

平成 14 年度

学士学位論文

強勢反射波の影響を軽減する車速感応型ア
ダプティブアレー

A New Method against Intense Reflected Wave for
Vehicular Speed Response Adaptive Array

1030273 仙頭 勇祐

指導教員 浜村 昌則

2003 年 2 月 24 日

高知工科大学 情報システム工学科

要 旨

強勢反射波の影響を軽減する車速感応型アダプティブアレー

仙頭 勇祐

高速移動車両における移動通信下り回線の通信性能を大幅に向上する方式として、車速感応型適応アンテナ（Vehicular Speed Response Adaptive Antenna : VSR-AA）が提案されている。しかし、基地局からの直接波と、建造物等による鏡面反射波の到来角度が近い場合、VSR-AA の通信性能は劣化する。

本研究では、強勢反射波の影響を軽減し、なおかつ、どの角度から、直接波及び反射波の2波が到来しても良好に受信する方式を提案する。この提案方式には、信号対雑音電力比(SNR)を最大化する MMSE (Minimum Mean Square Error) アルゴリズムと、定包絡線性を有する所望信号なら良好に捕捉できる CMA (Constant Modulus Algorithm) を用いる。MMSE アルゴリズムは、これまでの VSR-AA にも適用されてきたが、2波の到来角が近い際には通信性能が劣化するものの、それ以外の環境では比較的良好な通信性能が得られる。CMA は、所望波と非所望波が、共に定包絡線性を有している時には、どちらをとらえるかは予測できない。そのため、非所望波を誤って捕捉するおそれがある。特に非所望波の到来角が 90deg 付近（移動体の進行方向から来る到来波の到来角を 0deg とする）の時、その問題が生じることがわかった。そこで、CMA のトレーニング終了後における到来波捕捉角が 90deg 付近であれば MMSE に切り替えて到来波を受信する一方で、到来波捕捉角が 90deg 付近以外であれば、そのまま CMA で受信し続ける方式で性能改善効果が得られた。

キーワード 適応アンテナ、マッチトフィルタ、車速感応型適応アンテナ、MMSE、CMA

Abstract

A New Method against Intense Reflected Wave for Vehicular Speed Response Adaptive Array

Yusuke Sento

Vehicular speed response adaptive antenna (VSR-AA) was proposed for the forward link communications of fast moving mobiles. However, the situation that angle-of-arrival (AOA) of reflected wave is close to the direct wave has not been considered. In such a case, the performance of VSR-AA will deteriorate.

In this paper a new method is proposed to mitigate the influence of intense reflected wave for the VSR-AA. Both minimum mean square error algorithm (MMSEA) and constant modulus algorithm (CMA) are used for the adaptive weight update of the array antenna. The MMSEA can accomplish the acquisition of large power signal in the Nakagami-Rice fading environment. Again, the CMA can accomplish the constant envelope reception in the case that plural number of arrival signals with deferent frequency exists. Therefore, both algorithms are combined in the proposed method.

As a result, it is shown that the VSR-AA with the proposed adaptive algorithm can greatly improve the bit-error rate performance in the presence of intense reflected wave, for any AOA relations of direct wave and reflected wave.

key words Adaptive Antenna, Matched Filter, Vehicular Speed Response Adaptive Antenna, MMSE, CMA

目次

第 1 章 はじめに	1
1.1 背景と目的	1
1.2 本論文の概要	1
第 2 章 アダプティブアレーアンテナ [2]	3
2.1 アレーインテナ	3
2.2 アダプティブアレー	5
2.2.1 MMSE アダプティブアレー	6
2.2.2 参照信号	8
2.2.3 CMA アダプティブアレー [3]	9
第 3 章 入力信号ベクトルの生成 — Matched Filter[4]	11
3.1 ノイズ	11
3.2 2 進信号の検出	11
3.3 フィルタの設計	12
第 4 章 車速感応型適応アンテナ	15
4.1 車速感応型適応アンテナとは	15
4.2 送信機	16
4.3 差動符号化	16
4.4 受信機	17
4.4.1 VCO ベースバンド周波数の更新法	18
4.4.2 適応アルゴリズム	19
第 5 章 強勢反射波到来条件への応用	20

5.1	一様フェージング	20
5.2	フェージング環境下における VSR-AA の BER 特性	21
5.2.1	シミュレーション条件	21
5.2.2	各方式の最適 μ 値	22
	従来型 MMSE の最適 μ 値	22
	車速感応型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値	23
	従来型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値	23
	車速感応型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値	24
5.2.3	各方式での μ 値の結果と考察	26
5.3	強勢反射波の存在する環境での各方式の結果と考察	27
5.3.1	直接波と反射波の電力が等しい場合のビット誤り率特性	27
5.3.2	直接波と反射波の電力比 2 の場合のビット誤り率特性	29
5.3.3	直接波と反射波の電力比 4 の場合のビット誤り率特性	31
5.3.4	直接波と反射波の電力比 8 の場合のビット誤り率特性	33
5.3.5	従来型 CMA アダプティブアレーと車速感応型 CMA アダプティブアレーの比較	35
5.4	提案方式	36
5.4.1	提案方式での結果と考察	37
第 6 章　まとめ		39
第 7 章　謝辞		41
参考文献		42
付録 A　PDC と提案方式		43

図目次

2.1	K 素子リニアアレー アンテナ	3
2.2	K 素子アダプティブアレーの構成	5
2.3	LMS アダプティブアレー	7
3.1	matched filter を用いた受信機	12
3.2	ノイズの分布	14
4.1	車速感応型適応アンテナのシステム	15
4.2	DEPSK 送信機モデル	16
4.3	位相不確定性を取り除く差動符号化	17
4.4	VSR-AA を用いた DEPSK 受信機モデル	18
5.1	陸上移動通信における多重波伝搬路	20
5.2	アンテナ素子配列	21
5.3	従来型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値	22
5.4	車速感応型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値	23
5.5	従来型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値	24
5.6	$\mu = 10^{-5}, 10^{-6}$ での従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	24
5.7	車速感応型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値	25
5.8	$\mu = 10^{-5}, 10^{-6}$ での車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	25
5.9	直接波と反射波の電力が等しい場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性	27
5.10	直接波と反射波の電力が等しい場合の車速感応型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性	27

5.11 直接波と反射波の電力が等しい場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	28
5.12 直接波と反射波の電力が等しい場合の車速感応型 CMA アダプティブアレー の BER 特性	28
5.13 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性	29
5.14 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブア レーの BER 特性	29
5.15 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	30
5.16 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレー の BER 特性	30
5.17 反射波が直接波の 1/4 の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性	31
5.18 反射波が直接波の 1/4 の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブア レーの BER 特性	31
5.19 反射波が直接波の 1/4 の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	32
5.20 反射波が直接波の 1/4 の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレー の BER 特性	32
5.21 反射波が直接波の 1/8 の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性	33
5.22 反射波が直接波の 1/8 の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブア レーの BER 特性	33
5.23 反射波が直接波の 1/8 の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性	34

5.24 反射波が直接波の 1/8 の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレー の BER 特性	34
5.25 CMA アダプティブアレーの BER 特性	35
5.26 提案方式の DEPSK 受信機モデル	36
5.27 直接波と反射波の電力が等しい場合の提案方式の BER 特性	37
5.28 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の提案方式の BER 特性	37
5.29 反射波が直接波の 1/4 の電力の場合の提案方式の BER 特性	38
5.30 反射波が直接波の 1/8 の電力の場合の提案方式の BER 特性	38
6.1 周波数の使用状況	39
6.2 ミリ波用いた場合の提案方式の応用例	40
A.1 PDC 通信環境の場合の従来方式と提案方式の比較	43

表目次

2.1 アダプティブアレー各方式の特徴	6
-------------------------------	---

第 1 章

はじめに

1.1 背景と目的

移動体通信下り回線において、高速移動体に適応アンテナを設置することで、通信品質を向上させる方法が提案されている。しかし移動体の移動速度が高速になるにつれて、フェージングなどの影響を強く受けるため、適応アンテナの性能を十分に活かすことができない場合が生じる。

その対策として、移動体に適応アンテナを用いるとともに、車速感応型とする車速感応型適応アンテナ（Vehicular Speed Response Adaptive Antenna : VSR-AA）が提案されている [1]。しかし、基地局からの直接波と、建造物等による鏡面反射波の到来角度が近い場合、VSR-AA を用いても通信性能は劣化する。

本論文では、CMA (Constant Modulus Algorithm) と MMSE (Minimum Mean Square Error) を用いて、その 2 波の到来角が近い際の鏡面反射波の影響を軽減し、なおかつどの角度から、どんな電力の電波が到来しても良好に受信する方式を提案する。

1.2 本論文の概要

まず第 2 章で、アダプティブアレーの基本的な特徴、構成を述べる。そして第 3 章で、雑音の存在する実際の通信環境を想定するためマッチトフィルタについて述べ、雑音電力がどのような大きさになるか議論する。その後、第 4 章で、アダプティブアレーを車速感応型とした VSR-AA の構成を述べ、第 5 章で VSR-AA について、直接波に加えて強勢反射波が

存在する環境上でシミュレーションを行い、評価する。またその際、車速感応型アダプティブアレーの性能を従来型アダプティブアレーとの比較により示す。さらに、直接波に強勢反射波を加えた環境での車速感応型アダプティブアレーの問題点を指摘し、それを改善する方
式を提案する。そして、その性能をシミュレーションにより明らかにする。最後に第6章
で、本論文を総括する。

第 2 章

アダプティブアレーアンテナ [2]

2.1 アレーアンテナ

アレーアンテナとは小さなアンテナ素子を複数並べ、それぞれの素子で受信信号の位相や振幅を調整して合成することで、期待する電波をより強く受信しようとするアンテナ方式である（アレーアンテナの各素子の指向特性は全て等しいものとする）。アレーアンテナを構成するためのアンテナ素子の配列法は直線状、平面状、曲面状など様々な方法が考えられるが、本論文では図 2.1 のような K 素子によりなるリニア（直線状）アレーを考える。

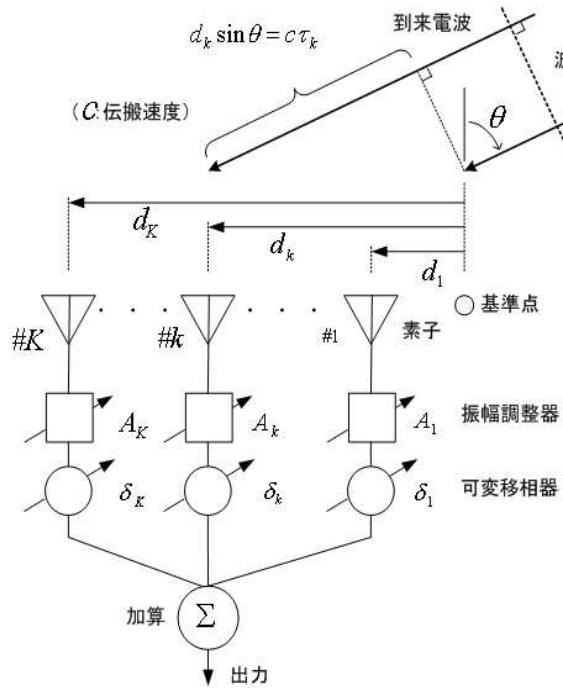


図 2.1 K 素子リニアアレーアンテナ

2.1 アレーアンテナ

図 2.1において、受信信号を x_k 、素子間隔を等間隔で d [m] とし、各素子の出力をそれぞれ振幅調整器と可変移相器により位相と振幅を調整すると、合成信号 y として

$$y = x_k \sum_{k=1}^K A_k \exp[-j(2\pi f \frac{d_k}{c} \sin\theta - \delta_k)] \quad (2.1)$$

が出力される。ここで、 A_k と δ_k はそれぞれ k 番目の素子に掛けられる重み（実数）と移相量である。また、 θ は各素子に到来する電波の入射角であり、 c は受信信号の伝搬速度を、 f は搬送波周波数をあらわし、 d_k は基準点から計った k 番目の素子の位置（距離）である。さらに、アレーアンテナの伝達関数をあらわす $D(\theta)$ を

$$D(\theta) = \sum_{k=1}^K A_k \exp[-j(2\pi f \frac{d_k}{c} \sin\theta - \delta_k)] \quad (2.2)$$

とおくことで、式 (2.1) は

$$y = x_k D(\theta) \quad (2.3)$$

となる。ここに、 δ_k は所望の受信信号の到来方向と素子の位置に応じて決められるが、ある角度 θ_0 方向から到来する信号（所望信号）を受信したい場合は、一般に、移相量を

$$\delta_k = 2\pi f \frac{d_k}{c} \sin\theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \delta_k \sin\theta_0 \quad (2.4)$$

と選ぶ。（ここで、 λ は搬送波の波長であり、 $\lambda = c/f$ で得られる）すなわち、所望信号に関して移相器の出力での位相が全てのアンテナ素子にわたって揃うように定められ、このことで電波をクリアに受信できるようになる。それ以外の方向では、移相器出力の位相が一致せず、互いにある程度の相殺が行われる。このようにアレーアンテナを用いると所望信号に対する利得が上がる。しかし移動通信においては、本来、電波の到来方向を予め知ることは不可能なので、所望信号の位相を全てのアンテナ素子にわたって揃えることはできない。したがって、アレーアンテナの δ_k を所望信号の位相により近づける工夫が重要になってくる。そこで、到来方向が未知な場合でも、電波をクリアに受信できるよう改善されたのがアダプティブアレーである。

2.2 アダプティブアレー

2.1 のようなアレーアンテナでは、電波の到来方向を予めしっておかなければ受信することができないことは既に述べた。しかも、本論文では移動体にアレーアンテナを適用するので、常に電波の到来方向は変化する。そのため到来方向が未知であったり、変化する場合を想定しなければならない。そこでアダプティブアレーアンテナが必要になる。図 2.2 に K 素子アダプティブアレーの構成図を示す。

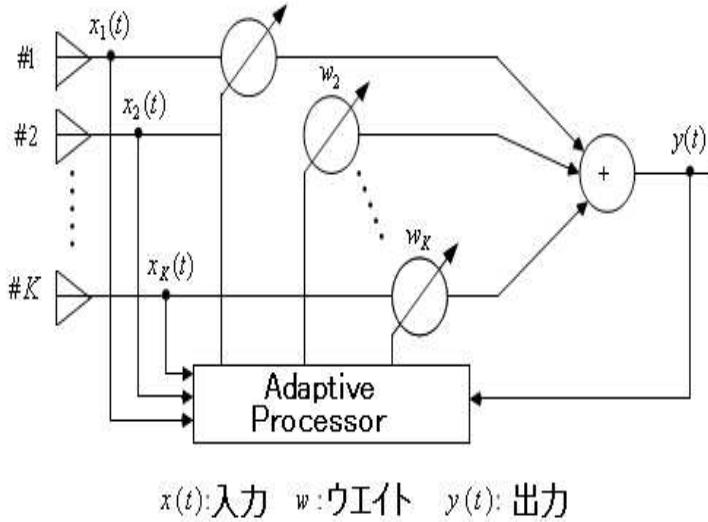


図 2.2 K 素子アダプティブアレーの構成

アダプティブアレーは、伝搬環境に関する情報を使って学習しながら、指向特性および周波数特性を環境に合わせて変えていくよう構成されている。したがって、不要波についての学習は必要としないが、不要波および雑音を含んだ伝搬環境から所望信号を抽出するために所望信号に関する予備知識を必要とする。そのために以下のように大別できるいざれかの動作原理が必要になる。

- 1) 最小 2 乗誤差法 (Minimum Mean Square Error: MMSE)
- 2) 最大 SNR 法 (Maximum Signal-to-Noise ratio: MSN)
- 3) 拘束付 output 電力最小化法 (Constrained Minimization of Power: CMP)
- 4) 定包絡線信号用アルゴリズム (Constant Modulus Algorithm: CMA)

表 2.1 は各方式の特徴を簡単に整理したものである。移動体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で、かつ、所望波と相關のある多重波（遅延波）の抑圧が可能なものが要求される。表の動作原理の中で MSN と DCMP は所望波の到来方向を知っていなければならないため、移動体通信には適用できない。よって、表の動作原理の中でこれに該当するのは MMSE と CMA である。本研究では MMSE と CMA を考える。

表 2.1 アダプティブアレー各方式の特徴

動作原理	予備知識	変調波	不要波電力	適応領域
MMSE	所望波のレプリカ	(条件なし)	(条件なし)	レーダー、移動通信
MSN	所望波の到来方向	(条件なし)	(条件なし)	レーダー、移動通信
DCMP	所望波の到来方向	(条件なし)	(条件なし)	レーダー、移動通信
PI	(不要)	(条件なし)	※	固定通信
CMA	(不要)	定包絡線変調波	(条件なし)	移動通信

※ 1) 不要波電力 > 所望波電力 2) 不要波数=自由度

2.2.1 MMSE アダプティブアレー

最小2乗誤差法（MMSE）の代表的なものに、LMS アダプティブアレーがある。LMS アダプティブアレーは、所望のアレー応答である参照信号（所望波のレプリカ 2.2.2 で説明）と実際のアレー出力信号との差（誤差信号）を最小にすることによって最適なウエイト (\mathbf{W}) を決定するシステムである。ここで、LMS アダプティブアレーの詳細なアルゴリズムを説明する。

図 2.3 のように、基準点を第 1 素子におき、素子間隔が等間隔 d とした場合、伝達関数は

$$D(\theta) = \sum_{k=1}^K A_k \exp[-j2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda} \sin\theta - \delta_k] \quad (2.5)$$

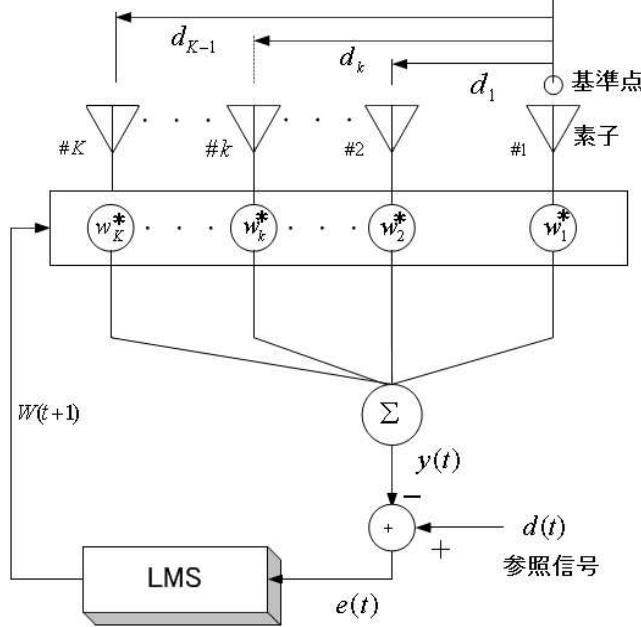


図 2.3 LMS アダプティブアレー

と表される。この式を変形すると

$$D(\theta) = \sum_{k=1}^K A_k \exp[-j\delta_k] \exp[2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda} \sin\theta] \quad (2.6)$$

となる。ここで、ウェイト w_k^* は

$$w_k^* = A_k \exp[j\delta_k] \quad (2.7)$$

であり、これを K 個並べた複素ウェイトベクトル \mathbf{W}^H は

$$\mathbf{W}^H = [w_1^*, w_2^*, \dots, w_K^*] \quad (2.8)$$

となる。また、受信ベクトルを

$$v_k = \exp[-j2\pi(k-1)\frac{d}{\lambda} \sin\theta] \quad (2.9)$$

$$\mathbf{V} = [v_1, v_2, \dots, v_K]^T \quad (2.10)$$

とおく。これらの式により伝達関数は

$$D(\theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{V} \quad (2.11)$$

とすることができる。式(2.8)のウエイトは、ある初期値で処理を開始すると、図2.3の処理の繰り返しによって、値が変化する。そのため、n回目の処理時のウエイトベクトルを $\mathbf{W}(n)$ と表すこととする。

また、所望波信号を $S(n)$ とすると、入力ベクトルは

$$\mathbf{X}(n) = S(n)\mathbf{V} \quad (2.12)$$

$$= s(n)[1, \exp(-j\pi \sin(\theta)), \exp(-j2\pi \sin(\theta)), \dots, \exp(-jK\pi \sin(\theta))]$$

となる。ここで図2.3における合成信号 $y(n)$ は

$$y(n) = \mathbf{W}^H(n)\mathbf{X}(n) \quad (2.13)$$

で求められ、参照信号を $d(n)$ とすると誤差信号 $e(n)$ は

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.14)$$

で求められる。最後に式(2.14)で得られた誤差信号 $e(n)$ を用いてLMSアルゴリズムにより新たに複素ウエイトベクトルが

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu \mathbf{X} e^*(n) \quad (2.15)$$

と生成され、これが新たなウエイトとなる。ここで μ はステップサイズであり、 μ が大きいほど収束は速くなるが、ループノイズの増加をまねき、動作の不安定化または発散の危険性があるため、これらのこと考慮して適切なステップサイズを決定する必要がある。この操作を誤差信号が 0 に限りなく近づくまで繰り返し、アレーアンテナの重みを決定する。

2.2.2 参照信号

アダプティブアレーを用いる際に、式(2.14)の参照信号 $d(n)$ をいかに定めるかは、非常に重要になってくる。参照信号は所望波のレプリカであるから、理想的には受信すべき所望波それ自体に定めたい。しかし、移動体などに適用すると、当然ながら所望波の受信信号を予め得ることはできない。参照信号に必要とされるることは、所望波と同じ波形ということである。

はなく、所望波との相関が高く、干渉波との相関が低いことである。もし所望波との相関が低ければ所望波を干渉波とみなして抑圧してしまう。その反面で参照信号が妨害波と高い相関を持つ場合には、妨害波を所望波として受信してしまう。そこで、所望波と相関の高い参照信号を定めるために、所望波信号の性質（周波数帯域、変調方式等）に関する予備知識を用いる。この予備知識は予め得ることができ、アレー出力信号を適当に処理することによって適切な参照信号を定めることができる。したがって、受信側で所望信号のレプリカである参照信号を作ることは可能である。本研究の MMSE に関する部分は、受信信号から情報データを判定して、それを式 (2.14) の参照信号 $d(n)$ として用いている。

このように、MMSE アダプティブアレーは、参照信号と、重みベクトルから得られた合成信号の誤差信号を限りなく 0 にするよう工夫され、所望波の到来方向等が未知な場合でもクリアな受信ができるようになっている。

2.2.3 CMA アダプティブアレー [3]

CMA (Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーは、所望波信号が定包絡線性を有していれば有効に動作し、優れた不要波抑圧特性をもっている。しかも、CMA は MMSE では重要な参考信号を必要としないことから、移動通信への適用が期待されている。しかしながら、CMA は到来波が到来波が定包絡線信号であればどの信号をとらえるかは予測できず、別波源からの干渉波であっても誤って捕捉するおそれがある。そのため、常に所望波のみをとらえる特性に改善することが求められる。

ここで CMA アダプティブアレーのアルゴリズムを説明する。CMA と MMSE の大きな違いは、参照信号を用いないことである。したがって、参照信号と合成信号を照らし合わした誤差信号を基に重みを決定する更新式に違いが出てくる。CMA アルゴリズムによる重み更新式は、

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) - \mu \nabla w Q(n) \quad (2.16)$$

である。ここで、式 (2.15) の LMS アルゴリズムと同じく、 n は現在までの重み更新の回

数, すなわち, 時間 t に比例する変数であり, μ はステップサイズである. また $\nabla wQ(n)$ は次式で与えられる.

$$\nabla wQ(n) = 4\mathbf{X}(n)y^*(n)(|y(n)|^2 - \sigma^2) \quad (2.17)$$

ここで $\sigma(> 0)$ は出力における所望の包絡線値であり, $\mathbf{X}(n)$ は MMSE アルゴリズムと同様, 入力ベクトルである.

第 3 章

入力信号ベクトルの生成 —

Matched Filter[4]

3.1 ノイズ

通信を行うにあたって、受信信号には雑音（ノイズ）が混入してくる。雑音には、電気製品、蛍光燈などからの人口雑音と、自然現象などにより生じる自然雑音がある。ここでは白色ガウス雑音を想定し、マッチドフィルタ出力における雑音電力について述べる。

3.2 2 進信号の検出

2 進符号通信で、符号の一つをパルス（波形） $s(t)$ で表し、もう一つの符号はパルスが存在しない状態（無信号）で表すとする。また、パルス $s(t)$ が存在する時間を T 秒とし、パルスが存在しない時間も同じく T 秒と仮定する。ここで、パルスの波形を既知として、その有無だけを決定したい。したがって、受信機の検出器としては判定装置が必要になる。この装置は T 秒ごとに入力信号を調べ、パルスの有無を決定しなければならない。

ここで最適検出器とは判定の誤り率が少ないものをいう。この判定動作は、必要な信号 $s(t)$ を強め、同時に雑音 $n(t)$ を弱めるようなフィルタに通すと容易になる。そこで、ある瞬間では信号成分を強め、同時に雑音の振幅を弱めるフィルタが必要になる。このようなフィルタがあれば、信号と雑音を明確に区別でき、パルス $s(t)$ が存在すると、その瞬間には大きなピーク出力が現れることになる。もちろん、パルスが存在しないと、ピーク出力は現

れない。このように、判定の瞬間に信号成分を増強し、雑音成分を減衰させるフィルタを、
matched filter（整合フィルタ）と呼ぶ。

3.3 フィルタの設計

入力信号を $s(t) + n(t)$ とする。 $s(t)$ は必要な信号パルス、 $n(t)$ は通信路の雑音であり、
フィルタの出力は、図 3.1 のように $s_o(t) + n_o(t)$ である。 $s_o(t)$ は出力信号成分、 $n_o(t)$ は
出力雑音成分である。

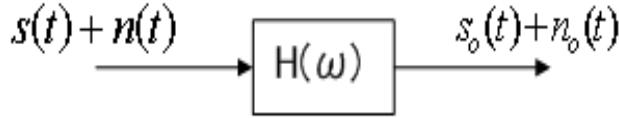


図 3.1 matched filter を用いた受信機

ここで、ある瞬間 $t = t_m$ （判定瞬間）における信号電力 (S) と雑音電力 (N) の比である
 $\rho = s_o^2(t)/n_o^2(t)$ の値を最大にしたい。しかし、 $n_o(t)$ はランダム信号であるから、正確には
決定できないため、その 2 乗平均値 $\overline{n_o^2(t)}$ を用いて、

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{\overline{n_o^2(t)}} \quad (3.1)$$

で与えられる。 ρ を最大にするよう設計する。

ここで、 $s(t)$ のフーリエ変換を $S(\omega)$ 、望ましい最適フィルタの伝達関数を $H(\omega)$ とす
ると、

$$s_o(t_m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_m} d\omega \quad (3.2)$$

と表すことができ、 $S_n(\omega)$ を入力雑音信号 $n(t)$ の電力密度スペクトルとすると、

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.3)$$

と表すことができる。通信路の雑音 $n(t)$ を電力密度 $N_0/2[\text{W}/\text{Hz}]$ をもつ白色雑音 ($S_n(\omega) = N_0/2$) とすると、

$$\overline{n_o^2(t_m)} = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (3.4)$$

となる。ここで、(3.1) に (3.2), (3.4) を代入すると、

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_m} d\omega \right|^2}{\pi N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (3.5)$$

が得られる。

また、Schwarz の不等式を用いると、以下の式が成り立つ。

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) S(\omega) e^{j\omega t_m} d\omega \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (3.6)$$

(3.5) に (3.6) の不等式を適用すると

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} \leq \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (3.7)$$

となる [4]。したがって、matched filter で与えられる信号対雑音比の最大値は、

$\frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega$ である。ここで、信号 $s(t)$ のエネルギー E_b は

$$E_b = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (3.8)$$

で表される。そのため、 ρ の最大値は、

$$\rho = \frac{s_o^2(t_m)}{n_o^2(t_m)} = \frac{E_b}{N_0/2} = \frac{2E_b}{N_0} \quad (3.9)$$

とすることができる。よって、信号電力を S 、雑音電力を N としたとき、

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_b}{N_0} \quad (3.10)$$

となる。これを N について解くと

$$N = \frac{SN_0}{2E_b} = \frac{S}{\frac{2E_b}{N_0}} \quad (3.11)$$

が得られ、雑音電力 N を導くことができる。

以上のことから、シミュレーションに用いるガウス雑音は、図 3.2 に示すような、平均 0、標準偏差 \sqrt{N} のガウス乱数を用いればよいことがわかる。

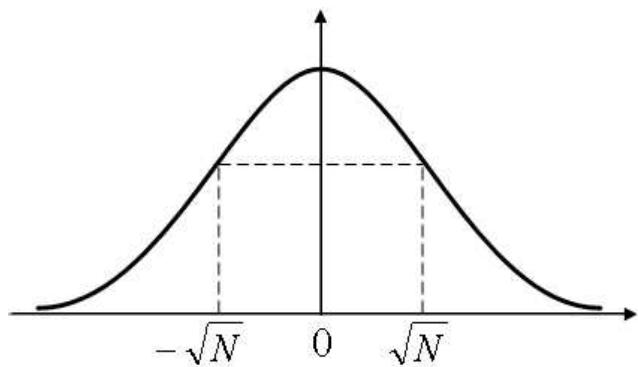


図 3.2 ノイズの分布

第4章

車速感応型適応アンテナ

4.1 車速感応型適応アンテナとは

MMSE, CMA アダプティブアレーを高速移動体に適用すると、周波数オフセットや高速フェージングなどの影響により、受信信号が非定常となりアンテナの重み更新が正確に行われないなどの問題から通信性能が著しく劣化する。この問題を解決するため、車速感応型適応アンテナ (Vehicular Speed Response Adaptive Antenna(Array):VSR-AA) が提案されている [1]。VSR-AA は到來波のドップラーシフトが移動体の移動速度に比例して変化することに着目して、移動体の速度に関する情報をもとに、ドップラーシフトを補正するよう構成したシステムである。これにより、図 4.1 のように、車両の移動に伴って変化する直接波の到來角に、アンテナのビームが追従できるようになっている。現在までに、この方式により・、低速から高速まで広い範囲にわたるフェージング速度に対して良好な通信が可能となることが報告されている [1]。

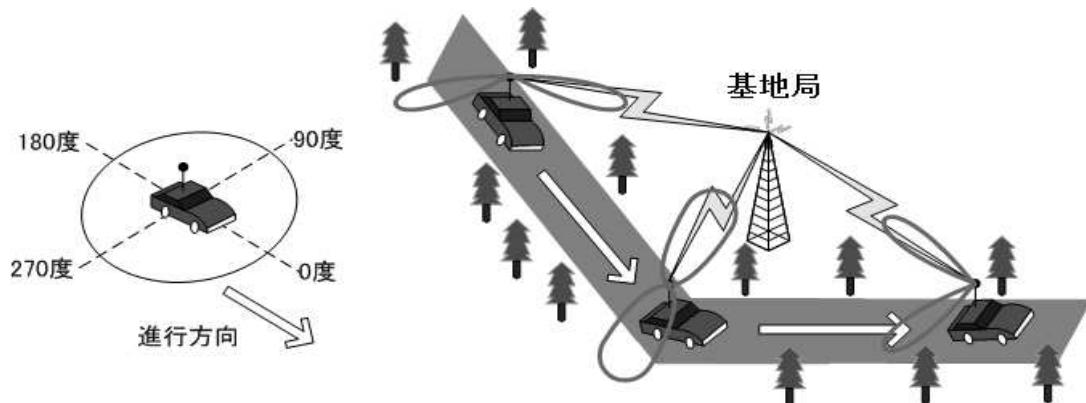


図 4.1 車速感応型適応アンテナのシステム

4.2 送信機

VSR-AA の送信機モデルを図 4.2 に示す。これは、差動符号化 PSK (differentially encoded PSK) であり、差動符号化されたデータシンボル（シンボル長 $T[\text{s}]$ ）がキャリヤ変調の後、送信される。差動符号化は、後述する受信アンテナ重みによる位相不確定要素を取り除くために使われている。

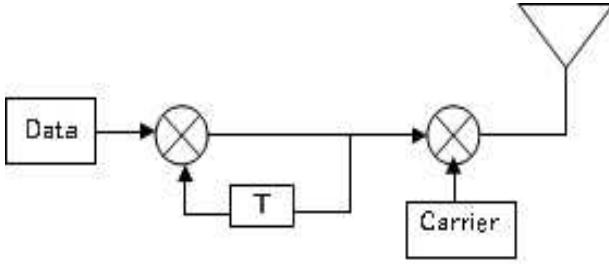
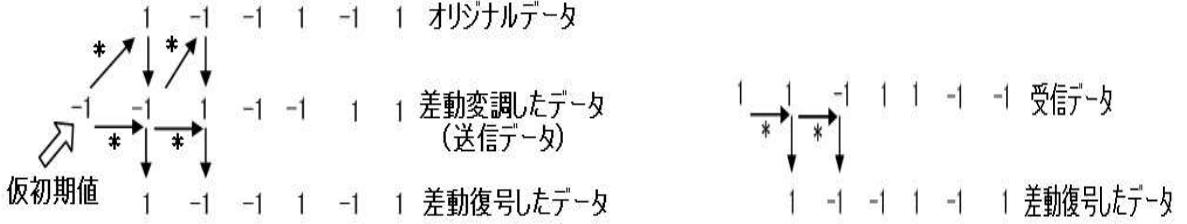


図 4.2 DEPSK 送信機モデル

4.3 差動符号化

受信アンテナ重みによる位相不確定要素を取り除くため、変調時に差動復号化を行う。ここでいう位相不確定性とは、例えば送信シンボルとして BPSK シンボルを仮定し、受信 SNR を最大とする最適な重みベクトルが $[+w_0^*, +w_1^*, \dots, +w_{K-1}^*]^T$ として得られたとき、 $[-w_0^*, -w_1^*, \dots, -w_{K-1}^*]^T$ も同様に最適な重みベクトルとなり、そのため、判定により得られた参照信号 $x(n)$ に値の正負（位相）に不確定性が生じてしまうことを指す。ここで、* は複素共役、 T は転置を表す。図 4.3 に、位相不確定性を取り除く差動符号化の原理を示す。

差動変調は、図 4.3 左側のように前もって決めていた仮初期値と送信したい情報（オリジナルデータ）の第 1 信号を掛けることで実現する。これが送信データとなる。その次は、先に得た送信データと次に送信したいオリジナルデータ（第 2 信号）を掛けて送信データを生成する。受信側ではその送られてきたデータを差動復号する。差動復号は、隣接する受信データを掛けるだけである。これにより、情報信号（オリジナルデータ）の復元ができると

図 4.3 受信信号に位相 $0[\text{rad}]$ (左側) 又は $\pi [\text{rad}]$ (右側) の位相不確定性がある場合の差動復号の様子

いう原理になっている。

ここで、問題の位相不確定が起こった場合を考える。図 4.3 右側では受信データの符号をすべて逆にして位相不確定の状況を再現した。図から、位相不確定が起こった場合でも、差動復号で、位相不確定なしの場合と同じ元の情報データを復元できることがわかる。

4.4 受信機

VSR-AA の受信機モデルを図 4.4 に示す。図中の車速感応型 VCO (VSR-VCO) は、移動体からの速度情報 $v(t)$ により、発振周波数を制御できる VCO のことである。この VCO には、直接波到来角の推定値 $\hat{\theta}_0$ も適応演算部 (Adaptive processor) で学習されて渡される。ここでは、適応演算部で更新される重みベクトルを利用して、アンテナビーム（指向特性）の最大利得を求めたものを、直接波到来角と推定することにする。素子数 K のアレー アンテナ (図 4.4 右側参照) からの入力信号 (ベクトル) には VSR-VCO 出力が乗じられ、複素ベースバンド信号 (ベクトル) となる。この複素ベースバンド信号を受信信号ベクトル $\mathbf{r}(n)$ とする。

重みベクトル $\mathbf{W}^* (= [w_0^*, w_1^*, \dots, w_{K-1}^*]^T)$ は参考信号 $x(n)$ と、受信信号ベクトルと重みベクトルの内積 $y(n)$ の差が最小となるように適応演算部で制御される。受信機最終段における T^* は、1 シンボル時間分の遅延及び複素共役の操作を意味するが、ここで $x(n)$ と $x(n-1)$ の乗積により差動復号がなされ位相の不確定性が除去されるため、データシンボルが復元される。

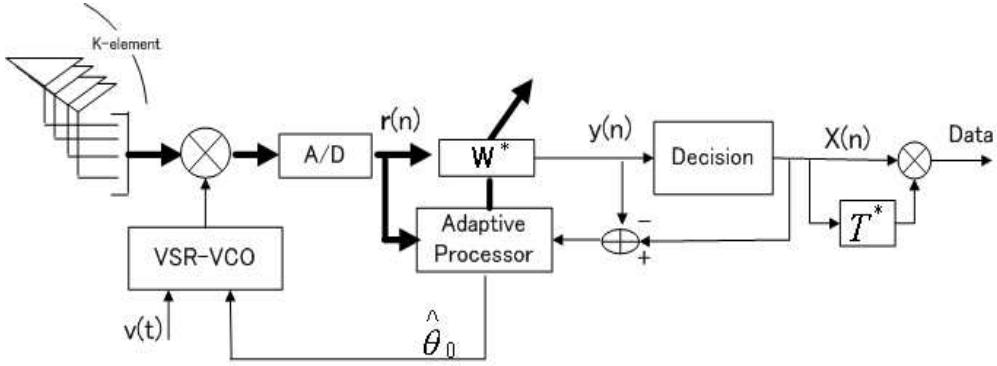


図 4.4 VSR-AA を用いた DEPSK 受信機モデル

4.4.1 VCO ベースバンド 周波数の更新法

VCO のベースバンド 周波数を $f_{VCO}(n)$ とした場合 , VSR-AA では直接波到来角 $\theta_0(n)$ (angle-of-arrival:AOA) が既知のとき ,

$$f_{VCO}(n) = f_D(n) \cos \theta_0(n) \quad (4.1)$$

$f_D(t)$:最大ドップラー周波数 [Hz]

$$f_D(t) = \frac{v(n)}{\lambda}$$

$v(n)$:移動体速度 [m/s]

λ :キャリヤ波長 [m]

となるように更新される. 上式は , VCO 周波数としてドップラーシフトの影響を受けた直接波の周波数を用いることを意味する . VSR-VCO は移動体からの速度情報を用いて発振周波数の制御を行うので , 移動体の速度変化に伴う $f_D(n)$ の変化に追従する . しかし通常 $\theta_0(n)$ は未知であるため , VSR-AA が推定した $\hat{\theta}_0(n)$ を用いる . $\hat{\theta}_0(n)$ の推定は , 前述のように適応更新されるビームの最大利得の方向から直接行う . なお , 従来の適応アンテナ (conventional VSR-AA) においては VSR-VCO にかわり発振周波数がキャリヤ周波数に固定 (ベースバンド周波数では 0) された単純な正弦波発生器を用いるため ,

$$f_{VCO}(n) = 0 \quad (4.2)$$

となる.

4.4.2 適応アルゴリズム

これまでの VSR-AA に関する研究ではアンテナの重み更新に、前述の LMS アルゴリズム（正規化）を用いる。LMS アルゴリズムによる適応アンテナの重みベクトル $\mathbf{W}^*(n)$ の更新式は、

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}(n) + \mu(n)\mathbf{r}(n)[d^*(n) - \mathbf{r}^H(n)\mathbf{W}(n)] \quad (4.3)$$

である。ここで、 $d(n)$ は参照信号、 H は転置共役を表す。また、 $\mathbf{r}(n)$ は受信信号ベクトル、 $\mu(n)$ はステップサイズである。VSR-AA での参照信号 $d(n)$ は、図 4.4 から、受信信号ベクトル $\mathbf{r}(n)$ と重みベクトルを掛けた $y(n)$ の判定信号 $x(n)$ を用いる。

第 5 章

強勢反射波到来条件への応用

5.1 一様フェージング

移動通信、特に陸上移動通信においては電波伝搬路が、建物などの反射、回折、散乱により多重伝搬路となるため、多重波が互いに干渉してフェージングが発生する。このため、誤り率特性が劣化する。また、到来波の伝搬遅延時間差が大きい場合には周波数選択性フェージングが発生する。今回のシミュレーションでは、遅延時間差が情報シンボル長に比べ十分小さいとし、周波数選択性フェージングは無視できるものとする。

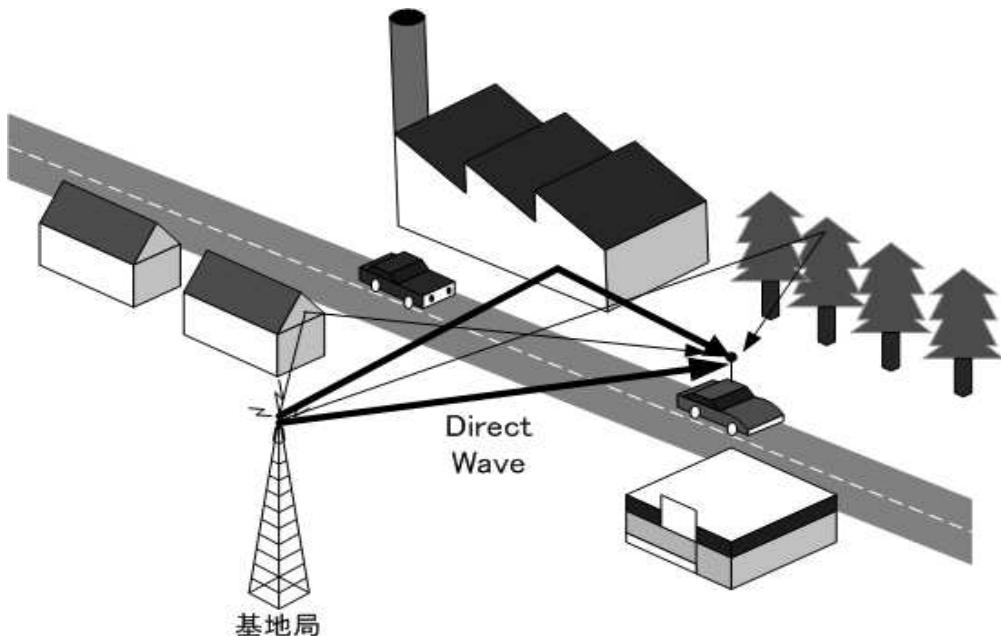


図 5.1 陸上移動通信における多重波伝搬路

5.2 フェージング環境下における VSR-AA の BER 特性

従来の MMSE アダプティブアレー, CMA アダプティブアレーと, 高速移動体の通信に適応する車速感応型の MMSE アダプティブアレー, CMA アダプティブアレーの性能を, 強勢反射波を含む一様フェージング環境で比較し, 問題点を明らかにする.

5.2.1 シミュレーション条件

今回は直接波到来角を 45deg , 反射波到来角 (θ_s) の範囲を $0\text{deg} \leq \theta \leq 180\text{deg}$ とした. 通信路としてはライスファクタ $F_r = 5.0$ の伸上ライスフェージングに, 強勢な反射波 1 波が追加で到来する伝播環境を想定した. データレートは $1/T = 100\text{kbps}$, キャリヤ周波数は $f_c = 60\text{GHz}$, 移動体速度は $v = 90\text{km/h}$ ($f_D T = 0.05$) とした. また, アンテナ素子は素子数 8 とし, 移動体の進行方向に $\lambda/4$ 間隔で等間隔に配置した. データ変調には差動符号化 BPSK を用いた.

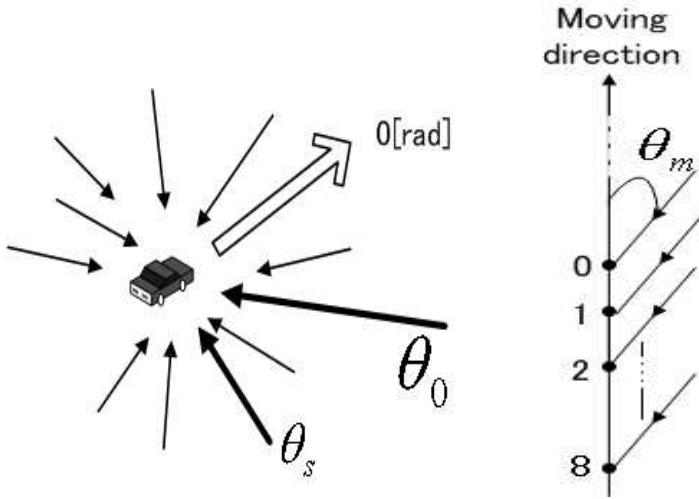


図 5.2 伝送路モデル (左側) とアンテナ素子配列 (右側)

5.2.2 各方式の最適 μ 値

各種方式の性能比較を始める前に、式(2.16)、式(4.3)のステップサイズ μ の値を決める必要がある。2.2.1で述べたように μ によって重みの収束状態が異なるため、所望波をとらえられるかどうかは、 μ 値によって左右される。そのため、各方式に適切な μ を与えることが、きわめて重要になる。

そこで最適な μ 値を明らかにするため、 μ 値を探すシミュレーションを、強勢反射波なしの状態で、直接波到来角 0~90deg を想定して行った。その他の条件には 5.2.1 の条件を用いた。その結果を図 5.3~図 5.8 に示す。(図 5.6, 図 5.8 は、強勢反射波ありの 5.2.1 条件)

従来型 MMSE の最適 μ 値

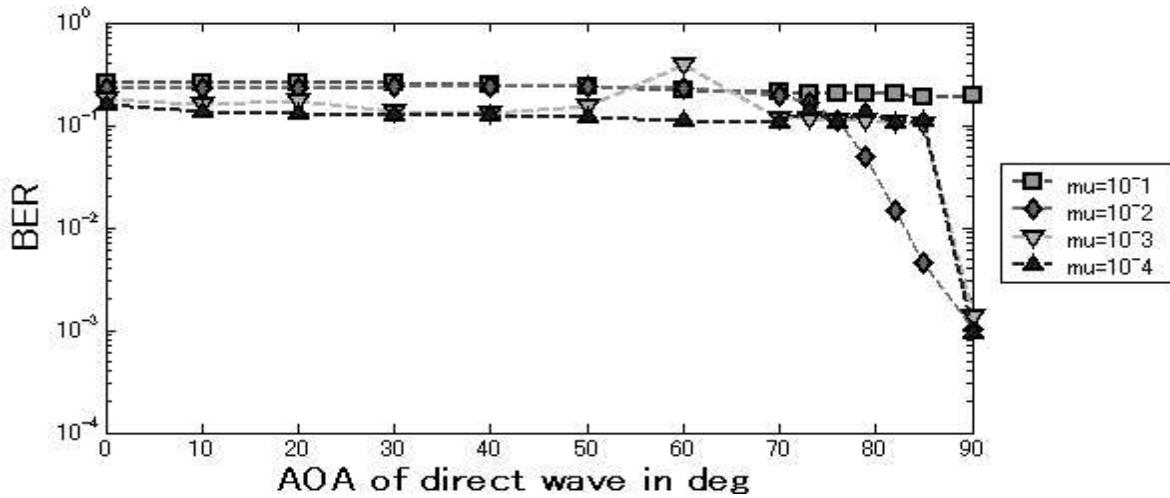


図 5.3 従来型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値

図 5.3 より、従来型(車速感応型でない)の MMSE アダプティブアレーは、 μ 値を変えてもそれほど良い特性にはならないが、その中では、 10^{-3} と 10^{-4} の μ 値が比較的良好ることがわかる。よって、到来角度の変化が激しい移動体通信を考慮して、収束の速い 10^{-3} を、従来型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値とする。

車速感応型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値

図 5.4 より、車速感応型とした MMSE アダプティブアレーでは、 μ の値を 10^{-2} 又は 10^{-3} とした時の特性が優れている。これら 2 つの μ 値の場合には、ほぼ同じ特性となっているが、より速く重みを収束させることができることが移動体通信において重要なポイントとなるため、 10^{-2} を車速感応型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値とする。

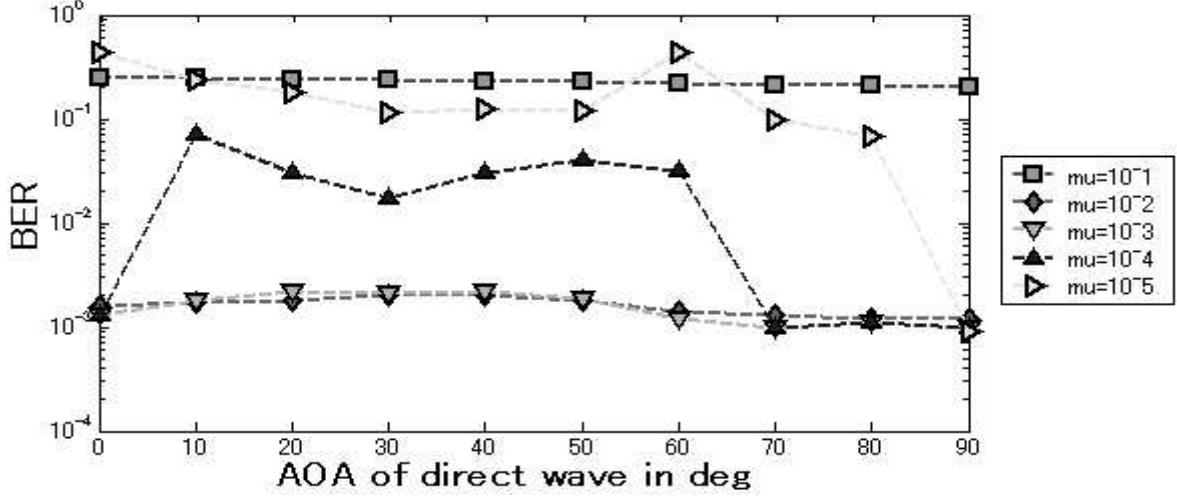
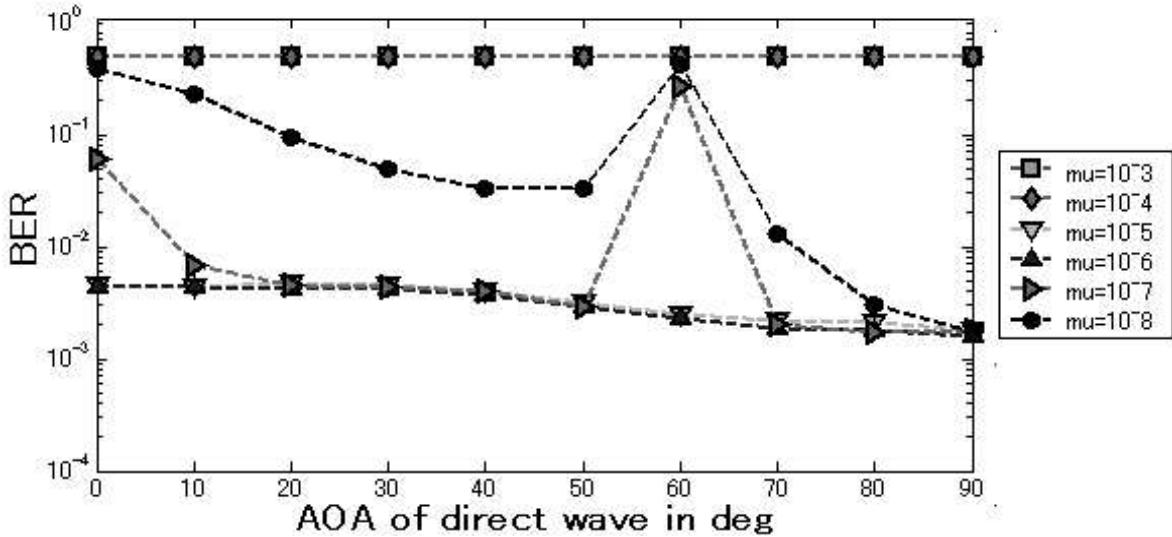
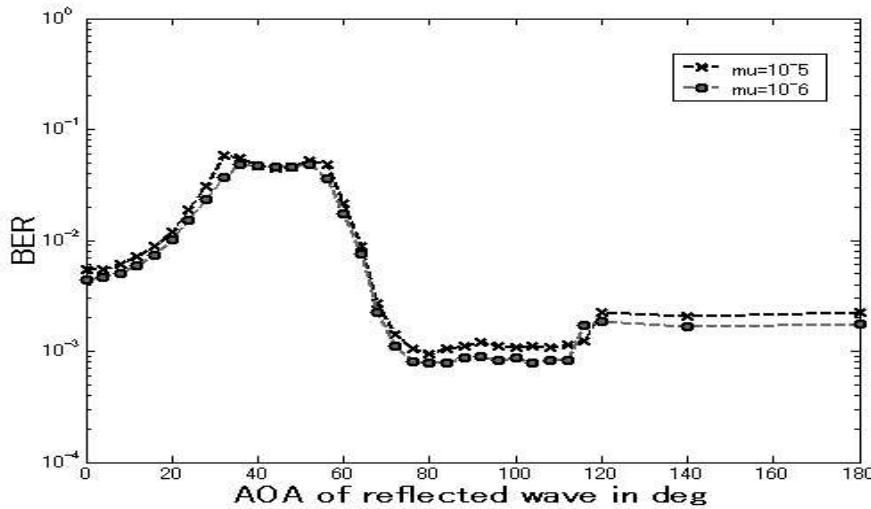


図 5.4 車速感応型 MMSE アダプティブアレーの最適 μ 値

従来型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値

図 5.5 より、従来型 CMA アダプティブアレーでは、 μ の値を 10^{-5} 又は 10^{-6} とした時の特性が優れていることがわかる。そこで、直接波と同じ電力の反射波が到来しているとした環境で、 μ の値を 10^{-5} 又は 10^{-6} とした時の特性を比較した。図 5.6 より $\mu = 10^{-5}$ の BER 特性に比べ 10^{-6} がわずかに良い特性を示したので、 $\mu = 10^{-6}$ を最適値とする。

図 5.5 従来型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値図 5.6 $\mu = 10^{-5}, 10^{-6}$ での従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

車速感応型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値

図 5.7 より、車速感応型の CMA アダプティブアレーでも従来型 CMA アダプティブアレーと同様、 μ の値が 10^{-5} と 10^{-6} の特性が優れていることがわかる。そこで、直接波と同じ電力の反射波が到来している環境で、 μ の値を 10^{-5} 又は 10^{-6} としての性能評価を行った。結果を図 5.8 に示す。

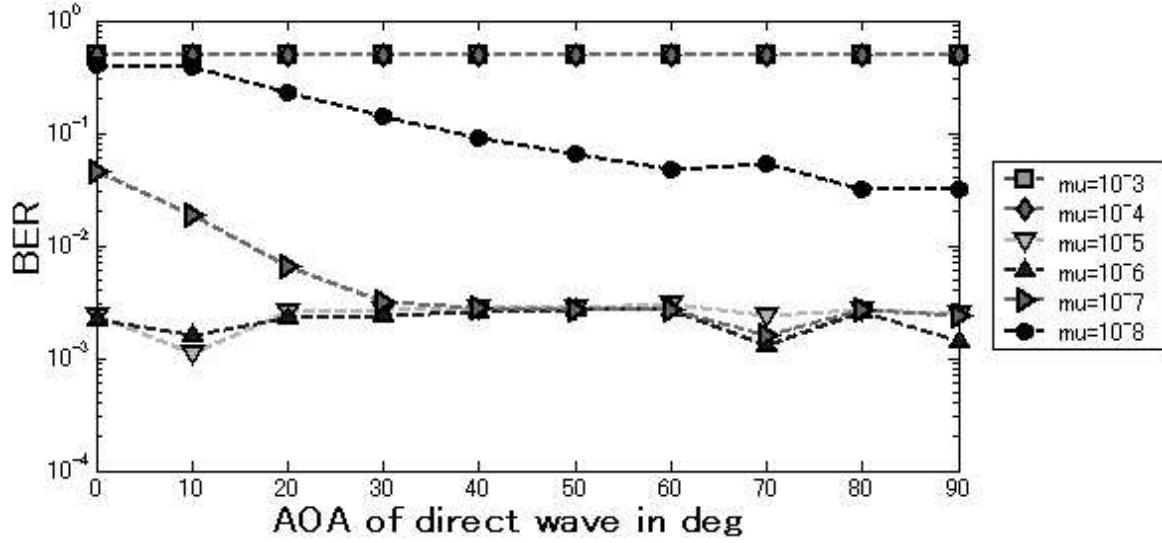
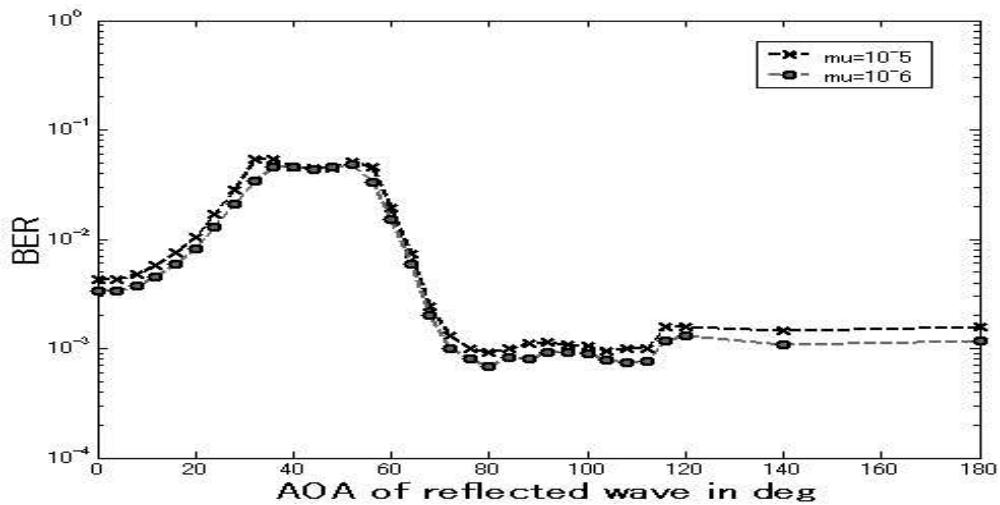
図 5.7 車速感応型 CMA アダプティブアレーの最適 μ 値図 5.8 $\mu = 10^{-5}, 10^{-6}$ での車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

図 5.8 より、 μ の値を 10^{-6} とした場合の性能が 10^{-5} の場合を少し上回っていたため、 10^{-6} を車速感応型 CMA アダプティブアレーの最適 μ とする。

5.2.3 各方式での μ 値の結果と考察

以上の各方式の BER はすべて、 μ の値が大きすぎても、小さすぎても特性が悪くなっている。これは、 μ の値が大きすぎると、干渉波や雑音の影響を大きく受けるためである。一方で μ の値が小さすぎると重みが収束できないために、特性が悪くなっていると考える。

5.3 強勢反射波の存在する環境での各方式の結果と考察

5.2.1 のシミュレーション条件で、直接波と反射波の電力比を 1,2,4,8 とした場合のシミュレーション結果が、図 5.9～図 5.24 である。図の縦軸はビット誤り率 (BER) を、横軸は反射波の到來角を表している。

5.3.1 直接波と反射波の電力が等しい場合のビット誤り率特性

直接波と同じ電力の反射波が、アンテナ素子に到来していると想定した際の、各方式のビット誤り率を以下の図に示す。

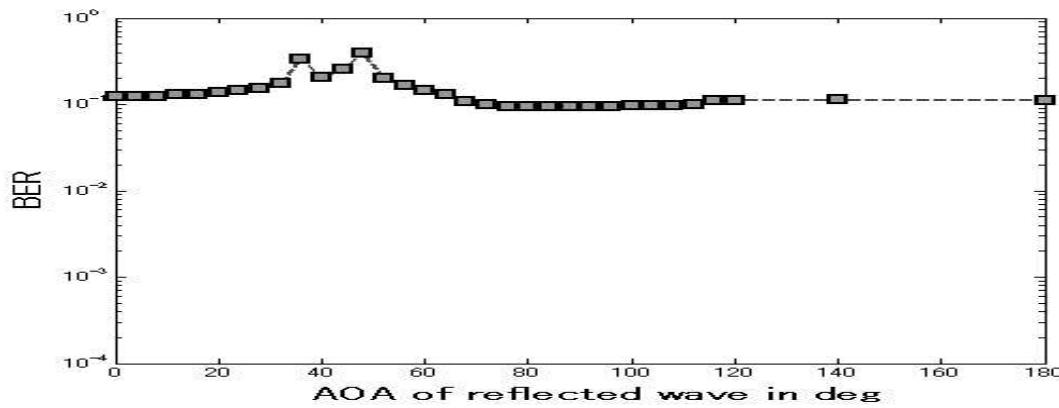


図 5.9 直接波と反射波の電力が等しい場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

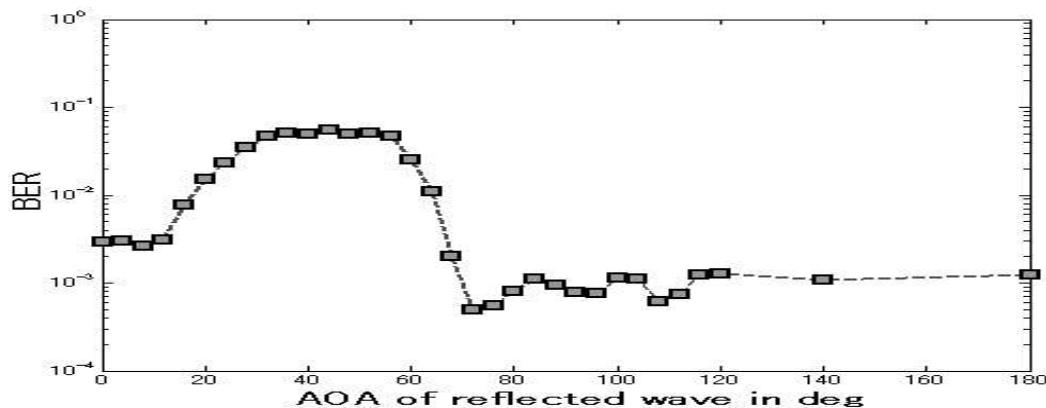


図 5.10 直接波と反射波の電力が等しい場合の車速感応型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

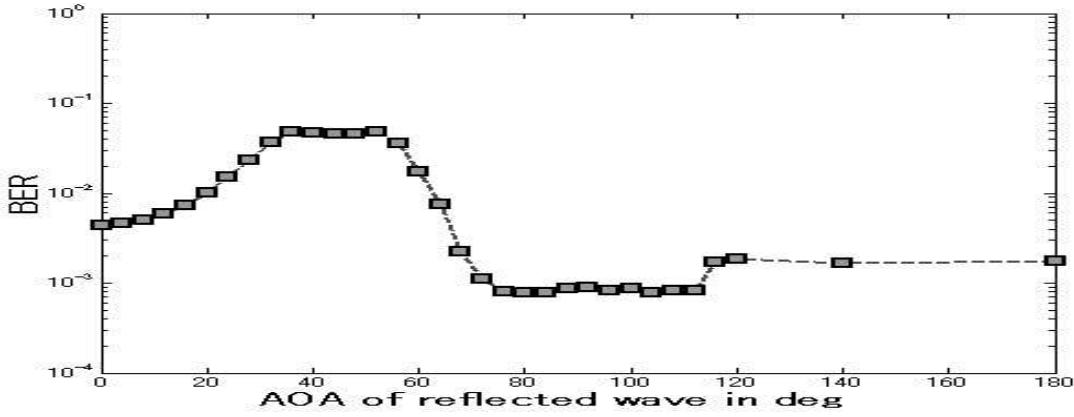


図 5.11 直接波と反射波の電力が等しい場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

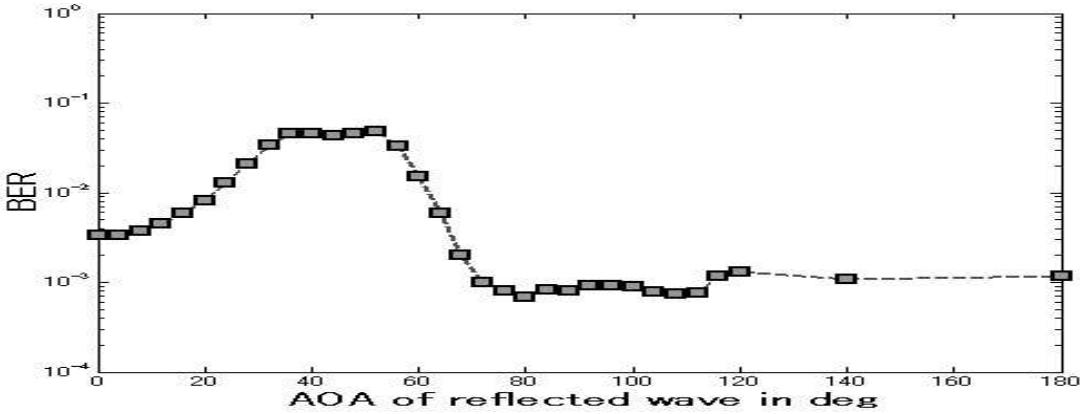


図 5.12 直接波と反射波の電力が等しい場合の車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

以上の図で最も注目すべき点は、図 5.10 と図 5.12 を比較した際、直接波と反射波の到来角度が近い場合、CMA の方が MMSE より干渉波を抑圧しているということである。また、図 5.9、図 5.10 から、アレーランテナに MMSE アルゴリズムを適用した場合、車速感応型とした特性が格段に良いことが分かる。また、CMA を適用した場合は、従来型と車速感応型の違いはあまりないように見えるが、後述のように BER を E_b/N_0 の関数として求めるとき、車速感応型の方がやや優れた性能を示す。

5.3.2 直接波と反射波の電力比 2 の場合のビット誤り率特性

反射波が直接波 $1/2$ の電力で、アンテナ素子に到来していると想定した際の、各方式の BER を以下の図に示す。直接波と反射波の電力比 1 の場合と異なる点は、車速感応型とした MMSE アダプティブアレーについての図 5.14 の横軸 0deg 付近と、CMA アダプティブアレーについての図 5.15、図 5.16 の横軸 90deg 付近である。MMSE アダプティブアレーの場合の反射波到来角 0deg 付近と CMA での反射波到来角 90deg 付近のビット誤り率が劣化の要因は、電力の小さい反射波をアレーインテナがとらえてしまっているためである。

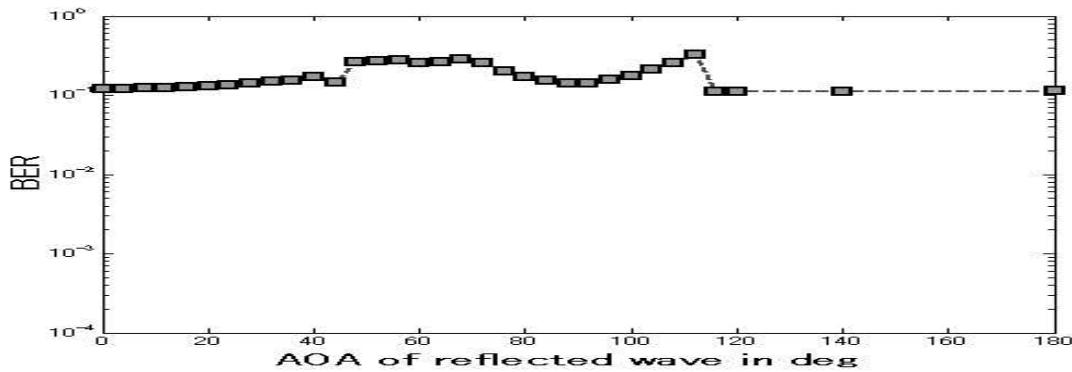


図 5.13 反射波が直接波の $1/2$ の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

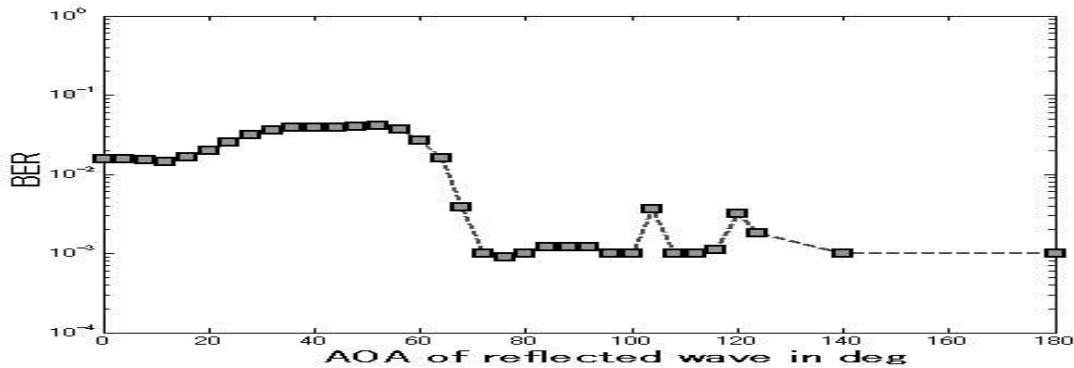


図 5.14 反射波が直接波の $1/2$ の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

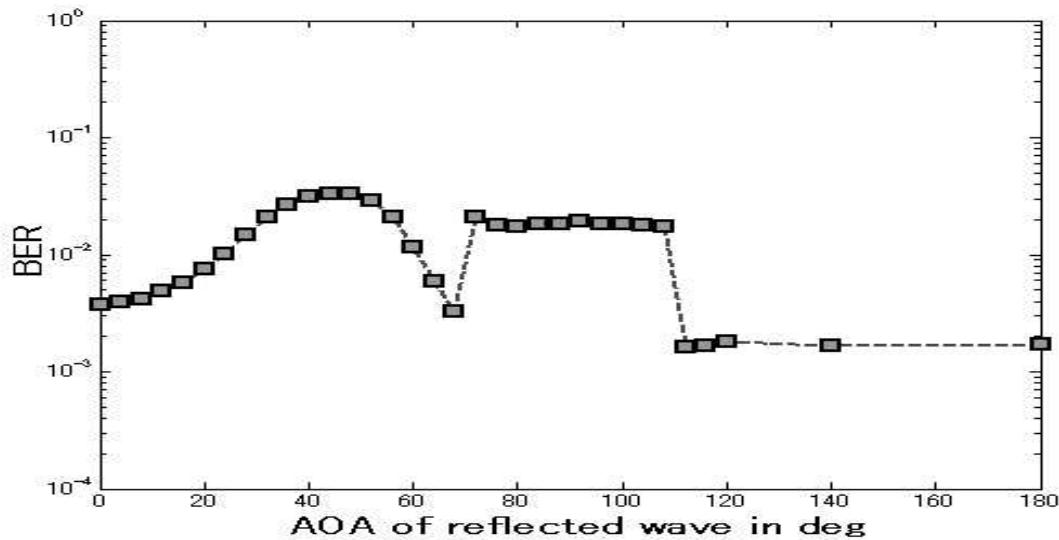


図 5.15 反射波が直接波の $1/2$ の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

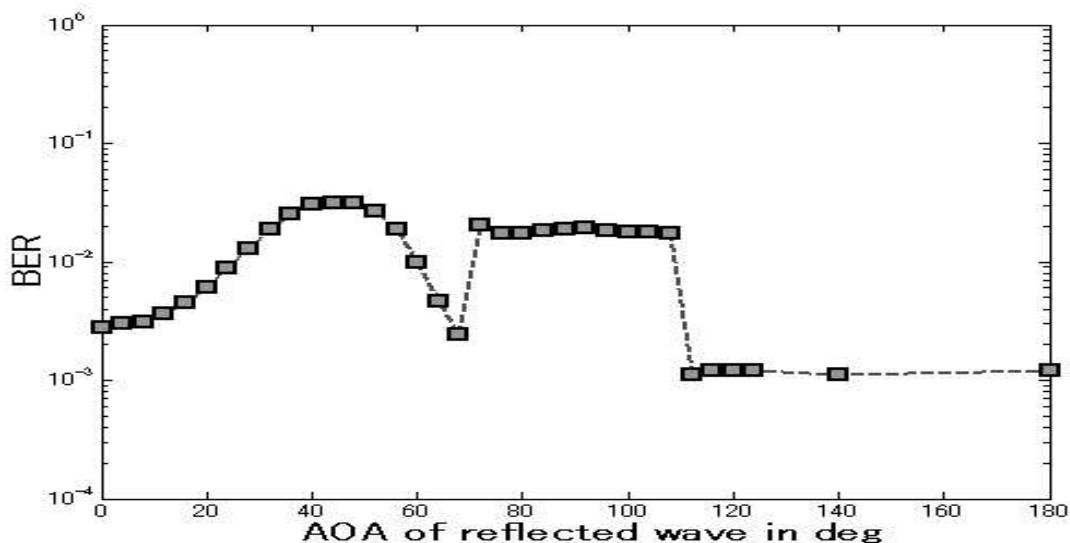


図 5.16 反射波が直接波の $1/2$ の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

5.3.3 直接波と反射波の電力比 4 の場合のビット誤り率特性

反射波が直接波 $1/4$ の電力で、アンテナ素子に到来していると想定した際の、各方式のビット誤り率を以下の図に示す。

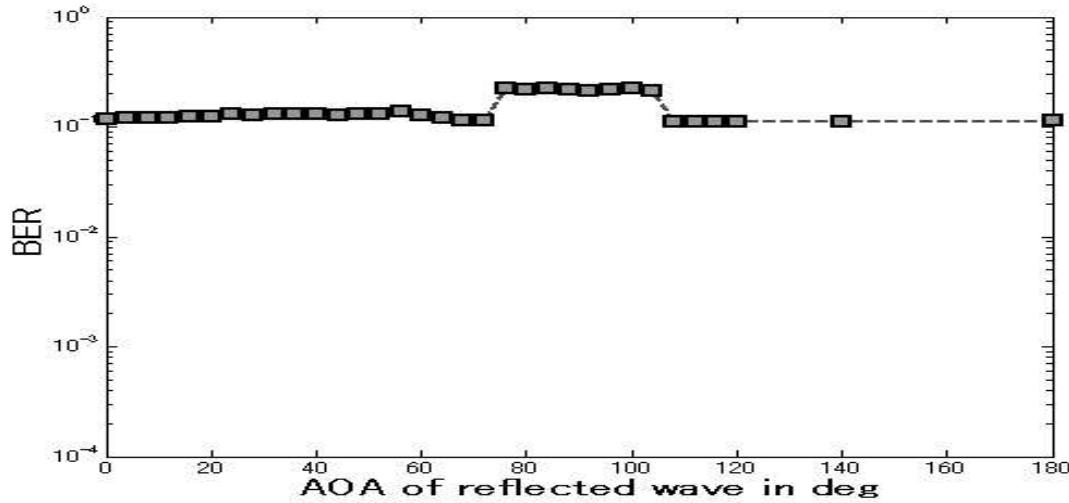


図 5.17 反射波が直接波の $1/4$ の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

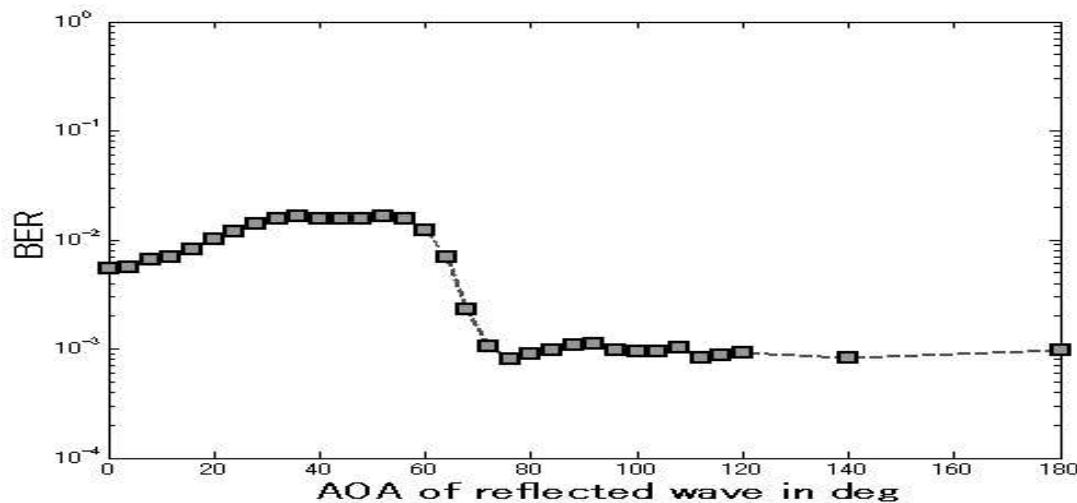
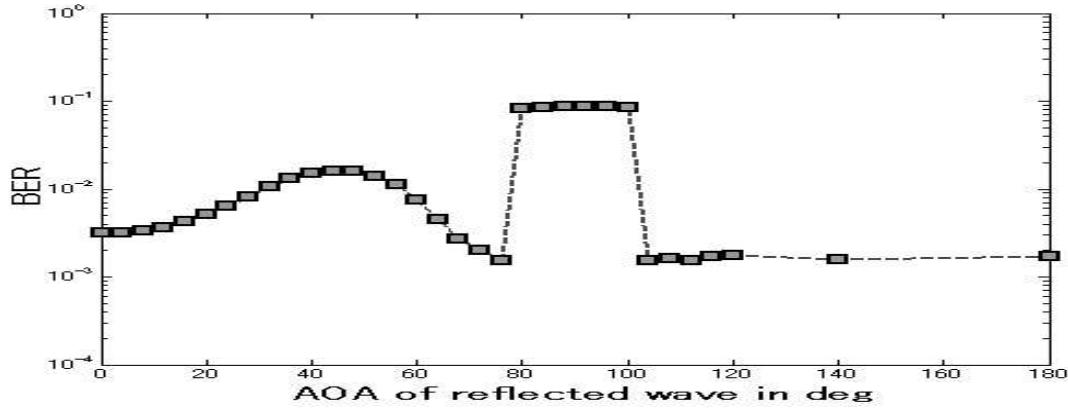
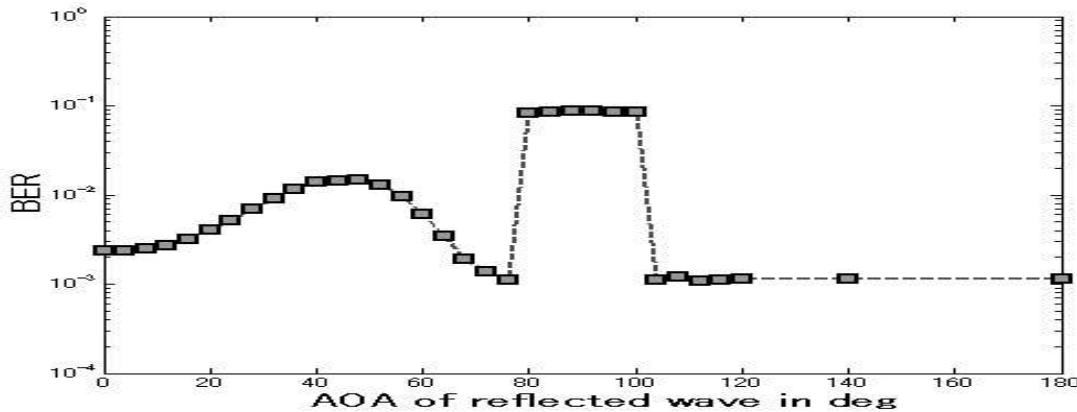


図 5.18 反射波が直接波の $1/4$ の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

図 5.19 反射波が直接波の $1/4$ の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性図 5.20 反射波が直接波の $1/4$ の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

直接波と反射波の電力比を 4 にした際、電力比 2 の場合に比べ、CMA の横軸 90deg 付近の BER 特性が大きく劣化していることが分かる。また、従来型と車速感応型の CMA の大きな違いは、前述までの条件と同様、確認できない。

5.3.4 直接波と反射波の電力比 8 の場合のビット誤り率特性

反射波が直接波 $1/8$ の電力で、アンテナ素子に到来していると想定した際の、各方式のビット誤り率を以下の図に示す。

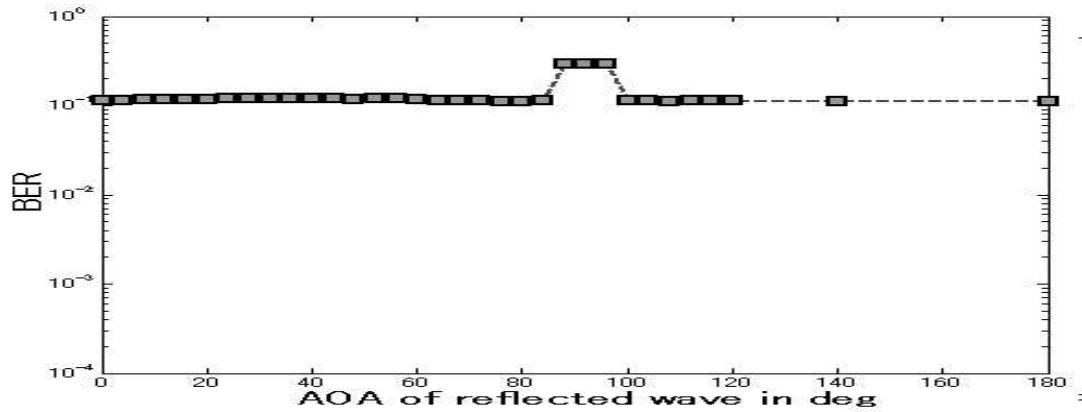


図 5.21 反射波が直接波の $1/8$ の電力の場合の従来型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

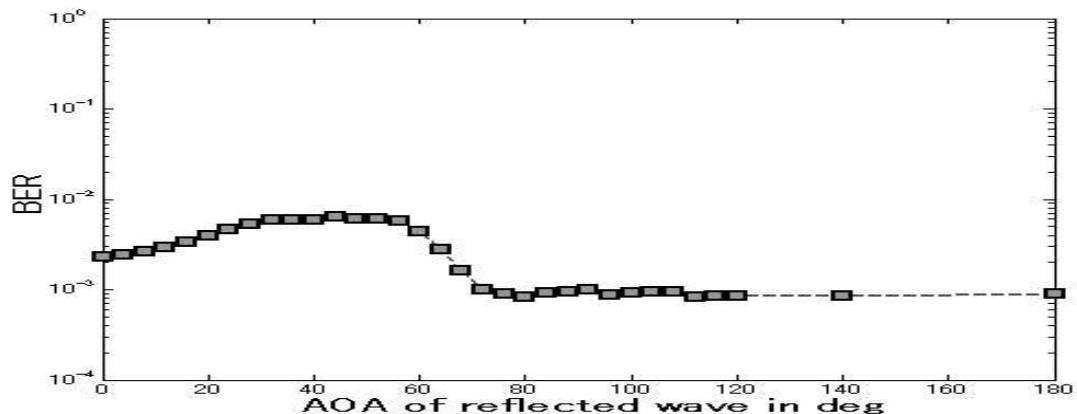


図 5.22 反射波が直接波の $1/8$ の電力の場合の車速感応型 MMSE アダプティブアレーの BER 特性

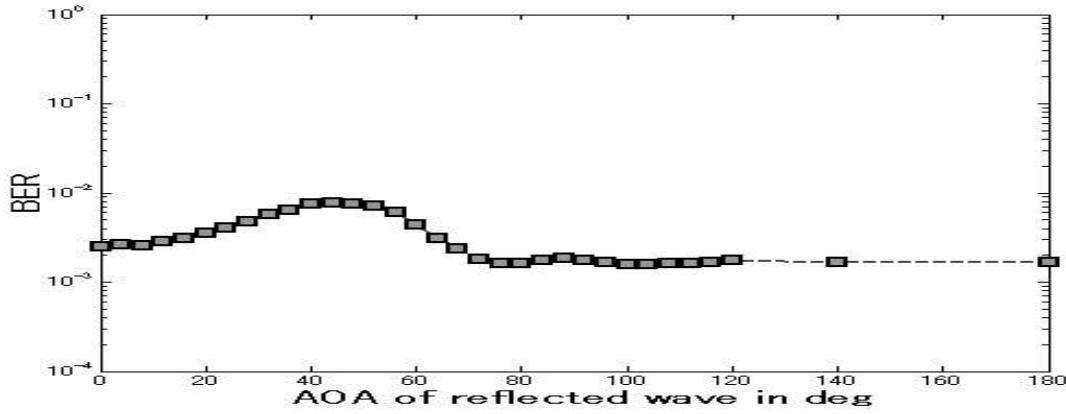


図 5.23 反射波が直接波の $1/8$ の電力の場合の従来型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

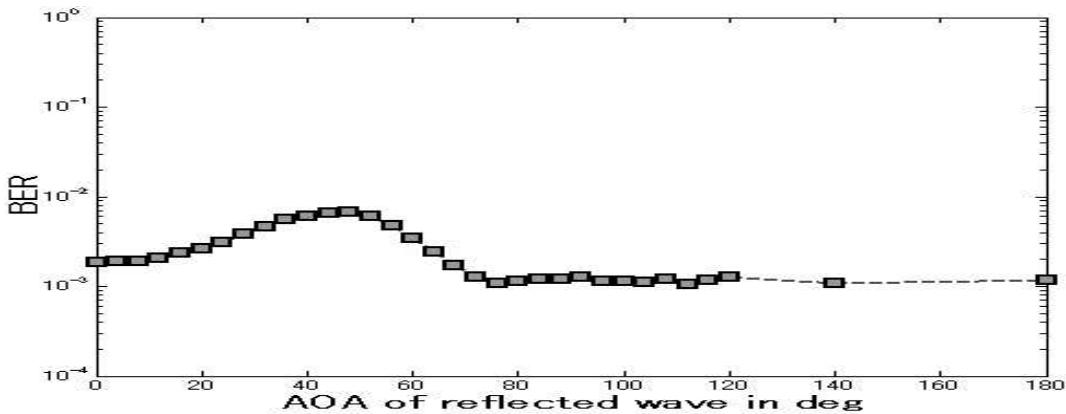


図 5.24 反射波が直接波の $1/8$ の電力の場合の車速感応型 CMA アダプティブアレーの BER 特性

5.3.3 で直接波と反射波の電力比 2 より、電力比 4 の場合が、CMA の横軸 90deg 付近の BER 特性が劣化する割合が小さくなっていることは述べたが、電力比を 8 にした際、横軸 90deg の BER の劣化がなくなっている。このことから、直接波と鏡面反射波の電力に差があると、反射波抑圧能力が増すということがわかる。

5.3.5 従来型 CMA アダプティブアレーと車速感応型 CMA アダプティブアレーの比較

MMSE アルゴリズムでは、車速感応型とした方が格段に優れた特性を示した。しかし、CMA では、車速感応型とするメリットが無いような特性を示した。そこで、 E_b/N_0 (信号エネルギー対雑音電力密度比) を変えて、従来型と車速感応型を比較した。ここで、直接波到来角度は 45deg、反射波到来角は 0deg に固定とし、直接波と反射波の電力比 2 の環境でシミュレーションを行った。

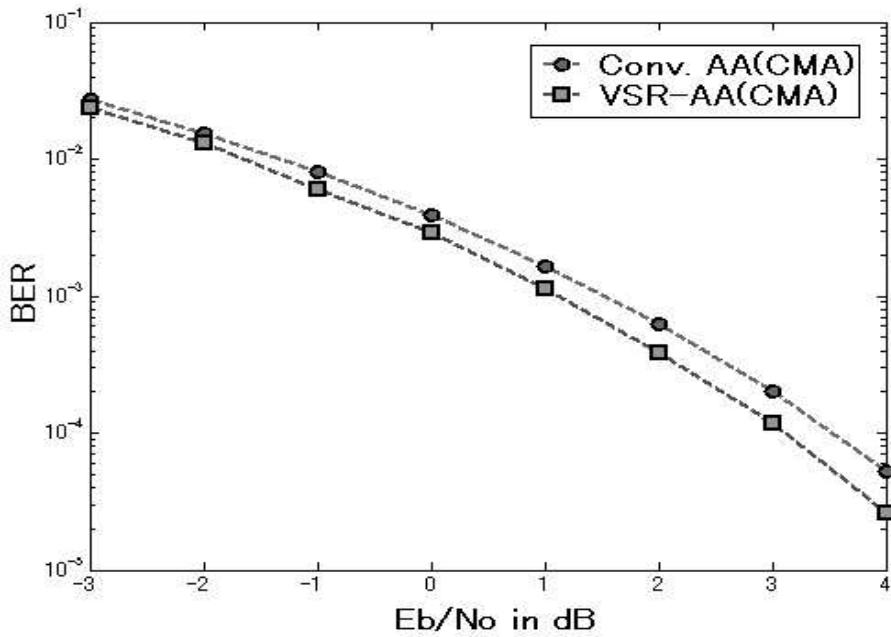


図 5.25 CMA アダプティブアレーの BER 特性

図 5.25 より、車速感応型とした CMA アダプティブアレーの方が優れていることがわかる。よって、提案方式には、車速感応型とした CMA と MMSE を用いることとする。

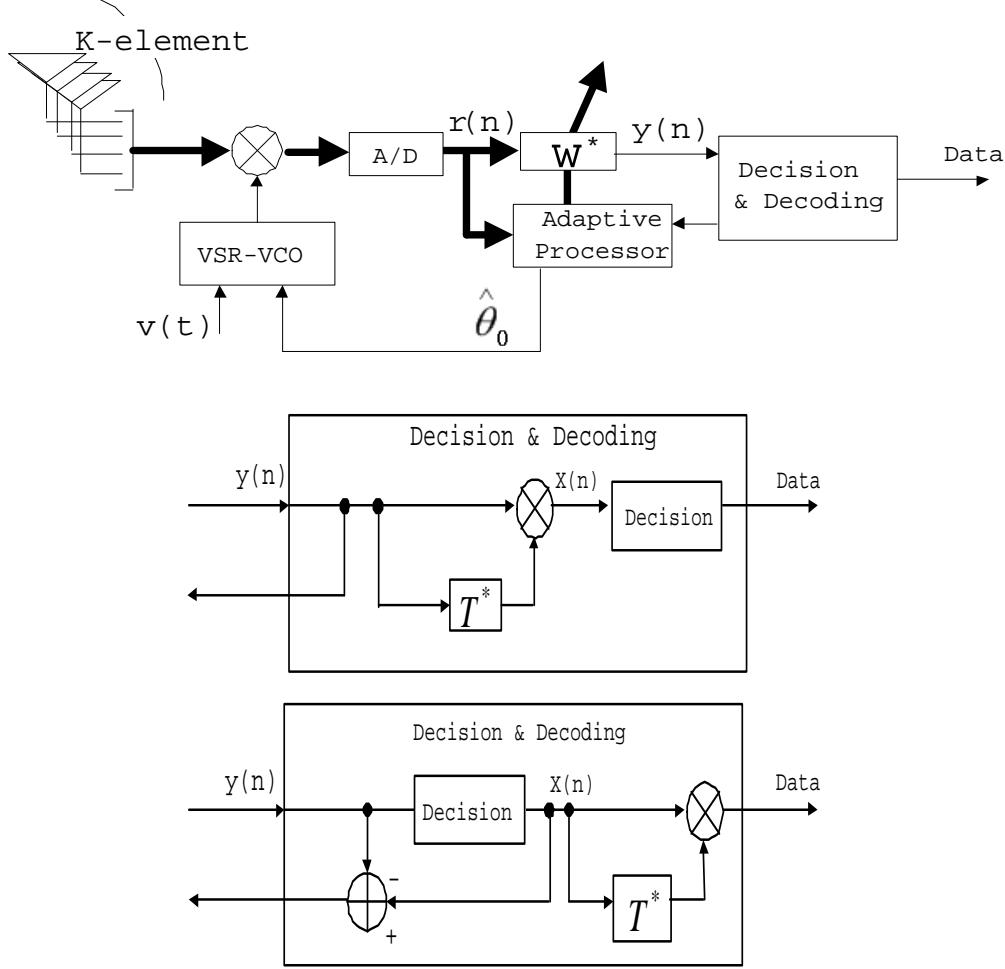


図 5.26 提案方式の DEPSK 受信機モデル

5.4 提案方式

5.3 の結果より、VSR-AA の重み更新に CMA を用いた場合と MMSE アルゴリズムを用いた場合の BER を比較すると、反射波の到来角が 0deg 付近の時には CMA が優れ、90deg 付近の時には MMSE アルゴリズムが優れていることが分かった。このことから、伝搬環境によって適した重み更新法は異なり、反射波抑圧能力に著しい違いが出てくるといえる。

そこで、提案方式に、CMA によるトレーニング終了後の到来波捕捉角が 90deg 付近であれば MMSE に切り替えて到来波を受信する一方で、到来波捕捉角が 90deg 付近以外であれば、そのまま CMA で受信し続ける方式を考えた。提案方式の受信機モデルを図 5.26 に示す。

5.4.1 提案方式での結果と考察

提案方式の、シミュレーション結果を以下に示す。

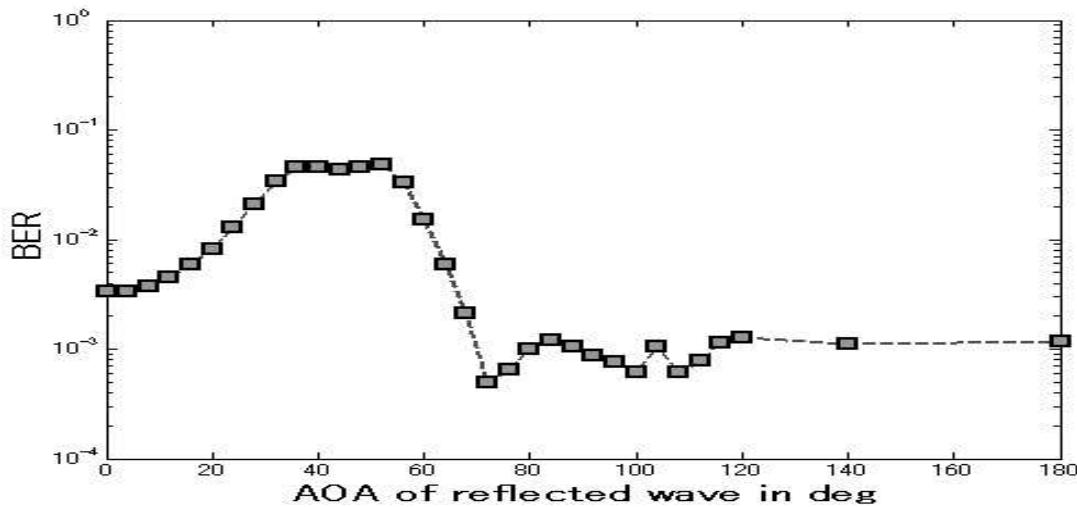


図 5.27 直接波と反射波の電力が等しい場合の提案方式の BER 特性

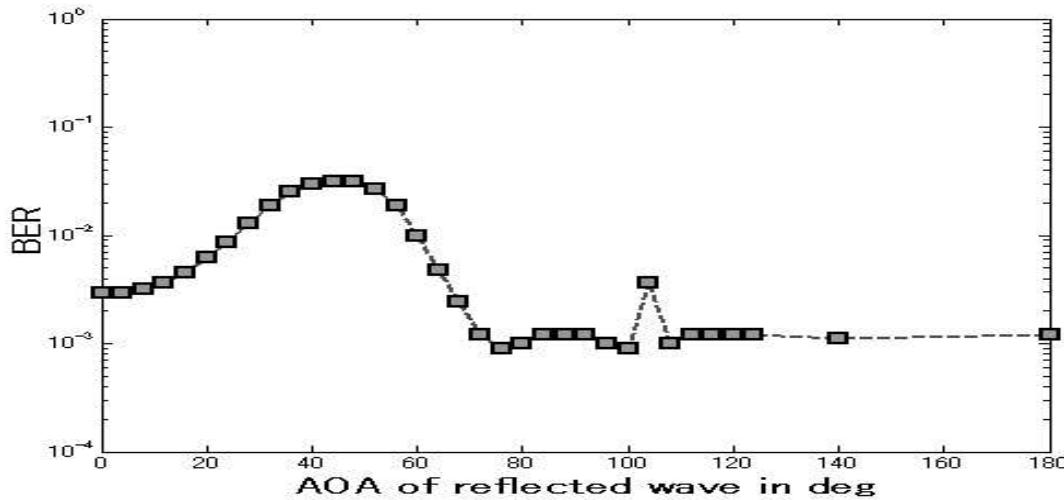
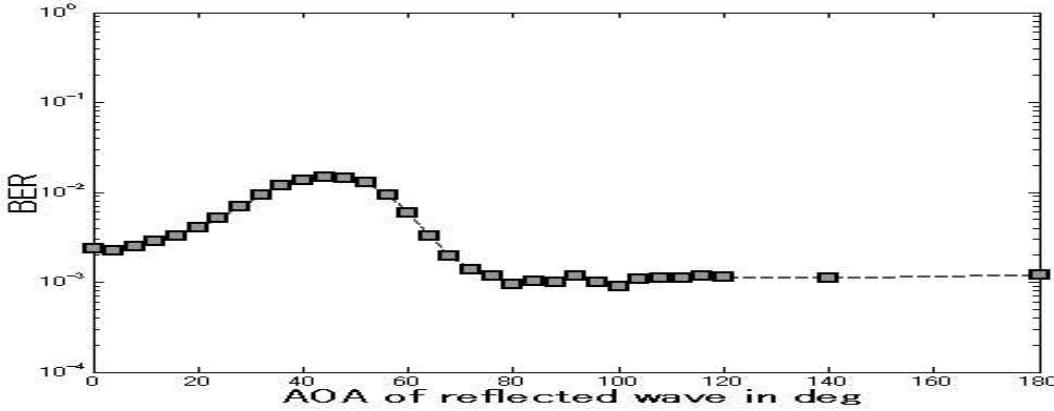
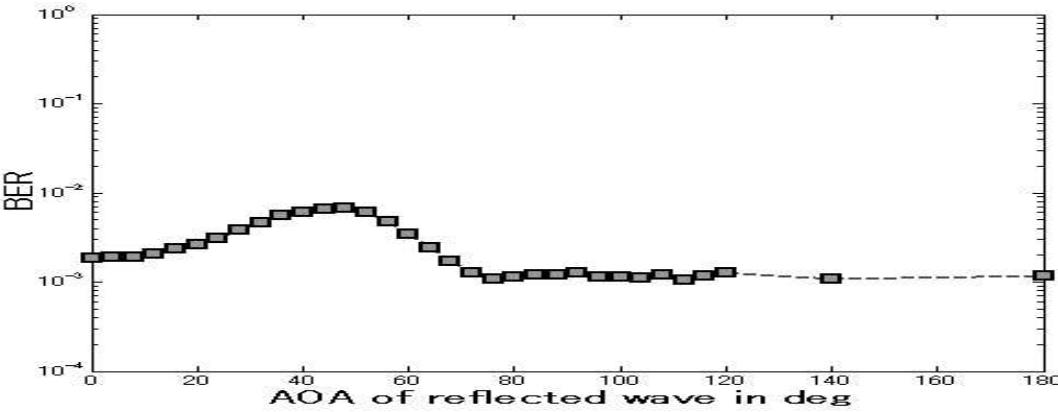


図 5.28 反射波が直接波の 1/2 の電力の場合の提案方式の BER 特性

図 5.29 反射波が直接波の $1/4$ の電力の場合の提案方式の BER 特性図 5.30 反射波が直接波の $1/8$ の電力の場合の提案方式の BER 特性

以上の結果より、直接波と反射波の電力比がどのような場合でも、提案方式は各方式よりも優れた特性を示している。これは、提案方式が CMA 及び MMSE アルゴリズムの長所のみを取り入れる工夫を行っており、直接波及び反射波の到来角に依存せず、電力の大きい直接波を常に捉えることが可能になったためである。なお、反射波の到来角が直接波の到来角に近い 45deg 付近の時には、いずれの方式でも BER は大きくなっている。これは、このような環境での 2 波の分解が本質的に困難なためである。また、提案方式の結果で気になる点、つまり図 5.28 の横軸 104deg の BER の劣化であるが、これはトレーニング時間中に重みが収束できていないためである。したがって、トレーニング時間を増やせば、重みは収束でき、 104deg の BER 劣化は改善できることを確認している。

第6章

まとめ

本研究では、キャリヤ周波数 $f_c=60\text{GHz}$ を想定した。これは、図 6.1 でわかるように、周波数資源の枯渇から、新たに使用できる周波数がほとんどないため、ミリ波など高い周波数の電波の利用が検討されているためである。しかしながら、使用する周波数が高くなるにつれて、ドップラー効果に起因する周波数シフトのレンジ拡大が問題となる。車両の中継局と外部の基地局との通信にミリ波の利用を想定すると、この点が、小電力で高速・高品質な通信を実現する際のボトルネックとなり得る。

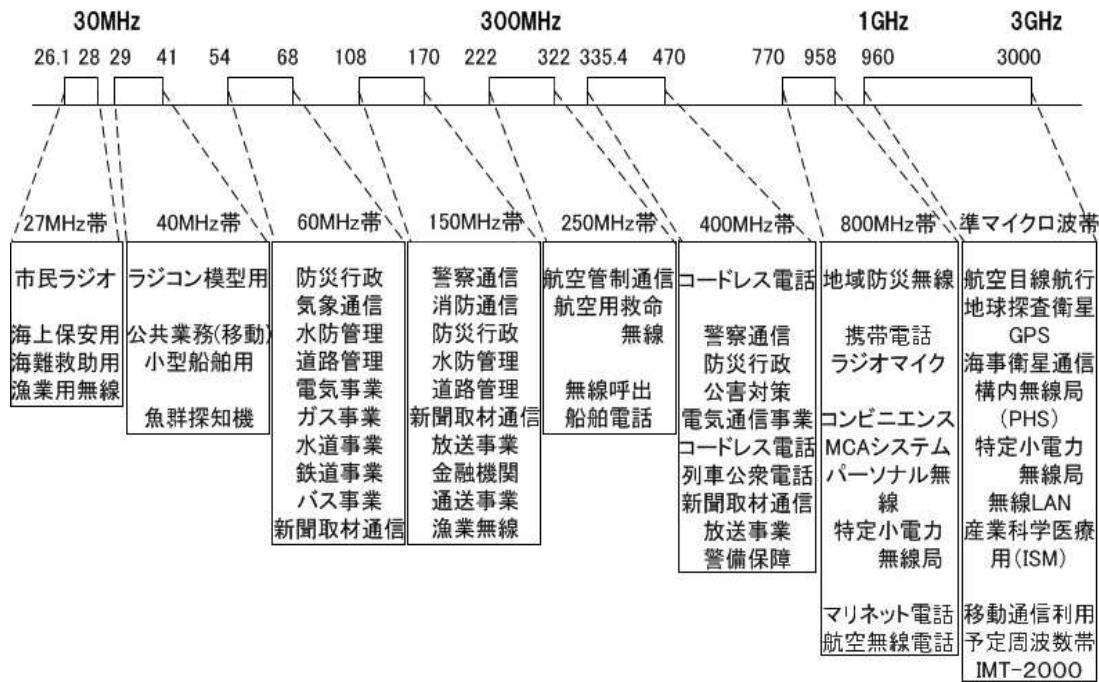


図 6.1 周波数の使用状況

そこで本研究は、直接波と共に強勢反射波が到来している場合のミリ波通信を想定し、クリアな通信ができる方式を提案した。図 6.2 が提案方式の応用例である。

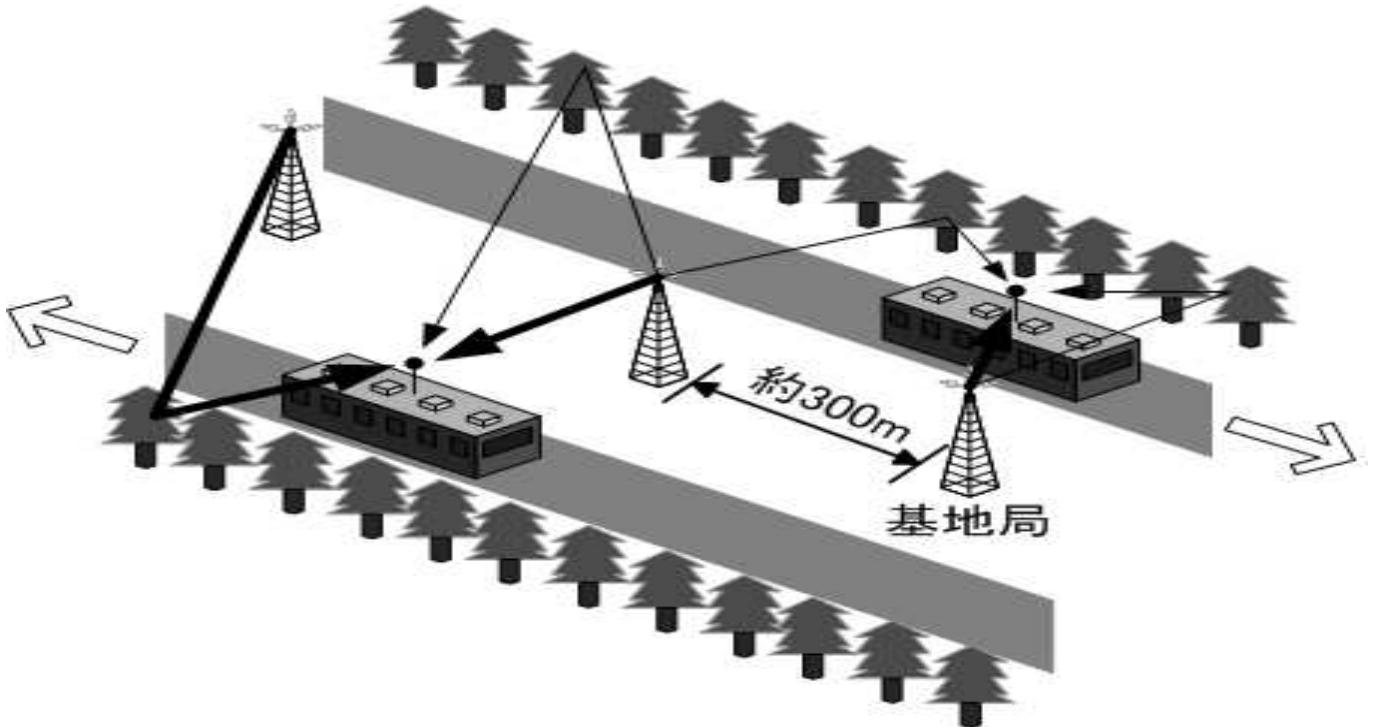


図 6.2 ミリ波用いた場合の提案方式の応用例

例えば、新幹線などの長距離輸送の車両内の移動端末から、周囲の乗客に対する十分な配慮の上で、自由にインターネットに接続（データ通信）できるようにすることが望まれている。その実現手段のため、図 6.2 のように、車両に中継局の機能を持たせる方式を考えている。本研究は、このうち、外部基地局と車両中継局との間の通信を高性能化するために取り組んだものである。

本研究では、ミリ波を用いた高速移動体における VSR-AA の重み更新に CMA 及び MMSE アルゴリズムを切り替えて使用する方式を提案した。その結果、直接波及び反射波の到来角に依存せず、電力の強い直接波をとらえることができるようになり、常に良好な通信が可能になることを示した。

第7章

謝辞

本研究にあたって、御忙しい中、たび重なるご相談にもかかわらず、常に適切なアドバイスをしていただいた、高知工科大学工学部情報システム工学科の浜村昌則先生には、言葉では伝えきれないほどの感謝の気持ちでいっぱいです。研究活動を通して浜村先生から学んだ精神と共に、新たな目標に向かって挑戦し続けていく所存です。

また、共に研究に励んだ高橋君、山川君、枝広君、さらに、論文作成に協力してくれた山口君にも感謝しています。そして、研究活動中、たび重なるわがままでご迷惑をおかけした任研究室の皆様と、ともに勉強会で悩んだ信岡君、露木君、宮武君、川村君、堀内さんにも、お礼申し上げます。いい研究室でした、ありがとうございました。

参考文献

- [1] 浜村 昌則, 太刀川 信一, "車速感応型適応アンテナ", 電子情報通信学会論文誌, Vol.J84-A, 7, pp.959-968, July 2001.
- [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, pp.1-155, Feb.1999.
- [3] 紀平 一成, 菊間信良, 稲垣直樹, "信号の周期定常性を利用した相関拘束付き CMA アダプティブアレー", 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J82-B, No.2, pp.251-259, Feb.1999.
- [4] B.P. ラシィ (山中 惣之助, 宇佐美 興一 共訳), "通信方式～情報伝送の基礎～", マグロウヒルブック株式会社, Sep.1977.

付録 A

PDC と提案方式

提案方式は、周波数資源枯渇の問題をクリアするためにも、60GHz の高い周波数環境での性能は既に述べた。ここで、この提案方式は現在の携帯電話などで使用されている周波数環境に活用できないのかという疑問が残る。そこで、携帯電話（PDC）の周波数環境で、従来のアレーランテナ（車速感応型としない）と提案方式の BER 特性を比較した。

シミュレーション条件は、データレート $1/T = 9.6\text{ kbps}$, キャリヤ周波数 $f_c = 800\text{ MHz}$, 移動体速度 $v = 90\text{ km/h}$ ($f_D T = 0.0069$) とし、その他の条件は、5.2.1 と同じで行った。

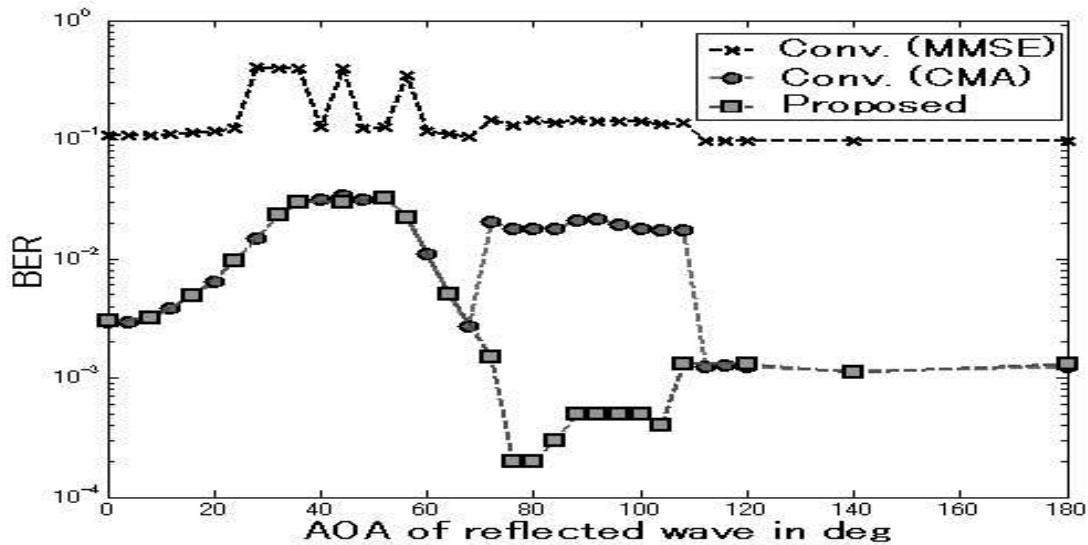


図 A.1 PDC 通信環境の場合の従来方式と提案方式の比較

図 A.1 から、高い周波数でなくても、提案方式はその能力を発揮し、良好な通信性能を得ることができることがわかる。