

平成 13 年度

学士学位論文

**車速感応型適応アンテナを用いた  
移動通信のハンドオーバ性能**

**Handover Performance of Mobile Communications  
using Vehicular Speed Response Adaptive Antenna**

1020260 遠藤 裕亮

指導教員 濱村 昌則

2002 年 2 月 8 日

高知工科大学 情報システム工学科

# 要 旨

## 車速感応型適応アンテナを用いた 移動通信のハンドオーバ性能

遠藤 裕亮

近年、移動体通信において、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。しかしこの方式を高速車両の移動体通信に適用すると、フェージングにより適応アンテナが十分に機能しないといった問題が発生する。

その対策として、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。これは移動体に適応アンテナを用いるとともに、車速感応型とする方式である。この方式により、高速移動車両における通信品質が大幅に向かう。

本論文では、VSR-AA をセルラ通信に応用する際のハンドオーバ性能について検討する。従来の VSR-AA はハンドオーバを考慮した方式ではないため、ハンドオーバ時にデータ誤りが集中すると予想できる。そこで本論文では新たにハンドオーバ方式を提案し、VSR-AA にそれを取り入れることでハンドオーバ性能の向上を試みる。そしてその性能を計算機ミュレーションにより評価した結果、ハンドオーバ時のデータ誤りを抑制することができ、なおかつ移動体の移動速度が速くなるにつれて、改善効果が大きくなることがわかった。

**キーワード** 適応アンテナ、フェージング、車速感応型適応構成法、セルラ通信、ハンドオーバ

# Abstract

## Handover Performance of Mobile Communications using Vehicular Speed Response Adaptive Antenna

Yuusuke Endo

In recent years, mobile communication system which improves communication performance by installing an adaptive antenna on a moving object was proposed. Even though, however, this system is applied to mobile communications of high-speed vehicles, adaptive antenna does not fully function owing to large frequency offset.

In order to overcome this problem vehicular speed response adaptive antenna (VSR-AA) was proposed. This system uses an adaptive antenna with vehicular speed response configuration on a moving object. In communications of high-speed move vehicles, the performance is improved greatly by this system.

This paper examines the handover performance of VSR-AA applied to cellular communication. In former VSR-AA it can be expected that burst bit error occurs at handover timing on account of the system in which the handover is not being considered. Therefore, this paper proposes a handover system and tried to improve handover performance of VSR-AA. As a result of computer simulation, it is clear that the bit error at the handover timing is reduced. It is also clear that the handover performance is improved as moving speed becomes fast.

**key words** adaptive antenna, fading, vehicular speed response configuration, cellular communication, handover

# 目次

<b>第1章 はじめに</b>	<b>1</b>
1.1    背景と目的 . . . . .	1
1.2    本論文の概要 . . . . .	1
<b>第2章 アダプティブアレーんテナ</b>	<b>3</b>
2.1    アレーんテナ . . . . .	3
2.2    アダプティブアレー . . . . .	4
2.2.1    MMSE アダプティブアレー . . . . .	6
2.2.2    参照信号 . . . . .	7
2.2.3    アルゴリズム . . . . .	8
2.3    LMS アダプティブアレー . . . . .	9
2.3.1    指向性パターン . . . . .	11
2.3.2    考察 . . . . .	11
<b>第3章 ノイズを加えたアダプティブアレー</b>	<b>13</b>
3.1    ノイズとは . . . . .	13
3.2    ノイズ電力 . . . . .	13
3.3    ノイズを加えた LMS アダプティブアレー . . . . .	14
3.3.1    ノイズの影響と $\mu$ の値について . . . . .	16
3.4    ビット誤り率 . . . . .	16
3.4.1    考察 . . . . .	17
3.5    問題点 . . . . .	18
<b>第4章 車速感応型適応アンテナ</b>	<b>19</b>
4.1    車速感応型適応アンテナ . . . . .	19

## 目次

4.2	システムモデル . . . . .	19
4.2.1	送信機 . . . . .	19
4.2.2	受信機 . . . . .	20
4.2.3	VCO のベースバンド周波数の更新法 . . . . .	21
4.2.4	適応アルゴリズム . . . . .	21
<b>第 5 章</b>	<b>ハンドオーバ方式の提案</b>	<b>23</b>
5.1	セルラ通信 . . . . .	23
5.2	ハンドオーバ . . . . .	24
5.3	セルラ通信における VSR-AA の BER 特性 . . . . .	24
5.3.1	シミュレーション条件 . . . . .	25
5.3.2	結果と考察 . . . . .	26
5.4	ハンドオーバ方式の提案 . . . . .	29
5.4.1	提案方式 . . . . .	29
5.4.2	従来方式と提案方式との比較 . . . . .	31
5.4.3	考察 . . . . .	33
<b>第 6 章</b>	<b>まとめ</b>	<b>34</b>
<b>謝辞</b>		<b>35</b>
<b>参考文献</b>		<b>36</b>
<b>付録 A</b>	<b>フェージング</b>	<b>37</b>

# 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図	5
2.3	LMS アダプティブアレー	7
2.4	LMS アダプティブアレーで 1000 回ループさせたときの $e(n)$ の変化	10
2.5	LMS アダプティブアレーで 1 0 0 0 回ループさせたときの $\mathbf{W}_k(n)$	10
2.6	8 素子等間隔 LMS アダプティブアレーの指向性パターン	11
3.1	ノイズの分布	15
3.2	ノイズを加えていない場合の $ e(n) $ の変化	15
3.3	ノイズを加えた場合の $ e(n) $ の変化	16
3.4	ビット誤り率	17
4.1	DEPSK 送信機	19
4.2	VSR-AA を用いた DEPSK 受信機	20
4.3	リニアアレーの配置	21
5.1	セルラ通信	23
5.2	ハンドオーバ	25
5.3	ストリートセルモデル	26
5.4	$E_b/N_0$ とビット誤り率の関係	28
5.5	$f_D T$ とビット誤り率の関係 ( $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ )	28
5.6	ハンドオーバの直前の直接波到来角	29
5.7	ハンドオーバの直後の直接波到来角	30
5.8	ストリートセルモデル	31
5.9	$E_b/N_0$ とビット誤り率の関係	32

## 図目次

# 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

移動体通信において、移動体に適応アンテナを用いることで通信品質を向上させる方式が提案されている。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生かすことができない場合が生じる。

現在、高速移動車両における通信性能を大幅に向上する方式として、移動体通信下り回線受信側に適応アンテナを用い、車速感応型とした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 VSR-AA をセルラ通信に応用する際、ハンドオーバーに關することが考慮されていないため、ハンドオーバー時にデータ誤りが集中するという問題が発生する。セル半径が小さくなるにつれ、この問題はさらに大きくなつて現れる。

本論文では、VSR-AA をセルラ通信に応用することを提案し、VSR-AA に新たにハンドオーバ方式を組み込むことで、通信品質の向上を図ることを目的としている。

### 1.2 本論文の概要

ここで本論文の概要を述べる。

まず第 2 章、第 3 章では、アダプティブアレーの基本的な特徴、構成などについて述べ、シミュレーションを行うことでその性能を明らかにする。そして実際に通信をする上で、雑音がどのように影響するのかを調べる。また高速移動体の通信におけるアダプティブアレー

## 1.2 本論文の概要

の問題点を整理する。

次に第4章、第5章では、アダプティブアレーの問題点を解決する車速感応型適応アンテナについて述べ、車速感応型適応アンテナをセルラ通信に適応した場合の評価を行う。その際に、車速感応型適応アンテナの性能をアダプティブアレーとの比較により示す。またセルラ通信における車速感応型適応アンテナの問題点を指摘し、それを改善するような方式を提案する。そしてその性能をシミュレーションによって明らかにする。

最後に第6章では、本論文に対する総評を行う。

## 第 2 章

# アダプティブアレー アンテナ

### 2.1 アレー アンテナ

アレー アンテナとは複数の小さなアンテナ素子を並べ、一つのアンテナとして機能させるもので、アンテナ素子の一つ一つで受信信号の位相や振幅を調整し、それらを合成することで期待している電波を受信しようとするアンテナ方式である [2]. (各素子の受信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

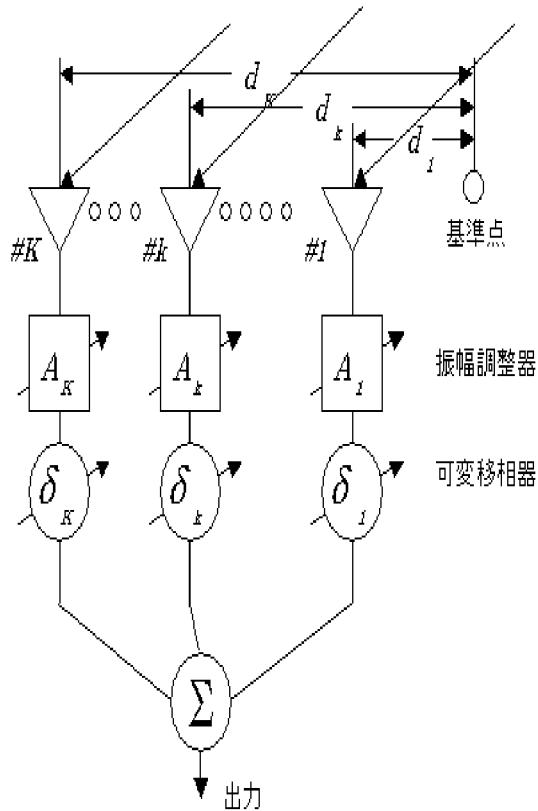


図 2.1  $K$  素子リニアアレー アンテナ

## 2.2 アダプティブアレー

面状、曲面状などいろいろ考えられるが、本論文では図 2.1 のようなリニア（直線状）アレーを考える。

図 2.1において、受信信号を  $x_k$  とすると振幅調整器と可変移相器によって各到来波の振幅と移相が調整されて合成信号  $y$

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

が出力される。ここで

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

とおき、式 (2.2) を式 (2.1) に代入すると  $y$  は

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

となる。 $A_k$  と  $\delta_k$  はそれぞれ  $k$  番目の素子に掛けられる重み（実数）と位相量である。また  $\theta$  は各素子に到来する電波の入射角であり、 $D(\theta, f)$  はアレーランテナの伝達関数を表す。 $\delta_k$  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  $\theta_0$  方向から到来する信号（所望信号）を受信したい場合は、一般に位相量を

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

と選ぶ。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。このようにアレーランテナを用いると所望信号に対する利得が上がる。また式 (2.2) の絶対値  $|D(\theta, f)|$  を角度  $\theta$  の関数として表したもの指向性パターンと呼ぶ。

## 2.2 アダプティブアレー

上記のようなアレーランテナでは電波の到来方向にアンテナを設置していないと受信することができないという問題がある。つまり電波の到来方向を予め知っていなければ受信する

## 2.2 アダプティブアレー

ことができなということになる。しかし本論文では移動体通信を扱うので、常にその到来方向は変化する。そのため到来する電波の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。そこで何らかの学習を行って得られた情報を利用し、最適な特性を作り上げることが必要となる。このようにして生まれたシステムがアダプティブ(適応型)アレーである。図2.2にK素子アダプティブアレーの構成図を示す。

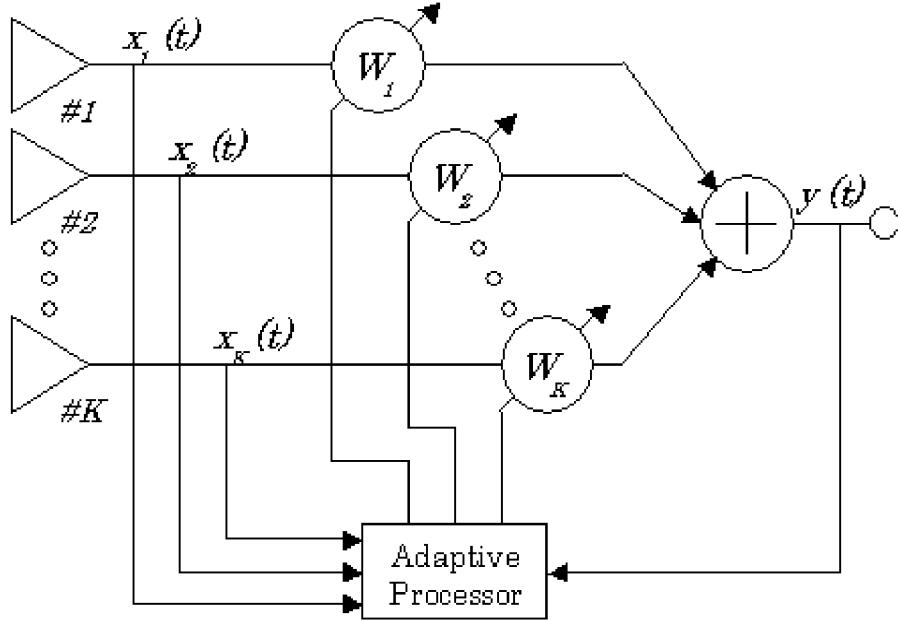


図2.2 K素子アダプティブアレーの構成図

$x(t)$ : 入力     $W$ : 重み     $y(t)$ : 出力

アダプティブアレーは不要波および雑音を含んだ電波から所望波を抽出するために所望波に関する予備知識を必要とする。そのためアダプティブアレーの動作原理は

- 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) 拘束付出力電力最小化法 (Constrained Minimization of Power: CMP)
- 4) 定法絡線信号用アルゴリズム (Constant Modulus Algorithm: CMA)

のように大別できる。CMPにおいては、方向拘束付出力電力最小化法 (Directional-CMP:

## 2.2 アダプティブアレー

DCMP) とパワーインバージョン (Power Inversion: PI) 方式がある。表 1 は各方式の特徴を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、所望波の到来方向に関する情報を必要とせず、なおかつ、所望波と相關のある多重波 (遅延波) の抑制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つていなければならぬため、移動体通信には適用できない。よつて、これに該当するのは MMSE と CMA である。そこで本研究では MMSE 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、固定通信
DCMP	所望波の到来方向	(条件なし)	(条件なし)	レーダー、固定通信
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) の代表的なものの中には、LMS アダプティブアレーがある。LMS アダプティブアレーは参考信号 (所望波のレプリカ) と実際の出力信号との差 (誤差信号) を最小にすることによって最適なウエイトを決定するシステムである。図 2.3 に LMS アダプティブアレーを示す。

まず入力された信号はそれぞれ重み  $\mathbf{W}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, k$ ) によって振幅や位相を調整され、全て加算され合成信号として出力される。次に合成信号と参考信号とを照らしあわせて参考信号から合成信号を減算することで、誤差信号が出力される。出力された誤差信号を用いて

## 2.2 アダプティブアレー

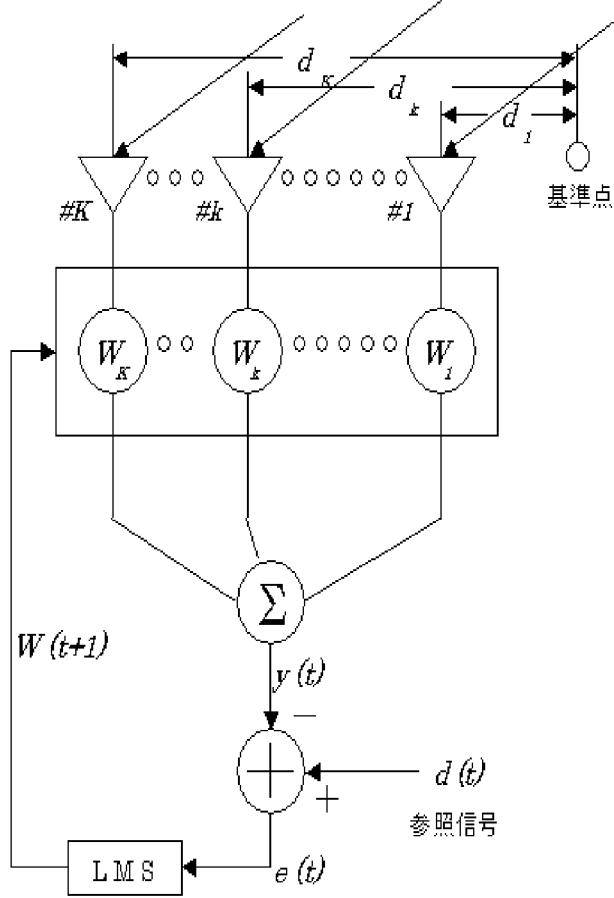


図 2.3 LMS アダプティブアレー

LMS アルゴリズムで計算が行われ、計算結果が新たな  $\mathbf{W}_k$  として利用される。この操作を繰り返すことで誤差信号が 0 に近づくので、最終的には所望信号を得ることができる。

### 2.2.2 参照信号

アダプティブアレーを用いる際に問題になることは参照信号をいかにして発生させるかということである。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である。しかし、事前に受信すべき信号が予め得られているのであればアダプティブアレーを用いる必要はない。参照信号に必要とされることとは、所望波と同じ波形ということではなく、所望波との相関が高く、妨害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妨害波としてみなして抑圧してしまう。その反面で参照信号が妨害波

## 2.2 アダプティブアレー

と高い相関を持つ場合には、妨害波を所望波とみなして受信してしまうことになる。そのため参照信号をつくることは非常に重要となる。また参照信号として厳密には所望信号そのものを必要とするという矛盾があるが、実際には所望信号の性質（周波数帯域、変調方式等）に関する予備知識があるので、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得ることができる。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つくるという概念は現実な手段となり、便宜上、アダプティブプロセッサが完全な所望信号の性質を知っているとして以下の議論を進めることにする。

### 2.2.3 アルゴリズム

ここで、LMS アダプティブアレーのアルゴリズムを説明する。図 2.3において素子間隔が等間隔  $d$  である場合で、位相の基準点を第一素子とすると、受信ベクトルを以下のように設定する。

$$\mathbf{v}_k(\theta, f) = \exp[-j2\pi \frac{f}{c}d(k-1)\cos\theta] \quad (2.5)$$

ここで  $f/c$  は  $1/\lambda$  で置き換えることができる式 (2.5) は

$$\mathbf{v}_k(\theta, f) = \exp[-j\frac{2\pi}{\lambda}d(k-1)\cos\theta] \quad (2.6)$$

と表される。複素重み  $\mathbf{W}_k(n)$  は、

$$\mathbf{W}_k(n) = A_k \exp(j\delta_k) \quad (2.7)$$

とする。ここで  $n$  はループ回数であり、 $A_k, \delta_k$  ( $k = 0, 1, \dots, K-1$ ) はそれぞれ大きさと位相である。次に  $\mathbf{W}_k(n)$  によって調整された合成信号  $y(n)$  は

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \mathbf{v}_k(\theta, f) \mathbf{W}_k(n) \quad (2.8)$$

で表現され、参照信号  $x(n)$  と照らし合わすことで、誤差信号  $e(n)$

$$e(n) = x(n) - y(n) \quad (2.9)$$

### 2.3 LMS アダプティブアレー

を出力する。最後に式 (2.9) 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

$$\mathbf{W}_k(n+1) = \mathbf{W}_k(n) + \mu \mathbf{v}_k(\theta, f)e(n)^* \quad (2.10)$$

※  $e(n)^*$  は  $e(n)$  の共役複素数を示す。

が生成され、次のループの際に新たなウエイトとして利用される。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、そのときの  $\mathbf{W}_k(n)$  を決定する。

### 2.3 LMS アダプティブアレー

2.2.3 のそれぞれの式に具体的に数値を代入することで LMS アダプティブアレーを計算機上で作成する。

まず今回作成したものは 8 素子からなる LMS アダプティブアレーである。所望波を  $s(n)$  として、45 [deg] の方向から入射するとする。素子間隔は周波数  $f$  に対して半波長、すなわち  $d = \lambda/2 = c/(2\lambda)$  であるとする。このとき入力ベクトル  $\mathbf{X}(n)$  は  $s(n), \mathbf{v}(\theta, f)$  で表すことができるので

$$\mathbf{X}(n) = s(n)[1, \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\pi/4)), \dots, \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}7d\cos(\pi/4))] \quad (2.11)$$

となる。 $\mathbf{W}(n)$  の初期値  $\mathbf{W}(0)$  として  $\mathbf{A}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, 8$ ) を全て 1 とし、 $\delta_k$  ( $k = 1, 2, \dots, 8$ ) には  $0 \sim 2\pi$  までの乱数を用いた。

$$\mathbf{W}(n) = [\exp(j\delta_1), \exp(j\delta_2), \dots, \exp(j\delta_8)] \quad (2.12)$$

また参照信号  $x(n) = 8$ 、 $\mu = 1.0 \times 10^{-3}$  とし、これらの操作を 1000 回ループさせた。その時に得られたデータを図 2.4 に示す。図 2.4 は 1000 回ループさせたときの  $e(n)$  の変化を示している。なお  $e(n)$  は複素数となって出力されるため、図 2.4 では

$$e(n) = \sqrt{(Re(e(n)))^2 + (Im(e(n)))^2} \quad (2.13)$$

としてプロットした。また図 2.5 は 1000 回ループさせたときの重み  $\mathbf{W}_k(1000)$  ( $k = 1, 2, \dots, 8$ ) を示している。

### 2.3 LMS アダプティブアレー

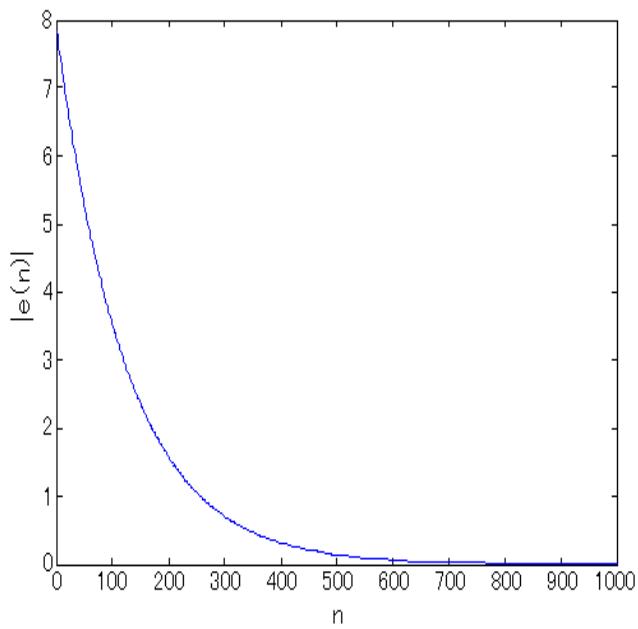


図 2.4 LMS アダプティブアレーで 1000 回ループさせたときの  $e(n)$  の変化

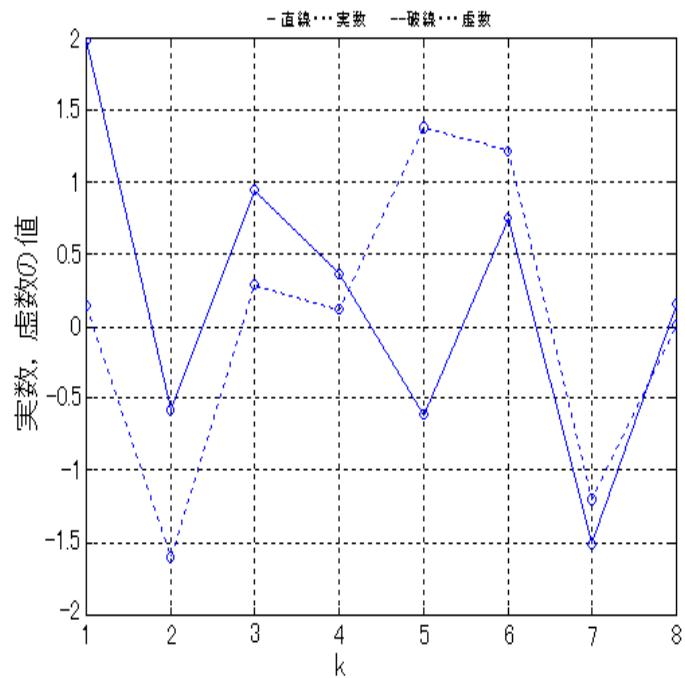


図 2.5 LMS アダプティブアレーで 1000 回ループさせたときの  $\mathbf{W}_k(n)$

## 2.3 LMS アダプティブアレー

### 2.3.1 指向性パターン

今度は LMS アダプティブアレーアンテナにおける指向性パターンを調べてみた。今回は 2.1 で定義した  $D(\theta, f)$  に具体的な数値を代入することで指向性パターンを調べてみることにする。

この場合も同様にアンテナ素子の数を 8 とし、素子間隔も  $d = \lambda/2 = c/(2f)$  とする。そして  $\theta_0 = 30, 45[\text{deg}]$  の 2 つの場合を考える。

以上のような条件をもとに指向性パターンを調べたものが図 2.6 である。

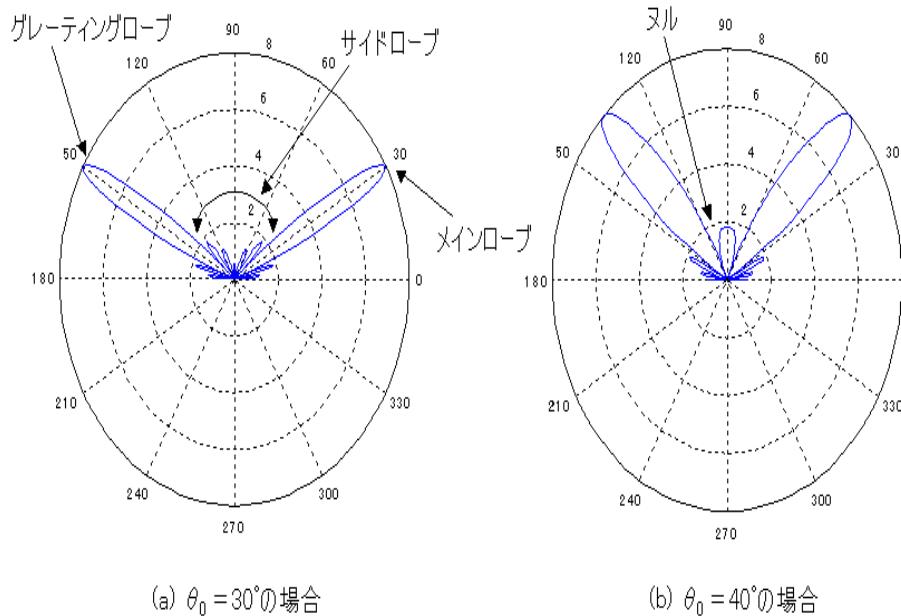


図 2.6 8 素子等間隔 LMS アダプティブアレーの指向性パターン

### 2.3.2 考察

図 2.6 は  $\theta_0 = 30, 45[\text{deg}]$  方向でそれぞれメインローブ (mainlobe) が現れ、ほぼ理想的に電波の到来角に最大利得が得られるような指向性パターンが得られているのがわかる。しかし、それと同時に 150, 135[deg] 向にも特性が現れてしまうという結果が得られた。これはグレーティングローブ (grating lobe) と呼ばれるものであり、設計の段階で防止策がとられる。また、その他にも局所的に極大値がいくつも存在するが、これらはサイドローブ

### 2.3 LMS アダプティブアレー

(sidelobe) と呼ばれる。またローブとローブの間の零点をヌル (null) という。

このように図 2.6(a), (b) から LMS アダプティブアレーは電波の到来角に指向性が得られるようなアンテナであることが言える。

# 第 3 章

## ノイズを加えたアダプティブアレー

### 3.1 ノイズとは

信号を伝送する途中でほとんどの場合、不要な信号が混入する。このためどのような信号の処理方法をとっても、望ましくない妨害を受ける。これを雑音（ノイズ）と呼んでいる。雑音はどのような時でも、必要な信号とは無関係に発生する不要な信号であり、雑音信号源は様々である[3]。これらの雑音は

- (a) 人工雑音
- (b) 不規則に生じる自然界の変動
- (c) 物理系の中で生じるゆらぎ雑音

などに分類できる。人工雑音は各種電気製品、蛍光燈、などの雑音源から不要な信号を拾うことにより発生する。後の 2 つは非人工的な雑音であり、自然界の変動性雑音は稲妻、磁気あらし、一般的な大気の変動などにより発生する。ゆらぎ雑音も人工的でない雑音で、抵抗内の自由電子の熱運動、真空管の電子放出などの自然なゆらぎによって物理系の内部で発生する。本論文では、物理系内で発生する雑音を白色ガウス雑音でモデルすることにする。

### 3.2 ノイズ電力

2 章で述べた LMS アダプティブアレーに雑音を加えた場合、どのように影響するのか調べてみる。雑音電力の計算は、SN 比をもとにして行う。SN 比とは信号電力 (Signal power) と雑音電力 (Noise power) の比である。ここで時間幅  $T$  の BPSK 信号に対するマッチト

### 3.3 ノイズを加えた LMS アダプティブアレー

フィルタ出力の SN 比は、 $E_b$ (BPSK 信号のエネルギー [J]) を用いて表現すると

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_b}{N_0} \quad (3.1)$$

のようになる [3]. なお、白色ガウス雑音の両側電力スペクトル密度を  $N_0/2$ [W/Hz] と仮定している. これを  $N$  について解くと

$$N = \frac{SN_0}{2E_b} = \frac{S}{\frac{2E_b}{N_0}} \quad (3.2)$$

になる. 式(3.2)を用いることで雑音電力  $N$  を算出することができる.

### 3.3 ノイズを加えた LMS アダプティブアレー

3.2 で求めた電力の雑音を LMS アダプティブアレーに組み込んでシミュレーションを行った. 今回のシミュレーションでは雑音電力  $N$  の算出にあたって具体的に信号電力  $S$  は 1 とした. また  $E_b/N_0$  はビットあたりのエネルギー  $E_b$  と白色雑音の電力密度  $N_0$  の比であり, 値が小さくなるほど雑音の影響が強くなることを意味し, 以下のように設定した.

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \log(\alpha) \quad (3.3)$$

また式(3.3)を変形すると

$$\alpha = 10^{\frac{E_b/N_0}{10}} [dB] \quad (3.4)$$

になる. そして平均が 0 で標準偏差が 1 であるガウス分布(正規分布)に従って乱数を発生させ, それに  $\sqrt{N}$  を掛けることで, 標準偏差が  $\sqrt{N}$  となり, 図 3.1 のように分布する雑音を生成した. そして雑音を加えた場合, 誤差信号  $e(n)$  がどう変化するかを調べてみた. またそれぞれループ回数  $n$  は 1000 回とし, ステップサイズパラメタ  $\mu$  を  $10^{-2}$  の場合と  $10^{-3}$  の場合とを試した. また  $E_b/N_0$  は -2.2dB とした. 雜音を加えていない場合を図 3.2 に, 雜音を加えた場合を図 3.3 にそれぞれ示す.

### 3.3 ノイズを加えた LMS アダプティブアレー

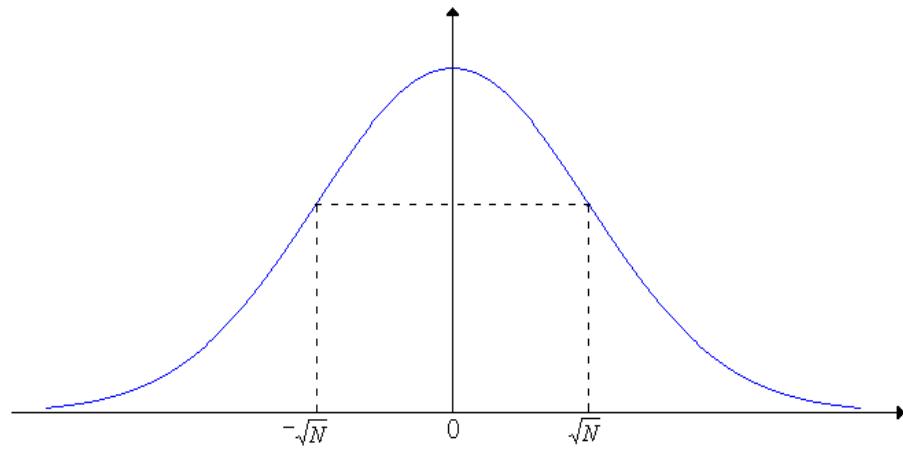


図 3.1 ノイズの分布

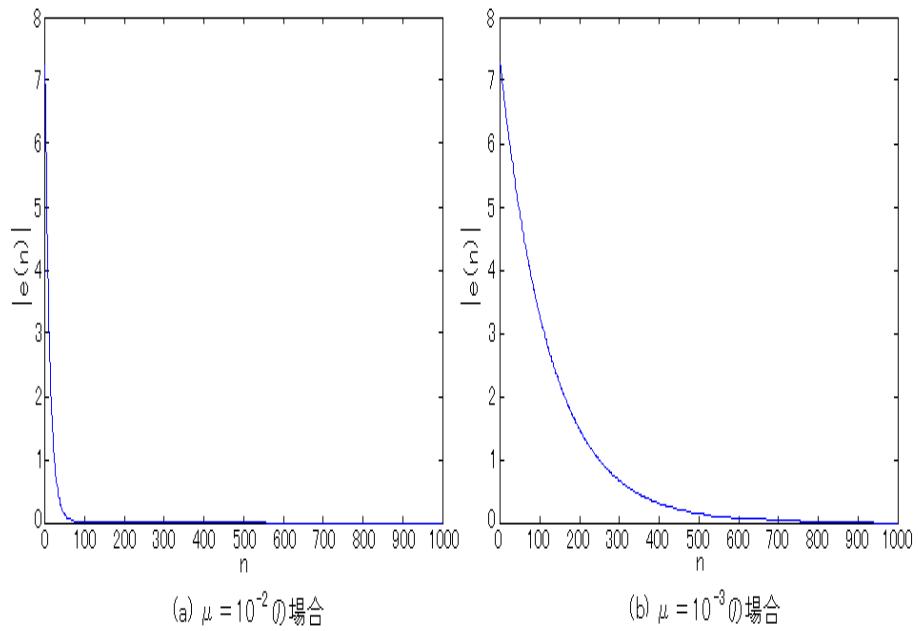


図 3.2 ノイズを加えていない場合の  $|e(n)|$  の変化

### 3.4 ビット誤り率

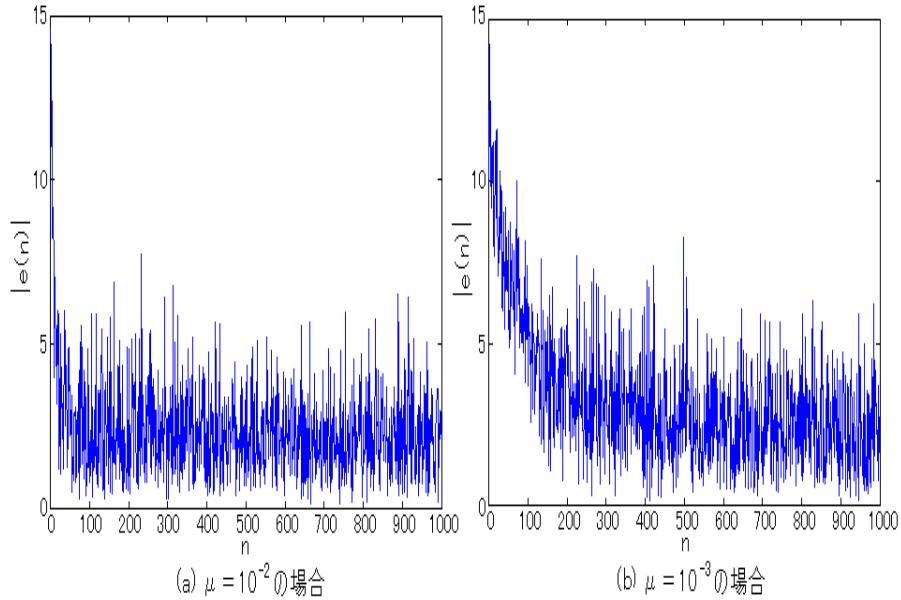


図 3.3 ノイズを加えた場合の  $|e(n)|$  の変化

### 3.3.1 ノイズの影響と $\mu$ の値について

図 3.2 の雑音を加えていない方は両者ともループ回数を増やすにつれて 0 に収束しているのがわかる。しかし雑音を加えた図 3.3 は、ループ回数を増やすと収束しようとはしているが  $e(n)$  の値が極端に大きくなったり、小さくなったりして 0 に収束することはない。このように図 3.3 では雑音の影響がはっきりと見られた。またステップサイズパラメタ  $\mu$  の値を変えてわかったことは、 $\mu$  が大きいと収束が速いということである。このことは図 3.3 の (a) と (b) とを比べてみるとはっきりとわかる。

### 3.4 ビット誤り率

LMS アダプティブアレーが誤差信号  $e(n)$  を 0 に近づけることで最適なウエイトを作成し、正しいデータを受信する方式であるとするなら、図 3.3 は正しくデータを受信しているのだろうか。そこでビット誤り率を求めてみることにする。ビット誤り率 (Bit error rate: BER) とは送信データが受信されたときに、どれくらいの割合で誤っているかを示すもので

### 3.4 ビット誤り率

ある。つまり  $+1$  を  $-1$ ,  $-1$  を  $+1$  と誤って受信した信号の全信号に対する割合であるので

$$\text{ビット誤り率} = (\text{誤った回数}) / (\text{送信回数}) \quad (3.5)$$

で表す。今回はデータ誤りが 100 回に到達したときのビット誤り率を求めた。つまり式 (3.7) の (誤った回数) が 100 になった時のビット誤り率を計算したことになる。その結果を図 3.5 に示す。

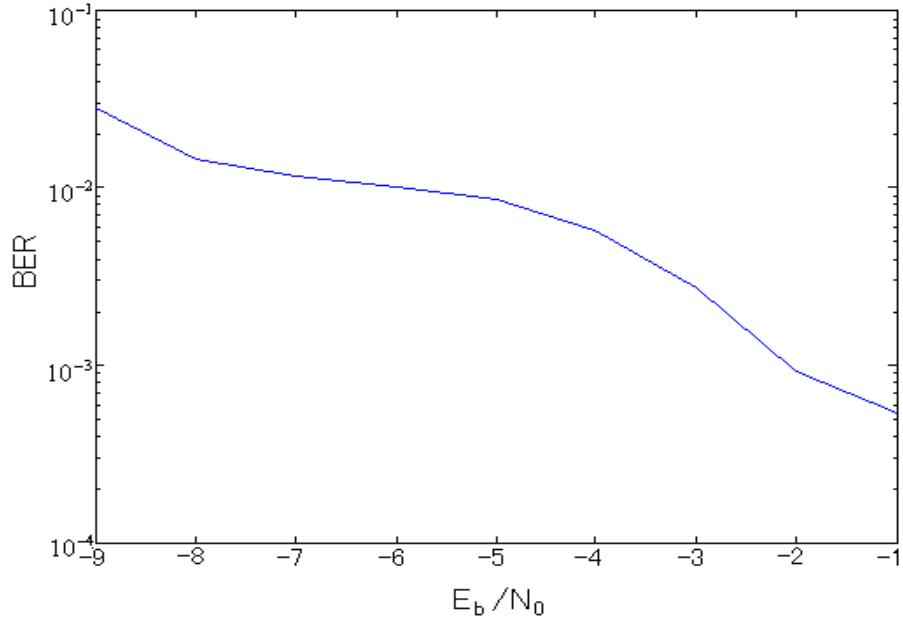


図 3.4 ビット誤り率

#### 3.4.1 考察

シミュレーションをした結果、その詳しい値は

$$E_b/N_0 = -8 \text{ のとき } 0.0144$$

$$E_b/N_0 = -6 \text{ のとき } 0.0102$$

$$E_b/N_0 = -4 \text{ のとき } 0.00575$$

$$E_b/N_0 = -2 \text{ のとき } 0.00093$$

となった。図 3.2 で  $E_b/N_0$  を  $-2.2\text{dB}$  と設定したのは、このときの BPSK の BER が約  $10^{-3}$  となることが理論上知られているためである [3]。図 3.4 においても、 $E_b/N_0$  が  $-2.2\text{dB}$  のと

### 3.5 問題点

き BER は約  $10^{-3}$  となっており、LMS アダプティブアレーは雑音の影響をほとんど受けないということができる。

## 3.5 問題点

ここまででは LMS アダプティブアレーの性能を固定通信を仮定して評価してきたが、これを車や新幹線のような高速移動体に設置して通信を行ったとき問題が生じるということが報告されている。それは高速フェージングにより、ドップラーシフトや周波数オフセットが大きくなるなることが原因で、正確に電波の直接波到来角を推定することができないという問題が生じるためである。次章では、この問題を解決するために提案されている車速感応型適応アンテナについて述べる。

# 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

LMS アダプティブアレーを高速移動体の通信で機能させるためには車速感応型とするこ  
とを必要とする。車速感応型システムは、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して、ドップラ  
ーシフトを補正する構成にしたシステムである。3.5 で指摘した問題点を解決する方式として  
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 [1]。VSR-AA は直接波到來角を推定できる適応アンテナの技術を用い、車速  
感応型構成とした方式である。現在この方式により、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。

### 4.2 システムモデル

#### 4.2.1 送信機

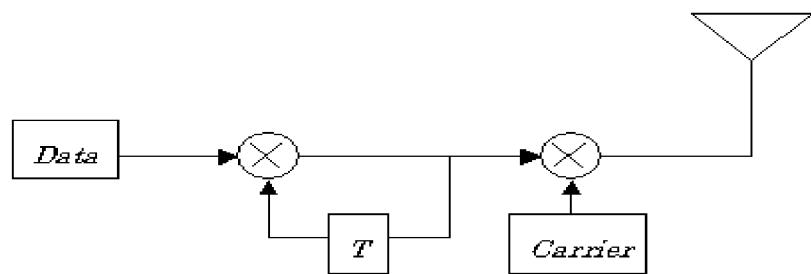


図 4.1 DEPSK 送信機

## 4.2 システムモデル

VSR-AA の送信機モデルを図 4.1 に示す. これは差動符号化 PSK(differentially encoded PSK: DEPSK) であり [1], 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.

### 4.2.2 受信機

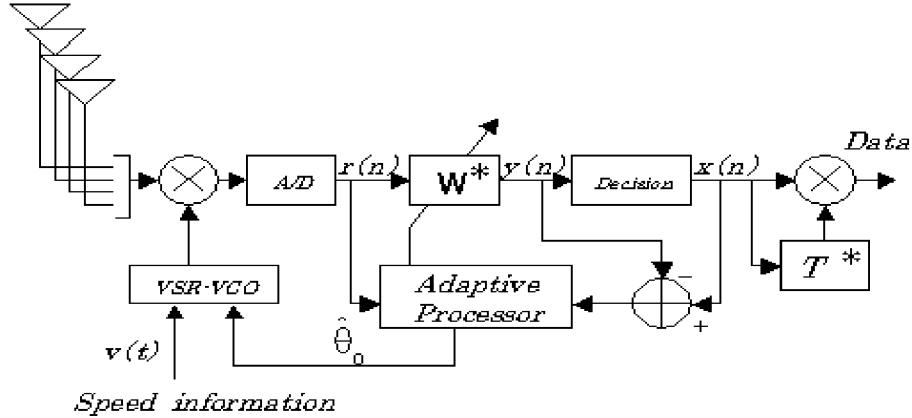


図 4.2 VSR-AA を用いた DEPSK 受信機

VSR-AA の受信機モデルを図 4.2 に示す. 図中の VSR-VCO は, 移動体の速度  $v(t)$  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も適応演算部から学習されて渡される. なお, 適応演算部で更新される重みベクトルを用いてアンテナビームの最大利得方向を求め, これを直接波到来角と推定する. 図 4.3 のように素子数  $K$  のアレーインテナ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 A-D 変換したものを受けベクトル  $\mathbf{r}(n)$  とする. 重みベクトル  $\mathbf{W}^*$  は参照信号  $x(n)$  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により制御される. 受信機最終段階における  $T^*$  は 1 シンボル時間分の遅延時間及び複素共役をとる操作を意味するが, ここでの  $x(n)$  と  $x^*(n-1)$  の乗積により差動符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.

## 4.2 システムモデル

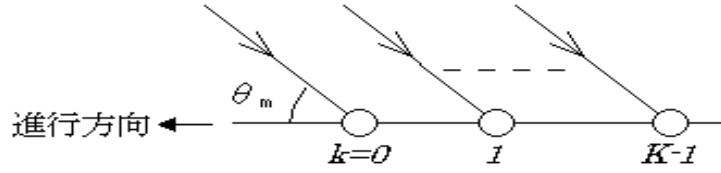


図 4.3 リニアアレーの配置

### 4.2.3 VCO の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  $f_{VCO}(n)$  とすると、直接波到来角  $\theta_0(n)$  が既値のとき

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

$f_D(t)$  : 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]

$\lambda$  : 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う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  $\theta_0(n)$  は未知のため、VSR-AA が推定する  $\hat{\theta}_0(n)$  を用いる。 $\hat{\theta}_0(n)$  の推定は適応更新されるアンテナ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。

### 4.2.4 適応アルゴリズム

VSR-AA はアンテナの重み更新に、適応アンテナのときに用いた LMS アルゴリズム（正規化）を用いる。LMS アルゴリズムによるアンテナの重みベクトル  $\mathbf{W}^*(n)$  の更新は次式で

## 4.2 システムモデル

与えられる.

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

ここで  $d(n)$  は参照信号,  $H$  は転置共役を表し,  $\mathbf{r}(n)$  は受信ベクトルである. 図 3.2 より参考信号  $d(n)$  として判定信号  $x(n)$  を用いることにする.

# 第 5 章

## ハンドオーバ方式の提案

### 5.1 セルラ通信

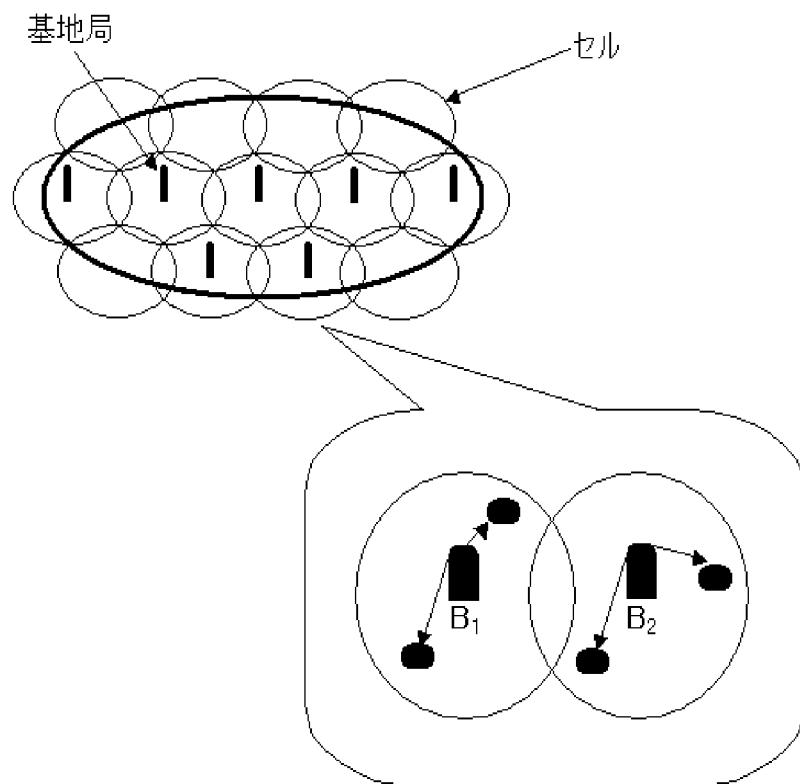


図 5.1 セルラ通信

周波数資源の有限な無線通信では、周波数を有効にすることが極めて重要である。このため、離れた場所で同じ周波数を繰り返し使用することが必要になってくる。そこで図 5.1 に

## 5.2 ハンドオーバ

示すように、サービスエリアをいくつかのセルに分割して、それらのセル一つ一つに基地局を設置し、同一周波数を干渉妨害のおきない距離をおいたセルで使用する方式が提案されている。この方式を用いて通信を行う通信方式をセルラ通信と呼ぶ。

セルラー通信は図 5.1 のように  $B_1$ ,  $B_2$  を基地局とすると  $B_1$  のカバーする領域で通信をする場合は  $B_1$  からの電波を受信し、 $B_2$  のカバーする領域で通信をする場合は  $B_2$  からの電波を受信する。

## 5.2 ハンドオーバ

本論文では移動通信を考えているため、図 5.1 のように受信側が固定されているのではなく、常にある速度で移動していることを想定しなければならない。つまり移動局が複数のセルにまたがって移動するため、移動局がどのセルに存在するかを把握し、常に移動中のセル内にある基地局からの電波を受信して通信を行わなければならない。そのため基地局が切り替わった次の瞬間で、理想的には直ちに移行先の基地局との通信に切り替えることを必要とする。

このように受信側が移動体であった場合、問題となるのがハンドオーバである。ハンドオーバとは、図 5.2 に示すように、移動局が通信を行っている最中に、隣のセルに移行した場合、通信を継続できるように移行先の基地局との通信に切り替えることである。よって、何らかの工夫を加えなければ、このハンドオーバ時にデータ誤りが集中する。移動体の移動速度が高速になり、セル長が小さくなつて、ハンドオーバの行われる回数が多くなるほど、この問題は通信品質に大きく影響する。

## 5.3 セルラ通信における VSR-AA の BER 特性

ここで高速移動体の通信でその効果を発揮する VSR-AA をセルラ通信に応用した場合、どのような結果が得られ、どのような問題が発生するのか検討してみたいと思う。また、上で述べたハンドオーバ時にデータ誤りが集中するというセルラ通信の問題点や、高速移動体

### 5.3 セルラ通信における VSR-AA の BER 特性

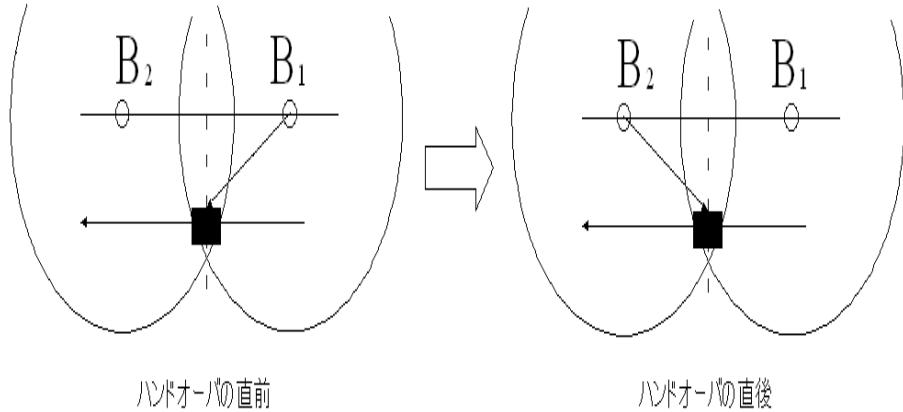


図 5.2 ハンドオーバ

の通信において、従来の適応アンテナと比べて本当に性能が向上しているのかということをシミュレーションを行って、BER 特性を求めて明らかにする。

#### 5.3.1 シミュレーション条件

シミュレーションを行う際に、高速道路のような図 5.3 のストリートセルモデルを想定した。この図は、移動体 **M** が基地局 **B<sub>1</sub>** のセルを時速  $v$ [km] で等速直線運動しながら通信を行っており、やがて基地局 **B<sub>2</sub>** のセルに移動することを示している。また、 $X$ [m] は移動体の移動軌跡と基地局の間の最小距離であり、 $2Y$ [m] はセル長である。今回は、一例としてアンテナ素子数は 8 とし、素子間隔は  $\lambda/4$  で等間隔とした。データ変調には差動符号化 BPSK、適応アルゴリズムには正規化 LMS アルゴリズムを用いた。また、フェージングには直接波と散乱波の電力比ライスファクタを  $F_R = 5.0$  とすることで伸上ライスフェージングを仮定し、 $X = 10\text{m}$ 、 $2Y = 100\text{m}$ 、データレート  $1/T = 100\text{kbps}$ 、キャリヤ周波数  $f_c = 60\text{GHz}$ 、 $v = 90\text{km/h}$  ( $f_D T = 0.05$ ) を想定した。なおハンドオーバに関しては、セル境界で瞬時に基地局が切り替わるものとした。

### 5.3 セルラ通信における VSR-AA の BER 特性

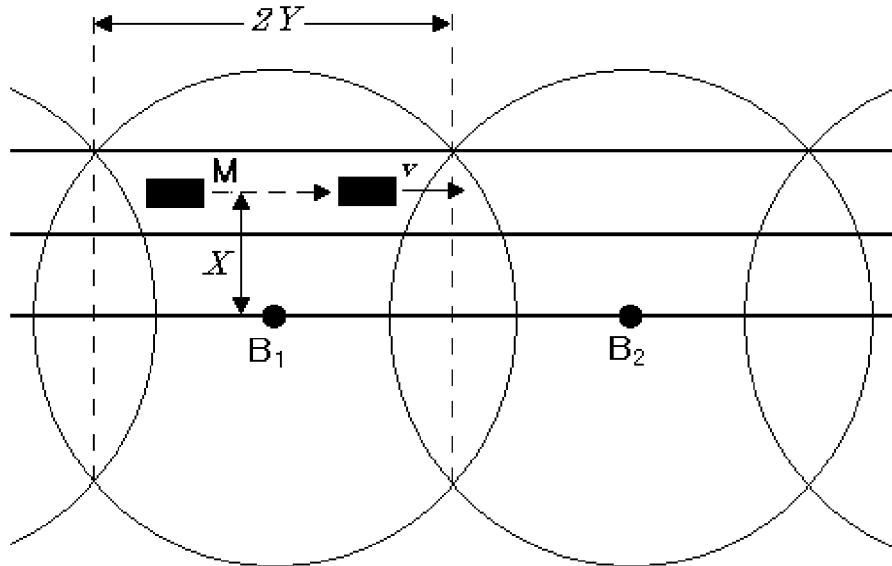


図 5.3 ストリートセルモデル

#### 5.3.2 結果と考察

5.2.1 の条件のもとでシミュレーションを行って得られた結果をそれぞれ図 5.4, 5.5 に示す.

図 5.4 は  $E_b/N_0$  と BER との関係を示したものである. この図から明らかのように時速 90km という高速移動体の通信において, BER 特性は VSR-AA を用いることで, 従来の適応アンテナに比べて大幅に改善されているのがわかる. このことから VSR-AA は高速車両の通信に適用でき, 従来の適応アンテナより高いレベルで直接波到来角度を推定し, 受信しているということになる.

また図 5.5 は  $f_{DT}$  と BER との関係を示したものである. 横軸の  $f_{DT}$  はキャリヤ周波数  $f_c$ , データレート  $1/T$ , 移動体速度  $v$  の 3 のパラメータで規定されるべきものであるが, ここでは,  $f_c$  及び  $1/T$  は固定し,  $v$  の値のみ変化させて与えた. 値が大きくなるほど移動体の移動速度は高速になることを示している. この図から  $f_{DT}$  が小さい場合は両者の BER 特性はほぼ一致しているのに対して,  $f_{DT}$  が大きくなるにつれて両者の BER 特性には大きな差が見られる. このことから明らかのように, VSR-AA は広範囲にわたる  $f_{DT}$  でほぼ一

### 5.3 セルラ通信における VSR-AA の BER 特性

定のビット誤り率  $10^{-3}$  が得られているが、従来の適応アンテナは  $f_D T$  が大きくなるにつれて大幅に BER が大きくなり、通信品質が劣化することがわかる。

次に、VSR-AA はハンドオーバ時にどうなっているのかを検討する。低  $E_b/N_0$  時は雑音の影響が強く現れるため、データ誤りのほとんどが雑音によって引き起こされる。それに対して高  $E_b/N_0$  は雑音の影響が弱くなるため、ハンドオーバによるデータ誤りがはっきり現れると考えられる。そこで図 5.4 に注目すると、 $3\text{dB} \sim 6\text{dB}$  にかけての高  $E_b/N_0$  時は、BER 特性はほぼ一定の値となっている。つまり BER 特性が一致しているということから、 $3\text{dB} \sim 6\text{dB}$  にかけてハンドオーバ時に、ほぼ同じ回数だけデータ誤りが発生しているということが言える。

このように VSR-AA を高速車両のセルラ通信に適用した場合、適応アンテナに比べて大きく BER 特性は改善されているが、ハンドオーバ時にデータ誤りが集中するというセルラ通信の問題点は改善されることなく現れているという結果を得た。

### 5.3 セルラ通信における VSR-AA の BER 特性

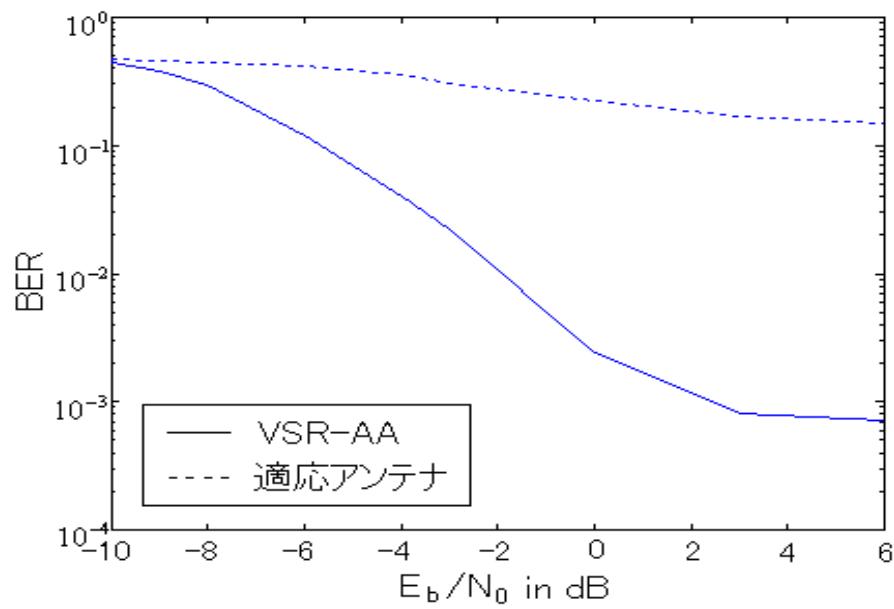


図 5.4  $E_b/N_0$  とビット誤り率の関係

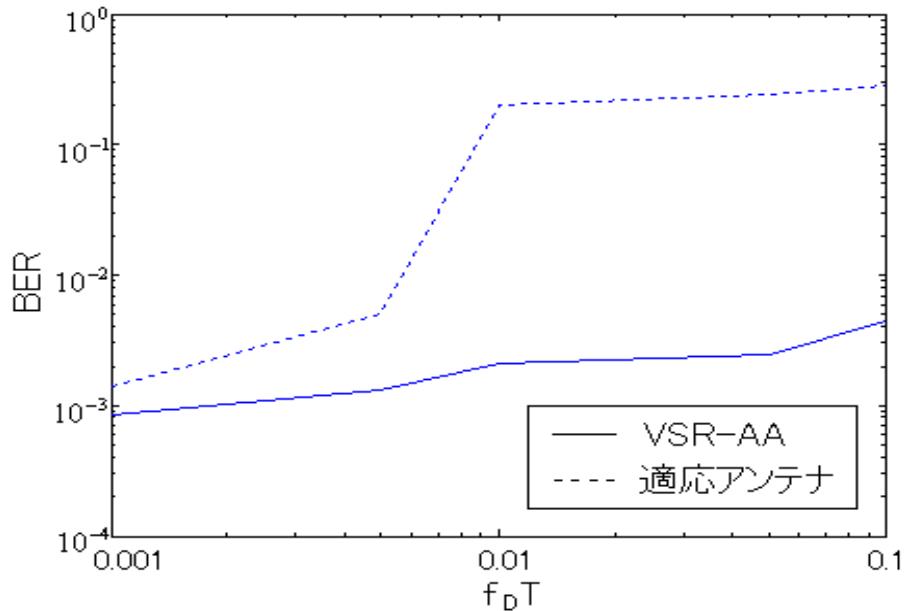


図 5.5  $f_D T$  とビット誤り率の関係 ( $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ )

## 5.4 ハンドオーバ方式の提案

VSR-AA が高速移動体の通信に十分に適用できる方式であることは 5.2.1 のみミュレーションにより明らかになったが、もともとセルラ通信のハンドオーバ対策を行った方式ではないため、ハンドオーバ時にデータ誤りが集中するという問題点は、このシミュレーションではつきりと現れている。そこで新たに何らかのハンドオーバ方式を VSR-AA に組み込めば、さらに BER を小さくでき、セルラ通信を行う上で、より快適に通信を行うことが可能となるはずである。

このように本研究では、VSR-AA をセルラ通信に適した方式とするためのハンドオーバ方式を提案する。

### 5.4.1 提案方式

本研究で提案する方式は、VSR-AA の直接波到来角の推定機能を利用した方式である。つまり基地局からのハンドオーバのタイミングを移動局に伝え、移動局はその情報及びハンドオーバ後の基地局方位の推定値をもとに、VSR-AA のビーム特性を瞬時に切り替える方式である。

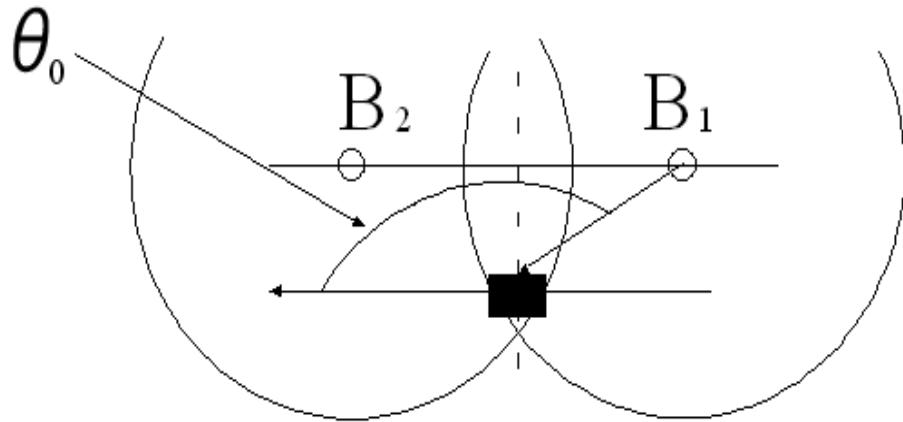


図 5.6 ハンドオーバの直前の直接波到来角

今、図 5.6 で示すように  $B_1$  から  $B_2$  に基地局が切り替わる直前であるとすると、 $B_1$  か

## 5.4 ハンドオーバ方式の提案

らの直接波到来角を VSR-AA が  $\theta_0$  と推定した場合、このときの重み  $\mathbf{W}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, k$ ) は

$$\mathbf{W}_k = \exp[j(k-1)\frac{d}{\lambda}2\pi \cos(\theta_0)] \quad (5.1)$$

とすることができる。

次のタイミングでハンドオーバが行われるとして、移動体は  $\mathbf{B}_1$  から、ハンドオーバを行うという情報をもらい、 $\mathbf{B}_2$  との通信に切り替えることを必要とする。このとき従来の VSR-AA は、急激な角度変化にアンテナ自体で行われる直接波到来角の推定が追いつかなければ、データ誤りを引き起こしてしまう。そこで本論文では、 $\mathbf{B}_2$  からの直接波到来角が  $(\pi - \theta_0)$  で表すことができるということに着目することで、瞬時に  $\mathbf{B}_2$  との通信に切り替えることができ、効率よくハンドオーバを行うことが可能となるのではないかと考える。その様子を図 5.7 に示す。そしてそのときの重み  $\mathbf{W}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, k$ ) は

$$\mathbf{W}_k = \exp[j(k-1)\frac{d}{\lambda}2\pi \cos(\pi - \theta_0)] \quad (5.2)$$

とする。

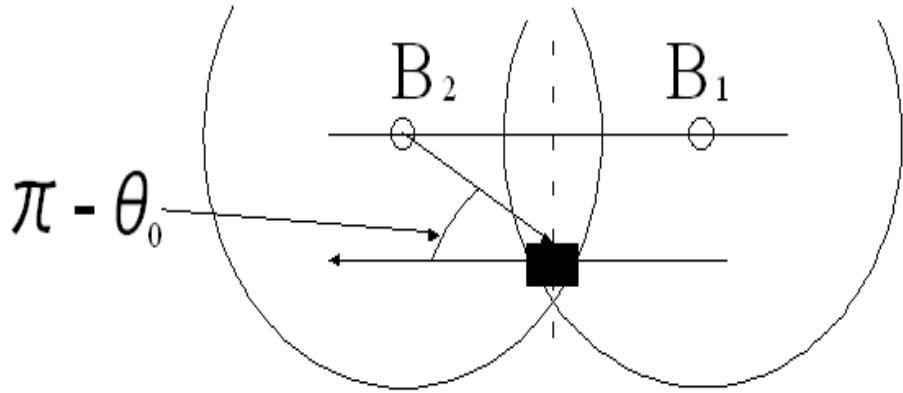


図 5.7 ハンドオーバの直後の直接波到来角

## 5.4 ハンドオーバ方式の提案

### 5.4.2 従来方式と提案方式との比較

以上のようなハンドオーバ方式を取り入れてた提案方式と従来方式を比較することで、その性能を検討する。またシミュレーションを行う際には、5.2.1で行ったときと同じ条件で、アンテナ素子数は8、素子間隔は $\lambda/4$ 、ライスファクタ $F_R = 5.0X = 10\text{m}$ ,  $2Y = 100\text{m}$ , データレート $1/T = 100\text{kbps}$ , キャリヤ周波数 $f_c = 60\text{GHz}$ ,  $v = 90\text{km/h}$ ( $f_DT = 0.05$ )である。そしてハンドオーバは先ほど提案した方式を取り入れた。その結果を図5.7, 5.8にそれぞれ示す。図5.9には前回同様、横軸を $E_b/N_0$ で表し、図5.10には横軸を $f_DT$ で表している。

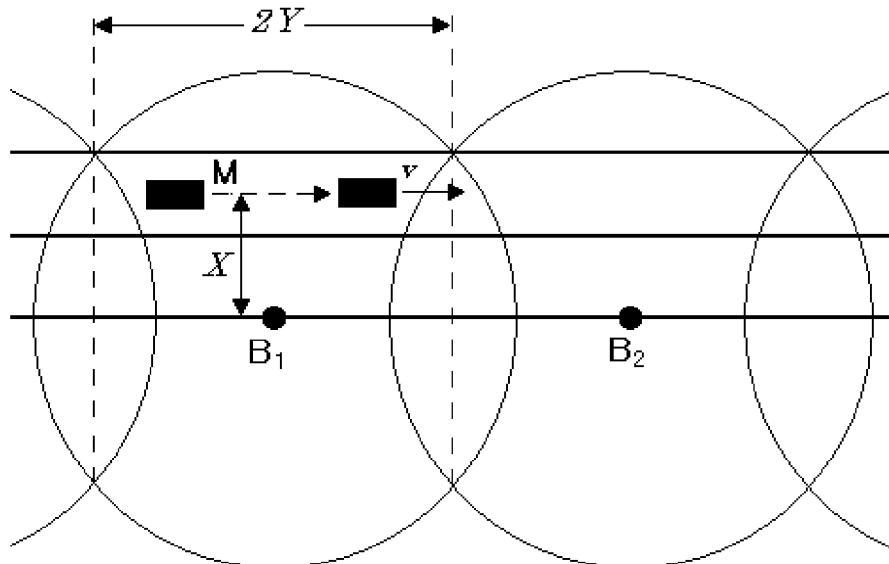


図5.8 ストリートセルモデル

## 5.4 ハンドオーバ方式の提案

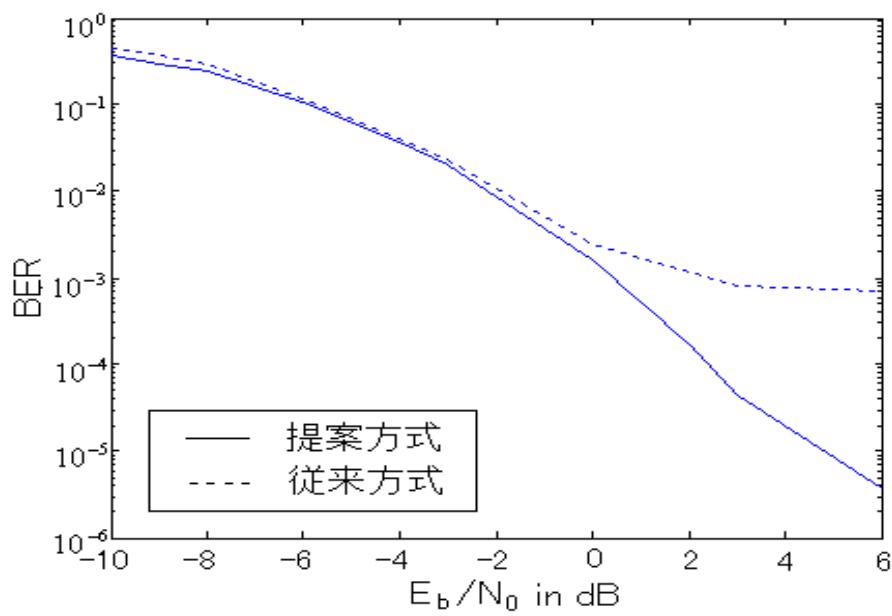


図 5.9  $E_b/N_0$  とビット誤り率の関係

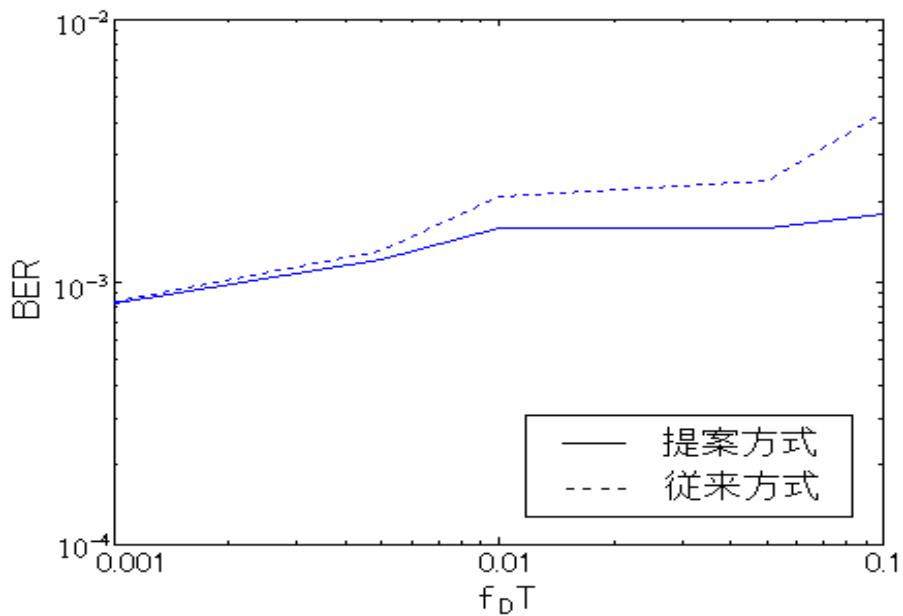


図 5.10  $f_D T$  とビット誤り率の関係 ( $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ )

## 5.4 ハンドオーバ方式の提案

### 5.4.3 考察

$E_b/N_0$  が小さい場合は、データ誤りの主要因が雑音によって引き起こされるため、ハンドオーバによる影響はほとんど現れず、両者はほぼ一致している。逆に  $E_b/N_0$  が大きい場合は、雑音による影響が弱くなるため、ハンドオーバ時に発生するデータ誤りが大勢を占める。そのため、高  $E_b/N_0$  時のデータ誤りを抑制することがハンドオーバ時のデータ誤りを抑制することになる。図 5.9 から明らかなように、BER 特性は高  $E_b/N_0$  時に大きく改善されている。よって提案方式によりハンドオーバ性能は大きく向上したということが言える。

また図 5.10 より、移動体が高速になるほど BER 特性の改善量が大きくなることがわかる。よって提案方式は、移動体の移動速度が高速になっても従来方式に比べて、ハンドオーバ時のデータ誤りを抑制できるということが言える。

# 第 6 章

## まとめ

本論文では、まず、適応アンテナの基本的な構成、特徴について考察した。そして高速移動体の通信に適応アンテナを用いた場合、十分な成果が得られないことから提案された、VSR-AA の性能を評価した。その結果、VSR-AA が高速移動体の通信に十分適用できる方式であることがわかった。

次に、VSR-AA をセルラ通信に適用した場合の性能を調べた。そしてハンドオーバに関する問題点を指摘し、それを改善するハンドオーバ方式を提案した。提案方式を取り入れてその性能を計算機シミュレーションによって評価した結果、ハンドオーバの影響が大きく現れる高  $E_b/N_0$  時のデータ誤りを大幅に抑制することが可能となった。また移動体速度が高速になるほど、提案方式による性能改善効果が大きくなることがわかった。

このように、本研究で提案する方式は、高速道路などを想定したときのセルラ通信に十分対応でき、高速移動体の通信でも通信品質を劣化させることなく通信を行えるものであると言える。

# 謝辞

本研究を行うにあたって、相談に応じてくださり、また適切なアドバイスをしていただいた本学工学部情報システム工学科の濱村昌則先生に深く感謝いたします。またこれまで研究を共に行ってきた研究室のみなさん、ありがとうございました。

# 参考文献

- [1] 濱村 昌則, 太刀川 信一, ”車速感應型適応アンテナ”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J84-A, No.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.1-65, Nov.1998.
- [3] B.P. ラシイ(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.
- [4] 大鏡 武雄, 関澤 信也, ”陸上移動多重伝搬路”, 通信総合研究所季報, pp.13- 17, Feb.1991.

## 付録 A

### フェージング

陸上移動体通信における電波伝搬は、通常、基地局と移動局との見通しがなく、各種の構造物等による反射・回折・散乱の影響を受ける。このため、移動局の移動にともない、受信信号の振幅や位相の変動といったフェージングが発生する。さらに自動車や新幹線などの高速移動車両は変動速度の速い高速フェージングとなる[4]。以下にフェージングによる振幅 $R(t)$ と位相変動 $\theta(t)$ について示す。

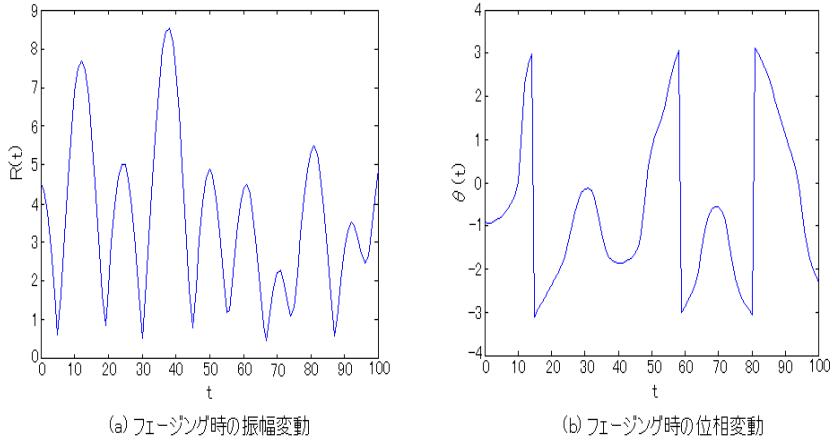


図 A.1 フェージングの影響

このように振幅変動 $R(t)$ は多重波干渉が原因で発生する。またこの図A.1に見られるレベルの落ち込みは一様フェージングを特徴付ける現象である。デジタル通信を行う場合は、このレベルの落ち込み時にデータ誤りがまとめて発生する。

また、位相変動 $\theta(t)$ の分布は $[-\pi, \pi]$ まで値の存在する分布となる。そして位相変動が存在することは、送信信号がランダム雑音によって周波数変調を受けていることにな

る。一般にこのランダム雑音は FM 雜音と呼ばれ、通信に悪影響を及ぼす。