

# 時空間符号化送受信ダイバーシチを用いる分散アンテナネットワーク におけるマルチセル環境下の下りリンク HARQ スループット特性

松川 隆介<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻  
〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> {matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 多数のアンテナをセル内に分散して配置する DAN は、伝搬損失による平均受信電力の低下を軽減できるだけでなく、複数の分散アンテナを用いて空間ダイバーシチを行うことによりシャドウイング、フェージングの影響を救済可能なネットワークである。筆者らは以前、周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)を用いる DAN 下りリンクのハイブリッド自動再送要求(HARQ)適用時のスループット分布について検討し、低送信電力でもセル全域にわたって高いスループットを実現できることを示した。しかし、これらはシングルセル環境における検討であり、同一チャネルを使用する他セルからの干渉の影響については考慮されていなかった。そこで本稿では、同一周波数の再利用を行うマルチセル DAN の下りリンクスループット特性について検討している。計算機シミュレーションによりスループット特性を求め、DAN では同一チャネル間干渉(CCI)を低減することで周波数繰り返し数を1に保ち、最大のアウテージスループットを実現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, 時空間符号化, 送信等化, 同一チャネル間干渉, HARQ

## Downlink HARQ Throughput of Distributed Antenna Network with Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity in a Multi-cell Environment

Ryusuke MATSUKAWA<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Distributed antenna network (DAN), in which a group of multiple antennas are distributed in a cell, can mitigate not only the variations of the local average received signal power due to path loss but also the negative impacts of shadowing and frequency-selective fading. In our previous work, we investigated the performance of the DAN downlink transmission using frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD) and hybrid automatic repeat request (HARQ), and showed that the proposed system achieves high throughput performance over the entire cell, even with low transmit power. However, how co-channel interference (CCI) affects the throughput performance of proposed system has not been investigated. In this paper, introducing frequency reuse in a multi-cell environment of the DAN, we evaluate the throughput performance of the downlink DAN in the presence of CCI. Computer simulation results show that the DAN can achieve high outage throughput performance by reducing CCI and realizing universal frequency reuse.

**Keywords** Distributed antenna, space-time coding, pre-equalization, co-channel interference, HARQ

### 1. はじめに

次世代の移動無線通信では、Gbps もの超高速パケット伝送が要求されている。このような高速無線通信チャネルは、伝搬損失、シャドウイング損失、及びマルチパスフェージングの影響を受けて複雑に変動し、これに起因して伝送特性の劣化が生じてしまう[1,2]。特に、セルの境界における平均受信電力の低下は著しく、アンテナダイバーシチ[3-10]等の品質改善技術を用いても伝送特性を改善することは難しい。これを救済するために送信電力を大きくしてしまうと、他セルへ与

える干渉を大きくしてしまうという問題がある。

多数のアンテナをセル内の至るところに配置する分散アンテナネットワーク(DAN) [11-13]はこの問題を解決できる。DAN のモデルを図1に示す。DAN では、信号処理センタ(SPC)が従来の基地局処理を担い、セル内に配置された各分散アンテナは光ファイバによって SPC に接続されている。移動端末の近傍に位置する複数の分散アンテナを用いることで、無線通信距離を短縮するとともに大きな空間ダイバーシチ利得を獲得できる。これにより、セルの全域にわたって平均受

信電力を大幅に改善することが可能となる。

筆者らは、周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)[4,5]を DAN に適用したときの伝送特性改善効果について検討してきた。FD-STBC-JTRD は、時空間符号化(STBC)[6-9]に周波数領域送信等化(送信 FDE)[3]を組み合わせたものであり、符号化率を一定に保ったまま任意の数の送信アンテナ本数を用いることができる。加えて、チャネル情報(CSI)を必要としない簡易な加減算と複素共役演算による復号処理が行えるため、DAN 下りリンクに適した送受信ダイバーシチである。一方、従来の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[9]は復号に受信 FDE を組み合わせたものであり、送信アンテナ本数を増やすと符号化率が低下してしまうが、任意の数の受信アンテナを用いることができる。従って、FD-STBC-JTRD は DAN 下りリンク伝送に、FD-STTD は DAN 上りリンク伝送に適した送受信ダイバーシチ技術である。以前筆者らは、FD-STBC-JTRD を用いる DAN 下りリンクのハイブリッド自動再送要求(HARQ)適用時のスループット特性を明らかにした[13]。複数の分散アンテナを用いて伝送を行うことで大きな空間ダイバーシチ利得が得られ、低送信電力でありながらセルの全域にわたって優れたスループット特性を達成できることを明らかにしてきた。しかし、これまでの検討ではシングルセル環境を対象としていた。

マルチセル DAN では同一周波数が再利用されるので、同一チャネル間干渉(CCI)がスループット特性に大きな影響を及ぼす。所要送信電力を低減できる DAN では、CCI の影響を低減できるため、高い周波数利用効率が期待できる。そこで本稿では、マルチセル環境下での DAN 下りリンクのスループット特性について検討する。同一周波数の再利用[1]を用いる DAN 下りリンクのスループット特性を計算機シミュレーションにより求め、CCI がスループット特性に与える影響について議論する。また、DAN が単一周波数繰り返しを実現できることを示す。

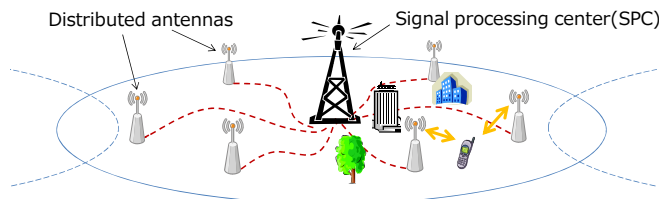


図 1 DAN

## 2. 伝送モデル

### 2.1. チャネルモデル

遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスからなるフェージングチャネルを仮定するとき、第  $n$  分散アンテナと第  $m$  受信アンテナ間におけるチャネルのインパルス応答  $h_{m,n,l}(\tau)$  は次式のように表すことができる。

$$h_{m,n}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

ここで  $\tau_l$  は第  $l$  パスの遅延時間を表す。 $h_{m,n,l}$  は伝搬損失、対数正規分布に基づくシャドウイング損失、及びフェージングにより複雑に変動することが知られてお

り、一般に第  $n$  分散アンテナから距離  $R_n$  の位置に存在する端末アンテナ間のチャネルは次式のように表すことができる[1]。

$$h_{m,n,l} = \sqrt{R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}}} \tilde{h}_{m,n,l} \quad (2)$$

ここで  $\alpha$  は伝搬損失指数、 $\eta_n$  は第  $n$  分散アンテナと移動局間におけるシャドウイング損失(dB)を表しており、平均値 0 で標準偏差  $\sigma$  の正規分布に従うランダム変数である。また、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{m,n,l}|^2] = 1$  である。このとき、端末における瞬時受信電力  $P_{r,n}$  は次式で表せる。

$$P_{r,n} = P_{t,n} \cdot R_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \cdot \left| \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \right|^2 \quad (3)$$

ここで、 $N_r$  は端末の受信アンテナ本数、 $P_{t,n}$  は第  $n$  分散アンテナからの送信電力である。ただし、総送信電力は  $P_t$  に保たれる(つまり、 $P_t = \sum_{n=0}^{N_t-1} P_{t,n}$ )。正規化電力を  $p_{t,n} = P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、正規化距離を  $r_n = R_n/R$  と定義すると、式(3)は次のように書き改められる。

$$\begin{aligned} P_{r,n} &= (P_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot (R_n/R)^{-\alpha} \cdot \left| \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \right|^2 \\ &= p_{t,n} \cdot r_n^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_n}{10}} \cdot \left| \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \right|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)は、送信点からの距離  $R$  における平均受信電力が  $P_{t,n}$  となるような送信電力を用いた時の、正規化距離  $R_n$  における瞬時受信電力を示している。各アンテナへの送信電力配分は、第 3 章で示す送信 FDE 重みによって行われる。

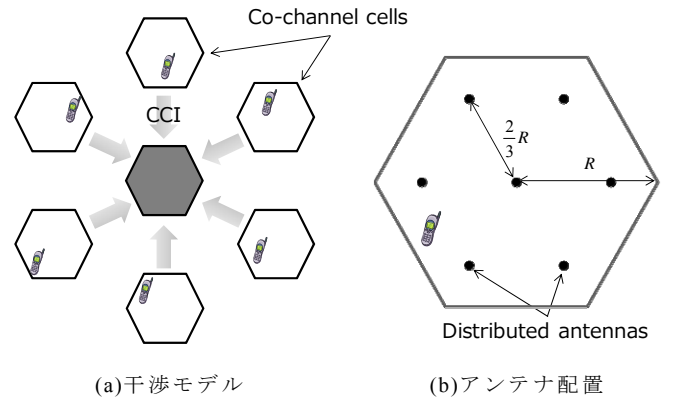


図 2 マルチセル DAN モデル

### 2.2. 下りリンク DAN モデル

図 2 に、本稿で仮定する DAN のモデルを示す。本稿では周波数繰り返しを導入し、周波数繰り返し数(クラスターサイズ)  $N_f$  に基づいてセル毎にチャネル割り当てを行う。図 2(a)に示すように、同一チャネルを使用する周辺 6 セルから CCI が到来するモデルを考え、それ以外のセルから受信する干渉成分については、伝搬損失の影響により十分小さいために無視できるものとする。また、DAN におけるアンテナ配置を図 2(b)に示す。各セルには 1 台の端末が存在し、それらの位置は各セル内で一様に決定するものとする。また、セル内には  $N_{total} = 7$  本の分散アンテナが均一になるよう配置されており、隣接する分散アンテナ間の距離を  $R' = 2/3$  としている。

ところで DAN では、分散アンテナの選択方法に伝送特性が大きく依存する。パス数が  $L \gg 1$  のとき、大数の法則[2]より  $\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{m,n,l}|^2 = 1$  と近似できるため、瞬時受信電力値は短区間平均値にほぼ一致する。従って本稿では、短区間平均受信電力が高い順（つまり伝搬損失(dB)とシャドウイング損失(dB)の和が小さい順）に  $N_r$  本の分散アンテナを選択する。

### 3. DAN 下りリンクにおける FD-STBC-JTRD

HARQとFD-STBC-JTRDを用いる下りリンクDANの送受信系を図3に示す。本稿では、誤り訂正符号化として2つの再帰的組織畳み込み(RSC)符号器から成るターボ符号化[14]を用い、端末はIncremental redundancy (IR)[15]によるパケット合成を行うものとする。Type II S-P2 [16]を仮定し、次式に示す行列を用いたパンクチャを行うことにより送信ビット系列を生成する。

$$I_0 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, I_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, I_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$I_i$  は、 $(i+1) \bmod 3$  回目の再送時に用いるパンクチャ行列を表す。すなわち、初送ではシステムチックビットのみを送信し、1回目、及び2回目の再送時にはそれぞれ  $I_1, I_2$  に基づいてパリティビットが送信される。それ以降も誤りが検出された場合、上記の送信パターンを繰り返して再送が行われる。また、1パケットの再送を通してSPCは同じ分散アンテナを使用して伝送を行うものとする。端末では、再送パケットが受信される度に過去に受信したパケットの対数尤度比(LLR)に再送パケットのLLRを加算し、誤り検出を行う。なお、本稿では、誤り検出は理想的に行えるものとしている。

以下では、FD-STBC-JTRDの送受信信号表現について詳しく述べる。

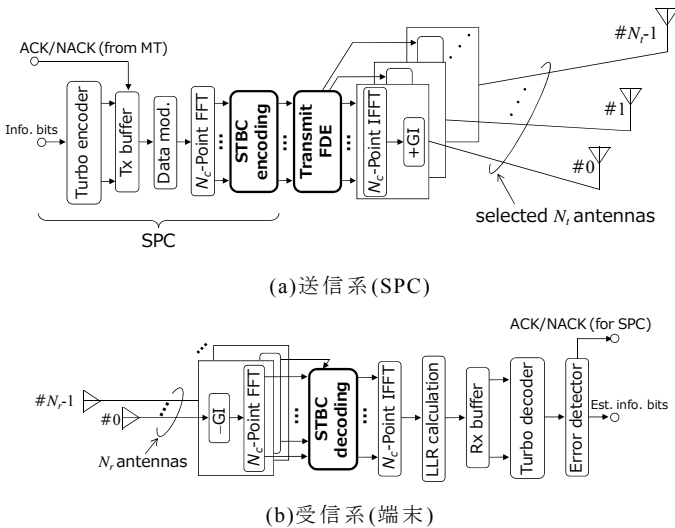


図3 HARQを用いるFD-STBC-JTRDの送受信系

#### 3.1. 送信系(SPC)

以下一般性を失うことなく、第0番目のセルにおける送受信信号処理を考える。パンクチャにより送信ビット系列を選択し、データ変調により生成された  $N_c$

個のデータシンボルから成る  $J$  個のブロック  $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1), j=0 \sim (J-1)\}$ , を送信するものとする。

基地局(SPC)では、各データブロック  $\{d_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  を  $N_c$  ポイント FFT により次式のように周波数領域信号  $\{D_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  へ変換する。

$$D_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (6)$$

続いて、次式のように STBC 符号化、及び送信 FDE を施し、 $(N_r \times Q)$  の符号化信号ブロック  $\mathbf{S}(k)$  を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(k) &= [\mathbf{S}_0(k), \dots, \mathbf{S}_q(k), \dots, \mathbf{S}_{Q-1}(k)] \\ &= C_{N_r} \mathbf{W}(k) \mathbf{D}_{N_r}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで  $\mathbf{S}_q(k) = [S_{q,0}(k), \dots, S_{q,n}(k), \dots, S_{q,N_r-1}(k)]^T$  は、各分散アンテナから送信される第  $q$  番目の符号化ブロック ( $q=0 \sim Q-1$ ) における第  $k$  周波数成分を表している。 $\mathbf{W}(k)$  は  $(N_r \times N_r)$  の送信 FDE 重み行列であり、その第  $m$  行第  $n$  列成分  $W_{m,n}(k)$  は次式のように与えられる[5]。

$$W_{m,n}(k) = A^{-1}(k) H_{m,n}^*(k) \quad (8)$$

すなわち、送信 FDE 重みはチャネルの伝達関数の複素共役按比例した形で表される。 $A(k)$  は送信 FDE 重みの規範によって定まる係数であり、第 3.3 節において詳述される。STBC 符号化行列  $\mathbf{D}_{N_r}(k)$  は文献[6-9]で示されており、例えば  $N_r=2, 3$  のときそれぞれ以下のように与えられている。

$$\mathbf{D}_2(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (9a)$$

$$\mathbf{D}_3(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & -D_1(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (9b)$$

なお、送信ブロック数  $J$  と符号化ブロック数  $Q$  は受信アンテナ本数  $N_r$  に依存しており、 $N_r, J, Q$ , および STBC 符号化率  $R_{stbc} = J/Q$  の関係は表 1 のようになる。 $C_{N_r}$  は平均送信電力を一定にするための電力正規化係数であり、次式で表される。

$$C_{N_r} = \frac{N_c}{\sqrt{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_{m,n}(k)|^2}} \quad (10)$$

$\mathbf{S}(k)$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用することで、時間領域の送信信号系列  $\{s_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1), n=0 \sim (N_r-1), q=0 \sim (Q-1)\}$  を得る。 $s_{q,n}(t)$  は次式のように表せる。

$$s_{q,n}(t) = \sqrt{\frac{2P_r}{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_{q,n}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (11)$$

最後に、 $\{s_{q,n}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  の後部  $N_g$  個のシンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてブロック先頭の GI に挿入し、各送信アンテナから送信する。

表1 端末アンテナ本数, 送信ブロック数, 符号化ブロック数, 及び STBC 符号化率の関係

$N_r$	$J$	$Q$	$R_{stbc}$
1	1	1	1
2	2	2	1
3	3	4	3/4

### 3.2. 受信機(端末)

端末では, 各アンテナで受信した受信信号ブロックより GI を除去した後,  $N_c$  ポイント FFT を適用して次式のように周波数領域受信信号行列  $\mathbf{R}(k)$  を得る.

$$\mathbf{R}(k) = [\mathbf{R}_0(k), \dots, \mathbf{R}_q(k), \dots, \mathbf{R}_{Q-1}(k)] \\ = \sqrt{2P_t} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{Z}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (12)$$

ここで  $\mathbf{R}_q(k) = [R_{q,0}(k), \dots, R_{q,m}(k), \dots, R_{q,N_r-1}(k)]^T$  であり, 右辺第一項は希望信号成分, 第二項は同一チャネルを使用する他のセルから到来する CCI 成分, 及び第三項は雑音成分を表す行列である.  $\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}_0(k), \dots, \mathbf{H}_m(k), \dots, \mathbf{H}_{N_r-1}(k)]^T$ ,  $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), \dots, H_{m,n}(k), \dots, H_{m,N_r-1}(k)]^T$  はチャネル利得行列を表す.  $\{H_{m,n}(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$  は次のように表せる.

$$H_{m,n}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (13)$$

また,  $\mathbf{N}(k)$  の各成分は, それぞれ平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音(AWGN)を表しており,  $N_0$  は雑音電力スペクトル密度,  $T_s$  はシンボル長である.

各周波数成分において,  $\{R_{q,m}(k); q=0 \sim Q-1, m=0 \sim N_r-1\}$  に対して STBC 復号を施すことにより軟判定シンボルの周波数領域信号  $\hat{\mathbf{D}}_{N_r}(k)$  を得る.  $N_r=2, 3$  のときの復号処理は次式のように表せる.

$$\hat{\mathbf{D}}_2(k) = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2 \quad (14a)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_3(k) = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3 \quad (14b)$$

式(12)を用いて, 式(14)は次式のように書き直すことができる.

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r}(k) = \sqrt{2P_t} A(k) \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \begin{pmatrix} D_0(k) \\ \vdots \\ D_{J-1}(k) \end{pmatrix} + \hat{\mathbf{N}}(k) \quad (15)$$

式(15)より, FD-STBC-JTRD では  $(N_r \times N_r)$  次の送受信ダイバーシチ利得が得られていることが分かる. ここで,  $\hat{\mathbf{N}}(k)$  は復号後の等価雑音+CCI 成分を表す.  $\hat{\mathbf{N}}(k)$  中の CCI 成分は, 各周辺セルに存在する多数の分散アンテナより送信され, 各端末アンテナで受信された干渉成分が STBC 復号処理によって複雑に足し合わされた形

で表される. 従って, 中心極限定理[2]より,  $\hat{\mathbf{N}}(k)$  の各成分は分散  $2\sigma_{n+cci}^2$  を有するガウス雑音に近似できる.

最後に,  $\{\hat{D}_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ ,  $j=0 \sim (J-1)$ , に  $N_c$  ポイント IFFT を適用することにより, 次式のような  $J$  個の軟判定シンボルブロック系列  $\{\hat{d}_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ ,  $j=0 \sim (J-1)$ , を得る.

$$\hat{d}_j(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_j(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (16)$$

### 3.3. 送信 FDE 重み

第3.1節で述べたように, 式(8)における  $A(k)$  は送信 FDE 重みの規範によって定まる係数である. 本稿では, 次式に示す3つの送信 FDE 重みを用いる[3].

$$A(k) = \begin{cases} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 & \dots \text{ for ZF} \\ \frac{1}{N_r} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \left(\frac{P_t}{\sigma_{n+cci}^2}\right)^{-1} & \dots \text{ for MMSE} \\ \frac{1}{N_r} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \left(\frac{P_t}{N_0/T_s}\right)^{-1} & \dots \text{ for Quasi-MMSE} \end{cases} \quad (17)$$

ZF 重みは周波数非選択性を完全に再生して ISI をキャンセルするよう動作するため, チャネル利得の低い周波数へより高い電力を割り当てる. このため, 送信電力一定の条件下では他の周波数へ割り当てられる電力が減少してしまい, 受信信号電力対干渉+雑音電力比 (SINR) の劣化が生じてしまう. なお, ZF 重みは希望信号成分に関するチャネル情報のみを用いて生成できるため, 比較的簡易に実装できる. 最小平均二乗誤差 (MMSE) 重みは, データシンボル系列  $\{d_j(t)\}$  と軟判定シンボル系列  $\{\hat{d}_j(t)\}$  の MSE を最小とするよう求められる重みである(導出略). MMSE 重みでは, 周波数非選択性の完全再生を諦めることで利得の高い周波数に多くの電力を割り当て, 上述のような受信 SINR の低下を回避するよう動作する. 但し, MMSE 重みを生成するためには, 希望信号に関するチャネル情報だけでなく雑音+CCI 成分の分散  $2\sigma_{n+cci}^2$  を推定しなければならない. また, 各セルにおける送信重みは CCI 成分を通じて相互に依存しているため, それらを一意に求めるのは非常に困難である. そこで本稿では, 準最適解として式(17)に示すような準 MMSE 重みを用いる. 準 MMSE 重みでは, 受信信号対雑音電力比 (SNR) の低下を回避するように各周波数へ割り当てられる電力が定められる. しかし CCI 成分を考慮しないため, 最適解に比べると特性が劣化すると考えられる. なお SPC では, 端末における雑音の分散を理想的に推定できるものと仮定する.

## 4. 計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション諸元

シミュレーション諸元を表2に示す. 1 パケット内でチャネル利得が変動しないパス数  $L=16$  の周波数選

択性ブロックレイリーフェージングを仮定しており、SPCにおけるチャネル推定は理想的としている。シミュレーション方法を以下に示す。各セルにおける正規化送信  $E_s/N_0(E_s=P_r T_s)$  を一定とし、端末を一様分布で発生させる。アンテナ選択を行った後に HARQ を用いたパケット伝送を行い、各アンテナからの平均受信電力が変動しない程度の時間内で短区間スループットを測定する。1セルあたりの正規化短区間スループット  $\varepsilon$  (bps/Hz/cell) は次式で与えられる。

$$\varepsilon = N_f^{-1} \times M \times R_{sbc} \times \bar{I}^{-1} \times \left(1 + \frac{N_g}{N_c}\right)^{-1} \quad (18)$$

ここで、 $M$ 、及び  $\bar{I}^{-1}$  はそれぞれ変調多値数、及び再送回数の短区間平均値を表す。なお、本稿では周波数繰り返しを導入しているため、クラスタサイズ  $N_f$  を大きくするにつれて各セルの使用帯域は  $1/N_f$  に減少する。このように、セル当たりのスループットは CCI と  $1/N_f$  のトレードオフに依存する。

端末位置を変化させながら  $\varepsilon$  を十分な回数測定することで、その累積分布関数(CDF)を得る。以下、短区間スループットの CDF 5% 値による評価を行う。

表 2 シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Block size	$N_c=256$
	Guard interval length	$N_g=32$
	No. of antennas in a cell	$N_{total}=7$
	Transmit weight	ZF, Quasi-MMSE
Channel estimation		Ideal
Coding & HARQ	Packet size	1536 bits
	Encoder & coding rate	(13, 15) RSC, $R=1/3$
	Packet combining	Type II S-P2
	Decoder	Log MAP (8 iterations)
Channel model	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
	Time delay	$\tau_l=1$
	Path loss exponent	$\alpha=3.5$
	Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$

## 4.2. スループット特性

クラスタサイズ  $N_f$  をパラメータとしてプロットした正規化スループット  $\varepsilon$  の 5% アウテージ特性を図 4 に示す。なお、送受信アンテナ本数の組み合わせは  $(N_t, N_r)=(4, 2)$  で十分に高いスループットが得られることが報告されているため[12]、送受信アンテナ本数は  $(N_t, N_r)=(4, 2)$  としている。図より、 $N_f=1$  のとき、CCI の影響が大きいにも関わらず最大のアウテージスループットを達成していることが分かる。これは、 $N_f > 1$  では CCI を大幅に低減できるが、 $N_f$  を大きくすることによる帯域の分割損のためセル当たりのスループットが低下してしまうためである。DAN では低送信電力でも高い希望信号電力が得られるため、与干渉を低減できる。これによりクラスタサイズを大きくする必要性がなくなり、 $N_f=1$  が最大のアウテージスループットを示したのである。但し、 $N_f=1$  の場合、全てのセルで同一の周波数が使用される。このとき、いくら DAN で

送受信ダイバーシチを用いても隣のセルから到来する CCI の影響を無視できず、干渉リミテッド環境となってアウテージスループットは飽和してしまう。

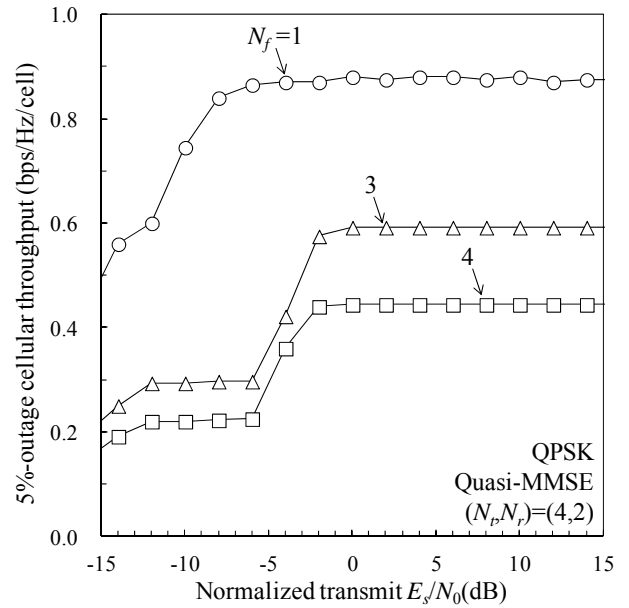


図 4  $N_f$  と 5% アウテージスループットの関係

## 4.3. 準 MMSE 送信 FDE と ZF 送信 FDE の比較

図 5 に、準 MMSE 送信 FDE と ZF 送信 FDE を用いるときの正規化送信  $E_s/N_0$  対正規化 5% アウテージスループット特性を示す。まず  $(N_t, N_r)=(1, 1)$  のとき(ダイバーシチ無し)、準 MMSE 重みは ZF 重みに比べて優れた特性を示すことが分かる。これは、ZF 重みでは第 3.3 節で述べた理由から受信 SINR が劣化してしまうのに対し、準 MMSE 重みでは雑音に対する希望信号電力の低下を回避できるためである。しかし、送信  $E_s/N_0$  が高くなるにつれ、準 MMSE 重みの特性は劣化してしまう。これは、十分に高い受信 SNR は得られているものの、CCI の影響により受信 SINR が低下してしまうためである。すなわち、CCI 成分を無視することで生じる重みの不整合性により、特性が劣化してしまう。

一方、 $(N_t, N_r)=(4, 2)$  のとき、ZF 重みと準 MMSE 重みの特性はほぼ一致していることが分かる。これは、十分な送受信アンテナを用いてダイバーシチを行うことにより、チャネル利得の落ち込む周波数が減少するためである。このとき、準 MMSE 重みは ISI を低減するよう動作する ZF 重みに近づく(式(17)において、 $\sum_{m=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \gg (P_r T_s / N_0)^{-1}$ )。結果として、両者はほぼ等しい特性が得られるのである。CCI の影響が大きく、かつそれらの情報を利用しない本検討のような環境では、希望信号成分に関する CSI のみを用いて送受信アンテナダイバーシチを行うことにより、十分優れたアウテージスループット特性を実現できることが分かる。

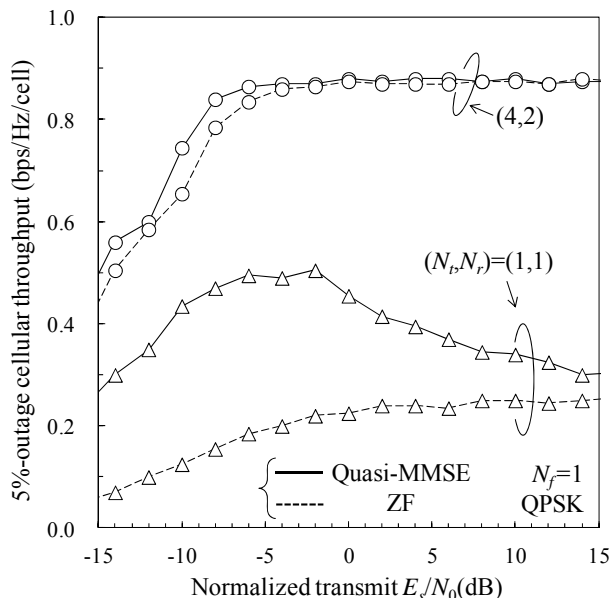


図5 送信FDE重みとアウトエージスループットの関係

## 5. むすび

本稿では、FD-STBC-JTRD と IR 法を用いる HARQ を DAN 下りリンクに適用し、マルチセル環境下においてスループット分布に関する評価を行った。同一周波数の再利用を導入し、計算機シミュレーションにより CCI がスループット特性に与える影響を明らかにした。DAN では伝搬損失の影響を大幅に低減でき、また送受信ダイバーシチ利得を獲得することにより低送信電力でも高いスループットが得られる。これにより、周波数繰り返し数  $N_r=1$  の場合にアウトエージスループットが最大となることを明らかにした。また送信 FDE 重みに関する検討を行い、十分なアンテナダイバーシチ利得が得られている場合、干渉や雑音電力に関する情報のフィードバックを必要としない ZF 重みでも十分に優れた特性が得られることを示した。

DAN では、全てのセルで同一の周波数帯域を用いることで最大の周波数利用効率が得られることを示した。しかし、この場合の CCI は非常に大きく、そのスループットはピークスループットに比べると大きく劣化してしまう。干渉の低減手法に関する検討は、今後の重要な課題であるといえる。

## 文 献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] R. L-U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," Proc. IEEE 56th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 3, pp. 1787-1791, Sept. 2002.
- [4] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Antenna Diversity using more than 4 Receive Antennas," 2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Calgary, Canada, 21-25 September 2008.
- [5] H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for The Single Carrier Transmission," Proc. 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), Singapore, 30 Oct. - Nov. 2006.
- [6] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select. Areas. Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [7] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [8] W. Su, X. G. Xia, and K. J. R. Liu, "A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes," IEEE Commun., Lett., Vol. 8, No. 6, pp. 380-382, June 2004.
- [9] X.-B. Liang, "A high-rate orthogonal space-time block code," IEEE Commun., Lett., Vol. 7, No. 5, pp. 222-223, May 2003.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application 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.
- [11] E. Kudoh and F. Adachi, "Study of a Multi-hop communication in a virtual cellular system," Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), vol.3, pp.261-265, Yokosuka, Japan, 19-22 Oct. 2003.
- [12] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [13] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Downlink Throughput Performance of Distributed Antenna Network Using Transmit/Receive Diversity," IEEE 74th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), San Francisco, United States, 5-8 Sept. 2011.
- [14] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding; Turbo-codes. 1," IEEE International Conference on Communications (ICC), Vol. 2, pp. 1064-1070, Switzerland, May 1993.
- [15] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPC codes) and their application," IEEE Trans. Commun., Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.
- [16] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS-CDMA with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.2, pp.664-677, Feb. 2005.