

---

---

# 素子間通路長差を用いた空間 MIMO の素子配置決定法

Decision Method Using Path-Length Difference for Antenna Element Arrangement of Spatial MIMO

●  
中林 寛暁  
電気電子情報工学科 助教

●  
須藤 博樹  
電気電子情報工学専攻 修士課程2年

●  
Hiroaki NAKABAYASHI  
Dept. of Electrical, Electronics, and  
Computer Engineering, Assistant Professor  
Hiroki SUDOU  
Master Course of Electrical, Electronics, and  
Computer Engineering, Graduate Student

●  
2015年9月18日受付

●  
Received : 18 September 2015

---

In this study, the multi-path propagation relationship between path-length difference in antenna elements and MIMO capacity was examined by theory and simulations. The examination clarified that the path-length difference affected the capacity. Therefore, we defined the standard deviation of the path-length difference weighted by wave amplitudes (SPDE) as a quantity to evaluate the capacity. To examine an element arrangement decision using the SPDE on a condition that was close to a true environment, a simulation using a ray-trace method was performed. The decision method of the antenna arrangement using the SPDE and that using space correlation were compared, with results showing that the method using the SPDE can more easily determine the element arrangement with little data.

キーワード：空間 MIMO, 素子配置, 素子間通路長差, チャンネル容量, モンテカルロ法, レイトレース法

---

## 1. はじめに

移動通信サービスの技術の発展に伴い、データ通信の高速化、大容量化や電波資源の枯渇対策が求められている。よって、省帯域で高速な伝送を行えるシステムの開発が重要である。これらの解決策として送受共に複数のアンテナ素子を用いた MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システム<sup>1) 2)</sup> が注目され、実用化されている。MIMO は複数できるチャンネル間の相関性を低くすることが重要とされ、アンテナ素子の空間または偏波を変えることにより高速通信を実現する<sup>3)-5)</sup>。近年、次世代通信のさらなる高速化に向け、素子数は急激に増加しており<sup>6)</sup>、素子を空間的に 1 次元だけでなく 2 次元に配置するなど、様々な素子配置が盛んに検討されている<sup>7)-9)</sup>。このような素子配置は通信環境によって適切な配置が異なり、適切な配置が実現さ

れない場合、帯域を広げずに高速通信を実現する MIMO の性能が十分に発揮することができない。

従来、素子配置の空間を変えて MIMO を実現する空間 MIMO では、チャンネル間の相関係数 (空間相関係数) を用いて評価されてきた<sup>10)-13)</sup>。この相関係数を求める代表的な手法として、主に実測結果によってモデル化されたチャンネルモデル<sup>14)-16)</sup> を用いる手法が挙げられる。しかしながら、これらのチャンネルモデルを用いた手法は確率的モデルであるため、相関係数を求めるには十分な平均処理が必要となる。これは同時に、実測においても十分な場所平均が必要であることを意味する。また、チャンネルモデルを用いた場合、適用するモデルが実際の伝搬環境と完全に一致しない場合もあり、求めた相関係数によって定められる素子配置が必ずしも最適とは限らない。

そこで本論文では、空間 MIMO の原点に立ち返り、チャネル容量の低下メカニズムについて再考察する。この考察より、チャネル容量に影響を与える新たな評価パラメータを導出し、このパラメータを用いて素子配置の決定を行う手法を提案する。また、従来用いられている空間相関係数と本パラメータの差異を明確にし、提案手法の優位性を明らかにする。

初めに 2 章では、評価パラメータの導出の基となる伝搬モデルと、そのモデルに基づくチャネル行列について述べる。3 章は空間 MIMO のチャネル容量を低下させる伝搬メカニズムについて検討を行い、素子間通路長差とチャネル容量の関係をモンテカルロ法により明らかにする。4 章では、3 章の結果から、振幅で重み付けした素子間通路長差の標準偏差（素子間通路長差スプレッド：SPDE）を評価パラメータとして定義し、SPDE の平均値とチャネル容量の平均値の関係を明らかにする。また、従来から素子配置を評価するために用いられている空間相関係数と、SPDE をモンテカルロ法により比較し、素子配置を決定する上で、平均処理と見通し内環境において、SPDE が空間相関係数より優れていることを示す。5 章では、都市モデルを用いた実環境に近い伝搬条件において、レイトレース法により取得した伝搬路を用いて、SPDE による具体的な素子配置決定の例を示す。

## 2. 伝搬モデルとチャネル行列

図 1 に多重波伝搬路においてチャネル容量がどのような影響を受けるかを明らかにするためのモデルを表す。送信、受信アンテナ数はそれぞれ  $N_t$ ,  $N_r$  とし、各アンテナは送信側、受信側共にアンテナ間隔を  $d$  とし、等間隔で直線状に配置しているものとする。アンテナ列に対しブロードサイド方向を基準として、波は放射角  $\theta_{Tp}$ 、到来角  $\theta_{Rp}$  で伝搬し、それぞれ  $\theta_{Tc}$ ,  $\theta_{Rc}$  を中心角として広がり  $\theta_{Tw}$ ,  $\theta_{Rw}$  で制限された範囲を一様分布すると仮定する。見通

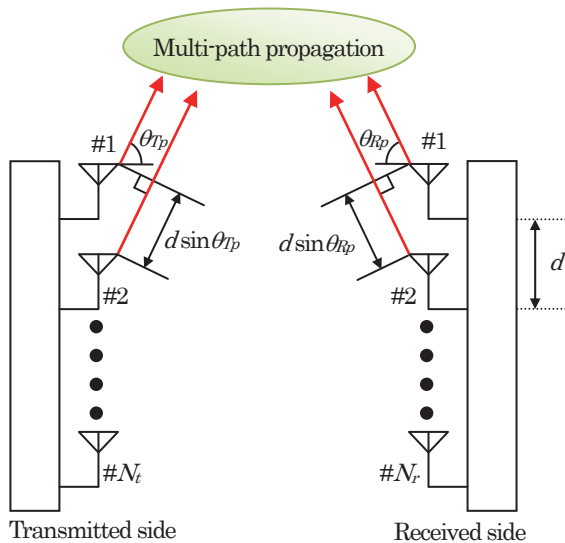


図1 伝搬モデル

し内の場合の直接波の放射、到来角は中心角  $\theta_{Tc}$ ,  $\theta_{Rc}$  と等しいものとする。1 素子の送信アンテナから 1 素子の受信アンテナには  $P$  波の波が到来し、送受信アンテナ #1 の位置を基準点とする。この基準点までの波の通路長  $L_p$  は  $L_{min}$  から  $L_{min} + \Delta L_{max}$  の範囲を一様分布、波の振幅  $A_p$  は 1 素子から放射される電力が 1 になるように規格化（非直接波は同一振幅、直接波の振幅は  $K$  ファクタにより調整）された値とする。上記のモデルに基づき、送信アンテナ # $t$  から放射された波を受信アンテナ # $r$  で受信した時のチャネル応答  $h_{rt}$  を求めると式 (1) で表される。

$$h_{rt} = \sum_{p=1}^P A_p \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \{L_p + (r-1)d \sin \theta_{Rp} + (t-1)d \sin \theta_{Tp}\}\right] \cdot \exp(j\phi_p) \quad (1)$$

ここで、 $\lambda$  は伝搬する波の波長、 $\phi_p$  は反射などによる波の位相変数を表す。また、チャネル応答を要素としたチャネル行列  $H$  を式 (2) で表す。

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Nr1} & \cdots & h_{NrN_t} \end{bmatrix} \quad (2)$$

## 3. MIMO チャネル容量と低下メカニズム

### 3.1 チャネル容量と素子間通路長差の関係

MIMO におけるチャネル容量は、送信側で伝搬路が未知及び既知の場合の表現式が良く知られている。本検討では議論を単純化するため、伝搬路が未知の場合のみを取り扱う。伝搬路が未知の場合のチャネル容量  $C$  [bit/s/Hz] は式 (3) で表される<sup>1)</sup>。

$$C = \log_2 \det\{HH^H(\gamma_0 / N_t) + I_{N_r}\} \quad (3)$$

但し、 $H$  はエルミート転置、 $\gamma_0$  は総送信電力を 1 素子に割り当てた場合の平均受信 SNR、 $I_{N_r}$  は  $N_r$  次元の単位行列を表している。式 (3) において、チャネル容量が伝搬路に依存する項は  $HH^H$  である。よってチャネル容量はチャネル行列  $H$  の相関行列の行列式  $\det HH^H$  に依存しており、式 (4) のように表される。

$$\begin{aligned} \det HH^H &= \det H \cdot \det H^H \\ &= \det H \cdot (\det H)^* = |\det H|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

但し、 $*$  は複素共役を表す。図 2 に図 1 の伝搬モデルにおいて、 $N_t = N_r = 2$  としてアンテナ間隔  $d$  を変化してモンテカルロ法で得られたチャネル容量と  $|\det H|^2$  の関係を示す。図より  $|\det H|^2$  が大きくなるにつれてチャネル容量が大きくなること分かる。次にアンテナ数を  $N_t = N_r = 2$

として式(4)を図1の伝搬モデルによって表現する. 式(1)を用いて  $\det H$ ,  $(\det H)^*$  を表すと次式となる.

$$\begin{aligned} \det H = & \sum_{a=1}^P \sum_{b=1}^P A_a A_b \cdot \left[ \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (L_a + L_b + d \sin \theta_{Rb} + d \sin \theta_{Tb}) \right\} \right] \\ & \cdot \exp(j\phi_a) \cdot \exp(j\phi_b) \\ & - \left[ \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (L_a + L_b + d \sin \theta_{Ta} + d \sin \theta_{Tb}) \right\} \right] \\ & \cdot \exp(j\phi_a) \cdot \exp(j\phi_b) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} (\det H)^* = & \sum_{a=1}^P \sum_{b=1}^P A_a A_b \cdot \left[ \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (L_c + L_f + d \sin \theta_{Rf} + d \sin \theta_{Tf}) \right\} \right] \\ & \cdot \exp(-j\phi_c) \cdot \exp(-j\phi_f) \\ & - \left[ \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (L_c + L_f + d \sin \theta_{Tf} + d \sin \theta_{Tc}) \right\} \right] \\ & \cdot \exp(-j\phi_c) \cdot \exp(-j\phi_f) \end{aligned} \quad (6)$$

よって式(4)より  $|\det H|^2$  は式(7)で表される.

$$\begin{aligned} |\det H|^2 = & \sum_{a=1}^P \sum_{b=1}^P \sum_{c=1}^P \sum_{f=1}^P A_a A_b \cdot \left[ \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (L_a + L_b) \right\} \right] \\ & \cdot \left[ \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (d \sin \theta_{Rb} + d \sin \theta_{Tb}) \right\} - \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (d \sin \theta_{Rb} + d \sin \theta_{Ta}) \right\} \right] \\ & \cdot A_c A_f \cdot \left[ \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (L_c + L_f) \right\} \right] \\ & \cdot \left[ \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (d \sin \theta_{Rf} + d \sin \theta_{Tf}) \right\} - \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (d \sin \theta_{Rf} + d \sin \theta_{Tc}) \right\} \right] \\ & \cdot \exp(j\phi_a) \cdot \exp(j\phi_b) \cdot \exp(-j\phi_c) \cdot \exp(-j\phi_f) \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)は, 通路長  $L_D$  を含む項, アンテナ間隔  $d$  と放射角  $\theta_{Tp}$ , 到来角  $\theta_{Rp}$  を含む項から構成されている. ここで通路長  $L_D$  を含む項は  $L_D$  が一様分布するため,  $|\det H|^2$  に大きな影響を与えない. よって  $|\det H|^2$ , すなわちチャネル容量  $C$  は, 波のアンテナ間の通路長差から成る  $d \sin \theta_{Tp} + d \sin \theta_{Rp}$  を含む項に依存する. この項は通路長差を含んだ項同士の差であり, この2つの項が近似すると  $|\det H|^2$  は0に近づく. よって, 伝搬する波によって与え

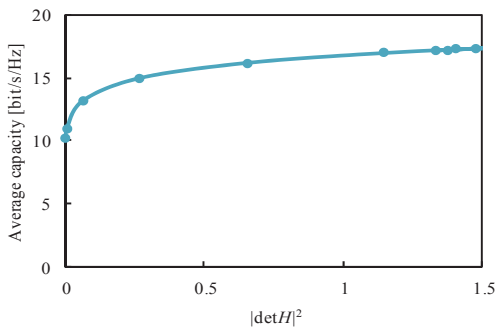


図2 平均チャネル容量と  $|\det H|^2$  の関係 (NLOS,  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Rw} = \theta_{Tw} = 360$  [deg])

られる通路長差のばらつきが小さくなると, チャネル容量が減少すると考えられる. そこで, 送信側で  $p$  番目の波のアンテナ #1 と # $t$  における素子間通路長差を  $\Delta L_{T1t}$  とし, 式(8)で定義する.

$$\Delta L_{T1t} = (t-1)d \sin \theta_{Tp} \quad (8)$$

同様に, 受信側においてもアンテナ #1 と # $r$  における素子間通路長差を  $\Delta L_{R1r}$  とし, 式(9)で定義する.

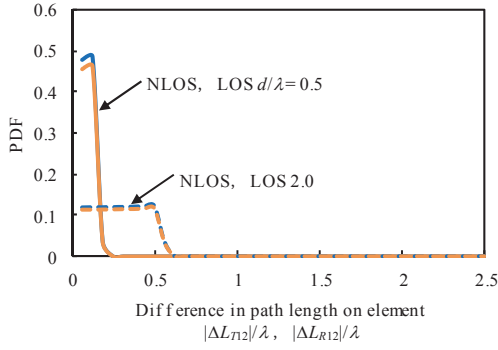
$$\Delta L_{R1r} = (r-1)d \sin \theta_{Rp} \quad (9)$$

### 3.2 素子間通路長差とチャネル容量の関係

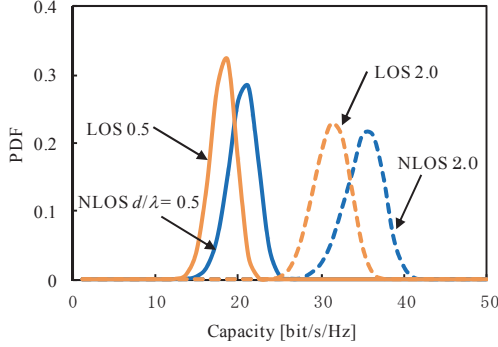
式(8), (9)で定義した素子間通路長差とチャネル容量の関係を明らかにするためにモンテカルロ法によるシミュレーションを行った. 表1にシミュレーション条件を示す. シミュレーションは送受信アンテナ数  $N_t = N_r = 4$ , 最大通路長差  $\Delta L_{max} = 200$  [m], 放射, 到来中心角  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg], 放射, 到来角広がり  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30, 90$  [deg],  $K$  ファクタは見通し外 (NLOS) 環境を表す  $-\infty$  [dB], または見通し内 (LOS) 環境である  $5$  [dB] とした. アンテナ間隔は  $d/\lambda = 0.5, 2.0$  とし, 波の振幅  $A_p$ , 通路長  $L_p$ , 放射角  $\theta_{Tp}$ , 到来角  $\theta_{Rp}$  をランダムに発生し, 素子間通路長差とチャネル容量を計算した. 図3(a), (b)は送信側, 受信側の素子間通路長差とチャネル容量の確率密度分布 (PDF) を示す. 図には NLOS, LOS 環境でアンテナ間隔  $d/\lambda = 0.5, 2.0$  の結果を示してある. 図3(a)より, 波長  $\lambda$  で規格化した素子間通路長差  $|\Delta L_{T12}|/\lambda$ ,  $|\Delta L_{R12}|/\lambda$  は  $d/\lambda = 0.5$  では  $0 \sim 0.2$ ,  $d/\lambda = 2.0$  では  $0 \sim 0.6$  に分布している. また, 図3(b)を見ると, NLOS, LOS 共に  $d/\lambda = 2.0$  に比べて  $d/\lambda = 0.5$  の時の方がチャネル容量は小さい値を中心に狭い範囲に分布する. よって素子間通路長差が狭い範囲に分布する時, チャネル容量は低下し, その変動も小さいことが分かる. NLOS と LOS を比較すると, 図3(a)の素子間通路長差は同様の分布になるが, 図3(b)のチャネル容量は NLOS に比べ, LOS の方が小さい値を中心に分布している. 図4は放射, 到来角広がり  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 90$  [deg] とした時の結果を示す. 図4(a)より, NLOS, LOS 共に  $|\Delta L_{T12}|/\lambda$ ,  $|\Delta L_{R12}|/\lambda$  は  $d/\lambda$

表1 シミュレーション条件 (モンテカルロ法)

送信, 受信アンテナ数 $N_t = N_r$	4
最大通路長差 $\Delta L_{max}$ [m]	200
到来波数 $P$	20
放射, 到来中心角 $\theta_{Tc} = \theta_{Rc}$ [deg]	0
放射, 到来角広がり $\theta_{Tw} = \theta_{Rw}$ [deg]	30, 90
平均受信 SNR $\gamma_0$ [dB]	30
$K$ ファクタ [dB]	$-\infty, 5$

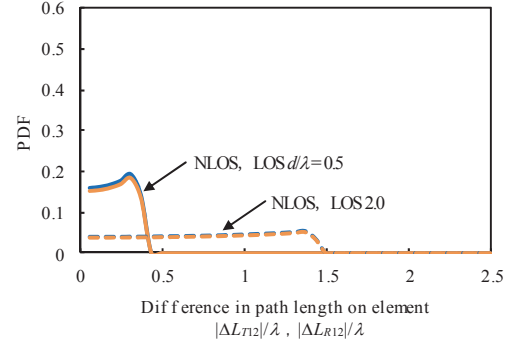


(a) PDF of difference in path length.

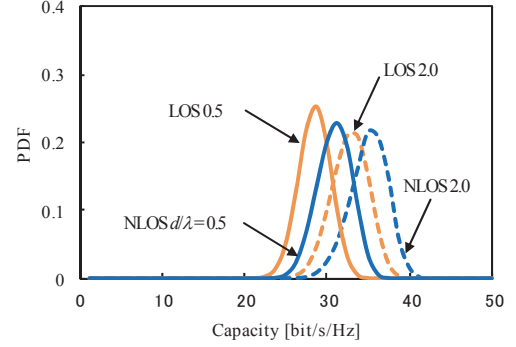


(b) PDF of capacity.

図3 素子間通路長差とチャネル容量の確率密度分布  
( $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30$  [deg])



(a) PDF of difference in path length.



(b) PDF of capacity.

図4 素子間通路長差とチャネル容量の確率密度分布  
( $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 90$  [deg])

= 0.5では0~0.4,  $d/\lambda = 2.0$ では0~1.5の範囲を分布する。また図4 (b)を見るとNLOS, LOS共にチャネル容量の分布にはあまり変化がない。よって, NLOS, LOS共に素子間通路長差が約1/4波長以下に分布することにより, チャネル容量が低下することが分かる。

#### 4. 素子配置のための評価パラメータ

##### 4.1 素子間通路長差スプレッド

前章において素子間通路長差がチャネル容量に影響を与えることを明らかにした。しかし, 図3で示されたように, NLOSとLOS環境では素子間通路長差の値が同様になるのに対し, チャネル容量は異なる値となる。そこで, チャネル容量に影響を与えるパラメータとして, 振幅で重み付けした素子間通路長差の標準偏差を送信側と受信側でそれぞれ定義し, 素子配置決定に用いる。本論文では, この標準偏差を素子間通路長差スプレッド (SPDE: Spread of Path-length Difference between Elements) と表記する。送信側でのアンテナ #1 と # $t$  における SPDE を  $\sigma_{Tt}$  とし, 次式で定義する。

$$\sigma_{Tt} = \sqrt{\frac{\sum_{p=1}^P A_p \{(t-1)d/\lambda \sin \theta_{Tp} - m_{Tt}\}^2}{\sum_{p=1}^P A_p}} \quad (10)$$

ただし  $m_{Tt}$  は平均値を表し, 次式で表す。

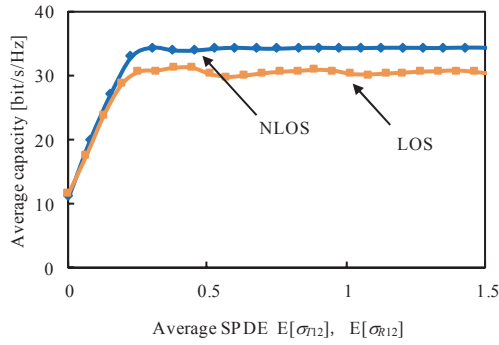
$$m_{Tt} = \frac{\sum_{p=1}^P A_p (t-1)d/\lambda \sin \theta_{Tp}}{\sum_{p=1}^P A_p} \quad (11)$$

また, 受信側でのアンテナ #1 と # $r$  におけるスプレッド  $\sigma_{Rr}$  は, 式 (10), (11) の  $\theta_{Tp}$ ,  $t$  をそれぞれ  $\theta_{Rp}$ ,  $r$  に置き換えることにより同様に式 (12), (13) で定義される。

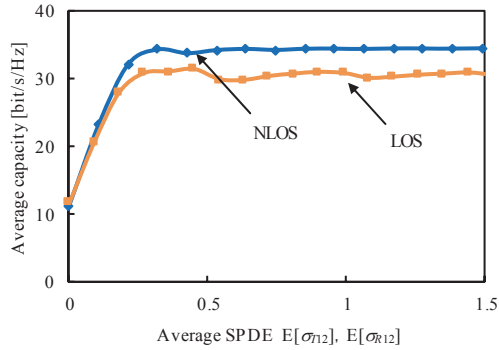
$$\sigma_{Rr} = \sqrt{\frac{\sum_{p=1}^P A_p \{(r-1)d/\lambda \sin \theta_{Rp} - m_{Rr}\}^2}{\sum_{p=1}^P A_p}} \quad (12)$$

$$m_{Rr} = \frac{\sum_{p=1}^P A_p (r-1)d/\lambda \sin \theta_{Rp}}{\sum_{p=1}^P A_p} \quad (13)$$

次に, 式 (10), (12) による SPDE とチャネル容量の関係を明らかにするためにモンテカルロ法によるシミュレーションを行った。シミュレーション条件は表1と同条件とし, 送信, 受信側のアンテナ間隔  $d/\lambda$  を変化させながら,  $\sigma_{T12}$  または  $\sigma_{R12}$  の平均値  $E[\sigma_{T12}]$ ,  $E[\sigma_{R12}]$  とチャネル容量  $C$  の平均値  $E[C]$  を求めた。図5にその結果を示す。図5 (a) は放射, 到来中心角  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg], 放射, 到来角広がり  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30$  [deg], 図5 (b) は  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 90$  [deg], 共に NLOS, LOS での結果を示す。図5 (a) より NLOS, LOS 共に SPDE が約 0.25 以上になるとチャネル容量に影響を与え



(a)  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30$  [deg].



(b)  $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 90$  [deg].

図5 素子間通路長差スプレッドと平均チャネル容量の関係

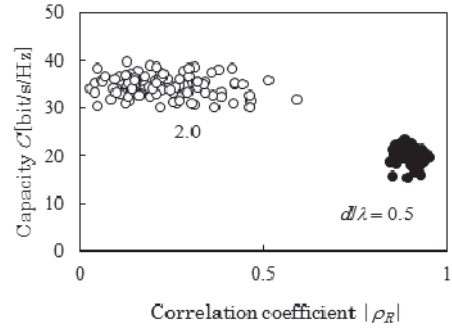
ないことが分かる。また、図5 (b) より、放射、到来角広がり大きいときにおいても、SPDEが約0.25以上になるとチャネル容量に影響を与えないことが分かる。

#### 4.2 空間相関とSPDEの比較

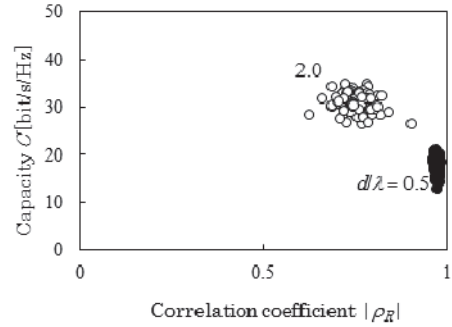
本節では、素子配置を評価するために一般的に用いられている空間相関と前節に示したSPDEの違いについて明確にする。文献17)によれば、移動通信環境の受信波複素振幅における空間相関係数は次式により求めることができる。

$$\rho_R = \int_0^{2\pi} P_\theta(\theta) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta\right) d\theta / P_0 \quad (14)$$

ただし、 $d$ は素子間隔、 $P_\theta(\theta)$ は電力角度プロファイル、 $\theta$ は波の到来角、 $P_0$ は総受信電力を表す。通常、式(14)による相関係数は、対象とするエリア内で場所平均を行うことによって得られる $P_\theta(\theta)$ 、 $P_0$ を用いることにより求められる。また、式(14)において1地点(1スナップショット)で得られる $P_\theta(\theta)$ 、 $P_0$ を用いれば、移動時の瞬時空間相関係数を求めることができる。このとき、式(14)は2章の伝搬モデルの $A_p$ 、 $\theta_{Rp}$ を用いて、受信側の瞬時空間相関係数を式(15)のように表現できる。



(a) NLOS



(b) LOS

図6 空間相関係数とチャネル容量の関係  
( $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30$  [deg])

$$\rho_R = \frac{\sum_{p=1}^P A_p^2 \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_{Rp}\right)}{\sum_{p=1}^P A_p^2} \quad (15)$$

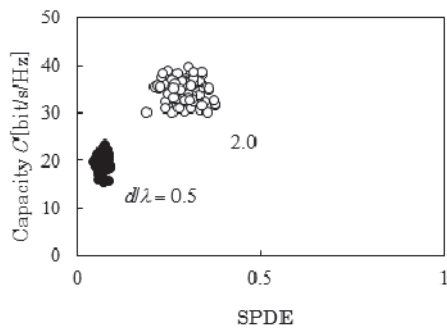
式(15)で与えられる空間相関係数とSPDEがチャネル容量に与える影響の違いを明確にするためモンテカルロ法によるシミュレーションを行った。シミュレーション条件は表1とし(ただし、 $\theta_{Tw}$ 、 $\theta_{Rw}$ は30 [deg]のみ)、100回の試行において、各試行で空間相関係数(絶対値)、SPDE、チャネル容量を求め、平均処理は行わず散布図として表示する。

図6に空間相関係数とチャネル容量の関係を表す。図6(a)はNLOS、(b)はLOS環境であり、両図中に素子間隔 $d/\lambda = 0.5$ 、2.0の結果を示す。図6(a)より、相関係数は素子間隔が大きいと小さな値に分布し、その結果、チャネル容量は大きな値に分布するが、特に $d/\lambda = 2.0$ のとき、相関係数は非常に広い範囲に分布している。この相関係数の変動は、パス数が有限であることが原因であり、文献18)においてこの変動がパス数に依存することが報告されている。また、文献19)では実測においても瞬時空間相関係数は大きく変動することが報告されている。よって、相関係数から素子間隔のチャネル容量への影響を評価するためには十分な平均処理が必要である。一方、図6(b)を見ると、NLOS同様、素子間隔が大きくなると相関係数

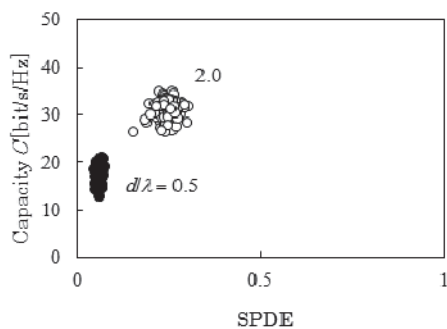
は小さな値に分布し、チャンネル容量も大きくなるが、直接波の影響により  $d/\lambda = 2.0$  においても相関係数は 0.75 付近と大きな値に分布している。LOS 環境での相関係数は素子間隔が大きくなっても十分に小さくならない場合があり<sup>12)</sup>、相関係数を用いて素子間隔を定めるには、さらに素子間隔を大きくして相関係数を求め、相関係数減少の収束値を見極めることや、 $K$  ファクタなどの他要素を含めて考察することなどが必要となる。

図7はSPDEとチャンネル容量の関係を示す。図7(a)はNLOS、(b)はLOS環境であり、素子間隔  $d/\lambda$  は、図6同様、0.5、2.0の結果が示してある。図7(a)よりSPDEは素子間隔が大きくなるにつれて大きな値に分布し、SPDEが大きな値になるにつれてチャンネル容量は大きくなる。図6(a)と比較すると、SPDEは相関係数より分布範囲が狭く、十分な平均処理を必要とせずに素子間隔のチャンネル容量への影響が評価可能である。図7(b)を見ると、NLOS同様、素子間隔  $d/\lambda$  が大きくなるとSPDEは大きな値に分布し、チャンネル容量も大きくなる。図6(b)の相関係数と比較すると、SPDEの分布範囲に大きな差は見られないが、図7(b)においてSPDEは0.25付近に分布していることから、 $d/\lambda = 2.0$  で概ね十分な素子間隔が確保されることが分かる。

また、SPDEと類似した評価パラメータとして角度スプレッドが挙げられるが、SPDEには素子配置の情報が含まれている点で角度スプレッドとは異なる。



(a) NLOS



(b) LOS

図7 SPDEとチャンネル容量の関係  
( $\theta_{Tc} = \theta_{Rc} = 0$  [deg],  $\theta_{Tw} = \theta_{Rw} = 30$  [deg])

## 5. レイトレース法を用いた配置決定例

実環境に近い伝搬条件において、SPDEを用いた素子配置決定例を示すため、レイトレース法を用いた伝搬路によりSPDEを求める。また同時に、SPDEとの比較を行うため空間相関係数を求める。レイトレースはイメージング法を使用した電波解析ツールであるRapLabを用いた。図8にレイトレースで使用した都市モデルと計算区間を示す。本

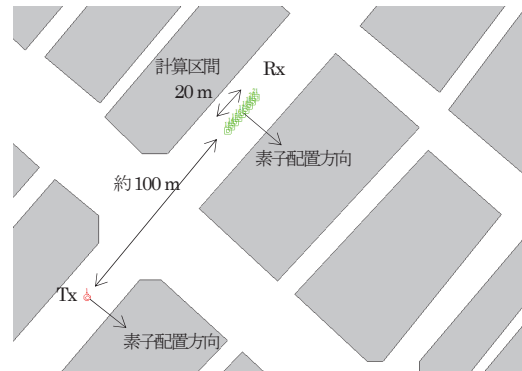
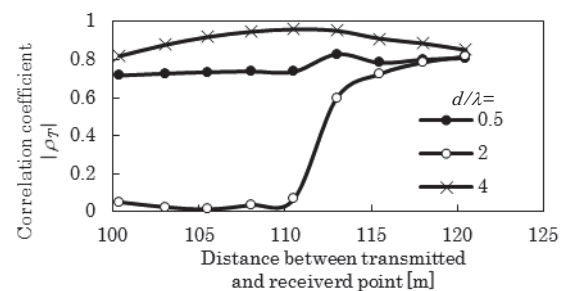


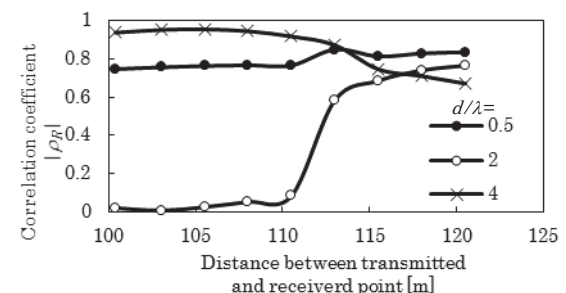
図8 レイトレース法における都市モデルと計算区間

表2 シミュレーション条件 (レイトレース法)

アンテナ数	4 × 4
搬送波周波数 [GHz]	3.5
建物の材質	コンクリート
反射, 回折回数	共に1回
基地局アンテナ高 [m]	10
移動局アンテナ高 [m]	1.5
アンテナ構成	等間隔リニア



(a) Transmitted side.



(b) Received side.

図9 レイトレース法による空間相関係数

モデルは東京都中央区銀座5丁目付近を基にしたもので、高さ40~50mのビルが密集した市街地となっている。送受信局は道路幅24mの道路上にあるものと仮定する。図には基地局(Tx)と移動局(Rx)の位置が示されており、移動局は図に示す計算区間内20mを移動するものと仮定する。この区間内で送受信距離が約100mの地点から、約2.5m間隔で受信点を移動させ、約120mまでの9地点でレイトレースを行い、波の振幅、通路長、水平面内における放射角と到来角を取得し、約20mの区間で素子配置を定めることにする。素子配置は図8に示すように、基地局、移動局のある通りに対して垂直方向に等間隔で直線状に配置することを前提とする。表2にシミュレーション条件を示す。シミュレーションはアンテナ数 $4 \times 4$ 、周波数は3.5 [GHz]、建物モデルの材質は全てコンクリート、反射、回折回数は共に1、基地局アンテナ高10[m]、移動局アンテナ高1.5[m]、アンテナ配置は等間隔リニアアレーとした。隣接アンテナ間隔は $d/\lambda = 0.5, 2.0, 4.0$ とし、素子間通路長差スプレッドとチャネル容量を計算した。但し、素子間通路長差スプレッドは隣接する素子間のみについて計算した。

図9にレイトレースの伝搬路データを基に求めた空間相関係数を示す。図9(a)は送信側(基地局側)、(b)は受信側(移動局側)の結果であり、送受信間距離に対する相関係数を示す。図より、素子間隔 $d/\lambda$ が0.5, 2.0では相関係数は大きな値を示し、 $d/\lambda = 4.0$ のとき、相関係数は0から0.8まで値が大きく変化している。

図10にレイトレースの伝搬路データから求めたSPDEを示す。図10(a)は送信側、(b)は受信側の結果である。

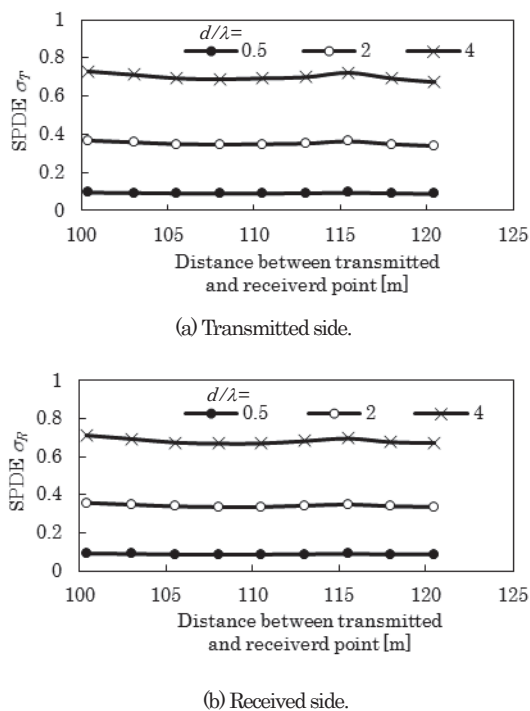


図10 レイトレース法によるSPDE

図より、素子間隔が $d/\lambda = 4.0$ になるとSPDEは約0.1となり、十分な素子間隔が確保できていることが分かる。また、図9の相関係数と比較すると、図10のSPDEの方が、受信点に変化しても値に変化が少なく、多くの受信点を用いずに素子間隔を決定することが可能と言える。

## 6. まとめ

多重波伝搬路における素子間通路長差とMIMOチャネル容量の関係性について、理論及びシミュレーションによって検討した。波の角度分布が一様分布の伝搬モデルを用いて検討した結果、送受信アンテナ間における波の素子間通路長差がチャネル容量に影響を与えることを明らかにし、チャネル容量を評価する量として、振幅で重み付けした素子間通路長差の標準偏差(素子間通路長差スプレッド)を定義した。また、実環境に近い伝搬条件で素子間通路長差スプレッドを用いた素子配置決定例を示すために、レイトレース法を用いたシミュレーションを行った。従来から素子配置の評価に用いられている空間相関係数と比較した結果、素子間通路長差スプレッドを用いた方が、少ない受信点データで素子配置を簡易に定められることを示した。

## 参考文献

- [1] G.J. Foshini, "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 Trans. Telecommun. vol.10, no.6, pp.585-595, Nov./Dec. 1999.
- [3] M. Shafi, M. Zhang, A.L. Moustakas, P.J. Smith, A.F. Molisch, "Polarized MIMO channels in 3-D: models, measurements and mutual information," IEEE J. Select ed Areas in Commun., vol.24, no.3, pp.514-527, Mar.2006.
- [4] 大鐘武雄, 小川恭孝, "わかりやすいMIMOシステム技術," オーム社, 2009.
- [5] 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 $4 \times 4$ MIMOの特性評価," 信学技報, AP2010-99, Nov.2010.
- [6] 須山聡, シンキユン, 小原辰徳, 角誠, 中島光雅, 奥村幸彦, "高周波数帯を用いた超高速Massive MIMO伝送の基本特性," 信学技報, RCS2013-348, Mar.2014.
- [7] M.C. Mtumbuka and D.J. Edwards, "Investigation of tri-polarised MIMO technique," Electron. Lett., vol.41, no.3, pp.137-138, Feb. 2005.
- [8] Y. Nam, B.L. Ng, K. Sayana, Y. Li, J.C. Zhang, Y. Kim, and J. Lee, "Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology," IEEE Commun. Mag., vol.51, pp.172-179, Jun.2013.
- [9] 井上祐樹, 武田大樹, 齊藤敬佑, 川村輝雄, 安藤英浩, "LTE-Advanced下りリンクにおけるSmart Vertical MIMOの屋外伝送実験," 信学技報, RCS2013-191, Nov.2013.
- [10] J. Salz and J.H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol.43, no.4, pp.1049-1057, Nov.1994.
- [11] 西本浩, 小川恭孝, 西村寿彦, 大鐘武雄, "屋外伝搬実験に基づく $2 \times 2$  MIMO-SDMの特性評価," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1442-1453, Sep.2004.
- [12] 西森健太郎, "MIMO伝送における新たな利用方法について," 信学技報, AP2011-106, Nov.2011.

- [13] Y. Kanemiyo, Y. Tsukamoto, H. Nakabayashi, and S. Kozono, "MIMO channel model with propagation mechanism and the properties of correlation and eigenvalue in mobile environments," *International Journal of Antennas and Propagation*, Hindawi Publishing Corporation, vol.2012, ID569864, doi:10.1155/2012/569864.
- [14] L.M. Correia, "Mobile broadband multimedia networks," Academic Press, 2006.
- [15] WINNERII Channel Models (IST-4-027756 WINNERII D1.1.2 V1.1) .
- [16] "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ; Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations," 3GPP TR 25.996 v11.0.0, Sep.2012.
- [17] 後藤尚久, 中川正雄, 伊藤精彦, "アンテナ・無線ハンドブック," オーム社, 2006.
- [18] 金見代勇輝, 朝岡翔平, 中林寛暁, 小園茂, "移動時のMIMOチャネルマトリックス要素間の相関係数累積分布 - 理論とシミュレーションによる分布の比較 -," *信学技報*, AP2013-135, Jan.2014.
- [19] 齋藤健太郎, 北尾光司郎, 今井哲朗, 奥村幸彦, "市街地スモールセル環境における空間MIMOと偏波MIMO特性比較," *信学技報*, AP2013-39, Jun.2013.