

Sliding Window Chip Equalizer と Overlap FDE の DS-CDMA ビット誤り率特性比較

小原 辰徳[†] 武田 一樹[‡] 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 6-6-05

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

あらまし 周波数選択性フェージングチャネルにおける直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)伝送において、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、よく知られた Rake 合成受信よりも優れた伝送特性が得られる。FDE では、ブロック間干渉(IBI)を抑圧するためにガードインターバル(GI)の挿入が必要であるが、その分伝送効率の低下を招いてしまう。そこで、最近、GI 挿入を行わずに IBI 抑圧が可能となる Overlap FDE が提案された。一方、MMSE 規範に基づく時間領域等化である Sliding Window Chip Equalizer (SWCE) も提案されている。本論文では、マルチコード DS-CDMA における、SWCE と Overlap FDE のビット誤り率(BER)特性の比較を計算機シミュレーションにより行っている。

キーワード Sliding Window Chip Equalizer (SWCE), Overlap FDE, DS-CDMA

BER Performance Comparison between Sliding Window Chip Equalizer and Overlap FDE on DS-CDMA

Tatsunori OBARA[†] Kazuki TAKEDA[‡] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

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

Abstract In signal transmission using direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can achieve much better performance than the well-known rake combining. The conventional FDE requires the insertion of guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (IBI). However, the GI insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE that requires no GI insertion was proposed. Another equalization technique is a time-domain sliding window chip equalizer (SWCE) based on MMSE criterion. In this paper, we evaluate and compare the bit error rate (BER) performance of multicode DS-CDMA using SWCE and overlap FDE by computer simulation.

Keywords Sliding window chip equalizer (SWCE), overlap FDE, DS-CDMA

1. まえがき

次世代の移動通信では、1Gbps に近い超高速データ伝送が要求されている。ところが、高速移動無線チャネルは遅延時間の異なる独立な複数の伝搬路 (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として特徴付けられ、符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1, 2]。第3世代移動通信システムで用いられている直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では、パスを分離して Rake 合成を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、優れた BER 特性を達成できる[3]。しかし、将来期待されている 1Gbps もの超高速伝送では分離可能なパス数が大幅に増加し、Rake 合成ではパス間干渉

(IPI)により BER 特性が大幅に劣化してしまう。

Rake 合成受信の代わりに最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果により、Rake 合成よりも優れた BER 特性が得られることが報告されている[4-6]。FDE は高速フーリエ変換(FFT)を用いるブロック信号処理であるため、送信側でブロック間干渉(IBI)を防ぐためのガードインターバル(GI)の挿入が必要である。しかし、GI の挿入によって伝送効率の低下を招いてしまう。また、GI 長を超える遅延時間を有するパスが存在すると IBI が発生し、BER 特性が大幅に劣化してしまう。そこで、GI 挿入を行わず IBI を抑圧できる Overlap FDE が提案され[7, 8]、従来の FDE に比べ高いスループット

トを達成できることが明らかにされた[9].

一方, DS-CDMA において, MMSE 規範に基づいてチップレベルで時間領域等化を行う Sliding Window Chip Equalizer (SWCE)も提案されており, Rake 合成よりも優れた BER 特性が得られることが報告されている[10, 11]. SWCEはGIの挿入を必要としない.

本報告では, マルチコード DS-CDMA における SWCE と Overlap FDE の BER 特性の比較を計算機シミュレーションにより行う.

本論文は以下のような構成になっている. 第2章では SWCE および Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA 伝送系について, 第3章では SWCE と Overlap FDE の演算量について述べている. 次いで第4章で計算機シミュレーション結果を示し, 第5章でまとめる.

2. SWCE および Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA

図1に SWCE または Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA の受信機構成を示す. 本論文では, チップ時間 T_c で正規化された離散時間 t の等価低域表現を用いる. 送信機側では, 送信データシンボル系列を U 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(m)\}$, $u=0\sim U-1$, に直並列(S/P)変換し, それぞれ拡散率 SF の直交拡散符号 $\{c_u(t); t=0\sim SF-1\}$, $u=0\sim U-1$, を乗算して拡散し, コード多重を行う. その後スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算し送信する. 受信信号は, 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. 受信信号に対して, SWCE または Overlap FDE による伝搬路等化を行い, 逆拡散, データ復調を行う.

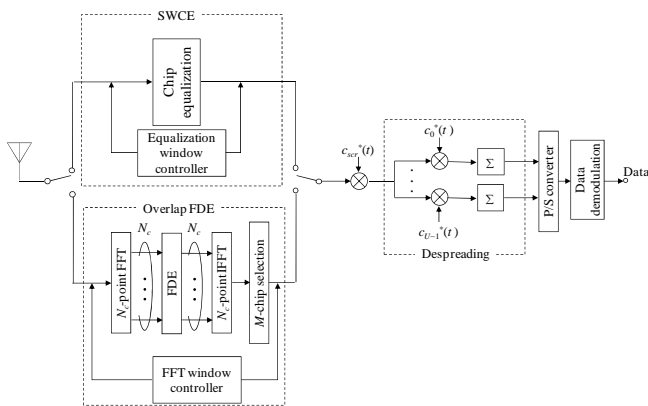


図1 SWCE または Overlap FDE を用いるマルチコード DS-CDMA 受信系

2.1. 送信信号

送信信号系列 $\{s(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ は次式で表される.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) c_{scr}(t) c_u(t \bmod SF) \quad (1)$$

ここで E_c は1拡散コードあたりのチップエネルギーである. また, $|d_u(t)|=|c_{scr}(t)|=|c_u(t)|=1$ で, $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数を表す.

2.2. 受信信号

送信信号は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. 本論文ではチップ間隔の遅延時間を有する L 個の独立なパスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャネルを仮定する. 受信信号は次式で表される.

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

ここで h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり, $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ ($E[\cdot]$ はアンサンブル平均) としている. また, $\eta(t)$ は片側電力スペクトル密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である.

2.3. SWCE

SWCE では, 図2に示すように, 等化対象の M チップを中心とした N_c チップから成る等化窓を設定し, N_c+L-1 チップから成る受信チップベクトル \mathbf{r} に対し, MMSE 規範に基づく等化重み \mathbf{W} を乗算する. これによって得られる N_c チップの等化出力ベクトル $\hat{\mathbf{s}}$ の中央 M チップのみを取り出して逆拡散・データ復調に用いる. 次の M チップを等化するために, 等化窓を M チップ分スライドさせ, 同様の等化操作を行う. これを繰り返すことで, 全受信チップの等化を行うことができる. 特に, $M=1$ とした SWCE は文献[11]で提案されている.

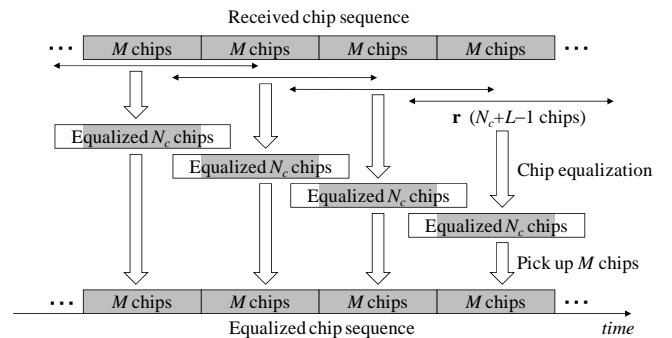


図2 SWCE

受信信号ベクトル $\mathbf{r}=[r(0),\dots,r(N_c+L-2)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_0\mathbf{s}_0 + \mathbf{H}_{-1}\mathbf{s}_{-1} + \mathbf{H}_1\mathbf{s}_1 + \mathbf{n} \quad (3)$$

ここで第1項が希望信号成分, 第2, 3項が IBI 成分, 第4項が雑音成分である. ただし, $\mathbf{s}_0=[s(0),\dots,s(N_c-1)]^T$, $\mathbf{s}_{-1}=[s(-N_c),\dots,s(-1)]^T$, $\mathbf{s}_1=[s(N_c),\dots,s(2N_c-1)]^T$, $\mathbf{n}=[\eta(0),\dots,\eta(N_c+L-2)]^T$ である. また, $\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_{-1}, \mathbf{H}_1$ はそれぞれ $(N_c+L-1)\times N_c$ のチャネルインパルス応答行列であり, それぞれ次式で与えられる.

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_0 & & & \mathbf{0} \\ \vdots & h_0 & & \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & \\ & h_{L-1} & & h_0 \\ & & \ddots & \vdots & h_0 \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1} & \vdots \\ & & & & h_{L-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{H}_{-1} = \begin{bmatrix} & & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ & & \vdots & & \vdots \\ & & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & & h_{L-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} & & & \mathbf{0} \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ h_0 & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ h_{L-2} & \cdots & h_0 & \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(3)で表される受信チップベクトル \mathbf{r} に等化重み行列 \mathbf{W} を乗算し, 次式のように等化されたチップベクトル $\hat{\mathbf{s}}_0=[\hat{s}(0),\dots,\hat{s}(N_c-1)]^T$ を得る.

$$\hat{\mathbf{s}}_0 = \mathbf{W}\mathbf{r} \quad (7)$$

等化重み行列 \mathbf{W} は, 誤差ベクトル $\mathbf{e}=\hat{\mathbf{s}}_0-\mathbf{s}_0$ の共分散行列のトレースを最小とする MMSE 重みであり, 次式のような $N_c\times(N_c+L-1)$ の行列となる.

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}_0^H \left\{ \mathbf{H}_0\mathbf{H}_0^H + \mathbf{H}_{-1}\mathbf{H}_{-1}^H + \mathbf{H}_1\mathbf{H}_1^H + \left(\frac{E_c}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I} \right\}^{-1} \quad (8)$$

式(7)で得られる等化出力ベクトルから中央 M チップのみを取り出し, 逆拡散, データ復調に用いる.

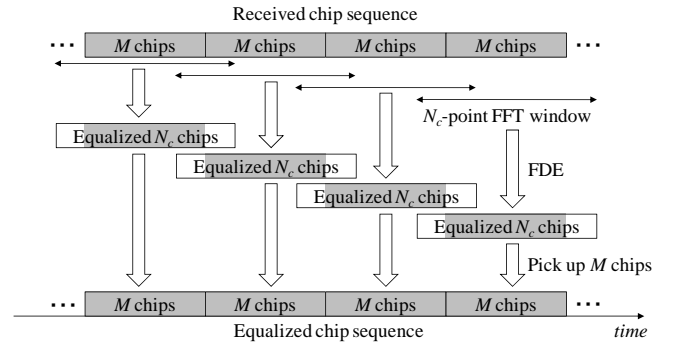


図3 Overlap FDE

2.4. Overlap FDE

FDEでは受信信号をFFTによって直交周波数成分に分解するが, GIを挿入しない場合, FFT区間の先頭部分にIBIが発生してしまう. しかしながら, MMSE-FDEフィルタのインパルス応答はFFT区間全体には広がらないため, FDE後の残留IBIはFFTブロックの両端に集中することが知られている[7, 8]. Overlap FDEではこの性質を利用し, GI挿入を行わずに残留IBIを抑圧する.

図3にOverlap FDEの動作を示す. 受信チップ系列を M チップから成る小ブロックに分割し, 等化対象の M チップブロックを中心として $N_c(\geq M)$ ポイントFFTを適用し, 得られた周波数領域信号にFDEを行う. FDE後の N_c チップブロックから中央の M チップを取り出す. 以降の M チップを等化するために, FFT窓をオーバーラップさせつつ, 同様の等化処理を行う. これを繰り返すことにより, 残留IBIを抑圧しつつ, 全受信チップを等化することができる.

一般性を失うことなくFFT区間を $t=0\sim N_c-1$ とすると, この区間内の受信チップ系列は次式で表される.

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i s((t-\tau_i) \bmod N_c) + v(t) + \eta(t) \quad (9)$$

第1項は希望信号成分である. 第2項はIBI成分を表し, 次式で表される.

$$v(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \{s(t-\tau_i) - s((t-\tau_i) \bmod N_c)\} \{u(t) - u(t-\tau_i)\} \quad (10)$$

ここで, $u(t)$ は単位ステップ関数である.

式(9)の受信チップ系列 $\{r(t); t=0\sim N_c-1\}$ に次式のように N_c ポイントFFTを適用し, 周波数領域信号 $\{R(k); k=0\sim N_c-1\}$ を得る.

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = H(k)S(k) + N(k) + \Pi(k) \quad (11)$$

ここで, $H(k), S(k), N(k), \Pi(k)$ はそれぞれ第 k 周波数

におけるチャネル利得, 希望信号, IBI 成分および雑音成分であり, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ N(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (12)$$

式(11)で与えられる周波数領域信号に, 次式のように 1 タップ FDE を行う.

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= R(k)W(k) \\ &= \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (13)$$

ただし,

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = W(k)H(k) \\ \hat{N}(k) = W(k)N(k) \\ \hat{\Pi}(k) = W(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (14)$$

である. $W(k)$ は $\hat{R}(k)$ と $S(k)$ の平均二乗誤差(MSE)を最小とする MMSE 重みで, 次式で与えられる [8].

$$W(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \Lambda^{-1}} \quad (15)$$

ここで, Λ は信号対 IBI+雑音電力比(SINR)である. 式(13)のように得られた等化後の周波数領域信号 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント逆 FFT(IFFT)を適用し, 時間領域チップ系列へ変換する. その後, 前述したように, 中央 M チップのみを取り出し, 逆拡散, データ復調を行う.

3. SWCE と Overlap FDE の演算量比較

SWCE と Overlap FDE の複素乗算回数を比較する. 表 1 および 2 に, SWCE と Overlap FDE における 1 回の等化操作に必要な複素乗算回数をそれぞれ示す.

SWCE の中で最も大きな演算量を必要とするのは, 等化重み行列 \mathbf{W} を生成するために必要な逆行列演算であり, その複素乗算回数は $(N_c+L-1)^3$ であるため, N_c が増加すると演算量が大幅に増大する. 一方, Overlap FDE では, 受信信号を周波数領域信号へ変換するための FFT に最も大きな演算量を必要とするが, その複素乗算回数は $N_c \log_2 N_c$ である. 例えば, $N_c=128$, $L=16$ の時, SWCE では 10^7 回, Overlap FDE では 2×10^3 回の複素乗算回数となり, Overlap FDE は SWCE に比べ演算量は非常に小さい.

表 1 1 回の等化操作に必要な SWCE の複素乗算回数

	No. of complex multiply operations
Weight generation	$3N_c(N_c+L-1)^2 + (N_c+L-1)^3 + N_c(N_c+L-1)^2$
Chip equalization	$N_c(N_c+L-1)$
Total	$N_c(N_c+L-1)(4N_c+4L-3) + (N_c+L-1)^3$

表 2 1 回の等化操作に必要な Overlap FDE の複素乗算回数

	No. of complex multiply operations
N_c -point FFT	$N_c \log_2 N_c$
Weight generation	N_c
FDE	N_c
N_c -point IFFT	$N_c \log_2 N_c$
Total	$2N_c(1 + \log_2 N_c)$

4. 計算機シミュレーション

表 3 に計算機シミュレーション条件を示す. 変調方式は QPSK, 拡散率 $SF=16$ のフルコード多重伝送を仮定する. チャネルは L パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し, チップ間隔の遅延時間($\tau_l=l$)を有するものとする. また, 受信機でのタイミング再生およびチャネル推定は理想的であると仮定している.

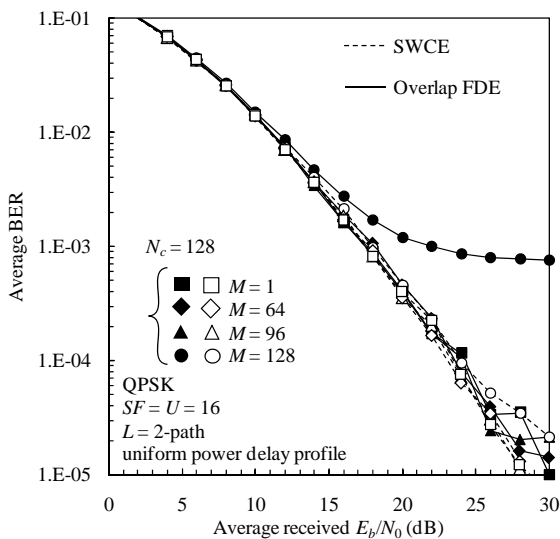
表 3 計算機シミュレーション条件

	Data modulation	QPSK	
	Transmitter	Spreading sequence	Product of Walsh sequence and Long PN sequence
Spreading factor		$SF = 16$	
Code multiplexing order		$U = SF$	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading		
	Power delay profile	L -path uniform	
	Delay time	$\tau_l=l$ (chip-spaced)	
Receiver	Equalization	SWCE, Overlap FDE	
		Equalization weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal	

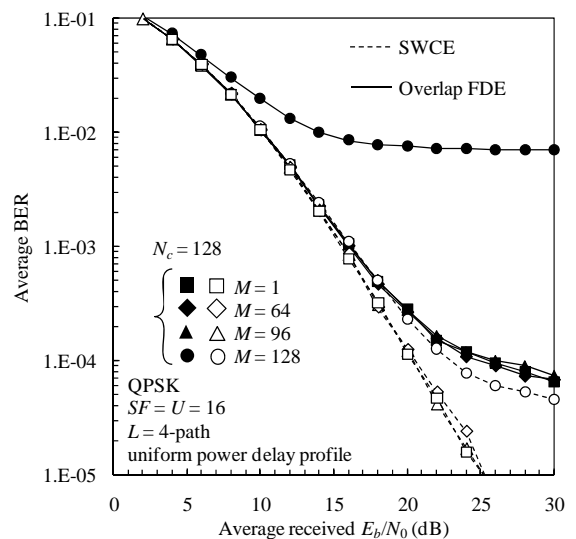
図 4 に $L=2, 4, 8, 16$ パス環境下での SWCE と Overlap FDE の BER 特性を示す. 等化窓幅を $N_c=128$ とし, 等化出力チップブロックから取り出すチップ数 M をパラメータとしている. 横軸は平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0=0.5SF(E_c/N_0)$ である. SWCE, Overlap FDE とともに M が小さいほど良い特性が得られる. パス数が少ない($L=2$)場合, $M=N_c$ の時を除いては, SWCE と Overlap FDE ではほぼ同等の BER 特性が得られる. しかしながら, パス数が増加すると, Overlap FDE は SWCE に比べ, 特性が劣化してしまう. それぞれ最も良い特性が得られる $M=1$ の場合について $BER=10^{-3}$ を得るための所要 E_b/N_0 を比較すると, $L=4$ パスの場合は約 0.5dB 程度の差であるが,

$L=8(16)$ パスの場合は約 $2(6.5)$ dB の差が生じてしまう。Overlap FDE では、等化出力ブロックの中央 M チップのみ取り出すことにより残留 IBI を大幅に低減できる。しかしながら、出力ブロックの中央部分にも残留 IBI が広がっているため、完全な IBI 抑圧はできない。そのため、 M の値を小さくしても、特性の改善に限界が生じる。一方、SWCE においても等化出力ブロックの両端に IBI が残留するが、ブロックの中央部分には広がらず、Overlap FDE に比べ残留 IBI の影響が小さい。パス数が少ない環境、すなわち周波数選択性の弱いチャネルにおいては残留 IBI の影響が小さいため、SWCE と Overlap FDE はほぼ同等の BER を達成できる。ところが、周波数選択性が強まると、残留 IBI の影響を強く受ける Overlap FDE に比べ、SWCE の方が優れた BER 特性を達成できる。

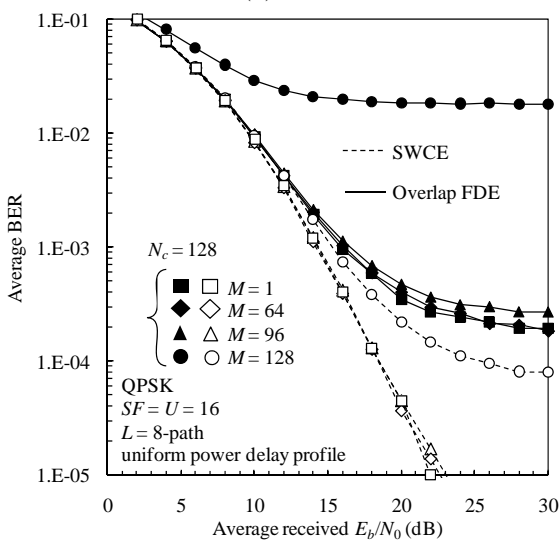
Overlap FDE においては、等化窓幅 N_c を広げることで、残留 IBI をさらに抑圧できると考えられる。図 5 に N_c を変化させた時の BER 特性を $L=4, 8$ パスの場合について示す。ここでは、 $M=1$ としている。等化窓幅 N_c を広げると、SWCE、Overlap FDE とともに特性が改善される。 $L=4, 8$ パス環境においては、SWCE では $N_c=256$ で特性改善効果はほぼ限界に達する。一方、Overlap FDE は、受信 E_b/N_0 が高い領域では残留 IBI の影響により特性が劣化してしまうものの、 E_b/N_0 が低い領域では、 $N_c=512$ で SWCE($N_c=256$) とほぼ同等の BER 特性が得られる。このときの 1 回の等化操作に必要な複素乗算回数を比較すると、SWCE($N_c=256$) は約 9×10^7 回、Overlap FDE($N_c=512$) は約 10^4 回であり、Overlap FDE は SWCE に比べ、約 0.01% の演算量でほぼ同程度の特性を得ることができる。



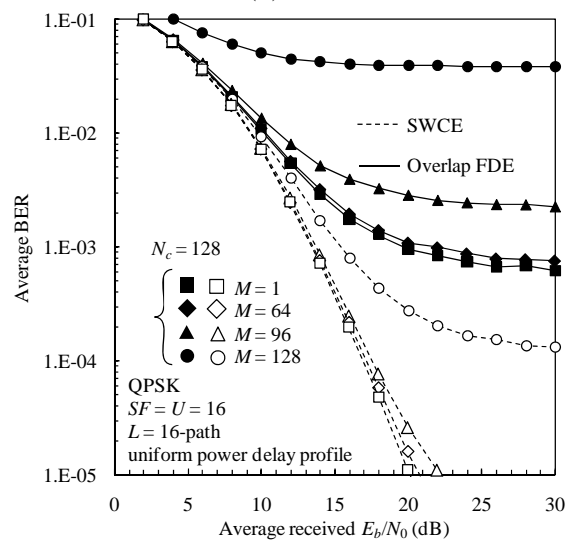
(a) $L=2$



(b) $L=4$

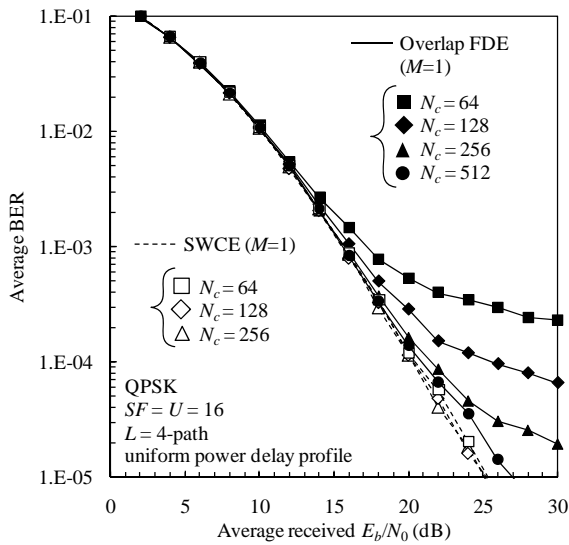
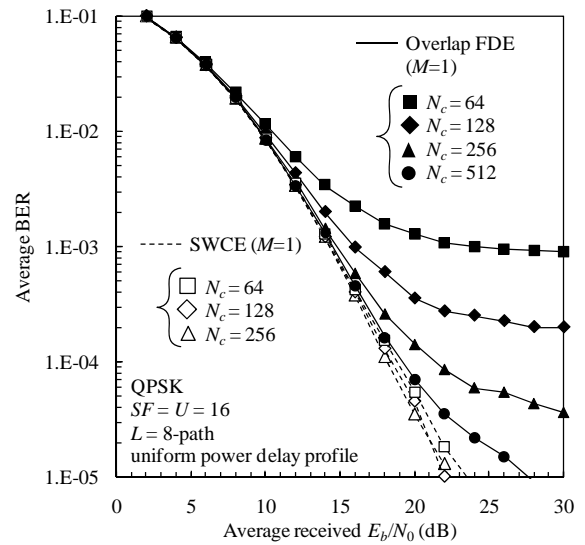


(c) $L=8$



(d) $L=16$

図 4 SWCE と Overlap FDE の BER 特性($N_c=128$)

(a) $L=4$ (b) $L=8$ 図5 SWCEとOverlap FDEのBER特性($M=1$)

5. まとめ

本報告ではマルチコード DS-CDMA における SWCE と Overlap FDE の BER 特性比較を計算機シミュレーションにより行った。SWCE と Overlap FDE はともに、等化出力ブロックの中央部分のみを取り出すことで、残留 IBI を低減することができる。Overlap FDE では残留 IBI が等化出力ブロックの中央部分にも広がっているため、SWCE と比べるとその影響を強く受けてしまう。そこで、等化窓幅を広げることで、残留 IBI をさらに低減でき、Overlap FDE は SWCE とほぼ同等の BER 特性を得ることができる。また、SWCE は逆行列演算を必要とする時間領域等化であり、等化窓幅を広げると演算量が大幅に増大してしまうが、Overlap FDE は 1 タップの等化操作であるため、SWCE に比べ非常に少ない演算量で実現できる。

文 献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, no.9, pp. 56-69, Sep. 1998.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun.*, Vol. 40, No.4, pp 58-66, Apr. 2002.
- [5] M. V. Clark, "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1385-1395, Oct.1998.

- [6] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005
- [7] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," *IEEE VTC'03-fall*, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [8] T. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," *IEEE 64th VTC*, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [9] Kazuki Takeda, Hiromichi Tomeba, Kazuaki Takeda and Fumiyuki Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 11, pp. 3189-3196, Nov. 2007
- [10] A. Klein, "Data Detection Algorithms Specially Designed for the Downlink of Mobile Radio Systems," *IEEE VTC'97-Spring*, Phoenix, May 1997.
- [11] T. Kawamura, Y. Kishiyama, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Comparison Between Multipath Interference Canceller and Chip Equalizer in HSDPA in Multipath Channel," *IEEE VTC2002-Spring*, Birmingham, May 2002.