

DS-CDMA 周波数領域信号検出に関する一考察

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, 受信シングルキャリア(SC)信号の周波数領域表現がマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重と同様に表わされることを利用して, MIMO 多重信号検出を組み込んだ SC 周波数領域ブロック信号検出を提案した. マルチコード直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)はもともと SC 伝送であるからその周波数領域受信信号は, MIMO 多重と同様に表現できる. 本論文では, 最小平均二乗誤差(MMSE)検出, Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)検出, および QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型 MLD(QRM-MLD)を導入した周波数領域ブロック信号検出法をマルチコード DS-CDMA 伝送へ拡張している. さらに V-BLAST 検出および QRM-MLD については, 瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)に基づくオーダーリングを導入している. 計算機シミュレーションにより, 提案周波数ブロック信号検出法を用いる時のマルチコード DS-CDMA の平均誤り率(BER)特性を求め, 拡散率およびコード多重数の影響を明らかにしている.

キーワード マルチコード DS-CDMA, 周波数領域ブロック信号検出, MMSE, V-BLAST, QRM-MLD

A Study of Frequency-Domain Signal Detection for Multi-Code DS-CDMA 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 pointed out that the frequency-domain received signal in the single-carrier (SC) transmissions can be expressed as in the signal transmissions using multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing and we proposed a frequency-domain block signal detection based on various MIMO signal detection schemes for the SC signal transmissions. The frequency-domain received signal in the direct-sequence code division multiple access (DS-CDMA) transmissions can also be expressed using the matrix representation similar to the MIMO multiplexing. In this paper, we extend the previously proposed frequency-domain block signal detection to the multi-code DS-CDMA signal transmissions. Minimum mean square error (MMSE) detection, Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST) detection, and maximum likelihood detection employing QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD) are considered. When using V-BLAST or QRM-MLD, the detection ordering is introduced based on the signal-to-interference plus noise power ratio (SINR). We evaluate, by computer simulation, the achievable bit error rate (BER) performance of multi-code DS-CDMA using the proposed frequency-domain block signal detection and we discuss the impacts of spreading factor and code multiplexing order on the achievable BER performance.

Keyword multi-code DS-CDMA, frequency-domain block signal detection, MMSE, V-BLAST, QRM-MLD

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り, 厳しい符号間干渉が発生する[1]. 第3世代移動無線通信で用いられている直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では, Rake 合成が用いられている[2]が, 超高速伝送においては分離可能なパス数が大幅に増え, パス間干渉(IPI)がより深刻になり, 伝送特性は大幅に劣化してしまう. Rake 受信の代わりに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 DS-CDMA の誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[3]. また, マルチコード CDMA 伝送では, 可変コード多重を用いること

により柔軟な可変レート伝送を簡単に実現できる. しかしながら MMSE-FDE では等化後に残留チップ間干渉(ICI)が発生するため, コード多重数を増加させると伝送特性が劣化してしまう[4]. 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 MMSE-FDE を用いるときの干渉キャンセラが提案されてきた[4]. 本論文では, 従来の MMSE-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.

筆者らは最近, シングルキャリア(SC)伝送の周波数領域受信信号が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ことを指摘し, MIMO 多重で用いられている行列演算による信号検出(以下, 本論文では周波数領域ブロック信号検出と呼ぶ)を SC 伝送に適用することを提案した[5, 6]. そして, MMSE 検

出 [1], Vertical-Bell Laboratories layered space-time architecture (V-BLAST) 検出 [7], および QR 分解と M アルゴリズムを用いる演算量削減型 MLD(QRM-MLD) [8, 9] の考えを導入した周波数ブロック信号検出を用いる SC 伝送の BER 特性を求め, 従来の MMSE-FDE に比べて BER 特性を大幅に改善できることを示した.

一方, マルチコード DS-CDMA 伝送も SC 伝送の一つであり, 送信側における拡散およびコード多重, 伝搬路, 受信側の高速フーリエ変換 (FFT) 操作の連結を 1 つの等価的なチャンネルと見なせば, その周波数領域受信信号を MIMO 多重の受信信号と同様に表現できる. そこで本論文では, MMSE 検出, V-BLAST 検出および QRM-MLD を導入した周波数ブロック信号検出をマルチコード DS-CDMA 伝送へ拡張している. マルチコード DS-CDMA 伝送では, 各送信シンボルの瞬時信号電力対干渉 + 雑音電力比 (SINR) が各シンボルに割り当てられた拡散符号に依存するため, V-BLAST 検出および QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出では, 瞬時 SINR に基づく信号検出順序付け (オーダリング) を導入している. 計算機シミュレーションにより, 提案周波数ブロック信号検出を用いた時のマルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を求め, 拡散率およびコード多重数の影響を明らかにしている. 本論文の構成は以下のようになっている. 第 2 章ではマルチコード DS-CDMA 伝送の数式表現について述べる. 第 3 章ではマルチコード DS-CDMA における周波数領域ブロック信号検出について述べる. 第 4 章では, 計算機シミュレーション結果を示し, 拡散率およびコード多重数の影響を明らかにしている. 第 5 章でまとめる.

2. マルチコード DS-CDMA 伝送の数式表現

図 1 にマルチコード DS-CDMA 伝送系を示す. 本論文では, チップ時間 (T_c) 間隔の時間分散低域等価表現を用いる. 送信側では, 2 値情報ビット系列をデータシンボル系列に変換 (データ変調) する. 以下では, $U \times N_c / SF$ 個のシンボルのブロック伝送を考える (N_c は FFT ブロックサイズ, U はコード多重数, SF は拡散率である).

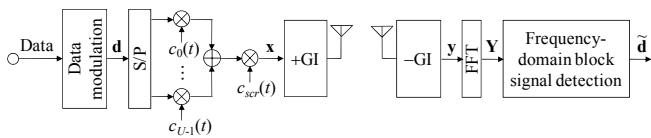


図 1 マルチコード DS-CDMA 伝送系



図 2 マルチコード DS-CDMA 伝送と等価な $N_c \times UN_c / SF$ MIMO チャンネル

送信器では, $U \times N_c / SF$ 個のシンボルの系列を U 個の並列シンボル系列 (各系列の長さは N_c / SF シンボル) に直並列 (S/P) 変換する. 第 u 系列 ($u=0 \sim U-1$) のシンボル系列 $\{d_u(n); n=0 \sim N_c / SF - 1\}$ を拡散率 SF の拡散符号 $\{c_u(t); t=0 \sim SF - 1\}$ を用いて拡散した後, U 個の拡散チップ系列を加算する (これをコード多重という). コード

多重後にスクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=0 \sim N_c - 1\}$ を乗算して得られる送信チップブロックをベクトル $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(N_c - 1)]^T$ を用いて表す. \mathbf{x} は次式で表される.

$$\mathbf{x} = \sqrt{2E_c / T_c} \mathbf{c} \mathbf{d} \quad (1)$$

ここで, E_c は 1 コードチャンネル当たりのチップエネルギー, T_c はチップ長である. $\mathbf{d} = [d_0(0), \dots, d_{U-1}(0), \dots, d_0(N_c / SF - 1), \dots, d_{U-1}(N_c / SF - 1)]^T$ はシンボルベクトル, \mathbf{c} は次式で表わされる $N_c \times N_c (U / SF)$ 拡散符号行列である.

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^{(0)} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^{(N_c / SF)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{c}^{(n)} = \begin{bmatrix} c_0(0)c_{scr}(nSF) & \cdots & c_{U-1}(0)c_{scr}(nSF) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0(SF-1)c_{scr}((n+1)SF-1) & \cdots & c_{U-1}(SF-1)c_{scr}((n+1)SF-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

最後に, N_c チップからなるチップブロックの後尾 N_g チップ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, チップ長間隔の 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. GI を削除した後の受信信号ベクトル $\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(N_c - 1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{y} = \mathbf{h} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{2E_c / T_c} \mathbf{h} \mathbf{c} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (3)$$

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.

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

ここで, 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.

受信機では, N_c ポイントの FFT により受信信号を周波数領域信号へと変換する. 周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y} = [Y(0), \dots, Y(N_c - 1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F} \mathbf{y} = \sqrt{2E_c / T_c} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{c} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{2E_c / T_c} \mathbf{H} \mathbf{d} + \mathbf{N} \quad (5)$$

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.

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

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 [10] 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 パスのび遅延時間である． $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{c}$ 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(6)から，マルチコード DS-CDMA 伝送の周波数領域受信信号は，図 2 のように $N_c(U/SF)$ 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 $\tilde{\mathbf{H}}$ 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．本論文では，SC 伝送を対象に文献[5]で提案した MMSE 検出[1]の他に，繰り返し V-BLAST 検出[7]や QRM-MLD[8]を導入した周波数ブロック信号検出 [7, 9]をマルチコード DS-CDMA 伝送へ拡張している．さらに繰り返し V-BLAST 検出および QRM-MLD については SINR に基づくオーダリングを行うことを提案している．

3. 周波数領域ブロック信号検出法

3.1. MMSE 検出

MMSE 検出では， \mathbf{Y} に次式で表わされる MMSE 重み行列を乗算することで，送信シンボルを検出する．

$$\mathbf{W} = [\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} + (E_c / N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_c(U/SF)}]^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \quad (7)$$

ここで， \mathbf{I} は単位行列である．軟判定値ベクトル $\tilde{\mathbf{d}} = [\tilde{d}(0), \dots, \tilde{d}(UN_c / SF - 1)]^T$ は次式で表わされる．

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{W}\mathbf{Y} \quad (8)$$

ただし， $\tilde{d}(m)$ は，第 m 番目の送信シンボル $d(m) = d_u(n)$ に対する軟判定値である．ここで， $m = u(N_c / SF) + n$ ， $u = 0 \sim U - 1$ ， $n = 0 \sim N_c / SF - 1$ ，である．

3.2. 繰り返し V-BLAST 検出

SC 伝送の場合，全送信シンボルの瞬時 SINR は同じであるため，オーダリングの必要はなかった[5]．しかし，マルチコード DS-CDMA 伝送の場合，等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{c}$ の中に拡散符号も含まれているため，各送信シンボルの瞬時 SINR は割り当てられた拡散符号に依存する．各送信シンボルの瞬時 SINR は，MMSE 重み行列から計算できる．繰り返し第 0 回目 ($i=0$) では，等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ が与えられた時の SINR の高いシンボルから順に検出する [11]．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するが，周波数選択性フェージングによる ICI を十分には抑圧できない．そのため，以上の操作を複数回繰り返す繰り返し検出を行って信号分離精度を向上させている [5, 6]．

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．すなわち，第 0 番目の送信シンボルの検出から始まり，最後に第 $(UN_c / SF - 1)$ 番目の送信シンボルを検出した時点で，繰り返し回数 i がインクリメントされるものとしている．ただし，本論文では，オーダリングは初回の繰り返し時 ($i=0$) 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ものとする．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，繰り返し第 i 回目の第 n ($n=0 \sim UN_c / SF - 1$) 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 $(UN_c / SF - 1)$ 番目の送信シンボルは未検出である)．

3.2.1. 硬判定繰り返し V-BLAST

まず SINR に基づいたオーダリングを行う．第 m 番目 ($m=n \sim UN_c / SF - 1$) の送信シンボルの瞬時 SINR は次式で表される．

$$\gamma_m = \frac{(2E_c / N_0) |\mathbf{W}_m^{(0,n)} \tilde{\mathbf{H}}_m|^2}{\|\mathbf{W}_m^{(0,n)}\|^2 + (E_c / N_0) \sum_{\substack{n'=n \\ \neq m}}^{UN_c / SF - 1} |\mathbf{W}_m^{(0,n)} \tilde{\mathbf{H}}_{n'}|^2} \quad (9)$$

ここで， $\tilde{\mathbf{H}}_n$ は $\tilde{\mathbf{H}}$ の第 n 列ベクトルである． $\mathbf{W}_m^{(i,n)}$ は繰り返し i 回目の第 n レイヤにおける第 m 番目の送信シンボルを検出するための $1 \times N_c$ MMSE 重みベクトルである (後述)．ここでは，送信シンボル番号が大きくなるに従い，SINR が低くなるものと仮定しているから，第 n レイヤでは，第 n 番目の送信シンボルを検出する．

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 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} = [\tilde{Y}^{(i,n)}(0), \dots, \tilde{Y}^{(i,n)}(UN_c / SF - 1)]^T$ は次式で与えられる．

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} = \mathbf{Y} - \sqrt{2E_c / T_c} \tilde{\mathbf{H}}_n \hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} \quad (10)$$

ここで， $\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)}$ は硬判定シンボルレプリカベクトルであり，次式で表わされる．

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} = [\hat{s}^{(i)}(0), \dots, \hat{s}^{(i)}(n-1), 0, \hat{s}^{(i-1)}(n+1), \dots, \hat{s}^{(i-1)}(UN_c / SF - 1)]^T \quad (11)$$

$\hat{s}^{(i)}(0) \sim \hat{s}^{(i)}(n-1)$ は繰り返し第 i 回目で検出したシンボルのレプリカである． $\hat{s}^{(i-1)}(n+1) \sim \hat{s}^{(i-1)}(UN_c / SF - 1)$ は繰り返し $(i-1)$ 回目の検出結果から生成したシンボルのレプリカである．

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．

$$\tilde{d}^{(i)}(n) = \mathbf{W}_n^{(i,n)} \tilde{\mathbf{Y}}^{(i,n)} \quad (12)$$

ここで， $\mathbf{W}_n^{(i,n)}$ は次式で与えられる．

$$\mathbf{W}_n^{(i,n)} = \tilde{\mathbf{H}}_n^H [\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} \tilde{\mathbf{H}}^{(n)H} + (E_c / N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_c}]^{-1} \quad (13)$$

上式中の $\tilde{\mathbf{H}}^{(n)}$ は繰り返し第 i 回目の第 n レイヤにおける等価チャネル行列であり，次式で表わされる．

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} = \begin{cases} [\tilde{\mathbf{H}}_n, \tilde{\mathbf{H}}_{n+1}, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{UN_c / SF - 1}] & \text{for } i = 0 \\ \tilde{\mathbf{H}}_n & \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (14)$$

第 0 回目の繰り返しでは，第 0 から第 $(n-1)$ 番送信シンボルが完全に除去されたものと仮定して，それらの送信シンボルに対応する列成分を $\tilde{\mathbf{H}}$ から除去している．一方，繰り返し第 i ($i > 0$) 回目では，すべてのシンボルが完全に除去されたものと仮定して，第 n 番目の送信

シンボルに対応する列成分以外がすべて $\bar{\mathbf{H}}$ から削除されている。したがって、繰り返し時は、MRC-FDE と等価となる。

ところで、初回の信号検出(つまり、繰り返し第 0 回目)では、未検出の送信シンボルが存在する場合、再びオーダリングを行って、干渉キャンセルとシンボル検出を行う。しかし、繰り返し第 $i(i>0)$ 回目では、再オーダリングは行わず、初回の繰り返し時のオーダリングのまま、干渉キャンセルとシンボル検出を行う。繰り返しを十分な回数行った後に各送信シンボルをデータ復調する。

3.2.2. 軟判定繰り返し V-BLAST

軟判定繰り返し V-BLAST では、対数尤度比(LLR)より軟判定レプリカを生成し、かつ残留干渉による影響を考慮した MMSE 重みベクトルを用いて信号検出を行う。繰り返し第 i 回目の第 n レイヤで得られた軟判定シンボル $\tilde{d}^{(i)}(n)$ を用いて、第 $n(n=0 \sim UN_c/SF-1)$ 番目のシンボルにおける第 $b(b=0 \sim B-1)$ 番目のビットの LLR $\lambda_b^{(i)}(n)$ を求める[12]。16QAM の軟判定シンボルレプリカは $\lambda_b^{(i)}(n)$ を用いて次式のように表せる[4]。

$$\tilde{s}^{(i)}(n) = (1/\sqrt{10}) \tanh(\lambda_0^{(i)}(n)/2) \{2 + \tanh(\lambda_1^{(i)}(n)/2)\} + j(1/\sqrt{10}) \tanh(\lambda_2^{(i)}(n)/2) \{2 + \tanh(\lambda_3^{(i)}(n)/2)\} \quad (15)$$

式(10)を用いてオーダリングを行った後、軟判定シンボルレプリカベクトル $\tilde{\mathbf{s}}^{(i,n)} = [\tilde{s}^{(i)}(0), \dots, \tilde{s}^{(i)}(n-1), 0, \tilde{s}^{(i-1)}(n+1), \dots, \tilde{s}^{(i-1)}(UN_c/SF-1)]^T$ を用いて式(10)のように干渉キャンセルを行う。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、第 n 番目の送信シンボルに対する軟判定値を求める。残留干渉による影響を考慮した MMSE 重みベクトル $\mathbf{w}_n^{(i,n)}$ は次式で表わされる[5-6, 13]。

$$\mathbf{w}_n^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}_n^H [\bar{\mathbf{H}} \boldsymbol{\rho}^{(i,n)} \bar{\mathbf{H}}^H + (E_c/N_0)^{-1} \mathbf{I}_{N_c}]^{-1} \quad (16)$$

ここで、 $\boldsymbol{\rho}^{(i,n)} = \text{diag}[\rho_0^{(i)}, \dots, \rho_{UN_c/SF-1}^{(i)}]$ 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、16QAM の場合、各対角成分 $\rho_n^{(i)}$ は次式で与えられる[4]。

$$\rho_n^{(i)} = E \left[|d(n) - \tilde{s}^{(i)}(n)|^2 \right] = \frac{4}{10} \tanh^2 \left(\frac{\lambda_1^{(i)}(n)}{2} \right) + \frac{4}{10} \tanh^2 \left(\frac{\lambda_3^{(i)}(n)}{2} \right) + 1 - |\tilde{s}^{(i)}(n)|^2 \quad (17)$$

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(繰り返し $i=0$ 回目)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(ここでは、第 $n+1 \sim UN_c/SF-1$ 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。

3.3. QRM-MLD

QRM-MLD[8]では、送信シンボル毎の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ が与えられた時の瞬時 SINR を求め、SINR が高いシンボルから順に検出する。ただし、QRM-MLD の SINR は簡単には求めることができないため、ここでは、MMSE 検出を仮定した時の瞬時 SINR によりオーダリングを行う[14]。第 m 番目の送信シンボル $d(m)$ 、 $m=0 \sim UN_c/SF-1$ 、の瞬時 SINR は次式で表される。

$$\gamma_m = \frac{(2E_c/N_0) |\mathbf{w}_m \bar{\mathbf{H}}_m|^2}{\|\mathbf{w}_m\|^2 + (E_c/N_0) \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq m}}^{UN_c/SF-1} |\mathbf{w}_n \bar{\mathbf{H}}_n|^2} \quad (18)$$

ただし、 \mathbf{w}_n は式(7)で与えられる MMSE 重み行列 \mathbf{W} の第 n 行ベクトルである。以下では、3.2 節と同様に、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。

QRM-MLD ではまず、オーダリングによって列成分の順番を入れ替えた後の等価チャネル行列 $\bar{\mathbf{H}}$ を $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ のように QR 分解する。 \mathbf{Q} は $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ を満たす N_c 行 UN_c/SF 列の行列である。 \mathbf{R} は $UN_c/SF \times UN_c/SF$ 上三角行列であり、次式で表わされる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}^H \bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} R_{0,0} & R_{0,1} & \cdots & R_{0,UN_c/SF-1} \\ & R_{1,1} & \cdots & R_{1,UN_c/SF-1} \\ & & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & & R_{UN_c/SF-1,UN_c/SF-1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

\mathbf{Q}^H を周波数領域受信信号ベクトル \mathbf{Y} に乗算し、次式のように周波数領域受信信号を変形する。

$$\hat{\mathbf{Y}} = [\hat{Y}(0) \ \cdots \ \hat{Y}(UN_c/SF-1)]^T = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \sqrt{2E_c/T_c} \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{Q}^H \mathbf{N} \quad (20)$$

$\hat{\mathbf{Y}}$ に M アルゴリズムを適用する。最初の送信シンボル ($m=0$) は他のシンボルからの干渉を受けることなく単独で検出可能である。式(18)で表わされる瞬時 SINR の高い送信シンボルから順次、M アルゴリズムにより信号検出を行う。

QRM-MLD に用いる M アルゴリズムは、送信シンボル数と同じ UN_c/SF ステージで構成される。各ステージでは、 \mathbf{Q}^H 乗算後の周波数領域受信信号とシンボルレプリカ候補間の 2 乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリックを計算し、累積ブランチメトリックが小さい順に M 個の生き残りシンボルレプリカ候補を選択する。2 乗ユークリッド距離に基づくブランチメトリックの計算と生き残りシンボルレプリカ候補の選択を全ステージが終了するまで繰り返して、最終ステージにおいて最も小さい累積ブランチメトリックを持つシンボルレプリカを用いて信号検出を行う。

4. 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 $N_c=64$ 、ガードインターバル $N_g=16$ とした。また、伝搬路は、 $L=16$ パス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。チャネル推定は理想としている。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	16QAM
	block size	$N_c=64$
	GI	$N_g=16$
	Spreading sequence	Walsh sequence
	Spreading factor	$SF=1, 64$
	No. of parallel codes	$U=1\sim 64$
	Scramble code	Long PN sequence
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
Receiver	Channel estimation	Ideal

4.1. 拡散率の影響

図 3 に硬判定および軟判定繰り返し 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マルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を示す。また、比較のため理論的下界[15]の特性も示す。拡散率 SF は 1 および 64 とし、常に $SF=U$ のフルコード多重としている。 $SF=1$ は拡散なしの SC 伝送である。繰り返し V-BLAST における繰り返し回数は、十分な改善効果が得られる 1 回とした。

図 3 から、硬判定および軟判定の両者とも $SF=64$ の場合が $SF=1$ で拡散なしの SC 伝送よりも優れた BER 特性が得られることがわかる。 $SF=1$ の 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、マルチコード DS-CDMA 伝送の場合、各シンボル SINR は割り当てられた拡散符号に依存する。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、 $SF=1$ のときより BER 特性を改善できる。 $SF=U=64$ のときの $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 の $SF=U=1$ からの低減量を求めた。所要 E_b/N_0 の低減量は硬判定繰り返し V-BLAST 検出型では 3.0dB、軟判定繰り返し V-BLAST 検出型では 0.8dB である。

図 4 に QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出を用いるマルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を示す。拡散率 SF は 1 および 64 とし、常に $SF=U$ のフルコード多重としている。QRM-MLD における M の値は、1, 4, 16, 64, 256 としている。図 4 から、QRM-MLD の場合も $SF=64$ のマルチコード DS-CDMA 伝送のほうが $SF=1$ で拡散なしの SC 伝送よりも優れた BER 特性を得ることができるとわかる。 $SF=U=64$ の場合、 $BER=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 を $M=4$ では $SF=U=1$ より 6.3dB、 $M=16$ では 1.1dB 低減できる。これから分かるように、 M の値が小さいときに改善量が大きい。これは、SINR の大きなシンボルから順に検出していくオーダリングを用いることで、初期のステージで正しいシンボルレプリカ候補を誤って削除してしまう確率を減少できるためである。 M の値を大きくすれば初期のステージで正しいシンボルレプリカ候補を誤って削除してしまう確率を小さくできるため、 $SF=U=64$ のマルチコード DS-CDMA 伝送の場合と拡散なし ($SF=U=1$) の SC 伝送の場合との特性差はほとんどなくなる。

4.2. コード多重数の影響

拡散率 SF を 64 とし、平均 $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 をコード多重数 U の関数として図 5 にプロットした。MMSE 検出および繰り返し 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。また、比較のため従来の 1 タップ MMSE-FDE および理論的下界も示した。

MMSE 検出型では、コード多重数 U を大きく (つまり伝送レートを高く) していくにつれて所要 E_b/N_0 が増加し、 $U=SF$ (フルコード多重) では、従来の MMSE-FDE と同じ値になってしまう。しかし、硬判定および軟判定繰り返し V-BLAST 検出型では、コード多重数を大きくしていくにつれて所要 E_b/N_0 が増加するものの増加はかなり緩やかである。これは、コード多重数を小さくすると等価チャネル行列の列数 (受信アンテナ数に対応) が行数 (送信アンテナ数に対応) よりも大きくなることで、干渉抑圧効果が大きくなるためである。また、 $U=SF$ (フルコード多重) のときでも所要 E_b/N_0 は従来の MMSE-FDE より十分小さい。硬判定繰り返し V-BLAST 型では $U=32$ (等価拡散率 $SF/U=2$)、軟判定繰り返し V-BLAST 型では $U=48$ (等価拡散率 $SF/U=1.3$) 程度で理論的下界に近い所要 E_b/N_0 を達成できる (ただし、0.97dB の GI 挿入損がある)。さらに、フルコード多重の場合でも所要 E_b/N_0 を大幅に低減できる。

拡散率 SF を 64 とし、QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出を用いるマルチコード DS-CDMA 伝送の平均 $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 をコード多重数 U を関数にして図 6 にプロットした。QRM-MLD 型も V-BLAST 検出型と同様に、コード多重数を大きくしていくにつれて所要 E_b/N_0 が増加するものの、増加は大変緩やかである。これは、等価チャネル行列の列数が行数よりも多くなることで QR 分解の後の上三角行列 \mathbf{R} の値が大きくなるため、初期のステージで正しいシンボルレプリカ候補を誤って削除してしまう確率を減少できるためである。また、 $M=4$ では $U=36$ (等価拡散率 $SF/U=1.8$) 程度、 $M=16$ では $U=48$ (等価拡散率 $SF/U=1.3$) 程度、 $M=64$ では $U=56$ (等価拡散率 $SF/U=1.1$) 程度でも理論的下界とほぼ同等の所要 E_b/N_0 を達成できる。また、 $M=4$ 以上とすれば、フルコード多重の場合の所要 E_b/N_0 も大幅に低減することができ、その低減量は $M=4$ で 7.0dB、 $M=16$ で 10.1dB、 $M=256$ で 11.5dB である。

5. まとめ

本論文では、これまで SC 伝送を対象として提案した MMSE 検出、V-BLAST 検出および QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出をマルチコード DS-CDMA 伝送へ拡張した。計算機シミュレーションにより、提案周波数領域ブロック信号検出を用いた時のマルチコード DS-CDMA の平均 BER 特性を求め、拡散率およびコード多重数の影響を明らかにした。繰り返し V-BLAST および QRM-MLD を導入した場合、オーダリングを行えば、 $SF=U=64$ のマルチコード DS-CDMA 伝送の方が拡散なし ($SF=U=1$) の SC 伝送より優れた BER 特性を得ることができると示した。また、周波数領域ブロック信号検出を用いるマルチコード

DS-CDMA 伝送では、コード多重数を大きくする(伝送レートを増加する)つれて所要 E_b/N_0 が増加するものの、従来の MMSE-FDE に比べて十分低い所要 E_b/N_0 を達成できることを示した。

文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., Mc Graw-Hill, 2001.
- [2] 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.
- [3] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [4] 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.
- [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] 山本,武田,安達, "アンテナ受信ダイバーシチと QRM-MLD を用いるシングルキャリア伝送," *信学技報*, RCS2008-237, pp. 149-154, 2009年3月
- [7] 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.
- [8] L. J. Kim and J. Yue, "Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems," in *Proc. Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, System and Computers*, pp. 1857-1861, Nov. 2002.
- [9] 永富,樋口, "周波数領域拡散および符号多重を用いる OFDM MIMO 多重伝送における QR 分解に基づく演算量削減型 MLD 法の検討," *信学技報*, RCS2008-152, pp. 7-12, 2008年12月
- [10] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [11] 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.
- [12] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [13] 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.
- [14] Y. Dai, S. Sun, and Z. Lei, "A comparative study of QRD-M detection and sphere decoding for MIMO-OFDM systems," *Proc. IEEE PIMRC*, Vol. 1, pp. 186-190, Sept. 2005.
- [15] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 10, pp.2991-3002, Oct. 2004.

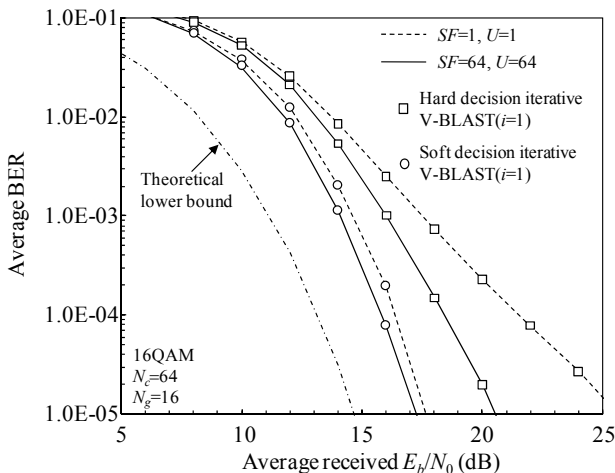


図3 繰り返し V-BLAST を導入した周波数領域ブロック信号検出におけるフルコード多重時の BER 特性

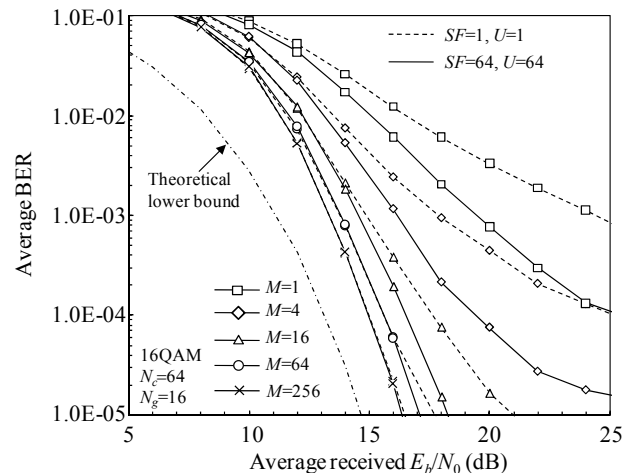


図4 QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出におけるフルコード多重時の BER 特性

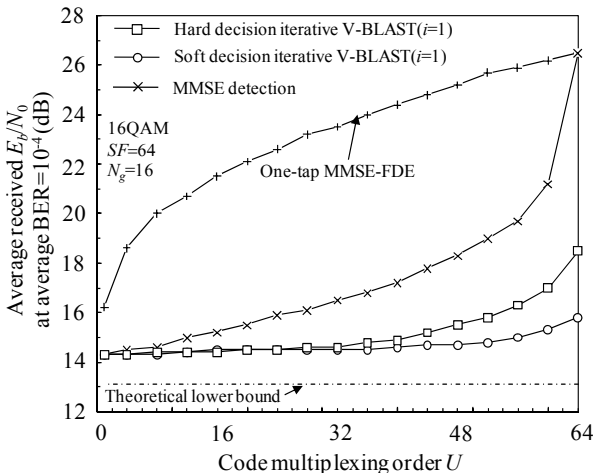


図5 繰り返し V-BLAST を導入した周波数領域ブロック信号検出におけるコード多重数 U の影響 ($SF=64$)

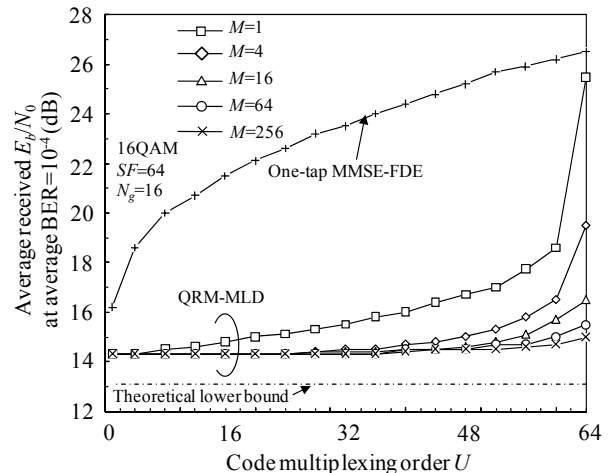


図6 QRM-MLD を導入した周波数領域ブロック信号検出におけるコード多重数 U の影響 ($SF=64$)