

博士学位論文

# 位相可変無給電アレーアンテナを用いた 無線通信品質制御法

岩手大学大学院 工学研究科  
電気電子情報システム工学専攻  
高橋 雄太

2020年3月23日

# 目次

第 1 章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 MIMO 通信技術の発展	1
1.1.2 MIMO 通信技術の課題	2
1.1.3 通信品質劣化に対する従来の対策	3
1.1.4 パッシブ中継方式の課題	5
1.2 本研究の目的	6
1.3 本論文の構成と概要	7
第 2 章 位相可変無給電アンテナアレーを用いた実験環境での伝搬経路制御に関する検討	9
2.1 位相可変トランスミッタアレー	9
2.1.1 トランスミッタアレーの基礎理論	9
2.1.2 試作した位相可変トランスミッタアレーの構成	11
2.1.3 位相可変トランスミッタアレーを用いた屋内伝搬実験	14
2.1.4 評価方法	15
2.1.5 実験結果	19
2.2 位相可変パッシブリピータ	23
2.2.1 位相可変パッシブリピータの基礎理論	23
2.2.2 試作した位相可変パッシブリピータ	23
2.2.3 位相可変パッシブリピータを用いた実験環境	30
2.2.4 実験結果	31
2.3 まとめ	37
第 3 章 位相可変無給電アンテナアレーによる決定論的移相量制御法	39
3.1 固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法	39
3.2 提案アルゴリズムの改善効果	42
3.3 提案アルゴリズムによる複数固有値向上法および改善効果	44

3.4	まとめ	46
第 4 章	モバイル通信における伝送品質評価	48
4.1	第 5 世代移動通信システムにおける技術課題	48
4.2	システムモデル	49
4.3	チャネルモデル	50
4.4	リンクレベルシミュレーション結果	52
4.5	まとめ	55
第 5 章	高速移動環境における通信品質評価	58
5.1	鉄道環境におけるビーム追従機能を採用した 28GHz 帯 Massive MIMO 下り伝送実験	58
5.1.1	実験背景	58
5.1.2	28GHz 帯 5G 試作伝送装置の概要	60
5.1.3	実験概要	64
5.1.4	鉄道環境における伝送特性 (90 km/h)	64
5.1.5	MS 設置場所別の伝送特性	67
5.2	移動環境への位相可変リフレクターの適用における効果検証	70
5.2.1	シミュレーション環境	70
5.2.2	結果	71
5.3	まとめ	72
第 6 章	結論	75
	謝辞	87

# 第1章 序論

## 1.1 本研究の背景

### 1.1.1 MIMO 通信技術の発展

近年、無線通信システムでは限られた周波数帯域で高密度な情報伝送を実現するために、送受信機双方にアレーアンテナを用いた MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術が利用されている [1]~ [8]. 無線チャネルを介しての通信は一般的にマルチパスフェージングによって多大な劣化が生じる. マルチパスは電磁波の散乱により異なる到来方向, 異なる遅延時間, 異なる周波数シフトの各々または全てを介して, 送信信号が受信機に到来することによって発生する. 衝突したマルチパス成分のランダムな重ね合わせにより, 受信信号の電力は角度広がりによる空間領域, 遅延広がりによる周波数領域, ドップラー広がりによる時間領域の各々または全ての領域で変動する. フェージングとして知られるこの信号レベルのランダムな変動は, 無線通信の品質や信頼性に大きく影響する. MIMO 伝送は, このようなマルチパスフェージングによって生じる空間領域・周波数領域・時間領域の独立した変動を用いることで, 従来の SISO (Single-Input Single-Output) 無線システムで扱われてきた周波数領域と時間領域に加えて, 送受信機の複数アンテナ構成により空間領域も扱えるようになる [9]~ [14].

MIMO 技術は無線 LAN やモバイル通信などに採用されており, 多くの人々がその恩恵に与っている. 前者は IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) によって策定された無線規格である IEEE 802.11n にて, 後者は 3GPP (Third Generation Partnership Project) にて策定された Release 8 にて, どちらも 2009 年に MIMO 技術が仕様として標準化された. これらの規格は  $4 \times 4$  MIMO までが機能セットとして含まれていたが 2009 年段階では, この  $4 \times 4$  MIMO 機能を活用する機会はなかった. 理由はモバイル通信に限っては基地局の 2 つの送信アンテナと UE (初期には USB スティック, 後にはスマートフォン) の 2 つの受信アンテナからなる基本構成は, すでに複雑でありスマートフォンに 4 つのアンテナを内蔵することは, この LTE (Long-Term Evolution) 商用システムの黎明期には技術的に困難だったためである [15]. しかしながら, 今日では伝送容量拡大の要求が高まると同時に, スマートフォンのデザインやチップセットが大幅に進化したことで,  $4 \times 4$  MIMO に対応したスマートフォンが一般に市販されている. また, 近年ではさらなる大容量通信を目的とし, 広い周波数帯を利用できるミリ波の検討がされている. 伝搬損失が大きいミリ波で広いエリアを形成するには, 多素子アンテナを用いた Massive MIMO

技術が必須となる。これは MIMO による空間多重を実現しながら、アンテナアレーの位相・振幅制御に基づくビームフォーミングによる大きなアンテナ利得を実現する技術である。ここでミリ波を活用した通信方式の国際標準化の動向に焦点を当てると、無線 LAN の規格策定が早期から行われた。IEEE802.15.3c では 60 GHz 帯のミリ波を用い、2 Gbps 以上の高速伝送技術によって、ハイビジョンの非圧縮映像のストリーム配信や、携帯端末への大容量コンテンツの配信などを旨として規格化作業が行われ、2009 年に標準化が完了している。その後、IEEE 802.11.ad が 60 GHz 帯を使う次世代無線 LAN として、2012 年 12 月に IEEE802.11WG (Working Group) により次世代高速無線 LAN 規格として策定された。規格策定を行うタスクグループ (TGad) では WiGig (Wireless Gigabit Alliance) が定めた MAC 層と PHY 層が提案され、結果として WiGig 規格がそのまま規格に取り入れられている。その特長は、屋内を想定した最大 10m 程度の通信距離で、最大 7 Gbps 近いデータ速度に対応するところにあり、セッションを維持したまま 2.4 GHz/5 GHz と 60 GHz 間をシームレスにセッション切り替える FST (Fast Session Transfer) 機能が備わっている。また、パスロスや障害物のある環境に対処した高速データ伝送を実現するためにビームフォーミングに対応したプロトコルが採用されている [16]。このように無線 LAN ではミリ波活用に関しては早期から標準化仕様を策定していたが、Massive MIMO 技術の活用に関する議論は行われていなかった。一方で、モバイル通信についてはトラフィック需要が全世界的に急増している。図 1.1 に示す全世界のモバイルトラフィックの予測を示す。年間およそ 50 % 近くの割合で増加し続けるモバイルネットワークのデータ需要を満たすためには、広いエリアで準ミリ波を含めた高周波数帯の活用が急務であり、そのためには、Massive MIMO 技術の実用化が必要となる。3GPP では第 5 世代移動通信システム (5G) への Massive MIMO の適用検討用の 3D 計算モデルを 2017 年に Release12 で策定した [17]~ [18]。この共通のシミュレーションモデルでの Massive MIMO の技術検討が活発化しており、準ミリ波以上の高周波数帯を活用したモバイルネットワークの商用化が現実的になってきた。

### 1.1.2 MIMO 通信技術の課題

MIMO 通信路は無線チャネル行列（以下、チャネル行列）を特異値分解 (SVD: Singular Value Decomposition) することで、送受信機における位相情報や振幅情報をパス毎（空間的に）に分離した表現で示せる。これはつまり送受信間のパス数に応じた独立な並列空間通信とみなし議論できることを意味しておりパス毎の通信品質を把握することが可能となる [20]。MIMO 通信は良好なパスが 2 つ以上ある場合に適用可能な技術であるが、無線通信環境によっては 2 つ以上のパスを確保できずにマルチストリーム伝送ができなくなる場面が数多く存在する。例えば、見通し外空間 (NLOS: Non Line-of-Sight) や閉所空間への無線通信サービスが見込まれる場合である。このような環境では、送受信のアンテナが複数あるにもかかわらず伝搬経路が限定されることでチャネル行列のランクが劣化する。この劣化により MIMO 伝送の固有パスが縮退しランクが 1 となる現象をキーホール効果 [21] と呼び、通信容量が劣化する [22]~[23]。

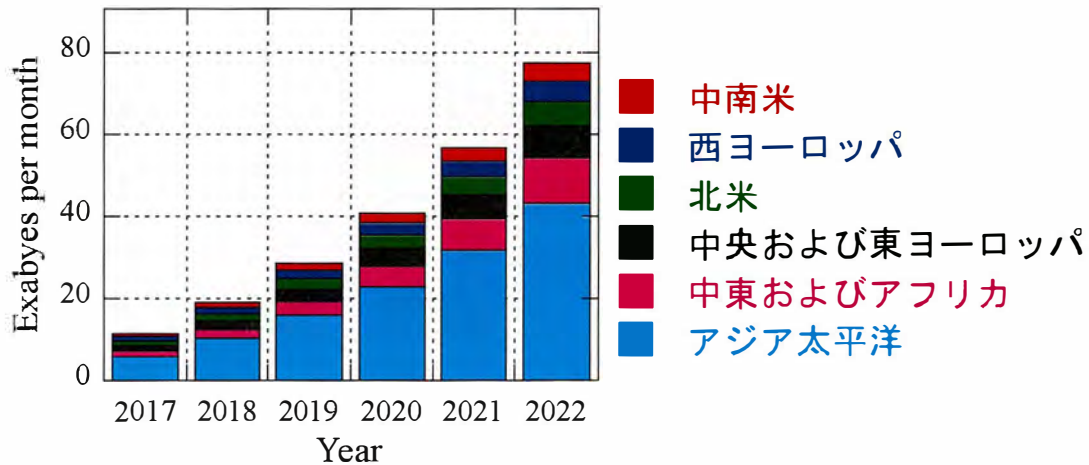


図 1.1: 全世界のモバイルデータトラフィックの予測（出典）CiscoVNI [19]

また、近年では広い周波数帯域を使用して大容量通信が可能なミリ波の利用が検討されているが、一方で高い直進性を持つためにシャドーイングによって通信品質が大きく劣化する。ミリ波は反射波の減衰量が大きいいため、見通し空間 (LOS: Line-of Sight) や NLOS を問わず、MIMO システムにて必要となる複数の良好なパスを確保することが非常に困難となる。これはつまりチャネル行列の特異値あるいは相関行列の固有値が縮退することを意味し伝送できる伝送容量が減少する。

### 1.1.3 通信品質劣化に対する従来の対策

キーホール環境やミリ波におけるシャドウイング (NLOS 環境) などで劣化した通信品質を改善する検討がなされている。代表的な例として中継器を使用し電波伝搬環境を改善する手法が挙げられる。中継方式は非再生中継 (AF: Amplify-and-Forward) と再生中継 (DF: Decode-and-Forward) の2方式が一般的に普及している [26] ~ [28]。AF 中継方式は受信した信号を中継器で増幅し、増幅された信号を送信する。この方法は、信号処理が不要であり装置のコストが比較的低下する点が長所である。一方、DF 中継方式は、送信機から到来した信号を中継器で復調・復号し、再度変調・符号化した信号を再送信する。雑音を除去して伝送するため高品質な長距離通信が可能である。弱電界や NLOS 環境などによって生じる電波不感エリアを補完する観点では AF 中継方式も DF 中継方式も非常に有効である。SISO 通信の無線品質の向上であれば非常にシンプルな構成で実現可能であるが、MIMO 通信のメリットであるマルチストリーム伝送が行えず通信容量は第1固有値に依存する。したがって、MIMO 通信のメリットを享受するためには図 1.2 に示すように、中継器を複数設置する構成にすることで第2固有値以降の改善も行う必要がある。また、図 1.2 では複数の中継器が独立した構成となっているが、1つの中継器に対して2アンテナ以上の送受信アレーアンテナを用いることで MIMO 通信を考慮した中継ネットワークを構築するこ

とができる。この構成の場合、伝搬経路の独立性の観点から中継器を構成するアレーアンテナの素子間隔が、MIMO 通信品質に影響を与える。一般的には素子間隔を広げ、アレーアンテナの開口面積を増やすことで MIMO 通信品質の改善量を大きくできる。AF 中継方式は信号を増幅するのみの機能であるため構造が単純であるが、信号と同時に雑音成分も増幅するため SINR (Signal-to-Interference plus Noise power Ratio) を改善することができない短所を持つ。つまり、信号電力が干渉電力や雑音電力より十分大きい段階で増幅を行う必要がある。さらに AF 中継機自体の送受信間で信号がループし発振する可能性があることから、フィードバックキャンセラを用いる必要もある。このため、エリア設計に対する制約やハードの複雑化といった課題がある。DF 方式は受信した信号を復号し、再符号化して再送信するため干渉電力や雑音電力を除去することが可能であることから、AF 中継方式と異なり SINR を大幅に改善する効果がある。一方で、一旦復調して変調するといった信号処理の過程を経ることから遅延が比較的大きくなりやすい。また、技術的ハードルが高い同時送受信を避ける場合、スケジューリングが必要となるため時間的なリソースを消費する課題がある。

これらの、AF 中継方式や DF 中継方式における課題を発生させることなく、無線通信品質を改善する方法としてパッシブ中継方式がある。この方式は受信信号の増幅中継や再生中継を行わずに再放射することで無線通信環境を改善する手法である。具体的な差分としては、パッシブ中継機は AF 中継方式や DF 中継方式といったアクティブ方式と異なり、電力を消費しないといった利点がある。また、アップ/ダウンリンク間で RF 系を共有可能で、容易に系を構築することが可能である。この手法の一つとして受信した信号を特定の固定方向へ再放射するパッシブリピータが提案されている [29]。この検討によれば中継器で受信した信号を電波不感エリアとなっている方向に再放射するようにあらかじめ中継器を設計することで、電波不感エリアに在圏する受信機とのコネクションを確立することが可能となる。また、パッシブリピータとは異なる手法で電波不感エリアをエリア化するアプローチとして、トランスミッタレーやリフレクタレーを使用し基地局から放射された電波を電波不感エリアに在圏する移動局側に透過もしくは反射させることで NLOS 環境の伝送容量を向上する手法が提案されている。例えば FSS (Frequency Selective Surface) をトランスミッタレーやリフレクタレーとして使用し、電波伝搬環境を改善する方法が提案されている [30]~[31]。特定の形状を持つ導体等のパターンを周期的に並べることにより構成される FSS は決まった周波数の電波を特定の方向に透過もしくは反射することができる。さらに、状況に応じて所望の方向へ電波を反射・透過させることを目的として、リアクタンス可変素子あるいは液晶を実装した FSS が提案されており、印加電圧を制御することによって位相特性を制御する検討が行われている [32]~[34]。

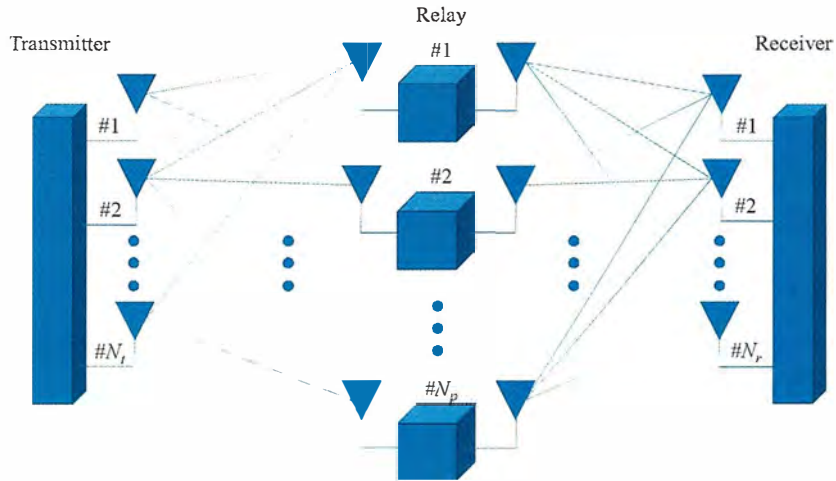


図 1.2: MIMO 通信のマルチストリーム通信を可能とする中継ネットワーク

#### 1.1.4 パッシブ中継方式の課題

電波不感エリアを補完する従来手段として、電波を中継することで弱電界や NLOS によって生じる不感エリアをサービスエリア化する方法を紹介した。アクティブ方式と比べ、パッシブ方式は構造や方式が簡易であるが、様々な課題が存在する。パッシブリピータについて [29] の検討では、電波を受信しその後再放射する方向が固定となっている。つまり事前に受信面と再放射面の方向を決めた状態で設計を行うため、送受信機の位置が変わった場合に良好な受信電力を得ることができなくなる。このためエリアの受信電力を面的に向上することが困難となっている。そこで、[35] と [36] の検討では反射板を回転させることで、送受信機の位置が変わった場合であっても面的に受信品質を向上させる Active Propagation Control (APC) 法がパッシブ中継方式として提案している。しかしながら反射板を物理的に回転させる機構上、設置する場所が限定されるといった課題がある。さらに反射板の最適な回転角度を導出する制御法についての検討がなされていない。一方で、移相器として機能するリアクタンス可変素子を付加した構成の可変トランスミッタレーおよび可変リフレクタレーを採用したパッシブ中継方式は、送信機と受信機の位置関係が変化した場合であっても、移相器の値を電子的に調整することで面的にエリア品質改善を可能とする魅力的な方式である。しかしながら、この移相器装荷型パッシブ中継方式（以降、位相可変無給電アレーアンテナ）を用いた場合の MIMO 通信の品質評価を行うモデルは現状では確立されていない。そのため定量的な評価のために実験環境で MIMO 通信品質改善効果のフィジビリティを確認する必要がある。また、位相可変無給電アレーアンテナの構成素子数と移相器の位相出力値が増加することで、

位相値の組み合わせ数が急増する。このため最適値を全探索法を用いて導出する場合、導出まで多大な時間を要するため実装面を考えると現実的ではないという課題がある。さらに、実用化の観点から実際の伝送系やモバイル環境等での適用評価も行われておらず、加えて面的に MIMO 通信品質を改善するパッシブ中継方式であることから、受信機が移動する動的環境の影響も評価する必要があるが、このような場合の MIMO 通信品質改善効果の評価はなされていない。

## 1.2 本研究の目的

本研究では MIMO システムにおいて、位相可変無給電アレーアンテナを中継器もしくは反射板として使用することでキーホール効果や NLOS 環境によって生じる電波不感エリアの補完およびチャネル容量の向上を可能とする実現法を確立することを目的とする。位相可変無給電アレーアンテナは、素子と移相器からなるアンテナ素子をアレー配置し、MIMO チャネルの各チャネルにおいて、無給電アレーアンテナを通じてチャネル容量や伝送スループットを向上するように各素子の位相を制御する。本研究では位相可変無給電アレーアンテナを位相可変トランスミッタアレーや位相可変パッシブリピータの様に中継機として使用した場合と、位相可変リフレクタアレーの様に反射板として使用した場合の 2 つの方法を提案する。

位相可変無給電アレーアンテナを位相可変トランスミッタアレーとして使用し、場電波伝搬経路が限定された環境 (キーホール環境) を擬似的に再現し、限定された経路の開口部分に位相可変トランスミッタアレーを設置する構成とし、位相可変トランスミッタアレーの位相を制御することでチャネル容量の値が変動することを実験を行い確認する。同様に、位相可変無給電アレーアンテナを位相可変パッシブリピータとして使用する場合に、壁で遮蔽された空間であっても無線特性の制御を可能とし、位相値の組み合わせを変えることでチャネル容量の値が変動することを実験にて確認する。パッシブ中継方式のデメリットである受信電力の大幅な改善が厳しい点についても、送受信機の位置に応じて最適な位相を調整することで、通信品質の面的な改善が可能であることを実験にて証明することを第 1 の目的とする。

次に、このような位相可変無給電アレーアンテナの制御法について検討を行う。これまで課題であった膨大な位相組み合わせの探索問題に対して、受信アンテナにおける  $\text{SNR}$  を最大とする決定論的な位相制御アルゴリズムにより、位相組み合わせを一意に決定する手法の確立を第 2 の目的とする。本アルゴリズムにより任意の固有値を向上し、2 つ以上の良好な電波伝搬経路が必要な MIMO の通信品質を改善することができることを数値解析によって明らかにする。

次に、提案アルゴリズムをモバイル通信へ適用した場合のスループット特性評価をリンクレベルシミュレータにて行い改善効果を確認する。これによって、位相可変リフレクタアレーを実伝送環境にて使用する場合の有効性を示すことを第 3 の目的とする。

また、実伝送環境を想定すると、自動車やバス、電車などで高速移動しながら携帯端末を使用することは現在では一般的なユースケースである。NLOS による受信電力の減少に加えて、高速移動することで発生するドップラーシフトの影響のために通信品質はさらに劣化する。そこで、この課題に対して本提案アルゴリズムを採用した位相可変リフレクタレーを用いることで NLOS かつ高速移動環境においても通信品質が改善可能であることを示すことを第 4 の目的とする。

### 1.3 本論文の構成と概要

本論文は、著者が行ってきた移相可変無給電アレーアンテナを用いた無線通信品質改善法に関する一連の研究をまとめたものであり、図 1.3 に示すように本論文は全 6 章で構成される。

第 1 章では本論文の背景、目的、概要を述べる。はじめに無線中継機を用いた電波伝搬特性制御技術の社会的需要について述べる。また、劣化する通信品質を改善するための従来検討技術について述べ中継伝送システムの課題を示す。その後、従来研究と本研究で提案する位相可変リフレクタレーの優位性や問題点を示し、本研究の意義と目的を明らかにした後、本論文の概要を述べる。

第 2 章では、位相可変無給電アレーアンテナを構成する位相可変素子の位相を制御することで無線通信品質を制御可能であること明らかにする。位相可変無給電 6 アレーアンテナを位相可変トランスミッタレーおよび位相可変リピータとして使用した場合の通信品質改善効果を実験にて明らかにする。

第 3 章は位相可変リフレクタレーを用いた電波伝搬特性の制御法について述べる。はじめに位相可変リフレクタレーを用いて電波伝搬特性を制御することの概念について説明し、リフレクタレーの各アレー素子に装荷した移相器の位相値の組み合わせを最適化するための制御アルゴリズムについて述べる。また、位相最適化アルゴリズムを拡張し、複数の固有値を同時に改善可能であることも述べる。伝搬応答チャンネルを用いて本アルゴリズムの特性評価を数値計算によって行う。

第 4 章は 5G 伝送システムに位相可変リフレクタレーを用いた場合の評価を行う。ここでは第 3 章にて述べた位相最適化アルゴリズムを 5G 伝送システムへ適用した場合のスループット特性について述べる。はじめに、5G 標準化仕様 (3GPP の Release15) に準拠した 5G 通信機能を再現したリンクレベルシミュレータの構成について説明する。次に本シミュレータで用いる伝搬チャンネルモデルについて述べた後、5G のシステムスループット特性を評価した結果を報告する。

第 5 章は高速移動体環境における通信品質について評価した内容について述べる。まず高速移動体における無線通信の意義とその課題について述べる。次に実験を行うために試作した 5 G 無線伝送装置の概要について述べる。その後、高速移動環境にて将来モバイル通信の需要が見込まれる候補の 1 つである鉄道環境において、試作した 5 G 無線伝送装置を使用して無線伝送実験を行った結果について報告する。これによって基地局や移動局の設置位置に通信品質が劇的に変化する事を明らかにする。その後、実験では見

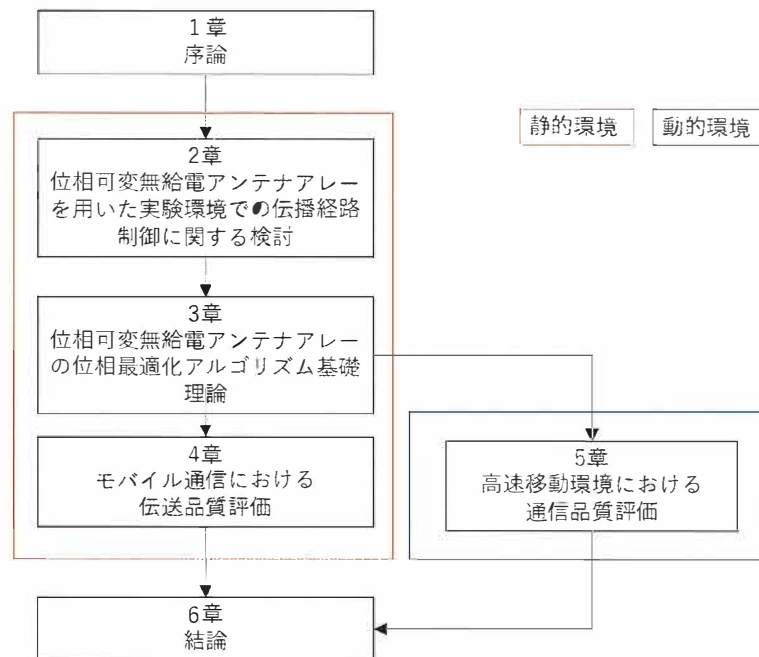


図 1.3: 本論文の構成

通し外環境となることで通信品質が著しく劣化した場所に対して位相可変リフレクトアレーを使用することで無線通信環境を改善できることを数値解析計算にて示す。

第6章では2章, 3章, 4章, 5章で得られた結果を要約し結論とする。

## 第2章 位相可変無給電アンテナアレーを用いた 実験環境での伝搬経路制御に関する検討

MIMO システムにおいて、キーホール効果や NLOS 環境によって劣化する無線通信品質を、位相可変無給電アレーアンテナを使用することで改善することが可能である。本章では、ダイポール素子やパッチアンテナ素子で構成された位相可変無給電アレーアンテナを位相可変トランスミッタレーとして構造物に設けた開口部分に設置し使用する。位相可変トランスミッタレーの位相を制御することで無線通信特性を変動させることが可能であることを明らかにする。また、最適な位相組み合わせを設定することでチャネル容量改善効果が得られることを実験的に評価し、その結果について述べる。位相可変トランスミッタレーを構成するダイポール素子やパッチアンテナ素子の装荷インピーダンス素子として、Varactor diode を使用し、電圧制御を行うことによって可変機構を実現する。ダイポール素子やパッチアンテナ素子を独立に制御し、最適な値の組み合わせを実現することによってチャネル容量の最大化を目指す。

### 2.1 位相可変トランスミッタレー

#### 2.1.1 トランスミッタレーの基礎理論

図 2.1 は位相可変トランスミッタレーの伝搬環境へ与える影響の概念図である。本検討では位相可変トランスミッタレーを構造物の開口部分に設置しており、完全に密閉されていない環境を想定した。そのため、位相可変トランスミッタレーを経由する伝搬経路と、経由しない伝搬経路が混在する環境としている。図 2.1 (a) に位相可変トランスミッタレーを経由しない状態における伝搬チャネル行列  $H_{RT}$ 、図 2.1 (b) に位相可変トランスミッタレーから受信機までの伝搬チャネル行列  $H_{RP}$ 、さらに図 2.1 (c) に送信機から位相可変トランスミッタレーまでの伝搬チャネル行列  $H_{PT}$  をそれぞれ示す。図 2.1 (a)~(c) までの伝搬チャネルを用いて、位相可変トランスミッタレーの影響を含めた送受信間の伝搬チャネル行列が図 2.1 (d) のように求めることが可能となる。図 2.1 中の  $\Gamma$  は各終端インピーダンスの反射係数を示す対角行列を示しており、 $S_{PP}$  は位相可変トランスミッタレーの S パラメータを示している。以上に示したように、本提案法は窓を模した開口のある壁によって区切られた 2 つの空間を想定しており、開口以外は伝搬経路が存在しない。このときの、S パラメータの等価回路を図 2.2 に示す。送信アンテナ数を

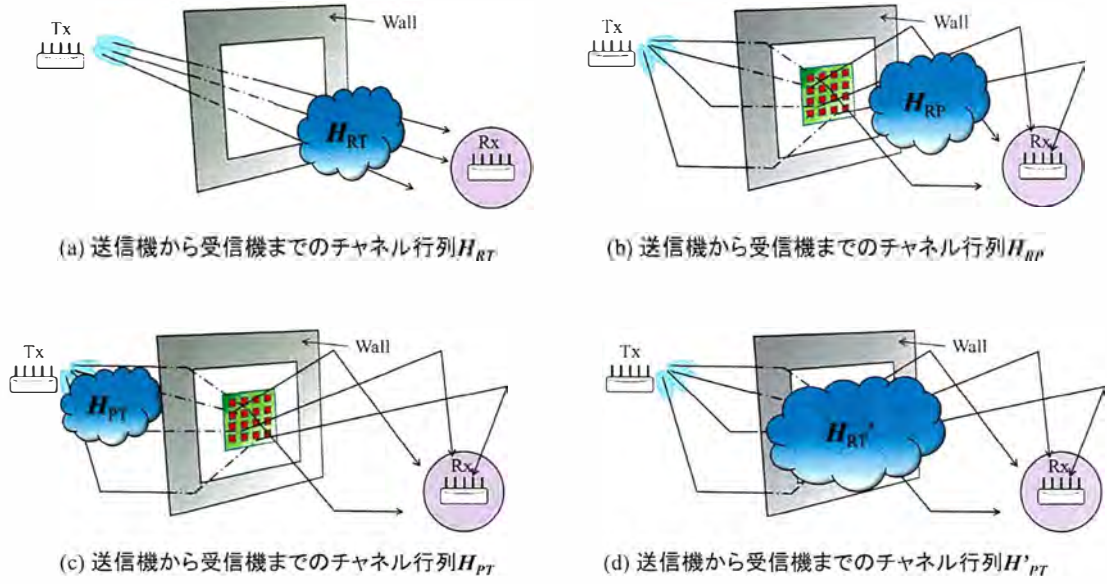


図 2.1: 位相可変トランスミットアレーの伝搬環境へ与える影響の概念図

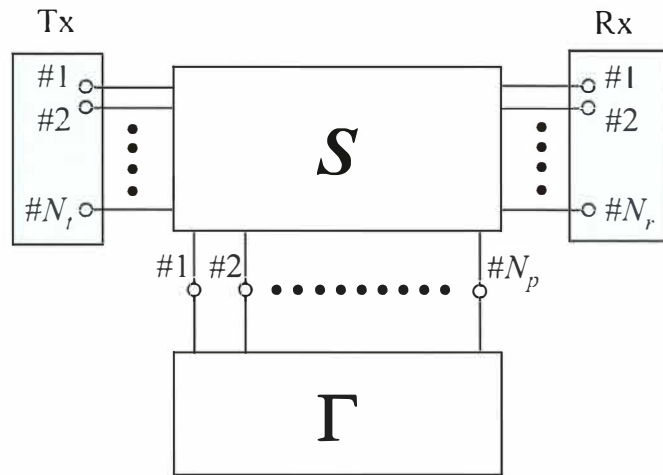


図 2.2: S パラメータの等価回路

$N_t$ , 受信アンテナ数を  $N_r$ , 位相可変トランスミッタレーを構成する素子数を  $N_p$  とした. ここで図 2.2 の  $S$  は

$$S = \left( \begin{array}{cc|c} S_{TT} & H_{RT}^H & H_{PT}^H \\ H_{RT} & S_{RR} & H_{RP} \\ \hline H_{PT} & H_{PR}^H & S_{PP} \end{array} \right) \quad (2.1)$$

と表される. ここで,  $S_{TT}$  は送信機の  $S$  パラメータ,  $S_{RR}$  は受信機の  $S$  パラメータ,  $S_{PP}$  は位相可変トランスミッタレーの  $S$  パラメータをそれぞれ示している. また, 位相可変トランスミッタレーを構成する素子各々のリアクタンス値を  $X = [X_1, X_2, \dots, X_{N_p}]$  とすると, リアクタンス  $X$  を用いて, 反射係数  $\Gamma$  は

$$\Gamma = \text{diag} \left[ \frac{jX_1 - Z_0}{jX_1 + Z_0}, \frac{jX_2 - Z_0}{jX_2 + Z_0}, \dots, \frac{jX_{N_p} - Z_0}{jX_{N_p} + Z_0} \right] \quad (2.2)$$

と定義される. ここで  $Z_0$  は基準インピーダンスである. 式 (2.2) を用いることで, 位相可変トランスミッタレーを介して観測される伝搬チャネル  $H'_{RT}$  は

$$H'_{RT} = H_{RT} + H_{RP}(\Gamma^{-1} - S_{PP})^{-1}H_{PT} \quad (2.3)$$

と理論的に求められる. 印加電圧を制御することによって, 受信機側の受信感度が最適になるように位相可変トランスミッタレーの装荷インピーダンスを設定する. これによって電波の伝搬方向を制御可能となることから, SNR を改善し, さらに複数のパスを強調することで空間相関を低下させる. これらの効果による MIMO チャネル容量の改善効果を評価する.

### 2.1.2 試作した位相可変トランスミッタレーの構成

図 2.3 に本実験で使用するダイポール素子で構成した位相可変トランスミッタレーを示す. 位相可変トランスミッタレーはガラスエポキシ基板上にダイポールアンテナおよび給電線をプリントしたものを使用する. ガラスエポキシ基板の比誘電率と誘電正接はそれぞれ,  $\epsilon_r = 4.2$ ,  $\tan\delta = 0.025$  である. 位相可変トランスミッタレーを構成するダイポール素子は半波長ダイポールアンテナとした. 位相可変トランスミッタレーのサイズは  $350 \times 250 \text{ mm}^2$  とし, 基板の厚さは  $1.60 \text{ mm}$  である. また, ダイポールアンテナの素子間隔を半波長とし, 素子数を 16 素子 ( $4 \times 4$ ) とした. また, 図 2.3 のトランスミッタレー上に抵抗 ( $0.9 \text{ K}\Omega$ ) と Varactor diode (HVU316: Renesas Technology) を実装した. 抵抗は電圧を印加する線とダイポールアンテナを絶縁するために用いており, 位相特性を可変とする Varactor diode は全てのダイポール素子の中央に実装した. これら全ての Varactor diode へは, 電圧を各素子ごとに印加できる構成としており, 位相を独立に制御可能である. 図 2.4 に動作周波数  $2.4 \text{ GHz}$  における電圧値別のリアクタンス特性を示す. この特性から, Varactor diode の負荷リアクタンスの値は電圧は  $0 \text{ V} \sim 30 \text{ V}$  間

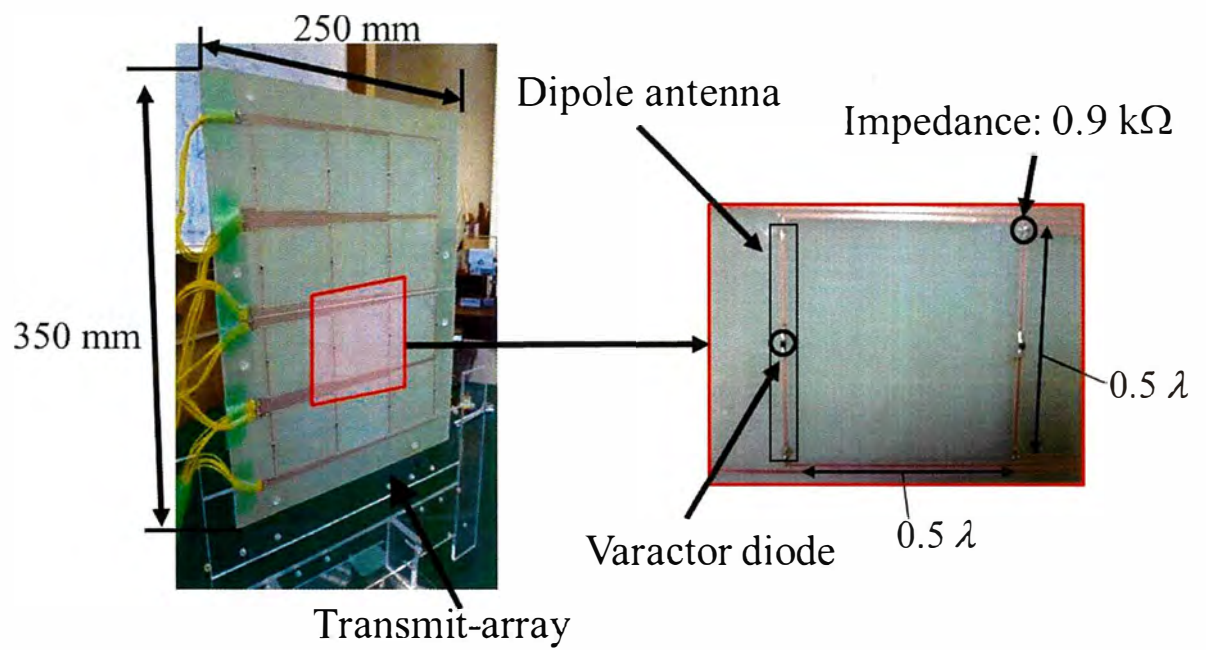


図 2.3: 位相可変トランスミットアレーアンテナと送受信アンテナ

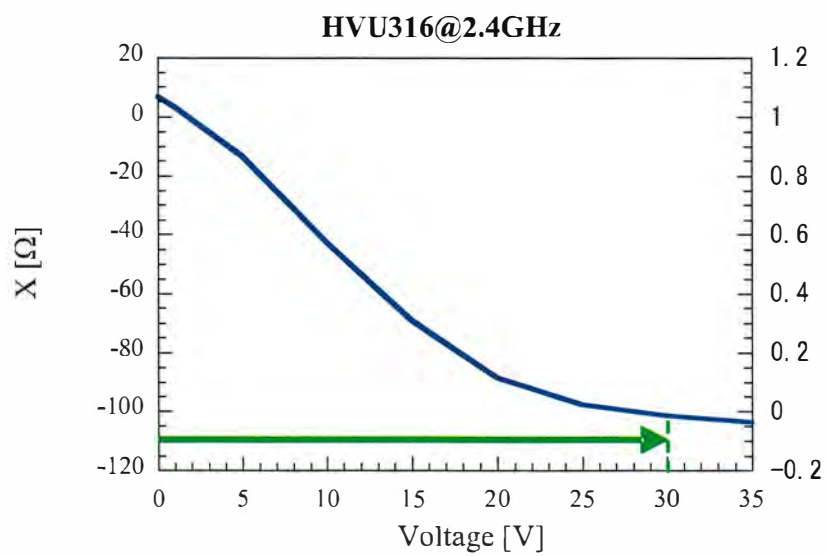
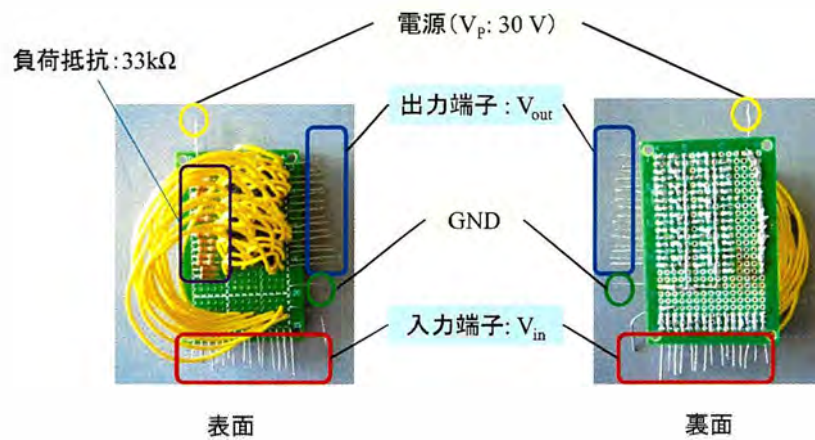
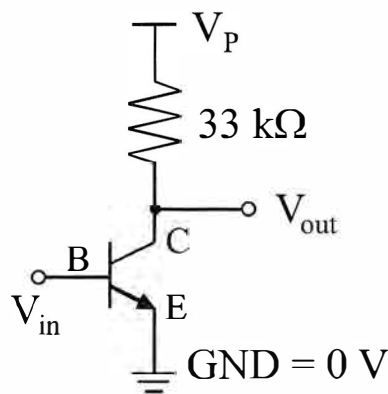


図 2.4: Varactor diode(HVU316: Renesas Technology) の電圧特性 ●2.4GHz



(a) 本実験で使した増幅器



(b) エミッタ接地

図 2.5: 試作したバイアス信号増幅回路

において  $8.1 \Omega \sim -94.8 \Omega$  と大きく変動する．一方で電圧値が  $30 \text{ V}$  以上となると varactor diode のインピーダンス値は変化しなくなる．この結果より，本検討における印加電圧はリアクタンス値の差を大きくする観点から， $0 \text{ V}$  と  $30 \text{ V}$  の 2 値を使用する．図 2.5 (a) にの位相可変トランスミッタレーへ印加するバイアス電圧  $0 \text{ V}$  と  $30 \text{ V}$  を実現するために使用した増幅器を示している．また (b) に増幅器を試作するにあたって用いたエミッタ接地を示す．増幅器はトランジスタ (2SC1815: TOSHIBA) を用いて構成した．MIMO チャネル容量を最大化するために，全てのリアクタンス値の組み合わせを制御し，最適なリアクタンス値の組み合わせを選出する．

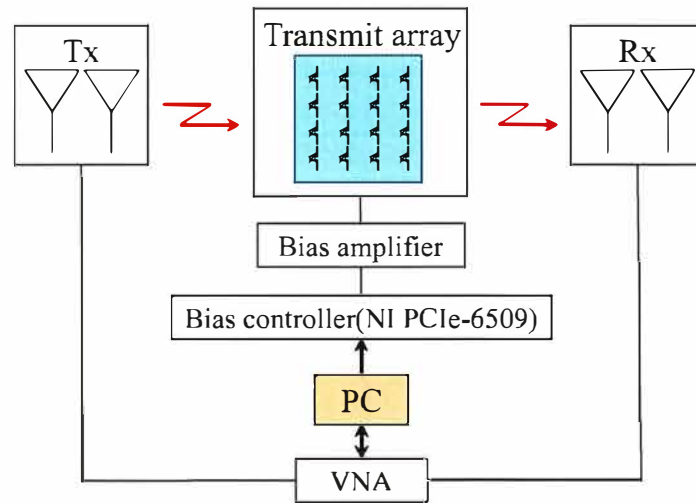


図 2.6: 本検討における実験系

### 2.1.3 位相可変トランスミットアレーを用いた屋内伝搬実験

図 2.6 に本検討における実験系の概要を示す。送受信間の伝搬チャネルは VNA (Vector Network Analyzer) を使用して取得する。また位相可変トランスミットアレーは NI PCIe-6509 (96-channel digital I/O board; National Instruments) を用いて電圧制御を行うが、その際 NI PCIe-6509 は 0 V と 5 V のみに対応した出力電圧であったため、位相範囲を拡大するために電圧値を拡張する増幅器を挿入している。図 2.7 に送受信アンテナとして使用した 2 素子の水平オムニアンテナおよびその指向性を示す。オムニアンテナは水平面でのオムニ指向性を実現するために、対称なマイクロストリップアンテナを重ねた構造となっている。また、本実験では 2 素子の水平オムニアンテナは半波長間隔で設置する。中心周波数は 2.5 GHz で、反射係数 ( $S_{11}$ ) は -15 dB である。使用する周波数帯域幅を 2.46 GHz ~ 2.54 GHz とし、周波数軸上で 21 ポイントの伝搬チャネルデータ数を同時に取得する。取得した伝搬チャネルは瞬時値として使用する。

図 2.8 に実験環境の平面図を示す。部屋のサイズは  $7.0 \times 5.8 \times 2.7 \text{ m}^3$  である。壁はコンクリートである。この部屋の中に金属素材の壁で覆われたシールドルームが設置されている。シールドルームのサイズは  $2.4 \times 2.9 \times 2.7 \text{ m}^3$  である。送信アンテナを Tx1, Tx2, Tx3, Tx4 の位置に設置し、受信アンテナを Rx1, Rx2, Rx3, Rx4 の位置に設置することによって、NLOS 環境を実現している。送受信アンテナの壁からの距離を 0.5 m とし、アンテナ高を 1.0 m とした。位相可変トランスミットアレーはシールドルームの開口に設置した。開口面のサイズは  $2.0 \times 0.8 \text{ m}^2$  である。また、位相可変トランスミットアレーの中心を、床から 1.0 m の位置となるように、アンテナ高を設定した。図 2.9 (a) にシールドルームの外観を、図 2.9 (b) にシールドルームの内部を示す。

図 2.10 の (a)~(c) に本実験における位相可変トランスミットアレーの 3 つの設置パターンについて示

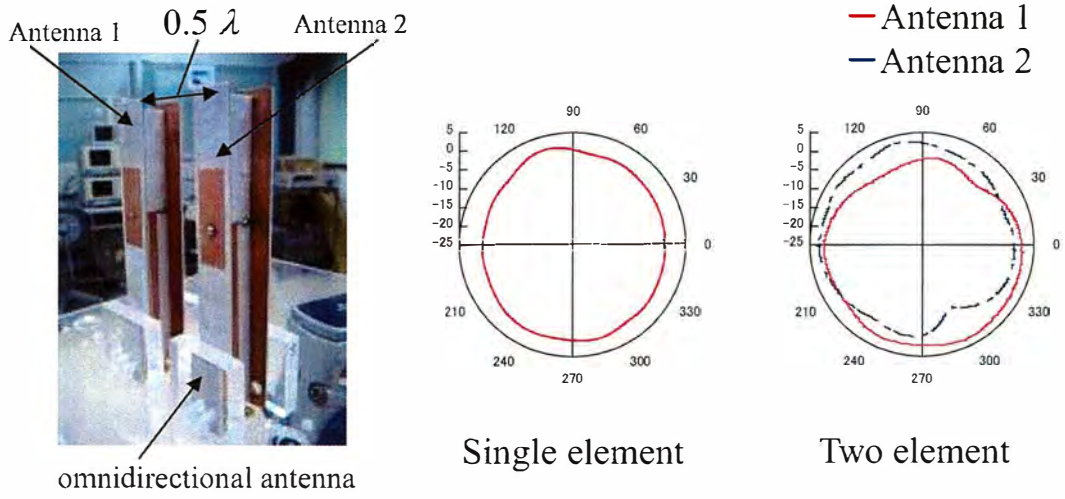


図 2.7: 試作したオムニアンテナとその指向性

す. (a) はシールドルームの開口に位相可変トランスミッタレーを設置した場合, (b) は位相可変トランスミッタレー無設置の場合, (c) はガラスエポキシ基板のみを設置した場合をそれぞれ表している. 実験では位相可変トランスミッタレーの改善効果を検証するために, (a) と (b) の比較を行う. また, 位相可変トランスミッタレーの基盤素材であるガラスエポキシの影響を検討するために, トランスミッタレー無設置の場合 (b) とガラスエポキシ基板を設置した場合 (c) について比較する.

#### 2.1.4 評価方法

本稿では位相可変トランスミッタレーによる無線品質評価の指標として SNR, 空間相関および MIMO チャンネル容量を用いており,

$$\text{SNR} = \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)P_t/N_t}{\sigma^2} \quad (2.4)$$

$$\rho_{12} = \frac{|h_{21}h_{11}^* + h_{22}h_{12}^*|}{\sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2}\sqrt{|h_{21}|^2 + |h_{22}|^2}} \quad (2.5)$$

$$C = \log_2 \det \left( \mathbf{I} + \frac{1}{N_t \sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \quad (2.6)$$

の評価関数をそれぞれ使用する. ここで,  $P_t$  は送信電力,  $\sigma^2$  は雑音電力,  $N_t$  は送信アンテナ数であり, 本検討では  $N_t = 2$  とした.  $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{I}$  はそれぞれ, MIMO チャンネル行列と単位行列を示している.  $h_{ij} (1 \leq i \leq 2, 1 \leq j \leq 2)$  は,  $\mathbf{H}$  の要素である.  $\mathbf{I}$  は単位行列を示している. リアクタンス値の全組み合わせは,  $2^{16} = 65536$  通りが存在し, 伝搬チャネル  $\mathbf{H}$  を, その全てのリアクタンス値の組み合わせについて測定した. Varactor diode のリアクタンスを, NI PCIe-6509 (96-channel digital I/O board; National Instruments) を使用し制御した.

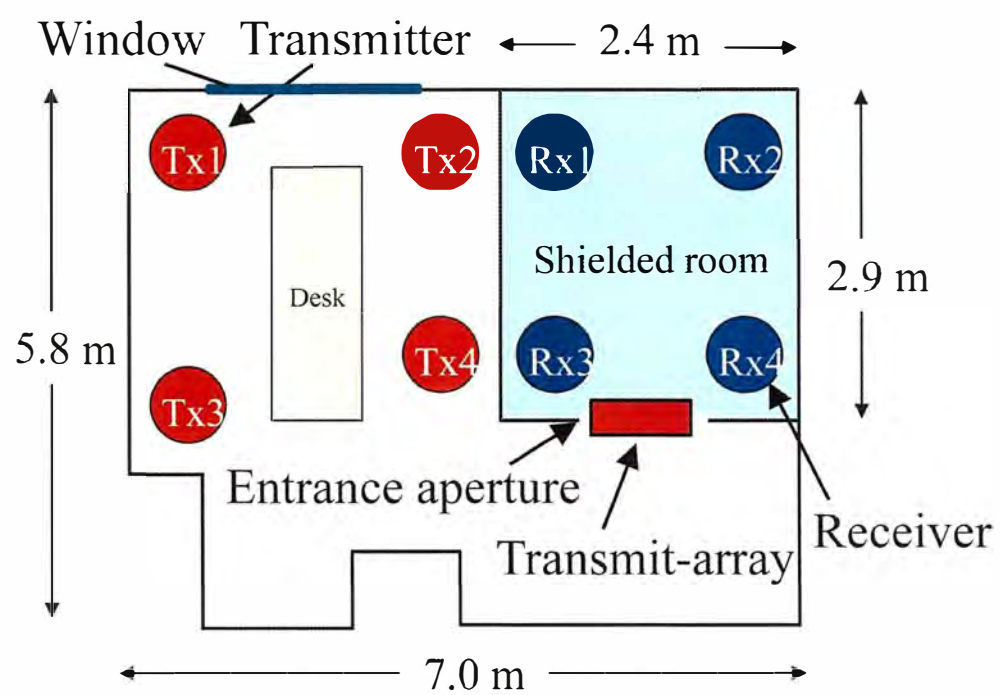
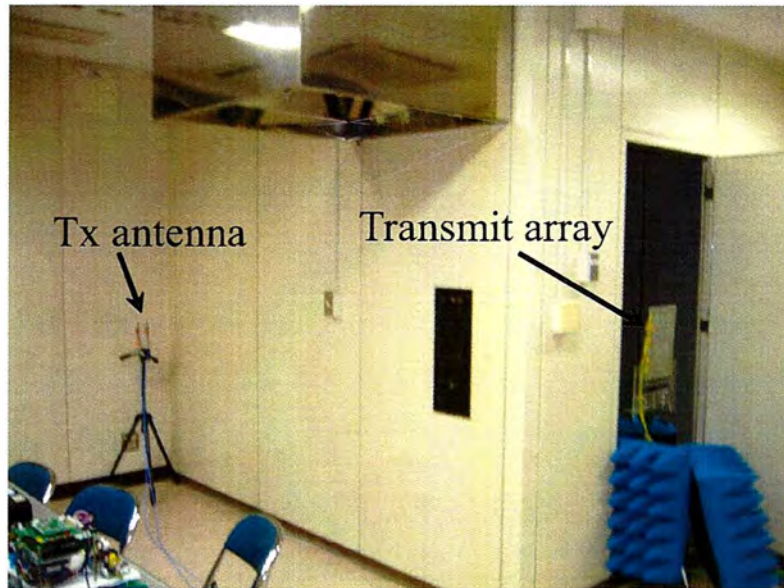
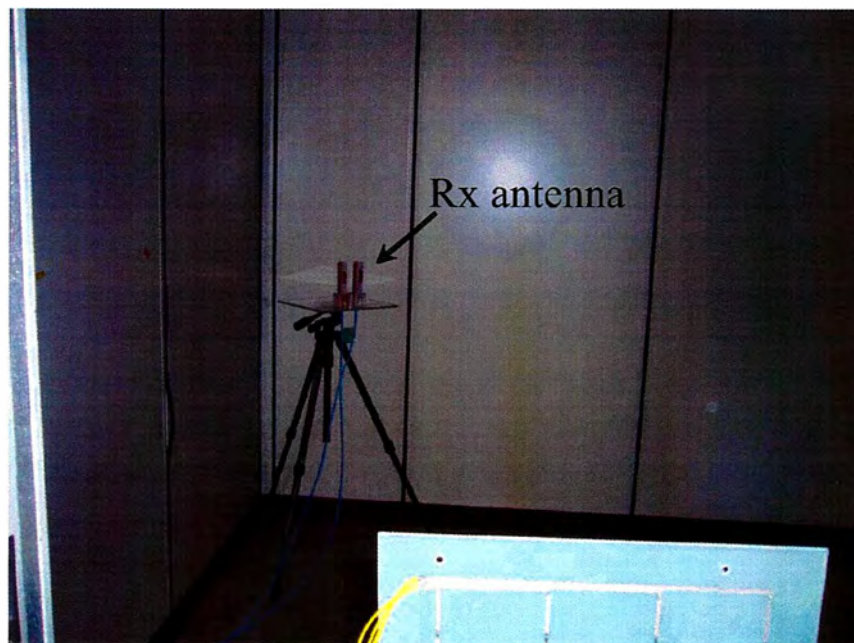


図 2.8: 実験環境の平面図



(a) シールドルームの外観



(b) シールドルームの内部

図 2.9: シールドルーム

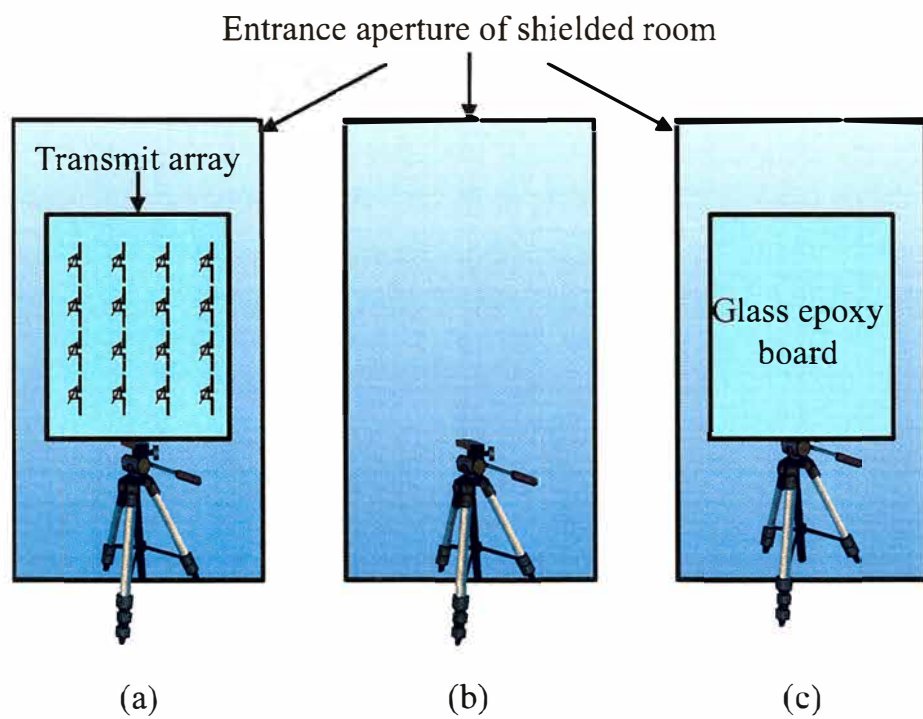


図 2.10: 実験にて使用する可変トランスミットアレーの3つの設置パターン: (a) シールドルームの開口に位相可変トランスミットアレーを設置した場合, (b) 位相可変トランスミットアレー無設置の場合, (c) ガラスエポキシ基板のみを設置した場合

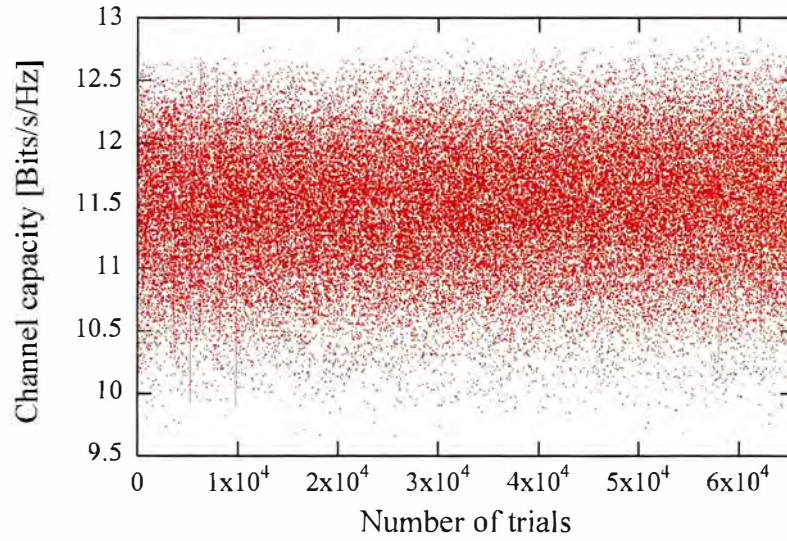


図 2.11: 試行回数 (リアクタンスの組み合わせ) に対するチャネル容量

### 2.1.5 実験結果

本実験では、送信電力を 20 dBm とし MIMO チャネルを測定した。受信アンテナで観測した MIMO チャネル行列の相関行列  $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$  の対角成分の和が到来電力であり、この値が  $-51.2$  dBm であることから、パスロスが 71.2 dB であることが分かった。また、本実験では静環境における雑音電力を  $-85$  dBm とした。実験により得られた MIMO チャネルを式 (2.4) ~ (2.6) の評価式によってポスト処理を行うことによって、SNR、空間相関およびチャネル容量の評価値を導出した。

図 2.12 に第 1 固有値、図 2.13 に第 2 固有値の累積確率分布 (CDF: Cumulative Distribution Function) を示す。図中 (a) は位相可変トランスミッタレーを設置した場合、(b) 位相可変トランスミッタレー無設置の場合、(c) はガラスエポキシ基板を設置した場合の第 1 固有値および第 2 固有値を示している。(b) と (c) を比較すると、第 1 固有値、第 2 固有値の両結果において CDF の全域にわたり、値に注目すべき差異が無いことが分かった。次に、CDF の中央値に注目すると、(a) は (b), (c) に対して第 1 固有値で 1.12 dB 改善することが分かった。さらに第 2 固有値では 4.53 dB と大幅に改善可能となることが明らかになった。この結果から位相可変トランスミッタレーによって 2 ストリーム目の電波強度が向上することから、マルチストリーム伝送によるチャネル容量向上を可能とすることが分かった。

図 2.14 に、SNR の累積確率分布を示す。図中 (a) は位相可変トランスミッタレーを設置し最適リアクタンスの組み合わせを実現した場合、(b) は位相可変トランスミッタレーを無設置 (ガラスエポキシ基板も無設置) の場合、(c) はガラスエポキシ基板のみ (ダイポール素子が無い場合) を設置した場合の SNR を示している。(b) と (c) を比較すると、SNR の値に変化がないことから、ガラスエポキシ基板の

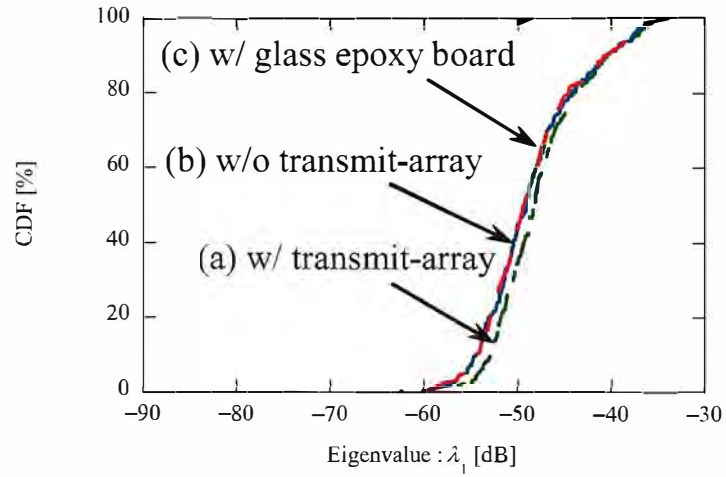


図 2.12: 第 1 固有値の累積確率分布。

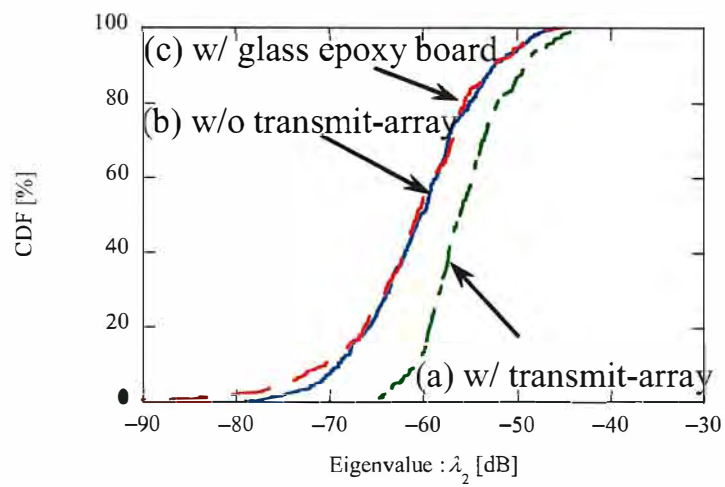


図 2.13: 第 2 固有値の累積確率分布。

有無は SNR の劣化に関係ないことが分かった。SNR の 50 %値に着目すると、(a) は (b), (c) に対して、1.23 dB 高く、特に、10 %値の改善効果は 1.79 dB となり、より大きな値となった。この結果から、位相可変トランスミッタレーは受信感度の低い場所において、SNR を改善することを確認した。

図 2.15 に、空間相関の累積確率分布を示す。図中 (a) は位相可変トランスミッタレーを設置した場合、(b) は位相可変トランスミッタレーを無設置とした場合、(c) はガラスエポキシ基板のみを設置した場合の空間相関を示している。(b) と (c) の結果が一致していることから、ガラスエポキシ基板の有無は空間相関の特性に影響を与えないことが分かった。空間相関の 50 %値において、(a) は (b),(c) に対して、0.19 低下していることが分かった。また、位相可変トランスミッタレーを設置することによって、空間相関の 90%値が 0.97 から 0.83 へと、0.14 低下することが分かり、MIMO システムにおいて、有意義な改善効果があることが分かった。

図 2.16 に、MIMO チャネル容量の累積確率分布を示す。図中 (a) は位相可変トランスミッタレーのリアクタンスの組み合わせの最適化を実現した場合、(b) は位相可変トランスミッタレー無設置の場合、(c) はガラスエポキシ基板のみを設置した場合のチャネル容量の累積確率分布を示している。(b) と (c) を比較すると、MIMO チャネル容量は、ほぼ同じ値となることが分かる。MIMO チャネル容量の 50 %値において (a) は (b),(c) に対して、1.80 bits/s/Hz の改善効果することが分かった。さらに、(a) は MIMO チャネル容量の 10 %値において、(b),(c) と比較して 2.52 bits/s/Hz 改善することが分かり、MIMO チャネル容量の 10 %値を 1.32 倍にできることを明らかにした。この結果より、位相可変トランスミッタレーを部屋間の開口に設置し、電波伝搬経路を制御することによって、特に通信環境の悪い場所における MIMO チャネル容量の改善効果が大きくなることが分かった。

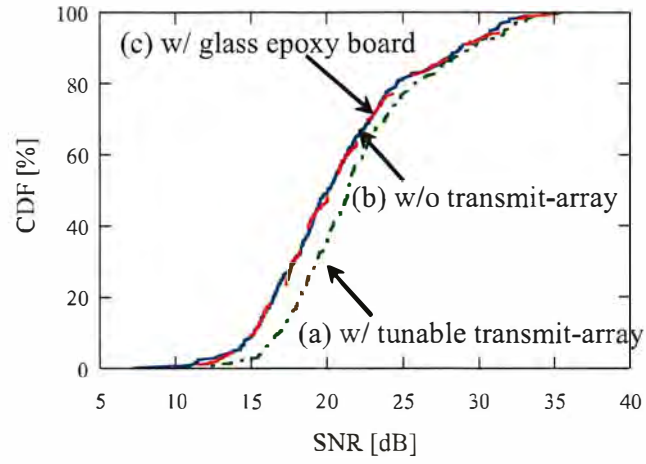


図 2.14: SNR の累積確率分布.

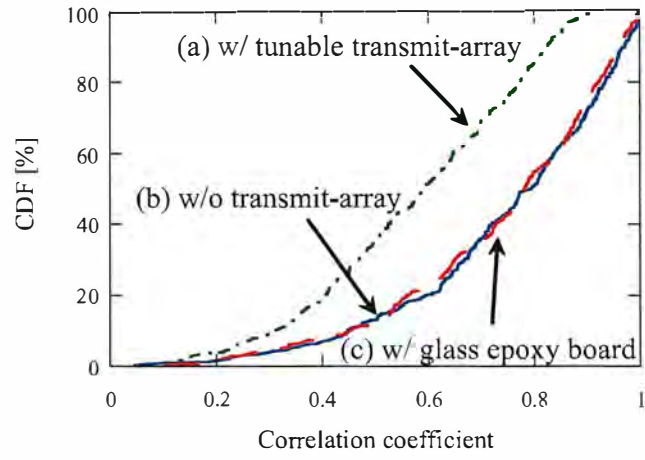


図 2.15: 空間相関の累積確率分布.

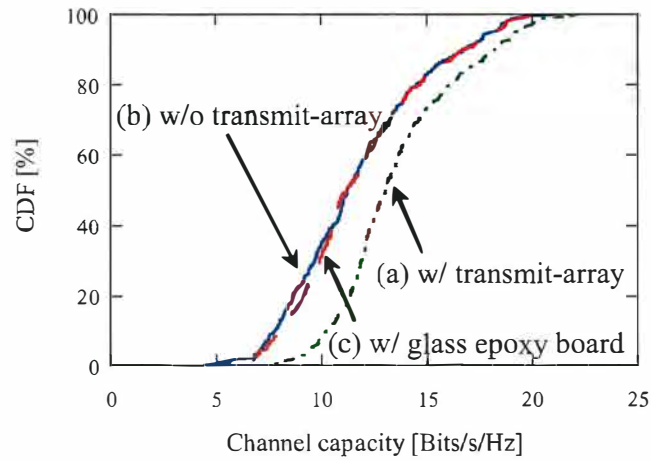


図 2.16: MIMO チャンネル容量の累積確率分布

## 2.2 位相可変パッシブリピータ

複数のパッチアンテナをアレー状に配置して構成した位相可変パッシブリピータを用いて無線通信品質の改善が可能であることを実験を行うことで明らかとする。以下、実験環境についての説明と実験によって得られた位相可変パッシブリピータの特性について述べる。

### 2.2.1 位相可変パッシブリピータの基礎理論

図 2.17 に位相可変パッシブリピータの動作原理図を示す。壁に仕切られた 2 つの空間を想定しており、壁によって伝搬経路は遮断されている。壁の両面にアレーアンテナを構成し、対向するアンテナ素子を給電線路によって接続する。これによって一方の空間に置かれた送信アンテナからの信号は位相可変パッシブリピータを経由し他方の空間に置かれた受信アンテナに到達する。このとき送信機から位相可変パッシブリピータまでのチャネル行列を  $\mathbf{H}_{PT}$ 、位相可変パッシブリピータから受信機までのチャネル行列を  $\mathbf{H}_{RP}$  と表すことができる。位相可変パッシブリピータ内の給電線路には移相器が挿入されており、受信感度が最適になるように位相を制御する。位相行列を  $\boldsymbol{\beta} = \text{diag}[\exp(j\theta_1), \exp(j\theta_2), \dots, \exp(j\theta_K)]$  とすると、パッシブリピータを介した送受信間チャネル  $\mathbf{H}_{RT}$  は

$$\mathbf{H}_{RT} = \mathbf{H}_{RP}\boldsymbol{\beta}\mathbf{H}_{PT} \quad (2.7)$$

と等価的に表わすことができる。位相値を可変とすることは、電波の伝搬方向を制御することと等価であり、SNR の改善や空間相関の低下が期待できる。

### 2.2.2 試作した位相可変パッシブリピータ

図 2.18 (a) に本検討で試作した位相可変パッシブリピータの外観を、(b) に試作した位相可変パッシブリピータの背面を示す。位相可変パッシブリピータは PTFE 基板上に構成された方形パッチアレーアンテナからなり、基板の比誘電率と誘電正接はそれぞれ、 $\epsilon_r = 2.237$ 、 $\tan\delta = 0.0008$  である。位相可変パッシブリピータのサイズは  $0.25 \times 0.30 \text{ m}^2$  とし、基板の厚さは  $1.60 \text{ mm}$  とした。パッチアンテナの素子間隔を半波長とし、素子数を  $4 \times 4 = 16$  素子とした。また、図 2.18 (a) の位相可変パッシブリピータ上の円はバイアスポートおよび Varactor diode (HVVU316: Renesas Technology) を示している。パッチアンテナを構成した基板の裏面はグラウンドとなっている。また、リピータで受信した信号は RF ポートおよび同軸ケーブルを介してもう一方のリピータに伝搬し、再放射される。図 2.19 に位相可変パッシブリピータの断面図を示す。ここで簡単のため、位相可変パッシブリピータのアレーを構成する素子 1 対の構成概要を示す。位相可変パッシブリピータは図 2.18 (a) に示した 2 つのアレーが背合わせになっている。ここで 2 つのアレーは RF ポートを介して同軸ケーブルで接続されている。DC バイアス電圧を変化させると

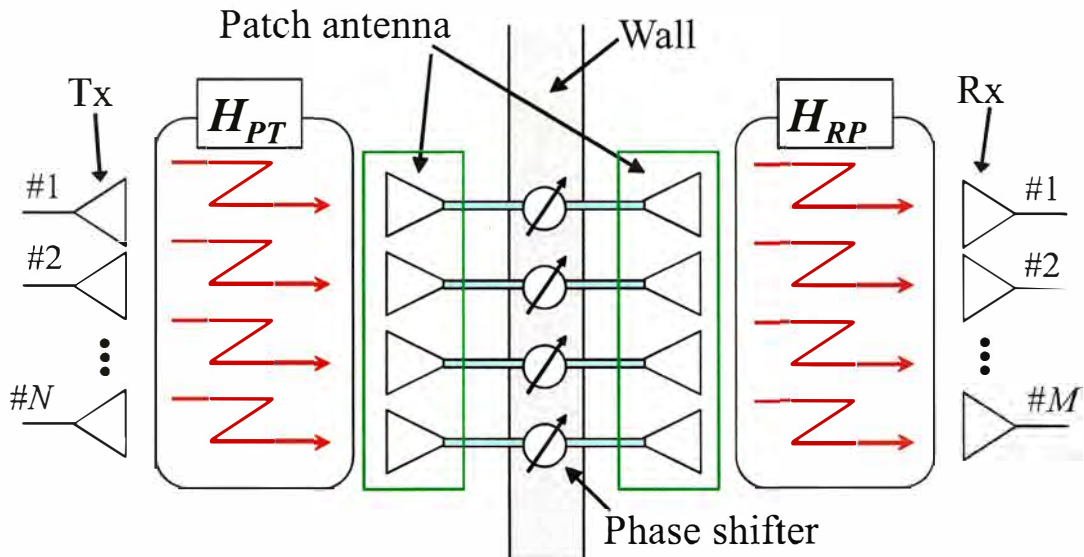
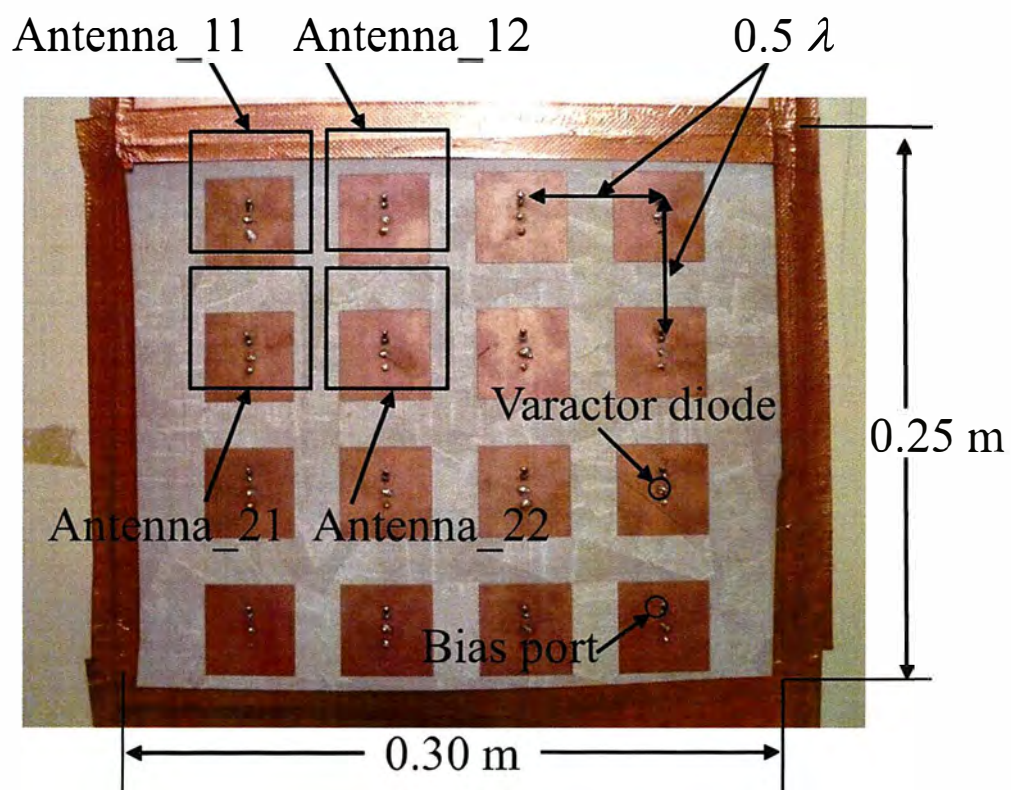


図 2.17: 可変パッシブリピータの動作原理図

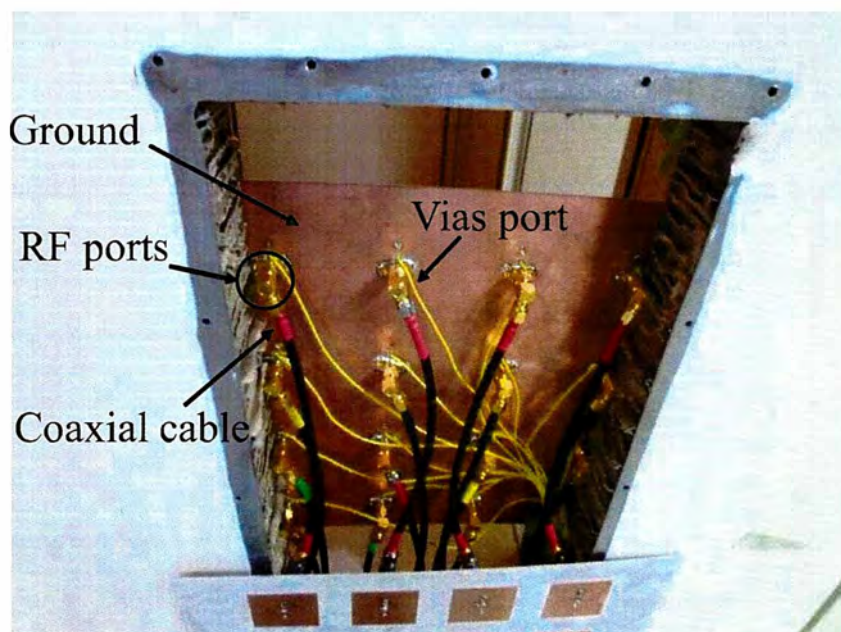
パッチアンテナの Varactor diode のリアクタンス値が変化するため、共振周波数が変化し RF ポートから出力される信号の位相が変化する。図 2.19 に示す通り、1 対のパッチアンテナにそれぞれ Varactor diode が装荷されており、各パッチアンテナには独立したバイアスポートが構成されている。バイアスポートは RF 信号が流れ込まないようにパッチアンテナ素子の中央に構成した。さらに、一方のアンテナに印加されたバイアス電圧が他方に影響しないように、同軸ケーブルに DC ブロックを挿入した。このように、2 つのパッチアンテナの位相を独立に制御できるように構成することによって、信号の位相変化量の組合せパターンを増やすことが可能になり、位相可変パッシブリピータ透過特性制御の自由度を向上できる。

前述のとおり提案する位相可変パッシブリピータではパッチアンテナに Varactor diode を装荷することによって、アンテナと移相器を一体化した簡易構成としている。しかし、理想的な移相器とは異なるため、移相器としての性能を評価しておく必要がある。また、制御機構を簡易化し印加電圧を ON/OFF の 2 値制御とするため、2 値に対応する適切な制御電圧値を決定しておく必要がある。そこで、バイアス電圧によるアンテナ利得と位相変化特性を測定した。図 2.20 に位相変化特性測定に用いた実験環境を示す。伝送特性の観測は電波暗室内で行った。測定は片側のトランスミッタレーのみを用い、パッチアンテナ 1 素子のみ給電し、評価を行うパッチアンテナ以外の全てのアンテナ素子は 50  $\Omega$  抵抗により終端した。受信アンテナとしてホーンアンテナを使用し伝送特性を評価した。Varactor diode へのバイアス電圧を 0 V ~ 30 V として計測を行い、アンテナ利得と位相変化の推移についてのデータを取得した。

図 2.21 に位相可変パッシブリピータの伝送特性のアンテナ利得の推移、図 2.22 に伝送特性の位相成分の推移を示す。図 2.21~2.22 中の antenna11~antenna22 は図 2.18 中の antenna11~antenna22 と対応



(a) 位相可変パッシブリピータの外観



(b) 位相可変パッシブリピータの背面

図 2.18: 位相可変パッシブリピータ全体図

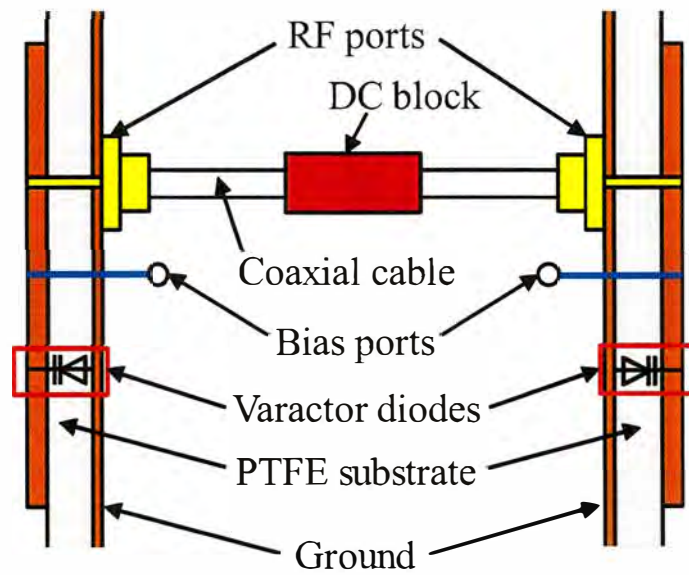


図 2.19: 位相可変パッシブリピータの断面図

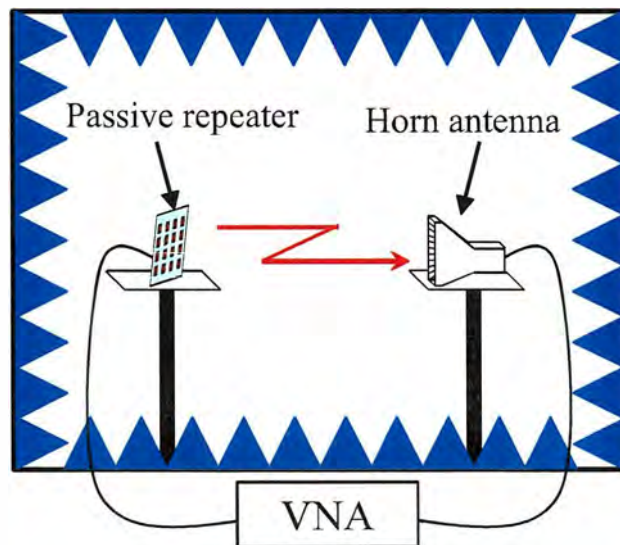


図 2.20: 位相可変パッシブリピータ伝送特性の実験環境

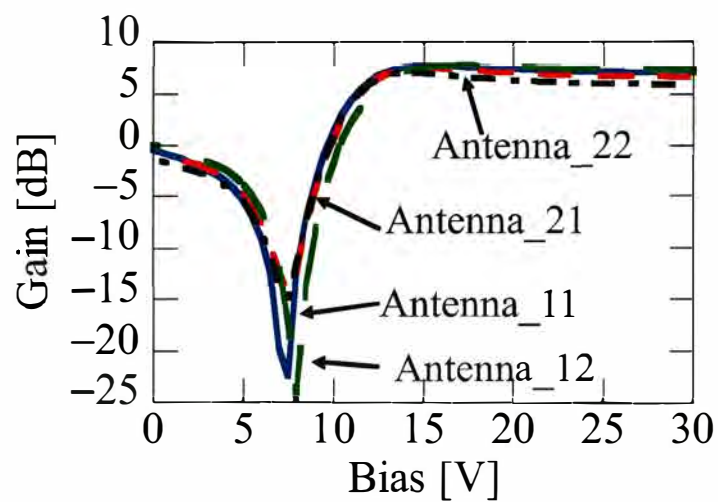


図 2.21: 位相可変パッシブリピータ伝送特性：アンテナ利得

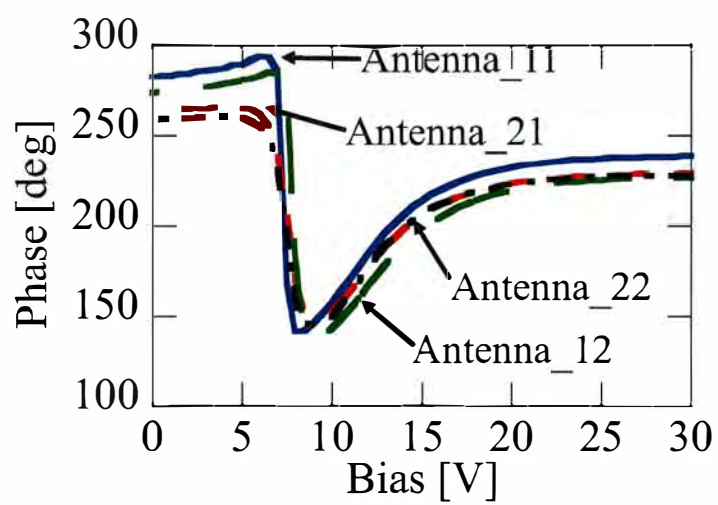
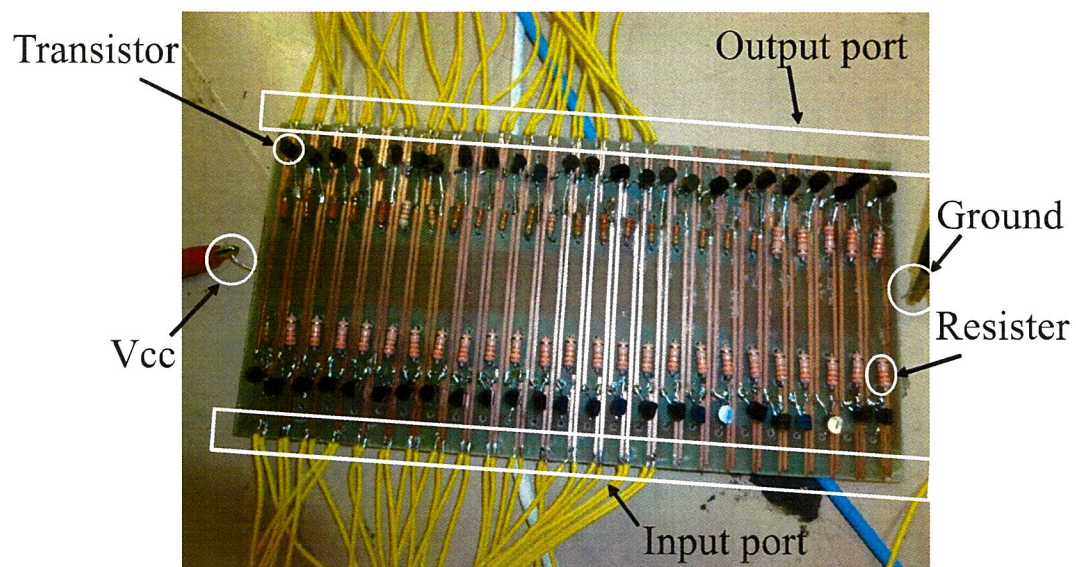
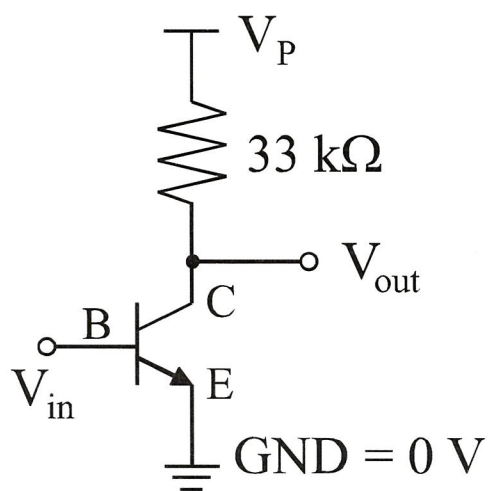


図 2.22: 位相可変パッシブリピータ伝送特性：位相



(a) 本実験で使用した増幅回路



(b) エミッタ接地

図 2.23: 試作したバイアス信号増幅回路

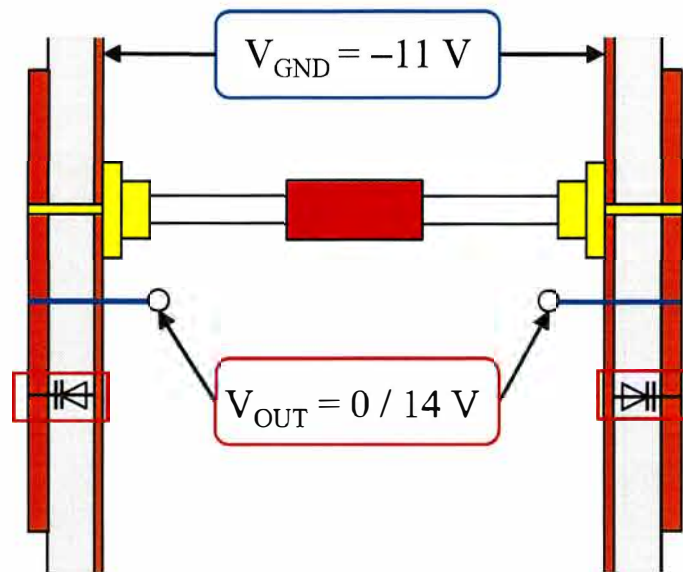


図 2.24: 増幅回路を用いたバイアス電圧 11V / 25V を実現するための簡略図

している。図 2.21 から、バイアス電圧値に対してアンテナ利得が大きく変動することが分かる。これはバラクタダイオードによりパッチアンテナの入力インピーダンスが変化するためで、整合を考慮すると、Varactor diode に印加するバイアス電圧は 11V 以上としないことが分かる。また、図 2.22 から、位相の変化が大きいバイアス電圧の範囲は 6~25V であることが分かった。以上から、アンテナ利得と位相量を考慮し本検討におけるバイアス電圧値は 11V と 25V とした。アレー両面へ独立にバイアス電圧を印加制御することで、片方のアレー面のみを制御する場合と比較して移送量を最大 2 倍まで増やすことが可能となる。これによって、移送量の変化を考慮した場合のバイアス電圧の組み合わせは OFF-OFF, ON-OFF, ON-ON の 3 パターンを再現できる。ここで、NI PCIe-6509 は 0 V と 5 V の電圧のみを出力するパラレルポートである。したがって、図 2.23 (a) に示すバイアス信号増幅回路を使用し電圧範囲を拡大した。図 2.23 (b) は増幅回路を構成するエミッタ接地を示しており、増幅デバイスとしてトランジスタ (2SC1815-Y) を用いた。また抵抗は 33 K $\Omega$  とした。

本検討に使用した増幅回路は印加電圧を ON/OFF とした場合の出力が「0 V」、および「任意に決めた電圧」の 2 値となる。そのため上記で決定した 11 V と 25 V 電圧のペアを出力することが NI PCIe-6509 の仕様上不可能である。そこで図 2.24 に本実験で試作した増幅回路を用いて、バイアス電圧 11V / 25V を実現するための簡略図を示す。位相可変パッシブリピータのグラウンドの電圧  $V_{GND}$  を -11 V とし、実際に増幅器から出力する電圧を 0 V と 14 V とした。増幅器から出力された電圧  $V_{OUT}$  が 0 V の場合、 $V_{GND}$  との電位差が 11 V となるため、位相可変パッシブリピータに 11 V の電圧を印加しているのと等価となる。さらに  $V_{OUT} = 14$  の場合は  $V_{GND}$  との電位差が 25 V となる。このように、位相可変パッシブ

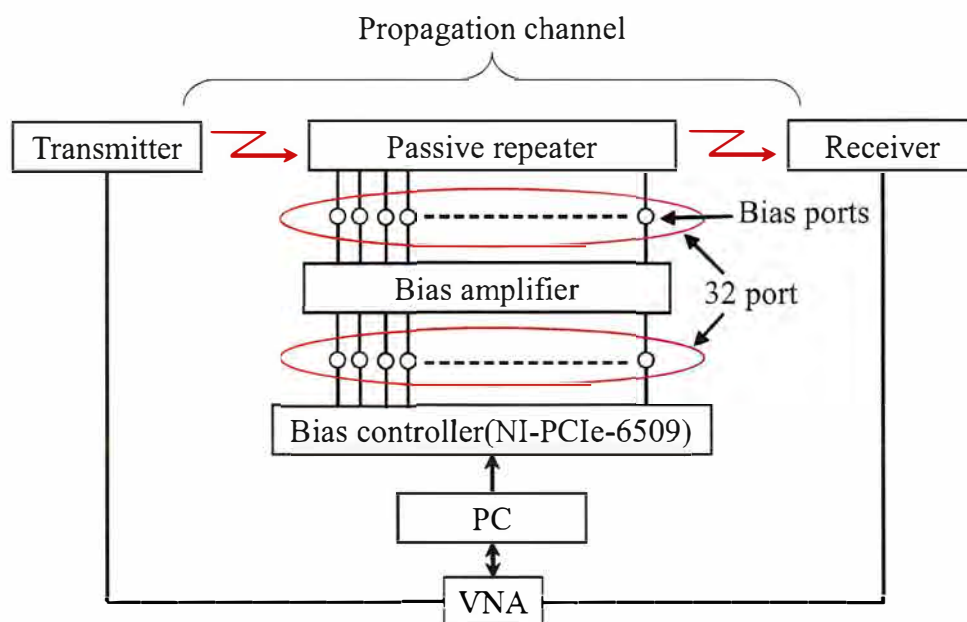


図 2.25: 本検討の実験系

ブリピータのグラウンドの電圧を  $-11\text{ V}$  と決定することによって、等価的にバイアス電圧  $11\text{ V}$  および  $25\text{ V}$  の 2 値を実現した。

### 2.2.3 位相可変パッシブリピータを用いた実験環境

図 2.25 に本検討における実験系を示す。位相可変パッシブリピータの位相制御によって変動する送受信アンテナ間の伝搬チャネルを VNA (Vector Network Analyzer) で計測し、そのデータを PC で取得する。ここで、位相可変パッシブリピータの位相を可変とするためのバイアス電圧制御装置として NI PCIE-6509 を使用した。

図 2.26 に本実験にて、送受信アンテナとして使用するスリーブアンテナと指向性を示す。アンテナ素子間隔を  $0.5\lambda$  とした。さらに本実験では送受信アンテナが  $2 \times 2$  構成となるように構築した。使用周波数は  $2.35 \sim 2.39\text{ GHz}$  の範囲とした。以下、実験結果を導出する際に用いる伝搬チャネルは周波数  $2.35 \sim 2.39\text{ GHz}$  の範囲で 21 ポイント取得し、その伝搬チャネルの瞬時値を使用して計算を行う。

図 2.27 に実験環境の平面図を示す。部屋のサイズは  $7.0 \times 5.8 \times 2.7\text{ m}^3$  である。外壁はコンクリートである。この部屋の中に金属素材の壁で覆われたシールドルームが設置されている。シールドルームのサイズは  $2.4 \times 2.9 \times 2.7\text{ m}^3$  である。送信アンテナを  $T \times 1$ ,  $T \times 2$ ,  $T \times 3$ ,  $T \times 4$  の何れかの位置に設置し、受信アンテナを  $R \times 1$ ,  $R \times 2$ ,  $R \times 3$ ,  $R \times 4$  の位置に設置し、電波伝搬経路は位相可変パッシブリピータを経由

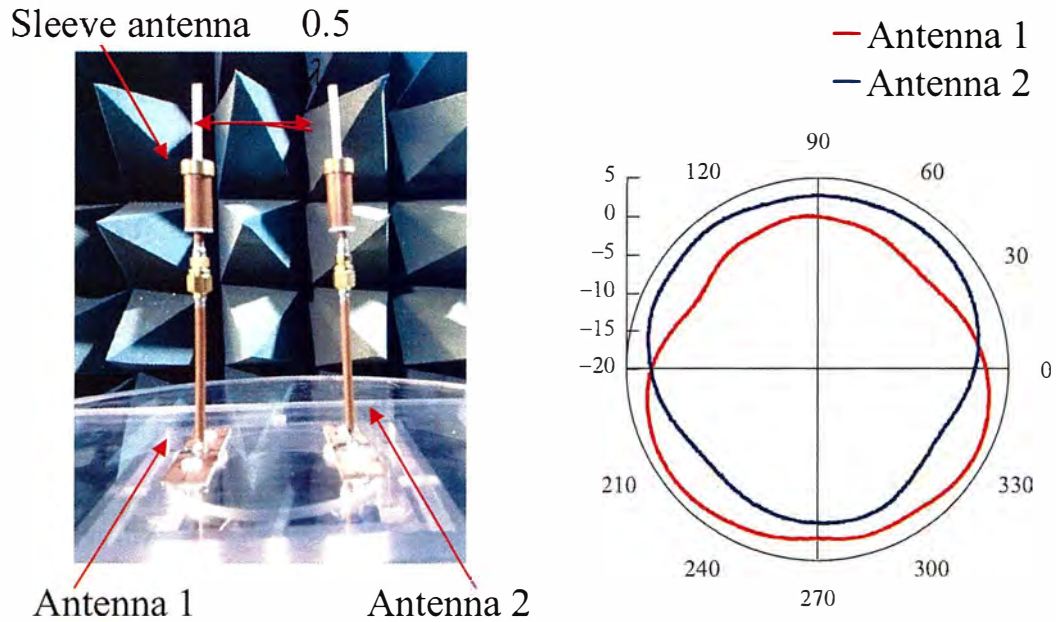


図 2.26: 本実験にて送受信アンテナとして用いるスリーブアンテナおよび指向性

した経路以外存在しない環境とした。送受信アンテナの壁からの距離を 0.5 m とし、アンテナ高を 1.0 m とした。位相可変パッシブリピータはシールドルームの壁面に設置した。また、位相可変パッシブリピータの中心を、床から 1.0 m の位置となるようにした。図 2.29 (a) にシールドルームの外観を、図 2.29 (b) にシールドルームの内部を示す。図 2.29 に示すように、位相可変パッシブリピータはシールドルームの壁両面に密着するように設置した。

#### 2.2.4 実験結果

本検討では、位相可変パッシブリピータに様々なバイアス値を与え、対応する伝搬チャネルを測定した。測定した伝搬チャネルから、SNR、空間相関および MIMO チャネル容量をそれぞれ、式 (2.4)～式 (2.6) により求めた。本検討では  $P_t = 10$  dBm,  $\sigma^2 = -85$  dBm,  $N_t = 2$  とした。 $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{I}$  はそれぞれ、受信機で観測した MIMO チャネル行列と単位行列を示している。チャネル行列  $\mathbf{H}$  は規格化されておらず、伝搬損が含まれている。Varactor diode は送信機側と受信機側の位相可変パッシブリピータに装荷した。位相可変パッシブリピータ片面に Varactor diode を 16 個使用したため、全部で  $16 \times 2 = 32$  個の Varactor diode を制御することでチャネルを取得する。ランダムに 55080 通りのリアクタンス値の組合せを与え、各組合せについて伝搬チャネル  $\mathbf{H}$  を測定した。その中からチャネル容量 (2.6) が最大になるリアクタンス値の組み合わせを選択し、これを最適値とした。

図 2.31 に試行回数 (リアクタンスの組み合わせ) 毎のチャネル容量を示す。図 2.31 より、リアクタンス

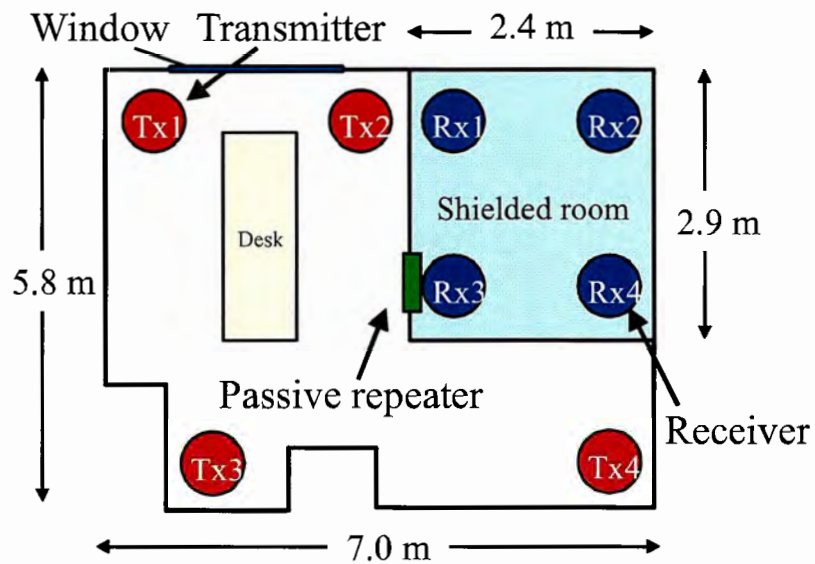


図 2.27: 実験環境の平面図

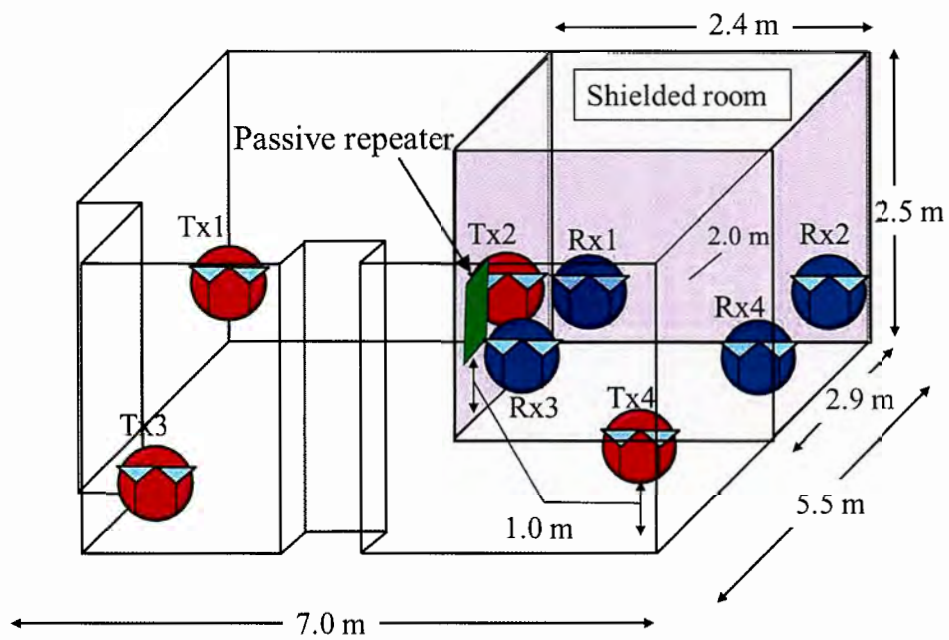
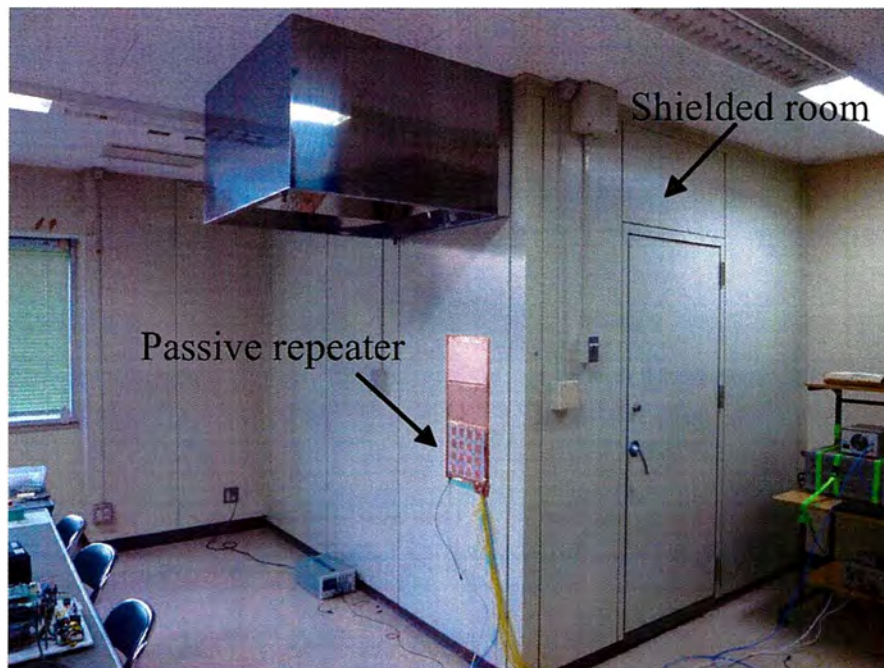


図 2.28: 実験環境の立体図

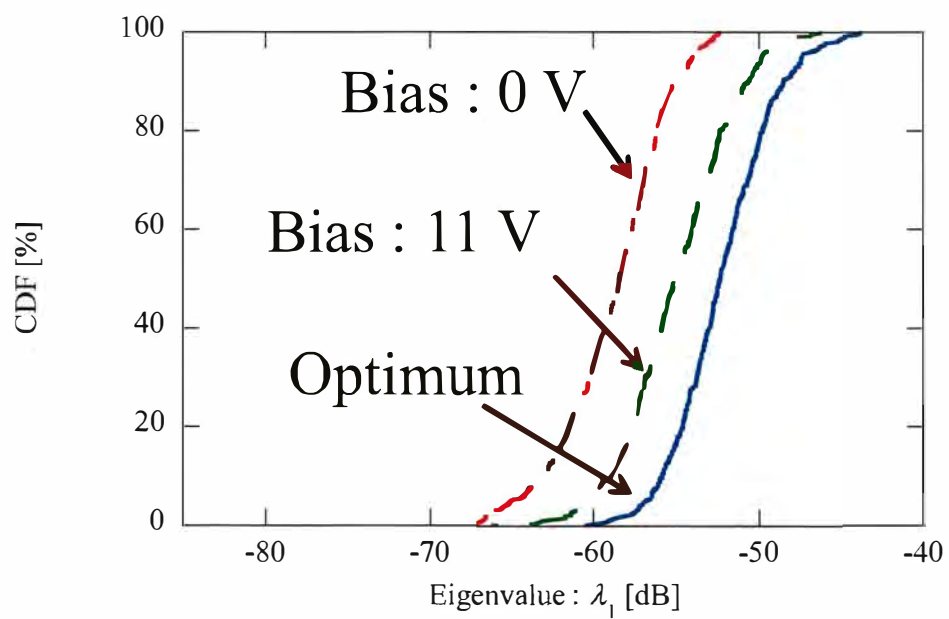


(a) シールドルームの外観

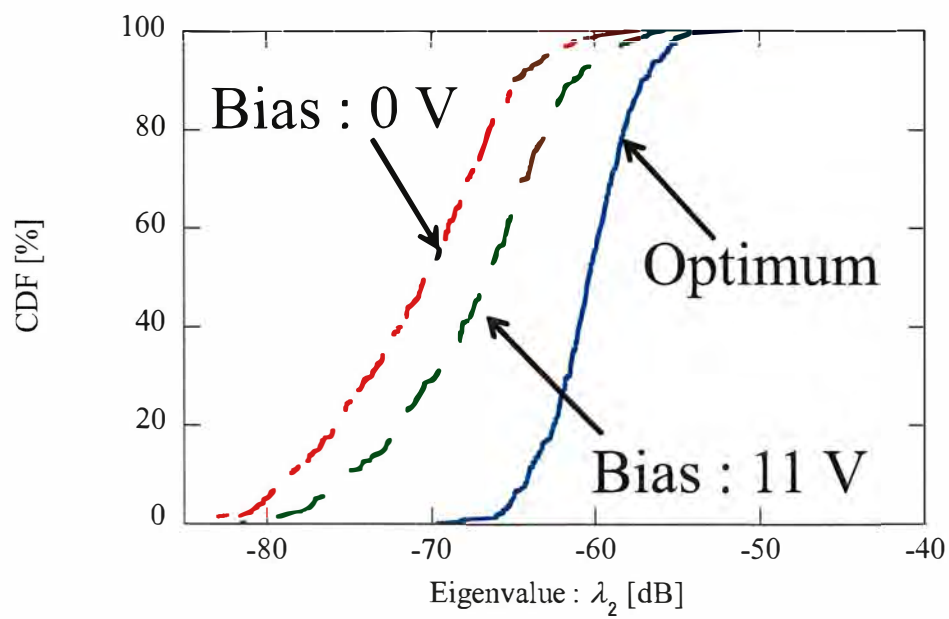


(b) シールドルームの内部

図 2.29: シールドルーム



(a) 第1固有値



(b) 第2固有値

図 2.30: 固有値の累積確率分布

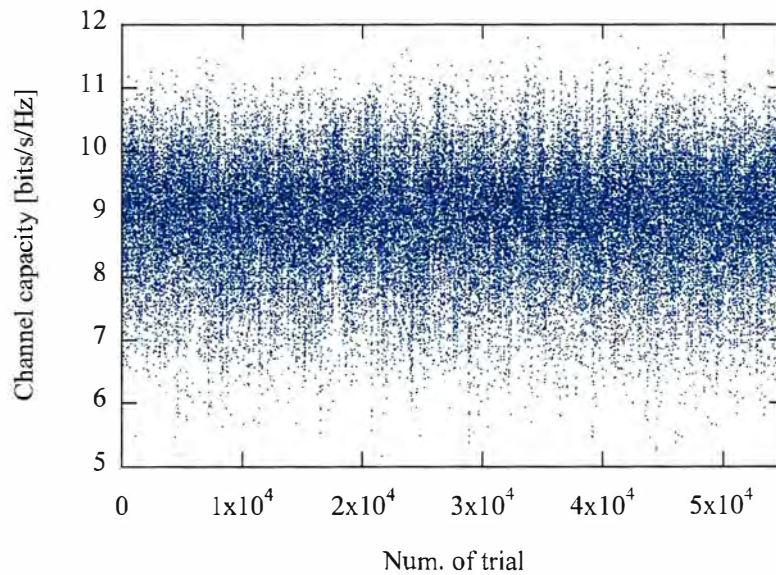


図 2.31: 試行回数 (リアクタンスの組み合わせ) に対するチャネル容量

の組み合わせに応じて、異なる MIMO チャネル容量が得られることが分かる。この結果から、リアクタンスの最適な組み合わせを選択することによって、最大チャネル容量が得られることが分かる。

次に、位相可変パッシブリピータの位相を制御することによる伝搬チャネル固有値の変化について考察する。図 2.30 (a) に伝搬チャネルの第 1 固有値、(b) に第 2 固有値の累積確率分布を示す。バイアス 0 V、11 V は全ての Varactor diode にこれらの電圧を与えた場合の結果であり、Optimum はランダム探索で最適化した結果を示している。中央値について評価すると、バイアス 11 V の場合はバイアス 0 V の場合と比較して、第 1 固有値を 3.34 dB、第 2 固有値を 3.78 dB 改善していることが分かる。さらにランダム探索で最適化を行った場合とバイアス 11 V の場合を比較すると、第 1 固有値を 2.76 dB、第 2 固有値を 6.12 dB 改善できることが分かった。この結果から、位相可変パッシブリピータの整合を取り、さらに位相値の組合せを最適化することによって固有値を改善できることが分かり、特に位相可変パッシブリピータを可変とすることで第 2 固有値を大幅に改善できることが分かった。このことから、位相可変パッシブリピータは複数の送受信アンテナを使用し通信を行う MIMO システムにおいて、空間多重による伝送速度向上に有効であることが分かった。

図 2.32 に、SNR の累積確率分布を示す。SNR の 50 % 値に着目すると、バイアス 11 V の場合はバイアス 0 V の場合に対して 3.29 dB 高く、10 % 値では 3.95 dB 高くなることが分かった。この結果から位相可変パッシブリピータを動作範囲で使用することで透過する信号電力が全体にわたり一様に増加することが分かった。また、ランダム探索によって最適化した場合とバイアス 11 V の場合を比較すると 50 % 値で 3.08 dB、10 % 値で 3.82 dB 高くなることが分かった。このことから、受信感度の低い場所において、

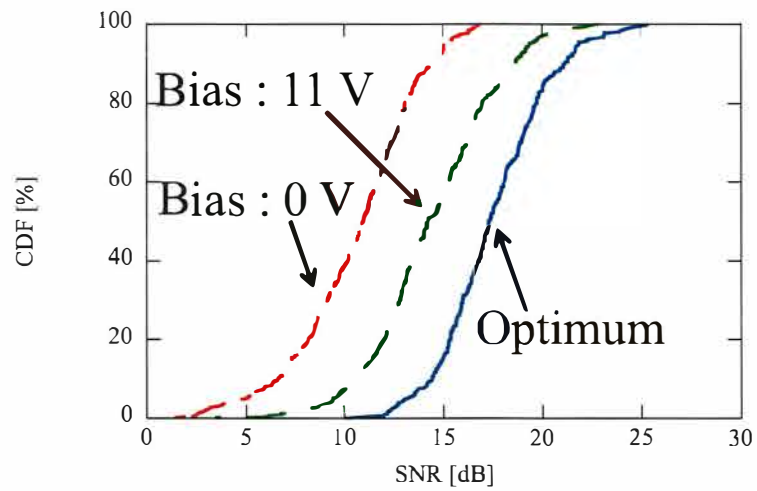


図 2.32: SNR の累積確率分布.

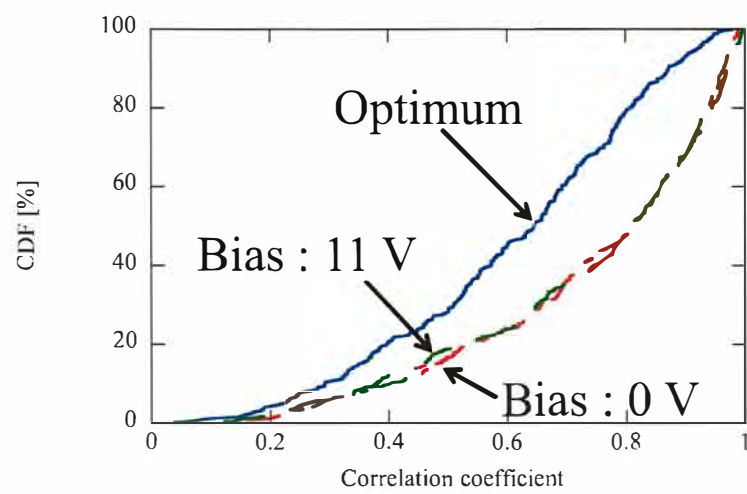


図 2.33: 空間相関の累積確率分布.

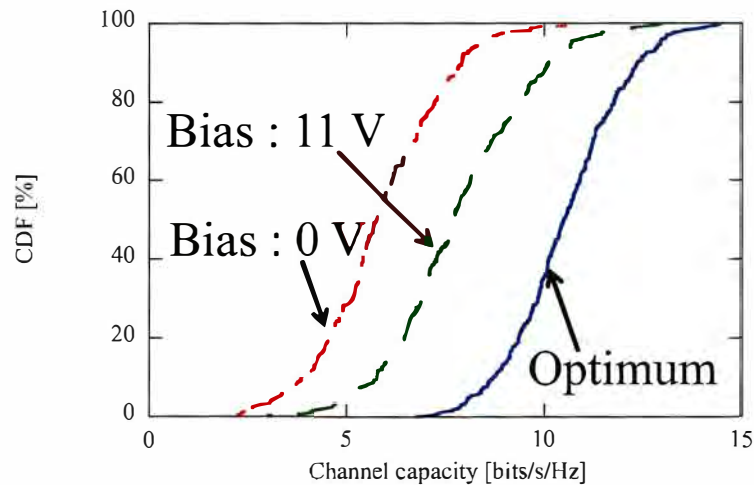


図 2.34: MIMO チャネル容量の累積確率分布

SNR を大きく改善することを確認した。

図 2.33 に、空間相関の累積確率分布を示す。空間相関の 50 %値において、バイアス 11 V の場合とバイアス 0 V の場合を比較すると結果が一致していることから、位相可変パッシブリピータの整合条件による相関改善効果は無いことが分かった。一方、ランダム探索による最適化した場合とバイアス 11 V の場合を比較すると 50 %値で 0.81 から 0.65 へと 0.16 低下させ、90 %値で 0.97 から 0.94 へと 0.03 低下させる効果があることが分かり、MIMO システムにおいて、有意な改善効果があることが分かった。

図 2.34 に、MIMO チャネル容量の累積確率分布を示す。MIMO チャネル容量の 50 %値に注目すると、バイアス 11 V の場合はバイアス 0 V の場合に対して 1.89 bits/s/Hz 改善し、10 %値において 1.94 bits/s/Hz の改善効果があることが分かった。この結果から位相可変パッシブリピータの整合をとることによって、MIMO チャネル容量が全体にわたり一様に改善することが分かった。また、ランダム探索による最適化した場合とバイアス 11 V の場合を比較すると 50 %値で 2.79bits/s/Hz 改善し、MIMO チャネル容量を 1.36 倍にできことが分かった。さらに 10 %値では 2.92 bits/s/Hz 改善することが分かり、MIMO チャネル容量を 1.50 倍に上昇させることが可能であることを明らかにした。この結果より、位相可変パッシブリピータの位相を制御することで、特に通信環境の悪い場所における MIMO チャネル容量を大きく改善できることが分かった。

## 2.3 まとめ

本章では電波伝搬環境を改善する取り組みとして電力増幅を行わないパッシブ中継方式に着目し、位相可変トランスミッタレーおよび位相可変パッシブリピータを使用した場合の無線通信品質評価を行っ

た。それぞれについて、初めに位相可変無給電アレーアンテナの原理を S パラメータや伝搬チャネルを用いて説明し、次に試作した位相可変無給電アレーアンテナの詳細な構造、実験系の全体像について解説を行い、最後に固有値、SNR、空間相関、MIMO チャネル容量の NLOS 環境下における伝搬環境評価を実験にて行った。

位相可変トランスミッタアレーについては、壁の開口面に設置し、アレーを構成する全ダイポール素子に実装した装荷インピーダンスの値を 0 V と 30 V の 2 値による印加電圧にて可変とし位相を制御した。実験結果から、最適なインピーダンス値の組合せを実現した位相可変トランスミッタアレーアンテナを使用することによって、累積確率分布の 50 % を第 1 固有値で 1.12 dB 改善することが分かった。さらに第 2 固有値では 4.53 と大幅に改善可能となることが明らかになった。この結果から、位相可変トランスミッタアレーはマルチストリーム伝送を可能とすることが分かった。また、SNR の累積確率分布の 10 % 値を 1.79 dB 改善することが分かった。さらに、空間相関の 90 % 値を 0.97 から、0.83 へと減少させる効果があることも分かった。また、位相可変トランスミッタアレーを使用し、MIMO チャネル容量の 10 % 値を 1.32 倍にできることを明らかにした。

次に、位相可変パッシブリピータについて解析を行った。位相可変パッシブリピータはマイクロストリップアンテナに Varactor diode を装荷した構成とし試作し、屋内環境における電波伝搬環境の改善効果を実験的に評価した。位相可変パッシブリピータの制御電圧値をランダム探索によって最適化した場合と 11 V のバイアス電圧を全ての Varactor diode に印加した場合を比較すると、第 1 固有値の累積確率分布の中央値を 2.76 dB 改善できることが分かり、さらに第 2 固有値を 6.12 dB 改善できることが分かった。また、SNR の累積確率分布の 10 % 値を 3.82 dB 改善することが分かり、可変とすることによって SNR を大きく改善できることが分かった。さらに、MIMO チャネル容量を比較したところ、10 % 値が 1.50 倍に向上できることが明らかになった。

これらの結果より、位相可変トランスミッタアレーおよび位相可変パッシブリピータに装荷したリアクタンスの値を可変とし、制御することで特に通信環境が悪い場所での MIMO チャネル容量を大きく改善できることを確認した。

## 第3章 位相可変無給電アンテナアレーによる決定論的移相量制御法

MIMO システムの伝送特性は伝搬環境に強く依存し、伝搬パスの分布と送受信アンテナの置かれた位置で決定される。そこで第2章にて、電波伝搬経路が限定された場合の MIMO チャネル容量を、パッシブ中継方式として位相可変無給電アレーアンテナを用いることで改善できることを実験により明らかにした。しかし、チャネル容量改善効果を得るために、多数のアレー構成素子に装荷した移相器の位相を適切に決定する必要がある、全探索法により最適化する場合は組合せ数が膨大になるという課題がある。そこで本章で位相可変無給電アレーアンテナを反射板として使用した場合について、MIMO チャネルの固有値を最大化することを目的とした決定論的移相量制御法を提案する。提案法を用いることで、位相を一意に決定することができる。

### 3.1 固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法

図 3.1 にシステムモデルを示す。送信機 (以下, BS: Base Station) アンテナ数を  $N_t$ , 移動局 (以下, MS: Mobile Station) アンテナ数を  $N_r$ , リフレクタアレーに実装している移相器の数を  $N_p$  とする。リフレクタアレーを構成する各パッチアンテナ素子は素子毎に位相制御用の移相器を実装しており、その移相量は対角行列  $\beta = \text{diag}(\exp(j\vartheta_1), \exp(j\vartheta_2), \dots, \exp(j\vartheta_{N_p}))$  によって表される。BS からリフレクタアレーへの伝搬チャネルを  $\mathbf{H}_{PT} \in \mathbb{C}^{N_p \times N_t}$  とし、Px から受信機 (以下, Rx) への伝搬チャネルを  $\mathbf{H}_{RP} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p}$  とする。以上より、所望信号チャネル  $\mathbf{H}_{RT} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  は、

$$\mathbf{H}_{RT} = \mathbf{H}_{RP}\beta\mathbf{H}_{PT} \quad (3.1)$$

となる。ここで、式 (3.1) は直接は成分を含まないモデルとしている。本提案アルゴリズムは  $\beta$  を構成する位相の組み合わせを一意に決定し受信電力を向上させる手法である。式 (3.1) の  $\mathbf{H}_{RP}$  と  $\mathbf{H}_{PT}$  を特異値分解すると

$$\mathbf{H}_{RT} = \mathbf{U}_{RP}\mathbf{S}_{RP}\mathbf{V}_{RP}^H\beta\mathbf{U}_{PT}\mathbf{S}_{PT}\mathbf{V}_{PT}^H \quad (3.2)$$

と表せる。ここで、 $\mathbf{U}_{RP}$  と  $\mathbf{V}_{PT}^H$  はユニタリ行列であるので行列のフロベニウスノルムは不変となる。したがって、 $\mathbf{U}_{RP}$  と  $\mathbf{V}_{PT}^H$  を除外してもフロベニウスノルムは変化しないので、振幅成分はフロベニウスノ

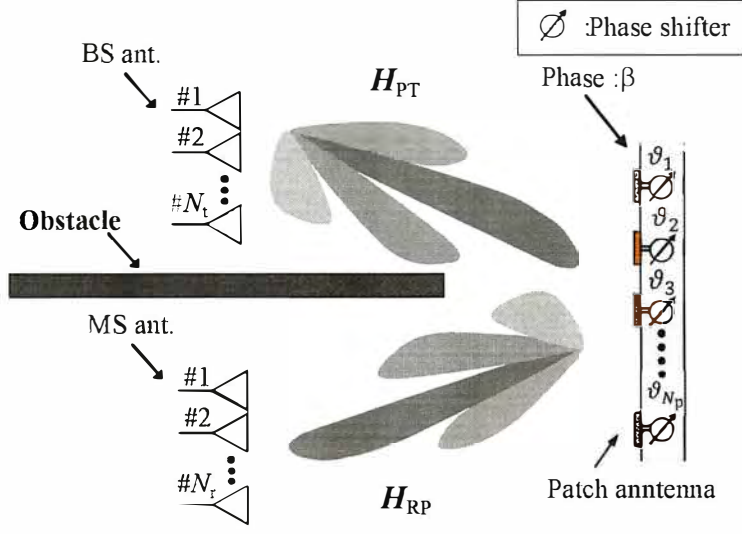


図 3.1: システムモデル

ルム  $\|\cdot\|_{F'}$  を用いて

$$\|\mathbf{H}_{RT}\|_{F'} = \|\mathbf{S}_{RP} \mathbf{V}_{RP}^H \beta \mathbf{U}_{PT} \mathbf{S}_{PT}\|_{F'} \quad (3.3)$$

のように表すことができる。提案アルゴリズムではフロベニウスノルムを最大化することで受信電力向上を目的としていることから式 (3.2) 中の

$$\mathbf{W} = \mathbf{S}_{RP} \mathbf{V}_{RP}^H \beta \mathbf{U}_{PT} \mathbf{S}_{PT} \quad (3.4)$$

に着目し検討を行う。  $\chi = \mathbf{V}_{RP}^H \beta \mathbf{U}_{PT}$  とすると式 (3.4) は

$$\mathbf{W} = \mathbf{S}_{RP} \chi \mathbf{S}_{PT} \quad (3.5)$$

と表され、  $\mathbf{S}_{RP} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_p}$  と  $\mathbf{S}_{PT} \in \mathbb{R}^{N_p \times N_t}$  は振幅成分を表す対角行列であり、  $\chi \in \mathbb{C}^{N_p \times N_p}$  は最終的な振幅を決定する係数行列となる。ここで  $N_r \leq N_t \leq N_p$  を満たすとする

$$\mathbf{S}_{PT} = \begin{pmatrix} \sqrt{\Psi_{RP1}} & \cdots & \mathbf{0} & 0 \cdots 0 \\ \vdots & \ddots & \mathbf{0} & 0 \cdots 0 \\ \mathbf{0} & 0 & \sqrt{\Psi_{RPN_r}} & 0 \cdots 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{S}_{RP} = \begin{pmatrix} \sqrt{\Psi_{PT1}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\Psi_{PTN_r}} \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

$$\chi = \begin{pmatrix} \xi_{11} & \cdots & \xi_{1N_p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \xi_{N_p 1} & \cdots & \xi_{N_p N_p} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

となる。\$\Psi\_{\text{RPN}\_r}\$ は \$\mathbf{H}\_{\text{RP}}\$ の第 \$n\_r\$ 固有値 (\$1 \leq n\_r \leq N\_r\$) に対応する特異値であり、\$\Psi\_{\text{PTN}\_t}\$ は \$\mathbf{H}\_{\text{PT}}\$ の第 \$n\_t\$ 固有値 (\$1 \leq n\_t \leq N\_t\$) に対応する特異値を示している。また、\$\Psi\_{n\_r n\_t}\$ は \$\chi\$ の \$(n\_r^{th}, n\_t^{th})\$ におけるウェイト要素を示す。式 (3.6) ~ 式 (3.8) より式 (3.5) を計算すると \$\mathbf{W}\$ は

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \sqrt{\Psi_{\text{RP1}}} \sqrt{\Psi_{\text{PT1}}} \xi_{11} & \cdots & \sqrt{\Psi_{\text{RP1}}} \sqrt{\Psi_{\text{PTN}_t}} \xi_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\Psi_{\text{RPN}_r}} \sqrt{\Psi_{\text{PT1}}} \xi_{N_r 1} & \cdots & \sqrt{\Psi_{\text{RPN}_r}} \sqrt{\Psi_{\text{PTN}_t}} \xi_{N_r N_t} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

と求められる。式 (3.9) より \$\mathbf{H}\_{\text{RP}}\$ の第 \$n\_r\$ 固有値と \$\mathbf{H}\_{\text{PT}}\$ の第 \$n\_t\$ 固有値の組み合わせを向上したい場合は、その固有値に対応する係数 (\$\xi\_{n\_r n\_t}\$) の絶対値を大きくすることで実現できる。ここで、リフレクタレーを構成する要素を \$n\_p \in (1 \leq n\_p \leq N\_p)\$ とすると、式 (3.4) の \$\mathbf{V}\_{\text{RP}}^H \in \mathbb{C}^{N\_p \times N\_p}\$ を構成する要素を \$v'\_{\text{RP} n\_p n\_r}\$, \$\mathbf{U}\_{\text{PT}}^H \in \mathbb{C}^{N\_p \times N\_p}\$ を構成する要素を \$u\_{\text{PT} n\_p n\_t}\$ とし、\$\beta \in \mathbb{C}^{N\_p \times N\_p}\$ を構成する対角要素を \$\exp(j\vartheta\_{n\_p})\$ と表せる。これによりウェイト要素 \$\xi\_{n\_r n\_t}\$ は

$$\xi_{n_r n_t} = \sum_{n_p=1}^{N_p} v'_{\text{RP} n_p n_r} u_{\text{PT} n_p n_t} \exp(j\vartheta_{n_p}) \quad (3.10)$$

と表せる。\$\xi\_{n\_r n\_t}\$ の絶対値を向上するために同位相化処理を行う。前提条件としてリフレクタはパッシブであるとし、到来波に対して位相の付加のみを行うとする。最も簡単な 2 値の位相を制御する 1bit 移相器を実装した場合に実部方向に同位相化する場合を \$\beta\_{\text{R} n\_p n\_r n\_t}^{\text{1bit}}\$, 虚部方向に同位相化する場合を \$\beta\_{\text{I} n\_p n\_r n\_t}^{\text{1bit}}\$ とすると

$$\beta_{\text{R} n_p n_r n_t}^{\text{1bit}} = \text{sgn} \left\{ \text{Re} \left( v'_{\text{RP} n_p n_r} u_{\text{PT} n_p n_t} \right) \right\} \quad (3.11)$$

$$\beta_{\text{I} n_p n_r n_t}^{\text{1bit}} = \text{sgn} \left\{ \text{Im} \left( v'_{\text{RP} n_p n_r} u_{\text{PT} n_p n_t} \right) \right\} \quad (3.12)$$

によって最適位相を導出できる。ここで、\$\text{Re}(\cdot)\$ と \$\text{Im}(\cdot)\$ は実部成分と虚部成分をそれぞれ示す。これによって最適位相の組み合わせを示す対角行列は式 (3.11) および式 (3.12) を用いて

$$\beta_{\text{R} n_r n_t}^{\text{1bit}} = \text{diag} [\beta_{\text{R} 1 n_r n_t}^{\text{1bit}}, \beta_{\text{R} 2 n_r n_t}^{\text{1bit}}, \dots, \beta_{\text{R} K n_r n_t}^{\text{1bit}}] \quad (3.13)$$

$$\beta_{\text{I} n_r n_t}^{\text{1bit}} = \text{diag} [\beta_{\text{I} 1 n_r n_t}^{\text{1bit}}, \beta_{\text{I} 2 n_r n_t}^{\text{1bit}}, \dots, \beta_{\text{I} K n_r n_t}^{\text{1bit}}] \quad (3.14)$$

と表すことができる。ここで導出した式 (3.13) もしくは式 (3.14) を式 (3.4) の \$\beta\$ へ代入することで、\$\mathbf{H}\_{\text{RP}}\$ の第 \$n\_r\$ 固有値と \$\mathbf{H}\_{\text{PT}}\$ の第 \$n\_t\$ 固有値を向上した \$\mathbf{H}\_{\text{RL}}\$ を得ることができる。リフレクタを構成する要素

数が十分大きい場合、チャネルのランダム性により実部成分と虚部成分の期待値は同等となることから式 (3.13) および式 (3.14) はどちらを使用しても同様の改善効果が得られる。また、式 (3.13) および式 (3.14) を用いて 4 値の位相を制御可能な 2bit 移相器のアルゴリズムを実装する。実部方向に同位相化する場合の対角行列を  $\beta_{Rn_r n_t}^{2\text{bit}}$  とすると

$$\beta_{Rn_r n_t}^{2\text{bit}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \beta_{Rn_r n_t}^{1\text{bit}} - j\beta_{In_r n_t}^{1\text{bit}} \right) \quad (3.15)$$

となる。2bit 移相器を用いることで、1bit 移相器を用いる場合と比較してより大きな受信電力改善効果を得ることができる。

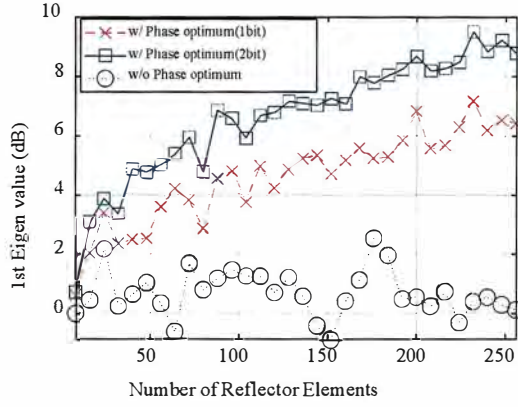
## 3.2 提案アルゴリズムの改善効果

本節では提案する固有ベクトルに基づいた位相最適化アルゴリズムによる改善効果を明らかにする。使用するチャネル行列は改善効果をより明確に示すことを目的とし  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  の独立同分布 (i.i.d: Independent and Identically Distributed) チャネルを用いて固有値 ( $\Sigma$ ) を評価する。このときの評価の式は

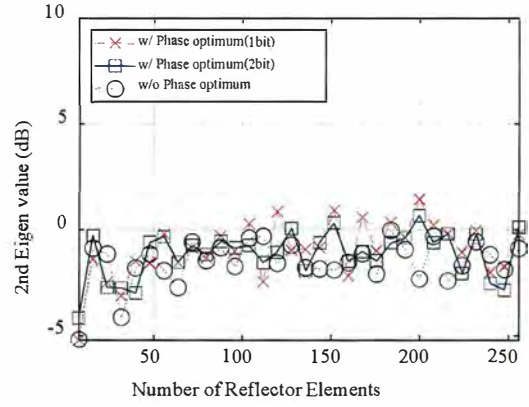
$$\Sigma = \frac{1}{N_t N_p} \begin{bmatrix} \Sigma_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \Sigma_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \Sigma_N \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

としており、送信アンテナ数  $N_t$  とリフレクタ素子数  $N_p$  で規格化している。ここでは  $N_t$  と受信アンテナ数  $N_r$  の組合せを  $(N_t, N_r) = (32, 2)$  と  $(64, 4)$  とした場合の 2 パターンについてリフレクタ構成素子数を最大 256 まで増やしたときのシミュレーション評価を行う。ここで  $\Sigma$  は固有値分解を用いて  $V\Sigma V^{-1} = HH^H$  によって得られ、 $\Sigma_1 \sim \Sigma_4$  はそれぞれ、第 1 固有値～第 4 固有値に対応する。以下、式 (3.13) と式 (3.15) をそれぞれ用いて式 (3.10) の  $\xi_{11}$  を最適化した場合と  $\beta = \text{diag}(1, 1, \dots, 1)$  を用いる事で位相の最適化を一切行わない場合について中央値を比較した結果を報告する。

図 3.2 は  $(N_t, N_r) = (32, 2)$  とした場合の第 1 固有値 ( $\xi_{11}$ ) の改善効果を示した計算結果である。現在のマッシュMIMOの実装されている現実的なリフレクタ構成素子数である 128 を比較基準とした場合、位相最適化アルゴリズムを適用した場合に、1bit 移相器および 2bit 移相器ともに第 1 固有値がそれぞれ 4.90 dB および 6.04 dB 改善しているが一方で第 2 固有値に改善は見られない。図 3.3 は  $(N_t, N_r) = (64, 4)$  とした場合の固有値の改善効果を示した結果である。こちらもしリフレクタ構成素子数  $N_p = 128$  を比較基準とすると 1bit 移相器および 2bit 移相器ともに第 1 固有値がそれぞれ 3.05 dB および 4.72 dB 改善しているが、第 2～4 固有値に改善は見られない。第 1 固有値の改善量に注目すると、 $(N_t, N_r) = (32, 2)$  とした場合の方が  $(N_t, N_r) = (64, 4)$  とした場合に比較して、大きくなっていることが分かる。これは、 $(N_t, N_r) = (64, 4)$  の方が固有値の数が増加し 4 となるため、電力成分のリソースが分散したことが原因で



(a) 第1固有値の結果



(b) 第2固有値の結果

図 3.2:  $\xi_{11}$  を最大化した場合の固有値の改善効果  $(N_t, N_r) = (32, 2)$

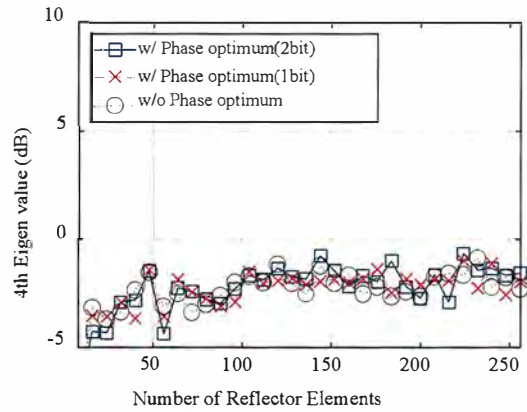
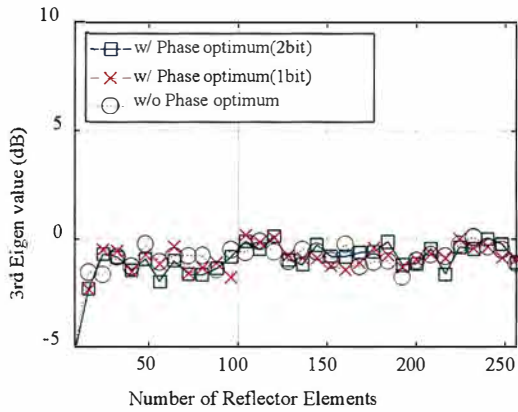
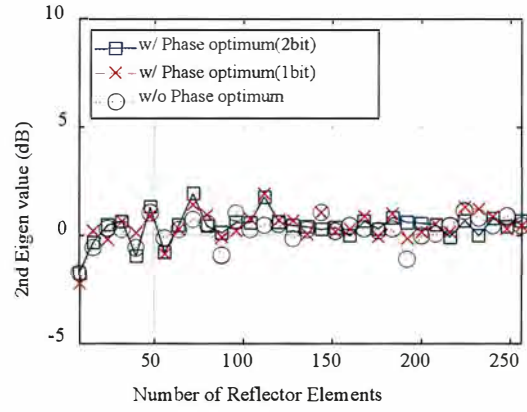
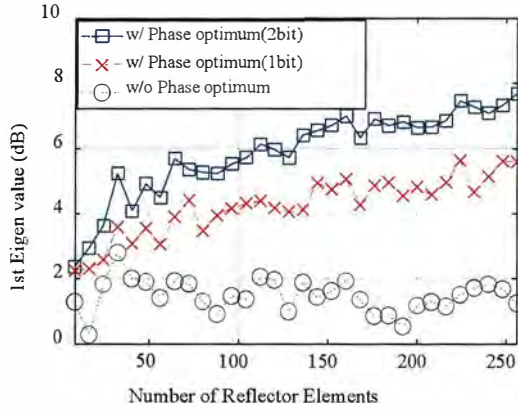


図 3.3:  $\xi_{11}$  を最大化した場合の固有値の改善効果  $(N_t, N_r) = (64, 4)$

あると考えられる。本提案アルゴリズム検証用に使用した  $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, 1)$  の i.i.d. チャネルは完全に独立した要素で構成されたチャネルモデルであるため固有値の偏りが少ない。そのため特定の固有値を向上する様に位相を決定することで他の固有値との間に明らかな差分が生じ 1 ストリーム伝送が支配的となることが分かった。

### 3.3 提案アルゴリズムによる複数固有値向上法および改善効果

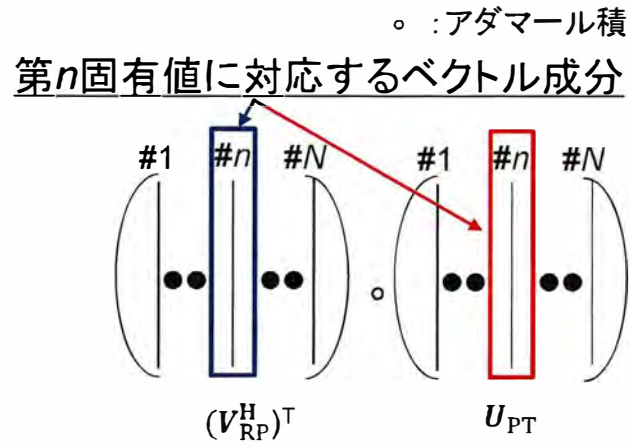
3.2 節では、特定の固有値（ここでは第 1 固有値）のみを向上する場合の改善効果について述べた。数値計算結果より、第 1 固有値の向上は確認できたが、それ以下の第 2 固有値以降の改善は得られなかった。この場合、マルチストリーム伝送（MU-MIMO 伝送を含む）を行う際に、そのストリーム分の位相可変リフレクタアレーが必要となり非効率的である。したがって 1 つのリフレクタアレーで複数の固有値を向上する手法について提案する。本提案法は SVD によりウェイト成分を抽出するまでの手順は 3.2 節と同様である。アルゴリズム差分はウェイト成分のリソースを 3.2 節では任意の固有値へ全て割り振っていたが、本節では複数の固有値へリソースを分割し割り振るようにより制御する方法について検討する。これによって複数固有値の向上を可能とする。一例として、式 (3.10) の  $(m, n) = (1, 1)$  と  $(m, n) = (2, 2)$  の場合の 2 つのウェイト  $\xi_{1,1}$  と  $\xi_{2,2}$  を 1 つの位相可変リフレクタアレーで改善する場合を考える。位相可変リフレクタアレーのリソースを平等に割り当てるとし、その時の 1bit 移相器の位相を示す対角行列を  $\beta_{R(1,1)(2,2)}^{1\text{bit}}$  および  $\beta_{I(1,1)(2,2)}^{1\text{bit}}$  とすると、式 (3.13) と式 (3.14) は

$$\beta_{R(1,1)(2,2)}^{1\text{bit}} = \text{diag} \left[ \beta_{R1(1,1)}^{1\text{bit}}, \dots, \beta_{R(N_p/2)(1,1)}^{1\text{bit}}, \beta_{R(N_p/2+1)(2,2)}^{1\text{bit}}, \dots, \beta_{R(N_p)(2,2)}^{1\text{bit}} \right] \quad (3.17)$$

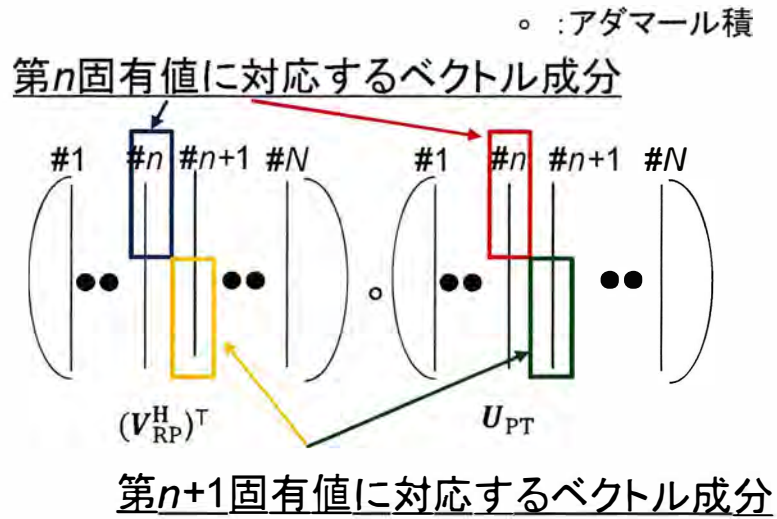
$$\beta_{I(1,1)(2,2)}^{1\text{bit}} = \text{diag} \left[ \beta_{I1(1,1)}^{1\text{bit}}, \dots, \beta_{I(N_p/2)(1,1)}^{1\text{bit}}, \beta_{I(N_p/2+1)(2,2)}^{1\text{bit}}, \dots, \beta_{I(N_p)(2,2)}^{1\text{bit}} \right] \quad (3.18)$$

の様に表すことができる。これは、位相可変リフレクタアレーを構成する素子数を  $N_p$  とすると  $1 \sim N_p/2$  を第 1 固有値へ割り当て、 $N_p/2 + 1 \sim N_p$  を第 2 固有値に割り当てる制御を行う。図 3.4 (a) に 3.2 節にて提案したアルゴリズムに対応する行列演算を、図 3.4 (b) に本節にて提案した行列演算を視覚的に表した図をそれぞれ示す。ここで、 $\circ$  はアダマール積を示し、行列の要素毎の乗算を意味している。図 3.4 (b) を実部成分について  $\text{sgn}$  関数にて符号を判別したベクトルを対角行列化したものが式 (3.17) に該当し、虚部成分について符号を判別したベクトルを対角行列化したものが式 (3.18) に該当する。以下、第 1 固有値と第 2 固有値を向上するようにリソースを振り分けた際の改善効果について述べる。

図 3.5 に  $(N_t, N_r) = (32, 2)$ 、図 3.6 に  $(N_t, N_r) = (64, 4)$  とし第 1 固有パス ( $\xi_{11}$ ) と第 2 固有パス ( $\xi_{22}$ ) を向上した場合の固有値の改善量について示す。どちらの図も第 1 固有値と第 2 固有値が改善している様子がわかり、特に図 3.6 に関しては、第 3～4 固有値が改善していないことが分かる。以下、位相可変リフレクタアレーを構成する素子数を 128 とした場合について具体的な改善量について述べる。 $(N_t, N_r) = (32, 2)$



(a) 提案アルゴリズムのベクトル表現 (単一固有値のみ改善)



(b) 提案アルゴリズムのベクトル表現 (複数固有値を改善)

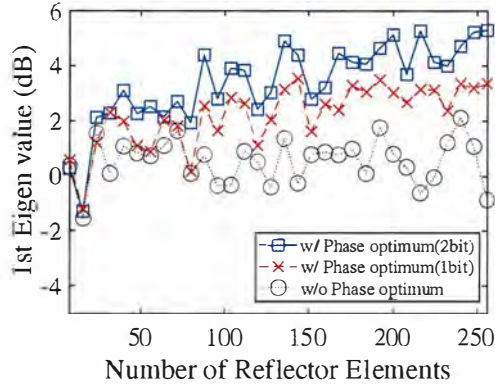
図 3.4:  $\xi_{11}$  のみ最大化する場合 (a) と  $\xi_{11}$  と  $\xi_{22}$  を両方最大化する場合の提案アルゴリズムのベクトル表現

の場合の第 1 固有値の改善量を確認すると 1bit 移相器の時に 2.46 dB, 2bit 移相器の時に 3.43 dB 改善している。この結果を 3.2 節の改善量と比較すると、それぞれ  $-2.44$  dB と  $-2.61$  dB と改善量が減っている。これは第 1 固有値の改善へ位相可変リフレクタレーのリソースを半分割り振った影響である。リソースを割り当てられた第 2 固有値の改善量は 1bit 移相器および 2bit 移相器それぞれ 0.30 dB と 2.40 dB となる。この結果より固有値の改善効果は確認できたが、第 1 固有値の改善量と比較し第 2 固有値の改善効果が劣化することが分かった。次に  $(N_t, N_r) = (64, 4)$  の場合の第 1 固有値の改善量を述べる。1bit 移相器を使用すると 0.93 dB, 2bit 移相器の時に 1.81 dB 改善している。この結果を 3.2 節の改善量と比較すると  $-2.12$  dB と  $-2.91$  dB となる。この結果より、 $(N_t, N_r) = (32, 2)$  の場合と比較して第 1 固有値の改善効果が小さくなることが分かった。第 2 固有値の改善量を確認すると、1bit 移相器および 2bit 移相器にて、それぞれ 0.63 dB と 1.25 dB 改善する。この結果からも第 1 固有値と比較して第 2 固有値の改善量が減少することが分かった。

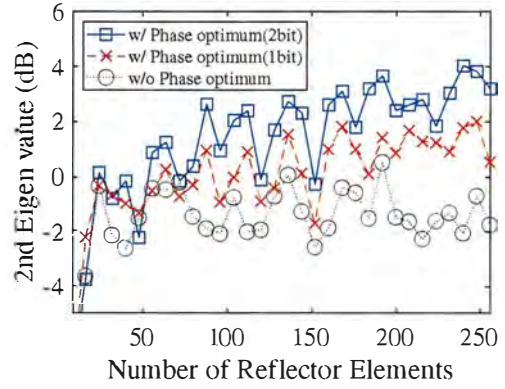
### 3.4 まとめ

本章では位相可変リフレクタレーに実装した移相器に対しその位相の組合せを MIMO チャネルの固有ベクトル情報に基づき一意に決定する決定論的移相量制御法を提案した。本提案アルゴリズムは任意の第  $n$  固有値の向上を目的とした最適化も可能となることから、例えば複数ストリーム伝送を実施する場合などに有効な手段であると想定される。この伝送できるストリーム数を増加させる効果の実証は次章にて行う。本提案アルゴリズムを用いて第 1 固有値を最適化した場合、 $(N_t, N_p, N_r) = (32, 128, 2)$  の場合で 1bit 移相器および 2bit 移相器ともに第 1 固有値がそれぞれ 4.90 dB および 6.04 dB 改善し  $(N_t, N_p, N_r) = (64, 128, 4)$  の場合で 1bit 移相器および 2bit 移相器ともに第 1 固有値がそれぞれ 3.05 dB および 4.72 dB 改善する。これより、本提案アルゴリズムの有効性を明らかとした。

さらに本提案アルゴリズムを応用し、位相可変リフレクタレーのリソースを分割し任意の 2 つの固有値を改善する手法を提案した。第 1 固有値および第 2 固有値を改善するように位相可変リフレクタレーのリソースを半分ずつ割り振るように制御した場合、 $(N_t, N_p, N_r) = (32, 128, 2)$  の場合で第 1 固有値を 1bit 移相器のときに 2.46 dB, 2bit 移相器のときに 3.43 dB 改善し、第 2 固有値を 1bit 移相器のときに 0.30 dB, 2bit 移相器のときに 2.40 dB 改善する。また、 $(N_t, N_p, N_r) = (64, 128, 4)$  の場合で第 1 固有値を 1bit 移相器のときに 0.93 dB, 2bit 移相器のときに 1.81 dB 改善し、第 2 固有値を 1bit 移相器のときに 0.63 dB, 2bit 移相器のときに 1.25 dB 改善する。この結果より、下位の固有値の改善量が劣化することが分かった。したがって、マルチストリーム伝送を行いたい場合はより下位の固有値の改善量を向上するように、位相可変トランスミッタレーのリソースを適切に割り当てる必要があることが分かった。



(a) 第1固有値の結果



(b) 第2固有値の結果

図 3.5:  $\xi_{11}$  と  $\xi_{22}$  を最大化した場合の固有値の改善効果 ( $N_t, N_r$ ) = (32, 2)

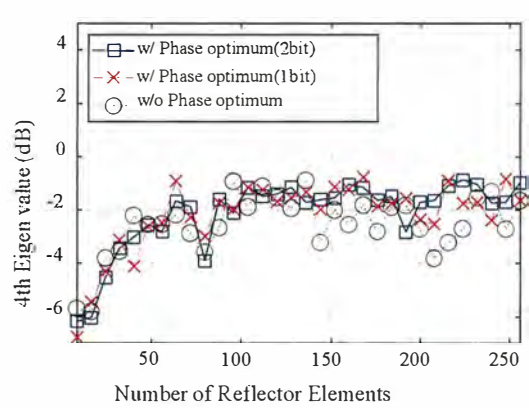
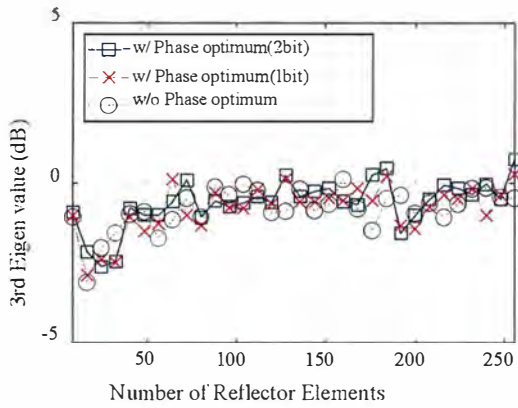
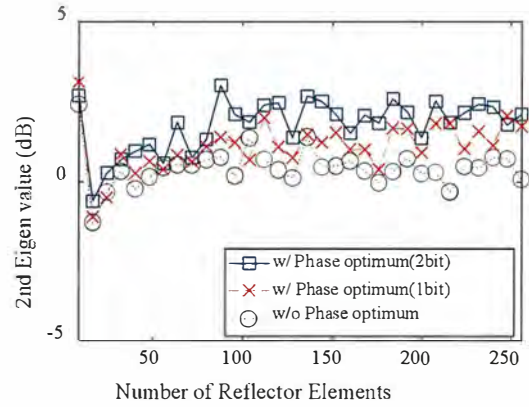
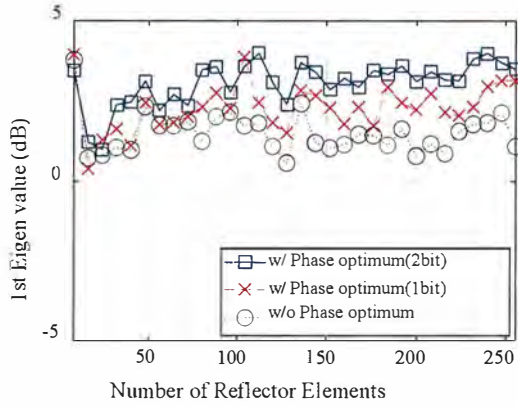


図 3.6:  $\xi_{11}$  と  $\xi_{22}$  を最大化した場合の固有値の改善効果 ( $N_t, N_r$ ) = (64, 4)

## 第4章 モバイル通信における伝送品質評価

第5世代移動通信システム（5G）では広帯域が利用できる SHF 帯（3～30 GHz）が使用されるが、高周波数帯は直進性が高く遮蔽によって 5G 通信品質が大幅に劣化する。この遮蔽によって劣化する通信品質を改善しエリアを補完する技術の一つとして第2章と第3章にて紹介した位相可変リフレクトアレーの適用が期待できる。本章では第3で提案した位相制御アルゴリズムを 3GPP Release15 にて定められた 5G セルラーシステムに適用した場合の伝送特性の改善効果について評価する。

### 4.1 第5世代移動通信システムにおける技術課題

第5世代移動通信システム（5G）による高速無線通信では従来のモバイル通信で使用している周波数より高い SHF（Super High Frequency）帯である 3～30 GHz の利用が予定されている。特に広帯域を利用した大容量通信が期待されている 5G では超多素子アンテナを用いた Massive MIMO（Multiple Input Multiple Output）により、空間多重を実現しながら、アレーアンテナの位相・振幅制御に基づくビームフォーミングにより大きなアンテナ利得を実現し、高周波数帯で問題となる伝搬損失を補償することで、広いカバレッジを実現することができる [37]～[40]。一方で高周波数帯の無線特性として反射損失や透過損失が大きくコンクリートやガラス、樹木等によって通信品質が大幅に劣化する [40]～[42]。近年では eMBB（enhanced Mobile Broadband）、URLLC（Ultra-Reliable and Low Latency Communications）などの 5G 特性を活かした遠隔操作のコンセプトも提案されている [43]～[44]。しかしながら遠隔操作は通信品質に対して高い信頼性を求めるため、反射損失や透過損失によるリンクの切断は大きな問題となる。そのため従来の移動通信システムと 5G 通信システムを共存させることで最低限の通信品質を確保することが必要となる。このような問題に対して、既存周波数帯のマクロセルに高周波数帯のsmallセル・セミマクロセルをオーバーレイ配置するファントムセルコンセプトとして提案されている [45]。ファントムセルコンセプトではマクロセルで Control (C)-plane を提供し接続性を担保する一方で、User (U)-plane を分離し、低 SHF 帯（3～6 GHz）、高 SHF 帯（6～30GHz）、EHF（30GHz～）帯といった高周波数帯を使用する smallセル・セミマクロセルに接続することで広帯域を活用した高速通信を実現する。一般的に基地局アンテナをファントムセルコンセプトに基づいて多数設置するには、アンテナを設置する場所を多数確保する必要がある、5G 品質を担保する上で大きな課題であった。そのような課題を解決するため、リフレクタを設置することで都市環境におけるビル等による遮蔽の影響を改善する方法が提案されてい

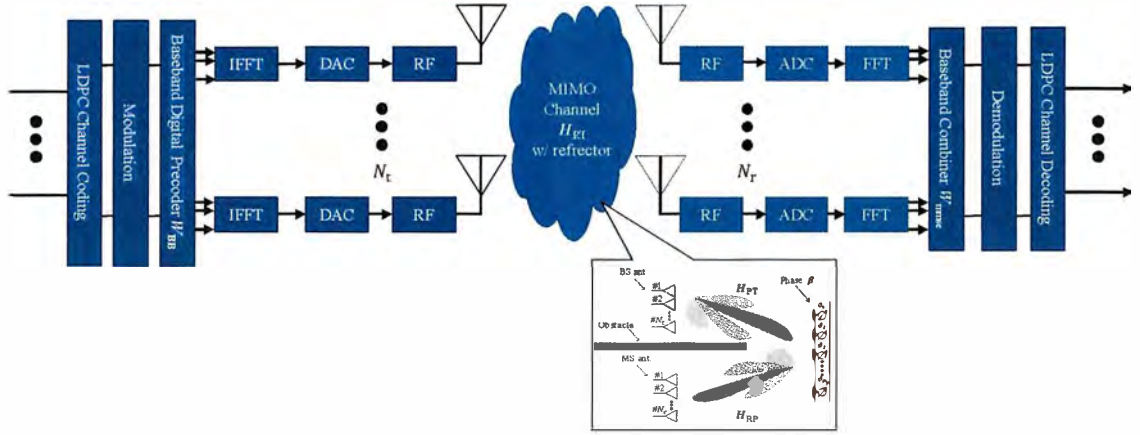


図 4.1: 伝送システムのハードウェアブロック図

る [46]. 5G 通信に対してリフレクタを用いることで設置する基地局の数を抑えつつ 5G エリアとして不感地を補完することが可能となる. また, 5G の特に高 SHF 帯では窓ガラス等でも透過損失が大きくなるため, 屋外-屋内間の通信品質が劣化する. そこで移相可変パッシブレピータアレーを用いて通信品質を向上する手法が提案されている [47]~[48]. この文献で示された手法では, アレーを構成するアンテナ素子に装荷された移相器の位相の組み合わせを変えることで通信品質を制御できることを実験にて明らかにしている. 一方で最適位相の組み合わせを全探索にて導出しており実装面で課題があったが, この課題に対する対策法は第 3 章にて提案している.

本章では第 3 章にて提案した位相制御アルゴリズムを 5G 伝送システムへ組み込んだ場合の 5G 下りスループット特性について議論する. 評価は 3GPP Release15 に準拠して構築した 5G リンクレベルシミュレーションを使用して行う.

## 4.2 システムモデル

図 4.1 に本検討で取り扱う伝送システムの概要を示す. 送信アンテナ数  $N_t$  の送信機から送信される  $N_s$  データストリームを受信アンテナ数  $N_r$  の受信機で受信するフルデジタル伝送システムである. マルチストリーム伝送を可能とするため  $N_s \leq N_t$  としており, ベースバンドプリコーダーは  $\mathbf{W}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$  となるため, 離散時間送信信号は  $\mathbf{x} = \mathbf{W}_{BB}\mathbf{S}$  と表すことができる. ここで, プリコーディングは特異値分解 (SVD) を用いる.  $\mathbf{S}$  は  $N_s \times 1$  のベクトルであり  $\mathbb{E}[\mathbf{S}\mathbf{S}^H] = \frac{1}{N_s}\mathbf{I}_{N_s}$  として規格化した. ここで  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  は期待値を示す. 送信機の総送信電力は  $\|\mathbf{W}_{BB}\|_F^2 = N_s$  とし正規化した. 受信信号  $\mathbf{y}$  はチャネル行列  $\mathbf{H}_{RT}$  を用いて

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho}\mathbf{H}_{RT}\mathbf{W}_{BB}\mathbf{S} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

と表せる [49]~[51]. ここで,  $\mathbf{y}$  は  $N_r \times 1$  の受信ベクトル,  $\mathbf{H}_{RT} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  はリフレクタによる影響を含んでいるチャンネル行列であり,  $\rho$  は平均受信電力を示しており,  $\mathbf{n}$  は i.i.d. の  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$  の複素ガウシアンベクトルで表される雑音である. 受信機は  $L \leq N$  の構成であり式 (4.1) を信号処理した受信信号  $\tilde{\mathbf{y}}$  は

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{mmse}} \mathbf{H}_{RT} \mathbf{W}_{\text{BB}} \mathbf{S} + \mathbf{W}_{\text{mmse}} \mathbf{n} \quad (4.2)$$

となる.  $\mathbf{W}_{\text{mmse}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$  は Minimum Mean-Square Error (MMSE) 受信ウェイトであり一般的に

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{MMSE}}^H &= \mathbb{E}[\mathbf{s} \mathbf{y}^H] \mathbb{E}[\mathbf{y} \mathbf{y}^H]^{-1} \\ &= \frac{\sqrt{\rho}}{N_s} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_{RT}^H \left( \frac{\rho}{N_s} \mathbf{H}_{RT} \mathbf{W}_{\text{BB}} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_{RT}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \\ &\stackrel{(a)}{=} \frac{1}{\sqrt{\rho}} \left( \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_{RT}^H \mathbf{H}_{RT} \mathbf{W}_{\text{BB}} + \frac{\sigma_n^2 N_s}{\rho} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_{RT}^H \end{aligned} \quad (4.3)$$

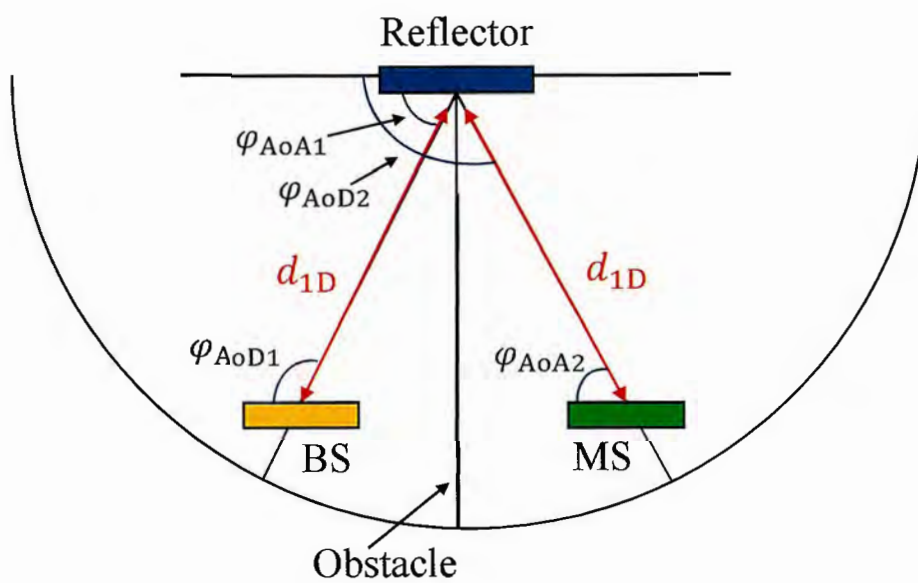
で表される [52]~[54]. ここで (a) は逆行列の補助定理を示している.  $\mathbf{W}_{\text{MMSE}}^H$  を用いて受信機にて信号分離処理を行う.

### 4.3 チャネルモデル

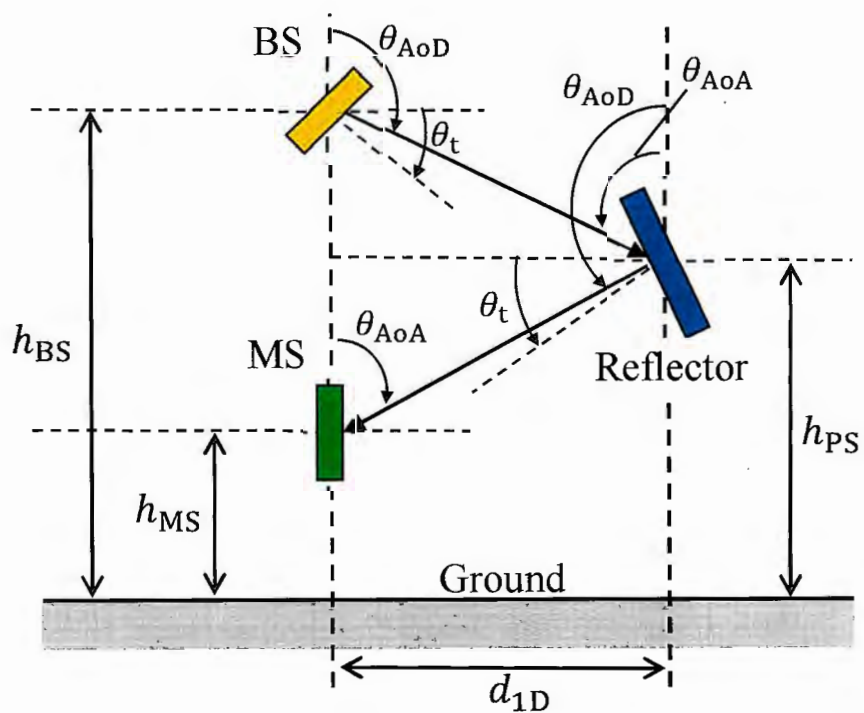
周波数選択性仲上・ライスフェージングモデルおよび素波生成モデルを用いてチャネルを生成しており, 生成の条件となる BS と MS およびリフレクタの位置関係を図 4.2(a) および図 4.2(b) に示す.  $\varphi_{\text{AoD}1}$  および  $\varphi_{\text{AoD}2}$  は BS とリフレクタそれぞれの水平面における放射角 (Angle of Departure: AoD) を示している.  $\varphi_{\text{AoA}1}$  および  $\varphi_{\text{AoA}2}$  はリフレクタと MS での水平面における到来角 (Angle of Arrival: AoA) を示す.  $\theta_{\text{AoD}}$  は BS およびリフレクタの垂直面における放射角,  $\theta_{\text{AoA}}$  は MS およびリフレクタでの到来角,  $\theta_T$  は BS およびリフレクタの垂直チルト角を示す. また, BS, MS およびリフレクタは一様平面アレー (Uniform Planar Array: UPA) を有するものとし, UPA 中心までの地上高をそれぞれ  $h_{\text{BS}}$  (m),  $h_{\text{MS}}$  (m),  $h_{\text{PS}}$  (m) とし, BS と MS 各々とリフレクタとの地上距離を  $d_{\text{ID}}$  (m) とする. BS のアンテナ数を  $N_t$ , リフレクタの構成素子数を  $N_p$  とすると, BS-リフレクタ間の伝搬チャネル  $\mathbf{H}_{\text{PT}} \in \mathbb{C}^{N_p \times N_t}$  は

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{PT}} &= \sqrt{\frac{K}{1+K}} \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_{\text{AoD}1}^0, \theta_{\text{AoD}}^0) \otimes \boldsymbol{\alpha}_r(\varphi_{\text{AoA}1}^0, \theta_{\text{AoA}}^0) \\ &\quad + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \sum_{r=1}^R \sum_{l=1}^L \eta_{r,l} \boldsymbol{\alpha}_t(\varphi_{\text{AoD}1}^{r,l}, \theta_{\text{AoD}}^{r,l}) \otimes \boldsymbol{\alpha}_r(\varphi_{\text{AoA}1}^{r,l}, \theta_{\text{AoA}}^{r,l}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

となる [55]~[56]. ここで  $\otimes$  はクロネッカ積である. また  $K$  はライスファクタを示しており,  $\eta_{r,l}$  は  $r$  番目の素波の  $l$  番目の遅延波のゲインを示している.  $\varphi_{\text{AoD}1}^0, \theta_{\text{AoD}}^0, \varphi_{\text{AoA}1}^0, \theta_{\text{AoA}}^0$  は直接波の放射角, 到来角を示しており,  $\varphi_{\text{AoD}1}^{r,l}, \theta_{\text{AoD}}^{r,l}, \varphi_{\text{AoA}1}^{r,l}, \theta_{\text{AoA}}^{r,l}$  はそれぞれ  $r$ -th 素波の  $l$ -th 遅延波の放射角, 到来角を示



(a) 水平面



(b) 垂直面

図 4.2: BS・MS・リフレクタの位置関係

す。素波は  $\varphi_{AS}^t(\theta_{AS}^t)$  の水平（垂直）方向の放射角の角度広がり  $\alpha_t$  と  $\varphi_{AS}^r(\theta_{AS}^r)$  の水平（垂直）方向の到来角の角度広がりを持つ。ここで  $\alpha_t$  および  $\alpha_r$  はそれぞれ

$$\alpha_t = \left[ 1, \dots, \exp \left( \frac{j2\pi(N_t - 1)}{\lambda} (d_{tx} \cos \varphi_{AoD1}^{r,l} \sin \theta_{AoD}^{r,l} + d_{tz} \cos \varphi_{AoD}^{r,l}) \right) \right] \quad (4.5)$$

$$\alpha_t = \left[ 1, \dots, \exp \left( \frac{j2\pi(N_p - 1)}{\lambda} (d_{rx} \cos \varphi_{AoA1}^{r,l} \sin \theta_{AoA}^{r,l} + d_{rz} \cos \varphi_{AoA}^{r,l}) \right) \right]^T \quad (4.6)$$

のベクトルとなる。 $d_{tx}$  および  $d_{tz}$  は BS のアレーアンテナの水平、垂直方向の素子間隔であり、 $d_{rx}$  および  $d_{rz}$  はリフレクタの水平、垂直方向の素子間隔である。また、同様に MS アンテナ数を  $N_r$  とすると、リフレクタ－MS 間の伝搬チャネル  $H_{RP} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p}$  を導出する。

#### 4.4 リンクレベルシミュレーション結果

本検討に用いたシミュレーションの諸元を表 4.1 に示す。中心周波数は 28 GHz、サブキャリア間隔は 120 kHz、システム帯域幅は 400 MHz とした。また、BS・MS・リフレクタのアンテナは垂直偏波 (V: vertical polarization) と水平偏波 (H: horizontal polarization) の組み合わせである VH 偏波に対応している。BS アンテナは 64 素子（縦 4 素子×横 8 素子× VH 偏波）、MS アンテナは 4 素子（縦 1 素子×横 2 素子× VH 偏波）、リフレクタは 128 素子（縦 8 素子×横 8 素子× VH 偏波）で構成されており、最大 3 ストリームで空間多重する。また、表 4.2 に示すように本稿で使用する MCS (Modulation and Coding Scheme) インデックステーブルは 3GPP の Release 15 に準拠しており周波数効率が最も高いテーブル 2 を採用した [57]。チャネル符号化は LDPC (Low-Density Parity-Check Code) を用いている。図 4.3 に本検討で使用した無線フレーム構成を示す。TDD (Time Division Duplex) 無線フレームは 10 ms であり、1 ms 長の 10 サブフレームで構成され、1 サブフレームは 0.125 ms 長の 8 スロットで構成されている。また、各スロットは 14 OFDM シンボルで構成される。これらの値も 3GPP の Release15 [58] に準拠しており、このとき 1 ストリームあたりの最大伝送レートは 2.6 Gbps である。図 4.4 に固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用しない場合の 1 ～ 3 ストリーム伝送によるスループット特性を示す。提案アルゴリズムを適用しない場合、 $\text{SNR} \leq 0$  のときは 1 ストリーム伝送のスループットが優勢となる。 $\text{SNR} \geq 0$  となると 2 ストリーム伝送のスループットが 1 ストリーム伝送のスループットを上回り、6 dB でストリームの最大スループットの 2.6 Gbps 以上となり、30 dB にて 2 ストリーム最大スループットである 5.2 Gbps を達成する。一方で、3 ストリーム伝送の結果では、 $\text{SNR} \geq 24$  以上にて 2.6 Gbps 以上のスループットを達成しているが、それ以外では 1 or 2 ストリーム伝送以下のスループットとなっている。これは信号分離に使用している MMSE の信号分離性能がマルチストリーム伝送の場合、最も低い固有値成分に依存するためである (Zero-Forcing も同様の特性である)。したがって、マルチストリーム伝送を行う場合、最も低い固有値成分を向上させることがスループット特性改善に効果がある。

表 4.1: Simulation specification

Transmission scheme	MIMOCP-OFDM(DL)
Carrier frequency	28 GHz
Subcarrier spacint	120 kHz
Bandwidth	400 MHz
Modulation	max 256QAM (w/AMC)
Channel coding	LDPC, max 948/1024
# of MIMO streams	$N_s = 1 \sim 3$
# of BS antenna elements	$N_t=64 \{4(V) \times 8(H) \times 2(Pol)\}$
# of Reflector elements	$N_p=128 \{8(V) \times 8(H) \times 2(Pol)\}$
# of MS antenna elements	$N_r=4 \{1(V) \times 2(H) \times 2(Pol)\}$
BS antenna height	$h_{BS}=4.5$ m
Reflector height	$h_{PS}=3.0$ m
MS antenna height	$h_{MS}=1.5$ m
Element spacing	BS and Reflector: $0.5 \lambda$ / MS: $1.0 \lambda$
Tilt angle	$\theta_t=0$
Average AoD / AoA (Azimuth, Elevation)	AoD1:(90,91) / AoA1: (55,89) AoD2: (125,91) / AoA2: (90,89)
Angle spread of AoD / AoA (Azimuth, Elevation)	AoD: (5 degree,5 degree) AoA: (20 degree,20 degree)
Fading environment	16-path nakagami rice fading model (K-factor:10) Sum of wave model

図 4.5 と図 4.6 に 3 ストリーム伝送に固定し、本提案アルゴリズムの第 1 ～ 第 3 固有値を最適化するように設定した場合の 1bit 移相器および 2bit 移相器のスループットの改善効果を示す。この結果を考察する。まず、1bit 移相器の場合であるが、第 3 固有値を向上させた場合に SNR が 15 dB のときに 2 ストリーム伝送時の最大スループットである 5.2 Gbps を達成し、SNR が 30 dB のときに 3 ストリーム伝送時の最大スループットである 7.8 Gbps を達成する。2bit 移相器の場合は、SNR が 12 dB で 5.2 Gbps を達成し、27 dB で 7.8 Gbps を達成する。これらを比較すると、2bit 移相器の方が 1bit 移相器より 3 dB の改善効果があることが分かった。一方で、1bit 移相器と 2bit 移相器共に、第 1 固有値と第 2 固有値を最適化した場合はスループットの改善効果が見られず、2bit 移相器を使用した場合に SNR が 30 dB のときに達成した 5.2 Gbps が最大スループットとなる。

図 4.7 に本提案アルゴリズム適用の有無による SNR 毎の下り最大スループット特性を比較した結果を示す。提案アルゴリズムを適用すると全 SNR 領域にてスループットが向上し、SNR が  $-3$  dB で 2bit 移相器を使用した場合に最大 3.1 Gbps 向上する。また、1bit と 2bit 移相器で位相を最適化した場合を比較すると SNR が  $-12$  dB ～  $-3$  dB および  $12$  dB ～  $21$  dB では 2bit 移相器を用いて位相最適化をした場合の

表 4.2: MCS table

MCS Index $I_{\text{MCS}}$	Modulation Order $Q_m$	Target code Rate $R_X[1024]$	Spectral efficiency
0	2	120	0.2344
1	2	193	0.3770
2	2	308	0.6016
3	2	449	0.8770
4	2	602	1.1758
5	4	378	1.4766
6	4	434	1.6953
7	4	490	1.9141
8	4	553	2.1602
9	4	616	2.4063
10	4	658	2.5703
11	6	466	2.7305
12	6	517	3.0293
13	6	567	3.3223
14	6	616	3.6094
15	6	666	3.9023
16	6	719	4.2129
17	6	772	4.5234
18	6	822	4.8164
19	6	873	5.1152
20	8	682.5	5.3320
21	8	711	5.5547
22	8	754	5.8906
23	8	797	6.2266
24	8	841	6.5703
25	8	885	6.9141
26	8	916.5	7.1602
27	8	948	7.4063

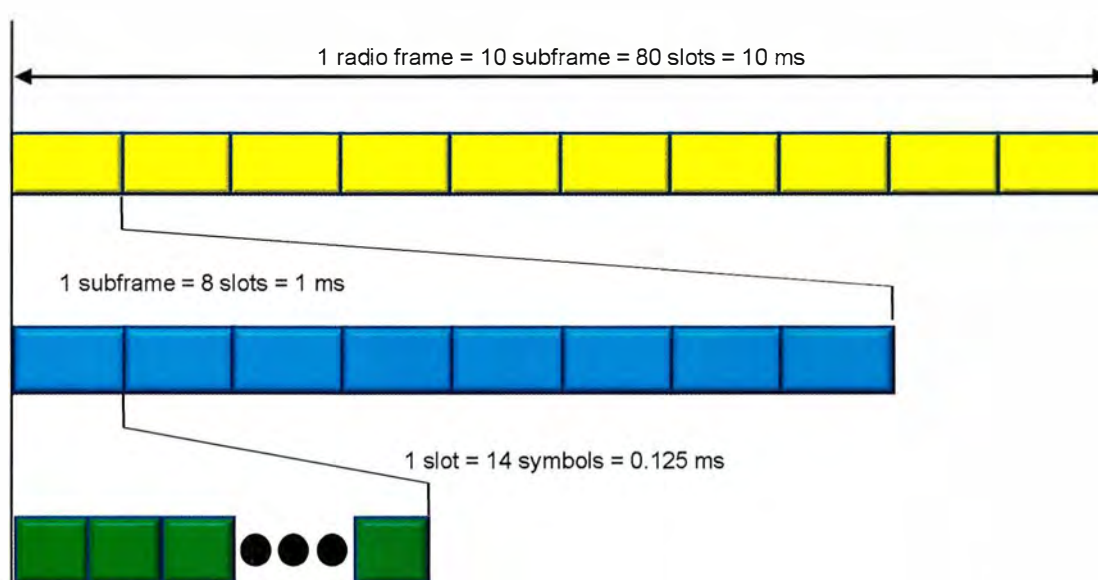


図 4.3: 無線フレーム構成

スループットが高くなる。以上から 2bit 移相器の方が比較的全 SNR にて安定した高スループットを期待でき、雑音にロバストな伝送システム系を構築できる。

## 4.5 まとめ

位相可変リフレクタレーに実装した移相器に対し決定論的移相量制御法を適用した場合の 3GPP の Release15 に準拠したリンクレベルシミュレーションを用いて伝送特性の改善効果について述べた。3 ストリーム伝送した場合へ本提案アルゴリズムを適用し、第 1 ～ 3 固有値をそれぞれ向上するように制御した。その結果、第 3 固有値を向上するように制御した場合のスループット特性の改善効果が大きいことが分かった。また、2bit 移相器の改善量を 1bit 移相器の改善量と比較すると、SNR (Signal-to-Noise Ratio) ベースで 3 dB の優位性があることが分かった。また、最適化アルゴリズム不採用時と 1bit 移相器を使用した場合と 2bit 移相器を使用した場合について、各々の最大スループットを比較した。低 SNR 領域でのスループット改善効果が大きく、2bit 移相器を用いた方が 1bit 移相器を用いる場合と比較してより改善効果が大きくなる事が分かった。これより移相器の bit 数を増加させる事で、よりロバストな伝送システム系を構築可能であることも分かった。以上より、本提案アルゴリズムはモバイル通信環境においても有効であることを明らかとした。

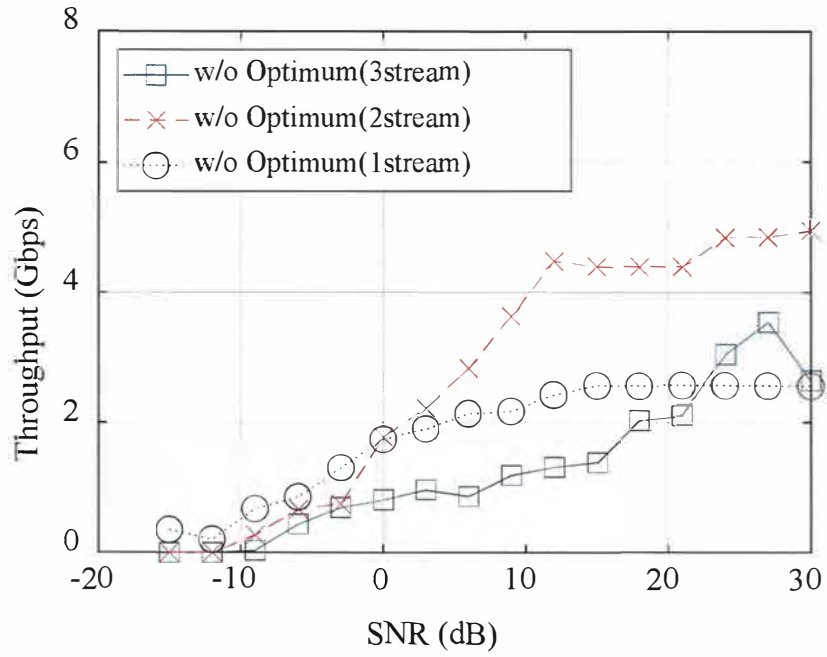


図 4.4: 固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用しない場合の1～3ストリーム伝送によるスループット特性

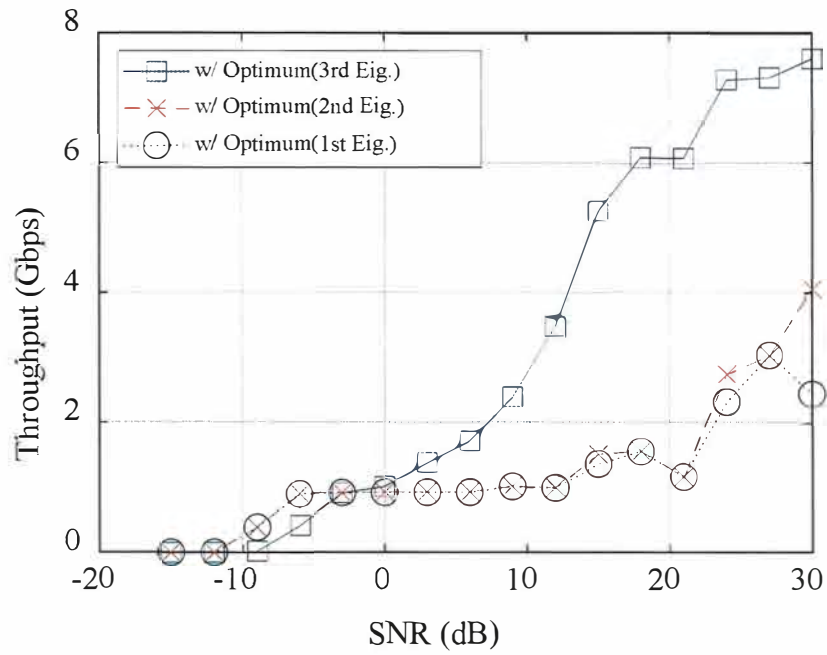


図 4.5: 1bit 移相器を用いて第1～第3固有値までを最適化した場合のスループット特性：3ストリーム伝送

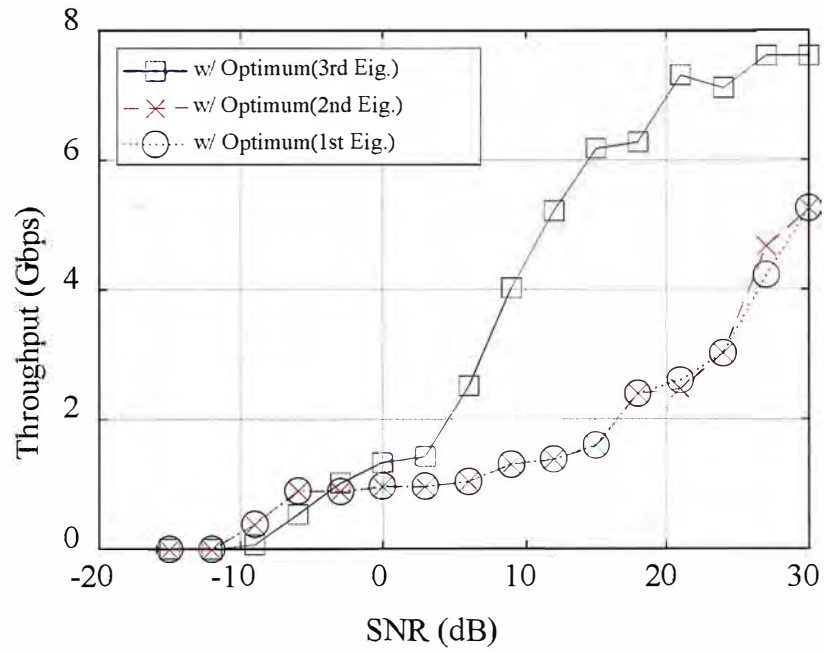


図 4.6: 2bit 移相器を用いて第1～第3固有値までを最適化した場合のスループット特性：3ストリーム伝送

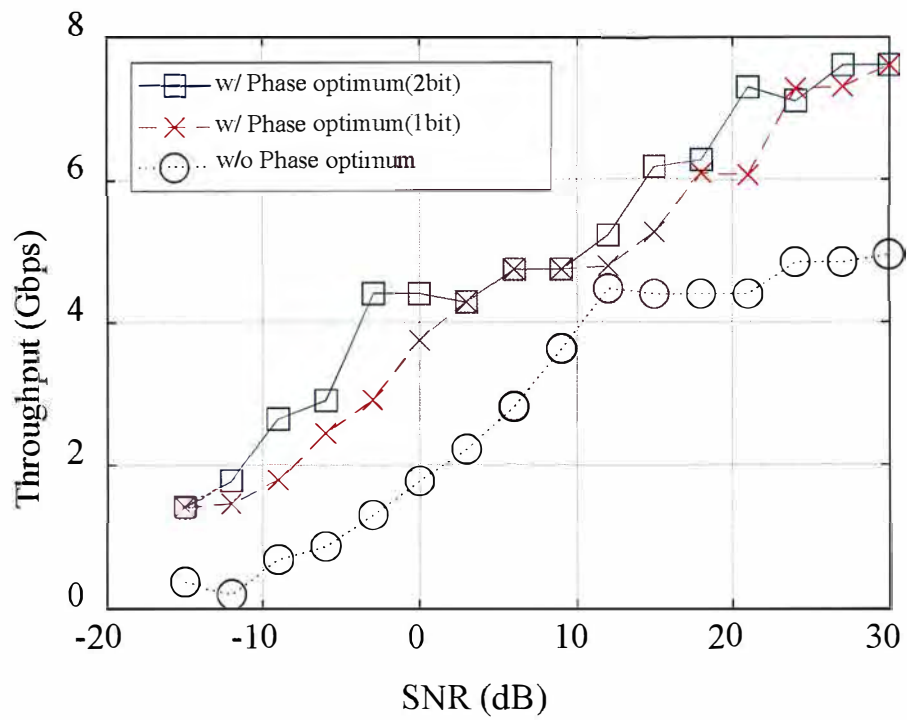


図 4.7: 決定論的移相量制御法の適用有無別の下り最大下りスループットの比較

## 第5章 高速移動環境における通信品質評価

5G では広帯域が利用できる SHF 帯 (3~30 GHz) が使用されるが、特に 400 MHz の広帯域が利用できる 28 GHz 帯は大容量通信を行う上で魅力的な周波数バンドであり、世界各所でフィールドトライアルが実施されている。高周波数帯を用いて広いエリアを形成するためには、高周波数帯の伝搬損失を補償する超多素子アンテナによるビームフォーミングが必須である。移動するユーザに対しては、ユーザ位置に応じて適切なビーム方向へ切り替えるビーム追従が必要となる。過去、鉄道環境での実験は 25 GHz にて既に実施されているが、残念ながらビーム追従機能を含めた伝送特性評価は実施されていなかった。一方で、ビーム追従機能を実装した 28 GHz 帯伝送装置を利用した伝送実験は多数行われているものの、実際の鉄道環境での検証は行われていない。本章では実際の鉄道環境にてビーム追従機能を実装した 28 GHz 帯伝送装置を使用し、時速 90 km/h で走行する電車を使用した下り伝送実験を行い、その結果について報告する。最後に、高速移動環境へ位相可変トランスミッタレーを適用した場合の通信品質評価をシミュレーションにて実施する。

### 5.1 鉄道環境におけるビーム追従機能を採用した 28GHz 帯 Massive MIMO 下り伝送実験

#### 5.1.1 実験背景

5G ではモバイルサービスにおけるシームレスなネットワークアクセスを達成するために様々なネットワーク術に関する議論が産業界や学会にて活発に議論されている [59]~[61]。また、5G 活用事業計画 [62] に基づき、アプリケーションを含む総合的な実証試験も実施されている。5G の候補バンドである 28 GHz 帯は、数百 MHz 級の超広帯域が利用できることから大容量通信のために期待されている。5G では超多素子アンテナを用いた Massive MIMO により、空間多重を実現しながら、アレーアンテナの位相・振幅制御に基づくビームフォーミングにより大きなアンテナ利得を実現し、高周波数帯で問題となる伝搬損失を補償し、広いカバレッジを実現することができる。一方で、アンテナ利得を向上すればするほど形成されるビームは狭角化するため、移動通信に適用する場合、ユーザの移動に伴いビームを追従しなければならない。28 GHz 帯を用いた高速移動に関する伝送実験は各所で実施されている [63]~[70]。また、標準化団体である 3GPP では、高速鉄道に関するシナリオ検討も進められている [71]。

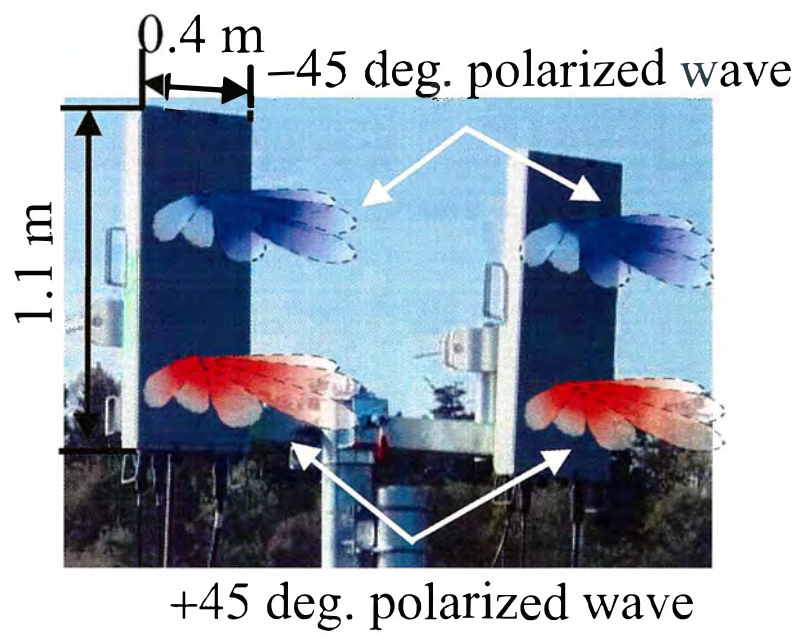


図 5.1: 基地局外観

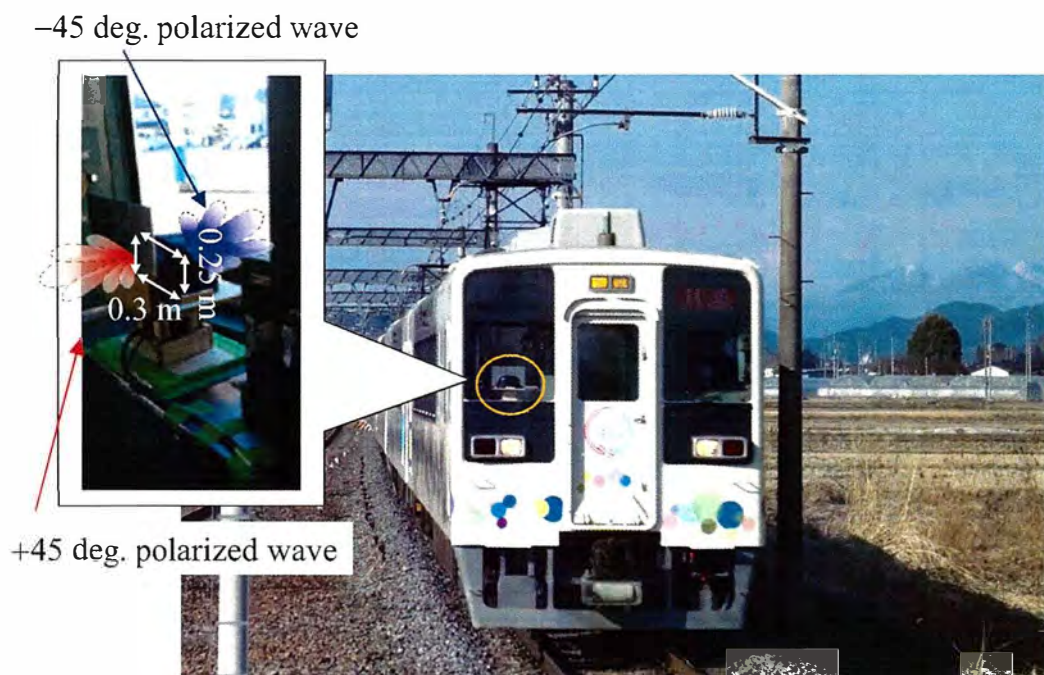


図 5.2: 移動局外観

鉄道環境における無線伝送特性の評価はシミュレーションにて評価されており [72] ~ [77], さらに地下鉄環境でのフィールド試験にて, 25 GHz 帯無線伝送試験も実施されている [78], [79]. しかしながら, 試験で使用した無線伝送装置はビーム追従機能が実装されておらず, その特性評価がなされていない.

高速道路を走行する自動車や高速旅客鉄道の乗客向け無線アクセスに 28 GHz 帯の 5G 伝送を適用することを想定した伝送実験を実施されている [80] ~ [83]. 2016 年 11 月には, ビーム追従機能を実装した 5G 伝送装置を用いて 150 km/h で高速移動する環境での屋外伝送実験を実施し, 最大 2.5 Gbps のスループットを達成した [64],[65]. さらに, 新幹線のような超高速移動環境を想定して, 最大 300 km/h の自動車を用いた下り伝送実験にも成功した [81],[84]. 下り伝送実験だけでなく, 上り伝送を用いて車両から 4K 映像をリアルタイム配信する実証実験も実施しており, その中では最大 200 km/h での上り伝送実験や, 複数の BS を用いたハンドオーバー実験にも成功している [81],[85].

しかしながら, これまでの伝送実験は鉄道が走行する線路上ではなく道路環境において実施したものであり, 実際の鉄道環境とは異なっていた. また, 実験には自動車をを用いていたため, 鉄道車両内の移動局の位置が伝送特性に与える影響を検証できていなかった. そこで鉄道環境における 28 GHz 帯無線アクセスのフィジビリティ検証を行うべく, 実際に 90 km/h で走行する鉄道車両を使用した屋外伝送実験を実施した. 本章では, 本実験で得られた下り伝送特性を明らかにする.

### 5.1.2 28GHz 帯 5G 試作伝送装置の概要

図 5.1 本実験で使用した 28 GHz 帯 5G 伝送装置の BS の外観を, 図 5.2 に MS の外観を示す. また, 表 5.1 には主要なシステム諸元を示す. BS は, 2 つのアンテナユニットから構成される. 1 アンテナユニット内では 48 素子 (横 8 × 縦 6) のサブアレーが上下 1 つずつ配置され, それぞれビームフォーミング機能を実装する. 1 アンテナユニット内の 2 つのサブアレーはそれぞれ  $+45^\circ / -45^\circ$  の偏波に対応し, 2 レイヤまでの空間多重をサポートする. 一方で, 2 つのアンテナユニット間では, 上側のサブアレー同士, または, 下側のサブアレー同士に対して循環遅延ダイバーシチが適用される.

MS は, 図 5.2 に示す先頭車両の前面側に配置しており, 黒い筐体のアンテナは先頭車両のフロントガラス越しに BS が臨める位置に, 信号処理部はアンテナの側面部に配置した. 筐体内の前面と後面にそれぞれ 32 素子 (横 8 × 縦 4) のサブアレーが配置され, ビームフォーミング機能を備える. 前面と後面のサブアレーは, それぞれ  $+45^\circ / -45^\circ$  の偏波に対応する. BS および MS のビームの中で, 受信電力を最大にするビームが選択されることで, 移動環境におけるビーム追従を実現する.

図 5.3 に基地局ビーム構成を示す. ビーム方向は, 水平方向には  $-36^\circ$  から  $+36^\circ$  の間に 14 方向, 垂直方向には  $0^\circ$  または  $-10^\circ$  の 2 方向から選ぶことができ, 計 28 個のビーム候補がある. 図 5.4 には, 本 5G 装置で採用した TDD 無線フレーム構成を示す [86]. 無線フレームは 10 ms であり, 0.2 ms 長の 50 サブフレームで構成される. 具体的には, 50 サブフレーム中には 4 個の制御サブフレーム, 36 個の下りリ

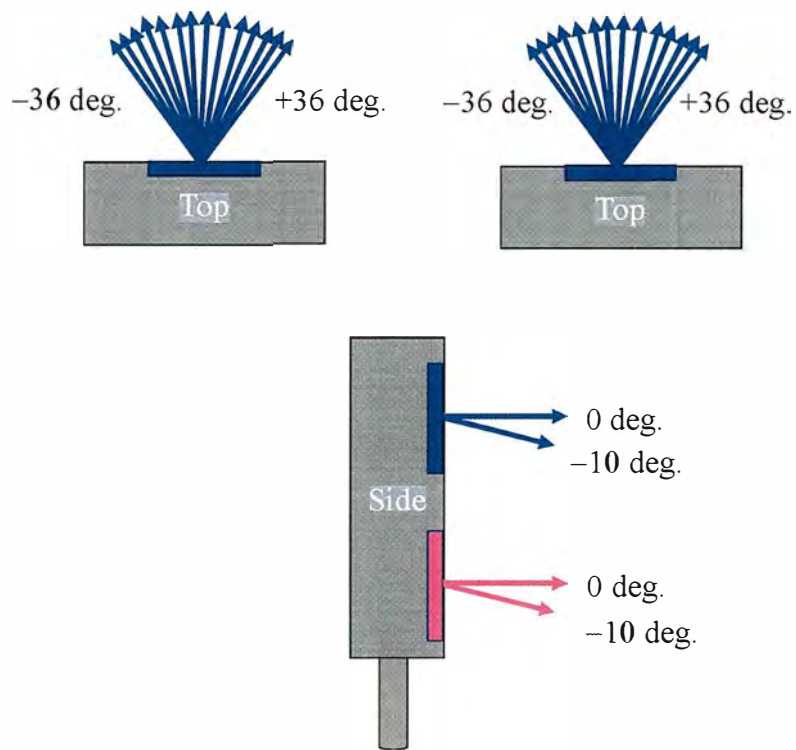


図 5.3: 基地局ビーム構成

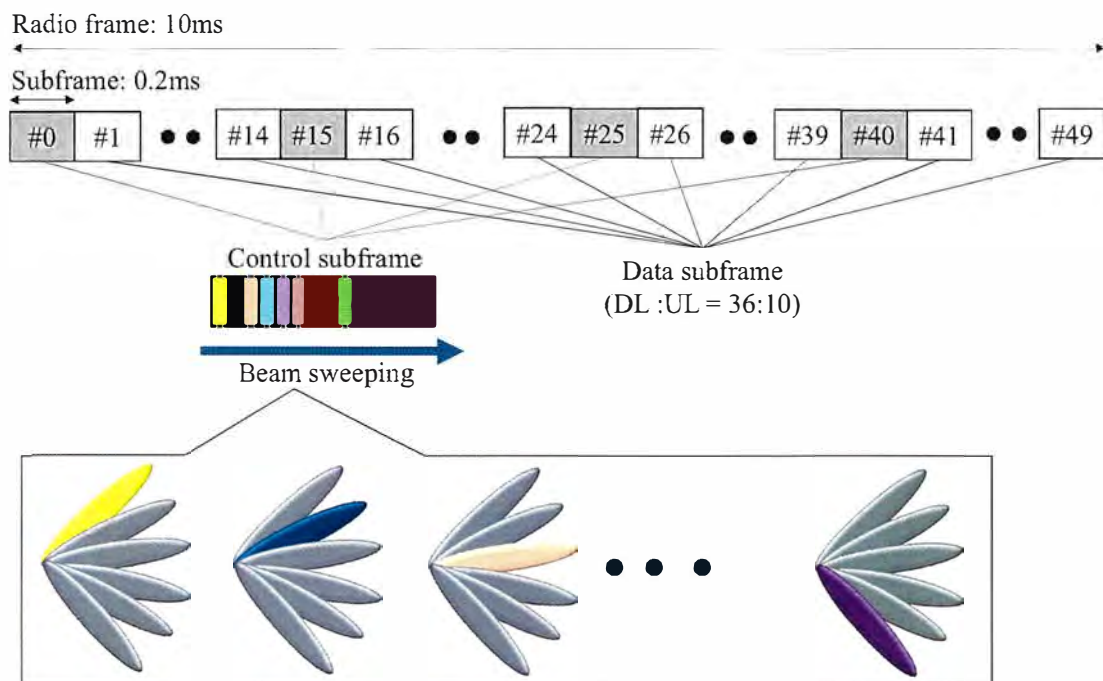


図 5.4: 無線フレーム構成

表 5.1: Specifications of 5G equipment

Keyparameters	BS	MS
Carrier frequency	27.875 GHz	
Subcarrier spacing	75 kHz	
Bandwidth	700 MHz (100 MHz $\times$ 7)	
Duplex	TDD (DL data: UL data = 36: 10)	
Transmission scheme	OFDM	
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM	
Channel coding	LDPC, $R=1/14 \sim 5/6$	
# of MIMO streams	1 or 2	
# of antenna units	2	1
# of subarrays	2	2
# of ant. elements per subarray	48 elements (8 $\times$ 6)	32 elements (8 $\times$ 4)
Array gain	18.6 dBi	16.0 dBi
Transmit power per subarray	1 W	0.1 W

ンク (DL: DownLink) データサブフレーム, 10 個の上りリンク (UL:Uplink) データサブフレームを含む。また, 各サブフレームは 14 OFDM シンボルで構成され, サブキャリア間隔は 75 kHz である。

BS は, サブフレーム番号 #0 と #25 の制御サブフレームにおいて同期信号およびビーム参照信号を送信する。このとき, OFDM シンボル毎に送信ビームを切り替えるビームスイープが適用され, 2 つの制御サブフレームで合計 28 ビーム分の同期信号およびビーム参照信号を BS が送信する。MS では, ビーム参照信号を用いて各ビームの品質を測定する。また, サブフレーム #15 と #40 は, RACH (Random Access Channel) に相当する制御サブフレームである。この制御サブフレームでもビームスイープが適用され, BS は受信に用いるビームを OFDM シンボルごとに切り替えて受信を行う。MS はビーム参照信号に基づき選択したビームが BS に使用される OFDM シンボルにおいて初期接続を行う。

変調方式・符号化率 (MCS: Modulation and Coding Scheme) は, 適応変調符号化 (AMC: Adaptive Modulation and Coding) によって決定され, 変調方式が QPSK / 16QAM / 64QAM および LDPC (Low Density Parity Check) 符号の符号化率が  $1/14 \sim 5/6$  の組み合わせからなる 14 個の MCS から設定される。また, ランク適応制御 (RA: Rank Adaptation) により, 空間多重するストリーム数が 1 または 2 が選択される。なお, 最大スループットは, 64QAM, 符号化率  $5/6$ , および 2 ストリーム空間多重時に 3.3 Gbps となる。



### 5.1.3 実験概要

実験は、栃木県栃木市都賀町家中にある東武鉄道日光線の駅である家中駅にて実験環境を構築して実施した。図 5.5 に、鉄道車両が走行した実験環境の概略図を、図 5.6 は BS 設置環境を示す。実験でエリア化した範囲は鉄道線路の約 1000 m である。図 5.5 に示す通り、BS の位置から 1000m 手前の位置を原点 (0 m) として座標軸を設定した。したがって、BS の位置は座標軸上で 1000 m とした。また、BS は鉄道のレール中心部から 3 m の内側の駅ホームに設置した。また、MS を搭載した鉄道車両は、0 m 側から 1000 m 側へ直線上を走行し、位置は GPS 受信機で測定して記録した。BS のアンテナの向きは、座標軸 0 m の方向が正面となるように向けた。BS のアンテナ高は 3.5 m であり、鉄道車両の運転席に設置した MS のアンテナ高は 2 m である。図 5.6 に示した通り、BS と車両との間は見通し環境である。鉄道車両の移動速度は 90 km/h とした。また、実験結果として用いたスループットは、20 ms 毎に算出した値を表示している。スループットの算出方法は、20 ms 毎に記録された MCS の最頻値、平均的な空間多重数、および、ブロック誤り率を基に求めている。

### 5.1.4 鉄道環境における伝送特性 (90 km/h)

図 5.7 に 90 km/h で走行時のスループット及びビーム方向測定結果を示す。横軸は線路上の MS の位置であり、上段よりスループット、移動速度、水平面のビーム方向測定結果、垂直面のビーム方向測定結果を示している。スループット特性では直接波と大地反射波とのフェージングの影響による伝送速度の変動が確認できる。これは、[8]、[9] の実験を実施した道路環境でもみられた伝搬特性であり、同様な傾向であるといえる。880 m から 1 Gbps 以上の伝送速度となっており、更に 980 m 地点で最大スループット 2.4 Gbps を達成している。また、510 m から BS との接続が安定するが、60 m、200 m、360 m 付近において 0 Gbps のスループットが観測されている。これは、一度 BS と接続したものの、すぐに圏外となったことに対応する。水平ビーム方向の測定結果では、MS が 510~980 m の間ではビーム放射角度は 3° が最も観測されており、MS をほぼ正面方向と捉えていることが分かる。図 6 に示すように、BS の向きは、線路と並行ではなく、向かってわずかに右方向へ向けて設置したため、750 m までは -3° 方向へビームを放射することが多く、750 m を通過すると 9° 方向へ放射することが多くなる。980 m 地点を通過すると 650 m までの間に、ビーム放射角度が 9° から 32° へと大きく変動する。この結果より MS が 90 km/h で走行している場合ではビーム追従機能が適切に動作していることを確認できた。また、垂直ビーム方向の測定結果では 0° 方向のビームのみを選択し、-10° 方向のビームは使用されなかったことが分かる。これは、BS アンテナと MS アンテナが同程度の高さであったため、0° 方向のみが選択されたと考えられる。図 5.8 に 90 km/h 走行時の RSRP (Reference Signal Received Power)、SNR、MCS、MIMO ストリーム数の測定結果を示す。RSRP 特性については、直接波と大地反射波とのフェージング

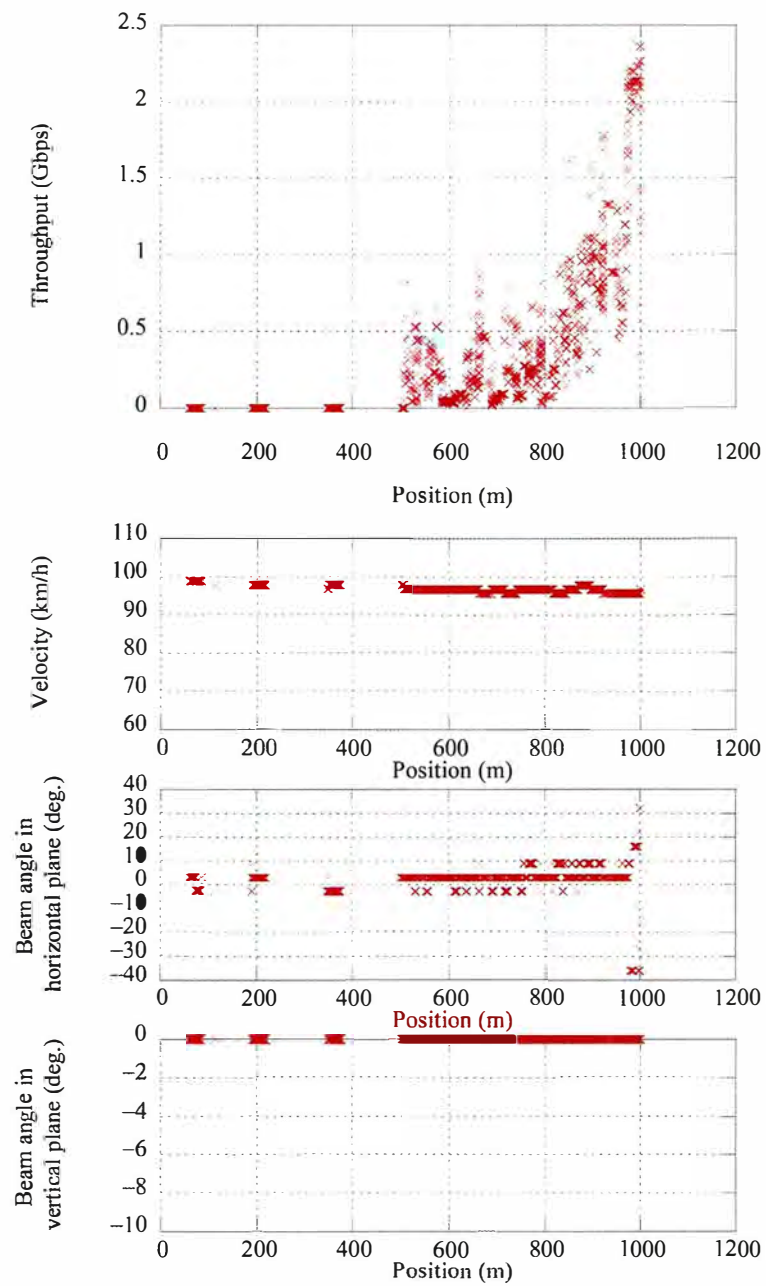


図 5.7: スループットおよびビーム方向測定結果

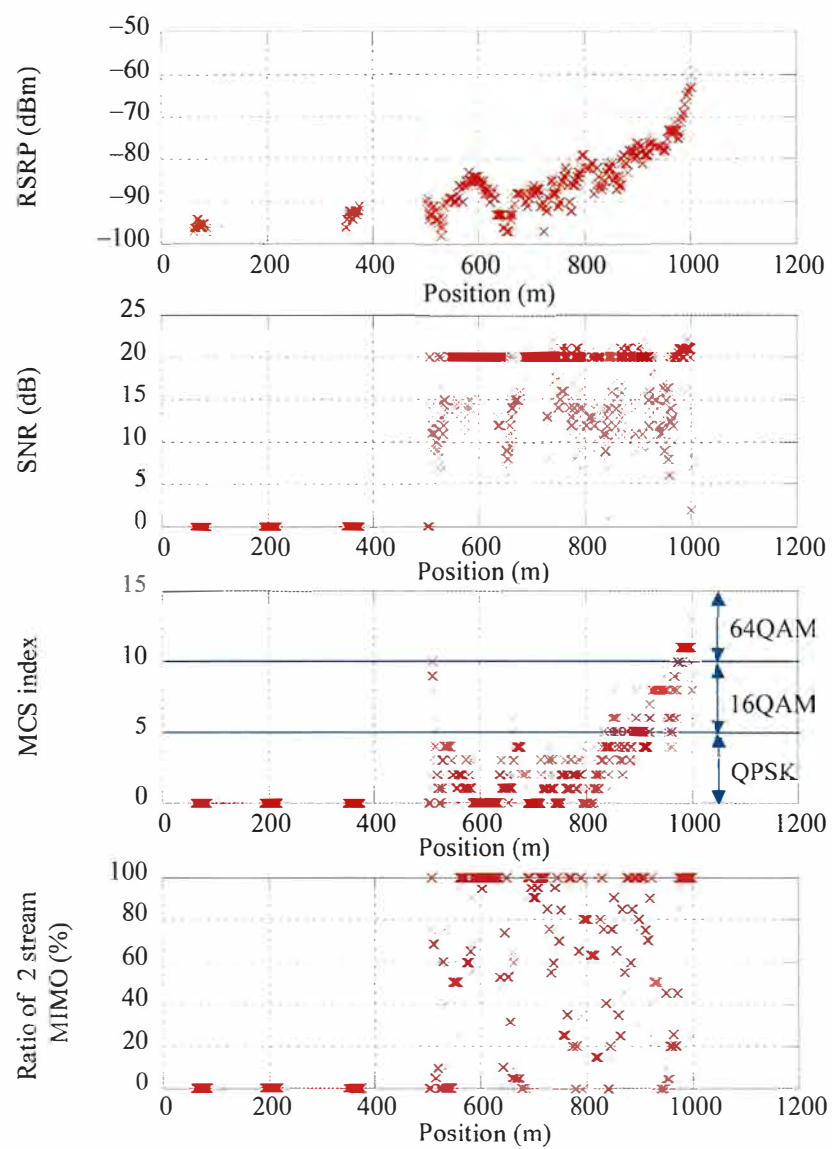


図 5.8: RSRP / SNR / MCS / ランク測定結果

の影響により MS の位置によって値が変動しているが、接続を開始した 510 m から基地局設置場所である 1000 m に近づくにつれて  $-94$  dBm から  $-58$  dBm まで上昇していることが確認できる。SNR 特性については 510~1000 m までの区間で概ね 20 dB となっているが、一方で 530 / 650 / 800 / 840 / 960 m 付近で最大 6 dB の劣化が確認された。これは RSRP のレベルが減少に転じている場所と一致しているため、大地反射波によるフェージングの影響で、SNR が劣化したと考えられる。MCS 特性について、MS が BS に接近し RSRP が上昇するに従って、MCS インデックスも上昇し、64 QAM,  $R = 3/4$  に対応する MCS インデックス 13 まで到達した。MCS は、SNR が劣化している区間においても比較的高い値となっているが、その後すぐに劣化していることが分かる。AMC では、SNR が低下してブロック誤りが発生した後に、MCS の値に反映されるためと考えられる。MIMO ストリーム数の特性は、20 ms 中における 2 ストリームを選択した割合を示している。SNR が劣化する区間において、2 ストリームの割合が減少し、SISO 通信となるが、それ以外の走行エリア区間では概ね 2 ストリームが選択される良好な結果が得られることが分かった。

#### 5.1.5 MS 設置場所別の伝送特性

前節の結果は、MS を先頭車両の運転席内に設置した場合の伝送特性である。一方で、乗車中の一般ユーザが使用する端末に対して 5G 伝送することを考えれば、運転席ではなく、車両の内部に端末がいることを想定する必要がある。また、5G を鉄道の無線バックホールとして用いるような場合であっても、設置位置の制約によって運転席には設置できずに、通常車両に移動局を設置する可能性もある。そこで、MS の設置場所における伝送特性への影響を検証するために、異なる場所に MS を設置した。図 5.9 は、2 つの MS の位置を示しており、車両先頭のフロントガラス付近に MS#1、車両側面の窓ガラス付近に MS#2 を設置した。電車の俯瞰図を図 5.10 に示す。なお、ここで使用した MS は同一の装置である。

図 5.11 は MS 設置場所に応じたスループット、RSRP の測定結果である。ここで、MS#1 と MS#2 のデータ測定は同一タイミングで行った。スループット特性では、MS#1 が 550 m 地点で BS と接続できしており、950 m 地点で最大スループット 1.3 Gbps を達成している。一方、MS#2 は 950 m で初めて BS との接続に成功したが、1000 m でも最大 11.69 Mbps しか得られなかった。MS#2 の位置では、BS からの直接波が斜め方向から窓ガラスへ侵入していくため、この入射角度に応じた侵入損失が大きくなったためと考えられる。RSRP 特性を確認してみても、MS#1 では最大  $-71$  dBm であったのに対して、MS#2 は最大  $-94$  dBm であった。以上の結果より、BS を駅ホーム上に配置した今回の基地局配置では、車両側面に設置した MS に対して 28 GHz 帯を用いた無線アクセスは難しいことが確認できた。

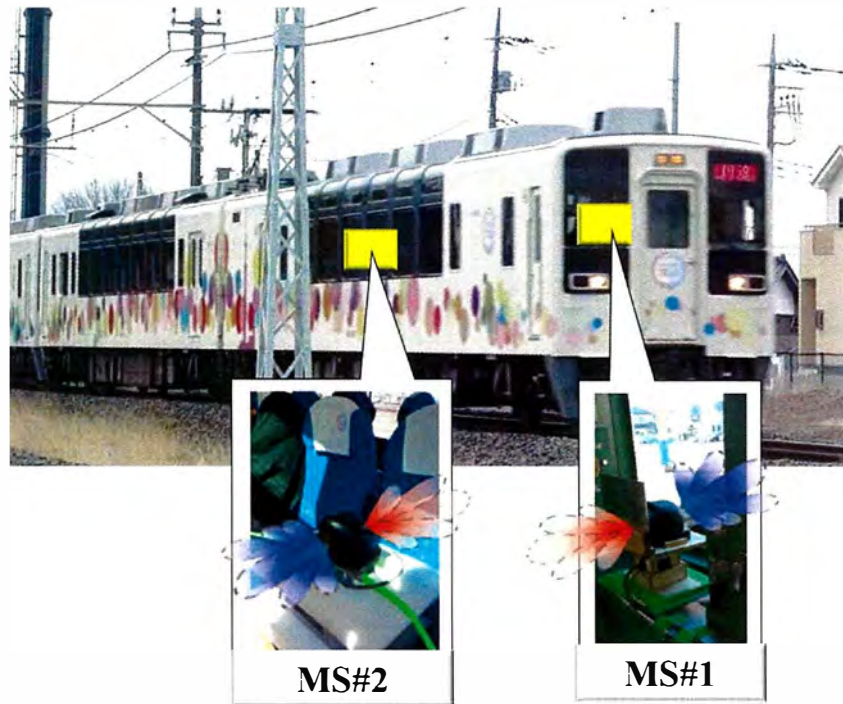


図 5.9: MS#1 と MS#2 の設置場所

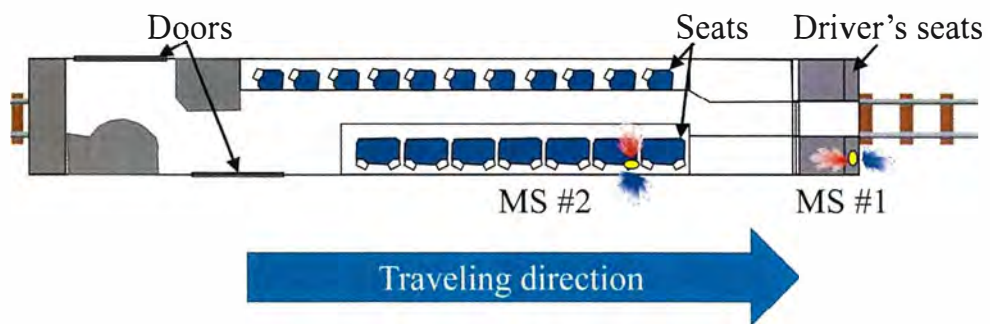


図 5.10: 試験車両の俯瞰図

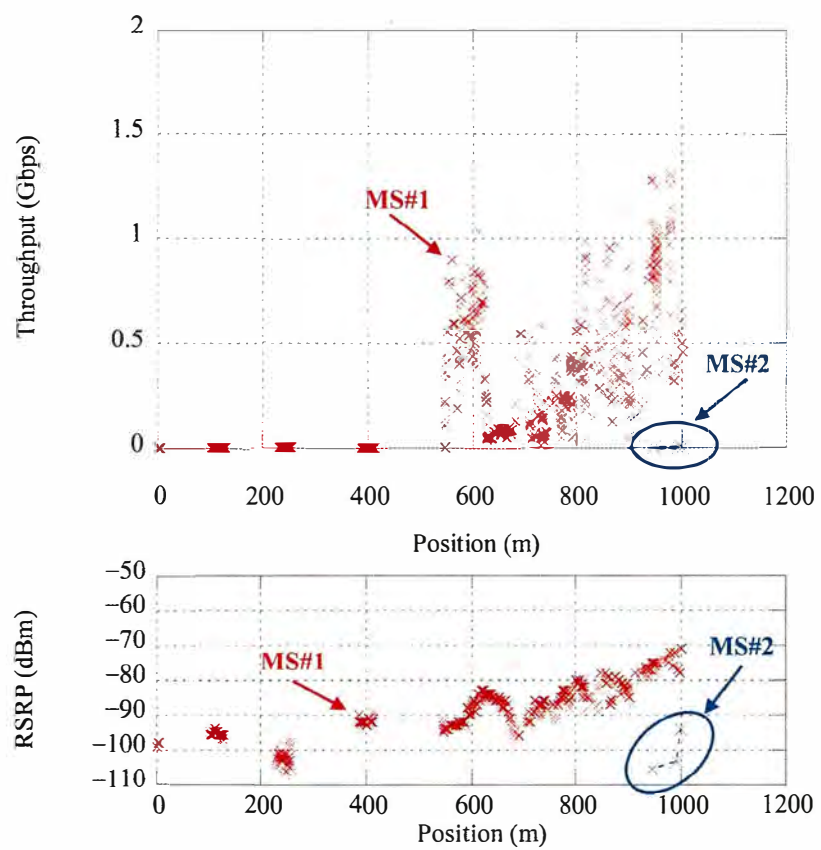


図 5.11: MS 設置場所別のスループット / RSRP 測定結果

## 5.2 移動環境への位相可変リフレクターの適用における効果検証

第 5.1 節にて行った鉄道環境における実験では、送受信間で LOS 環境であれば最大 2.4 Gbps のスループットを得られることが分かった。一方で移動局を客席に設置することで送受信間が NLOS 環境となった場合、最大 11 Mbps 程度の低いスループットとなることが分かった。以上の結果を踏まえて、時速 90 Km 程度的高速移動環境での 28 Gbps の周波数を使用した無線通信は LOS 環境化とすることで品質改善が可能であると考えられる。そこで、第 3 章～第 4 章までに議論した位相可変リフレクタレーを使用し NLOS 環境を LOS 環境化することによるスループット特性、さらに固有値ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用した場合のスループット特性をシミュレーションにて評価する。

### 5.2.1 シミュレーション環境

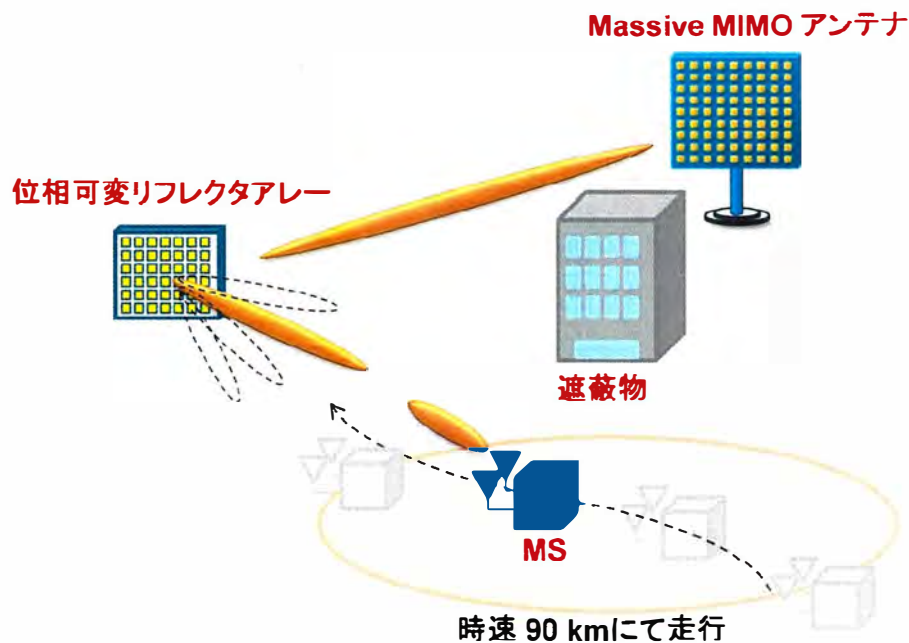


図 5.12: シミュレーション環境

図 5.12 に移動体に対する位相可変リフレクターを使用したシミュレーション環境を示す。基地局と移動局は遮蔽物によって完全に遮蔽されている環境である。また、移動局は時速 90 km/h で走行しており、ドップラー影響が最も大きい環境を再現するため、移動局は位相可変リフレクターの正面方向へ向かって

進行する場合の環境を模擬している。ドップラー周波数  $f_d$  は

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \quad (5.1)$$

と表すことができる。ここで、 $V$  は移動機の移動速度であり、 $\lambda$  はキャリア周波数の波長である。これによってドップラーの角速度  $\omega^{r,l}$  は

$$\omega^{r,l} = \frac{2\pi}{f_s} f_d \cos \varphi_{AoA}^{r,l} \sin \theta_{AoA}^{r,l} \quad (5.2)$$

となる。ここで、 $f_s$  はサンプリングレートを示しており、サブキャリア間隔  $SC$  と FFT サンプル数  $NFFT$  にて  $f_s = SC \times NFFT$  によって計算される。また、 $\varphi_{AoA}^{r,l}$ 、 $\theta_{AoA}^{r,l}$  はそれぞれ  $r$  番目の素波の  $l$  番目の遅延波の到来角を示す。式 (5.2) をサンプリングポイント毎に乗算することで時速  $V$  [km] で走行する移動局が水平角度  $\varphi$ 、垂直角度  $\theta$  にて到来するドップラー環境を構築できる。その他のシミュレーション諸元は 4 と同様の値を使用している。したがって、1 ストリーム伝送時の最大スループットは 2.6 Gbps となる。

## 5.2.2 結果

図 5.13 に移動体が時速 90 km でした場合に第 3 にて提案した固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用しない場合の 1 ～ 3 ストリーム伝送を行った場合のスループット特性を示す。この結果より 3 ストリーム伝送を行う場合、ドップラーの影響によりスループットが全 SNR 領域において 0 となることが分かった。これは、第 1 固有値および第 2 固有値に比べて、小さい値となっている第 3 固有値がドップラーによる位相変化の影響により信号が埋もれてしまい、mmse による信号分離が実施できなくなっていると考えられる。一方で、1 ストリーム伝送と 2 ストリーム伝送の場合は、スループットが 0 となることなく信号を送信できていることが分かる。2 ストリーム伝送の時は、全 SNR 領域において 1 Gbps を超えた伝送はできていないが、1 ストリーム伝送の時は 1 Gbps 以上のスループットを達成しており、最大で 1.52 Gbps の伝送が可能であることが分かった。以上の結果より、第 5.1 節では NLOS 環境でスループットが 1.1 Mbps のような環境でもリフレクターを用いて LOS 環境化することで、伝送特性は改善可能であることが分かった。

次に、固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を用いることで 3 ストリーム伝送特性が改善するかの検証を行った。図 5.14 に 3 ストリーム伝送した場合の、1bit 移相器を用いて第 1 固有値～第 3 固有値を最適化した場合のスループット特性を、図 5.15 に 3 ストリーム伝送した場合の、2bit 移相器を用いて第 1 固有値～第 3 固有値を最適化した場合のスループット特性をそれぞれ示す。これらの結果を確認すると、提案アルゴリズムによる 3 ストリーム伝送特性の改善を行うことは困難であることが分かった。

したがって、高速移動環境下にて3ストリーム伝送を行う場合はドップラーによる位相回転を補正するAFC(Auto Frequency Control)の様な機能が必要となることが分かった。

図 5.16 に本提案アルゴリズムを適用しなかった場合と、1bit 移相器を用いた場合と、2bit 移相器を用いた場合による SNR 毎の下り最大スループット特性を比較した結果を示す。決定論的移相量制御法を適用しない場合は、最大スループットが 1.52 Gbps となるが、決定論的移相量制御法を適用した場合の最大スループットは 1bit 移相器を使用した場合 3.12 Gbps、2bit 移相器を使用した場合 3.02 Gbps と、同等のスループットとなることが分かった。これより位相最適化アルゴリズムを適用することで、スループットが 2 倍まで改善することが分かった。また、1bit 移相器および 2bit 移相器共に、SNR が 9 dB の時に 1 ストリーム伝送時最大スループットである 2.6 Gbps 以上のスループットを達成することもわかった。以上より、高速移動によるドップラーの影響により、静環境と比較してスループットは劣化するが、提案の決定論的移相量制御法を適用することで無線通信品質を改善可能であることが明らかとなった。

### 5.3 まとめ

ビームフォーミングおよびビーム追従機能を実装した 28 GHz 帯 Massive MIMO 伝送装置を用いて実際の鉄道環境での屋外伝送実験を実施した。MS を車両前方に設置した場合には、最大スループット 2.4 Gbps を達成できることを明らかとした。また MS を車両側面側に設置した場合には、大きな侵入損失により、BS との接続が困難であり、また 11 Mbps 程度の低いスループットしか得られないことを確認した。次に、実験では NLOS 環境となり 11 Mbps 程度のスループットであった環境を、位相可変リフレクターによって LOS 環境にすることによる伝送特性評価をリンクレベルシミュレーションにて行った。第 3 章にて提案した固有値ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用しない場合であっても、1.52 Gbps を達成可能であることが分かった。更に提案アルゴリズムを適用することで、最大スループットを 2 倍にすることが可能であることが分かった。また、1bit 移相器と 2bit 移相器のスループット改善量に差分は無いことが分かった。これは 1bit 移相器の方が比較して単純な構成であるため信号歪み等に対するロバスト性が高いためと考えられる。以上より、高速移動環境での位相可変リフレクターおよび提案の決定論的移相量制御法は無線通信品質の改善に有効であることを明らかとした。

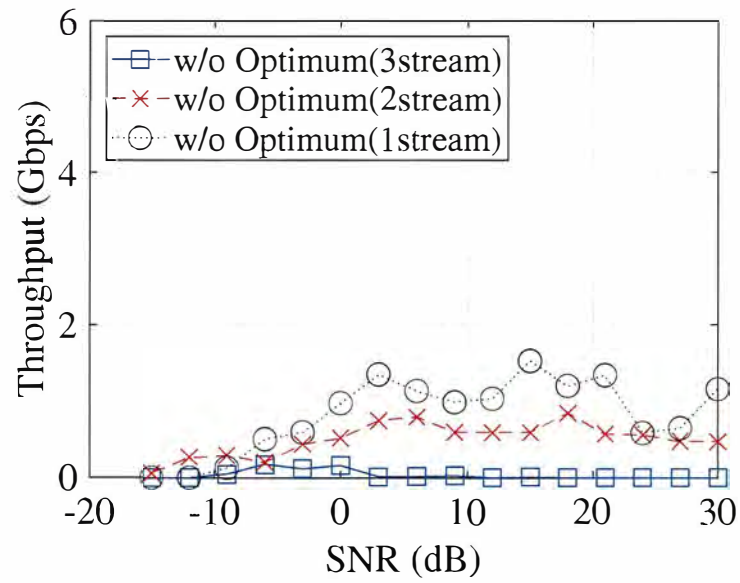


図 5.13: 固有ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用しない場合の1～3ストリーム伝送によるスループット特性（時速 90 km）

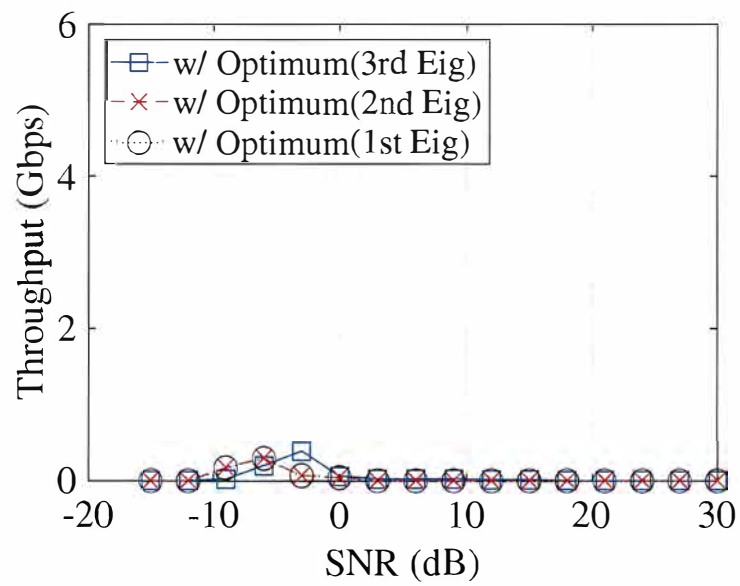


図 5.14: 1bit 移相器を用いて第1～第3固有値までを最適化した場合のスループット特性：3ストリーム伝送（時速 90 km）

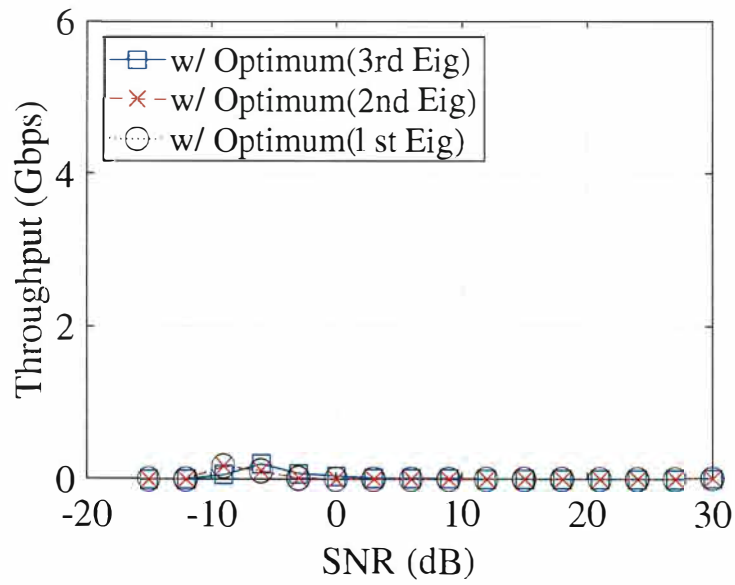


図 5.15: 2bit 移相器を用いて第1～第3固有値までを最適化した場合のスループット特性：3ストリーム伝送（時速 90 km）

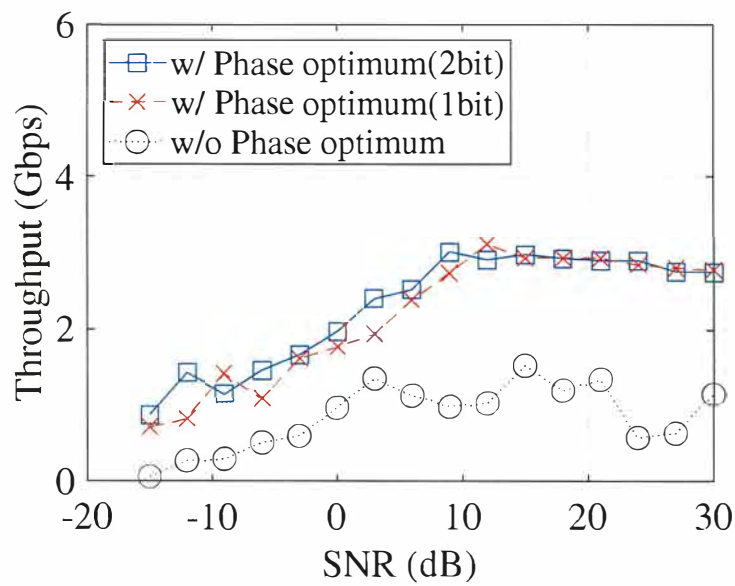


図 5.16: 決定論的移相量制御法の適用有無別の下り最大下りスループットの比較（時速 90 km）

## 第6章 結論

本論文では位相可変無給電アレーアンテナを用いることで電波伝搬環境を改善する手法を提案した。無給電アンテナに実装した可変素子に電圧を印加し、その特性を制御することによって MIMO チャネル容量の向上を目指した。さらに、無線伝搬情報から可変素子の取り得る最適な組み合わせを導出するアルゴリズムについて提案した。第1章では本研究の社会的背景、技術背景について述べ、従来法における課題を挙げた。その上で、本研究で取り扱う位相可変無給電アレーアンテナを用いた電波伝搬環境改善法についての意義や目的について明らかにした。

第2章ではキーホール環境やシャドウイング (NLOS 環境) における無線通信品質を改善する手法として位相可変無給電アレーアンテナをパッシブ中継機として使用する位相可変トランスミットアレーと位相可変パッシブリピータについて提案した。パッシブ中継機の原理、実験系の全体像の解説を行い、最後に実伝搬環境における無線品質評価を行った。ダイポール素子で構成したトランスミットアレーおよび、パッチアンテナ素子で構成したパッシブリピータは Varactor diode を装荷することで、位相特性を可変とした。位相可変トランスミットアレーに関しては壁の開口面に設置し、装荷インピーダンスを値2値で切り替えることで伝搬環境を制御する実験を行った。累積確率分布の50%値を評価すると第1固有値を1.12 dB, 第2固有値を4.53 dB 改善することが分かった。一方で位相可変パッシブリピータはアンテナアレーが壁を介して背合わせになるように設置し、位相組み合わせを変えることで、伝搬環境を制御する実験を行った。位相可変トランスミットアレーと同様に累積確率分布の50%値を評価すると第1固有値を2.76 dB, 第2固有値を6.12 dB 改善することが分かった。これらの結果より、位相可変無給電アレーアンテナの位相組み合わせを変えることで、無線通信環境を制御可能であることが分かり、特に複数ストリーム伝送を行う MIMO 環境における改善効果が見込めることを明らかにした。

第3章では位相可変無給電アレーアンテナをリフレクタ (以下、位相可変リフレクトアレー) として使用した場合における、位相可変リフレクターに実装している移相器の最適値を任意の固有値を指定して一意に決定する決定論的移相量制御法を提案した。提案法は伝搬応答行列の任意の固有値の向上が可能である。さらに提案アルゴリズムを拡張することで複数の固有値を同時に向上することが可能であることも明らかにした。位相最適化アルゴリズムとして移相器の位相が2値 ( $0^\circ, 180^\circ$ ) で構成された 1bit 移相器と、4値 ( $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ ) で構成された 2bit 移相器を用いた場合についての通信品質効果について電波伝搬シミュレーションを行い評価した。第3.2節では提案法を用いることで、任意の固有値を向

上でき、さらに 1bit 移相器と比較して 2bit 移相器の改善効果が大きくなることを明らかにした。次に第 3.3 節では複数の固有値を同時に向上出来るように、移相可変リフレクトアレーのリソースを割り振る手法を提案し、改善効果を評価した。 $(N_t, N_r) = (64, 4)$  の場合の第 1 固有値の改善量を第 3.2 節の結果と比較すると、1bit 移相器および 2bit 移相器でそれぞれ改善料が  $-2.12$  dB と  $-2.91$  dB となることが分かった。これはリソースの半分を割り振ったことで、第 1 固有値の向上を行う素子数が減ったために劣化した。一方で、第 2 固有値の改善量を確認すると、1bit 移相器および 2bit 移相器にて、それぞれ  $0.63$  dB と  $1.25$  dB 改善するものの、第 1 固有値の改善量である  $0.93$  dB と  $1.81$  dB には及ばないことが分かった。以上の結果より MIMO 通信特性の改善には、位相可変リフレクトアレーのリソースを下位の固有値改善へ適切に割り振ることが重要であることが分かった。

第 4 章では、第 3 章にて提案した位相可変リフレクトアレーの位相最適化アルゴリズムをモバイル通信システムに組み込んだ際のスループットの改善特性をリンクレベルシミュレーションにて評価した。リンクレベルシミュレータは第 5 世代移動通信システム (5G) にて使用される高 SHF 帯である  $28$  GHz を想定し、3GPP Release15 に準拠した通信システムを構築した。本シミュレーションでは VH 偏波を使用しているため、第 1~2 固有値の値は比較的大きいが、第 3 固有値以下が低い値となる。したがって、3 ストリーム伝送することを目的とし、位相可変リフレクトアレーにて第 3 固有値を向上するように決定論的移相量制御法を適用した場合の改善効果について考察した。1bit 移相器のとき SNR が  $15$  dB のときに 2 ストリーム伝送時の最大スループットである  $5.2$  Gbps を達成し、SNR が  $30$  dB のときに 3 ストリーム伝送時の最大スループットである  $7.8$  Gbps を達成する。この結果より、位相最適化アルゴリズムを用いて第 3 固有値を向上することでスループットが大幅に改善することが分かった。一方で、2bit 移相器の場合は、SNR が  $12$  dB で  $5.2$  Gbps を達成し、 $27$  dB で  $7.8$  Gbps を達成する。これらを比較すると、2bit 移相器の方が 1bit 移相器より  $3$  dB の改善効果があることが分かった。これは 2bit 移相器の場合実部成分に加えて虚部成分も改善リソースとして活用できるためである。第 4 章を通して、決定論的移相量制御法は実用環境であるモバイル通信において品質を改善するフィジビリティがあることを明らかにした。

第 5 章では高速移動環境における通信品質の評価を行った。実際に試作した 5G 無線伝送装置を用いて、鉄道環境にて伝送実験を実施した。移動局を搭載した鉄道車両は、実際の在来線の速度と同等の  $90$  km/h にて走行しており、駅のホームに設置した基地局との間で無線伝送を行った。本実験では電車内の移動局の設置場所別の伝送特性評価を行った。基地局に対して LOS 環境のときは最大  $2.4$  Gbps で伝送可能となるが、NLOS 環境となると電波の侵入損失が大きいが最大で  $11$  Mbps 程度の低い伝送特性となることが分かった。そこで、位相可変リフレクトアレーを用いた場合の伝送品質の改善効果をシミュレーションにて確認した。第 3 章で提案した固有値ベクトルに基づいた決定論的移相量制御法を適用することで、最大  $3.12$  Gbps を達成可能であることが分かった。以上より高速移動環境でも、提案制御法を用いることで一定の改善効果が得られることを明らかにした。

以上の位相可変無給電アレーアンテナを用いた電波伝搬環境制御法に関する研究成果から、従来のパッシブ中継方式では実現できなかった MIMO 通信の面的なエリア品質向上が可能であることを実証した。本研究で得られた知見が高周波数帯における無線通信の可能性を拡大し、快適で便利な通信システムの構築に大きく貢献するものと考えられる。

一方で、本研究の残課題として、本提案制御法を実装した装置の実用化を想定した際の要素技術の検討が挙げられる。例えば、決定論的移相量制御法に必要な「基地局と反射板」および「移動局と反射板」間のチャネル情報を推定する手法確立が挙げられる。またチャネル推定精度に応じたロバスト性の評価し、移相器の位相分解能の限界の把握が必要となる。実際のモバイル通信環境を想定すると、位相可変無給電アレーアンテナを経由しない直接波成分が存在する場合の移相量制御法についての検討も必要となる。また、高速移動環境を想定すると、ドップラーシフトが発生すると SNR を向上させても一定値以上スループットが改善されない事象が発生することも分かった。これはドップラーシフトにより OFDM の直交性が崩れてシンボル間干渉が生じたことで、SNR を向上しても信号分離ができなくなるためである。したがって、高速移動環境におけるスループットのさらなる向上のためには、AFC (Automatic frequency control) 等のドップラー影響を軽減するための技術要素を位相可変無給電アレーアンテナに実装する必要があると考えられる。これらの課題を解決することで、決定論的移相量制御法を実装した位相可変無給電アレーアンテナの実用化が現実的となり、高周波数帯を活用した大容量無線通信エリアの拡大に大きく貢献することを期待し、本研究のまとめとしたい。

## 参考文献

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "Capacity when using diversity at transmit and receive sites and the Rayleigh-faded matrix channel is unknown at the transmitter," Proc. WINLAB Workshop on Wireless Information Network, Mar. 1996.
- [2] A. J. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception," U.S. Patent, 1994, no. 5,345,599.
- [3] ● Oyman, R. U. Nabar, H. Bolcskei and A. J. Paulraj, "Characterizing the statistical properties of mutual information in MIMO channels," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 51, no. 11, pp. 2784-2795, Nov. 2003.
- [4] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, Jan. 1999.
- [5] R. Stridh, Kai Yu, B. Ottersten and P. Karlsson, "MIMO channel capacity and modeling issues on a measured indoor radio channel at 5.8 GHz," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 4, no. 3, pp. 895-903, May 2005.
- [6] S. Vishwanath, N. Jindal and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2668, Oct. 2003.
- [7] J. H. Winters, J. Salz and R. D. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," in IEEE Transactions on Communications, vol. 42, no. 234, pp. 1740-1751, FEBRUARY/MARCH/APRIL 1994.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [9] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai, "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 6, pp. 2619-2692, Oct. 1998.

- [10] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," in Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Autumn 1996.
- [11] Wen-Yi Kuo and M. P. Fitz, "Design and analysis of transmitter diversity using intentional frequency offset for wireless communications," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 46, no. 4, pp. 871-881, Nov. 1997.
- [12] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description," in IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1938, Nov. 2003.
- [13] A. Sendonaris, E. Erkip and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis," in IEEE Transactions on Communications, vol. 51, no. 11, pp. 1939-1948, Nov. 2003.
- [14] Lizhong Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, no. 5, pp. 1073-1096, May 2003.
- [15] "4x4 MIMO ネットワークテスト," [online] Rohde-schwarz.com. Available at: [https://www.rohde-schwarz.com/jp/solutions/test-and-measurement/mobile-network-testing/expertise/4x4-mimo/4x4-mimo-network-testing\\_232052.html](https://www.rohde-schwarz.com/jp/solutions/test-and-measurement/mobile-network-testing/expertise/4x4-mimo/4x4-mimo-network-testing_232052.html).
- [16] 総務省 情報通信審議会 情報通信技術分科会 陸上無線通信委員会報告, "「小電力の無線システムの高度化に必要な技術的条件」のうち「60GHz 帯の周波数の電波を利用する無線設備の高度化に向けた技術的条件」," Available at: [https://www.soumu.go.jp/main\\_content/000649068.pdf](https://www.soumu.go.jp/main_content/000649068.pdf), pp.15-19, Oct. 2019.
- [17] 3GPP TR36.873 V12.4.0: "Study on 3D channel model for LTE (Release 12)," Mar. 2017.
- [18] S. Pratschner, S. Caban, S. Schwarz and M. Rupp, "A mutual coupling model for massive MIMO applied to the 3GPP 3D channel model," 2017 25th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Sept. 2017.
- [19] Cisco ホワイトペーパー, "Cisco Visual Networking Index: 全世界のモバイルトラフィックに関する最新予測、2017~2022," [Online] Available: [https://www.cisco.com/c/dam/global/ja\\_jp/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.pdf](https://www.cisco.com/c/dam/global/ja_jp/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white-paper-c11-738429.pdf), Feb. 2017.

- [20] 唐沢好男, “MIMO 伝搬チャネルモデリング,” 電子情報通信学会論文誌 B Vol.J86-B No.9 pp.1706-1720, Sept. 2003.
- [21] M. Tsuruta, T. Taniguchi, and Y. Karasawa, “On Statistical distribution of eigenvalues of channel correlation matrix in MIMO multi-keyhole environment,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E90-B No.9 pp.2352-2359, Sept. 2007.
- [22] D. Chizhik, G.J. Foschini, M.J. Gans, and R.A. Valenzuela, “Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas.” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.1, no.2, pp-361-368, Apr. 2002.
- [23] D. Gesbert, H. Bolcskei, D.A. Gore, and A.J. Paulraj, “Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction,” IEEE Transactions on Communications, vol.50, no.12, pp.1926-1934, Dec. 2002.
- [24] Y. Takahashi, N. Honma and Y. Suzuki, “Improvement of MIMO channel capacity using tunable transmit-array antenna,” 2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Nagoys, 2012, pp. 283-286.
- [25] Y. Takahashi, N. Honma and Y. Suzuki, “Improvement of MIMO channel capacity using block-wise controlled transmit-array antenna,” 2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings, Kaohsiung, 2012, pp. 1070-1072.
- [26] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [27] L. Sankaranarayanan, G. Kramer and N. B. Mandayam, “Cooperation vs. hierarchy: an information-theoretic comparison,” Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT 2005., Adelaide, SA, 2005, pp. 411-415.
- [28] Meng Yu, Jing Li and H. Sadjadpour, “Amplify-forward and decode-forward: the impact of location and capacity contour,” MILCOM 2005 - 2005 IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, NJ, 2005, pp. 1609-1615 Vol. 3.
- [29] L. Wang, S. Qu, J. Li, Q. Chen, Q. Yuan and K. Sawaya, “Experimental investigation of MIMO performance using passive repeater in multipath environment,” in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 10, pp. 752-755, 2011.

- [30] J. Shen, Y. Oda, T. Furuno, T. Maruyama and T. Ohya, "A novel approach for capacity improvement of 2x2 MIMO in LOS channel using reflectarray," 2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, Jul. 2011, pp. 1-5.
- [31] T. Maruyama, T. Furuno, Y. Oda, J. Shen, N. Tran and H. Kayama, "Design of wide angle reflection reflectarray using multi-layer mushroom structure to improve propagation," 2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium, Istanbul, Aug. 2011, pp. 1-4.
- [32] A. Tennant and B. Chambers, "A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS," in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, no. 1, pp. 46-47, Jan. 2004.
- [33] B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker and J. C. Batchelor, "Switchable frequency selective slot arrays," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 59, no. 7, pp. 2728-2731, Jul. 2011.
- [34] J. A. Bossard et al., "Tunable frequency selective surfaces and negative-zero-positive index metamaterials based on liquid crystals," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 5, pp. 1308-1320, May 2008.
- [35] R. Araki, H. Iwai and H. Sasaoka, "Performance evaluation of propagation control devices for active propagation control," IEICE Communications Express, vol. 6, no. 6, pp. 346-351, 2017.
- [36] R. Araki, K. Kamohara, H. Iwai and H. Sasaoka, "Performance evaluation of propagation control devices for active propagation control," 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, Oct. 2016, pp. 200-201.
- [37] F. W. Vook, A. Ghosh, and T. A. Thomas, "MIMO and beamforming solutions for 5G technology," 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa, FL, 2014, pp. 1-4.
- [38] J. Jang et al., "Smart small cell with hybrid beamforming for 5G: Theoretical feasibility and prototype results," in IEEE Wireless Communications, vol. 23, no. 6, pp. 124-131, Dec. 2016.
- [39] S. M. Razavizadeh, M. Ahn and I. Lee, "Three-Dimensional Beamforming: A new enabling technology for 5G wireless networks," in IEEE Signal Processing Magazine, vol. 31, no. 6, pp. 94-101, Nov. 2014.
- [40] W. Roh et al., "Millimeter-wave beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results," in IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 2, pp. 106-113, Feb. 2014.

- [41] T. S. Rappaport et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!" IEEE Access, vol. 1, no. 2013, pp. 335-349, May 2013.
- [42] K. Haneda et al., "5G 3GPP-Like channel models for outdoor urban microcellular and macrocellular environments," 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Nanjing, 2016, pp. 1-7.
- [43] A. Aijaz, M. Dohler, A. H. Aghvami, V. Friderikos and M. Frodigh, "Realizing the tactile internet: Haptic communications over next generation 5G cellular networks," in IEEE Wireless Communications, vol. 24, no. 2, pp. 82-89, Apr. 2017.
- [44] M. Simsek, A. Aijaz, M. Dohler, J. Sachs and G. Fettweis, "5G-Enabled tactile internet," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 34, no. 3, pp. 460-473, Mar. 2016.
- [45] H. Ishii, Y. Kishiyama and H. Takahashi, "A novel architecture for LTE-B :C-plane/U-plane split and phantom cell concept," 2012 IEEE Globecom Workshops, Anaheim, CA, 2012, pp. 624-630.
- [46] Z. Peng et al., "An effective coverage scheme with passive-reflectors for urban millimeter-wave communication," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 398-401, 2016.
- [47] Y. Takahashi, N. Honma and Y. Suzuki, "Using a tunable transmit-array antenna to improve the propagation environment," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, pp. 825-827, 2013.
- [48] Y. Takahashi and N. Honma, "Improving the propagation environment by using tunable passive repeater," MDPI Electronics, 7(2), 12, Jan. 2018.
- [49] P. Xia, S. Yong, J. Oh and C. Ngo, "A practical SDMA protocol for 60 GHz millimeter wave communications," 2008 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 2008, pp. 2019-2023.
- [50] Z. Pi, "Optimal transmitter beamforming with per-antenna power constraints," 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC), Ottawa, ON, 2012, pp. 3779-3784.
- [51] ● E. Ayach, S. Rajagopal, S. Abu-Surra, Z. Pi and R. W. Heath, "Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems," in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 3, pp. 1499-1513, Mar. 2014.

- [52] A. H. Mehana and A. Nosratinia, "Diversity of MMSE MIMO receivers," in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 58, no. 11, pp. 6788-6805, Nov. 2012.
- [53] S. S. Christensen, R. Agarwal, E. de Carvalho and J. M. Cioffi, "Weighted sum-rate maximization using weighted MMSE for MIMO-BC beamforming design," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 4792-4799, Dec. 2008.
- [54] Q. Shi, M. Razaviyayn, Z. Luo and C. He, "An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 9, pp. 4331-4340, Sept. 2011.
- [55] J. Song, J. Choi, T. Kim and D. J. Love, "Advanced quantizer designs for FDD-Based FD-MIMO systems using uniform planar arrays," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 14, pp. 3891-3905, Jul. 2018.
- [56] J. Song, J. Choi and D. J. Love, "Common codebook millimeter wave beam design: Designing beams for both sounding and communication with uniform planar arrays," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 4, pp. 1859-1872, Apr. 2017.
- [57] 3GPP, TS 38.214 (V15.6.0), "NR; Physical layer procedures for data," Jun. 2019.
- [58] 3GPP, TS 38.211 (V15.6.0), "NR; Physical channels and modulation," Jun. 2019.
- [59] "DOCOMO 5G white paper," Nttdocomo.co.jp, [Online]. Available: [https://www.nttdocomo.co.jp/english/corporate/technology/whitepaper\\_5g/](https://www.nttdocomo.co.jp/english/corporate/technology/whitepaper_5g/), 2018.
- [60] NGMN, "NGMN - 5G white paper," Ngmn.org, [Online]. Available: <https://www.ngmn.org/5g-white-paper/5g-white-paper.html>, 2018.
- [61] "5GMF white paper," 5G Mobile Communications Systems for 2020 and beyond " Ver.1.1", Fifth Generation Mobile Communication Promotion Forum, [Online]. Available: <https://5gmf.jp/en/whitepaper/5gmf-white-paper-1-1/>, 2018.
- [62] "5G system integrated verification trial report - 5G utilization project plan - ver.1.0," Fifth Generation Mobile Communication Promotion Forum, [Online]. Available: <https://5gmf.jp/en/whitepaper/5g-tpg-report-1-0/>, 2018.
- [63] 中川一郎, 一瀬正則, 須山聡, 奥村幸彦, "5G 総合実証試験における NTT コミュニケーションズの取り組み," 信学総大, BP-1-1, Mar. 2018.

- [64] 増野淳, 佐藤圭, 須山聡, 井上祐樹, 奥村幸彦, “5G 実現に向けた 28GHz 帯超広帯域 Massive MIMO 屋外伝送実験－富士スピードウェイにおける高速走行実験－,” 信学技報, vol.116, no.479, RCS2016-306, pp.103-108, Mar. 2017.
- [65] J. Mashino, K. Satoh, S. Suyama, Y. Inoue and Y. Okumura, “5G Experimental Trial of 28 GHz Band Super Wideband Transmission Using Beam Tracking in Super High Mobility Environment,” 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Sydney, NSW, Jun. 2017, pp. 1-5.
- [66] NTT DOCOMO Press Release, “DOCOMO Achieves World’s First 5G Wireless Data Transmission in Ultra-high-mobility Environment Exceeding 300 km/h,” May 2018.
- [67] K. Larsson et al., “High-Speed Beam Tracking Demonstrated Using a 28 GHz 5G Trial System,” 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Toronto, ON, Sept. 2017, pp. 1-5.
- [68] KDDI Press Release, “KDDI and Samsung Electronics successfully record world’s fastest handover at speeds over 190km/h in 5G mobility test,” Sept. 2017.
- [69] 長谷川文大, 平明徳, N. Gosan, H. Bing, 西本浩, 岡崎彰浩, 岡村敦, L. Junhwan, K. Ilgyu, “3GPP 5G NR における高速鉄道シナリオに関する検討,” 信学技報, vol.118, no.20, RCS2018-28, pp.37-42, May 2018.
- [70] 村岡一志, 高橋雄太, 増野淳, 須山聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境におけるビームフォーミング 屋外伝送実験－ 28GHz 帯 Massive MIMO による下り伝送特性－,” 信学技報, vol.118, no.125, RCS2018-111, pp.149-154, Jul. 2018.
- [71] F. Hasegawa, A. Taira, H. Nishimoto, A. Okazaki, A. Okamura, G. Noh, B. Hui, J. Lee and I. Kim, “3GPP standardization activities in relay based 5G high speed train scenarios for the SHF band,” 2017 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN), Sept. 2017.
- [72] J. Kim and I. G. Kim, “Distributed antenna system-based millimeter-wave mobile broadband communication system for high speed trains,” 2013 International Conference on ICT Convergence (ICTC), Jeju, 2013, pp. 218-222.
- [73] D. He et al., “Channel measurement, simulation, and analysis for high-speed railway communications in 5G millimeter-wave band,” in IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 19, no. 10, pp. 3144-3158, Oct. 2018.

- [74] D. He, B. Ai, K. Guan, Z. Zhong, B. Hui, J. Kim, H. Chung and I. Kim, "Stochastic channel modeling for railway tunnel scenarios at 25 GHz," ETRI Journal, vol. 40, no. 1, pp. 39-50, 2018.
- [75] D. He et al., "Influence analysis of typical objects in rural railway environments at 28 GHz," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 3, pp. 2066-2076, Mar. 2019.
- [76] D. He et al., "Influence of typical railway objects in a mmWave propagation channel," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 67, no. 4, pp. 2880-2892, Apr. 2018.
- [77] S. Choi and I. Kim, "Link level simulation of MHN-E system," 2018 Tenth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), Prague, 2018, pp. 851-854.
- [78] S. Choi, H. Chung, J. Kim, J. Ahn and I. Kim, "Mobile hotspot network system for high-speed railway communications using millimeter waves," ETRI Journal, vol. 38, no. 6, pp. 1052-1063, 2016.
- [79] G. Noh, J. Kim, H. S. Chung, B. Hui, Y. Choi and I. Kim, "mmWave-Based mobile backhaul transceiver for high speed train communication systems," 2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Singapore, 2017, pp. 1-5.
- [80] J. Mashino, K. Satoh, S. Suyama, Y. Inoue and Y. Okumura, "5G experimental e trial of 28 GHz band super wideband transmission using beam tracking in super high mobility environment," 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Sydney, NSW, Jun. 2017, pp. 1-5.
- [81] NTT DOCOMO Press Release, "DOCOMO achieves world's first 5G wireless data transmission in ultra-high-mobility environment exceeding 300 km/h," [https://www.nttdocomo.co.jp/english/info/media\\_center/pr/2018/0509\\_00.html](https://www.nttdocomo.co.jp/english/info/media_center/pr/2018/0509_00.html), May 2018.
- [82] K. Larsson et al., "High-speed beam tracking demonstrated using a 28 GHz 5G trial system," 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Toronto, ON, Sept. 2017, pp. 1-5.
- [83] KDDI Press Release, "KDDI and samsung electronics successfully record world's fastest handover at speeds over 190km/h in 5G mobility test," Sept. 2017.
- [84] 村岡一志, 高橋雄太, 増野淳, 須山聡, 奥村幸彦, "超高速移動環境におけるビームフォーミング屋外伝送実験 - 28GHz 帯 Massive MIMO による下り伝送特性 -, " 信学技報, vol.118, no.125, RCS2018-111, pp.149-154, Jul. 2018.

- [85] 高橋雄太, 村岡一志, 増野淳, 須山聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境におけるビームフォーミング屋外伝送実験－ 28GHz 帯 Massive MIMO による上り伝送特性およびハンドオーバー特性－,” 信学技報, vol.118, no.125, RCS2018-112, pp.155-160, Jul. 2018.
- [86] Verizon 5G TF, “Air interface working group; Verizon 5th generation radio access; Physical channels and modulation (Release 1),” Oct. 2016.

## 謝辞

本論文の完成をみるまでに、岩手大学 本間尚樹教授には研究の全般に渡り懇切なる御指導、御教示を賜りました。思い返すと、5 年ほど前に社会人博士課程の学生として、岩手大学大学院電気電子・情報システム工学専攻へ入学以来、本間研究室へなかなか何う機会を得られない状況のなか、多方面に渡りサポート頂けたことで不自由なく研究活動に打ち込むことができました。さらに研究内容に対して有益な御助言を頂けたことが今日の研究成果につながったと思っております。ここに深く感謝申し上げます。

また、予備審査会を通して、副査をお受け頂けた恒川佳隆教授、大坊真洋准教授には御指導・御助言を頂き、自分では気が付かなかった新たな視点で研究内容を見つめ直すことができました。私の論文が何とか形が整ったのも、主査をはじめ副査の先生方の熱心な御指のお陰だと感謝しております。

本論文の研究の一部は私が勤めます株式会社 NTT ドコモでの研究業務の内容が含まれております。5G イノベーション推進室・油川雄司博士、須山聡博士、村岡一志博士（現在、日本電気株式会社に在籍）、阿部順一氏には業務を通じて熱心な御助言を頂きましたことを心より感謝致します。また、本研究を進めるに際して心強いサポート体制を築いて頂きました中村武宏室長、奥村幸彦博士に感謝しております。

平成 26 年に社会人博士過程への入学を相談したところ、迷っていた私の背中を快く押して頂いた東北支社 ネットワーク部・田中秀平氏（当時、株式会社ドコモ CS 東北・山形支店ネットワーク担当課長）にお礼申し上げます。

さらに、本間研究室の一部のみなさんにも様々なサポートを頂き、論文作成の時間等の捻出の件でご協力頂いたことに感謝しております。

最後に、博士論文作成のために、週末ほとんど家族と過ごすことができないにも関わらず、終始論文作成のための環境を与えてくれた妻の愛茄や、長女の咲那には感謝したいと思います。

## 外部発表

### 1. 研究会

- [1] 高橋雄太, 本間尚樹, “可変トランスミッタレーを用いた電波伝搬特性改善効果の解析,” 映情学技報, BCT2012-80, pp. 13-16, Sept. 2012.
- [2] 高橋雄太, 本間尚樹, “可変トランスミッタレーによる電波伝搬環境改善の実験的評価,” 信学技報, AP2013-55, pp.49-52, Jul. 2013.
- [3] 高橋雄太, 本間尚樹, “可変パッシブリピータを用いた電波伝搬環境改善に関する検討,” 信学技報, AP2013-62, pp.1-6, Aug. 2013.
- [4] 高橋雄太, 宮崎寛之, 奥山達樹, 須山 聡, 増野 淳, 奥村幸彦, “アナログビームフォーミングを用いた高 SHF 帯 Massive MIMO 伝送の特性評価,” 信学技法, RCS2017-254, Dec. 2017.
- [5] 高橋雄太, 井上祐樹, 吉岡翔平, 岸山祥久, 須山 聡, 増野 淳, 奥村幸彦, “5 G 無線アクセスシステムにおけるアンテナ指向性差分に対する MIMO 伝送特性評価,” 信学技法, RCS2017-350, Mar. 2018.
- [6] 村岡一志, 高橋雄太, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境におけるビームフォーミング屋外伝送実験 ～ 28GHz 帯 Massive MIMO による下り伝送特性 ～,” 信学技法, RCS2018-111, Jul. 2018.
- [7] 高橋雄太, 村岡一志, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境におけるビームフォーミング屋外伝送実験 ～ 28GHz 帯 Massive MIMO による上り伝送特性およびハンドオーバー特性 ～,” 信学技法, RCS2018-112, Jul. 2018.
- [8] 高橋雄太, 宮崎寛之, 奥山達樹, 村岡一志, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “鉄道環境における 28GHz 帯 Massive MIMO 下り伝送実験,” 信学技法, RCS2018-133, Aug. 2018.
- [9] 高橋雄太, 本間尚樹, 阿部順一, 村岡一志, 須山聡, 油川雄司, “位相可変リフレクタレーを用いた 28 GHz 帯 5G 下り伝送特性の改善に関する検討,” 信学技法, RCS2019-0168, Oct. 2019.

## 2. 全国大会・支部大会

- [1] 高橋雄太, 本間尚樹, “可変トランスミッタレーを用いた MIMO チャネル容量改善法の実験的評価,” 電気関係学会東北支部連合大会, 1D-06, Aug. 2013.
- [2] 高橋雄太, 本間尚樹, “可変トランスミッタレーを用いた MIMO チャネル容量改善法の実験的評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-195, Sept. 2013.
- [3] 阿部 大輔, 高橋 亮太, 高橋 雄太, 本間 尚樹, 恒川 佳隆, “素波推定による可変トランスミッタレーの高速制御法,” 電子情報通信学会総合大会, B-1-186, Mar. 2015.
- [4] 高橋雄太, 井上祐樹, 吉岡翔平, 須山 聡, 奥村幸彦, “低 SHF 帯および EHF 帯超広帯域 5G 無線アクセスの同一基地局設置条件における下りスループットの実験評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-60, Sept. 2017.
- [5] 村岡一志, 高橋雄太, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境における 28 GHz 帯 5G 下り伝送実験,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-20, Sept. 2018.
- [6] 高橋雄太, 村岡一志, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “超高速移動環境における 28 GHz 帯 5G 上り伝送ハンドオーバー実験,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-21, Sept. 2018.
- [7] 高橋雄太, 須山 聡, 増野 淳, 奥村幸彦, “低 SHF 帯超広帯域 5G 無線アクセスの屋外環境におけるアップリンク特性の実験評価,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-82, Mar. 2018.
- [8] 村岡一志, 野中信秀, 高橋雄太, 奥山達樹, 増野 淳, 須山 聡, 奥村幸彦, “都市部鉄道環境における 28GHz 帯 5G 下り伝送実験,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-34, Mar. 2019.

### 3. 国際会議

- [1] Y. Takahashi, N. Honma and Y. Suzuki, “Improvement of MIMO channel capacity using tunable transmit-array antenna,” 2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2012), Electric Proc. of ISAP 2012 , 2B2-4, Oct. 2012.
- [2] Y. Takahashi, N. Honma and Y. Suzuki, “Improvement of MIMO channel capacity using block-wise controlled transmit-array antenna,” 2012 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2012), Electric Proc. of APMC 2012 , 4B4-05 1070-1072, Dec. 2012.
- [3] N. Honma, Y. Takahashi and Y. Tsunekawa, “Experimental evaluation of tunable passive repeater in indoor propagation environment,” 2014 Asian Workshop on Antennas and Propagation, P2-24, pp.138, May. 2014.
- [4] N. Honma, Y. Takahashi and Y. Tsunekawa, “Maximizing SNR using tunable passive repeater: Deterministic control method,” 2014 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S 2014), vol.3, pp.1129-1130, Jul. 2014.
- [5] N. Honma, Y. Takahashi and Y. Tsunekawa, “Manipulating MIMO propagation environment using tunable passive repeater,” 2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2014), TH2B, pp. 504-506, Nov. 2014.
- [6] Y. Takahashi, Y. Inoue, S. Yoshioka, Y. Kishiyama, S. Suyama, J. Mashino, Y. Okumura, T. Haruna, T. Tanaka, A. Splett, and H. Liljestrom, “Field experimental evaluation of higher rank MIMO in quad-directional UE antenna configuration for 5G radio access system,” IEEE WPMC 2017, Dec. 2017.
- [7] Y. Takahashi, K. Muraoka, J. Mashino, S. Suyama, and Y. Okumura, “5G downlink throughput performance of 28 GHz band experimental trial at 300 km/h,” IEEE PIMRC2018, Sept. 2018.

## 4. 掲載論文

- [1] Y. Takahashi, N. Honma, and Y. Suzuki, "Using a tunable transmit-array antenna to improve the propagation environment," *IEEE Antennas Wireless Propagation Letter*, Vol. 12, pp.825-827, Jun. 2013.
- [2] Y. Takahashi and N. Honma, "Improving the Propagation Environment by Using Tunable Passive Repeater," *MDPI Electronics*, 7(2), 12, Jan. 2018.
- [3] Y. Takahashi, T. Okuyama, K. Muraoka, S. Suyama, J. Mashino, and Y. Okumura, "Field trial of 28 GHz band 5G downlink massive MIMO employing beam tracking in railway environment," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E102-B, no. 8, Aug. 2019.

## 5. 受賞

- [1] 高橋 雄太, 電子情報通信学会東北支部, 優秀学生表彰, Apr. 2012.
- [2] 高橋 雄太, 電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究会, 学生奨励賞, Dec. 2013.
- [3] 高橋 雄太, 電子情報通信学会東北支部, 学生優秀論文賞, Dec. 2013.
- [4] N. Honma, Y. Takahashi, Y. Tsunekawa, "Manipulating MIMO propagation environment using tunable passive repeater," 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, APMC2014 Prize, Nov. 2014.