

# Tomlinson-Harashima Precoding を用いるシングルキャリアマルチユーザ MIMO 下りリンクへの STBC ダイバーシチの適用効果

吉岡 翔平<sup>†</sup> 熊谷 慎也<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<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>{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし シングルキャリア(SC)時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)は周波数ダイバーシチ利得および空間ダイバーシチ利得の両方を同時に獲得できる, 下りリンク伝送に適したシングルユーザ(SU)・マルチアンテナ送受信ダイバーシチ(MIMO ダイバーシチ)技術である. SU-MIMO ダイバーシチをマルチユーザ(MU)伝送へ拡張する場合には, MIMO チャンネルをユーザ毎に直交化しなければならないから容易ではない. Tomlinson-Harashima Precoding(THP)を用いる MU-MIMO では, Modulo 演算により送信電力の増大を抑圧しつつ, ユーザ間干渉(IUI)が生じないように送信機であらかじめ IUI を減算する. さらに, これに周波数領域等化(FDE)を送信側で行う広帯域 SC 伝送を組み合わせれば, 優れた下りリンク伝送品質を実現できる. 本報告では, THP を用いる MU-MIMO 下りリンクへの SC-STBC-JTRD の導入について検討している. 計算機シミュレーションにより平均ビット誤り率(BER)特性を明らかにしている.

キーワード シングルキャリアマルチユーザ MIMO 下りリンク, Tomlinson-Harashima Precoding, 時空間ブロック符号化

## Effect of STBC Diversity on Single-Carrier Multi-User MIMO Downlink using Tomlinson-Harashima Precoding

Shohei YOSHIOKA<sup>†</sup> Shinya KUMAGAI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<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>{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.jp

**Abstract** Single-carrier (SC) space-time block coded-joint transmit/receive diversity (STBC-JTRD) is a single user (SU) multiple-input multiple-output (MIMO) diversity scheme which is suitable for downlink transmission. SC-STBC-JTRD can obtain both frequency diversity gain and spatial diversity gain. Extending SU-MIMO diversity to multi-user (MU) transmissions is not easy since the MIMO channels must be made orthogonal for each user. In MU-MIMO using Tomlinson-Harashima precoding (THP), inter-user interference (IUI) is subtracted at the transmitter to avoid IUI at the receivers while suppressed the transmit power increase by Modulo operation. MU-MIMO using THP combined with broadband SC transmission using transmit frequency-domain equalization (FDE) achieves a good downlink transmission performance. In this paper, we introduce SC-STBC-JTRD into MU-MIMO downlink using THP. We evaluate the average bit error rate (BER) performance by computer simulation.

**Keyword** Single-carrier multi-user MIMO downlink, Tomlinson-Harashima precoding, Space-time block coding

### 1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは超高速伝送を実現するために広帯域伝送となる. 広帯域伝送では, 遅延パスによる符号間干渉(ISI)の影響により伝送品質が劣化する[1]. 最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)[2]を用いるシングルキャリア(SC)伝送は, ISI を抑圧し周波数ダイバーシチ効果を得られるため優れた伝送品質を実現できる. しかし, 残留 ISI により伝送品質改善には限界がある. 下りリンク伝送では, さらなる伝送品質の改善として SC 時空

間ブロック符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD) [3]が大変有効である. SC-STBC-JTRD は(送信アンテナ本数)×(受信アンテナ本数)と等しいオーダの最大比合成空間ダイバーシチ利得と, 周波数ダイバーシチ利得の両方を同時に獲得することができる下りリンク伝送に適したシングルユーザ(SU)・マルチアンテナ送受信(MIMO)ダイバーシチ技術である.

SU-MIMO ダイバーシチをマルチユーザ(MU)伝送へ拡張する場合には, MIMO チャンネルをユーザごとに直交化しなければならないから容易では

ない。MU-MIMO 下りリンク技術[4]として、ユーザ間干渉(IUI)が生じないように基地局(BS)でプリコーディングを行う Channel Inversion[5]やブロック対角化(BD)[6]が知られており、ユーザ間の直交化が可能である。しかし、Channel Inversionでは等価チャネルが受信アンテナ毎に直交するためSC-STBC-JTRDを適用できない。BDでは、等価チャネルがユーザ内で非直交のためSC-STBC-JTRDの適用が可能であるが、SC-STBC-JTRDの適用による空間ダイバーシチオーダの増加よりも雑音の増加の影響が大きく、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。

そこで筆者らは、Tomlinson-Harashima Precoding (THP)を用いる MU-MIMO 下りリンク[7]に注目している。THPを用いる MU-MIMO 下りリンクでは、等価チャネル行列がブロック下三角行列となるようプリコーディングを行い、ユーザ間を完全には直交化しない。各ユーザの受信機で IUI が発生しないように、プリコーディング後に残留する IUI を変調信号からあらかじめ減算する。そして、干渉減算に伴う送信電力の増大は Modulo 演算により抑圧する。この THP を用いる MU-MIMO 下りリンクでは、ダイバーシチオーダの低下を抑えつつ複数ユーザを空間多重できる。また、送信 FDE を用いる広帯域 SC 伝送と THP を用いる MU-MIMO 下りリンクを組み合わせることで、優れた BER 特性を実現できることが知られている[8]。さらに、BDと同様に等価チャネルがユーザ内で非直交のため、SC-STBC-JTRDの適用が可能である。

そこで本報告では、THPを用いる MU-MIMO 下りリンクへの SC-STBC-JTRDの導入について検討する。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、ダイバーシチオーダについて考察する。

本報告の構成は以下のとおりである。第2章では、THPを用いる MU-MIMO 下りリンク伝送について述べる。第3章では、SC-STBC-JTRDについて述べる。第4章で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、第5章でまとめる。

## 2. THPを用いる MU-MIMO 下りリンク伝送

### 2.1. システムモデル

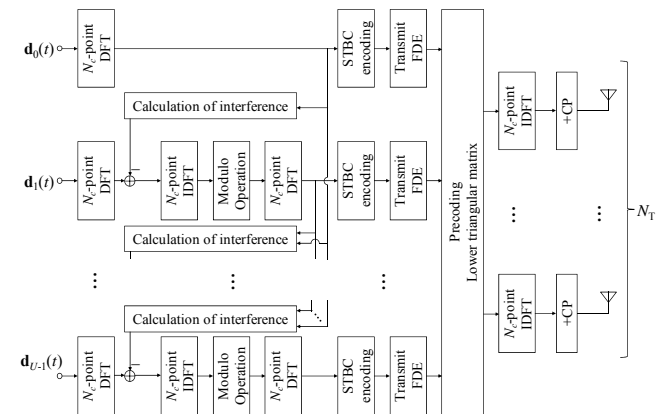
図1に THPを用いる MU-MIMO 下りリンク伝送の送受信系を示す。BSと通信するユーザ数を  $U$  とし、等価チャネルの最上部のユーザから順にユーザ  $0, 1, \dots, U-1$  とする。BSの送信アンテナ本数を  $N_T$  とし、ユーザはそれぞれ  $N_R$  本の受信アンテナを用いることとする。BSはまず、各ユーザへ送信するデータ系列を変調する。ユーザ毎に変調信号系列を  $N_c$  個の変調信号からなる  $J$  個のブロックに分割し、ブロック毎に  $N_c$  ポイント離散フーリエ変換(DFT)を適用することで  $U \times J$  個の周波数領域シンボルブロックに変換する。ここで、 $J$  は各ユーザの受信アンテナ本数  $N_R$  に依存する値であり、第3章で述べる。THPを用いる MU-MIMO では各周波数の等価チャネル行列をブロック下三角行列にす

るため、ユーザ  $0$  の受信信号には IUI が生じない。したがって、ユーザ  $0$  の  $J$  個の周波数領域シンボルブロックにそのまま STBC 符号化および送信 FDE を適用する。

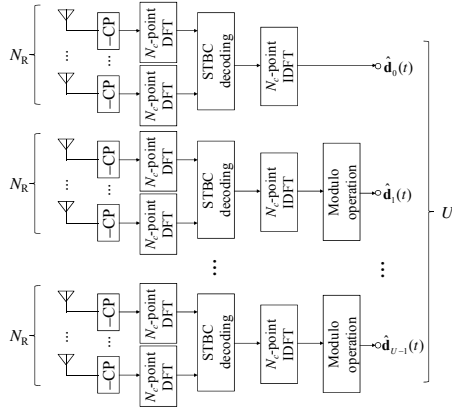
ユーザ  $u(u=1 \sim U-1)$  の受信信号にはユーザ  $0 \sim u-1$  への信号による IUI が生じるため、以下の IUI 減算から送信 FDE までの操作はユーザ  $1, 2, \dots, U-1$  の順に行わなければならない。ユーザ  $u$  の受信信号に生じるユーザ  $0 \sim u-1$  の IUI 信号を計算し、ユーザ  $u$  の  $J$  個の周波数領域シンボルブロックから減算する。IUI 減算操作に伴い送信信号電力が増大してしまうが、Modulo 演算を行うことで抑圧することができる。ただし、Modulo 演算は時間領域で行わなければ受信側での Modulo 演算後に正しい信号を得られない。そこで、IUI 減算後のユーザ  $u$  の周波数領域シンボルブロック毎に  $N_c$  ポイント逆 DFT(IDFT)を適用し、 $J$  個の時間領域シンボルブロックへ変換して各シンボルに対し Modulo 演算を行う。Modulo 演算後、ユーザ  $u$  の時間領域シンボルブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用し再度  $J$  個の周波数領域シンボルブロックへ変換する。そしてユーザ  $u$  の  $J$  個の周波数領域シンボルブロックに STBC 符号化および送信 FDE を適用する。

全てのユーザの信号に STBC 符号化および送信 FDE を適用後、等価チャネル行列がブロック下三角行列となるように全ユーザの信号をまとめてプリコーディングを行う。そして各送信アンテナにおいて周波数領域シンボルブロック毎に  $N_c$  ポイント IDFT を適用しブロックの後尾  $N_g$  シンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてガードインターバル(GI)に挿入後、 $N_T$  本の送信アンテナから  $U$  ユーザへ信号を送信する。

各ユーザは  $N_R$  本の受信アンテナを用いてデータを受信する。各受信アンテナにおいて GI 除去後、ブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用する。この周波数領域受信信号ブロックに対し STBC 復号を行い、ブロック毎に  $N_c$  ポイントの IDFT を適用する。ユーザ  $0$  はこの IDFT 出力からデータ系列を復調する。ユーザ  $u(u=1 \sim U-1)$  は IDFT 出力を Modulo 演算後、データ系列を復調する。



(a) 送信機(BS)



(b) 受信機(各ユーザ)

図 1 送受信系

## 2.2. 送受信信号

BS では、ユーザ  $u$  に関する  $N_c$  ポイント DFT 後の第  $k(k=0\sim N_c-1)$  周波数の  $J \times 1$  の周波数領域シンボルベクトル  $\mathbf{D}_u(k) = [D_{u,0}(k) \ \cdots \ D_{u,J-1}(k)]^T$  に対し、ユーザ 0 から順に IUI 減算および時間領域 Modulo 演算、STBC 符号化、送信 FDE を行う(ユーザ 0 は STBC 符号化、送信 FDE のみ)。ユーザ  $u$  の第  $k$  周波数における時間領域 Modulo 演算後の  $J \times 1$  の周波数領域シンボルベクトルを次式で表す。

$$\tilde{\mathbf{D}}_u(k) = [\tilde{D}_{u,0}(k) \ \cdots \ \tilde{D}_{u,J-1}(k)]^T \quad (1)$$

また、ユーザ  $u$  の STBC 符号化および送信 FDE 後における  $N_R \times Q$  のシンボル行列を  $\mathbf{S}_u(k)$  と表す。ここで  $Q$  は  $J$  同様、各ユーザの受信アンテナ本数  $N_R$  に依存する値であり第 3 章で述べる。全ユーザの  $\mathbf{S}_u(k)$  を求めた後プリコーディングを行い、 $N_T \times Q$  の送信シンボル行列  $\tilde{\mathbf{S}}(k)$  を得る。

$$\tilde{\mathbf{S}}(k) = \begin{cases} \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{F}(k) [\mathbf{S}_0^T(k) \ \cdots \ \mathbf{S}_{U-1}^T(k)]^T & (N_T = N_R U) \\ \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{F}(k) [\mathbf{S}_0^T(k) \ \cdots \ \mathbf{S}_{U-1}^T(k) \ \mathbf{0}]^T & (N_T > N_R U) \end{cases} \quad (2)$$

ここで  $\mathbf{F}(k)$  は  $N_T \times N_T$  の第  $k$  周波数のプリコーディング行列であり、 $\tilde{\mathbf{C}}$  は 1 ユーザあたりの平均送信電力を一定に保つ電力正規化項である。

BS は  $\tilde{\mathbf{S}}(k)$  の各成分  $\{\tilde{S}_{q,n_T}(k); k=0\sim N_c-1, q=0\sim Q-1, n_T=0\sim N_T-1\}$  に対しブロック毎に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、CP 挿入後、各アンテナから  $Q$  個のブロックを送信する。

各ユーザでは、 $N_R$  本のアンテナで信号を受信し CP を除去する。ブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用して周波数領域受信信号系に変換する。ユーザ  $u$  の第  $k$  周波数における  $N_R \times Q$  の周波数領域受信信号行列  $\mathbf{R}_u(k)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_u(k) &= \sqrt{2E_s/T_s} \mathbf{H}_u(k) \tilde{\mathbf{S}}(k) + \mathbf{N}_u(k) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \bar{\mathbf{H}}_u(k) \mathbf{S}_u(k) + \mathbf{N}_u(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで、 $E_s$  は平均送信シンボルエネルギー、 $T_s$  はシンボル長である。 $\mathbf{H}_u(k)$  はユーザ  $u$  の受信アンテナと全送

信アンテナ間の  $N_R \times N_T$  チャネル行列であり、 $\bar{\mathbf{H}}_u(k)$  は THP 後のユーザ  $u$  の  $N_R \times N_R$  の等価チャネル行列である。 $\mathbf{N}_u(k)$  はユーザ  $u$  の  $N_R \times Q$  の雑音行列であり、各成分は零平均で分散  $2N_0/T_s$  の複素ガウス変数である。 $N_0$  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。

各ユーザは  $\mathbf{R}_u(k)$  に STBC 復号を適用する。ブロック毎に  $N_c$  ポイント IDFT を行った後、ユーザ 1~ $U-1$  では Modulo 演算を行い、各ユーザは時間領域軟判定シンボルを得る。

## 2.3. プリコーディング行列[9]

送信アンテナ本数  $N_T$ 、総受信アンテナ本数  $N_R U$  より、周波数領域チャネル行列の第  $k$  周波数成分  $\mathbf{H}(k)$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_0^T(k) \ \mathbf{H}_1^T(k) \ \cdots \ \mathbf{H}_{U-1}^T(k)]^T \quad (4)$$

第  $k$  周波数の  $N_R U \times N_T$  の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  をブロック下三角行列にする第  $k$  周波数のプリコーディング行列  $\mathbf{F}(k)$  は、以下のとおりに求める。

まず  $N_T = N_R U$  の場合を考える。 $\mathbf{H}(k)$  からユーザ  $U-1$  のチャネル行列  $\mathbf{H}_{U-1}(k)$  を除いた行列、すなわち  $\mathbf{H}(k)$  の第  $0\sim N_R(U-1)-1$  行を  $\mathbf{H}^{(U-2)}(k) = [\mathbf{H}_0^T(k) \ \mathbf{H}_1^T(k) \ \cdots \ \mathbf{H}_{U-2}^T(k)]^T$  とし  $\mathbf{H}^{(U-2)}(k)$  に対し次式のように特異値分解(SVD)[10]を適用する。

$$\mathbf{H}^{(U-2)}(k) = \mathbf{U}_{U-2}(k) [\boldsymbol{\Sigma}_{U-2}(k) \ \mathbf{0}] \mathbf{V}_{U-2}^H(k) \quad (5)$$

ここで  $\mathbf{U}_{U-2}(k)$  は  $N_R(U-1)$  次のユニタリ行列であり、 $\mathbf{V}_{U-2}(k)$  は  $N_T$  次のユニタリ行列である。また、 $\boldsymbol{\Sigma}_{U-2}(k)$  は対角成分が  $\mathbf{H}^{(U-2)}(k)$  の特異値で非対角成分が 0 である  $N_R(U-1)$  次の対角行列である。 $\mathbf{H}(k)$  の右から  $\mathbf{V}_{U-2}(k)$  を乗算すると、第  $0\sim N_R(U-1)-1$  行の第  $N_R(U-1)\sim N_R U-1$  列は全て 0 となる。次に  $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-2}(k)$  の第  $0\sim N_R(U-2)-1$  行を  $\mathbf{H}^{(U-3)}(k)$  とし次式のように SVD を適用する。

$$\mathbf{H}^{(U-3)}(k) = \mathbf{U}_{U-3}(k) [\boldsymbol{\Sigma}_{U-3}(k) \ \mathbf{0}] \mathbf{V}_{U-3}^H(k) \quad (6)$$

ここで  $\mathbf{U}_{U-3}(k)$  は  $N_R(U-2)$  次のユニタリ行列であり、 $\mathbf{V}_{U-3}(k)$  は  $N_T$  次のユニタリ行列である。また、 $\boldsymbol{\Sigma}_{U-3}(k)$  は対角成分が  $\mathbf{H}^{(U-3)}(k)$  の特異値で非対角成分が 0 である  $N_R(U-2)$  次の対角行列である。 $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-2}(k)$  の右から  $\mathbf{V}_{U-3}(k)$  を乗算すると、第  $0\sim N_R(U-1)-1$  行の第  $N_R(U-1)\sim N_R U-1$  列に加え第  $0\sim N_R(U-2)-1$  行の第  $N_R(U-2)\sim N_R(U-1)-1$  列が全て 0 となる。したがってこの操作を繰り返すと  $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-2}(k) \cdots \mathbf{V}_0(k)$  はブロック下三角行列となることから、プリコーディング行列  $\mathbf{F}(k)$  を  $\mathbf{V}_{U-2}(k) \cdots \mathbf{V}_0(k)$  とすれば等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  をブロック下三角行列にできる。以上より、第  $k$  周波数の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  は次式で表される。

$$\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{F}(k) = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{00}(k) & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \bar{\mathbf{H}}_{(U-1)0}(k) & \cdots & \bar{\mathbf{H}}_{(U-1)(U-1)}(k) \end{pmatrix}$$

for  $N_T=N_R U$  (7)

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}_{uv}(k)$  ( $u \neq v$ ) はユーザ  $v$  への信号がユーザ  $u$  へ与える IUI 信号成分を表す  $N_R \times N_R$  の等価チャネル行列である。

次に、 $N_T > N_R U$  の場合には、はじめにチャネル行列  $\mathbf{H}(k)$  に対し次式のように SVD を適用する。

$$\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}_{U-1}(k) [\boldsymbol{\Sigma}_{U-1}(k) \quad \mathbf{0}] \mathbf{V}_{U-1}^H(k) \quad (8)$$

ここで  $\mathbf{U}_{U-1}(k)$  は  $N_R U$  次のユニタリ行列であり、 $\mathbf{V}_{U-1}(k)$  は  $N_T$  次のユニタリ行列である。また、 $\boldsymbol{\Sigma}_{U-1}(k)$  は対角成分が  $\mathbf{H}(k)$  の特異値で非対角成分が 0 である  $N_R U$  次の対角行列である。 $\mathbf{H}(k)$  の右から  $\mathbf{V}_{U-1}(k)$  を乗算すると第  $N_R U + 1 \sim N_T$  列は全て 0 となることから、 $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-1}(k)$  の第  $1 \sim N_R U + 1$  列を  $\mathbf{H}'(k)$  とし  $\mathbf{H}'(k)$  に対して  $N_T = N_R U$  の場合と同じ操作を行うと、 $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-1}(k) \mathbf{V}_{U-2}(k) \dots \mathbf{V}_0(k)$  はブロック下三角行列となる。したがって、 $N_T > N_R U$  の場合はプリコーディング行列  $\mathbf{F}(k)$  を  $\mathbf{V}_{U-1}(k) \mathbf{V}_{U-2}(k) \dots \mathbf{V}_0(k)$  とする。このときの第  $k$  周波数の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  は次式で表される。

$$\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{F}(k) = \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{00}(k) & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \bar{\mathbf{H}}_{(U-1)0}(k) & \dots & \bar{\mathbf{H}}_{(U-1)(U-1)}(k) \end{pmatrix}$$

for  $N_T > N_R U$  (9)

## 2.4. 時間領域 Modulo 演算

次節で述べる IUI 減算操作に伴い増大した送信信号電力を、時間領域 Modulo 演算により抑圧する。Modulo 演算は実部および虚部についてそれぞれ行う。ユーザ  $u$  の第  $k$  周波数における IUI 減算後のシンボルベクトル  $\bar{\mathbf{D}}_u(k)$  ( $u=1 \sim U-1$ ) の各成分  $\{\bar{d}_{u,j}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に対しブロック毎に  $N_c$  ポイント IDFT を適用し、時間領域シンボルベクトル  $\bar{\mathbf{d}}_u(t)$ ;  $t=0 \sim N_c-1$ , を得る。 $\bar{\mathbf{d}}_u(t)$  への Modulo 演算の適用は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{d}}_u(t) = (\bar{\mathbf{d}}_u(t)) \bmod Z \equiv \bar{\mathbf{d}}_u(t) + \mathbf{z}_u(t) \quad (10)$$

ここで、 $Z$  は変調方式に依存する値であり、QPSK では  $Z = \sqrt{2}$ 、16QAM では  $Z = 4/\sqrt{10}$  である。また  $\mathbf{z}_u(t)$  は各要素の実部および虚部がそれぞれ  $Z$  の整数倍である  $J \times 1$  のベクトルである。時間領域 Modulo 演算後のシンボルベクトル  $\tilde{\mathbf{d}}_u(t)$  の各成分  $\{\tilde{d}_{u,j}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に対しブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用し、次式で表される周波数領域シンボルベクトル  $\tilde{\mathbf{D}}_u(k)$  を得る。

$$\tilde{\mathbf{D}}_u(k) = \bar{\mathbf{D}}_u(k) + \mathbf{Z}_u(k) \quad (11)$$

ここで  $\mathbf{Z}_u(k)$  は、 $\mathbf{z}_u(t)$  の各成分  $\{z_{u,j}(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に対しブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用したものである。

## 2.5. IUI 減算

BS は STBC 符号化前に IUI 減算を行うため、STBC 復号を行った後の IUI を計算し減算しなければならない。時間領域 Modulo 演算後の第  $k$  周波数のシンボル

ベクトル  $\tilde{\mathbf{D}}_u(k)$  と STBC 復号後の周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  ( $u=0 \sim U-1$ ) の関係は次式のように表される(雑音略)。

$$\begin{pmatrix} \hat{\mathbf{D}}_0(k) \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{D}}_{U-1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_{11}(k) & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ \boldsymbol{\Lambda}_{U1}(k) & \dots & \boldsymbol{\Lambda}_{UU}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{D}}_0(k) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{D}}_{U-1}(k) \end{pmatrix} \quad (12)$$

ここで、 $\boldsymbol{\Lambda}_{uu}$  は対角成分に STBC 復号後におけるユーザ  $u$  の希望信号成分の等価チャネル利得をもち非対角成分は 0 である  $J \times J$  の対角行列である。また、 $\boldsymbol{\Lambda}_{uv}$  ( $u \neq v$ ) は STBC 復号後におけるユーザ  $v$  への信号がユーザ  $u$  へ与える IUI 信号成分の係数を持つ  $J \times J$  の行列である。すなわち、ユーザ  $u$  の第  $k$  周波数における STBC 復号後の周波数領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{D}}_u(k) = \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) \tilde{\mathbf{D}}_u(k) + \sum_{v=0}^{u-1} \boldsymbol{\Lambda}_{uv}(k) \tilde{\mathbf{D}}_v(k) \quad (13)$$

式(13)が  $\hat{\mathbf{D}}_u(k) = \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) (\mathbf{D}_u(k) + \mathbf{Z}_u(k))$  で与えられれば IUI が発生しないことから、時間領域 Modulo 演算後の第  $k$  周波数のシンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{D}}_u(k) = \mathbf{D}_u(k) + \mathbf{Z}_u(k) - \boldsymbol{\Lambda}_{uu}^{-1}(k) \sum_{v=0}^{u-1} \boldsymbol{\Lambda}_{uv}(k) \tilde{\mathbf{D}}_v(k) \quad (14)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{D}}_0(k) = \mathbf{D}_0(k)$  である。したがって、ユーザ  $u$  の第  $k$  周波数における IUI 減算後のシンボルベクトル  $\bar{\mathbf{D}}_u(k)$  ( $u=1 \sim U-1$ ) は次式で与えられる。

$$\bar{\mathbf{D}}_u(k) = \mathbf{D}_u(k) - \boldsymbol{\Lambda}_{uu}^{-1}(k) \sum_{v=0}^{u-1} \boldsymbol{\Lambda}_{uv}(k) \tilde{\mathbf{D}}_v(k) \quad (15)$$

以上より、ユーザ  $u$  における STBC 復号適用後の周波数領域シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_u(k) &= \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) \mathbf{D}_u(k) - \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) \boldsymbol{\Lambda}_{uu}^{-1}(k) \sum_{v=0}^{u-1} \boldsymbol{\Lambda}_{uv}(k) \tilde{\mathbf{D}}_v(k) \\ &+ \sum_{v=0}^{u-1} \boldsymbol{\Lambda}_{uv}(k) \tilde{\mathbf{D}}_v(k) + \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) \mathbf{Z}_u(k) \\ &= \boldsymbol{\Lambda}_{uu}(k) (\mathbf{D}_u(k) + \mathbf{Z}_u(k)) \end{aligned} \quad (16)$$

$\boldsymbol{\Lambda}_{uu}^{-1}(k) \hat{\mathbf{D}}_u(k)$  の各成分  $\{\tilde{d}_{u,j}(k); k=0 \sim N_c-1\}$  に対しブロック毎に  $N_c$  ポイント DFT を適用し Modulo 演算を適用することで、時間領域軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{d}}_u(t)$  が得られる。

## 3. SC-STBC-JTRD

ユーザ  $u$  の SC-STBC-JTRD について記述する。SC-STBC-JTRD では、BS は  $J$  個の周波数領域シンボルブロックに STBC 符号化および送信 FDE を適用し、 $N_R \times Q$  個の符号化ブロックを生成する。 $J$  および  $Q$  はユーザ  $u$  の受信アンテナ本数  $N_R$  に依存し、 $N_R=2,3,4$  のときそれぞれ  $(J,Q)=(2,2)$ ,  $(J,Q)=(3,4)$ ,  $(J,Q)=(3,4)$  である。ここでは本稿で扱う  $N_R=2$  の場合について示すが、 $N_R=3,4$  の場合も同様に適用可能である。なお、各ブロックは  $N_c$  シンボルで構成される。

BS は、干渉減算および Modulo 演算後の周波数領域シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  に対し次式で表される STBC

符号化を行う.

$$\mathbf{\Omega}_{u, N_R=2}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{D}_{u,0}(k) & -\tilde{D}_{u,1}^*(k) \\ \tilde{D}_{u,1}(k) & \tilde{D}_{u,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (17)$$

ここで  $\mathbf{\Omega}_u(k)$  はユーザ  $u$  に関する  $N_R \times Q$  の STBC 符号化行列である. STBC 符号化後, 次式のとおり送信 MMSE-FDE を適用する.

$$\mathbf{S}_u(k) = \mathbf{W}_u(k) \mathbf{\Omega}_u(k) \quad (18)$$

$\mathbf{W}_u(k)$  はユーザ  $u$  に関する送信 FDE 重み行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_u(k) = \mathbf{A}_u(k) \bar{\mathbf{H}}_{uu}^H(k) \quad (19)$$

$$\mathbf{A}_u(k) = \left( \sum_{n_R=N_R u}^{N_R(u+1)-1} \sum_{n_T=N_R u}^{N_R(u+1)-1} |\bar{H}_{n_R, n_T}(k)|^2 + N_R \times \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (20)$$

ここで  $(\cdot)^H$  はエルミート転置演算子を表す. また,  $\bar{H}_{n_R, n_T}(k)$  は  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  の第  $(n_R, n_T)$  要素である. 送信 MMSE-FDE 後, BS は各ユーザへの平均送信信号電力を一定に保つため電力正規化項  $C_u$  を乗算し, 図 1(a) のプリコーディングブロックへ入力する.  $C_u$  は次式で与えられる.

$$C_u = \frac{N_c}{\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n_R=0}^{N_R-1} \sum_{n_T=0}^{N_T-1} |W_{n_R, n_T}(k)|^2} \quad (21)$$

各ユーザは式(3)で表される  $\mathbf{R}_u(k)$  に対し以下の式で与えられる STBC 復号を適用し,  $J$  個の周波数領域軟判定シンボルブロック  $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$  を得る.

$$\hat{\mathbf{D}}_{u, N_R=2}(k) = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{1,0}(k) - R_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad (22)$$

ここで,  $R_{n_R, q}(k)$  は  $\mathbf{R}_u(k)$  の第  $(n_R, q)$  要素である.

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK, 16QAM
	DFT points	$N_c=256$
	CP length	$N_g=32$
	No. of transmit antennas	$N_T=4$
	No. of each receive antennas	$N_R=1, 2$
	No. of users	$U=2$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	8 paths uniform
	Time delay of $l$ -th path	$\tau_l=l$ symbols

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す. BS は  $N_T=4$  本のアンテナで信号を送信し, 各ユーザは  $N_R=1, 2$  本のアンテナで信号を受信する. 同時に通信を行うユーザの数  $U=2$  とし, THP におけるユーザの順番はラン

ダムとした. BS は全送受信アンテナ間のチャンネルを理想的に得られるものとした. チャンネルは 8 パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し, 各パスの遅延時間はシンボル長の整数倍とした.

### 4.2. 平均 BER 特性

図 2 に, 本報告で検討する SC-STBC-JTRD を導入した THP を用いる MU-MIMO 下りリンク伝送の平均 BER 特性を示す. 横軸は平均送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 ( $E_b/N_0$ ) である. 比較のため, SC-STBC-JTRD を行わず  $N_R=1$  とした場合 (すなわち最大比送信ダイバーシチ (MRT) [11]) の特性も併せて示す. 変調方式は (a) QPSK 変調, (b) 16QAM 変調である.

図 2 より, ユーザ 0 に関して受信アンテナ本数  $N_R=2$  とすることで  $N_R=1$  より優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる. 平均 BER =  $10^{-5}$  を達成する平均送信  $E_b/N_0$  は, QPSK 変調, 16QAM 変調の双方において約 1dB 改善することができている. また, ユーザ 1 に関して  $N_R=2$  の特性は  $N_R=1$  の場合より約 1dB 劣化している. これは  $N_R=1$  の場合,  $N_T \neq N_R U$  より式(8)の SVD を行うことが影響している. 以下でその詳細を考察する.

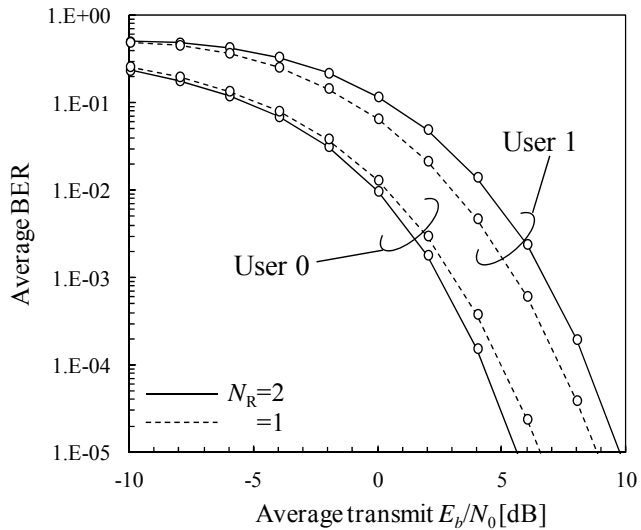
図 3 に (a)  $\bar{\mathbf{H}}_{00}(k)$ , (b)  $\bar{\mathbf{H}}_{11}(k)$  のフロベニウスノルムの累積分布関数 (CDF) をそれぞれ示す. ユーザ 0 に関して図 3(a) より,  $(N_R \times N_R) = (1 \times 1)$  の行列  $\bar{\mathbf{H}}_{00}(k)$  のフロベニウスノルムの分布は  $(N_T \times N_R) = (4 \times 1)$  のチャンネル行列のそれに等しくなり, 空間ダイバーシチオーダは 4 である. 一方,  $(N_R \times N_R) = (2 \times 2)$  の行列  $\bar{\mathbf{H}}_{00}(k)$  のフロベニウスノルムの分布は  $(N_T \times N_R) = (4 \times 2)$  のチャンネル行列のそれに等しくなり, 空間ダイバーシチオーダは 8 である. したがって  $N_R$  を 1 から 2 へ増加させると空間ダイバーシチオーダが 4 大きくなり, SC-STBC-JTRD によって雑音電力が  $N_R=2$  倍となる [12] が特性が改善する.

ユーザ 1 に関して  $N_R=1$  の場合, 式(8)の SVD 後の等価チャンネル行列  $\mathbf{H}(k) \mathbf{V}_{U-1}(k)$  において, 0 でない部分  $\mathbf{H}(k)$  の各要素の分布は異なるものとなる. 図 3(b) に示すとおり,  $(N_R \times N_R) = (1 \times 1)$  の行列  $\bar{\mathbf{H}}_{11}(k)$  のフロベニウスノルムの分布は  $((N_T - N_R) \times N_R) = (3 \times 1)$  のチャンネル行列のそれに等しくなり, 空間ダイバーシチオーダは 3 である. 一方  $N_R=2$  の場合,  $N_T = N_R U$  より式(8)の SVD を行わない. このとき  $\bar{\mathbf{H}}_{11}(k)$  のフロベニウスノルムの分布は,  $\mathbf{H}_1(k)$  における希望信号成分  $((N_R \times N_R) = (2 \times 2)$  行列) のフロベニウスノルムに等しいままであり, 空間ダイバーシチオーダは 4 である. 空間ダイバーシチオーダは 1 大きくなるが, SC-STBC-JTRD では雑音電力が  $N_R$  倍となるため,  $N_R$  を 1 から 2 へ増加させると雑音電力が 2 倍となりユーザ 1 の特性が劣化する.

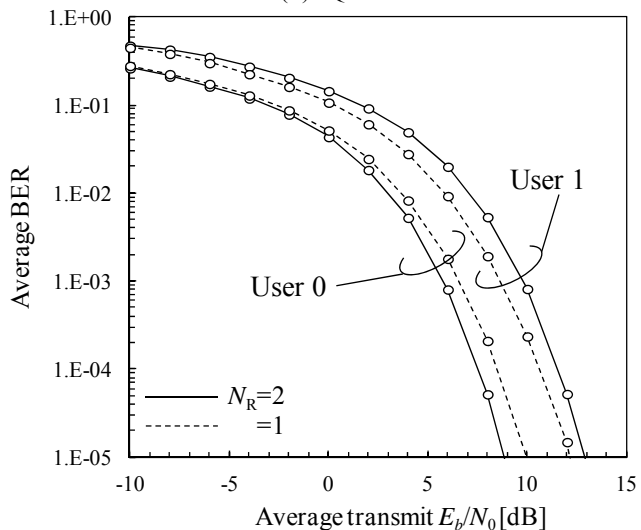
## 5. むすび

本報告では, THP を用いる MU-MIMO 下りリンクへの SC-STBC-JTRD の導入について検討した. 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, ダイバーシチオーダについて考察した. THP を用いる

MU-MIMO 下りリンクではユーザ毎にダイバーシチオーダが異なるため、SC-STBC-JTRD の導入により平均 BER 特性が改善するユーザと劣化するユーザが存在することを明らかにした。今後は、上りリンク MU-MIMO の検討も行う予定である。

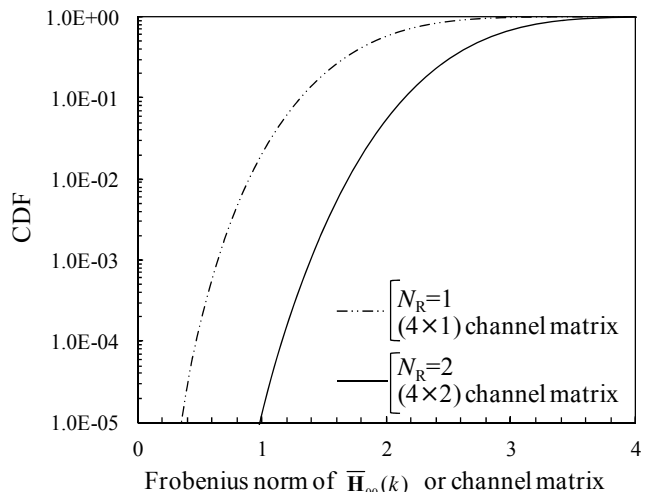


(a) QPSK

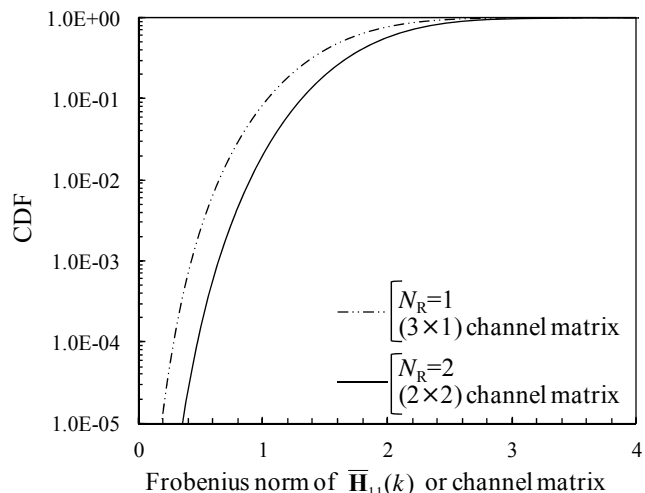


(b) 16QAM

図 2 平均 BER 特性



(a) ユーザ 0 の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}_{00}(k)$



(b) ユーザ 1 の等価チャネル行列  $\bar{\mathbf{H}}_{11}(k)$

図 3 フロベニウスノルムの CDF

## 文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital communications, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [3] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," Proc. 2006 IEEE 10th International Conference on Commun. Systems (ICCS2006), Singapore, pp. 1-5, Oct. 2006.
- [4] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," IEEE Commun. Mag., vol. 42, no. 10, pp. 60-67, Oct. 2004.
- [5] B. Peel, B. M. Hochwald and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [6] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [7] G. Ginis and J. M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," Proc. Signals, Systems and Computers 2000, Asilomar Conference on, Pacific Grove, USA, 29 Oct.-1 Nov., 2000.
- [8] C. Degen and L. Rühl, "Linear and successive predistortion in the frequency domain: performance evaluation in SDMA systems," Proc. 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2005), New Orleans, USA, 13-17 Mar., 2005.
- [9] D. Wang, E. A. Jorswieck, A. Sezgin and E. Costa, "Joint Tomlinson-Harashima precoding with diversity techniques for multiuser MIMO systems," Proc. 2005 IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC2005-Spring), Berlin, Germany, 30 May-1 June, 2005.
- [10] G. H. Golub and C. F. V. Loan, Matrix Computations 3rd ed., Johns Hopkins University Press.
- [11] K. Caver, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., vol. 49, no. 6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.
- [12] 松川, 小原, 安達, "周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチに関する理論検討," 信学技法, RCS2011-371, pp. 329-334, 2012年3月.