

ターボ符号化シングルキャリア伝送における Walsh-Hadamard precoding と繰り返し V-BLAST 検出を用いる 周波数領域ブロック信号検出の適用効果

山本 哲矢[†] 武田 一樹[†] 安達 文幸[‡]

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

E-mail: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 筆者らは最近、繰り返し Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)検出の考えを導入した周波数領域ブロック信号検出を提案し、周波数選択性チャネルにけるシングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率(BER)特性を従来の最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)に比べて大幅に改善できることを示した。SC 伝送に Walsh-Hadamard precoding(WHP)を用いれば、各送信シンボルの瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)が異なるから、SINR に基づく信号検出順序付け(オーダリング)を V-BLAST 検出に採用できる。本報告では、ターボ符号化 SC 伝送に WHP と繰り返し V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出を用いた時の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード Walsh-Hadamard precoding, ターボ符号, 周波数領域等化, V-BLAST 検出

Application of Frequency-domain Block Signal Detection Using Iterative V-BLAST Detection and Walsh-Hadamard Precoding to Turbo-coded Single-carrier Transmission

Tetsuya YAMAMOTO[†] Kazuki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

E-mail: [†]{yamamoto, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In our recent paper, we proposed frequency-domain block signal detection combined with iterative Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST) and showed that it can significantly improve the bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) transmissions in a frequency-selective fading channel. When the Walsh-Hadamard precoding (WHP) is introduced into the SC transmissions, the signal-to-interference plus noise power ratios (SINRs) associated with symbols in a block are different and therefore, the detection ordering according to SINR can be applied to V-BLAST detection. In this paper, we present the transmission systems model of turbo-coded SC transmissions with frequency-domain block signal detection using iterative V-BLAST detection and WHP.

Keyword Walsh-Hadamard precoding, turbo coding, frequency-domain equalization, V-BLAST detection

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであるため、シングルキャリア(SC)伝送では、厳しい符号間干渉(ISI)が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果により SC 伝送のビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[2]。しかしながら MMSE-FDE では等化後に残留 ISI が発生するため、伝送特性が劣化してしまう[3]。したがって、

より高度な信号検出技術の適用が必要である。これまで FDE と周波数領域残留干渉キャンセラの融合技術が提案されてきた[3, 4]。一方筆者らは、従来の FDE ベースの干渉キャンセラのアプローチとは異なる信号検出について検討している。

SC 伝送の周波数領域受信信号はマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重の受信信号と同様に表現できる。そこで筆者らは、MIMO 多重で用いられている行列演算による信号検出(以下、周波数領域ブロック信号検出)を SC 伝送に適用することを提案した[5]。繰り返し Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)検出[6]の考えを導入した周波数領域ブロッ

ク信号検出を用いれば、従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性を大幅に改善できる。さらに筆者らは、周波数領域ブロック信号検出をマルチコード直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)[7]にも拡張できることを示した[8]。

ところで、Walsh-Hadamard(WH)符号を用いるフルコード多重 DS-CDMA 伝送は、Walsh-Hadamard precoding(WHP)を用いる SC 伝送であるといえる。Walsh-Hadamard precoding(WHP)を導入すると、ブロック内の受信シンボルの信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)にばらつきを生じる。これにより、V-BLAST 検出において信号検出順序付け(オーダリング)が可能となり、BER 特性の改善に役立つことを前回の論文で示した[8]。更なる伝送特性の改善には誤り訂正符号の併用が不可欠である。その中でも強力な誤り訂正能力を有する誤り訂正符号として、ターボ符号化がよく知られている[9]。本報告では、ターボ符号化 SC 伝送における WHP と繰り返し V-BLAST 検出を用いる周波数領域ブロック信号検出の適用効果を明らかにしている。

本論文の構成は以下のようにになっている。第 2 章ではターボ符号化 SC 伝送への WHP と繰り返し V-BLAST 検出を用いる周波数領域ブロック信号検出の適用について述べる。第 3 章では、計算機シミュレーションにより平均 BER 特性を明らかにしている。第 4 章でまとめる。

2. ターボ符号化 SC 伝送における WHP と繰り返し V-BLAST 検出を用いる周波数領域ブロック信号検出

2.1. 信号伝送系

図 1 にターボ符号化 SC 伝送系の送受信機構成を示す。送信側では情報ビット系列にターボ符号化を適用し、システムチックビット系列と 2 つのパリティビット系列を得る。そして、パリティビット系列をパンクチャリングパターンに従いパンクチャし、ビットインターリーブを行う。2 値ビット系列を K シンボルから成るデータシンボル系列に変換(データ変調)した後、 N_c 個のシンボルから成るブロックに分割する。以下では、便宜上 N_c 個のシンボルの 1 ブロック伝送を考える(N_c は高速フーリエ変換(FFT)ブロックサイズである)。

N_c 個のデータシンボルからなるデータシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(N_c-1)]^T$ を用いて表す。WHP では、データシンボルベクトル \mathbf{d} に N_c 次の WH 行列 \mathbf{c} を乗算することで送信ブロック $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$ へと変換する。その後、送信ブロック \mathbf{s} の後尾 N_g サンプルをサイクリックプリフィックス(CP)としてコピーして、ブロックの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。

送信信号は、 L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して、受信機で受信されるものとする。受信機では、受信信号に N_c ポイント

FFT を適用して周波数領域信号へと変換し、V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出を行う。次いで、チャンネル・デ・インターリーブおよびデ・パンクチャを行った後、ターボ復号を行う。ターボ復号器の出力である対数尤度比(LLR)を用いて軟判定値系列を生成する。これをフィードバックし、送信シンボルレプリカを更新して、V-BLAST 検出およびターボ復号を複数回繰り返した後、データ復調する。

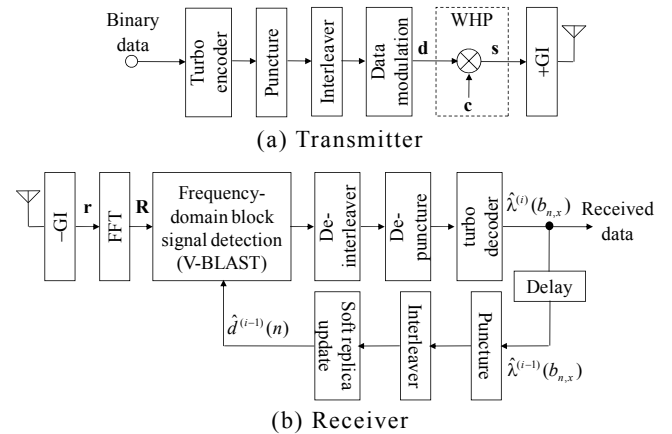


図 1 ターボ符号化 SC 伝送系

2.2. 送信信号および受信信号の数式表現

データシンボルベクトル \mathbf{d} に $N_c \times N_c$ WH 行列 \mathbf{c} [10] を乗算することで得られる送信ブロック $\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(N_c-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{s}=[s(0), \dots, s(N_c-1)]^T = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{c} \mathbf{d} \quad (1)$$

ここで、 E_s は 1 シンボル当たりのエネルギー、 T_s はシンボル長である。 \mathbf{c} は次式で与えられる。

$$\mathbf{c}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \mathbf{c}_{N_c} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{N_c/2} & \mathbf{c}_{N_c/2} \\ \mathbf{c}_{N_c/2} & -\mathbf{c}_{N_c/2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

GI を削除した後の受信信号ベクトル $\mathbf{r}=[r(0), \dots, r(N_c-1)]^T$ は次式のようになる。

$$\mathbf{r} = \mathbf{h} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{h} \mathbf{c} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (3)$$

ここで、雑音ベクトル $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス変数であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。また、 \mathbf{h} は $N_c \times N_c$ インパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & h_{L-1} & & & & \\ \vdots & h_0 & & & & \ddots & & & \\ & \vdots & h_0 & \mathbf{0} & & & & & h_{L-1} \\ h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & & & & \\ & h_{L-1} & & & h_0 & \ddots & & & \\ & & h_{L-1} & & \vdots & \ddots & & & \\ \mathbf{0} & & & & \ddots & & & & h_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 h_l は第 l パスの複素パス利得であり、

$E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとしている。

N_c ポイントの FFT 適用後の周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R} = [R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{r} = \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{c}\mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{2E_s/T_s} \bar{\mathbf{H}}\mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{F} は次式で表わされる $N_c \times N_c$ FFT 行列である。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{0 \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{0 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{0 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ e^{-j2\pi \frac{1 \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 0}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times 1}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1) \times (N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式 (5) では、上式 \mathbf{F} を用いて $\mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H = \text{diag}[H(0), \dots, H(N_c-1)] \equiv \mathbf{H}$ のように固有値分解できる [11] ことを用いている。ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表し、 $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k\tau_l / N_c)$ である。ここで、 τ_l は第 l パスの遅延時間である。 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{c}$ および \mathbf{N} はそれぞれ等価チャネル行列と雑音ベクトルである。

式(5)から、SC 伝送の周波数領域受信信号は、 N_c 本の送信アンテナ、 N_c 本の受信アンテナを有し、チャネル行列が $\bar{\mathbf{H}}$ である MIMO 多重の受信信号と同様に表現できることがわかる。したがって、繰り返し V-BLAST 検出のような MIMO 信号検出を導入した周波数ブロック信号検出 [5, 8] を SC 伝送へ適用できる。

2.3. 繰り返し V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出

ターボ符号化 SC 伝送における繰り返し V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出の動作を示す。WHP を用いた場合、各送信シンボルの瞬時 SINR にばらつきが生じる。そこで、V-BLAST 検出では、MMSE 重み行列から計算できる等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ が与えられた時の SINR の高いシンボルから順に検出する [8, 12]。その検出結果からレプリカを生成して干渉をキャンセルした後、再び MMSE 重み行列を算出し、未検出のシンボルの中から SINR の高いシンボルを選び出す。以上の操作によって、全ての送信シンボルを検出した後、ターボ復号を行う。しかし、1 回の V-BLAST 検出では、ISI を十分には抑圧できない。そのため、V-BLAST 検出およびターボ復号を複数回繰り返し、信号検出精度を向上させる。

オーダリングは初回 ($i=0$) にのみ行い、繰り返し第 1 回目以降は、初回の繰り返し時のオーダリングのまま信号検出を行う。ここで、オーダリング、干渉キャンセル、シンボル検出の一連の処理を 1 レイヤとして定義する。以下では、説明を簡単にするために、送信シンボル番号が大きくなるに従い、SINR が低くなるものとする。つまり、第 n レイヤでは、第 n 番目の送信シンボルを検出する。また、繰り返し第 i 回目の第 n ($n=0 \sim N_c-1$) レイヤにおける信号処理について述べる (すなわち、現レイヤにおいては、第 0 から第 $(n-1)$ 番

目の送信シンボルは既に検出されており、第 n から第 (N_c-1) 番目の送信シンボルは未検出である)。

2.3.1. 干渉キャンセル

繰り返し第 i 回目の第 n レイヤにおける周波数領域受信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{R}}^{(i,n)} = [\tilde{R}^{(i,n)}(0), \dots, \tilde{R}^{(i,n)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{R}}^{(i,n)} = \mathbf{R} - \sqrt{2E_s/T_s} \bar{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{d}}^{(i,n)} \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{d}}^{(i,n)}$ はシンボルレプリカベクトルであり、次式で表わされる。

$$\hat{\mathbf{d}}^{(i,n)} = [\hat{d}^{(i)}(0), \dots, \hat{d}^{(i)}(n-1), 0, \hat{d}^{(i-1)}(n+1), \dots, \hat{d}^{(i-1)}(N_c-1)]^T \quad (8)$$

$\hat{d}^{(i)}(0) \sim \hat{d}^{(i)}(n-1)$ は繰り返し i 回目で検出したシンボルのレプリカである。繰り返し第 i 回目の第 $n-1$ レイヤまでで得られた軟判定値を用いて、第 n' ($n'=0 \sim n-1$) 番目のシンボルにおける第 b ($b=0 \sim \log_2 M - 1$) 番目のビットの LLR $\Lambda_b^{(i)}(n')$ が求められる [13] (M は変調レベルである)。16QAM 変調を用いる場合、シンボルレプリカは $\Lambda_b^{(i)}(n')$ ($n'=0 \sim n-1$) を用いて次式のように表せる [3]。

$$\hat{d}^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_0^{(i)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_1^{(i)}(n)}{2}\right) \right\} + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_2^{(i)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_3^{(i)}(n)}{2}\right) \right\} \quad (9)$$

一方、 $\hat{d}^{(i-1)}(n+1) \sim \hat{d}^{(i-1)}(N_c-1)$ はターボ復号器の出力である LLR を用いて生成される軟判定シンボルレプリカである (後述)。

2.3.2. シンボル検出

干渉キャンセル後の周波数領域受信信号ベクトルに繰り返し第 i 回目の第 n レイヤにおける $1 \times N_c$ MMSE 重みベクトル $\mathbf{W}_n^{(i,n)}$ を乗算し、次式のように送信シンボル $d(n)$ に対応する軟判定値 $\tilde{d}^{(i)}(n)$ を求める。

$$\tilde{d}^{(i)}(n) = \mathbf{W}_n^{(i,n)} \tilde{\mathbf{R}}^{(i,n)} \quad (10)$$

ここで、 $\mathbf{W}_n^{(i,n)}$ は次式で与えられる [5, 8, 14]。

$$\mathbf{W}_n^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}_n^H [\bar{\mathbf{H}}_n^{(i,n)} \bar{\mathbf{H}}_n^H + (E_c/N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_c}]^{-1} \quad (11)$$

ここで、 $\boldsymbol{\rho}^{(i,n)} = \text{diag}[\rho_0^{(i)}, \dots, \rho_{n-1}^{(i)}, 1, \rho_{n+1}^{(i-1)}, \dots, \rho_{N_c-1}^{(i-1)}]$ は、繰り返し第 i 回目の第 n レイヤにおける残留干渉行列であり、各対角成分 $\rho_n^{(i)}$ は次式で与えられる [3]。

$$\rho_n^{(i)} = E \left[\left| d(n) - \hat{d}^{(i)}(n) \right|^2 \right] \quad (12)$$

第 n シンボルを検出対象としているので、自身の送信シンボルに対する残留干渉係数は 1 に設定する。初回 ($i=0$) の信号検出では、検出済みである送信シンボル (第 $0 \sim n-1$ 番目の送信シンボル) に対しては、レプリカから求めた干渉係数を用いる。未検出である送信シンボル (第 $n+1 \sim N_c-1$ 番目の送信シンボル) に対しては干渉係数を 1 に設定する。一方、繰り返し $i > 0$ 回目では、 i 回目において未検出である送信シンボルの干渉係数は

繰り返し(i-1)回目における干渉係数を用い、繰り返し i 回目に検出済みのシンボルに対しては、そのときのレプリカから求めた干渉係数を用いる。

2.3.3. ターボ復号[15]

第 n レイヤでは、軟判定値 $\tilde{d}^{(i)}(n)$ を用いて、第 $n(=0 \sim N_c-1)$ 番目のシンボルにおける第 $b(=0 \sim M-1)$ 番目のビットの LLR $\Lambda_b^{(i)}(n)$ が求められる[5]。したがって、V-BLAST が終了した時点で、LLR 系列 $\Lambda^{(i)} = \{\Lambda_0(0), \dots, \Lambda_0(\log_2 M-1), \dots, \Lambda_K(0), \dots, \Lambda_K(\log_2 M-1)\}$ が得られる。ただし、 $K=N_c$ である。

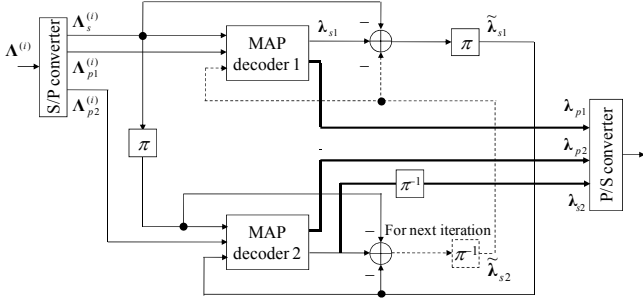


図 2 ターボ復号器

図 2 にターボ復号器の構成を示す。また、ターボ復号の反復回数を J 回とする。まず、S/P 変換により $\Lambda^{(i)}$ を情報ビットと 2 つのパリティビット系列に関する LLR 系列 $\Lambda_s^{(i)}$ 、 $\Lambda_{p1}^{(i)}$ および $\Lambda_{p2}^{(i)}$ に分解する。MAP 復号器 1 では、 $\Lambda_s^{(i)}$ と $\Lambda_{p1}^{(i)}$ および第(j-1)回目(j=0~J-1)回目の MAP 復号器 2 の出力から得られる事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s2}^{(j)}$ を用いて事後 LLR 系列を求める[16]。ただし、j=0 の場合は、繰り返し第(i-1)回目の MAP 復号器 2 の出力から得られる事前情報系列を用いる。情報ビットおよびパリティビット 1 に関する事後 LLR 系列を $\lambda_{s1}^{(j)}$ および $\lambda_{p1}^{(j)}$ とする。 $\lambda_{s1}^{(j)}$ から事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s2}^{(j)}$ と $\Lambda_s^{(i)}$ を減算した後、これをインターリーブし、MAP 復号器 2 へ入力する事前情報系列 $\tilde{\lambda}_{s1}^{(j)}$ を生成する。MAP 復号器 2 では、 $\tilde{\lambda}_{s1}^{(j)}$ 、 $\Lambda_s^{(i)}$ および $\Lambda_{p2}^{(i)}$ を用いて $\lambda_{s2}^{(j)}$ および $\lambda_{p2}^{(j)}$ を求める。

本報告では、上記の操作 J 回繰り返した後に得られた $\lambda_{s2}^{(j)}$ 、 $\lambda_{p1}^{(j)}$ および $\lambda_{p2}^{(j)}$ を P/S 変換、パンクチャおよびインターリーブすることで、式(8)におけるシンボルレプリカ $\hat{d}^{(i-1)}(n+1) \sim \hat{d}^{(i-1)}(N_c-1)$ を生成するために用いる事前情報系列 $\hat{\lambda}^{(i)} = \{\hat{\lambda}_x^{(i)}(n); n=0 \sim K-1, x=0 \sim \log_2 M-1\}$ を生成している。ここで、 $\hat{\lambda}_x^{(i)}(n)$ は事前確率の LLR である。これをフィードバックして V-BLAST 検出およびターボ復号を繰り返す。軟判定シンボルレプリカは式(9)の $\Lambda_b^{(i)}(n')$ を $\hat{\lambda}_x^{(i)}(n)$ に置き換えることで得られる[14]。第 i 回目の繰り返しの後で受信データを出力する場合、 $\lambda_{s2}^{(j)}$ の符号を判定して受信データを得る。

3. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。16QAM 変調、ブロック長 $N_c=64$ サンプル、ガードインターバル長 $N_g=16$ とした。また、伝搬路は、 $L=16$ パス一様電

力遅延プロファイルを有するブロックレイリーフェージングを仮定した。チャンネル推定は理想としている。符号系列長を $K \log_2 M=1024$ ビットとし、(13, 15)RSC 符号器により生成されるターボ符号化系列を用いている。ブロックチャンネルインターリーブを用い、ターボ復号器では、Log-MAP アルゴリズムを用いている。繰り返し回数を I 回、ターボ復号の反復回数を J 回とし、受信機における合計のターボ復号回数が 6 回となるようにしている(つまり、 $(I+1) \times J=6$)。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	16QAM
	block size	$N_c=64$
	GI length	$N_g=16$
Channel	Order of Walsh-Hadamard	$N=64$
	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
Turbo coding and signal detection	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Coding rate	$R=1/2, 3/4, 8/9$
Receiver	Encoder	(13, 15) RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
	(I, J)	(0, 6), (1, 3) (2, 2), (5, 1)
Receiver	Channel estimation	Ideal

3.1. 平均 BER 特性

図 4 に $N=64$ 次の WHP と繰り返し V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出を用いるターボ符号化 SC 伝送の平均 BER 特性を示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 $E_b/N_0=(1/R)SF(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)/4$ である。比較のため、繰り返し V-BLAST 検出を導入した周波数領域ブロック信号検出を用いる単純なターボ符号化 SC 伝送の特性も示す。繰り返し V-BLAST における繰り返し回数は、0, 1, 2 および 5 回とした。また、従来の 1 タップ MMSE-FDE の特性も示す。

V-BLAST 検出では、干渉を除去しつつシンボル検出を行うことができるため、ターボ復号のみを行う場合 ($I=0, J=6$) でも MMSE-FDE に比べて、BER 特性を改善することができる。BER の改善効果は符号化率を大きくするほど大きくなる。これは、符号化率が小さい場合には、高い符号化利得が得られるため、MMSE-FDE でも優れた BER 特性を得られるからである。

繰り返し V-BLAST 検出では、繰り返し処理毎にターボ復号器出力から生成したシンボルレプリカを用いて ICI を除去しているため、ターボ復号のみを行う場合と比較して、BER 特性を改善することができる。また、繰り返し回数を増やすにつれレプリカの精度が向上し、ISI キャンセル効果が増加するため、BER 特性が改善する。WHP を用いる SC 伝送で $R=3/4$ を用いた場合、従来の 1 タップ MMSE-FDE と比較して、 $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 を (I, J)=(1, 3)では 3.4dB, (2, 2)では 3.7dB, (5, 1)では 4.0dB 低減できる。一方、単純な SC 伝送では、2.9dB, 3.5dB および 3.8dB

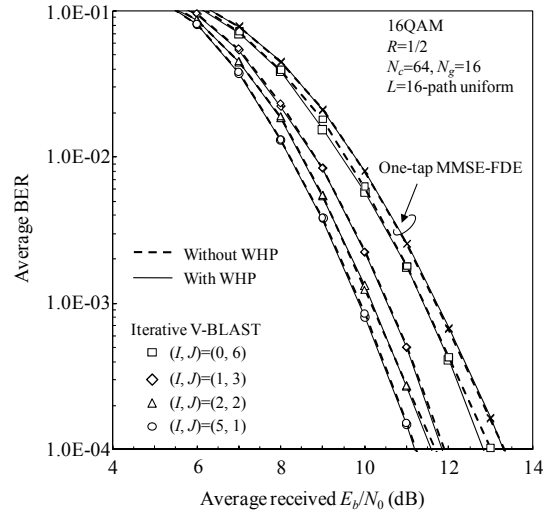
低減できる。しかし、繰り返しが増えるにつれ、特性改善効果の増分は次第に小さくなり、繰り返し回数は5回($I=5$)程度で十分であることが分かる。

図4からは、WHPを用いる方が単純なSC伝送よりも優れたBER特性が得られることもわかる。単純なSC伝送の場合、全送信シンボルのSINRが同じであるため、オーダリングをする必要がない。一方、WHPを用いるSC伝送の場合、符号の相互相関が異なるため、各シンボルのSINRにばらつきが生じる。そのため、SINRが大きく信頼性の高いシンボルから順に検出していくオーダリングを用いれば、単純なSC伝送よりもBER特性を改善できる。一方、符号化率が小さい $R=1/2$ の場合には、高い符号化利得が得られるため、オーダリングによる特性改善効果がほとんど見られなくなる。

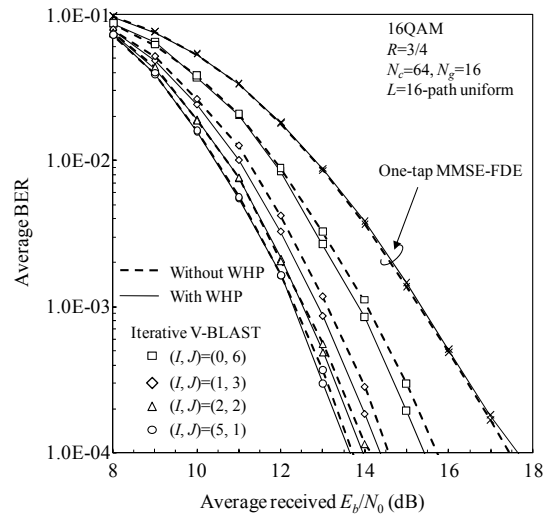
3.2. 周波数領域 ICI キャンセラ[15]との比較

WHPを用いるターボ符号化SC伝送における周波数領域ICIキャンセラ(FDICIC)[15]との比較を図5に示す。FDICICでは、1タップMMSE-FDE、周波数領域干渉キャンセルおよびターボ復号を繰り返し行っている。繰り返し回数は十分な特性改善効果が得られる6回とした。一方、繰り返しV-BLAST検出の繰り返し回数は、 $I=2$ および5とした。

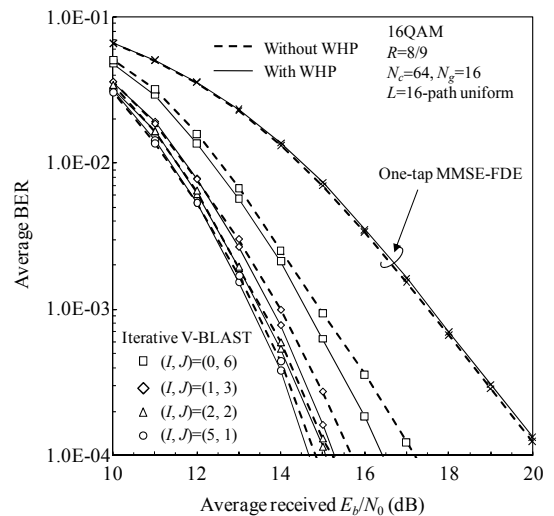
$R=1/2$ の場合には、両者はほぼ同等のBER特性であることがわかる。一方、 $R=3/4$ および $R=8/9$ の場合には、繰り返しV-BLAST検出の方が干渉抑圧効果が大きいいため、 $I=2$ 程度でも優れたBER特性が得られる。 $I=2(5)$ の場合、 $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 のFDICICからの低減量は $R=3/4$ では0.3(0.6)dB、 $R=8/9$ では0.8(1.3)dBである。繰り返しV-BLAST検出は、FDICICに比べてBER特性改善効果はあるものの、各レイヤにおいて行列サイズ $N_c \times N_c$ の逆行列演算が必要となるため、演算量は $I=2$ の場合でも繰り返し回数6回のFDICICに比べて約680倍と膨大になる。したがって、今後は残留干渉係数の値によって逆行列演算の行列サイズを減らすなどの演算量低減技術の検討が必要である。



(a) $R=1/2$



(b) $R=3/4$

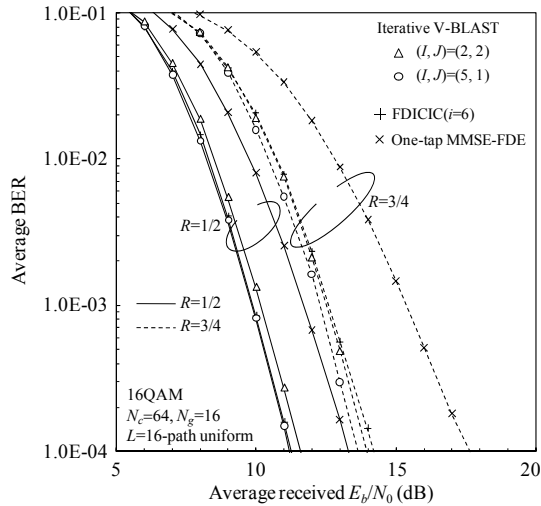


(c) $R=8/9$

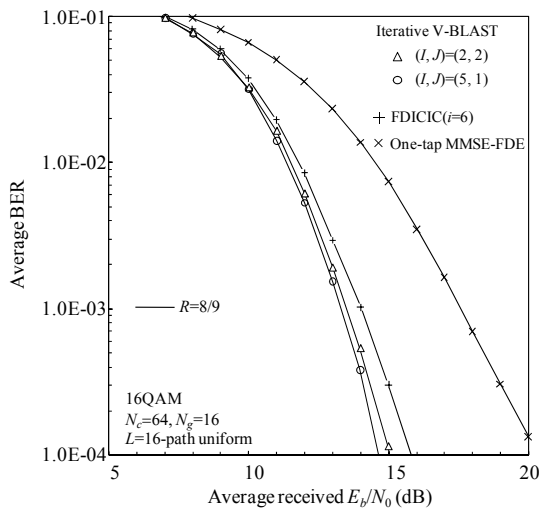
図4 周波数領域ブロック信号検出を用いるターボ符号化SC伝送の平均BER特性

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [4] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Block iterative DFE for single carrier modulation," *Electron. Lett.*, Vol. 38, No. 19, pp. 1144-1145, Sep. 2002.
- [5] 山本,武田,安達, "シングルキャリア周波数領域信号検出に関する一考察," *信学技報*, RCS2008-141, pp. 65-70, 2008年11月
- [6] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. ISSSE*, pp.295-300, Sept. 1998.
- [7] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 36, No.9, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [8] 山本,武田,安達, "DS-CDMA 周波数領域信号検出に関する一考察," *信学技報*, RCS2009-2, pp. 7-12, 2009年5月
- [9] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding-turbo codes," *Proc. Int'l Conf. Communications*, pp. 1064-1070, May 1993.
- [10] H. F. Harmuth, *Transmission of information by orthogonal functions*, Springer-Verlag, Berlin, 1970.
- [11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [12] R. Bohnke, K. Kammeyer, "SINR analysis for V-BLAST with ordered MMSE-SIC detection," *International Wireless Communications and Mobile Computing Conference*, pp. 623-628, Jul. 2006.
- [13] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [14] A. Nakajima and F. Adachi, "Throughput performance of iterative frequency-domain SIC with 2D MMSE-FDE for SC-MIMO multiplexing," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.25-28, Canada, Sept. 2006.
- [15] 武田,安達, "周波数領域等化を用いるマルチコード DS-CDMA のターボ等化," *信学技報*, RCS2006-32, pp. 85-90, 2006年5月
- [16] J. P. Woodard and L. Hanzo, "Comparative study of turbo decoding techniques: An overview," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 49, pp. 2208-2233, Nov. 2000.



(a) $R=1/2$ および $R=3/4$



(b) $R=8/9$

図5 周波数領域 ICI キャンセラ [14] との比較

4. まとめ

本報告では、ターボ符号化SC伝送におけるWHPと繰り返しV-BLAST検出を用いる周波数領域ブロック信号検出の平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。繰り返しV-BLAST検出では、繰り返し処理毎にターボ復号器出力から生成したシンボルレプリカを用いてISIを除去しているため、ターボ復号のみを行う場合と比較して、BER特性を改善することができることを示した。また、WHPを用いれば、V-BLAST検出でオーダリングを行うことができる。そのため、特に高符号化率の時に、単純なSC伝送より優れたBER特性を得ることができることを示した。また、繰り返しV-BLAST検出は、高符号化率の場合、演算量の増加と引き換えにFDICICとより優れたBER特性が得られることを示した。