

# MIMO 多重における循環遅延パイロットチャネル推定

藤森 崇文<sup>†</sup> 尾崎 一幸 中島 昭範 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> fujimori@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 限られた無線帯域幅で高速伝送の実現が求められている次世代移動無線通信では、Multiple-input Multiple-output (MIMO) 多重技術が重要な無線技術の1つである。MIMO 多重は、複数のアンテナから同時に異なるデータを同一搬送波周波数を用いて送信するため、受信機では信号分離が必要である。信号分離のためには、全送受信アンテナ間のチャネルの推定が必要であり、高精度なチャネル推定技術が求められている。本論文では、最小平均二乗誤差 (MMSE: minimum mean square error) 規範に基づく循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を提案している。提案チャネル推定法を用いるときの平均ビット誤り率 (BER) 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。また、時間多重パイロットチャネル推定を用いるときの BER 特性と比較している。

キーワード MIMO 多重, チャネル推定, 循環遅延

## Channel Estimation Using Cyclic Delay Pilot for MIMO Transmission

Takafumi FUJIMORI<sup>†</sup> Kazuyuki OZAKI Akinori NAKAJIMA and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> fujimori@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing is an important technique that provides very high-speed data transmission with a limited bandwidth in next generation mobile communication systems. Different data streams are simultaneously transmitted from different antennas using the same carrier frequency. At a receiver, it is necessary to separate the signals transmitted from different antennas. Accurate channel estimation for channels between transmit and receive antennas is required for MIMO demultiplexing. In this paper, we propose minimum mean square error (MMSE) channel estimation using cyclic delay pilot transmission. We evaluate by the computer simulation the bit error rate (BER) performance with the proposed channel estimation and compare it to that with the conventional time-multiplexed pilot based channel estimation.

**Keyword** MIMO multiplexing, Channel estimation, Cyclic delay

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では、100Mbps から 1Gbps の超高速伝送が期待されている [1], [2]. 最近、限られた無線帯域幅で高速伝送を達成するために、MIMO 多重技術が注目されている [3], [4]. 超高速伝送では、チャネルが厳しい周波数選択性チャネルとなるため、周波数領域等化 (FDE) の適用が不可欠である [5], [6]. シングルキャリア MIMO 多重伝送では、FDE と信号分離を同時に行う必要がある [7]. このためには、全送受信アンテナ間のチャネルの推定が必要である。推定法として、時間直交パイロットチャネル推定が提案されている。各送信アンテナからパイロットブロックを時間的に重ならないように送信し、送受信アンテナ間のチャネルを SISO 伝送におけるチャネル推定を用いて推定する。しかし、送信アンテナ本数と同じパイロットブロック数が必ず必要である。

本論文では、シングルキャリア MIMO 多重における循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を提案している。提案法では、文献 [8], [9] の循環遅延送信ダイバーシチのように、同一パイロットブロックに異なる循環遅延を与えて同時に全送信アンテナから送信する。各アンテナに付加する循環遅延量を、全チャネルのインパルス応答が重ならないように選択すれば、全チャネルを同時に推定することができる。本論文では、シングルアンテナ送信を対象に提案された MMSE 規範に基づくチャネル推定 (MMSE-CE) [10] を応用して推定する。MMSE-CE では、誤差最小となるような参照信号を受信パイロットに乗算して瞬時チャネル利得を推定する [10]. 本論文では、アンテナ間干渉 (IAI) を考慮した MMSE 参照信号を用いている。循環遅延パイロットチャネル推定を用いたときの BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、時間直交パイ

ロットチャネル推定と比較している。

本論文は以下のような構成になっている。第2章で周波数領域において MMSE 信号分離 (MMSED) を行う MIMO 多重について述べており、第3章では本論文で提案している循環遅延パイロットチャネル推定について記述している。第4章では、循環遅延パイロットチャネル推定を用いた場合の MIMO 多重の平均 BER 特性を明らかにしている。

## 2. シングルキャリア MIMO 多重

### 2.1. 信号伝送系

図1に周波数領域 MMSED を行う  $(N_t, N_r)$  SDM の伝送系を示す。ここで、 $N_t$  と  $N_r$  はそれぞれ送信アンテナ本数と受信アンテナ本数を示している。

送信機では、2値送信系列を S/P 変換により  $N_t$  個の並列系列に変換する。各2値系列をデータ変調した後、シンボル系列を  $N_c$  個のシンボルからなるブロック系列に分割する。ブロック毎にガードインターバル (GI) を挿入して、等電力で同一搬送波周波数を用いて同時に送信する。受信機では、全送信アンテナからの送信信号が重畳して受信される。GI を除去した後、 $N_c$  ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を用いて、受信信号ブロックを  $N_c$  個の直交周波数成分から成る周波数領域信号に変換する。そして、周波数毎に MMSED を行う。MMSED では、MMSE 規範に基づく信号分離重みを乗算し、 $N_t$  個のアンテナから送信された周波数成分に分離する。こうして得られた  $N_t$  個の周波数領域信号の1つ1つに、 $N_c$  ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用し、受信シンボルブロックに変換する。 $N_t$  個の受信シンボルブロックをデータ復調し、P/S 変換により2値受信系列を得る。

図2に、送信フレーム構成図を示す。パイロットブロック数を  $N_p$ 、データブロック数を  $N_d$  としている。各ブロックでは、 $N_c$  個のシンボルブロックの後部  $N_g$  シンボルをコピーし、GI に挿入している。循環遅延パイロットチャネル推定では、全送受信アンテナ間のチャネルが同時に推定できる。 $N_p$  個の各パイロットブロックによる瞬時推定チャネル利得の平均値をチャネル推定値として用いる。

### 2.2. MMSED

各受信アンテナで受信された受信信号ブロックに  $N_c$  ポイント FFT を適用し、 $N_c$  個の周波数成分に分解する。第  $n_r$  受信アンテナの第  $k$  周波数成分  $\{R_{n_r}(k): n_r=0 \sim N_r-1\}$  は次式で表される。

$$R_{n_r}(k) = \sqrt{2S} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r, n_t}(k) D_{n_t}(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (1)$$

ここで、 $S$  は送信電力、 $H_{n_r, n_t}(k)$  は第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネル利得、 $D_{n_t}(k)$  は第  $n_t$  送信アンテナから送信された送信信号成分、 $\Pi_{n_r}(k)$  は雑音成分を、それぞれ表わしている。 $\Pi_{n_r}(k)$  は、平均0で分散  $2\sigma^2 (=2N_c N_0 / T)$  の相加性複素白色ガウス雑音 (AWGN) である。ここで、 $1/T$  は各送信アンテナにおけるシンボルレートであり、 $N_0$  は雑音電力スペクトル密度を表している。

各受信アンテナにおける受信信号の第  $k$  周波数成分を行列表記すると次式のようになる。

$$\mathbf{R}(k) = \sqrt{2S} \mathbf{H}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{\Pi}(k) \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{R}(k)$  は  $N_r \times 1$  受信信号ベクトル、 $\mathbf{H}(k)$  は  $N_r \times N_t$  チャネル利得行列、 $\mathbf{D}(k)$  は  $N_t \times 1$  送信信号ベクトル、 $\mathbf{\Pi}(k)$  は  $N_r \times 1$  雑音ベクトルを表わしている。

$\mathbf{R}(k)$  に最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく  $1 \times N_r$  重みベクトル  $\tilde{\mathbf{W}}_n(k)$  を乗算し、信号分離を行う。第  $n_t$  アンテナから送信された信号  $\tilde{D}_{n_t}(k)$  は以下のように表せる。

$$\tilde{D}_{n_t}(k) = \mathbf{W}_{n_t}(k) \mathbf{R}(k) \quad (3)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}(k) = \sqrt{2S} \mathbf{H}(k)$  とすると、

$$\mathbf{W}_{n_t}(k) = \bar{\mathbf{H}}_{n_t}^H(k) \{ \bar{\mathbf{H}}(k) \bar{\mathbf{H}}^H(k) + (2\sigma^2 / N_c) \mathbf{I} \}^{-1} \quad (4)$$

である。 $\bar{\mathbf{H}}_{n_t}(k)$  は  $\bar{\mathbf{H}}(k)$  の第  $n_t$  列ベクトル、 $\mathbf{I}$  は  $N_r \times N_r$  単位行列を表している。 $\{\tilde{D}_{n_t}(k): k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、時間領域シンボルブロックを得る。 $N_t$  個のシンボルブロックをデータ復調した後、P/S 変換により2値受信系列を得る。

チャネル利得行列  $\bar{\mathbf{H}}(k) = \{\bar{H}_{n_r, n_t}(k): n_r, n_t\}$  と雑音電力  $\sigma^2$  は、受信機側で未知である。これらの推定法を第3章で述べる。

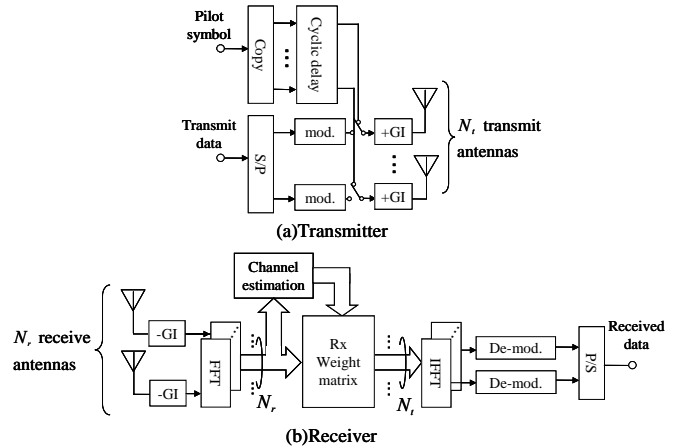


図1  $(N_t, N_r)$  MIMO 多重伝送系

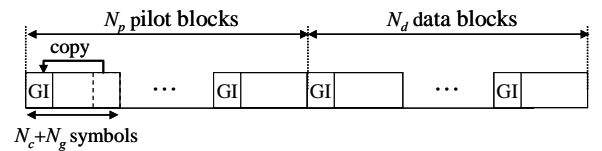


図2 送信フレーム構成

## 3. 循環遅延パイロットチャネル推定

本論文では、送受信アンテナ間の全チャネルを同時に推定できる循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を提案している。CDP-CE では、パイロットブロック  $\{p(t): t=0 \sim N_c-1\}$  に送信アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同時に同一搬送波周波数を用いて送信する。第  $n_t$  送信アンテナのパイロットブロックは次式のように表せる。

$$p_n(t) = p((t - N_g n_t) \bmod N_c), t = 0 \sim N_c - 1 \quad (5)$$

第  $n_r$  受信アンテナにおける受信パイロットブロックを  $N_c$  ポイント FFT で直交周波数成分に分解したときの第  $k$  周波数成分は次式のように表わせる。

$$R_{n_r}(k) = \sqrt{2S} \left\{ \sum_{n_t=0}^{N_c-1} H_{n_r, n_t}(k) \exp(-j2\pi k N_g n_t / N_c) \right\} P(k) + \Pi_{n_r}(k) \quad (6)$$

ここで、 $P(k)$  はパイロットブロックの第  $k$  周波数成分である。上式  $\{\}$  内の  $\exp(\cdot)$  の項は、循環遅延で生じた位相回転を表している。式 (6) から分かるように、循環遅延パイロット送信は、MIMO-OFDM における Carrier Interferometry を用いた伝搬路推定法におけるパイロット送信と等価である [11]。

次に、MMSE 参照信号について述べる。CDP-CE では、全送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間の複合チャネル利得  $\{H_{n_r}(k): k=0 \sim N_c-1\}$  を推定する。ここで、 $H_{n_r}(k)$  は次式で表わせる。

$$H_{n_r}(k) = \sqrt{2S} \sum_{n_t=0}^{N_c-1} H_{n_r, n_t}(k) \exp(-j2\pi k N_g n_t / N_c) \quad (7)$$

次式のように、受信信号に MMSE 参照信号  $X(k)$  を乗算して、瞬時の複合チャネル利得を推定する。

$$\hat{H}_{n_r}(k) = X(k) R_{n_r}(k) \quad (8)$$

ここで、 $X(k)$  は  $\hat{H}_{n_r}(k)$  と  $H_{n_r}(k)$  の平均二乗誤差 (MSE) を最小とする  $X(k)$  である。MSE は次式のように表される。

$$J_{n_r}(k) = E \left[ \left| \hat{H}_{n_r}(k) - H_{n_r}(k) \right|^2 \right] \quad (9)$$

MSE を最小にする  $X(k)$  を、

$$\frac{\partial J_{n_r}(k)}{\partial X(k)} = 0 \quad (10)$$

より求めることができ、次式のようになる。

$$X(k) = \frac{P^*(k)}{|P(k)|^2 + \frac{1}{N_t} \left( \frac{S}{\sigma^2} \right)^{-1}} \quad (11)$$

式 (8) で表わされる瞬時の複合チャネル推定値  $\{\hat{H}_{n_r}(k): k=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して、チャネルのインパルス応答  $\{\hat{h}_{n_r, n_t}(\tau): \tau=0 \sim N_c-1\}$  を得る。各送信アンテナでは、それぞれ GI 長の整数倍の循環遅延を与えているため、各送信アンテナと受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答は互いに重ならない。第  $n_t$  送信アンテナと第  $n_r$  受信アンテナ間のチャネルのインパルス応答  $h_{n_r, n_t}(\tau)$  は、遅延時間領域で  $[N_g n_t, N_g(n_t+1)]$  の範囲に時間シフトして現れる。逆遅延時間シフトと時間領域窓関数を適用することにより、 $\hat{h}_{n_r, n_t}(\tau)$  を次式のように得ることができる。

$$\hat{h}_{n_r, n_t}(\tau) = \begin{cases} \hat{h}_{n_r}(\tau + N_g n_t) & \text{if } 0 \leq \tau < N_g \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

最後に、 $N_c$  ポイント FFT を  $\{\hat{h}_{n_r, n_t}(\tau): \tau=0 \sim N_c-1\}$  に適用し、チャネル利得の推定値  $\{\hat{H}_{n_r, n_t}(k): k=0 \sim N_c-1\}$  を得る。

MMSE 参照信号の計算には、送信電力  $S$  と雑音電力  $\sigma^2$  の推定が必要である。本論文では、文献 [10] で示されている推定法を用いている。

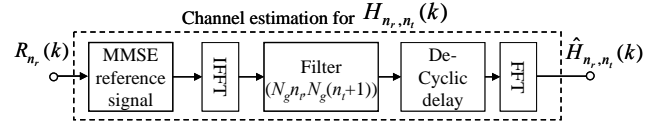


図 3 CDP-CE

#### 4. 計算機シミュレーション

表 1 に、計算機シミュレーション条件を示す。本論文では、送受信アンテナ本数がそれぞれ 4 本である (4,4)MIMO 多重を想定している。シンボル遅延の 16 パス等電力遅延プロファイルの周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定している。データ変調方式として QPSK データ変調を用いており、ブロック長は  $N_c=256$  シンボル、GI 長は  $N_g=32$  シンボルである。パイロットブロック数  $N_p=4$ 、データブロック数  $N_d=12$  とした。パイロット系列には、周期 255 の PN 系列に 1 ビット付加した 2 値系列を用いた。

表 1 計算機シミュレーション条件

Transmitter	Data Modulation	QPSK
	No. of Tx	$N_t=4$
	No. of Pilot block	$N_p=1, 2, 3, 4$
	No. of Data block	$N_d=12$
	No. of FFT/IFFT points	$N_c=256$
	No. of GI length	$N_g=32$
	Pilot chip sequence	PN sequence
Channel	$f_D(N_g+N_c)T$	0
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform
Receiver	No. of Rx	$N_r=4$
	Rx weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal, Cyclic delay Time multiplexed

図 4 に、 $N_p=4$  の CDP-CE を用いたときの平均 BER 特性を、1 アンテナ当たりの平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_s/N_0 (=ST/N_0)$  の関数としてプロットした。CDP-CE は、時間直交パイロットチャネル推定法を用いた場合と同等な BER 特性が得られることが分かる。 $10^{-4}$  を得るための所要  $E_s/N_0$  を比較すると、理想チャネル推定から 2.3dB の劣化が生じている (ただし、1.25dB はパイロット挿入損の影響である)。

図 5 に、パイロットブロック数  $N_p$  が平均 BER 特性

に与える影響を示す. CDP-CE では, 同時に全送受信アンテナ間のチャネルを推定できるため, パイロットブロック数は必ずしも送信アンテナ数と同数である必要はない. パイロットブロック数  $N_p$  を少なくするにつれ, BER 特性が劣化する.  $10^{-4}$  を得るための所要  $E_s/N_0$  は,  $N_p=4$  のときより,  $N_p=3$  では 0.1dB,  $N_p=2$  では 0.35dB,  $N_p=1$  では 1.7dB 劣化している. 時間直交パイロットチャネル推定に用いるパイロットブロック数  $N_p$  と比べ, CDP-CE ではパイロットブロック数  $N_p$  が半分であっても高々 0.4dB 程度の劣化で抑えられていることが分かる.

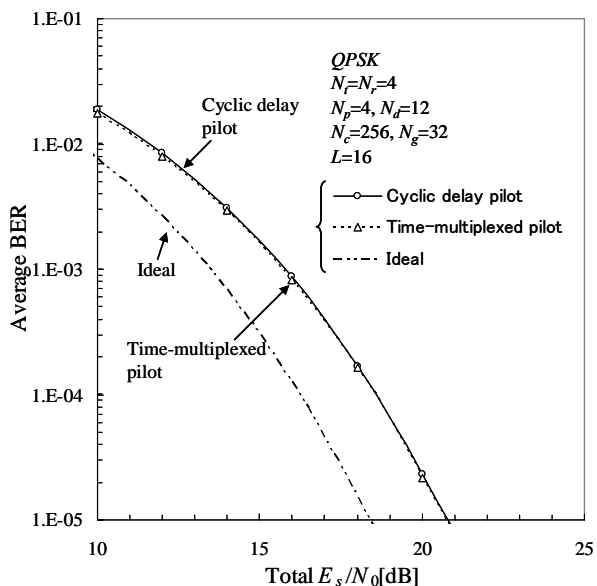


図 4 CDP-CE における平均 BER 特性

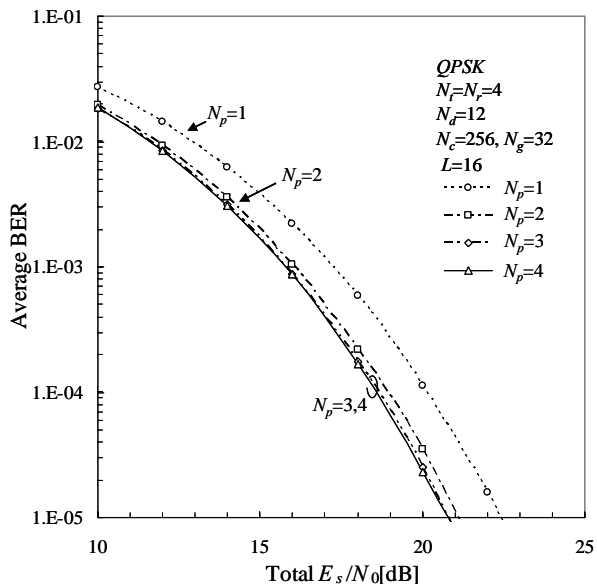


図 5 パイロットブロック数による影響

## 5. むすび

本論文では, シングルキャリア MIMO 多重を対象に, 全送受信アンテナ間のチャネルを同時に推定できる循環遅延パイロットチャネル推定を提案した. アンテナ間干渉を考慮した MMSE 参照信号を用いた. 計算機シ

ミュレーションにより, 循環遅延パイロットチャネル推定を用いるときの BER 特性を明らかにし, 時間直交パイロットチャネル推定と同等な特性が得られることを明らかにした. また, 送信アンテナ数以下のパイロットブロック数を用いても優れた特性が得られることを示した.

## 文 献

- [1] H.Kawai, K.Higuchi, N.Maeda, M.Sawahashi, T.Ito, Y.Kakura, A.Ushirokawa, H.Seki, "Likelihood Function for QRM-MLD Suitable for Soft-Decision Turbo Decoding and Its Performance for OFCDM MIMO Multiplexing in Multipath Fading Channel," IEICE Trans Commun., Vol.E88-B, No.1, pp.47-57, Jan 2005.
- [2] K.Higuchi, H.Kawai, N.Maeda, H.Taoka, M.Sawahashi, "Experiments on Real Time 1-Gb/s Packet Transmission Using MLD-Based Signal Detection in MIMO-OFDM Broadband Radio Access," IEEE Journal on selected areas in communications., Vol.24, No.6, pp.1141- 1153, June 2006.
- [3] A.Van Zelst, R.Van Nee, and G.Awater, "Space Division Multiplexing for OFDM Systems," IEEE VTC 2000, Vol.2, pp1070-1074, May 2000.
- [4] K.Nishino, Y.Ogawa, T.Nishimura, and T.Ohgane, "Studies on MIMO Space Division Multiplexing in an OFDM System," IEICE Technical Report, RCS2003-42, pp.83-90, May 2003.
- [5] D.Falconer, S.L.Ariyavisitakul, A.Benjamin-Seeyar, and B.Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 40, pp.58-66, Apr 2002.
- [6] F.Adachi, D.Garg, S.Takaoka, and K.Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol.12, No.2, pp.8-18, Apr 2005.
- [7] A.Nakajima and F.Adachi, "Throughput Performance of Iterative Frequency-domain SIC with 2D MMSE-FDE for SC-MIMO Multiplexing," Proc. 2006 IEEE 64th VTC, Montreal, Quebec, Canada, pp.25-28 Sept. 2006.
- [8] 河内涼子, 武田和晃, 安達文幸, " 時空間循環遅延送信ダイバーシティを用いる直交マルチコード DS-SS-CDMA 周波数領域等化の伝送特性," 信学技報, RCS2005-92, pp. 43-48, 2005 年 10 月.
- [9] G.Bauch, "Differential Modulation and Cyclic Delay Diversity in Orthogonal Frequency-Division Multiplex," IEEE.Trans.Comm., Vol.54, pp.798-801, No.5, May 2006.
- [10] K.Takeda and F.Adachi, "SNR Estimation for Pilot-assisted Frequency-domain MMSE Channel Estimation," Proc. IEEE VTS APWCS, Hokkaido University, Japan, pp.4-5, Aug 2005.
- [11] K.Yokomakura, S.Sampe, H.Harada and N.Morinaga, "A Carrier Interferometry based Channel Estimation Technique for One-Cell Reuse MIMO-OFDM/TDMA Cellular Systems," Proc. IEEE VTC06-Spring, Vol.4, pp.1733-1737, Melbourne, Australia, May 2006.