

MIMO チャネル容量と受信アンテナ利得の関係の検討

齋藤 一樹[†] 陳 強^{†a)} 澤谷 邦男[†]

Study of Relation between MIMO Channel Capacity and Directivity of Receiving Antenna

Kazuki SAITO[†], Qiang CHEN^{†a)}, and Kunio SAWAYA[†]

あらまし 利得の異なる 4 種類の受信アンテナを用い、アンテナの利得と 2×2 MIMO (Multi-Input Multi-Output) チャネル容量の関係についてレイトレーシング法を用いた屋内伝搬特性の計算を用いて検討を行っている。合計 132 点の受信点において二つの受信アンテナの方向をそれぞれ回転させ、チャネル容量を統計的に求めた。また、各場所ごとに MIMO チャネル容量が最大となるようにアンテナ方向を最適化した場合についても解析を行った。その結果、アンテナ方向を任意の方向に向けた場合には、低利得のアンテナを用いた方がチャネル容量が大きくなることを示した。また、アンテナの方向を最適化した場合には、高利得のアンテナを用いた方が大きなチャネル容量が得られることを明らかにしている。

キーワード MIMO チャネル容量, ミリ波帯, アンテナ指向性

1. ま え が き

近年、無線による動画配信などの需要がますます高まり、超高速な無線通信が求められている。そのため、新たな周波数資源としてミリ波帯を用いた無線通信が注目されている [1], [2]。ミリ波はその波長が短いために電子デバイスやアンテナの小形化が可能であり、開口面の大きなアンテナの構成が容易であるといった利点を有している。また、複数のアンテナを利用した通信方式として MIMO (Multi Input Multi Output) システムの研究が盛んに行われている [3]~[5]。MIMO 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る。これらのミリ波帯通信、開口面の大きいアンテナによる 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。しかしながら、ミリ波は伝搬損失が大きく受信 SN 比が劣化するため、MIMO 伝送容量が低下する可能性がある。そのため、高利得ア

ンテナを用いて受信 SN 比を改善し、伝送容量を増加させる方法が考えられる。前述のとおり、ミリ波ではアンテナの小形化が可能であるため、高利得アンテナを用いることができる。しかしながら、高利得アンテナは指向性が鋭いため、受信されるパスの数が減少するので、伝送容量がかえって減少することも考えられる。そのため MIMO チャネル容量とアンテナ利得の関係について定量的に評価する必要がある。

数 GHz 帯においては、MIMO チャネル容量とアンテナ指向性についていくつかの研究が報告されており、無指向性のアンテナを用いるよりも、指向性をもったアンテナを適切に用いることによってチャネル容量が改善されることが示されている [6], [7]。また、空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性が検討されており、アンテナ間隔が $3/8\lambda$ 以上離れている場合には空間相関及びカップリングの影響はほとんど無視できることが示されている [8], [9]。アンテナの整合を考慮した場合にも、素子間隔が変化するに伴いアンテナ相互結合の影響によってアンテナの利得・パターンが変化するが、素子間隔が 0.5λ 以上になると MIMO 容量にはほとんど影響がないことが報告されている [10], [11]。加えて、広帯域における相互結合によるアンテナの利得の変化も検討されている [12]。更に、指向性利得や放射効率の異なる複数のアンテナ

[†] 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻, 仙台市
Department of Electrical and Communication Engineering,
Tohoku University, 6-6 Aoba Aramaki-aza, Aoba-ku,
Sendai-shi, 980-8579 Japan

a) E-mail: chenq@ecei.tohoku.ac.jp

を用いた実環境での MIMO 特性評価が行われており、通信特性を改善するためにはチャネルロスを軽減減することが重要であると指摘されている [13]。しかしながら、各アンテナの指向性利得の差異は小さく、指向性利得に対する MIMO 特性の議論は十分ではないように思われる。

一方、60 GHz 帯においてアンテナの指向性による伝搬特性への影響についての検討も行われている [14]。しかしながら、ミリ波帯においてアンテナの指向性と MIMO チャネル容量の関係についての研究は行われていない。

そこで、本論文ではレイトレーシング法によりシミュレーションを行いミリ波帯の MIMO 通信を想定し、屋内のような近距離通信でありながら、半波長ダイポールアンテナから、約 17 dBi の高利得をもつアンテナまで利得の異なる受信アンテナを用いて、利得と MIMO 伝送容量の関係について検討を行う。また、アンテナの指向性方向を最適制御した場合について、アンテナ利得と MIMO 伝送容量の関係についても検討を行う。

2. MIMO チャネル容量の計算法

2.1 MIMO チャネル容量

送受信アンテナ間の複数の伝搬路を経たチャネル応答行列は

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

で求められる。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} はチャネル応答行列 \mathbf{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パス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、すなわち

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

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

を用いて

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

と求められる [15]。ここで、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均である。また、 $N_t \leq N_r$ であり、 λ_j は $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ の固有値、 ρ は平均受信 SN 比である。また、式 (4) より、条件数 $\kappa = \sqrt{(\lambda_{\max}/\lambda_{\min})}$ が小さいほど MIMO チャネル容量を向上させることが分かる。

2.2 数値解析法

散乱体が存在する場合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一方で、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要求される。これに対して、レイトレーシング法は高周波近似法の一つで、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。このように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 [16]。

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鏡像法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が、レイを離散的に発生させて伝搬路を推定するため、受信側では一定の開口をもつ受信エリアを設ける必要がある。そのため、レイの取りこぼしが生じ、正確な伝搬路推定を行うことができない。したがって、精度良く経路長を推定するには鏡像法が一般的に用いられる [17], [18]。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、本論文では鏡像法を用いた。

3. 解析モデル

図 1 に示すように、送信アンテナ数 $N_t = 2$ 、受信アンテナ数 $N_r = 2$ の 2×2 MIMO システムについて解析を行った。シミュレーション諸元を表 1 に示す。周波数は 60 GHz、送信及び受信アンテナの素子間隔はそれぞれ $d_t = 0.5\lambda_0$ 及び $d_r = 6\lambda_0$ 、各送信アンテナの送信電力は 0 dBm、受信ノイズレベルは -97 dBm とした。

送信アンテナは等方性アンテナを仮定し、受信アン

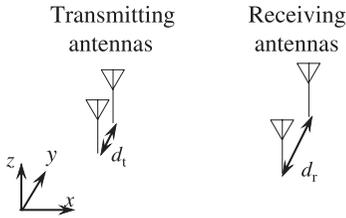


図 1 送受信アンテナの構成図
Fig. 1 Configuration of transmitting antennas and receiving antennas.

表 1 解析諸元
Table 1 Analysis specification.

Frequency	60 GHz ($\lambda_0 = 5$ mm)
Transmitting antenna	Isotropic antenna
Receiving antenna	Directive antennas A, B, C Omnidirectional antenna (Dipole)
Antenna spacing (Tx)	$d_t = 0.5\lambda_0$
Antenna spacing (Rx)	$d_r = 6\lambda_0$
Transmission power	0 dBm
Received noise level	-97 dBm

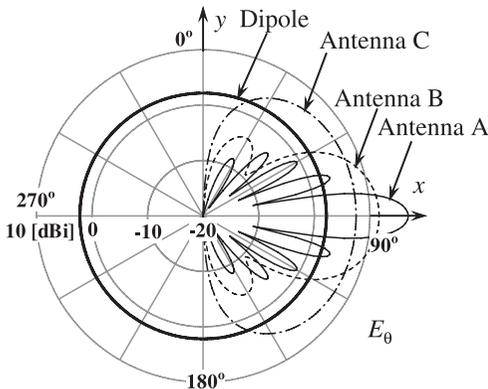


図 2 受信アンテナの水平面内利得パターン
Fig. 2 Gain pattern of receiving antennas in horizontal plane.

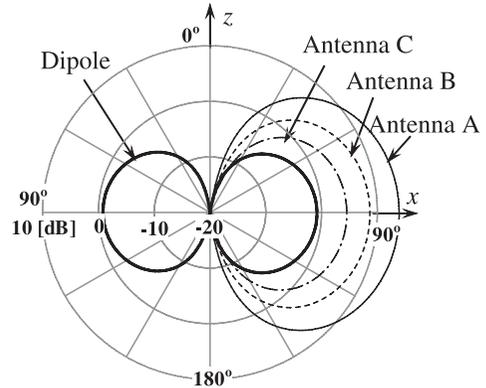


図 3 受信アンテナの垂直面内利得パターン
Fig. 3 Gain pattern of receiving antennas in vertical plane.

表 2 四つの受信アンテナの特性
Table 2 Characteristics of four receiving antennas.

	Maximum gain [dBi]	3 dB Beam width in horizontal plane [deg.]
Antenna A	16.91	10
Antenna B	11.67	36
Antenna C	7.53	118
Dipole	2.15	360

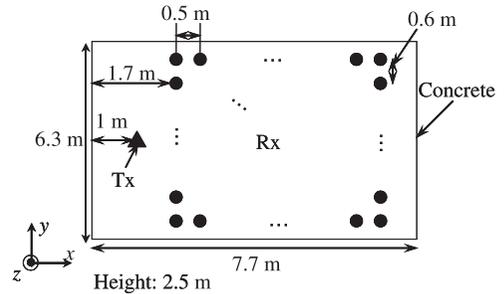


図 4 屋内モデル
Fig. 4 Indoor model.

テナとして、水平面において無指向性であるダイポールアンテナと、指向性を有する 3 種類のアンテナ A, B, C を用いた。指向性アンテナ A, B, C は反射板付き等振幅等位相の半波長ダイポールリニアアレーを仮定し、素子数はそれぞれ 10, 3, 1 である。各ダイポール素子の間隔は半波長とし、ダイポール素子から 0.25λ の位置に無限大の大きさの反射板を配置したものを仮定している。実際のシミュレーションでは無限反射版のイメージを仮定してモーメント法を用いてアレーアンテナの指向性を計算した。

これらのアンテナの水平面内、及び垂直面内の利得

パターンをそれぞれ図 2, 図 3 に示す。また、表 2 にそれぞれのアンテナの最大利得、水平面の 3 dB ビーム幅を示す。なお、アンテナの偏波は垂直偏波である。

解析に用いた屋内モデルは図 4 に示すような散乱体のない直方体の部屋とした。部屋の大きさは長さ 7.7 m、幅 6.3 m、高さ 2.5 m であり、部屋の天井、壁、床はコンクリート ($\epsilon_r = 6.5 - j0.43$) で構成されている。送信アンテナは壁面から 1 m、高さは 1.5 m の位置に固定した。受信アンテナも 1.5 m の高さで、図 4 に示すように $12 \times 11 = 132$ 点における受信信号の解析を行った。

ここで, [19]において, 電界に平行な壁の影響が大きいことが報告されている. そこで本論文では水平面内のアンテナ指向性の影響に着目し, 各受信点で受信アンテナ #1 と #2 を独立に水平面において 5 度ずつ 360 度回転させ, 受信点ごとに合計 $72 \times 72 = 5184$ 通りのチャンネル容量を得た. なお, レイトレーシングにおいて, 壁からの反射の回数は 3 回までとした.

4. シミュレーション結果

4.1 アンテナの向きがランダムの場合

図 5 に 132 箇所の受信点と二つの受信アンテナを独立に 5 度ずつ水平面において回転させたときの MIMO チャンネル容量の累積確率を示す. したがって, データ数は $132 \times 72^2 = 684000$ である. アンテナの設置場所及び方向がランダムの場合には, 全方向性のダイポールアンテナが最もチャンネル容量が大きくなり, 低利得のアンテナの方がチャンネル容量が大きくなるのが分かった. また, 指向性アンテナの中で最も低利得のアンテナ C を用いることによって高利得のアンテナ A に比べてチャンネル容量の中央値が約 33% 改善された.

次に, MIMO チャンネル容量を決定する要素となっているチャンネル行列の条件数 κ の累積確率を図 6 に示す. 条件数 κ は低利得アンテナの方がアンテナ方向が変化しても信号の受信レベルの変化が小さいためばらつきが小さくなっている. しかし, 中央値ではアンテナの利得によらずほぼ一定であることが分かった.

受信 SN 比の累積確率を図 7 に示す. 受信 SN 比は低利得のダイポールアンテナが最も高く, 指向性利得が高くなるほど受信 SN 比は低下するという結果が得られた. 高利得アンテナの場合, ビーム幅が狭いため, アンテナ方向がランダムであった場合, 直接波や強い反射波を受信できないことが多いためである.

以上の結果を考慮すると, 条件数 κ はアンテナの利得にはほとんど関係なく一定である. しかし, 低利得なアンテナを用いた場合には受信 SN 比の点で優れているために, チャンネル容量が増加するものと考えられる.

4.2 アンテナの向きを最適化した場合

各受信位置において, アンテナの向きを水平面においてそれぞれ回転させ, 最もチャンネル容量が大きくなるようにアンテナの向きを最適化した場合について検討した. この場合は二つのアンテナの向きはそれぞれの場所で 1 組であるので, 測定データ数は場所数と同じ 132 である. この場合のチャンネル容量の累積確率を

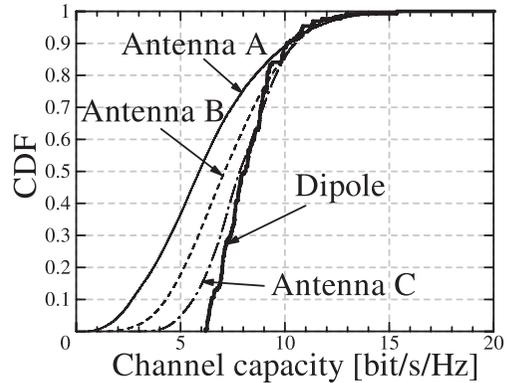


図 5 すべての場所とアンテナ方向に対する MIMO チャンネル容量の累積確率

Fig. 5 Cumulative probability of channel capacity for all locations and all directions.

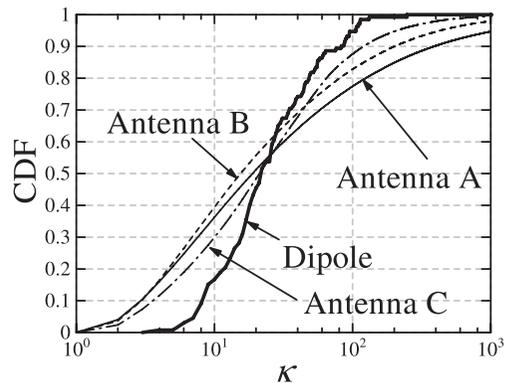


図 6 すべての場所とアンテナ方向に対する条件数 κ の累積確率

Fig. 6 Cumulative probability of κ for all locations and all directions.

図 8 に示す. この場合, 高利得のアンテナ A を用いることにより, アンテナ C の場合と比較してチャンネル容量の中央値が約 41% 改善され, 全方向性のダイポールアンテナは最もチャンネル容量が低くなった.

次に, 条件数 κ の累積確率を図 9 に示す. 結果より, ダイポールアンテナ, アンテナ C, B, A の順に条件数が小さくなっている. 条件数にはアンテナの利得が関係していると考えられ, 利得の大きいアンテナほどパスを分離できていると予測される.

受信 SN 比の累積確率を図 10 に示す. アンテナの向きを最適化したことにより, 図 7 とは逆にアンテナ A の受信 SN 比が最も大きくなっている. したがって, アンテナの向きを最適化した場合, アンテナの利得が大きい方が受信 SN 比が向上して, 条件数も減少する

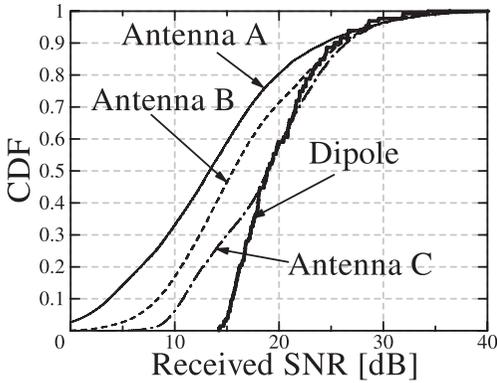


図 7 すべての場所とアンテナ方向に対する受信 SN 比の累積確率

Fig. 7 Cumulative probability of SNR for all locations and all directions.

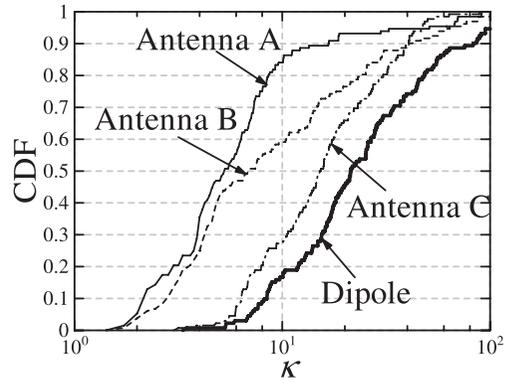


図 9 アンテナ方向を最適化した場合の条件数 κ の累積確率

Fig. 9 Cumulative probability of ratio of eigenvalue κ for the case of optimum antenna direction.

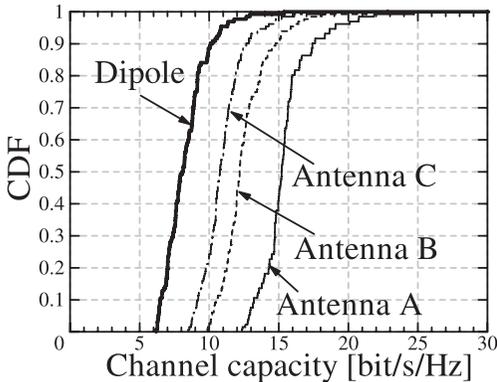


図 8 アンテナ方向を最適化した場合の MIMO チャンネル容量の累積確率

Fig. 8 Cumulative probability of channel capacity for the case of optimum antenna direction.

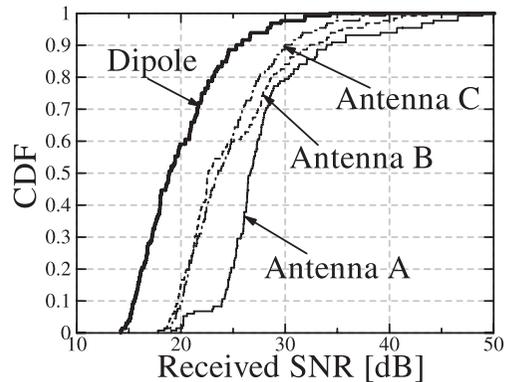


図 10 アンテナ方向を最適化した場合の受信 SN 比の累積確率

Fig. 10 Cumulative probability of received SNR for the case of optimum antenna direction.

ため、チャンネル容量が改善したものと考えられる。

なお、部屋のサイズ、アスペクト比の異なるモデルについても同様の解析を行い、定性的に同様の結果が得られたことを確認した。

チャンネル容量に基づいてアンテナ方向を最適化した。が、実際にはチャンネル容量を計算してアンテナ方向を定めるのは困難である。そこで、最大チャンネル容量が得られるアンテナ方向の特徴を調べ、アンテナの最大利得方向と最大チャンネル容量の関係を明らかとする。

最適化された受信アンテナの向きと受信アンテナから見た送信アンテナの方向の差を $\Delta\phi$ と定義し、そのヒストグラムを図 11 から図 13 に示す。点線で区切られている範囲はアンテナの 3dB ビーム幅となっている。図 11、図 12 の結果より、高利得のアンテナで

はアンテナ向きを最適化したときに必ずしも送信アンテナを 3dB ビーム幅に見込んでいないことが確認できた。

アンテナ方向が最適化された状態の比較対象として、各場所において単純に送信アンテナの方向にアンテナの最大利得方向に向けた場合のチャンネル容量を計算した。この場合も受信 SN 比が改善されるため、チャンネル容量の増加が期待できる。

受信アンテナ #1 と #2 の最大利得方向をともに送信アンテナの方向に向けた場合 (Steering) のチャンネル容量を各場所について同様に計算し、その累積確率の中央値をそれぞれアンテナ方向がランダムな場合 (Random)、最適化した場合 (Optimum) のものと比較した。その結果を表 3 に示す。この結果より、単純

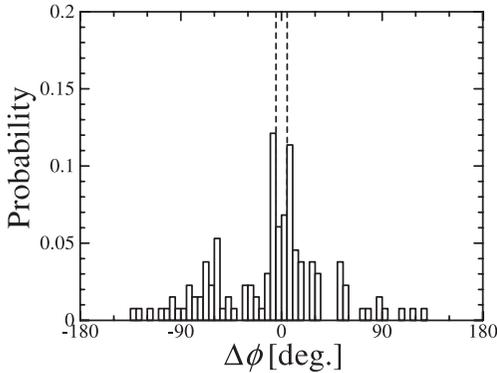


図 11 最適化したアンテナ方向と送信アンテナの方向のなす角の確率分布 (アンテナ A)
 Fig. 11 Probability distribution of received SNR for the angle between optimum antenna direction and transmitting antenna direction.

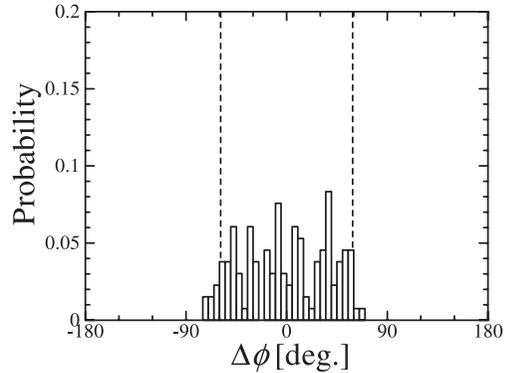


図 13 最適化したアンテナ方向と送信アンテナの方向のなす角の確率分布 (アンテナ C)
 Fig. 13 Probability distribution of received SNR for the angle between optimum antenna direction and transmitting antenna direction.

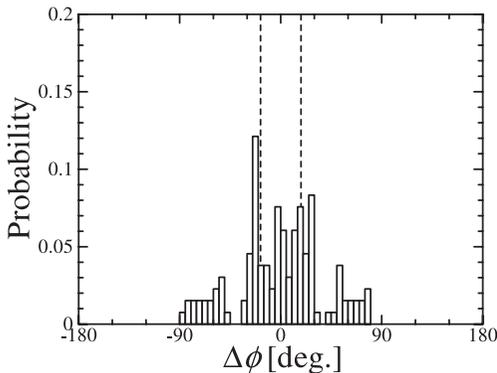


図 12 最適化したアンテナ方向と送信アンテナの方向のなす角の確率分布 (アンテナ B)
 Fig. 12 Probability distribution of received SNR for the angle between optimum antenna direction and transmitting antenna direction.

に受信アンテナを送信アンテナの方向に向けるだけでもアンテナの方向がランダムである場合と比較するとチャンネル容量は大きく改善されることが確認できた。具体的には、ランダムの場合と比較して、最も指向性利得の高いアンテナ A では約 2.1 倍のチャンネル容量が得られ、指向性利得の低いアンテナ C においても約 29% のチャンネル容量の改善が見られた。

一方、最適化した場合にはランダムの場合と比較してアンテナ A では約 2.6 倍のチャンネル容量、アンテナ C では約 38% の改善が得られ、単純に送信アンテナの方向に向けた場合よりも大きな効果が出ている。2 本の受信アンテナの最大利得方向を直接波方向に向ける (Steering) ことによってアンテナ方向を最適化し

表 3 チャンネル容量の比較 (単位: [bit/s/Hz])

Table 3 Comparison of channel capacity. (Unit: [bit/s/Hz])

	Random	Optimum	Steering
Antenna A	5.90	15.21	12.49
Antenna B	7.12	12.19	10.73
Antenna C	7.83	10.78	10.10
Dipole	8.08	8.08	8.08

た場合 (Optimum) (図 10 参照) よりも大きな受信 SN 比が得られている。しかしながら、条件数が著しく大きくなり、アンテナ方向を最適化した場合に比べてチャンネル容量は小さくなっている。この傾向は指向性利得が高いアンテナほど顕著に現れている。

この結果より、指向性利得の高いアンテナでは、送信アンテナの方向に受信アンテナを向け、受信 SN 比を大きくすることが必ずしも最適ではなく、場合によっては送信アンテナとは別の方向にアンテナを向けることでチャンネル容量をより増加させることができる。といえる。

5. む す び

屋内でミリ波を用いた通信の伝搬特性をレイトレーシング法により計算し、利得の異なる 4 種類の受信アンテナについて MIMO チャンネル容量を求めた。アンテナの向きがランダムである場合を想定し、アンテナの位置と向きに対するチャンネル容量の累積確率を求めた結果、低利得のアンテナを用いた方が受信 SN 比が高く得られるためにチャンネル容量が大きくなることが分かった。また、アンテナの位置に応じてその向きを

最適化した場合のチャンネル容量の累積確率を求めた結果、高利得のアンテナを用いた方が条件数、受信 SN 比ともに良い特性が得られ、チャンネル容量が高くなるのが分かった。更に、アンテナの向きを単純に送信アンテナの方向に向けた場合には、受信 SN 比は大きく改善されるが、同時に条件数も大きくなってしまい、最適化した場合のチャンネル容量には及ばなかった。したがってこのような方法では特に高利得アンテナの場合、最大のチャンネル容量は得られないことが明らかになった。今後の研究課題の一つとして、高利得アンテナを用いた場合のチャンネル容量の最大化の手法についての検討が挙げられる。

文 献

- [1] N. Guo, R.C. Qiu, S.S. Mo, and K. Takahashi, "60-GHz millimeter-wave radio: Principle, technology, and new results," EURASIP J. Wireless Communications and Networking, vol.2007, Article ID 68253.
- [2] 大野 健, 小川晃一, "60 GHz 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, Sept. 2005.
- [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, Sept. 2003.
- [4] 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, Sept. 2004.
- [5] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," Wirel. Pers. Commun., vol.6, pp.311-335, 1998.
- [6] 伊藤直人, 新井宏之, "送信アンテナ指向性を考慮した MIMO 伝送特性に関する研究," Proc. Commun. Conf. IEICE 2005, B-1-218, Sept. 2005.
- [7] M. Chuta, M. Fujimoto, and T. Hori, "Channel capacity improvement of indoor MIMO system by using directional antennas," IEICE Technical Report, A-P2006-159, March 2007.
- [8] 大島一郎, 佐々木克守, 中田幸男, 高橋行隆, 唐沢好男, "空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性 [I]," 信学技報, A-P2007-103, Nov. 2007.
- [9] ダン フン レー, ビスワス シュプラトクマル, 谷口哲樹, 唐沢好男, 大島一郎, "空間相関とアレー素子間結合を考慮した MIMO 伝送特性 [II]," 信学技報, A-P2007-132, Jan. 2008.
- [10] M.A. Jensen and J.W. Wallace, "Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.3, no.4, pp.1317-1325, July 2004.
- [11] M.A. Jensen, B. Quist, and N. Bikhazi, "Antenna design for mobile MIMO systems," IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.6, pp.1705-1712, June 2008.
- [12] B.K. Lau, J.B. Andersen, G. Kristensson, and A. Molisch, "Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.54, no.11, pp.3225-3238, Nov. 2006.
- [13] 溝口 聡, スティーブ パーカー, フィル ロジャース, 天野隆, 川端一彰, 諸岡 翼, "MIMO 用アンテナの一検討," 信学技報, A-P2005-88, Oct. 2005.
- [14] T. Manabe, Y. Miura, and T. Ihara, "Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.14, no.3, pp.441-448, April 1996.
- [15] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," European Trans. Telecommunications, vol.10, no.6, pp.585-595, Nov./Dec. 1999.
- [16] 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 J. Wireless Communications and Networking, vol.2007, Article ID 73928.
- [17] 森 浩徳, 平 和昌, 長谷良裕, 若菜弘充, "レイトレース法を用いたマイクロセル遅延波到来方向特性の検討," 信学技報, SSE97-45, RCS97-40, June 1997.
- [18] 今井哲郎, 藤井輝也, "レイトレースを用いた市街地対応移動通信伝搬推定システム," 信学技報, SSE97-42, RCS97-37, June 1997.
- [19] X.P. Yang, Q. Chen, and K. Sawaya, "Investigation of wall effect on indoor MIMO channel capacity by using MoM-FDTD hybrid technique," IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.5, pp.1201-1207, May 2007.

(平成 21 年 1 月 7 日受付, 3 月 23 日再受付)



齋藤 一樹 (学生員)

平 19 東北大・工・通信卒。平 21 同大学院工学研究科電気・通信工学専攻博士前期課程了。主として MIMO 通信システムに関する研究に従事。現在 (株) キーエンスに勤務。



陳 強 (正員)

昭 63 西安電子科技大学卒。平 6 東北大大学院博士課程了。現在同大学院工学研究科電気・通信工学専攻准教授。移動通信アンテナ, アレーアンテナ, 電磁界の数値解析の研究に従事。平 5 本会学術奨励賞受賞, 平 8 と 18 本会通信ソサイエティ活動功労賞, 平 20 本会ソサイエティ論文賞, 本会第 2 回喜安善市賞受賞。



澤谷 邦男 (正員:フェロー)

昭 46 東北大・工・通信卒．昭 51 同大
大学院博士課程了．現在同大学院工学研究
科電気・通信工学専攻教授．プラズマ中の
アンテナ，移動通信用アンテナ，電磁波の
散乱・回折，アレーアンテナの研究に従事．
工博．IEEE シニアメンバー，映像情報メ
ディア学会会員．昭 56 本会学術奨励賞，昭 63 本会論文賞，平
18 本会通信ソサイエティ論文賞，平 20 本会ソサイエティ論文賞，
本会第 2 回喜安善市賞受賞．