

既知トレーニング系列を挿入するブロック伝送における周波数領域等化に関する一検討

Study on Frequency-Domain Equalization for Training Sequence Inserted Block Transmissions

山本哲矢

安達文幸

Tetsuya Yamamoto

Fumiyuki Adachi

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

1. まえがき

広帯域信号伝送技術として、直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送[1]や周波数領域等化(FDE)を用いるシングルキャリア(SC)伝送[2]が注目されている。これらの手法は、離散フーリエ変換(DFT)を用いるブロック信号処理であることから、一般にガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入する手法がよく用いられている。一方、CPの代わりに既知トレーニング系列(TS)を用いることもできる[3-4]。本稿では、TSを挿入するブロック伝送において、受信側で受信信号ブロックの巡回性を生成してCPを用いる場合と同様の等化を行う Overlap and add(OLA)法[5]およびデータブロックとTSとを合わせて1ブロックとみなし等化を行う手法を検討し、それらの平均ビット誤り率(BER)特性を明らかにする。

2. TS 挿入ブロック伝送

N_c シンボルからなるデータブロック $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_c-1)]^T$ を生成し、OFDM では、データブロックに N_c ポイント逆 DFT(IDFT)を適用した後、GIに N_g シンボルのTSを付加して送信する。一方、SC伝送では、IDFT操作を行わずにTSをデータブロックの後尾に付加して送信する。

送信信号は、 L 個の離散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伝搬して受信されるものとする。受信信号ベクトル \mathbf{y} は次式のように表せる。

$$\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N_c + N_g - 1)]^T = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

ここで、 E_s はシンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。 \mathbf{h} は第 1 列が $[h_0, h_1, \dots, h_{L-1}, 0, \dots, 0]^T$ で与えられる $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ インパルス応答行列であり巡回行列となる (h_l は第 l パスの複素パス利得)。 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c + N_g - 1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度である。送信信号ベクトル \mathbf{s} は次式のような。

$$\mathbf{s} = \begin{cases} [(\mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{d})^T \quad \mathbf{u}^T]^T & \text{for OFDM} \\ [\mathbf{d}^T \quad \mathbf{u}^T]^T & \text{for SC} \end{cases} \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{u}=[u(0), \dots, u(N_g-1)]^T$ は、全ブロックで共通のTSベクトルである。 \mathbf{F}_{N_c} は $N_c \times N_c$ DFT 行列である。

2.1. OLA 法[5]

図 1(a)に受信機構成を示す。次式のようにTS成分を除去し、受信ブロック \mathbf{y} の後尾 N_g シンボルを先頭 N_g シンボルに加えることで受信信号ブロックの巡回性を生成する。

$$\tilde{y}(t) = \begin{cases} y(t) + y(t + N_c) - \hat{u}(t) & t = 0 \sim N_g - 1 \\ y(t) & t = N_g \sim N_c - 1 \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $\hat{u}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l u(t - \tau_l)$ である (τ_l は第 l パスの遅延時間)。チャネル推定が理想の場合、式(3)は

$$\tilde{\mathbf{y}} = \begin{cases} \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{h}_{N_c} \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} & \text{for OFDM} \\ \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{h}_{N_c} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} & \text{for SC} \end{cases} \quad (4)$$

と表せる。ここで、 \mathbf{h}_{N_c} は $N_c \times N_c$ インパルス応答行列であり巡回行列となる。受信信号ブロック $\tilde{\mathbf{y}}$ が巡回性を有していることから、OFDM および SC 伝送のどちらも CP を挿入する場合と同様の周波数領域等化を適用できる。

2.2. データブロックとTSとを合わせて1ブロックとみなし等化を行う手法

図 1(b)に受信機構成を示す。TSは全ブロックで共通であるから、DFT長を $N_c + N_g$ とすることでデータブロックとTSとを合わせた送信信号 \mathbf{s} を1ブロックとみなすことができ、TSがCPと同じ働きをする。 $N_c + N_g$ ポイント DFTにより受信信号ブロック \mathbf{y} を周波数領域受信信号 \mathbf{Y} に変換する。

$$\mathbf{Y} = [Y(0), \dots, Y(N_c + N_g - 1)]^T = \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{S} = \mathbf{F}_{N_c + N_g} \mathbf{s}$ はTSを含めた送信ブロックの周波数領域表現、 $\mathbf{H} = \text{diag}[H(0), \dots, H(N_c + N_g - 1)]$ はチャネル行列である。重み $\mathbf{W} = \text{diag}[W(0), \dots, W(N_c + N_g - 1)]$ を用いて $\hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{W} \mathbf{Y}$ のようにFDEを行い、TS成分を除去した後、SCでは $N_c + N_g$ ポイント IDFTにより時間領域信号に変換し、軟判定値系列を得る。一方、OFDMでは、 $N_c + N_g$ ポイント IDFTにより時間領域信号 $\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}(0), \dots, \hat{s}(N_c + N_g - 1)]^T$ に変換後、 $\{\hat{s}(t); t=0 \sim N_c - 1\}$ に N_c ポイント DFTを適用し、軟判定値系列を得る。重み \mathbf{W} は、TSを含めた送信ブロック \mathbf{S} と $\hat{\mathbf{Y}}$ との平均二乗誤差を最小とする重みであり、第 k 対角要素は次式で与えられる。

$$W(k) = H^*(k) / [|H(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1}] \quad (6)$$

3. 計算機シミュレーション

QPSK 変調、 $N_c=64$ 、 $N_g=16$ とした。伝搬路は、 $L=16$ パスの等電力ブロックレイリーフェージングを仮定した。図 2 に平均 BER 特性を示す。TS-FDE(Type1)はOLA法を、TS-FDE(Type2)はデータブロックとTSとを合わせて1ブロックとみなし等化を行う手法をそれぞれ表している。Type1の方がType2に比べてBER特性が劣化する。これは、Type1では巡回性生成時に雑音成分が増加するためである。OFDMの場合、TS-FDE(Type2)を用いればCPを用いるときより優れたBER特性が得られる。これは、周波数ダイバーシチ効果によるものである。

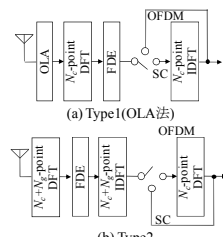


図 1 受信機構成

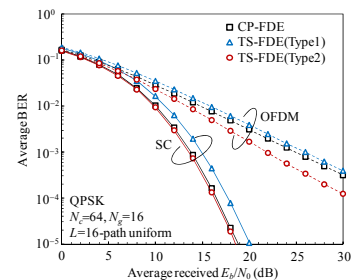


図 2 平均 BER 特性

4. まとめ

本稿では、CPの代わりにTSを挿入するOFDMおよびSC伝送におけるFDEについて検討した。データブロックとTSとを合わせて1ブロックとみなし等化を行う手法が、OLA法より優れたBER特性を得ることができることを明らかにした。

[1] L. J. Cimini, Jr, IEEE Trans. Commun., vol. 33, no. 7, July 1985.

[2] D. Falconer, et. al., IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, Apr. 2002.

[3] J. Song, et. al., IEEE Trans. Broadcast., vol. 54, no. 1, Mar. 2007.

[4] L. Deneire, et. al., IEEE Commun. Lett., vol.5, no.7, July 2001.

[5] H. Steendam et. al., Proc. MC-SS, May 2007.