

送信ダイバーシチを用いる SC-FDMA 分散アンテナネットワークの チャンネル容量

松田 大輝[†] 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: [†]{matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 送信アンテナを空間的に十分離して配置する分散アンテナネットワーク(DAN)は伝搬損失, シェドウィ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生じる問題を解決可能な無線ネットワークである. 本論文では, シングルキャリア周波数分割マルチアクセス(SC-FDMA) DANの2次元注水(2D-water filling: 2D-WF)重みを用いる下りリンク送信ダイバーシチにおける周波数スケジューリングについて提案している. ここで, 2D-WF重みは送信アンテナ次元では最大比送信(MRT)規範に基づく電力配分を, 周波数次元では注水定理に基づく電力配分を行う送信重みである. モンテカルロ数値計算により周波数スケジューリングがチャンネル容量の分布に与える影響について検討を行っている.

キーワード 分散アンテナネットワーク, 送信ダイバーシチ, チャンネル容量, 周波数スケジューリング

Channel Capacity of SC-FDMA Distributed Antenna Network Using Transmit Diversity

Hiroki MATSUDA[†] 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: [†]{matsuda, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract The distributed antenna network (DAN) is a promising wireless network to solve the problems arising from path loss and shadowing loss as well as frequency-selective fading. In this paper, we propose the user scheduling that can maximize the total channel capacity of the 2 dimensional water filling (2D-WF) downlink transmit diversity of the single-carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) DAN in a frequency-selective channel. The use of 2D-WF weights allocates the transmit power in both transmit antenna dimension and frequency dimension: power allocation across frequencies based on WF theory and across transmit antennas based on maximal ratio transmission (MRT). The cumulative distribution function (CDF) of the achievable channel capacity by the use of proposed user scheduling is investigated by the Monte-Carlo numerical computation method.

Keyword Distributed antenna network, transmit diversity, channel capacity, frequency scheduling

1. まえがき

広帯域無線通信では, 伝搬損失, シェドウィング損失および周波数選択性フェージングが伝送品質に強く影響を及ぼす[1]. 送信アンテナを空間的に十分離して配置する分散アンテナネットワーク(DAN)[2]-[7]はこれらの影響によって生じる問題を解決できる. DANは基地局の周りにアンテナを分散配置することで, ユーザが高い確率で距離の近い分散アンテナと通信することを可能としている. さらに, 送信ダイバーシチ[8]-[11]をDANに適用することで, 瞬時受信電力の落ち込みによる伝送特性の劣化を補償し, さらなる伝送

特性の向上を期待できる.

これまで筆者らは, シングルユーザ環境において, シングルキャリア(SC)DAN下りリンク送信ダイバーシチのチャンネル容量を最大とする2次元注水(2D-Water Filling: 2D-WF)送信重みを導出した[7]. 2D-WF送信重みは, 送信アンテナ次元ではMRT規範に基づく電力配分, 周波数次元では注水定理規範に基づく電力配分を行うといった, 2次元での電力配分重みとなっている.

本論文ではマルチユーザ環境下でのSC周波数分割マルチアクセス(SC-FDMA)[12]を用いるDAN下りリ

リンク送信ダイバーシチへの拡張を行っている。FDMAでは、各ユーザが割り当てられた周波数を使用して通信を行う。周波数の割り当ては周波数スケジューリングにより行われ、伝搬路状態の良いユーザに周波数を割り当てることで全ユーザ合計のチャンネル容量を増加することができる。しかし、伝搬路状態の悪いユーザには周波数の割り当て数が少なくなるため、ユーザ間の不公平性が問題となる。公平性を確保しつつ、比較的大きなチャンネル容量が得られる Proportional Fairness (PF) [13]が知られている。本論文では、ユーザ合計のチャンネル容量を最大とする Max Mapping (Map)法と、PFを Max Map 法に適用した PF Map 法という2つの周波数スケジューリングの提案を行っている。

本論文の構成は以下のようにになっている。まず第2章で SC-FDMA 伝送モデルを述べる。第3章では、2D-WF 重みと周波数スケジューリングについて述べる。そして第4章で、モンテカルロ数値計算により周波数スケジューリングがチャンネル容量に与える影響について比較を行う。

2. SC-FDMA DAN

2.1. システムモデル

送信アンテナを距離 R の間隔で格子状に配置するものとする(図1)。また、 U 人のユーザが点線で囲まれたエリアに存在するとしているとし、ユーザごとに短区間平均電力の高い N_t 本の送信アンテナを選択し、送信ダイバーシチを行うものとした。ここで、第 u ユーザが選択した N_t 本の送信アンテナの中で、第 n_t 送信アンテナと第 u ユーザ間の距離を $R_u(n_t)$ としている。

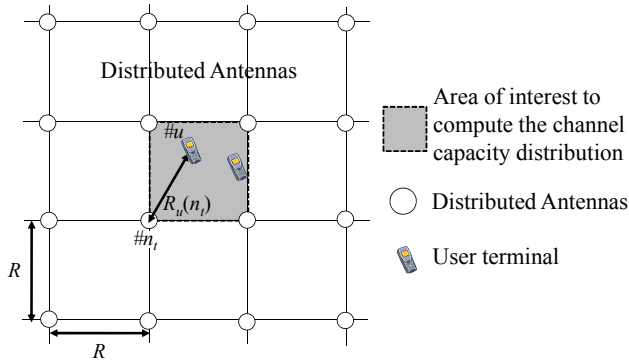


図1 送信アンテナ配置

2.2. 周波数分割マルチアクセス

本論文では、SC-FDMA を対象とし、各ユーザは3.2節で述べるような周波数スケジューリングに基づいて割り当てられた直交周波数を使用して通信を行う。ここで、第 u ユーザには周波数スケジューリングに基づいて M_u 個の直交周波数が割り当てられるとする。各ユーザは1ブロックに M_u 個のデータシンボルを送信するとし、全ユーザ合計で $\sum_{u=0}^{U-1} M_u = N_c$ のデータシンボ

ルを送信するものとする(つまり、全ユーザ合計で N_c 個の直交周波数を用いて通信を行う)。

2.3. 送信信号表現

図2に SC-FDMA を用いる下りリンク DAN 送信ダイバーシチ伝送系を示す。以下では、第 u ユーザに関する信号表現について述べる。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 M_u 個のシンボルからなるブロック系列に変換する。本論文では、一般性を失うことなく、1ブロック $\{d_u(t); t=0 \sim M_u-1\}$ を送信するものとする。このシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}_u = [d_u(0), \dots, d_u(M_u-1)]^T$ で表す。次に、 M_u ポイントの離散フーリエ変換(DFT)により送信信号を次式で表わされる周波数領域信号 $\mathbf{D}_u = [D_u(0), \dots, D_u(k), \dots, D_u(M_u-1)]^T$ へと次式のように変換する。

$$\mathbf{D}_u = \mathbf{F}_M \mathbf{d}_u \quad (1)$$

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

$$\mathbf{F}_M = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{M}} & e^{-j2\pi \frac{1 \times 2}{M}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (M-1)}{M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-j2\pi \frac{(M-1) \times 1}{M}} & e^{-j2\pi \frac{(M-1) \times 2}{M}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(M-1) \times (M-1)}{M}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

\mathbf{D}_u を割当周波数へマッピングし、全ユーザの送信信号を合成することで、 N_c 個の周波数領域送信信号 $\mathbf{D} = [D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T$ を生成する。 N_c 次の送信等化重み行列 $\mathbf{W}_u(n_t) = \text{diag}[W_u(n_t, 0), \dots, W_u(n_t, N_c-1)]$ を \mathbf{D} に乗算することにより、周波数領域送信信号ブロックへと変換する。第 n_t 送信アンテナから送信する周波数領域送信信号ブロック $\mathbf{S}_u(n_t) = [S_u(n_t, 0), \dots, S_u(n_t, N_c-1)]^T$ は次式で表わされる。

$$\mathbf{S}_u(n_t) = \mathbf{W}_u(n_t) \mathbf{D}, \quad n_t = 0 \sim N_t - 1 \quad (3)$$

次に、 N_c ポイントの逆高速フーリエ変換(IFFT)により $\mathbf{S}_u(n_t)$ を時間領域送信信号ブロック $\mathbf{s}_u(n_t) = [s_u(n_t, 0), \dots, s_u(n_t, N_c-1)]^T$ へと次式のように変換する。

$$\mathbf{s}_u(n_t) = \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{S}_u(n_t) \quad (4)$$

ここで、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子を表わしている。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。

2.4. チャンネルモデル

広帯域チャンネルは、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ディングチャンネルにより特徴づけられる。第 n_t 分散ア

ンテナから距離 $R_u(n_t)$ に存在する第 u ユーザの受信電力 $P_{r_u}(n_t)$ は次式で表わされる [1].

$$\begin{aligned} P_{r_u}(n_t) &= P_t(n_t) \cdot R_u(n_t)^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_u(n_t)}{10}} = (P_t(n_t) \cdot R^{-\alpha}) \cdot \left(\frac{R_u(n_t)}{R} \right)^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_u(n_t)}{10}} \\ &= (P_t(n_t) \cdot R^{-\alpha}) \cdot (d_u(n_t))^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_u(n_t)}{10}} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで, $P_t(n_t)$ は送信電力, α は伝搬損失指数, $\eta_u(n_t)$ 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. シンボル長を T_s で表し, $(P_t(n_t) \cdot R^{-\alpha}) T_s$ を $E_s(n_t)$ と置くと, 式(5)は次式となる.

$$P_{r_u}(n_t) = \frac{E_s(n_t)}{T_s} \cdot d_u(n_t)^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_u(n_t)}{10}} \quad (6)$$

第 n_t 送信アンテナと第 u ユーザ間のチャネルが L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャネルであるとき, チャネルインパルス応答 $h_u(n_t, \tau)$ は次式で表される.

$$h_u(n_t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l_u}(n_t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (7)$$

ここで, $h_{l_u}(n_t) = \sqrt{\Omega_u(n_t)} \cdot \tilde{h}_{l_u}(n_t)$ および τ_l はそれぞれ第 n_t 送信アンテナと第 u ユーザ間における第 l パスのチャネルおよび遅延時間である. $\tilde{h}_{l_u}(n_t)$ は第 n_t 送信アンテナにおける第 l パスの複素パス利得を表し, $E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{l_u}(n_t)|^2\right] = 1$ であるものとしている. $\Omega_u(n_t)$ は伝搬損失とシャドウイング損失を表し, 次式で与えられる.

$$\Omega_u(n_t) = d_u(n_t)^{-\alpha} \cdot 10^{\frac{\eta_u(n_t)}{10}} \quad (8)$$

2.5. 受信信号表現

GI を削除した後の第 u ユーザにおける受信信号ベクトル $\mathbf{r}_u = [r_u(0), \dots, r_u(N_c - 1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{r}_u = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{h}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{n}_u \quad (9)$$

ここで, $E_s = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} E_s(n_t)$, $\mathbf{s}_u = [\mathbf{s}_u(0), \dots, \mathbf{s}_u(N_t - 1)]^T$ であり,

\mathbf{h}_u は次式で与えられる $(N_c \times N_t N_c)$ チャネルインパルス応答行列である.

$$\mathbf{h}_u = [\mathbf{h}_u(0) \quad \dots \quad \mathbf{h}_u(N_t - 1)] \quad (10)$$

$\mathbf{h}_u(n_t)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{h}_u(n_t) = \begin{bmatrix} h_{0_u}(n_t) & & & h_{L-1_u}(n_t) & \dots & h_{1_u}(n_t) \\ h_{1_u}(n_t) & \ddots & & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & h_{0_u}(n_t) & & & h_{L-1_u}(n_t) \\ h_{L-1_u}(n_t) & & h_{1_u}(n_t) & h_{0_u}(n_t) & & \\ & \ddots & \vdots & h_{1_u}(n_t) & \ddots & \\ \mathbf{0} & & h_{L-1_u}(n_t) & \vdots & \ddots & h_{0_u}(n_t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

また, $\mathbf{n}_u = [n_u(0), \dots, n_u(N_c - 1)]^T$ 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 (AWGN) 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 $\mathbf{R}_u = [R_u(0), \dots, R_u(N_c - 1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\mathbf{R}_u = \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{r}_u = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{h}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{n}_u = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{h}_u \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{W}_u \mathbf{D} + \mathbf{N}_u \quad (12)$$

ここで, $\mathbf{N}_u = [N_u(0), \dots, N_u(N_c - 1)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルである. また, $\mathbf{h}_u(n_t)$ は巡回行列であるので, フーリエ変換行列 \mathbf{F}_{N_c} を用いて次式のように固有値分解できる [14].

$$\mathbf{F}_{N_c} \mathbf{h}_u(n_t) \mathbf{F}_{N_c}^H = \begin{bmatrix} H_u(n_t, 0) & & & \mathbf{0} \\ & H_u(n_t, 1) & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & H_u(n_t, N_c - 1) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{H}_u(n_t) \quad (13)$$

ここで,

$$\begin{cases} H_u(n_t, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l_u}(n_t) \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c), & k = 0 \sim N_c - 1 \\ \mathbf{H}_u = [\mathbf{H}_u(0), \dots, \mathbf{H}_u(N_t - 1)] \end{cases} \quad (14)$$

である.

次に, 割当周波数成分を抽出する周波数デマッピング操作を行う. 式(14)を用いると, 周波数デマッピング後の周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{R}}_u = [\tilde{R}_u(0), \dots, \tilde{R}_u(N_c - 1)]^T$ は次式で表わされる.

$$\tilde{R}_u(k) = \begin{cases} \tilde{H}_u(k) D(k) + N_u(k) & \text{if } k \in G_u \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

ここで, G_u は第 u ユーザに割り当てられた直交周波数のセットを表し,

$$\tilde{H}_u(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_u(n_t, k) W_u(n_t, k) \quad (16)$$

は等価チャネル利得を表す.

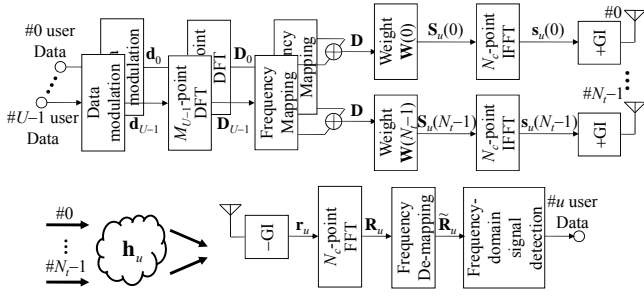


図 2 SC-FDMA DAN 下りリンク伝送モデル

3. 2D-WF 重みと周波数スケジューリング

3.1. 2D-WF 重み

周波数領域信号は式(15)により与えられている. 文献[15]を参考に, SC-FDMA DAN 送信ダイバーシチの第 k 周波数におけるチャネル容量を求めると次式のようになる.

$$C_u(k) = \frac{a(u,k)}{N_c} \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \left| \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_u(n_t, k) W_u(n_t, k) \right|^2 \right) \quad (17)$$

ここで $a(u,k)$ は, 第 k 周波数に第 u ユーザが割り当てられていれば $a(u,k)=1$, そうでなければ 0 となる係数である. 全ユーザ合計のチャネル容量は

$$C_{\text{sum}} = \sum_{k=0}^{N_c-1} C_u(k) \text{ となる. } C_{\text{sum}} \text{ を最大化する送信重み}$$

$W_u(n_t, k)$ は, コーシー・シュワルツの不等式[1]とラグランジュの未定乗数法[16]を用いて文献[7]を参考に解くと次式で示される 2 次元注水(2D-WF)重みとなる (導出過程略).

$$W_u(n_t, k) = \begin{cases} \frac{H_u(n_t, k)^*}{\sqrt{\sum_{n_t=0}^{N_t-1} |H_u(n_t, k)|^2}} \left[\max \left\{ \varphi_{2D} - \frac{(E_s/N_0)}{\sum_{n_t=0}^{N_t-1} |H_u(n_t, k)|^2}, 0 \right\} \right] & \text{if } k \in G_u \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

ここで, φ_{2D} は $\sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} |W_u(n_t, k)|^2 = N_c$ となるような定数である.

3.2. 周波数スケジューリング

第 k 周波数に第 u ユーザが割り当てられたときのチャネル容量は, 式(18)を式(17)に代入すると次式で与えられる.

$$C(k) = \frac{1}{N_c} \log_2 \left(\frac{E_s}{N_0} \varphi_{2D} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} |H_u(n_t, k)|^2 \right) \\ = \frac{1}{N_c} \log_2 \left(\frac{E_s}{N_0} \varphi_{2D} f(u, k) \right) \quad (19)$$

ここで, $f(u, k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} |H_u(n_t, k)|^2$ である. 式(19)は $f(u, k)$

に対数比例しており, $f(u, k)$ が最大となれば $C(k)$ が最大となるから, このとき C_{sum} は最大となる. これより, 本論文では, 以下の 3 つの周波数スケジューリングを用いる.

$$\begin{cases} \text{MaxMap: } a(u, k) = 1 \text{ if } u = \max_{u'} \{f(u', k)\} \\ \text{PFMap: } a(u, k) = 1 \text{ if } u = \max_{u'} \left\{ \frac{f(u', k)}{\sum_{k'=0}^{N_c-1} f(u', k')} \right\} \\ \text{Conventional: } a(u, k) = 1 \text{ if } u = \max_{u'} \left\{ \sum_{k'=0}^{N_c-1} f(u', k') \right\} \end{cases} \\ u'=1 \sim U-1, k=1 \sim N_c-1 \quad (20)$$

Max Map 法は, C_{sum} を最大とするような周波数スケジューリングである. PF Map 法は, PF を Max Map 法に適用し, ユーザ間の公平性を確保しつつ, 比較的大きなチャネル容量を得ることができる周波数スケジューリングである. 本論文では, 全ユーザが等しいチャネル容量を得られることを公平であるとする. Conventional 法は, 1 ブロック内の短区間電力が最も大きなユーザに全周波数を割り当てる周波数スケジューリングである.

3.3. Fairness index

本論文では公平性の指標として次式で示される Fairness index (F) [17]を用いる.

$$F = \frac{\left(\sum_{u=0}^{U-1} C_u \right)^2}{U \cdot \sum_{u=0}^{U-1} C_u^2} \quad (21)$$

ここで, C_u は第 u ユーザのチャネル容量を表わし, F は $1/U \sim 1$ の範囲の値をとる. F は 1 に近いほど公平であることを示し, $F=1$ のとき全ユーザが等しいチャネル容量を得られていることを示している.

4. 数値計算結果

4.1. 数値計算諸元

式(18)および(22)を用いてモンテカルロ数値計算により C_{sum} と F の累積分布関数(CDF)を求める. 数値計算パラメータを表 1 に示す. $L=16$ 個の独立なパスで等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チャネルを仮定している. また, チャネル推定は理想としている. 各ユーザは図 1 に示した 4 本のアンテナで囲まれる四角形のエリアにラン

ダムに配置されるものとしている。

表 1 数値計算パラメータ

Fading type	Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
Path loss exponent	$\alpha = 3.5$
Shadowing loss standard variation	$\sigma = 7.0$ (dB)
No. of paths	$L = 16$
Time delay	$\tau_l = l, l = 0 \sim L-1$
No. of Users	$U = 1, 2, 4$
No. of transmit antennas	$N_t = 1 \sim 10$
No. of receive antennas	$N_r = 1$
No. of total orthogonal frequencies	$N_c = 256$
Normalized total transmit E_s/N_0	$E_s/N_0 = 10$ (dB)
Channel estimation	Ideal

4.2. ユーザ合計のチャンネル容量分布

図 3 に $U=2$ のときの Max Map 法, PF Map 法および Conventional 法を用いた時のユーザー合計チャンネル容量 C_{sum} の CDF を示す。図 3 より、いずれの周波数スケジューリングを用いても、 N_t を大きくするにつれて C_{sum} を増加できることが分かる。これは、 N_t を増加するにつれてアンテナダイバーシチ効果が増加するためである。また、いずれの N_t のときも Max Map 法を用いたときに最も高い C_{sum} を得られることが分かる。これについて、以下で詳しく検討する。

図 3 より求めた、Max Map 法, PF Map 法および Conventional 法を用いるときの累積分布 10% 値 $C_{\text{sum},10\%}$ を図 4 に示す。図 4 より、3 つの送信重みの中で Max Map 法が最大の $C_{\text{sum},10\%}$ を与えることが分かる。 $U=2$ および 4 のときも共に、Max Map 法が PF Map 法および Conventional 法よりも約 0.5bps/Hz 程度大きな $C_{\text{sum},10\%}$ が得られている。これは、Max Map 法が C_{sum} を最大とする周波数スケジューリングのためである。また、PF Map 法は Max Map 法と比較して $C_{\text{sum},10\%}$ は減少するものの、Conventional 法に近い $C_{\text{sum},10\%}$ が得られることが分かる。さらに、ユーザー数を増加することで、全ての周波数スケジューリングにおいて大きく $C_{\text{sum},10\%}$ を向上することができる。 $N_t=1$ とするとき、 $U=1$ のときは Max Map 法では $C_{\text{sum},10\%}=5.5\text{bps/Hz}$ であるが、 $U=2$ のときは $C_{\text{sum},10\%}=7.5\text{bps/Hz}$ 、 $U=4$ のときは $C_{\text{sum},10\%}=9.2\text{bps/Hz}$ となる。これは、ユーザー数を増加するにつれてマルチユーザーダイバーシチ効果が増加するからである。

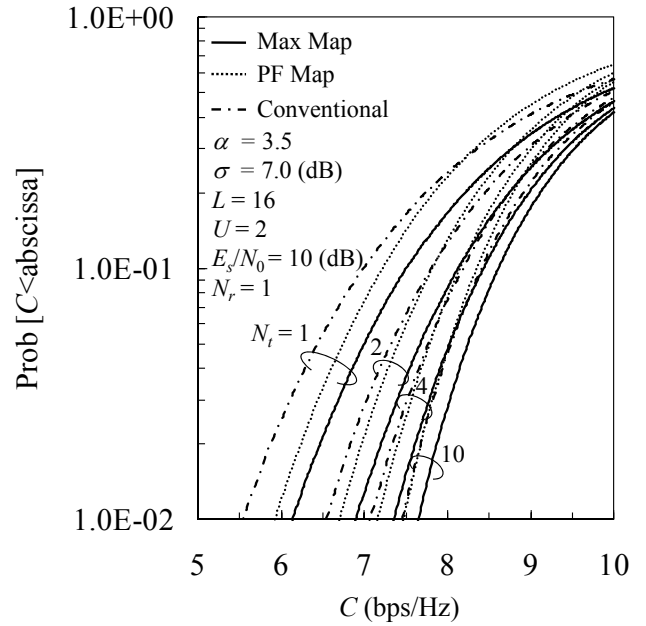


図 3 チャンネル容量の累積分布

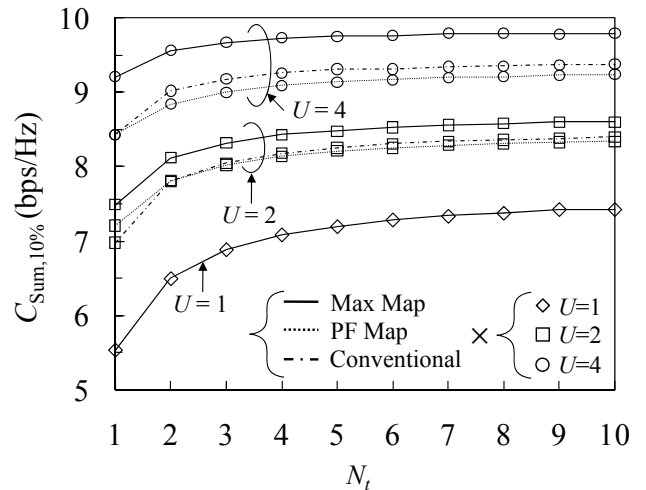


図 4 N_t 対 $C_{10\%}$ 特性

4.3. Fairness index 分布

図 5 に、 $U=2$ のときの Max Map 法, PF Map 法および Conventional 法を用いた時の F の CDF を示す。図 5 より、PF Map 法を用いることで最も高い公平性を得られることが分かる。図 5 より求めた、Max Map 法, PF Map 法および Conventional 法を用いるときの累積分布 10% 値 $F_{10\%}$ を図 6 に示す。図 6 より、 $U=2$ および 4 のとき、Max Map 法および Conventional 法では $F \leq 0.5$ となるが、PF Map 法では $F > 0.8$ となり、高い公平性を得られていることが分かる。これは、PF Map 法が Proportional Fairness スケジューリングにより公平な周波数スケジューリングを行っているためである。このように、PF Map 法はユーザー間の公平性を確保しつつ、Max Map 法に近いチャンネル容量を得ることができる。

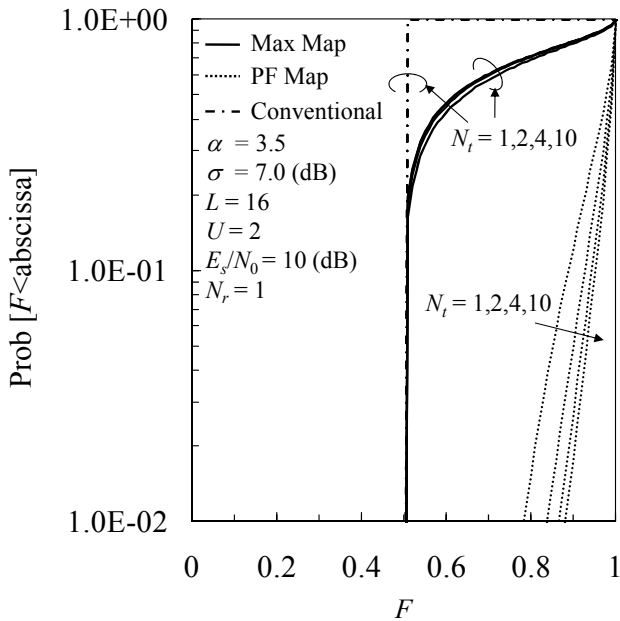


図5 Fairness index (F)の累積分布

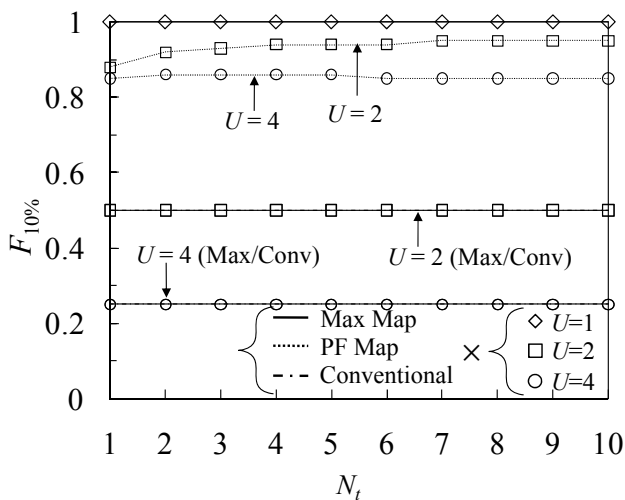


図6 N_t 対 $F_{10\%}$ 特性

5. まとめ

本論文では、SC-FDMA DAN 下りリンク送信ダイバシティを対象に、ユーザ合計のチャネル容量を最大とする周波数スケジューリングを提案した。Max Map 法はユーザ合計のチャネル容量を最大化できるがユーザ間の公平性が損なわれる。Proportional Fairness スケジューリングを Max Map 法に適用した PF Map 法は、ユーザ間の公平性を確保しつつ、Max Map 法に近いチャネル容量を得ることができることを示した。

文献

[1] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
 [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] M. V. Clark, T. M. Willes III, L. J. Greenstein, A. J. Rustako, Jr, V. Erceg and R. S. Roman, "Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, '01-Spring pp. 33-37, May 2001.
 [4] L. Dai, S. Zho, and Y. Yao, "Capacity analysis in CDMA distributed antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 6, pp. 2613-2620, Nov. 2006.
 [5] 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.
 [6] H. Matsuda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Channel Capacity of Distributed Antenna System Using Maximal Ratio Transmission," *The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2008)*, Tohoku University, Sendai, Japan, 21-22 Aug., 2008.
 [7] 松田, 武田, 安達, "シングルキャリア分散アンテナネットワーク下りリンクにおけるチャネル容量を最大化する送信等化重み," *信学技報*, RCS2009-111, pp.7-12, 2009年10月
 [8] 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.
 [9] 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.
 [10] J. K.Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," *IEEE Trans. Vehi. Tech.*, Vol. 49, No. 6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.
 [11] V.Tarokh, H.Jafarkhani, and A.R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance result," *IEEE J. Sel. Areas CCommun.*, vol. 17, no.3, pp.451-460, March 1999.
 [12] J. G. Proakis, *Digital Communications, 4th ed.* McGraw-Hill, 2001.
 [13] A. Jalali, R. Padovani, and R. Pankaj, "Data throughput of cdma-hdr a high efficiency-high data rate personal communication wireless system," *Proc. IEEE VTC 2000-Spring*, vol. 3, pp. 1854 - 1858, Tokyo, 15-18May 2000.
 [14] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD, Johns Hopkins Univ. Press, 1996.
 [15] B. Holter, "On the capacity of the MIMO channel -A tutorial introduction-," in *Proc. Norwegian Signal Processing Conf.*, Trondheim, Norway, Oct. 2001.
 [16] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, 2006.
 [17] R. Jain, D. Chiu, and W. Hawe, "A quantitative measure of fairness and discrimination for resource allocation in shared computer systems," *Digital Equipment Corporation*, Sept. 1984.