

研究速報

CP なし OFDM 伝送のためのブラインド等化

齊藤 裕介[†] (学生員) 宮嶋 照行^{†a)} (正員)
 杉谷 栄規[†] (正員)

Blind Equalization for OFDM Transmission without CP
 Yusuke SAITO[†], Student Member, Teruyuki MIYAJIMA^{†a)},
 and Yoshiki SUGITANI[†], Members

[†] 茨城大学大学院理工学研究科, 日立市
 Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University,
 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan
 a) E-mail: teruyuki.miyajima.spc@vc.ibaraki.ac.jp
 DOI:10.14923/transcomj.2018WFL0003

あらまし 本論文では, サイクリックプリフィックス (CP) なし OFDM 伝送における符号間干渉を抑圧するための時間領域線形等化器の設計法を提案する. 提案法により, パイロット信号なしでゼロフォーシング等化が可能となることを示す. 受信 SN 比が高い場合に優れたスループット特性を有することを示す.

キーワード OFDM 伝送, 符号間干渉, ブラインド等化, 時間領域線形等化

1. まえがき

直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送は, 周波数選択性フェージングに強く, 比較的装置が簡易であることから, 高速無線伝送に広く利用されている. OFDM では符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) を防ぐために, 送信ブロック間にサイクリックプリフィックス (CP: Cyclic Prefix) を挿入するが, CP の利用は周波数利用効率を低下させる [1].

そこで, CP を用いない OFDM 伝送のための ISI 対策が幾つか検討されている. 判定帰還型キャンセラと逆行列演算により干渉を抑圧する方法 [2], 信号ブロックをオーバーラップさせながら周波数領域等化を行う方法 [3] が提案されている. これらの方法は, 復調のために通信路のインパルス応答が必要であり, パイロットシンボルによる正確な推定を必要とするが, パイロットシンボルの利用も周波数利用効率を低下させる. パイロットシンボルを用いないブラインド等化法 [4] が知られているが, 従来手法はシングルキャリア伝送を前提としており OFDM への適用可能性は不明である.

本論文では, CP を用いない OFDM 伝送のための時間領域ブラインド等化法を提案する. 時間領域等化は簡易な線形 FIR フィルタにより行い, フィルタ係数をパイロットシンボルを用いずに決定することで周波

数利用効率の低下を防ぐものである.

2. システムモデル

検討するシステムモデルを図 1 に示す. N 個のランダムな送信情報シンボル s_k からなる第 n 送信情報シンボルブロックを $\mathbf{s}_n = [s_{nN} \cdots s_{nN+N-1}]^T$ と表す. 逆離散フーリエ変換 (IDFT) を用いて, OFDM 信号 $[u_{nN} \cdots u_{nN+N-1}]^T = \mathbf{F}^H \mathbf{s}_n$ を生成する. ここで \mathbf{F} は N 点 DFT 行列を表す. CP を付加せずに u_k を 1 本のアンテナから送信する.

周波数選択性通信路を通過した受信信号を, FIR フィルタによる時間領域等化器 (TEQ: Time-domain equalizer) へ入力する. 時刻 k の TEQ 出力は $y_k = \mathbf{g}^H \mathbf{r}[k]$ と表せる. ここで $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{LD}$ はフィルタタップ係数, $\mathbf{r}[k] = [\mathbf{r}_k^T \mathbf{r}_{k-1}^T \cdots \mathbf{r}_{k-L+1}^T]^T$, $\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^D$ は D 本のアンテナによる受信信号, L はフィルタ長である. TEQ 入力 $\mathbf{r}[k] = \mathbf{H}\mathbf{u}[k] + \mathbf{w}[k]$ と書ける. ここで $\mathbf{u}[k] = [u_k \ u_{k-1} \ \cdots \ u_{k-(L+M-1)}]^T$, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{LD \times (L+M)}$ は通信路のインパルス応答を要素とするブロックテプリッツ行列, $\mathbf{w}[k]$ は雑音, M は通信路次数を表す [5].

通信路と TEQ からなる合成通信路のインパルス応答を $\mathbf{c} = [c_0 \ \cdots \ c_{L+M-1}]^T = \mathbf{H}^H \mathbf{g}$ とすると, TEQ 出力は $y_k = \mathbf{g}^H (\mathbf{H}\mathbf{u}[k] + \mathbf{w}[k]) = \mathbf{c}^H \mathbf{u}[k] + \mathbf{g}^H \mathbf{w}[k]$ より, 次のように書き直すことができる.

$$y_k = c_\delta^* u_{k-\delta} + \sum_{j \neq \delta} c_j^* u_{k-j} + \mathbf{g}^H \mathbf{w}[k]. \tag{1}$$

式 (1) の右辺第 1 項は希望成分であり, δ を等化遅延と呼ぶ. 第 2 項は ISI 成分である. ISI 成分を除去するようなゼロフォーシング (ZF) 等化器 \mathbf{g} を求めることが問題である.

ZF 等化後の TEQ 出力 $\mathbf{y}_n = [y_{nN+\delta} \ \cdots \ y_{nN+\delta+N-1}]^T$ に対し DFT 処理を行うことで, 周波数領域信号 $\mathbf{z}_n = \mathbf{F}\mathbf{y}_n = c_\delta^* \mathbf{s}_n + \mathbf{F}\mathbf{w}_n$ を得る. $\tilde{\mathbf{s}}_n = (c_\delta^*)^{-1} \mathbf{z}_n$ により c_δ^* の補償を行い, これの硬判定により \mathbf{s}_n の推定値を得る.

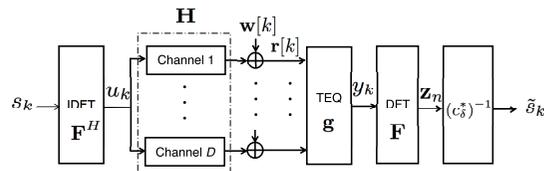


図 1 システムモデル
 Fig. 1 System model.

3. ブラインド等化法の提案

次式を満たすように $\mathbf{g} \neq \mathbf{0}$ を選ぶことを提案する.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}_1 \\ \mathbf{R}_2 \end{bmatrix} \mathbf{g} = \mathbf{0}. \quad (2)$$

ここで $\mathbf{R}_1 = E[\mathbf{R}_1[n]\mathbf{R}_2^H[n]]$, $\mathbf{R}_2 = E[\mathbf{R}_3[n]\mathbf{R}_2^H[n]]$, $\mathbf{R}_1[n] = [\mathbf{r}[n_1] \cdots \mathbf{r}[n_1]]$, $\mathbf{R}_2[n] = [\mathbf{r}[n_2] \cdots \mathbf{r}[n_2 + N - 1]]$, $\mathbf{R}_3[n] = [\mathbf{r}[n_3] \cdots \mathbf{r}[n_3]]$, $n_1 = nN - 1$, $n_2 = nN + \delta$, $n_3 = nN + N + L + M - 1$. この提案法について, 以下の結果が得られる.

[命題 1] 以下を仮定する. 1) 通信路行列 \mathbf{H} がフルカラムランク, 2) 雑音が無視できる, 3) $s_{nN} = 0$. このとき, 式 (2) を満たす $\mathbf{g} \neq \mathbf{0}$ により次式を得る.

$$c_j = 0 \quad (j \neq \delta). \quad (3)$$

証明を付録に示す. 以上より, パイロットシンボルなしで ZF 等化が可能であることが分かった.

雑音が存在することを考慮して, 式 (2) の代わりに以下の問題を解くことを考える.

$$\arg \min_{\mathbf{g}} \mathbf{g}^H \mathbf{R} \mathbf{g} \quad \text{sub. to} \quad \mathbf{g}^H \mathbf{R}_r \mathbf{g} = 1. \quad (4)$$

ここで $\mathbf{R}_r = E[\mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k]]$, $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{12}^H \mathbf{R}_{12}$, $\mathbf{R}_{12} = [\mathbf{R}_1^T \ \mathbf{R}_2^T]^T$ を表す. 式 (4) の解は一般化固有値問題 $\mathbf{R} \mathbf{g} = \lambda \mathbf{R}_r \mathbf{g}$ を満たす最小固有値に対する固有ベクトルから得られる. 拘束条件は, TEQ フィルタ係数 \mathbf{g} がゼロになることを防ぐもので, 出力電力 $E[|y_k|^2]$ を一定にする. 実際には, 期待値の代わりに, 有限個のデータにより相関行列を求める^(注1). 以下に, TEQ フィルタ係数 \mathbf{g} を求めるアルゴリズムを示す.

Step1) 相関行列 \mathbf{R}_1 , \mathbf{R}_2 を時間平均により推定する.

$$\hat{\mathbf{R}}_1 = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \mathbf{R}_1[n]\mathbf{R}_2^H[n],$$

$$\hat{\mathbf{R}}_2 = \frac{1}{B} \sum_{n=1}^B \mathbf{R}_3[n]\mathbf{R}_2^H[n].$$

Step2) $\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{R}}_{12}^H \hat{\mathbf{R}}_{12}$ を求める. ここで $\hat{\mathbf{R}}_{12} = [\hat{\mathbf{R}}_1^T \ \hat{\mathbf{R}}_2^T]^T$.

Step3) 相関行列 \mathbf{R}_r を時間平均により推定する.

$$\hat{\mathbf{R}}_r = \frac{1}{NB} \sum_{k=1}^{NB} \mathbf{r}[k]\mathbf{r}^H[k].$$

(注1): 情報シンボルの送信による受信信号を利用するのであり, 相関行列算出のためだけに信号を送る必要はない.

Step4) $(\hat{\mathbf{R}}, \hat{\mathbf{R}}_r)$ に一般化固有値分解を適用し, 最小固有値に対する固有ベクトルを \mathbf{g} として設定する.

\mathbf{s}_n の先頭シンボル s_{nN} が 0 と仮定したが, 非ゼロでも ZF 等化が可能であることを証明できる. しかし, シミュレーションにより, $s_{nN} = 0$ の場合に比べて多くのデータが必要となることを確認している^(注2).

4. シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す. 変調方式, N , M は無線 LAN 規格を参考に設定した. 命題 1 の仮定 1) より $LD \geq L + M$ が必要であり, D は最小の 2 とした. δ は $(L + M)/2$ 程度に選ぶと良いことが経験的に知られている. 通信路の各パスのゲインは同一分散の複素ガウス乱数により試行ごとに与えた.

図 2 に合成通信路のインパルス応答の大きさの例を示す. c_δ 以外がほぼ 0, すなわち ISI が抑圧されており, 命題 1 の正当性が確認できる.

提案するブラインド等化法による CP なし OFDM 伝送と CP あり OFDM の比較をするために, 次式で

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Simulation parameters.

一次変調	QPSK
サブキャリア数 N	64
通信路次数 M	7
フィルタ長 L	8
受信アンテナ数 D	2
相関行列算出用データ数 B	10^3
BER 算出用データ数 J	10^3
試行回数 I	10^4
E_b/N_0	40 dB
等化遅延 δ	7

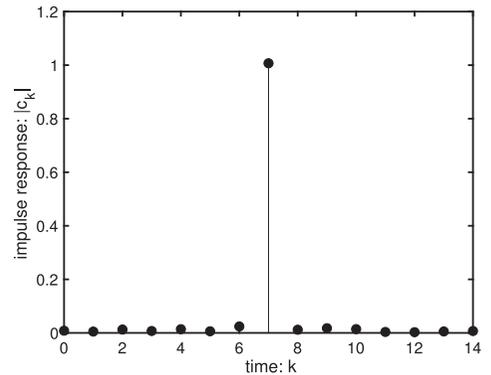


図 2 合成通信路のインパルス応答の例
Fig. 2 Example of impulse response of composite channel.

(注2): 4. において提案法は $B = 10^3$ で動作することを示している. 一方, $s_{nN} \neq 0$ の場合は雑音がない環境でも $B > 10^5$ が必要であった.

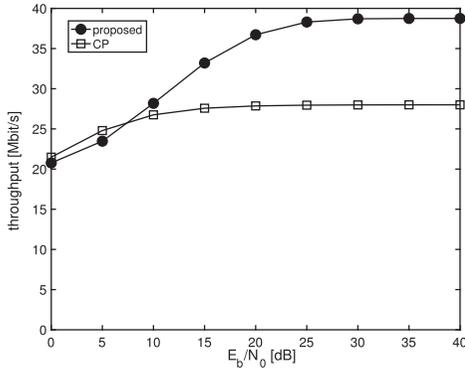


図3 スループット特性
Fig.3 Throughput performance.

定義するスループットを用いる。

$$\eta = \frac{(1 - \text{BER}) \times (N - N_n) \times n}{T} \text{ [bit/sec].}$$

ここで n は情報シンボルあたりのビット数 ($n = 2$), N_n は冗長シンボル数, T はブロック長を表す. BER は 1 試行当り J ブロックの情報データ送信に対して求めたビット誤り率を I 回の試行に渡って平均して求めた. CP ありの場合, 周波数領域等化のために通信路推定が必要であり, $N_n = M + 1$ 個のパイロットシンボルを用いる最小 2 乗推定を行った. 提案法の場合, $s_{nN} = 0$ であり, c_δ を推定するために 1 個のパイロットシンボルを用いるため, $N_n = 2$ となる. CP ありの場合は CP 長を P とすると $T = (N + P)T_s$, CP なしの場合は $T = NT_s$ となる. $P = 16, T_s = 50\text{ns}$ とした. 図 3 に CP あり OFDM (CP) と提案法による CP なし OFDM (proposed) のスループット特性を示す. 低 E_b/N_0 では, 提案法は ZF 等化による雑音強調が起こるため BER が劣化し, CP-OFDM よりいっしょか性能が悪い. 一方, 高 E_b/N_0 では, CP とパイロットシンボル削減の効果が顕著になるため, 提案法は優れたスループット特性を有することが分かる.

5. むすび

CP なし OFDM 伝送のためのブラインド等化法を提案し, ZF 等化が可能であることを示した. CP あり OFDM と比較して優れたスループット特性を示すことを確認した.

文 献

[1] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G.Y. Li, "OFDM and its wireless applications: A survey," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.58, no.4, pp.1673-1694, May 2009.

[2] M. Toeltsch and A.F. Molisch, "Efficient OFDM transmission without cyclic prefix over frequency-selective channels," Proc. IEEE PIMRC, pp.1363-1367, London, Sept. 2000.
 [3] C.V. Sinn and J. Gotze, "Avoidance of guard periods in block transmission systems," Proc. SPAWC, pp.432-436, Rome, June 2003.
 [4] Z. Ding and Y. Li, Blind Channel Identification, Marcel Dekker, New York, 2001.
 [5] 宮嶋照行, "通信路短縮—OFDM 伝送におけるブロック間干渉抑圧," IEICE Fundamentals Review, vol.10, no.1, pp.14-22, July 2016.

付 録

命題 1 の証明

雑音が無視できるとき, 受信信号の相関行列は $\mathbf{R}_1 = \mathbf{H}\mathbf{U}_1\mathbf{H}^H, \mathbf{R}_2 = \mathbf{H}\mathbf{U}_2\mathbf{H}^H$ と書ける. ここで $\mathbf{U}_1 = E[\Phi_1[n]], \mathbf{U}_2 = E[\Phi_2[n]]$ であり, 送信信号の相関行列は $\Phi_1[n] = \mathbf{U}_1[n]\mathbf{U}_2^H[n], \Phi_2[n] = \mathbf{U}_3[n]\mathbf{U}_2^H[n]$ である. ここで $\mathbf{U}_1[n] = [\mathbf{u}[n_1] \cdots \mathbf{u}[n_1]], \mathbf{U}_2[n] = [\mathbf{u}[n_2] \cdots \mathbf{u}[n_2 + N - 1]], \mathbf{U}_3[n] = [\mathbf{u}[n_3] \cdots \mathbf{u}[n_3]], \mathbf{u}[k] = [u_k \cdots u_{k-(L+M-1)}]^T$ である. 仮定より \mathbf{H} がフルカラムランクだから, 式 (2) より次式を得る.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}\mathbf{U}_1 \\ \mathbf{H}\mathbf{U}_2 \end{bmatrix} \mathbf{c} = \mathbf{0} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix} \mathbf{c} = \mathbf{0}. \quad (\text{A.1})$$

行列 Φ_1 の第 $\delta + 1$ 列 $\phi_1^{(\delta+1)}$ は, IDFT 行列 \mathbf{F}^H の第 l 行ベクトルを \mathbf{f}_l^H とすると,

$$\phi_1^{(\delta+1)} = \mathbf{u}[n_1] \sum_{l=0}^{N-1} s_n^H \mathbf{f}_l = \sqrt{N} s_{nN}^* \mathbf{u}[n_1].$$

$s_{nN} = 0$ だから, $\phi_1^{(\delta+1)} = \mathbf{0}$ となる. 同様に, Φ_2 の第 $\delta + 1$ 列は,

$$\phi_2^{(\delta+1)} = \mathbf{u}[n_3] \sum_{l=0}^{N-1} s_n^H \mathbf{f}_l = \sqrt{N} s_{nN}^* \mathbf{u}[n_3] = \mathbf{0}.$$

これにより, 行列 $\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{bmatrix}$ の第 $\delta + 1$ 列は期待値を取らずとも, 1 ブロックの処理だけで $\mathbf{0}$ となる. \mathbf{U} の第 $\delta + 1$ 列を除いた行列は, s_{nN} を除く送信シンボル s_k のランダム性に注意するとフルカラムランクとなることが示せる. このとき, 式 (A.1) より, $c_j = 0 (j \neq \delta)$ が得られる.

(2018 年 10 月 23 日受付, 2019 年 2 月 25 日再受付, 4 月 18 日早期公開)