

シングルキャリア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 厳しい周波数選択性フェージング環境下では、符号間干渉(ISI)によりシングルキャリア伝送特性が大幅に劣化するが、周波数領域等化を用いれば周波数ダイバーシチ効果が得られ、すぐれたビット誤り率(BER)特性が得られることが知られている。ところで最近、高速伝送技術としてマルチ送受信アンテナ(MIMO)空間多重が注目されている。MIMO 空間多重においては、さまざまな信号分離・検出法が提案されている。本報告では、シングルキャリア伝送の周波数領域受信信号が MIMO の受信信号表現と同様に表わされ、MIMO 多重における信号分離・検出法が適用できることを指摘している。そして、最小平均二乗誤差(MMSE)検出および Vertical-bell laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)検出を用いたときのシングルキャリア伝送の BER 特性を計算機シミュレーションにより求めている。

キーワード シングルキャリア, 周波数領域信号検出, MIMO 信号分離・検出

A Study of Frequency-Domain Signal Detection for 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 The bit error rate (BER) performance of single-carrier transmissions degrades due to a severe inter-symbol interference (ISI) in a frequency-selective fading channel. However, it can be significantly improved by using frequency-domain equalization. Recently, multiple-input multiple-output (MIMO) spatial multiplexing is gaining much attention for achieving very high speed data communication. Various signal separation and detection schemes have been proposed for MIMO multiplexing. In this paper, it is pointed out that the frequency-domain received signal in single-carrier transmissions is similar to that of MIMO multiplexing, and the signal separation and detection schemes for MIMO multiplexing can be applied to the single-carrier detection. We evaluate, by computer simulation, the BER performance of single carrier transmissions using minimum mean square error (MMSE) detection and Vertical-bell laboratories layered space-time architecture (V-BLAST) detection.

Keyword Single-carrier, frequency-domain signal detection, signal separation and detection for MIMO multiplexing

1. まえがき

次世代の移動通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。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],[2]。そこで、最近では、直交周波数分割多重(OFDM)[3]などのマルチキャリア伝送が注目されるようになった。しかし、マルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)が大きくなるので、線形電力増幅器の負担が増加してしまう問題がある。そこで最近では、PAPRの問題が少ない周波数領域等化(FDE)技術を用いるSC伝送が注目されている。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化を用いれば、周波数ダイバーシチが得られるので SC 伝送のビット誤り率(BER)特

性が大幅に改善されることが示されてきた[4],[5]。しかしながら、従来の MMSE-FDE を用いる SC 伝送では、残留 ISI による伝送特性の劣化が生じてしまう[6]。

本論文では、最初に 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)多重の受信信号表現と同様に表わされることを指摘している。次に、SC 伝送の周波数領域受信信号が MIMO 多重の受信信号表現と同様にベクトル表記により表わされることから、MIMO 多重における代表的な信号分離・検出法として知られている MMSE 検出[7]や Vertical-bell laboratories layered space-time architecture (V-BLAST)[8]検出を SC 伝送に適用できることを示し、そのときの平均ビット誤り率(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。

2. シングルキャリア伝送系

図1にシングルキャリア伝送系を示す。送信機では、

情報ビット系列を変調した後、各送信シンボル系列を、1ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する。 N_c 個のデータシンボルからなるデータ変調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。最後に、 N_c 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 L 個の離散バスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャネルを伝搬して受信されるものとする。送信アンテナと受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答 $h(\tau)$ は次式で表される。

$$h(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

ここで、 h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとしている。

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。

$$\mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (2)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギー、 T_s はシンボル長である。 $\mathbf{n}=[n(0), \dots, n(N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法的白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。また、 \mathbf{h} は $(N_c \times N_c)$ のチャネルのインパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_0 & & & & h_{L-1} \\ \vdots & h_0 & & \mathbf{0} & h_{L-1} \\ h_{L-1} & \vdots & h_0 & & \\ h_{L-1} & \vdots & \ddots & & \\ & h_{L-1} & h_0 & & \\ \mathbf{0} & & \ddots & \vdots & h_0 \\ & & & h_{L-1} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

受信機では、 N_c ポイントの高速フーリエ変換(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 $\mathbf{R}=[R(0), \dots, R(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\mathbf{R} = \mathbf{F} \mathbf{r} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{d} + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (4)$$

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

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} e^{-j2\pi \frac{(0 \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(0 \times 1)}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{(0 \times (N_c-1))}{N_c}} \\ e^{-j2\pi \frac{(1 \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{(1 \times 1)}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{(1 \times (N_c-1))}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times 0)}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times 1)}{N_c}} & \cdots & e^{-j2\pi \frac{((N_c-1) \times (N_c-1))}{N_c}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

また、 $(N_c \times N_c)$ の巡回行列は上式 \mathbf{F} を用いて固有値分

解できることが知られており [9]、次式を得る。

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \begin{bmatrix} H(0) & & \mathbf{0} \\ & H(1) & \\ & & \ddots \\ \mathbf{0} & & & H(N_c-1) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{H} \quad (6)$$

ただし、 $H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c)$ である。したがって、式(4)は次式で表わせる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{d} + \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{F}$ および \mathbf{N} はそれぞれ等価チャネル利得行列と周波数領域雑音ベクトルである。式(7)から、SC伝送の周波数領域受信信号は、図2のように送受信アンテナ数が N_c でチャネル行列が $\bar{\mathbf{H}}$ である MIMO の受信信号表現と同様に表わされることがわかる。したがって、 $\bar{\mathbf{H}}$ をチャネルと見なして受信信号を分離検出するような MIMO 信号分離・検出法を用いることができる。



図1 シングルキャリア伝送系

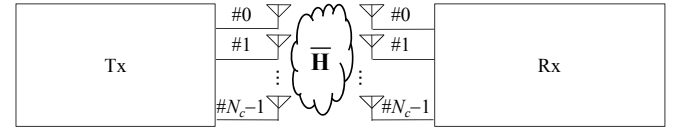


図2 SC伝送と等価である $(N_c \times N_c)$ MIMO チャネル

3. 周波数領域信号検出

3.1. MMSE 検出

SC伝送に MIMO 信号分離・検出法の一つである MMSE 検出を適用する。MMSE 検出では、送信信号 $\sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{d}$ とフィルタ出力との平均二乗誤差を最小とするような次式で表わされる重み行列により信号を分離検出する [2]。

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &= \bar{\mathbf{H}}^H \left[\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \\ &= \bar{\mathbf{H}}^H \left[\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$

重み行列乗算後のフィルタ出力である軟判定値ベクトル $\hat{\mathbf{d}}=[\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(N_c-1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}} &= \mathbf{W}\mathbf{R} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}^H \left[\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \bar{\mathbf{H}}\mathbf{d} \\ &\quad + \bar{\mathbf{H}}^H \left[\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \mathbf{N}\end{aligned}\quad (9)$$

ここで，従来の MMSE 重み $W(k) = H^*(k) / (|H(k)|^2 + (E_s/N_0)^{-1})$ [5] を用いて式(9)を表すことができ，次式のようになる．

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} W(0) & & & \mathbf{0} \\ & W(1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & W(N_c-1) \end{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}\mathbf{d} \\ &\quad + \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} W(0) & & & \mathbf{0} \\ & W(1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & W(N_c-1) \end{bmatrix} \mathbf{N} \\ &= \mathbf{F}^H \begin{bmatrix} W(0) & & & \mathbf{0} \\ & W(1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & W(N_c-1) \end{bmatrix} \mathbf{R}\end{aligned}\quad (10)$$

式(10)は，各周波数毎に 1 タップ MMSE-FDE を行った後に逆 FFT(IFFT)により時間領域信号に戻して信号検出をしていることを表している．したがって， $\bar{\mathbf{H}}$ をチャンネルと見なして SC 伝送に MIMO の MMSE 検出を適用することと従来の MMSE-FDE は等価である．

3.2. V-BLAST[7]

SC 伝送に MIMO 信号分離・検出法の一つである V-BLAST を適用する．V-BLAST は，信号分離検出と干渉キャンセルを併用する信号分離検出技術である．全送信信号が検出されるまで，逐次的に信号分離検出と干渉キャンセルを繰り返し行う．MIMO における V-BLAST の信号処理は主に，(i)逐次型干渉キャンセル(SIC)，(ii)オーダリング，および(iii)信号分離検出の 3 つに大別することができる．(ii)では，未検出の全信号から瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)を計算し，オーダリングを行った後，未検出の信号の中で最も高い SINR を持つ信号を探索し，それを信号検出対象信号とするのが一般的に知られている[9]．しかし，SC 伝送の場合，全送信シンボルの SINR は同じであるため，本論文では，第 $n=0$ 番目のシンボルから単純に順番に信号検出を行うものとする．ここで，(i)~(iii)の一連の信号処理を 1 ステージとして定義する．以下では，第 $n(n=0 \sim N_c-1)$ 回目のステージにおける信号処理について述べる(すなわち，現ステージにおいては，第 $0 \sim (n-1)$ 番目の送信シンボルは既に検出されており，一方，第 $n \sim (N_c-1)$ 番目の送信シンボルは未検出である)．

3.2.1. SIC

現在のステージで信号分離検出を行うために，前ステージで分離検出された第 $(n-1)$ 番目の送信シンボル成分を周波数領域受信信号からキャンセルする．前ステージで得られた送信シンボルの硬判定送信シンボルレプリカ $\hat{s}(n-1)$ を生成し，干渉キャンセルを行う．現

在のステージで用いられる周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}^{(n)} = [\hat{R}^{(n)}(0), \dots, \hat{R}^{(n)}(N_c-1)]^T$ は次式で与えられる．

$$\hat{\mathbf{R}}^{(n)} = \mathbf{R} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{s}}^{(n)}\quad (11)$$

ここで， $\hat{\mathbf{s}}^{(n)} = [\hat{s}(0), \hat{s}(1), \dots, \hat{s}(n-1), 0, \dots, 0]^T$ は第 n ステージにおける硬判定送信シンボルレプリカベクトルである．

3.2.2. 信号分離検出(MMSE 判定)

第 n 番目の送信シンボルを分離検出するために，対応する 1 行 N_c 列 MMSE 重みベクトル $\mathbf{w}^{(n)}$ を干渉キャンセル後の周波数領域受信信号ベクトルに乗算し，次式のように第 n 番目の送信シンボルに対する軟判定値 $\hat{d}(n)$ を求める．

$$\hat{d}(n) = \mathbf{w}^{(n)} \hat{\mathbf{R}}^{(n)}\quad (12)$$

$\mathbf{w}^{(n)}$ は次式で与えられる．

$$\begin{aligned}\mathbf{w}^{(n)} &= \bar{\mathbf{H}}_n^H \left[\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} \tilde{\mathbf{H}}^{(n)H} + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \\ &= \bar{\mathbf{H}}_n^H \left[\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_n & & \\ & \ddots & \\ & & \bar{\mathbf{H}}_{N_c-1} \end{bmatrix} + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1}\end{aligned}\quad (13)$$

ここで， $\tilde{\mathbf{H}}^{(n)}$ は，第 n ステージにおける N_c 行 (N_c-n) 列の等価チャンネル行列であり，次式で表わされる．第 n 番目の送信シンボルに対する軟判定値 $\hat{d}(n)$ は次式で表わされる．

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(n)} = [\bar{\mathbf{H}}_n, \bar{\mathbf{H}}_{n+1}, \dots, \bar{\mathbf{H}}_{N_c-1}]\quad (14)$$

$\bar{\mathbf{H}}_n$ は， $\bar{\mathbf{H}}$ の第 n 列ベクトルである．第 $0 \sim (n-1)$ 番送信シンボルが完全に除去されたものと仮定して，それらのシンボルが伝搬した等価チャンネル利得成分を $\bar{\mathbf{H}}$ から除去している．

信号分離検出が終了した後，未検出の送信シンボルが存在する場合(つまり $n < N_c-1$)，再び SIC および信号分離検出の信号処理を行い，全ステージが終了するまで繰り返し，全送信シンボルの信号分離検出を行う．

3.3. 繰り返し V-BLAST

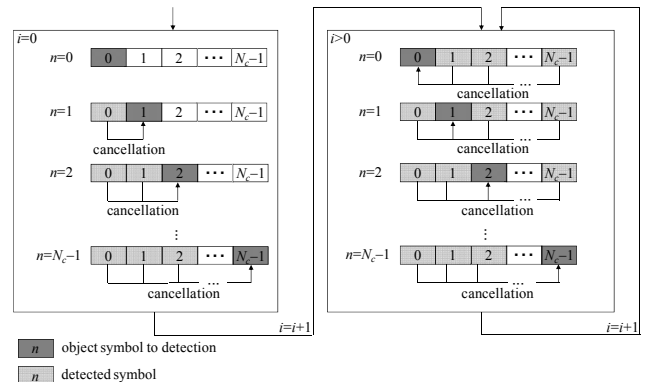


図3 繰り返し V-BLAST

図3に繰り返し V-BLAST を示す．V-BLAST では， n が小さいシンボルから順番に検出し，次のシンボルを検出するときに検出済みのシンボルからの干渉をキャンセルしているため， n が小さいシンボルは，十分に干渉キャンセルが行われない状態で検出される．した

がって、信号分離精度を向上させるためには、繰り返し処理の適用が有効である[10]. V-BLASTによって全シンボルを判定した後、その結果を用いて再度V-BLASTを適用する。これを十分な回数行う。これにより、繰り返しの際にはすべてのシンボルからの干渉が減算されるため、特に n が小さいシンボルの信号分離制度の向上が期待できる。以下では、繰り返し第 i 回目の第 $n(n=0\sim N_c-1)$ 回目のステージにおける信号処理について述べる。ただし、繰り返し第 0 回目における信号処理は 3.2 節と同様であるため、 $i>0$ の場合について述べる。

3.3.1. SIC

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

$$\hat{\mathbf{R}}^{(i,n)} = \mathbf{R} - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} \quad (15)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)}$ は繰り返し第 i 回目の第 $n-1$ ステージ後に硬判定を行って得られた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。

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i,n)} = [\hat{s}^{(i)}(0), \dots, \hat{s}^{(i)}(n-1), 0, \hat{s}^{(i-1)}(n+1), \dots, \hat{s}^{(i-1)}(N_c-1)]^T \quad (16)$$

第 $0\sim(n-1)$ 行は繰り返し i 回目で検出したシンボルのレプリカである。第 $(n+1)\sim(N_c-1)$ 行は繰り返し i 回目で未検出の送信シンボルのレプリカであり、繰り返し $(i-1)$ 回目の検出結果から生成している。

3.3.2. 信号分離検出(MMSE 判定)

第 n 番目の送信シンボルを分離検出するために、対応する 1 行 N_c 列 MMSE 重みベクトル $\mathbf{w}^{(i,n)}$ を干渉キャンセル後の周波数領域受信信号ベクトルに乘算し、次式のように第 n 番目の送信シンボルに対する軟判定値 $\hat{d}^{(i)}(n)$ を求める。

$$\hat{d}^{(i)}(n) = \mathbf{w}^{(i,n)} \hat{\mathbf{R}}^{(i,n)} \quad (17)$$

$\mathbf{w}^{(i,n)}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^{(i,n)} &= \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)H} \left[\tilde{\mathbf{H}}^{(i,n)} \tilde{\mathbf{H}}^{(i,n)H} + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \\ &= \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)H} \left[\bar{\mathbf{H}}_n \bar{\mathbf{H}}_n^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(i,n)}$ は、 N_c 次元の等価チャネルベクトルであり、 $\tilde{\mathbf{H}}^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}_n$ である。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が伝搬した等価チャネル利得以外がすべて $\bar{\mathbf{H}}$ から削除されている。

信号分離検出が終了した後、未検出の送信シンボルが存在する場合、再び SIC および信号分離検出の信号処理を行い、全ステージが終了するまで繰り返す。全送信シンボルの信号分離検出を繰り返し 1 回とし、この繰り返しを複数回行う。十分な繰り返しを終了した時点で各送信シンボルをデータ復調する。

3.4. 軟判定レプリカを用いる場合への拡張

硬判定では判定結果の信頼性を考慮しないために、誤り伝播を引き起こす可能性が高い。それは、信頼性

の低いビットを含む送信シンボルを硬判定すると、シンボルレプリカと送信シンボルとの誤差が大きくなるからである。一方、軟判定は信頼性に基づいてシンボルレプリカを生成するため、誤り伝播を軽減することができる。本論文では、対数尤度比(LLR)より軟判定レプリカを生成する[6].

3.4.1. 軟判定レプリカの生成[6]

繰り返し第 i 回目第 n ステージで得られた軟判定シンボル $\hat{d}^{(i)}(n)$ を用いて、 $n(n=0\sim N_c-1)$ 番目のシンボルにおける $x(x=0\sim M-1)$ 番目のビット $b_{n,x}$ の LLR を次式のように求める[11]。ここで、 M は変調多値数である。

$$\begin{aligned} \lambda_x^{(i)}(n) &= \ln \left(\frac{p(b_{n,x}=1)}{p(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{1}{2\hat{\sigma}_n^{(i)2}} \left\{ \begin{aligned} &\left| \hat{d}^{(i)}(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{n,n} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2 \\ &- \left| \hat{d}^{(i)}(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \hat{H}_{n,n} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2 \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

ここで、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (または $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$) は、第 x 番目のビットが 0 (または 1) である信号点配置の中で、 $\hat{d}^{(i)}(n)$ からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である。 $\hat{H}_{n,n}$ は、重みベクトル乗算後の等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W}^{(i,n)} \bar{\mathbf{H}}$ の第 n 行 n 列成分である。また、 $2\hat{\sigma}_n^{(i)2}$ は、残留 ISI と雑音の分散の和であり、これをガウス雑音として扱うと次式で与えられる[12].

$$2\hat{\sigma}_n^{(i)2} = \frac{2N_0}{T_s} \left[\|\mathbf{w}_n^{(i,n)}\|^2 + \frac{E_s}{N_0} \left\{ \sum_{n'=0}^{n-1} \rho_n^{(i)} |\hat{H}_{n,n'}|^2 + \rho_n^{(i-1)} \sum_{n'=n+1}^{N_c-1} |\hat{H}_{n,n'}|^2 \right\} \right] \quad (20)$$

$\rho_n^{(i)}$ は次式で与えられる残留干渉係数である。

$$\begin{aligned} \rho_n^{(i)} &= E \left[|d(n) - \tilde{s}^{(i)}(n)|^2 \right] = E \left[|d(n)|^2 \right] - E \left[|\tilde{s}^{(i)}(n)|^2 \right] \\ &= 1 - E \left[|\tilde{s}^{(i)}(n)|^2 \right] \end{aligned} \quad (21)$$

ここで、 $\tilde{s}^{(i)}(n)$ は軟判定値 $\hat{d}^{(i)}(n)$ を仮判定して得られる軟判定レプリカである。 $E[|\tilde{s}^{(i)}(n)|^2]$ は未知であるので、その瞬時値 $|\tilde{s}^{(i)}(n)|^2$ で代用している。また、 $\rho_n^{(-1)} = 1$ である。QPSK 変調の場合、 $\lambda_x^{(i)}(n)$ を用いて次式のように、軟判定シンボルレプリカを求めることができる[6].

$$\tilde{s}^{(i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\lambda_0^{(i)}(n)}{2} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\lambda_1^{(i)}(n)}{2} \right) \quad (22)$$

3.4.2. 軟判定繰り返し V-BLAST

硬判定レプリカを用いる V-BLAST では、検出済みの送信シンボルによる干渉が完全にキャンセルされたものと仮定しているため、検出済みの送信シンボルが伝搬した等価チャネル利得成分を $\bar{\mathbf{H}}$ から完全に除去して重みベクトルを生成している。しかしながら、軟判定レプリカを用いる場合、LLR の値によっては、十分に干渉キャンセルが行われない場合がある。そのような場合に式(13)および(18)で表わされる重みベクトルを用いると、十分に干渉キャンセルできていない検出済みの送信シンボルによる ISI を強調してしまう。

文献[13]では、MIMO 多重においてアンテナ間の残留干渉を考慮した残留干渉行列を適応して繰り返しおよびステージ毎に重みベクトルを生成する方法が提案

されている。そこで、本論文においても繰り返し第 i 回目の第 n ステージにおいて、残留干渉による影響を考慮して次式のような残留干渉を考慮した重みベクトル $\mathbf{w}^{(i,n)}$ を用いる。

$$\mathbf{w}^{(i,n)} = \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)H} \left[\bar{\mathbf{H}}^{(i,n)} \boldsymbol{\rho}^{(i,n)} \bar{\mathbf{H}}^{(i,n)H} + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_c} \right]^{-1} \quad (23)$$

ここで、 $\boldsymbol{\rho}^{(i,n)} = \text{diag}[\rho_0^{(i)}, \dots, \rho_{N_c-1}^{(i)}]$ は、繰り返し第 i 回目の第 n ステージにおける残留干渉行列である。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。

繰り返し $i=0$ 回目の場合は、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が用いられる。未検出である送信シンボル(ここでは、第 $n+1 \sim N_c-1$ 送信シンボル)に対しては干渉係数を 1 に設定している。

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が用いられる。繰り返し第 i 回目の第 n ステージにおいて式(23)で示した重みベクトルを用いる場合、各ステージ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、逆行列に必要な演算量は硬判定 V-BLAST に比べて膨大になる。

4. 計算機シミュレーション

QPSK データ変調、FFT ポイント数 $N_c=64$ およびガードインターバル $N_g=16$ サンプルを仮定した。また、フェージングチャネルは、 $L=16$ パスで等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。

4.1. MMSE 検出および硬判定 V-BLAST

図 4 に MIMO 信号分離・検出法の一つである MMSE 検出と V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性を示す。ここで、横軸 $E_b/N_0 (= (E_s/N_0)(N_c+N_g)/2)$ は 1 ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性、および理論的下界[12]の特性も示す。

3.1 節で述べたように、 $\bar{\mathbf{H}}$ をチャネルと見なして MIMO の MMSE 検出を適用した SC 伝送と従来の MMSE-FDE を用いた SC 伝送の BER 特性はよく一致していることがわかる。両者とも ISI により BER 特性は理論下界[12]から大きく劣化してしまう。

一方、V-BLAST を適用した SC 伝送では、SIC により ISI による特性劣化を低減することができるため、MIMO の MMSE 検出を適用した SC 伝送および従来の MMSE-FDE を用いた SC 伝送よりも優れた BER 特性が得られる。V-BLAST を適用した SC 伝送では、平均 $\text{BER}=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 は、従来の MMSE-FDE の場合よりも約 2.6dB 改善できている。

4.2. 硬判定繰り返し V-BLAST

図 5 に硬判定繰り返し V-BLAST を適用した時の BER 特性を示す。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性および理論的下界の特性も示す。図 5 から分かるように、繰り返しを行うことで BER 特性が改善しているが、繰り返しを多くする

による改善効果はほとんどないことがわかる。繰り返し回数は $i=1$ で十分であることがわかる。繰り返しを 1 回行うことで、従来の MMSE-FDE を用いた場合に比べ、平均 $\text{BER}=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 は 3.8dB ほど改善できている。繰り返しを行うことで BER 特性が改善するのは、繰り返しの際にはすべての ISI が減算されるため、特に干渉が多い段階で検出されたシンボル (n が小さく、初回で干渉キャンセルが十分行われなかったシンボル)の精度が良くなるからである。

4.3. 軟判定繰り返し V-BLAST

図 6 に軟判定繰り返し V-BLAST を適用した時の BER 特性を示す。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性、および理論的下界の特性も示す。軟判定繰り返し V-BLAST を用いることにより、平均 BER 特性が大幅に改善していることが分かる。 $i=0(3)$ のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$ を達成する所要 E_b/N_0 を、従来の MMSE-FDE を用いた場合と比較して、3(5.7)dB 程度低減できることが分かる。また、 $i=3$ のとき、 $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 の理論的下界からの劣化を 1.3dB 程度までに減らすことができる(このうち、0.97dB は GI 挿入損である)。

図 7 に硬判定レプリカを用いる V-BLAST および軟判定レプリカを用いる V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性の比較を示す。また、比較のため従来の MMSE-FDE を用いた場合の平均 BER 特性、レプリカ生成が理想的に行われた場合の平均 BER 特性および理論的下界の特性も示す。繰り返し回数 i は 3 回としている。軟判定繰り返し V-BLAST では、軟判定レプリカを用いることで誤り伝播の影響を低減でき、さらに残留干渉による影響を考慮して重みベクトルを生成しているため、硬判定繰り返し V-BLAST に比べて優れた特性を示していることがわかる。

5. まとめ

本論文では、SC 伝送の周波数領域受信信号が MIMO の受信信号表現と同様に表わされ、MIMO の信号分離・検出法が適用できることを指摘した。

MIMO の信号分離・検出法として MMSE 検出と V-BLAST 検出を適用したときの BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、従来の周波数領域等化との比較を行った。

MMSE 検出については、MMSE 検出を適用した SC 伝送は、従来の MMSE-FDE を用いた SC 伝送の BER 特性と一致することを示した。

V-BLAST を適用した SC 伝送では、ISI による特性劣化を低減することができるため、従来の MMSE-FDE を用いた SC 伝送よりも優れた BER 特性が得られることを示した。また、繰り返し回数を増やすことで BER 特性を改善できることを示した。さらに、軟判定繰り返し V-BLAST では、誤り伝播の影響を低減でき、さらに残留干渉による影響を考慮して重みベクトルを生成することができるため、BER 特性を大幅に改善できることを示した。

SC 伝送の周波数領域受信信号が MIMO の受信信号表現と同様に表わされることから、本報告で適用したものの他にも MIMO に用いられているさまざまな技術を SC 伝送に適用できると考えられる。しかし、等価的に $(N_c \times N_c)$ MIMO と同様であるために、信号分離にかかる演算量の問題を克服しなければならない。

文 献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] R. Van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin- Seeyar B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No. 7, pp.1946-1953, Jul. 2004.
- [6] 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.
- [7] P. W. Wolniansky, et al., "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," *Proc. ISSSE*, pp.295-300, Sept. 1998.
- [8] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
- [9] 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.
- [10] C. Shen, H. Zhuang, L. Dai, S. Zhou and Y. Yao, "Performance improvement of V-BLAST through an iterative approach," *IEEE PIMRC 2003*, vol. 3, pp. 2553-2557, Sept. 2003.
- [11] A. Stefanov and T. Duman, "Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity," *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp.1565-1569, Netherlands, Sept. 1999.
- [12] 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.
- [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.

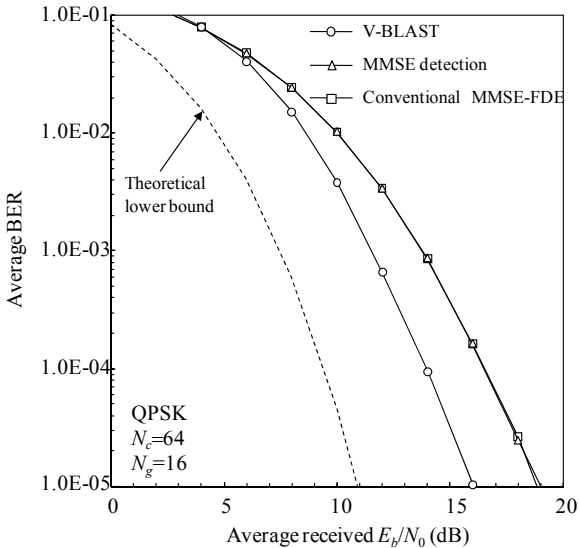


図 4 MMSE 検出および V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性

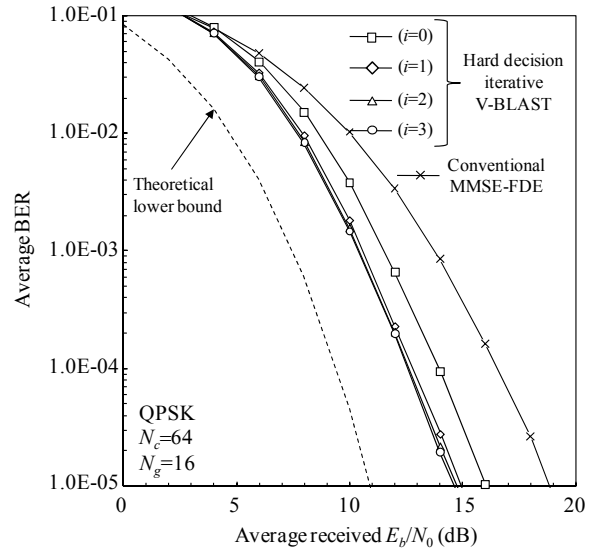


図 5 硬判定繰り返し V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性

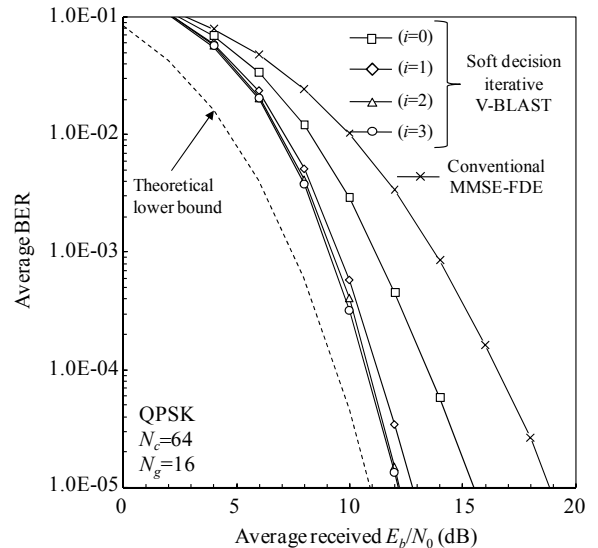


図 6 軟判定繰り返し V-BLAST を適用した時の SC 伝送の BER 特性

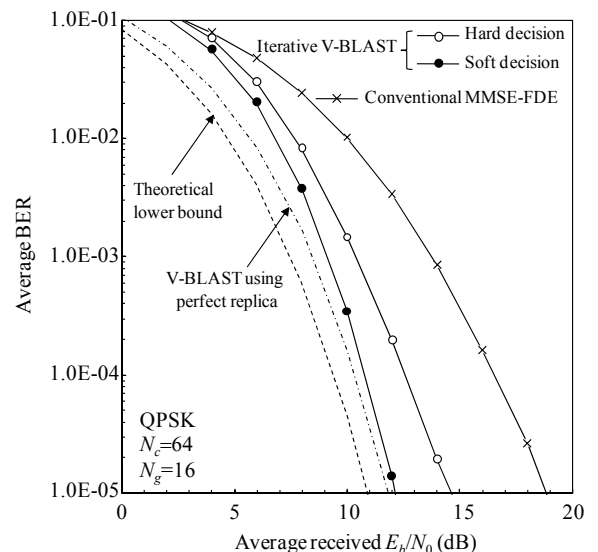


図 7 硬判定と軟判定繰り返し V-BLAST の比較