

シングルキャリア伝送における Overlap FDE と ブロック間干渉キャンセラの特性比較

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 シングルキャリア(SC)伝送に最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、周波数選択性フェージング環境下で優れた伝送特性が得られる。FDE では、ブロック間干渉(IBI)を避けて受信信号を送信信号とチャネルインパルス応答の巡回畳み込みとするために、チャネルの最大遅延時間以上のサイクリックプレフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入しなければならないので、伝送効率の低下を招いてしまう。CP 挿入を行わずに IBI を低減する技術として Overlap FDE と IBI キャンセラがある。本論文では、CP 挿入を行わない SC 伝送における Overlap FDE と IBI キャンセラのビット誤り率(BER)の特性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 Overlap FDE, IBI キャンセラ, シングルキャリア伝送

Performance Comparison of Overlap FDE and Inter-block Interference Cancellation for Single-carrier Transmission

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 single-carrier (SC) transmission, frequency-domain equalization (FDE) based on minimum mean square error (MMSE) criterion can achieve a good bit error rate (BER) performance in a frequency-selective fading channel. The conventional FDE requires the insertion of cyclic prefix (CP) into guard interval (GI) to avoid the inter-block interference (IBI) and make the received signal block to be a circular convolution of the transmit signal block and channel impulse response. However, the CP insertion reduces the transmission efficiency. There are two techniques to effectively reduce the IBI: overlap FDE and IBI cancellation. In this paper, we evaluate and compare the BER performances of SC using overlap FDE and using IBI cancellation.

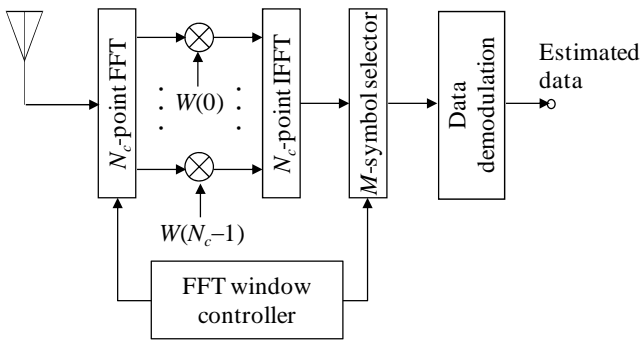
Keywords Overlap FDE, IBI cancellation, single-carrier transmission

1. まえがき

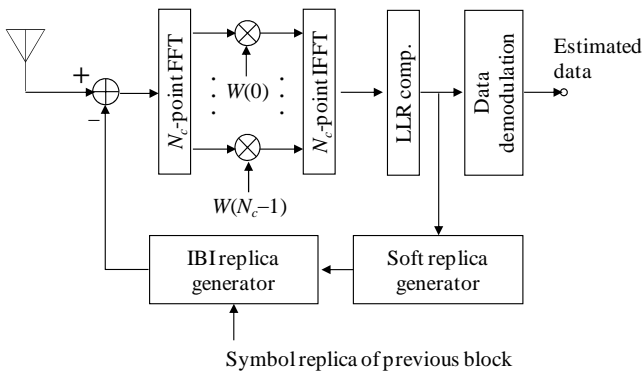
次世代の移動通信では、1Gbps に近い超高速データ伝送が要求されている。ところが、高速移動無線チャネルは遅延時間の異なる独立な複数の伝搬路(パス)から構成される周波数選択性フェージングチャネルとして特徴付けられ、シングルキャリア(SC)伝送では符号間干渉(ISI)によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1, 2]。

最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を SC 伝送に用いれば、周波数ダイバーシチ効果により優れた BER 特性が得られることが報告されている[3, 4]。MMSE-FDE を用いる SC 信号伝送はブロック伝送であり、高速フーリエ変換(FFT)を用いて

受信信号を直交周波数分解するため、チャネルの最大遅延時間以上のサイクリックプレフィックス(CP)をガードインターバル(GI)に挿入しなければならない。しかし、CP の挿入によって伝送効率の低下を招いてしまう。また、CP 長を超える遅延時間を有するパスが存在するとブロック間干渉(IBI)が発生し、BER 特性が大幅に劣化してしまう。そこで、CP 挿入なしでも IBI を抑圧できる Overlap FDE が提案された[5, 6]。Overlap FDE では、等化後の残留 IBI が FFT ブロックの両端付近に集中することを利用し、等化後の信号ブロックの中央部分のみを出力する。従来の CP 挿入を行う FDE に比べ演算量は増加するものの、従来の FDE に比べ高いスループットを達成できることが明らかにされた



(a) Overlap FDE



(b) MMSE-FDE/IBI キャンセラ

図 2 受信機構成

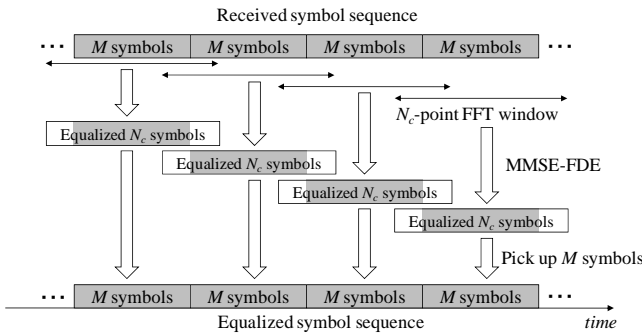


図 3 Overlap FDE の動作

2.1. Overlap FDE

CP を挿入しない場合、FFT 区間の先頭部分に IBI が発生してしまうが、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。Overlap FDE ではこの性質を利用し、CP 挿入を行わずに残留 IBI を抑圧する。図 3 に Overlap FDE の信号処理動作を示す。受信シンボル系列を M シンボルから成る小ブロックに分割し、等化対象の M シンボル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 シンボルブロックから中央の M シンボルを取り出す。以降の M シンボ

ルを等化するために、図 3 に示すように 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、全受信シンボルを等化することができる。

図 2(a) に Overlap FDE を用いる受信機構成を示す。式(5)で与えられる周波数領域信号 \mathbf{R} に、次式のように 1 タップ FDE を適用する。

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{W}\mathbf{R} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{W} = \text{diag}[W(0), \dots, W(k), \dots, W(N_c-1)]$ は MMSE-FDE 重みであり、 $W(k)$ は次式で与えられる [7]。

$$W(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \frac{2}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (9)$$

式(7)の等化後の周波数領域信号 $\hat{\mathbf{R}}$ に、次式のように N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用し、時間領域シンボル系列へ変換する。

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{R}} \quad (10)$$

残留 IBI を抑圧するため、上式で与えられる等化後のシンボルブロックから、前述したように中央 M シンボルののみを取り出す。

Overlap FDE では、FFT 窓をオーバーラップさせながら等化を行うため、全シンボルを等化するために必要な複素演算回数が CP 挿入を行う FDE に比べて N_c/M 倍となる。 M の値を小さくすれば残留 IBI をより低減できるが、演算量が増加してしまう。

2.2. IBI キャンセラ

式(4)に示すように、IBI は前ブロックからの干渉成分と希望信号の損失分から成る。前ブロックからの干渉成分は、すでに得られている前ブロックの判定値を用いて干渉レプリカを生成し、現在の受信信号ブロックから減算することで低減できる。また、希望信号の損失分は、前ブロックからの干渉成分を減算した受信信号を等化して得られる判定値を用いてレプリカを生成し、受信信号ブロックに加算することで補償できる。そこで本章では、以上の動作を繰り返し行う IBI キャンセラの動作原理について述べる。

図 2(b) に IBI キャンセラを用いる受信機構成を示す。以下では第 i 回目の繰り返しにおける信号処理の動作について述べる。

まず、前ブロックの判定値 $\tilde{\mathbf{s}}_{-1} = [\tilde{s}_{-1}(0), \dots, \tilde{s}_{-1}(N_c-1)]^T$ と

第 $(i-1)$ 回目の判定値 $\tilde{\mathbf{s}}_0^{(i-1)} = [\tilde{s}_0^{(i-1)}(0), \dots, \tilde{s}_0^{(i-1)}(N_c-1)]^T$ を用いて IBI レプリカを生成し、次式のように IBI キャンセルを行う。

$$\tilde{\mathbf{r}}^{(i)} = \mathbf{r} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_{-1} (\tilde{\mathbf{s}}_{-1} - \tilde{\mathbf{s}}_0^{(i-1)}) \quad (11)$$

式(11)で与えられる IBI キャンセル後の受信信号ブロック $\tilde{\mathbf{r}}^{(i)}$ に N_c ポイント FFT を適用し、周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)} = \mathbf{F}\tilde{\mathbf{r}}^{(i)} = [\tilde{R}^{(i)}(0), \dots, \tilde{R}^{(i)}(N_c-1)]^T$ を得る。周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{R}}^{(i)}$ に次式のように 1 タップ FDE を適用する。

$$\hat{\mathbf{R}}^{(i)} = \mathbf{W}^{(i)} \tilde{\mathbf{R}}^{(i)} \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{W} = \text{diag}[W^{(i)}(0), \dots, W^{(i)}(k), \dots, W^{(i)}(N_c-1)]$ は MMSE-FDE 重みであり、 $W^{(i)}(k)$ は次式で与えられる。

$$W^{(i)}(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \frac{1}{N_c} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \rho_l^{(i-1)} + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}}$$

ただし、 $\rho_l^{(i-1)}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \rho_l^{(i-1)} &= \sum_{t=0}^{\tau_l-1} \{E[|s_{-1}((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2] - |\tilde{s}_{-1}^{(i-1)}((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2 \\ &\quad + E[|s_0((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2] - |\tilde{s}_0^{(i-1)}((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2\} \\ &= \sum_{t=0}^{\tau_l-1} \{2 - |\tilde{s}_{-1}^{(i-1)}((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2 - |\tilde{s}_0^{(i-1)}((t-\tau_l) \bmod N_c)|^2\}, \end{aligned}$$

for QPSK

(13)

式(12)で表される等化後の周波数領域信号 $\hat{\mathbf{R}}^{(i)}$ に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号へ変換し、希望信号レプリカ $\tilde{\mathbf{s}}_0^{(i)} = [\tilde{s}_0^{(i)}(0), \dots, \tilde{s}_0^{(i)}(N_c-1)]^T$ を生成する。

以上の動作を十分な回数繰り返したのち、データ判定を行い、得られた判定値は次のブロックの IBI キャンセルに利用される。なお、本論文では、対数尤度比 (LLR) を用いて軟判定シンボルレプリカを生成している [10]。

表 1 計算機シミュレーション条件

Data modulation	QPSK	
FFT/IFFT block length	$N_c=256$	
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=8$ -path exponential
	Decay factor	$\alpha=0, 6\text{dB}$
	Delay time	$\tau_l=l$
Channel estimation	Ideal	

3. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション条件を示す。変調方式は QPSK を仮定する。チャンネルは $L=8$ パスの指数減衰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ンネルと仮定し、シンボル間隔の遅延時間 ($\tau_l=l$) 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ンネル推定は理想的であるとしている。

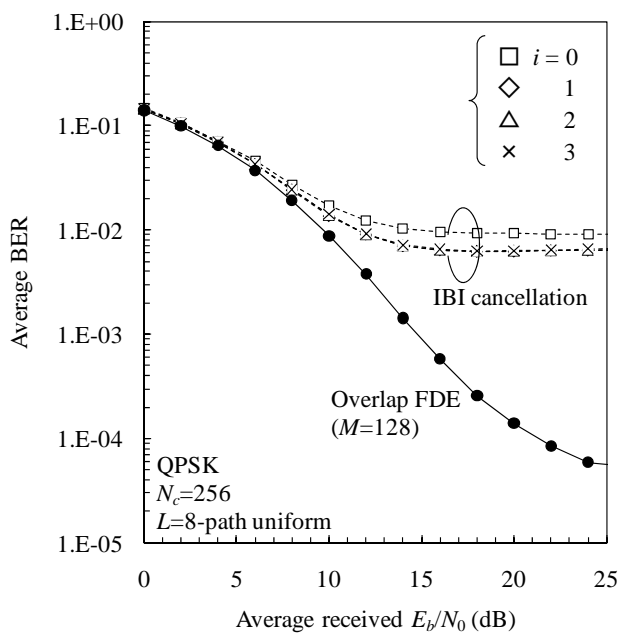
図 4 に Overlap FDE と IBI キャンセラの BER 特性比較を示す。横軸は平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0=0.5(E_s/N_0)$ である。Overlap FDE では十分な IBI 抑圧効果が得られる $M=128$ の場合の特性を示し、IBI キャンセラでは繰り返し回数 i をパラメータとしている。

図 4(a) は減衰指数 $\alpha=0\text{dB}$ (等電力プロファイル) のときの平均 BER 特性を示している。図 4(a) から分かるように、IBI キャンセラを用いた場合、用いない場合に比べて特性が改善されてはいるが、その改善量はさほど大きくなく、繰り返し回数 i を大きくしても殆ど改善効果が見られない。等化後のシンボルブロックの両端付近は残留 IBI の影響が大きいから、シンボルレプリカの生成精度が低い。IBI レプリカの生成にはシンボルレプリカブロックの後半部分を使用するため、IBI キャンセルの精度が低下する。そのため、繰り返し回数を増やしても、大きな特性改善効果が得られないと考えられる。一方、Overlap FDE では残留 IBI の影響が大きい等化出力ブロックの両端を除いているため残留 IBI を大幅に低減できる。そのため、高 E_b/N_0 の領域では残留 IBI および残留 ISI の影響により誤りフロアが見られるものの、IBI キャンセラに比べ、優れた BER 特性を達成できることが分かる。

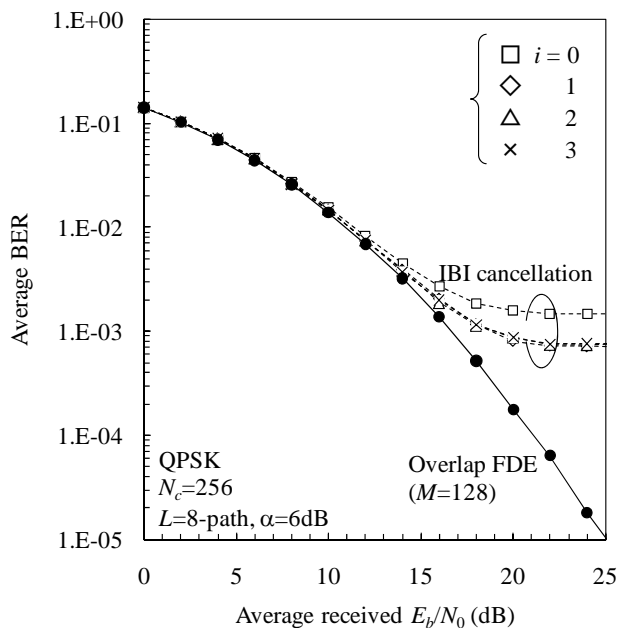
図 4(b) は $\alpha=6\text{dB}$ の場合の BER 特性を示している。周波数選択性が弱いチャンネルにおいては残留 IBI も小さくなるため、IBI キャンセルの精度が若干向上するものの、依然として高い誤りフロアが見られる。一方、Overlap FDE では、残留 IBI が非常に小さいため誤りフロアは見られず、優れた BER 特性を達成できる。

4. まとめ

本報告では、CP 挿入を行わないシングルキャリア伝送における Overlap FDE と IBI キャンセラの平均 BER 特性比較を行った。IBI キャンセラでは、前ブロックの判定値及び等化後の判定値を用いて繰り返し IBI をキャンセルするが、IBI レプリカの生成精度が低く、特性改善効果が小さい。一方、Overlap FDE では残留 IBI の小さい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 を低減できるため、優れた BER 特性が得られる。



(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=6\text{dB}$

図4 平均 BER 特性比較

“Broadband CDMA techniques,” IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005

- [5] 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.
- [6] T. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, “Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI,” IEEE 64th VTC, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [7] 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
- [8] K. Hayashi, and H. Sakai, “Single carrier transmission without guard interval,” The 17th IEEE PIMRC, Sept. 2006.
- [9] T. Hwang, “Iterative cyclic prefix reconstruction for precoded SC-FDE,” IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 9., pp. 2447-2455, Sept. 2007
- [10] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, “Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink,” IEICE Trans. Commun., Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.

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] 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.
- [4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda,