

高速移動環境下における分散アンテナ 送受信ダイバーシチのスループット特性に関する一検討

Jimmy Hadi SUSANTO[†] 宮崎 寛之[†] 天間 克宏[†] 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}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 次世代移動無線通信では、高速移動環境下においても高速な移動通信サービスが要求されている。しかし従来の集中アンテナネットワーク(CAN)では、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。分散アンテナネットワーク(DAN)はこの問題を解決できる。筆者らはこれまで周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)を用いた DAN を検討してきた。複数のアンテナを空間的に分散配置した DAN では、分散アンテナ～端末間は見通し内通信になることが多いため、チャンネルは時間と周波数の 2 重選択性仲上・ライスフェージングで特徴づけられる。本稿では、2 重選択性仲上・ライスフェージングに適したスパースチャンネル推定を導入し、FD-STBC-JTRD を用いた DAN 下りリンク伝送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ている。計算機シミュレーションにより、高速移動環境下においても FD-STBC-JTRD を用いた CAN に比べて DAN が優れたスループット特性が得られることを示している。

キーワード 分散アンテナネットワーク, 仲上・ライスフェージング, 送受信ダイバーシチ, チャンネル推定

A Study on the Throughput Performance of Distributed Antenna Transmit/Receive Diversity in High Mobility Environments

Jimmy Hadi SUSANTO[†] Hiroyuki MIYAZAKI[†] Katsuhiro TEMMA[†] Fumiyuki 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}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In next generation wireless communication systems, broadband data services are required even in high mobility environment. In conventional centralized antenna network (CAN), the received power at a location remote from BS significantly degrades due to propagation loss. Distributed antenna network (DAN) is an effective scheme to solve this problem. Recently, we have studied DAN using frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD). In DAN, some distributed antennas can always be visible from mobile terminal (MT) with a high probability, and hence, the channel is expected to be line-of-sight (LOS) channel. Therefore, the fading can be characterized as doubly-selective (time- and frequency-selective) Nakagami-Rice fading. In this paper, we introduce sparse channel estimation method which is suitable for doubly selective Nakagami-Rice fading and evaluate downlink throughput performance of FD-STBC-JTRD in DAN in high mobility environment by using computer simulation. It is shown that FD-STBC-JTRD performs better throughput performance in DAN compared to CAN even in high mobility environment.

Keyword Distributed antenna network, Nakagami-Rice fading, Transmit/receive diversity, Channel estimation

1. まえがき

近年、移動無線通信が急速に普及し、高速移動環境下においても高品質な通信サービスが求められている。しかしながら従来の集中アンテナネットワーク(CAN)では基地局(BS)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特性が大幅に劣化してしまう。複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)はこの問題を解決できる[1-4]。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、周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)[5,6]を行うことで伝搬損失および周波数選択性フェージングの影響を軽減することができる[7]。ただし、FD-STBC-JTRDを導入した DAN に関するこれまでの検討では、レイリーフェージングを仮定していた。また主に低速移動環境を想定しており、端末移動速度の影響については十分に検討されていなかった。

DAN では、分散アンテナ～端末間の通信距離が近く

なるため見通し内通信になることが多い。そのため、チャンネルはレイリーフェージングではなく時間と周波数の2重選択性仲上・ライスフェージングで特徴づけられる。筆者らはこれまで、DANにおける2重選択性仲上・ライスフェージング下でのFD-STBC-JTRDを用いたDAN下りリンク伝送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、高速移動環境下においてもDANがCANより優れたスループット特性が得られることを明らかにした[8]。しかしながら、高速移動環境下でのDANに関するこれまでの検討では、理想チャンネル推定を仮定していた。

FD-STBC-JTRDを用いるDANでは、信号処理局(SPC)にて周波数領域等化(FDE)を行うためにMIMOチャンネルを推定する必要がある。パイロット挿入損を抑えつつ高精度のチャンネル推定を実現する手段として循環遅延パイロットチャンネル推定(CDP-CE)[9]がある。しかしながら、従来のCDP-CEでは遅延時間領域窓関数[10]の窓幅を一定としていた。そのためチャンネルが2重選択性仲上・ライスフェージングのようなスパースチャンネルで特徴付けられる場合、ゼロ値タップに入った雑音の影響により推定精度が劣化してしまう。

以上の背景をふまえ、本稿では、雑音パス検出を組み入れたCDP-CE(以降、スパースCDP-CEと呼ぶ)を導入している。2重選択性仲上・ライスフェージング環境下におけるスパースCDP-CEを用いるDAN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、DANはCANより優れたスループット特性を達成できること、スパースCDP-CEは従来のCDP-CEより優れたスループット特性を達成できることを示す。

本稿の構成は以下のようになっている。まず、第2章においてDANにおける2重選択性仲上・ライスフェージングチャンネルについて説明した後、第3章にて、FD-STBC-JTRDのDANへの適用について説明する。第4章において、スパースCDP-CEを述べる。第5章では、計算機シミュレーションによりスループット特性を示し、第6章にてまとめる。

2. DANにおける2重選択性仲上・ライスフェージングモデル

本稿では、高速移動環境として高速鉄道を想定する。高速鉄道では、端末は一次元の線路上を移動するため、DANモデルとして直線状DANモデルを採用している。

2.1. 直線状DANモデル

図1に直線状DANモデルを示す。光ファイバでSPCと接続された分散アンテナが距離 R 間隔に線路上に沿って直線上に配置され、分散アンテナ～線路間距離を βR とする。端末に最近接する N_t 本の分散アンテナを送信アンテナとして選択し、SFNを形成する。また、端末は N_r 本の受信アンテナを搭載し、線路上を速度 v で移動するものとする。

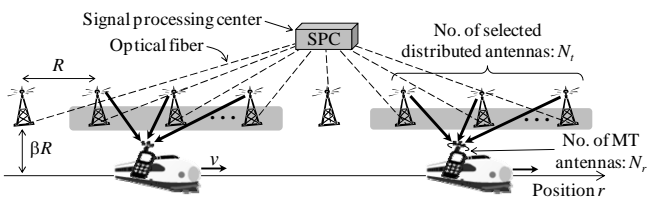


図1：直線状DANモデル

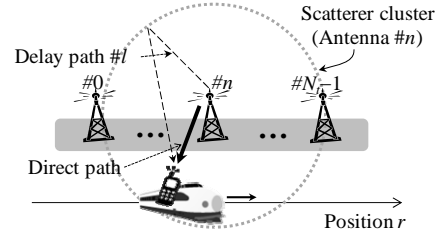


図2：チャンネルモデル

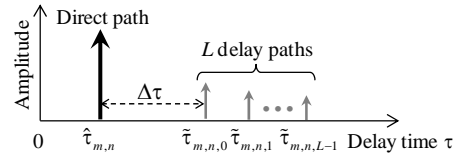


図3：チャンネルインパルス応答

2.2. チャンネルモデル

DANでは、分散アンテナ～端末間は見通し内通信になる場合が多いため、チャンネルは2重選択性仲上・ライスフェージングでモデル化できる。図2にDANにおける第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間の2重選択性仲上・ライスフェージングモデルを示す。第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間のチャンネルは1つの直接パスと L 個の遅延パスから構成されるものとする。遅延パスは、各分散アンテナを中心とした円状の散乱体クラスタによって発生し、360度の方向から端末に到来する散乱波によって構成されるものとする。

図3に第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間の時刻 t におけるチャンネルインパルス応答 $h_{m,n}(\tau, t)$ を示す。 $h_{m,n}(\tau, t)$ を定式化すると次式のように表される。

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

ここで、 K は K ファクタであり、直接パス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～第 m 端末アンテナ間の直接パスおよび第 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を含む第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間における直接パスと第 l 遅延パスの複素パス利得であり、次式で与えられる。

$$\hat{h}_{m,n}(t) = \sqrt{u_n^{-a}} \hat{h}'_{m,n}(t) \quad (2)$$

$$\tilde{h}_{m,n,l}(t) = \sqrt{u_n^{-a}} \tilde{h}'_{m,n,l}(t) \quad (3)$$

ただし、 a は伝搬損失指数であり、 u_n は第 n 分散アンテナ～端末間距離である。 $\hat{h}'_{m,n}(t)$ および $\tilde{h}'_{m,n,l}(t)$ はそれぞれ第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間の直接パスおよび第 l 遅延パスの複素パス利得である。

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

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

ここで、 $p_{t,n}$ は第 n 分散アンテナの送信電力である。ここで式(4)は次のように変形できる。

$$P_{r,n}(t) = (p_{t,n} \cdot R^{-a}) \cdot (u_n/R)^{-a} \cdot \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \frac{K}{K+1} |\hat{h}'_{m,n}(t)|^2 + \frac{1}{K+1} \sum_{l=0}^{L-1} |\tilde{h}'_{m,n,l}(t)|^2 \right\} \quad (5)$$

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

ただし、 $P_{t,n} = p_{t,n} \cdot R^{-a}$ は第 n 分散アンテナの正規化送信電力、 $U_n = u_n/R$ は第 n 分散アンテナ～端末間の正規化距離である。

3. FD-STBC-JTRD TDD 伝送

本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる時分割複信 (TDD) 伝送を仮定する。図 4 にフレーム構成を示す。端末構成の簡易化およびチャネル情報のフィードバック量削減のため、チャネル推定および FDE はすべて SPC で行うものとする。また本稿では、パイロットステージにおけるチャネルを推定した後、線形予測[11]を用いた内・外挿補間により上下リンクのチャネル情報 (CSI) を推定するものとする。

まず、端末が N_b ブロックからなる上りリンクデータブロックとその前後に挿入されたパイロットブロックを送信する。そして、SPC は過去に受信されたフレームを含む N_p 個のパイロットステージにおける CSI を推定した後、線形予測を用いて上下リンク CSI を推定し、上りリンクデータ検出を行う。その後、推定された下りリンク CSI を用いて FD-STBC-JTRD 伝送を行う。

3.1. FD-STBC-JTRD 符号化

図 5 に FD-STBC-JTRD における送受信機構成を示す。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。FD-STBC-JTRD では、シンボルブロック毎に処理を行うため、本稿ではブロック中央値のチャネルを用いる。以降、第 n 分散アンテナ～第 m 端末アンテナ間チャネルのブロック中央値における直接パスと第 l 遅延パスの複素パス利得をそれぞれ $\hat{h}_{m,n}$ と $\tilde{h}_{m,n,l}$ とする。送信機では J 個のデータシンボルブロック $\{d_j(t); t=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ に対して N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用し、周波数領域データシンボルブロック $\{D_j(k); k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ に変換する。

次に、各周波数成分において STBC 符号化を行い、 $(N_r \times Q)$ の STBC 符号化行列 $\mathbf{\Omega}(k)$ を生成する。STBC 符号化行列 $\mathbf{\Omega}(k)$ は以下に与えられる。

$$\mathbf{\Omega}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2, \quad (6)$$

$$\mathbf{\Omega}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3, \quad (7)$$

$$\mathbf{\Omega}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4, \quad (8)$$

その後、生成した STBC 符号化行列 $\mathbf{\Omega}(k)$ に対して FDE 重み行列 $\mathbf{W}(k)$ を乗算し、 $(N_r \times Q)$ の送信信号行列 $\mathbf{X}(k)$ を得る。 $\mathbf{X}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{C} \mathbf{W}^H(k) \mathbf{\Omega}(k) \quad (9)$$

ここで、 E_s は送信シンボルエネルギーである。また、 C は 1 符号語内の送信電力を一定とするための電力正規化係数であり、次式で与えられる。

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

ただし $W_{n,m}(k)$ は送信 FDE 重みの第 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最小平均二乗誤差 (MMSE) 重み [12] を用いる。

$$W_{m,n}(k) = \frac{H_{m,n}(k)}{\frac{1}{N_r} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \frac{2N_0}{T_s}} \quad (11)$$

ここで、 $2N_0/T_s$ は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) の分散、 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度比である。 $H_{m,n}(k)$ は第 n 送信アンテナ～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。

$$H_{m,n}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}_{m,n} \exp\left(-j2\pi k \frac{\hat{\tau}_{m,n}}{N_c}\right) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tilde{\tau}_{m,n,l}}{N_c}\right) \right\} \quad (12)$$

送信 FDE 後の送信信号に N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域送信信号に変換する。最後に、送信ブロックの先頭のガードインターバル (GI) にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入した後、 N_r 本のアンテナから送信する。

3.2. FD-STBC-JTRD 復号

受信機では、 N_r 本のアンテナで受信した受信信号ブロックから CP を除去後、 N_c ポイント FFT により周波数領域受信信号を得る。第 q タイムスロットにおける第 m アンテナの周波数領域受信信号 $Y_{m,q}(k)$ は次式で与えられる。

$$Y_{m,q}(k) = \sum_{n=0}^{N_r-1} H_{m,n}(k) X_{n,q}(k) + \Pi_{m,q}(k) \quad (13)$$

ここで、 $X_{n,q}(k)$ は第 q タイムスロットにおける第 n アンテナで送信された周波数領域送信信号である。また、 $\Pi_{m,q}(k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。

その後、周波数領域受信信号に対して STBC 復号を行う。STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(k); k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される。

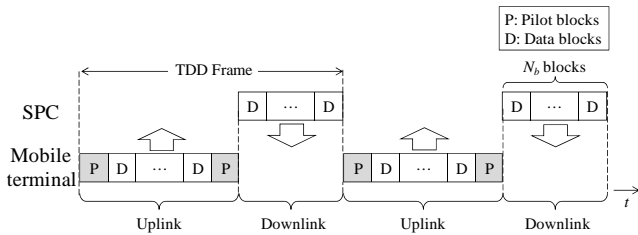


図 4: フレーム構成

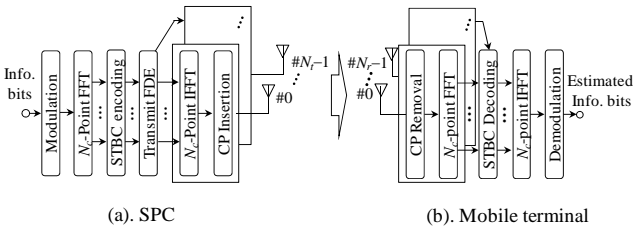


図 5: FD-STBC-JTRD の送受信機構成

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) + Y_{1,1}^*(k) \\ Y_{1,0}(k) - Y_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2, \quad (14)$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0}(k) + Y_{1,1}^*(k) + Y_{2,2}^*(k) + Y_{3,3}(k) \\ Y_{1,0}(k) - Y_{0,1}^*(k) + Y_{2,3}^*(k) - Y_{3,2}(k) \\ Y_{2,0}(k) - Y_{0,2}^*(k) - Y_{1,3}^*(k) + Y_{3,1}(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4, \quad (16)$$

最後に、STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント 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。

4. スパース CDP-CE

FD-STBC-JTRD では、送信 FDE を適用するために高精度なチャネル推定が必要である。CDP-CE は少ないパイロット挿入損で全送受信アンテナ間のチャネルを同時に推定できる。しかしながら、固定窓幅の遅延時間領域窓関数を用いるため、図 6 に示す仲上・ライスフェージングのようにインパルス応答がスパースな場合はゼロ値タップに入った雑音パスによって推定精度が劣化する。そこで本稿ではチャネルの時間相関を用いた雑音パス検出[13]を導入したスパース CDP-CE を用いる。スパース CDP-CE では、アクティブパス(直接パスと遅延パス)は雑音パスに比べ時間相関が高いことを利用し、各チャネルタップの時間相関を求め、適切に時間相関のしきい値を設定して雑音パスを除去する。以降、一般性を失うことなく、過去に受信された第 $i(i=0, \dots, N_p-1)$ パイロットブロックにおけるチャネル推定に着目して述べる。

端末では、まずパイロットブロックに対して送信アンテナ毎に Δ シンボルの整数倍の循環遅延を与えた循環遅延パイロットを生成する。第 m 端末アンテナから送信する第 i 循環遅延パイロット $\Psi_m^{(i)}(t)$ は、次式のように表せる。

$$\Psi_m^{(i)}(t) = \psi^{(i)}((t - \Delta m) \bmod N_c) \quad (17)$$

パイロットブロックの第 k 周波数成分は次式で表せる。

$$\begin{aligned} \Psi_m^{(i)}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \Psi_m^{(i)}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi kt}{N_c}\right) \\ &= \Psi^{(i)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta m}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、 $\Psi^{(i)}(k)$ は循環遅延を与える前の第 i パイロットブロック $\psi^{(i)}(t)$ の第 k 周波数成分であり、 $\exp(\cdot)$ は循環遅延により生じた位相回転項である。なお循環遅延量 Δ は、 $N_g \leq \Delta \leq N_c/N_r$ を満たすよう設定される。その

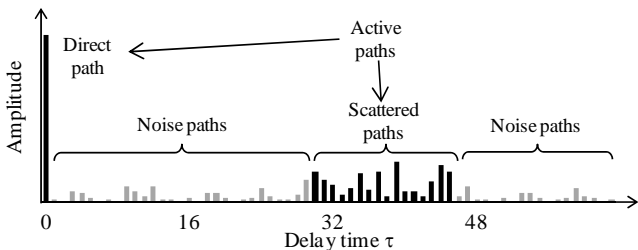


図 6: 仲上・ライスフェージングチャネルのインパルス応答

後、パイロットブロック先頭の GI に CP を挿入した後、全送信アンテナから同時に送信する。

図 7 にスパース CDP-CE の構成を示す。SPC における CP 除去後の第 i パイロットブロックにおける第 n 受信アンテナでの受信信号 $\xi_n^{(i)}(t)$ は、次式で表せる。

$$\xi_n^{(i)}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}_{m,n}^{(i)} \Psi_m^{(i)}(t - \hat{\tau}_{m,n}^{(i)}) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l}^{(i)} \Psi_m^{(i)}(t - \tilde{\tau}_{m,n,l}^{(i)}) \right\} + \eta_n^{(i)}(t) \quad (19)$$

$\eta_n^{(i)}(t)$ は第 i パイロットブロックにおける第 n 受信アンテナの零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。その後、 N_c ポイント FFT を適用し、受信したパイロットブロックを周波数領域に変換する。第 i パイロットブロックにおける第 n アンテナでの受信パイロットブロックの第 k 周波数成分は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} \Xi_n^{(i)}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \xi_n^{(i)}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi kt}{N_c}\right) \\ &= \sum_{m=0}^{N_r-1} H_{m,n}^{(i)}(k) \Psi_m^{(i)}(k) + \Pi_n^{(i)}(k) \\ &= \left\{ \sum_{m=0}^{N_r-1} H_{m,n}^{(i)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta m}{N_c}\right) \right\} \Psi^{(i)}(k) + \Pi_n^{(i)}(k) \end{aligned} \quad (20)$$

ここで、第 i パイロットブロックにおける複合チャネル利得 $H_n^{(i)}(k)$ を次式で定義する。

$$H_n^{(i)}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} H_{m,n}^{(i)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta m}{N_c}\right) \quad (21)$$

また、 $H_{m,n}^{(i)}(k)$ および $\Pi_n^{(i)}(k)$ はそれぞれ、第 i パイロットブロックにおける第 m 端末アンテナ～第 n 分散アンテナ間のチャネル利得および雑音の第 k 周波数成分である。次に、周波数領域受信パイロットブロックに対して参照信号を乗算し、複合チャネル利得を推定する。本稿では、参照信号としてゼロフォーシング(ZF)重みを用いるものとしている。複合チャネル利得推定値 $\bar{H}_n^{(i)}(k)$ は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{H}_n^{(i)}(k) &= \frac{\{\Psi^{(i)}(k)\}^* \Xi_n^{(i)}(k)}{|\Psi^{(i)}(k)|^2} \\ &= \sum_{m=0}^{N_r-1} H_{m,n}^{(i)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta m}{N_c}\right) + \frac{\{\Psi^{(i)}(k)\}^* \Pi_n^{(i)}(k)}{|\Psi^{(i)}(k)|^2} \end{aligned} \quad (22)$$

その後、式(22)で表される推定複合チャネル利得に N_c ポイント IFFT を適用して、複合インパルス応答を得る。複合インパルス応答 $\bar{h}_n^{(i)}(\tau)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{h}_n^{(i)}(\tau) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{m=0}^{N_r-1} \left\{ \sqrt{\frac{K}{K+1}} \hat{h}_{m,n}^{(i)} \delta(\tau - \hat{\tau}_{m,n}^{(i)} - \Delta m) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_{m,n,l}^{(i)} \delta(\tau - \tilde{\tau}_{m,n,l}^{(i)} - \Delta m) \right\} \\ &+ \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{\{\Psi^{(i)}(k)\}^* \Pi_n^{(i)}(k) \exp\left(j \frac{2\pi k \tau}{N_c}\right)}{|\Psi^{(i)}(k)|^2} \end{aligned} \quad (23)$$

式(23)より、第 m 端末アンテナ～第 n 分散アンテナ間のインパルス応答は Δm の遅延時間シフトが生じることがわかる。そこで、次式のように遅延時間窓関数を適用することで、第 i パイロットブロックにおける第

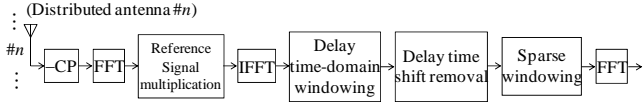


図7: スパース CDP-CE の構成

m 端末アンテナ～第 n 分散アンテナ間のインパルス応答推定値 $\bar{h}_{m,n}^{(i)}(\tau)$ を得る.

$$\bar{h}_{m,n}^{(i)}(\tau) = \begin{cases} \bar{h}_n^{(i)}(\tau + \Delta m) & \text{if } 0 \leq \tau \leq \Delta \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (24)$$

このように、遅延時間領域窓関数を適用することで各送受信アンテナ間のチャネルを分離できるが、直接パスと遅延パス間のチャネルタップには雑音パスが含まれるため、チャネル推定精度が劣化する。そこで本稿では、チャネルの時間相関から雑音パスを検出し除去する手法を導入する。チャネルの時間相関を推定するために過去のパイロットブロックで推定した複数のインパルス応答が必要とする。

第 i パイロットブロック時点で求めた、1TDD フレーム離れたチャネル間の相関を以下のように求める。

$$\rho_{m,n}^{(i)}(\tau) = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} \bar{h}_{m,n}^{(i-i)}(\tau) \bar{h}_{m,n}^{(i-i-1)*}(\tau) \quad (25)$$

雑音パス検出のため、適切に時間相関しきい値 $\rho_{th}^{(i)}$ を設定する必要がある。本稿では時間相関しきい値 $\rho_{th}^{(i)}$ として、次式で表される時間相関の絶対値平均を用いる。

$$\rho_{th}^{(i)} = \frac{\varepsilon}{\Delta} \sum_{\tau=0}^{\Delta-1} |\rho_{m,n}^{(i)}(\tau)| \quad (26)$$

ただし、 ε はしきい値を調整するための係数である。

その後、各チャネルタップの時間相関の絶対値としきい値を比較し、しきい値より小さい場合は雑音パスとして検出する。雑音パスと検出されたチャネルタップにゼロ値を設定し、雑音パスを除去する。雑音パス除去後の推定したインパルス応答は次式で表せる。

$$\bar{h}_{m,n}^{(i)}(\tau) = \begin{cases} \bar{h}_{m,n}^{(i)}(\tau) & \text{if } |\rho_{m,n}^{(i)}(\tau)| \geq \rho_{th}^{(i)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (27)$$

このように、スパース CDP-CE では窓幅を適応的に制御できる。最後に N_c ポイント FFT により、第 m 端末アンテナ～第 n 分散アンテナ間のチャネル利得を得る。

5. 計算機シミュレーション

QPSK データ変調を用いるものとし、FFT ブロックサイズおよび GI 長はそれぞれ $N_c=512$ および $N_g=64$ とする。チャネルは遅延パス数 $L=16$ の時間と周波数の 2 重選択性仲上・ライスフェージングを仮定している。また、全送受信アンテナ間のチャネルの K ファクタが等しく $K=5$ [14] であるものと仮定する。直接波と最初に到来する遅延パスの遅延時間差は $\Delta\tau=30$ シンボルとし、伝搬損失指数は $a=3.5$ と仮定した。送受信アンテナ本数はそれぞれ $N_t=N_r=2$ としている。パイロット信

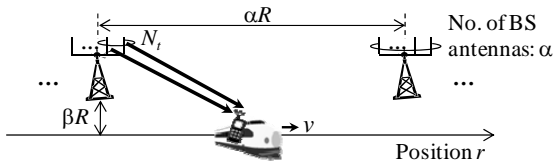


図8: CAN のアンテナ配置

号には Chu 系列[15]を用い、パイロットステージは $N_b=8$ データブロック毎に挿入されるものとする。スパース CDP-CE のしきい値係数を $\varepsilon=0.1$ とする。

なお本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる CAN を比較対象とする。CAN における BS アンテナ配置を図 8 に表す。公平な比較のため、BS 間距離が αR のとき、1 つの BS に α 本のアンテナを搭載することとする。 α 本のアンテナから、瞬時受信信号対雑音電力比(SNR)が大きい N_r アンテナを送信アンテナとして選択する。

5.1. CAN との比較

図 9 に FD-STBC-JTRD を用いる DAN および CAN における正規化総送信 E_s/N_0 対下りリンクスループット特性を示す。比較のため FD-STBC-JTRD を用いる CAN におけるスループット特性も同様に図 9 に示す。図 9 より、実際のチャネル推定を用いた場合においても DAN は CAN より所要スループットを達成するための送信電力を大幅に低減できることがわかる。これは、伝搬損失の影響を軽減できるためだと考えられる。例えば所要スループットが 1(bps/Hz)の場合、DAN は CAN と比較して、 $\alpha=2, 3, 4$ のときそれぞれ約 11dB, 17dB, 22dB 総送信電力を低減することができる。

図 10 に正規化最大ドップラー周波数対下りリンクスループット特性を示す。正規化送信 E_s/N_0 は 25dB としている。図 10 により DAN, CAN 共に、正規化最大ドップラー周波数が大きくなるにつれてスループットが低下していることが分かる。これは 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する STBC 符号の直交性崩れによるものである。また、実際のチャネル推定を用いる場合、チャネルの時間変動に起因する推定誤差のため理想チャネル推定の場合から特性が劣化する。しかしながら、DAN は CAN より所要スループットを達成できる許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることがわかる。これは、伝搬損失の影響の軽減による SNR の向上によるものだと考えられる。

5.2. スパース CDP-CE の適用効果

スパース CDP-CE を導入した DAN における正規化総送信 E_s/N_0 対下りリンクスループット特性を図 11 に示す。比較のため、従来の CDP-CE を導入した場合 (Conventional CDP-CE)、理想的に雑音パスを除去した場合 (Ideal sparse CDP-CE)、およびチャネル推定が理想的に行える場合 (Ideal CE) の特性も図 11 に示す。図 11 より、スパース CDP-CE を用いることで従来の CDP-CE 用いた場合より所要スループットを達成するための送信電力を低減できることがわかる。これはチャネルの時間相関に基づく雑音パス検出を導入することによってゼロ値タップに入った雑音パスを除去でき、高いチャネル推定精度を達成できるためである。例えば所要スループットが 1(bps/Hz)の場合、総送信 E_s/N_0 を 2dB 低減できる。

6. むすび

本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる DAN におけるチャネル推定について検討した。2 重選択性仲上・ライスフェージング環境下における循環遅延パイロットチャネル推定(スパース CDP-CE)を用いる DAN 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、DAN は CAN より優れたスループット特性を達成できること、スパース CDP-CE は従来の CDP-CE より優れたスループット特性を達成できることを示した。

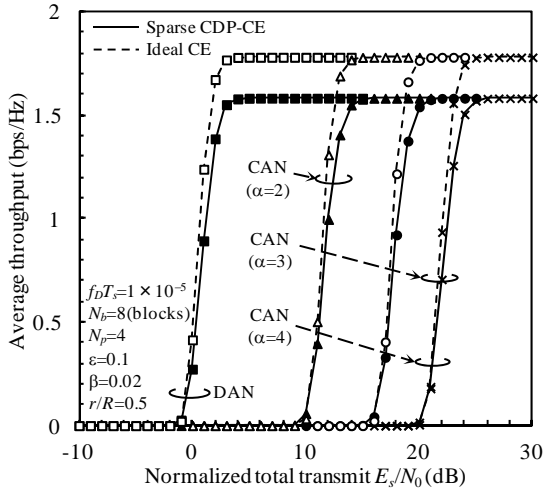


図 9 : 正規化総送信 E_s/N_0 の影響

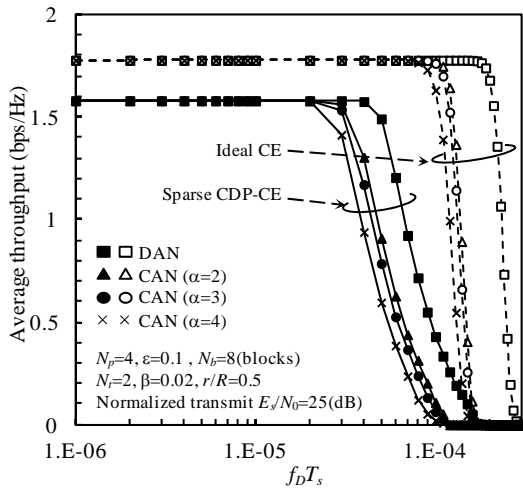


図 10 : 正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ の影響

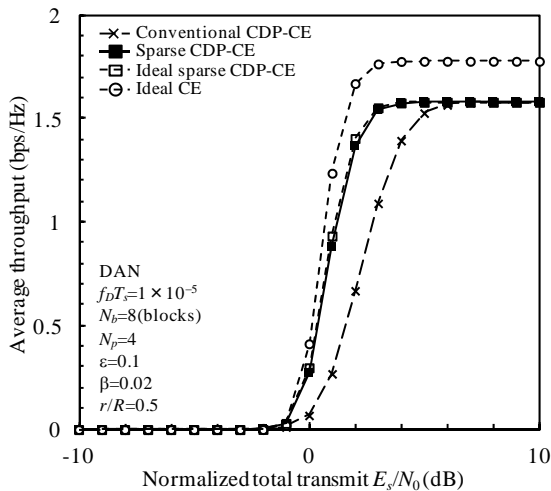


図 11 : スパース CDP-CE と従来の CDP-CE の比較

文献

[1] 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.

[2] 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, pp.69-73, Jan. 2007.

[3] 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*, vol.3, pp.261-265, Yokosuka, Japan, Oct. 2003.

[4] H. Matsuda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Channel capacity of distributed antenna system using maximal ratio transmission," *Proc 5th IEEE VTS APWCS*, Sendai, Japan, Aug. 2008.

[5] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive diversity in a frequency-nonsselective Rayleigh fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89, no.8, pp.2189-2195, Aug. 2006.

[6] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive diversity using more than 4 receive antennas," *Proc. 68th IEEE VTC*, Calgary, Canada, Sep. 2008.

[7] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Downlink throughput performance of distributed antenna network using transmit/receive diversity," *Proc. 74th IEEE VTC*, San Francisco, US, Sep. 2011.

[8] J. H. Susanto, H. Miyazaki, K. Temma, T. Yamamoto, T. Obara, and F. Adachi, "Linearly distributed antenna diversity using single frequency network for high-speed railway communications," *Proc. 19th IEEE APCC*, Bali, Indonesia, Aug. 2013.

[9] T. Fujimori, K. Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91-B, no.9, pp.2925-2932, Sep. 2008.

[10] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. 1995 VTC*, vol.2, pp.815-819, Jul. 1995.

[11] S. Yoshioka, S. Kumagai, T. Yamamoto, T. Obara, and F. Adachi, "Single-carrier STBC diversity using CDP-CE and linear inter/extrapolation in a doubly selective fading channel," *Proc. 10th IEEE VTS APWCS*, Seoul, Korea, Aug. 2013.

[12] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain space time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," *Proc. 10th IEEE ICCS*, Singapore, Oct. 2006.

[13] F. Wan, W. P. Zhu, and M. N. S. Swamy, "Semi-blind most significant tap detection for sparse channel estimation of OFDM systems," *IEEE Trans. on Circuits and Systems I, Reg. Paper*, vol.57, no.3, pp.703-713, Mar. 2010.

[14] J. Lu, G. Zhu, and B. Ai, "Fading analysis for the high speed railway viaduct and terrain cutting scenarios," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol.2012, doi:10.1155/2012/862945, 2012.

[15] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.18, no.4, pp.531-532, Jul. 1972.