

研 究

V-1 陸上移動通信のための判定帰還形適応等化器

中嶋 牧人^{*1} 三瓶 政一^{*2}

(1990年7月20日受理)

V-1 PERFORMANCE OF A DECISION FEEDBACK EQUALIZER
UNDER FREQUENCY SELECTIVE FADING
IN LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Makito NAKAJIMA and Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

現在、次世代デジタル自動車電話をはじめとして、デジタル移動通信の研究が精力的に行われている。デジタル無線は高度な秘話機能を持つため、すでに警察無線などの一部の分野では SCPC (Single Carrier Per Channel) による狭帯域デジタル移動通信が実用化されており、今後、業務用無線等への進展が見込まれる。一方公衆用無線では、今後、音声とデータの複合伝送や ISDN ネットワークへのアクセスといった需要が急速に高まると考えられ、様々な伝送速度に対応することが可能な TDMA デジタル移動通信の開発が進められている。TDMA のメリットを活かすためにはキャリア当りのチャンネル数は多い方が良いため、広帯域伝送が必要となる。また TDMA 以外でも、今後は画像通信などの広帯域伝送の需要が高まると考えられる。

陸上移動通信では、送信局から送信された電波は受信局周囲の地形地物による反射、回折、散乱を受けるため、様々な多重波が重畳された信号を受信局で受信することになる。各多重波は伝搬距離が異なるため、広帯域伝送ではその時間差により符号間干渉が起き、通信品質が著しく劣化する。これが周波数選択性フェージングと呼ばれる現象であり、陸上移動通信における広帯域伝送では、周波数選択性フェージング対策が不可欠となる。このた

めに、耐多重波変調方式⁽¹⁾、アダプティブアレー⁽²⁾、最尤復号法⁽³⁾、適応等化器^{(4)~(8)}等の研究が行われている。このなかで、適応等化器は実現のための装置規模が比較的小さく、汎用性もあるために、多くの研究がなされている。また、選択性フェージング補償のためには、適応等化器の中でも判定帰還形等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) が有効なことが知られている⁽⁴⁾。

適応等化器は固定マイクロ波通信等ではすでに実用化されているが、陸上移動通信では遅延波のレベルや遅延時間が大きく、伝搬路状態の時変化が激しいため、そのままでは陸上移動通信に用いることはできない。

陸上移動通信伝搬路と地上マイクロ波回線の伝搬路との大きな違いは、陸上移動通信の場合、遅延波の振幅が直接波の振幅より小さい最小位相条件と、遅延波の振幅が直接波の振幅より大きくなる非最小位相条件が、時間とともに頻繁に交替することである。したがって、等化器は、両条件において安定に動作する必要がある。そのためには、非最小位相条件において等化器がどの様に動作するか、どの程度の特性が期待できるのかを十分把握することが重要となるが、これに関する詳細な検討はほとんどなされていない。

一方、等化器をデータ系列の先頭から安定に動作させるためには、データの再生に先立って等化器のタップ利得を最適値に設定するための初期引き込み過程を設ける必要がある。初期引き込みについては、既知信号系列 (トレーニング系列) により適応的に収束させる方法 (トレーニング型) と、伝搬路のインパルス応答を求め

^{*1} 元研修生 (警察庁)
現警察大学校 警察通信研究センター
^{*2} 通信技術部 通信方式研究室

て計算によりタップ係数をプリセットする方法⁽⁷⁾（プリセット型）があるが、プリセット型では遅延波が多数になる場合や分数間隔等化器を用いる場合は計算が複雑になるため、トレーニング型が有利となる。また、初期引き込みを更に高速化するためには、忘却係数を導入した⁽⁹⁾カルマンアルゴリズム⁽¹⁰⁾が有効なことが知られている。これらを適用すると、トレーニング型の場合、最小位相条件下では30～50ビットで収束することが報告されている⁽⁸⁾。ただし、さきに述べた非最小位相条件でも安定に動作するか否かについては報告されていない。

更に、初期引き込み後も伝搬路特性は非常に速く変動するので、伝搬路変動に高速に追従する必要がある。時変伝搬路に対する追従性については、これまでは最大ドップラー周波数 $f_D=40\sim 50$ Hz 程度までの検討しか行われていなかった⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし自動車の速度を考えると、900 MHz 帯でも $f_D=100$ Hz（車速 100 km/h）程度までの追従が必要であり、さらに準マイクロ波帯における運用も考えると、さらに速いフェージング変動への追従が必要となる。

忘却係数の導入は、初期引き込みの高速化だけでなく、高速に変動する伝搬路特性への追従性の向上にも効果があると考えられる。忘却係数の最適値は、伝搬路構造、伝搬路の変動速度、等化器のタップ数などによって決まると考えられるが、これまで、陸上移動伝搬路における忘却係数の最適化についての詳細な研究は行われていなかった。そこで、筆者らは、計算機シミュレーションにより、伝送速度が 256 kbit/s の QPSK/TDMA システムにおける非最小条件下を含む初期引き込み特性、DFE の最適タップ数、伝搬路変動に対する忘却係数の最適値、及び、等化器の周波数選択性フェージング補償性能について検討し、報告してきた⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。

本論文は、文献⁽¹²⁾の研究結果を中心に、更に実用的なデータと、より一般的な伝搬路における等化特性を含めてまとめたものである。

2. 陸上移動通信用 DFE の理論的検討

2.1 受信機の構成

第1図に、DFE を含む受信機の構成を示す。

受信波に対し、BPF による帯域制限、AGC による平均レベルの適正化を行った後、搬送周波数とほぼ等しい周波数を持つ局部発振器により準同期検波を行う。このとき、各素子の個体差や温度特性により、搬送周波数と局部発振器の周波数との間にはオフセット周波数が存在するが、オフセット周波数の粗調整は AFC において行う。一方、AFC で調整しきれない変動は、フェージングによる位相変動と同様に扱うことができるので、

そのまま DFE で補償する。

準同期検波により同相軸（I 軸）、直交軸（Q 軸）に分けられたベースバンド信号は、クロック再生、フレーム同期がとられた後、DFE により等化される。各送信バーストの始めには DFE を収束させるためにトレーニング系列を送信するが、このときにはフレーム同期の情報を用いてメモリから参照信号を発生させる。

フェージングによる位相回転の影響を少なくするため、信号は送信時に差動符号化を行うこととする。したがって、受信機では等化後の信号を差動復号することによりデータが再生される。

2.2 DFE の所要タップ数の理論的検討

周波数選択性フェージング下における適応等化器の性能を議論する場合、まず、等化器の理論的性能限界を求める必要がある。そこで、最小位相条件及び非最小位相条件下において、DFE のタップ係数は最適に設定されると仮定した場合の、DFE の最適タップ数、及び、DFE の出力 SNR について検討する。

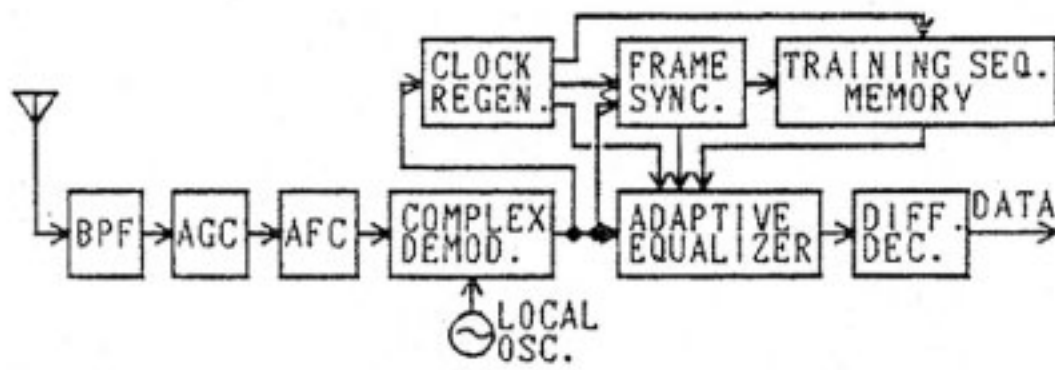
第2図に DFE の構成を示す。変調方式は QPSK であるので、以後、送信ベースバンド信号 $s(t)$ を、同相成分 $s_I(t)$ を実部、直交成分 $s_Q(t)$ を虚部に持つ複素数として取り扱う。同様に、受信ベースバンド信号 $u(t)$ 及び伝搬路のインパルス応答 $h(t)$ も複素数とする。また、等化器はタップデータ、タップ係数とも複素数の2次元等化器とする。

解析においては、簡単のために等化器は1シンボルあたり1タップとし、送受信フィルタの影響は無視する。送信信号 $s(t)$ は、 $t=nT$ （ T はシンボル時間長）において $1+j$, $1-j$, $-1+j$, $-1-j$ のいずれかをとるものとする。

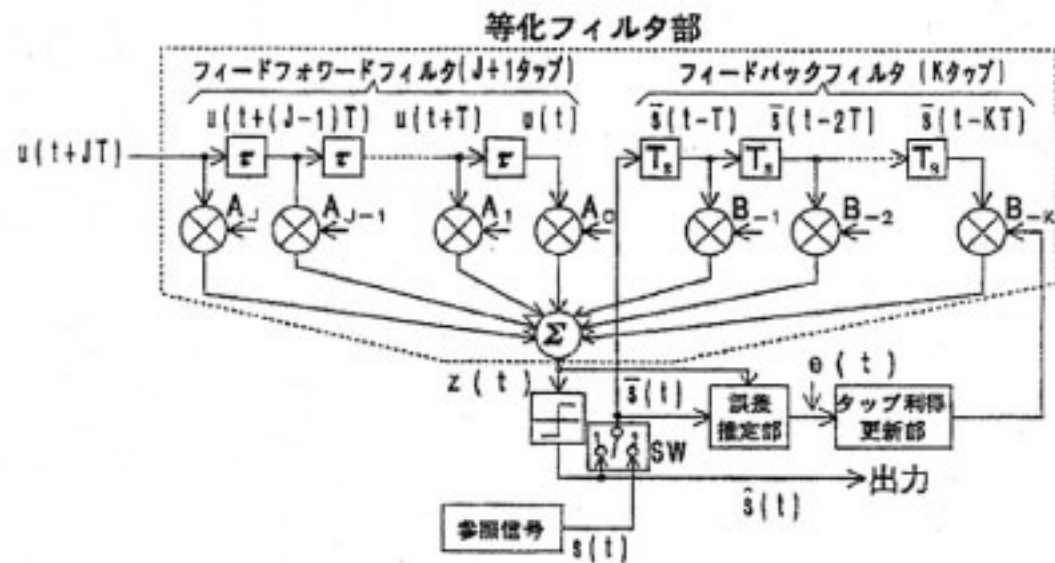
ここで、選択性フェージング対策を検討する場合、どのような伝搬路モデルで検討するかが重要である。

多くの場合、陸上移動通信において多重波を構成する主要な成分は、数波に限られる⁽¹³⁾ため、従来2波モデル（直接波と遅延波は、各々独立のレイリーフェージングを受けていると仮定するモデル）が多く用いられている。また、2波モデルは非常に単純なモデルであるが、最小位相条件と非最小位相条件が混在する伝送路モデルが実現できるので、そのような状況下における等化器の基本的動作の解析に適している。本論文では、陸上移動通信における等化器の基本動作と特性の解析が目的なので、伝搬路モデルとしては、2波モデルを中心に検討する。

まず、遅延波の遅延時間を $\tau=mT$ とする。ここで簡単のために m は正の整数とする。このとき、伝搬路のインパルス応答 $h(t)$ は次式で表される。



第1図 受信機の構成



第2図 判定帰還形等化器の構成

$$h(t) = h_0\delta(t) + h_m\delta(t-mT) \quad \text{.....(1)}$$

($\delta(t)$ はデルタ関数)

これより受信ベースバンド信号 $u(t)$ は次式で表される.

$$u(t) = h_0s(t) + h_ms(t-mT) + n(t) \quad \text{.....(2)}$$

なお, $n(t)$ はノイズである.

いま DFE のタップ数をフィードフォワード側 $J+1$, フィードバック側 K とし, タップ係数を各々 $A_J \sim A_0$, $B_{-1} \sim B_{-K}$ とする. タップ係数 A_0 のタップに直接波が到来した時刻をフレーム同期の基準とする. 判定誤りがないとすると, 判定後の DFE 出力 $\hat{s}(t)$ は $s(t)$ に等しくなる. したがって, 判定前の DFE 出力 $z(t)$ は $J \geq m$, $K \geq m$ の時, 以下ようになる.

$$\begin{aligned} z(t) &= \sum_{j=0}^J A_j u(t+jT) + \sum_{k=1}^K B_{-k} s(t-kT) \\ &= \sum_{j=0}^{J-m} (A_j h_0 + A_{m+j} h_m) s(t+jT) \\ &\quad + \sum_{j=J-m+1}^J A_j h_0 s(t+jT) \\ &\quad + \sum_{j=1}^m (A_{m-j} h_m + B_{-j}) s(t-jT) \\ &\quad + \sum_{j=m+1}^K B_{-j} s(t-jT) + \sum_{j=0}^J A_j n(t+jT) \end{aligned} \quad \text{.....(3)}$$

したがってデータ再生時における SNR を γ とすると,

$$\gamma = \frac{|A_0 h_0 + A_m h_m|^2 \sigma^2}{\sum_{j=1}^{J-m} |A_j h_0 + A_{m+j} h_m|^2 \sigma^2 + \sum_{j=m+1}^K |B_{-j}|^2 \sigma^2 + \sum_{j=0}^J |A_j|^2 \sigma_n^2} \quad \text{.....(4)}$$

となる. ここで, σ^2 は信号 $s(t)$ の分散, σ_n^2 はノイズ $n(t)$ の分散である.

直接波及び遅延波の SNR に相当する γ_a , γ_b を

$$\gamma_a = \frac{|h_0|^2 \sigma^2}{\sigma_n^2}, \gamma_b = \frac{|h_m|^2 \sigma^2}{\sigma_n^2} \quad \text{.....(5)}$$

とおき, $L = [J/m]$ ($[x]$ は x を越えない最大の整数) とすると, 式(4)を各係数で偏微分することにより γ を最大にする $\{A_j\}$, $\{B_{-k}\}$ 及びその時の γ が求められ,

$$A_j = \begin{cases} \frac{A}{h_0} & (j=0) \\ \frac{\gamma_b}{\gamma_a(1+p_L\gamma_a)} \frac{h_0}{h_m} A_0 & (j=m) \\ -\frac{\gamma_b}{1+p_{L-i+1}\gamma_a+\gamma_b} \frac{h_0}{h_m} A_{j-m} & (j=im, i=2, 3, \dots, L) \\ 0 & (j \neq im) \end{cases} \quad \text{.....(6a)}$$

$$B_{-k} = \begin{cases} -A_0 h_m & (k=m) \\ 0 & (k \neq m) \end{cases} \quad \text{.....(6b)}$$

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_a & (J < m) \\ \gamma_a + \frac{\gamma_b}{1+p_L\gamma_a} & (J \geq m) \end{cases} \quad \text{.....(6c)}$$

となる. なお, ここで係数 $p_1 \sim p_L$ は以下の数列 $\{p_n\}$ として求まる.

$$p_1 = 1, p_{n+1} = \frac{1+p_n\gamma_a}{1+p_n\gamma_a+\gamma_b} \quad \text{.....(7)}$$

数列 $\{p_n\}$ は単調減少の正の数列であり, $n \rightarrow \infty$ で

$$p_n \rightarrow (\gamma_a - \gamma_b - 1 + \sqrt{(\gamma_a - \gamma_b - 1)^2 + 4\gamma_a}) / 2\gamma_a \quad \text{.....(8)}$$

となる. また, QPSK では I, Q 軸ごとに正負の判定を行うだけであるので, A は任意の正の実数である.

式 (6c) より $J \geq m$ の場合にはダイバーシチ効果があることがわかる. なお改善量は, 最大比合成ダイバーシチ $\gamma = \gamma_a + \gamma_b$ と比較するとやや少なくなる. $\gamma_a + \gamma_b$ と等化器出力の γ との差について若干の検討を行う.

第3図(a)に $\gamma_a + \gamma_b = 15$ dB における, γ_b/γ_a に対する γ を示す. $J = m$ では $\gamma_b/\gamma_a \approx 8$ dB で $\gamma_a + \gamma_b$ と γ の差が最大となる. J が増えると, 差が最大となる点はしだいに 0 dB に近づき, 差も小さくなる. $\gamma_a + \gamma_b$ との差が最大となる点の γ を γ_{J0} とおくことにする.

第3図(b)に $\gamma_a + \gamma_b$ 対 γ_{J0} 特性を示す. $\gamma_a + \gamma_b$ が大きくなると γ_{J0} との差が大きくなるが, 同期検波 QPSK の静特性では $E_b/N_0 = 10$ dB で $\text{BER} \leq 10^{-5}$ となるた

め、実際には γ_{J0} が大きな時の差は問題とならない。
 $\gamma_{J0}=10$ dB の時, $\gamma_a+\gamma_b$ との差は $J=m$ では約 5.5 dB,
 $J \rightarrow \infty$ では約 2 dB となる。また, $L>2$ では L の増加
 による改善はあまり大きくないことがわかる。

以上の議論より, DFE のタップ数について以下のこ
 とがわかる。

式 (6b) より, 遅延波の最大遅延時間を $\tau_m = MT$
 とすれば, フィードバックタップ数 K は $K=M$ が必
 要であり, またそれ以上のタップ数は不要となる。

式 (6c) より, ダイバーシチ効果を得るためにはフィード
 フォワードタップ数は $M+1$ タップ以上必要となる。
 このとき, フィードフォワードタップに直接波と遅延波
 の両方の信号成分を持つことになるため, データ伝送中
 に直接波と遅延波の大小関係が逆転しても, 変動の速度
 が追従できる範囲内であればビットスリップが起こらず
 にすむ。計算上ではタップ数は多いほど良いことになる
 が, 一般に等化器のタップ数が増えると収束に時間がか
 かり⁽¹⁴⁾, 時変化伝搬路への追従性も悪くなる。フィード
 フォワードタップ数はこれらのトレードオフにより決
 める必要がある。

今回の対象システムでは $M=3$ となり, フィードバッ
 ク側は 3, フィードフォワード側は 4 以上となる。シミュ
 レーションではクロック再生のジッタ等を考慮して⁽¹⁴⁾
 分数間隔等化器 (2 taps/symbol) を用いたので, フィード
 フォワード側のタップ数はその 2 倍となる。

2.3 適応等化アルゴリズム

タップ係数の計算には, 線形推定で最も収束特性が良
 いとされるカルマンアルゴリズムを用いた。

時刻 $t = nT$ における等化器の出力を y_n , タップ係
 数ベクトルを

$$\mathbf{c}_n = [A_J, \dots, A_0, B_{-1}, \dots, B_{-K}]^T \quad \dots\dots (9a)$$

($\mathbf{c}^T$ は $\mathbf{c}$ の転置ベクトル),

タップデータベクトルを

$$\mathbf{x}_n = [u((n+J)T), \dots, u(nT), \hat{s}((n-1)T), \dots, \hat{s}((n-K)T)]^T \quad \dots\dots (9b)$$

($\hat{s}(t)$ は等化器の判定出力),

とすると, y_n は, 次式で与えられる。

$$y_n = y_{In} + j \cdot y_{Qn} = \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \quad \dots\dots (10)$$

また, $t = nT$ における等化器の判定出力 $\hat{s}_n$ は,

$$\hat{s} = \hat{s}_{In} + j \cdot \hat{s}_{Qn} = \text{sgn}(y_{In}) + j \cdot \text{sgn}(y_{Qn}) \quad \dots\dots (11)$$

となる。

一方, タップ係数ベクトルは, 以下の式によって更新
 される⁽¹⁰⁾⁽¹⁵⁾。

$$e_n = \hat{s}_n - y_n \quad \dots\dots (12)$$

$$\mathbf{k}_n = \mathbf{P}_{n-1} \mathbf{x}_n (\mathbf{x}_n^* \mathbf{P}_{n-1} \mathbf{x}_n + v)^{-1} \quad \dots\dots (13)$$

$$\mathbf{c}_n = \mathbf{c}_{n-1} + e_n \mathbf{k}_n \quad \dots\dots (14)$$

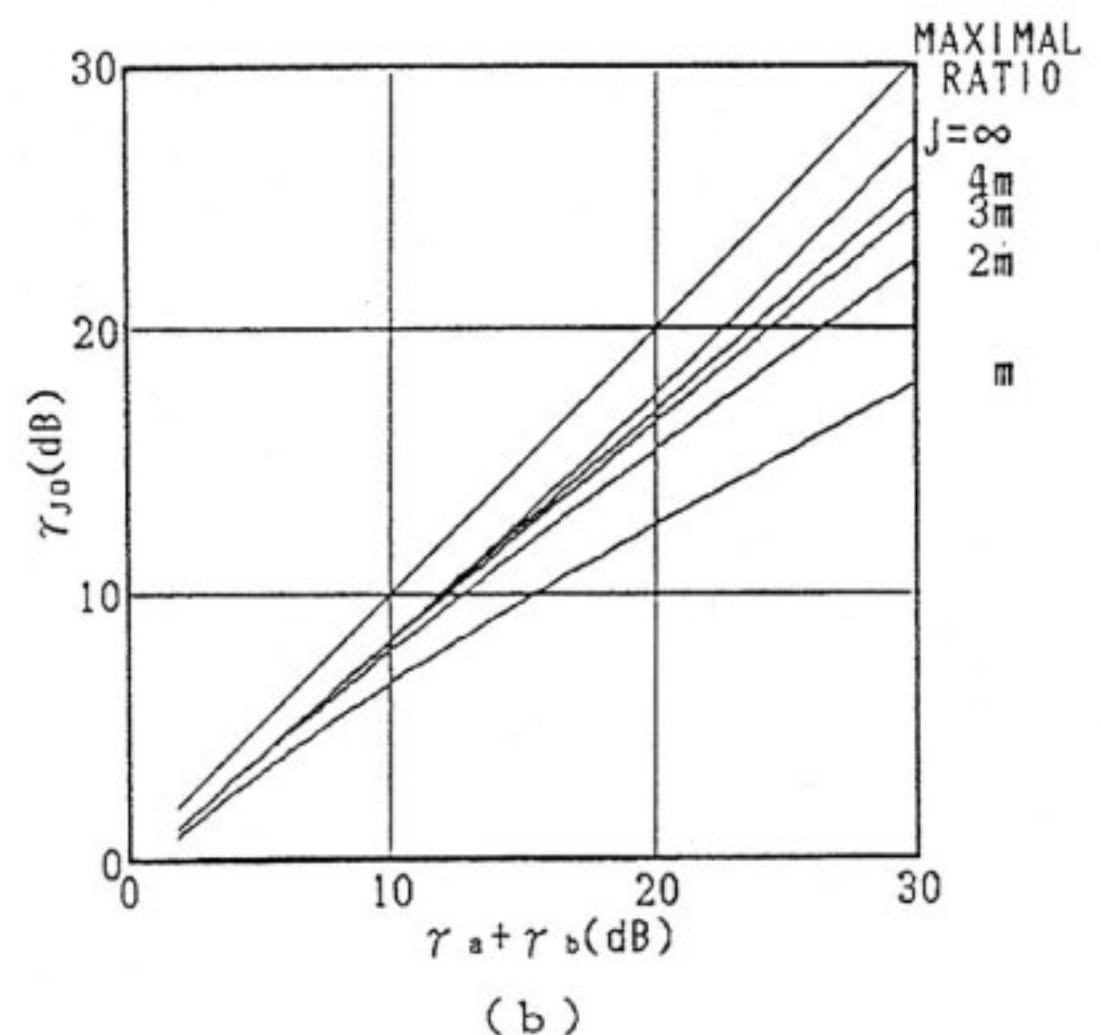
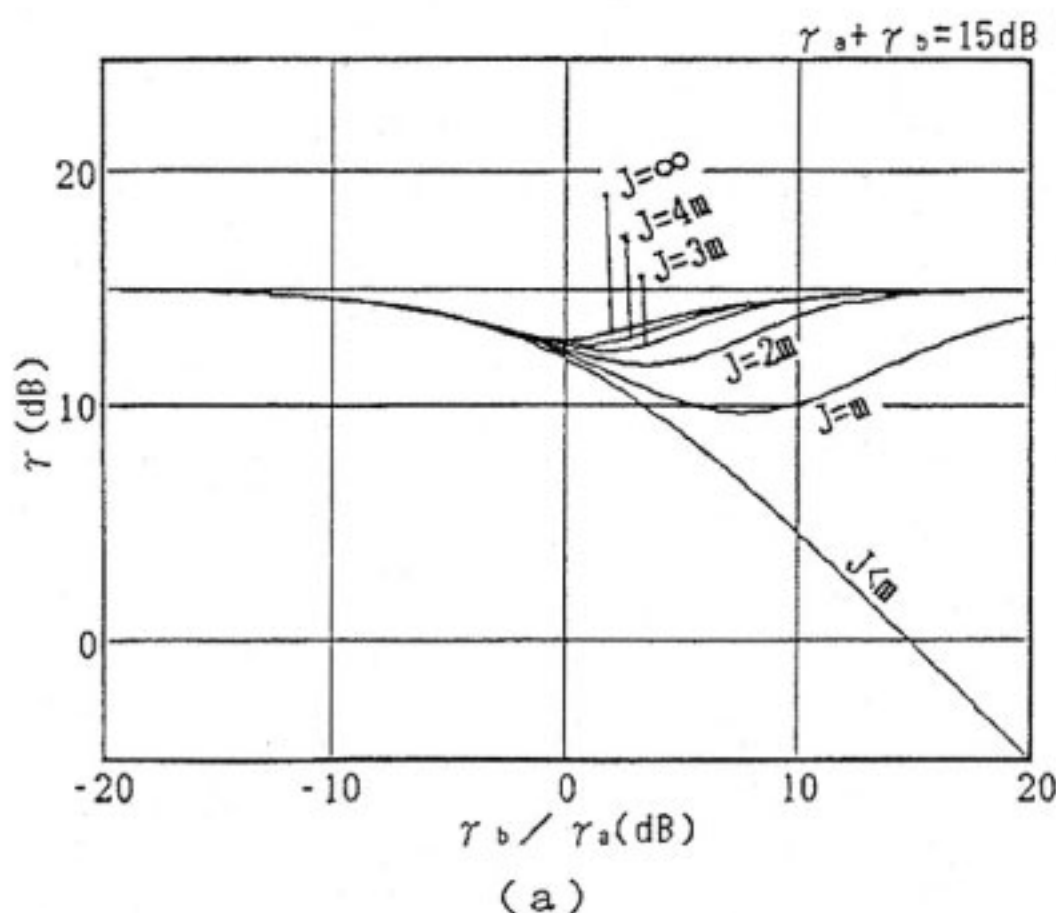
$$\mathbf{P}_n = \mathbf{P}_{n-1} - \mathbf{k}_n \mathbf{x}_n^* \mathbf{P}_{n-1} \quad \dots\dots (15)$$

($\mathbf{x}^*$ は $\mathbf{x}$ の転置複素共役ベクトルを示す)

ここで, e_n は推定誤差, $\mathbf{k}_n$ はカルマンゲイン, $\mathbf{P}_n$ は
 タップ係数推定誤差共分散行列, v は推定誤差 e_n の分
 散である。式(13)~(15)を $\mathbf{P}_n$ 及び $\mathbf{k}_n$ について解くと, 次
 式が得られる⁽¹⁰⁾。

$$\mathbf{P}_n \triangleq \left(\sum_{m=1}^n \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^* \right)^{-1} v \quad \dots\dots (16)$$

$$\mathbf{k}_n \triangleq \left(\sum_{m=1}^n \mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^* \right)^{-1} \mathbf{x}_n \quad \dots\dots (17)$$



第3図 (a) γ_b/γ_a に対する等化器の SNR 特性
 (b) $\gamma_a+\gamma_b$ 対 γ_{J0} 特性

これでは過去のタップデータを現在のタップデータと同じ重みで加え合わせることであり、伝搬路の状態が変化するときには追従できなくなる。そこで次式のように忘却係数 λ ($0 < \lambda \leq 1$) を導入し、過去のデータの重みを減少させることにする。

$$P_n = \left(\sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} x_m x_m^* \right)^{-1} v \quad \dots\dots(18)$$

$$k_n = \left(\sum_{m=1}^n \lambda^{n-m} x_m x_m^* \right)^{-1} x_n \quad \dots\dots(19)$$

このためには式(13)~(15)を以下のようにすればよい。

$$k_n = P_{n-1} x_n (x_n^* P_{n-1} x_n + \lambda v)^{-1} \quad \dots\dots(20)$$

$$c_n = c_{n-1} + e_n k_n \quad \dots\dots(21)$$

$$P_n = (P_{n-1} - k_n x_n^* P_{n-1}) / \lambda \quad \dots\dots(22)$$

しかし、タップデータの大きさの合計を長時間とるということは、ランダム雑音の影響を減少させる効果となる。したがって、伝搬路の変動が緩やかなときには λ の導入により特性は劣化すると考えられる。 λ の値はこれらのトレードオフにより決める必要がある。

なおシミュレーションでは、 c_n の初期値 c_0 は先行波への同期タップのみ 1、他は 0 とし、 P_n の初期値 P_0 は単位行列としている。また推定誤差の分散 v は定数とし、 $v = 1 \times 10^{-5}$ を用いている。

2.4 等化器の初期引き込み

2.2 では理想状態における最適タップ係数を求めたが、遅延波が多数になる場合の考慮と分数間隔等化器の使用から、初期引き込みはトレーニング型とする。各バーストの始めにはトレーニング系列を受信し、それを利用してタップ係数を適切な値に収束させる。すなわち、バーストの開始時には受信信号と既知のトレーニング系列との差を推定誤差 e_n としてタップ係数を収束させ（トレーニングモードと呼ぶ）、その後はデータ（情報ビット）を再生しながら、受信信号とその判定値との差を e_n として伝搬路の変動にタップ係数を追従させる（トラッキングモードと呼ぶ）。伝送効率を考えるとトレーニング系列はなるべく短くすべきであり、トレーニングモードの間にタップ係数をなるべく速く収束させる必要がある。

DFE でデータの判定誤りが起きた場合には、フィードバックタップのシンボル時間だけその誤った判定値が残ることになる。この間、新たな判定誤りを引き起こす可能性があるばかりではなく、タップ係数の更新も誤った方向に行われることになり、タップ係数の収束に悪影響を及ぼす。トレーニングモードにおいて判定誤りがなければ収束が速くなると考えられる。

トレーニングモードでは送信データが既知であり、トレーニング系列を判定誤りのないデータとして考えることができる。したがって、通常、トレーニングモードの

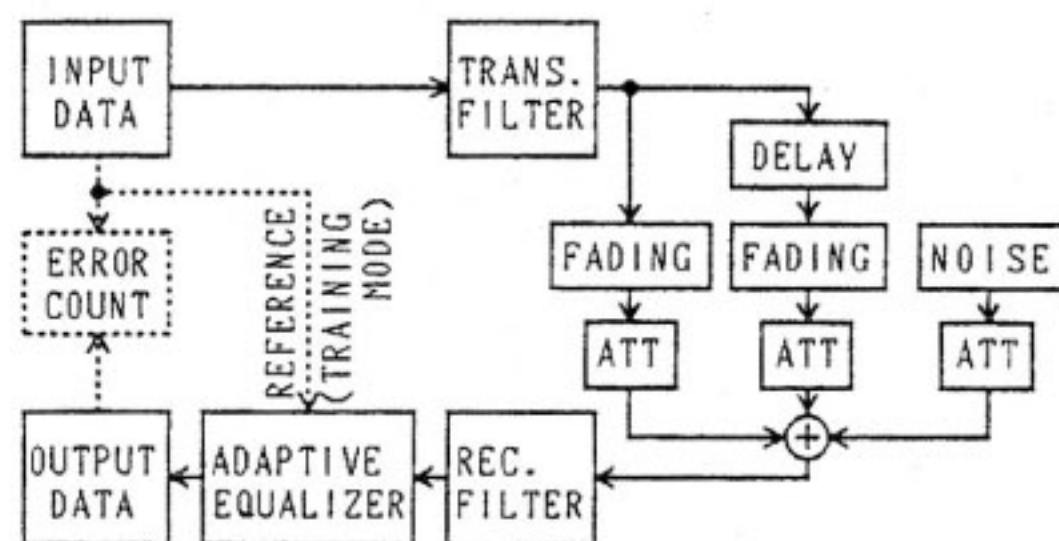
間だけはデータの判定値ではなく、トレーニング系列をフィードバックタップへ直接入れる。

3. シミュレーション結果

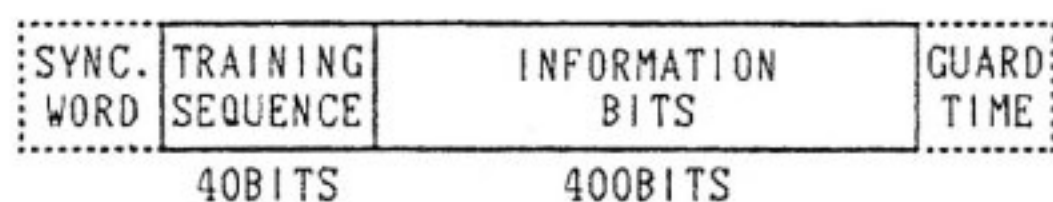
シミュレーションの構成図を第4図に示す。シミュレーションは等価低域系モデルで行い、クロック、フレーム同期は完全、オフセット周波数は 0 Hz とした。伝搬路は2波モデルとし、2波が各々独立なレイリーフェージングを受けるものとした。遅延波の遅延時間は一定としている。送受信フィルタは共にロールオフ率 $\alpha = \sqrt{50\%}$ のロールオフフィルタとした。

変調方式は QPSK、伝送方式は 256 kbps の TDMA 方式としており、送信信号はバーストごとに送られる。バーストの構成を第5図に示す。ここでガードタイムは各局からのバースト間の衝突を防ぐための無信号時間である。同期ワードはクロック、フレーム同期をとるためのものであるが、シミュレーションでは同期が完全にとれているものとしたため使用していない。1バーストは 0.5 キロビット程度と考え、情報シンボルは 200 シンボル（400 ビットに相当する）とした。トレーニング系列は 3.2 の実験結果から 20 シンボル（40 ビットに相当する）としている。なお、トレーニング系列は 4 段 PN パターンで全バースト共通、情報ビットは 9 段 PN パターンでバースト毎に初期値を変えている。

直接波と遅延波の平均レベル比 D/U は、すべて 0 dB としてシミュレーションを行った。 E_b/N_0 は、直接波と遅延波の合計のエネルギーから 1 ビット当たりのエネルギー E_b を求めている。誤り率は、1000 バーストのシミュレーションを行い、情報ビットの誤り率の平均から求めた。シミュレーションの結果を以下に示す。



第4図 シミュレーションの構成



第5図 バースト構成

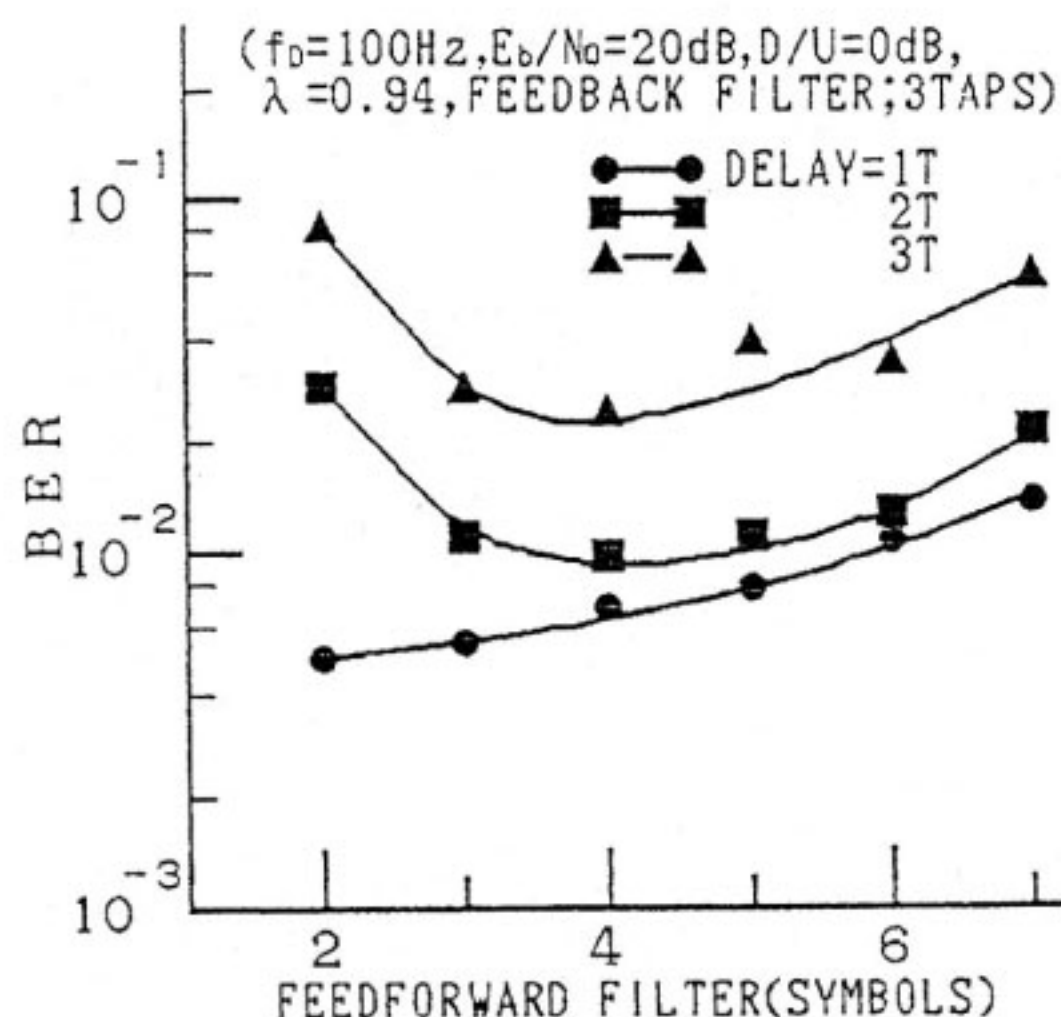
3.1 タップ数（フィードフォワード側）の最適値

第6図に DFE のフィードフォワード側のシンボル数に対する誤り率特性を示す。なお、フィードバック側は2.2の計算結果から3タップとし、フィードフォワード側は分数間隔等化器 (2 taps/symbol), $f_D=100$ Hz, $E_b/N_0=20$ dB, $D/U=0$ dB, 忘却係数 $\lambda=0.94$ としている。

2.2の理論値ではタップ数が多いほどダイバーシチ利得が増すことになっているが、シミュレーション結果では誤り率が増加している。これはタップ数の増加により時変伝搬路への追従性が悪化することによるものである。また、理論値では遅延波の遅延時間 $\tau=mT$ に対しフィードフォワードタップのシンボル数が $m+1$ 未満になるとダイバーシチ効果が全くなることが示されているが、シミュレーション結果ではそれほど急激な誤り率の悪化はみられない。シミュレーションでは送受信フィルタとしてロールオフフィルタを用いている。フィルタの影響により判定点以外では符号間干渉が生じ、これを分数間隔等化器で活用しているため、フィードフォワードタップシンボル数が $m+1$ 未満でもダイバーシチ効果が生じることによるものと思われる。しかし、 $\tau=2T$ と $3T$ では共にタップのシンボル数が4で誤り率が最小となる。したがってフィードフォワード側のシンボル数は4 (8タップ)、フィードバック側のタップ数は3にすれば良い。今後のシミュレーションはこのタップ数で行う。

3.2 必要トレーニング長

トレーニング系列は等化器の初期設定を高精度に行うために不可欠であるが、伝送効率の面から考えると



第6図 フィードフォワードタップ数に対する BER 特性

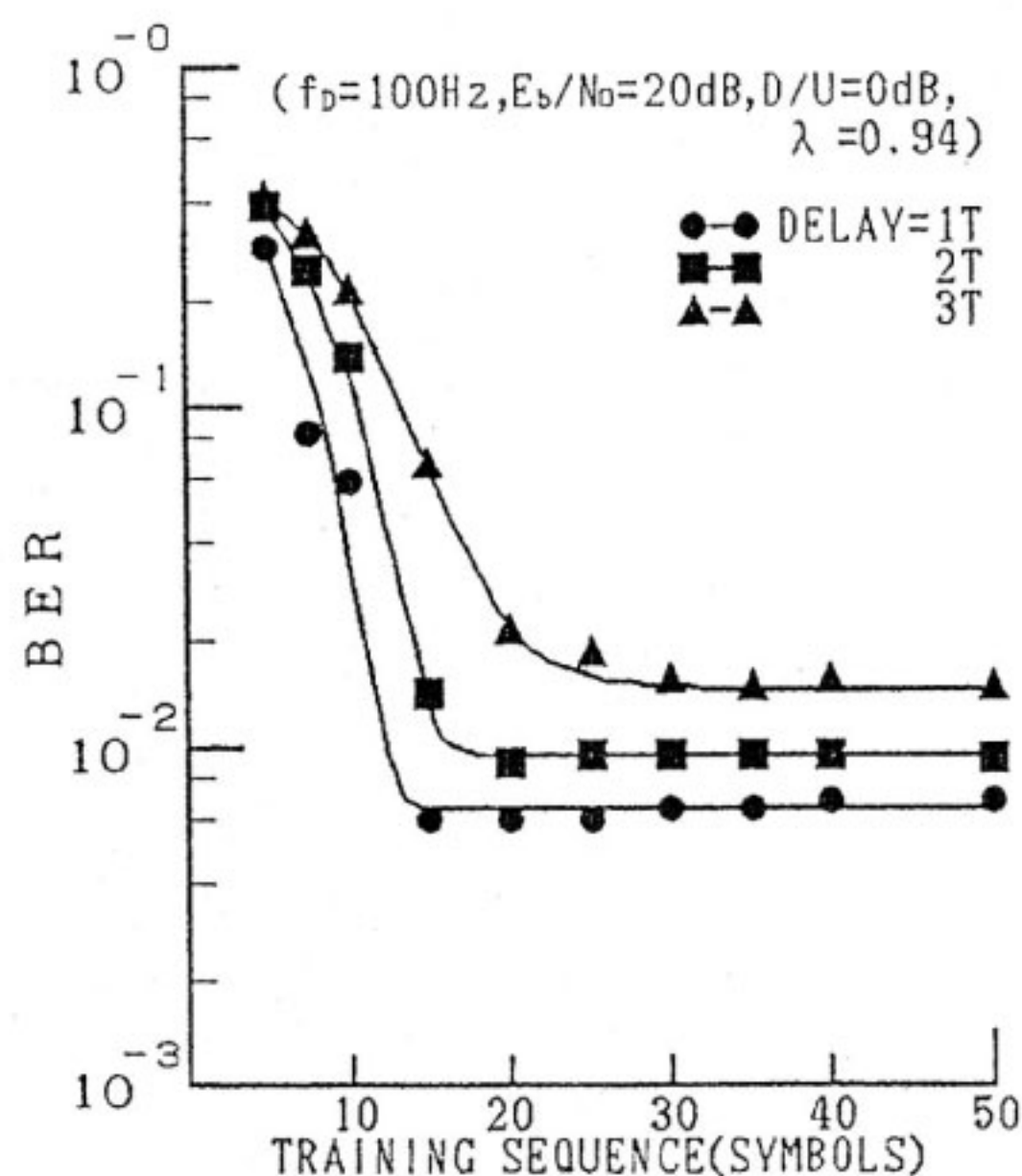
べく短いことが望ましい。第7図に1バースト中のトレーニング長（トレーニング系列の長さ）に対する誤り率特性を示す。なお、 $f_D=100$ Hz, $E_b/N_0=20$ dB, $D/U=0$ dB, 忘却係数 $\lambda=0.94$ である。

トレーニング長が短い場合には誤り率が高いが、これはトレーニングモードの間では等化器が十分に収束しないことを表している。DFE が十分収束すれば、それ以上トレーニング系列を長くしても誤り率は小さくならない。第7図より、15~20シンボルで DFE が十分収束している。したがって、トレーニング長は20シンボルとすればよい。

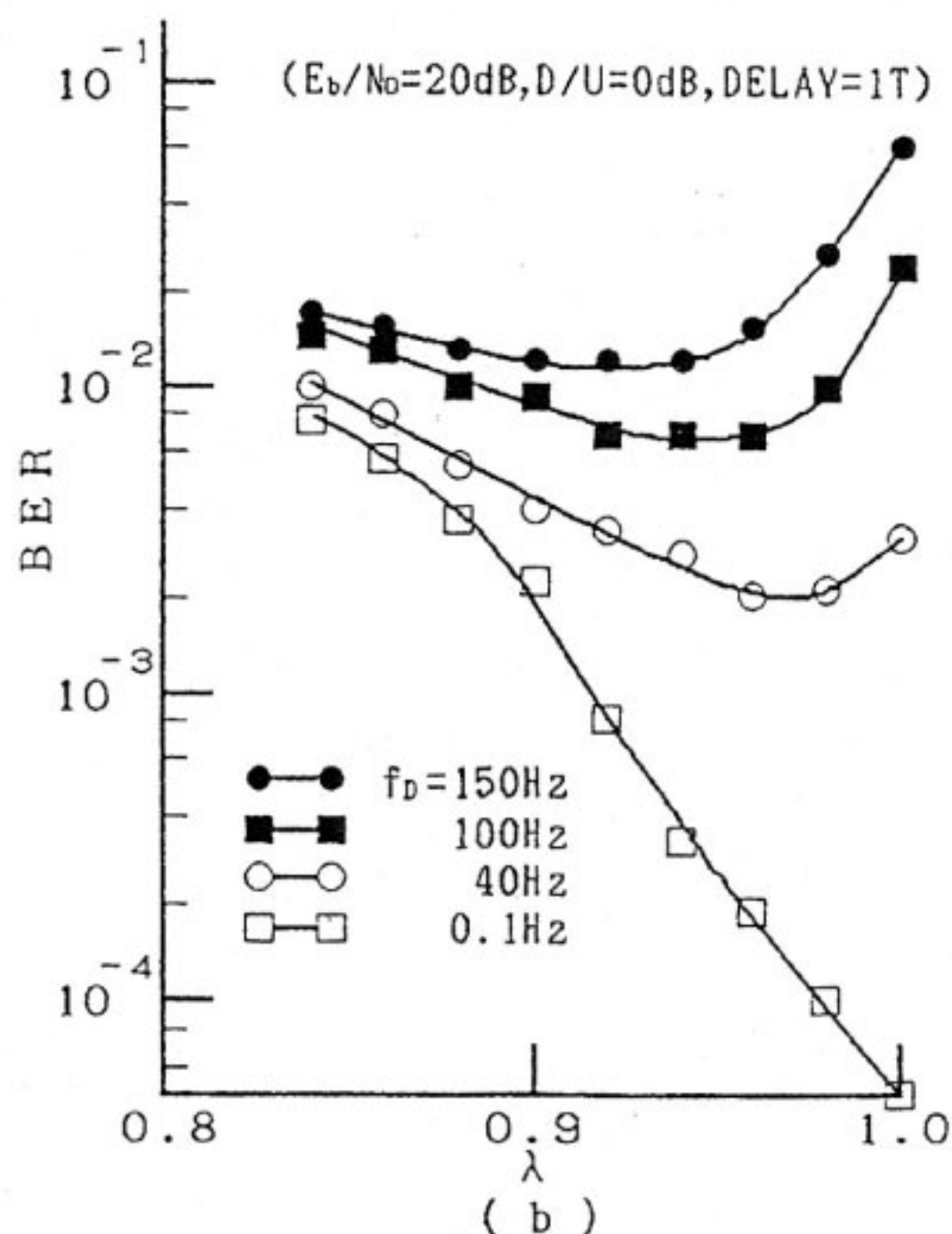
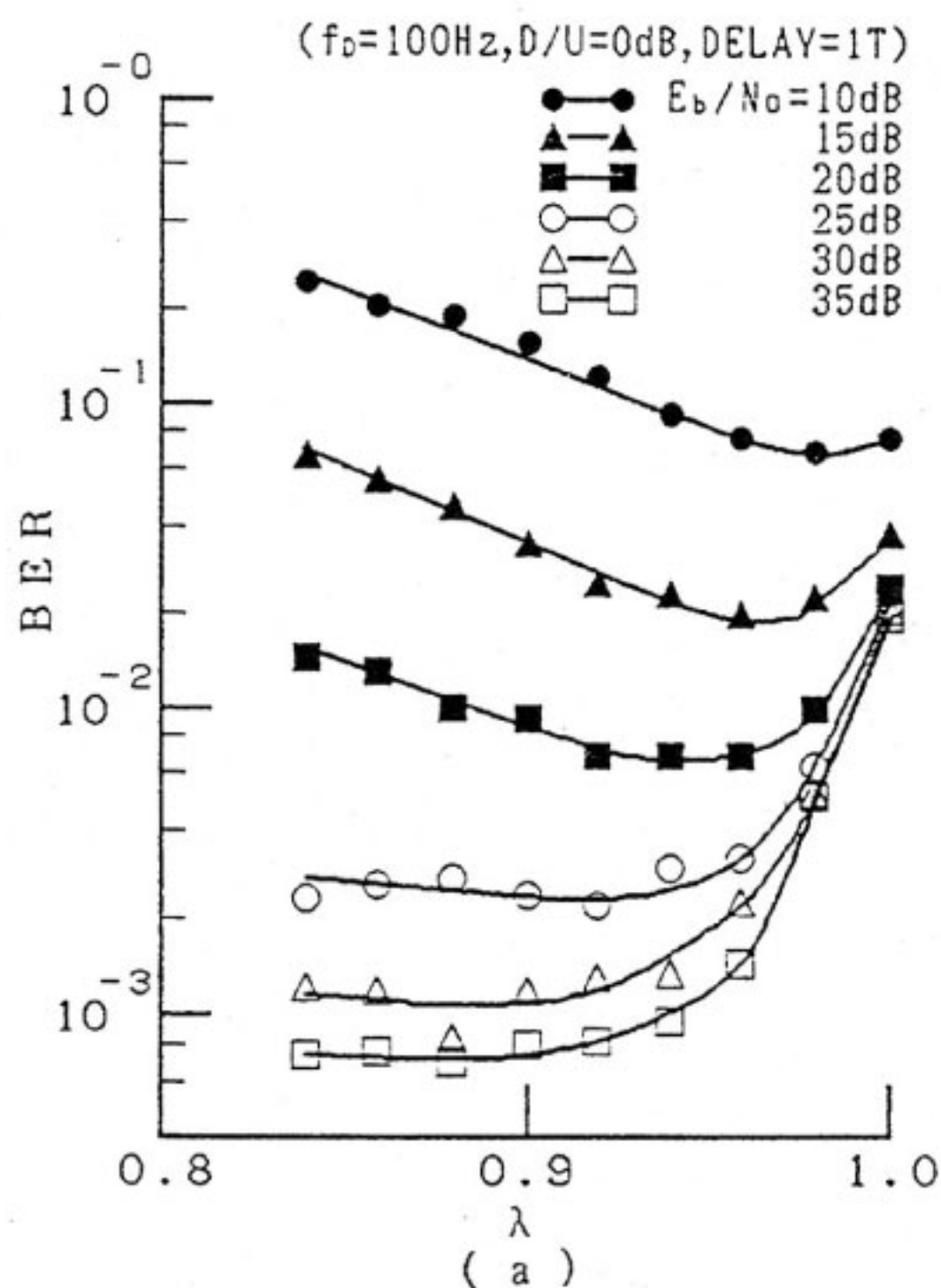
3.3 忘却係数の最適値

DFE の時変伝搬路への追従性を高めるため、2.3において忘却係数 λ を導入した。第8図に、(a) E_b/N_0 をパラメータとしたとき ($f_D=100$ Hz), (b) 最大ドップラー周波数 f_D をパラメータとしたとき ($E_b/N_0=20$ dB) の λ に対する誤り率特性を示す。なお、遅延波は遅延時間 $\tau=1T$, $D/U=0$ dB としている。

第8図より、 λ の最適値は E_b/N_0 及び f_D により変化することがわかる。 E_b/N_0 , f_D が小さな時にはノイズによる誤り率の特性劣化が支配的になる。従って雑音の影響を低減する必要があるので λ の最適値は大きくなる。一方、 E_b/N_0 , f_D が大きな時には伝搬路の変動による特性劣化が支配的になる。従って伝搬路の変動への追従性を向上させる必要があるので λ の最適値は小さくなるものと考えられる。



第7図 トレーニング系列長に対する BER 特性

第8図 λ に対する BER 特性(a) E_b/N_0 をパラメータとした場合(b) f_D をパラメータとした場合

具体的な λ の値の決定のためには、 λ の導入によりどの f_D 及び E_b/N_0 の点の改善が必要かが問題となる。現在、音声コーデックは $\text{BER}=10^{-2}$ で十分な性能が得られており⁽¹⁶⁾、この値が移動通信が可能であるかの一つの目安となる。一方、 f_D については、自動車電話の端末の車速は 100 km/h 程度まで考慮する必要があると考えられるので、周波数帯を 900 MHz 帯とすれば $f_D=100\text{Hz}$ までの対応が必要である。したがって、通信可能範囲の拡大のためには第8図より $f_D=100\text{Hz}$ 、 $E_b/N_0=20\text{dB}$ 前後の改善が必要となり、忘却係数 $\lambda=0.94$ が良いことになる。以下のシミュレーションでは $\lambda=0.94$ を用いる。

3.4 誤り率特性

第9図に、(a)忘却なし ($\lambda=1.0$)、(b)3.3で求めた忘却係数 $\lambda=0.94$ 、(c)さらに忘却を多くした $\lambda=0.88$ のフェージング下での誤り率特性を示す。なお、遅延時間 $\lambda=1T$ 、 $D/U=0\text{dB}$ としている。

忘却が無い場合には、 $f_D=100\text{Hz}$ の時 $\text{BER}=2\times 10^{-2}$ 、 $f_D=150\text{Hz}$ のときは $\text{BER}=6\times 10^{-2}$ 程度で軽減困難となるのに対し、 $\lambda=0.94$ の場合には、それぞれ $E_b/N_0=18\text{dB}$ 、 21dB で $\text{BER}=1\times 10^{-2}$ を得ており、忘却係数の効果が大きいことがわかる。さらに λ を小さくした $\lambda=0.88$ では、 $f_D=100\text{Hz}$ 及び 150Hz における軽減困難誤りの値を低くすることができるが、雑音の影響が大きくなるため、 E_b/N_0 が低い時または f_D が小さい時の特性が劣化する。

第9図には、遅延波が無いときの差動符号化 QPSK の誤り率特性、及びその2ブランチ最大比合成ダイバーシチの誤り率特性の理論値も同時に示している。 $f_D=0.1\text{Hz}$ と 40Hz のときには遅延波が無いときの QPSK の理論値より誤り率が低くなっており、DFEによるダイバーシチ効果が表れている。特に、伝搬路の変動に完全に追従できると考えられる、 $f_D=0.1\text{Hz}$ 、忘却係数 $\lambda=1.0$ のときには、最大比合成ダイバーシチの理論値との差は約 2 dB であり、これは切り替えダイバーシチの理論値とほぼ同じ特性となっている。一方、 $f_D=100\text{Hz}$ 及び 150Hz の場合には、誤り率は遅延波がないときの差動符号化 QPSK の理論特性より劣化している。これは、DFE のタップ係数の更新が伝搬路変動に追従できず、軽減困難な誤りが発生しているためである。しかし、等化を行わない場合と比較すると、誤り率は大きく改善されており、周波数選択性フェージングの影響を低減していることがわかる。

3.5 情報ビット長と誤り率

第10図に、1フレーム内の情報シンボル数（以下情報シンボル数と呼ぶ）に対する誤り率特性を示す。なお、

トレーニング系列は20シンボル, $E_b/N_0=20$ dB, $D/U=0$ dB, 遅延時間 $\tau=1T$ としている. トラッキングモードが続くにつれて, しだいに伝搬路の変動に追従できないバーストが出てくるため, 誤り率は大きくなってゆく. f_D が大きいほど増加率も大きくなる. したがって, 情報シンボル数は伝送効率と誤り率のトレードオフにより決める必要がある. 忘却係数 $\lambda=0.94$ の時には, 情報シンボル数の増加に伴い誤り率がほぼ直線的に増加して

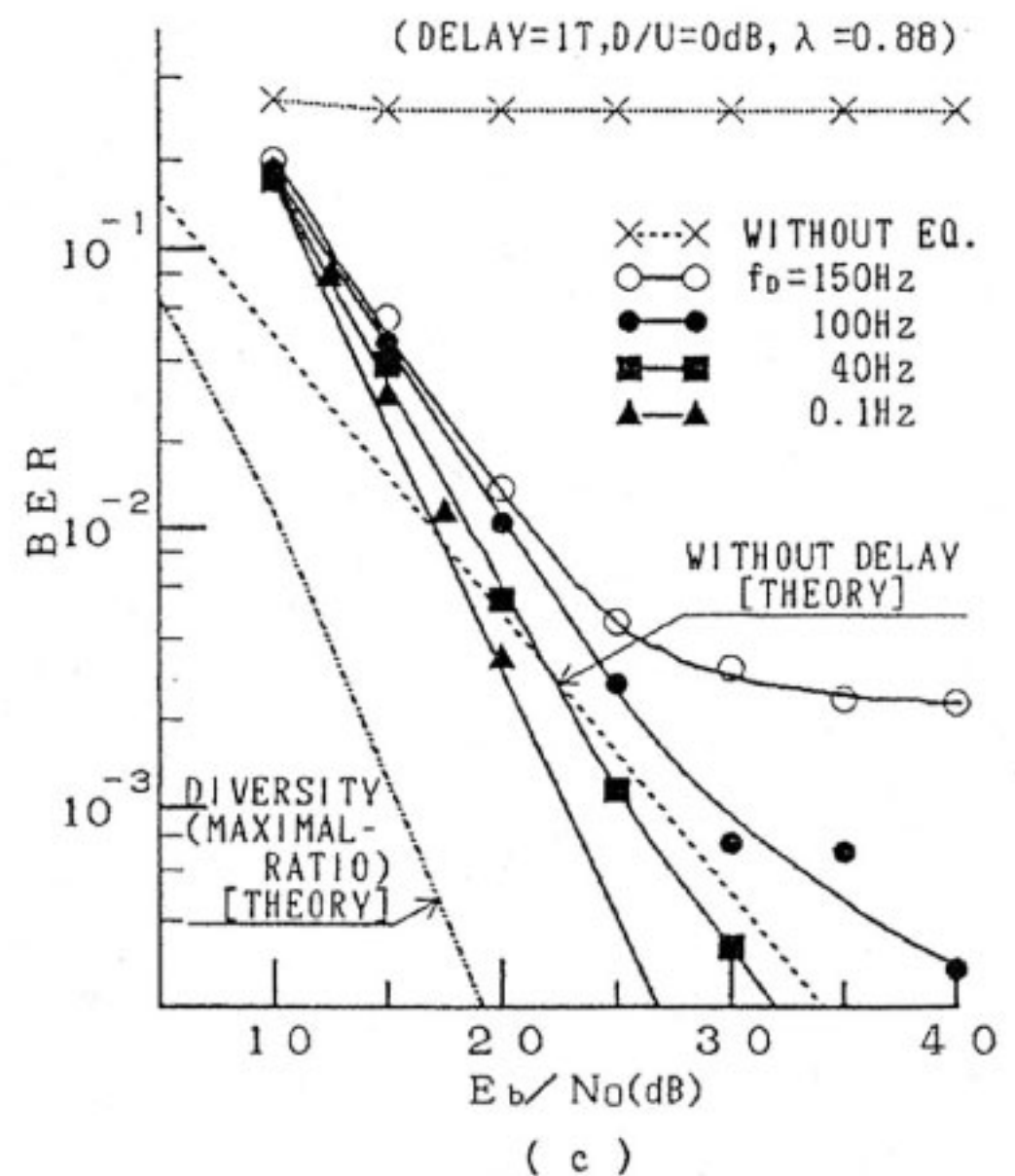
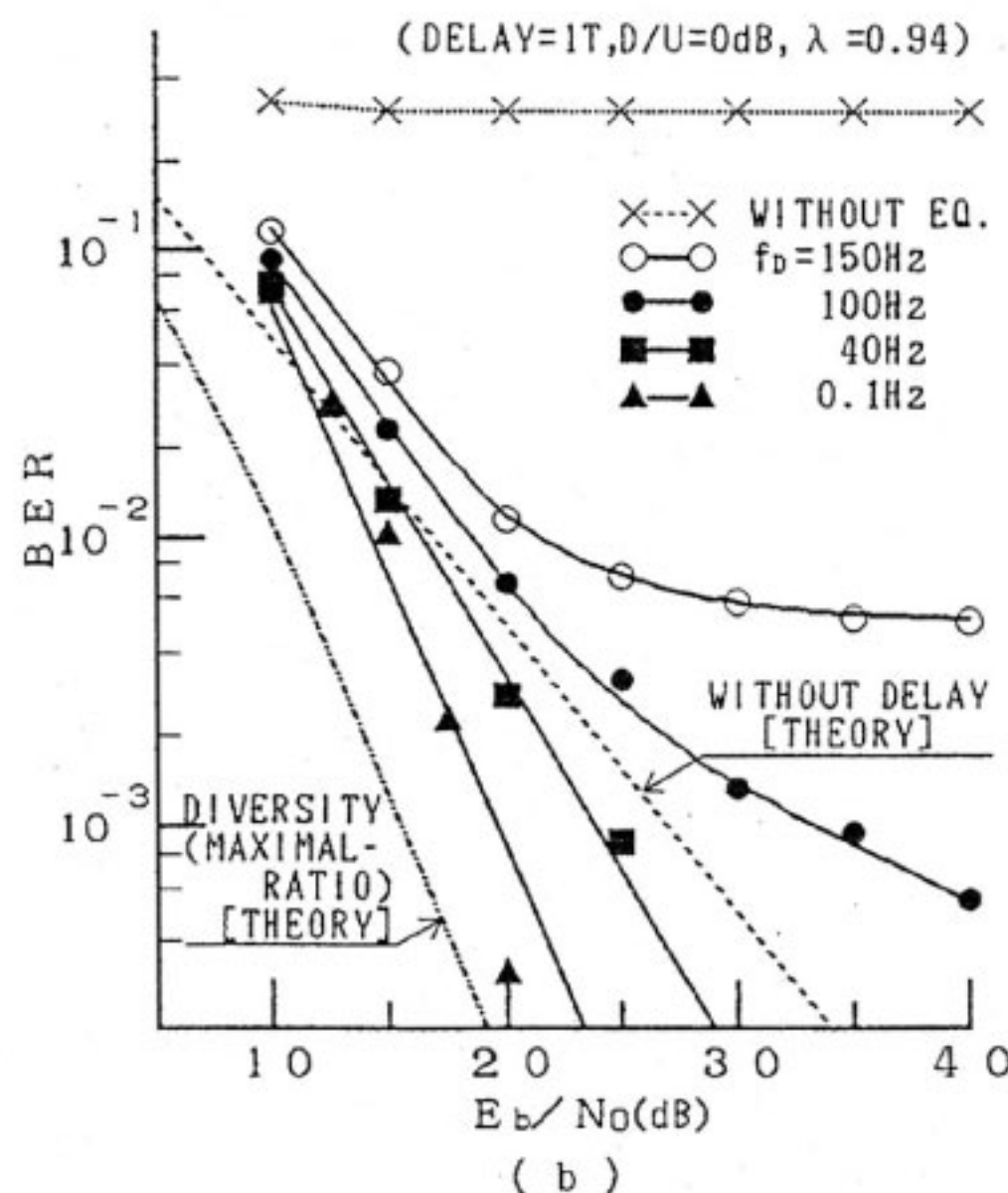
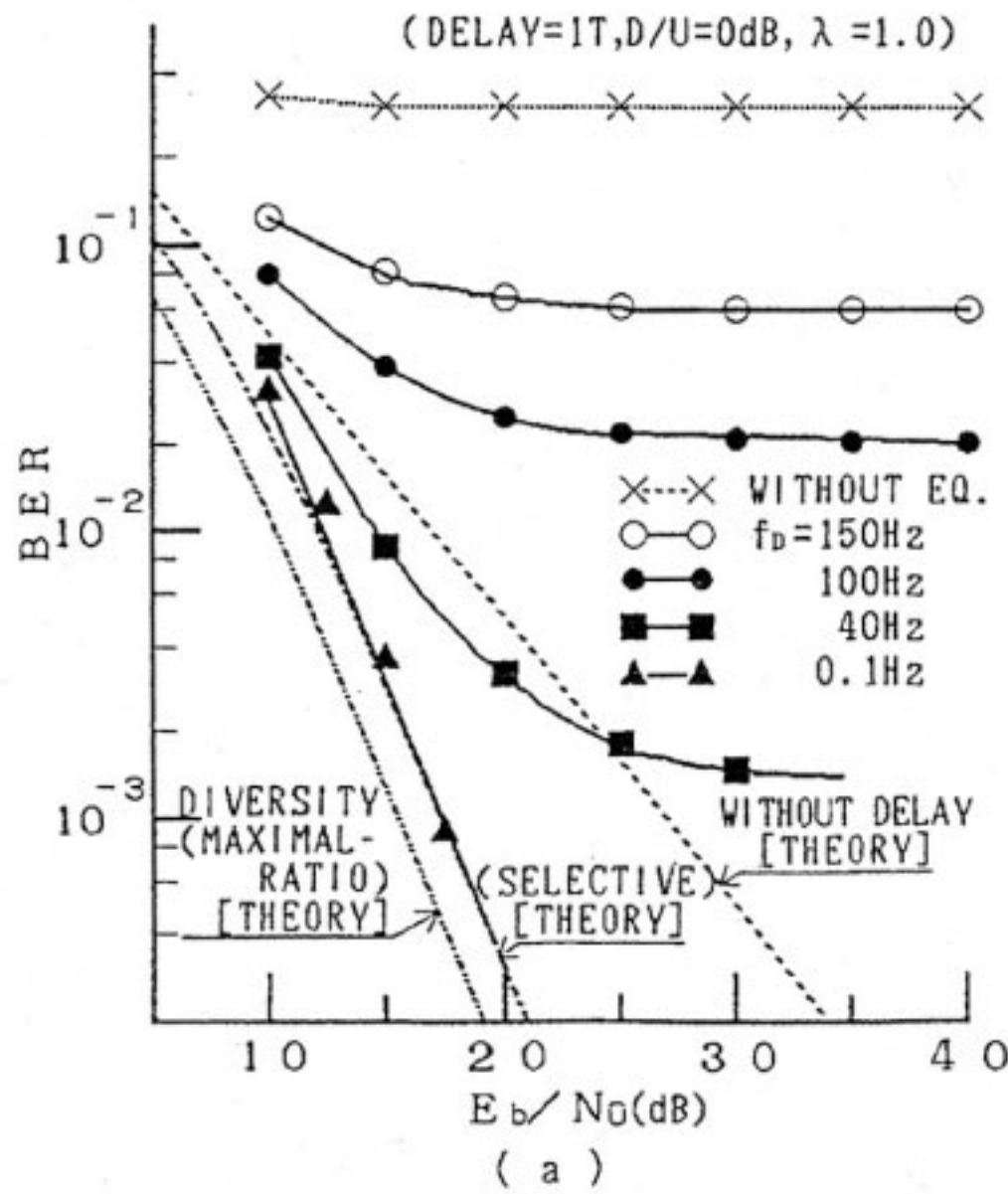
おり, 情報シンボル数を変えた場合の誤り率を容易に求めることができる. また, 忘却係数がない場合 ($\lambda=1.0$) は情報シンボル数が増加すると急激に誤り率が増加し, 忘却係数の有効性が表れている.

3.6 3波入力時の誤り率特性

適応等化器の基本特性の解析のために, 2波モデルを用いたシミュレーションを行ったが, 実際の伝搬路では複数の遅延波が存在する⁽¹³⁾. これらの遅延波の遅延時間や大きさは場所によって異なり, 地物条件毎の代表的モデルの策定等も行われているが⁽³⁾, 一元的に扱うことは難しい. そこで, ここでは遅延波数が増えた場合の基本的特性を求めるために, 遅延波を2波とした3波モデルのシミュレーションを行い, 2波モデルと比較を行う.

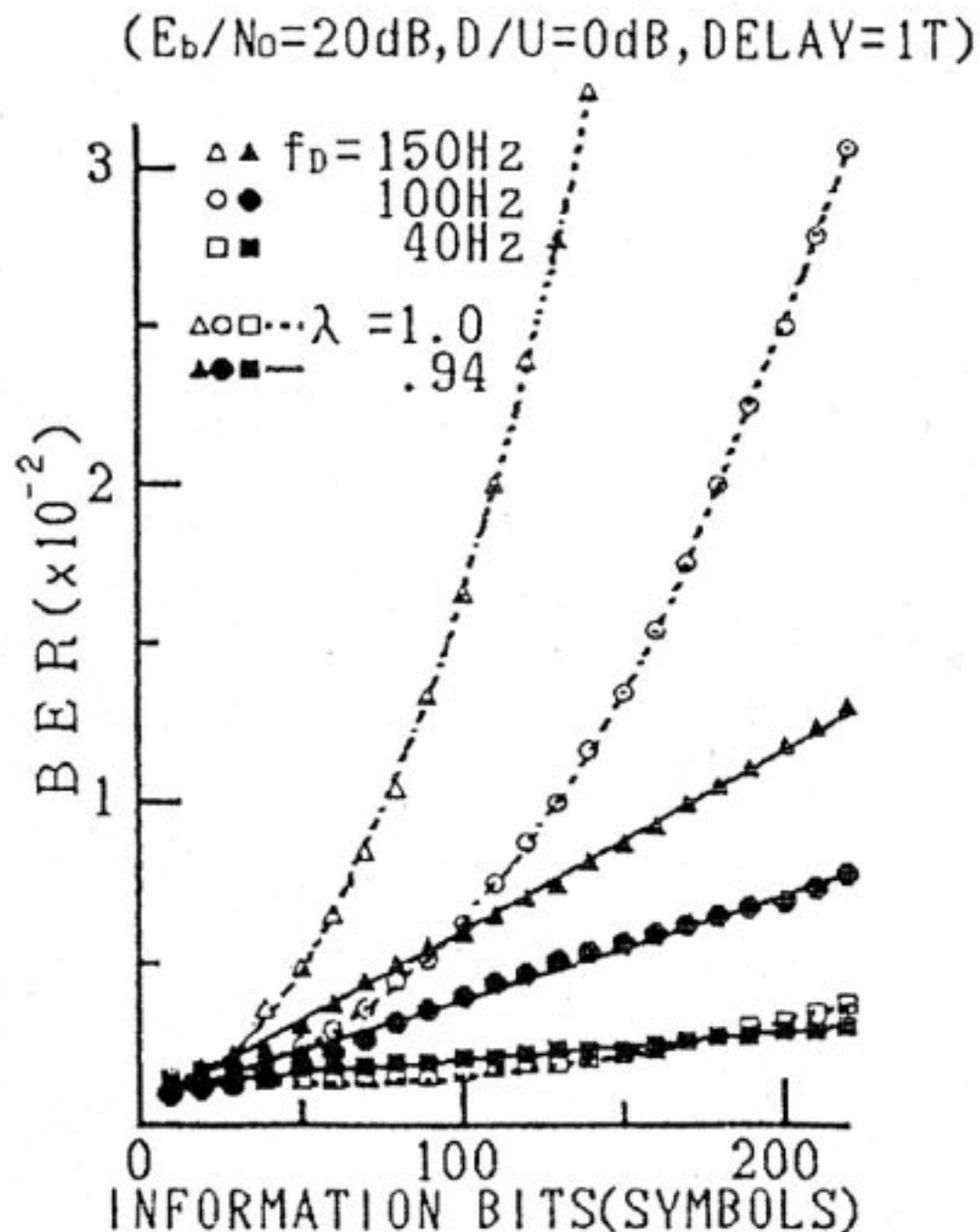
第11図に3波モデルの誤り率特性と, 2波モデルの誤り率特性との比較を示す. 3波モデルの二つの遅延波の遅延時間 τ_1, τ_2 は, $\tau_1=0.5T, \tau_2=1T$, 及び $\tau_1=1T$ と $\tau_2=2T$ であり, 2波モデルの遅延時間は $\tau=1T$ である. また, 直接波及び二つの遅延波の平均レベルはすべて等しいとしている. 第11図(a)は $\lambda=0.94$, (b)は $\lambda=0.88$ とした場合である.

第11図より, 3波モデルにおいても, 2波モデルとほぼ同等の特性が得られることがわかる. E_b/N_0 が大きな領域では, 3波モデルの特性は2波モデルよりも良く



第9図 適応等化器の BER 特性

- (a) $\lambda=1$
- (b) $\lambda=0.94$
- (c) $\lambda=0.88$



なっており, $f_D=100\text{Hz}$ のときの軽減困難誤りの値も低くなっている。これは, 3波により, 3ブランチのダイバーシティと同様の効果が得られているものと考えられる。

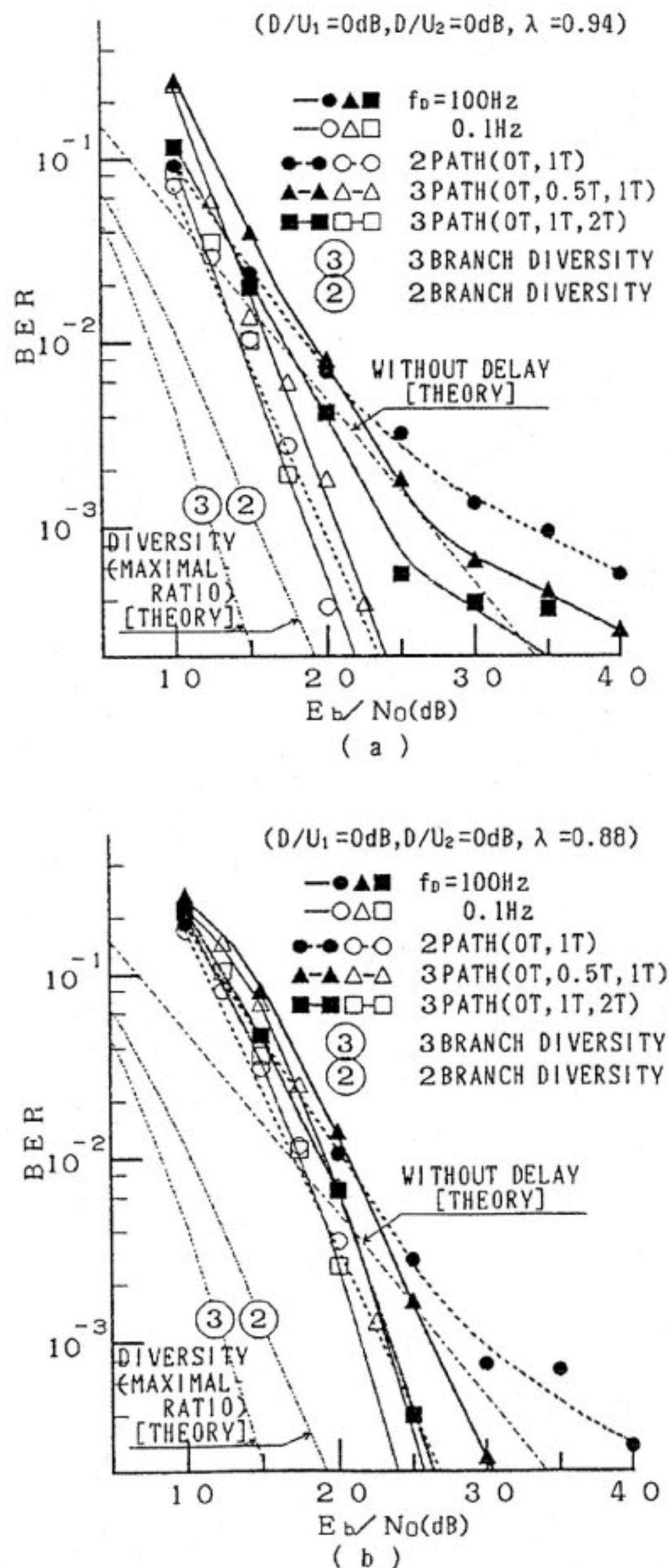
また, 同じ3波モデルでも, 遅延時間 $1T$ と $2T$ のほうが, $0.5T$ と $1T$ よりも誤り率が良くなっている。これは, 遅延時間 $\tau=0.5T$ の遅延波は, 送受信フィルタの影響により, $\tau=0$ 及び $\tau=1T$ との相関が高くなるため, 3ブランチダイバーシティとしての効果が少なくなることによるものと考えられる。

このように, 特性にはいくらかの差はあるが, 2波モデルとの大きな差は無く, 実際の伝搬路においても, 等化器は大きな効果を得ることができると考えられる。

4. む す び

陸上移動通信の周波数選択性フェージングの対策技術として, DFE の検討を行った。結果を以下に示す。

- (1) DFE のタップ数は, 理論的には最大遅延時間 $\tau_m = MT$ に対し, フィードバック側は M タップ, フィードフォワード側は $M+1$ タップ (分数間隔等化器 (2 taps/symbol) の時には $2(M+1)$ タップ) 以上とすればよい。ただし, フィードフォワード側のタップ数を多くすると時変伝搬路への追従性が悪化する。したがって, フィードフォワード側の最適タップ



第11図 3波モデルにおける BER 特性

(a) $\lambda=0.94$

(b) $\lambda=0.88$

数は, 時変伝搬路への追従性の向上と出力 SNR の向上のトレードオフで決定される。

- (2) 陸上移動通信に DFE を適用する場合, カルマンアルゴリズムに忘却係数 λ を導入すると, 伝搬路変動への追従性の向上が期待できることから, 忘却係数の最適化について検討した。その結果, 忘却係数の最適

値は、 f_D 及び E_b/N_0 に依存することがわかった。

また、 $f_D=100$ Hz, $E_b/N_0=20$ dB において最適化した場合、最適値は、 $\lambda=0.94$ となった。

(3) 初期引き込みは、非最小位相条件下においても、15～20シンボルで収束することがわかった。

(4) $f_D=40$ Hz 程度までは、DFE によりダイバーシチ効果が得られる。一方、 $f_D > 40$ Hz になると、DFE のタップ更新が伝搬路変動に追従しきれなくなり、軽減困難な誤りが発生するので、特性が劣化し、ダイバーシチ利得が得られなくなる。ただしその場合も、等化前よりは特性は大きく向上しており、周波数選択性フェージングの影響を低減していることがわかった。

以上より、QPSK による 256 kbps の TDMA を陸上移動通信に適用する場合、周波数選択性フェージング対策技術として、DFE が有効なことが明らかになった。今後は、装置化を考慮して、アルゴリズムの簡易化、計算精度等に関する検討、フレーム同期方式等を含めた総合的検討が課題となる。

最後に、本論文では、文献(12)の成果を中心にまとめたが、その後、忘却係数の効果の理論的検討⁽¹⁷⁾、DFE の伝送特性向上法⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾ などが発表されており、本論文で問題として残った、 f_D が大きい場合の特性も、良好な特性が得られるようになってきつつある。

謝 辞

本研究の機会を与えて下さった警察庁通信局、郵政省通信総合研究所の皆様には感謝致します。また、御指導、御討論を頂いた郵政省通信総合研究所中津井総合研究官、笹岡通信方式研究室長、神尾技官、大鐘技官に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) S. Yoshida, S. Ariravisitakul, F. Ikegami, and T. Takeuchi, "A novel anti-multipath modulation DSK", Proc. IEEE GLOBECOM'85, pp.1094-1098, Dec. 1985.
- (2) 大鐘武雄, "CMA アダプティブアレーによる多重伝搬路歪の補償", 移動通信ワークショップ, pp.25-30, 1988年3月.
- (3) G. de Brito, R. Failli, R.W. Lorenz, and R.S. Swain, "An overview of the COST 207 programmes in support of the GSM", Proc. 3rd DMR, 3.2, Sept. 1988.
- (4) 服部, 鈴木, "移動通信におけるデジタル信号処理技術の動向と展望", 昭63信学秋季全大, SB-6-1, 1988年9月.
- (5) R.D' Avella, L. Moreno, and M. Sant' Agostino, "Adaptive equalization in TDMA mobile radio systems", Proc. 37th IEEE Vehicular Technology Conference, pp.385-392, June 1987.
- (6) 上杉, 椿, 本間, "多重波伝搬路の等化について(動特性における性能)", 昭63信学秋季全大, B-475, 1988年9月.
- (7) 上田, 鈴木, "判定帰還形等化器を用いた高速デジタル移動通信の特性", 信学技報, CS88-74, 1988年11月.
- (8) G.D' Aria and V. Zingarelli, "Adaptive baseband equalizers for narrowband TDMA/FDMA mobile radio systems", Proc. International Conference on Digital Land Mobile Radio Communications, pp.280-289, June 1987.
- (9) D.D. Falconer and L. Ljung, "Application of fast Kalman estimation to adaptive equalization", IEEE Trans, Commun., COM-26, 10, pp.1439-1446, Oct. 1978.
- (10) D. Godard, "Channel equalization using a Kalman filter for fast data transmission", IBM J. Res. Develop., 18, pp.267-273, May 1974.
- (11) 中嶋, 三瓶, "移動通信の周波数選択性フェージングのための判定帰還型等化器の構成", 1989年信学春季全大, B-804, p.2-308, 1989年3月.
- (12) 中嶋, 三瓶, "判定帰還形適応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.
- (13) F. Ikegami and S. Yoshida, "Analysis of Multipath Propagation Structure in Urban Mobile Radio Environments", IEEE Trans. Antennas Propag. AP-28, 4, pp.531-537, July 1980.
- (14) 電子通信学会, "デジタル信号処理の応用, pp.160-169, 電子通信学会, 1981年5月.
- (15) 木下, 三瓶, "適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式", 信学論(B), J71-B, 10, pp.1119-1126, 1988年10月.
- (16) J. de Brito and J.E. Natvig, "Selecting a speech codec for the Pan-European DMR System", Proc. International Conference on Digital Land Mobile Radio Communications, pp.48-58, June 1987.
- (17) 鈴木, 府川, "移動通信用 RLS 型適応等化器の動

作特性に関する理論的検討”, 信学技報, RCS89-46, 1989年11月.

- (18) 東, 鈴木, “RLS アルゴリズムを用いた移動通信用等化器の選択性フェージング条件における BER 特性”, 信学技報, RCS89-25, 1989年10月.

- (19) T. Ueda and H. Suzuki, “Performance of equalizers employing a re-training RLS algorithm for digital mobile radio communications”, 40th IEEE Veh. Tech. Conf., pp.553-558, May, 1990.

