

マルチコード直接スペクトル拡散伝送のための確率伝搬法に基づく ジョイント周波数領域等化・逆拡散に関する一検討

宮崎 寛之[†] 安達 文幸[‡]

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: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 広帯域マルチコード直接スペクトル拡散 (DSSS) 伝送に周波数領域等化 (FDE) と逆拡散を2段階に分けて行う信号検出を用いると、FDE および逆拡散後の残留コード間干渉 (ICI) により伝送特性が劣化してしまう。残留 ICI を抑圧できる信号検出として知られているのが 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) に基づくジョイント FDE・逆拡散である。しかしながら、QRM-MLBD において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り、FDE と逆拡散を2段階に分けて行う場合と比較して演算量が大きい。また、QRM-MLBD では各ステージにおいて累積パスメトリックの大きなパスを削除するため、対数尤度比 (LLR) を算出出来ないビットが発生し、誤り訂正符号の誤り訂正能力が低下してしまう。

そこで本稿では、演算量の削減および誤り訂正符号化導入時の平均 BER 特性のさらなる改善を目指し、確率伝搬 (BP) 法に基づくジョイント FDE・逆拡散について検討している。BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散を用いるターボ符号化マルチコード DSSS 伝送における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めている。そして、無符号化時では BP 法を用いることで QRM-MLBD の約 1/6 の演算量でほぼ同等の平均 BER 特性を達成できること、ターボ符号化時では BP 法を用いることで QRM-MLBD 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ている。

キーワード マルチコード直接スペクトル拡散伝送, ジョイント周波数領域等化・復号

Joint Frequency-Domain Equalization and De-spreading Based on Belief Propagation for Multi-Code Direct Sequence Spread Spectrum Transmission

Hiroyuki MIYAZAKI[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

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

E-mail: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Multi-code direct sequence spread spectrum (DSSS) transmission suffers from residual inter-code interference (ICI) after frequency-domain equalization (FDE) and de-spreading. Joint FDE and de-spreading based on maximum likelihood block signal detection using QR decomposition and M algorithm (QRM-MLBD) is an effective method to solve this problem. However, the computational complexity of QRM-MLBD is much higher than that of FDE and de-spreading because large number of surviving paths is required for M algorithm. Furthermore, when using QRM-MLBD, log-likelihood ratios (LLRs) of some bits cannot be exactly calculated because the candidate sequences having large cumulative path metric are removed at each stage. Therefore, error correction performance of channel decoding is severely degraded.

In this paper, we study joint FDE and de-spreading based on belief propagation (BP) for multi-code DSSS transmission to reduce the computational complexity and to improve coded BER performance. We evaluate, by computer simulation, the BER performance in turbo-coded multi-code DSSS transmission with joint FDE and de-spreading based on BP and show that BP can achieve the same BER performance as QRM-MLBD with 6 times lower computational complexity in uncoded case and that BP can achieve the BER performance superior to QRM-MLBD in turbo coded case.

Keyword Multi-code direct sequence spread spectrum transmission, joint frequency-domain equalization and de-spreading

1. まえがき

最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) を用いる広帯域シングルキャリア (SC)

伝送では、周波数ダイバーシチ効果を獲得でき、優れた伝送特性を得ることができる[1-3]。またこれにスペクトル拡散 (SS) を併用することで同一周波干渉を抑

圧できる．広帯域直接スペクトル拡散 (DSSS) 伝送には，シングルコード拡散とマルチコード拡散の2つがある．これら DSSS 信号の受信では，FDE と逆拡散を2段階に分けて行うのが一般的であるが，この場合，FDE と逆拡散後のコード間干渉 (ICI) により伝送特性が劣化してしまう[4]．

残留 ICI を抑圧できる信号検出として知られているのが周波数領域ブロック信号検出に基づくジョイント FDE・逆拡散である[4,5]．ジョイント FDE・逆拡散では，チャンネル行列，離散フーリエ変換 (DFT) 行列および拡散行列の縦続接続をひとつの等価 MIMO チャンネルとみなして MIMO 信号検出技術を適用することで，FDE と逆拡散を同時に行う．これまでの検討[4]により，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) に基づくジョイント FDE・逆拡散を行うことで，無符号化時にビット誤り率 (BER) の理論的下界 (MF 限界) に近い優れた平均 BER 特性が達成できることが明らかにされている．しかしながら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り，FDE と逆拡散を2段階に分けて行う場合と比較して演算量が大きい．また QRM-MLBD では，M アルゴリズムを用いてステージごとに累積バスメトリックの大きな候補パスを削除するため，対数尤度比 (LLR) を近似的にしか求めることができないビットが発生する．その結果，誤り訂正復号を用いる場合，符号化利得が低下してしまうという問題があった．

ところで，チャンネル行列，DFT 行列および拡散行列の縦続接続で与えられる等価 MIMO チャンネル行列のサイズは十分大きく，Massive MIMO のひとつと捉えることができる．そのため，確率伝搬 (BP) 法に基づく Massive MIMO 検出[6,7]をジョイント FDE・逆拡散に応用することで，演算量を削減しつつ優れた平均 BER 特性を達成できると考えられる．また BP 法は各ビットの LLR を用いて信号検出を行うため誤り訂正符号との親和性が高く，高い符号化利得が得られると考えられる．

そこで本稿では，演算量の削減と誤り訂正符号導入時のさらなる BER 特性の改善を目指し，マルチコード DSSS 伝送のための BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散について検討している．BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散を用いるマルチコード DSSS 伝送における平均 BER 特性と演算量を計算機シミュレーションにより求め，無符号化時では BP 法を用いることで QRM-MLBD の約 1/6 倍の演算量で同等の平均 BER 特性を達成できること，ターボ符号化時では BP 法を用いることで QRM-MLBD より低演算量で優れた平均 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章にてジョイント FDE・逆拡散を用いるマルチコード DSSS 伝送における送受信機構成および信号表現を示した後，第3章にて BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散について述べる．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. ジョイント FDE・逆拡散を用いるターボ符号化マルチコード DSSS 伝送

本稿ではジョイント FDE・逆拡散を用いるマルチコード DSSS 伝送を仮定している．またチャンネル符号化にはターボ符号[8]を用いるものとする．

本稿で仮定しているマルチコード DSSS 伝送の送受信機構成を図1に示す．送信機では送信ビット系列に対してターボ符号化，パンクチャおよびチャンネルインタリーブを適用した後，データ変調を行って送信シンボル系列を生成する．そして送信シンボル系列に対して直並列 (S/P) 変換を適用して K シンボルからなる U 個のデータシンボル系列に変換した後，それぞれ拡散率 SF の拡散符号を用いて拡散し，加算する．最後に N_c チップからなる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 ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域受信信号に変換する．そして BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散を行い，FDE と逆拡散を同時に行う．その後，BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散の出力である LLR はチャンネルインタリーブ，デパンクチャを介してターボ復号器に入力され，ターボ復号が行われる．そしてチャンネルインタリーブ適用後のターボ復号器出力の LLR を用いて再度 BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散を行う．以上の操作を十分回数繰り返した後，ターボ復号器出力の LLR を用いてデータ判定を行う．

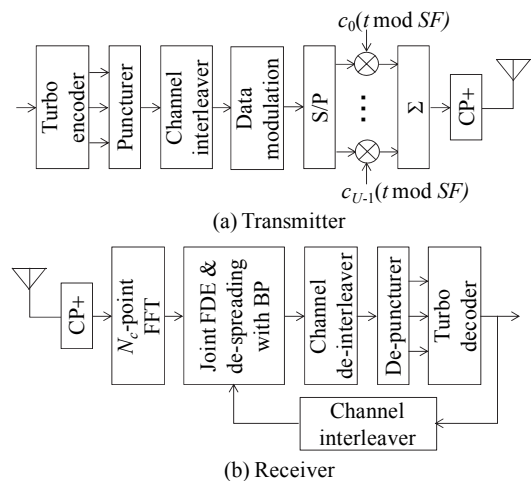


図1 送受信機構成

2.1. 信号表現

以降、チップ時間間隔 T_c の離散時間等価低域表現を用いる。

送信局では、 U 個の送信シンボル系列に対して、拡散率 SF の拡散符号を用いて拡散し、加算することで送信チップ系列 $\{s(t):t=0,\dots,N_c-1\}$ を生成する。ここで、第 u ($u=0,\dots,U-1$) 送信シンボル系列を $\{d_u(m):m=0,\dots,K-1\}$ とすると、送信チップ系列は次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) \quad (1)$$

ただし、 $\{c_u(n):n=0,\dots,SF-1\}$ は第 u 送信シンボル系列に対する拡散符号である。ここで行列表現を用いると、送信チップベクトル $\mathbf{s}=[s(0),\dots,s(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{s} = \tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{d}} \quad (2)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{C}}$ および $\tilde{\mathbf{d}}$ はそれぞれ $N_c \times UK$ 拡張拡散行列および拡張送信シンボルベクトルであり、次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{d}(K-1) \end{bmatrix} \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{d}(m)=[d_0(m),\dots,d_{U-1}(m)]^T$ である。また \mathbf{C} は $SF \times U$ 拡散行列であり次式で与えられる。

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_0(0) & c_1(0) & \cdots & c_{U-1}(0) \\ c_0(1) & c_1(1) & \cdots & c_{U-1}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0(SF-1) & c_1(SF-1) & \cdots & c_{U-1}(SF-1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

その後、送信機はブロックの先頭のガード区間の CP を挿入した後、信号を送信する。

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受信信号に変換する。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。

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

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、 $H(k)$ は第 k 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 $N_c \times N_c$ DFT 行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot 0}{N_c}} & e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot 1}{N_c}} & \cdots & e^{-j\frac{2\pi \cdot 0 \cdot (N_c-1)}{N_c}} \\ e^{-j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 0}{N_c}} & e^{-j\frac{2\pi \cdot 1 \cdot 1}{N_c}} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi \cdot (N_c-1) \cdot 0}{N_c}} & \cdots & \cdots & e^{-j\frac{2\pi \cdot (N_c-1) \cdot (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\mathbf{N}=[N(0),\dots,N(N_c-1)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N(k)$ は零

平均分散 $2N_0/T_c$ の加法的白色ガウス雑音 (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(5)は以下のように変形できる。

$$\mathbf{R} = \sqrt{2P}\hat{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{N} \quad (7)$$

ただし、 $\hat{\mathbf{H}}=\mathbf{H}\mathbf{F}\tilde{\mathbf{C}}$ は $N_c \times UK$ 等価 MIMO チャンnel行列である。このことから、マルチコード DSSS 伝送では、チャンネル行列、DFT 行列および拡張拡散行列の縦続接続をひとつの等価 MIMO チャンnelとみなせることがわかる。そこで BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散を行い、FDE と逆拡散を同時に行う。

3. BP 法に基づくジョイント FDE・逆拡散

式(7)で表されるように、マルチコード DSSS 伝送では、チャンネル行列、DFT 行列および拡張拡散行列の縦続接続をひとつの等価 MIMO チャンnelとみなすことができるから、受信信号を図 2 に示すようなタナーグラフで表現することができる。また等価 MIMO チャンnel行列のサイズは十分大きく Massive MIMO チャンnel行列とみなせることから、BP 法によるジョイント FDE・逆拡散を行うことで、演算量を削減しつつ優れた平均 BER 特性を達成できる。BP 法では、送信信号に相当するシンボルノード、受信信号に相当する観測ノードおよびターボ復号器間で LLR を繰り返し交換することで信号検出を行う。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。

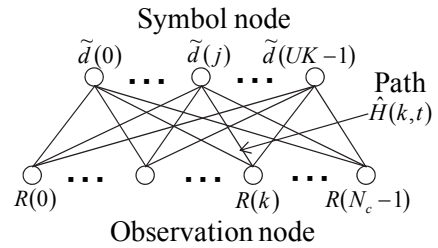


図 2 タナーグラフ表現

3.1. 観測ノードにおける処理

第 k ($k=0,\dots,N_c-1$) 観測ノードでは、第 j ($j=0,\dots,UK-1$) 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。第 k 観測ノードにおける干渉キャンセル後の第 j 受信信号 $\tilde{R}^{(i)}(k,j)$ は次式で表される。

$$\tilde{R}^{(i)}(k,j) = R(k) - \sqrt{2P} \sum_{\substack{j'=0 \\ j' \neq j}}^{KU-1} \hat{H}(k,j') \hat{d}^{(i-1)}(k,j') \quad (8)$$

ただし、 $\hat{H}(k,j')$ は等価 MIMO チャンnel行列 $\hat{\mathbf{H}}$ の第 k 行第 j' 列要素である。また、 $\hat{d}^{(i-1)}(k,j')$ 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．

$$\hat{d}^{(i-1)}(k, j) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \tanh\left(\frac{\beta^{(i-1)}(k, j', 0)}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{\beta^{(i-1)}(k, j', 1)}{2}\right) \right\} \quad (9)$$

ただし， $\beta^{(i-1)}(k, j', u)$ は第 k 観測ノードが第 j' 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 j シンボル第 u ビット $b(j, u)$ の LLR $\alpha^{(i)}(k, j, u)$ を算出する．

$$\alpha^{(i)}(k, j, u) = \log \frac{\Pr(\tilde{R}^{(i)}(k, j) | b(j, u) = 1)}{\Pr(\tilde{R}^{(i)}(k, j) | b(j, u) = 0)} \approx \frac{1}{2(\sigma^{(i)}(k, j))^2} \left(\begin{array}{l} \left| \tilde{R}^{(i)}(k, j) - \sqrt{2P}\hat{H}(k, j)d_{b(j,u)=0}^{\min} \right|^2 \\ - \left| \tilde{R}^{(i)}(k, j) - \sqrt{2P}\hat{H}(k, j)d_{b(j,u)=1}^{\min} \right|^2 \end{array} \right) \quad (10)$$

ここで， $d_{b(j,u)=0}^{\min}$ (または $d_{b(j,u)=1}^{\min}$) 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 $\tilde{R}^{(i)}(k, j)$ 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 $2(\sigma^{(i)}(k, j))^2$ 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．

$$2(\sigma^{(i)}(k, j))^2 = 2P \sum_{\substack{j'=0 \\ j' \neq j}}^{KU-1} |\hat{H}(k, j')|^2 \left(1 - |\hat{d}^{(i-1)}(k, j')|^2 \right) + \frac{2N_0}{T_c} \quad (11)$$

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 $\alpha^{(i)}(k, j, u)$ をそれぞれシンボルノードへ送信する．

3.2. シンボルノードにおける処理

第 j ($j=0, \dots, UK-1$) 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 j シンボル第 u ビット $b(j, u)$ の事後 LLR $\gamma^{(i)}(j, u)$ は次式で与えられる．

$$\gamma^{(i)}(j, u) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \alpha^{(i)}(k, j, u) \quad (12)$$

生成された事後 LLR $\gamma^{(i)}(j, u)$ は，チャンネルインタリーバおよびデパンクチャを介してターボ復号器に入力され，ターボ復号が行われる．その後，ターボ復号器出力はチャンネルインタリーバを介してシンボルノードに入力される．そしてシンボルノードは，チャンネルインタリーバ後のターボ復号器出力から，第 j 観測ノードから受け取った LLR $\alpha^{(i)}(k, j, u)$ 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 $\beta^{(i)}(k, j, u)$ を生成する．チャンネルインタリーバ後のターボ復号器出力を $\tilde{\gamma}^{(i)}(j, u)$ とすると，外部 LLR $\beta^{(i)}(k, j, u)$ は次式で与えら

れる．

$$\beta^{(i)}(k, j, u) = \tilde{\gamma}^{(i)}(j, u) - \alpha^{(i)}(k, j, u) \quad (13)$$

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

以上の観測ノード，シンボルノードおよびターボ復号器間の LLR の交換を I 回繰り返した後，ターボ復号器出力 $\tilde{\gamma}^{(I-1)}(j, u)$ を用いてデータ判定を行う．

4. 計算機シミュレーション

チャンネル符号化には二つの(13,15)再帰的畳み込み符号器からなる符号化率 1/3 のターボ符号を用い，パンクチャにより符号化率 R を $R=1/2, 3/4$ と設定する．またターボ符号長は 1536bit と設定した．QPSK データ変調を用いるものとし，拡散符号には Walsh-Hadamard 符号と PN 符号の積符号を用いるものとする．またコード多重数 U は $U=SF$ 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．また BP 法によるジョイント FDE・逆拡散における外部 LLR $\beta^{(0)}(k, j, u)$ の初期値をすべて 0 とし，繰り返し回数は $I=5$ 回とした．ターボ復号には Log-Map アルゴリズム[9]を用いるものとし，BP 法における繰り返しあたりのターボ復号の繰り返し回数は 1 回とした．

4.1. 無符号化時の平均 BER 特性

はじめに無符号化時における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた．図 3 に BP 法によるジョイント FDE・逆拡散を用いるマルチコード DSSS 伝送における平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す．比較のため，FDE と逆拡散を 2 段階に分けて行う場合，QRM-MLBD によるジョイント FDE・逆拡散を行う場合および MF 限界も同様に図 3 に示す．ただし，QRM-MLBD における生き残りパス数は $M=128$ とした．図 3 より，FDE と逆拡散を 2 段階に分けて行う場合，MF 限界から平均 BER 特性が大きく劣化していることが分かる．これは逆拡散後の残留 ICI によるものである．一方で BP および QRM-MLBD によるジョイント FDE・逆拡散を行うことで，拡散率およびコード多重数にかかわらず，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．これは FDE と逆拡散を同時に行うことで，残留 ICI を抑圧できるためである．

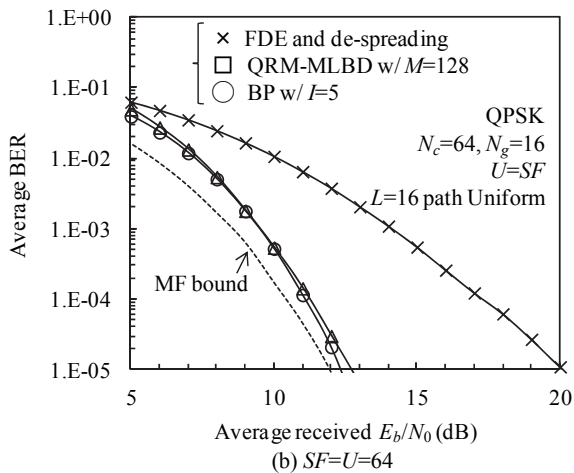
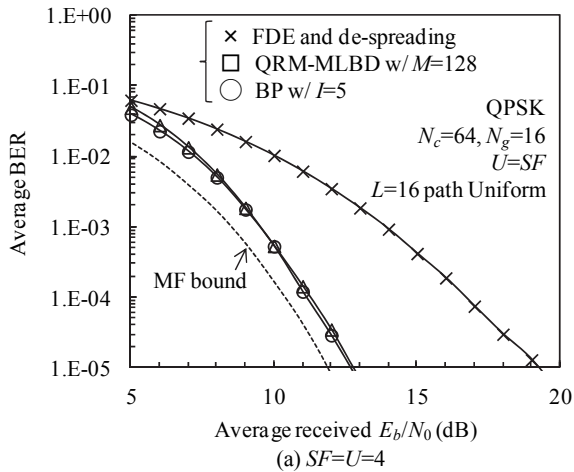


図3 無符号化時の平均 BER 特性

4.2. ターボ符号化時の平均 BER 特性

図4にBP法によるジョイントFDE・逆拡散を用いるターボ符号化マルチコードDSSS伝送における平均受信 E_b/N_0 対平均BER特性を示す。また比較のため、FDEと逆拡散を2段階に分けて行う場合、QRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散を行う場合の特性も同様に図4に示す。公平な比較のため、FDEと逆拡散を2段階に分けて行う場合およびQRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散を用いる場合は、ターボ復号の繰り返し回数を5回とした。またQRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散を行う場合は、文献[10]で提案されているLLR算出法を用いた。

図4より、 $SF=U=4$ および $R=1/2$ の場合、QRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散はFDEと逆拡散を2段階に分けて行う場合よりも平均BER特性が劣化することが分かる。QRM-MLBDでは、ステージごとに累積パズメトリックの大きいパスを削除するため、生き残り候補シンボルに含まれるビットがすべて0(または1)となる場合が発生する。この場合、そのビッ

トが1(または0)の場合のユークリッド距離を算出できないため、文献[10]に示されるような手法を用いてLLRを近似的に求めるほかない。その結果、LLRの信頼度が低下し、ターボ復号の誤り訂正能力が大幅に減少してしまう。

また図4より、BP法に基づくジョイントFDE・逆拡散を行うことで、FDEと逆拡散を2段階に分けて行う場合およびQRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散を行う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。たとえば $SF=U=64$ かつ $R=1/2$ の場合、BP法によるジョイントFDE・逆拡散を用いることで、QRM-MLBDによるジョイントFDE・逆拡散を用いる場合より、 $BER=10^{-5}$ を達成するための所要平均受信 E_b/N_0 を約3.5dB低減できる。BP法では、シンボルノード、観測ノードおよびターボ復号器間でLLRを複数回やりとりすることで信号検出を行う。そのため、ターボ復号を用いることで高い符号化利得を獲得できる。

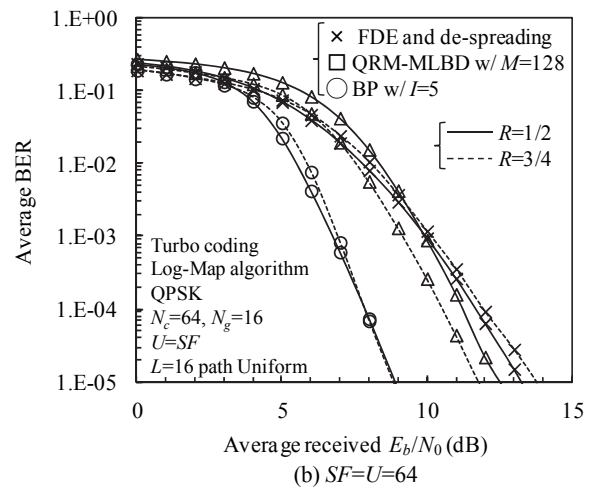
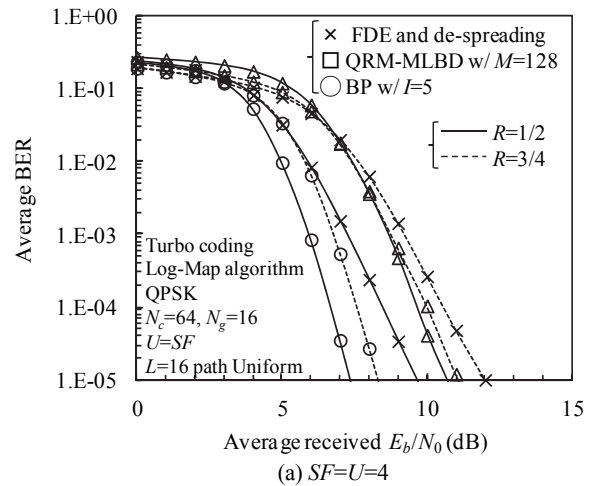


図4 ターボ符号化時の平均 BER 特性

4.3. 演算量比較

各信号検出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。演算量は1ブロックの信号検出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 $X^2 < M$ を満たす最大の整数である。なおターボ復号に要する演算量はすべての方式で等しいため除外している。マルチコード DSSS 伝送に QRM-MLBD を用いる場合、QR 分解後の上三角行列の右端成分が落ち込みやすいため、正しいパスを誤削除してしまう確率が高い。また生き残りパス数が小さくなるに従ってより多くの候補を削除するため、LLR を正しく算出できないビットが増加する、その結果、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 BP 法によるジョイント FDE・逆拡散では、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 N_c^2 オータとなる。一例として、QPSK データ変調を用い $U=SF=N_c$ の場合、FDE と逆拡散を2段階に分けて行う場合の演算量は 12,800 回、QRM-MLBD ($M=128$) によるジョイント FDE・逆拡散を用いる場合の演算量は 2,187,192 回、BP 法によるジョイント FDE・逆拡散を用いる場合の演算量は 352,896 回となる。したがって、無符号化時には、BP 法によるジョイント FDE・逆拡散を用いることで QRM-MLBD によるジョイント FDE・逆拡散の約 1/6 の演算量で、QRM-MLBD によるジョイント FDE・逆拡散の場合と同様に、MF 限界に近い優れた平均 BER 特性を達成できる。またターボ符号化を用いる場合は、ターボ復号に要する演算量が増えるものの、BP 法によるジョイント FDE・逆拡散を用いることで QRM-MLBD によるジョイント FDE・逆拡散より低演算量で $BER=10^{-5}$ を達成するための所要平均受信 E_b/N_0 を約 3.5dB 低減できる。

表1 演算量比較

FDE and de-decoding		QRM-MLBD		Belief propagation	
FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$	FFT	$5N_c \log_2 N_c$
FDE weight computation	$8N_c$	Equivalent channel matrix computation	$6N_c UN_c/SF$	Equivalent channel matrix computation	$6N_c UN_c/SF$
FDE	$4N_c$				
IFFT	$5N_c \log_2 N_c$	QR decomposition	$4N_c (UN_c/SF)^2 + 4N_c UN_c/SF$	Interference cancellation	$4IN_c (UN_c/SF-1)$
De-spreading	$2SFN_c$	Metric computation	$\frac{4XUN_c/SF+4(X-(Z+1)^{M+1}+Z^{M+1})(X-1)^2}{+2M(UN_c/SF-Z-1)} \times (UN_c/SF-Z) + 2X(X^2-1)(X-1) + 2MX(UN_c/SF-Z)$	LLR computation	$12IN_c UN_c/SF$

5. まとめ

本稿では、ターボ符号化マルチコード DSSS 伝送のための確率伝搬 (BP) 法に基づくジョイント周波数領域等化逆拡散について検討した。BP 法に基づくジョイント周波数領域等化逆拡散を用いるターボ符号化マルチコード DSSS 伝送における平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、無符号化時では、BP 法を用いることで QRM-MLBD の約 1/6 の演算量でほぼ同等の平均 BER 特性を達成できること、ターボ符号化時では、BP 法を用いることで QRM-MLBD より低演算量で常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。

文 献

- [1] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," IEEE Commun. Mag., vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] T. Yamamoto, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain block signal detection of multi-code DS-SS signals" Proc. the 6th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2009), Seoul, Korea, Aug. 2009.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes.1," Proc. IEEE International Conference on Communications, vol. 2, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [9] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo coding techniques : an overview," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 49, no. 6, pp. 2208-2233, Nov. 2000.
- [10] W. Shin, H. Kim, M. -H. Son and H. Park, "An improved LLR computation for QRM-MLD in coded MIMO systems," Proc. IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC-2007fall), pp. 447-451, Baltimore, MD, USA, Sep. 2007.