

TR-O-0112

28

アダプティブアレーアンテナと  
最ゆう系列推定の結合  
—所望波と遅延波の分離再合成アルゴリズム—

土居 義晴

1996. 3. 8

ATR光電波通信研究所

アダプティブアレーアンテナと  
最ゆう系列推定の結合  
- 所望波と遅延波の分離再合成アルゴリズム -

土居 義晴

## 目次

概要	3
1 まえがき	3
2 提案システム	4
2.1 概要	4
2.2 数式を用いた動作説明	5
2.3 アンテナの指向性パターンを用いた動作説明	7
3 計算機シミュレーション	10
3.1 伝搬路モデル	10
3.2 計算機シミュレーションの諸条件	10
3.3 熱雑音特性	11
3.3.1 平均C/Iが0dBの場合	12
3.3.2 平均C/Iが10dBの場合	13
3.3.3 平均C/Iが20dBの場合	14
3.4 到来波数に対する特性	15
3.4.1 CCIの平均受信電力が0dBの場合	16
3.4.2 CCIの平均受信電力が10dBの場合	17
4 干渉波電力が大きいときの提案システムの振舞い	18
5 まとめ	20
謝辞	20
参考文献	21

## 概要

次世代のデジタル移動通信システムでは、2Mbps程度の通信速度の実現を目指している。屋外の電波伝搬環境で、この程度の通信速度で電波を送信すると、送信される信号のシンボル長に対して、1シンボル以上の遅延波が発生する。1シンボル以上の遅延波は、符号間干渉(Inter Symbol Interference:ISI)として受信信号の波形歪みを起こし、伝送品質を著しく劣化させる。TDMAシステムにおける遅延波対策としては、ISIを等化する適応等化器[1]と、ISIを除去するアダプティブアレーアンテナ[2],[3]が提案されている。

一方伝送速度の高速化以外にも、デジタル移動通信システムの加入者数の急激な増加に対応するため、通信システムの大容量化の必要が生じている。現在のセルラーシステムは、互いに干渉しないように、同一のチャネルを使用する基地局を離して配置している。このようなシステムに対して、アダプティブアレーアンテナを各基地局に設置し、同一チャネル干渉(Co-Channel Interference:CCI)を除去することにより、同一チャネルを使用する基地局を近接させ、同一チャネルの場所的な利用効率を向上させる方法[4]と、同じセル内で2つの移動機に同一チャネルを使用させ、干渉除去能力を持つ等化器[5],[6]を用いて、CCIを除去することにより、周波数利用効率を2倍にする方法[7],[8]が提案されている。

以上のように、デジタル移動通信の高速化と大容量化を同時に実現する技術としては、干渉除去能力を持った等化器と、アダプティブアレーアンテナの2方式が現在のところ提案されている。従来のアダプティブアレーアンテナは優れた干渉除去能力がある一方で、ISIをも干渉波として除去してしまうため、等化器では得られるパスダイバーシチ利得が得られない。そこで、本稿では、パスダイバーシチ利得が得られるアダプティブアレーアンテナシステムを提案し、準静的なレイリーフェージング伝搬路における、平均BER特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。その結果、提案システムでは、CCIが除去されること、平均C/Iが10dB以上では、十分なパスダイバーシチ効果が得られることが分かった。

## 1 まえがき

高速で大容量なデジタル移動通信システムを実現するには、ISIとCCIに対して、同時に対策を施す技術が必要である。このような技術としては、アダプティブアレーアンテナ[2]-[4]と干渉除去能力を持つ適応等化器[7],[8]が提案されている。この2つの方式を比べると、

干渉除去能力を持つ適応等化器の長所

- ・CCIの電力が大きい場合でも優れた特性を持つ。

干渉除去能力を持つ適応等化器の短所

- ・干渉局が2局以上になると特性が著しく劣化[8]。
- ・干渉局の数あるいは、ISIとCCIの最大遅延時間に対し、信号処理量が指数関数的に増加。

アダプティブアレーアンテナの長所

- ・優れた干渉除去能力。
- ・干渉局の数が増えても著しく特性が劣化しない。
- ・到来する信号の数に対し、信号処理量は比例的に増加。

アダプティブアレーアンテナの短所

- ・パスダイバーシチ利得を得ることができない。

アダプティブアレーのパスダイバーシチの問題に対しては、ISIを有効に利用しパスダイバーシチ効果を取得するアダプティブアレーアンテナ[9]- [13]が提案されている。

本稿では、アダプティブアレーアンテナの優れたISI及びCCI除去能力と最ゆう推定等化器のISIに対する等化能力すなわちパスダイバーシチ効果に着目し、アダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器を組み合わせた高利得干渉除去システムを提案する。提案システムはまず、アダプティブアレーアンテナを用いて、所望波と所望波の遅延波(ISI)を別々に選択し合成する。その後選択された所望波とISIを電力補正して合成し、最ゆう推定等化器を適用する。この結果、CCIはすべて除去しかつ、パスダイバーシチ効果を取得する。この提案システムの特性を明らかにするため、バースト間に伝搬路のインパルス応答が変化しない準静的なレイリーフェージング伝搬路において、TDMA,  $\pi/4$  shift QPSKのデジタル無線通信システムに提案システムを適用し、平均BER特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。また比較のため無指向性アンテナを使用した場合と、従来のアダプティブアレーアンテナを使用した場合の平均BER特性も合わせて計算した。その結果、提案方式と従来のアダプティブアレーアンテナはCCIによる軽減困難な誤りを生じないこと、すべての場合において、従来のアダプティブアレーよりも提案システムの特性のほうがよいこと、平均C/Iが約10dB以上で、提案方式は十分なパスダイバーシチ利得が得られることが分かった。

尚、今後本稿においては便宜上、所望局から送信された到来波のうち最初に到来した波を所望波、2番目以降に到着したすべての到来波をISIと呼び、干渉局から送信された同一チャネル干渉波はすべてCCIと呼ぶことにする。

## 2 提案システム

### 2.1 概要

提案するシステムのブロック図を図1に示す。本提案システムは、受信信号から所望波と一定時間間隔のISIを取り出すアダプティブアレー部と、アダプティブアレー部から出力された信号を最ゆう推定する等化部とからなる。アダプティブアレー部では各アンテナ素子のウェイトを最小2乗誤差法(Minimum Mean Square Error:MMSE)を用いて計算する。アダプティブアレーのウェイトを計算する信号処理ブロックは、所望波と取り出そうとするISIの数だけ用意する。従来のMMSE型のアダプティブアレーでは、受信機の内部に保持しているトレーニング信号と相関のある到来波のみを受信信号の中から取り出すような動作をするので、所望波のみが取り出される。このときISIとCCIは所望波とは相関がないため除去される。そこで、あらかじめ複数の一定時間間隔ずつタイミングをずらしたトレーニング信号を用意し、これらのトレーニング信号と相関のある到来波を別々に取り出すようにすれば、到来波に含まれる所望波と一定時間間隔のISIを取り出すことができる[9], [12]。本方式では、これらの取り出された到来波を合成して最ゆう推定する。このときアダプティブアレーで取り出された各到来波は、それぞれ異なる伝搬路を通過しているため、パスダイバーシチ効果が得られる。尚、MMSE型のアダプティブアレーは取り出された到来波を規格化し、ウェイトベクトルが正確に計算されている限り、選択された各到来波のインパルス応答は変動しないので、提案システムの等化部は、到来波のインパルス応答を推定する適応処理部が不要となる利点がある。

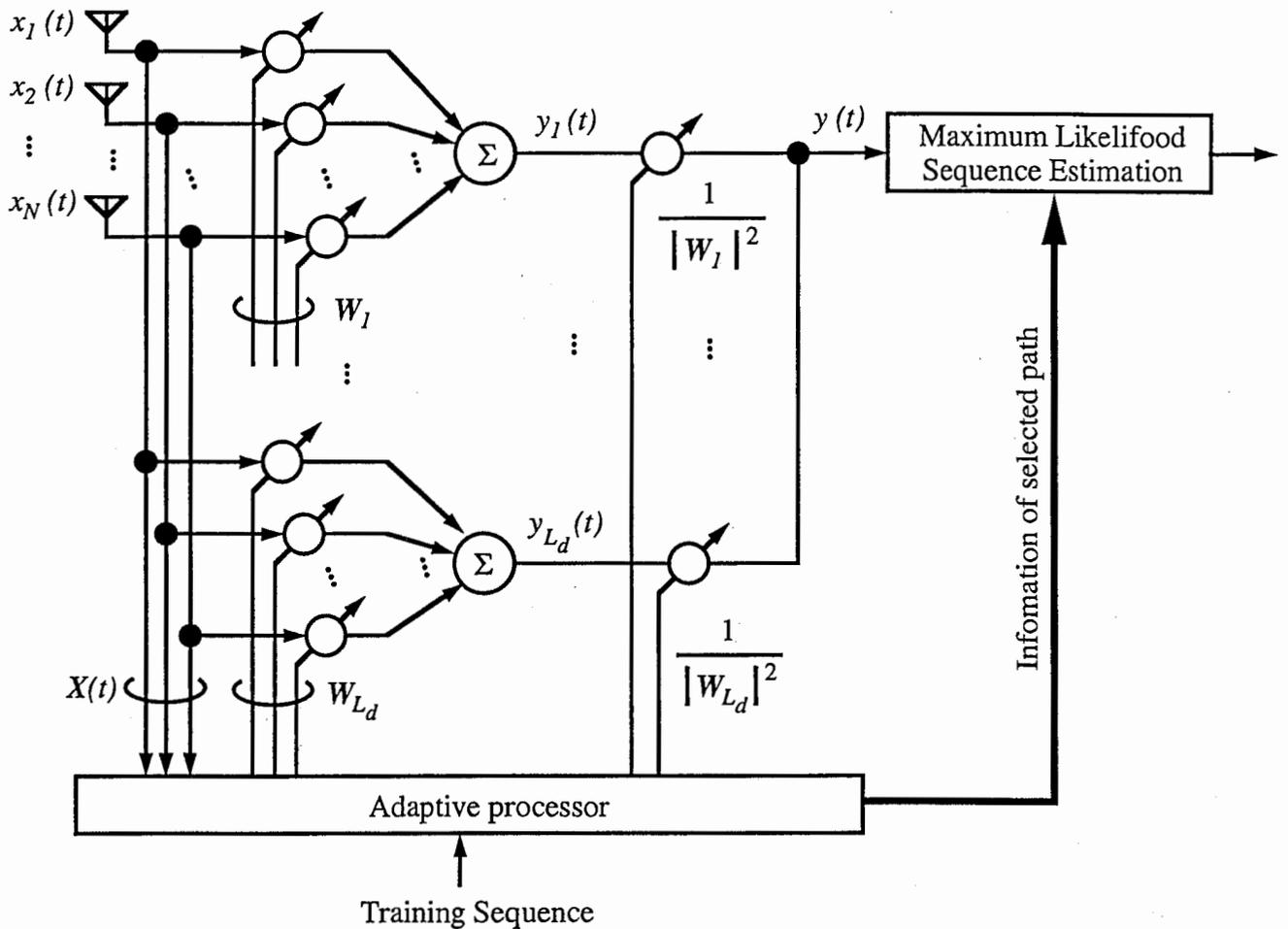


図1 アダプティブアレーと最ゆう推定等化器の組み合わせによる干渉除去システム

## 2.2 数式を用いた動作説明

$N$ 素子のアンテナからなるアレーアンテナを考える。受信信号は所望波、ISI、CCI、そして熱雑音からなる。所望局と干渉局の合計の個数を $M$ 、 $j$ 番目の送信局から到来する到来波の個数を $L_j$ とすると受信信号ベクトル $X(t)$ は次式で表される。ただし、1番目の送信局を所望局とする。

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T, \quad (1)$$

$$X(t) = \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^{L_j} H_{j,k} s_j(t - \tau_{j,k}) + N(t), \quad (2)$$

$$H_{j,k} = [h_{1,j,k}, h_{2,j,k}, \dots, h_{N,j,k}]^T, \quad (3)$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (4)$$

ここで $\tau$ は転置、 $s_j(t)$ は $j=1$ の時は所望局から送信された信号系列、 $j \neq 1$ の時は干渉局から送信された信号系列である。これ以降、添え字の $j$ は送信局の番号を示し、 $j=1$ は所望局、 $j \neq 1$ は干渉局を示すものとする。 $x_i(t)$ は $i$ 番目のアンテナ素子の受信信号、 $H_{j,k}$ は $j$ 番目の局から送信された $k$ 番目の到来波のインパルス応答ベクトル、 $h_{i,j,k}$ は $i$ 番目のアンテナ素子に受信された $j$ 番目の局か

ら送信された $k$ 番目の到来波のインパルス応答、 $\tau_{j,k}$ は $j$ 番目の局から送信された $k$ 番目の到来波の遅延時間、 $n_i(t)$ は $i$ 番目のアンテナ素子の白色ガウス型の熱雑音を表す。

受信機内部で保持しているトレーニング信号 $d(t)$ から、 $L_d$ 個のトレーニング信号を用意する。選択するISIの時間間隔を $T_d$ とすると、用意される $L_d$ 個のトレーニング信号 $d_l(t)$ は、

$$d_l(t) = d(t - (l-1)T_d), l = 1, 2, \dots, L_d \quad (5)$$

と表される。本提案システムではMMSEアルゴリズムに基づいて各アンテナのウェイトを決定する。動的環境では逐次最小2乗法(Recursive Least Squares: RLS)[2], [3]が有効であるが、本稿では前述の通り準静的伝搬路を仮定しているのでWeiner解[2], [3]を用いた。Weiner解は次式で計算できる。 $l$ 番目のトレーニング信号に対するウェイトベクトル $W_l$ は次式で計算される。

$$W_l = R^{-1} P_l, l = 1, 2, \dots, L_d \quad (6)$$

ここで、 $R$ は受信信号ベクトルの相関行列、 $P_l$ は $l$ 番目のトレーニング信号と受信信号ベクトルの相関ベクトルと呼ばれ次式で与えられる。

$$R = E[X(t) X^T(t)] \quad (7)$$

$$P_l = E[d_l(t) X(t)], l = 1, 2, \dots, L_d \quad (8)$$

ただし $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す。

このように式(6)に基づいて $L_d$ 個のウェイトベクトルを計算し、 $L_d$ 個のアンテナ指向性パターンを作ることにより、遅延時間が $(l-1)T_d$ に対応した合計 $L_d$ 個の所望波とISIを取り出すことができる。ただし $l=1$ の時は、所望波を選択する。この時 $l$ 番目に選択された信号 $y_l(t)$ は次式で表される。

$$y_l(t) = X^T(t) W_l = h_l s_l(t - (l-1)T_d) + n_l(t), l = 1, 2, \dots, L_d \quad (9)$$

ここで、 $h_l$ は選択された信号のインパルス応答、 $n_l(t)$ は選択・合成された信号に含まれる雑音成分を表し、

$$h_l = H_{l,l}^T W_l, l = 1, 2, \dots, L_d \quad (10)$$

$$n_l(t) = N^T(t) W_l, l = 1, 2, \dots, L_d \quad (11)$$

である。この時ウェイトベクトル $W_l$ はMMSEアルゴリズムに基づき計算されるため、正確にウェイトベクトルが計算されると、選択された信号のインパルス応答 $h_l$ は常に規格化され、

$$h_l = 1, l = 1, 2, \dots, L_d \quad (12)$$

となる。よって、提案方式が正確に動作している限り、 $l$ 番目に選択された信号 $y_l(t)$ は

$$y_l(t) = s_l(t - (l-1)T_d) + n_l(t), l = 1, 2, \dots, L_d \quad (13)$$

このようになる。

次に選択された信号を合成する。選択された信号 $y_l(t)$ に含まれる雑音 $n_l(t)$ の電力は、式(11)から明らかなように、ウェイトベクトル $W_l$ のノルムの大きさに比例する。そこで、本提案システムでは、一つの合成例として、次式のように各選択された信号 $y_l(t)$ の雑音電力 $n_l(t)$ を一定にして合成する。

$$y(t) = \sum_{l=1}^{L_d} \frac{y_l(t)}{\|W_l\|} \quad (14)$$

ここで、 $\|\cdot\|$ はベクトルのノルムを表す。この合成された信号 $y(t)$ に最ゆう推定アルゴリズムを適用する。この合成信号 $y(t)$ に含まれる選択された到来波のインパルス応答は式(13)と(14)より、 $1/\|W_l\|$ となるので、等化部で各所望波のインパルス応答の推定と適応処理は行わない。

## 2.3 アンテナの指向性パターンを用いた動作説明

2.3節では、MMSE型のアダプティブアレーアンテナが作るアンテナ指向性パターンを用いて、本提案システムがどのように動作するかを分かりやすく解説する。

所望局と干渉局がそれぞれ1局ずつ存在し、それぞれの局から遅延時間差が1シンボルの2つのマルチパス遅延波が到来するような伝搬路を仮定する。この伝搬路モデルを図2,3にそれぞれ到来方向と到来時間に分けて図示する。

図の実線の矢印は所望局から送信された到来波を示し、点線の矢印は干渉局から送信された信号を示す。このような伝搬路の場合、本提案システムは、所望局から送信された所望波(第一到来波)と1シンボル遅延波(ISI)をそれぞれ分離して取り出し、送信信号の推定に利用する。この時のアダプティブアレーアンテナが作る指向性パターンを図4,5に示して、各到来波が選択される様子を説明する。

図4は所望波を選択したとき(式(9)の $y_1(t)$ を合成するとき)の、そして図5は1シンボル遅延波を選択したとき(式(9)の $y_2(t)$ を合成するとき)の、指向性パターンをそれぞれ示している。所望波を選択するときのアンテナのウエイトベクトル $W_1$ は、2.2節の式(5)で表されるトレーニング信号を

$$d_1(t) = d(t) \quad (15)$$

とすることにより、 $d_1(t)$ と所望波のトレーニング信号が相関を持つため、到来波を選択することが出来る。同様に、1シンボル遅延波を選択するときは、使用するトレーニング信号を

$$d_2(t) = d(t - T_d) \quad (16)$$

とすることにより、 $d_2(t)$ と所望波のトレーニング信号が相関を持ち、1シンボル遅延波を選択することができる。

なお、ウエイトベクトルは、Weiner解、Sampled Matrix Inverse (SMI)法、Recursive Least Squares (RLS)、Least Mean Squares (LMS)などの計算アルゴリズムに基づいて計算することができる。Weiner解については2.2節で簡単に記述したが、その他の計算アルゴリズムについては本論文では述べないので、参考文献[3],[4],[14]などを参考にしていきたい。

さらにアダプティブアレーで選択された信号 $y_1(t)$ と $y_2(t)$ は、2.2節の式(12)にしたがって合成された後、ビタビアルゴリズムなどの最ゆう推定アルゴリズムを適用される。この結果、お互いに違う伝搬路を通過してきた所望波と1シンボル遅延波から、送信された信号が推定されるので、パスダイバーシチ利得を得ることが出来る。

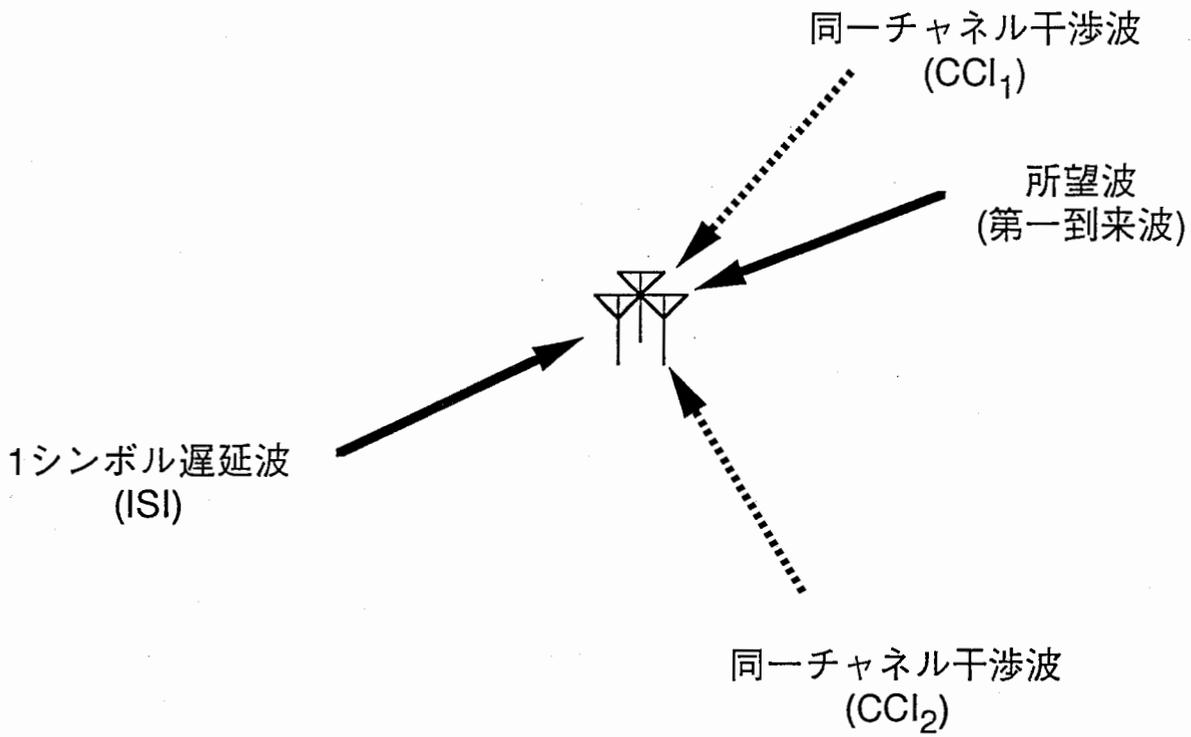


図2 伝搬路モデル(角度領域)

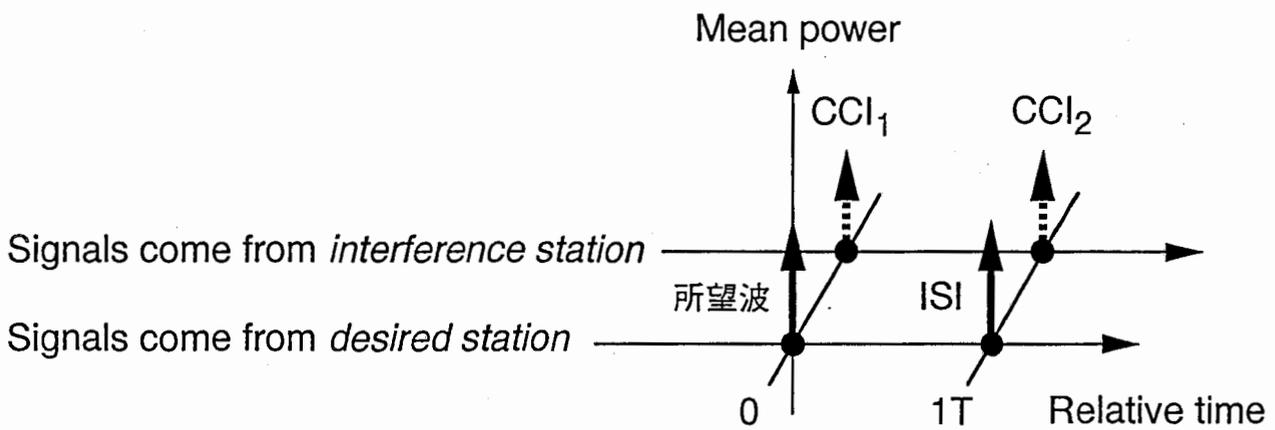


図3 伝搬路モデル(時間領域)

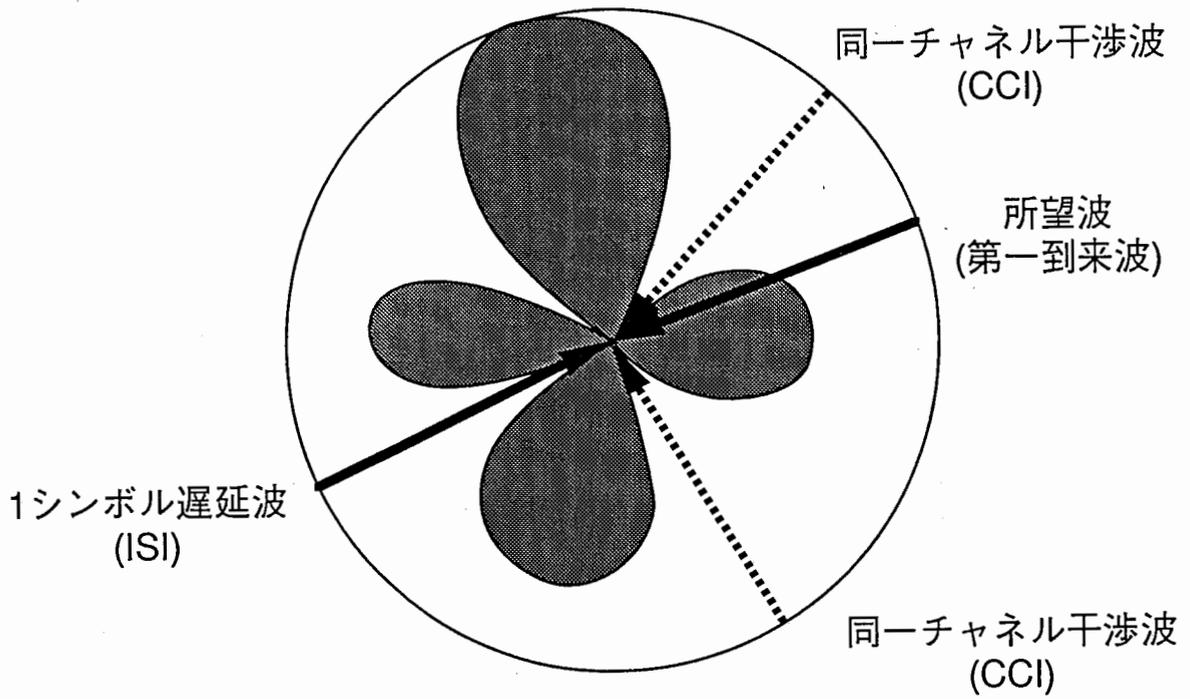


図4 第一到来波を選択したときのアンテナパターン

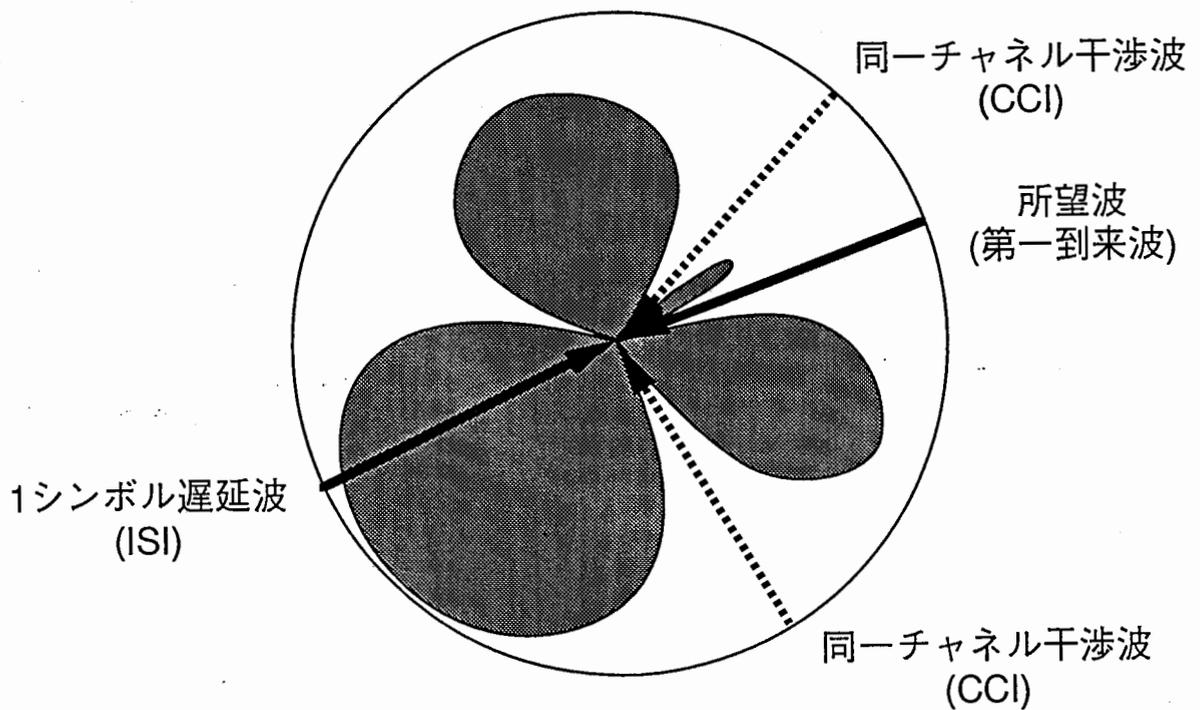


図5 1シンボル遅延波を選択したときのアンテナパターン

### 3 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより本提案システムの平均誤り率(Bit Error Rate:BER)特性を明らかにした。なお比較のため、無指向性アンテナを用いた場合と、従来のアダプティブアレーアンテナを用いた場合の特性も併せて計算した。

#### 3.1 伝搬路モデル

伝搬路モデルは、図2,3に示す所望局から到来する2波(第一到来波と1シンボル遅延波)と、干渉局から到来する2波が存在するモデルを採用した。ただし第一到来波と1シンボル遅延波の電力は共に等しいと仮定した。さらに、各到来波はそれぞれのパスごとに独立なレイリーフェージングを受けているとするが、バースト間に伝搬路のインパルス応答は変化しないと仮定した。また、各アンテナ素子間にフェージング変動の相関はないと仮定した。これらの仮定は、各パスの到来方向が互いに独立で、各パスの到来角度分布は一定であることと同義である。

#### 3.2 計算機シミュレーションの諸条件

計算機シミュレーションの諸条件を表1に示す。アクセス方式はTDMA、変調方式は $\pi/4$  shift QPSKとする。所望波と干渉波で用いるトレーニング信号はお互いに直交性のよい信号を選んだ。受信機側では所望波に含まれるトレーニング信号のみを既知であるとして各アンテナ素子のウェイトを計算した。ウェイトベクトルはWeiner解により計算した。最ゆう推定アルゴリズムにはビタビアルゴリズム(Viterbi Algorism)を採用した。ビタビ等化器に入力される信号は2波であるのでビタビの状態数は4とした。また受信機に入射する信号の数よりもアンテナ素子数の方が多い場合、アダプティブアレーが持つアンテナダイバーシチの効果により提案システムのパスダイバーシチの効果がわかりにくくなるため、アンテナ素子数は入射する到来波の数と同じ4本とした。なお本稿では、C/Iを所望局から到来する2波(第一到来波と1シンボル遅延波)の合計の電力に対する、干渉局から到来する干渉波の合計の電力の比としている。

伝送方式	TDMA
変調方式	$\pi/4$ shift QPSK
送受信フィルタ	ルートナイキストフィルタ
ロールオフファクタ	$\alpha = 0.5$
送信シンボル数	128 シンボル
トレーニングシンボル数	16シンボル
データシンボル数	112シンボル (10段PN符号)
アルゴリズム	
アダプティブアレー	ウィナー解
最ゆう推定	ビタビ (4状態)
取り出すISIの時間間隔	1シンボル

表1 計算機シミュレーションの諸条件

### 3.3 熱雑音特性

平均C/Iをそれぞれ0dB, 10dB, 20dBとした場合の平均 $E_b/N_0$ 対平均誤り率(Bit Error Rate: BER)特性を図6(a)-(c)に示す。図の横軸は平均 $E_b/N_0$ を表し、縦軸は平均誤り率を示している。図中の丸が本提案システムの特長、四角が従来のアダプティブアレーの特長、三角が無指向性アンテナの特長を表す。

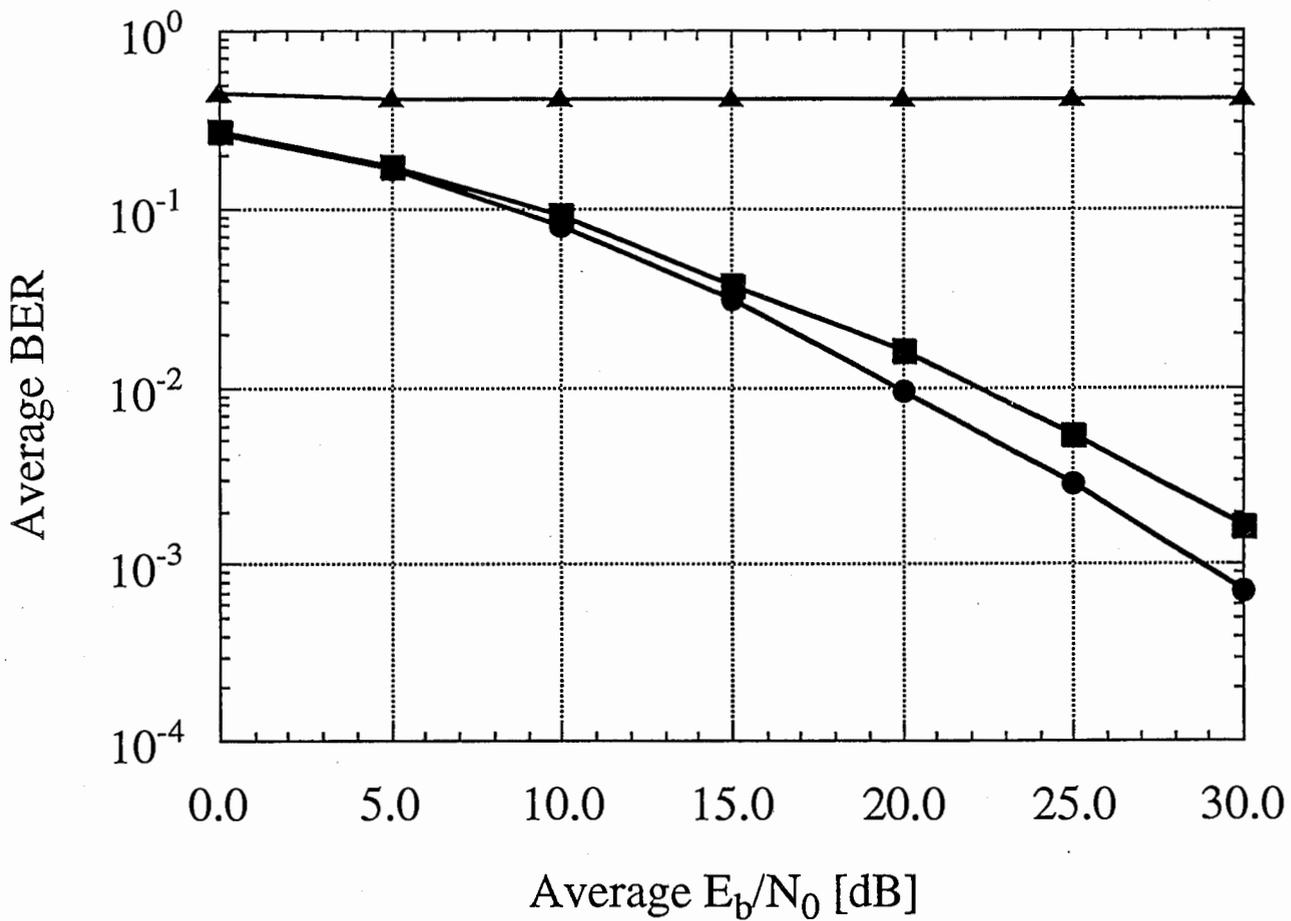


図6(a) 平均誤り率対平均 $E_b/N_0$ 特性  
平均C/I = 0[dB]

- 提案方式の特性
- 従来のアダプティブアレーの特性
- ▲ 無指向性アンテナの特性

### 3.3.1 平均C/Iが0dBの場合

図6(a)より、無指向性アンテナでは、軽減困難な誤りを生じていることが分かる。これは、同一チャネル干渉の除去および、1シンボル遅延波の除去あるいは等化ができないためである。それに対して、提案システムと従来のアダプティブアレーの特性はフロアが生じていないことから、軽減困難な誤りを生じないことが分かる。これは、提案方式では同一チャネル干渉を、従来のアダプティブアレーでは同一チャネル干渉と1シンボル遅延波を良好に除去しており、そのため干渉波が原因の軽減困難な誤りを生じないからである。

さらに、提案方式と従来のアダプティブアレーを比較すると、若干提案方式の方が特性が良くなっている。しかし、提案方式に期待されるパスダイバーシチ利得が得られてない。この原因については、4章で詳しく述べる。

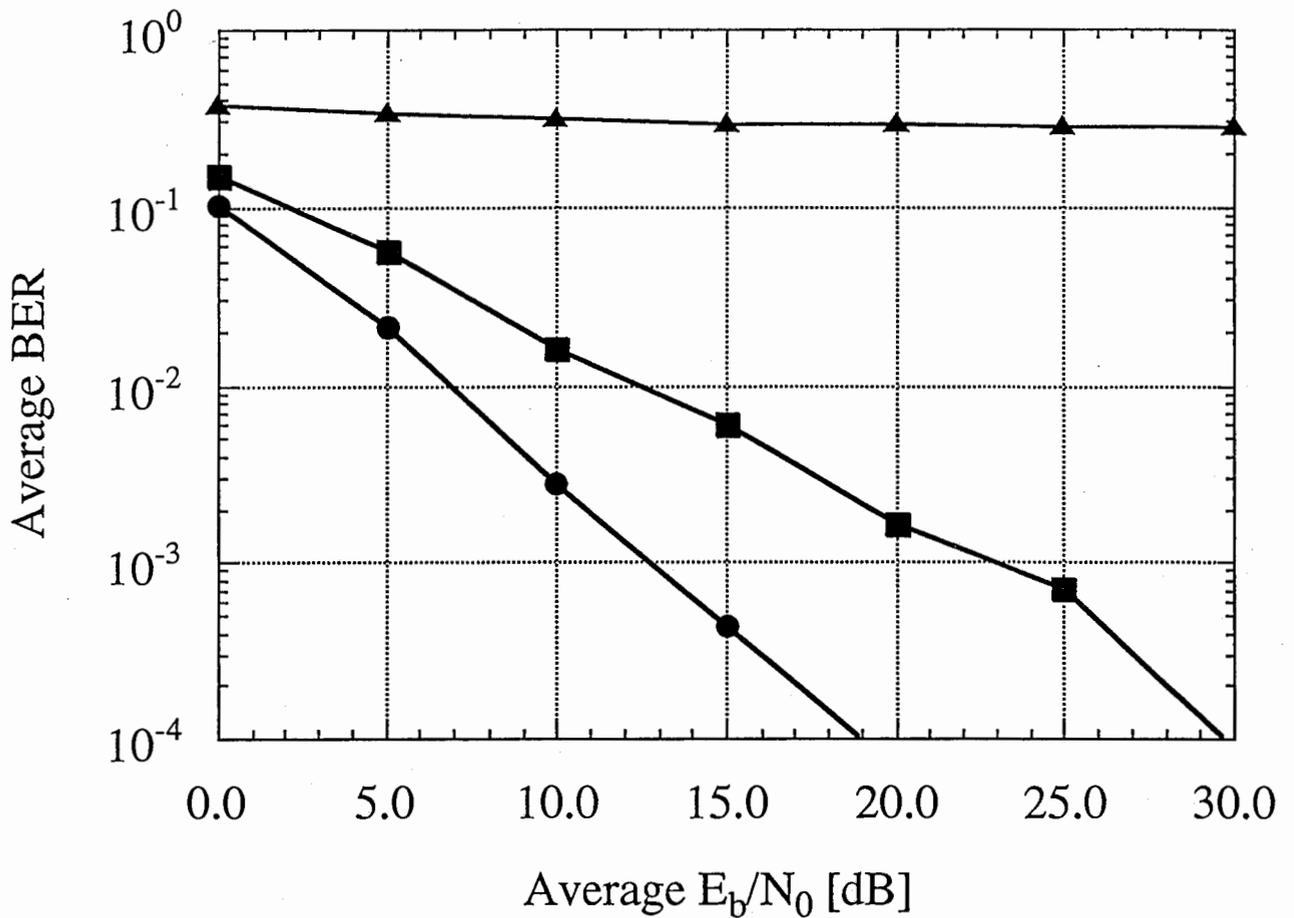


図6(b) 平均誤り率対平均 $E_b/N_0$ 特性  
平均C/I = 10[dB]

- 提案方式の特性
- 従来のアダプティブアレーの特性
- ▲ 無指向性アンテナの特性

### 3.3.2 平均C/Iが10dBの場合

図6(a)と比べて、提案方式と従来のアダプティブアレーは、それぞれ特性の改善が見られる。しかしながら、その改善度には大きな違いがある。従来のアダプティブアレーでは、平均 $E_b/N_0$ が10dB良くなると平均BERが1桁向上している。これはレイリーフェージング環境下の伝搬路を通過した1つのパスを選択して検波したときの傾きと同じである。一方、提案方式は、平均 $E_b/N_0$ が5dB良くなると平均BERが1桁向上している。これは互いに独立なレイリーフェージング環境下の伝搬路を通過した2つのパスを利用して検波したときの傾きと同じであり、提案方式がパスダイバーシチ利得を取得していることを示している。

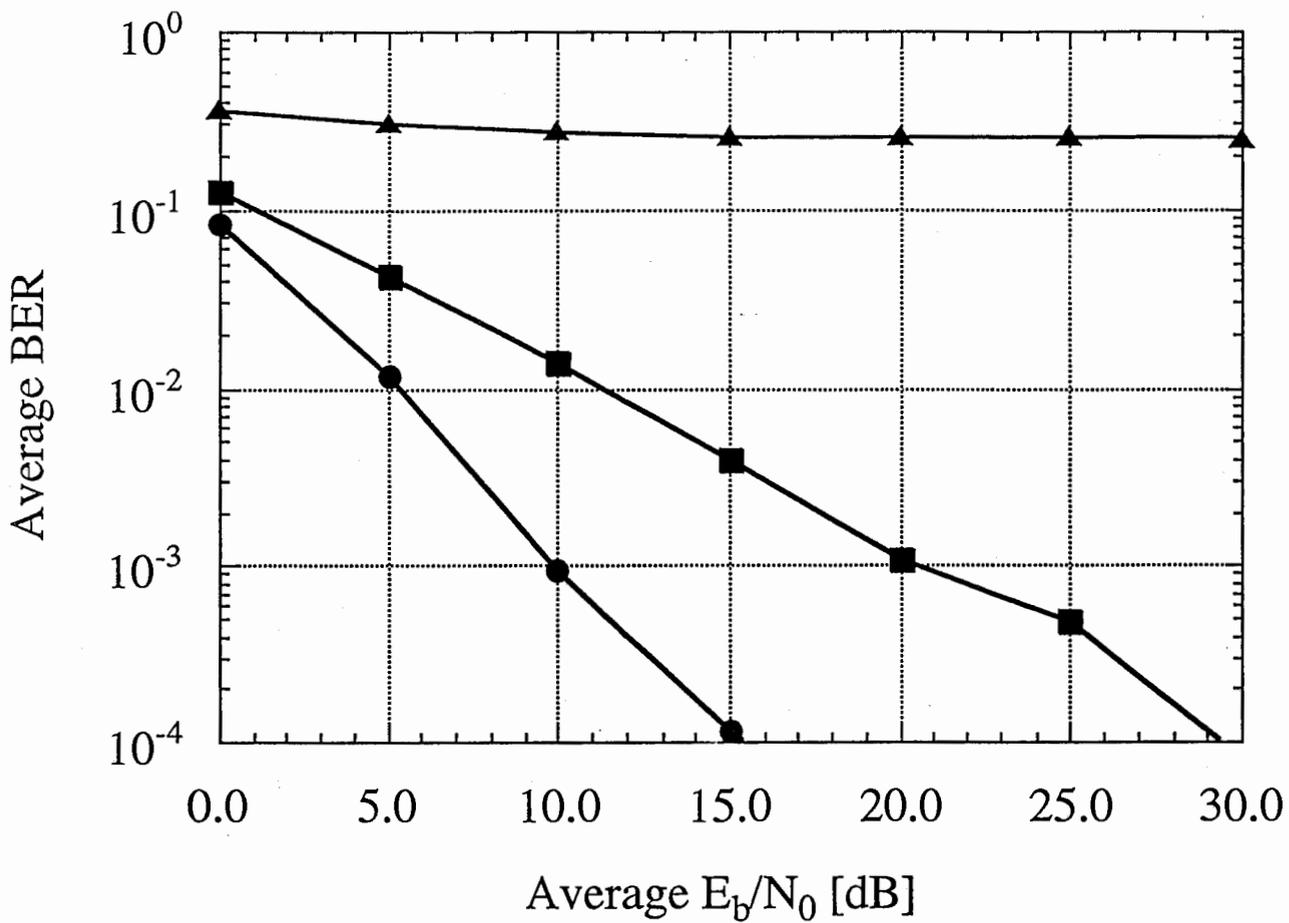


図6(c) 平均誤り率対平均 $E_b/N_0$ 特性  
平均C/I = 20[dB]

- 提案方式の特性
- 従来のアダプティブアレーの特性
- ▲ 無指向性アンテナの特性

### 3.3.3 平均C/Iが20dBの場合

図6(c)より、従来のアダプティブアレー、提案システムともに、特性がさらに向上していることが分かる。図6(b)と同様、提案システムの傾きは、平均 $E_b/N_0$ の5dB向上に対して平均BERが1桁向上している。このことから、提案システムは十分なパスダイバーシチ利得が得られていることが分かる。

以上図6(a)-(c)から、すべての場合において、従来のアダプティブアレーと比べて提案システムの方がよいことが明らかになった。また、少なくとも平均C/Iが10dB以上では、提案システムは十分なパスダイバーシチ利得が得られることが分かった。しかしながら、平均C/Iが0dB程度になると、十分なパスダイバーシチ利得が得られないことも分かった。この理由について4章で詳細に解説する。

### 3.4 到来波数に対する特性

前書きで、アダプティブアレーは干渉波数が増加しても特性は劣化しないことを述べたが、3.4節では、到来する干渉波数に対して、提案システムがどのように振舞うか明らかにする。

図7(a),(b)にCCIの平均受信電力が、それぞれ0dB,10dBのときの、干渉波数に対する提案システムを示す。図7の横軸は平均 $E_b/N_0$ を表し、縦軸は平均誤り率を示している。丸は到来する波の数が4波のときの特性、三角は到来する波の数が5波のときの特性、四角は到来する波の数が6波のときの特性を示している。なお、3.2節で述べたように、アンテナダイバーシチ効果によって、提案システムのパスダイバーシチ効果が分からなくなることを防ぐため、アンテナ素子の本数は到来波数と同一に設定している。アンテナ素子数と到来する信号の数の関係を表2に示す。

マーク	アンテナ素子数	到来する所望波の数	到来するISIの数	到来するCCIの数
●	4	1	1	2
▲	5	1	1	3
■	6	1	1	4

表2 到来する信号の数とアンテナ素子数の関係

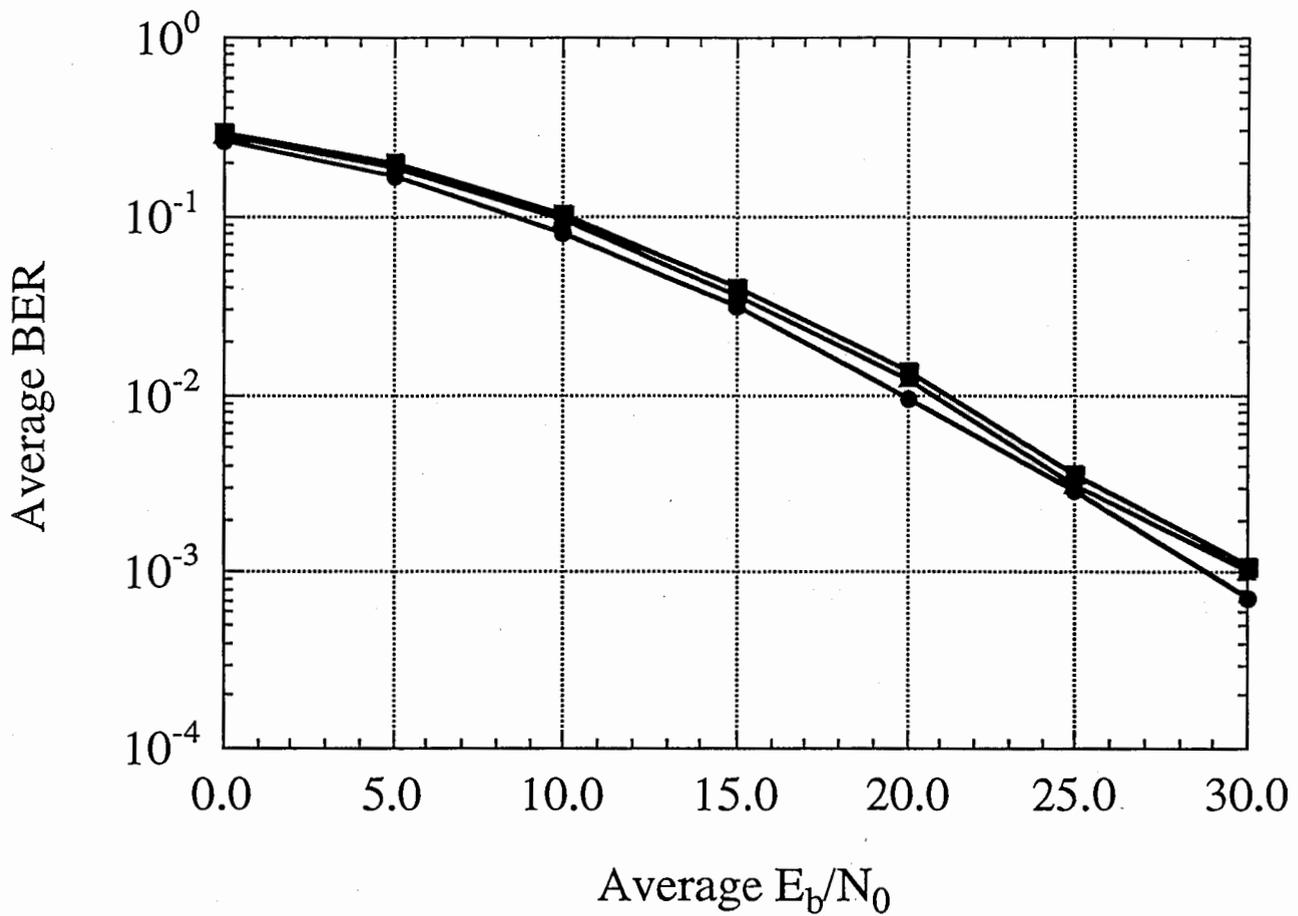


図7(a) 到来波数に対する提案システムの特性

- 到来波数は4波
- ▲到来波数は5波
- 到来波数は6波

到来波	平均受信電力 [dB]	遅延時間 [Symbol]
所望波	0	0
ISI	0	1
CCI	0	0 or 1

表3(a) 各到来波のパラメータ

### 3.4.1 CCIの平均受信電力が0dBの場合

CCIの平均受信電力を0dBに固定し、到来するCCIの数に対する提案システムの特性を図7(a)に示す。この時の各到来波のパラメータを表3(a)に示す。

グラフがかなり接近しているため、やや判別しにくいですが、●が一番特性が良く、▲が中間で、■が一番特性が悪くなっている。しかしながら、特性の劣化はほんの少しであることから、例えば到来波数が増加しても、少なくとも到来波数と同じアンテナ素子数があれば、提案システムの特性は劣化しないと言える。

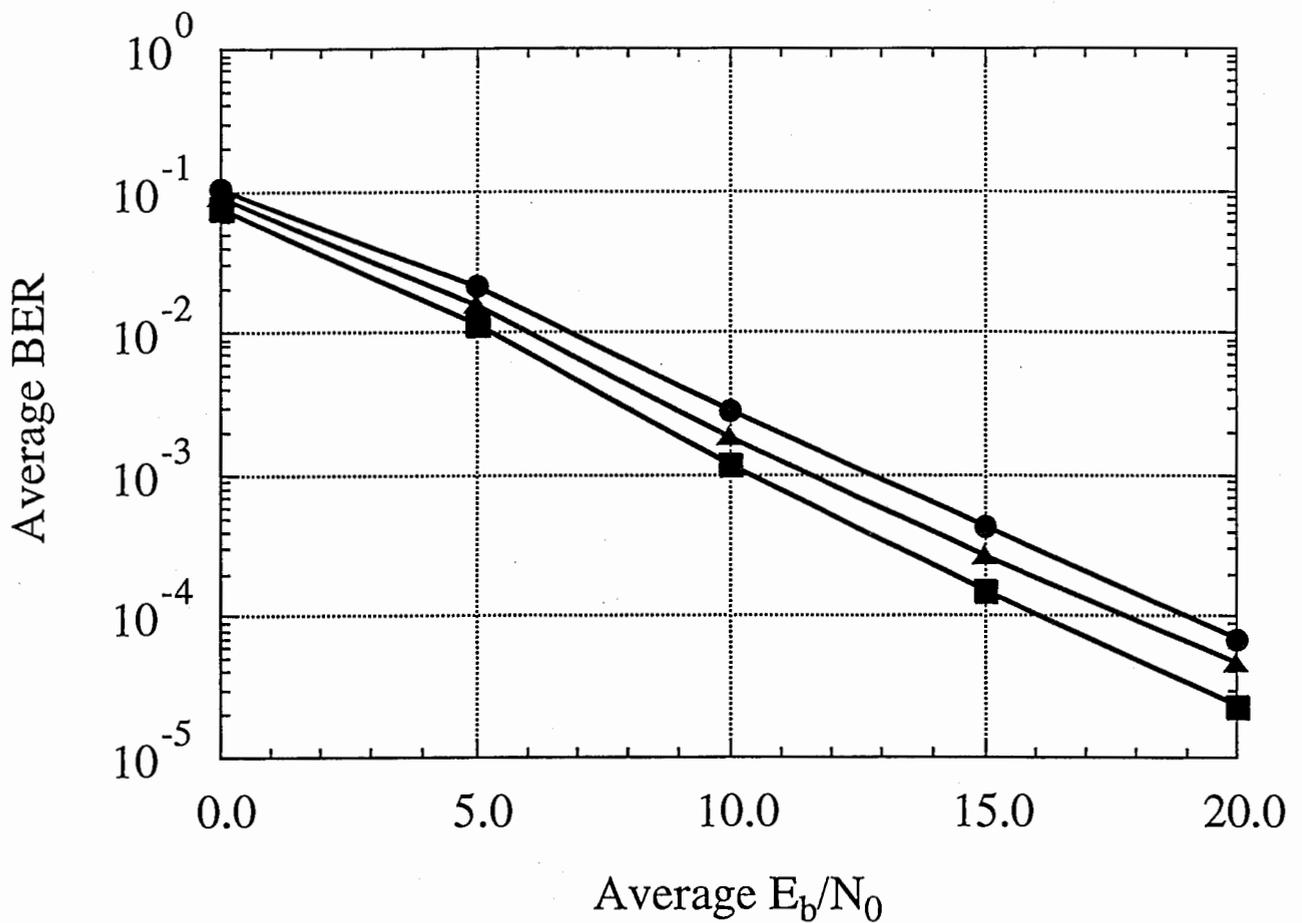


図7(b) 到来波数に対する提案システムの特性

- 到来波数は4波
- ▲到来波数は5波
- 到来波数は6波

到来波	平均受信電力 [dB]	遅延時間 [Symbol]
所望波	0	0
ISI	0	1
CCI	-10	0 or 1

表3(b) 各到来波のパラメータ

### 3.4.2 CCIの平均受信電力が10dBの場合

CCIの平均受信電力を10dBに固定し、到来するCCIの数に対する提案システムの特性を図7(b)に示す。この時の各到来波のパラメータを表3(b)に示す。

図7(b)から、図7(a)と同様に、到来波数が増加しても、提案システムの特性は劣化していないことが分かる。しかも、到来波数が増加するに従い、若干特性が良くなっている。これは、4章で説明するが、平均受信電力が小さいCCIは、アンテナの自由度を完全に拘束しないため、アンテナ素子数が多くなるにつれ、所望波あるいはISIに、より高い利得の指向性を向けることが出来るためであると考えられる。

#### 4 干渉波電力が大きいときの提案システムの振舞い

3.3節で述べたとおり、提案方式でも低C/I時には十分なパスダイバーシチ利得が得られない。これは、干渉波に指向性パターンを向けて干渉除去するというアダプティブアレーの特性に起因している。例えば、図8のように各到来波が入射した場合、所望波とCCI<sub>1</sub>の到来角度差が小さいため、CCI<sub>1</sub>に向けられるヌルに引きずられて、所望波に十分な指向性を向けることが出来ない。この時図9(a)のように、CCI<sub>1</sub>の受信電力が小さければ、ヌルの深さが浅くても良いので、所望波にある程度の指向性を向けることが出来る。しかし図9(b)のようにCCI<sub>1</sub>の受信電力が大きければ、ヌルを深くする必要が生じ、所望波に十分な指向性を向けることが出来ない。このため、提案方式は平均C/Iが悪い場合、十分なパスダイバーシチ利得を確保することが困難になる。しかしながら、図6(a)に示されたように、従来のアダプティブアレーアンテナよりは優れた特性が得られている。

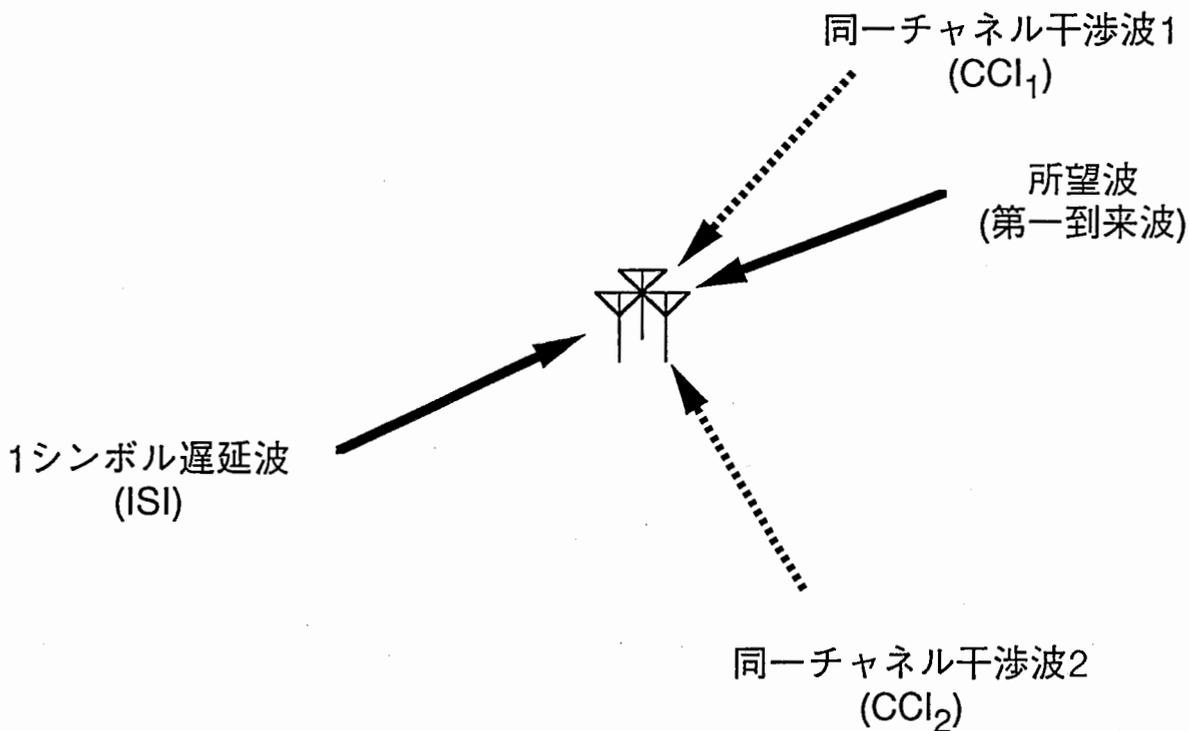


図8 到来波の入射例

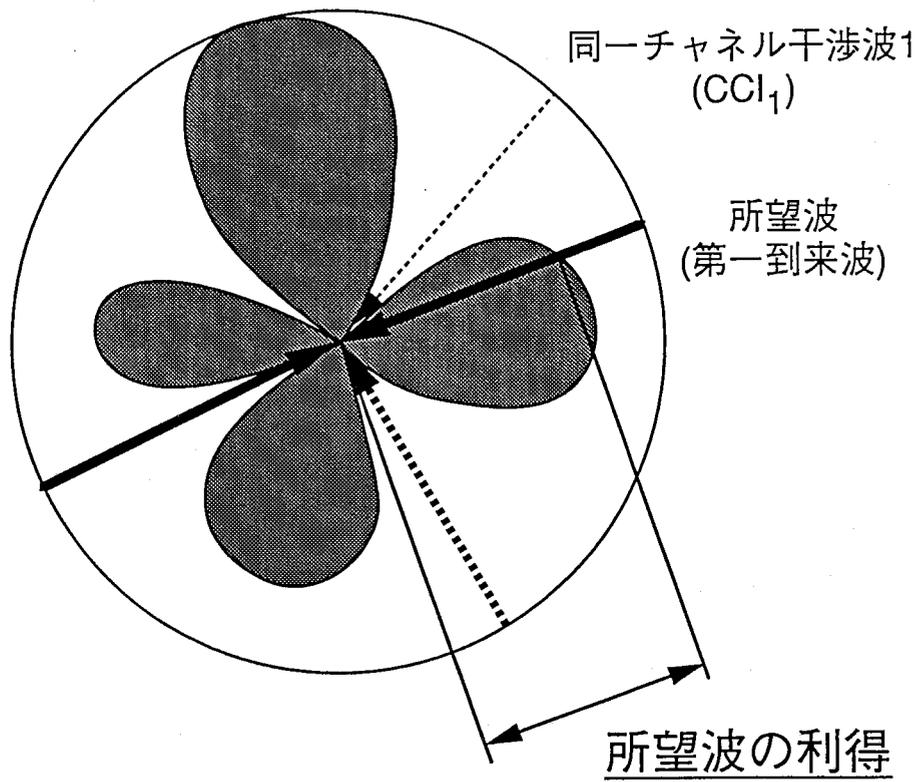


図9(a) CCI<sub>1</sub>の受信電力が小さいときの指向性パターンの模式図

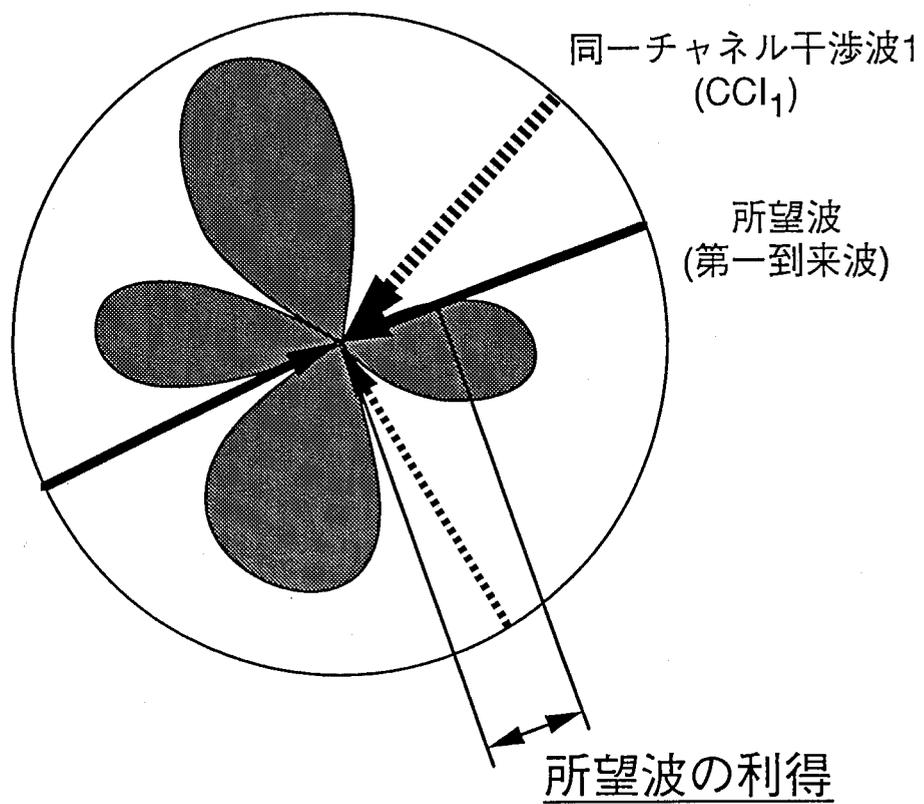


図9(b) CCI<sub>1</sub>の受信電力が大きいときの指向性パターンの模式図

## 5 まとめ

符号間干渉(ISI)波と同一チャネル干渉(CCI)波が存在する伝搬環境でデジタル無線通信を行うために、MMSE型のアダプティブアレーアンテナと最ゆう推定を組み合わせた高利得干渉除去システムを提案した。ISIとCCIが存在する準静的なレイリーフェージング伝搬路における提案システムの平均BER特性を計算機シミュレーションで明らかにした。その結果、CCIに良好に除去すること、平均C/Iが約10dB以上であればパスダイバーシチ効果が得られることが分かった。一方、平均C/Iが0dB程度になると、期待されたパスダイバーシチ効果が得られなかった。これは、アダプティブアレーアンテナの干渉波除去動作に起因するものである。

また、干渉除去能力を持つ等化器は干渉波数が2波以上になると、著しく特性が劣化する[7]のに対し、提案方式は2波以上の到来波がある場合でも良好な特性を保つことが出来ることも示された。

ISIとCCIを同時に克服する手法としては前書きで述べたように、干渉除去能力を持つ等化器が提案されているが、信号処理量の観点で見た場合、これらの方式は入射する干渉波数に対して信号処理量が指数関数的に増大するのに対し、本稿で提案された高利得干渉除去システムは干渉波数にほぼ比例して信号処理量が増加する。これらのことから、デジタル移動通信システムを高速化・大容量化する場合、より多数の干渉波が到来するような伝搬路において、アダプティブアレーアンテナに基づいた技術は、十分な特性とコストパフォーマンスを持つことから、非常に有効な技術であると言える。

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、ご指導頂いたATR光電波通信研究所猪股英行社長、小川英一無線通信第2研究室長、大鐘武雄前主任研究員(現北海道大学)に感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 府川和彦, 鈴木博, "逐次最小2乗型適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE) - 最ゆう推定理論の移動無線への応用 -, " 信学論 (B-II), vol. J76-B-II, no. 4, pp.202-214, Mar. 1993.
- [2] R. A. Monzingo and T. W. Miller, "Introduction to Adaptive Arrays," New York, Wiley, 1980.
- [3] B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive Signal Processing," New Jersey, Prentice-Hall, 1985.
- [4] T. Ohgane, "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems," *IEICE Trans. Communication*, vol. E77-B, no. 5, pp.598-605, May 1994.
- [5] 吉野仁, 府川和彦, 鈴木博, "RLS-MLSEによる適応干渉キャンセラ," 信学論 (B-II), vol. J77-B-II, no. 2, pp.74-84, Feb. 1994.
- [6] 村田英一, 吉田進, 竹内勉, "周波数選択性フェージング下におけるトレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセル方式の特性," 信学技報, vol. RCS93-85, pp. 45-52, Jan. 1994.
- [7] 鈴木博, 平出賢吉, "パス分割多重接続(PDMA)移動通信方式," 信学技報, RCS93-84, pp.37-44, Jan. 1994.
- [8] 鈴木博, 平出賢吉, "干渉キャンセル等化(ICE)によるTDMA移動通信システムの加入者収容能力の増大," 信学通信ソサイエティ大会, B-276, 1995.
- [9] Y. Ogawa, Y. Nagashima and K. Itoh, "An Adaptive Antenna System for High-Speed Digital Mobile Communications," *IEICE Trans. Communication*, vol. E75-B, no. 5, pp. 413-421, May 1992.
- [10] 小川恭孝, 横畑和典, 伊藤精彦, "アダプティブアレーによる空間領域パスダイバーシチの検討", 信学総合大会, B-397, 1995.
- [11] 土居義晴, 大鐘武雄, 小川英一, "準静的なレイリーフェージング伝搬路におけるアダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器の組み合わせによるISI・CCI適応キャンセラの特性," 信学技報, vol. RCS95-46, pp. 19-224, Jul., 1995.
- [12] 土居義晴, 大鐘武雄, 小川英一, "アダプティブアレーアンテナと最ゆう推定等化器の組み合わせによるISI・CCIキャンセラ," 信学通信ソサイエティ大会, B-277, 1995.
- [13] 藤井正明, "アダプティブアレーアンテナとMLSEの結合処理によるマルチパス分離・結合に関する一検討," 信学技報, vol. RCS95-97, pp. 1-6, Nov., 1995.
- [14] 堀越淳 他, "デジタル移動通信のための波形等化技術," トリケップス, 1994.