

研 究

V-2 陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの
選択性フェージング補償特性

大 鐘 武 雄*

(1990年8月20日受理)

V-2 CHARACTERISTICS OF CMA ADAPTIVE ARRAY FOR
SELECTIVE FADING COMPENSATION IN DIGITAL
LAND MOBILE RADIO COMMUNICATIONS

By

Takeo OHGANE

1. ま え が き

現在、陸上移動通信に対する需要は急激な伸びを示しているとともに、高度情報社会の発展に伴い非音声データ伝送の必要性も高まってきた。このため、周波数の有効利用並びに高度なサービスの提供を可能とする新しいデジタル陸上移動通信システムの検討が進められている⁽¹⁾⁽²⁾。

その中で、汎ヨーロッパ自動車電話システム⁽²⁾に代表される TDMA (Time Division Multiple Access) 方式は従来の SCPC (Single Channel Per Carrier) 方式に比べて様々なメディアに柔軟に対応できる等の特長を有する一方、広い周波数帯域を占有する。このような高速のデジタル変調信号を伝送する場合、陸上移動多重伝搬路では受信信号は様々な遅延時間を持つ複数の到来波の合成となるため、深刻な符号間干渉が生じ(周波数選択性フェージング)伝送特性が劣化してしまう。

この周波数選択性フェージングへの対策として、従来から適応等化技術が検討されてきた。適応等化は時間軸上に分散した信号情報を合成し、最もひずみが少ない、あるいは、最も確からしい信号を得る技術であり、Viterbi 等化器や帰還判定型等化器等の適用により誤り率が改善されることが報告されている⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、補償すべき遅延波の遅延時間が増加すると、帰還判定型等化器ではタップ数が比例的に増加し追従性が劣化すること⁽⁴⁾、また、Viterbi 等化器では状態数が指数的に増加し計算量

が急激に増加することなどの問題があった。

一方、最近提案されている選択性フェージング対策技術として、アダプティブアレーによる遅延波除去技術がある。アダプティブアレーは、複数のアンテナに適切な重み付けを行うことによって非希望波を抑圧し、アレーの出力を最適に制御する技術であり、選択性フェージング対策技術として適用した場合についても良好な遅延波抑圧特性が得られることが報告されている^{(5)~(8)}。更にこれらの検討では、直接波と遅延波との相互相関の減少、すなわち、遅延波の遅延時間の増加に伴い、遅延波抑圧特性が向上する特長を有することも明らかとなった。

しかし、これらの報告は遅延波の抑圧特性に主眼がおかれた検討であり、通信システムに適用した場合の誤り率等、具体的な有効性を示すには至っていない。

そこで、本論文では、デジタル陸上移動通信で最も一般的な定包絡線変調方式の一つである GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) を用いた高速 TDMA 伝送システムを想定し、選択性フェージング対策技術として4素子のアダプティブアレーを適用した場合について、計算機シミュレーションによる多重伝搬路条件下での誤り率特性の検討を行った。

アダプティブアレーの制御アルゴリズムには、定包絡線変調信号の補償に適したアルゴリズムである CMA (Constant Modulus Algorithm)⁽⁹⁾を採用した。このアルゴリズムはアレーの制御時に参照信号を必要としない特徴を有する。

本論文では CMA の収束特性について検討した後、

* 総合通信部 通信系研究室

遅延波の遅延時間をパラメータとして誤り率特性について評価した。その結果、アダプティブアレーが選択性フェージング対策として有効な技術であることが明らかになった。

2. CMA の概要

CMA は希望信号 $s(t)$ が定包絡線信号である場合に、『希望信号の包絡線が一定である』という事前知識を用いて出力の最適化を行うアルゴリズムである⁽⁹⁾。従って、送信データに関する事前知識を必要としない。

ここで、 n 個のアンテナ入力系を考えたアルゴリズムについて述べる。複素ベースバンドにおける送信信号を $s_b(t) = s_{bI}(t) + js_{bQ}(t)$ 、搬送波周波数を ω とし、送信信号を次式で表わす。

$$s(t) = s_b(t) \exp(j\omega t) \quad \dots\dots(1)$$

このとき、系の入力ベクトルを X 、ウェイトベクトルを W とすると、系の合成出力 y は次式で表わされる。

$$y(t) = X^T W \quad \dots\dots(2)$$

ただし

$$\begin{aligned} X(t) &= (x_1(t), x_2(t), \dots, x_i(t), \dots, x_n(t))^T \\ W(t) &= (w_1(t), w_2(t), \dots, w_i(t), \dots, w_n(t))^T \\ x_j(t) &= s(t) * h_j(t) + n_j(t) \end{aligned}$$

ここで、 $h_j(t)$ 、 $n_j(t)$ はそれぞれ j 番目のアンテナにおける多重伝搬路のインパルス応答、白色ガウス雑音 (WGN) を表わす。また、 $*$ は畳み込み、 T は転置を表す。

CMA による各アンテナの最適ウェイト W は、系の合成出力の振幅と希望信号の振幅 ($|s(t)|=1$) との誤差を最小にするウェイトとして決定される。通常、誤差の評価関数 J は次式で表される。

$$J^{pq}(t) = E\{|y(t)|^p - 1\}^q \quad \dots\dots(3)$$

ここで、 $E\{\cdot\}$ はアンサンブル平均の操作を表す。系の収束特性は式(3)の係数 p, q に依存し、通常、 $J^{22}(p=2, q=2)$ あるいは $J^{12}(p=1, q=2)$ の評価関数が用いられる。

本論文では式(3)のアンサンブル平均を瞬時値で代用し、最適ウェイトを Gradient 法によって求めた。このとき、ウェイトの更新式は次式となる。

$$W(t+\Delta t) = W(t) - \mu \varepsilon(t) X^*(t) \quad \dots\dots(4)$$

ここで、 μ はステップ定数、 ε は誤差信号と呼ばれる成分である。 $*$ は複素共役を表わす。評価関数として J^{12} を適用した場合、誤差信号 ε は次式で与えられる。

$$\varepsilon(t) = y(t) - y(t) / |y(t)| \quad \dots\dots(5)$$

また、 J^{22} を適用した場合は、誤差信号 ε は次式となる。

$$\varepsilon(t) = y(t)(|y(t)|^2 - 1) \quad \dots\dots(5')$$

式(4)は、通常よく用いられる LMS (Least Mean

Squares) アルゴリズムの更新式と非常に似た形式である。しかし、誤差信号 ε を生成する際に参照信号を必要としないという特徴を持つ。

一般に、LMS アダプティブアレーは参照信号とは相関のない到来波を抑圧するような指向性が形成される。陸上移動多重伝搬路のように複数の到来波がすべて定包絡線信号である場合には、参照信号と同期した到来波以外を抑圧するよう動作する。一方、CMA アダプティブアレーの場合には参照信号がないため、一般に、電力の大きい到来波を希望波と考え、他の到来波 (直接波も含む) を抑圧するよう動作する⁽⁸⁾。

また、式(3)からわかるように、CMA は系の制御時においてアレー出力の振幅情報のみを使用し、位相情報を使用していない。すなわち、LMS アルゴリズムと異なり出力信号の位相が不確定となる。従って、CMA の制御以後に搬送波再生を行う必要がある。

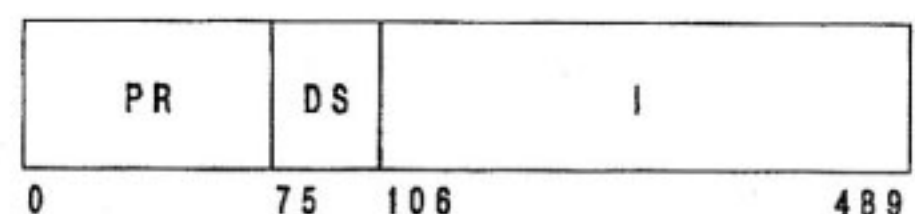
3. シミュレーションの概要

3.1 送信データバーストの構成

本論文では TDMA 方式を仮定し、シミュレーションにおける送信データ系列として、第1図に示されたバースト構成をとる。PR はプリアンブルであり、アダプティブアレーのウェイト更新の際の収束並びに GMSK 同期検波時の同期引き込み用のデータとして使用される。ただし、CMA は参照信号を必要としないため送信側で任意に設定することができる。ここでは4段の M 系列符号を5回繰り返して使用している。DS はデータ同期ワードであり、誤り率を算出する際のデータの同期に使用される。ここでは5段の M 系列符号を用いている。I は情報データで、9段の M 系列符号 511 ビット中の 384 ビットを使用している。誤り率はこの部分でのみ評価される。

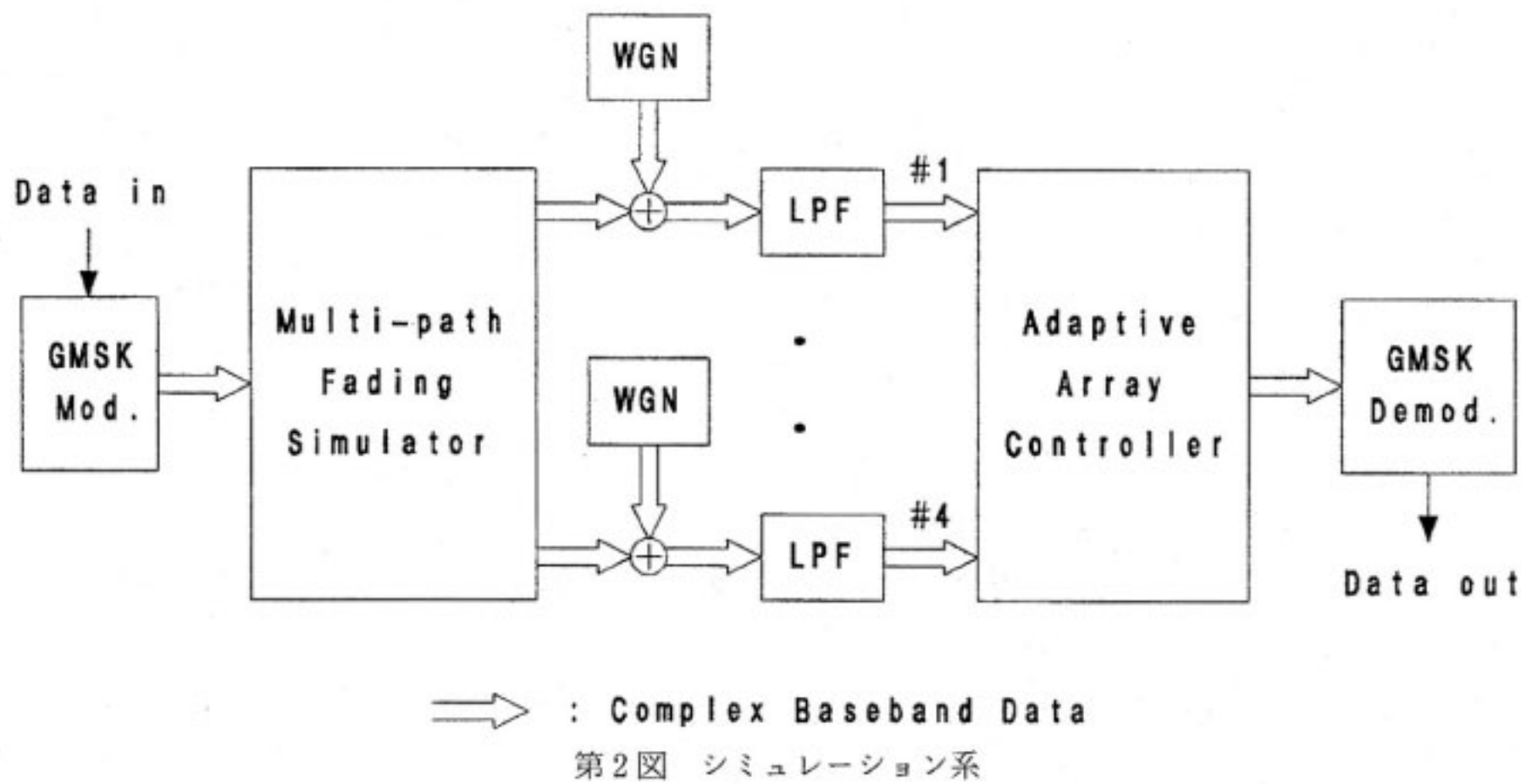
3.2 シミュレーション系

第2図にシミュレーション系を示す。シミュレーションは計算機を使用し等価低域系で行う。従って、送信信号や雑音等の信号はすべて複素ベースバンド信号として表される。尚、信号波形のサンプル数は1ビット長



PR : Preamble (75 bits)
DS : Data Sync. Word (31 bits)
I : Information (384 bits)

第1図 データバーストの構成



(T) 当たり16サンプルである。

以下に各部の動作について述べる。

3.2.1 GMSK 変調部及び多重伝搬路シミュレータ

送信データ系列はGMSK 変調 ($B_b T = 0.25$, B_b はベースバンドにおける等価雑音帯域幅) され, 多重伝搬路を経て各アンテナに入力される。本論文では多重伝搬路モデルとして, 遅延時間の基準となる第1到来波と, 第1到来波に比べて遅延時間 τ だけ遅延した第2到来波の合計2波が存在しているモデルを仮定した。

各到来波の到来方向並びに各アンテナ素子の配置を第3図に示す。特に都市内においては各到来波の到来方向は道路沿いに限られる場合が多いため⁽¹⁰⁾, ここでは典型的なモデルとして第1到来波は移動局の前方から, 第2到来波が移動局の後方から到来しているものと仮定した。更に, この二つの到来波は, それぞれ, データバーストの十分短いタイムスロット内において振幅が一定であり, 位相のみがドップラシフト f_d に応じた変動をするものとする。なお, 第1到来波に対する第2到来波の電力比は -3 dB と設定した。

アダプティブアレーの素子数は4とし, 各素子の配置は素子間隔 $\lambda/2$ の正方形配置とした。

多重伝搬路シミュレータでは以上のモデルを用いて(1)式における畳込みを行う。各到来波の初期位相を α_1 , α_2 , 到来角度, 及び, アンテナの位置による位相回転 (アレーの中心を基準) を β_{1j} , β_{2j} ($j=1, \dots, 4$) とすると, j 番目のアンテナ入力 $x_j(t)$ は

$$x_j(t) = s_b(t) \exp(j(2\pi f_d t + \alpha_1 + \beta_{1j})) \\ + (1/\sqrt{2}) s_b(t-\tau) \exp(j(-2\pi f_d t + \alpha_2 + \beta_{2j})) \\ \dots\dots(6)$$

で表される。ただし, 各到来波の初期位相 α_1 , α_2 は各送信バーストごとに乱数によって設定される。

3.2.2 雑音付加部とアダプティブアレー制御部

多重伝搬路シミュレータによって生成された受信入力信号は, 各アンテナにおいて独立な白色ガウス雑音を加えられた後, LPF によって帯域外の雑音が除去される。LPF には $B_b T = 0.5$ のガウスフィルタを用いた。本シミュレーションは等価低域系で行なっているため, BPF に換算すると $BT = 1.0$ (B は等価雑音帯域幅) のガウスフィルタに相当する。

受信 SNR は受信信号の1ビット当たりのエネルギー E_b と雑音電力密度 N_0 との比で定義されるのが一般的である。この場合では第1到来波と第2到来波の両者のエネルギーを受信電力 E_b に含めて考える。尚, E_b/N_0 はアンテナ1素子当たりの値で算出されている。

アダプティブアレー制御部では各アンテナの受信入力信号に複素ウェイトを乗積後, 合成することによって選択性フェージングによる信号品質の劣化を補償する。各アンテナ素子の複素ウェイトは受信バーストの先頭のサンプル点でアレーの指向性が無指向性となるよう初期化される。本論文では従来方法⁽⁸⁾ に比べ誤り率特性が約2 dB 程度向上する初期化方法 (付録参照) を採用している。

ウェイトの更新はサンプル点ごとに式(4)によって逐次行なわれる。従って, クロックのタイミングとは全く非同期である。また, このときサンプルデータにはドップラシフトによって搬送波位相のずれが生じるが, CMA は信号の振幅のみを評価しているため, ウェイトの更新には影響しない。

ウェイトが収束するまでの時間には, プリアンプルの時間を割り当てている。ただし, CMA は制御の際に参照信号を必要としないため, プリアンプル信号に関する事前情報はいっさい必要としない。

3.2.3 GMSK 復調部と特性評価

アダプティブアレーの出力信号は GMSK 復調部で復調される。ここでは計算機シミュレーション上でコストスループを実現し、同期検波を行なっている。搬送波位相及びクロックは各バーストの先頭のサンプル点で初期化され、コストスループにより各サンプル点ごとに逐次同期引き込み処理が行われる。同期が確立するまでの時間としてはアダプティブアレーの処理と同様にプリアンブルの時間が割り当てられる。

復調後のデータはデータ同期ワードの検出により情報ビットのみが抽出され、誤り判定が行われる。誤り率を評価する際には、十分な平均化が行えるよう送信バースト数を1000としている。1バースト当たりの送信データ数は384ビットであるため、観測できる最小の誤り率は約 2.6×10^{-6} となる。

尚、誤り率特性の比較には、アダプティブアレーを用いないシステムとして、アンテナを1素子としリミタとコストスループを組み合わせた受信系を採用した。

4. 収束特性

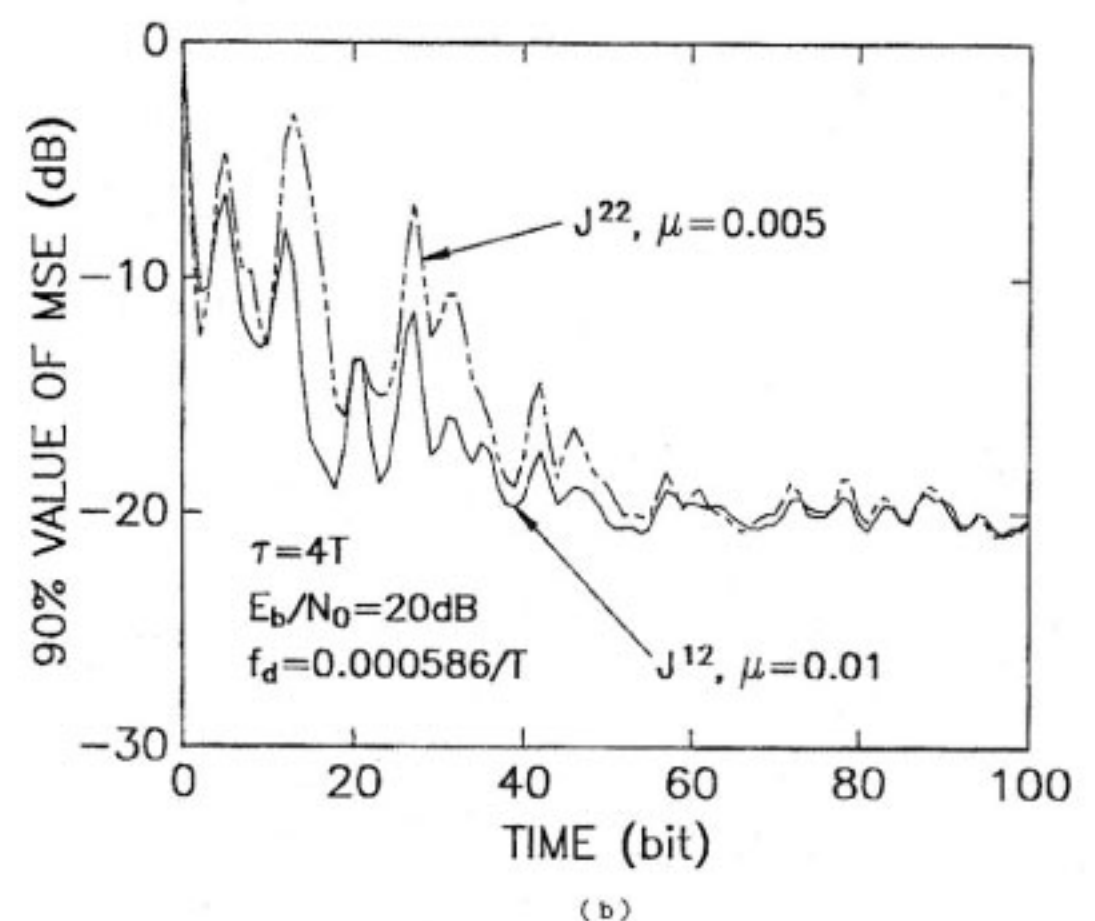
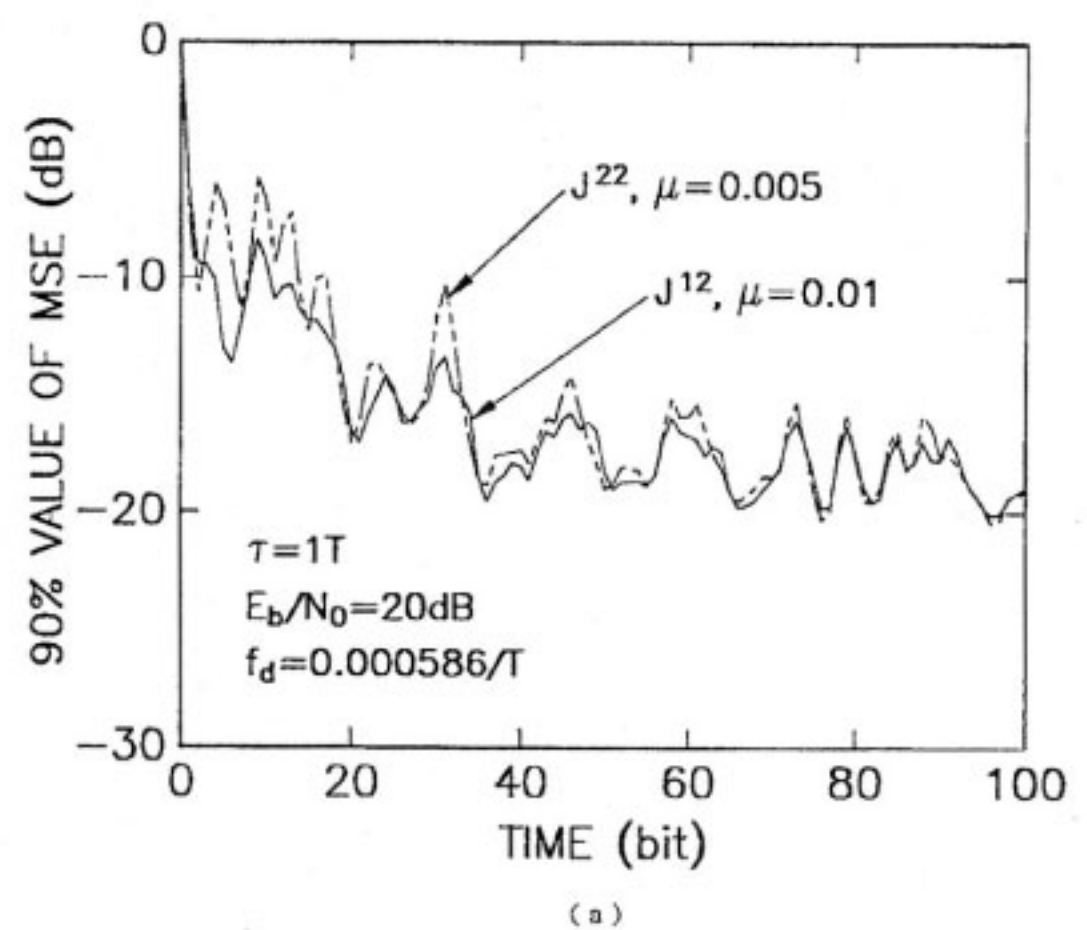
第4図に評価関数として J^{12} 及び J^{22} を適用した場合の収束特性の相違を示す。収束特性の評価基準には各サンプル点における自乗平均誤差 (MSE) を用いた。ここでは MSE を当該サンプルを中心とした16個 (1ビット分) のサンプル点の自乗誤差 $(|y(t)|-1)^2$ の平均により算出する。

送信バースト数は100とし、MSE の累積分布の 90 % 値によって収束特性を評価した。ただし、送信データ系列は各バーストとも等しい。 E_b/N_0 は 20 dB、ドップ

ラーシフトは $f_d = 5.86 \times 10^{-4}/T$ と設定した。この値は伝送速度を 256 kbps としたとき $f_d = 150$ Hz に相当する。ステップ定数 μ は収束後の両者の MSE が等しい条件下で収束特性を比較することとし、 J^{12} の場合は $\mu = 0.01$ 、 J^{22} の場合は $\mu = 0.005$ と設定した。

第4(a)(b)図はそれぞれ遅延時間差が $\tau = 1T$ 、 $4T$ の場合である。横軸はビット数で表した時間、縦軸は対応する時間における MSE の累積分布の 90 % 値である。

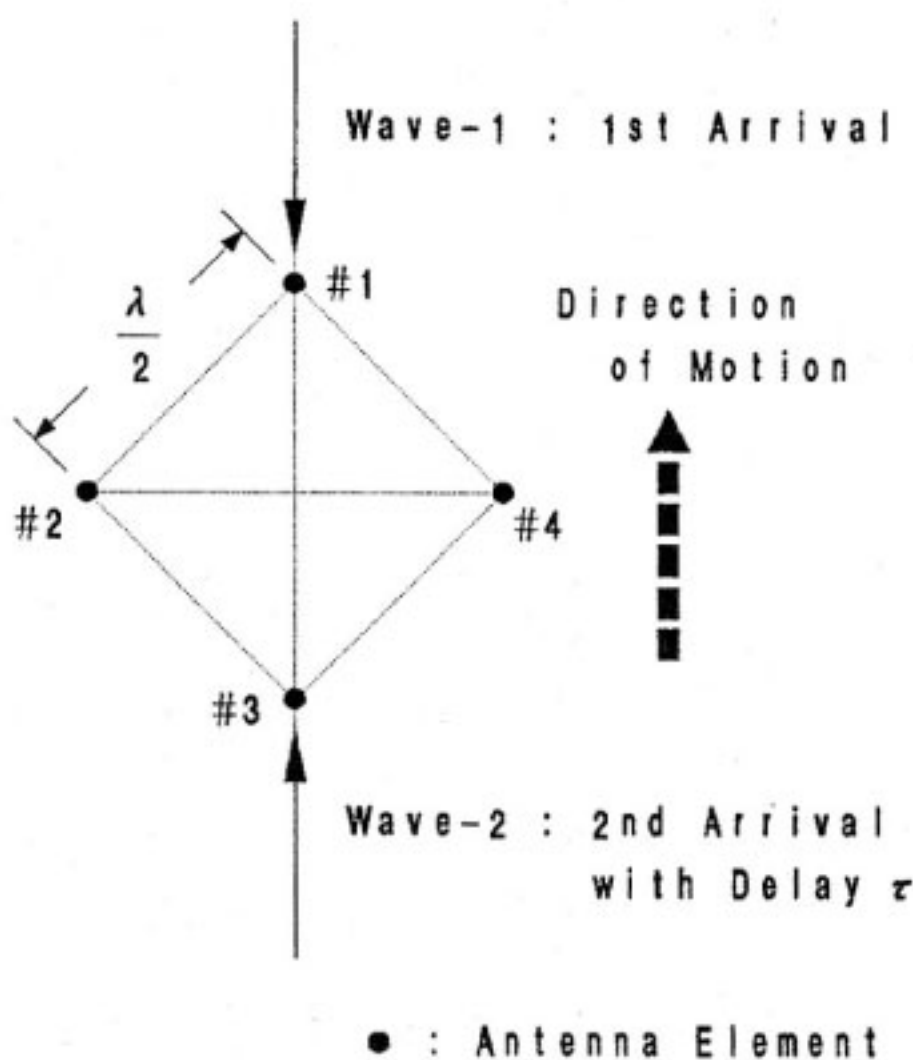
MSE の時間変動は単調減少ではなく、送信データ系列に依存して変動しながら減少している。(a)(b)の場合とも約70ビット以降は評価関数による収束特性の差異は少ない。しかし、約50ビットより以前は評価関数を J^{12} とした場合に比べて、 J^{22} とした場合は MSE の変動が大きく、特に $\tau = 4T$ の場合に顕著である。一般に評価



第4図 評価関数と収束特性

(a) $\tau = 1T$

(b) $\tau = 4T$



第3図 各到来波の方向とアンテナ配置

関数の次数が大きくなると誤差信号の変動に対して敏感になるため、収束の安定性が問題となる。従って、以下のシミュレーションでは評価関数として次数の低い J^{12} を採用する。

次に、第4図における遅延時間差に対する収束特性の相違を明確にするため、 $\tau = 1T$ 及び $4T$ における収束特性を併せて第5図に示す。評価関数は前述の通り J^{12} である。ステップ定数は $\mu = 0.01$ と設定した。

文献(8)では遅延時間差が $\tau = 1T$ の場合には、到来波間の位相差によって収束特性が異なり、ある位相差の場合には $\tau = 4T$ の場合に比べ収束特性が大きく劣化することが報告されている。第5図においても、 $\tau = 1T$ の場合はプリアンプル長である75ビット以上になっても時間によってMSEの90%値が3dB程度の幅で変動しており、 $\tau = 4T$ の場合に比べて収束速度が遅いことがわかる。

$\tau = 1T$ の場合における収束特性の劣化は誤り率特性に影響することが予想される。この点については5.2節において検討する。また、最適なステップ定数については5.3節で検討する。

5. 誤り率特性

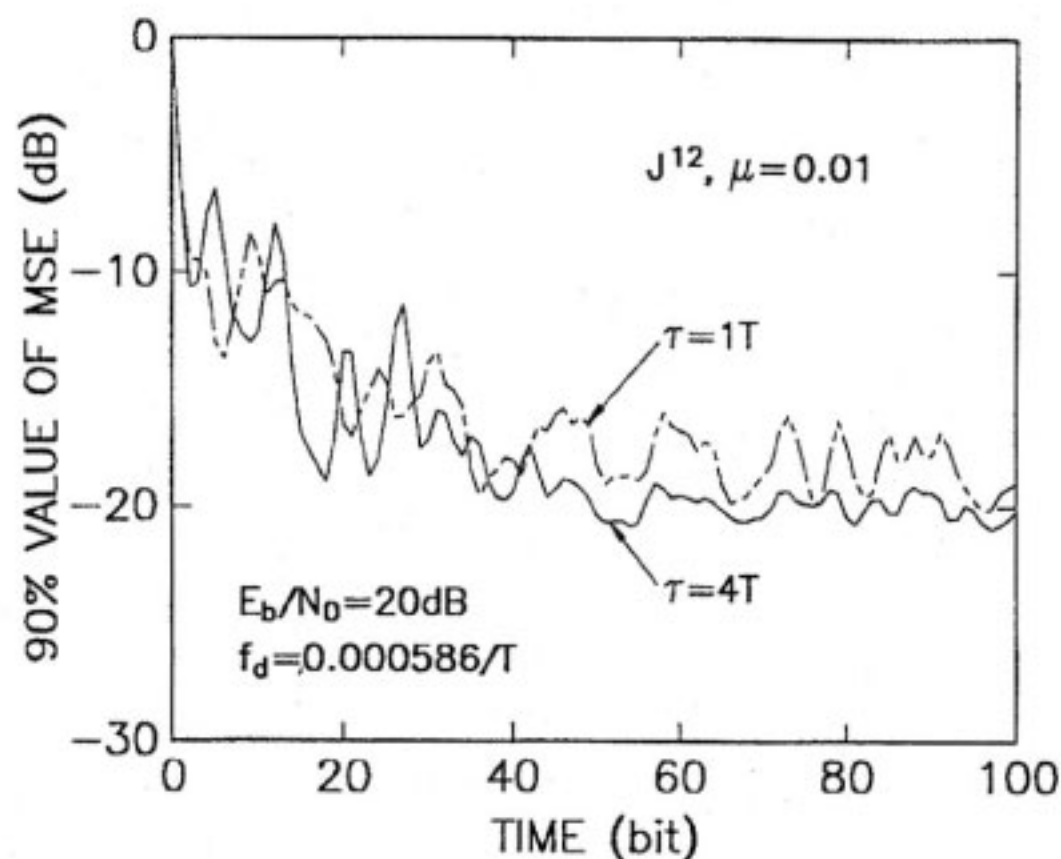
5.1 静特性

第6図にフェージングのない場合における誤り率特性を示す。横軸は1素子当たりの平均 E_b/N_0 、縦軸は誤り率である。入射波は第1到来波のみ選択した。図中の黒丸はアダプティブアレーを用いた場合(w/), 白丸はアダプティブアレーがない場合(w/o)の誤り率特性である。評価関数は J^{12} 、ステップ定数は $\mu = 0.01$ と設定した。また、一点鎖線はアダプティブアレーを適用しない場合のGMSK同期検波時における誤り率特性の理論値である。

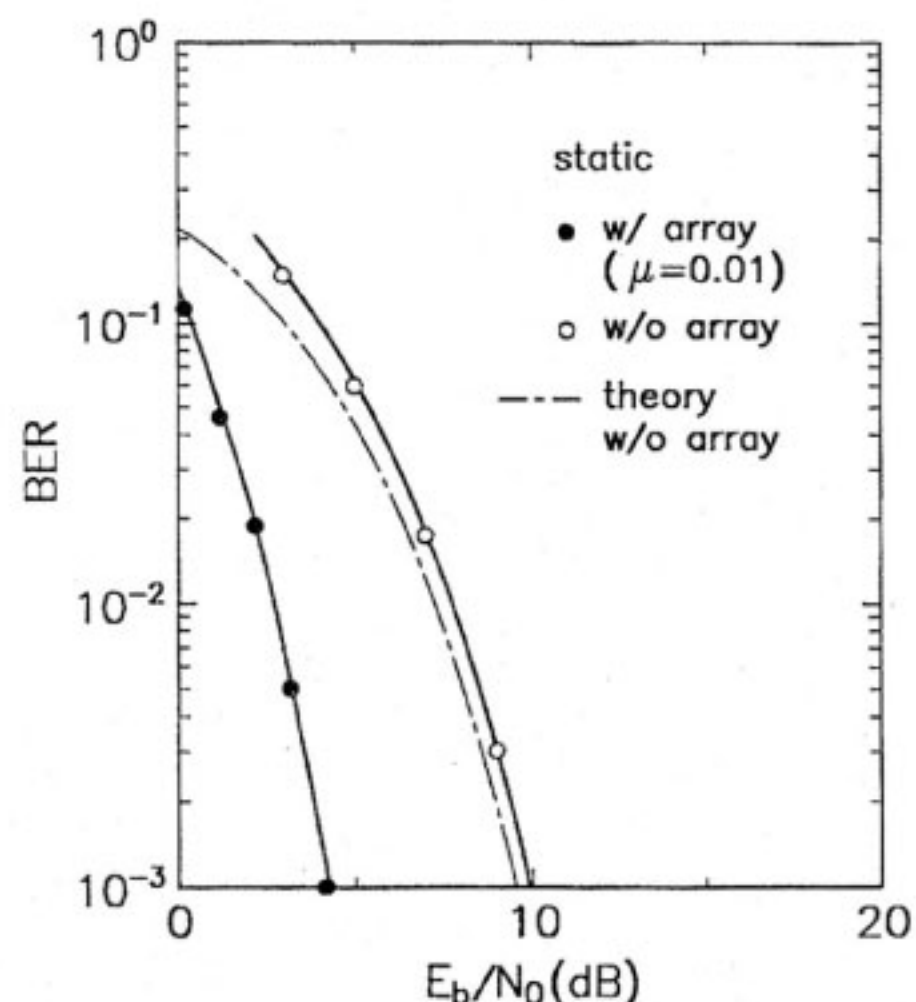
アダプティブアレーがない場合の特性は、ほぼ理論値と等しく、劣化量は約0.5dBである。 E_b/N_0 が小さい場合に劣化量が大きくなるのは、搬送波・クロックの同期引き込み特性が劣化するためである。

一方、アダプティブアレーを適用した場合は、適用しない場合に比べ約6dBの利得が得られた。このことは、各素子からの入力に含まれる信号成分が同相となるようウェイトの制御が行われることによりSNRが6dB増加していることを示す。

低 E_b/N_0 時にはアダプティブアレーの利得の減少が生じている。この原因としては、アダプティブアレーの入力に含まれる信号電力が雑音電力と同等程度以下では、各素子のウェイトの制御が正常に行われないうこと、更にこのことによりGMSK同期検波時の同期引き込み特



第5図 各到来波の遅延時間差と収束特性



第6図 フェージングのない場合における誤り率特性

性が劣化することが考えられる。

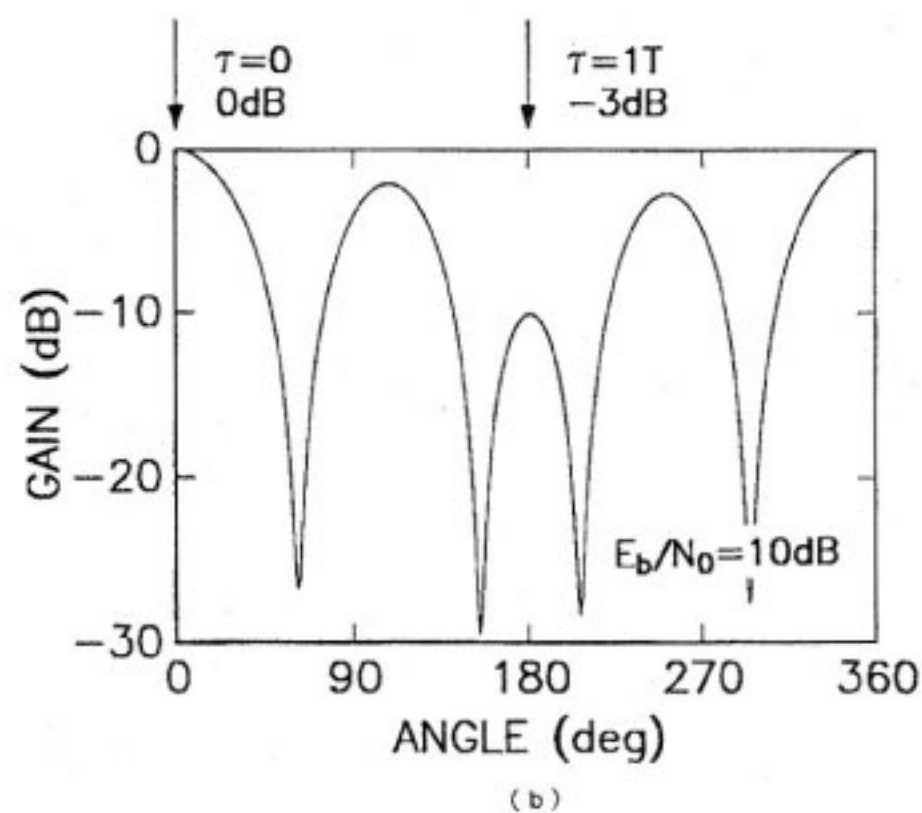
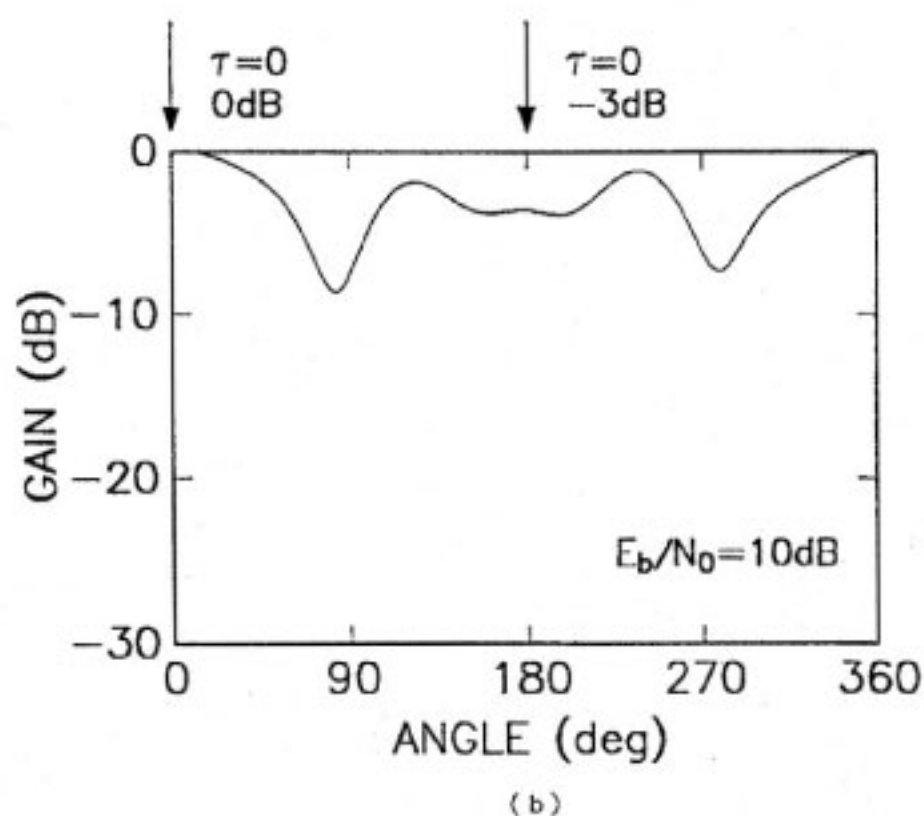
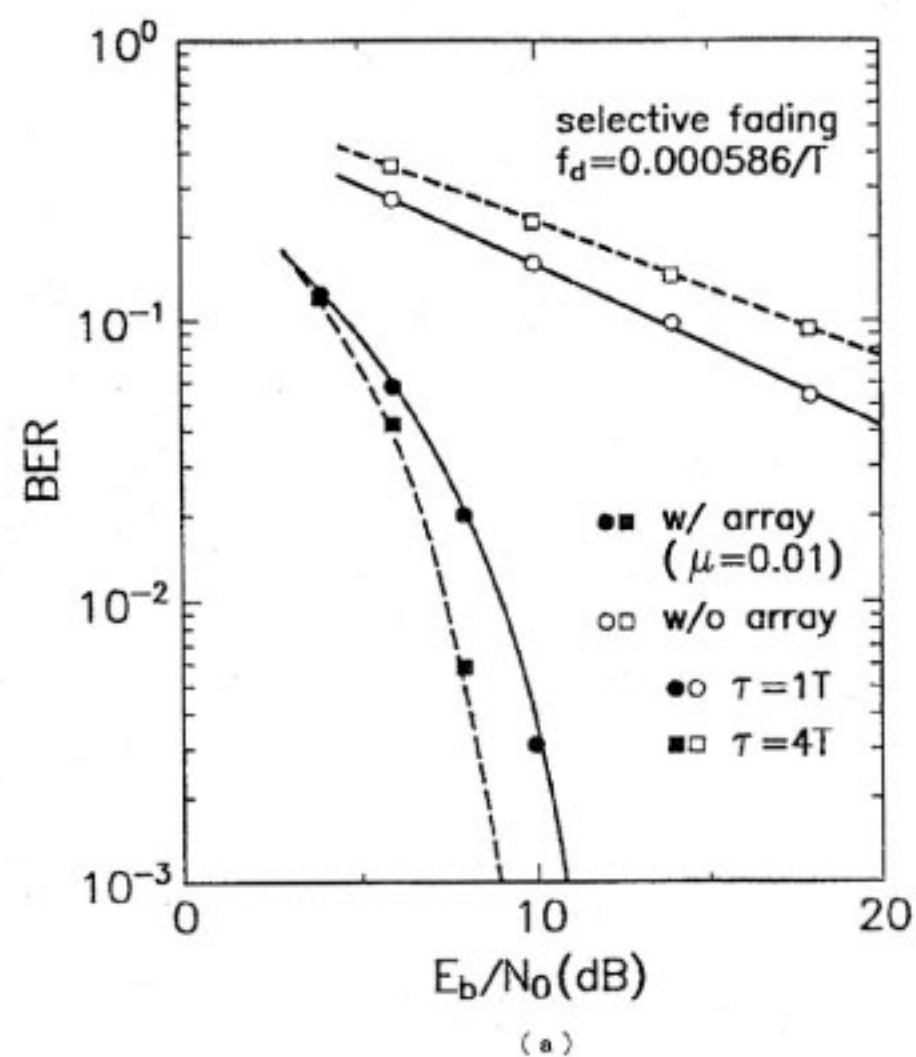
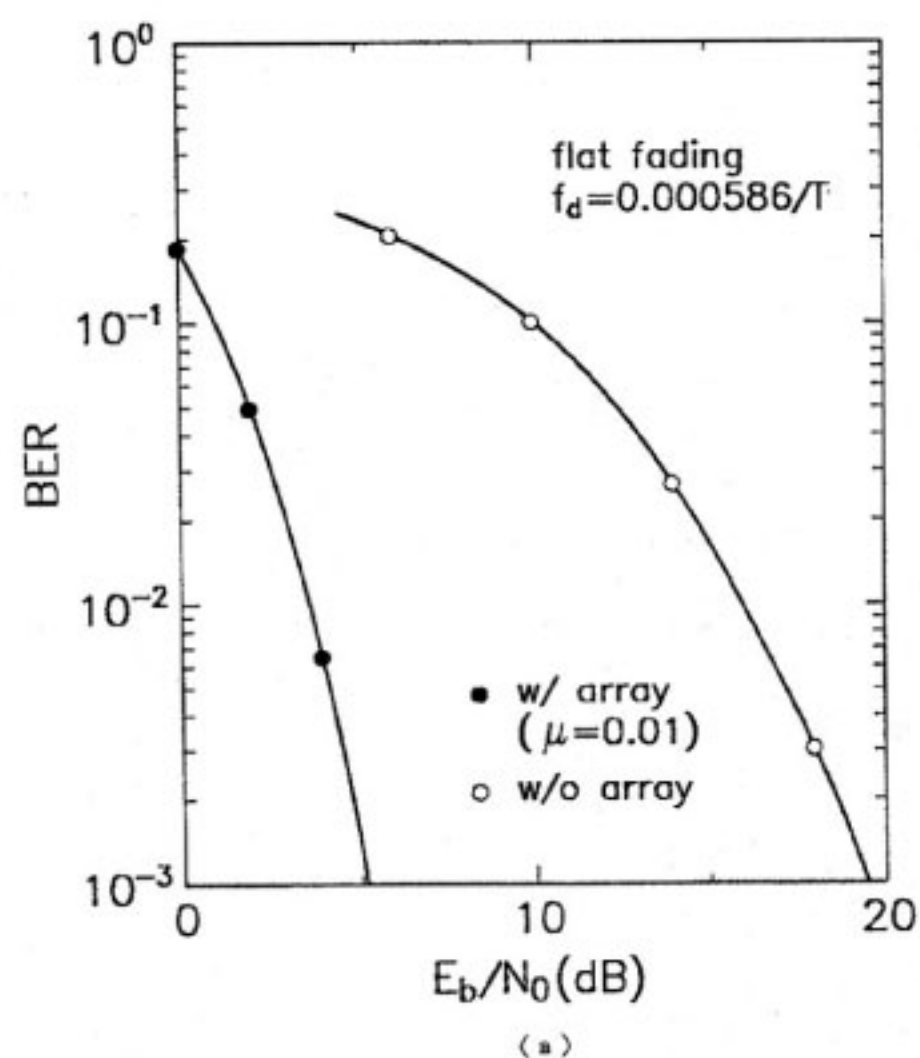
5.2 動特性

フェージング時の誤り率特性を第7～9図に示す。各パラメータは、ドップラースhiftを $f_d = 5.86 \times 10^{-4}/T$ 、評価関数を J^{12} 、ステップ定数を $\mu = 0.01$ と設定した。

第7(a)図は第2到来波の遅延時間が $\tau = 0$ の場合である。このとき、各到来波の遅延時間差がないことから一様フェージングが発生する。これにより、アダプティブアレーを適用しない場合は、第6図の静特性に比べ誤り率 1×10^{-3} で約10dBの劣化が認められた。

これに対し、アダプティブアレーを適用した場合は第6図の静特性からの劣化量は1dB程度であり、アダプティブアレーを適用しない場合に比べ誤り率 1×10^{-3} で約15dBの改善が得られている。

LMS アダプティブアレーを考えた場合、一様フェー



第7図 フェージング下の誤り率特性 (到来波間の遅延時間差がない場合)

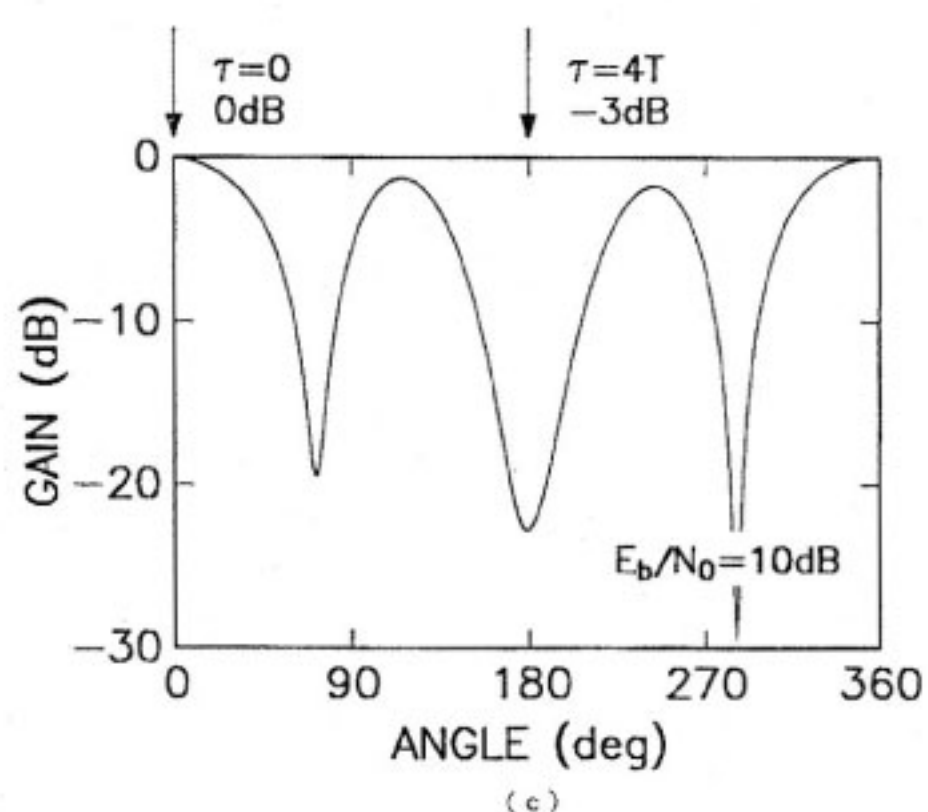
(a) BER 特性

(b) 指向性パターンの一例

ジング下における最適ウェイトは最大比合成型空間ダイバーシチの場合と等しく、各アンテナ入力の信号成分が同相になり、かつ、信号の包絡線レベルに比例した重みが増えらるようなウェイトとなる。CMA は LMS と類似のアルゴリズムであることから、一様フェージング対策として LMS アダプティブアレーと同様な効果が得られることが予想される。

参考として、第7(b)図に指向性パターンの一例を示す。この例では第1到来波に対する第2到来波の利得は約-3dBであった。

次に、第8(a)図に各到来波間の遅延時間差が存在する場合、すなわち、選択性フェージング下における誤り率



第8図 フェージング下の誤り率特性 (到来波間の遅延時間差がある場合)

(a) BER 特性

(b) 指向性パターンの一例 ($\tau=1T$)

(c) 指向性パターンの一例 ($\tau=4T$)

特性を示す。実線は $\tau = 1T$ の場合、破線は $\tau = 4T$ の場合である。アダプティブアレーを適用しない場合は選択性フェージングにより、一様フェージング下と比べて誤り率特性の劣化が著しい。

一方、アダプティブアレーを適用した場合は、軽減困難な誤りが生じず、アダプティブアレーを適用しない場合に比した改善効果は一様フェージング下よりも顕著である。しかも、誤り率 1×10^{-3} を得るのに必要な E_b/N_0 は、 $\tau = 1T$ の場合で約 10.5 dB、 $\tau = 4T$ の場合は約 9 dB であり、遅延時間差が大きいほど改善効果が大い。

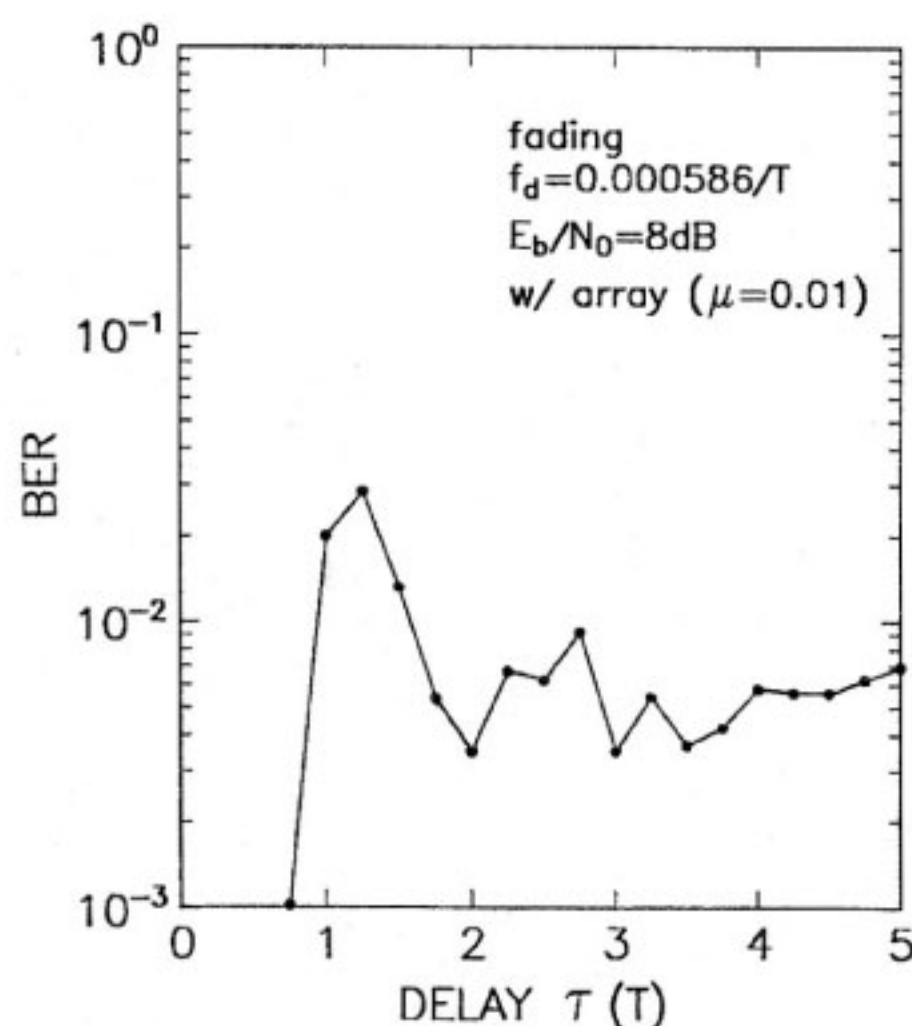
参考として、第 8 (b)(c) 図に指向性パターンの一例を示す。この図から、 $\tau = 1T$ の場合に比べて $\tau = 4T$ の場合は遅延波抑圧度が高いことがわかる。また、第 5 図の収束特性も $\tau = 4T$ の場合は $\tau = 1T$ の場合より収束が速く、MSE の変動が少なかった。第 8 (a) 図の誤り率の差はこれらの影響によるものと考えられる。

そこで、次に各到来波間の遅延時間差をパラメータとして誤り率特性を検討する。

第 9 図は E_b/N_0 を一定値に設定した際の、遅延時間差に対する誤り率特性である。横軸は第 2 到来波の遅延時間 τ 、縦軸は誤り率である。尚、 E_b/N_0 を高く設定すると誤り率が小さくなりデータ精度が低くなるため、ここでは E_b/N_0 を 8 dB と設定した。

遅延時間差が $\tau = 0.75T$ 以内では誤り率は 1×10^{-3} 以下であるのに対し、遅延時間差の増加に伴い選択性フェージングの影響により、誤り率が劣化する。誤り率が最も劣化するのは遅延時間差が $\tau = 1.25T$ 付近である。

CMA アダプティブアレーの非希望波抑圧度は各到来



第 9 図 到来波間の遅延時間差 τ に対する誤り率特性

波間の遅延時間差及び位相差によって影響され、平均的には遅延時間差が大きいほど非希望波抑圧度が向上する⁽⁸⁾。このため、遅延時間差が $\tau = 1.25T$ 付近では非希望波の抑圧が十分でなかったことが考えられる。

一方、更に遅延時間差が増加すると再び誤り率が向上する。これは、前述の通り非希望波抑圧度が向上するためであると考えられる。遅延時間差が $\tau = 2T$ 以上ではほぼ誤り率が一定となり、最悪時に比べ誤り率が約 $1/3 \sim 1/10$ となることがわかった。

このように、アダプティブアレーを適用したシステムは、遅延時間差が十分大きければ遅延時間差の増加による誤り率の劣化は生じず、逆に誤り率が向上あるいは一定となる特長を有する。このことから、遅延時間が大きい到来波が多く存在する場合、並びに、伝送速度が非常に高速な場合に適した技術であるといえる。

5.3 ステップ定数との関係

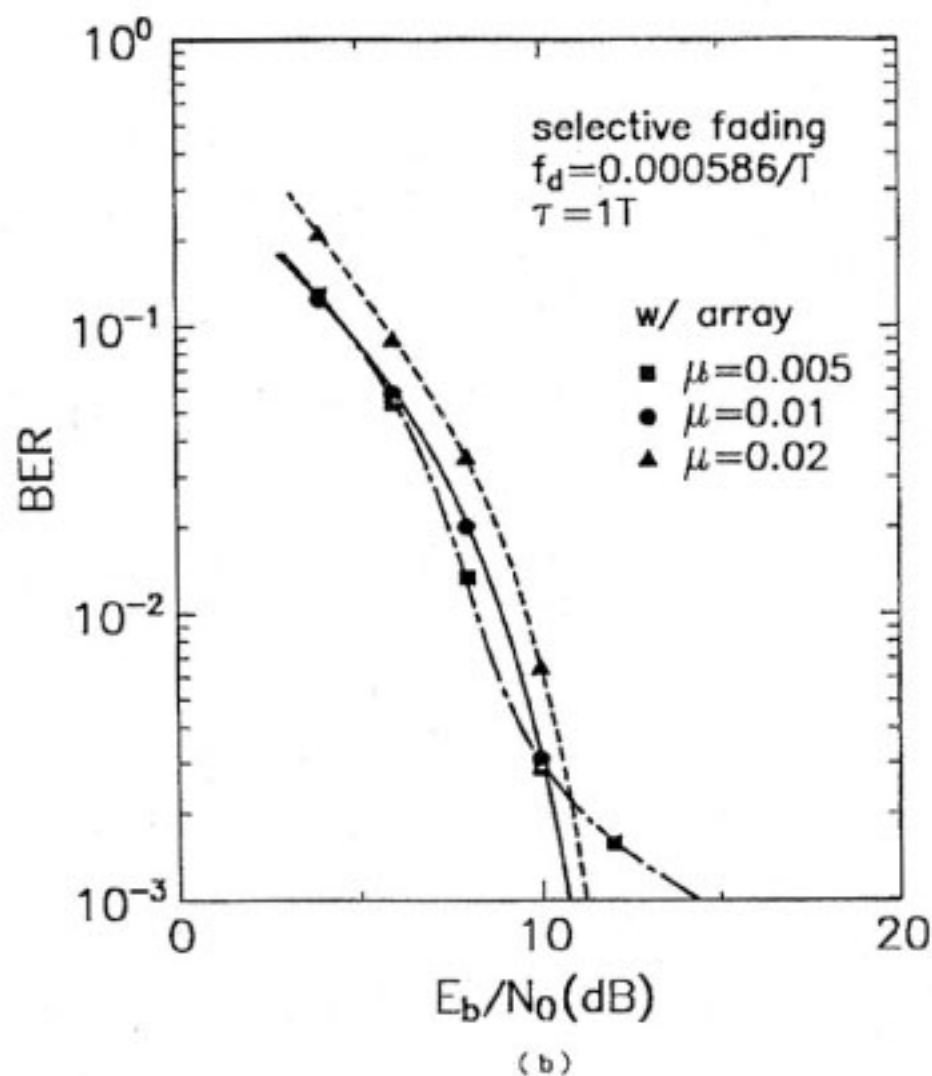
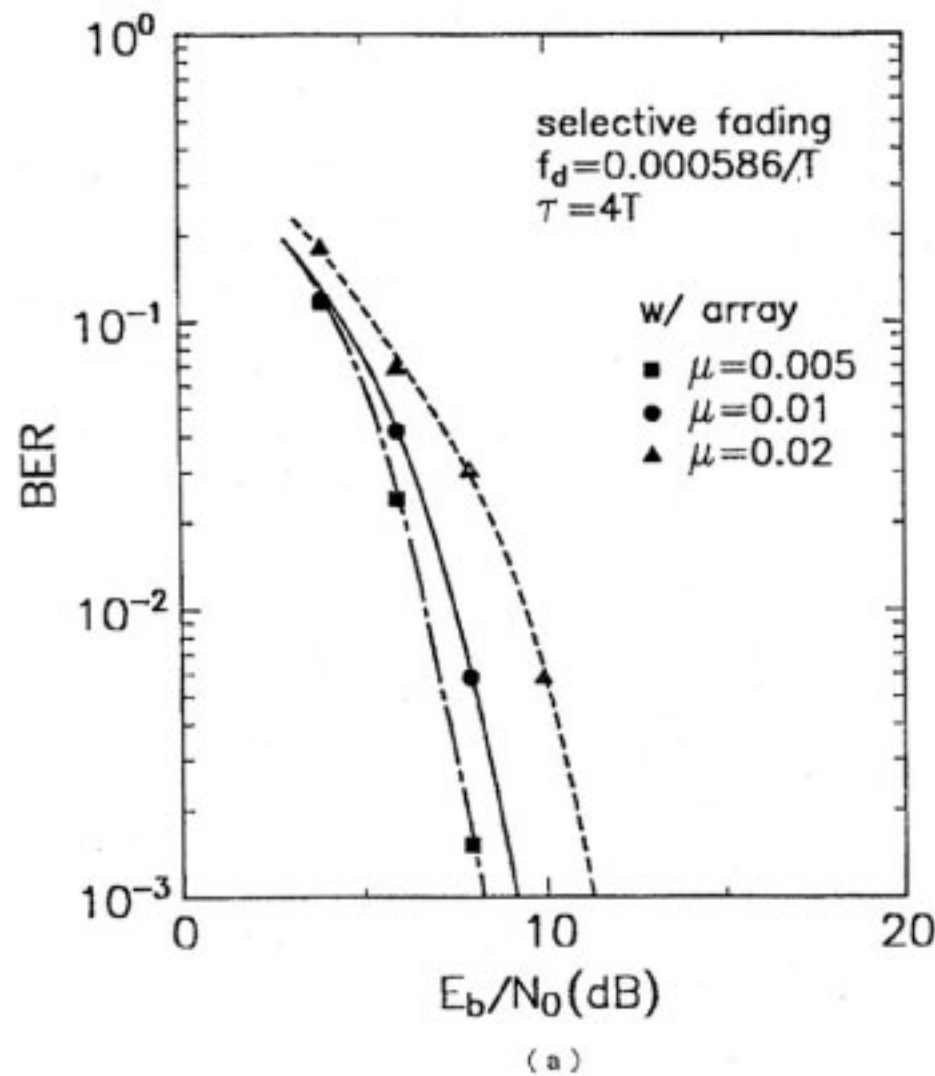
ウェイト更新時の収束速度はステップ定数に依存する。特に、伝搬路の状況が逐次変化するフェージング時には、ステップ定数による誤り率特性の変化が顕著に現れることが予想される。そこで、ステップ定数をパラメータとした誤り率特性を第 10 図に示す。ドップラシフトは $f_d = 5.86 \times 10^{-4}/T$ 、評価関数を J^{12} と設定した。また、ステップ定数は $\mu = 0.005, 0.01, 0.02$ の三つについて検討した。

(a) は遅延時間が $\tau = 4T$ の場合である。このとき、ステップ定数が小さいほど特性が良く、誤り率 1×10^{-3} で $\mu = 0.005$ の場合に比べ $\mu = 0.01$ で約 1 dB、 $\mu = 0.02$ で約 3 dB の劣化がある。

一般に、ステップ定数を大きくすると収束は速いが雑音の影響を受けやすく、また、収束後の誤差も大きい。従って、(a) のように各到来波間の遅延時間差が大きく、ステップ定数をそれ程大きくしなくても収束時間が十分速い場合には、耐雑音特性が良い $\mu = 0.005$ の場合が最も特性が良くなったと考えられる。

(b) は遅延時間が $\tau = 1T$ の場合である。このときは(a)と異なり $\mu = 0.005$ の場合は他の場合に比べ誤り率 3×10^{-3} 付近から大きく劣化している。これは各到来波間の遅延時間差が小さいために収束特性が劣化し、ステップ定数が $\mu = 0.005$ の場合は十分収束しなかったためであると考えられる。

これらの結果を見ると、最良の誤り率特性が得られるステップ定数 μ は各到来波間の遅延時間差によって異なり、遅延時間 τ が大きい場合には μ を小さく、逆に、遅延時間 τ が小さい場合には μ をある程度大きくとることが最適であることがわかる。しかし、通常ステップ定数を固定しなければならない場合には、 τ が小さい場合を

第10図 ステップ定数 μ と誤り率特性(a) $\tau = 4T$ (b) $\tau = 1T$

考慮して設定する必要がある。なお、この結果ではステップ定数を $\mu = 0.01$ と設定するのが適当であると考えられる。

6. む す び

高速のデジタル陸上移動通信における選択性フェージング対策技術としてアダプティブアレー技術を提案し、変調方式として GMSK、アレーの制御アルゴリズムとして CMA を採用し計算機シミュレーションにより誤り率特性の検討を行った。

二つの到来波を仮定した伝搬路モデルにおいて検討した結果、選択性フェージング下において、アダプティブアレーのない場合に生じていた軽減困難誤りがなくなることがわかった。誤り率 1×10^{-3} の所要 E_b/N_0 は、 $\tau = 1T$ の場合で約 10.5 dB、 $\tau = 4T$ の場合は約 9 dB である。誤り率特性は τ が大きい程向上し、 $E_b/N_0 = 8$ dB において、最悪時である $\tau = 1.25T$ の場合に比べ $\tau = 2T$ 以上では誤り率が約 $1/3 \sim 1/10$ となることがわかった。また、一様フェージング下においても、アダプティブアレーのない場合に比べ誤り率 1×10^{-3} で約 15 dB の改善が得られ、一様フェージング対策としても有効であることがわかった。

一方、ステップ定数と誤り率の関係については、最適なステップ定数 μ は各到来波間の遅延時間差によって異なり、遅延時間差が大きい場合には μ を小さく、逆に、遅延時間差が小さい場合には μ をある程度大きくとれば良いことがわかった。

今後は、到来波数や到来方向を変更した伝搬路モデルでの特性や、ウェイトの更新周期の変更による誤り率特性の変化などについて検討する予定である。

謝 辞

御指導、御討論頂いた横山総合通信部長、水野通信系研究室長、笹岡通信方式研究室長、猿渡関東支所長、三瓶主任研究官、神尾技官、並びに、通信系研究室の諸氏に感謝致します。

付 録

1. ウェイトの初期値と誤り率特性

陸上移動通信の場合、入射波の到来方向は未知である。従って、ウェイトの初期設定を行なう場合、アレーの指向性が無指向性となるよう

$$w_k = \alpha (\alpha = \text{constant})$$

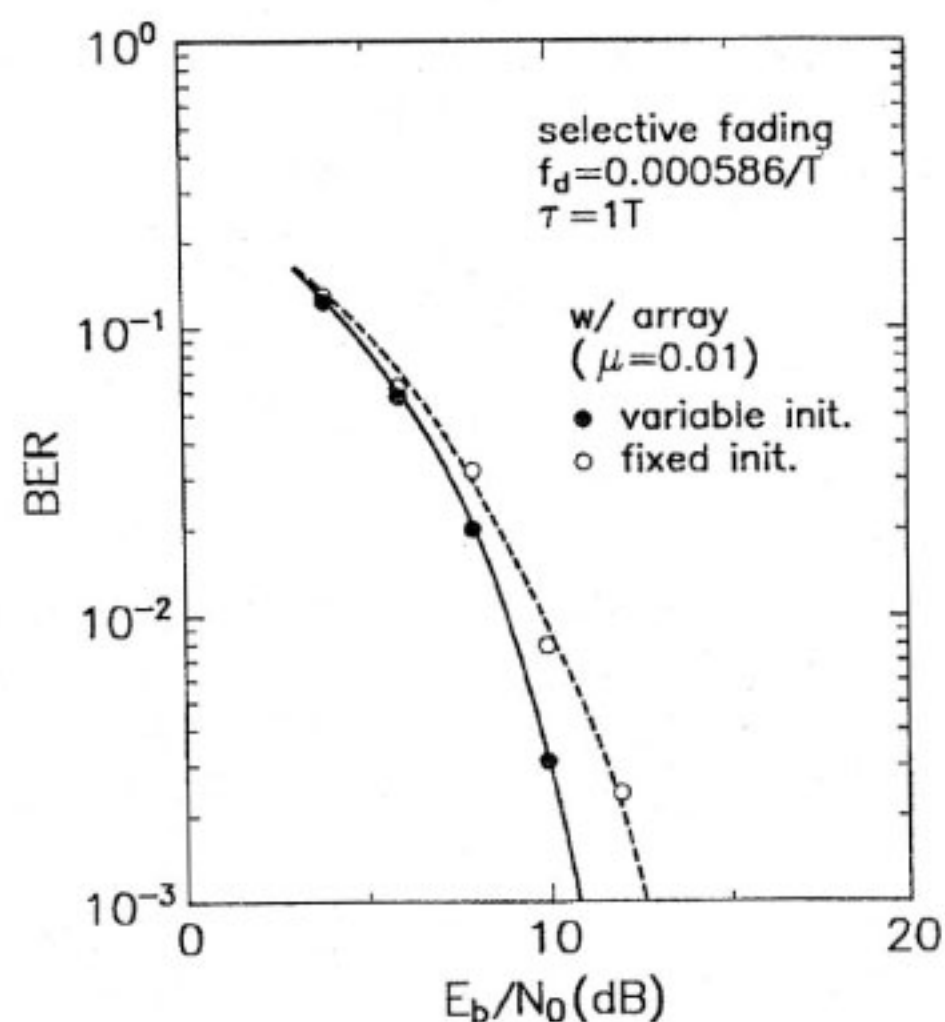
$$w_i = 0 (i = 1, 2, \dots, n, i \neq k)$$

とする必要がある。ただし、通常 $\alpha = 1$ としている。

このとき、どの素子のウェイトを 1 にするかが問題となる。一般に、Gradient 法によりウェイトを求める場合、入力信号が大きいほど収束が速い。従って、初期設定を行なう際、最も入力信号の大きい素子のウェイトを 1 と設定することにより収束速度が速くなり、誤り率が改善されることが予想される。

そこで、本論文ではウェイトの初期設定を行なう際、各アンテナ素子の最初のサンプルから信号電力を算出し、最大となる素子のウェイトを 1 と設定した。

第 A.1 図は、本方法による場合と、常に # 1 の素子のウェイトを 1 に初期設定した場合の誤り率特性を比較



第A・1図 ウェイトの初期化方法と誤り率特性

した結果である。評価関数は J^{12} を採用し、ドップラースhiftを $f_d = 5.86 \times 10^{-4}/T$ 、ステップ定数を $\mu = 0.01$ 、また、第2到来波の遅延時間を $\tau = 1T$ と設定した。

誤り率 1×10^{-3} を得るのに必要な E_b/N_0 は提案方法で約 10.5 dB、初期値を固定した場合は約 12.5 dB であり、提案方法により約 2 dB の改善が得られた。これは収束速度の改善により、コストスループの同期引き込み動作により影響を与えたものと考えられる。

本方法は最初のサンプルでのみ信号電力を評価しているため、雑音の影響を受け特性の劣化が生じることが予想される。従って、評価するサンプル数を増加させて初期設定を行えば、更に特性が向上すると考えられる。

参 考 文 献

- (1) 中嶋, 秦, 木下, “TDMA 移動通信のチャネル構成について”, 秋期信学全大, B-485, 1989年9月.
- (2) Bernard J.T. Mallinder, “An Overview of The GSM System,” DMR-III, 3.1, Sep. 1988.
- (3) G.D. Forney, Jr., “The Viterbi Algorithm,” Proc. IEEE, vol. 61, No. 3, pp.268-278, March 1973.
- (4) 中嶋, 三瓶, “判定帰還型等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性”, 信学論 (B-II), J72-B-II, 10, pp.515-523, 1989年10月.
- (5) Y. OGAWA, M. OHMIYA, and K. ITOH, “An LMS Adaptive Array for Multipath Fading Reduction,” IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., AES-23, pp.17-23, Jan. 1987.
- (6) R. Gooch and J. Lundell, “The CM Array : an Adaptive Beamformer for Constant Modulus Signals,” Proc. ICASSP, vol. 4, pp.2523-2526, Apr. 1986.
- (7) 高原, 鷹尾, “多重波抑圧用アダプティブアレー”, 信学技報, CS87-12, pp.21-26, 1987年5月.
- (8) 大鐘武雄, “都市内多重伝搬路における CMA アダプティブアレーの特性—GMSK 信号伝送の場合—”, 信学技報, CS87-80, pp.47-54, 1987年9月.
- (9) J.R. Treichler and M. G. Larimore, “New Processing Techniques Based on the Constant Adaptive Algorithm,” IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-33, pp.420-431, Apr. 1985.
- (10) 大鐘, 三瓶, 神尾, 笹岡, 水野, “市街地および郊外地における陸上移動多重伝搬路の諸特性”, 信学論 (B-II), J72-B-II, 2, pp.63-71, 1989年2月.