

# マルチセル環境下における分散アンテナ STBC 送信ダイバーシチの OFDM 下りリンク伝送特性に関する検討

齋藤 智之<sup>†</sup> 宮崎 寛之<sup>‡</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 東北大学 電気通信研究機構 〒980-8577 宮城県仙台市青葉区片平 2-1-1

<sup>‡</sup> 東北大学 〒980-8579 宮城県仙台市荒巻青葉字 6-6-05

E-mail: {saito.tmm, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 第5世代移動無線システムの実現をめざし、マクロセル内に多数の分散アンテナを配置する小セルネットワークが検討されている。ユーザ近傍の複数の分散アンテナを用いて送信ダイバーシチを構成すれば伝送品質を大幅に改善できる。その一つが、循環遅延送信 (CDT) や送信 FDE を用いる時空間ブロック符号化 (STBC) 送信ダイバーシチである。マルチセル環境では、周辺マクロセルからの同一チャネル干渉 (CCI) が無視できないが、送信ダイバーシチ効果についてこの CCI の影響を考慮した検討は十分とは言えなかった。

そこで本稿では、分散アンテナを用いる小セルネットワークにおける直交周波数分割多重 (OFDM) 下りリンク伝送特性について周辺マクロセルからの CCI を考慮して検討している。STBC 送信ダイバーシチ, CDT や送信 FDE を導入した STBC 送信ダイバーシチにおける下りリンク容量を計算機シミュレーションにより求め、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチは受信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチや CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチより常に優れた下りリンク容量を達成できること、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、使用する分散アンテナ本数を増加させるにつれてさらに下りリンク容量を向上できることを明らかにしている。

キーワード 分散アンテナを用いた小セルネットワーク, 時空間ブロック符号化, OFDM

## Transmission Performance of OFDM Downlink Using Distributed Antenna STBC Transmit Diversity

Tomoyuki SAITO<sup>†</sup> Hiroyuki MIYAZAKI<sup>‡</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University

2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai, 980-8577 Japan

<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: {saito.tmm, miyazaki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** To realize the fifth generation (5G) mobile communications systems, small-cell structured network using distributed antennas has been attracting a much attention. By using one or more distributed antennas close to a user equipment (UE) as transmit diversity branches, a good transmission quality can be achieved over the entire macro-cell. Furthermore, an introductions of cyclic delay transmission (CDT) and transmit FDE to STBC transmit diversity can further improve the transmission performance. Co-channel interference (CCI) from adjacent macro-cells cannot be ignored. However, to our best knowledge, the impact of CCI on downlink transmission using STBC transmit diversity has not been sufficiently discussed yet.

In this paper, we evaluate by computer simulation the achievable capacity of OFDM downlink using STBC transmit diversity in small-cell networks and we show that STBC transmit diversity with transmit FDE achieves higher capacity than with CDT and the STBC diversity with receive FDE. Also shown is that by using more number of distributed antennas in STBC transmit diversity with transmit FDE, the downlink capacity can be improved more.

**Keywords** small-cell network using distributed antennas, space-time block coding, OFDM

### 1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは、通信エリア全体で広帯域伝送の実現が求められている。しかしながら、

広帯域無線チャネルは伝搬損失、シャドウイングおよび周波数選択性フェージングにより伝送品質が著しく劣化してしまう [1]。この問題を克服するために、分散アンテナを用いた小セルネットワークが近年注目を集

めている[2][3]. 分散アンテナを用いた小セルネットワークでは, UE 近傍の分散アンテナ (DA) を用いることができることから近距離通信の実現とシャドウイング損失の影響を低減でき, マクロセルエリア全体に亘って優れた伝送品質を達成できる. また, 2 本以上の分散アンテナを用いる時空間ブロック符号化 (STBC) 送信ダイバーシチ[4-6]を導入すればさらに伝送品質を改善できる. また, 循環遅延送信 (CDT) や送信 FDE を STBC 送信ダイバーシチに組み合わせることで更に伝送特性を改善できる[7,8].

ところで, 利用可能な帯域幅は限られているから, 異なるマクロセルで同一周波数を再利用する必要があるが, このとき発生する隣接マクロセルからの同一チャネル干渉 (CCI) によって伝送品質が制限されてしまう. しかしながら, 周辺マクロセルからの CCI を考慮した送信ダイバーシチ効果についてはこれまで十分に議論されていなかった.

そこで本稿では, STBC 送信ダイバーシチを導入した分散アンテナを用いた小セルネットワークにおける直交周波数分割多重 (OFDM) 下りリンク伝送特性について周辺マクロセルからの CCI を考慮した検討を行っている. 計算機シミュレーションにより, 従来 STBC 送信ダイバーシチ, CDT や送信 FDE を導入した STBC 送信ダイバーシチにおける OFDM 下りリンク容量を求め, 送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチは従来 STBC 送信ダイバーシチや CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチより常に優れた下りリンク容量を達成できること, 送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは, 使用する DA 本数を増加させるにつれてさらに下りリンク容量を向上できることを明らかにしている.

本稿の構成は以下の通りである. 第 2 章においてネットワークモデルおよびチャネルモデルについて述べ, 第 3 章にて各種 STBC 送信ダイバーシチ手法について述べる. 第 4 章におい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. 分散アンテナを用いた小セルネットワーク

### 2.1. ネットワークモデル

本稿では, STBC 送信ダイバーシチを導入した分散アンテナを用いた小セルネットワークにおける OFDM 下りリンク伝送を仮定している. 図 1 にネットワークモデルを示す. 中央マクロセルを注目マクロセルとし, その周辺に 6 つのマクロセルが存在するものと仮定している. 分散アンテナ (DA) を用いた小セルネットワークでは, ひとつの BBU に有線接続された  $N_{DA}$  本の DA がマクロセル内に一様に配置されており, 各 DA は半径  $R'$  の小セルをカバーしている. また, マクロセル半径は  $R$  としている. 本稿では, マルチセル・シングルユーザ環境を仮定しており, 各マクロセルには  $N_r$  本のアンテナを搭載している UE がひとつ存在しているものとする. 各 UE は自マクロセル内の  $N_{DA}$  本の DA から  $N_r$  本の DA を送信ダイバーシチブランチとして選

択して STBC ダイバーシチ伝送を行う.

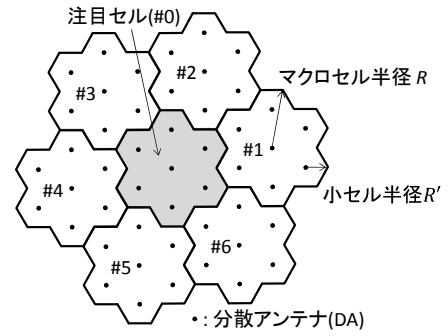


図 1 DA を用いた小セルネットワーク ( $N_{DA}=7$  の場合)

### 2.2. チャネルモデル

広帯域無線伝搬チャネルは伝搬損失, シャドウイング損失, および周波数選択性フェージングによって特徴づけられるものと仮定している. また DA-UE 間距離が小さい場合は見通し環境となり, フェージングチャネルは周波数選択性仲上・ライスフェージングによって特徴づけられると考えられる. そこで本稿では, 第  $c$  マクロセル第  $m$  DA—第  $c'$  マクロセル第 UE 間距離 ( $d_{c,c'}(m)$ ) が小セル半径以下の場合 ( $d_{c,c'}(m) \leq R'$ ) は, DA-UE 間のチャネルは周波数選択性仲上・ライスフェージングによって特徴づけられるものとし, 第  $c$  マクロセル第  $m$  DA—第  $c'$  マクロセル第 UE 間距離が小セル半径より大きい場合 ( $d_{c,c'}(m) > R'$ ) は, DA-UE 間のチャネルは周波数選択性レイリーフェージングによって特徴付けられるものとする. 第  $c$  マクロセル第  $m$  DA—第  $c'$  マクロセル第  $n_r$  UE アンテナ間のチャネルインパルス応答  $h_{c,c'}(n_r, m, \tau)$  は次式で表される.

$$h_{c,c'}(n_r, m, \tau) = (d_{c,c'}(m))^{-\frac{\alpha}{2}} \sqrt{10 - \frac{\eta_{c,c'}(m)}{10}} \times \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \exp(j\theta_{c,c'}(n_r, m)) \delta(\tau - \tau_{c,c'}(n_r, m)) \right. \\ \left. \times \left[ \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \zeta_{c,c'}(n_r, m, l) \delta(\tilde{\tau}_{c,c'}(n_r, m, l)) \right] \right\} \quad (1)$$

ここで  $\alpha$  は伝搬損失指数であり,  $\eta_{c,c'}(m)$  は第  $c$  マクロセル第  $m$  DA—第  $c'$  マクロセル UE 間のシャドウイング損失 (dB) である. また,  $K$  は仲上ライスフェージングの  $K$  ファクタである.  $\theta_{c,c'}(n_r, m)$  は第  $c$  マクロセル第  $m$  DA—第  $c'$  マクロセル第  $n_r$  UE アンテナ間チャネルの直接波の位相であり,  $\tau_{c,c'}(n_r, m)$  は直接波の遅延時間である. また,  $\zeta_{c,c'}(n_r, m, l)$  は第  $c$  マクロセル第  $m$  分散アンテナ—第  $c'$  マクロセル第  $n_r$  UE アンテナ間チャネルの第  $l$  遅延パスの複素パス利得であり,  $\tilde{\tau}_{c,c'}(n_r, m, l)$  は第  $l$  遅延パスの遅延時間である. ( $d_{c,c'}(m) > R'$ ) の場合は, 無線伝播チャネルはレイリーフェージングによって特徴付けられると仮定しているため  $K=0$  となる.

### 3. 送信ダイバーシチの動作原理

以降、注目セル ( $c=0$ ) 内の伝送に注目して述べる。また一般性を失うことなく、第  $m=n_t$  分散アンテナが第  $n_t$  送信ダイバーシチアンテナとして選択されたものとして説明する。

#### 3.1. STBC 送信ダイバーシチ

図 2 に、従来 STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成を示す。送信機(BBU)では、 $N_c$  個のデータシンボルからなる  $J$  個の信号ブロックに対して STBC 符号化を適用して、サブキャリアごとに  $N_r \times Q$  行列の STBC 符号化信号を生成する。そして、STBC 符号化信号に対し、 $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して OFDM シンボルを生成した後、OFDM シンボル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、 $N_t$  本の分散アンテナから UE に向けて信号を送信する。

UE 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  $N_c$  サブキャリアに直交分解する。その後、受信 FDE および STBC 復号を行って  $J$  個の信号ブロックに復号した後、データ復調を行う。

従来 STBC 送信ダイバーシチでは、簡易な送信機構成で  $N_t \times N_r$  の最大比空間ダイバーシチ利得を得ることができる。また STBC 符号化率は表 1 に示すように送信アンテナ本数によって決定され、送信アンテナ本数  $N_t$  を 3 本以上とすると、STBC 符号化率が低下する [4-6]。

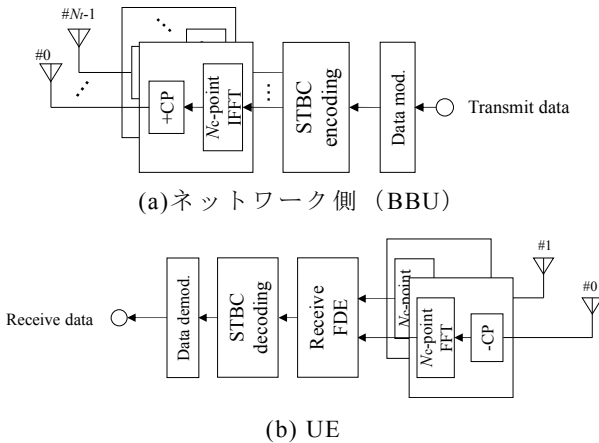


図 2 従来 STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成

表 1 送信シンボル数  $J$ , 符号長  $Q$ , および符号化率と送信アンテナ本数  $N_t$  の関係

$N_t$	$J$	$Q$	符号化率
1	1	1	1
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3
6	20	30	2/3

#### 3.2. 循環遅延送信を用いる STBC 送信ダイバーシチ

図 3 に CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成を示す。送信機(BBU)では、まず従来 STBC 送信ダイバーシチにおいて  $N_t=2$  の場合における STBC 符号化を適用して、サブキャリアごとに  $2 \times 2$  の STBC 符号化信号を生成する。その後、送信アンテナを 2 グループに分割した後、第  $n_t'$  ( $n_t'=0,1$ ) グループでは、第  $n_t'$  STBC 符号 (STBC 符号化行列の第  $n_t'$  行ベクトル) に対して、アンテナごとに異なる循環遅延を加える。その後、循環遅延が適用された STBC 符号化信号に対して、 $N_c$  ポイント IFFT を適用して OFDM シンボルを生成した後、OFDM シンボルの先頭のガード区間に CP を挿入して、 $N_t$  本の分散アンテナから UE に向けて信号を送信する。

UE では、受信信号に対して CP 除去および  $N_c$  ポイント FFT を適用して  $N_c$  サブキャリアに直交分解した後、循環遅延が加えられたチャネルの和を一つの等価チャネルとみなして受信 FDE を行う。そして STBC 復号を行って  $J$  ブロックの信号に復号した後、データ復調を行う。

CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、 $N_t=2$  の場合における STBC 符号化を用いているため送信アンテナ本数に関わらず常に STBC 符号化率は 1 となる。ただし、送信アンテナ本数が 3 本以上に増加させたときに得られるのは空間ダイバーシチ効果ではなく周波数ダイバーシチ効果であるため、従来 STBC 送信ダイバーシチと比較すると、ダイバーシチ利得は小さい。

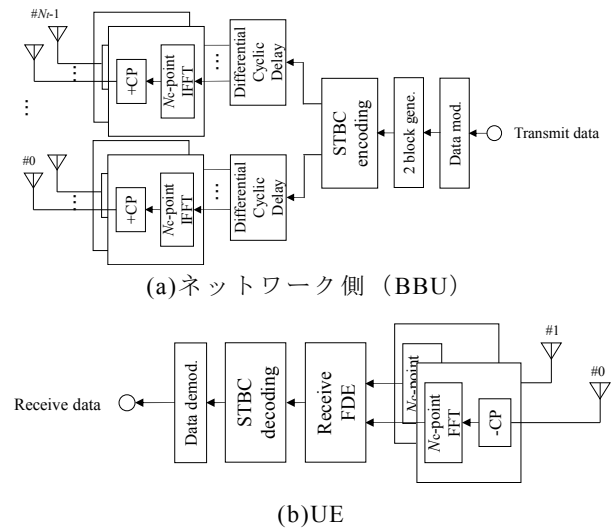


図 3 循環遅延送信を用いる STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成

#### 3.3. 送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチ

図 4 に送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成を示す。送信機(BBU)では、 $N_c$  個のデータシンボルからなる  $J$  個の信号ブロックに対して STBC 符号化を適用して、サブキャリアごとに  $N_r \times Q$  行列の STBC 符号化信号を生成する。その後、 $N_t \times N_r$  行列の送信 FDE 重みを乗算して、 $N_r \times Q$  送信信号行列を生

成する．その後，送信 FDE 後の信号に対して  $N_c$  ポイント IFFT を適用して OFDM シンボルを生成した後，OFDM シンボルのガード区間に CP を挿入して， $N_t$  本の分散アンテナから UE に向けて信号を送信する．

UE 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  $N_c$  サブキャリアに直交分解する．その後，サブキャリアごとに STBC 復号を行った後，データ復調を行う．

送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは，従来 STBC 送信ダイバーシチと同様に  $N_t \times N_r$  の最大比空間ダイバーシチ利得を得ることができる．また FDE は送信側で行われるため，受信機の構成を簡易に保つことができる．なお送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは，表 2 で示されるように，受信アンテナ本数によって STBC 符号化率が決定される．そのため，受信アンテナ本数が 2 本以下の場合には，符号化率を下げることなく任意の送信アンテナ本数が利用できる．

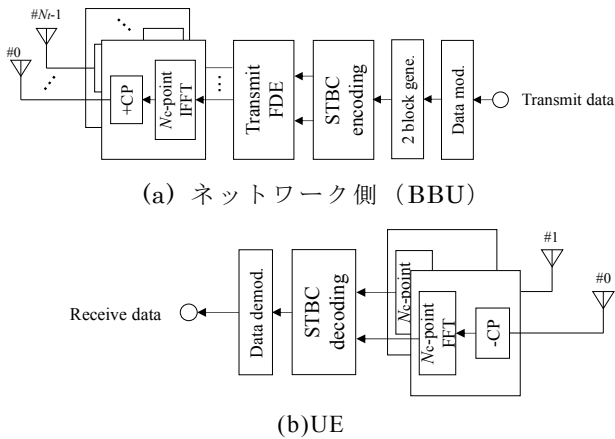


図 4 送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチの送受信機構成

表 2 送信シンボル数  $J$ ，符号長  $Q$ ，および符号化率と受信アンテナ本数  $N_r$  の関係

$N_r$	$J$	$Q$	符号化率
1	1	1	1
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3
6	20	30	2/3

#### 4. 下りリンク容量

本稿では，STBC 復号後の受信信号対干渉+雑音電力比 (SINR) とシャノンの容量式[1]に基づいて下りリンク容量を求める．下りリンク容量  $C(\text{bps/Hz})$  は次式で与えられる．

$$C = R_{STBC} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2(1 + \Gamma(k)) \quad (2)$$

ここで， $R_{STBC}$  は STBC 符号化率であり， $\Gamma(k)$  は STBC

復号後の受信 SINR である． $\Gamma(k)$  は次式で与えられる．

$$\Gamma(k) = \frac{2P \left| \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W_0^{conv.}(n_t, n_r, k) H_{0,0}(n_r, n_t, k) \right|^2}{P \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{c=1}^6 \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \left| W_0^{conv.}(n_t, n_r, k) H_{c,0}(n_r, n_t, k) \right|^2 + N_t \cdot N \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \left| W_0^{conv.}(n_t, n_r, k) \right|^2} \quad (3a)$$

...従来 STBC 送信ダイバーシチの場合，

$$\Gamma(k) = \frac{2P \left| \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^1 W_0^{CDT}(n_t, n_r, k) \tilde{H}_{0,0}(n_r, n_t, k) \right|^2}{P \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{c=1}^6 \sum_{n_r=0}^1 \left| W_0^{CDT}(n_t, n_r, k) \tilde{H}_{c,0}(n_r, n_t, k) \right|^2 + N_t \cdot N \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^1 \left| W_0^{CDT}(n_t, n_r, k) \right|^2} \quad (3b)$$

...CDT を用いた STBC 送信ダイバーシチの場合，

$$\Gamma(k) = \frac{2P \left| \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} W_0^{Tx}(n_t, n_r, k) H_{0,0}(n_r, n_t, k) \right|^2}{P \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{c=1}^6 \sum_{n_r=0}^1 \left| W_c^{Tx}(n_t, n_r, k) H_{c,0}(n_r, n_t, k) \right|^2 + N_t \cdot N \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \left| W_0^{Tx}(n_t, n_r, k) \right|^2} \quad (3c)$$

...送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチの場合，

ここで， $P$  は送信電力であり， $N$  は雑音電力である．また  $\tilde{H}_{c,c}(n_r, n_t, k)$  は CDT における第  $n_t'$  グループに対する等価チャネルであり，次式で与えられる．

$$\tilde{H}_{c,c}(n_r, n_t, k) = \sum_{n_t=0}^{N_t/2-1} H_{c,c}(n_r, 2n_t + n_t', k) \exp(-j2\pi k n_t \theta / N_c) \quad (4)$$

ただし， $\theta$  は循環遅延量である．また  $W_c^{conv.}(n_t, n_r, k)$ ， $W_c^{CDT}(n_t, n_r, k)$  および  $W_c^{Tx}(n_t, n_r, k)$  はそれぞれ，従来 STBC 送信ダイバーシチ，CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチおよび送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチにおける第  $c$  マクロセルの FDE 重みである．本稿では，FDE 重みは受信 SINR を最大とするように決定されるものとし，それぞれ次式で与えられる．

$$W_c^{conv.}(n_t, n_r, k) = \frac{H_{c,c}^*(n_r, n_t, k)}{\sigma_{CCI,c}^2(n_r) + N} \quad (5a)$$

$$W_c^{CDT}(n_t, n_r, k) = \frac{\tilde{H}_{c,c}^*(n_r, n_t, k)}{\sigma_{CCI,c}^2(n_r) + N} \quad (5b)$$

$$W_c^{Tx}(n_t, n_r, k) = \frac{H_{c,c}^*(n_r, n_t, k)}{\sigma_{CCI,c}^2(n_r) + N} \sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \left| H_{c,c}(n_r, n_t, k) \right|^2} \quad (5c)$$

ただし、 $\sigma_{CCI,c}^2(n_r)$ は第  $c$  マクロセル第  $n_r$  UE アンテナにおけるブロック平均 CCI 電力である。

式(3)における分母第 1 項が CCI 成分、第 2 項が雑音成分である。式(3)より、従来 STBC 送信ダイバーシチおよび CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、CCI がチャンネルと自セルの FDE 重みに依存するのに対し、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、チャンネルと周辺マクロセルの FDE 重みに依存していることが分かる。これは前者では受信 FDE を行うのに対し、後者では送信 FDE を行うためである。

## 5. 計算機シミュレーション

STBC 送信ダイバーシチを導入した DA を用いた小セルネットワークにおける下りリンク容量を計算機シミュレーションにより求めた。シミュレーション諸元を表 3 に示す。FFT ブロックサイズ  $N_c$  および CP 長  $N_g$  はそれぞれ  $N_c=128$  および  $N_g=16$  とし、マクロセル内に配置する DA 本数  $N_{DA}$  は  $N_{DA}=7$ 、UE アンテナ本数  $N_r$  は  $N_r=2$  としている。伝搬損失指数  $\alpha$  およびシャドウイング損失の標準偏差  $\sigma$  はそれぞれ  $\alpha=3.5$  および  $\sigma=7.0\text{dB}$  と仮定している。また DA-UE 間距離が小セル半径  $R'$  以下の場合、フェージングチャンネルは  $K$  ファクタ  $K=10\text{dB}$  の周波数選択性仲上・ライスフェージングによって特徴づけられ、DA-UE 間距離が小セル半径  $R'$  より大きい場合は、フェージングチャンネルは周波数選択性レイリーフェージングによって特徴づけられるものと仮定している。また、両チャンネルモデルは同様電力遅延プロファイル、 $L=16$  のパスを有しているものと仮定した。

表 3 シミュレーション諸元

Network	No. of Distributed Antennas	$N_{DA}=7$
	Small-cell radius	$R'=R/\sqrt{7}$
Transmitter/Receiver	No. of FFT block size	128
	Guard interval length	16
	No. of Transmit Antennas	$N_t=2, \dots, 6$
	No. of Receive Antennas	$N_r=2$
Channel	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0(\text{dB})$
	Channel estimation	Ideal
	Frequency-Selective Nakagami-Rice/ Block Rayleigh Fading	
	Nakagami-Rice K-factor	10(dB)
	Delay profile	16-path uniform Interference-limited

なお分散ネットワークを用いた小セルネットワークでは周辺マクロセルの DA と注目マクロセルの UE 間の距離が短くなることから、熱雑音より周辺マクロセルからの干渉の影響が支配的になると考えられる。そこで本稿では、干渉リミテッド環境を仮定している。また、チャンネル推定は理想的に行えるものと仮定している。下りリンク容量の累積分布関数 (CDF) を計算機シミュレーションにより求め、CDF の 5% 値を 5% アウテージ下りリンク容量とよぶ。

## 5.1. 下りリンク容量の CDF 分布

図 5 に、CDT、受信 FDE、送信 FDE を用いる OFDM-STBC 送信ダイバーシチの下りリンク容量の CDF 分布図を示す。ただし、送信ダイバーシチアンテナ数  $N_t$  は  $N_t=4$  としている。

図 5 より、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチが他の 2 つの送信ダイバーシチ手法よりも常に高い下りリンク容量を達成できることが分かる。この理由については以下のように考えられる。まず受信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、 $N_t \times N_r$  の最大比空間ダイバーシチ利得が得られるものの、送信アンテナ本数が 3 本以上の場合、STBC 符号化率の低下により下りリンク容量が低下してしまう。また CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、送信アンテナ本数が 3 本以上の場合でも STBC 符号化率が低下しないが、得られる空間ダイバーシチ利得が小さい。一方で送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、STBC 符号化率を低下させることなく  $N_t \times N_r$  の最大比空間ダイバーシチ利得が得られるため、他の 2 つの送信ダイバーシチ手法よりも高い下りリンク容量を達成できる。

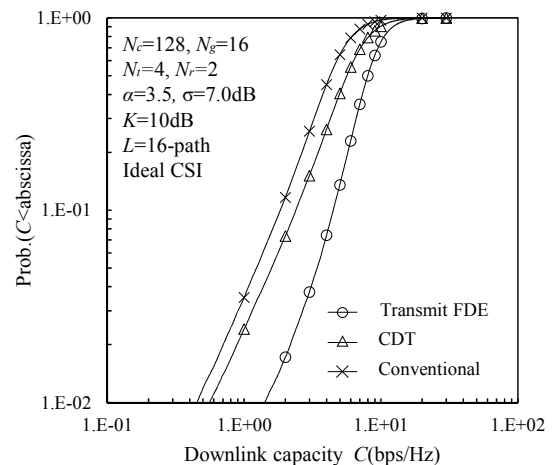


図 5 下りリンク容量の CDF 分布

## 5.2. 送信アンテナ本数の影響

図 6 に送信ダイバーシチアンテナ本数  $N_t$  対 5% アウテージ下りリンク容量特性を示す。図 6 より、CDT を用いる STBC 送信ダイバーシチと受信 FDE を用いる STBC ダイバーシチでは送信ダイバーシチアンテナ本数が大きくなるにつれて 5% アウテージ下りリンク容量が劣化することが分かる。この理由については以下のように考えられる。DA を用いる小セルネットワークでは、DA がマクロセル内に分散して配置されているため、送信ダイバーシチアンテナ本数を増やすにつれて、より UE から遠方の DA が選択されることとなる。このとき、CDT や受信 FDE を用いる STBC ダイバーシチでは、アンテナ間のチャンネル利得の差に関わらず、常に送信電力をすべての送信アンテナに等電力配分する。その結果、UE 近傍の DA へ配分される電力の

減少による受信信号電力の低下および UE 遠方の DA への過剰な電力配分による CCI の増加により下りリンク容量が低下してしまう。

一方で、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、送信ダイバーシチアンテナ本数を増加させるにつれて下りリンク容量が改善している。送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、送信 FDE により UE 近傍の DA により多くの送信電力が配分される。そのため、受信信号電力の増大と CCI の減少を同時に達成でき、他の送信ダイバーシチ手法よりも常に優れた下りリンク容量を達成する。

ただし送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチを用いる場合においても、送信ダイバーシチアンテナ本数を増やすことによる下りリンク容量の向上は小さい。例えば送信ダイバーシチアンテナ本数を 1 本から 6 本に増加させたとしても、下りリンク容量の増加はたかだか約 7% である。先に述べたように、DA を用いる小セルネットワークでは、DA がマクロセル内に分散して配置されているため、送信ダイバーシチアンテナ本数を増やすにつれて、より UE から遠方の DA が選択されるためである。したがって、さらに下りリンク容量を向上するためには、マクロセル間連携や適応ダイバーシチ制御などを導入する必要がある。

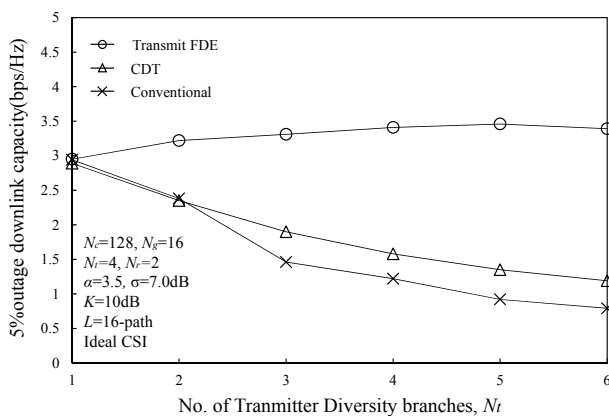


図 6 送信ダイバーシチアンテナ本数の影響

## 6. まとめ

本稿では、分散アンテナを用いた小セルネットワークを対象に、循環遅延送信、受信 FDE および送信 FDE をそれぞれ組み合わせさせた STBC 送信ダイバーシチを用いた時の OFDM 下りリンク容量を比較した。計算機シミュレーションにより、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチは他の STBC ダイバーシチより常に優れた下りリンク容量を達成することを示した。これは送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチが他の STBC ダイバーシチに比べ、送信アンテナ本数を 3 本以上に増やした場合でも STBC 符号化率を低下させることがないことと、周辺マクロセルからの CCI を抑圧しつつ受信信号電力を高くできることによるものである。また、送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチでは、

アンテナ本数を増加させれば下りリンク容量を向上できることを明らかにした。

本稿では、理想的にチャンネル推定ができると仮定し送信 FDE を用いる STBC 送信ダイバーシチの有効性を示した。しかしながら、UE が移動する環境下においては、チャンネルの時間変動に伴う推定精度が劣化する。今後、チャンネル推定精度の影響について議論する予定である。また下りリンク容量の更なる向上をめざし、マクロセル間連携についても検討予定である。また上り伝送に適した送信ダイバーシチ手法についても今後検討する予定である。

## 謝 辞

本稿は、総務省委託研究開発「第 5 世代移動通信システム実現に向けた研究開発～超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発～」(#0155-0171, 2015 年 9 月)による委託を受けて実施した研究開発による成果である

## 文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, Digital communications, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] 瀬山崇志, 小林崇春, 伊達木隆, 関宏之, 箕輪守彦, 須山聡, 奥村幸彦, “5G 超高密度分散アンテナシステムにおける協調 MU-MIMO 送信の基礎検討,” 信学会ソサイエティ大会, B-5-65, 2015 年 9 月.
- [3] 筒井正文, 安藤和明, 秋山千代志, 伊達木隆, 関宏之, 箕輪守彦, 奥山達樹, 須山聡, 奥村幸彦, “5G 超高密度分散アンテナシステムにおける広帯域 MU-MIMO 伝送特性の屋内実験検証,” 信学技報, vol. 115, no. 396, RCS2015-302, pp. 131-136, 2016 年 1 月.
- [4] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [5] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbark, “Space-time block coding for wireless communications: performance results,” IEEE J. Sel. Areas. Commun., vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [6] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, “Applization of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel,” IEE Proc. Commun., vol. 151, no. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [7] Yoon Hyun Kim, Jin Young Kim, “Differential STBC MIMO-OFDM System with Cyclic Delay Diversity for Mobile Multimedia Communication Systems”, Advanced Communication Technology, The 9th International Conference on (Volume:3), p1660-1664, 12-14 Feb. 2007.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, “Space-time block coded joint transmit/receive diversity in a frequency-nonselctive Rayleigh fading channel,” IEICE Trans. Commun., Vol. E89-B, No. 8, pp. 2189-2195, Aug. 2006.