

アンテナ選択ダイバーシティを用いた屋内 MIMO-SDM 伝送の数値解析

齋藤 一樹[†] 陳 強[†] 澤谷 邦男[†]

[†] 東北大学大学院工学研究科 〒 980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: †{saitok,chenq,sawaya}@tohoku.ecei.ac.jp

あらまし レイトレーシング法を用いて屋内伝搬特性の解析を行い、アンテナ選択ダイバーシティと MIMO-SDM (Multi-Input Multi-Output Space Division Multiplexing) を組み合わせた手法のチャンネル容量を計算した。多数の受信アンテナをいくつかの領域に分割し、各領域内で選択ダイバーシティを行った。各領域は MIMO チャンネルに対応し、送信チャンネル数は常に受信チャンネル数と一致させた。領域内のアンテナ数、分割数と MIMO チャンネル容量の関係について検討を行った。また、信号の受信環境が異なる場所についても解析を行った。その結果、直接波が強く、フェージングが弱い環境では、分割数を少なくした方がチャンネルあたりのチャンネル容量が大きくなることを示した。一方、フェージングの強い環境においては、受信アンテナの分割数を多くすることによって MIMO の効果によって良いチャンネル容量が得られた。

キーワード MIMO-SDM, ミリ波, 選択ダイバーシティ

Numerical Analysis of Indoor MIMO-SDM Transmission Using Antenna Selection Diversity

Kazuki SAITO[†], Qiang CHEN[†], and Kunio SAWAYA[†]

[†] Faculty of Engineering, Tohoku University Aoba 6-6-05, Aoba-ku, Sendai-shi, 980-8579 Japan

E-mail: †{saitok,chenq,sawaya}@tohoku.ecei.ac.jp

Abstract Channel capacity of indoor Multi-input Multi-output Space Division Multiplexing (MIMO-SDM) with antenna selection diversity is analyzed using the ray tracing method. A large number of receiving antennas are divided into several blocks. Each block is corresponding to a receiving MIMO channel, and the number of transmitting channel is assumed to be equal to the number of receiving channel. The number of divided blocks is changed and the channel capacity is evaluated in many antenna locations. It is found that, in the case of a weak fading environment, decreasing the number of divided blocks can improve the channel capacity per channel. On the other hand, increasing the number of blocks can lead to increase the channel capacity per channel in the case of a rich fading environment.

Key words MIMO-SDM, millimeter wave, antenna selection directivity

1. ま え が き

近年、動画配信などの需要がますます高まり、大容量な通信が求められている。MIMO (Multi Input Multi Output) システムは複数のアンテナから同一周波数の独立な信号ストリームを送信することにより、周波数帯域あたりの伝送容量を向上させるシステムであり、その研究が盛んに行われている [1]- [3]。また、新たな周波数資源としてミリ波帯を用いた通信が注目されている [4], [5]。ミリ波帯通信は広帯域通信に適しており、ミリ波帯通信と MIMO システムを組み合わせることにより超高速通信が可能になるものと期待される。そこで、デバイスの小形化が

可能といったミリ波の利点を生かし、多数の受信アンテナを用い、これを複数の領域に分割して選択ダイバーシティを用いる MIMO システムを検討する。これまでアンテナ選択ダイバーシティと MIMO システムを組み合わせた方法の理論的検討が行われてきた [6]- [8]。しかし、実環境の伝搬環境を用いた検討については行われていない。

そこで、本研究ではレイトレーシング法により屋内環境の伝搬シミュレーションを行い、空間ダイバーシティを行う領域の数、受信アンテナの素子数と MIMO 伝送容量の関係について検討を行った。

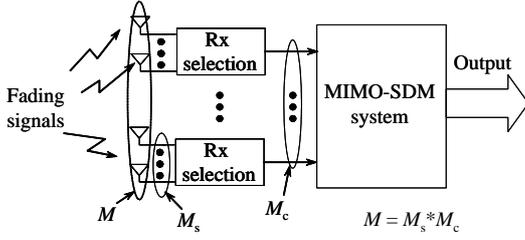


図1 受信系

Fig.1 Receiving system.

2. アンテナ選択ダイバーシティを用いた MIMO-SDM

2.1 受信系

図1に受信系の構成を示す。総受信アンテナ数を M 、選択ダイバーシティを行う領域のアンテナ素子数を M_s 、一つの領域内のアンテナ素子数を M_c と定義する。したがって、 $M = M_s * M_c$ となる。

M_s 個のアンテナにおいて、選択ダイバーシティによって受信 SNR が最大となるアンテナ受信信号を選択する。選択された M_c 個の信号を MIMO-SDM 回路に入力し、MIMO 信号処理を行う。また、送信アンテナ数は M_c と一致させた。

本報告では、全体の受信アンテナ数 M 、アンテナ選択ダイバーシティを行う分割数 M_c を変化させ、MIMO チャネル容量を計算した結果を述べる。

2.2 MIMO チャネル容量

レイトレーシング方を用いることにより、チャネル応答行列は

$$g_{ij} = \sum_{k=1}^K P_{ij}(k), \quad i = 1, 2, \dots, N_r, \quad j = 1, 2, \dots, N_t \quad (1)$$

と求められる。ここで、 N_t は送信アンテナ数、 N_r は受信アンテナ数、 K は送信アンテナから受信アンテナに到達するパスの数を表す。 g_{ij} はレイトレーシング法によって得られるチャネル応答行列 G の要素であり、 $P_{ij}(k)$ は j 番目の送信アンテナから k 番目の伝搬路を経て i 番目の受信アンテナに到達するレイのチャネル応答である。一般に MIMO のチャネル容量は受信電力を正規化した正規化チャネル応答行列、即ち

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}\mathbf{G} \quad (2)$$

$$\mathbf{A} = \left(\sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} E[|g_{ij}|^2] / N_t N_r \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

を用いて求められる。ここで、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す。また、MIMO チャネル容量は

$$C = \sum_{j=1}^{N_t} \log_2(\lambda_j \gamma_0 / N_t + 1) \quad [\text{bit/s/Hz}] \quad (4)$$

で与えられる [9]。ここで、 $N_t \leq N_r$ であり、 λ_j は $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ の固有値、 γ_0 は平均受信 SN 比である。

表1 解析諸元.

Table 1 Analysis Specification.

Frequency	60 GHz ($\lambda_0 = 5$ mm)
Transmission antenna	Isotropic antenna
Receiving antenna	Dipole antenna
Antenna spacing	$0.5\lambda_0$
Transmission power	0 dBm
Received noise level	-100 dBm

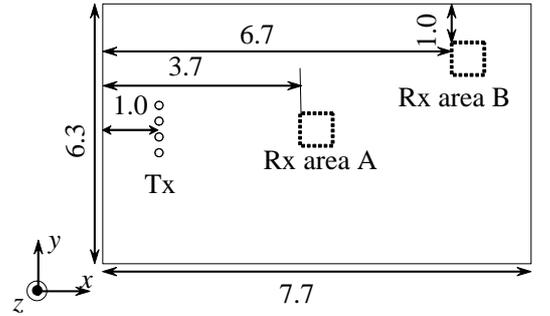


図2 屋内モデル (Unit:m)

Fig.2 Indoor model.

2.3 シミュレーション法

散乱体周辺の電磁界分布を求める方法として、モーメント法や FDTD (Finite Difference Time Domain) 法などが良く用いられている。これらの手法は高い精度で電磁界を計算できることが知られているが、散乱体の大きさや伝搬路が波長に比べて十分に大きい場合には膨大なメモリと計算量が必要となる。これに対して、レイトレーシング法は高周波近似の一種で、電波をレイで近似してその伝搬特性を求める手法であり、散乱体や伝搬路が波長に比べて十分大きい場合に高精度が期待できる。したがってレイトレーシング法はミリ波帯の伝搬チャネルを求めるのに適した手法であり、広く用いられている [10]。

レイトレーシング法は送信アンテナから生じる多数のレイの伝搬路を追跡するレイラウンチング法と、散乱体からの反射波の経路を映像波を用いて求める鏡像法に分類される。レイラウンチング法は散乱体の数が多い場合に計算量・計算時間の面で鏡像法よりも有利である。一方、経路長に関しては鏡像法の方が精度が高い。MIMO チャネル容量を求める際には位相情報が必要となるため、経路長を正確に求める必要があるため、本研究では鏡像法を用いた。

シミュレーションの諸元を表1に示す。周波数は 60 GHz、送信アンテナの素子間隔は $0.5\lambda_0 = 2.5$ mm、送信電力は 0 dBm、受信ノイズレベルは -100 dBm とした。また、散乱体からの反射の回数は 3 回までとし、回折波は考慮していない。

3. 解析モデル

図2に今回解析に用いた屋内モデルを示す。散乱体がない長方形の部屋の大きさは長さ 7.7 m、幅 6.3 m、また、高さ 2.5 m であり、天井、壁、床は厚さ 10 cm のコンクリート ($\epsilon_r = 6.765, \sigma = 2.3 * 10^{-3}$ S/m) で構成されている。送信アン

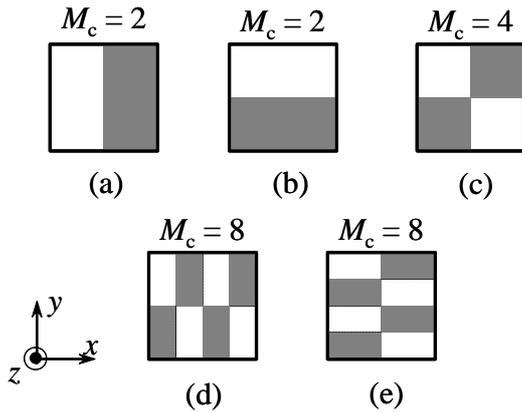


図3 受信アンテナの分割パターン

Fig. 3 Pattern of receiving antennas.

テナは壁面から 1 m で、高さ 1.5 m の位置に配置した。受信アンテナも 1.5 m の高さで、図 2 に示す部屋の中心 (area A) と部屋の角の場所 (area B) においてシミュレーションを行った。送信アンテナはオムニアンテナを仮定し、素子間隔 $0.5\lambda_0$ 、リニアアレーの配置とした。受信アンテナは $M = 24 \times 24$, 16×16 , 8×8 , 4×4 の 4 種類を用いた。複数の受信アンテナを図 3 に示すように 2×1 , 1×2 , 2×2 , 4×2 , 2×4 の領域に分割して MIMO チャンネル容量の数値計算を行った。受信アンテナの指向性は単指向性で、無限大の反射板付き半波長ダイポールアンテナのパターンを仮定した。正面方向利得は 4.53 dBi, アンテナの偏波は垂直偏波である。

4. シミュレーション結果

4.1 area A におけるシミュレーション結果

area A に配置した受信アンテナ素子の受信電力分布を図 4 に示す。このとき送信アンテナは 8 本の素子に同相給電を行い、0 dBm を入力している。

アンテナ選択ダイバーシチ処理として各アンテナ素子で受信される電力を計算し、図 3 に示す各領域内で受信電力が最大となるアンテナ素子を選択後、その素子を MIMO 素子に用いる。送信アンテナ数は領域数 M_c と同じ数とする。受信アンテナ数 M , 分割数 M_c を変化させて、チャンネル数で正規化した MIMO チャンネル容量を評価した。また、受信アンテナを各受信場所で x 方向に $0.1\lambda_0$ ずつ 5 回移動させ、その平均をとった。

図 5 にチャンネル容量の計算結果を示す。結果より、正規化したチャンネル容量は分割数が少ないほど高くなることが確認できた。

受信アンテナ全体の総数 M が大きい方がチャンネル容量もやや大きい値となっているように見えるが、 $M = 4 \times 4$ のとき $M = 8 \times 8$ よりも高いチャンネル容量を示していることから受信アンテナ数 M はそれほどチャンネル容量に大きな影響を与えていないといえる。

ここで、各領域で選択された受信 SN 比の平均値を図 6 に示す。受信アンテナ数が増えることによってアンテナ選択ダイバーシチの自由度が上がり、受信 SN 比は改善されると予想したが、実際にはほとんど差はなく、最大でも 0.5 dB 程度の差し

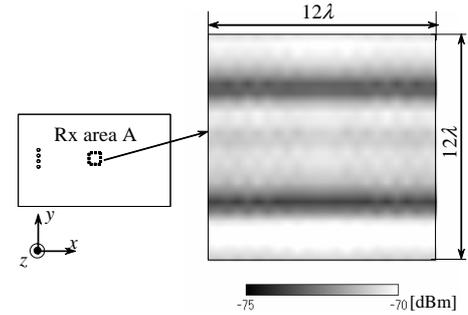


図4 受信アンテナ素子の受信電力分布 (area A, $M = 24 \times 24$)

Fig. 4 Received power distribution of receiving antennas at area A ($M = 24 \times 24$).

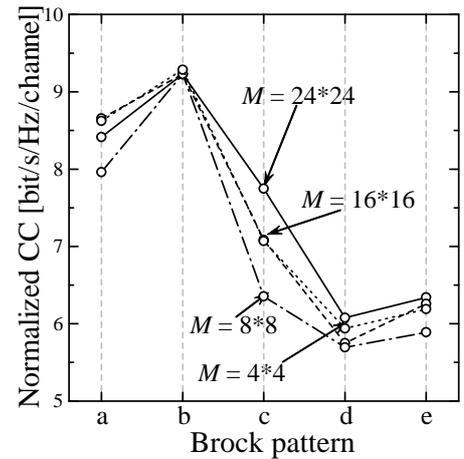


図5 正規化 MIMO チャンネル容量 (area A)

Fig. 5 Normalized MIMO channel capacity at area A.

か現れなかった。図 4 の電力分布からわかるように、フェージングは起きておらず、直接波が強い環境であったことから受信アンテナ数の効果が小さくなったものと考えられる。

さらに、分割パターンが異なっても SN 比がほとんど変化していないにもかかわらず、分割数が小さいほど正規化したチャンネル容量が大きくなっている原因として固有値の大きさが予想される。各固有値の値を図 7 に示す。この図中では固有値の合計が 1 になるように正規化した。結果より、 $M_c = 4$ (c), $M_c = 8$ (d,e) の場合第 3 固有値以降の値が非常に小さな値となっていることがわかる。信号の周波数が非常に高いため伝搬損失が大きいため、反射波の振幅が小さくなってしまふ。このことからチャンネルあたりのチャンネル容量が $M_c = 2$ の時より小さな値となってしまふと考えられる。

4.2 area B におけるシミュレーション結果

area B に配置した受信アンテナ素子の受信電力分布を図 8 に示す。送信アンテナの条件は area A の場合と同様である。また、正規化チャンネル容量の計算結果を図に示す。area A に配置した場合の結果と比較すると、分割数 M_c が増えても正規化チャンネル容量はそれほど低下していないことが確認できる。

次に各領域で選択された受信 SN 比の平均値を図 10 に示す。結果より、area A の時と異なり、図 11 に示すように領域内の素子数と受信 SN 比の間には相関が見られる。領域内の素子数

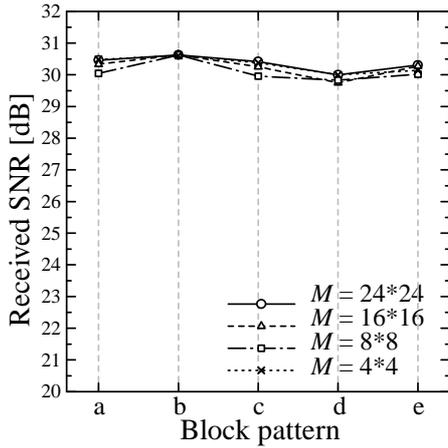


図 6 平均受信 SN 比 (area A)

Fig. 6 Average received SNR at area A.

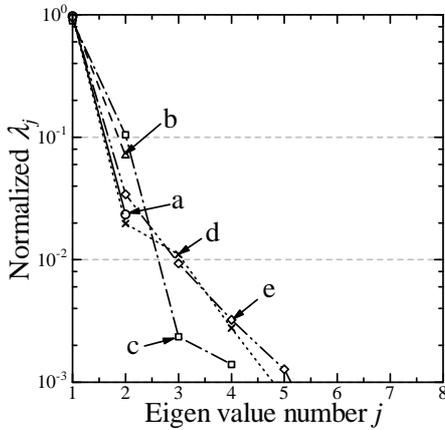


図 7 正規化固有値 (area A)

Fig. 7 Normalized eigen value at area A.

M_s によって最大 5 dB の平均受信 SN 比の差が見られる。

しかし、SN 比にこれほど大きな差があるのに対して、正規化チャンネル容量は分割数 M_s に対してあまり変化していない。図 12 に正規化した各固有値の値を示す。図より、area A の場合と比較して、第 4 固有値まで 10^{-2} 以上の値を示している。ここで area B の受信電力分布を参照すると、area A の場合に比べてフェージングが強く発生している。すなわち直接波に比べて反射波の割合が増加し、固有値の改善が得られたと考えられる。

以上から、各領域内のアンテナ数 M_s が大きい場合には SN 比が高く、分割数 M_c が小さい場合には第 3 固有値以降のストリームも有効に利用し、チャンネル容量を高めていると考えられる。ここで、 M_c が小さい場合 (図 3 パターン (a),(b) 参照) には分割する向きによって大きくチャンネル容量が変化しているのに対して、 M_c が大きい場合 (パターン (d),(e)) は分割する向きが異なっても大きなチャンネル容量の変化は生じていない。したがって、フェージングの強い環境においては、分割数 M_c を多くした方が、安定したチャンネル容量が得られると考えられる。

5. む す び

屋内のミリ波帯の伝搬特性をレイトレーシング法によって解

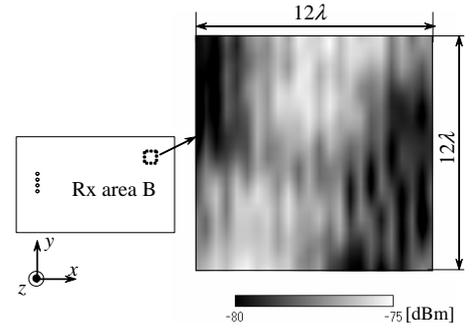


図 8 受信アンテナ素子の受信電力分布 (area B, $M = 24 * 24$)

Fig. 8 Received power distribution of receiving antennas at area B ($M = 24 * 24$).

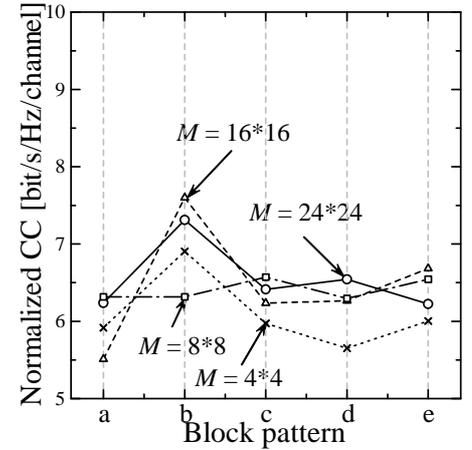


図 9 正規化 MIMO チャンネル容量 (area B)

Fig. 9 Normalized MIMO channel capacity at area B.

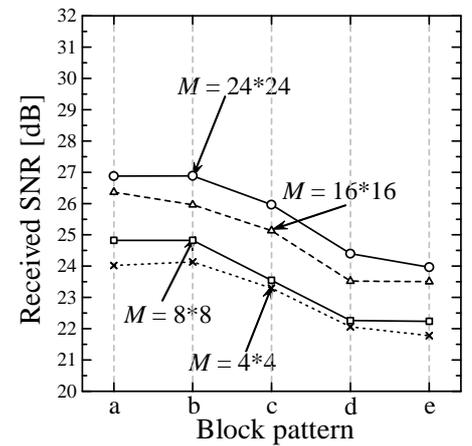


図 10 平均受信 SN 比 (area B)

Fig. 10 Average received SNR at area B.

析し、受信アンテナの数、分割数とアンテナ選択ダイバーシティを用いた MIMO-SDM チャンネル容量の関係を求めた。直接波の強い受信場所においては固有値の特性が悪く、受信アンテナの分割数が少ないほうが高いチャンネル容量を示した。直接波が弱い受信箇所においてはアンテナ選択ダイバーシティの効果が良く得られた。また反射波のパスが多いため、分割数が多い場合に良い特性が得られた。

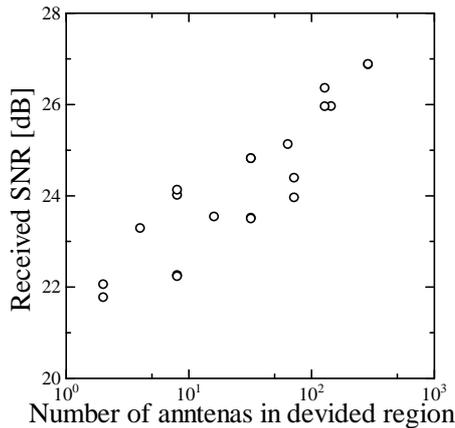


図 11 領域内の素子数 M_s と受信 SN 比

Fig. 11 Number of elements in each divided block M_s and received SNR.

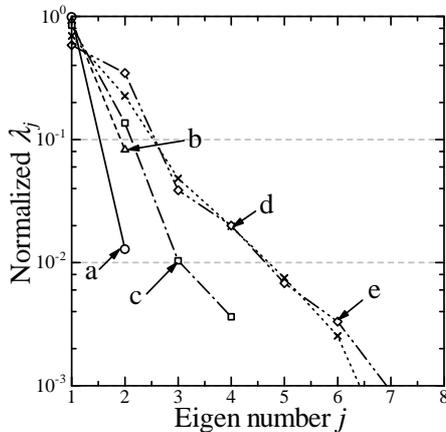


図 12 正規化固有値 (area B)

Fig. 12 Normalized eigen value at area B.

従って、直接波が強く、マルチパスフェージングが弱い環境では分割数が少ない方がチャンネルあたりの効率が良く、フェージングが強い環境では MIMO-SDM の効果と選択ダイバーシティの効果とトレードオフとなる。今回の解析結果より、選択ダイバーシティと MIMO-SDM を組み合わせた方式を用いる場合、環境に応じて分割数を制御する必要があることが確認できた。

文 献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications* 6, pp. 311-335, 1998.
- [2] 大鐘 武雄, 西村 寿彦, 小川 恭孝, "MIMO チャンネルにおける空間分割多重方式とその基本特性," *信学論 (B)*, vol. J87-B, No. 9, pp. 1162-1173, 2004 年 9 月.
- [3] 唐沢 好男, "MIMO 伝搬チャンネルモデリング," *信学論 (B)*, vol. J86-B, No.9, pp.1706-1720, 2003 年 9 月.
- [4] Nan Guo, Robert C. Qiu, Shaomin S. Mo, and Kazukai Takahashi, "60-GHz Millimeter-Wave Radio: Principle, Technology, and New Results," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2007, Article ID 68253.
- [5] 大野 健, 小川 晃一, "60GHz 帯屋内高速無線 LAN 用誘電体装荷セクタアレー," *信学論 (B)*, vol. J88-B, No.9, pp. 1738-1751, 2005 年 9 月.

- [6] S. Sanayei and A. Nosratinia, "Antenna selection in MIMO systems," *IEEE communications Magazine*, pp. 68-73, October 2004.
- [7] M. K. Simon and M. Alouini, "A compact performance analysis of generalized selection combining with independent but, nonidentically distributed Rayleigh fading paths," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 9, pp. 1409-1412, September 2002.
- [8] R. K. Mallik and M. Z. Win, "Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in correlated Nakagami fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 8, pp. 1372-1383, August 2002.
- [9] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *European transactions on Telecommunications*, vol.10, no. 6, pp. 585-595, Nov./Dec. 1999.
- [10] C.-P. Lim, M. Lee, R. J. Burkholder, J. L. Volakis, and R. J. Marhefka, "60 GHz Indoor Propagation Studies for Wireless Communications Based on a Ray-Tracing Method," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, Vol. 2007, Article ID 73928.