



Title	屋内伝搬実験に基づく 2×2 MIMO-SDM の特性評価
Author(s)	西本, 浩; Nishimoto, Hiroshi; 小川, 恭孝 他
Description	ワイヤレスパーソナル通信におけるアンテナ・伝搬の最新技術論文特集
Citation	電子情報通信学会論文誌. B, 通信, J87-B(9), 1442-1453
Issue Date	2004-09-01
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/42652
Rights	copyright©2004 IEICE
Type	journal article
File Information	j87-b_9_1442.pdf



屋内伝搬実験に基づく 2×2 MIMO-SDM の特性評価西本 浩^{†a)} 小川 恭孝[†] 西村 寿彦[†] 大鐘 武雄[†]Performance Evaluation of 2×2 MIMO Space Division Multiplexing
Based on Indoor Propagation MeasurementHiroshi NISHIMOTO^{†a)}, Yasutaka OGAWA[†], Toshihiko NISHIMURA[†],
and Takeo OHGANE[†]

あらまし 従来、MIMO システムに空間分割多重方式を適用させる MIMO-SDM の研究では、送受信アンテナ間のチャンネルは独立なレイリーフェージング環境と仮定されることが多く、この仮定のもとでは、受信側での処理により信号ストリームの分離検出が可能となる。本論文では、チャンネル間の独立性が崩れる可能性のある、見通し内伝搬路で行った 5.2 GHz 帯での伝搬実験結果から、そのような環境における 2×2 MIMO-SDM の有効性を検証し、見通しとしない環境における特性との比較を行っている。また、同様の実験を電波暗室でも行い、極めてマルチパス波の少ない環境での MIMO-SDM の挙動を紹介する。これらの実験の結果、見通し内伝搬環境においても散乱波が存在する場合には SDM 方式が有効であること、見通し外伝搬環境に比べてアンテナ素子の配置等により、特性が大きく変動する傾向にあることが分かった。

キーワード MIMO システム、空間分割多重方式、見通し内環境、チャンネル相関、固有値分布

1. ま え が き

送受信機の双方に複数のアンテナ素子を搭載した MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムにおいて、各送信アンテナから独立な信号ストリームを送り、伝送効率を上昇させる空間分割多重 (SDM: Space Division Multiplexing) 方式に関する研究が盛んに行われている [1], [2]。SDM では到来する複数の信号を受信側で分離検出する必要があり、各送受信アンテナ間のチャンネルが独立で統計的に同一な (i.i.d.: independent and identically distributed) レイリーフェージングに従う場合には、その有効性が多く報告されている。送受信アンテナ間が見通し外 (NLOS: Non-Line-Of-Sight) 伝搬路で周囲に多数の散乱体が存在する場合には、i.i.d. レイリーフェージングが生起すると考えられ、SDM 方式の効果が期待できる。しかし、実際の伝搬環境では送受信間が見通し (LOS: Line-Of-Sight) となる場合も存在し、このとき各チャンネルの独立性が崩れる可能性がある。

MIMO システムに関する多くの研究では、与えられた平均受信 SN 比についてチャンネル容量の検討を行っている [3] ~ [8]。この場合、二つの問題がある。その第一は、NLOS 環境でアンテナ間のフェージング相関が低く、チャンネル容量が大きかったとしても、LOS 環境に比べ伝搬損が大きいことにより、同じ平均 SN 比を得るために、より大きな送信電力を要することになる。MIMO は送受信機の両方を含むシステムであるため、受信 SN 比を一定とした考察は必ずしも公正な評価とならないことがある。第二の問題は、チャンネル容量は情報理論が与える通信の限界であり、そのような伝送速度を現実的に実現することは困難な点である。

本論文では、文献 [9] に記載した 2.45 GHz 帯における伝搬実験を踏まえ、まず、送受信アンテナ間の距離を同一にした条件のもとで、散乱波が多数存在すると考えられる室内 LOS, NLOS 環境、及び、散乱波が少ない電波暗室環境の 5.2 GHz 帯における伝搬特性を測定している。次に、測定データからチャンネル相関を求め伝搬環境を分析し、更に送信アンテナ数 2、受信アンテナ数 2 の 2×2 MIMO-SDM 方式のビット誤り率と送信電力の関係、固有値分布を求めている。その結果、LOS 環境においても散乱波が存在する場合には SDM 方式が有効であること、NLOS 環境に比べて

[†] 北海道大学大学院工学研究科, 札幌市

Graduate School of Engineering, Hokkaido University, Kita
13, Nishi 8, Kita-ku, Sapporo-shi, 060-8628 Japan

a) E-mail: nishi@niseko.ice.eng.hokudai.ac.jp

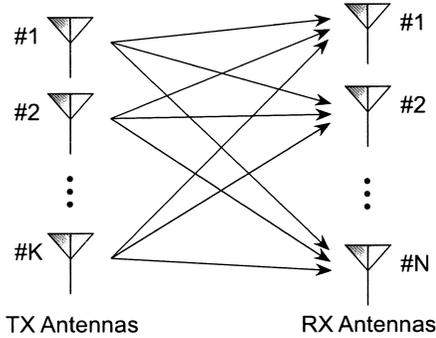


図 1 MIMO-SDM 伝送系
Fig. 1 MIMO space division multiplexing.

アンテナの素子間隔と配列の違いにより、特性の変動が大きい傾向にあることが分かった。

2. MIMO-SDM

本論文で扱う MIMO-SDM 伝送系を図 1 に示す。送信アンテナ素子数を K 、受信アンテナ素子数を N とする。各送信アンテナから独立な信号ストリームを送信するとき、 N 次元受信信号ベクトル $x(t)$ は次のように表せる。

$$x(t) = Hs(t) + n(t) \quad (1)$$

ここで $s(t)$ は各送信アンテナからの信号を要素とする K 次元送信信号ベクトル、 $n(t)$ は各受信アンテナに加わる熱雑音成分を要素とする N 次元熱雑音ベクトルであり、 H は各送受信アンテナ間のチャネル応答を要素とする $N \times K$ チャネル応答行列で、次のように表される。

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_K(t)]^T \quad (2)$$

$$n(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]^T \quad (3)$$

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1K} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2K} \\ \vdots & \vdots & h_{ij} & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NK} \end{pmatrix} \quad (4)$$

ここで T は転置を表している。また、行列 H の i 行 j 列目の要素 h_{ij} は、 j 番目の送信アンテナから i 番目の受信アンテナへのチャネル応答を表している。筆者らは、次章で述べる実伝搬環境で測定したチャネル応答から行列 H を求め、仮想的に MIMO システムを形成し、その特性を評価した。

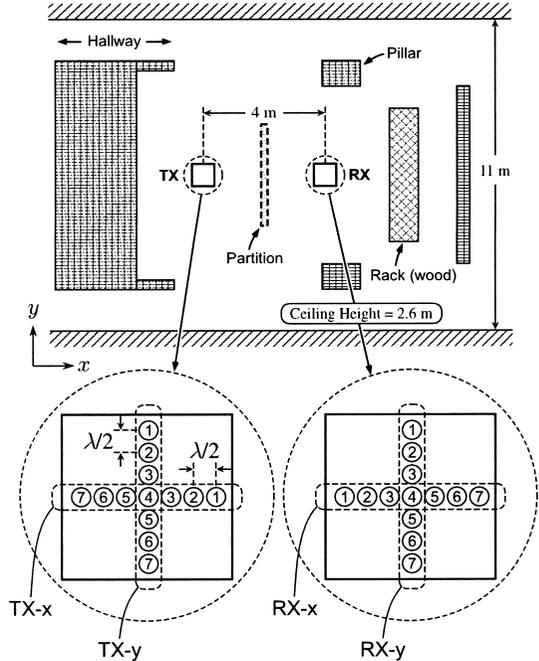


図 2 ラウンジにおける伝搬実験環境
Fig. 2 Measurements in a lounge.

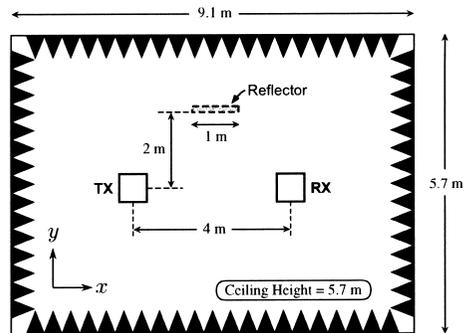


図 3 電波暗室における伝搬実験環境
Fig. 3 Measurements in an an-echoic chamber.

3. MIMO 伝搬実験

伝搬実験は、多数の散乱波が存在する環境として、北海道大学情報エレクトロニクス系研究棟 11 階のラウンジを用いた (図 2)。ここで、支柱などは鉄筋コンクリートでできており、受信側の後ろには木製の棚が存在する。このような環境に送受信アンテナを配置し、ネットワークアナライザを用いて、5.15 GHz から 5.40 GHz までの 250 MHz の帯域における送受信間のチャネル応答を測定した。送受信アンテナに接続

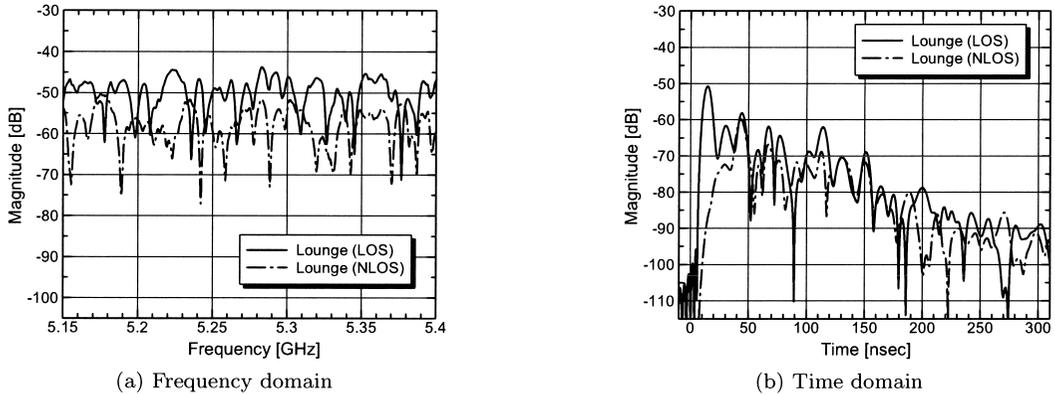


図 4 ラウンジでの測定データ例 (TX: #4, RX: #4)

Fig. 4 Data examples of measurements in a lounge (TX: #4, RX: #4).

されているケーブルを直結したときのデータを基準として伝搬測定データを校正（除算）している．これにより，ケーブルの周波数特性はデータから除かれることになる．周波数測定ポイント数を 1,601 としたため，156.25 kHz 間隔でデータを取得した．送受信にはオムニアンテナを 1 本ずつ使用し，中心アンテナ位置（図中の④）の送受信間距離が 4 m となるよう配置した．隣り合うアンテナ位置間隔を 5 GHz の半波長 $\lambda/2$ (3 cm) として，図のように送受信それぞれ 13 個所のアンテナ位置を設け，その位置を変えて計 169 通りのチャンネル測定を行った．送受信間にパーティション（金属製）を設置せず，見通し環境としたときを“Lounge (LOS)”；パーティションを設置して見通し外としたときを“Lounge (NLOS)”として，二つの環境下で測定した．測定はラウンジが無人の時間帯に行った．

一方，極めて散乱波が少ない見通し環境として，電波暗室を用いた（図 3）．送受信間距離をラウンジでの伝搬実験と等しくして同様の測定を行った．直接波に加えて主要な反射波が存在するときの特性を見るため，ラウンジで使用したパーティションを反射板として図のように電波暗室内に設置し，反射波を生じさせたときを“AEC w/REF”；何も設置しないときを“AEC”としてそれぞれ測定した．以上より，アンテナ素子間の相互結合の影響は含まれないものの，実伝搬環境の MIMO チャンネル特性を実測したことになる．

図 4 にラウンジでの測定データ例を示す．これは，アンテナ位置が送受ともに図 2 における④の位置での Lounge (LOS)，及び，Lounge (NLOS) のデータである．図 4 (a) は実際の測定データである周波数応答

を示している．これより，直接波も到来する Lounge (LOS) が Lounge (NLOS) よりも全体的に受信電力レベルが大きいことが分かる．図 4 (b) は図 4 (a) のデータに IFFT を施した時間応答である．Lounge (LOS)，Lounge (NLOS) とともに複数のピークが見られ，実験を行ったラウンジが多数の散乱波の存在する環境であることが分かる．また，Lounge (LOS) の最も大きなピークが 14 [ns] 付近に見られ，送受信間距離が 4 m より $4/(3.0 \times 10^8) = 13.3$ [ns] であることから，これが直接波であると考えられる．一方，Lounge (NLOS) では送受信間の遮へいにより，そのピークが消失している．AEC w/REF おいては，反射波の電力は直接波の電力に対して 0.65 であった．

本論文では，狭帯域 MIMO チャンネル環境での平均ビット誤り率が重要な検討対象である．この場合，多くのフェージング状況について誤り率を平均化する必要がある．しかし，送受信アンテナの位置を変えることによって実現できる空間領域のサンプル数は十分ではない．そこで，本論文では送受信アンテナ位置の各々について 5.15 ~ 5.40 GHz における 1,601 個の周波数ポイントのデータを用いることによって十分多くの異なるフェージング環境を実現した．このような空間と周波数の二つの領域のデータにより多数のサンプルを実現することは文献 [5], [8] において通信容量の累積分布を求めるために用いられている．しかし，ここで留意すべき点がある．周波数領域のデータを用いる際には，その帯域幅はフェージングの統計的特性が変化しない範囲に収まっていなければならない．陸上移動伝搬特性を考察するために基地局から送られる信号を，

端末を移動させて観測する際、端末の移動距離が長くなるとシャドウイングの特性が変動し、短区間中央値が変動する（中央値変動）。移動距離が更に長くなると基地局との距離に依存する長区間中央値の変動が見られるようになる（距離変動）[10]。レイリーフェージングに代表される瞬時値変動の特性を観測する場合には、このような中央値変動や距離変動が現れない移動距離にとどめる必要がある。これと同様に本研究においても、周波数領域のデータを用いることが妥当であるためには、測定を行った 5.15 ~ 5.40 GHz の帯域においてフェージングの特性が同じでなければならない。

先に述べたとおり、ケーブルの周波数特性は校正により除かれている。また、標準ホーンとの比較により、本測定に用いたアンテナの帯域内での周波数依存性は小さい（変動幅は 0.7 [dB]）ことが分かっている。ラウンジ周囲の鉄筋コンクリートや木製の棚の反射係数が 5 GHz 付近で急激な変動をすることは考えにくい。更に、電波吸収体の反射特性は大きな周波数依存性をもたない。これらのことから各マルチパス素波の振幅の周波数依存性は低いといえる。したがって、上記帯域で周波数を変化させたとき、各マルチパス素波の振幅は変わらずに位相状態のみが変化することになり、測定帯域内で同一のフェージング特性が得られていると考えられる。

このことを測定データを用いて定量的に検証するため、ネットワークアナライザによる測定値の振幅の中央値、平均値、標準偏差、複素振幅の自己相関関数の周波数依存性を検証した。送信アンテナ j と受信アンテナ i 間の周波数 f におけるネットワークアナライザによる測定値を $h_{ij}(f)$ とする。 $f_c - F/2 \leq f \leq f_c + F/2$ におけるすべての送受信アンテナ位置についての $|h_{ij}(f)|$ の累積分布の 50% 値が周波数 f_c における中央値である。同じデータについて平均値、標準偏差を求めることができる。また、スタート周波数 f_0 に関する複素振幅の自己相関関数を式 (5) により求める。ここで N' 、 K' は受信アンテナ位置の総数、送信アンテナ位置の総数を表しており、今回の実験では $N' = K' = 13$ となる。 F を大きくするとサンプル数が増え、統計量と

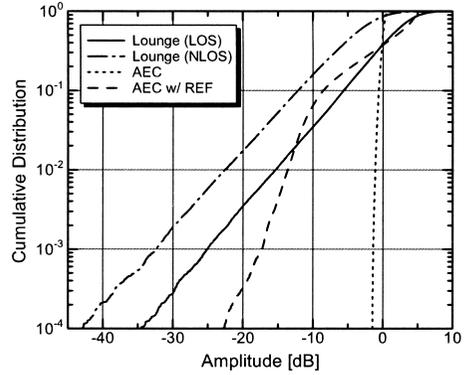


図 5 振幅の累積分布

Fig. 5 Cumulative distribution of amplitudes.

して安定した結果が得られるが、ここで検証しようとしている定常性を満たさない状況が起きる可能性がある。筆者らは F をパラメータとして上述の統計量を求めた。図の掲載は省略するが、次のことが明らかになった。 F が小さい値の場合には十分なサンプルが得られず、これらの値が周波数 f_c 、及び、スタート周波数 f_0 により変動するが、40 MHz 以上になると振幅の中央値、平均値（一次統計量）、標準偏差（二次統計量）が f_c にほとんど依存しないこと、及び、その複素振幅の自己相関関数（二次統計量）が f_0 にほぼ依存しないことが示され、本実験で用いた 250 MHz の帯域内では広義定常性が成立しているといえる。定常性は時間をパラメータにもつ確率変数、つまり、確率過程についての概念であるが[11]、本測定データの場合、時間を周波数に置き換えることにより、確率過程と同様に扱うことができる。したがって、上記統計量が周波数に依存しないことから、この帯域内においてフェージングの統計的性質が変わらないことが定量的に示されたといえる。

図 5 に各測定環境における振幅の累積分布を示した。横軸は AEC における平均受信電力で規格化した値となっている。Lounge (NLOS) はレイリー分布、Lounge (LOS) は K ファクタ 1.6 の伸上-ライス分布に従っている。AEC では反射波がほとんど存在しな

$$\frac{\sum_{f=f_0-F/2}^{f_0+F/2} \sum_{i=1}^{N'} \sum_{j=1}^{K'} h_{ij}^*(f) h_{ij}(f + \Delta f)}{\sqrt{\sum_{f=f_0-F/2}^{f_0+F/2} \sum_{i=1}^{N'} \sum_{j=1}^{K'} |h_{ij}(f)|^2}} \sqrt{\sum_{f=f_0-F/2}^{f_0+F/2} \sum_{i=1}^{N'} \sum_{j=1}^{K'} |h_{ij}(f + \Delta f)|^2} \quad (5)$$

いことから振幅の変動幅は極めて狭くなっている．直接波と主要な反射波が1波存在する AEC w/REF の分布はやや複雑である．また，Lounge (LOS), AEC w/REF では，散乱により AEC での平均受信電力 (0 [dB]) を上回る割合が多いことが分かる．一方，直接波を遮へいた Lounge (NLOS) は全体的に受信電力が低く，AEC よりも高い電力を得る割合が少ない．

Lounge (LOS) での K ファクタが 1.6 であることから，散乱波電力の直接波電力に対する比は 0.63 である．また，AEC w/REF での反射波電力対直接波電力比は先に述べたとおり，0.65 である．いずれにおいても直接波とコンパラブルな散乱波・反射波が存在しているといえる．

4. 測定データの解析

4.1 受信チャンネル相関

測定した伝搬環境の特性を調べるため，受信側でのチャンネル相関 [5] を求めた． i 番目の受信アンテナ位置と j 番目の受信アンテナ位置のチャンネル相関は次式で与えられる．

$$\rho_{ij} = \frac{\sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^{K'} h_{ik}^*(f) h_{jk}(f)}{\sqrt{\sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^{K'} |h_{ik}(f)|^2} \sqrt{\sum_{f=1}^F \sum_{k=1}^{K'} |h_{jk}(f)|^2}} \quad (6)$$

ここで k は送信アンテナ位置， f は周波数ポイントを表しており， $F = 1,601$ である．上式で与えられる ρ_{ij} は複素数であるが，特性に影響するのはその絶対値 $|\rho_{ij}|$ である．絶対値は $0 \leq |\rho_{ij}| \leq 1$ の値をとる．この $|\rho_{ij}|$ を要素とする受信相関行列 \mathbf{R} を考える．

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} |\rho_{11}| & |\rho_{12}| & \cdots & |\rho_{1\hat{N}}| \\ |\rho_{21}| & |\rho_{22}| & \cdots & |\rho_{2\hat{N}}| \\ \vdots & \vdots & |\rho_{ij}| & \vdots \\ |\rho_{\hat{N}1}| & |\rho_{\hat{N}2}| & \cdots & |\rho_{\hat{N}\hat{N}}| \end{pmatrix} \quad (7)$$

式 (6) より $|\rho_{ij}| = |\rho_{ji}|$ となるため， \mathbf{R} は対称行列である．各伝搬環境における受信相関行列を図 6 に示す．受信 x 方向 (RX- x), y 方向 (RX- y) で伝搬特性が異なるため，それぞれの特性を求めた．この場合， x 方向， y 方向それぞれ 7 個所のアンテナ位置が存在するため，上式において $\hat{N} = 7$ である．行番号，及び，列番号は図 2 に記した受信アンテナ位置番号に対応している．例えば，RX- x における $|\rho_{35}|$ ($|\rho_{53}|$) は，

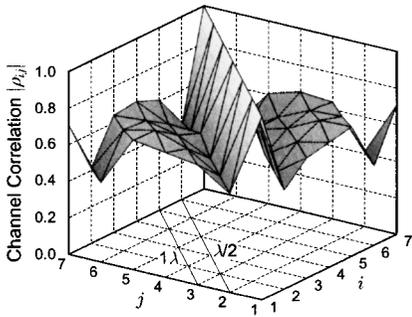
図 2 における RX- x での 3 番目と 5 番目のアンテナ位置のチャンネル相関である．図 6 (a), (b) は Lounge (LOS) における RX- x の特性，及び，RX- y の特性である．RX- x , RX- y ともに素子間隔 $\lambda/2$ での相関 ($|\rho_{12}|$, $|\rho_{23}|$ など) は低い値をとることが分かる．しかし，RX- x については 1λ , $3\lambda/2$ では $\lambda/2$ よりも相関値が高い値をとっている．一方，RX- y は素子間隔が $\lambda/2$ 広がるごとに相関の大きな高低を繰り返すような特性をもっていることが分かる．(c), (d) は Lounge (NLOS) についての特性である．RX- x , RX- y ともに素子間隔が広がるにつれ相関が低くなる傾向をもっているが，RX- y は全体的に相関が高い．最も相関の低くなる素子間隔 $3\lambda/2$ においても相関値は約 0.7 である．(e), (f) は AEC における特性である．ほぼ直接波しか存在しない環境であるため，RX- x , RX- y ともに，どのチャンネル相関も値はほぼ 1 である．直接波に加え反射波も存在する AEC w/REF の特性は (g), (h) に示してある．RX- x は素子間隔 $3\lambda/2$, 2λ ではかなり相関が低くなるものの， 3λ ($|\rho_{17}|$, $|\rho_{71}|$) では相関が高くなっている．また，RX- y は (b) の Lounge (LOS), RX- y の特性と類似した傾向が見られる．これらのことから AEC w/REF では直接波と反射波の重なり合いによる定在波が生じていると考えられる．

4.2 SDM シミュレーション

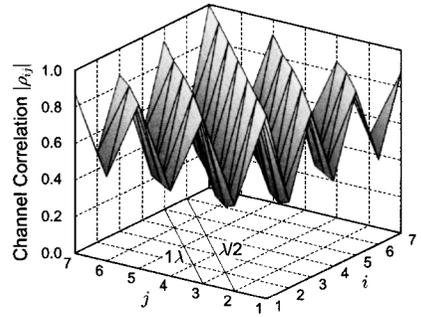
実験により得られた伝搬データを用いてチャンネル応答行列を形成し，Lounge (LOS), Lounge (NLOS), AEC, AEC w/REF の四つの環境について SDM シミュレーションを行い，平均 BER 特性を求めた．表 1 にシミュレーション諸元を示した．今回の測定では送受信のアレーアンテナの xy 方向の組合せにより，TX- x /RX- x , TX- x /RX- y , TX- y /RX- x , TX- y /RX- y の 4 種類の MIMO が考えられる．ここでは，送受信アレーがいずれも見通し方向に対して平行な

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Parameters of simulation.

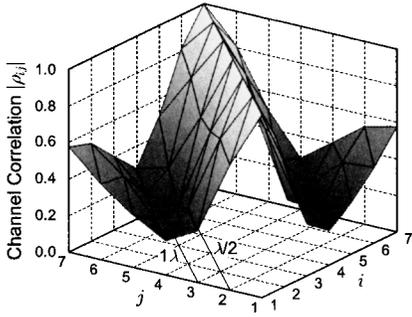
通信システム	SISO	2×2 MIMO	
アレー方向	—	TX- x /RX- x , TX- y /RX- y	
素子間隔	—	$\lambda/2$	1λ
データ総数	270,569	57,636	40,025
変調方式	QPSK		
バースト長	128 シンボル		
熱雑音	白色ガウス雑音		
受信処理	—	MMSE 基準	



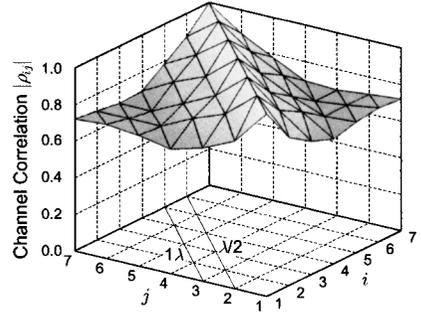
(a) Lounge (LOS), RX-x



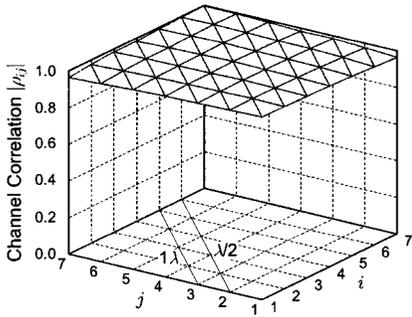
(b) Lounge (LOS), RX-y



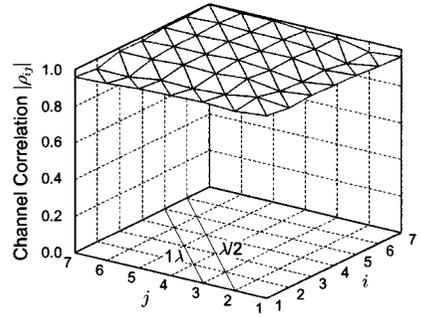
(c) Lounge (NLOS), RX-x



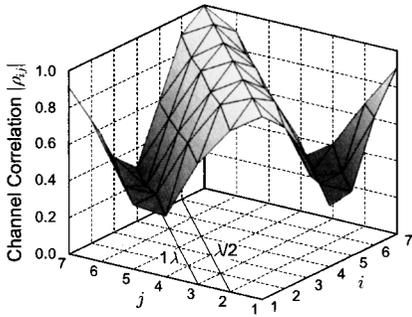
(d) Lounge (NLOS), RX-y



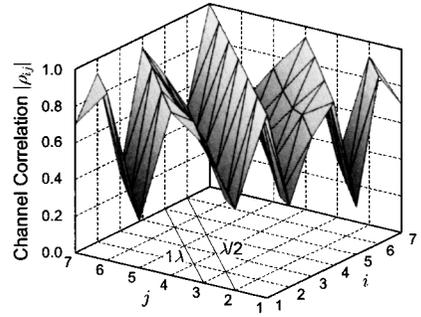
(e) AEC, RX-x



(f) AEC, RX-y



(g) AEC w/ REF, RX-x



(h) AEC w/ REF, RX-y

図 6 各環境における受信相関行列

Fig. 6 Receiver correlation matrices in each environment.

方向に配置される TX- x /RX- x と、両アレーが見通し方向に対して垂直な方向に配置される TX- y /RX- y の MIMO の特性を評価した．MIMO 送受信素子数は $K = N = 2$ (2×2 MIMO) とし、送受信素子間隔を 5 GHz の半波長 $\lambda/2$ (3 cm) としたときと 1λ (6 cm) としたときの特性を求めた (一部 $3\lambda/2$ 間隔を含む)．この場合、図 2 より素子間隔 $\lambda/2$ の 2 素子の組合せは x 方向、 y 方向ともに 6 通りあるため、TX- x /RX- x 、及び、TX- y /RX- y の組合せはそれぞれ計 36 通り存在する．同様に、素子間隔 1λ の 2 素子の組合せは x 方向、 y 方向ともに 5 通りあるため、 2×2 MIMO は計 25 通り考えられる．比較のため $K = N = 1$ 、つまり SISO (Single-Input Single-Output) についての特性も評価した．送受信それぞれ 13 個所のアンテナ位置を設けたので、SISO のチャンネル応答の組合せは 169 通り存在する．また、測定では各アンテナ位置において 1,601 個の周波数データを取得しているため、SISO では $169 \times 1,601 = 270,569$ 、素子間隔 $\lambda/2$ の 2×2 MIMO では $36 \times 1,601 = 57,636$ 、素子間隔 1λ の 2×2 MIMO では $25 \times 1,601 = 40,025$ のチャンネルが存在し、これらすべてについて得られた BER を平均化した．送信側では各送信アンテナから等電力で独立な QPSK 信号を送信するものとした．この場合、1 シンボル当りの総送信ビット数は $K = 1$ のとき 2 ビット、 $K = 2$ のとき 4 ビットとなる．SISO、MIMO のいずれについても総送信電力は一定とした．これにより、どのグラフも同一の総送信電力での比較が可能となる．

本シミュレーションは受信側でチャンネル応答が完全に推定できているものとし、MMSE 基準 [12] に従うアダプティブウェイト^(注1)を用いて信号の分離を行っている． $N \times K$ アダプティブウェイト行列を $\mathbf{W} = [w_1 w_2 \cdots w_K]$ とするとき、送信信号は

$$\hat{s}(t) = \mathbf{W}^T \mathbf{x}(t) \quad (8)$$

として推定される．参照信号との平均二乗誤差を最小化する MMSE 基準に従う \mathbf{W} は次式で与えられる．

$$\mathbf{W} = \left(\mathbf{H}^* \mathbf{H}^T + \frac{\sigma^2}{P_t} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^* \quad (9)$$

ただし、 P_t は送信 1 素子当りの送信電力、 σ^2 は熱雑音電力、 \mathbf{I} は N 次単位行列である．

アダプティブウェイトの決定には、干渉成分を完全に除去する ZF (Zero-forcing) 法も知られている．

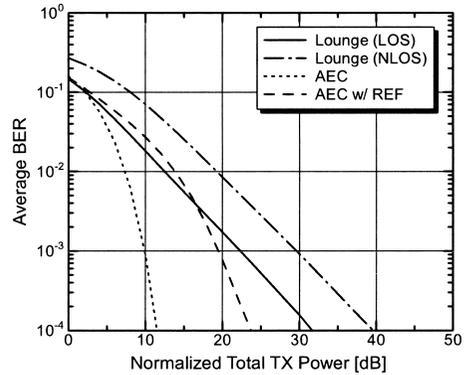


図 7 SISO の平均 BER 特性
Fig. 7 Average BER performance of SISO.

また、ZF を用いた逐次処理 (BLAST (ZF)) [1], [2]、MMSE を用いた逐次処理 (BLAST (MMSE)) [13] も適用可能であるが、本シミュレーションではこのような逐次的な識別は行っていない．i.i.d. チャンネルにおけるシミュレーションでは、ZF、MMSE、BLAST (ZF)、BLAST (MMSE) の順に特性が良好となる．今回の伝搬データを用いたシミュレーションでは、ZF が最も悪く、BLAST (MMSE) が最良であることは i.i.d. チャンネルと同じであるが、MMSE と BLAST (ZF) の特性はほぼ同一であった．ZF、BLAST (ZF)、BLAST (MMSE) のいずれの受信方式を用いても、LOS 及び NLOS 環境での挙動に関しては以下に述べる MMSE 基準と同じ傾向が得られ、本論文の結論が受信アルゴリズムによらないことが確認されている．

更に、周波数選択性フェージングによる符号間干渉が無視できる狭帯域伝送を仮定した．本シミュレーションでは、受信信号 $x(t)$ を決定する式 (1) において \mathbf{H} の各要素 h_{ij} が各バーストごとに定数 (各測定周波数ポイントの値) とみなし得る程度に狭帯域であることを仮定したことになる．本測定での周波数間隔は 156.25 kHz (250 MHz/1,600) なので、想定している帯域幅はこれ以下となる．

図 7 から図 9 に平均 BER 特性を示した．横軸は規格化総送信電力を表し、ここでは AEC において単一の送信アンテナを用いたときに平均受信 E_s/N_0 が 0 [dB] となる電力で規格化した．図 7 は SISO についての平均 BER 特性である．ラウンジでの結果に着目すると、Lounge (LOS) の特性が Lounge (NLOS)

(注1): 本論文では、重みをウェイトと呼ぶ．

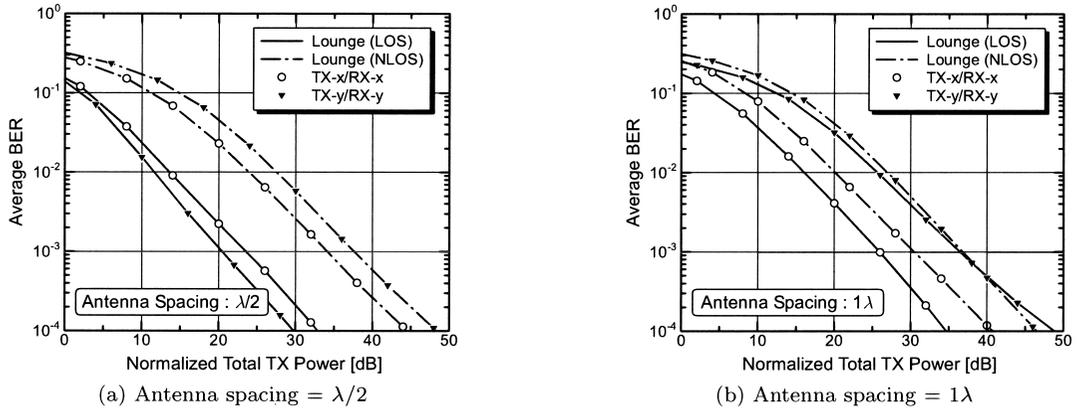


図 8 ラウンジにおける 2×2 MIMO の平均 BER 特性
 Fig. 8 Average BER performance of 2×2 MIMO in a lounge.

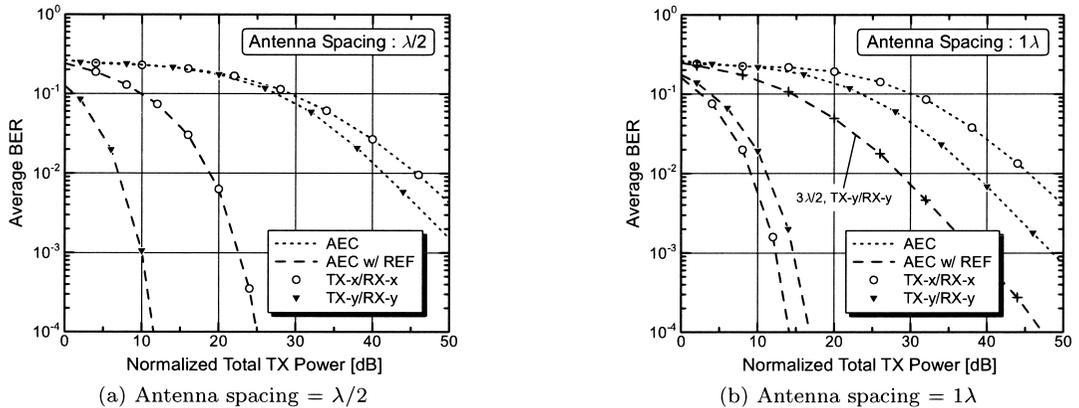


図 9 電波暗室における 2×2 MIMO の平均 BER 特性
 Fig. 9 Average BER performance of 2×2 MIMO in an an-echoic chamber.

に比べて良いことが分かる．誤り率 10^{-4} において約 8 [dB] 良好である．これは、直接波も到来する Lounge (LOS) の方が受信電力が高いためである．しかし、傾きを見ると、どちらも 10 [dB] の電力増加により誤り率が 1 けた低下する 1 波レイリーに近い特性となっている．このことから、ラウンジのような多数の散乱体が存在するマルチパス環境では、直接波の有無による影響は誤り率のカーブの傾きではなく、ほとんどが受信電力レベルに対するものになると考えられる．電波暗室での結果は、ほぼ直接波のみが到来する AEC では静特性に近い結果となっているが、それに比べ反射波の存在する AEC w/REF はかなり特性が劣化している．反射波が直接波と同相で重なり、受信電力レベルの増加した良好な BER 特性を与えるチャンネル応答がある一方で、逆相となって重なり、受信レベルが低

下したチャンネル応答も存在し、それらが平均誤り率の劣化の要因となっていると考えられる．

図 8 にラウンジにおける 2×2 MIMO の平均 BER 特性を示した．図 8 (a) は送受信素子間隔 $\lambda/2$ の特性である． $\lambda/2$ では全体的に Lounge (NLOS) よりも Lounge (LOS) の特性が良好である．これは、直接波が到来することにより Lounge (LOS) の方が受信電力レベルが高く、更に図 6 から分かるように、全体的に Lounge (LOS) が Lounge (NLOS) よりも $\lambda/2$ での相関が低くなっているためであると考えられる ($\lambda/2$ でのそれぞれの相関の平均値は、Lounge (LOS) において RX-x は 0.51, RX-y は 0.38, Lounge (NLOS) において RX-x は 0.71, RX-y は 0.86 である)．Lounge (LOS) について見ると、TX-x/RX-x より TX-y/RX-y の特性が優れている．誤り率 10^{-3} において約 3 [dB]

良好である．一般に、見通し環境におけるアレーアンテナでは、見通し方向に対して垂直な方向のアレー配列が信号分離に優れていること、図 6(a), (b) より、素子間隔 $\lambda/2$ での相関は概して $RX-y$ の方が低い値をとることが理由であると考えられる．一方、Lounge (NLOS) では両アレー配列が見通し方向である $TX-x/RX-x$ の方が良好な特性を示しており、誤り率 10^{-3} において約 4 [dB] 良好となっている．Lounge (NLOS) の素子間隔 $\lambda/2$ での受信相関は上記のとおりであり、これより、Lounge (NLOS) における素子間隔 $\lambda/2$ での受信アレーは x 方向がより信号分離にたけており、その違いが $TX-x/RX-x$ と $TX-y/RX-y$ の BER 特性の差となって現れたといえる．

図 8(b) は送受信素子間隔 1λ の特性を示している．Lounge (LOS) は、素子間隔 $\lambda/2$ での特性と比べ、 $TX-x/RX-x$, $TX-y/RX-y$ ともに劣化しており、特に $TX-y/RX-y$ は著しく、誤り率 10^{-3} において約 17 [dB] もの劣化が見られる．図 6(b) より、素子間隔 $\lambda/2$ では相関が 0.4 前後であったのに対し、 1λ では 0.9 以上の値が多く見られ、これにより信号の分離特性が低下したと考えられる．Lounge (NLOS) では、素子間隔 $\lambda/2$ に比べ、 $TX-x/RX-x$, $TX-y/RX-y$ どちらも特性が改善されており、その改善量は図 6(c), (d) での素子間隔 $\lambda/2$ から 1λ への相関値の低下量に伴っていると推測している．

図 9 は電波暗室における 2×2 MIMO の平均 BER 特性である．図 8 と同様、(a) は送受信素子間隔 $\lambda/2$ 、(b) は 1λ での特性となっている（一部 $3\lambda/2$ 間隔を含んでいる）．AEC は、伝搬路内において直接波が支配的であるため、素子間隔 $\lambda/2$, 1λ どちらにおいても特性はかなり劣化している．しかし、 $TX-y/RX-y$ について見ると、 $TX-x/RX-x$ よりも良好な特性を示し、また、 $\lambda/2$ に比べ 1λ では更に特性が良好となっている．これは、先に述べたように、 y 方向のアレー配列の分離特性がより優れており、また、アレー開口が広い程鋭いビームを形成できるため、素子間隔 1λ で $TX-y/RX-y$ の BER 特性が他の AEC に比べ改善されている．一方、直接波に加え主要な 1 波の反射波が存在する AEC w/REF は、どのグラフにおいても AEC に比べ大きく特性が改善されていることが分かる．一般に、MIMO-SDM は多数のマルチパスが存在する環境で有効であると考えられてきたが、上記のことから、マルチパス波があまり多くないときでも、 2×2 の MIMO-SDM が適用可能であるといえる．た

だし、直接波と主要な 1 波の反射波が存在する環境では送信アンテナが 3 個以上になると誤り率特性は大きく劣化することになる．このような環境では、 3×3 , 4×4 等の MIMO においても送受信間の主要なチャネル数は 2 個のみであるためである．AEC w/REF において、素子間隔 $\lambda/2$ では $TX-y/RX-y$ の特性の方が優れているが、 1λ では逆転し $TX-x/RX-x$ の方が良好となっている．これは図 6(g), (h) により説明できる．素子間隔 $\lambda/2$ では $RX-x$ に比べ $RX-y$ の相関がかなり低くなっている．しかし、素子間隔 1λ では、 $RX-x$ は $\lambda/2$ よりも相関が低くなっているのに対し、 $RX-y$ は相関が大きくなっており、 $RX-x$ は 0.65 前後、 $RX-y$ は 0.75 前後の値をとっている．これにより、素子間隔による特性の違いが現れたと考えられる．また、AEC w/REF の平均 BER 特性はどれも静特性に近いものと考えられるが、これについては次節の固有値分布において分析する．

素子間隔 $3\lambda/2$ の AEC w/ REF の特性も図 9(b) に示している． $TX-y/RX-y$ の特性が使用不可能とはいえないまでも、かなり劣化していることが分かる．これは、図 6(h) から分かるように、この素子間隔での受信相関が著しく高いためである．このように、LOS 環境での 2×2 MIMO-SDM において主要な反射波が 1 波存在すれば常に良好な特性が得られるのではなく、アンテナの構成に特性が大きく依存することになる．

以上の結果から、見通し内伝搬環境においても、直接波とコンパラブルな電力を有する散乱波、反射波が存在する場合には、 2×2 の MIMO-SDM は適用可能といえる．周囲に鉄筋コンクリートの壁があるときは、このような直接波とコンパラブルな電力を有する散乱波が存在すると考えられる．ただし、アンテナ配置と素子間隔の違いにより、大きな特性の変動が認められる．

4.3 $H^H H$ の固有値分布

$K \times K$ エルミート行列 $H^H H$ は、 K 個の非負の固有値をもつ．それらを大きさの順に $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ と順序付けを行う．正の固有値の数は、送受信間の直交した固有チャネルの数に等しく、固有値の大きさは各チャネルの SN 比に比例する．つまり、大きな固有値が多いほど、より多くの情報を伝送できるといえる [14], [15]．また、最小固有値 λ_K が小さいほど、MIMO-SDM の信号分離特性が劣化する傾向にある．筆者らは、前節と対応させ、送受信素子間隔 $\lambda/2$ と 1λ について、 $TX-x/RX-x$ 、及び、 $TX-y/RX-y$ の 2×2

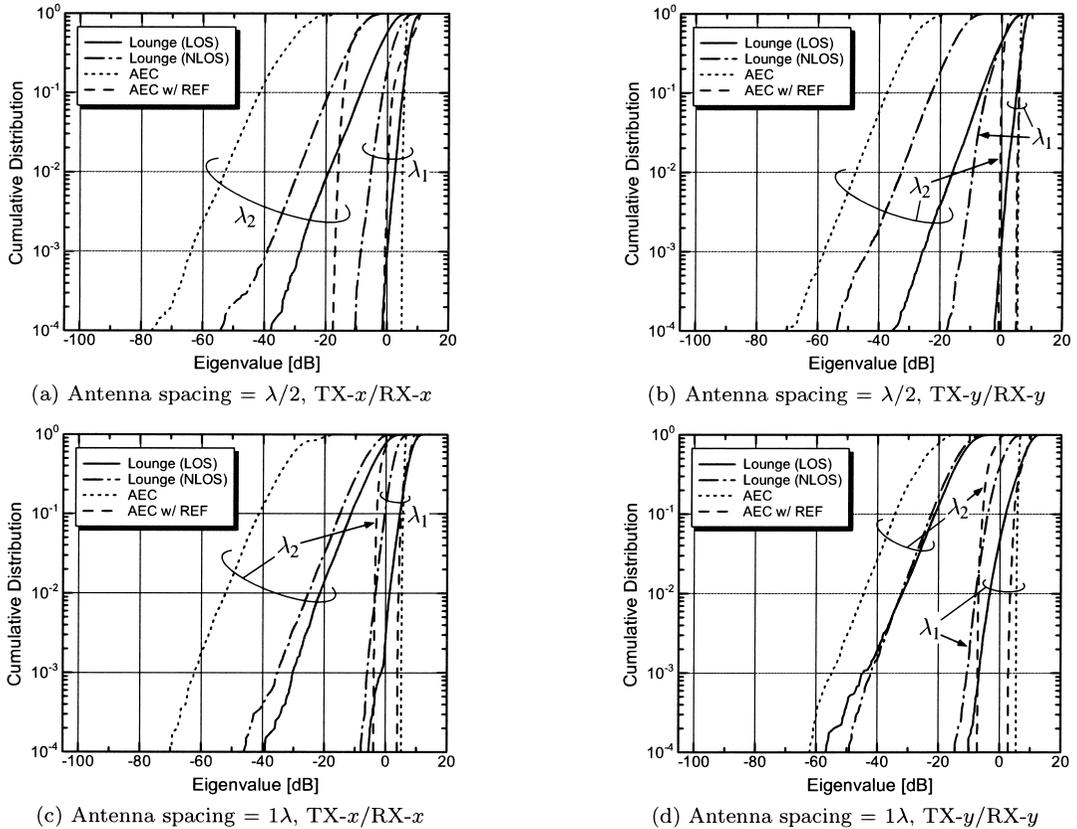


図 10 2×2 MIMO の固有値の累積分布
 Fig. 10 Cumulative distribution of eigenvalues for 2×2 MIMO.

MIMO の固有値の累積分布を求めた。
 図 10 に 2×2 MIMO の固有値の累積分布を示した。送受信素子間隔 $\lambda/2$ において TX-x/RX-x の分布は (a), TX-y/RX-y の分布は (b) であり, 1λ において TX-x/RX-x の分布は (c), TX-y/RX-y の分布は (d) となっている。ここで, チャネル応答行列 H の各要素は AEC における平均受信電力の平方根により正規化されている。先に述べたように, MIMO-SDM における符号誤り率の挙動は, 最小固有値の大きさに影響されることが多いため, ここでは特に第 2 固有値の分布に着目し, 図 8, 図 9 の平均 BER 特性との関係を考察する。ラウンジでの測定環境を比較すると, 振幅の累積分布と同様, 全体的に Lounge (LOS) の方が Lounge (NLOS) より高い値に分布している。しかし, (d) の素子間隔 1λ で TX-y/RX-y のグラフを見ると, 第 2 固有値の累積度数の小さな部分 (10^{-3} 程度及びそれ以下) では Lounge (NLOS) の方が Lounge

(LOS) よりも高い値をもっていることが分かる。表 1 から分かるように, 1λ 間隔の MIMO の場合, データ総数が 40,025 であり, 累積分布が $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 付近に存在するサンプル数は多くはない。したがって, このような第 2 固有値の分布が何らかの理由に基づく有意な特性であると断定することはできない。しかし, この現象から誤り率の挙動の一部を説明することができる。つまり, 図 8 (b) の TX-y/RX-y の BER 特性では, 規格化総送信電力の値が 40 [dB] 程度までは Lounge (LOS) の特性が良いが, それより高い電力においては逆転して Lounge (NLOS) の BER 特性が Lounge (LOS) より良好となる現象が起きていることは, 上述の第 2 固有値の分布に対応している。Lounge (LOS) の 2×2 MIMO 平均 BER 特性は素子間隔 $\lambda/2$ で TX-y/RX-y の特性が最も良好であった。これについては, 前節において受信相関との関係から考察したが, Lounge (LOS) の第 2 固有値を比

較すると、 $\lambda/2$ で TX- y /RX- y が高い値に分布していることから理解できる。同様に、Lounge (NLOS) の平均 BER 特性は素子間隔 1λ で TX- x /RX- x の MIMO が最も良い特性を示していたことは、図 10 における Lounge (NLOS) の第 2 固有値の分布を比較すると明らかである。次に電波暗室環境について考察する。AEC の固有値分布を見ると、どれも第 1 固有値と第 2 固有値の分布に大きな開きがある。直接波が支配的である AEC においては、第 1 固有値はほぼ直接波によるものであり、第 2 固有値はわずかな散乱成分であると考えられる。また、図 9 の BER 特性において、AEC では素子間隔 1λ で TX- y /RX- y の MIMO-SDM が良好であった。第 2 固有値を比較すると、この場合の分布が高い値に存在していることが分かる。このことが、AEC 環境では 1λ で TX- y /RX- y の MIMO-SDM の BER 特性が良好であることに対応している。一方、AEC に比べ、AEC w/REF では特に第 2 固有値の上昇が顕著であり、反射波により、有効に利用できるチャネルが増加したといえる。また、第 2 固有値の傾きを見ると、どれも鋭く垂直に近いものとなっており、分布範囲が狭い。これにより、図 9 において AEC w/REF は静特性に近い挙動を示していたと推測できる。図には示していないが、AEC w/REF における素子間隔 $3\lambda/2$ 、TX- y /RX- y の第 2 固有値は図 10 (d) の Lounge (NLOS) の第 2 固有値とほぼ同様に低い領域に分布しており、平均 BER 特性の劣化に対応している。

5. む す び

5.2 GHz 帯を用いて、周囲に多数の散乱波が存在する環境、及び、散乱波の少ない電波暗室環境において行った伝搬実験データから、LOS と NLOS の MIMO-SDM の挙動を比較し、受信チャネル相関、符号誤り率、固有値分布の観点から多角的に考察した。

測定を行ったラウンジにおいては、送受信のアンテナ素子間隔を 5 GHz の半波長とした MIMO-SDM の誤り率特性は、NLOS に比べ LOS が良好な特性を示したが、1 波長としたときは TX- y /RX- y では受信相関が高いために LOS の特性が劣化することが分かった。一方、電波暗室環境では、ほぼ直接波のみが受信側に到来する場合は極めて信号の分離が困難であるが、1 枚の反射板程度のマルチパスにより特性が大きく改善されることが分かった。以上のことから、通常のマルチパス波が存在する見通し内環境では、フェー

ジングは i.i.d. ではないものの、直接波とコンパラルな電力を有する散乱波、反射波が存在する場合には、 2×2 の MIMO-SDM を適用することは可能と考えられる。しかし、アンテナの素子間隔や配列の違いにより、特性の変動が大きい傾向にあることが示された。

本実験は、送受信に単一のアンテナを用いた測定データから仮想的に MIMO システムを形成しており、アンテナ素子間の影響が含まれていない。今後は、アンテナ素子間の相互結合を含めた伝搬特性を測定し、今回の解析結果との比較を行う予定である。更に、送受信アンテナ数を 3 以上にしたときの検討も今後に残されている。

謝辞 本研究は総務省「戦略的情報通信研究開発推進制度」による委託業務、及び、日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究 (B)15360198 の結果得られたものである。

文 献

- [1] G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture," *Electron. Lett.*, vol.35, no.1, pp.14–16, Jan. 1999.
- [2] G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.17, no.11, pp.1841–1852, Nov. 1999.
- [3] G.J. Foschini, D. Chizhik, M.J. Gans, C. Papadias, and R.A. Valenzuela, "Analysis and performance of some basic space-time architectures," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.3, pp.303–320, April 2003.
- [4] A.F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R.S. Thomä, "Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.20, no.3, pp.561–569, April 2002.
- [5] H. Özcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, and E. Bonek, "Capacity of different MIMO systems based on indoor measurements at 5.2 GHz," *IEE 5th European Personal Mobile Communications Conference (EPMCC 2003)*, vol.1, pp.84–88, April 2003.
- [6] T. Mitsui, M. Otani, C.H.Y. Eugene, K. Sakaguchi, and K. Araki, "Indoor MIMO channel measurements for evaluation of effectiveness of array antenna configurations," *IEEE VTC 2003-Fall*, pp.463–466, Oct. 2003.
- [7] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, "Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.21, no.5, pp.713–720, June 2003.

- [8] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, "Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements," IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2001), vol.1, pp.156-160, Nov. 2001.
- [9] 西本 浩, 小川恭孝, 西村寿彦, 大鐘武雄, "実伝搬路における MIMO 空間分割多重方式の特性評価," 信学技報, A-P2003-204, RCS2003-210, Nov. 2003.
- [10] 奥村善久, 進士昌明, 移動通信の基礎, pp.61-62, 電子情報通信学会, 1986.
- [11] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2003.
- [12] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.
- [13] 西尾敬介, 小川恭孝, 西村寿彦, 大鐘武雄, "OFDM 方式における MIMO 空間分割多重に関する検討," 信学技報, RCS2003-42, May 2003.
- [14] 唐沢好男, "MIMO 伝搬チャネルモデリング," 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1706-1720, Sept. 2003.
- [15] 宮下和巳, 西村寿彦, 大鐘武雄, 小川恭孝, 鷹取泰司, 長 敬三, "MIMO チャネルにおける固有ビーム空間分割多重 (E-SDM) 方式," 信学技報, RCS2002-53, May 2002.

(平成 15 年 12 月 26 日受付, 16 年 4 月 7 日再受付)



西本 浩 (学生員)

平 15 北大・工・電子卒。現在, 同大学院工学研究科修士課程在学中。無線通信システムに関する研究に従事。



小川 恭孝 (正員)

昭 48 北大・工・電子卒。昭 53 同大学院博士課程了。昭 54 同大・工・電子講師, 昭 55 同助教授, 平 7 同大学院・工・電子情報・教授, 現在に至る。この間, アダプティブアレーアンテナ, 放送衛星による時刻と周波数の精密遠隔比較, デジタル通信システム, 高分解能時間領域測定法に関する研究に従事。平 4~5 米国オハイオ州立大にて, 電磁波の高分解能測定に関する研究に従事。工博。昭 53 年度丹羽記念賞, 昭 56 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE, 映像情報メディア学会各会員。



西村 寿彦 (正員)

平 4 北大・理・物理卒。平 6 同大学院理学研究科修士課程了。平 10 同大学院工学研究科博士後期課程了。同年同大学院・工・電子情報・助手, 現在に至る。アダプティブアレーを用いた SDMA 方式に関する研究に従事。平 11 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE, 日本物理学会各会員。



大鐘 武雄 (正員)

昭 59 北大・工・電子卒。昭 61 同大学院修士課程了。同年郵政省電波研究所(現, 通信総合研究所)入所。平 4 年 7 月~平 7 年 3 月(株)ATR 光電波通信研究所に向向。平 7 北大大学院・工・電子情報・助教授, 現在に至る。この間, 陸上移動通信伝搬, アダプティブアレーの研究に従事。工博。平元年度本会篠原記念学術奨励賞, 平 5 IEEE AP-S Tokyo Chapter Young Engineer Award 受賞。IEEE 会員。