

マルチセル環境下における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のチャネル容量に関する一検討

熊谷 慎也¹ 松川 隆介² 小原 辰徳² 安達 文幸³

¹ 東北大学工学部情報知能システム総合学科 ^{2,3} 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: ^{1,2}{kumagai, matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ³adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし アンテナを空間的に分散させて配置する分散アンテナネットワーク(DAN)は、伝搬損失の影響による伝送品質の劣化を救済可能な無線ネットワークであり、複数の分散アンテナを用いてダイバーシチを行うことでシャドウイング損失および周波数選択性フェージングの影響を低減できるので、さらに伝送品質を改善できる。また、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)は符号化率を低下させずに任意の本数の送信アンテナを使用でき、周波数領域送信等化と併用することで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得ることができる。本論文では、周波数領域(FD-)STBC-JTRDを用いる下りリンクシングルキャリア(SC-)DANのマルチセル環境下におけるチャネル容量について検討している。チャネル容量を最大化する送信重みを理論的に導出し、最適送信重みを用いたときのチャネル容量をモンテカルロ数値計算により明らかにしている。

キーワード 分散アンテナネットワーク, アンテナダイバーシチ, チャネル容量

A Study on Channel Capacity of Distributed Antenna Network Using Transmit/Receive Diversity in a Multi-cell Environment

Shinya KUMAGAI¹ Ryusuke MATSUKAWA² Tatsunori OBARA² Fumiyuki ADACHI³

¹Dept. of Information and Intelligent Systems, School of Engineering, Tohoku University

^{2,3}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: ^{1,2}{kumagai, matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ³adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Distributed antenna network (DAN) is a promising wireless network that can reduce the impact of path loss. The use of spatially distributed antennas as diversity antennas can reduce the negative impacts of shadowing loss and frequency-selective fading and improve the transmission quality. Space-time block coded-joint transmit/receive diversity (STBC-JTRD) is known as an antenna diversity technique which can use an arbitrary number of transmit antennas without decreasing the coding rate. By jointly using transmit frequency-domain equalization, STBD-JTRD can obtain both the space and frequency diversity gains. In this paper, the transmit weight that maximizes the channel capacity is theoretically derived for the downlink single-carrier (SC-) DAN using frequency domain (FD-) STBC-JTRD in a multi-cell environment. The cumulative distribution function (CDF) of the channel capacity is evaluated by the Monte-Carlo numerical computation method.

Keyword Distributed antenna network, Antenna diversity, Channel capacity

1. まえがき

無線通信では、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の影響によって伝送品質が大幅に劣化する[1]。アンテナを空間的に分散させて配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[2]-[5]は、移動端末が高確率で距離の近い分散アンテナと通信可能となるため、伝搬損失の影響を低減できる。分散ア

ンテナの利用法として送受信ダイバーシチ[5]-[9]と空間多重[10]-[12]が挙げられ、空間ダイバーシチ効果によってシャドウイング損失およびフェージングの影響を低減できる利点から、筆者らは送受信ダイバーシチに注目している。

時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)[6]は、チャネル情報を用いた送信符号化によって伝送効

率を低下させずに任意の本数の送信アンテナを使用できる送受信ダイバーシチ技術であり、下りリンク DAN 伝送に適している。また STBC-JTRD は周波数領域送信等化[13]-[15]と併用することにより周波数選択性チャネルにも適用できる[7]。これまで、周波数領域(FD-)STBC-JTRD を用いる下りリンク SC-DAN のチャネル容量に関する検討がされており、チャネル容量を最大化する最適送信重み(WF-MRT 重み)が導出された[5]。しかし、この検討はシングルセル環境を仮定しており、他セルからの干渉が与える影響について考慮していない。そこで本論文では、マルチセル環境下においてFD-STBC-JTRDを用いる下りリンク SC-DAN のチャネル容量について検討し、チャネル容量を最大化する WF-MRT 重みを理論的に導出している。

本論文では、まず第2章で下りリンク SC-DAN 伝送モデルを示し、次いで第3章で FD-STBC-JTRD の伝送方式について述べる。第4章では、FD-STBC-JTRD を用いる下りリンク SC-DAN のチャネル容量の理論式を導出し、チャネル容量を最大化する最適送信重みを求める。第5章で数値計算結果を示し、第6章でまとめる。

2. SC-DAN 下りリンクシステムモデル

DAN では、セル内に多数の分散アンテナが配置されており、セル中心の信号処理局(SPC)と光ファイバで繋がれている。本論文で仮定する分散アンテナ配置を図1に示す。また、セルラーネットワークでは、限られた周波数帯域を有効に利用するために同一周波数を異なるセルで繰り返し使用する[1]。同一チャネル干渉モデルを図2に示す。中心のセルが対象としているセルであり、その周辺に同一周波数を用いる干渉セルが分布している。

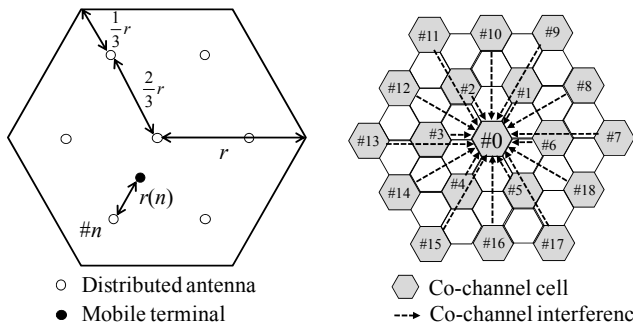


図1 分散アンテナ配置。 図2 同一周波干渉モデル。

2.1. チャネルモデル

広帯域チャネルは、距離に依存する伝搬損失、対数分布するシャドウイング損失および周波数選択性フェージングチャネルにより特徴づけられる。第 i セルの第 n 分散アンテナから距離 $r(n)$ だけ離れた位置に存在する移動端末の受信電力 $P_{rx}(n)$ は次式で表される[1]。

$$P_{rx}(n) = P_{tx}(n) \cdot r(n)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta(n)}{10}} \quad (1)$$

ここで、 $P_{tx}(n)$ は送信電力、 α は伝搬損失指数、 $\eta(n)$ は平均値 0 で標準偏差 σ の正規分布に従うシャドウイング損失(dB)を表す。また、セル半径 r で正規化した距離 $d(n) = r(n)/r$ 、正規化送信電力 $\tilde{P}_{tx}(n) = P_{tx}(n) \cdot r^{-\alpha}$ 、 $\Omega(n) = d(n)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta(n)}{10}}$ とすると、式(1)は次式で表される。

$$P_{rx}(n) = \tilde{P}_{tx}(n) \cdot \Omega(n) \quad (2)$$

L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャネルを仮定したとき、第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答 $h(n, m, \tau)$ は次式で表される。

$$h(n, m, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n, m) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで、 $h_l(n, m)$ および τ_l はそれぞれ第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間における第 l パスの複素パス利得および遅延時間、 $\delta(\tau)$ はデルタ関数である。また、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l(n, m)|^2] = \Omega(n)$ である。

本論文では、各セルに7本の分散アンテナが配置されているものとする。7本の分散アンテナのうちパス利得の二乗和 $\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l(n, m)|^2$ の大きな N_r 本を送信アンテナとして用いる。

3. FD-STBC-JTRD の符号化と復号処理

FD-STBC-JTRD は、符号化率を低下させずに任意の本数の送信アンテナを使用できる。まず、符号化処理について説明し、次いで復号処理について説明する。

3.1. FD-STBC-JTRD 符号化

図3にFD-STBC-JTRDを用いるSC-DANの伝送系を示す。情報ビット系列をデータ変調シンボル系列に変換した後、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シンボルブロック系列に変換する。そして、連続する J 個のシンボルブロックを Q 個の連続シンボルブロックからなる N_r 個の並列ブロック系列に時空間符号化する。

受信アンテナ数 N_r を多くすると符号化率 R が低下する[6]。 N_r 、 J 、 Q 、および R の関係を表1に示す。

表1 受信アンテナ数 N_r と送信シンボルブロック数 J 、符号語長 Q および符号化率 R の関係。

N_r	J	Q	$R(=J/Q)$
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

以下では、セル# i を対象としてFD-STBC-JTRD符号化について説明する。まず、 N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により送信信号を次式のように周波数領域信号 $\mathbf{X}_j=[X_j(0), \dots, X_j(N_c-1)]^T$ に変換する。

$$\mathbf{X}_j = \mathbf{F} \mathbf{x}_j \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{x}_j=[x_j(0), \dots, x_j(N_c-1)]^T$ は第 $j(=0 \sim J-1)$ 番目の送信シンボルブロック、 \mathbf{F} は次式で表されるサイズ $N_c \times N_c$ のFFT行列である。

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

次に、FD-STBC-JTRD符号化を行う。第 n 送信アンテナから送信する第 $q(=0 \sim Q-1)$ 番目のFD-STBC-JTRD符号化周波数領域送信信号ブロック $\mathbf{S}_q(n)=[S_q(n,0), \dots, S_q(n, N_c-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{S}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_q(0) \\ \vdots \\ \mathbf{S}_q(n) \\ \vdots \\ \mathbf{S}_q(N_r-1) \end{bmatrix} = \beta(N_r) \mathbf{W} \tilde{\mathbf{X}}_q(N_r) \quad (6)$$

ここで、 $\beta(N_r)$ は送信電力を不変にするための送信電力正規化係数であり、次式で表される。

$$\beta^2(N_r) = \frac{N_c}{\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(n, m, k)|^2} \quad (7)$$

\mathbf{W} は次式で与えられる送信重み行列である。

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}(0,0) & \dots & \mathbf{W}(0,m) & \dots & \mathbf{W}(0, N_r-1) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{W}(n,0) & \dots & \mathbf{W}(n,m) & \dots & \mathbf{W}(n, N_r-1) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{W}(N_r-1,0) & \dots & \mathbf{W}(N_r-1,m) & \dots & \mathbf{W}(N_r-1, N_r-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

ただし、 $\mathbf{W}(n,m) = \text{diag}[W(n,m,0), \dots, W(n,m, N_c-1)]$, $n=0 \sim N_r-1, m=0 \sim N_c-1$ 。また、 $\tilde{\mathbf{X}}_q(N_r)$ は周波数領域信号ベクトルであり、 $N_r=1$ と2のとき、次式で表される($N_r > 2$ については文献[6]参照)。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{X}}_0(1) &= \mathbf{X}_0 & \text{for } N_r = 1 \\ \tilde{\mathbf{X}}_0(2) &= \begin{bmatrix} \mathbf{X}_0 \\ \mathbf{X}_1 \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{X}}_1(2) = \begin{bmatrix} -\mathbf{X}_1^* \\ \mathbf{X}_0^* \end{bmatrix} & \text{for } N_r = 2 \end{aligned} \quad (9)$$

次に、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)により $\mathbf{S}_q(n)$ を次式で表される時間領域送信信号ブロック $\mathbf{s}_q(n)=[s_q(n,0), \dots, s_q(n, N_c-1)]^T$ に変換する。

$$\mathbf{s}_q(n) = \sqrt{2P_{\text{tx}}} \mathbf{F}^H \mathbf{S}_q(n) \quad (10)$$

ここで $P_{\text{tx}} = \sum_{n=0}^{N_r-1} \tilde{P}_{\text{tx}}(n)$ は正規化総送信電力、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表している。最後に、 N_c シンボルブロックの後尾 N_g シンボルをサイクリックプリフィ

ックス(CP)としてコピーし、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。

3.2. FD-STBC-JTRD 復号

N_t 個の符号化ブロック系列(それぞれ Q 個の連続ブロックからなる)は N_t 本の送信アンテナから同時送信され、周波数選択性チャネルを伝搬して、移動端末の N_r 本の受信アンテナで受信される。 N_r 本の受信アンテナで受信されたGI除去後の第 $q(=0 \sim Q-1)$ 受信信号ブロックは、行列表現を用いて次式のように表すことができる。

$$\mathbf{y}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_q(0) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_q(m) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_q(N_r-1) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h} \mathbf{s}_q + \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_i \mathbf{s}_{i,q} + \mathbf{n}_q \quad (11)$$

ここで、第1項は希望信号、第2項は同一干渉(CCI)、第3項は雑音を表す。 $E_s = P_{\text{tx}} \cdot T_s$ は正規化総送信シンボルエネルギーであり、 T_s はシンボル長である。 $\mathbf{y}_q(m)=[y_q(m,0), \dots, y_q(m, N_c-1)]^T$ は第 $m(=0 \sim N_r-1)$ 受信アンテナの受信信号ベクトルであり、 \mathbf{h} は次式で与えられる($N_r N_c \times N_t N_c$)チャネルインパルス応答行列である。

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}(0,0) & \dots & \mathbf{h}(n,0) & \dots & \mathbf{h}(N_t-1,0) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{h}(0,m) & \dots & \mathbf{h}(n,m) & \dots & \mathbf{h}(N_t-1,m) \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{h}(0, N_r-1) & \dots & \mathbf{h}(n, N_r-1) & \dots & \mathbf{h}(N_t-1, N_r-1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(n,m) &= \begin{bmatrix} h_0(n,m) & & h_{L-1}(n,m) & \dots & h_1(n,m) \\ h_1(n,m) & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & h_0(n,m) & & \mathbf{0} \\ h_{L-1}(n,m) & h_1(n,m) & h_0(n,m) & & h_{L-1}(n,m) \\ \mathbf{0} & \ddots & \vdots & h_1(n,m) & \ddots \\ & & h_{L-1}(n,m) & \vdots & \ddots & h_0(n,m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

である。なお、 \mathbf{h}_i は第 i セルの送信アンテナと対象セルの受信アンテナ間の($N_r N_c \times N_t N_c$)チャネルインパルス応答行列である。また、 $\mathbf{n}_q = [\mathbf{n}_q(0), \dots, \mathbf{n}_q(N_r-1)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $\mathbf{n}_q(m)=[n_q(m,0), \dots, n_q(m, N_c-1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数であり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度である。

受信機では、 N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)により受信信号ブロック $\mathbf{y}_q(m)$ を周波数領域信号 $\mathbf{Y}_q(m)=[Y_q(m,0), \dots, Y_q(m, N_c-1)]^T$ へと変換する。 $\mathbf{Y}_q(m)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_q &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_q(0) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_q(m) \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_q(N_r-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \mathbf{y}_q \\
&= \beta(N_r) \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^H & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}^H \end{bmatrix} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{X}}_q(N_r) \\
&+ \sum_{i=1}^{\infty} \beta_i(N_r) \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{F}^H & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{F}^H \end{bmatrix} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{X}}_{i,q}(N_r) \\
&+ \begin{bmatrix} \mathbf{N}_q(0) \\ \vdots \\ \mathbf{N}_q(m) \\ \vdots \\ \mathbf{N}_q(N_r-1) \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\mathbf{N}_q(m) = \mathbf{F} \mathbf{n}_q = [N_q(m,0), \dots, N_q(m, N_c-1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである。また、 $\mathbf{h}(n, m)$ は巡回行列であるので、フーリエ変換行列 \mathbf{F} を用いて次式のように固有値分解できる。

$$\begin{aligned}
\mathbf{F} \mathbf{h}(n, m) \mathbf{F}^H &= \text{diag}[H(n, m, 0), \dots, H(n, m, N_c-1)] \\
&\equiv \mathbf{H}(n, m)
\end{aligned} \quad (15)$$

ここで、

$$\begin{cases} H(n, m, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n, m) \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c) \\ \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0,0) & \dots & \mathbf{H}(N_t-1,0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}(0, N_r-1) & \dots & \mathbf{H}(N_t-1, N_r-1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

である。式(15)より、式(14)は次式で表される。

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y}_q &= \beta(N_r) \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H} \mathbf{W} \tilde{\mathbf{X}}_q(N_r) \\
&+ \sum_{i=1}^{\infty} \beta_i(N_r) \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \tilde{\mathbf{X}}_{i,q}(N_r) + \mathbf{N}_q
\end{aligned} \quad (17)$$

次に、FD-STBC-JTRD 復号を行う。FD-STBC-JTRD 復号ブロック $\tilde{\mathbf{Y}}_j = [Y_j(0), \dots, Y_j(N_c-1)]^T (j=0 \sim J-1)$ は、 $N_r=1$ と 2 のとき次式で表される ($N_r > 2$ については文献[6]参照)。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{Y}}_0 = \mathbf{Y}_0(0) & \text{for } N_r = 1 \\ \begin{cases} \tilde{\mathbf{Y}}_0 = \mathbf{Y}_0(0) + \mathbf{Y}_1^*(1) \\ \tilde{\mathbf{Y}}_1 = \mathbf{Y}_0(1) - \mathbf{Y}_1^*(0) \end{cases} & \text{for } N_r = 2 \end{cases} \quad (18)$$

$W(n, m, k) = H^*(n, m, k) \cdot \tilde{W}(k)$ となる送信重みを用いることで、信号成分の交差項を全て打ち消すことができ、 $\tilde{\mathbf{Y}}_j$ は次式のように表すことができる。なお、 $\tilde{W}(k)$ は、周波数 $k (= 0 \sim N_c-1)$ の任意の関数である。

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{Y}}_j &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \beta(N_r) \left(\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n, m) \mathbf{W}(n, m) \right) \mathbf{F} \mathbf{x}_j \\
&+ \sum_{i=1}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \beta_i(N_r) \left(\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} \mathbf{H}_i(n, m) \mathbf{W}_i(n, m) \right) \mathbf{Z}_{i,j} + \tilde{\mathbf{N}}
\end{aligned} \quad (19)$$

ここで、 \mathbf{Z}_j は第 i セルからの受信 CCI ベクトルである。また、 $\tilde{\mathbf{N}}_j$ は FD-STBC-JTRD 復号後の周波数領域雑音ベクトルであり、平均 0 で分散が $2N_r N_0 / T_s$ のガウス雑音である。

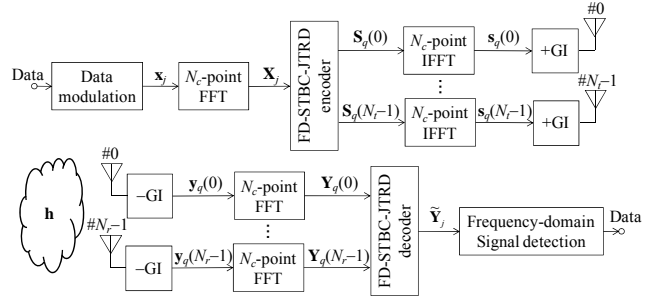


図 3 FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN 伝送系。

4. チャネル容量を最大化する送信重み

本章では、チャネル容量を最大化する送信重みを導出する。式(19)の右辺第 2 項をガウス雑音であると近似すると、FD-STBC-JTRD 復号後の信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)の第 k 周波数成分 $\gamma(k)$ は次式で表される。

$$\gamma(k) = \frac{\frac{E_s}{N_0} \beta^2(N_r) \left| \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} H(n, m, k) W(n, m, k) \right|^2}{\lambda(k) + N_r} \quad (20)$$

ここで、CCI 項 $\lambda(k)$ は次式で表される。

$$\lambda(k) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{E_s}{N_0} \beta_i(N_r) \left| \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} H_i(n, m, k) W_i(n, m, k) \right|^2 \quad (21)$$

よって、FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN のチャネル容量 C (bps/Hz/cell) は次式で表される。

$$C = \frac{R}{N} \cdot \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2(1 + \gamma(k)) \quad (22)$$

チャネル容量を最大化する最適化問題は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
&\max_{\{W(n, m, k)\}} C \\
&\text{s.t. } \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |W(n, m, k)|^2 = N_c \quad (\beta^2(N_r) = 1)
\end{aligned} \quad (23)$$

式(23)で表される最適化問題を解くのは困難であるので、本論文では、式(22)の上界を最大とする送信重みを導出する。コーシー・シュワルツの不等式[16]を用いて式(22)の上界を求めると次式のようになる。

$$C \leq \frac{R}{N \cdot N_c} \times \sum_{k=0}^{N_c-1} \log_2 \left(1 + \frac{E_s/N_0}{\lambda(k) + N_r} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H(n, m, k)|^2 \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |W(n, m, k)|^2 \right) \quad (24)$$

式(24)の等号成立条件は次式となる ($k=0 \sim N_c-1$).

$$\frac{W(0,0,k)}{H^*(0,0,k)} = \dots = \frac{W(n,m,k)}{H^*(n,m,k)} = \dots = \frac{W(N_r-1, N_r-1, k)}{H^*(N_r-1, N_r-1, k)} \quad (25)$$

式(24)を最大とする最適化問題の解は、不等式制約のある最適化の最適性条件であるカルーシュ・キューン・タッカー(KKT)条件[17,18]を満たす[19]. このことから、ラグランジュの未定乗数法を用いて式(24)で表されるチャンネル容量を最大化する送信重みを導出することができ、次式が得られる.

$$W(n, m, k) = \frac{H^*(n, m, k)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H(n, m, k)|^2}} \times \sqrt{\max \left\{ \varphi \frac{\lambda(k) + N_r}{\frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H(n, m, k)|^2}, 0 \right\}} \quad (26)$$

ここで、 φ は $\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W(n, m, k)|^2 = N_c$ となるような定数である. 式(26)より、チャンネル容量を最大化する送信重みは、アンテナ次元では MRT 規範に基づいた電力配分が、周波数次元では SINR による注水定理に基づいた電力配分がなされていることが分かる. これは、文献[5]で導出された、単一セル環境下でチャンネル容量を最大化する WF-MRT 重みをマルチセル環境下に拡張したものである.

5. 数値計算結果

5.1. 数値計算諸元

本論文では、18個の干渉セルを考慮し、それ以外のセルからの干渉は十分小さく無視できるものとする. また、全てのセルで総送信電力は同一であるとする. 数値計算パラメータを表2に示す. N_r 本のアンテナを有する移動端末は、図1に示したセル内にランダムに発生させる.

以下では、第4章で導出した WF-MRT 重みを用いたときのチャンネル容量をモンテカルロ数値計算により求める.

表2 数値計算パラメータ.

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of paths	$L=16$
Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7.0$ (dB)
FFT size	$N_c=256$
Channel estimation	Ideal

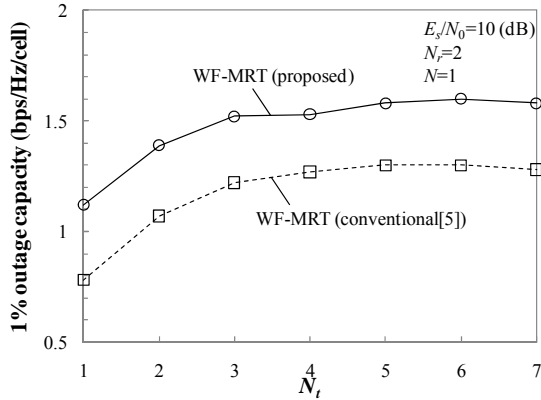
5.2. チャネル容量分布

図3に提案 WF-MRT 重みと文献[5]で導出された WF-MRT 重みをそれぞれ用いたときの FD-STBC-JTRD を用いる SC-DAN のチャンネル容量の累積分布 1%値 (1%アウトエージ容量)を示す. このとき、クラスタサイズ $N=1$ としている. 図3(a)は送信アンテナ数 N_t をパラメータとしたときの特性、同図(b)は受信アンテナ数 N_r をパラメータとしたときの特性を示している. 図3より、提案 WF-MRT 重みが常に最大のチャンネル容量を与えることが分かる. これは、文献[5]で導出された WF-MRT 重みは SINR による注水定理に基づく電力配分がなされるので、実際には SINR が低い周波数に大きな電力配分がなされることがあるのに対し、提案 WF-MRT 重みは CCI を考慮したことにより、すべての周波数に適切な電力配分がなされたためである. また、図3(a)より、 N_t を増加させると1%アウトエージ容量が増加するが、 $N_t=4$ 程度で飽和することが分かる. これは、 N_t を増加させるとより大きなアンテナダイバーシチ利得が得られるが、受信機から遠い位置にあるアンテナも使用されるので改善量が小さくなるためである. 一方、図3(b)より、 $N_r=2$ のとき1%アウトエージ容量が最大となることが分かる. これは N_r を増加させるとより大きなアンテナダイバーシチ利得が得られるが、 $N_r>2$ のとき STBC-JTRD の符号化率が低下するためである. これより、十分な送受信ダイバーシチ利得を得るのに必要な送信アンテナ本数は4本、受信アンテナ本数は2本だと言える.

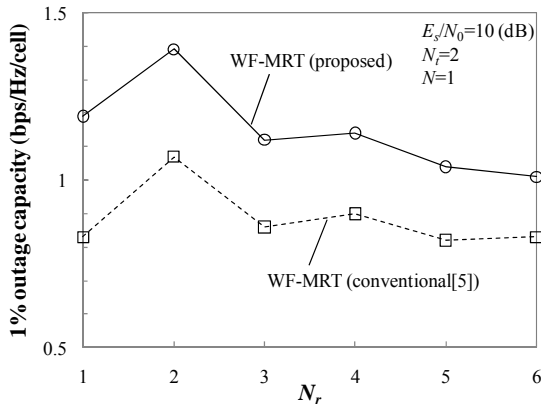
図4に正規化送信 E_s/N_0 を変化させたときの提案 WF-MRT 重みによる1%アウトエージ容量を、クラスタサイズ N をパラメータにして示す. 図4より、低 E_s/N_0 領域では $N=1$ が、高 E_s/N_0 領域では $N=3$ が最大の1%アウトエージ容量を与えることが分かる. これは、低 E_s/N_0 領域では CCI の影響が小さいので周波数利用効率の大きな $N=1$ の特性が良く、高 E_s/N_0 領域では CCI の影響が大きいため、比較的 CCI の影響が小さい $N=3$ の特性が $N=1$ の特性を上回るためである.

文 献

- [1] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 35, No. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [3] W. Choi, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, No. 1, pp. 69-73, Jan. 2007.
- [4] 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.
- [5] H. Matsuda, R. Matsukawa, T. Obara, Kazuki Takeda, and F. Adachi, "Channel Capacity of Distributed Antenna Network Using Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity," *The IEEE International Conference on Communication Systems (IEEE ICCS 2010)*, Singapore, 17-19, Nov. 2010.
- [6] 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.
- [7] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for Direct-Sequence Spread Spectrum Signal Transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E90-B No.3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [8] 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.
- [9] X. Fang and C. Leung, "A new optimal transmit and receive diversity scheme," *Proc. IEEE PACRIM*, pp. 538-541, Victoria, Canada, Aug. 2001.
- [10] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communi.*, vol.6, no. 3, pp. 311-335, 1998.
- [11] Bengt Holter, "On The Capacity of The MIMO Channel – A Tutorial Introduction," in *Proc. Norwegian Signal Processing Conf.*, Trondheim, Norway, Oct. 2001.
- [12] A. van Zelst, "Space division multiplexing algorithms," *Proc. IEEE 10th Mediterranean Electrotechnology Conf.*, Lemesos, Cyprus, pp.1218-1221, 2000.
- [13] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC* 02 Fall, Oct. 2002.
- [14] F. Adachi, K. Takeda and H. Tomeba, "Frequency-domain pre-equalization for spread spectrum single-carrier transmission," *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E88-B, No. 7, pp. 3078-3081, July 2005.
- [15] H. Tomeba, S. Takaoka and F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization transmit diversity for MC-CDMA uplink transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 2, pp. 575-584, Feb. 2005.
- [16] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill, 2001.
- [17] W. Karush, Minima of functions of several variables with inequalities as side constraints, M. Sc. Dissertation. Dept. of Mathematics, Univ. of Chicago, Chicago, Illinois.
- [18] H. W. Kuhn and A. W. Tucker, "Nonlinear programming," *Proc. of 2nd Berkeley Symposium*, pp. 481-492, Univ. of California Press.
- [19] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.



(a) N_r 対 1% アウテージ容量.



(b) N_r 対 1% アウテージ容量.

図 3 送信重みの比較

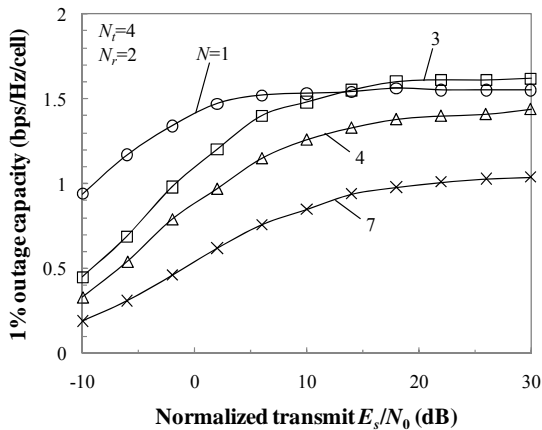


図 4 クラスタサイズ N の影響.

6. まとめ

本論文では、マルチセル環境下において FD-STBC-JTRD を用いる下りリンク SC-DAN のチャネル容量を最大化する WF-MRT 重みを導出した。モンテカルロ数値計算によりチャネル容量の累積分布を求め、WF-MRT 重みがチャネル容量を向上させることを示した。