

DSSS コヒーレント Rake 受信における適応予測を用いる 繰り返しチャンネル推定

高岡 辰輔[†], 安達 文幸[‡]

東北大学大学院工学研究科, 電気・通信工学専攻
〒980-8579 仙台市青葉区荒巻大字青葉 05

E-mail: [†]takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本論文では, アンテナダイバーシチとコヒーレント Rake 合成を用いる直接拡散 (DSSS) 信号伝送における, 適応予測繰り返しチャンネル推定を提案している. 繰り返しチャンネル推定の初回では, パイロットシンボルを用いる適応予測チャンネル推定を行い, 2 回以降の繰り返しチャンネル推定では判定帰還・逆変調と移動平均フィルタを用いるチャンネル再推定を用いている. 周波数選択性レイリーフェージング環境下における DSSS 信号伝送の誤り率 (BER) を, 計算機シミュレーションにより評価した. シミュレーション結果より, 繰り返しチャンネル推定の初回に Weighted multi-slot averaging (WMSA) フィルタを用いる繰り返しチャンネル推定と比較して, 特に高速フェージング環境下において優れた BER 特性を示すことが分かった.

キーワード 繰り返しチャンネル推定, パイロットシンボル, DSSS, フェージングチャンネル

Adaptive prediction Iterative Channel Estimation for Combined Antenna Diversity and Coherent Rake Reception of Multipath-faded DSSS Signals

Shinsuke Takaoka[†], Fumiyuki Adachi[‡]

Electrical and Communication Engineering,
Graduate School of Engineering, Tohoku University
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Adaptive prediction iterative channel estimation is presented for combined antenna diversity and coherent rake reception of direct sequence spread spectrum (DSSS) signals. Its first stage uses pilot-aided adaptive prediction channel estimation, while the succeeding iteration stages use decision feedback and moving average filtering for channel re-estimation. The bit error rate (BER) performance of DSSS signal transmission in a frequency selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulations. It is found that the adaptive prediction iterative channel estimation is superior to the non adaptive iterative channel estimation using the conventional weighted multi-slot averaging (WMSA) filtering at the first iteration stage, particularly in a fast fading channel.

Key words Iterative channel estimation, pilot symbol, DSSS, fading channel

1. まえがき

移動通信では、送信波は移動局近傍の建造物などで反射、回折され、異なるドップラーシフトを受信されることになるため、フェージングを受ける[1]. 2GHz の搬送波周波数で受信局の移動速度が 100km/h の場合、最大ドップラー周波数は 185Hz にもなる. 同期検波ではチャンネル推定が必要である. パイロットシンボルを周期的に送信すれば、高速フェージング環境下であってもフェージングチャンネル利得を精度良く推定でき[2,3], 1次または2次のガウス補間を用いることで、周期的にしか受信されないパイロットシンボルを用いて、高速フェージングに追従したチャンネル推定が可能になる[3,4]. また、DS-CDMA 移動通信におけるコヒーレント Rake 受信に用いるチャンネル推定では、複数スロットの受信パイロットシンボルを積み付けして合成する WMSA(Weighted multi-slot averaging)チャンネル推定が提案された[5].

WMSA チャンネル推定は、次の2ステップから構成される. まず、パイロットブロック内で複数のパイロットシンボルを同相加算することにより、各パイロットブロックの中心時点の瞬時チャンネル利得を推定する. 次に、 $2K$ タップからなる FIR フィルタに $2K$ 個の瞬時チャンネル利得を入力して、最終的なチャンネル推定値を求める. この推定値を用いて、スロット内の受信信号を同期検波する. $2K$ 個のタップ係数の準最適組み合わせが、文献[5]で計算機シミュレーションにより求められている. なお、 $K=1$ WMSA は、同期検波するスロットを挟む2つのパイロットブロックの単純平均を用いるチャンネル推定と同様である[6]. 移動機の移動速度が変化すれば最大ドップラー周波数も変化し、フェージングタイプも時間と共に変化する. したがって、時不変のタップ係数では誤り率(BER)を常に最小化できるとは限らない. そこで、タップ係数を適応的に更新するようにした適応チャンネル推定が提案された[7,8].

チャンネル推定精度を高くするためには、パイロットシンボル数を増やせば良いが、電力効率が低下してしまう. そこで、送信パイロットシンボル数が同じままで、チャンネル推定に用いるパイロットシンボル数を等価的に増やすために判定帰還・逆変調チャンネル推定が考えられている[9,10]. 判定帰還・逆変調を用いたチャンネル推定は、繰り返し構造を持ったマルチステージ干渉キャンセラにおける同期検波に適している[11,12]. 勿論、チャンネル推定それ自体に繰り返し構造を持たせることが可能である. そこで、マルチステージ干渉キャンセラの各ステージに繰り返しチャンネル推定を適用することが検討されている[13]. また、初段で予測を使う(使わない)チャンネル推定を行って仮判定し、次段では仮判定値を判定帰還して受信信号を逆変調することによってデータ変調成分を除いて再チャンネル推定する 2 ステージ受信機が提案されている[14]. 繰り返し構造を取り入れる事によって、この2ステージ受信機を繰り返しチャンネル推定を持つ受信機に拡張することが可能である.

本論文では、アンテナダイバーシチとコヒーレント Rake 合成を用いる直接拡散 (DSSS) 信号伝送における、適応予測繰り返しチャンネル推定を提案している. 繰り返し推定の初回では、パイロットシンボルを用いる適応予測チャンネル推定[8]を行い、2 回及びそれ以降では、判定帰還・逆変調と移動平均フィルタを用いるチャンネル再推定を行う. 第 2 章では伝送系モデルを説明する. 第 3 章では、周波数選択性フェージング環境下における DSSS 信号伝送の計算機シミュレーションを行って得られた BER 特性を示す. 初回に WMSA 推定フィルタを用いた場合の BER 特性との比較も行っている. 第 4 章は結論である.

2. 伝送系モデル

等価低域表現を用いて表した伝送系モデルを図 1 に示す.

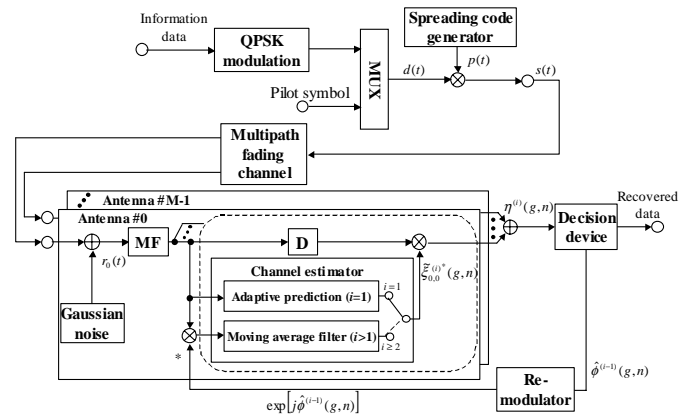


図 1 伝送系モデル (等価低域表現)

2.1 送信系

2 値の送信データを QPSK シンボル系列に変換した後、図 2 のように N_d データシンボル毎に N_p パイロットシンボルを時間多重する. N_p パイロットシンボルとそれに続く N_d データシンボルを 1 スロットとすると、スロット長は $T_{\text{slot}}=(N_p+N_d)T$ になる. ここで、 T は QPSK シンボル長である. 最後に、パイロットを周期的に挿入した QPSK シンボル系列に、拡散符号を乗積して DSSS 信号を生成し送信する. 等価低域表現を用いて DSSS 信号を表すと次式のようになる.

$$s(t) = \sqrt{2S}d(t)p(t) \quad (1)$$

$$\begin{cases} d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi(k)]u(t/T - k) \\ p(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} c(q)u(t/T_c - q) \end{cases} \quad (2)$$

ここで、 S は平均信号電力、 $d(t)$ は QPSK シンボル波形、

$p(t)$ は拡散波形を表す. 式(2)中の $\{c(q)\}$ はチップ長 T_c の長周期 2 値ランダム拡散系列である. $\phi(k) = \{(2m+1)\pi/4; m=0-3\}$ は変調位相成分, $u(t)$ は矩形パルス波形であり, $u(t)=1(0), 0 \leq t < 1(\text{otherwise})$ である. 拡散率(SF)は $SF=T/T_c$ になる.

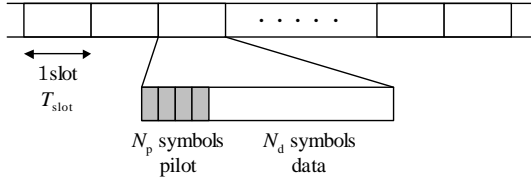


図2 スロット構成.

2.2 伝搬路モデル

送信された信号は, 周波数選択性フェージングチャネルの影響を受ける. 伝搬路は, チップ長 T_c の整数倍の遅延時間を持つ L 個の離散パスで構成されるものとし, 各パスはそれぞれ独立なレイリーフェージングを受けるものとする. m 番目のアンテナ($m=0,1,\dots, M-1$)で観測したチャネルのインパルス応答 $h_m(t,\tau)$ は次のように表せる [16].

$$h_m(t,\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで, $\xi_{m,l}(t)$ および τ_l は, それぞれ l 番目のパスの複素チャネル利得および遅延時間を表す. $\{\xi_{m,l}(t)\}$ は各々独立で同じ分布を持つ複素ガウス過程である. また, $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}(t)|^2] = 1$ であり, $E[\cdot]$ は集合平均を表す. 第 m 番目のアンテナの受信信号 $r_m(t)$ は次式のようになる.

$$\begin{aligned} r_m(t) &= \sum_{l=0}^{L-1} r_{m,l}(t) + n_m(t) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(t) s(t - \tau_l) + n_m(t) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで, $n_m(t)$ は片側電力密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である. 受信 DSSS 信号は整合フィルタ(MF)により, 送信された QPSK 変調シンボル系列の L 個のコピーに分解される. MF は L 個の相関器で構成される. 各相関器では, 各パスの遅延時間に理想的に同期した拡散符号を生成し, それを受信信号 $r_m(t)$ に乗積し, 1 シンボル区間にわたって積分する. 第 l 番目のパスを伝搬して受信した信号の, 第 g 番目のスロットの n 番目のシンボル時点における MF 出力 $r_{m,l}(g,n)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} r_{m,l}(g,n) &= \frac{1}{T} \int_{gT_{\text{slot}} + nT + \tau_l}^{(g+1)T_{\text{slot}} + (n+1)T + \tau_l} r_m(t) p(t - \tau_l) dt \\ &= \sqrt{2S} \xi_{m,l}(g,n) \exp[j\phi(g,n)] + w_{m,l}(g,n) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで, $\xi_{m,l}(g,n) = \xi(gT_{\text{slot}} + nT)$, $\phi(g,n) = \phi(g(N_p + N_d) + n)$ であり, $w_{m,l}(g,n)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T$ のガウス雑音を表す.

第 i 回目の繰り返しチャネル推定値を $\tilde{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n)$ とすると, Rake 合成出力 $\eta^{(i)}(g,n)$ は次式のようになる.

$$\eta^{(i)}(g,n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} r_{m,l}(g,n) \tilde{\xi}_{m,l}^{(i)*}(g,n) \quad (6)$$

ただし, $*$ は複素共役を表す.

2.3 繰り返しチャネル推定

初回では, 適応予測によりチャネル推定する(付録参照). 2 回目以降のチャネル推定では, 判定帰還・逆変調と移動平均フィルタによって, $\tilde{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n)$ ($i > 1$) を得る. 第 $i (> 1)$ 回のチャネル推定では, $i-1$ 回目に得られた仮判定値を判定帰還し, 受信 MF 出力標本系列 $\{r_{m,l}(g,n)\}$ を逆変調することによってデータ変調成分を取り除く. データ変調成分が取り除かれた受信信号サンプルは次式で表すことができる.

$$\hat{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n) = r_{m,l}(g,n) \exp[-j\hat{\phi}^{(i-1)}(g,n)] \quad (7)$$

これを移動平均フィルタに入力して, 第 g 番目のスロットの n 番目のシンボル時点におけるチャネル再推定値 $\{\hat{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n)\}$ を得る. これは, 次のように表される.

$$\tilde{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n) = \frac{1}{2Q+1} \sum_{j=-Q}^Q \hat{\xi}_{m,l}^{(i)}(g,n+j) \quad (8)$$

判定誤りがなければ, 移動平均区間を長くするにつれてチャネル推定に用いる受信サンプル数が多くなるので, 前回よりチャネル推定精度が高くなる. したがって, このチャネル推定値を用いて同期検波・仮判定したときの判定誤り率が低くなる. この仮判定値を用いてまた再チャネル推定すればより精度の高いチャネル推定値が得られることになる. このようにして, チャネル推定を繰り返し行うことにより, BER 特性を改善できる.

3. 計算機シミュレーション結果

3.1 シミュレーション条件

シミュレーション条件を表 1 に示す. 1 スロット長は 64 シンボルであり, パイロットシンボル数は $N_p=4$, データシンボル数は $N_d=60$ である. 伝搬路は等電力の $L=2$ パスレイリーフェージングチャネルである. 初回の繰り返し推

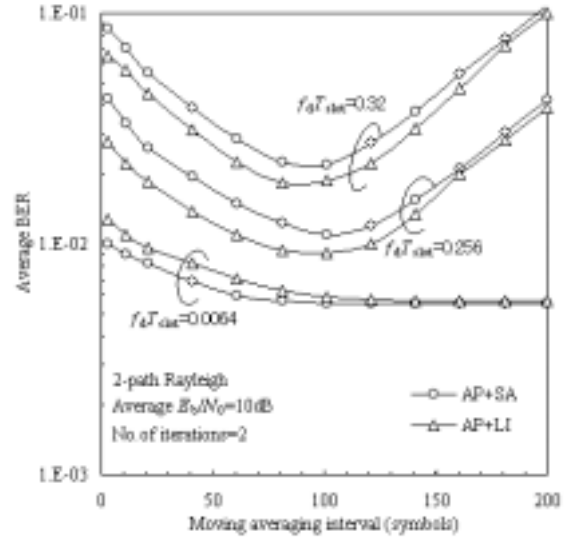
定では $K=4$ の適応予測チャンネル推定を用いる [8]. 比較対象として $K=1, 2$ および 3 の WMSA チャンネル推定を用いる. WMSA フィルタのタップ係数は, $K=1$ では $[1.0, 1.0]$, $K=2$ では $[0.6, 1.0, 1.0, 0.6]$, $K=3$ では $[0.3, 0.8, 1.0, 1.0, 0.8, 0.3]$ とした[5].

表1 シミュレーション条件

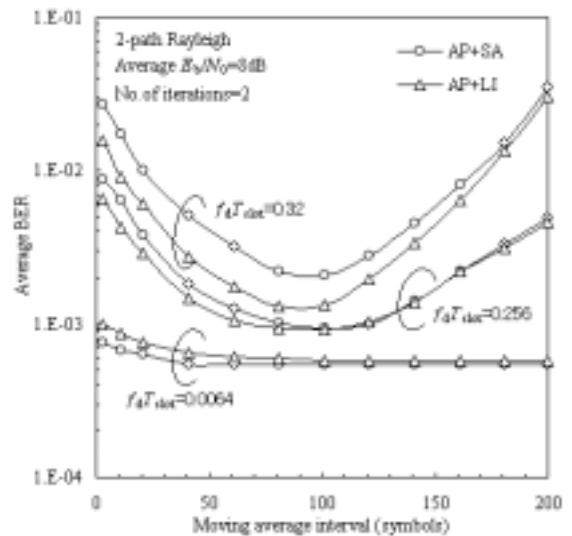
Transmitter	Spreading factor	64	
	Spreading sequence	Long random sequence	
	Modulation	Data	QPSK
		Spreading	BPSK
Slot structure	Pilot symbols: $N_p=4$ Information symbols: $N_d=60$		
Channel model	Equal power 2-path Rayleigh fading		
Receiver	Diversity	2-branch antenna diversity ($M=2$) + 2-finger rake ($L=2$)	

3.2 移動平均フィルタの最適化

図3は, 繰り返し数 $i=2$ のときについて, 正規化最大ドップラー周波数 $f_d T_{\text{slot}}$ をパラメータとしてプロットした, 移動平均区間 ($2Q+1$ シンボル) 対 BER 特性である. 初回に用いる適応予測繰り返しチャンネル推定の3ステップ目には, 単純平均(SA)または線形補間(LI)を用いた. 図中に AP+SA(LI)と表記されている BER カーブは, SA(LI)を用いた適応予測繰り返しチャンネル推定の特性である. 低速フェージング時($f_d T_{\text{slot}}=0.0064$)では, 2 回以降の繰り返し推定で用いられる移動平均フィルタの平均化シンボル区間を長くするにつれて, BER が単調に減少している. しかし高速フェージング時($f_d T_{\text{slot}}=0.32$)では, 平均化シンボル区間を増加するに従って BER は初め減少するが, その後増加している. これは, 平均化シンボル区間が長くなると平均化区間内でチャンネル利得が変動するようになるから, チャンネル推定誤差が大きくなるためだと考えられる. 図3より, 低速フェージング時には SA が, 高速フェージング時には LI が低い BER を与えることが分かる. また, 平均化シンボル区間を $2Q+1=101$ シンボルとすれば, $f_d T_{\text{slot}}$ の広い範囲にわたってほぼ最小の BER を達成できる. そこで以降の計算機シミュレーションでは $Q=50$ シンボルとした.



(a) ダイバーシチなし



(b) ダイバーシチあり

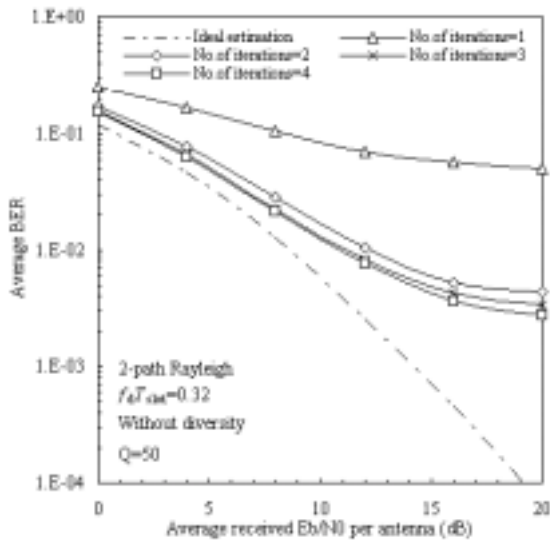
図3 移動平均区間対 BER 特性

3.3 繰り返し数の効果

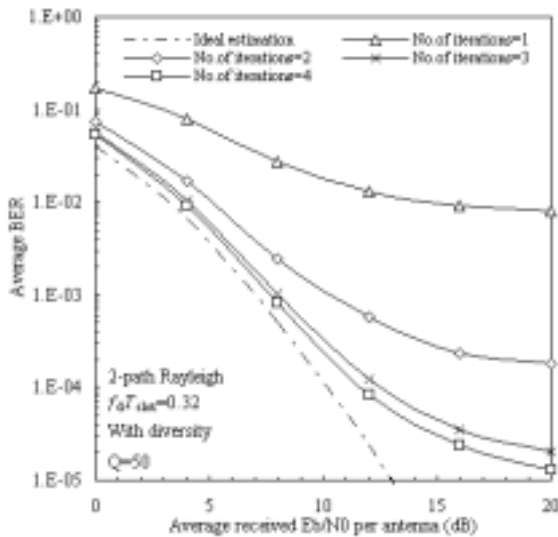
図4は, 正規化最大ドップラー周波数 $f_d T_{\text{slot}}=0.32$ のときについて, 繰り返し数をパラメータとしてプロットした BER 特性である. 初回のチャンネル推定では, SA を用いた適応予測チャンネル推定を, 繰り返し推定では $Q=50$ の移動平均フィルタを用いている. 繰り返し推定することで, BER 特性が大幅に改善し, 繰り返し数が増加するに従い理想チャンネル推定時の BER 特性に漸近することがよく分かる. ダイバーシチ受信を用いることによって, $BER=10^{-3}$ を得るために必要な所要 E_b/N_0 の理想チャンネル推定時からの劣化は, 繰り返し数 $i=4$ では約 0.8dB 程度である(このうちの 0.28dB はパイロット挿入損である). AWGN が誤り発生の主要原因である低 E_b/N_0 の領域では, 文献[13]でも示されているように 3 回繰り返しで充分特性が改善され, 繰り返し推定を 4 回に増やしても改善効

果はほとんど同じである。したがって、初回を含む3回の繰り返し推定で充分であるといえる。

高 E_b/N_0 の領域では誤りフロアが生じるが、繰り返しチャンネル推定はこの誤りフロアを著しく低減できることが分かる。図4より、アンテナダイバーシチ受信を用いた場合、誤りフロアは初回のチャンネル推定では約 0.01 であるが、2回および3回の繰り返しチャンネル推定で誤りフロアをそれぞれ 2×10^{-4} 、 2×10^{-5} に低減可能である。繰り返しチャンネル推定を4回としても、誤りフロアの低減はわずかである。



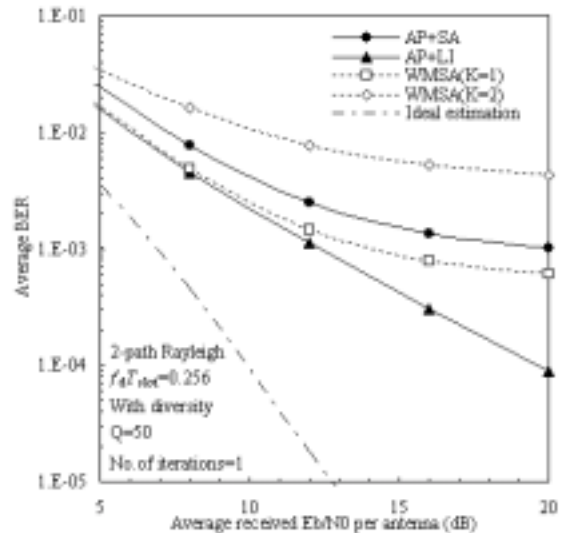
(a) ダイバーシチなし



(b) ダイバーシチあり
図4 繰り返し数の効果

繰り返し数をパラメータとしてプロットした BER 特性である。K=3WMSA 繰り返しチャンネル推定では誤りフロアを 10^{-3} 以下にできないため、その特性を図5にプロットしていない。適応予測を用いることで優れた BER 特性示すことが分かる。しかし、繰り返し数が3以上になるとその特性差は小さくなる。

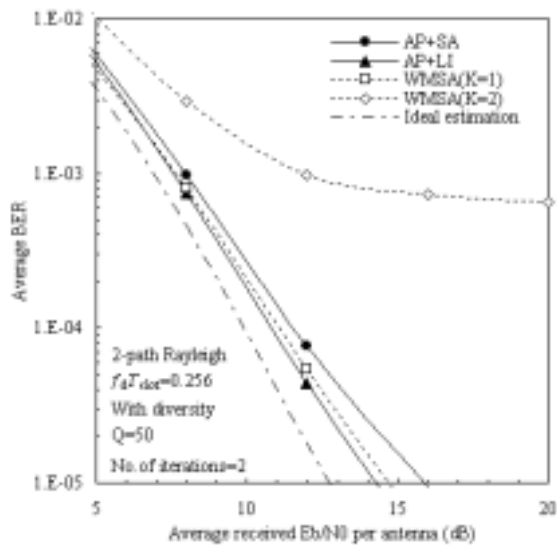
図6は、 $f_d T_{\text{slot}}$ をパラメータとして繰り返し数の関数としてプロットした、BER= 10^{-3} を確保するために必要な所要受信 E_b/N_0 である。適応予測繰り返しチャンネル推定(繰り返し推定初回の3ステップ目に使われている)の SA と LI を比較すると、前者は低速フェージング時 ($f_d T_{\text{slot}}=0.0064$) に優れた BER 特性を示す。しかし、高速フェージング時 ($f_d T_{\text{slot}}=0.128$ および 0.256) では LI の特性が優れていることが分かる。適応予測を用いない WMSA 繰り返しチャンネル推定では、誤り率を最小にする K の値が最大ドップラー周波数によって異なる。低速フェージング時では K=3WMSA が、高速フェージング時では K=1WMSA が最も良い特性を示している。また、K=2 または K=3WMSA 繰り返しチャンネル推定を用いると、高速フェージング時に著しい特性劣化が発生する (K=3WMSA 繰り返しチャンネル推定では、 $f_d T_{\text{slot}}=0.256$ になると BER= 10^{-3} を達成することができない)。LI を用いる適応予測繰り返しチャンネル推定の誤り率特性は、低速フェージング時に K=3WMSA チャンネル推定(繰り返し推定なし)より劣るが、わずかの劣化である。以上より、LI を用いる適応予測繰り返しチャンネル推定は低速から高速フェージングに渡って全体的に優れた BER 特性を与えることが分かる。



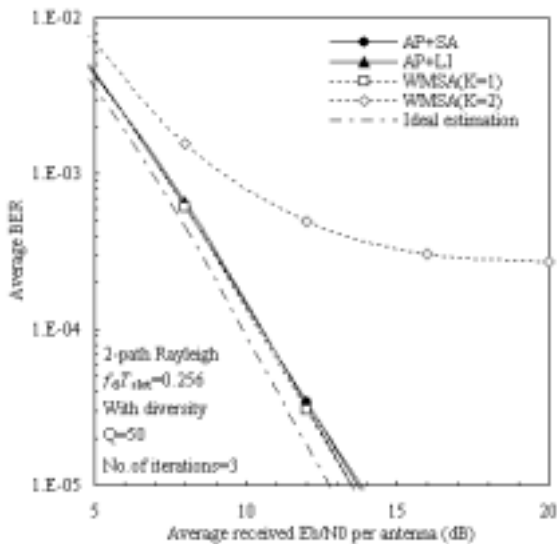
(a) 繰り返し数=1

3.4 BER の特性比較

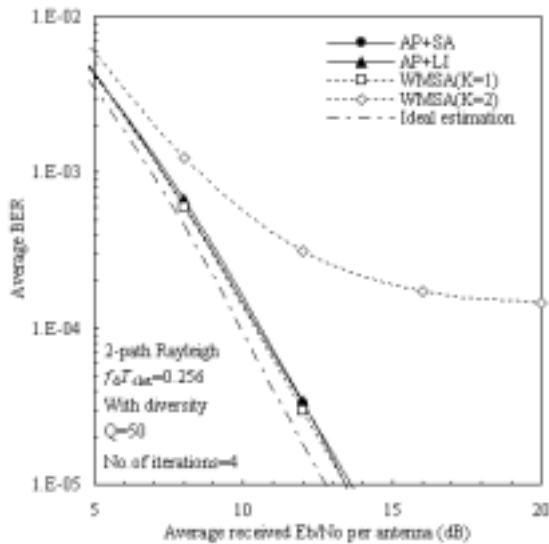
適応予測繰り返しチャンネル推定の BER 特性と WMSA 繰り返しチャンネル推定のそれとを比較する。図5は、高速フェージング時 ($f_d T_{\text{slot}}=0.256$) において、



(b) 繰り返し数=2

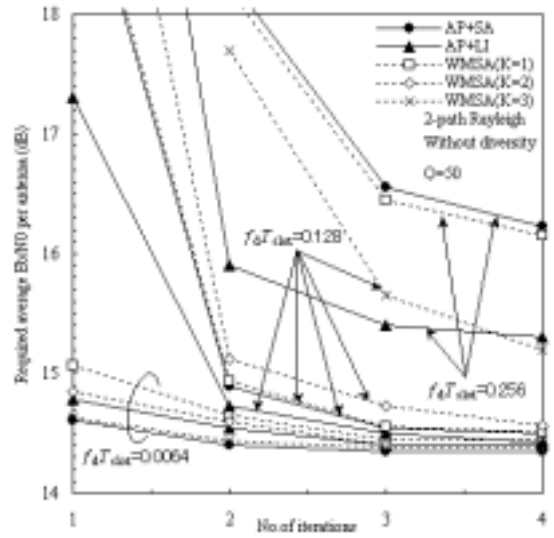


(c) 繰り返し数=3

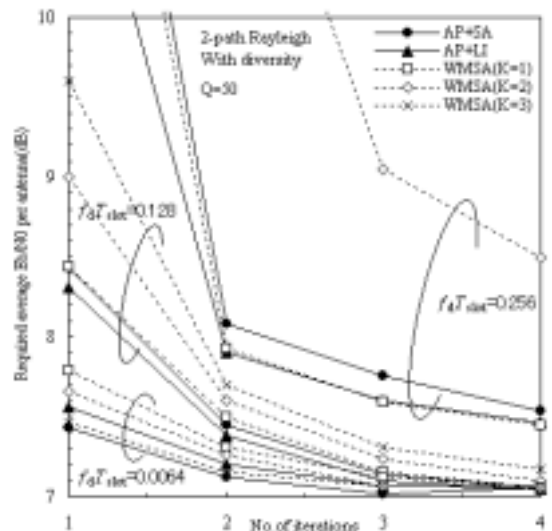


(d) 繰り返し数=4

図5 BERの特性比較



(a) ダイバーシチなし



(b) ダイバーシチあり

図6 BER=10⁻³を満たす所要受信 E_b/N₀ 特性

4. 結論

DSSS コヒーレント Rake 受信における適用予測を用いる繰り返しチャネル推定について、周波数選択性フェージング環境下での誤り率特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。繰り返し推定初回に適応予測を、2回以降の繰り返し推定には判定帰還・逆変調によるチャネル再推定を用いた。本論文で得られた結果をまとめると以下ようになる。

- ① 繰り返し数が増えるに従って BER 特性が大きく改善され理想チャネル推定時の特性に漸近するが、 E_b/N_0 が低い領域では初回を含めて3回の繰り返し推定で十分である。
- ② E_b/N_0 が大きな領域では誤りフロアが発生するが、繰り返しチャネル推定を用いることで誤りフロアを大きく低減できる。
- ③ 繰り返し数を3回以上とすれば、初回のチャネ

ル推定法の選択が BER 特性のあまり影響を与えない。

④ 線形補間(LI)を用いる適応予測繰り返しチャネル推定は、低速から高速フェージングに渡って優れた誤り率特性を与える。

文 献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] F. Ling, "Coherent detection with reference-symbol based estimation for direct sequence CDMA uplink communications," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 400-403, May 1993.
- [3] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communication," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-42, pp.137-147, May 1993.
- [4] C. I. Bang and M. H. Lee, "An analysis of pilot symbol assisted 16QAM in the Rayleigh fading channel," IEEE Trans. Consum. Elect., Vol. 41, pp.1138-1141, Nov. 1995.
- [5] H. Andoh, M. Sawashi, and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent RAKE combining in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun, Vol. E81-B, pp. 1517-1526, July 1998.
- [6] Y. Honda and K. Jamal, "Channel estimation based on time-multiplexed pilot symbols," IEICE Technical Report, RCS96-70, pp. 31-35, Aug. 1996.
- [7] S. Abeta, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexed pilot and parallel pilot structure," IEICE Trans. Commun, Vol. E82-B, pp. 1505-1513, Sep. 1999.
- [8] S.Takaoka and F.Adachi, "Adaptive predictive channel estimation using time-multiplexed pilot symbols in a multipath fading channel," (in Japanese) Transmission Engineering Technical Meeting, No. 441, Tohoku University, 16 May 2001.
- [9] F. Adachi, "BER analysis of 2PSK, 4PSK, and 16QAM with decision feedback channel estimation in frequency-selective slow Rayleigh fading," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 48, pp. 1563-1572, Sep. 1999.
- [10] A. Zhuang, and M. Renfors "Combined pilot aided and decision directed channel estimation for the RAKE receiver," Proc. IEEE Veh. Technol Conf., Vol. 2, pp. 710-713, Sept. 2000.
- [11] M. Sawahashi, Y. Miki, H. Andoh, and K. Higuchi, "Pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller using recursive channel estimation for DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E79-B, pp.1262-1270, Sept. 1996.
- [12] M. Sawahashi, H. Andoh, and K. Higuchi, "Interference rejection weight control for pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller using recursive channel estimation in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E80-B, pp.2464-2469, Dec. 1997.
- [13] K. Okawa, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Parallel-type coherent multi-stage interference canceller with iterative channel estimation using both pilot and decision-feedback data symbols for W-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E84-B, pp. 446-456, Mar. 2001.
- [14] G. M. Vitetta and D. P. Taylor, "Maximum likelihood decoding of uncoded and coded PSK signal sequences transmitted over Rayleigh flat-fading channels," IEEE Trans. Commun., Vol. 43, pp. 2750-2758, Nov. 1995.
- [15] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 3rd edition, 1996.
- [16] C. Kchao and G. L. Stuber, "Analysis of a direct-sequence spread-spectrum cellular radio system," IEEE Trans. Commun., Vol. 41, pp. 1507-1516, Oct. 1993.

付録-適応予測チャネル推定

図7は、3 ステップから構成されるパイロットシンボルを用いる適応予測チャネル推定の構造を示している[8]. 第1ステップでは、パイロットシンボルの変調成分を取り除いたあと、 N_p 受信パイロットシンボルを同相加算することにより瞬時チャネル利得を推定する. 一般性を失うことなく、パイロットシンボルの変調位相成分は $\phi=\pi/4$ と仮定すると、第 g 番目のスロットの先頭における瞬時チャネル推定値 $\hat{\xi}_{m,l}(g)$ は次式で与えられる.

$$\hat{\xi}_{m,l}(g) = \frac{1}{N_p} \sum_{n=0}^{N_p-1} r_{m,l}(g, n) \exp(-j\pi/4) \quad (A1)$$

第2ステップでは、過去および未来、それぞれ K 個の瞬時チャネル推定値を前方予測器と後方予測器に入力することより、スロットの初めと終わりの時点の瞬時チャネル利得 $\tilde{\xi}_{m,l,f}(g)$ と $\tilde{\xi}_{m,l,b}(g)$ をそれぞれ予測する. 前方予測器と後方予測器のタップ係数は、正規化 LMS アルゴリズムを用いることによって適応的に更新する. したがって、 $\tilde{\xi}_{m,l,f}(g)$ と $\tilde{\xi}_{m,l,b}(g)$ は次式のように表される.

$$\begin{cases} \tilde{\xi}_{m,l,f}(g) = \mathbf{W}_{m,l,f}(g) \mathbf{X}_{m,l,f}^T(g) \\ \tilde{\xi}_{m,l,b}(g) = \mathbf{W}_{m,l,b}(g) \mathbf{X}_{m,l,b}^T(g) \end{cases} \quad (A2)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,f}(g) = [w_{m,l,0}(g), w_{m,l,-1}(g), \dots, w_{m,l,-K+1}(g)] \\ \mathbf{X}_{j,l,f}(g) = [\hat{\xi}_{m,l}(g), \hat{\xi}_{m,l}(g-1), \dots, \hat{\xi}_{m,l}(g-K+1)] \end{cases} \quad (A3a)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,b}(g) = [w_{m,l,1}(g), w_{m,l,2}(g), \dots, w_{m,l,K}(g)] \\ \mathbf{X}_{m,l,b}(g) = [\hat{\xi}_{m,l}(g+1), \hat{\xi}_{m,l}(g+2), \dots, \hat{\xi}_{m,l}(g+K)] \end{cases} \quad (A3b)$$

ここで、 $[\cdot]^T$ は転置、 $\mathbf{W}_{m,l,f}(g)$ および $\mathbf{W}_{m,l,b}(g)$ はそれぞれ前方、後方予測のための複素タップ係数ベクトルである. $\mathbf{X}_{m,l,f}(g)$ および $\mathbf{X}_{m,l,b}(g)$ はそれぞれ前方、後方予測に用いる瞬時チャネル利得推定値ベクトルである. $\mathbf{W}_{m,l,f}(g)$ および $\mathbf{W}_{m,l,b}(g)$ は、参照信号として $\hat{\xi}_{m,l}(g+1)$ と $\hat{\xi}_{m,l}(g)$ を用いることによって、正規化 LMS アルゴリズム [13]に基づいて更新される.

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,f}(g+1) = \mathbf{W}_{b,l,f}(g) + \mu \frac{e_{m,l,f}(g)}{\sum_{j=0}^{K-1} |\hat{\xi}_{m,l}(g-j)|^2} \mathbf{X}_{m,l,f}^*(g) \\ e_{m,l,f}(g) = \hat{\xi}_{m,l}(g+1) - \tilde{\xi}_{m,l,f}(g) \end{cases} \quad (A4a)$$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,b}(g+1) = \mathbf{W}_{m,l,b}(g) + \mu \frac{e_{m,l,b}(g)}{\sum_{j=1}^K |\hat{\xi}_{m,l}(g+j)|^2} \mathbf{X}_{m,l,b}^*(g) \\ e_{m,l,b} = \hat{\xi}_{m,l}(g) - \tilde{\xi}_{m,l,b}(g) \end{cases} \quad (\text{A4b})$$

ここで、 $e_{m,l,f}(g)$ および $e_{m,l,b}(g)$ は推定誤差、 μ はステップサイズである。

第3ステップでは、適応的に予測された2つの瞬时チャンネル利得 $\tilde{\xi}_{m,l,p}(g)$ と $\tilde{\xi}_{m,l,f}(g)$ を使って、第 g 番目のスロットの n 番目のデータシンボル時点の瞬时チャンネル利得 $\tilde{\xi}_{m,l}(g,n)$ を単純平均(SA)または線形補間(LI)することにより推定する。よって、 $\tilde{\xi}_{m,l}^{(1)}(g,n)$ ($n=N_p \sim N_p+N_d-1$)は次のように表される。

SA:

$$\tilde{\xi}_{m,l}^{(1)}(g,n) = \frac{\tilde{\xi}_{m,l,f}(g) + \tilde{\xi}_{m,l,b}(g)}{2} \quad (\text{A5a})$$

LI:

$$\tilde{\xi}_{m,l}^{(1)}(g,n) = \left(\frac{n - \frac{N_p - 1}{2}}{N_p + N_d} \right) \tilde{\xi}_{m,l,f}(g) + \left[1 - \frac{\left(n - \frac{N_p - 1}{2} \right)}{N_p + N_d} \right] \tilde{\xi}_{m,l,b}(g) \quad (\text{A5b})$$

本論文の計算機シミュレーションでは、 $K=4$ 、 $\mu=0.01$ を用いた。

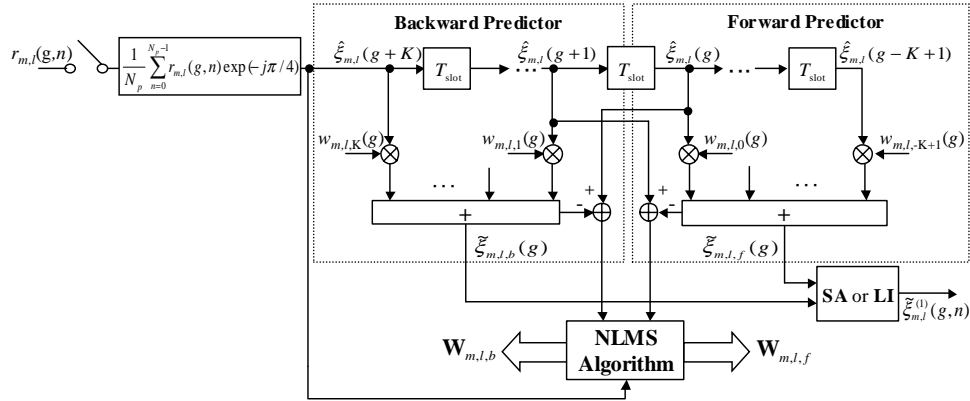


図7 適応予測チャンネル推定フィルタ($i=1$)