



Title	多素子アンテナを用いた高速無線アクセス技術に関する研究
Author(s)	奥山, 達樹
Citation	大阪大学, 2019, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.18910/76210
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

博士学位論文

多素子アンテナを用いた
高速無線アクセス技術に関する研究

奥山 達樹

2019 年 10 月

大阪大学大学院工学研究科

内容梗概

本論文は、著者が株式会社 NTT ドコモ在職中、ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻在学中に行った、第 5 世代移動通信システム (5G) における高速無線アクセス技術に関する研究成果をまとめたものであり、以下の 6 章で構成される。

第 1 章は序論であり、本研究の背景として、第 4 世代移動通信システム (4G) と比較してより高速な無線通信を 5G によって実現するための課題を明らかにする。高速無線通信実現には無線帯域幅拡大と周波数利用効率向上が必要である。無線帯域幅拡大のため、5G では 4.5 GHz 帯や 28 GHz 帯といった、他の無線システムではあまり利用されていない高周波数帯を利用していく。一方、周波数利用効率向上は MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) ストリームの多重数に依存しており、5G では基地局に多素子アンテナを用いることで、4G では 2 から 8 であった多重数を数十まで増加させる。ここで、高周波数帯では伝搬損失が大きいので、空間的なエネルギー効率を高めながら周波数利用効率を向上させることが求められる。そこで本研究では、多素子アンテナを用いた無線アクセス技術に着目する。第 1 章では、電波の指向性を生成・制御するビームフォーミングによるエネルギー効率向上と、空間的に分散配置した送信点に基地局の多素子アンテナを分散配置することによって、面的な受信電力偏差の抑制を図ることによるエネルギー効率向上について述べ、本研究の目的を示す。

第 2 章では、通信速度 (スループット) 向上に必要な MIMO 伝送の概要と、多素子アンテナを用いることによる最大スループットおよび平均スループットの向上について、その概要と課題を述べる。下りリンクでは、多素子アンテナを用いて多数の MIMO ストリームを送信可能とすることで周波数利用効率が向上し最大スループットを向上できるが、ストリーム間の干渉抑制が必須である。そのためにストリーム間の通信路を直交化する手法が検討されている。しかしながら、多素子アンテナを用いると、その手法の適用に必要な演算量が膨大となる課題が存在する。また、上りリンクにおいて最大スループットを向上させるために、基地局において複数の移動局から送信される信号を分離し、所望信号を検出することが求められる。そのための手法として、整合フィルタ (MF: Matched Filter) に基づく Gaussian Belief Propagation (MF-GaBP) が検討されている。しかしながら、通信路行列の相関が高まると MF-GaBP の検出精度が劣化するという課題を内包している。そして、平均スループット向上技術として、移動局の受信電力格差を抑制できる基地局の分散化について述べる。ここで、分散化を実現していくためには、送信点数や送信点の素子数などの分散度

合いの設計が必要という課題が存在する。第2章では、これら上下リンクの多重技術の詳細を述べながら、多素子アンテナを用いる際の課題を示す。

第3章では、高速通信実現のための上下リンクでの MIMO ストリーム多重技術を確立する。下りリンクでは、MIMO ストリーム多重にかかる信号処理において多素子アンテナを全て用いた処理では演算量が膨大となる課題に対し、ビームフォーミングと伝搬チャネルを組み合わせた等価チャネルを用いた信号処理を適用し、ビーム数の次元で多重処理を行う手法を提案する。このとき、生成するビーム数と演算量にはトレードオフの関係が存在することから、ビーム数がスループットに与える影響を明らかにする。一方、上りリンクでは、MF-GaBP において通信路行列の相関が高まると、残留干渉の影響が大きくなり推定精度が劣化するという課題が存在する。通信路行列の相関は、限られたアンテナスペースに多数の素子を収容するために偏波を利用する場合に、基地局の各アンテナ間での相関が高まることや、移動局が密集することにより移動局間のアンテナ間の相関が高まることに起因する。このような環境においても、高精度に信号検出を行い多数のストリーム伝送を可能とするため、MF-GaBP の繰り返し 1 回目には干渉キャンセルが動作しない点に着目し、MMSE (Minimum Mean Square Error) による推定機構を MF-GaBP の前段に組み込む。そして、MMSE により得た推定信号を MF-GaBP の初回繰り返し時の干渉キャンセルにおけるソフトレプリカとして利用することで、繰り返し処理における干渉抑制の効果向上を図り、通信路行列の相関の高い環境においても基地局素子数と同数の MIMO ストリームを多重できることを示す。以上より、第3章では、伝搬モデルに基づく計算機シミュレーションにより、上下リンクにおいて複数の MIMO ストリーム多重を可能とし、スループットの最大値の向上が可能であることを明らかにする。

第4章では、第3章で述べた MIMO ストリーム多重技術が実環境においても有効であることを示すため、実験装置を用いた屋内外実験を行う。まず、屋内外伝搬実験で得られた伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより、下りリンクのビーム次元での信号処理に関して、見通し内環境あるいは見通し外環境のいずれであっても最大スループットの向上が可能であることを示す。また、都市部における伝送実験により、移動局の密集環境においても、移動局間およびストリーム間での直交化が動作し、高速通信を実現できることを明らかにする。上りリンクにおいては、屋内伝搬実験で得た伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより、基地局のアンテナ間の相関の高さに起因して、MF-GaBP では誤り率の評価結果においてエラーフロアが見られる課題を示しながら、MMSE と組み合わせた MF-GaBP によって、そのエラーフロアを解消できることを示す。そして、実環境においても基地局アンテナ素子数と同数の MIMO ストリーム多重が可能であることを示す。以上より、第4章では、第3章で述べた MIMO ストリーム多重技術について、実伝搬環境においても適切に動作し、最大スループットの向上が可能であることを明らかにする。

第5章では、基地局の分散化において、平均スループットの向上が可能であることを明らかにする。まず、1つの送信点に基地局の全素子を集約して伝送する場合に対して、空間的

に分散配置した送信点に基地局のアンテナ素子を分散させることで、送信点周辺の最大スループットが下がる可能性があるものの、エリア全体の移動局の受信電力格差を抑制でき、面的な平均スループットを向上できることを示す。そして、分散化による平均スループット向上効果を示した上で、送信点数、つまり分散度合いを変化させ、その平均スループットをさらに向上させることを目的に、送信点数がスループットに与える影響を明確化する。また、適切な分散度合いは伝搬環境によって異なることが想定されることから、様々な伝搬環境における分散化の有効性を確認するため、実験装置を用いた屋内外伝搬実験により得た伝搬データを用いた計算機シミュレーションを実施し、1つの送信点のみを用いる場合と比較して、分散化によって平均スループットを向上できることを明らかにする。

第6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。具体的には、多素子アンテナを用いた信号多重により最大スループットを向上させつつ、基地局のアンテナ素子の分散化により平均スループットも向上させることで、5Gにおける高速通信の実現が可能であることを計算機シミュレーションおよび実験の双方から明らかにする。

目次

内容梗概	i
記号	xi
略語	xvii
第 1 章 序論	19
第 2 章 高周波数帯多素子アンテナによる高速通信.....	25
2.1 緒言	25
2.2 MIMO 伝送による周波数利用効率の向上	25
2.2.1 下りリンク MIMO ストリーム多重	26
2.2.2 上りリンク MIMO ストリーム多重	30
2.3 多素子アンテナによるスループットの向上.....	32
2.3.1 多素子アンテナの集中配置による最大スループットの向上	32
2.3.2 多素子アンテナの分散配置による面的平均スループットの向上	37
2.4 結言	38
第 3 章 高速通信実現のための MIMO ストリーム多重技術	39
3.1 緒言	39
3.2 システムモデル.....	39
3.3 下りリンク MIMO ストリーム多重	41
3.3.1 MIMO ストリーム多重時の演算量削減のための基地局構成.....	41
3.3.2 ビームフォーミング適用時のカバレッジ評価.....	43
3.3.3 MIMO ストリーム多重技術のスループット評価.....	48
3.4 上りリンク MIMO ストリーム多重	50
3.4.1 MIMO ストリーム間干渉抑制のための繰り返し信号検出技術.....	50
3.4.2 繰り返し信号検出技術の誤り率評価.....	51
3.5 結言	53
第 4 章 実伝搬環境における MIMO ストリーム多重技術の伝送特性評価	55
4.1 緒言	55

4.2	伝搬実験による下りリンク MIMO ストリーム多重技術の有効性検証.....	56
4.2.1	実験装置概要.....	57
4.2.2	伝搬実験環境.....	58
4.2.3	伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価	61
4.3	伝送実験による下りリンク MIMO ストリーム多重技術の有効性評価.....	65
4.3.1	実験装置概要.....	65
4.3.2	伝送実験環境.....	65
4.3.3	都市部移動局密集時の伝送実験結果.....	66
4.4	伝搬実験による上りリンク MIMO ストリーム多重技術の有効性検証.....	67
4.4.1	伝搬実験環境.....	67
4.4.2	伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価	68
4.5	結言	73
第 5 章	面的平均スループット向上のための多素子アンテナ分散化技術.....	75
5.1	緒言	75
5.2	多素子アンテナの分散配置によるスループットへの影響.....	76
5.2.1	計算機シミュレーション環境.....	76
5.2.2	多素子アンテナの集中配置と分散配置のユーザスループット分布	79
5.2.3	多素子アンテナ分散化技術のスループット評価.....	80
5.3	伝搬実験による多素子アンテナ分散化技術の伝送特性評価.....	82
5.3.1	実験装置概要.....	83
5.3.2	伝搬実験環境.....	83
5.3.3	伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価	84
5.4	結言	87
第 6 章	結論	89
	参考文献	93
	本論文に関する原著論文	99
	謝辞	101

図目次

図 1.1	4G における BS アンテナによるエリア	21
図 1.2	5G における BF 適用時のエリア	21
図 1.3	5G における多素子アンテナの分散化適用時のエリア	21
図 1.4	本論文の構成.....	23
図 2.1	下りリンク MIMO ストリーム多重の概念図.....	26
図 2.2	上りリンク MIMO ストリーム多重の概念図.....	31
図 2.3	MF-GaBP のブロック図.....	34
図 2.4	BS の分散化の概念図.....	38
図 3.1	BS の送受信機構成.....	40
図 3.2	MS の送受信機構成.....	40
図 3.3	FBCP 適用時の BS の送信機構成.....	41
図 3.4	カバレッジ評価時のトポロジー.....	43
図 3.5	BS と MS の地上距離に対する平均ユーザスループット	46
図 3.6	複数 MS 多重評価時のトポロジー.....	47
図 3.7	FBCP 適用の有無における複数 MS 多重時のシステムスループット	47
図 3.8	FBCP 適用時のビーム数に対するシステムスループット	49
図 3.9	MMSE 検出を組み合わせた MF-GaBP の構成図	50
図 3.10	ダンピング係数およびスケリング係数に対する BER 特性	52
図 3.11	E_s/N_0 に対する BER 特性	53
図 4.1	実験装置外観.....	56
図 4.2	屋内伝搬実験環境.....	57
図 4.3	屋内伝搬実験の様相.....	57
図 4.4	屋外伝搬実験環境.....	59
図 4.5	屋外伝搬実験の様相.....	59
図 4.6	屋内伝搬データを用いたシステムスループット	60
図 4.7	屋内環境における通信路行列の固有値の CDF	61

図 4.8	屋外伝搬データを用いたシステムスループット	62
図 4.9	屋外環境における通信路行列の固有値の CDF	63
図 4.10	実験装置の外観	64
図 4.11	屋外伝送実験環境	66
図 4.12	屋外伝送実験の模様	66
図 4.13	屋内伝搬実験環境	68
図 4.14	ダンピング係数およびスケーリング係数に対する BER 特性	69
図 4.15	E_s/N_0 に対する BER 特性	70
図 4.16	MS のアンテナ間の通信路行列の相関値	71
図 4.17	BS の各アンテナ間の通信路行列の相関値	72
図 4.18	BS のアンテナ素子番号	72
図 5.1	TP 構成	76
図 5.2	各 TP の伝搬経路概念図	76
図 5.3	伝送エリアにおける TP の設置位置	78
図 5.4	$d_D = 400$ m における $T = 1$ および $T = 16$ でのユーザスループット分布	78
図 5.5	ユーザスループットの CDF	79
図 5.6	伝送エリアの 1 辺に対するシステムスループット	80
図 5.7	実験装置外観	81
図 5.8	屋内伝搬実験環境	82
図 5.9	屋内伝搬実験の模様	82
図 5.10	屋外伝搬実験環境	84
図 5.11	屋外伝搬実験の模様	84
図 5.12	屋内伝搬実験での MS グループに対するシステムスループット	85
図 5.13	屋内伝搬実験でのエリア全体に対する平均システムスループット	86
図 5.14	屋外伝搬実験でのシステムスループット	87

表目次

表 1.1	ITU による 4G および 5G の国際標準仕様値	20
表 3.1	下りリンク多重技術の演算量.....	42
表 3.2	計算機シミュレーション諸元.....	45
表 3.3	計算機シミュレーション諸元.....	51
表 4.1	実験装置主要諸元.....	56
表 4.2	計算機シミュレーション諸元.....	60
表 4.3	実験装置主要諸元.....	64
表 4.4	伝送実験結果.....	67
表 4.5	計算機シミュレーション諸元.....	69
表 4.6	MS のアンテナ間の通信路行列の相関値計算時の MS の組み合わせ	71
表 4.7	BS のアンテナ間の通信路行列の相関値計算時のアンテナ素子の組み合わせ	73
表 5.1	計算機シミュレーション諸元.....	77
表 5.2	実験装置主要諸元.....	81

記号

$\mathbf{0}_{a \times b}$	サイズ $a \times b$ の零行列
$\mathbf{A}$	不定数を有する行列
B	離散周波数帯域幅
B_S	サブキャリア数
C	キャパシティ
d_{2D}	基地局と移動局の地上距離
d_{3D}	基地局と移動局の直線距離
d_A	伝送エリアの周辺建造物の平均高
d_{BS}	基地局のアンテナ高
d_{BP}	伝搬損失計算時のブレイクポイント
d_D	面的スループット評価時の伝送エリアの一辺の長さ
$d_{j,t}$	第 j 移動局と第 t 送信点との直線距離
d_{MS}	移動局のアンテナ高
d_S	伝送エリアの周辺道路幅
E_S	送信シンボルエネルギー
f_c	中心周波数
g	変調多値数
$\mathbf{H}$	基地局と全移動局との間の時間領域通信路行列
$\mathbf{H}'$	$\mathbf{H}$ の転置行列
$\mathbf{H}''$	$\mathbf{H}'$ の部分行列
$\mathbf{H}_j$	基地局と第 j 番目の移動局との間の時間領域通信路行列
$\mathbf{H}_{j,t}$	第 j 番目の移動局と、第 t 番目の送信点との間の時間領域通信路行列
$\mathbf{H}_{j,t(s)}$	第 j 番目の移動局と、第 t 番目の送信点の第 s 番目の平面アレーとの間の時間領域通信路行列
$\mathbf{h}_n$	$\mathbf{H}$ の第 n 列目のベクトル
$h_{n,m}$	$\mathbf{h}_n$ の第 m 番目の要素

$\mathbf{h}'_n$	$\mathbf{H}'$ の第 n 行目のベクトル
$\mathbf{h}''_n$	$\mathbf{H}''$ の第 n 行目のベクトル
$I_{a \times a}$	サイズ $a \times a$ の単位行列
J	移動局数
K	ライスファクタ
L	基地局における生成ビーム数
M	総送信ストリーム数
M_j	第 j 移動局の送信ストリーム数
N_{BS}	基地局アンテナ素子数
N_{BSx}	基地局アンテナの水平方向素子数
N_{BSz}	基地局アンテナの垂直方向素子数
N_{TP}	1 送信点のアンテナ素子数
N_{MS}	1 移動局のアンテナ素子数
N_0	雑音スペクトル密度
P_D	雑音電力密度
P_F	雑音指数
P_L	伝搬損失
$P_{R,LOS}$	郊外エリアの見通し内環境での伝搬損失
$P_{R,LOS}^{(1)}$	$P_{R,LOS}$ のブレイクポイント以下での値
$P_{R,LOS}^{(2)}$	$P_{R,LOS}$ のブレイクポイント以上での値
$P_{R,NLOS}$	郊外エリアの見通し外環境での伝搬損失
P_T	基地局の総送信電力
$P_{U,LOS}$	都市エリアの見通し内環境での伝搬損失
$P_{U,NLOS}$	都市エリアの見通し外環境での伝搬損失
$Pr_{R,LOS}$	郊外エリアでの見通し内確率
$Pr_{U,LOS}$	都市エリアでの見通し内確率
Q_ϕ	FBCP でのビーム探索時の方位角方向の離散化数
Q_θ	FBCP でのビーム探索時の天頂角方向の離散化数
R	MF-GaBP における繰り返し回数
S	各送信点の平面アレー数
T	送信点数

$\mathbf{U}_j$	BD における第 j 移動局以外の通信路行列群の左特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{U}'_j$	BD における第 j 移動局と、他移動局との直交化後の等価通信路行列の左特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{U}''_j$	E-ZF における第 j 移動局の通信路行列の左特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{V}_j$	BD における第 j 移動局以外の通信路行列群の右特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{V}'_j$	BD における第 j 移動局と他移動局との、直交化後の等価通信路行列の右特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{V}''_j$	E-ZF における第 j 移動局の通信路行列の右特異ベクトルからなるユニタリ行列
$\mathbf{V}_T$	E-ZF における $\mathbf{V}''_j$ の部分空間の集合行列
$\mathbf{W}_{\text{FBCP}}$	FBCP における固定 BF ウェイト
$\mathbf{W}_R$	基地局あるいは移動局での受信ウェイト
$\mathbf{W}_{Rj}$	基地局と第 j 番目の移動局との間の受信ウェイト
$\mathbf{W}_T$	基地局あるいは移動局での送信ウェイト
$\mathbf{W}_{Tj}$	基地局と第 j 番目の移動局との間の送信ウェイト
$\mathbf{w}_l$	FBCP における第 l 番目のビーム生成のためのステアリングベクトル
$\mathbf{w}(\phi, \theta)$	FBCP における ϕ および θ 方向のビームベクトル
$\mathbf{w}_{n_{\text{BSz}}}(\phi, \theta)$	$\mathbf{w}(\phi, \theta)$ を生成する基地局の n_{BSz} 番目の垂直素子における要素ベクトル
$W_{n_{\text{BSx}}, n_{\text{BSz}}}(\phi, \theta)$	$\mathbf{w}_{n_{\text{BSz}}}(\phi, \theta)$ の第 n_{BSx} 番目の要素
$\mathbf{x}$	基地局あるいは移動局での送信ベクトル
x_m	$\mathbf{x}$ における第 m 番目の送信信号
$\mathbf{x}_j$	第 j 移動局の上下リンクでの所望信号の送信ベクトル
$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$	MF-GaBP の第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおけるソフトレプリカベクトル
$\tilde{x}_{n_{\text{BS}}, m}$	$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ の第 m 番目の要素
$\hat{x}_m$	x_m の推定値
$\mathbf{y}$	基地局あるいは移動局での受信ベクトル
$\mathbf{y}_j$	第 j 移動局の上下リンクでの所望信号の受信ベクトル
$y_{n_{\text{BS}}}$	第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける受信信号
$y_{n_{\text{BS}}, m}$	第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける第 m 番目の受信信号

$\tilde{\mathbf{y}}_{n_{\text{BS}},m}^{(r)}$	第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける第 m 番目の受信信号に 繰り返し r 回目のソフト干渉キャンセラ適用後の信号
$\mathbf{z}$	雑音ベクトル
λ_{j,m_j}	$\mathbf{H}_j$ の第 m_j 番目の固有値
$\boldsymbol{\lambda}_j$	λ_{j,m_j} を要素とするベクトル
λ'_{j,m_j}	BD における $\mathbf{H}_j \mathbf{W}_{\text{Tj}}$ の第 m_j 番目の固有値
$\boldsymbol{\lambda}'_j$	λ'_{j,m_j} を要素とするベクトル
μ	MF-GaBP の ASB におけるスケーリング係数
$\alpha_{n_{\text{BS}},m}$	MF-GaBP での第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける第 m 番目の送信信号に 対するビリーフ
$\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}$	MF-GaBP での第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける事前ビリーフベクトル
β_m	MF-GaBP での第 m 番目の送信信号に対する MF の出力値
$\beta_{n_{\text{BS}},m}$	$\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}$ の第 m 番目の要素
$\beta''_{n_{\text{BS}},m}$	MF-GaBP におけるダンピング処理後の第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおけ るビリーフの第 m 番目の要素
$\beta'''_{n_{\text{BS}},m}$	MF-GaBP における ASB 後の第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおけるビリーフ の第 m 番目の要素
Γ	受信 SNR
ϕ	方位角
$\phi_{j,t(s)}$	第 j 移動局と、第 t 送信点の第 s 番目の平面アレーとの方位角
θ	天頂角
θ_{T}	基地局のチルト角度
$\theta_{j,t(s)}$	第 j 移動局と、第 t 送信点の第 s 番目の平面アレーとの天頂角
$\Delta\phi$	FBCP における方位角方向のビーム探索間隔角度
$\Delta\theta$	FBCP における天頂角方向のビーム探索間隔角度
Δx	水平方向のアンテナ素子間隔
Δz	垂直方向のアンテナ素子間隔
ν	波長
$\nu_{n_{\text{BS}},m}$	$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}},m}$ に対する等価雑音
η	MF-GaBP における事前ビリーフのダンピング係数
$\boldsymbol{\Sigma}_j$	BD における第 j 移動局以外の通信路行列群の特異値を対角成分にもつ 行列

Σ'_j	BD における第 j 移動局と他移動局との直交化後の等価通信路行列の特異値を対角成分にもつ行列
Σ''_j	E-ZF における第 j 移動局の通信路行列の特異値を対角成分にもつ行列

数式の表記法

本論文では、ベクトルは太字の小文字記号で、行列は太字の大文字記号で表現される。また、ベクトル及び行列の要素番号は基本的に 1 から開始するものとする。加えて、 $\{\cdot\}^*$, $\{\cdot\}^T$, $\{\cdot\}^H$ はそれぞれ共役、転置、共役転置（エルミート転置）を意味する。また、 $\Re\{\cdot\}$ はベクトルあるいは行列の実部成分のみを意味する。

略語

AAS	Active Antenna System	アクティブアンテナシステム
ADC	Analog to Digital Converter	アナログ-デジタル変換器
AMC	Adaptive Modulation and Coding	適応変調符号化
AMP	Approximated Message Passing	
ASB	Adaptively Scaled Belief	適応スケールビリーフ
BBU	Baseband Unit	信号処理装置
BD	Block Diagonalization	ブロック対角化
BER	Bit Error Rate	ビット誤り率
BF	Beamforming	ビームフォーミング
BP	Belief Propagation	信念伝搬
BS	Base Station	基地局
CA	Carrier Aggregation	
CC	Component Carrier	
CDF	Cumulative Distribution Function	累積分布関数
CP	Cyclic Prefix	サイクリックプレフィックス
CSI	Channel State Information	チャネル状態情報
DAC	Digital to Analog Converter	デジタル-アナログ変換器
E-ZF	Eigen-based Zero Forcing	固有ベクトルに基づくゼロフォーシング
EP	Expectation Propagation	期待値伝搬
FBCP	Fixed Beamforming and CSI-based Precoding	固定ビームフォーミングとチャネル状態情報に基づくプリコーディング
FFT	Fast Fourier Transform	高速フーリエ変換
GaBP	Gaussian Belief Propagation	
GI	Guard Interval	ガード区間
HSPA	High Speed Packet Access	
i.i.d.	Independent and Identically Distributed	
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	逆高速フーリエ変換

ITU	International Telecommunication Union	国際電気通信連合
LLR	Log Likelihood Ratio	対数尤度比
LOS	Line Of Sight	見通し内
LTE	Long Term Evolution	
MCS	Modulation and Coding Scheme	
MF	Matched Filter	整合フィルタ
MF-GaBP	Matched Filter based Gaussian Belief Propagation	
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	
MLD	Maximum Likelihood Detection	最尤検出
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小二乗誤差
MS	Mobile Station	移動局
NLOS	Non-Line Of Sight	見通し外
PDA	Probabilistic Data Association	
PDF	Probability Density Function	確率密度関数
PSK	Phase Shift Keying	位相偏移変調
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	
RF	Radio Frequency	
SINR	Signal to Interference and Noise power Ratio	信号電力対干渉および雑音電力比
SNR	Signal to Noise power Ratio	信号電力対雑音電力比
Soft IC	Soft Interference Canceller	ソフト干渉キャンセラ
Soft SG	Soft Symbol Generator	ソフトシンボル生成器
SVD	Singular Value Decomposition	特異値分解
TP	Transmission Point	送信点
TDD	Time Division Duplex	時分割複信
UPA	Uniform Planar Array	一様平面アレー
ZF	Zero Forcing	

第1章

序論

携帯電話は、1980年代の第1世代と呼ばれる移動通信システムに始まり、2010年代から日本や世界でサービス展開されている第4世代移動通信システム（4G）まで発展を続けてきた。近年、スマートフォンやタブレットなどの高機能な移動局（MS: Mobile Station）を用いて、電話やメールに限らず、高画質な動画配信サービスといった大容量のデータをやりとりするサービスの利用が増加し、移動通信のトラフィックが急激に増加している[1], [2]。これらに対応するべく、さらなる高速通信を実現するため、第5世代移動通信システム（5G）の実現が求められている[3], [4]。また、将来、無線で提供されるサービスは高度化・多様化され、4Gまでの中心であった携帯電話に限らず、あらゆるものが無線でネットワークに接続される社会の到来が予想されている[5]。例えば、自動運転を無線通信によりサポートすることや[6]、遠隔医療や遠隔機器操作[7]、また、ウェアラブル端末を活用したヘルスケアやマーケティング[8]などが予想されている。これらの実現のため、国際電気通信連合（ITU: International Telecommunication Union）による国際標準仕様の勧告[9]では、表 1.1 に示す通り、5Gにより、4Gと比較して高速かつ低遅延、多数のデバイスの同時接続を実現することが求められている。

本論文では、5Gによる高速通信の実現に着目する。移動通信サービスにおけるスループットは、2000年代初期の第3世代移動通信システム（3G）のサービス開始時には384 kbps程度であったが、HSPA（High Speed Packet Access）により下りリンクで3.6 Mbpsのスループットを実現した。2010年代には、3.9Gに位置付けられるLTE（Long Term Evolution）により下りリンクで最大150 Mbpsの通信サービスが実現している。さらに、2015年には4GとなるLTE Advancedがサービスを開始し、2018年後半には、複数の周波数帯におけるCC（Component Carrier）を束ねるCA（Carrier Aggregation）により、下りリンクで1.5 Gbpsのスループットが実現している。ここで、4Gまでは、設計上の最大スループットに対して、MS数や伝搬環境などにより実効的なスループットの低下も許容されるベストエフォート型であった。本論文では、5Gによる高速通信実現をめざしていくが、4Gに対して、最大ス

表 1.1 ITU による 4G および 5G の国際標準仕様値

移動通信システム		4G	5G
最大通信速度	下りリンク	1 Gbps	20 Gbps
	上りリンク	500 Mbps	10 Gbps
最小遅延時間		10 ms	1 ms
同時接続数		100,000 devices/km ²	1,000,000 devices/km ²

ループットの向上に留まらず，通信エリアにおけるスループット格差を是正した面的な平均スループットも向上させることを目的とする．

スループットを高めていくためには，無線帯域幅の拡大と周波数利用効率の向上が必要である．5G では，4G で利用されている 800 MHz 帯や 1.5 GHz 帯，3.5 GHz 帯に対し，より高い周波数帯である，4.5 GHz 帯や 28 GHz 帯が利用される[10]．4G では 1 つの CC は最大 20 MHz であったが，5G の 4.5 GHz 帯では 1 つの CC は 100 MHz であり，また，他の無線通信システムの利用が少ない 28 GHz 帯では 400 MHz と大幅に広帯域化が図られている．周波数利用効率向上のために，複数の送信アンテナおよび複数の受信アンテナを用いて，複数の情報（ストリーム）を同時伝送する MIMO（Multiple-Input Multiple-Output）伝送[11]が検討されている．MIMO 伝送では，システムの通信路行列の有効な固有値数に依存して送信可能な最大ストリーム数が決定される．ここで，4G では，最大 8 ストリームの MIMO 伝送が 3GPP（3rd Generation Partnership Project）で仕様化されている[12]．これに対し，5G では，10 以上の MIMO ストリームを伝送可能とし[13]，周波数利用効率の向上を図る．

図 1.1 に 4G における基地局 (BS: Base Station) アンテナによるエリアのイメージを示す．4G では，BS のセクタアンテナ[14]により，水平方向に 60 度や 120 度の範囲をカバーするようにエリア設計がなされている．当然ながら，BS アンテナから遠方に位置する MS や，BS と MS 間にビル等の遮蔽があると，MS での受信エネルギーは低下するため，圏外エリアを可能な限り縮小できるように複数の BS アンテナの設置位置を設計し，エリアを構築している．4G においても，5G の 4.5 GHz 帯と比較的近い 3.5 GHz 帯を利用しているが，4G では 800 MHz 帯や 1.5 GHz 帯といった伝搬損失の小さい周波数帯を併用することで広範囲をカバーすることができる．しかしながら，5G では 4.5 GHz や 28 GHz 帯の高周波数帯を用いた広帯域伝送のため，4G と比較して伝搬損失の大きい周波数帯を用いてのエリア構築が必要という課題を抱えている．このとき，送信電力を 4G より大きくする方策も考えられるが，電力増幅器の非線形性の問題[15]や消費電力といった観点から容易ではない．そこで，5G では，空間的なエネルギー効率を高めることが求められており，そのために，数十から数百といった多数のアンテナ素子を BS に実装することが検討されている[16], [17]．本論文では，この多素子アンテナを活用し，エネルギー効率を向上させつつ，MIMO ストリーム数を増大させて，周波数利用効率を向上し，高速通信の実現を図る．

本論文では，多素子アンテナを用いた以下の 2 通りの方針により空間的なエネルギー効

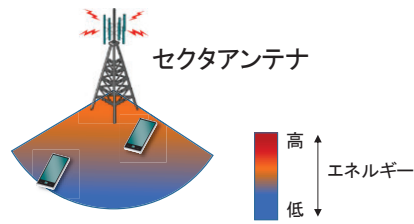


図 1.1 4G における BS アンテナによるエリア

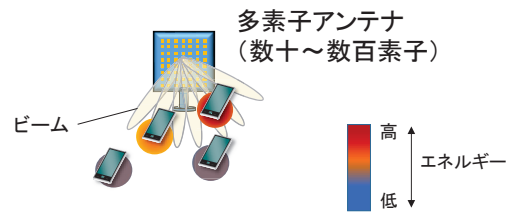


図 1.2 5G における BF 適用時のエリア

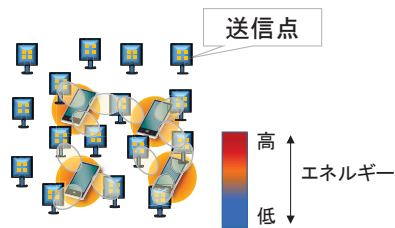


図 1.3 5G における多素子アンテナの分散化適用時のエリア

率を向上させる。

- ① 多素子アンテナによる電波の指向性を生成・制御するビームフォーミング（BF: Beamforming）[18]-[21]の適用
- ② 空間的に分散配置した送信点（TP: Transmission Point）に BS の多素子アンテナを分散配置し、空間的な受信電力偏差を抑制[22]-[24]

そして、①の多素子アンテナの利用により、MIMO 多重数を増加させることでスループットを向上させるとともに、②の BS の分散化による MS の受信電力の平均値向上により面的な平均スループットを向上させる。この無線アクセス技術により最大スループットと平均スループットの双方を向上させ、5G における高速通信を実現することを本論文の目的とする。

図 1.2 に①における BF を適用した場合のエリア設計のイメージを示す。BS の多素子アンテナを用いてビームを生成することによりビーム利得を得る[25]。そして、各 MS 位置の受信エネルギーが高くなるようにビームの数や方向を制御することでエネルギー効率を向

上させる．本論文では，この多素子アンテナを用いた上で，MIMO ストリームの多重数を増加させ，最大スループットを向上させる．まず，下りリンクでは BF の適用を前提とし，ビーム数を増加させると，送信可能な MIMO ストリーム数も増加するが，1 ビームあたりの利得は減少し，また信号処理にかかる演算量も増加するため，このビーム数とスループットの関係性の明確化が必要である．次に，多数のストリームを送信するためには，複数 MS 間で生じる干渉や，自 MS 向けの複数ストリーム間の干渉が問題となるため，これらの干渉を抑制し最大スループットの向上を図ることが求められる．一方，上りリンクの場合，最大スループット向上のためには複数の MS から送信された多数の MIMO ストリームを BS で受信し検出する必要がある．このとき，BS の多素子アンテナを活用した繰り返し信号検出により，アンテナ素子数分の MIMO ストリームを検出可能であることを示し，最大スループットを向上可能であることを示す．

図 1.3 に，②における BS の多素子アンテナの分散化適用時のエリア設計のイメージを示す．分散化適用時は，複数の TP が放射する電波を重畳させることで，各 MS 位置の受信エネルギーを向上させる．このとき，TP の数（分散度合い）を調整することでエリアにおける受信電力の空間的な分布を制御することができる．TP 数を増やして分散度合いを高め，多数の TP をエリア内に高密度に設置すると，1 TP あたりの素子数が減少しアンテナ利得が減少するものの，MS といずれかの TP との平均的な距離が近くなる上，四方に多数の TP が位置するため遮蔽への耐性も強くなる．一方で，分散度合いを低くすれば，TP あたりの利得は大きくなり各 TP 付近の MS の受信エネルギーは高まるが，受信電力の空間的な分布の格差が大きくなる．また，分散度合いを変化させると，BS のアンテナ間の相関にも変化が生じる．分散度合いが高ければその相関は低く，システム全体を見たときの通信路行列の有効な固有値数の向上が期待でき，MIMO ストリームの多重数の増加につながる．本論文では，この分散化により面的な平均スループットを向上できることを示した上で，分散度合いとスループットの関係性を明確化し，平均スループットのさらなる向上が可能であることを示す．

図 1.4 に本論文の構成と，各章における原著論文との対応を示す．第 2 章では，多素子アンテナを用いた MIMO 伝送について，その基本的な原理を説明し，周波数利用効率の向上について述べる．また，多素子アンテナを用いてスループットを向上させるために必要な，下りリンクにおける MS やストリーム間の干渉抑制技術である，ブロック対角化 (BD: Block Diagonalization) [26]や固有ベクトルに基づくゼロフォーシング (E-ZF: Eigen-based Zero Forcing) [27]について述べる．また，上りリンクにおいて BS の多素子アンテナを活用した低演算量の繰り返し信号検出である整合フィルタ (MF: Matched Filter) に基づく Gaussian Belief Propagation (MF-GaBP) [30], [31]について，多素子アンテナを用いることでストリーム間の干渉を抑制し，MIMO ストリームの多重数を増やすことによって高速化が可能であることを示しつつ，下りリンクでの多素子アンテナを用いることによる演算量増加の課題や，上りリンクでの通信路行列の相関の高さに起因する MF-GaBP の信号検出精度の低下と

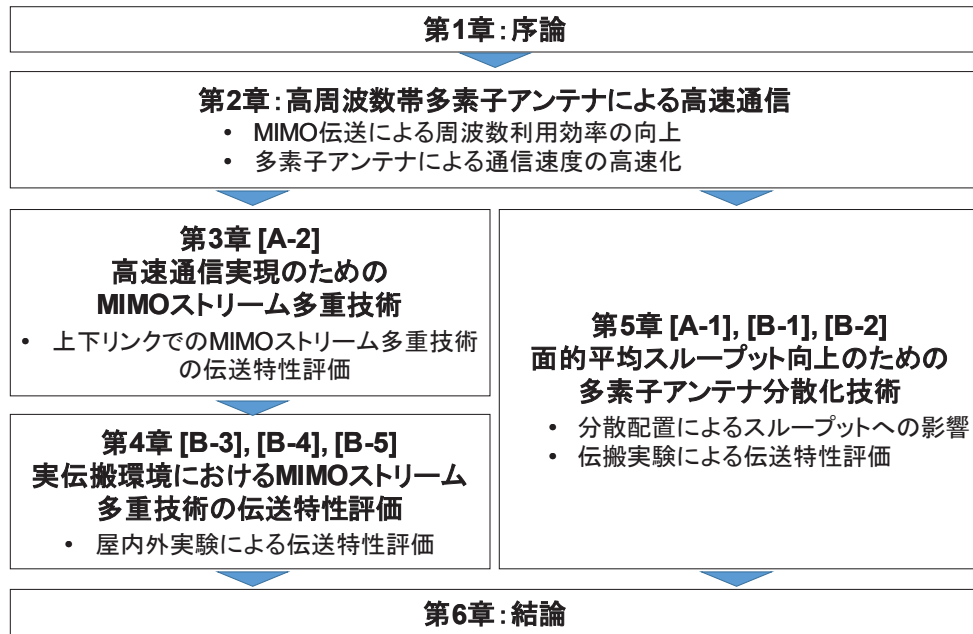


図 1.4 本論文の構成

いった課題を説明する. また, 平均スループット向上のためのBSの分散化についても述べ, その実現に必要な分散度合いの設計という課題に関して説明する.

第3章では, 多素子アンテナを1つのTPに設置した場合において, 最大スループットの向上をめざし, 多数のMIMOストリームの多重技術を確立する. 下りリンクにおいて, BDやE-ZFを用いた信号処理において多素子アンテナを用いると, 通信路行列のサイズが大きくなり演算量が膨大となる. そこで, 演算量削減を目的に, BFと伝搬チャネルを組み合わせた等価チャネルを利用した信号処理を適用する. この手法により, 信号処理をBSのアンテナ素子数ではなくビーム数の次元で実施しつつ, BFによるビーム利得を得ることができる. この有効性を確認するため, ビーム数がスループットに与える影響を計算機シミュレーションにより明らかにする. 一方, 上りリンクでは, MF-GaBPの繰り返し処理により所望信号以外から受ける干渉を抑制する. しかし, BSあるいはMSの各アンテナ間の相関が高くなり, 通信路行列の相関が高まると残留干渉が大きな課題となる. そこで, MF-GaBPの初回繰り返し時には動作しない干渉キャンセルを動作させるために, MMSE (Minimum Mean Square Error)を用いた信号検出をMF-GaBPの前段に組み込み, 干渉抑制の効果を向上させ, BSのアンテナ素子数と同数のMIMOストリームを多重可能なことを計算機シミュレーションにより示す. これらにより, 上下リンクにおいてMIMOストリームの多重数を増加させ, 最大スループットが向上可能であることを明らかにする.

第4章では, 最大スループット向上のためのMIMOストリーム多重技術が実環境でも有効であることを明らかにする. そのために, BSに多素子アンテナを有する実験装置を用いた屋内外実験を実施する. そして, 屋内外伝搬実験で得られた伝搬データによる計算機シミュ

ュレーションにより、下りリンクのビーム次元での信号処理を適用した場合に、見通し内環境あるいは見通し外環境において高速通信が可能であることを示す。また、都市部での下りリンク伝送実験も実施し、MS 密集時でも MS 間の干渉抑制が適切に動作し、高速通信が可能であることを示す。さらに、屋内伝搬データを用いた上りリンクの計算機シミュレーションにより、BS のアンテナ間相関が高くなることによる残留干渉問題に対して、MMSE を組み合わせた MF-GaBP により、BS アンテナ素子数と同数の MIMO ストリーム多重が可能であることを明らかにする。これらにより、実環境においても、MIMO ストリーム多重数を増加させ最大スループットを向上できることを明らかにする。

第 5 章では、BS の分散化における分散度合いの設計に関する課題を解決しながら、面的な平均スループットの向上効果を明らかにする。まず、1 つの TP に全素子を集約させた場合に対して、分散化を行うことでエリア全体の受信電力格差が抑制され、面的な平均スループットが向上できることを計算機シミュレーションにより明らかにする。そして、伝搬環境に応じて分散度合いを調整することで面的な平均スループットをさらに向上できることを確認するため、伝搬モデルを用いたシミュレーションに加えて、実験装置を用いた屋内外伝搬実験で得られた伝搬データを用いたシミュレーションを実施し、分散化による面的な平均スループット向上の効果を示す。

第 6 章では、以上の研究によって得られた成果を総括し、多素子アンテナを用いた複数 MIMO ストリーム多重や BS の分散化といった無線アクセス技術により、4G と比較して、5G において、最大スループットに加え平均スループットも向上させた高速通信を実現できることを、本論文の結論として述べる。

第2章

高周波数帯多素子アンテナによる高速通信

2.1 緒言

第1章で述べたように、本論文では5Gにおける高速通信の実現のための無線アクセス技術を研究対象とする。本論文では、サブキャリアと呼ばれる複数の搬送波にデータを分割し周波数軸上に並列して伝送するマルチキャリア伝送の1つである直交周波数分割多重（OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing）伝送を利用する。本章では、上下リンクのMIMOストリーム多重技術の概要を述べ、BSに多素子アンテナを用いることで最大スループットの向上が可能であることを示す。そして、最大スループットを向上させるためには、下りリンクでのBSでの演算量増加や上りリンクでの通信路行列の相関による信号検出精度の劣化という課題を克服する必要があること、並びに、一定の範囲の空間における平均スループットを向上させるには、多素子アンテナを空間内に分散配置することが有効であること、特にその分散化の実現において分散度合いの設計が重要な課題となることを明確化する。

2.2 MIMO 伝送による周波数利用効率の向上

本節では、MIMO 伝送により周波数利用効率の向上が可能である原理について述べる。

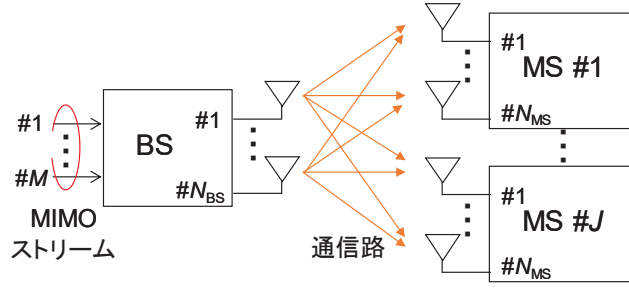


図 2.1 下りリンク MIMO ストリーム多重の概念図

BS の全アンテナ素子数を N_{BS} , 各 MS のアンテナ素子数を N_{MS} , MS 数は J とする. ただし, 本論文では $N_{BS} \geq JN_{MS}$ とする. また, 第 j 番目の MS (MS # j) で送受信するストリーム数を M_j ($\leq N_{MS}$) とし, M は全 MS のストリーム数の総和である. BS と MS # j の間のサイズ $N_{MS} \times N_{BS}$ の時間領域通信路行列を $\mathbf{H}_j$ と表し, BS と全 MS との間のサイズ $JN_{MS} \times N_{BS}$ の時間領域通信路行列を $\mathbf{H}$ とする.

2.2.1 下りリンク MIMO ストリーム多重

図 2.1 に, 下りリンクにおける MIMO ストリーム多重の概念図を示す. BS は, M 個のストリームを送信し, $\mathbf{H}$ を経由して各 MS がその信号を受信する. このときの第 b_s ($=1 \dots B_s$) サブキャリアの $M \times 1$ の送信ベクトルを $\mathbf{x}(b_s)$, MS # j のサイズ $M_j \times 1$ の受信ベクトルを $\mathbf{y}_j(b_s)$ とし, 次式で表す.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1(b_s) \\ \vdots \\ \mathbf{y}_J(b_s) \end{bmatrix} &= \mathbf{W}_R(b_s) \mathbf{H}(b_s) \mathbf{W}_T(b_s) \mathbf{x}(b_s) + \mathbf{z}(b_s) \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{R1}(b_s) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_{R2}(b_s) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{W}_{RJ}(b_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(b_s) \\ \vdots \\ \mathbf{H}_J(b_s) \end{bmatrix} \mathbf{W}_T(b_s) \mathbf{x}(b_s) + \mathbf{z}(b_s) \end{aligned} \quad (2.1)$$

ただし, $\mathbf{W}_T(b_s)$ は BS において M 個の MIMO ストリームを多重伝送するための $N_{BS} \times M$ の送信ウェイト行列, $\mathbf{W}_{Rj}(b_s)$ は MS # j で所望信号を検出するためのサイズ $M_j \times N_{MS}$ の受信ウェイト行列を示す. また, $\mathbf{z}(b_s)$ は雑音スペクトル密度を N_0 としたときの各要素が平均 0 , 分散 N_0 に従うサイズ $M \times 1$ の複素ガウス雑音ベクトルである. 本論文では以降, 簡略化のため (b_s) は省略して表現する.

ここで、各 MS の受信ベクトルにおいては、他 MS の送信信号が干渉成分として含まれている。また、各 MS における複数ストリーム間でも干渉が生じており、システムとして多数の MIMO ストリームを多重し、周波数利用効率を向上させるためには、これらの干渉を抑制するための $\mathbf{W}_T$ や $\mathbf{W}_R$ を設計する必要がある。ここで、簡易な手法としては ZF や MMSE を用いた手法が検討されている。ZF では、 M ストリーム送信のために N_{BS} のうち M 個のアンテナ素子のみを利用し、 $\mathbf{W}_T$ を $\mathbf{I}_{M \times M}$ としたうえで、 $\mathbf{W}_R$ として $\mathbf{H}$ の疑似逆行列を用いるが、復調課程において逆行列が雑音ベクトルに乘じられるため雑音が強調され、信号対雑音電力比 (SNR: Signal to Noise power Ratio) が低下する。そこで、MMSE では雑音項の強調も考慮し $\mathbf{H}$ を利用して $\mathbf{W}_R$ を設計している。しかしながら、 $J > 1$ のとき、これらの手法では各 MS において $\mathbf{H}$ を事前に知っておく必要がある。 $\mathbf{H}$ を事前に知るためには、軟値である $\mathbf{H}$ を BS が全 MS に対して周知する必要性があり、情報量も多く時間的に通信路行列が変動するために、頻繁に通知することは困難である。そこで、各 MS が自身の通信路行列を用いた $\mathbf{W}_R$ により所望信号を推定できるように $\mathbf{W}_T$ を設計する手法として BD および E-ZF が検討されており、以下ではその動作を説明する。

A) BD の動作

BD では、まず、MS # j とそれ以外の MS との通信路を直交化するために、MS # j 以外の通信路行列に対して特異値分解 (SVD: Singular Value Decomposition) を適用する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^T & \cdots & \mathbf{H}_{j-1}^T & \mathbf{H}_{j+1}^T & \cdots & \mathbf{H}_J^T \end{bmatrix}^T &= \mathbf{U}_j \boldsymbol{\Sigma}_j \mathbf{V}_j^H \\ &= \mathbf{U}_j \boldsymbol{\Sigma}_j [\mathbf{V}_j^{(1)} \mathbf{V}_j^{(2)}]^H \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで、 $\mathbf{U}_j$ と $\mathbf{V}_j$ はそれぞれ、左特異ベクトルと右特異ベクトルを列ベクトルに持つ、サイズ $(J-1)N_{MS} \times (J-1)N_{MS}$ およびサイズ $N_{BS} \times N_{BS}$ のユニタリ行列である。また、 $\boldsymbol{\Sigma}_j$ はサイズ $(J-1)N_{MS} \times N_{BS}$ の行列であり、第 1 列から第 $(J-1)N_{MS}$ 列までの部分行列に $\mathbf{H}_j$ 以外の通信路行列を並べた行列の特異値を対角成分に、他の成分が 0 の行列である。そして、MS # j とそれ以外の MS との間の通信路を直交化するために、 $\mathbf{V}_j$ の第 $N_{BS} - (J-1)N_{MS}$ 列から第 N_{BS} 列までの部分空間である $\mathbf{V}_j^{(2)}$ を用いる。このとき、 $\mathbf{V}_j^{(2)}$ は MS # j 以外の通信路行列に対する直交補空間となっている。そして、MS # j の通信路行列に $\mathbf{V}_j^{(2)}$ を乗算して得られる $\mathbf{H}_j \mathbf{V}_j^{(2)}$ に対して次式に示す通り SVD を行う。

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_j \mathbf{V}_j^{(2)} &= \mathbf{U}'_j \boldsymbol{\Sigma}'_j \mathbf{V}'_j{}^H \\ &= \mathbf{U}'_j \boldsymbol{\Sigma}'_j [\mathbf{V}'_j{}^{(1)} \mathbf{V}'_j{}^{(2)}]^H \end{aligned} \quad (2.3)$$

そして、 $\mathbf{V}'_j$ の第 1 列から第 M_j 列までの部分空間である $\mathbf{V}'_j{}^{(1)}$ を用いて MS # j へのストリーム間の直交化を図る。得られた $\mathbf{V}'_j{}^{(2)}$ および $\mathbf{V}'_j{}^{(1)}$ を用いて、MS # j に対するサイズ $N_{BS} \times M_j$ の送信ウェイト $\mathbf{W}_{Tj}$ を次式とする。

$$\mathbf{W}_{Tj} = \mathbf{V}_j^{(2)} \mathbf{V}_j'^{(1)} \quad (2.4)$$

(2.2)から(2.4)を全 MS 分繰り返すことで次式に示す送信ウェイト $\mathbf{W}_T$ を得る.

$$\mathbf{W}_T = [\mathbf{W}_{T1} \quad \cdots \quad \mathbf{W}_{TJ}] \quad (2.5)$$

また, $\mathbf{W}_{Rj}$ は $\mathbf{U}'_j$ の第 1 列から第 M_j 列までのサイズ $N_{BS} \times M_j$ の部分行列を用いて次式で表される.

$$\mathbf{W}_{Rj} = [\mathbf{U}'_{j,1} \quad \cdots \quad \mathbf{U}'_{j,M_j}]^H \quad (2.6)$$

このとき, $\mathbf{H}_j \mathbf{W}_{Tj}$ の第 m_j 番目の固有値を λ'_{j,m_j} として, (2.1)は次式で表される.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_J \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{R1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_{R2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{W}_{RJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_J \end{bmatrix} [\mathbf{W}_{T1} \quad \cdots \quad \mathbf{W}_{TJ}] \mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{R1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_{R2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{W}_{RJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_{T1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_{T2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{H}_J \mathbf{W}_{TJ} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda'_{1,1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \\ & \sqrt{\lambda'_{1,M_1}} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \sqrt{\lambda'_{2,1}} & \\ 0 & \cdots & 0 & \sqrt{\lambda'_{J,M_J}} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ここで, これらウェイト行列の算出に必要な SVD の処理負荷を考えると, SVD 実施には行数を次数とする正方行列の行列式の算出に係る演算量が支配的であり, 行列式のオーダーはその正方行列の次数の 3 乗であることから, 以下では各正方行列の次数の 3 乗の項のみに着目して演算量の評価を行う. BD では MS あたり 2 回の SVD を適用する必要がある, (2.2)の演算量は $\{(J-1)N_{MS}\}^3 + N_{BS}^3$, (2.3)の演算量は $N_{MS}^3 + \{(J-1)N_{MS}\}^3$ となる. そのため MS あたりの演算量はその総和の $N_{BS}^3 + (2J^3 - 6J^2 + 6J - 1)N_{MS}^3$ となり, システム全体ではこれを J 回実施する. BD では以上の処理により MS 間および各 MS におけるストリーム間の直交化を図り, 理想的には $\mathbf{H}\mathbf{W}_T$ の特異値に基づく等価的な通信路を構築できる. $J=1$ のとき, BD は固有モード伝送[32]と同等の動作をするため, (2.2)の演算は実施せず, $\mathbf{V}_j^{(2)}$ を省略して(2.3)以降の演算を実施する. 本論文では, 以上にした動作を J の値に関わらず BD と統一して表記する.

B) E-ZF の動作

E-ZF では、MS # j の通信路行列 $\mathbf{H}_j$ に対して SVD を実施する.

$$\begin{aligned}\mathbf{H}_j &= \mathbf{U}_j^H \mathbf{\Sigma}_j^H \mathbf{V}_j^{H^H} \\ &= \mathbf{U}_j^H \mathbf{\Sigma}_j^H \left[\mathbf{V}_j^{(1)} \mathbf{V}_j^{(2)} \right]^H\end{aligned}\quad (2.8)$$

そして、第 1 列から第 M_j 列までの $\mathbf{V}_j^{(1)}$ を全 MS 分算出し、次式で表すサイズ $N_{\text{BS}} \times M$ の $\mathbf{V}_T$ を求める.

$$\mathbf{V}_T = \left[\mathbf{V}_1^{(1)} \quad \dots \quad \mathbf{V}_J^{(1)} \right] \quad (2.9)$$

$\mathbf{V}_T$ のエルミート転置に対する疑似逆行列を送信ウェイト $\mathbf{W}_T$ とする.

$$\mathbf{W}_T = \mathbf{V}_T \left(\mathbf{V}_T^H \mathbf{V}_T \right)^{-1} \quad (2.10)$$

このとき、 $\mathbf{V}_j^{H^H} \mathbf{W}_T$ は次式となる.

$$\mathbf{V}_j^{H^H} \mathbf{W}_T = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_j \times \alpha} & \mathbf{I}_{M_j \times M_j} & \mathbf{0}_{M_j \times \alpha'} \\ & \mathbf{A}_{(N_{\text{BS}} - M_j) \times M_j} & \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

ただし、 $\mathbf{A}$ は不定数を有するサイズ $(N_{\text{BS}} - M_j) \times M_j$ の行列であり、零行列の列数を示す α と α' はそれぞれ次式とする.

$$\alpha = \sum_{i=1}^{j-1} M_i \quad (2.12)$$

$$\alpha' = \sum_{i=1}^J M_i - \sum_{i=1}^j M_i \quad (2.13)$$

そして、 $\mathbf{W}_{Rj}$ を次式とする.

$$\mathbf{W}_{Rj} = \left[\mathbf{I}_{M_j \times M_j} \quad \mathbf{0}_{M_j \times (N_{\text{MS}} - M_j)} \right] \mathbf{U}_j^{H^H} \quad (2.14)$$

このとき、 $\mathbf{H}_j$ の固有値を要素とするベクトルを $\boldsymbol{\lambda}_j = [\lambda_{j,1} \quad \dots \quad \lambda_{j,N_{\text{MS}}}]$ とすると、(2.1)は次式で表される.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_J \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{R1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{W}_{R2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{W}_{RJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_J \end{bmatrix} \mathbf{W}_T \mathbf{x} + \mathbf{z} \\
&= \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_{1,1}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & & \\ \vdots & & \sqrt{\lambda_{1,M_1}} & \ddots & \\ 0 & \cdots & 0 & \sqrt{\lambda_{J,M_J}} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{z}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

E-ZF では, BD とは異なり, MS あたりは 1 回の SVD の適用となり, その演算量は $N_{\text{MS}}^3 + N_{\text{BS}}^3$ である. この処理を J 台の MS に対して実施する. E-ZF は以上の処理により, MS 間および各 MS におけるストリーム間の直交化を図り, 理想的には $\mathbf{H}$ の特異値に基づく等価的な通信路を構築できる.

BD および E-ZF は以上の動作により, 通信環境において, 等価的に通信路行列の特異値に基づく直交通信路を形成する. ただし, 瞬時の通信路行列は MS の位置によって MS 間でのアンテナ間の相関や, BS の各アンテナ間の相関の影響を受け, (2.15) の非対角成分に 0 以外の要素が含まれることもある. このとき, 所望信号以外が干渉成分として現れるため, 信号電力対干渉および雑音電力比 (SINR: Signal to Interference and Noise power Ratio) が低下する[28]. また, E-ZF は, BD と比較して演算量の削減が期待できるが, 逆行列演算を行うために雑音強調による特性劣化が懸念される. ここで, 本手法適用時の M の上限は $\mathbf{H}$ の特異値の数となり, また, 1 ストリームあたりの受信電力は, $\mathbf{H}$ の固有値 (特異値の二乗) の大きさに依存する. $\mathbf{H}$ の固有値の最大数は $\min(JN_{\text{MS}}, N_{\text{BS}})$ で決定するが, 固有値が小さい場合はその伝搬経路の利得が極めて小さく受信電力が低下するため, その固有値を用いる等価的な伝搬経路は伝送に利用できない. そこで, 伝送に利用可能な固有値数に応じて送信するストリーム数が制御される[29]. そのため, N_{BS} や JN_{MS} を増やし固有値の絶対数を増やすことに加え, 有効な大きさの固有値を生成することで, 多重可能な MIMO ストリーム数の増加が可能となり, 周波数利用効率が向上する. また, BF による高いビーム利得を得ることや, BS の分散化により伝搬損失を小さくすることで, SINR を向上させスループットを高めることが可能である.

2.2.2 上りリンク MIMO ストリーム多重

図 2.2 に, 上りリンクにおける MIMO ストリーム多重の概念図を示す. MS $\#j$ は M_j 個のストリームを送信し, 全 MS から合計 M 個のストリームが通信路 $\mathbf{H}' = \mathbf{H}^T$ を経由して BS に到来する. このときの MS $\#j$ の $M_j \times 1$ の送信ベクトルを $\mathbf{x}_j$, BS での $M \times 1$ の受信ベクトルを

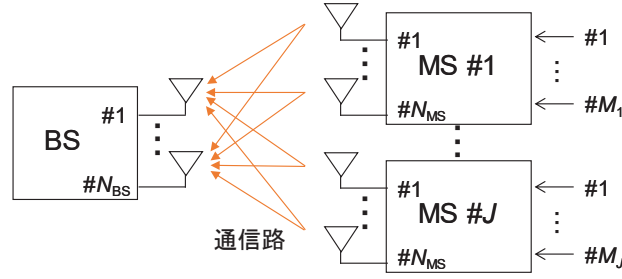


図 2.2 上りリンク MIMO ストリーム多重の概念図

$\mathbf{y}$ とし、次式で表す.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{W}_R \mathbf{H}' \mathbf{W}_T \mathbf{x} + \mathbf{z} \\ &= \mathbf{W}_R [\mathbf{H}'_1 \quad \cdots \quad \mathbf{H}'_J] \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{T1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{W}_{TJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_J \end{bmatrix} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (2.16)$$

ただし、 $\mathbf{W}_{Tj}$ は MS # j において M_j 個の MIMO ストリームを N_{MS} 個のアンテナ素子を用い

て伝送するための $N_{MS} \times M_j$ の送信ウェイト行列、 $\mathbf{W}_R$ は BS で全 MS から到来する信号から各所望信号を検出するためのサイズ $M \times N_{BS}$ の受信ウェイトをそれぞれ表す.

ここで、BS の受信ベクトルにおいては、各 MS の送信信号が互いに干渉して到来する. システムとして多数の MIMO ストリームを多重し、周波数利用効率を向上させるためには、これらの干渉を抑制し、信号検出を行う必要がある. その手法の 1 つとして、高い検出精度を持つ最尤検出 (MLD: Maximum Likelihood Detection) [32] が広く知られている. MLD では $\mathbf{W}_R$ は利用せずに送信信号の全推定値候補と受信信号との 2 乗ユークリッド距離から送信信号を推定しているが、演算量は変調多値数の N_{BS} 乗に比例し、BS の多素子化に伴う演算量の増大が顕著な問題となる. 一方で、 $\mathbf{W}_R$ を生成する線形空間フィルタリングの MF や MMSE を用いる検出手法では、性能は MLD に劣るものの演算量の観点では優れている. また、MMSE では、送信アンテナ数よりも受信アンテナ数が多い場合、優れた検出精度が得られる [34]. しかし、スループットの向上という観点では、送信アンテナ数を増やし、受信アンテナ数と同等の MIMO ストリームを送信することが望ましい. そのような状況では、MMSE による信号検出では伝送特性が劣化する. そこで、BP に基づく繰り返し信号検出が検討されており、PDA (Probabilistic Data Association) [35], [36] や EP (Expectation Propagation) [37], [38] が提案されているものの、これらの手法では繰り返し毎に逆行列演算を必要とするため、依然として演算量の観点では課題が残る. そこで次節において、多素子アンテナの利用を前提とした、演算量を削減した繰り返し信号検出の動作を示す.

2.3 多素子アンテナによるスループットの向上

前節では、上下リンクにおける MIMO ストリーム多重技術について述べた。本節では、BS アンテナに数十から数百の素子を有する多素子アンテナを用いた場合の最大スループットおよび平均スループットの向上の可能性とその実現における課題を述べる。

2.3.1 多素子アンテナの集中配置による最大スループットの向上

多素子アンテナとして 1 つのアンテナパネルに多数のアンテナ素子を配置する際、そのアンテナ素子間隔は重要な設計パラメータである。例えば、アンテナ素子間隔が広ければアンテナ間の相関が下がる、つまり、通信路行列の相関が下がるため、前章で述べた通り通信路行列の各固有値の上昇が期待できる。しかしながら、多素子アンテナによる BF を適用する上では、各アンテナ素子から放射される正弦波を重ね合わせることで所望方向に高い利得を与えるため、アンテナ素子間の距離が離れていると、グレーティングローブとよばれる所望方向以外にも高い放射利得が発生し[39]、複数 MS 間の干渉が生じる。これらから、一般的には、アンテナ素子間隔を半波長としたアンテナ設計が広く行われている[40]。

ここで、5G では、高周波数帯を用いるため、4G と比較して用いられる電波の波長が短い。例えば、中心周波数 f_c が 800 MHz では波長は約 37.4 cm であるが、4.5 GHz では約 6.6 cm となり、さらには 28 GHz では約 1 cm である。そのため、5G では、同一アンテナパネルサイズの場合、搬送周波数が高くなるほど多数のアンテナ素子を実装することが可能となり、筐体サイズに制限のある MS よりも BS 側のアンテナ素子数である N_{BS} を増やすことができる。

下りリンクにおいて、複数 MS へ同時伝送する際、 N_{BS} が大きければ MS 数である J を増加できるため $\min(JN_{MS}, N_{BS})$ が大きくなり、 $\mathbf{H}$ から得られる固有値数が増加する。また、 JN_{MS} と N_{BS} の比率が大きくなるにつれて、得られる $\min(JN_{MS}, N_{BS})$ 個の固有値の最小値が大きくなる。そのため、 $\min(JN_{MS}, N_{BS})$ を大きくしつつ、 JN_{MS} に対して N_{BS} を大きくすることで M を増加させ、周波数利用効率を向上できる。つまり、多素子アンテナを利用することは伝送可能な MIMO ストリーム数の増加に繋がり、周波数利用効率の向上により最大スループットの向上が可能となる。しかしながら、BD や E-ZF は N_{BS} の 3 乗に比例して演算量が増加するという課題が存在する。当然ながらウェイト行列を算出するためのデバイスの発展に伴い許容可能な演算量は増加していくと考えられるが、演算量を削減しながらも

最大スループットを向上させることができれば、高速通信が可能な環境を実環境に早期に提供することが可能となる。このことから、第 3 章において、下りリンクで多素子化に伴う演算量増加の課題に対する解決策を提案するとともにその伝送特性評価を行う。さらに、実環境への適用が可能であることを明らかにする必要があるため、第 4 章において実験装置を用いた伝送特性評価を行う。

次に、上りリンクにおける MF-GaBP について述べる。上りリンクにおいては、前節で述べた通り、多素子アンテナを利用することによる通信路の硬化効果により $\mathbf{H}$ のグラム行列の非対角成分が 0 に漸近することを活用し、繰り返し信号検出として AMP (Approximated Message Passing) が提案され[41], [42]、同一かつ独立な分布 (i.i.d.: Independent and Identically Distributed) に基づく通信路にて、大システム極限においてベイズ最適を達成できることが示されている[43]。また、i.i.d.ではない通信路において、検出性能を犠牲にすることなく演算量を削減する手法として、GaBP が提案されている[44], [45]。GaBP では、繰り返し処理においてビリーフ (Belief) を伝搬させ信号検出を行うため、繰り返し収束特性を損なわない適切なビリーフをいかに低演算量で生成するかが重要となる。このビリーフの生成手法として、対数尤度比 (LLR: Log Likelihood Ratio) を用いた生成も可能であるが、MF に基づいた生成を行うことで演算量を削減できる[30]。本節ではこの MF-GaBP の動作を説明する。図 2.3 に、MF-GaBP のブロック図を示す。BS の各受信アンテナには M 個の送信信号が干渉しながら到来する。MF-GaBP では、送信ベクトル $\mathbf{x}$ における第 m 番目の信号の x_m を検出するにあたり、BS の n_{BS} 番目のアンテナにおける受信信号 $y_{n_{\text{BS}}}$ から所望信号の x_m 以外の干渉を抑制するためのソフト干渉キャンセラ (Soft IC: Soft Interference Canceller) を適用する。

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{n_{\text{BS}},m}^{(r)} &= y_{n_{\text{BS}}} - \mathbf{h}_{n_{\text{BS}}}'' \tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}^{(r)} + h_{n_{\text{BS}},m}'' \tilde{x}_{n_{\text{BS}},m}^{(r)} \\ &= h_{n_{\text{BS}},m}'' \tilde{x}_{n_{\text{BS}},m}^{(r)} + v_{n_{\text{BS}},m}^{(r)}\end{aligned}\quad (2.17)$$

MF-GaBP における繰り返し検出回数を R とし、 $\{\cdot\}^{(r)}$ は第 r 回目の繰り返し目における変数あるいはベクトルを示す。ただし、以降では簡単のため必要のない限り (r) を省略している。また、 $\mathbf{W}_T$ により J 台の MS の合計 JN_{MS} 個のアンテナのうち、 M ストリームを送信するために用いる合計 M 個の MS アンテナに該当する $\mathbf{H}'$ の M 個の列ベクトルのみを抽出したサイズ $N_{\text{BS}} \times M$ の行列を $\mathbf{H}''$ とし、その第 n_{BS} 番目の行ベクトルを $\mathbf{h}_{n_{\text{BS}}}''$ とする。 $h_{n_{\text{BS}},m}''$ は $\mathbf{h}_{n_{\text{BS}}}''$ の第 m 番目の要素である。そして、送信ベクトル $\mathbf{x}$ の第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける $\mathbf{x}$ の期待値 $\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ をソフトシンボル生成器 (Soft SG: Soft Symbol Generator) により生成し、 $\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ を用いて x_m 以外の干渉を $y_{n_{\text{BS}}}$ から抑制した信号を $\tilde{y}_{n_{\text{BS}},m}$ としている。ここで、 $\tilde{x}_{n_{\text{BS}},m}$ は第 n_{BS} 番目の受信アンテナにおける事前ビリーフ $\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}$ の条件付き確率から得られる $\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ の第 m 個目の要素である。また、 $v_{n_{\text{BS}},m}$ は等価雑音である。確率密度関数 (PDF: Probability Density Function) $p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x})$ に基づき、 $\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ は次式で求められる。

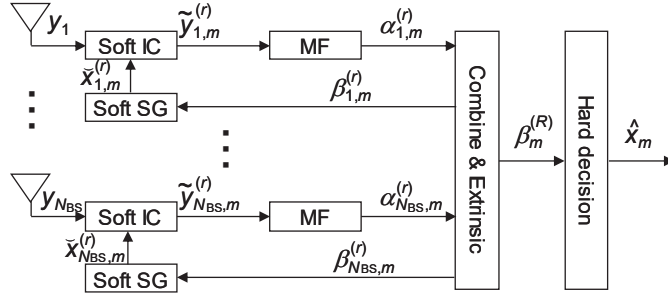


図 2.3 MF-GaBP のブロック図

$$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}} = \mathbb{E}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}) = \sum_{\mathbf{x}} \mathbf{x} \frac{p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x}'} p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x}')} \quad (2.18)$$

また，MF-GaBP では，次式によりビリーフ $\alpha_{n_{\text{BS}},m}$ を算出する．

$$\alpha_{n_{\text{BS}},m} = h_{n_{\text{BS}},m}^{n*} \tilde{y}_{n_{\text{BS}},m} \quad (2.19)$$

そして，MF により出力されたビリーフ $\alpha_{n_{\text{BS}},m}$ を用いて次式により β_m を得る．

$$\beta_m = \sum_{n_{\text{BS}}=1}^{N_{\text{BS}}} \alpha_{n_{\text{BS}},m} \quad (2.20)$$

Soft SG にて用いる事前ビリーフ $\beta_{n_{\text{BS}},m}$ は次式で表される．

$$\beta_{n_{\text{BS}},m} = \beta_m - \alpha_{n_{\text{BS}},m} \quad (2.21)$$

MF-GaBP では，(2.17)から(2.21)までを R 回繰り返した後得られる $\beta_m^{(R)}$ を硬判定し， x_m の推定値 $\hat{x}_m$ を得る．ここで，繰り返し 1 回目 ($r=1$) においては， $\beta_{n_{\text{BS}},m}$ が存在しないため，Soft SG の出力を全て 0 として動作させる．

$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}}$ を得るためには， $p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x})$ を事前に知っておく必要がある．ここで， $\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}$ を次式で表す．

$$\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} = (\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}} - \boldsymbol{\Omega}_{n_{\text{BS}}}) \mathbf{x} + \boldsymbol{\Psi}_{n_{\text{BS}}} \quad (2.22)$$

ただし， $\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}}$ ， $\boldsymbol{\Omega}_{n_{\text{BS}}}$ ， $\boldsymbol{\Psi}_{n_{\text{BS}}}$ をそれぞれ次式で定義する．

$$\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}} = \sum_{n=1, n \neq n_{\text{BS}}}^{N_{\text{BS}}} \mathbf{h}_n^H \mathbf{h}_n = \mathbf{H}^H \mathbf{H} - \mathbf{h}_{n_{\text{BS}}}^H \mathbf{h}_{n_{\text{BS}}} \quad (2.23)$$

$$\boldsymbol{\Omega}_{n_{\text{BS}}} = \sum_{n=1, n \neq n_{\text{BS}}}^{N_{\text{BS}}} \Lambda_n \Lambda_n \quad (2.24)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{n_{\text{BS}}} = \sum_{n=1, n \neq n_{\text{BS}}}^{N_{\text{BS}}} \mathbf{h}_n''^H \mathbf{z}_n \quad (2.25)$$

ここで,

$$\boldsymbol{\Lambda}_n = \text{diag} \left[\frac{\tilde{x}_{n,1}}{x_1} \quad \dots \quad \frac{\tilde{x}_{n,m}}{x_m} \quad \dots \quad \frac{\tilde{x}_{n,M}}{x_M} \right] \quad (2.26)$$

であり, $\boldsymbol{\Lambda}_n$ は $\mathbf{h}_n''^H \mathbf{h}_n''$ の対角成分を 0 に置き換えた行列であり, $\mathbf{z}_n$ は BS の第 n 番目のアンテナにおける, (2.16) の雑音ベクトル $\mathbf{z}$ の, 平均 0, 分散 N_0 に従う複素ガウス雑音である. このとき, $p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x})$ は次式の比例関係を満たす.

$$p(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}} | \mathbf{x}) \propto \exp [2\Re(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}^H \boldsymbol{\Xi}_{n_{\text{BS}}} \mathbf{x}) - \mathbf{x}^H \boldsymbol{\Phi}_{n_{\text{BS}}} \mathbf{x}] \quad (2.27)$$

ただし,

$$\boldsymbol{\Xi}_{n_{\text{BS}}} = \frac{1}{N_0} \boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}}^{-1} (\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}} - \boldsymbol{\Omega}_{n_{\text{BS}}}) \quad (2.28)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{n_{\text{BS}}} = \boldsymbol{\Xi}_{n_{\text{BS}}}^H (\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}} - \boldsymbol{\Omega}_{n_{\text{BS}}}) \quad (2.29)$$

である. このとき, N_{BS} が多素子である場合, $\boldsymbol{\Theta}_{n_{\text{BS}}}$ は対角行列に近似できる. そのため, (2.28) と (2.29) はそれぞれ次式となる.

$$\boldsymbol{\Xi}_{n_{\text{BS}}} \approx \frac{1}{N_0} \mathbf{I}_{M \times M} \quad (2.30)$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{n_{\text{BS}}} \approx \frac{N_{\text{BS}} - 1}{N_0} \mathbf{I}_{M \times M} \quad (2.31)$$

この近似が成り立つとき, 一次変調に位相偏移変調 (PSK: Phase Shift Keying) を用いる場合, $\mathbf{x}^H \boldsymbol{\Phi}_{n_{\text{BS}}} \mathbf{x}$ は定数となり, (2.18) は次式で表される.

$$\tilde{\mathbf{x}}_{n_{\text{BS}}} = \sum_{\mathbf{x}} \mathbf{x} \frac{\frac{2}{N_0} \Re(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}^H \mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x}'} \frac{2}{N_0} \Re(\boldsymbol{\beta}_{n_{\text{BS}}}^H \mathbf{x}')} \quad (2.32)$$

そして, グレイ符号化 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) を用いる場合, 1 シンボルあたりの送信エネルギーを E_s として, (2.32) は次式となる.

$$\tilde{x}_{n_{\text{BS}},m} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} [\tanh(\beta_{n_{\text{BS}},m}'^I) + j \tanh(\beta_{n_{\text{BS}},m}'^Q)] \quad (2.33)$$

$$\beta_{n_{BS},m}^{rI} = \frac{\sqrt{2E_s}}{N_0} \text{Re}(\beta_{n_{BS},m}), \beta_{n_{BS},m}^{rQ} = \frac{\sqrt{2E_s}}{N_0} \text{Im}(\beta_{n_{BS},m}) \quad (2.34)$$

以上の手法により複数 MS の送信信号の同時検出が可能である．ここで、 N_{BS} が 100 程度あれば $\Theta_{n_{BS}}$ が対角行列で近似できる．5G の場合、前述の通り N_{BS} は 4G と比較すれば増やすことができるものの、屋内環境などの限られたスペースに BS アンテナを具備する必要性が生じることも考えられる．この場合、アンテナパネルサイズは小さくせざるを得ず、半波長を維持した状態で設置できる N_{BS} が減少し、 $\Theta_{n_{BS}}$ の対角行列への近似が成り立たなくなる．当然ながら、アンテナ素子間隔を狭くすれば、より多数のアンテナを具備することも可能であるが、アンテナ間相関が高まるため、この場合もやはり $\Theta_{n_{BS}}$ を対角行列で近似できなくなり望ましくない．このように N_{BS} が減少する環境においては、 $\beta_{n_{BS}}$ と(2.33)との間に不整合が生じるため干渉キャンセルが適切に動作しない．

N_{BS} が 10 近くまで減少した場合には PDA や EP を利用する必要があるが、 N_{BS} が 50 程度までであれば、前述の影響緩和の手法として、事前ビリーフのダンピング処理が広く用いられている[37]．本処理は、繰り返し r 回目において、ダンピング係数 η を用いて次式で表される $\beta_{n_{BS},m}^{(r)}$ を(2.34)で示す第 r 回目の $\beta_{n_{BS},m}^{(r)}$ と差し替える．

$$\beta_{n_{BS},m}^{(r)} = \eta \beta_{n_{BS},m}^{(r)} + (1-\eta) \beta_{n_{BS},m}^{(r-1)} \quad (2.35)$$

$$\beta_{n_{BS},m}^{(1)} = \beta_{n_{BS},m}^{(1)} \quad (2.36)$$

また、各繰り返し処理において生成されるソフトシンボルの値が真値から大きくずれると、MF-GaBP の性能が劣化する．その影響を抑圧する手法として、適応スケールビリーフ (ASB: Adaptively Scaled Belief) が提案されている[30]．まず、 $\beta_{n_{BS},m}'$ を次式で表す．

$$\beta_{n_{BS},m}' = \omega_{n_{BS},m}^{(r)} x_m + \kappa_{n_{BS},m}^{(r)} \quad (2.37)$$

ただし、 $\omega_{n_{BS},m}^{(r)}$ と $\kappa_{n_{BS},m}^{(r)}$ はそれぞれ等価利得と等価雑音であり、次式で表される．

$$\omega_{n_{BS},m}^{(r)} = \frac{\sqrt{2E_s}}{N_0} \sum_{n=1, n \neq n_{BS}}^{N_{BS}} |h_{n,m}''|^2 \quad (2.38)$$

$$\kappa_{n_{BS},m}^{(r)} = \sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sum_{n=1, n \neq n_{BS}}^{N_{BS}} |h_{n,m}''|^2 [\eta v_{n_{BS},m}^{(r)} + (1-\eta) v_{n_{BS},m}^{(r-1)}] \quad (2.39)$$

そして、この等価雑音の影響を抑制するために、ASB では(2.38)を用いて、次式で表す通り μ を用いて(2.37)をスケールリングする．

$$\beta_{n_{BS},m}^{m(r)} = \frac{\mu^{(r)}}{\sqrt{E_S \omega_{n_{BS},m}^{(r)}}} \beta_{n_{BS},m}^{r(r)} \quad (2.40)$$

$$\mu^{(r+1)} = \frac{\mu^{(R)} - \mu^{(1)}}{R-1} + \mu^{(r)} \quad (2.41)$$

μ は繰り返し毎に, あらかじめ定めた $\mu^{(1)}$ および $\mu^{(R)}$ の範囲で(2.41)に示すように小さい値から大きい値に線形に増加させる. そして, 各繰り返し処理において, この $\beta_{n_{BS},m}^{m(r)}$ を(2.34)で示す第 r 回目の $\beta_{n_{BS},m}^{(r)}$ と差し替える.

MF-GaBP では, 以上の処理により複数 MS の多数のストリームを検出可能とし, 周波数利用効率を向上させることで高速通信を実現する. ここで, 前述のダンピングや ASB により, N_{BS} が 50 程度まで減少したときの $\Theta_{n_{BS}}$ の対角行列への近似不成立による残留干渉の影響緩和が図られている. しかしながら, 実運用を想定した場合, アンテナの小型化のために 1 素子に 2 偏波を搭載することや, 人口密集環境などで MS が密集したときなどは, アンテナ間相関が高まることが危惧される. このようなアンテナ間相関が高まる環境においても MF-GaBP を動作させ, BS での受信信号分離を行うことが課題である. そこで, 第 3 章においてこの課題解決方法を提案し, その伝送特性を評価する. また, 実環境への適用可能性を明らかにする必要があるため, 第 4 章において, 実験装置を用いた伝送特性評価を行う.

2.3.2 多素子アンテナの分散配置による面的平均スループットの向上

本項では, 高速通信における平均スループットの向上について述べる. 平均スループットを向上させるためには, 通信エリアにおいて MS の位置や周辺環境の差異により生じる受信電力分布の格差の抑制が必要である. そこで, 多素子アンテナであることを活用し, 多素子アンテナを複数 TP に分散させてその格差を解消する. 図 2.4 に BS の分散化の概念図を示す. 分散化において, N_{BS} を T 個の TP に分散することを考える. $T=1$, つまり前項で示した環境であれば, アンテナ利得も高く TP 近傍は受信エネルギーも高くなる. しかし, エリアの MS 位置によって受信エネルギーには大きな差異が生じ, また, アンテナ間相関も比較的高くなる. 対して, 全 TP のアンテナ素子数の合計を一定とした場合, T を大きくしていくと, 1 つの TP あたりの素子数が減少するため, TP あたりの利得は小さくなるものの, TP と MS の平均伝送距離は短くなる. また, 分散配置する TP 数を増やし, 複数 TP を用いて信号を重畳し伝送すると各 MS に対して多方向から電波が到来するため, 建造物といった遮蔽物の影響を緩和でき, エリア全体の受信エネルギーをより平滑化できる. また, TP はある程度距離を離れた位置に設置されるため, 伝送に利用する複数 TP においてはアンテナ間相関が下がることとなり, $\mathbf{H}$ のランクの向上や MS およびストリーム直交時において

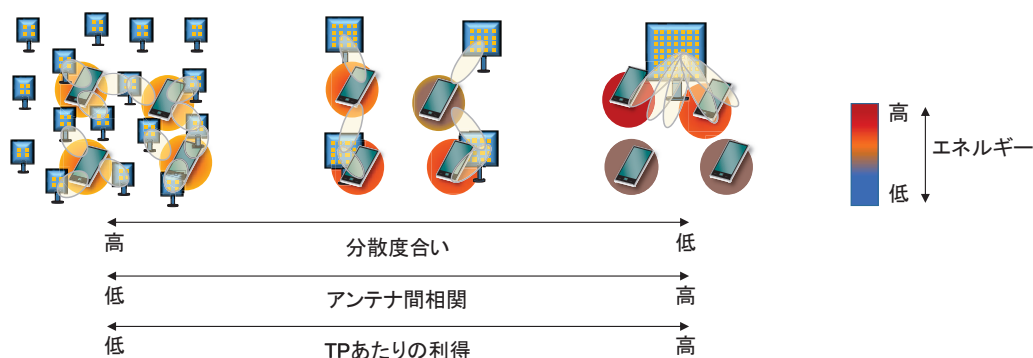


図 2.4 BS の分散化の概念図

高い固有値を得られることが期待できる．これらにより，面的な平均スループットを向上できると考えられる．

前述の通り， T の数を変化，つまり分散度合いを変化させると，アンテナ間相関や TP あたりの利得も変化する．伝搬環境は，例えば郊外エリアと都市部エリア，屋内または屋外などで大きく異なっている．そのため，BS の分散化においては，伝搬環境に応じた TP の設計が課題となる．そこで，第 5 章において，計算機シミュレーションを用いて分散度合いの有効性を示した上で，屋内外伝搬実験結果を用いて，実際の伝搬環境において平均スループットを向上可能な分散度合いを明らかにしていく．

2.4 結言

本章では，高速通信実現に必要な周波数利用効率向上のためには，より多数の MIMO ストリームの多重を可能とする，上下リンクでの空間多重技術が重要であることを述べた．また，最大スループット向上のためには，干渉抑制のためのウェイト行列生成時の演算量の抑制と，アンテナ間相関が高い状況でも高い信号検出精度が得られることを明らかにした．次に，サービス空間において平均スループットを高めるためには，多素子アンテナを空間に分散配置すること，並びに分散度合いの設計手法の開発が重要課題であることを明らかにした．

第3章

高速通信実現のための MIMO ストリーム多重技術

3.1 緒言

5G において多素子アンテナを用いてスループットの向上を図る上で、本章では最大スループットの向上を実現するための技術を提案し、その有効性を明らかにする。第2章で述べた通り、下りリンクにおいて、BS の素子数増加に伴い複数ストリーム多重に必要なウェイト行列生成時の演算量が膨大となる課題が存在する。また、上りリンクでは、アンテナ間の相関が高まると、残留干渉の影響により MF-GaBP の信号検出精度が低下することが課題である。

そこで本章では、下りリンクにおいてウェイト行列生成時の演算量を削減するため、BF を組み合わせビーム次元でのウェイト行列生成を行う手法を提案する。また、上りリンクでは、MF-GaBP の前段に線形フィルタによる信号検出を組み合わせ、MF-GaBP におけるビリーブの精度向上を図る手法を提案する。そして、計算機シミュレーションにより、これら手法のスループットやビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性を評価し、提案手法の有効性を明らかにする。

3.2 システムモデル

図 3.1 および図 3.2 に BS の送受信機構成と MS の送受信機構成をそれぞれ示す。5G では、複信方式として、上りリンクと下りリンクで同一の伝搬チャネルを利用して信号伝送を

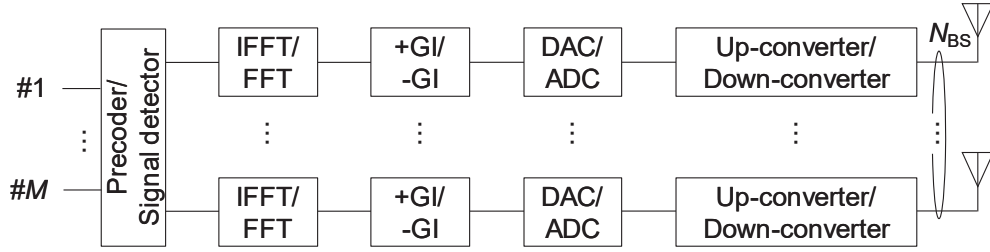


図 3.1 BS の送受信機構成

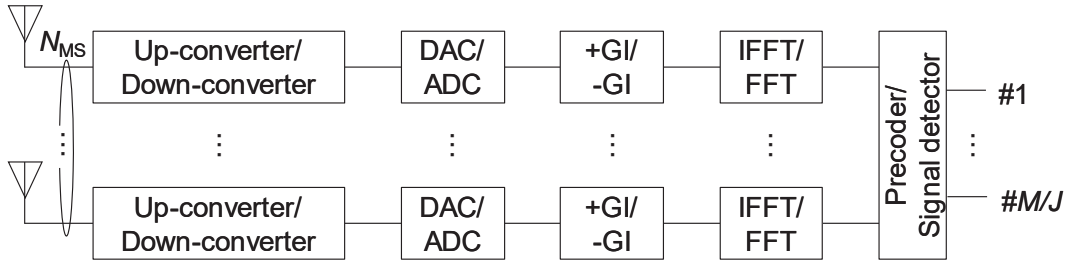


図 3.2 MS の送受信機構成

行う時分割複信 (TDD: Time Division Duplex) を適用する[46]. 下りリンクにおいては, BS はまず M ストリームに対して BD あるいは E-ZF を用いたプリコーディングを行う. そのために必要な通信路行列の推定は, TDD であるために各 MS が送信する直交した参照信号を利用する. そして, 逆高速フーリエ変換 (IFFT: Inverse Fast Fourier Transform) により時間領域信号へ変換する. 信号受信時, 異なる複数の伝搬経路によって時間差を持って複数の電波が受信アンテナに到来し, シンボル間干渉が発生するため, その干渉を抑制するために各 OFDM シンボルの先頭に CP (Cyclic Prefix) と呼ばれるガード区間 (GI: Guard Interval) [47] を挿入した上で, このベースバンド信号を DAC (Digital to Analog Converter) によりアナログ信号に変換する. このアナログ信号を所望の搬送周波数の RF (Radio Frequency) 信号に変換するためのアップコンバートを行い, N_{BS} 個のアンテナから電波を放射する. MS では, N_{MS} 個のアンテナで電波を受信し, RF 信号に対してダウンコンバートを行い, ADC (Analog to Digital Converter) によりデジタル信号に変換し, BS で付与されていた GI を取り除いた上で所望信号を検出する. 上りリンクでは, 下りリンクの動作における BS と MS を入れ替える. ただし, 各 MS では, 他 MS と BS 間の通信路行列を事前に知ることは困難である. 事前にその通信路行列を知るためには, 例えば, BS で把握した各 MS と BS との通信路行列を各 MS に通知する必要があるが, 軟値である通信路行列を時間的に頻繁に各 MS に通知することは非現実的である. そのため, 上りリンクでは, BS 側での信号検出能力を信用し, 各 MS は, 他 MS は考慮せずに複数ストリームを送信することを考える. このとき, BS では, 2.3.1 項で述べた MF-GaBP を用いて信号検出を行う.

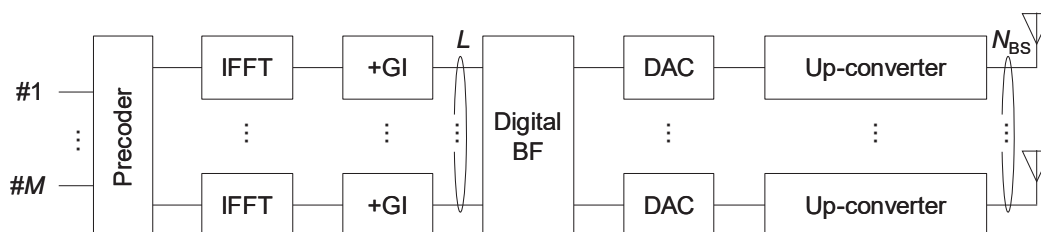


図 3.3 FBCP 適用時の BS の送信機構成

3.3 下りリンク MIMO ストリーム多重

本節では、多素子アンテナを具備する BS を用いた下りリンク MIMO ストリーム多重技術について、多素子アンテナを用いる際の多重処理にかかる演算量増加の課題を述べ、その解決策を示し、計算機シミュレーションを用いた性能評価を行う。

3.3.1 MIMO ストリーム多重時の演算量削減のための基地局構成

2.2.1 項で述べた BD や E-ZF では、2.3.1 項で述べた通り、 N_{BS} や J , N_{MS} が大きくなることで、送信可能な MIMO ストリーム数や MIMO 伝送時の固有値の増加、つまり利得の向上が期待できる。しかし、BD や E-ZF は SVD を複数回実施する必要があるため、 N_{BS} や J , N_{MS} が大きくなるにつれて指数的に演算量が増加するという課題がある。そこで、下りリンク伝送において、あらかじめ離散的に定められた複数方向の候補から L 個の方向を選択し、ビーム方向を固定し、 N_{BS} 個のアンテナ素子を用いて、その固定された L 個の各方向にピークが向くビームを生成した上で、BD や E-ZF の多重処理を、 L 次元で行う固定 BF とチャネル状態情報 (CSI: Channel State Information) に基づくプリコーディングの結合処理 (FBCP: Fixed BF and CSI-based Precoding) が検討されている[48]-[52]。

FBCP では、図 3.3 に示すように、GI と DAC の間に配置された Digital BF において L 個のビームを生成する機構を組み込む。FBCP の動作概要として、まず、後述する手法で固定 BF ウェイトを選択する。そして、その選択した固定 BF ウェイト行列と通信路行列との積で表される等価チャネルを用いてプリコーディングを行う。このことにより、ビーム利得を得ながら、プリコーディングでは L 次元での演算となり、図 3.1 の BS 構成と比較して演算量の削減が可能となる。

表 3.1 下りリンク多重技術の演算量

多重技術	演算量
E-ZF	$JN_{BS}^3 + JN_{MS}^3$
BD	$JN_{BS}^3 + (2J^4 - 6J^3 + 6J^2 - J)N_{MS}^3$
FBCP w/ E-ZF	$JL^3 + JN_{MS}^3$
FBCP w/ BD	$JL^3 + (2J^4 - 6J^3 + 6J^2 - J)N_{MS}^3$

FBCP におけるサイズ $N_{BS} \times L$ の固定 BF ウェイト行列を $\mathbf{W}_{FBCP}$ とする．このウェイト行列はステアリングベクトルを用いて生成され，最大受信電力規範に基づいて以下の流れで選択される．まず，第 l ($=1 \dots L$) 番目のビームを生成するための $N_{BS} \times 1$ のステアリングベクトルを $\mathbf{w}_l$ とすると， $\mathbf{W}_{FBCP}$ は次式となる．

$$\mathbf{W}_{FBCP} = [\mathbf{w}_1 \quad \dots \quad \mathbf{w}_L] \quad (3.1)$$

ここで，ビーム選択では，方位角 ϕ および天頂角 θ 方向のビームを次式に従い生成する．

$$\mathbf{w}(\phi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N_{BS}}} [\mathbf{w}_{e1}(\phi, \theta) \dots \mathbf{w}_{eN_{BSz}}(\phi, \theta)]^T \quad (3.2)$$

ただし，BS の一様平面アレー (UPA: Uniform Planar Array) の垂直方向の素子を n_{BSz} ($=1 \dots N_{BSz}$) で表すと，BS の水平方向の素子数を N_{BSx} とすると，サイズ $1 \times N_{BSx}$ のベクトル $\mathbf{w}_{en_{BSz}}(\phi, \theta)$ は次式で表される．

$$\mathbf{w}_{en_{BSz}}(\phi, \theta) = [\exp\{-jW_{1,n_{BSz}}(\phi, \theta)\} \dots \exp\{-jW_{N_{BSx},n_{BSz}}(\phi, \theta)\}] \quad (3.3)$$

ここで， $W_{n_{BSx},n_{BSz}}(\phi, \theta)$ は次式で与えられる．

$$W_{n_{BSx},n_{BSz}}(\phi, \theta) = \frac{2\pi}{\nu} (n_{BSx} \Delta x \cos \phi \sin \theta + n_{BSz} \Delta z \cos \theta) \quad (3.4)$$

ただし，水平方向と垂直方向のアンテナ素子間隔をそれぞれ Δx と Δz とし， ν を波長とする．

ビーム探索間隔 $\Delta \phi$ および $\Delta \theta$ で方位角方向および天頂角方向をそれぞれ離散化し，その時の離散化した数を $Q_\phi = 180/\Delta \phi$ および $Q_\theta = 180/\Delta \theta$ とする．このとき，固定 BF ウェイトの

候補数は $Q_\phi \times Q_\theta$ 個となる．BS は，BS および MS で既知のディスカバリー信号を，プリコーディングを実施せずに送信する．つまり，(2.1)における $\mathbf{x}$ をディスカバリー信号， $\mathbf{W}_T$ を $\mathbf{w}(\phi, \theta)$ として伝送する．各 MS ではディスカバリー信号の受信電力を測定する．この処理を $Q_\phi \times Q_\theta$ 個の候補に対して実施した後，各 MS は受信電力が高い L 番目までのビーム方向と受信電力の情報を BS へ通知する．BS では，全 MS から通知された合計 $J \times L$ 個のビーム方

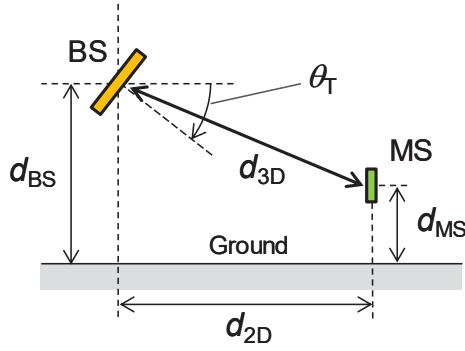


図 3.4 カバレッジ評価時のトポロジー

向の情報から受信電力が高い順に L 個の固定 BF ウェイトを互いに重複しないように選択し, (3.1)の $\mathbf{W}_{\text{FBCP}}$ を得る.

FBCP を適用すると, (2.1)は次式に置き換わる.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_J \end{bmatrix} = \mathbf{W}_R \mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{FBCP}} \mathbf{W}_T \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (3.5)$$

第2章で述べた $\mathbf{W}_T$ の算出において, FBCP では, サイズ $JN_{\text{MS}} \times N_{\text{BS}}$ の $\mathbf{H}$ を利用するのではなく, サイズ $JN_{\text{MS}} \times L$ の $\mathbf{H} \mathbf{W}_{\text{FBCP}}$ で表される等価通信路行列を利用するため, N_{BS} が L に置き換わることとなり, 演算量の削減が可能となる. 表 3.1 に各多重技術の実装に要する演算量をそれぞれ示す. SVD では右特異ベクトルと左特異ベクトルを算出するにあたって, 行数と列数それぞれの3乗に比例した演算量が必要となる. そのため, 例えば L を N_{BS} の $1/4$ に設定し, FBCP の適用時と非適用時とで特性差が小さければ, BS の素子数にかかる演算量を $1/64$ にまで削減できる.

本節では, FBCP 適用によるビーム利得について確認した上で, ビーム数とスループットの関係性を明確化し, ピークスループットを最大化可能なパラメータを示す.

3.3.2 ビームフォーミング適用時のカバレッジ評価

図 3.4 にカバレッジを評価する際のトポロジーを示す. BS は天頂角に θ_T 度のチルトをつける. また, BS と MS のアンテナ高をそれぞれ d_{BS} m と d_{MS} m とする. また, BS と MS の地上距離と直線距離をそれぞれ d_{2D} m, d_{3D} m とする. このときの MS の受信 SNR を Γ dB とすると, 3GPP の伝搬損失モデル[53]を用いて Γ は次式で表される.

$$\Gamma = P_T - P_L - (P_D + 10 \log_{10} B + P_F) \quad (3.6)$$

ここで、 P_T dBm は BS の総送信電力、 P_L dB は伝搬損失、 B MHz は帯域幅、 P_D dB/Hz と P_F dB はそれぞれ雑音電力密度と増幅器における雑音指数を表す。

P_L は、郊外エリアの見通し内 (LOS: Line Of Sight) 環境では次式で表される。

$$P_L = P_{R,LOS} = \begin{cases} P_{R,LOS}^{(1)} & (10 < d_{2D} \leq d_{BP}) \\ P_{R,LOS}^{(2)} & (d_{BP} < d_{2D} < 10000) \end{cases} \quad (3.7)$$

d_{BP} は d_{2D} のブレイクポイントを表し、 d_{BP} 、 $P_{R,LOS}^{(1)}$ 、 $P_{R,LOS}^{(2)}$ はそれぞれ次式で表される。

$$d_{BP} = 2\pi d_{BS} d_{MS} / v \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} P_{R,LOS}^{(1)} = & 20 \log_{10}(40\pi d_{3D} f_c / 3) \\ & + \min(0.03 d_A^{1.72}, 10) \log_{10}(d_{3D}) \\ & - \min(0.044 d_A^{1.72}, 14.77) \\ & + 0.002 d_{3D} \log_{10}(d_A) \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} P_{R,LOS}^{(2)} = & 20 \log_{10}(40\pi d'_{BP} f_c / 3) \\ & + \min(0.03 d_A^{1.72}, 10) \log_{10}(d'_{BP}) \\ & - \min(0.044 d_A^{1.72}, 14.77) \\ & + 0.002 d'_{BP} \log_{10}(d_A) \\ & + 40 \log_{10}(d_{3D} / d'_{BP}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

ただし、 f_c GHz は搬送波の中心周波数、 d_A m は周囲の建造物の平均高である。また、 d'_{BP} は次式で定義される。

$$d'_{BP} = 4(d_{BS} - 1)(d_{MS} - 1) / v \quad (3.11)$$

次に、郊外エリアの見通し外 (NLOS: Non-LOS) 環境での伝搬損失は次式となる。

$$P_L = \max(P_{R,LOS}, P_{R,NLOS}) \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} P_{R,NLOS} = & 161.04 - 7.1 \log_{10}(d_s) + 7.5 \log_{10}(d_A) \\ & - \{24.37 - 3.7(d_A / d_{BS})^2\} + \{43.42 - 3.1 \log_{10}(d_{BS})\} \{\log_{10}(d_{3D}) - 3\} \\ & + 20 \log_{10}(f_c) - \left[3.2 \{\log_{10}(11.75 d_{MS})\}^2 - 4.97 \right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

ただし、 d_s m は伝送エリア周辺の平均道路幅である。また、 d_{2D} に応じて LOS となる確率

$Pr_{R,LOS}$ が規定されており、次式で表される。

表 3.2 計算機シミュレーション諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	64
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
No. of streams per MS	2
No. of MS, J	1
No. of beams, L	32
Transmission power	BS: 28 dBm, MS: 27 dBm
Height of BS, d_{BS}	Rural: 27 m, Dense urban: 8.5 m
Height of MS, d_{MS}	1.7 m
MIMO channel	Kronecker model
Power angular spectrum	Azimuth: Gaussian distribution Zenith: Laplacian distribution
Average angle (azimuth, zenith)	Departure: (90 deg, 90 deg.) Arrival: (90 deg, 90 deg.)
Angular spread (azimuth, zenith)	Departure: (5 deg, 5 deg.) Arrival: (40 deg, 40 deg.)
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
Maximum coding rate	0.94
Maximum bit rate per MS	705 Mbps
Fading channel (LOS)	Nakagami-Rice fading with $K = 10$ dB (Rural: 2-path, Dense urban: 16-path)
Fading channel (NLOS)	Rayleigh fading (Rural: 2-path, Dense urban: 16-path)
Channel estimation	Ideal
Noise figure, P_F	12 dB
Noise power density, P_D	-174 dB/Hz

$$Pr_{R,LOS} = \begin{cases} 1 & (d_{2D} \leq 10) \\ \exp\left(-\frac{d_{2D}-10}{1000}\right) & (10 < d_{2D}) \end{cases} \quad (3.14)$$

また，都市エリアでの LOS 環境と NLOS 環境での伝搬損失はそれぞれ次式となる．

$$P_{U,LOS} = \begin{cases} 22\log_{10}(d_{3D}) + 28 + 20\log_{10}(f_c) & (10 < d_{2D} \leq d'_{BP}) \\ 40\log_{10}(d_{3D}) + 28 + 20\log_{10}(f_c) - 9\log_{10}\{(d_{BP})^2 + (d_{BS} - d_{MS})^2\} & (d'_{BP} < d_{2D} < 5000) \end{cases} \quad (3.15)$$

$$P_{U,NLOS} = 36.7\log_{10}(d_{3D}) + 22.7 + 26\log_{10}(f_c) - 0.3(d_{MS} - 1.5) \quad (3.16)$$

そして，都市エリアでの LOS となる確率 $Pr_{U,LOS}$ は次式で表される．

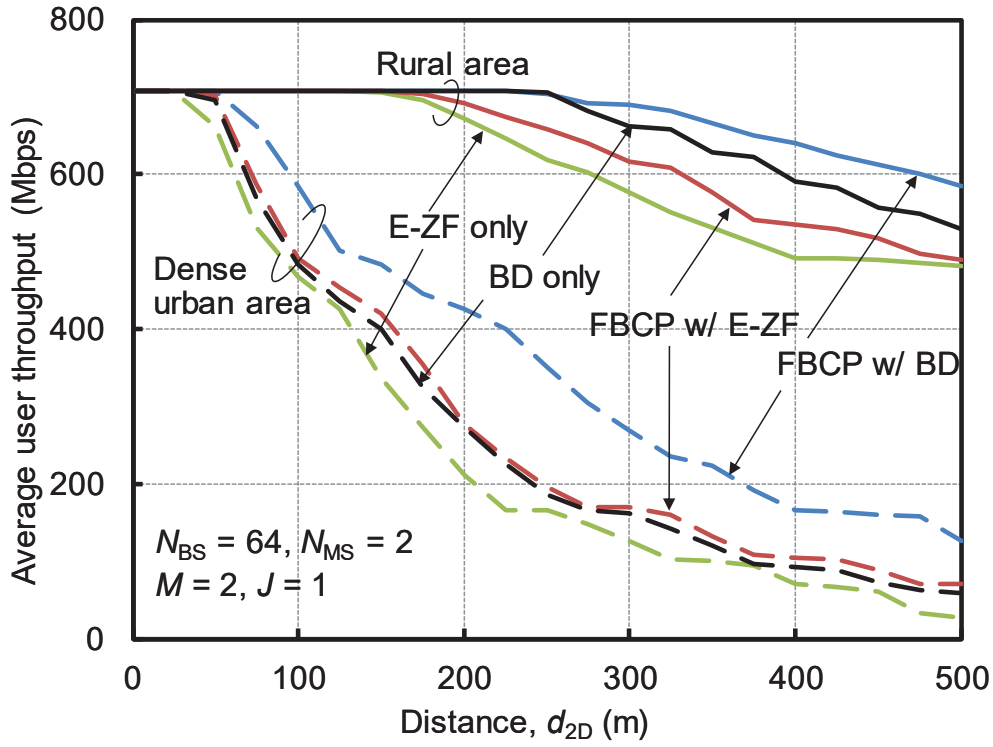


図 3.5 BS と MS の地上距離に対する平均ユーザスループット

$$Pr_{U,LOS} = \begin{cases} 1 & (d_{2D} \leq 18) \\ \frac{18}{d_{2D}} + \left(1 - \frac{18}{d_{2D}}\right) \exp\left(-\frac{d_{2D}}{36}\right) & (18 < d_{2D}) \end{cases} \quad (3.17)$$

計算機シミュレーションでは、以上に基づき MS の受信 SNR である Γ を算出する。

表 3.2 に計算機シミュレーション諸元を示す。1 台の BS と 1 台の MS が通信するものとし、適応変調符号化 (AMC: Adaptive Modulation and Coding) を適用し、符号化率 0.94 と変調方式に 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) を用いたときに最大スループットとして 705 Mbps を達成可能である。また、通信路はクロネッカーモデルに基づいて生成し、LOS 環境ではライスファクタ K を 10 dB とした。本評価では、FBCP 適用時は、 $N_{BS} = 64$ に対して $L = 32$ とした。図 3.5 に d_{2D} に対する 1 台の MS の平均スループットを示す。同図では、郊外エリア、都市エリアそれぞれにおいて、FBCP を適用しない場合の E-ZF および BD と、FBCP 適用時の E-ZF と BD の特性をそれぞれ示す。2.2.1 項で述べた通り、 $J = 1$ であるため、BD は固有モード伝送と同等である。図 3.5 に示す E-ZF と BD の結果を比較すると、FBCP 適用の有無に関わらず BD 適用時のカバレッジが広いことが確認できる。これは、E-ZF には逆行列演算が含まれており、BD と比較して雑音が強調されているためであると考えられる。また、E-ZF あるいは BD を用いる場合において、いずれの場合も FBCP を適用することでカバレッジが拡大できていることが確認できる。FBCP 未適用時は、 N_{BS} 全てを

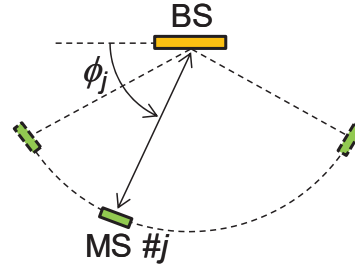


図 3.6 複数 MS 多重評価時のトポロジー

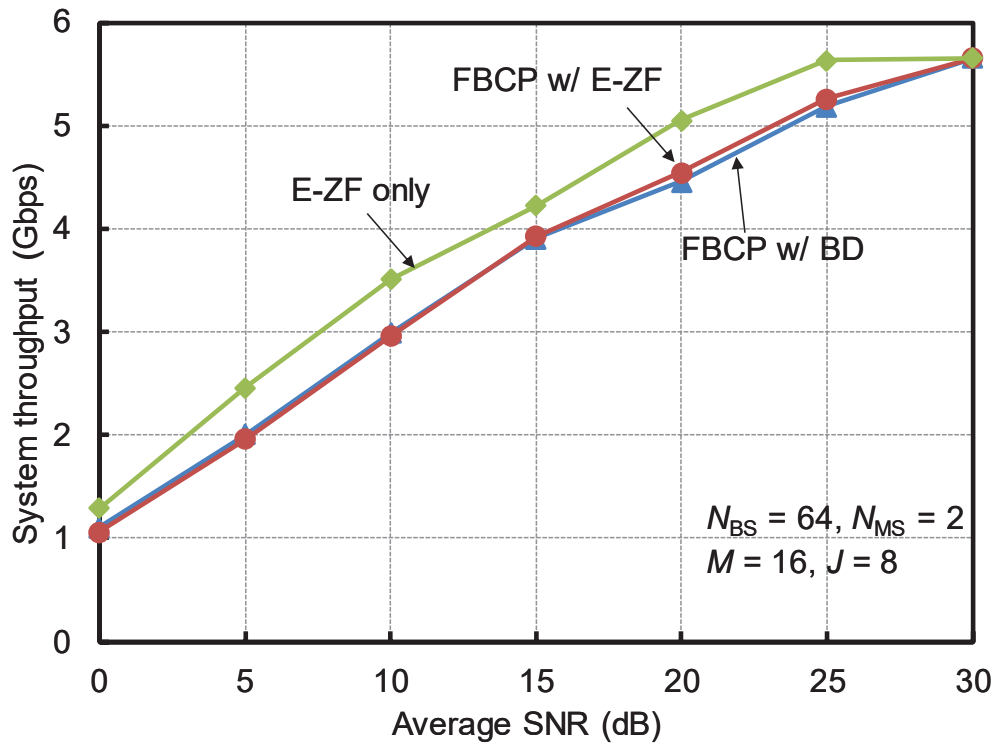


図 3.7 FBCP 適用の有無における複数 MS 多重時のシステムスループット

利用した直交化処理が可能ではあるものの、アナログ的に電波の指向性は生成せずに、信号処理により等価的な経路を構築することとなる。一方、FBCP は、アナログ的に電波の指向性を生成してビーム利得を得た上で、E-ZF や BD による信号処理により等価的な経路構築を行っている。FBCP を適用した場合にカバレージが拡大するのは、 N_{BS} に対して L が半数であることの不利益を補えるほど、ビーム利得が得られたためと考えられる。

郊外エリアと都市エリアでは、周囲の建造物等の密度に差があり、(3.14)と(3.17)に示す LOS となる確率が異なる。例えば $d_{2D} = 300$ m の位置では、郊外エリアは約 74 % の確率で LOS となるのに対し、都市エリアは約 6 % である。さらに、このときの郊外エリアの伝搬損

失は、LOS 環境で約 103 dB, NLOS 環境で 128 dB であるが、都市エリアの伝搬損失は LOS 環境と NLOS 環境でそれぞれ約 96 dB と 130 dB である。そのため、都市エリアは、LOS とする確率が小さく伝搬損失の大きい NLOS 環境が支配的なため、郊外エリアよりカバレッジは狭くなる。以上の結果から、BD を用いる FBCP を適用した場合、例えば 600 Mbps 超のスループットを、郊外エリアでは約 475 m, 都市エリアでは約 100 m, BS から離れた位置で達成できることを確認した。そして、FBCP を適用しなかった場合の BD と比較すると、郊外エリアで約 60 m, 都市エリアで約 30 m, 伝送可能な距離をそれぞれ延長できることを明らかにした。

3.3.3 MIMO ストリーム多重技術のスループット評価

前項で、FBCP の有効性を確認した。本項では、複数 MS 環境において FBCP を適用し、BD あるいは E-ZF を用いた MIMO ストリーム多重を行い、達成可能なスループットを明らかにする。

計算機シミュレーション諸元は表 3.2 と基本的には同じであるが、 $J = 8$ とし、各 MS を図 3.6 に示すように BS を中心とする円周上に設置した。このときの MS $\#j$ への放射角度を ϕ_j とし、 $\phi_{j+1} - \phi_j = 20^\circ$ に固定するとともに、 $M = 16$ とし、 $M_j = M/J = 2$ とした。前項とは異なり、本評価では、各 MS は同一の SNR に設定し、SNR を変化させて評価を行った。また、ここでの SNR は、多重時の特性差を確認するために、素子数やビーム数の差異で不平等とならないよう、1 ストリームあたりの送信電力と各 MS の各アンテナにおける雑音電力の比としている。つまり、前項とは異なり、FBCP の適用で得られるビーム利得の影響も排除し、各方式による特性差を評価する。

図 3.7 に平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを示す。同図には、FBCP 未適用時の E-ZF と、FBCP 適用時の BD あるいは E-ZF 適用時のスループットをそれぞれ示す。同図より、FBCP を適用しない E-ZF により 16 ストリームを多重した場合に最も高いスループットを達成できることが分かる。これは、図 3.7 が送信 SNR に対するスループットを示しており、E-ZF では $N_{BS} = 64$ すべてを利用でき、アンテナ自由度が最も高くなっているためである。一方、FBCP を適用した場合には、E-ZF も BD と同等の性能を達成できている。これは、どちらの直交化技術も通信路行列の固有値に基づきストリーム間で直交した伝搬経路を構築しているためである。また、本評価では、送信 SNR を同一とし、 $L (= 32)$ も同一に設定しているため、FBCP 適用時の E-ZF あるいは BD では受信 SNR がほぼ同等になっているためと考えられる。また、FBCP を適用した場合でも、FBCP 未適用時の E-ZF とほぼ同等のスループットを達成できている。例えば、400 MHz 幅換算で表 1.1 に示した目標性能の 20 Gbps を達成できる値として、100 MHz 幅で 5 Gbps 達成時に着目すると、

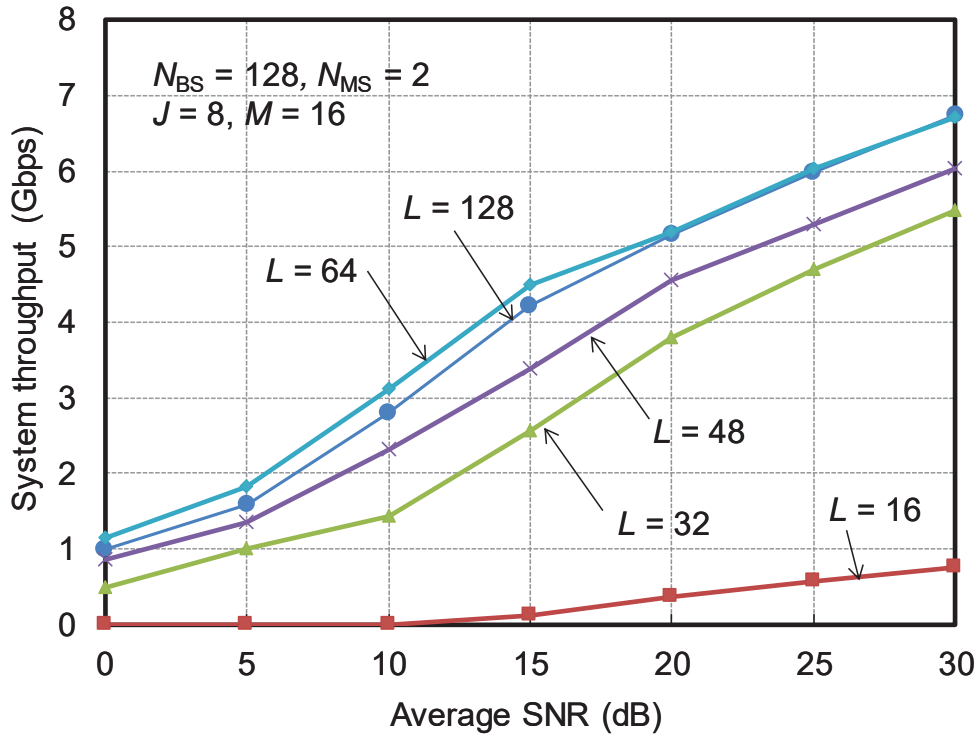


図 3.8 FBCP 適用時のビーム数に対するシステムスループット

FBCP 未適用時と比較して、FBCP 適用時は約 3 dB の劣化である。この結果から、 $L=32$ と N_{BS} の半数にビームを設定した場合、演算量は $1/8$ まで削減しつつ、特性劣化を 3 dB に留めることができることを明らかにした。

以上の結果から、 N_{BS} 全てを用いる場合に対して、FBCP は伝送特性劣化を抑えながら演算量を削減可能な技術であることを確認できた。そのため、以降では、ビーム数をパラメータとして評価を行う。複数の MS 多重を行った場合、FBCP に E-ZF あるいは BD を適用した場合の特性差は小さかったことから、以降では BD を用いた場合のみの評価を行う。計算機シミュレーション諸元は図 3.7 の評価の際とほぼ同じであるが、より高いスループットを達成することを目的として変調方式に 256QAM を追加する。また、 $N_{BS} = 128$ とし、 L は 16 から 128 まで変化させる。図 3.8 に FBCP に BD を適用した場合の平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを示す。結果から、 $L=16$ では伝送がほぼ行えないことが確認できる。これは、 $M=L$ となっており、MS 間やストリーム間の直交化にすべてのアンテナ自由度が使われ、直交化後の等価的な伝搬チャネルにおいて利得が得られないためである。一方、 L を増加させていくと、 $\mathbf{W}_{FBCP}$ の各列のエネルギーは小さくなるものの $\mathbf{H}\mathbf{W}_{FBCP}$ のサイズが大きくなり直交化後も利得を得ることができるため、スループットが向上している。しかし、 $L = 128$ まで増加させると、 $\mathbf{W}_{FBCP}$ の各列のエネルギーが小さくなりすぎ、 $L=64$ と比較して低いスループットとなっている。この結果から、 L は N_{BS} に対して半数程度であれば十分高い性能を達成できることが確認でき、また、 $L=32$ と N_{BS} の $1/4$ に

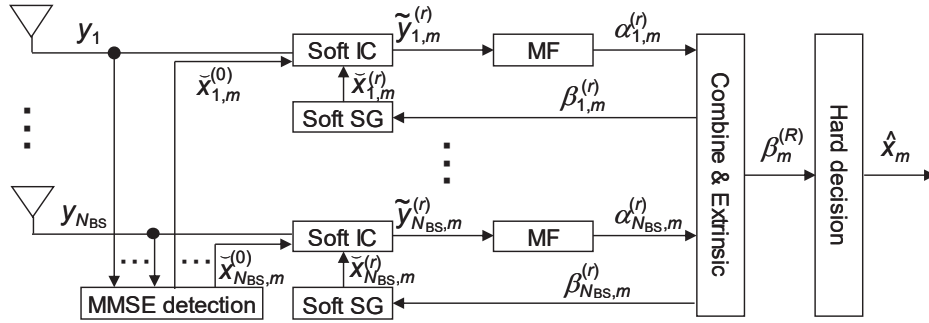


図 3.9 MMSE 検出を組み合わせた MF-GaBP の構成図

まで縮小したとしてもストリーム間を直交化した上で各ストリームに対して十分な利得が得られており、5 Gbps を達成可能であることが確認できる。当然ながら、 $L=64$ と比較すると、5 Gbps 達成時の SNR は約 7 dB 劣化しているが、高い SNR が得られる環境であれば、 $L=32$ では演算量も大きく削減できることから十分有用であると考えられる。

以上から、FBCP を適用した場合、 M と同数の L では十分な伝送ができないものの、 N_{BS} に対して半数の L でも 100 MHz 幅で 5 Gbps 超（5G の最大帯域幅の 400 MHz 幅換算値で 20 Gbps 超）のスループットを達成しており、FBCP は、表 1.1 に示した 5G の要求条件を満足する技術であることを明らかにした。

3.4 上りリンク MIMO ストリーム多重

2.2.2 項で、MF-GaBP を用いた BS での MIMO ストリーム検出について述べた。本節では MF-GaBP の特性評価を行うが、MF-GaBP の課題であった、通信路行列の相関値の高さに起因する Soft IC における残留干渉の課題に対しても検討を行い、それぞれの有効性を明らかにする。

3.4.1 MIMO ストリーム間干渉抑制のための 繰り返し信号検出技術

MF-GaBP では、繰り返し 1 回目にはソフトシンボルが生成できないために Soft IC が動作せず、シンボル間干渉が生じたままの状態に対してビリーブの生成を行う。通信路行列の相

表 3.3 計算機シミュレーション諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	32
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
No. of streams per MS	2
No. of MS, J	16
MIMO channel	Kronecker model
Power angular spectrum	Azimuth: Gaussian distribution Zenith: Laplacian distribution
Average angle (azimuth, zenith)	Departure: (ϕ_j deg., 90 deg.) Arrival: (90 deg., 90 deg.)
Angular spread (azimuth, zenith)	Departure: (5 deg., 5 deg.) Arrival: (40 deg., 40 deg.)
Modulation	QPSK
Fading channel	Nakagami-Rice fading with $K = 10$ dB
Channel estimation	Ideal
No. of Iteration, R	16

関が高くなければ大きな問題は発生しないものの、その相関が高くなるとその残留干渉によって検出精度が劣化することが懸念される。そこで、本節では、[31]を参考に、図 3.9 に示すように、MF-GaBP の前段に MMSE による信号検出を実施し、その検出で得られた推定信号を MF-GaBP の初回の Soft IC のレプリカとして扱う。

MMSE 検出では、(2.16)の $\mathbf{W}_R$ を次式とし、送信信号を推定する。

$$\mathbf{W}_R = (\mathbf{H}^H \mathbf{W}_T)^H \left\{ (\mathbf{H}^H \mathbf{W}_T)(\mathbf{H}^H \mathbf{W}_T)^H + N_0 \mathbf{I}_{JN_{MS} \times JN_{MS}} \right\}^{-1} \quad (3.18)$$

そして、得られた推定値を $\hat{\mathbf{x}}_{n_{BS},m}^{(0)}$ とし、MF-GaBP の初回 Soft IC のソフトレプリカとして扱い、干渉成分の除去を行う。ここで、MMSE 検出を行うことで逆行列演算が必要となり、MF-GaBP 単体で動作させる場合と比較して演算量は増加してしまうものの、 $\mathbf{W}_R$ の算出に用いる $\mathbf{H}^H \mathbf{W}_T$ の更新毎に逆行列演算が 1 度の実施に留まっており、繰り返し検出毎に逆行列演算を要求する EP と比較すると、演算量は依然として削減が可能である。

3.4.2 繰り返し信号検出技術の誤り率評価

MF-GaBP による繰り返し信号検出により、BS の素子数と同数の MIMO ストリームを検出できることを計算機シミュレーションにより評価する。まず、表 3.3 に計算機シミュレーション諸元を示す。本評価では、 $J=16$ 、 $M_j=2$ とし、合計で 32 ストリームが全 MS から送信されるものとし、BS は $N_{BS} = 32$ でそれらを受信し、MF-GaBP により所望信号を検出す

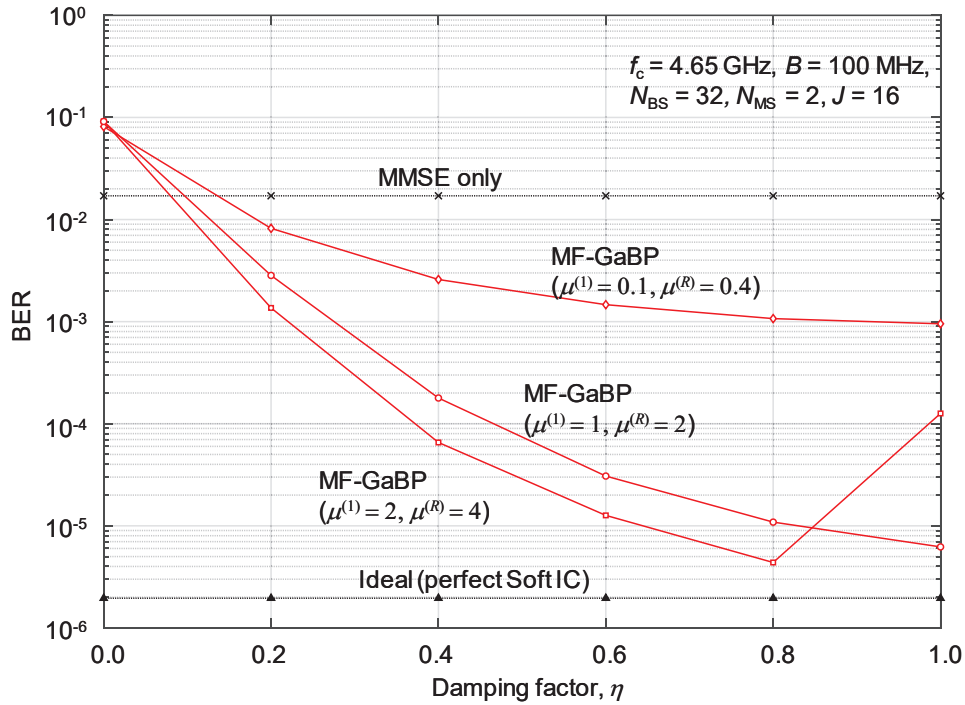


図 3.10 ダンピング係数およびスケール係数に対する BER 特性

る. また, 各 MS は図 3.6 と同様に BS を中心とする円周上に設置した上で, MS の位置を近づけ MS のアンテナ間同士の相関を高くし, 通信路行列の相関を高める目的で, $\phi_{j+1} - \phi_j = 5^\circ$ に設定した. また, 変調方式は QPSK に固定し, BS での CSI の推定は理想的に動作するものとした.

はじめに, (2.35)のダンピング係数 η と(2.40)の ASB のスケール係数 μ を最適化するために, MF-GaBP の計算機シミュレーションを実施した. 図 3.10 に, $\mu^{(1)}$ と $\mu^{(R)}$ をそれぞれ, 0.1 と 0.4, 1 と 2, 2 と 4 の 3 通りに設定し, μ を(2.41)に基づき繰り返し回数毎に変化させたときにおける, η に対する BER 特性を示す. 同図には, 比較のために, MMSE のみによる信号検出を行った場合と, Soft IC における干渉キャンセルが理想的に完全に動作した場合も併せて示している. 図 3.10 に示す結果から, μ を繰り返し毎に 2 から 4 に増加させ, $\eta = 0.8$ を用いた場合が, 干渉キャンセルが理想的に動作した場合の特性に最も漸近しているため, 以降の評価ではこの設定を利用する.

図 3.11 に E_s/N_0 に対する BER 特性を示す. 同図には, MF-GaBP を用いる場合と, MF-GaBP の前段に MMSE 検出を追加する場合, また, 比較のために, MMSE 検出のみを用いる場合と干渉キャンセルが理想的に動作した場合の結果をそれぞれ示す. 図 3.11 に示す結果から, MMSE 検出のみを用いる場合は理想的な干渉キャンセル動作時と比較して特性が大幅に劣化しており, BER が 10^{-4} 達成時に 17.5 dB ほど高い E_s/N_0 が必要である. 一方, MF-GaBP を用いることで, 理想環境と同等の性能を達成できていることが確認できる. ま

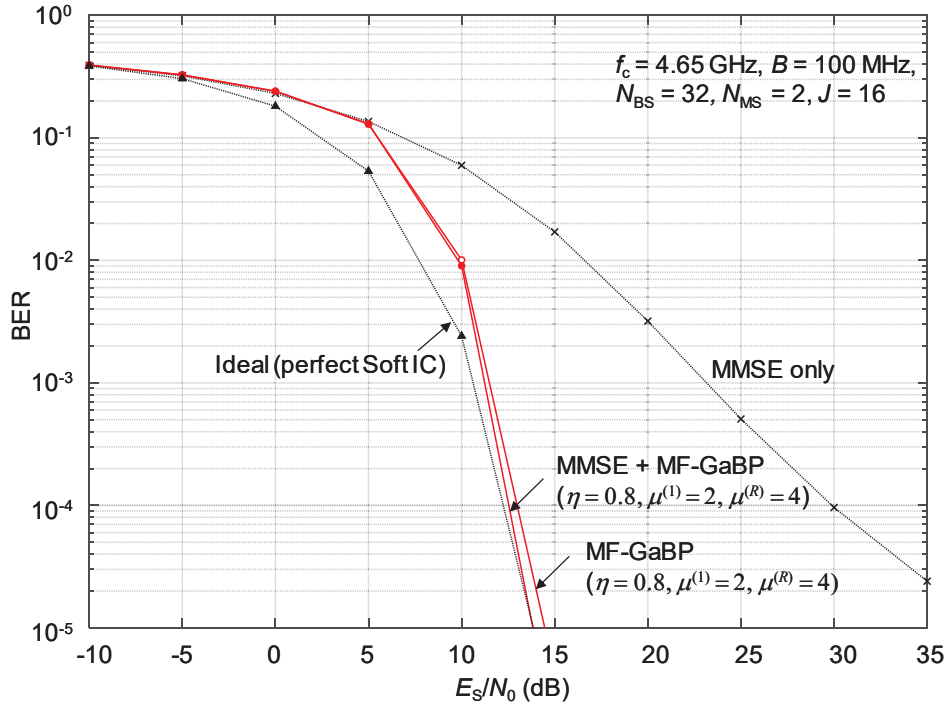


図 3.11 E_s/N_0 に対する BER 特性

た、通信路行列の相関が高い環境での特性改善を狙った MMSE 検出と MF-GaBP の組み合わせについては、本環境では MF-GaBP と比較してわずかながらではあるが性能が改善していることが確認できる。このことから、MMSE を組み合わせることでビリーフの精度向上につながっており、多少の演算量の増加を犠牲にすれば、検出能力を向上できることがわかる。

以上から、MF-GaBP を用いることで BS の素子数と同数の MIMO ストリームを多重することが可能であることを明らかにした。

3.5 結言

本章では、最大スループット向上のため、多素子アンテナを用いた BS による、上下リンクの MIMO ストリーム多重技術について計算機シミュレーションにより、その特性を評価した。下りリンクでは多素子アンテナの利用による演算量増加の課題に対して、ビーム数の次元で多重処理を実施する FBCP を提案し、ビーム数とスループットの関係性を評価しつつ、BS のアンテナ素子数より半数程度のビーム数で 100 MHz 幅で 5 Gbps 超のピークスループットを達成できることを明らかにした。また、上りリンクでは、アンテナ間相関が高い場合にビリーフ精度が劣化する課題に対し、MF-GaBP および MMSE と組み合わせた MF-

GaBP を提案し，ダンピングおよびスケーリング係数を最適化した上で，理想的な干渉キャンセル動作時と同等の性能を達成できることを明らかにし，BS のアンテナ素子数と同数の MIMO ストリームを多重できることを明らかにした．

第4章

実伝搬環境における MIMO ストリーム多重技術の伝送特性評価

4.1 緒言

第3章では、上下リンクにおける MIMO ストリーム多重技術により最大スループットの向上が可能であることを計算機シミュレーションで明らかにした。しかしながら、計算機シミュレーションは統計的な伝搬モデルに基づく評価であるため、実運用のためには実環境での伝送特性を評価する必要がある。

そこで本章では、第3章で述べた多素子アンテナを用いた上下リンクの MIMO ストリーム多重技術が実環境においても有効であることを確認するため、多素子アンテナを有する実験系を構築し、屋内外実験による下りリンクのスループット評価、および、伝搬実験で得た伝搬データを用いた MF-GaBP の上りリンクの計算機シミュレーションによる BER 特性評価を実施する。また、それらを通じて、提案した技術が実伝搬環境においても良好に動作することを明らかにする。

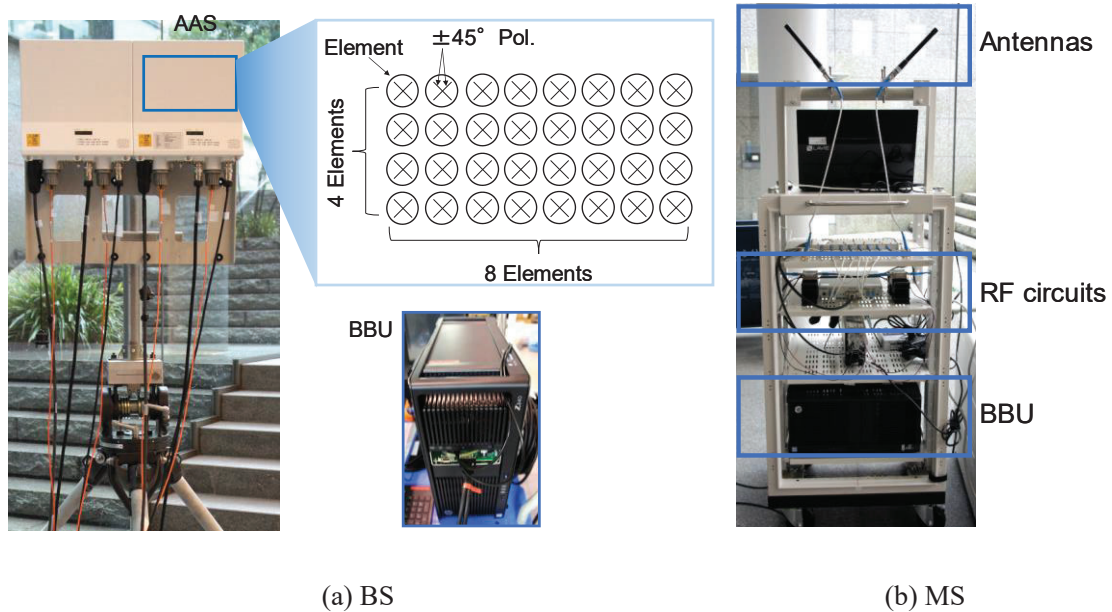


図 4.1 実験装置外観

表 4.1 実験装置主要諸元

Center frequency, f_c	5.2 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	64
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
Maximum transmission power	BS: 31 dBm, MS: 27 dBm

4.2 伝搬実験による下りリンク MIMO ストリーム多重技術の有 効性検証

本節では、実験装置を用いた屋内外伝搬実験により得た伝搬データを用いて、計算機シミュレーションにより実環境での FBCP のスループットを評価する。FBCP では BD を用いて複数 MS および複数ストリームを多重する。

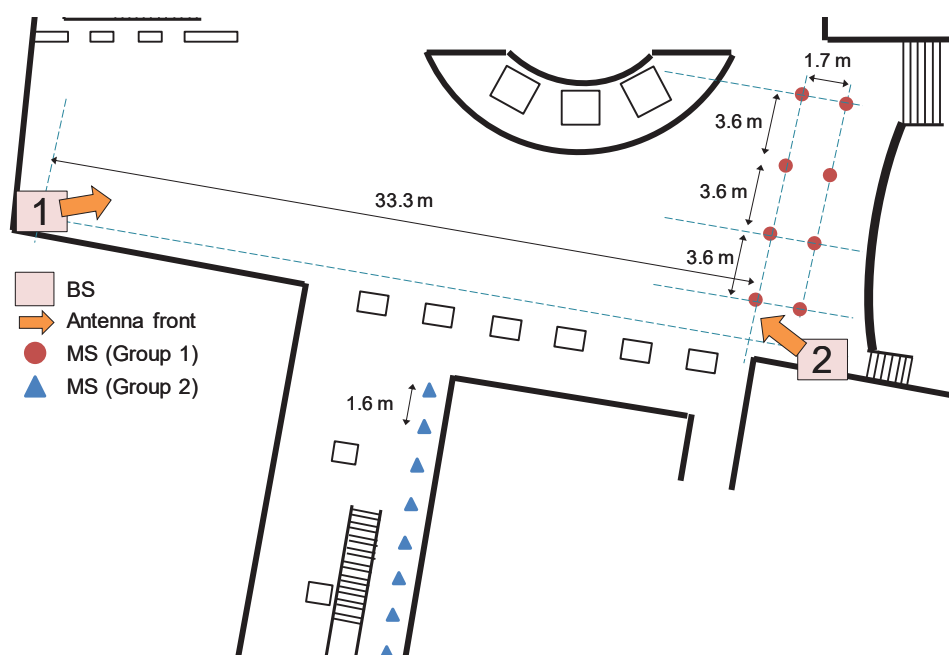


図 4.2 屋内伝搬実験環境

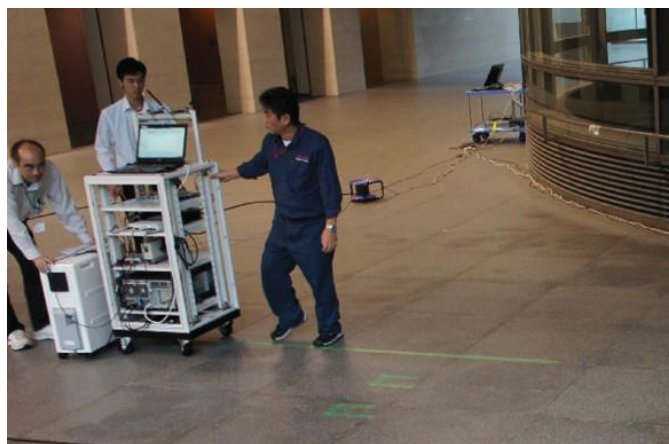


図 4.3 屋内伝搬実験の様様

4.2.1 実験装置概要

図 4.1 は実験装置の外観を示しており，同図(a)には BS を，同図(b)には MS を示す．また，表 4.1 には本実験装置の主要諸元を示す．BS はアクティブアンテナシステム（AAS: Active Antenna System）[54]とよばれる，アンテナ部と RF 部が一体となったアンテナを適用している．AAS 内部には，各アンテナ素子に対して個別に RF 部が接続されており，例えば各素子の振幅や位相を個別にデジタル制御することが可能であるため，アナログ可変移相

器と比較して、より高精度な BF の適用が可能となる。また、RF 部を AAS に内包することで、多重等の信号処理を行う信号処理装置 (BBU: Baseband Unit) と AAS 間には、デジタル信号を通信するための光ファイバを数本接続するのみでよく、アンテナ素子数分の同軸ケーブルの接続は不要である。そのため、多素子アンテナの場合には、特に運用面や設置面で好ましい接続形態である。本実験で用いた 1 台の AAS は横 8 素子、縦 4 素子から成り、限られたアンテナスペースに多数の素子を収容するために、各素子は $\pm 45^\circ$ の 2 偏波構造としている。また、縦 2 素子は素子利得向上のために同相給電されており、伝搬実験では実効的に半数の素子が通信路行列に表れる。

本実験では伝搬測定を目的としているため、MS は伝搬測定を行うための参照信号を送信する機能に留まっている。BBU において参照信号を生成した後、DAC、アップコンバータ、アンプ、バンドパスフィルタの順に接続され、アンテナから参照信号が送信される。伝搬実験では、MS が送信する既知の参照信号を BS が受信し、伝搬データを得る。実験において、BS では 2 台の AAS を 1 台の BBU に接続し、アンテナ素子としては 64 素子の AAS を 2 台使うことで 128 素子としているが、前述の通り、伝搬データとして得られる N_{BS} はその半数の 64 となる。

4.2.2 伝搬実験環境

図 4.2 に屋内伝搬実験環境を、図 4.3 に実験の模様を示す。屋内伝搬実験では、BS を 1 台、MS を 8 台利用し、BS のアンテナ高は 1.8 m、MS のアンテナ高は 1.5 m とした。BS を図 4.2 の 1 の位置に設置した場合には MS をグループ 1 の位置に、BS を 2 の位置に設置した場合には MS をグループ 2 の位置に MS を設置し、グループ 1 は LOS 環境、グループ 2 は NLOS 環境として、それぞれの環境での伝搬データを測定した。

次に、図 4.4 と図 4.5 に、屋外伝搬実験における、実験環境と実験の模様をそれぞれ示す。2 台の電波測定車を利用し、BS を実装した測定車を車道の路肩に停車させ、MS はもう 1 台の測定車に実装した上で、その測定車を一定速度で走行させながら伝搬測定を実施した。このとき、BS のアンテナ高は 6.4 m、MS のアンテナ高は 3.0 m である。伝搬測定では、MS の位置が約 10 m 間隔となるような合計 17 箇所において、BS に対して背面あるいは正面方向それぞれの位置でデータを取得した。

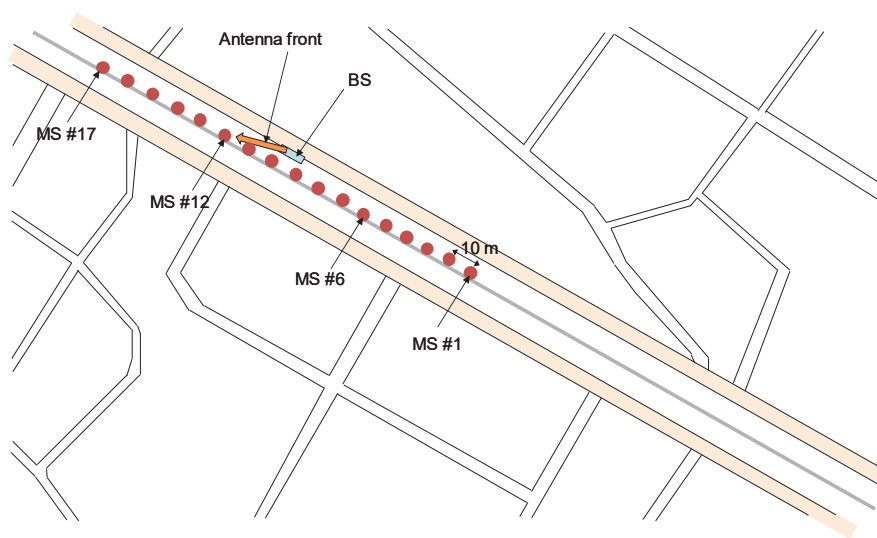


図 4.4 屋外伝搬実験環境



図 4.5 屋外伝搬実験の様様

表 4.2 計算機シミュレーション諸元

Center frequency, f_c	5.2 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	64
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
No. of streams per MS	2
No. of MS, J	8
No. of beams, L	32
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Maximum coding rate	0.75
Maximum bit rate per MS	870 Mbps
Channel estimation	Ideal

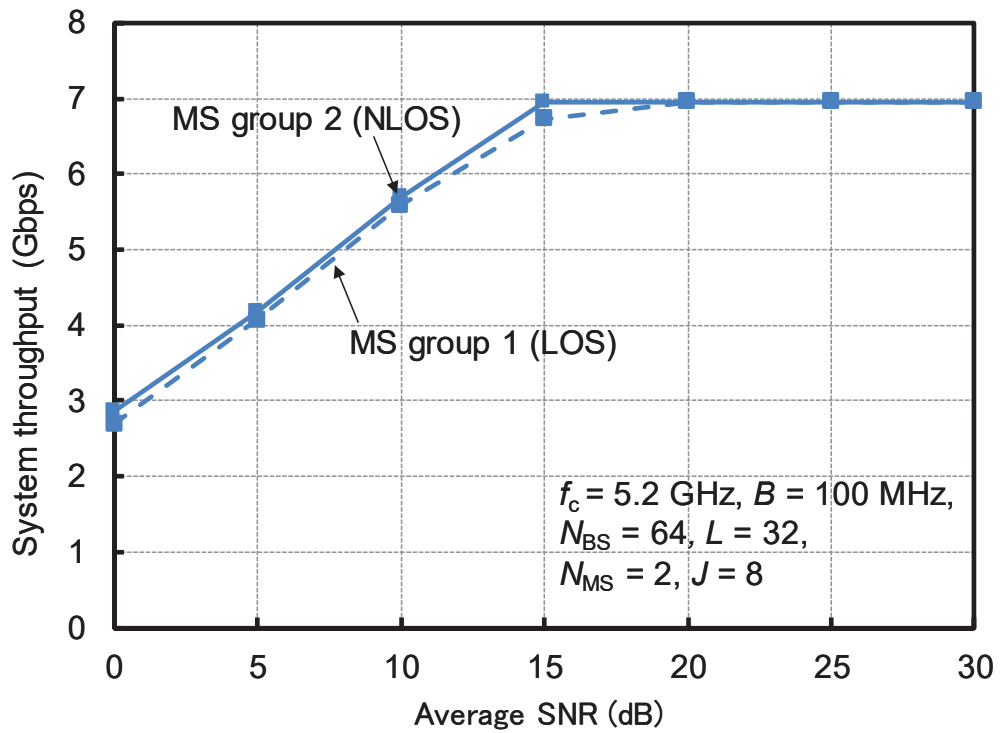


図 4.6 屋内伝搬データを用いたシステムスループット

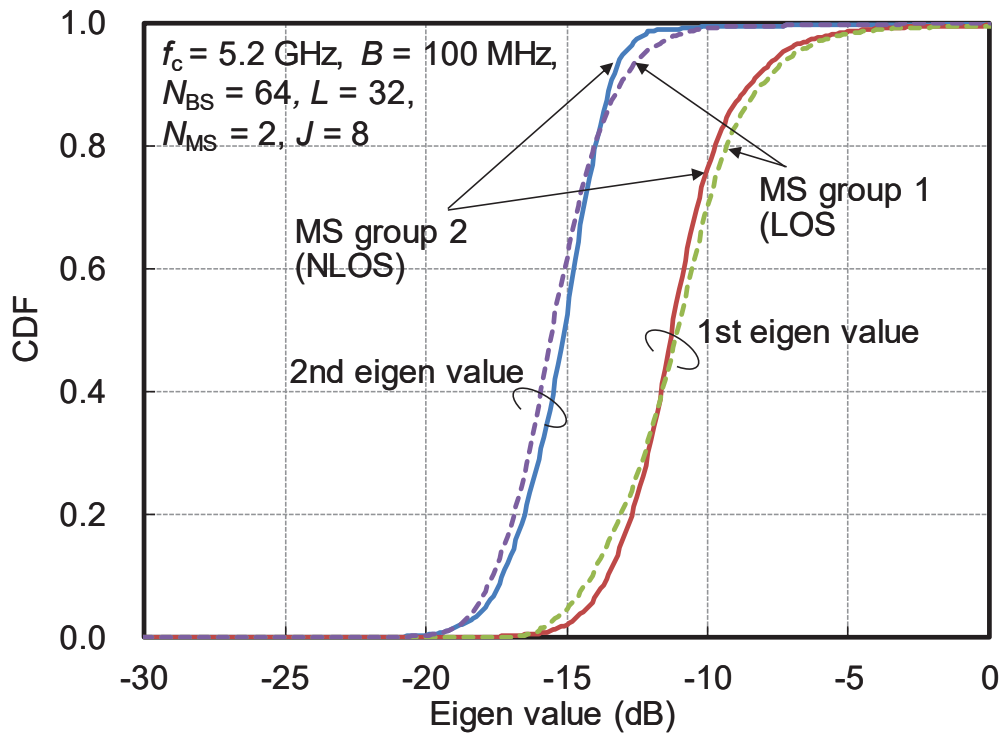


図 4.7 屋内環境における通信路行列の固有値の CDF

4.2.3 伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価

本項では、前項の実験で得られた伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより、実環境でも FBCP を用いて、MIMO ストリーム多重技術により高速通信が可能であることを明らかにする。

表 4.2 に計算機シミュレーション諸元を示す。ビーム数 L は第 3 章の結果に基づいて、 N_{BS} の半数である $L=32$ に固定した。また、AMC を適用しており、各 MS は最大 870 Mbps のスループットを達成でき、システム全体としては 6.96 Gbps のスループットを達成可能である。計算機シミュレーションにおいては、多重技術の性能に主眼を置くために、伝搬データのエネルギーは正規化したものを利用した。

図 4.6 に屋内環境における、平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを示す。図 3.7 と同様にこの SNR は 1 ストリームあたりの送信電力と各 MS の各アンテナにおける雑音電力の比を表す。同図には、LOS 環境の MS グループ 1 と、NLOS 環境の MS グループ 2 のシステムスループットをそれぞれ示している。同一の受信 SNR を横軸としているために LOS あるいは NLOS の環境依存の伝搬損失差は消失しているが、反射波の影響

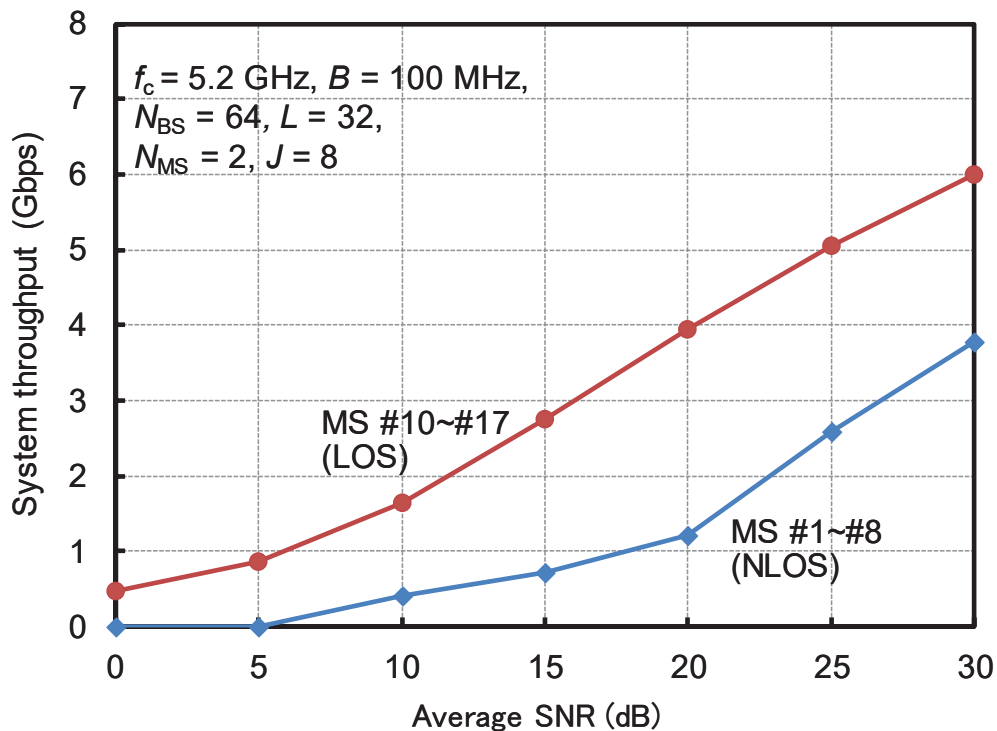


図 4.8 屋外伝搬データを用いたシステムスループット

などの伝搬環境は異なる。同図に示す結果から、MS グループ 1 と 2 の特性差は小さいことが確認でき、いずれの場合にも SNR が 15 dB においてシステム上の最大スループットを達成できている。特に、NLOS 環境では LOS 環境より遅延波の影響が大きいため、遅延波がひずみとならないように適切に遅延波を合成する必要がある。言い換えれば、遅延波の合成を適切に行わないと、受信 SNR に対するスループットが低下することになる。図 4.6 において LOS 環境と NLOS 環境とのスループットの特性差がほぼないということは、屋内環境では、LOS 環境と NLOS 環境のいずれの場合にも、遅延波の合成が適切に行われており、各 MS で 2 ストリームの検出ができていると言える。図 4.7 に、各 MS グループにおける、BS と各 MS との間の通信路行列の固有値の累積分布関数（CDF: Cumulative Distribution Function）を示す。ただし、固有値の最大値が 0 dB となるように正規化している。図 4.7 に示す結果から、第 1 固有値、第 2 固有値ともに、LOS 環境と NLOS 環境において大きな差異はみられない。このことから、前述の通り、いずれの環境においても遅延波を有効に活用することができ、第 1 固有値と第 2 固有値の比率が同等となっている。ただし、本評価では同一の受信 SNR でのスループット特性を示しているが、当然ながら、NLOS 環境では反射に伴う電力減衰が存在するため、LOS 環境と比較すると所要送信電力は増大する。以上の結果から、屋内環境において、遅延波を適切に活用できる環境であれば、同一受信 SNR において、NLOS 環境は LOS 環境と同等のシステムスループットを達成可能であることを明らかにした。

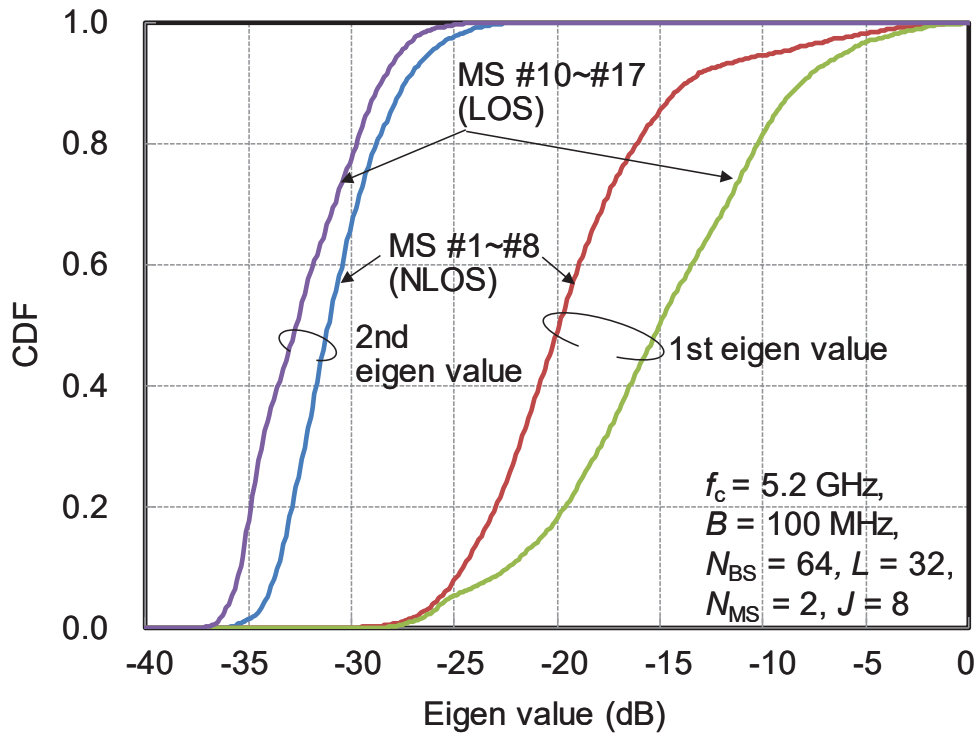


図 4.9 屋外環境における通信路行列の固有値の CDF

次に、屋外環境で取得した伝搬データを用いた計算機シミュレーションによる伝送特性の評価を行う。本評価においても正規化した伝搬データを利用している。平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを図 4.8 に示す。同図には、図 4.4 に示した MS の位置である、#1 から #8 の NLOS 環境の場合と、#10 から #17 の LOS 環境の場合の結果をそれぞれ示している。また、SNR の定義は図 4.6 で用いた定義と同様である。図 4.8 に示す結果から、LOS 環境の MS 群は NLOS 環境の MS 群よりも高いスループットを達成できていることが確認できるものの、屋内環境と比較すると、所要 SNR は高くなっている。そこで、図 4.9 に各 MS 群での通信路行列の固有値の CDF を示す。ただし、固有値の最大値が 0 dB となるように正規化している。同図から、CDF 50% 値における第 1 固有値と第 2 固有値の差が、LOS 環境では約 13 dB であるのに対して、NLOS 環境では約 9 dB となることが分かる。一方、図 4.9 から分かるように、屋内環境ではこの差は約 4 dB である。屋外環境では反射物が遠方に存在することが多く、LOS 環境であれば直接波と遅延波、NLOS 環境であれば第 1 反射波と第 2 反射波の受信電力差が大きくなりやすく、直接波と反射波との伝搬損失差の関係から、LOS 環境のほうがその差は顕著である。そのため、LOS 環境と NLOS 環境で同一の受信 SNR、つまり固有値の総和が同一であったとしても、LOS 環境のほうが大きな第 1 固有値が得られる。そのため、LOS 環境では第 1 固有値を用いるストリームにより高い MCS (Modulation and Coding Scheme) を適用することができるために、NLOS 環境と比較して高いスループットが達成できている。

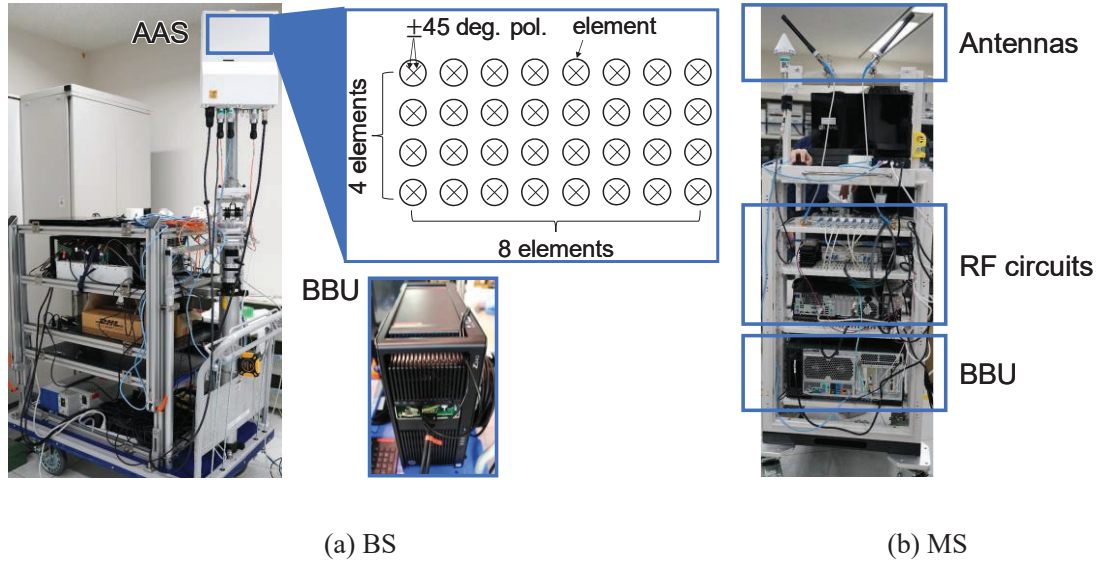


図 4.10 実験装置の外観

表 4.3 実験装置主要諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	32
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
Maximum transmission power	BS: 28 dBm, MS: 27 dBm
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
Maximum coding rate	0.94
Maximum bit rate per MS	705 Mbps

以上の結果から、屋内環境では、異なる方向から反射し到来する遅延波を有効に活用することで、LOS 環境、NLOS 環境に関わらず、システム上の最大スループットである 6.96 Gbps が達成できることを明らかにした。

ただし、本評価では、FBCP が実伝搬環境での有効性を確認するために受信 SNR を同一とし、LOS 環境と NLOS 環境の伝搬損失差を 0 として評価したが、実環境において特定の地点で受信する場合には当然ながら伝搬損失に差が生じ、受信 SNR は LOS 環境と NLOS 環境では異なる。次に、屋外環境では、反射の影響により第 1 固有値と第 2 固有値の電力差が屋内環境よりも大きいため、LOS 環境を構築することが重要であり、屋内環境と比較すると、所要 SNR は向上するものの、FBCP を適用することで 5 Gbps 以上のスループットが達成できることを明らかにした。以上の結果から、屋内外に関わらず、100 MHz 帯域幅で 5

Gbps 超のスループットを達成できており、5G の現時点での最大帯域幅の 400 MHz 幅換算で、FBCP は実環境でも表 1.1 に示した 5G の要求条件を満たすことができることを明らかにした。

4.3 伝送実験による下りリンク MIMO ストリーム多重技術の有効性評価

前節では、伝搬データを用いた計算機シミュレーションによる下りリンクのスループット評価を行った。本節では、実験装置に MIMO ストリーム多重技術を実装し、都市環境にて複数の MS 多重を行った場合の伝送実験を実施し、実環境でのスループットを明らかにする。

4.3.1 実験装置概要

図 4.10 と表 4.3 に、本節で用いる実験装置の外観と主要諸元をそれぞれ示す。基本的な構造は図 4.1 と同一であるが、搬送波の中心周波数は商用を見据えて 4.65 GHz に変更している。また、本実験では、AAS は 1 台のみを利用するため、 N_{BS} は 32 となる。伝送実験では、MS が送信する参照信号を用いて BS で通信路行列を推定する。得られた通信路行列を用いて MS やストリーム多重のための送信ウェイト $\mathbf{W}_T$ を算出した上で、各 MS に対して信号伝送し、各 MS においてスループットを測定する。BS は AMC を実装しており、変調方式 64QAM、符号化率 0.94 において各 MS あたり最大 705 Mbps のスループットを達成可能である。本実験では、 $N_{BS}=32$ と比較的素子数は少ないため、第 3 章の結果に基づいて、最も高いシステムスループットが期待できる FBCP 未適用での E-ZF を実装した。

4.3.2 伝送実験環境

図 4.11 と図 4.12 に、屋外伝送実験環境とその実験の模様をそれぞれ示す。本実験では、都市部で MS が密集する環境を想定し、機器操作や周辺環境との調整の上で可能な範囲で、4 台の MS を、BS からみた MS の位置への角度が小さくなるように密集させて設置し、スループットを測定した。BS は測定車に実装し、アンテナ高 8.5 m から下向きにチルト角度 15° とし、1 台の MS は測定車に実装して 3.2 m のアンテナ高で、他の 3 台の MS は歩道上にアンテナ高 1.7 m でそれぞれ設置した。また、BS の正面方向を 0° として、測定車に実装

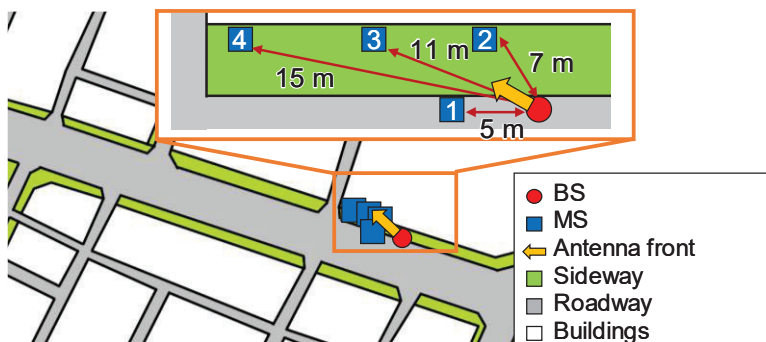


図 4.11 屋外伝送実験環境



図 4.12 屋外伝送実験の模様

した MS #1 は -30° ，MS #2 は 15° ，MS #3 と MS #4 はそれぞれ 0° と -15° の角度方向に配置した．

4.3.3 都市部移動局密集時の伝送実験結果

表 4.4 に各 MS のスループットと受信 SINR をそれぞれ示す．表 4.4 に示す結果から，各

表 4.4 伝送実験結果

MS	#1	#2	#3	#4
Throughput (Mbps)	602.1	513.8	536.8	533.7
SINR (dB)	22.2	19.0	19.6	19.7

MS は 500 Mbps 以上のスループットを達成しており，システムとしては 4 台の MS 合計で 2.2 Gbps のシステムスループットを達成できている．これは，システム上の最大スループットに対しては 8 割程度に留まっている．理由として，BS と MS の距離が近く十分な受信電力は得られており，また，E-ZF により理想的には干渉の影響が十分小さくなるように信号処理されているものの，複数の MS が近接しているために MS のアンテナ間の相関が高まり，残留干渉が発生したことに加え，直交化に多くのエネルギーを要し，各 MS の 2 ストリームの分離に十分なエネルギーが得られず，SINR が低下したためであると考えられる．

一方で，本伝送実験では各 MS は概ね 20 dB 前後の受信 SINR となっている．図 3.7 の統計的な伝搬モデルを用いた計算機シミュレーションの結果と比較すると，SNR が 20 dB では 8 台の MS で合計 5 Gbps，1 台あたりでは 625 Mbps を達成している．本実験結果では，各 MS は 513 Mbps から 602 Mbps となっており，計算機シミュレーションの結果に対して 82 %から 96 %のスループットを達成している．計算機シミュレーションとは環境も異なり反射波などの伝搬特性も異なるため正確な比較はできないものの，MS の位置によっては概ね計算機シミュレーションと同等の結果が得られており，例えば互いの通信路行列の相関の低い MS を選択する[55], [56]ことで，実環境の伝送時にも十分高いスループットの達成が可能であると判断できる．

4.4 伝搬実験による上りリンク MIMO ストリーム多重技術の有効性検証

本節では，実環境の上りリンクにおいて MIMO ストリーム多重を適用した場合の受信信号分離において MF-GaBP を適用した場合の BER 特性を明らかにするため，伝搬実験で得られた伝搬データを用いた計算機シミュレーションを実施する．

4.4.1 伝搬実験環境

伝搬実験で用いる実験装置は図 4.10 と同様である．図 4.13 に伝搬実験環境を示す．BS

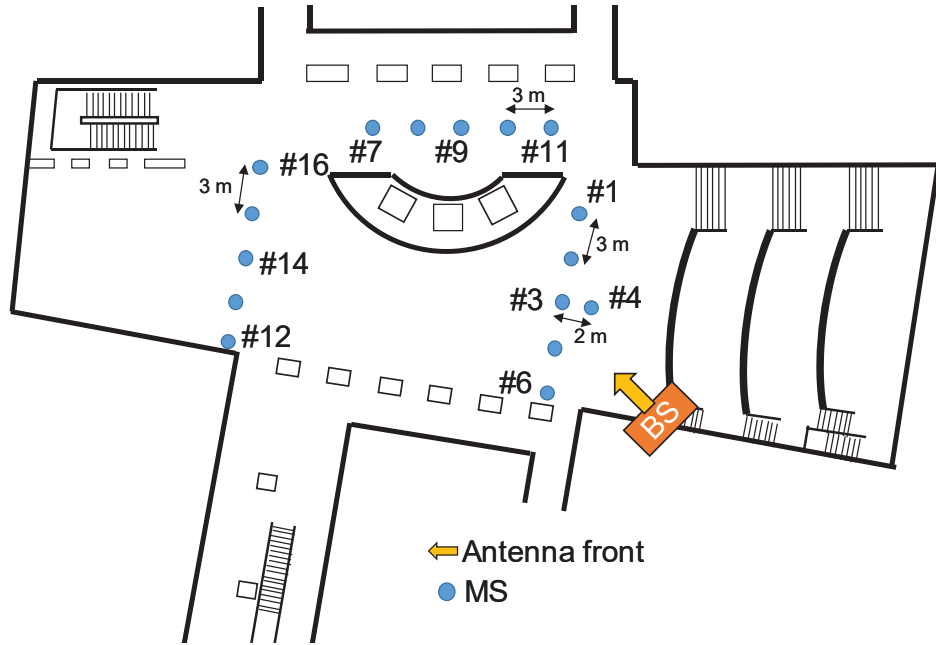


図 4.13 屋内伝搬実験環境

と MS のアンテナ高はいずれも 1.5 m とし、MS の設置位置は各 MS の通信路行列の相関が高まる環境を想定し、BS から概ね 3 m 程度と比較的近接した位置に設定した。実験では、1 台の MS を図 4.13 に示す位置に順次設置し、各々の位置で伝搬データを取得した。

4.4.2 伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価

表 4.5 に計算機シミュレーションの諸元を示す。2 本のアンテナを有する MS 16 台がそれぞれ 2 ストリームずつ送信し、システムとして $M=32$ のストリームが BS に到来する。 N_{BS} は 32 であるため、BS の素子数と同数の MIMO ストリームを MF-GaBP および MMSE と組み合わせた MF-GaBP を用いて検出する。ただし、CSI 推定は完全に動作しているものと仮定した。

はじめに、ダンピング係数 η およびスケーリング係数 μ を最適化するため、MF-GaBP において、(2.41) に示すとおり μ を 0.1 から 0.4, 1 から 4, 2 から 4 に増加させた場合の、 η に対する BER 特性を図 4.14 に示す。また、同図には参考として、MMSE のみを適用した場合と、理想的に Soft IC が動作した場合もそれぞれ示している。図 4.14 に示す結果から、理想環境とは乖離があるものの、 $\eta=0.6$, μ を 2 から 4 に変化させた場合が最も低い BER 特性となるため、以後の評価ではその設定を利用する。

表 4.5 計算機シミュレーション諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of BS antenna elements, N_{BS}	32
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
No. of MS, J	16
No. of total streams, M	32
Modulation	QPSK
Channel estimation	Ideal
No. of iteration, R	16

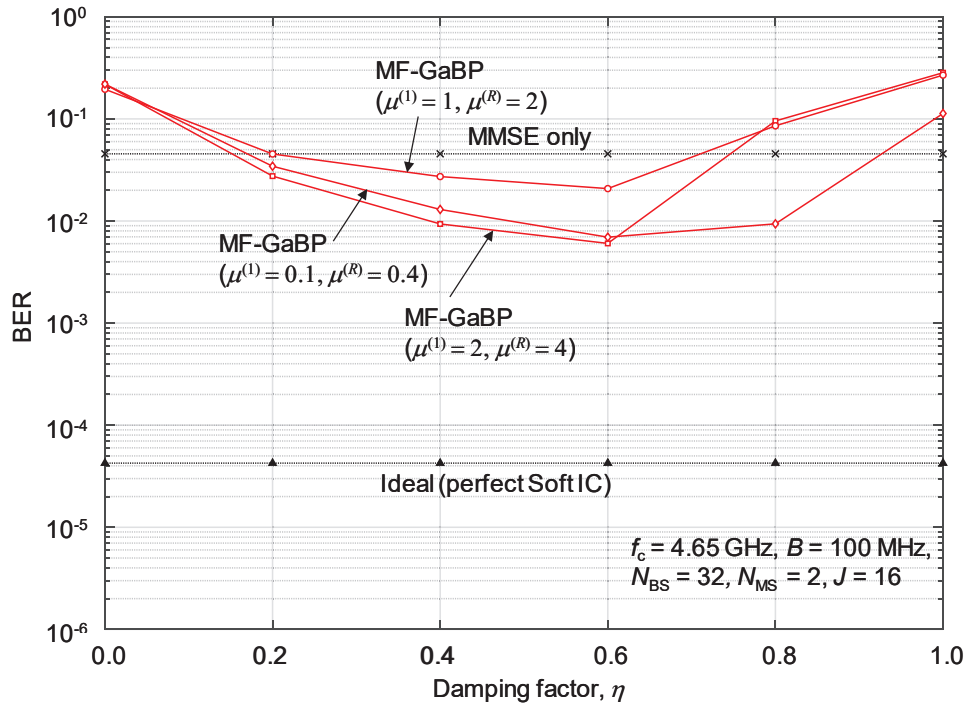


図 4.14 ダンピング係数およびスケール係数に対する BER 特性

図 4.15 に、 E_s/N_0 に対する BER 特性を示す。同図には、MF-GaBP と、MMSE を組み合わせた MF-GaBP、また、参考として MMSE のみ利用した場合と理想的な Soft IC 動作時の BER 特性をそれぞれ示す。図 4.15 に示す結果から、既存手法である MMSE を利用した場合は最も悪い BER 特性であるのに対して、MF-GaBP を利用することで実環境でも BER 特性の改善が確認できる。しかし、MF-GaBP は、図 3.11 で示した伝搬モデルを用いた BER 特性とは異なり、 $E_s/N_0 > 25$ dB において $BER = 10^{-3}$ でエラーフロアを引いていることが確認できる。これは、BS や MS のアンテナ間の相関が高まり、ビリーフの精度が劣化したことに起

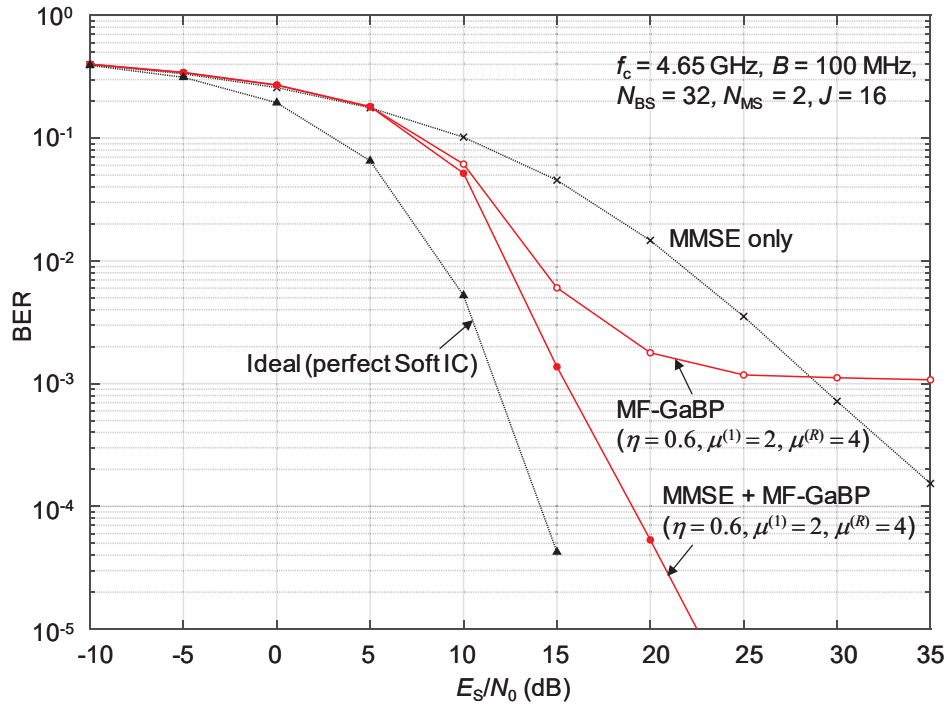


図 4.15 E_s/N_0 に対する BER 特性

因する残留干渉の影響によるものと考えられる。

そこで、図 4.16 と図 4.17 に、各 MS のアンテナ間および BS の各アンテナ間の相関をそれぞれ示す。両図には、本評価で用いる伝搬データに加えて、図 3.11 で用いた伝搬モデルにおける相関値をそれぞれ示している。この相関値は、通信路行列の各行ベクトル同士あるいは各列ベクトル同士の相関を表す。各行ベクトル同士の相関は、MS の 1 つのアンテナと BS の N_{BS} 個のアンテナで構成される $1 \times N_{BS}$ の通信路ベクトルを用いて MS のアンテナ間の相関を求めており、各列ベクトル同士の相関は、BS のある 1 素子と全 MS とで構成される $JN_{MS} \times 1$ の通信路ベクトルを用いて BS の各アンテナ間の相関を求めている。各 MS のアンテナ間での通信路行列の相関値としては各 MS の第 1 アンテナ同士のみの相関値を算出したため、その組み合わせ数は ${}_{16}C_2 = 120$ となる。一方、BS のアンテナ間の相関値は偏波を含めて全通り求めており、 ${}_{32}C_2 = 496$ となる。

図 4.16 の横軸の Index は、表 4.6 に示すように、MS #1 の第 1 アンテナと MS #2 の第 1 アンテナとの相関値を Index 1 とし、MS #1 の第 1 アンテナと MS #3 の第 1 アンテナとの相関値を Index 2 と逐次計算した値を示している。図 4.16 に示す結果から、MS のアンテナ間の相関は、伝搬モデルの場合は大半が 0.2 以下、最大でも 0.35 程度であるのに対して、本評価で用いた伝搬データでは、一部の MS 間で相関が 0.7 近くに達していることが分かる。

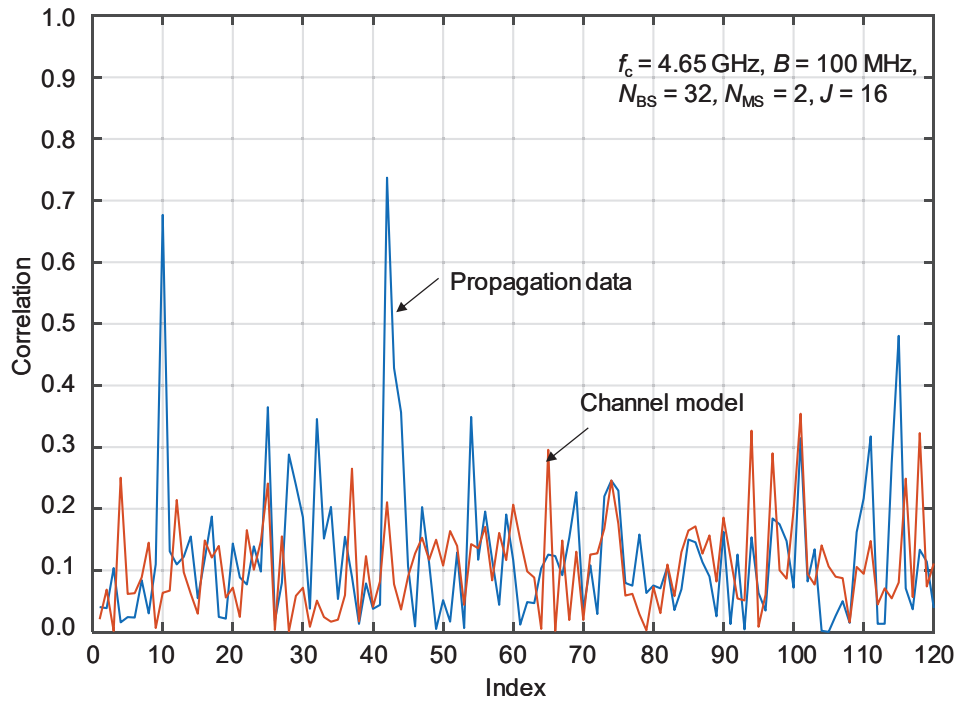


図 4.16 MS のアンテナ間の通信路行列の相関値

表 4.6 MS のアンテナ間の通信路行列の相関値計算時の MS の組み合わせ

Index	MS #	MS #
1	1	2
2	1	3
⋮	⋮	⋮
15	1	16
16	2	3
17	2	4
⋮	⋮	⋮
115	13	14
⋮	⋮	⋮
118	14	15
119	14	16
120	15	16

また、図 4.17 では、図 4.18 に示しているように、BS を正面から見たときの素子配置において、左上の素子の $+45^\circ$ 偏波を第 1 素子、 -45° 偏波を第 2 素子とし、以降縦方向を優先に素子番号を割り振ったときの相関を求めており、図 4.17 の横軸の Index は表 4.7 に示すように、第 1 素子と第 2 素子の相関値を Index 1、第 1 素子と第 3 素子の相関値を Index 2、と順に割り振っている。図 4.17 に示す結果から、伝搬モデルの相関は概ね 0.2 以下であるが、一部の BS アンテナ素子間の相関が 0.7 前後に達していることが分かる。相関値が高

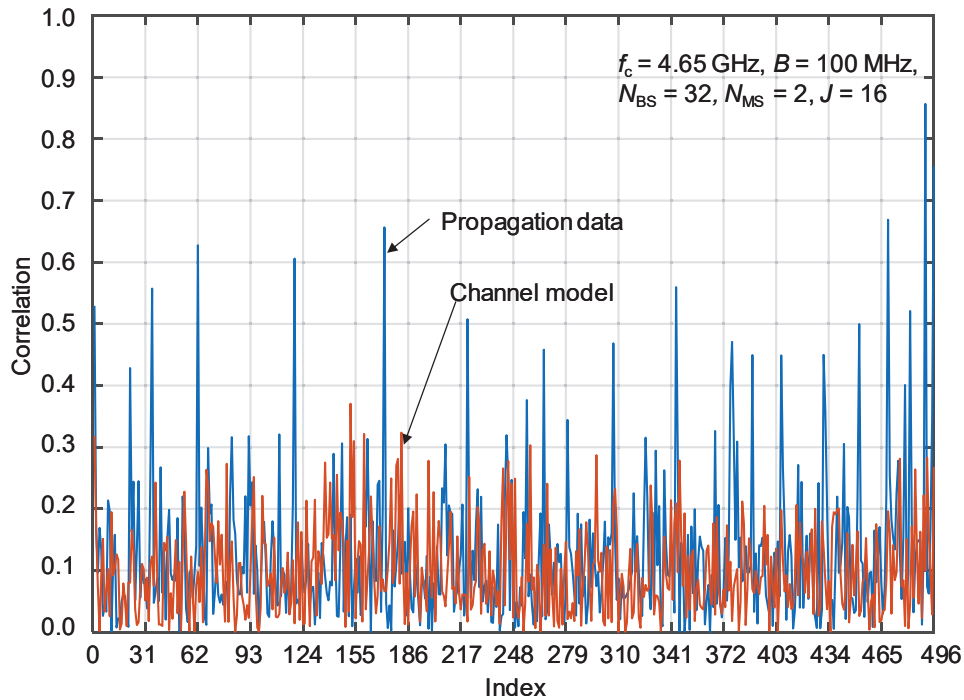


図 4.17 BS の各アンテナ間の通信路行列の相関値

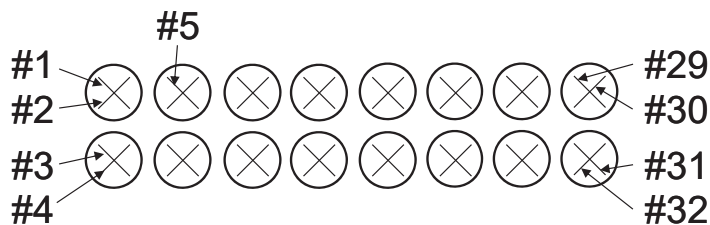


図 4.18 BS のアンテナ素子番号

くなっている BS アンテナ素子の組み合わせは、同一素子の 2 偏波間あるいは隣接した素子間が多い。直交偏波ではあるが、縦 2 素子を同相給電していることに加え、複数の反射波が到来し、各到来波の位相回転が重なり合い、同一素子の偏波間の相関が高まっていると考えられる。この結果から、MF-GaBP を実環境で適用した場合、瞬時通信路行列では BS あるいは MS のアンテナ間の相関が著しく高くなることもあり、ASB を用いた場合でも、その相関の影響により残留干渉の影響が色濃く BER が劣化している。

一方、図 4.15 に示す結果において、MMSE と組み合わせた MF-GaBP を用いた場合、MF-GaBP で見られたエラーフロアが解消できていることが確認できる。このことから、MF-GaBP の初回 Soft IC において干渉除去を動作させたことで、初回ビリーフの精度が向上で

表 4.7 BS のアンテナ間の通信路行列の相関値計算時のアンテナ素子の組み合わせ

Index	BS ant. #	BS ant. #
1	1	2
2	1	3
⋮	⋮	⋮
31	1	32
32	2	3
33	2	4
⋮	⋮	⋮
307	13	14
⋮	⋮	⋮
494	30	31
395	30	32
496	31	32

き，また，MF-GaBP と比較して，理想的な Soft IC 動作時に漸近する特性を得られることが確認できる．

以上から，実環境で，限られたアンテナスペースで多素子化を図るために偏波は有効であるが，そのために通信路行列の相関が高まることがあり，そのような環境では MMSE を組み合わせた MF-GaBP により相関の影響による残留干渉を抑制し，BS の素子数と同数の MIMO ストリームを伝送できることを明らかにした．

4.5 結言

本章では，最大スループット向上のための無線アクセス技術が実環境でも有用であることを明らかにするため，屋内外伝搬特性の取得実験や伝送実験を通じて伝送特性評価を行った．下りリンクでは実環境の伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより，FBCP を適用したときに BS の素子数の半数のビーム数で，100 MHz 幅で 5 Gbps 超のスループットを達成できることを明らかにした．また，上りリンクでは，通信路行列の BS あるいは MS のアンテナ間の相関が伝搬モデルと比較して顕著に高い場合において，MF-GaBP はエラーフロアが見られる問題に対し，MMSE を組み合わせた MF-GaBP により残留干渉の影響を抑制でき，実環境でも BS のアンテナ素子数と同数の MIMO ストリームを多重できることを明らかにした．以上から，本章は，実環境においても，多素子アンテナを用いることで上下リンクの最大スループットを向上できることを明らかにした．

第5章

面的平均スループット向上のための 多素子アンテナ分散化技術

5.1 緒言

5G において多素子アンテナを用いてスループットの向上を図る上で、本章では一定の範囲の空間における平均スループットの向上を実現するための技術を提案し、その有効性を明らかにする。第2章で述べた通り、多素子アンテナを分散化することで面的な受信電力分布が平滑化され、平均スループットの向上が期待できる。しかしながら、空間内の全アンテナ素子数が一定という前提で分散化を行う場合、TP の数を増やすと、TP あたりに割り当てられるアンテナ素子数が減少するので、TP あたりのアンテナ利得の減少や送信電力の低下が生じ、スループットが低下する。そのため、平均スループットを向上させるためには、TP の素子の分散化の設計が課題となる。

そこで本章では、分散化において、その分散度合いを環境に応じて調整する。まず、下りリンクにおいて、分散化により平均スループットが向上することを示した上で、実伝搬環境での伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより、分散度合いを調整したときの平均スループットを評価し、その有効性を明らかにする。

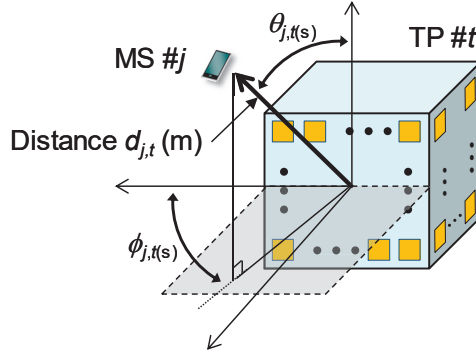


図 5.1 TP 構成

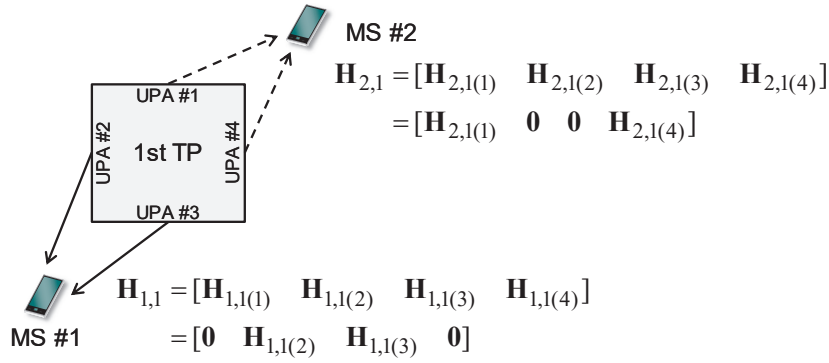


図 5.2 各 TP の伝搬経路概念図

5.2 多素子アンテナの分散配置によるスループットへの影響

本節では，簡易化した伝搬モデルを用いた計算機シミュレーションにより，多素子アンテナを 1 TP に集約する場合と複数 TP に分散させた場合の特性を比較し，多素子アンテナの分散化により面的な平均スループットを向上できることを明らかにする．

5.2.1 計算機シミュレーション環境

伝搬モデルを用いた計算機シミュレーションにより分散化の効果を評価するために，まず，複数 TP 環境での数式モデルを示す．図 5.1 に TP 構成を示す． N_{BS} を T 個の TP に分散させるとし，各 TP が有する素子数の N_{TP} は N_{BS}/T であり，1 TP で四方をカバーできるよう，

表 5.1 計算機シミュレーション諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	75 kHz
No. of subcarriers	1200
No. of BS antenna elements, N_{BS}	128
No. of MS antenna elements, N_{MS}	2
No. of streams per MS	2
No. of MS, J	8
No. of TPs, T	1, 4, 16, 32
Transmission power, P_T	30 dBm
Height of BS, d_{BS}	1.5 m
Height of MS, d_{MS}	1.5 m
MIMO channel	Kronecker model
Power angular spectrum	Azimuth: Gaussian distribution Zenith: Laplacian distribution
Average angle (azimuth, zenith)	Departure: ($\phi_{j,t(s)}$, deg., $\theta_{j,t(s)}$ deg.) Arrival: (90 deg., 90 deg.)
Angular spread (azimuth, zenith)	Departure: (5 deg., 5 deg.) Arrival: (40 deg., 40 deg.)
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM
Maximum coding rate	0.75
Maximum bit rate per MS	870 Mbps
Fading channel (LOS)	Nakagami-Rice fading with $K = 10$ dB
Fading channel (NLOS)	Rayleigh fading
Channel estimation	Ideal
Noise figure, N_F	9 dB
Noise power density, N_p	-174 dB/Hz

各 TP は 4 つの UPA を有するものとした。そのため、各 TP の各 UPA の素子数は $N_{TP}/4$ となる。MS $\#j$ と TP $\#t$ の関係として、直線距離を $d_{j,t}$ 、MS $\#j$ と TP $\#t$ の第 s 番目の UPA との方位角および天頂角をそれぞれ $\phi_{j,t(s)}$ 、 $\theta_{j,t(s)}$ とする。また、MS $\#j$ と TP $\#t$ の間のサイズ $N_{MS} \times N_{TP}$ の通信路行列 $\mathbf{H}_{j,t}$ は、TP $\#t$ の第 s 番目の UPA との間のサイズ $N_{MS} \times N_{TP}/4$ の通信路行列を

$\mathbf{H}_{j,t(s)}$ として次式で表される。

$$\mathbf{H}_{j,t} = [\mathbf{H}_{j,t(1)} \quad \dots \quad \mathbf{H}_{j,t(4)}] \quad (5.1)$$

そして、全 TP で構成される BS と MS $\#j$ の間のサイズ $N_{MS} \times N_{BS}$ の時間領域通信路行列 $\mathbf{H}_j$ は次式となる。

$$\mathbf{H}_j = [\mathbf{H}_{j,1} \quad \dots \quad \mathbf{H}_{j,T}] \quad (5.2)$$

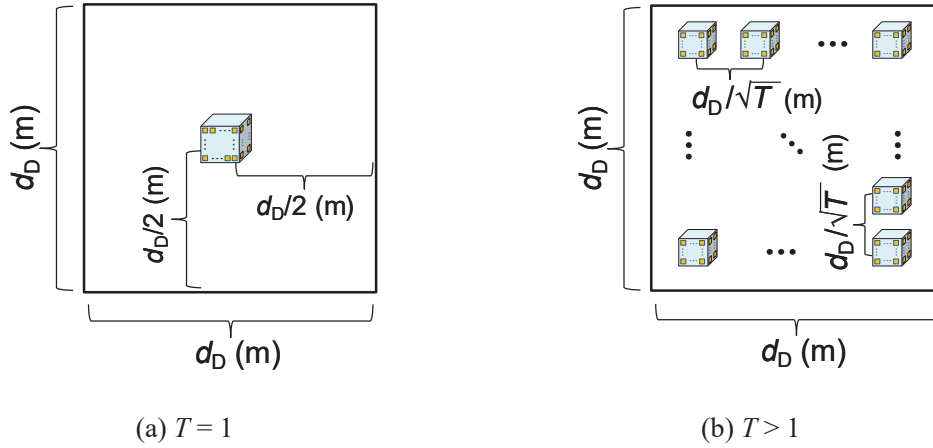


図 5.3 伝送エリアにおける TP の設置位置

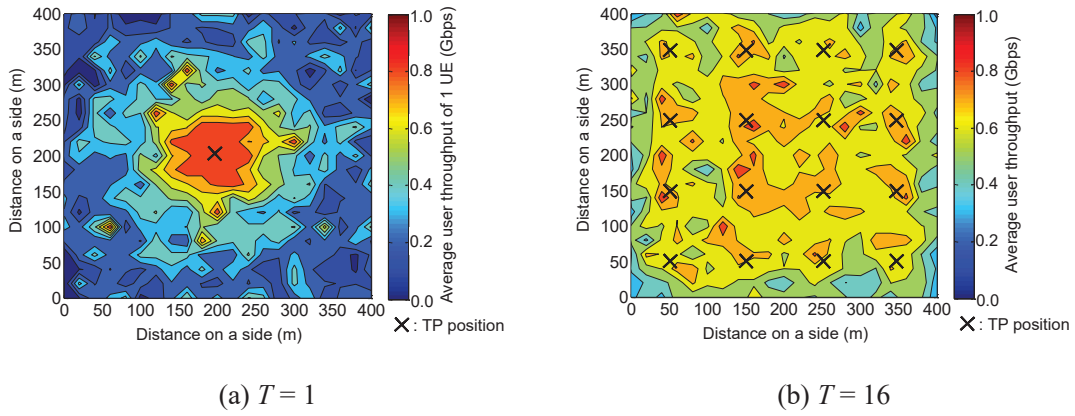


図 5.4 $d_D = 400$ m における $T = 1$ および $T = 16$ でのユーザスループット分布

また，計算機シミュレーションでは，伝搬モデルの簡易化のため，MS から直線上に位置する TP からのみ電波が到来するものとして BD を適用する．つまり，図 5.2 に示す TP #1 と MS #1, #2 の例のように，各 TP の 2 つの UPA からのみ電波が到来するものとして，他の 2 つの UPA 分の通信路行列の要素は 0 として処理するものとした．

表 5.1 に計算機シミュレーションの諸元を示す．BS の素子数 N_{BS} は 128 とし，これを T 個の TP に按分する．また，BS の総送信電力（全 TP の合計送信電力）は 30 dBm に固定しており， T が多くなると，1 TP あたりの送信電力は低下することになる．伝搬損失および LOS となる確率については(3.15)から(3.17)を利用している．

図 5.3 に伝送エリアにおける TP の設置位置を示す．同図の(a)には $T = 1$ の場合を，同図(b)には $T > 1$ の場合をそれぞれ示している．本評価では，一辺が d_D m の正方形エリアに TP を設置するものとし， $T = 1$ ではエリア中央に， $T > 1$ では等間隔に各 TP を設置した．また，8 台の MS に対して BD による多重を行いながら伝送することとし，それらの MS は一様分

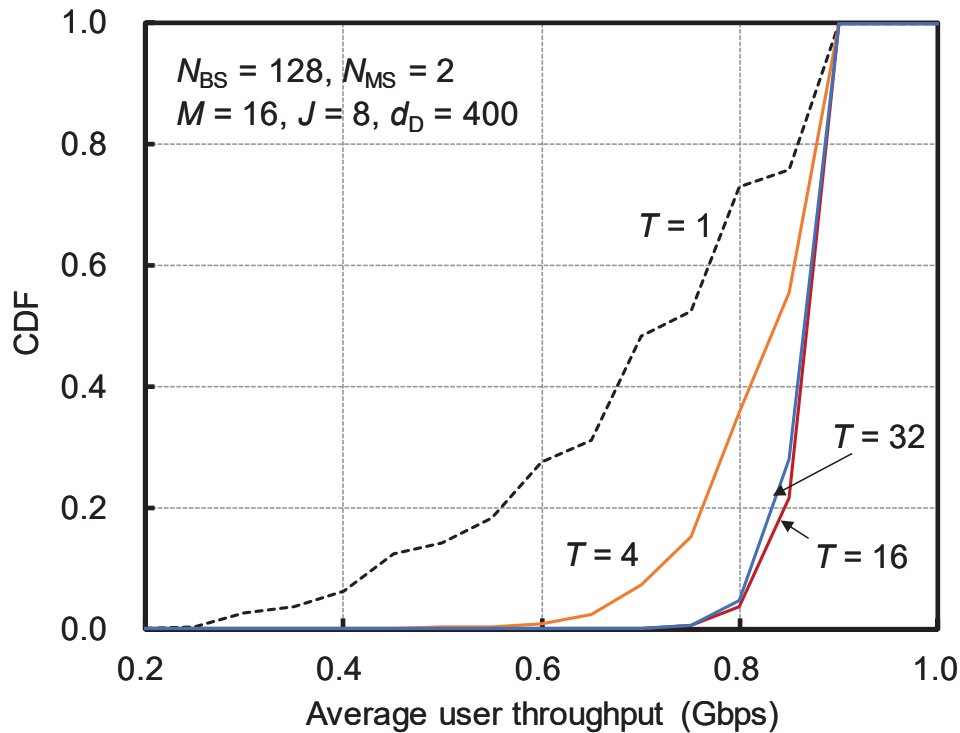


図 5.5 ユーザスループットの CDF

布に基づき伝送エリア内にランダムに配置した。

5.2.2 多素子アンテナの集中配置と分散配置 のユーザスループット分布

本項では、多素子アンテナの集中配置として $T=1$ の場合に対し、分散配置 ($T>1$) により面的な平均スループットの向上効果を明らかにする。

図 5.4 に $d_b = 400$ m のときの、 $T=1$ および $T=16$ のユーザスループット分布を示す。本評価では、ランダム配置した 8 台の MS に対して、伝送エリアを 5 m 刻みで区切った格子状の各ポイントにおける 1 台あたりのスループットの平均値を示している。図 5.4 に示す結果から、 $T=1$ では、TP 周辺はユーザスループットの最大値である 870 Mbps を達成できているものの、エリア端に近づくほど伝搬損失が大きくなりスループットが低下している。一方、 $T=16$ では、エリア全域で概ね 600 Mbps 以上のスループットを達成できていることが確認でき、BS の分散化により面的な平均スループットを向上できていることが確認できる。

図 5.5 には、 $T=1, 4, 16, 32$ それぞれにおけるユーザスループットの CDF を示す。最大ユーザスループットが 870 Mbps であることもあり、CDF が 95 % 値では T によるスループ

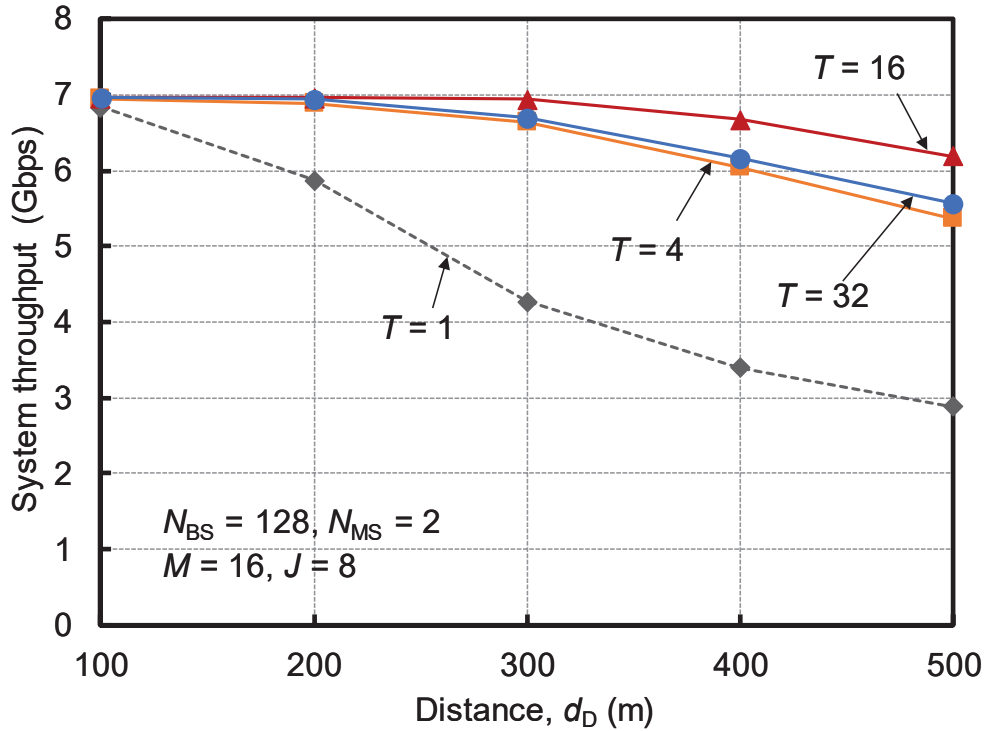


図 5.6 伝送エリアの 1 辺に対するシステムスループット

ットの違いはほぼ見られないものの、分散化することで CDF が低いエリアでのユーザスループットの向上、つまり、平均スループットを向上できていることが確認できる。例えば CDF 10 % 値では、 $T=16$ が $T=1$ に対して約 2.1 倍高いユーザスループットを達成できている。以上から、BS を分散化することで、面的な平均スループットを向上できることを明らかにした。

5.2.3 多素子アンテナ分散化技術のスループット評価

前項では分散化により面的な平均スループットの向上が可能であることを確認した。本項では、伝送エリアを変化させたときに、TP 数が 8 台の MS 合計の平均スループットに与える影響を評価する。

図 5.6 に、図 5.3 で示した伝送エリアの 1 辺 d_D m に対する、 $T=1, 4, 16, 32$ のときの 8 台の MS 合計のシステムスループットを示す。本評価の計算機シミュレーション諸元は表 5.1 と同一であり、8 台の MS の位置を複数回ランダムに変更したときの平均スループットを示している。図 5.6 に示す結果から、 T を増加させると、分散化の効果により平均システムスループットが向上していることが確認できる。例えば、 $d_D=400$ m の位置では、 $T=16$

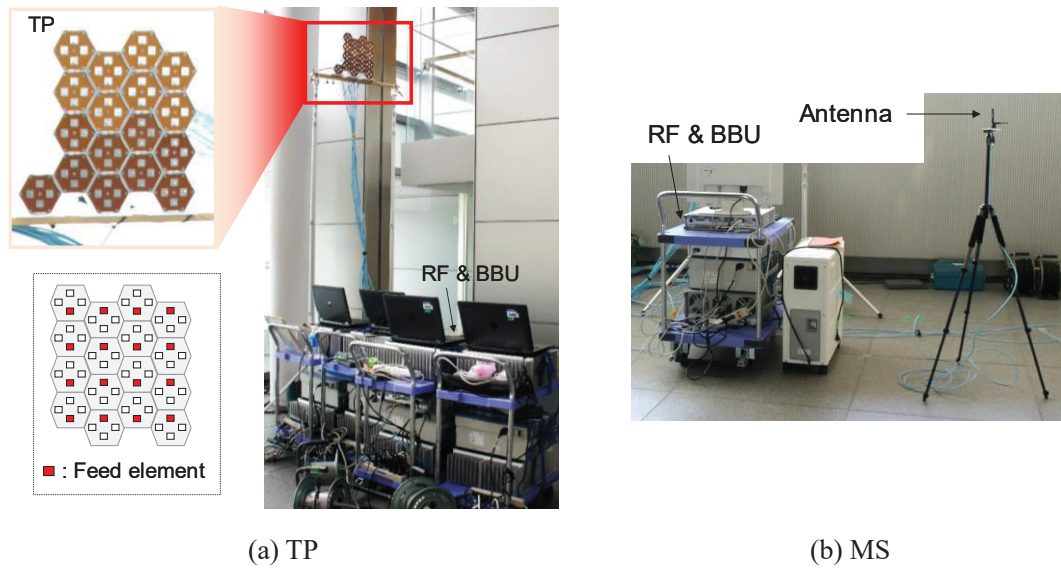


図 5.7 実験装置外観

表 5.2 実験装置主要諸元

Center frequency, f_c	4.65 GHz
Bandwidth, B	100 MHz
Subcarrier space	60 kHz
No. of subcarriers	1500
No. of TP antenna elements, N_{TP}	16
No. of MS antenna elements, N_{MS}	1
Maximum transmission power, P_T	27 dBm

のとき、 $T = 1$ に対して約 1.5 倍のスループットを達成できている。また、伝送エリアの範囲を考えると、TP 1 台でカバーするより、分散化することでより広範囲のエリアに対してより高い平均スループットを達成できている。例えば、5 Gbps が達成できるエリアの範囲に着目すると、 $T = 1$ では $d_0 = 300$ m までであるのに対して、 $T = 16$ では $d_0 = 500$ m までエリアを拡大できている。一方、同図から、分散度合いを高めすぎると、1 TP あたりの送信電力の低下や素子数の減少によるアンテナ利得低下により、スループットが減少することが確認できる。本評価では、 $T = 16$ までは分散度合いを高めていくにつれて平均スループットが向上しているものの、 $T = 32$ まで分散化すると、 $T = 4$ の場合とほぼ同等のスループットに劣化している。また、図 1.1 に示すような $T = 1$ でありセクタアンテナでエリアを構築する 4G では、BS 近傍と BS 遠方での受信電力格差が大きいという課題があるが、この結果から、BS を分散化することで伝送エリアが広範囲に及んだ場合でも平均スループットの劣化を抑制することができる。つまり、BS の分散化により 4G までの課題であった遠近格差も是正できることがわかる。

以上から、多素子アンテナを分散化し、その分散度合いを設計することで、面的な平均ス

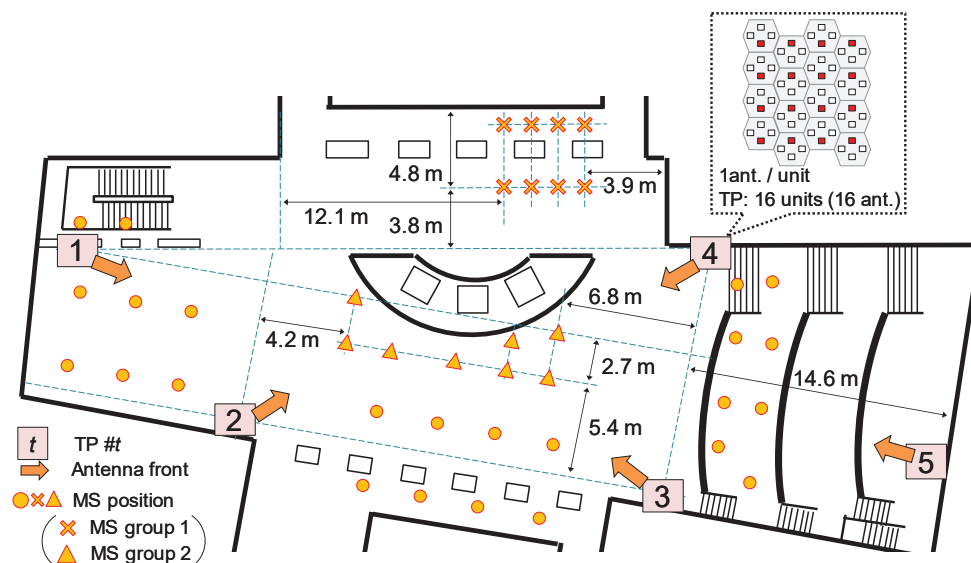


図 5.8 屋内伝搬実験環境



図 5.9 屋内伝搬実験の様様

ループットを向上でき、その伝送エリアも拡大できることを明らかにした。

5.3 伝搬実験による多素子アンテナ分散化技術の伝送特性評価

前節では、伝搬モデルの簡易化のため、伝搬経路を限定した環境で分散化の効果を示した。本節では、実環境の伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより、実際の屋内外環境で分散化による面的な平均スループット向上効果が得られることを明らかにする。

5.3.1 実験装置概要

図 5.7 に本実験で用いる実験装置の外観を，表 5.2 に装置の主要諸元をそれぞれ示す．TP は，4 素子を有するアンテナユニットを 16 個連結したものを利用するが，BBU の処理能力の関係から，給電しているのは図 5.7 (a)に示している通り，各アンテナユニットのうち 1 素子ずつであり，TP は 16 素子を有しているものとした．MS はそれぞれ 1 本のアンテナを有しており，TP から送信された既知信号を受信し，CSI を推定することで伝搬データを得る．

5.3.2 伝搬実験環境

図 5.8 に屋内伝搬実験環境として TP と MS の設置場所を，図 5.9 に伝搬実験の模様をそれぞれ示す．1 本のアンテナを有する MS は，アンテナ部のみを三脚に設置し 8 台ずつ，図 5.8 に示す位置に順次設置した．また，16 アンテナユニットからなる TP は，図 5.8 に示す 1 から 5 の位置に順次設置し，各 TP 位置と各 MS 位置で伝搬データを取得した．このとき，1 回の伝搬測定では 8×16 のサイズの伝搬データを取得しており，その測定を，MS の位置変更 5 回と TP の位置変更 5 回の組み合わせで計 25 回実施した．

ここで，TP #1 から TP #4 の位置は 1 階フロア，TP #5 は 2 階相当の高さに該当する．MS は全て 1 階フロアに設置しており，TP と MS の位置関係によって LOS あるいは NLOS 環境となっている．また，TP のアンテナはエリア全体をカバーすることを目的にエリアの正面方向を向けている．

次に，図 5.10 に屋外環境における TP と MS の設置位置を，図 5.11 に屋外伝搬実験の模様を示す．屋外伝搬実験では，8 台の MS は全て 1 台の測定車に搭載し，屋根上にアンテナ部を張り出している．TP は MS の対向に位置するビルの屋上に設置しており，その設置場所は図 5.10 に示している 1 から 4 の位置である．このとき，伝搬測定 1 回で 8×16 のサイズの伝搬データが得られ，その測定を 4 箇所の TP 位置に対して順次実施した．また，本環境は常に LOS 環境を維持しており，TP のアンテナは道路方向に対して垂直方向を正面としている．

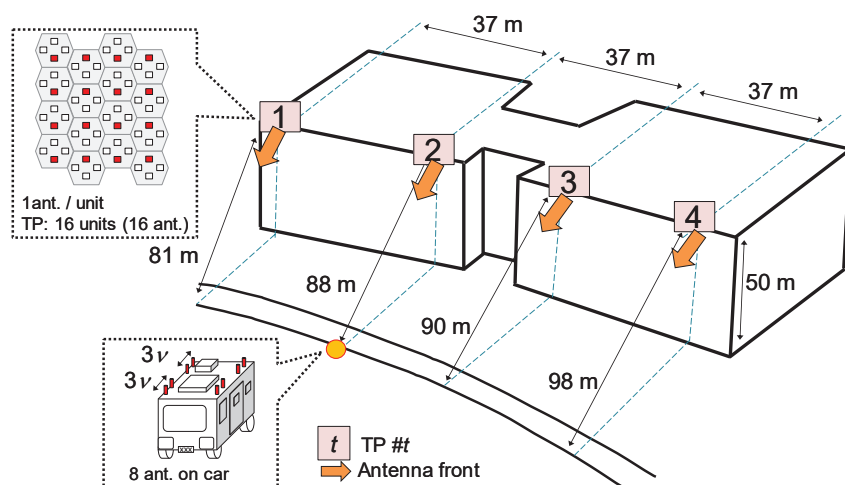


図 5.10 屋外伝搬実験環境

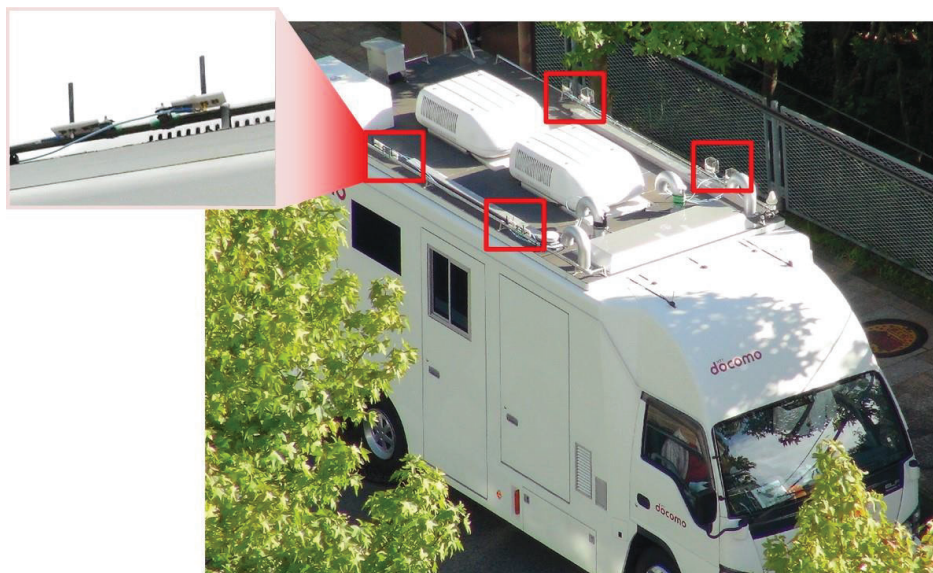


図 5.11 屋外伝搬実験の様様

5.3.3 伝搬データを用いた計算機シミュレーションによるスループット評価

前項で得た伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより，BS の分散化による面的な平均スループット向上効果を，屋内外の実環境で評価する．計算機シミュレーション諸元は表 5.1 と同一であるが，実験装置の能力に合わせて， $N_{BS} = 16$ ， $N_{MS} = 1$ ， $M = 8$ とした．

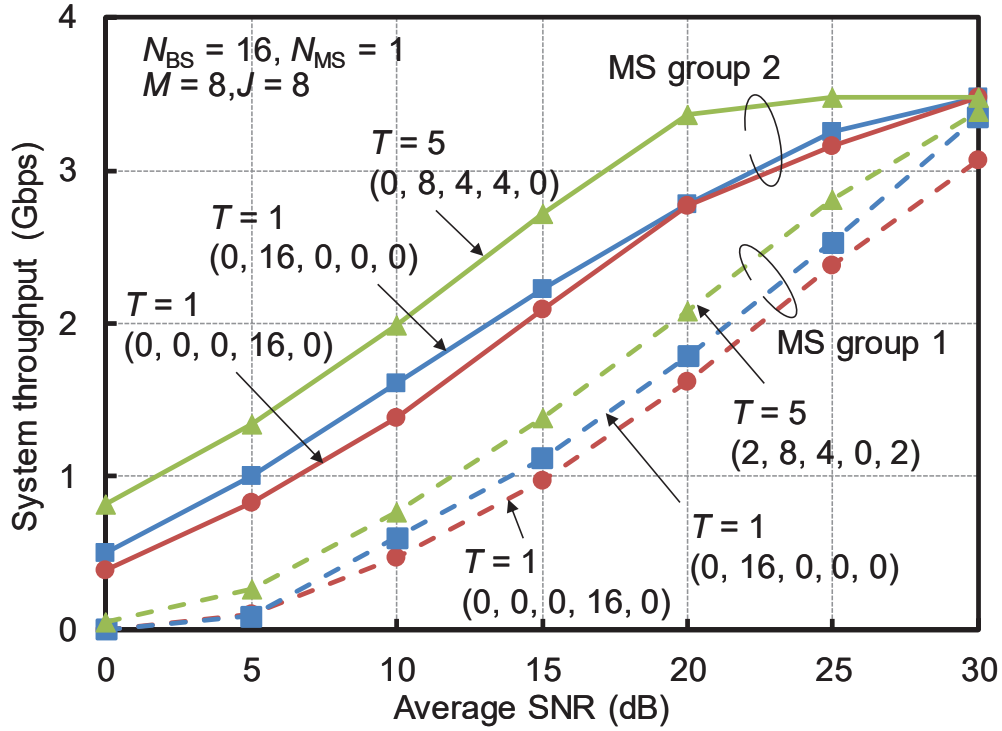


図 5.12 屋内伝搬実験での MS グループに対するシステムスループット

このとき、MS あたりの最大スループットは 435 Mbps となる。

屋内伝搬実験結果を用いた計算機シミュレーションによる、平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを図 5.12 に示す。同図では、図 5.8 に示す MS グループ 1 あるいは MS グループ 2 の MS のみを利用しており、BS を分散化する場合、各 TP の各素子の合計 80 素子から 16 素子を選択する全組み合わせでのキャパシティをそれぞれ計算し、キャパシティが最大となる素子の組み合わせを用いて伝送を行っている。ここで、キャパシティ C bps/Hz は次式から求めている。

$$C = \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^J \min(\log_2(1 + \lambda'_{j,m_j}), g) \quad (5.3)$$

ただし、 λ'_{j,m_j} は(2.7)の $\mathbf{H}_j \mathbf{W}_{T_j}$ の固有値、 g は変調多値数をそれぞれ表す。本評価では、最大の変調多値数は 256QAM であるため、 $g = 8$ に設定した。

図 5.12 には、括弧内に左から TP #1 から TP #5 の順に選択した素子数を示している。同図には、BS を分散化した場合と、TP #2 あるいは TP #4 のみで 16 素子を用いて伝送する集中配置の場合とをそれぞれ示している。

結果から、BS の分散化によりスループットを向上できていることが確認できる。また、MS グループ 1 に関して、TP #2 のみを用いる場合は TP #4 のみを用いる場合と比較してスループットが向上しており、さらに、分散化した場合 TP #4 は利用されていないことがわか

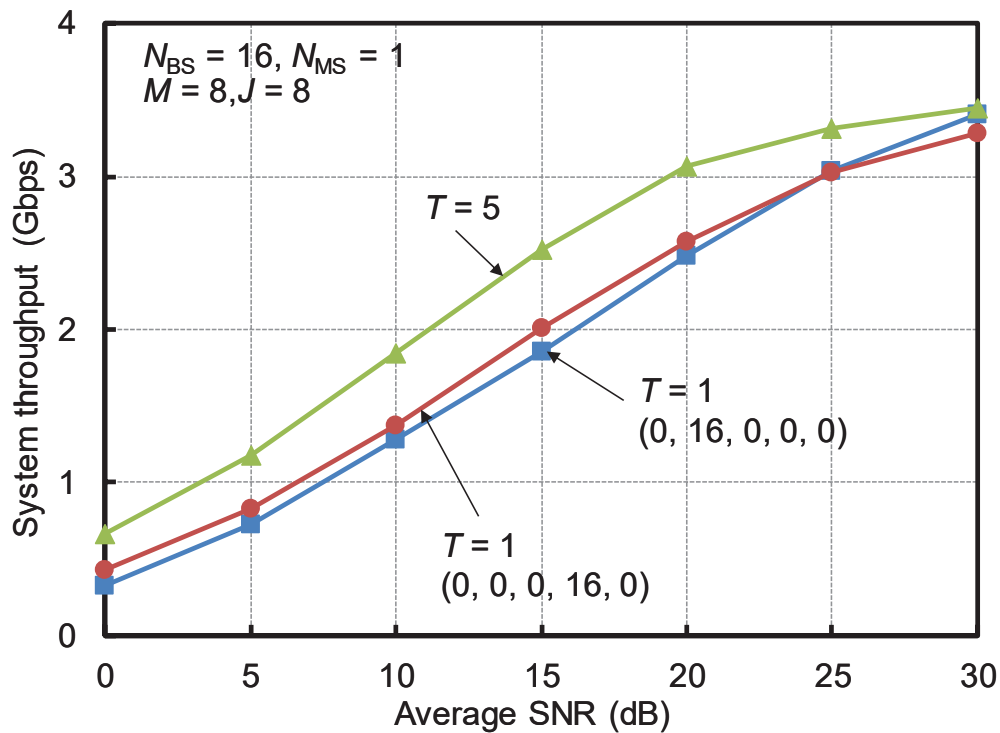


図 5.13 屋内伝搬実験でのエリア全体に対する平均システムスループット

る．このことから，TP#4はMSグループ1に近いもののアンテナの背面方向にあり，伝送を行うためには反射波を利用する必要があるために伝搬損失と反射減衰により受信電力が低下している一方で，他のTPはアンテナ正面方向にMSが位置しており，高い受信電力が得られていると考えられる．つまり，分散化によりエリア全体の受信電力格差の抑制効果が得られていることが分かる．次に，MSグループ2に着目すると，分散化時はTP#2が最も多い素子を用いており，TP#1とTP#5は一切素子が利用されていないことがわかる．このことから，遠方に位置するTPを利用することなく，近接しているTP，あるいは受信電力が高くなるTPを積極的に利用することで平均スループットのさらなる向上が期待できることが分かる．

次に，図 5.13 に，図 5.8 に示す全 MS からランダムに 8 台を選択し，都度，(5.3)によりキャパシティを計算した結果に基づき，最適な TP およびその素子を選択した場合の面的な平均システムスループットを示す．SNR の定義は 1 ストリームあたりの送信電力対 1 アンテナあたりの受信雑音電力比である．同図から，屋内実環境においても， $T = 1$ に対して $T = 5$ と TP を分散させることで伝送エリア内の受信電力分布の格差を抑制できており，面的な平均スループットの向上が実現できている．例えば，平均 SNR が 20 dB である場合に着目すると， $T = 1$ として TP #4 のみ利用する場合に対して， $T = 5$ に分散することで約 25 % スループットを向上できている．また，SNR が 30 dB の場合では $T = 1$ と $T = 5$ はほぼ同等であるのに対し，SNR が低下，つまり全 TP 合計の総送信電力が低下した場合， $T = 1$ より

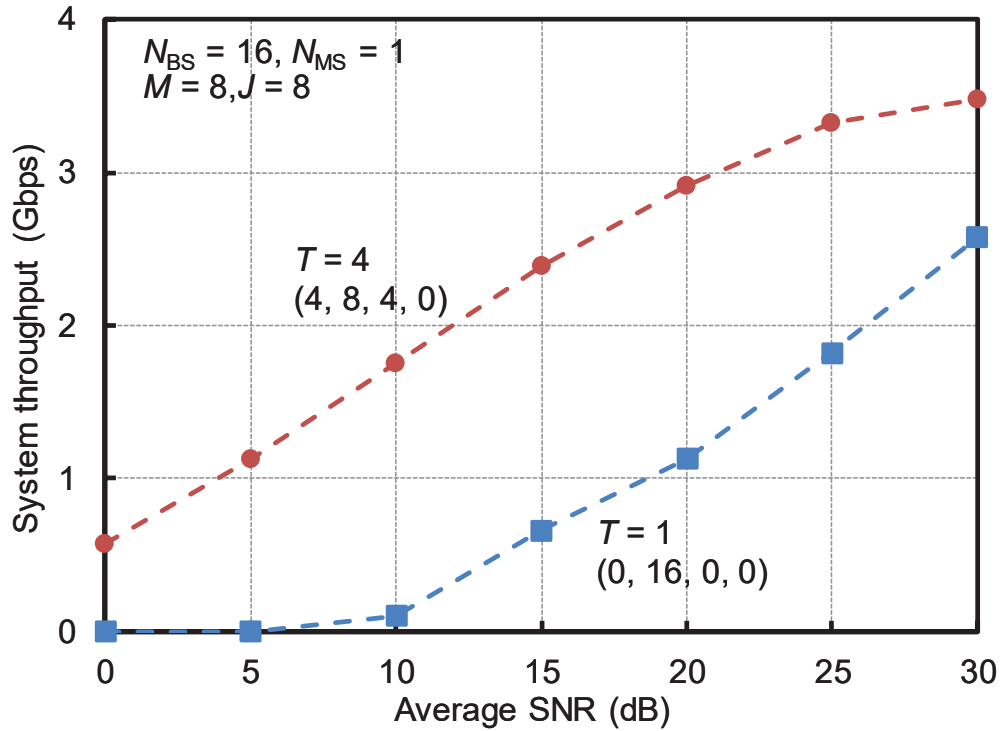


図 5.14 屋外伝搬実験でのシステムスループット

も $T=5$ とすることでエリア全体の受信電力の低下を抑制でき、平均スループットを向上できたと考えられる。

また、図 5.14 には、屋外環境における平均 SNR に対する 8 台の MS 合計のシステムスループットを示す。本評価では、 $T=1$ として TP #2 のみを用いた場合と、 $T=4$ として(5.3)のキャパシティが最大となる TP の素子を 16 個選択した場合とを示している。結果から、 $T=4$ と分散化することで、 $T=1$ に対してスループットを大幅に向上できており、例えば SNR が 20 dB の場合にはスループットが約 2.5 倍に向上している。これは、 $T=1$ の場合には、1 方向から電波が MS に到来するのに対して、 $T=4$ と分散させたことでアンテナ素子間隔が広がり、アンテナ間の相関が低減され、BD による直交化時に必要なエネルギーを削減できているためである。

以上の屋内外伝搬実験結果を用いた計算機シミュレーションにより、分散化により、受信電力格差を抑制し、また、BS のアンテナ間の相関を低減できるために、実環境でも平均スループットを向上できることを明らかにした。

5.4 結言

本章では、BS のアンテナ素子を複数 TP に分散化することで、MS の受信電力分布の格差

を抑制でき、面的な平均スループットを向上できることを明らかにした。まず、伝搬モデルを用いた計算機シミュレーションにより、特定環境において分散化による平均スループット向上効果を明らかにした。そして、分散度合いを変化させることで平均スループットの向上効果を一層高められることを示した。さらに、様々な環境においても分散化が有効であることを示すために、実験装置を用いた屋内外伝搬実験結果を用いた計算機シミュレーションによる評価により、実環境でも平均スループットの向上が可能なことを示し、分散化によりスループットの平均値を高められることを明らかにした。

第6章

結論

本論文は、5G による高速な無線通信実現を目的に、BS の多素子アンテナを活用した高速無線アクセス技術により、4G と比較して最大スループットに加え平均スループットの向上を図り高速な無線通信を実現する研究に関する成果をまとめたものである。以下に、本研究で得られた成果を総括して述べる。

第2章では、多数の MIMO ストリームを多重し、周波数利用効率を向上させるための方策として、下りリンクでは MS 間やストリーム間の干渉抑制技術を、上りリンクでは繰り返し信号検出技術についてそれぞれ述べた。下りリンクでは、MS 間の通信路を直交させるウェイト行列を生成する、BD と固有ベクトルに基づく ZF について述べるとともに、多素子アンテナを用いることで最大スループットの向上が期待できるが、そのウェイト行列生成に要する演算量の増加という課題克服が必要であることを示した。また、上りリンクにおいては、繰り返し信号検出として、MF に基づいてビリーフを生成し、そのビリーフからソフトシンボルレプリカを生成して干渉キャンセルを行う MF-GaBP が、多素子アンテナを利用することで適切に動作することを示すとともに、アンテナ間の相関が高い場合には、MF-GaBP の信号検出精度が劣化する課題を克服する必要性を述べた。そして、一定の範囲の空間における平均スループットの向上のため、BS の分散化による MS の受信電力分布の格差を平滑化しつつ、分散化の実現において分散度合いの設計が重要な課題であることを明確にした。

第3章では、BS に多素子アンテナを実装した場合の、上下リンクの多重技術による最大スループットの向上について、伝搬モデルを用いた計算機シミュレーションにより評価した。下りリンクでは、多数のアンテナ素子を用いた信号処理は膨大な演算量が必要となる課題に対し、BF と伝搬チャネルを組み合わせ、信号処理をビーム数の次元で実施する FBCP を提案した。FBCP により、BS のアンテナ素子数の半数程度のビーム数でも、100 MHz 幅で 5 Gbps 超のシステムスループットを達成できることを明らかにした。上りリンクでは、BS あるいは MS のアンテナ間の相関が高い場合、MF-GaBP において残留干渉の影響が顕著

となり、検出精度が低下する問題について述べ、その解決策として MMSE による推定信号を MF-GaBP の繰り返し 1 回目の干渉キャンセルにおけるソフトシンボルとして用いる手法を提案した。計算機シミュレーションにより、本章で用いた伝搬モデルの場合には、MF-GaBP のみと、MMSE を組み合わせた MF-GaBP のいずれの場合にも、理想的に干渉キャンセルが動作する場合と同等の BER 特性を達成できることを示した。また、上りリンクにおいて BS のアンテナ素子数と同数の MIMO ストリームを多重できることを示した。以上から、上下リンクにおいて多数の MIMO ストリームを多重し、最大スループットの向上が可能であることを明らかにした。

第 4 章では、第 3 章で評価した上下リンクの MIMO ストリーム多重技術の実環境への適用のため、実験装置を用いた屋内外実験による有効性の評価を実施した。伝搬実験結果を用いた計算機シミュレーションにより、FBCP のスループットを評価し、屋内環境では反射波を有効に活用できるため、NLOS 環境でも LOS 環境と同等の受信電力に対するスループットが得られることを明らかにした。また、屋外環境では、反射経路が長くなりやすいため、直接波と反射波との伝搬損失差が大きく、直接波と反射波を用いる LOS 環境と比較して、反射波のみを用いる NLOS 環境では第 1 固有値と第 2 固有値の利得差が小さく、同一受信 SNR の条件、つまり固有値総和が一定の条件では、LOS 環境は NLOS 環境と比較して第 1 固有値が高いため、より多数の変調多値数や高い符号化率を用いることができ、高いスループットを達成できることを確認した。また、屋内外双方で、100 MHz 幅で 5 Gbps 以上のスループットを達成可能なことを明らかにした。上りリンクについては、屋内伝搬データを用いた計算機シミュレーションにより MF-GaBP の BER 特性を評価した。実験装置は限られたアンテナスペースに多くの素子を収容するため 1 素子に 2 偏波を実装しているが、同一素子の偏波間の相関が他のアンテナ同士の相関に比べて極端に高くなり、MF-GaBP では残留干渉により誤り率特性にエラーフロアが見られる。一方、MMSE と MF-GaBP を組み合わせることでエラーフロアを解消でき、また、誤り率特性は理想的な干渉キャンセルを行った場合の特性に漸近することから、アンテナ間相関が高く、瞬時通信路行列の相関が高くなる環境においても、BS と同数の MIMO ストリームを多重できることを示した。以上から、実環境においても多数の MIMO ストリームを多重でき、最大スループットの向上が可能であることを明らかにした。

第 5 章では、BS の分散化における分散度合いの設計を行い、面的な平均スループットの向上を行った。まず、BS のアンテナ素子を複数の TP に分散配置することで、エリア全体での MS の受信電力格差を抑制し、平均スループットを向上できることを計算機シミュレーションにより示した。また、TP 数を変化させ、エリア内の分散度合いがスループットに与える影響を評価し、TP 数を無尽蔵に増やすよりも、TP あたりのアンテナ利得を加味して各 TP は一定数の素子を有するように分散化することで、平均スループットをより一層向上できることを示した。さらに、伝搬環境によって分散度合いがスループットに与える影響は異なると考えられるため、実験装置を用いて屋内外の実環境の伝搬データを取得し、その伝

搬データを用いた計算機シミュレーションを実施した。その結果、受信電力が大きくなる複数の TP およびその TP に配置された素子を積極的に活用することで、1 箇所の TP のみを用いる場合と比較して面的な平均スループットの総量を向上できることを示した。以上から、BS の分散化により、実環境を含めて、面的な平均スループットを向上でき、5G における平均スループットを向上できることを明らかにした。

上記の研究成果より本論文の総括を行う。5G による高速通信を実現する上で、本論文では、高速通信を最大スループットと平均スループットの 2 つの側面で捉え、さらには装置実装という観点も視野に研究を行った。単に最大スループットや平均スループットを向上させる手法に留まらず、装置実装の観点で、演算量を削減し最大スループットを向上させる手法や、エリア内の BS 素子数を増加させることなく平均スループットを向上させる手法を研究し、計算機シミュレーションと実験の双方から、これら無線アクセス技術により高速通信を実現できることを明らかにした。ただし、本論文では 4.5 GHz 帯のみでの計算機シミュレーションおよび実験であり、5G の商用で利用される帯域である 28 GHz 帯においても、今後、提案手法の有効性評価を行っていく必要がある。無線通信システムは、限られた周波数資源の中で高速通信を実現していくことが求められており、本論文のこれらの多素子アンテナを用いた無線アクセス技術により、4G と比較して周波数利用効率を向上させ、高速通信を実現する方策を示すことができた。現在の携帯電話の利用形態は、コミュニケーションやエンターテインメントが主であるが、高速通信を実現することで、4G まででは実現できなかったサービスやソリューションの提供が可能となり、医療や教育など様々な分野での社会課題解決への貢献も期待できる。今後、持続的に無線通信システムが発展して、その用途を拡大し、利便性を向上させるためには、より一層のスループットの向上もさることながら、無線であるがゆえの通信の不安定性の抑制、バックホールの大容量化、山間部など BS 敷設困難箇所への通信環境提供、などの問題解決が必要と考えられる。本研究で提案した無線アクセス技術が、将来、無線通信システムに求められる多種多様なサービスの実現に求められる高速通信の実現に向けた一助となることを祈念する。

参考文献

- [1] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, “Mobile Communications Systems for 2020 and Beyond,” <http://www.arib.or.jp/english/20bah-wp-100.pdf>, Oct. 2014.
- [2] Cisco, “Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017-2022 White Paper,” <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.html>, Feb. 2019.
- [3] 中村 武宏, ベンジャブール アナス, 岸山 祥久, “LTE の発展と将来無線技術の展望,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 111, no. 451, RCS2011-334, pp. 107-114, 2012 年 3 月.
- [4] Hiroyuki Ishii, Yoshihisa Kishiyama and Hideaki Takahasi, “A Novel Architecture for LTE-B, C-Plane/U-Plane Split and Phantom Cell Concept,” IEEE Globecom 2012 Workshop, pp. 624-630, Dec. 2012.
- [5] NTT ドコモ, “5G ホワイトペーパー,” https://www.nttdocomo.co.jp/binary/pdf/corporate/technology/whitepaper_5g/DOCOMO_5G_White_PaperJP_20141006.pdf, Sep. 2014.
- [6] 吉野 仁, 山口 良, 三上 学, “自動運転を支援する 5G 超低遅延通信の実証試験 -トラック隊列走行への適用-,” 電子情報通信学会 2018 年総合大会, BP-1-5, 2018 年 3 月.
- [7] 岸山 祥久, “5G で変わるスマホ通信,” 電子情報通信学会誌, vol. 101, no. 11, pp. 1074-1077, 2018 年 11 月.
- [8] 堀越 力, “「持つ」から「身につける」へと変わるモバイル端末,” 電子情報通信学会誌, vol. 98, no. 5, pp. 425-430, 2015 年 5 月.
- [9] IMT Vision, “Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond,” ITU-R, Recommendation, M.2083-0, Sep. 2015.
- [10] 総務省, “第 5 世代移動通信システム(5G)の導入のための特定基地局の開設計画の認定,” http://www.soumu.go.jp/main_content/000613734.pdf, 2019 年 4 月.
- [11] Gerard J. Foschini and Michael J. Gans, “On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multiple Antennas,” Wireless Personal Commun., vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [12] 3GPP, TR 36.913 (V1.0.0), “Requirements for Further Advancements for Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) (LTE-Advanced) (Release 10),” Mar. 2011.
- [13] 3GPP, TS 38.214 (V15.3.0), “Physical Layer Procedures for Data (Release 15),” Sep. 2018.
- [14] 長 敬三, 山口 良, 蔣 恵玲, “次世代移動通信システム実現に向けた基地局・端末アンテナ技術,” 電子情報通信学会誌, vol. J91-B, no. 9, pp. 886-900, 2008 年 9 月.
- [15] Paolo Banelli and Saverio Cacopardi, “Theoretical Analysis and Performance of OFDM Signals in Nonlinear AWGN Channels,” IEEE Trans. on Commun., vol. 48, no. 3, pp. 430-441, Mar. 2000.

- [16] Fredrik Rusek, Daniel Persson, Buon Kiong Lau, Erik G. Larsson, Thomas L. Marzetta, Ove Edfors and Fredrik Tufvesson, "Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013.
- [17] Koppiseti Naga Raghavendra Surya Vara Prasad, Ekram Hossain and Vijay K. Bhargava, "Energy Efficiency in Massive MIMO-Based 5G Networks: Opportunities and Challenges", *IEEE Wireless Commun. Magazine*, vol. 24, no. 3, pp. 86-94, Jan. 2017.
- [18] Omar El Ayach, Robert W. Heath, Shadi Abu-Surra, Sridhar Rajagopal and Zhouyue Pi, "Low Complexity Precoding for Large Millimeter Wave MIMO System," *IEEE International Conference on Communications 2012*, pp. 3724-3729, June 2012.
- [19] John Brady, Nader Behdad and Akbar Sayeed, "Beamspace MIMO for Millimeter-Wave Communications: System Architecture, Modeling, Analysis, and Measurements," *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 61, no. 7, pp. 3814-3827, July 2013.
- [20] Richard A. Stirling-Gallacer and Md Saifur Rahman, "Multi-User MIMO Strategies for a Millimeter Wave Communication System Using Hybrid Beamforming," *IEEE International Conference on Communications 2015*, pp.1-10, June 2015.
- [21] Shohei Yoshioka, Satoshi Suyama, Tatsuki Okuyama, Jun Mashino and Yukihiro Okumura, "5G Massive MIMO with Digital Beamforming and Two-Stage Channel Estimation for Low SHF Band," *IEEE Wireless Days 2017*, pp. 107-112, Mar. 2017.
- [22] Shinya Kumagai, Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, "Joint Tx/Rx Signal Processing for Distributed Antenna MU-MIMO Downlink," *IEEE Vehicular Technology Conference 2016 Fall*, pp. 1-7, Sep. 2016.
- [23] Takashi Seyama, Masafumi Tsutsui, Tatsuki Oyama, Takaharu Kobayashi, Takashi Dateki, Hiroyuki Seki, Morihiko Minowa, Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama and Yukihiro Okumura, "Study of Coordinated Radio Resource Scheduling Algorithm for 5G Ultra High-Density Distributed Antenna Systems," *IEEE Asia Pacific Wireless Communications Symposium 2016*, pp.1-6, Aug. 2016.
- [24] Yuta Seki and Fumiyuki Adachi, "Downlink Capacity Comparison of MMSE-SVD and BD-SVD for Cooperative Distributed Antenna Transmission Using Multi-User Scheduling," *IEEE Vehicular Technology Conference 2017 Fall*, pp. 1-5, Sep. 2017.
- [25] 須山 聡, シン キユン, 小原 辰徳, 角 誠, 中島 光雅, 奥村 幸彦, "高周波数帯を用いた超高速 Massive MIMO 伝送の基本特性," *電子情報通信学会技術研究報告*, vol. 113, no. 246, RCS2013-165, pp. 133-138, 2013 年 10 月.
- [26] Quentin H. Spencer, Arnold Lee Swindlehurst and Martin Haardt, "Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 53, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [27] Liang Sun and Matthew R. McKay, "Eigen-Based Transceivers for the MIMO Broadcast Channel with Semi-Orthogonal User Selection," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 58, no. 10, pp. 5246-5261, Oct. 2010.
- [28] Quentin H. Spencer and Martin Haardt, "Capacity and Downlink Transmission Algorithms for a Multi-User MIMO Channel," *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2002*, pp. 1384-1388, Dec. 2002.

- [29] Thulasiram Jonna, Siva Kishore Reddy and Jeniston Klutto Milleth, "Rank and MIMO Mode Adaptation in LTE," IEEE Advanced Networks and Telecommunications Systems 2013, pp.1-6, Dec. 2013.
- [30] Takumi Takahashi, Shinsuke Ibi and Seiichi Sampei, "Design of Criterion for Adaptively Scaled Belief in Iterative Large MIMO Detection," IEICE Trans. on Commun., vol. E102-B, no. 2, pp. 285-297, Feb. 2019.
- [31] Takumi Takahashi, Antti Tölli, Shinsuke Ibi and Seiichi Sampei, "Layered Belief Propagation for Low-Complexity Large MIMO Detection Based on Statistical Beams," IEEE International Conference on Communications 2019, pp.1-6, May 2019.
- [32] 唐沢 好男, "Massive MIMO チャネルの漸近固有値分布と通信路容量," 電子情報通信学会誌, vol. J99-B, no. 9, pp. 637-645, 2016 年 9 月.
- [33] Allert Van Zeist, Richard Van Nee and Geert A. Awater, "Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM System," IEEE Vehicular Technology Conference 2000 Spring, pp. 1070-1074, May 2000.
- [34] 衣斐 信介, 三瓶 政一, "[招待講演] 大規模 MIMO のための統計的信号検出," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 115, no. 396, RCS2015-310, pp. 167-172, 2016 年 1 月.
- [35] David Pham, Krishna R. Pattipati, Peter Willett and Jie Luo, "A Generalized Probabilistic Data Association Detector for Multiple Antenna Systems," IEEE Commun. Lett., vol. 8, no. 4, pp. 205-207, Apr. 2004.
- [36] Shaoshi Yang, Tiejun Lv, Robert G. Maunder and Lajos Hanzo, "From Nominal to True a Posteriori Probabilities: An Exact Bayesian Theorem Based Probabilistic Data Association Approach for Iterative MIMO Detection and Decoding," IEEE Trans. on Commun., vol. 61, no. 7, pp. 2782-2793, July 2013.
- [37] Javier Céspedes, Pablo M. Olmos, Matilde Sánchez-Fernández and Fernando Perez-Cruz, "Expectation Propagation Detection for High-Order High-Dimensional MIMO Systems," IEEE Trans. on Commun., vol. 62, no. 8, pp. 2840-2849, Aug. 2014.
- [38] Keigo Takeuchi, "Rigorous Dynamics of Expectation-Propagation-Based Signal Recovery from Unitarily Invariant Measurements," IEEE International Symposium on Information Theory 2017, pp. 501-505, June 2017.
- [39] Robert J. Mailloux and George. R. Forbes, "An Array Technique with Grating-Lobe Suppression for Limited-Scan Applications," IEEE Trans. on Antennas Propag., vol. 21, no. 5, pp. 597-602, Sep. 1973.
- [40] Pragnan Chakravorty and Durbadal Mandal, "Grating Lobe Suppression with Discrete Dipole Element Antenna Arrays," IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol. 15, pp. 1234-1237, Nov. 2015.
- [41] Toshiyuki Tanaka, "A Statistical-Mechanics Approach to Large-System Analysis of CDMA Multiuser Detectors," IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. 48, no. 11, pp. 2888-2910, Nov. 2002.
- [42] David L. Donoho, Arian Maleki and Andrea Montanari, "Message-Passing Algorithms for Compressed Sensing," Nat. Acad. Sci., vol. 106, no. 45, pp. 18914-18919, Nov. 2009.
- [43] Mohsen Bayati and Andrea Montanari, "The Dynamics of Message Passing on Dense Graphs, with Applications to Compressed Sensing," IEEE Trans. on Inf. Theory, vol. 57, no. 2, pp. 764-

- 785, Feb. 2011.
- [44] Pritam Som, Tanumay Datta, Ananthanarayanan Chockalingam and Balaji Sundar Rajan, "Improved Large-MIMO Detection Based on Damped Belief Propagation," IEEE Information Theory Workshop 2010, pp.1-5, Jan. 2010.
 - [45] Lei Liu, Chau Yuen, Yong Liang Guan, Ying Li and Yuping Su, "Convergence Analysis and Assurance for Gaussian Message Passing Iterative Detector in Massive MU-MIMO Systems," IEEE Trans. on Wireless Commun., vol. 15, no. 9, pp. 6487-6501, Sep. 2016.
 - [46] Eeva Lähtekangas, Kari Pajukoski, Jaakko Vihriälä, Gilberto Berardinelli, Mads Lauridsen, Esa Tirola and Preben Mogensen, "Achieving Low Latency and Energy Consumption by 5G TDD Mode Optimization," IEEE International Conference on Communications 2014 Workshop, pp. 1-6, June 2014.
 - [47] Hemanth Sampath, Petre Stoica and Arogyaswami Paulraj, "Generalized Linear Precoder and Decoder Design for MIMO Channels Using the Weighted MMSE Criterion," IEEE Trans. on Commun., vol. 49, no. 12, pp. 2198-2206, Dec. 2001.
 - [48] Tatsunori Obara, Satoshi Suyama, Jiyun Shen and Yukihiro Okumura, "Joint Processing of Analog Fixed Beamforming and CSI-Based Precoding for Super High Bit Rate Massive MIMO Transmission Using Higher Frequency Bands," IEICE Trans. on Commun., vol. E98-B, no. 8, pp. 1474-1481, Aug. 2015.
 - [49] 須山 聡, 奥山 達樹, 奥村 幸彦, "5G 実現に向けた低 SHF 帯 Massive MIMO 伝送におけるデジタルビームフォーミング方式の特性評価," 電子情報通信学会 2016 年総合大会, B-5-3, 2016 年 3 月.
 - [50] Afif Osseiran, Jose F. Monserrat and Patrick Marsch, "5G Mobile and Wireless Communication Technology," Cambridge, UK: Cambridge University Press, June 2016.
 - [51] 奥山 達樹, 吉岡 翔平, 須山 聡, 奥村 幸彦, "低 SHF 帯デジタルビームフォーミングを用いる 5G Massive MIMO 伝送におけるカバレージ評価," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 11, RCS2016-14, pp. 77-82, 2016 年 4 月.
 - [52] Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino, Kazushi Muraoka, Kohei Izui, Kenichiro Yamazaki and Yukihiro Okumura, "Performance Evaluation of Low Complexity Digital Beamforming Algorithms by Link-level Simulations and Outdoor Experimental Trials for 5G Low-SHF-Band Massive MIMO," IEICE Trans. on Commun., vol. E102-B, no.8, pp. 1382-1389, Aug. 2019.
 - [53] 3GPP, TR 36.873 (V12.5.1), "Study on 3D Channel Model for LTE (Release 12)," July 2017.
 - [54] 野勢 大輔, 棚田 一夫, 佐藤 俊文, 丸田 靖, 望月 拓志, 平部 正司, 早川 誠, 奥山 達樹, 増野 淳, 須山 聡, 奥村 幸彦, "5G 向け低 SHF 帯超多素子アクティブアンテナシステム開発と基本特性," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 479, RCS2016-310, pp. 127-131, 2017 年 3 月.
 - [55] Bo Zhou, Baoming Bai, Ying Li, Daqing Gu and Yajuan Luo, "Chordal Distance-Based User Selection Algorithm for the Multiuser MIMO Downlink with Perfect or Partial CSIT," IEEE Advanced Information Networking and Applications 2011, pp. 77-82, Mar. 2011.
 - [56] Hiroyuki Miyazaki, Satoshi Suyama, Tatsuki Okuyama, Jun Mashino and Yukihiro Okumura, "User Selection and Rank Adaptation for Multi-User Massive MIMO with Hybrid Beamforming,"

IEEE Vehicular Technology Conference 2017 Fall, pp. 1-5, Sep. 2017.

本論文に関する原著論文

A. 論文

1. Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino and Yukihiro Okumura, “5G Distributed Massive MIMO with Ultra-High Density Antenna Deployment in Low SHF Bands,” IEICE Trans. on Commun., vol. E100-B, no. 10, pp. 1921-1927, Oct. 2017.
2. Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino, Kazushi Muraoka, Kohei Izui, Kenichiro Yamazaki and Yukihiro Okumura, “Performance Evaluation of Low Complexity Digital Beamforming Algorithms by Link-Level Simulations and Outdoor Experimental Trials for 5G Low-SHF-Band Massive MIMO,” IEICE Trans. on Commun., vol. E102-B, no.8, pp. 1382-1389, Aug. 2019.

B. 国際会議

1. Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino and Yukihiro Okumura, “Flexible Antenna Deployment for 5G Distributed Massive MIMO in Low SHF Bands,” IEEE International Conference on Signal Processing and Communication Systems 2016, pp. 1-6, Dec. 2016.
2. Tatsuki Okuyama, Jun Mashino, Satoshi Suyama, Yukihiro Okumura, Kotaro Shiizaki, Chiyoshi Akiyama, Hiroyuki Seki, Masafumi Tsutsui and Morihiko Minowa, “Antenna Deployment of 5G Ultra High-Density Distributed Massive MIMO by Low-SHF-Band Indoor and Outdoor Experiments,” IEEE Vehicular Technology Conference 2017 Fall, pp. 1-5, Sep. 2017.
3. Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino, Shohei Yoshioka, Yukihiro Okumura, Kenichiro Yamazaki, Daisuke Nose and Yasushi Maruta, “Experimental Evaluation of Digital Beamforming for 5G Multi-Site Massive MIMO,” IEEE Wireless Personal Multimedia Communications 2017, pp. 476-480, Dec. 2017.
4. Tatsuki Okuyama, Satoshi Suyama, Jun Mashino, Yukihiro Okumura, Kohei Izui and Kenichiro Yamazaki, “5G Experimental Trials of 4.5 GHz Band Digital Beamforming in Dense Urban Area,” IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications 2018, pp. 1130-1131, Sep. 2018.
5. Tatsuki Okuyama, Kazushi Muraoka, Satoshi Suyama, Jun Mashino, Yukihiro Okumura, Shinsuke Ibi, Takumi Takahashi and Seiichi Sampei, “Uplink Multi-User Massive MIMO using Gaussian BP in Highly Correlated Actual Environments,” IEEE Vehicular Technology

C. 研究会

1. 奥山 達樹, 吉岡 翔平, 須山 聡, 奥村 幸彦, “低 SHF 帯デジタルビームフォーミングを用いる 5G Massive MIMO 伝送におけるカバレッジ評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 11, RCS2016-14, pp. 77-82, 2016 年 4 月.
2. 奥山 達樹, 須山 聡, 増野 淳, 奥村 幸彦, 椎崎 耕太郎, 秋山 千代志, 筒井 正文, 関 宏之, 箕輪 守彦, “5G 低 SHF 帯超高密度分散アンテナシステムにおける屋内外伝搬実験結果を用いたアンテナ構成に対する特性評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 116, no. 479, RCS2016-311, pp. 133-138, 2017 年 3 月.
3. 奥山 達樹, 吉岡 翔平, 山崎 健一郎, 野勢 大輔, 須山 聡, 増野 淳, 丸田 靖, 奥村 幸彦, “5G 低 SHF 帯 Massive MIMO における屋外実験結果を用いたサイト間連携ビームフォーミングの特性評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 117, no. 103, RCS2017-56, pp. 37-42, 2017 年 6 月.
4. 奥山 達樹, 泉井 康平, 山崎 健一郎, 須山 聡, 増野 淳, 奥村 幸彦, “5G 低 SHF 帯 Massive MIMO における屋外実験によるデジタルビームフォーミングの特性評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 117, no. 456, RCS2017-352, pp. 203-208, 2018 年 3 月.

D. 大会発表

1. 奥山 達樹, 須山 聡, 奥村 幸彦, “5G 低 SHF 帯超高密度分散アンテナシステムのスループット特性におけるアンテナ配置の影響,” 電子情報通信学会 2016 年総合大会, B-5-18, 2016 年 3 月.
2. 奥山 達樹, 須山 聡, 増野 淳, 奥村 幸彦, 椎崎 耕太郎, 秋山 千代志, 筒井 正文, 関 宏之, 箕輪 守彦, “5G 低 SHF 帯超高密度分散アンテナシステムにおける屋外伝搬実験結果を用いたアンテナ配置に対する特性評価,” 電子情報通信学会 2017 年総合大会, B-5-20, 2017 年 3 月.
3. 奥山 達樹, 増野 淳, 須山 聡, 奥村 幸彦, 秋山 千代志, 椎崎 耕太郎, 筒井 正文, 伊達木 隆, 関 宏之, 箕輪 守彦, “5G 低 SHF 帯超高密度分散アンテナシステムにおける屋内伝搬データを用いた送信素子選択基準に対する特性評価,” 電子情報通信学会 2017 年ソサイエティ大会, B-5-37, 2017 年 9 月.
4. 奥山 達樹, 須山 聡, 村岡 一志, 増野 淳, 奥村 幸彦, 小林 崇春, 秋山 千代志, 筒井 正文, 関 宏之, 箕輪 守彦, “超高密度分散アンテナシステムにおける送信点設計のための屋内伝送実験,” 電子情報通信学会 2019 年総合大会, B-5-71, 2019 年 3 月.
5. 奥山 達樹, 村岡 一志, 須山 聡, 奥村 幸彦, 衣斐 信介, 高橋 拓海, 三瓶 政一, “高相関チャネルにおける GaBP を用いた上りリンクマルチユーザ Massive MIMO,” 電子情報通信学会 2019 年ソサイエティ大会, B-5-43, 2019 年 9 月.

謝辞

本論文は、著者が株式会社NTTドコモ 5G イノベーション推進室在職中ならびに大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士後期課程在学中に行った研究を、大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 三瓶政一教授のご指導のもとにまとめたものであり、本研究を遂行するにあたり、終始懇切丁寧なるご指導、ご鞭撻を賜りましたことに深甚なる感謝の意を表します。

また、本研究を遂行し、本論文を執筆するにあたり有益なご教示、ご鞭撻を賜りました大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 馬場口登教授、丸田章博教授に深く感謝いたします。

ならびに、本研究を遂行し、研究成果をまとめるにあたり懇意なるご教示、ご助言を頂きました大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 衣斐信介准教授（現同志社大学理工学部准教授）に深く感謝の意を表します。

また、講義等を通じて情報通信工学の各分野に関して多大なご指導を賜るとともに本論文に関して多大なご指導を賜った大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 滝根哲哉教授、宮地充子教授、井上恭教授、大阪大学産業科学研究所 鷲尾隆教授、駒谷和範教授をはじめとする大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻情報通信工学コースの諸先生方に厚く感謝申し上げます。

さらに、本研究を進めるにあたり有益なご助言やご討論を頂いた大阪大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻 高橋拓海助教に深く御礼申し上げます。

また、本研究に当たり、日頃より熱心なご指導、ご鞭撻を頂いた、株式会社NTTドコモ 5G イノベーション推進室 奥村幸彦担当部長、須山聡担当課長、増野淳担当課長（現 NTT 未来ねっと研究所主任研究員）をはじめ、職場の皆様には研究遂行にあたり多大なるご協力をいただきましたことに深く感謝いたします。

最後に、日頃からの惜しみない援助、協力を頂いた家族に心から感謝いたします。