

MIMO 無線通信システムにおける 伝搬チャネルモデルに関する研究

鶴田 誠

電気通信大学大学院電気通信学研究科
博士(工学)の学位申請論文

2008 年 3 月



MIMO 無線通信システムにおける 伝搬チャネルモデルに関する研究

博士論文の審査委員

主査	唐沢	好男	教授
審査委員	橋本	猛	教授
審査委員	中嶋	信生	教授
審査委員	山尾	泰	教授
審査委員	藤井	威生	准教授

著作権所有者
鶴田 誠

2008

Study on Propagation Channel Model **in MIMO Wireless Communication Systems**

Makoto Tsuruta

Abstract

In order to establish a high-level information-oriented ubiquitous society, study and development of the wireless communication technology in the frontiers of antennas and electro-magnetic wave propagation is important. In 1994, Paulraj et al. invented a technique for increasing the channel capacity of wireless communication systems using multiple antennas both at transmitter and receiver sides. This idea along with the fundamental research works in Bell Labs stimulated a new revolution in the field of wireless information transmission in the mid 90s. After that, in a short time, Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) communication techniques have drawn considerable attention for its prospect of extraordinary improvements in capacity of wireless networks under multipath-rich conditions. A large number of papers have been published on MIMO systems and motivated implementation of array antennas in practical systems, such as, wireless LANs and WiMAX. In near future, Expansion of high-speed and high-reliable wireless network equipped with MIMO systems, is anticipated.

In the field of mathematics, distribution of individual eigenvalue of Wishart matrix is derived from the joint PDF(Probability Density Function) of the ordered eigenvalues for i.i.d. (independent and identically distributed) Rayleigh channel. However, increase of the number of antennas at both transmitter and receiver sides makes the PDF calculation extremely complicated for practical use. In addition, analysis process of eigenvalue distribution in other propagation environments is very little known. Therefore, the main goal of this research is to establish a MIMO propagation channel model and to find simple closed-form approximation of eigenvalues of channel correlation matrix for practical use.

Now, in traditional mobile broadcasting and terrestrial digital broadcasting, repeater systems called the Gap-Filler system, have been employed to retransmit signal to those areas where electro-magnetic waves do not reach directly. Similarly, in the case of MIMO networking, such repeaters must be combined with MIMO technology. Therefore, in this thesis, a MIMO repeater system with plural channels is proposed, to expand and popularize MIMO service area. With the MIMO repeater system, multi-stream transmission becomes possible, and improvements of spatial multiplexing gain and diversity gain (which are the features of MIMO systems) can be achieved. As a propagation channel model of the MIMO repeater system, the concept of MIMO multi-keyhole channel model has been proposed in this thesis.

Understanding of statistical behavior of the eigenvalues of channel correlation matrix in fading environment is important to evaluate the performance of MIMO systems. In another word, the performance of MIMO system can basically be estimated from the eigenvalues of channel correlation matrix. For this reason, an approximated formula for PDFs of all eigenvalues is derived. First, theoretical analysis of PDF of the largest eigenvalue is performed when the MIMO repeater system has only one repeater antenna. Then, in the case of K repeater antennas (in MIMO multi-keyhole channel model), PDFs of all eigenvalues are derived using the approximate technique based on a fundamental idea linked to space diversity theory and the previous mentioned theoretical formula.

Finally, propagation channel model of MIMO service area has been modeled in two different kinds of following environments. First, MIMO channel model under Nakagami-Rice fading environment has been proposed. This model can be applied to Wireless LAN and/or other systems. Then, another MIMO channel model has been proposed with dual polarization antennas in Rayleigh fading environment. This model can be used for the realization of compact MIMO system and the effective utilization of radio frequency resources. A simplified calculation method of the largest eigenvalue of the channel correlation matrix is also derived in both propagation channel environments, respectively.

These approximated formulas are efficient tools for designing different MIMO systems, such as, MIMO repeater system, MIMO radio-relay system etc.

MIMO 無線通信システムにおける 伝搬チャネルモデルに関する研究

鶴田 誠

概 要

高度情報化社会の潮流としてユビキタスネット社会の実現に向けて、アンテナ・電波伝搬・システムの境界領域(Frontiers)における無線通信技術の研究・開発が重要である。1994年に Paulraj 等が、無線通信システムにおいて複数の送受信アンテナを適用し、通信路容量を改善する技術として提案した。1990年代半ばにベル研究所で新たな情報・通信理論の検討が始まり、前述の考え方による基礎的な研究は成し遂げられた。その後、この大容量・高信頼な無線通信を実現する技術として MIMO(Multiple Input Multiple Output)システムが注目されるようになった。無線 LAN 並びに WiMAX の端末のアンテナが現実的となり MIMO の研究の機運を盛上げる動機となっていて、発表される論文数も夥しいものになってきた。そのために、MIMO システムによる高速・高信頼な情報伝送サービスエリアの拡大・普及が予想される。

数学の分野では、独立なレイリーフェージング環境における固有値の確率密度関数は、順序付き確率密度関数から得ることができる。しかしながら、送受信のアンテナ数の増加に伴い固有値の確率密度関数の計算が複雑化し、解析・評価に向けた適用が難しい。加えて、その他の伝搬環境における固有値分布の解析は十分でない。そのために、本研究の目的は、実用に向けた MIMO システムの通信路モデルの確立と固有値の確率密度関数の近似式を明らかにすることである。

ところで、モバイル放送あるいは地上デジタル放送においては、電波の届かない不感地帯や閉所空間に再送信するためのギャップフィラー(Gap-Filler)がある。MIMO システムにおいても、閉所空間あるいは不感地帯などにおける MIMO システムによる情報伝送が不能なエリアが顕在化してくると考えられる。このような MIMO システムによる情報伝送が、不可能なエリアを減少させて情報伝送サービスエリアを拡大する必要がある。本研究では、MIMO サービス空間の拡大・普及を目指し、複数線路を有する MIMO リピータシステム(MIMO Repeater System)を提案する。

MIMO リピータシステムは、マルチストリーム伝送を可能とし、MIMO システムの特徴である空間多重化利得(Multiplexing Gain)とダイバーシチ利得(Diversity Gain)の改善を図ることができる。この MIMO リピータシステムを解析するためには、マルチキーホールモデル(Multi-keyhole Model)の概念の導入が必要である。ところで、本質的な MIMO の伝送能力の限界は、伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値により理解することができる。言い換えると、MIMO 伝送特性は、基本的に伝搬路応答行列の固有値から推定することができる。そのために、全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにすることは重要である。最初に、MIMO マルチキーホールモデルにおける固有値の確率密度関数は、MIMO リピータシステムの中継アンテナ数が 1 本の場合についての理論解析を行う。次に、MIMO リピータシステムの中継アンテナ数が K 本の場合についてスเปースダイバーシチの理論に結び付けて、全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。

最後に、MIMO サービス空間内の通信路については、次の 2 種類の環境についてモデル化を行っている。直接波が卓越する無線 LAN などに適用可能な LOS(Line Of Site)を想定した仲上・ライスフェージング環境の伝搬路応答行列の相関行列に対する最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにしている。さらに、MIMO システムの小型携帯端末への搭載を鑑み、直交偏波を適用した MIMO 空間・偏波融合環境の伝搬路応答行列の相関行列に対する最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにしている。

目 次

第1章 序章	1
第2章 電波伝搬とダイバーシチ技術	11
2.1. レイリーフェージング	11
2.1.1. フェージング発生のメカニズム	11
2.1.2. 振幅・位相の確率密度関数	15
2.2. 仲上・ライスフェージング	17
2.2.1. フェージング発生のメカニズム	17
2.2.2. 振幅・位相の確率密度関数	19
2.3. ダイバーシチ受信技術	22
2.3.1. ダイバーシチの分類	22
2.3.2. ダイバーシチ合成信号の確率密度関数	25
2.4. 空間相関	30
2.5. 結び	34
Appendix 2.A	35
Appendix 2.B	39
第3章 MIMO システムの概要	43
3.1. MIMO システムの概要	43
3.2. MIMO システムの通信路容量	45
3.2.1. 受信側でチャネル情報が既知の場合	48
3.2.2. 送受信側でチャネル情報が既知の場合	49
3.3. SIMO システムと MISO システムの通信路容量	53
3.4. 結び	56
Appendix 3.A	57
Appendix 3.B	58
第4章 MIMO レイリー通信路	63
4.1. 固有値の確率密度関数	64
4.1.1. 固有値の確率密度関数	64
4.1.2. 最大固有値の確率密度関数の近似式	67
4.2. 平均固有値	70
4.3. 平均通信路容量	74
4.4. 結び	84
第5章 MIMO 仲上・ライス通信路	87
5.1. 最大固有値の確率密度関数	88
5.2. 通信路モデル	89
5.3. 相関行列の最大固有値の確率密度関数	92
5.3.1. 長時間平均相関行列： $\overline{\mathbf{R}}, \overline{\mathbf{R}}^{(1)}$	92
5.3.2. 最大固有値の確率密度関数の近似式	94
5.4. 平均固有値	99
5.5. 平均通信路容量	101
5.6. 平均ビット誤り率	105

5.7. 結び	107
Appendix 5.A	108
第6章 MIMO 空間・偏波融合通信路	111
6.1. 通信路モデル	112
6.2. 相関行列の最大固有値の確率密度関数	115
6.3. 平均固有値	119
6.4. 平均通信路容量	125
6.5. 結び	129
第7章 MIMO マルチキーホール通信路	133
7.1. MIMO マルチキーホールモデル	134
7.2. 相関行列の最大固有値の確率密度関数	139
7.2.1. 最大固有値の確率密度関数 ($K=1$ の場合)	139
7.2.2. 全固有値の確率密度関数の近似式	143
7.3. 平均固有値	149
7.4. 平均通信路容量	153
7.5. 平均ビット誤り率	156
7.5.1. 最大比合成伝送時の平均ビット誤り率	157
7.5.2. 伝送レート・送信電力の協調制御に基づく平均ビット誤り率	159
7.6. 結び	162
第8章 結論	165

目次

図 1.1	ユビキタスネット社会を支える ICT 産業 ^[9]	3
図 1.2	ITU-R M.1645 勧告	3
図 1.3	アンテナ信号処理技術の開発の歴史	4
図 1.4	MIMO システムの空間多重化利得 とダイバーシチ利得のトレードオフの関係	6
図 2.1	移動通信における電波伝搬の様子	12
図 2.2	屋外におけるレイトレーシングによる電波伝搬の様子	12
図 2.3	フェージング波形による変動の状態	13
図 2.4	移動局の進行方向と到来波との関係	14
図 2.5	屋内におけるレイトレーシングによる電波伝搬の様子	15
図 2.6	仲上・ライスフェージングにおける通信環境の例	17
図 2.7	仲上・ライスフェージングモデル	19
図 2.8	仲上・ライス分布	21
図 2.9	受信アンテナ数が 2 の場合の各包絡線 と選択ダイバーシチ後の包絡線	23
図 2.10	ブランチ数と平均 SNR の改善の関係	29
図 2.11	レイリーフェージング環境における空間相関特性 (角度プロファイルが一様分布の場合)	32
図 2.12	レイリーフェージング環境における空間相関特性 (角度プロファイルが正規分布の場合 : $\theta_0 = 90^\circ$)	33
図 2.13	レイリーフェージング環境における空間相関特性 (角度プロファイルが正規分布の場合 : $\theta_0 = 30^\circ$)	33
図 3.1	ワイヤレスシステムのアンテナ構成	44
図 3.2	MIMO システムの通信路モデル	49
図 3.3	SVD による MIMO システムの通信路の等価な表現	50
図 3.4	送受信側共にチャネル情報が既知の場合の固有パス	51
図 4.1	最大固有値の累積分布 : シミュレーション値と計算値の比較	69
図 4.2	瞬時固有値変動 (4×4 の構成)	71
図 4.3	$N \times M$ 構成の MIMO システムの平均固有値	71
図 4.4	最大比合成伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係	76
図 4.5	最大比合成伝送における平均通信路容量と SNR の関係	76
図 4.6	固有モード伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係	77
図 4.7	固有モード伝送における平均通信路容量と SNR の関係	77
図 4.8	送受信アンテナ数の和を一定 ($M + N = 8$) とした場合の 固有モード伝送における平均通信路容量	80
図 4.9	送受信アンテナ数の積を一定 ($M \times N = 16$) とした場合の 固有モード伝送における平均通信路容量	80
図 4.10	空間多重化利得とダイバーシチ利得のトレードオフの関係	83
図 5.1	NRF 環境の電波伝搬環境モデル	90
図 5.2	幾何学的な電波伝搬モデル	90

図 5.3	長時間平均相関行列 $\bar{\mathbf{R}}^{(0)}$ の固有値と変数 γ_i の確率分布の関係	95
図 5.4	最大固有値の累積確率分布 : シミュレーション値と計算値の比較....	98
図 5.5	ライスファクタ K と固有値の関係.....	100
図 5.6	ライスファクタ K と平均通信路容量.....	103
図 5.7	SNR と平均通信路容量.....	104
図 5.8	MIMO 最大比合成伝送における平均ビット誤り率	106
図 6.1	MIMO 空間・偏波融合伝送システム ($M = N = 2$ の場合)	112
図 6.2	最大固有値の累積確率分布: シミュレーション値と計算値の比較.....	118
図 6.3	偏波を MIMO システムに導入することによる効果	120
図 6.4	平均固有値と η の関係.....	122
図 6.5	最大固有値の平均値: シミュレーション値と計算値の比較.....	124
図 6.6	平均通信路容量の η 特性.....	127
図 6.7	直交偏波利用の有無に対する通信路容量の比較($\eta = 1$)	128
図 7.1	固有パスが 1 つとなるケース(a)送受信側の双方において相手側散乱エ リアを見込む角度が十分に小さい場合, (b)単一アンテナによる中継する場合, (c)ビル影等で単一回折波が支配になる場合	134
図 7.2	MIMO リピータシステムの概念図	135
図 7.3	MIMO リピータシステムを介した MIMO システムの通信路モデル	135
図 7.4	第 1 固有値の比較($N \times M$ 対 $N \times 1 \times M$).....	140
図 7.5	固有値の累積分布($N = M = 2, K = 1 \sim 4$).....	141
図 7.6	固有値の累積分布($N = M = 4, K = 1 \sim 4$).....	142
図 7.7	最大固有値の解析手法と実効増加アンテナ数の概念.....	143
図 7.8	$L(M, K, N)$ と $M(K-1)N$ の関係.....	145
図 7.9	第 i 番目の固有値解析の手順.....	146
図 7.10	全固有値の累積分布の近似式と計算機シミュレーションの比較.....	148
図 7.11	MIMO マルチキーホール環境における固有値 と中継アンテナ数 K の関係(2×2 の場合).....	149
図 7.12	MIMO リピータシステムの平均固有値 とリピータシステムのアンテナ数 K の関係.....	150
図 7.13	リピータシステムの有無によるシステム構成	153
図 7.14	MIMO リピータシステムの平均通信路容量	155
図 7.15	平均ビット誤り率	161

表目次

表 2.1	ダイバーシチの分類	23
表 2.2	ダイバーシチ合成方法	24
表 4.1	固有値の確率密度関数の例	66
表 4.2	無相関なレイリーフェージング環境における MIMO システムの平均固有値の理論値	72
表 7.1	MIMO マルチキーホールの第 i 目の固有値 λ_i との関係	146
表 7.2	計算機シミュレーションによる平均固有値	152
表 7.3	各変調方式の誤り率のパラメータ	156

略語の定義

AA	Array Antenna
AAA	Adaptive Array Antenna
AP	Access Point
AF	Amplify-and-Forward
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BS	Base Station
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Labs LAYERed Space-Time
CNR	Carrier to Noise Ratio
CW	Continuous Wave
CDMA	Code Division Multiple Access
CDF	Cumulative Distribution Function
CCI	Co-Channel Interference
DS-CDMA	Direct Spread-Code Division Multiple Access
ET	Eigen-mode Transmission
FDD	Frequency Division Duplex
IT	Information Technology
ICT	Information and Communication Technology
ITU-R	International Telecommunication Union Radiocommunications Sector
IMT-2000	International Mobile Telecommunication 2000
IS-95	Interim Standard-95
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
i.i.d.	independent and identically distributed
LSI	Large Scale Integration
LAN	Local Area Network
LOS	Line Of Sight
MS	Mobile Station
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MRC	Maximal Ratio Combining

MT	Mobile Terminal
NLOS	Non-LOS
NRF	Nakagami-Rice Fading
NEIA	Number of Effective Increment Antennas
PDF	Probability Density Function
PHS	Personal Handyphone System
PDC	Personal Digital Cellular
PAN	Personal Area Network
RSSI	Received Signal Strength Indication
Radar	RAdio Detection And Ranging
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
STBC	Space-Time Block Code
SVD	Singular Value Decomposition
STTC	Space-Time Trellis Code
SRAA	Steerable Receive Antenna Arrays
SPTE	Space-Polarization-Time Encoding
SPTD	Space-Polarization-Time Decoding
SNR	Signal to Noise Ratio
SDMA	Space Division Mutiple Access
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
V-BLAST	Vertical-BLAST
WCDMA	Wide band CDMA
WLAN	Wireless Local Area Network
WSSUS	Wide-Sense Stationary-Uncorrelated Scattering
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
XPD	Cross Polarization Discernment
ZF	Zero forcing

記号の定義

$(\cdot)^{-1}$	逆行列
$(\cdot)^T$	転置行列
$(\cdot)^H$	共役転置行列
$\ \cdot\ _F^2$	フローベニウス(Frobenius)ノルム
$\mathbf{I}$	単位行列
$\mathbf{I}_{N \times N}$	$N \times N$ 単位行列
$\text{vec}(\cdot)$	行ごとに並べて列ベクトルに変換
$\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}$	ベクトル $\mathbf{u}, \mathbf{v}$ の内積
$\text{diag}(\cdot)$	主対角要素とする対角行列
$\det(\cdot)$	行列式
$\text{rank}(\cdot)$	行列の階数
$\text{tr}(\cdot)$	対角成分の和
$E(\cdot)$	確率的平均
$\max(\cdot)$	最大値
$\min(\cdot)$	最小値
$\text{Re}[\cdot]$	複素数の実部
$ \cdot $	絶対値
$(x)^+$	$\max(x, 0)$
$N(m, \sigma^2)$	平均値 m , 分散 σ^2 のガウス分布
$CN(m, \sigma^2)$	平均値 m , 分散 σ^2 の複素ガウス分布
$\chi^2(\cdot)$	χ^2 分布
M	送信アンテナ数
N	受信アンテナ数
$\Gamma(\cdot)$	オイラーのガンマ関数
$n!$	n の階乗
$n!!$	n の2重階乗
$J_p(\cdot)$	第1種 p 次ベッセル関数
$I_p(\cdot)$	第1種 p 次変形ベッセル関数
$K_p(\cdot)$	第2種 p 次変形ベッセル関数
$Q_p(\cdot)$	第 p 次の Marcum Q 関数
${}_pF_q(\cdot)$	超幾何関数
$\gamma(\cdot)$	不完全ガンマ関数

$erf(\cdot)$	誤差関数
$erfc(\cdot)$	誤差補関数
$\sum_i x_i$	x_i の総和
$\prod_i x_i$	x_i の総乗
$*$	複素共役
e	自然対数の底(オイラー数)
π	円周率
j	虚数単位

第1章

序章

1895 年に G.Marconi による距離 2400m におよぶ電波による通信の成功以来、安定した移動通信を可能とすることは多くの人々の夢であった。しかし、移動通信が真に公衆の手元に届き渡るようになったのは 2000 年前後のことである。ここに至るまでに、多岐の技術革新が必要であった。可搬性のある送受信機・高性能電池等のハードウェアのみならず、混信を防止し、有限の周波数資源の中で多くの回線を収容する技術、端末の存在する場所を特定・把握し任意の電話機同士を瞬時に接続する技術などシステム設計・制御技術の発展を待つ必要があった。日本においては、1979 年に自動車電話のサービスが開始された。初期の自動車電話は、車載であるために無線機の大きさに制約が少なく、消費電力の点においても制約が少なかった。そのために、自動車電話は、他に先駆けて実用化できた。その後、自動車電話の端末を小型化・軽量化などの技術革新を経て、携帯電話が実現したのは 1986 年のことである。自動車電話から発展した携帯電話は、基本的には 1km 程度以上の半径のエリアをカバーする基地局と 1W の送信電力をもつ携帯端末との間で通信するものであり、基地局を結ぶネットワークも携帯電話事業者が独自に設置している。基地局は、電波の感度を上げるための大きなアンテナと、大電力の送信機などからなり、大掛かりで高額であった。このようにして携帯電話の第 1 世代が世に送り出された。これに対して、はるかに小型の基地局を公衆電話のように町角に多数設置する発想のシステムが PHS(Personal Handyphone System)である。基地局のカバーするエリアは、たかだか半径 100m 程度である。また、送信電力は小さく、基地局の大きさは、かばん程の大きさにおさまる。基地局は多数設置されているために、端末の平均送信電力も携帯電話の数十分の 1 と小さくできる。そのために、端末の小型化・低コスト化できることになる。携帯電話の第 2 世代として、PDC(Personal Digital Cellular)や IS-95(cdmaOne)が開発された。PDC 方式は、FDD-TDMA(Frequency Division Duplexing- Time-Division Multiple Access)が採用されている。他方、cdmaOne は、クアルコム社(QUALCOMM Inc.)が開発した CDMA(Code Division Multiple Access)方式が採用されている。第 1 世代と比較して、アナログ通信からデジタル通信に取って変わり電波の利用効率を向上させ、通話・データ通信を含めた複合的なサービスの提供がされた。携帯電話の第 3 世代としては、W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access)や CDMA2000 が開発された。W-CDMA は、DS-SS-CDMA(Direct Spread Code Division Multiple Access)を採用し、第 2 世代に比較してデータ伝送能力が改善し、動画・音声によるリ

アルタイムの通信が可能となった。CDMA2000 は、cdmaOne の技術をベースに発展してきた。このようにして移動通信の広域通信網が発展してきた^{[1][5]}。他方、狭小なスペースにおける通信サービスとして LAN(Local Area Network)・PAN(Personal Area Network)などの無線化によりオフィス環境が発展してきている^{[6][7]}。1990 年代に入りモトローラ(Motorola Inc.)により無線 LAN が実用化され、現在の高速無線 LAN である IEEE802.11a/b/g/n のシステムへと変遷を遂げており、最大 100Mbps 以上の伝送速度を実現してきている^[8]。このように無線通信システムは、“いつでも・どこでも・だれとでも”をキャッチフレーズとし、大きな発展を遂げてきている。

国内に目を向けると、日本型 IT 社会の実現を目指す構想・戦略・政策の総体として 2000 年に e-Japan 戦略の諸政策が明示された。高度情報通信ネットワーク社会形成基本法が 2000 年に成立し、2001 年に高度情報通信ネットワーク社会推進戦略本部において IT 国家戦略の検討が開始された。更に、e-Japan 戦略の後継戦略としてユビキタスネット社会実現に向けた u-Japan 戦略が打ち出され、通信(Communication)に加えて情報通信技術(ICT: Information and Communication Technology)の諸政策が明示された。u-Japan は、ユビキタスネットワーク整備・ICT 利用の高度化並びに安心して安全な利用環境の整備という 3 本柱で検討が進められている^[9]。ICT の実現に向けて図 1. 1 にユビキタスネット社会を支える ICT 産業の概念を示している。ユビキタス社会に向けて、次の 5 つが重要な課題となる。

- ①通信・放送サービスの連携
- ②コンテンツサービス等の発展
- ③ユビキタス・サービス市場の拡大
- ④ICT 産業のボーダーレス化・グローバル化
- ⑤ICT 産業のコアコンピタンスの明確化と国際的なフラッグシップ企業の登場

次に、世界に目を向けると、ITU-R(国際電気通信連合 無線通信部門)が、2003 年に IMT-2000(International Mobile Telecommunications-2000)で ITU-R M.1645 勧告が発表された^{[10][11]}。2010 年までに光ファイバー並みの高速な無線通信サービスを目標にして、高速移動のモバイル・アクセス(Mobile Access)は 100Mbps、低速移動のノマディック・アクセス(Nomadic Access)は 1Gbps を目指している^{[10][12]}(図 1. 2 を参照)。

ユビキタスネット社会の実現に向けて高速・高信頼で高度な無線通信技術のために、アンテナ・電波伝搬・システムの境界領域(Frontiers)における研究・開発が重要となる。つまり、アンテナ・電波伝搬・システムの三位一体な技術の醸成することにある^[13]。

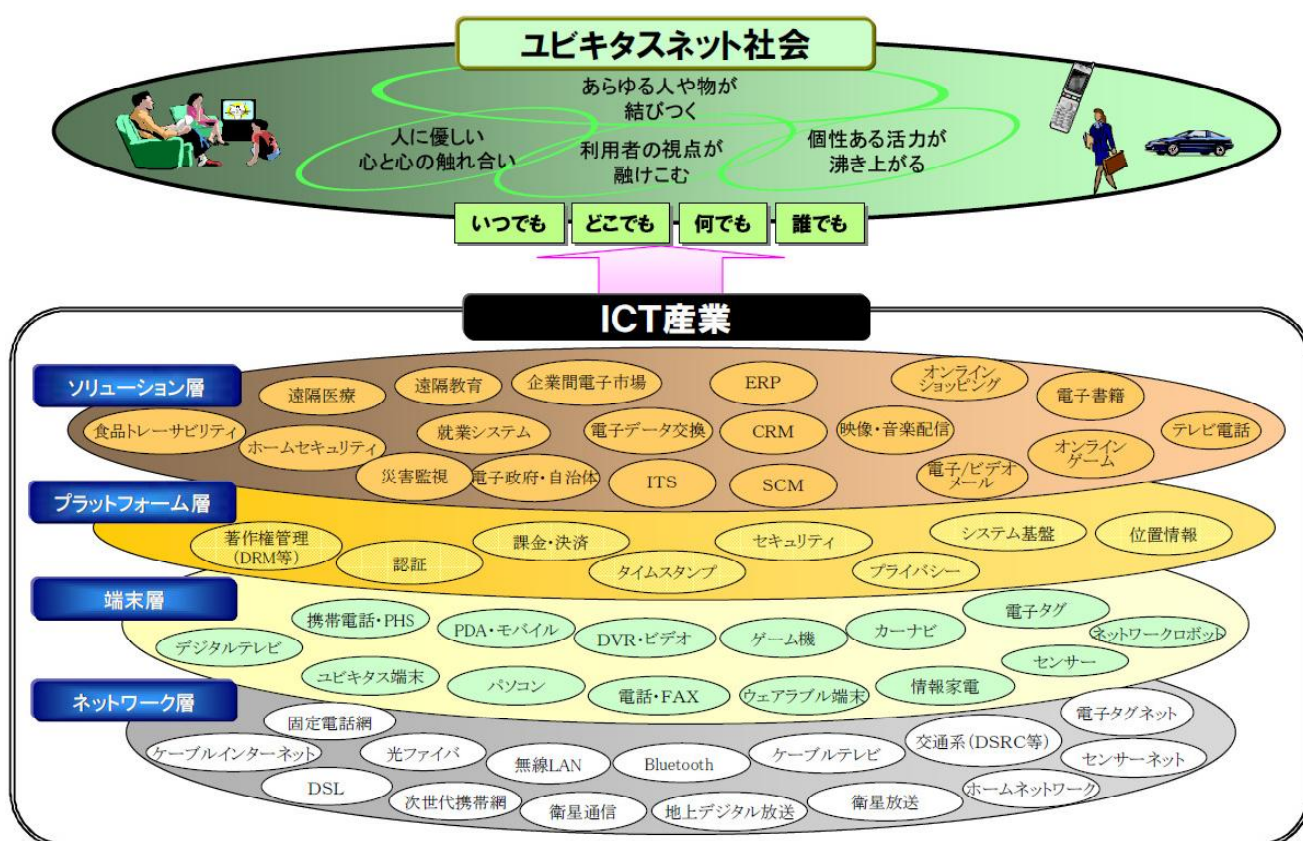
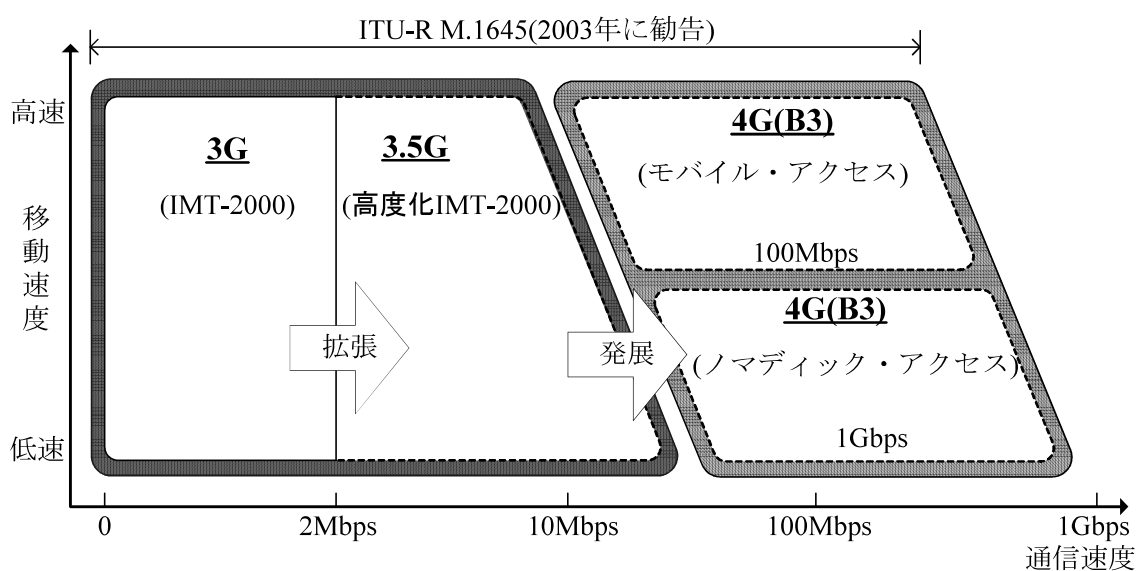
図 1.1 ユビキタスネット社会を支える ICT 産業^[9]

図 1.2 ITU-R M.1645 勧告

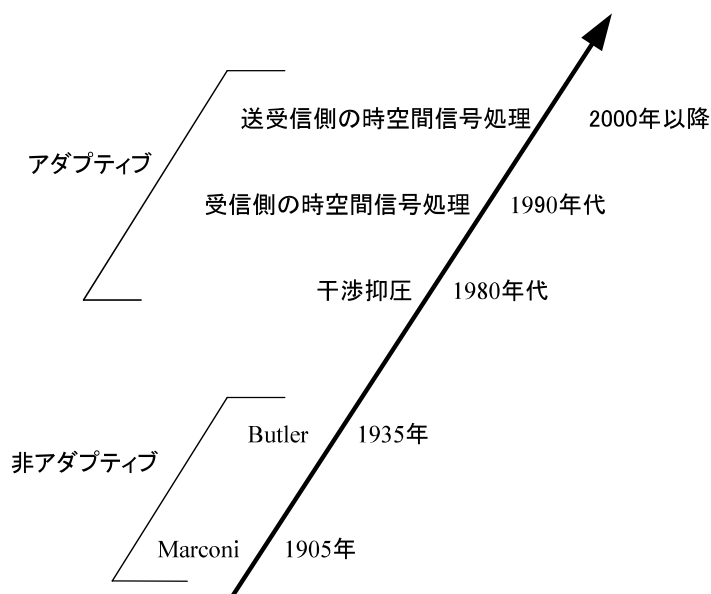


図 1.3 アンテナ信号処理技術の開発の歴史

アンテナ技術の中のアレーアンテナ信号処理に関して概観すると、複数アンテナを適用したダイバーシチ技術は、G.Marconi にまで遡ることになる。その実現において、SRAA(Steerable Receive Antenna Arrays)は、無線通信システムにおける隣接チャネル間干渉(CCI:Co-Channel Interference)の軽減技術としても発展してきた。次に、アレーアンテナは、第2次世界大戦からレーダシステム(Radar System)の目標探知に応用されて発展してきた。レーダシステムを通して、到来方位推定技術が開発された。無線通信におけるアダプティブアレーアンテナ(AAA: Adaptive Array Antenna)信号処理を適用した受信品質改善につながるダイバーシチ技術並びに干渉抑圧技術は1970年代まで待たされた。歴史的に、これらの技術は軍用向けに精力的に開発されてきた経緯がある。このアンテナの開発の歴史的な流れを図1.3に整理している。

アレーアンテナ(Array Antenna)信号処理の大きな変革は、1994年にPaulraj等により提案された複数の送受信アンテナを適用した通信路容量の改善に関する技術であった^[14]。このアレーアンテナ信号処理は、MIMO(Multiple Input Multiple Output)システムと呼ばれることになる。Paulraj等の研究を基礎として、MIMOシステムの研究・開発が加速しはじめることになった^{[15]-[19]}。時空間信号処理技術は、伝送品質の改善・伝送容量の改善による周波数利用効率につながると期待されている。

ところで、移動体通信において、時空間信号処理を精度よく評価するためには、電波伝搬の時間・空間モデルが必要不可欠となる^{[20]-[23]}。この電波伝搬の諸問題は、基本的には計算機を用いた電磁界解析で解決することができる。しかし、移動に伴い複雑に周辺環境が絶えず変化する移動通信の電波伝搬特性を電磁界解析で直接解析することは計算規模や計算量の観点から現実的とは考えがたい。また、構造物の詳細な形状や材質

の電気的特性を完備したデータベースが要求されるなど多くの課題が残されている。そのため実際に測定したデータを統計処理してモデル化されることが一般的に行われている^{[13], [24]-[26]}。この伝搬路推定式などによるモデル化は、システムの伝送特性を評価するために必要であることは既述の通りである。これらのモデル化は、送受信アンテナが各々1本の SISO(Single Input Single Output)システムあるいは送信アンテナが1本・受信アンテナが複数本で構成される SIMO(Single Input Multiple Output)システムに対する研究としてなされてきている。

ところで、MIMO システムの通信路モデルは、無相関なレイリーフェージング環境については中心型の Wishart 分布に従うことが知られている^{[27]-[28]}。他方、無線 LAN をはじめとした見通し環境である仲上・ライスフェージング環境については非中心型の Wishart 分布に従うことが知られている^{[29]-[30]}。仲上・ライスフェージング環境の最大固有値の分布についても厳密な理論式が示されている^[31]。また、MIMO リピータシステムは、通信路容量の上界と下界も示されている^[32]。加えて、リピータシステムのアンテナ数が大きい場合の通信路容量の解析もなされている^[33]。AF(Amplify-and-Forward)中継システムに対する瞬時固有値の近似式の解析が、Boris Rankov 等によりなされている^[34]。しかしながら、前述のモデルは、MIMO システムのビット誤り率(BER: Bit Error Rate)や通信路容量などのデジタル伝送特性を簡易に計算するための通信路モデルとして実用的でなく、十分な検討がなされていない。

MIMO システムによる時空間信号処理は、図 1. 4 に模式的に描いたように、空間多重化利得とダイバーシチ利得の間にトレードオフの関係があることが知られている^[35]。このような様々な伝送方式を効率よく設計・評価するために、時間・空間のモデル化は非常に重要である。

そこで、本研究では、屋外・屋内における無線通信の通信路モデルとして、仲上・ライスフェージング環境の通信路のモデル化を行い、MIMO 通信路の特性を示す固有値の確率密度関数を明らかにする。また、周波数資源の有効利用と機器の小型化の観点において直交偏波を適用した通信路のモデル化を行い、通信路の固有値の確率密度関数を明らかにする。最後に、屋内外からの電波を引き込み、閉所空間へのサービスの拡張を実現するための MIMO リピータシステム(MIMO Repeater System)を提案し、MIMO リピータシステムの伝搬特性を解析するためのマルチキーホールモデルを適用し、伝搬路応答行列の相関行列に対する全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。

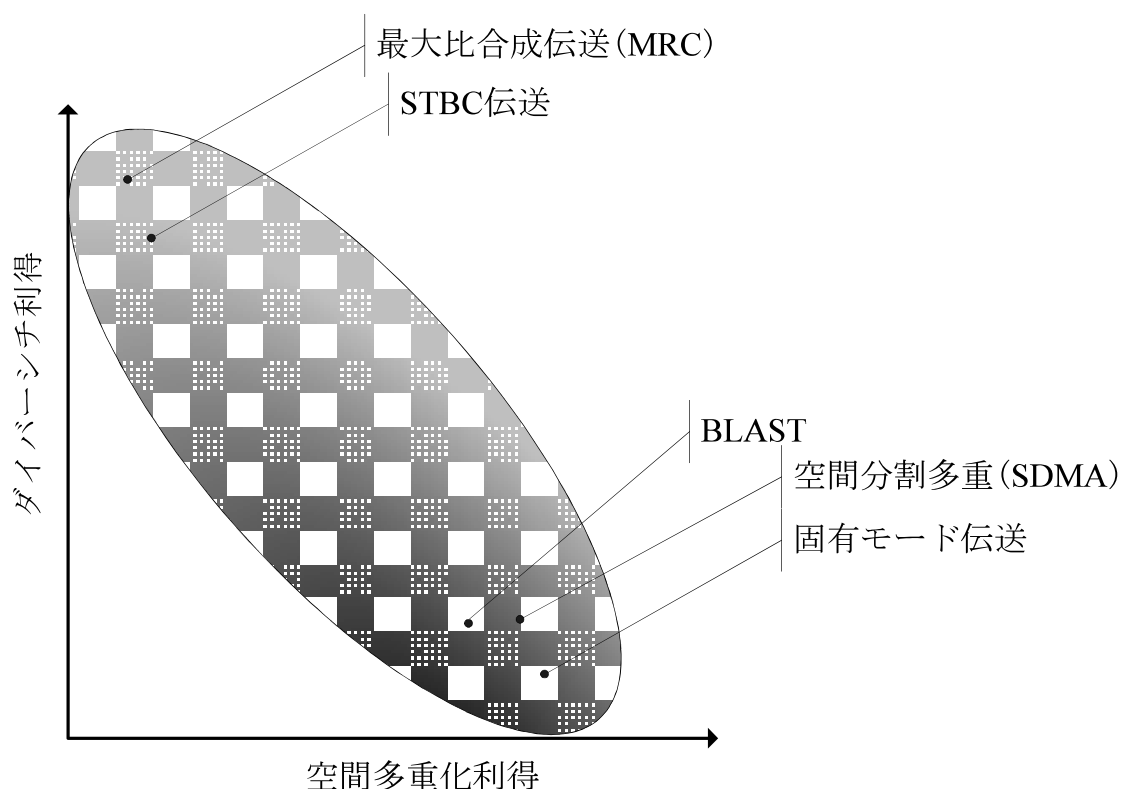


図 1.4 MIMO システムの空間多重化利得とダイバーシチ利得のトレードオフの関係

本論文は、全 8 章から構成されている。第 2 章から第 4 章までは、電波伝搬をはじめとして本研究を進めるために必要な基礎理論などについて説明する。第 5 章から第 7 章では、本研究で明らかとなった固有値の確率密度関数並びに通信路容量などの伝送特性について議論する。第 2 章以降の概要について以下に述べる。

第 2 章では、MIMO 通信路モデルの礎となるレイリーフェージング環境、仲上・ライスフェージング環境における基礎理論並びに、複数アンテナを適用した MIMO システムの伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値を解析する上で重要なダイバーシチ理論について述べる。

第 3 章では、MIMO システムについて定義し、MIMO 通信路モデル化に必要な用語と概念を明らかにする。さらに、MIMO システムの伝送特性である通信路容量の解析に必要な理論について述べる。

第4章では、MIMO システムにおいて、独立に変動するレイリーフェージング環境の伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数の解析に用いる中心型の Wishart 分布について述べる。さらに、伝搬特性解析に有用な固有値の確率密度関数の近似式について述べる。また、レイリーフェージング環境における MIMO システムの通信路容量の解析を行い、基本的な通信路容量の特性について述べる。

第5章では、見通し環境が想定される通信路のモデル化並びに、仲上・ライスフェージング環境の伝搬路応答行列の相関行列に対する最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。さらに、見通し環境においては、最大固有値が支配的であり、最大比合成伝送が有用となることを示す。

第6章では、端末の小型化・周波数資源の有効利用の観点から MIMO 空間・偏波融合環境の伝搬路応答行列の相関行列に対する最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。さらに、単一偏波に比較して、MIMO システムの通信路容量が2倍になり、直交偏波の導入の有用性を明らかにする。

第7章では、MIMO サービスエリアの拡充を鑑み、不感地帯や閉所空間の解消するための MIMO リピータシステムを提案し、MIMO マルチキーホールモデルの解析を通して、全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。さらに、通信路容量及び平均ビット誤り率の解析を通して、中継アンテナ数と空間多重化利得及びダイバーシチ利得の関係について議論する。

第8章は本論文の結論であり、本研究で得られた結果の総括を行う。

参考文献

- [1] 桑原守二(監修)：自動車電話，電子情報通信学会，1985.
- [2] 笹岡秀一(編著)：移動通信，オーム社，1998.
- [3] 信士昌明(編著)：移動通信，丸善，1991.
- [4] 杉沼浩司(編著)：図解入門 よくわかる最新 移動体通信の基本と仕組み，秀和システム，2001.
- [5] 三瓶政一：ディジタルワイヤレス伝送技術，ピアソン・エデュケーション，2002.
- [6] IEEE Std 802.11a-1999 : Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications, High-speed Physical Layer in the 6GHz Band, 1999.
- [7] IEEE Std 802.11g-2003 : Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications, Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4GHz Band, 2003.
- [8] 守倉正博，久保田周治(監修)：改訂版 802.11 高速無線 LAN 教科書，インプレス，2005.
- [9] http://www.soumu.go.jp/s-news/2004/041217_7_bt2.html (ユビキタスネット社会の実現に向けた政策懇談会)
- [10] Recommendation ITU-R M.1645 : Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and systems beyond IMT2000, 2003.
- [11] Draft Revision of Recommendation ITU-R M.1036-2 : Frequency arrangements for implementation of the terrestrial component of International Mobile Telecommunications-2000(IMT2000) in the bands 806-960MHz, 1710-2025MHz, 2110-2200MHz and 2500-2690MHz, 2004.
- [12] 庄木裕樹，堤由佳子，関根秀一：超高速無線実現のためのミリ波アンテナ技術，信学論(B)，vol.J90-B，no.9，pp.810-820，Sept. 2007.
- [13] 唐沢好男：ディジタル移動通信の電波伝搬基礎，コロナ社，2003.
- [14] A.Paulraj and T.Kailath: Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception. US Patent, 5 345 599, 1994.
- [15] I.E.Telatar : Capacity of multi-antenna Gaussian channels , Technical Report #BL0112170-950615-07TM, AT & T Bell Laboratories, 1995.
- [16] G.Foschini : Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas, AT & T Bell Laboratories, Tech. J., vol.1, no.2, pp.41-59, Autumn 1996.
- [17] G. Foschini and M.Gans : On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, Wireless Pers. Comm., vol.6, no.3, pp.311-335, March 1998.
- [18] V.Tarokh, N.Seshadri and A.R.Calderbank : Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction, IEEE Trans. Inf. Theory, vol.44, no.2, pp.744-765, March 1998.
- [19] S.M.Alamouti : A simple transmit technique for wireless communication, IEEE J. Selec. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.

- [20]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.
- [21]Y.Karasawa:MIMO Propagation Channel Modeling, IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, No.5, pp.1829-1842, May 2005.
- [22]Y.Karasawa: Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems, IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.9, pp.2194-2202, Sept. 2007.
- [23]W.C. Jakes(ed.): Microwave Mobile Communications, IEEE Press(1993)
- [24]奥村善久, 進士昌明(監修): 移動通信の基礎, 電子情報通信学会, 1986.
- [25]進士昌明: 無線通信の電波伝搬, 電子情報通信学会, 1992.
- [26]細矢良雄(監修): 電波伝搬ハンドブック, リアライズ社, 1999.
- [27]A.Edelman: Eigenvalues and condition numbers of random matrices, SIAM J. Matrix Anal. Appl., vol.9, no4, pp.543-560, Oct. 1998.
- [28]S.S.Wilks(著), 田中英之, 岩本誠一(訳): 数理統計学, 東京図書, 1992.
- [29]A.M.Kshisagar: Effect of non-centrality on the Bartlett decomposition of a Wishart matrix, Ann. Inst. Stat. Math., vol.14, no.3, pp.217-228, 1963.
- [30]D.G.Kabe: A note on the Bartlett decomposition of a Wishart distribution, Journ. Royal Stat. Soc., vol.26, no.2, pp.217-228, 1963.
- [31]M.Kang and M.S. Alouni: Largest Eigenvalue of Complex Wishart Matrices and Performance Analysis of MIMO MRC System, "IEEE J.Selec. Areas Commun., vol.21, no. 3, pp. 418-426, 2003.
- [32]B.Wang, J.Zhang, and A.Host-Madsen: On the capacity of MIMO relay channels, IEEE Trans. Inf. Theory, vol.51, no.1, pp.29-43, Jan. 2005.
- [33]H.Bölcskei, R.U.Nabar, O.Oyman, and A.J.Paulraj: Capacity scaling laws in MIMO relay networks, IEEE Trans. Wireless Commun., vol.5, no.6, pp.1433-1444, June 2006.
- [34]B.Rankov and A.Wittneben: On the capacity of relay-assisted wireless MIMO channels, in Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Commun., Jul. 2004, pp.323-327.
- [35]Z. Lihong, and D.N.C.Tse: Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 5, pp.1073-1096, May 2003.

第2章

電波伝搬とダイバーシチ技術

無線回線の設計・評価・解析には、電波伝搬現象の統計的な性質の把握が必要である。統計的な性質を取込んだ通信路モデルを用いて、デジタル移動通信の伝送特性が評価される^{[1]–[9]}。また、多重伝搬路(あるいはマルチパス伝搬路)を通して受信された信号は、時間・周波数・空間の関数として位相・振幅に変動が生じるために、受信品質の劣化を呈する。そのために、ダイバーシチ技術を適用し^{[2], [9], [10]–[19]}、受信品質の改善を図るなどの施策がなされている。このような無線通信システムの通信路の先駆的な研究は多岐に渡り、良く整理された文献も数多く出版されてきた。

本章では、MIMO 通信路モデルの礎となるレイリーフェージング環境並びに仲上・ライスフェージング環境における基礎理論について述べる。更に、複数アンテナを使用する MIMO システムの伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数の解析を行う前準備として、ダイバーシチ理論についてふれる。本研究の最終目標は、MIMO システム向けの通信路モデルを確立することにある。

2.1. レイリーフェージング

2.1.1. フェージング発生メカニズム

屋外の市街地・郊外地における電波伝搬は、移動局周辺の地形や建造物に反射・回折・散乱等を生じることになる(図 2. 1 を参照)^[2]。図 2. 2 のレイトレーシング(Ray Tracing)による評価からも、複数の経路により電波が伝わる様子が視覚的に理解できる。そのために、さまざまな方向から到来する多数の波を移動端末(Mobile Terminal)が受信し、ランダムな定在波性の電磁界分布が形成されることになる。

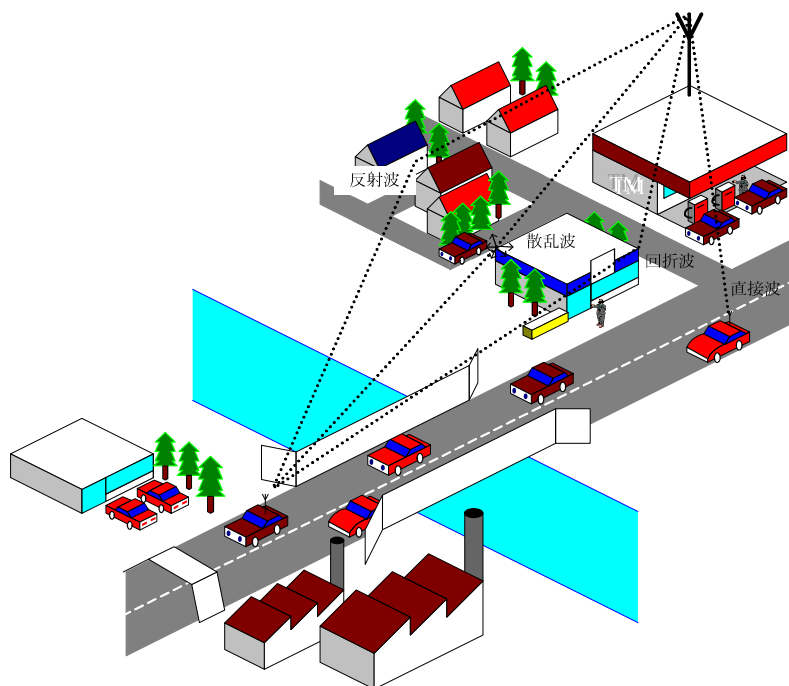


図 2.1 移動通信における電波伝搬の様子

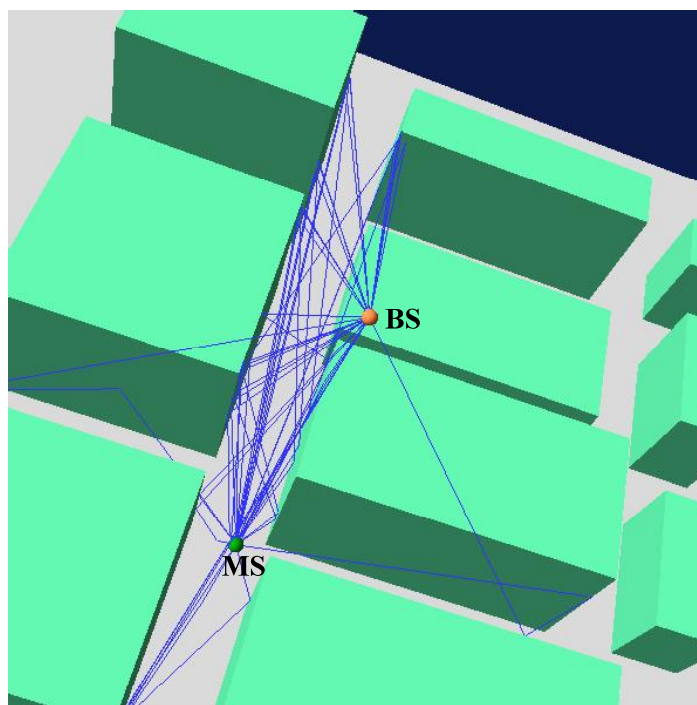


図 2.2 屋外におけるレイトラッキングによる電波伝搬の様子

このような電波伝搬環境の下で、基地局(Base Station)から無変調波(CW: Continuous Wave)を送信したものを移動受信すると、受信信号の包絡並びに位相、複素表示の実部と虚部の変動は、図2.3に示すようにランダムな変動となる。

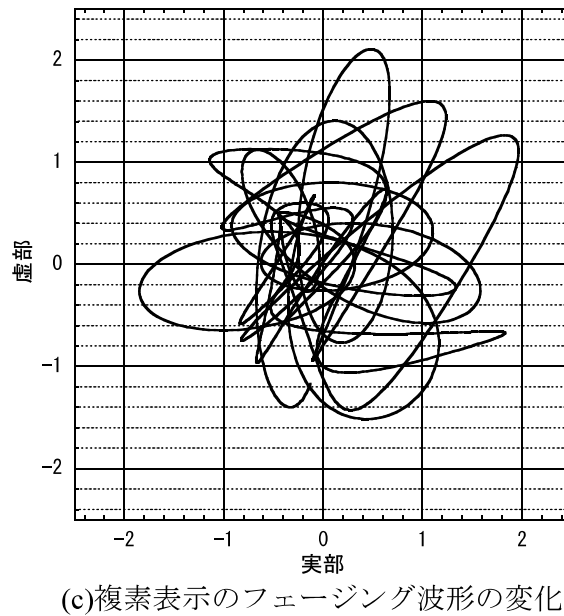
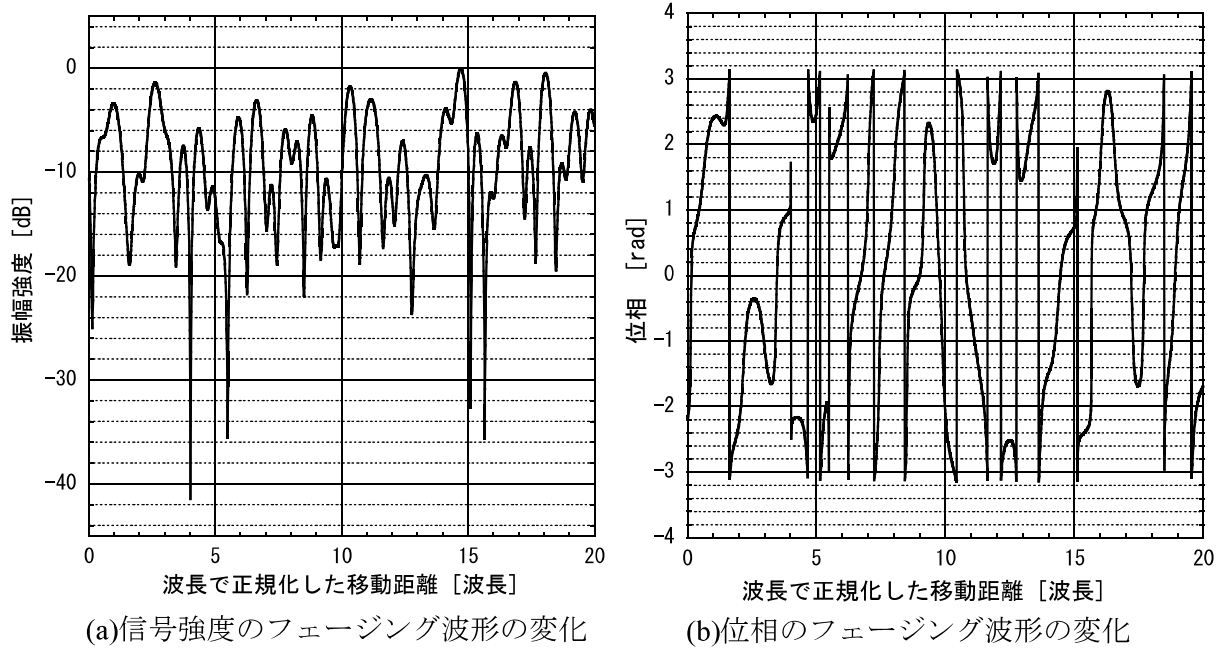


図2.3 フェージング波形による変動の状態

マルチパス通信路の解析のために、基地局から無変調波が、周波数 f_c で送信されている場合を考える。送信信号は、マルチパス通信路を介して多数の平面波となって到来し、移動端末周辺にランダムな定在波性の電磁界分布を形成するものとする。 i 番目の素波の受

信号 $z_i(t)$ は、次式で与えられる。

$$z_i(t) = \text{Re}[h_i(t)\exp(j2\pi f_c t)] \quad (2.1)$$

ただし、 $h_i(t)$ は、 i 番目の素波の複素振幅である。この送信信号はマルチパス通信路を介して、 i 番目の素波が移動端末の進行方向に対して角度 θ_i 方向から到来し、モノポール・アンテナ(Monopole Antenna)で受信されるものとする。加えて、 i 番目の受信信号 $z_i(t)$ は伝搬路長 L_i を経由して到来し、移動端末の移動速度は v とし、 c は光速とする。この場合の i 番目における素波の複素振幅は、

$$h_i(t) = A_i(t)\exp\left(-j\left(2\pi\frac{L_i - vt\cos\theta_i}{\lambda} + \phi_i\right)\right) \quad (2.2)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (2.3)$$

と与えられる(図2.4参照)。ここで、 i 番目の素波の振幅と位相を $A_i(t)$ および ϕ_i とする。

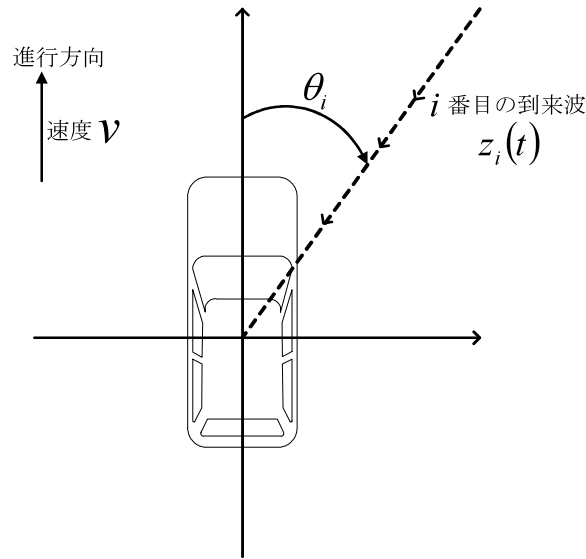


図2.4 移動局の進行方向と到来波との関係

式(2.2)の物理的な解釈は、 i 番目の素波がドップラ効果により $v\cos\theta_i/\lambda$ の周波数偏移を受ける。移動端末の進行方向($\theta_i = 0$)からの素波は、受信周波数が送信周波数に対して $v/\lambda[\text{Hz}]$ 高くなる。他方、逆進行方向($\theta_i = \pi$)からの素波は、受信周波数が送信周波数に対して $v/\lambda[\text{Hz}]$ 低くなる。ここで、 $f_D = v/\lambda$ を最大ドップラ周波数と呼ぶ。屋内環境についても、屋外の電波伝搬と同様にしてマルチパス通信路が形成されることになる。屋内の伝搬状況を視覚的に理解するために、屋内環境におけるレイトレースの

結果を図2.5に示す。屋外と同様にして屋内でも複数の通信路を経由して電波が伝わる。

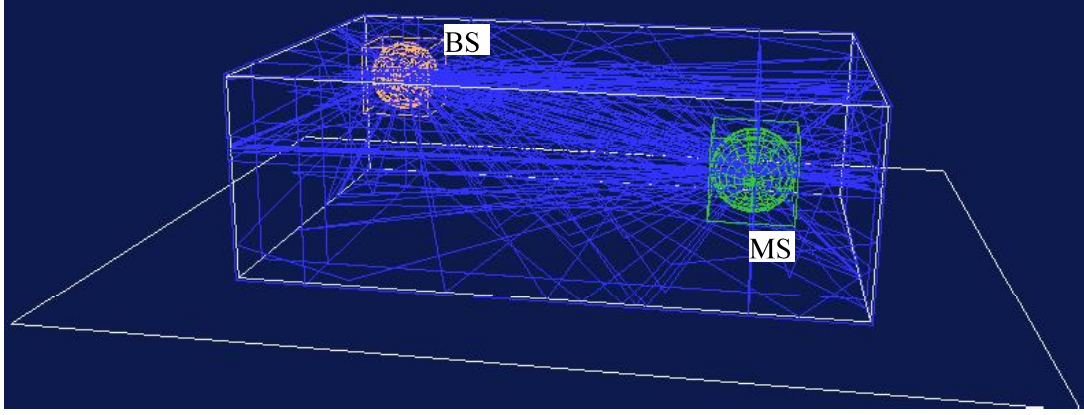


図2.5 屋内におけるレイトラッキングによる電波伝搬の様子

2.1.2. 振幅・位相の確率密度関数^{[2][9]}

本節では、レイリーフェージング環境における振幅と位相の確率密度関数について考える。移動端末で受信される受信信号 $z(t)$ は、到来する素波数を N とすると、

$$z(t) = \sum_{i=0}^{N-1} z_i(t) = \text{Re} \left[\sum_{i=0}^{N-1} h_i(t) \exp(j2\pi f_c t) \right] \quad (2.4)$$

と与えられる。

ここで、式(2.4)に式(2.2)を代入して整理すると、受信信号 $z(t)$ は、次式で与えられる。

$$r(t) = \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) \cos \varphi_i(t) \right\} \cos(2\pi f_c t) - \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) \sin \varphi_i(t) \right\} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

$$\varphi_i(t) = -2\pi \frac{L_i - vt \cos \theta_i}{\lambda} - \phi_i \quad (2.6)$$

ところで、式(2.5)の $\{\}$ の同相成分および直交成分をそれぞれ、 $x(t)$ および $y(t)$ と置

き換えると,

$$z(t) = x(t)\cos(2\pi f_c t) - y(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

と表される. ここで, x, y と r, φ との相互関係は,

$$\begin{aligned} x(t) &= r(t)\cos(\varphi(t)) \\ y(t) &= r(t)\sin(\varphi(t)) \end{aligned} \quad (2.8)$$

と定義する. ここで, 素波数 N が十分に大きく, 到来角のランダム性によって φ_i も互いに無相関であるとすれば, 中心極限定理(Central Limit Theorem)より x, y の確率密度関数(Probability Density Function)は, それぞれ平均値0と標準偏差 σ の標準正規分布 $N(0, \sigma^2)$ に従う. このため, r と φ の結合確率密度関数(Joint Probability Density Function) $f(r, \varphi)$ は,

$$f(r, \varphi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.9)$$

と表される. 振幅 r および位相 φ は, 互いに独立であるために, 振幅の確率密度関数 $f(r)$ と位相の確率密度関数 $f(\varphi)$ は,

$$f(r) = \int_0^{2\pi} f(r, \varphi) d\varphi = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.10)$$

$$f(\varphi) = \int_0^\infty f(r, \varphi) dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2.11)$$

と表すことができる. つまり, 振幅はレイリー分布(Rayleigh Distribution)に従い, 位相は一様分布(Uniform Distribution)となる. このように発生するフェージング(Fading)は, レイリーフェージング(Rayleigh Fading)と呼ばれる. ここまで, 速度 v で, 移動する自動車の中で携帯端末を利用する場合や人物が移動しながら携帯端末を利用する場合を前提として議論を進めてきた. 他方で, 受信する端末が静止して電波を受信する状況において, 周辺の人物や自動車等が移動する場合にもレイリーフェージングが発生する.

ところで, レイリーフェージングにおける電力変動の分布は, 式(2.10)を $z = r^2$ と変数変換すると指数分布(Exponential Distribution)となり, 次式で与えられる.

$$f(z) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{z}{\Gamma}\right) \quad (2.12)$$

ただし, Γ は z の平均値 σ^2 である.

2.2. 仲上・ライスフェージング

2.2.1. フェージング発生メカニズム

見通し内通信が主となるマイクロセル(Microcell)システムあるいは無線 LAN などの屋内における無線通信システムでは、直接波(Direct Wave)で代表される定常波および複数の反射・回折・散乱等によるマルチパス波が加わる伝搬環境となる。この伝搬環境の振幅分布が仲上・ライス分布(Nakagami-Rice Distribution)でモデル化できるために仲上・ライスフェージング環境と呼ばれる。

仲上・ライスフェージングは、図 2.6 に示す通信環境で現れる通信路モデルである。

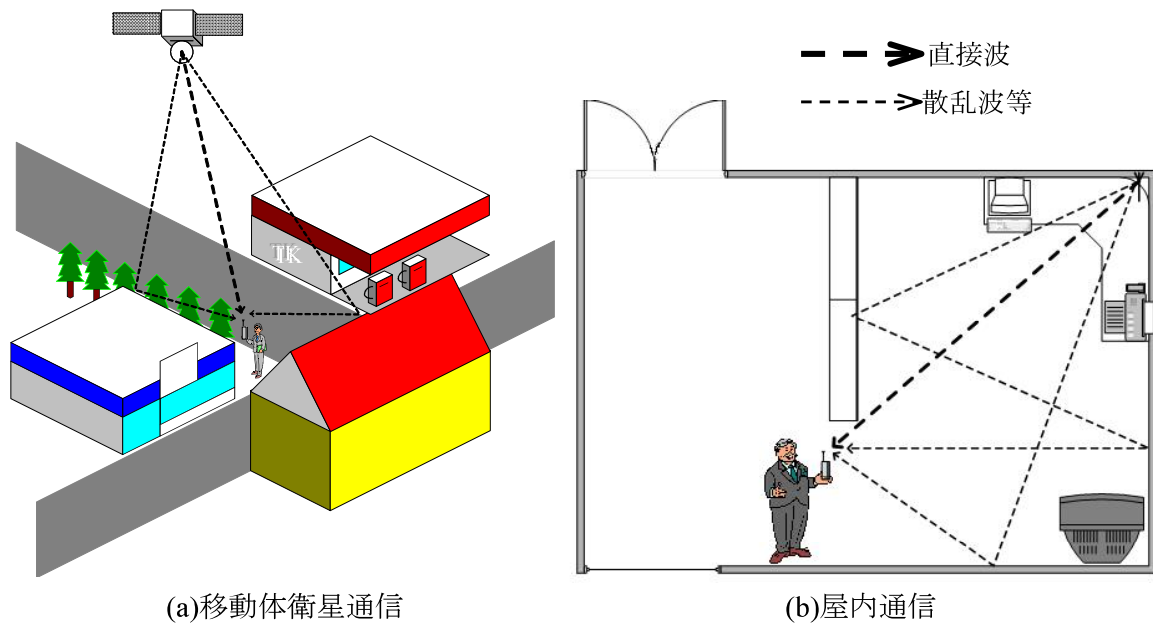


図 2.6 仲上・ライスフェージングにおける通信環境の例

仲上・ライスフェージング環境についても、レイリーフェージングの解析と同様の手順で考えることができる。つまり、基地局(Base Station)から無変調波(CW: Continuous Wave)が、周波数 f_c で送信されている場合を考える。送信信号は、マルチパス通信路を介して多数の平面波となって到来し、移動端末(Mobile Terminal)周辺にランダムな定在波性の電磁界分布を形成するものとする。この時の受信信号 $z(t)$ は、

$$z(t) = \text{Re}[(h_{dir}(t) + h_{rand}(t))\exp(j2\pi f_c t)] \quad (2.13)$$

と表される．ただし， $h_{dir}(t)$ および $h_{rand}(t)$ は，

$$h_{dir}(t) = A_{dir}(t) \exp(j(2\pi f_D \cos \theta_{dir} t + \phi_{dir})) \quad (2.14)$$

$$h_{rand}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i(t) \exp\left(-j\left(2\pi \frac{L_i - vt \cos \theta_i}{\lambda} + \phi_i\right)\right) \quad (2.15)$$

と定義される．ここで，直接波の振幅と位相，到来角を $A_{dir}(t)$ および ϕ_{dir} ， θ_{dir} とし，その他の変数については，前節のレイリーフェージングで定義しているものと同じとする．ここで，仲上・ライスフェージング環境における確率分布の導出のために，前節のレイリーフェージングと同様にして，式(2.13)の $\{\cdot\}$ の同相成分および直交成分をそれぞれ， $x(t)$ および $y(t)$ と置き換える．更に， x, y と r, φ との相互関係を，

$$\begin{aligned} x(t) &= r(t) \cos(\varphi(t)) \\ y(t) &= r(t) \sin(\varphi(t)) \end{aligned} \quad (2.16)$$

と定義することにする．

2.2.2. 振幅・位相の確率密度関数^{[2][9]}

送受信アンテナ間に見通しがある場合は、周辺の地形・建物などの散乱波に加えて安定な直接波が存在する．このような伝搬環境は、1つの定常波と散乱波等で構成され仲上・ライスフェージング環境と呼ばれる．この仲上・ライスフェージング環境は、図2.7でモデル化できる(図2.7の仲上・ライスフェージングモデルの変数 x, y と r, φ は、式(2.16)に定義している)．

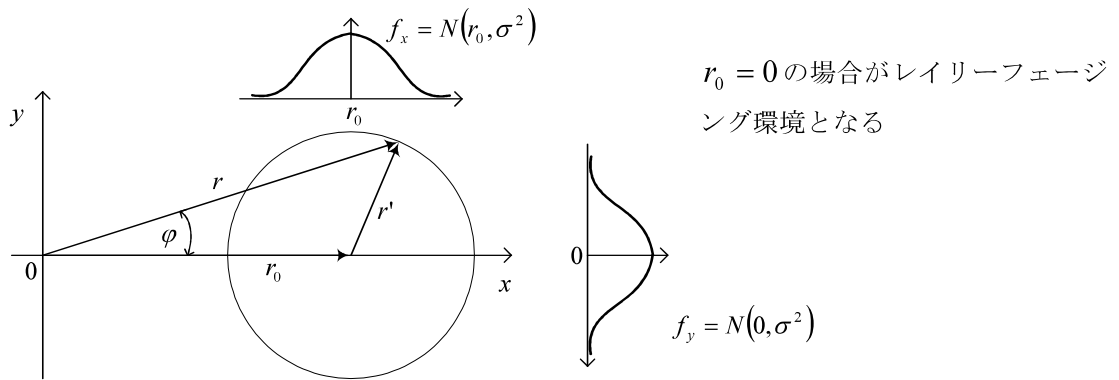


図2.7 仲上・ライスフェージングモデル

仲上・ライスフェージングの振幅・位相の確率密度関数は、レイリーフェージングの場合と同様の手順で求められる．レイリーフェージングとの違いは、図2.7に示すように、 x 成分が定常波に対応する振幅 r_0 だけ加わっていることにある．なお、一般に振幅 r_0 を任意に設定してよいが、解析の見通しをよくする為に、図2.7の通りに座標を設定している．従って、仲上・ライスフェージング環境における確率密度関数 $f_x(x)$ 及び $f_y(y)$ は、

$$f_x(x) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x-r_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.17)$$

$$f_y(y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.18)$$

と定義される．ただし、 σ^2 は平均散乱波電力である．振幅 r と位相 φ の結合確率密度関数 $f_{r\varphi}(r, \varphi)$ は、

$$\begin{aligned}
 f_{r\varphi}(r, \varphi) &= f_x(x)f_y(y) \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \varphi} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \varphi} \end{vmatrix} \\
 &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_0^2 - 2r_0r\cos\varphi + r^2}{2\sigma^2}\right)
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

となる．これより，振幅 r と位相 φ の周辺確率密度関数 $f_r(r)$ 及び $f_\varphi(\varphi)$ は，

$$\begin{aligned}
 f_r(r) &= \int_0^{2\pi} f_{r\varphi}(r, \varphi) d\varphi \\
 &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_0^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{r_0 r}{\sigma^2}\right)
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

$$\begin{aligned}
 f_\varphi(\varphi) &= \int_0^\infty f_{r\varphi}(r, \varphi) dr \\
 &= \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right) \\
 &\quad \times \left(1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{r_0 \cos\varphi}{\sigma} \exp\left(\frac{r_0^2 \cos^2\varphi}{2\sigma^2}\right) \left\{1 + \operatorname{erf}\left(\frac{r_0 \cos\varphi}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right\}\right)
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

となる．ここで， $I_0(\cdot)$ は第1種0次変形ベッセル関数， $\operatorname{erf}(z)$ は誤差関数である．振幅 r の分布が仲上・ライス分布であるため，この種のフェージングは，仲上・ライスフェージングと呼ばれる．また，平均電力 P_{ava} は，定常波電力 P_D と散乱波電力 P_R の和であり，

$$P_{ava} = P_D + P_R = \frac{E(r^2)}{2} = \frac{r_0^2}{2} + \sigma^2 \tag{2.22}$$

と与えられる．定常波電力 P_D と散乱波電力 P_R の比は，ライスファクタ(Rician Factor) K と呼ばれ，次の通り定義される．

$$K = \frac{P_D}{P_R} = \frac{r_0^2}{2\sigma^2} \tag{2.23}$$

図2.8は式(2.20)の仲上・ライス分布をプロットした結果である．このように仲上・ライス分布は，ライスファクタ K の増加するに従って，平均値が増加していく

ことがわかる．このライスファクタ K と通信品質とは密接に関連したパラメータである．なお，仲上・ライス分布は，定常波が存在しない場合 ($K = -\infty dB$) 場合にはレイリー分布となる．

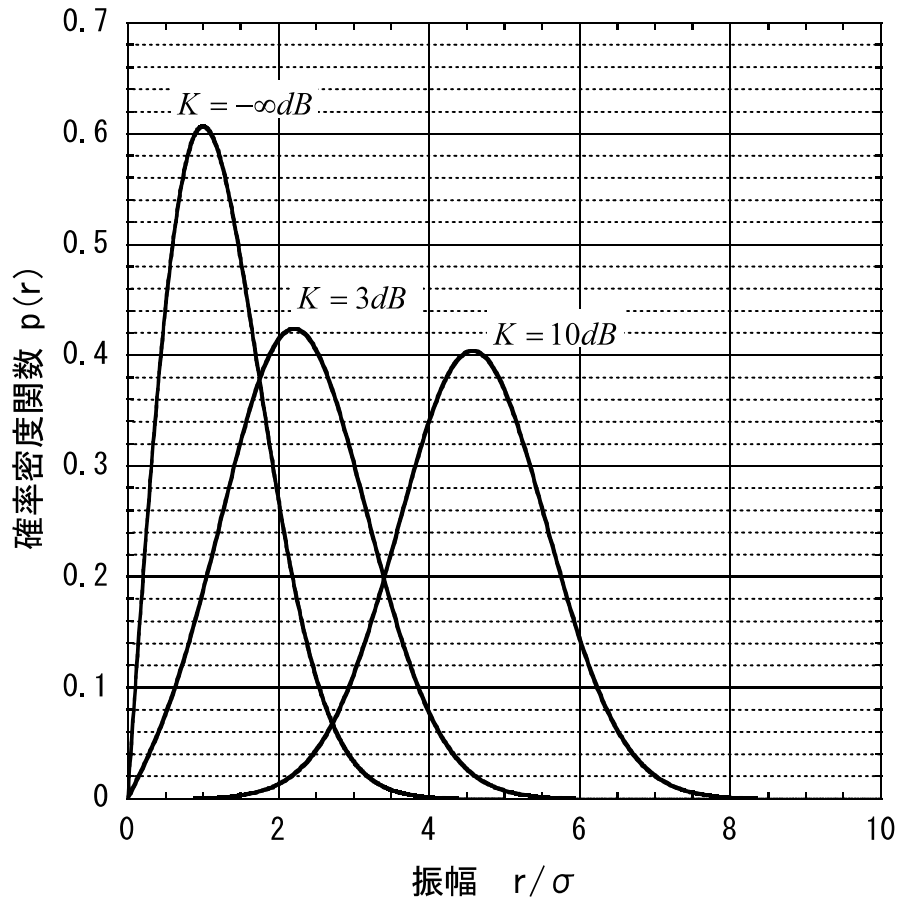


図 2.8 仲上・ライス分布

2.3. ダイバーシチ受信技術

フェージングに対する有効な対策の一つであるダイバーシチ(Diversity)受信技術についての基礎理論について述べる。ダイバーシチ受信技術は、受信機で得られた複数の受信信号を適切に選択あるいは合成することにより、フェージングの変動を軽減するものである。

2.3.1. ダイバーシチの分類

移動通信では、送信された電波はフェージングの影響を受ける。そのために、移動局の移動に伴い受信電力は、大きな変動を伴うことになる[2], [6], [8], [9]。その変動は、位置・周波数あるいは時間によって変化することになる。受信電力が小さい場合には、伝送信号に品質劣化が生じるため、高品質な情報伝送が困難になる。そこで、フェージング対策であるダイバーシチ受信技術について、選択ダイバーシチを例に挙げて説明する。図2.9は、受信アンテナが2本で構成された場合の各受信信号の包絡線レベルと選択ダイバーシチ後の包絡線のレベルを描いたものである。選択ダイバーシチとは、受信アンテナから出力される2つの信号から信号受信強度(Received Signal Strength Indication)の大きい信号を選択し、受信信号を得る方法である。図2.9の事例からわかるようにダイバーシチ受信技術は、複数の受信信号を得る手段と、得られた複数の受信信号を適切に信号処理することにより、フェージング変動を軽減できることがわかる。この受信信号の各々は、ダイバーシチブランチ(Diversity Branch)と呼ばれる。次に、代表的なダイバーシチの分類とダイバーシチ合成方法について説明する。

この複数のブランチを得るには、表2.1に示すように、大きく分類して5種類の方法が知られている。これ以外にも独立なブランチ出力を得る方法があり、前述した5種類のダイバーシチの組合せにより、大きなフェージング軽減効果を狙うなどの幅広い応用が考えられる。

表 2.1 ダイバーシチの分類

番号	分類	説明
1	空間ダイバーシチ (Space Diversity)	複数のアンテナを信号の変動が無相関になる程度に離して置き、その信号を選択または合成する方式.
2	周波数ダイバーシチ (Frequency Diversity)	周波数相関が低くなる程度の異なる周波数を用いて同一情報を伝送し、その信号を選択または合成する方式.
3	偏波ダイバーシチ (Polarization Diversity)	垂直偏波と水平偏波、右旋円偏波と左旋円偏波など直交する偏波を利用した情報を伝送し、その信号を選択または合成する方式.
4	時間ダイバーシチ (Time Diversity)	ドップラフェージングの周期に比較して長い時間間隔で、同一情報を伝送し、その信号を選択または合成する方式.
5	パスダイバーシチ (Path Diversity)	独立な異なる経路(パス)から到達した受信信号の各遅延波を分離し、その遅延波の時間を調整して合成する方式.

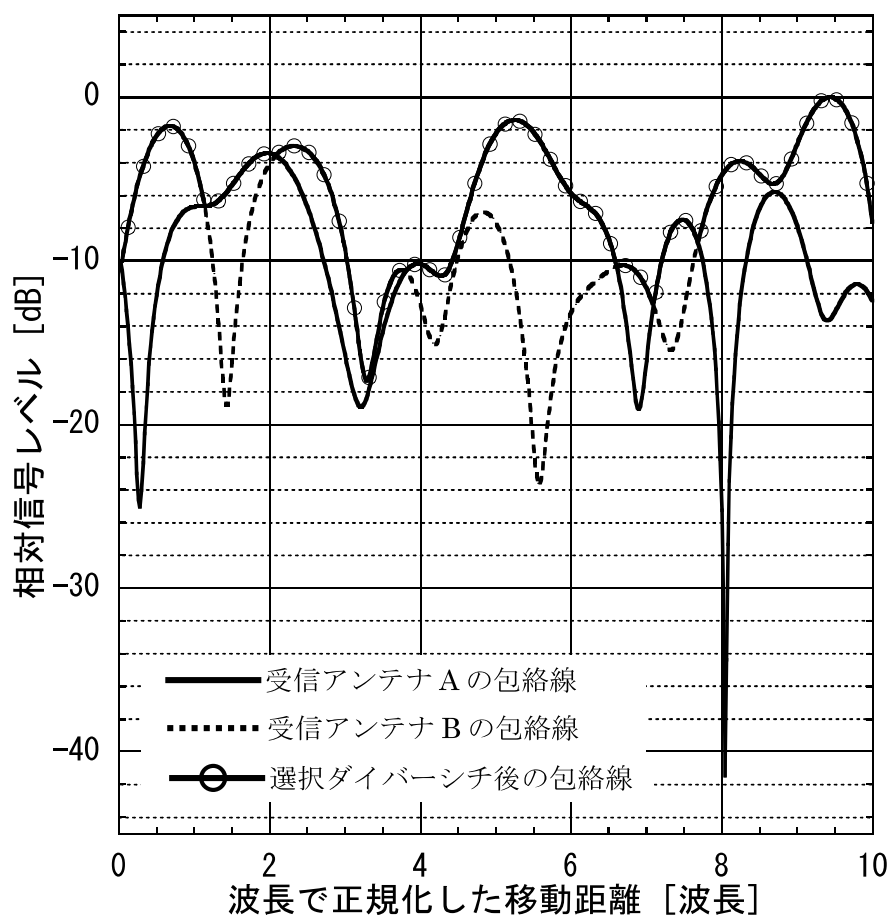


図 2.9 受信アンテナ数が 2 の場合の各包絡線と選択ダイバーシチ後の包絡線

各ダイバーシチブランチから出力された信号を処理する方法は、表 2.2 に示す通りに、大きく 3 種類の方法に分類できる^[2]。各合成方法は、所望特性・システムに許される演算量・演算精度・アナログ信号処理あるいはディジタル信号処理などに依存して選択される。昨今、LSI(Large Scale Integration)の技術進歩に伴い、ディジタル信号処理の実現が容易になってきており、最大比合成法の適用事例も増えてきている。

表 2.2 ダイバーシチ合成方法

番号	分 類	説 明
1	選択合成法 (Selection Combining)	受信レベルの最も高いブランチを選択し、最大受信レベルのブランチに切り替えるように信号を選択する方法。
2	等利得合成法 (Equal-gain Combining)	受信信号の各ブランチ間の位相が同相になるように位相調整を行った後に合成する方法。
3	最大比合成法 (Maximal Ratio Combining)	受信信号の各ブランチの振幅と位相を調整し、最大の SNR になるように合成する方法。

2.3.2. ダイバーシチ合成信号の確率密度関数^{[2][9]}

送受信アンテナ数がそれぞれ1本の状況下において、受信信号の包絡線 r の振幅分布がレイリー分布に従う場合の電力分布の確率密度関数は、指数分布(Exponential Distribution)に従うことを本節のはじめにふれた。ここで、包絡線を r と熱雑音電力を N_0 とする時、瞬時 SNR は、

$$z = \frac{r^2}{2N_0} \quad (2.24)$$

と定義される。従って、無相関なレイリーフェージング環境における電力分布 $p(z)$ は、指数分布となり、

$$p(z) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{z}{\Gamma}\right) \quad (2.25)$$

と表される。ただし、 $\Gamma = E(z)$ である。

選択合成

選択合成は、全てのブランチにおいて SNR が最大となるブランチを選択する。選択合成の確率密度関数は、式(2.25)の確率密度関数から M ブランチの瞬時 SNR が x 以下となる確率から容易に求められる。つまり、式(2.25)の確率密度関数の x までの確率分布関数は、

$$\begin{aligned} P(z \leq x) &= \int_0^x p(z) dz \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right) \end{aligned} \quad (2.26)$$

と表される。従って、 i 番目のブランチの平均 SNR を Γ_i とする時に M ブランチによる選択合成した場合の確率分布関数は、

$$P(x) = \prod_{i=1}^M \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_i}\right)\right) \quad (2.27)$$

と表されることになる。従って、選択合成の確率密度関数は、

$$p(x) = \frac{d}{dx} \prod_{i=1}^M \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_i}\right) \right) \quad (2.28)$$

と表される．ここで，各ブランチの平均 SNR が全て等しい場合には，選択合成の確率密度関数は，

$$p(x) = \frac{M}{\Gamma} \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right) \right)^{M-1} \quad (2.29)$$

となる．各ブランチの平均 SNR が全て等しい場合の選択合成後の平均 SNR は，

$$\begin{aligned} E(x) &= \int_0^{\infty} x \cdot p(x) dx \\ &= \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \end{aligned} \quad (2.30)$$

となる^[2]．

最大比合成

最大比合成の合成後の瞬時 SNR は，各ブランチの瞬時 SNR の和になることが知られている^[9]．各ブランチの平均 SNR が全て等しい場合は，指数分布の和の分布となるために，ガンマ分布(Gamma Distribution)に従う．ところで，指数分布の特性関数(Characteristic Function) $\varphi(t)$ は，

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \int_0^{\infty} \exp(j\gamma t) f(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{1 - j\Gamma t} \end{aligned} \quad (2.31)$$

となり，平均値が等しく独立に変動する確率分布に従う確率変数の和の分布は，指数関数の特性関数の積で与えられる．

$$\varphi_{\text{gamma}}(t) = \prod_{i=1}^M \varphi(t) = \left(\frac{1}{1 - j\Gamma t} \right)^M \quad (2.32)$$

この特性関数を逆変換して得られる最大比合成後の確率密度関数は，

$$p(x) = \frac{x^{M-1} \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right)}{\Gamma^M (M-1)!} \quad (2.3.3)$$

となる。また、最大比合成後の確率分布関数は、

$$P(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right) \sum_{i=1}^M \frac{\left(\frac{x}{\Gamma}\right)^{m-1}}{(m-1)!} \quad (2.3.4)$$

と表される。また、各ブランチの平均 SNR が全て等しい場合の最大比合成後の平均 SNR は、

$$\begin{aligned} E(x) &= \int_0^{\infty} x \cdot p(x) dx \\ &= \Gamma M \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

となる^[2]。

次に、各ブランチの平均熱雑音電力は全て等しく変動が独立であるが、各ブランチの SNR が異なる場合について考える。これは相関のあるブランチ信号の解析などで重要な考え方である。この条件の場合には、不等電力で独立に変動する指数分布の和の分布となり、特性関数は、

$$\varphi_{\text{gamma}}(t) = \prod_{i=1}^M \frac{1}{1 - j\Gamma_i t} \quad (2.3.6)$$

となる。これより不等電力における確率密度関数と確率分布関数は、

$$f(x) = \frac{1}{\prod_{i=1}^M \Gamma_i} \sum_{j=1}^M \frac{\exp\left(-\frac{x}{\Gamma_j}\right)}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^M \left(\frac{1}{\Gamma_k} - \frac{1}{\Gamma_j}\right)} \quad (2.3.7)$$

$$F(x) = 1 - \sum_{i=1}^M \frac{\Gamma_i^{M-1} \exp\left(-\frac{x}{\Gamma_i}\right)}{\prod_{\substack{k \neq i \\ k=1}}^M (\Gamma_i - \Gamma_k)} \quad (2.38)$$

となる.

等利得合成

等利得合成は, 合成後の SNR に関する確率密度関数と確率分布関数の厳密な理論式の導出は困難であるとされている. 近似的には, 式(2.33)と式(2.34)に示した最大比合成の確率密度関数と確率分布関数における SNR を,

$$x \rightarrow \frac{2\Gamma}{M} \left(\frac{(M-1/2)!}{\sqrt{\pi}} \right)^{1/M} \quad (2.39)$$

に置き換えることにより, 等利得合成の確率密度関数と確率分布関数が得られることが知られている^[20]. あるいは, 平均 SNR である Γ を,

$$\Gamma \rightarrow \frac{\Gamma}{M} \left\{ (2M-1)!! \right\}^{1/M} \quad (2.40)$$

と置き換えることでも等利得合成の確率密度関数と確率分布関数が得られる. また, 等利得合成後の平均 SNR は,

$$E(x) = \Gamma \left(1 + (M-1) \frac{\pi}{4} \right) \quad (2.41)$$

となることが知られている^[2].

図2.10は、選択合成・最大比合成・等利得合成後のブランチ数と平均 SNR 改善量の関係について示している。最大比合成・等利得合成・選択合成の順位で平均 SNR が改善される。ここで、2ブランチ構成を例にして考えた場合に、ひとつのブランチの出力が雑音のみとなる場合には、最大比合成・等利得合成・選択合成の順位に必ずしもならないことに注意が必要である。つまり、等利得合成と選択合成の平均 SNR 改善量が逆転する場合もある。また、伝搬路推定用のパイロット信号が含まれる場合で、リアルタイムの映像情報のようなストリーム伝送においては、選択合成では伝搬路推定が不連続となる場合があり、平均 SNR の改善量を上回る劣化が生じる場合がある。つまり、平均 SNR の改善量を基本として、各合成法の特徴を理解して適用することが応用の視点では大切となる。

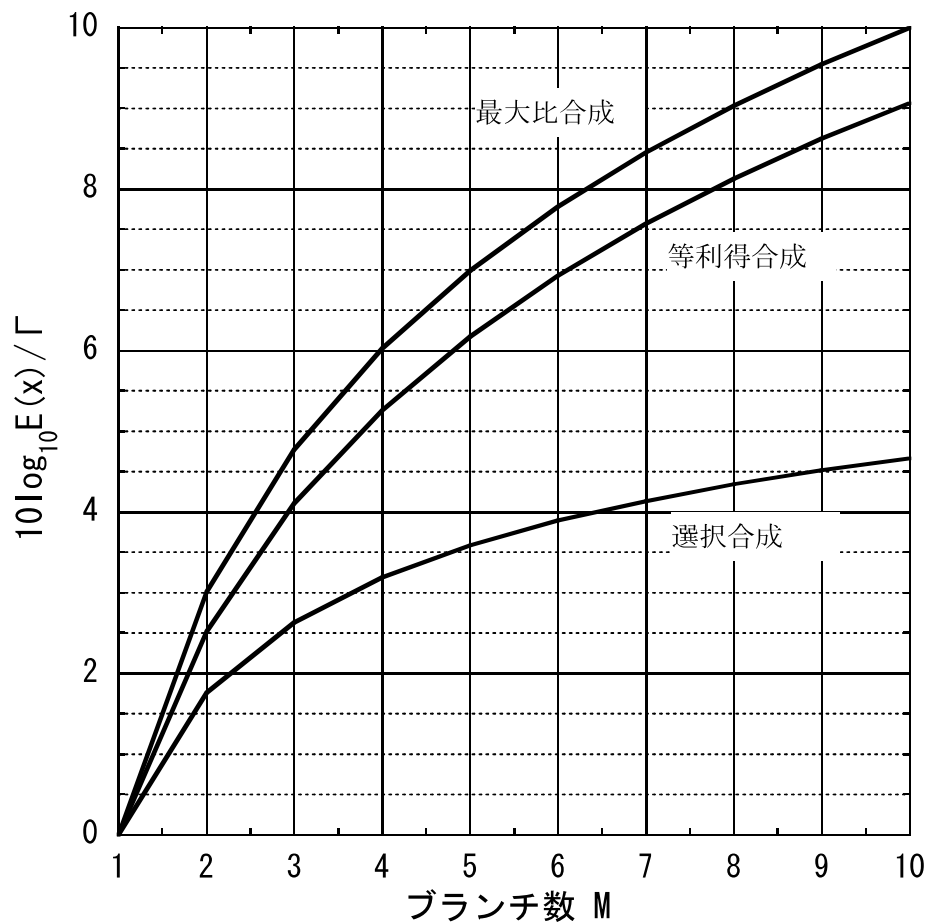


図2.10 ブランチ数と平均 SNR の改善の関係

2.4. 空間相関

前節までに述べてきたダイバーシチ受信技術は、複数のアンテナにより受信された信号をしかるべく合成することにより、フェージングの影響を軽減する目的に使用することができる。他方で、アンテナ間に相関があると、ダイバーシチ効果は減少する。この相関とアンテナ間隔には密接な関係がある。

複素空間相関係数 $\rho_a(\Delta x)$ は、位置の変化による素波(マルチパスのひとつのパス)の位相変化を考慮し、角度空間上のプロファイルで重み付けした積分により得られ、次式の通り定義される。

$$\rho_a(\Delta x) = \frac{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) \exp(jk\Delta x \cos \theta) d\theta}{\int_0^{2\pi} \Omega(\theta) d\theta} \quad (2.4.2)$$

ただし、 k は電波の波数(Wave Number)、 $\Omega(\theta)$ は角度プロファイル(Angular Profile)である。角度プロファイル $\Omega(\theta)$ は、角度空間上に分布する到来波の平均電力プロファイルである。すなわち、 $\theta = \theta_0$ を中心とする微小角度範囲 $\Delta\theta$ 内に平均電力 $\Omega(\theta_0)\Delta\theta$ を有する散乱波が入射することを意味している。ここでの解析は、十分に多数の散乱波が面的に密に到来するものとし、連続関数で表される角度プロファイルを考える。また、ここでは、WSSUS(Wide-Sense Stationary-Unrelated Scattering)を仮定しており、到来角の異なる波は無相関として取扱うものとしている。

レイリーフェージング環境における角度プロファイル $\Omega(\theta)$ は、一様分布である。他方、基地局側の角度プロファイル $\Omega(\theta)$ は、移動局を中心として正規分布として取扱うことができる。そのために、角度プロファイルとして、次の二つが良く用いられる。

一様分布の場合：

$$\Omega(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.4.3)$$

正規分布の場合：

$$\Omega(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_0)^2}{\sigma_\theta^2}\right) \quad (2.4.4)$$

ただし、 θ_0 は到来角、 σ_θ は角度広がりである。これらの複素空間相関係数 $\rho_a(\Delta x)$ は、

式 (2.42) から,

一様分布の場合:

$$\rho_a(\Delta x) = J_0(k\Delta x) \quad (2.45)$$

正規分布の場合:

$$\rho_a(\Delta x) = \exp\left(jk\Delta x \cos \theta_0 - \frac{(k\Delta x \sigma_\theta \sin \theta_0)^2}{2}\right) \quad (2.46)$$

となる. ただし, $J_0(\cdot)$ は第1種 0 次ベッセル関数である. また, 波数 k は, 波長 λ とした時に $2\pi/\lambda$ である. ただし, 式 (2.46) は, 角度広がり σ_θ が十分に小さいという条件下における近似である^[付録 2.B]. この複素空間相関係数 $\rho_a(\Delta x)$ と信号強度の相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ の間には, 次の関係が知られている.

$$\rho_A(\Delta x) \cong \rho_p(\Delta x) = |\rho_a(\Delta x)|^2 \quad (2.47)$$

従って, 各角度プロファイルに対する信号強度の相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ は,

一様分布の場合:

$$\rho_A(\Delta x) \cong |J_0(k\Delta x)|^2 \quad (2.48)$$

正規分布の場合:

$$\rho_A(\Delta x) \cong \exp\left(-(k\Delta x \sigma_\theta \sin \theta_0)^2\right) \quad (2.49)$$

となる. 角度プロファイル $\Omega(\theta)$ が一様分布である場合の信号強度の相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ を図 2.11 に示す. 相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ が, アンテナ間隔が半波長以上であれば 0.5 以下となる. そのために, アンテナ間隔が半波長以上であれば, ダイバーシチ効果が十分に期待できる. しかしながら, 図 2.12 並びに図 2.13 のように角度プロファイル $\Omega(\theta)$ が正規分布の場合には, 一様分布の場合に比較して相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ が 0.5 以下になる波長は一桁以上大きくなる. また, この場合の相関係数 $\rho_A(\Delta x)$ は, 到来角 θ_0 や角度広がり σ_θ に依存することがわかる.

なお, モデル計算の進める場合の条件設定として, 移動局の角度プロファイル $\Omega(\theta)$ は一様分布であり, 基地局のアンテナ高 (Antenna Height) が高い状況において角度プロファイル $\Omega(\theta)$ は正規分布であり, σ_θ は 1 から 5° と報告されている^[14].

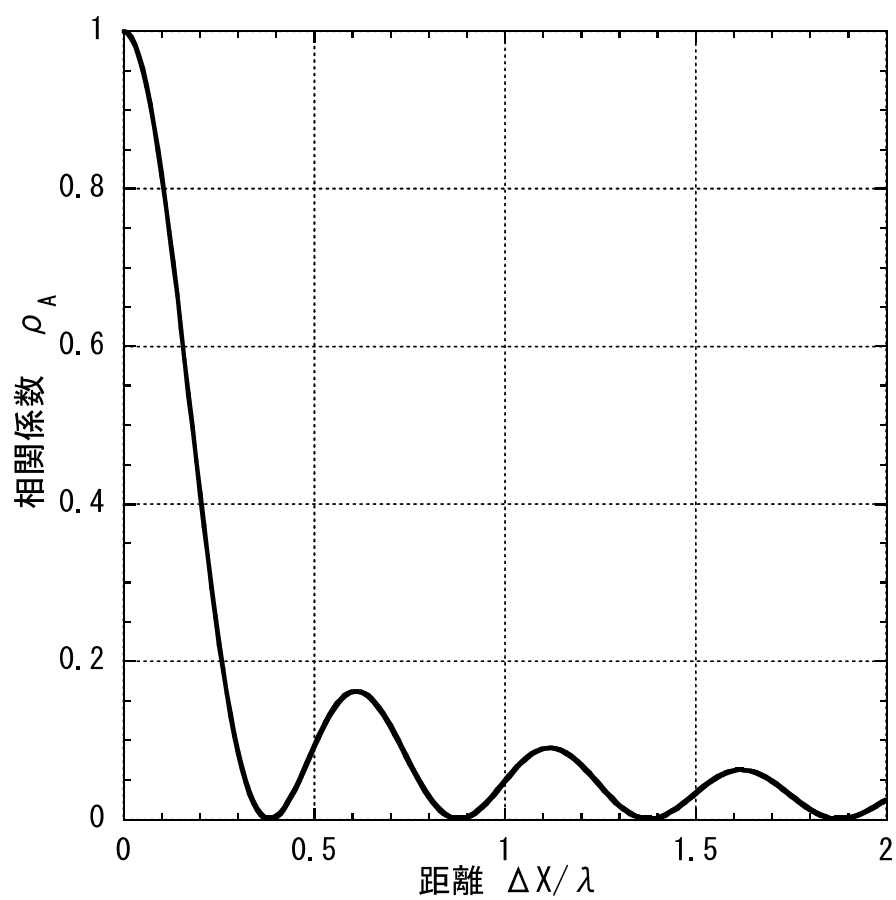


図 2.1 1 レイリーフェージング環境における空間相関特性
(角度プロファイルが一様分布の場合)

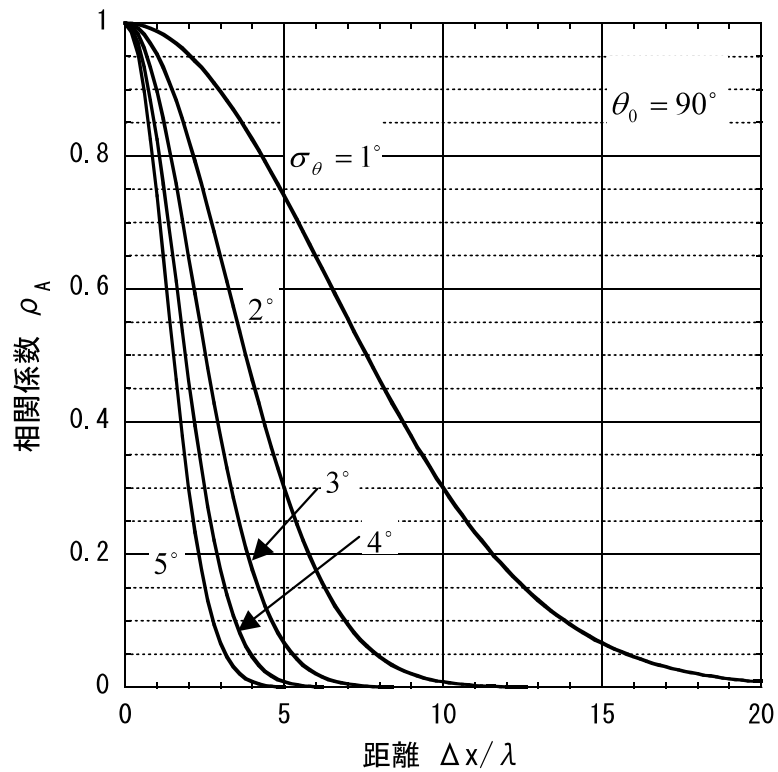


図 2.1 2 レイリーフェージング環境における空間相関特性
(角度プロファイルが正規分布の場合 : $\theta_0 = 90^\circ$)

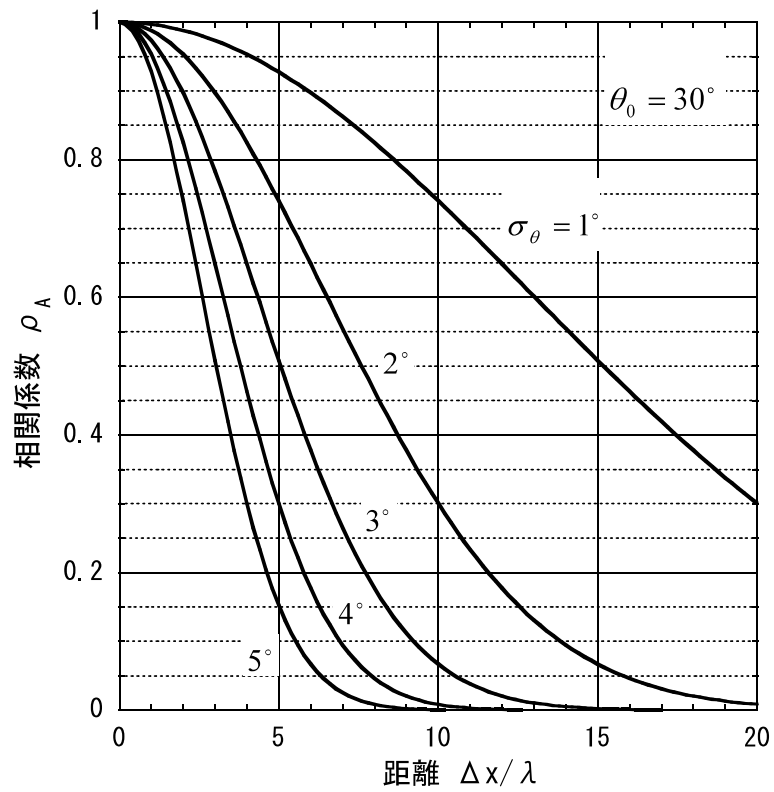


図 2.1 3 レイリーフェージング環境における空間相関特性
(角度プロファイルが正規分布の場合 : $\theta_0 = 30^\circ$)

2.5. 結び

本章では, MIMO 通信路モデルの礎となるレイリーフェージング環境並びに仲上・ライスフェージング環境における基礎理論について述べた. また, 複素空間相関の概念について説明し, 無相関として取扱えるアンテナ間隔等について解説した. 最後に, 複数アンテナを使用する MIMO システムの伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数の解析を行う前準備として, ダイバーシチ理論について説明した.

Appendix 2.A

確率密度関数と確率分布関数^{[21]–[25]}

確率変数 X の変化範囲を $x_1 \leq X \leq x_2$ とし、 X が微小区間 $x \sim x + dx$ に存在する確率が関数 $f(x)$ を用いて $f(x)dx$ と表されるとき、 $f(x)$ を確率密度関数という。一方、確率分布関数 $F(x)$ は確率変数 X がある値 x を超えない確率を表す関数であり、次式で表される。

$$F(x) = \int_{x_1}^x f(t) dt \quad (\text{A 2.1})$$

確率分布のパラメータ(平均値・分散・標準偏差・中央値・最頻値)は、以下のように定義される。

(1) 平均値(あるいは期待値)

$$m = \int_{x_1}^{x_2} x \cdot f(x) dx \quad (\text{A 2.2})$$

(2) 分散

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{x_1}^{x_2} (x - m)^2 \cdot f(x) dx \\ &= \int_{x_1}^{x_2} x^2 \cdot f(x) dx - m^2 \end{aligned} \quad (\text{A 2.3})$$

(3) 標準偏差

$$\sigma = \sqrt{\int_{x_1}^{x_2} (x - m)^2 \cdot f(x) dx} \quad (\text{A 2.4})$$

(4) 中央値

$F(x) = 0.5$ となる x の値である。

(5) 最頻値

$f(x)$ が最大値をとるときの x の値である。

結合分布^{[21]–[25]}

2次元の確率密度関数を例に考える．確率変数 $X(x_1 \leq x \leq x_2)$ と確率変数 $Y(y_1 \leq y \leq y_2)$ がある実現値を同時にとる確率を，結合（または同時）確率密度関数 $f(x, y)$ という．このとき， $x \leq X$ かつ $y \leq Y$ となる確率は，次式の結合分布関数 $F(x, y)$ で表される．

$$F(X, Y) = \int_{x_1}^X \int_{y_1}^Y f(x, y) dx dy \quad (\text{A 2.5})$$

変数 x および y の平均値を m_x および m_y とすると，共分散 σ_{xy}^2 は次式で定義される．

$$\sigma_{xy}^2 = \int_{x_1}^{x_2} \int_{y_1}^{y_2} (x - m_x)(y - m_y) \cdot f(x, y) dx dy \quad (\text{A 2.6})$$

変数 x および y の標準偏差を σ_x および σ_y とすると， x および y の相関係数 $\rho_{x,y}$ は次式で与えられる．

$$\rho_{x,y} = \frac{\sigma_{xy}^2}{\sigma_x \sigma_y} \quad (\text{A 2.7})$$

$|\rho_{x,y}| \leq 1$ であり， $\rho_{x,y} = 0$ のとき x と y は無相関であるという．

変数変換^{[21]–[25]}

確率変数 X_1, X_2 の結合確率密度関数を

$$f(x_1, x_2) = P(x_1 < X_1 \leq x_1 + \Delta X, y_1 < Y_1 \leq y_1 + \Delta Y) \quad (\text{A 2.8})$$

とおき，確率変数の変換を次の通り考える．

$$y_1 = \phi_1(x_1, x_2) \quad (\text{A 2.9})$$

$$y_2 = \phi_2(x_1, x_2) \quad (\text{A 2.10})$$

なお， (x_1, x_2) と (y_1, y_2) との間に1対1の対応を与え， $\phi_1(x_1, x_2)$ および $\phi_2(x_1, x_2)$ は連続な1次偏導関数を有するものとする．このとき， $y_1 = \phi_1(x_1, x_2)$ および $y_2 = \phi_2(x_1, x_2)$ から得られる確率変数 Y_1 および Y_2 の確率密度関数を $g(y_1, y_2)$ とすれば，次式が成り立つ．

$$g(y_1, y_2) dy_1 dy_2 = f(x_1, x_2) |J| dx_1 dx_2 \quad (\text{A 2.11})$$

ここで，ヤコビアン行列式(Jacobian Determinant) J は，次式で与えられる．

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial x_1} & \frac{\partial x_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial x_2}{\partial x_1} & \frac{\partial x_2}{\partial x_2} \end{vmatrix} \quad (\text{A 2.12})$$

確率変数の和差積商の分布^{[21]–[25]}

2つの確率変数を X , Y とするとき, これらの和・差・積・商を Z とすると, Z もまた確率変数となり, その分布は次のようになる.

(1) $Z = X + Y$ の分布

結合確率密度関数を $f(x, y)$ とするとき, 和の確率密度関数を $g(z)$ は,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f(z - y', y') dy' \quad (\text{A 2.13})$$

と定義される. このとき平均値と分散は, 次式で計算される.

$$m_z = m_x + m_y \quad (\text{A 2.14})$$

$$\sigma_z^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 + 2\rho_{x,y}\sigma_x\sigma_y \quad (\text{A 2.15})$$

この関係は, n 次元結合分布(確率変数を $x_i, i = 1 \sim n$ とする)の場合にも容易に拡張でき, 次式で与えられる.

$$m_z = \sum_{i=1}^n m_i \quad (\text{A 2.16})$$

$$\sigma_z^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 + 2 \sum_{i < j} \sigma_i \sigma_j \rho_{x_i, x_j} \quad (\text{A 2.17})$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは, X , Y の確率密度関数を $f_1(x)$, $f_2(y)$ とすれば,

$$\begin{aligned} g(z) &= \int_{x_1}^{x_2} f_1(x') f_2(z - x') dx' \\ &= \int_{x_1}^{x_2} f_1(z - x') f_2(x') dx' \end{aligned} \quad (\text{A 2.18})$$

となる.

(2) $Z = X - Y$ の分布

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f(z + y', y') dy' \quad (\text{A 2.19})$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1(z + y') f_2(y') dy' \quad (\text{A 2.20})$$

となる.

(3) $Z = X \cdot Y$ の分布

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f\left(y', \frac{z}{y'}\right) \frac{1}{|y'|} dy' \quad (\text{A 2.21})$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1\left(\frac{z}{y'}\right) f_2(y') \frac{1}{|y'|} dy' \quad (\text{A 2.22})$$

となる.

(4) $Z = X / Y$ の分布

$$\begin{aligned} g(z) &= \int_{y_1}^{y_2} f(z \cdot y', y') |y'| dy' \\ &= \int_{y_1}^{y_2} f\left(y', \frac{y'}{z}\right) \frac{|y'|}{z^2} dy' \end{aligned} \quad (\text{A 2.23})$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1(y' \cdot z) f_2(y') |y'| dy' \quad (\text{A 2.24})$$

となる.

Appendix 2.B

角度プロファイルが正規分布に従う場合の複素空間相関係数 $\rho_a(\Delta x)$ は、式(2.42)と式(2.44)から、次式の通りとなる。

$$\begin{aligned}
 \rho_a(\Delta x) &= \int_0^{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{(\theta-\theta_0)^2}{\sigma_\theta^2}\right) \exp(jk\Delta x \cos\theta) d\theta \\
 &= \int_{-\theta_0}^{2\pi-\theta_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\hat{\theta}^2}{\sigma_\theta^2}\right) \exp(jk\Delta x \cos(\hat{\theta}+\theta_0)) d\hat{\theta} \\
 &= \int_{-\theta_0}^{2\pi-\theta_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\hat{\theta}^2}{\sigma_\theta^2}\right) \\
 &\quad \times \exp(jk\Delta x (\cos\hat{\theta}\cos\theta_0 - \sin\hat{\theta}\sin\theta_0)) d\hat{\theta}
 \end{aligned} \tag{B 2.1}$$

到来角度の広がりには十分に小さいことを仮定しているから、実際に積分に寄与する θ の範囲は、 θ_0 近傍である。そこで、積分範囲を $[-\infty, +\infty]$ に広げると

$$\begin{aligned}
 \rho_a(\Delta x) &\cong \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\hat{\theta}^2}{\sigma_\theta^2}\right) \exp(jk\Delta x (\cos\theta_0 - \hat{\theta}\sin\theta_0)) d\hat{\theta} \\
 &= \frac{\exp(jk\Delta x \cos\theta_0)}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{\hat{\theta}^2}{\sigma_\theta^2}\right) \cos(k\Delta x \hat{\theta} \sin\theta_0) d\hat{\theta}
 \end{aligned} \tag{B 2.2}$$

と書き直すことができる。ここで、次の積分公式を適用すると、本文の複素空間相関係数 $\rho_a(\Delta x)$ が得られる。

$$\int_0^{\infty} \exp(-a^2 x^2) \cos(bx) dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2a} \exp\left(-\frac{b^2}{4a^2}\right) \tag{B 2.3}$$

参考文献

- [1] 虫明康人：アンテナ・電波伝搬(電子通信学会大学講座)，コロナ社，1961.
- [2] W.C. Jakes(ed.)：Microwave Mobile Communications, IEEE Press, 1993.
- [3] 進士昌明：地上通信におけるアンテナ・伝搬，信学誌，vol.60, no.4, pp.423-430. 1977.
- [4] W.Y. Lee：Mobile Communications Engineering, McGraw-Hill Book Company, New York, 1982.
- [5] 日本放送協会(編集)：放送アンテナと電波伝搬，日本放送出版協会，1983.
- [6] 奥村善久，進士昌明(監修)：移動通信の基礎，電子情報通信学会，1986.
- [7] 進士昌明：無線通信の電波伝搬，電子情報通信学会，1992.
- [8] 細矢良雄(監修)：電波伝搬ハンドブック，リアライズ社，1999.
- [9] 唐沢好男：ディジタル移動通信の電波伝搬基礎，コロナ社，2003.
- [10] R.T.Adams：Combining System for Diversity Communication Systems, US. Patent no.2 975 275, Mar. 1961.
- [11] M.J.Gans：The Effect of Gaussian Error in Maximal Ratio Combiners, IEEE Trans. Comm. Tech., vol.COM-19, no.4, pp.492-500, Aug. 1962.
- [12] A.Vigants：Space Diversity Performance as a Function of Antenna Separation, IEEE Trans. Comm. Tech., vol.16, no.6, pp.831-836, Dec. 1968.
- [13] W.C.Y.Lee：A Study on the Antenna Array Configuration of an M-Branch Diversity Combining Mobile Radio Receiver, IEEE Trans. Veh. Tech, vol.VT-20, no.4, pp.779-791, Nov. 1971.
- [14] 小園茂，坂上修二：陸上移動通信における基地局ダイバーシチの相関係数-スペースおよび指向性ダイバーシチ-, 信学論(B), vol.J70-B, No.4, pp.476-482, Apr. 1987.
- [15] S.H.Lin, T.C.Lee, and M.F.Gardina：Diversity Protections for Digital Radio-Summary of Ten-year experiments and studies, IEEE Commun. Mag., vol.26, no.2, pp.51-63. Feb. 1988.
- [16] T.Manabe, Y.Miura and T.Ihara：Effect of Antenna Diversity and Polarization on Indoor Multipath Propagation Characteristics at 60GHz, IEEE J. Selec. Areas. Commun., vol.14, no.3, pp.441-448, Apr. 1996.
- [17] 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.
- [18] Y.Karasawa, Y.Kamiya, T.Inoue, and S.Denno：Algorithm Diversity in a Software Antenna, IEICE Trans. Commun., vol.E83-B, No.6, pp.1229-1236, Jun. 2000.
- [19] 唐沢好男，神谷幸宏：大規模アレーアンテナにおいて最大比合成を簡易に実現する方法，信学論(B), vol.J83-B, no.6, pp.866-871, Jun. 2000.
- [20] 笹岡秀一：移動通信，オーム社，1998.
- [21] 宮沢政清：確率と確率過程，近代科学社，1993.
- [22] M.Schwartz et al.：Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill Book Company, 1965.
- [23] 薩摩順吉：確率・統計(理工系の数学入門コース)，岩波書店，1992.

[24]伊藤清：確率論，岩波書店，1953.

[25]得丸英勝，他編：統計工学ハンドブック，倍風館，1987.

第3章

MIMO システムの概要

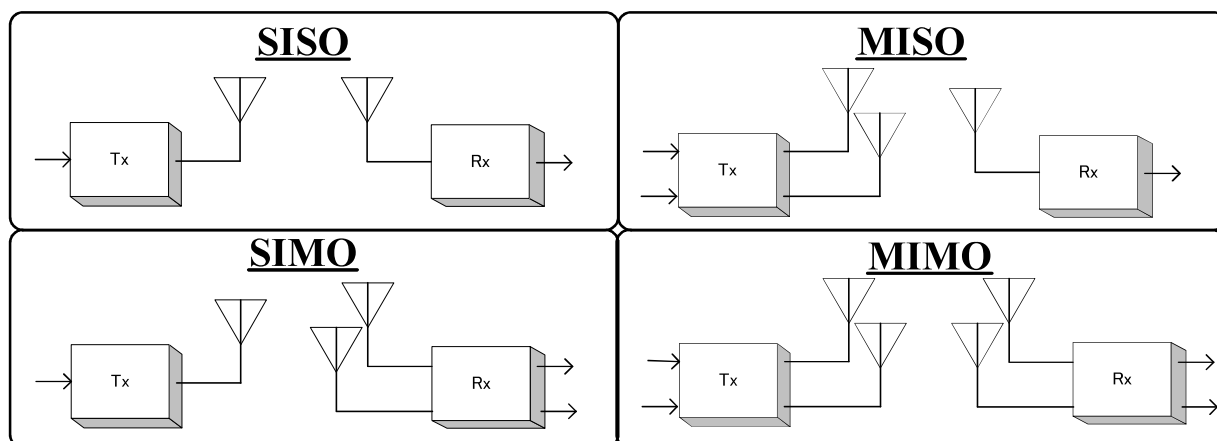
近年、送受信の双方にアレーアンテナを適用し、有限の周波数資源のもとに高密度・高信頼な情報伝送する目的で MIMO(Multiple Input Multiple Output)の研究が盛んになっている^{[1]-[9]}。IEEE802.11n の無線 LAN ならびに IEEE802.16e のモバイル WiMAX(Worldwide Interoperability for Microwave Access)をはじめとした無線システムへのアレーアンテナを適用する事例が増えるに従い、MIMO の研究の機運を盛り上げる動機となっている^{[10]-[14]}。

本章では、本研究の最終目標である MIMO システムにおける通信路モデルを解析する前準備のために、MIMO システムの概念について定義し、MIMO システムの通信路容量の解析を行う。

3.1. MIMO システムの概要

図 3. 1 に示すように、アンテナ構成の違いにより大きく 4 種類のシステムに分類できる。無線通信システムの初期に現われた構成である SISO(Single Input Single Output)は、無線システムの最も基本的なアンテナ構成であり、送信アンテナ 1 本と受信アンテナ 1 本で構成される。SIMO(Single Input Multiple Output)は、1 本の送信アンテナと複数の受信アンテナで構成であり、受信ダイバーシチ並びに干渉キャンセラなどに利用される。MISO(Multiple Input Single Output)は、複数の送信アンテナと 1 本の受信アンテナで構成され、送信ダイバーシチなどに利用される。MIMO(Multiple Input Multiple Output)は、複数の送信アンテナと複数の受信アンテナで構成され、固有モード伝送^{[15]-[16]}並びに最大比合成伝送^[10]、STBC(Space Time Block Code)伝送^{[17]-[19]}、BLAST(Bell Labs Layered Space-Time)伝送^[3]、V-BLAST(Vertical-BLAST)伝送^{[20]-[21]}などを適用することができる。

図 3. 1 に示すシステムは、次の 4 つの基本的な特性を有する。これらのシステムには、アレー利得(Array Gain)・ダイバーシチ利得(Diversity Gain)・空間多重化利得(Spatial Multiplexing Gain)・干渉除去(Interference Reduction)がある。



Tx: Transmitter
Rx: Receiver

図 3.1 ワイヤレスシステムのアンテナ構成

3.2. MIMO システムの通信路容量

レイリーフェージング環境における MIMO システムに対する通信路容量について述べる． M 本の送信アンテナと N 本の受信アンテナ構成に対する MIMO システムの受信信号 $\mathbf{Y}(N \times 1)$ は、

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (3.1)$$

と表される．ここで、 $(N \times M)$ は行列の大きさを表すものとする．また、 E_s は 1 シンボル当りの送信側の電力、 $\mathbf{A}(N \times M)$ は通信路の伝搬路応答行列、 $\mathbf{X}(1 \times M)$ は送信シンボル、 $\mathbf{N}(N \times 1)$ は受信側の白色ガウス雑音である．この時の MIMO システムの通信路容量 C は、

$$C = \max_{f(\mathbf{X})} I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) \quad (3.2)$$

と与えられる^{[3]-[6]}．ただし、 $f(\mathbf{X})$ は送信シンボル $\mathbf{X}$ の確率密度関数(Probability Density Function)、送信シンボル $\mathbf{X}$ と受信シンボル $\mathbf{Y}$ の相互情報量(Mutual Information) を $I(\mathbf{X}; \mathbf{Y})$ とした．ここで、相互情報量とは、2つの確率変数 $\mathbf{X}$ と $\mathbf{Y}$ に対して、確率変数 $\mathbf{X}$ のエントロピー(Entropy) $h(\mathbf{X})$ と確率変数 $\mathbf{X}$ と $\mathbf{Y}$ の条件付エントロピー(Conditional Entropy) $h(\mathbf{X}|\mathbf{Y})$ の差として与えられる量である^{[22]-[25]}．

$$I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = h(\mathbf{X}) - h(\mathbf{X}|\mathbf{Y}) \quad (3.3)$$

この相互情報量を求めるにあたり $h(\mathbf{X}|\mathbf{Y})$ は、事後確率密度関数を含むために求めることが難しい．ところが、相互情報量は対象性から^{[23][付録 3.A]}、

$$I(\mathbf{Y}; \mathbf{X}) = h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{Y}|\mathbf{X}) \quad (3.4)$$

と書き表される．式(3.4)の条件付エントロピー $h(\mathbf{Y}|\mathbf{X})$ は、送信シンボル $\mathbf{X}$ と受信側の白色ガウス雑音 $\mathbf{N}$ が、互いに独立であると仮定すると、

$$h(\mathbf{Y}|\mathbf{X}) = h(\mathbf{N}) \quad (3.5)$$

となり、求める相互情報量は、

$$I(\mathbf{Y}; \mathbf{X}) = h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{N}) \quad (3.6)$$

となる。従って、通信路容量 C は、

$$C = \max_{f(\mathbf{X})} I(\mathbf{X}; \mathbf{Y}) = \max_{f(\mathbf{X})} h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{N}) \quad (3.7)$$

と与えられる。ここで、受信信号に対する確率変数 $\mathbf{Y}$ の確率密度関数を $p(\mathbf{y})$ と白色ガウス雑音に対する確率変数 $\mathbf{N}$ の確率密度関数を $p(\mathbf{n})$ とする時、受信信号の差分エントロピー(Differential Entropy) $h(\mathbf{Y})$ と白色ガウス雑音の差分エントロピー $h(\mathbf{N})$ は、次の通り与えられる。

$$h(\mathbf{Y}) = - \int_{\mathbf{C}^N} p(\mathbf{y}) \log p(\mathbf{y}) d\mathbf{y} \quad (3.8)$$

$$h(\mathbf{N}) = - \int_{\mathbf{C}^N} p(\mathbf{n}) \log p(\mathbf{n}) d\mathbf{n} \quad (3.9)$$

ここで、 $\mathbf{y}$ 及び $\mathbf{n}$ は N 次元複素ベクトル空間 $\mathbf{C}^N$ に属するベクトルとする。白色ガウス雑音のエントロピー $h(\mathbf{N})$ は、

$$\begin{aligned} h(\mathbf{N}) &= - \int_{\mathbf{C}^N} p(\mathbf{n}) \log p(\mathbf{n}) d\mathbf{n} \\ &= -E(\log p(\mathbf{n})) \\ &= E(\log \det(\pi \mathbf{R}_{NN}) + \mathbf{N}^H \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{N}) \\ &= \log \det(\pi \mathbf{R}_{NN}) + \text{tr}(E(\mathbf{N}^H \mathbf{N}) \mathbf{R}_{NN}^{-1}) \\ &= N \log 2\pi N_0 + \text{tr}(\mathbf{I}_{N \times N}) \\ &= N \log 2\pi N_0 + N \log e \\ &= N \log 2\pi e N_0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

となる。白色ガウス雑音の差分エントロピー $h(\mathbf{N})$ は、受信アンテナ数 N と白色ガウス雑音の電力スペクトラム密度 N_0 で与えられ、送信信号には依存しないことが分かる。一方、受信信号の差分エントロピー $h(\mathbf{Y})$ は、白色ガウス雑音の差分エントロピー $h(\mathbf{N})$ と同様に計算すると、

$$h(\mathbf{Y}) = \log \det(\pi e (\mathbf{A} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{A}^H + 2N_0 \mathbf{I}_{N \times N})) \quad (3.11)$$

と与えられる。ただし、送信シンボルの共分散行列(Covariance Matrix)は、

$$\mathbf{R}_{XX} = E(\mathbf{X} \mathbf{X}^H) \quad (3.12)$$

と定義する。従って、MIMO システムの通信路容量 C は、

$$\begin{aligned}
C &= \max_{f(\mathbf{X})} h(\mathbf{Y}) - h(\mathbf{N}) \\
&= \log \det \left(\pi e \left(\mathbf{A} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{A}^H + 2N_0 \mathbf{I}_{N \times N} \right) \right) - N \log 2\pi N_0 + N \log e \quad (3.13) \\
&= \log \det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + \frac{E_S}{N_0 M} \mathbf{A} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{A}^H \right)
\end{aligned}$$

となる^[4]. ところで, 無線通信システムを構築する上で, 送受信側がチャネル情報を知りえているか否かは, その無線通信システムの構成に依存することになる. このチャネル情報を送受信共に知りえているか, あるいは受信側のみが知り得ているかにより通信路容量の表現が異なる. 次に, 送受信共にチャネル情報を知り得ている場合と受信側のみチャネル情報を知り得ている場合の2つの場合について詳細に議論する.

3.2.1. 受信側でチャネル情報が既知の場合

送信側のチャネル情報が未知の場合の情報伝送では、瞬時通信路容量の最適化は不可能である。そのために、次式の相互情報量の平均値を考える。

$$C_{ava} = E \left(\log \det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + \frac{E_S}{N_0 M} \mathbf{A} \mathbf{R}_{XX} \mathbf{A}^H \right) \right) \quad (3.14)$$

最大の平均相互情報量を得るには、各アンテナから送信される信号は、互いに独立であり、互いに等しい電力となる場合である^[25]。つまり、 $\mathbf{R}_{XX} = \mathbf{I}_{N \times N}$ の場合である。ここで、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ は、レイリーフェージング環境を想定する。この場合の MIMO システムの通信路容量 C_{ava} は、

$$C_{ava} = E \left(\log \det \left(\mathbf{I}_{N \times N} + \frac{E_S}{N_0 M} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \right) \right) \quad (3.15)$$

と与えられる。式(3.15)の相関行列 $\mathbf{A} \mathbf{A}^H$ は、

$$\mathbf{A} \mathbf{A}^H = \mathbf{E}_r \mathbf{D} \mathbf{E}_r^H \quad (3.16)$$

と固有値分解(Eigenvalue Decomposition)することができる。式(3.16)と $\mathbf{E}_r \mathbf{E}_r^H = \mathbf{I}_{N \times N}$ 関係から、受信側のみチャネル情報が既知の MIMO システムの通信路容量 C_{ava} は、伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値 $\mathbf{D} = \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_{M_0}]$ を用いて、

$$C_{ava} = E \left(\log \det \left(\mathbf{I}_{M \times M} + \frac{E_S}{N_0 M} \mathbf{D} \right) \right) \quad (3.17)$$

あるいは、

$$C_{ava} = E \left(\sum_{i=1}^{M_0} \log \left(1 + \frac{E_S}{N_0 M} \lambda_i \right) \right) \quad (3.18)$$

と与えられる。ただし、 $M_0 = \min(M, N)$ である。この固有値 $\mathbf{D}$ は、非負の固有値である。

3.2.2. 送受信側でチャネル情報が既知の場合

前節まで受信側のみチャネル情報が既知の場合における MIMO システムの通信路容量について議論してきた。本節では、送受信共にチャネル情報が既知の場合における通信路容量の平均について解説する。今後は、これを平均通信路容量と呼ぶ。

図 3. 2 で示す送信アンテナ数 M 、受信アンテナ数 N のアレーアンテナで構成される MIMO システムを考える。送受信アンテナの各素子間の伝搬路応答を次式で定義する。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{a}_m \quad \cdots \quad \mathbf{a}_M] \quad (3.19)$$

$$\mathbf{a}_m = [a_{1m} \quad a_{2m} \quad \cdots \quad a_{nm} \quad \cdots \quad a_{Nm}]^T \quad (3.20)$$

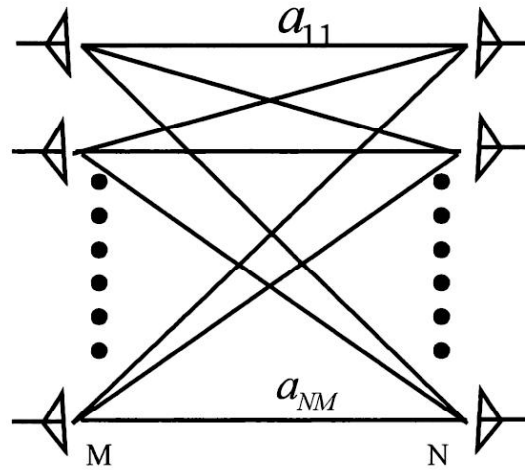


図 3.2 MIMO システムの通信路モデル

この伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ を以下のように、特異値分解 (Singular Value Decomposition: SVD) の形で表す^[26]。

$$\mathbf{A} = \mathbf{E}_r \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}_t^H = \sum_{i=1}^{M_0} \sqrt{\lambda_i} \mathbf{e}_{r,i} \mathbf{e}_{t,i}^H \quad (3.21)$$

ここで、

$$\mathbf{\Lambda} \equiv \text{diag} [\sqrt{\lambda_1} \quad \sqrt{\lambda_2} \quad \cdots \quad \sqrt{\lambda_{M_0}}] \quad (3.22)$$

$$\mathbf{E}_t \equiv [\mathbf{e}_{t,1} \quad \mathbf{e}_{t,2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{t,M_0}] \quad (3.23)$$

$$\mathbf{E}_r \equiv [\mathbf{e}_{r,1} \quad \mathbf{e}_{r,2} \quad \cdots \quad \mathbf{e}_{r,M_0}] \quad (3.24)$$

$$M_0 \equiv \min(M, N) \quad (3.25)$$

である．また， λ_i は， $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ 相関行列（または $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ ）の i 番目（値の大きい順に $i=1,2,\dots,M_0$ ）の固有値であり， $\mathbf{e}_{t,i}$ は $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ の固有値 λ_i に属する固有ベクトル， $\mathbf{e}_{r,i}$ は $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ の固有値 λ_i に属する固有ベクトルである．

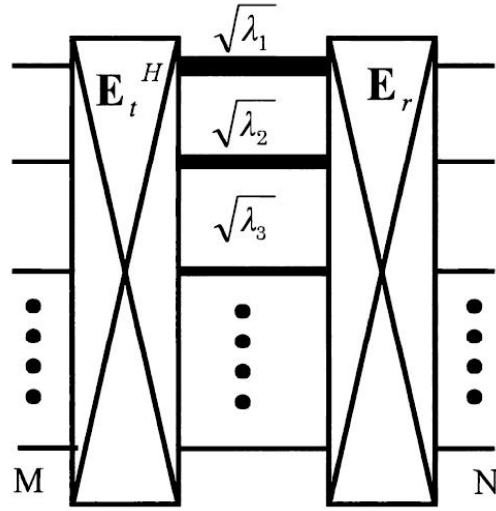


図3.3 SVDによるMIMOシステムの通信路の等価な表現

このように特異値分解することにより，MIMO システムの通信路は，図3.3の通りSVDを用いて通信路を等価に表現することができる．この場合は，独立な通信路を最大 M_0 個形成できることがわかる．図3.3のように表現された通信路は，互いに独立な通信路であり，これを固有パス(Eigen-path)と呼ぶ．各々の固有パスの振幅利得は $\sqrt{\lambda_i}$ となる．このようにMIMO システムの通信路は，最大 M_0 個の固有パスを用いて，最大 M_0 個の独立な信号系列を混信することなく伝送する仕組みを実現できる．

さて，式(3.1)の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ を特異値分解し，左側から特異ベクトル $\mathbf{E}_r^H$ を掛けて等価な表現で書き直すと，

$$\begin{aligned}
 \tilde{\mathbf{Y}} &= \mathbf{E}_r^H \mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{N}} \mathbf{E}_r^H \mathbf{E}_r \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}_t^H \mathbf{X} + \mathbf{E}_r^H \mathbf{N} \\
 &= \sqrt{\frac{E_s}{N}} \mathbf{\Lambda} \mathbf{E}_t^H \mathbf{X} + \mathbf{E}_r^H \mathbf{N} \\
 &= \sqrt{\frac{E_s}{N}} \mathbf{\Lambda} \tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{N}}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

と表される．

図3.4に特異値分解による固有パスの説明図をする．このように，送受信側共にチャネル情報が既知の場合には，特異値分解により MIMO システムの通信路を等価的に表すことができる．各固有パスを通過した受信信号は，送信信号を特異値倍され，白色ガウス雑音を加えたものになる．特異値が大きな固有パスは，特異値の小さい固有パスと比較して，誤り率の劣化を抑えることができる．あるいは，線形変調であれば，特異値が小さい場合に比較して，特異値が大きい場合の方が，より大きな多値変調の割当てが可能となる．また，図3.4のように特異値分解した結果は， M_0 個の SISO システムと解釈することができる．ここで， i 番目の固有パスを通した受信信号は，

$$\tilde{y}_i = \sqrt{\lambda_i} \frac{E_s}{N} \tilde{x}_i + \tilde{n}_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, M_0 \tag{3.27}$$

と表される．

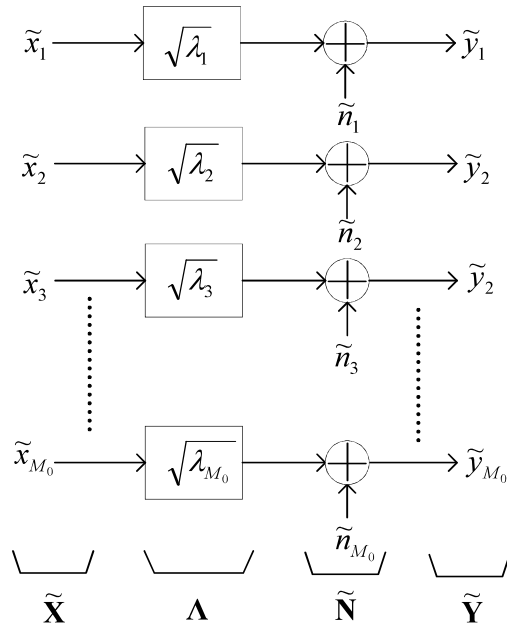


図3.4 送受信側共にチャネル情報が既知の場合の固有パス

ところで、送受信共にチャネル情報が既知の場合における MIMO システムの通信路容量 C は、式(3. 1 3)に式(3. 2 1) の関係を代入して、

$$C = \sum_{i=1}^{M_0} \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{N_0 M} \lambda_i \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.28)$$

となる^[4]。ただし、 $\gamma_i = E(\tilde{x}_i|^2)$ とし、 γ_i の和が一定の下で、式(3. 2 8) の通信路容量を求めるための各固有パスに対する最適な送信電力の割当ての比率 γ_i は、注水手法 [付録 3.B] により与えられる。また、式(3. 2 8) からわかるように、複数の固有パスで情報を伝送できることから、固有パスが一つの SISO システムと比較して通信路容量の大幅な改善が期待できる。

3.3. SIMO システムと MISO システムの通信路容量

本節では、SIMO システムと MISO システムの通信路容量について解説する。

SIMO の通信路容量

SIMO システムは、送信アンテナ 1 本と受信アンテナ N 本で構成される。そのために、伝搬路応答ベクトル $\mathbf{A}$ は、

$$\mathbf{A} = [a_1 \quad \cdots \quad a_i \quad \cdots \quad a_N]^T \quad (3.29)$$

と表される。ただし、 a_i は送信アンテナから i 番目の受信アンテナ間の伝搬路応答である。従って、式(3.29)の伝搬路応答ベクトルのランクは 1 となるので、その固有値は、フロベニウス(Frobenius)ノルム^[6]を用いて、

$$\lambda_1 = \|\mathbf{A}\|_F^2 = \sum_{i=1}^N |a_i|^2 \quad (3.30)$$

と与えられる。従って、SIMO システムの通信路容量は、

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \|\mathbf{A}\|_F^2 \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.31)$$

と表される。このように SIMO システムは、固有パスが 1 本となる。ここで、SIMO システムの通信路としてレイリーフェージングを考える。レイリーフェージング環境における式(3.30)のフロベニウスノルムの平均値は、

$$\overline{\|\mathbf{A}\|_F^2} = E(\|\mathbf{A}\|_F^2) = \sigma^2 N \quad (3.32)$$

となる。ただし、 σ^2 はレイリーフェージングにおける平均散乱波電力である。従って、レイリーフェージング環境における平均通信路容量は、

$$\overline{C_{SIMO}^{Ray}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \sigma^2 N \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.33)$$

と表される。この結果から SIMO システムは、アンテナ数を増加させても平均通信路容

量は、対数的にしか増加しない．そのために、受信アンテナ数 N を増加させても劇的な通信路容量の増加には結び付かないことになる．

MISO の通信路容量

MISO システムは、送信アンテナ M 本と受信アンテナ 1 本で構成される．そのために、伝搬路応答ベクトル $\mathbf{A}$ は、

$$\mathbf{A} = [a_1 \quad \cdots \quad a_i \quad \cdots \quad a_M] \quad (3.34)$$

と表される．ただし、 a_i は i 番目の送信アンテナから受信アンテナまでの伝搬路応答である．従って、式(3.34)の伝搬路応答ベクトルの固有値は、SIMO システムと同様にして、

$$\lambda_1 = \|\mathbf{A}\|_F^2 \quad (3.35)$$

と表される．送信側に伝搬路応答ベクトルの情報が知らされていない場合における MISO システムは、既に議論してきたように等しい電力で送信することになる．従って、MISO システムの通信路容量は、

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0 M} \|\mathbf{A}\|_F^2 \right) \text{ [bps/Hz]} \quad (3.36)$$

と表される．このように SIMO システムと同様に、固有パスが 1 つとなる．また、SIMO システムの場合と同様に、レイリーフェージング環境下の平均通信路容量について考える．この時の式(3.35)の固有値の平均値は、

$$\overline{\lambda_1} = E(\lambda_1) = \sigma^2 M \quad (3.37)$$

となる．ただし、 σ^2 はレイリーフェージングにおける平均散乱波電力である．従って、レイリーフェージング環境における平均通信路容量は、

$$\overline{C_{MISO}^{Ray}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \sigma^2 \right) \text{ [bps/Hz]} \quad (3.38)$$

となる．このように送信側が伝搬路応答ベクトルを未知とする場合の MISO システムにおけるレイリーフェージング環境下での平均通信路容量は、SISO システムの通信路容量

に等しくなる．これは伝搬路応答ベクトルを送信側が知り得ていないために，アレー利得(Array gain)が活用されていないからである．他方，送信側が伝搬路応答ベクトルを知り得ている場合には，

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \|\mathbf{A}\|_F^2 \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.39)$$

と表される．この場合のレイリーフェージング環境下における平均通信路容量は，

$$\overline{C_{MISO}^{Ray}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_S}{N_0} \sigma^2 M \right) \quad [\text{bps/Hz}] \quad (3.40)$$

となる．

以上の議論から伝搬路応答ベクトルを既知とした場合の MISO システムは，アレー利得が得られるために，送受信アンテナ数が $M = N$ と仮定した場合において SIMO システムの平均通信路容量と同一となる．MISO システムと SIMO システムともに，通信路容量が対数的にしか増加しないために，MIMO システムと比較して，送信アンテナあるいは受信アンテナを増加させても劇的な通信路容量の増加には結び付かない．

3.4. 結び

MIMO システムを定義し, MIMO システムの通信路モデルに必要な用語と概念を示した. MIMO システムを理解する上で鍵となる伝搬路応答行列の特異値分解と固有パスの関係について詳細に説明した. MIMO システムの通信路容量の解析を進めるための前準備として通信路容量の理論的な説明を行った. また, 固有モード伝送において最適な送信電力を割当てた場合の通信路容量を計算する手法である注水手法(Water Filling Algorithm)についてもふれた. 最後に, SIMO システム並びに MISO システムの通信路容量についても触れた. 本章では, MIMO システムの概念並びに, 本研究の最終目標である伝搬路応答行列の相関行列の固有値解析から伝送特性の一つである通信路容量を解析するための基礎理論を解説した.

Appendix 3.A

相互情報量の対象性について^{[22][23]}

確率変数 X の確率密度関数 $p(x)$, 確率変数 Y の確率密度関数を $p(y)$, 確率変数 X, Y の結合確率密度関数 $p(x, y)$ とするときの相互情報量 $I(X; Y)$ は,

$$\begin{aligned}
 I(X; Y) &= h(X) - h(X|Y) \\
 &= h(X) + h(Y) - h(XY) \\
 &= -\sum_x p(x) \log p(x) - \sum_y p(y) \log p(y) + \sum_{x,y} p(x, y) \log p(x, y) \quad (\text{A 3.1}) \\
 &= \sum_{x,y} p(x, y) \log \frac{p(x, y)}{p(x)p(y)}
 \end{aligned}$$

と書き直すことができる. これから, ただちに相互情報量は, 対象性をもつことが示され,

$$I(Y; X) = h(Y) - h(Y|X) \quad (\text{A 3.2})$$

であることがわかる.

Appendix 3.B

注水手法 (Water Filling Algorithm) ^[27]

通信路容量を与える γ_i は, 次式で定義される最大化問題として取り扱うことができる.

$$C = \max_{\gamma_1 \cdots \gamma_{M_0}} \sum_{i=1}^{M_0} \log_2 \left(1 + \frac{E_S \gamma_i}{N_0 M} \lambda_i \right) [\text{bps/Hz}] \quad (\text{B 3.1})$$

$$\sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i = M, \gamma_i \geq 0 \quad (\text{B 3.2})$$

ここで, 式(B 3. 1)は凹関数(concave function)であるから, ラグランジュの未定乗数法(Method of Lagrange multipliers)で通信路容量を決めることができる. ラグランジュの未定乗数法を式(B 3. 1)に適用すると,

$$L(\xi, \gamma_1, \cdots, \gamma_{M_0}) = \sum_{i=1}^{M_0} \log_2 \left(1 + \frac{E_S \gamma_i}{N_0 M} \lambda_i \right) - \xi \sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i \quad (\text{B 3.3})$$

と表される. ただし, ξ はラグランジュの乗数(Lagrange multiplier)である. ここで, 式(B 3. 3)を解くために Kunhn-Tucker の条件を次式の通り与える.

$$\frac{\partial L}{\partial \gamma_i} \begin{cases} = 0 & \text{if } \lambda_i > 0 \\ \leq 0 & \text{if } \lambda_i = 0 \end{cases} \quad (\text{B 3.4})$$

従って, 通信路容量を与える最適な電力分配をするための γ_i は,

$$\gamma_i^{OPT} = \left(\frac{1}{\xi} - \frac{N_0 M}{E_S \lambda_i} \right)^+ \quad (\text{B 3.5})$$

$$\sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i^{OPT} = M \quad (\text{B 3.6})$$

となる.

ここで、ラグランジュの乗数 ξ は、定数である。なお、 $(x)^+$ は、

$$(x)^+ = \max(x, 0) \quad (\text{B 3.7})$$

で定義される。

式(B 3. 5)から通信路容量を与える最適な電力分配をするための γ_i が与えられることが示された。このように ξ^{-1} を水面と考えると、 ξ^{-1} 以下の部分に電力を割り当て、 ξ^{-1} を超える部分には電力を割り当てず、あたかも湖に水を注ぎ込んでいるかのようなのである。これから注水手法と呼ばれる。この注水手法の概念を図 B 3. 1 にまとめる。つまり、図 B 3. 1 は、ラグランジュの乗数 ξ の逆数をしきい値とした場合に、各固有値に対する $N_0 M / E_s \lambda_i$ の値が、そのしきい値を超えない場合には、式(B 3. 5)で与えられる割合の電力を固有パスに与えられる。一方、しきい値を越えた場合には電力は固有パスに電力割当てられないことになる。言換えると、送信電力と固有値の関係により、ある固有パスの固有値が著しく小さい場合には、通信路容量の増加への寄与が期待できないために、固有値の大きい固有パスのみに送信電力を割当てると理解できる。

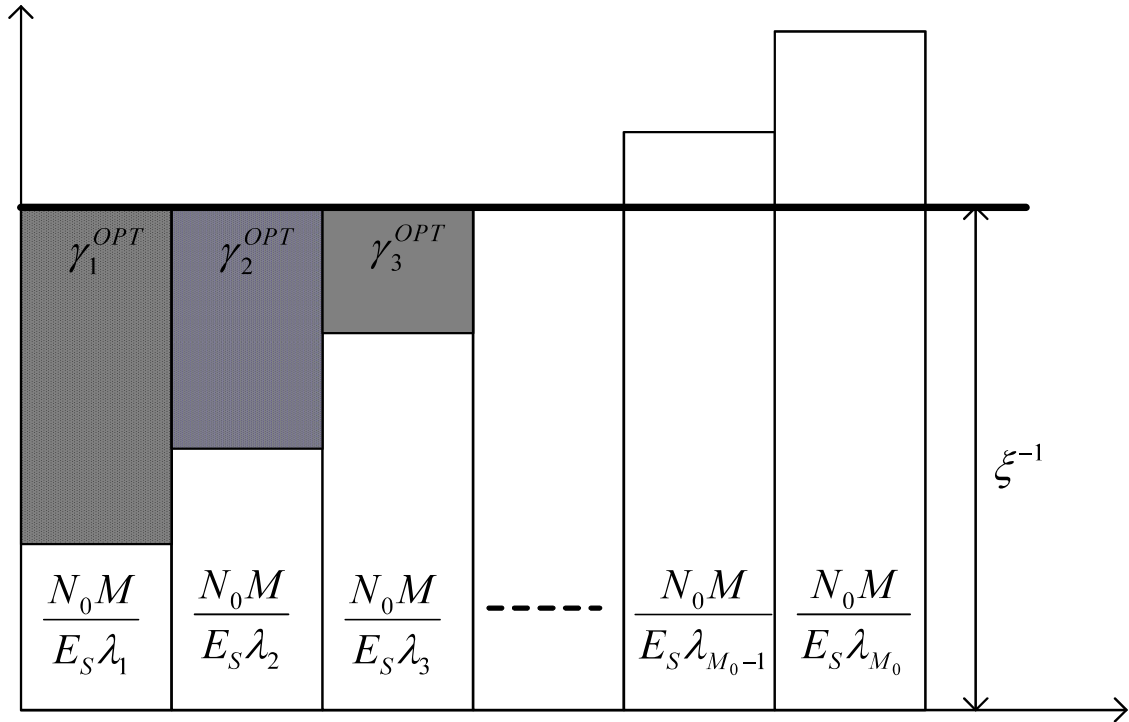


図 B 3. 1 注水手法の説明

参考文献

- [1] J.Salz : Digital transmission over cross-coupled linear channels, AT&T Tech.J., vol.64, no.6, pp.1147-1159, July-Aug. 1985.
- [2] J.Yang and S.Roy : On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output(MIMO) transmission systems, IEEE Trans. Commun., vol.42, no.12, pp.3221-3231, Dec. 1994.
- [3] G.Foschini : Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-element antennas, Bell Labs Tech. J., vol.1, no.2, pp.41-59, Autumn 1996.
- [4] I.E.Telatar : Capacity of multi-antenna Gaussian channels , Technical Report #BL0112170-950615-07TM, AT & T Bell Laboratories, 1995.
- [5] I.E.Telatar, : Capacity of multi-antenna Gaussian channels, Europ. Trans. Telecomm., vol.10, no.6, pp.585-595, Nov.-Dec. 1999.
- [6] J.B.Andersen : Array gain and capacity for know random channels with multiple element arrays at both ends, IEEE J. Selec. Areas Commun., vol. 18, no.11, pp.2172-2178, Nov. 2000.
- [7] D.Gesbert, H.Bölcskei, D.A.Gore and A.J.Paulraj : MIMO wireless channel: Capacity and performance prediction, in Proc. GLOBECOM2000, Nov. 2000, vol.2, pp.1083-1088.
- [8] R.D.Murch and K.B.Letaief : Antenna systems for broadband wireless access, IEEE Commun. Mag., vol.40, no.4, pp.76-83, Apr. 2002.
- [9] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. A. Gore, and A. J. Paulraj : Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction, IEEE Trans. Commun., vol.50, no.12, pp.1926-1934, Dec. 2002.
- [10] Y.Karasawa : MIMO Propagation Channel Modeling, IEICE Trans. Commun., vol.E88-B, No.5, pp.1829-1842, May 2005.
- [11] IEEE Std 802.16-2004 : Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, 2004.
- [12] IEEE Std 802.16e/D12 : Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, 2005.
- [13] Frank Ohrtman : WiMAX Handbook: Building 802.16 Wireless Networks, McGraw-Hill, 2004.
- [14] IEEE Std 802.11n/D3 : Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Amendment 4: Enhancements for Higher Throughput, 2007.
- [15] 阪口啓, ティンシーホー, 荒木純道 : MIMO 固有モード通信システムの構築と測定実験結果, 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1454-1466, Sept. 2004.
- [16] 西本浩, 小川恭孝, 西村寿彦, 大鐘武雄 : 屋内伝播実験に基づく 2×2 MIMO-SDM の特性評価, 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1442-1453, Sept. 2004.
- [17] S.Alamouti : A simple transmitter diversity scheme for wireless communications, IEEE

- J.Select. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [18]V.Tarokh, N.Seshadri, and R.A.Calderbank : Space-time codes for high data rate wireless communication:performance criterion and code construction, IEEE Trans. Info. Theory, vol.44, no. 2, pp.744-765, Mar. 1998.
- [19]W.R.Heath, H.Jr.Bolcskei, and J.A.Paulraj : Space-time signaling and frame theory, in Proc. IEEE ICASSP2001, May 2005, vol.4, pp.2445-2448.
- [20]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, Elecron. Lett., vol.35, no.1, pp.14-16, Jan. 1999.
- [21]S.H.Nam, O.S.Shin, and K.B.Lee : Transmit power allocation for a modified V-BLAST system, IEEE Trans. Commun., vol.52, no.7, pp.1074-1079, Jul. 2004.
- [22]橋本猛 : 情報理論, 培風館, 1997.
- [23]韓 太舜, 小林 欣吾 : 情報と符号化の数理, 培風館, 2001.
- [24]今井秀樹 : 情報理論, 昭晃堂, 1984.
- [25]大鐘武雄 : MIMO システムの基礎と要素技術, アンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ, 2004.
- [26]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.
- [27]坂庭好一, 鈴木博, 荒木純道, 酒井善則, 渋谷智治 : デジタルコミュニケーション, 科学技術出版, 1999.

第4章

MIMO レイリー通信路

1990年代半ばから、送受信の双方にアレーアンテナを適用した MIMO システムの研究開発が盛んになってきている^{[1]-[5]}. MIMO システムを評価する通信路モデルの研究分野も例に漏れずに精力的な研究が進められている^{[6]-[7]}. 文献[7]については、リンクレベルあるいはシステムレベルにおける通信路モデルの検討がなされている. あるいは、実測に基づく通信路の測定・解析に関する検討も進められている^[8]. しかしながら、MIMO システムの伝送特性を本質的に評価するための伝搬路応答行列に対する相関行列の固有値の解析は十分になされていない^{[9]-[11]}. この固有値の解析は、高次統計量の解析において 1960 年代になされており^{[12]-[17]}, 無相関なレイリーフェージング環境における MIMO システムの固有値の分布は、中心型の Wishart 分布で表されることが知られている. しかしながら、送受信アンテナ数の増大に伴い固有値の確率密度関数が複雑化し、簡易に無線通信システムの設計・評価には難がある.

本章では、マルチパスリッチで無相関なレイリーフェージング環境における最大固有値の確率密度関数の近似式について説明する^{[18], [19]}. 次に、送受信の双方にアレーアンテナを適用した MIMO システムは、アンテナの構成方法や情報の伝送方法に依存して空間多重化利得やダイバーシチ利得の間にトレードオフが生じる. この空間多重化利得やダイバーシチ利得は、伝搬路応答行列に対する相関行列の固有値と密接な関係があることについて説明する^{[20], [21]}. 第3章で述べた通信路容量の解析手法を適用して、平均通信路容量の解析し、平均通信路容量についても言及する.

4.1. 固有値の確率密度関数

移動通信の場合は、端末の移動を伴い、マルチパスの特性は時間的に変動するものとして観測される。一方、無線 LAN(Local Area Network)をはじめとした端末が机上に置かれている場合は、マルチパスの特性は場所的に変化するものとして観測される。いずれの状況においても、伝搬特性の統計的な把握は、無線通信システムの研究・開発・設計・評価を進める上で極めて重要な課題である。

ここで、送受信のアンテナは、電波の到来する多数のパスが、十分な角度広がりをする環境について考える。つまり、空間相関(Spatial Correlation)は無相関とみなす事ができる場合について考える。このマルチパスリッチな伝搬環境において送信側のアンテナと受信側のアンテナ間のパスは、独立にレイリー分布する MIMO レイリー通信路を考える。

この無相関でマルチパスリッチな通信路の伝搬路応答行列に対する相関行列の固有値の確率密度関数は、先に触れたように数学問題として 1960 年代に既に解かれている^{[12][17]}。この確率密度関数は、中心型の Wishart 分布として知られている。しかしながら、中心型の Wishart 分布から求められる固有値の確率密度関数は、アンテナ素子数の増加に伴い、計算が複雑化する課題がある。そこで、スペースダイバーシチの理論に基づく近似により、送受信アンテナ数に依存して確率密度関数が複雑化しない簡易な最大固有値の確率密度関数について検討がなされている^[18]。

4.1.1. 固有値の確率密度関数^{[12][14]}

MIMO システムの伝搬路応答行列の各要素が、独立なレイリー分布に従う場合(つまり、i.i.d.チャネル)の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ の相関行列に対する順序無しの固有値の結合確率密度関数は、

$$p(\lambda_1, \dots, \lambda_m) = \frac{C}{m!} \exp\left(-\sum_{i=1}^m \lambda_i\right) \prod_{i=1}^m \lambda_i^{n-m} \prod_{j=i+1}^m (\lambda_i - \lambda_j)^2 \quad (4.1)$$

と与えられる。ただし、 $n = \max(N, M)$ 、 $m = \min(N, M)$ 、 C は正規化のための定数である。

従って、順序無しの固有値の確率密度関数は、式(4.1)を積分することにより次式の通り与えられる。

$$p(\lambda_i) = \int_0^\infty \cdots \int_0^\infty p(\lambda_1, \dots, \lambda_m) d\lambda_1 \cdots d\lambda_{i-1} d\lambda_{i+1} \cdots d\lambda_m \quad (4.2)$$

$$p(\lambda_i) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \phi_i(\lambda_i)^2 \lambda_i^{n-m} \exp(-\lambda_i) \quad (4.3)$$

ただし, $\phi_i(\cdot)$ については, 次式で与えられる.

$$\phi_{k+1}(\lambda) = \left[\frac{k!}{(k+n-m)!} \right]^{1/2} L_k^{n-m}(\lambda), \quad k = 0, \dots, m-1 \quad (4.4)$$

$$L_k^{n-m}(x) = \frac{1}{k!} \exp(x) x^{m-n} \frac{d^k}{dx^k} [\exp(x) x^{n-m+k}] \quad (4.5)$$

他方, 順序有りの固有値の確率密度関数は,

$$p(\lambda_1, \dots, \lambda_m) = C \exp\left(-\sum_{i=1}^m \lambda_i\right) \prod_{i=1}^m \lambda_i^{n-m} \prod_{j=i+1}^m (\lambda_i - \lambda_j)^2 \quad (4.6)$$

$$p(\lambda_i) = \int_{\lambda_1}^{\infty} d\lambda_1 \cdots \int_{\lambda_i}^{\infty} d\lambda_{i-1} \int_0^{\lambda_i} d\lambda_{i+1} \cdots \int_0^{\lambda_{m-1}} d\lambda_m p(\lambda_1, \dots, \lambda_{i-1}, \lambda_{i+1}, \dots, \lambda_m) \quad (4.7)$$

$$(\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m)$$

と与えられる.

このように, i.i.d.チャネルのレイリーフェージング環境における MIMO システムの固有値の確率密度関数は, 理論的に計算から得ることができる. 送受信アンテナ数が少ない場合について, 順序有りの固有値の確率密度関数を計算した結果を表 4. 1 に整理する. このように送受信アンテナ数が少ない場合には伝搬路応答行列に対する相関行列の固有値の確率密度関数を計算することができる. しかしながら, 表 4. 1 から送受信アンテナ数が増加するに伴い, 固有値の確率密度関数が複雑化することがわかる. つまり, 送受信アンテナ数が増加した場合には, 解析的に固有値の確率密度関数を導出することが容易あるとはいえない.

表 4.1 固有値の確率密度関数の例

(M, N)	固有値の確率密度関数
(2,2)	$p(\lambda_1) = (\lambda_1^2 - 2\lambda_1 + 2) \cdot \exp(-\lambda_1) - 2 \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_1)$
	$p(\lambda_2) = 2 \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_2)$
(3,2) or (2,3)	$p(\lambda_1) = \frac{1}{2} \lambda_1 \cdot (\lambda_1^2 - 4\lambda_1 + 6) \cdot \exp(-\lambda_1) - \lambda_1 \cdot (\lambda_1 + 3) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_1)$
	$p(\lambda_2) = \lambda_2 \cdot (\lambda_2 + 3) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_2)$
(4,2) or (2,4)	$p(\lambda_1) = \frac{1}{6} \lambda_1^2 \cdot (\lambda_1^2 - 6\lambda_1 + 12) \cdot \exp(-\lambda_1) - \frac{1}{6} \lambda_1^2 \cdot (\lambda_1^2 + 6\lambda_1 + 12) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_1)$
	$p(\lambda_2) = \frac{1}{6} \lambda_2^2 \cdot (\lambda_2^2 + 6\lambda_2 + 12) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_2)$
(3,3)	$p(\lambda_1) = \left(\frac{1}{4} \lambda_1^4 - 2\lambda_1^3 + 6\lambda_1^2 - 6\lambda_1 + 3 \right) \cdot \exp(-\lambda_1)$ $- \left(\frac{1}{2} \lambda_1^4 + \lambda_1^3 + 3\lambda_1^2 - 6\lambda_1 + 6 \right) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_1) + 3 \cdot \exp(-3 \cdot \lambda_1)$
	$p(\lambda_2) = \left(\frac{1}{2} \lambda_2^4 + \lambda_2^3 + 3\lambda_2^2 - 6\lambda_2 + 6 \right) \cdot \exp(-2 \cdot \lambda_2) - 6 \cdot \exp(-3 \cdot \lambda_2)$
	$p(\lambda_3) = 3 \cdot \exp(-3 \cdot \lambda_3)$

4.1.2. 最大固有値の確率密度関数の近似式

マルチパスリッチなレイリーフェージング環境において、送信側および受信側の各パスの到来方向が、一様な分布をもつ環境である場合を考える。送信側と受信側は、見通し環境でない。この伝搬環境において、アンテナ素子間隔が半波長以上であれば伝搬路応答行列の各要素の変動は無相関とみなすことができる(図2.11を参照)。この場合には、 $M \cdot N$ 個のパスが独立なレイリー分布に従うと考えることができる。そこで、これと対応する SIMO 構成の $M \cdot N$ ブランチの最大比合成(Maximal-Ratio Combining)を考える。つまり、 $M \times N$ の MIMO システムを $1 \times M \cdot N$ の SIMO システムに変換し、スペースダイバーシチに結び付けて分布を求める近似を行う^{[18], [19], [22]}。 $M \times N$ の MIMO システムの最大固有値の確率分布と $1 \times M \cdot N$ の SIMO システムとの間で、スペースダイバーシチ理論に基づく最大比合成における SNR の分布を比較すると、分布の形状に関して非常に良い一致が確認できる。文献[18]では、スペースダイバーシチ理論を適用し、MIMO システムを SIMO システムに変換することにより、最大固有値の確率密度関数 $f(\lambda_1)$ ならびに確率分布関数 $F(\lambda_1)$ を求めている。最大固有値の確率密度関数 $f(\lambda_1)$ ならびに確率分布関数 $F(\lambda_1)$ の近似式は、

$$f(\lambda_1) = \frac{1}{(M \cdot N - 1)!} \frac{\lambda_1^{M \cdot N - 1}}{\Gamma_0^{M \cdot N}} \exp\left(-\frac{\lambda_1}{\Gamma_0}\right) \quad (4.8)$$

$$F(\lambda_1) = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_1}{\Gamma_0}\right) \sum_{i=1}^{M \cdot N} \frac{\left(\frac{\lambda_1}{\Gamma_0}\right)^{i-1}}{(i-1)!} \quad (4.9)$$

と表される。ここで、 Γ_0 は最大固有値の平均値であり、次の近似式が有効であることが知られている^{[18],[22]}。

$$\Gamma_0 = \frac{E(\lambda_1)}{M \cdot N} \cong \begin{cases} \left(\frac{M+N}{M \cdot N + 1}\right)^{2/3} & \text{for } M \cdot N \leq 250 \\ \frac{(\sqrt{M} + \sqrt{N})^2}{M \cdot N} & \text{for } M \cdot N > 250 \end{cases} \quad (4.10)$$

図4.1に最大固有値の確率分布関数を計算機シミュレーションで求めたものと式(4.9)を適用して計算した計算結果を示している。全体として、良い一致を示していることから、固有値の確率密度関数の近似式に対する有効性が確認できる。式(4.8)

並びに式(4.9)は, 中心型の Wishart 分布から得られる確率密度関数と比較して, 送受信アンテナ数 M, N に依存して確率密度関数の近似式の形式が変わらないために, 通信路容量あるいは BER(Bit Error Rate)などの伝送特性を簡易に評価する上で有益であることがわかる.

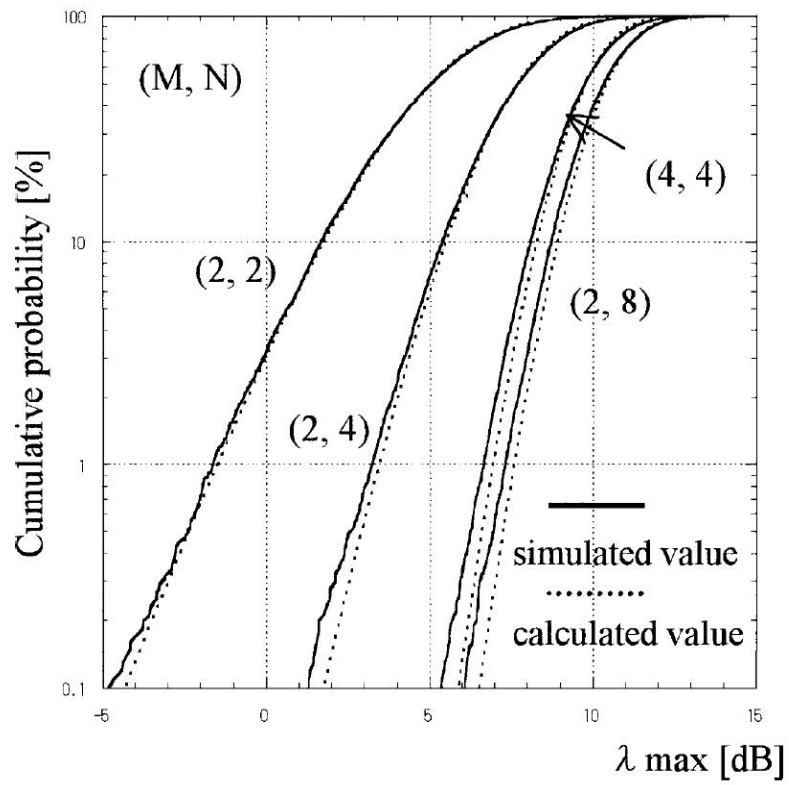


図 4.1 最大固有値の累積分布：シミュレーション値と計算値の比較

4.2. 平均固有値

これまで述べてきたように、通信路の特性を解析する上で、固有値の解析は非常に重要である。MIMO システムで考えた場合には、固有値の数が独立に情報を伝送可能な通信路の数に対応し、これを固有パスの数と呼ぶ。加えて、各固有値の絶対値は、各固有パスで伝送可能な情報のパイプの太さを与える。つまり、固有パスのパイプの太い(大きい)場合が、固有パスの太さが細い場合に比較して、変調多値数を大きくとることができることを意味する。図4.2は、送受信アンテナ数が $N = M = 4$ の構成で、無相関にレイリー分布する場合における相関行列の瞬時固有値を示す。図4.2は、上から第1固有値 λ_1 ・第2固有値 λ_2 ・第3固有値 λ_3 ・第4固有値 λ_4 の順番となっている。図4.2から、第1固有値 λ_1 には大きな変動はないが、固有値が小さくなるに従って変動が大きくなり、第4固有値 λ_4 は最も大きな変動が生じていることがわかる。固有値が4つ存在しているために、4つの独立な通信路が存在していると解釈できることもわかる。平均固有値は、瞬時固有値をアンサンブル平均することにより得られる。つまり、第 i 番目の固有値の平均固有値 $\overline{\lambda_i}$ は、第 l 番目のサンプルの第 i 番目における固有値を λ_i^l とする時に

$$\overline{\lambda_i} = E_l(\lambda_i^l) \quad (4.11)$$

と表される。図4.3は、無相関なレイリーフェージング環境における送受信アンテナ数 $N = M$ 構成のMIMOシステムの平均固有値を計算機シミュレーションで得た結果を示している。

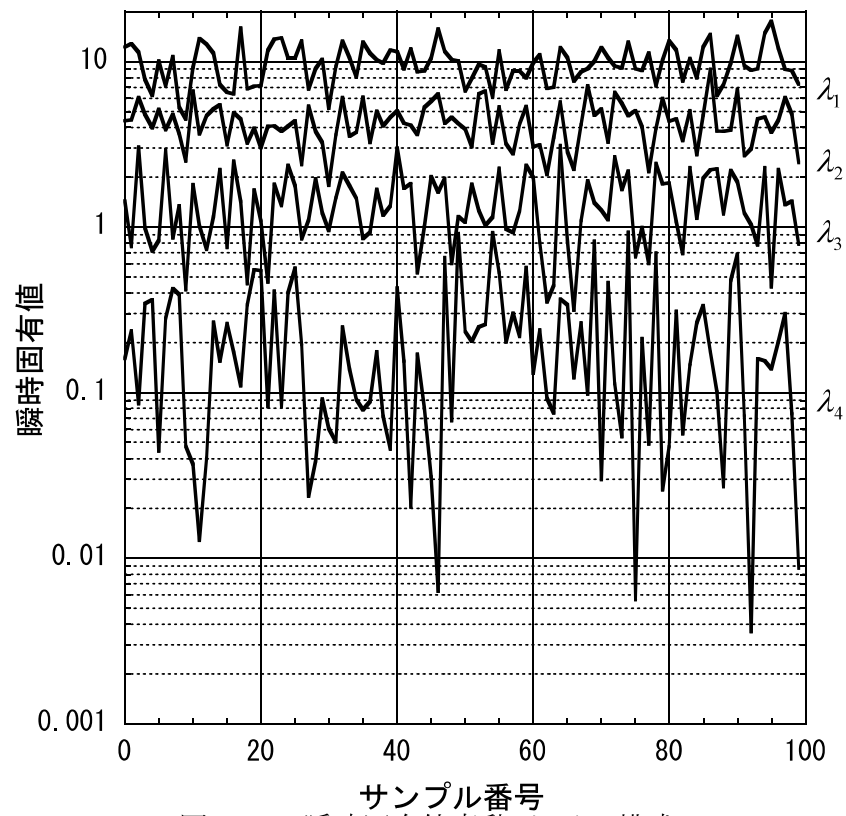


図 4.2 瞬時固有値変動(4×4 の構成)

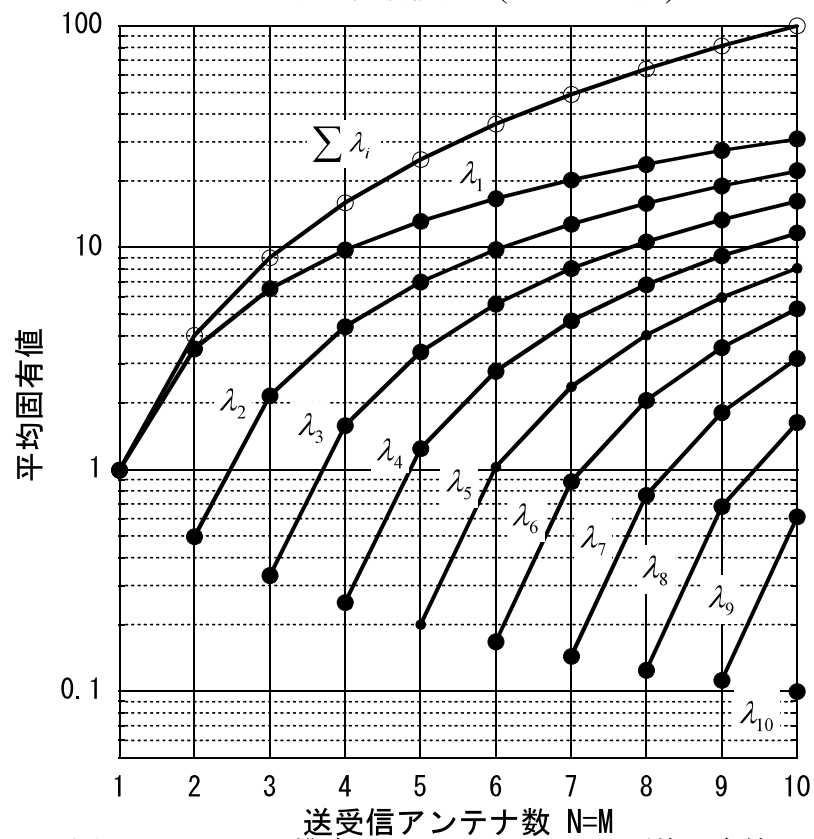


図 4.3 $N \times M$ 構成の MIMO システムの平均固有値

無相関なレイリーフェージング環境の固有値の分布は、既に述べているように中心型の Wishart 分布に従うことが知られている。送受信アンテナ数が少ない場合については、固有値の確率密度関数を解析的に導くことができ、表 4. 2 に示す平均固有値となる。表 4. 2 の理論計算から得られた平均固有値と図 4. 3 の計算機シミュレーションの結果は、良い一致を示している。また、送受信アンテナ数が同一の場合に限り、最小固有値の平均固有値を理論的に簡易な式で表すことができる。つまり、送受信アンテナ数が $N = M$ と同一である場合についての最小固有値の確率密度関数は、

$$f(\lambda_{\min}) = N \exp(-N\lambda_{\min}) \quad (4.12)$$

と表される。従って、最小固有値の平均固有値は、

$$\overline{\lambda_{\min}} = E(f(\lambda_{\min})) = \frac{1}{N} \quad (4.13)$$

となる。このことから、最小の平均固有値は、送受信アンテナ数に反比例して減少するために、最大の平均固有値と最小の平均固有値間の比は増加することになる。このことは、図 4. 3 から読み取りことができる。

表 4.2 無相関なレイリーフェージング環境における MIMO システムの平均固有値の理論値

構成	第 1 固有値 の平均値	第 2 固有値 の平均値	第 3 固有値 の平均値	第 4 固有値 の平均値	全固有値 の合計
1×1	1				1
2×2	$\frac{7}{2}$	$\frac{1}{2}$			4
3×3	$\frac{313}{48} \approx 6.52$	$\frac{103}{48} \approx 2.15$	$\frac{1}{3}$		9
4×4	$\frac{1367807}{139968} \approx 9.77$	$\frac{617057}{139968} \approx 4.41$	$\frac{13727}{8748} \approx 1.57$	$\frac{1}{4}$	16

ところで、無相関なレイリーフェージング環境における送受信アンテナ数 $N \times M$ 構成の MIMO システムの近似的な平均固有値は、次の近似的性質から求めることができる。

$M \times N$ の MIMO システムの第 i 固有値と第 $i+1$ 固有値の平均値の比は、 $(M-1) \times (N-1)$ の MIMO システムの第 $i-1$ 固有値と第 i 固有値の平均値の比に等しい^[23]。

全固有値の和は $M \times N$ の場合の第1固有値の平均値 $\Lambda_1^{M \times N}$ は,

$$\Lambda_1^{M \times N} = M \times N \left(\frac{M + N}{M \times N + 1} \right)^{2/3} \quad (4.14)$$

と近似できることが示されている^[18]. さらに, 近似的な第 i 固有値の平均値 $\Lambda_i^{M \times N}$ は,

$$\Lambda_i^{M \times N} = \frac{M \times N - \Lambda_1^{M \times N}}{(M-1)(N-1)} \Lambda_{i-1}^{(M-1) \times (N-1)} \quad (4.15)$$

と与えられることが知られている^[23].

4.3. 平均通信路容量

無相関なレイリーフェージング環境における平均通信路容量について述べる．平均通信路容量を計算する場合の SNR は，送信側の全電力が単一アンテナで放射され，それがパス利得 1 のパスで到来し，これを単一アンテナで受信する場合の SNR と定める．平均通信路容量の評価は，複数の固有パスを用いて情報伝送する固有モード伝送(ET)と単一の固有パスを用いた最大比合成(MRC)伝送の 2 種類の伝送方式について比較する(平均通信路容量の定義及び計算方法は第 3 章に述べている)．固有モード伝送の平均通信路容量は，

$$E(C_{WF}) = \sum_{i=1}^{M_0} \log_2 (1 + E(\lambda_i) \gamma_i) \quad (4.16)$$

$$\sum_{i=1}^{M_0} \gamma_i = \gamma_0 \quad (4.17)$$

と表される^[9]．ただし， γ_i は注水手法(付録 3.B)から送信電力の分配率を示している．他方，最大比合成伝送の平均通信路容量は，

$$E(C_{MRC}) = \log_2 (1 + E(\lambda_1) \gamma_0) \quad (4.18)$$

と表される^[9]．最大比合成伝送は，特異値分解を考えた場合の第 1 固有値(最大固有値)に属する特異ベクトル(Singular Vector)を用いて伝送する方法である．

図 4.4 は，最大比合成伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係を示している．また，図 4.5 は，最大比合成伝送における平均通信路容量と SNR の関係を示している．図 4.4 並びに 4.5 の結果から，最大比合成伝送は，SNR が低い状況では，アンテナ数を増加することで平均通信路容量の改善につながる事がわかる．他方，SNR が十分に大きな状況において，送受信アンテナ数を増加させても平均通信路容量の改善量が飽和してくる．他方，図 4.6 は，固有モード伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係を示している．図 4.7 は，固有モード伝送における平均通信路容量と SNR の関係を示している．固有モード伝送の場合では，平均通信路容量が，ほぼ送受信アンテナ数に比例して増加していることがわかる．これが MIMO システムの大きな利点の一つである．この結果は，式(4.16)と式(4.18)から理解することができる．つまり，最大比合成伝送は，固有パスが一つであるために平均通信路容量が対数的な増加をする．他方，固有モード伝送は，複数の固有パスを用いるために，平均通信容量は，SNR が高い状況では $M_0 = \min(M, N)$ に比例して増加するこ

とがわかる．ところで，図4．4並びに図4．5，図4．6，図4．7の計算値は，式(4．15)の平均固有値と式(4．16)並びに式(4．18)を適用して計算している．この計算値とシミュレーション値は良い一致を示しており，平均通信路容量を得る近似式の有用性が確認できる．

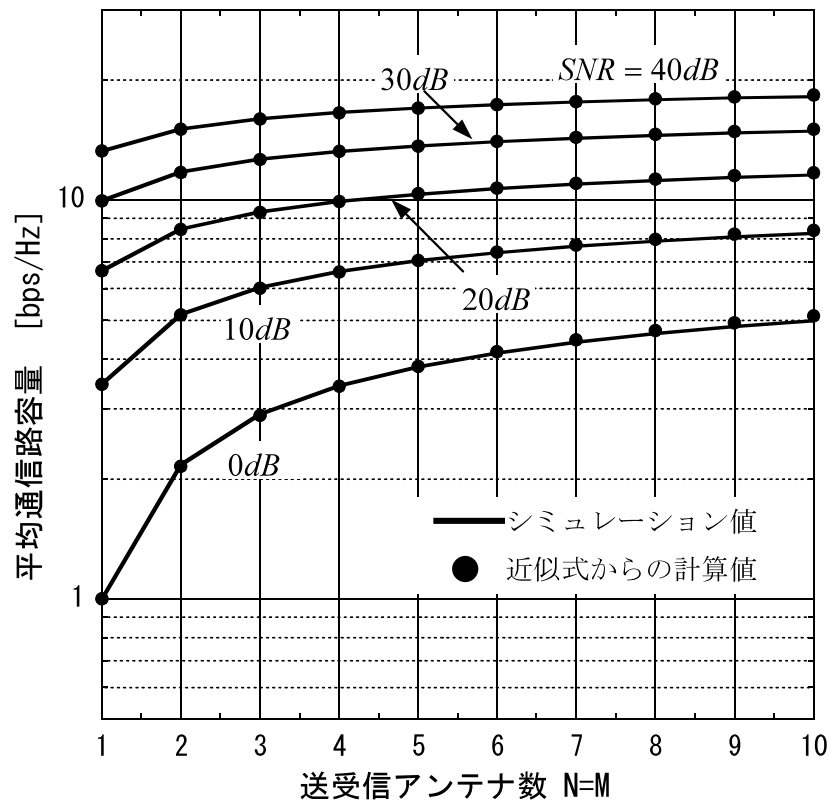


図 4.4 最大比合成伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係

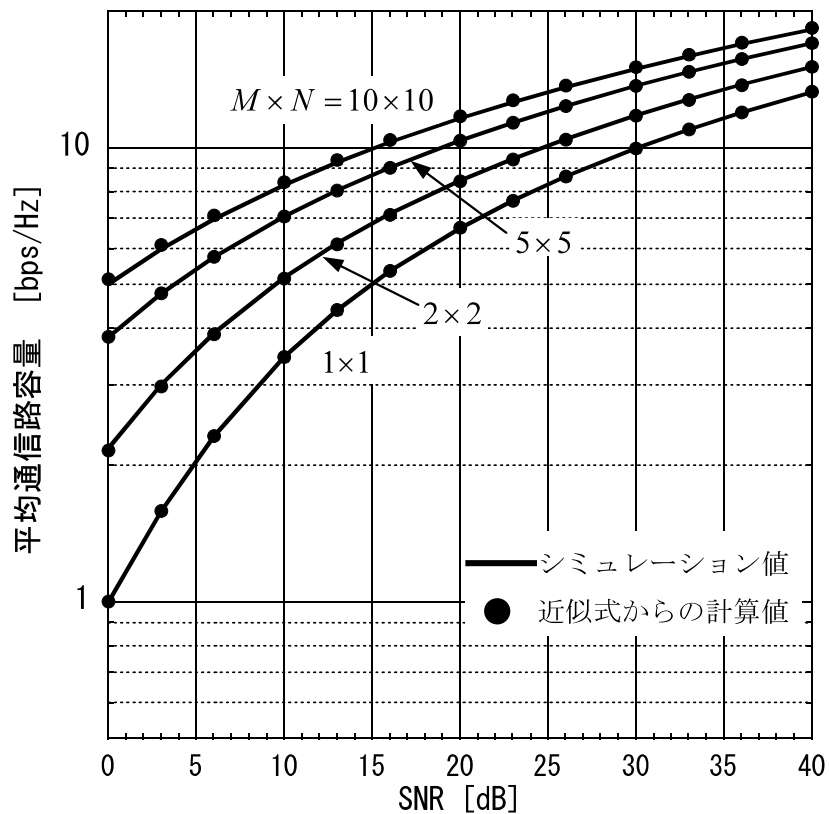


図 4.5 最大比合成伝送における平均通信路容量と SNR の関係

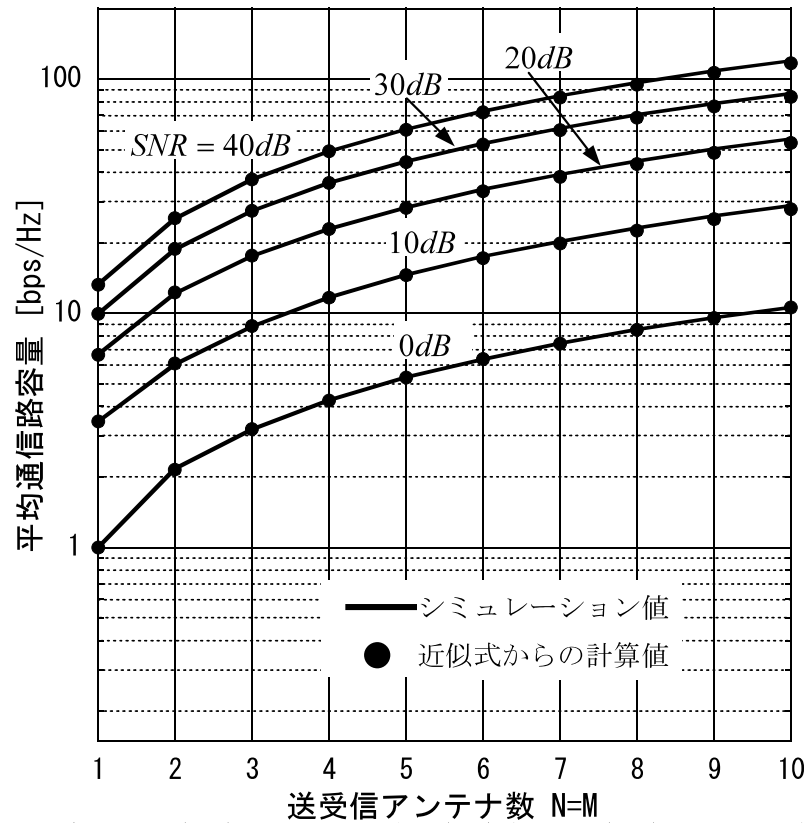


図 4.6 固有モード伝送における平均通信路容量と送受信アンテナ数の関係

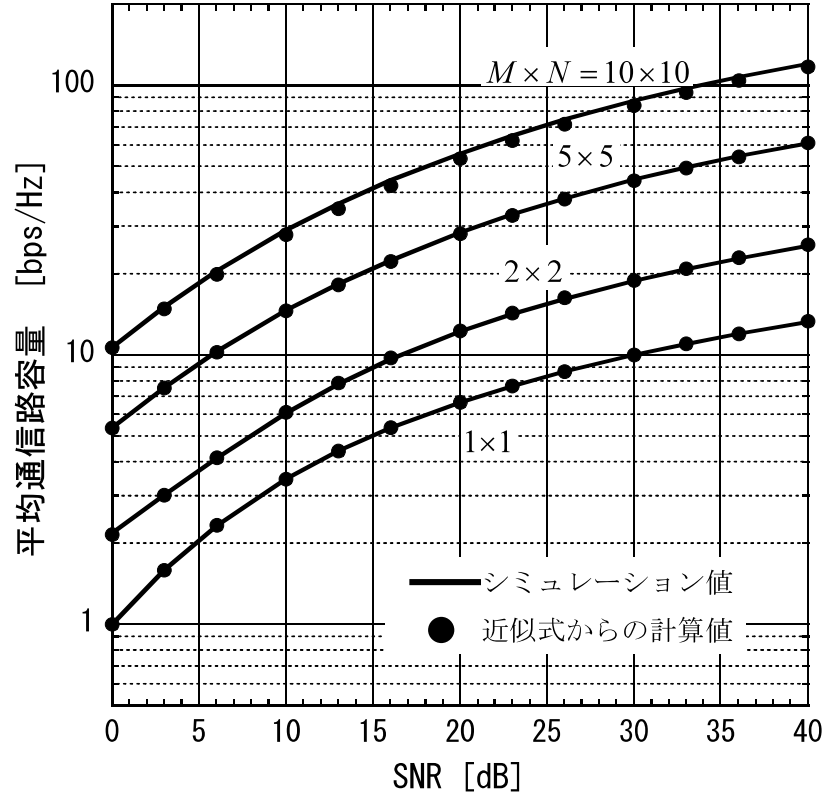


図 4.7 固有モード伝送における平均通信路容量と SNR の関係

次に、送受信アンテナ数 N, M が等しくない場合を含む平均通信路容量について述べる。送受信アンテナ数 N, M の条件は、次の状況を考える。

①送受信アンテナ数 N, M の和が同一の場合

②送受信アンテナ数 N, M の積が同一の場合

図4. 8は、①の条件として送受信のアンテナ数 N, M の和が8となる場合の平均通信路容量と SNR に関するシミュレーション結果である。固有モード伝送において、図4. 8から送受信アンテナ数 N, M の和が一定であっても、平均通信路容量に差が生じていることがわかる。このことは、固有パス数と密接な関連がある。平均通信路容量が最小となる構成は、 $M \times N = 1 \times 7$ であり、固有パスは1つである。他方、平均通信路容量が最大となる構成は、 $M \times N = 4 \times 4$ であり、固有パスは4つとなる。このように独立な固有パスが多くなるにつれて平均通信路容量は、増加することがわかる。

図4. 9は、②の条件として送受信のアンテナ数 N, M の積が16となる場合の平均通信路容量と SNR の関係を示している。固有モード伝送において、図4. 9から送受信アンテナ数 N, M の積が一定の場合にも、平均通信路容量に差が生じることがわかる。ところで、図4. 8と図4. 9の $M \times N = 2 \times 6$ と $M \times N = 2 \times 8$ を比較した場合に、受信側のアンテナ数が2本の差のある構成となっているにも係わらず、平均通信路容量に大きな違いがないことがわかる。このアンテナ数の差は、平均通信路容量には寄与せずに、信号の品質改善に寄与している。そのために、送受信アンテナ数に2本の差が、平均通信路容量の差としてみえてこない。

以上の議論から、平均通信路容量を改善する観点では、送受信のアンテナの構成も重要であるといえる。具体的に、送受信アンテナ数 N, M の和を一定とする場合には、送受信のアンテナをほぼ同数に配置することが、平均通信路容量を改善するためには良いといえる。

ここで、レイリーフェージング環境における最大比合成伝送における平均通信路容量についてみていく。平均通信路容量は、式(4. 10)の平均固有値 $E(\lambda_1)$ を用いて、

$$C_{\lambda_1} \cong \log_2 (1 + NM \beta \gamma_0) \quad (4.19)$$

となる。ここで、SNR が良い環境あるいは送受信アンテナ数が十分に多い環境における式(4. 19)の平均通信路容量は、

$$C_{\lambda_1} \cong \log_2 (NM \beta \gamma_0) \quad (4.20)$$

となる。つまり、最大比合成伝送において、送受信アンテナ数が増加や SNR の増加による平均通信路容量の増加は、対数的に増加する。他方、SNR が悪い境である場合の最大比合成伝送の平均通信路容量は、

$$C_{\lambda_1} \cong \beta NM \gamma_0 \log_2 e \approx 1.44 NM \beta \gamma_0 \quad (4.21)$$

となる．ただし， $\log_2(1+x) \approx x \log_2 e$ の関係を用いた．つまり，SNR の悪い環境下では，送受信アンテナ数あるいは SNR に比例して平均通信路容量の改善があると解釈できる．

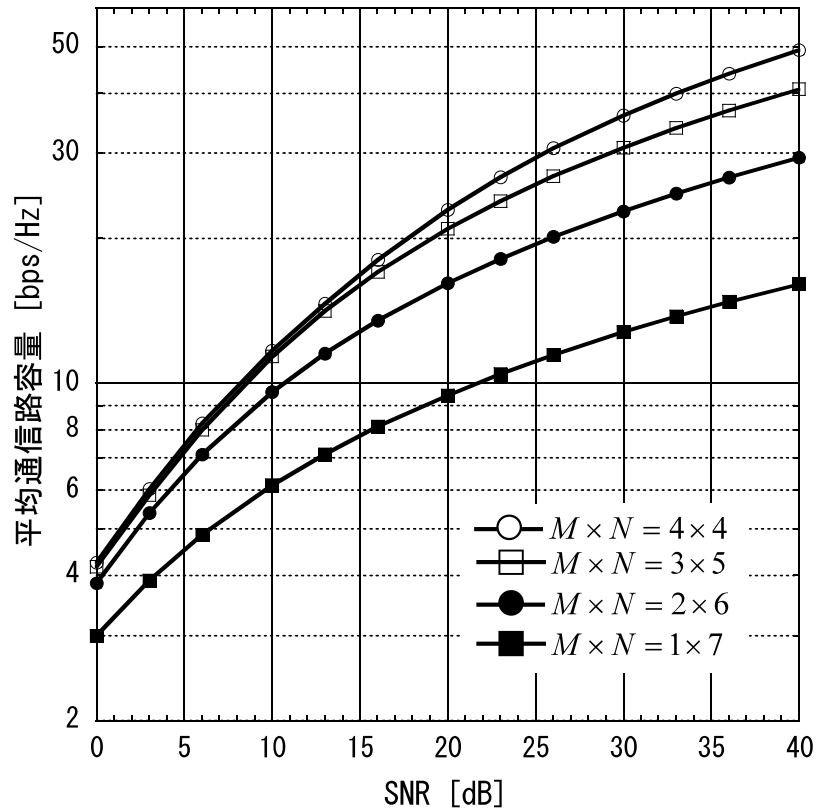


図 4.8 送受信アンテナ数の和を一定($M+N=8$)とした場合の固有モード伝送における平均通信路容量

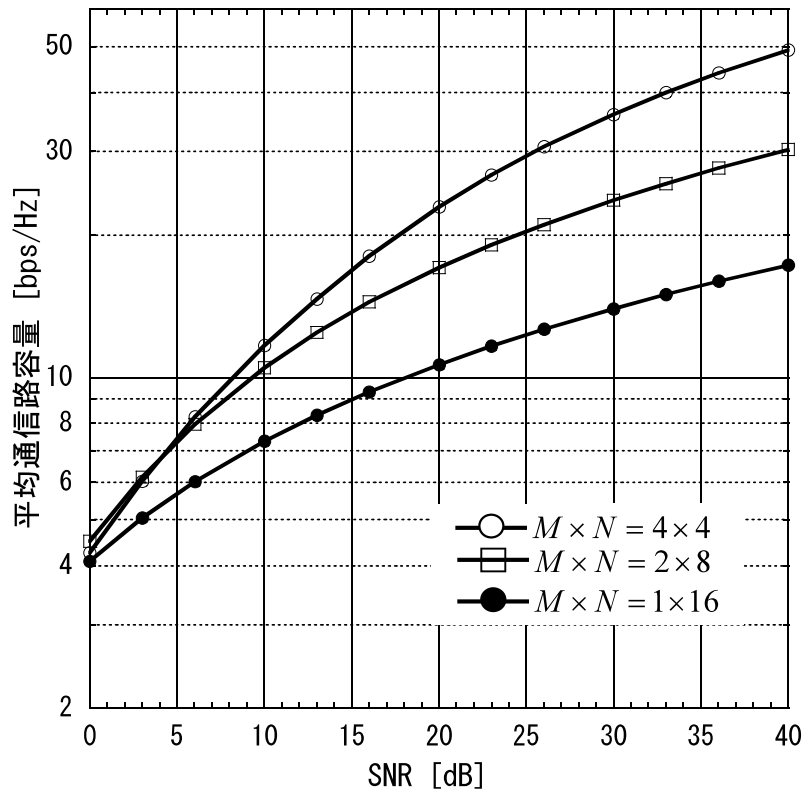


図 4.9 送受信アンテナ数の積を一定($M \times N=16$)とした場合の固有モード伝送における平均通信路容量

ところで、高い SNR 環境下において、Zheng.L 等はダイバーシチ利得と空間多重化利得には、送受信アンテナ数 N, M の数を一定とした場合にトレードオフの関係にあることを明らかにしている^{[20],[21]}。平均通信路容量を左右するのは、固有パス数に関していることは、既に述べた通りである。SNR の高い場合の平均通信路容量 $C(SNR)$ は、

$$C(SNR) = \min(M, N) \log \frac{SNR}{M} + \sum_{i=|M-N|+1}^{\max(M, N)} E(\log \chi_{2i}^2) + O(1) \quad (4.22)$$

と与えられる^{[3],[4]}。ただし、 χ_{2i}^2 は自由度 $2i$ の χ^2 分布である。このように SNR が高い環境下では、平均通信路容量は $\min(M, N)$ に比例して増加する。ところで、空間多重化利得 r は、通信路容量を $R(SNR)$ とする時に、高い SNR 環境下の通信路容量と SNR の変数とした場合の対数比として、

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log SNR} = r \quad (4.23)$$

と定義される^{[20],[21]}。このように空間多重化利得は、通信路容量の増加あるいは情報伝送時間の増減に寄与する量となる。空間多重化利得が得られる情報伝送の仕組みは、固有モード伝送や BLAST(Bell Labs LAYERed Space-Time)、V-BLAST(Vertical-BLAST)^{[3],[24]} などがあげられる。他方、ダイバーシチ利得は、フェージング耐性を高めるための利得であり、誤り率の改善の度合いで評価することができる。つまり、受信品質に係わる量である。具体例として、ダイバーシチ利得を符号化無しの BPSK(Binary Phase Shift Keying)の場合で説明する。SNR の高い状況において、1本の送信アンテナで送信し、1本の受信アンテナで受信した場合の誤り率 $P_e(SNR)$ は、

$$P_e(SNR) \cong \frac{1}{4} SNR^{-1} \quad (4.24)$$

である。他方、受信アンテナのみを2本に増加させた場合の誤り率は $P_e(SNR)$ 、

$$P_e(SNR) \cong \frac{3}{16} SNR^{-2} \quad (4.25)$$

となる。式(4.24)に比較して式(4.25)の誤り率が小さくなることがわかる。SNR に対して誤り率の小さくなる速さの度合いであり、ダイバーシチ利得 d は、

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{P_e(SNR)}{\log SNR} = -d \quad (4.26)$$

と定義される^{[20],[21]}。ダイバーシチ利得が得られる情報伝送の仕組みは、Alamouti の方法^[25]や STBC(Space Time Block Code)・STTC(Space Time Trellis Code)^{[26],[27]}などがある。

空間多重化利得とダイバーシチ利得は、送受信アンテナ数 N, M の数を一定とした時

にトレードオフの関係にある．ここで，無相関なレイリーフェージング環境の場合に，送信アンテナ数 M と受信アンテナ数 N とし，信号を送受信する際に L シンボル ($L \geq M + N - 1$) に渡り静的とみなせると仮定すると空間多重化利得 r とダイバーシチ利得 d の最適なトレードオフ曲線 $d'(r)$ は，

$$d'(r) = (M - r)(N - r) \quad (4.27)$$

$$r = 0, 1, \dots, \min(M, N) \quad (4.28)$$

と表される^[20]．なお，最大ダイバーシチ利得 $d'_{\max}$ 並びに最大空間多重化利得 $r'_{\max}$ は，

$$d'_{\max} = M \times N \quad (4.29)$$

$$r'_{\max} = \min(M, N) \quad (4.30)$$

と表される^[20]．この場合の空間多重化利得とダイバーシチ利得のトレードオフ曲線を図 4.10 に示している．さらに，Alamouti の方法の最適なトレードオフ曲線は，

$$d'_{\text{Alamouti}}(r) = MN(1 - r)^+ \quad (4.31)$$

となることが知られている^[20]．このように MIMO システムは，受信品質を改善する効果のあるダイバーシチ利得と通信路容量を改善する効果のある空間多重化利得の間にはトレードオフの関係にあることがわかる．

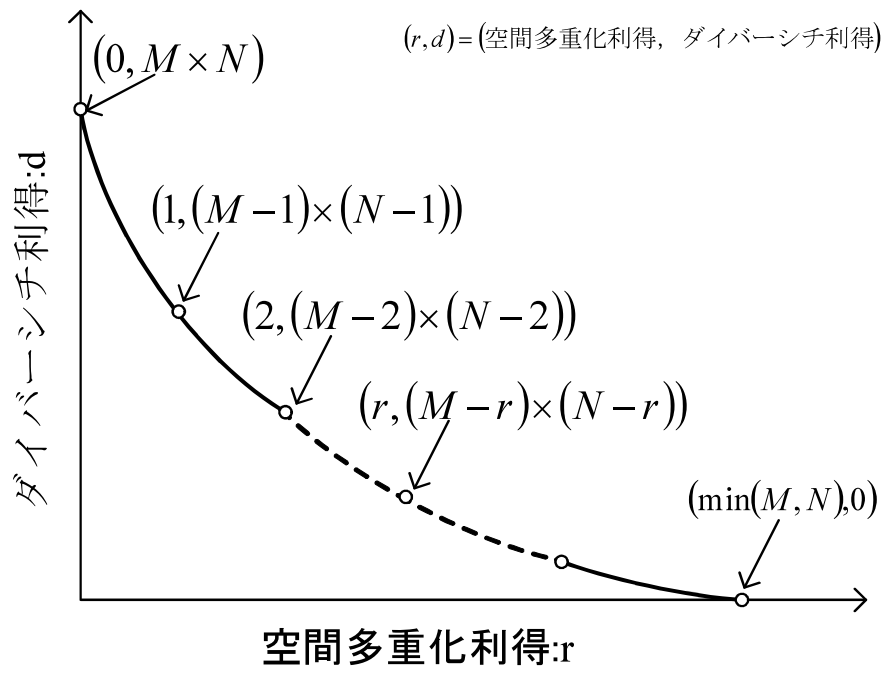


図 4.1 0 空間多重化利得とダイバーシチ利得のトレードオフの関係^[20]

4.4. 結び

送受信の双方にアレーアンテナを適用した MIMO システムにおいて伝搬路応答行列に対する相関行列の固有値の解析は、無線通信システムの統計的な伝送特性を解析する上では非常に重要である。本章では、無相関でマルチパルリッチなレイリーフェージング環境における伝搬路応答行列に対する固有値の確率密度関数について解説した。中心型の Wishart 分布から得られる固有値の確率密度関数は、送受信アンテナ数に依存して確率密度関数の式の形が変わるために、送受信アンテナ数毎に式を定義しておく必要がある。更に、送受信アンテナ数が増加すると解析的に固有値の確率密度関数を得ることが難しくなる。そこで、簡易に伝送特性の設計・評価・解析の観点で、有用な最大固有値の確率密度関数の近似式について解説した。さらに、平均固有値を求める近似式についても触れた。平均固有値並びに平均通信路容量について計算機シミュレーションを通してレイリーフェージング環境における MIMO システムの基本的な固有値の特性について解説し、空間多重化利得とダイバーシチ利得のトレードオフの関係について述べた。

参考文献

- [1] J.Salz : Digital transmission over cross-coupled linear channels, AT&T Tech.J., vol.64, no.6, pp.1147-1159, July-Aug. 1985.
- [2] J.Yang and S.Roy : On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output(MIMO) transmission systems, IEEE Trans. Commun., vol.42, no.12, pp.3221-3231, Dec. 1994.
- [3] G.Foschini : Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-element antennas, Bell Labs Tech. J., vol.1, no.2, pp.41-59, Autumn 1996.
- [4] E.Telatar : Capacity of multi-antenna Gaussian channels, Europ. Trans. Telecomm., vol.10, no.6, pp.585-595, Nov.-Dec. 1999.
- [5] J.B.Andersen : Array gain and capacity for know random channels with multiple element arrays at both ends, IEEE J. Selec. Areas Commun., vol. 18, no.11, pp.2172-2178, Nov. 2000.
- [6] J. Wallace and M. Jensen : Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 50, no.5, pp. 591-599, May 2002.
- [7] H. Xu, D. Chizhik, H. Huang, and R. Valenzuela : A Generalized Space-Time Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Channel Model, IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 3, no. 3, pp.966-975, May 2004.
- [8] 阪口啓, 高田潤一 : MIMO 伝搬特性の測定装置・測定方法・解析方法・モデル化, 信学論(B), Vol.J88-B No.9, pp.1624-1640, Sept. 2005.
- [9] 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.
- [10] Y.Karasawa : Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems, IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.9, pp.2194-2202, Sept. 2007.
- [11] 唐沢好男 : MIMO システム応用を担うアンテナ・伝搬技術, MEW2005, pp.9-11, Nov. 2005.
- [12] A.T.James : The Distributions of the Latent Roots of the Covariance Matrix, Ann. Math. Statist., vol.31, no.1, pp.151-158, Mar. 1960.
- [13] A.M.Kshisagar : Effect of non-centrality on the Bartlett decomposition of a Wishart matrix, Ann. Inst. Stat. Math., vol.14, no.3, pp.217-228, 1963.
- [14] A.T.James : Distributions of Matrix Variates and Latent Roots Derived from Normal Samples, Ann. Math. Statist, vol.35, no.2, pp.475-501, Jun. 1964.
- [15] A.Edelman : Eigenvalues and Condition Numbers of Random Matrices, SIAM J. Matrix Anal. Appl., vol.9, no.4, pp.543-560, Oct. 1998.
- [16] S. S. Wilks 著、田中英之、岩本誠一訳 : 数理統計学(増訂新版), 東京図書, 1992.
- [17] D.G.Kabe : A note on the Bartlet decomposition of a Wishart distribution, Journ. Royal Stat.Soc., vol.26, pp.217-228, 1963.
- [18] 付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : 独立にレイリー分布する MIMO チャネルにおける最大比合成伝送特性の簡易推定法, 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1963-1970, Sept.

- 2003.
- [19]付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : アレーアンテナブランチ間に相関が存在する場合の MIMO チャネル相関行列の最大固有値分布推定, 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1971-1980, Sept. 2003.
 - [20]Z. Lihong and D.N.C.Tse : Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 5, pp.1073-1096, May 2003.
 - [21]K.R.Kumar, G.Caire, and L.A.Moustakas : The Diversity-Multiplexing Tradeoff of Linear MIMO Receivers, in Proc. IEEE ITW2007, Sept. 2007, pp.487-492.
 - [22]J.B.Andersen : Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity, IEEE Antennas Propag. Mag., vol.42, no.2, pp.12-16, Apr. 2002.
 - [23]T. Taniguchi, S. Sha and Y. Karasawa : Statistical Distribution of Eigenvalues of Correlation Matrices in i.i.d MIMO Channels under Rayleigh Fading, in Proc. IEEE PIMRC2005, Sept. 2005, pp.537-541.
 - [24]G.Foschini, G.Golden, R.Valenzula, and P.Wolniansky : Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays, IEEE J.Select. Areas Commun., vol.17, no.11, pp.1841-1852, Nov. 1999.
 - [25]S.Alamouti : A simple transmitter diversity scheme for wireless communications, IEEE J.Select. Areas Commun., vol.16, no.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
 - [26]V.Tarokh, N.Seshadri, and R.A.Calderbank : Space-time codes for high data rate wireless communication:performance criterion and code construction, IEEE Trans. Info. Theory, vol.44, no. 2, pp.744-765, Mar. 1998.
 - [27]W.R.Heath, H.Jr.Bolcskei, and J.A.Paulraj : Space-time signaling and frame theory, in Proc. IEEE ICASSP2001, May 2001, vol.4, pp.2445-2448.

第5章

MIMO 仲上・ライス通信路

市街地の移動伝搬路あるいは屋内の伝搬路において、送受信アンテナ間の見通しがあるような場合には、送信側近傍のビル壁あるいは屋内の椅子・机等からの散乱波に加えて、安定な直接波が存在する。このような通信路の振幅分布は、仲上・ライス分布に従うことが知られており、その通信路は仲上・ライスフェージング(以下、NRF : Nakagami-Rice Fading と略す)でモデル化できると考えられる^{[1]-[4]}。MIMO システムにおける NRF 環境における通信路の解析は、伝送特性評価・解析の観点で重要である^{[5], [6]}。NRF 環境における通信路容量の実験・解析は既になされている^{[7]-[11]}。また、伝送特性評価のためのフェージングシミュレータに関して、既に検討がなされている^[12]。他方で、MIMO システムにおける NRF 環境の固有値の確率密度関数は、見通しにより生じる直接波成分が加わるために、非中心型の Wishart 分布^{[13]-[15]}に従うことが知られている。文献[13]ではバートレット分解(Bartlett decomposition)による非中心型の Wishart 分布に関する検討がなされているが、固有値の確率密度関数の導出まで至っていない。文献[15]では、非中心型の Wishart 分布に対する最大固有値の確率密度関数が検討されている。しかし、送受信アンテナ数の増加とともに、最大固有値の確率密度関数が複雑化し、簡易な通信路容量あるいはビット誤り率(BER)といった伝送特性評価に適用できる固有値の確率密度関数についての検討は十分になされていない。

MIMO 通信路における NRF 環境は、直接波成分が卓越する環境である。このような環境においては、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ の相関行列に対する最大固有値の確率密度関数の解析が重要となる。そこで、文献[16], [17]に倣い、NRF 環境の MIMO 通信路のモデル化を $M \times N$ の MIMO システムを $1 \times MN$ の SIMO システムに変換して、スペースダイバーシチ理論に結び付けた簡易な最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする^[18]。さらに、NRF 環境における平均通信路容量とライスファクタ K の関係について明らかにし、ライスファクタ K が大きい環境下においては、最大比合成伝送が有用であることを示す。更に、最大比合成伝送を適用した場合の平均ビット誤り率とライスファクタ K の関係についても調べる。

5.1. 最大固有値の確率密度関数^[15]

MIMO システムの伝搬路応答行列の各要素が、平均値 μ と分散 σ^2 の複素ガウス分布 $CN(\mu, \sigma^2)$ に従う場合を考える．この場合の最大固有値の確率密度関数 $p(\lambda_1)$ は、カトリ (Khattri) 分布を拡張する手法の解析がされており、

$$p(\lambda_1) = \frac{e^{-\bar{\lambda}}}{\Gamma(n-m+1)\bar{\lambda}^{m-1}} \frac{|\Psi(\lambda_1)|}{\prod_{k=1}^{m-1} \Gamma(n-k)\Gamma(m-k)} \quad (5.1)$$

と表される．ただし、 $n = \max(N, M)$ 、 $m = \min(N, M)$ 、 $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数、 $\bar{\lambda}$ は第 1 固有値の平均値である．

ここで、 $\Psi(x)$ は、 $m \times m$ の行列で与えられる．この第 1 列の要素は、

$$\begin{aligned} \{\Psi(x)\}_{i,1} &= \int_0^x y^{i-1} e^{-y} {}_0F_1(n-m+1, \bar{\lambda}y) dy \\ &= \Gamma(n-i+1) {}_1F_1(n-i+1, n-m+1, \bar{\lambda}) \\ &\quad - e^{\bar{\lambda}} \Gamma(n-m+1) \sum_{l=1}^{m-i+1} \frac{(m-i)!}{(l-1)!} \binom{n-i}{n-m+l+1} \\ &\quad \times \bar{\lambda}^{l-1} Q_{n-m}(\sqrt{2\bar{\lambda}}, \sqrt{2x}) - e^{\bar{\lambda}} \Gamma(n-m+1) \\ &\quad \times \sum_{l=1}^{m-i} \sum_{k=0}^{m-i+1} 2^{l-k} \frac{(m-i-1-k)!}{(l-1)!} \times \binom{n-i}{n-m+l+k} \\ &\quad \times (\sqrt{2\bar{\lambda}})^{m+l-n-1} \times (\sqrt{2x})^{n-m+2k+l+1} \times I_{n-m+l+1}(2\sqrt{2\bar{\lambda}x}) \\ &\quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (5.2)$$

と与えられる．ただし、 ${}_pF_q(\cdot, \cdot)$ は超幾何(hypergeometric)関数、 $Q_p(\cdot)$ は第 p 次の Marcum Q 関数、 $I_p(\cdot)$ は第 1 種 p 次変形ベッセル関数である．残りの要素は、

$$\{\Psi(x)\}_{i,l} = \gamma(n-m-i-l+1, x) \quad i = l = 1, \dots, m \quad (5.3)$$

と不完全ガンマ(incomplete gamma)関数で与えられる．

NRF 環境の最大固有値 $p(\lambda_1)$ は解析的に得ることはできるが、送受信アンテナ数の増加に伴って、式(5.1)から最大固有値の確率密度関数を導出することは、容易とはいえない．加えて、この最大固有値の確率密度関数を用いて解析的に通信路容量あるいはビット誤り率を得ることは困難となる．そこで、次節では通信路容量をはじめとした伝送特性の解

析に簡易に適用できる最大固有値の確率密度関数の近似式を導出する.

5.2. 通信路モデル

NRF 環境は, 図 5. 1 に示す電波伝搬環境モデルのように, 直接波成分と散乱波成分が共に存在する伝搬環境である(その極限にどちらか一方の成分のみの場合も含む). この時の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ は, 次の通り表現される.

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{A}_D + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{A}_S \in \mathbf{C}^{N \times M} \quad (5.4)$$

ここで, 直接波成分の電力 P_D と散乱波成分の平均電力 P_S に対するライス・ファクタ K は,

$$K \equiv P_D / P_S \quad (5.5)$$

と表される.

図 5. 1 の上段のライスファクタ $K = 0$ は, レイリーフェージング環境を表している. 同図下段は, ライスファクタ $K = +\infty$ は, 送信側の電波が受信側に直接伝わる LOS(Line Of Site)環境を表している. 同図中段は, レイリーフェージング環境と LOS 環境を含む中間的な環境となる. この意味で NRF モデルは, LOS 環境を代表し, かつ, レイリーフェージング環境を極限に包含するより一般的な伝搬環境モデルを与えることになる.

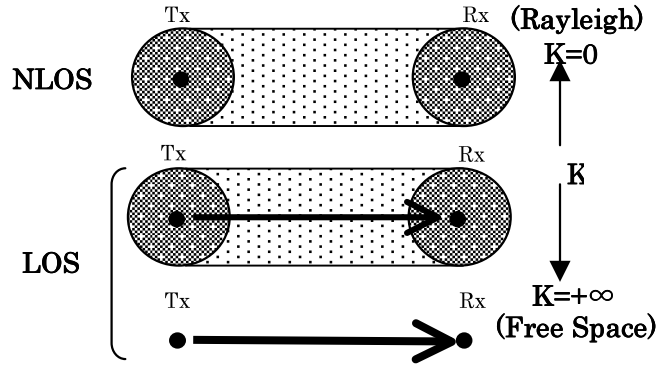


図 5.1 NRF 環境の電波伝搬環境モデル

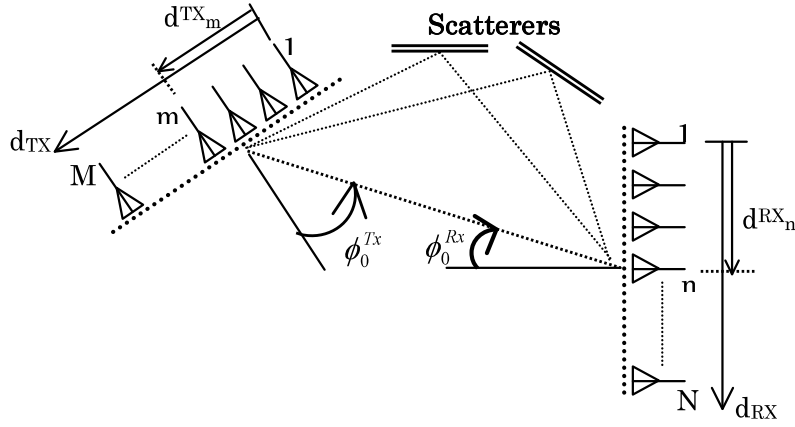


図 5.2 幾何学的な電波伝搬モデル

ここで、直接波成分と散乱波成分の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_D$, $\mathbf{A}_S$ は、次式で表される(図 5.2 参照).

$$\mathbf{A}_D = \mathbf{V}_{Rx} \mathbf{V}_{Tx}^H \quad (5.6)$$

$$\mathbf{A}_S = [a_{nm}] \quad (5.7)$$

$$\mathbf{V}^{Rx} = [1 \quad e^{-j\Phi_1^{Rx}} \quad \dots \quad e^{-j\Phi_n^{Rx}} \quad \dots \quad e^{-j\Phi_{N-1}^{Rx}}]^T \quad (5.8)$$

$$\mathbf{V}^{Tx} = [1 \quad e^{-j\Phi_1^{Tx}} \quad \dots \quad e^{-j\Phi_m^{Tx}} \quad \dots \quad e^{-j\Phi_{M-1}^{Tx}}]^T \quad (5.9)$$

$$\Phi_n^{Rx} = d_n^{RX} k \sin \phi_0^{Rx} \quad (5.10)$$

$$\Phi_m^{Tx} = d_m^{TX} k \sin \phi_0^{Tx} \quad (5.11)$$

ただし、 $\mathbf{A}_s$ の要素は、平均値 $\mu=0$ かつ分散 $\sigma^2=1$ の独立な複素ガウス分布に従うものとする。 k は電波の波数である(d_m^{TX} , d_n^{RX} , ϕ_0^{TX} , ϕ_0^{RX} の定義については、図5.2を参照)。また、送受信の各々のアンテナ間隔は、図5.2では等間隔であるが、任意のアンテナ間隔でよい。なお、ここでは考え方を明確化するためにアンテナを直線配列としているが、アンテナ配置は直接波を1つの平面波として扱うことができるのであれば配列は空間的に任意に配置してよい。

次に解析の見通しをよくするために一般化を損なわない範囲で直接波成分の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_D$ は、送信側のアンテナ間隔及び受信側のアンテナ間隔に比較して通信路が十分に長く、図5.2の送受信アンテナが正面を向いている場合を考える。このように仮定しても、散乱波成分をi.i.d. (independent and identically distributed)としているために、アンテナの主ビームが送受信で互いに対向している一般的なケースを取り扱うことに制約を加えることにはならない。この時の直接波成分の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_D$ は、次の通り与えられる。

$$\mathbf{A}_D = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \in \mathbf{N}^{N \times M} \quad (5.12)$$

また、散乱波成分は、レイリーフェージング環境であり、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_s$ の各要素はi.i.d.の複素ガウス分布するものと仮定している。尚、アレーの長さに対して送受信間のアンテナ間隔が十分に大きいとの仮定が成立しない場合は、式(5.12)の表現では不十分である^[20]。以後の解析では、NRF環境における特性解析の第一歩として、これまでの条件を仮定した解析を進める。

5.3. 相関行列の最大固有値の確率密度関数

5.3.1. 長時間平均相関行列： $\bar{\mathbf{R}}, \bar{\mathbf{R}}^{(1)}$

最大固有値の確率密度関数の近似式を導出するために、スペースダイバーシチの理論に結び付けて最大固有値を計算する方法について述べる。その解析のために、全パス間の相関行列 $\bar{\mathbf{R}}$ を求める。ここでの相関行列とは、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ に対して $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ として求めた瞬時の相関行列（＝瞬時相関行列）ではなく、時間的な変動の相関を表す長期の意味（ただし定常不規則過程においてその定常性が維持されている時間範囲）の長時間平均相関行列である。

まず、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ で表される全パス要素を一つのベクトル $\mathbf{b}$ にまとめる。つまり、MIMO システムから SIMO システムに伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ を変換する。

$$\mathbf{b} = [\mathbf{a}_1^T, \mathbf{a}_2^T, \mathbf{a}_3^T, \dots, \mathbf{a}_M^T]^T \quad (5.13)$$

$$\mathbf{a}_m = [a_{1,m}, a_{2,m}, a_{3,m}, \dots, a_{N,m}]^T \quad (5.14)$$

次に、長時間平均相関行列は、

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}} &= E(\mathbf{b}\mathbf{b}^H) \\ &= \frac{K}{K+1} \bar{\mathbf{R}}_D + \frac{1}{K+1} \bar{\mathbf{R}}_S \end{aligned} \quad (5.15)$$

と表される。ここで、

$$\bar{\mathbf{R}}_D = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \in \mathbf{N}^{NM \times NM} \quad (5.16)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_S = \begin{bmatrix} 1 & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & 1 \end{bmatrix} = \mathbf{I} \in \mathbf{N}^{NM \times NM} \quad (5.17)$$

である。

MIMO システムが、レイリーフェージング環境(すなわち $K=0$)とした場合の瞬時相関行列に対する最大固有値の平均値 λ_1 が全固有値の和の平均値に占める割合を β とし、

$$\beta \approx \left(\frac{N+M}{NM+1} \right)^{2/3} \quad (5.18)$$

で与えられる^[16]。一方、直接波成分のみの環境(ライスファクタ $K=\infty$)であれば、全固有値の和の平均値に占める割合 β は、1 となって最大固有値のみが 0 以外の値を持つ。

そこで、最も簡単な仮定として、ライスファクタ $K=0$ の場合であるレイリーフェージング環境(i.i.d.)とライスファクタ $K=\infty$ の場合の自由空間伝搬環境の考え方にライスファクタ K を介して中間的な物理的な伝搬状況を表現し、最大固有値 λ_1 の確率密度関数を求める長時間平均相関行列 $\bar{\mathbf{R}}^{(1)}$ を次式で与える。

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}^{(1)} &= \frac{K}{K+1} \bar{\mathbf{R}}_D + \frac{\beta}{K+1} \bar{\mathbf{R}}_S \\ &= \begin{bmatrix} \frac{K}{K+1} + \frac{\beta}{K+1} & & \frac{K}{K+1} \\ & \ddots & \\ \frac{K}{K+1} & & \frac{K}{K+1} + \frac{\beta}{K+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.19)$$

式(5.19)は、対角成分以外の成分が $\frac{K}{K+1}$ であり、対角成分は $\frac{K}{K+1} + \frac{\beta}{K+1}$ となる。

この仮定の妥当性の検証や近似としての誤差評価は、後述する計算値とシミュレーション値の比較により行う。

ところで、相関行列 $\bar{\mathbf{R}}^{(1)}$ の固有値 $(\bar{\lambda}_1, \bar{\lambda}_2, \dots, \bar{\lambda}_{NM})$ は、

$$\bar{\lambda}_1 = z_0 + \bar{\lambda} \quad (5.20)$$

$$\bar{\lambda}_2 = \bar{\lambda}_3 = \dots = \bar{\lambda}_{NM} = \bar{\lambda} \quad (5.21)$$

$$z_0 = \frac{K}{K+1} NM \quad (5.22)$$

$$\bar{\lambda} = \frac{1}{K+1} \beta \quad (5.23)$$

と表される．

式(5. 2 1)は，指数分布(振幅がレイリー分布で変動する場合の電力変動の分布)の平均値を表している．一方，式(5. 2 0)は，非中心型 χ^2 分布(振幅が仲上・ライス分布で変動する場合の電力変動の分布)の平均値を表している．次節では，文献[16]の手法に倣い，瞬時相関行列 ($\mathbf{A}\mathbf{A}^H$) の最大固有値の確率密度関数の近似式を求める．

5.3.2. 最大固有値の確率密度関数の近似式

最大固有値の確率密度関数の近似式を導出するために，スペースダイバーシチの理論に結び付けて得られた各ダイバーシチブランチ出力の結合確率密度関数を計算する．つまり，式(5. 1 3)のように MIMO システムから SIMO システムに変換された SIMO システムの各ブランチブランチ出力の和が，最大固有値の確率密度関数となる．以下では，スペースダイバーシチの解析の本質は，固有値分解と位置づけ文献[16]の定式化の手法である固有値解析を経ず，直接スペースダイバーシチに結び付ける方法は，[付録 5.A]に示している．

相関行列 $\mathbf{R}^{(1)}$ の固有値の確率密度関数は，それぞれ指数分布 $f_{\text{exp}}(z)$ と仲上・ライス分布 $f_{\text{nccs}}(z)$ となり，次式で表される．

$$f_{\text{exp}}(z) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(-\frac{z}{\lambda}\right) \quad (5.24)$$

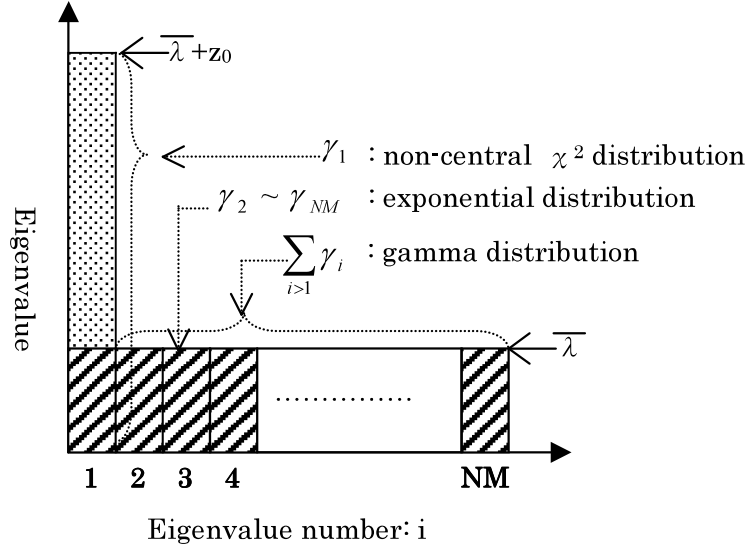
$$f_{\text{nccs}}(z; z_0) = \frac{1}{\lambda} \exp\left(-\frac{z+z_0}{\lambda}\right) I_0\left(\frac{2\sqrt{z_0 z}}{\lambda}\right) \quad (5.25)$$

ただし， $I_0(\cdot)$ は第1種0次変形ベッセル関数である．

文献[16][17]が行ったように最大比合成ダイバーシチの理論に結び付けると，瞬時相関行列の最大固有値は平均値 $\bar{\lambda}_1$ が $z_0 + \bar{\lambda}$ である非中心型 χ^2 分布に従う変数 γ_1 と平均値が $\bar{\lambda}$ である指数分布に従う変数 γ_i ($i = 2 \cdots M \times N$) の和の分布となる． γ_2 から γ_{NM} までの固有値は，それぞれが独立の同一の指数分布に従うため， γ_2 から γ_{NM} までの和の分布の確率密度関数は，

$$f_{\text{gamma}}(z) = \frac{z^{\alpha-1} e^{-\frac{z}{\bar{\lambda}}}}{\Gamma(\alpha) \bar{\lambda}^{\alpha}} \quad (5.26)$$

とガンマ分布で表される．ただし， α はダイバーシチのブランチ数に対応するパラメータであり，この場合には $\alpha = M \cdot N - 1$ である． $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数である．図 5. 3 は，これまでの議論をまとめたものである．


 図 5.3 長時間平均相関行列 $\bar{\mathbf{R}}^{(0)}$ の固有値と変数 γ_i の確率分布の関係

瞬時相関行列 ($\mathbf{A}\mathbf{A}^H$) の最大固有値の確率密度関数は、式(5.25)と式(5.26)の和の分布として与えられ、次式の畳み込み積分により計算できる。

$$f(z) = \int_0^{\infty} f_{nccs}(z-x) f_{gamma}(x) dx \quad (5.27)$$

ここで、直接畳み込み積分する代わりに積率母関数^[21]に変換する手法(ラプラス変換(Laplace Transform)を利用)を適用して計算を行う。式(5.25)と式(5.26)のラプラス変換は、

$$F_{nccs}(s) = \frac{\exp\left(-\frac{z_0 s}{\bar{\lambda}s + 1}\right)}{\bar{\lambda}s + 1} \quad (5.28)$$

$$F_{gamma}(s) = (\bar{\lambda}s + 1)^{1-NM} \quad (5.29)$$

となる。従って、求める確率密度関数は、式(5.28)と式(5.29)の積となり、

$$F(s) = (\bar{\lambda}s + 1)^{-NM} \exp\left(-\frac{z_0 s}{\bar{\lambda}s + 1}\right) \quad (5.30)$$

と表される．式(5.30)の逆ラプラス変換(Inverse Laplace Transform)により求める分布は，

$$f(z) = e^{-\frac{z+z_0}{\lambda}} \frac{\bar{\lambda}^{-NM} z^{NM-1} {}_0F_1\left(NM; \frac{z_0 z}{\lambda^2}\right)}{\Gamma(NM)} \quad (5.31)$$

となる．ただし， ${}_0F_1(\cdot)$ は、超幾何関数である．また，式(5.31)は，ライスファクタ $K=0$ の場合はガンマ分布と一致する．ところで，式(5.31)は，超幾何関数が含まれているが，式(5.25)の仲上・ライス分布にも第1種0次変形ベッセル関数が含まれている．つまり，演算の複雑さの観点で，考えてみれば，最大固有値の確率密度関数の近似式である式(5.31)は，仲上・ライス分布の演算量と同程度と解釈できる．加えて，演算量や式の形が，送受信アンテナ数に対して，式(5.31)の近似式は変わらない．そのために，仲上・ライス通信路における最大比合成伝送の評価に有用である．

なお，式(5.31)は， $M \cdot N$ 個のダイバーシチブランチが，それぞれが同じ非中心型 χ^2 分布であるとして求めることもでき，この方法については，[付録 5.A]に示す．

ライスファクタ $K=\infty$ のケースにおいて式(5.31)の長時間平均相関行列の固有値が λ_1 のみになり，その値は $M \cdot N$ となる．式(5.30)でライスファクタ $K \rightarrow \infty$ とすると，

$$F(s) = \exp(-NMs) \quad (5.32)$$

となり，この逆ラプラス変換は，

$$\lim_{K \rightarrow \infty} f(z) = \delta(z - NM) \quad (5.33)$$

となり， $\bar{z} = \lambda_1 = M \cdot N$ となる性質が数式的にも示される．

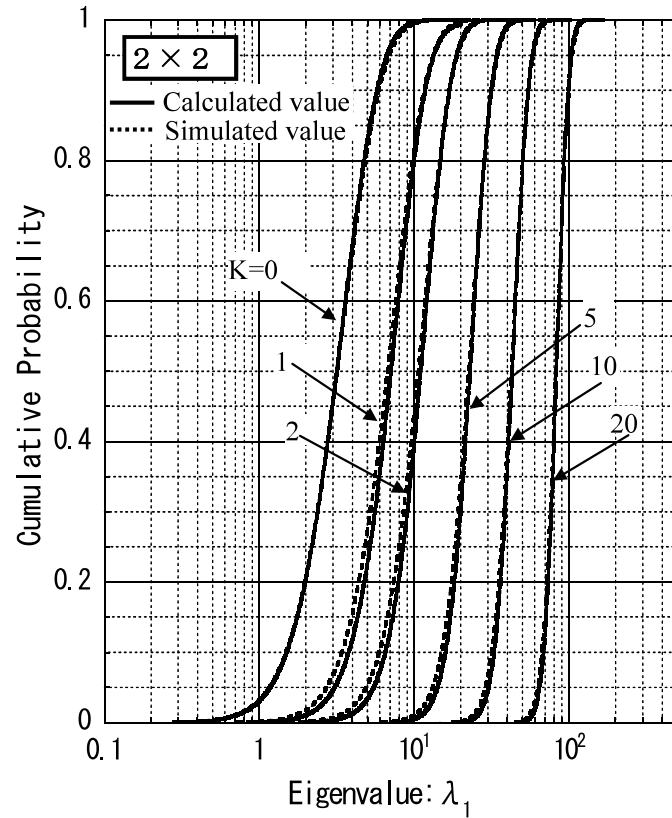
最大固有値の累積分布関数は，式(5.31)で得られた確率密度関数を用いて求める．つまり，最大固有値の確率密度関数 $f(\lambda_1)$ の累積分布関数 $F(\lambda_1)$ は，式(5.31)を次式で積分することにより与えられる．

$$F(\lambda_1) = \int_0^{\lambda_1} f(t) dt \quad (5.34)$$

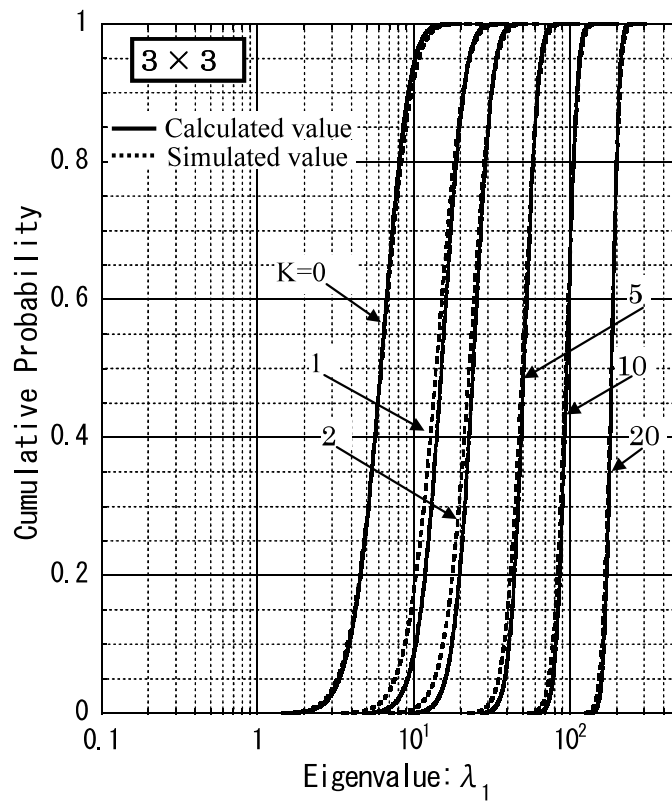
確率分布関数 $F(\lambda_1)$ を送受信アンテナの構成が， $M=N=2$ 及び $M=N=3$ の場合について，数値計算した結果を図5.4に示す．また，NRF 環境における確率分布関数の評価は，計算結果の表示を見やすくするため，散乱波成分を一定とし，ライスファクタ K に応じて直接波成分を変化させて実施している．すなわち，

$$\mathbf{A} = \sqrt{K} \mathbf{A}_D + \mathbf{A}_S \quad (5.35)$$

として求めている．式(5.31)の最大固有値の近似式から計算される最大固有値の確率分布関数ならびに，シミュレーションで得られた累積分布を比較する．図5.4からは，ライスファクタ K に依存せずに，よく一致する結果となっているといえる．ただし，ライスファクタ $K=1$ では若干であるがシミュレーション結果と近似式に差がみられる．この近似式の計算値とシミュレーション値に差が生じている原因は，近似表現を得るために伝搬路応答行列の相関行列の直接波成分が全て最大固有値 λ_1 に含まれるとして求めたが故に，近似の考え方に依存していると考えられる．しなしながら，式(5.31)の最大固有値の確率密度関数の近似式として，実用的な観点から十分な推定精度であるといえる．図5.4の物理的な解釈として，ライスファクタ K が増加するに従い CDF(Cumulative Distribution Function)のグラフの傾きが急峻になっている．これは，直接波の効果により，伝送特性が安定すること(=大きな伝搬劣化が起きにくく成ること)に対応している．



(a) $M = N = 2$ の場合



(b) $M = N = 3$ の場合

図 5.4 最大固有値の累積確率分布 : シミュレーション値と計算値の比較

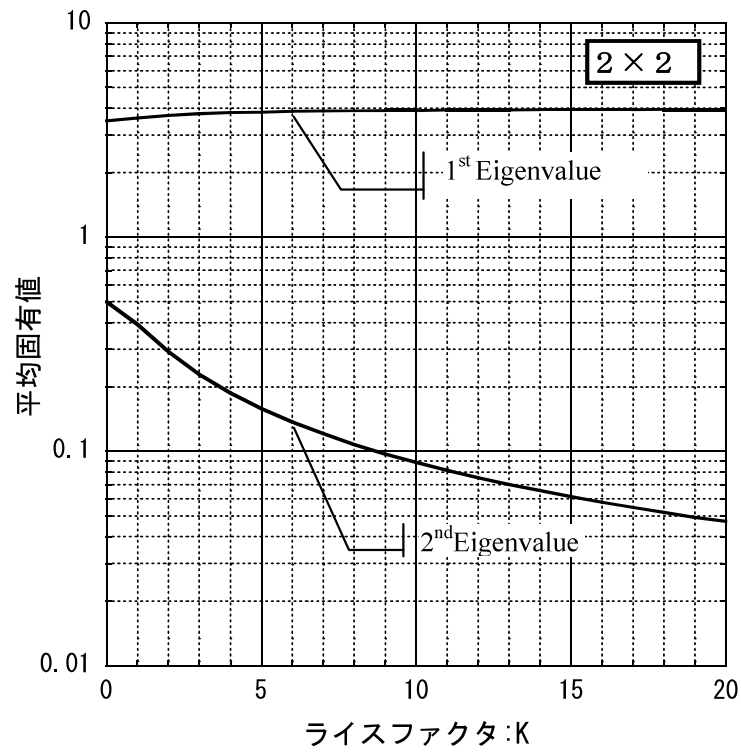
5.4. 平均固有値

本節では MIMO システムの固有値の解析を行う．図 5. 5 に NRF 環境における固有値とライスファクタ K の関係について，計算機シミュレーションを用いて解析した結果を示している．なお，MIMO システムの送受信アンテナ数は， $N = M = 2, 3$ のケースについて計算機シミュレーションしている．図 5. 5 の結果からも明らかなように，ライスファクタ K が大きくなると相対的に最大固有値が増加している．ライスファクタ K が増加することは，複数の経路から到来した散乱波が減少し，一つの経路を辿り到来する安定した直接波の寄与が大きくなる．そのために，複数の独立した固有パスの形成に寄与していた散乱波の影響が小さくなり，安定した直接波に対応する 1 つの固有パスの寄与が大きくなる．加えて，仲上・ライスフェージング環境における最大固有値の平均値は，前節の議論から，

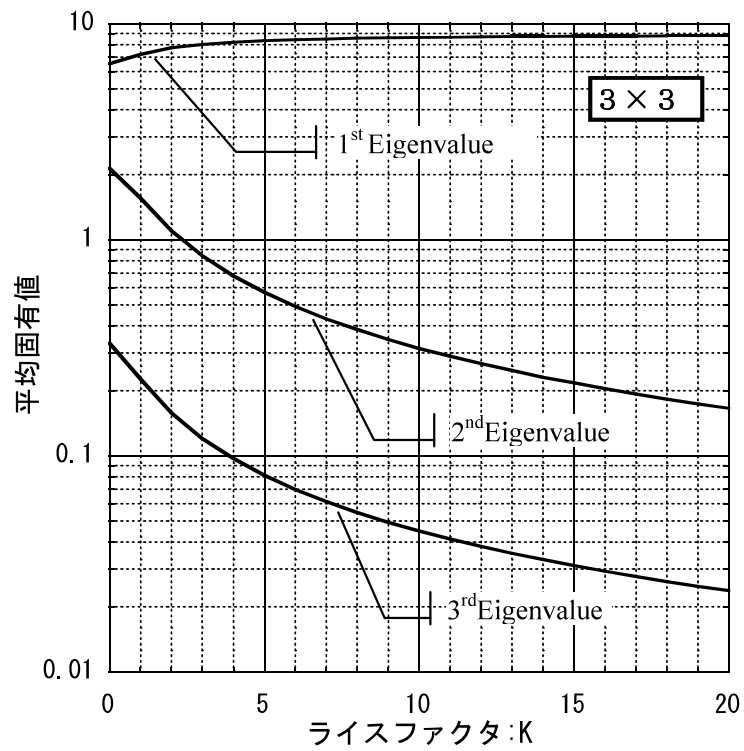
$$\lambda_1 = E(z) = \frac{NMK}{1+K} + \frac{NM\beta}{1+K} \quad (5.36)$$

$$\beta \approx \left(\frac{N+M}{NM+1} \right)^{2/3} \quad (5.37)$$

と与えられる．式 (5. 36) からわかるように，ライスファクタ K の増加は，散乱波成分の寄与を示す第 2 項の影響が小さくなる．また，ライスファクタ K が十分大きい状況においては，固有値の平均値は， MN に近づくことがわかる．



(a) $M = N = 2$ の場合



(b) $M = N = 3$ の場合

図 5.5 ライスファクタ K と固有値の関係

5.5. 平均通信路容量

NRF 環境において、ライسفアクタ K が大きい場合には LOS(Line Of Sight)環境と考えることができる。一般に、LOS 環境では SNR が高くなる傾向にあり、複数の固有パスを用いて情報伝送する固有モード伝送(ET: Eigenmode Transmission)と単一の固有パスを用いた最大比合成(MRC: Maximal Ratio Combining)伝送の通信路容量を比較した場合には、固有モード伝送の通信路容量が大きくなる。ただし、固有モード伝送による通信路容量の増加は、無相関なマルチパスリッチな環境(ライسفアクタ $K = 0$ の場合)においてアンテナ数あるいは SNR の増加とともに顕著になる。他方、NRF 環境においては、ライسفアクタ K の増加とともに固有値が、第 1 固有値に集約されて他の固有値が減少する特性がある。そのために、固有モード伝送による通信路容量の増加は、無相関なマルチパスリッチな環境ほどに期待できなくなる。図 5. 6 は、NRF 環境における通信路容量とライسفアクタ K の関係について計算機シミュレーションした結果である。ライسفアクタ K の増加とともに固有モード伝送と最大比合成伝送の平均通信路容量の差が小さくなっていることがわかる。また、図 5. 7 は、NRF 環境における通信路容量と SNR の関係について計算機シミュレーションした結果である。ところで、畳込み符号(Convolution Code)(符号化率 1/2)とリードソロモン符号(Reed-Solomon Code)(RS(204,188))を適用した接続符合並びにインタリーブ(Interleave)を適用すれば、変調方式が QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)の場合であれば SNR が約 5 dB で擬似エラーフリー(Quasi-Error-Free)^[22]として取り扱うことができる。16QAM が擬似エラーフリーを達成する SNR は、約 12 dB である^[23]。この場合には、ライسفアクタ $K \geq 10$ の環境を想定した場合は、最大比合成伝送で十分と考えることができる。なお、全送信電力は、送信側の全電力が単一アンテナで放射され、それがパス利得 1 のパスで到来し、これを単一アンテナで受信する時の SNR と定義する。計算機シミュレーションにおける SNR は、受信 SNR が良い環境と悪い環境、その中間の環境として 0/10/20dB に設定している。また、固有モード伝送における平均通信路容量については、計算機シミュレーションによる結果のみを示している。他方、最大比合成伝送については、シミュレーション値と計算値を示している。計算値は、前節の NRF 環境における平均固有値の解析結果から次式で計算した結果である。

$$C_{\lambda_1} = \log_2 \left(1 + \frac{K + \beta}{1 + K} NM \gamma_0 \right) \quad (5.38)$$

ここで、ライسفアクタ K が十分に大きく LOS 環境として取り扱うことができる場合の最大比合成伝送の平均通信路容量は、

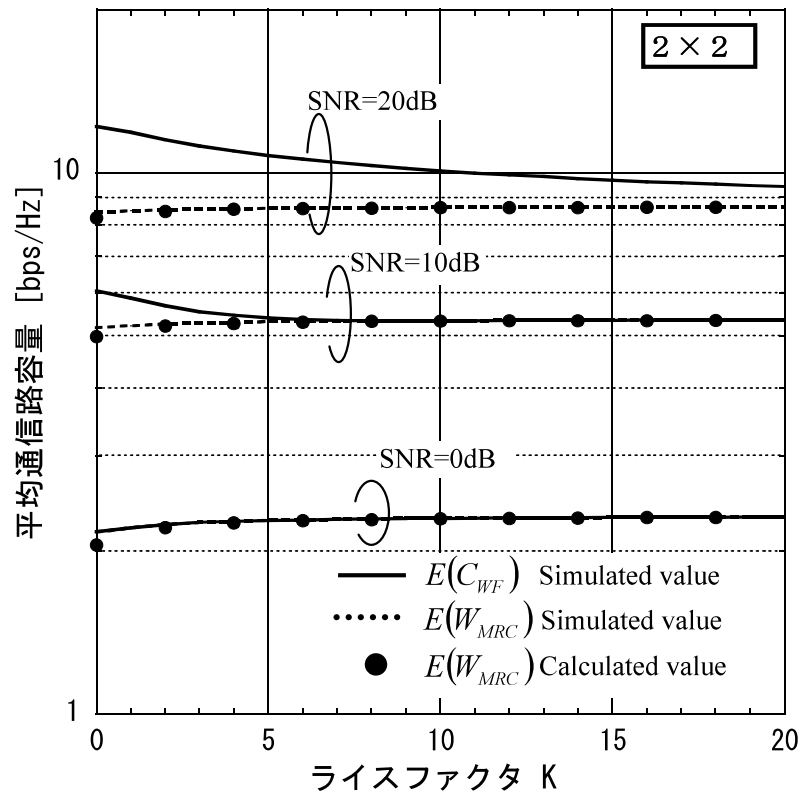
$$C_{\lambda_1} = \log_2(NM\gamma_0) \quad (5.39)$$

となる．このように LOS 環境下では，ライسفアクタ K が十分に大きい場合には送受信アンテナと SNR に依存して平均通信路容量が増加する．つまりライسفアクタ K は平均通信路容量の増減に寄与しなくなる．他方，ライسفアクタ K が十分に小さい NLOS 環境である場合の最大比合成伝送の平均通信路容量は，

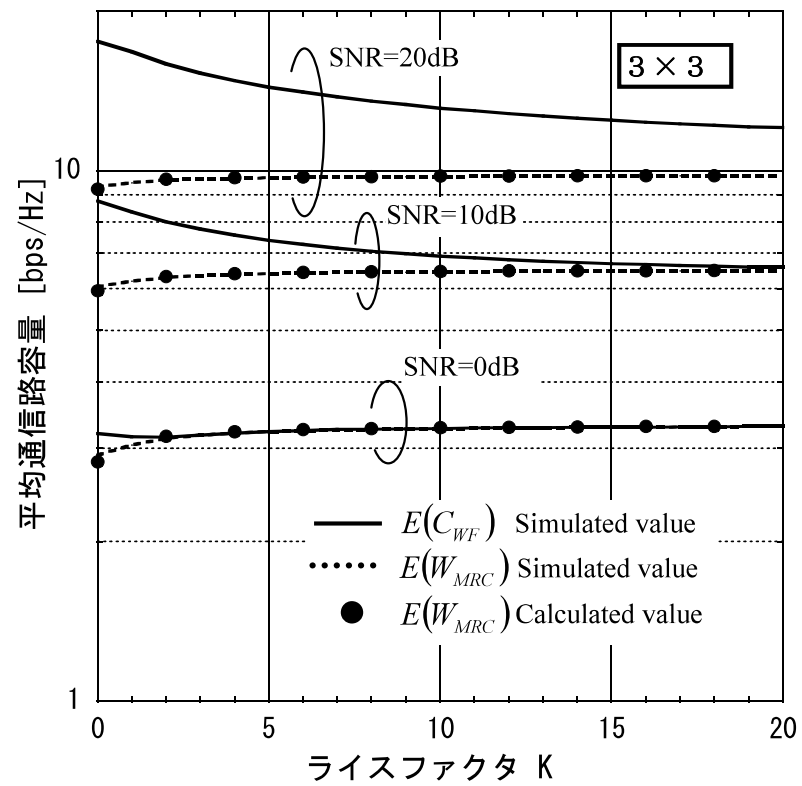
$$C_{\lambda_1} \approx NM\beta\gamma_0 \log_2 e \approx 1.44 NM\beta\gamma_0 \quad (5.40)$$

となる．ただし， $\log_2(1+x) \cong x \log_2 e$ の関係を用いた．これは，レイリーフェージング環境における SNR が低い場合の平均通信路容量に一致している．

以上の議論から，ライسفアクタ K の増加により，固有モード伝送と最大比合成伝送の通信路容量の差が，無相関なマルチパスリッチな環境と比較して小さくなることがわかる．つまり，NRF 環境において，見通しが支配的な環境では，最大固有値の固有パスを用いた最大比合成伝送が有用であるといえる．

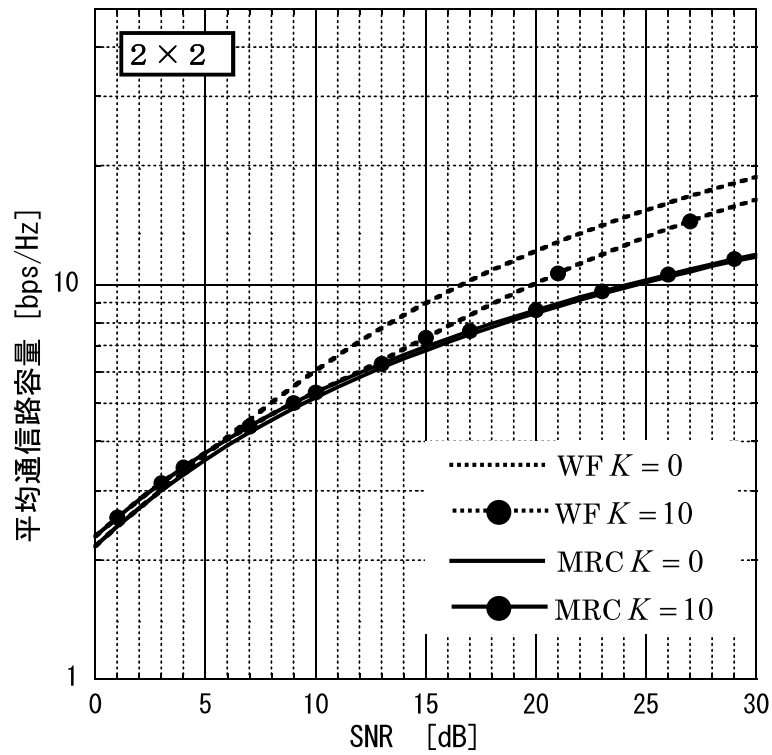


(a) $M = N = 2$ の場合

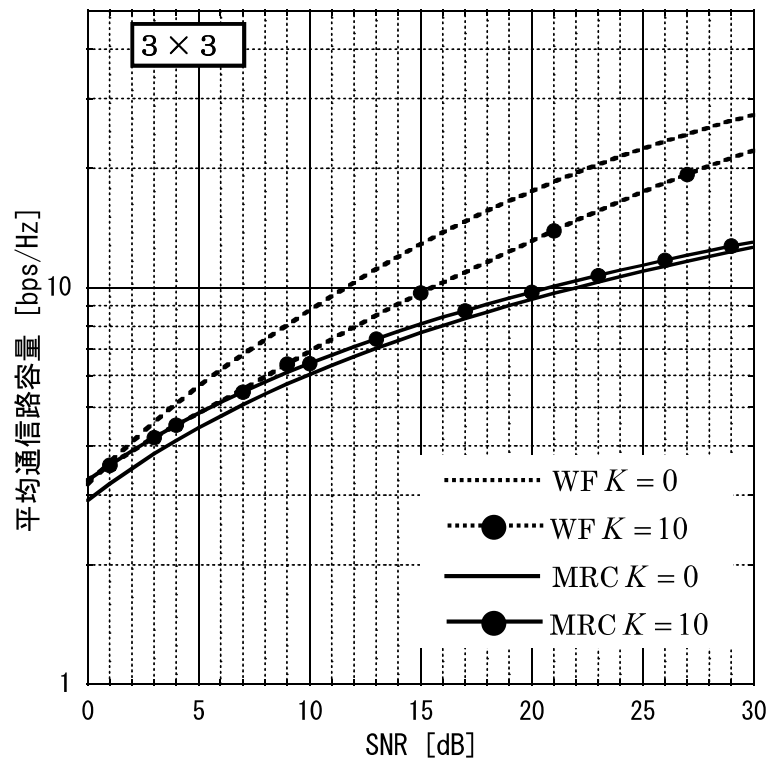


(b) $M = N = 3$ の場合

図 5.6 ライスファクタ K と平均通信路容量



(a) $M = N = 2$ の場合



(b) $M = N = 3$ の場合

図 5.7 SNR と平均通信路容量

5.6. 平均ビット誤り率

NRF 環境において，見通しが支配的な環境では，最大固有値の固有パスを用いた最大比合成伝送が有用であることが明らかになった．

本節では，QPSK 復調方式として同期検波を想定した NRF 環境における平均ビット誤り率について述べる．

伝搬路応答行列の最大固有値の確率密度関数を $f(\lambda)$ とし，同期検波のビット誤り率を $f_{BER}(\lambda\gamma)$ とする場合の平均ビット誤り率 $\bar{f}_{BER}(\lambda)$ は，

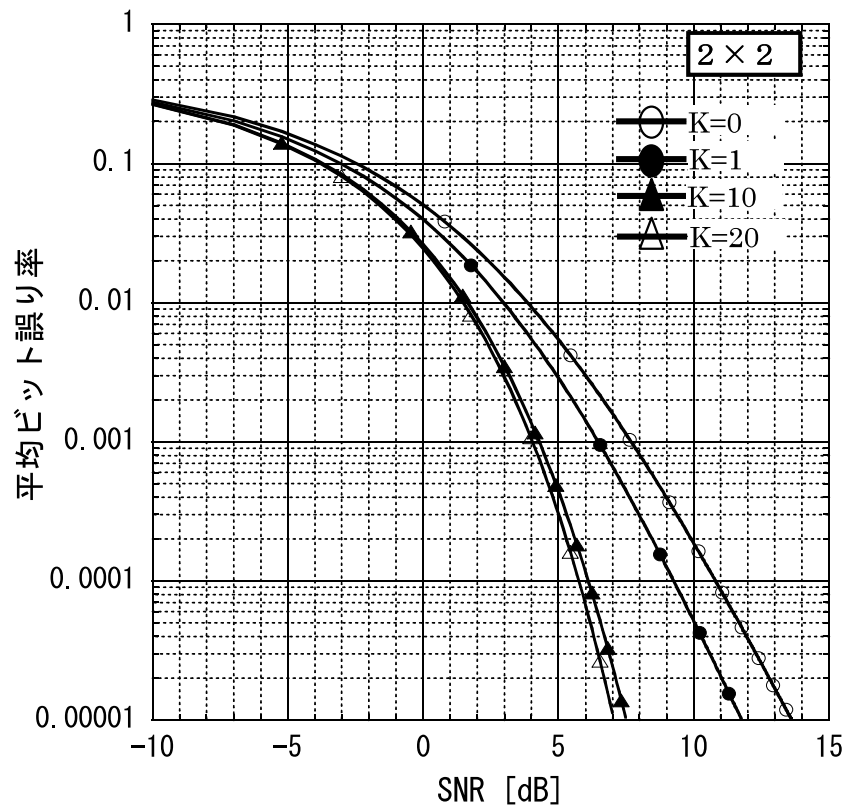
$$\bar{f}_{BER}(\gamma) = \int_0^{\infty} f_{BER}(\lambda\gamma) f(\lambda) d\lambda \quad (5.41)$$

と表される^[24]．ただし， γ は SNR である．また，Gray 符号化された QPSK 変調方式のビット誤り率は，

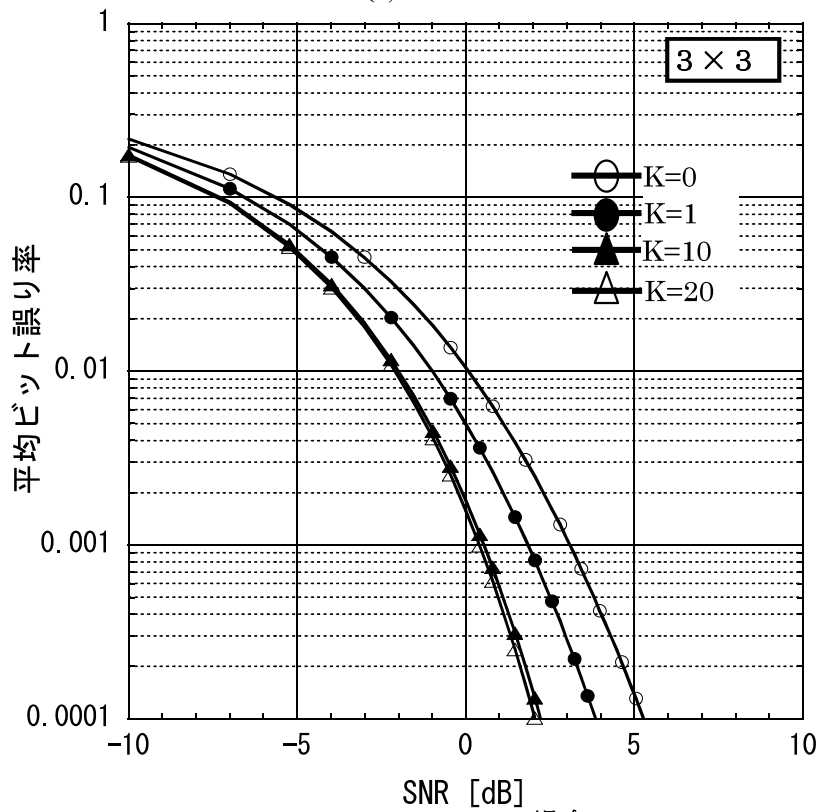
$$f_{BER}(\gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right) \leq e^{-\frac{\gamma}{2}} \quad (5.42)$$

と表される．

図 5. 8 は QPSK の平均ビット誤り率と SNR の関係である．送受信アンテナ構成が $M = N = 2$ 及び $M = N = 3$ の場合についてライスファクタ K をパラメータとして $K = 0, 1, 10, 20$ としている．NRF 環境において最大比合成伝送は，ライスファクタ K の増加とともに平均ビット誤り率が改善されることがわかる．しかし，ライスファクタ K の増加とともに，その改善効果は飽和してくることもわかる．これは，ライスファクタ K の増加に伴い散乱波成分が直接波成分と比較して相対的に減少すると考えられ，直接波成分と雑音成分が支配的となり，漸近的に AWGN(Additive White Gaussian Noise) 環境における平均ビット誤り率に近づくと考えられる．



(a) 2×2 の場合



(b) 3×3 の場合

図 5.8 MIMO 最大比合成伝送における平均ビット誤り率

5.7. 結び

NRF 環境の伝搬路応答行列に対する固有値の確率密度関数が、非中心型の **Wishart** 分布に従うことが知られている。しかしながら、レイリーフェージング環境と比較して、非中心型の **Wishart** 分布から得られる固有値の確率密度関数は、更に複雑となるために、簡易に伝送特性の設計・評価・解析に適用するには難がある。本章では、NRF 通信路のモデル化を行い、スペースダイバーシチ理論に基づく簡易な最大固有値の確率密度関数の近似式を明らかにした。この近似式は、送受信アンテナ数に依存せず、MIMO システムの伝送特性解析などに適用することができる。さらに、NRF 環境において、最大固有値の平均値とライスファクタ K の関係について明らかにし、最大比合成伝送における平均通信路容量の近似式を明らかにした。また、計算機シミュレーションを通して、ライスファクタ K に対する固有モード伝送と最大比合成伝送の適用の棲み分けについても明らかにした。最後に、最大比合成伝送を適用した場合の平均ビット誤り率とライスファクタ K の関係について調べ、ライスファクタ K の増加に伴い散乱波成分が直接波成分と比較して相対的に減少することにより、漸近的に AWGN(Additive White Gaussian Noise)環境における平均ビット誤り率に近づくことが示された。

Appendix 5.A

仲上・ライスフェージング環境下の最大固有値の確率密度関数：式(5. 30)のもう一つの解釈

ここでは、送信アンテナ1と受信アンテナ NM の構成における最大固有値の確率密度関数を本文の長時間平均相関行列による計算法とは別な視点で計算する方法を示す。

送信アンテナと各々の受信アンテナ間の伝搬路応答は同一の確率密度関数に従い、仲上・ライス分布であるため、その積率母関数は式(5. 28)の形になる。ただし、直接波の電力は、 z_0/NM となることに注意すると次式が成立する。

$$F_{ncs}(s) = \frac{\exp\left(-\frac{\frac{z_0}{NM}s}{\bar{\lambda}s+1}\right)}{\bar{\lambda}s+1} \quad (\text{A 5.1})$$

次に、求める確率密度関数 $f(\lambda_1)$ は仲上・ライス分布の和の分布であり、積率母関数の積で表される。この場合の積率母関数は、式(A 5. 1)の $M \cdot N$ 乗で求められることができ、次式となる。

$$\begin{aligned} F(s) &= (F_{ncs}(s))^{NM} = \frac{\prod_{i=1}^{NM} \exp\left(-\frac{\frac{z_0}{NM}s}{\bar{\lambda}s+1}\right)}{(\bar{\lambda}s+1)^{NM}} \\ &= (\bar{\lambda}s+1)^{-NM} \exp\left(-\frac{z_0 s}{\bar{\lambda}s+1}\right) \end{aligned} \quad (\text{A 5.2})$$

この式(A 5. 2)の結果は、本文の式(5. 30)に一致している。
文献[13]の方法に従って固有値解析の視点(すなわち図5. 3)で定式化を行うと、本文のような取り扱いとなるが、スペースダイバーシチにそのまま帰着させるという意味では、ここで議論した考え方が自然である。結局、同じことになっているので、解釈の違いといってよい。

参考文献

- [1] 唐沢好男：ディジタル移動通信の電波伝搬基礎，コロナ社，2003.
- [2] 奥村善久，進士昌明(監修)：移動通信の基礎，電子情報通信学会，1986.
- [3] 進士昌明：無線通信の電波伝搬，電子情報通信学会，1992.
- [4] 細矢良雄(監修)：電波伝搬ハンドブック，リアライズ社，1999.
- [5] 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.
- [6] Y.Karasawa：Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems，IEICE Trans. Commun.，vol.E90-B，no.9，pp.2194-2202，Sept. 2007.
- [7] K. Sakaguchi, C.H.Y. Eugene, and K.Araki：MIMO Channel Capacity in an Indoor Line-Of-Sight (LOS) Environment，IEICE Trans. Commun.，vol.E88-B，no.7，pp.3010-3019，Jul. 2005.
- [8] C.H.Y. Eugene, K. Sakaguchi, and K.Araki：Experimental and analytical investigation of MIMO channel capacity in an indoor line-of-sight (LOS) environment，in Proc. PIMRC 2004，Sept. 2004，vol.1，pp.295-300.
- [9] L.P.Chan, L.J.Volakis：On the capacity for MIMO systems in ricean fading indoor environments，in Proc. VTC-2005-Fall，Sept. 2005，vol.2，pp.1269-1273.
- [10] G.Lebrun and M.Faulkner, M. Shafi, and J.P. Smith：MIMO Ricean channel capacity: an asymptotic analysis，IEEE Trans. Commun.，vol.5，no.6，pp.1343-1350. jun. 2006.
- [11] J.Shi, G.Xiqi, and Y.Xiaohu：On the Ergodic Capacity of Rank-1 Ricean-Fading MIMO Channels，IEEE Trans. Commun.，vol.53，no.2，pp.502-517.Feb. 2007.
- [12] E.Kunnari, and J.Linatti：A Rice Fading MIMO Multicarrier Channel Model，in Proc. PIMRC 2005，Sept. 2005，vol.1，pp.527-531.
- [13] A.M.Kshisagar：Effect of non-centrality on the Bartlett decomposition of a Wishart matrix，Ann. Inst. Stat. Math.，vol.14，no.3，pp.217-228，1963.
- [14] D.G.Kabe：A note on the Bartlett decomposition of a Wishart distribution，Journ. Royal Stat.Soc.，vol.26，no.2，pp.217-228，1964.
- [15] M.Kang and M.S.Alouni：Largest Eigenvalue of Complex Wishart Matrices and Performance Analysis of MIMO MRC System，IEEE J. Selec. Areas Commun.，vol.21，no.3，pp.418-426，2003.
- [16] 付鑑宇，谷口哲樹，唐沢好男：独立にレイリー分布する MIMO チャネルにおける最大比合成伝送特性の簡易推定法，信学論(B)，vol.J86-B，no.9，pp.1963-1970，Sept. 2003.
- [17] 付鑑宇，谷口哲樹，唐沢好男：アレーアンテナブランチ間に相関が存在する場合の MIMO チャネル相関行列の最大固有値分布推定，信学論(B)，vol.J86-B，no.9，pp.1971-1980，Sept. 2003.
- [18] 鶴田誠，唐沢好男：仲上-ライスフェージング環境の MIMO 伝搬チャネルモデリング，信学技報，AP2003-214，RCS2003-220，vol.103，no.458，pp.31-36，Nov. 2003.
- [19] 鶴田誠，唐沢好男：仲上-ライスフェージング環境における MIMO チャネル行列の

- 第1固有値の簡易計算法, 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1486-1495, Sept. 2004.
- [20]P. F. Driessen and G. J. Foschini : On the Capacity Formula for Multiple Input–Multiple Output Wireless Channels: A Geometric Interpretation, IEEE Trans. Commun., vol. 47, no.2, pp.173-176, Feb.1999.
- [21]宮沢政清：確率と確率過程, 近代科学社, 1993.
- [22]高田 他：地上デジタルテレビジョン放送用の野外大規模実証実験による固定受信特性, 映像学誌, vol.53, no.11, pp.1575-1584. 1999.
- [23]三木：地上デジタルテレビジョン放送の伝送特性(第1回), 放送技術, Mar. 2001.
- [24]J.G.Proakis : Digital Communications(Fourth ed.), Mc Graw Hill, 2001.

第6章

MIMO 空間・偏波融合通信路

通信需要の急速な増加に伴い、無線通信において直交偏波による周波数の再利用が注目されるようになったのは 1970 年代に入ってからのことである。マイクロ波やミリ波帯を用いる通信系において、互いに直交する 2 つの偏波を用いて異なる信号を伝送できれば、周波数利用効率を 2 倍にすることができる。加えて、アンテナとして直交偏波を利用することで機器の小型化につながる。

無線通信システムでは、一般に周波数の有効利用を図るため直交両偏波共用方式が用いられている。この方式の直交偏波間の分離は、交差偏波識別度(XPD:Cross Polarization Discrimination)に依存するため、XPD 特性が大きく影響を与える。無線回線における XPD を決定する要因は、直交偏波を伝送する給電系・アンテナ系・通信路などにある。MIMO システムに導入する偏波(Polarized Wave)は、従来の無線システムで信号分離の観点で課題となっていた XPD を逆転の発想で利用するものである^{[1]-[6]}。

ところで、MIMO システムに偏波を導入することは、アレーアンテナの多素子化による構成の複雑化を半減させることができるために、実用的な意味で有望である。偏波に着目した伝搬測定や伝送方式の検討は、古くから行われており^{[7]-[10]}、MIMO システムに対して偏波を取り入れたアレーアンテナ構成の検討も既に進められている^{[11]-[18]}。屋内で利用する MIMO システムの通信路のモデルに基づく通信路容量の計算機シミュレーション結果と実験結果の比較検証^{[11]-[13]}や 3 偏波(Trimonopole Antenna)を想定して、電磁界解析で得たアンテナの相互結合係数を用いて無相関レイリーフェージング環境下における通信路容量の計算機シミュレーションなどの検討がなされている。しかしながら、MIMO システムの通信路のモデル化並びに通信路の本質的な特性を表す伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数に至っては、十分な研究が行われていない。

本章では、MIMO システムとして偏波レイリーフェージング環境を想定した場合の最大固有値の確率密度関数に関する近似式を明らかにし、その近似式の妥当性の評価を行う。さらに、MIMO 空間・偏波融合通信路における平均通信路容量と XPD の関係について明らかにし、直交偏波を導入することにより、平均通信路容量が約 2 倍となることを示す。

6.1. 通信路モデル

一つの偏波状態を C ，それと直交する偏波を X とする．例えば，水平偏波 H と垂直偏波 V のような組である．一般には，完全に直交していることは要請されない．すなわち，送信系は送信系で直交に近い二つの偏波がでていれば良く，受信系も送信系に関係なく直交に近い二つの偏波の出力が得られれば目的を満たす MIMO システムを考える．このように一般化し過ぎると，（基本的な性能は同じであるにも関わらず）通信路の表現が複雑になって，解析の見通しが悪くなる．そこで，送信も受信も完全に直交する二つの偏波状態 C と X を考える．送信アンテナ数 M ，受信アンテナ数 N の構成とし，各々の素子には $m(m=1,2,\dots,M)$ ， $n(n=1,2,\dots,N)$ の番号を付す．なお，取扱うフェージング環境は，無相関なレイリーフェージングとする．図 6.1 は $M=N=2$ ，直交偏波利用の構成を示している．

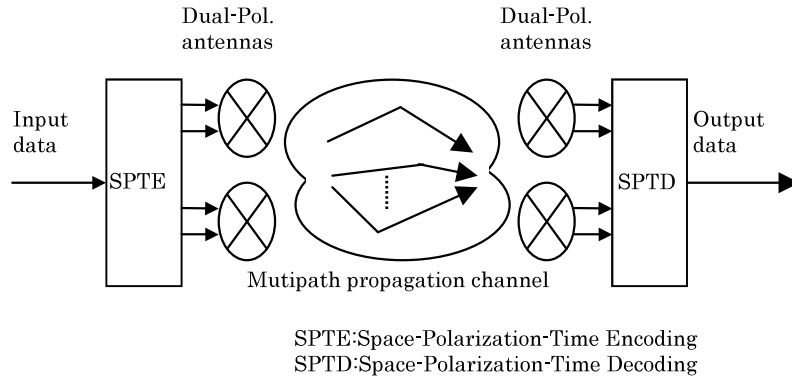


図 6.1 MIMO 空間・偏波融合伝送システム ($M=N=2$ の場合)

ここで伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ は，次のように定義する．

$$\mathbf{A} \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{(CC)} & \mathbf{A}^{(CX)} \\ \mathbf{A}^{(XC)} & \mathbf{A}^{(XX)} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$\mathbf{A}^{(QP)} \equiv [\mathbf{a}_1^{(QP)} \mathbf{a}_2^{(QP)} \dots \mathbf{a}_m^{(QP)} \dots \mathbf{a}_M^{(QP)}] \quad (6.2)$$

$$\mathbf{a}_m^{(QP)} \equiv [a_{1m}^{(QP)} a_{2m}^{(QP)} \dots a_{nm}^{(QP)} \dots a_{Nm}^{(QP)}]^T \quad (6.3)$$

(P, Q は C または X を代表)

この上添字(QP)は送信アンテナの偏波 P 、受信アンテナの偏波 Q を示す。 $\mathbf{A}$ は通信路全体の伝搬路応答行列($2M \times 2N$ の行列)、 $\mathbf{A}^{(QP)}$ は送信アンテナの偏波 P 、受信アンテナの偏波 Q の偏波に着目した伝搬路応答行列($M \times N$)、 $\mathbf{a}_m$ は送信アンテナ素子 m に対する伝搬路応答ベクトル($1 \times N$)、 a_{nm} は送信アンテナ m から受信アンテナ n へのパスの伝搬路応答である。

a_{nm} として、レイリーフェージングの環境を仮定する。このとき、パス利得 $a_{nm}^{(QP)}$ と $a_{ji}^{(SR)}$ の相関係数 ρ_a は、

$$\begin{aligned} \rho_a &= \frac{E \left(a_{nm}^{(QP)*} a_{ji}^{(SR)} \right)}{\sqrt{E \left(\left| a_{nm}^{(QP)} \right|^2 \right) E \left(\left| a_{ji}^{(SR)} \right|^2 \right)}} \\ &\approx \rho_{TX} \rho_{RX} \rho_{pol} \end{aligned} \quad (6.4)$$

と表される^[1]。ただし、偏波 S 、 R 、 P 、 Q を表している。素子番号 i 、 j 、 m 、 n である。 ρ_{TX} は送信アンテナ(m, i)間の空間相関係数、 ρ_{RX} は受信アンテナ(n, j)間の空間相関係数、 ρ_{POL} は偏波間の相関係数である。

一般的な取り扱いでは、このまま進めることになるが、解析の第一歩として空間相関が無相関な通信路を仮定する。さらに、2つの偏波間の相関もないものと仮定すると、

$$\rho_a = \begin{cases} 1 & \text{if } m=i, n=j, \text{ and } P=Q \\ 0 & \text{for other} \end{cases} \quad (6.5)$$

と表される。偏波間では変動そのものは無相関であるが、電力的な漏れ込みがあるとなると、偏波間の平均電力比 η は、

$$\eta \equiv \frac{E \left(\left| a_{nm}^{(XC)} \right|^2 \right)}{E \left(\left| a_{nm}^{(CC)} \right|^2 \right)} \quad (6.6)$$

と表される。ここでパラメータとしている η は、交差偏波識別度(XPD)の逆数($\eta = 1/XPD$)として与える。式(6.6)では、 $(XC)/(CC)$ について記述しているが、 $(CX)/(CC)$ 、 $(XC)/(XX)$ 、 $(CX)/(XX)$ についても同様である。更に、パス利得は、次の通り取扱うものとする。

$$E \left(\left| a_{nm}^{(CC)} \right|^2 \right) = E \left(\left| a_{nm}^{(XX)} \right|^2 \right) = 1 \quad (6.7)$$

実際の電波伝搬環境においては、 XPD は市街地環境では $5dB$ 程度まで劣化し、偏波間の変動は、おおよそ独立と報告されている。一方、屋内では非常にばらつきがあるものの平均値は $0dB$ に近い値が得られている^[8]。このような XPD の劣化は、受信信号に大幅な劣化を生じさせるために、 XPD を改善する技術的な試みがなされてきた。従来の無線通信システムにおいては、 XPD が直交偏波間のチャネル間干渉として現われ、通信品質の劣化を引き起こしていた。しかしながら、MIMO システムにおいては、 XPD の劣化によりチャネル間干渉のような通信品質の劣化は生じない。影響が現われるのは、 XPD がゼロの場合に、伝搬パス数が減少するために、そのパスで伝わった情報を集めることができなくなる。そのために、通信路容量の減少に関係してくることになる。あるいは、ダイバーシチ合成する場合には、ダイバーシチ利得の劣化に関係してくる。

6.2. 相関行列の最大固有値の確率密度関数

独立なパスから成る通信路の $\eta = 1$ の場合における最大固有値の確率密度関数は、既に導かれている。しかしながら、任意の η における最大固有値の確率密度関数や計算に便利な簡便な式は、導かれていない。そこで、文献[19][20]で取り組んでいるような、スペースダイバーシチに結び付けて、最大固有値の確率密度関数を導く。この解析のために、全パス間の相関行列 $\mathbf{R}_{bb}$ を求める。この相関行列は、伝搬路応答行列 $\mathbf{A}$ に対して $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ として求めた瞬時の特性に対する相関行列（＝瞬時相関行列）ではなく、時間的な変動の相関を表す長期の意味（ただし定常不規則過程においてその定常性が維持されている時間範囲）の長時間平均相関行列である。

まず、全パス要素を一つのベクトル $\mathbf{b}$ にまとめる。

$$\mathbf{b} \equiv [\mathbf{b}^{(CC)T} \quad \mathbf{b}^{(XC)T} \quad \mathbf{b}^{(CX)T} \quad \mathbf{b}^{(XX)T}]^T \quad (6.8)$$

$$\mathbf{b}^{(CC)} \equiv [a_1^{(CC)T} \quad a_2^{(CC)T} \quad \dots \quad a_m^{(CC)T} \quad \dots \quad a_M^{(CC)T}]^T \quad (6.9)$$

全パス間の相関行列(長期相関行列)は、

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{bb} &= E(\mathbf{b}\mathbf{b}^H) \\ &= \text{diag}[\bar{\lambda}_1 \quad \bar{\lambda}_2 \quad \dots \quad \bar{\lambda}_{4MN}] \end{aligned} \quad (6.10)$$

となる。ところで、本解析においては、全て無相関をとして扱っているので式(6.10)の形になる。式(6.1)の伝搬路応答行列を式(6.8)の通り再定義した場合の長時間平均相関行列の固有値を順番に並べると、

$$\bar{\lambda}_1 = \bar{\lambda}_2 = \dots = \bar{\lambda}_{2MN} = 1 \quad (6.11)$$

$$\bar{\lambda}_{2MN+1} = \bar{\lambda}_{2MN+2} = \dots = \bar{\lambda}_{4MN} = \eta \quad (6.12)$$

となる。

長時間平均相関行列の固有値が等しい場合については文献[19]で、固有値が異なる場合については文献[20]において、 $M \times N$ の MIMO システムを $1 \times M \cdot N$ の SIMO システムに変換し、スペースダイバーシチに結び付けて、瞬時相関行列（ $\mathbf{A}\mathbf{A}^H$ ）の最大固有値の確率分布を簡易に計算する近似手法が提案し、精度よい推定が可能であることが明

らかにされている．この考え方は，空間・偏波を対象とした場合にも適用できる．この場合，文献[19]で得られている近似式を用いて，それぞれの固有値は補正係数 β を介して，

$$\Gamma_i = \beta \bar{\lambda}_i \quad (6.13)$$

$$\beta \approx \left(\frac{2M+2N}{4MN+1} \right)^{2/3} \quad (6.14)$$

と定義できる．

ところで，式(6.11)及び式(6.12)から各ブランチは，1あるいは η の平均電力をもつ指数分布に従う．そのために，式(6.11)と式(6.12)のそれぞれの和の分布は，平均電力の異なる2つのガンマ分布で，次式の通り表される．

$$f_1(\lambda_1) = \frac{1}{\Gamma(2MN)} \lambda_1^{2MN-1} e^{-\lambda_1} \quad (6.15)$$

$$f_\lambda(\lambda_1) = \frac{1}{\Gamma(2MN)} \lambda_1^{2MN-1} e^{-\frac{\lambda_1}{\lambda}} \quad (6.16)$$

従って，最大固有値の確率密度関数は，式(6.15)と式(5.16)の和の分布として与えられ，次式の畳み込み積分により計算できる．

$$f(\lambda_1) = \int_0^\infty f_1(\lambda_1 - x) f_\lambda(x) dx \quad (6.17)$$

このように2種類のガンマ分布の和の分布として，最大固有値を数値計算で得ることができる．あるいは，瞬時相関行列 $(\mathbf{A}\mathbf{A}^H)$ の最大固有値の確率分布（ f ：確率密度分布(PDF)， F ：累積確率分布(CDF)）は，不等電力最大比合成ダイバーシチの理論から，次式で表すことができる．

$$f(\lambda_1) = \frac{1}{\prod_{i=1}^{4MN} \Gamma_i} \sum_{i=1}^{4MN} \frac{\exp(-\lambda_1 / \Gamma_i)}{\prod_{\substack{j \neq i \\ j=1}}^{4MN} \left(\frac{1}{\Gamma_j} - \frac{1}{\Gamma_i} \right)} \quad (6.18)$$

$$F(\lambda_1) = 1 - \sum_{i=1}^{4MN} \frac{\Gamma_i^{4MN-1} \exp(-\lambda_1 / \Gamma_i)}{\prod_{\substack{j \neq i \\ j=1}}^{4MN} (\Gamma_j - \Gamma_i)} \quad (6.19)$$

式(6.18)の表現の場合には、固有値が完全に等しいものを含む。このような場合には、分母が0になるものを含むため直接代入して計算することができない。そこで、これを回避する何らかの工夫が必要である。このため、文献[21]で与えられている計算式を用いている。なお、式(6.17)の表現の場合には、前述のようなことは生じない。図6.2は最大固有値の確率分布関数を、 $M=N=1$ 並びに $M=N=2$ の場合について、 $\eta=0.2\sim 1.0$ の範囲でシミュレーション値と計算値を比較している。伝送特性の評価を行う等の利用目的では、十分な精度と考えられる。これにより、MIMO 空間・偏波融合伝送においても伝送特性把握の手法確立に向けた第一歩を踏み出したと考えられる。

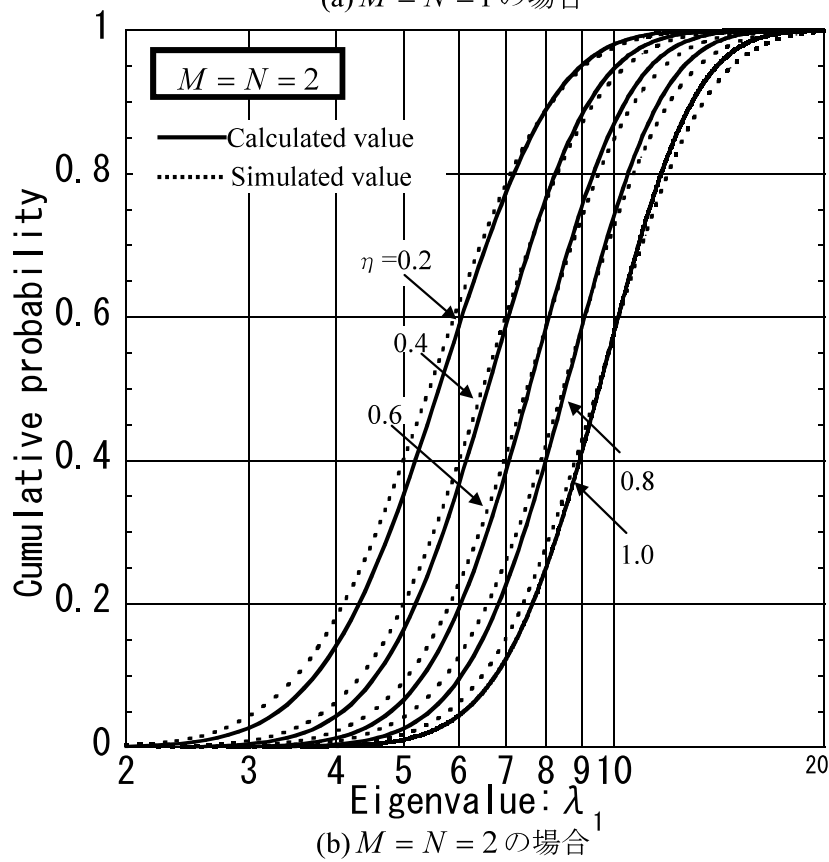
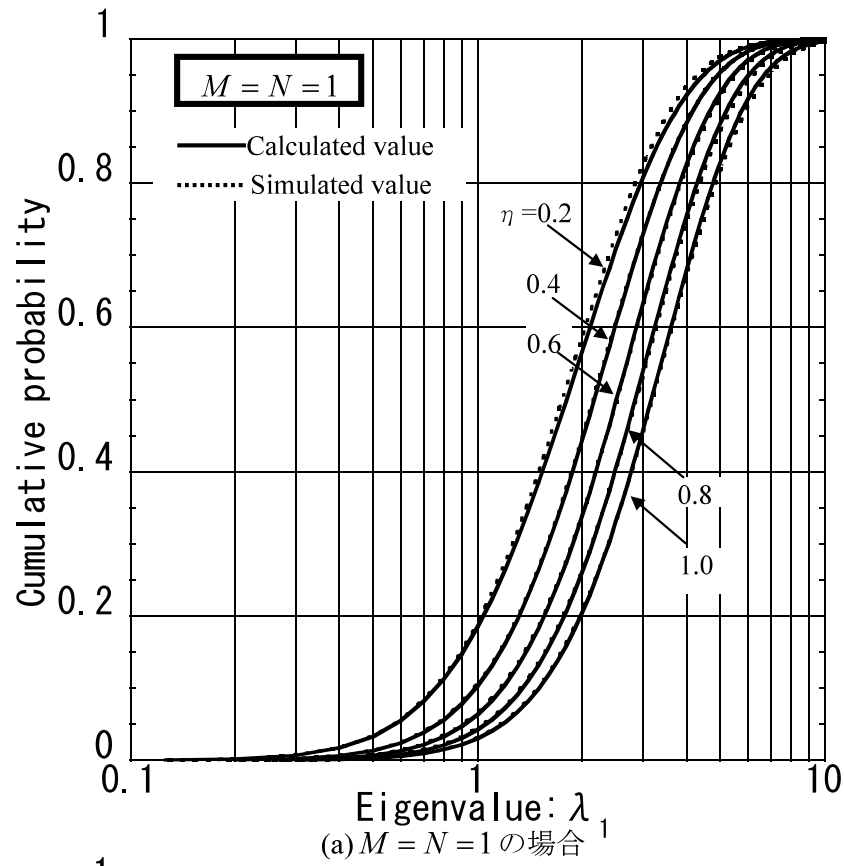


図6.2 最大固有値の累積確率分布:シミュレーション値と計算値の比較

6.3. 平均固有値

偏波を取り入れた無相関なレイリーフェージング環境における平均固有値について述べる．既に議論したように従来の無線システムでは，信号分離の観点で XPD の劣化から受信品質の劣化に結び付き，周波数利用効率と受信品質との間でトレードオフが生じる．しかしながら，無相関なレイリーフェージング環境において，偏波を MIMO システムに導入する場合には，逆に XPD の劣化が特性改善につながることになる．図 6. 3 に偏波を MIMO システムに導入した場合の効果を模式的に示している．ここでパラメータ η は， $\eta = 1/XPD$ と定義する．図 6. 3(a) は，従来の無線通信システムで要求された理想的な状況である($\eta = 0$)．送信された垂直偏波からの信号は，受信の水平偏波には漏れ込まずに，全て垂直偏波側で受信されている．送信側の水平偏波も同様である．他方，図 6. 3(b) は，従来の無線通信システムにおいて，垂直偏波の成分と水平偏波の成分が混ざって受信される状況である($\eta = 1$)．従来の無線通信システムでは，図 6. 3(a) のように $\eta = 0$ に近い状況では受信品質が良好である．他方，図 6. 3(b) のような $\eta = 1$ 近い状況においては垂直偏波の成分と水平偏波の成分が混ざるために受信品質の低下をもたらすと考えられる．しかしながら，MIMO システムでは，図 6. 3(a)(b) を含む任意の η において混信することなく通信が成り立つ．図 6. 3(a) は送受信の垂直偏波と送受信の水平偏波による 2 つの通信路が形成されていることがわかる．一方，図 6. 3(b) は，図 6. 3(a) の通信路に加えて，送信側の垂直偏波が受信側の水平偏波に漏れ込んでいることがわかる．送信側の水平偏波も同様である．そのために，4 つの伝搬パスが形成されていることになる．そのためにレイリーフェージングの分散 σ^2 を 1 と仮定した場合に，図 6. 3(a) の全固有値の和は 2 となり，図 6. 3(b) の全固有値の和は 4 となることがわかる．つまり，情報を伝送する上での固有パスの数は，図 6. 3(a)(b) とともに 2 つとなる．しかし，MIMO システムのダイバーシチ利得が図 6. 3(a) と (b) では異なることになる．

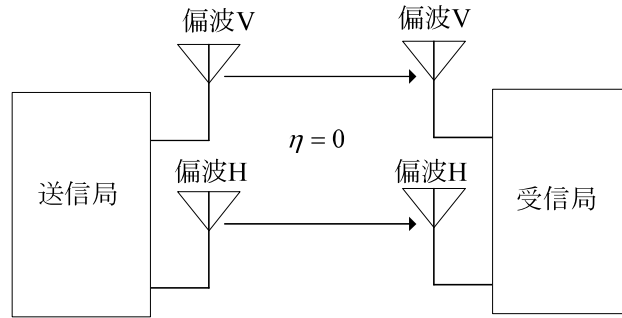
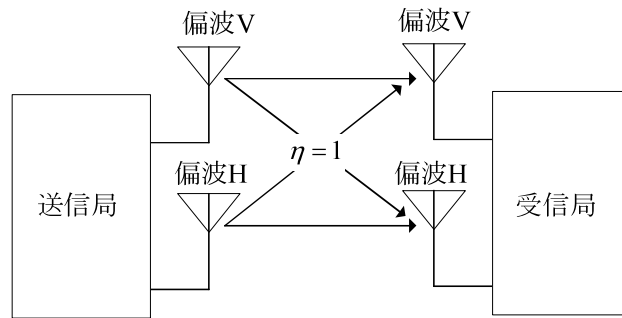
(a) $\eta = 0$ の場合の通信路の模式図(b) $\eta = 1$ の場合の通信路の模式図

図 6.3 偏波を MIMO システムに導入することによる効果

図 6. 4 は、偏波を導入した MIMO システムの平均固有値とパラメータ η の関係を示している。図 6. 4 (a) は、送受信アンテナ数が $M = N = 2$ の場合である。図 6. 4 (b) は、送受信アンテナ数が $M = N = 4$ の場合である。図 6. 4 (a)(b) ともに $\eta = 0$ と $\eta = 1$ における全固有値の和は、2 倍に達していることがわかる。また、図 6. 4 (a) は、送受信アンテナ数が $M = N = 2$ に係わらず固有パス数は 4 つある。図 6. 4 (b) においては固有パス数が 8 つである。この性質を整理すると次の通りとなる。

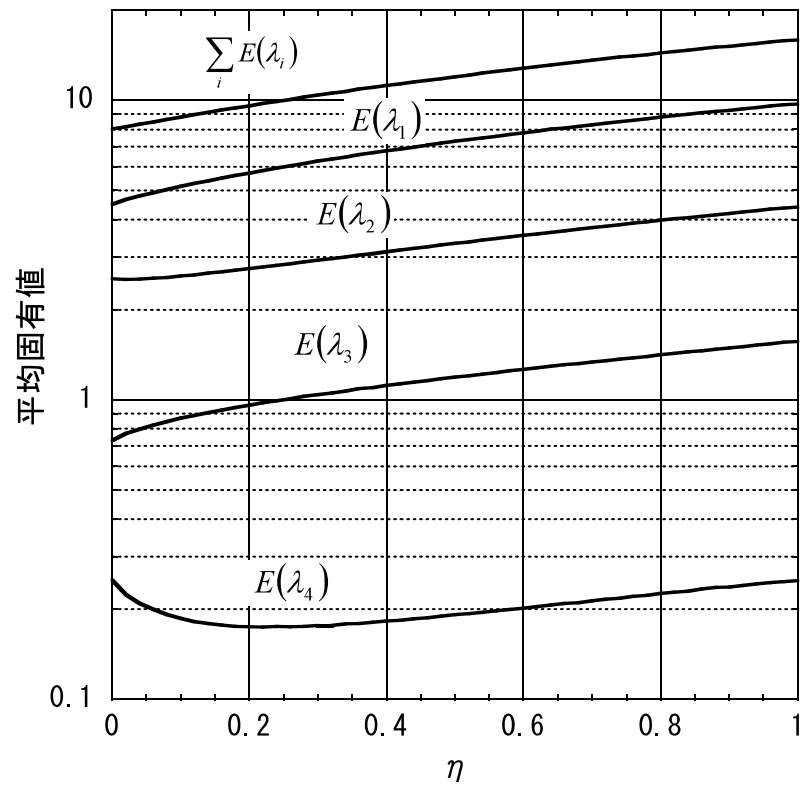
送受信アンテナ数が M, N において、偏波の種類数が α の場合には、

- ① 全平均固有値の和は αMN
- ② 固有パス数は $\alpha \times \min(M, N)$

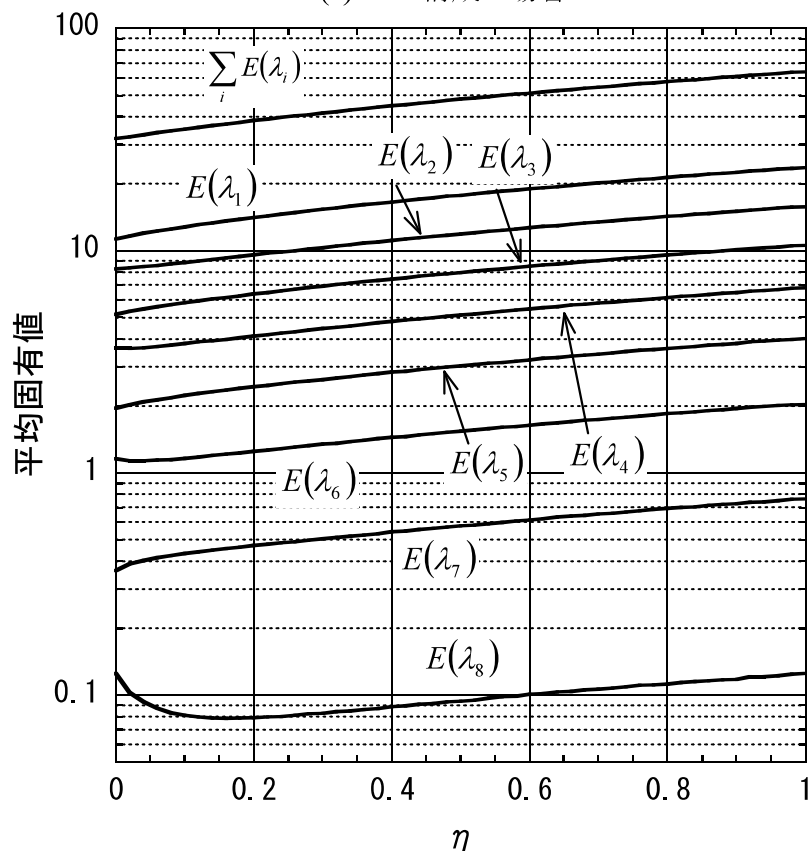
となる。

従来の無線通信システムで XPD の劣化は、受信特性の劣化につながっていた。しかしながら、MIMO システムにおいては、混信無く受信することができる。さらに、MIMO システムでは、 XPD が劣化している状況の方が、平均固有値の和の増加につながる。

以上の議論により、MIMO システムの直交偏波を導入することの有用性がわかる。さらに、実現性の視点で、従来の無線通信システムと直交偏波を導入した MIMO システムについて考察する。MIMO システムに直交偏波を適用した場合には、製造プロセスや試験プロセスの簡易化が図られる。他方、従来の無線通信システムでは、一定以上の *XPD* を品質として保障する必要があるために、歩留まりの観点でコスト上昇してしまうことになる。そのため、MIMO システムに直交偏波を適用することにより、コスト低減を図りつつ伝送特性の改善が期待される。さらに、アレーアンテナの多素子化による構成の複雑化を半減させることができる。



(a) 2×2 構成の場合



(b) 4×4 構成の場合

図 6.4 平均固有値と η の関係

偏波を MIMO システムに導入した空間・偏波を対象とする最大固有値の近似式は、既に議論してきたように、 $M \times N$ の MIMO システムを $1 \times MN$ の SIMO システムに変換し、スペースダイバーシチに結び付けて、瞬時相関行列の最大固有値の確率分布を簡易に計算する近似手法から最大固有値の確率密度関数を導出した。この議論の結果から、各ダイバーシチブランチの固有値は、補正係数 β を介して^[19],

$$\Gamma_i = \beta \bar{\lambda}_i \quad (6.20)$$

$$\beta \approx \left(\frac{2M + 2N}{4MN + 1} \right)^{2/3} \quad (6.21)$$

となる。このとき、瞬時相関行列に対する最大固有値 λ_1 の平均値 $E(\lambda_1)$ の近似式は、

$$E(\lambda_1) = \beta \sum_{i=1}^{4MN} \bar{\lambda}_i = 2\beta MN (1 + \eta) \quad (6.22)$$

となる。

図6.5は、送受信アンテナ数 $M \times N$ を $1 \times 1 \cdot 1 \times 2 \cdot 2 \times 2 \cdot 2 \times 4 \cdot 4 \times 4$ について最大固有値の平均値とパラメータ η の関係についてプロットしている。式(6.22)の計算値とシミュレーション値が、最大固有値の平均値に関して良い一致をしていることがわかる。ただし、パラメータ η が 0.2 未満においては、計算値と計算機シミュレーション値との間に差が生じている。しかしながら、パラメータ η は、1.0 から 0.0 まで全体に渡り、最大固有値の平均値の推定手法として有効であるといえる。

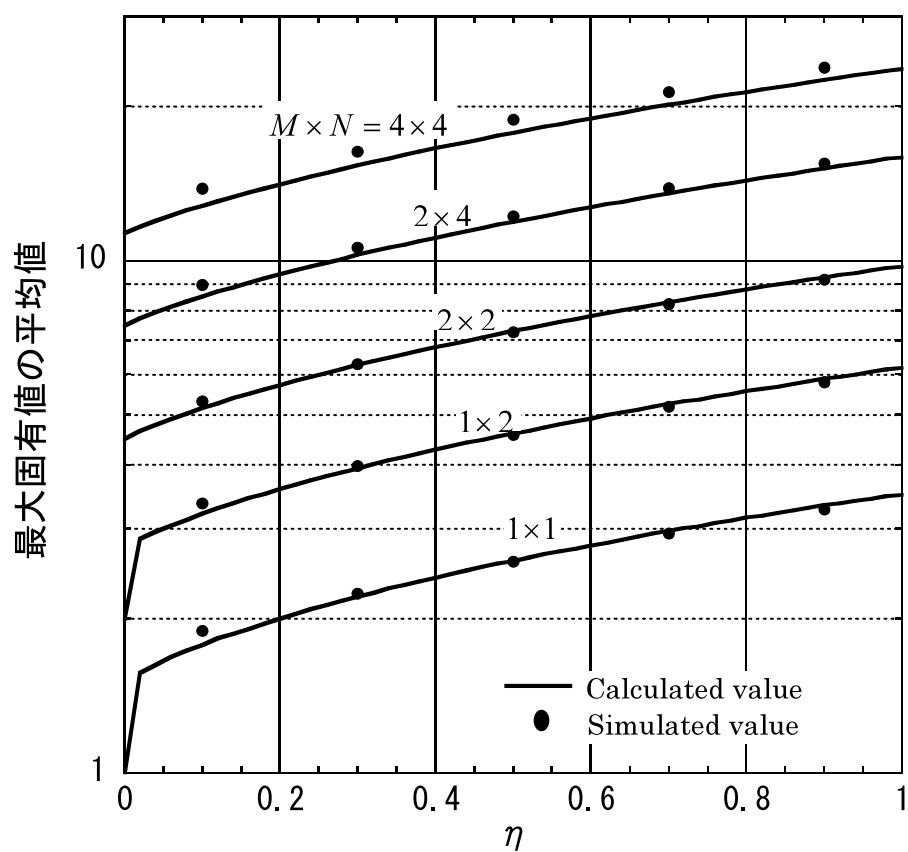


図 6.5 最大固有値の平均値：シミュレーション値と計算値の比較

6.4. 平均通信路容量

偏波を MIMO システムに導入した空間・偏波の信号処理は、アンテナの構造の小型化を図りながら固有パス数の増加及び固有値の増加が図られることが明らかになった。本節では、平均通信路容量の偏波導入の効果について評価する。

図 6. 6 は、送受信アンテナ数 $M = N = 1, 2$ とした場合のパラメータ η と平均通信路容量の関係を示している。図 6. 6 (a) は、全固有パスを注水手法により電力割当てした場合の平均通信路容量である(固有モード伝送)。他方、図 6. 6 (b) は、最大固有値の 1 つの固有パスに全電力を割当てた場合の平均通信路容量である(最大比合成伝送)。図 6. 6 (a) の固有モード伝送において、パラメータ η に対する SNR が高い状況での平均通信路容量の変動は、相対的に小さい。つまり、パラメータ η への依存が小さいといえる。具体的に、 $M = N = 2 \cdot SNR = 30dB$ において $\eta = 0$ から $\eta = 1$ となった場合の平均通信路容量の増加は 8% である。図 6. 6 (b) の最大比合成伝送についても平均通信路容量のパラメータ η への依存が小さいことがわかる。また、図 6. 6 (a)(b) から、アンテナ数が少ない場合あるいは、 SNR があまり大きくない場合については、最大固有パスのみを用いる最大比合成伝送と固有モード伝送の平均通信路容量を比較した場合に、その差が小さい。その逆に、アンテナ数が多い場合や SNR が非常に良い場合には、複数の固有パスを積極的に利用する固有モード伝送が有利であることを示している。

図 6. 7 は、偏波の漏れ込みが大きい環境、すなわち、 $\eta = 1$ の環境において、直交偏波利用を行う場合と行わない場合の平均通信路容量を固有モード伝送と最大比合成伝送の場合について比較している。図 6. 7 から、次の性質が読み取れる。

- ①低 SNR の場合には、固有モード伝送と最大比合成伝送ともに直交偏波利用により約 2 倍の平均通信路容量が得られる
- ②固有モード伝送の場合には、 SNR に依存せずに直交偏波利用により約 2 倍の平均通信路容量が得られる
- ③単一偏波の固有モード伝送の場合、送受信アンテナ数 $M = N$ では、通信路容量はほぼ M に比例する性質があるために、直交偏波の利用によって、2 倍のアンテナを用いるシステムとほぼ等しい平均通信路容量が得られる

ここでは、パラメータ $\eta = 1$ の場合について比較・検討しているが、図 6. 6 (a)(b) から $\eta < 1$ の場合においても平均通信路容量の劣化は、パラメータ $\eta = 1$ の場合と比較してそれほど小さくなく、直交偏波利用の有効であることが理解できる。

また、最大比合成伝送における平均通信路容量は、式(6. 2 2)の平均固有値を用いて、

$$C_{\lambda_1} = \log_2 (1 + 2\beta MN (1 + \eta)\gamma_0) \quad (6.23)$$

を表される．ここで，SNR が良い場合の最大比合成伝送の平均通信路容量は，

$$C_{\lambda_1} \cong \log_2 (2\beta MN (1 + \eta)\gamma_0) \quad (6.24)$$

となる．他方，SNR が悪い環境である場合の最大比合成伝送の平均通信路容量は，

$$C_{\lambda_1} \cong 2\beta MN (1 + \eta)\gamma_0 \log_2 e \approx 2.88 \beta MN (1 + \eta)\gamma_0 \quad (6.25)$$

となる．ただし， $\log_2 (1 + x) \approx x \log_2 e$ の関係を用いた．

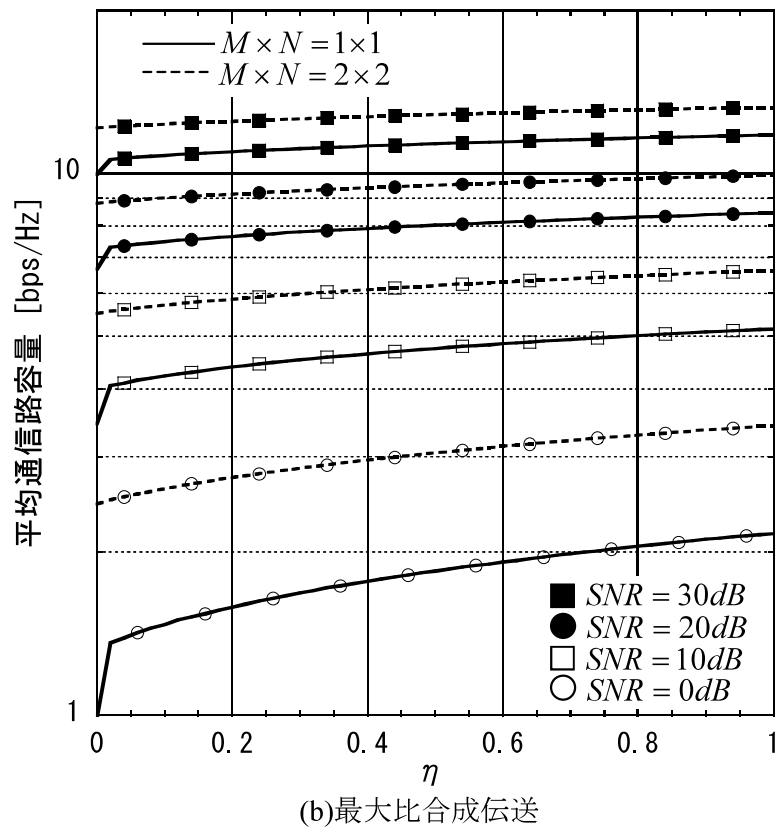
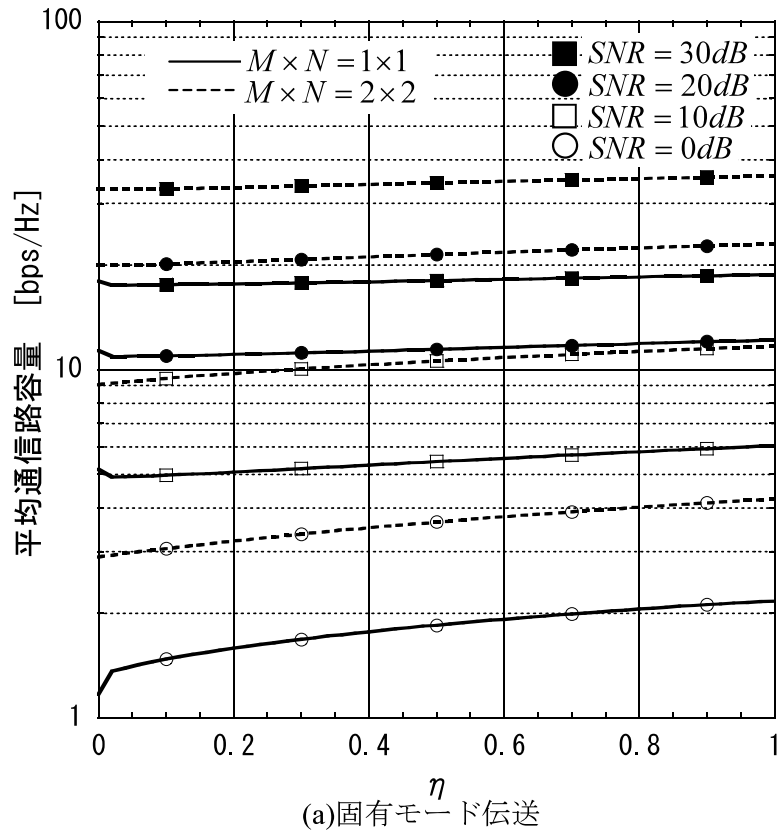
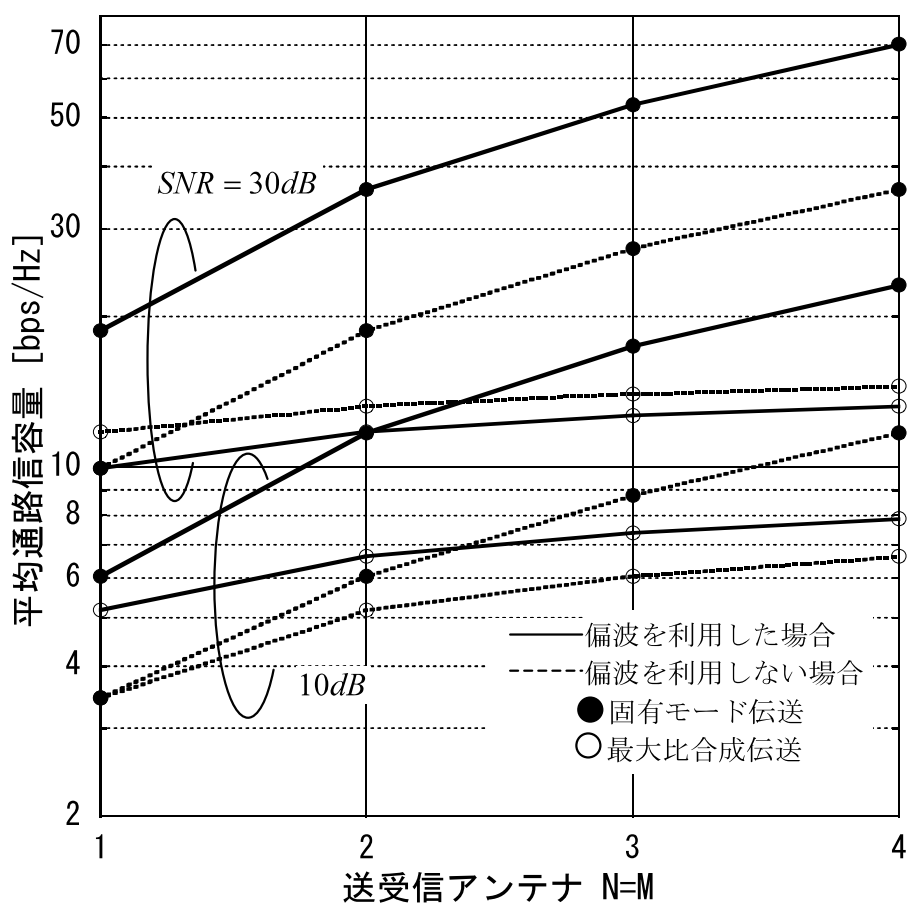


図 6.6 平均通信路容量の η 特性

図6.7 直交偏波利用の有無に対する通信路容量の比較($\eta=1$)

6.5. 結び

限りある周波数資源の有効利用並びに機器の小型化の観点から直交偏波を適用した MIMO 空間・偏波融合通信路のモデル化は重要である．本研究では，MIMO 空間・偏波融合通信路のモデル化を通して，伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数の近似式を導出した．これらの近似式は，近似精度がよく MIMO システムの伝送特性解析などの設計・評価に供することができる．また，MIMO 空間・偏波融合通信路における最大固有値の平均値並びに最大比合成伝送における平均通信路容量の近似式を明らかにした．これらの結果から，偏波を導入することにより，偏波を利用しない場合と比較して，2 倍の平均通信路容量を得られることが明らかになった．

参考文献

- [1] 唐沢好男, 鶴田誠, K.D.Nirmal : MIMO 空間・偏波融合伝送における伝搬チャネルモデリングとその研究課題, 電波研連 F 分科会, 第 475 回, Jun. 2003.
- [2] 鶴田誠, K.D.Nirmal, 唐沢好男 : MIMO 空間・偏波融合伝送における伝搬チャネルモデリング, 信学技報, AP2003-143, vol.103, no.297, pp.61-66, Sept. 2003.
- [3] K.D.Nirmal, Theodorus, 宮台典尚, 篠澤政宏, 谷口哲樹, 唐沢好男 : 空間・偏波領域信号処理機能を有する MIMO 伝送実験装置の試作, 信学技報, AP2003-63, vol.103, no.230, pp.133-138, Jul. 2003.
- [4] 唐沢好男 : MIMO システム応用を担うアンテナ・伝搬技術, MEW2005, pp.9-11, Nov. 2005.
- [5] 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.
- [6] Y.Karasawa : Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems, IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no.9, pp.2194-2202, Sept. 2007.
- [7] W.C.Y. Lee and Y.S. Yeh : Polarization Diversity System for Mobile Radio, IEEE Trans. Commun., vol. 20, no.5, pp. 912-923, Oct. 1972.
- [8] D.C.Cox, R.Murray, H.Arnold, A.Norris, and M.Wazowicz : Cross-polarization coupling measured for 800 MHz radio transmission in and around houses and large building, IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 34, no.1, pp. 83-87, Jan. 1986.
- [9] 坂上修二, 明山哲 : 移動通信用基地局偏波ダイバーシチ特性—移動局側の偏波傾き角との関係—, 信学論(B), vol.J70-B, no.3, pp.385-395, Mar. 1987.
- [10] 小川, 中添, 大宮, 伊藤 : 偏波多重陸上移動無線通信に関する基礎研究, 信学技報, AP88-15, pp. 37-44, 1988.
- [11] J.W. Wallace and M.A. Jensen : Modelling the indoor MIMO wireless channel, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 50, no.5, pp. 591-599, May 2002.
- [12] J.P.Kermoal, L.Schumacher, F.Frederiksen and P.E.Mogensen : Experimental investigation of the joint spatial and polarization diversity for MIMO radio channel, WPMC2001, pp.147-152, Sept. 2001.
- [13] P.J.Kermoal, L.Schumacher, F.Frederiksen, and E.P.Mogensen : Polarization diversity in MIMO radio channels: experimental validation of a stochastic model and performance assessment, in Proc. VTC-2001-Fall, Sept. 2001, vol.1, pp.22-26.
- [14] T. Svantesson : A double-bounce channel model for multi-polarized MIMO systems, IEEE VTC 2002-Fall, vol.2, pp.691-695, Sept. 2002.
- [15] 土橋麗子, 三浦裕子, 今井哲朗, 多賀登喜雄 : 空間・偏波 MIMO システムにおけるチャネルモデルに関する一検討, 総合大会, B-5-158, Mar. 2003.
- [16] D.Liang, C.Hosung, W.R.Heath, and L.Hao : Simulation of MIMO channel capacity with antenna polarization diversity, IEEE Trans. Commun., vol.4, no.4, pp. 1869-1873, Jul. 2005.
- [17] V.Eiceg, H.Sampath, and S.E.Catreux : Dual-polarization versus single-polarization MIMO channel measurement results and modeling, IEEE Trans. Commun., vol.5, no.1, pp. 28-33,

Jan. 2006.

- [18]W.J.Wallace and A.M.Jensen : Modeling the indoor MIMO wireless channel, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.50, no.5, pp. 591-599, May 2002.
- [19]付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : 独立にレイリー分布する MIMO チャネルにおける最大比合成伝送特性の簡易推定法, 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1963-1970, Sept. 2003.
- [20]付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : アレーアンテナブランチ間に相関が存在する場合の MIMO チャネル相関行列の最大固有値分布推定, 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.1971-1980, Sept. 2003.
- [21]井上隆, 唐沢好男 : 最大比合成によるフェージング抑圧性能の解析法 ー 共分散行列の固有値に等しい値を含む場合ー," 信学論(B), vol.J86-B, no.9, pp.2000-2008, Sept. 2003.

第7章

MIMO マルチキーホール通信路

MIMO システムによる情報伝送の普及に伴い、MIMO サービス空間の拡大が予想される。その状況の中で、電波の不感地帯を解消するために、閉所空間（あるいは独立空間）への MIMO サービスの拡充が見込まれる。MIMO サービス空間あるいは閉所空間内の通信路は、それぞれ独立で無相関なレイリーフェージング環境を想定する。このフェージング環境において、MIMO サービス空間あるいは閉所空間で送受信アンテナが複数あるにも関わらず、1本のアンテナで MIMO サービス空間から閉所空間に中継される場合には、伝搬路応答行列のランクが低下することになる(ランクが1になる)^[1]。この状況は、キーホール(Key-hole)あるいはピンホール(Pin-hole)環境と等価な伝搬環境になる(以下、キーホール環境と呼ぶ)。キーホール環境における通信路では、MIMO 特有のマルチストリーム伝送ができなくなるばかりか、高信頼性の通信が期待できなくなる^{[2]-[5]}。

そこで、MIMO システムの特徴である高速伝送と高信頼性な通信を維持した閉所空間への中継機能を実現する MIMO リピータシステムの概念の確立とそのシステム評価に要求される通信路モデルの研究が重要である^[3]。MIMO リピータシステムは、複数線路を有するリピータである。つまり、中継するアンテナ数が1の場合には、ランクが1となり、情報を伝送できる仮想パス数が1となる。他方、中継するアンテナ数が複数の場合には、情報を伝送できる仮想パス数が複数となる。また、これを用いた時の通信路は、等価的な意味で MIMO マルチキーホール環境となる。MIMO リピータシステムは、主に平均通信路容量に関して研究されている^{[6]-[8]}。文献[6]は、MIMO リピータシステムの通信路容量の上界と下界が示されている。また、リピータシステムの送受信アンテナ数が非常に多い場合についての通信路容量の解析も得られている^[7]。AF(Amplify-and-Forward)システムを前提とした場合の瞬時固有値の近似的な解析も既に得られている^[8]。しかしながら、MIMO システムの通信路のモデル化並びに通信路の本質的な特性を表す伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数に至っては、十分な研究が行われていない。

本章では、閉所空間への MIMO サービスのエリア拡大を図るための MIMO リピータシステムの提案を行う。さらに、MIMO リピータシステムを解析するための MIMO マルチキーホールに関する検討を通して、伝搬路応答行列に対する全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにするとともに、その近似式の妥当性の評価を行う^{[9]-[13]}。さらに、

MIMO マルチキーホール伝搬路環境における平均通信路容量並びに平均ビット誤り率とリピータシステムのアンテナ数 K の関係を明らかにし、MIMO リピータシステムが不感地帯の解消するために有用であることを示す。

7.1. MIMO マルチキーホールモデル

送受信局の周囲が散乱体(Local Scatters)に囲まれ、電波伝搬のパス方向の空間的な広がり大きいマルチパスリッチ(Multipath-rich)な環境であっても図7.1に示す通信路は、第1固有値が卓越し、第2固有値以下が著しく小さくなる環境がある。このような状況は、次の伝搬環境で発生すると考えられる。図7.1(a)は送信局から散乱エリアを受信アンテナが見込む角度範囲及び受信局の散乱エリアを送信アンテナが見込む角度範囲がともにアンテナのビーム幅に比較して十分に小さい場合であり、送信側あるいは受信側には平面波(Plane Wave)として受信される環境である。図7.1(b)のような単一アンテナで中継する場合もある。さらに、図7.1(c)のような単一ビルのエッジからの回折波のみが受信される場合もある^[1]。

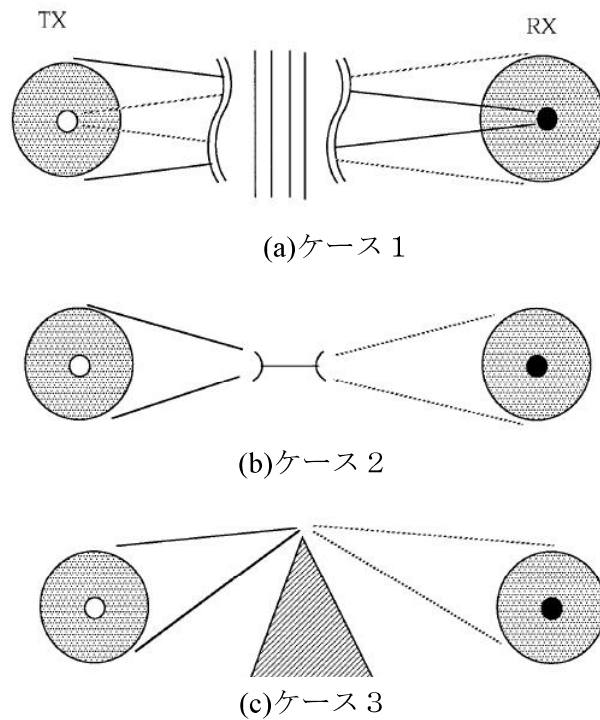


図7.1 固有パスが1つとなるケース(a)送受信側の双方において相手側散乱エリアを見込む角度が十分に小さい場合、(b)単一アンテナによる中継する場合、(c)ビル影等で単一回折波が支配になる場合

そのために、MIMO システムの信号を単一アンテナで中継するとキーホール効果によ

り伝送品質の劣化を伴うことになる。本章では、MIMO の運用されるサービスエリア拡充に対応するために、MIMO リピータシステムを介して閉所空間に MIMO 機能を拡張する場合を考える。この場合、MIMO の特徴である高速伝送と高信頼性の通信を維持した状態で、閉所空間への中継が必要になる。図 7. 2 に MIMO リピータシステムの概念図を示す。MIMO サービス空間から閉所空間へ MIMO の高機能性を維持した状態で、サービスを提供するためには、MIMO サービス空間の信号を複数のアンテナで受信し、閉所空間に向けて複数のアンテナで送信する。これを MIMO リピータシステムと呼ぶ。

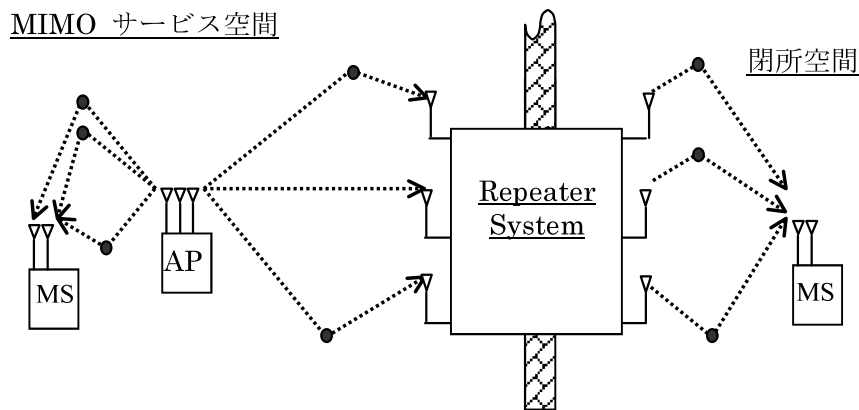


図 7.2 MIMO リピータシステムの概念図

図 7. 2 の MIMO リピータシステムの構成であるリピータシステムは、受信した信号を閉所空間に再送信する際に、幾つかのレベルの信号処理が考えられる。(1)受信信号を電力増幅のみして、再送信する(2)受信信号を復調した後に再変調して再送信する(3)受信信号を復調・復号した後に再符号化・再変調して再送信する等の信号処理が考えられる。ここでは、解析の第一歩として、MIMO リピータシステムの基本特性を評価するために、リピータシステムの信号処理として前述の(1)の電力増幅し再送信する場合について考える。図 7. 2 のようなシステムの通信路モデルは、キーホールモデルを拡張したマルチキーホールモデル(図 7. 3)で表現することができる。

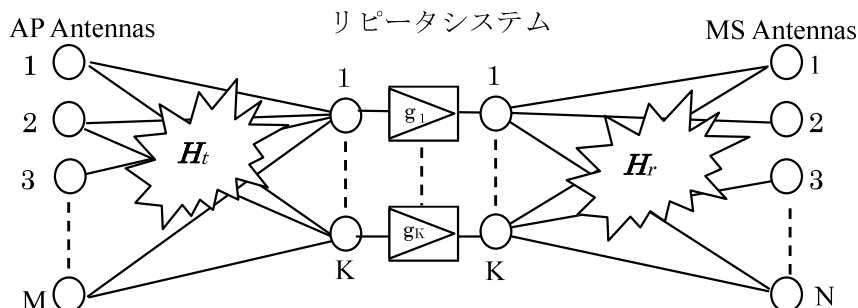


図 7.3 MIMO リピータシステムを介した MIMO システムの通信路モデル

MIMO リピータシステムは、AP(Access Point)からリピータシステム(Repeater System)

で受信された信号を MS(Mobile Station)側にリピータシステムから再送信する。この時、リピータシステムの信号処理は、 K 本のアンテナで受信した信号を増幅処理のみを行い、 K 本のアンテナから再送信を行う。MIMO サービス空間にある AP と閉所空間にある MS 間は、リピータシステムを介して接続される。実際の情報伝送は、FDD(Frequency Division Duplex)あるいは TDD(Time Division Duplex)のシステムに依存して情報伝送の方法が異なってくる。しかしながら、ここでは、電波伝搬の解析するために、実際の情報の流れまでは立ち入らないことにする。なお、AP とリピータシステム間およびリピータシステムと MS 間は、それぞれ独立で、無相関なレイリーフェージング環境を仮定する。

図 7. 3 に示す送信アンテナ数 M 、受信アンテナ数 N 、リピータシステムの送受信アンテナ数(キーホール数) K の MIMO リピータシステムの通信路を考える。この時の受信信号 $\mathbf{r}$ は、

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_r \mathbf{G} (\mathbf{A}_t \mathbf{s} + \mathbf{n}_{rp}) + \mathbf{n}_{rv} \quad (7.1)$$

と表される。ただし、送信信号 $\mathbf{s}$ 、リピータシステムの熱雑音 $\mathbf{n}_{rp}$ 、受信側の熱雑音 $\mathbf{n}_{rv}$ 、AP とリピータシステム間の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_t$ 、リピータシステムと MS 間の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_r$ 、リピータシステム内部のゲイン $\mathbf{G}$ であり、次式で表現できる。

$$\mathbf{r} \equiv [r_1, r_2, \dots, r_N]^T \quad (7.2)$$

$$\mathbf{s} \equiv [s_1, s_2, \dots, s_M]^T \quad (7.3)$$

$$\mathbf{A}_r \equiv \begin{bmatrix} h_{11}^r & h_{12}^r & \cdots & h_{1K}^r \\ h_{21}^r & h_{22}^r & \cdots & h_{2K}^r \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}^r & h_{N2}^r & \cdots & h_{NK}^r \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

$$\mathbf{A}_t \equiv \begin{bmatrix} h_{11}^t & h_{12}^t & \cdots & h_{1M}^t \\ h_{21}^t & h_{22}^t & \cdots & h_{2M}^t \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{K1}^t & h_{K2}^t & \cdots & h_{KM}^t \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

$$\mathbf{n}_{rp} \equiv [n_1^{rp}, n_2^{rp}, \dots, n_K^{rp}]^T \quad (7.6)$$

$$\mathbf{n}_{rv} \equiv [n_1^{rv}, n_2^{rv}, \dots, n_N^{rv}]^T \quad (7.7)$$

$$\mathbf{G} \equiv \text{diag}[g_1, g_2, \dots, g_K] \quad (7.8)$$

ここで、MIMO リピータシステムの評価の初期段階として、リピータシステム内部の熱雑音 $\mathbf{n}_{rp}$ が無視できると仮定すると伝搬路応答行列 $\mathbf{A}'_e$ は、

$$\mathbf{A}'_e = \mathbf{A}_r \mathbf{G} \mathbf{A}_t \quad (7.9)$$

で表される。更に、リピータシステム内部の各ブランチの利得が一定かつ、リピータシステムのアンテナ数 K で正規化し、

$$\mathbf{G} = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{I}_{K \times K} \quad (7.10)$$

とする。この時のリピータシステムを介した場合の伝搬路応答行列 $\mathbf{A}_e$ は、

$$\mathbf{A}_e = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{A}_r \mathbf{A}_t \quad (7.11)$$

で表される。式(7.11)の伝搬路応答行列は、MIMO マルチキーホール環境を表現しており、この伝搬路応答行列について検討を進める。

先に仮定したリピータシステム内部の熱雑音 $\mathbf{n}_{rp}$ の取り扱いについて、以下に詳細に述べる。リピータシステムの設置及び設計の自由度が高いために、MS 側に比較して、リピータシステムは、SNR が良いと考えることができる。加えて、リピータシステムのアンテナ設計の自由度も MS 側に比較して高いために、リピータシステムのアンテナ利得が高く設定できるものと考えることができる。

次節の考え方に基づく固有値の確率密度関数の解析を前提とすると、受信信号の相関行列 $E(\mathbf{r}\mathbf{r}^H)$ の固有値は、

$$\begin{aligned} \mu_i &= \mu_i^r (\mu_i^t P_t + N_i^{rp}) + N_i^{rv} \\ &= \mu_i^r \mu_i^t P_t + \mu_i^r N_i^{rp} + N_i^{rv} \end{aligned} \quad (7.12)$$

と与えられる。ただし、 μ_i^t は AP 側からリピータシステムまでの第 i 番目の固有値を表し、 μ_i^r はリピータシステム側から MS までの第 i 番目の固有値を表している。 N_i^{rp} と N_i^{rv} は、第 i 番目の固有パスにおけるリピータシステム側の平均雑音電力と第 i 番目の固有パスにおける MS 側の平均雑音電力を表している。 P_t は AP 側の固有パスに対する送信

電力であり，AP 側の全送信電力は $M \cdot P_t$ とする．

式(7. 1 2)の第1項は，信号電力を示している．一方，第2項及び第3項は，平均雑音電力を示している．従って，第*i*番目の固有パスの SNR_i は，

$$\begin{aligned} SNR_i &= \frac{\mu_i^r \mu_i^t P_t}{\mu_i^r N_i^{rp} + N_i^{rv}} \\ &= \frac{\mu_i^r \mu_i^t SNR_i^{rv}}{\mu_i^r \frac{SNR_i^{rv}}{SNR_i^{rp}} + 1} \end{aligned} \quad (7.13)$$

と与えられる．ただし， SNR_i^{rp} および SNR_i^{rv} は，次式で与えられる．

$$SNR_i^{rp} = \frac{P_t}{N_i^{rp}} \quad (7.14)$$

$$SNR_i^{rv} = \frac{P_t}{N_i^{rv}} \quad (7.15)$$

MIMO マルチキーホール環境における固有値解析の初期的な解析として，

- ① $SNR_i^{rv} \gg SNR_i^{rp}$ $SNR_i \approx \mu_i^t SNR_i^{rp}$
- ② $SNR_i^{rv} \ll SNR_i^{rp}$ $SNR_i \approx \mu_i^r \mu_i^t SNR_i^{rv}$

の場合に焦点をあてることにする．更に，MIMO リピータシステムにおいて，前述の想定される運用条件から②のケースを想定して，先の述べたリピータシステム内部の熱雑音 $\mathbf{n}_{rp}$ を無視する仮定を用いることにする．

7.2. 相関行列の最大固有値の確率密度関数

7.2.1. 最大固有値の確率密度関数 ($K=1$ の場合)

マルチキーホール環境における各固有値の確率密度関数は、解析解が得られていない。しかし、リピータシステムのアナテナ数 K が 1 の場合における固有値の確率密度関数は、解析解が存在する。この場合の式(7.11)の伝搬路応答行列は、

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_e &= \mathbf{A}_r \mathbf{A}_t \\ &= \begin{bmatrix} a_{11}^r & a_{21}^r & \cdots & a_{M1}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} a_{11}^t & a_{12}^t & \cdots & a_{1M}^t \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (7.16)$$

と表される。この時の相関行列 $\mathbf{R}$ は、

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}_e \mathbf{A}_e^H = \mathbf{A}_r \mathbf{A}_t \mathbf{A}_t^H \mathbf{A}_r^H \quad (7.17)$$

と表される。式(7.16)のランクは 1 であり、固有値の数は 1 となる。このため、第 1 固有値 λ_1 は、

$$\lambda_1 = \text{tr}(\mathbf{R}) = \text{tr}(\mathbf{A}_r \mathbf{A}_r^H) (\mathbf{A}_t \mathbf{A}_t^H) \quad (7.18)$$

と表される。この時、 $\text{tr}(\mathbf{A}_r \mathbf{A}_r^H)$ は、指数分布の和の分布に従うために、自由度 $2N$ の χ^2 分布 $P_{2N}(u)$ に従う。同様に、 $\mathbf{A}_t \mathbf{A}_t^H$ は、自由度 $2M$ の χ^2 分布 $P_{2M}(u)$ に従う。従って、相関行列 $\mathbf{R}$ の固有値は、 $\text{tr}(\mathbf{A}_r \mathbf{A}_r^H)$ (χ^2 分布) と $\mathbf{A}_t \mathbf{A}_t^H$ (χ^2 分布) の積で与えられる。この χ^2 分布の積の分布 $p(z)$ は、

$$\begin{aligned}p(z) &= \int_0^\infty \frac{1}{u} p_{2N}(u) p_{2M}\left(\frac{z}{u}\right) du \\ &= \frac{2z^{\frac{N+M}{2}-1}}{\Gamma(N)\Gamma(M)} K_{M-N}(2\sqrt{z})\end{aligned}\quad (7.19)$$

と表される。ただし、 $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数であり、 $K_\alpha(\cdot)$ は、第 2 種 α 次修正ベッセル関数である。

図 7.4 にリピータシステム無しの場合とリピータシステムを介した場合 ($K=1$) についての固有値の確率分布関数を示す。この時の AP と MS の送受信アンテナ数 $M=N=2,3,4$ とした場合の計算機シミュレーション値とリピータシステムを介した

場合($K=1$)の式(7.19)の理論値を示す. 図7.4の計算機シミュレーション値と理論値は良い一致を示した(リピータシステム無しの場合は比較のために図示している).

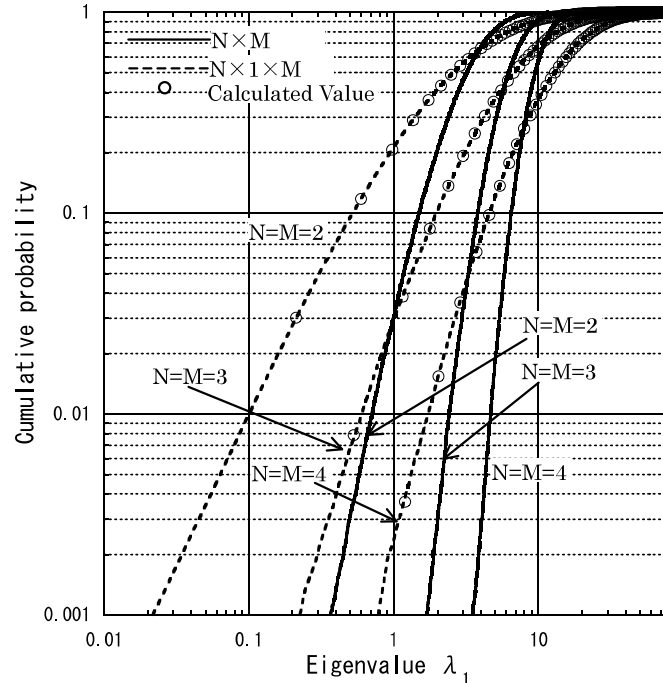


図7.4 第1固有値の比較($N \times M$ 対 $N \times 1 \times M$)

MIMO マルチキーホール環境における第2固有値以降の確率密度関数の解析を行う前に, 確率密度関数の特性を把握し, リピータシステムのアンテナ数 K と第2固有値以降の固有パスの特性について調べる.

AP と MS の送受信アンテナ数 $N, M=2,4$ の場合におけるリピータシステムの固有値の確率分布関数を式(7.11)を適用して, 計算機シミュレーションの結果を図7.5, 図7.6に示す. リピータシステムの送受信アンテナ数 K は, 1から4まで変化させている.

MIMO リピータシステムは, 図7.5, 図7.6の結果からリピータシステムの送受信アンテナ数 K を増加させるに従い, 伝搬路応答行列のランクの増加と各固有値の分散の改善がみられる. このことから, 閉所空間へMIMOサービスを拡張するMIMOリピータシステムは, リピータシステムのアンテナ数 K を増加させることで, MIMOシステムの有する高機能な中継が可能となることがわかる. このことから, 第2固有値以降の近似式の導出が, MIMOリピータシステムを解析する上で重要な課題であることがわかる.

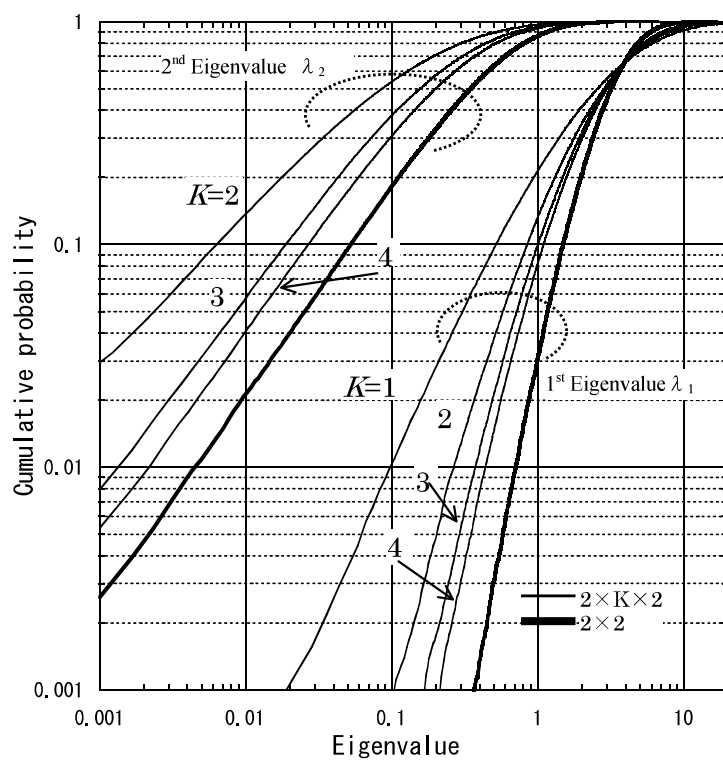
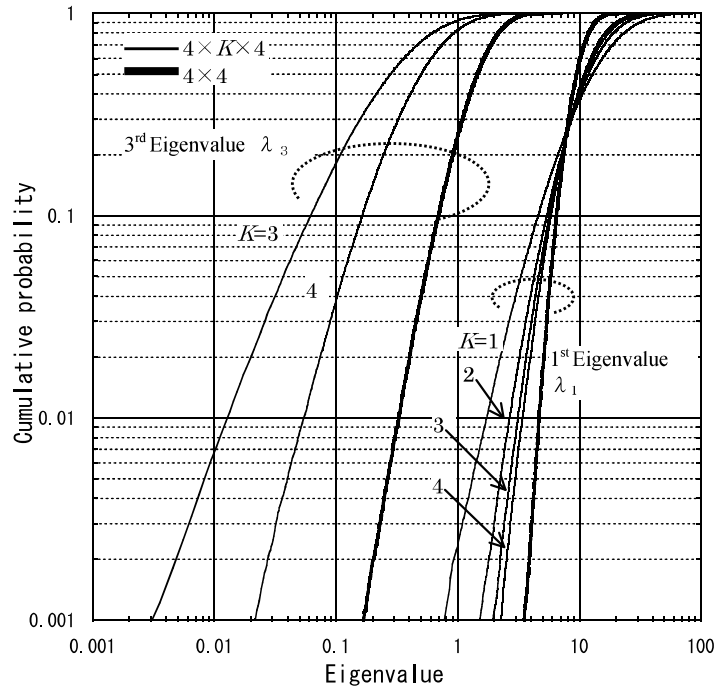
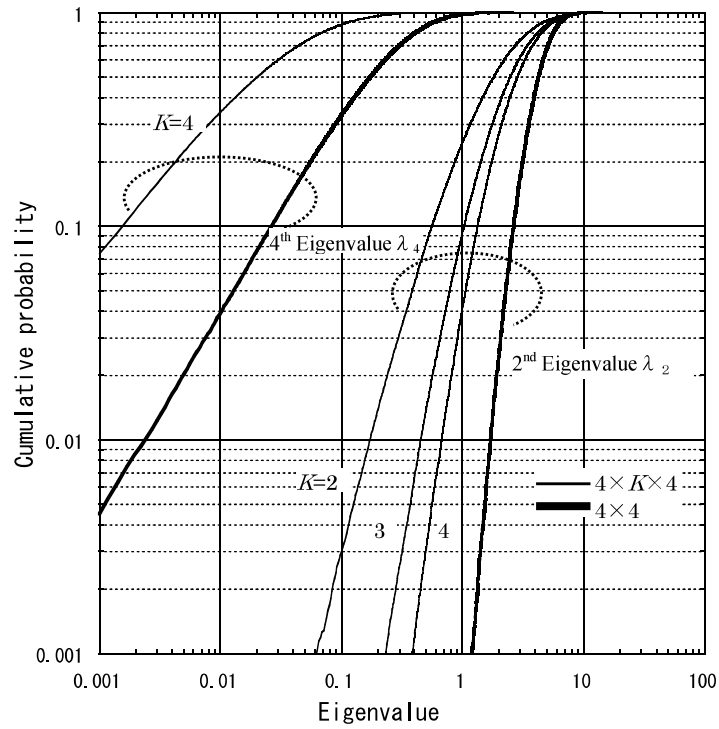


図 7.5 固有値の累積分布($N = M = 2, K = 1 \sim 4$)



(a)第1及び第3固有値



(b)第2及び第4固有値

図 7.6 固有値の累積分布($N = M = 4, K = 1 \sim 4$)

7.2.2. 全固有値の確率密度関数の近似式

前節では、リピータシステムの送受信アンテナ数が $K=1$ の場合の第1固有値の確率密度関数を導いた。リピータシステムの送受信アンテナ数が $K=1$ の場合には、伝搬路応答行列のランクが1となり、空間多重化利得やダイバーシチ利得の劣化が生じることになる。そのために、通信路容量や伝送品質の劣化をもたらすことになる。このような伝送特性の劣化を解消するために、リピータシステムの送受信アンテナ数 K を増加させることが重要である。ところで、リピータシステムのアンテナ数 K が2以上の場合について、第1固有値の確率密度関数の解析的な検討はなされていない。また、MIMO サービス空間と閉所空間が、それぞれ独立で無相関なレイリーフェージング環境を想定したマルチキーホール環境であっても、固有値の確率密度関数を解析的に導出することは、極めて困難である。そこで、本節では、マルチキーホール環境における簡易な伝送特性評価を進めることを目的として、固有値の確率密度関数の近似式を明らかにする。ここでは、前節のリピータシステムの送受信アンテナ数が $K=1$ の固有値の確率密度関数を拡張する手法を適用した近似式について述べる。

MIMO リピータシステムを AP 側とリピータシステムの受信側およびリピータシステムの送信側と MS 側で2つの MIMO システムが従属接続されていると考える。各々に MIMO システムに対して、文献[14]-[15]の手法に倣い MIMO システムから SIMO システム(あるいは MISO システム)に変換し、スペースダイバーシチに結び付けて固有値の確率密度関数を求める近似手法を適用する。この結果として、図7.7に示す通りに、リピータシステムのアンテナ数 $K=1$ に変換されることになる。

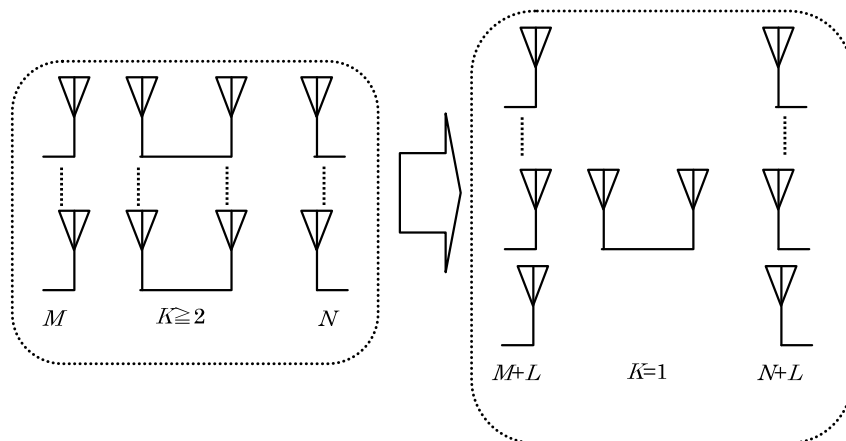


図7.7 最大固有値の解析手法と実効増加アンテナ数の概念

この時に、第1固有値の確率密度関数の形状が等価的に等しくなるように、AP 側と MS 側のアンテナ数が L だけ増加することになる。この増加するアンテナ数 L を実効増

加アンテナ数(Number of effective increment antennas)と呼ぶ。この実効増加アンテナ数 L は、整数でなく実数となる。

スペースダイバーシチを適用し、実効増加アンテナ数 L を導入することにより、リピータシステムのアンテナ数が、 $K=1$ の場合の固有値の確率密度関数に帰着することができる。従って、求める第1固有値の確率密度関数の近似式は、

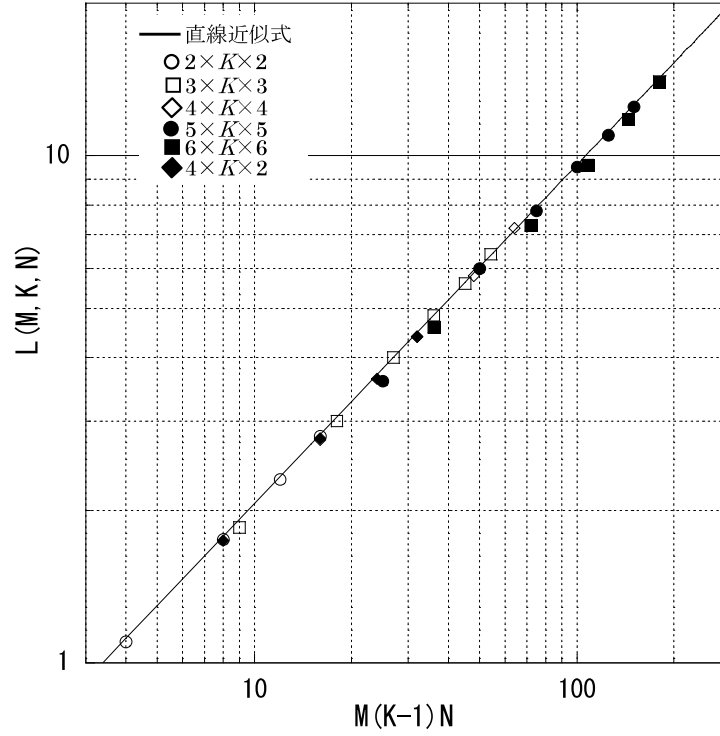
$$p(\lambda_1) = \frac{2 \left(\frac{\lambda_1}{\Lambda} \right)^{\frac{N+M+2L}{2}-1}}{\Lambda \Gamma(N+L) \Gamma(M+L)} K_{M-N} \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_1}{\Lambda}} \right) \quad (7.20)$$

となる。ただし、 L および Λ は、それぞれ固有値の分散と固有値の平均値を調整するためのパラメータである。この実効増加アンテナ数 L については、ここで詳細に述べる。一方、固有値の平均値の調整パラメータについては、次節で述べる。

実効増加アンテナ数 L について説明する。図7.8は、実効増加アンテナ数 L とダイバーシチオーダー $M \times (K-1) \times N$ の関係を示している。図7.8のプロットされている点は、式(7.20)と計算機シミュレーションの第1固有値の確率密度関数が等しくなるように選定されている。これらのプロットされた点を結ぶと直線となる。しかるに、実効増加アンテナ数 L は、パラメータ M, K, N を用いて、次の通り与えられる。

$$L(M, K, N) = \alpha (M \times (K-1) \times N)^\beta \quad (7.21)$$

ただし、図7.8から α は 0.4343 であり、 β は 0.6681 となる。


 図 7.8 $L(M, K, N)$ と $M(K-1)N$ の関係

ここまでの議論により，リピータシステムのアンテナ数 K が 2 以上の場合における第 1 固有値の確率密度関数の近似式については明らかになった．次に，第 2 固有値以降の確率密度関数の近似式について議論する．

第 2 固有値の確率密度関数の近似式を得るためには，式(7. 20)を文献[16]の手法を適用し，拡張することで得られる．具体的に，第 2 固有値の確率密度関数の近似式について説明を行う．MIMO リピータシステムの送受信アンテナが $M \times K \times N$ 構成の第 2 固有値 λ_2 の分布は， $(M-1) \times (K-1) \times (N-1)$ 構成の MIMO リピータシステムの第 1 固有値 λ_1 と同じ分布と考えることができる^[6]．このために， $M \times K \times N$ 構成の MIMO リピータシステムの第 2 固有値 λ_2 は， $(M_1 + L_1) \times 1 \times (N_1 + L_1)$ とスペースダイバーシティに結び付けて推定することができる．ただし， $M_1 = M - 1$ ， $N_1 = N - 1$ ， $L_1 = L(M_1, K - 1, N_1)$ である．

これらの解析の手順を図 7. 9 に整理している．一般に，第 i 番目の固有値の分布は，前述の議論から同様に， $M_i \times K_i \times N_i$ ($M_i = M - i + 1$ ， $N_i = N - i + 1$ ， $K_i = K - i + 1$) の構成の MIMO リピータシステムの第 1 固有値から推定することができる．これを表 7. 1 に整理した結果を示す．

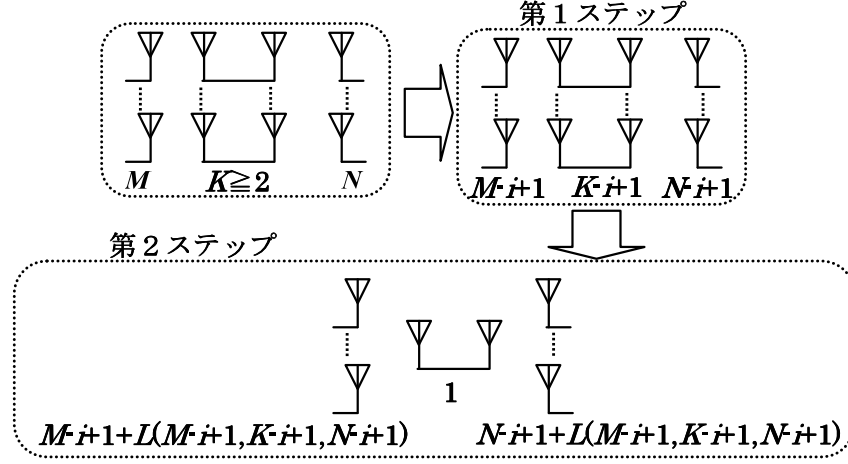

 図 7.9 第 i 番目の固有値解析の手順

 表 7.1 MIMO マルチキーホールの第 i 目の固有値 λ_i との関係

i	解析対象となる構成	スペースダイバーシチ適用後	固有値
1	$M \times K \times N$	$(M+L_1) \times 1 \times (N+L_1)$	λ_1
2	$(M-1) \times (K-1) \times (N-1)$	$(M+L_2-1) \times 1 \times (N+L_2-1)$	λ_2
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
i	$(M-i+1) \times (K-i+1) \times (N-i+1)$	$(M+L_i-i+1) \times 1 \times (N+L_i-i+1)$	λ_i
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$I=M_0$	$(M-M_0+1) \times (K-M_0+1) \times (N-M_0+1)$	$(M+L_{M_0}-M_0+1) \times 1 \times (N+L_{M_0}-M_0+1)$	λ_{M_0}

ここで、実効増加アンテナ数 L_i は、

$$L_i = L(M-i+1, K-i+1, N-i+1) \quad (7.22)$$

と与えられる。従って、第 i 目の固有値 λ_i に対する確率密度関数の近似式は、

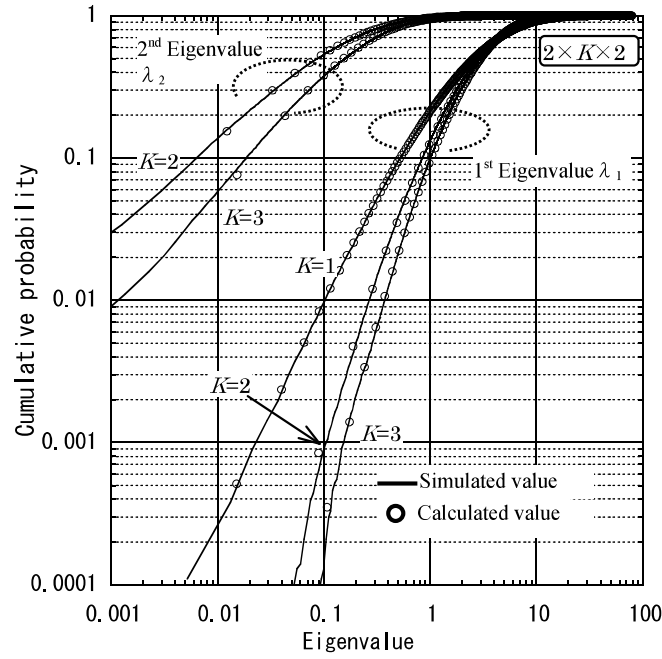
$$p_{MKN}(\lambda_i) = \frac{2 \left(\frac{\lambda_i}{\Lambda_i} \right)^{\frac{N_i+M_i+2L_i}{2}-1}}{\Lambda_i \Gamma(N_i+L_i) \Gamma(M_i+L_i)} K_{M_i-N_i} \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_i}{\Lambda_i}} \right) \quad (7.23)$$

と与えられる。

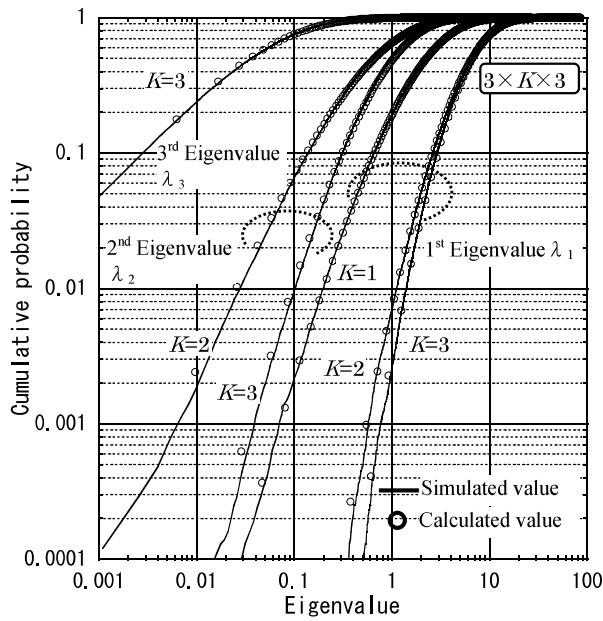
図 7.10 は、式(7.23)を適用した計算値と計算機シミュレーション値を比較した結果である。これらの結果は非常に良い一致を示している。数学的・物理的な考察ま

では至っていないが、ここで得られた近似式は、精度よく MIMO リピータシステムの伝送特性評価を行うことができる。伝送特性評価を行う上では、式(7. 23)で十分である。しかしながら、MIMO マルチキーホール環境の研究の更なる深耕のためには、数学的・物理的な理解が必要であると考えられる。ところで、無相関なレイリーフェージング環境の固有値の確率密度関数は、Wishart 分布で与えられる。この場合の固有値の確率密度関数の近似式は、 χ^2 分布で与えられることが知られている^[16]。他方、MIMO マルチキーホールにおいて、MIMO サービス空間と閉所空間が、それぞれ無相関なレイリーフェージング環境である場合における固有値の確率密度関数の近似式は、MIMO サービス空間と閉所空間が従属接続されるために、2つの χ^2 分布の和で与えられる分布の形によく一致することが明らかになった。このように無相関なレイリーフェージング環境における MIMO マルチキーホール環境の固有値の確率密度関数は、本質的に2種類の χ^2 分布の和の分布により近似できるものと考えられることができる。加えて、式(7. 23)はリピータシステムのアンテナ数 $K=1$ を明らかに含んでおり、必要条件は満足していると考えられる。

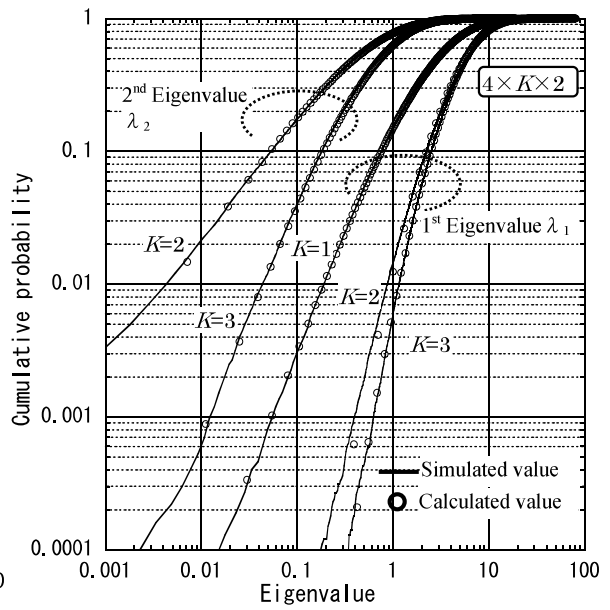
この類推から、次のフェージング環境を想定した場合において、閉所空間と MIMO サービス空間をリピータシステムで中継するような通信路の伝搬路応答行列に対する固有値の確率密度関数の近似式が得られると考えられる。閉所空間が仲上・ライスフェージング環境、MIMO サービス空間が仲上・ライスフェージング環境の場合には、仲上・ライス分布の和の分布と仲上・ライス分布の和の分布に対する和の分布で近似できるものと予想される。次に、閉所空間が仲上・ライスフェージング環境、MIMO サービス空間がレイリーフェージング環境の場合には、仲上・ライス分布の和の分布と χ^2 分布の2つの分布の和で近似できるものと予想される。他のフェージング環境についても同様の予測ができるものと考えられる。



(a) $M = N = 2$ の場合(対称構成)



(b) $M = N = 3$ の場合(対称構成)



(c) $M = 4, N = 2$ の場合(非対称構成)

図 7.10 全固有値の累積分布の近似式と計算機シミュレーションの比較

7.3. 平均固有値

複数のアンテナで中継する MIMO リピータシステムの固有値について考える．単一アンテナで中継する SISO リピータシステムでは，固有パスが一つになるのに対して，複数のアンテナで中継する MIMO リピータシステムの固有パスは複数個になることが期待される．つまり，遮蔽物が存在する環境であっても，複数のアンテナを用いて中継することにより，空間多重化利得を得ることができる．つまり，リピータシステムのアンテナ数 K の増加により，リピータシステムを介さない場合の固有値の分布に近づくものと考えられる．そのために，リピータシステムのアンテナ数 K を増加させることにより， $K=1$ の場合では第1固有値に集約していた固有値が，その他の固有値へ分散していくことになる．この考え方を整理した概念を図7. 1 1に示す．

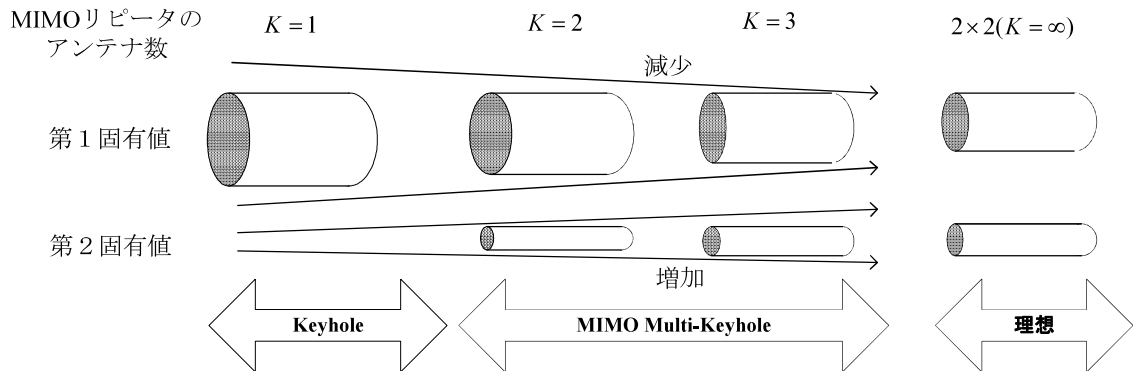


図 7.1 1 MIMO マルチキーホール環境における固有値と中継アンテナ数 K の関係 (2×2 の場合)

リピータシステムのアンテナ数 K と平均固有値の関係について計算機シミュレーションした結果を図7. 1 2に示す．図7. 1 2 (a)及び(b)は，リピータシステムのアンテナ数 K の増加に伴い伝搬路応答行列のランクが増加し，平均固有値が MIMO リピータシステム無しの場合に近づくことが分かる(リピータシステムを介さない場合 ($K = \infty$)も，比較のために図示している)．この時のリピータシステムのアンテナ数 K は，マルチキーホール環境のキーホール数に対応している．また，図7. 1 2 (a)及び(b)は共に，リピータシステムのアンテナ数が $K=1$ の場合は，キーホール数が1であるために，固有値の数が1つとなり最大の平均固有値となる．この平均固有値は，送受信アンテナ数 N, M とする時に， $N \cdot M$ となる．

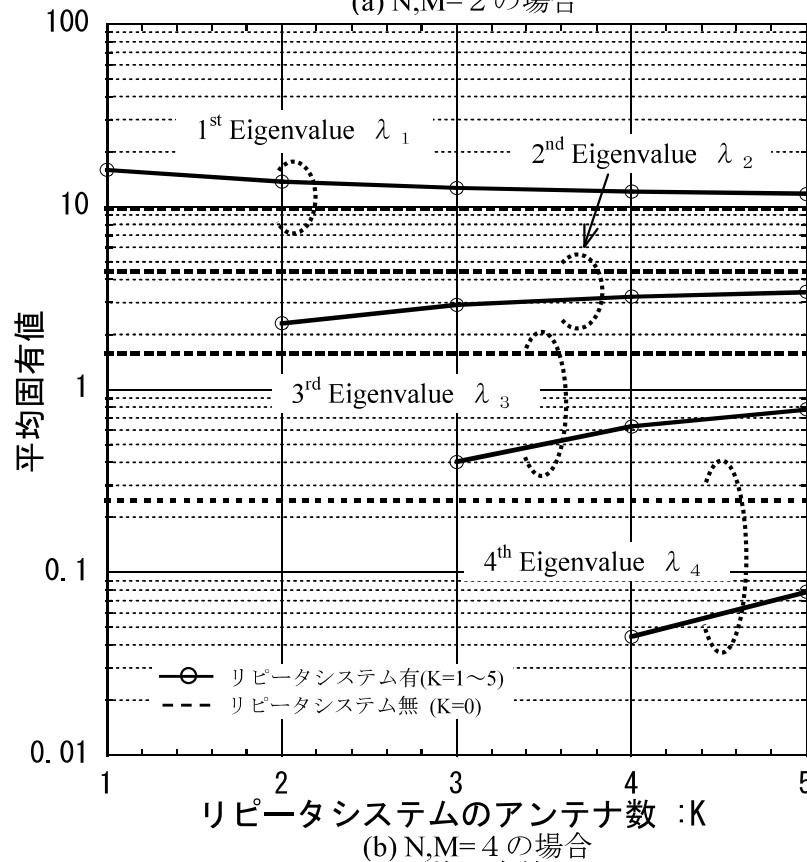
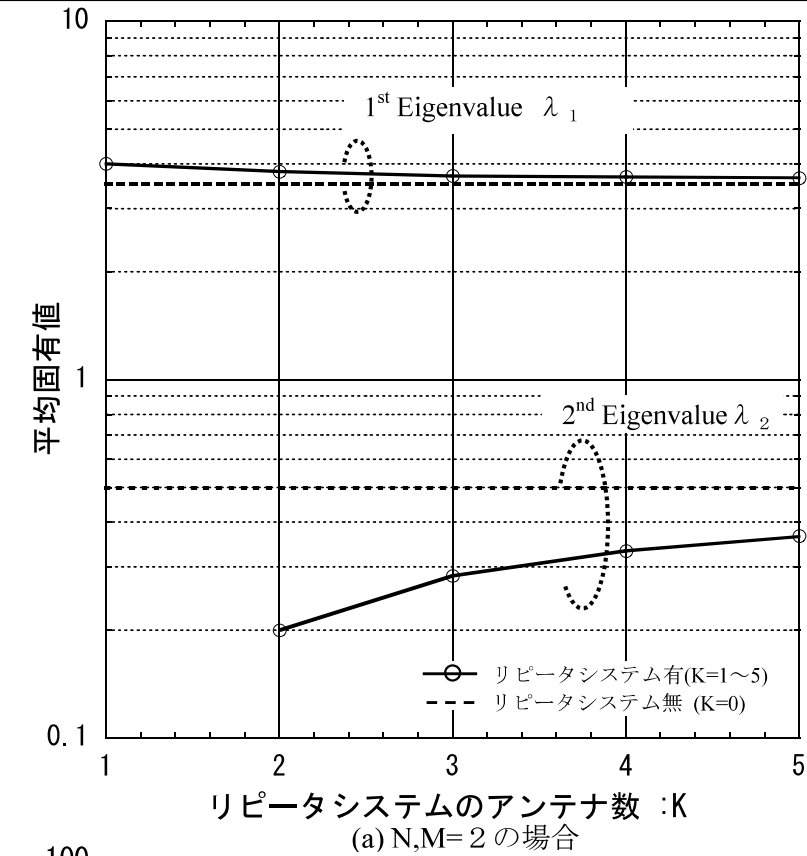


図 7.1 2 MIMO リピータシステムの平均固有値とリピータシステムのアンテナ数 K の関係

ここで、MIMO リピータシステムの第 i 番目の平均固有値 $E(\lambda_i)$ は、式(7.23)を用いて、

$$\begin{aligned} E(\lambda_i) &= \int_0^\infty \lambda_i p_{MKN}(\lambda_i) d\lambda_i \\ &= \Lambda_i \frac{\Gamma(N_i + L_i + 1) \Gamma(M_i + L_i + 1)}{\Gamma(N_i + L_i) \Gamma(M_i + L_i)} \end{aligned} \quad (7.24)$$

と表される。ただし、 $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数である。ここで、リピータシステムの送受信アンテナ数 K が1の場合の平均固有値 $E(\lambda_1)$ は、

$$E(\lambda_1) = \frac{\Gamma(N+1) \Gamma(M+1)}{\Gamma(N) \Gamma(M)} = NM \quad (7.25)$$

となる。この場合の平均固有値は、キーホール環境に対応し、 NM となる。これは、ダイバーシチ利得 M のMISOシステムとダイバーシチ利得 N のSIMOシステムが、従属接続されていると解釈できる。

次に、第 i 番目の平均固有値が既知である場合のパラメータ Λ_i の推定方法について説明する。式(7.24)を Λ_i について変形すると、

$$\Lambda_i = E(\lambda_i) \frac{\Gamma(N_i + L_i) \Gamma(M_i + L_i)}{\Gamma(N_i + L_i + 1) \Gamma(M_i + L_i + 1)} \quad (7.26)$$

となる。固有値の確率密度関数を計算するためには、第 i 番目の平均固有値を知る必要がある。一つの方法として、平均固有値を計算機シミュレーションにより事前に得る方法がある。そこで、表7.2の幾つかのケースに対する平均固有値を示す。あるいは、実効増加アンテナ数 L において議論した手法を基本にした考え方により、近似的な推定式を得る方法も考えられる。

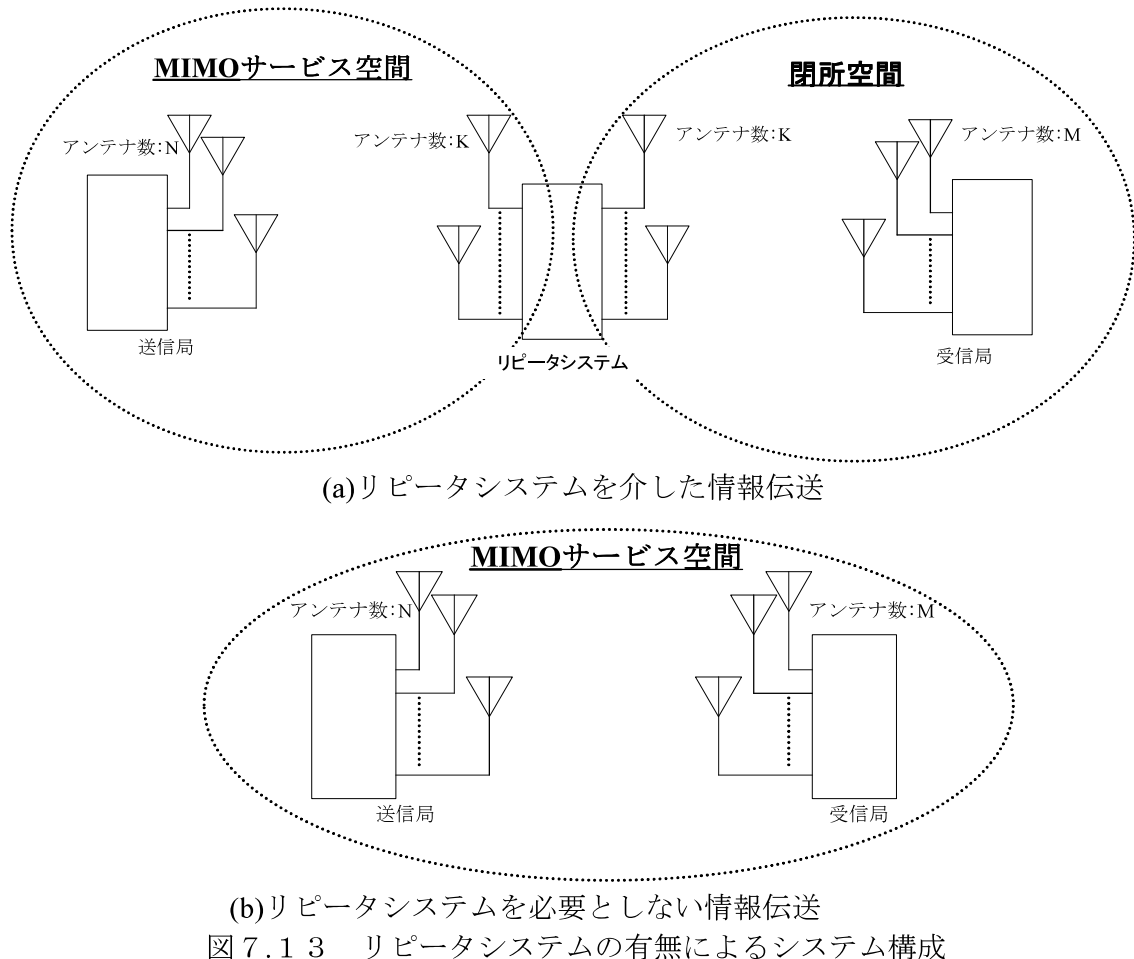
表 7.2 計算機シミュレーションによる平均固有値

アンテナ数 K		1	2	3	4
$2 \times K \times 2$	第 1 固有値	4	3.8020	3.7272	3.6607
	第 2 固有値	0	0.2017	0.2876	0.3333
$3 \times K \times 3$	第 1 固有値	9	8.0380	7.6470	7.4198
	第 2 固有値	0	0.9262	1.2557	1.4469
	第 3 固有値	0	0	0.0817	0.1355
$4 \times K \times 4$	第 1 固有値	16	13.7059	12.7270	12.1181
	第 2 固有値	0	2.2877	2.9048	3.2150
	第 3 固有値	0	0	0.4026	0.6296
	第 4 固有値	0	0	0	0.0439
$4 \times K \times 2$	第 1 固有値	8	7.3359	7.0264	6.8660
	第 2 固有値	0	0.6672	0.9699	1.1432

7.4. 平均通信路容量

単一のアンテナで中継する場合には、送受信局が複数のアンテナで構成されていて、マルチパスリッチな環境であっても、伝搬路応答行列のランクが1となるために、空間多重化利得は期待できなくなる。一方、複数のアンテナで中継する MIMO リピータシステムでは、空間多重化利得が期待できるために、通信路容量の増加するものと考えられる。

そこで、図7.13(a)に図示するように閉所空間へ MIMO サービスを中継するためのリピータシステムを介して情報伝送した場合の平均通信路容量と図7.13(b)のように MIMO サービス空間内で情報伝送した場合の平均通信路容量を計算機シミュレーションにより比較した結果を図7.14に示す。



なお、全送信電力は、送信側の全電力が単一アンテナで放射され、それがパス利得1のパスで到来し、これを単一アンテナで受信する時の SNR と定義する。送受信局のアン

テナ数と SNR は、それぞれ $N, M = 2, 4$ と $0, 10, 20, 30, 40$ dB である。固有モード伝送した場合における平均通信路容量とリピータシステムの送受信アンテナ数 K の関係を計算機シミュレーションした。図 7. 1 4 からリピータシステムの送受信アンテナ数 K が送受信局のアンテナ数以上になると MIMO サービス空間内における平均通信路容量との差は、SNR に依存せずに小さくなっていることがわかる。

従って、リピータシステムの送受信アンテナ数 K は、MIMO サービス空間と閉所空間の送受信アンテナ数 $M (= N)$ とする時に、閉所空間へ中継することを考えた時に平均通信路容量の劣化の影響は、 $K \geq M$ であれば十分に小さくなるといえる。

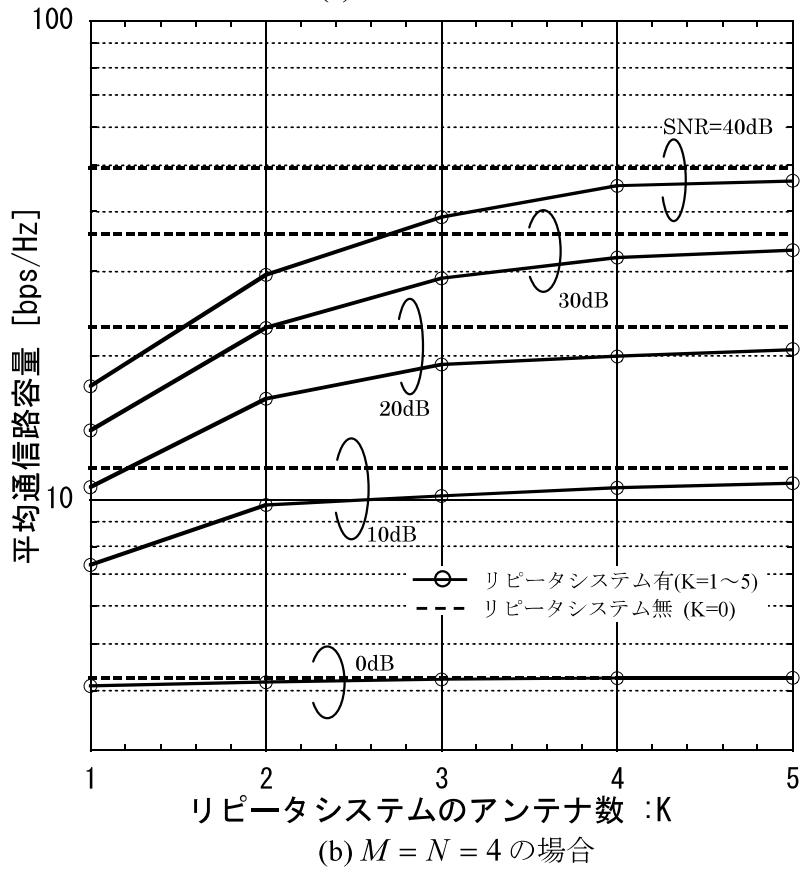
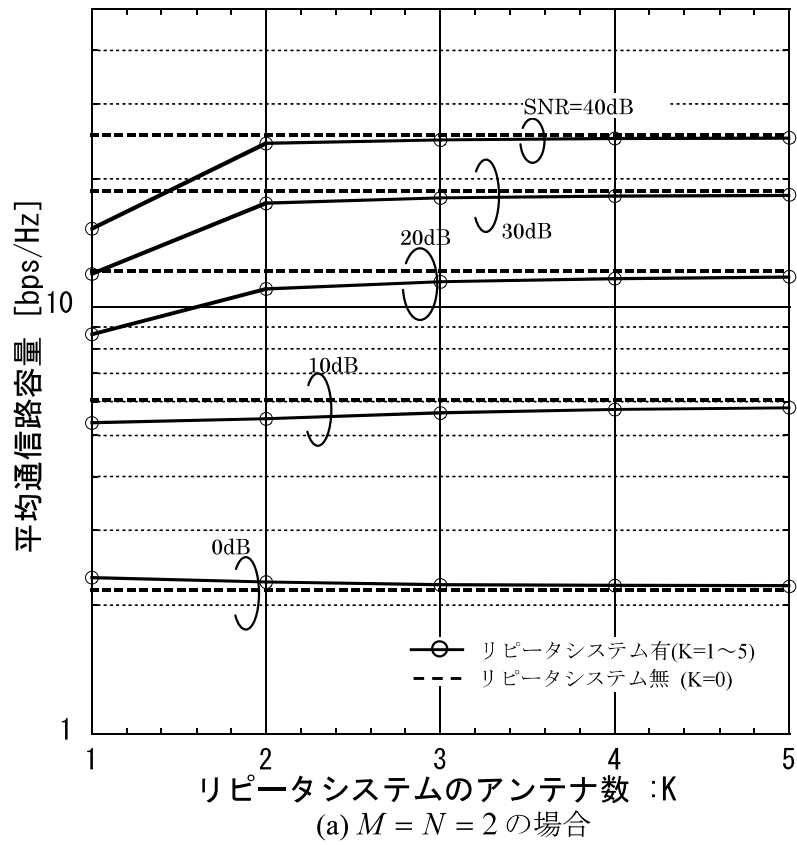


図 7.14 MIMO リピータシステムの平均通信路容量

7.5. 平均ビット誤り率

MIMO リピータシステムは, リピータシステムのアンテナ数 K を増加させることにより, 平均通信路容量が改善し, 図 7. 1 3 (b) の MIMO リピータを必要としない情報伝送の平均通信路容量に近づくことが明らかになった.

本節では, 復調方式として同期検波を想定した MIMO リピータシステムの平均ビット誤り率について述べる.

伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数を $f(\lambda)$ とし, 同期検波のビット誤り率を $f_{BER}(\lambda\gamma)$ とする場合の平均ビット誤り率 $\bar{f}_{BER}(\lambda)$ は,

$$\bar{f}_{BER}(\gamma) = \int_0^{\infty} f_{BER}(\lambda\gamma) f(\lambda) d\lambda \quad (7.27)$$

と表される^[17]. ただし, γ は SNR である. また, Gray 符号化された各変調方式のビット誤り率は,

$$f_{BER}(\gamma) = \alpha \cdot \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma}{\nu}}\right) \leq 2\alpha e^{-\frac{\gamma}{\nu}} \quad (7.28)$$

と表される. ただし, $\text{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数, x は受信 SNR, α, ν は表 7. 3 に示す値である.

表 7.3 各変調方式の誤り率のパラメータ

変調方式	α	ν	ビット数 B
QPSK	1/2	2	2
16QAM	3/8	10	4
64QAM	7/24	42	6
256QAM	15/64	170	8

7.5.1. 最大比合成伝送時の平均ビット誤り率

MIMO リピータシステムのアンテナ数 K が 1 の場合における平均ビット誤り率の上界は、式(7. 19)の伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数と式(7. 27)から、

$$\begin{aligned}\bar{f}_{BER}(\gamma) &= \int_0^\infty f_{BER}(\lambda\gamma) f(\lambda) d\lambda \\ &\leq \frac{4\alpha}{\Gamma(N)\Gamma(M)} \int_0^\infty e^{-\frac{\lambda\gamma}{\nu}} \lambda^{\frac{N+M}{2}-1} K_{M-N}(2\sqrt{\lambda}) d\lambda\end{aligned}\quad (7.29)$$

と表される。ただし、 γ は SNR である。式(7. 29)の積分から平均ビット誤り率を解析的に解くことは難しいため、式(7. 29)のビット誤り率は数値計算により求めることになる。とことで、式(7. 29)の固有値 λ が大きい場合に関しては、第2種 ν 次変形ベッセル関数は、

$$K_\nu(x) \cong \sqrt{\frac{\pi}{2x}} e^{-x} \quad (7.30)$$

と近似することができる^[18]。従って、固有値 λ が大きい場合の最大比合成伝送時の平均ビット誤り率は、

$$\begin{aligned}\bar{f}_{BER}(\gamma) &\leq \frac{2\sqrt{\pi}\alpha}{\Gamma(N)\Gamma(M)} \left(\frac{\gamma}{\nu}\right)^{-\left(G+\frac{1}{2}\right)} \\ &\quad \times \left(\sqrt{\frac{\gamma}{\nu}} \Gamma(G) {}_1F_1\left(G; \frac{1}{2}; \frac{\nu}{\gamma}\right) - 2\Gamma\left(G + \frac{1}{2}\right) {}_1F_1\left(G + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\nu}{\gamma}\right) \right)\end{aligned}\quad (7.31)$$

$$G = \frac{2M + 2N - 1}{4} \quad (7.32)$$

となる。但し、 $\Gamma(\cdot)$ はガンマ関数、 ${}_1F_1(\cdot)$ は超幾何関数を表す。

同様に、リピータシステムのアンテナ数 K が2以上の場合における最大比合成伝送時の平均ビット誤り率の上界は、式(7.20)の伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数と式(7.27)から、

$$\begin{aligned} \bar{f}_{BER}(\gamma) \leq & \frac{2\sqrt{\pi}\alpha}{\Gamma(N+L)\Gamma(M+L)} \left(\frac{\gamma\Lambda}{\nu} \right)^{-\left(G+\frac{1}{2}\right)} \\ & \times \left(\sqrt{\frac{\gamma\Lambda}{\nu}} \Gamma(G) {}_1F_1\left(G; \frac{1}{2}; \frac{\nu}{\gamma\Lambda}\right) - 2\Gamma\left(G+\frac{1}{2}\right) {}_1F_1\left(G+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\nu}{\gamma\Lambda}\right) \right) \end{aligned} \quad (7.33)$$

$$G = \frac{2M+2N+4L-1}{4} \quad (7.34)$$

となる。固有値 λ が大きい場合についての MIMO リピータシステムの最大比合成伝送における平均ビット誤り率の上界は、式(7.31)及び(7.33)で与えられることが明らかになった。解析結果から、送受信アンテナ数が増加すると平均ビット誤り率が改善することがわかる。また、変調多値数に対応するパラメータ ν が増加すると平均ビット誤り率が劣化することもわかる。

7.5.2. 伝送レート・送信電力の協調制御に基づく平均ビット誤り率

前節まで最大比合成伝送の平均ビット誤り率について述べてきた．本節では，全固有パス(M_0)を用いて伝送レート並びに送信電力を協調制御した場合の平均ビット誤り率について述べる．まず，第 m 番目の固有パスに対して L_m ビット，送信電力 p_m を割当てて． L_m ビットを送信するための変調方式は，表 7. 3 からパラメータ α_m, ν_m が定まる．この場合の平均ビット誤り率 P_{ava} は，

$$P_{ava} \leq \frac{1}{L} \sum_{m=1}^{M_0} 2\alpha_m L_m e^{-p_m \gamma_m / \nu_m} \quad (7.35)$$

$$\sum_{m=1}^{M_0} L_m = L \quad (7.36)$$

$$\gamma_m = \lambda_m \gamma_0 \quad (7.37)$$

と表される^[19]．ここで，全送信電力一定の下で，全固有パスを用いた情報伝送の平均ビット誤り率を最小とする送信電力は，Lagrange の未定乗数法を適用すること，

$$p_k = \left(\frac{\nu_m}{\gamma_m} \left(\log \frac{\alpha_m L_m \gamma_m}{\nu_m} \right) - \xi \right)^+ \quad (7.38)$$

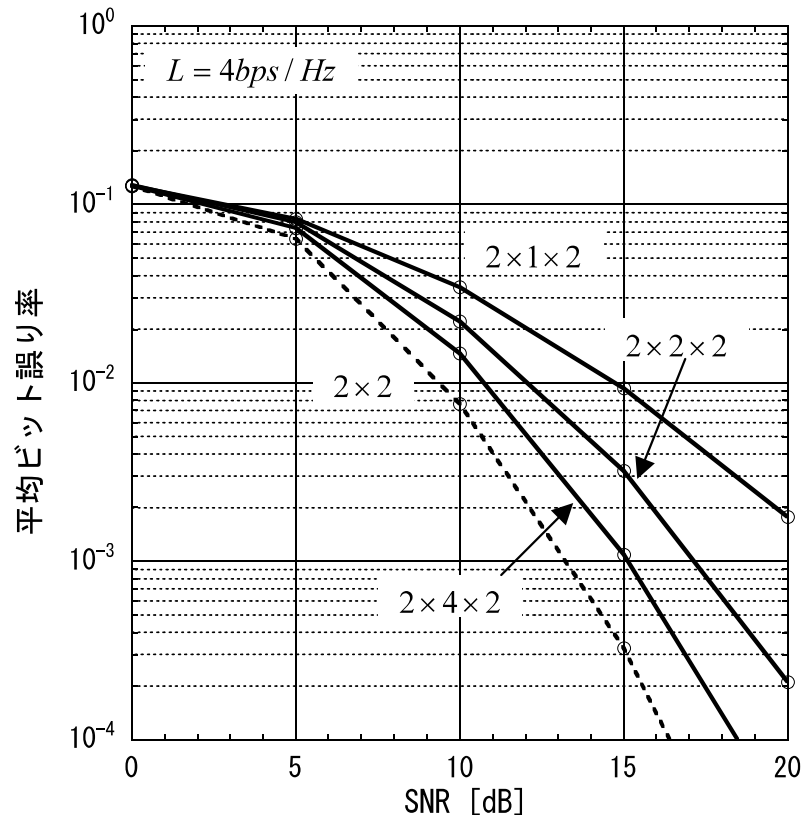
$$\sum_{m=1}^{M_0} p_m = 1 \quad (7.39)$$

と与えられる．

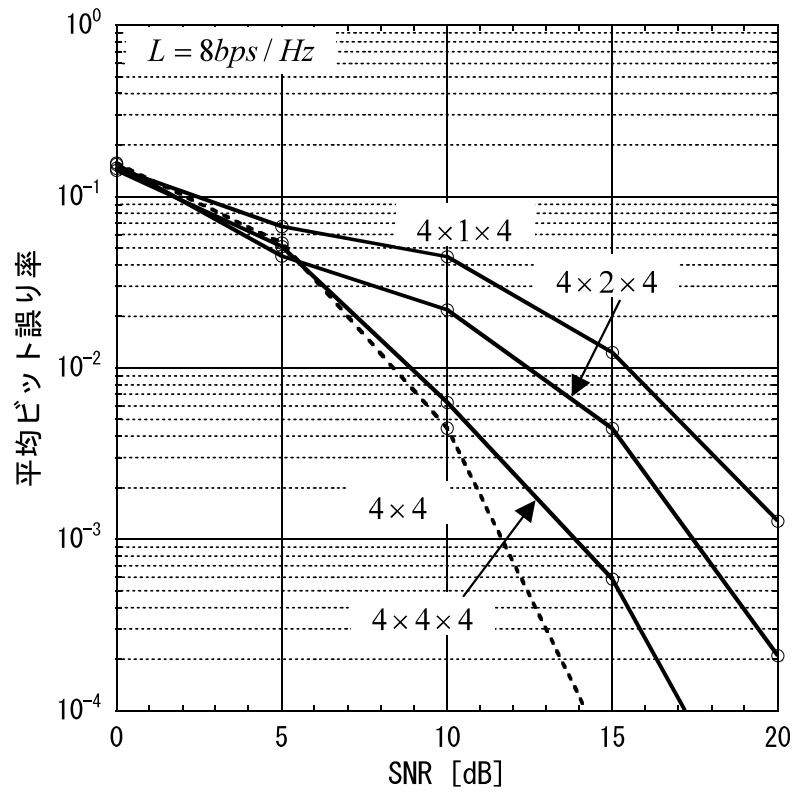
平均ビット誤り率を求めるための計算機シミュレーションは，伝送レート・送信電力の協調制御に基づき送受信制御がなされ，受信処理には ZF(Zero-Forcing)を適用している．ここで，AP と MS のアンテナ数 M, N をそれぞれ 2 と 4 とし，MIMO リピータシステム無しの場合($2 \times 2, 4 \times 4$)とリピータシステムのアンテナ数 K が 1, 2, 4 の場合について、MIMO リピータシステムの平均ビット誤り率を計算機シミュレーションで評価した結果を図 7. 15 に示す．

全固有パスの単位時間・単位周波数あたりの 1 シンボルに対してのビット数 L は，4 bps/Hz, 8bps/Hz である．図 7. 15 の計算機シミュレーション結果からリピータシ

テムのアンテナ数 K の増加に伴い固有値の分散が改善する．言換えると固有値の確率分布関数の立上がりが急峻になる．これは，アンテナ数 K の増加とともに各固有パスの変動が減少し，安定した通信路を提供することができることを意味する．そのために，平均ビット誤り率も改善していることが分かる．また，全固有パスに情報を乗せる確率がリピータシステムのアンテナ数 K が増加するに従って増加するために所要 SNR が減少していることがわかる．また，図 7. 15 のシミュレーション結果からリピータシステムのアンテナ数 K は，MIMO サービス空間と同程度の平均ビット誤り率を得るためには，平均通信路容量の場合と比較して所要のアンテナ数が多く必要であることも分かる．



(a) 送受信アンテナ数 $M = N = 2$, $L = 4 \text{ bps/Hz}$ の場合



(b) 送受信アンテナ数 $M = N = 4$, $L = 8 \text{ bps/Hz}$ の場合

図 7.15 平均ビット誤り率

7.6. 結び

MIMO システムの普及にともない不感地帯である閉所空間の解消に向けた MIMO リピータシステムを提案した. この MIMO リピータシステムを解析するためには, MIMO マルチキーホールモデル化が必要となる. ところで, MIMO マルチキーホール環境における伝搬路応答行列の相関行列に対する全固有値の確率密度関数の解析は行われていない. 本章では, MIMO マルチキーホール環境のモデル化を行い, スペースダイバーシチ理論並びに固有値の性質から全固有値の確率密度関数に関する近似式の導出を行った. この確率密度関数の近似式は, シミュレーション値と良い精度で一致する結果が得られた. さらに, キーホールにおいて課題となっていた空間多重化利得とダイバーシチ利得が, 複数アンテナ K で中継することにより改善されることが示された. また, リピータシステムに必要なアンテナ数 K は, 独立で無相関なレイリーフェージング環境と同等の平均通信路容量を得るという観点においては, MIMO サービス空間と閉所空間で使用しているアンテナ数 M, N に対する自由度以上あれば十分であることが示された(例えば, $M = N = 2$ の場合には, $K \geq 2$). 一方, 独立で無相関なレイリーフェージング環境と同等の平均ビット誤り率を得るという観点では, 平均通信路容量の場合よりも多いアンテナ数が必要となることが示された. また, 固有値の確率密度関数の近似式を用いて, 無相関なレイリーフェージング環境下における最大比合成伝送時の平均ビット誤り率の上界が, 明らかとなった.

MIMO システムの平均通信路容量や平均ビット誤り率の評価においては, それらの特性は SNR に大きく依存する. これは伝搬路特性や一定とおいたリピータシステム内部の利得などに依存し, 現実は多様である. 更に, MIMO リピータシステムの応用を鑑みリピータシステムの設計・設置条件を付与し, 解析を進めているが, 全ての設計・設置条件を含んでいないことについて言及しなければならない. そのために, 本章の設計・設置条件を含まない環境については, 本研究を発展させて, 新たな研究テーマとして研究・検討しなければならない. なお, 個別の状況においても, ここで提示した計算式は, その評価の際に有効であり, そのモデルには汎用性がある.

参考文献

- [1] D. Chizhik, G. J. Foschini, M. J. Gans and R. A. Valenzuela : Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.1, no.2, pp. 361–368, Apr. 2002.
- [2] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. A. Gore, and A. J. Paulraj : MIMO wireless channel: Capacity and performance prediction, in *Proc. GLOBECOM2000*, Dec. 2000, vol.2, pp.1083-1088.
- [3] 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.
- [4] Y. Karasawa : Innovative Antennas and Propagation Studies for MIMO Systems, *IEICE Trans. Commun.*, vol.E90-B, no.9, pp.2194-2202, Sept. 2007.
- [5] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. A. Gore, and A. J. Paulraj : Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.50, no.12, pp. 1926-1934, Dec. 2002.
- [6] B. Wang, J. Zhang, and A. Host-Madsen : On the capacity of MIMO relay channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol.51, no.1, pp.29-43, Jan. 2005.
- [7] H. Bölcskei, R. U. Nabar, O. Oyman, and A. J. Paulraj : Capacity scaling laws in MIMO relay networks, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.5, no.6, pp.1433-1444, Jun. 2006.
- [8] B. Rankov and A. Wittneben : On the capacity of relay-assisted wireless MIMO channels, in *Proc. IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Commun.*, Jul. 2004, pp.323-327.
- [9] 鶴田誠, 唐沢好男 : MIMO マルチキーホールモデル : MIMO リピータシステム評価のための, *信学技報*, AP2005-112, vol.105, no.399, pp.7-12, Nov. 2005.
- [10] M. Tsuruta, T. Taniguchi, and Y. Karasawa : On Statistical Distribution of the Largest Eigenvalue of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-Keyhole Environment, *信学技報*, AP2006-82, vol.106, no.302, pp.35-40, Oct. 2006.
- [11] M. Tsuruta, T. Taniguchi, and Y. Karasawa : On Statistical Distribution of the Largest Eigenvalue of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-Keyhole Environment, in *Proc. 2006 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP'06)*, Singapore, Nov.1-4, 2006.
- [12] M. Tsuruta, T. Taniguchi, and Y. Karasawa : On Statistical Distribution of Eigenvalues of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-Keyhole Environment, *IEICE Trans. Commun.*, Special Section:ISAP2006, vol.E90-B, no.9, pp.2352-2359, Sept. 2007.
- [13] Y. Karasawa, M. Tsuruta, and T. Taniguchi : Multi-Keyhole model for MIMO radio relay systems, in *Proc. European Conf. Antennas Propagat. (EuCAP2007)*, Nov. 2007.
- [14] 付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : 独立にレイリー分布する MIMO チャネルにおける最大比合成伝送特性の簡易推定法, *信学論(B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1963-1970, Sept. 2003.
- [15] 付鑑宇, 谷口哲樹, 唐沢好男 : アレーアンテナブランチ間に相関が存在する場合の MIMO チャネル相関行列の最大固有値分布推定, *信学論(B)*, vol.J86-B, no.9, pp.1971-1980, Sept. 2003.
- [16] T. Taniguchi, S. Sha and Y. Karasawa : Statistical Distribution of Eigenvalues of Correlation Matrices in i.i.d MIMO Channels under Rayleigh Fading, in *Proc. IEEE PIMRC2005*,

Sept. 2005, pp.537-541.

[17]J.G.Proakis : Digital Communications(Fourth ed.), Mc Graw Hill, 2001.

[18]森口繁一, 宇田川銑久, 一松信 : 数学公式Ⅲ 特殊関数, 岩波書店, 2004.

[19]大鐘武雄, 西村寿彦, 小川恭孝 : MIMO チャ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.

第8章

結論

本論文は、高度情報化社会を支える高速・大容量・高信頼な無線通信技術を実現する MIMO システムの設計・評価を進めるための通信路のモデル並びに伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数に関して論じたものである。

高度情報化社会の潮流として高速・大容量・高信頼な無線通信技術によるユビキタスネットワーク社会の到来とともに、無線通信のサービスエリア拡大が予想される。このような広域なサービスエリアを想定すると閉所空間ならびに不感地帯などの情報伝送が不能なエリアが増加するものと考えられる。このために、MIMO システムによる情報伝送が不可能なエリアを減少させ、情報伝送サービスエリアを拡大するための施策が必要となってくる。このために、時空間信号処理システムを精度よく評価するために、電波の時間・空間のモデル化が必要不可欠であり重要な研究課題となる。

本論文の前半(第2章から第4章)は、本研究を進めるために必要な電波伝搬並びにダイバーシチ理論、MIMO システムの概要などについて解説を行った。本論文の後半(第5章から第7章)は、本研究の成果である研究を通して新たに明らかとなった内容について議論している。

以下に本研究の成果を述べる。不感地帯を解消し MIMO サービス空間の拡大・普及を目指す複数線路を有する MIMO リピータシステム(MIMO Repeater System)を提案した。MIMO リピータシステムは、マルチストリーム伝送を可能とし、MIMO システムの特徴である空間多重化利得(Multiplexing Gain)とダイバーシチ利得(Diversity Gain)の改善を図ることができる。この MIMO リピータシステムを解析するためには、MIMO マルチキーホールモデル(Multi-keyhole Model)が必要である。一般に伝搬特性は、本質的に伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数を用いて議論することができる。そこで、MIMO リピータシステムの伝搬特性を解析するために、MIMO マルチキーホールモデルを適用し、伝搬路応答行列の相関行列に対する固有値の確率密度関数の近似式を明らかにした。この固有値に対する確率密度関数の近似式の導出は、以下の述べる通りである。最初に、リピータシステムの送受信アンテナ数 K が1本の場合の伝搬路応答行列に対する固有値の確率密度関数を明らかにした。続いて、リピータシステムの送受信アンテナ数が K 本の場合に拡張する近似手法を適用し、全固有値の確率密度関数の近似式を明らかにした。加えて、固有値の確率分布関数並びに平均通信路容量、平均ビット誤り率とリピータシステムの送受信アンテナ数 K との間の依存関係について調べた。リピータシステムに必要なアンテナ数 K は、独立で無相関

なレイリーフェージング環境(MIMO サービス空間内において)と同等の平均通信路容量を得るという観点においては, MIMO サービス空間と閉所空間で使用しているアンテナ数 M, N に対する自由度以上あれば十分であることが示された(例えば, $M = N = 2$ の場合には, $K \geq 2$). 他方, 独立で無相関なレイリーフェージング環境と同等の平均ビット誤り率を得るという観点では, 平均通信路容量の場合よりも多いアンテナ数が必要となることが示され, リピータシステムのアンテナ数 K の増加に伴い, リピータシステムを経由しない場合の平均ビット誤り率に漸近的に近づくことが示された.

更に, MIMO サービス空間内の無線通信システムを設計・評価するために, 仲上・ライスフェージング環境並びに MIMO 空間・偏波融合環境の通信路のモデルを行い, 伝搬路応答行列に対する相関行列に対する最大固有値の固有値の確率密度関数について明らかにした. 仲上・ライスフェージング環境並びに MIMO 空間・偏波融合環境における伝送特性の評価の上で鍵となる平均固有値の挙動を明らかにした. 平均通信路容量の解析を通して, 仲上・ライスフェージング環境下における最大比合成伝送並びに固有モード伝送の適用の棲み分けを明らかにした. 同様にして, MIMO 空間・偏波融合環境の最大比合成伝送並びに固有モード伝送の適用の棲み分けを明らかにすると同時に, 偏波を適用しない MIMO システムに比較して偏波を適用した MIMO システムは, 平均通信路容量が, 約2倍となることも明らかにした.

以上のように, MIMO マルチキーホール環境並びに, 仲上・ライスフェージング環境, MIMO 空間・偏波融合環境の通信路のモデル化並びに伝搬路応答行列の固有値の確率密度関数について明らかにしてきた. この研究をさらに深耕・発展するための課題は, MIMO マルチキーホール環境の解析において, 一定としたリピータシステム内部の利得あるいは熱雑音の取り扱いなどの仮定を取除いたより一般的な議論への展開が必要と考える. 加えて, 実伝搬環境における固有値の分布や平均通信路容量の実測なども重要であると考え. また, 仲上・ライスフェージング環境における第1固有値以外の確率密度関数の近似式を第7章の手法を適用するなどして明らかにする必要がある. 更に, MIMO マルチキーホール環境並びに MIMO 空間・偏波融合環境は, 無相関なレイリーフェージング環境を想定しているが, 他の伝搬環境あるいは有相関な環境などについても同様の検討が重要になってくると考える.

本論文では, MIMO 無線通信システムにおける通信路のモデルに関する研究を行い, MIMO 無線通信システムの通信路のモデル並びに通信路を特徴付ける固有値の確率密度関数に関して論じた. 本研究の MIMO システムの通信路モデル並びに通信路の相関行列に対する固有値の確率密度関数は, 設計・評価・解析に役立つものであると考える.

関連論文の印刷公表の方法及び時期

I 論文

- [1] M.Tsuruta, T.Taniguchi, and Y.Karasawa : On Statistical Distribution of Eigenvalues of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-keyhole Environment, IEICE Trans. Commun., Special Section:ISAP2006, vol.E90-B, no.9, pp.2352-2359, Sept. 2007.
- [2] T. Taniguchi, S. Sha, Y. Karasawa, and M.Tsuruta : Simple Approximation of Largest Eigenvalue Distribution in MIMO Channels Under Nakagami-Rice Fading, IEICE Transactions on Fundamentals, vol.E90-A, no.9, pp.1862-1870, Sept. 2007.
- [3] 鶴田誠, 唐沢好男 : MIMO リピータシステム評価のためのマルチキーホールモデル, 信学論(B), vol.J89-B, no.9, pp.1746-1754, Sept. 2006.
- [4] 鶴田誠, 唐沢好男 : 仲上-ライスフェージング環境における MIMO チャネル行列の第 1 固有値の簡易計算法, 信学論(B), vol.J87-B, no.9, pp.1486-1495, Sept. 2004.

II 国際会議

- [1] Y.Karasawa, M.Tsuruta, and T.Taniguchi : Multi-Keyhole model for MIMO radio relay systems, in Proc. European Conf. Antennas Propagat. (EuCAP2007), Nov. 2007.
- [2] T.Taniguchi, M.Tsuruta, and Y.Karasawa : Largest Eigenvalue Distribution Approximation in MIMO Nakagami m Fading Channels, in Proc. International Symposium on Advanced ICT(AICT2007), Sept. 2007, BUPT, Beijing, China.
- [3] T.Taniguchi, S.Sha, Y.Karasawa, and M.Tsuruta : Approximation of Largest Eigenvalue Distribution newline in Rician MIMO Channels, in Proc. IEEE 18th International Symposium on Personal Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC2007), Sept. 2007, Athens, Greece.
- [4] T.Taniguchi, S.Sha, Y.Karasawa, and M.Tsuruta : Approximation of Largest Eigenvalue Distribution of Noncentral Wishart Matrices for Analysis of MIMO Rician Channels, Mar. 2007. Yuan Ze University
- [5] M.Tsuruta, T.Taniguchi, and Y.Karasawa : On Statistical Distribution of the Largest Eigenvalue of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-Keyhole Environment, in Proc. 2006 International Symposium on Antenna and Propagation (ISAP'06), Singapore, Nov.1-4, 2006.
- [6] H.Matsuoka, H.Kasami, M.Tsuruta, and H.Shoki : A smart antenna with pre-and post-FFT hybrid domain beamforming for broadband OFDM system, in Proc. IEEE WCNC2006, Apr. 2006, vol.4, pp.1916-1920.

Ⅲ 研究会発表

- [1] M.Tsuruta, T.Taniguchi, and Y.Karasawa : On Statistical Distribution of the Largest Eigenvalue of Channel Correlation Matrix in MIMO Multi-Keyhole Environment, 信学技報, AP2006-82, vol.106, no.302, pp.35-40, Oct. 2006.
- [2] 谷口哲樹, 沙深, 唐沢好男, 鶴田誠 : Approximation of Largest Eigenvalue Distribution of Noncentral Wishart Matrices for Analysis of MIMO Rician Channels, 信学技報, AP2006-158, vol.106, no.561, pp.65-68, Mar. 2006.
- [3] 松岡秀浩, 笠見英男, 鶴田誠, 庄木裕樹, 三瓶政一 : 地上デジタル放送移動受信のための時間・周波数領域複合処理型スマートアンテナの検討, 信学技報, AP2005-171, vol.105, no.600, pp.73-78, Sept. 2005.
- [4] 鶴田誠, 唐沢好男 : MIMO マルチキーホールモデル : MIMO リピータシステム評価のための, 信学技報, AP2005-112, vol.105, no.399, pp.7-12, Nov. 2005.
- [5] 松岡秀浩, 笠見英男, 鶴田誠, 庄木裕樹 : 複数の固有ビームを用いた時間・周波数領域ハイブリッド処理型スマートアンテナ, 信学技報, RCS2005-99, vol.105, no.356, pp.85-90, Oct. 2005.
- [6] 鶴田誠, 唐沢好男 : 仲上-ライスフェージング環境の MIMO 伝搬チャネルモデリング, 信学技報, AP2003-214, RCS2003-220, vol.103, no.458, pp.31-36, Nov. 2003.
- [7] 鶴田誠, K.D.Nirmal, 唐沢好男 : MIMO 空間・偏波融合伝送における伝搬チャネルモデリング, 信学技報, AP2003-143, vol.103, no.297, pp.61-66, Sept. 2003.
- [8] 唐沢好男, 鶴田誠, K.D.Nirmal : MIMO 空間・偏波融合伝送における伝搬チャネルモデリングとその研究課題, 電波研連 F 分科会, 第 475 回, Jun. 2003.

Ⅲ 大会発表

- [1] 鶴田誠, 松岡秀浩, 三ツ木淳 : 高速同期のためのオフセット周波数補償方法, ソ大, B-5-82, Sept. 2007.
- [2] 鶴田誠, 谷口哲樹, 唐沢好男 : MIMO マルチキーホール環境におけるチャネル相関行列の第 1 固有値確率分布, ソ大, B-1-215, Sept. 2006.
- [3] 鶴田誠, 唐沢好男 : MIMO リピータシステム評価のためのマルチキーホールモデル, 電子情報通信学会総合大会, B-1-230, Mar. 2006.
- [4] 松岡秀浩, 笠見英男, 鶴田誠, 庄木裕樹 : 地上デジタル放送移動受信のための時間・周波数領域ハイブリッド処理型スマートアンテナ, 総合大会, B-1-209, Mar. 2006.
- [5] 鶴田誠, 堀川征一郎, 笠見英男, 松岡秀浩, 庄木裕樹 : 高速フェージング伝送路における地上デジタル放送の移動受信特性に関する一検討 : チャネル推定方式の演算量と推定誤差について, ソ大, BS-1-3, Sept. 2005.
- [6] 松岡秀浩, 鶴田誠, 笠見英男, 庄木裕樹 : OFDM システムにおける時間・周波数領域ハイブリッド処理型合成ダイバーシチ受信方式, ソ大, BS-1-2, Sept. 2005.
- [7] 鶴田誠, 笠見英男, 松岡秀浩 : 高速フェージング伝送路における地上デジタル放送の移動受信特性に関する一検討, 総合大会, B-1-265, Mar. 2005.
- [8] 鶴田誠, 谷口哲樹, 唐沢好男 : MIMO-OFDM 伝送における平均誤り率最小規範に

基づく最適電力分配，ソ大，B-5-30，Sept. 2003.

著者経歴

学 歴

1974年5月21日	宮崎に生まれる.
2003年3月	電気通信大学電気通信学部電子工学科卒業
2003年4月	同大学大学院電気通信学研究科博士前期課程電子工学専攻入学
2005年3月	同上修了
2005年4月	同大学大学院電気通信学研究科博士後期課程電子工学専攻 入学
2008年3月	同上修了予定

職 歴

1993年4月	株式会社 東芝入社 東芝学園
1994年4月	同社 小向工場 異動
2004年4月	同社 研究開発センター 異動
2007年7月	同社 研究開発センター 研究主務 現在に至る

表 彰 等

1994年3月	株式会社 東芝 東芝学園 学園長表彰受賞
1995年7月	同社 信号変換装置開発における工場長表彰受賞
1996年6月	同社東芝 記録装置開発における事業部長表彰受賞
2003年3月	電気通信大学 学生表彰受賞
2005年3月	社団法人 目黒会 目黒会賞受賞
2006年3月	社団法人 電子情報通信学会 学術奨励賞受賞

所属学会等

社団法人電子情報通信学会学生員, IEEE(the Institute of Electrical and Electronics Engineers)学生員. 主な研究分野は, MIMO 電波伝搬モデリング・信号解析技術・信号監視技術・地上デジタル放送波受信技術・等化技術である.

謝 辞

本論文は、電気通信大学電気通信学部電子工学科教授 唐沢好男博士の御指導のもとに、著者が電気通信大学大学院電気通信学研究科博士後期課程電子工学専攻在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり深甚なる御指導・御鞭撻を賜りました唐沢好男教授に衷心より謝恩の意を表します。

本論文をまとめるに際に種々の御指導並びに御助言を戴きました電気通信大学電気通信学部電子工学科教授 橋本猛博士，同大人間コミュニケーション学科教授 中嶋信生博士，同大先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター(AWCC)教授 山尾泰博士，同大先端ワイヤレスコミュニケーション研究センター(AWCC)准教授 藤井威生博士，同大電気通信学部電子工学科助手・研究員 谷口哲樹博士に深謝の意を表します。

本研究の機会を得るまでに、大学・大学院における就学に関しての御相談・御指導を賜りました株式会社東芝 社会システム社小向工場 小川憲之主務に厚く感謝を申し上げます。

本研究に到達し得るまで、御理解のある御指導・御配慮を賜った株式会社東芝 情報・社会システム社 小向工場 端山克司氏(当時部長)，大光明宜孝氏(当時部長)，清水貴司主務(現 アジレント・テクノロジー株式会社)，株式会社東芝 社会システム社 小向工場 山崎幹宏参事，池田一秀グループ長，児島誠主務，金子一郎氏，株式会社東芝 社会システム社 土屋公彦氏，東芝電波プロダクツ株式会社 角隆芳取締役(当時 株式会社東芝 社会インフラシステム社 小向工場 部長)に深謝の意を表します。

本研究全体を通して、株式会社東芝 研究開発センター庄木裕樹研究主幹には著者が多大な御支援・御指導を賜りましたことに深謝の意を表します。

また、日頃よりご指導ならびに叱咤激励を賜りました株式会社東芝 研究開発センター 正畑康郎研究主幹，笠見英男研究主務，堀川征一郎氏ならびに、株式会社東芝 セミコンダクター社 鶴見博史参事，吉田弘参事，三ツ木淳主務，松岡秀浩主務に厚く御礼を申し上げます。

電気通信大学ならびに株式会社 東芝 社会システム社並びに研究・開発センターの多くの皆様の多大な御指導・御協力の賜物であることを付記して、心から感謝の意を表します。

本研究を進めるに際し、熱心な御討論と有益な御助言・御協力を頂きました電気通信大学電気通信学部電子工学科の唐沢研究室の諸賢に感謝を致します。

最後に、常日頃より理解と協力をしてくれた要(妻)，翔(長男)と家族や友人に対して感謝します。

2008年3月24日