

# 疑似ブロック符号化シングルキャリア伝送への 非線形周波数領域ブロック信号検出の適用に関する一検討

宮崎 寛之<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 我々はこれまでに、疑似ブロック符号化シングルキャリア (PBC-SC) 伝送とその周波数領域等化復号を提案し、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化復号を用いる PBC-SC 伝送は、FDE と硬判定ブロック復号を2段階に分けて行う2段階復号を用いるブロック符号化 SC 伝送より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。しかしながら、MMSE 規範に基づく周波数領域等化復号を用いた場合においても、周波数領域等化復号後の残留符号間干渉により最尤フィルタ (MF) 限界との特性差が依然として大きいという問題があった。

そこで本稿ではさらなる BER 特性の改善をめざし、PBC-SC 伝送への非線形周波数領域ブロック信号検出を適用することを検討している。周波数領域繰り返し干渉キャンセラ (FDIC)、QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型最尤ブロック信号検出 (QRM-MLBD) および確率伝搬 (BP) 法をそれぞれ用いる PBC-SC 伝送における平均 BER 特性および演算量を計算機シミュレーションおよび理論検討により求めている。そして、QRM-MLBD (BP 法) による周波数領域等化復号を用いることで、MMSE 規範に基づく周波数領域等化復号の約 1/2 倍 (1/8 倍) の演算量で MF 限界にせまる優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。

**キーワード** 周波数領域ブロック信号検出, ブロック復号, シングルキャリア伝送

## Application of Non-linear Frequency-Domain Block Signal Detection to Pseudo Block Coded Single-Carrier Transmission

Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Recently, we proposed a pseudo block coded single-carrier (PBC-SC) transmission and frequency-domain equalization and decoding based on minimum mean square error (MMSE) criterion and showed that PBC-SC transmission with frequency-domain equalization and decoding achieves BER performance superior to block coded SC transmission with 2-step decoding, which performs frequency-domain equalization and hard-decision block decoding separately. However, still there exists a large BER performance gap between the frequency-domain equalization and decoding and the matched filter (MF) bound due to the presence of residual inter-symbol interference (ISI) after frequency-domain equalization and decoding.

In this paper, we apply non-linear frequency-domain block signal detection (FDBD) to PBC-SC transmission in order to further improve the BER performance. We evaluate, by computer simulation, the BER performances of PBC-SC transmission with frequency-domain iterative interference canceller (FDIC), maximum likelihood block signal detection employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLBD) and that with belief propagation (BP). It is shown that QRM-MLBD (BP) can achieve almost the same BER performance as MF bound with about 1/2 (1/8) times lower computational complexity compared to frequency-domain equalization and decoding based on MMSE criterion.

**Keyword** Frequency-domain block signal detection, block decoding, single-carrier transmission

### 1. まえがき

次世代移動無線通信では、高速かつ大容量な広帯域データ伝送が求められている。しかしながら、広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉 (ISI) によって伝送特

性が大幅に劣化してしまう [1]。周波数選択性フェージングを克服する技術として、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) が広く知られている [2-4]。MMSE-FDE を導入した SC-FDE 伝送では周波数ダイバーシチ利得を獲得でき、優れた伝送品質を

実現できる.

更に高品質な伝送を実現するためにはブロック符号や畳み込み符号などのチャンネル符号化の導入が必須である[1]. これらの復号法として最尤 (ML) 復号が広く知られている. しかしながら, ML 復号の演算量は情報ビット系列長に対して指数関数的に増大する. 一方, 硬判定ブロック復号法は低演算量であるが, ML 復号に比べて誤り訂正能力が低い[1].

低演算量ながら優れた BER 特性を実現する手段として, 以前我々は擬似ブロック符号化 (PBC) -SC 伝送とその周波数領域等化復号を提案した[5]. 周波数領域等化復号を用いる PBC-SC 伝送では, 擬似ブロック符号化行列, インタリービング行列, 離散フーリエ変換 (DFT) 行列, マッピング行列およびチャンネル行列の積を一つの等価 MIMO チャンネルとみなし, MMSE 規範に基づく線形フィルタリングを行うことで周波数領域等化とブロック復号を同時に行う. 計算機シミュレーションにより, 周波数領域等化復号を用いる PBC-SC 伝送は, FDE とブロック復号を 2 段階に分けて行う 2 段階復号を用いるブロック符号化 SC 伝送より優れた BER 特性を達成できることを明らかにした. しかしながら, MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号を用いた場合においても, 周波数領域等化復号後の残留 ISI により最尤フィルタ (MF) 限界との特性差が依然として大きい. また MMSE フィルタリングを行うために逆行列演算を必要とするため, 2 段階復号と比較して演算量が依然として大きいという問題があった[5].

そこで本稿では, さらなる BER 特性の改善と演算量の削減を目指し, PBC-SC 伝送への周波数領域ブロック信号検出 (FDBD) [6-10]を適用することを検討している. 周波数領域繰り返し干渉キャンセラ (FDIC) [6,7], QR 分解と M アルゴリズムを用いる準最尤ブロック信号検出 (QRM-MLBD) [8,9]および確率伝搬 (BP) 法 [9,10]による周波数領域等化復号をそれぞれ用いる PBC-SC 伝送における平均 BER 特性および演算量を計算機シミュレーションおよび理論検討により求めている. そして, QRM-MLBD (BP 法) による周波数領域等化復号を行うことで MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号を行う場合の約 1/2 (1/8) 倍の演算量で MF 限界にせまる優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章にて PBC-SC 伝送における送受信機構成および信号表現について述べた後, 第 3 章にて, FDIC, QRM-MLBD および BP 法による周波数領域等化復号について述べる. 第 4 章にて計算機シミュレーション結果を述べた後, 第 5 章にてまとめる.

## 2. 擬似ブロック符号化 SC 伝送

本稿で仮定している PBC-SC 伝送の送受信機構成を図 1 に示す. 送信局および受信局はともに 1 本のアンテナを搭載するものと仮定している.

送信局では,  $n$  シンボルからなるデータ変調シンボル系列に対して  $(k,n)$  擬似ブロック符号化を適用して,  $k$

シンボルからなる擬似ブロック符号化シンボル系列を生成する. 以上の操作を繰り返し行って  $N_{code}$  個の擬似ブロック符号化シンボル系列を生成した後, インタリービングを適用する. その後,  $kN_{code}$  ポイント離散フーリエ変換 (DFT) を適用して周波数領域信号に変換した後,  $N_c$  個のサブキャリアにマッピングする. 最後に, マッピング後の周波数領域信号に対して  $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後, ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入して送信する.

受信機では, 受信信号から CP を除去した後,  $N_c$  ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する. そして周波数領域受信信号に対し, FDBD による周波数領域等化復号を行い, FDE, デマッピング, IDFT, デインタリービングおよび擬似ブロック復号を同時に行う.

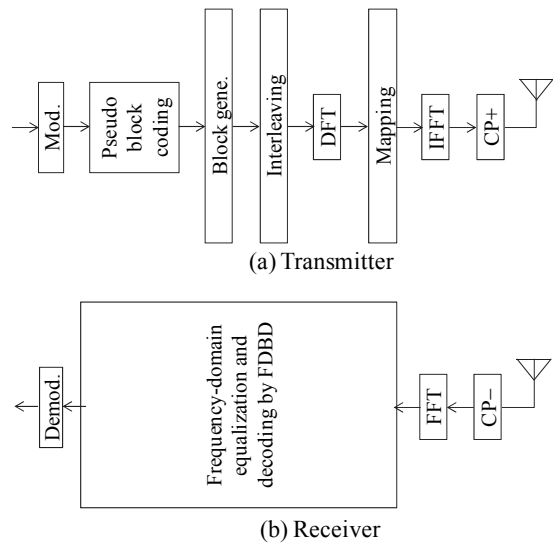


図 1 送受信機構成

### 2.1. 信号表現

以降, シンボル時間間隔  $T_s$  の離散時間等価低域表現を用いる.

送信局では, データ変調を適用して情報シンボル系列を生成した後, 擬似ブロック符号化を適用して擬似ブロック符号化系列を生成する. 第  $m$  ( $m=0, \dots, N_{code}-1$ ) 擬似ブロック符号化ベクトル  $\mathbf{c}_m = [c_m(0), \dots, c_m(k-1)]^T$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{c}_m = \mathbf{C} \mathbf{d}_m \quad (1)$$

ここで,  $\mathbf{d}_m = [c_m(0), \dots, c_m(n-1)]^T$  は第  $m$  情報シンボルベクトルであり,  $\mathbf{C}$  は  $n \times k$  擬似ブロック符号化行列である. 送信局は,  $N_{code}$  個の擬似ブロック符号化系列を生成した後, インタリービングを行う. そして, インタリービング後の送信信号に対して  $kN_{code}$  ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換した後,  $N_c$  個のサブキャリアにマッピングする. 最後にマッピング後の周波数領域信号に対し  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後, ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入して送信する.

受信機では, 受信信号から CP を除去した後,  $N_c$  ポ

イント FFT を適用して周波数領域信号に変換する. 周波数領域受信信号ベクトル  $\mathbf{R}=[R(0),\dots,R(N_c-1)]^T$  は次式で表される.

$$\mathbf{R}=\sqrt{2P}\mathbf{H}\mathbf{M}\mathbf{F}\mathbf{C}\bar{\mathbf{d}}+\mathbf{N} \quad (2)$$

ただし,  $P$  は受信信号電力である. また  $\mathbf{H}=\text{diag}\{H(0),\dots,H(N_c-1)\}$  は  $N_c\times N_c$  チャンnel 行列であり,  $H(j)$  は第  $j$  サブキャリアにおけるチャンネルの伝達関数である.  $\mathbf{F}$  は  $kN_{code}\times kN_{code}$  DFT 行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{F}=\frac{1}{\sqrt{kN_{code}}}\begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi\cdot 0\cdot 0}{kN_{code}}} & e^{-j\frac{2\pi\cdot 0\cdot 1}{kN_{code}}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi\cdot 0\cdot(kN_{code}-1)}{kN_{code}}} \\ e^{-j\frac{2\pi\cdot 1\cdot 0}{kN_{code}}} & e^{-j\frac{2\pi\cdot 1\cdot 1}{kN_{code}}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi\cdot(kN_{code}-1)\cdot 0}{kN_{code}}} & \dots & \dots & e^{-j\frac{2\pi\cdot(kN_{code}-1)\cdot(kN_{code}-1)}{kN_{code}}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\mathbf{M}$  は  $N_c\times kN_{code}$  マッピング行列であり,  $\mathbf{B}$  は  $kN_{code}\times kN_{code}$  インタリービング行列である. また  $\bar{\mathbf{C}}$  および  $\bar{\mathbf{d}}$  はそれぞれ,  $kN_{code}\times nN_{code}$  拡張疑似ブロック符号化行列および拡張情報シンボルベクトルであり次式で与えられる.

$$\bar{\mathbf{C}}=\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{d}}=\begin{bmatrix} \mathbf{d}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{d}_{N_{code}-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{N}=[N(0),\dots,N(N_c-1)]^T$  は雑音ベクトルであり,  $N(j)$  は零平均分散  $2N_0/T_s$  の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である. ただし  $N_0$  は片側雑音電力スペクトル密度比である.

ここで, 式(2)は以下のように変形できる.

$$\mathbf{R}=\sqrt{2P}\hat{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{d}}+\mathbf{N} \quad (5)$$

ただし,  $\hat{\mathbf{H}}=\mathbf{H}\mathbf{M}\mathbf{F}\mathbf{C}$  は  $N_c\times nN_{code}$  等価 MIMO チャンnel 行列である. このことから, PBC-SC 伝送では, チャンnel 行列, マッピング行列, DFT 行列, インタリービング行列および拡張疑似ブロック符号化行列の積をひとつの等価 MIMO チャンnel とみなせることがわかる. そこで周波数領域受信信号に対して, FDBD による周波数領域等化復号を適用して, FDE, デマッピング, IDFT, デインタリービングおよびブロック復号を同時に行う.

### 3. 周波数領域ブロック信号検出

#### 3.1. FDIC による周波数領域等化復号

FDIC による周波数領域等化復号のフローチャートを図 2 に示す. FDIC による周波数領域等化復号は, MMSE フィルタリング, 残留 ISI キャンセル, 対数尤度比 (LLR) 計算およびレプリカ生成の 4 つの処理から構成され, これらの処理を  $I$  回繰り返した後, データ復調を行う.

以降, 第  $i$  ( $i=0,\dots,I-1$ ) 繰り返し時に着目して述べる. はじめに周波数領域受信信号に対して MMSE フィ

ルタリングを適用して FDE, デマッピング, IDFT, デインタリービング, 擬似ブロック復号を同時に行う. MMSE フィルタリング後の受信信号ベクトル  $\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}=[\tilde{d}^{(i)}(0),\dots,\tilde{d}^{(i)}(nN_{code}-1)]^T$  は次式で与えられる.

$$\tilde{\mathbf{d}}^{(i)}=\mathbf{W}^{(i)}\mathbf{R} \quad (6)$$

ここで,  $\mathbf{W}^{(i)}$  は第  $i$  繰り返し時における  $nN_{code}\times N_c$  MMSE フィルタである. MMSE フィルタは送信信号と干渉キャンセル後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) が最小となるように設計され, 次式で与えられる [6].

$$\mathbf{W}^{(i)}=\hat{\mathbf{H}}^H(\hat{\mathbf{H}}\mathbf{G}^{(i)}\hat{\mathbf{H}}^H+\gamma\mathbf{I}_{N_c})^{-1} \quad (7)$$

ただし,  $\mathbf{G}^{(i)}=\text{diag}\{G^{(i)}(0),\dots,G^{(i)}(nN_{code}-1)\}$  は残留干渉係数であり, 第  $(i-1)$  繰り返し時における送信シンボルレプリカを  $\{\hat{d}^{(i-1)}(t):t=0,\dots,nN_{code}-1\}$  とすると次式で与えられる.

$$G^{(i)}(t)=1-|\hat{d}^{(i-1)}(t)|^2 \quad \text{for QPSK} \quad (8)$$

また  $\gamma$  は受信 SNR であり,  $\mathbf{I}_N$  は  $N\times N$  の単位行列である. 次に, MMSE フィルタリング後の受信信号に対して干渉キャンセルを行う. 干渉キャンセル後の第  $t$  受信信号  $\tilde{d}^{(i)}(t)$  は次式で与えられる.

$$\tilde{d}^{(i)}(t)=\tilde{d}^{(i)}(t)-\sqrt{2P}\sum_{\substack{t'=0 \\ t'\neq t}}^{nN_{code}-1}(\mathbf{W}^{(i)}(t)\hat{\mathbf{H}}(t'))\hat{d}^{(i-1)}(t') \quad (9)$$

ただし,  $\mathbf{W}^{(i)}(t)$  ( $\hat{\mathbf{H}}(t')$ ) は MMSE フィルタ行列 (等価 MIMO チャンnel 行列) の第  $t$  行 (第  $t'$  列) ベクトルである. その後, 干渉キャンセル後の受信信号から LLR を算出した後, LLR から送信シンボルレプリカを生成する [6,7]. そして式(7)および(8)に従って, 生成した送信シンボルレプリカを用いて MMSE フィルタと干渉信号レプリカを更新する.

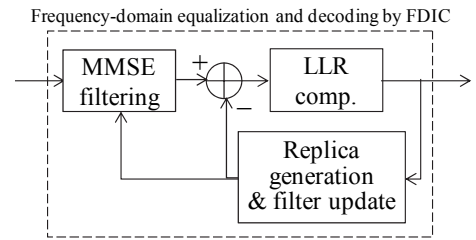


図 2 FDIC のフローチャート

#### 3.2. QRM-MLBD による周波数領域等化復号

QRM-MLBD による周波数領域等化復号では, 等価 MIMO チャンnel 行列を QR 分解することで ML 構造を木構造に階層化した後, M アルゴリズムを用いて生き残りパス数を制限することで, 低演算量で ML 限界にせまる優れた平均 BER 特性を実現する [8,9].

はじめに式(5)は次式のように変形できる.

$$\mathbf{R}=\sqrt{2P}\mathbf{Q}\mathbf{R}\bar{\mathbf{d}}+\mathbf{N} \quad (10)$$

ここで,  $\mathbf{Q}$  は  $\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}=\mathbf{I}_{nN_{code}}$  を満たす  $N_c\times nN_{code}$  の行列であり,  $\mathbf{R}$  は  $nN_{code}\times nN_{code}$  の上三角行列である. そこで,  $\mathbf{Q}^H$  を周波数領域受信信号に乗算することにより, 次式

のように変換できる.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z} &= [Z(0, \dots, nN_{\text{code}} - 1)]^T = \mathbf{Q}^H \mathbf{R} = \sqrt{2P} \mathbf{R} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \\ &= \sqrt{2P} \begin{bmatrix} R_{0,0} & \dots & R_{0,nN_{\text{code}}-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & R_{nN_{\text{code}}-1,nN_{\text{code}}-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d}(0) \\ \vdots \\ \hat{d}(nN_{\text{code}} - 1) \end{bmatrix} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)より, 最尤系列  $\hat{\mathbf{d}}_{ML}$  は次式で表される.

$$\hat{\mathbf{d}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{d}} \left( \sum_{t=1}^{nN_{\text{code}}-1} \left| Z(nN_{\text{code}} - t) - \sqrt{2P} \sum_{t'=0}^{nN_{\text{code}}-t} R_{nN_{\text{code}}-t, nN_{\text{code}}-t'} \hat{d}(nN_{\text{code}} - t') \right|^2 \right) \quad (12)$$

ただし,  $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(nN_{\text{code}} - 1)]^T$  はシンボル候補ベクトルである.

M アルゴリズムでは, 第  $t$  ( $t=0, \dots, nN_{\text{code}}-1$ ) ステージにおいて, 変換後の周波数領域受信信号とシンボル候補系列との間の二乗ユークリッド距離からパスメトリックを計算した後, 累積パスメトリックの小さい  $M$  本のパスを選択する. 以上の操作を最終ステージまで行った後, 累積パスメトリックが最小となるシンボル候補系列を用いて信号検出を行う [8,9]. M アルゴリズムの動作を図 3 に示す.

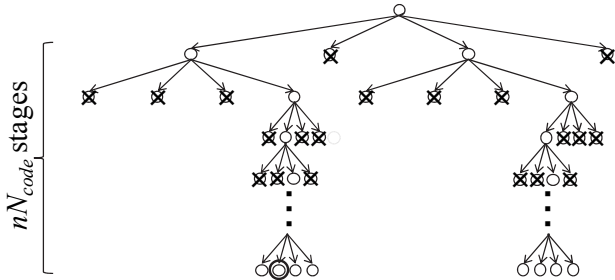


図 3 M アルゴリズムの動作 (QPSK,  $M=2$  の場合)

### 3.3. BP 法

PBC-SC 伝送では, 擬似ブロック符号化行列, インタリービング行列, DFT 行列, マッピング行列およびチャネル行列の積を一つの等価 MIMO チャネル行列で表せることから, 受信信号を図 4 に示すようなタナグラフで表現することができる. したがって BP 法による周波数領域等化復号を行うことで,  $nN_{\text{code}}$  の 2 乗オーダの演算量で優れた平均 BER 特性を達成できる [10,11]. 以降, 第  $i$  ( $i=0, \dots, I-1$ ) 繰り返し時における BP 法の動作について述べる.

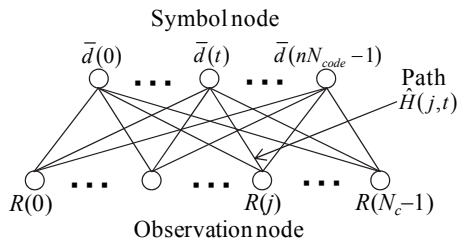


図 4 タナグラフ表現

#### (a) 観測ノードにおける処理

第  $j$  ( $j=0, \dots, N_c-1$ ) 観測ノードでは, 第  $t$  ( $t=0, \dots, nN_{\text{code}}-1$ ) シンボルノードから受け取った外部 LLR から送信シンボルレプリカを生成し, 干渉キャンセルを行う. 干渉キャンセル後の第  $j$  受信信号  $\tilde{R}^{(j)}(j,t)$  は次式で表さ

れる.

$$\tilde{R}^{(j)}(j,t) = R(j) - \sqrt{2P} \sum_{\substack{t'=0 \\ t' \neq t}}^{nN_{\text{code}}-1} \hat{H}(j,t') \hat{d}^{(j,t')} \quad (13)$$

ただし,  $\hat{H}(j,t')$  は等価 MIMO チャネル行列  $\hat{\mathbf{H}}$  の第  $j$  行第  $t'$  列要素である. また,  $\hat{d}^{(j,t')}$  は軟判定送信シンボルレプリカであり, QPSK データ変調を用いる場合, 次式で与えられる.

$$\hat{d}^{(j,t')} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \tanh\left(\frac{\beta^{(j,t',0)}}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{\beta^{(j,t',1)}}{2}\right) \right\} \quad (14)$$

ただし,  $\beta^{(j,t',u)}$  は第  $j$  観測ノードが第  $t'$  シンボルノードから受け取った第  $u$  ビットの外部 LLR である. その後, 次式に従い干渉キャンセル後の受信信号から第  $t$  シンボル第  $u$  ビット  $b(t,u)$  の LLR  $\alpha^{(j)}(j,t,u)$  を算出する.

$$\begin{aligned} \alpha^{(j)}(j,t,u) &= \log \frac{\Pr(\tilde{R}^{(j)}(j,t) | b(t,u)=1)}{\Pr(\tilde{R}^{(j)}(j,t) | b(t,u)=0)} \\ &\approx \frac{1}{2(\sigma^{(j)}(j,t))^2} \left( \left| \tilde{R}^{(j)}(j,t) - \sqrt{2P} \hat{H}(j,t) d_{b(t,u)=0}^{\min} \right|^2 - \left| \tilde{R}^{(j)}(j,t) - \sqrt{2P} \hat{H}(j,t) d_{b(t,u)=1}^{\min} \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (15)$$

ここで,  $d_{b(t,u)=0}^{\min}$  (または  $d_{b(t,u)=1}^{\min}$ ) は第  $u$  ビットが 0 (または 1) であるすべてのシンボル候補の中で  $\tilde{R}^{(j)}(j,t)$  からのユークリッド距離が最小となるシンボルである. また  $2(\sigma^{(j)}(j,t))^2$  は干渉キャンセル後の残留干渉と雑音の分散の和であり次式で与えられる.

$$2(\sigma^{(j)}(j,t))^2 = 2P \sum_{\substack{t'=0 \\ t' \neq t}}^{nN_{\text{code}}-1} |\hat{H}(j,t')|^2 (1 - |\hat{d}^{(j,t')}|^2) + \frac{2N_0}{T_s} \quad (16)$$

以上の操作をすべての観測ノードで行った後, 算出した LLR  $\alpha^{(j)}(j,t,u)$  をそれぞれシンボルノードへ送信する.

#### (b) シンボルノードにおける処理

第  $t$  ( $t=0, \dots, nN_{\text{code}}-1$ ) シンボルノードでは, 観測ノードから受け取った LLR を合算することにより事後 LLR を生成する. 第  $t$  シンボル第  $u$  ビット  $b(t,u)$  の事後 LLR  $\gamma^{(j)}(j,t,u)$  は次式で与えられる.

$$\gamma^{(j)}(j,t,u) = \sum_{j=0}^{N_c-1} \alpha^{(j)}(j,t,u) \quad (17)$$

その後, 第  $t$  シンボルノードは事後 LLR から, 第  $j$  観測ノードから受け取った LLR  $\alpha^{(j)}(j,t,u)$  を減算することにより, 第  $j$  観測ノードへ送信する外部 LLR  $\beta^{(j)}(j,t,u)$  を生成する.

$$\beta^{(j)}(j,t,u) = \gamma^{(j)}(j,t,u) - \alpha^{(j)}(j,t,u) \quad (18)$$

そして生成した外部 LLR  $\beta^{(j)}(j,t,u)$  を第  $j$  観測ノードへ送信する.

以上の観測ノードとシンボルノード間の LLR の交換を  $I$  回繰り返した後, シンボルノードにおける事後 LLR  $\gamma^{(j,t)}(j,t,u)$  を用いてデータ判定を行う.

## 4. 計算機シミュレーション

本稿では, 初期検討として極めて簡単な (7,4)ハミン



グ符号の符号化行列をもとに擬似ブロック符号化行列を生成するものとし、QPSK データ変調を用いるものとする。また 1 ブロック内のブロック符号語数  $N_{code}$  は  $N_{code} = \lfloor N_c/k \rfloor$  とした。ただし  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  以下の最大の整数である。インタリーブには  $k \times N_{code}$  ブロックインタリーブを用い、マッピングは連続マッピングとしている。また BP 法による周波数領域等化復号を用いる場合は、外部 LLR  $\beta^{(0)}(j,t,u)$  の初期値をすべて 0 とした。FFT ブロックサイズ  $N_c$  および CP 長  $N_g$  はそれぞれ  $N_c=64$  および  $N_g=16$  とし、チャンネルには一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  パスブロックレイリーフェージングと仮定する。なお受信機におけるチャンネル推定は理想的に行えるものと仮定している。

#### 4.1. 繰り返し回数および生き残りパス数の影響

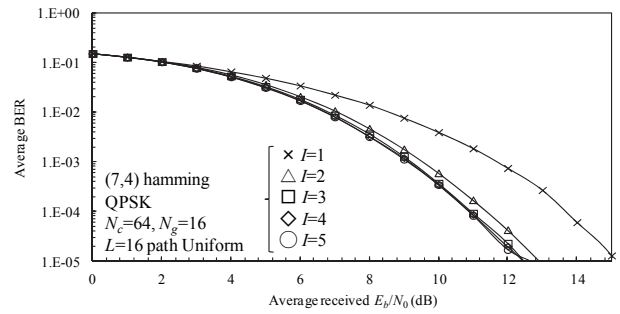
はじめに十分な特性改善を得るための繰り返し回数および生き残りパス数を計算機シミュレーションにより求めた。図 5 に繰り返し回数もしくは生き残りパス数を変化させた場合の平均受信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を示す。図 5 より、FDIC による周波数領域等化復号の場合は  $I=3$ 、QRM-MLBD による周波数領域等化復号の場合は  $M=8$ 、BP 法による周波数領域等化復号の場合は  $I=5$  と設定することで、十分な特性改善が得られており、QRM-MLBD による周波数領域等化復号では必要な生き残りパス数が小さいことがわかる。この理由については以下のように考えられる。擬似ブロック符号化を行わない従来の SC 伝送では、QR 分解後の上三角行列の右下成分が他と比べて小さくなりやすいため、初期のステージで誤って正しい生き残りシンボル候補を削除してしまう確率が増大してしまう [8,9]。そのため十分な特性改善を得るためには生き残りパス数を大きく設定する必要がある。一方で PBC-SC 伝送では、情報シンボルを複数の符号化シンボルに拡散させることでダイバーシチ利得を得ることができる。その結果、QR 分解後の上三角行列の右下成分の落ち込みを抑圧できるため、小さい生き残りパス数で十分な特性改善効果を得ることができる。

#### 4.2. 周波数領域復号と MMSE フィルタリングおよび MF 限界との比較

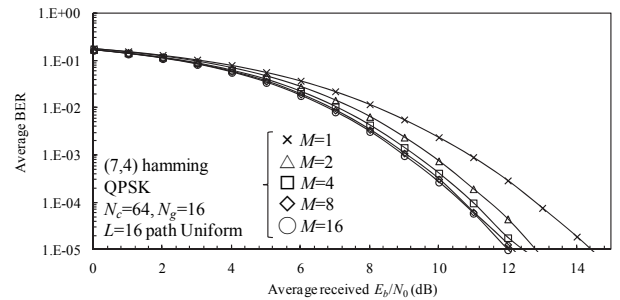
##### MF 限界との比較

FDBD による周波数領域等化復号を用いる PBC-SC 伝送を行った場合の平均受信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を図 6 に示す。また比較のため、MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号を用いた場合の特性および擬似ブロック符号化 SC 伝送における等価 MIMO チャンネルに対する MF 限界も同様に図 6 に示す。図 6 より FDBD による周波数領域等化復号を用いることで、MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号を用いる場合より常に優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。例えば所要 BER が  $BER=10^{-5}$  の場合、FDIC による周波数領域等化復号、QRM-MLBD による周波数領域等化復号および BP 法による周波数領域等化復号を用いることで、所要  $E_b/N_0$  をそれぞれ 2.6dB, 3.0dB, 2.6dB 低減できることがわかる。また MF 限界と比較すると、 $BER=10^{-5}$  を達成するための所要  $E_b/N_0$  増大量をそれぞれ、0.4dB, 0.2dB 以下および 0.4dB ま

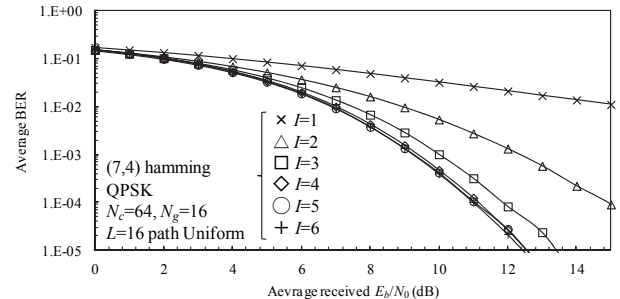
で低減しており、MF 限界にせまる優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。



(a) FDIC



(b) QRM-MLBD



(c) BP

図 5 周波数領域復号の BER 特性

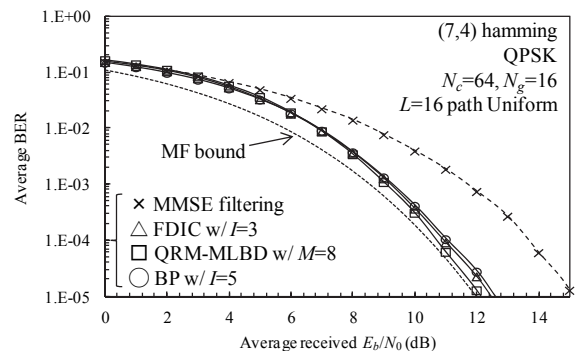


図 6 周波数領域復号と MMSE フィルタリングおよび MF 限界との比較

#### 4.3. 演算量比較

各周波数領域等化復号方式を用いた場合の受信機における演算量を表 1 に示す。ただし演算量は 1 ブロックの復号あたりに要する実数乗算回数と定義してい

る。また  $X$  は変調多値数であり、 $Z$  は  $X^Z < M$  を満たす最大の整数である。FDIC による周波数領域等化復号では、MMSE フィルタリングおよび繰り返し処理を必要とするため、 $I(N_c)^3$  オーダの演算量を必要とする。一方で QRM-MLBD による周波数領域等化復号では、生き残りパス数を十分小さくできるため、QR 分解に要する演算量が支配的となる。そのため QRM-MLBD による周波数領域等化復号の演算量は  $N_c(nN_{code})^2$  オーダとなり、MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号とほぼ同等の演算量となる。また BP 法による周波数領域等化復号では、乗算を必要とする処理は等価チャネルの計算、干渉キャンセルおよび LLR 計算のみであるため、演算量は  $Ink(N_{code})^2$  オーダとなる。本シミュレーション条件における  $BER=10^{-5}$  のための所要  $E_b/N_0$  対 2 段階復号に要する演算量で正規化された正規化演算量特性を図 7 に示す。図 7 より、QRM-MLBD による周波数領域等化復号を用いることで MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号を用いる場合の約 1/2 倍の演算量で MF 限界とほぼ同等の所要  $E_b/N_0$  を達成できることがわかる。これは、擬似ブロック符号化により、生き残りパス数を十分小さくできるためである。また図 7 より、BP 法による周波数領域等化復号を用いることで、MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号の約 1/8 倍、すなわち 2 段階復号のたかだか 6 倍程度の演算量で MF 限界からの劣化量を約 0.4dB に低減できることがわかる。

## 5. まとめ

本稿では、PBC-SC 伝送への非線形周波数領域ブロック信号検出の適用効果を明らかにした。FDIC、QRM-MLBD および BP 法による周波数領域等化復号を用いる PBC-SC 伝送を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、QRM-MLBD (BP 法) による周波数領域等化復号を用いることで、MMSE フィルタリングによる周波数領域等化復号の約 1/2 倍 (約 1/8 倍) の演算量で MF 限界にせまる優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。

## 文 献

[1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.

[2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, No. 33, No. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.

[3] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

[4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.

[5] 宮崎寛之, 安達文幸, "擬似ブロック符号化シングルキャリア伝送とその周波数領域等化復号に関する一検討," *信学技報*, Vol. 113, No. 456, RCS2013-306, pp. 1-5, 2014 年 3 月.

[6] A. Nakajima and F. Adachi, "Iterative FDIC using 2D-MMSE-FDE for turbo-coded HARQ in SC-MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 3, pp. 693-695, Mar. 2007.

[7] S. Okuyama, K. Takeda, and F. Adachi, "Iterative MMSE detection and interference cancellation for uplink SC-FDMA MIMO using HARQ," *Proc. IEEE International Conference on Communication*, June 2011.

[8] K. Nagatomi, K. Higuchi, and H. Kawai, "Complexity reduced MLD based on QR decomposition in OFDM MIMO multiplexing with frequency domain spreading and code multiplexing," *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2009)*, pp. 1-6, Apr. 2009.

[9] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier transmission using QRM-MLD with antenna diversity," *Proc. 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2009)*, Sept. 2009.

[10] W. Fukuda, T. Abiko, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Ohwatari, and Y. Kishiyama, "Low-complexity detection based on belief propagation in a massive MIMO system," *Proc. 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTCspring2013)*, pp. 1-5, June 2013.

[11] W. Fukuda, T. Abiko, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Ohwatari, and Y. Kishiyama, "Complexity reduction for signal detection based on belief propagation in a massive MIMO system," *Proc. 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS2013)*, pp. 245-250, Nov. 2013.

表 1 演算量比較

2-step decoding		MMSE filtering		FDIC	
FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$
FDE weight computation	$4N_c$	Equivalent channel matrix computation	$7nk(N_{code})^2 + 2nkN_{code}$	Equivalent channel matrix computation	$7Ink(N_{code})^2 + 2InkN_{code}$
FDE	$4N_c$				
De-mapping	$2N_c$	MMSE weight computation	$4n^2k(N_{code})^3 + 4(nN_{code})^3 + 4n^2k(N_{code})^3$	MMSE weight computation	$2Ik(N_{code})^2 + 4I(nN_{code})^2 + 4I(N_c)^3 + 4In(nN_{code})^2$
IDFT	$4(kN_{code})^2$	MMSE filtering	$4nN_{code}N_c$	MMSE filtering	$4InN_{code}N_c$
De-interleaving	$2kN_{code}$			Replica generation	$4In(N_{code})^3 + 4InN_{code} \times (nN_{code}-1)$
Block decoding	$12N_{code}$				
QRM-MLBD		Belief Propagation			
FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$		
Equivalent channel matrix computation	$7nk(N_{code})^2 + 2nkN_{code}$	Equivalent channel matrix computation	$7Ink(N_{code})^2 + 2InkN_{code}$		
QR decomposition	$4N_c(nN_{code})^2 + 4nN_{code}N_c$	Interference cancellation	$4In(nN_{code}-1)$		
Metric computation	$\frac{4nN_{code}^2}{4(X^2)} \frac{(Z+1)^{2n} + ZX^{2n}}{(X-1)^2} + 2M(nN_{code}Z-1) \times \frac{(nN_{code}Z)}{+2X(XZ+1)} \frac{(X-1)}{+2MX(nN_{code}Z)}$	LLR computation	$4InN_cN_{code}$		

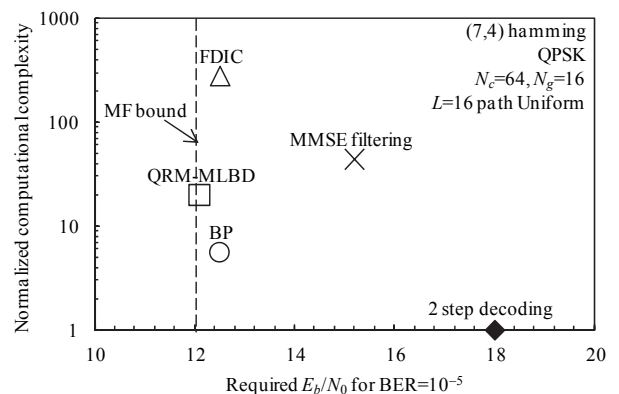


図 7 所要  $E_b/N_0$  対正規化演算量特性