

# 卒業論文

## 送受信ウェイト制御を用いたマルチユーザ MIMOに関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成18年2月28日提出

横浜国立大学 工学部 電子情報工学科

0244138 道畑 泰平

# 要約

近年、無線通信システムの限られた周波数資源の中で高品質・大容量化を行う技術として送受信双方に複数のアンテナを用いる MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 伝送システムが注目を集めている。MIMO 伝送システムの最大の魅力は誤り率低減・伝送容量増大能力である。従来研究ではユーザ毎に時間を分割して通信を行う時分割多元接続 (TDMA:Time Division Multiple Access) を想定した研究であった。また、更なる高速化を考えた場合、同一時刻、同一周波数に複数ユーザを収容する SDMA(Space Division Multiple Access) 方式が提案されている。SDMA とは各ユーザ毎にマルチビームをウェイト制御し、基地局からユーザ端末へ適用することで周波数利用効率を飛躍的に改善することが可能な技術である。このような背景で MIMO 伝送システムが盛んに研究されているが、マルチユーザ環境における SDMA 通信を想定し、送受信ウェイト制御を用いた検討は少ない。マルチユーザ MIMO の場合、シングルユーザで理論上最高の特性とされている E-SDM では各ユーザ端末で他ユーザの干渉波を分離できないため、基地局ではマルチビームをウェイト制御することが重要である。しかし、先行研究で提案されている Linear Processing 法や Dirty Paper Coding 法にも問題点が挙げられている。そこで、本研究では、マルチユーザ MIMO のダウンリンクにおいて先行研究で提案されている手法を改善する送受信ウェイト制御法を提案し、従来手法との比較検討を行う。具体的に提案手法は、チャネル情報の特異値分解により得られる特異ベクトルから、他ユーザに対してヌルが向くように送信ウェイトを決定し、受信側ではチャネル推定に基づきストリーム間を分離する受信ウェイトを形成する手法である。また、この手法は受信機の移動に伴うチャネル情報誤差による劣化も少ない。本研究では端末の回路規模を小さくすることを考え、送信アンテナ 4 本の基地局から受信アンテナ 2 本の移動端末 2 ユーザへ送受信ウェイトを用いて伝送することを想定する。

従来手法と比較すると BER が  $10^{-3}$  で約 9% ほど劣化するが、チャネル容量では累積確率 50% で約 5[bit/s/Hz] ほど改善することができる。また、結果について空間相関、固有値で考察したところ、提案手法は従来手法より累積確率 50% で第一固有値が約-20[dB] 改善したことによりチャネル容量の増加が行え、第二固有値が約-4[dB] 劣化したことにより BER が劣化したことがわかった。また、提案法では注水定理を用いて電力配分することにより、チャネル容量をさらに増加させることができる。

# 目次

第1章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	MIMOにおける伝送特性向上技術	3
1.2.1	送受信手法	5
1.2.2	チャネル情報の取得	7
1.2.3	伝搬特性評価方法	8
1.3	研究目的と論文の構成	9
第2章	マルチユーザ環境におけるMIMO通信の概要	11
2.1	マルチユーザMIMOの定式化	11
2.1.1	レイトレース法を用いたチャネルモデル	11
2.1.2	送受信ウェイトを考慮したMIMOシステムの定式化	13
2.2	マルチユーザMIMO通信の従来法	15
2.2.1	E-SDM	15
2.2.2	Linear Processing	18
2.2.3	Dirty Paper Coding	19
2.3	提案手法	20
第3章	シミュレーションによるマルチユーザMIMO通信の評価	24
3.1	シミュレーション諸元	24
3.2	シミュレーション結果	26
3.2.1	BER特性	26
3.2.2	チャネル容量	29
3.3	空間相関と固有値による考察	31
3.4	チャネル推定誤差の影響	39
第4章	結論	43
	謝辞	44



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究背景

近年，無線通信の適用範囲はあっという間に広がりをみせつつあり，公衆通信網に加えて無線 LAN(Local Area Network) への展開に期待が寄せられている．無線 LAN では，小型のコンピュータを移動させても容易に高速通信の出来る環境が求められている．技術的には，時間及び空間領域を用いた効率的な信号伝送方式が求められ，送受信機で複数アンテナを用いる MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) システムは一つの重要な課題となっている [1] ．

MIMO システムは，Bell 研によって発表された BLAST(Bell laboratories layered space-time) をきっかけとして，大きく注目され，短期間に多くの研究成果を生むとともに，実用化までもが検討されるに至っている．このように MIMO システムが急速に発展した理由は，MIMO システムを構成する要素技術の多くが，CDMA(code division multiple access) 方式で実用化されているマルチユーザ検出や，TDMA(time division multiple access)・SDMA(space division multiple access) 方式で空間的な干渉除去手法として使用されたアダプティブアレー技術等，すでに研究されてきたものだからである．

現在までに MIMO システムの研究では，送信機が伝搬路情報を用いない研究が多く研究されている [2] ．これには，複数の送信アンテナから無相関な信号を送信し，受信機で信号の検出を行う．この手法では簡易な送信機の構成の元でダイバーシチ効果を得られるという利点がある．一方で，通信路容量が伝搬環境に依存しやすいという伝送特性も有している．

これとは異なるアプローチとして送信機が伝搬路情報を用いる場合についても研究が行われている [3]-[6] ．この手法では，送信機が複数のビーム形成を行い，各ビームに適した送信電力を割り当てる．また，受信機で複数のビームを用いて信号受信を行う場合もある．このような送受信ウェイト形成を行う MIMO システムでは，伝搬路情報を用いない場合よりも高い通信路容量を達成できるとの報告もある．しかし，送信機がビーム形成を行うた

めの制御が必要という側面もあり，利点欠点の双方を考慮したうえでその評価が必要とされる．

このような背景で MIMO 通信の研究は盛んに検討されているが，これらの研究では主に基地局と移動局が 1 対 1 の場合の研究であった．すなわち，ユーザ毎に時間を分割して通信を行う時分割多元接続 (TDMA:Time Division Multiple Access) を想定した研究である．そこで，更なる高速化を考えた場合，同一時刻，同一周波数に複数ユーザを収容する SDMA(Space Division Multiple Access) 方式が提案されている [7]．SDMA とは各ユーザ毎にマルチビームをウェイト制御し，基地局からユーザ端末へ適用することで周波数利用効率を飛躍的に改善することが可能な技術である．更なる高速・大容量の移動通信システムを実現するためには，SDMA を用いて基地局が複数の移動局と同時に MIMO 通信を行うマルチユーザ MIMO 技術の研究開発が必要であると考えられる [7]-[8]．



図 1.1 : TDMA

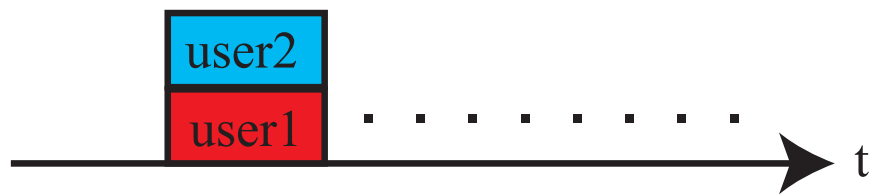


図 1.2 : SDMA

マルチユーザ MIMO において基地局が各端末局毎に直交ビーム (他端末局へ干渉を与えないビーム) を形成することにより，複数端末局へ MIMO/SDM 信号を同時同一周波数帯域にて送信することが求められている．しかし，シングルユーザ MIMO で理想的な直交ビームとされている固有モード伝送 (E-SDM) では，各端末局は全送信信号 (他端末局宛ての信号) を分離できないため，各端末局に他端末局宛ての信号が漏れこまないような基地局側での直交ビーム形成技術が求められる (図 1.3)。また，安定したスループット提供のためには伝搬状況に応じた各端末局への最適伝送情報量/電力割当技術が求められている．その際，各ユーザで信号処理を実現する場合，回路規模が大きく，小型低消費が要求される端末装置への適用は難しい．特に無線 LAN 端末や RFID に代表される小型の無線システムでは，回路の小型化・低消費電力化は重要な課題である．

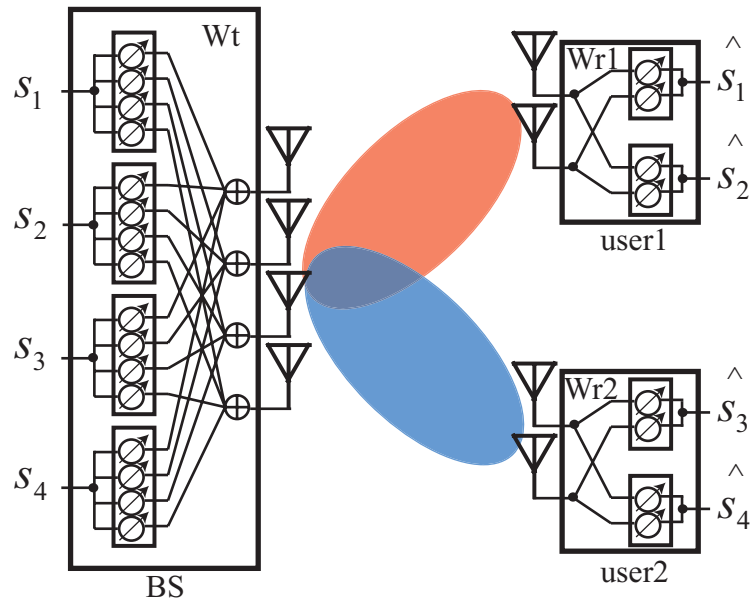


図 1.3 : SDMA

このように，マルチユーザ MIMO 技術は、今後のシステム実用化に向けてさまざまな検討課題が残された未開拓領域の分野であるとされている [9]-[10] .

## 1.2 MIMO における伝送特性向上技術

BLAST(Diagonal-BLAST:D-BLAST) の提案で幕を開けた MIMO システムは，これまでいくつかの方式が提案されている．ここではまず簡単に概要を述べる [11]-[12] .

MIMO システムは送信機，受信機にそれぞれアンテナを複数持つシステムである．しかし，システムの特徴は主に送信側の構成によって決定される．例えば，複数の送信アンテナから異なる情報を送信すれば，単純に伝送レートを高くすることが出来る．一方，複数の送信アンテナを用いて受信機の方にビームを向けるような動作をすれば，受信時の SN 比を改善することが可能である．これに対し，受信側の構成はある送信手法に対して，一般にいくつかの選択肢がある．ここで， $M$  次元送信ベクトルを  $s$ 、 $N$  次元受信ベクトルを  $x$ 、 $N$  次元雑音ベクトルを  $n$ 、 $N \times M$  のチャネル行列を  $H$  とする MIMO システムについて 図 1.4 に示す．よって受信ベクトルを  $x$  は

$$x = Hs + n \quad (1.1)$$

と表すことができる．

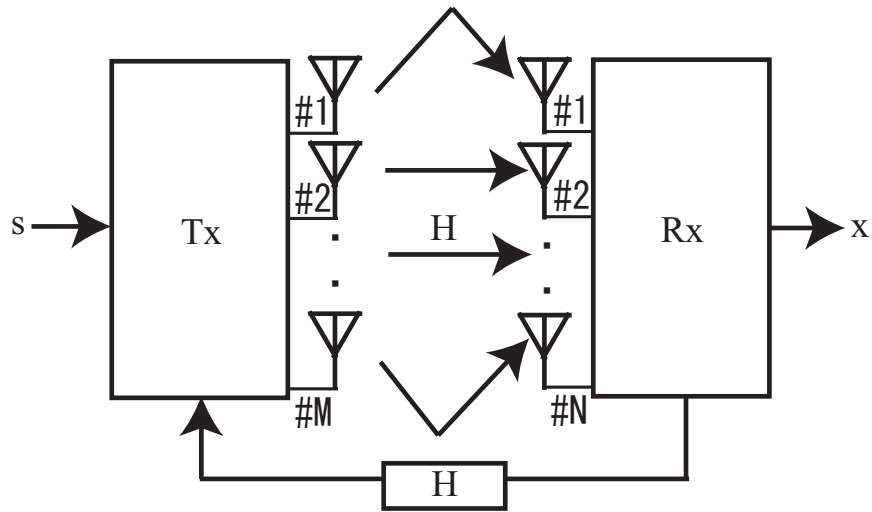


図 1.4 : MIMO システム

また，チャンネル行列  $H$  は図 1.5 に示すように，送受信アンテナ間のチャンネル応答値の行列を持ち，受信アンテナ数  $\times$  送信アンテナ数の行列で表される．

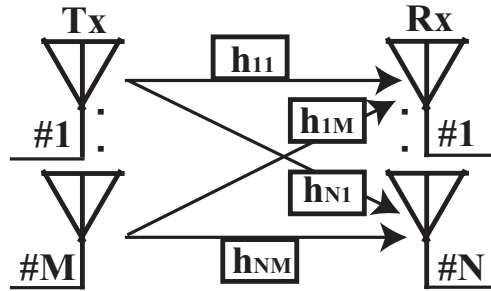


図 1.5 : チャンネル (伝搬路) のチャンネル応答

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

一般的に，送信アンテナ数  $\leq$  受信アンテナ数で MIMO 特性が良いことが知られている．これは，送信アンテナから多重されてくる信号を受信アンテナ数分の受信ウェイトベクトルで信号分離が可能だからである．一方，送信アンテナ数  $>$  受信アンテナ数での場合，送信アンテナ数分の信号が多重されてくるので MIMO 特性が信号分離が行えない．次節からの説明には簡単化のためと本研究を想定し送信アンテナ数  $N$  を 4 本，受信アンテナ数  $N$  を 2 本として考える．これは送受信ウェイトを用いた効果について検討するためである．



## 1.2.1 送受信手法

最初に，MIMOシステムの送受信手法について述べる．種々のMIMOシステムにおける最も大きな違いは，伝送する送信数である．本研究では，送信アンテナ数分伝送し，伝送速度の向上に焦点を置く．また，ここでは他に習い送信信号をストリームと呼ぶことにする．複数の送信アンテナを用いて，複数のストリームを送信する場合，各ストリームが空間的に多重化されていると考えることができ，空間多重 (spatial multiplexing) と呼ばれる．空間多重では，一般に入力されたストリームを複数のストリームに分割して同時に送信する．この時，送信側でチャンネル情報が得られない場合を想定しているため，サブストリームを等電力で送信する空間多重方式 (SDM:space division multiplexing) が考えられる (図 1.6) ．

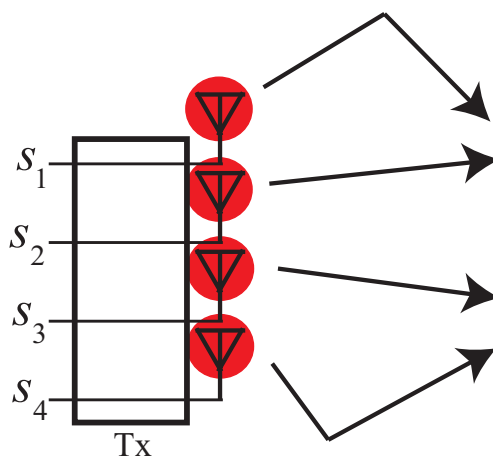


図 1.6 : SDM

SDMは送信アンテナをすべて用いるため，サブストリームの変調方式が等しい場合には，伝送レートを送信アンテナ数倍にすることが出来る．ただし，空間多重されたサブストリームは，受信機で互いに干渉するため，分離検出する手法が必要となる．

次に，シングルユーザ MIMO 通信において理論上最高の特性とされている固有ビーム空間分割多重方式 (Eigenbeam SDM : E-SDM) について簡単に説明する (図 1.7) ．この手法は，複数のサブストリーム毎に異なる送信ビーム (マルチビーム) を形成する．各ビームの最適ウェイトは，MIMO チャンネル行列の特異値分解によって与えられる．この方式では，最適ウェイトが受信方式によらない，すなわち，どのような受信処理を用いても特性が同一となる特徴を有する．このため，受信系を簡易な構成にすることが可能である．さらに，固有ビーム毎に変調方式および送信電力を制御することにより，チャンネル容量を最大に出来ることが知られている．

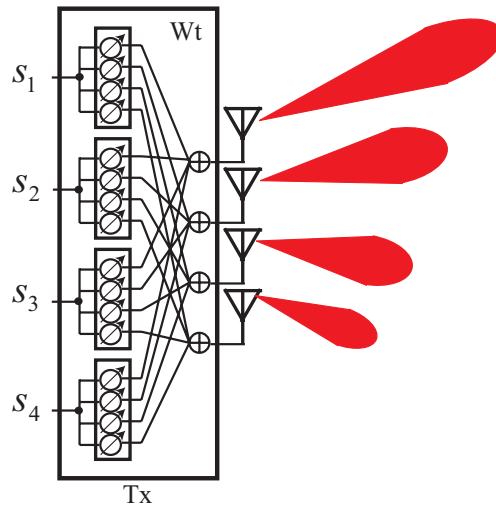


図 1.7 : E-SDM

最も単純な分離検出処理はアダプティブアレーとして知られる空間フィルタリングである．図 1.8 にその概念を示す．図 1.8 のように，希望信号に強いビームを向け，不要な信号には利得の落ち込み点（ヌル）を向けることにより，空間的な選別を行うものである．ウェイト決定には，サブストリーム干渉を完全に除去する ZF (zero-forcing) アルゴリズムと，干渉と雑音電力の平均二乗誤差を最小にする MMSE (minimum mean square error) アルゴリズムとがよく知られている．MMSE は雑音電力も考慮しているので ZF より優れた特性を有するが，計算量が増えてしまうというトレードオフ関係にある．また，最適な検出方法として MLD (maximum likelihood detection) が知られているが計算量が膨大になってしまうという欠点がある．本研究では受信端末の演算量を軽減することを目的としているため ZF を用いることにする．

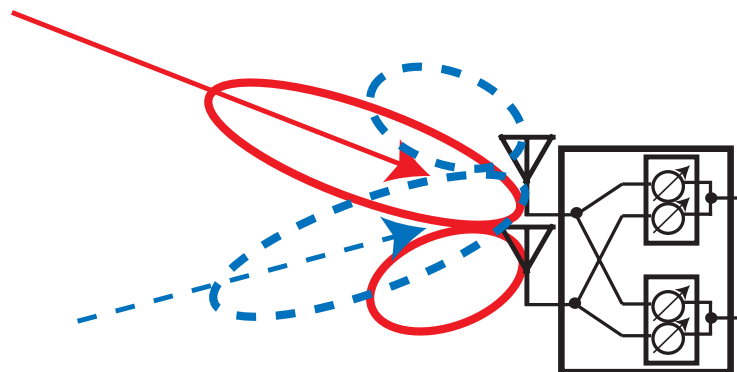


図 1.8 : 空間フィルタリング

ここで，ZF (zero-forcing) アルゴリズムにより導出した受信ウェイト  $W_r$  を用いると受信信号  $x$  から送信信号  $s$  を分離検出することができる．

$$x = Hs + n \quad (1.3)$$

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{H}^{-1} \quad (1.4)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_r(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}) = \mathbf{s} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{n} \quad (1.5)$$

### 1.2.2 チャネル情報の取得

受信機で以下述べたようなストリーム検出手法を用いるためには、チャネル情報(振幅のみ、あるいは、位相・振幅)を必要とする。送信側で MIMO チャネル情報が必要な場合には、受信側の協力が必須である。送信側でのチャネル情報の取得方式は図 2.8 に示すように大きく 2 つに分けられる。1 つは図 1.9(a) の間接的な推定手法である。

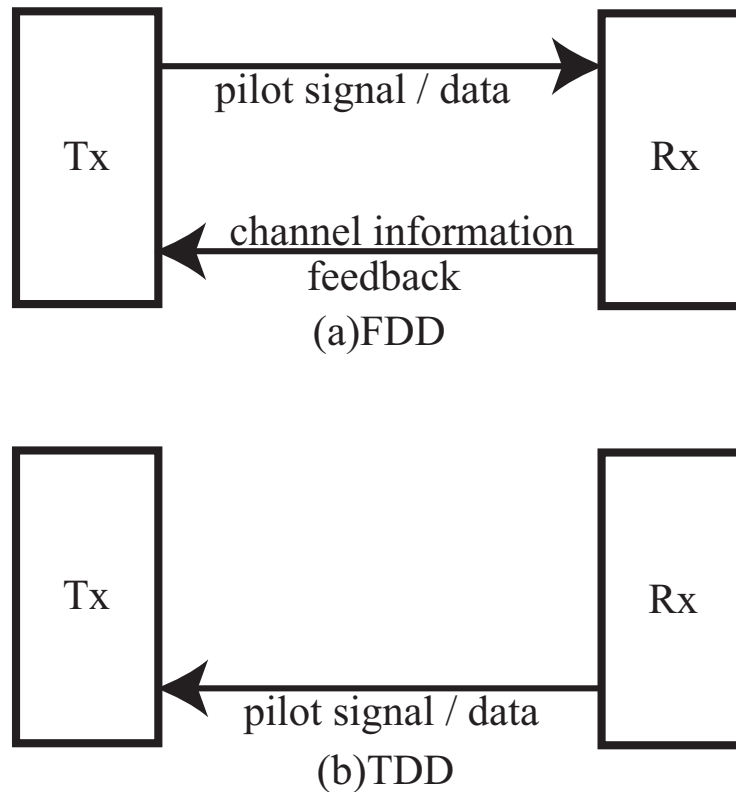


図 1.9：チャネル容量の取得方法

この場合、MIMO チャネル推定は受信側で行われる。推定されたチャネル情報、あるいはそのチャネル情報からさらに推定された最適なウェイトや変調方式、送信電力などの情報は、フィードバック回線を通じて送信側に伝送される。このとき、情報だけが必要なので、フィードバック回線は MIMO 伝送でなくてもよい。また、周波数分割多重 (frequency division duplexing : FDD) の場合でも適用することが出来る。しかし、チャネルやウェイト等のアナログ情報をどの程度の精度 (ビット数) で伝送するのが問題となる。また、受信側の信号処理も無視できない。

一方，図 1.9(b) の方式は，時分割多重方式 (time division duplexing : TDD) のときのみ適用可能な方式である．このとき，チャンネルは両回線で共通となるため，受信側からの信号を用いて直接チャンネル推定ができる．ただし，MIMO チャンネル情報を得るために，少なくともパイロット信号部分は受信側からも MIMO 伝送を行う必要がある．どちらの手法においても，チャンネル推定時の誤差の影響を考えなければならない．また，チャンネル情報を取得してから MIMO 伝送を開始するまでに遅延時間が発生する．この間にチャンネルの変動が大きければ，結果としてチャンネル情報に誤差が生じてしまう．そのような場合，チャンネル情報を用いる各 MIMO 伝送方式の改善効果も減少するため，注意が必要である [13]-[15]．

### 1.2.3 伝搬特性評価方法

MIMO 伝搬特性の評価方法としてよく用いられている平均誤り率 (BER : Bit Error Rate) とチャンネル容量について示す．BER とは送信した信号が誤って分離検出した確率であり，BER が低いほど正確に伝搬していることになる．

続いて，チャンネル容量とは限られた周波数帯域の伝送路において単位時間あたりに符号間干渉なく多重できる波の最大密度を表す．つまり，チャンネル容量が高い値を持っていれば周波数利用効率が高く，伝送できるデータ通信速度が速いことになる．これは，最適な MIMO システム (適応変調，適応電力制御) を組めば達成可能な伝送速度である．式 (1-4) に瞬時のチャンネル容量の平均値  $C$  の定義式を示す．

$$C = E[\log_2[\det(\mathbf{H}\mathbf{R}_s\mathbf{H}^H/2\sigma^2 + \mathbf{I})]] \quad (1.6)$$

$\mathbf{R}_s$  は送信信号ベクトルの相関行列， $\sigma^2$  は雑音電力， $\mathbf{I}$  は単位行列とする．ここで，チャンネル情報未知の場合では最適電力制御を行えないため， $\mathbf{R}_s$  は

$$\mathbf{R}_s = \frac{P_s}{M}\mathbf{I} \quad (1.7)$$

となる． $P_s$  は総送信電力とする．これは各アンテナの送信電力が等電力であることを示す．これを用いた場合のチャンネル容量は

$$C = E[\log_2[\det(\mathbf{H}\mathbf{H}^H\mathbf{P}/2\sigma^2 + \mathbf{I})]] \quad (1.8)$$

となる．この式は電力を 2 倍にしても伝送容量は 1 ビットしか増えないが，ストリーム数を 2 倍にすれば伝送容量も 2 倍にすることが可能なことを示している．次に，チャンネル情報既知の場合ではスループット最大規範により適応電力制御することでチャンネル容量を増加させることができる．まず送信ウェイト  $\mathbf{W}_t$  を含めた相関行列  $\mathbf{s}_W$  は

$$\mathbf{s}_W = \mathbf{W}_t\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{s} \quad (1.9)$$

となる． $\mathbf{s}$ が無相関なサブストリームとすると

$$E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I} \quad (1.10)$$

となり，送信ウェイト  $\mathbf{W}_t$  を含めた相関行列  $\mathbf{s}_W$  はこれらを用いて

$$\begin{aligned} E[\mathbf{s}_W\mathbf{s}_W^H] &= (\mathbf{W}_t\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{s})(\mathbf{W}_t\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{s})^H \\ &= \mathbf{W}_t\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{I}\mathbf{P}^{1/2}\mathbf{W}_t^H \\ &= \mathbf{W}_t\mathbf{P}\mathbf{W}_t^H \end{aligned} \quad (1.11)$$

よって，チャンネル情報既知の場合のチャンネル容量  $C_W$  は

$$\begin{aligned} C_W &= E[\log_2[\det(\mathbf{H}\mathbf{R}_{\mathbf{s}_W}\mathbf{H}^H/2\sigma^2 + \mathbf{I})]] \\ &= E[\log_2[\det(\mathbf{H}\mathbf{W}_t\mathbf{P}\mathbf{W}_t^H\mathbf{H}^H/2\sigma^2 + \mathbf{I})]] \\ &= E[\log_2[\det((\hat{\mathbf{H}})(\hat{\mathbf{H}})^H\mathbf{P}/2\sigma^2 + \mathbf{I})]] \end{aligned} \quad (1.12)$$

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{W}_t \quad (1.13)$$

となる [11]． $\hat{\mathbf{H}}$  は送信ウェイトを含めたチャンネル行列とする．

ここで，送信電力  $\mathbf{P}$  を注水定理 (Water filling) を用いて最適電力制御を行った場合，チャンネル容量の増加が図れる．注水定理についての詳細は 3 章に述べる．

本研究ではマルチユーザ干渉を考慮し，受信側でチャンネル推定された  $\hat{\mathbf{H}}$  を用いてチャンネル容量の計算を行った．また最適電力配分として注水定理を用いた検討も行う．

### 1.3 研究目的と論文の構成

本研究では，マルチユーザ環境における MIMO 通信 (マルチユーザ MIMO) においてダウンリンクに送受信ウェイト制御を適用した場合におけるの伝搬特性を検討する．

マルチユーザ MIMO の場合，シングルユーザで理論上最高の特性とされている固有モード伝送 (E-SDM) では各ユーザ端末で他ユーザの干渉波を分離できないため，基地局ではマルチビームをウェイト制御することが重要である．しかし，先行研究で提案されている Linear Processing 法 [16] や Dirty Paper Coding 法 [17] にも問題点が挙げられている．本研究では，マルチユーザ環境での MIMO 通信においてチャンネル情報から導出する送受信ウェイトを用いて誤り率低減・伝送容量増大を図れる手法を提案し，従来手法との比較検討を行う．想定条件は，送信アンテナ 4 本の基地局から受信アンテナ 2 本の移動端末 2 ユーザへ送受信ウェイトを用いて伝送する．これは，端末の回路規模を小さくすることを考えている．具体的に提案手法は，チャンネル情報の特異値分解より得られる特異ベクトルから，他ユー

ザに対してヌルが向くように送信ウェイトを決定し，受信側ではチャンネル推定に基づきストリーム間干渉を分解する受信ウェイトを形成する手法である．また，この手法は受信機の移動に伴うチャンネル情報誤差による劣化も少ない．従来手法との比較方法として BER，チャンネル容量を空間相関，固有値で考察する．また，実環境で起こりえる受信機の移動に伴うチャンネル情報誤差をレイトレース法 [18]-[24] による伝搬路推定に導入し，提案法の有効性を示す．

本論文の構成を以下に示す．第 1 章で研究の背景と目的を明らかにし，第 2 章以降の予備知識となる MIMO 伝送技術について基本的な原理と特性を説明する．第 2 章ではマルチユーザ MIMO の従来手法と提案手法の原理を説明し，レイトレース法による伝搬路推定により各手法の伝搬特性を示し，問題点をあげる．次に第 3 章では，第 2 章で示したマルチユーザ MIMO の従来手法と提案手法についてシミュレーションを行う．また，BER 特性，チャンネル容量の比較を行う．さらに，空間相関，固有値により考察し，受信負荷，チャンネル情報誤差の影響について比較検討し提案手法の有効性について示す．次の第 4 章において，本論文の結論を述べる．

## 第 2 章

# マルチユーザ環境における MIMO 通信の概要

本章では，チャンネルモデルとして用いたレイトレース法について説明した後，マルチユーザ MIMO 通信に用いる送受信ウェイトを考慮した式を定義する．また，マルチユーザ MIMO 通信で提案されている従来法について説明し問題点をあげる．その後，それらの問題点を改良する提案方式について述べる．

### 2.1 マルチユーザ MIMO の定式化

ここでは，同一時刻，同一周波数でマルチユーザ MIMO 通信を実現するため，SDMA 方式を用いたマルチユーザ MIMO のダウンリンクについて定式化を行う．

#### 2.1.1 レイトレース法を用いたチャンネルモデル

現在，屋外・屋内のようにレイアウトが複雑なエリア内の伝搬推定では，幾何光学理論に基づくレイトレース法が用いられている [18]-[24]．レイトレース法とは，送信点から放射される電波の素波をレイ (Ray) とみなし，幾何光学的な反射，透過，回折を考慮してレイの軌跡 (Trace) を追う方法である．受信電力は受信点に到達する全てのレイを加算することで求められる．したがって，基本的に構造物の幾何光学的形状と電気的特性を与えるだけで伝搬特性を容易に解析できる．そこで，レイトレース法を用いれば，任意の構造物をもつ屋内の伝搬特性も簡易に解析でき，かつ解析に送受信アンテナの位置やアンテナの指向性を容易に考慮できる点は大きな利点である．

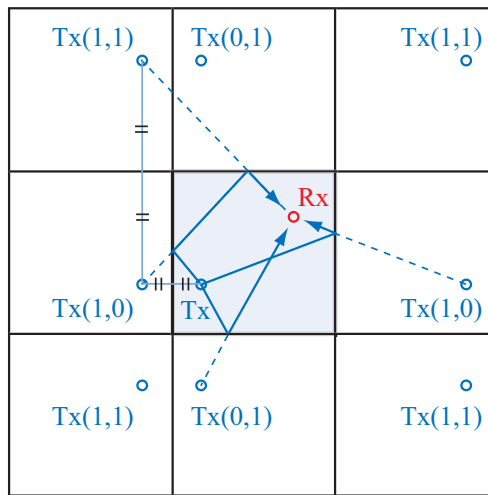
レイトレース法では，光線近似を利用し，影像送信点を仮定することで，送信点から任意の受信点に到来する直接波と反射波をすべて直線として考える．閉空間内に任意の 2 点を

送信点と受信点と仮定し，送信点から受信点に到来するレイの伝搬距離を  $R$  とし，その送信点から放射されるレイの振幅が送信点から見てすべての方向で一定であるとすれば，そのレイの距離  $R$  における強度は

$$E = \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.1)$$

で表される．

そこで，境界面上の反射点における入射角と反射角が等しいことから，イメージ法を用いた場合の影像送信点は図 2.1 のように考えることができる．これにより，実送信点および影像送信点から受信点を結んだ直線と，境界面との交点を反射点と考えることができる．そのレイが境界線と交わっている回数が反射回数である．そして，1 つのレイの伝搬距離は，実送信点および影像送信点から受信点に引いた直線の長さで定義することができる．



$Tx(n_h, n_v)$ : image of  $Tx$

$n_h$  : number of reflections in horizontal plane

$n_v$  : number of reflections in vertical plane

図 2.1 : イメージング法

壁面では簡単のため反射のみを考え，反射では幾何光学近似が成立するとする．壁で反射する場合の反射係数は，Fresnel 反射係数に従い，TE 入射成分に関しては式 (2.2), TM 入射成分に関しては式 (2.3) で表される．

$$\Gamma_{TE} = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.2)$$

$$\Gamma_{TM} = \frac{\epsilon_c \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_c \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_i}} \quad (2.3)$$



ここで,  $\theta_i$  は  $i$  番目の波の壁に対する入射角,  $\epsilon_c = \epsilon_r - j\delta/\omega\epsilon_0$  は壁の複素屈折率で, コンクリートの電気的特性 (比誘電率  $\epsilon_r$ , 導電率  $\sigma$ , 比透磁率  $\mu_r$ ) は,  $\epsilon_r=6.76$ ,  $\sigma=0.0023$ ,  $\mu_r=1$  と仮定した [19].

幾何光学理論において, 受信点の電力は, 到達するすべてのレイに対しての電解強度を求め, その総和から算出する.  $x$  方向,  $y$  方向,  $z$  方向の壁にそれぞれ  $l, m, n$  回反射し受信点に到達した  $i$  番目のレイの電界  $E_i$  は式 (2.4) のように表される.

$$E_i = \frac{\lambda}{4\pi d} e^{-jkd} \sqrt{G_t(i)} \sqrt{G_r(i)} \Gamma^{l+m+n} \quad (2.4)$$

ただし,  $\lambda$  は波長,  $d$  は伝搬距離,  $c$  は光速,  $k$  は波数,  $\delta$  は Dirac のデルタ関数であり,  $G_t, G_r$  は各送受信アンテナの利得である. 受信電力はこの  $E_i$  を用いて, 式 (2.5) で表される. この受信電力から各送受信アンテナ間のチャネル応答を導出し, チャネル行列としている.

$$P_r = \left| \sum_i E_i \right|^2 \quad (2.5)$$

### 2.1.2 送受信ウェイトを考慮した MIMO システムの定式化

レイトレース法を用いて導出されたチャネル情報を用いて送受信ウェイトを考慮した MIMO システムについて考える.

本検討では図 2.2 に示すような, 送信アンテナ 4 本, 受信アンテナ 2 本のユーザが 2user の場合について考え, 送受信ウェイトを含めた式を以下のように定義する.

user1, user2 それぞれの伝搬路を  $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2$  とすると,

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

これを合成すると,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

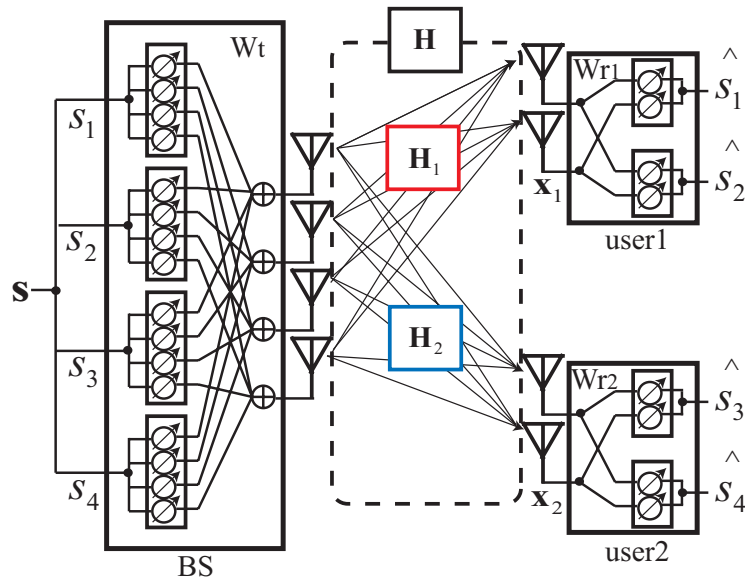


図 2.2 : 伝搬路モデル

M次元送信ベクトルを  $\mathbf{s}$ 、N次元受信ベクトルを  $\mathbf{x}$ 、N次元雑音ベクトルを  $\mathbf{n}$ 、 $N \times M$ のチャネル行列を  $\mathbf{H}$ とした時、共通の送信ウェイト  $\mathbf{W}_t$ 、user1 と user2 の受信ウェイトを  $\mathbf{W}_{r1}$ 、 $\mathbf{W}_{r2}$ とした場合

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{W}_{r1}(\mathbf{H}_1 \mathbf{W}_t \mathbf{s} + \mathbf{n}_1) \quad (2.9)$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{W}_{r2}(\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_t \mathbf{s} + \mathbf{n}_2) \quad (2.10)$$

と表すことができる。この時、user1 と user2 のそれぞれの希望信号は

$$\mathbf{s}_1 = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{s}_2 = \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

とする。また、user1 と user2 のそれぞれの受信信号は

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

とする。これらの送信ウェイト  $\mathbf{W}_t$ 、user1 と user2 の受信ウェイトを  $\mathbf{W}_{r1}$ 、 $\mathbf{W}_{r2}$  を導出することにより、マルチユーザ MIMO 通信を可能にする。

## 2.2 マルチユーザ MIMO 通信の従来法

### 2.2.1 E-SDM

シングルユーザ MIMO で最も特性の良いとされている固有モード伝送 (E-SDM) をマルチユーザに適用することを考える。まず、図 2.3 に示すような従来法で考えられている user1 のチャンネル情報  $\mathbf{H}_1$  を特異値分解して得られる  $\mathbf{V}_1$  を送信ウェイトとして用いる [25]。特異値分解とは特異ベクトル  $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{V}$  を用いて対角成分のみの  $\Sigma$  に分解する分解法である。

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H \quad (2.15)$$

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{U}_1\Sigma_1\mathbf{V}_1^H \quad (2.16)$$

これにより、user1 では user2 の干渉波は無くなる。次に user1 の受信ウェイトに  $\mathbf{U}_1$  を用いると、user1 に関してはシングルユーザ MIMO 同様に最高の特性が得られる。次に user1 の送受信ウェイトを考慮した式を示す。

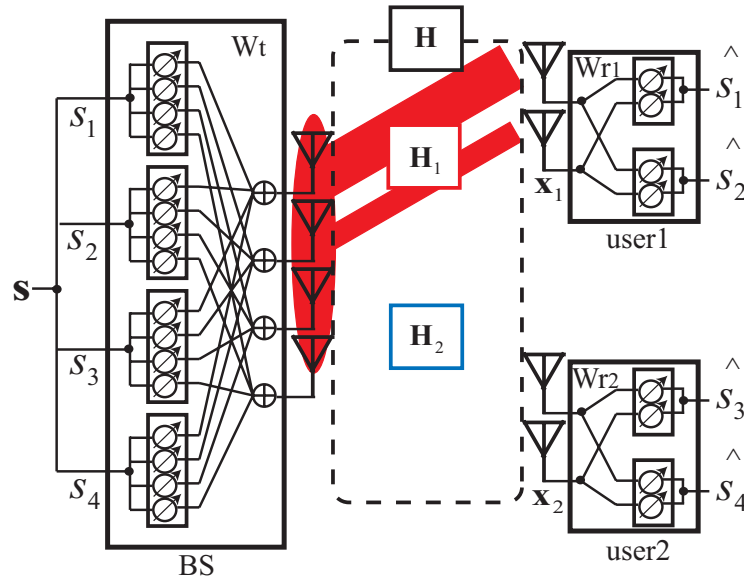


図 2.3 : E-SDM

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{U}_1^H (\mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_1) \\ &= \Sigma_1 \mathbf{s} + \mathbf{U}_1^H \mathbf{n}_1 \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{U}_1^H \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{V}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \quad (2.18)$$

$$\mathbf{W}r_2 = \mathbf{x}_2 \mathbf{s}_2^{-1} \quad (2.19)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = \mathbf{W}r_2 \begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \mathbf{V}_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2 \quad (2.20)$$

しかし，user2には user1 の干渉波が除去できないため受信側でチャンネル推定をした後，ZFを用いて受信ウェイト  $\mathbf{W}r_2$  を導出する．式 (2-17)-(2-19) に user2 の送受信ウェイトを考慮した式を示す．これには SDMA による同時通信を行うより，TDMA を用いてシングルユーザ MIMO 通信を行ったほうが良いと考えられる．

次に，この問題点を改善するために図 2.4 に示すような user1，user2 の伝搬路を合成したものを特異値分解する方法を考える．これを，E-SDM/synthetic とする．この方法では，チャンネル情報  $\mathbf{H}$  を特異値分解して得られる  $\mathbf{V}$  を送信ウェイトとして用いる．

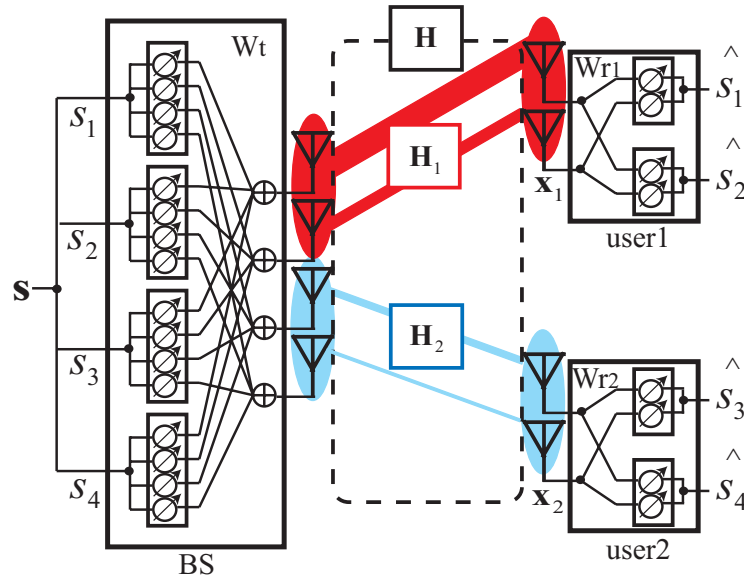


図 2.4 : E-SDM/synthetic

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (2.21)$$

次に user1 の受信ウェイトに  $U_1$  , user2 の受信ウェイトに  $U_2$  を用いると , 以下のように表される .

$$\hat{x}_1 = U_1^H (H_1 V s + n_1) \quad (2.22)$$

$$\hat{x}_2 = U_2^H (H_2 V s + n_2) \quad (2.23)$$

しかし , この手法では他ユーザ間の干渉信号が分離できないため BER 特性が悪くなる . そこで , シングルユーザ MIMO 通信でも適用されている E-SDM/ZF を適用することを考える . これは , 受信側ではチャネル情報未知の場合と同様にチャネル推定し , ZF 法による受信ウェイトを用いる手法である . 具体的に , 受信信号は

$$\hat{x}_1 = H_1 V s + n_1 \quad (2.24)$$

$$\hat{x}_2 = H_2 V s + n_2 \quad (2.25)$$

となる . ここでそれぞれの user 端末でチャネル推定を行う .

$$\hat{H}_1 = x_1 s_1^{-1} \quad (2.26)$$

$$\hat{H}_2 = x_2 s_2^{-1} \quad (2.27)$$

これを用いて ZF 法によりそれぞれの受信ウェイト  $W_{r1}$  ,  $W_{r2}$  を求めて受信信号に乗算する .

$$\hat{x}_1 = W_{r1} (H_1 V s + n_1) \quad (2.28)$$

$$\hat{x}_2 = W_{r2} (H_2 V s + n_2) \quad (2.29)$$

このように , シングルユーザ MIMO 通信で最高の特性とされている E-SDM をマルチユーザ MIMO 通信に適用することは様々なウェイト制御が考えられる .

本研究では E-SDM/ZF 法をシミュレーションを行い , 特性の比較検討を行う . しかし , 後に示すシミュレーション結果ではマルチユーザ干渉を分離できず BER 特性が悪くなってしまう . そこで考え出されたのが Linear Processing である .

## 2.2.2 Linear Processing

Linear Processing は図 2.5 に示すようなチャネル情報の逆行列を送信ウェイトとして用いる線形処理であり，受信端末では受信ウェイトを用いる必要が無いいため受信負荷の小さい手法である [16] .

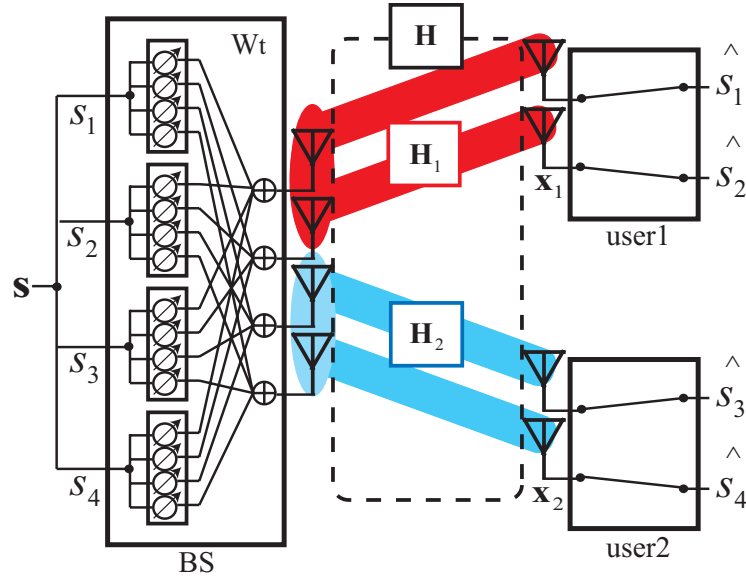


図 2.5 : Linear Processing

はじめに，user1，user2 それぞれのチャネル情報を合成した  $\mathbf{H}$  の逆行列を送信ウェイトとする .

$$\mathbf{Wt} = \mathbf{H}^\dagger = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.30)$$

$\mathbf{Wt}$  を送信ウェイトとして用いると user1，user2 の受信信号は以下ようになる .

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= \mathbf{H}_1 \mathbf{Wt} \mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \\ &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_2 &= \mathbf{H}_2 \mathbf{W} \mathbf{t}_s + \mathbf{n}_2 \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2 \\
&= \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2
\end{aligned} \tag{2.32}$$

この手法は送信ウェイトのみでマルチユーザ間もストリーム間も直交できるので受信端末の負荷も少なくマルチユーザ MIMO 通信には適しているかに思われる。しかし、伝搬路のチャンネル応答値が小さい場合、これを直交する送信ウェイトの電力は大きくなってしまふ。また、チャンネル容量が小さくなってしまふことも問題点とされている。この問題を解決するために考え出されたのが次節に述べる Dirty Paper Coding[17]である。

### 2.2.3 Dirty Paper Coding

Dirty Paper Coding 法とはチャンネル容量をマルチユーザ干渉が無い場合と等しくできる手法として考え出された [17]。この手法はチャンネル行列を  $\mathbf{H}$  を QR 分解する手法である。具体的にはチャンネル行列を  $\mathbf{H}$  を QR 分解すると下三角行列  $\mathbf{L}$  とユニタリ行列  $\mathbf{Q}$  に分けられる。

$$\mathbf{H} = \mathbf{L}\mathbf{Q} \tag{2.33}$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ q_{21} & q_{22} & 0 & 0 \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} & 0 \\ q_{41} & q_{42} & q_{43} & q_{44} \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} & l_{14} \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} & l_{24} \\ l_{31} & l_{32} & l_{33} & l_{34} \\ l_{41} & l_{42} & l_{43} & l_{44} \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

ここで送信ウェイト  $\mathbf{W} \mathbf{t}$  を

$$\mathbf{W} \mathbf{t} = \mathbf{Q}^H \tag{2.36}$$

とした場合，受信信号は

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x} &= \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{t}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\
 &= \mathbf{L}\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H\mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \\
 &= \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ q_{21} & q_{22} & 0 & 0 \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} & 0 \\ q_{41} & q_{42} & q_{43} & q_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \\
 &= \begin{bmatrix} q_{11}s_1 \\ q_{21}s_1 + q_{22}s_2 \\ q_{31}s_1 + q_{32}s_2 + q_{33}s_3 \\ q_{41}s_1 + q_{42}s_2 + q_{43}s_3 + q_{44}s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \tag{2.37}
 \end{aligned}$$

となる．これは  $x_1$  に関してはマルチユーザ間干渉，ストリーム間干渉が無いことを表している．しかし， $x_2$  からの受信信号には干渉項が含まれている．ここで全送信信号が既知として，各受信信号から干渉項を減算していく手法である．また，user 数の増加に伴い，受信アンテナ数の増加や送受信双方で演算量が大きくなり回路規模が大きくなってしまふことが欠点とされている．これは本研究目的に沿わないため，シミュレーションでは検討を行わないが比較の必要性があるため今後の課題とする．

## 2.3 提案手法

提案手法は，図 2.6 に示すようなチャネル情報を特異値分解し，他ユーザに対してヌルが向くようにウェイトを抜き出しマルチユーザ干渉が無いように送信ウェイトを形成する．また，受信側ではチャネル推定に基づきストリーム間干渉を分解する受信ウェイトを形成する手法である．

まず，user1 と user2 のチャネル情報を特異値分解すると

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{U}_1\mathbf{\Sigma}_1\mathbf{V}_1^H \tag{2.38}$$

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{U}_2\mathbf{\Sigma}_2\mathbf{V}_2^H \tag{2.39}$$

ここで， $\mathbf{H}_1$  を特異ベクトルを用いた場合の対角化は

$$\mathbf{\Sigma}_1 = \mathbf{U}_1^H\mathbf{H}_1\mathbf{V}_1$$



$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} \\ u_{21} & u_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} & v_{13} & v_{14} \\ v_{21} & v_{22} & v_{23} & v_{24} \\ v_{31} & v_{32} & v_{33} & v_{34} \\ v_{41} & v_{42} & v_{43} & v_{44} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} u_{11} & u_{12} \\ u_{21} & u_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} & 0 & 0 \\ h'_{21} & h'_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\lambda_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{2.40}
\end{aligned}$$

のように表される．ここで， $H_1 V_1$ の分解について注目すると  $H_1$  の3, 4列目である，他ユーザへの伝搬路を0にするためには  $V_1$  の3, 4列目が用いられていることが分かる．

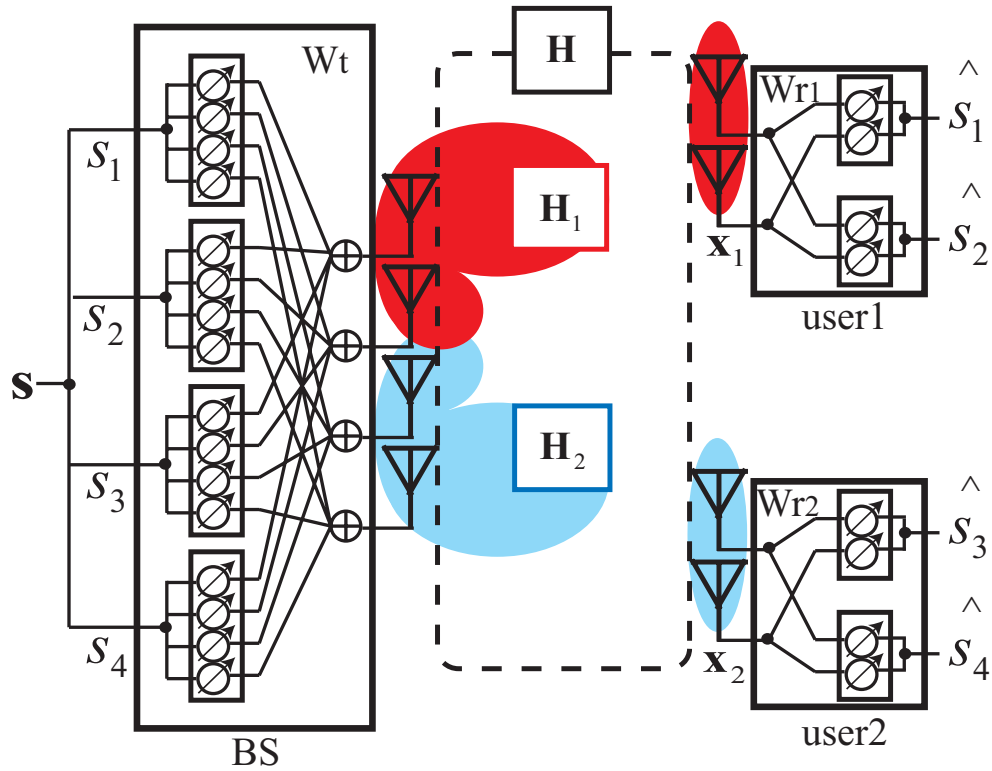


図 2.6 : 提案手法

そこで， $V_1, V_2$ に注目すると

$$\mathbf{V}_1 = \begin{bmatrix} v_{11}^{(1)} & v_{12}^{(1)} & v_{13}^{(1)} & v_{14}^{(1)} \\ v_{21}^{(1)} & v_{22}^{(1)} & v_{23}^{(1)} & v_{24}^{(1)} \\ v_{31}^{(1)} & v_{32}^{(1)} & v_{33}^{(1)} & v_{34}^{(1)} \\ v_{41}^{(1)} & v_{42}^{(1)} & v_{43}^{(1)} & v_{44}^{(1)} \end{bmatrix} \tag{2.41}$$

$$\mathbf{V}_2 = \begin{bmatrix} v_{11}^{(2)} & v_{12}^{(2)} & v_{13}^{(2)} & v_{14}^{(2)} \\ v_{21}^{(2)} & v_{22}^{(2)} & v_{23}^{(2)} & v_{24}^{(2)} \\ v_{31}^{(2)} & v_{32}^{(2)} & v_{33}^{(2)} & v_{34}^{(2)} \\ v_{41}^{(2)} & v_{42}^{(2)} & v_{43}^{(2)} & v_{44}^{(2)} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$\mathbf{V}_1$  の 1, 2 列目は user1(希望ユーザ) にビームを向けるウェイトであり, 3, 4 列目は user2(他ユーザ) にヌルを向けるウェイトである.

また,  $\mathbf{V}_2$  の 1, 2 列目は user2(希望ユーザ) にビームを向けるウェイトであり, 3, 4 列目は user1(他ユーザ) にヌルを向けるウェイトである.

この  $\mathbf{V}_1$  の 3, 4 列目と  $\mathbf{V}_2$  の 3, 4 列目を抜き出し交差させて導出する送信ウェイト  $\mathbf{W}_t$  は

$$\mathbf{W}_t = \begin{bmatrix} v_{13}^{(2)} & v_{14}^{(2)} & v_{13}^{(1)} & v_{14}^{(1)} \\ v_{23}^{(2)} & v_{24}^{(2)} & v_{23}^{(1)} & v_{24}^{(1)} \\ v_{33}^{(2)} & v_{34}^{(2)} & v_{33}^{(1)} & v_{34}^{(1)} \\ v_{43}^{(2)} & v_{44}^{(2)} & v_{43}^{(1)} & v_{44}^{(1)} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

となる. これを用いて user1, user2 の受信信号を式で表すと

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_t \mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \\ &= \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} & 0 & 0 \\ h'_{21} & h'_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \\ &= \hat{\mathbf{H}}_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_2 &= \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_t \mathbf{s} + \mathbf{n}_2 \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & h'_{13} & h'_{14} \\ 0 & 0 & h'_{23} & h'_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2 \\ &= \hat{\mathbf{H}}_2 \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_2 \end{aligned} \quad (2.45)$$

と表される. これは受信側で見るとマルチユーザ干渉が無い  $2 \times 2$  MIMO と同じように処理できる. ここで, それぞれのユーザでチャネル推定を行う.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_1 &= \mathbf{x}_1 \mathbf{s}_1^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h'_{21} & h'_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{H}}_2 &= \mathbf{x}_2 \mathbf{s}_2^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} h'_{13} & h'_{14} \\ h'_{23} & h'_{24} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (2.47)$$

この、 $\hat{\mathbf{H}}_1$ 、 $\hat{\mathbf{H}}_2$ を用いて受信ウェイト  $\mathbf{W}_{r1}$ 、 $\mathbf{W}_{r2}$ を導出しZF法で導出し受信信号に乗算すると

$$\mathbf{W}_{r1} = \hat{\mathbf{H}}_1^\dagger = (\hat{\mathbf{H}}_1^H \hat{\mathbf{H}}_1)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_1^H \quad (2.48)$$

$$\mathbf{W}_{r2} = \hat{\mathbf{H}}_2^\dagger = (\hat{\mathbf{H}}_2^H \hat{\mathbf{H}}_2)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_2^H \quad (2.49)$$

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} &= \mathbf{W}_{r1} \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} & 0 & 0 \\ h'_{21} & h'_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \\ &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{W}_{r1} \mathbf{n}_1\end{aligned}\quad (2.50)$$

のように表される．同様に、user2 に関して

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} &= \mathbf{W}_{r2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & h'_{13} & h'_{14} \\ 0 & 0 & h'_{23} & h'_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2 \\ &= \begin{bmatrix} s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + \mathbf{W}_{r2} \mathbf{n}_2\end{aligned}\quad (2.51)$$

となり、雑音以外は分離できる．

このように提案法は他ユーザに対してヌルが向くようにウェイトを抜き出しマルチユーザ干渉が無いように送信ウェイトを形成しているため、受信側では理論上ではシングルユーザMIMOと等しくなる．よって従来考えられていた受信処理を用いることができる．また、チャンネル容量に関しても注水定理に基づき増加が期待できる．

さらに、送信側で希望ユーザにビームを向けている従来法と比較すると、提案法は干渉ユーザにヌルを向け、受信側ではチャンネル推定をした後、受信処理をしているため、先に述べたチャンネル推定誤差による特性の劣化は小さいと考えられる．

## 第 3 章

# シミュレーションによるマルチユーザ MIMO 通信の評価

本章では前章で説明したマルチユーザ MIMO の各送受信ウェイトに対する伝搬特性について評価する．評価方法として，屋内環境でユーザの場所による誤り率特性 (BER)，伝送速度 (チャンネル容量) を比較検討する．次に空間相関，固有値で考察する．また，伝搬路の時間変動に伴うチャンネル推定誤差の劣化影響についても比較を行い，提案手法の有効性を示す．

### 3.1 シミュレーション諸元

屋内伝搬推定にレイトレース法を適用する場合の解析モデルを 3.1 に示す．

また 3.1 にレイトレーシングシミュレーションの諸元を示す．各送受信ウェイトの伝搬特性を比較するため送信ウェイト  $W_t$ ，受信ウェイト  $W_r$  をそれぞれの最大値  $\max(W_t)$ ， $\max(W_r)$  で割ることによって送受信ウェイトの最大電力が 1[mW] となるように規格化した．

$$\hat{W}_t = \frac{W_t}{\max(W_t)} \quad (3.1)$$

$$\hat{W}_r = \frac{W_r}{\max(W_r)} \quad (3.2)$$

次に user1，user2 の位置をそれぞれ動かすことにより，BER，チャンネル容量，空間相関，固有値を求めることで各送受信ウェイトの特性を評価する．受信機の移動は各ユーザの固定点から各測定ユーザをのよう に 45 点動かし測定した．この時，干渉ユーザは固定点から動かないものとする．また，同期処理は完全に行えているものと仮定する．

表 3.1 : シミュレーション諸元

MIMO	4 × 2
送受信アンテナ構成	半波長間隔リニアアレー
user 数	2
搬送波周波数	5[GHz]
変調方式	QPSK
各素子送信電力	-5[dBm]
雑音電力	-85[dBm]
送受信ウェイト 最大電力	1[mW]
チャンネル情報	送信側で既知 推定誤差含む
受信処理	CE+ZF
反射回数	5 回
部屋の大きさ	10 × 6 × 3[m]
測定点	45 点

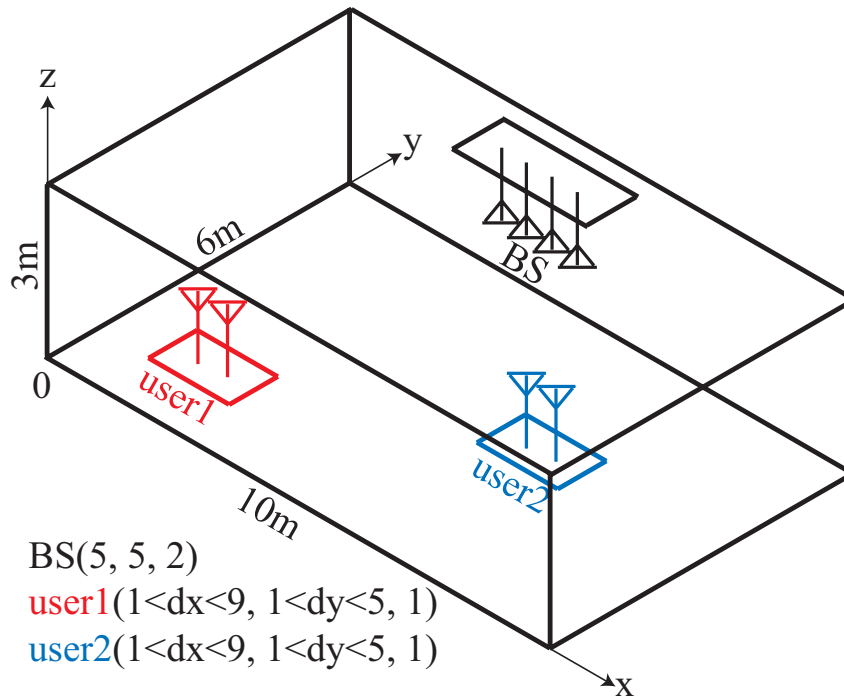


図 3.1 : 解析モデル

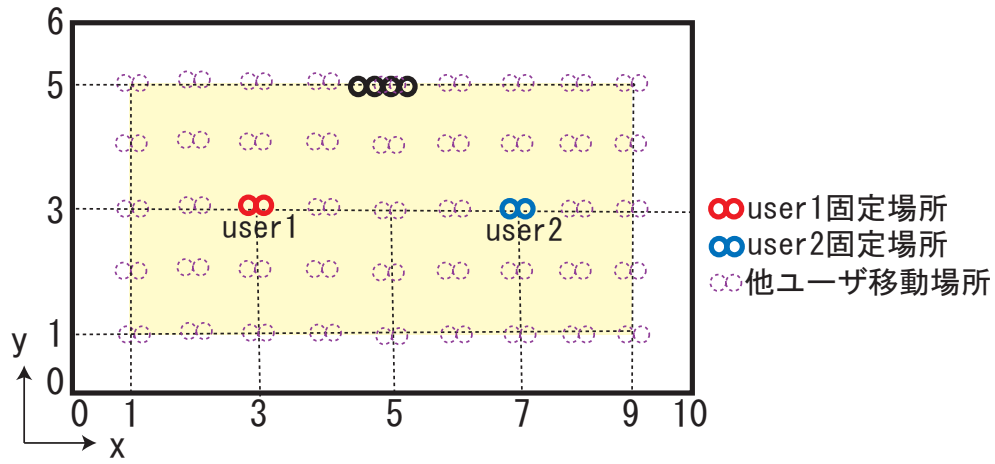


図 3.2 : 測定条件

## 3.2 シミュレーション結果

### 3.2.1 BER 特性

始めに，E-SDM/ZF を用いた場合の BER 特性の場所の分布について図 3.3 示す．

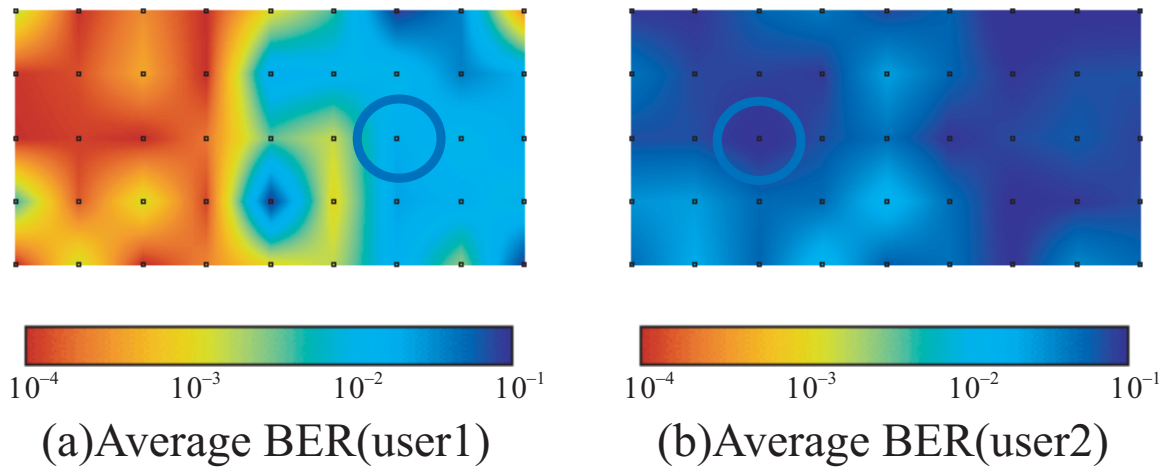


図 3.3 : E-SDM/ZF を用いた場合の BER 特性の場所の分布

この結果より，user1 の BER 特性 (a) は user2 と近い場所では特性が劣化していることが分かる．また，信号分離についてもマルチユーザ間干渉を除去できないため特性が悪い．続

いて, user2 の BER 特性 (b) は全体的に悪い. これは特異値分解を用いた送信ウェイトの性質上小さな固有値となってしまうためと考えられる. よって, マルチユーザ MIMO 通信において E-SDM を用いるのは適切ではないことが分かる. 次に, Linear Processing を用いた場合の BER 特性の場所の分布について図 3.4 示す.

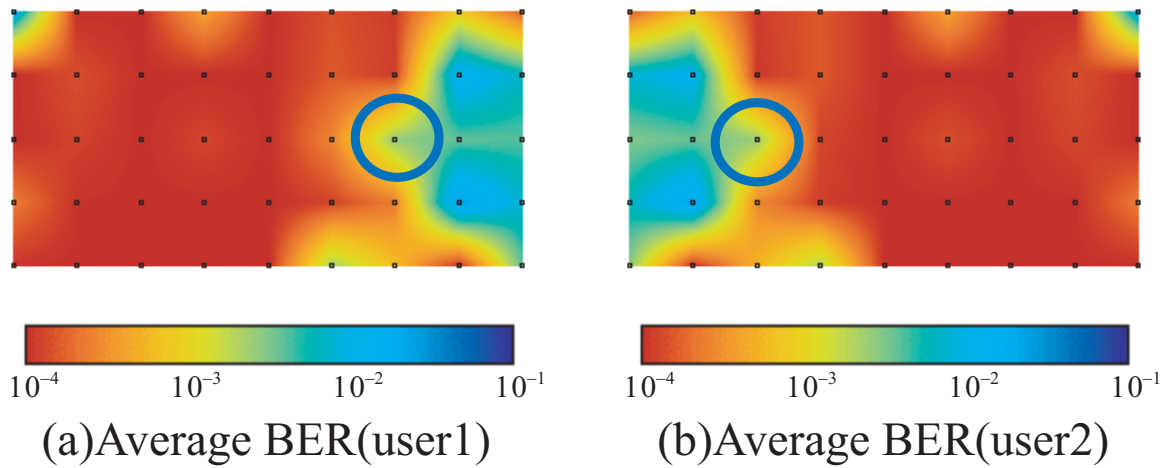


図 3.4 : Linear Processing を用いた場合の BER 特性の場所の分布

この結果より, user1, user2 とともに BER 特性 (a), (b) は他 user と近い場所では特性が劣化していることが分かる. 一方, 他 user と遠い場所ではマルチユーザ間干渉を除去できているため特性が良い. 最後に, 提案手法を用いた場合の BER 特性の場所の分布について図 3.5 示す.

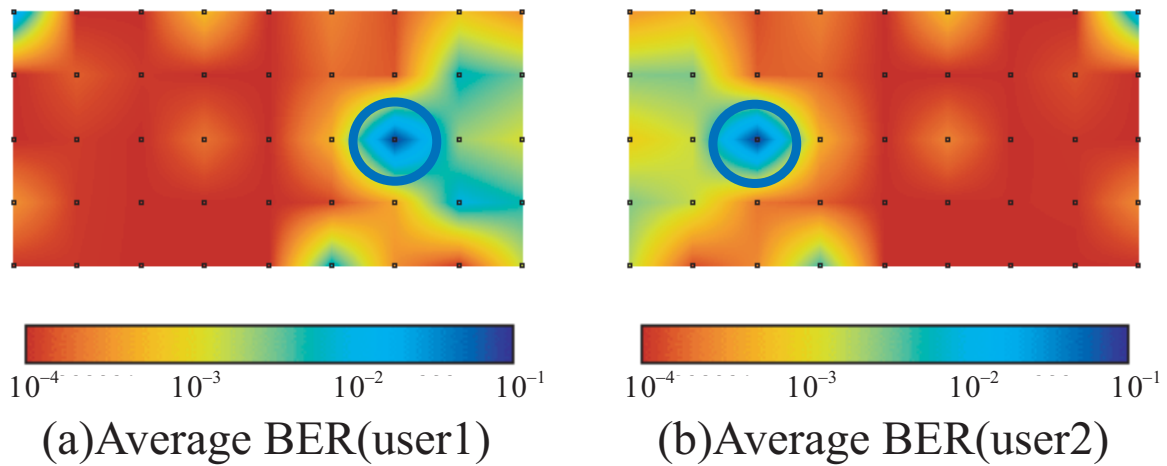


図 3.5 : 提案手法を用いた場合の BER 特性の場所の分布

この結果より，Linear Processing 同様に user1，user2 とともに BER 特性 (a)，(b) は他 user との近さによって大きく特性が異なる．これらの結果を累積分布確率で計算したものを図 3.6 示す．

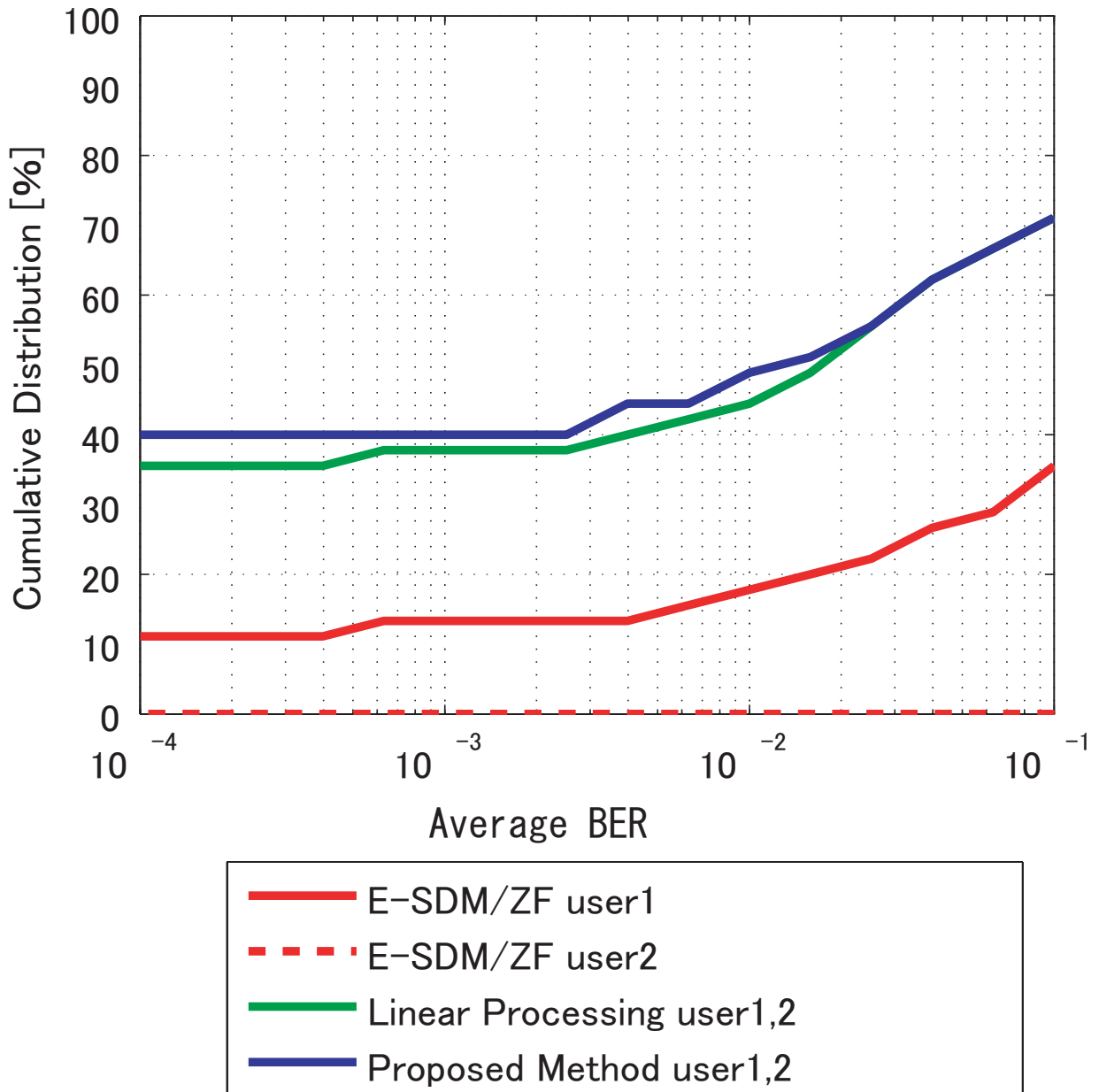


図 3.6：各送受信ウェイトの BER 累積確率分布

これらの BER 特性の結果より，Linear Processing と提案法が信号分離能力に長けていることが分かった．しかし，提案手法より Linear Processing の方が  $10^{-3}$  で約 9%ほど良い結果になっている．よって，Linear Processing，提案手法は送信電力を高くすればどちらも



マルチユーザ MIMO に適用できると考えられる．この二つの手法についてチャネル容量で比較し，空間相関，固有値で考察を行う．

### 3.2.2 チャネル容量

始めに，Linear Processing を用いた場合のチャネル容量の場所の分布について図 3.7 示す．

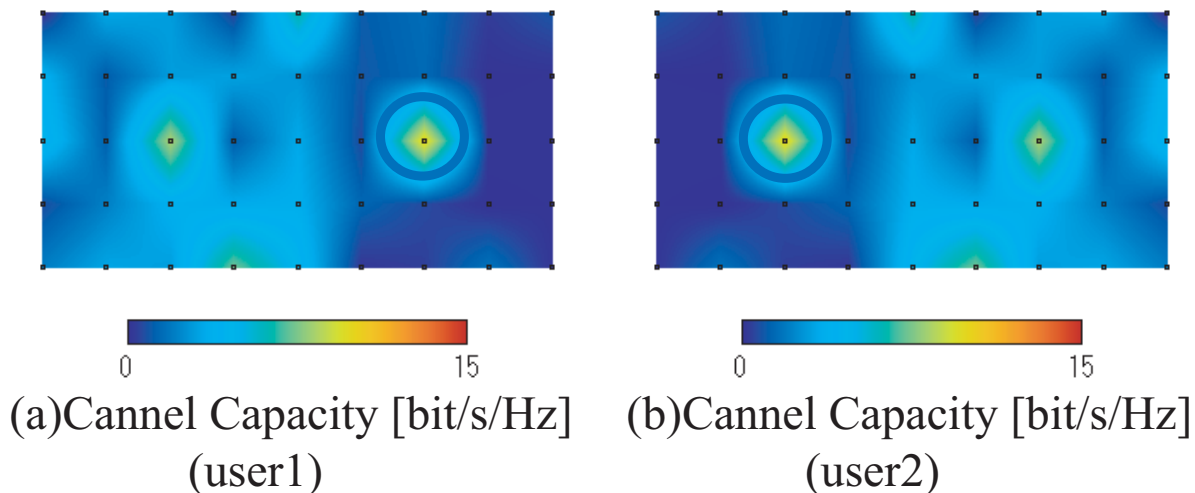


図 3.7 : Linear Processing を用いた場合のチャネル容量の場所の分布

この結果 (a) , (b) より，user1 , user2 とともにチャネル容量は悪い．次に，提案手法を用いた場合のチャネル容量の場所の分布について図 3.8 示す．

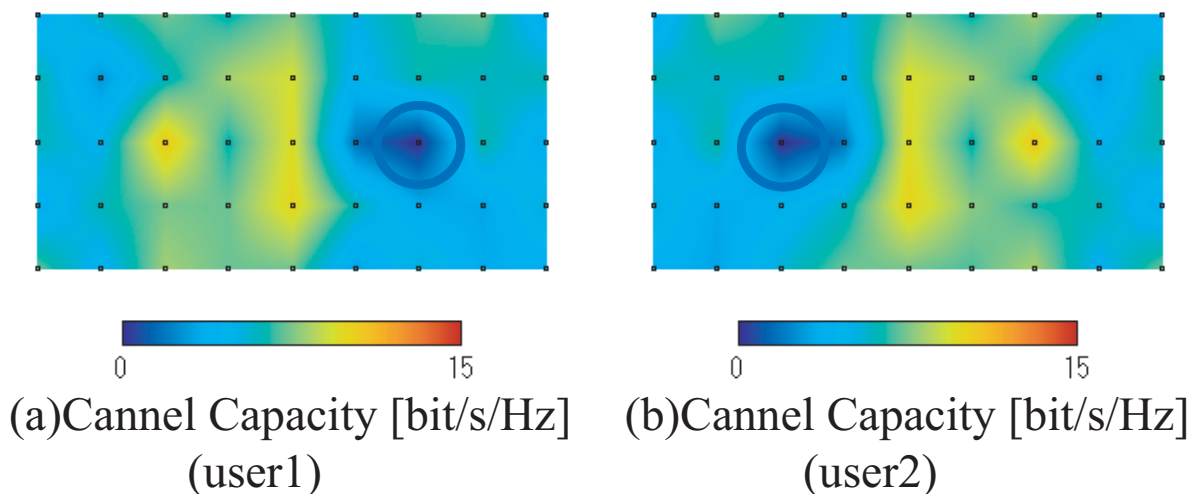


図 3.8 : 提案手法を用いた場合のチャネル容量の場所の分布

この結果 (a), (b) より, 他ユーザとの近さにより大きく特性が異なる. これらの結果を累積分布確率で計算したものを図 3.9 示す.

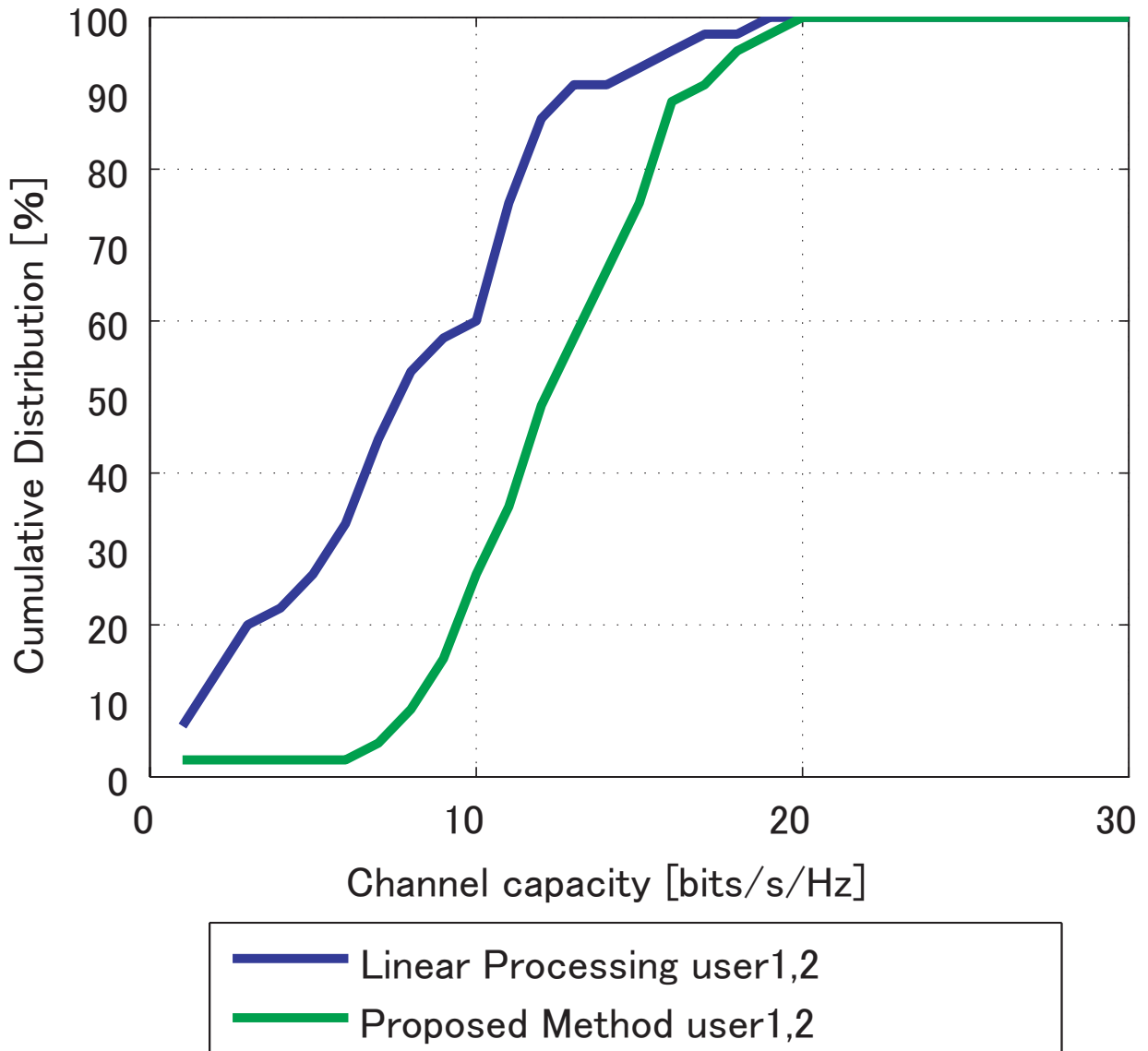


図 3.9 : 各送受信ウェイトのチャネル容量累積確率分布

これらのチャネル容量の結果より, Linear Processing の特性が悪いことが分かる. 提案手法は Linear Processing と比較すると累積確率 50 % で約 5[bit/s/Hz] ほど良い結果になっている. これにより, 提案方式が Linear Processing に対してチャネル容量が大きくなっておりマルチユーザ MIMO 通信において提案手法の有効性が示された.

次節ではこれまで述べてきた各送受信ウェイトについて BER, チャネル容量の結果について空間相関, 固有値で考察を行い, Linear Processing のチャネル容量が悪くなる理

由について述べる．

### 3.3 空間相関と固有値による考察

空間相関とは伝搬路の空間的な広がり依存しており，送信機側から見た広がり及び受信機側から見た広がりによって，伝搬路行列  $\mathbf{H}$  の同一行内及び列内における相関に対してそれぞれ影響を与える [26]．その広がりが広い場合には相関値は低くなり，狭い場合には相関値は高くなる．送信側で定義される空間相関行列を次のように定義する．

$$\mathbf{R}_t = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] \quad (3.3)$$

同様に，受信側で定義される空間相関行列を

$$\mathbf{R}_r = E[\mathbf{H} \mathbf{H}^H] \quad (3.4)$$

のように定義する．ここで，本研究ではマルチユーザ干渉を考慮し，1.2.3 節で示したように受信側でチャンネル推定された  $\hat{\mathbf{H}}$  を用いて空間相関の計算を行った．空間相関係数は

$$\rho(i, j) = \frac{\mathbf{R}_r(i, j)}{\sqrt{\mathbf{R}_r(i, i) \mathbf{R}_r(j, j)}} \quad (3.5)$$

と定義される．ここでの  $i, j$  は空間相関行列の  $i$  行  $j$  列とする．図 3.10 に Linear Processing と提案手法の受信空間相関係数を示す．

この結果から Linear Processing は見通し内通信のため伝搬路の相関が高いにも関わらず，送信ウェイトを用いることによって送信側のみで低相関を実現し，伝搬路の空間的な広がりが広いことが分かる．つまり，Linear Processing は受信側に伝搬する反射波のパスの中から相関が低く分離しやすいパスに電力を与えていると考えられる．一方，提案手法は他ユーザにヌルを向けている送信ウェイトなので，受信空間相関は高い値となっている．相関の低い見通し外通信を想定した検討は今後の課題である．

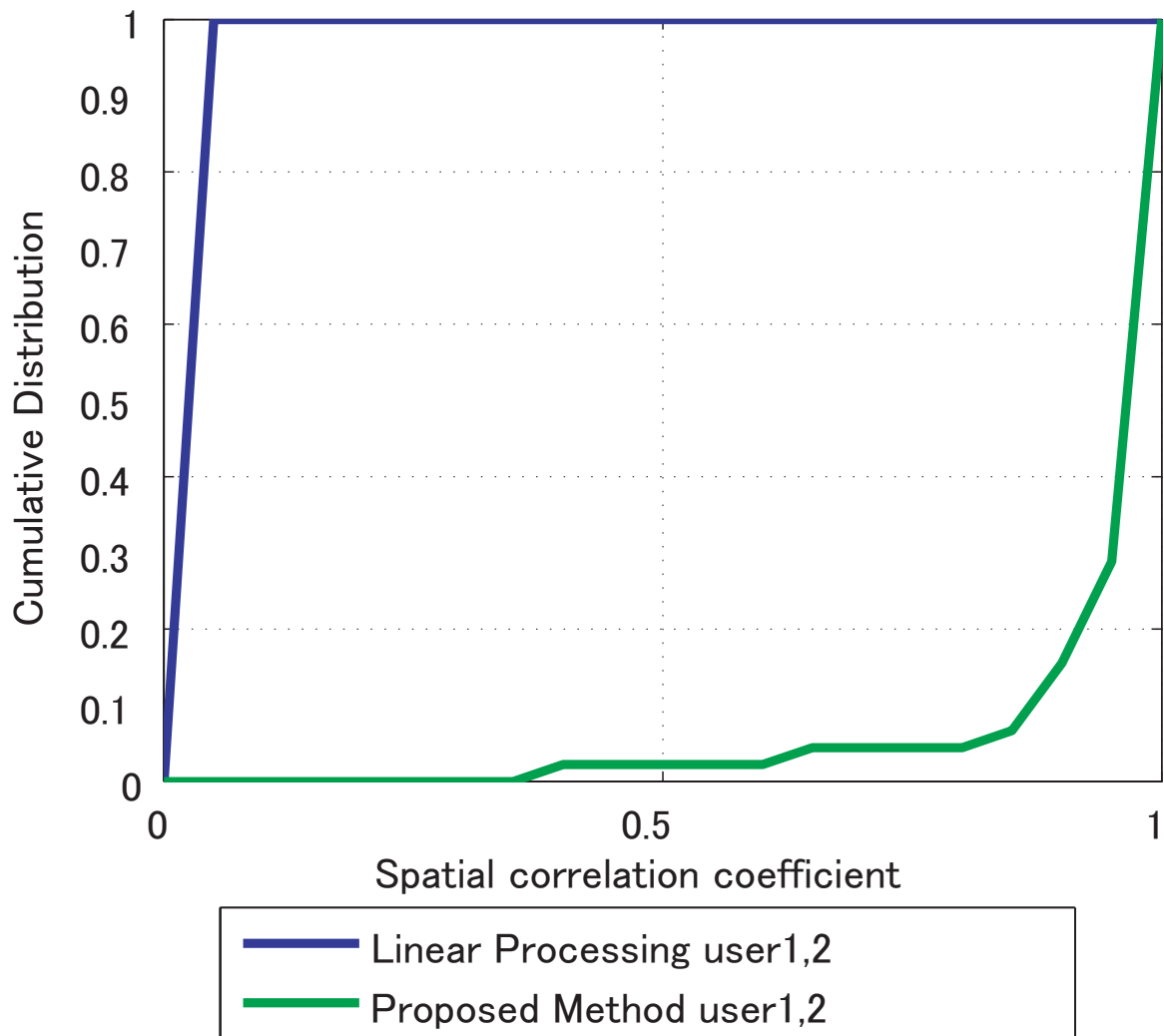


図 3.10 : 空間相関の累積確率

次に伝搬路の固有値について考える．固有値はそれぞれの受信アンテナに伝搬する受信電力を表しており，通信路利得に相当する [26]-[26]．固有値は受信側で定義される受信空間相関行列  $R_r$  を固有値分解したものをを用いる．

次に，Linear Processing と提案手法の固有値を図 3.11 に示す．ここからは送信ウェイトの特性上，user1，user2 の結果が屋内環境で対象となっていることから user1 の結果のみを示し，考察する．

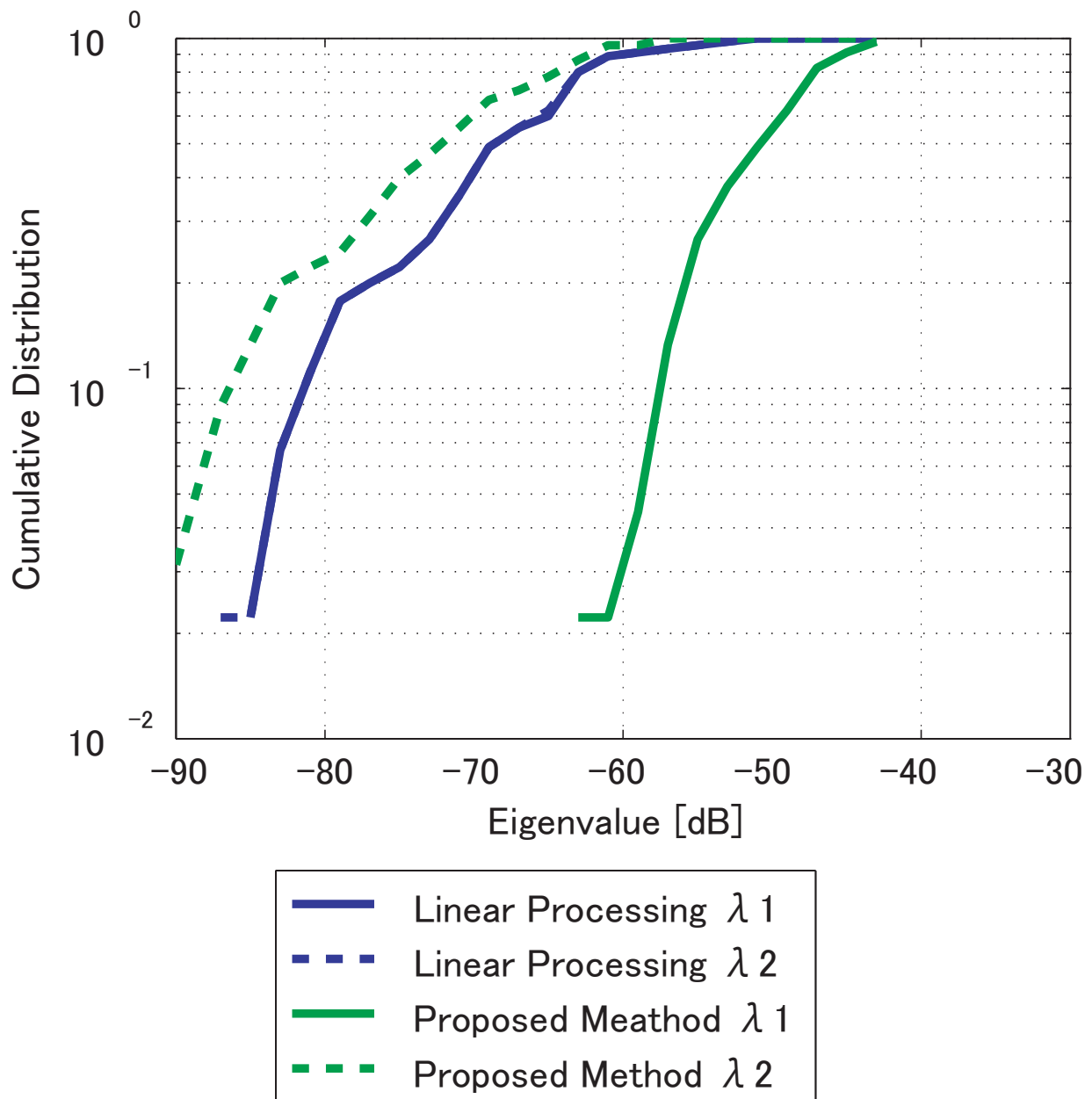


図 3.11 : 固有値の累積確率

この結果から，Linear Processingの第一固有値，第二固有値の差が無いことが分かる．つまり，ストリーム間の平均電力は等しく，注水定理を用いることができない．これは相関が高く固有値間の差が無くなったためと考えられる．また，固有値の電力が落ちたのは送信ウェイトのみで相関を低くするため反射波に電力を与えたためだと考えられる．一方，提案手法は第一固有値はLinear Processingより良いものの，第二固有値はLinear Processingより悪くなっている．よって，チャンネル容量は第一固有値が高い提案手法が良く，BERでは第

二固有値が低い提案手法が悪くなったと考えられる．ここで，考察から考えられる Linear Processing と提案手法についての受信空間相関，固有値の伝搬の概念について図 3.12 に示す．

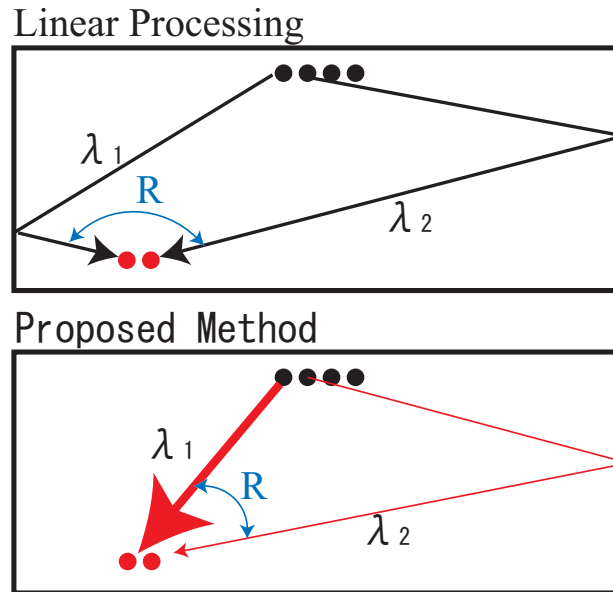


図 3.12：空間相関，固有値の考察

つまり，Linear Processing は送信ウェイトのみで信号を分離しているため相関が低くなるように反射波などに送信電力を与え，固有値が低下したと考えられる．一方，提案手法は直接波が第一固有値，反射波が第二固有値であると考えられ，相関が高くなっていると考えられる．両者は送信電力が大きい高 SN 環境下では特性が良くなるが，低 SN 環境化においては提案手法の第一固有値のパス以外は悪くなると考えられる．

ここで，Linear のチャネル容量と第一固有値，BER と第二固有値の場所の特性分布を図 3.14 に示す．

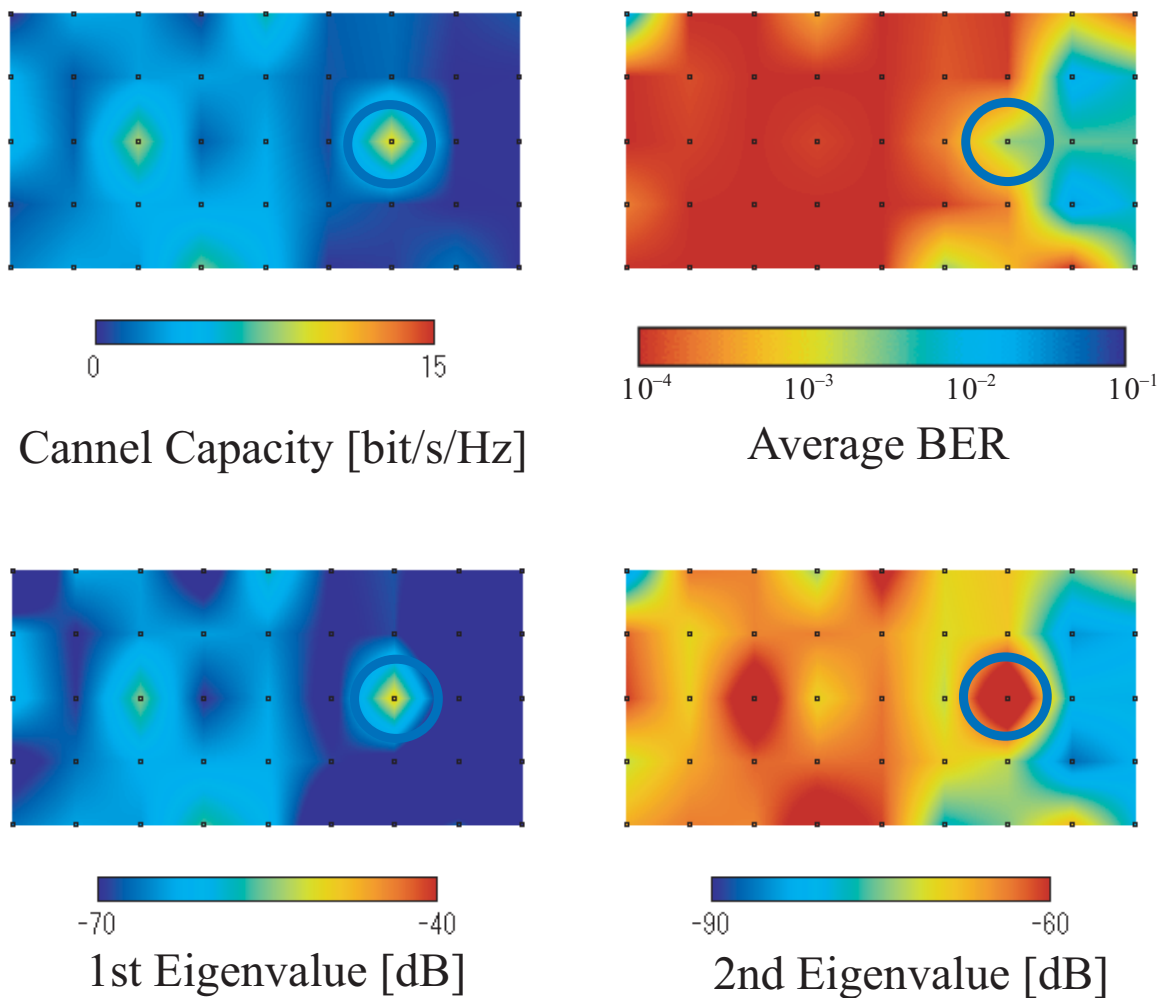


図 3.13 : Linear Processing の BER , チャネル容量と固有値の特性

この結果より，第一固有値がチャネル容量に関係し，第二固有値が BER に関係していることが分かる．しかし，第一固有値と第二固有値が相関を低くしているためほぼ等しいことに着目する．これは，第一固有値が小さいことによりチャネル容量の悪くなり，第二固有値が大きいことにより BER が良いと考えられる．

次に，提案手法のチャネル容量と第一固有値，BER と第二固有値の場所の特性分布を図 3.14 に示す．

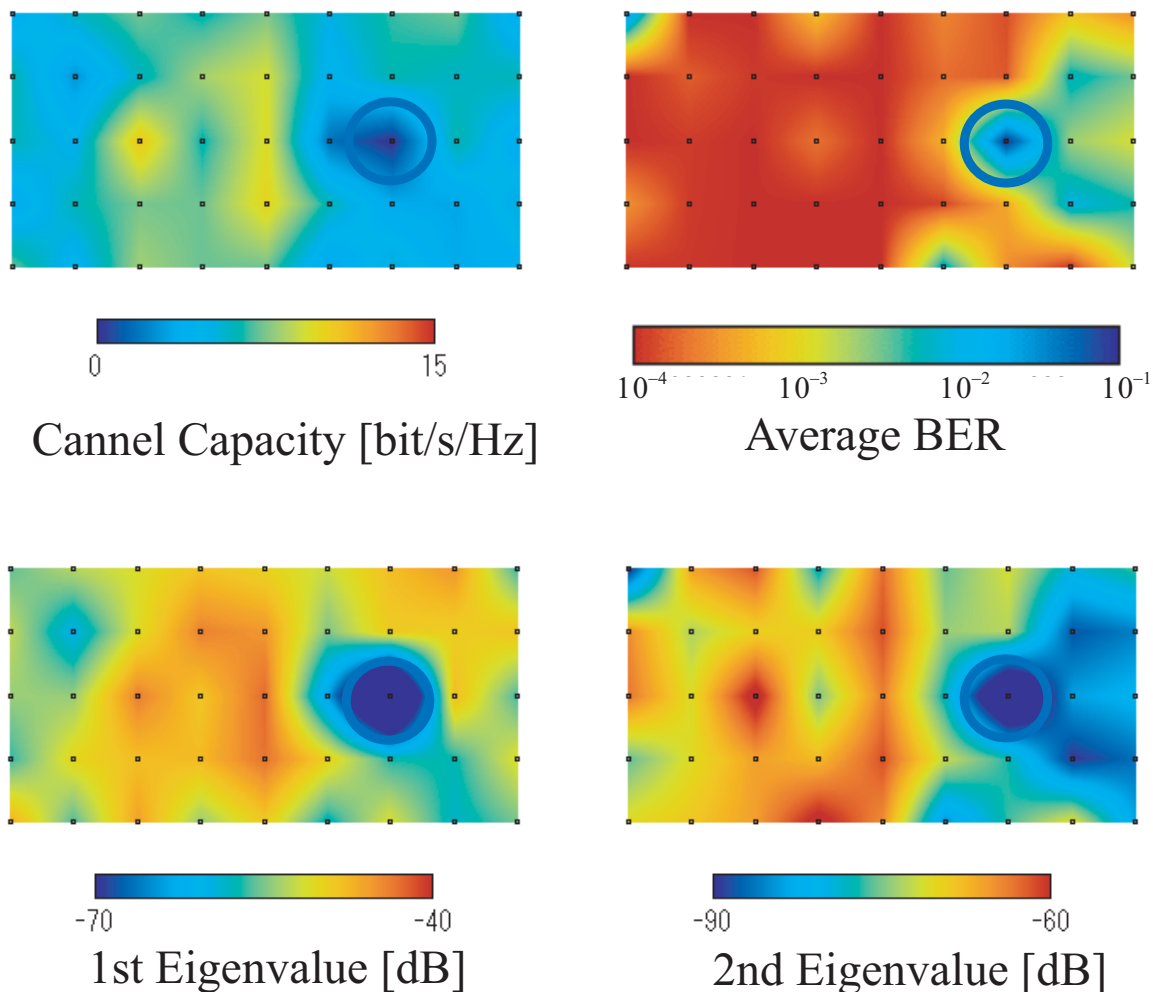


図 3.14：提案手法の BER，チャンネル容量と固有値の特性

この結果より，第一固有値がチャンネル容量に関係し，第二固有値が BER に関係していることが分かる．

また，提案手法の特徴として注目したいのが第一固有値と第二固有値に差があるため，注水定理によりチャンネル容量を上げることができる．

ここで，注水定理について簡単に説明する．注水定理とはチャンネル情報既知の時，送信電力制御によりチャンネル容量を増加することができるものである．具体的には各ストリームの固有値の大きいストリームには大きい電力を与え，固有値の小さいストリームには小さい電力を与える．これを図 3.15 に示すように総送信電力一定のもとで行う．



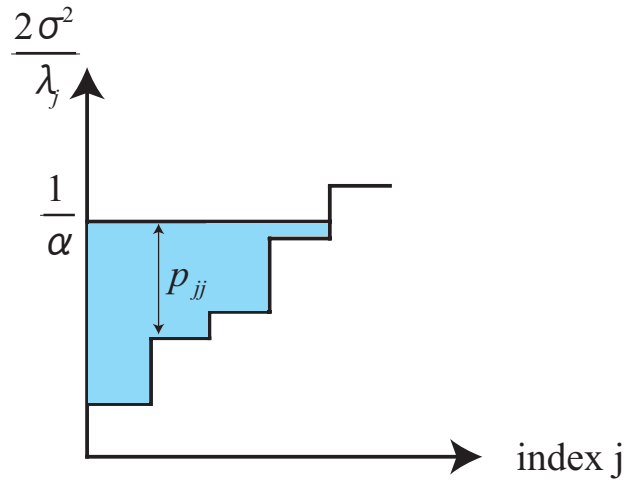


図 3.15 : 注水定理

数式で説明を行う．始めに Lagrange の未定係数法を用いると，評価関数は

$$\mathbf{J} = \sum_{j=1}^{N_t} \log\left(\frac{p_{jj}\lambda_j}{2\sigma^2} + 1\right) - \alpha\left(\sum_{j=1}^{N_t} p_{jj} - \mathbf{P}_x\right) \quad (3.6)$$

と表せる． $\partial\mathbf{J}/\partial p_{jj} = 0$  を解くことで

$$p_{jj} = \frac{1}{\alpha} - \frac{2\sigma^2}{\lambda_j} \quad (3.7)$$

が得られる．しかし，このままでは  $p_{jj}$  が負になる場合が生じる可能性がある． $p_{jj}$  は電力を表す変数であるため，常に正である必要があり

$$p_{jj} = \max\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{2\sigma^2}{\lambda_j}, 0\right) \quad (3.8)$$

としなければならない．ただし， $\alpha$  は  $\sum_{j=1}^{N_t} p_{jj} = \mathbf{P}_x$  を満足させなければならない定数である．

ここで，本研究モデルに適用した場合，提案手法の各ユーザでは同一の特性を持つため，定数  $\alpha$  は各ユーザの第一固有値，第二固有値を用いて

$$\alpha = \frac{2}{\frac{\mathbf{P}_x}{2} + 2\sigma^2\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{\lambda_2}\right)} \quad (3.9)$$

と表せる．この  $\alpha$  を用いると各送信アンテナの送信電力は

$$p_{11} = \max\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{2\sigma^2}{\lambda_1}, 0\right) \quad (3.10)$$

$$p_{22} = \max\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{2\sigma^2}{\lambda_2}, 0\right) \quad (3.11)$$

$$\frac{\mathbf{P}_x}{2} = p_{11} + p_{22} \quad (3.12)$$

となる。この処理を各ユーザの送信電力に行うことによりチャネル容量は

$$\begin{aligned} C_W &= E[\log \det((\hat{\mathbf{H}})(\hat{\mathbf{H}})^H \frac{\mathbf{P}_x}{2} / 2\sigma^2 + \mathbf{I})] \\ &= \log(1 + p_{11}\hat{\lambda}_1/2\sigma^2) + \log(1 + p_{22}\hat{\lambda}_2/2\sigma^2) \end{aligned} \quad (3.13)$$

となる。ここで、提案手法で注水定理を用いた場合のチャネル容量について図 3.16 に示す。

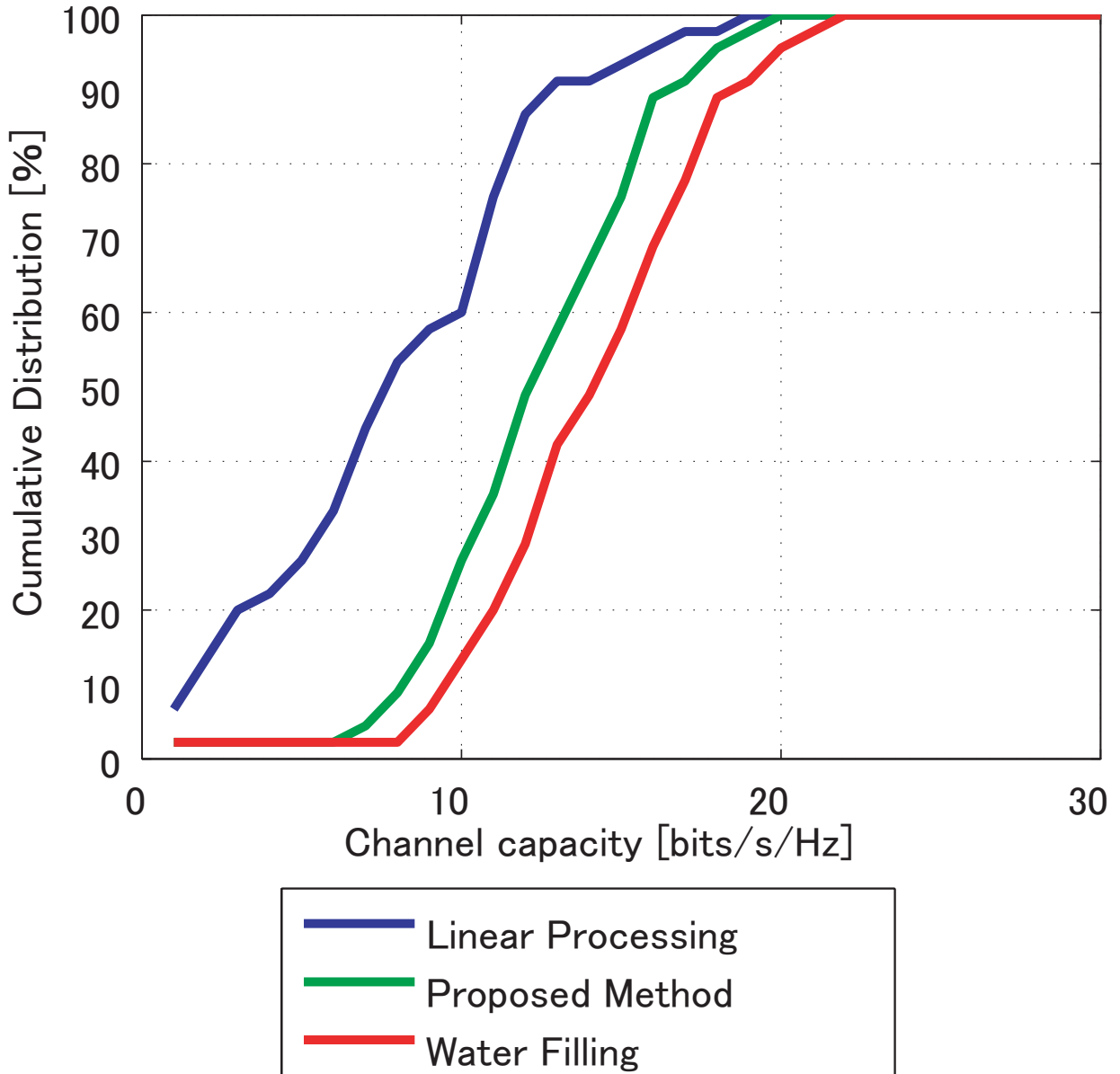


図 3.16 : 注水定理を用いたチャネル容量

この結果から，提案手法は注水定理を用いて送信電力制御することによりチャネル容量を増加させることができる．また，注水定理を用いて電力配分することによる BER 特性の影響は固有値の大きさに応じて適応変調すれば Linear Processing に対して良くなると考えられる．

次節では，今までチャネル情報既知としていた点について，実環境で起こりえる受信機の移動を考慮した検討を行う．

### 3.4 チャネル推定誤差の影響

ここでは，実環境で起こりえるチャネルの変動に伴うチャネル情報誤差をレイトレース法による伝搬路推定に導入し，提案法の有効性を示す．想定として，伝搬路はフラットフェージングと仮定し時間変動は無いものとする．この想定で，送信側がチャネル情報を取得し実際伝送するまでに受信端末ユーザが動くとする．受信端末の移動は 3.1 章の測定条件の下  $xy$  平面でランダムに動くものとする．動く範囲の最大値を決めることにより，送信機が取得したチャネル情報と実際の伝搬路に誤差が生じる．

受信端末の移動条件を図 3.17 に示す．この時，電波の速度  $c = 2.997 \times 10^8$  [m/s]，搬送波周波数 5.2 [GHz] より，アンテナ間隔は  $\lambda/2 = 0.0288$  [m] である．この受信機の移動の最大値  $R$  を決めることによる Linear Processing と提案法について比較検討する．

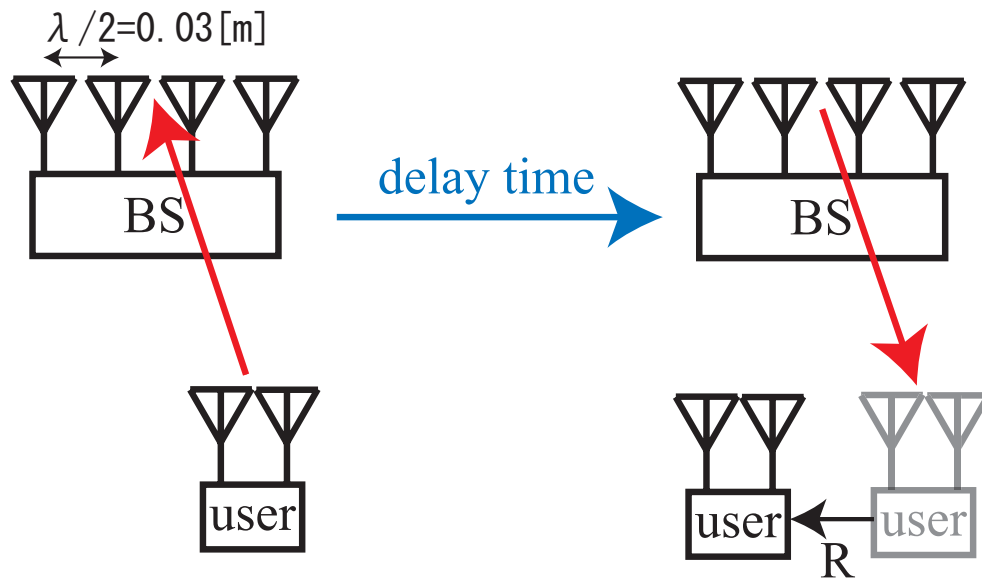


図 3.17：受信機の移動の最大値

始めに , Linear Processing の受信機の移動に伴うチャンネル推定誤差の影響について図 3.18 に示す .

この結果から , Linear Processing は最大移動距離 0.001[m] で特性劣化することが分かる . これは送信側で希望のアンテナにビームを向けるように送信しているため , チャンネル情報誤差による特性劣化が大きいものと考えられる .

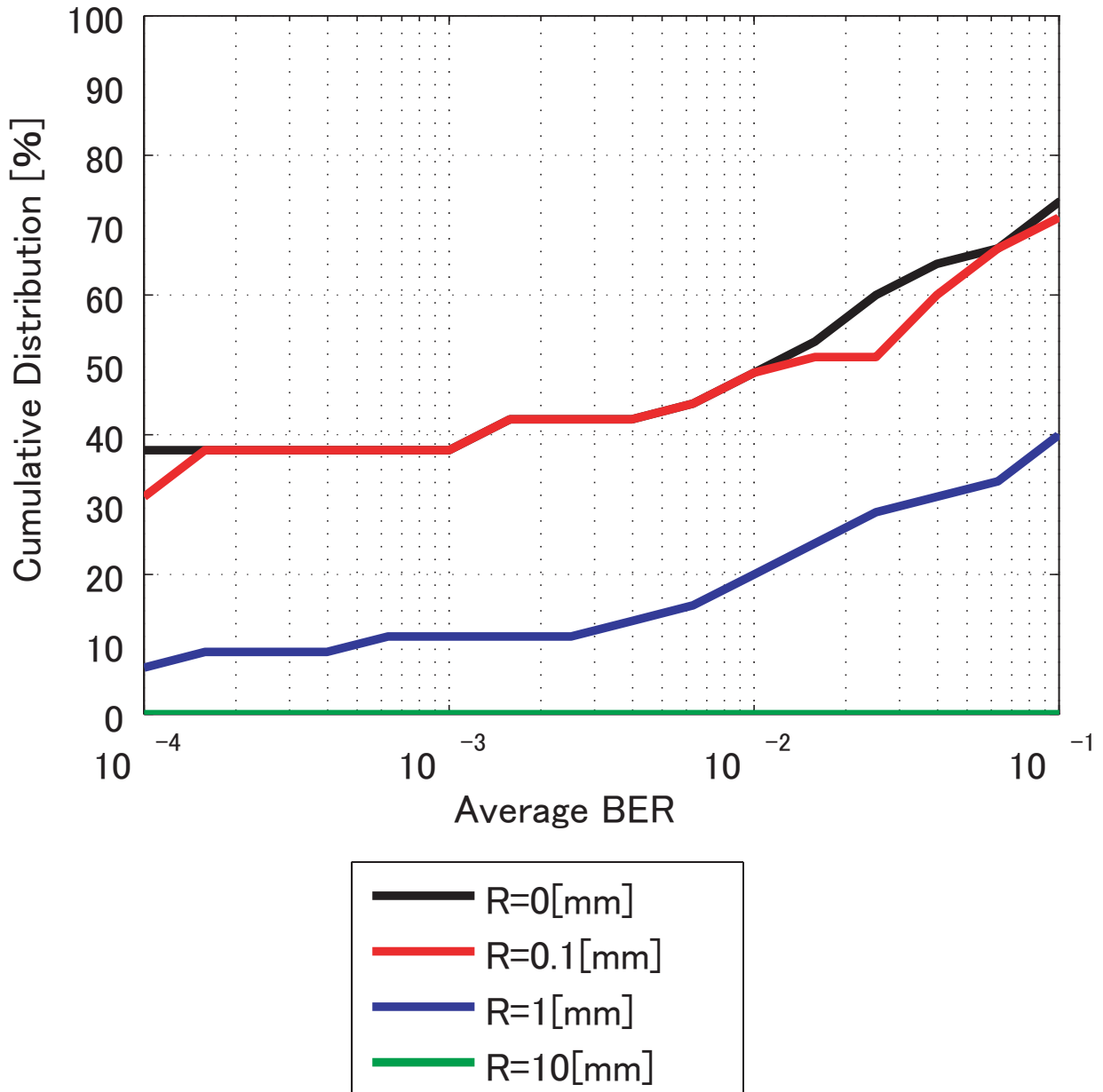


図 3.18 : Linear Processing のチャンネル情報誤差

次に、提案手法について考える．上記の想定のもとでチャンネル推定の影響について図 3.19 に示す．この結果から、Linear Processing では特性が劣化していた最大移動距離 0.001[m] でも特性の劣化が見られないことが分かる．これは、提案手法が送信側で他ユーザに対してヌルを向けている制御をしているため受信機が最大移動距離 0.001[m] 動いたとしても Linear Processing ほど特性の劣化が無かったと考えられる．また、提案手法は受信機でチャンネル推定をした後、受信ウェイトを導出しているため受信ウェイトによる特性の劣化は無いと考えられる．

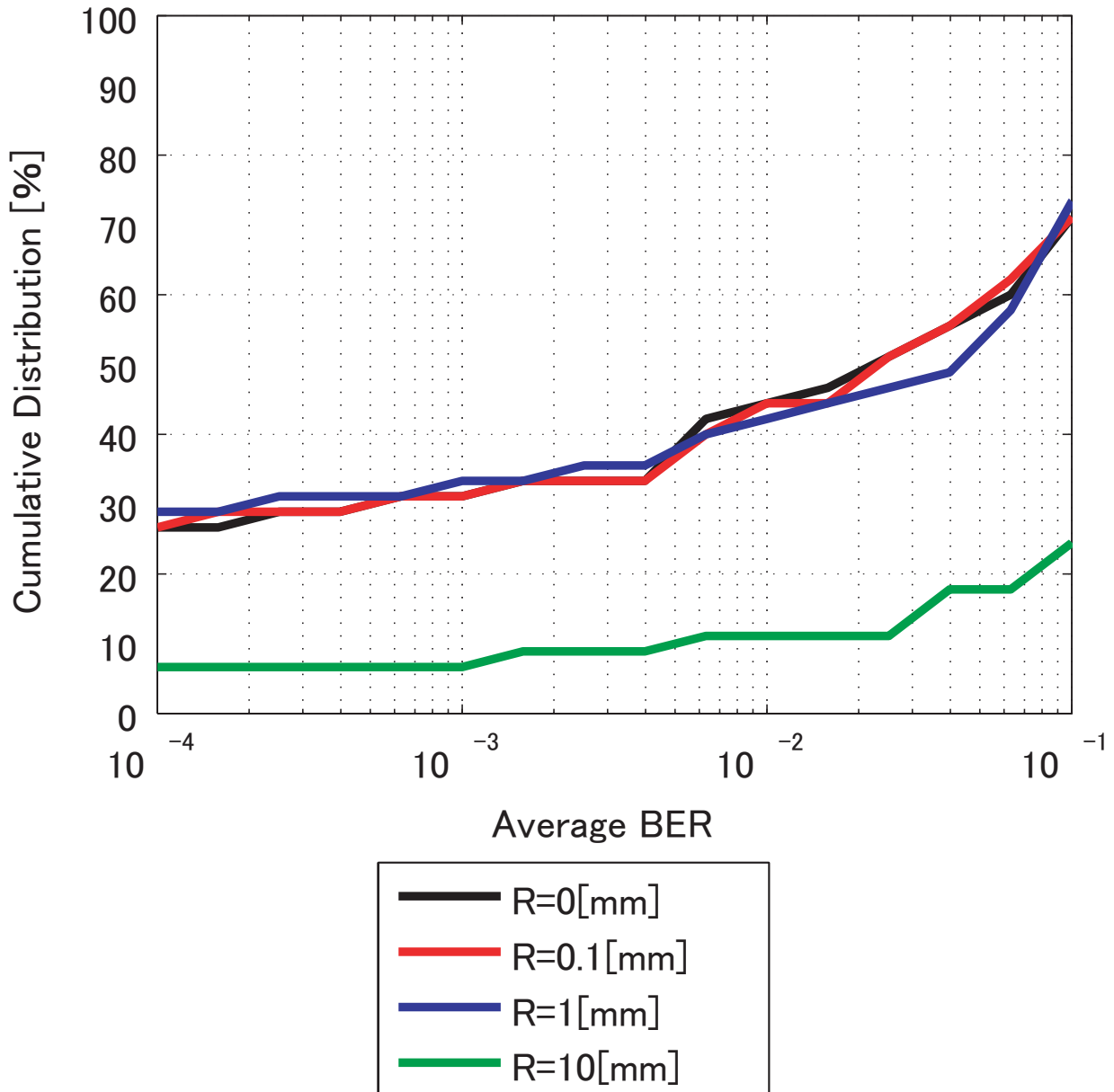


図 3.19 : Proposed Weight のチャンネル情報誤差

これらの結果から提案手法は受信機の移動による特性劣化の影響が少ない手法であることが分かる。

# 第 4 章

## 結論

本論文では，マルチユーザ環境における送受信ウェイトを用いた MIMO 通信において従来手法と提案手法について比較検討を行った．これにより，シングルユーザにおいて理論上最高の特性とされている E-SDM による送受信ウェイトはマルチユーザ干渉信号を分離できないためマルチユーザ MIMO に適していないことがわかった．次に従来手法である Linear Processing と比較すると提案手法は BER が  $10^{-3}$  で約 9 % ほど劣化するが，チャンネル容量では累積確率 50 % で約 5[bit/s/Hz] ほど改善することができた．この結果について空間相関，固有値で考察したところ，Linear Processing は送信ウェイトの特性上，空間相関を低くする手法であり固有値間の差がなくなる．これにより提案手法は Linear Processing より累積確率 50 % で第一固有値が約-20[dB] 改善したことによりチャンネル容量の増加が行え，第二固有値が約-4[dB] 劣化したことにより BER が劣化したと考えられた．そこで，レイトレース法による屋内分布を検討したところ，第一固有値がチャンネル容量に依存し，第二固有値が BER に依存していることがわかった．また，提案法では注水定理を用いて電力配分することにより，チャンネル容量をさらに増加させることができた．しかし，受信端末の回路規模を考えると SN 比が高い環境においては Linear Processing の有効性も考えられる．次に，実環境を想定して受信機の移動に伴うチャンネル情報の誤差による特性劣化について検討した．この結果，Linear Processing に対して提案手法はチャンネル情報のフィードバックによる受信機の移動にも対応できる手法であることが分かった．これは，システムやデバイスの性能にも依存するため利点欠点を含めた検討が必要である．

今後の課題として実験による検討や新しいアルゴリズムの提案が挙げられる．また，提案手法の BER 劣化について固有値の大きさによる最適変調，最適電力制御を用いて BER 特性の改善を行うことが考えられる．従来法と提案法双方の問題点としてマルチユーザ間が近距離にあるときでは特性が極端に劣化してしまう．この改善には，マルチユーザ検出を行い，マルチユーザが近距離にあるときでは TDMA，FDMA，CDMA といった方式の併用も検討する必要があることが考えられる．

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．また，研究生活全般に渡って丁寧にご指導下さった修士課程2年の伊藤直人氏に深く感謝いたします．そして，研究に関する的確なアドバイスをいただいたシャープ株式会社の佐藤文代さんに深く感謝いたします．

研究生活全般に御指導下さり，研究環境を整えて下さった新井研究室の諸先輩方に深く感謝致します．また，研究生活を共に過ごした新井研究室，久我研究室，市毛研究室の皆様に深く感謝致します．

最後に，進学のお機会を与えてくれた家族に深く感謝致します．



## 参考文献

- [1] 原嘉孝, "複数の送受信ビーム形成を用いる MIMO システムのウェイト制御法," 信学論 (B), vol.J87-B, no.12, pp.2060-2474, Dec. 2004.
- [2] 西本浩, "屋内伝搬環境に基づく  $2 \times 2$  MIMO-SDM の特性評価," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1442-1453, Sept. 2004.
- [3] 阪口啓, "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 .
- [4] 唐沢好男, "MIMO 固有モード 伝送における制御不安定問題," 信学技報, AP2005-61, July.2005.
- [5] 宮下和巳, "MIMO チャネルにおける固有ビーム空間分割多重 (E-SDM) 方式," 信学技報, RC2002-53, May.2005.
- [6] 西本浩, "屋内伝搬実験に基づく MIMO E-SDM 伝送の特性評価," 信学技報, AP2005-106, Oct.2005.
- [7] 西村寿彦, "MIMO チャネルでの SDMA 下り回線ビーム形成法," 信学技報, AP2001-116, Oct.2001.
- [8] 鷹取泰司, "フェージング環境に適した MIMO-SDMA 用ダウンリンク指向性制御法," 信学技報, AP2001-270, March.2002.
- [9] NTT 技術ジャーナル, "次世代無線 LAN 技術," Nov.2004.
- [10] 総務省, "電波資源拡大のための研究開発に係る提案公募," Nov.2005.
- [11] 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 (第 29/第 30), 2004 .
- [12] 大鐘武雄, "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.

- [13] 水谷慶, "屋内 MIMO 伝搬路の時間変動特性解析," 信学技報, AP2001-270, Dec. 2004.
- [14] 堤貴彦, "各種空間分割多重方式におけるチャネル情報誤差の影響に関する検討," 信学論 (B), vol.J87-B, no.9, pp.1496-1504, Sept.2004.
- [15] 西村寿彦, "固有ビーム空間分割方式におけるチャネル推定誤差を考慮した場合の特性評価," 信学技報, RC2002-94, July. 2002.
- [16] A.Lee Swindlehurst, "An Introduction to the Multi-User MIMO Downlink," IEEE Communication Magazine. , Oct. 2004 .
- [17] M.Costa, "Writing on Dirty Paper," IEEE TRANSACTION. , May. 1983 .
- [18] 下条則之, "屋内電波吸収によるマルチパス抑圧効果とデジタル伝搬特性改善に関する等価伝送路モデルによる解析," 信学論 (B), vol.J86-B, no.12, pp.2522-2532, Dec.2003.
- [19] 中塚 庸介, "指向性アンテナを用いた OFDM 伝送特性の評価に関する研究," 横浜国立大学工学研究科 新井研究室 修士論文, 平成 16 年 2 月.
- [20] 上原一浩, 関智弘, 鹿子嶋憲一, "幾何光学的屋内伝搬解析アルゴリズム," 信学技報, AP94-35, Aug 1994.
- [21] 今井哲朗, "レイトレース法を用いたトンネル内伝搬特性の推定," 信学技報, B Vol., J85-B, No.2 pp.216-226, Feb. 2002.
- [22] 高橋賢, "レイトレース法による MIMO 伝搬の誤り率場所依存性の推定," 信学技報, AP2004-14, May.2004.
- [23] 上原一浩, "幾何光学手法による任意指向性アンテナに対する屋内伝搬特性解析," 信学論 (B), vol.J78-B, no.9, pp.593-601, Sept.1995.
- [24] 千葉英利, "MIMO システムにおける屋内電波伝搬特性の評価," 信学技報, AP2005-27, May.2005.
- [25] 岡坂昌蔵, "TDMA システムにおけるマルチユーザ MIMO 多重伝送方式に関する一検討," 電子情報通信学会総合大会,2004,B-1-227
- [26] 衣斐信介, "伝送容量制御型 MIMO 適応変調方式," 信学論 (B), vol.J88-B, no.6, pp.1090-1101, June.2005.
- [27] 鶴田誠, "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.J88-B, no.9, pp.1486-1495, Sept.2004.