

サイクリックプレフィックスを用いたブロック伝送方式と信号ひずみ補償技術

林 和則^{†a)} 酒井 英昭[†]

Distortion Compensation for Block Transmission System with Cyclic Prefix

Kazunori HAYASHI^{†a)} and Hideaki SAKAI[†]

あらまし サイクリックプレフィックス (CP) を用いたブロック伝送では, CP の付加及び除去を含めた通信路が巡回行列で記述されるが, ガード時間 (GI) を超える遅延波が存在する場合には巡回行列の一部の成分が欠落した行列 (不完全巡回行列) による信号ひずみが観測される. 本論文では, CP を用いたブロック伝送方式, 特にシングルキャリアのブロック伝送 (SC-CP) 方式を対象に, 不完全巡回行列による信号ひずみを少ない要求演算量で補償する手法を提案する. 提案方式では, 新たに導出した MMSE (Minimum Mean-Square-Error) 基準離散周波数領域等化器重みとその等化器出力信号の信頼度の違いを利用した擬似逆行列による等化器によって, 不完全巡回行列による信号ひずみを巡回行列による信号ひずみに変換することで, 従来からの離散周波数領域等化器を利用可能にする. 計算機シミュレーションにより提案方式の特性を評価し, 離散周波数領域等化器のみを用いる手法と比べて大幅な特性改善が得られ, 要求演算量の大きい線形 MMSE 等化器よりも良好な特性が得られることを明らかにする.

キーワード サイクリックプレフィックス, ブロック伝送, 離散周波数領域等化, 巡回行列

1. ま え が き

サイクリックプレフィックス (CP) [1] を利用したブロック伝送方式が注目されている [2] ~ [4]. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) に代表されるマルチキャリア変調方式 [5], [6] や, 従来からのシングルキャリア変調信号に CP を付加して伝送する (Single Carrier Block Transmission with Cyclic Prefix, SC-CP) 方式 [7] ~ [9] は本質的にブロック伝送方式であり, ブロック間のガード時間 (Guard Interval, GI) に CP を挿入して伝送する. 到来波が GI 内のみ存在する場合, 送信側で CP を付加し受信側でこれを除去することで通信路の影響が線形畳込みから巡回畳込みへと変化する [2]. 時間領域での巡回畳込みは離散周波数領域での乗算に相当するため [10], CP を除去した受信信号に対して高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform, FFT) を利用した離散周波数領域等化 (一

般に“周波数領域等化”とも呼ばれているが [4], これは離散フーリエ変換を用いた離散周波数領域での手法であり, 従来の連続時間系の周波数領域等化と区別するために, 本論文では“離散周波数領域等化”と呼ぶ) を施すことで, 周波数選択性フェージング通信路による信号ひずみを効率的かつ効果的に補償することができる.

ベクトル・行列表現を用いて送受信信号の関係を記述すると CP の付加及び除去を含めた通信路は巡回行列 [11] で記述されるが, GI を超える遅延波が存在する場合などには巡回行列のある一部の成分が欠落した行列による信号ひずみが観測される. 本論文ではそのような行列を不完全巡回行列と呼ぶこととし, CP を用いたブロック伝送方式, 特に SC-CP 方式を対象に, 不完全巡回行列による信号ひずみを要求演算量の少ない離散周波数領域等化器を用いて補償する手法を提案する. 不完全巡回行列によってひずみを受けた信号は, 巡回行列によるひずみを受けた信号と疎行列によるひずみを受けた信号の差で表現される. 提案方式では, まず, 新たに導出された MMSE (Minimum Mean-Square-Error) 基準離散周波数領域等化器とその出力信号の信頼度の違いを利用した擬似逆行列 [12]

[†] 京都大学大学院情報学研究所, 京都市
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, 606-8501 Japan
a) E-mail: kazunori@i.kyoto-u.ac.jp

による等化器によって、疎行列によるひずみを受けた信号のレプリカを生成する．次に、このレプリカ信号を受信信号に加算することで、不完全巡回行列による信号ひずみを巡回行列による信号ひずみに変換することができる．最後に、従来からの離散周波数領域等化器を利用して、レプリカ信号加算後の信号を等化する．本論文では、不完全巡回行列による信号ひずみの例として、ガード外遅延波対策 [13] とバースト雑音キャンセラ [14] を取り上げ、提案方式を適用するための具体的な手法を示す．ガード外遅延波対策としては、時間領域等化器の利用 [15] やアンテナアレー [16]、トーンごと等化 [17] ~ [19]、オーバーラップ離散周波数領域等化 [20] ~ [22] など様々なものがこれまでに提案されているが、提案方式はこれらに比べて要求演算量やシステムの複雑さが小さいという利点がある．文献 [23] では提案方式に類似した手法が提案されているが、離散周波数領域等化器出力の信頼度が一樣の場合にのみ有効な手法である．ガード外遅延波による信号ひずみは時間軸での局所的な干渉とみなすことができるため、文献 [23] の手法は各情報信号がそのブロック内の時間軸方向に十分分散された形で伝送される場合に直接的な適用が可能である．情報信号に逆離散フーリエ変換を施すことで得られるマルチキャリア信号は、この性質をもつため文献 [23] の手法が適用できる．また、シングルキャリア伝送であっても、インタリーバ及び誤り訂正符号を適用することで文献 [23] の手法を利用することが提案されている [26] ~ [28]．これらに対して、提案方式ではシングルキャリア伝送の場合、離散周波数領域等化器出力の信頼度に偏りが存在することを積極的に利用した方式となっている．また、バースト雑音には、これまで主に誤り訂正符号とインタリーバによる対策が用いられてきたが、提案方式は CP を用いたブロック伝送の周波数選択性フェージング耐性を積極的に利用した等化处理レベルでのバースト雑音対策法といえる．計算機シミュレーションにより提案方式の特性を評価し、離散周波数領域等化器のみを用いる手法と比べて大幅な特性改善が得られ、要求演算量の大きい線形 MMSE 等化器よりも良好な特性が得られることがあることを明らかにする．

2. サイクリックプレフィックスを用いたブロック伝送

時刻 n における $M \times 1$ の情報信号ブロック $\mathbf{s}(n) = [s_0(n), \dots, s_{M-1}(n)]^T$ ($(\cdot)^T$ は転置) に K シンボル

長の GI として CP が付加され、 $(M + K) \times 1$ の送信信号ブロック $\mathbf{s}'(n)$ が生成される．

$$\mathbf{s}'(n) = \mathbf{T}_{cp}\mathbf{s}(n) \quad (1)$$

ここで \mathbf{T}_{cp} は $(M + K) \times M$ の GI 付加行列であり、

$$\mathbf{T}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{K \times (M-K)} & \mathbf{I}_K \\ & \mathbf{I}_M \end{bmatrix} \quad (2)$$

で定義される．ただし、 $\mathbf{0}_{M \times K}$ は $M \times K$ の零行列を表し、 \mathbf{I}_M は $M \times M$ の単位行列を表す．

通信路のインパルス応答 (次数 L) を $\{h_0, h_1, \dots, h_L\}$ とし、受信ブロックに付加される $(M + K) \times 1$ の雑音ベクトルを $\mathbf{n}'(n)$ とする．ただし、 $\mathbf{n}'(n)$ の各成分は平均 0、分散 σ_n^2 の白色雑音であるとする．GI 除去前の受信信号ブロック $\mathbf{r}'(n)$ は

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

で与えられる．ここで \mathbf{H}_0 及び \mathbf{H}_1 は

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_0 & & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & & \\ h_L & & \ddots & \\ & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_L & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} & h_L & \dots & h_1 \\ & & \ddots & \vdots \\ & & & h_L \\ \mathbf{0} & & & \end{bmatrix} \quad (5)$$

で定義される $(M + K) \times (M + K)$ の行列である．

受信機において、 $M \times (M + K)$ の GI 除去行列

$$\mathbf{R}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times K} & \mathbf{I}_{M \times M} \end{bmatrix} \quad (6)$$

により $\mathbf{r}'(n)$ から CP が除去され $M \times 1$ の受信信号ブロック

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{R}_{cp}\mathbf{H}_0\mathbf{T}_{cp}\mathbf{s}(n) + \mathbf{R}_{cp}\mathbf{H}_1\mathbf{T}_{cp}\mathbf{s}(n-1) + \mathbf{n}(n) \quad (7)$$

を得る．ただし、 $\mathbf{n}(n) = \mathbf{R}_{cp}\mathbf{n}'(n)$ である．ここで $K \geq L$ のとき、 $\mathbf{R}_{cp}\mathbf{H}_1\mathbf{T}_{cp} = \mathbf{0}_{M \times M}$ となり、受信信号ブロックは

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{C}\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (8)$$

と書ける．ただし

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} h_0 & & & h_L & \dots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & & h_L \\ h_L & & & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \\ 0 & & h_L & \dots & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

である． \mathbf{C} は $M \times M$ の巡回行列であり，巡回行列は離散フーリエ変換行列 \mathbf{D} (サイズが $M \times M$ で， (i, j) 成分は $\frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j \frac{2\pi(i-1)(j-1)}{M}}$) によって対角化されるため [24]，この受信信号は FFT を用いた離散周波数領域等化器によって効率的かつ効果的に等化することが可能である．

3. 不完全巡回行列による信号ひずみの補償

本来，CP を用いたブロック伝送では通信路行列が式 (9) のような巡回行列になっている必要があるが，何らかの理由でその 1 箇所の隣接する成分が欠損した行列によってひずみを受けた受信信号が得られることがある．そのような行列を不完全巡回行列と呼ぶこととし，欠損している成分のみからなる $M \times M$ の疎行列を \mathbf{C}' と定義する．このとき受信信号ブロックは

$$\mathbf{r}_{imp}(n) = \mathbf{C}\mathbf{s}(n) - \mathbf{C}'\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (10)$$

と書ける．

行列 $\mathbf{C} - \mathbf{C}'$ に対する MMSE 基準線形等化行列

$$\mathbf{F} = (\mathbf{C} - \mathbf{C}')^H \left\{ (\mathbf{C} - \mathbf{C}')(\mathbf{C} - \mathbf{C}')^H + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_M \right\}^{-1}, \quad (11)$$

を受信信号に乗算することでひずみを補償することが可能である．ここで， σ_s^2 は送信信号の分散であり， $(\cdot)^H$ はエルミート転置を表す．しかしながら， $M \times M$ 行列の逆行列を求めることやその乗算は離散周波数領域等化器に比べて多くの演算を必要とする．実際，式 (11) の行列を計算するためには， $M \times M$ の逆行列及び行列の乗算を計算する必要があり，逆行列の演算の際にエルミート構造をもつこと，及び行列の乗算に Strassen の方法 [24] を利用したとしても，それぞ

れ $O(M^2)$ と $O(M^{2.807})$ の計算量 (乗算回数) が必要となる．また，式 (11) を用いた等化処理は行列 \mathbf{F} の乗算によって行われるため，これには $O(M^2)$ の計算量が必要となる．CP を用いたブロック伝送を採用する最も大きな動機がその計算効率の高い離散周波数領域等化にあることを考慮するとこのことは望ましくない．そこで，本論文では離散周波数領域等化器を利用した次の三つのステップによる等化法を提案する．

3.1 MMSE 基準による離散周波数領域等化

最初のステップでは \mathbf{C}' を考慮した MMSE 基準の離散周波数領域等化器の重みを導出する． $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[\gamma_0, \dots, \gamma_{M-1}]$ を離散周波数領域等化器の対角行列とすると等化器出力信号は

$$\mathbf{s}_{fde}(n) = \mathbf{D}^H \mathbf{\Gamma} \mathbf{D} \mathbf{r}_{imp}(n) \quad (12)$$

と書ける．これよりコスト関数を

$$J = E \left[\{\mathbf{s}(n) - \mathbf{s}_{fde}(n)\}^H \{\mathbf{s}(n) - \mathbf{s}_{fde}(n)\} \right] \quad (13)$$

と定義し， $\partial J / \partial \gamma_m^* = 0$ ($(\cdot)^*$ は複素共役) を解くことで m 番目の MMSE 基準重みを求めることができる．

3.2 式 (10) 右辺第 2 項のレプリカ生成

このステップでは $\mathbf{s}_{fde}(n)$ を用いて式 (10) 右辺第 2 項のレプリカ信号を生成することを考える．最も単純な方法としては $\mathbf{s}_{fde}(n)$ そのもの，若しくはその硬判定値 $\langle \mathbf{s}_{fde}(n) \rangle$ を直接利用して， $\mathbf{C}' \langle \mathbf{s}_{fde}(n) \rangle$ あるいは $\mathbf{C}' \langle \mathbf{s}_{fde}(n) \rangle$ をレプリカ信号とすることが考えられ，文献 [23] で提案されている手法はこれに該当するが，シングルキャリアブロック伝送に直接的に (誤り訂正符号などを利用せず) 適用した場合にはこの方法では良好な特性が得られない．このことは次のように理解することができる． \mathbf{C}' はある 1 箇所の隣接する成分のみが非零である疎行列と定義されているが，非零成分のある列の数が i 番目の列から P 列とするとレプリカ信号の生成のためにはこれに対応する信号 $\mathbf{s}^{sub}(n) = [s_i(n), \dots, s_{i+P-1}(n)]^T$ の推定値のみが必要となる ($\mathbf{C}' \mathbf{s}(n) = \mathbf{C}' [\mathbf{0}_{1 \times i} \mathbf{s}^{subT}(n) \mathbf{0}_{1 \times (M-i-P)}]^T$ であるため)．一方， $\mathbf{s}^{sub}(n)$ は通信路行列の欠損のために， $\mathbf{s}(n)$ 中の他の信号成分に比べて受信信号に含まれる信号電力が少なく，等化器出力における信頼性が低くなっている．つまり離散周波数領域等化器出力をそのまま使用することは，離散周波数領域等化器出力の中でも特に信頼度の低い信号だけを用いて式 (10) の右辺第 2 項のレプリカ信号を生成することになり，これ

が良好な特性の得られない理由である。

本論文では等化器出力の信頼度の高い成分を用いてレプリカ信号を生成するために次のような関係式を利用する。

$$\begin{aligned} (\mathbf{C} - \mathbf{C}')\mathbf{s}(n) - \mathbf{C} \begin{pmatrix} \mathbf{s}(n) - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{i \times 1} \\ \mathbf{s}^{sub}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \end{pmatrix} \\ = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{i \times 1} \\ \mathbf{s}^{sub}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} - \mathbf{C}'\mathbf{s}(n) \\ = (\mathbf{C} - \mathbf{C}') \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{i \times 1} \\ \mathbf{s}^{sub}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

式 (14) の左辺第 1 項、すなわち $(\mathbf{C} - \mathbf{C}')\mathbf{s}(n)$ 、の代わりに受信信号ブロック $\mathbf{r}_{imp}(n)$ を、第 2 項 $\mathbf{C}(\mathbf{s}(n) - [\mathbf{0}_{1 \times i} \ \mathbf{s}^{subT}(n) \ \mathbf{0}_{1 \times (M-i-P)}]^T)$ の信号成分 $\mathbf{s}(n)$ 及び $\mathbf{s}^{sub}(n)$ に等化器出力 $\mathbf{s}_{fde}(n)$ (または $\langle \mathbf{s}_{fde}(n) \rangle$) を代入し、式 (14) を解く (若しくは、最小二乗の意味で解く) ことでレプリカ信号の生成に必要な $\mathbf{s}^{sub}(n)$ の推定値 $\hat{\mathbf{s}}^{sub}(n)$ を得ることができる。

3.3 従来の離散周波数領域等化器による等化

最終ステップでは受信信号ブロック $\mathbf{r}_{imp}(n)$ にレプリカ信号を加算することで式 (8) と同等の受信信号ブロックを得る。加算後の受信信号ブロックは

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{r}}(n) &= \mathbf{r}_{imp}(n) + \mathbf{C}' \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{i \times 1} \\ \hat{\mathbf{s}}^{sub}(n) \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \\ &\approx \mathbf{C}\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \end{aligned} \quad (15)$$

となり、 $\hat{\mathbf{s}}^{sub}(n) = \mathbf{s}^{sub}(n)$ のとき \approx は等号となる。提案方式では $\bar{\mathbf{r}}(n)$ に対して従来からの離散周波数領域等化器を適用することで $\mathbf{s}(n)$ の推定値を得る。すなわち、 $\bar{\mathbf{r}}(n)$ に $\mathbf{D}^H \mathbf{\Gamma}_{cnu} \mathbf{D}$ を左から乗算することで $\mathbf{s}(n)$ の推定値が得られる。ここで、 $\mathbf{\Gamma}_{cnu} = \text{diag}[\gamma_0^{cnu}, \dots, \gamma_{M-1}^{cnu}]$ であり、通信路の周波数応答を

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \vdots \\ \lambda_{M-1} \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} h_0 \\ \vdots \\ h_L \end{bmatrix} \quad (17)$$

とすると、MMSE 基準を用いた場合 $\gamma_m^{cnu} = \lambda_m^*/(|\lambda_m|^2 + \sigma_n^2/\sigma_s^2)$ である。

4. 提案方式の適用例

ここでは、不完全巡回行列による信号ひずみの例を二つ示し、それぞれに対して 3. の提案方式を適用する方法を具体的に記述する。

4.1 適用例 1: ガード外遅延波による干渉信号の抑圧

GI を超える遅延波が存在する環境では受信信号ブロックは式 (7) の右辺第 2 項 (ブロック間干渉成分) が $\mathbf{0}_{M \times 1}$ とならず、式 (8) のような受信信号ブロックは得られない。よって、受信信号ブロックは

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^{bgi}(n) &= \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp} \mathbf{s}(n) \\ &\quad + \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_{cp} \mathbf{s}(n-1) + \mathbf{n}(n) \end{aligned} \quad (18)$$

となる。

一般にブロック伝送では等化及び検出がブロックごとに行われるため、 n 番目のブロックの等化の際には $n-1$ 番目のブロックの検出結果 $\tilde{\mathbf{s}}(n-1)$ が $\mathbf{s}(n-1)$ の推定値として利用できると考えられる。これより、ブロック間干渉成分を差し引くと

$$\mathbf{r}_{imp}^{bgi}(n) = \mathbf{r}^{bgi}(n) - \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_{cp} \tilde{\mathbf{s}}(n-1) \quad (19)$$

となる。ここで、 $\tilde{\mathbf{s}}(n-1) = \mathbf{s}(n-1)$ と仮定し、ブロック間干渉が完全に除去されているとすると

$$\mathbf{r}_{imp}^{bgi}(n) = \mathbf{R}_{cp} \mathbf{H}_0 \mathbf{T}_{cp} \mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (20)$$

$$= \mathbf{C}\mathbf{s}(n) - \mathbf{C}_{bgi} \mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (21)$$

となる。ただし、 \mathbf{C}_{bgi} は

$$\mathbf{C}_{bgi} = \begin{bmatrix} & h_L & \dots & h_{K+1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{M \times (M-L)} & & & h_L & \mathbf{0}_{M \times K} \end{bmatrix} \quad (22)$$

で定義される $M \times M$ の疎行列である。式 (21) は式 (10) と同じ形の受信信号ブロックとなっており 3. の提案方式が適用可能である。

式 (13) の最小化問題を解くことで m 番目の MMSE 離散周波数領域等化器の重み γ_m^{bgi} は [13]

$$\gamma_m^{bgi} = \frac{\lambda_m^* - g_{m,m}^*}{|\lambda_m - g_{m,m}|^2 + \sum_{i=0, i \neq m}^{M-1} |g_{m,i}|^2 + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}} \quad (23)$$

となる。ただし、

$$g_{m,i} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-K-1} \sum_{k=0}^l h_{L-k} e^{j\frac{2\pi}{M}\{i(M-L+l)-mk\}}$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} |g_{m,i}|^2$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-K-1} \sum_{k=0}^l \sum_{l'=0}^{L-K-1} |h_{L-k}|^2 e^{j\frac{2\pi}{M}i(l-l')}$$

である。

式 (14) の左辺第 1 項に $\mathbf{r}_{imp}^{bgi}(n)$ を、第 2 項の信号成分に等化器出力 $s_{fde}^{bgi}(n)$ (またはその硬判定値) を代入することで

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bgi}(n) = \mathbf{r}_{imp}^{bgi}(n) - \mathbf{C} \left(\mathbf{s}_{fde}^{bgi}(n) - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(M-L) \times 1} \\ \mathbf{s}_{subbgi}^{bgi}(n) \\ \mathbf{0}_{K \times 1} \end{bmatrix} \right) \quad (24)$$

を得る。ただし、 $s_{fde}^{subbgi}(n)$ は式 (21) の右辺第 2 項のレプリカ信号を生成するために必要な信号ベクトル $\mathbf{s}^{subbgi}(n) = [s_{M-L}(n), \dots, s_{M-K-1}(n)]^T$ に対応する等化器出力である。

$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bgi}(n)$ の最後の L 個の成分からなるベクトルを $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbgi}(n)$ とすると、式 (14) は

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbgi}(n) \approx \mathbf{E} \mathbf{s}^{subbgi}(n), \quad (25)$$

となる。ここで

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} h_0 & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \vdots & & h_0 \\ \vdots & & \vdots \\ h_{L-1} & \dots & h_K \end{bmatrix} \quad (26)$$

である。また、左辺と右辺が等号ではなく \approx で結ばれているのは、受信信号中の雑音及び離散周波数領域出力信号と実際の送信信号の誤差を考慮するためである。これより、レプリカ信号を生成するための $\mathbf{s}^{subbgi}(n)$ の推定値は

$$\hat{\mathbf{s}}^{subbgi}(n) = (\mathbf{E}^H \mathbf{E})^{-1} \mathbf{E}^H \bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbgi}(n) \quad (27)$$

(またはその硬判定値) によって得られる。

ここで、提案方式の要求演算量について考える。離

散周波数領域等化器の重みの導出には通信路の周波数応答と式 (23) の計算が必要であり、その演算量はそれぞれ $O(M \log M)$, $O(M \times (L-K)^3)$ である。更に \mathbf{E} の擬似逆行列の計算に $O((L-K)^2)$ の計算量が必要となる。また、等化処理に必要な演算量は、4 回の FFT の演算 ($O(M \log M) + M$) と 2 回の 1 タップ重み乗算 (M)、更に $(L-K) \times K$ 行列の乗算のための $O((L-K) \times L)$ 程度である。

4.2 適用例 2: パースト雑音の抑圧

P シンボル長の時間幅をもつパースト雑音が 1 受信信号ブロック中に最大 1 個まで存在するような場合を仮定し、受信信号ブロックとして

$$\mathbf{r}^{bst} = \mathbf{C} \mathbf{s} + \mathbf{n} + \mathbf{v}_{i,P} \quad (28)$$

を考える。ただし、ここではブロック間干渉が存在しないことを想定して、ブロックのインデックス n を省略している。また、

$$\mathbf{v}_{i,P} = [\mathbf{0}_{1 \times i}, v_i, \dots, v_{i+P-1}, \mathbf{0}_{1 \times (M-i-P)}]^T \quad (29)$$

は i 番目の成分から P 個連続する成分が非零のパースト雑音ベクトルである。ただし、 i は $i = 0, \dots, M-P$ の値をとるものとする。この受信信号に対し、まずパースト雑音の存在する成分を強制的に 0 とすることでパースト雑音の抑圧を行う。パースト雑音はその発生要因によって様々な統計的性質をもち、またこれに対する様々なモデルが提案されているが [25]、ここで提案する手法は確定的な手法でありパースト雑音の統計的性質に依存しないという利点がある。行列 $\mathbf{P}_{i,P}$ を

$$\mathbf{P}_{i,P} = \text{diag}[\mathbf{1}_{1 \times i}, \mathbf{0}_{1 \times P}, \mathbf{1}_{1 \times (M-i-P)}] \quad (30)$$

と定義し (ただし、 $\mathbf{1}_{M \times N}$ はサイズが $M \times N$ で要素がすべて 1 の行列)、これを受信信号ブロックに乗算することでパースト雑音が完全に除去された受信信号ブロック

$$\mathbf{r}_{imp}^{bst} = \mathbf{P}_{i,P} \mathbf{C} \mathbf{s} + \mathbf{P}_{i,P} \mathbf{n} \quad (31)$$

$$= \mathbf{C} \mathbf{s} - \mathbf{C}_{bst} \mathbf{s} + \mathbf{P}_{i,P} \mathbf{n} \quad (32)$$

を得る。ただし、

$$\mathbf{C}_{bst} = (\mathbf{I}_M - \mathbf{P}_{i,P}) \mathbf{C} \quad (33)$$

である。

式 (32) は雑音ベクトルの部分に違いはあるものの不完全巡回行列によるひずみを受けた受信信号ブロック式 (10) と同様の構造をもち、 \mathbf{r}_{imp}^{bst} から \mathbf{s} の推定値を得るために 3. の提案方式が適用可能である。

式 (13) の最小化問題を解くことで、 m 番目の MMSE 離散周波数領域等化器の重み γ_m^{bst} は [14]

$$\gamma_m^{bst} = \frac{(1 - \frac{P}{M})\lambda_m^*}{(1 - \frac{P}{M})^2|\lambda_m|^2 + (1 - \frac{P}{M})\frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} + \frac{1}{M^2} \sum_{l=0, l \neq m}^{M-1} |\lambda_l|^2 \frac{1 - \cos \frac{2\pi}{M}(m-l)P}{1 - \cos \frac{2\pi}{M}(m-l)}} \quad (34)$$

で与えられる。ここで、 γ_m^{bst} はバースト雑音の時間位置 i に依存しないことに注意されたい。また、 $P = 0$ のとき式 (34) は従来の MMSE 離散周波数領域等化器の重みになっている。

疎行列 \mathbf{C}_{bst} はバースト雑音の時間位置 i に依存するためレプリカ信号生成の処理も i によって若干異なる。以下ではバースト雑音の時間位置ごとにレプリカ信号生成法を説明する。

- $L \leq i \leq M - L - P$: このとき

$$\mathbf{C}_{bst}\mathbf{s} = \mathbf{C}_{bst} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ s_{i-L} \\ \vdots \\ s_{i+P-1} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (35)$$

であり、 $\bar{\mathbf{s}}^{subbst} = [s_{i-L}, \dots, s_{i+P-1}]^T$ と定義すると式 (14) は

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{i,P}\mathbf{C}\mathbf{s} - \mathbf{C} \left(\mathbf{s} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \right) \\ = \mathbf{P}_{i,P}\mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (36)$$

となる。更に式 (36) の左辺に \mathbf{r}_{imp}^{bst} と離散周波数領域等化器出力 \mathbf{s}_{fde} 及び $\bar{\mathbf{s}}^{subbst}$ に対応する $\bar{\mathbf{s}}_{fde}^{subbst}$ (またはそれらの硬判定値) を代入することで

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bst} \stackrel{\text{def}}{=} [\bar{r}_0^{bst} \quad \dots \quad \bar{r}_{M-1}^{bst}]^T \quad (37)$$

$$= \bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bst} - \mathbf{C} \left(\mathbf{s}_{fde} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ \bar{\mathbf{s}}_{fde}^{subbst} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \right) \quad (38)$$

を得る。最後に $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} = [\bar{r}_{i-L}^{bst}, \dots, \bar{r}_{i-1}^{bst}, \bar{r}_{i+P}^{bst}, \dots, \bar{r}_{i+P+L-1}^{bst}]^T$ と定義すると

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \approx \mathbf{E}\bar{\mathbf{s}}^{subbst} \quad (39)$$

となる。ただし \mathbf{E} は $2L \times (L + P)$ の行列であり

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} h_0 & & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & & \\ h_{L-1} & \dots & h_0 & \\ & & h_L & \dots & h_1 \\ & & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & & h_L \end{bmatrix} \quad (40)$$

で定義される。これより $\bar{\mathbf{s}}^{subbst}$ の推定値は

$$\tilde{\bar{\mathbf{s}}}^{subbst} = (\mathbf{E}^H \mathbf{E})^{-1} \mathbf{E}^H \bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \quad (41)$$

(またはその硬判定値) によって得られる。ただし、 $\mathbf{E}^H \mathbf{E}$ の逆行列が存在する必要条件是 $P \leq L$ である。

- $0 \leq i \leq L - 1$: このとき

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{i,P}\mathbf{C}\mathbf{s} - \mathbf{C} \left(\mathbf{s} - \begin{bmatrix} s_0 \\ \vdots \\ s_{i+P-1} \\ \mathbf{0}_{(M-P-L) \times 1} \\ s_{M-L+i} \\ \vdots \\ s_{M-1} \end{bmatrix} \right) \\ = \mathbf{P}_{i,P}\mathbf{C} \begin{bmatrix} s_0 \\ \vdots \\ s_{i+P-1} \\ \mathbf{0}_{(M-P-L) \times 1} \\ s_{M-L+i} \\ \vdots \\ s_{M-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (42)$$

となるが、左辺に \mathbf{r}_{imp}^{bst} と離散周波数領域等化器出力

を代入したベクトルを $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bst} \stackrel{\text{def}}{=} [\bar{r}_0^{bst}, \dots, \bar{r}_{M-1}^{bst}]^T$ と定義し, 更に $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} = [\bar{r}_{M-L+i}^{bst}, \dots, \bar{r}_{M-1}^{bst}, \bar{r}_0^{bst}, \dots, \bar{r}_{i-1}^{bst}, \bar{r}_{i+P}^{bst}, \dots, \bar{r}_{i+P+L-1}^{bst}]^T$ 及び $\bar{\mathbf{s}}^{subbst} = [s_{M-L+i}, \dots, s_{M-1}, s_0, \dots, s_{i+P-1}]^T$ とすると

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \approx \mathbf{E} \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \quad (43)$$

を得る. ただし, \mathbf{E} は式 (40) と同一であり, 式 (39) と全く同じ関係式が得られていることが分かる. これより, 推定値は

$$\tilde{\mathbf{s}}^{subbst} = (\mathbf{E}^H \mathbf{E})^{-1} \mathbf{E}^H \bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \quad (44)$$

(または $\langle \tilde{\mathbf{s}}^{subbst} \rangle$) となる.

• $M - L - P + 1 \leq i \leq M - P$: このとき $\bar{\mathbf{s}}^{subbst} = [s_{i-L}, \dots, s_{i+P-1}]^T$ と定義すると式 (14) は

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{i,P} \mathbf{C} \mathbf{s} - \mathbf{C} \begin{pmatrix} \mathbf{s} - \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \end{bmatrix} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{pmatrix} \\ = \mathbf{P}_{i,P} \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(i-L) \times 1} \\ \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \\ \mathbf{0}_{(M-i-P) \times 1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (45)$$

となり, 式 (36) と全く同一の式になる. このため, 左辺に $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bst}$ と離散周波数領域等化器出力を代入したベクトルは $L \leq i \leq M - L - P$ の場合と同様, $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{bst}$ となるが, 式 (39) に対応する関係式を導出する際のベクトルの定義に違いがある. すなわち, ここでは $\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} = [\bar{r}_{i-L}^{bst}, \dots, \bar{r}_{i-1}^{bst}, \bar{r}_{i+P}^{bst}, \dots, \bar{r}_{M-1}^{bst}, \bar{r}_0^{bst}, \dots, \bar{r}_{i+P+L-M-1}^{bst}]^T$ と定義することで

$$\bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \approx \mathbf{E} \bar{\mathbf{s}}^{subbst} \quad (46)$$

を得る. これより $\bar{\mathbf{s}}^{subbst}$ の推定値

$$\tilde{\mathbf{s}}^{subbst} = (\mathbf{E}^H \mathbf{E})^{-1} \mathbf{E}^H \bar{\mathbf{r}}_{imp}^{subbst} \quad (47)$$

(または $\langle \tilde{\mathbf{s}}^{subbst} \rangle$) を得る.

行列 \mathbf{E} はすべての場合において共通であるため, パースト雑音の時間位置 i にかかわらず同一の擬似逆行行列が利用可能であることに注意されたい. また, 本方式では熱雑音による成分も除去してしまうため, 最後のステップにおける MMSE 離散周波数領域等化器の重みは従来のもの (γ_m^{cnv}) から修正する必要がある, m 番目の重みは

$$\gamma_m^{cnvbst} = \frac{\lambda_m^*}{|\lambda_m|^2 + (1 - \frac{P}{M}) \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2}} \quad (48)$$

となる.

5. 計算機シミュレーション

提案方式の BER (Bit Error Rate) 特性を評価するために, 4.1 及び 4.2 の各適用例に対して計算機シミュレーションを行った. 各計算機シミュレーションに共通して用いられたシステムパラメータを表 1 に示す. 本計算機シミュレーションは帯域制限フィルタなどを考慮しないシンボルレートのモデルである.

5.1 BER 特性: ガード外遅延波による干渉信号の抑圧

ここでは通信路をオーダ $L = 20$ のレイリーフェージング通信路とし, GI を超えるような遅延波が存在する環境での 4.1 の提案方式の BER 特性を評価する.

以下に, 特性を比較する七つの等化法を示す.

- 従来の離散周波数領域等化器 (3.3 の $\mathbf{D}^H \mathbf{\Gamma}_{cnv} \mathbf{D}$) のみを用いた場合 (cnv. FDE)
- GI 長を $L = 20$ として従来の離散周波数領域等化器 (3.3 の $\mathbf{D}^H \mathbf{\Gamma}_{cnv} \mathbf{D}$) を用いた場合 (cnv. FDE with sufficient GI)
- 式 (11) の線形 MMSE 等化器を用いた場合 (Linear MMSE)

• 提案離散周波数領域等化器式 (23) のみを用いた場合 (proposed FDE)

• 提案離散周波数領域等化器式 (23) のみを用いた場合 (式 (19) のブロック間干渉除去なし) (proposed FDE (w/o IBI cncl.))

• 4.1 の提案方式で離散周波数領域等化器出力及び式 (27) に硬判定を用いない場合 (proposed FDE+replica (soft))

• 4.1 の提案方式で離散周波数領域等化器出力及び式 (27) に硬判定を用いた場合 (proposed FDE+replica (hard))

図 1 に 9 パスレイリーフェージング通信路における平均の 1 ビット当りの信号エネルギー対雑音の電力密度比 (E_b/N_0) に対する BER を示す. 通信路は $[0:20]$ の一様分布を用いて九つのパスの時間位置を決定した後, それぞれのパスについて独立同一なガウ

表 1 システムパラメータ
Table 1 System parameters.

変復調方式	QPSK / 同期検波
FFT 長	$M = 64$
ガード時間	$K = 16$
通信路モデル	レイリーフェージング
遅延プロファイル	一様, 指数減衰
通信路推定	理想

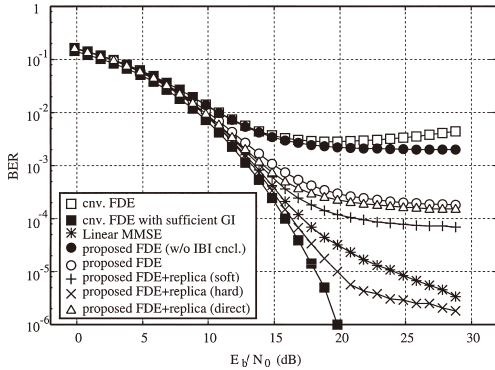


図 1 BER 特性：ガード外遅延波による干渉信号の抑圧（一様，9 パス）

Fig. 1 BER performance: cancellation of interference due to insufficient GI. (uniform, 9-path)

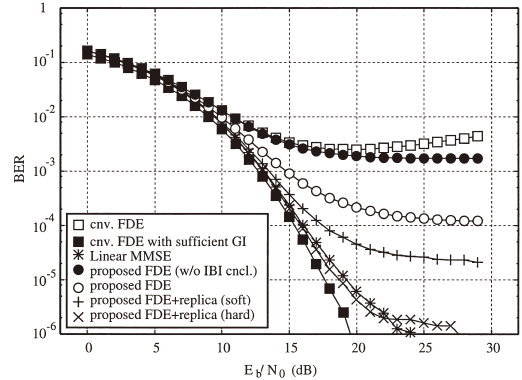


図 2 BER 特性：ガード外遅延波による干渉信号の抑圧（一様，21 パス）

Fig. 2 BER performance: cancellation of interference due to insufficient GI. (uniform, 21-path)

ス分布によってその複素ゲインを決定した．従来の離散周波数領域等化器を用いる場合及び proposed FDE (w/o IBI cncl.) 以外の等化法では，1 ブロック前の判定結果を用いて式 (19) によりブロック間干渉を抑圧していることに注意されたい．従来の離散周波数領域等化器 (conv. FDE) では E_b/N_0 の増加に従って BER が増大する現象が見られる．これは等化器の重み中の SNR が干渉信号のために実際のものとは異なるためである．一方，提案離散周波数領域等化器を用いた場合，すなわち proposed FDE や proposed FDE (w/o IBI cncl.) では，干渉信号の存在を考慮しているためそのような現象は見られないが，BER 特性はあまり改善されていない．これに対して，4.1 の提案方式を用いた場合，大幅な特性改善が見られる．特に離散周波数領域等化器出力及び式 (27) に硬判定を用いたときには，GI 長が十分あるときの MMSE 等化器の特性に近い特性が得られている．更に注目すべきことは，提案方式よりもはるかに要求演算量の大きい線形 MMSE 等化器の特性を上回っていることである（本計算機シミュレーションのパラメータでは，線形 MMSE 等化器は提案方式に比べて，等化器重みの導出におよそ 30 倍，等化处理にもおよそ 6 倍程度の乗算回数が必要）．また，4.1 の提案方式では離散周波数領域等化器出力及び式 (27) の判定に関して他の組合せも考えられるが，離散周波数領域等化器出力に硬判定を用いた場合，用いない場合に比べて大幅な特性改善が見られるのに対し，式 (27) に対してはそれほど大きな特性の変化は見られない．更に図 1 では，文献 [23] の手法をシングルキャリアブロック伝送に適用したと

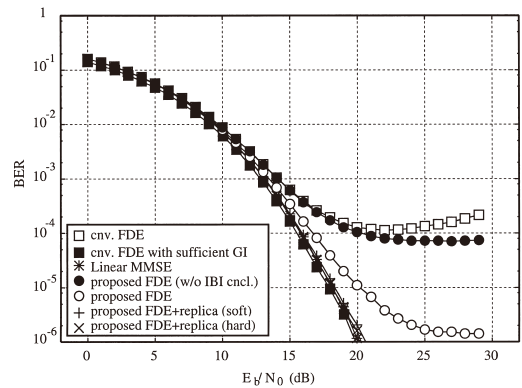


図 3 BER 特性：ガード外遅延波による干渉信号の抑圧（指数減衰，21 パス）

Fig. 3 BER performance: cancellation of interference due to insufficient GI. (exp. decaying, 21-path)

きの特性を示すために，提案離散周波数領域等化器出力 $s_{fde}(n)$ を直接レプリカ信号の生成に適用したときの特性も示している（図中，proposed FDE+replica (direct)）．proposed FDE と比べてほとんど特性の改善が見られていないことが分かる．

パス数と遅延プロファイルの違いによる特性を評価するために，一様遅延プロファイルと指数減衰遅延（1 サンプル遅延ごとに 0.5 [dB] 減衰）プロファイルをもつ 21 パスレイリーフェージング通信路での BER 特性をそれぞれ図 2 及び図 3 に示す．図 2 では図 1 と同様，受信信号電力のうちおよそ 20% がガード外遅延波電力となっており，これによって劣化する従来手法の特性は，ほぼ同一となっている．これに対して，提案

離散周波数領域等化器を用いる手法及び線形 MMSE 等化器を用いる手法では特性が改善しており、特に線形 MMSE 等化器ではその改善が顕著である。これはパス数の増加に伴い、疎行列 C' によって失われた信号成分が他の受信サンプルに含まれる可能性が向上するからであり、行列 $C - C'$ の条件数（最大固有値と最小固有値の比）が小さくなっているものと考えられる。図 3 ではガード外遅延波電力は受信信号電力のおよそ 8% 程度であり、全体的に BER が小さくなっている。このような環境では式 (19) によるブロック間干渉の除去と提案離散周波数領域等化器のみを用いる (proposed FDE) だけで、良好な BER 特性が得られることが分かる。

5.2 BER 特性：バースト雑音の抑圧

ここでは通信路をオーダ $L = 16$ の 10 パスレイリーフェージング通信路とし、ガード区間を超えるような遅延波は存在しないものとする。またバースト雑音の時間位置及び時間幅は受信機で正確に分かり、式 (32) の操作によって完全に除去されているものとする。以下に、特性を比較する五つの等化法を示す。

- 従来の離散周波数領域等化器 (3.3 の $D^H \Gamma_{cnu} D$) のみを用いた場合 (cnv. FDE)

- バースト雑音がない環境で従来の離散周波数領域等化器 (3.3 の $D^H \Gamma_{cnu} D$) を用いた場合 (cnv. FDE w/o burst noise)

- 提案離散周波数領域等化器式 (34) のみを用いた場合 (proposed FDE)

- 4.2 の提案方式で離散周波数領域等化器出力及び式 (41)、式 (44)、式 (47) に硬判定を用いない場合 (proposed FDE+replica (soft))

- 4.2 の提案方式で離散周波数領域等化器出力及び式 (41)、式 (44)、式 (47) に硬判定を用いた場合 (proposed FDE+replica (hard))

図 4、図 5 にバースト雑音の時間幅が $P = 1$ 及び 6 のときの E_b/N_0 に対する BER 特性をそれぞれ示す。従来の離散周波数領域等化器のみを用いた場合、図 1 と同様に E_b/N_0 の増加に従って BER が増大する現象が見られるのに対し、提案離散周波数領域等化器式 (34) を用いた場合そのような現象は見られない。また、4.2 の提案方式でも、特に離散周波数領域等化器出力に対して硬判定を用いることで大幅な特性改善が見られた。図 5 の BER は全体的に大きくなっているが、これは $P_{i,P}$ の乗算によりバースト雑音だけでなく受信信号のおよそ 10% が失われているためである。

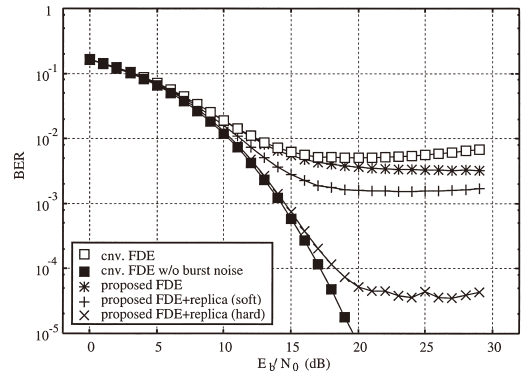


図 4 BER 特性：バースト雑音の抑圧 ($P = 1$)
Fig. 4 BER performance: burst noise canceller. ($P = 1$)

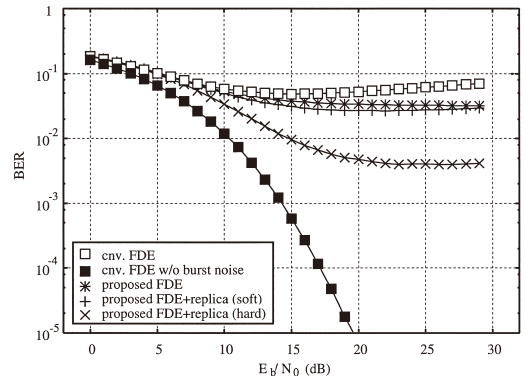


図 5 BER 特性：バースト雑音の抑圧 ($P = 6$)
Fig. 5 BER performance: burst noise canceller. ($P = 6$)

通信路のオーダは $L = 16$ であるがパス数が 10 であるため、チャンネルの実現によってはレプリカ信号生成に必要な信号の半分以上のパスがバースト雑音の除去によって消去され、かつ残りのパスの電力が非常に小さい状況が発生していると考えられる。この場合、提案方式を用いてもレプリカ信号の信頼度が著しく低下するためブロック全体の復号結果が劣化し、高い誤り率でフロアが生じている。提案方式では従来法に比べて $1/10$ 以下の BER を達成しているが、更なる特性の改善のためには誤り訂正符号と提案方式を併用することなどが考えられる。

6. むすび

本論文では、不完全巡回行列による信号ひずみを離散周波数領域等化器を用いて補償する手法を提案した。提案方式は、新たに導出された MMSE 基準離散周波

数領域等化器とその出力信号の信頼度の違いを利用した疑似逆行列による等化器によって、不完全巡回行列による信号ひずみを巡回行列による信号ひずみに変換するためのレプリカ信号を生成する。更に、レプリカ信号を受信信号に加算することで、従来からの離散周波数領域等化器が利用可能になる。不完全巡回行列による信号ひずみの例として、ガード外遅延波が存在するときに1ブロック前の判定結果を利用してブロック間干渉を除去する場合と、バースト雑音の観測された信号成分を強制的に0にすることでキャンセルする場合を取り上げ、提案方式を適用するための具体的な手法を示した。更に、それぞれに対して計算機シミュレーションにより提案方式の特性を評価した。その結果、いずれの場合にも離散周波数領域等化器のみを用いる手法と比べて、提案方式によって大幅な特性改善が得られることが分かった。特に、離散周波数領域等化器出力に対して硬判定を施す場合にはその特性改善は顕著であり、より要求演算量の大きい線形MMSE等化器の特性を上回ることがあることが示された。

提案手法は、容易に繰返し検出法に拡張が可能であり、これにより更なる特性の改善が期待できる。この繰返し検出への誤り訂正符号の効果の導入や離散周波数領域等化器出力に対する硬判定の影響の解析も今後の課題である。

謝辞 本研究の一部は日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究(C)19560381, 同若手研究(B)17760305, (財)近畿移動無線センター及び(財)国際コミュニケーション基金の研究助成によるものである。

文 献

- [1] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithm," Proc. ICASSP 1980, pp.964-967, 1980.
- [2] Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," IEEE Signal Process. Mag., vol.17, pp.29-48, May 2000.
- [3] 大野修一, 周波数選択性通信路に対する無線ブロック伝送方式, トリケップス, 2002.
- [4] 酒井英昭, 林 和則, "ブロック伝送と周波数領域等化: Block signal transmission and frequency domain equalization," 信学誌, vol.87, no.10, pp.855-860, Oct. 2004.
- [5] J.M. Cioffi, "Asymmetric digital subscriber lines," in The CRC Handbook of Communications, pp.450-479, 1997.
- [6] S. Hara and P. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., vol.35, no.12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [7] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Mag., vol.33, no.2, pp.100-109, Feb. 1995.
- [8] 唐沢好男, 篠澤政宏, "サイクリックプリフィックスを付加したデータ伝送方式とサブバンド信号処理型アダプティブアレー," 信学論(B), vol.J85-B, no.1, pp.90-96, Jan. 2002.
- [9] 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, no.4, pp.58-66, April 2002.
- [10] A.V. Oppenheim and R.W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [11] P.J. Davis, Circulant Matrices, John Wiley & Sons, 1979.
- [12] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1996.
- [13] K. Hayashi and H. Sakai, "A subtractive interference cancellation scheme for single carrier block transmission with insufficient cyclic prefix," Proc. WPMC 2005, vol.1, pp.706-710, Sept. 2005.
- [14] K. Hayashi and H. Sakai, "A burst noise cancellation scheme for single carrier block transmission with cyclic prefix," Proc. IEEE VTC 2006-Spring, Melbourne, Australia, May 2006.
- [15] P.J.W. Melsa, R.C. YOUNCE, and C.E. Rohrs, "Impulse response shortening for discrete multitone transceivers," IEEE Trans. Commun., vol.44, no.12, pp.1662-1672, Dec. 1996.
- [16] 林 和則, 小嶋 卓, 酒井英昭, "サイクリックプリフィックスを用いたシングルキャリア無線通信システムのためのアダプティブアレーアンテナ," 信学論(B), vol.J87-B, no.7, pp.940-949, July 2004.
- [17] K. Van Acker, G. Leus, M. Moonen, O. van de Wiel, and T. Pollet, "Per tone equalization for DMT-based systems," IEEE Trans. Commun., vol.49, no.1, pp.109-119, Jan. 2001.
- [18] G. Leus and M. Moonen, "Per-tone equalization for MIMO OFDM systems," IEEE Trans. Signal Process., vol.51, no.11, pp.2965-2975, Nov. 2003.
- [19] K. Hayashi and H. Sakai, "Per-tone equalization for single carrier block transmission with insufficient cyclic prefix," IEICE Trans. Inf. & Syst., vol.E88-D, no.7, pp.1323-1330, July 2005.
- [20] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F.K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," Proc. IEEE VTC 2003-Fall, vol.2, pp.987-991, Orlando, FL, USA, Sept. 2003.
- [21] W. Bocquet and M. Nakamura, "Low complexity equalizer for multi-carrier CDMA signal without guard interval," Proc. ISIVC 2004, pp.125-129, Brest, France, July 2004.

- [22] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," Proc. IEEE VTC 2006-Fall, pp.1-5, Montreal, QC, Canada, Sept. 2006.
- [23] D. Kim and G.L. Stuber, "Residual ISI cancellation for OFDM with applications to HDTV broadcasting," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1590-1599, Oct. 1998.
- [24] G.H. Golub and C.F. van Loan, Matrix Computations, 3rd ed., Johns Hopkins Univ. Press, Baltimore, MD, 1996.
- [25] Y. Matsumoto, M. Takeuchi, K. Fujii, A. Sugiura, and Y. Yamanaka, "A time-domain microwave oven noise model for the 2.4-GHz band," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.45, no.3, pp.561-566, Aug. 2003.
- [26] X. Wang, Y. Wu, B. Tian, and K. Yi, "A frequency domain equalizer with iterative interference cancellation for single carrier modulation systems," Proc. IEEE VTC 2006-Fall, pp.1-5, Montreal, QC, Canada, Sept. 2006.
- [27] A. Gusmão, P. Torres, R. Dinis, and N. Esteves, "A turbo FDE technique for reduced-CP SC-based block transmission systems," IEEE Trans. Commun., vol.55, no.1, pp.16-20, Jan. 2007.
- [28] A. Gusmão, P. Torres, R. Dinis, and N. Esteves, "A reduced-CP approach to SC/FDE block transmission for broadband wireless communications," IEEE Trans. Commun., vol.55, no.4, pp.801-809, April 2007.

(平成 19 年 5 月 14 日受付, 9 月 5 日再受付)



林 和則 (正員)

平 9 阪大・工・通信卒・平 14 同大大学院博士後期課程了・同年京大・情報学・システム科学・助手・現在,京大・情報学・システム科学・助教・無線通信,デジタル信号処理の研究に従事・IEEE 会員.



酒井 英昭 (正員)

昭 47 京大・工・数理卒・昭 50 徳島大・工・情報・助手,昭 53 京大・工・数理・助手,昭 60 同助教授,平 9 同教授・現在,京大・情報学・システム科学・教授・時系列解析,信号処理の研究に従事・IEEE Fellow.