

周波数選択性仲上・ライスフェージング環境下における シングルキャリア単一周波数ネットワーク送受信ダイバーシチ の伝送特性

Jimmy Hadi SUSANTO[†] 宮崎 寛之[†] 天間 克宏[†] 小原 辰徳[†] 山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

[†] [‡] 東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻

〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {jimmy, miyazaki, tenma, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代移動無線通信システムでは、高速列車内などの高速移動環境においても、高速かつ均一な通信サービスの提供が求められている。従来のネットワークでは、1つの無線基地局がカバーする通信エリアは限られており、無線基地局から遠く離れた位置では伝搬損失により受信電力が落ち込み伝送品質が大幅に劣化する。この問題を解決する手段として、複数の分散アンテナにより単一周波数ネットワーク(SFN)を形成し、送受信アンテナダイバーシチを行う手法が検討されている。アンテナを空間的に分散配置した場合、アンテナ-移動端末間は見通し内通信となる場合が多くなり、その伝搬路は仲上・ライスフェージングチャンネルになると予想される。本稿では、分散アンテナ SFN における周波数選択性仲上・ライスフェージングチャンネルをモデル化するとともに、移動端末が高速移動する環境下における SFN 送受信ダイバーシチを用いる下りリンク伝送特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード 分散アンテナ, 仲上・ライスフェージング, 単一周波数ネットワーク, 送受信ダイバーシチ

Transmission Performances of Transmit/Receive Diversity in Single Carrier Single Frequency Network under Frequency-Selective Nakagami-Rice Fading Environment

Jimmy Hadi SUSANTO[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] Katsuhiko TEMMA[†] Tatsunori OBARA[†]
Tetsuya YAMAMOTO[†] Fumiya ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai-shi, 980-8579 Japan

E-mail: [†] {jimmy, miyazaki, tenma, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In the next generation mobile radio communication systems, high-speed and uniform communication service is demanded even under high mobility environment such as high-speed trains. In conventional networks, communication area covered by one radio base station is limited, so the received signal power at a location remote from the radio base station is significantly reduced due to propagation loss. Transmit/receive antenna diversity in single frequency network (SFN) formed by multiple distributed antenna has been studied as an effective technique to solve these problems. In distributed antenna network (DAN), the channel is expected as Nakagami-Rice fading channel since the communication between base station and mobile terminal will be a line-of-sight communication. In this paper, the channel model for frequency-selective Nakagami-Rice fading in distributed antenna SFN is presented first. Then the performance of downlink SFN transmit/receive diversity in high mobility environment is evaluated by computer simulation.

Keyword Distributed antenna, Nakagami-Rice Fading, Single Frequency Network (SFN), Transmit/Receive Diversity

1. はじめに

近年、移動無線通信の普及が急速に広まっており、高速列車内などの高速移動環境においても高速かつ均

一な移動無線通信サービスの提供が求められている。しかしながら、従来のネットワークでは、1つの無線基地局がカバーする通信エリアは限られており、無線基地局から遠く離れた位置では伝搬損失により受信電

力が落ち込み伝送品質が大幅に劣化する．特に，高速移動環境では伝送品質が時々刻々と変動してしまう．この問題を解決する手段として，多数のアンテナを空間的に分散配置した分散アンテナネットワーク (DAN) が検討されている [1,2]．DAN では複数の分散アンテナを用いて単一周波数ネットワーク (SFN) を形成し，ダイバーシチを行うことにより伝搬損失の影響を克服することができる．これにより通信エリア内での高速かつ均一なデータ伝送の実現が期待される．

ところで，広帯域無線伝搬路は周波数選択性フェージングチャネルで特徴づけられるため，シングルキャリア (SC) 伝送では，符号間干渉 (ISI) が発生し，伝送特性が劣化してしまう．周波数選択性フェージングを克服する技術として，最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) が検討されている [3,4]．MMSE-FDE を SC 伝送に適用することにより，SC 伝送の平均ビット誤り率 (BER) 特性を大幅に改善することができる．また，SFN においてダイバーシチと周波数領域等化を組み合わせて用いることで伝搬損失および周波数選択性フェージングを同時に克服できることも報告されている [5]．

DAN では，分散アンテナと移動端末の通信距離が短くなるため見通し内通信となり，その伝搬路は仰上・ライスフェージングチャネルになることが予想される．特に，高速鉄道通信においては，沿線へ分散アンテナを配置することが予想されたため，分散アンテナと移動端末間は見通し内通信となりやすい．しかしながら，SFN に関するこれまでの検討は主にレイリーフェージングを仮定しており [6,7]，仰上・ライスフェージング環境下における SFN については未だ検討されていない．そこで，本稿では周波数選択性仰上・ライスフェージング環境を仮定し，SFN における送受信ダイバーシチの下りリンク伝送特性を計算機シミュレーションにより明らかにする．送受信ダイバーシチとして，複数の分散アンテナから同一信号を同時送信して複数の移動端末アンテナで受信する単純同時送信法と，周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ (FD-STBC-JTRD) [8,9] の適用を検討し，それらのスループット特性を比較している．

本稿の構成は以下のようにになっている．まず，第 2 章において周波数選択性仰上・ライスフェージングチャネルにおける SFN 下りリンクの伝送モデルを示し，第 3 章において SFN における送受信ダイバーシチについて述べる．第 4 章では，計算機シミュレーションによるスループット特性を示し，第 5 章にてまとめる．

2. 周波数選択性仰上・ライスフェージングモデル

本稿では，周波数選択性仰上・ライスフェージング環境下における SC 伝送を用いる SFN 下りリンクについて検討している．

2.1. システムモデル

システムモデルを図 1 に示す．信号処理局 (SPC) と有

線で接続された分散アンテナが一直線上に距離 R 間隔に配置されている直線状 SFN を仮定する．また移動端末は N_r 本のアンテナを搭載しているものとし，分散アンテナから z だけ離れた一直線上を速度 v で移動するものとする．基地局側では移動端末から距離が最も近い N_t 本の分散アンテナを用いて送受信ダイバーシチを行うものとする．

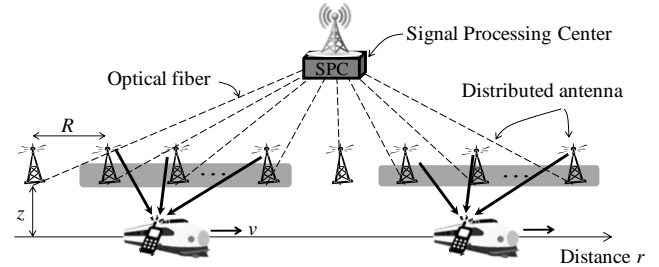


図 1: 直線状 SFN システムモデル

2.2. チャネルモデル

直線状 SFN における周波数選択性仰上・ライスフェージングチャネルモデルを図 2 に示す．直接波および L 個の遅延パスから構成される周波数選択性仰上・ライスフェージングを仮定している．各分散アンテナを中心にした円状の散乱体クラスタが存在し，散乱体クラスタによって散乱された L 個の遅延パスが， 360 度の方向から移動端末に到来するものとする．なお遅延波の遅延時間は図 3 に示すように直接波の遅延時間より長いものとし，各分散アンテナの遅延パスはすべて同時に移動端末に到来するものと仮定している．また，本稿では，すべての分散アンテナと移動端末間のフェージングチャネルの K ファクタがすべて同じであることを仮定する．

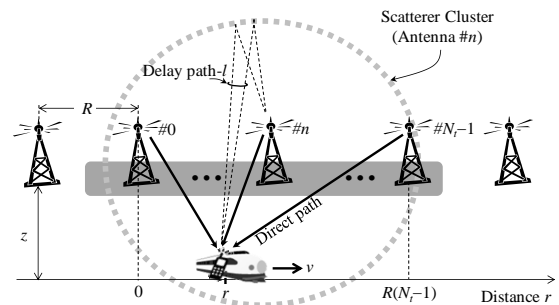


図 2: チャネルモデル

このとき，第 n 分散アンテナと第 m 移動端末アンテナ間におけるチャネルのインパルス応答 $h_{m,n}(\tau)$ は次式のように表される．

$$h_{m,n}(\tau) = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}_{m,n} \delta(\tau - \hat{\tau}_{m,n}) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \delta(\tau - \tilde{\tau}_{m,n,l}) \quad (1)$$

ここで， K は K ファクタであり，直接波の電力と遅延パスの平均合計電力の比として定義する． $\hat{\tau}_{m,n}$ と $\tilde{\tau}_{m,n,l}$ はそれぞれ第 n 分散アンテナと第 m 移動端末アンテナ間の直接波および第 l 遅延パスの遅延時間を表す．ま

た、 $\hat{h}_{m,n}(t)$ と $\tilde{h}_{m,n,l}(t)$ はそれぞれ伝搬損失と周波数選択性フェージングにより特徴づけられる第 n 分散アンテナと第 m 移動端末アンテナ間における直接波および第 l 遅延パスの複素チャネル利得であり、第 n 分散アンテナから距離 u_n の位置に存在する移動端末アンテナ間のチャネルは次式で与えられる。

$$\hat{h}_{m,n} = \sqrt{u_n^{-\alpha}} \hat{h}'_{m,n} \quad (2-a)$$

$$\tilde{h}_{m,n,l} = \sqrt{u_n^{-\alpha}} \tilde{h}'_{m,n,l} \quad (2-b)$$

ただし、 α は伝搬損失指数、 $\hat{h}'_{m,n}$ および $\tilde{h}'_{m,n,l}$ はそれぞれフェージングにより変動する第 n 分散アンテナと第 m 移動端末アンテナ間の直接波および第 l 遅延パスの複素変数である。

下りリンクを仮定したとき、移動端末における瞬時受信電力 $P_{r,n}$ は次式で表せる。

$$P_{r,n} = p_{t,n} \cdot u_n^{-\alpha} \cdot \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \frac{K}{K+1} |\hat{h}'_{m,n}|^2 + \frac{1}{K+1} \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}'_{m,n,l}|^2 \right\} \quad (3)$$

ここで、 $p_{t,n}$ は第 n 分散アンテナからの送信電力である。ただし、分散アンテナ1本当たりの送信電力は p_t に保たれる。正規化送信電力を $P_{t,n} = p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}$ 、正規化距離を $U_n = u_n/R$ と定義すると、式(3)は次のようになる。

$$\begin{aligned} P_{r,n} &= (p_{t,n} \cdot R^{-\alpha}) \cdot (u_n/R)^{-\alpha} \cdot \\ &\quad \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \frac{K}{K+1} |\hat{h}'_{m,n}|^2 + \frac{1}{K+1} \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}'_{m,n,l}|^2 \right\} \\ &= P_{t,n} \cdot U_n^{-\alpha} \cdot \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \frac{K}{K+1} |\hat{h}'_{m,n}|^2 + \frac{1}{K+1} \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}'_{m,n,l}|^2 \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)は分散アンテナからの距離 R における受信電力が $P_{t,n}$ となるような送信電力 $p_{t,n}$ を用いた時の、正規化距離 U_n における瞬時受信電力を示している。

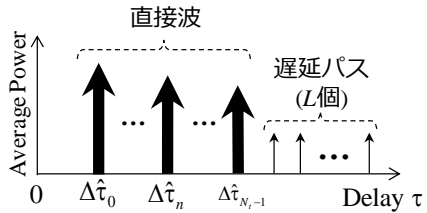


図3：チャネルインパルス応答

3. SFNにおける送受信ダイバーシチ

3.1. 単純同時送信法

SFNにおける単純同時送信ダイバーシチを用いる場合の送受信系を図4に示す。ここで、送信アンテナ本数を N_t 、受信アンテナ本数を N_r とする。以降、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる。

送信機では、送信シンボルブロック $\{\xi(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の後部 N_g 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ガードインターバル(GI)に挿入し、 N_t 本の分散アンテナから送信する。

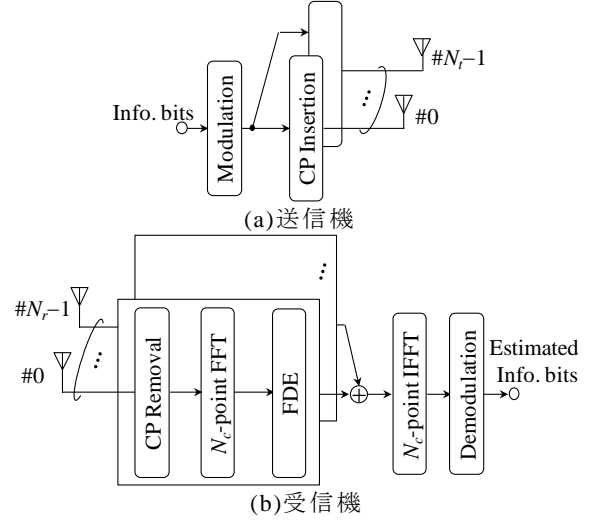


図4：SFNにおける単純同時送受信系

受信機では、 N_r 本の受信アンテナで受信した受信信号ブロックからCPを除去し、 N_c ポイントの高速フーリエ変換(FFT)を用いて周波数領域受信信号ベクトル $\Psi(k)$ を得る。 $\Psi(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Psi(k) &= (\Psi_0(k), \dots, \Psi_{N_r-1}(k))^T \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} H_{0,0}(k) + \dots + H_{0,N_r-1}(k) \\ \vdots \\ H_{N_r-1,0}(k) + \dots + H_{N_r-1,N_r-1}(k) \end{bmatrix} \Xi(k) + \begin{bmatrix} \Pi_0(k) \\ \vdots \\ \Pi_{N_r-1}(k) \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \begin{bmatrix} \bar{H}_0(k) \\ \vdots \\ \bar{H}_{N_r-1}(k) \end{bmatrix} \Xi(k) + \mathbf{\Pi}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}(k) \Xi(k) + \mathbf{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 E_s は送信シンボルエネルギー、 $\Xi(k)$ は周波数領域送信シンボルブロック、および $\Pi_m(k)$ は第 m 受信アンテナにおける零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程である(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)。また、 $H_{m,n}(k)$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の周波数領域チャネル伝達関数であり、次式のように表される。

$$\begin{aligned} H_{m,n}(k) &= \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}_{m,n} \exp\left(-j2\pi k \frac{\hat{\tau}_{m,n}}{N_c}\right) \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tilde{\tau}_{m,n,l}}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

その後、 $\Psi(k)$ に対してFDE重みベクトル $\mathbf{W}^T(k)$ を乗算し、 $\hat{\Psi}(k)$ を得る。 $\hat{\Psi}(k)$ は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}(k) &= \mathbf{W}^T(k) \Psi(k) \\ &= (\mathbf{W}_0(k), \dots, \mathbf{W}_{N_r-1}(k)) \cdot (\Psi_0(k), \dots, \Psi_{N_r-1}(k))^T \\ &= \sum_{m=0}^{N_r-1} \mathbf{W}_m(k) \cdot \Psi_m(k) \end{aligned} \quad (7)$$

本稿では、FDE重みとして次式で与えられるMMSE

重みを用いる[10].

$$W_m(k) = \frac{\bar{H}_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |\bar{H}_m(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (8)$$

最後に等化後の周波数領域シンボルブロック $\hat{\Psi}(k)$ に N_c ポイントの逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。

単純同時送信法は、送信側でチャネル情報を共有する必要がないため、簡易に実現可能な技術である。

3.2. FD-STBC-JTRD

受信機での処理をより簡単にしつつ送受信ダイバシティ効果が得られるために FD-STBC-JTRD を適用する。FD-STBC-JTRD の送受信系を図 5 に示す。

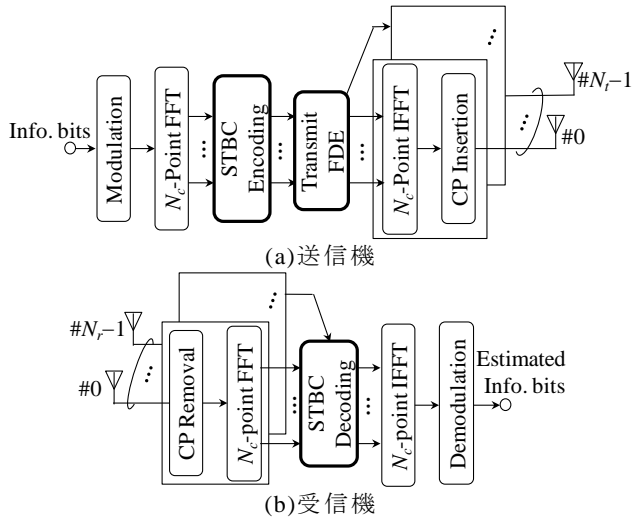


図 5 : FD-STBC-JTRD の送受信系

送信機では、 J 個のデータシンボルブロック $\{d_j(t); t=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1\}$ に対して N_c ポイントの FFT を適用して、周波数領域データシンボルブロック $\{D_j(k); k=0 \sim N_c-1, j=0 \sim J-1\}$ に変換する。 $D_j(k)$ は次式で表される。

$$D_j(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (9)$$

次に、 J 個の周波数領域データシンボルブロック $\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_j(k), \dots, D_{J-1}(k)]^T$ に対し、STBC 符号化を適用し $(N_r \times Q)$ の符号化行列 $\mathbf{\Omega}_{N_r}(k)$ を生成する。STBC-JTRD の場合、データシンボルブロック長 J と符号化系列長 Q は受信アンテナ本数 N_r に依存し、 N_r, J, Q 、および STBC 符号化率 $R_{\text{STBC-JTRD}}(=J/Q)$ の関係を表 1 に示す。

表 1 : STBC-JTRD の関係

N_t	N_r	J	Q	$R_{\text{STBC-JTRD}}$
Arbitrary	1	1	1	1
	2	2	2	1
	3	3	4	3/4
	4	3	4	3/4

STBC 符号化系列 $\mathbf{\Omega}_{N_r}(k)$ は以下で与えられる。

$$\mathbf{\Omega}_{N_r=1}(k) = D_0(k) \quad (10-a)$$

$$\mathbf{\Omega}_{N_r=2}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (10-b)$$

$$\mathbf{\Omega}_{N_r=3}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (10-c)$$

$$\mathbf{\Omega}_{N_r=4}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad (10-d)$$

その後、生成した符号化系列 $\mathbf{\Omega}_{N_r}(k)$ に対して $(N_t \times N_r)$ の送信 FDE 重み行列 $\mathbf{W}^H(k)$ を乗算し、 $(N_t \times Q)$ の送信信号行列 $\mathbf{X}(k)$ を得る。送信信号行列 $\mathbf{X}(k)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{X}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{C} \mathbf{W}^H(k) \mathbf{\Omega}_{N_r}(k) \quad (11)$$

ここで、 \mathbf{C} は送信電力を一定に保つための電力正規化係数である。 \mathbf{C} は次式で与えられる。

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{N_c}{\sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |W_{n,m}(k)|^2}} \quad (12)$$

$W_{n,m}(k)$ は送信 FDE 重み $\mathbf{W}(k)$ の第 n 行・第 m 列の要素である。本稿では、FDE 重みとして次式で与えられる MMSE 重みを用いる[11].

$$W_{m,n}(k) = \frac{H_{m,n}(k)}{\frac{1}{N_r} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (13)$$

送信 FDE 後の各送信ブロックに N_c ポイントの IFFT を適用し、時間領域送信信号ブロックに変換する。最後に、送信ブロックの後尾 N_g シンボルを CP としてコピーし、ブロック先頭の GI に挿入して N_t 本の分散アンテナからそれぞれ送信する。

3.3. FD-STBC-JTRD の復号

受信機では、 N_r 本の受信アンテナで受信した受信信号ブロックから CP を除去した後、 N_c ポイントの FFT により $(N_r \times Q)$ の周波数領域受信信号行列 $\mathbf{Y}(k)$ を得る。 $\mathbf{Y}(k)$ の第 m 行・第 q 列の成分は次式で与えられる。

$$Y_{m,q}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} H_{m,n}(k) X_{n,q}(k) + \Pi_{m,q}(k) \quad (14)$$

ここで、 $X_{n,q}(k)$ は第 n 送信アンテナから送信された第 q 周波数領域シンボルブロックである。 $\Pi_{m,q}(k)$ は第 m 受信アンテナ・第 q 受信シンボルブロックにおける零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程である。

各周波数成分において、受信信号 $\{Y_{m,q}(k); m=0 \sim N_r-1, q=0 \sim Q-1\}$ を用いて STBC 復号を行う。STBC 復号後の受信信号行列、 $\hat{\mathbf{D}}_j(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r=1}(k) = \hat{D}_0(k) = Y_{0,0}(k) \quad (15-a)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r=2}(k) = \begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) + Y_{1,1}^*(k) \\ Y_{1,0}(k) - Y_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad (15-b)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r=3}(k) = \begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) + Y_{1,1}^*(k) + Y_{2,2}^*(k) \\ Y_{1,0}(k) - Y_{0,1}^*(k) + Y_{2,3}^*(k) \\ Y_{2,0}(k) - Y_{0,2}^*(k) - Y_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (15-c)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N_r=3}(k) = \begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) + Y_{1,1}^*(k) + Y_{2,2}^*(k) + Y_{3,3}^*(k) \\ Y_{1,0}(k) - Y_{0,1}^*(k) + Y_{2,3}^*(k) + Y_{2,3}^*(k) \\ Y_{2,0}(k) - Y_{0,2}^*(k) - Y_{1,3}^*(k) - Y_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (15-d)$$

最後に復号後の周波数領域シンボルブロックに N_c ポイントの IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。

表 2: シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Block size N_c	256
	CP length N_g	96
	Distributed antenna spacing R	1[km]
	Distributed antenna-railway spacing	0.01R
	FDE Weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal
	Normalized transmit $E_s/N_0/\text{ant.}$	-1.5 dB
Channel	Fading type	Frequency-selective Nakagami-Rice fading
	K-Factor	5
	No. of delay paths	16
	Path loss exponent	3.5
	Symbol length	0.1[ms]
Receiver	Carrier frequency	2[GHz]
	No. of mobile terminal antenna N_r	2
	Mobile terminal antenna spacing	0.5 λ
	Moving speed	100[km/h]

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 2 に示す。分散アンテナ間距離を 1[km]とし、分散アンテナ-端末移動線路間距離を 10[m]とする。また送信局ではチャンネル情報を理想的に得られるものと仮定している。QPSK データ変調を用い、FFT をブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=256$ および $N_g=96$ とする。チャンネルは直接波と等電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性仲上・ライスフェージングチャンネルを仮定する。また直接波の遅延時間 $\hat{\tau}_{m,n}$ はシンボル長の整数倍で与えられるものと仮定している。また、移動

端末とすべての分散アンテナ間のチャンネルにおいて K ファクタが同じであることを仮定する。移動端末には 2 本の受信アンテナがあり、アンテナ間距離が搬送波の半波長であるとする。

シミュレーション方法は、図 6 に示すシミュレーション区間で移動端末を点 0 から点 1 まで移動させ、1 分散アンテナ当りの正規化送信 E_s/N_0 を一定として N_f 本の分散アンテナと 2 本の移動端末アンテナ間に信号ブロックの送受信を行う。以上の操作を十分な回数繰り返し、スループット分布を測定する。スループットは次式で与えられる。

$$\text{Throughput} = \frac{\log_2 M \times N_c}{(N_c + N_g)} \cdot (1 - \text{PER}) \cdot R_{\text{STBC-JTRD}} \quad (16)$$

ただし、 M は変調多値数であり、PER はパケット誤り率である。

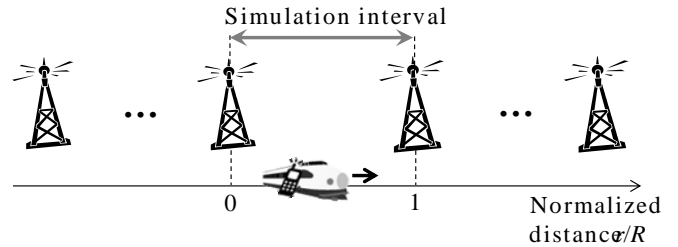
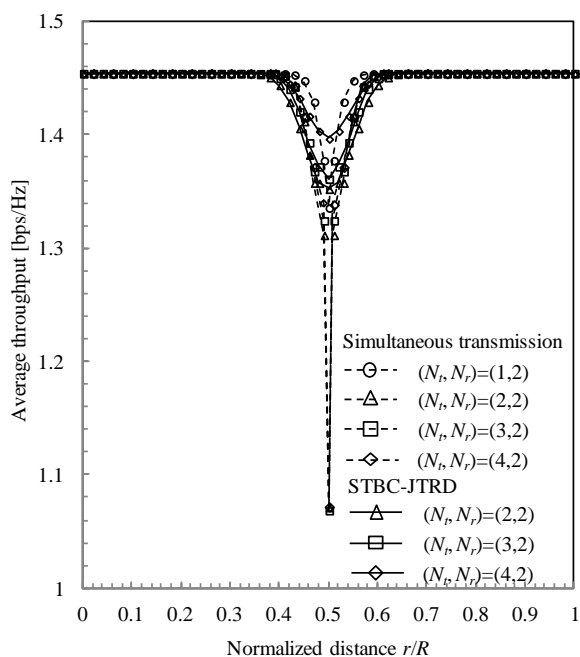


図 6: シミュレーションモデル

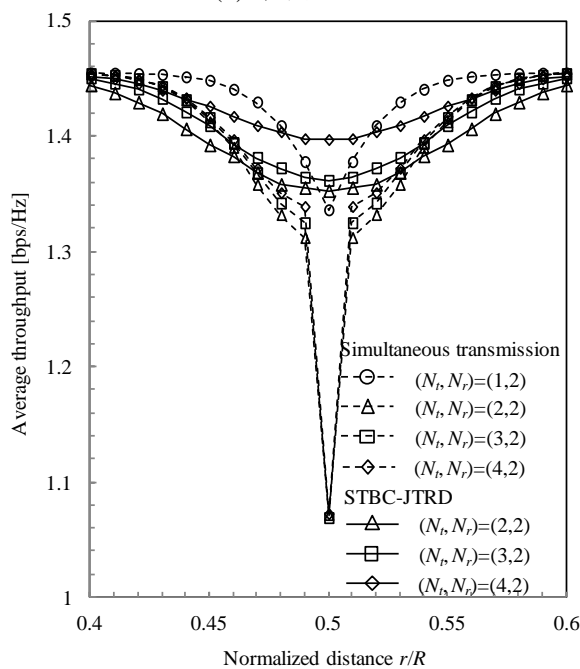
直線状 SFN に単純同時送信ダイバーシチおよび FD-STBC-JTRD を適用した場合の平均スループット分布を図 7 に示す。図 7 より単純同時送信法において、用いる分散アンテナ数が $1(N_r=1)$ の場合、伝搬損失の影響により中央点におけるスループットが低下していることがわかる。また単純同時送信法において分散アンテナを 2 本以上用いる場合、分散アンテナを 1 本用いる場合よりスループットが低下している。SFN を用いる DAN では、分散アンテナから直接波がそれぞれ到来する。そのため、中央点において複数の分散アンテナからの直接波により定在波が発生し、受信信号電力が大きく落ち込んでしまう。

一方、FD-STBC-JTRD を適用した場合、使用する分散アンテナ本数が増えるに従い、優れたスループット特性が得られていることがわかる。FD-STBC-JTRD の場合、受信信号の加減算で雑音強調が発生し、復号後の受信 SNR は単純同時送信法に比べて小さいので、単純同時送信法より平均スループットが小さくなる領域もある。しかしながら、中央点におけるスループットと比較すると、FD-STBC-JTRD を用いることにより単純同時送信法の約 1.3 倍のスループットを達成することができる。これは時空間符号化(STBC)を適用することによって複数の直接波が同相合成されるので干渉を抑圧しつつ空間ダイバーシチ効果を獲得できるためである。このように、直線状 SFN において FD-STBC-JTRD を適用することで、受信機では加減算・複素共役演算の簡単な処理のみにより移動端末に負担かけることなく、単純同時送信法より高いスループットが得られる

ことがわかる.



(a) 範囲 : 0~1



(b) 範囲 : 0.4~0.6

図 7 : 平均スループット分布

5. むすび

本稿では、周波数選択性向上・ライスフェージング環境下における単純同時送信ダイバーシチまたはFD-STBC-JTRDを用いた直線状SFN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明らかにした。計算機シミュレーションにより、FD-STBC-JTRDを直線状SFNに適用することによって、直接波により定在波の発生を防ぎつつ空間ダイバーシチ効果を獲得でき、単純同時送信を行う従来法より優れたスループットを達成できることを明らかにした。

文 献

- [1] W. Choi, and J. G. Andrews, "Downlink Performance and Capacity of Distributed Antenna Systems in a Multicell Environment," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.6, no.1, Jan. 2007
- [2] H. Matsuda, H. Tomeba, F. Adachi, "Channel Capacity of Distributed Antenna System Using Maximal Ratio Transmission," Proc. The 5th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium, Tohoku University, Sendai, Japan, 21-22 Aug. 2008.
- [3] D. Falconer, S. I. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp. 58-66, April 2002.
- [4] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint Use of Frequency-Domain Equalization and Transmit/Receive Antenna Diversity for Single-Carrier Transmissions," IEICE Trans. Commun., vol.E87-B, no.7, July 2004.
- [5] U. Liebenow and G. Zimmermann, "Investigation of single frequency networks for digital mobile radio systems based on COFDM," Proc. 1998 IEEE 48th Vehicular Technology Conference, vol.3, pp.2227-2231, May 1998.
- [6] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Downlink Throughput Performance of Distributed Antenna Network Using Transmit/Receive Diversity," Proc. The 74th IEEE VTC2011-Fall, San Francisco, United States, 5-8 Sep. 2011.
- [7] H. Matsuda, K. Takeda, and F. Adachi, "Downlink Transmit Diversity For Broadband Single-Carrier Distributed Antenna Network," Proc. The 71st IEEE VTC-Spring 2010, Taipei, 16-19 May. 2010.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," IEICE Trans. Commun., vol.E89-B, no.8, pp.2189-2195, Aug. 2006.
- [9] 留場広道, 武田和晃, 安達文幸, "5 受信アンテナ以上を可能とする時空間符号化送受信ダイバーシチ," 信学技報, RCS2007-234, pp.287-292, 2008年3月.
- [10] 佐尾智基, 安達文幸, "マルチレート MC-CDMA信号のダイバーシチ受信についての考察," 信学技報, RCS2002-204, pp.73-78, 2002年11月.
- [11] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity for The Single Carrier Transmission," Proc. The 10th IEEE International Conference on Communication Systems 2006, Singapore, 30 Oct.-1 Nov. 2006.