

ストリートセル環境における空間偏波 MIMO の伝搬路解析

Analysis of Propagation for Spatial Polarized MIMO in Street-Cell Environment

● 中林 寛暁

情報通信システム工学科 准教授

● Hiroaki NAKABAYASHI

Dept. of Information and Communication Systems
Engineering, Associate Professor

● 2016年9月16日受付

● Received : 16 September 2016

On the basis of propagation information in a path unit acquired by ray tracing, we evaluated MIMO propagation by using the effective degree of freedom and received SNR and identified the analysis method of channel capacity in spatial polarized MIMO. We also analyzed 2×2 and 4×4 spatial polarized MIMO with a low base station antenna height in an urban area using the method and found that, when we set a large enough antenna interval in line-of-sight, the channel capacity of dual polarization tended to become larger than that of vertical polarization when the distance between transmission and reception was small, while the channel capacity of the vertical polarization became larger than that of dual polarization when the distance between the transmission and the reception was large.

キーワード : Spatial Polarized MIMO, Ray Tracing Method, Effective Degree of Freedom, Received SNR, Channel Capacity

1. まえがき

近年、移動通信は、ユーザのニーズに伴い高速で大容量な通信の実現に向かっており、周波数の有効利用を図りながらこれらの要求を実現できる MIMO 技術^{1) 2)}に注目が集まっている。さらに、現在の移動通信ではセルの多様化が進んでおり、スモールセルと呼ばれる低基地局でのサービスが増えることが予想されている。また、LTE-Advanced や第 5 世代移動通信では、マルチユーザ MIMO や基地局協調 MIMO, Massive MIMO といった多くのアンテナを用いた高度なマルチアンテナシステムの採用が見込まれている^{3) 4)}。高度なマルチアンテナシステムでは、多くのアンテナを限られたスペースに配置することが必要となるため、近年では空間と偏波の両者を考慮した空間偏波 MIMO の検討が重要視されている。

主に空間偏波 MIMO は、モンテカルロシミュレーションと実測によって検討されてきている⁵⁾⁻⁸⁾。しかしながら、モンテカルロシミュレーションでは、乱数による仮想伝搬路を用いた検討であるため、環境に応じた高精度な伝搬路モデルに基づく検討が必要となる。また、実測においては環境に応じた信頼性の高い結果を得ることができるが、十分な伝搬路メカニズムを把握するためには、高性能な測定器や多くの測定項目などが必要となる。そこで、高度化する MIMO のシステム設計に対応した空間偏波 MIMO の伝搬路解析には、レイトレース法を用いたパス単位で得られる伝搬路情報の利用が有効であると考え、本報告では、レイトレース法によって取得したパス単位での伝搬路情報

を基に、空間偏波 MIMO の伝搬路における実効的なアレー自由度、受信 SNR を求めることにより MIMO 伝搬路を評価し、チャネル容量を解析する。またこれらの解析手法を用いて、市街地低基地局アンテナでの 2×2 , 4×4 の空間偏波 MIMO (垂直偏波, 直交偏波) について、システム導入の基礎となる伝搬路解析を行う。

本報告の構成を以下に説明する。2 章では本報告の検討におけるチャネルモデルについて示し、解析の中心となるチャネル容量と伝搬路の評価量について説明する。3 章はシミュレーション方法と条件である。この章ではレイトレースでの伝搬路情報の取得方法及びその条件、また伝搬路評価量とチャネル容量の計算方法及びその条件を説明する。4 章はシミュレーション結果となっている。レイトレースで得られた伝搬路情報及びその結果に基づいて求めた伝搬路評価量とチャネル容量について分析を行い、これらの関係性について考察する。5 章では本報告のまとめを行う。

2. チャネルモデルと伝搬路評価量

2.1 チャネルモデルとチャネル容量

図 1 に空間偏波 MIMO のためのチャネルモデルを示す。送信アンテナ $\#j$ 、受信アンテナ $\#i$ の位置座標はそれぞれ $Tx_j(x_j, y_j, z_j)$, $Rx_i(x_i', y_i', z_i')$ で表す。波 (パス) は放射角 θ_{Tp} , ϕ_{Tp} 、到来角 θ_{Rp} , ϕ_{Rp} で伝搬し、それぞれ θ_{Tp} , θ_{Rp} は極角, ϕ_{Tp} , ϕ_{Rp} は方位角を表す。1 送信アンテナから 1 受信アンテナにはそれぞれ P 波のパスが伝搬し、基準点間 (送受の原点間) のパスの通路長は L_p 、送信、

受信共に垂直偏波時のパスの振幅は A_p とする。このとき、送信アンテナ # j から放射されたパスを受信アンテナ # i で受信した場合のチャネル応答 h_{ij} を

$$h_{ij} = \sum_{p=1}^P A_p \exp \left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ L_p - (x_j, y_j, z_j) \cdot (\sin \theta_{Tp} \cos \phi_{Tp}, \sin \theta_{Tp} \sin \phi_{Tp}, \cos \theta_{Tp}) \right. \right. \\ \left. \left. - (x_i, y_i, z_i) \cdot (\sin \theta_{Rp} \cos \phi_{Rp}, \sin \theta_{Rp} \sin \phi_{Rp}, \cos \theta_{Rp}) \right\} \right] \cdot \begin{bmatrix} F_j^{Tx(V)}(\theta_{Tp}, \phi_{Tp}) \\ F_j^{Tx(H)}(\theta_{Tp}, \phi_{Tp}) \end{bmatrix}^T \\ \cdot \begin{bmatrix} \exp(j\phi_p^{VV}) & \sqrt{\frac{1}{XPD_{V,p}}} \exp(j\phi_p^{VH}) \\ \sqrt{\frac{1}{XPD_{H,p}}} \exp(j\phi_p^{HV}) & \sqrt{\frac{1}{CPR_p}} \exp(j\phi_p^{HH}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_i^{Rx(V)}(\theta_{Rp}, \phi_{Rp}) \\ F_i^{Rx(H)}(\theta_{Rp}, \phi_{Rp}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

のように表す。但し、 λ は波長、 $F_j^{Tx(V)}$, $F_j^{Tx(H)}$ はそれぞれ送信アンテナ # j の垂直、水平偏波の指向性、 $F_i^{Rx(V)}$, $F_i^{Rx(H)}$ はそれぞれ受信アンテナ # i の垂直、水平偏波の指向性、 $XPD_{V,p}$, $XPD_{H,p}$ はそれぞれ各パスにおける垂直、水平偏波送信時の交差偏波識別度、 CPR_p は各パスの共偏波比、 ϕ_p^{VV} , ϕ_p^{VH} , ϕ_p^{HV} , ϕ_p^{HH} は各パスの反射、回折による位相変量、添字 T は転置を表す。このときのチャネル行列 H を

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N_r1} & \cdots & h_{N_rN_t} \end{bmatrix} \quad (2)$$

のように表す。但し、 N_t , N_r はそれぞれ送信、受信アンテナ数を表す。

受信側のみがチャネル行列の情報を持つ場合の瞬時の MIMO チャネル容量 C は、チャネル行列 H の相関行列 HH^H 、もしくはその相関行列から求めた固有値を用いて、

$$C = \log_2 \det \left(I_{N_r} + \frac{HH^H}{N_t P_z} \right) \\ = \sum_{i=1}^M \log_2 \left(I_{N_r} + \frac{\lambda_i}{N_t P_z} \right) \quad [\text{bit/s/Hz}] \quad (3)$$

のように定めることができる⁹⁾。但し、 I_{N_r} は N_r 次元の単位行列、添字 H はエルミート転置、 P_z は 1 受信アンテナ当りの雑音電力、 $M = \min(N_t, N_r)$ 、 λ_i は相関行列 HH^H の i 番目の固有値を表す。

2.2 伝搬路評価量

MIMO のチャネル容量は式 (3) から分かるように、チャネル容量の相関行列 HH^H (チャネル応答間の相関) と受信 SNR に依存する。そこで本報告では伝搬路の評価量として、正規化チャネル行列から求めた実効アレー自由度 (EDOF: Effective Degree Of Freedom) と 1 アンテナ当りの受信 SNR を用いる。正規化チャネル行列は、各要素を短区間における平均電力が 1 になるように規格化した

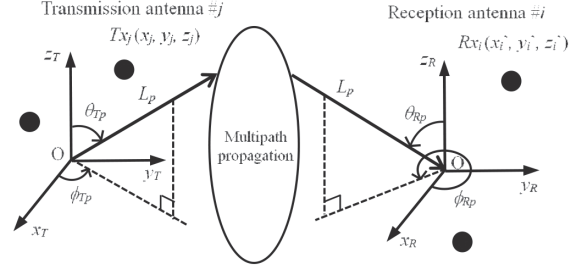


図1 MIMO チャネルモデル

チャネル行列として定義する。このとき、正規化チャネル行列 H_{norm} は、

$$\mathbf{H}_{norm} = \begin{bmatrix} h_{11}^{norm} & \cdots & h_{1N_t}^{norm} \\ \vdots & & \vdots \\ h_{N_r1}^{norm} & \cdots & h_{N_rN_t}^{norm} \end{bmatrix} \quad (4)$$

のように表される。但し、 $h_{ij}^{norm} = h_{ij} / \sqrt{E[|h_{ij}|^2]}$ 、 $E[\cdot]$ は短区間におけるアンサンブル平均を表す。このとき、伝搬路の空間分解能を表す指標となる EDOF は、

$$EDOF = \left\langle \sqrt{\lambda_i^{norm}} \right\rangle^2 \frac{\min(N_t, N_r)}{\max(N_t, N_r)} \quad (5)$$

となる¹⁰⁾。但し、 λ_i^{norm} は $H_{norm}H_{norm}^H$ の i 番目の固有値 (本報告では正規化固有値と呼ぶ)、 $\langle \cdot \rangle$ は M 個全ての固有値の平方根の平均値を表す。EDOF は、値が大きくなるほど空間分解能が高くなることを意味し、正規化チャネル行列から求めた EDOF の短区間平均値は 2×2 MIMO では 1 から 2、 4×4 MIMO では 1 から 4 の値をとる。また、1 アンテナ当りの受信 SNR γ は、受信アンテナの配置により、アンテナ間で受信電力が異なることを考慮して、

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{ij}|^2}{N_r P_z} \quad (6)$$

で定義する。

3. シミュレーション方法と条件

3.1 レイトレースにおける伝搬路情報

本報告におけるシミュレーション方法と条件について説明する。シミュレーションは、レイトレースによる伝搬路情報の取得後、EDOF、受信 SNR、チャネル容量の計算を行う。レイトレースは 3D レイトレース法 (イメージング法) を使用した伝搬解析ツールである RapLab を用い、伝搬路情報として、式 (1) に含まれる各パスの振幅、通路長、放射角、到来角、交差偏波識別度、共偏波比、位相変量を求める。図 2 にレイトレースで使った都市モデル

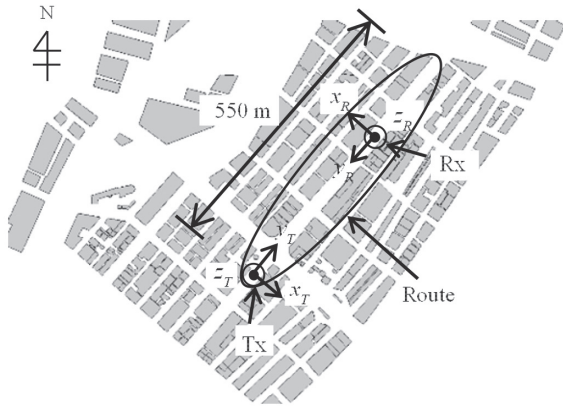


図2 都市モデルと計算経路

と計算経路を示す。都市モデルは東京都中央区銀座4丁目付近をモデル化したものであり、40 から 50 m の高さのビルが密集する市街地となっている。図に示すように送信点 (Tx), 受信点 (Rx) は見通しがある同一路線上に y_T 軸と y_R 軸が対向するように設置し、受信点を送受信間距離が 550 m までの間を 10 m 間隔で 55 地点に配置する。また送信、受信点が配置された道路幅は約 24 m となっている。

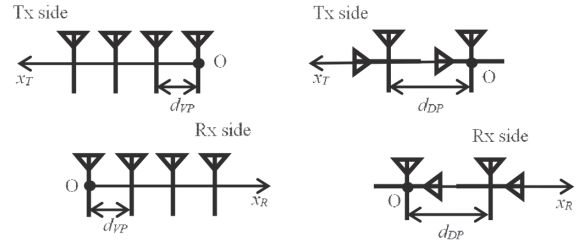
レイトレースにおけるシミュレーション条件を表1に示す。レイトレースの条件として、周波数は 3.5 GHz, 建物の材質は全てコンクリート、波の反射回数は 2 回、回折回数は 1 回とする。使用アンテナは無指向性であるオムニアンテナを使用し、送信電力は 30 dBm, 送信アンテナ高 10 m, 受信アンテナ高 1.5 m として送信、受信の偏波を変え伝搬路情報を取得する。

3.2 伝搬路評価量とチャネル容量

表1に EDOF と受信 SNR, チャネル容量のシミュレーション条件を、図3に評価対象とするアンテナ配置を示す。アンテナ数は 2×2 , 4×4 として垂直偏波 (VP: Vertical Polarization) と直交偏波 (DP: Dual

表1 シミュレーション条件

Ray tracing	Frequency	3.5 GHz	
	Building material	Concrete	
	The number of reflections	2	
	The number of diffractions	1	
	Antenna type	Omni directional	
	Transmission power	30 dBm	
	Tx antenna height	10 m	
	Rx antenna height	1.5 m	
EDO, SNR and capacity	The number of antennas	2×2	4×4
	Antenna interval in VP d_{VP}	$0.5\lambda, 4.0\lambda$	4.0λ
	Antenna interval in DP	None	4.0λ
	Total transmission power	33 dBm	36 dBm
	Noise power per antenna	-90 dBm	-87 dBm
	Length of short section	30λ	



(a) 垂直偏波 (VP)

(b) 直交偏波 (DP)

図3 評価対象とするアンテナ配置 (4×4)

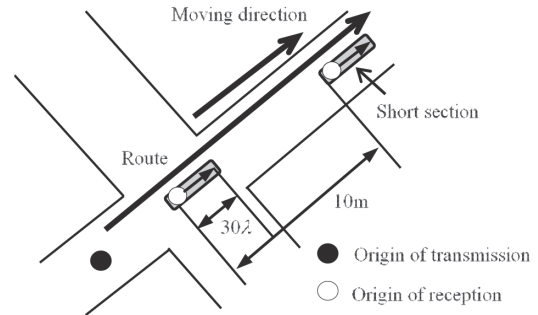


図4 短区間の定義

Polarization) で検討する。 2×2 の場合の垂直偏波でのアンテナ間隔 d_{VP} は $0.5\lambda, 4.0\lambda$ とし、 4×4 の場合の垂直偏波及び直交偏波での隣接するアンテナ間隔 d_{VP}, d_{DP} は共に 4.0λ とする。EDO, 受信 SNR, チャネル容量の計算時の総送信電力は、 2×2 の場合は 33 dBm, 4×4 の場合は 36 dBm とするが、送信アンテナ数増加による総送信電力増加を考慮して、1 受信アンテナの雑音電力 P_z は 2×2 の場合は -90 dBm, 4×4 の場合は -87 dBm とする。これらの条件によりレイトレースによる伝搬路情報を用いて、式 (1) により瞬時のチャネル応答を求める。このとき、図4のように短区間を設定し、短区間 30λ の範囲で伝搬路情報は変化しないものとして、アンテナ座標を変化させ移動しながらチャネル応答を計算する。受信局は道路上を図4のように経路に沿って直線的に移動し、このときのアンテナの配置方向は変わらないものとする。瞬時のチャネル応答を短区間内の全てにおいて計算した後、チャネル応答を規格化して正規化チャネル行列を求め、短区間内で EDO, 受信 SNR, チャネル容量の瞬時値を平均化する。

4. シミュレーション結果

4.1 諸パラメータ特性

本節ではレイトレースで得られた式 (1) に含まれる主要な伝搬路パラメータについてパス単位で考察する。図に示す特性は、図2に示す経路上で、送受信間距離が 100 m と 300 m の2地点とし、図5から図7のグラフに表示するパスは振幅 A_p が直接波レベルから -50 dB までを対象とし、振幅の小さいパスは非表示とする。また、直接波と

大地反射波の $XPD_{V,p}$ と $XPD_{H,p}$ は ∞ のため非表示とする。

図5に各パスの通路長 L_p に対する振幅 A_p (インパルス応答) を示す。縦軸の振幅 A_p は直接波振幅を基準として dB 表示している。振幅は通路長が大きくなるにつれて減衰するが、100 m 地点に比べ 300 m 地点の方が、直接波と非直接波の振幅に差がなく、ライスファクタ (直接波と全ての非直接波の電力比) は 100, 300 m のとき、それぞれ 3.7, -6.5 dB となった。これより送受信間距離が大きくなるにつれてライスファクタは小さくなる傾向があることが分かる。

図6に各パスの通路長 L_p に対する放射角 ϕ_{Tp} 、到来角 ϕ_{Rp} (共に方位角) を示す。(a) は ϕ_{Tp} 、(b) は ϕ_{Rp} を表し、共に 100 m 地点、300 m 地点の結果が示してある。(a) より放射角 ϕ_{Tp} は道路方向である 90, 270 deg の2方向に集中しており、通路長が大きくなるにつれて2方向への集中度が増加する傾向がある。また 100 m 地点と 300 m 地点を比較すると、300 m 地点の方が角度の広がり小さく

なる傾向がある。また (b) の到来角 ϕ_{Rp} は (a) の放射角 ϕ_{Tp} と同様の傾向を示している。

図7に各パスの通路長 L_p に対する交差偏波識別度 $XPD_{V,p}$ 、 $XPD_{H,p}$ 、共偏波比 CPR_p を示す。(a) は $XPD_{V,p}$ 、(b) は $XPD_{H,p}$ 、(c) は CPR_p である。(a) より $XPD_{V,p}$ は、通路長が大きくなるにつれて大きくなる傾向がある。また $XPD_{V,p}$ が 20 dB 以下になるパスは建物の水平エッジでの回折によるものであるが、それ以外の多くのパスは約 20 から 80 dB の大きな値となっている。また総受信電力から求めた一般的な XPD_V は 100 m, 300 m 地点でそれぞれ 46.9, 49.1 dB であり、100 m 地点に比べ 300 m 地点の方が大きな値であった。(b) の $XPD_{H,p}$ は (a) と同様に通路長が大きくなるにつれて大きくなる傾向がある。また $XPD_{H,p}$ が -10 dB 以下になるパスは建物の垂直エッジでの回折によるものが多い。また総受信電力から求めた一般的な XPD_H は 100 m, 300 m 地点でそれぞれ 37.3, 40.5 dB であり、100 m 地点に比べ 300 m 地点の方が大きな値で

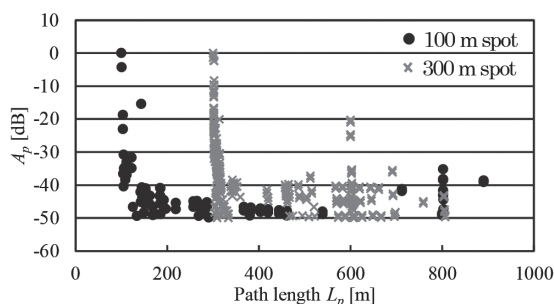
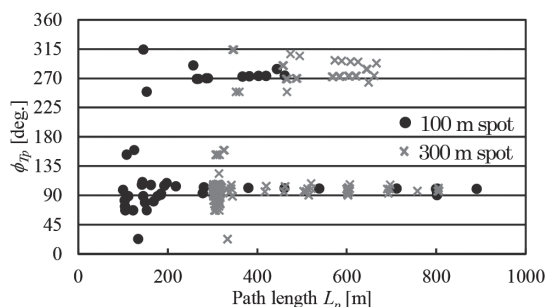
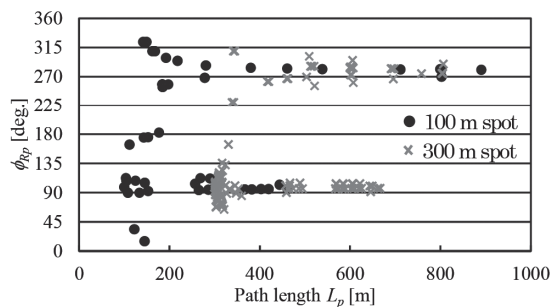


図5 各パスの振幅 A_p

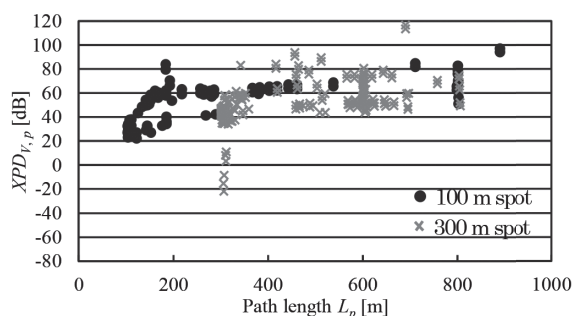


(a) 放射角 ϕ_{Tp}

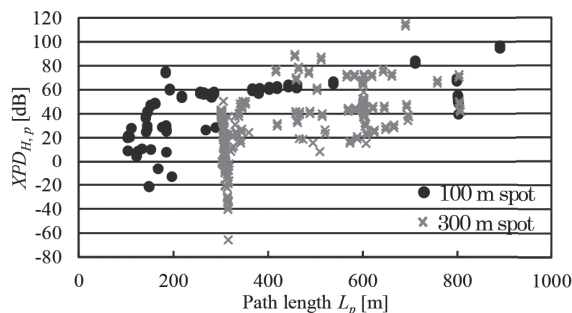


(b) 到来角 ϕ_{Rp}

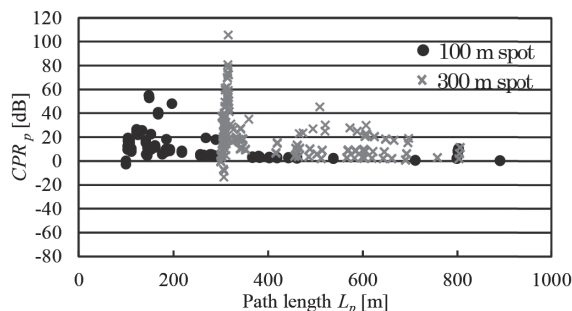
図6 各パスの放射方位角 ϕ_{Tp} 、到来方位角 ϕ_{Rp}



(a) $XPD_{V,p}$



(b) $XPD_{H,p}$



(c) CPR_p

図7 各パスの交差偏波識別度 $XPD_{V,p}$ 、 $XPD_{H,p}$ 、共偏波比 CPR_p

あった。また (a) の $XPD_{V,p}$ に比べ (b) の $XPD_{H,p}$ の方が値は小さい。(c) より CPR_p は、通路長が大きくなるにつれて 0 dB 付近に収束するようになる。また CPR_p が 40 dB 以上のパスは 2 回反射していた。100 m 地点と 300 m 地点を比較すると、300 m 地点の方が CPR_p は大きく、総受信電力から求めた一般的な CPR は 100 m, 300 m 地点でそれぞれ 7.0, 11.1 dB であった。

また、図には示していないが、位相変量 ϕ_p^{VV} , ϕ_p^{VH} , ϕ_p^{HV} , ϕ_p^{HH} は 0 から 360 deg の広範囲に分布した。同一パスにおけるこれらの位相変量間の相互相関は小さく、各位相変量間の相関性は低かった。

4.2 EDOF と受信 SNR

本節では、図 2 に示す計算経路上での垂直偏波と直交偏波時の正規化固有値、EDOF、受信 SNR について示す。図に示す正規化固有値、EDOF、受信 SNR は全て短区間内の瞬時値の平均を表す。図 8 は 2×2 での送受信間距離に対する正規化固有値を表し、(a) は垂直偏波 ($d_{VP} = 0.5\lambda, 4.0\lambda$)、(b) は直交偏波の結果を示す。(a) よりアンテナ間隔 d_{VP} が 0.5λ よりも 4.0λ の方が、第 1 固有値 λ_1^{norm} と第 2 固有値 λ_2^{norm} の差が小さい。これはチャネル応答間の相関が低いことを意味する。(b) より直交偏波では 2 つの固有値の差が (a) の垂直偏波の時に比べ小さく、相関が低いことが分かる。

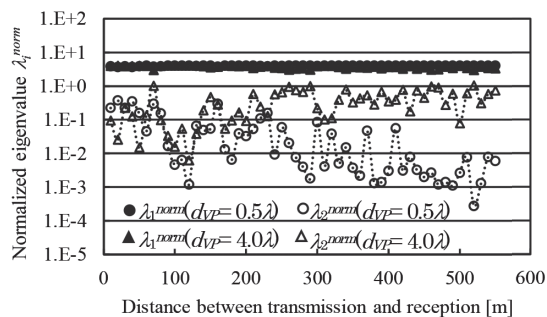
図 9 に 2×2 での送受信間距離に対する EDOF を示す。(a) は垂直偏波 ($d_{VP} = 0.5\lambda, 4.0\lambda$)、(b) は直交偏波の場合を表す。(a) より、アンテナ間隔 d_{VP} が 0.5λ のとき、送受信間距離が大きくなるにつれて、EDOF は小さくなっている。この原因は送受信間距離が大きくなるにつれてパスの放射、到来方位角の広がり小さくなるのが原因と考えられる。また $d_{VP} = 4.0\lambda$ のときの EDOF は、 $d_{VP} = 0.5\lambda$ より全体的に大きいが、送受信間距離が 150 m 以下では $d_{VP} = 0.5\lambda$ の結果とあまり変わらない。これは送受信間距離が小さいとき、ライスファクタが大きいことが原因と考えられる。(b) より、直交偏波での EDOF は送受信間距離に依存せず大きくなっており、地点によらず高い空間分解能が得られることが分かる。これは同一パスにおける位相変量間の相関性が大きく影響している。

図 10 に 2×2 での送受信間距離に対する受信 SNR γ を示し、(a) に垂直偏波、(b) に直交偏波の結果を示す。また (c) に (a)、(b) に示した垂直偏波の受信 SNR から直交偏波の受信 SNR を引いた値を示す。図 10 より垂直偏波と直交偏波を比較すると、垂直偏波の方が受信 SNR は大きく、送受信間距離が大きくなるにつれて SNR の差が大きくなる傾向がある。これは XPD_v , CPR が送受信間距離が大きくなるにつれて大きくなることが原因と考えられる。

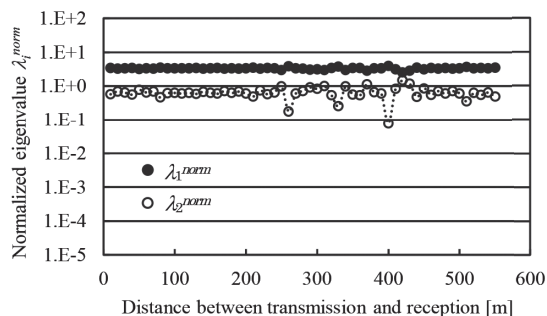
図 11 に 4×4 での送受信間距離に対する正規化固有値を表し、(a) は垂直偏波 ($d_{VP} = 4.0\lambda$)、(b) は直交偏波 ($d_{DP} = 4.0\lambda$) を表す。図 8 の 2×2 と同様に、垂直偏波では送受信間距離が 0 から 150 m 付近までは第 1 から第 4 固有

値の差が大きく、直交偏波では 0 から 150 m 付近までは第 1 から第 4 固有値の差が大きく変動している。

図 12 に 4×4 での送受信間距離に対する EDOF を表す。垂直偏波では 2×2 と同様に 0 から 150 m 付近までライ

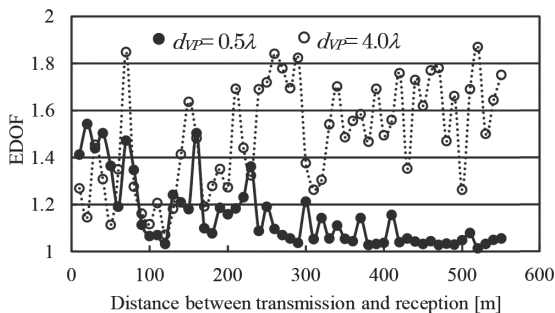


(a) VP

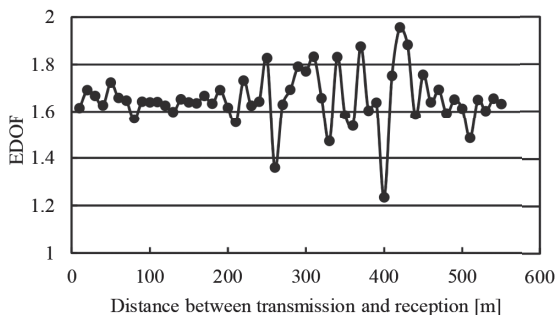


(b) DP

図 8 送受信間距離に対する正規化固有値 (2×2)



(a) VP



(b) DP

図 9 送受信間距離に対する EDOF (2×2)

スファクタにより EDOF が小さくなっており、直交偏波では垂直偏波と同じ区間でライスファクタにより EDOF が少し小さな部分が見られる。

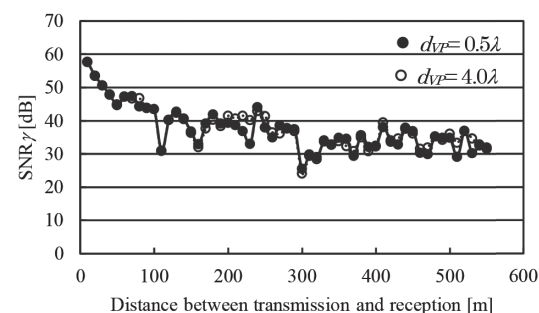
図 13 に 4×4 での送受信間距離に対する受信 SNR を示し、(a) に垂直、直交偏波での受信 SNR、(b) に (a) に示した垂直偏波から直交偏波の受信 SNR を引いた値を示す。図より図 10 の 2×2 と同様に垂直偏波の方が直交偏波より受信 SNR が大きい。

4.3 チャンネル容量

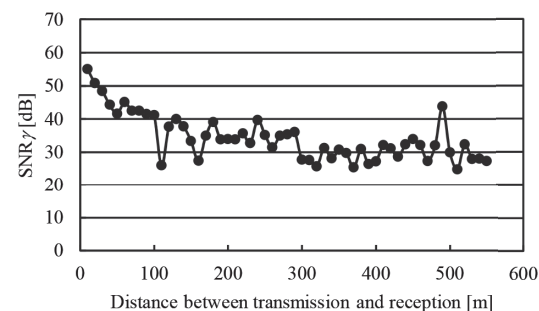
図 14 に 2×2 での送受信間距離に対するチャンネル容量を示す。(a) は垂直偏波 ($d_{VP} = 0.5\lambda, 4.0\lambda$)、(b) は直交偏波の結果を示す。また (c) に、(a)、(b) に示した垂直偏波のチャンネル容量から直交偏波のチャンネル容量を引いた値を示す。(a) より送受信間距離が大きくなるとアンテナ間隔 $d_{VP} = 0.5\lambda$ と $d_{VP} = 4.0\lambda$ のチャンネル容量に差が見られるが、これは主に図 8 (a)、図 9 (a) で示したように正規化固有値 (チャンネル応答間の相関) 及び実効アレー

自由度の影響によるものと考えられる。図 14 より垂直偏波と直交偏波を比較すると、 $d_{VP} = 0.5\lambda$ の時は垂直偏波より直交偏波の方がチャンネル容量は全体的に大きい。また $d_{VP} = 4.0\lambda$ の時は送受信間距離が 0 から 150 m 付近までは全体的に直交偏波のチャンネル容量が大きい。150 m 以降では垂直偏波の方がチャンネル容量は大きい。図 9、図 10 より分かるように、垂直偏波と直交偏波で同等の EDOF が得ることができれば、受信 SNR の大きい垂直偏波の方がチャンネル容量は大きくなる。しかし、垂直偏波において EDOF が小さな値しか得られない場合は、垂直偏波よりも直交偏波の方がチャンネル容量は大きくなることもあることを表している。

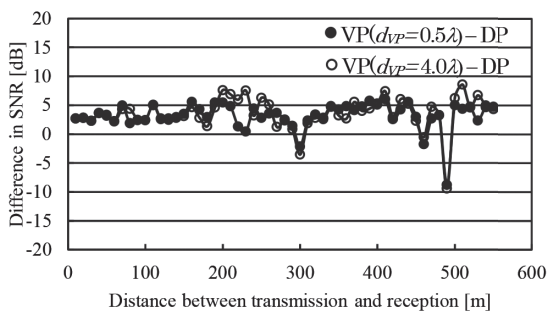
図 15 に 4×4 での送受信間距離に対するチャンネル容量を示す。(a) は垂直偏波 ($d_{VP} = 4.0\lambda$)、直交偏波 ($d_{DP} = 4.0\lambda$)、(b) は (a) で示す垂直偏波のチャンネル容量から直交偏波のチャンネル容量を引いた値を示す。図より 2×2 と概ね同様に、送受信間距離が 0 から 150 m 付近までは垂



(a) VP

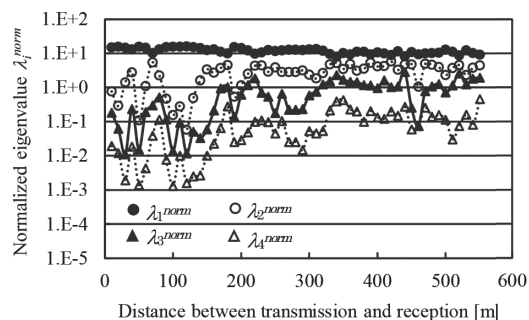


(b) DP

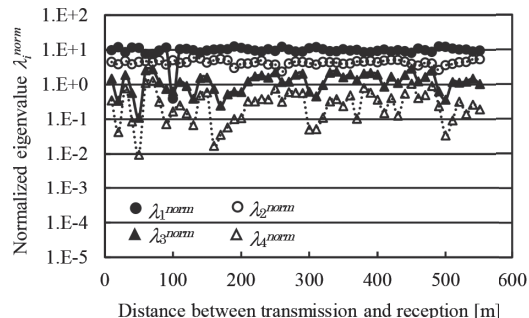


(c) VP, DP 間の SNR 差

図 10 送受信間距離に対する SNR (2×2)



(a) VP



(b) DP

図 11 送受信間距離に対する正規化固有値 (4×4)

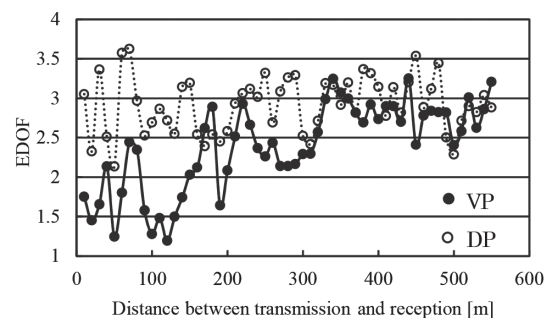
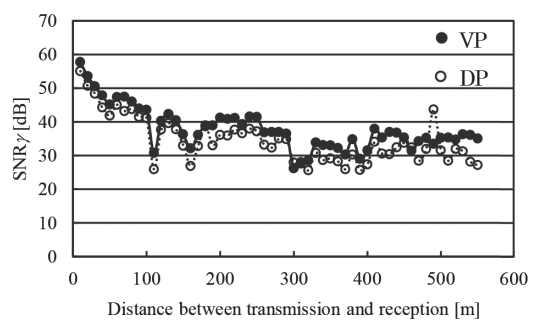


図 12 送受信間距離に対する EDOF (4×4)

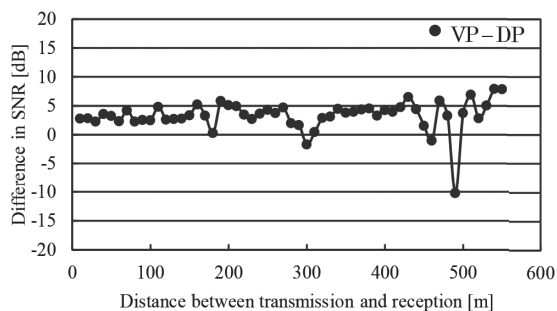
直偏波に比べ直交偏波の方がチャンネル容量は大きい傾向があるが、150 m 以降では直交偏波に比べ垂直偏波の方がチャンネル容量は大きくなる傾向がある。これは図 12、図 13 から、垂直偏波と直交偏波で同等の EDOF が得ることができれば、受信 SNR の大きい垂直偏波の方がチャンネル容量は大きくなるが、ライスファクタが大きく垂直偏波において十分に EDOF が小さくできない場合は、垂直偏波よりも直交偏波の方がチャンネル容量は大きくなることもありえることを表している。

5. むすび

レイトレース法によって取得したパス単位での伝搬路情報を基に、空間偏波 MIMO の伝搬路における実効アレー自由度、受信 SNR を求めることにより MIMO 伝搬路を評価し、チャンネル容量を解析する方法を示した。またその解析方法を用いて、市街地低基地局アンテナでの 2×2 、 4×4 の空間偏波 MIMO について解析を行った。その結果、見通し内経路で十分なアンテナ間隔が確保できる場合は、送受信間距離が小さい時、垂直偏波に比べ直交偏波の方がチャンネル容量は大きく、また送受信間距離が大きくなるにつれて、直交偏波に比べ垂直偏波の方がチャンネル容量は大きくなる傾向があることを示した。但し、本検討で得られた交差偏波識別度の値は、文献 4) などと比較すると、大きな値を示しており、今後、実測による検証を行う必要があると考えられる。また本手法は、端末側アンテナに傾きがある場合や、高度化が進む MIMO 適応スケジューリングの設計検討などにも応用が可能である。

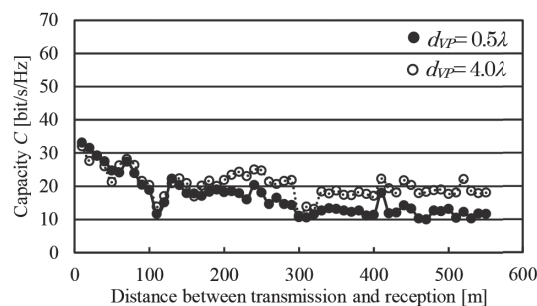


(a) VP, DP

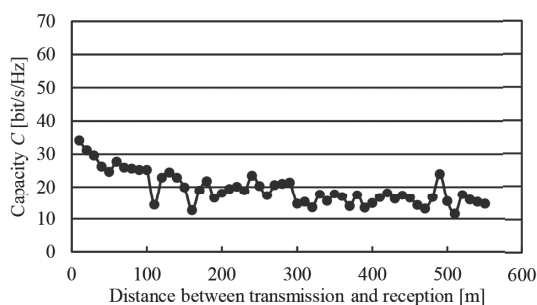


(b) VP, DP 間の SNR 差

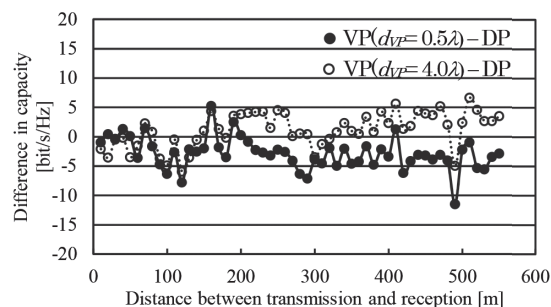
図 13 送受信間距離に対する SNR (4×4)



(a) VP

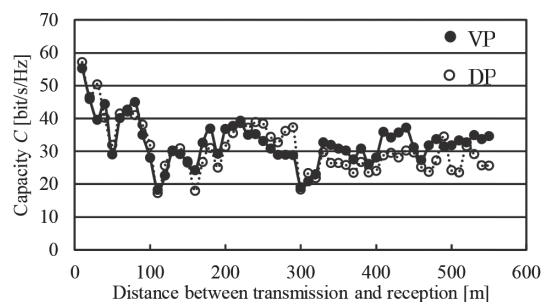


(b) DP

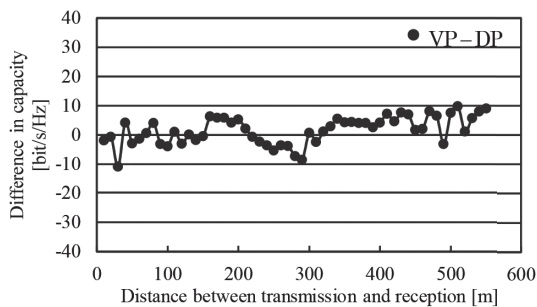


(c) VP, DP 間のチャンネル容量差

図 14 送受信間距離に対するチャンネル容量 (2×2)



(a) VP, DP



(b) VP, DP 間のチャンネル容量差

図 15 送受信間距離に対するチャンネル容量 (4×4)

参考文献

- (1) G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Bell Lab.Tech.J., vol.1, no.2, pp.41-59, 1996.
- (2) E.Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," European Transactions on Telecommunications, vol.10, no.6, pp.585-595, Nov./Dec. 1999.
- (3) "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Further advancements for E-UTRA physical layer aspects," 3GPP TR36.814 v9.0.0, Mar.2010.
- (4) "Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced," Report ITU-R M.2135-1, Dec.2009.
- (5) 小西洋平, マテルムローレンス, 高田潤一, 井田一郎, 大石泰之, "マクロセル環境における直交偏波 MIMO のための伝搬路特性に関する実験的検討", 信学技報, RCS2009-139, Nov.2009.
- (6) S.Nanba, N.Miyazaki, Y.Hirota, and Y.Kishi, "MIMO capacity estimation based on single and dual-polarization MIMO channel measurements," Asia-Pacific Conf. on Commun., pp.313-318, Auckland, New Zealand, Nov.2010.
- (7) 廣田祐生, 難波忍, 岸洋司, "2.1GHz 帯屋外伝搬実験に基づく直交偏波 4×4 MIMO の特性評価", 信学技報, A・P2010-99, Nov.2010.
- (8) M.T.Dao, V.A.Nguyen, Y.T.Im, S.O.Park, G.Yoon, "3D polarized channel modeling and performance comparison of MIMO antenna configurations with different polarizations" IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.59, no.7, July.2011
- (9) 西森健太郎, マルチユーザ MIMO の基礎, コロナ社, 東京, 2014.
- (10) M.S.Elnaggar, S.Safavi-Kaeini, and S.K. Chaudhuri, "A novel dimensionality metric for multi-antenna systems," Asia-Pacific Conf. on Commun., pp. 242-245, Yokohama, Dec.2006.