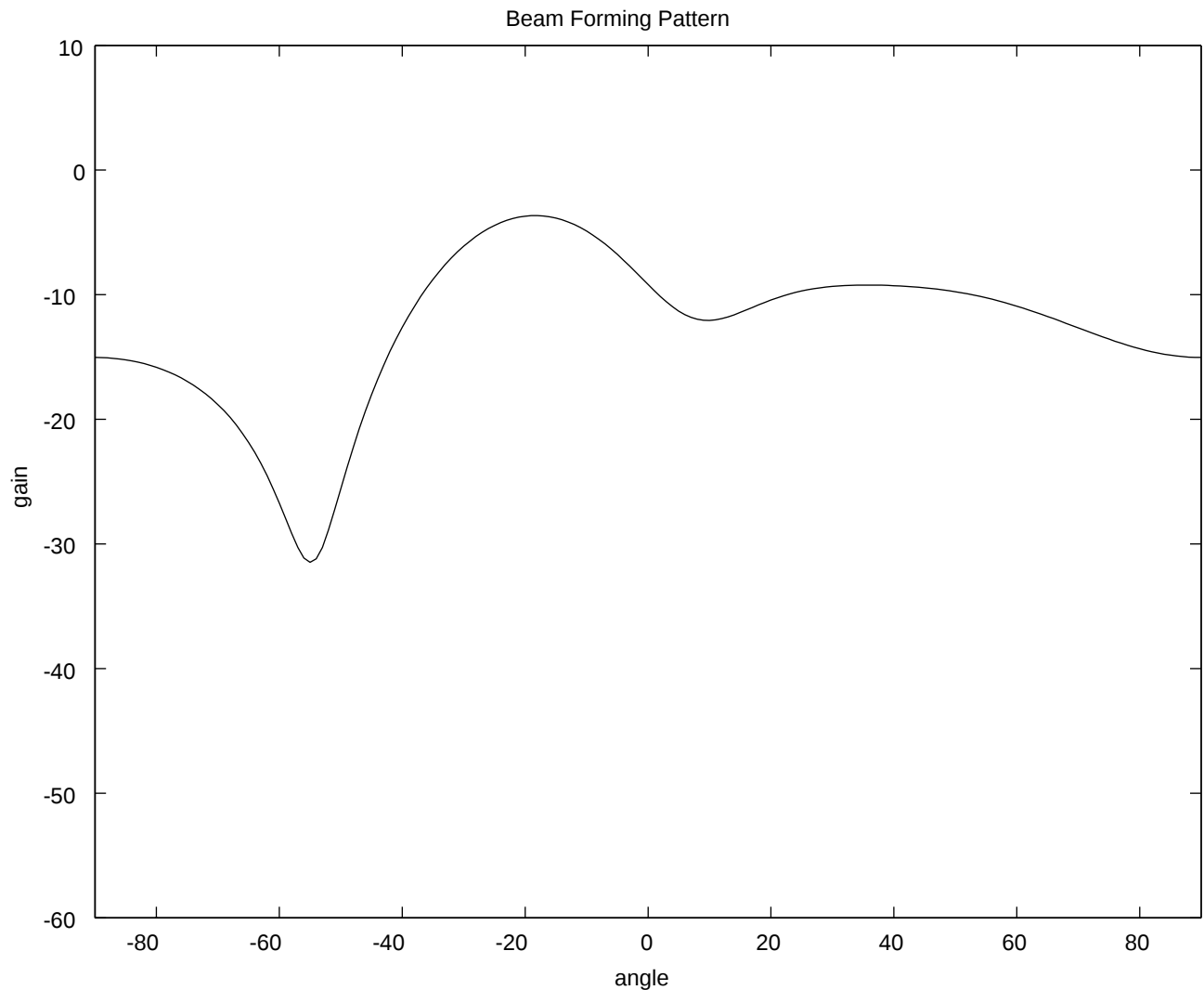


図 6.15: ビームフォーミング 4 - 3 波 (-10° 0° 30°) 到来時

図 6.16 は希望波が -5° から到来し、 0° と 30° から遅延波が 2 波到来している。この条件においては、3 波それぞれの波に対してビームもヌルもむけられていない。3 波全体で 35° の範囲であるが、この条件ではもやは希望波の捕捉も干渉波の除去も行えないことがわかる。

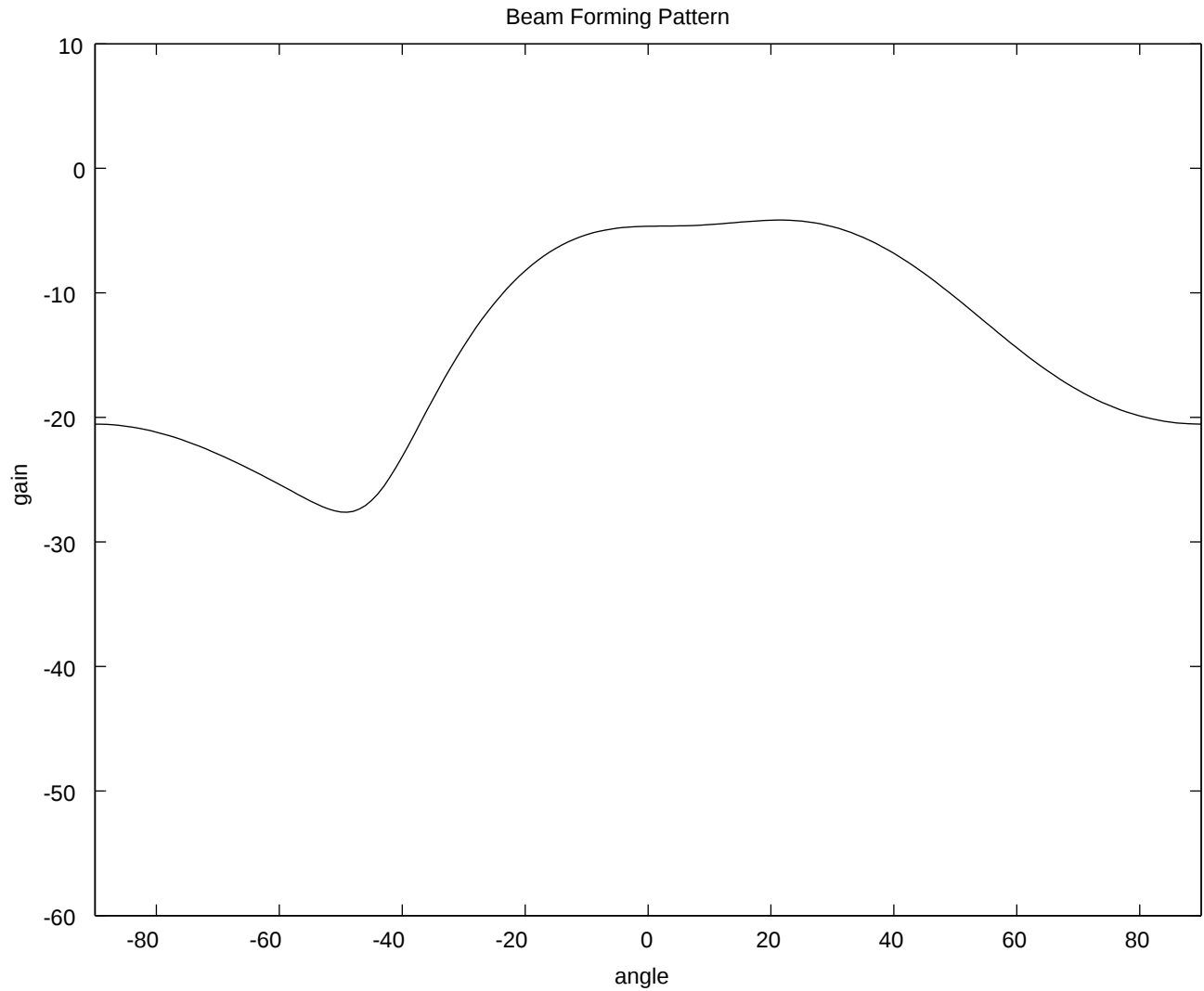


図 6.16: ビームフォーミング 5 - 3 波 (-5° 0° 30°) 到来時

図 6.17 は希望波の到来方向を遅延波に近づけていった前の 5 つのグラフとは違い、遅延波同士の到来角度差を狭めていった場合である。つまり、希望波とそれに最も近い遅延波を固定し 2 波目の遅延波の角度を近づけたものである。希望波が -30° から到来し、 0° と 20° から遅延波が 2 波到来している。希望波に対しては利得のビームを向け、遅延波 2 波に対してはそれぞれにヌルを形成している。つまり、3 波全体で 50° の範囲においてビームフォーミングは有効に働いていることがわかる。

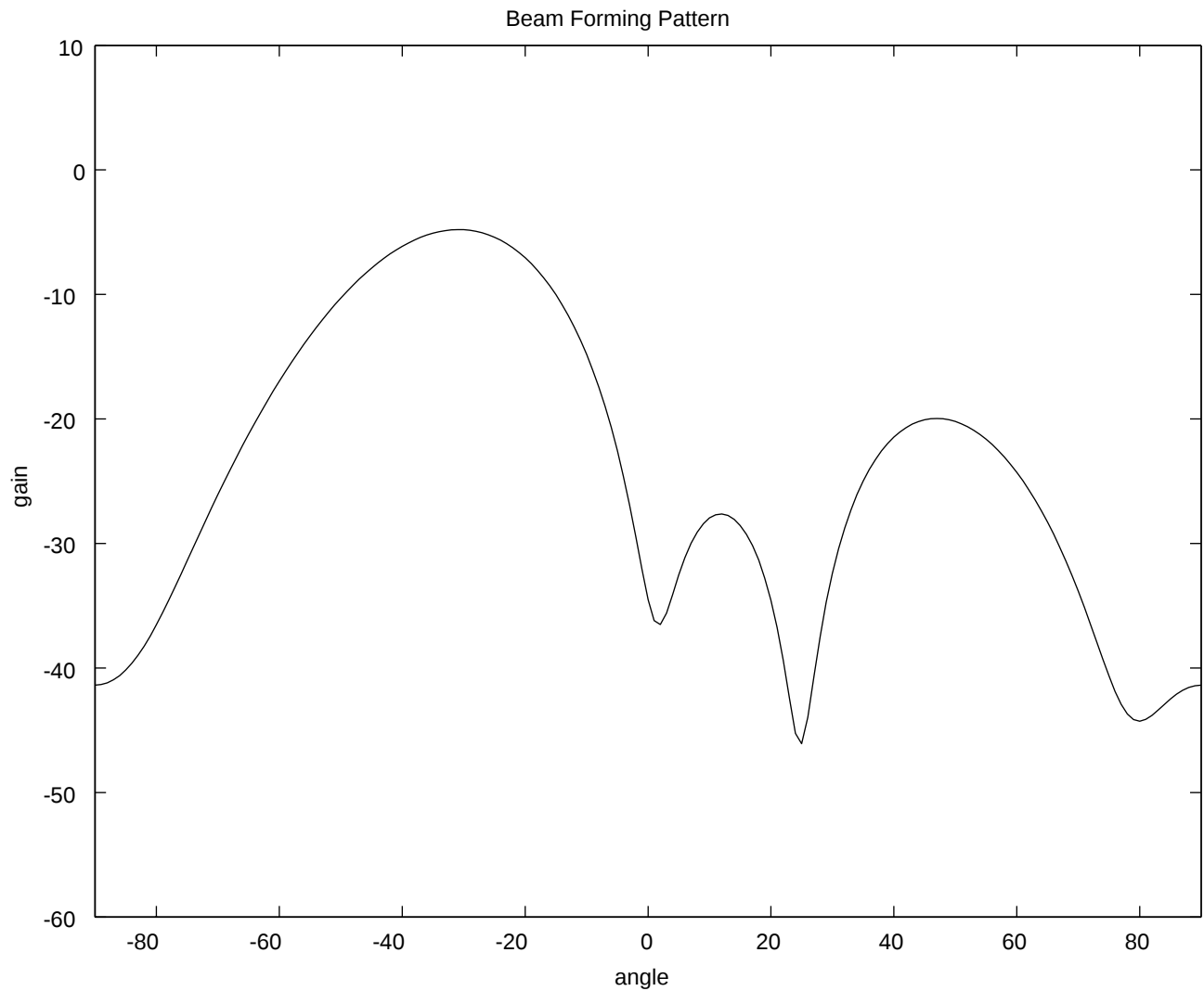


図 6.17: ビームフォーミング 6 - 3 波 (-30° 0° 20°) 到来時

図 6.18 は図 6.17 からさらに遅延波同士の到来角度差を狭めた場合である。希望波が -30° から到来し、 0° と 10° から遅延波が 2 波到来している。希望波に対しては利得のビームを向け 0° の遅延波に対してはヌルを形成しているが、2 波目の 10° からの到来波についてはヌルを形成できておらず、それどころか高い利得を与えてしまっている。これは近い角度内に連続してヌルを形成することができず、ヌルとヌルの間には利得のビームが必要であることがわかる。したがって、3 波全体で 40° の範囲においては 1 波分しかヌルが形成されず、完全に遅延波を除去することはできない。ただし、希望波に対してはビームを向けていることから、信号全体としては希望信号を捕捉することができる。

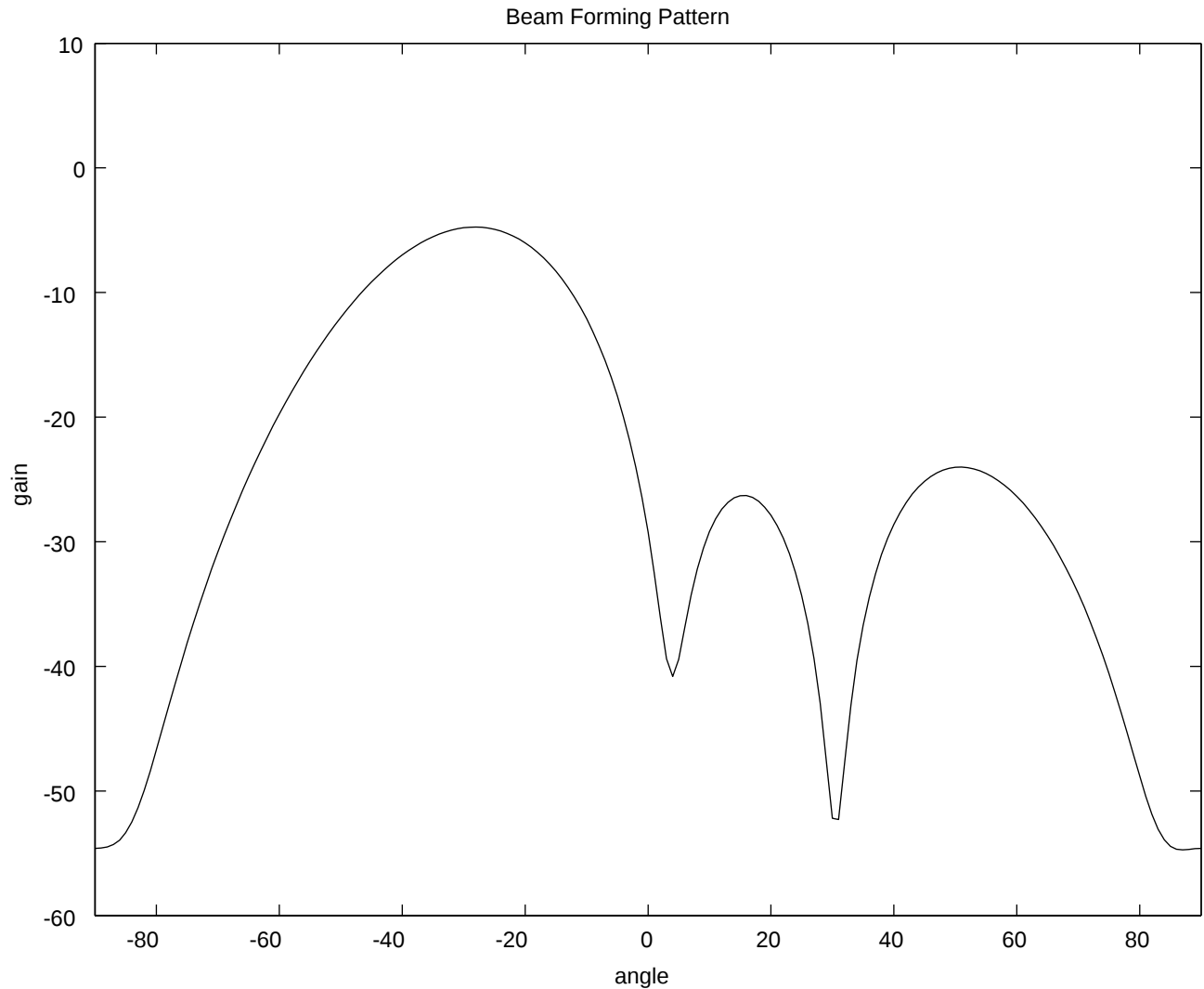


図 6.18: ビームフォーミング 7 - 3 波 (-30° 0° 10°) 到来時

まとめ

これらのビームフォーミングに関する検討から以下のようなことがわかる。

- ノル点は近い間隔には形成できない
- ノル点形成には、ノル点同士の間隔だけではなく到来波全体の到来角度の範囲も影響する
- このモデルにおけるノル形成の限界点は全到来波の到来角度が 50° 以上必要である
 1. 希望波と遅延波 1 波目の到来角度差を狭めた場合、その角度差は 20° である
 2. 遅延波同士の到来角度差を狭めた場合、その角度差は 20° である
- 2 つのノル点の間には必ず高利得のビームが形成される
 - － ノル点を近い間隔で形成できない場合、1 つ目のノル点に対して、2 つ目のノル点は利得のビームになることが多い

6.2 シミュレーション結果に関するまとめ

前節での計算機シミュレーション結果より、制御信号挿入型 CMA アダプティブアレーアンテナ（以下、提案型 CMA アダプティブアレー）は一般的といわれるアルゴリズムを用いたアダプティブアレーに近い効果を持つことがわかる（一般的なアダプティブアレーの特性については [1] などを参照のこと）。つまり、長所も似ているが短所も同様な特性を示すといえる。しかしながら、CMA アダプティブアレーを用いることがわかっているならば、それが有効に働くような環境をできるだけ整えてやることで、より有用なシステムとなり得ることが証明された。

以下に、本研究で提案した提案型 CMA アダプティブアレーアンテナと OFDM 伝送方式の関係から、計算機シミュレーションに基づく提案システムの特徴を具体的に挙げる。なお、通常のアダプティブアレーと重複する特徴が多くあることは前述の通りである。

長所

- OFDM 伝送方式用 CMA アダプティブアレーアンテナの制御方法として制御信号を OFDM 信号に挿入する方法は、サブキャリアの変調方式や環境パラメータに依存しながらも有効である
- OFDM 伝送方式が遅延干渉対策としてもつガードインターバルを超える遅延時間で信号が到来した場合、提案型 CMA アダプティブアレーを用いた特性改善は条件により十分可能である
- 与えるパラメータの範囲にもよるが、最大で 150 % の改善効果が見られた

短所

- 通常のアダプティブアレーと同様、各到来波間の角度さがある程度存在しないとアダプティブアレーがヌルを形成できず、干渉波を除去できない
- 遅延による振幅減衰率が存在せず希望波と干渉波の電力が同等であると仮定した場合、CMA アダプティブアレーの特性上必ずしも希望波を捕捉するとは限らず、事実上干渉波の除去は困難である
- CMA アダプティブアレーを制御するために制御信号を別に挿入することで、全体の伝送効率が劣化する
- 遅延時間が大きすぎるとアレー制御用信号が OFDM 信号内に混同し、OFDM の直交性が崩れる場合がある。

まとめ

- 条件が限定されるが、遅延時間がガードインターバル内ならば OFDM が、ガードインターバル以上ならアダプティブアレーが有効である
- OFDM の改善特性を生かすためには、希望波と干渉波間の振幅減衰率に差があることが必要
- CMA アダプティブアレーを有効に適用するためには、希望波と干渉波の到来角度差がある程度必要であり、かつ振幅減衰率に差があることが必要
- 同期検波を必要とし直交性が保たれていることが前提となる OFDM 伝送では、遅延時間が多大な場合、直交性を崩す可能性があるためアレー制御用信号を挿入することは好ましくない

以上のことから、提案型 CMA アダプティブアレーは依存する環境パラメータ次第で有効に働くことがわかる。次章では、OFDM 伝送方式に常に CMA アダプティブアレーを適用するのではなく遅延時間がガードインターバルを超えた場合だけに適用する機構や、遅延時間が多大な場合、制御信号挿入型では OFDM 信号に影響を及ぼす可能性があるため制御信号を伴わない FFT 後の適用法について具体的に検討する。

第7章 今後の課題と展望

7.1 提案システムのアプローチについて

FFT 前における適用法

FFT 前における CMA アダプティブアレーの適用については、OFDM 信号が定包絡基準を満たさないことなどを理由に、アダプティブアレーの制御用信号を挿入するかたちで制御を可能にする方法を提案した。計算機シミュレーションの結果から、ある条件下においては有効であることもわかった。しかし同時に、制御用信号も OFDM 信号と同じ帯域で送信するため、帯域の利用効率が低下することもわかっている。本研究では、帯域の有効利用を考えて OFDM 伝送方式を採用し、さらに有効に利用するためにアダプティブアレーによる干渉波の除去を試みた。しかし、制御用信号を用いることで帯域の利用効率が低下するということから、このアプローチによる CMA アダプティブアレーで改善される特性評価と制御用信号による利用効率の低下との兼ね合いが重要になり、トレードオフともなりえる。もっとも重要なのは、CMA アダプティブアレーによる改善効果を保ちつつ、最低限の制御信号でアダプティブアレーのウェイトを安定させることができるよう閾値を模索し、定めることである。また、多大な遅延パラメータが与えられた場合、受信時に時間ウィンドウにより FSK 信号が除去されたとしても、わずかにでもずれこめば OFDM 信号の直交性に影響が生じ特性が劣化することが考えられる。このため、最良の特性が得られたとは言いがたい。この対策としては、時分割多重を用いて制御信号と OFDM 信号を分割送信する、あるいは後述する制御信号を伴わない制御法を用いることにより解決できると考える。

また、より一層システムの動作を軽快かつ有効にするためには、遅延時間により CMA アダプティブアレーの動作を制限する機構を取り入れる必要がある。本研究におけるシミュレーションでは、CMA アダプティブアレーは常に動作するかしないかの二者択一であったが、より有効なシステム構成のためには遅延波がガードインターバルを超える遅延時間で到来してきたときのみ動作させるような機構を設ける必要がある。これは、

- アダプティブアレーのウェイト制御には他と比べて多大な計算量が必要
- 遅延時間がガードインターバル内であれば、OFDM による特性改善だけでも十分

といった理由が挙げられる。つまり、遅延時間がガードインターバル内であれば OFDM だけで処理を行い、遅延時間がガードインターバル以上であるときはアダプティブアレー

を動作させるというものである。しかし、これらを実際に判別するのはきわめて困難である。考えられる方法としては、例えば CDMA のように OFDM 化した信号に対して相関が 1 となるような同じ長さのコードを掛け合わせ、受信側でも同じコードを用意しスライディング相関器により相関をとる方法である。この方法であれば、相関が 1 であれば受信信号はガードインターバル内であることを示し、そうでなければ前のフレームがずれ込んでいる、つまりガードインターバル以上の遅延ということになる。しかし、このような機構は OFDM 伝送の復調工程に深く関わりをもつため OFDM を採用する機器に対して完全にオリジナルの規格となってしまう。そのため、あまり実用的ではない。したがって、さらなる検討が必要な項目である。

さて、次に考えられる問題はサブキャリアの変調方式についてである。今回ほとんどのシミュレーションにおいて、QPSK による変調を行った。これは QPSK が位相補償に優れた方式であり、多値 QAM では特性が現れにくいと判断したためである。たしかに、多値 QAM では特性が悪く、このアプローチによる CMA アダプティブアレーもほとんど効果をなさない。多値 QAM に対しては、このアプローチそのものが通用しない可能性もあり、この対策としては後述する FFT 後における適用とも関係があるためそちらで述べることとする。

FFT 後における適用法

本論では、FFT 後における適用に関しては計算機シミュレーションを行っていない。したがって、その有効性について理論上で検討する。

FFT 後における適用法では、OFDM 復調、つまり FFT を行うことにより得られたデータは周波数軸上に並ぶデータであり、送信時にそれは一定のレベルを持った信号であることから、定包絡線基準を満たし CMA アルゴリズムを動作させることができるのではないかというものであった。実際、文献 [7] によると、QAM 信号に対して CMA アルゴリズムを動作させることができると証明されている。

一般に、QAM は非常に周波数利用効率の高い変調方式であるが、QPSK と比べ信号間のユークリッド距離が小さくなるため、多値化を行うほどその距離が小さくなり誤りが生じやすい。また、フェージングの影響も受けやすい変調方式である。過去にも、CMA アルゴリズムが QAM 信号で動作することが報告されていたが、それらの報告は計算機シミュレーションによる基本的な動作例を示したものであり、CMA アルゴリズムが定包絡線性を本質的に持たない QAM 信号に対して良好に動作する理由については明らかにされていなかった。しかし、文献 [7] により、計算機シミュレーションとともに数値的な解析により証明され、QAM 信号に対する CMA アルゴリズムの動作が確認された。しかしながら、QAM 信号に対して CMA アダプティブアレーが最適な動作を行うには十分に最適化を行う必要がある。例えば、データスムージングを行うこと、つまり 1 回のウェイト更新に用いるデータ数を多くとることが必ず必要である。これらの条件を満たしたとき、FFT 後における適用が可能になる。

FFT 後においては、すでに述べたとおり、受信信号は OFDM 信号ではなくそれぞれ変調されたサブキャリアとして存在する。つまり、サブキャリアの変調が QAM で行われていれば、特別な作業を介せず CMA アダプティブアレーを適用できるはずである。また、QPSK については $\pi/4$ シフト QPSK などを用いることにより CMA アルゴリズムを動作させることができる可能性が論じられており [20]、さらに帯域制限を加えた QPSK などの信号は定包絡線性を持たないが、各シンボルの中心においては定包絡線の条件が失われないため、シンボル 1 回だけのウェイト更新を行うならば定包絡線条件が成り立つと論じている文献もある [6]。したがって、これらをうまく組み合わせて応用することにより、特別な制御信号を用いなくとも OFDM 信号に対して CMA アルゴリズムを動作させることができるのではないかと考えられる。しかし、前述のとおりいずれの場合にも最適化が必要である。この提案は重要であり、検討に値する項目である。

上記で論じてきたことなどから、FFT 前に CMA アダプティブアレーを適用する提案方法では、ある程度の改善は見込めるが周波数利用効率が低下する。しかし、FFT 後に適用することでこれらの問題は解決し、OFDM 伝送方式における CMA アダプティブアレーの適用方法が確立できると考えられる。しかし、QPSK 変調と QAM 変調においてウェイトの制御方法を区別する必要がある、同時に活用することを考えるならばさらなる検討が必要である。しかし、通常使用する機器によりほとんど用途は限られている。例えば、携帯電話など移動しながら受信する機器の場合、サブキャリアの変調方式は主に QPSK を用いる。また、地上波デジタル放送や主に机上で使うことの多いノート型 PC などでは多値 QAM を用いることが多い。このように、用途により変調方式を決定できる場合を持つ機器に対しては、アダプティブアレーの使用切り替えは容易に実現できる。しかし、将来的にホットスポットなどを利用した IP 携帯電話や地上波デジタル放送を車で受信するなど移動時に多値 QAM 信号を受信する場合には検討が必要である。

7.2 上位レイヤでの検討

本研究では、「無線ホームネットワークにおける CMA アダプティブアレーアンテナによる適応等化」ということで様々な検討を行ってきた。しかし、本論においては将来の無線ホームネットワークの前提といえる OFDM 伝送方式そのものに着目し、いわば OFDM 用 CMA アダプティブアレーアンテナという位置づけで設計・評価を行った。実際の無線ホームネットワーク上での適用を想定すると、上位レイヤにおける挙動を検討する必要がある。つまり、CMA アダプティブアレーアンテナで不要波を除去することにより特性を改善するのは物理レイヤであるため、物理レイヤで改善された特性が上位のネットワークレイヤにおいてどのような影響を与えるのかを検討する必要がある。これは、ビットレベルの改善がパケットレベルでの改善とは言い切れないためである。なぜなら、パケット通信を行う際には通常パケットごとに同期を取るため、シンボル単位で同期をとった今回の改善結果とは異なる結果が生じる可能性があるからである。また、シンボル単位での同期をとらないのであれば、信号挿入型 CMA アダプティブアレーの動作にも影響がでる

ことが考えられる。したがって、最終的な評価としては、パケット単位の送信データを用いて、受信側ではパケット単位で同期をとり、制御信号を用いないCMA アダプティブアレーをFFT後に動作させることにより改善を行う。さらに、改善されたビットデータを上位レイヤでパケットに再構成した後に特性を評価することが必要である。

第8章 おわりに

本研究では、将来の無線ホームネットワークを前提に、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式に適用できる CMA(Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーアンテナを提案した。無線ホームネットワークにおける高速伝送では、主に映像や音声の伝送が予想されるため特性の劣化を防ぐことが必要であった。

無線伝送を行う際に必ず生じるマルチパス干渉問題を解決すべく、アダプティブアレーアンテナによる適応等化を試みた。また、これからの無線伝送で使用される OFDM 伝送方式に着目し、OFDM 伝送用アダプティブアレーとしてアレー制御に同期を必要としない CMA アルゴリズムによるアダプティブアレーを採用した。OFDM 変調された信号は定包絡線特性をもたないため、通常 CMA アルゴリズムは適用できない。そのため、定包絡線特性を持つ FSK 信号をアダプティブアレーの制御用信号として OFDM 信号に挿入し、これにより CMA アルゴリズムを動作させた。

制御信号挿入による CMA アダプティブアレーの改善特性を計るため、MATLAB による計算機シミュレーションを行った。シミュレーションからは、環境パラメータなどが適切であるという条件が求められるが、概ね特性の改善が見られる。また、制御信号挿入型の CMA アダプティブアレーアンテナは、通常のアダプティブアレーアンテナとほぼ同様の特性を持つ。しかし、通常のアダプティブアレーと比較して容易にシステムを構成できる一方、制御信号による伝送効率の劣化が問題としてある。そのため、制御信号を用いない CMA アルゴリズムの制御方法を提案した。制御信号を用いない制御では、復調時の FFT 後にアレー制御を行うことで、制御信号を不要とすることができた。この手法では、制御そのものがサブキャリアの変調方式に左右されるが、制御信号による伝送効率の劣化は回避でき応用範囲も拡大する。つまり、OFDM 伝送方式における CMA アダプティブアレーとしては、FFT 後にアレー制御を行う手法が有効であると理論上確認された。

しかし、FFT 後のアレー制御に関しては理論だけであり、計算機シミュレーションによる立証が必要である。また、CMA アダプティブアレーによる信号の特性改善が、上位層においてどれほどの有効性があるかを確かめる必要がある。

謝辞

本研究を進めるにあたり、終始熱心な御指導を賜りました指導教官である丹康雄助教授に心から感謝致します。また、常日頃から多くの御協力を頂いた丹研究室の皆様には心から御礼申し上げます。

また、部外者にも関わらず、御指導を賜りました同志社大学の笹岡秀一教授に心から感謝致します。

参考文献

- [1] 笹岡秀一，移動通信，オーム社
- [2] 塩見正, 羽鳥光俊，デジタル放送，オーム社
- [3] OFDM 変調技術，トリケックス
- [4] 浦口剛, 菊間信良, 稲垣直樹，”OFDM-CDMA 通信方式への DCMP アダプティブアレーの適用”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J83-B No.2 pp.216-222 2000 年 2 月
- [5] 関力, 伊丹誠, 太田弘毅, 伊藤紘二，”OFDM システムへの周波数ダイバーシチの適用”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J83-B No.10 pp.1381-1393 2000 年 10 月
- [6] 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 アダプティブアレーの特性”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J82-B No.1 pp.97-108 1999 年 1 月
- [7] 西森健太郎, 菊間信良, 稲垣直樹，”QAM 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作解析”，電子情報通信学会論文誌 B- Vol.J79-B- No.12 pp.984-993 1996 年 12 月
- [8] 古川博史, 神尾享秀, 笹岡秀一，”CMA アダプティブアレーを用いた同一チャネル干渉キャンセラ”，電子情報通信学会論文誌 B- Vol.J81-B- No.6 pp.565-574 1998 年 6 月
- [9] 井戸純, 岡田実, 小牧省三，”偏波間相互相関を用いた直交偏波周波数多重伝送の伝送特性改善法”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J83-B No.5 pp.634-644 2000 年 5 月
- [10] 唐沢好男, 篠澤政宏，”サイクリックプレフィックスを付加したデータ伝送方式とサブバンド信号処理型アダプティブアレー”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J85-B No.1 pp.90-96 2002 年 1 月
- [11] 古川昌一, 山下淳, 中村健司, 下村明広, 吉村和夫，”OFDM 信号の復調方式の検討”，
- [12] 平明徳, 石津文雄, 三宅真，”周波数選択性フェージング環境における OFDM 通信システムのタイミング同期方式”，電子情報通信学会論文誌 B Vol.J84-B No.7 pp.1255-1264 2001 年 7 月
- [13] 高柳英晃, 岡田実, 山本平一，”空間内挿型ダイバーシチアンテナによる OFDM 受信機の高速フェージング変動補償効果”，奈良先端科学技術大学院大学

- [14] 伊丹誠, ”OFDM による双方向高速通信に関する研究”, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科, 99-01064
- [15] 大鐘武雄, 小川恭孝, ”アダプティブアレーと移動通信 [] - 移動通信伝搬路への適用 - ”, 電子情報通信学会誌 Vol.81 No.12 pp.1254-1260 1998 年 12 月
- [16] 大鐘武雄, 小川恭孝, ”アダプティブアレーと移動通信 [] - アルゴリズム - ”, 電子情報通信学会誌 Vol.82 No.1 pp.55-61 1999 年 1 月
- [17] 大鐘武雄, 小川恭孝, ”アダプティブアレーと移動通信 [] - 干渉除去とフェージング対策への応用 - ”, 電子情報通信学会誌 Vol.82 No.2 pp.181-188 1999 年 2 月
- [18] 大鐘武雄, 小川恭孝, ”アダプティブアレーと移動通信 [] - 到来方向推定 - ”, 電子情報通信学会誌 Vol.82 No.3 pp.264-271 1999 年 3 月
- [19] 内藤浩介, 相澤清晴, 羽鳥光俊, ”OFDM における適応等化手法に関する一検討”, 信学技報 CAS97-97,DSP97-168,CS97-192(1998-03)
- [20] 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹, ”帯域制限された $\pi/4$ シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作”, 電子情報通信学会論文誌 B- Vol.J74-B- No.9 pp.497-500 1991 年 9 月
- [21] Alan C. Brooks, Stephen J. Hoelzer, ”Design and Simulation of Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) Signaling”, Final Report, May 15, 2001
- [22] ”Part11:Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications High-speed Physical Layer in the 5GHz Band”, IEEE Std 802.11a-1999