

DS-CDMA 周波数領域等化における繰り返しチャネル推定

石原 浩一[†] 武田 和晃[†] 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 仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: [†] {ishihara, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし Rake 受信を用いる DS-CDMA では、パス数が増えるとパス間干渉が無視できなくなり誤り率特性が劣化してしまうが、周波数領域等化を用いることで大幅に誤り率特性を改善できる。周波数領域等化ではチャネルの伝達関数の推定が必要である。本論文では、FFT 窓区間に時間多重したパイロットを用いる繰り返しチャネル推定を提案し、その時の誤り率特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, チャネル推定

Iterative Channel Estimation for DS-CDMA Frequency-domain Equalization

Koichi ISHIHARA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] {ishihara, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract As the number of resolvable paths increases, the bit error rate (BER) performance of DS-CDMA with Rake combining degrades due to increasing inter-path interference. However, using the frequency domain equalization can improve the BER performance. For frequency-domain equalization, estimation of the channel transfer function is required. In this paper, we propose the iterative channel estimation using the time-multiplexed pilot within the FFT window interval and the achievable BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain Equalization, Channel Estimation

1. まえがき

次世代移動通信システムでは、高速かつ高品質のデータ伝送が要求される。しかし、伝搬路が遅延の異なる複数のパスで構成されるために周波数選択性フェージングが発生し、シングルキャリア伝送では伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。第3世代携帯電話では、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が用いられている[2]。DS-CDMAでは、複数のパスを分離し、Rake 受信を行うことにより、パスダイバーシチ効果を得て、ビット誤り率(BER)特性を改善することができる。次世代移動通信システムでは100Mbpsを超える伝送速度が必要であると言われている。このような高速伝送では、分解可能なパス数が増加してしまうことでパス間干渉が増大するため Rake 受信を用いても BER 特性が大幅に劣化してしまう。そこで最近では、直交周波数分割多重(OFDM)やマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)といった、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア伝送が注目されている[3-6]。MC-CDMAでは、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる。しかし、マルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)がサブキャリア数に比例して大きくなるため、送信機の線形電力増幅器の負担が増大してしまうという課題がある。

最近、シングルキャリア伝送に周波数領域等化を用

いると周波数ダイバーシチ効果を積極的に利用でき、BER 特性を改善できることが示されている[7]。筆者らは Rake 受信の代わりに周波数領域等化を DS-CDMA に適用すれば BER 特性を大幅に改善でき、MC-CDMA と等価な BER 特性を得ることができることを示した[8-10]。周波数領域等化を用いる DS-CDMA の利点は、MC-CDMA と比較してピーク対平均信号電力比(PAPR)の問題が少ないこと、等化器の複雑性が周波数選択性の強さに依存しないことなどが挙げられる。周波数領域等化を用いる DS-CDMA では送信チップ系列を N_c チップのブロックに分割し、各ブロックの先頭に N_g チップのガードインターバル(GI)を挿入して、 N_c+N_g チップのフレームを構成して送信する。そして受信側では N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を用いて受信チップ系列を N_c 個の周波数成分に分解した上で各周波数成分毎に1チップ等化を行う。その後、逆FFT(IFFT)を用いて時間領域のチップ系列に変換し、逆拡散する。このような周波数領域等化のためにはチャネルの伝達関数の推定が必要である。筆者らは、既知のチップ系列から成るパイロットフレームを時間多重することでチャネル推定する方法を提案した[11]。しかし、フェージングの時間変動が激しい環境下ではチャネル推定の追従性が失われ、BER 特性が劣化してしまう。そこで本論文では、各フレーム内にパイロット系列を時間多重したパイロットを用いるチャネル推定を提案する。各フレーム内にパイロットチップ系列を

時間多重しているため、チャネルの激しい時間変動にも追従したチャネル推定ができる。また、パイロットがガードインターバルとしての役割も果たすことができるので、パイロット挿入による伝送効率の低下が少ない。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章では周波数領域等化を用いる DS-CDMA の伝送系について、第3章では、提案チャネル推定について述べる。第4章では平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

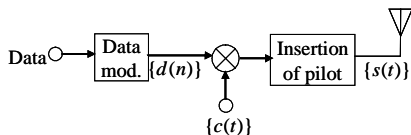
2. 周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系

図1に周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系の構成を、図2にチップフレーム構成を示す。文献[8-10]では、送信チップ系列を N_c チップ毎のフレームに分割し、その先頭に N_g チップのガードインターバル(GI)を挿入して送信している[7]。つまり、FFT 窓区間の外側に GI がある。しかし、本論文では図2に示すようにチャネル推定用のパイロットチップ系列を FFT 窓区間の末尾に時間多重している。1つ前のフレームのパイロットチップ系列は、次フレームのガード区間になっている。FFT のための区間長は N_c チップで、 N_d チップがデータチップ、 N_p チップがパイロットである。ただし、 N_d は拡散率 SF の整数倍であるものとする。

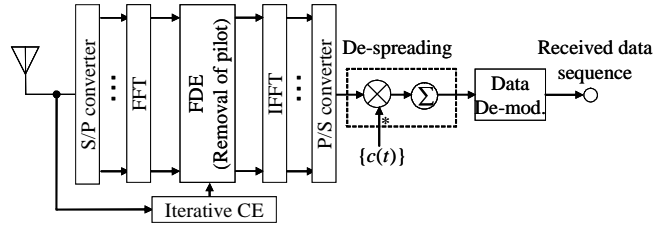
送信側では、2値送信データ系列をデータ変調し、送信データ系列を N_d/SF 個のシンボルからなるブロックに分割する。データシンボル系列を $\{d(n); n=0 \sim N_d/SF-1\}$ 、拡散符号を $\{c(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする。本論文ではチップ時刻毎の離散表現を用いている。データチップ系列にパイロットチップ系列を挿入して得られたフレーム内のチップ系列 $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる。

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} d(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c(t), & 0 \leq t \leq N_d-1 \\ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} p(t), & N_d \leq t \leq N_c-1 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 E_c は1チップ当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数、 $p(t)$ はパイロットチップ系列である。また、 $N_d + N_p = N_c$ であり、 N_p は伝送路の最大遅延時間差よりも長いものとする。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図1 FDEを用いる DS-CDMA の送・受信系

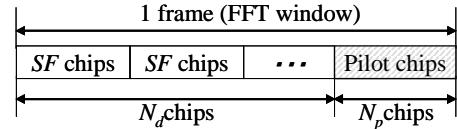


図2 フレーム構成

送信信号は、チップ間隔の L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して、受信機で受信されるものとする。一般性を欠くことなく、第 l パスの遅延時間 τ_l は $\tau_l = l$ チップであるものとする。受信されたチップ系列 $\{r(t)\}$ は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l s(t-l) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで ξ_l はパス l の複素パス利得、 $\eta(t)$ は平均0で分散 $2N_0/T_c$ の雑音過程であり、 N_0 は加法的白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。受信チップ系列に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する。第 k 周波数成分 $R(k)$ は次式で表される。

$$R(k) = H(k)\{P(k) + D(k)\} + \Pi(k) \quad (3)$$

ここで、 $P(k)$ および $D(k)$ はそれぞれパイロットチップ系列およびデータチップ系列の第 k 周波数成分、 $H(k)$ はチャネル利得、 $\Pi(k)$ は雑音成分を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} P(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=N_d}^{N_c-1} p(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ D(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=0}^{N_d-1} d(\lfloor t/SF \rfloor) c(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l \exp(-j2\pi kl / N_c) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \end{cases} \quad (4)$$

第3章で述べる繰り返しチャネル推定では、仮判定結果を用いてデータチップ系列のレプリカを生成し、それをパイロットとみなして再びチャネル推定する。 i 回目の繰り返しで得られらチャネル推定値を $\hat{H}^{(i)}(k)$ 、そのときの MMSE 重みを $w^{(i)}(k)$ で表す。周波数領域等

化は次式のように表される .

$$\tilde{S}^{(i)}(k) = w^{(i)}(k) \{R(k) - \hat{H}^{(i)}(k)P(k)\} \quad (5)$$

また , MMSE 重み $w^{(i)}(k)$ は次式のように表される [8] .

$$w^{(i)}(k) = \frac{\hat{H}^{(i)*}(k)}{|\hat{H}^{(i)}(k)|^2 + \{E_c/N_0\}(N_d/N_c)^{-1} + \lambda^{(i)}} \quad (6)$$

ここで , E_c/N_0 は平均受信チップエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比 , $\lambda^{(i)}$ は残留干渉の寄与を表す項であり , 本論文では最適値を計算機シミュレーションによって求めている . N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{S}^{(i)}(k)\}$ に適用して時間領域チップ系列 $\{\tilde{s}^{(i)}(t)\}$ に変換する .

$$\tilde{s}^{(i)}(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{S}^{(i)}(k) \exp(j2\pi kt / N_c) \quad (7)$$

次式のように $\{\tilde{s}^{(i)}(t)\}$ を逆拡散して軟判定値 $\tilde{d}^{(i)}(n)$ を得る .

$$\tilde{d}^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{s}^{(i)}(t) c^*(t) \quad (8)$$

最後に , 軟判定値をシンボル判定して受信シンボル系列 $\{\hat{d}(n); n=0 \sim N_d/SF-1\}$ を得て , データ復調して受信データ系列を得る .

3. 繰り返しチャネル推定

チャネル推定のブロック図を図 3 に示す . 提案チャネル推定では初回にパイロットを用い , それ以降はパイロットと仮判定データチップ系列を用いて繰り返しチャネル推定する .

3.1. 初回 ($i=0$) のチャネル推定

データチップからの干渉および雑音を軽減するため , パイロットチップ系列が存在しない時間領域 ($N_p \leq t \leq N_d - 1$) では受信信号 $r(t)$ を 0 に置き換える窓関数を乗じてから FFT を適用する (図 4 参照) . 第 k 周波数成分は次式のように表せる .

$$\begin{aligned} R^{(0)}(k) &= \sum_{t=0}^{N_p-1} r(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) + \sum_{t=N_d}^{N_c-1} r(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ &= H(k)P(k) + D'(k) + \Pi'(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで $D'(k)$ および $\Pi'(k)$ はそれぞれデータチップからの干渉および雑音成分であり , 次式で与えられる .

$$\begin{cases} D'(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{t=l}^{N_p-1} \xi_l d(\lfloor (t-l)/SF \rfloor) c(t-l) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ \quad + \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{t=N_d}^{N_d+l-1} \xi_l d(\lfloor (t-l)/SF \rfloor) c(t-l) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ \Pi'(k) = \sum_{t=0}^{N_p-1} \eta(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) + \sum_{t=N_d}^{N_c-1} \eta(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \end{cases} \quad (10)$$

式(9)の第 1 項がパイロット成分であり , $H(k)$ と既知の $P(k)$ との積になっている . そこで , まず , 次式のように $P(k)$ の複素共役 $P^*(k)$ を $R(k)$ に乗算し , パイロット変調を取り除くことで瞬時チャネル利得を求める .

$$\begin{aligned} \tilde{H}^{(0)}(k) &= R^{(0)}(k)P^*(k) \\ &= H(k)|P(k)|^2 + D'(k)P^*(k) + \Pi'(k)P^*(k) \end{aligned} \quad (11)$$

第 1 項が目的とするチャネル利得 , 第 2 項と 3 項が干渉および雑音成分である . チャネルのインパルス応答は N_p チップ以内に収まっていることを利用すれば , 干渉と雑音を低減することができる [11-13] . まず , $\{\tilde{H}^{(0)}(k)\}$ に IFFT を適用して , チャネルの瞬時インパルス応答 $\tilde{h}^{(0)}(t)$ を求める . データシンボルの干渉成分および雑音成分は全遅延時間領域 ($t=0 \sim N_c-1$) に渡って一様に分布している . 一方 , チャネルのインパルス応答は N_p チップ以内にしか存在しない . 次式のように N_p チップを超えるインパルス応答成分を 0 に置き換える .

$$\hat{h}^{(0)}(t) = \begin{cases} \tilde{h}^{(0)}(t), & \text{if } 0 \leq t \leq N_p - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

このようにして得られた $\hat{h}^{(0)}(t)$ に FFT を適用し , 初回のチャネル利得 $\hat{H}^{(0)}(k)$ を求める .

3.2. 繰り返しチャネル推定

ここでは $i(i \geq 1)$ 回目の繰り返し処理について説明する . なお , $i=0$ が初回である . $\hat{H}^{(i-1)}(k)$ を用いて式(5)の MMSE 周波数領域等化および式(8)の逆拡散を行って仮判定して得られる仮判定系列を $\{\hat{d}^{(i-1)}(n)\}$ で表す . $\{\hat{d}^{(i-1)}(n)\}$ を再び拡散し , パイロットチップ系列を挿入して送信チップ系列のレプリカ $\hat{s}^{(i)}(t)$ を生成する . $\hat{s}^{(i)}(t)$ は次式で表される .

$$\hat{s}^{(i)}(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \hat{d}^{(i-1)}(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c(t), & 0 \leq t \leq N_d - 1 \\ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} p(t), & N_d \leq t \leq N_c - 1 \end{cases} \quad (13)$$

次に , $\{\hat{s}^{(i)}(t)\}$ に FFT を適用して送信チップ系列のレプリカの周波数成分 $\{\hat{S}^{(i)}(k)\}$ を得る . $\{\hat{S}^{(i)}(k)\}$ は次式のように表せる .

$$\hat{S}^{(i)}(k) = P(k) + \hat{D}^{(i-1)}(k) \quad (14)$$

この $\{\hat{S}^{(i)}(t)\}$ を用いて次式のように瞬時チャネル利得を求める。

$$\begin{aligned} \tilde{H}^{(i)}(k) &= R(k) \hat{S}^{(i)*}(k) \\ &= H(k) \{P(k) + D(k)\} \{P(k) + \hat{D}^{(i-1)}(k)\}^* + \Pi(k) \hat{S}^{(i)*}(k) \end{aligned} \quad (15)$$

もし、仮判定結果が正しければ、上式の第 1 項は $H(k)|P(k) + D(k)|^2$ となる。これと式(11)の第 1 項とを比較すると、パイロットチップ系列とデータチップ系列との和を新しいパイロットチップ系列とみなしてチャネル推定しているため、チャネル推定精度が向上することが分かる。 $\{\tilde{H}^{(i)}(k)\}$ に IFFT を適用して瞬時インパルス応答 $\tilde{h}^{(i)}(t)$ を求め、初回と同様に N_p チップを超えるインパルス応答成分を 0 に置き換えてから FFT により、チャネル利得 $\hat{H}^{(i)}(k)$ を求める。

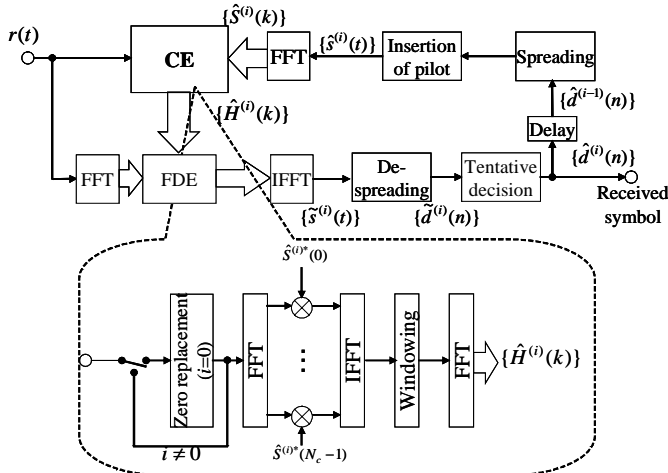


図 3 繰り返しチャネル推定

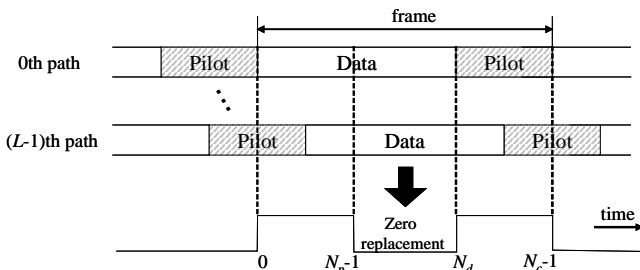


図 4 受信チップ系列とチャネル推定窓関数

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。QPSK データ変調, FFT ポイント数 $N_c=256$ (フレーム長 256 チップ) およびパイロットチップ数 $N_p=16$ とした。またフェージングチャネルは 16 パス ($L=16$) で, 独立な減衰指数 α dB の指数減衰電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャネルであるものとする。なお, 受信機のタイミング再生は理想的であるものとした。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
Pilot chip length	$N_p=16$	
Spreading sequence	Long PN sequence	
Spreading Factor	$SF=8$	
Channel	Fading	Frequency-selective Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$ path
	Power delay profile	$\alpha=0, 4, 8$ (dB)
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE

4.1. 最適な λ

図 5 に, $\lambda^{(0)}$ の関数としてプロットした平均 BER 特性を示す。1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0=30$ dB の場合であり, $E_b/N_0=0.5SF(N_c/N_d)(E_c/N_0)$ の関係にある。 $\lambda^{(0)}=0$ はデータチップからの残留干渉がないときの MMSE 周波数領域等化重みとなっている。 $\lambda^{(0)}$ を大きくすれば BER を小さくできる。減衰指数 α によらず, $\lambda^{(0)}=0.6$ 程度で十分であることが分かる。また, α が大きいほど特性が優れているのは, 周波数選択性が弱いほど残留干渉が小さくなるためである。なお, $i \geq 1$ では干渉がほとんどなくなるので $\lambda^{(i)}=0$ とした。

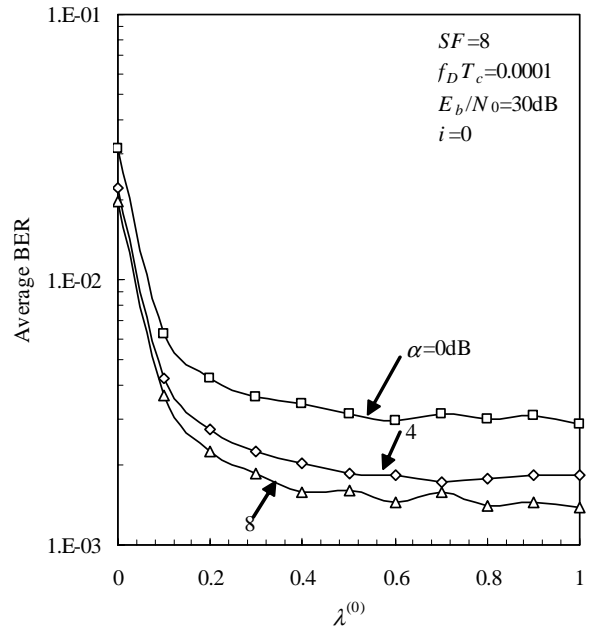


図 5 $\lambda^{(0)}$ の影響

4.2. 繰り返しチャネル推定の効果

図 6 に周波数選択性が強い場合 ($\alpha=0$ dB) の平均 BER 特性を示す。チップ周期 T_c で正規化した最大ドップラ一周波数 $f_D T_c=0.0001$ とした。比較のためにチャネル推定が理想的である場合および仮判定結果が全て正しか

ったときの特性も示している。繰り返しチャネル推定を行わない($i=0$)と、データチップからの干渉が大きいためチャネル推定精度が低く、誤りフロアが見られる。しかし、繰り返しチャネル推定を行うことで BER 特性が改善され、 $i=2$ 程度で理想チャネル推定からの劣化は 1.4dB 程度となっている(うち約 0.28dB がパイロット損)。劣化の要因としては、誤判定データをチャネル推定に用いたことによる判定帰還誤りの影響である。以下では繰り返し 2 回($i=2$)として BER 特性を求める。

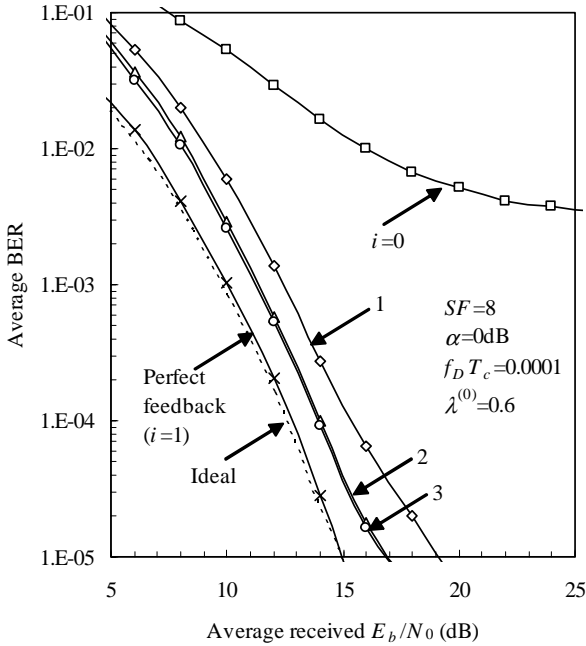


図 6 平均 BER 特性に及ぼす繰り返しチャネル推定の効果

4.3. 周波数選択性の影響

図 7 に、最大ドップラー周波数 $f_D T_c = 10^{-4}$ で、減衰指数 α をパラメータとしたときの平均 BER 特性を示す。周波数選択性が強いほど周波数ダイバーシチ効果が大きくなるため、BER 特性が改善されている。減衰指数 $\alpha=4(8)$ dB のときの理想チャネル推定からの $BER=10^{-3}$ を得るための所要 E_b/N_0 の劣化は 1.7(2.5)dB 程度である。

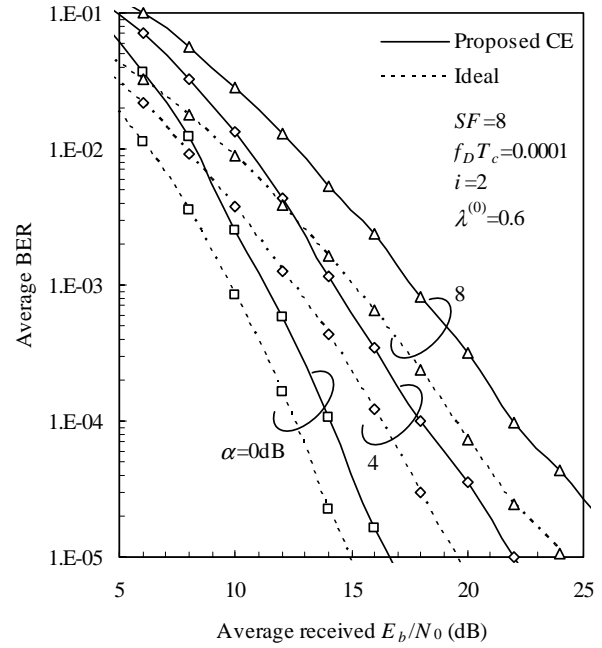


図 7 周波数選択性の影響

4.4. 最大ドップラー周波数の影響

図 8 に周波数選択性が強い場合($\alpha=0$ dB)で、最大ドップラー周波数 $f_D T_c$ をパラメータとしたときの平均 BER 特性を示す。 $f_D T_c$ によらず特性は変化しない。ここで、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_c = 10^{-4}$ (10^{-5}) は、搬送波周波数 5GHz でチップレート 10(100)Mcps のとき移動速度 $v=216$ km/h に相当する。このことから、提案チャネル推定はチャネルの激しい時間変動にも追従したチャネル推定ができることが分かる。

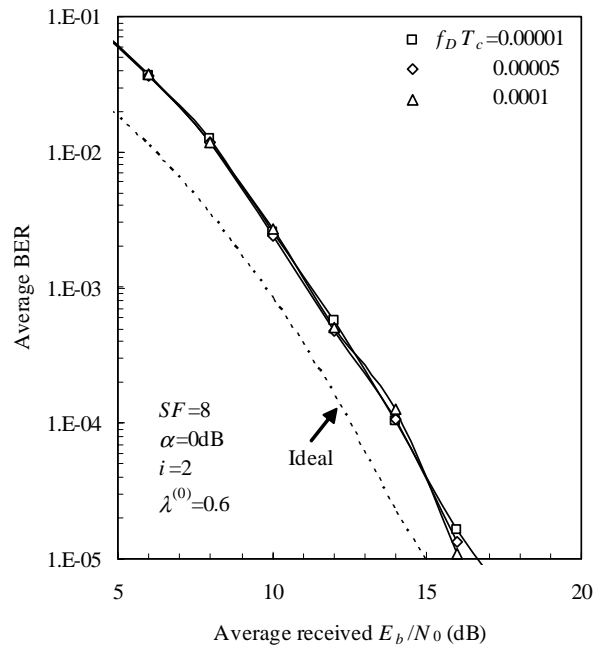


図 8 最大ドップラー周波数の影響

文献

- [1] W.C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [3] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E76-B, No. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 35, pp. 126-144, Dec. 1997.
- [5] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [6] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA system," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan. 2003.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [8] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *Electronics letters*, Vol. 39, pp.239-241, Jan. 2003.
- [9] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals," *Proc. 8th International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC)*, p.383, Seoul, Korea, Oct. 2003.
- [10] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E87-B, No.7, pp.1954-1963, July 2004.
- [11] 武田和晃, 安達文幸, "パイロットチャネル推定を用いる DS-CDMA 周波数領域等化の誤り率特性," *信学技報*, RCS2004-86, pp.61-65, June 2004.
- [12] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 815-819, Chicago, IL, July 1995.
- [13] T. Fukuhara, H. Yuan, Y. Takeuchi, and H. Kobayashi, "A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel," *Proc. 57th IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 2343-2347, Jeju, Korea, Apr. 2003.

4.5. 1 つ前のフレームのチャネル推定値を初回のチャネル推定として用いるときの BER 特性

図 9 に、第 1 フレーム以降では 1 つ前のフレームで推定したチャネル伝達関数を初回 ($i=0$) のチャネル推定値とする繰り返しチャネル推定を用いるときの BER 特性を示す。 $f_D T_c = 10^{-4}$ で $\alpha = 0\text{dB}$ とし、そのときのブロック構成を図 10 に示す。初回のチャネル推定精度を高くできるので、 $\text{BER} = 10^{-3}$ を得るための所要 E_b/N_0 の理想チャネル推定からの劣化は 0.9dB 程度であり、1 つ前のチャネル推定値を用いないときよりも 0.5dB 程度優れた特性を得ることができることが分かる。また、最初のフレーム以降の繰り返し回数 i は 1 回程度で充分である。

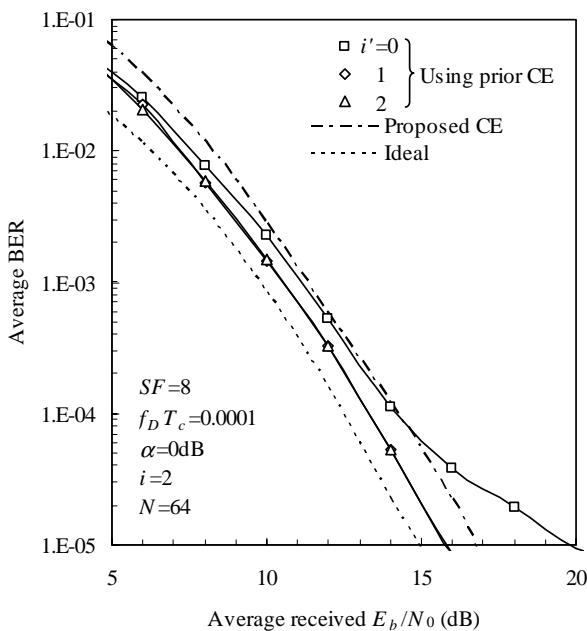


図 9 1 つ前のフレームのチャネル推定値を初回のチャネル推定値として用いるときの平均 BER 特性

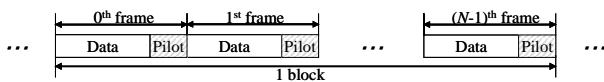


図 10 ブロック構成

5. むすび

DS-CDMA 周波数領域等化における FFT 窓区間にパイロットチップを時間多重する繰り返しチャネル推定を提案し、平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。FFT 窓区間に時間多重したパイロットチップ系列を用いることによって高速フェージング環境下においても優れた BER 特性を得ることができる。また、パイロットチップ系列がガードインターバルとしての役目も担っているため伝送効率が高い。提案チャネル推定を用いた場合、繰り返し回数は 2 回で十分であり、周波数選択性の影響によらず優れた BER 特性が得られる。