

上りリンク SC-FDMA 分散アンテナネットワークにおける ナッシュ交渉解に基づく周波数割り当て法

佐藤 勇輔[†] 松川 隆介[†] 小原 辰徳[†] 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: [†]{ysato, matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では、シングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)を対象とし、ナッシュ交渉解(NBS)に基づく周波数割り当てアルゴリズムを提案する。SC-FDMA においてはチャンネル状態の良好なユーザへ優先的に周波数を割り当てることで高いシステムの伝送容量を達成できる。しかし一方で、チャンネル状態の悪いユーザへは周波数が割り当てられず、ユーザ間の公平性が損なわれるという問題がある。このようなトレードオフを解決する手法として、ゲーム理論の応用が広く検討されており、特に協力ゲーム理論における NBS の利用が有効であることが明らかにされている。しかし、NBS を求めるには許容できないほどの演算量が必要となる。そこで本稿では、低演算量でありながら NBS とほぼ同等の特性を達成可能な準 NBS アルゴリズムを提案する。また、周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)を用いる分散アンテナネットワーク(DAN)へ提案法を適用することで、更なるシステムチャンネル容量と公平性の改善を図る。モンテカルロ数値計算により提案法と PF map 法および Max map 法におけるシステムチャンネル容量および公平性を明らかにし、本提案法の有効性を示す。

キーワード SC, FDMA, 分散アンテナ, 時空間符号化, 周波数割り当て, ナッシュ交渉解

Subcarrier Allocation Based on Nash Bargaining Solution in Uplink SC-FDMA Distributed Antenna Network

Yusuke SATO[†] Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{† ‡} 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: [†]{ysato, matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we propose the resource allocation algorithm based on Nash Bargaining Solution (NBS) in single-carrier-frequency division multiple access (SC-FDMA). In SC-FDMA, system capacity can be improved by allocating a subcarrier to the user who obtains good channel gain. However, there is a tradeoff between system capacity and fairness among users. Game theory, especially NBS in cooperative game theory, can be used to solve the tradeoff. But generally, unacceptable computational complexity is required to find NBS. In this paper, we propose a sub-optimal NBS resource allocation method, which requires lower computational complexity while achieving almost the same performance as NBS. The proposed method is applied to distributed antenna network (DAN) with frequency domain space-time transmit diversity (FD-STTD) to further improve both system capacity and fairness among users. Numerical computation results show that the proposed method not only provide fair resource allocation but also keeps system capacity compared to both PF map method and Max map method.

Keyword SC, FDMA, Distributed antenna, Space-time block code, Subcarrier allocation, Nash bargaining solution

1. まえがき

次世代移動通信では、高速かつ高品質なデータ伝送が要求される。しかし、移動無線チャンネルでは、伝搬損失、シャドウイング損失、および遅延時間の異なる多数の伝搬路により構成される周波数選択性フェージングが問題となる[1]。

これらの影響を軽減する手法として、多数の基地局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]-[5]が注目されている。DANでは基地局の周辺にアンテナを分散配置することで、ユーザが伝搬損失およびシャドウイング損失の少ないアンテナを選択して通信することが可能である。更なる伝送品質の改善手法としてアンテナダイバーシチ技術

が有効である[6]。これまで、送信機においてチャンネル情報(CSI)を必要としない簡易な符号化を行い、受信機で復号を行うことにより最大比送受信ダイバーシチ相当の利得を獲得できる周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)が提案されている[7]。伝送効率を下げることなく任意の本数の受信アンテナを使用できるFD-STTDは、上りリンク伝送に適している。

アンテナダイバーシチの他に、複数の狭帯域直交サブキャリアを用いて並列伝送する直交周波数分割マルチアクセス(OFDMA)を併用することによりチャンネルの周波数選択性を克服できることが知られている[8]-[9]。OFDMAはチャンネルの周波数選択性の影響を完全に抑圧できる利点があるものの、送信信号のピーク

対平均電力比(PAPR)が大きいという問題がある[10]. そのため上りリンク伝送では, OFDMA に比べて PAPR の低いシングルキャリア周波数分割マルチアクセス(SC-FDMA)伝送が適している[11].

また, 各ユーザへ利得の高い周波数を割り当てることで瞬時受信電力の落ち込みを回避し, 伝送特性の向上が期待できる[12]. しかし, チャンネル状態の良いユーザに多くの周波数を割り当てると, チャンネル状態の悪いユーザには周波数が割り当てられず, ユーザ間の伝送効率に不公平が生じるという問題がある[13].

近年, 伝送効率と公平性のトレードオフを解決する手法として, ゲーム理論におけるナッシュ交渉解(NBS)の有効性が示されている[13]-[14]. 但し, NBSを求めるためにはサブキャリア割り当ての取りうる全ての組み合わせを考慮して NBS を探索する必要があるため, 許容出来ないほどの膨大な演算量を要する. そこで本稿では, Proportionally Fair (PF) map 法[12][14]を利用した, 低演算量ながら NBS 法と同等の特性を達成できる準 NBS サブキャリア割り当て法を提案する. 上りリンクマルチユーザ環境下において, 提案法を用いる SC-FDMA を DAN に適用し, システムチャンネル容量と公平性に関する評価を行う. また提案法と, Max map 法[12]および PF map 法[14]の特性を比較することで, 提案法の有効性を示す.

本稿の構成は以下のようになっている. まず第 2 章で FD-STTD 上りリンク SC-FDMA DAN 伝送モデルおよびチャンネル容量について述べる. 第 3 章では Max map 法, PF map 法, NBS 法および提案法である準 NBS 法について述べる. 第 4 章ではモンテカルロ数値計算により提案法と従来法を比較することにより, 提案法の有効性を明らかにする. 最後に第 5 章でまとめる.

2. FD-STTD を用いる SC-FDMA DAN

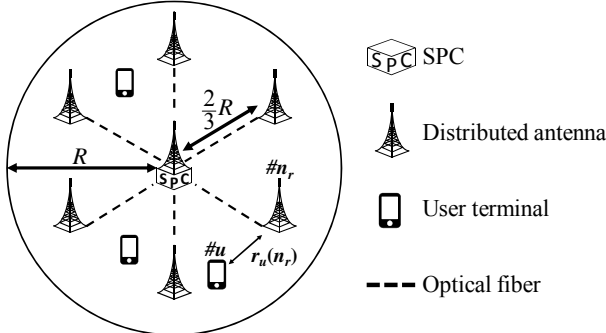


図 1 分散アンテナネットワークモデル

2.1. システムモデル

DAN のシステムモデルを図 1 に示す. 半径 R のセル中央には信号処理センタ (SPC) が設置され, 複数の分散アンテナが光ファイバで SPC に接続されている. 本稿では各分散アンテナに 1 本ずつ受信アンテナが設置されているものとし, セル中央に 1 本, そしてセル中央からの距離 $2R/3$ の点に 6 本の分散アンテナが同心円状に配置されているものとしている.

セル内には U 人のユーザが存在するものとし, 各ユーザの送信アンテナ本数は N_t 本とする. ユーザは短区間平均受信電力の最も高い受信アンテナ 1 本を選択し, SPC により割り当てられたサブキャリアを利用して通信を行う.

2.2. チャンネルモデル

広帯域無線チャンネルは, 距離に依存する伝搬損失, シェドウィング損失, および遅延時間の異なる複数の伝搬路からなる周波数選択性フェージングにより特徴づけられる. 第 u ユーザが電力 $P'_{t,u}$ で信号を送信した時に第 n_r 受信アンテナで受信される信号の短区間平均受信電力 $P_{r,u}(n_r)$ は次式で表される[1].

$$\begin{aligned} P_{r,u}(n_r) &= (P'_{t,u} \cdot R^{-\alpha}) \left(r_u(n_r)/R \right)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_u(n_r)}{10}} \\ &= P_{t,u} \cdot R_u(n_r)^{-\alpha} \cdot 10^{-\frac{\eta_u(n_r)}{10}} \\ &= P_{t,u} \cdot \Omega_u(n_r) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで $r_u(n_r)$ は第 u ユーザと第 n_r アンテナ間の距離, α は伝搬損失指数, $\eta_u(n_r)$ は平均値 0 で標準偏差 σ の正規分布に従うシェドウィング損失 (dB), $\Omega_u(n_r)$ は伝搬損失とシェドウィング損失を表す. また, $R_u(n_r) = r_u(n_r)/R$ は第 u ユーザと第 n_r アンテナ間の正規化距離, $P_{t,u} = P'_{t,u} R^{-\alpha}$ は正規化送信電力を表している.

第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のチャンネルが L 個の離散パスから構成される周波数選択性チャンネルであるとき, チャンネルのインパルス応答は次式で表される.

$$h_u(n_t, n_r, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,u}(n_t, n_r) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで, $h_{l,u}(n_t, n_r) = \sqrt{\Omega_{l,u}(n_t, n_r)} \cdot \tilde{h}_{l,u}(n_t, n_r)$ および τ_l はそれぞれ第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間における第 l パスのチャンネル利得および遅延時間である. $\tilde{h}_{l,u}(n_t, n_r)$ は第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間における第 l パスの複素パス利得を表し $E[\sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}_{l,u}(n_t, n_r)|^2] = 1$ であるものとしている.

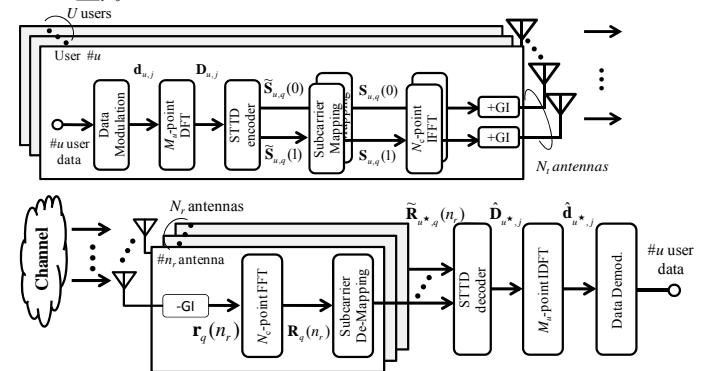


図 2 SC-FDMA 上りリンク DAN 伝送系

2.3. 送受信信号表現

図 2 に SC-FDMA を用いるマルチユーザ上りリンク DAN 伝送系を示す. 各ユーザが 2 本の送信アンテナを有しており, FD-STTD を用いて伝送を行う. 第 u ユーザにはサブキャリア割り当て法に基づいて 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ものとし, 全ユーザ合計で $\sum_{u \in U} M_u = N_c$ のデータシンボルを送信するものとする. ここで $\mathbf{U} = \{0, \dots, U-1\}$ はユーザの集合を表す.

端末送信機では, まず送信シンボル系列を 1 ブロックあたり M_u 個のデータ変調シンボルからなるブロッ

ク系列に分割し、 $N_t=2$ においては 2 ブロック毎に FD-STTD 符号化を行う。ここで M_u は、サブキャリア割り当てにより第 u ユーザに与えられたサブキャリアの総数を表す。以下では、第 j 番目のブロック ($j=0,1$) を送信する場合を考え、第 u ユーザの第 j ブロックにおけるデータシンボルブロック $\mathbf{d}_{u,j} = [d_{u,j}(0), \dots, d_{u,j}(M_u-1)]^T$ とする。 M_u ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用することにより次式のような周波数領域信号 $\mathbf{D}_{u,j} = [D_{u,j}(0), \dots, D_{u,j}(M_u-1)]^T$ を得る。

$$\mathbf{D}_{u,j} = \mathbf{F} \mathbf{d}_{u,j} \quad (3)$$

\mathbf{F} は次式で表される ($M_u \times M_u$) の DFT 行列である。

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{M_u}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{M_u}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (M_u-1)}{M_u}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(M_u-1) \times 1}{M_u}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(M_u-1) \times (M_u-1)}{M_u}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

そして、得られた周波数領域信号ブロックに対し FD-STTD 符号化を行い、 $N_t \times Q$ 個の周波数領域ブロックを得る。 $N_t=2$ における STTD 符号化周波数領域送信信号ブロック $\tilde{\mathbf{S}}_{u,q}(n_t) = [\tilde{S}_{u,q}(n_t, 0), \dots, \tilde{S}_{u,q}(n_t, M_u-1)]^T$ は次式で表される [7]。また、 $N_t=2$ においては $Q=2$ である。

$$\tilde{\mathbf{S}}_u = \begin{bmatrix} \tilde{S}_{u,0}(0) & \tilde{S}_{u,1}(0) \\ \tilde{S}_{u,0}(1) & \tilde{S}_{u,1}(1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0 & -\mathbf{D}_1^* \\ \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_0^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

各 FD-STTD 符号化周波数領域送信信号ブロックに対しサブキャリアへマッピングを行う。第 n_t 送信アンテナから第 q ブロック ($q=0,1$) に送信される周波数領域送信信号ブロック $\mathbf{S}_{u,q}(n_t) = [S_{u,q}(n_t, 0), \dots, S_{u,q}(n_t, N_c-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{S}_{u,q}(n_t) = \begin{bmatrix} S_{u,0}(0) & S_{u,1}(0) \\ S_{u,0}(1) & S_{u,1}(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_u & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_u \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_{u,q}(n_t) \quad (6)$$

ここで、 \mathbf{A}_u は次式の条件を満たす ($N_c \times M_u$) マッピング行列であり、 \mathbf{A}_u の各成分は $a_u(m,n) \in \{1,0\}, \forall u \in \mathbf{U}, \forall n \in \{0, \dots, N_c-1\}, \forall m \in \{0, \dots, M_u-1\}$ である。

$$[\mathbf{A}_{u^*}]^T \mathbf{A}_u = \begin{cases} \mathbf{I} & (\text{if } u = u^*) \\ \mathbf{0} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $(\cdot)^T$ は転置演算子を表しており、 \mathbf{I} は ($M_u \times M_u$) の単位行列、 $\mathbf{0}$ は ($M_u \times M_u$) の零行列である。

最後に、 N_c ポイントの逆高速フーリエ変換 (IFFT) により $\mathbf{S}_{u,q}$ を時間領域送信信号ブロックへ変換した後、サンプルブロックのうち後尾 N_g サンプルをサイクリックプレフィックス (CP) としてコピーし、ブロック先頭のガードインターバル (GI) に挿入して送信する。

GI 除去後の周波数領域受信信号行列 \mathbf{R} は次式で表される。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_0(0) & \mathbf{R}_1(0) \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{R}_0(N_r-1) & \mathbf{R}_1(N_r-1) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u \in \mathbf{U}} \mathbf{H}_u \mathbf{S}_u + \mathbf{N} \quad (8)$$

ここで $E_s = P_{t,u} T_s$ であり、 T_s はシンボル長である。 \mathbf{H}_u は次式で与えられる ($N_c N_r \times N_c N_t$) チャンネル伝達関数行

列である。

$$\begin{cases} H_u(n_t, n_r, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l}(n_t, n_r) \exp\left(\frac{-j2\pi k l \tau_l}{N_c}\right), k=0 \sim N_c-1 \\ \mathbf{H}_u \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{H}_u(0,0) & \dots & \mathbf{H}_u(N_t-1,0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_u(0,N_r-1) & \dots & \mathbf{H}_u(N_t-1,N_r-1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

ここで $\mathbf{H}_u(n_t, n_r) = [H_u(n_t, n_r, 0), \dots, H_u(n_t, n_r, N_c-1)]^T$ は第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間におけるチャンネルの伝達関数である。なお、 \mathbf{N} は各要素が零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス雑音となる ($N_r N_c \times Q$) 周波数領域雑音行列である。

次に各受信アンテナでデマッピングを行うことにより、第 u^* ユーザのサブキャリア成分 $\tilde{\mathbf{R}}_{u^*}$ を取り出す。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{u^*} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,0}(0) & \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,1}(0) \\ \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,0}(N_r-1) & \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,1}(N_r-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{u^*}^T & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{u^*}^T \end{bmatrix} \mathbf{R} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u \in \mathbf{U}} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{u^*}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{u^*}^T \end{bmatrix} \mathbf{H}_u \mathbf{S}_u + \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{u^*}^T & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{u^*}^T \end{bmatrix} \mathbf{N} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(0,0) & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(N_t-1,0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(N_r-1) & \dots & \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(N_t-1,N_r-1) \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_{u^*} + \tilde{\mathbf{N}} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで $\tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(n_t, n_r)$ はデマッピング後の第 u^* ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間におけるチャンネルの伝達関数である。 $\mathbf{H}_u(n_t, n_r)$ が対角であることと、式(7)より $\mathbf{A}_{u^*}^T \mathbf{H}_u(n_t, n_r) \mathbf{A}_{u^*}$ は次式を満たす。

$$\mathbf{A}_{u^*}^T \mathbf{H}_u(n_t, n_r) \mathbf{A}_{u^*} = \begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(n_t, n_r) & (\text{if } u^* = u) \\ \mathbf{0} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (11)$$

また $\tilde{\mathbf{N}}$ はデマッピング後の ($N_r M_u \times Q$) 周波数領域雑音行列である。

次に、デマッピング後の受信信号行列に対し FD-STTD 復号を行う。各受信アンテナ・各周波数におけるデマッピング後の受信信号およびデマッピング後のチャンネル利得行列を、 $\tilde{\mathbf{R}}_{u^*,q}(k') = [R_{u^*,q}(0,k'), \dots, R_{u^*,q}(N_r-1,k')]^T$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}_{u^*}(n_t, k') = [\tilde{H}_{u^*}(0,n_t,k'), \dots, \tilde{H}_{u^*}(N_r-1,n_t,k')]^T$ ($k'=0, \dots, M_u-1$) とおくと、 $N_t=2$ における FD-STTD 復号は次式で表される [7]。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{u^*,0}(k) \\ \hat{D}_{u^*,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,0}^T(k) \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}^*(0,k) + \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,1}^T(k) \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}^*(1,k) \\ \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,0}^T(k) \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}^*(1,k) - \tilde{\mathbf{R}}_{u^*,1}^T(k) \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}^*(0,k) \end{pmatrix} \quad (12)$$

式(12)より、第 j 番目の FD-STTD 復号ブロック $\hat{\mathbf{D}}_{u^*,j} = [\hat{D}_{u^*,j}(0), \dots, \hat{D}_{u^*,j}(M_u-1)]$ は次式で表される。

$$\hat{\mathbf{D}}_{u^*,j} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_t T_s}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \tilde{\mathbf{H}}_{u^*}^*(n_t, n_r) \tilde{\mathbf{D}}_{u^*,j} + \hat{\mathbf{N}}_{u^*,j} \quad (13)$$

ここで $\hat{\mathbf{N}}_{u^*,j} = [\hat{N}_{u^*,j}(0), \dots, \hat{N}_{u^*,j}(M_u-1)]$ は、各要素が零平均で分散 $2 \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |\tilde{H}_{u^*}(n_t, n_r, k')|^2 N_0/T_s$ のガウス雑音ベク

トルである.

2.4. チャンネル容量

第 u ユーザ, 第 k 周波数における FD-STTD 復号後の希望信号対雑音電力比(SNR) $\gamma_u(k)$ は次式で表される.

$$\gamma_u(k) = \frac{E_s \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |H_u(n_t, n_r, k)|^2}{N_0 N_r} \quad (14)$$

よって, 第 u ユーザのチャンネル容量は次式で表される.

$$C_u = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_u(k) \frac{R}{N_c} (1 + \gamma_u(k)) \quad (15)$$

ここで $a_u(k) = \sum_{k'=0}^{M_u-1} a_u(k, k')$ は第 k サブキャリアが第 u ユーザに割り当てられていれば 1, そうでなければ 0 となるインデックスである. また R は FD-STTD 符号化率であり, $N_r=2$ のとき $R=1$ である. 全ユーザ合計のチャンネル容量 C_{sum} は次式で表される.

$$C_{sum} = \sum_{u \in U} C_u \quad (16)$$

3. サブキャリア割り当て法と Fairness index

本稿では以下のサブキャリア割り当て法を用いる.

3.1. Max map 法

Max map 法は C_{sum} を最大とする割り当て法であり, 以下の式を満たすユーザへ第 k サブキャリアを割り当てる [12].

$$\arg \max_{u \in U} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |H_u(n_t, n_r, k)|^2 \quad (17)$$

3.2. PF map 法

PF map 法は各ユーザのチャンネル容量の公平性を狙ったサブキャリア割り当て法である. PF map 法では各周波数におけるチャンネル利得の二乗を全ての周波数におけるチャンネル利得の二乗和で除した正規化チャンネル利得を用いて, 次式のように Max map 法と同様のサブキャリア割り当てを行う.

$$\arg \max_{u \in U} \frac{\sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |H_u(n_t, n_r, k)|^2}{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} |H_u(n_t, n_r, k)|^2} \quad (18)$$

3.3. NBS 法

高い C_{sum} だけでなく, ユーザ間の公平性を確保する手法としてナッシュ交渉解(NBS)法がある [15]. NBS 法は各ユーザの要求する最低伝送レート $\mathbf{x} = (x_u \cdots x_{U-1})$ を用いて以下の式で表される.

$$f_{NBS}(\mathbf{C}) \equiv \prod_{u \in U} (C_u - x_u) \quad (19-a)$$

$$\mathbf{C}_{NBS} = \arg \max_{\mathbf{C}} f_{NBS}(\mathbf{C}) \quad (19-b)$$

ここで \mathbf{C} および \mathbf{C}_{NBS} は, 任意の割り当てにおける各ユーザのチャンネル容量ベクトル $\mathbf{C} = (C_0, \dots, C_{U-1})$ および NBS 法における各ユーザのチャンネル容量ベクトル $\mathbf{C}_{NBS} = (C_{NBS,0}, \dots, C_{NBS,U-1})$ である. また $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ のとき NBS 法は *Proportional fairness* を満足することが知られており, 各ユーザに割り当てられるサブキャリア数はほぼ等しくなる [14]. 本稿では $\mathbf{x} = \mathbf{0}$ としている.

3.4. 準 NBS アルゴリズム(提案法)

NBS 法では, 全通りのユーザに割り当てるサブキャリアの組み合わせの中から式(19-b)を満たす割り当てを探索するため, 許容できないほど演算量が膨大となる問題がある. 一方, PF map 法は各ユーザが高い C_u を得ることを狙いながらも, 各ユーザへ割り当てるサブキャリア数の公平性を考慮しているため, NBS 法における割り当てに比較的近い結果が得られる. そこで本稿では低演算量な PF map 法を用いてサブキャリア割り当て候補を決定した後, 次式が向上するよう逐次的に割り当て候補を変更することで低演算量ながら NBS 法と同等の特性を得る準 NBS 法を提案する.

$$C_{mult} = \prod_{u \in U} C_u \quad (20)$$

提案アルゴリズムの動作を以下で述べ, そのフローチャートを図 3 に示す.

- Step1: PF map 法に従い各ユーザにサブキャリアを割り当て, これを割り当て候補とする.
- Step2: 第 0 サブキャリアから順に, サブキャリアを割り当てるユーザを $0, \dots, U-1$ と変化した場合の C_{mult} を計算する. C_{mult} が向上する場合はサブキャリア k^* とユーザ u^* の組み合わせを記録し, $flag$ をインクリメントする. $flag$ は C_{mult} を向上させる組み合わせが見つければ $flag > 0$, そうでなければ $flag = 0$ となるインデックスである. 以上により, C_{mult} が最大となる k^* と u^* の組み合わせを探索する. 得られた k^* , u^* に従い, 割り当て候補の第 k^* サブキャリアを割り当てるユーザを第 u^* ユーザへと更新する.
- Step3: $flag = 0$, つまり C_{mult} が向上しなくなるまで Step2 を繰り返す.
- Step4: Step3 が終了した時点での割り当て候補を準 NBS 割り当てとし, 各ユーザにサブキャリアを割り当てる.

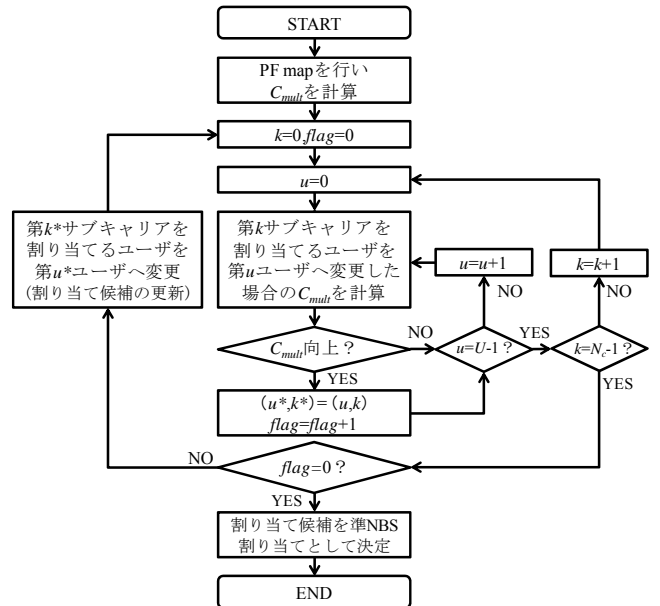


図 3 提案法アルゴリズム フローチャート

3.5. Fairness index

本稿では公平性の指標として次式で表される

Fairness index(F)[16]を用いる.

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

F は $1/U \sim 1$ の値をとり, 全ユーザが等しいチャンネル容量を得られている場合 $F=1$, 1ユーザのみが通信を行った場合 $F=1/U$ となる.

4. 数値計算結果

4.1. 数値計算諸元

式(16)および(21)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. 数値計算諸元を表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ンネルを仮定している. チャンネル推定は理想としている. またユーザは図1に示す円形セル内に一様に分布するものとし, U 人のユーザが $N_c=256$ 個のサブキャリアを共有するものとしている.

表1 シミュレーション諸元

Fading type	Frequency-selective Block Rayleigh fading
Power delay profile	Uniform
No. of path	$L=16$
Time delay	$\tau_l, l=0 \sim L-1$
Path loss exponent	$\alpha=3.5$
Shadowing loss standard deviation	$\sigma=7(\text{dB})$
No. of transmit antennas	$N_t=2$
No. of receive antennas	$N_r=1,4$
No. of users	$U=1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256$
FFT size	256
Normalized transmit E_s/N_0	10(dB)
Channel estimation	Ideal

4.2. システムチャンネル容量

図3に提案法, PF map 法, Max map 法におけるユーザ数に対するシステムチャンネル容量の累積分布10%アウトエージ値($C_{sum,10\%}$)を示す. 提案法およびPF map 法に着目すると, 提案法の $C_{sum,10\%}$ は最大でもPF map 法の約13.3%劣化であり, 提案法はPF map 法とほぼ同等の特性を得ていると言える.

図3より, 提案法は $U=1$ では $C_{sum,10\%}=8.32(\text{bps/Hz})$, $U=16$ では $C_{sum,10\%}=11.64(\text{bps/Hz})$ となり, ユーザ数の増加に伴い $C_{sum,10\%}$ が約1.4倍増加することが分かる. これはマルチユーザダイバーシチ効果が得られるためである. 一方, $U=256$ では $C_{sum,10\%}=12.56(\text{bps/Hz})$ となり, $U=16$ の値と比較して1.08倍程度の増加に留まっている. これは, 提案法がユーザ間の公平性を考慮した割り当て法であり, 通信環境の悪いユーザにもサブキャリアが割り当てられるためである.

Max map 法は, システムチャンネル容量最大規範に基づいて各周波数で最もチャンネル状態の良いユーザにサブキャリアを割り当てるため, マルチユーザダイバーシチ効果が最大となり, ユーザ数の増加に伴い $C_{sum,10\%}$ がほぼ線形に増加している.

4.3. 公平性

図4(a)に $N_r=1$ におけるPF map 法, Max map 法におけるユーザ数に対する F の累積分布10%アウトエージ値

($F_{10\%}$)を示す. 提案法およびPF map 法は常に高い公平性を示すことが分かる. これは, 提案法は式(19-b)に基づく割り当てであり, $\mathbf{x}=\mathbf{0}$ においてはProportional Fairnessを満たすため, 全ユーザにほぼ等しい数のサブキャリアが割り当てられる. このため提案法は最も高い公平性を示す. $N_r=1$ におけるPF map 法においては正規化利得の分布は各ユーザ独立で同一の分布となる. 従って各ユーザに割り当てられる平均サブキャリア数は等しくなり, 高い公平性が保たれる.

図4(b)に, $N_r=4$ におけるユーザ数に対する $F_{10\%}$ を示す. 提案法は最も高い公平性を保っているが, PF map 法はユーザ数の増加に伴い公平性が低下することが分かる. 図4(a)における結果と同様に, 提案法は全ユーザに等しい数のサブキャリアが割り当てられるため, 最も高い公平性を示す. 一方 $N_r=4$ におけるPF map 法はユーザ数の増加に伴い公平性が低下している. これは, アンテナダイバーシチ受信を用いるDAN上りリンクでは各ユーザの正規化利得の分布は同一の分布とならず, 各ユーザに割り当てられる平均サブキャリア数が等しくならないためである. ダイバーシチ効果が大きいユーザほどサブキャリアが割り当てられやすく, ダイバーシチ効果が小さいユーザはサブキャリアが割り当てられにくくなり, 各ユーザに割り当てられる平均サブキャリア数に不公平が生じる.

Max map 法は通信環境の良い1ユーザが帯域のほぼ全てを占有する割り当て法であるため, 公平性は大きく低下する.

4.2項および4.3項より, 複数の分散アンテナを用いてダイバーシチを行う場合, PF map 法およびMax map 法はユーザ数の増加に伴い公平性が低下するが, 提案法はPF map 法と同等の $C_{sum,10\%}$ を得ながら高い公平性を得るため, 提案法はアンテナダイバーシチ受信を用いるDAN上りリンクに有効であると言える.

4.4. 提案法とNBS法の特性比較と演算量比較

図5に提案法とNBS法の $C_{sum,10\%}$ および $F_{10\%}$ を示す. ただし, NBS法の演算量が膨大となるため, $N_c=8$ として評価を行っている. 図5より, 提案法とNBS法の特性はほぼ一致していることが分かる. 従って, 提案法はNBS法と同等の特性を得ていると言える.

図7に提案法, PF map 法, Max map 法, NBS法の平均比較回数を示す. 本稿では, 各サブキャリア割り当て法における正規化チャンネル利得比較回数およびチャンネル容量の比較回数の平均値を平均比較回数としている. 図6より提案法とNBS法を比較すると, 提案法は最も演算量削減効果の少ない $U=2$ においてもNBS法の約24%の平均比較回数であり, 低演算量である. 図5および図6より, 提案法は低演算量でNBS法と同等の特性を得る手法である事が示された.

5. まとめ

本稿では, 低演算量ながらNBS法と同等のシステムチャンネル容量と公平性を得ることができる準NBSサブキャリア割り当て法を提案した. また, 準NBSサブキャリア割り当て法と, 従来法であるPF map およびMax map との比較を行い, 提案法はPF map とほぼ同等のシステムチャンネル容量を達成しつつ, PF map およびMax map を上回る公平性を得られることを明らかにした. さらに, アンテナダイバーシチ受信を用いる

DAN 上りリンクでは、PF map および Max map では公平性が低下するが、準 NBS サブキャリア割り当て法はユーザ数に依らず高い公平性を確保することを明らかにした。

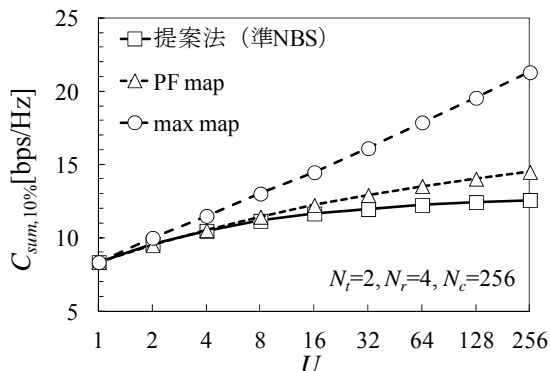
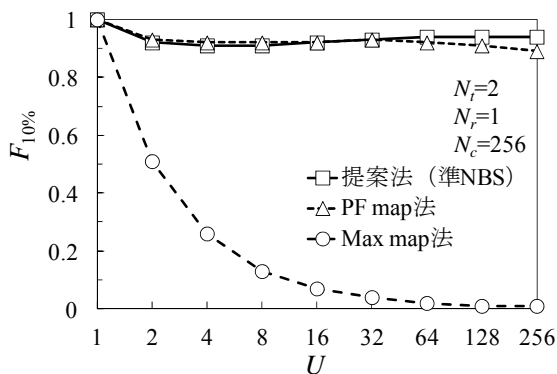
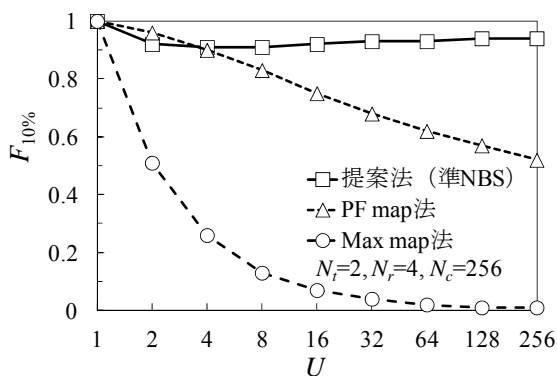


図3 ユーザ対 $C_{sum,10\%}$



(a) $N_r=2, N_f=1$



(b) $N_r=2, N_f=4$

図4 ユーザ対 $F_{10\%}$

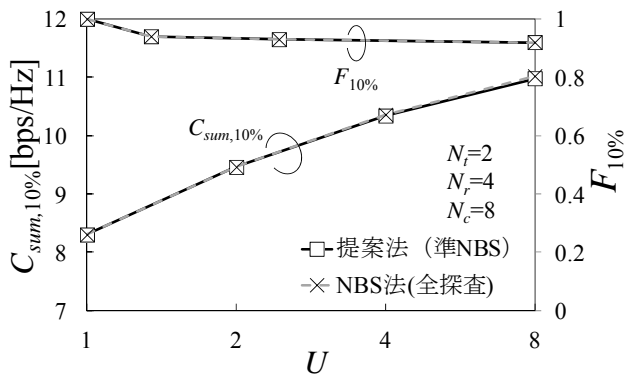


図5 提案法と NBS 法の $C_{sum,10\%}$ および $F_{10\%}$

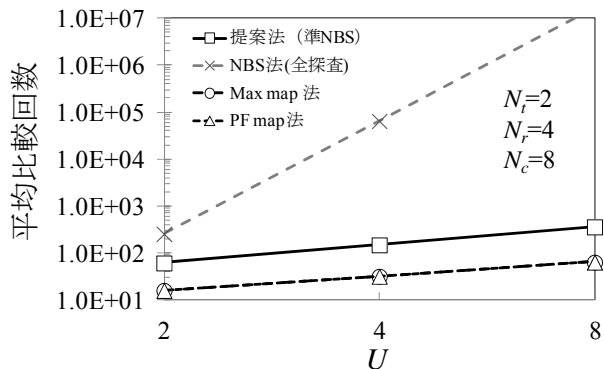


図6 提案法と NBS 法の演算量

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. Grennstein, 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] 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.
- [5] 松田大輝, 武田一樹, 安達文幸, "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ン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
- [6] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," IEEE J. Select. Areas. Commun, Vol.17, No. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [7] 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.
- [8] R. Prasad, OFDM for wireless communications systems, Artech House, 2004.
- [9] S. Hara and R. Prasad, Multicarrier techniques for 4G mobile communications, Artech House, 2003.
- [10] J. Armstrong, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme," Proc. IEEE 54th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 1, pp. 756-760, Oct. 2001.
- [11] J. G. Proakis, Digital Communications, 4th ed. McGraw-Hill, 2001
- [12] 松田大輝, 武田一樹, 安達文幸, "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," 信学技報, RCS2009-303, pp.263-268, 2010年3月
- [13] H. Yaiche, R. R. Mazumdar, and C. Rosenberg, "A game theoretic framework for bandwidth allocation and pricing in broadband networks", IEEE/ACM Trans., Vol. 8, No.5, pp. 667-678, Oct, 2000
- [14] 佐伯高明, 手島邦彦, 山本高至, 村田英一, 吉田進, 浅井孝浩, サギヤムウォンジャットウロン, "協力中継システムにおいてナッシュ交渉解を用いる中継局割り当て方式の検討," 信学技報, RCS2007-213, pp.163-168, 2008年3月
- [15] 風間優一, 大槻知明, "IFDMA 伝送におけるゲーム理論に基づくサブキャリア割当て法," 信学技報, RCS2010-214, pp.91-96, 2011年1月
- [16] R. Jain, D. dhiu, and W. Hawa, "A quantitative measure of fairness and discrimination for resource allocation in shared computer systems," Digital Equipment Corporation, Sept. 1984.